

## ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



# PROJET DE FIN D'ETUDES

En vue de L'obtention du diplome d'ingenieur d'état

### SUJET

# COMMUTATEUR ELECTRONIQUE A TRANSISTORS

Proposé par :

M<sup>r</sup> H. MAAZI

Etudié par :

M<sup>r</sup> TALEB TAHAR

Dirigé par :

M<sup>r</sup> H. MAAZI

PROMOTION : JUIN 1986

## ~ DEDICACES ~

- A mes parents ; mes frères "youcef", mes sœurs
  - A tous les enseignants qui ont contribué à ma formation, dès mon premier pas à l'école primaire au dernier pas à l'E.N.P.
  - A tous les étudiants d'Électrotechnique.
- Je dédie mon travail.



## ~ Remerciements ~

Je tiens à adresser mes vifs remerciements à  
mon promoteur : A. MAAZI ; ainsi qu'aux  
messieurs :

- C. TOUHAMi.
- R. TAHMI.
- H. CHEKIREB.
- B. HEMICI.

Pour leurs aides et conseils précieux.

Je tiens à remercier également : tous ceux qui  
ont contribué, de près ou de loin, à ma formation.

Département: .Électrotechnique...  
Moteur: H.. MAAZI.....  
Auteur: TAIEB.....TAHAR...



صحة: . الاكترونيك  
وجه: . ح . معزي .  
لمزيد مهندس: . طالب الطاهر .

- الموضوع: دراسة وتحقيق مبدل الكتروني بالترانزستور
- الملخص: هدف هذا المشروع هو دراسة وتحقيق مبدل الكتروني بالترانزستور  
هذا المبدل بإمكانه العمل وفق نظامين:  
- نظام وحيد الصفحة: وحيد الاتجاه اوثنائي الاتجاه (متناوب)  
- نظام ثلاثي الصفحة .  
- حسب تواتر يتراوح ما بين 5 هرتز و 50 هرتز .  
- كل طريقة تتطلب شبكة لحماية عملية التبديل .

Sujet: .ETUDE...ET...REALISATION...D'UN...COMMUTATEUR...ELECTRONIQUE...A...TRANSISTORS

Résumé: L'objectif de ce projet; c'est l'étude et la réalisation d'un commutateur électronique à transistors; ce commutateur peut fonctionner selon deux modes:  
- en monophasé: unidirectionnel ou bidirectionnel (alternatif).  
- en triphasé.  
à une fréquence allant de 5 Hz jusqu'à 50 Hz.  
Pour chaque mode de fonctionnement, l'utilisation d'un circuit d'aide à la commutation serait nécessaire.

Subject: STUDING...AND...REALISATION...OF...AN...ELECTRONIC...COMMUTATOR...OF...TRANSISTORS.

Abstract: The objectif of this project is the studing and realisation of an électronique commutator of transistors.  
This commutator can work with two modes:  
- one phase: single way or return way (alternative).  
- three phases.  
For each type of working, particular system of help commutation would use full.



# TABLE DE MATIÈRES

Introduction	1
<u>CHAPITRE I</u>	
La commutation	2
Commutateur électromécanique	2
Commutateur électronique	3
Généralités sur le transistor bipolaire	4
<u>CHAPITRE II</u> — TRANSISTOR EN COMMUTATION —	
Définition	8
Transistor bloqué	9
Transistor saturé	10
Caractéristiques dynamiques d'un transistor en commutation	11
Caractéristiques d'une commande optimale de base	12
— PROBLÈMES DE COMMUTATION ET C.A.L.C —	
Problème de commutation	14
Les pertes	14
Circuits d'aide à la commutation	15
Protection contre les surtensions	15
Protection contre les surintensités	16
<u>CHAPITRE III</u> PARTIE PRATIQUE : ÉTUDE ET RÉALISATION	
— COMMUTATION A FAIBLE PUISSANCE —	
mise en commutation du transistor	18
Commutation sur charge purement résistive	18
Commutation sur charge inductive	19
Circuits d'aide à la commutation	20

— COMMUTATEUR DE PUISSANCE —

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE —  
Ecole Nationale Polytechnique

Rappels sur les amplificateurs opérationnels	25
Essais et réalisation	29
Commutateur unidirectionnel	29
Recherche du point de saturation	29
Commutateur bidirectionnel alternatif	35
Commutateur triphasé	37
- utilité de commutateur	
- commande du commutateur	
Le déphaseur	38
Asservissement du déphasage à la fréquence du signal de base	42
Couplage du déphaseur aux cellules de puissance	44
Conclusion	47

## INTRODUCTION :

L'électrotechnique ; comme l'expression l'indique , est une filière que l'on peut assimiler à un chantier regroupant différentes techniques concernant l'électricité quelque'elle soit : production ; transport ; utilisation .

Dans le but d'améliorer l'une des axes cités ci-dessus du point de vue rendement ; facilité ; fiabilité ; ..... etc .

L'électronique de puissance , est l'un des axes , découverts dernièrement ; qui a donné à l'électrotechnique un nouvel élan .

Dans l'industrie où on a besoin souvent de transformer de l'énergie électrique au moins pour l'une de ses caractéristiques ( dépendance au nom en fonction du temps ; valeur de la fréquence ; niveau ou valeur de tension ..... ) .

Historiquement ces modifications étaient réalisées par une association de machines tournantes ou bien par des machines spéciales , telles que commutateurs .

Actuellement , l'électronique de puissance répond d'une manière efficace à nos exigences .

En fait à partir des composants discrets ou intégrés à base de semi-conducteurs ( transistors ; diodes ; thyristors ; ..... ) ; moins encombrants ; fiables ; et moins coûteux , on a pu réaliser des convertisseurs statiques tels que : les hacheurs ; gradateurs ; onduleurs ou autres , qui consomment peu d'énergie en assurant un rendement voisin de l'unité .

Dans notre travail , on va essayer de mettre en évidence un convertisseur statique portant le nom : commutateur électronique à transistors .



# CHAPITRE I

## I.1: LA COMMUTATION :

C'est le fait de mettre en liaison ou dissociation deux parties d'un circuit électrique.

L'interrupteur est l'opérateur le plus simple de cette action.

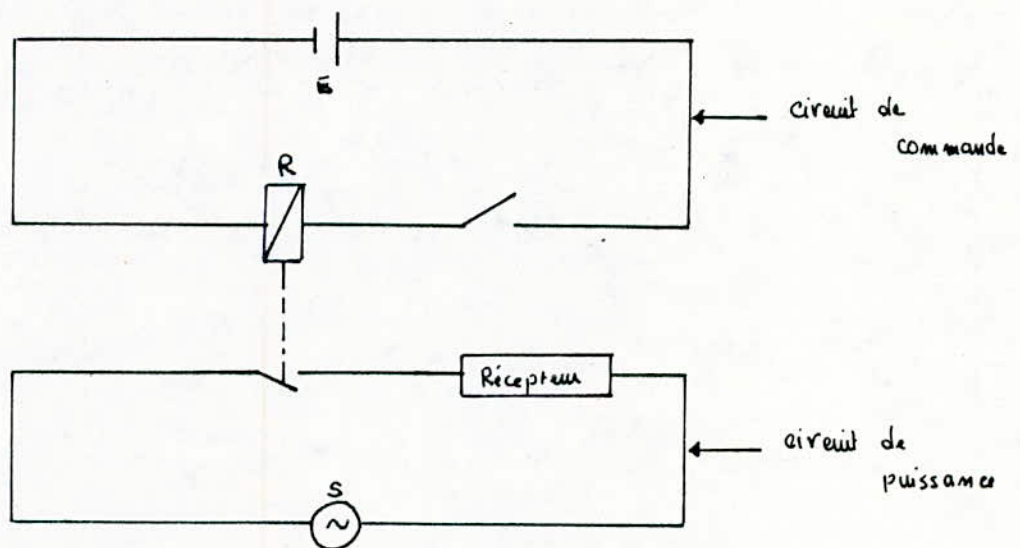
## I.2: COMMUTATEUR ÉLECTROMECHANIQUE :

L'interrupteur manuel - mécanique - sous sa forme la plus simple, cède sa fonction de commutation, dans le domaine de fort courant (de puissance), à un autre dispositif plus complexe

• le relais électromécanique.

Qu'est ce qu'un relais électromécanique ?

C'est un système qui, sous l'effet d'un faible courant commandé par un opérateur manuel ou tout autre dispositif soumis à une grandeur physique, permet de mettre en circuit un courant ou une tension plus élevée destiné à faire fonctionner un récepteur.



~ schéma électrique d'un relais électromécanique ~



Bilan de puissance (exemple pratique) d'un relais:

$I_c = 0,06 \text{ A}$

$V_c = 4,5 \text{ V}$

$\Rightarrow P_c = 0,06 \times 4,5 = 0,27 \text{ W.}$

$I_s = 1,25 \text{ A}$

$V_s = 220 \text{ V}$

$\Rightarrow P_s = 1,25 \times 220 = 275 \text{ W.}$

CONCLUSION:

De cet exemple on déduit l'intérêt du relais électromécanique dans le domaine de puissance; avec une faible puissance (0.27 W) on peut commander une puissance mille fois plus grande (275 W).

L'exigence de la technologie et l'incapacité du relais électromécanique:

En dépit de ses avantages (robustesse; tenue aux forts courants; ...) le relais électromécanique est devenu inapte, avec ses inconvénients (poids, encombrement, prix, temps de réponse; ...) de faire face aux exigences de la technologie; une technologie qui cherche à optimiser tout outil d'exploitation.

I.3. COMMUTATEUR ELECTRONIQUE :

C'est un dispositif statique; à base de transistor plus performant qu'un R.E par ses propriétés :

- commutation statique (pas de mouvement mécanique  $\Rightarrow$  pas d'usure).
- commutation sur une large bande de fréquences (allant de 1 Hz - 1 GHz).
- temps de réponse plus court.
- à faible consommation d'énergie.
- silencieux pendant la commutation.
- coût très bas (ex: prix d'un transistor devant le prix d'un relais assurant la même fonction).

# - 4 - GÉNÉRALITÉS SUR LE TRANSISTOR - bipolaire -

## Définition:

un transistor est un composant actif ; possédant des caractéristiques statiques particulières qui lui permettent d'avoir de larges applications ; ces applications peuvent être résumées en deux fonctions principales :

- amplification.
- commutation.

## Paramètres caractérisant un transistor :

a) gain statique en courant :

$$\beta = \frac{I_c}{I_b}$$

comme on peut définir un autre coefficient :

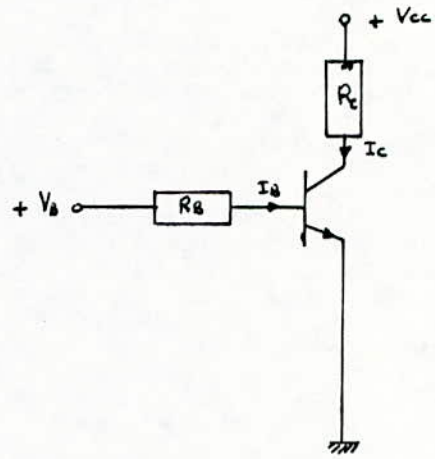
$$\alpha_{cc} = \frac{I_c}{I_E}$$

de la figure (1) :  $I_E = I_B + I_C$ .

$$\frac{I_c}{\alpha_{cc}} = I_c + \frac{I_c}{\beta}$$

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} ; I_E = \frac{I_c}{\alpha_{cc}}$$

$$\Rightarrow \beta = \frac{\alpha_{cc}}{1 - \alpha_{cc}}$$



N.B. pratiquement  $\alpha_{cc} \approx 1 \Rightarrow I_c \approx I_E$ .

- b) la valeur maximum  $I_{em}$  de courant de charge  $I_c$ .
- c)  $V_{cex}$  : tension max de blocage pour  $I_b = 0$ .
- d)  $V_{ceo}$  : tension max de blocage pour  $I_b = 0$ .
- e)  $V_{cesat}$  : tension de saturation.
- f)  $P_{max}$  : valeur max de la puissance dissipée.

Pour un transistor de commutation - ou en commutation - on ajoute :

- g) le temps de réponse.
- h)  $f_T$  : fréquence de transition.

## État de fonctionnement d'un transistor :



un transistor est en fonctionnement si la jonction (base - émetteur) est polarisée en direct, et celle de (base - collecteur) en inverse.

Point de fonctionnement:

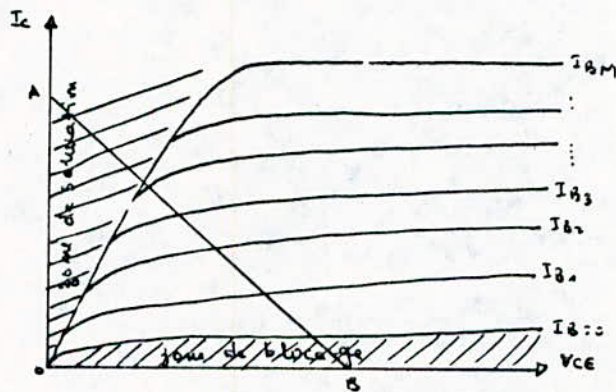
C'est l'intersection de la caractéristique statique  $I_c = f(V_{CE})$  pour  $I_B$  donné ; et la droite de charge :  $V_{CC} = V_{CE} + R_C \cdot I_c$ .

$$I_c = -\frac{V_{CE}}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Zones de fonctionnement d'un transistor:

Pour un courant de base  $I_B$  (variable) ; le point de fonctionnement "P" décrit trois zones :

- zone dite de saturation :  $V_{CE} \sim 0$  ;  $I_c \approx \frac{V_{CC}}{R_C}$
- zone dite de blocage :  $V_{CE} \sim V_{CC}$  ;  $I_c \sim 0$
- zone active : la partie de la droite de charge limitée par les deux zones précédentes.



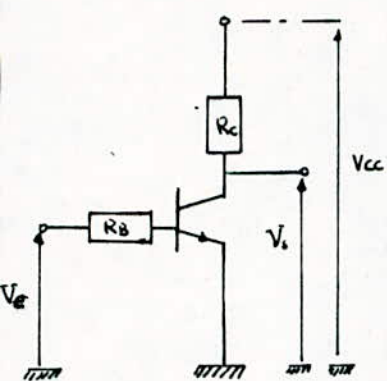
Remarque:

Les points A, B ne sont plus atteints ; car en pratique la saturation et le blocage ne sont pas parfaits ; à cause des courants de fuite au blocage  $I_{CEO}$ , et la tension de saturation  $V_{CEsat}$ .

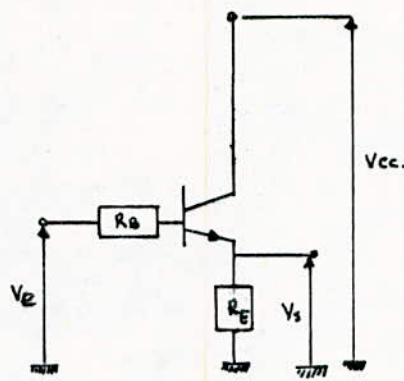
Montage possibles d'un transistor :

- transistor en émetteur commun :  $\longrightarrow$  amplification en tension sans décalage.

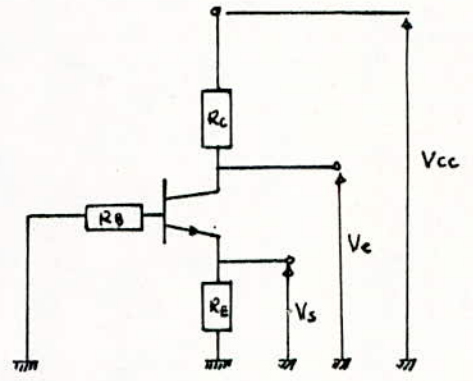
Transistor en collecteur commun :  $\longrightarrow$  amplification en courant ; adaptation d'impédance.  
 transistor en base commune :  $\longrightarrow$  amplification en courant.



NPN - EC



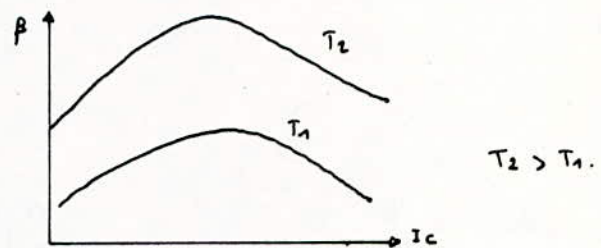
NPN . C.C



NPN - B.C.

Variation de  $\beta$  vis à vis la température et le courant  $I_c$ :

Le problème primordial rencontré lors d'utilisation des transistors - surtout de puissance - c'est la variation du gain en courant  $\beta$  en fonction de la température et du courant  $I_c$  ; chose qui rend la conception d'un tel circuit une tâche difficile ; ce qui exige un bon refroidissement afin d'assurer la fiabilité du transistor.



$$\beta : f(I_c, T)$$

Association des transistors:

Afin d'augmenter la puissance des convertisseurs à transistors ; on les regroupe en diverses façons telles que :

- Mise en parallèle:

La mise en parallèle de deux transistors ou plus, a pour but d'augmenter le courant délivré par l'ensemble.



Le problème qui se pose dans ce type de couplage, c'est la répartition des courants entre les différents étages ; ce qui influe beaucoup sur le fonctionnement de la cellule.

- Mise en série ou couplage Darlington :

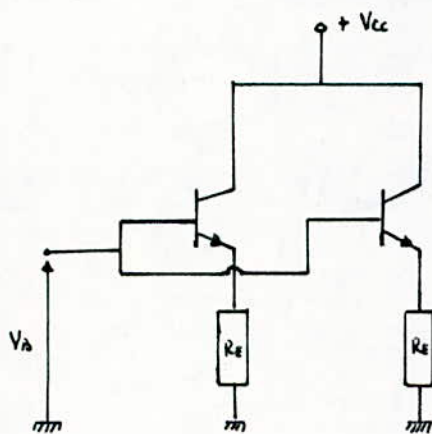
La mise en série de deux ou plusieurs transistors, a pour but d'augmenter le gain en courant.

Les problèmes qui se posent pour cette configuration sont :

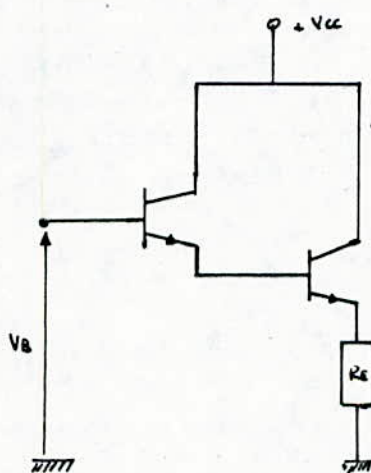
- la répartition des tensions aux bornes des différents transistors
- la commande des bases à des différents potentiels.

- Mise en push - pull :

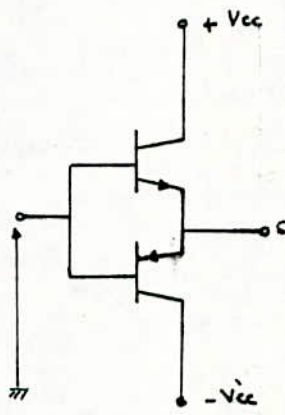
Ce type de montage est très utilisé en commutation surtout ; et il exige des transistors de types différents.



- mise en parallèle -



- mise en série -



- mise en push - pull -

# CHAPITRE II

## —TRANSISTOR EN COMMUTATION—

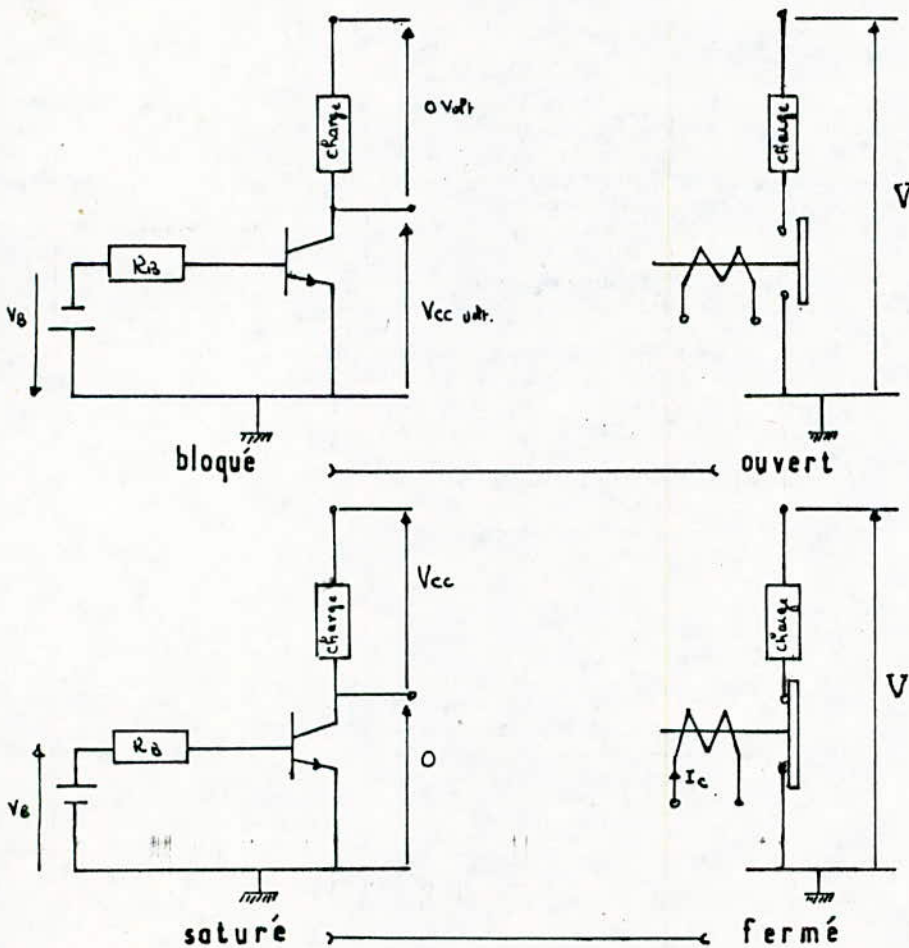
### 1. DÉFINITION:

La commutation à transistor se traduit par le déplacement du point de fonctionnement, uniquement, entre les deux zones limitant la région dite active du réseau  $I_c = f(V_{ce})$ .

- zone de saturation.
- zone de blocage.

On dit le transistor commuté ou fonctionne par tout ou rien. A la saturation il est traversé par un courant maximum limité seulement par la charge, au blocage un courant très faible le traverse.

Avec ce type de fonctionnement, le transistor par ses trois bornes (base, émetteur, collecteur), ressemble à un relais électromécanique.





## 1.2. TRANSISTOR BLOQUÉ

un transistor est dit bloqué ; si les deux jonctions base - émetteur et collecteur - base sont polarisées en inverse.

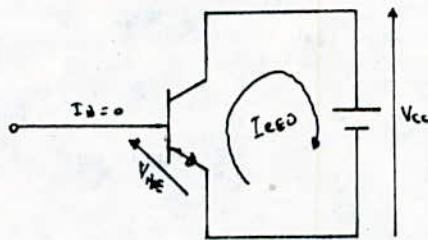
N.B.: Faire bloquer un transistor n'est pas une opération facile comme l'on imagine, car on est en présence toujours des courants résiduels dus essentiellement au déplacement superficiel des charges.

### 1.2.1 Procédés de blocage :

on procède de deux manières pour bloquer un transistor, l'une plus avantageuse que l'autre

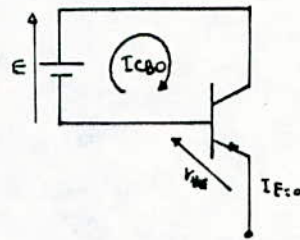
- \* ouverture du circuit de base.
- \* application d'une tension négative dans la base.

illustration des deux méthodes :



- base ouverte -

$$I_{EO} = (1 + \beta) I_{CBO}$$



- émetteur ouvert -

$$I_C = I_{CBO} \quad \text{avec } I_B = -I_{CBO}$$

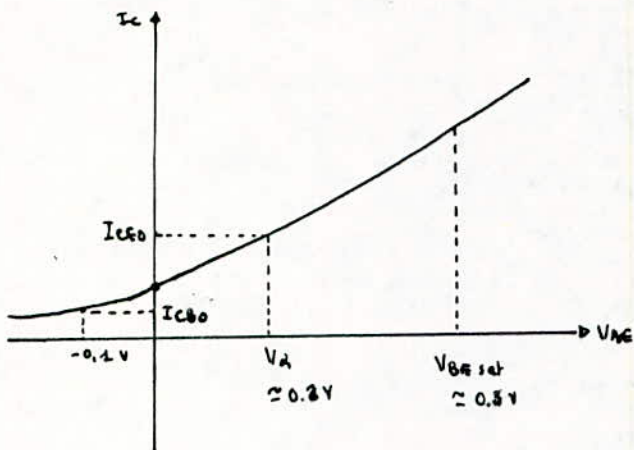
#### conclusion :

Des deux formules donnant le courant collecteur au blocage ; on déduit qu'un blocage rigoureux est obtenu par l'application d'une tension de base négative.

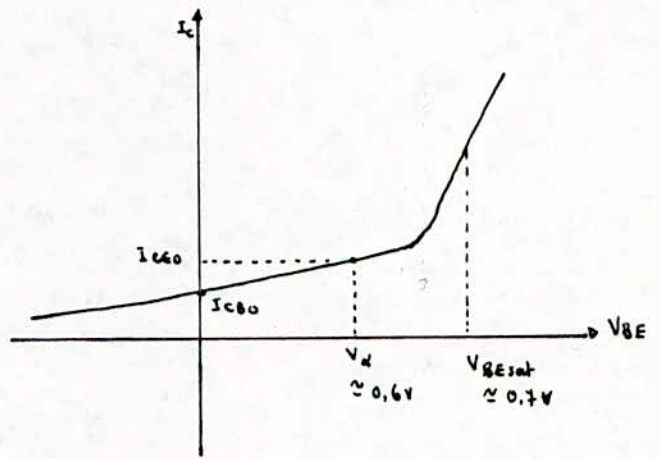
### 1.2.2 : Conditions pratiques de blocage :

On démontre que la condition pratique de blocage est la suivante :

$V_{BE} \leq V_A \quad \text{avec} \quad V_A = V_{BE\text{sat}} - 0,1 \text{ V}$	(Verbeek synod).
--	------------------



- transistor au Germanium -



- transistor au silicium -

### II.3. TRANSISTOR SATURÉ

Un transistor est dit saturé ; lorsque les deux jonctions base-émetteur et base-collecteur sont polarisées en direct.

A la saturation comme au blocage le transistor se comporte comme un interrupteur imparfait, vu la présence d'une tension  $V_{CEsat}$  inévitable.

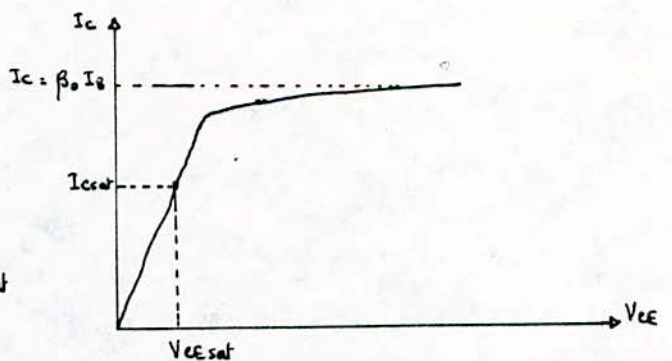
#### II.3.1. Condition de saturation d'un transistor :

A la saturation le point de fonctionnement se situe sur la partie commune des réseaux des caractéristiques statiques  $I_c = f(V_{CE})$ .

Par conséquent, pour un transistor saturé "point S"

$$I_{c sat} < \beta_0 I_B \Rightarrow \boxed{I_B > \frac{I_{c sat}}{\beta_0}}$$

Vu la variation de  $\beta = f(I_c, T)$ , le choix de  $I_B$  est basé sur la valeur minimale de  $\beta$ .



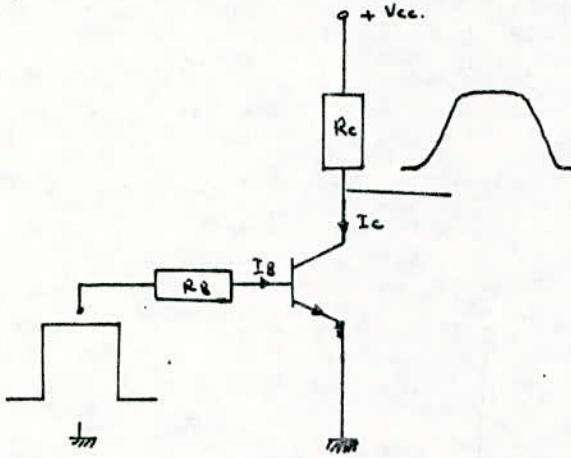
#### Remarque :

La sensibilité des composants semi-conducteurs aux gradients de température ; rend le calcul préliminaire des points de blocage ou de saturation assez tâché d'erreur.



## II-4-CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES D'UN TRANSISTOR EN COMMUTATION

Elles concernent les modalités de transition entre les deux états de fonctionnement du transistor, qui empiètent plus exactement les temps de réponse, constituant le facteur primordial de choix d'un transistor en commutation.



~ Transistor NPN commandé par des événements ~

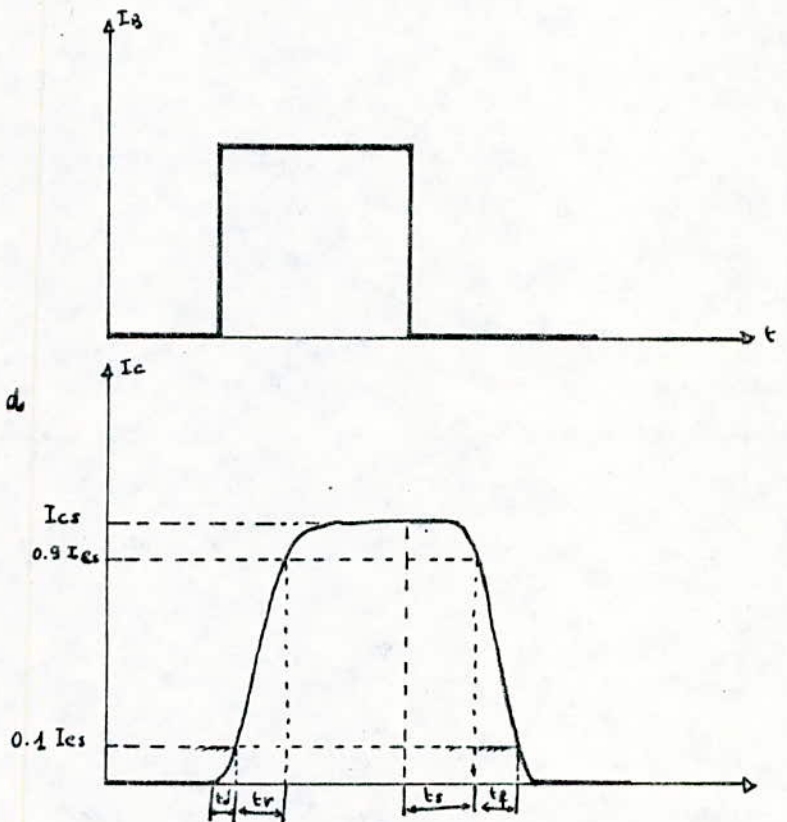
### Chronogramme des courants:

Le retard au réponse aux impulsions de base d'un transistor en commutation, est dû essentiellement aux capacités propres du transistor.

$t_d$ ,  $t_r$ ,  $t_s$  et  $t_f$  constituent les paramètres de commutation du transistor; dont dépendent la durée minimale et la période minimale des impulsions de base. (à transmettre).

- $t_d$ : temps de retard à l'amorçage.
- $t_r$ : temps de montée.
- $t_s$ : temps de stockage.
- $t_f$ : temps de descente.

- Comme on peut définir :
- le temps de fermeture:  $t_{on} = t_d + t_r$ .
  - le temps d'ouverture:  $t_{off} = t_s + t_f$ .



## II.5. CARACTÉRISTIQUES D'UNE COMMANDE OPTIMALE DE BASE

Les temps de fermeture et d'ouverture - comme on a signalé - caractérisent bien la performance du transistor; du fait qu'ils influent énormément sur les pertes dans la jonction, ainsi que sur la fiabilité.

Ce qui nous invite à envisager une commande optimale caractérisée par:

1. attaquer la base par un courant dont  $\frac{dI_B}{dt}$  aussi grand que possible.
2. adapter le courant de base au courant de saturation du collecteur.
3. à la coupure - ouverture - appliquer une tension négative dans la base du transistor.
4. pour améliorer le blocage, maintenir une tension de base négative, qui accroît les protections contre les reconductions intempestives du transistor.

### II.5.1. Réalisation et principes d'une commande optimale de base:

\* Solution pour obtenir un amorçage optimum qui a pour but de diminuer  $t_r$ , avec l'inconvénient de prolonger  $t_s$ .

Pour saturer on envoie dans la base un courant

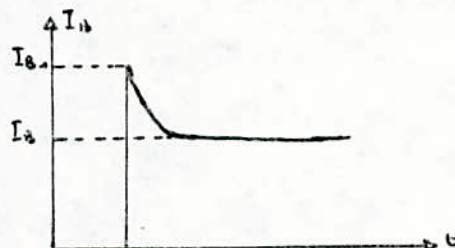
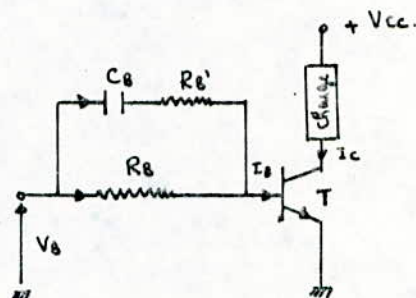
$$I_B > \frac{I_{csat}}{\beta}$$

de courant permanent de base:

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B}$$

le circuit  $C_B, R_B // R_B$  crée un régime transitoire où  $I_B$  prend la valeur:

$$I_{B1} = (V_B - V_{BE}) \frac{R_B + R_B'}{R_B \cdot R_B'}$$



\* \* Solution pour adapter le courant  $I_B$  au courant  $I_C$ , qui a pour but de garantir la saturation et d'éviter la sous-saturation en prolongeant  $t_s$ .

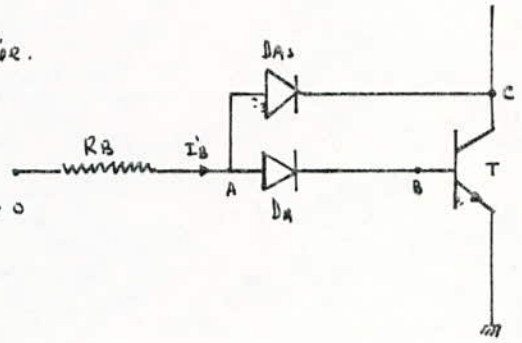


tant que T n'est pas saturé ;  $V_C > V_A \Rightarrow D_{AS} : \text{bloquée.}$

$V_C$  décroît jusqu'à l'arrivage de  $D_{AS}$  d'où :

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

$$\Rightarrow V_{CB} = 0.$$



## II.6. PROBLEMES DE COMMUTATION ET C.A.L.C

### II.6.1: Problemes de Commutation:

La nature de la charge ; qui est généralement de type inductif - R, L - (moteur ; résistance bobine ...), mais crée des contraintes lors de la commutation - ouverture ou fermeture - qui se traduisent par :

- des surtensions.
- des surintensités.

Ce qui amène à des pertes - réchauffement - dans le semi-conducteur.

#### II.6.1.a Les pertes:

En commutation, la fiabilité et la sécurité du transistor sont attribuées aux pertes d'énergie accompagnant l'ouverture et la fermeture.

Afin de minimiser ces pertes ; on exige de garder le point de fonctionnement dans le dit

- au de sécurité.

qui limite par  $I_c = I_{cmax}$  ; et  $V_{ce} = V_{ce0}$

et l'hyperbole de dissipation maximale

définie par :

$$P = V_{ce} \cdot I_c = c_{max} \Rightarrow$$

$$P_{max} = C_{max} \Rightarrow I_c = \frac{C_{max}}{V_{ce}}$$

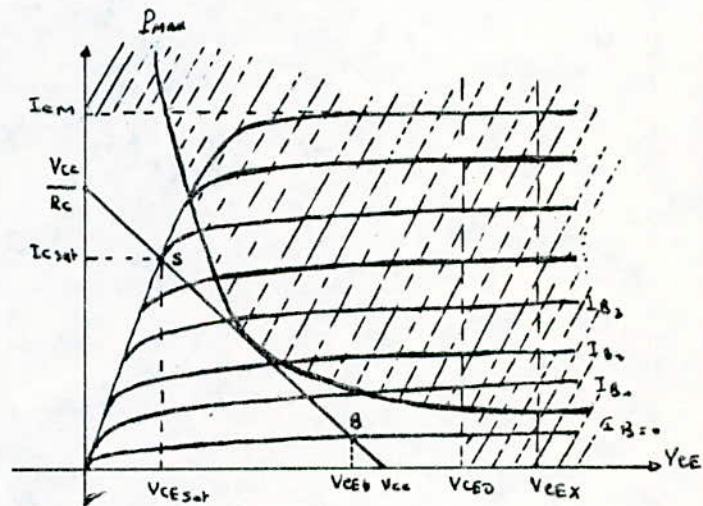
L'énergie dissipée par le transistor :

à l'ouverture :  $W_{off} = \int_0^{t_{off}} V_{ce}(t) \cdot I_c(t) dt.$

$$t_{off} = t_s + t_r.$$

à la fermeture :  $W_{on} = \int_0^{t_{on}} V_{ce}(t) \cdot I_c(t) dt.$

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



\* air de sécurité : partie non hachurée.



avec majoration on peut écrire :

$$W_{off} = V_{CE} \cdot I_c \cdot t_{off} \quad ; \quad W_{on} = V_{CE} \cdot I_c \cdot t_{on}$$

On constate que  $W = f(V_{CE}; I_c; t_{on}; t_{off})$  ; Or la grandeur de  $t$  (de l'ordre de qq.  $\mu s$ ), les deux paramètres prépondérants qui influent beaucoup sur  $W$  c'est  $V_{CE}$  et  $I_c$ , car la coexistence à un niveau élevé, même la destruction du transistor.

Afin de corriger ce défaut on fait appel aux :

### II.6.2: Circuits d'aide à la commutation :

Les C.A.L.C se sont des composants passifs (résistance, diode, bobine, condensateur, ...) qui aident l'allumage et le délestage du courant  $I_c$  sans endommager le transistor.

Ces C.A.L.C sont indispensables pour un transistor fonctionnant en commutation et avec :

$$V_{CE} > 60V \quad ; \quad I_c > 5A.$$

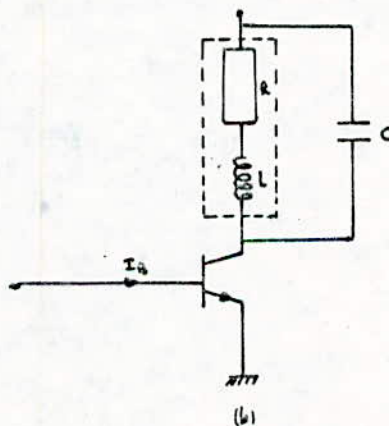
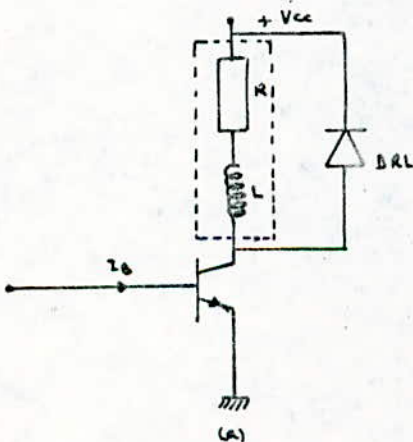
ainsi que pour tout transistor travaillant à une fréquence  $f > 5\text{ KHz}$ .

#### II.6.2.a: Protection contre les surtensions :

L'effet inductif de la charge ; fait apparaître - à l'ouverture - une surtension aux bornes (émetteur - collecteur) du transistor ; ce qui peut provoquer son claquage. Pour limiter cet effet

On envisage deux méthodes :

- \* Une DRL en anti-parallèle avec la charge.
- \* Un condensateur en parallèle avec la charge.



II.6.2.b: Protection contre les surintensités:

\* A l'ouverture (disjonction ou inversion du emant  $I_b$ ),  $V_{ce}$  tend à augmenter avant que  $I_c$  s'éteigne; ceci provoque une dissipation importante d'énergie; la meilleure méthode de protection du transistor c'est la mise en parallèle avec le transistor d'un condensateur; qui se charge par le courant  $V_{ce}$  (en empêchant les transitions d'ouverture); en absorbant ainsi une partie du emant  $I_c$ .

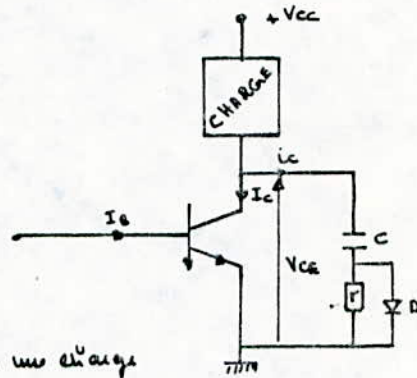
Choix de C:

$$i_c = I_{cm} = C \frac{dV_{ce}}{dt} \approx C \frac{V_{ce}}{t_F}$$

en pratique on choisit C tq:

$$2 t_p < t_F < 5 t_p$$

avec  $t_p$ : temps de descente de  $I_c$  sur une charge inductive.



Choix de r:

r: a pour rôle de limiter le courant de décharge de C à la fermeture.

elle est choisie tq:  $rC > t_d + t_r = t_{on}$

\* La seconde méthode; qui est utilisée surtout pour une charge résistive, est de limiter  $I_c$  tend à augmenter avant que  $V_{ce}$  ne s'éteigne; ce qui provoque un surchauffement du transistor. Cette méthode consiste à mettre une self en série avec la charge.

Choix de l:

Dans le cas d'une self non saturable:

pour  $i = I_m$

$$l \frac{di}{dt} \approx V_{ce} \approx l \frac{I_m}{t_r}$$

on choisit en pratique l tq:

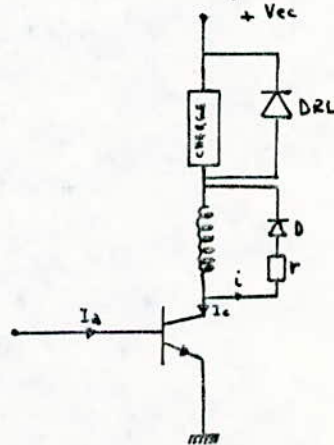
$$t_r < t_r < 5 t_r$$

si  $t_r$ : temps de des de  $V_{ce}$  sur charge inductive.

Choix de r:

r: limite le courant dans l lors de l'ouverture

on la choisit tq:  $l/r > t_s + t_f = t_{off}$



CHAPITRE III

PARTIE PRATIQUE :

ETUDE

ET

REALISATION



### III.1. COMMUTATION A FAIBLE PUISSANCE

N.B.: Dans notre étude ; le transistor utilisé est de type NPN - 2N2219 dont les caractéristiques sont données en annexe.

#### III.1.1: Mise en commutation du transistor:

Avec le calcul théorique du courant nous n'avons pas pu mettre le transistor en commutation ; ceci peut être dû aux dispersions des caractéristiques du transistor.

La détermination des points de saturation et de blocage a été faite par voie expérimentale (essai).

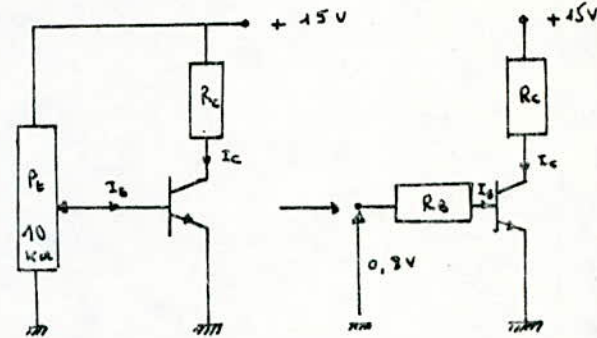
Avec une alimentation potentiométrique (sur la base) ; on a obtenu le point de saturation, chose qui nous a permis ensuite de choisir la résistance de base  $R_B$ .

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 470 \Omega$$

avec  $R_1 + R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ .

$$V_{B\text{sat}} = \frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 0,8 \text{ V.}$$

avec  $V_{cc} = +15 \text{ V.}$

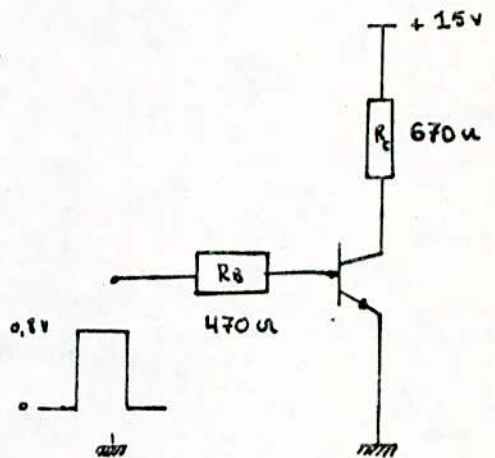


avec cette configuration on a :  $I_{B\text{sat}} = 0,19 \text{ mA}$  ;  $I_{C\text{sat}} = 23 \text{ mA}$  pour  $R_C = 670 \Omega$ .

avec un courant résiduel :  $I_{CE0} = 40 \mu\text{A}$ .

#### III.1.2: Commutation sur charge résistive pure:

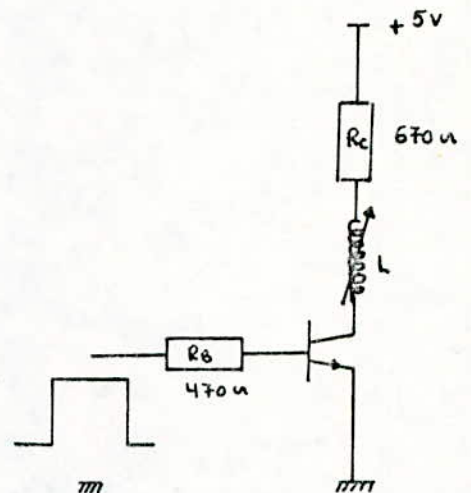
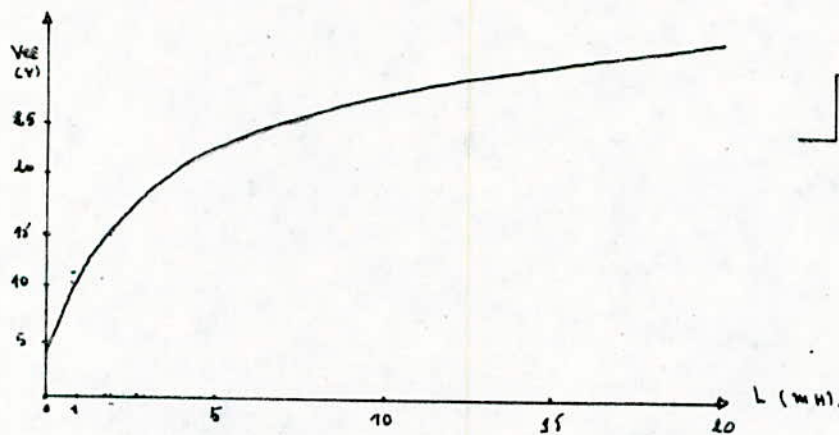
En utilisant une alimentation stabilisée (15V - 1A) et un générateur de crêteaux (GBF type CRC) ; on a pu constater qu'avec une charge résistive, la tension  $V_{CE}$  et le courant  $I_C$  suivent parfaitement le signal de commande ; en tenant compte bien sûr des temps de réponse du transistor à très haute fréquence, où le transistor perd sa commutation. fig(1)



III - 1.3 : Commutation sur charge inductive:  $V_{cc} = +5V$  ;  $f = 50\text{kHz}$ .

En faisant varier l'inductance  $L$  ; il ya apparition d'une surtension aux bornes du transistor - au bloeage - , au fur et à mesure qu'on augmente  $L$ .

L (mH)	0	1	2	3	4	7	8	9	20
V <sub>CE</sub> (V)	4,2	10,25	15	17,5	20	26	28	30	33,5



Interpretation des résultats :

L'augmentation de  $V_{CE} = f(L)$  est due de l'effet d'auto-induction que possède la self, qui se traduit par une énergie électromagnétique immagasinée, et qui se restitue à la coupure du courant qui la traverse ; en présentant une certaine inertie par le courant. L'allure de la variation de  $V_{CE} = f(L)$  ; peut être expliquée par le fait que la self possède

Une certaine résistance, en s'ajoutant à  $R_c$  - en série - fait diminuer le courant  $I_c$ ; d'où atténuation de l'énergie émagasinée  $W = \frac{1}{2} LI^2$ ; et par conséquent  $V_{CE}$ .

CONCLUSION:

L'effet inductif de la charge, présente pour l'interrupteur statique - transistors - ou électromécanique, un danger néfaste; ce qui exige la nécessité de prévoir un dispositif permettant d'ouïr la surtension.

Remarque:

Au blocage - coupure du courant - on observe une réponse oscillatoire; qu'on peut expliquer par une réponse harmonique d'un circuit  $R, L, C$  où  $C$ : est la capacité propre du transistor et la capacité répartie de la  $MLF$ .

Voir fig ② et ③

III.1.4: CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION

III.1.4.A: C.A.L.C à DRL en anti-parallèle avec la charge:

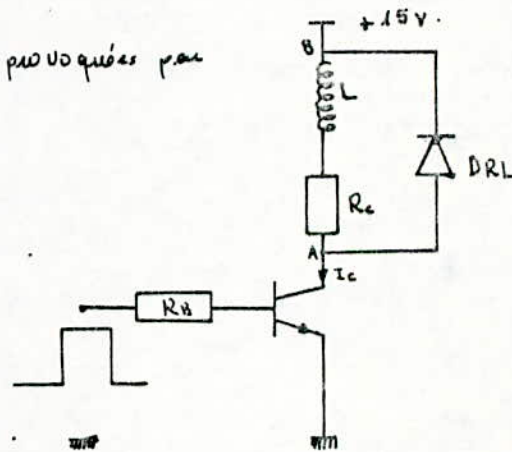
La présence de la DRL, élimine les surtensions provoquées par l'effet inductif de la  $MLF$ . Voir fig 4.

INTERPRÉTATION ET CONCLUSION:

A la saturation le point (A) est à la masse ( $V_A = 0$ ); alors que le point B est au potentiel (+15V); au régime établi  $V_B > V_A$  ⇒ que la DRL est bloquée.

Au blocage le courant  $I_c$  tend à se diminuer; à l'instant même que la  $MLF$  commence à restituer son énergie durant la fermeture; donc le point AB sur au potentiel  $(15 + \Delta V)$  où  $\Delta V$ : la surtension due de la  $MLF$ .

Alors  $V_A > V_B$  et la DRL entre en conduction, en court-circuitant la charge,





D'où l'estimation de la surtension crêe en A.

En conclusion, la DRL protège bien le transistor en commutation entre les surtensions ; à condition qu'elle soit plus rapide que le transistor.

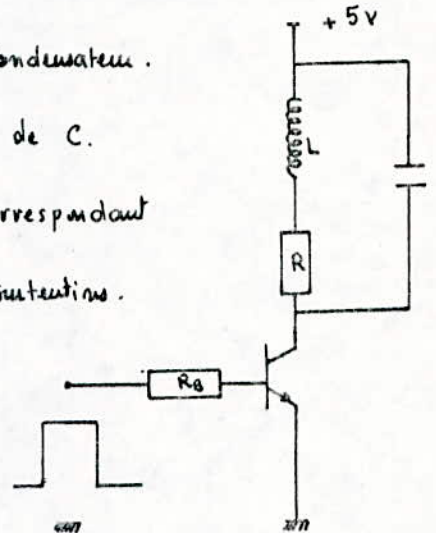
III - 1.4. B: C.A.L.C à condensateur non polarisé en parallèle avec la charge:  $f = 50 \text{ Hz}$

Les surtensions subsistent même en présence des condensateurs.

L'élimination des surtensions a lieu après ajustement de C.

A titre d'exemple on a relevé quelques valeurs de C correspondant aux quelques valeurs de L ; assurant l'élimination des surtensions.

L (mH)	2	8	20	40
C (µF)	1	9	30	50



Interprétation des résultats:

A l'ouverture on a la maille R, L, C dont l'équation électrique :

$$V_L + V_C + V_R = 0$$

$$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + Ri = 0 \Rightarrow L \frac{d^2i}{dt^2} + \frac{i}{C} + R \frac{di}{dt} = 0$$

$$\Rightarrow \frac{d^2i}{dt^2} + \frac{1}{LC} i + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = 0 \quad (1)$$

si on pose  $\frac{R}{L} = 2\delta$  ;  $\frac{1}{LC} = \omega_0^2$  où  $\omega_0$  : la pulsation propre du circuit.

on aura: (1)  $\Rightarrow \frac{d^2i}{dt^2} + 2\delta \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0$  E.D.S.O (2)

l'équation caractéristique:

$$\lambda^2 + 2\delta\lambda + \omega_0^2 = 0$$

La solution générale de (2) est de la forme:  $i(t) = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t}$

$$\text{où } \lambda_1, \lambda_2 = \frac{-2\delta \pm \sqrt{4\delta^2 - 4\omega_0^2}}{2}$$

pour  $C = \infty$   $\omega_0 \gg \delta$  alors  $\lambda_{1,2} = -\delta \pm j\omega_0$

d'où  $i(t) = A e^{-\delta t} \sin(\omega t + \varphi)$  avec  $A, \varphi$  : des constantes à déterminer.

$\omega = \omega_0^2 - \delta^2$  : la pulsation d'oscillation du système.

$$V_L = L \frac{di}{dt} = -A \delta e^{-\delta t} \sin(\omega t + \varphi) + A \omega e^{-\delta t} \cos(\omega t + \varphi) \quad (1)$$

Si on prend comme condition initiale:  $t=0$  si  $i(0) = 0 \Rightarrow \varphi = 0$

Donc (2)  $\Rightarrow$  
$$V_L = -A \delta e^{-\delta t} \sin \omega t + A \omega e^{-\delta t} \cos \omega t$$

L'ajustement de C. fait varier  $\omega = \omega_0^2 - \delta^2$ ; au moment où  $\omega_0 = \delta \Rightarrow \omega = 0$

on aura:  $V_L(t) = -A \delta e^{-\delta t} \sin \omega t + A \omega e^{-\delta t} \cos \omega t = 0$ .

d'où la suppression de l'inductance et de son effet.

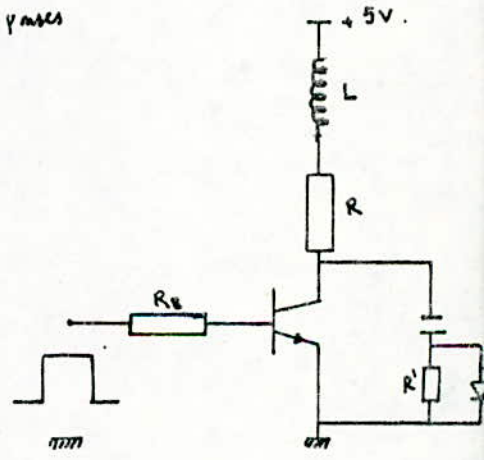
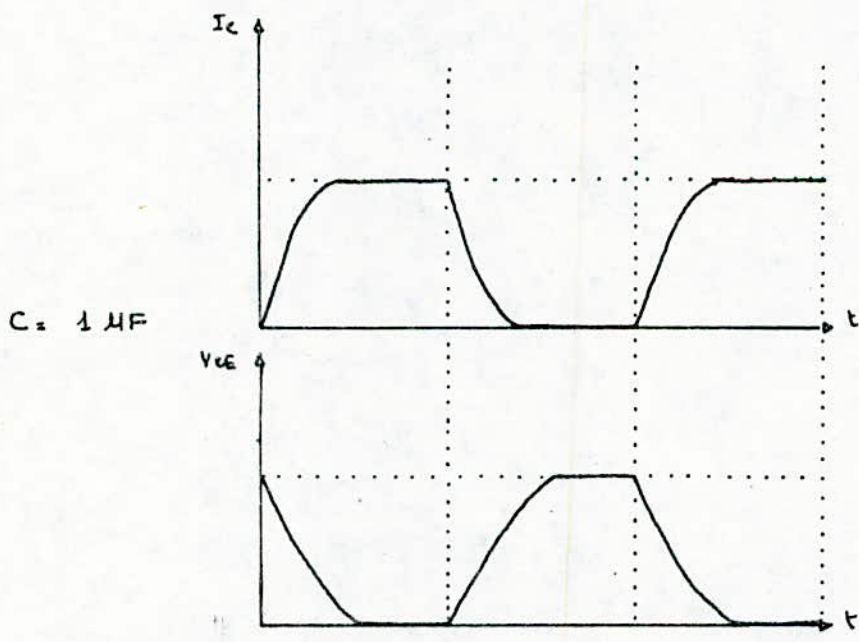
Conclusion:

En e.a.l.c n'est pas aussi important que celui de la DRL; du fait qu'il exige une étude bien précise de la charge pour savoir la valeur de C et par la suite choisir le condensateur correspondant.

III - 1.4.C: C.A.L.C. à Condensateur en parallèle avec le transistor:

à la fréquence  $f: 50\text{Hz}$  on a relevé les signaux

suivants:

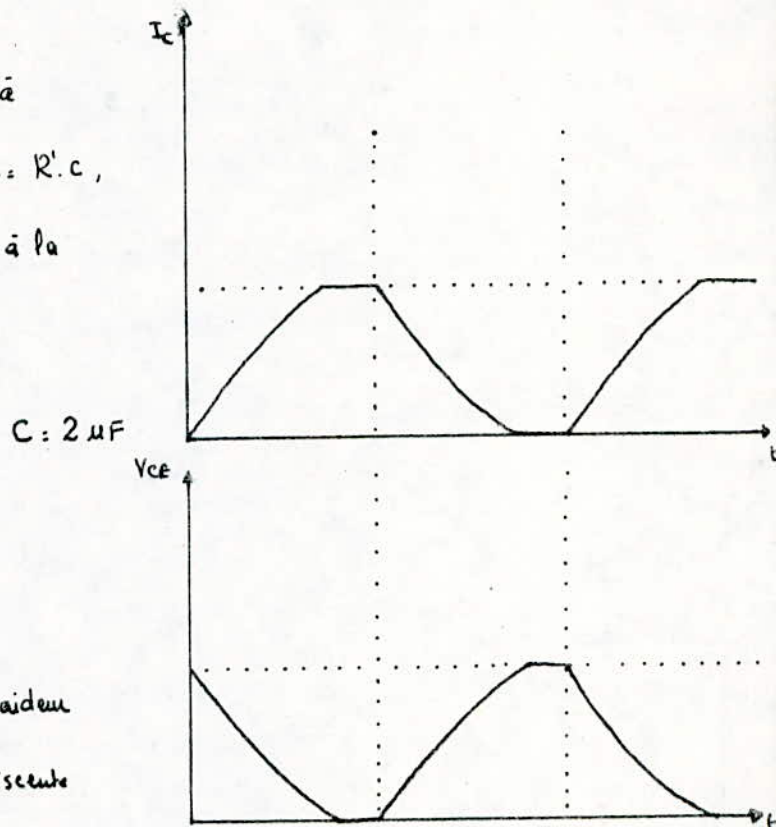


Interprétation des résultats:

Au blocaje, le condensateur  $C$  se charge à travers  $R'$ , sur la tension  $V_{CE}$  avec un  $\tau = R' \cdot C$ , en extrayant la tension (surtension) due à la self.

En se rechargeant il fait dériver un courant  $I_c$ , ce qui entraîne un prolongement de  $I_c$  et un amortissement de  $V_{CE}$ .

Plus la capacité augmente plus  $\tau = R' \cdot C$  augmente ; d'où l'affaiblissement de la raideur du front de montée de la tension, et de descente du courant, même phénomène se produit en saturation. ; On a remarqué aussi qu'à partir de  $C = 4 \mu F$ , le transistor n'est plus en commutation ; du fait que  $\tau > T = \frac{1}{f}$ .



CONCLUSION:

Ce type de C.A.L.C possède des avantages, ainsi que des inconvénients:

Avantages:

- Il fait augmenter les temps de réponse en tension et en courant ; par conséquent les pertes à l'ouverture et à la fermeture diminuent.
- Il assure une commutation parfaite pour un commutateur alternatif, tâche que peut pas assurer la DRL.

inconvénients:

- Il limite la gamme de fréquence  $f_T$  (fréquence de transition).
- Augmente les temps de réponse.
- Surcharge le transistor à la fermeture.



Commutatin au charge résistive pure.

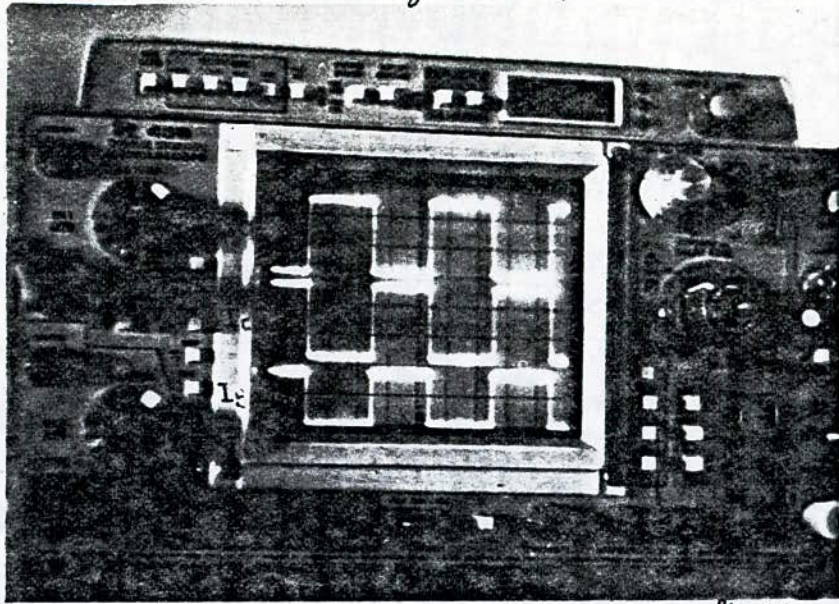


Fig (1)

$I_c$ ,  $V_{CE}$  p.m.  $L = 0,6 \text{ mH}$  dans C.A.L.C.

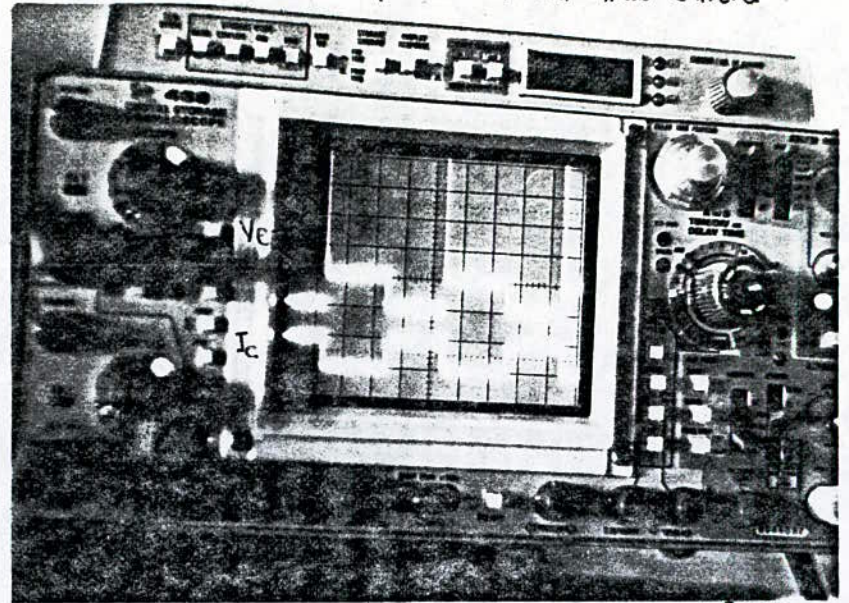


Fig (2)

Commutatin au charge R,L avec DAL.  $L = 90 \text{ mH}$ .

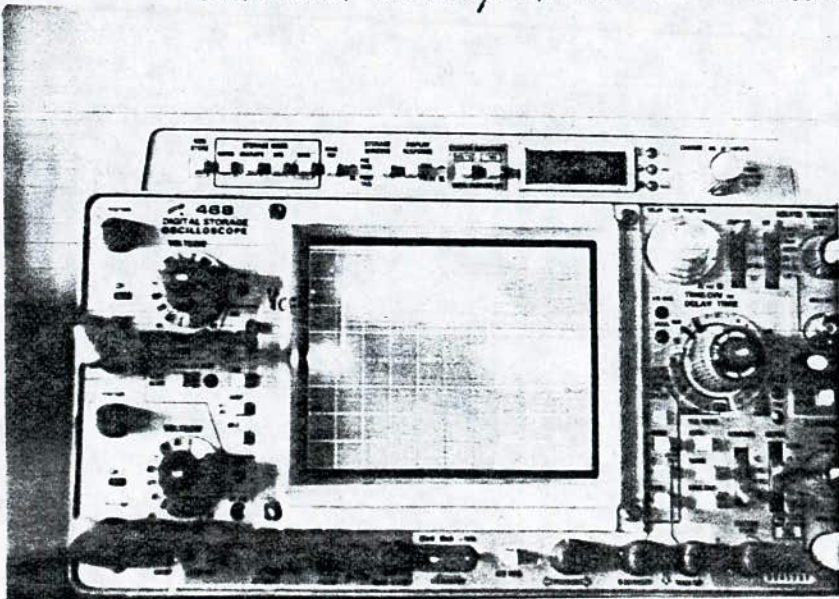


Fig (3)

Prise agrandie de  $V_{CE}$  au charge R,L dans C.A.L.C.

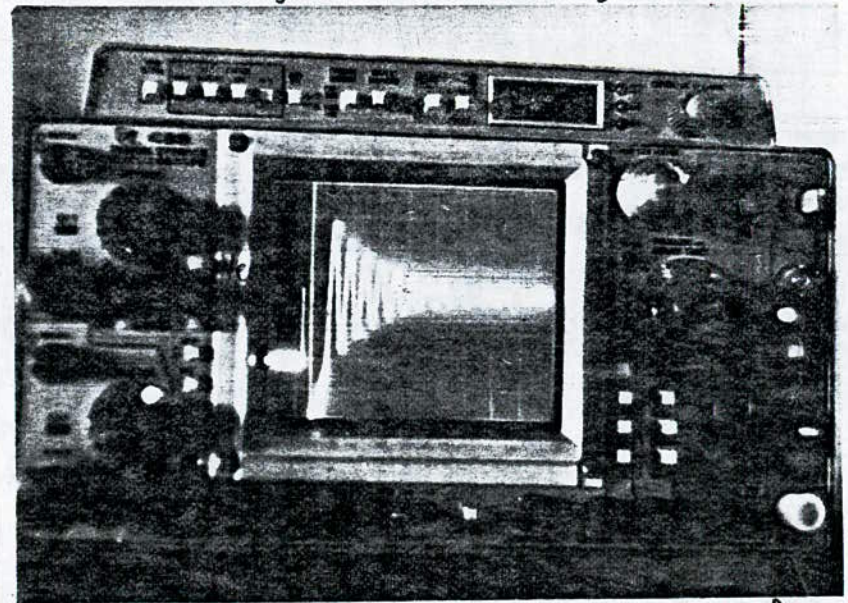


Fig (4)



## III.2. COMMUTATEUR DE PUISSANCE - étude et réalisation -

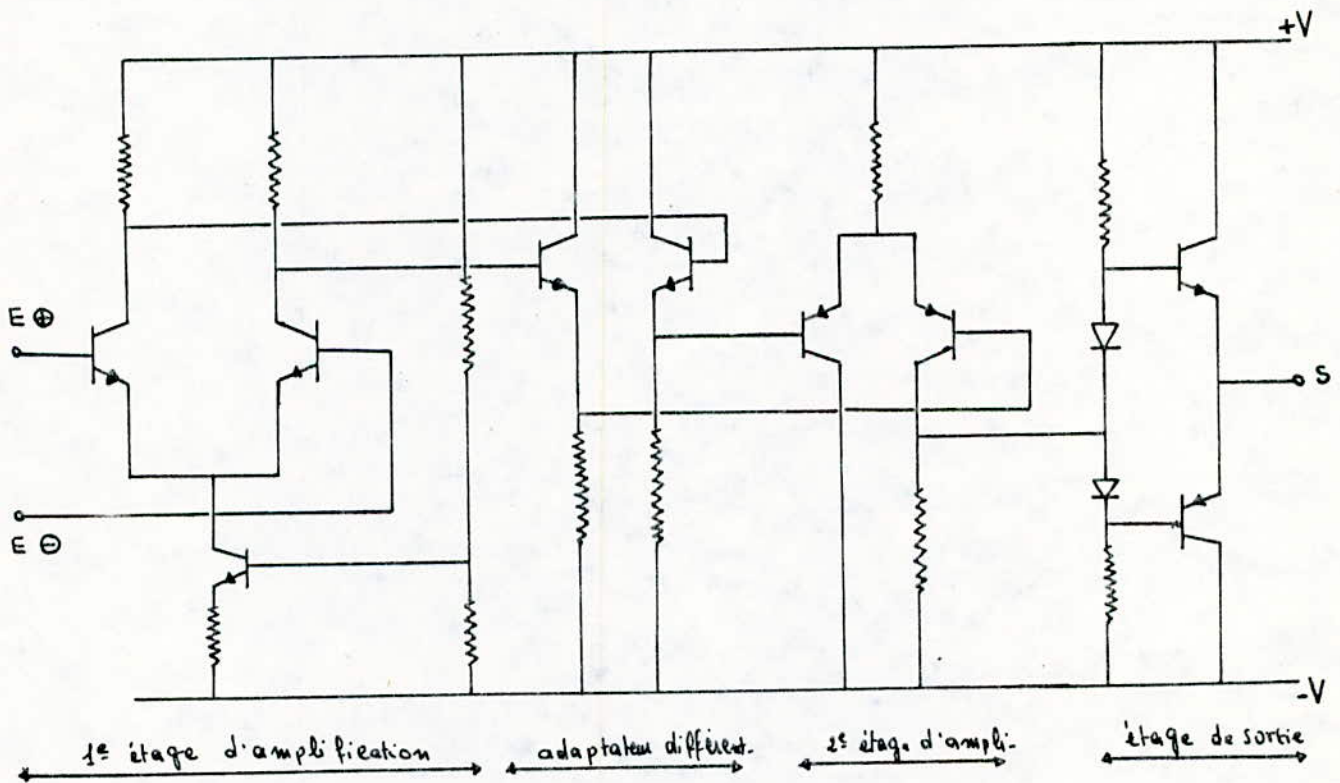
### III.2.1: Rappel sur les amplificateurs opérationnels:

a) Def: un amplificateur opérationnel ; est un amplificateur à courant continu, caractérisé

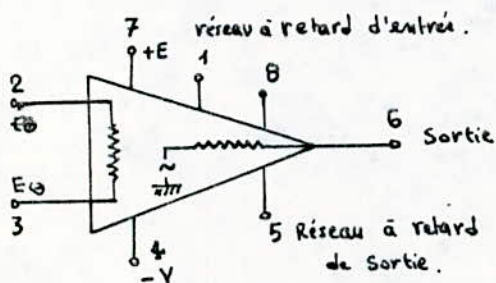
par:

- \* Gain en tension élevé.
- \* Large bande de fréquences : de 0 Hz à 1 MHz.
- \* Gain en tension ajustable.

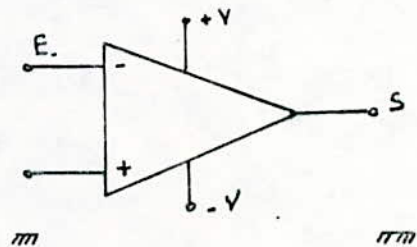
### b) Conception classique - simple - d'un ampli-Op:



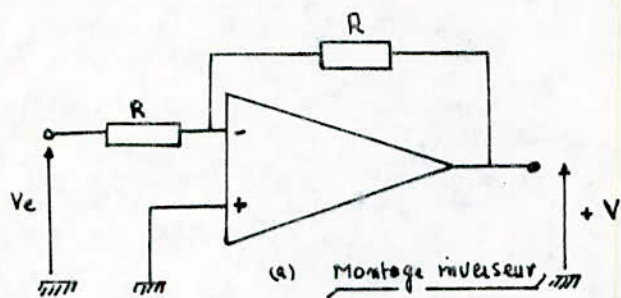
### c) Représentation symbolique pratique:



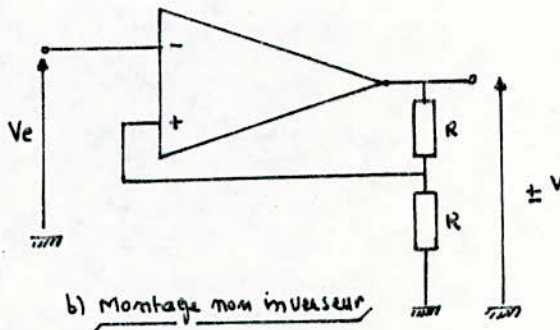
### Représentation simplifiée:



Les deux montages de base d'un amplificateur opérationnel:



(a) Montage inverseur  
( $V_e < 0$ ).



b) Montage non inverseur

d) Fonctions principales d'un amplificateur - Opérationnel:

L'ampli - op peut être exploité en Comparaison aussi qu'en Amplification.

d.1: ampli . Op: Comparateur:

un comparateur est un organe analogique ; qui se peut le réaliser à partir d'un ampli-op ; sur ses deux entrées on applique deux tensions , l'une dite de référence - de comparaison - et l'autre la tension à comparer ; la sortie passe entre les deux niveaux d'alimentation de l'ampli.  $+V$  ;  $-V$ .

On distingue deux types de comparateurs :

- Comparateur à boucle ouverte .
- Comparateur à réaction positive. (TRIGGER DE SCHMITT).

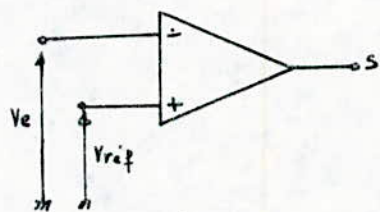


fig (d.1. a)

- Comparateur à boucle ouverte -

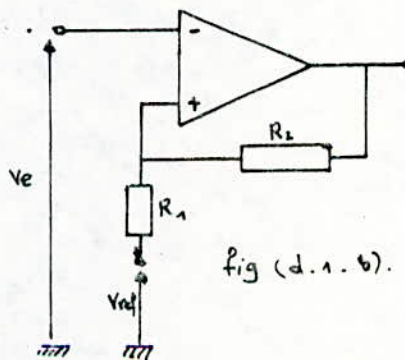
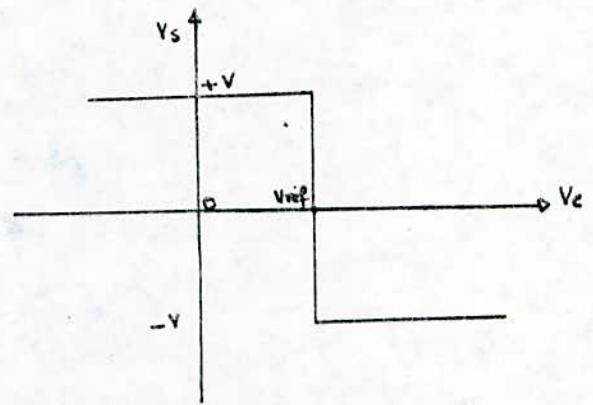
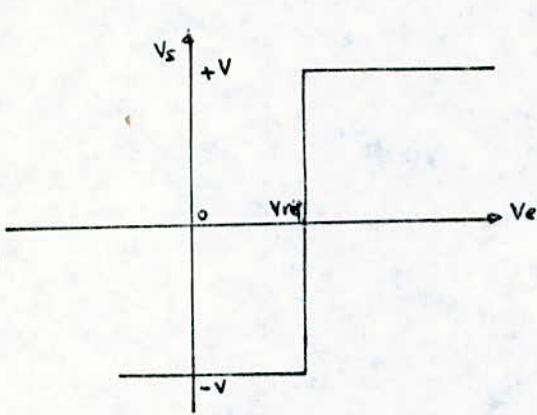


fig (d.1. b).

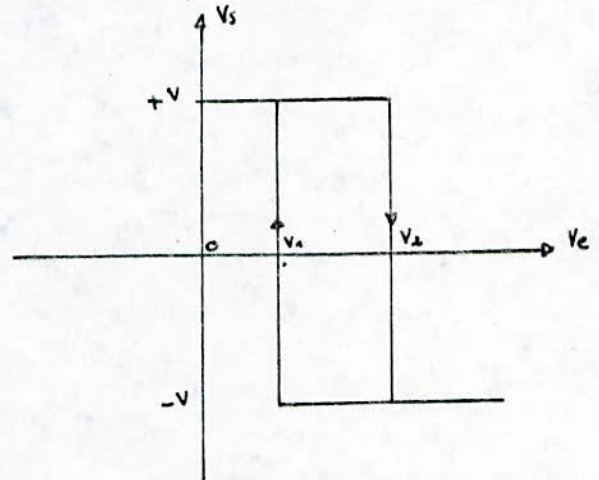
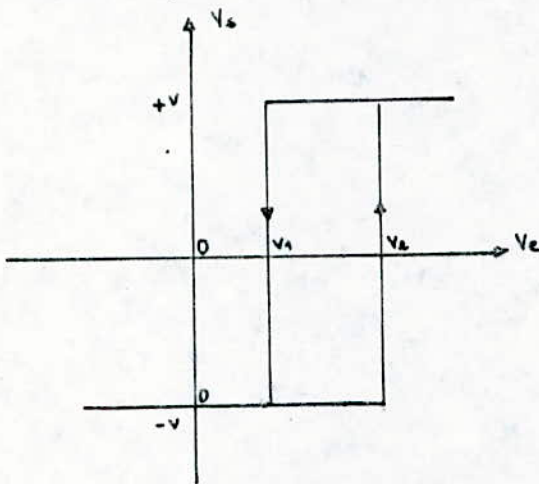
- Comparateur à réaction positive -



Caractéristiques de transfert d'un comparateur :



Comparateur non-inverseur } à boucle ouverte } Comparateur inverseur .



(Comparateur non-inverseur) } à réaction positive } (Comparateur inverseur)

N.B : \*  $V_1, V_2$  : s'appellent les tensions de seuil du comparateur .

\* dans nos figures présentés ci-dessus , nous n'avons pas tenu compte des temps de résolution et de commutation du comparateur .

\* on note aussi  $+V = V_{sat}^+$  ;  $-V = V_{sat}^-$  ;  $V_1 = V^-$  ;  $V_2 = V^+$  .

\* En utilisant la figure (d.1.b) on peut déduire que :

$$V_2 = V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}^+ + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref}$$

$$V_1 = V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}^- + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref}$$

\* l'axe délimité par  $V_1, V_2$  et  $+V, -V$  s'appel hystérésis du comparateur .

\* Le comparateur - T. de Schmitt - peut être utilisé pour le décalage des signaux .

d.2 : Ampli.op : Amplificateur :

d.2.1: Intégration:

$$V_c = \frac{1}{C} \int i dt.$$

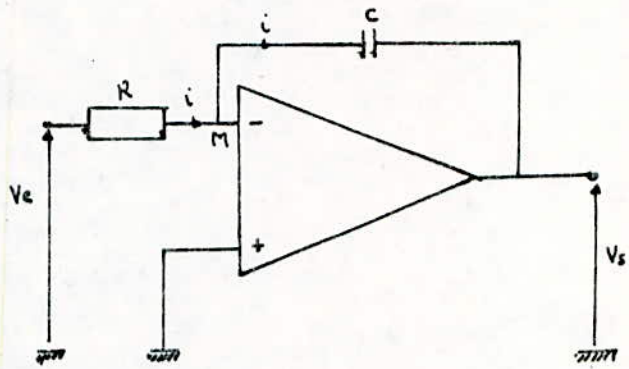
Comme le point M est un point virtuel de masse.

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

$$V_s = -V_c \Rightarrow V_s = -\frac{1}{C} \int_0^t \frac{V_e}{R} dt$$

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

pour :  $V_e = E \Rightarrow V_s = -\frac{E}{RC} t$  c'est une droite de pent :  $-\frac{E}{RC}$ .



- schéma de principe -

N.B.:

t : c'est le temps de conduction - charge - du condensateur C ; qui est en pratique limité par un dispositif commandant la décharge du condensateur.  
ex : transistors.

d.2.2: Différentiation:

$$i = \frac{V_m - V_s}{R} ; V_m \approx 0$$

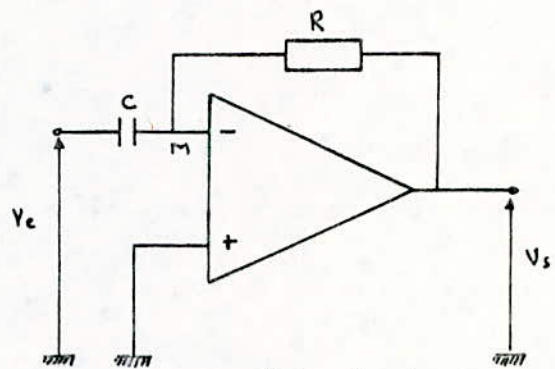
$$\Rightarrow i = -\frac{V_s}{R} \Rightarrow V_s = -Ri.$$

d'autre part :  $i = C \frac{dV_c}{dt}$ .

avec :  $V_c = V_e - V_m \approx V_e$ .

alors :  $V_s = -RC \frac{dV_e}{dt}$

Si :  $V_e = E \Rightarrow V_s = 0$ .



- schéma de principe -

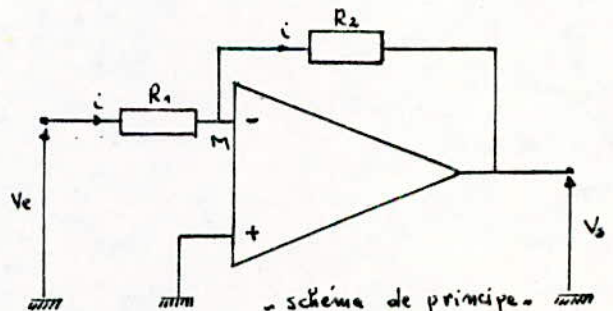
d.2.3: Proportionnalité:

$$V_s = -R_2 i$$

$$i = \frac{V_e}{R_1} \Rightarrow$$

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e$$

pour  $R_2 = R_1$  l'ampli-op devient inverseur



- schéma de principe -

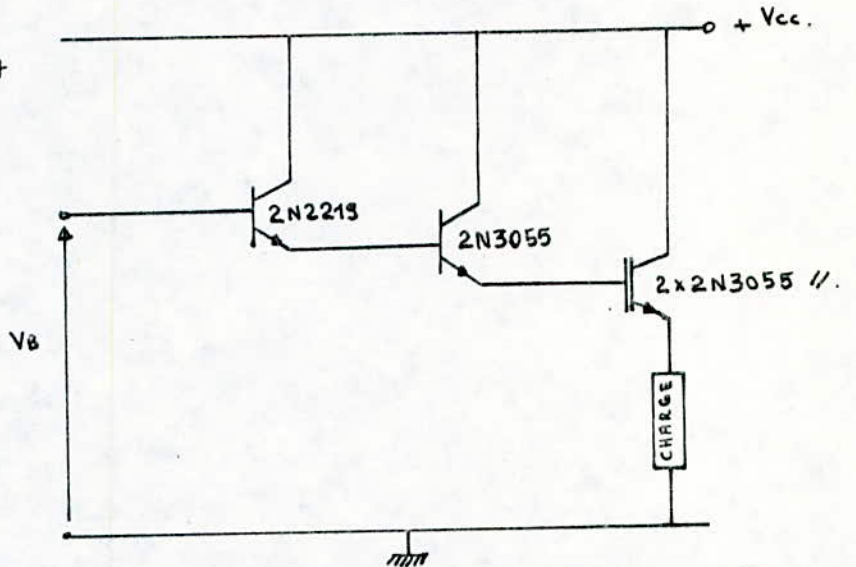
### III.2.2 ÉSSAIS ET RÉALISATION:

La charge de notre commutateur est caractérisée par :

$$V_{cc} \leq 40 \text{ V} \quad ; \quad 0 \leq I_c \leq 10 \text{ A.}$$

vu les caractéristiques des transistors utilisés dans notre travail : 2N2219 et 2N3055 ; on a proposé d'utiliser la cellule de commutation suivante :

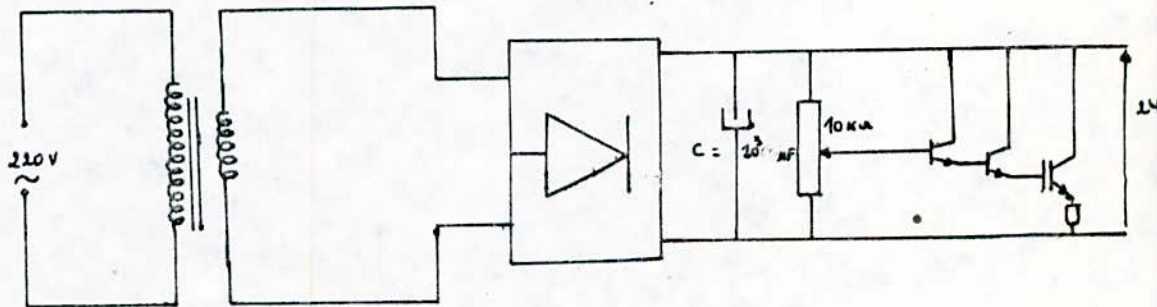
La mise en fonctionnement de cette cellule de commutation ; nous a pris beaucoup de temps ; car la conception théorique nous a pas débouché sur aucun résultat



satisfaisant ; facteur qui nous a guidé à niveau le chemin expérimental.

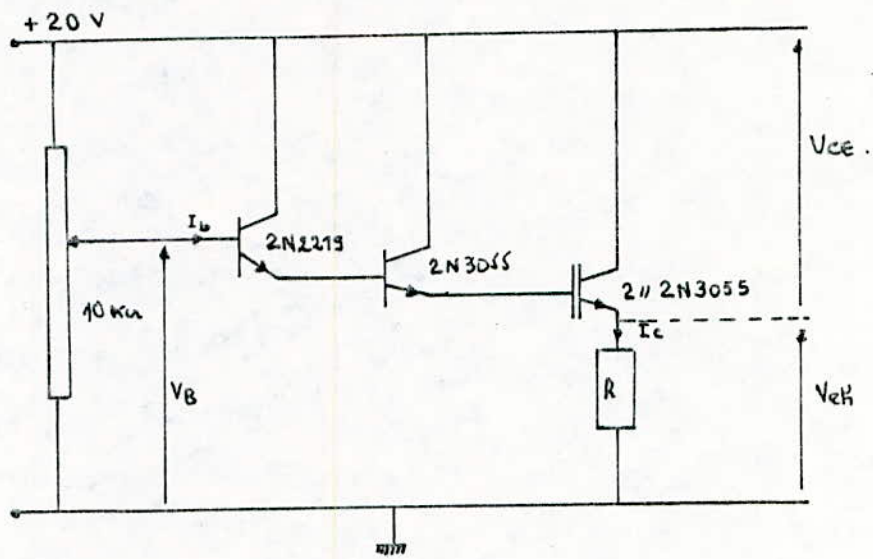
#### III.2.2.1 Recherche du point de saturation:

De nombreux essais ont été effectués ; pour déterminer le point de saturation de la cellule ; tout d'abord on a utilisé une alimentation de 24V.



de ce montage - (Alimentation) on a abouti au résultat suivant ; la nécessité d'avoir une source de puissance satisfaisante ; d'où l'idée d'utiliser le continu variable du Laboratoire - Machine.





D'où on a relevé les mesures suivantes :

$I_b$ (μA)	0	0,25	0,5	1,0	1,5	2,5	3,5	5,5	7,5	9	11	16	20	27	45
$I_c$ (A)	0,1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	13,6
$V_b$ (V)	0	2,7	3,6	4,5	5,5	7,2	8,3	9,9	11	11,75	13	14	15,25	17	17,5
$V_{ce}$ (V)	0,6	1	2,5	3,5	5	6	7	9	10	11	12,5	14	14,5	16,5	17
$V_{ce}$ (V)	19,4	19	17,5	16,5	15	14	13	11	10	9	7,5	6	5,5	3,5	3

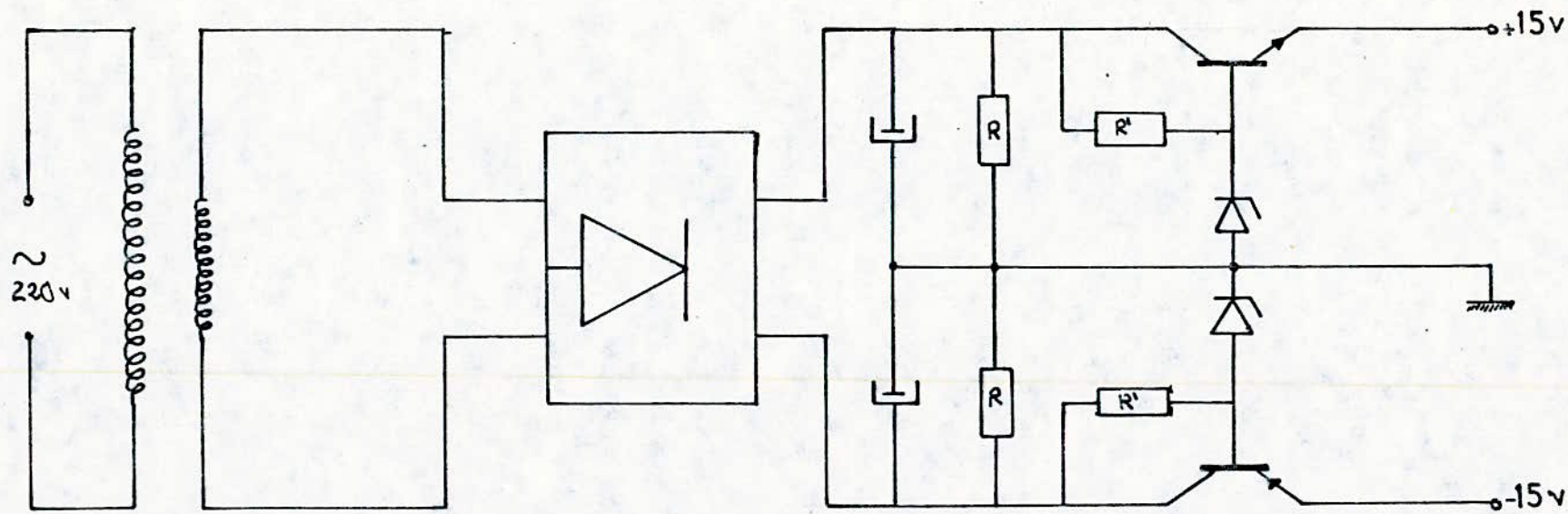
Constatation:

La saturation du transistor 2N3055 a eu lieu pour un courant de commande (de base) de  $I_b = 45 \mu A$ ; en débutant un courant de charge  $I_{c\text{sat}} = 13,6 A$ .

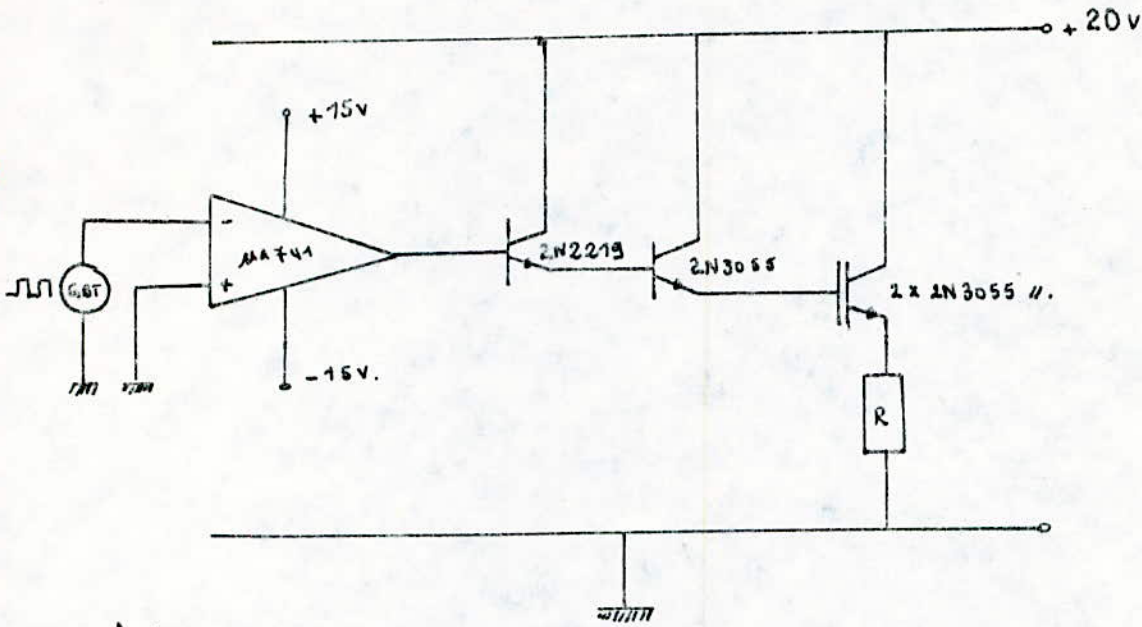
Avec  $V_{ce\text{sat}} = 3 V$

Interprétation des résultats:

L'utilisation du variable-continus comme source d'alimentation pour notre commutateur, dans le but de situer le point de saturation, nous a donné une idée sur la tension de commande de base, qui est de l'ordre de 17,5 V; pour  $I_b = 45 \mu A$ . Dans les limites de nos exigences " $I_c \leq 10 A$ "; l'utilisation d'un UA741 me paraît un moyen suffisant pour la mise en fonctionnement du commutateur; d'où le montage suivant:



—• alimentation stabilisée pour sortie symétrique  $\pm 15V$  •—

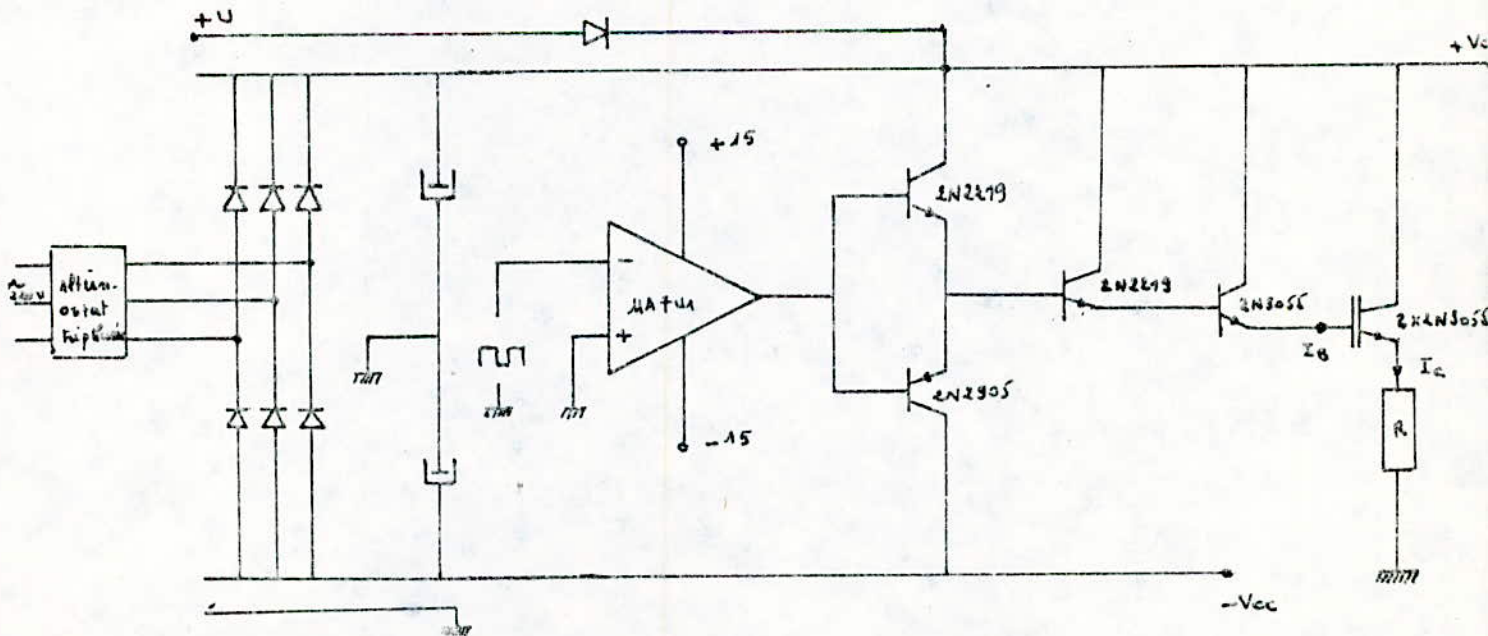


Résultat:

avec cette alimentation ; dès qu'on augmente la charge ; on observe une chute de tension importante au niveau de l'alimentation, alors la cellule perd sa fonction de commutation.

Interprétation et conclusion:

La chute importante de la tension d'alimentation est due à la résistance interne de la génératrice ; qui est trop chargée tenant compte de son point de fonctionnement. D'où la nécessité d'une source plus puissante ; pour cela on a eu l'idée d'utiliser l'alimentation suivante ; avec une commande de base en Push-pull ; pour assurer mieux la saturation et le désaage :





Avec cette alimentation le commutateur fonctionne parfaitement ; mais dès qu'on augmente la charge, il y a apparition d'oscillations dans la forme de la tension ; problème qui a été résolu par la superposition d'une tension continue de valeur  $U > +V_{cc}$ .

III. 2.2.2 : Mesure du temps de réponse du commutateur, à  $V_{cc} = +20V$  ;  $f = 50\text{ Hz}$ .  
et des variations en fonction de la charge.

$t_d (\mu s)$	50	10	80	100
$t_r (\mu s)$	350	180	300	300
$t_s (\mu s)$	60	40	100	50
$t_f (\mu s)$	320	260	300	300
$t_{on} (\mu s)$	400	190	380	400
$t_{off} (\mu s)$	380	300	400	390
$I_c (A)$	2	5	8	10
$I_b (A)$	0.02	0.0875	0.235	0.415

Interprétation et conclusion :

La non régularité des valeurs relevées ; qui est due probablement au problème de lecture des différents temps ; à l'aide de l'oscilloscope ; nous empêche de tirer une conclusion sûre.

La seule, qui se peut tirer de ce tableau ; est que les temps de réponse de notre commutateur sont un peu longs ; chose qui me paraît raisonnable ; si on tient compte des temps de réponse des différents étages ; aussi et du transistor 2N3055 qui n'est pas un transistor de commutation.

III. 2.2.3 Minimisation des temps de réponse :

Afin de minimiser le temps de réponse, on a procédé par l'injection d'un courant de base - du dernier étage - sous forme d'impulsion, pour cela on a utilisé le montage suivant :

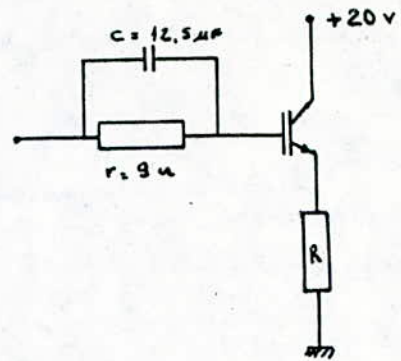
Les résultats obtenus :

A la fréquence  $f = 50\text{Hz}$  ;  $V_{CC} = +20\text{V}$ .  
 $I_C = 5\text{A}$ .

on a relevé les valeurs suivantes :

$$\left. \begin{array}{l} t_d = 6\ \mu\text{s} \\ t_r = 52\ \mu\text{s} \end{array} \right\} \Rightarrow t_{on} = 58\ \mu\text{s}$$

$$\left. \begin{array}{l} t_s = 20\ \mu\text{s} \\ t_f = 40\ \mu\text{s} \end{array} \right\} \Rightarrow t_{off} = 60\ \mu\text{s}$$



L'amélioration des temps de réponse ; a lieu sur le compte de la tension de saturation  $V_{CEsat}$  qu'on a pas pu la diminuer.

III-2.2.4 : Variation de  $V_{CEsat} = f(I_C)$  :

$I_C$ (A)	1.5	2	5	7	8	10
$V_{CEsat}$ (V)	7.8	7.8	7.85	7.85	7.85	7.85

Conclusion :

La tension de saturation varie peu avec la une large variation de  $I_C$ .

III-2.2.5 : Influence de la fréquence du signal de base sur les temps de réponse :

à  $V_{CC} = +20\text{V}$  ;  $I_C = 4\text{A}$ .

on a relevé les valeurs suivantes :

$f$ (Hz)	5	10	20	30	40	50
$t_d$ ( $\mu\text{s}$ )	50	50	50	50	50	50
$t_r$ ( $\mu\text{s}$ )	300	350	300	350	350	350
$t_s$ ( $\mu\text{s}$ )	50	60	50	50	50	50
$t_f$ ( $\mu\text{s}$ )	350	350	350	350	350	350
$t_{on}$ ( $\mu\text{s}$ )	350	400	350	400	400	400
$t_{off}$ ( $\mu\text{s}$ )	400	410	400	400	400	400

Conclusion :

La fréquence du signal de commande n'influe pas sur les temps de réponse d'un tel commutateur ; du fait que les temps de réponse dépendent surtout des capa. propres.



Conclusion :

La variation de la fréquence de commande n'agit pas sur les temps de réponse du commutateur ; ceci est valable dans le domaine de faibles fréquences " cas de notre projet ".

III. 2.2.6 : Commutation sur charge R, L :

La présence de la self ; fait apparaître - comme le cas de faible puissance déjà étudié - des surtensions à l'ouverture ; qu'on a éliminées en utilisant une DKL.

A titre indicatif on a relevé les menus suivants à  $V_{ce} = +20V$ .

f (Hz)	20	50	100	500
I <sub>c</sub> (A)	4	3	2	0,1
V <sub>ce</sub> (V)	31,5	32,55	33,6	35

L = 1 mH

f (Hz)	20	50	100	500
I <sub>c</sub> (A)	4	3	2	0,21
V <sub>ce</sub> (V)	30,75	31,85	33,95	35

L = 10 mH

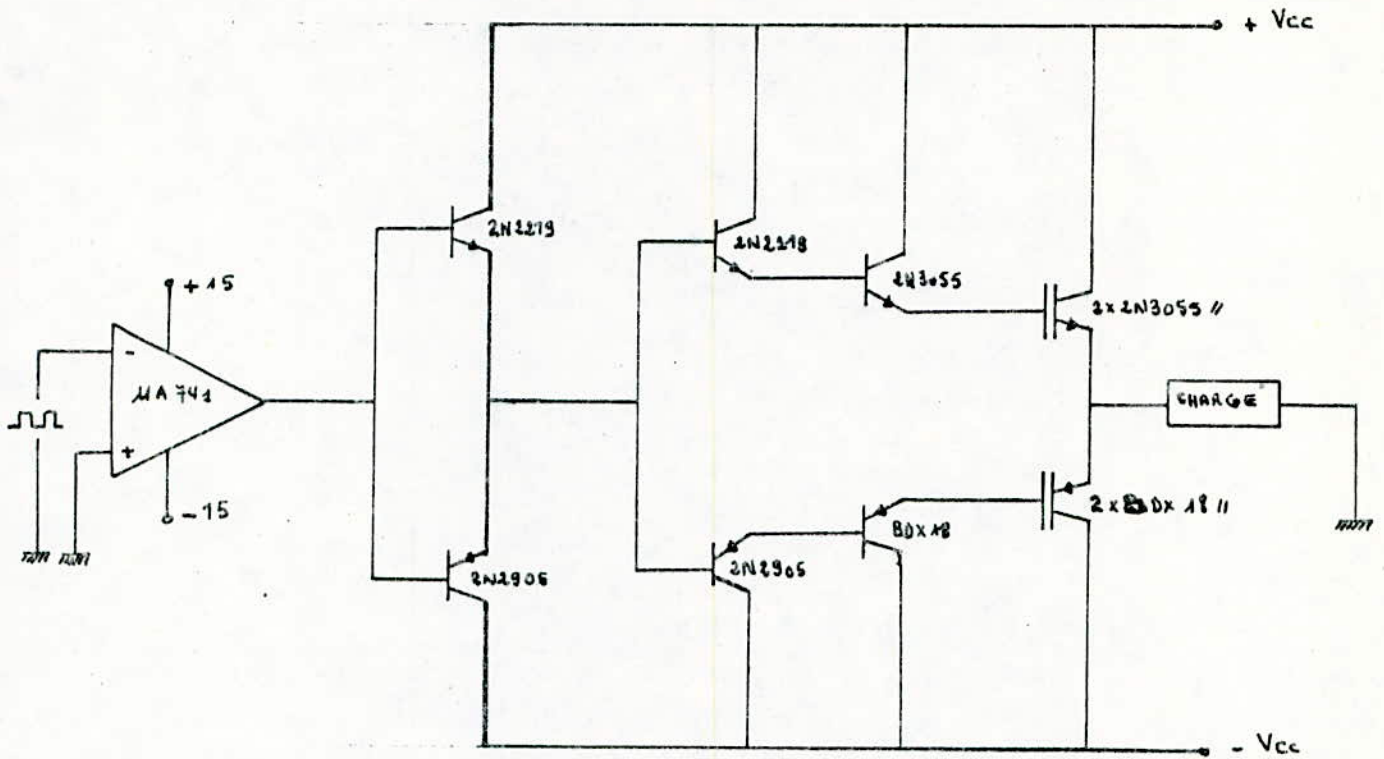
III. 2.2.7. Commutateur bidirectionnel - Alternative :

A partir d'un commutateur unidirectionnel ; la mise au point d'un commutateur alternatif est une tâche assez simple ; on associe une autre cellule complémentaire au première, en montage push - pull :

En utilisant deux autres types de transistors : (PNP)

2N2905, complément ← 2N2219.  
 BDX18, complément ← 2N3055





Montage pratique du commutateur alternatif.

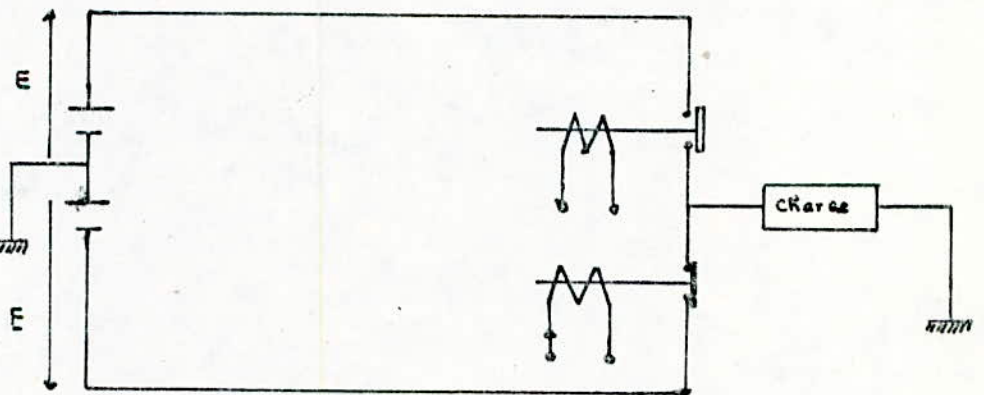


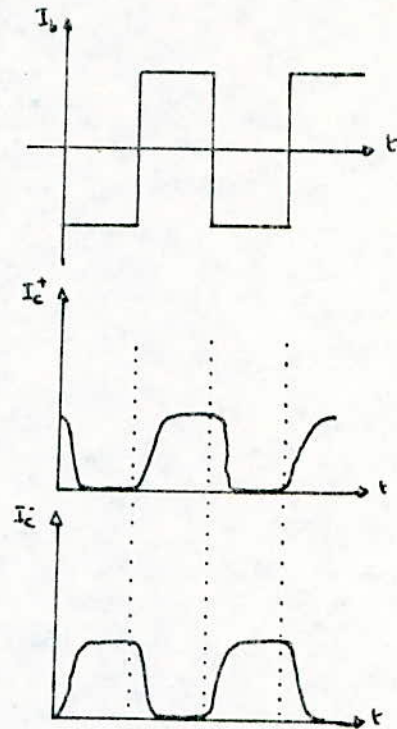
schéma électrique équivalent

Le problème majeur qui peut se poser dans ce type de commutateur c'est le cas de court-circuit ; dans le cas de la fermeture instantanée <sup>des</sup> deux cellules.

- interrupteur -

Les temps de réponse qui ne sont pas nuls mettent le commutateur à l'abri du court-circuit au sens juste du terme.

Chromogramme du courant  
de commande et de charge. →



A signaler, en passant, que l'utilisation d'une BRL comme C.A.L.C est une précaution à écarter; du fait que la charge est tout le temps en court-circuit; d'où l'utilisation d'un condensateur en parallèle avec chaque une des deux cellules, est recommandée.

### VII. 2.2.8 : Commutateur triphasé:

En se basant sur le principe du commutateur alternatif; la réalisation d'un commutateur triphasé, n'est qu'un assemblage de trois cellules monophasées identiques, décalée l'une de l'autre, dans le temps d'un  $\frac{1}{3}T$ .

Le problème qui se pose - comme on verra par la suite - est la mise au point de circuit de commande assurant le déphasage désiré.

#### - 8-a- utilité du commutateur triphasé:

Le commutateur triphasé en question est destiné pour faire fonctionner un moteur synchrone de faible puissance.

#### - 8-b: commande du commutateur:

En plus des circuits de commande de base pour chaque commutateur monophasé; le commutateur triphasé exige d'autres circuits de commande dont la tâche est d'assurer deux objectifs:

- A - Le déphasage d' $1/3 T$ .
- B - L'asservissement du déphasage à la fréquence du signal de commande de base.

A. Le déphaseur:

Est une cellule qui a pour but de faire décaler " les signaux issus " le fonctionnement des trois commutateurs monophasés de  $T/3$  chacun de l'autre.

Pour ce-là on a procédé par l'utilisation de trois - triggers de Schmitt - qui nous ont débouché sur l'inconvénient qu'on peut pas dépasser un déphasage de  $T/2$  avec.

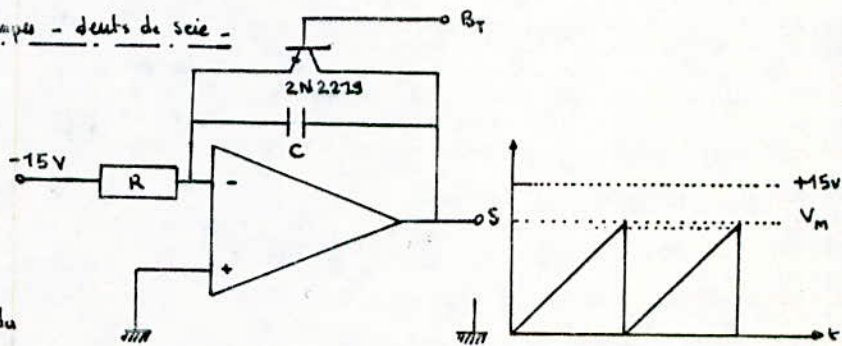
Alors on a pensé à l'utilisation des UA 741 - dans réaction - dans leurs différentes fonctions.

A. 1: Étapes et principes:

a) générateur de rampes - dents de scie -

choix de R et C:

Le calcul de R, C est fait en fonction de la fréquence du signal de commande de base (BT) du transistor.



Afin que la rampe puisse atteindre la tension max + 15V; et vu que la fréquence minimale assurée par le GBT est  $f: 5 \text{ Hz}$ . alors:

$$T_{\text{max}} = \frac{1}{f_{\text{min}}} = \frac{1}{5} = 0.2 \text{ s.}$$

$$\text{or } V_s = - \frac{1}{RC} \int_0^{T_M} V_e dt = - \frac{V_e}{RC} \cdot T_M \quad V_e = - 15 \text{ V.}$$

$$\frac{T_M}{RC} = \frac{V_s}{V_e} = 1 \quad \Rightarrow RC = T_M = 0.2 \text{ s}$$

alors on a choisi:  $R = (55 \cdot 10^3 \pm 10\%) \Omega$  ;  $C = (49 \cdot 10^5 \pm 20\%) \text{ PF.}$

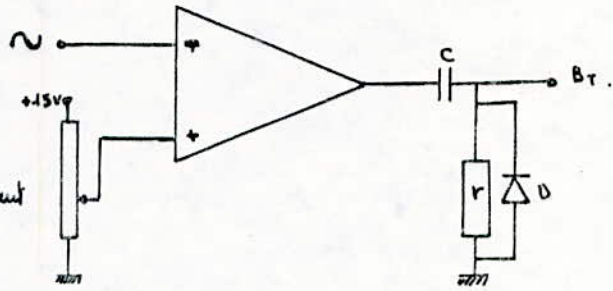


b) Commande de base du transistor:

on a prévu pour la commande de l'intégrateur un transistor de type NPN-2273 qui est à son tour commandé par un générateur d'impulsion comme montré ci-dessous.

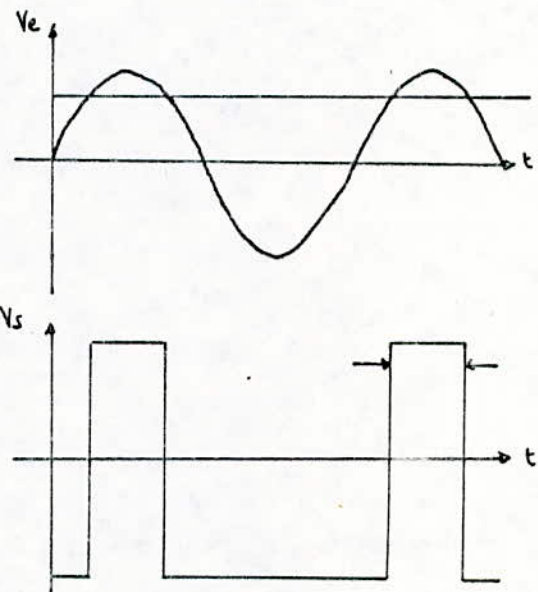
b.1: principe de fonctionnement:

Le  $\mu A741$  travaille, en comparaison ; il compare les deux signaux d'entrée ; en basculant entre les deux niveaux de tension  $+15\text{ V}$  et  $-15\text{ V}$ .



Le choix du signal sinusoïdal dans l'entrée inverseuse, et la tension continue variable (par potentiomètre) dans l'entrée non inverseuse ; et de nous permettre le réglage de la largeur des tops positifs qui influent beaucoup sur le temps d'intégration.

La largeur des tops a une limite ; au dessus de laquelle le comparateur perd sa fonction ; c'est pourquoi on a ajouté un circuit différentiateur R,C ; afin d'obtenir des impulsions brèves assurant la décharge rapide du condensateur.



choix de r, C de différentiateur :

Le choix de r, etc est fait de façon à avoir une impulsion de crête - durée :  $\tau$  très faible.

avec  $r = (10^3 \pm 5\%) \Omega$  ;  $C = (47 \cdot 10^3 \pm 10\%) \text{ PF}$

$\Rightarrow \tau = 47 \cdot 10^{-3} \text{ ms.}$



N.B. Pour limiter la consommation du pont diviseur ; on a choisi des grandes résistances  $R_1 = (19 \text{ k}\Omega \pm 10\%)$ .

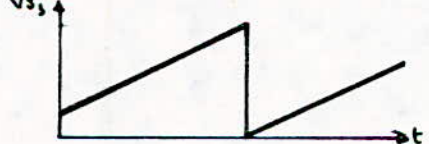
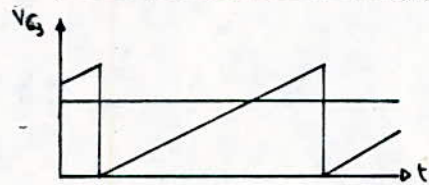
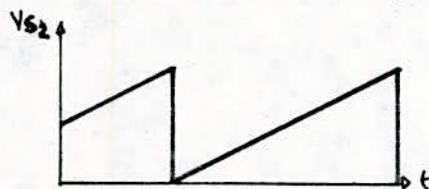
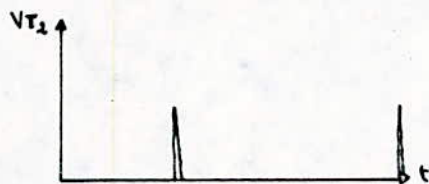
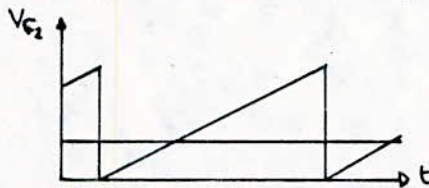
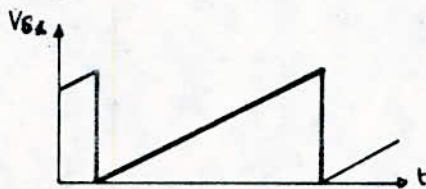
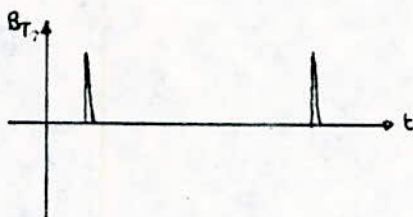
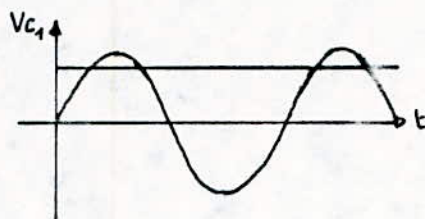
Afin d'éclaircir le principe de fonctionnement du déphaseur proposé ; voyons les réponses des différents éléments.

Nomenclature :

$V_{ci}$  : tensions d'entrée du comparateur.

$V_{si}$  : tension de sortie de l'intégrateur

$V_{Tc}$  : tension de base du transistor.



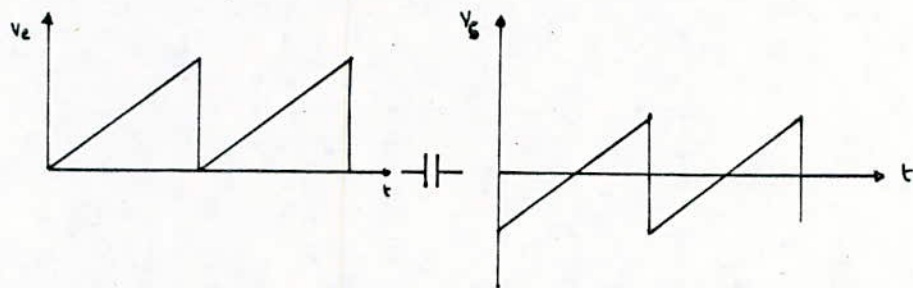


Il inconvénient de cette procédure de déphasage ; c'est que pour chaque fréquence du signal de commande de base - sinusoïdal - la tension crête de la rampe varie, ce qui nous oblige d'ajuster la tension de consigne à l'aide du potentiomètre ; ce qui est pas commode pour l'alimentation d'un récepteur ; tel que le moteur synchrone ; facteur qui nous a poussé de penser à un dispositif permettant l'asservissement du déphasage à la fréquence du signal de commande de base.

B. ASSERVISSEMENT DU DÉPHASAGE À LA FRÉQUENCE DU SIGNAL DE BASE :

Plusieurs idées nous ont conduit à des résultats non solides ; quant qu'on arrive à une méthode plus efficace, que l'on va expliquer.

L'attaque d'un condensateur par un signal en dents de scie ; nous a donné une réponse alternative, comme s'est montré ci. contre :



Ceci est dû au fait que la dents de scie peut être décomposée en série de Fourier, en donnant une valeur moyenne qui est constante - non passant à travers le condensateur - et d'autres harmoniques qui ont pour somme le signal alternatif.

Mais, pratiquement le signal de sortie n'est pas symétrique ; pour compenser cette (N) dissymétrie on a ajouté une résistance ajustable en série avec le condensateur.

Comme la tension de sortie de l'intégrateur est une droite d'équation :

$$V_1 = at \quad \text{ou} \quad a = \frac{V_e}{RC} \quad \text{de valeur crête } V_M.$$

La réponse fournie par le condensateur mis en série est une droite aussi de même pente :

$$V_2 = at - \frac{V_M}{2}$$

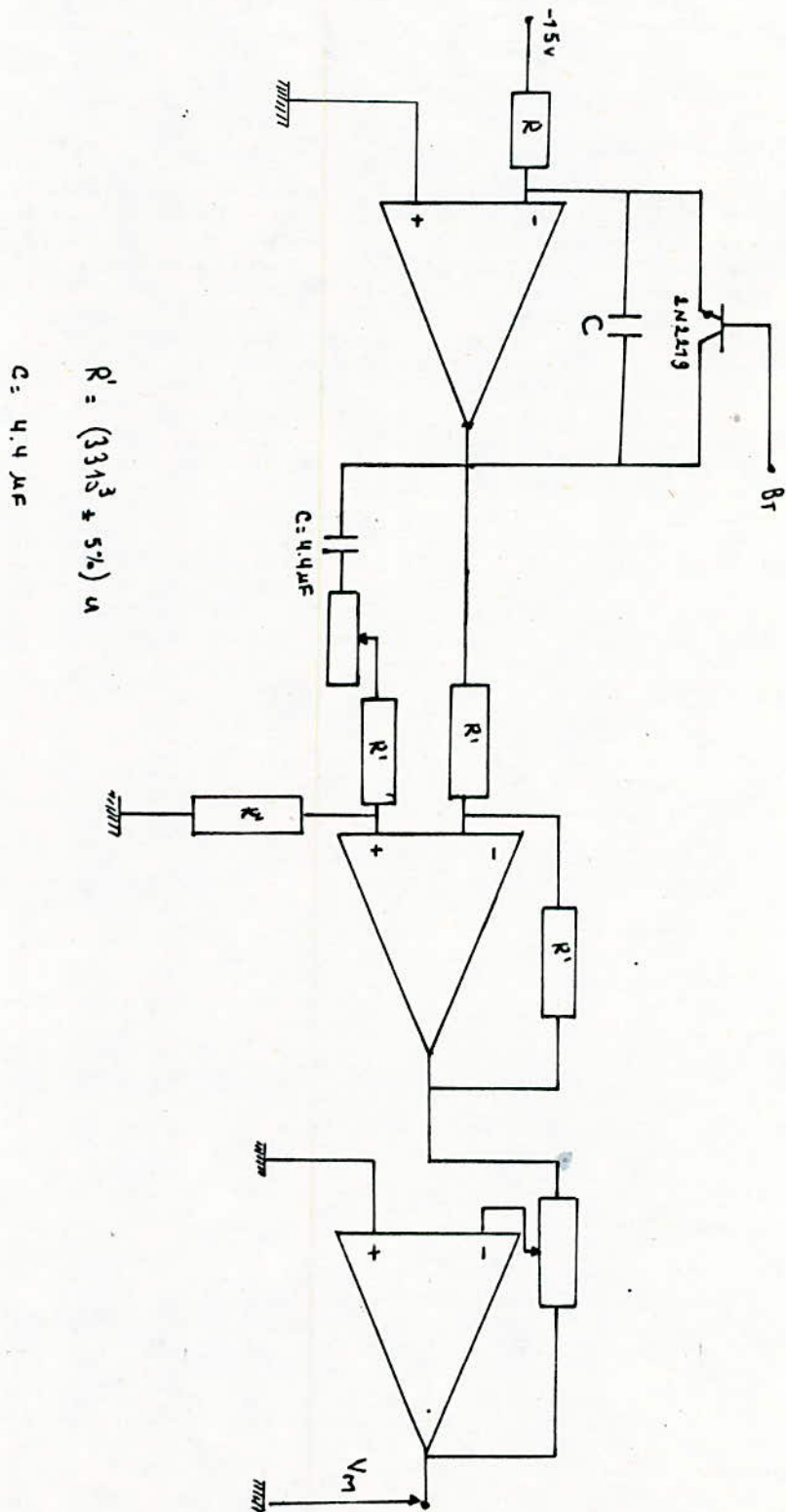
A l'aide d'un sommeur on additionne les deux tensions  $V_1$  et  $V_2$

D'  
D'où  $V_1 + V_2 = -\frac{V_M}{2}$ .

Avec un autre montage inverseur - proportionnel, on obtient la valeur crête de la rampe métré :  $V_M$ , qui sera notée en tension de consigne (alimentant le diviseur résistif).

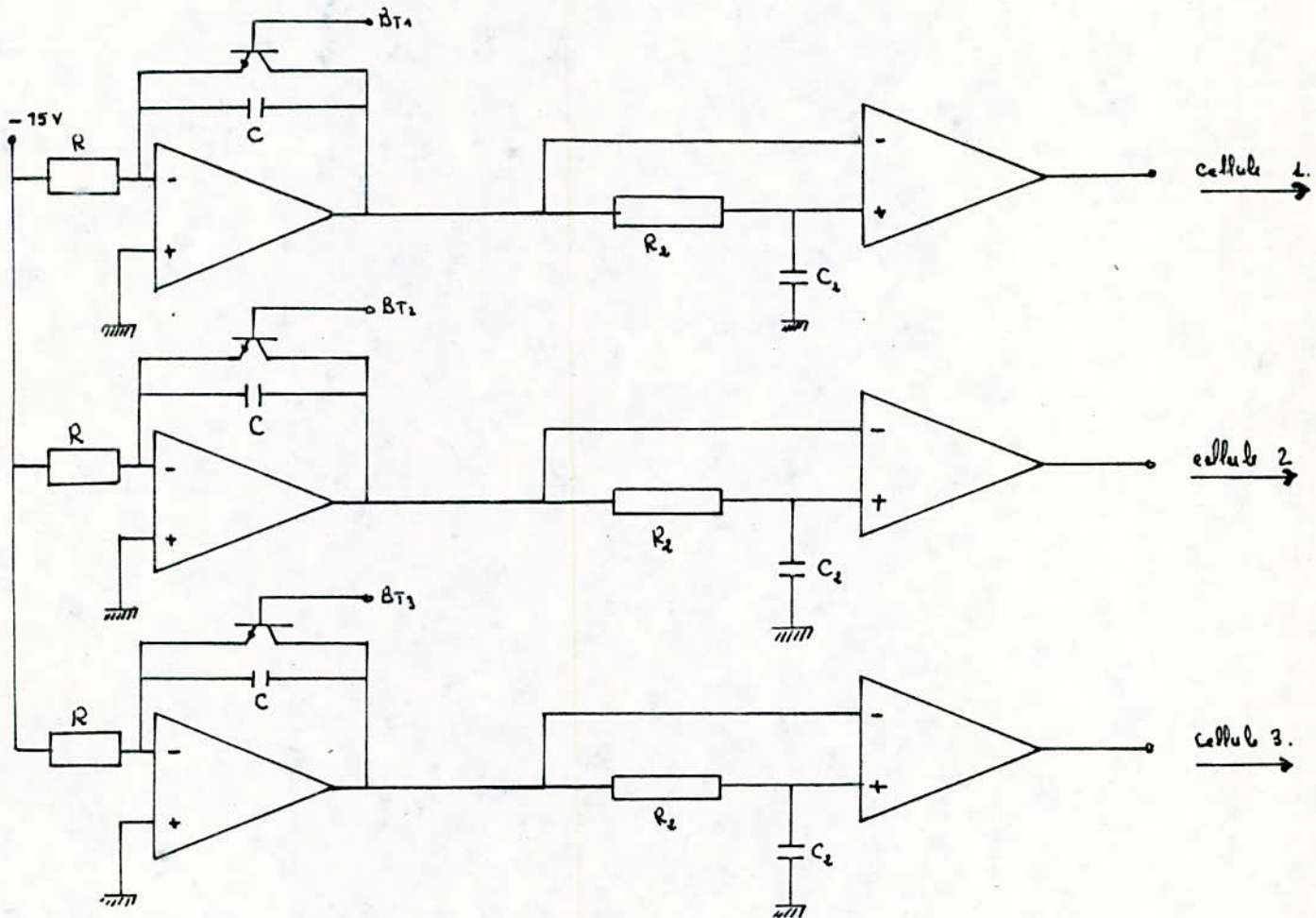
Ainsi peu n'importe quelle fréquence du signal de commande, le déphasage restera intact.

Pour mieux illustrer l'idée voici le montage pratique :



Couplage du déphaseur aux cellules de puissance :

Une fois la commande terminée, on passe à la cellule de puissance ; pour cela, à partir des trois intégrateurs - triphasés - on attaque trois comparateurs, à travers des circuits RC.



B.1 CHOIX DE  $R_2, C_2$  :

$U$  : c'est la tension au bornes du condensateur.

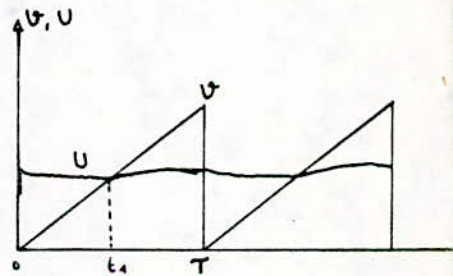
$U'$  : la tension de sortie de l'intégrateur.

Pour :  $0 < t < t_1$

on a :  $U = U' + R_2 i$     où  $U' = at$ .

Pour :  $t_1 < t < T$

on a :  $U + R_2 i = U'$ .





De ces deux équations on aboutit aux solutions suivantes:

Pour  $0 < t < t_1$

$$U = a \left[ t + R_2 C_2 + B e^{\frac{1}{R_2 C_2} t} \right] \quad \textcircled{1}$$

Pour  $t_1 < t < T$

$$U = a \left[ t - R_2 C_2 + M e^{-\frac{1}{R_2 C_2} t} \right]$$

où  $B$  et  $M$  sont deux paramètres à déterminer.

Et qui nous intéresse c'est d'avoir l'instant  $t_1 = T/2$ . pour avoir un signal de sortie de rapport cyclique  $\alpha = 50\%$ .

si on prend l'équation  $\textcircled{1}$ :

$$U = a \left[ t + R_2 C_2 + B e^{\frac{1}{R_2 C_2} t} \right]$$

A  $t=0$ ,  $U = U_0 \Rightarrow B = \frac{U_0}{a} - R_2 C_2 \Rightarrow U = a \left[ t + R_2 C_2 + \left( \frac{U_0}{a} - R_2 C_2 \right) e^{\frac{1}{R_2 C_2} t} \right]$

si on choisit pour  $U_0 = \frac{V_M}{2}$ . on aura:  $U = a \left[ t + R_2 C_2 + \left( \frac{V_M}{2a} - R_2 C_2 \right) e^{\frac{1}{R_2 C_2} t} \right]$

d'autre part: à  $t = T/2$   $U = U = a \frac{T}{2}$ .

$$a \frac{T}{2} = a \left[ \frac{T}{2} + R_2 C_2 + \left( \frac{V_M}{2a} - R_2 C_2 \right) e^{\frac{T}{2R_2 C_2}} \right]$$

$$\Rightarrow R_2 C_2 + \left( \frac{V_M}{2a} - R_2 C_2 \right) e^{\frac{T}{2R_2 C_2}} = 0 \quad (3)$$

si on pose:  $x = R_2 C_2$ . alors (3)  $\Leftrightarrow$   $x + \left( \frac{V_M}{2a} - x \right) e^{\frac{T}{2x}} = 0$  (4).

$U = at$ ;  $V_M = aT \Rightarrow \frac{V_M}{a} = T$ .

l'équation (4) devient:  $x + \left( \frac{T}{2} - x \right) e^{\frac{T}{2x}} = 0$

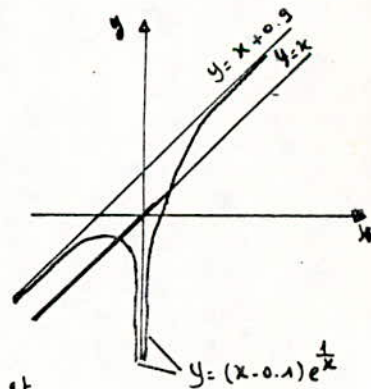
pour  $f = 5 \text{ kHz} \Rightarrow T = \frac{1}{5} = 0.2 \text{ s} \Rightarrow x + (0.1 - x) e^{\frac{1}{2x}} = 0$ .

Par la méthode graphique: on tire  $x = 0.9 \text{ s} \Rightarrow R_2 C_2 = 0.9 \text{ s}$ .

si on choisit  $C_2 = 1000 \mu\text{F}$ ;  $R_2 = 0.9 \text{ k}\Omega \sim 1 \text{ k}\Omega$ .

Ces valeurs sont valables même pour la fréquence  $f = 50 \text{ kHz}$ .

Alors nos hypothèses sont valables; chose qu'on a vérifiée pratiquement; et qui nous a donné une tension  $U$  quasiment lisse; surtout à très basse fréquence; l'indulation apparaît dès qu'on monte en fréquence.



CONCLUSION:

Cette méthode nous a permis d'avoir un système triphasé à l'entrée des cellules de puissance  $p$ .

Avec cette méthode on évite la répercussion du déséquilibre inévitable des trois rampes principales, sur le fonctionnement du commutateur.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Au cours de mon travail, qui a eu pour objectif la mise au point avec l'étude d'un commutateur électronique à transistors; nous avons abordé trois thèmes principaux; à travers lesquels on a exposé les problèmes majeurs rencontrés en commutation avec leurs solutions, en suite la mise en évidence de certains réseaux d'A.L.C, et enfin la réalisation du commutateur triphasé à partir de trois commutateurs monophasés. Alternatifs.

Durant notre réalisation; qui est adapté aux moyens matériels disponibles au niveau de notre département; on a rencontré certaines difficultés parmi lesquelles on cite la non disponibilité d'une alimentation de puissance stabilisée à cause de laquelle nos essais ont été limités.

Malgré ces obstacles, notre travail représente une réussite au profit du labo. machine dans le domaine de la commande électronique des machines électriques qui occupe une place importante - ces derniers temps - dans les projets de fin d'études et thèses de magister.

En fin, notre réalisation peut présenter un début d'un grand travail visant l'auto-pilotage de la machine synchrone.





ANNEXE



# TYPES 2N2217 THRU 2N2222, 2N2218A, 2N2219A, 2N2221A, 2N2222A N-P-N SILICON TRANSISTORS

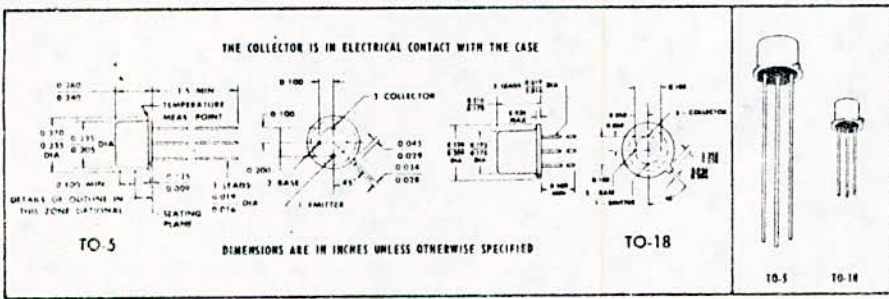
BULLETIN NO. DL 5 7311916, MARCH 1973

DESIGNED FOR HIGH-SPEED, MEDIUM-POWER SWITCHING  
AND GENERAL PURPOSE AMPLIFIER APPLICATIONS

- $h_{FE}$  . . . Guaranteed from 100  $\mu$ A to 500 mA
- High  $f_T$  at 20 V, 20 mA . . . 300 MHz (2N2219A, 2N2222A)  
250 MHz (all others)
- 2N2218, 2N2221 for Complementary Use with 2N2904, 2N2906
- 2N2219, 2N2222 for Complementary Use with 2N2905, 2N2906

### \*mechanical data

Device types 2N2217, 2N2218, 2N2218A, 2N2219, and 2N2219A are in JEDEC TO-5 packages.  
Device types 2N2220, 2N2221, 2N2221A, 2N2222, and 2N2222A are in JEDEC TO-18 packages.



### \*absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

	2N2217 2N2218 2N2219	2N2218A 2N2219A	2N2220 2N2221 2N2222	2N2221A 2N2222A	UNIT
Collector-Base Voltage	60	75	60	75	V
Collector-Emitter Voltage (See Note 1)	30	40	30	40	V
Emitter-Base Voltage	5	6	5	6	V
Continuous Collector Current	0.8	0.8	0.8	0.8	A
Continuous Device Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Notes 2 and 3)	0.8	0.8	0.5	0.5	W
Continuous Device Dissipation at (or below) 25°C Case Temperature (See Notes 4 and 5)	3	3	1.8	1.8	W
Operating Collector Junction Temperature Range	-65 to 175				°C
Storage Temperature Range	-65 to 200				°C
Lead Temperature 1/16 Inch from Case for 10 Seconds	230				°C

- NOTES: 1. These values apply between 0 and 500 mA collector current when the base-emitter diode is open-circuited.  
2. Derate 2N2217, 2N2218, 2N2218A, 2N2219, and 2N2219A linearly to 175°C free-air temperature at the rate of 5.33 mW/°C.  
3. Derate 2N2220, 2N2221, 2N2221A, 2N2222, and 2N2222A linearly to 175°C free-air temperature at the rate of 3.33 mW/°C.  
4. Derate 2N2217, 2N2218, 2N2218A, 2N2219, and 2N2219A linearly to 175°C case temperature at the rate of 20.0 mW/°C.  
5. Derate 2N2220, 2N2221, 2N2221A, 2N2222, and 2N2222A linearly to 175°C case temperature at the rate of 12.0 mW/°C.

\*JEDEC registered data. This data sheet contains all applicable registered data in effect at the time of publication.

USES CHIP N24

## TYPES 2N2217

### \*electrical characteristics at 25

PARAMETER	
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage
$I_{CBO}$	Collector Cutoff Current
$I_{EBO}$	Emitter Cutoff Current
$h_{FE}$	Static Forward Current Transfer Ratio
$V_{BE}$	Base-Emitter Voltage
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage
$I_{FE}$	Small-Signal Common-Emitter Forward Current Transfer Ratio
$f_T$	Transition Frequency
$C_{obc}$	Common-Base Open-Circuit Output Capacitance
$h_{ie(real)}$	Real Part of Small-Signal Common-Emitter Input Impedance

- NOTES: 6. These parameters must be measured at 25°C.  
7. To obtain  $f_T$ , the  $h_{FE}$  must be measured at the frequency at which  $h_{FE} = 1$ .

### switching characteristics at 25°C

PARAMETER	
$t_d$	Delay Time
$t_r$	Rise Time
$t_s$	Storage Time
$t_f$	Fall Time

<sup>V</sup>Voltage and current values shown are nominal.

\*JEDEC registered data.

TEXAS INSTRUMENTS



# TYPES 2N2217 THRU 2N2222, 2N2218A, 2N2219A, 2N2221A, 2N2222A N-P-N SILICON TRANSISTORS

2N2218A, 2N2219A, 2N2221A, 2N2222A

\*electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TO-18		2N2218A		2N2219A		UNIT
		MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
V <sub>BR</sub> (CBO)	Collector-Base Breakdown Voltage	I <sub>C</sub> = 10 μA, I <sub>E</sub> = 0		75		75		V
V <sub>BR</sub> (CEO)	Collector-Emitter Breakdown Voltage	I <sub>C</sub> = 10 mA, I <sub>B</sub> = 0		40		40*		V
V <sub>BR</sub> (EBO)	Emitter-Base Breakdown Voltage	I <sub>E</sub> = 10 μA, I <sub>C</sub> = 0		0		0		V
I <sub>CBO</sub>	Collector Cutoff Current	V <sub>CB</sub> = 60 V, I <sub>E</sub> = 0			10		10	nA
I <sub>CEV</sub>	Collector Cutoff Current	V <sub>CE</sub> = 60 V, V <sub>BE</sub> = -3 V			10		10	nA
I <sub>BEV</sub>	Base Cutoff Current	V <sub>CE</sub> = 60 V, V <sub>BE</sub> = -3 V			-20		-20	nA
I <sub>EB0</sub>	Emitter Cutoff Current	V <sub>EB</sub> = 3 V, I <sub>C</sub> = 0			10		10	nA
β <sub>FE</sub>	Static Forward Current Transfer Ratio	V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 100 μA		20		35		
		V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 1 mA		25		50		
		V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 10 mA		35		75		
		V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 150 mA		40	120	100	300	
		V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 500 mA		25		40		
		V <sub>CE</sub> = 1 V, I <sub>C</sub> = 150 mA		20		50		
		V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 10 mA, T <sub>A</sub> = -55°C		15		35		
V <sub>BE</sub>	Base-Emitter Voltage	I <sub>B</sub> = 15 mA, I <sub>C</sub> = 150 mA		0.6	1.2	0.6	1.2	V
		I <sub>B</sub> = 50 mA, I <sub>C</sub> = 500 mA			2		2	
V <sub>CE(sat)</sub>	Collector-Emitter Saturation Voltage	I <sub>B</sub> = 15 mA, I <sub>C</sub> = 150 mA			0.3		0.3	V
		I <sub>B</sub> = 50 mA, I <sub>C</sub> = 500 mA			1		1	
h <sub>ie</sub>	Small-Signal Common-Emitter Input Impedance	V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 1 mA		1	3.5	2	3	kΩ
		V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 10 mA		0.2	1	0.25	1.25	
β <sub>FE</sub>	Small-Signal Forward Current Transfer Ratio	V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 1 mA		30	150	50	300	
		V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 10 mA		50	300	75	175	
h <sub>re</sub>	Reverse Voltage Transfer Ratio	V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 1 mA		5 × 10 <sup>-4</sup>		8 × 10 <sup>-4</sup>		
		V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 10 mA		2.5 × 10 <sup>-4</sup>		4 × 10 <sup>-4</sup>		
h <sub>oe</sub>	Output Admittance	V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 1 mA		3	15	5	35	μmho
		V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 10 mA		10	100	25	200	
β <sub>FE(f)</sub>	Small-Signal Common-Emitter Forward Current Transfer Ratio	V <sub>CE</sub> = 20 V, I <sub>C</sub> = 20 mA, f = 100 MHz		25		3		
f <sub>T</sub>	Transition Frequency	V <sub>CE</sub> = 20 V, I <sub>C</sub> = 20 mA, See Note 7		250		300		MHz
C <sub>ob0</sub>	Common-Base Open-Circuit Output Capacitance	V <sub>CB</sub> = 10 V, I <sub>E</sub> = 0, f = 100 kHz			8		8	pF
C <sub>ob1</sub>	Common-Base Open-Circuit Input Capacitance	V <sub>EB</sub> = 0.5 V, I <sub>C</sub> = 0, f = 100 kHz			25		25	pF
f <sub>max(f)</sub>	Max. Freq. of Small-Signal Common-Emitter Input Impedance	V <sub>CE</sub> = 20 V, I <sub>C</sub> = 20 mA, f = 500 MHz		60		60		Hz
t <sub>bc</sub>	Collector-Base Time Constant	V <sub>CE</sub> = 20 V, I <sub>C</sub> = 20 mA, f = 31.8 MHz		150		150		μs

NOTES: 6. These parameters must be measured using pulse techniques. I<sub>B</sub> = 300 μs, duty cycle = 2%.  
7. To obtain f<sub>T</sub>, the β<sub>FE(f)</sub> response with frequency is extrapolated at the rate of -20 dB per octave from f = 100 MHz to the frequency at which β<sub>FE(f)</sub> = 1.

\*JEDEC registered data

\*operating characteristics

PARAMETER	UNIT
F	Spot Noise Figure

\*switching characteristics

PARAMETER	UNIT
t <sub>d</sub>	Delay Time
t <sub>r</sub>	Rise Time
t <sub>A</sub>	Active Region Time
t <sub>s</sub>	Storage Time
t <sub>f</sub>	Fall Time

†Voltage and current values specified under the given conditions

INPUT

INPUT

NOTES: a. The input I<sub>B</sub> = 5 mA, I<sub>C</sub> = 50 mA.  
b. All waveforms are 50% duty cycle.

\*JEDEC registered data

TEXAS INSTRUMENTS

311 373 To receive more information or request that they be free, TEXAS INSTRUMENTS REQUESTS THE FOLLOWING INFORMATION IN ORDER TO IMPROVE DESIGN AND TO



2N22A

## TYPES 2N2217 THRU 2N2222, 2N2218A, 2N2219A, 2N2221A, 2N2222A N-P-N SILICON TRANSISTORS

2N2219A		
2N2222A		UNIT
V	MAX	
5		V
0*		V
6		V
	10	nA
	10	μA
	10	nA
	20	nA
	10	nA
15		
30		
50		
10		
50		
35		
16	1.2	V
	2	V
	0.3	V
	1	V
2	8	kΩ
25	1.25	
50	300	
75	275	
	8 × 10 <sup>-4</sup>	
	4 × 10 <sup>-4</sup>	
5	35	μmho
25	200	
3		
200		fA
	8	pF
	25	pF
	60	Ω
	150	ps

from 1 - 100 MHz to the

\*operating characteristics at 25°C free air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TO-5 -	2N2218A	2N2219A	UNIT
		TO-18 -	2N2221A	2N2222A	
F Spot Noise Figure	V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>C</sub> = 100 μA, R <sub>G</sub> = 1 kΩ, f = 1 kHz		MAX	MAX	4 dB

\*switching characteristics at 25°C free air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TO-5 -	2N2218A	2N2219A	UNIT
		TO-18 -	2N2221A	2N2222A	
t <sub>d</sub> Delay Time	V <sub>CC</sub> = 30 V, I <sub>C</sub> = 150 mA, I <sub>B(1)</sub> = 15 mA, V <sub>BE(off)</sub> = -0.5 V. See Figure 1		MAX	MAX	ns
t <sub>r</sub> Rise Time			10	10	ns
t <sub>A</sub> Active Region Time Constant‡			25	25	ns
t <sub>s</sub> Storage Time	V <sub>CC</sub> = 30 V, I <sub>C</sub> = 150 mA, I <sub>B(1)</sub> = 15 mA, I <sub>B(2)</sub> = -15 mA. See Figure 2		MAX	MAX	ns
t <sub>f</sub> Fall Time			60	60	ns

†Voltage and current values shown are nominal; exact values vary slightly with transistor parameters

‡Under the given conditions t<sub>A</sub> is equal to  $\frac{t_r}{10}$

### \*PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

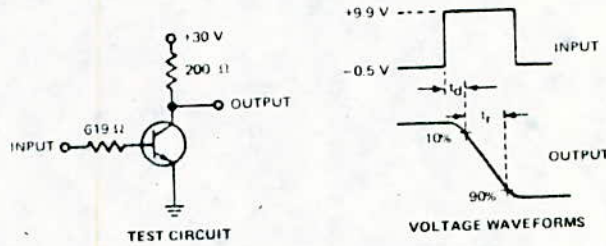


FIGURE 1—DELAY AND RISE TIMES

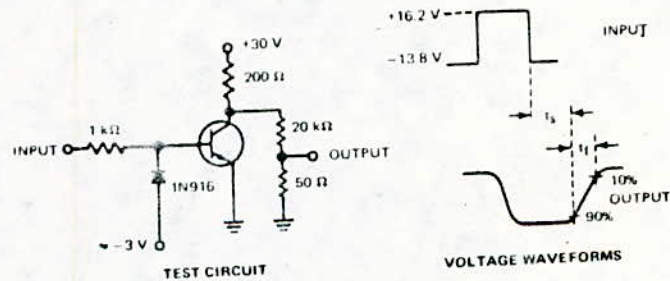


FIGURE 2—STORAGE AND FALL TIMES

NOTES: a. The input waveforms have the following characteristics: For Figure 1, t<sub>r</sub> < 2 ns, t<sub>w</sub> < 200 ns, duty cycle < 2%; for Figure 2, t<sub>r</sub> < 5 ns, t<sub>w</sub> = 100 μs, duty cycle < 17%.  
b. All waveforms are monitored on an oscilloscope with the following characteristics: t<sub>r</sub> < 5 ns, R<sub>in</sub> > 100 kΩ, C<sub>in</sub> < 12 pF.

\*JEDEC registered data

373 373

It cannot assume any responsibility for any circuits shown or represent that they are free from patent infringement.

TEXAS INSTRUMENTS RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES AT ANY TIME IN ORDER TO IMPROVE DESIGN AND TO SUPPLY THE BEST PRODUCT POSSIBLE.

TEXAS INSTRUMENTS

4-52

# 2N 3055 S

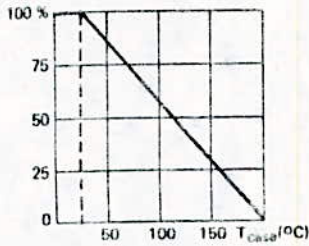
NPN SILICON TRANSISTOR, HOMOBASE  
TRANSISTOR NPN SILICIUM, HOMOBASE

under CCO ( 1971 n° 10 )  
dispositifs soumis au Contrôle centralisé de qualité ( 1971 n° 100 )

LF large signal amplification  
*Amplification BF grands signaux de puissance*

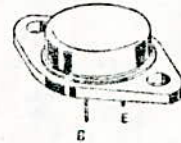
High current switching  
*Commutation fort courant*

Dissipation derating  
*Variation de dissipation*



Climatic class	55 / 125 / 50
Catégorie climatique	
V <sub>CEO</sub>	60 V
I <sub>C</sub>	15 A
P <sub>Tot</sub>	117 W
R <sub>th(j-c)</sub>	1,5 °C/W max
h <sub>21E</sub> ( 4 A )	20 - 70
f <sub>T</sub>	0,8 MHz min

Case TO 3 ( CB 19 )  
Boîtier



**ABSOLUTE RATINGS (LIMITING VALUES)**  
**VALEURS LIMITEES ABSOLUES D'UTILISATION**

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

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



•2N 3055 S

STATIC CHARACTERISTICS

CARACTERISTIQUES STATIQUES

$T_{case} 25^{\circ}C$

( Unless otherwise stated )  
( Sauf indications contraires )

	Test conditions Conditions de mesure		min	typ	max	
Collector-emitter cut-off current Courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{CE} = 30 V$ $I_B = 0$	$I_{CEO}$			0,7	mA
Collector-emitter cut-off current Courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{CE} = 100 V$ $V_{BE} = -1,5 V$	$I_{CEX}$			5	mA
	$V_{CE} = 100 V$ $V_{BE} = -1,5 V$ $T_{case} = 150^{\circ}C$				30	
Emitter-base cut-off current Courant résiduel émetteur-base	$V_{EB} = 7 V$ $I_C = 0$	$I_{EBO}$			5	mA
Collector-emitter breakdown voltage Tension de claquage collecteur-émetteur	$I_C = 200 mA$ $I_B = 0$	$V_{(BR)CEO}^*$	60			V
Collector-emitter breakdown voltage Tension de claquage collecteur-émetteur	$I_C = 200 mA$ $R_{BE} = 100 \Omega$	$V_{(BR)CER}^*$	70			V
Static forward current transfer ratio Valeur statique du rapport de transfert direct du courant	$V_{CE} = 4 V$ $I_C = 4 A$	$h_{21E}^*$	20		70	
	$V_{CE} = 4 V$ $I_C = 10 A$		5			
	$V_{CE} = 4 V$ $I_C = 4 A$ $T_{case} = -55^{\circ}C$		10			
Collector-emitter saturation voltage Tension de saturation collecteur-émetteur	$I_C = 4 A$ $I_B = 0,4 A$	$V_{CEsat}^*$			1,1	V
	$I_C = 10 A$ $I_B = 3,3 A$				2,5	
Base-emitter saturation voltage Tension de saturation base-émetteur	$I_C = 10 A$ $I_B = 3,3 A$	$V_{BEsat}^*$			4	V
Base-emitter voltage Tension base-émetteur	$I_C = 4 A$ $V_{CE} = 4 A$	$V_{BE}^*$			1,8	V

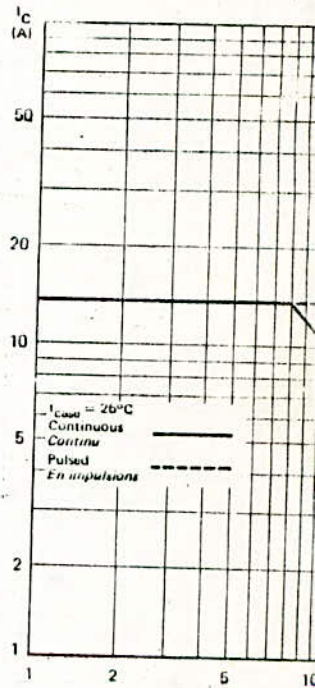
DYNAMIC CHARACTERISTICS ( for small signals )

CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES ( pour petits signaux )

Transition frequency Fréquence de transition	$V_{CE} = 4 V$ $I_C = 1 A$ $f = 0,5 MHz$	$f_T$	0,8			MHz
---	--	-------	-----	--	--	-----

\* Pulsed  
Impulsions  $t_p = 300 \mu s$   $\delta < 2\%$

SAFE OPERA  
Aire de fonction





## BIBLIOGRAPHIE

- Le transistor en commutation et ses applications \* YVES G. PALCAN \* édi : sept 82
  - Machines électriques - électronique de puissance \* Collection HERBERT \* édi : Mars 85
  - Cours d'électrotechnique (traitement de l'énergie électrique) \* J.L. DALMASSO \* édi : sept 84
  - Principes d'électronique \* A. MALVINO \* édi : 80.
  - Électroniques (terminale F2) \* J. NIARD \* édi : 81.
  - Cours d'électronique de puissance \* A. MAAZI \* FEN : 185.
  - Semi-conducteurs (transistors) \* Collection FOUCHER \* éd : 78.
  - Les composants actifs en commutation \* C. VERBEEK \* édi : 80
  - Les fonctions essentielles en commutation \* C. VERBEEK \* éd : 80
  - Pratique de l'électronique - Tome I. \* M. AUMIAUX \* éd : 80.
- 
- 
-