

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT .. **D'ELECTRONIQUE**

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

المركز المتميز للمكتبات  
BIBLIOTHEQUE المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

**S U J E T**

**FAUTEUIL ELECTRIQUE  
ROULANT POUR  
HANDICAPES**

Proposé par :

F CHIGARA

Etudié par :

M. anane

B. Benlaouer

Dirigé par :

F. Chigara

PROMOTION : Juin 86

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

**S U J E T**

**Fauteuil Electrique  
Roulant Pour  
Handicapes**

Proposé par :  
F. CHIGARA

Etudié par :  
ANANE .Mohamed

Dirigé par :  
F. CHIGARA

BENLAOUER . Boudjemaa

PROMOTION : Juin 86

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE - المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

قال الله تعالى :

وَقُلْ سَبِّحُوا بِحَمْدِ رَبِّكُمْ

عِلْمًا

صدق الله العظيم



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
École Nationale Polytechnique

- DEDICACES -

JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL A :

MON PERE ET MA MERE

MES FRERES ET SOEURS

TOUTE MA FAMILLE

TOUS MES AMIS (ES)

MON BINOME

ANANE. Mohamed

JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL A :

MES PARENTS

MES FRERES ET SOEURS

TOUTE MA FAMILLE

TOUS MES AMIS (ES)

MON BINOME

BENLAOUER. Boudjemâa



- REMERCIMENTS -



NOUS TENONS A EXPRIMER NOTRE GRATITUDE A  
MONSIEUR F.CHIGARA, PROFESSEUR A L'E.N.P. POUR  
L'ORIENTATION, L'AIDE ET LES CONSEILS CONSTANTS QU'IL  
NOUS A PRODIGUES TOUT AU LONG DE CE TRAVAIL.

NOUS PRESENTONS NOS SINCERES REMERCIMENTS  
POUR MESSIEURS D.BERKANI S.A.DERRADJI ET B.CHEKIREB  
POUR L'APPUI MORAL ET MATERIEL, AINSI QU'AUX CONSEILS  
QU'ILS NOUS ONT FOURNIS.

NOS REMERCIEMENTS VONT EGALEMENT A TOUS LES ENSEIGNANTS  
QUI ONT CONTRIBUE A NOTRE FORMATION.

NOUS TENONS A REMERCIER TOUS CEUX QUI ONT  
PARTICIPE A ELABORER CE TRAVAIL.

SOMMAIRE



Introduction		1
Chapitre I ;	Traction électrique	3
	Moteur à courant continu	4
	Moteur shunt	5
	Moteur série	5
	Moteur de traction	6
	Caractéristiques d'un moteur à courant continu excitation série	10
	Caractéristiques d'un moteur série en régime de freinage	11
Chapitre II ;	Hacheurs	15
	Hacheur série	16
	Hacheur parallèle	19
	Hacheur à transistors	21
	Hacheurs à thyristors	22
Chapitre III ;	Transistor de puissance	23
	Caractéristiques limites du transistor de commutation	24
	Commutation	25
	Circuit d'aide à la commutation	32
	Commande de base	33
Chapitre IV ;	Alimentation	40
	Panneaux solaires	41
	Batterie d'accumulateur	47
Chapitre V .;	Réalisation pratique	48
	Alimentation stabilisée	48
	Générateur de signaux carrés	49
	Etage de puissance	55
	Circuit d'aide à la commutation	54
	Freinage	57



## I N T R O D U C T I O N

Durant ces dernières années, le marché a connu une variété de productions de fauteuils électriques roulants pour handicapés.

Ces fauteuils, quoi qu'ils sont performants et fiables, présentent encore quelques problèmes surtout du point de vue autonomie.

Etant alimenté à partir des batteries dont la vie moyenne est de six heures, ce modèle de fauteuils ne peut assurer que quelques kilo - mètres de déplacement.

Une solution qui s'avère rentable dans notre pays, est d'alimenter le fauteuil à partir d'un panneau solaire, d'où une autonomie presque totale est assurée.

Notre travail concerne l'étude et à la réalisation d'un fauteuil électrique pouvant avoir cette autonomie.

Les progrès accomplis dans le développement des semi-conducteurs et surtout en électronique de puissance permettent de concevoir des composants qui supportent des courants forts, assurant ainsi des puissances élevées. Ces derniers développements nous ont amenés à assurer la commande des moteurs à courant continu, utilisés pour la traction des fauteuils par des convertisseurs statiques. Ainsi on peut commander les grandeurs de sortie ( vitesse et couple ) à partir de la tension hachée.

Comme l'utilisation de ce fauteuil nécessite des arrêts et des démarrages fréquents, il est utile et nécessaire d'assurer un freinage rapide.

En fait, il existe plusieurs type de freinage. Le plus approprié serait celui dit à contre courant qui assure une rapidité.

Le Chapitre I. Traite la traction électrique, avec les problèmes rencontrés, ainsi que l'utilisation d'un moteur électrique à courant continu dans ce sens et les caractéristiques qu'il doit avoir pour répondre à certaines performances.



Dans le Chapitre II. On parle de tout ce qui est de théorie de hachage d'une tension continue. Il s'agit des hacheurs série et parallèle ainsi que leurs avantages et inconvénients et comparaison entre ceux à transistors et ceux à thyristors.

Dans le Chapitre III. Nous montrerons les particularités d'utilisation des transistors en commutation et l'introduction du circuit d'aide à la commutation.

Le Chapitre IV. Présente l'alimentation du fauteuil, qui pour des raisons d'autonomie doit avoir une batterie assistée d'une alimentation auxiliaire due aux panneaux solaires.

Nous présentons enfin, dans le Chapitre V, notre réalisation pratique qui se résume en commande de vitesse ( hacheur ) et freinage.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

# CHAPITRE 1

TRACTION ÉLECTRIQUE

## LA TRACTION

Le moteur utilisé doit être capable d'entraîner le fauteuil à une vitesse spécifiée qui sera fonction de l'environnement. Il doit démarrer et s'arrêter dans des conditions les plus sévères, exemple : rampes.

Par conséquent, l'effort du moteur qui s'exerce par l'intermédiaire des jantes des roues sur le sol, appelé précisément effort aux jantes doit répondre au programme de traction visé.

### 1) - Efforts nécessaires en marche.

#### 1.1) - Résistance de l'avancement.

En palier et en alignement, elle englobe les efforts s'opposant au mouvement du fauteuil roulant.

Il est devenu classique de la représenter en fonction de la vitesse par l'expression .

$$R = A + B V + C V^2$$

On admet que :

A: représente les frottements dans les paliers et les résistances au roulement des roues sur le sol.

BV: Les efforts de frottement sur le sol et les pertes par hystérésis mécanique et par amortissement des suspensions.

$CV^2$ : La résistance de l'air.

#### 1.2) - Généralités sur les efforts moteurs et efforts adhérents.

##### 1.2.1) - Relation entre E (M) et E (A) ( efforts moteurs et efforts adhérents ).

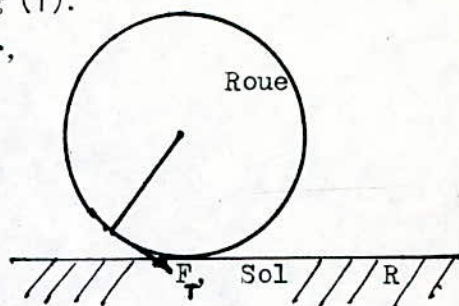
Pour mettre en route un véhicule et soutenir sa marche, il faut fournir un certain effort à la jante des roues motrices; soit  $F_r$  l'effort qui



tend à chasser le sol R de gauche à droite dans le sens de la flèche fig (1).

Le véhicule va progresser, la roue tournant en sens inverse des aiguilles d'une montre dans le cas de la fig (1).

Cette faculté de rotation de la roue a cependant une limite.



En effet, si  $F_T$ , effort appliqué à la jante, devient supérieur à l'effort limite de frottement de glissement correspondant à la présence du corps roue - sol ( généralement du caoutchouc et le goudron ) la roue n'est plus calée sur le sol et patine.

Appelons P le poids qui charge l'essieu. Si " a " est le coefficient de frottement roue - sol ( ou coefficient d'adhérence ), on a pour l'effort adhérent :  $F_a = P \cdot a$

Le facteur " a " varie naturellement suivant les situations climatiques et avec les types de roues, de sol, etc.. Dans les circonstances les plus défavorables, il peut tomber à 0,10, sa valeur moyenne étant de l'ordre de 0,15. Il en résulte que l'effort  $F_T$  à la jante ( développé par le moteur ) doit être inférieur à  $F_a$ , sous peine de patinage.

## 2) - Moteur à courant continu :

Un moteur à courant continu est une machine électrique qui transforme de l'énergie électrique en énergie mécanique, il comporte deux circuits bobinés.

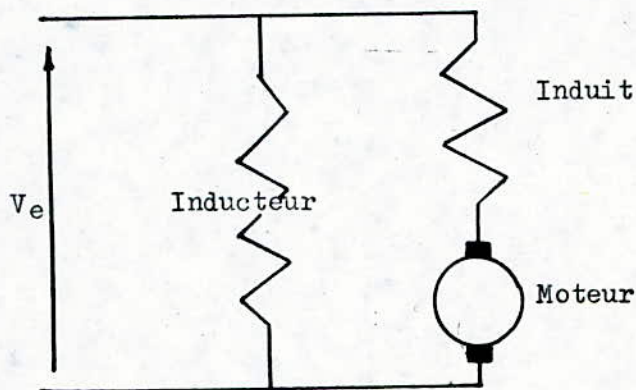
L'un est un circuit inducteur porté par le stator et qui crée un champ magnétique de direction fixe sous les pôles de la machine, il est pour cela dit champ d'excitation.

L'autre est un circuit induit porté par l'armature du rotor et il crée des forces électromagnétiques.

On notera qu'il existe trois type de moteurs :  
Shunt, Série, Cnupond.

2.1) - Moteur Shunt :

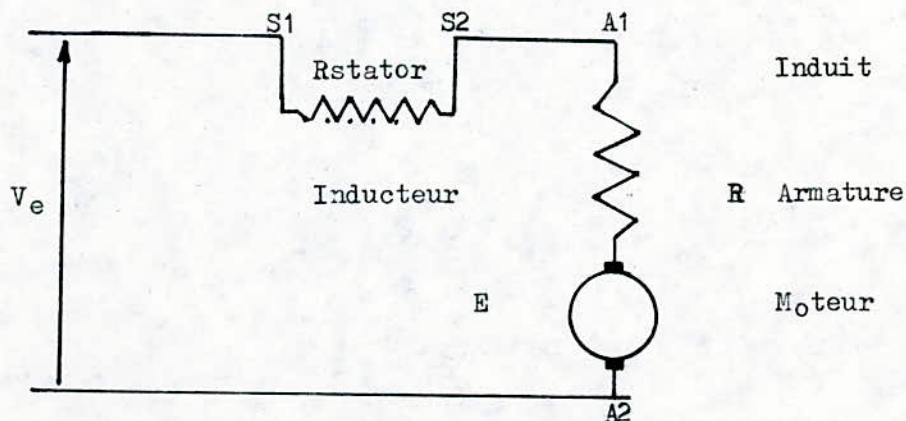
L'induit et l'inducteur sont branchés en parallèle et présentent donc la même tension aux bornes.



2.2) - Moteur Série

L'inducteur et l'induit sont branchés en série et le même courant traverse donc les deux circuits, il est utilisé surtout en traction électrique.

SCHEMA





En régime permanent l'équation régissant le mouvement du moteur est :  $V = E + (R_A + B_S) I$  ( 1 )

Le couple électromagnétique étant proportionnel au courant

$$C_{em} = K I \phi \quad ( 2 )$$

Alors que le flux lui aussi est proportionnel au courant

$$\text{soit : } \phi = K' I \quad ( 3 )$$

On peut écrire donc :

$$C_{em} = K K' I^2 = \alpha I^2 \quad ( 4 ) \quad \alpha = c^{te}.$$

### 2.3) MOTEUR COMPOUND

Les caractéristiques du moteur compound sont intermédiaires entre les caractéristiques du moteur Série et Shunt.

### 3) - Moteur de Traction

#### 3.1) - Choix du Moteur Série

Le moteur série s'est imposé universellement, il a été choisi comme moteur de traction vu le bon couple de démarrage qu'il peut fournir.

Les formules fondamentales des moteurs à courant continu

$$\text{sont : } E = U - rI \quad ( 1 )$$

$$E = K N \phi \quad ( 2 ) \quad \text{avec } K = \frac{P}{a} n$$

$$C = K \phi I \quad ( 3 ) \quad K' = \frac{P}{a} \frac{n}{2}$$

D'après les formules ( 1 ) et ( 2 ) on tire :

$$N = \frac{U - r \cdot I}{K \phi}$$

Dans un moteur série on trouve que la vitesse dépend de la charge, cela est dû à la variation du flux (  $\phi$  ) qui est relié directement au courant de charge et aux chutes ohmiques,



tandis que dans un moteur Shunt, la vitesse est pratiquement indépendante de la charge; la chute ohmique correspond à une très faible fraction de la tension d'alimentation ( $U$ ).

La supériorité du moteur Série vis-à-vis des moteurs Shunt et Cnupound est illustrée par les comparaisons suivantes : ( même inducts et carcasses magnétiques, et superposition des points de fonctionnement en régime continu ).

a) - Appel d'intensité  $I$  pour une variation de couple  $\Delta.C$

Dans un moteur Shunt une variation de l'effort résistant appelle une variation d'intensité proportionnelle alors dans le moteur Série on a une faible variation de courant, cela est dû à la variation du flux en même temps et dans le même sens.

C'est une propriété intéressante au démarrage et pour le franchissement d'une rampe qui permet de limiter les variations de tension en ligne.

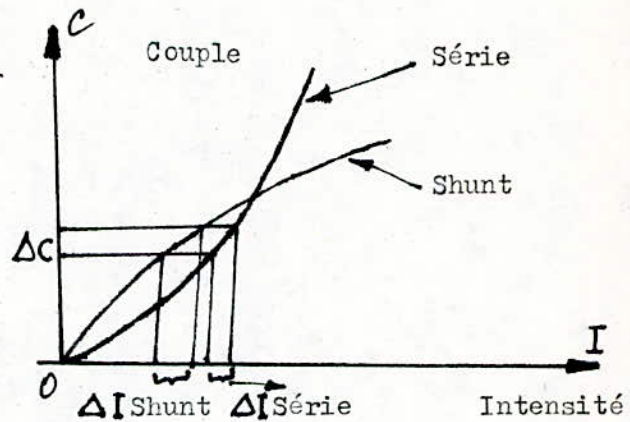
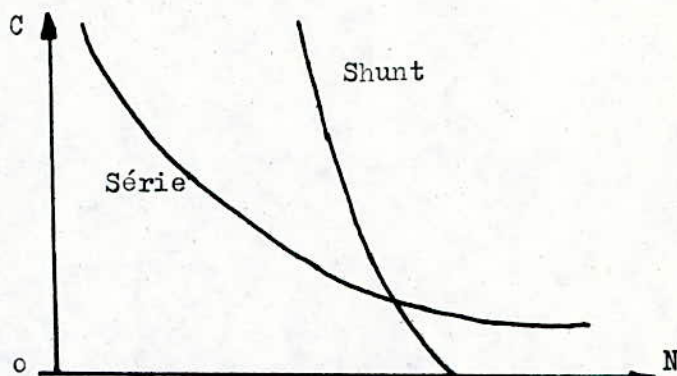


Fig (1) Allure des courbes de couple en fonction de l'intensité pour moteur (Shunt) et moteur (Série).

b) - Souplesse d'emploi: Vu la faible valeur de  $r$ , la f. e. m. ( $E$ ) reste voisine de  $U$  quel que soit le type de moteur. Pour un moteur Shunt, la vitesse en charge ne s'écartera de la vitesse à vide que de faible valeur pour permettre la circulation du courant.

Or il est tout différent pour un moteur Série, malgré que  $E$  reste toujours près de  $U$ , mais  $N$  et  $\phi$  varient

largement et par la suite, le couple peut avoir des valeurs très différentes pour une puissance constante. Le couple varie indépendamment de la vitesse ce qui permet d'avoir un couple de démarrage élevé, nécessaire dans la traction, le couple résistant existe toujours il n'y aura pas de risque d'emballement.



$$C = f ( N )$$

Le couple en fonction de la vitesse.

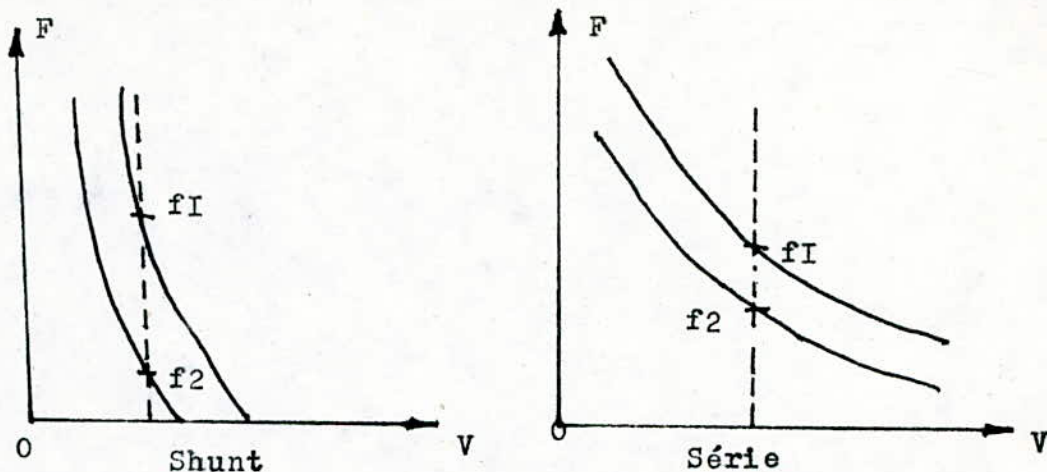
c) - Répartition des forces.

Dans la construction il y a toujours une certaine tolérance aussi bien dans les dimensions que dans les caractéristiques des moteurs. Cela existe surtout dans les roues des véhicules à entraîner.

La répartition des forces sera la même pour les roues identiques, cependant une légère différence apparaît dans les caractéristiques.

Cela nous montre que pour un moteur Shunt la répartition des forces est fortement inégale, alors que pour le moteur Série la répartition des forces est presque égale.





Fig(3) Diagramme de force en fonction de la vitesse.

d) - Effet d'une variation de tension en ligne

Pour une variation de tension brusque dans la ligne, la f. c. e. m. ne varie que sous l'effet du flux, car la vitesse ne varie pas instantanément, supposons que les courants s'établissent directement dans l'induit et dans l'inducteur mais la variation de la f. c. e. m. n'est pas proportionnelle à la tension d'alimentation à cause de la saturation du flux. Donc il y aura un appel de courant assez grand pour un moteur Shunt tandis que pour le moteur Série, il est nettement plus faible. Les conséquences de cette variation de courant peuvent donner des risques assez graves au moteur Shunt, la variation de courant dans l'inducteur n'est pas instantanément vu sa grande réactance et, en conséquence des risques de flash sont beaucoup plus probables dans un moteur Shunt que dans un moteur Série. - Les caractéristiques du moteur Compound sont comprises entre les caractéristiques Shunt et Série.

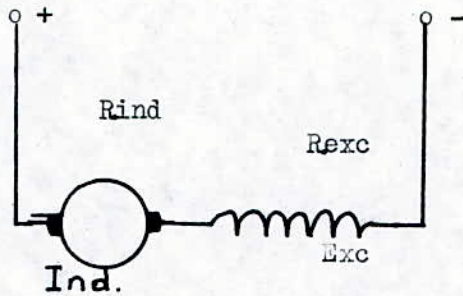
Il est toujours avantageux de préférer le moteur Série au Compound concernant la traction.



- En Conclusion: le moteur Série est plus simple tant que la variation du flux se rattache à la variation du courant, c'est à dire que le circuit magnétique n'est pas saturé.

4) - Caractéristiques mécaniques d'un moteur à courant continu, à excitation Série.

L'équation de la caractéristique de vitesse d'un moteur à excitation Série dont le schéma de principe est indiqué sur la fig (1).



a la forme suivante :

$$\omega = \frac{U - I R}{K \phi}$$

Ou R est la résistance totale du circuit d'induit comprenant la résistance de l'enroulement d'induit, celle de l'enroulement d'excitation.

Le flux magnétique  $\phi$  est fonction du courant d'induit I. Cette relation représentée sur la fig (2) est appelée courbe d'aimantation

Puisqu'il n'y a pas d'expression analytique définie de la courbe d'aimantation, il est difficile de donner une expression analytique définie de la caractéristique mécanique d'un moteur série.

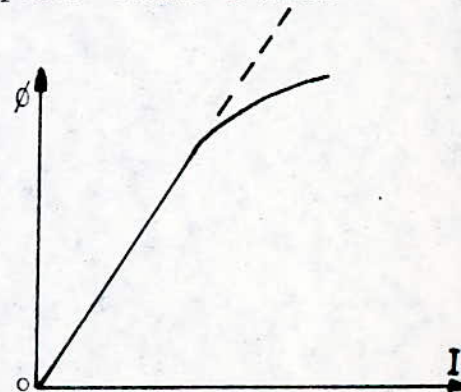


Fig (2) Courbe d'aimantation

Si pour simplifier l'analyse, on admet, en négligeant la saturation du circuit magnétique, qu'il existe une relation linéaire entre le flux et le courant d'induit comme il est indiqué en pointillé sur la fig (2), c'est à dire qu'on admet que :

$$\phi = \alpha I. \quad \text{Le couple moteur} \quad C = K \phi I = K \alpha I^2$$

En introduisant dans l'égalité exprimant la vitesse du moteur la valeur de I extraite de la formule précédente, c'est à dire

$$I = \sqrt{\frac{C}{\alpha k}}$$

On obtient l'expression de la caractéristique mécanique

$$\omega = \frac{U}{\alpha k \sqrt{\frac{C}{\alpha k}}} - \frac{R}{\alpha k} = \frac{A}{\sqrt{C}} - B.$$

Il en résulte que lorsque le circuit magnétique du moteur n'est pas saturé, la caractéristique mécanique est représentée par une courbe fig (3) asymptotique à l'axe des ordonnées. La caractéristique mécanique d'un moteur Série a de particulier que sa pente est élevée pour les faibles valeurs du couple.

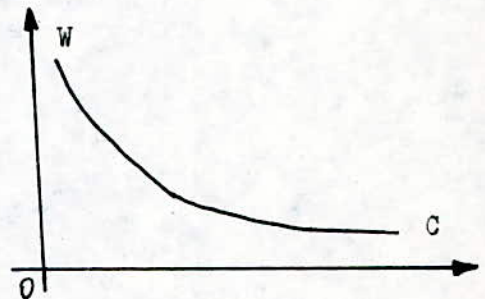


Fig (3): Caractéristique mécanique naturelle d'un moteur Série.

### 5) - Caractéristiques mécanique d'un moteur Série en régime de freinage.

Un moteur Série peut fonctionner en deux régimes de freinage : le régime de freinage à contre-courant et le régime de freinage rheostatique (dynamique). Le freinage en générateur avec récupération de l'énergie par le réseau n'est pas possible avec ces moteurs, car la f.e.m ne peut pas être supérieure à la tension du réseau.



5.1 En régime de freinage à contre-courant :

On introduit dans le circuit de l'induit une résistance additionnelle pour limiter le courant.

Les caractéristiques mécaniques pour ce régime sont le prolongement des caractéristiques du régime moteur dans la zone des vitesses négatives. Les caractéristiques qui passent dans les quadrantes I et IV ( fig 1 ) le montrent.

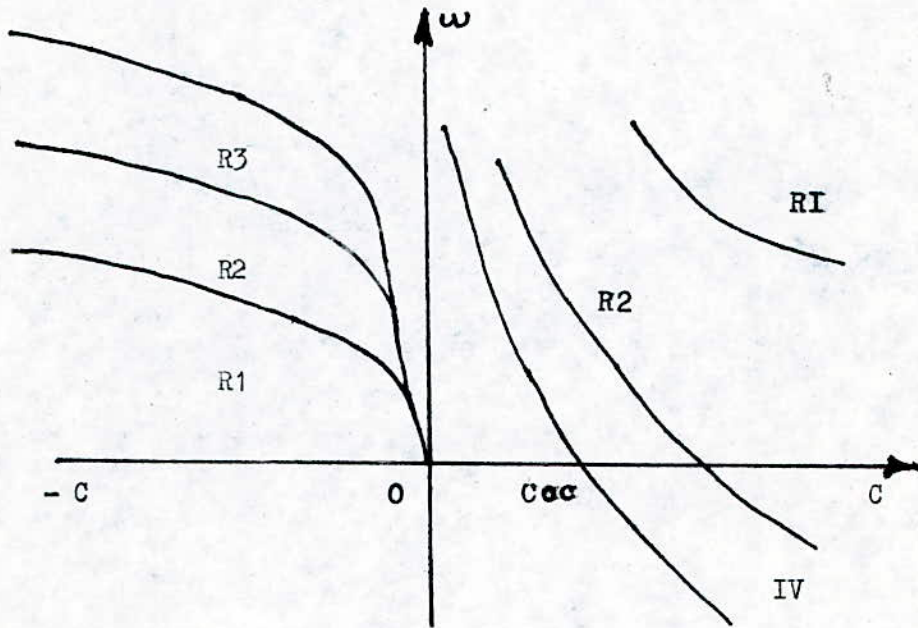


Fig (1) Caractéristique mécanique d'un moteur pour différents régimes de fonctionnement.

Le fonctionnement du moteur en régime de freinage à contre-courant est possible lorsque le couple moteur de la charge devient supérieur au couple de court-circuit  $C_{cc}$ .

Les charges limites du moteur lors du freinage à contre-courant doivent être fonction du courant admissible dans le circuit d'induit.



5.2 Le freinage rheostatique du moteur Série peut être réalisé avec auto-excitation ou avec excitation indépendante.

Lors du freinage avec auto-excitation comme indiqué sur le schéma 1, l'induit et l'enroulement d'excitation du moteur sont déconnectés du réseau et reliés à la résistance. Il est à noter que lors du passage de la machine du régime moteur à ce mode de freinage rheostatique, il faut intervertir les bornes de l'induit de telle façon que le sens du courant dans l'enroulement d'excitation

ne soit pas changé, afin de prévenir la désaimantation de la machine.

Dans ce cas, la machine n'est auto-excitée avec la résistance donnée du circuit d'induit que pour des valeurs déterminées de la vitesse. Une fois excitée, elle crée un couple de freinage. Pratiquement grâce à l'existence du magnétisme résiduel, le couple de freinage apparaît aussi pour des vitesses voisines de zéro, mais pour de faibles vitesses ce couple est très petit.

Les caractéristiques mécaniques de la machine dans ce cas sont indiquées dans le quadrant II de la fig (1).

Avec ce mode de freinage, il peut d'abord se produire une auto-excitation intense qui provoque un saut considérable du couple de freinage. Ce dernier avec les masses d'inertie relativement grandes de la machine entraînée peut provoquer des choses nuisibles.

Pour cette raison on applique plus souvent le freinage rheostatique d'un moteur Série d'après le schéma 2.

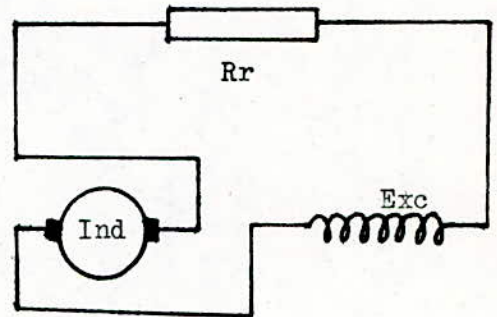
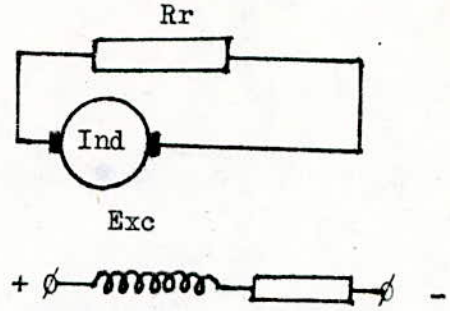


Schéma 1.

Schéma de connexion d'un moteur Série lors du freinage rheostatique avec auto-excitation.

Schéma 2.

Schéma de connexion d'un moteur Série lors du freinage rheostatique à excitation indépendante.



Le moteur y fonctionne en générateur à excitation indépendante. L'enroulement d'excitation est dans ce cas connecté au réseau par l'intermédiaire d'une résistance qui limite le courant jusqu'à la valeur nominale. Puisque le moteur fonctionne en générateur à excitation indépendante, ses caractéristiques sont analogues à celles d'une machine dérivation lors du freinage rheostatique, indiquées sur la fig (2).

Ces caractéristiques sont linéaires et se coupent à l'origine des coordonnées en présentant une plus grande rigidité pour des résistances plus faibles.

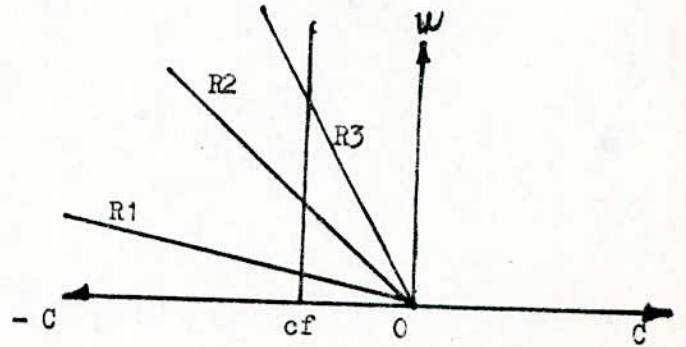
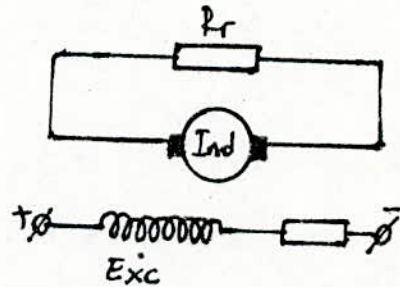


fig (2)

Parfois, lorsqu'il s'agit de moteurs de faible puissance, on abandonne le branchement de l'enroulement Série, selon le Schéma 3. et on assure le maintien du flux lors du freinage rheostatique par l'emploi de spires court-circuitées sur les pôles.

Schéma 3.

Schéma de connexion d'un moteur Série lors du freinage rheostatique à excitation indépendante.



# **CHAPITRE 2**

HACHEURS



## LES HACHEURS

### GENERALITES :

Un moteur électrique est destiné à fournir de l'énergie mécanique.

Le choix d'un moteur est relativement simple quand on a affaire à un entraînement dont la vitesse demeure sensiblement constante, car on utilise le plus souvent un moteur asynchrone à cage et parfois le moteur synchrone.

Le choix devient beaucoup plus délicat si le moteur doit assurer des démarrages fréquents, des réglages de vitesse et le plus souvent le freinage de la charge qu'il entraîne. Dans ce cas là, on préfère utiliser des moteurs à courant continu.

Comme nous allons l'expliquer; le réglage de la vitesse de ces moteurs demeure cependant difficile quand on dispose d'une tension continue fixe c'est pourquoi, on est amené à les alimenter par des variations de tension qui actuellement sont des dispositifs électroniques à thyristors ou à transistors suivant la puissance du moteur.

Ces dispositifs peuvent être classés en deux catégories :

- à variateurs de vitesse utilisant le courant alternatif comme source d'énergie.
- Variateurs de vitesse utilisant le courant continu comme source d'énergie.

Dans notre cas, la source d'énergie est continue et ne peut donc pas être utilisée directement ça sera par l'intermédiaire d'un convertisseur statique, qui est le hacheur.

### LES HACHEURS

Le hacheur permet, à partir d'un réseau à courant continu, d'alimenter une charge sous une tension sensiblement continue et réglable, de la tension nulle à la tension maximale ( qui peut être la tension d'alimentation du hacheur ).

Le hacheur est, en fait, l'interrupteur placé entre la source de courant continu et le récepteur, ici le moteur à courant continu : qui se ferme régulièrement à des intervalles de temps égaux d'une durée T.

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

Si l'on commande cet interrupteur de telle sorte que le rapport des temps de fermeture  $\theta$  et d'ouverture  $t_0$  varie, la tension moyenne aux bornes du moteur est égale à :

$$U_m = E \frac{\theta}{\theta + t_0} = E \frac{\theta}{T}$$

avec E : tension de la source.

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

#### 2. Hacheur " Série "

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

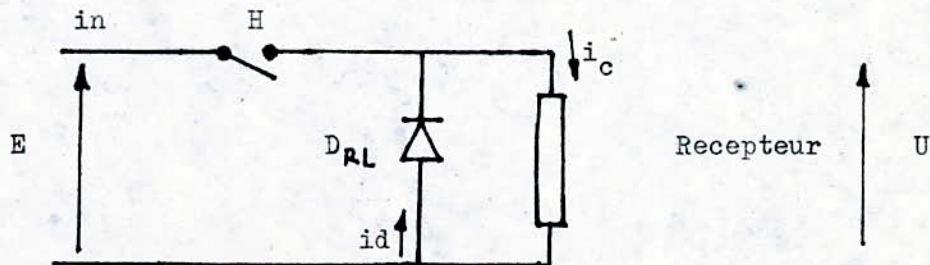


Fig " 1 "



La figure (1) montre les éléments essentiels d'un hacheur.

L'interrupteur  $M$  peut être à transistors ou à thyristors. Dans les deux cas, il est capable de fonctionner rapidement et sans perte notable. La diode de roue libre  $D_{RL}$  conduit le courant emmagasiné dans l'inductance  $L_m$ . Lorsque  $H$  est ouvert, elle permet à l'inductance de lissage de procurer l'énergie de transformation par la conversion des tensions continues entrée - sortie.

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

a - ,  $0 < t < \theta$

L'équation du circuit est  $E = Ri + \frac{Ldi}{dt}$  pour  $t = \theta$   $i = I_m$  qui a pour solution :

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

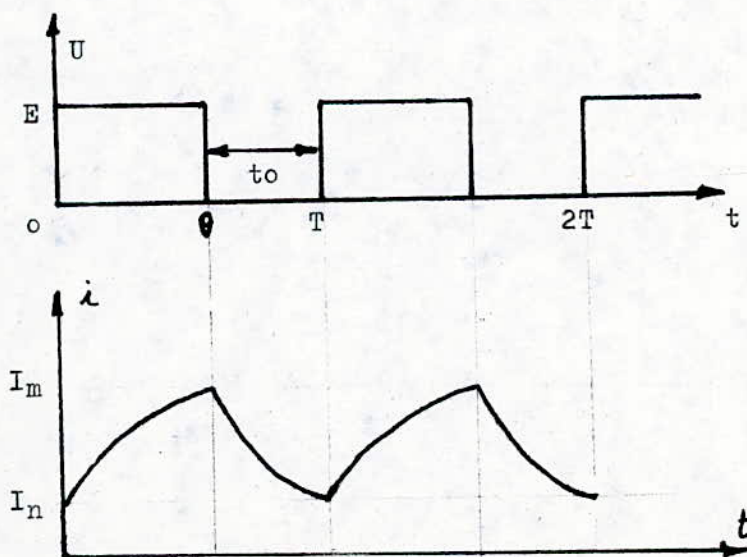
b - ,  $\theta < t < T$

L'équation du circuit est :

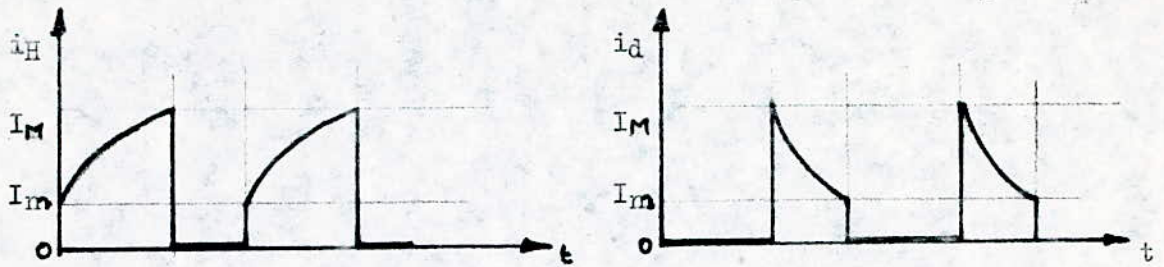
$$0 = Ri + \frac{Ldi}{dt} \quad \text{pour } t = \theta \quad i = I_m$$

qui a pour solution:  $i = i_d = I_m \exp\left(-\frac{(t-\theta)}{\tau}\right)$

Graphes







Courant moyen

$$\text{on a } U = Ri + \frac{Ldi}{dt} \Rightarrow \int_0^T U dt = \int_0^T Ri dt + \int_{I_m}^{I_M} Ldi$$

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

Le courant moyen dépend pas de l'inductance

\* Calcul de l'ondulation

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

Déduisons les valeurs extrêmes du courant :

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

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

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

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

$$\text{d'où } \Delta I = I_M - I_m$$

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

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

Vue la complexité du calcul de  $\Delta I$ , on prend en pratique  $L/R \gg T$ , c'est à dire une inductance suffisamment grande. Cela nous amène à écrire comme  $e^{\pm T/\tau} = 1 \pm T/\tau$

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

et  $\alpha = \frac{\theta}{T}$ ,  $\tau = \frac{L}{R}$   $\Delta I = \frac{\alpha ET}{L} (1 - \alpha)$ .

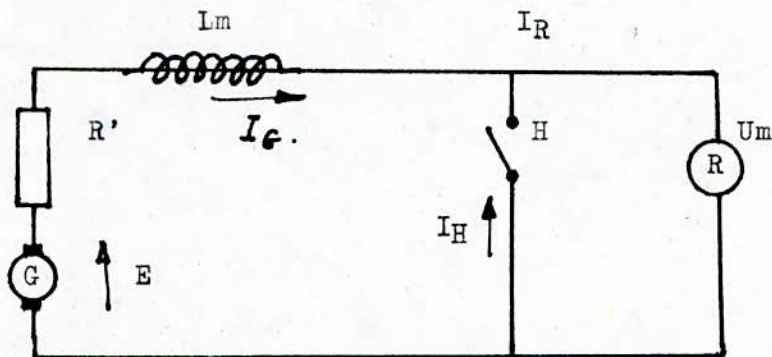
Déterminons la valeur max

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

Pour atténuer l'ondulation, il faut monter en fréquence.

\* Hacheur " parallèle "

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



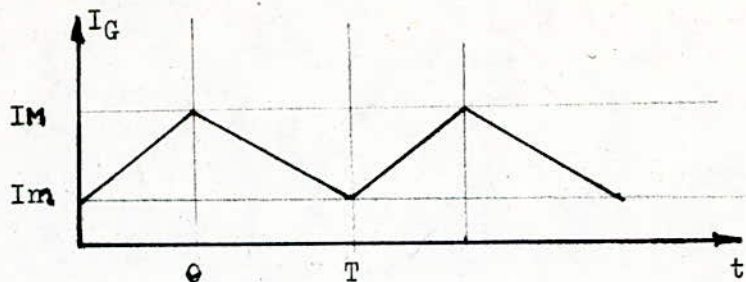
La résistance R' du générateur et de l'inductance de lissage Lm est supposée faible devant la résistance du récepteur R.

a -, Lorsque H est fermé ( $0 \leq t \leq \theta$ ) le courant I\_R dans le récepteur est nul, tandis que le courant i\_G dans le générateur croit exponentiellement de I min à I max.

$$I_G = \left( \frac{E}{R'} \right) + \left[ I_{\min} - \left( \frac{E}{R'} \right) \right] \exp \left( - \left( \frac{R'}{Lm} \right) t \right)$$

donc I max =  $\left( \frac{E}{R'} \right) + \left[ I_{\min} - \left( \frac{E}{R'} \right) \right] \exp \left( - \left( \frac{R'}{Lm} \right) \theta \right)$





b -, Lorsque H est ouvert ( $0 \leq t \leq T$ ), le courant  $I_G$  décroît, si bien que la tension  $L_m di_G / dt$  aux bornes de  $L_m$  est négative; la tension  $U$  aux bornes du récepteur

$U = E - R' i_G - L_m (di_G/dt)$  peut être supérieure à  $E$   
 On a  $I_G = E / (R + R') + [I_{\max} - (E / (R + R'))] \exp(- (R + R') / L_m) (T - t)$   
 donc  $I_{\min} = E / (R + R') + [I_{\max} - E / (R + R')] \exp(- (R + R') / L_m) (T - T)$

Le courant débité par le générateur est d'autant moins ondulé que la constante de temps  $L_m/R$  est plus grande devant  $T$ . Si  $L_m/R \gg T$ . Il est facile de constater à l'aide des deux relations entre  $I_{\max}$  et  $I_{\min}$  qu'on a sensiblement :

$I_{\max} = I_{\min} = E/R'$ . Dans ce cas, lorsque H est ouvert on peut écrire:  $U = (R / R') E = C^{te}$ .

En conclusion, la tension  $U$  aux bornes du récepteur présente pratiquement la forme impulsionnelle et a pour valeur moyenne

$$U_m = (E / (R / R')) ( (T - \theta) / T )$$

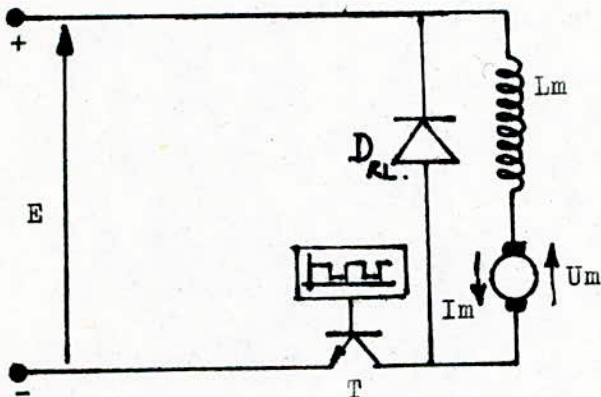
$U_m$  peut être supérieure à  $E$

\* Les Hacheurs à Transistores :

Ils sont très simples, puisque les transistors ne nécessitent pas comme les thyristors de circuit de désamorçage. Ils peuvent fonctionner à des fréquences relativement élevées ( de l'ordre de quelques kilohertz ) et ne nécessitent donc pas ou peu d'inductance en série pour obtenir un courant continu dans les moteurs.

Aujourd'hui, les puissances réalisables avec cette technologie sont encore faibles : de l'ordre de quelques dizaines de kilowatts, avec des tensions moteur ne dépassant guère 300 V. Ils conviennent donc bien pour les petites puissances.

La figure suivante montre un schéma de commande unidirectionnelle.



Le transistor  $T$  placé en série avec la source est commandé périodiquement. La valeur moyenne de la tension de sortie est variable avec le temps de conduction de  $T$ . Les hacheurs à transistors sont à fréquence fixe,  $\theta$  peut varier de 0 à  $T$ . On peut donc avoir une conduction totale du hacheur et faire varier la valeur de la tension de sortie de 0 à  $E$ .



\* Les Hacheurs à Thyristors :

Un thyristor alimenté par une source de courant continu nécessite un circuit auxiliaire pour interrompre sa conduction. C'est précisément ce circuit de désamorçage qui différencie entre eux les nombreux schémas de hacheurs existants. Il faut noter à propos des circuits de désamorçage qu'ils sont de plus en plus réduits avec l'amélioration du temps de reblocage des thyristors et de leur tenue aux contraintes de courant et de tension. La différence fondamentale dans les circuits de désamorçage vient du mode de fonctionnement.

TRANSISTOR DE PUISSANCE

ET DE

COMMUTATION



# **CHAPITRE 3**

TRANSISTOR de PUISSANCE

## 1. - Transistor de Puissance

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

Le transistor permet la réalisation de convertisseurs de plusieurs centaines de K.W; pouvant bloquer des tensions directes de plusieurs dizaines d'ampères. Il peut fonctionner à des fréquences très élevées en comparaison à celles du thyristor, sauf qu'il faut atténuer les pertes dues à la commutation. Les pertes d'énergie se traduisent par une baisse du rendement et par des pertes par effet Joule dans le composant qu'il faut alors refroidir.

## 2. - Caractéristiques limites du Transistor

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

- 2.1) - .  $I_M$  ( courant maximal ).
- .  $V_{CE0}$  ( tension de claquage avec base ouverte )
- .  $V_{CER}$  ( tension de claquage lorsque la base est reliée à l'émetteur )
- .  $V_{CEX}$  ( tension de claquage lorsque la jonction B.E est polarisée en inverse. )

### 2.2) - Limite Thermique

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

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

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



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

### 2.3) - Limite en second claquage

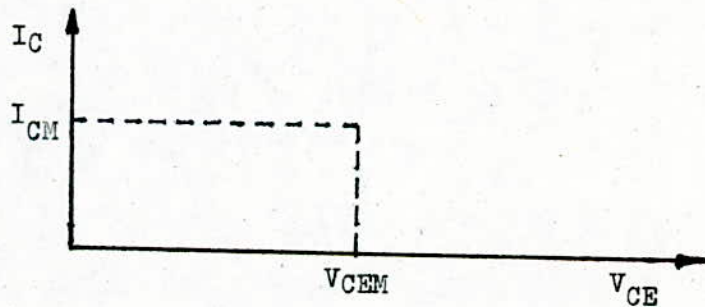
Le phénomène du second claquage se produit en commutation et essentiellement pendant l'existence de la tension et du courant simultanément, ce qui entraîne un emballement thermique du transistor d'où sa destruction.

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

- Fort courant et tension élevée

### 2.4) - Aire de sécurité

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



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

## 3. - Les Commutations

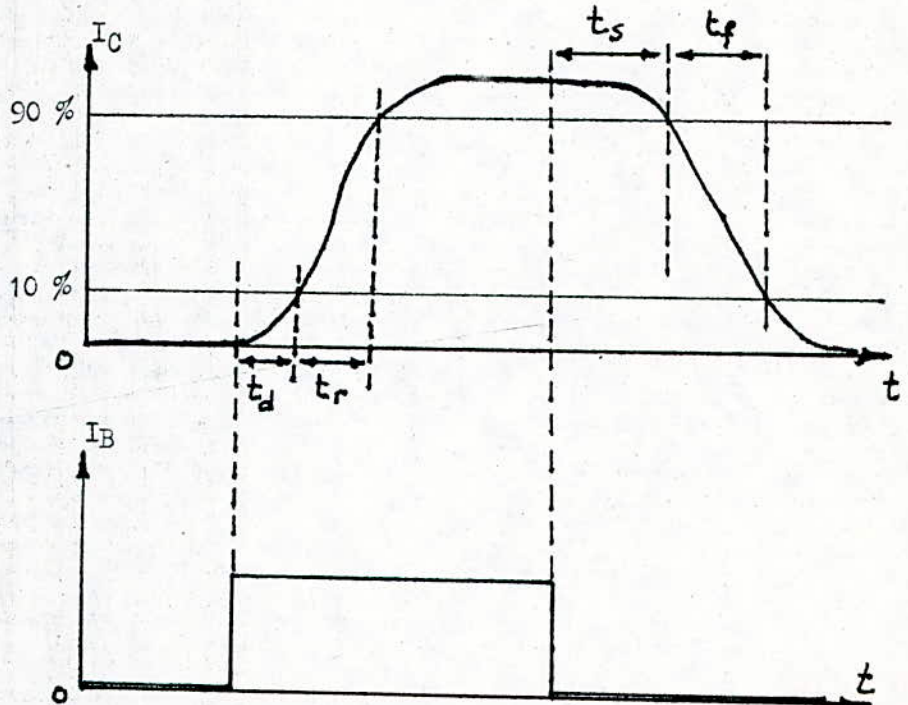
Le fonctionnement du transistor en régime de commutation est défini par deux états :

- Etat bloqué
- Etat saturé

La commutation étant la transition entre ces deux états.

### 3.1) - Comportement dynamique du transistor

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



Fermeture : Le temps de fermeture ( durée entre l'application du courant de base et le passage de  $I_C$  à 90 % de sa valeur finale, ton se décompose en

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

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

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

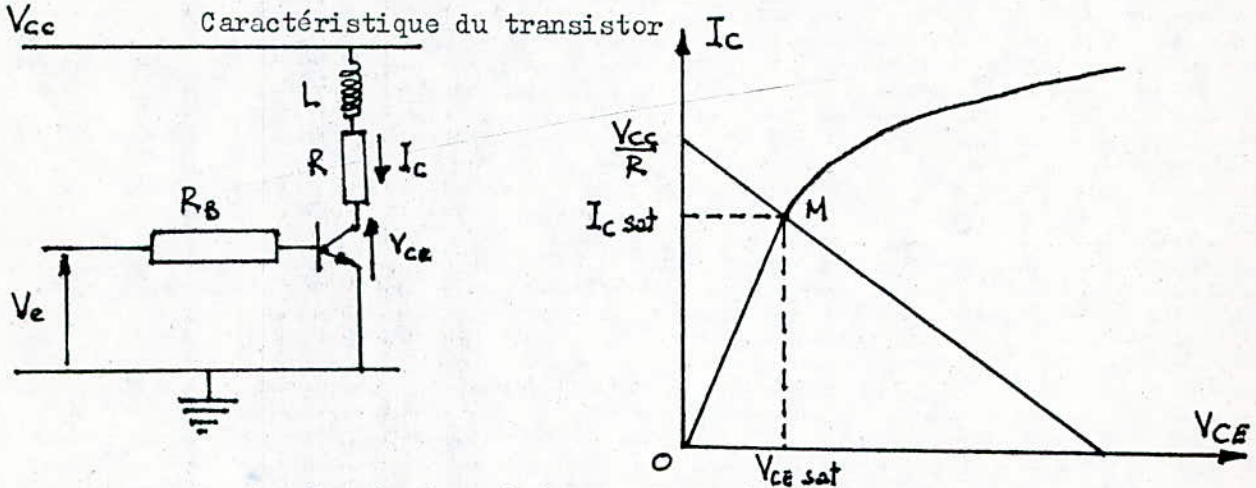
$$t_{off} = t_s + t_f$$

où  $t_s$  est le temps d'évacuation de la charge stockée ( storagetime ) et  $t_f$  le temps de descente ( falliy - time )



3.2) - Commutation à l'ouverture : état bloqué

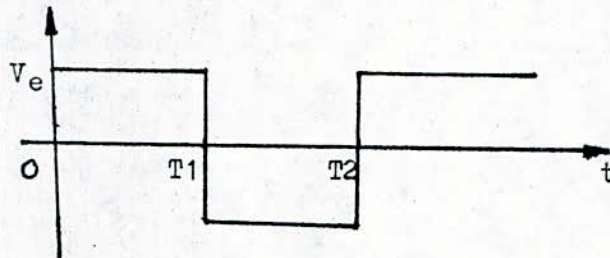
À l'ouverture le courant dans le transistor décroît de sa valeur maximale à zéro en un temps  $t_f$ .



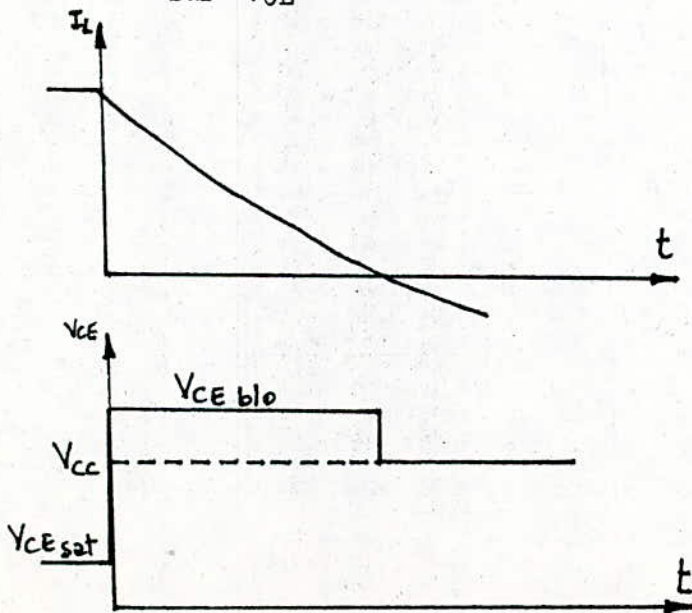
à  $t = 0$  le transistor est saturé on a

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

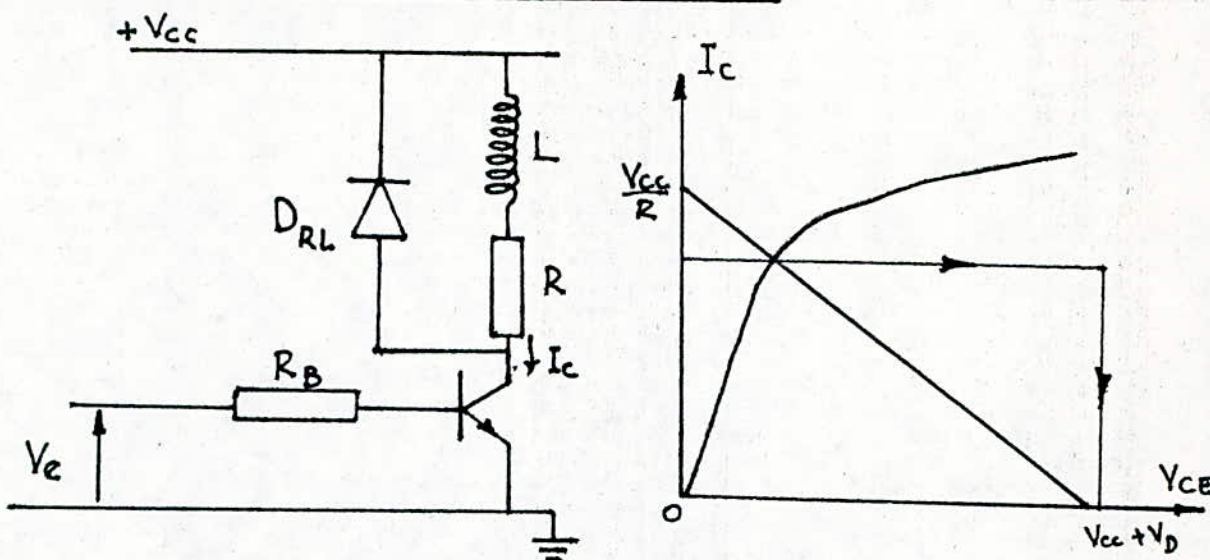
à  $t = 0^+$  on applique une tension négative de façon à bloquer le transistor.



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



Etude de la Commutation à l'Ouverture

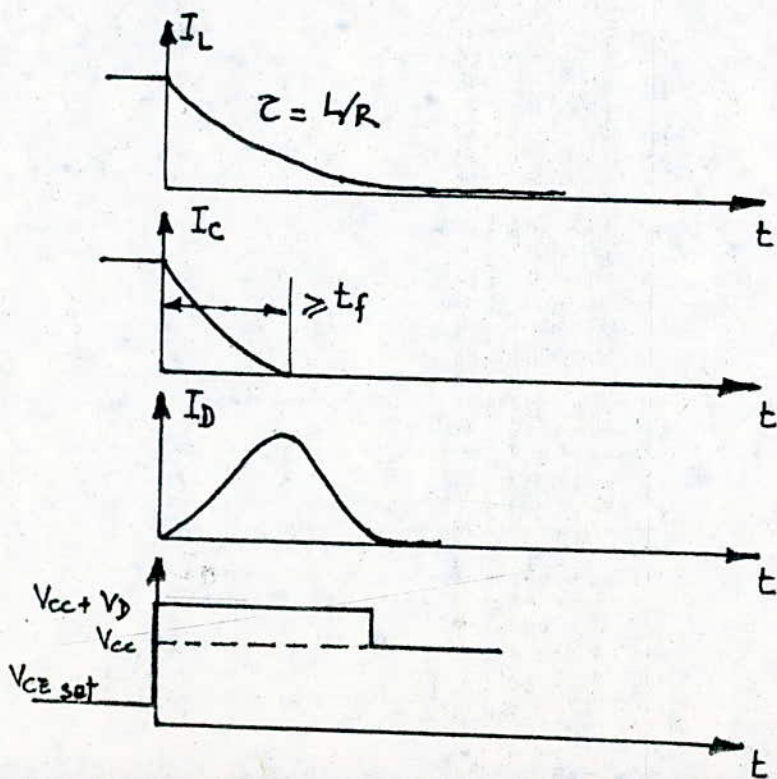


Dans ces conditions d'utilisation la trajectoire du point de fonctionnement sort de l'aire de sécurité

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

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

CHRONOGRAMME



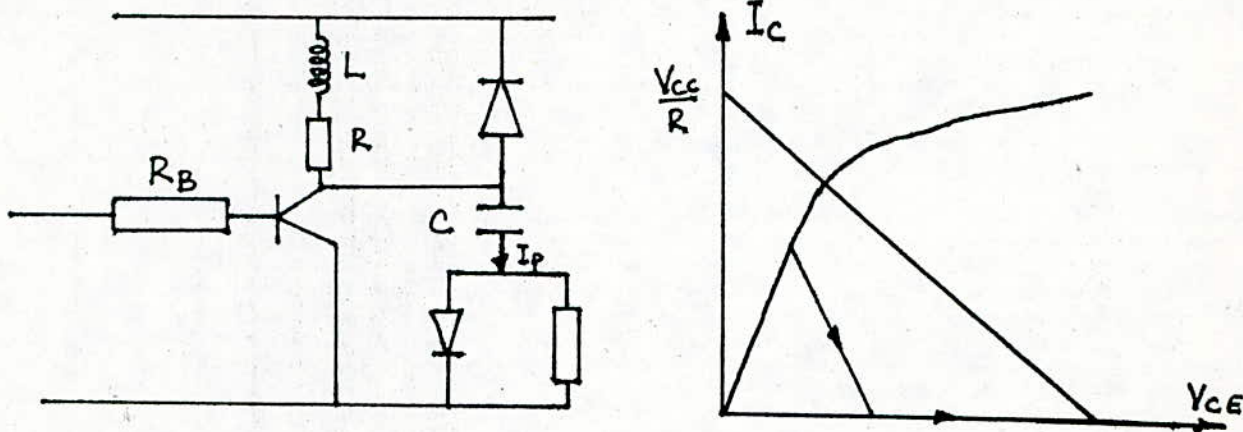


Pertes à l'Ouverture

Elles sont égales à  $= (V_{cc} + V_D) I_C \text{ sat } t_f$

On peut les diminuer à l'aide d'un circuit de protection

Circuit de protection à l'ouverture :



à  $t = 0^-$  le transistor étant saturé  $i_C = i_L$  et  $i_O = 0$   
 $i_p = 0$

$V_C$  : tension aux bornes de la capacité ( C très faible )

à  $t = 0^+$  le transistor commence à se bloquer  $i_C$  diminue  
 et  $i_p$  augmente jusqu'à l'annulation de  $i_C$  et la tension  
 aux bornes du transistor devant  $V_{cc}$

3.3) - Commutation à la fermeture : ( Etat Saturé )

Le transistor devient conducteur dès qu'il reçoit une injection de charge dans la jonction B E

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

soit  $V_{CE} \times I_C$

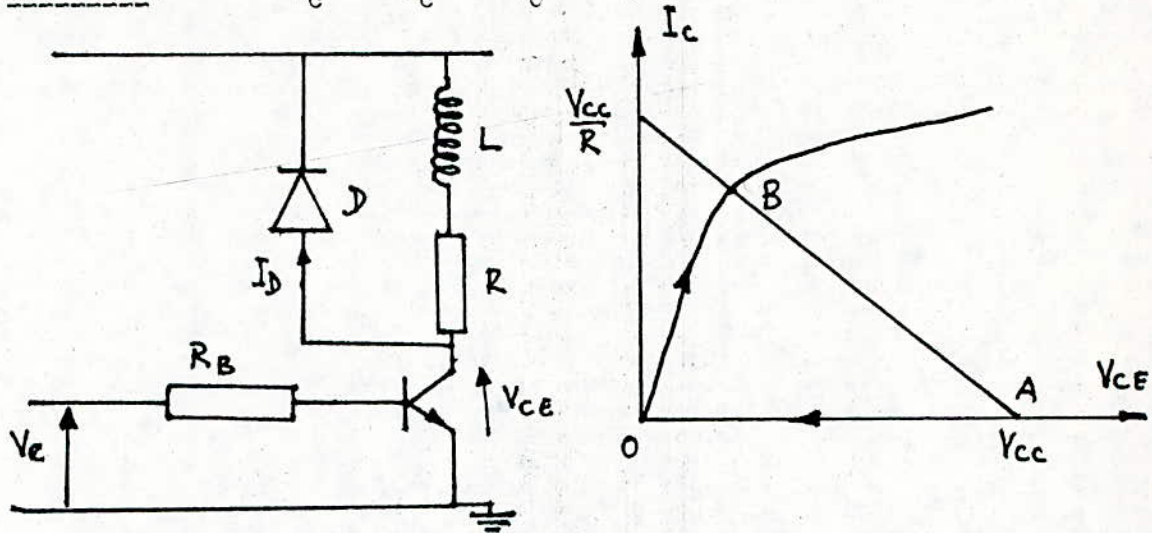
Dans la suite l'on distingue deux cas

1)  $t = 0 -$   $i_L = i_C = i_O = 0$

2)  $t = 0 -$   $i_L = i_O = I_O$  et  $I_C = 0$



1er Cas :  $i_c = i_c = i_o = 0$

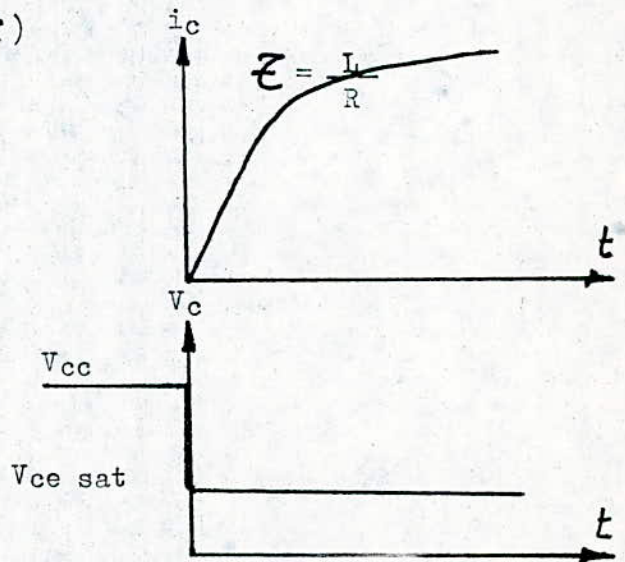


A  $t = 0^-$  le transistor est bloqué  $V_{CE} = V_{CC}$  et  $i_c = 0$

A  $t = 0^+$  on applique une tension  $V_{BE} > 0$  et le courant  $i_c$  ne peut être discontinu à cause de la self, par conséquent la discontinuité de  $i_b$  se retrouve sur  $V_{CE}$ , la trajectoire du point de fonctionnement est  $A \rightarrow 0 \rightarrow B$

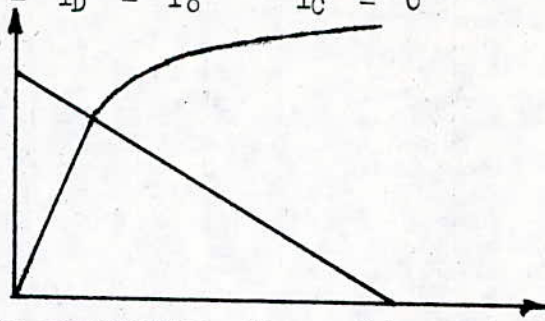
CHRONOGRAMME

$$i_c = \frac{V_{CC} - V_{CE\text{ sat}}}{R} (1 - e^{-t/\tau})$$



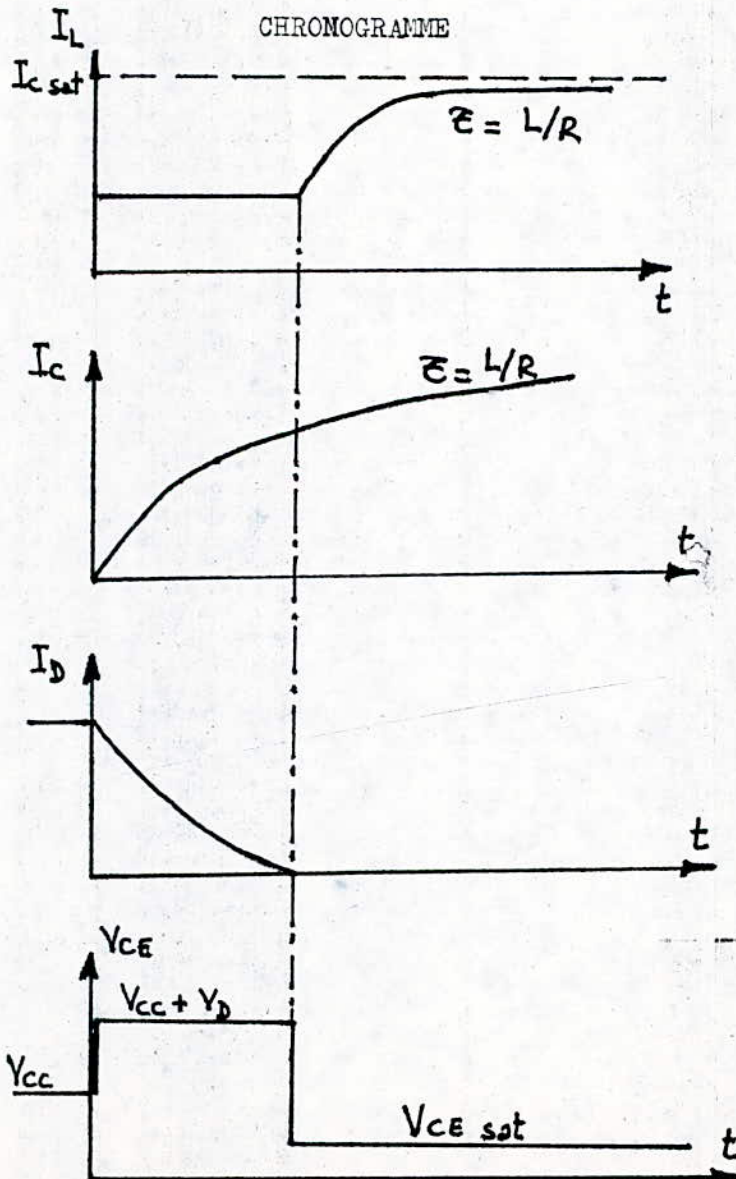
2ème Cas :

$$i_L = i_D = I_o \quad i_C = 0$$



Dans ce cas, lors de la commutation, il y a échange de  $I_o$  entre  $i_D$  et  $i_C$ , pendant ce temps le courant  $i_D$  n'est pas encore nul par conséquent la tension  $V_D$  est conservée aux bornes de la diode.

Dès que le courant  $i_o$  s'annule  $V_{CE}$  devient égale à  $V_{CE\ sat}$  et  $i_C = i_L$  évoluant d'une manière exponentielle avec la constante du temps  $\tau = L/R$





Pertes à la fermeture

1) - Cas lorsque  $i_D = i_L = 0$  à  $t = 0^-$

on a  $\underline{W = 0}$

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

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

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

Les pertes seront donc  $W_{tf} = \frac{1}{3} (V_{CC} I_m t_r)$

La commutation étant le passage d'un état à un autre ( bloqué , saturé )

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

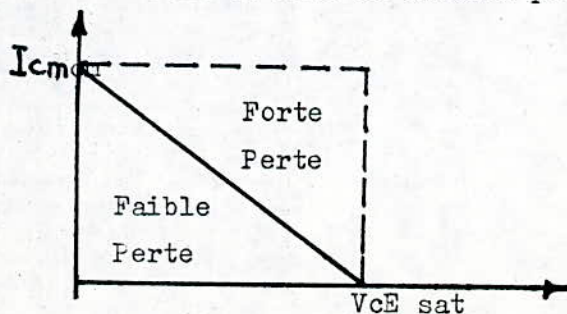
- a) - La puissance dissipée par conduction
- b) - Les pertes de commutation à l'ouverture

Notons qu'une commutation trop lente entraîne la destruction du transistor, pour cette raison la technologie des transistors de puissance et de commutation est bien poussée et permet d'avoir des transistors performants et donc très rapides.

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

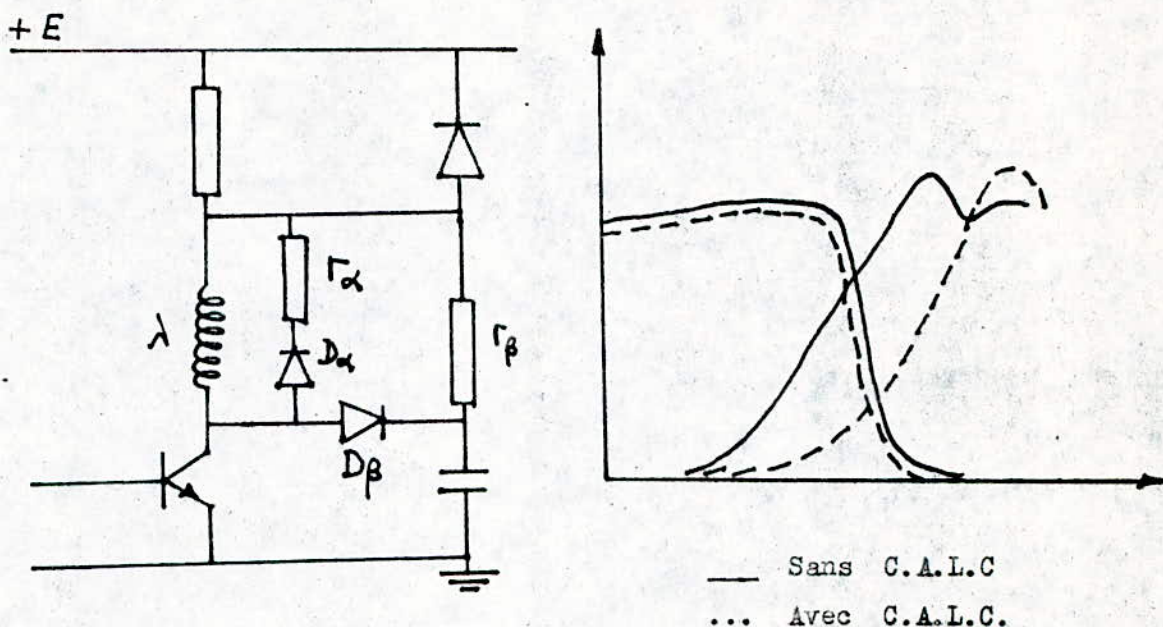
3.4) - Circuit d'aide à la commutation

Le transistor de puissance est utilisé exclusivement en régime de commutation, dans cette opération, il est souhaitable de ne pas dépasser l'aire de sécurité et si possible être dans la zone de faibles pertes.





pour ces raisons, on utilise un C.A.L.C ( circuit d'aide à la commutation ) illustré par le montage suivant.



1. A la mise en conduction, l'inductance limite la vitesse de montée du courant  $I_c$  pendant que la tension  $V_{ce}$  s'effondre jusqu'à  $V_{ce\ sat}$ .

2. Au blocage, le condensateur se charge en dérivant le courant  $I_c$  pendant que la tension  $V_{ce}$  augmente progressivement, d'où le cycle  $I_c = f(V_{ce})$  s'inscrit alors dans l'aire de sécurité.

#### 4. - Commande de Base

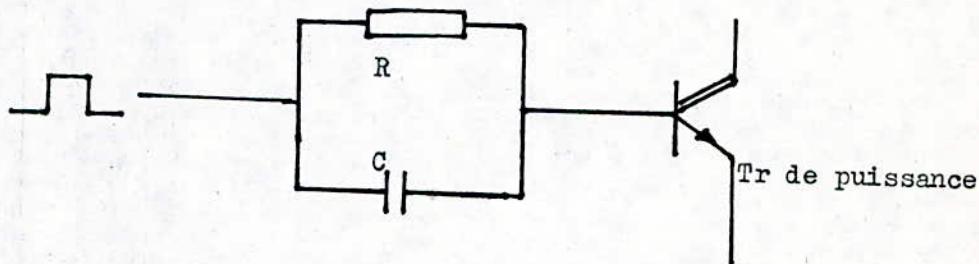
La commande de base doit être correcte, car elle est inhérente aux pertes dans le transistor, par conséquent elle doit remplir les conditions suivantes :

- 1) - L'amorçage: le courant de base doit avoir un  $\frac{di_B}{dt}$  très grand.
- 2) - La saturation: le courant de base doit être suffisant pour que les courants du collecteur et émetteur s'annulent en même temps. Un courant de base inverse favorise le blocage.

#### 4.1) - Différents types de commande

En effet, on peut énoncer plusieurs montages pouvant accomplir la fonction commande.

##### 4.1.1) - Circuit R - C au niveau de la base



Le condensateur dérive <sup>le</sup> signal arrivé à la base du transistor, qui va être attaqué par une impulsion de forte puissance. La saturation est assurée par la résistance R.

Quand le créneau positif atteint le potentiel nul le condensateur se décharge rapidement d'où la naissance d'un courant de base inverse.

##### 4.1.2) - Commande en Darlington

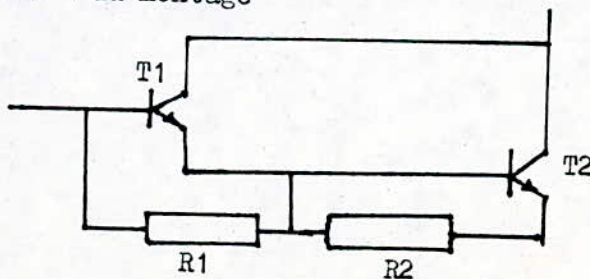
Le gain du transistor de puissance étant très faible, on est amené à utiliser des transistors en cascade commandant ainsi le transistor principal de sortie par un ou plusieurs transistors pilotes.

Ce qui permet l'augmentation du gain global

$$\text{soit : } B = B_1 + B_2 + B_1 B_2$$

$$B_1 = \text{gain de T1} \quad B_2 = \text{gain de T2}$$

Schéma du montage

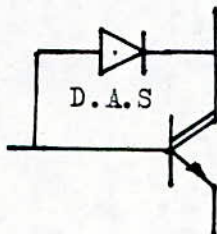




Son gain élevé nécessite une faible commande de base. Les résistances R1 et R2 sont utilisées pour la stabilité thermique.

#### 4.1.2) - Diode d'antisaturation

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



La solution consiste à dériver le courant de base excédentaire à l'aide d'une diode connectée entre le collecteur et la base.

La diode (D.A.S) reste en inverse et ne joue aucun rôle tant que la tension au niveau du collecteur est supérieure à la tension de base.

Une fois que le transistor se sature, le potentiel du collecteur s'abaisse et la diode empêche le potentiel du collecteur de descendre en dessous du seuil par rapport à la base.

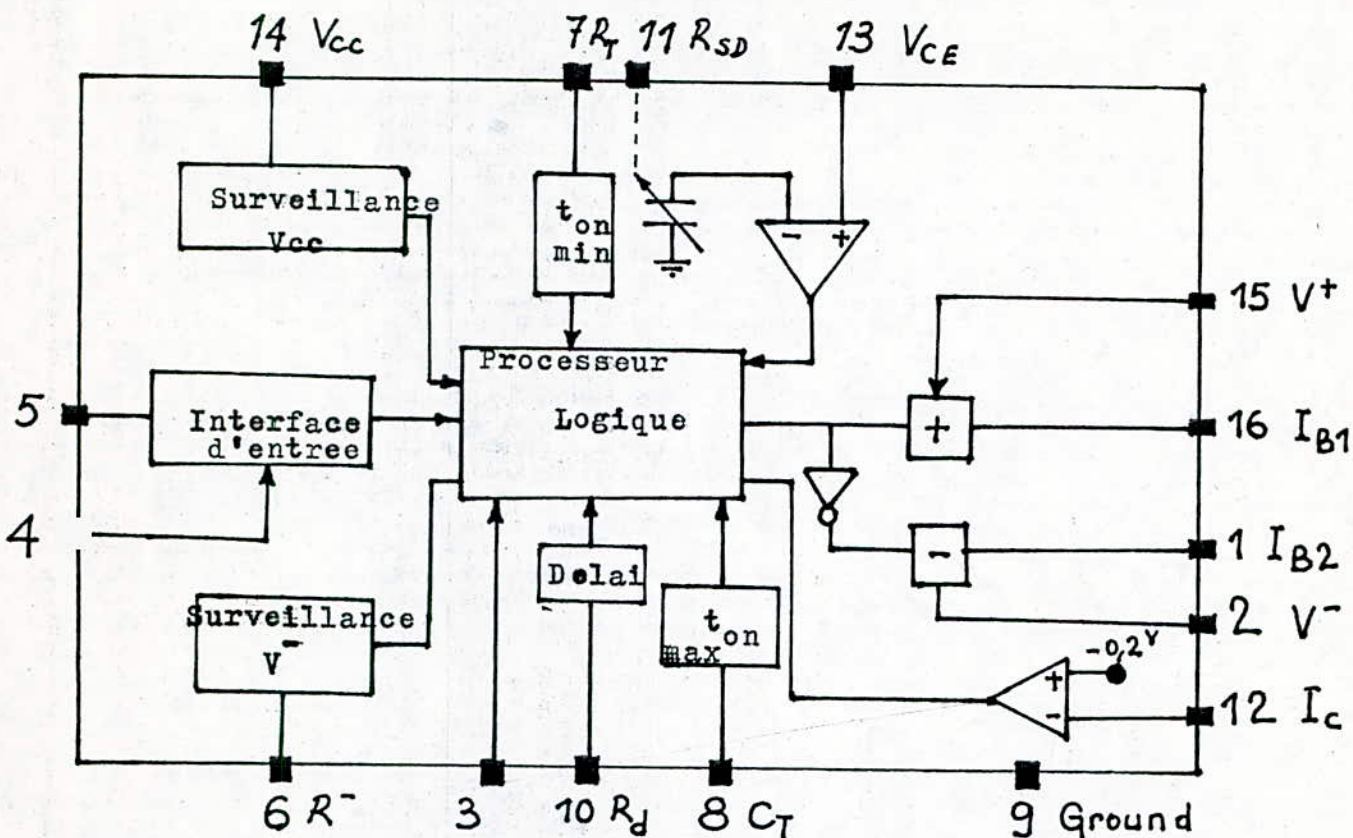
#### 4.1.3) - Commande de base directe et optimisée

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

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



Bloc diagramme du circuit U A A 4002



Lors de la mise en conduction, il est nécessaire de fournir au transistor un courant de base positif d'une amplitude suffisante et présentant un temps de montée aussi réduit que possible.

Pendant la conduction, il faut fournir au transistor un courant de base lui permettant de rester saturé ou quasi saturé.

Au moment du blocage, il faut fournir un courant de base négatif. Ce courant de base doit être contrôlé dans sa forme et son amplitude pour assurer un temps de descente réduit du courant collecteur.

Le rôle du U A A 4002 est de faire en sorte qu'en aucun cas les limites de fonctionnement des composants ne soient dépassées.

#### Description du U A A 4002

C'est un circuit intégré assurant à lui seul les fonctions de commande de base et de protection active des transistors.

### Fonctionnement

Il reçoit les informations de conduction sous la forme de signaux logiques et les convertit en un courant base appliqué au transistor de puissance

Ce courant est autorégulé de façon à maintenir le transistor en quasi-saturation, réduisant ainsi considérablement le temps de stockage à l'ouverture. Le courant max positif fourni par le CI est 0,5 A, ce courant peut être facilement augmenté par l'adjonction d'un ou plusieurs transistors antérieurs.

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

### Protection

Le transistor de puissance est protégé par un processeur rapide intégré, ce processeur contrôle en particulier la tension de saturation  $V_{CE}$  pendant la conduction ( ainsi que  $I_C$  ).

Le temps de conduction min et max peuvent être programmés.

### Interface d'entrée de l' U A A 4002

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

La commande de l' U A A 4002 peut s'effectuer de deux façons, selon l'état d'une broche de sélection appelée S E ( broche 4 ).

S E niveau haut: broche non connectée, la commande s'effectue par niveau, l'entrée est compatible T T L et C M O S.

S E niveau bas: broche reliée à la masse, La commande s'effectue par impulsions alternées.

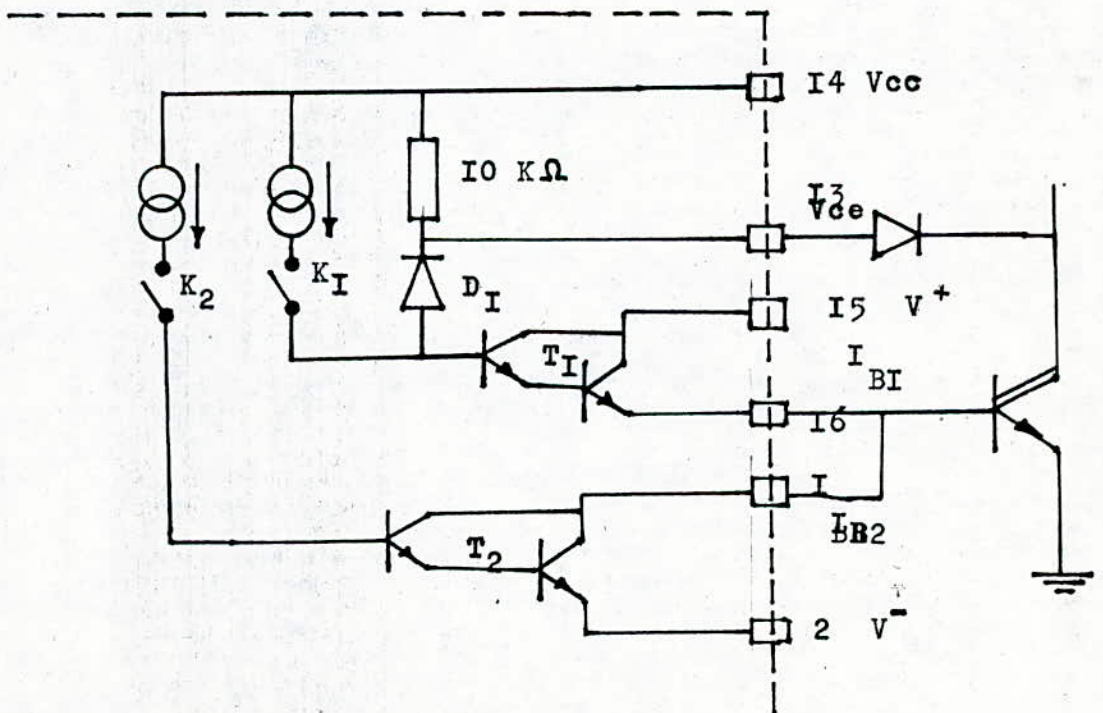


Ce mode de commande permet la réalisation d'une commande isolée sûre et économique par l'emploi d'un transformateur d'impulsions.

Etage de sortie de l' U A A 4002

Il est constitué en fait de deux étages :

- Un étage positif autorégulant assure la conduction du transistor.
- Un étage négatif assure son blocage, ce qui permet les avantages suivants :
  - . Commande directe du transistor de puissance
  - . Energie de commande limitée au strict nécessaire
  - . Transistor maintenu en quasi-saturation, d'où un temps de stockage réduit et une aire de sécurité accrue.
  - . Possibilité de courant crêtes élevées pendant des temps de commutation très courts.
  - . Augmentation aisée du courant de base à l'aide des transistors extérieurs.





### Fonction de sécurité

Limitation du courant collecteur: l' U A A 4002 dispose d'un comparateur rapide dont le seuil de déclenchement est fixé à  $- 0,20$  V. Ce qui permet de mesurer le courant collecteur instantanément et bloquer le transistor dès qu'une surintensité est détectée.

### Protection contre la désaturation

La tension  $V_{CE}$  est mesurée pendant la conduction sur l'anode de la diode de dispositif d'antisaturation ( broche 13 ). L'apparition d'une tension supérieure à  $5,5$  V est détectée par un comparateur rapide, ce qui entraîne le blocage immédiat du Tr de puissance, jusqu'à la fin de la période de conduction.

### Surveillance des tensions d'alimentation

Un comparateur interne au circuit surveille la tension d'alimentation positive  $V_{CC}$ , si celle-ci est inférieure à  $7$  V, la commande est interrompue. On s'assure de cette façon que le transistor de puissance reçoit toujours un courant base suffisant.

### Fonction délai

Un retard constant ajustable entre  $1$  et  $20$  N S peut être introduit entre le front montant du signal de commande et le début de conduction en sortie, ceci permet d'éviter une conduction simultanée et donne lieu à une commutation séquentielle.

# **CHAPITRE 4**

ALIMENTATION



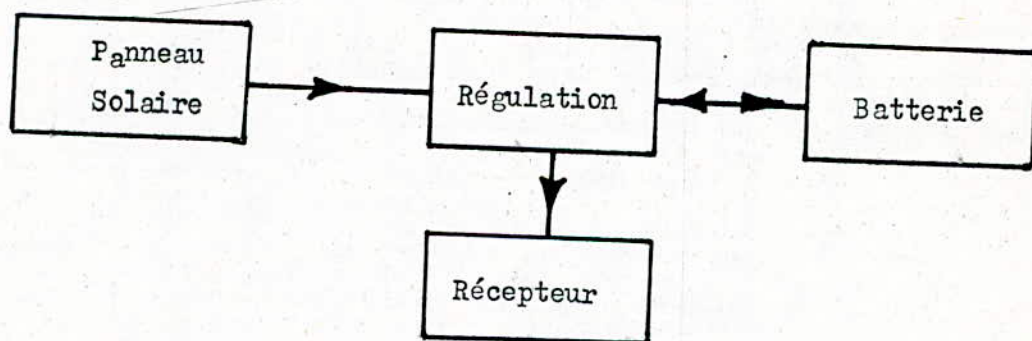
ALIMENTATION

Les différents fauteuils électriques roulants pour handicapés existants sur le marché sont alimentés par des batteries, celles-ci ne pouvant permettre que quelques heures de fonctionnement autonome. Pour remédier à ce problème, nous proposons d'alimenter notre fauteuil par un panneau solaire. Les études faites dans ce domaine montrent qu'un module de dimension de 1 m x 0,5 m environ produit 40 W sous 12 V de tension comme puissance optimale.

Etant donné que notre fauteuil nécessite 400 W, il nous faut donc 10 modules.

Cette solution s'avère donc impossible du point de vue encombrement et poids, ainsi une autonomie totale, avec les moyens technologiques actuels reste impossible. Toutefois, notre travail est axé sur l'augmentation de la durée de vie de la batterie et ceci à l'aide d'un panneau de deux modules seulement, soit la compensation de 80 W sur 400 W ou le 1/5 de la puissance nécessaire.

Le synoptique de cette alimentation est représenté sur le schéma suivant:



Dans ce présent chapitre, on ne fait ni étude sur le dimensionnement, ni sur la caractérisation des photopiles.

Ces études ont fait l'objet de Thèse de fin d'étude déjà étudiée.

## I) Panneaux Solaires

Le panneau est la plus petite unité mécanique de photopiles assemblées en parallèle, en série ou mixte, selon la puissance **et** la tension désirées ( 1 ).

Une photopile est un générateur statique, simple et fiable, elle transforme directement en électricité l'énergie lumineuse reçue. Elle peut être constituée soit par la jonction d'un métal et d'un semi - conducteur, soit par deux semi-conducteurs de types opposés.

Un module solaire photovoltaïque peut être considéré, du point de vue électrique, comme un composant à deux points de sortie, fournissant une tension sous un certain courant. Un point est le + et l'autre le -. Les montages d'association sont les mêmes que ceux des accumulateurs fig (1). On augmente la tension par montage séries. On augmente l'intensité à l'aide des montages parallèles. La puissance peut également être augmentée par les divers montages série - parallèles. La puissance totale égale à la somme des puissances utilisées.

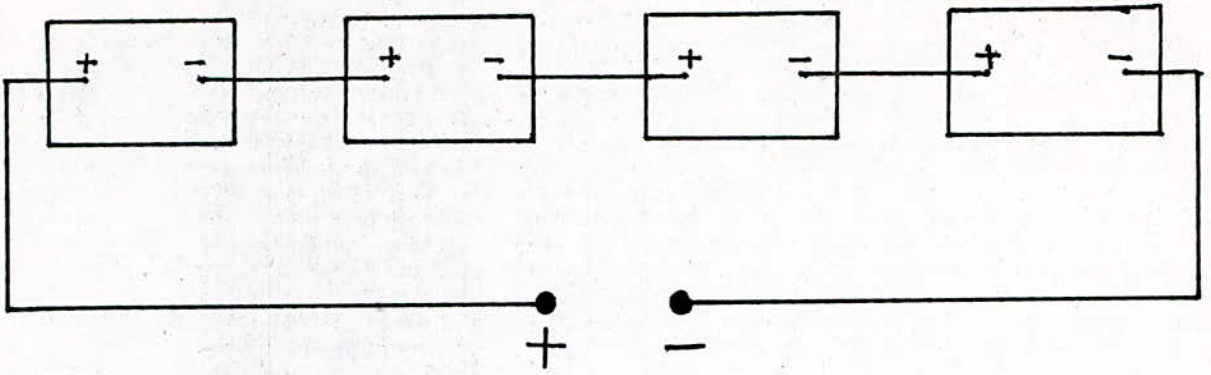
Dans notre cas, on se contentera de répondre à la tension désirée, qui est de 24 V, en associant deux modules photovoltaïques de type BP x 47 402 40 W - 12 V en série, hélas on ne peut répondre au besoin en puissance vu le problème cité auparavant.

Le module BP x 47 402 a pour dimension 462 mm X 1.042 mm et une épaisseur de 46 mm et pèse 6,8 kg.

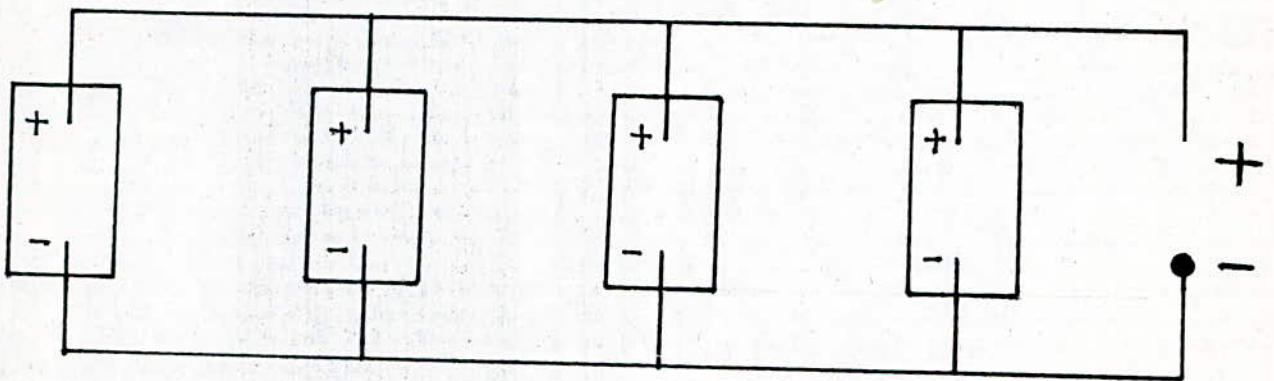
Ses caractéristiques sont montrées sur la figure ( 2 ).

( a ) et ( b ).

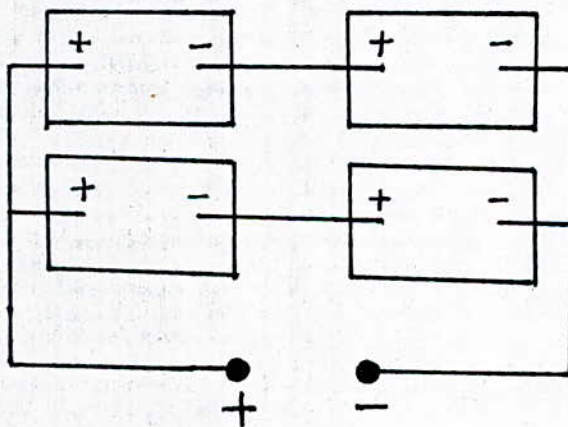




( a ) Groupement Série

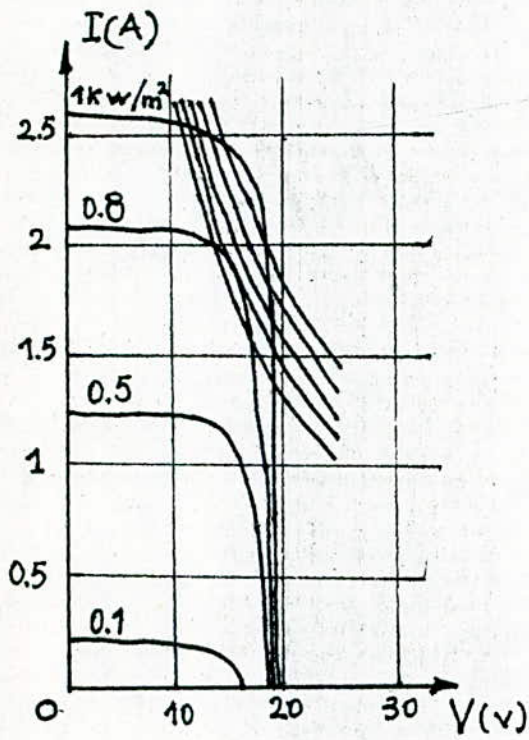


( b ) Groupement Parallèle

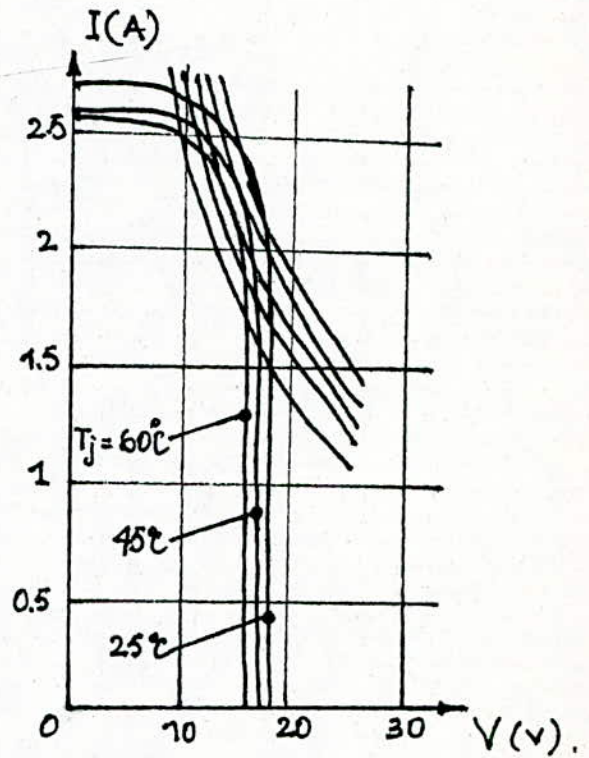


( c ) Groupement Série - //

Fig (1) : Exemple de montages de 4 éléments.



Ⓐ courbe  $I=f(V)$  à  $T_j = 25^\circ\text{C}$   
en fonction à l'éclairement



Ⓑ Courbe  $I=f(V)$  à  $1\text{ kW/m}^2$   
en fonction de  $T_j$ .

$T_j$  : temperature de jonction.

fig (2) Caracteristiques du BPX 47402



L'éclairément d'origine solaire est caractérisé par l'existence de cycles courts ( jour/nuit ) et longs ( saisonnière ) de ce fait trois types de fonctionnement sont envisagés :

- La production des modules solaires est exedentaire par rapport au besoin, le surplus d'énergie est stocké dans la batterie, ce type ne peut arriver dans notre installation si on est en plein jour et que le fauteuil est à l'arrêt, c'est à dire il n'y a pas de consommation d'énergie et l'énergie captée est transformée par le panneau solaire et stockée dans la batterie fig ( 3 ).
  
- La production des modules solaires est déficitaire par rapport au besoin, la batterie fournit le complément d'énergie fig (4).  
Ceci n'arrive que si on est en plein jour et que le fauteuil est en marche.
  
- La production des modules solaires est nulle, la batterie fournit toute l'énergie à l'utilisation, et ceci arrivera pendant la nuit fig ( 5 ).

Fig 3. : Fonctionnement sous ensoleillement le fauteuil à l'arrêt.

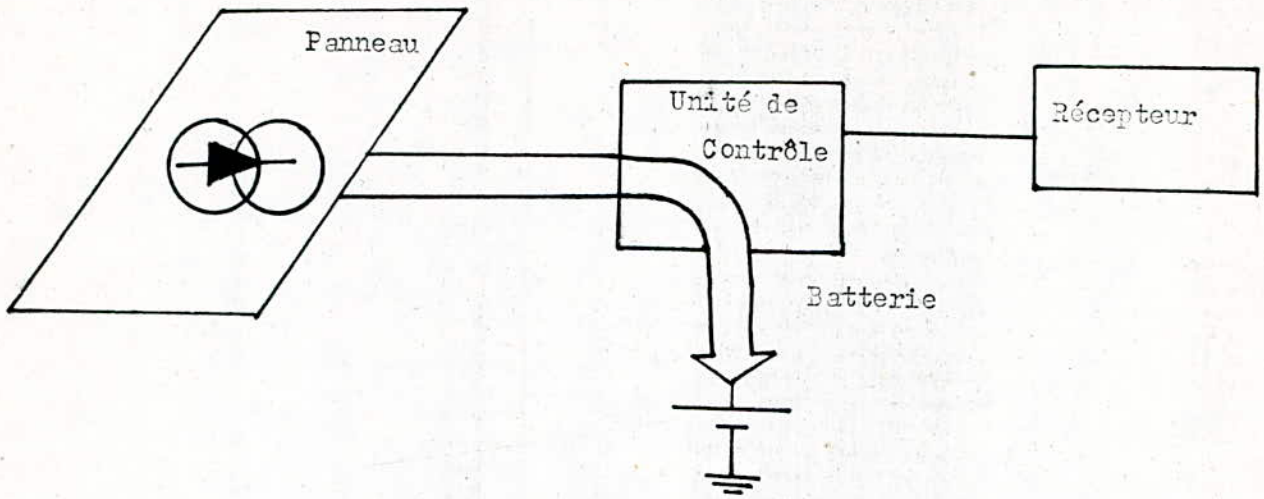


Fig 4. : Fonctionnement sous ensoleillement fauteuil en marche

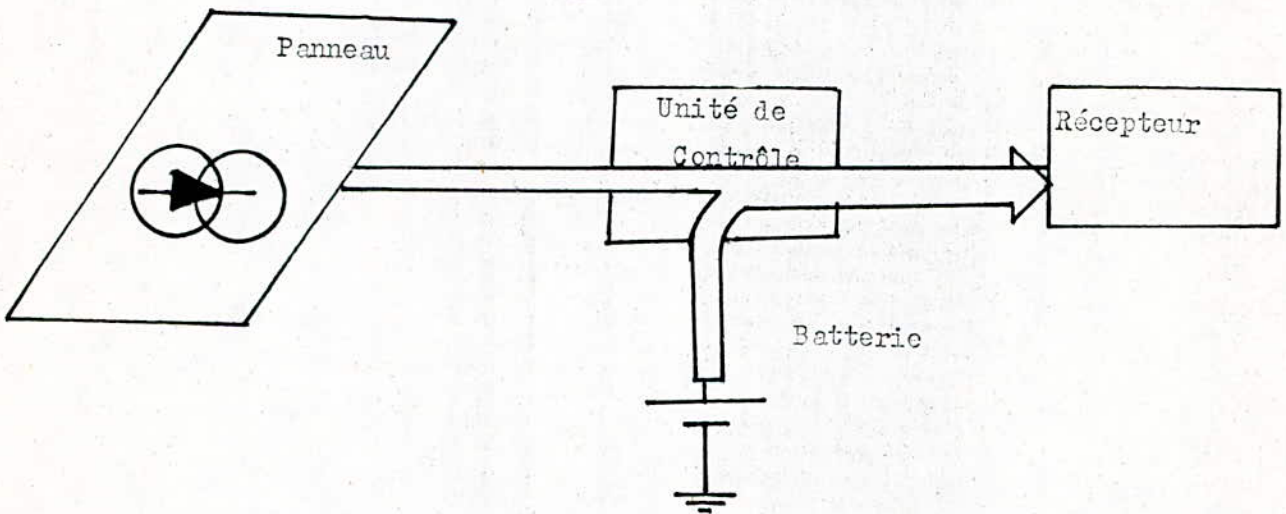
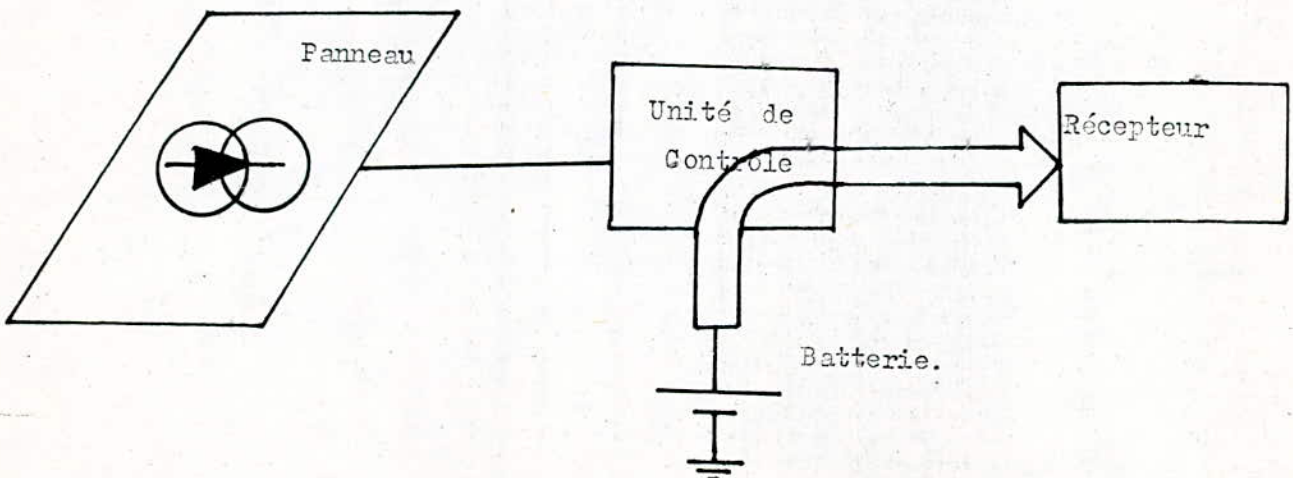


Fig 5. : Fonctionnement durant la nuit fauteuil en marche.





Pour assurer la gestion et le contrôle de ces transferts d'énergie, une unité de contrôle est placée au coeur du système ( entre le générateur, le stockage et l'utilisation ).

Elle assure la protection du système contre les risques de surcharge, de sous-charge ou de court-circuit.

## 2) \* Unité de contrôle ( Régulateur )

Placée au coeur de notre système, l'unité de contrôle assure l'interface entre le générateur, le stockage et l'utilisation, elle permet le contrôle de l'énergie produite de l'énergie consommée et de l'énergie stockée en fonction des plages de tension admissible par l'utilisation et le stockage.

On utilisera le régulateur type P W R OC qui est conçu pour des générateurs de 12 V et 24 V d'une puissance crête \_ 400 W.

### 2.1) \* Principe de Fonctionnement

Le fonctionnement est basé sur le principe de la régulation série par coupure, la référence étant constituée par la tension de la batterie représentative de son état de charge ( fig 6 ).

Un circuit électronique à deux seuils pré-réglés assurant l'hystérésis nécessaire à la stabilité, commande la connexion ( charge ) et la déconnexion ( régulation ) des panneaux photovoltaïques à la batterie.

De même, la protection de la batterie contre les décharges profondes par coupure de l'utilisation est commandée par un dispositif à deux seuils de tension.

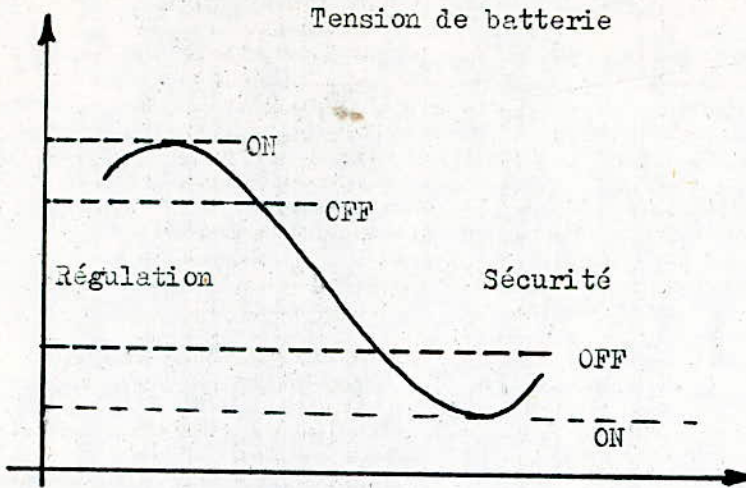


Fig ( 6 )

3.° \* Batterie d'accumulateur

La batterie est un élément réversible qu'on peut charger et décharger plusieurs fois, elle permet de réaliser la conversion :

Energie Electrique  $\rightleftharpoons$  Energie Chimique.

Elle comporte un certain nombre d'éléments reliés en série, dont chacun doit être placé dans un bac individuel renfermant l'électrolyte, un tel élément contient plusieurs plaques positives et d'autres négatives.

On utilisera dans notre installation deux batteries de 12 V en série pour avoir les 24 V désirés.



# **CHAPITRE 5**

RÉALISATION PRATIQUE

## REALISATION PRATIQUE

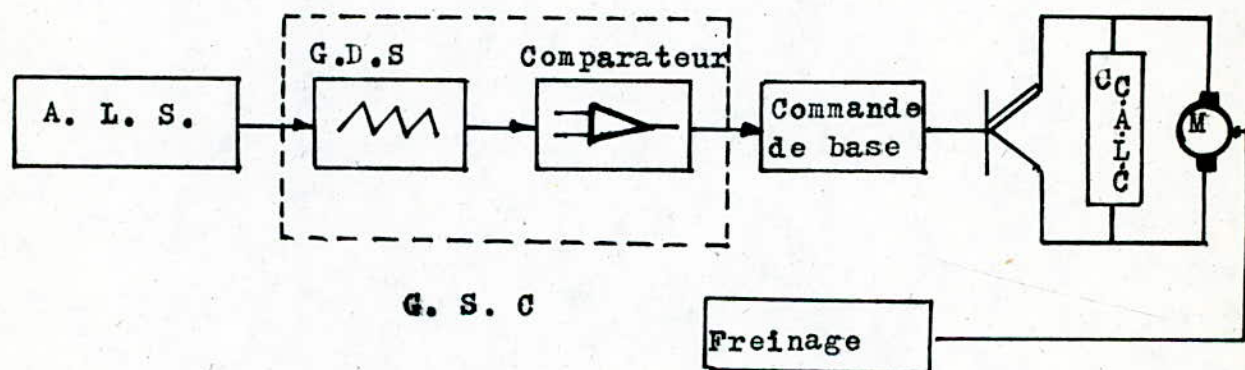
Comme notre but était d'utiliser un moteur à courant continu en traction, il a été question de réaliser une alimentation à courant haché qui sert de commande de vitesse, ainsi qu'un circuit de freinage.

La commande de vitesse se compose de :

- 1) - Alimentation stabilisée
- 2) - Génération de signaux carrés avec rapport cyclique variable
- 3) - Commande de base en Darlington
- 4) - Circuit de puissance avec circuit d'aide à la commutation.

La commande de freinage se compose d'un circuit servant d'inverseur du courant dans l'induit, ainsi que la connection inducteur - induit.

Schéma Bloc



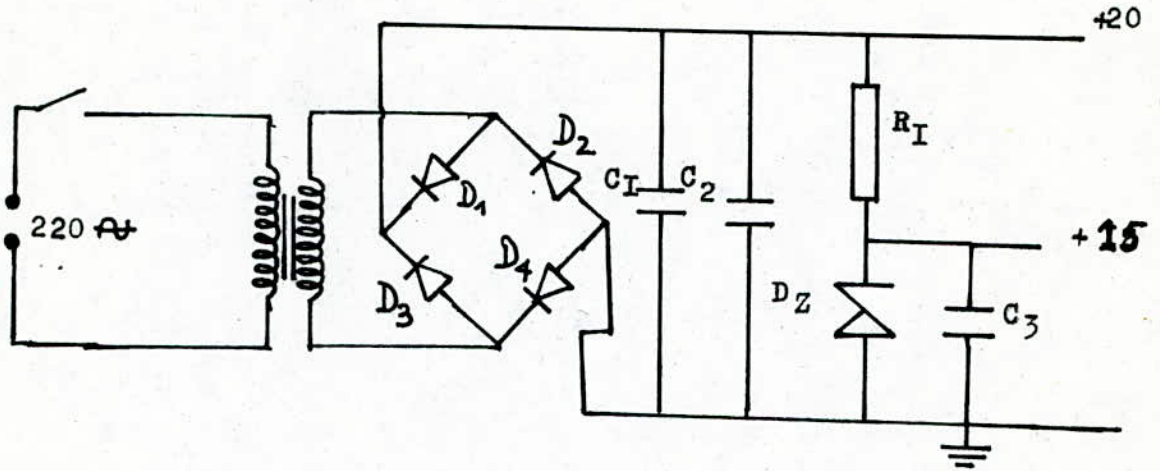
### 1. - Alimentation stabilisée

La commande étant constituée d'éléments actifs tels que transistors, amplificateurs opérationnels et circuits intégrés; elle nécessite de tension des polarisations continues.

Notons que cette A. L. S. sert pour les études faites dans le laboratoire, alors que réellement la commande est alimentée à partir des batteries.



Schéma

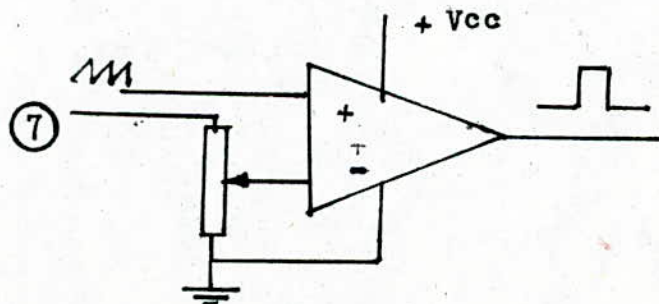


Le transformateur délivre à son secondaire environ 15 Volts qui sont appliquées à un pont redresseur ( D1, D2, D3, D4 ). La tension issue du pont redresseur est filtrée par les condensateurs C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub> et est stabilisée par la diode zener

2) - Génération de signaux carrés

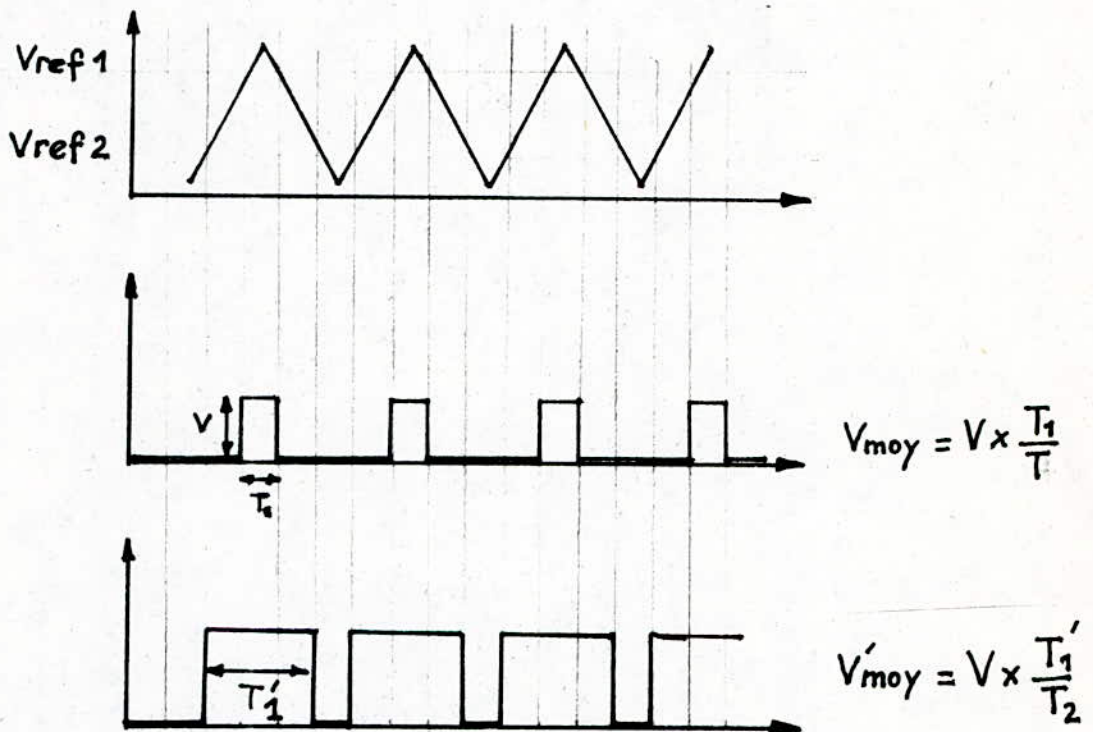
Pour obtenir des créneaux de rapport cyclique variable mais de période constante, on applique à l'entrée non inverseuse d'un comparateur une tension en dent de scie de période T.

L'entrée inverseuse reçoit pour sa part une tension de référence V<sub>réf</sub>



Si la tension de référence est en permanence inférieure à la tension en dent de scie, la sortie du comparateur est au niveau haut et est continue.

Par contre, si la tension de référence a une valeur comprise entre  $V_b$  et  $V_h$  seuil bas et haut de la dent de scie, on obtient à la sortie du comparateur une tension  $V_x$  de même période que celle de dent de scie, mais dont le rapport cyclique dépend de tension  $V_{ref}$



Lorsque la tension appliquée  $V_S < V_{ref} \Rightarrow V_x = 0$

et si  $V_S > V_{ref} \Rightarrow V_x = V$

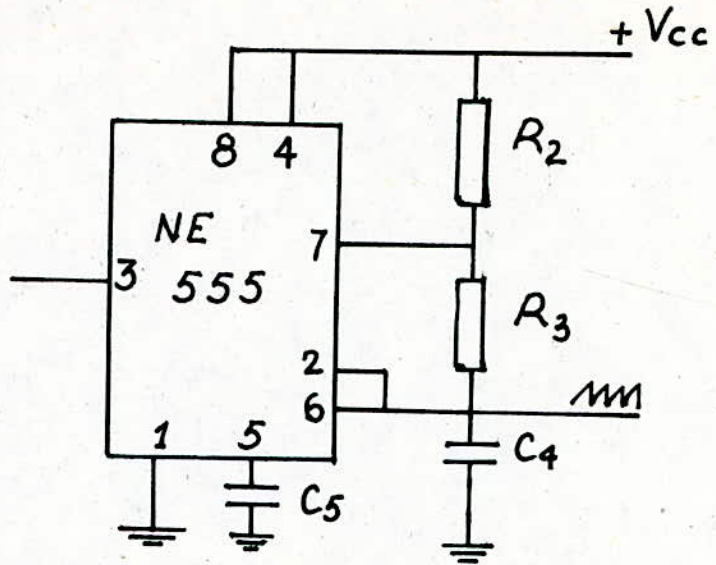
On obtient grâce donc à ce procédé une tension carrée de valeur moyenne comprise entre 0 et  $V$  en fonction de rapport cyclique qui lui-même dépend de  $V_{ref}$

## 2.1) - Génération de dent de scie

La génération de tension en dent de scie est obtenue en utilisant un circuit intégré NE 555.



Schéma



C'est à la broche 2 qu'on dispose de la tension en dent de scie dont la fréquence dépend de  $R_2$ ,  $R_3$  et la capacité  $C_4$

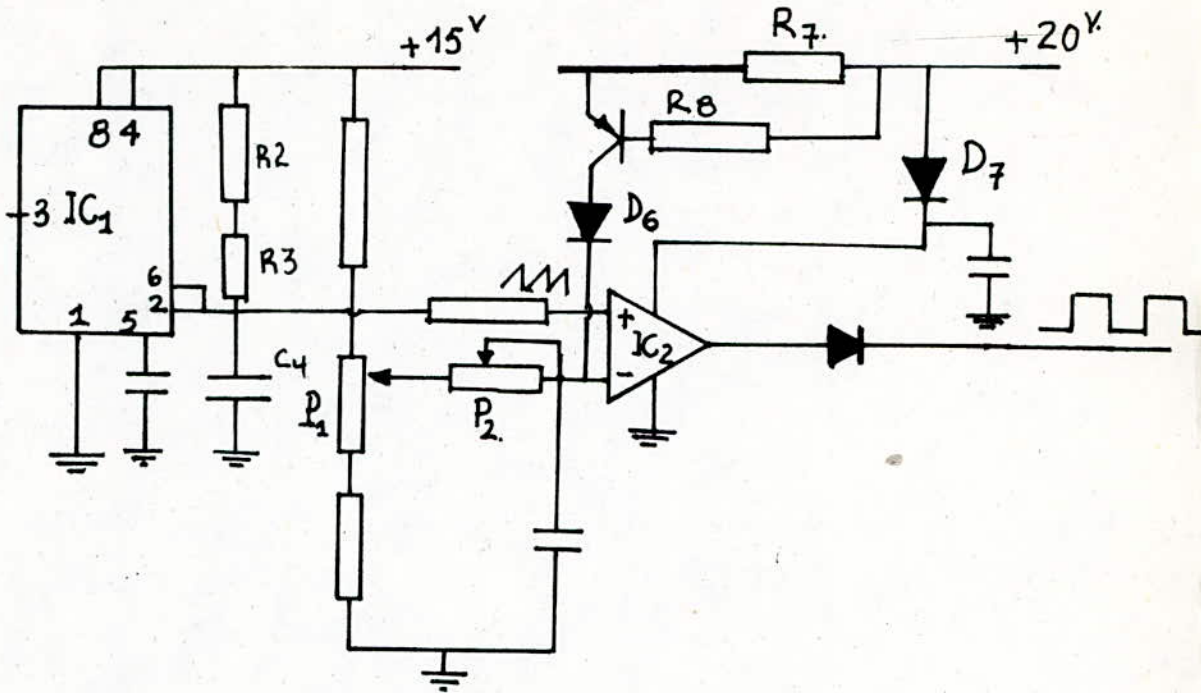
Choix de la fréquence

$$F = \frac{1,49}{(R_2 + 2R_3) C}$$

Les fréquences de hachage allant de 1 KHZ à 3 KHZ, nous avons choisi une fréquence de 2 KHZ.

- d'où
- $R_2 = 100 \Omega$
  - $R_3 = 220 \Omega$
  - $C_4 = 1 \mu F$

Schéma du générateur signaux carrés



Accélération et déccélération :

La tension  $V_{ref}$  n'est pas appliquée directement à l'entrée inverseuse de  $IC_2$  mais à travers un circuit RC de constante de temps

$\tau = P_2 \times C_6$ . Par conséquent la tension  $V_{ref}$  n'est atteinte aux bornes de  $C_6$  qu'après  $\tau$  et la variation en vitesse n'est pas instantannée.

Protection contre les court-circuits accidentels :

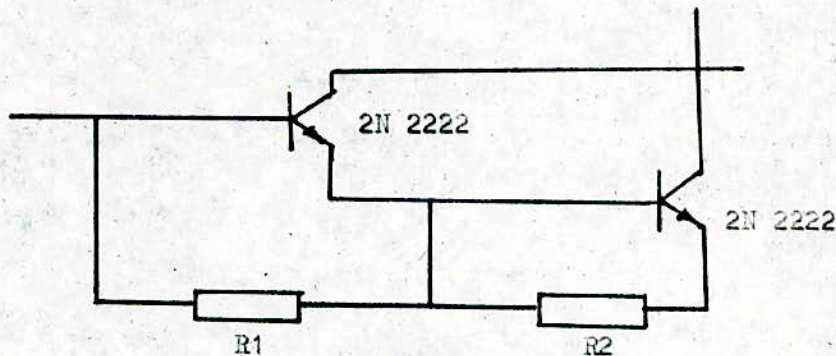
Lorsqu'un court-circuit se produit, la tension aux bornes de  $R_7$  augmente. Quand cette tension dépasse le seuil de tension  $V_{BE}$  le transistor  $T_1$  se met à conduire jusqu'à la saturation éventuellement et la tension à l'entrée inverseuse serait

$V = V_{CE\ sat} + V_{D6}$  d'où la génération toujours du signal carré.



Commande de base

Ce type de montage permet de faire fonctionner le composant de commutation à plus forte densité de courant et minimisant ainsi les pertes en puissance. R1 et R2 sont utilisées pour la stabilisation thermique.



Etage de puissance :

On a utilisé la paire de transistors MJ 1000 pouvant supporter jusqu'à 10 A de courant, ce qui est nécessaire lors de notre démarrage.

Voir caractéristiques en annexe

Pertes de commutation :

A l'ouverture :  $W_o = (V_{cc} + V_D) I_C \times t_r = 0,258 \text{ mJ}$

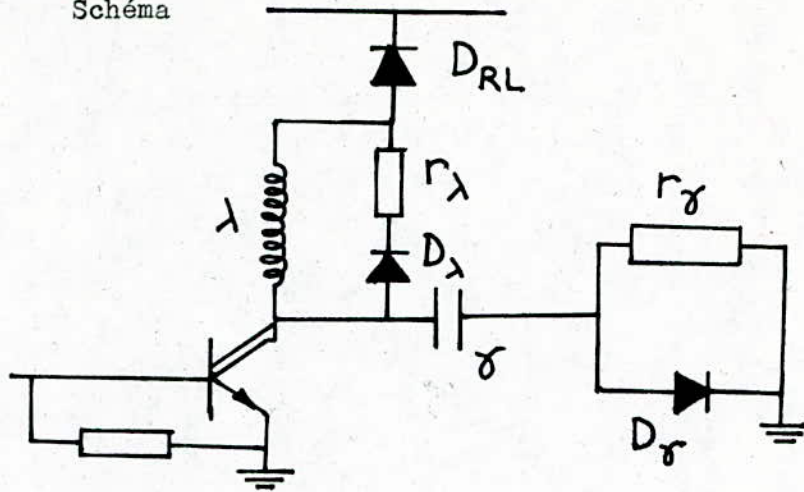
A la fermeture:  $W_f = V_{cc} I_C \times t_r = 0,240 \text{ mJ}$

$t_r = 2 \mu s$

$t_f = 3 \mu s$

Circuit d'aide à la commutation

Schéma



Détermination de la self :

$$E = 20 \text{ V} \quad I_C = 4 \text{ A} \quad t_{on} = 2 \mu\text{S} \quad \lambda = \frac{E \times t_{on}}{I}$$

$$\lambda = \frac{20 \times 2 \mu\text{S}}{4} = 10 \mu\text{H}$$

Puissance supportée par la résistance  $r_\lambda$

$$P_r = \frac{1}{2} \lambda I^2 f_H$$

$$= \frac{1}{2} \times 10^{-5} \times 16 \times 2 \cdot 10^3 \approx 0,2 \text{ W}$$

Détermination de la capacité  $\delta$

$$E = 20 \text{ V} \quad I_C = 4 \text{ A} \quad t_{off} = 3 \mu\text{S}$$

$$= \frac{I_C \times t_{off}}{E} = \frac{4 \times 3}{20} = 0,6 \mu\text{F}$$

$$= \approx 1 \mu\text{F}$$

Puissance supportée par la résistance  $r_\delta$

$$P = \frac{1}{2} \delta E^2 f_H = 0,3 \times 400 \times 2 \cdot 10^3 \times 10^{-6}$$

$$\approx 0,2 \text{ W}$$



Circuit de freinage :

Nous avons procédé au freinage par contre courant et ceci vu la rapidité qu'il présente.

Freinage à contre courant :

Le freinage à contre courant est réalisé par le changement de la polarité de la tension aux bornes de l'enroulement de l'induit du moteur en marche; le sens du courant dans l'enroulement de l'inducteur doit rester le même. Cette opération peut être assurée par un commutateur K. En même temps une résistance additive est insérée dans le circuit d'induit du moteur.

Lors de la commutation de la polarité, on doit inverser la connexion entre l'induit et l'inducteur ( ces derniers étant en série ) sinon le couple garderait le même sens qu'avant et le moteur continue à fonctionner normalement avec une augmentation du couple moteur.

Schéma.

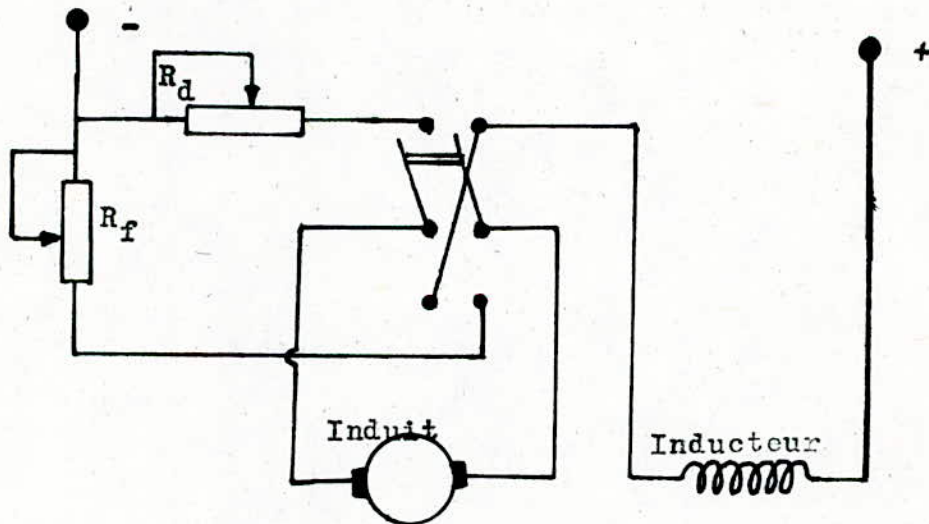
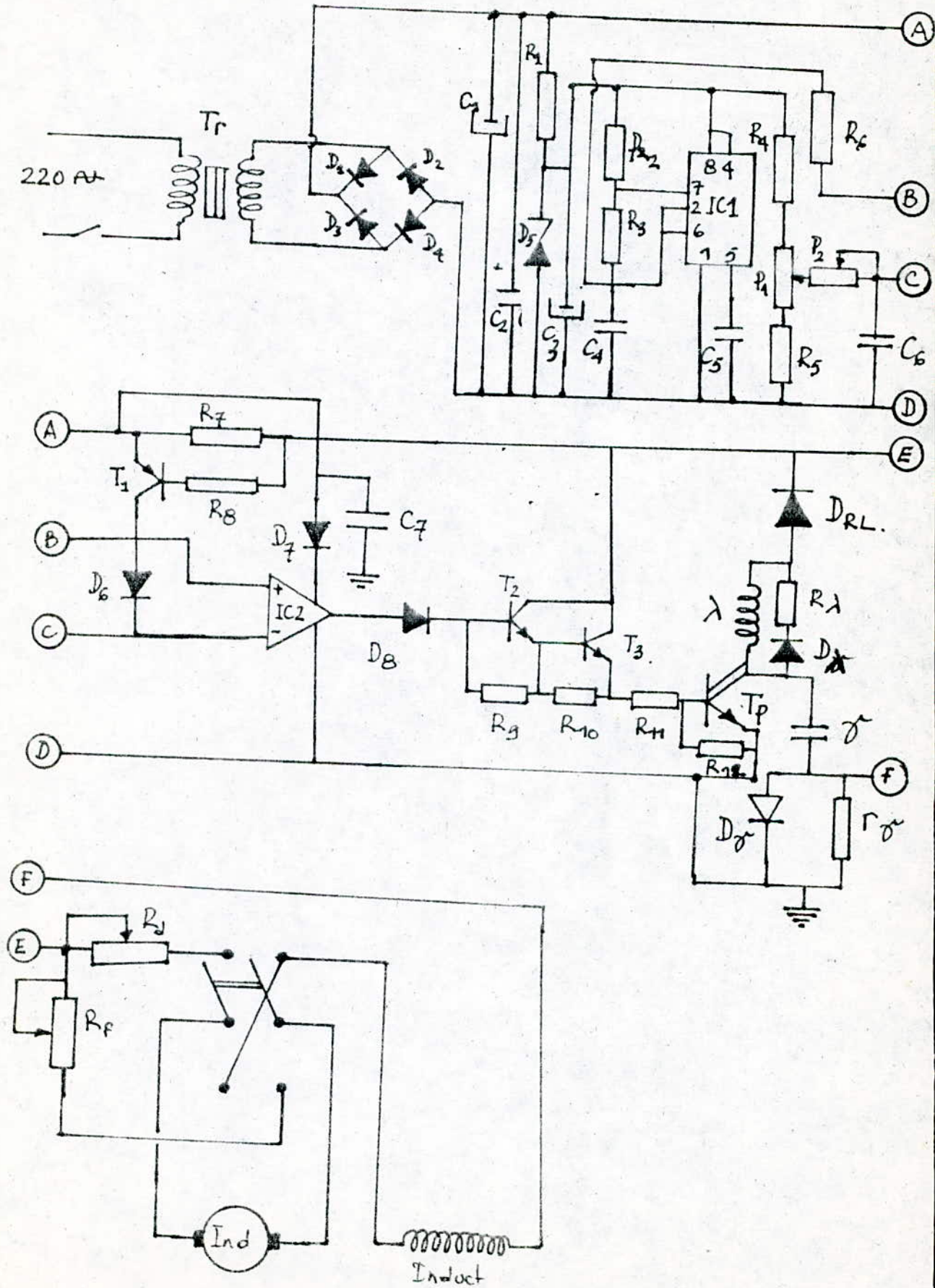


Schéma global de la réalisation





### Conclusion

Au cours de notre projet nous avons réalisé la commande du fauteuil (vitesse, freinage), en se basant sur les caractéristiques du moteur à courant continu à excitation série qui s'avère le plus commode pour notre application.

L'objectif était surtout de développer une circuiterie de contrôle d'une puissance suffisante pour assurer la traction de ce fauteuil.

Il a été nécessaire d'alimenter le moteur par un hacheur à transistors, ce dernier a été préféré pour ses performances ses performances qui sont plus avantageuses que celles du hacheur à thyristors

La commande de base en Darlington et le circuit d'aide à la commutation nous ont permis d'obtenir un fonctionnement du transistor de commutation; ça aurait été plus performant avec le circuit intégré UAA 4002 qui assure à lui seul la protection et la commande optimisée du transistor.

Les problèmes rencontrés sont principalement dus au manque de quelques composants, et surtout la non disponibilité du moteur avec les caractéristiques requises.

Ces aléas nous ont conduit à délaissé la partie mécanique (montage, engrenage).

La partie restant à réaliser peut faire l'objet d'un autre programme et concerne une alimentation assistée par panneaux solaires.

I-) -CALCUL DE LA FREQUENCE

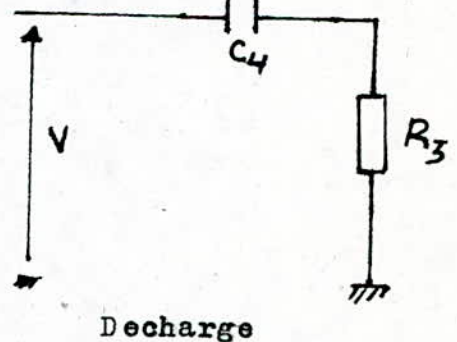
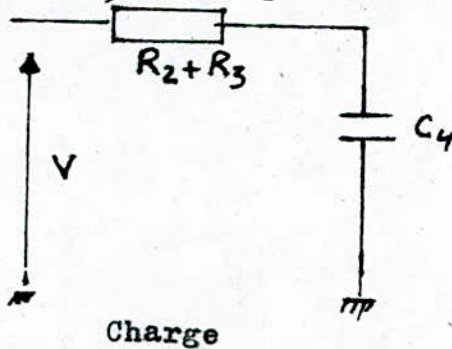
On avait précisé que le signal carré aura la même période que celle de la dent de scie

Soit:  $T = t_{cha} + t_{decha}$

$t_{char}$  : temps de charge

$t_{décha}$  : temps de décharge

Si on revient au montage, la charge de  $C_4$  s'effectue à travers  $R_2$  et  $R_3$  alors que la décharge est seulement à travers  $R_3$



$$V_s(t) = RC \frac{dV_c}{dt} + V_c(t)$$

$$V_s(p) = RCp V_c(p) - RC V_c(0) + V_c(p)$$

$$= (RCp + 1) V_c(p) - RC V_c(0)$$

$$V_c(p) = (V_s(p) + RC V_c(0)) / (RCp + 1)$$

On a  $V_s(p) = V/p$   $RC = \tau$

donc  $V_c(p) = V/p(I + p) + V(0)/(I + p)$

$$V_c(t) = V(I \exp(-t/\tau)) + V_c(0) \exp(-t/\tau)$$

$$V_c(t) = V_s + (V_c(0) - V_s) \exp(-t/\tau)$$

Pendant la charge on a :

$$V_c(0) = 0 \quad V_s = E \quad \text{et } V_c(t) = (2/3)E$$

Donc  $(2/3)E = E(1 - \exp(-t/\tau))$   $t_1 = \tau \ln 3$

Pendant la décharge on a :

$$V_c(0) = (2/3)E \quad V_s = 0 \quad \text{et } V_c(t_2) = (1/3)E$$

Donc  $(1/3)E = (2/3)E \exp(-t_2/\tau)$   $t_2 = \tau \ln 2$



$$T = t_1 + t_2 = cr (\ln 2 + \ln 3) + RC \ln 3$$

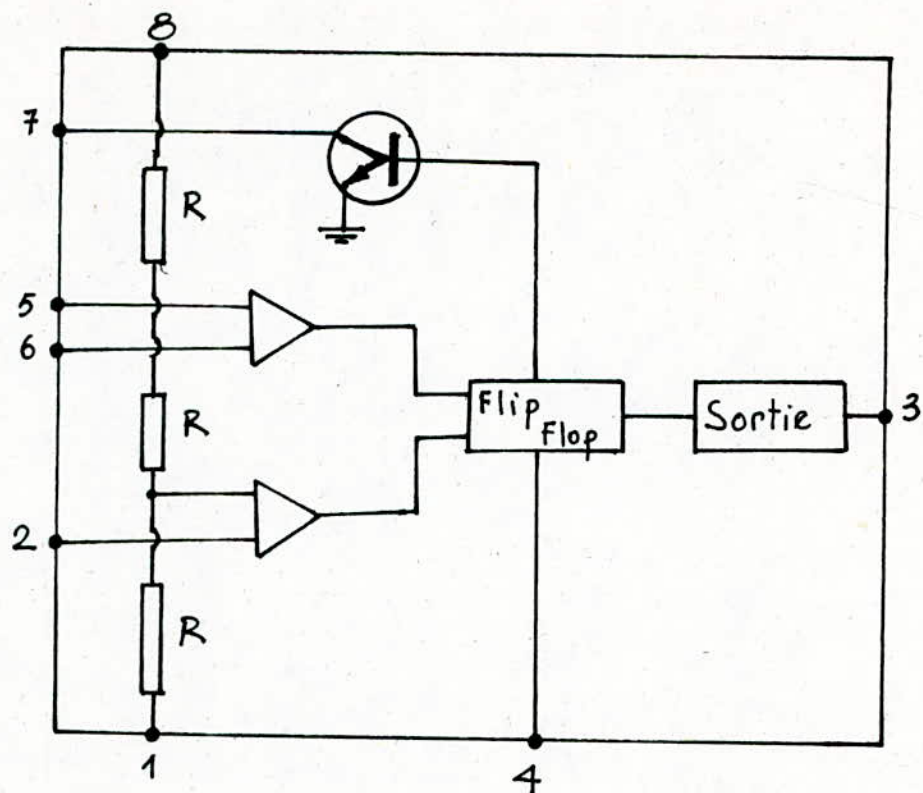
$$F = I/T = I/RC(\ln 2 + \ln 3) + RC \ln 3$$

$$= I/C(R + R \frac{\ln 2 + \ln 3}{\ln 3}) \ln 3$$

D'ou

$$F = 1.49/C(R_2 + 2R_3)$$

SCHEMA INTERNE DU NE555 ET BROCHAGE



BROCHE	FONCTION
1	masse
2	déclenchement
3	sortie
+	R.A.Z
5	tension de commande
6	seuil
7	décharge
8	alimentation



# EVALUATION DE LA PUISSANCE

## DE MOTEUR

Au chapitre I on avait précisé que la force nécessaire pour vaincre les frottements et assurer le déplacement du fauteuil s'écrit :

$$F_{adhérente} = \text{Poids} \times a \quad 0,10 \quad a \quad 0,15$$

Sachant que la puissance s'écrit aussi :

$$P = F \times V \quad V: \text{vitesse}$$

$$\text{Donc} : P = \text{Poids} \times a \times v$$

Si on suppose que la masse de la personne est de 80 Kg dans la moyenne.

que les deux batteries présentent 40 Kg, et les deux modules solaires font 14 Kg?

La masse globale à entraîner serait de l'ordre de 150 Kg dans la moyenne ,

La vitesse maximale étant celle d'un piéton soit :

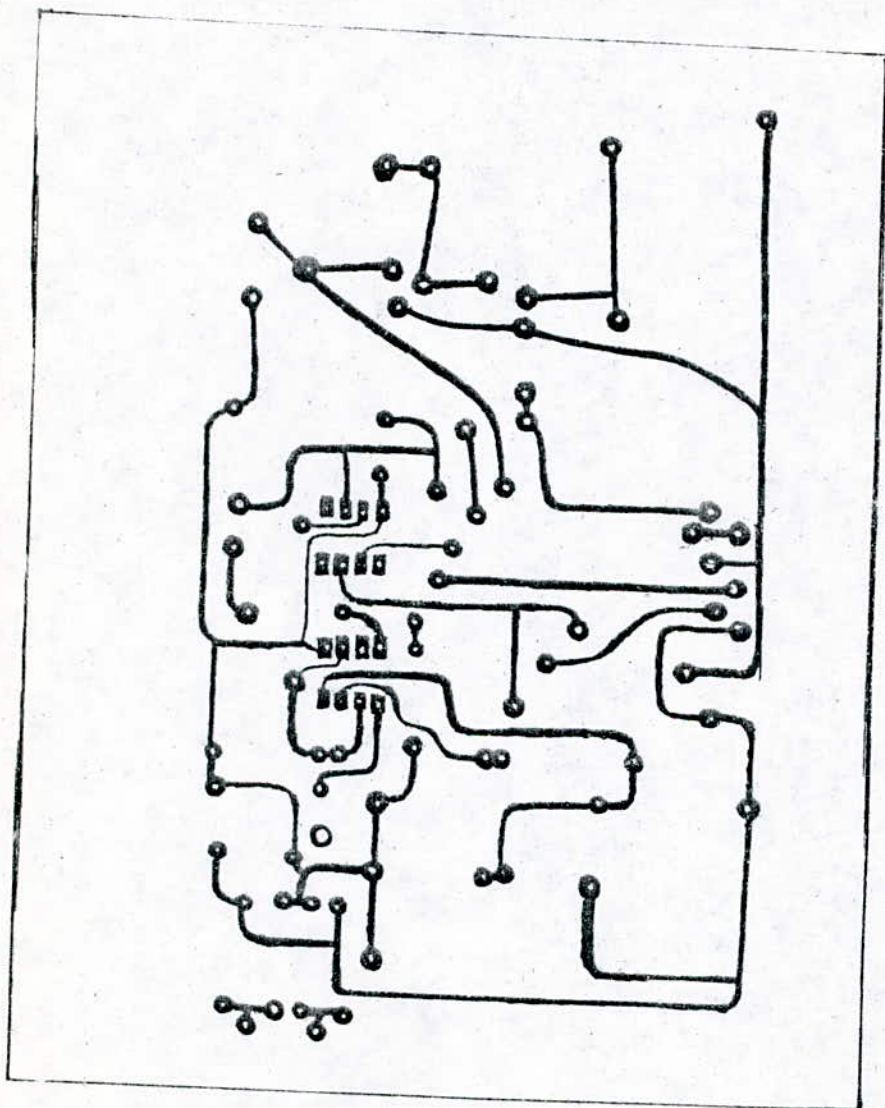
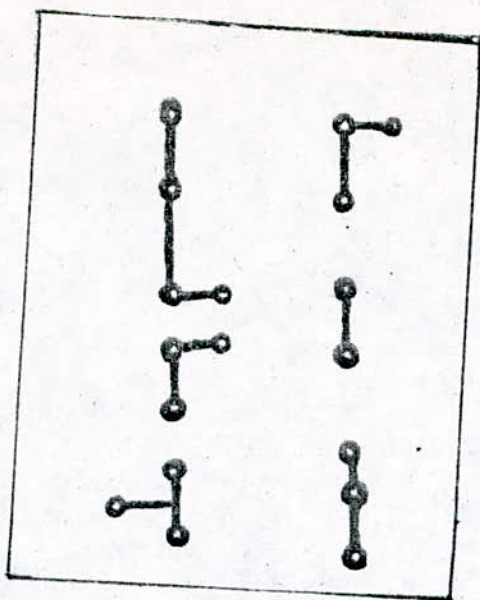
$$V = 5 \text{ Km / h} \quad \text{ou} \quad 1,4 \text{ m/s}$$

$$P = 150 \times 10 \times 0,10 \times 1,4 = 210 \text{ WATTS} \quad a = 0,10$$

$$PP = 150 \times 10 \times 0,15 \times 1,4 = 315 \text{ WATTS} \quad a = 0,15$$

Pour ces raisons le moteur choisi a les caractéristiques suivantes :

- puissance : 400 WATTS
- Excitation série
- tension d'alimentation : 24 volts





## NOMENCLATURE

Transformateur : 220-15V

### \* RESISTANCE

$R_1$  : 100  $\Omega$   
 $R_2$  : 220  $\Omega$   
 $R_3$  : 100  $\Omega$   
 $R_4$  : 4,7 k $\Omega$   
 $R_5$  : 4,7 k $\Omega$   
 $R_6$  : 50 k $\Omega$   
 $R_7$  : 0,68  $\Omega$  (5A)  
 $R_8$  : 2,7 k $\Omega$   
 $R_{9,10}$  : 100  $\Omega$   
 $R_{II}$  : 1 k $\Omega$   
 $R_{I2}$  : 100  $\Omega$   
 $R_\lambda$  : 1 k $\Omega$   
 $R_\gamma$  : 1 k $\Omega$

### \* Condensateur

$C_1$  : 1000  $\mu$ F . 25V.  
 $C_2$  : 47 nF  
 $C_3$  : 100  $\mu$ F . 25V.  
 $C_4$  : 1  $\mu$ F.  
 $C_5$  : 0,1  $\mu$ F.  
 $C_6$  : 10  $\mu$ F . 16V  
 $C_7$  : 100  $\mu$ F . 25V  
 $\gamma$  : 10  $\mu$ F

### \* Self

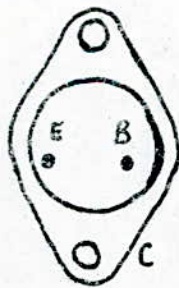
$\lambda$  : 10  $\mu$ H.

### \* SEMI-CONDUCTEUR

$D_{I'2,3,4}$  : H.274.7902  
 $D_{6,7,8}$  / IN 404I  
 $T_1$  : 2N2905.  
 $T_{2,3}$  : 2N2222.  
 $T_p$  : paire de MJ 1000.  
 $IC_1$  : NE 555.  
 $IC_2$  : LM 301.  
 $D_\lambda$  : H.274.7902.  
 $D_\gamma$  : H.274.7902.  
 $D_{RL}$  : H.274.7902.

CARACTERISTIQUES DU TRANSISTOR MJ 1000

Type :	NPN
$I_{cmax}$ :	6 Ampères
$V_{ceo}$ :	60 Volts
$V_{sbo}$ :	60 Volts
$P_d$ :	90 Watts
$h_{fe}$ :	1000
$I_c$ :	3 Ampères
$V_{ce\ sat}$ :	2 Volts
$I_b$ :	0,12 Ampères





BIBLIOGRAPHIE

- \_Electronique de puissance G. SEGUIER Dunod 1979
- \_MACHINES Electriques T: I M. KOSTENKO MIR. MOSCOU 1976
- \_Cours De Commande Electrique M. TCHILIKINE  
MIR. MOSCOU
- \_Traction Electrique
- \_Technique de l'Ingenieur
- \_P.W.F Formation
- \_ETUDE Comparative de Modes de Freinage d'une machine à  
Courant Continu (Tése) Janvier 1986
- \_Hacheur à Transistor (Tése) Janvier 1986
- \_Etude de quelques Systèmes Photovoltaïques (Tése) Janvi 81  
T.V
- T.V Alimenter Par Energie Solaire (Tése) juin 1984
- \_Electronique Application N. 43 Aout-Septembre 1985
- \_HAUT Parleur N.I. 725 Fevrier 1986
- \_Radio Plans Avril 1983. N. 425