

REPUBLIQUE DU SENEGAL  
UNIVERSITE CHEIKH ANTA DIOP  
ECOLE POLYTECHNIQUE DE THIES  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTROMECHANIQUE

Gm. 0160

PROJET DE FIN D'ETUDES  
EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR DE CONCEPTION

TITRE: CONCEPTION D'UN MODULE DE REGULATEUR  
POUR UNE INSTALLATION SOLAIRE

AUTEUR: AMINATA SARR

DIRECTEURS DE PROJET: H. ADAMA DIARRA  
PROFESSEUR à L'E.P.T

CO-DIRECTEUR: H. AHADOU COULIBALY  
SAHEL ENERGIE SOLAIRE

JUILLET 1992

## DEDICACE

Je dédie ce travail:

- A ma mère pour son amour inépuisable. Ceci est le fruit de sa patience.
- A ma famille pour son attention et son soutien de tous les instants.

## REMERCIEMENTS

Mes remerciements s'adressent particulièrement à monsieur Adama Diarra qui a bien voulu m'encadrer pour la réalisation de ce projet et pour la clairvoyance de ses conseils. Votre apport technique est inestimable.

Je remercie aussi sincèrement monsieur Amadou Coulibaly de la société Sahel Energie Solaire qui m'a fait l'honneur de me confier ce projet et m'a si aimablement fourni une assistance matérielle pour effectuer des essais. Nous vous sommes reconnaissants pour l'investissement humain et matériel que vous avez consenti pour ce travail.

Enfin je remercie les agents du département d'énergie solaire de la SENELEC et de la DAST pour leur si précieuse collaboration.

Mes remerciements vont aussi:

- A tout le personnel enseignant du département Génie Electromécanique qui a assuré ma formation en ingénierie.
- A tous ceux qui ont contribué à rendre ce travail possible.

## SOMMAIRE

Le but de ce projet est la réalisation d'un circuit électronique pour la régulation de la charge et de la décharge d'une batterie dans un système photovoltaïque pour l'alimentation d'habitat isolé.

En effet la batterie d'accumulateur est le maillon le plus fragile d'une chaîne d'installation photovoltaïque:

- un régime de charge prolongé provoque une perte en eau due à un dégagement d'hydrogène H<sub>2</sub> et d'oxygène O<sub>2</sub> sur les électrodes.
- à l'inverse une décharge excessive provoque l'attaque des plaques par l'acide sulfurique: un dépôt de sulfate de plomb se forme sur les plaques et y adhère car il n'arrive plus à se dissocier; on dit qu'il y a sulfatation des plaques.

Ces deux phénomènes accélèrent l'usure des plaques et donc le vieillissement de la batterie.

Pour assurer sa protection un régulateur de tension limite la charge à une tension maximale et la décharge à un seuil de potentiel minimum pour la batterie.

La société Sahel Energie solaire a proposé ce sujet pour améliorer les performances des régulateurs utilisés pour les installations de faibles puissances du type "KITS FAMILIAUX". En effet elle a relevé des défaillances principalement liées à l'échauffement des organes

de coupure: les transistors de puissance du type NPN ou MOSFET. Aussi après un exposé exhaustif des caractéristiques des systèmes photovoltaïques avec accumulation d'énergie au chapitre 1, le cahier de charge sera défini de manière détaillée au chapitre 2. Le chapitre 3 présente l'étude et le dimensionnement des fonctions principales du régulateur de charge série à semi-conducteur. Ce régulateur qui réalise une commande en tension avec une faible consommation de puissance comporte principalement trois parties:

- la comparaison entre la tension et la tension de référence
- l'amplification de l'erreur
- la commande: la commutation du circuit est déterminée par la tension appliquée à la base du transistor de puissance qui sert d'interrupteur.

Enfin nous aboutirons après le dimensionnement des éléments de protection du circuit à une proposition de schéma de réalisation.

## TABLE DES MATIERES

	Pages
Dédicace.....	i
Remerciements.....	ii
Sommaire.....	iii
Table des matières.....	v
Liste des annexes.....	vii
Liste des figures.....	viii
<b>Introduction.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1. Systèmes photovoltaïques.....</b>	<b>3</b>
1.1 Conversion de l'énergie solaire.....	3
1.2 Générateur photovoltaïque.....	6
1.3 Modules photovoltaïques.....	19
1.4 Dispositif de stockage.....	21
<b>Chapitre 2. Le cahier de charge.....</b>	<b>33</b>
2.1 Synoptique du réseau.....	33
2.2 Le panneau photovoltaïque.....	34
2.3 Estimation des charges.....	34
2.4 La batterie.....	35
2.5 L'échauffement du régulateur.....	37
<b>Chapitre 3. Réalisation du régulateur de charge et du</b>	
<b>disjoncteur.....</b>	<b>40</b>
3.1 Le trigger comparateur.....	41
3.2 Méthode de calibrage.....	46

3.3 Les organes de commutation.....	49
3.4 Le radiateur ou dissipateur.....	51
3.5 Le schéma du régulateur.....	54
<b>Conclusion.....</b>	<b>60</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>62</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>85</b>

LISTE DES ANNEXES.

- A - Caractéristiques du panneau Isophoton.
- B - Lamplificateur opérationnel 741.
- C - Fiches de dimensionnement des transistors.
- D - Fiches des caractéristiques des dissipateurs.
- E - Liste des composants.



LISTE DES FIGURES.

	Pages
1.1 Variations de l'ensoleillement.....	5
1.2 Schéma d'une photopile.....	8
1.3a Schéma équivalent d'une cellule idéale.....	9
1.3b Caractéristique d'une cellule idéale.....	9
1.4a Schéma équivalent d'une cellule réelle.....	11
1.4b Caractéristique d'une cellule réelle.....	11
1.5 Influence de l'ensoleillement sur une photopile.....	12
1.6 Influence de la température sur une photopile.....	13
1.7 Schéma équivalent de fonctionnement.....	15
1.8 Caractéristique de fonctionnement.....	15
1.9a Tableau 1: différents types de photopiles.....	16
1.9b Bilan énergétique d'une photopile.....	17
1.10 Caractéristique $I = f(V)$ d'une cellule idéale.....	18
1.11 Caractéristique $I = f(V)$ d'une cellule réelle.....	18
1.12 Modules en série et en parallèle.....	20
1.13 Courbe de charge d'un élément d'accumulateur au plomb.....	22
1.14 Courbe de décharge d'un élément d'accumulateur au plomb...	22
1.15 Courbe de charge d'une batterie au plomb de 12 V.....	23
1.16 Schéma d'un régulateur shunt.....	25
1.17a Schéma d'un régulateur série par semi-conducteur.....	27
1.17b Caractéristique du régulateur série à transistor.....	27

1.18a	Schéma d'un régulateur série à relais électromécanique...	28
1.18b	Caractéristique du régulateur série à relais.....	29
1.19	Schéma d'un disjoncteur automatique.....	31
2.1	Synoptique du réseau.....	33
2.2	Les seuils de régulation.....	36
3.1	Schéma du comparateur à hystérésis.....	42
3.2	Caractéristique en tension d'un trigger comparateur.....	44
3.3	$v_e(t)$ et $v_s(t)$ pour un comparateur à hystérésis.....	47
3.4	Protection du transistor en commutation.....	52
3.5	Chaîne thermique jonction - air ambiant.....	52
3.6	Régulateur à référence imposée par une Zener.....	57
3.7	Régulateur avec une source de tension stabilisée.....	58
3.8	Schéma de montage du régulateur.....	59

## **INTRODUCTION**

---

Les piles solaires ou photopiles qui captent la lumière et la transforment en électricité figurent en bonne place dans la liste des énergies renouvelables.

Leur champ d'application après leur première utilisation dans l'espace s'est diversifié donnant lieu à de nombreuses réalisations: télécommunications (faisceaux hertziens, réémetteurs de télévision, téléviseurs), balisage radio-électrique et lumineux ou pompage de l'eau.

A présent, l'énergie photovoltaïque est surtout utilisée dans les régions les plus reculées de la planète, loin de tout réseau de distribution électrique, pour le développement rural ainsi que dans les télécommunications.

Dans la mesure où le prix de l'énergie traditionnelle continue d'augmenter et où celui des modules photovoltaïques est en baisse, l'énergie solaire devient rentable pour un nombre croissant d'applications.

Les bénéfices que peut en tirer un village ou un site éloigné sont certains. Grâce à la modularité des panneaux, l'énergie photovoltaïque est une source d'énergie sur mesure.

L'objet de cette étude est la réalisation d'un circuit électronique pour la régulation d'un système photovoltaïque en

habitat isolé.

La présentation des caractéristiques d'une installation solaire avec batterie d'accumulation sera suivi d'un dimensionnement. Les méthodes de calcul et de calibrage utilisées seront exposées pour mieux appréhender les tracés de circuits obtenus.

## CHAPITRE I

### SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES

---

#### 1.1 CONVERSION DE L'ENERGIE SOLAIRE.

Le soleil est une énorme sphère de plasma incandescent à la température voisine de  $5750^{\circ}\text{K}$  distante de 150 millions de kilomètres de la terre.

L'éclairement solaire direct extra-atmosphérique est de l'ordre de  $1400 \text{ W/m}^2$ .

Avec un rayon moyen de 6400 km, notre planète présente une surface d'interception de  $1,28 \cdot 10^8 \text{ km}^2$  et reçoit quelques  $1,8 \cdot 10^{11} \text{ MW}$  en permanence sur la surface éclairée dont la rotation est de  $15^{\circ}$  par heure.

Le spectre solaire est un rayonnement électromagnétique compris dans une bande de longueurs d'onde située entre  $0,22$  à  $10 \mu\text{m}$ .

Sur terre, le spectre solaire subit une modification en intensité due à l'absorption par l'atmosphère (vapeur d'eau, gaz carbonique). Le flux lumineux devient de l'ordre de  $1000 \text{ W/m}^2$  maximum.

Au sol, le rayonnement solaire (G) reçu par une surface plane d'inclinaison quelconque est constituée de 3 composants principaux:

- Le rayonnement direct : qui est le flux reçu par une surface réceptrice par ciel clair se mesure avec un pyréliomètre.

- Le rayonnement diffus: c'est l'éclairement énergétique provenant de toute la voûte, rayonnement dû à l'absorption et à la diffusion d'une partie du rayonnement solaire par l'atmosphère et à sa réflexion par les nuages. Il se mesure avec un pyranomètre avec écran masquant le soleil.

- L'albédo du sol: c'est la part de rayonnement solaire réfléchi par le sol. L'albédo dépend directement de la nature du sol. On ne tient compte de ce type de rayonnement qu'en dehors du cas particulier du plan horizontal.

La valeur du flux global sur une surface varie notablement suivant sa position et son orientation.

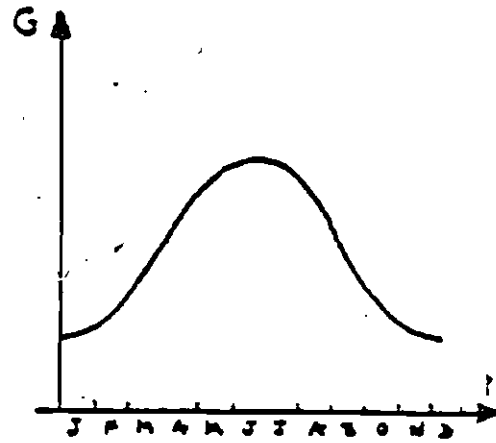
De fait, l'intensité réelle du rayonnement solaire est variable suivant :

- la latitude du lieu ou localisation géographique ;
- la saison ;
- les conditions météorologiques (nébulosité, poussière, humidité)
- l'altitude ;
- l'heure .

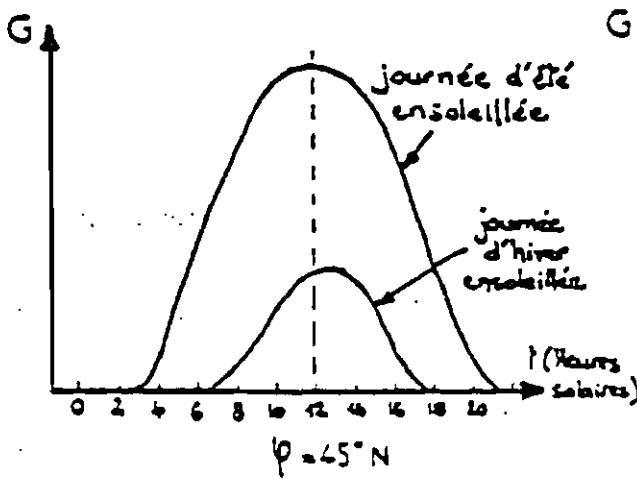
Sur les figures suivantes on constate l'allure des courbes d'ensoleillement selon différents paramètres.



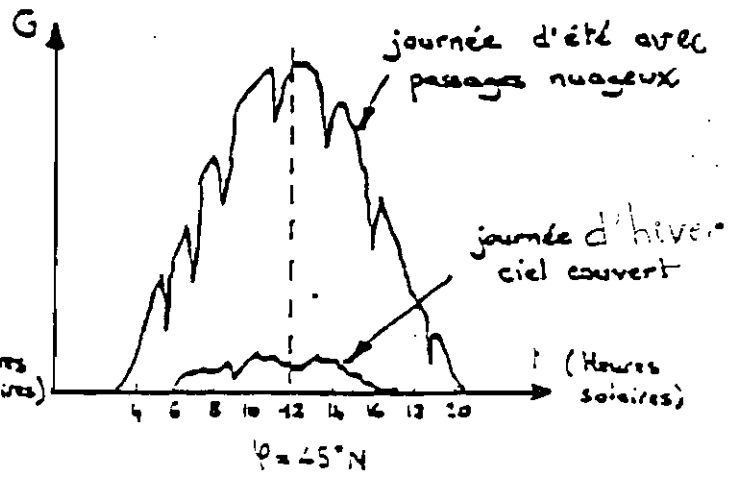
$\varphi < 45^\circ \text{ N}$



$\varphi = 45^\circ \text{ N}$



$\varphi = 45^\circ \text{ N}$



$\varphi = 45^\circ \text{ N}$

figure 1.1 Variation de l'ensoleillement suivant différents paramètres.

## 1.2 GENERATEUR PHOTOVOLTAIQUE.

### 1.2.1 - EFFET PHOTOVOLTAIQUE.

Grâce au phénomène d'interaction entre la lumière et les atomes, un photon d'énergie suffisante qui heurte un atome peut arracher un électron et lui communiquer une certaine vitesse.

$$E = h \frac{c}{k}$$

E : énergie en joules

h : constante de Planck  $6,62 \cdot 10^{-34}$  j-s

c : vitesse de la lumière  $3 \cdot 10^8$  m/s

k : longueur d'onde (m)

Les photopiles sont des composants optoélectroniques qui transforment directement la lumière solaire en électricité. Elles sont réalisées à partir de matériaux semi-conducteurs c'est-à-dire ayant des propriétés intermédiaires entre les isolants et conducteurs.

$E_g$  étant la largeur de bande interdite de la jonction PN, les porteurs minoritaires sous l'effet de l'énergie incidente des photons, vont acquérir une énergie E supérieure à  $E_g$  pour franchir la bande interdite.

La photopile la plus couramment utilisée est à base de silicium,



élément très répandu sous forme de silice (sable) , mais qui doit être transformé jusqu'à un grand état de pureté et sous forme de monocristaux. Le fonctionnement de la photopile est basé sur les propriétés électroniques acquises par le silicium lorsque des atomes étrangers en petit nombre (impuretés) sont substitués dans un réseau cristallin (dopage) :

- Si l'atome d'impureté contient plus d'électrons que le silicium, le matériau aura des électrons libres en excès et sera dit du type "n exemple silicium, dopé au phosphore".

- Si au contraire, l'atome d'impureté contient moins d'électrons que le silicium, le matériau sera déficitaire et sera dit de type "p" ; exemple le silicium dopé au bore.

Une cellule solaire est obtenue en constituant une jonction de deux zones de type opposé: jonction PN. Au voisinage de la jonction apparaît un champ électrique qui maintient la séparation des charges positives et négatives. L'électron arraché, sera accéléré par le champ électrique et parviendra éventuellement dans la zone de type "N", de même la charge positive acquise par l'atome se propagera vers la zone de type "P"; une tension électrique apparaît alors entre les deux faces de la jonction PN et si elles sont reliées par un circuit extérieur, un courant s'y écoulera. Cette liaison est assurée par une grille qui joue le rôle de collecteur de courant comme indiqué à la figure 1.2.

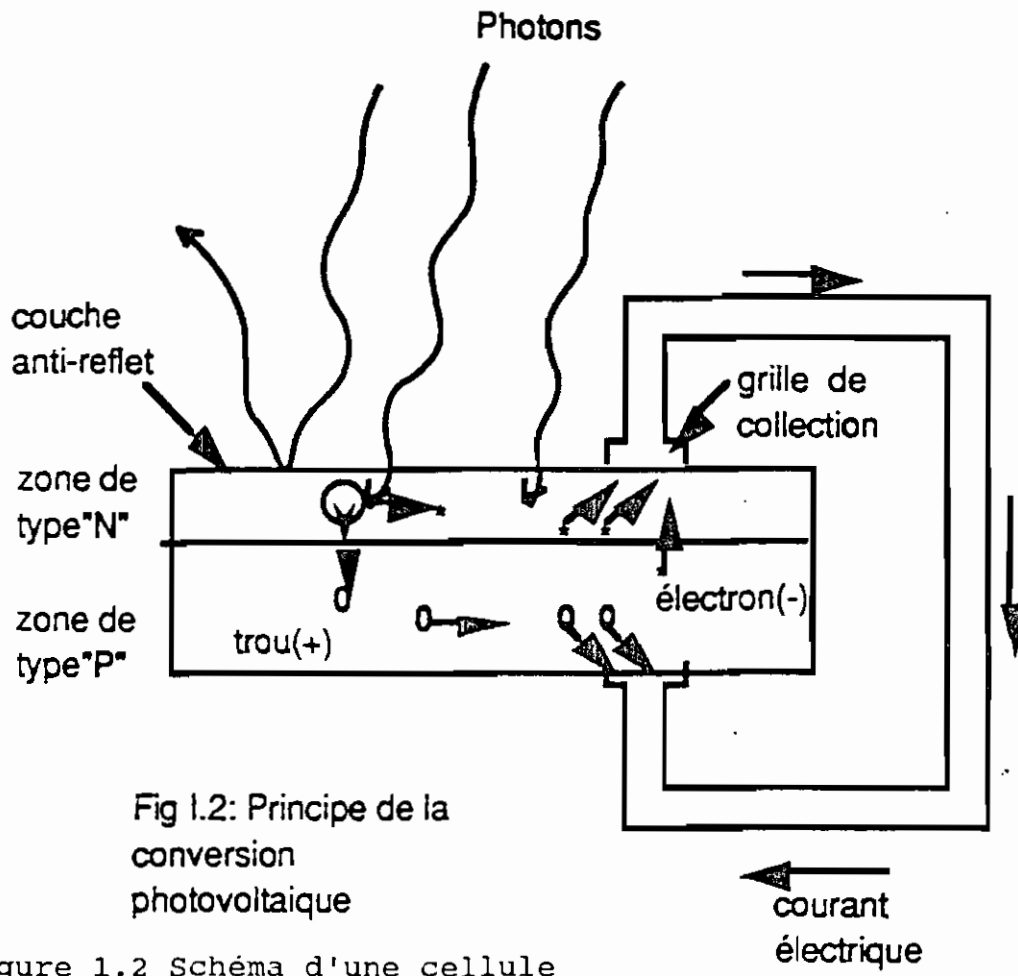


Fig 1.2: Principe de la conversion photovoltaïque

figure 1.2 Schéma d'une cellule

### 1.2.2 - LA CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE.

La cellule idéale

Une photopile éclairée génère un photocourant  $I_{ph}$  directement proportionnel au flux lumineux :

$$I_{ph} = K * \phi$$

Cependant à l'obscurité la cellule n'est plus un composant actif. Elle se comporte alors comme une jonction PN c'est à dire une diode. Vue de l'extérieur, elle devient réceptrice i.e qu'elle ne produit plus ni courant, ni tension.

Si elle est soumise à un circuit extérieur, la tension et le courant répondent à l'équation de la diode:

$$I_d = I_s \exp\left[\frac{qV}{nKT} - 1\right]$$

- où:  $I_d$  : courant traversant la jonction  
 $I_s$  : courant inverse  
 $V$  : tension au bornes de la jonction  
 $kT/q \approx 26 \text{ mV à } 300^\circ\text{K}$   
 $n$  : coefficient d'idéalité de la diode

Le schéma équivalent de la cellule idéale se trouve à la figure 1.3 qui donne aussi sa caractéristique  $I = f(V)$ .

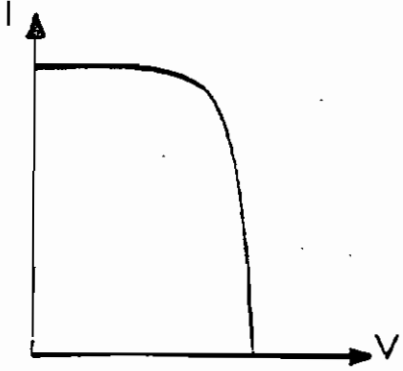
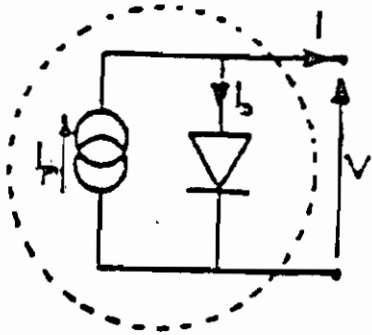


figure 1.3a Schéma équivalent d'une cellule idéale

figure 1.3b Caractéristique d'une cellule idéale

La cellule réelle.

Une cellule réelle comporte une résistance shunt et une

résistance série liées à sa technologie de construction.

La résistance shunt  $R_{sh}$  matérialise le courant de fuite au niveau de la jonction.

La résistance série  $R_s$  représente la résistivité de ses grilles.

Les équations associées sont :

$$I = I_{ph} - I_d - \frac{V_j}{R_{sh}}$$

$$V = V_j - (R_s * I)$$

où  $V_j$  est la tension délivrée par une photopile éclairée

$V$  est la tension réellement perçue par une charge résistivité qui se trouverait au borne de la cellule.

La figure 1.4a donne le schéma équivalent de la cellule réelle

Les résistances shunt et série modifient la forme de la caractéristique:

-  $R_s$  série diminue la pente de la caractéristique  $I = f(V)$  dans la zone où la cellule se comporte en source de tension à cause de la chute de tension qu'elle occasionne.

-  $R_{sh}$  augmente la pente de la caractéristique dans la zone où la photopile se comporte comme une source de courant.

La courbe de puissance est la caractéristique  $P = f(V)$  pour un éclairement  $\phi$  donné et une température fixe  $T$ .

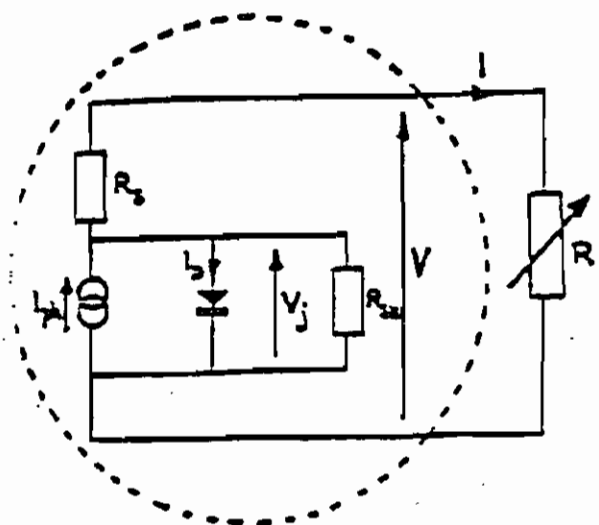


figure 1.4a Schéma équivalent  
d'une cellule réelle.

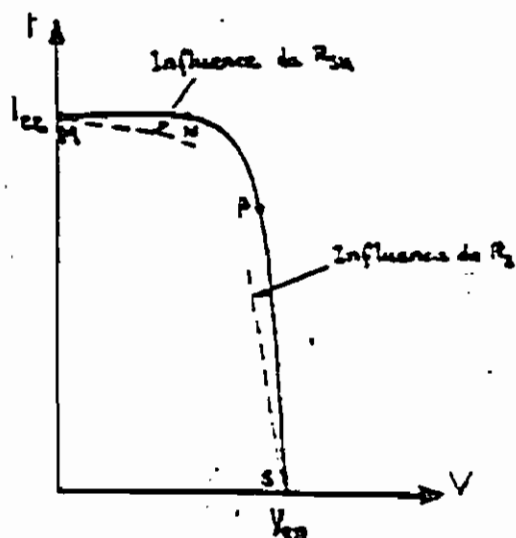


figure 1.4b Caractéristique  
d'une cellule réelle.

### 1.2.3 - INFLUENCE DE LA TEMPERATURE ET DE L'ENSOLEILLEMENT :

#### - L'influence de l'ensoleillement.

Le courant débité par la photopile étant proportionnel à l'intensité du flux lumineux, toute variation de l'ensoleillement entraîne celle du courant.

La tension en circuit ouvert ( $V_{co}$ ) est surtout liée à la nature du matériau semi-conducteur bien que sa valeur diminue très légèrement quand le flux lumineux augmente.

Exemple:  $V_{co}$  est de l'ordre de 590 mV sur 1 Kw/m<sup>2</sup> pour le silicium

monocristallin à  $T_j = 25^\circ \text{C}$ .

La puissance optimale est pratiquement proportionnelle à l'éclairement. Et on voit sur la figure que les points de puissance maximale se situent sur une verticale (Tension presque constante en fonction de l'ensoleillement).

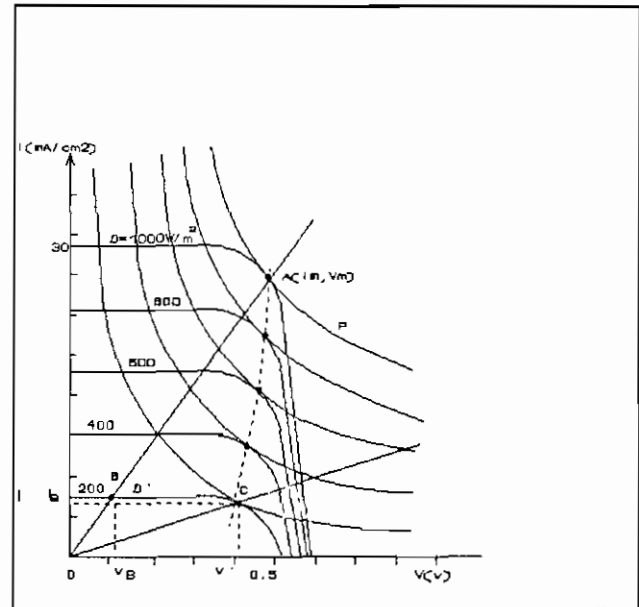
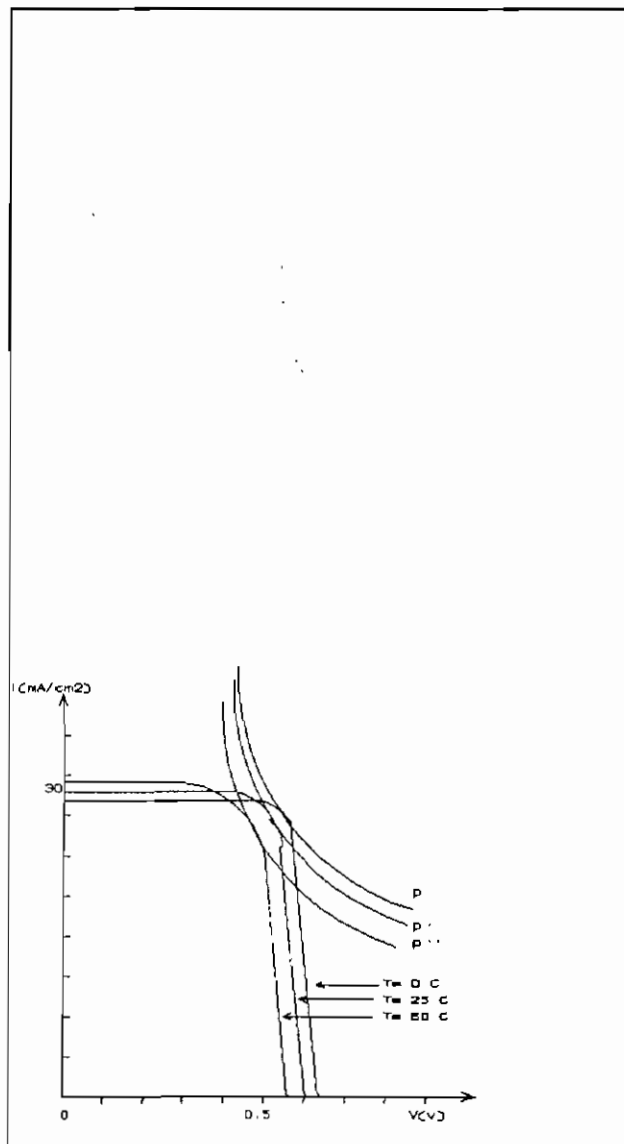


figure 1.5 Influence de l'ensoleillement sur une photopile.

#### - L'influence de la température.

Quand la température monte une légère augmentation du photocourant se produit tandis que le courant de la diode évolue plus rapidement. Il en résulte une baisse de la tension en circuit ouvert ( $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ) et de la puissance optimale ( $P_{\text{max}}$  diminue de  $0.35\%/^\circ\text{C}$  environ). Ce phénomène est illustré sur la figure 1.6.

figure 1.6 Influence de la température sur une photopile



#### 1.2.4 - PUISSANCE MAXIMALE.

Pour un point quelconque de la caractéristique  $I = f(V)$  la puissance s'écrit:

$$P = V * I$$

$$P = V * [I_{cc} - I_o (\exp \frac{V}{V_t} - 1)]$$

où:  $I_{cc} = I_{ph}$  en court-circuit

$$I_o \exp \frac{V}{V_t} - 1 = I_d \text{ courant de la diode}$$

La valeur maximum de la puissance délivrée à la charge est obtenue au zéro de la dérivée  $dP/dV$ : point de tangence de la caractéristique  $I = f(V)$  avec les hyperboles d'équipuissance. En ce point les relations suivantes sont vérifiées:

$$\exp \frac{V}{V_t} * (\frac{V_p}{V} + 1) = \frac{I_{cc}}{I_o} + 1$$

$$I_{ph} = \frac{I_{cc} + I_o}{1 + \frac{V_p}{V_t}}$$

Optimiser un générateur photovoltaïque c'est lui imposer de fonctionner autour du point de puissance maximale comme le montrent les figures 1.7 et 1.8.



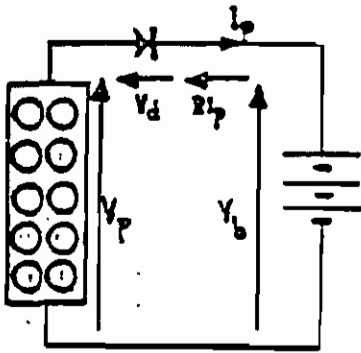


figure 1.7  
Schéma équivalent  
de fonctionnement.

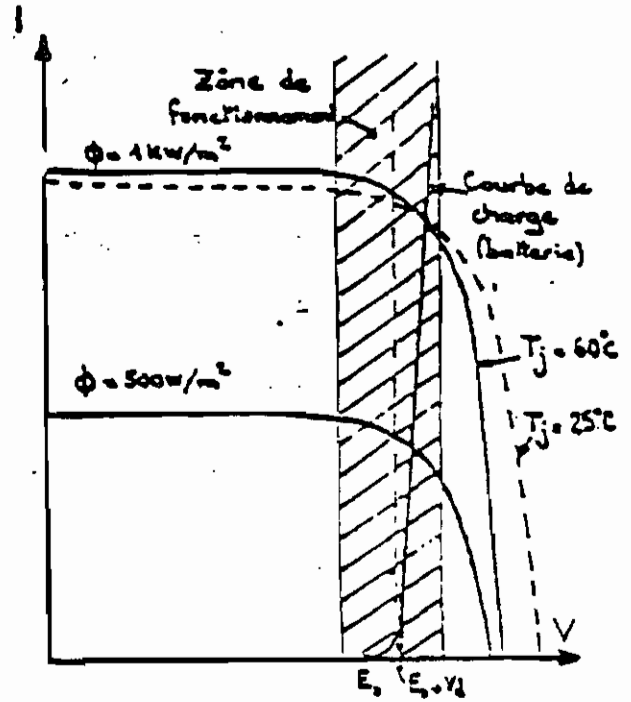


figure 1.8  
Caractéristique de  
fonctionnement.

### 1.2.5 - RENDEMENT DE CONVERSION.

Le rendement de conversion d'une photopile est le rapport de la puissance électrique optimale délivrée à la charge sur la puissance de l'éclairement solaire à une température donnée.

$$\eta = \frac{P_{\text{opt}}}{S * E}$$

où:  $P_{\text{opt}}$  en Watt [ W ]

$E$  éclairement [ W/m<sup>2</sup> ]

$S$  surface [ m<sup>2</sup> ]

Le tableau 1.9a montre différents types de photopiles avec leur

rendement.

On exprime généralement le rendement à la puissance crête définie comme la puissance optimale délivrée pour un ensoleillement de 1 KW/m<sup>2</sup> et pour une température de jonction de 25°C.

Sachant que les photons d'énergie  $h\nu$  inférieure à la largeur de bande interdite  $E_g$  ne sont pas absorbés et que ceux d'énergie supérieure à  $E_g$  ne contribuent à l'effet photovoltaïque que pour une part égale à  $E_g$ , le reste se dissipant sous forme de chaleur, le rendement maximum d'une cellule au Silicium est très faible .

De plus la forme arrondie de la caractéristique réelle et d'autres facteurs d'ordre technologique limitent  $n_{max}$  théorique à une valeur assez faible d'environ 23%. La figure 1.9b montre le bilan énergétique d'une cellule photovoltaïque.

Type de photopile	Constitution	Rendement ( % )	Observations
Silicium monocristallin	SiO <sub>2</sub>	12 - 14	Coût élevé
Silicium polycristallin	Silicium en lingot	9 - 10	Moins cher que le monocristallin
Silicium amorphe	SiH <sub>4</sub>	4 - 7	Produit nouveau - Coût relativement bas
Argénure de gallium	GaAs	20	Très cher
Sulfure de Cadmium et de Cuivre	Cu <sub>2</sub> S - CDs	5	Fabrication simple - Faible coût

tableau 1.9a Différents types de photopiles.

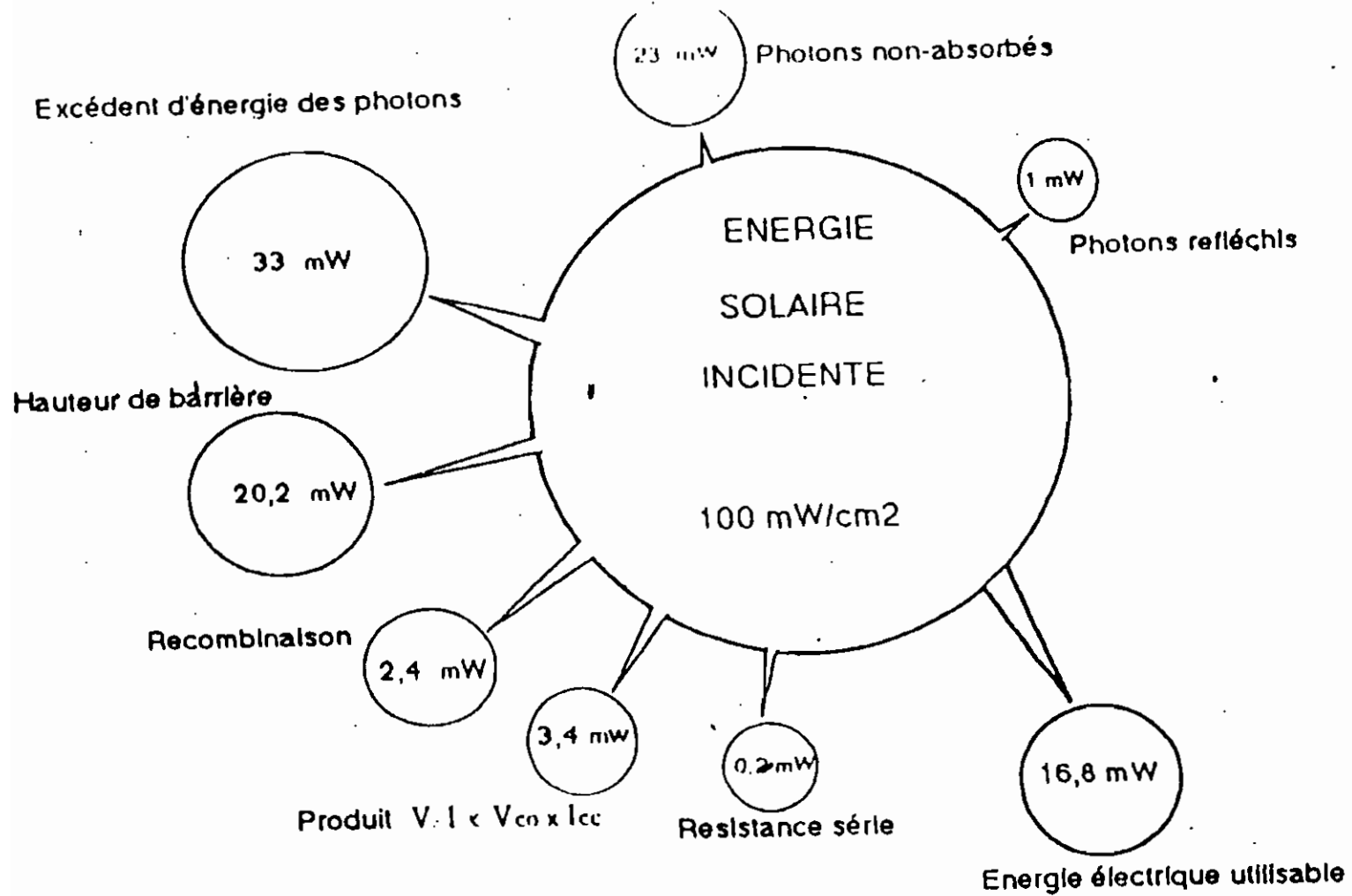


figure 1.9b Bilan énergétique d'une cellule.

### 1.2.6 - FACTEUR DE FORME.

Le facteur de forme ou "fil factor" est le rapport de la puissance crête sur le produit  $I_{cc} * V_{co}$ . Il traduit la forme rectangulaire de la caractéristique  $I = f(V)$ .

$$ff = \frac{I_{opt} * V_{opt}}{I_{cc} * V_{co}}$$

Pour les bonnes cellules  $ff > 0.7$ .

L'influence des résistances shunt et série se mesure directement par une baisse du facteur de forme. En effet elles déterminent l'allure de la caractéristique  $I = f(V)$  (cf 2).

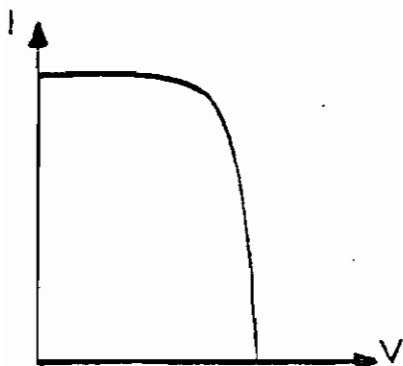


figure 1.10  
Caractéristique  $I = f(V)$   
d'une cellule idéale.

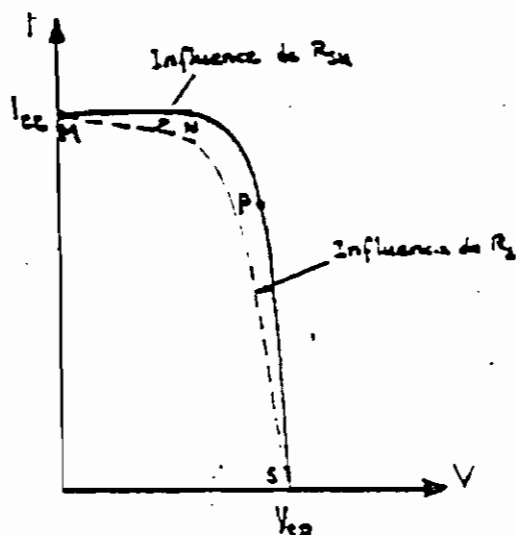


figure 1.11  
Caractéristique  $I = f(V)$   
d'une cellule réelle.

### 1.3 MODULES PHOTOVOLTAIQUES.

Les caractéristiques propres des cellules:

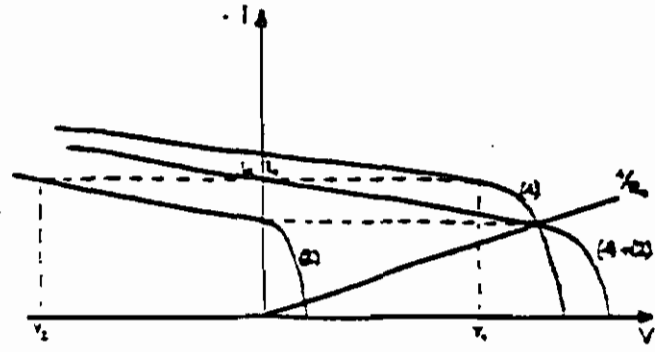
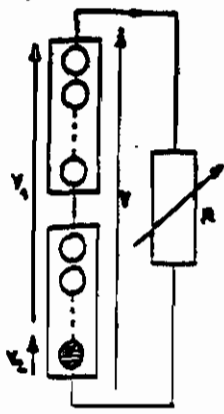
- faible tension utile :  $V_p < 0.6 \text{ V}$
- fragilité: épaisseur  $\approx 0.3 \text{ mm}$

exigent leur utilisation sous forme de modules solaires. Les cellules sont alors associées en série et en parallèle sous forme de module. Ce groupement permet de constituer un système opérationnel pour les tensions conventionnelles ( 12 V, 24 V, et 48 V ).

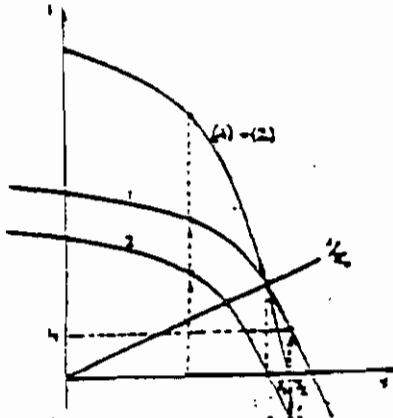
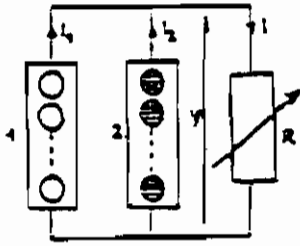
Ces modules standard réalisent une double fonction:

- l' association d'éléments pour obtenir des caractéristiques de fonctionnement utilisable.
- la protection des cellules vis à vis des agents atmosphériques extérieurs pour atteindre une durée de vie significative.

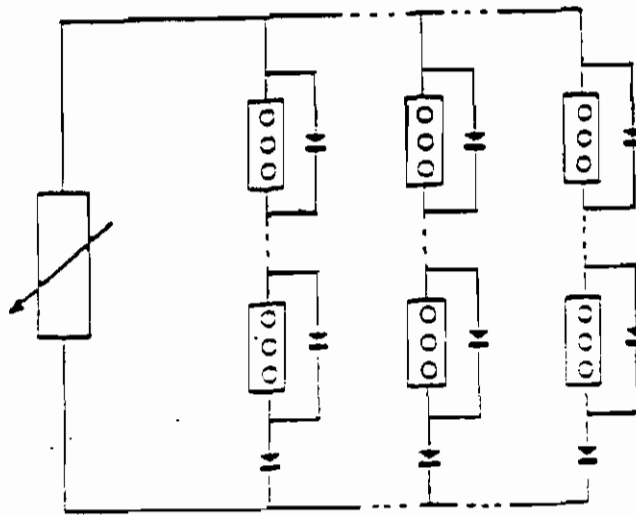
En pratique on protège un module par l'adjonction d'une diode by-pass en parallèle. Et pour éviter qu'un module ne devienne récepteur dans un montage en parallèle une solution simple consiste à mettre une diode en série dans chaque branche. La figure 1.12 montre comment on réalise les protections dans les associations de modules en série et en parallèle.



a) modules en série.



b) modules en //.



c) association de modules en série et en parallèle.

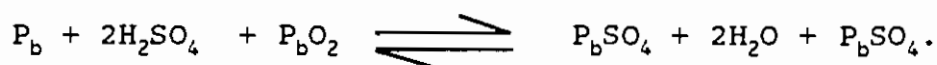
figure 1.19 Modules en série et en parallèle.

#### 1.4 DISPOSITIF DE STOCKAGE.

La nécessité de stockage est une conséquence du décalage entre la demande énergétique et l'apport d'énergie solaire. Les accumulateurs électrochimiques sont des générateurs réversibles, c'est à dire pouvant stocker l'énergie électrique sous forme chimique puis la restituer à un moment donné sur demande grâce à la réversibilité de la transformation.

##### 1.4.1 - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

L'accumulateur au plomb est le siège de réactions complexes. La double équation suivante indique le cycle des transformations chimiques réversibles:



Pendant la décharge, la concentration d'acide sulfurique décroît inversement, il se reforme pendant la charge.

On vérifie l'état de charge en mesurant la densité de l'électrolyte ce qui donne la concentration en acide.

Enfin de charge un passage du courant prolongé provoque un dégagement gazeux sur les électrodes.

De même une décharge très profonde provoque la sulfatation des plaques: l'acide sulfurique peut attaquer la plaque en donnant du

$PbSO_4$ , qui n'est plus détruit par la suite.

#### 1.4.2 - CHARGE ET DECHARGE.

La tension aux bornes d'un élément accumulateur au plomb est voisine de 2 V comme le montrent les caractéristiques suivantes:

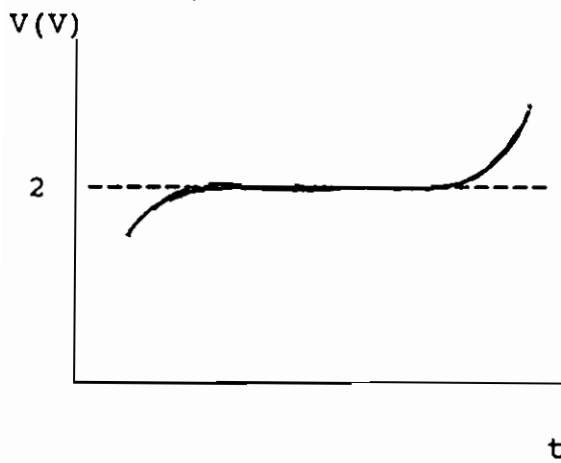


figure 1.13  
Courbe de charge d'un élément  
d'accumulateur au plomb.

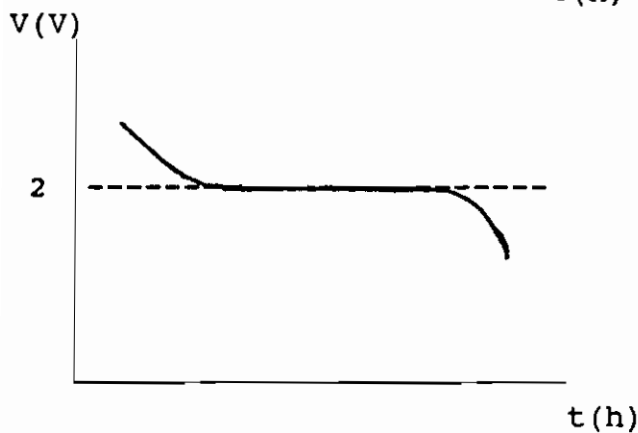


figure 1.14  
Courbe de décharge d'un élément  
d'accumulateur au plomb.

- En charge: après un certain régime transitoire, la tension se stabilise autour de 2,2 V. L'accumulateur se comporte alors comme un récepteur.

- En décharge : la f e m reste constante à environ 2 V pendant



très longtemps puis elle chute brusquement à partir de 1,8 V .  
 On voit aussi que dès que l'on dépasse 2,35 V par élément qui est la tension de bouillonnement, la tension croît brusquement. Passé ce seuil il faut réduire la charge voire la supprimer.  
 La figure ci après prouve qu'il vaut mieux limiter le courant de charge. La batterie se charge plus longtemps et peut atteindre jusqu'à 95% de sa capacité pour une charge à courant constant.

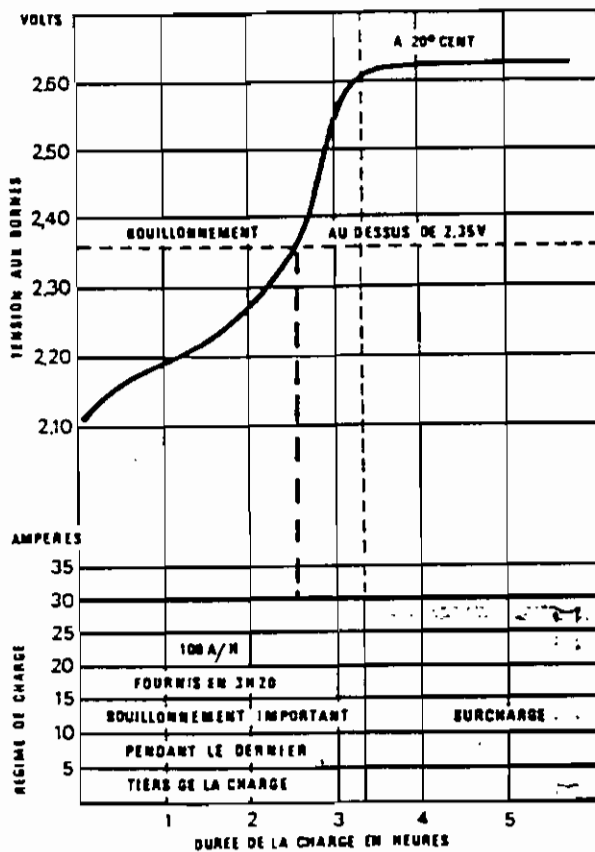


figure 1.15 Caractéristique de charge  
 d'une batterie au plomb de 12 V

En effet, il existe 2 modes de chargement:

- charge à tension constante avec comme avantage:
- une récupération rapide de la capacité

- un courant de fin de charge faible

Mais la puissance de la source doit être élevée et dans le cas d'une décharge profonde, le courant de départ (pour recharger la batterie) peut être préjudiciable à la durée de vie de la batterie.

- charge à courant constant:

La puissance de la source est bien utilisée et l'énergie emmagasinée dans la batterie rigoureusement proportionnelle au temps est facilement connue. Cependant il faut remarquer que le temps de charge est plus long que précédemment.

#### 1.4.3 - REGULATION ELECTRONIQUE.

En limitant la tension de la batterie entre 2,25 V et 2,35 V par élément en régime de charge on veut éviter:

- une surcharge entraînant une perte d'eau
- un vieillissement prématuré des accumulateurs.

La protection contre les décharges profondes est assurée par un disjoncteur.

Il existe 3 types de régulation :

- régulation parallèle ou shunt
- régulation série par coupure électromécanique
- régulation série par semi-conducteur.

##### 1.4.3.1. Régulation parallèle ou shunt:

Il intervient en dérivation avec le panneau solaire et dissipe l'énergie excédentaire sous forme calorifique grâce à des

composants de puissance.

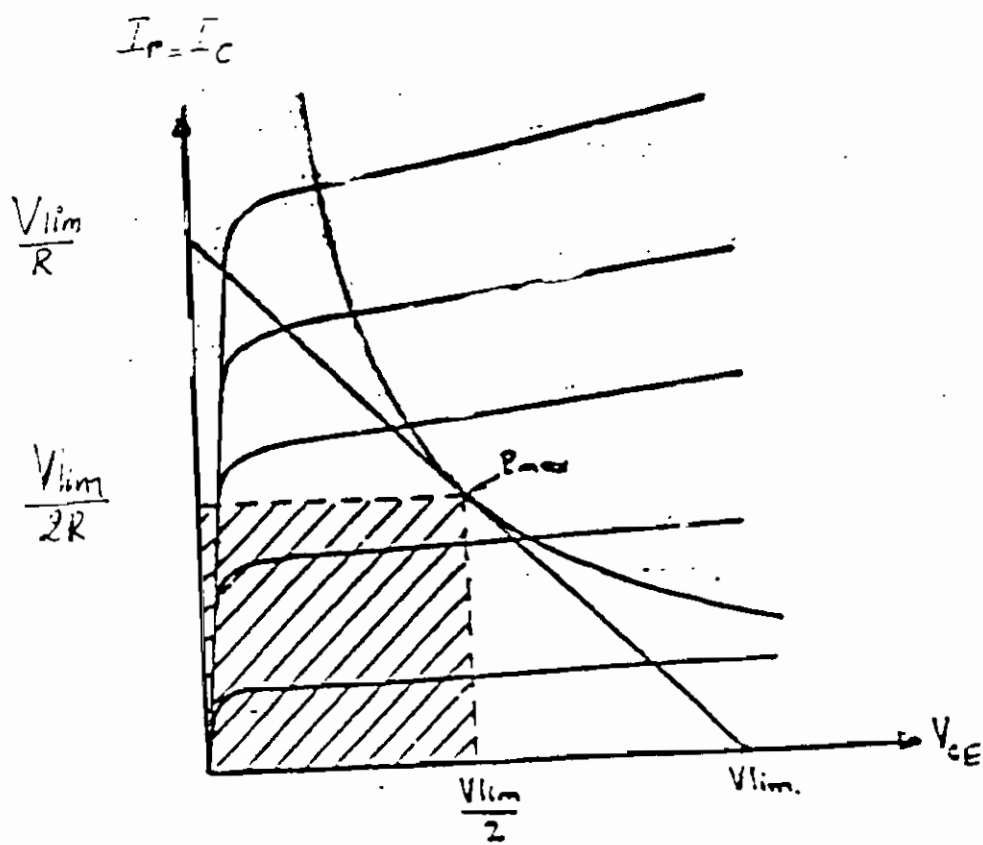
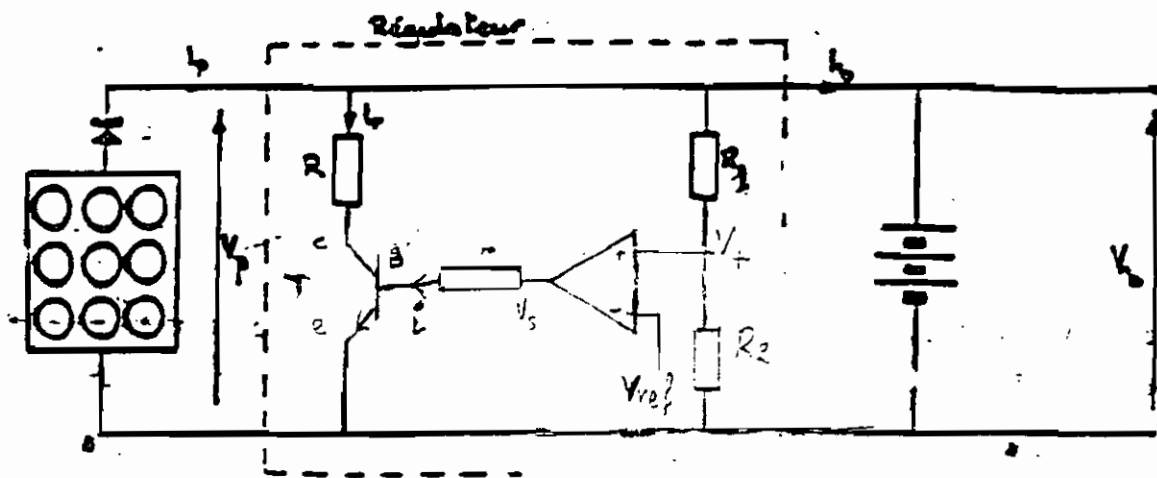


figure 1.16 Schéma du régulateur shunt

### Avantages

- La régulation est du type proportionnelle.
- Elle n'introduit pas de chute de tension dans le circuit de charge.
- La consommation du régulateur est négligeable en absence de régulation.
- Une défaillance du régulateur autorise encore la charge de la batterie.

### Inconvénients

- Le régulateur doit pouvoir dissiper la puissance-crête du panneau solaire.

En effet, en régulation le point de fonctionnement du transistor satisfait aux 2 équations suivantes :  $V_{lim} = V_{ce} + R I_r$

$$I_c = I_r = f(V_{ce})$$

Le transistor doit pouvoir dissiper le 1/4 de la puissance totale. La résistance doit pouvoir dissiper la puissance totale (transistor saturé).

#### 1.4.3.2 Régulateur série par semi conducteur:

Le régulateur est en série avec le panneau et un semi-conducteur se comporte comme une résistance variable en fonction de l'état de charge de la batterie.

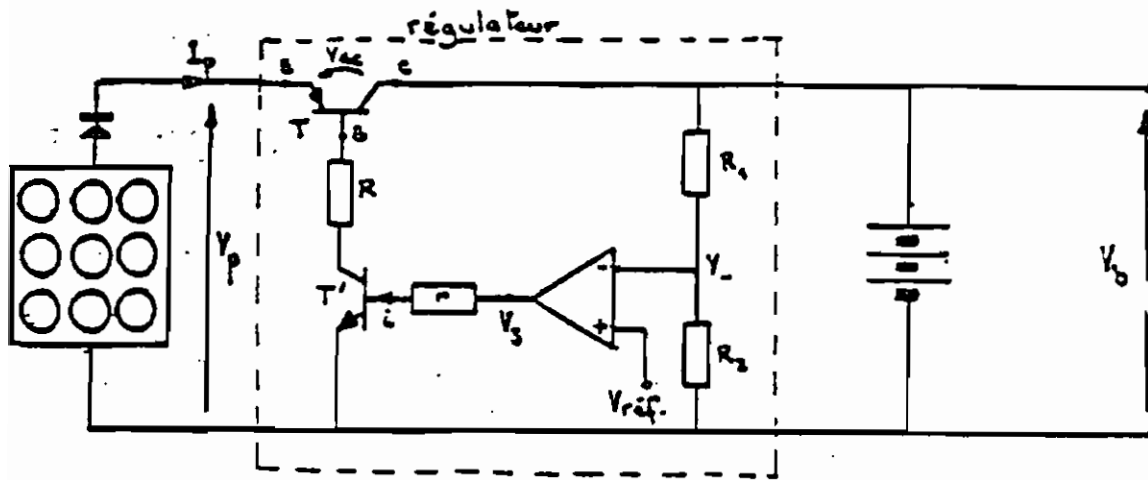
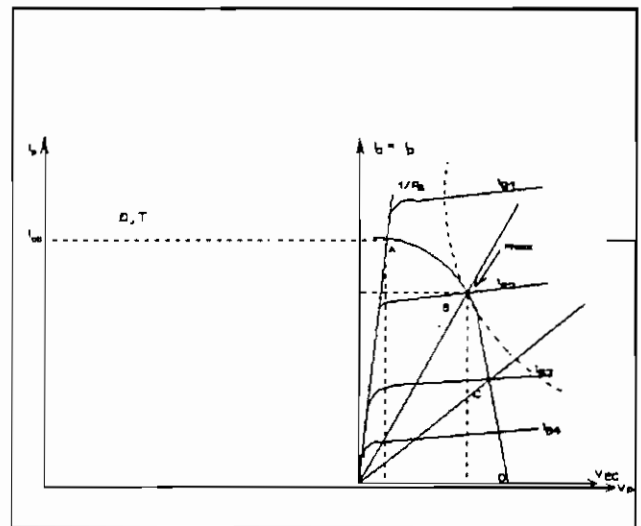


figure 1.17a Schéma du régulateur série par semi conducteur

figure 1.17b Caractéristique de fonctionnement du régulateur série par semi-conducteur



### Avantages

- La régulation est du type proportionnelle.
- La puissance dissipée aux bornes du transistor est faible vis-à-vis de la puissance-crête du panneau solaire ( $P_{max} = V_{EC} \times I_p$  au point B).

### Inconvénients

- En absence de régulation, le régulateur introduit une chute de tension dans le circuit ( $V_{ECsat}$ ) et a une consommation de courant (courant de base  $i_B$   $i_{B1}$  différent de zéro).
- Une défaillance du régulateur provoque l'arrêt de la charge de la batterie.

### Remarque

Pour diminuer les pertes de puissance, il est possible d'utiliser un transistor à effet de champ à faible résistance passante (commande en tension).

#### 1.4.3.3. Régulateur série par coupure électro-mécanique:

Le régulateur en série avec le panneau interrompt la charge de la batterie par coupure électromécanique lorsque celle-ci atteint un seuil maximum. La remise en charge est automatique à partir d'un seuil de tension inférieur.

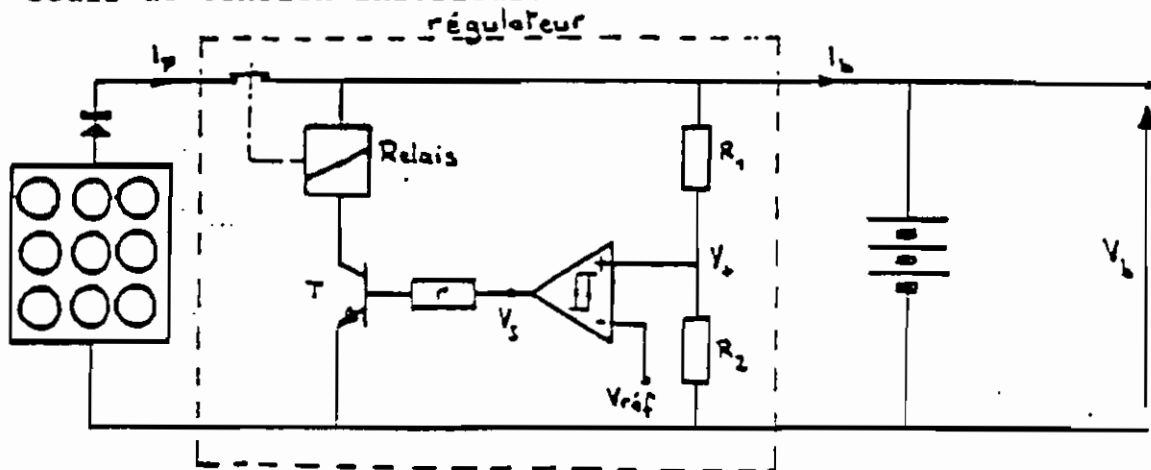


figure 1.18a Schéma d'un régulateur série à relais.

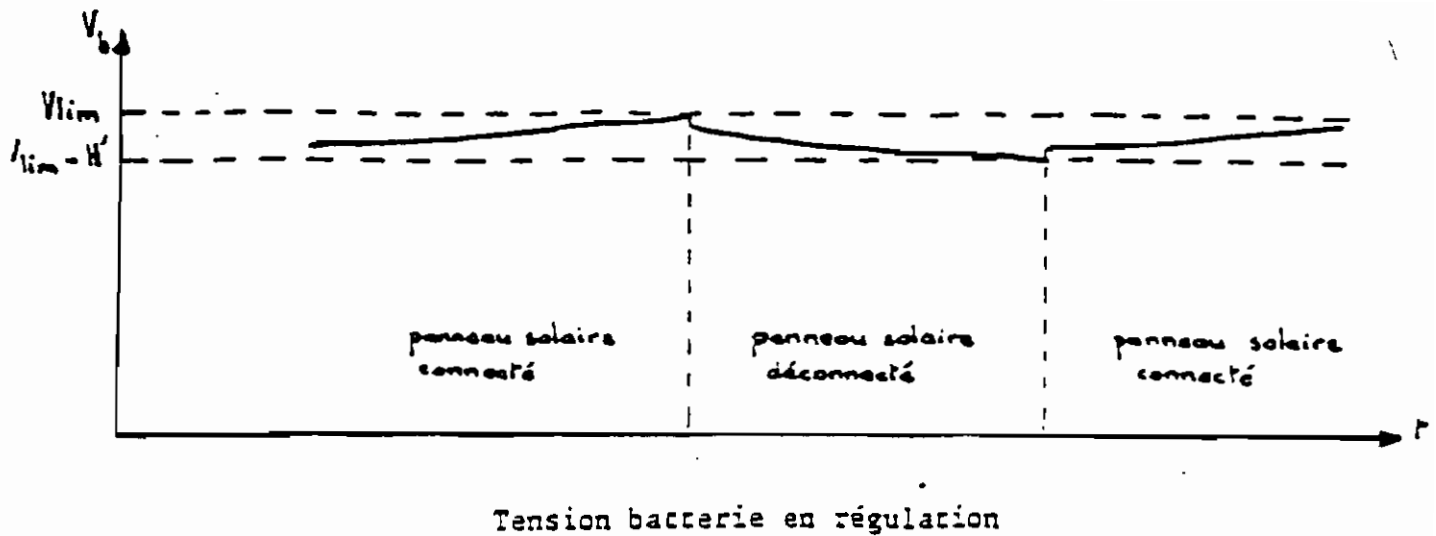


figure 1.18b Caractéristique de fonctionnement du régulateur série à relais.

#### Avantages

- Aucune puissance n'est à dissiper au niveau du régulateur de charge (l'énergie électrique non récupéré en circuit ouvert est dissipée sous forme calorifique au niveau du panneau solaire).
- Possibilité de réguler de fortes puissances sans problème (un relais à plusieurs contacts peut commander plusieurs branches de modules).

#### Inconvénients

- Régulation par tout ou rien (conditions de charge moins bonnes).
- Commutation électromécanique (durée de vie du relais liée au courant et à la fréquence de commutation).

### Remarques

A partir des 3 principes de régulation présentés, il est possible de réaliser des "variantes" pour s'affranchir de certains inconvénients (régulation par découpage, régulation par coupure fractionnée, etc...)

#### 1.4.4. DISJONCTEUR AUTOMATIQUE.

Lors de situations exceptionnelles (mauvais ensoleillement, panne générateur, abus de consommation...) , il est nécessaire d'éviter une décharge profonde de la batterie à cause de la sulfatation des plaques. Ceci signifie qu'il faut fixer un seuil bas de tension en dessous duquel la charge sera déconnecté de la batterie. Ensuite quand la tension aura atteint une valeur assez élevée: le seuil haut, l'utilisation pourra de nouveau puiser l'énergie de la batterie.

### Principe

L'utilisation est déconnectée de la batterie à partir d'un certain seuil de tension (de l'ordre de 1,9 V par élément) et est branchée de nouveau automatiquement lorsque la batterie a atteint un niveau de charge suffisant.



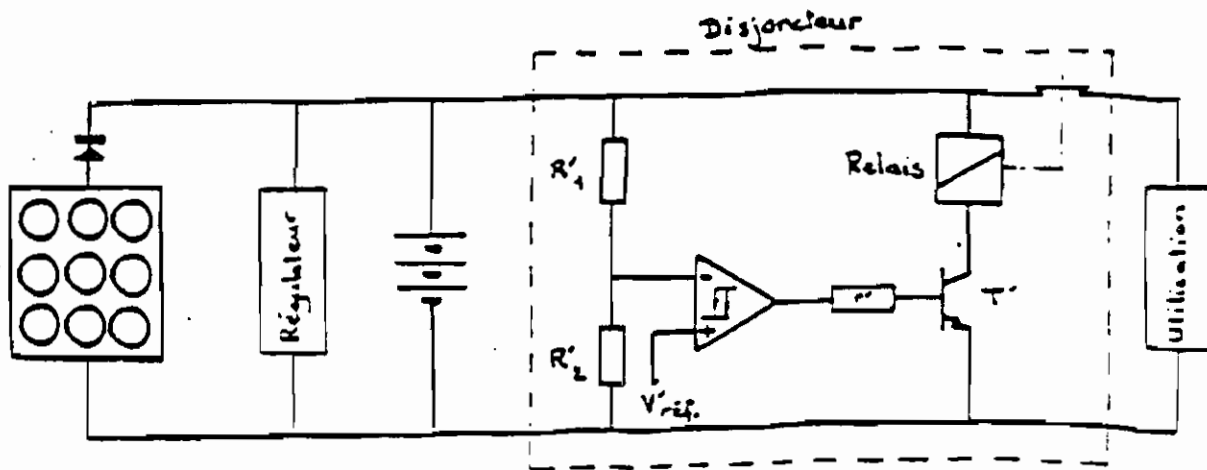


figure 1.19 Schéma du disjoncteur automatique.

### Etude du fonctionnement

L'état de décharge de la batterie est évalué en mesurant sa tension ( $U < 1,9$  V/élément pour le plomb).

Le principe de la disjonction est identique à celui de la régulation à coupure électromécanique.

Un circuit électronique à double seuil va commander un relais dont le contact se trouve dans le circuit de décharge ou un transistor.

### Remarque

La disjonction de l'utilisation se trouve généralement précédée d'une alarme qui a pour rôle de prévenir l'utilisateur de la défaillance momentanée du système.

### CONCLUSIONS

La régulation électronique est pratiquement toujours indispensable

dans les systèmes solaires photovoltaïques avec batterie.

Pour les installations importantes, le régulateur de charge regroupe souvent plusieurs fonctions :

- limitation de charge
- protection contre la décharge (disjoncteur)
- appareils de contrôle (ampèremètre, voltmètre)
- protection de l'utilisation (fusible, etc...).

**CHAPITRE 2**

**LE CAHIER DE CHARGE**

---

**2.1 SYNOPTIQUE DU RESEAU**

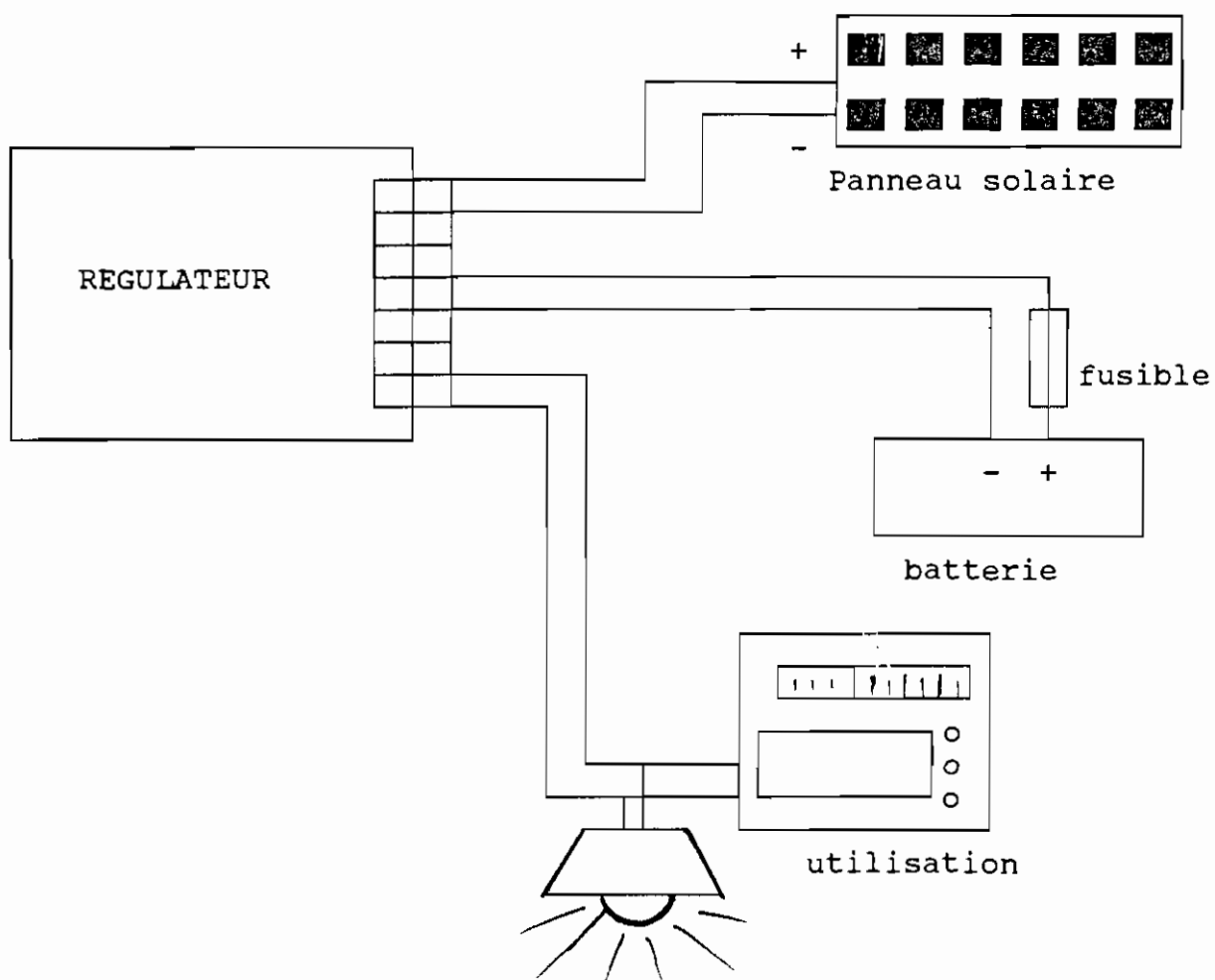


figure 2.1 : Synoptique du réseau

## 2.2 LE PANNEAU PHOTOVOLTAÏQUE.

La source d'énergie est un générateur photovoltaïque de (0,5 kW) constitué de modules type ISOPHOTON S.A de 40 W assemblés pour une tension de 12 V et dont les caractéristiques figurent à l'annexe A.

puissance nominale	39,5W
courant de charge	2,47 Ampères
tension de charge	16,0 Volts
courant de court-circuit	2,8 Ampères
tension en circuit ouvert	19,4 volts

pour un ensoleillement standard de  $1\text{kw/m}^2$  à  $25^\circ\text{c}$

## 2.3 ESTIMATION DES CHARGES .

L'étude est faite sur une installation de type PREVINOBA dont les caractéristiques figurent ci-dessous:

- les lampes d'intérieur sont allumées en moyenne 3h/j
- les lampes d'extérieur sont allumées en moyenne 4h/j
- la poste TV est allumé tant qu'il y a des émissions
- le réfrigérateur en tenant compte des ouvertures fréquentes fonctionne 4h/j
- le projecteur est utilisé peu fréquemment environs 10h/semaine
- la radio utilisée par intermittence peu être négligée dans les calculs.

La distribution se fait en courant continu à 12 V principalement pour des raisons d'économie.

Nous choisissons un régulateur par panneau de type plein soleil.

Le principe est le suivant :

- chaque panneau doit pouvoir alimenter 4 lampes ou réglettes de 8 W chacune.
- de plus il faut prévoir la possibilité de connecter 2 ou 3 panneaux en parallèle sur un seul régulateur sans constater d' échauffement.

#### 2.4 LA BATTERIE.

Le système de stockage de l'énergie est composé de batterie d'accumulation en plomb de tension nominale 12V. La batterie est un des éléments les plus fragile de l'installation photovoltaïque; sa durée de vie est étroitement liée à son cycle de charge et de décharge. Ses caractéristiques sont les suivantes:

- capacité nominale 100 AH
- consommation d'électrolyte > 1200g/m<sup>2</sup>
- courant de maintien = 0,2mA/Ah
- taux auto-décharge = 10% par mois à 20°c
- consommation d'eau 0,5 litre/an
- charge des batteries à courant constant

Les seuils de tension admissible pour la batterie ne doivent

la tension entre les limites maximum et minimum. Ces limites ne sont pas les mêmes selon que la batterie est entrain de se charger (tension croissante) ou de se décharger (tension décroissante). Le régulateur et le disjoncteur ont donc chacun leur seuils spécifique:

- Pour le régulateur de charge entre le panneau et la batterie, une tension de "floating" entre 2,1 V et 2,35 V par élément permet de déterminer:

$$V_{e1} = 6 \times 2,35 = 14,1 \text{ V}$$

$$V_{e2} = 6 \times 2,15 = 12,2 \text{ V}$$

Pour avoir un fort taux d'hystérésis, nous adopterons les valeurs pratiques suivantes:

$$V_{e1} = 14,4 \text{ V}$$

$$V_{e2} = 12,7 \text{ V}$$

- Pour le disjoncteur les valeurs suivantes seront retenues:

$$V_{e1} = 6 \times 2 = 12 \text{ V}$$

$$V_{e2} = 6 \times 1,81 \text{ V} = 10,9 \text{ V}$$

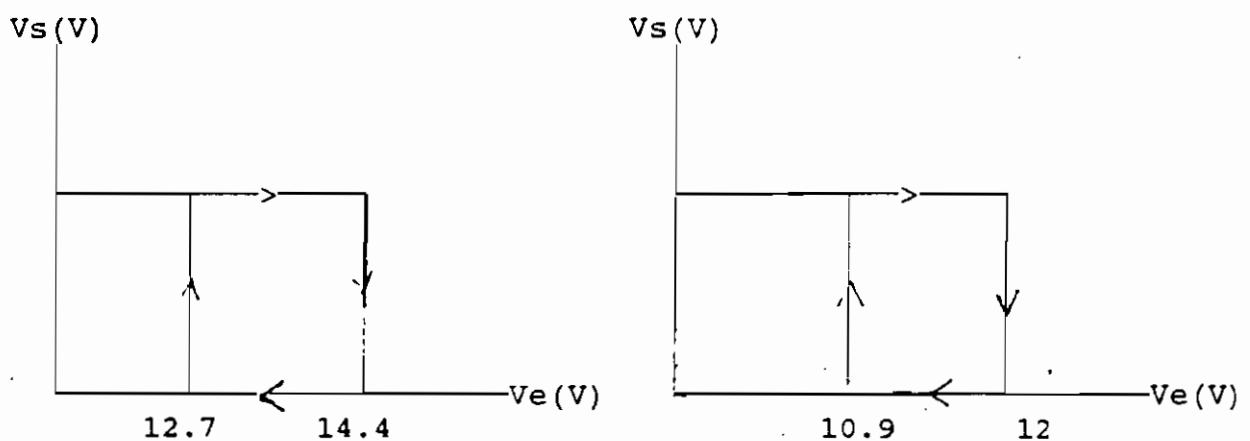


figure 2.2 Schéma des seuils de régulation.

## 2.5 L'ECHAUFFEMENT DU REGULATEUR.

La défaillance des régulateurs est due dans la plupart des cas à un échauffement du transistor de puissance, qui assure le fonctionnement de l'interrupteur. Suite à cet échauffement, le boîtier en plastique fond souvent.

Les causes suivantes de l'échauffement ont été dépistées :

- Erreurs de fabrication

Le transistor de puissance 2N3055 possède 3 branchements dont un est le boîtier du transistor lui-même. Le raccordement électrique au circuit est réalisé à travers une vis en laiton.

Pendant la fabrication du régulateur, cette vis n'est pas toujours serrée de façon sûre, ce qui occasionne un mauvais contact électrique. La résistance de contact relativement élevée provoque alors l'échauffement du transistor;

- Négligence de la bonne chronologie pendant le branchement du régulateur.

Il fallait brancher le régulateur dans l'ordre suivante :

1. Charge
2. Batterie
3. Module solaire

En cas de branchement du module solaire avant la batterie, il est possible que le transistor final se mette à vibrer et s'échauffe par la suite.

- Le fusible entre batterie et régulateur peut être défectueux (ou bien n'est pas posé). Par la suite : oscillation du transistor de l'étage final comme sous précédemment.

#### - Surcharge

Le régulateur est dimensionné pour un courant maximal de 6 A. Ceci est suffisant pour l'utilisation de deux modules de 40 W en parallèle sur un régulateur. Depuis peu, des modules de 50 W en parallèle peuvent dépasser le courant maximal admissible, ce qui pouvait aussi entraîner un échauffement. Grâce à des réserves de puissances faibles dans le régulateur, cet échauffement ne se produit pas dans tous les systèmes doubles installés. A partir de 3 modules en parallèle le régulateur n'est pas dimensionné pour une charge pareille.

De plus en période de fort ensoleillement il se produit une augmentation du photocourant dont il faudrait tenir compte.

#### - Confusion de la polarité

Pendant l'installation du régulateur, il est possible que les techniciens d'installation intervertissent les polarités au niveau de la batterie et du générateur solaire. Ainsi, une défectuosité du régulateur peut aussi se produire.



Les modifications suivantes ont été apportées :

- Remplacer le transistor final par un transistor de puissance MOSFET. Pour ce transistor on branche tous les trois raccordements directement. Des problèmes de contact comme décrits précédemment ne se produisent plus.

Un autre avantage du MOSFET réside dans sa dissipation de puissance faible. L'échauffement moins élevé qui en résulte permet d'utiliser un dissipateur de chaleur plus petit.

- Parallèlement aux bornes de sortie de batterie du régulateur, on branche un condensateur (10 uF). Ce condensateur a l'effet d'une batterie auxiliaire pour une batterie non branchée ou bien débranchée à cause d'un fusible défectueux. Ainsi, on supprime une oscillation et la tension de sortie est limitée à des valeurs comprises entre 13 et 14 V.

- Un circuit de protection du transistor de puissance

- L'indication d'une LED pour "batterie déchargée"

- L'indication d'une LED pour "batterie en charge."

### CHAPITRE 3

#### DIMENSIONNEMENT DU REGULATEUR ET DU DISJONCTEUR

---

En principe le régulateur série intervient en série avec le panneau photovoltaïque et un semi-conducteur, le transistor de puissance se comporte comme une résistance variable en fonction de l'état de charge de la batterie. Ce régulateur comporte les fonctions classiques suivantes:

- la référence ou "band gap" est imposée par une diode Zener alimentée par la source. Lorsqu'on ne dispose pas de la valeur convenable de la Zener, on choisit une tension Zener légèrement supérieure que l'on va abaisser par l'intermédiaire d'un diviseur de tension à la tension  $V_{ref}$  recherchée.

- la comparaison A : la tension délivrée par le panneau est comparée à une tension de référence  $V_{ref}$ . L'élément qui réalise le mieux cette opération est l'amplificateur opérationnel en montage comparateur. Pour obtenir une limite supérieure et une limite inférieure de tension à la sortie il faut introduire une hystérésis qui se traduit par une différence de tension de sortie  $V_s$  selon que la tension d'entrée  $V_e$  est croissante ou décroissante. Le montage en trigger comparateur ou comparateur à hystérésis d'un  $\mu A 741$  dont les principales caractéristiques figurent à annexe B, permet de réaliser cette fonction.

- la logique de contrôle de l'inhibition dans notre cas est en commande de tension. En effet la sortie du comparateur A après être

passée par un amplificateur d'erreur C impose, une tension de commande à l'entrée du transistor de puissance de type NPN ou MOSFET T1. Si cette tension est supérieure à la tension de saturation, T1 est saturée: le courant de charge du panneau traverse T1 pour charger la batterie. Dans le cas où la tension de sortie du comparateur serait trop faible, T1 sera bloqué c'est à dire qu'aucun courant ne le traversera: la batterie est déconnectée du panneau.

Nous commencerons par établir les paramètres de fonctionnement du comparateur à partir des valeurs caractéristiques telles que les tensions d'entrée  $V_e$  et les tension de sorties limites  $V_s$ . Ensuite nous dimensionnerons le transistor NPN d'après les méthodes de THOMSON. Nous poursuivons cette étude par le calcul et le choix du dissipateur suivant les standards établis par AUSTERLIZ et THOMSON\*. Enfin après l'élaboration du schéma final nous ferons une analyse critique de la méthode.

### 3.1 LE TRIGGER COMPAREUR

Etant donné le gain élevé en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel, il suffit d'une très faible différence de tension en-

---

\* D'après l'ouvrage Mémotech. Electricité équipement installation de R. Bourgeois et D. Cogneil.

tre les entrées pour que la sortie de l'amplificateur passe de  $-V_{omax}$  à  $+V_{omin}$  (Saturation ou blocage de l'amplificateur). Un comparateur est essentiellement un montage dans lequel une tension de référence

est appliquée à l'autre entrée.

Le gain d'un comparateur peut encore être augmenté en lui appliquant une certaine dose de réaction positive . On obtient le montage de la figure 3.1 qui ne diffère du comparateur ordinaire que par l'adjonction d'une boucle de réaction positive (résistance R2) .

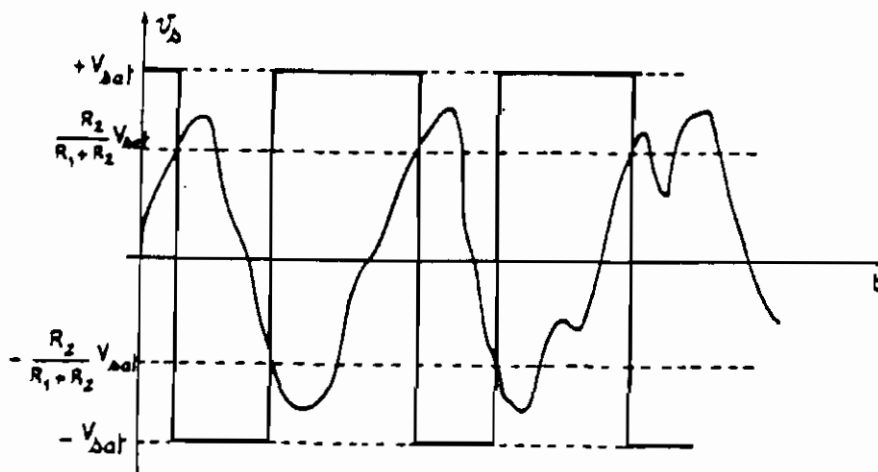
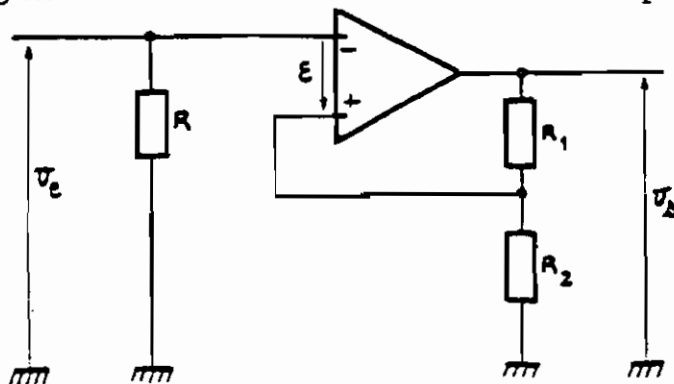


figure 3.1 Schéma de montage du comparateur à hystérésis:

Du fait de la réaction, le signal de sortie présente une certaine Hystérésis, c'est à dire que le basculement ne se produit pas exactement par la même tension d'entrée selon que le signal

croît ou décroît. C'est également ce qui se passe dans le véritable trigger de Schmitt. La tension de sortie, comme celle du comparateur peut être également écrêtée dans les deux sens au moyen de diodes. La tension d'Hystérésis est aisément prévue par le calcul.

On remarquera que le signal prélevé en sortie est réinjecté à l'entrée E+. L'amplificateur sera considéré comme idéal. Supposons qu'entre les deux entrées existe la différence de potentiel  $\epsilon > 0$ .  $V_+$  potentiel de l'entrée E+ est:

$$V_+ = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

et puisque l'amplificateur est saturé :

$$V_s = V_{sat} \quad \text{donc}$$

$$V_+ = V_{sat} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

tant que  $V_+ - V_- > 0$  c'est à dire que l'inégalité

$$V_- < \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} \text{ est vérifiée, } V_s \text{ reste inchangée.}$$

$$\text{Quand } V_- \text{ devient supérieur à } \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

$\epsilon$  devient négatif,  $V_s$  devient égal à  $-V_{sat}$  et

$$V_+ = - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

$$\text{Tant que } V_- \text{ reste supérieur à } \frac{-R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} \text{ } V_s \text{ reste inchangé}$$

$$\text{Quand } V_- \text{ devient inférieur à } \frac{-R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} \text{ } \epsilon \text{ redevient}$$

$$R1 + R2$$

positif,  $V_s$  devient égal à  $V_{sat}$  et

$$V_+ = V_{sat} \frac{R2}{R1 + R2}$$

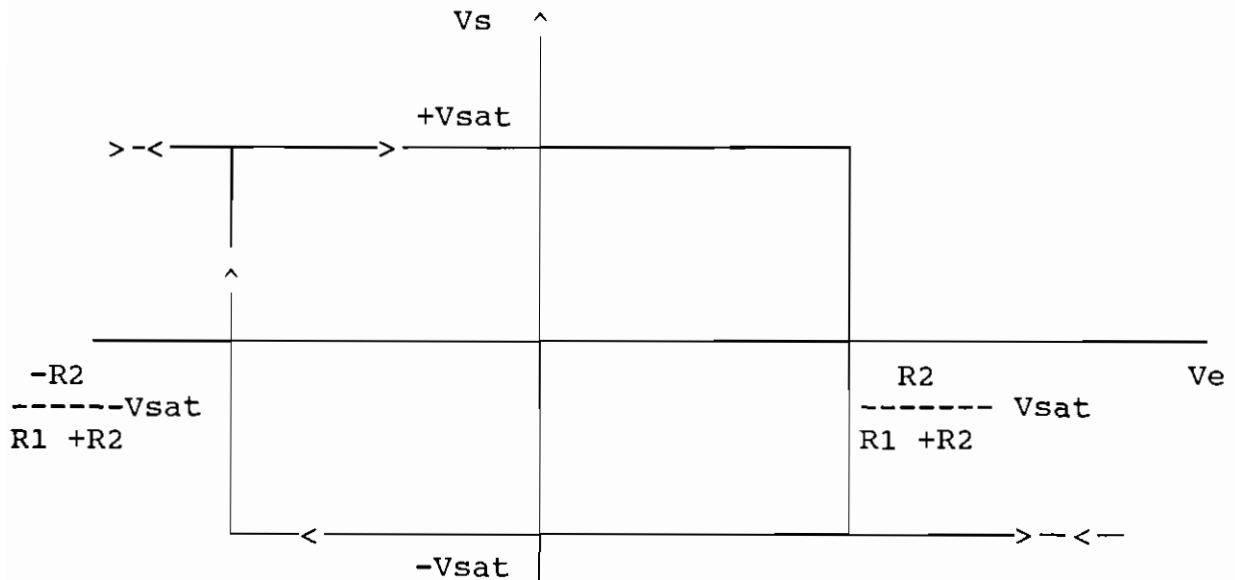


figure 3.2  $V_s = f(V_e)$   
Caractéristique en tension  
d'un comparateur.

Sur la figure ci-dessus on a représenté la variation de  $V_s$  quand on fait varier  $V_e$ . On obtient un cycle analogue à un cycle d'hystérésis, d'où le nom comparateur à hystérésis. Ce circuit permet de comparer  $V_e$  à  $V_{sat}$  et aussi de régulariser un signal d'entrée irrégulier ou déformé par des parasites. Imaginons que le signal d'entrée soit une sinusoïde déformée par des parasites de valeurs de crête inférieures à  $V_{sat}$ .

La tension  $V_s$  est  $\pm V_{sat}$  selon le signe de  $\epsilon$ . L'amplificateur étant supposé idéal:

- si  $\epsilon > 0$   $V_s = + V_{sat}$

- si  $\epsilon < 0$   $V_s = - V_{sat}$

$$V_{ref} - V_s = (R_1 + R_2) * i$$

$$V_{ref} - V_a = R_1 * i$$

$$V_a - V_e = \epsilon \quad V_{ref} - V_e = \epsilon - R_1 * i$$

$$\text{donc } V_{ref} - V_e = \epsilon + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{ref} - V_s)$$

$$V_e = V_{ref} \left( 1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) - \epsilon + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

$$V_e = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s - \epsilon$$

Imaginons qu'initialement la sortie soit à  $+V_{sat}$ . Faisons croître  $V_e$  à partir de 0. La sortie restera à  $+V_{sat}$  tant que  $V_e$  restera positif c'est-à-dire:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} - V_e > 0$$

$$\text{soit } V_e < \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

Quand  $V_e$  dépasse la valeur limite  $V_{e1}$  :

$$V_{e1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

L'inégalité n'est plus satisfaite et  $V_s$  bascule à  $-V_{sat}$  et reste à cette valeur tant que

$$\epsilon < 0 \text{ ie } \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} - V_e < 0$$

$$\text{soit } V_e > \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

R1+R2

R1+R2

Si maintenant on fait diminuer  $V_e$  jusqu'à dépasser la valeur limite  $V_{e2}$

$$V_{e2} = \frac{R2}{R1 + R2} V_{ref} - \frac{R1}{R1 + R2} V_{sat}$$

L'inégalité n'étant plus satisfaite  $V_s$  retourne à  $+V_{sat}$  tant que  $V_e > V_{e1}$

En résumé

- Quand  $V_e < V_{e1}$   $V_s = +V_{sat}$
- Quand  $V_{e1} < V_e$   
ou  $V_e > V_{e2}$   $V_s = - V_{sat}$
- Quand  $V_e < V_{e2}$   $V_s = +V_{sat}$

### 3.2 METHODE DE CALIBRAGE DU COMPAREUR.

Batterie au plomb: 12 V

Courant max: 7 Ampères

Après le réglage de l'offset

Le calibrage consiste à déterminer les valeurs des grandeurs caractéristiques suivantes:

- $r = \frac{V_{e1}}{V_{e2}}$  le rapport des seuils de tension maximum et minimum admissibles aux bornes de la batterie.
- $\frac{R2}{R1}$  le rapport de la résistance de contre-réaction sur la



$R_1$   
résistance de l'entrée de référence.

-  $V_{ref}$  obtenu grâce à une Zener.

Considérons la figure 3.3:

$$V_e = \frac{R_2 V_{ref} + R_1 V_s}{R_1 + R_2} - \epsilon \quad \text{si } V_s > 0$$

Posons que  $+V_{sat} > 0$

$-V_{sat} < 0$

$$V_{e1} = \frac{R_2 V_{ref} + R_1 V_{sat}}{R_1 + R_2}$$

$$V_{e2} = \frac{R_2 V_{ref} - R_1 V_{sat}}{R_1 + R_2}$$

avec  $+V_{sat} > V_{e1} > V_{ref} > V_{e2}$

- Déterminons le rapport  $\frac{R_2}{R_1}$

Posons  $V_1 = +V_{sat}$

$V_2 = -V_{sat}$

$$V_{e1} = \frac{R_2 V_{ref} + R_1 V_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{e2} = \frac{R_2 V_{ref} + R_1 V_2}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_1 - V_2}{V_{e1} - V_{e2}} - 1$$

$$\text{Car } V_{e1} - V_{e2} = \frac{R_1 (V_1 - V_2)}{R_1 + R_2}$$

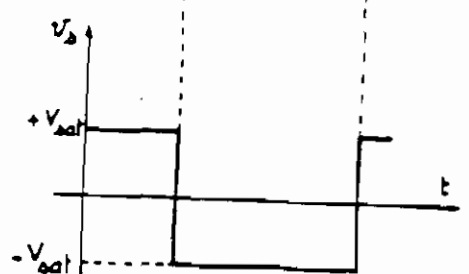
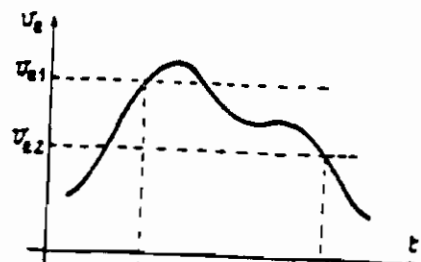
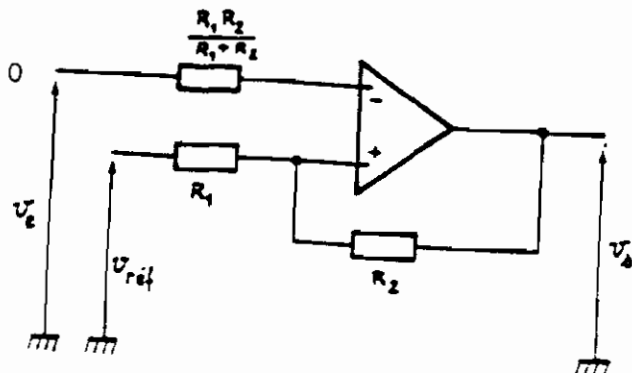


figure 3.3  $v_e(t)$  et  $v_s(t)$  pour un comparateur à hystérésis

$$\frac{V1 - V2}{Ve1 - Ve2} = \frac{R1 + R2}{R1}$$

$$= 1 + \frac{R2}{R1}$$

$$\frac{R2}{R1} = \frac{V1 - V2}{Ve1 - Ve2} - 1$$

- La tension de référence Vref: cette tension est fixée grâce à une diode Zener.

$$\frac{Ve1}{Ve2} = \frac{R2 Vref + R1 V1}{R2 Vref + R1 V2} = r$$

$$r( R2 Vref + R1 V2 ) = R2 Vref + R1 V1$$

$$(r-1)R2 Vref = R1 V1 - rR1 V2$$

$$Vref \frac{R2}{R1} = \frac{V1 - r V2}{r - 1}$$

$$Vref = \frac{R1}{R2} \frac{V1 - r V2}{r - 1}$$

Données:

Charge

$$Ve1 = 14,3 \text{ V}$$

$$Ve2 = 12,7 \text{ V}$$

$$r = \frac{14,3}{12,7} = 1,126$$

Décharge

$$Ve1 = 12 \text{ V}$$

$$Ve2 = 10,7 \text{ V}$$

$$r = \frac{12}{10,9} = 1,11$$

Comme les tensions délivrées respectivement par le panneau ou la

batterie sont sujettes à des fluctuations, des potentiomètres permettent de mieux ajuster les tensions limites. En effet les diodes sont directement alimentées par le panneau pour le régulateur et la batterie pour le disjoncteur à travers des résistances .

### 3.3 LES ORGANES DE COMMUTATION.

TRANSISTORS DE PUISSANCE NPN ou MOSFET.

Caractéristiques d'utilisation:

- la tension continue maximale sous laquelle la charge peut fonctionner:  $V_{CEmax}$
- le courant continu maximum pouvant être absorbé par la charge:  $I_{cmax}$
- la fréquence de commutation (souvent quelques KHz)

L'adaptation au réseau se fait directement à partir du réseau à courant continu.

Le choix des transistors se fait à partir des caractéristiques suivantes:

- courant maximum commuté (état passant)
- tension maximale à bloquer (état bloqué)
- courant de commande disponible ( $I_b$  de saturation)
- temps total d'établissement (retard à la commutation)
- fréquence de commutation.

Pour le régulateur de charge:

Pour un ensoleillement de 1 kW/m<sup>2</sup> à 40°C une cellule de 40 W type

ISOPHOTON M40L débite 2,5 A sous 15 V.

$I_b = 1 \text{ A}$

Puissance à dissiper:

$$P_d = V_{CE} * I_c = 15 * 2,5 = 37,5 \text{ W}$$

On choisit un transistor capable de dissiper 3 à 4 fois la puissance calculée. Ce qui correspond à un courant de 7,5 A.

$$D \text{ où } P_d \approx 3 * 37,5 = 112,5 \text{ W}$$

Choix du transistor:	NPN 2N 3055 boîtier TO 3	
$I_c = 15 \text{ A}$	$V_{CE0} = 60 \text{ V}$	$P_d = 112,5 \text{ W}$
$T_{vj} = 200^\circ\text{C}$	$R_{th \text{ jc}} = 1,5^\circ\text{C/W}$	$R_{th \text{ cr}} = 1$

Pour le disjoncteur:

$$V_{CEmax} = 12 \text{ V}$$

$$I_{max} = 7 \text{ A}$$

$$P_d = 12 * 7 = 84 \text{ W}$$

Le choix se porte sur le même type de transistor NPN.

En fait un transistor de type Mosfet pourrait aussi remplir les mêmes fonctions dans des conditions similaires avec en plus une puissance dissipée plus faible comme nous pouvons le constater sur les courbes de comparaison en annexe D.

### 3.4 LE RADIATEUR OU DISSIPATEUR.

La protection des transistors revêt deux formes:

- la protection contre les courts-circuits par fusible
- la protection thermique par radiateur ou dissipateur qui se fait

à partir de:

- la température ambiante:  $t_a$
- la température maximale de la jonction:  $t_{vj}$  (donné par le constructeur)
- la résistance thermique jonction-boîtier:  $R_{th\ jc}$  (donnée par le constructeur)
- du montage sur le radiateur: résistance thermique boîtier-radiateur:  $R_{th\ cr}$
- la puissance maximale pouvant être dissipée  $P_{max}$  (donnée par le constructeur)
- la puissance à dissiper, elle peut se mettre sous la forme:

$$P_d = V_{CES} I_c + V_{BES} I_b$$

$P_d$ : puissance à dissiper en W

$I_c$ : courant collecteur en A

$I_b$ : courant de base en A

$V_{CES}$ ,  $V_{BES}$ : tensions de saturation en V

Ces deux formes de protections possibles sont présentées à la figure 3.4.

De fait on considère que pour le transistor, la puissance à dissiper transite par la jonction et le boîtier ou "case" qui s'échauffent un peu avant de se perdre dans l'air ambiant. On assimile ces échauffement à l'action de résistances thermiques. Pour le type de boîtier utilisé il faut intercaler un radiateur ou dissipateur entre le boîtier et l'environnement pour évacuer le

maximum de chaleur possible et réduire les risques d'échauffement du transistor et du boîtier. Cette matérialisation des différents interfaces qui existent entre le transistor et l'air ambiant est représenté par une chaîne thermique à la figure 3.5. Cette approche nous permettra plus tard de déterminer la résistance thermique du radiateur en fonction de la puissance à dissiper et de la différence de température entre la jonction et l'air ambiant.

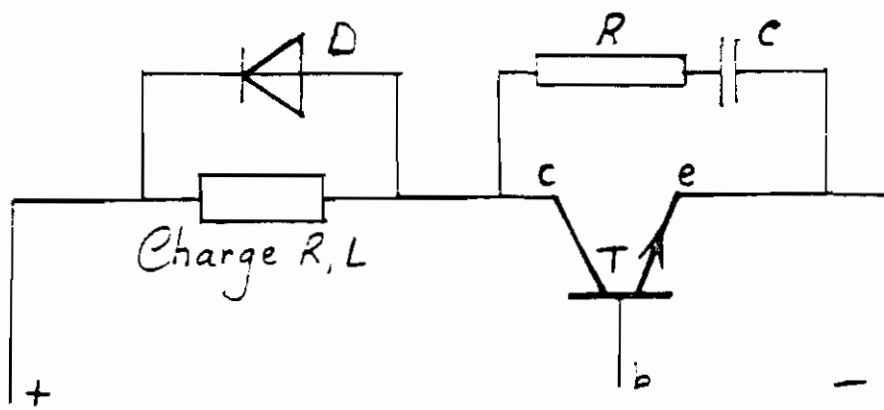


figure 3.4 Protection du transistor en commutation

D: diode de roue libre plus rapide que T (contre les surtensions)  
 R.C: protection à l'ouverture de T

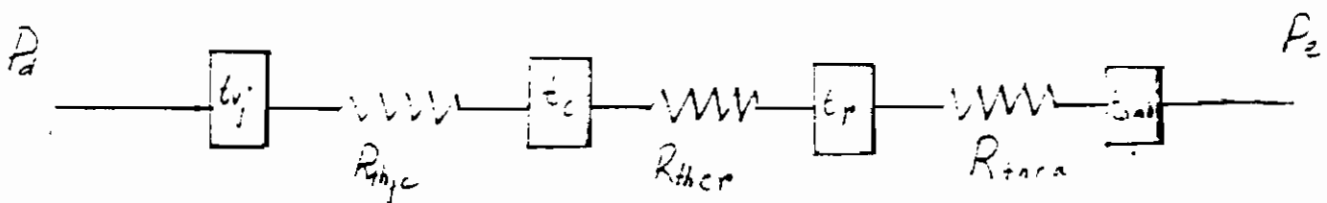


figure 3.5 Chaîne thermique jonction - air ambiant

3.4.1. Calcul de  $R_{th\ ra}$  par la méthode a:

$$P_d = \frac{t_{vj} - t_{amb}}{\Sigma R_{th}}$$

$$R_{th\ ra} = \frac{t_{vj} - t_{amb}}{\Sigma R_{th}} - R_{th\ jc} - R_{th\ cr}$$

$P_d$  en W

température en °C

résistance thermique en °C/W

On choisit le radiateur (tableau 17.12.5 en annexe) se rapprochant le plus de  $R_{th\ ra}$  par valeur inférieure.

$R_{th\ ra\ radiateur} \leq R_{th\ ra\ calculée}$

### 3.4.2. Choix du radiateur.

Certains constructeurs donnent les courbes  $\Delta t = f(P_d)$ .

Pour faire le choix des radiateurs il faut:

- Calculer  $P_d$  (W).
- calculer  $\Delta t = t_c - t_{amb}$  (°C)

$t_{amb}$  : température ambiante

$t_c$  : température du boîtier donnée par le constructeur ou calculée.

- Déterminer la longueur du radiateur.

$$t_c = t_{vj} - R_{th\ jc} * P_d$$

Lorsque  $t_c$  est calculée, il est conseillé de majorer la longueur du radiateur de 10 à 20%.

Éléments de calcul:

$$P_d = 37,5 \text{ W}$$

$$t_{case} = 140^\circ\text{C}$$

$$R_{th\ jc} = 1.5^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{th\ cr} = 1^{\circ}\text{C/W}$$

Méthode a:

$$\Sigma R_{th} = \frac{t_{vj} - t_a}{P_d} = \frac{200 - 40}{37,5} = 4.3^{\circ}\text{C/W}$$

L'abaque 17.12.5 donne:

Aluminium épaisseur 2 mm : 240 cm<sup>2</sup>

Méthode b:

$$\Delta t = 140 - 40 = 100^{\circ}\text{C}$$

$$P_d = 37,5\ \text{W}$$

Le tableau 17.12.6 qui se trouve à l'annexe D donne:

pour le modèle KS 881: longueur 50 \* 1.20 = 60 mm

section: 30 \* 60 mm<sup>2</sup>

### 3.5 LE SCHEMA DU REGULATEUR.

En réalité la tension de la source n'est pas directement appliquée à l'entrée du comparateur en raison de l'instabilité du courant. En effet nous savons que le courant photovoltaïque varie suivant divers paramètres notamment la température ambiante, l'ensoleillement, l'humidité. Aussi essaie-t-on de stabiliser cette tension avant de l'envoyer sur un diviseur de tension afin d'appliquer des valeurs plus petite à l'amplificateur opérationnel. La stabilité est assurée par la Zener ZD1. Les références ou "band



gap" sont obtenues grâce à la Zener ZD2 et aux diviseurs de tension ( les potentiomètres P2 et P4).

Les visualisations ou LED sont montées en parallèle avec leurs commutateurs respectifs et une résistance chutrice assure leur protection. Les capacités C1 et C2 sont des protections supplémentaires pour éviter des oscillations en cas brusque rupture du courant. Ceci est illustré par la figure 3.6 et la liste des composants du circuit est donnée en annexe E.

Une autre méthode consiste à utiliser seulement des résistances. En effet à la sortie du panneau la tension passe par un module de stabilisation de tension appelé IC1 dans notre schéma puis, des ponts diviseurs de tension permettent d'aboutir à un schéma aussi performant à la figure 3.7.

Pour plus de sécurité la figure 3.8 indique le montage à réaliser avant de procéder à l'installation de notre circuit de régulation. En branchant une alimentation stabilisée à une des entrées, on essaie de simuler le fonctionnement normal de la carte. Il suffit de faire varier la tension d'entrée côté panneau et de surveiller la tension de sortie côté batterie, à l'aide d'un voltmètre. Ensuite on recommence la procédure pour vérifier les tension d'entrée et de sortie du disjoncteur en notant que cette fois c'est la batterie qui devient la source.

Nous voyons que nous arrivons à un cas de circuit assez classique et surtout que les caractéristiques du transistor demeurent inchangée. Il est donc nécessaire de trouver le moyen d'affiner la méthode de calibrage de ce composant. Si nous examinons la méthode

utilisée, plusieurs remarques sont à formuler sur les hypothèses de calcul:

- une température ambiante de 25°C n'est absolument pas réaliste pour un pays comme le Sénégal où on peut banalement enregistrer 35°C à l'ombre.

- la température de la jonction n'est qu'une approximation vu qu'elle est basée sur une température ambiante de 25°C trop faible

- les valeurs de tensions sont supposées fixes alors qu'elles sont sensibles à la température ambiante (courbes  $I_{ph} = f(V)$  en fonction de T).

Enfin sachant qu'une augmentation de la température entraîne une dérive des caractéristiques des semi-conducteurs et donc de leurs performances, il faudrait surveiller certains paramètres comme  $T_a$ ,  $T_{jonction}$ ,  $V_{ce}$ ,  $i_{ce}$  et étudier leur corrélation pour établir des valeurs justes des paramètres de design.

De plus il faudrait connaître aussi l'incidence des écarts de température ambiante l'évolution des caractéristiques du transistor.

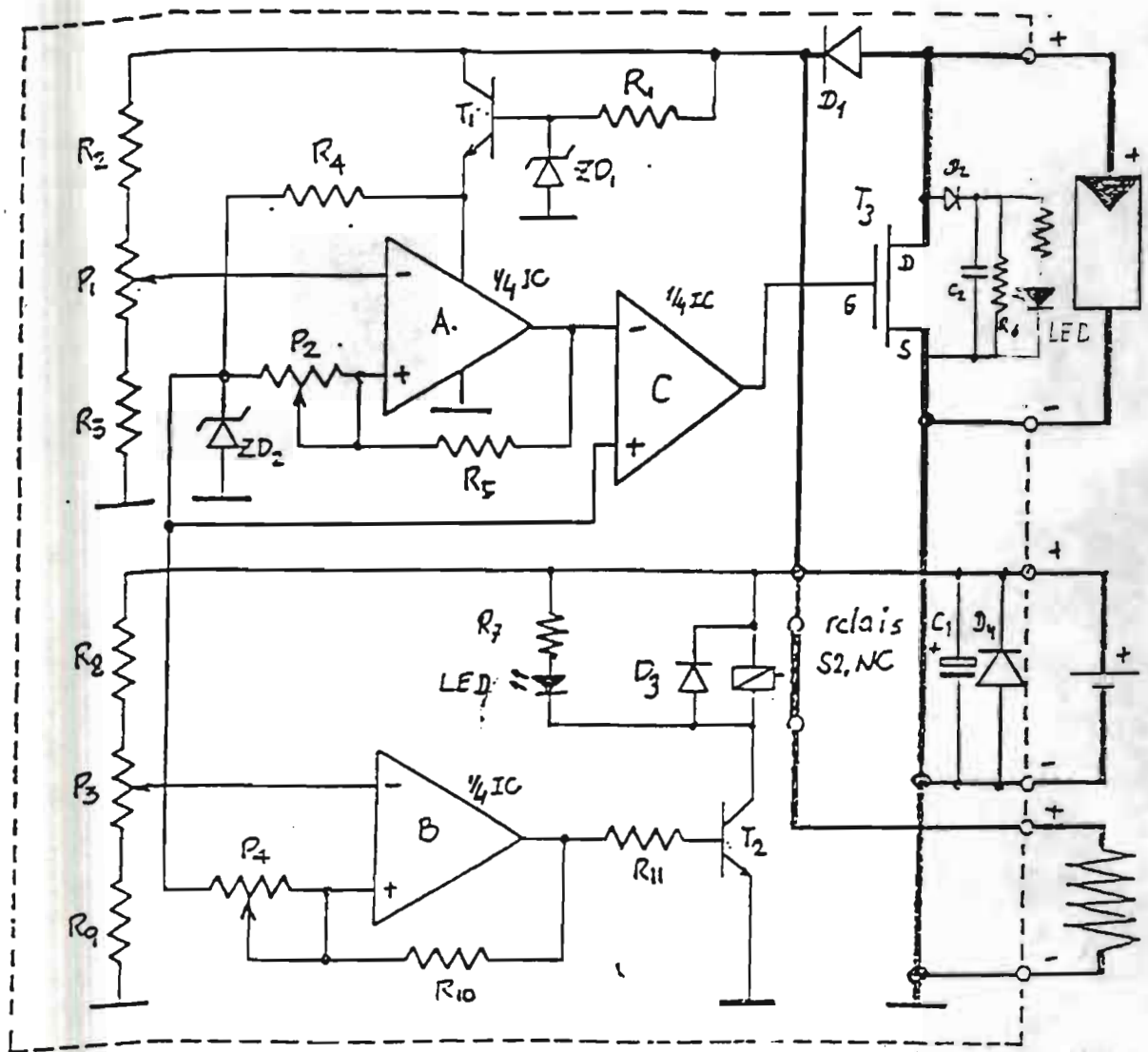


figure 3.6 Régulateur à références imposées par tension Zener

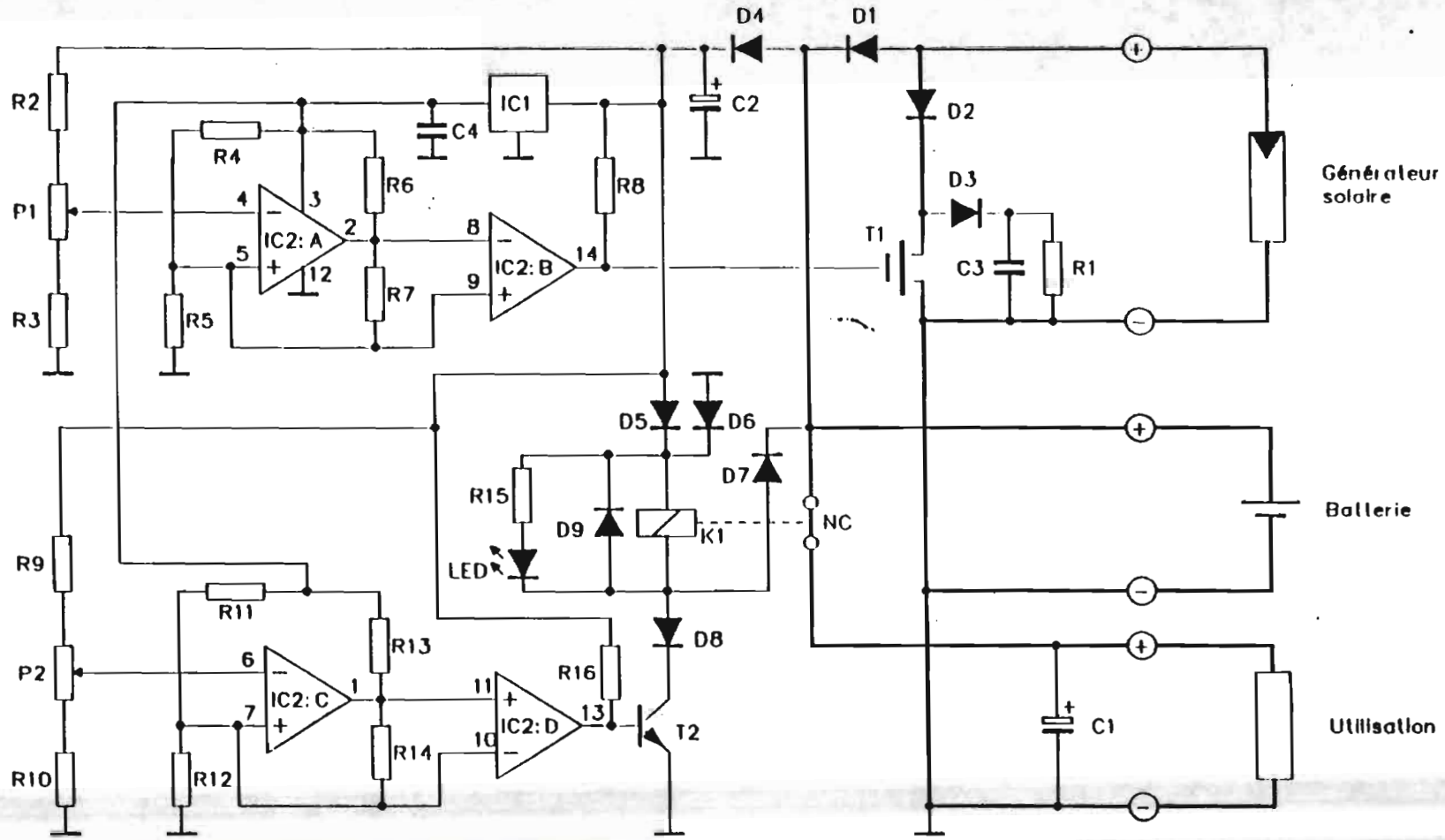


figure 3.7 Régulateur avec une tension stabilisée

SCHEMA DE MONTAGE

---

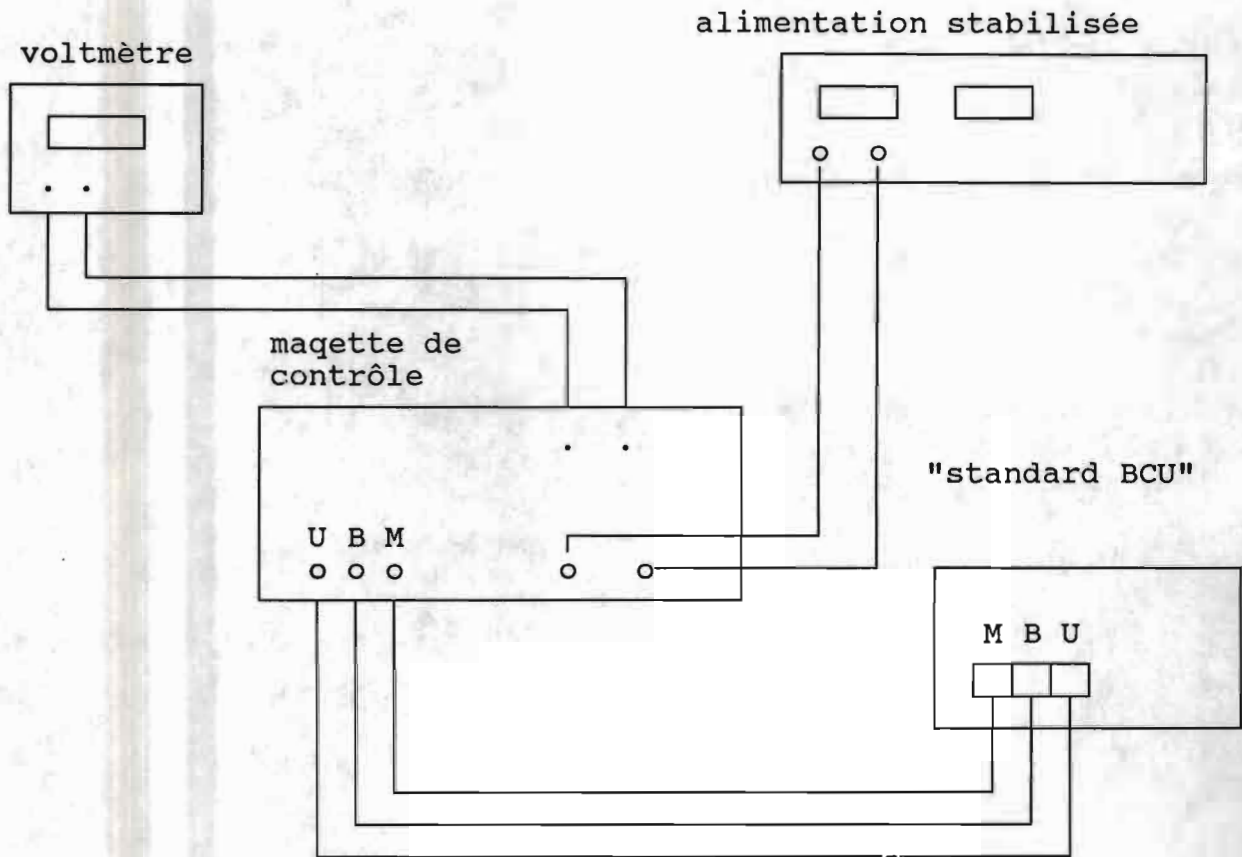


figure 3.8 Schéma de montage du régulateur.

## CONCLUSION

---

Comme nous l'avons vu durant toute cette étude le régulateur est un élément essentiel des systèmes photovoltaïques. Le circuit a été testé avec une alimentation stabilisée et une source de tension alternative avec de bons résultats.

Compte tenu des impératifs de temps, une étude plus approfondie des contraintes subies par les interrupteurs n'a pu être menée. De plus, l'indisponibilité des caractéristiques réelles de certains éléments comme les boîtiers ou les radiateurs ont handicapé la mise en exploitation complète du circuit. Et malheureusement, le problème de l'échauffement des transistors n'a pu être résolu. En fait, à cause des bouleversement survenus au cours de l'année dans notre emploi du temps des retards indépendants de notre volonté n'ont pas permis de respecter intégralement le cahier des charges. Cependant nous pouvons recommander pour le problème de l'échauffement de faire de l'acquisition des données caractéristiques afin de mieux cerner les paramètres exacts à prendre en compte pour améliorer le design final. Une autre alternative consisterait à réaliser la compensation en température de la jonction mais cette solution est possible seulement quand les valeurs de température et de tension sont connues avec une certaine précision.



Pour des charges plus importants ce circuit pourra utilement être complété par la réalisation d'un hacheur.

Il serait intéressant de faire l'étude de rentabilité du schéma obtenu. En effet il paraît avantageux de monter une unité de production de ce type de régulateur vue la politique d'électrification en énergie solaire pour les localités isolées.

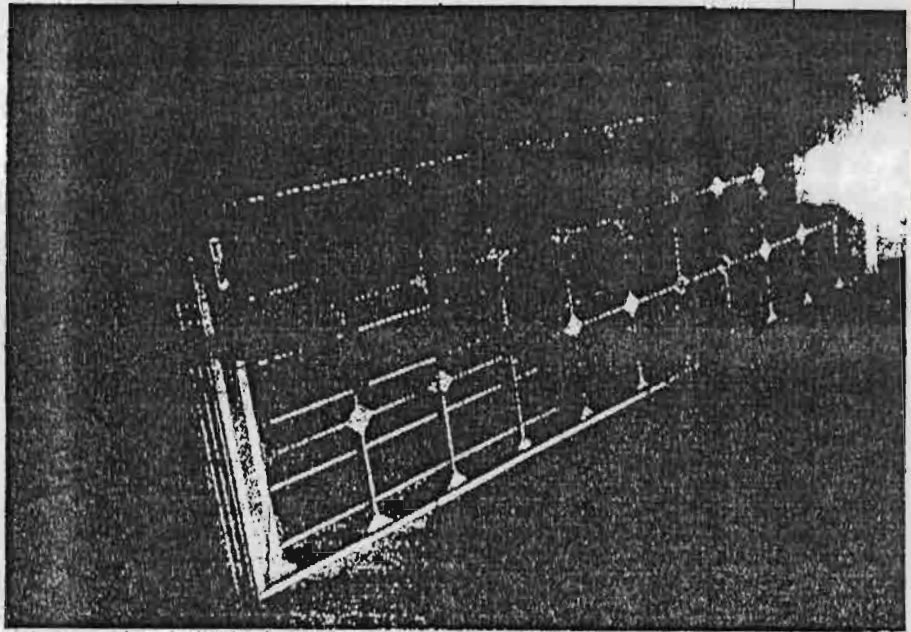
ANNEXES



ANNEXE A

CARACTERISTIQUES DU PANNEAU ISOPHOTON.

# M40 L High Efficiency Solar Electric Module



### Physical Characteristics:

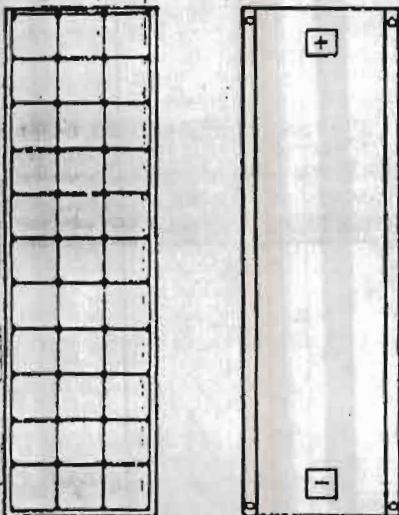
Length:	121.5 cm.
Width:	32.8 cm.
Depth:	3.4 cm.
Weight:	5.5 kg.

The ISOFOTON M40 L is a 40 watts photovoltaic module made with 33 high efficiency square cells. By using single-crystal silicon cells, the M40 L, can produce power in as little as five percent of full sun, resulting in power being produced from early to late in the day. Multiple redundant connections on the front and back of each cell help assure module circuit reliability.

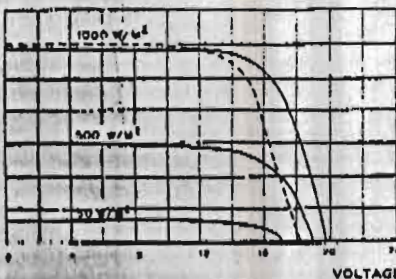
The M40 L maintains the quality, features and construction that have established modules as an industry standard. It is an efficient, reliable and durable power module, suitable for a wide variety of applications.

The M40 L utilizes our highest standard of glass front, metal side rail construction, enabling it to withstand some of the world's harshness environment and continue to perform efficiently. Cells are protected from dirt, moisture and impact by a special low iron, anti-reflective tempered glass front. The solar circuit is laminated between the glass front and a durable multi-layered polymer backsheet using EVA for superior moisture resistance.

Two self-locking, environmentally-sealed junction covers on each M40 L module, one for positive and one for negative terminals, are designed for easy wiring access. Each junction cover contains a wired-in bypass diode to reduce possible power loss from cells or array shading.



CURRENT M40 L C.V. CURVES



— 25° C CELLS TEMPERATURE  
 - - - - - 47° C NOCT

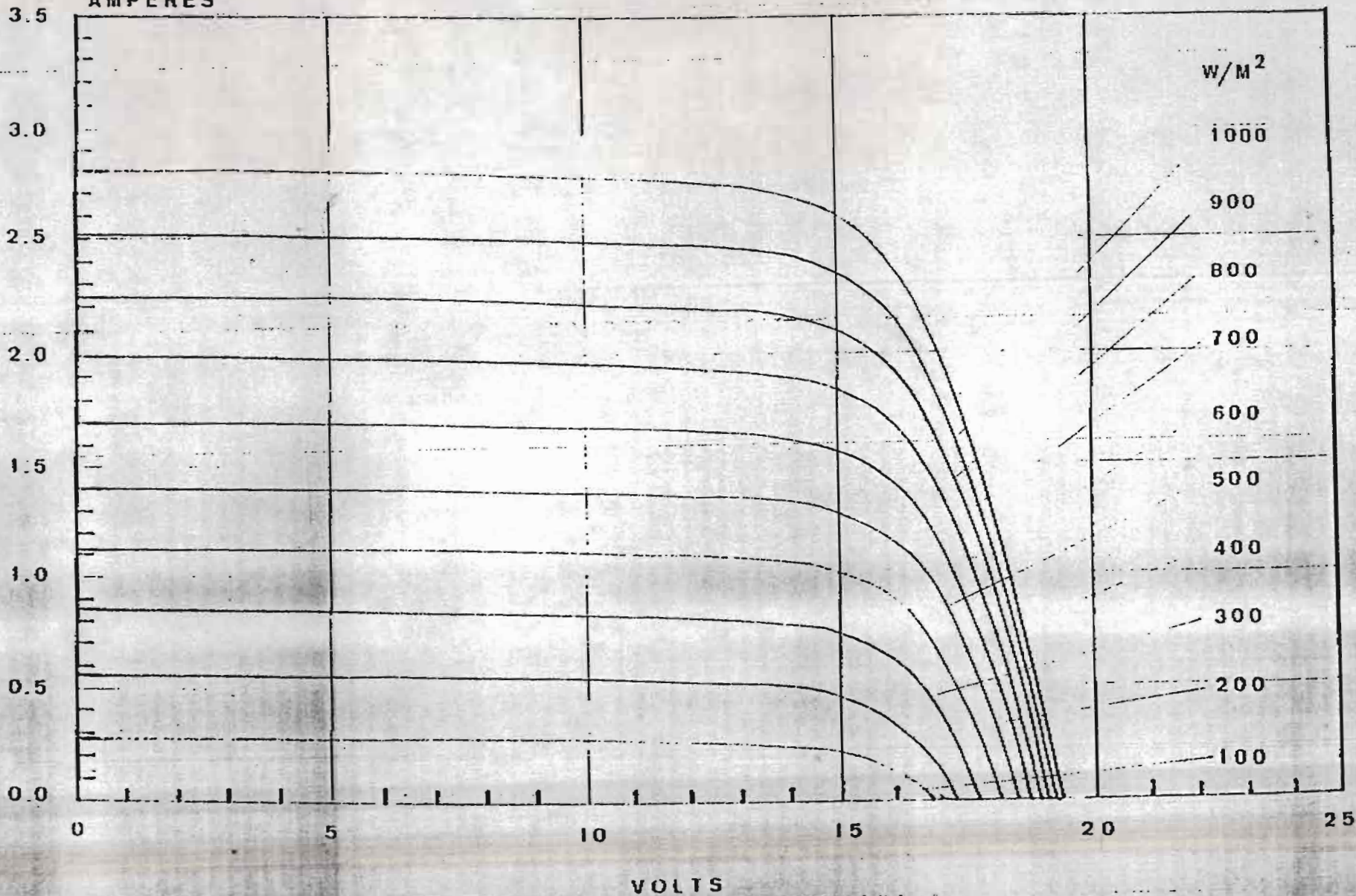




837 P06

ISOFOTON S.A.

AMPERES



ISOFOTON S.A.

I-V CHARACTERISTICS, M40L MODULE

WARRANTY INSULATION CELL TEMP 25 DEG C

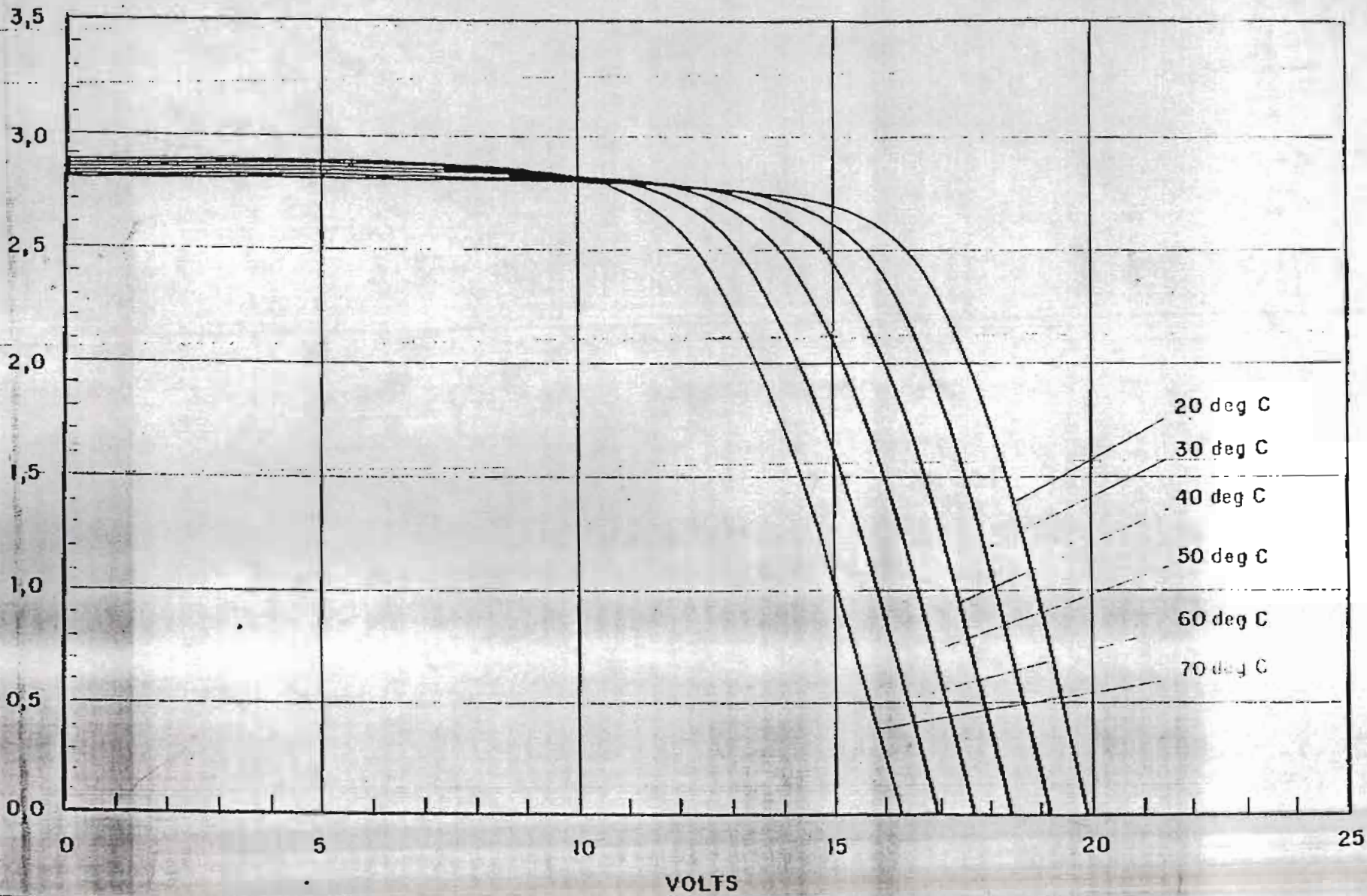
100



AMPERES

B37 P07

ISOFOTON S.A.



ISOFOTON, S.A.

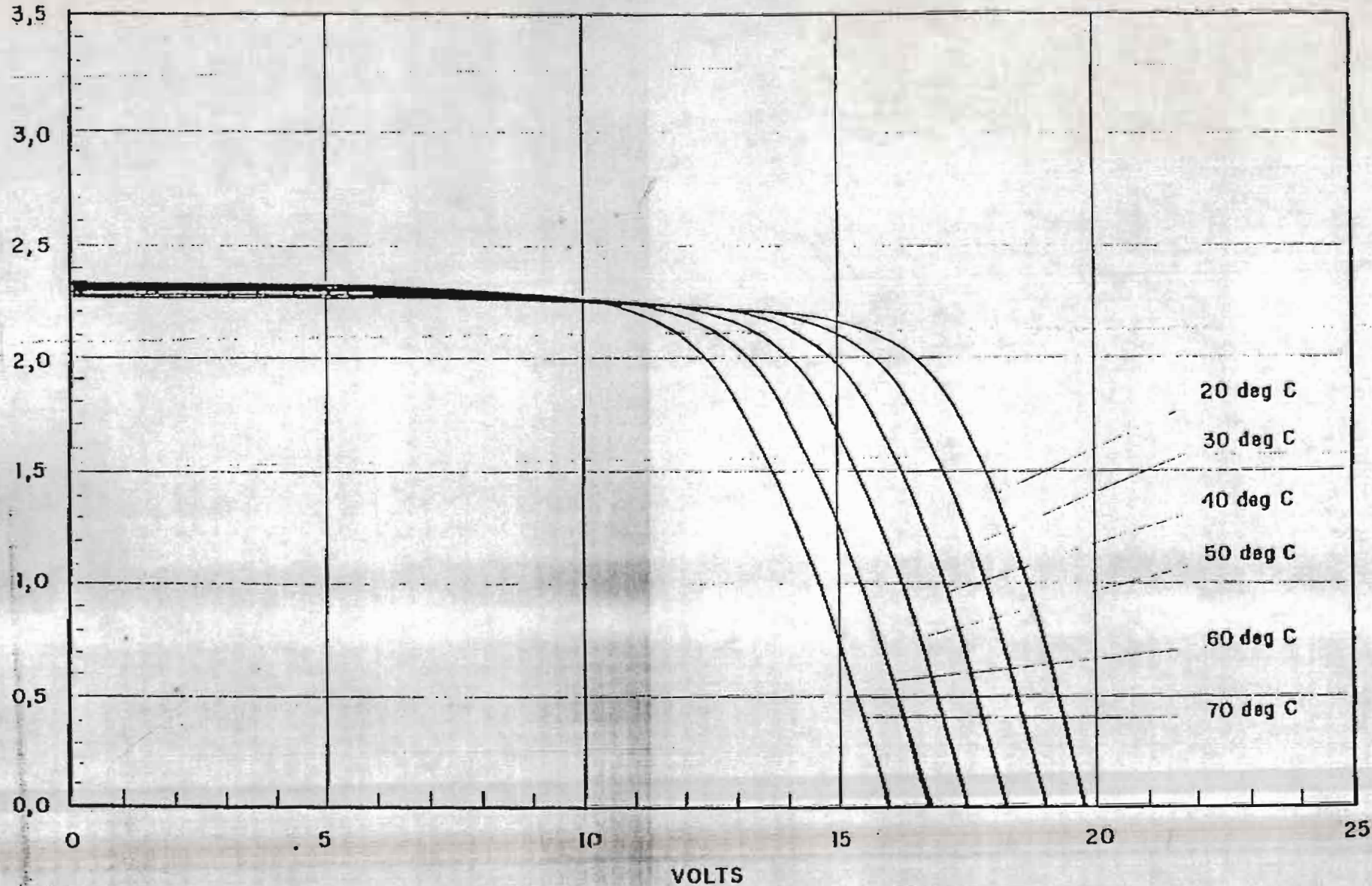
I-V CHARACTERISTICS, M40L MODULE  
VARYING CELL TEMP, INSOLATION 1 KW/M2



837 P08

ISOFOTON S. A.

AMPERES



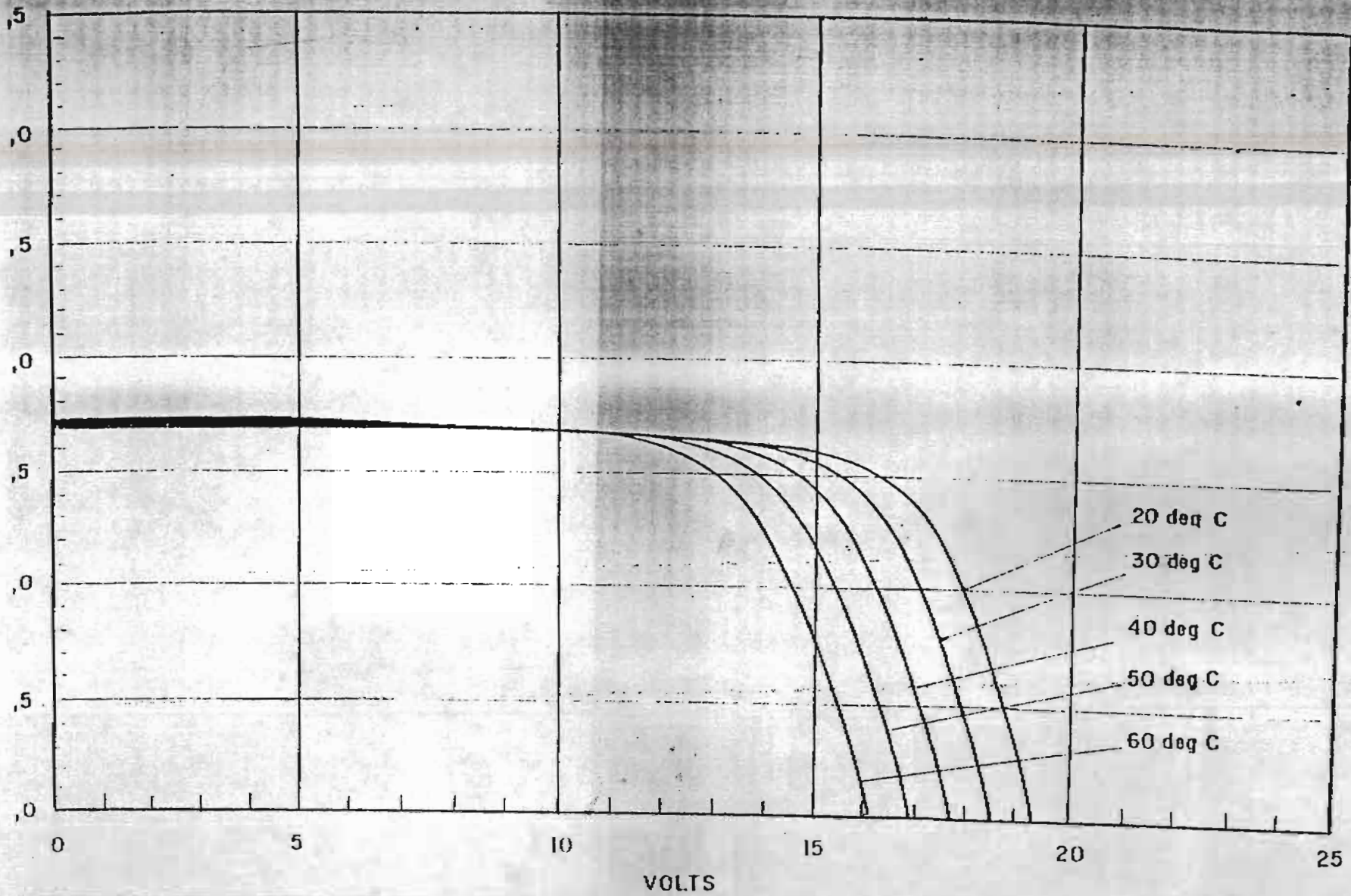
ISOFOTON, S.A.

I-V CHARACTERISTICS, M40L MODULE  
VARYING CELL TEMP, INSOLATION 800 W/M2





CHES



ISOFOTON S.A.

B37 P09

FOTON, S.A.

I-V CHARACTERISTICS, M40L MODULE  
VARYING CELL TEMP, INSOLATION 600 W/M2



ANNEXE B

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONEL 741.  
COURBES CARACTERISTIQUES ET MONTAGES.

# FREQUENCY-COMPENSATED OPERATIONAL AMPLIFIER

## FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

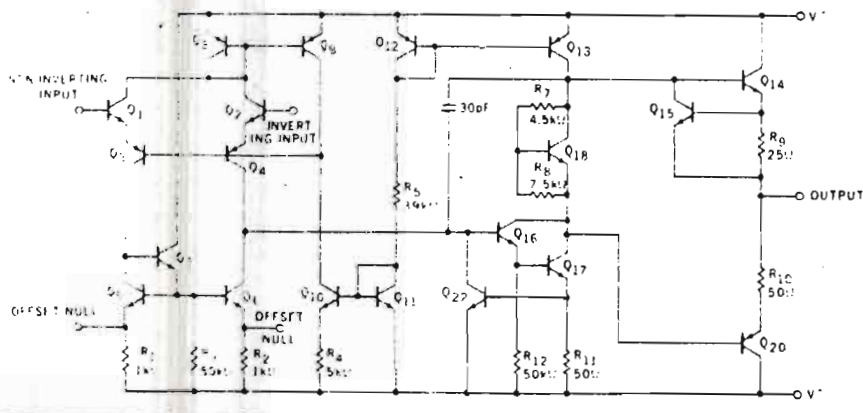
**GENERAL DESCRIPTION** - The  $\mu A741$  is a high performance monolithic operational amplifier constructed on a single silicon chip, using the Fairchild Planar\* epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of "latch-up" tendencies make the  $\mu A741$  ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON-MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH UP

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	
Military (312 Grade)	$\pm 22$ V
Commercial (393 Grade)	$\pm 18$ V
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Can	500 mW
Ceramic DIP	670 mW
Silicone DIP	340 mW
Mini DIP	310 mW
Flatpak	570 mW
Differential Input Voltage	$\pm 30$ V
Input Voltage (Note 2)	+15 V
Storage Temperature Range	
Metal Can, Ceramic DIP, and Flatpak	$-65^{\circ}\text{C}$ to $+150^{\circ}\text{C}$
Mini DIP and Silicon DIP	$-55^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature Range	
Military (312 Grade)	$-55^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$
Commercial (393 Grade)	$0^{\circ}\text{C}$ to $+70^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering)	
Metal Can, Ceramic DIP and Flatpak (60 seconds)	$300^{\circ}\text{C}$
Mini DIP and Silicone DIP (10 seconds)	$260^{\circ}\text{C}$
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite

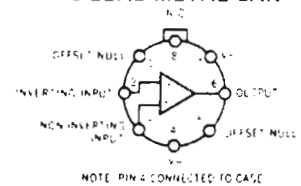
### EQUIVALENT CIRCUIT



Notes on following pages.

### CONNECTION DIAGRAMS (TOP VIEW)

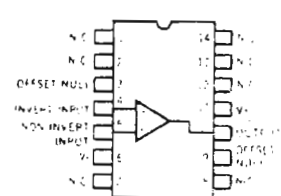
#### 8 LEAD METAL CAN



ORDER PART NOS.

U5B7741312  
U5B7741393

#### 14 LEAD DIP



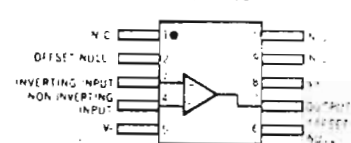
FOR CERAMIC DIP ORDER PART NOS.

U6A7741312  
U6A7741393

FOR SILICONE DIP ORDER PART NO.

U9A7741393

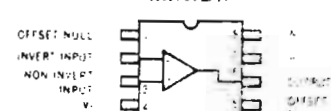
#### FLATPACK



ORDER PART NO.

U3F7741312

#### MINIDIP



ORDER PART NO.

U9T7741393

\*Planar is a patented Fairchild process.



393 GRADE

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_S = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

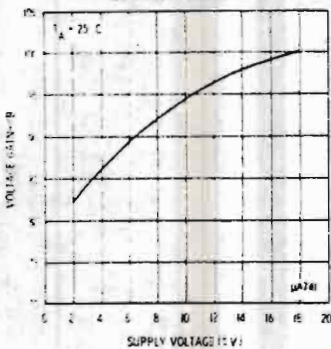
PARAMETERS (see definitions)	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		2.0	6.0	mV
Input Offset Current			20	200	nA
Input Bias Current			80	500	nA
Input Resistance		0.3	2.0		M $\Omega$
Input Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			$\pm 15$		mV
Input Voltage Range		$\pm 12$	$\pm 13$		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		30	150	$\mu\text{V/V}$
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_{out} = \pm 10\text{ V}$	20,000	200,000		
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	$\pm 12$	$\pm 14$		V
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$		V
Output Resistance			75		$\Omega$
Output Short-Circuit Current			25		mA
Supply Current			1.7	2.8	mA
Power Consumption			50	85	mW
Transient Response (unity gain)	$V_{in} = 20\text{ mV}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $C_L \leq 100\text{ pF}$				
Risetime			0.3		$\mu\text{s}$
Overshoot			5.0		%
Slew Rate	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		0.5		V/ $\mu\text{s}$

The following specifications apply for  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ :

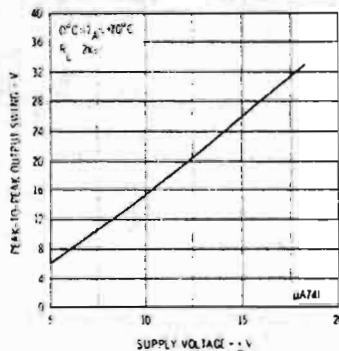
Input Offset Voltage				7.5	mV
Input Offset Current				300	nA
Input Bias Current				800	nA
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_{out} = \pm 10\text{ V}$	15,000			
Output Voltage Swing	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$		V

TYPICAL PERFORMANCE CURVES  
393 GRADE

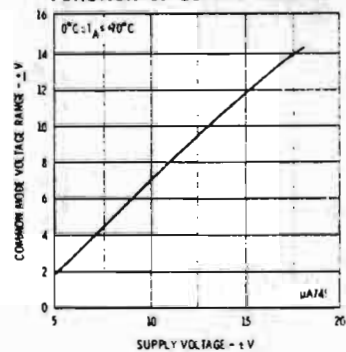
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN  
AS A FUNCTION OF  
SUPPLY VOLTAGE



OUTPUT VOLTAGE SWING  
AS A FUNCTION OF  
SUPPLY VOLTAGE



INPUT COMMON MODE  
VOLTAGE RANGE AS A  
FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

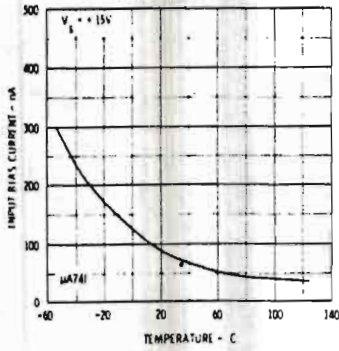


NOTES

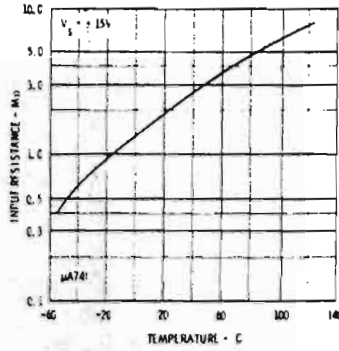
- Rating applies to ambient temperatures up to  $70^\circ\text{C}$ . Above  $70^\circ\text{C}$  ambient derate linearly at  $6.3\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for the Metal Can,  $8.3\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for the Ceramic DIP,  $6.3\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for the Silicone DIP,  $5.6\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for the Mini DIP and  $7.1\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for the Flatpak.
- For supply voltages less than  $\pm 15\text{ V}$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
- Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to  $+125^\circ\text{C}$  case temperature or  $75^\circ\text{C}$  ambient temperature.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (312 GRADE)

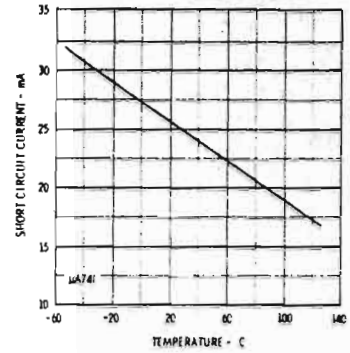
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



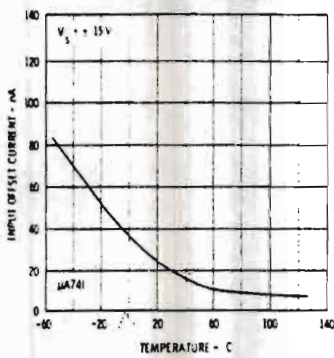
INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



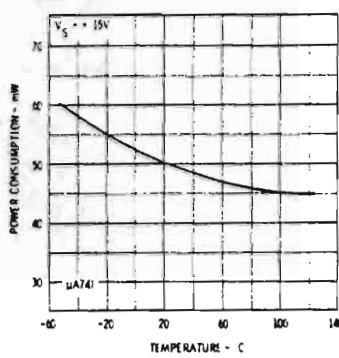
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



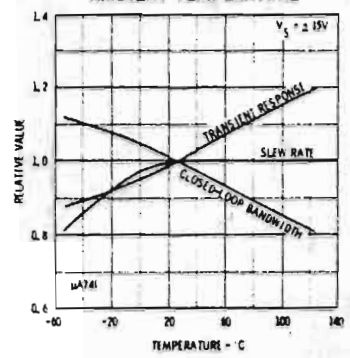
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE

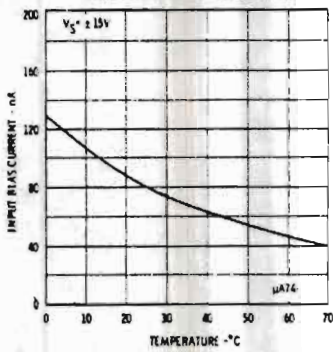


FREQUENCY CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE

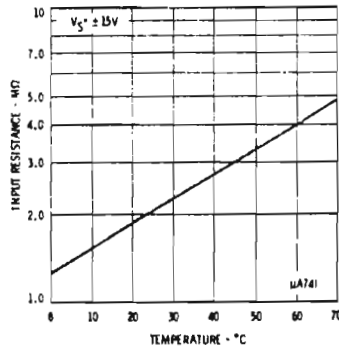


(393 GRADE)

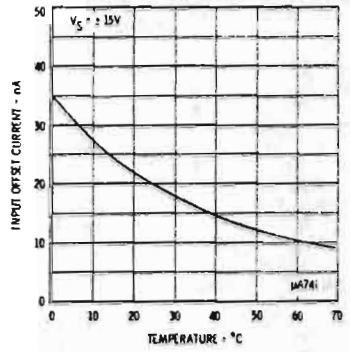
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



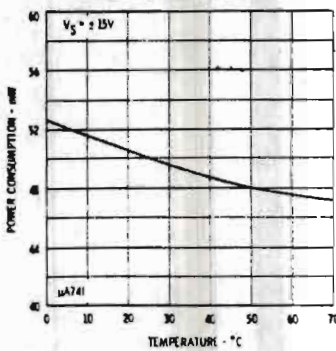
INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



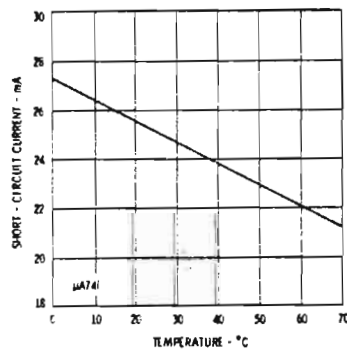
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



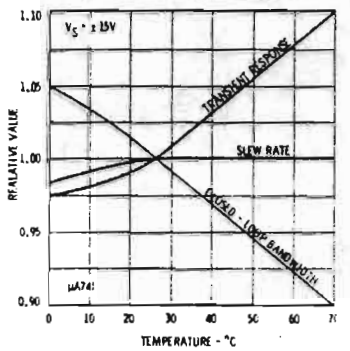
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



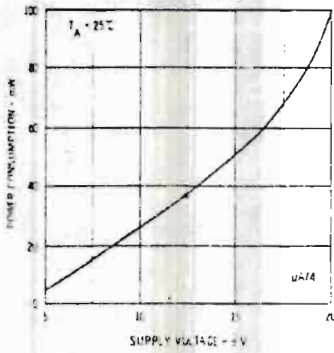
FREQUENCY CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



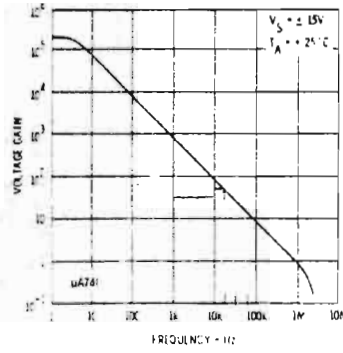


TYPICAL PERFORMANCE CURVES (312 AND 393 GRADES)

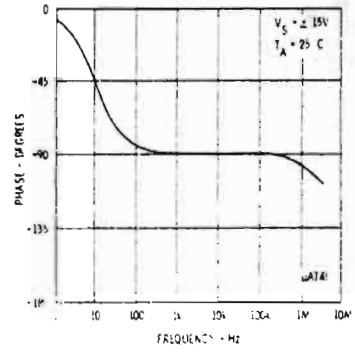
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



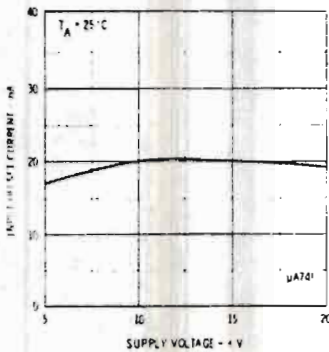
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY



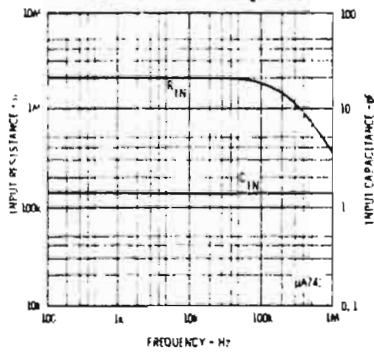
OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



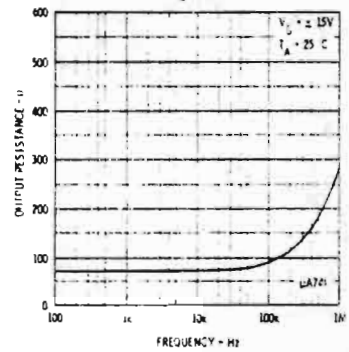
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



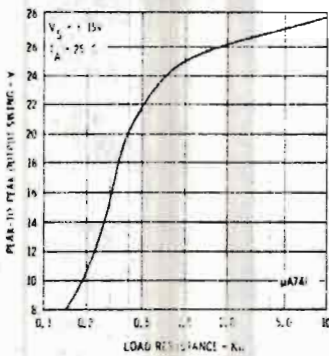
INPUT RESISTANCE AND INPUT CAPACITANCE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



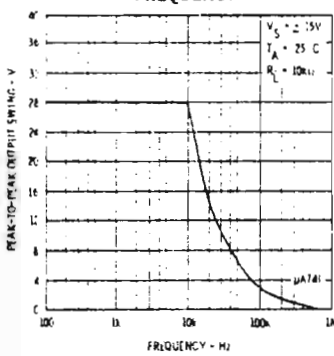
OUTPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



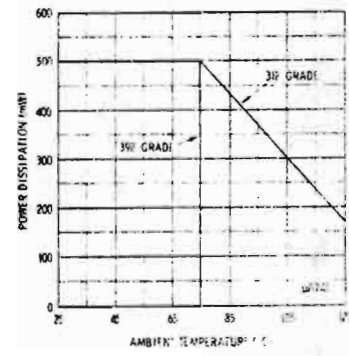
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



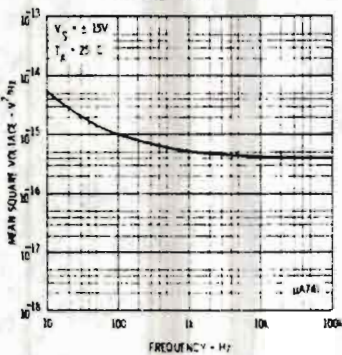
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY



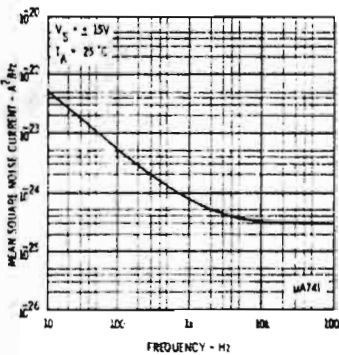
ABSOLUTE MAXIMUM POWER DISSIPATION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



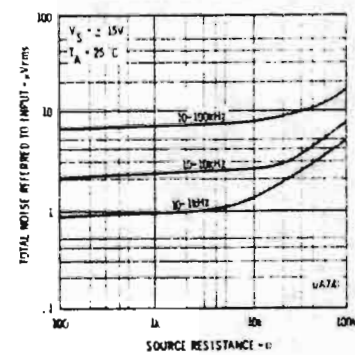
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY

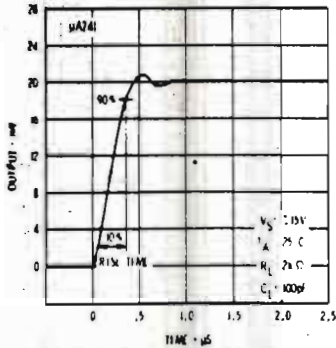


BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS

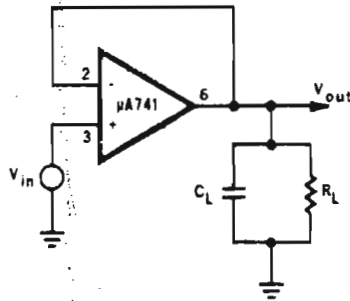


FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS •  $\mu A741$

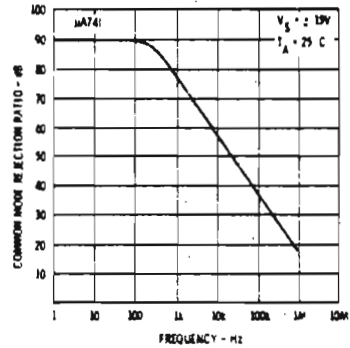
TRANSIENT RESPONSE



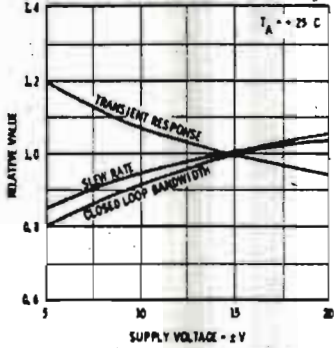
TRANSIENT RESPONSE TEST CIRCUIT



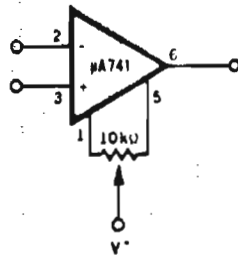
COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



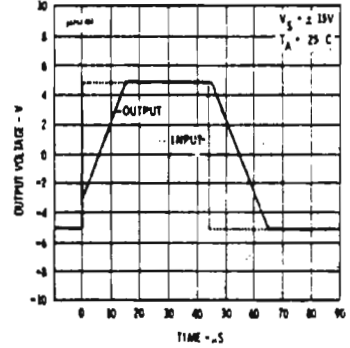
FREQUENCY CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



VOLTAGE OFFSET NULL CIRCUIT

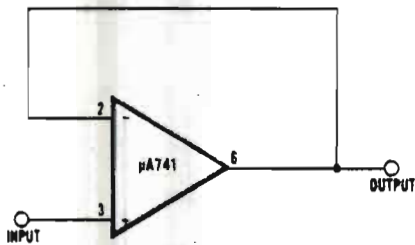


VOLTAGE FOLLOWER LARGE-SIGNAL PULSE RESPONSE



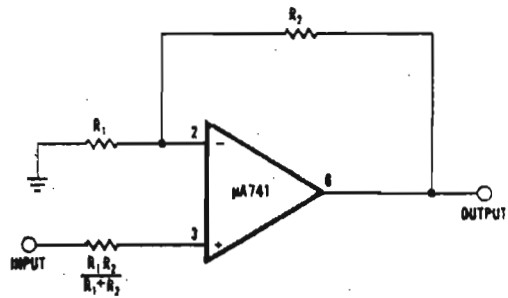
TYPICAL APPLICATIONS

UNITY-GAIN VOLTAGE FOLLOWER



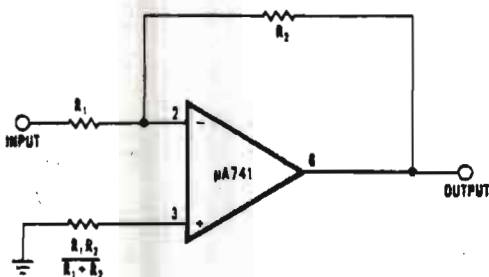
$R_{IN} = 400 \text{ M}\Omega$   
 $C_{IN} = 1 \text{ pF}$   
 $R_{OUT} \ll 1 \Omega$   
 B.W. = 1 MHz

NON-INVERTING AMPLIFIER



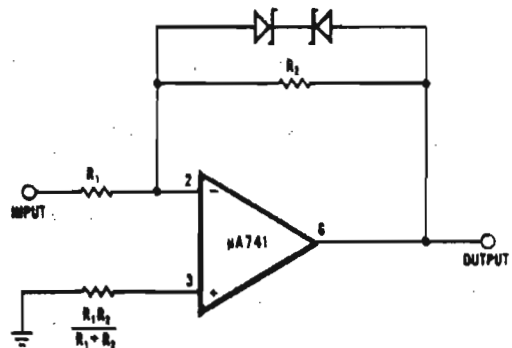
GAIN	$R_1$	$R_2$	B.W.	$R_{IN}$
10	1 k $\Omega$	9 k $\Omega$	100 kHz	400 M $\Omega$
100	100 $\Omega$	99.9 k $\Omega$	10 kHz	260 M $\Omega$
1000	100 $\Omega$	999.9 k $\Omega$	1 kHz	80 M $\Omega$

INVERTING AMPLIFIER



GAIN	$R_1$	$R_2$	B.W.	$R_{IN}$
1	10 k $\Omega$	10 k $\Omega$	1 MHz	10 k $\Omega$
10	1 k $\Omega$	10 k $\Omega$	100 kHz	1 k $\Omega$
100	1 k $\Omega$	100 k $\Omega$	10 kHz	1 k $\Omega$
1000	100 $\Omega$	100 k $\Omega$	1 kHz	100 $\Omega$

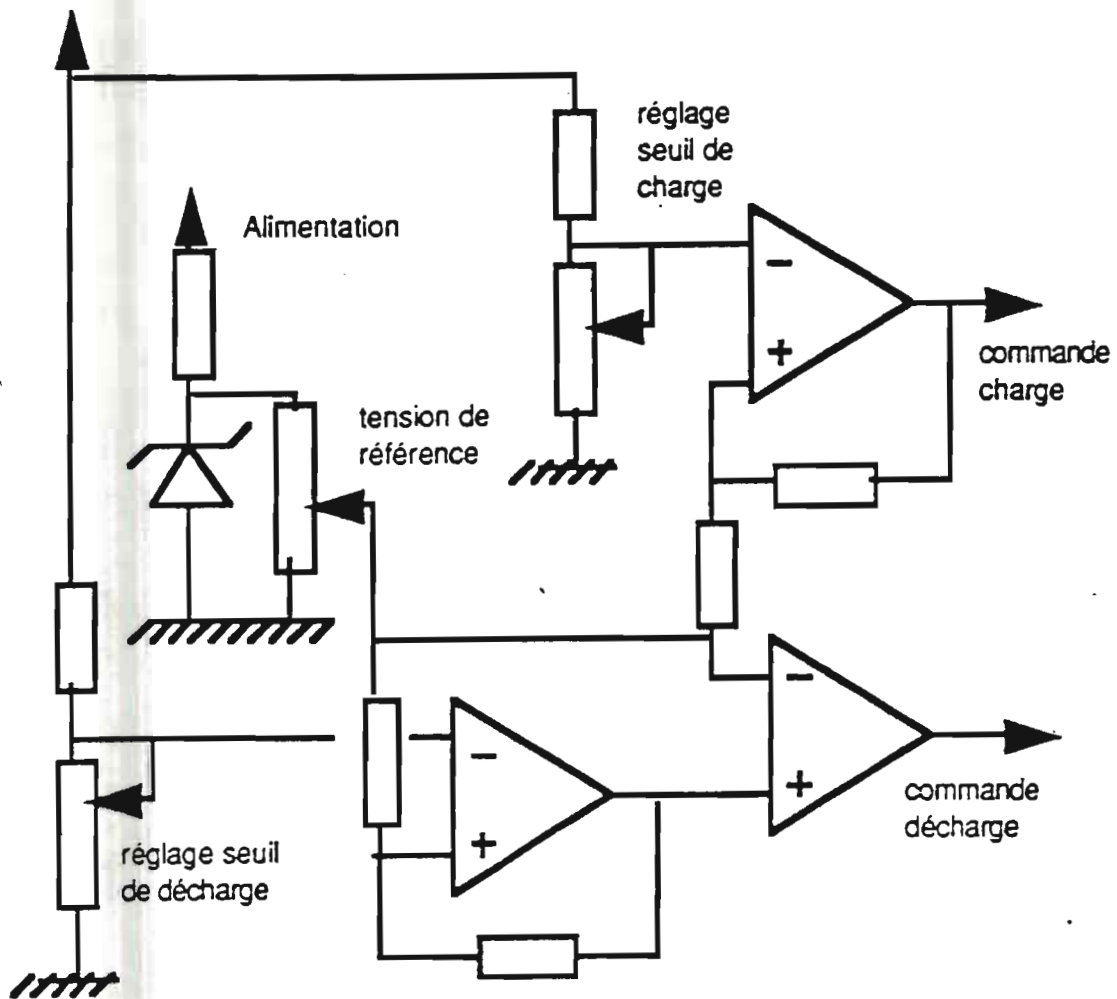
CLIPPING AMPLIFIER



$$\frac{E_{OUT}}{E_{IN}} = \frac{R_2}{R_1} \text{ if } |E_{OUT}| \leq V_Z + 0.7 \text{ V}$$

where  $V_Z$  = Zener breakdown voltage

PRINCIPE DE GENERATION DE LA COMMANDE DE CHARGE ET DE DECHARGE.



Principe de génération de la commande de charge et de décharge.

ANNEXES C

FICHES DE DIMENSIONNEMENT DES TRANSISTORS.

D - FICHES DE DIMENSIONNEMENT DES TRANSISTORS.

17.10. TRANSISTORS DE PUISSANCE			
<p><b>17.10.1.</b> ÉLÉMENTS À PRENDRE EN COMPTE POUR CHOISIR ET PROTÉGER LES TRANSISTORS (Fonctionnement en commutation)</p>	<p><b>CARACTÉRISTIQUES DE L'UTILISATION</b></p> <p>Il faut connaître :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— la tension continue maximale sous laquelle la charge peut fonctionner,</li> <li>— le courant continu maximum pouvant être absorbé par la charge,</li> <li>— la fréquence de commutation (souvent quelques kHz)</li> </ul> <p><b>ADAPTATION AU RÉSEAU</b></p> <p>Elle se fait directement à partir du réseau à courant continu. (Cas du hacheur)</p> <p><b>CHOIX DES TRANSISTORS</b></p> <p>Le choix se fait à partir des caractéristiques suivantes :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— courant maximum commuté (Etat passant)</li> <li>— tension maximale à bloquer (Etat bloqué)</li> <li>— courant de commande disponible (<math>I_b</math> de saturation)</li> <li>— temps total d'établissement (Retard à la commutation)</li> <li>— fréquence de commutation</li> </ul> <p><b>PROTECTION DES TRANSISTORS</b></p> <p>Protection contre les courts-circuits par fusibles</p> <p>Protection thermique par radiateur : le choix du radiateur se fait à partir :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— de la température ambiante : <math>\theta_a</math> ou <math>t_a</math></li> <li>— de la température maximale de jonction : <math>t_{vj}</math> (donnée par le constructeur)</li> <li>— de la résistance thermique jonction-boîtier : <math>R_{th,jc}</math> (donnée par le constructeur)</li> <li>— du montage sur le radiateur : résistance thermique boîtier-radiateur : <math>R_{th,cr}</math></li> <li>— de la puissance maximale dissipable <math>P_{max}</math> (donnée par le constructeur)</li> <li>— de la puissance à dissiper, elle peut se mettre sous la forme :</li> </ul> <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content; margin: 10px auto;"> <math display="block">P_d = V_{CES} I_c + V_{BES} I_b</math> </div> <p style="text-align: right; margin-right: 20px;"> <math>P_d</math> : puissance à dissiper en W  <math>I_c</math> : courant collecteur en A  <math>I_b</math> : courant base en A  <math>V_{CES}</math>; <math>V_{BES}</math> : tensions de saturation en V         </p> <p>Protection du transistor en commutation :</p> <p style="text-align: right; margin-right: 20px;">             D : diode de roue libre plus rapide que T (protection contre les surtensions)              R.C. : protection à l'ouverture de T         </p>		
<p><b>17.10.2.</b> GRANDEURS CARACTÉRISANT UN TRANSISTOR</p>	<table border="0" style="width: 100%;"> <tr> <td style="vertical-align: top;"> <p>• Courants</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><math>I_c</math> : courant continu collecteur</li> <li><math>I_b</math> : courant continu base</li> <li><math>h_{21E}</math> : valeur statique du rapport de transfert direct du courant (Emetteur commun)</li> </ul> <p>• Autres caractéristiques :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><math>P_{tot}</math> : puissance dissipée totale</li> <li><math>t_f</math> : temps de décroissance</li> <li><math>t_s</math> : retard à la décroissance</li> </ul> </td> <td style="vertical-align: top;"> <p>• Tensions</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><math>V_{CEO}</math> : tension continue collecteur-émetteur (<math>I_b = 0</math>) pour <math>I_c</math> spécifié.</li> <li><math>V_{CES}</math> : tension de saturation collecteur-émetteur avec <math>I_c</math> et <math>I_b</math> spécifiés.</li> </ul> <p><math>f_T</math> : fréquence de transition</p> <p><math>t_d + t_r</math> : temps total d'établissement</p> <p><math>t_{vj}</math> : température de la jonction</p> <p><math>t_{case}</math> : température du boîtier</p> </td> </tr> </table>	<p>• Courants</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><math>I_c</math> : courant continu collecteur</li> <li><math>I_b</math> : courant continu base</li> <li><math>h_{21E}</math> : valeur statique du rapport de transfert direct du courant (Emetteur commun)</li> </ul> <p>• Autres caractéristiques :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><math>P_{tot}</math> : puissance dissipée totale</li> <li><math>t_f</math> : temps de décroissance</li> <li><math>t_s</math> : retard à la décroissance</li> </ul>	<p>• Tensions</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><math>V_{CEO}</math> : tension continue collecteur-émetteur (<math>I_b = 0</math>) pour <math>I_c</math> spécifié.</li> <li><math>V_{CES}</math> : tension de saturation collecteur-émetteur avec <math>I_c</math> et <math>I_b</math> spécifiés.</li> </ul> <p><math>f_T</math> : fréquence de transition</p> <p><math>t_d + t_r</math> : temps total d'établissement</p> <p><math>t_{vj}</math> : température de la jonction</p> <p><math>t_{case}</math> : température du boîtier</p>
<p>• Courants</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><math>I_c</math> : courant continu collecteur</li> <li><math>I_b</math> : courant continu base</li> <li><math>h_{21E}</math> : valeur statique du rapport de transfert direct du courant (Emetteur commun)</li> </ul> <p>• Autres caractéristiques :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><math>P_{tot}</math> : puissance dissipée totale</li> <li><math>t_f</math> : temps de décroissance</li> <li><math>t_s</math> : retard à la décroissance</li> </ul>	<p>• Tensions</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><math>V_{CEO}</math> : tension continue collecteur-émetteur (<math>I_b = 0</math>) pour <math>I_c</math> spécifié.</li> <li><math>V_{CES}</math> : tension de saturation collecteur-émetteur avec <math>I_c</math> et <math>I_b</math> spécifiés.</li> </ul> <p><math>f_T</math> : fréquence de transition</p> <p><math>t_d + t_r</math> : temps total d'établissement</p> <p><math>t_{vj}</math> : température de la jonction</p> <p><math>t_{case}</math> : température du boîtier</p>		
<p><b>17.10.3.</b> VARIATION DE LA PUISSANCE DISSIPÉE SUIVANT LA TEMPÉRATURE DU BOÎTIER</p>	<p><b>UTILISATION DE L'ABAQUE</b></p> <p>Cet abaque est utilisable pour les transistors ayant une <math>t_{vj}</math> de 200 °C et une puissance maximale de dissipation pour une température <math>t_{case}</math> de 25 °C</p> <p>• Graduer l'axe des ordonnées à partir de <math>P_d</math> donnée par le constructeur en W 100 % = <math>P_d</math> totale.</p> <p>• Suivant <math>t_{case}</math>, lire la puissance maximale dissipable par le transistor.</p>		



TYPES		$V_{CE0}$	$I_c$	$P_{tot}$	$h_{FE} / I_c$		$V_{CE0}$		$I_c / h_{FE}$		$t_{d+L}$	$t_c$	$t_f$	$f_T$	$R_{th \mu}$	Case
NPN	PNP	(V)	(A)	(W)	MIN	MAX (A)	MAX (V)	(A)	(A)	( $\mu s$ )	( $\mu s$ )	( $\mu s$ )	(MHz)	( $^{\circ}C/W$ )		
<b>TRANSISTORS A USAGE GENERAL DE 3 à 30 A - <math>t_{vj} = 200^{\circ}C</math></b>																
2N 3054	BDX 14	56	4	25	25	100	0.5	1	0.5	0.05				0.8	7	TO 66
2N 3055	BDX 18	60	15	117	20	70	4	1.1	4	0.4				0.8	1.5	TO 3
2N 3441	BDX 16	140	3	25	20	80	0.5	1	0.5	0.05				0.8	7	TO 66
	2N 3740	60	4	25	20		0.5	0.6	1	0.125				4	7	TO 66
	2N 3741	80	4	25	20		0.5	0.6	1	0.125				4	7	TO 66
2N 3442	BDX 20	140	10	117	25	70	3	-	3	0.3				0.8	1.5	TO 3
2N 3771		40	30	150	15	60	1.5	2	15	1.5				0.6	1.17	TO 3
2N 3772		60	20	150	15	60	1.0	1.4	10	-				0.6	1.17	TO 3
2N 3773		40	16	150	15	60	5	1.4	8	0.6				0.8	1.17	TO 3
<b>TRANSISTOR DE COMMUTATION DE 6 à 25 A <math>t_{vj} = 200^{\circ}C</math></b>																
BDY 26		180	6	87.5	15	180	2	0.6	2	0.25	1	1.5	0.5	10	2	TO 3
BDY 27		200	6	87.5	15	180	2	0.6	2	0.25	1	1.5	0.5	10	2	TO 3
BDY 28		250	6	87.5	15	180	2	0.6	2	0.25	1	1.5	0.5	10	2	TO 3
BDY 55		80	15	117	10		1.0	2.5	10	3.3	0.5	1.5	0.5	10	1.5	TO 3
BDY 56		120	15	117	10		1.0	2.5	10	3.3	0.5	1.5	0.5	10	1.5	TO 3
BDY 57		80	25	175	20	60	1.0	1.4	10	-	0.25	1.5	0.5	7	-	TO 3
BDY 58		125	25	175	20	60	1.0	1.4	10	-	0.25	1.5	0.5	7	-	TO 3
<b>TRANSISTOR DE PUISSANCE DE 8 à 50 A <math>t_{vj} = 200^{\circ}C</math></b>																
BUX 39		90	30	120	5	20	1.6	20	2.5	1.5	1	0.5	8	1.46	TO 3	
BUX 40		125	20	120	5	15	1.6	15	1.9	1.2	1	0.4	8	1.46	TO 3	
BUX 41		200	15	120	8	8	1.6	8	1	1	1.7	0.8	8	1.46	TO 3	
BUX 42		250	12	120	8	6	1.6	6	0.75	1	2	1.2	8	1.46	TO 3	
BUX 43		325	10	120	8	5	1.6	5	1	1	2.2	1.2	8	1.46	TO 3	
BUX 44		400	8	120	6	4	2	4	0.8	1	2.5	1.2	8	1.46	TO 3	
BUX 45		500	5	120	6	2	2	2	0.4	1	5	1.2	8	1.46	TO 3	
BUX 10		125	25	150	10	20	1.2	20	2	1.5	1.2	0.3	8	1.17	TO 3	
BUX 11		200	20	150	10	12	1.5	12	1.5	1	1.8	0.4	8	1.17	TO 3	
BUX 12		250	20	150	10	10	1.5	10	1.25	1	2	0.5	8	1.17	TO 3	
BUX 13		325	15	150	8	8	1.5	8	1.8	1.2	2.5	1	8	1.17	TO 3	
BUX 14		400	10	150	8	6	1.5	6	1.2	1.4	3	1.2	8	1.17	TO 3	
BUX 15		500	8	150	8	4	1	4	0.8	1.6	5	1.4	8	1.17	TO 3	
BUX 20		125	50	350	10	30	1.2	30	5	1.5	1.2	0.3	8	0.5	CB 159	
BUX 21		200	40	350	10	25	1.5	25	3	1.2	1.8	0.4	8	0.5	CB 159	
BUX 22		250	40	350	10	20	1.5	20	2.5	1.3	2	0.5	8	0.5	CB 159	
BUX 23		325	30	350	8	16	1	16	3.2	1.3	2.5	1.2	8	0.5	CB 159	
BUX 24		400	20	350	8	12	1	12	2.4	1.6	3	1.4	8	0.5	CB 159	
BUX 25		500	15	350	8	8	1	8	1.6	1.8	5	1.6	8	0.5	CB 159	
BUX 47		850	9	107	5	6	1.5	6	1.2	1	3	0.8		1.4	TO 3	
BUX 48		850	15	175	5	10	1.5	10	2	1	3	0.8		1.2	TO 3	
BUX 98		850	30	250	5	20	1	20	4	1	3	0.8		1.2	TO 3	
BUX 48 A		1000	15	175	5	8	1.5	8	1.6	1	3	0.8		1.2	TO 3	
BUV 18		120	50	250	10	30	1.5	30	8	1.5	1.1	0.25	8	0.7	CB 159	
BUV 19		160	50	250	10	30	1.2	30	8	1.3	1.1	0.25	8	0.7	CB 159	
BUV 20		125	50	250	10	30	1.2	30	5	1.5	1.2	0.3	8	0.7	CB 159	
BUV 21		200	40	250	10	25	1.5	25	3	1.2	1.8	0.4	8	0.7	CB 159	
BUV 22		250	40	250	10	20	1.5	20	2.5	1.3	2	0.5	8	0.7	CB 159	
BUV 23		325	30	250	8	16	1	16	3.2	1.3	2.5	1.2	8	0.7	TO 3	
BUV 24		400	20	250	8	12	1	12	2.4	1.6	3	1.4	8	0.7	TO 3	
<b>Remarques :</b>																
* $V_{CE0}$ : tension continue collecteur - émetteur avec $V_{BE} = - 2.5 V$																
** $V_{CE0}$ avec $V_{BE} = - 1.5 V$																
$V_{CEO} \equiv V_{CE0}/2$																
Encombrements § 17.11.																
Définition des grandeurs § 17.10.2.																
Exemples § 17.13.2.																

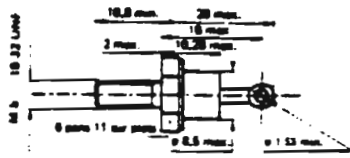
**17.10.2.  
CHOIX DES  
TRANSISTORS  
DE 3 à 50 A**



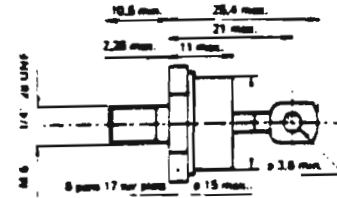
# 17.11. ENCOMBREMENTS DES COMPOSANTS DE PUISSANCE

(D'APRÈS THOMSON)

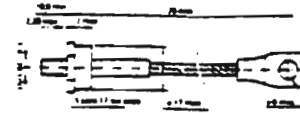
DO-4 (CB-33)



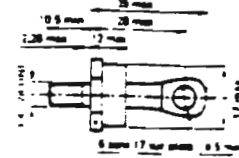
DO-5 (CB-34)



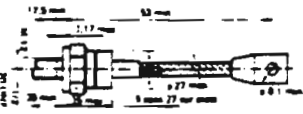
RG - T (CB-319)



RG (CB-256)

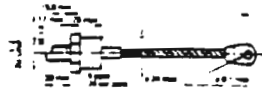


DO 8

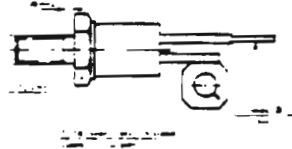


F 62 m (KU 10/10 F - BYT 75 - KU 13/15)

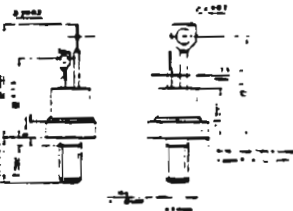
SYT KU 10 F KU 13  
 KU 10 145 min KU 15 155 min



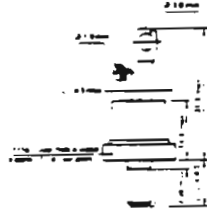
TO 64 (CB-318)



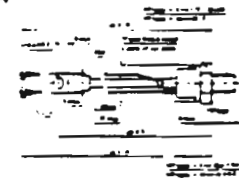
TO 48 (CB-267)



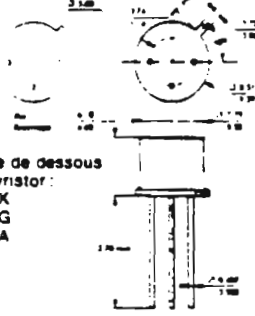
TO 65 (CB-269)



TO 94

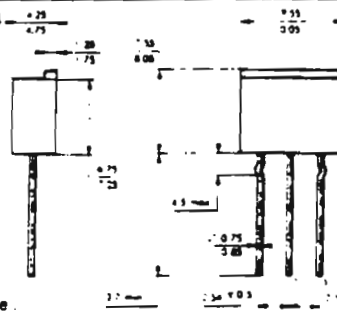


TO 39



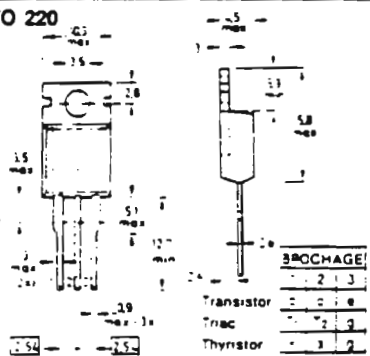
Vue de dessous  
 Thyristor :  
 1: K  
 2: G  
 3: A

CB-274 (TL)



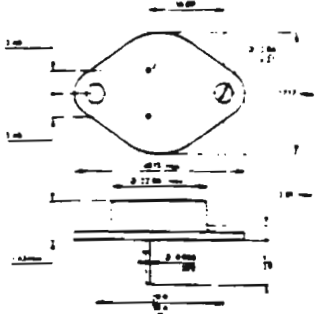
Brochage  
 Thyristor : 1 2 3 = K A G  
 Triac : 1 2 3 = A, A, G

TO 220



BROCHAGE		
Transistor	1	2 3
Triac	1	2 3
Thyristor	1	2 3

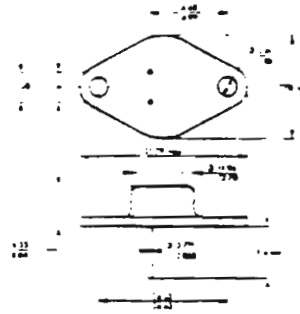
TO 3 (CB-19)



TO 3 modifié (CB-159)

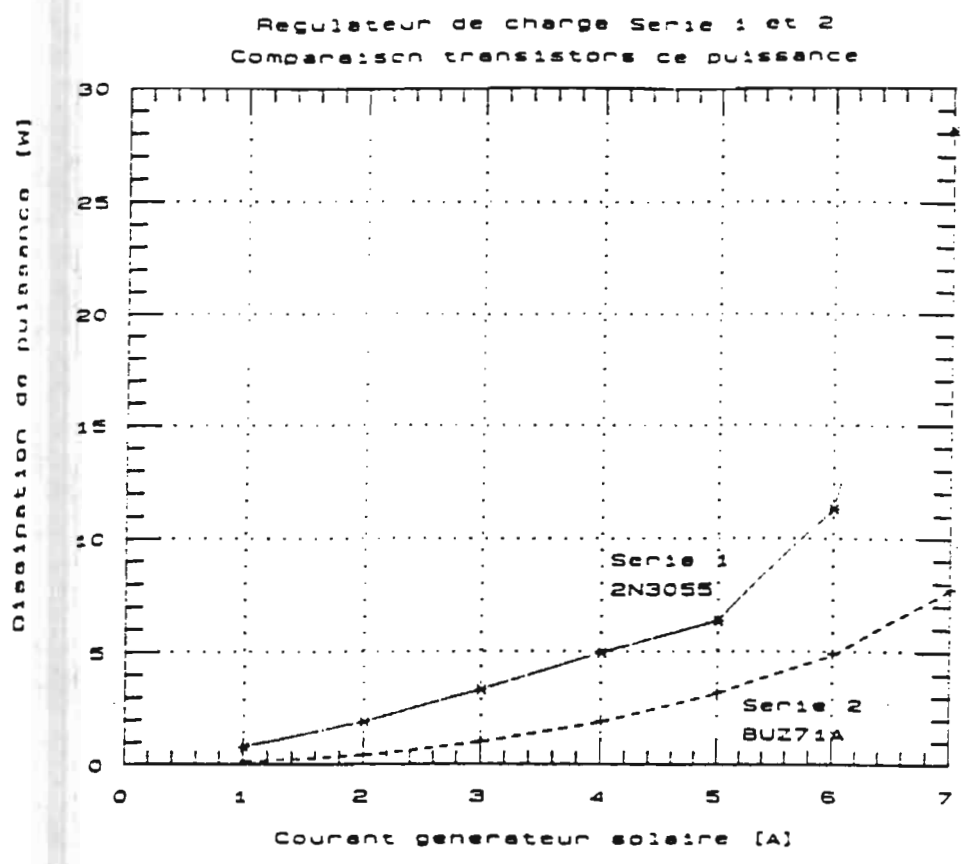


TO 66 (CB-72)



Brochage : 1 BASE 2 EMETTEUR 3 COLLECTEUR. Reins au boîtier

Comparaison des transistors de puissance.



ANNEXE D

FICHES DES CARACTERISTIQUES DES DISSIPATEURS.

# D - FICHES DES CARACTERISTIQUES DES DISSIPATEURS.

**17.12.5.**  
**PLAQUES**  
**ALUMINIUM**  
**OU CUIVRE**  
**POUR PETITS**  
**RADIATEURS**  
 $R_{th ra}$   
 $> 1,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$   
(Méthode a)

① Aluminium épaisseur : 1,5 mm  
② Cuivre épaisseur : 1,5 mm  
③ Aluminium épaisseur : 2 mm

$S = L / \text{avec } L \neq 1$   
Plaque montée verticalement

**KS 601.**  
Finition A\* ou E\*\* Longueurs (mm): 25, 37,5, 50, 75, 100, 100G. Masse (g/cm): 8,2

**KS 120.**  
Finition A\* ou E\*\* Longueurs (mm): 37,5, 50, 75, 100, 150, 100G. Masse (g/cm): 20

**KS 1145.**  
Finition A\* ou E\*\* Longueurs (mm): 50, 75, 100, 150, 100G. Masse (g/cm): 40

$\Delta T \text{ } ^\circ\text{C}$   
 $\Delta T = T_c - T_a$   
 $P_c$  (W)

$\Delta T \text{ } ^\circ\text{C}$   
 $\Delta T = T_c - T_a$   
 $P_c$  (W)

$\Delta T \text{ } ^\circ\text{C}$   
 $\Delta T = T_c - T_a$   
 $P_c$  (W)

**17.12.6.**  
**CHOIX DES**  
**RADIATEURS**  
 $R_{th ra} < 5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$   
(Méthode b)

**USINAGE POUR TO 66**

**KS 881.**  
Finition A\* ou E\*\* Longueurs (mm): 31,5, 50, 75, 100, 150, 100G. Masse (g/cm): 24

**KS 110.**  
Finition A\* ou E\*\* Longueurs (mm): 50, 75, 100, 100G. Masse (g/cm): 21

**USINAGE POUR TO 3**

$\Delta T \text{ } ^\circ\text{C}$   
 $\Delta T = T_c - T_a$   
 $P_c$  (W)

$\Delta T \text{ } ^\circ\text{C}$   
 $\Delta T = T_c - T_a$   
 $P_c$  (W)

**USINAGE POUR TO 220**

Exemples § 17.13.

\* A : finition anodisée blanc  
\*\* E : finition anodisée noir (les diagrammes ci-contre s'appliquent pour ce type de finition)  
Longueurs commercialisées en mm. Masse en g/cm.

369

DIODES									
BOITIERS		$R_{th \alpha}$ (°C/W)			$R_{th cr}$ (°C/W)	Couple de serrage		Observations	
Type	Calibre $L_{cr}$	180° $\theta$	120° $\theta$	90° $\theta$		max (N.m)	recommandé (N.m)		
DO4	3 A	5,2	6,58	7,87	0,7	2,2	1,8	$\theta$ angle de conduction en degrés	
	8 A	3,5	4,42	5,31					
	12 A	1,8	2,27	2,71					
DO5	20 A	1,3	1,84	1,97	0,3	3,1	2,5		
	40 A	0,74	0,94	1,08					
RG (M)	80 A	0,54	0,69	1,80	0,3	5,4	4,3	Ti avec tresse	
F8 2 m	100 A	0,43	0,552	0,644	0,1	3,2	6,6	Couple de serrage indicatif	
	150 A	0,35	0,442	0,515					
DO6	200 A	0,25	0,32	0,37	0,08	3,2	6,6		
THYRISTORS - TRIACS									
BOITIERS		$R_{th \alpha}$ (°C/W)			$R_{th cr}$ (°C/W)	Couple de serrage		Observations	
Type	Calibre $L_{cr}$	180° $\theta$	120° $\theta$	90° $\theta$		max (N.m)	recommandé (N.m)		
TO 39	—	35	—	—	—	—	—	Sans radiateur	
TO 54	7,4 A	3,1	3,94	4,57	0,7	2,2	1,8	Boitier pour thyristors	
TO 48	16 A	1,58	2,02	2,34	0,4	3,1	2,5	Boitier pour triacs et thyristors	
	25 A	1,08	1,38	1,51					
	35 A	1,08	1,38	1,51					
	50 A	0,864	1,105	1,29					
TO 65	83 A	0,752	1,03	1,13	0,3	—	—	Boitier pour triacs et Thyristors	
TO 94	120 A	0,324	0,414	0,483	0,1	3,2	6,6	Boitier pour Thyristors	
TO 220 (AB)	8 A	4,3	—	—	3	—	—	Boitier pour triacs et regulateurs	
	8 A	2,8	—	—					
	10 A	2,16	—	—					
	12 A	1,67	—	—					
TRANSISTORS									
TO 3	—	—	—	—	1	—	—	Les valeurs de $R_{th cr}$ sont donnees § 17.10.4.	
TO 66	—	—	—	—	2	—	—		
CB 159	—	—	—	—	1	—	—		

**17.12.2. RESISTANCES THERMIQUES  $R_{th \alpha}$  ET  $R_{th cr}$  COUPLE DE SERRAGE**

La resistance thermique  $R_{m cr}$  varie suivant le montage du composant sur le radiateur :

- par utilisation d'une graisse aux silicones, multiplier  $R_{m cr}$  par 0,2
- par utilisation d'une graisse sans silicones, multiplier  $R_{m cr}$  par 0,4
- par utilisation de disques isolants :
  - rondelle de mica épaisseur 50  $\mu$ m, resistance thermique de transition : 0,8 °C/W ; 2 kV
  - rondelle de mica argenté 50  $\mu$ m, resistance de transition : 0,4 °C/W ; 1,5 kV
  - rondelle isolante en Kapton 50  $\mu$ m, resistance thermique de transition : 0,35 °C/W ; 0,5 kV

La resistance thermique totale boitier - radiateur, dans le cas d'un montage isole par rondelle devient egale à :

$$R_{m cr} = 2 R_{m cr} + R_{m tr}$$

$R_{m cr}$  : resistance thermique totale  
 $R_{m cr}$  : resistance thermique donnee § 17.12.2.  
 $R_{m tr}$  : resistance thermique de transition.

Eventuellement corriger  $2 R_{m cr}$  si des graisses sont utilisees

Choisir de preference des radiateurs dont l'epaisseur est au moins egale à 2 mm.

**17.12.3. INFLUENCE DU MONTAGE SUR LA RESISTANCE THERMIQUE  $R_{m cr}$**

La resistance thermique  $R_{m cr}$  varie suivant le montage du composant sur le radiateur :

- Si le radiateur est monte horizontalement, multiplier  $R_{m cr}$  calculee par : 0,5
- Si le radiateur n'est pas en finition anodisee noir, retrancher à  $R_{m cr}$  calculee 3,3 °C/W

Remarque concernant le montage du radiateur :

- Si le composant est directement monte sur le radiateur, le potentiel de ce radiateur est au potentiel du boitier du composant, il faut alors isoler le radiateur du chassis de montage.

**17.12.4. INFLUENCE DU MONTAGE SUR LA RESISTANCE THERMIQUE  $R_{m cr}$**

La resistance thermique  $R_{m cr}$  varie suivant le montage du composant sur le radiateur :

- Si le radiateur est monte horizontalement, multiplier  $R_{m cr}$  calculee par : 0,5
- Si le radiateur n'est pas en finition anodisee noir, retrancher à  $R_{m cr}$  calculee 3,3 °C/W

Remarque concernant le montage du radiateur :

- Si le composant est directement monte sur le radiateur, le potentiel de ce radiateur est au potentiel du boitier du composant, il faut alors isoler le radiateur du chassis de montage.

ANNEXE E

LISTE DES COMPOSANTS DU REGULATEUR

## C - LISTE DES COMPOSANTS

### Résistances: 1/4 W

R1 = 2.2 K $\Omega$

R2 = 15 K $\Omega$

R3 = 5.6 K $\Omega$

R4 = 2.2 K $\Omega$

R5 = 82 K $\Omega$

R6 = 82 K $\Omega$

R7 = 2.2 K $\Omega$

R8 = 15 K $\Omega$

R9 = 5.6 K $\Omega$

R10 = 82 K $\Omega$

R11 = 15 K $\Omega$

P1, P2 = 10 K $\Omega$

Relais: 12 V, 320  $\Omega$ , 0.5 W

### Zener:

ZD1 9.1

ZD2 4.7

### Transistors:

2N3055

BUZ71A

### Condensateurs:

C1 : 10  $\mu$ F, 63 V

C2 : 0.33  $\mu$ F, 63V

### Dissipateur de chaleur:

KS 881

## BIBLIOGRAPHIE

---

01 - Installations photovoltaïques dans l'habitat isolé :

THEODORE FULGELMAN - REGIS MONTLOIN, EDUSUD? 1980.

02 - Le Guide marabout de l'énergie solaire et des pompes à chaleur

RAYMOND B1 CQ, Les nouvelles éditions Marabout, 1982

03 - L'électricité solaire photovoltaïque - Principes - Applications

GERARD MOINE, session d'études sur les énergies renouvelables.  
Université de Lyon, 1983.

04 - Electricité : THEODORE WILDI, Les presses de l'université de  
Laval, 2e édition, 1991.

05 - Guide pratique de design des circuits électroniques analogi-  
ques REJEAN PLAMONDON, Ecole polytechnique de Montréal, 1982.

06 - Un chargeur de batterie automatique

Electronique applications, N°39, pages 27 à 31.

07 - Régulateurs à hautes performances : J.M. WILLIAMS.

Toute l'électronique, Novembre 1986, N° 518, pages 20 à 92.

08 - Circuits CMOS de surveillance et de commutation batterie :

J.CAILLOUD, Toute l'électronique, Décembre 1986, N°519, pages 78 à  
81.

09 - Microélectronic circuits : ADEL S. SEDRA, KENNETH C. SMITH

M.E VAN VALKENBURG Séries Editor Electrical Engenering, 1987.



10 - Linear circuits applications : DAVID P.E.DALE

Texas Instruments, 1986.

11 - Linear integrated circuits and MOS/FET'S : RCA SOLID STATE by

RCA corporation 1982.

12 - Applications pratiques de l'amplificateur opérationnel

R.DUGEHAULT. Editions techniques et scientifiques françaises.

13 - Mémotech.Electricité équipement installation: R.Bourgeois

D.Cogneil , Edition André Casteilla, Paris 1985.