

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

## PROJET DE FIN D'ETUDES

en vue de l'obtention d'un Diplôme d'Ingénieur d'Etat

### Sujet

Commande d'un micro-moteur  
à courant continu  
par hacheur à transistors.

Proposé par :  
M<sup>r</sup> H. CHEKIREB  
K. BOUHRIT

Etudié par :  
Chabane DJESSAS  
Belkacem MEZIANE

Dirigé par :  
M<sup>r</sup> H. CHEKIREB  
K. BOUHRIT

PROMOTION : JANVIER 1987



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

المكتبة الوطنية للتقنية  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# PROJET DE FIN D'ETUDES

en vue de l'obtention d'un Diplôme d'Ingénieur d'Etat

## Sujet

Commande d'un micro moteur  
à courant continu  
par hacheur à transistors.

Proposé par :  
M<sup>r</sup> H. CHEKIREB  
K. BOUHRIT

Etudié par :  
Chabane DJESSAS  
Belkacem MEZIANE

Dirigé par :  
M<sup>r</sup> H. CHEKIREB  
K. BOUHRIT

PROMOTION : JANVIER 1987

— REMERCIEMENTS —

Nous tenons à remercier vivement nos promoteurs

MM. H. CHEKIREB et K. BOUCHERIT

qui ont accepté de diriger ce travail et leur exprimer  
notre profonde gratitude pour leur aide, leur dévouement  
et les conseils éclairés qu'ils nous ont prodigués.

Nous adressons également nos plus vifs remerciements à  
tous les enseignants du Laboratoire Génie Electrique  
de l' E. N. P. pour leur aide précieuse.

Que tous ceux qui ont contribué à notre formation trouvent  
ici toute notre reconnaissance.

— DEDICACES —

A NOS PARENTS

en témoignage de reconnaissance et d'affection,

A tous ceux qui nous sont chers (es),

A tous ceux qui combattent le quotidien,

NOUS DEDIONS CE TRAVAIL.

Belkacem et Chabane



— S O M M A I R E —



- INTRODUCTION
  
- CHAPITRE I : LE TRANSISTOR DE PUISSANCE EN COMMUTATION
  - 1 — CARACTERISTIQUES DU TRANSISTOR EN COMMUTATION
    - 1.1. - Paramètres de fonctionnement . . . . . 2
    - 1.2. - Limite Thermique . . . . . 2
    - 1.3. - Aire de Sécurité . . . . . 2
  
  - 2 — MECANISME DE LA COMMUTATION
    - 2.1. - Amorçage . . . . . 6
    - 2.2. - Blocage . . . . . 6
  
  - 3 — LA COMMANDE DE BASE
    - 3.1. - Les exigences sur la commande de base . . . . . 7
    - 3.2. - Commande de base optimisée . . . . . 8
  
  - 4 → CARACTERISTIQUES DU TRANSISTOR PRINCIPAL
    - 4.1. - Circuit d'essai . . . . . 11
    - 4.2. - Détermination pratique du point de saturation . 12
  
- CHAPITRE II : CELLULES DE COMMUTATION
  - 1 — DIFFERENTES CELLULES DE COMMUTATION
    - 1.1. - Montage 1 . . . . . 15
    - 1.2. - Montage 2 . . . . . 16
    - 1.3. - Montage 3 . . . . . 17
    - 1.4. - Montage 4 . . . . . 18

2 — DETERMINATION DU POINT DE SATURATION

|                                     |    |
|-------------------------------------|----|
| 2.1. - Montage d'Essai . . . . .    | 19 |
| 2.2. - Essai du Montage 1 . . . . . | 20 |
| 2.3. - Essai du Montage 2 . . . . . | 21 |
| 2.4. - Essai du Montage 3 . . . . . | 22 |
| 2.5. - Essai du Montage 4 . . . . . | 23 |

3 — TEMPS D'AMORÇAGE ET DE BLOCAGE

|  |    |
|--|----|
| 3.1. - Montage d'Essai . . . . .                             | 26 |
| 3.2. - Temps d'Amorçage et de Blocage du Montage 1 . . . . . | 28 |
| 3.3. - Temps d'Amorçage et de Blocage du Montage 2 . . . . . | 29 |
| 3.4. - Temps d'Amorçage et de Blocage du Montage 3 . . . . . | 30 |
| 3.5. - Temps d'Amorçage et de Blocage du Montage 4 . . . . . | 31 |

4 — ETUDE COMPARATIVE

|                                      |    |
|--------------------------------------|----|
| 4.1. - Choix de la Cellule . . . . . | 33 |
|--------------------------------------|----|

5 — INFLUENCE DE LA FREQUENCE DU SIGNAL DE BASE SUR  
 LES TEMPS DE COMMUTATION . . . . .

33

- CHAPITRE III : REALISATION DU HACHEUR

1 — OPTIMISATION DE LA COMMANDE DE BASE DE LA CELLULE 2 . . . . .

36

2 — CIRCUIT D'AIDE A LA COMMUTATION (C.A.L.C.) . . . . .

|  |    |
|--|----|
| 2.1. - Principe de fonctionnement du CALC à la fermeture.. | 40 |
| 2.2. - Principe de fonctionnement du CALC à l'ouverture..  | 40 |
| 2.3. - Dimensionnement du CALC à la fermeture . . . . .    | 42 |
| 2.4. - Dimensionnement du CALC à l'ouverture . . . . .     | 43 |

|                                    |   |    |
|------------------------------------|---|----|
| 3                                  | — CIRCUIT DE COMMANDE                               |    |
| 3.1.                               | - Présentation Générale du circuit de commande..... | 45 |
| 3.2.                               | - Le Générateur de dents de scie.....               | 47 |
| 3.3.                               | - Le Générateur des signaux carrés.....             | 49 |
| 4                                  | — ESSAI DU HACHEUR                                  |    |
| 4.1.                               | - Essai sur Charge Résistive.....                   | 50 |
| 4.2.                               | - Essai sur Charge Inductive.....                   | 52 |
| 4.3.                               | - Essai sur moteur.....                             | 54 |
| - CHAPITRE IV : <u>REGULATION</u>  |   |    |
| 1                                  | — EQUATION ELECTRIQUE.....                          | 58 |
| 2                                  | — EQUATION MECANIQUE.....                           | 59 |
| 3                                  | — REGLAGE DU COURANT D'INDUIT.....                  | 60 |
| 3.1.                               | - Diagramme fonctionnel de la régulation.....       | 60 |
| 3.2.                               | - Détermination du Régulateur.....                  | 62 |
| 3.3.                               | - Justification du choix du Régulateur.....         | 63 |
| 4                                  | — DIMENSIONNEMENT DU REGULATEUR DE COURANT.....     | 68 |
| 5                                  | — CIRCUIT DE LISSAGE.....                           | 70 |
| 6                                  | — CIRCUIT D'AMPLIFICATION.....                      | 71 |
| - SCHEMA GENERAL DE LA REALISATION |   |    |
| - CONCLUSION                       |   |    |



— NOTATION —



| SYMBOLES         | DESIGNATION  |
|------------------|--|
| $\alpha$         | Rapport Cyclique   |
| $\beta$          | Gain en courant du Transistor  |
| $\delta$         | Coefficient d'Amortissement  |
| $E, e$           | F.c.em du moteur   |
| $FBF(p)$         | Fonction de transfert en boucle fermée de courant                          |
| $FBO(p)$         | Fonction de transfert en boucle ouverte de courant                         |
| $FC(p)$          | Fonction de transfert du convertisseur                                     |
| $f$              | Fréquence de hachage   |
| $GRI(p)$         | Fonction de transfert du régulateur de courant                             |
| $I, i$           | Courant d'Induit du moteur   |
| $I_B$            | Courant de base du Transistor  |
| $I_{Bsat}$       | Courant de base du Transistor à la saturation                              |
| $I_C$            | Courant Collecteur du Transistor   |
| $I_{CM}$         | Courant Collecteur Maximal du Transistor                                   |
| $I_{CE0}$        | Courant Collecteur-Emetteur pour un courant de Base nul                    |
| $J$              | Moment d'inertie des parties tournantes                                    |
| $K_{cm}$         | Gain du Convertisseur  |
| $L_i$            | Inductance de Commutation du Convertisseur                                 |
| $\Omega, \omega$ | Vitesse de Rotation  |
| $p$              | Opérateur Laplacien  |
| $R_i$            | Résistance Interne du Convertisseur  |
| $R_t$            | Résistance Totale (Convertisseur et Induit) exprimée en grandeurs réduites |



| SYMBOLES    | DESIGNATION  |
|-------------|--|
| T           | Période de Hachage   |
| $T_{cm}$    | Constante de temps du Convertisseur  |
| $T_i$       | Constante d'Intégration du Régulateur  |
| $T_n$       | Dosage de la corrélation d'intégrale   |
| $T_t$       | Constante de temps résultante (convertisseur-induit)                           |
| $U_n$       | Tension Nominale   |
| $V_B$       | Tension de Base du Transistor  |
| $V_{BE}$    | Tension Base-Emetteur du Transistor  |
| $V_{CE}$    | Tension Collecteur-Emetteur du Transistor                                      |
| $V_{CEO}$   | Tension de Claquage avec base ouverte  |
| $V_{CEsat}$ | Tension Collecteur-Emetteur de Saturation du Transistor                        |
| $V_{CEX}$   | Tension de Claquage lorsque la jonction Base-Emetteur est polarisée en inverse |
| $V_Z$       | Tension aux Bornes de la Diode ZENER   |
| Y (t)       | Réponse Indicielle   |

## — INTRODUCTION —

---

L'essor fantastique des convertisseurs statiques permet d'aborder *l'électrotechnique* avec un regard nouveau dans la mesure où ils permettent le remplacement des sources d'alimentation fixes par des sources d'alimentation variables.

Les convertisseurs électroniques présentent plusieurs avantages : faible temps de réponse, faible poids, volume réduit et nette amélioration du rendement. Ils sont donc plus appréciés.

Commandés par des signaux de faible puissance, ils permettent éventuellement d'effectuer des régulations.

Selon les applications, la puissance demandée, la nature de la source d'alimentation et les performances requises, les schémas et les composants mis en oeuvre sont différents.

Ainsi sont nés les deux technologies "THYSISTOR" et "TRANSISTOR". Les circuits à thysistors peuvent commuter de grandes puissances mais sont limités en fréquence et sont munis de circuits auxiliaires d'extinction. Ce qui augmente leur volume et leur coût.

Pour la commutation de faibles puissances, les convertisseurs à transistor sont adoptés pour leur grande fréquence de fonctionnement et l'absence des circuits auxiliaires à l'extinction.

L'objet de notre travail est de dimensionner puis réaliser un hacheur à transistors qui commandera un micro-moteur à courant continu en variant la tension d'alimentation de son induit.

Dans le Premier chapitre, nous rappelons rapidement les caractéristiques du transistor en commutation et les procédés permettant d'optimiser sa commande de base.

Dans le Deuxième chapitre, nous présentons quatre cellules de commutation avec leurs caractéristiques : saturation, temps d'amorçage et de blocage...

Une étude comparative nous permet d'opter pour la cellule de commutation à adopter pour la réalisation du hacheur.

Le Troisième chapitre est consacré à la réalisation du hacheur avec le circuit d'aide à la commutation (CALC) et l'étage de commande : Générateur des dents de scie et des signaux carrés. Le couplage hacheur-moteur est présenté en fin de chapitre.

Le dimensionnement du circuit de régulation est effectué dans le dernier chapitre.

-----oOo-----



# — C H A P I T R E I —

## LE TRANSISTOR DE PUISSANCE EN COMMUTATION

La commutation dans les systèmes électroniques de forte puissance n'est plus exclusivement réservée aux thyristors car depuis quelques années, les transistors de forts courants et tensions ont fait leur apparition.

Les avantages du transistor sont connus depuis longtemps :

- Reblocage facile ne nécessitant pas de circuit auxiliaire d'extinction.
- Fonctionnement à des fréquences élevées de plusieurs Khz.
- Réduction du nombre de composants nécessaires au commutateur.

Il est nécessaire de refroidir un transistor de puissance car les pertes d'énergie se traduisent par une baisse de son rendement et des pertes par effet joule.

### 1. - CARACTERISTIQUES DU TRANSISTOR DE PUISSANCE :

Le transistor de puissance est caractérisé par des

valeurs limites qui se résumēt en ce qui suit :

1.1 - Paramètres de fonctionnement :

- La valeur maximale ( $I_{CM}$ ) du courant de charge  $I_C$
- La tension maximale de blocage pour un courant de base nul ( $V_{CEO}$ )
- La tension maximale de blocage pour un courant de base négatif ( $V_{CEX}$ )
- La tension de saturation collecteur-émetteur ( $V_{CEsat}$ )
- La puissance maximale dissipable ( $P_{TOT}$ )
- Le courant de base de saturation ( $I_{Bsat}$ )

1.2. - Limite thermique :

Les semi-conducteurs sont très sensibles à une température interne trop élevée. Elle a une grande influence sur les caractéristiques de l'élément. Il est indispensable de prévoir un radiateur pour évacuer l'achaleur produite par le semi-conducteur. Dépasser sa température de sécurité, c'est réduire ses performances et sa fiabilité.

1.3. - Aire de sécurité :

Pour minimiser les pertes et assurer la sécurité du transistor, il est nécessaire de garder le point de

fonctionnement dans l'aire de sécurité (Fig. 1.1)

Elle est déterminée par :

- Le courant collecteur maximal ( $I_{CM}$ )
- La tension collecteur-émetteur maximale ( $V_{CEO}$ )
- La puissance maximale dissipable ( $P_{MAX}$ )

$P_{MAX}$  : donnée par le constructeur

$$P_{MAX} = V_{CE} \cdot I_C = C_{TE}$$

$$\Rightarrow I_C = P_{MAX} / V_{CE} \quad (\text{hyperbole})$$

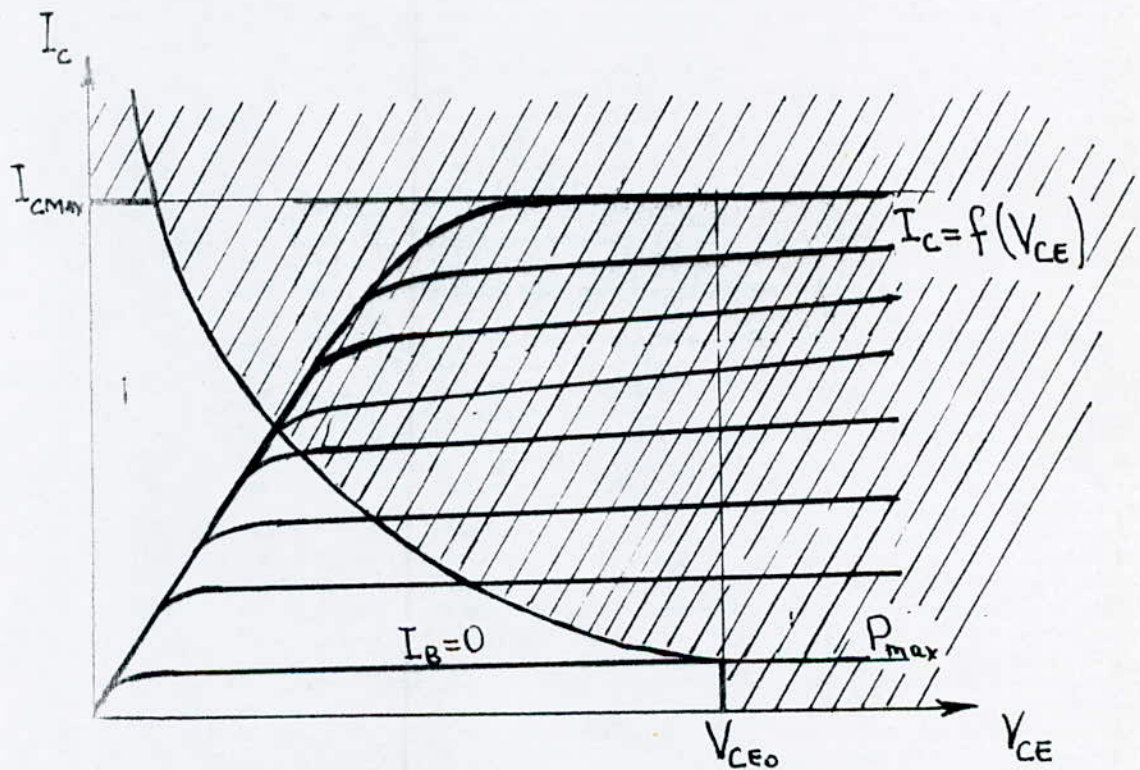


Fig. 1.1. - AIRE DE SECURITE

L'aire de sécurité (partie non-hachurée) définit les conditions de fonctionnement admissibles en permanence pour le transistor.



## 2. - MECANISMES DE LA COMMUTATION :

Un transistor fonctionne en régime de commutation lorsqu'il joue le rôle d'un interrupteur. La figure (1.2) représente un transistor et une diode réglant le courant débité par une source de tension  $V_{CC}$  dans un récepteur (R.L.). Le comportement du transistor lors de l'ouverture et de la fermeture apparaît sur la figure (1.3).

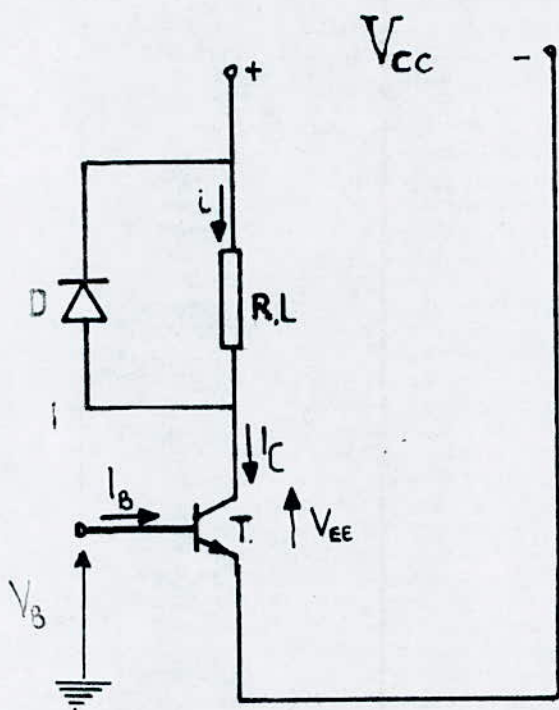


Fig. (1.2)



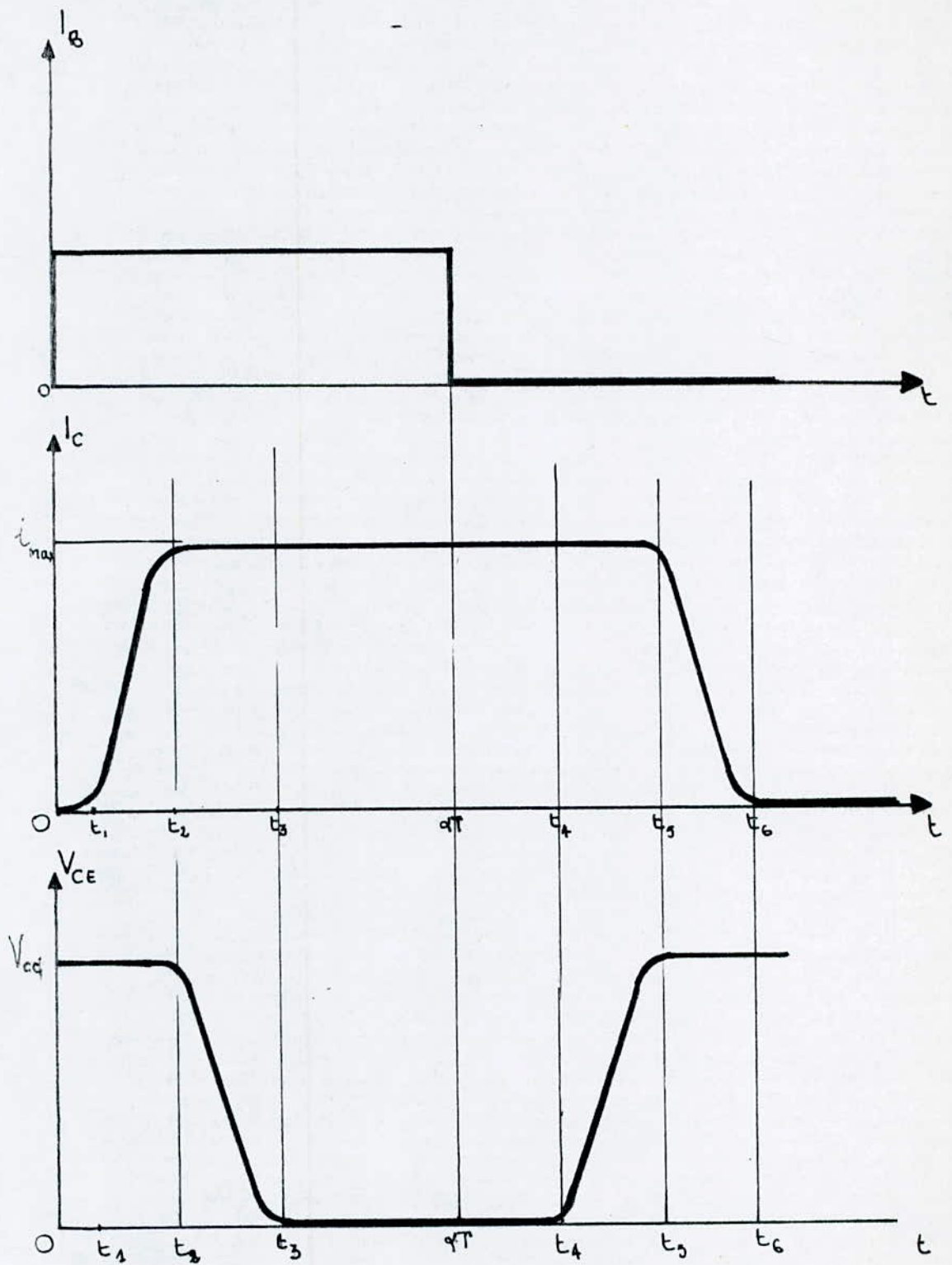


Fig. (1.3.)

### 2.1. - Amorçage :

Le transistor est initialement bloqué. Le courant  $I$  imposé par la charge circule à travers la diode  $D$ . Lorsqu'on envoie un courant base positif, on observe un temps de retard ( $0 - t_1$ ) pendant lequel  $I_C$  et  $V_{CE}$  ne changent pas. Quand la tension base-émetteur  $V_{BE}$  atteint le seuil de conduction, le courant  $I_C$  commence à croître. Tant que  $I_C$  est inférieur à  $I$ , la diode  $D$  reste conductrice. Pendant le temps de montée ( $t_2 - t_1$ ), la tension  $V_{CE}$  reste égale à  $+V_{CC}$ .

Lorsque  $I_C = I$ , la diode  $D$  cesse de conduire.

La tension  $V_{CE}$  commence à décroître. Elle atteint la valeur de saturation ( $V_{CEsat}$ ) au bout du temps de descente ( $t_3 - t_2$ ).

On notera que pendant la montée de  $I_C$ , la tension  $V_{CE}$  est maximale ( $V_{CE} = V_{CC}$ ) et que pendant la chute de  $V_{CE}$ , le courant collecteur est maximal.

Les pertes ( $V_{CE} \times I_C$ ) sont donc élevées.

### 2.2. - Blocage :

Lorsqu'on supprime le courant de base le transistor reste saturé pendant le temps de stockage ( $t_4 - \alpha T$ ).

Ce temps écoulé  $V_{CE}$  croît de  $V_{CEsat}$  à  $V_{CC}$ . Pendant le temps de montée de  $V_{CE}$  ( $t_5 - t_4$ ) la diode  $D$

ne peut conduire. Ce n'est qu'à partir du moment où  $V_{CE} = V_{CC}$  que la diode D entre en conduction et le courant  $I_C$  commence à décroître. Le temps de descente du courant est  $(t_6 - t_5)$ .

A nouveau les pertes pendant la commutation sont importantes, la montée de la tension s'effectuant en présence du courant, la descente du courant en présence de la tension.

Pour réduire les temps de commutation (donc les pertes), il est nécessaire d'envoyer un courant de base important à l'amorçage et d'extraire un grand courant à la coupure.

### 3. - COMMANDE DE BASE :

#### 3.1. - Les exigences sur la commande de base.-

- Croissance aussi rapide que possible du courant de base  $I_B$  et ceci pour réduire le temps d'amorçage. On y parvient en fournissant une pointe de courant de base supérieure à la valeur nécessaire pour la saturation.
- Adaptation du courant de base pour garantir la saturation du transistor sans pour autant l'amener en sursaturation ce qui augmenterait considérablement le temps de stockage.



- Extraction d'un courant de base à la coupure et ceci pour réduire le temps de blocage tout en limitant la rapidité de décroissance de  $I_B$
- Amélioration du blocage en maintenant une tension de base négative pour éviter le risque d'amorçage intempestif sous l'effet des parasites et les brusques augmentation de  $V_{CE}$

### 3.2. - Commande de base optimisée :

#### 3.2.1. - Comment obtenir un amorçage optimum ?

La saturation du transistor s'obtient par l'envoi, dans sa base, d'un courant

$$I_B > I_C / \beta$$

Pour envoyer une pointe de courant dans le transistor, on place en parallèle sur  $R_B$  une capacité  $C_B$

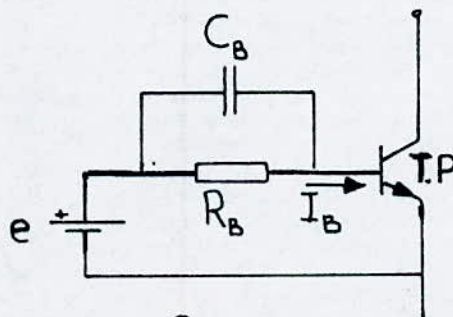


Fig. 1.4



Le courant permanent dans la base est fixé par :

$$I_B = \frac{E - V_{BE} (TP)}{R_B}$$

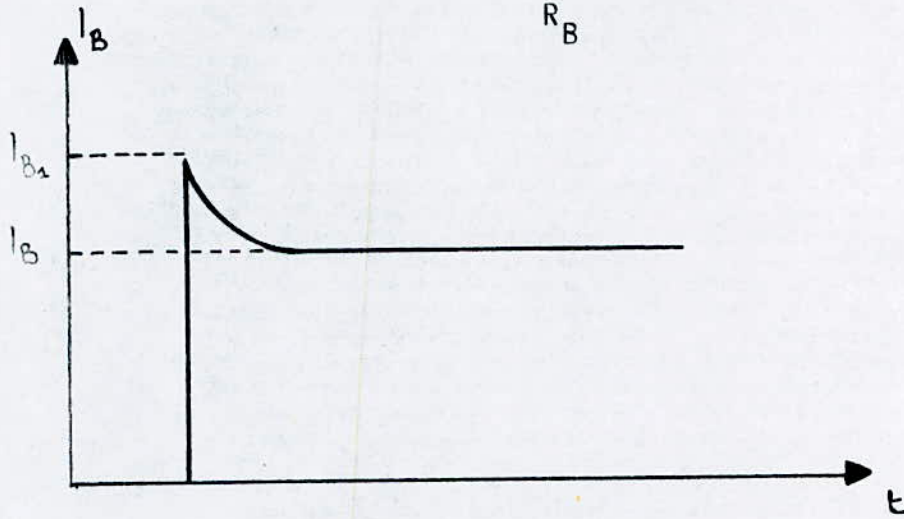


Fig. 1.5

### 3.2.2. - Comment adapter le courant base au courant collecteur ?

Pour adapter le courant base au courant collecteur on utilise une diode d'autisaturation (DAS). Tant que  $T_p$  n'est pas saturé  $V_C > V_A$ , la diode DAS ne peut pas conduire. Le potentiel du point C décroît jusqu'au moment où la diode DAS s'amorce.

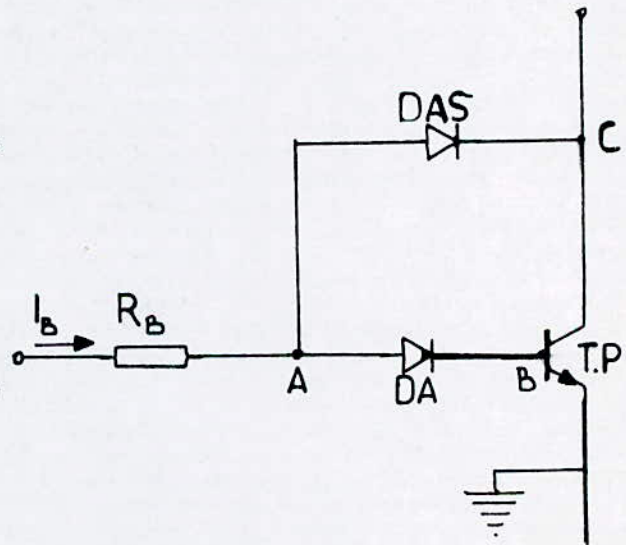


Fig. 1.6

$$V_{CB} = (V_C - V_A) + (V_A - V_B) = V_{DA} - V_{DAS} \approx 0 \quad /V_{CB} \approx 0/$$

Lorsque le courant de base provenant de la commande est supérieur au courant de base nécessaire, l'excédent est dérivé à travers DAS dans le collecteur de TP.

### 3.2.3. - Comment obtenir un blocage optimum ?

Au blocage, on applique sur la base une tension négative à travers une inductance qui fixe le  $(\frac{dIB}{dt})$

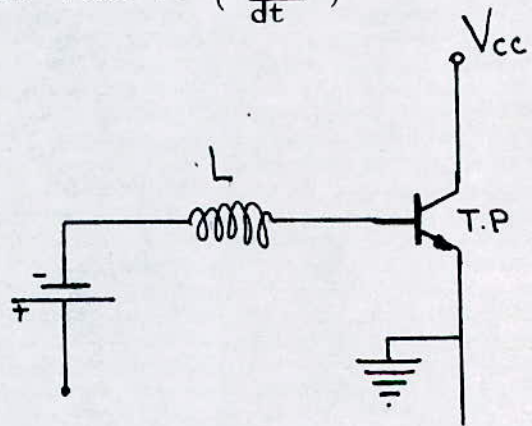


Fig. 1.7.

-----o0o-----

#### 4. - CARACTERISTIQUES DU TRANSISTOR PRINCIPAL :

Dans tous les montages qui vont suivre, nous avons utilisé le transistor 2N3055 principal.

Il est donc nécessaire de déterminer avec précision certaines de ses caractéristiques. Pour ce faire, nous avons effectué l'essai suivant :

##### 4.1. - Circuit d'essai :

La base du transistor TP est polarisée en direct par l'intermédiaire d'une alimentation stabilisée. Tandis que le circuit de puissance a pour source une tension redressée fournie par un pont de GRAETZ A DIODES. (Voir Fig. 1.8.a)

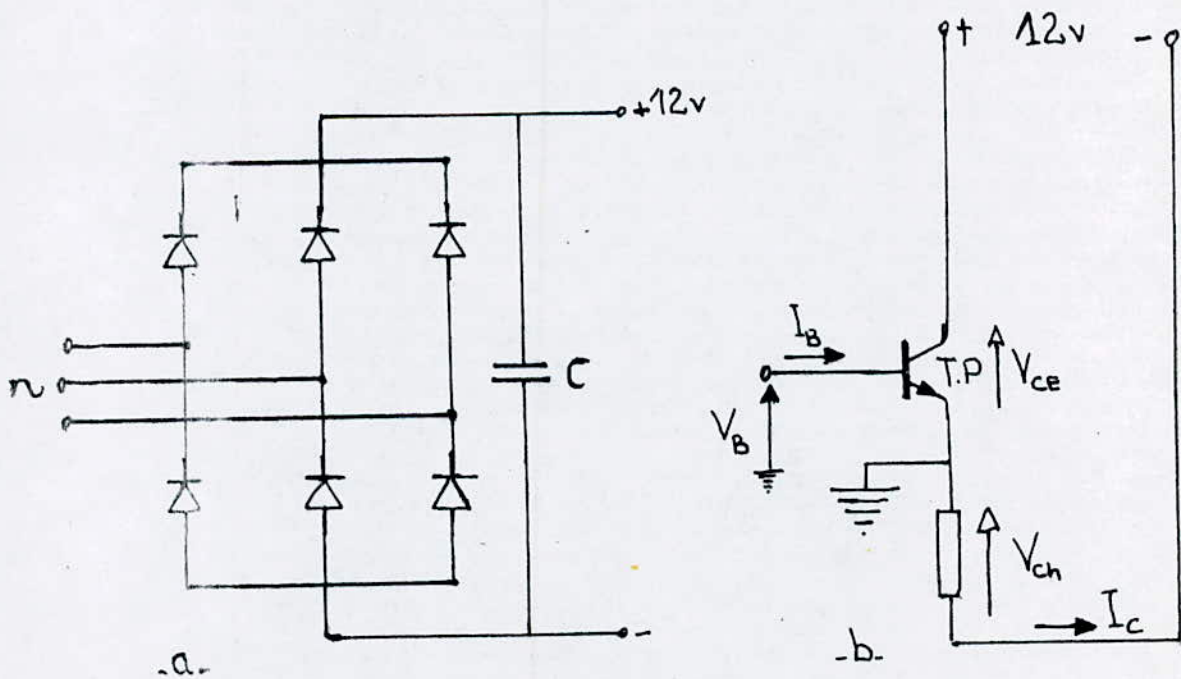


Fig. 1.8.



#### 4.2. - Détermination Pratique du Point de Saturation :

TABLEAU DES RELEVES :

|              |    |     |      |      |      |      |      |       |       |       |
|--------------|----|-----|------|------|------|------|------|-------|-------|-------|
| $I_B$ (mA)   | 0  | 4.6 | 11.5 | 20.0 | 37.2 | 56.0 | 79.5 | 120.0 | 149.2 | 193.5 |
| $I_C$ (A)    | 0  | 0.5 | 1.0  | 1.5  | 2.0  | 2.5  | 3.0  | 3.3   | 3.4   | 3.5   |
| $V_{CE}$ (V) | 12 | 10  | 8    | 6.5  | 4    | 2.75 | 2    | 0.25  | 0.2   | 0.2   |
| $V_{CH}$ (V) | 0  | 2   | 4    | 5.5  | 8    | 9.25 | 10   | 11.75 | 11.8  | 11.8  |

#### Remarques :

- La saturation du transistor 2N3055 a eu lieu pour un courant de base  $I_{Bsat} = 193,5 \text{ mA}$

On note  $I_{Csat} = 3.5 \text{ A}$  pour une charge d'environ  $3 \Omega$

- Nous avons mesuré le courant résiduel ( $I_{CEO}$ ) à l'aide d'un  $\mu$ -Ampèremètre :  $I_{CEO} = 0$

- A la saturation, la tension d'alimentation de la base est environ de 1 V.

- En régime linéaire (avant la saturation), le transistor fonctionne avec un gain ( $\beta$ ) assez élevé :

pour  $I_B = 4.6 \text{ mA}$  ,  $I_C = 0.5 \text{ A}$  d'où

$$\beta = \frac{0.5}{4.6 \times 10^{-3}} = 109$$

Tandis qu'en régime saturé :

$$I_{Bsat} = 193.5 \text{ mA} \quad , \quad I_{Csat} = 3.5 \text{ A}$$

d'où :

$$\beta = \frac{3.5}{193.5 \times 10^{-3}} = 18$$

## — CHAPITRE II —

---

### CELLULES DE COMMUTATION

De nombreuses cellules de commutation peuvent être proposées en associant différents composants.

Ces composants ont certains points forts et certains points faibles. Pour cette raison, on s'oriente vers une solution avantageuse qui consiste à combiner les points forts des composants et les conséquences de leurs points faibles. Ainsi sont nés des montages comme le DARLINGTON, le circuit CASCODE... etc../1/

La combinaison de deux composants crée en quelque sorte un composant nouveau et augmente la possibilité de choix.



1.1. - MONTAGE 1. -

- Paires complémentaires

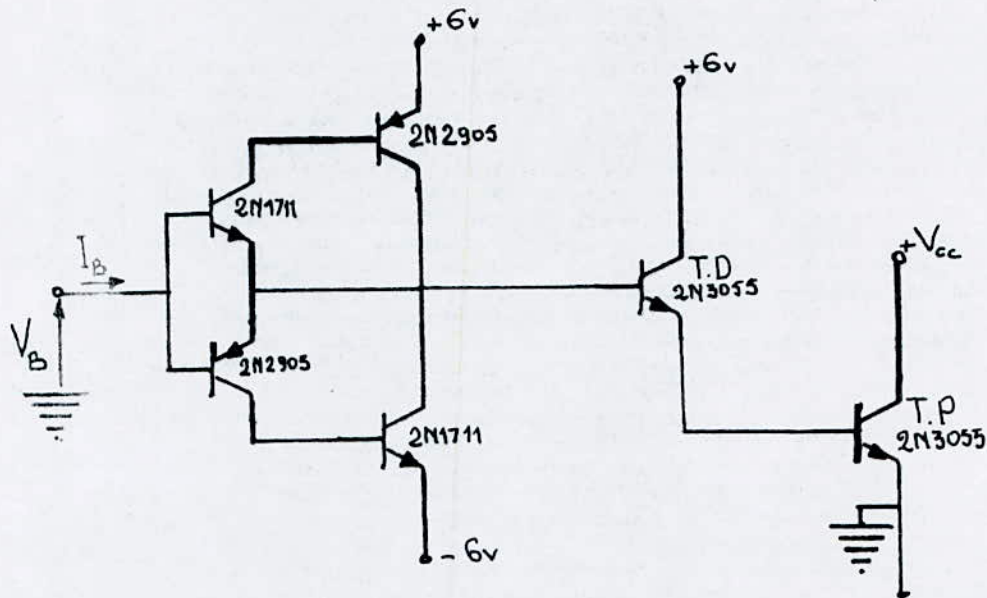


Fig. 2.1

Selon le circuit de la figure (2.1) la paire du haut fonctionne comme un transistor NPN et celle du bas comme un transistor PNP. Le gain  $\beta'$  effectif de chaque paire est le produit des gains  $\beta_i$  individuels. / 1 /

L'amorçage du transistor principal (T.P) s'effectue par l'intermédiaire d'un DRIVER capable de fournir le courant nécessaire pour sa saturation. Pour cela nous avons utilisé un transistor 2N3055.

Lors de l'extinction, la paire du bas assure le blocage du transistor DRIVER par l'extraction d'un courant de sa base en imposant une tension négative.

1.2. - MONTAGE 2. -

- Montage DARLINGTON :

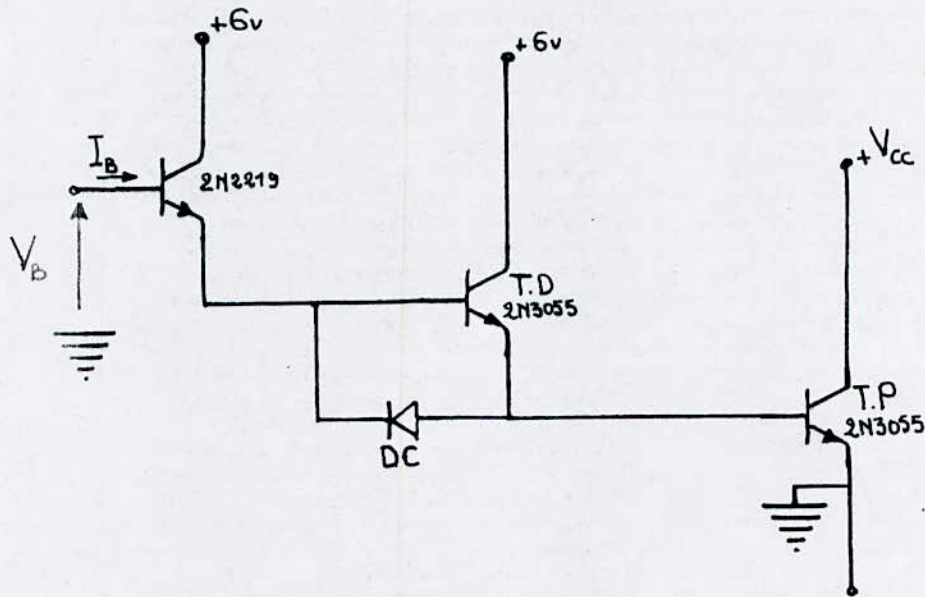


Fig. 2.2

Le montage DARLINGTON présente l'avantage de pouvoir diminuer la puissance demandée à l'alimentation auxiliaire. Il comporte plusieurs transistors en cascade permettant d'augmenter le gain du circuit. / 2 /

Le transistor DRIVER (T.D) de gain  $\beta'$  fonctionne en régime linéaire. La saturation du transistor principal (T.P) est assurée par celui-ci.

La commande de blocage du transistor T.P se fait par simple annulation de son courant base. On peut améliorer le blocage en ajoutant une diode coupure  $D_C$  en antiparallèle sur la jonction base-émetteur du transistor TD. / 3 /

1.3. - MONTAGE 3.-

- Montage CASCODE :

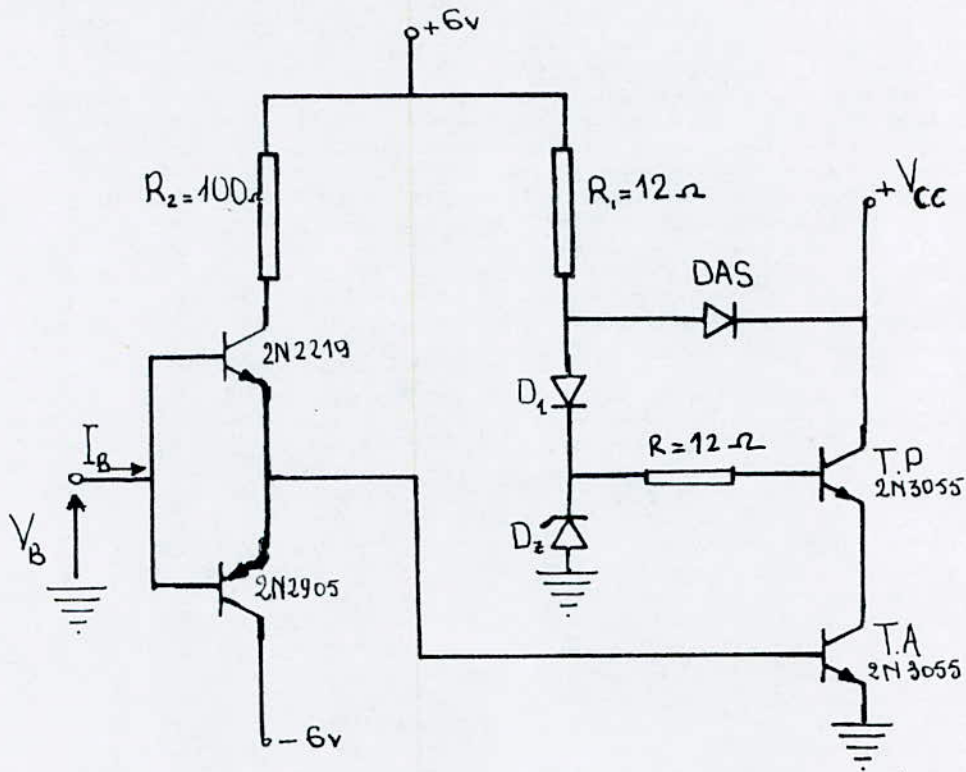


Fig. 2.3

Le montage CASCODE est composé d'un transistor principal et d'un transistor auxiliaire inséré dans le circuit émetteur du premier. L'ensemble est commandé par la base du transistor auxiliaire (T.A)

On notera que pour assurer un courant de base positif du transistor principal, la chute de tension ( $V_Z$ ) aux bornes de la diode ZENER du circuit de base doit être supérieure à la chute de tension ( $V_{CE}$ ) du transistor auxiliaire, majorée de la tension base-émetteur ( $V_{BEsat}$ ) du transistor principal. /1 /



1.4. - MONTAGE 4.-

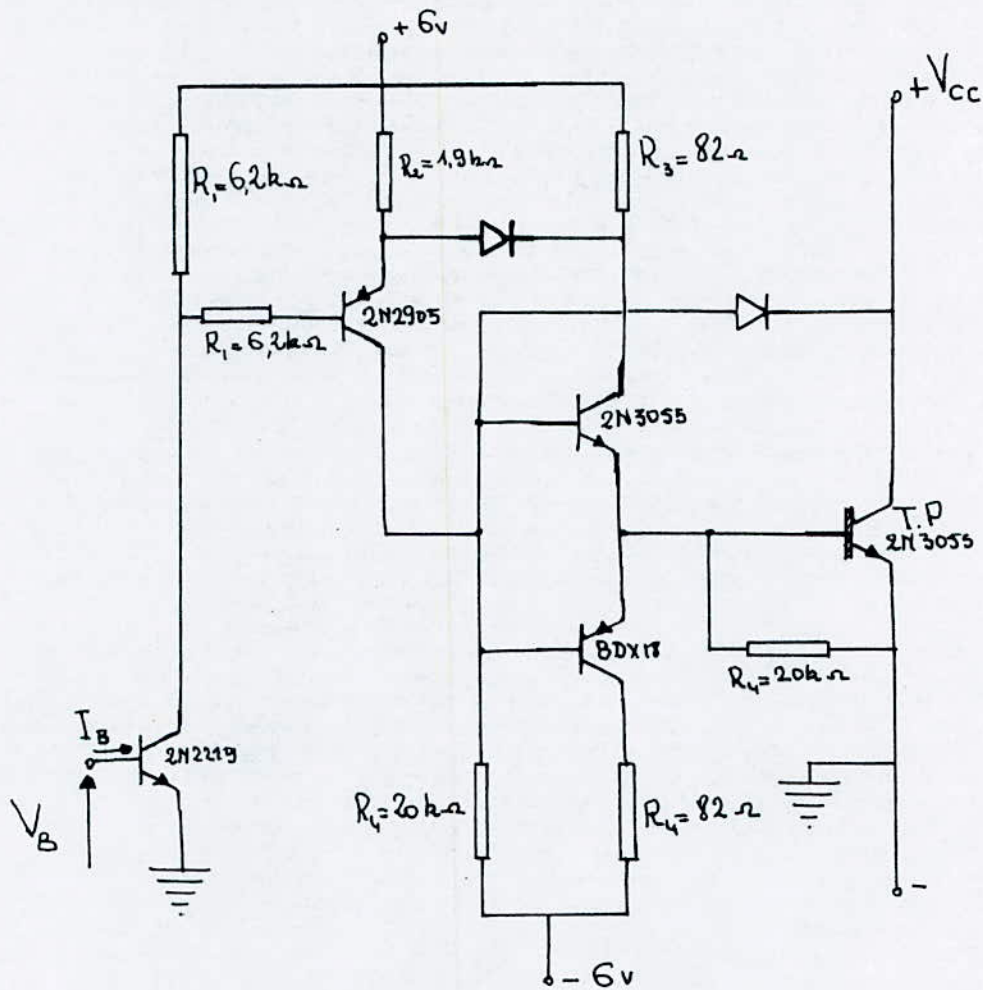


Fig. 2.4

Ce montage est composé d'un transistor de puissance (T.P) qui est attaqué par un push-pull. Sa commande de base s'effectue à partir de deux sources de tension ; l'une positive fournit le courant de base direct, l'autre négative assure un blocage énergétique.

Les tensions auxiliaires doivent être correctement établies. /1/

## 2. - DETERMINATION DU POINT DE SATURATION :

Un transistor est saturé lorsqu'il est parcouru par un courant peu différent de celui qui passerait dans sa charge, si celle-ci était alimentée directement sous la tension  $V_{CC}$  . /4/

A la saturation, toute augmentation du courant de base ( $I_B$ ) au-delà de  $I_{Bsat}$  ne peut faire croître le courant de charge et la tension aux bornes du transistor est égale à  $V_{CEsat}$  . /4/

### 2.1. - Montage d'essai :

La base de la cellule de commutation est polarisée en direct par l'intermédiaire d'une alimentation stabilisée. Le circuit de puissance a pour source une tension redressée fournie par un pont de GRAETZ à diodes (12 V). La polarisation des transistors auxiliaires est de  $\pm 6$  V.

Le transistor principal débite sur une charge résistive.

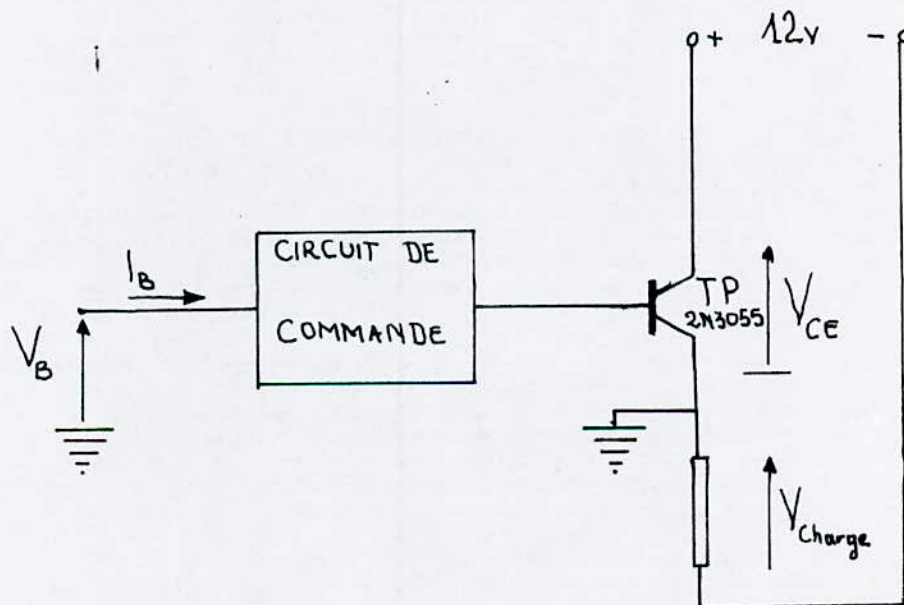


Fig. 2.5

2.2. - Essai sur le montage 1 :

Relevés /

|              |      |      |      |      |      |      |      |      |       |      |      |
|--------------|------|------|------|------|------|------|------|------|-------|------|------|
| $I_B$ (mA)   | 0.05 | 0.12 | 0.20 | 0.30 | 0.45 | 0.60 | 0.72 | 1.00 | 1.5   | 1.9  | 2.5  |
| $V_B$ (V)    | 1.6  | 1.7  | 1.75 | 1.8  | 1.9  | 1.95 | 2.0  | 2.1  | 2.15  | 2.2  | 2.3  |
| $I_C$ (A)    | 0.5  | 1.0  | 1.50 | 2    | 2.5  | 2.8  | 3.0  | 3.05 | 3.1   | 3.15 | 3.15 |
| $V_{CE}$ (V) | 9.5  | 7.5  | 6    | 4.4  | 2.8  | 2.0  | 1.5  | 1.2  | 1.15  | 1.1  | 1.1  |
| $V_{CH}$ (V) | 2.5  | 4.5  | 6    | 7.6  | 9.2  | 10   | 10.5 | 10.8 | 10.85 | 10.9 | 10.9 |

Remarques :

- On notera que durant la variation de  $V_B$  de 0 à 1.5 V environ, la cellule ne réagit guère ( $I_C=0$ ).  
En effet, dans cette plage, la tension appliquée à la base du premier transistor 2N1711 (Fig. 2.1) est insuffisante pour surmonter les différentes barrières de tensions des transistors placés en cascade.

- Durant l'essai, seul l'étage supérieur de la paire complémentaire fonctionne, du fait que la tension appliquée à la base commune, aux 2N1711 et 2N2905 est positive. Le transistor 2N2905 étant un PNP, il restera donc bloqué.

- La saturation de la cellule a eu lieu pour un courant de base  $V_{B1sat} = 2.5$  mA, une tension de base  $V_{B1sat} = 2.3$  V, un courant de charge  $I_{C1sat} = 3.15$  A, et une tension émetteur-collecteur  $V_{CE1sat} = 1.1$  V

- En régime saturé la cellule fonctionne avec un gain

$$\beta_{sat1} = \frac{3.15}{2.5 \times 10^{-3}} = 1260.$$

Tandis qu'en régime linéaire :  $\beta_1 \approx 7000$



2.3. - Essai sur le montage 2 :

Relevés /

|               |     |     |      |      |       |       |
|---------------|-----|-----|------|------|-------|-------|
| $I_B (\mu A)$ | 0.5 | 1   | 1.25 | 2    | 3     | 7     |
| $V_B (V)$     | 1.7 | 1.8 | 1.9  | 2    | 2.1   | 2.2   |
| $I_C (A)$     | 0.5 | 1.0 | 1.5  | 2.0  | 2.5   | 3.0   |
| $V_{CE} (V)$  | 7.9 | 6.6 | 4.75 | 2.75 | 1.85  | 0.65  |
| $V_{CH} (V)$  | 4.1 | 5.4 | 7.25 | 9.25 | 10.15 | 11.35 |

Remarques :

- La saturation de la cellule a eu lieu pour un courant de base  $I_{B2sat} = 7 \mu A$ , une tension émetteur-collecteur  $V_{CE2sat} = 0.65 V$ , et un courant de charge  $I_{C2sat} = 3 A$ .

- Le niveau de tension nécessaire à la base du premier transistor 2N2219 pour saturer le transistor principal (TP) 2N3055 (Fig. 2.2) est de 2.2 V.

- Si l'on considère la cellule comme étant un seul transistor ; à la saturation, il y aura un gain global de :

$$\beta_{2sat} = \frac{3}{7 \times 10^{-6}} = 4.3 \times 10^5$$

2.4. - Essai sur le montage 3 :

Relevés /

|              |      |      |      |      |      |      |            |
|--------------|------|------|------|------|------|------|------------|
| $I_B$ (mA)   | 0.01 | 0.04 | 0.08 | 0.15 | 21.2 | 79.2 | 151.8      |
| $V_B$ (V)    | 1.1  | 1.2  | 1.3  | 1.5  | 1.7  | 1.9  | 2.05       |
| $I_C$ (A)    | 0.5  | 1.0  | 1.5  | 2.0  | 2.5  | 2.7  | 2.9        |
| $V_{CE}$ (V) | 10.5 | 8.5  | 7    | 5.5  | 4    | 3    | 2.5        |
| $V_{CH}$ (V) | 1.5  | 3.5  | 5    | 6.5  | 8    | 9    | <b>9.5</b> |

Remarques :

- La base est attaquée par une tension continue positive variable. Le transistor 2N2905 du push-pull ne fonctionne donc pas (le 2N2905 étant un PNP).
- La saturation de la cellule a eu lieu pour un courant de base  $I_{B3sat} = 151,8$  mA, une tension de base  $V_{B3sat} = 2.05$  V, un courant de charge  $I_{C3sat} = 2.9$  A.
- Les tensions collecteur-émetteur ( $V_{CE}$ ) relevées sont celles entre l'émetteur du transistor auxiliaire (T.A) et le collecteur du transistor principal (T.P). Ce qui explique sa valeur légèrement élevée.
- Dans le montage CASCODE, à la chute de tension du transistor principal (T.P) s'ajoute la chute de tension du transistor auxiliaire (T.A). Cette chute de tension supplémentaire est en quelque sorte le prix que l'on doit payer pour pouvoir bénéficier de la non-utilisation d'une tension négative auxiliaire pour la commande de base du transistor principal.

2.5. - Essai sur le montage 4 :

Relevés /

|               |     |     |     |     |     |      |     |     |     |
|---------------|-----|-----|-----|-----|-----|------|-----|-----|-----|
| $I_B (\mu A)$ | 1.2 | 1.8 | 1.9 | 2   | 2.5 | 3    | 13  | 20  | 50  |
| $V_B (V)$     | 0.5 | 0.6 | 0.6 | 0.6 | 0.7 | 0.7  | 0.7 | 0.7 | 0.7 |
| $I_C (A)$     | 0.5 | 1   | 1.5 | 2   | 2.5 | 2.75 | 3   | 3   | 3   |
| $V_{CE} (V)$  | 11  | 9   | 7   | 5.5 | 4   | 2.8  | 2.1 | 2.1 | 2.1 |
| $V_{CH} (V)$  | 1   | 3   | 5   | 6.5 | 8   | 9.2  | 9.9 | 9.9 | 9.9 |

Remarques :

- La saturation de la cellule a eu lieu pour un courant de base  $I_{B4sat} = 13 \mu A$ , une tension à la base  $V_{B4sat} = 0.7 V$  et un courant de charge

$$I_{C4sat} = 3 A.$$

- La tension collecteur-émetteur  $V_{CEsat} = 2.1 V$  est relativement élevée par rapport à celles relevées pour les autres cellules déjà essayées.



### 3. - TEMPS D'AMORCAGE ET DE BLOCAGE :/5/

Un signal de commande (à la base) rectangulaire produit un signal de sortie caractérisé par quatre intervalles de temps :

- Temps de retard  $T_d$  :  $I_C$  ne commence pas avec le signal d'entrée et croît d'abord lentement (Fig. 2.6).

On appelle temps de retard l'intervalle de temps entre le début du signal d'entrée et l'instant auquel  $I_C$  atteint 10 % de sa valeur maximale. Le temps de retard s'explique par les capacités d'émetteur et de collecteur et par la durée de diffusion des porteurs à travers la base.

- Temps de montée  $t_r$  : intervalle de temps pendant lequel le courant croît de 10 % à 90 % de sa valeur maximale. La somme des deux temps précédents est le temps de fermeture  $t_{on}$  :

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

- Temps de stockage  $t_s$  : intervalle de temps pendant lequel  $I_C$  est supérieur à  $0,9 I_{C_{MAX}}$  après la fin du signal de commande.

- Temps de descente  $t_f$  : intervalle de temps pendant lequel le courant décroît de 90 % à 10 % de sa valeur maximale.

La somme des deux temps précédents est le temps de blocage  $t_{off}$  :

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



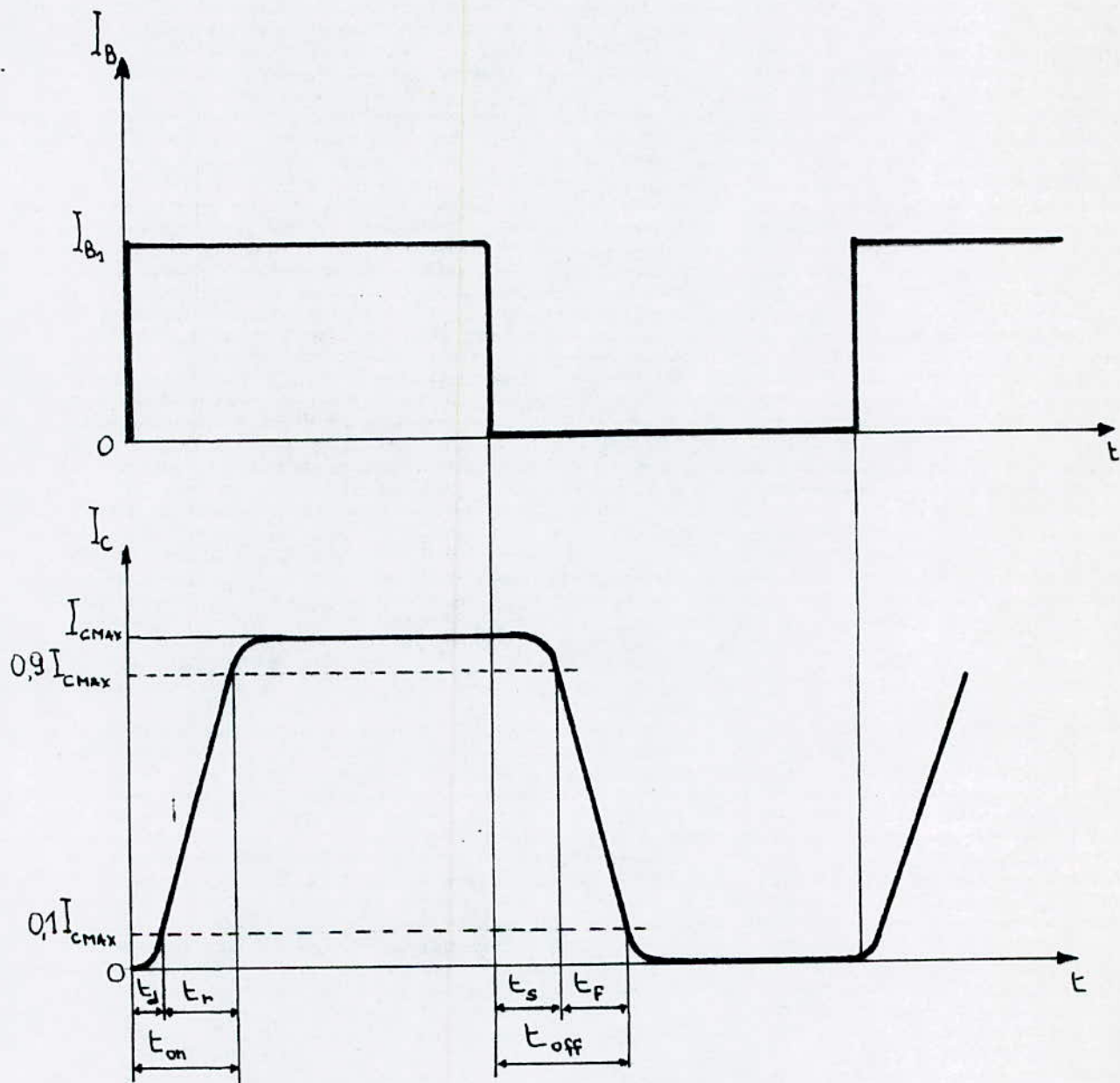


Fig. 2.6

3.1. - Montage d'essai :

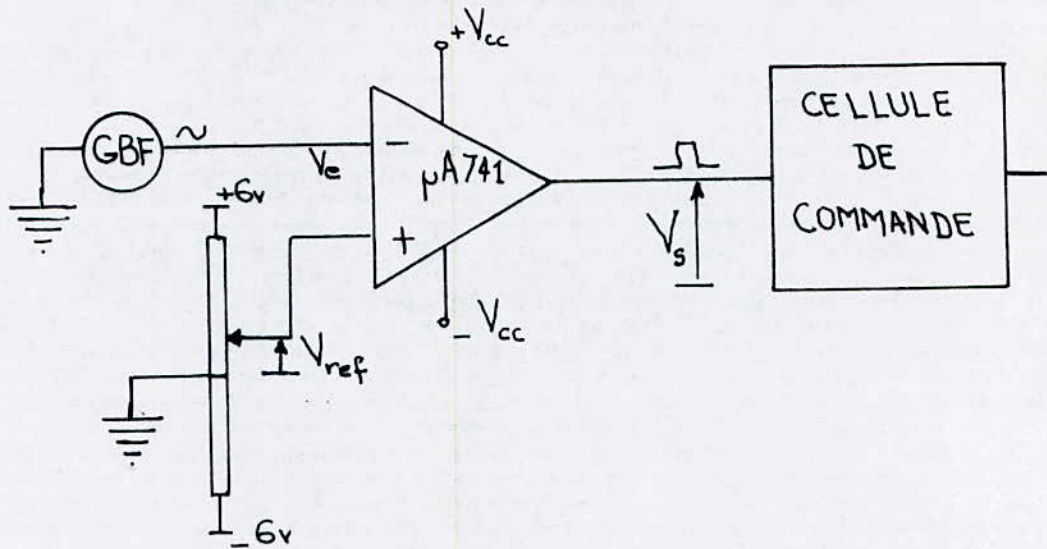


Fig. 2.7

VARIATION DU RAPPORT CYCLIQUE  $\alpha$  :

L'amplificateur opérationnel ( $\mu A741$ ) est monté en comparateur. Le fonctionnement est le suivant :

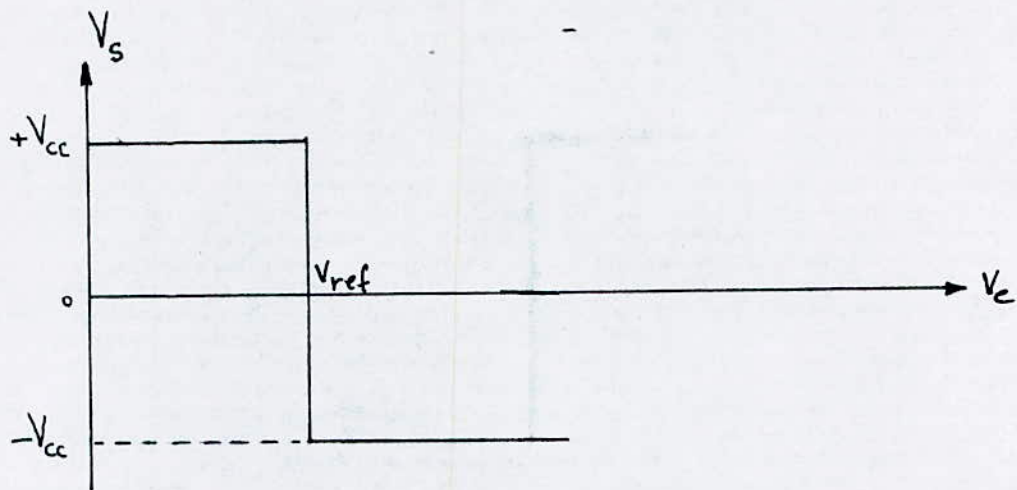
- Lorsque  $V_e < V_{ref}$ , le potentiel de l'entrée (+) est supérieur à celui de l'entrée (-). Par conséquent on a :

$$V_s = +V_{cc}$$

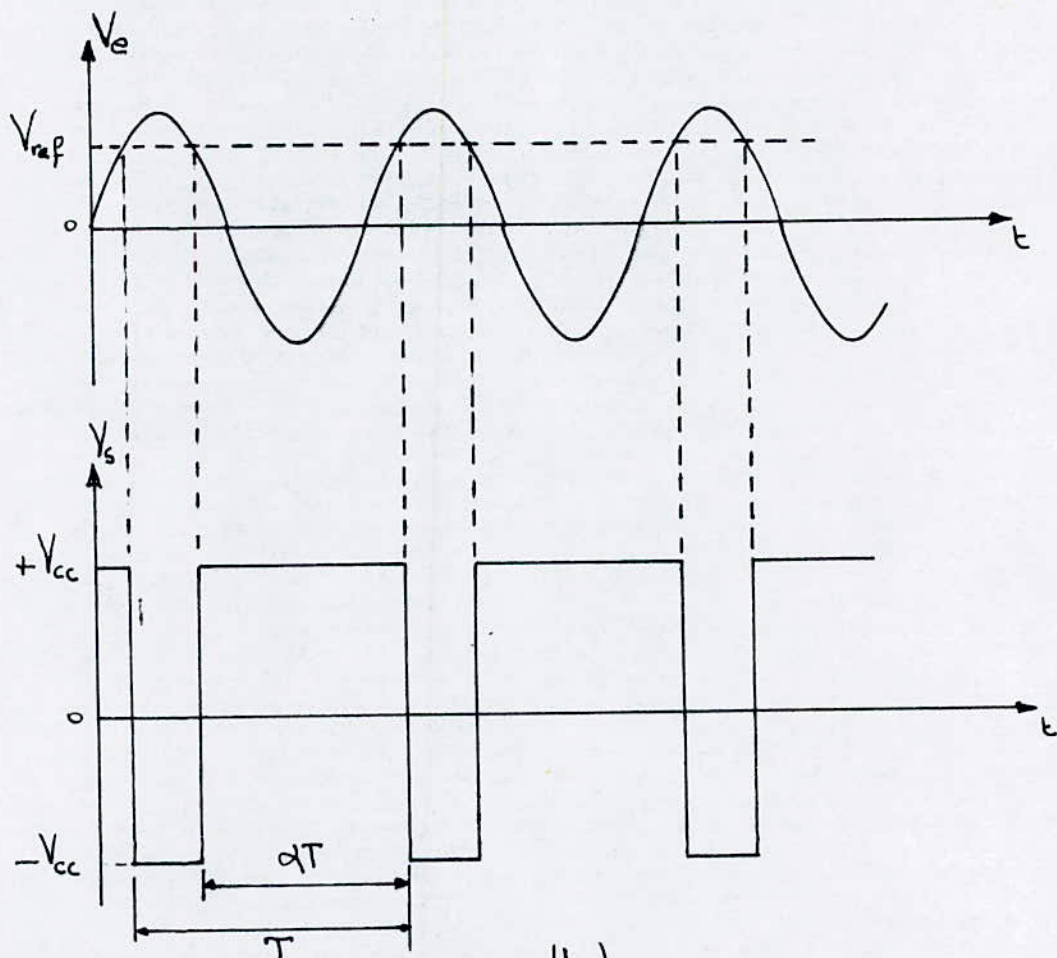
- Lorsque  $V_e > V_{ref}$ , le potentiel de l'entrée (-) est supérieur à celui de l'entrée (+), on a donc :

$$V_s = -V_{cc}$$

On en déduit la caractéristique  $V_s = f(V_c)$  et les chronogrammes correspondants à ce fonctionnement donnés en Fig.(2.8.a) et Fig. (2.8.b).



-(a)



-(b)

Fig. 2.8

En faisant varier le niveau de tension de référence ( $V_{ref}$ ), on fait varier le rapport cyclique  $\alpha$  qui déterminera la durée d'amorçage de la cellule de commutation.



Conditions d'essai : -

Débit sur charge résistive

Fréquence : 1 KHz

Tension d'alimentation : 12 V

Polarisation : 6 V

3.2. - Temps d'amorçage et de blocage du montage 1 :

Relevés /

| $\alpha$               | 0.5 |      |      | 0.6  | 0.8  |      | 0.88 |
|------------------------|-----|------|------|------|------|------|------|
| $I_B$ (mA)             | 23  | 37.7 | 75.2 | 76.5 | 50.5 | 72   | 47.2 |
| $I_C$ (A)              | 1.5 | 2    | 2.5  | 3    | 3.5  | 4    | 4.5  |
| $t_d$ ( $\mu$ s)       | 4.2 | 3    | 0.9  | 0.6  | 8.2  | 1.7  | 5.4  |
| $t_r$ ( $\mu$ s)       | 1   | 1.8  | 18   | 18.8 | 18.4 | 22.1 | 19.6 |
| $t_s$ ( $\mu$ s)       | 2.6 | 4.2  | 10.8 | 1.7  | 6.2  | 4.2  | 5.4  |
| $t_f$ ( $\mu$ s)       | 2   | 2.1  | 2.3  | 1.9  | 2    | 1.8  | 2.8  |
| $t_{on_1}$ ( $\mu$ s)  | 5.2 | 4.8  | 18.9 | 19.4 | 26.8 | 23.8 | 25   |
| $t_{off_1}$ ( $\mu$ s) | 4.6 | 6.3  | 13.1 | 3.6  | 8.2  | 6    | 8.2  |

Remarques :

- Le temps nécessaire pour la mise en conduction de la cellule est plus important que le temps nécessaire à son blocage.
- Les temps relevés sont assez courts pour pouvoir faire fonctionner le montage 1 à des fréquences élevées.

3.3. - Temps d'amorçage et de blocage du montage 2 :

Relevés /

| $\alpha$             | 0.5 |      |       | 0.6 |      |      |      | 0.7  |      |      |     |     |
|----------------------|-----|------|-------|-----|------|------|------|------|------|------|-----|-----|
| $I_c$ (A)            | 1.5 | 2    | 2.5   | 1.7 | 2    | 2.5  | 3    | 2    | 2.5  | 3    | 3.5 | 4   |
| $t_d$ ( $\mu$ s)     | 4   | 1.5  | 0.85  | 5   | 4.7  | 3.65 | 0.85 | 5.65 | 7.5  | 8.0  | 6.4 | 4.9 |
| $t_r$ ( $\mu$ s)     | 0.6 | 10.7 | 14.25 | 1.1 | 2.05 | 1.95 | 15.7 | 1.4  | 3.8  | 2.9  | 2.4 | 1.0 |
| $t_s$ ( $\mu$ s)     | 2.2 | 2.2  | 2.2   | 2.2 | 2.2  | 2.2  | 2.2  | 3.55 | 2.4  | 1.8  | 2.5 | 2.6 |
| $t_f$ ( $\mu$ s)     | 1.9 | 2.7  | 2.1   | 1.8 | 2.55 | 2.6  | 1.95 | 2.35 | 2.6  | 2.5  | 3.2 | 2.3 |
| $t_{on}$ ( $\mu$ s)  | 4.6 | 12.2 | 15.1  | 6.1 | 6.75 | 5.6  | 16.5 | 7.05 | 11.3 | 10.9 | 8.8 | 5.9 |
| $t_{off}$ ( $\mu$ s) | 4.1 | 4.9  | 4.3   | 4.0 | 4.75 | 4.8  | 3.17 | 5.90 | 5.0  | 4.3  | 5.7 | 4.9 |

Remarques :

- Les temps de montée et de descente relevés sont suffisamment courts pour pouvoir monter en fréquence.

-----o0o-----

### 3.4 - Temps d'amorçage et de blocage du montage 3 :

Relevés /

| $\alpha$               | 0.48 | 0.5  | 0.6 | 0.68 | 0.76 |     | 0.8 |     | 0.9 |     |
|------------------------|------|------|-----|------|------|-----|-----|-----|-----|-----|
| $I_C$ (A)              | 1.3  | 1.4  | 1.8 | 1.9  | 2.1  | 2.3 | 2.1 | 2.4 | 2.3 | 2.6 |
| $t_r$ ( $\mu$ s)       | 1.0  | 1.2  | 1.0 | 1.2  | 1.6  | 1.2 | 1.2 | 1.2 | 1.0 | 0.8 |
| $t_d$ ( $\mu$ s)       | 1.5  | 1.4  | 0.6 | 3.0  | 3.8  | 3.0 | 3.4 | 3.4 | 4.4 | 4.2 |
| $t_s$ ( $\mu$ s)       | 7.6  | 8.6  | 6.6 | 13.6 | 4.4  | 2.2 | 2.2 | 2.2 | 4.0 | 1.8 |
| $t_f$ ( $\mu$ s)       | 2.0  | 1.6  | 2.4 | 2.0  | 1.6  | 1.2 | 1.4 | 1.4 | 1.6 | 2.4 |
| $t_{on_3}$ ( $\mu$ s)  | 2.5  | 2.6  | 1.6 | 4.2  | 6.4  | 4.2 | 4.6 | 4.6 | 5.4 | 5.0 |
| $t_{off_3}$ ( $\mu$ s) | 9.6  | 10.2 | 9.0 | 15.6 | 6    | 3.4 | 3.6 | 3.6 | 5.6 | 4.2 |

Remarques :

- Le processus d'ouverture du montage CASCODE (3) commence par le blocage du transistor auxiliaire (T.A). Dès que ce transistor se bloque, le courant de base du transistor principal atteint la valeur de son courant collecteur. Ceci permet d'évacuer rapidement les charges et d'obtenir un temps de stockage faible et un temps de descente  $t_f$  réduit. /  $\Lambda$  / Ceci explique les valeurs assez réduites de  $t_{off_3}$  relevées.
- Les temps d'amorçage étant aussi réduits, on peut donc dire que le montage 3 est assez rapide.



3.5. - Temps d'amorçage et de blocage du montage 4 :

Relevés /

|                      |      |      |      |      |      |      |
|----------------------|------|------|------|------|------|------|
| $\alpha$             | 0.45 | 0.54 | 0.64 | 0.73 | 0.83 | 0.93 |
| $I_C$ (A)            | 1.5  | 1.8  | 2.1  | 2.5  | 2.6  | 2.8  |
| $t_r$ ( $\mu$ s)     | 3.2  | 3.4  | 3    | 3.4  | 3    | 2.8  |
| $t_d$ ( $\mu$ s)     | 1    | 2.4  | 1.8  | 2.6  | 3.2  | 5.2  |
| $t_s$ ( $\mu$ s)     | 3    | 3    | 2.8  | 1.2  | 3.2  | 2.6  |
| $t_f$ ( $\mu$ s)     | 2.8  | 2.6  | 2.6  | 3    | 2.4  | 2.4  |
| $t_{on}$ ( $\mu$ s)  | 4.2  | 5.8  | 4.8  | 6    | 6.2  | 8    |
| $t_{off}$ ( $\mu$ s) | 5.8  | 5.6  | 5.4  | 4.2  | 5.6  | 5    |

-----o0o-----

#### 4. - ETUDE COMPARATIVE :

Pour pouvoir comparer entre les 4 cellules déjà étudiées, on dresse un tableau où sont rassemblées les caractéristiques essentielles de chaque cellule. Le choix de la cellule se fera à partir de ce tableau :

|           | $I_{Bsat}$ | $I_{Csat}$ (A) | $B_{sat}$        | $V_{CEsat}$ (V) | $t_{on}$ ( $\mu s$ ) | $t_{off}$ ( $\mu s$ ) |
|-----------|------------|----------------|------------------|-----------------|----------------------|-----------------------|
| MONTAGE 1 | 2.5mA      | 3.15           | 1260             | 1.1             | 17.7                 | 7.14                  |
| MONTAGE 2 | 7 $\mu A$  | 3              | $43 \times 10^4$ | 0.65            | 9.2                  | 4.3                   |
| MONTAGE 3 | 151.8mA    | 2.9            | 19               | 2.5             | 4.0                  | 7.00                  |
| MONTAGE 4 | 13mA       | 3              | $23 \times 10^4$ | 2.1             | 5.8                  | 5.26                  |

Pour un même courant de saturation ( $I_{Csat} \approx 3A$ ), le courant appelé par la base est le plus faible dans le cas du montage 2. La puissance prélevée de l'alimentation continue variable est donc la plus faible dans le montage 2.

L'importance du courant de base dans les autres montages diminue leur gain global.

Comme le gain  $B_2$  du montage 2 est beaucoup le plus important, l'impédance d'entrée est nettement plus élevée d'où la faible valeur du courant à sa base. / 2 /

A la saturation, la tension  $V_{CE}$  est la moins importante dans le cas du montage 2. On retrouve donc une plus grande tension aux bornes de la charge.

Le montage 2 est plus rapide que le montage 1 mais moins rapide que les montages 3 et 4

Le nombre de composants utilisés pour la réalisation de la cellule 2 est nettement réduit comparativement aux autres montages.

#### 4.1. - Choix de la cellule :

Nous avons conclu auparavant que le montage 2 n'est pas le plus rapide. Il présente un temps d'amorçage  $t_{on_2} = 9.2 \mu s$  et un temps de blocage  $t_{off_2} = 4.3 \mu s$ . Mais ces temps d'amorçage et de blocage sont suffisants pour répondre à nos exigences d'utilisation : Fréquence, courant... Le montage 2 présente donc plus d'avantages pour la réalisation du Hacheur.

#### 5. - INFLUENCE DE LA FREQUENCE DU SIGNAL DE BASE SUR LES TEMPS DE COMMUTATION :

Les différents temps d'amorçage et de blocage déjà relevés étaient pour une fréquence fixe ( $f = 1 \text{ kHz}$ ).

Il serait intéressant de connaître l'influence de la variation de la fréquence sur ces différents temps.

L'essai est effectué avec le montage 2. Le débit est sur une charge résistive. Le rapport cyclique  $\alpha = 0.5$   
Le courant de charge est de 1.5 A

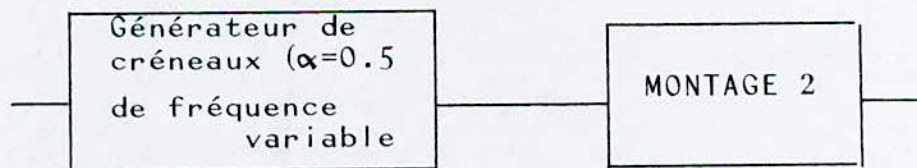




Tableau des relevés /

| f(kHz)           | 1   | 2    | 3    | 4    | 5    | 6    | 7    | 8    | 9    | 10   | 11   | 14   | 16   | 18   | 20   | 22   | 25   |
|------------------|-----|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| $t_d(\mu s)$     | 1.1 | 0.95 | 1.05 | 0.9  | 1.08 | 1.06 | 1.16 | 1.22 | 1.28 | 1.16 | 1.24 | 1.15 | 0.94 | 1.09 | 1.03 | 1.17 | 1.21 |
| $t_r(\mu s)$     | 1.3 | 1.85 | 2.2  | 2.28 | 2.34 | 2.54 | 2.54 | 2.52 | 2.68 | 2.64 | 2.7  | 2.77 | 2.85 | 2.70 | 2.76 | 2.68 | 2.66 |
| $t_s(\mu s)$     | 4.9 | 4    | 4.6  | 2.54 | 4.84 | 5.04 | 4.54 | 4.56 | 4.24 | 5.16 | 4.9  | 5.02 | 4.36 | 4.72 | 5.18 | 4.57 | 4.49 |
| $t_f(\mu s)$     | 1.4 | 1.3  | 1.3  | 1.34 | 1.32 | 1.42 | 1.44 | 1.42 | 1.34 | 1.52 | 1.52 | 1.54 | 1.58 | 1.49 | 1.51 | 1.55 | 1.58 |
| $t_{on}(\mu s)$  | 2.4 | 2.80 | 3.25 | 3.18 | 3.42 | 3.60 | 3.7  | 3.74 | 3.96 | 3.80 | 3.94 | 3.92 | 3.79 | 3.79 | 3.79 | 3.85 | 3.87 |
| $t_{off}(\mu s)$ | 6.3 | 4.3  | 5.9  | 3.88 | 6.18 | 6.46 | 5.98 | 5.98 | 5.58 | 6.68 | 6.42 | 6.56 | 5.94 | 6.21 | 6.69 | 6.12 | 6.07 |

\* Influence de la fréquence sur les temps de commutation

Remarques :

- \* Les différents temps d'amorçage et de blocage ne sont pas réellement affectés par la variation de la fréquence.

Les petites fluctuations que l'on constate ne sont dues qu'à la difficulté de lecture sur les différentes courbes.

- \* Ceci est prévisible, étant donné que les temps d'amorçage et de blocage sont plutôt fonction du courant de base injecté. En effet, un fort courant de base augmente la rapidité de montée du courant de charge mais ceci se fera au dépend du temps de descente qui verra le temps nécessaire à l'évacuation des charges ( $t_s$ ) augmenter considérablement...

## — CHAPITRE III —

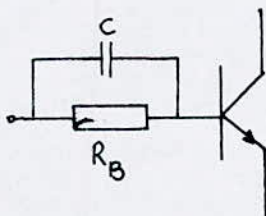
### REALISATION DU HACHEUR

#### 1. - OPTIMISATION DE LA COMMANDE DE BASE DE LA CELLULE 2 :

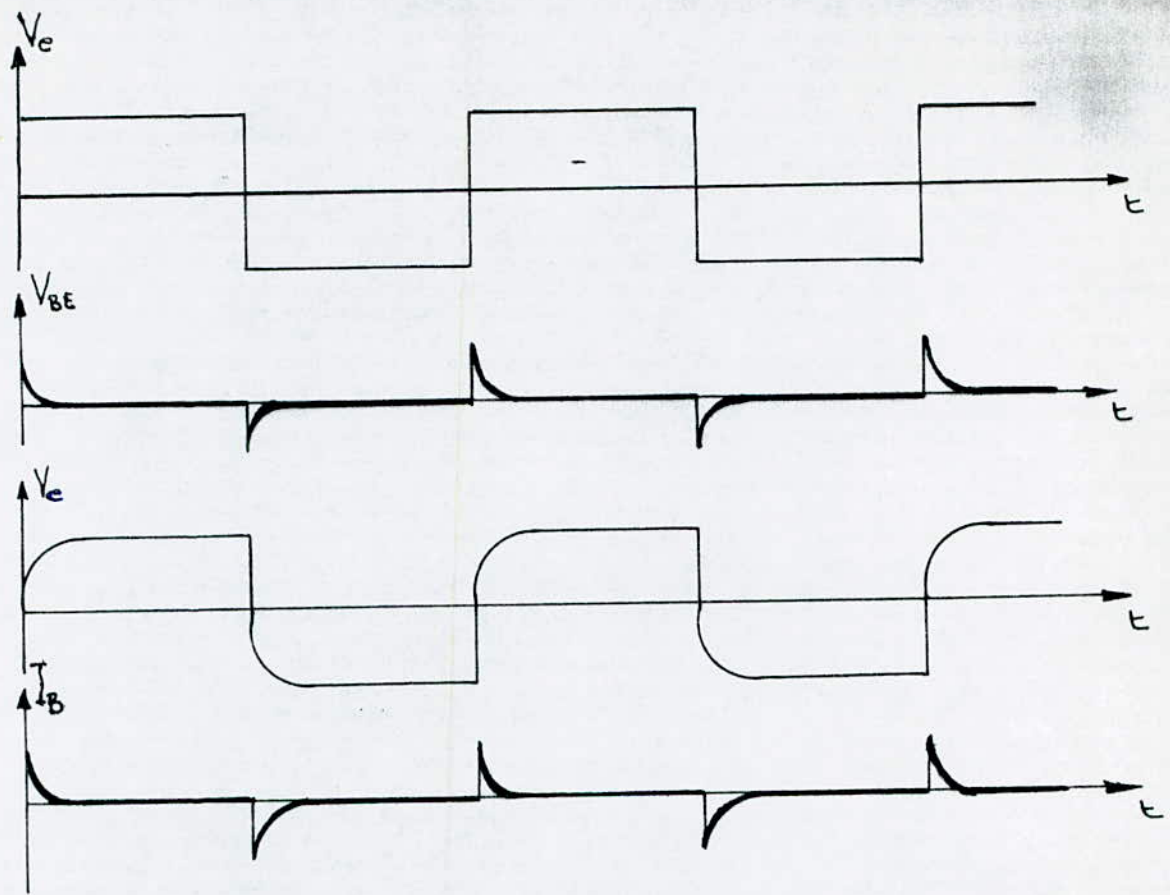
Un transistor ne peut se saturer ni se bloquer immédiatement après l'injection du signal d'amorçage ou de blocage dans sa base. Nous l'avons remarqué d'après les tableaux des différents temps de montée et de descente.

Dans le but de diminuer ces retards le plus possible, il est nécessaire de saturer rapidement la base. Une fois la saturation atteinte, le courant doit se maintenir au moins à la valeur nécessaire. Pour cela, on utilise un condensateur accélérateur comme source additionnelle de courant.

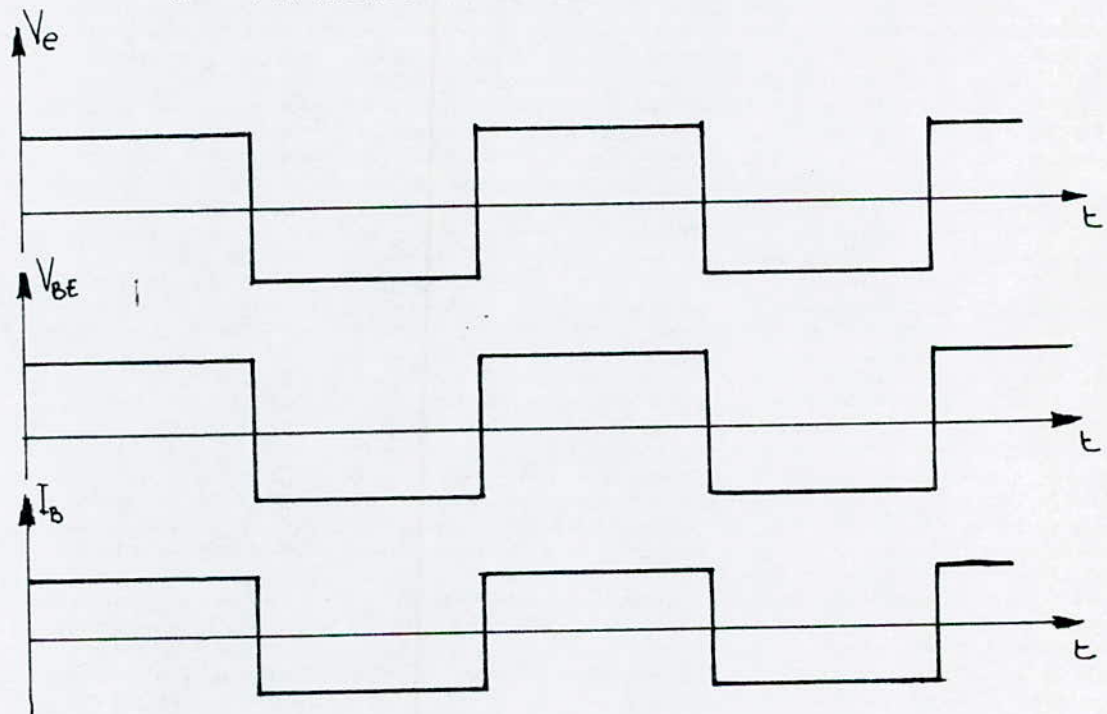
Le courant de charge de ce condensateur permet aussi de passer plus vite de la saturation au blocage.



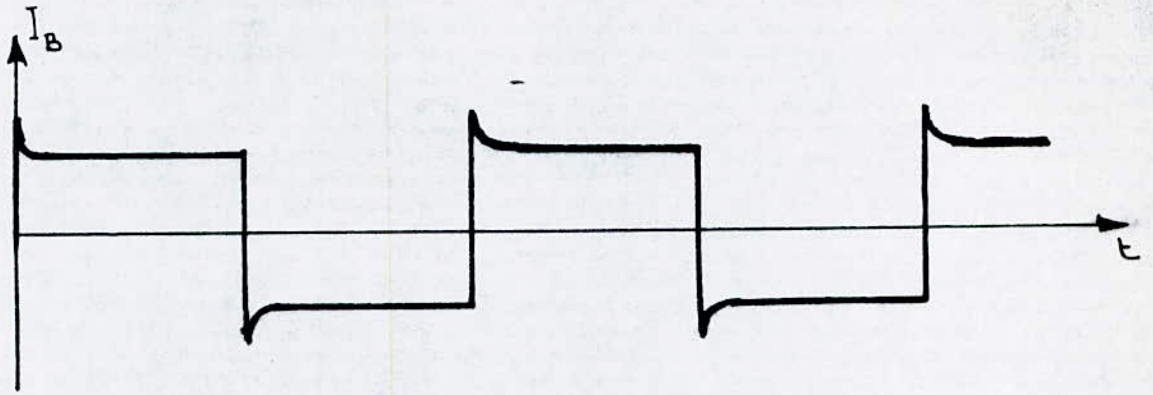




a - Influence du condensateur seul



b - Influence de  $R_B$  seule



c - Somme des courants  $I_B$  illustrant l'action du condensateur accélérateur

Fig. 3.1

Dans le montage 2, on place le circuit accélérateur ( $R_B C$ ) à la base du transistor DRIVER (T.D).

Ce transistor TD fonctionne en régime linéaire ; on réduira ainsi la puissance prélevée à l'alimentation continue auxiliaire. La résistance  $R_B$  est calculée pour obtenir un courant à la base du transistor DRIVER de :

$$I_B'' = \frac{I_{Cmax}}{\beta \beta'}$$

où  $\beta$  : le gain du transistor principal  
 $\beta'$  : le gain du transistor DRIVER

Pour assurer au mieux le blocage de la cellule et réduire au minimum la puissance demandée à l'alimentation auxiliaire, il est nécessaire d'introduire un push-pull qui fournira les créneaux négatifs à la base du DRIVER durant les intervalles du blocage.

## 2. - CIRCUIT D'AIDE A LA COMMUTATION (CALC) :

Les pertes durant les commutations sont assez élevées. Il est donc nécessaire de réduire ces pertes en ajoutant un circuit auxiliaire dit "CIRCUIT D'AIDE A LA COMMUTATION" (CALC).

Ce circuit permet de réduire les contraintes appliquées au transistor pendant les commutations, à savoir :

- La vitesse de remontée de la tension " $dV/dt$ " pendant le blocage du transistor.
- La vitesse de croissance du courant " $dI/dt$ " pendant l'amorçage du transistor.



## 2.1. - Principe de fonctionnement du CALC à la fermeture :

On ralentit la montée du courant  $I_C$  lors de la fermeture en insérant une inductance  $L$  en série avec le transistor T.P

Placée en "tampon" entre la charge et le transistor, cette inductance limite la vitesse de montée du courant de charge. La tension  $V_{CE}$  peut ainsi s'effondrer de  $V_{CE}$  à  $V_{CEsat}$  (tension de saturation) avant que le courant n'ait atteint une valeur importante.

L'énergie emmagasinée dans  $L$  ( $\frac{1}{2} L \cdot I^2$ ) est évacuée au moment du blocage à travers la diode  $D_2$  et la résistance  $R$  (Fig. 3.2). La résistance  $R$  accélère cette évacuation en prévision d'un nouvel amorçage.

## 2.2. - Principe de fonctionnement du CALC à l'ouverture :

On ralentit la montée de la tension  $V_{CE}$  lors du blocage par la mise en parallèle avec le transistor T.P d'un condensateur  $C$ .

Le condensateur absorbe le courant coupé dans le transistor et limite ainsi la vitesse de montée de  $V_{CE}$ . Le courant s'annule avant que  $V_{CE}$  ait atteint une valeur importante.

Lors de la mise en conduction, le condensateur  $C$  se décharge à travers la résistance  $R$ .

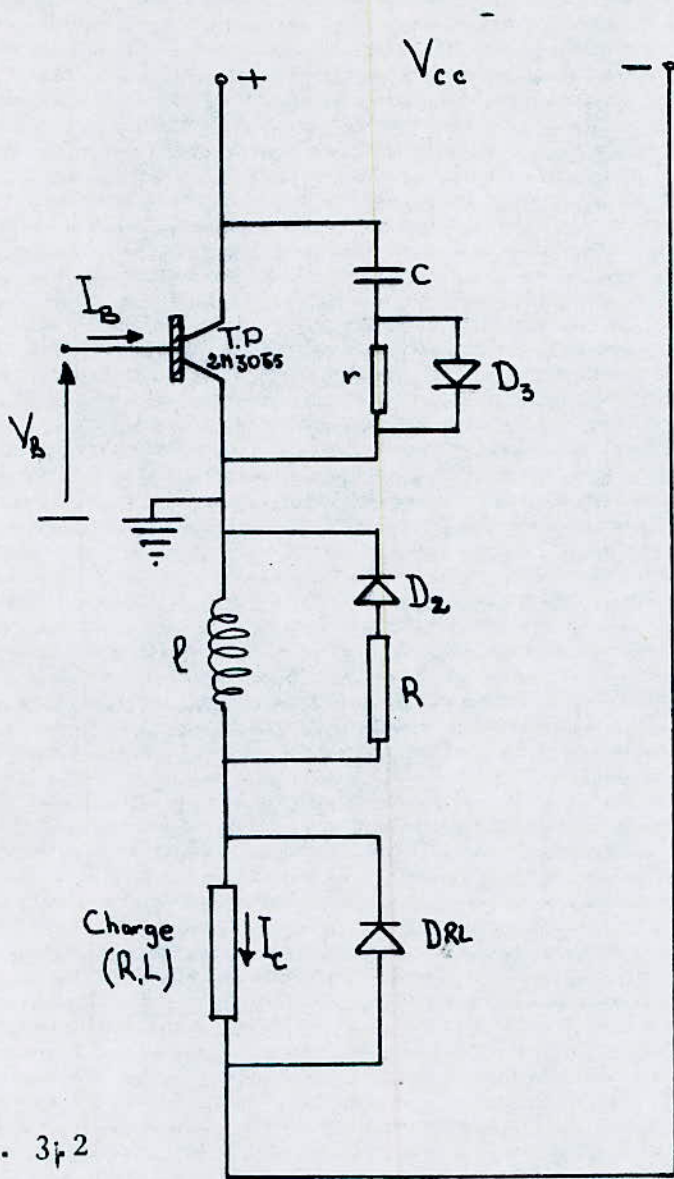


Fig. 3r2

A l'ouverture, une surtension (dûe à l'effet inductif de la charge) apparaît aux bornes du transistor. La diode de roue libre (DRL) est placée de telle sorte à éliminer ces surtensions. La DRL constitue une protection pour le transistor mais à condition qu'elle soit assez rapide.

### 2.3. - Dimensionnement du CALC à la fermeture :

\* Calcul de l'inductance L :

Pour une self non saturable

pour  $i = I_M$

$$L \frac{di}{dt} \approx V_{CC} \approx L \frac{I_M}{t_R} = \boxed{L = V_{CC} \cdot \frac{t_R}{I_M}}$$

on choisit :  $2 t_r < t_R < 5 t_r$

où :  $t_r$  est le temps de descente de  $V_{CE}$

$$t_r = 5.1 \mu s \quad t_r \Rightarrow 3 \times 5.1 = 15.3 \mu s$$

$$\text{d'où} : L = 40 \mu H$$

\* Calcul de la résistance R :

On choisit R Tel que

$$L/R > t_s + t_f = t_{off} = 6.68 \mu s$$

$$\text{d'où} : \boxed{R < 10 \Omega}$$



## 2.4. - Dimensionnement du CALC à l'ouverture :

\* Calcul de la capacité C :

$$i_c = C \frac{dV_{CE}}{dt}$$

$$I_{CM} = C \cdot \frac{V_{CC}}{t_F} \quad \Rightarrow \quad C = I_{CM} \cdot \frac{t_F}{V_{CC}}$$

on choisit :  $2 t_f < t_F < 5 t_f$

où :  $t_f$  : le temps de descente de  $I_C$

$t_f = 1.52 \mu s$  ; d'où la valeur de C :

$C = 1.1 \mu F$

\* Calcul de la résistance r :

$r$  : sert pour la limitation du courant de décharge du condensateur à la fermeture

On choisit :  $r_C > t_d + t_r = t_{on} = 3.8 \mu s$

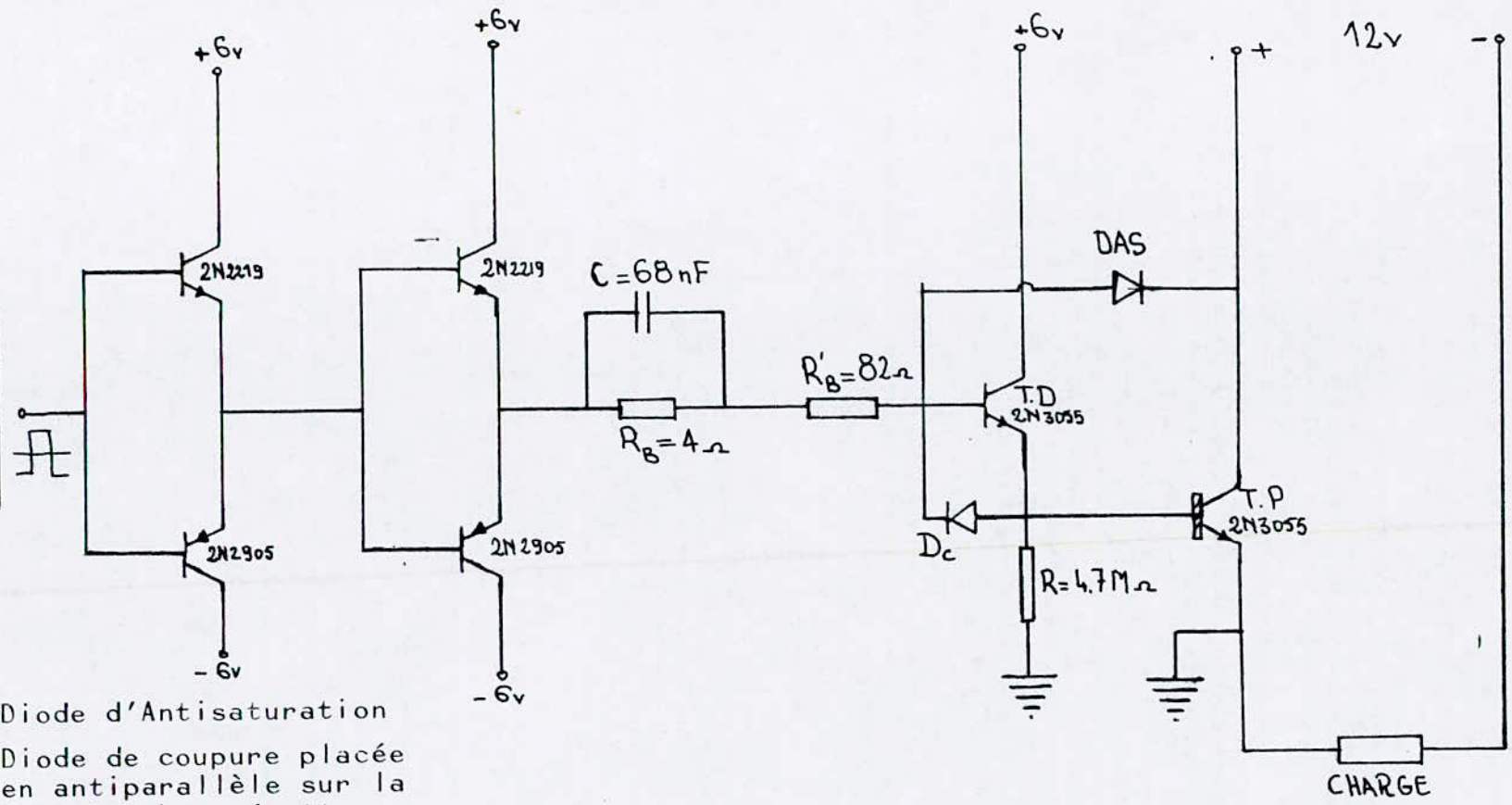
d'où : 

$r > 4 \Omega$

N.B. : Pour un bon fonctionnement, il faut que les périodes de conduction et de blocage soient suffisamment longues pour laisser le temps au condensateur C de se charger et l'énergie emmagasinée dans L d'être dissipée.

-----o0o-----

CIRCUIT GÉNÉRAL DES SIGNAUX CARRÉS



- \* DAS : Diode d'Antisaturation
- \* D<sub>C</sub> : Diode de coupure placée en antiparallèle sur la jonction base-émetteur du T<sub>p</sub> pour améliorer le blocage
- \* T.D : Transistor DRIVER
- \* T.P : Transistor de puissance

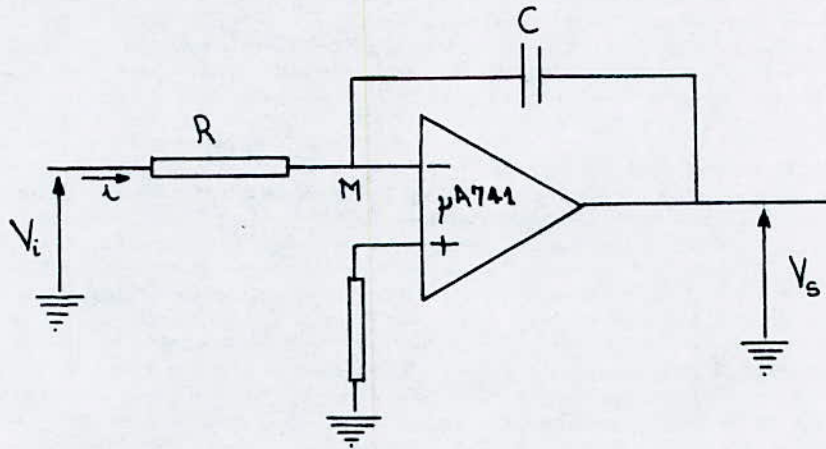
SCHEMA GENERAL DE LA CELLULE DE COMMUTATION

### 3. - CIRCUIT DE COMMANDE : -

#### 3.1. - Présentation Générale :

Le circuit de commande se compose de trois étages :

\* Un amplificateur opérationnel ( $\mu A741$ ) monté en intégrateur



La tension provoquée aux bornes du condensateur par le passage d'un courant  $i$  pendant un temps  $t$  est :

$$V_C = \frac{1}{C} \int_0^t i \, dt$$

L'entrée (-) étant un point de masse virtuelle, l'expression de  $i$  est :

$$i = V_i / R$$

De plus, on a :  $V_S = -V_C$

On peut donc écrire :

$$V_S = -\frac{1}{C} \int_0^t \frac{V_e}{R} \, dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_e \, dt$$



Si :  $V_e$  est une tension continue on aura :

$$V_S = - \frac{V_e}{RC} \cdot t$$

qui est une rampe de pente  $( - \frac{V_e}{RC} )$

\* Un amplificateur opérationnel ( $\mu A741$ ) monté en comparateur :

Sur l'une de ses entrées est appliquée une tension de référence. Sur l'autre entrée on applique la tension à comparer.

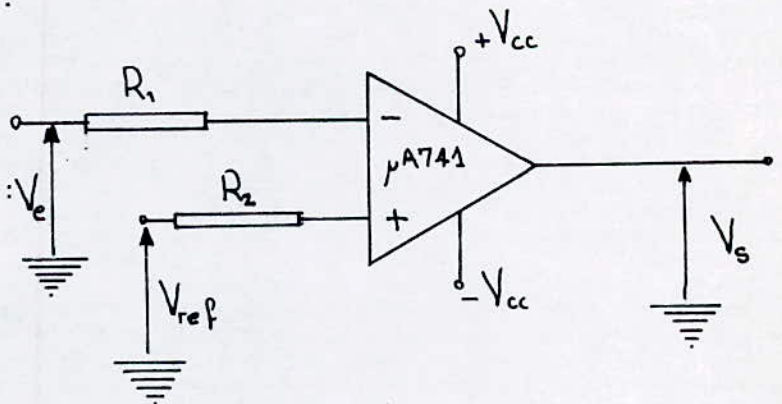
Le dispositif effectue la comparaison suivante :

- Si  $V_{ref} < V_e$ , on a :

$$V_S = +V_{CC}$$

- Si  $V_{ref} > V_e$ , on a :

$$V_S = -V_{CC}$$



\* Le troisième étage est constitué d'un comparateur qui fournira à sa sortie les créneaux nécessaires à l'amorçage de la cellule de commutation.

La comparaison se fera entre la rampe générée par l'intégrateur et une tension de référence que l'on se fixera.

### 3.2. - Le Générateur de dents de scie :

Pour obtenir une sortie en dents de scie, on met à profit la forme d'onde de charge et celle de décharge très rapide d'un condensateur.

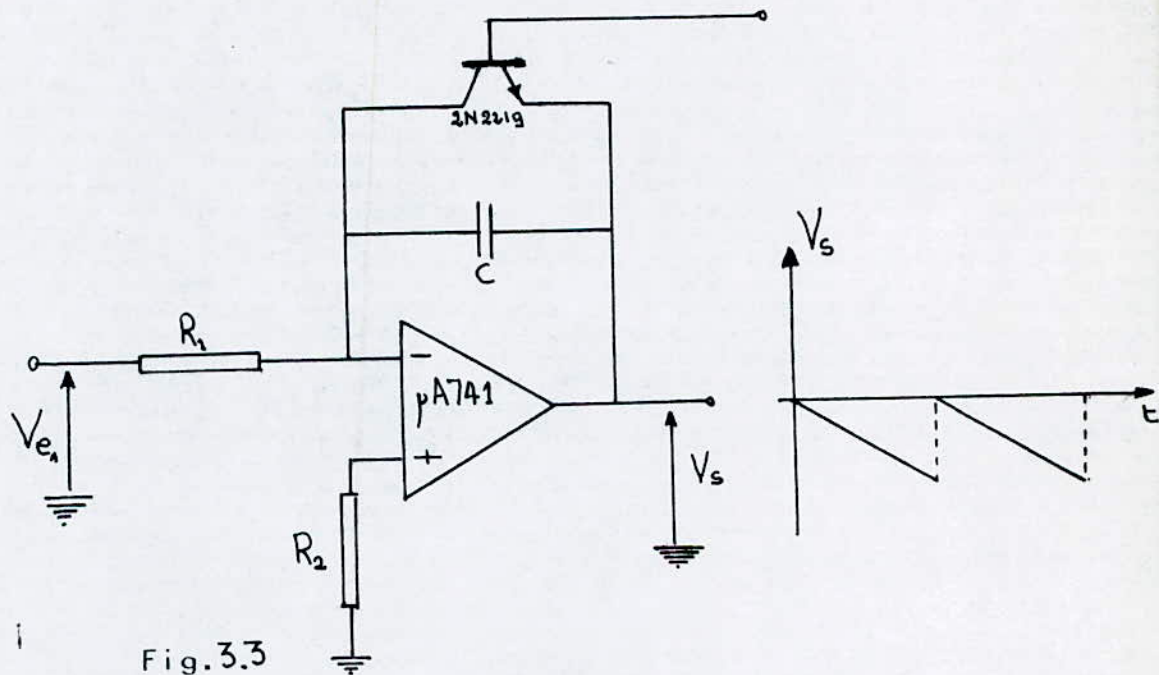


Fig.3.3

La charge s'effectue via une résistance en série et la décharge est produite par la saturation d'un transistor connecté en parallèle avec le condensateur  $C$  pour lui offrir un chemin rapide.

L'équation des rampes étant :

$$V_S = \frac{-V_{ei}}{R_1 C} \cdot t$$

on peut donc régler la fréquence de génération des dents de scie en agissant sur  $V_{ei}$ ,  $R_1$  ou  $C$ .

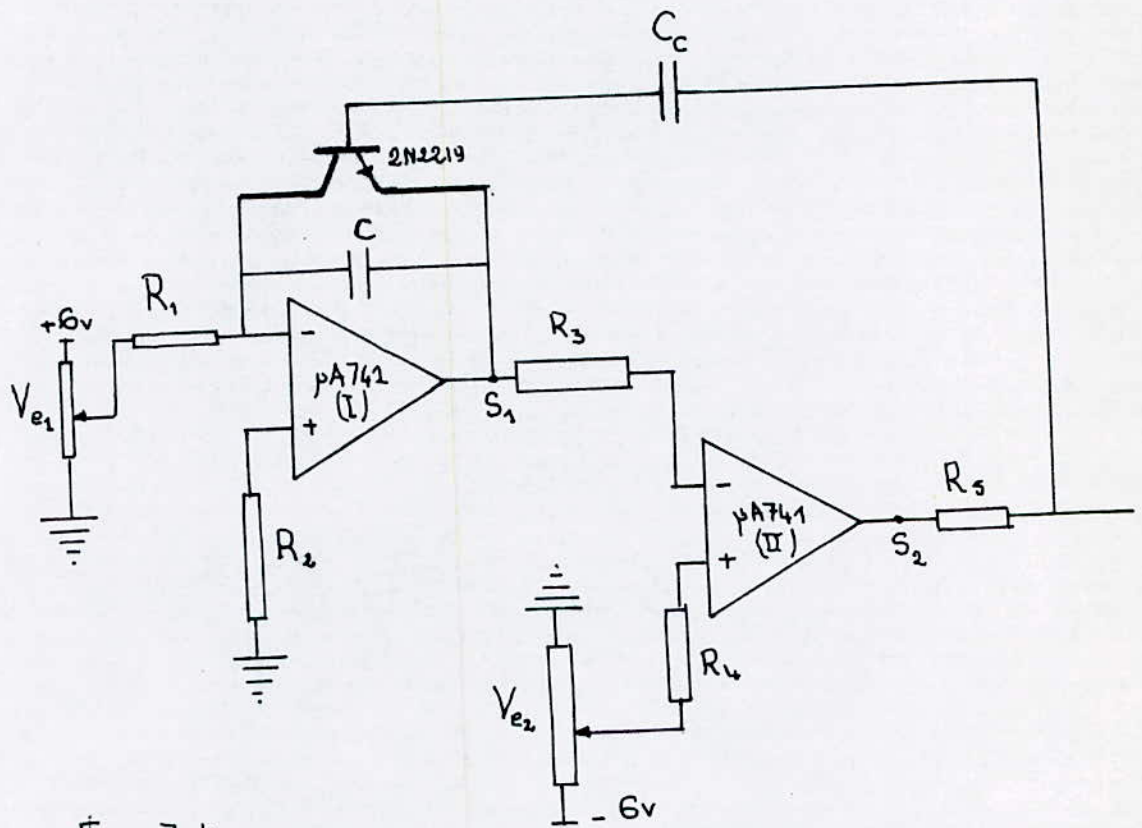


Fig. 3.4

L'amorçage du transistor 2N2219 court-circuitant le condensateur  $C$ , se fait à travers un condensateur de couplage  $C_c$  placé en série avec sa base.

La résistance  $R_2$  doit être calculée de telle sorte à compenser les courants de polarisation. /8/



### 3.3. - Le Générateur des signaux carrés :

Les signaux en dents de scie ( $V_{S_1}$ ) sont ramenés sur une entrée du comparateur III.

Sur l'autre entrée, on applique une tension de référence ( $V_{e_3}$ ) .

$$\text{Si : } V_{S_1} > V_{e_3} \quad \text{on a : } V_{S_2} = +V_{CC}$$

$$V_{S_1} < V_{e_3} \quad \text{on a : } V_{S_2} = -V_{CC}$$

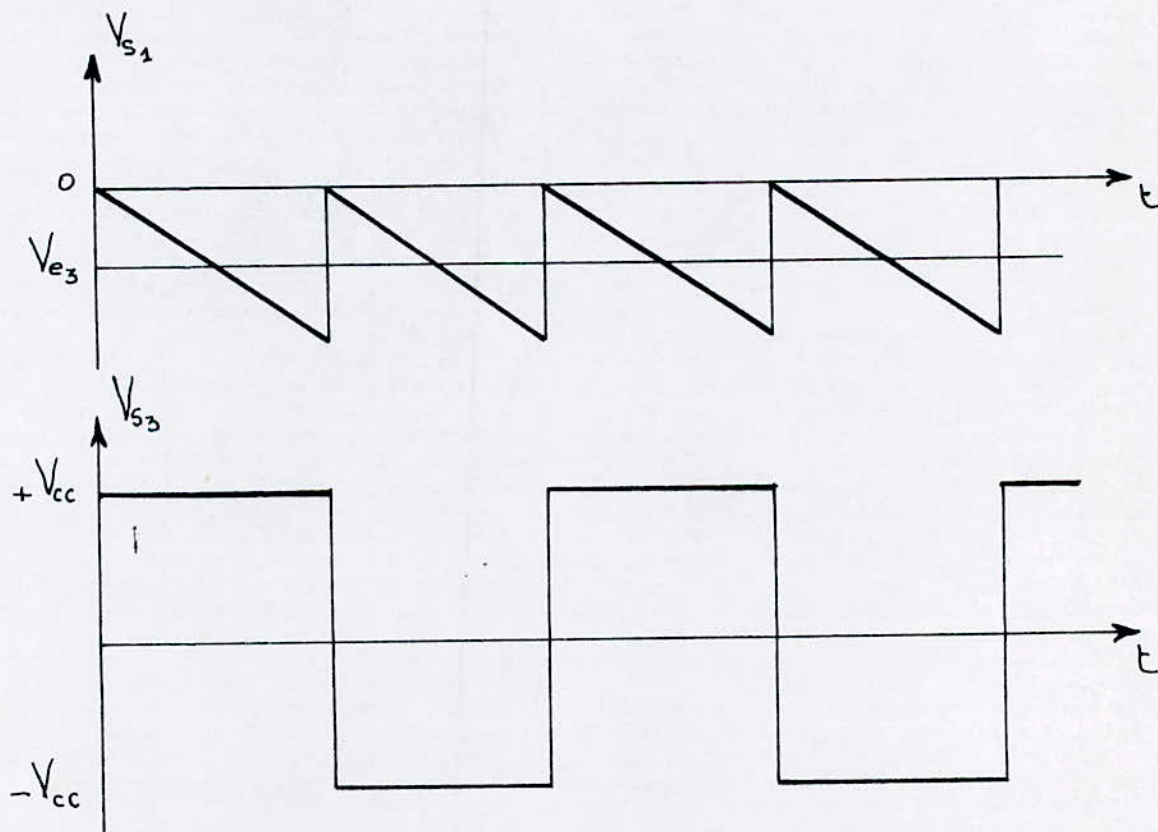
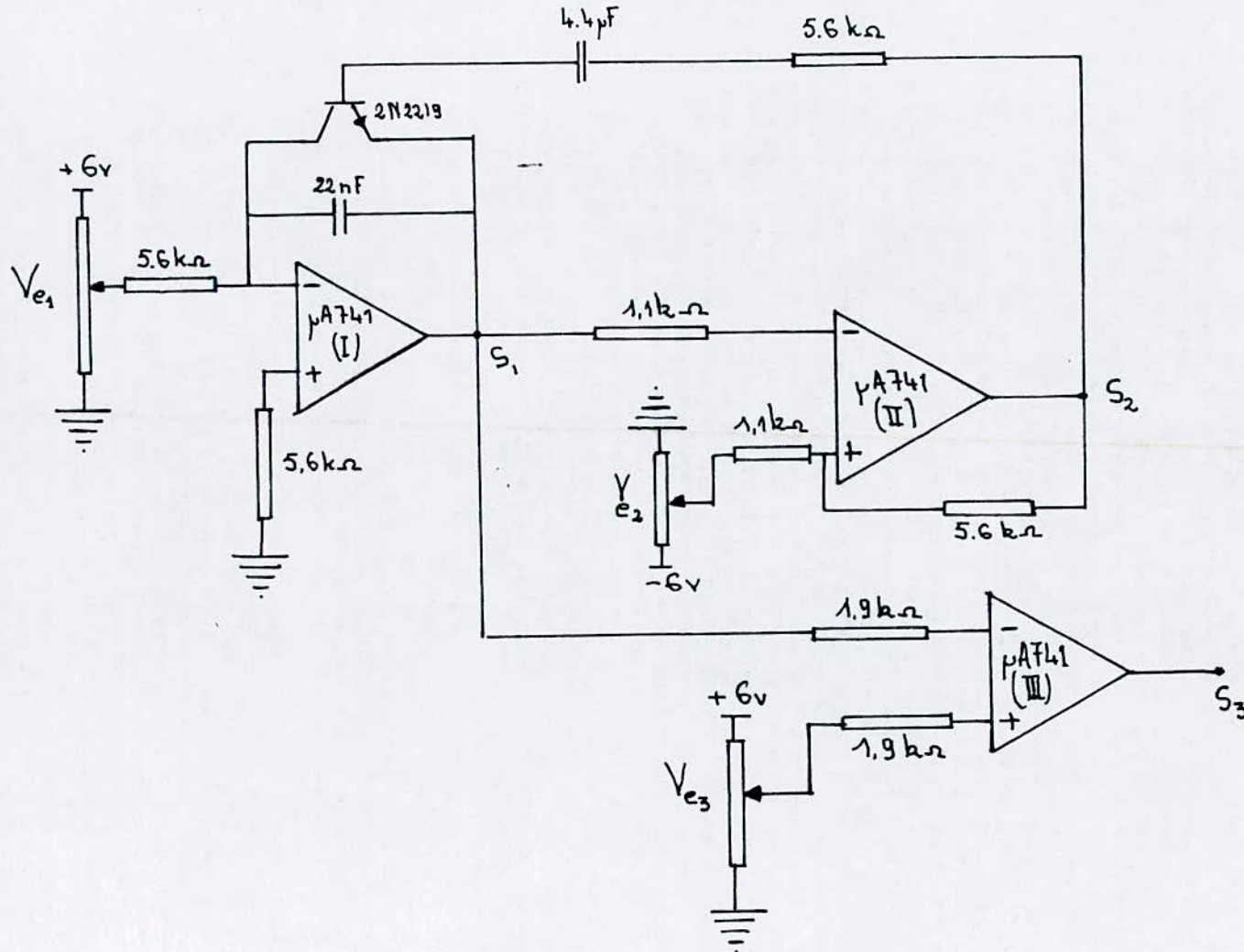


Fig. 3.5

On constate que le rapport cyclique  $\alpha$  dépend de la tension de référence  $V_{e_3}$  .



- SCHEMA GENERAL DU GENERATEUR DE CRENEAUX

4. - ESSAI DU HACHEUR. -

4.1. - Essai sur charge résistive :

- a/ - Le rapport cyclique  $\alpha$  est fixé à 0.5 .  
 On fait varier la charge; on relève  $I_C$  ,  
 $V_{CEsat}$  et la tension moyenne aux bornes  
 de la charge ( $V_{CHMOy}$ ).

Relevés /

|                 |      |      |      |      |      |      |     |
|-----------------|------|------|------|------|------|------|-----|
| $I_C$ (A)       | 1    | 1.5  | 2    | 2.5  | 3    | 3.5  | 4   |
| $V_{CEsat}$ (V) | 0.90 | 0.90 | 0.95 | 1.05 | 1.05 | 1.05 | 1.1 |
| $V_{CHMO}$ (V)  | 7.4  | 6.9  | 6.8  | 6.7  | 5.4  | 5.2  | 5.1 |

- Tableau n° 1 -

- b/ - La charge étant gardée maintenant constante ;  
 on fait varier le rapport cyclique  $\alpha$  et on  
 relève le courant de charge  $I_C$  , la tension  
 émetteur-collecteur de saturation  $V_{CEsat}$   
 et la tension moyenne aux bornes de la  
 charge ( $V_{CHMOy}$ ).

Relevés /

|                 |     |     |     |     |     |
|-----------------|-----|-----|-----|-----|-----|
| $\alpha$        | 0.2 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 0.9 |
| $I_C$ (A)       | 0.6 | 1.7 | 2.5 | 3   | 3.4 |
| $V_{CEsat}$ (V) | 0.8 | 0.8 | 0.9 | 0.9 | 0.9 |
| $V_{CHMO}$ (V)  | 3   | 5.6 | 7.4 | 8.6 | 9.2 |

- Tableau n° 2 -



Remarques :

La tension émetteur-collecteur de saturation ( $V_{CEsat}$ ) varie très légèrement pour une large variation du courant de charge.

Dans le tableau n° 1, on remarque que l'augmentation du courant ( $I_C$ ) provoque la chute de la tension moyenne transmise aux bornes de la charge. Ceci peut s'expliquer par la légère augmentation de la chute de tension aux bornes du transistor et surtout la chute de tension au niveau de la source.

On sait que la valeur de la tension moyenne aux bornes de la charge est fonction du rapport cyclique  $\alpha$  tel que :

$$U_{moy} = \alpha E$$

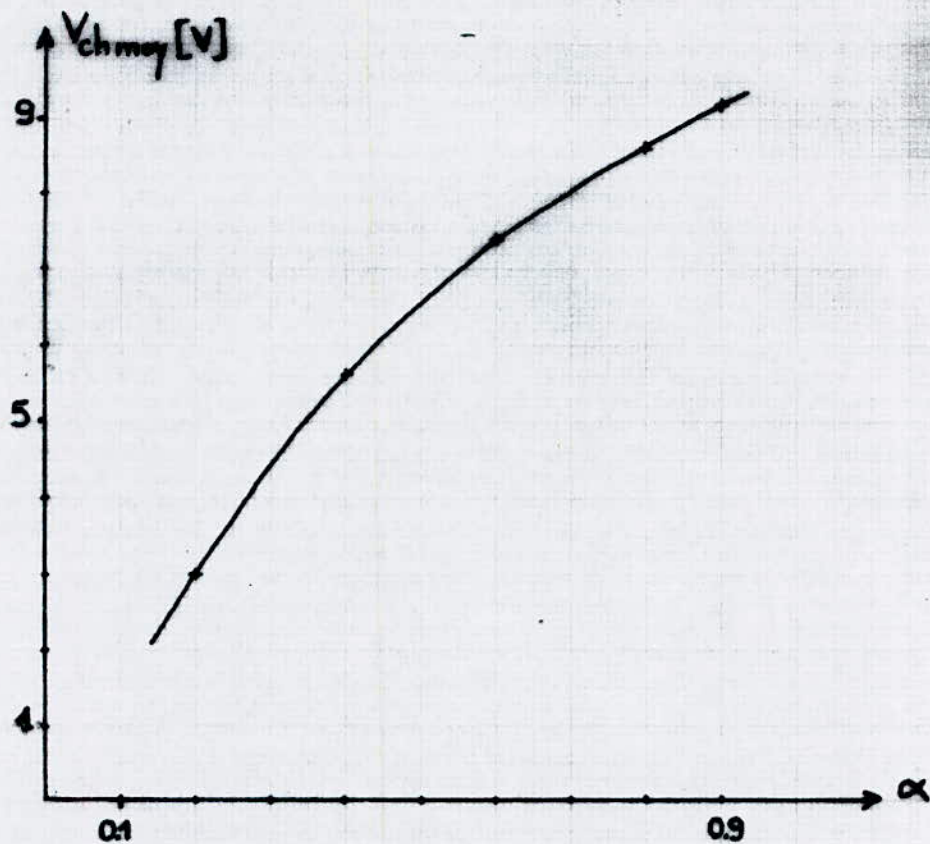
avec 
$$\alpha = \frac{\theta}{T} ; 0 < \alpha < 1$$

$\theta$  = le temps de conduction

$T$  = la période

$E$  = la tension de la source d'alimentation

Si  $E$  est constante,  $U_{moy} = f(\alpha)$  sera donc une droite. Mais la courbe tracée (Fig. 3-6) est légèrement penchée vers le bas. Ceci est dû à la chute de tension due à la commutation et celle se produisant au niveau de la source.



fig(3.6) - Essai sur charge résistive

4.2. - Essai sur charge inductive :

a/- Le rapport cyclique étant fixé à 0.5 , on effectue l'essai sur 4 valeurs de L. Il s'agit de 3 bobines identiques que l'on place en série, puis 2 en série , puis une seule et enfin 2 en parallèle. On notera  $\ell$  l'inductance d'une seule bobine. L est en série avec une résistance R.

Relevés /

| L               | 3 l | 2 l | l   | l/2 |
|-----------------|-----|-----|-----|-----|
| $I_C$ (A)       | 1.1 | 1.3 | 1.6 | 1.8 |
| $V_{CEsat}$ (V) | 0.6 | 0.7 | 0.8 | 0.8 |
| $V_{chmoy}$ (V) | 7.6 | 7.4 | 7   | 6.8 |

- Tableau n° 3 -

b/ - La charge étant fixée à  $(R, L_1)$ , telle que  $L_1 = 3 l$ , on fait varier le rapport cyclique  $\alpha$ , on relève le courant de charge  $I_C$ , la tension émetteur-collecteur de saturation ( $V_{CEsat}$ ), et la tension moyenne aux bornes de la charge ( $V_{chmoy}$ ).

Relevés /

| $\alpha$        | 0.2 | 0.4  | 0.6  | 0.8  | 0.9  |
|-----------------|-----|------|------|------|------|
| $I_C$ (A)       | 0.6 | 0.85 | 1.3  | 1.7  | 1.9  |
| $V_{CEsat}$ (V) | 0.7 | 0.75 | 0.75 | 0.8  | 0.8  |
| $V_{chmoy}$ (V) | 4   | 6.5  | 9    | 10.8 | 11.4 |

- Tableau n° 4 -

Remarques :

L'inductance L fait apparaître une surtension aux bornes du transistor au blocage. Ce qui est néfaste pour le transistor. La diode de roue libre est indispensable pour atténuer ces surtensions.

La tension  $V_{CEsat}$  n'est pas affectée par l'augmentation de l'inductance L.



#### 4.3. - Essai sur le moteur :

##### 4.3.1. - Identification du moteur :

C'est un moteur à courant continu à excitation séparée.

##### Caractéristiques :

###### Induit :

$$U_n = 24 \text{ V}$$

$$I_n = 1.3 \text{ A}$$

$$\text{Enroulements : } r_l = 4.3 \, \Omega \quad (\text{à froid})$$

$$L_l = 32.23 \text{ mH}$$

###### Inducteur :

$$V_n = 24 \text{ V}$$

$$r_{\text{ind}} = 42 \, \Omega \quad (\text{à froid})$$

##### 4.3.2. - Couplage hacheur-moteur :

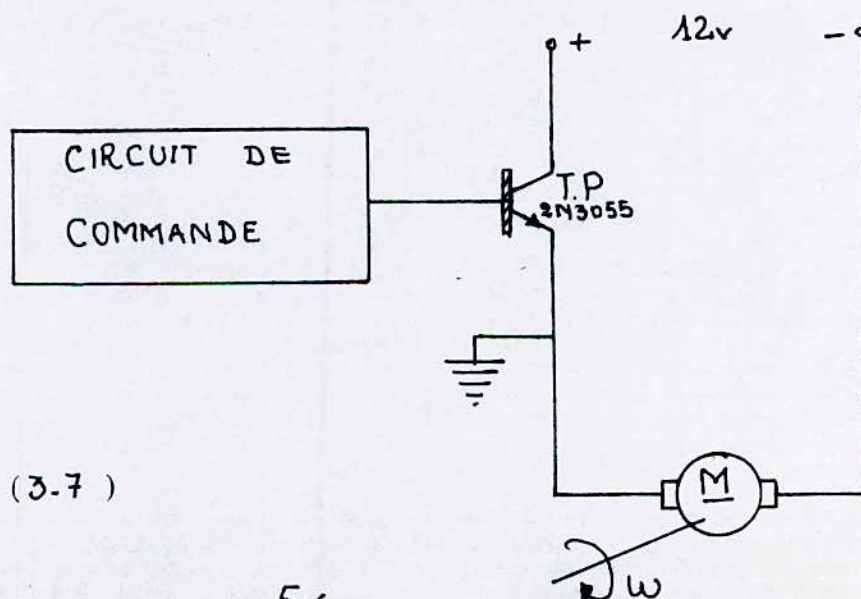


Fig. (3-7)

### Essai à vide :

Le hacheur est relié au moteur, la variation de la tension moyenne à ses bornes est obtenue en agissant sur le rapport cyclique  $\alpha$ . L'essai est effectué à une fréquence de hachage de 10 KHZ.

### Relevés /

| $\alpha$              | 0.09 | 0.2  | 0.3  | 0.4  | 0.5 | 0.6  | 0.7  | 0.8  | 0.86 | 0.9  |
|-----------------------|------|------|------|------|-----|------|------|------|------|------|
| $I_{\text{moy}}$ (mA) | 60   | 145  | 150  | 155  | 155 | 155  | 155  | 160  | 160  | 160  |
| $U_{\text{moy}}$ (V)  | 0.4  | 1.65 | 3.15 | 4.05 | 5.4 | 6.6  | 7.9  | 9.0  | 9.8  | 10   |
| $N$ (trs/min)         | 0    | 150  | 500  | 675  | 850 | 1200 | 1425 | 1675 | 1825 | 1850 |

En régime dynamique, l'équation électrique du moteur s'écrit :

$$u = e + R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt}$$

on intègre sur une période (T) :

$$\frac{1}{T} \int_0^T u \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T e \, dt + \frac{1}{T} \int_0^T R i \, dt + \frac{1}{T} \int_0^T L \frac{di}{dt} \, dt$$

or en régime permanent  $i(0) = i(T)$

$$\text{d'où } \int_{i(0)}^{i(T)} di = 0$$

on peut donc écrire en valeur moyenne sur une période :

$$U_m = E + R I_m$$

$$\text{avec : } E = K \phi \Omega = K_{\Omega} \cdot \Omega \quad (\phi = \text{cte}) \quad \Omega \text{ en trs/s.}$$

$$U_m = K_{\Omega} \cdot \Omega + R I_m$$

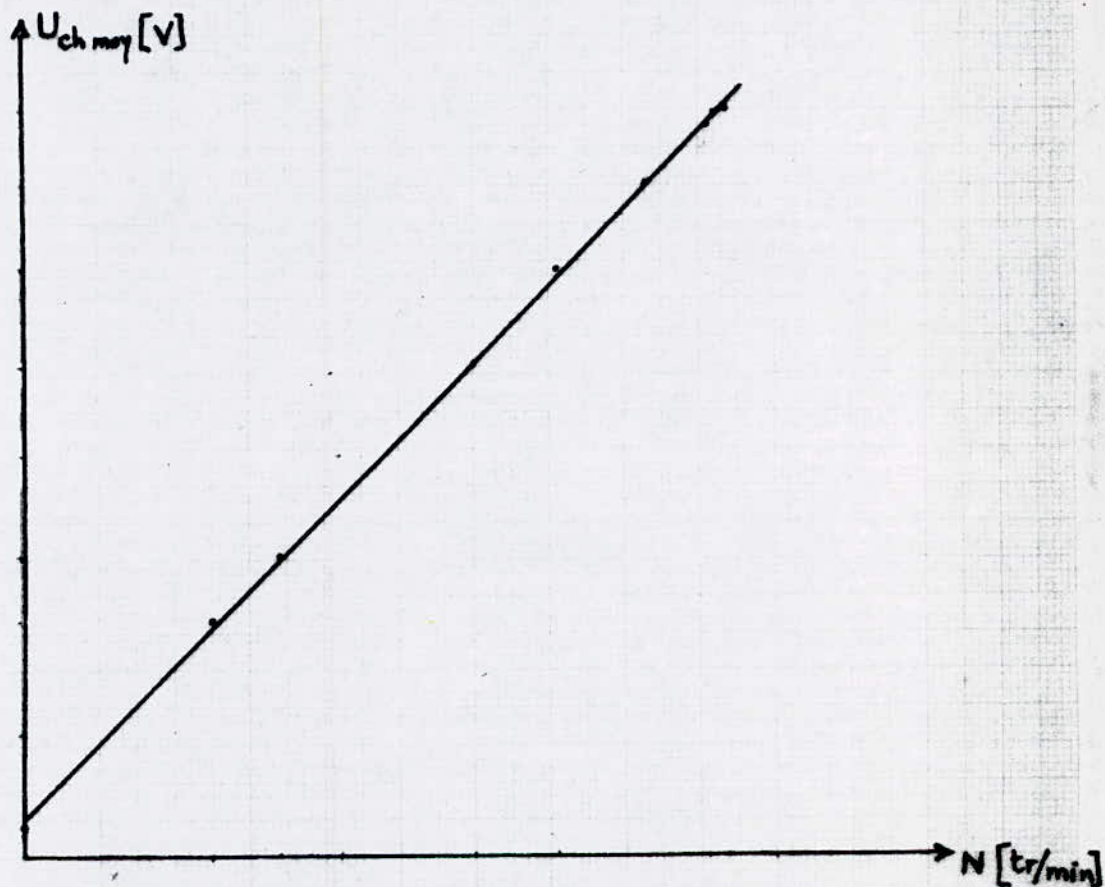
$$\Omega = \frac{U_m - R I_m}{K_{\Omega}}$$

Le moteur fonctionne à vide, le courant absorbé par l'induit est faible et varie peu ; la chute de tension dans l'induit est négligeable. Le flux est sensiblement constant, la vitesse est donc proportionnelle à la tension  $U_{moy}$  (Fig. 3.8 )

L'expression du couple électromagnétique

$$C_e = \frac{1}{2\pi} \cdot K_{\Omega} \cdot I_m$$

A vide, le même courant dans l'induit permet de développer le même couple à toutes les vitesses. / /



fig( 3.8 ) ~ Essai Sur le moteur



## — CHAPITRE IV —

### REGULATION

Un système de régulation a pour rôle d'obliger les grandeurs asservies à conserver des valeurs aussi proches que possible de celles que l'on considère comme idéales/12/.

La définition du système à régler est toujours plus ou moins arbitraire/14/. Dans notre cas, il s'agit d'un convertisseur avec l'induit du moteur à courant continu. Il existe une forte *interdépendance* entre la charge à courant continu et le convertisseur, à cause de la chute de tension inductive provoquée par la commutation/14/.

On peut établir le schéma équivalent du système à régler (Fig. 4.1 )

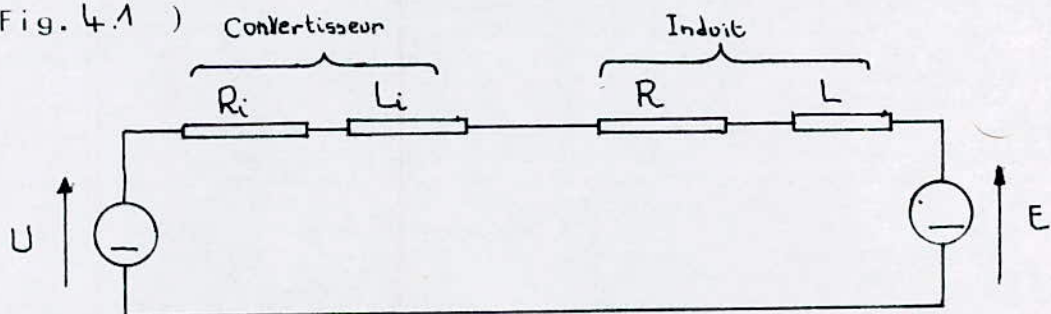


fig-4.1

1. - EQUATION ELECTRIQUE :

$$U = (R + R_i) I + (L + L_i) \frac{dI}{dt} = E$$

En introduisant les valeurs relatives :

$$U_n \frac{U}{U_n} = (R + R_i) \frac{I}{I_n} \cdot \frac{I}{I_n} + (L + L_i) I_n \frac{d(I/I_n)}{dt} + U_n \frac{E}{U_n}$$

$$U_n u = (R + R_i) i \cdot I_n + (L + L_i) I_n \cdot \frac{di}{dt} + U_n \cdot e$$

$$U = (R + R_i) \frac{i}{U_n} \cdot I_n + (L + L_i) \frac{I_n}{U_n} \cdot \frac{di}{dt} + e$$

On pose :

$$R_t = (R + R_i) \cdot \frac{I_n}{U_n}$$

$$T_t = \frac{L + L_i}{R + R_i}$$

$$(L + L_i) \frac{I_n}{U_n} = \frac{L + L_i}{R + R_i} \cdot \frac{R + R_i}{U_n} \cdot I_n = T_t \cdot R_t$$

$$u = R_t \cdot i + T_t \cdot R_t \cdot \frac{di}{dt} + e$$

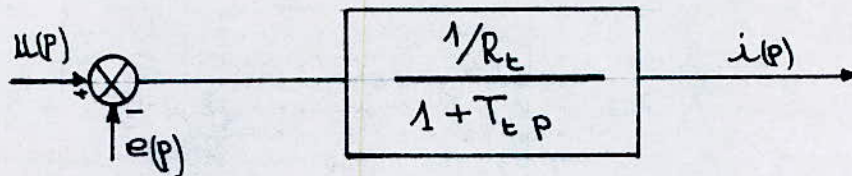
En transformée de Laplace :

$$u(p) = R_t \cdot i(p) + T_t R_t p i(p) + e(p)$$

$$i(p) = \frac{u(p) - e(p)}{R_t + T_t R_t p} = \frac{1/R_t (u(p) - e(p))}{1 + T_t p}$$

$$i(p) = \frac{1}{R_t} \cdot \frac{u(p) - e(p)}{1 + T_t p}$$

d'où le schéma bloc pour le courant :



avec :  $R_t = 0.29$  et  $T_t = 5.94$  ms

## 2. - L'EQUATION MECANIQUE :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r$$

$$C_e = K_m I$$

$$C_{en} = K'_m I_n$$

$$J \Omega_n \frac{d(\frac{\Omega}{\Omega_n})}{dt} = C_{en} \frac{C_e}{C_{en}} - C_{en} \frac{C_r}{C_{en}}$$

$$\frac{J \Omega_n}{C_{en}} \cdot \frac{d\omega}{dt} = i - \gamma$$

on pose :  $T_{em} = \frac{J \Omega_n}{C_{en}}$

$$T_{em} \cdot \frac{d\omega}{dt} = i - \gamma \quad \gamma = \frac{C_r}{C_{en}}$$

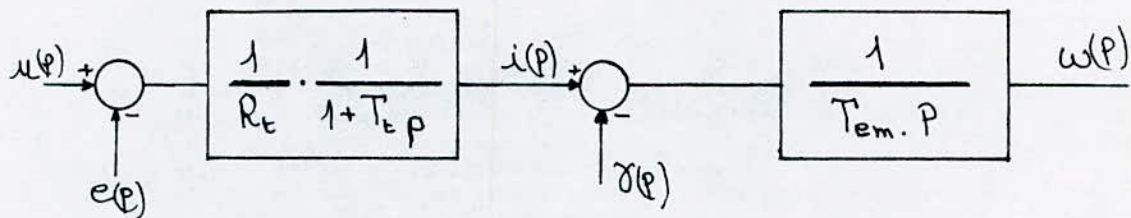


En transformée de Laplace :

$$T_{em.p} \cdot \omega(p) = i(p) - \gamma(p)$$

$$\omega(p) = \frac{i(p) - \gamma(p)}{T_{em.p}}$$

d'où le schéma bloc suivant :

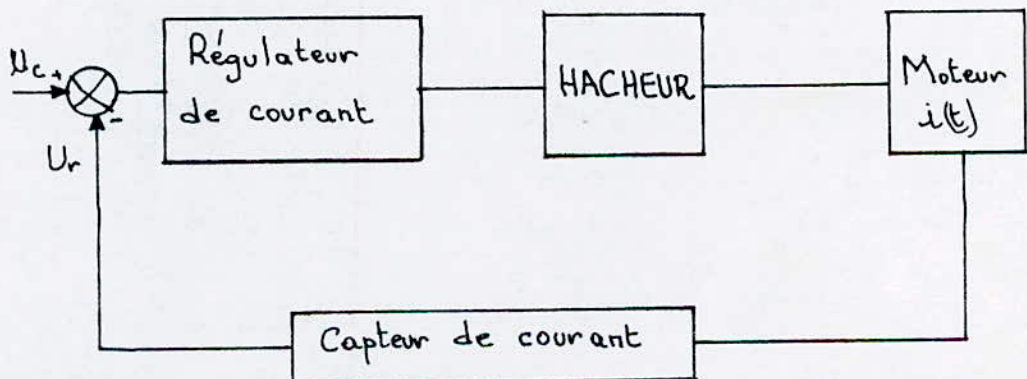


### 3. - REGLAGE DU COURANT D'INDUIT :

Le courant d'excitation est maintenu constant (excitation indépendante). Le flux d'induction du moteur reste lui aussi constant. Cette grandeur n'est donc pas une grandeur variable.

#### 3.1. - Diagramme fonctionnel de la régulation :

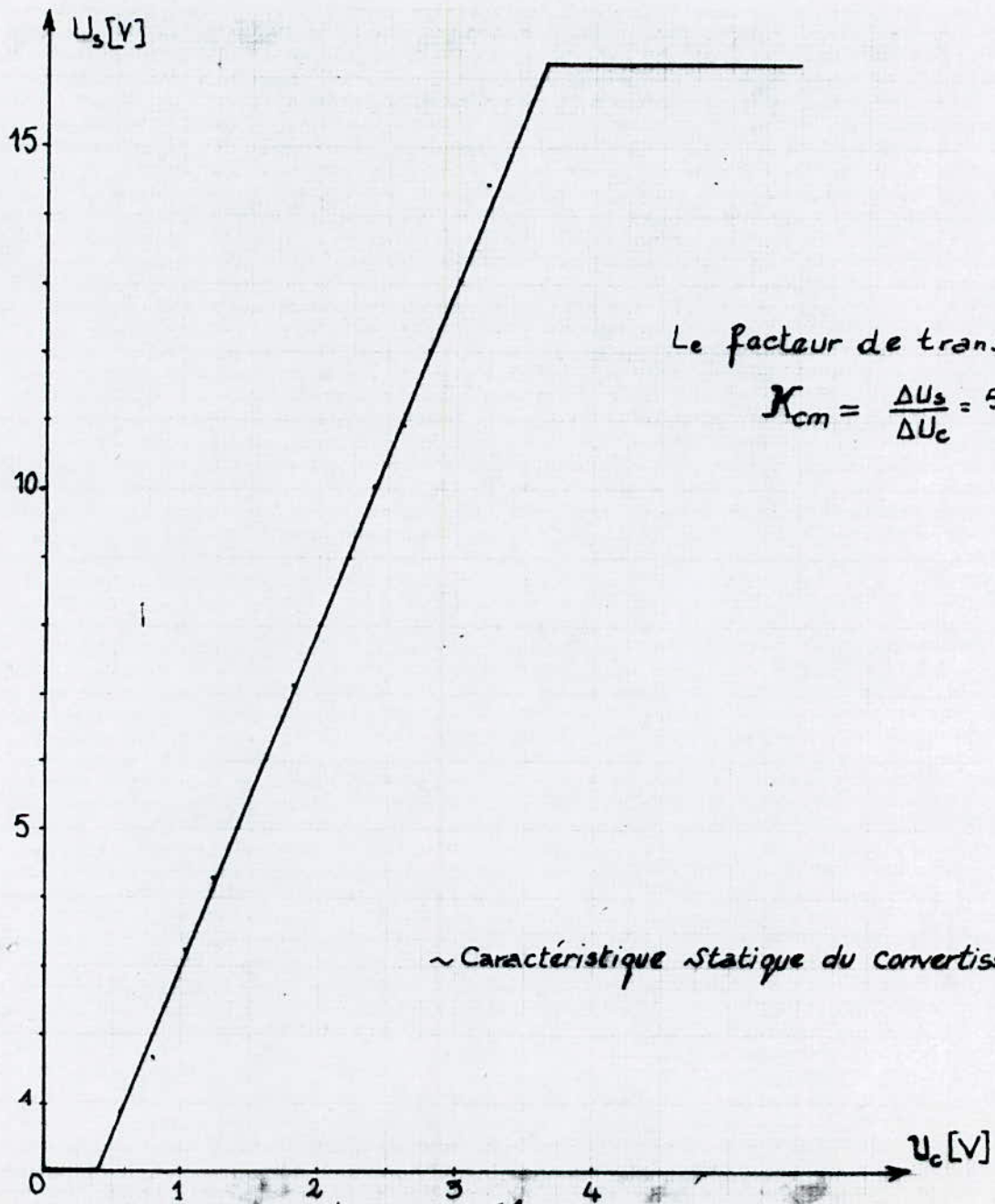
Schéma bloc :



Le convertisseur (HACHEUR) est représenté par une fonction de transfert de premier ordre de constante de temps  $T_{cm}$  et de gain  $K_{cm}$

$$FC(p) = \frac{K_{cm}}{1 + T_{emp}}$$

Le gain  $K_{cm} = 5$  Fig. 4.2



La constante de temps  $T_{cm}$  représente le retard mis par le convertisseur pour fournir la tension à sa sortie. Le convertisseur est un hacheur à transistor dont la valeur moyenne du retard est :

$$T_{cm} = \frac{1}{2} \cdot T = \frac{1}{2f} \quad /14/$$

où :  $f$  est la fréquence de pulsation qui est égale à 10 KHZ.

$$\text{d'où } T_{cm} = 50 \mu s$$

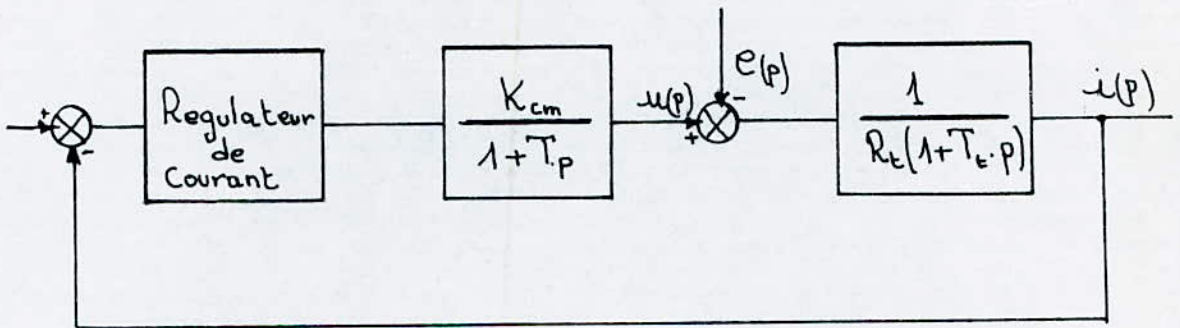


Fig. 4.3

### 3.2. - Détermination du régulateur :

Le système à régler avec l'organe de commande a une seule constante de temps dominante  $T_t$  et une petite constante de temps  $T_{cm}$ . Dans ce cas, il faut faire appel à un régulateur de type "PI" dont la fonction de transfert est de la forme :

$$GRI(p) = \frac{1 + T_n}{T_{ip}}$$



où :  $T_n$  est appelée dosage de corrélation d'intégrale  
 et  $T_i$  la constante de temps d'intégration

La constante de temps dominante est à compenser à l'aide de  $T_n$ .  
 Pour un ajustement optimal du régulateur, la constante du temps  
 d'intégration  $T_i$  est choisie selon la relation suivante :

$$T_i = 2 K_{cm} \cdot T_{cm} / R_t = 1.96 \text{ ms} \quad /14/$$

et  $T_n = T_t = 5.9 \text{ ms}$

La fonction de transfert de la boucle ouverte du courant est :

$$FBO(p) = GRI(p) \cdot FC(p) \cdot \frac{1/R_t}{1 + pT_t}$$

Avec un ajustement optimal du régulateur, la fonction de  
 transfert du circuit de réglage ouvert est de la forme :

$$FBO(o) = \frac{1}{2 T_{cmp} (1 + T_{cmp})}$$

### 3.3. - JUSTIFICATION DU CHOIX DU REGULATEUR :

a/ Réponse harmonique :

$$FBO(p) = \frac{1}{2 T_{cmp} (1 + T_{cmp})}$$

Le module et la phase de la réponse harmonique sont indiqués  
 sur la Fig.(4.4)

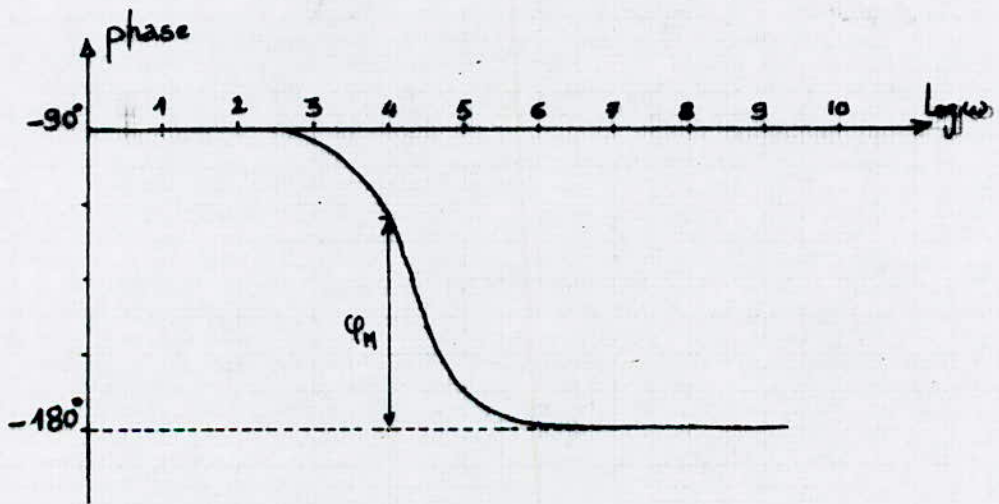
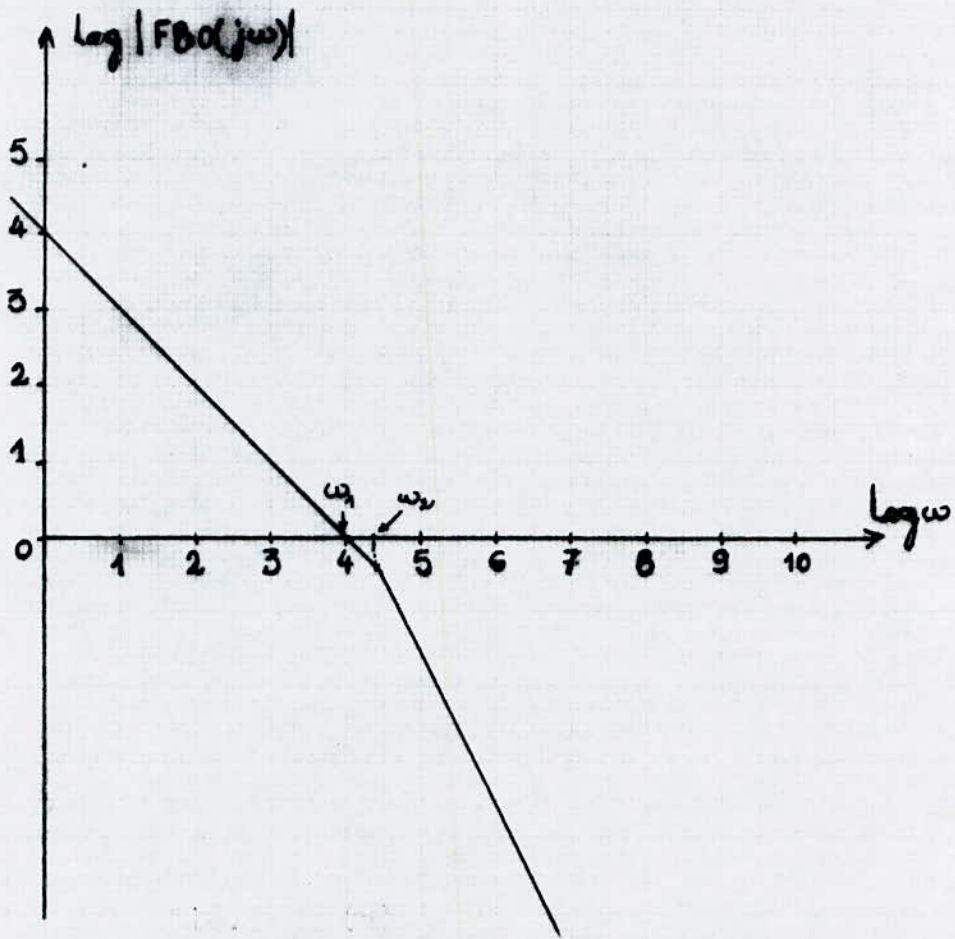


Fig-4.4

On en déduit :

- . La pulsation d'inversion :  $\omega_1 = 10^4 \text{ rd/s}$
- . La pulsation de coupure :  $\omega_2 = 2 \times 10^4 \text{ rd/s}$
- . LA marge de phase :  $\varphi_M = 63^\circ$
- . La marge de gain : 2.83 décade

Le passage du module par la valeur 1 se fait avec une pente - 1. Donc le système est stable (critère de BODE).

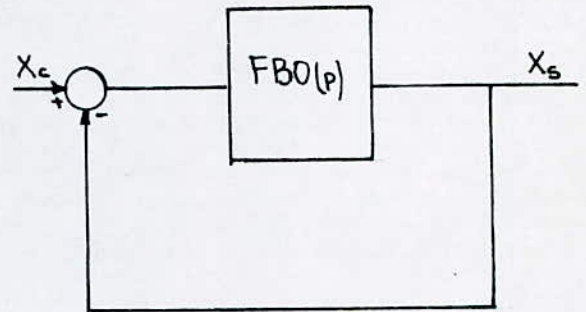


b/ Réponse Indicielle :

La réponse indicielle du circuit de réglage fermé est donnée par la réponse du signal de sortie à un saut de la valeur de consigne/14/.

La fonction de transfert de la boucle fermée du courant est :

$$F_{BF}(p) = \frac{F_{BO}(p)}{1 + F_{BO}(p)}$$



- Schéma bloc en boucle fermée

La réponse indicielle du circuit de réglage fermé découle de la transformée de Laplace inverse/14/

$$Y(t) = L^{-1} \left[ \frac{F_{BF}(p)}{p} \right] \quad (a)$$

$$F_{BF}(p) = \frac{1}{1 + 2 T_{cmp} p + 2 T_{cmp}^2 p^2} \quad (b)$$

Pour une réaction rapide, mais quand même suffisamment amortie, il faut que le système possède un comportement oscillatoire amorti/14/.

La fonction de transfert prend alors la forme :

$$F_{BF}(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\delta}{\omega_0} \cdot p + \frac{1}{\omega_0^2} \cdot p^2} \quad (c)$$

où :  $\omega_0$  est la pulsation propre.

$\delta$  est le coefficient d'amortissement

La comparaison entre les deux formes (b) et (c) de FBF (p) donne :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot T_{cm}} = 14142 \text{ rd/s}$$

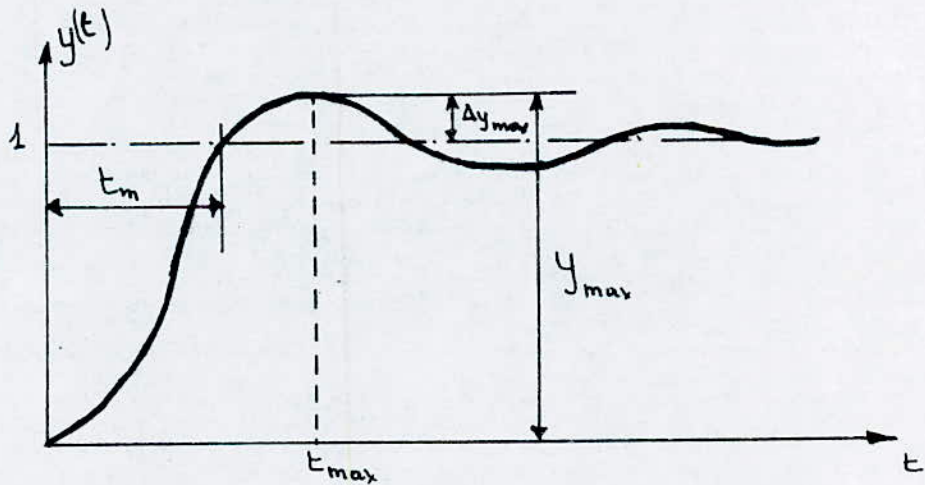
$$\text{et } \delta = \omega_0 T_{cm} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\delta = 0.707$$

La solution de l'équation (a) est :

$$y(t) = 1 - \left( \cos \omega t + \frac{\delta}{\sqrt{1-\delta^2}} \sin \omega t \right) e^{-\delta \omega_0 t}$$

$$\text{avec } \omega = \omega_0 \sqrt{1-\delta^2}$$



Le dépassement maximum  $\Delta y_{max}$  et le temps de montée  $t_m$  correspondent au moment où la valeur finale ( $y(t) = 1$ ) est atteinte pour la première fois.

Le dépassement maximum ( $\Delta y_{\max}$ ) :

Il est atteint en un temps  $t = t_{\max}$

$$t_{\max} = \frac{\pi}{\omega} = \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1 - \delta^2}}$$

$$t_{\max} = 0.314 \text{ ms}$$

$$\Delta y_{\max} = y_{\max} - 1 = e^{-\delta \omega_0 t_{\max}}$$

$$\Delta y_{\max} = 4.33 \%$$

Le temps de montée  $t_m$  :

Il découle de la condition :

$$y(t) = 1$$

on calcule :

$$t_m = 0.235 \text{ ms}$$

#### 4. - DIMENSIONNEMENT DU REGULATEUR DE COURANT :

Les constantes de temps  $T_i$  et  $T_n$  étant déjà déterminées, il s'agit maintenant de calculer les éléments de l'amplificateur de réglage. C'est-à-dire les résistances  $R_c$ ,  $R_r$ ,  $R_1$ ,  $R_0$  et la capacité  $C_i$ .

$$T_n = T_t = 5.94 \text{ ms}$$

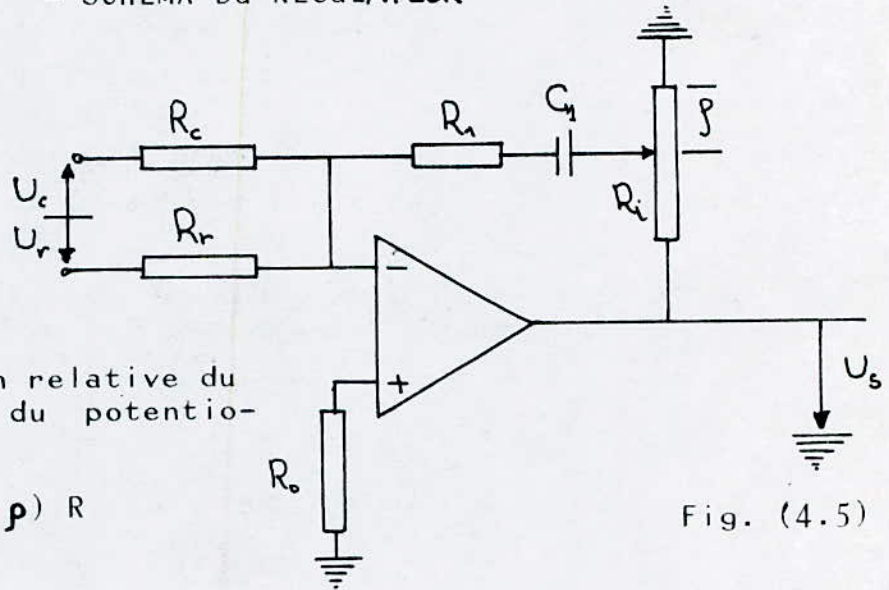
$$T_i = 2 K_{cm} T_{cm} / R_t = 1.96 \text{ ms}$$

On opte pour un régulateur "PI" avec ajustage de la constante de temps d'intégration ( $T_i$ ) par la position du



curseur d'un potentiomètre R. -

- SCHEMA DU REGULATEUR -



$\rho$  : Position relative du curseur du potentiomètre.

$$R_i = \rho (1 - \rho) R$$

Fig. (4.5)

La fonction de transfert du régulateur représenté en Fig.(4.5) s'écrit :

$$GRI(\rho) = \frac{1 + \rho(R_1 + R_i) C_1}{\rho \cdot R_c \cdot C_1 \cdot p} \cdot \frac{U_{cn}}{U_{sn}}$$

$$d'où : T_i = \rho \cdot R_c \cdot C_1 \cdot \frac{U_{sn}}{U_{cm}}$$

$$T_n = (R_1 + R_i) \cdot C_1$$

Entre les tensions de référence  $U_{cn}$ ,  $U_{rn}$  et les résistances de comparaison  $R_c$  et  $R_r$  la relation fondamentale suivante doit être respectée./14/

$$\frac{U_{cn}}{R_c} = \frac{U_{rn}}{R_r}$$

$$U_{rn} = 1 \text{ V}$$

$$R_r = 10 \text{ k}\Omega$$

$$U_{cn} = 2 \text{ V}$$

d'où

$$R_c = 20 \text{ k}\Omega$$

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

si  $\rho = 0.5$  on aura :  $R_i = 250 \Omega$

De l'expression de  $T_i$  on déduit :

$$C_1 = \frac{T_i}{\rho R_c} \cdot \frac{U_{cn}}{U_{sn}}$$

$$U_{sn} = 3 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad C_1 = 0.13 \mu\text{F}$$

et de l'expression de  $T_n$ , on déduit :

$$R_l = \frac{T_n}{C_1} = 45 \text{ k}\Omega$$

La compensation du courant de polarisation s'effectue par  $R_o$  :

$$\frac{1}{R_o} = \frac{1}{R_c} = \frac{1}{R_r}$$

$$\text{d'où} : R_o = 6.6 \text{ k}\Omega$$

## 5. CIRCUIT DE LISSAGE :

Le signal continu fourni par l'organe de mesure (shunt) présente des perturbations.

Seule la valeur moyenne est intéressante pour le réglage. Il est donc indispensable d'éliminer ces perturbations par un circuit de lissage.

## Dimensionnement-du filtre

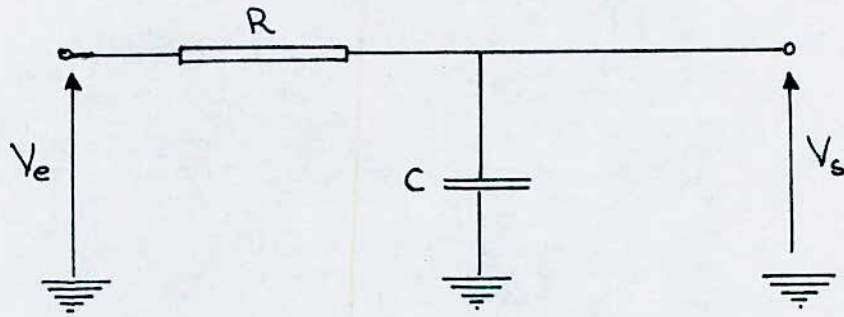


Fig. (4.6)

La constante de temps du filtre :

$$\tau = RC$$

Il faut que la fréquence de travail du filtre soit supérieure à celle de hachage.

$$\frac{1}{\tau} > f \Rightarrow \tau < 1/f \quad f = 10 \text{ kHz}$$

$$RC < 1/f$$

avec :  $C = 4.7 \mu\text{F}$  on doit choisir :

$$R < 20 \Omega$$

### 6. - CIRCUIT D'AMPLIFICATION :

L'organe de mesure de courant est un shunt (1A ; 0,1 V).  
On procède à l'amplification de l'image du courant qui constituera le signal de référence.



## Dimensionnement de l'Amplificateur

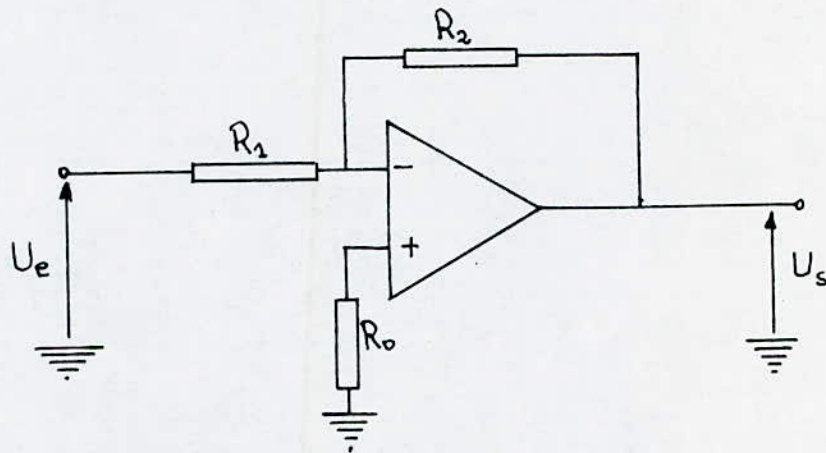


Fig. 4.7

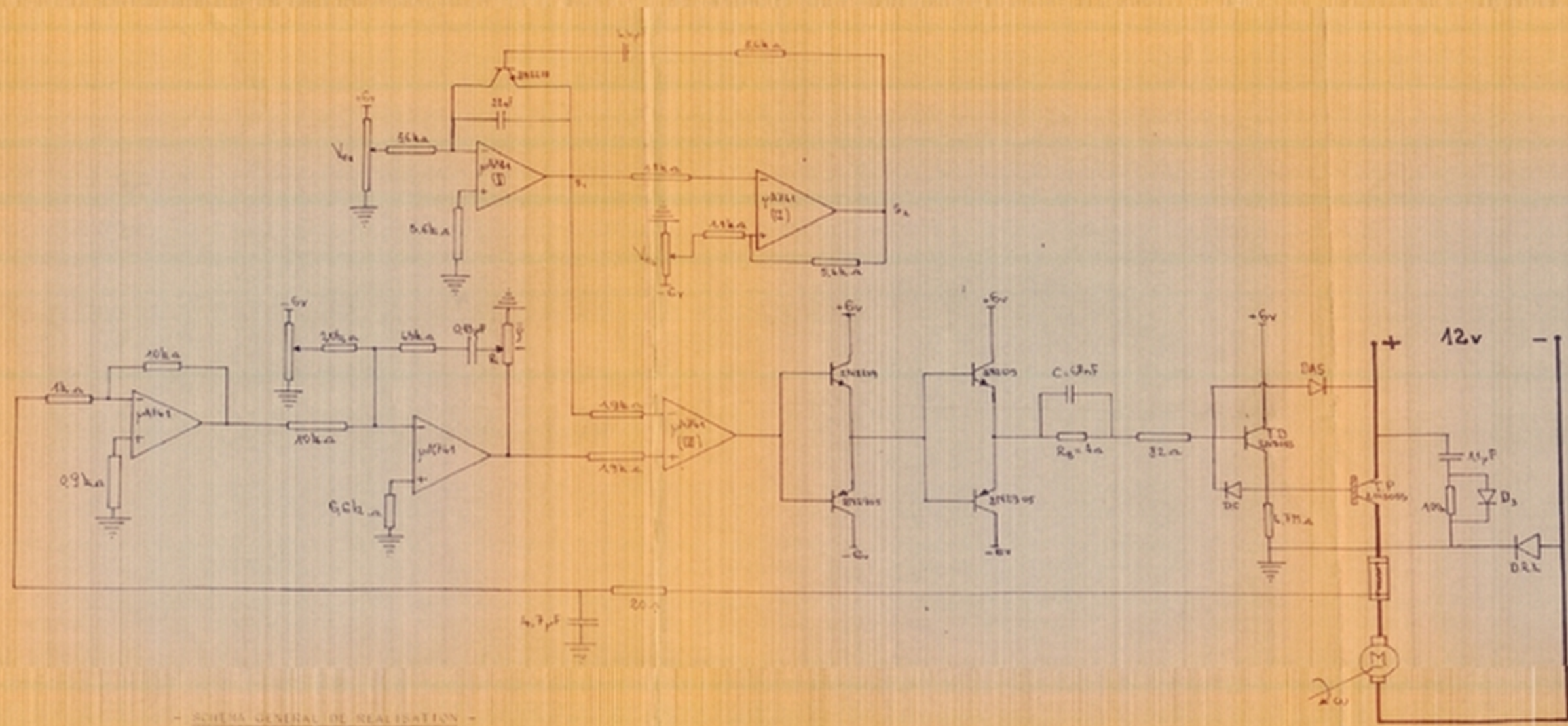
$$U_s = - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_c$$

pour avoir un signal de sortie de 1 V on doit donc choisir  $R_1$ ,  $R_2$  tel que :

$$R_2 / R_1 = 10$$

si :  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  ,  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ .

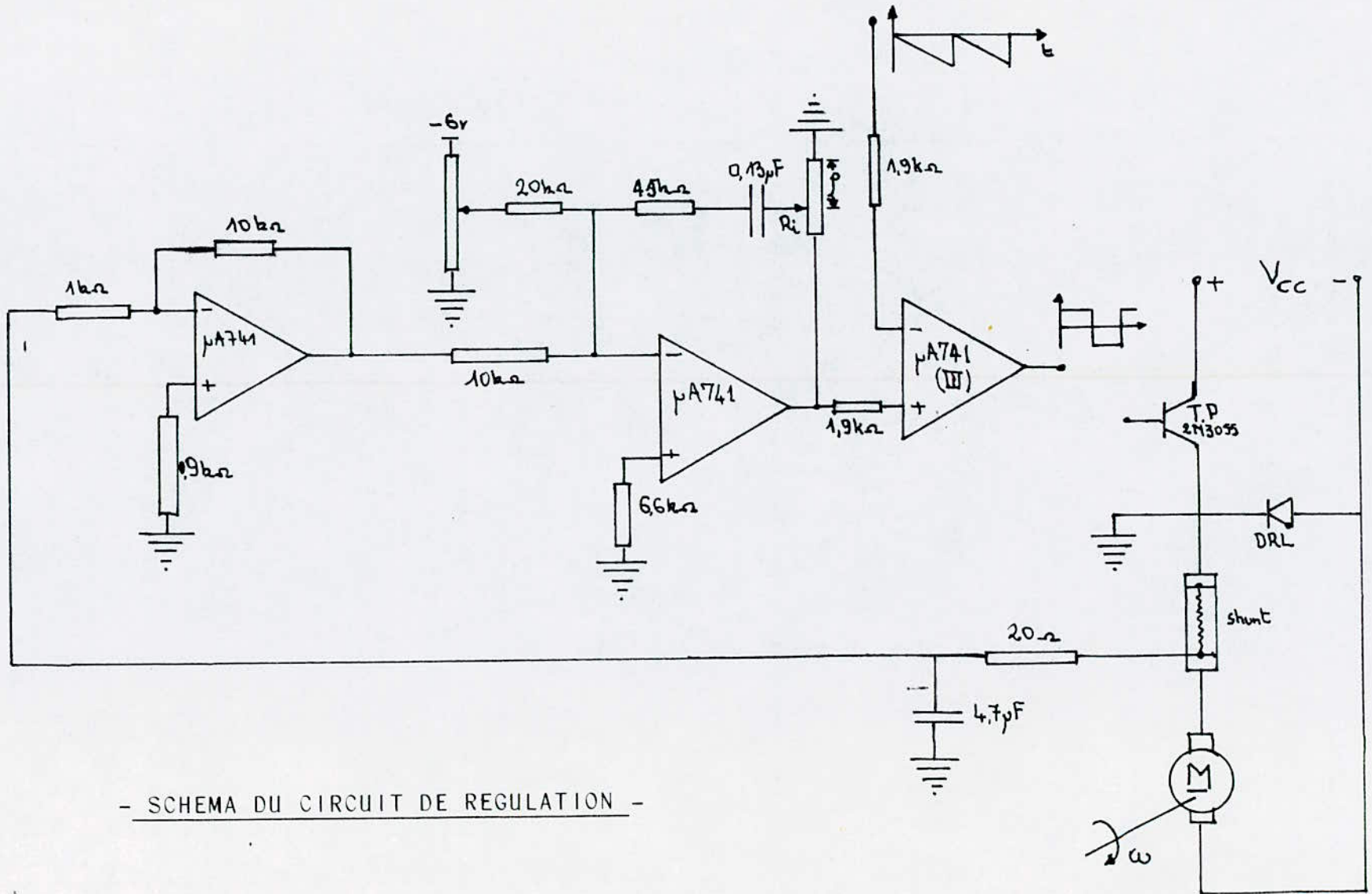
-----o0o-----



- SCHEMA GENERAL DE REALISATION -

COMMANDE D'UN MICROCONTROLEUR  
A COURANT CONTINU  
PAR RACHÈBRE A TRANSISTOR





- SCHEMA DU CIRCUIT DE REGULATION -



## — CONCLUSION —

---

Au cours du travail que nous venons de présenter, nous avons rappelé les caractéristiques de fonctionnement du transistor de puissance et les exigences d'une commande optimale de sa base pour avoir une commutation améliorée.

Une bonne conversion d'énergie entre la source et la charge exige un convertisseur bien dimensionné et de rendement proche de l'unité. Pour cela, nous avons présenté quatre cellules de commutation différentes et nous avons déterminé les caractéristiques de chacune : puissance de commande, temps de réponse, gain...

Une étude comparative nous a permis d'opter pour le Montage 2 (DARLINGTON) pour la réalisation du hacheur.

Les pertes pendant la commutation ne sont pas négligeables. Un circuit d'aide à la commutation (CALC) qui permet de réduire ces pertes a été dimensionné en tenant compte des temps d'amorçage et de blocage.

La réalisation du hacheur et des circuits auxiliaires s'est faite moyennant des composants discrets, disponibles au niveau du Laboratoire de Génie Electrique de l' E. N. P.

Pour une régulation adéquate, on peut garder le courant d'induit du moteur dans une plage admissible. Pour ce, nous avons dimensionné le circuit de régulation.

# — A N N E X E —

**THOMSON-CSF**  
DIVISION SEMICONDUCTEURS DISCRETS

## 2N 3055

NPN TRANSISTOR HOMOBASE  
TRANSISTOR NPN HOMOBASE

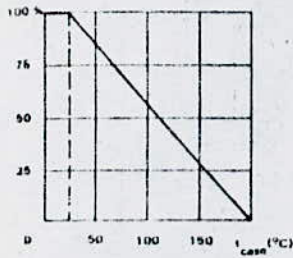
2N 3055 compl. of BDX 18, BDX 18 N

LF large signal power amplification  
*Amplification BF grands signaux*

High current switching  
*Commutation fort courant*

Thermal fatigue inspection  
*Contrôle en fatigue thermique*

Dissipation derating  
*Variation de dissipation*



|                        |              |
|------------------------|--------------|
| V <sub>CEO</sub>       | 60 V         |
| I <sub>C</sub>         | 15 A         |
| P <sub>tot</sub>       | 117 W        |
| h <sub>21E</sub> (4 A) | 20-70        |
| f <sub>T</sub>         | 0,8 MHz      |
| R <sub>th(j-c)</sub>   | 1,5 °C/W max |

Case TO 3  
Boîtier



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

|   |                          |                  |           |    |
|---|--------------------------|------------------|-----------|----|
| Collector-base voltage<br><i>Tension collecteur-base</i>        |                          | V <sub>CBO</sub> | 100       | V  |
| Collector-emitter voltage<br><i>Tension collecteur-émetteur</i> |                          | V <sub>CEO</sub> | 60        | V  |
| Collector-emitter voltage<br><i>Tension collecteur-émetteur</i> | R <sub>BE</sub> = 100 Ω  | V <sub>CEH</sub> | 70        | V  |
| Emitter-base voltage<br><i>Tension émetteur-base</i>            | V <sub>BE</sub> = -1,5 V | V <sub>CEX</sub> | 90        | V  |
| Emitter-base voltage<br><i>Tension émetteur-base</i>            |                          | V <sub>EB0</sub> | 7         | V  |
| Collector current<br><i>Courant collecteur</i>                  |                          | I <sub>C</sub>   | 15        | A  |
| Base current<br><i>Courant base</i>                             |                          | I <sub>B</sub>   | 7         | A  |
| Power dissipation<br><i>Dissipation de puissance</i>            | T <sub>case</sub> 25 °C  | P <sub>tot</sub> | 117       | W  |
| Junction temperature<br><i>Température de jonction</i>          |                          | t <sub>j</sub>   | -65 + 200 | °C |

|  |     |                      |     |      |
|--|-----|----------------------|-----|------|
| Junction case thermal resistance<br><i>Resistance thermique jonction boîtier</i> | max | R <sub>th(j-c)</sub> | 1,5 | °C/W |
|--|-----|----------------------|-----|------|



**STATIC CHARACTERISTICS**  
**CARACTÉRISTIQUES STATIQUES**
 $t_{case} = 25^{\circ}C$ (Unless otherwise stated)  
(Sauf indications contraires)

|  | Test conditions<br>Conditions de mesure                            |                  | Min. Typ. Max. |         |     |    |
|--|--|------------------|----------------|---------|-----|----|
|  |  |                  |                |         |     |    |
| Collector-emitter cut-off current<br>Courant résiduel collecteur-émetteur                          | $V_{CE} = 30 V$<br>$I_B = 0$                                       | $I_{CEO}$        | 2N 3055        |         | 0,7 | mA |
| Collector-emitter cut-off current<br>Courant résiduel collecteur-émetteur                          | $V_{CE} = 100 V$<br>$V_{BE} = -1,5 V$                              | $I_{CEX}$        | BDY 73         |         | 5   | mA |
|  | $V_{CE} = 60 V$<br>$V_{BE} = -1,5 V$<br>$t_{case} = 150^{\circ}C$  |                  |                |         | 10  | mA |
|  | $V_{CE} = 100 V$<br>$V_{BE} = -1,5 V$<br>$t_{case} = 150^{\circ}C$ |                  |                | 2N 3055 |     | 30 |
| Emitter-base cut-off current<br>Courant résiduel émetteur-base                                     | $V_{EB} = 7 V$<br>$I_C = 0$  | $I_{EBO}$        |                |         | 5   | mA |
| Collector-emitter breakdown voltage<br>Tension de claquage collecteur-émetteur                     | $I_C = 200 mA$<br>$I_B = 0$  | $V_{CEO(sus)}$ * |                | 60      |     | V  |
| Collector-emitter breakdown voltage<br>Tension de claquage collecteur-émetteur                     | $I_C = 200 mA$<br>$R_{BE} = 100 \Omega$                            | $V_{CER(sus)}$ * |                | 70      |     | V  |
| Collector-emitter breakdown voltage<br>Tension de claquage collecteur-émetteur                     | $I_C = 100 mA$<br>$V_{BE} = -1,5 V$                                | $V_{CEX(sus)}$ * |                | 90      |     | V  |
| Static forward current transfer ratio<br>Valeur statique du rapport de transfert direct du courant | $V_{CE} = 4 V$<br>$I_C = 4 A$                                      | $h_{21E}$ *      | 2N 3055        | 20      | 70  | V  |
|  | $V_{CE} = 4 V$<br>$I_C = 10 A$                                     |                  | 2N 3055        | 5       |     | V  |
| Collector-emitter saturation voltage<br>Tension de saturation collecteur-émetteur                  | $I_C = 4 A$<br>$I_B = 0,4 A$                                       | $V_{CEsat}$ *    |                |         | 1,1 | V  |
|  | $I_C = 10 A$<br>$I_B = 3,3 A$                                      |                  | 2N 3055        |         | 8   | V  |
| Base-emitter voltage<br>Tension base-émetteur  | $V_{CE} = 4 V$<br>$I_C = 4 A$                                      | $V_{BE}$ *       |                |         | 1,8 | V  |
| Second breakdown collector current<br>Courant collecteur de second claquage                        | $V_{CE} = 60 V$<br>$t = 1 s$                                       | $I_{S/B}$        |                | 1,95    |     | A  |

\* Pulsed  
Impulsions  $t_p = 300 \mu s$   $\delta < 2\%$ 
**DYNAMIC CHARACTERISTICS (for small signals)**  
**CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES (pour petits signaux)**
 $t_{case} = 25^{\circ}C$ (Unless otherwise stated)  
(Sauf indications contraires)

|   | Test conditions<br>Conditions de mesure        |       | Min. Typ. Max. |     |  |     |
|---|--|-------|----------------|-----|--|-----|
|   |  |       |                |     |  |     |
| Transition frequency<br>Fréquence de transition | $V_{CE} = 4 V$<br>$I_C = 1 A$<br>$f = 0,5 MHz$ | $f_T$ |                | 0,8 |  | MHz |

**THERMAL FATIGUE INSPECTION**
**CONTROLE EN FATIGUE THERMIQUE**

Permanent inspection of soldering quality between silicon chip and header provides maximum insurance against thermal fatigue.

Le contrôle permanent de la qualité de la soudure entre la pastille de silicium et l'embase confère au transistor un maximum de garantie contre la fatigue thermique.

Pulsed test :

Contrôle cyclique :

10 000 cycles

"on" : 2 minutes (0 + 48 W)

"off" : 1 minute (48 + 0 W)

 $t_{case} = 100^{\circ}C$  max $\Delta t_{case} = 85^{\circ}C$  max



— BIBLIOGRAPHIE —

---

1. - THOMSON - CSF DIVISION SEMICONDUCTEURS  
Le Transistor de puissance dans la conversion d'Energie  
Aix-En-Provence 1983
2. - A.P. MALVINO, Ph. D  
Principe d'Electronique  
Mc GRAW-HILL , Québec, Canada 1980
3. - H. FOCH...  
Hacheurs et Onduleurs Autonomes.  
Cours Polycopie ,ENSEEIHT, Toulouse, 1977
4. - R. BRAULT  
Electronique pour Electrotechniciens  
Editions Techniques et Scientifiques Françaises, Paris, 1977
5. - M. MOUNIC  
Semiconducteurs, Transistor. 2ème partie  
FOUCHER, Paris 1978
6. - C. VERBEEK  
Les fonctions essentielles en commutation  
DUNOD, Paris, 1980
7. - G. **SEGUIER**  
L'Electronique de Puissance  
DUNOS, Paris, 1984

8. - C. VERBEEK  
Les composants actifs en commutation, caractéristiques  
essentiels, modes de fonctionnement.  
DUNOS, Paris, 1980
9. - M. AUMIAUX  
Pratique de l'Electronique, L'Amplification, Tome 1  
MASSON, Paris, 1977
10. - L.F. DORVAL  
Techniques des impulsions, Circuits Impulsionnels et  
de Commutation  
Mc GRAW-HILL, Montréal, 1983
11. - M. AUMIAUX  
Pratique de l'Electronique, Comparateurs, Filtres Actifs;  
Techniques Numériques, Tome 2  
MASSON, Paris, 1977
12. - R. CHAUPRADE  
Electronique de Puissance ; Commande des moteurs  
à Courant Continu  
EYROLLES, Paris, 1984
13. - R. FEUILLET  
Commande de Vitesse et Optimisation Energétique par  
Microprocesseur  
Thèse de Docteur Ingénieur, Grenoble, 1979
14. - H. BUHLER  
Electronique de réglage et de Commande  
DUNOD, Paris, 1981

-----o0o-----

-