

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CONVERTISSEUR C.C

asservissement extrémal

Proposé par : M^r IGHILAHREZ

Etudié par : M^{lle} J. GUERINIK Dirigé par :

M^{lle} S. MOUÏSSI



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT :

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CONVERTISSEUR C.C

ASSERVISSEMENT EXTREMAL

Proposé par: M^r IGHILANEZ

Etudié par: Guerini & Jamila
MOLISSI SORAYA

PROMOTION: Juin 84

A la mémoire de ma mère

Soraya

A mes neveux adorés Dalib et Manil

Jamila

REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et toute notre reconnaissance à :

Monsieur BETTAYEB pour nous avoir reçu dans son Laboratoire,

Monsieur IGHILAHRIZ pour avoir bien voulu proposé ce travail,

Monsieur ABDELLAH-KHODJA, pour ses conseils, ses critiques constructives, son encadrement irréprochable,

Messieurs HERRY et JARMOT ainsi que les membres du Laboratoire de Maintenance pour leur inestimable aide,

Monsieur DAHMANI pour sa précieuse aide lors de la réalisation du boîtier,

Monsieur EL-HADJ AISSA ainsi que les membres du Laboratoire de fusion pour les excellentes conditions matérielles qu'ils nous ont offertes.

A ma soeur Nadia et Monsieur Tahar, pour la méticulosité de leur travail de frappe.

Ainsi qu'à tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin dans la réalisation de ce projet.

A toutes ces personnes, nous leur disons humblement : merci!

oOo INTRODUCTION oOo

Depuis le "début" de la crise énergétique, le pétrole devenant rare et cher, on essaye de lui trouver un substitut. d'énergie solaire inépuisable, non-polluante et mieux répartie sur le globe terrestre, remplacerait avantageusement le pétrole si on arrivait à le maîtriser.

La conversion photovoltaïque a donné jour à différentes applications telles que:

- l'exhaure de l'eau en zone désertique.
- alimentation des équipements de Télécommunications en zone rurale.

Malgré son impact très important du point de vue socio-economique l'utilisation de la conversion photovoltaïque reste restreinte.

L'utilisateur d'une Centrale photovoltaïque a tout intérêt à rechercher le maximum de puissance car les cellules restant d'un coût très élevé et d'un faible rendement.

Un moyen d'obtenir le maximum de puissance est d'adopter la charge à la source photovoltaïque. Dans ce but nous avons réalisé un convertisseur à asservissement extremal permettant une adaptation à puissance maximale et ce après l'avoir étudié. Effectué au C.D.C.E du C.E.N., ce travail se présente comme suit:

- Dans un premier chapitre nous présentons des généralités sur les panneaux photovoltaïques et la conversion photovoltaïque.
- Dans un second chapitre nous verrons les différents modes d'adaptation présentés dans la littérature.

Nous terminerons par la présentation de notre système d'asservissement extremal. Cette partie sera composée d'une étude théorique, suivie d'une réalisation pratique d'un convertisseur à asservissement extremal et adaptif.

* CHAPITRE I *

000 GENERALITES SUR LES PANNEAUX PHOTOVOLTAIQUES 000

Un générateur est constitué d'un groupement de modules composés de cellules solaires;

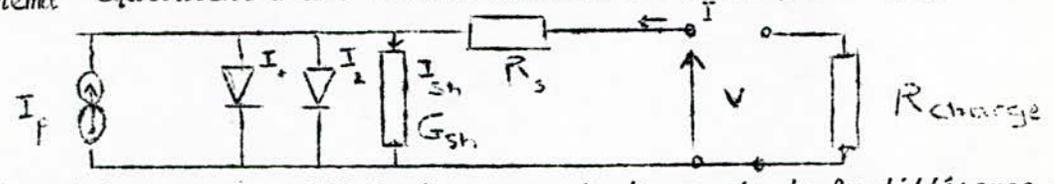
a/ la cellule solaire

Une cellule solaire peut être représentée par une jonction PN qui, polarisée, présente un effet redresseur dans sa caractéristique courant-tension. Sous l'effet d'un éclairement fixé Φ et d'une température constante T . Elle se comporte comme un générateur.

La caractéristique I.V d'une cellule peut être divisée en trois (03) zones

- 1) une zone MN---x où le courant est constant : la cellule solaire se comporte comme un générateur de courant.
- 2) dans la zone PS ---x où la tension est constante: la cellule se comporte comme un générateur de tension.
- 3) dans la zone NP --x la cellule ne se comporte ni en générateur ni de courant ni en générateur de tension (voir fig. 1.1)

Shéma électrique équivalent
Le schéma équivalent d'une cellule solaire est donné par la figure 1.2



- * la résistance R_s a été incluse pour tenir compte de la différence entre la tension externe et celle qui apparaît à travers la jonction.
- ** la conductance G_{sh} représente le courant de fuite à travers la jonction.
- ** les résistances G_{sh} et R_s et par conséquent le rendement varient avec l'éclairement.

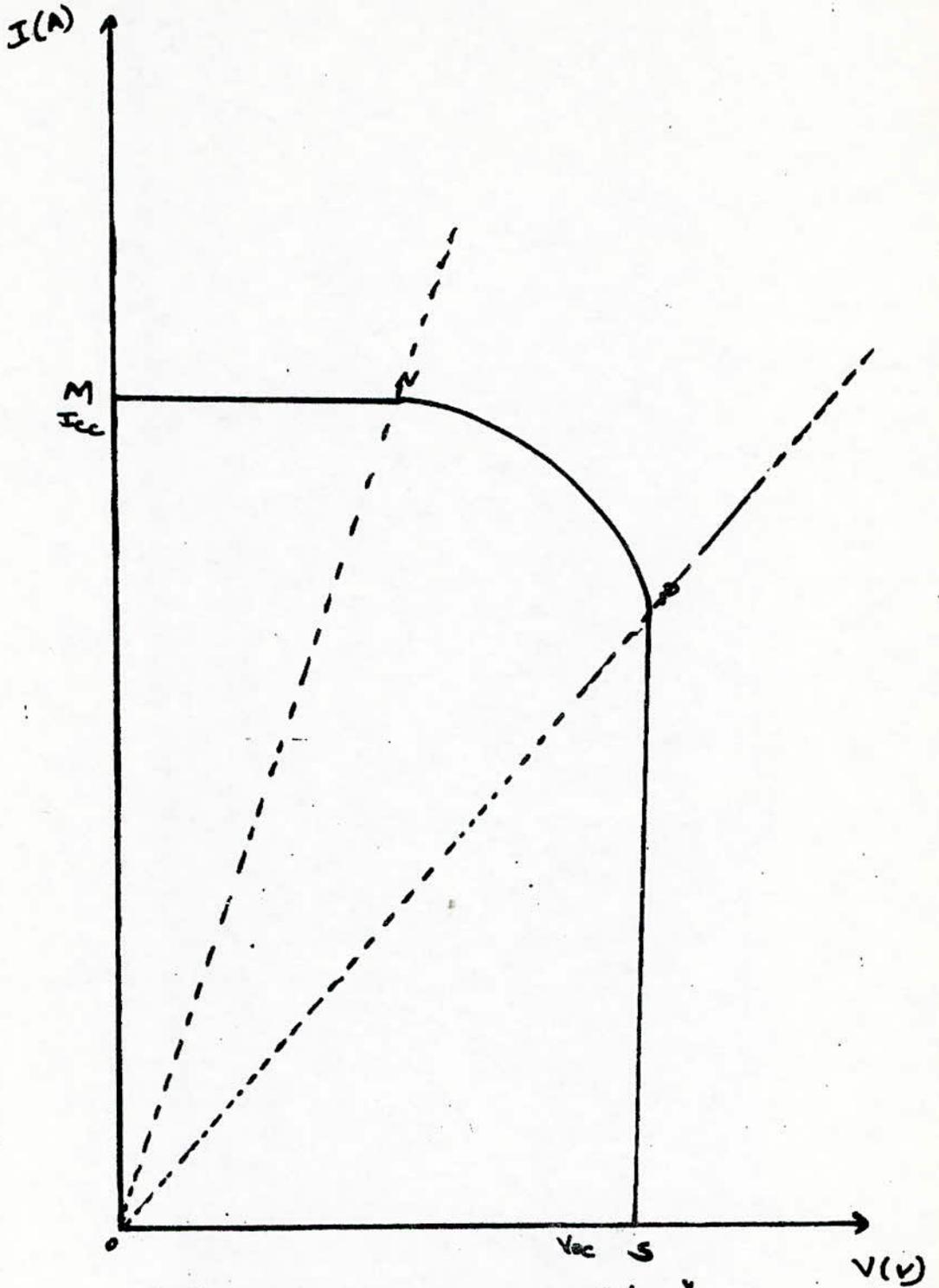
b/ les panneaux solaires

La puissance fournie par une photopile étant très faible, il est nécessaire d'en regrouper plusieurs pour obtenir une puissance totale suffisante. Les photopiles peuvent être mises en série, en parallèle ou en série parallèles constituant un module. L'association de plusieurs modules constitue à son tour un panneau solaire.

1 / L'association en série

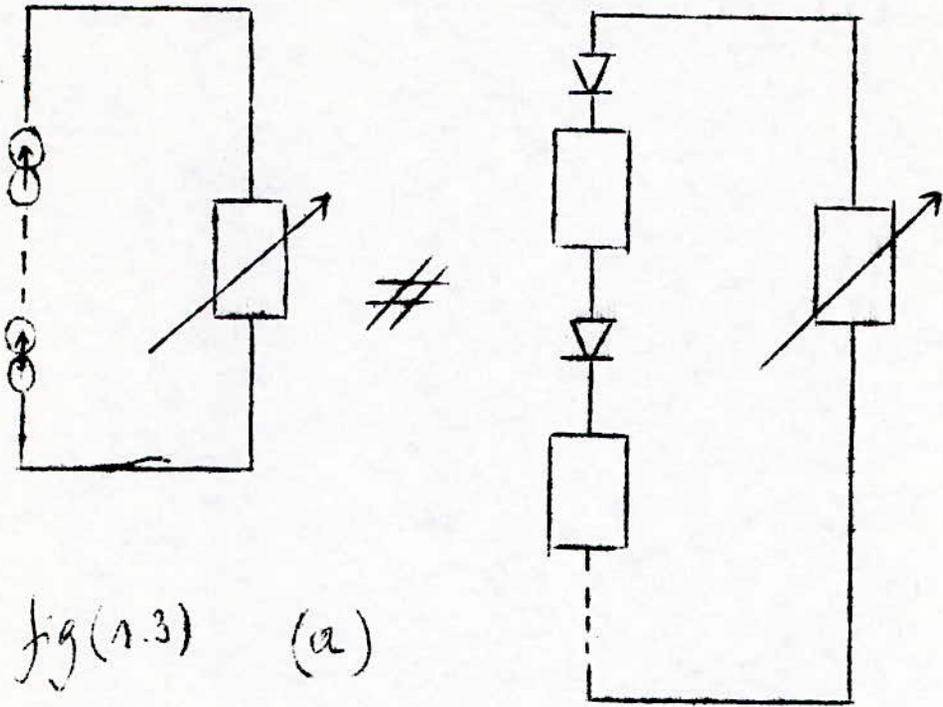
le montage permet d'obtenir des tensions nominales supérieures à celle d'un module alors que le courant nominal sera celui d'un module. La figure 1.3 qui suit donne un groupement de modules en série et caractéristique

(6)

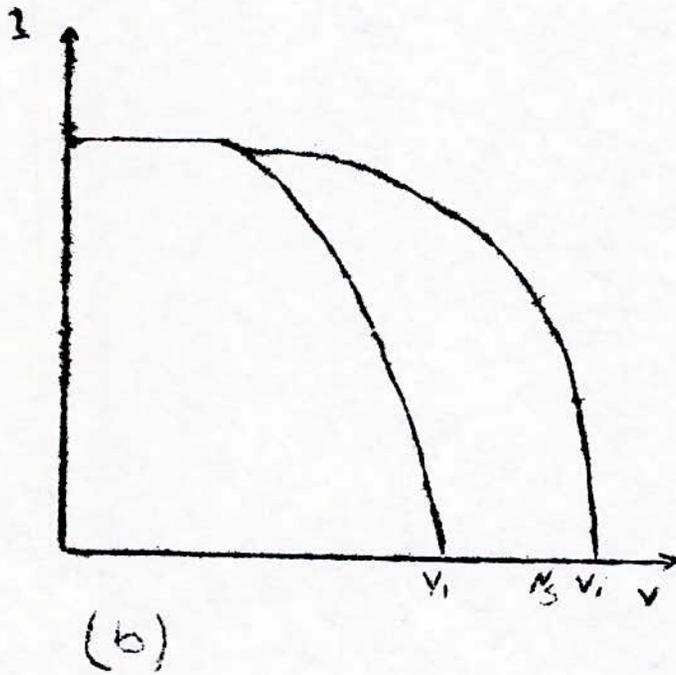


Caractéristique d'une cellule.

fig 1.1



fig(1.3) (a)

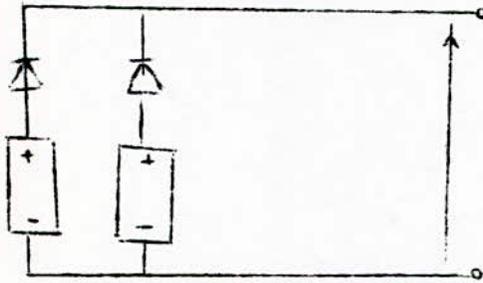


(b)

les diodes empêchent qu'une source de tension débite dans une autre.

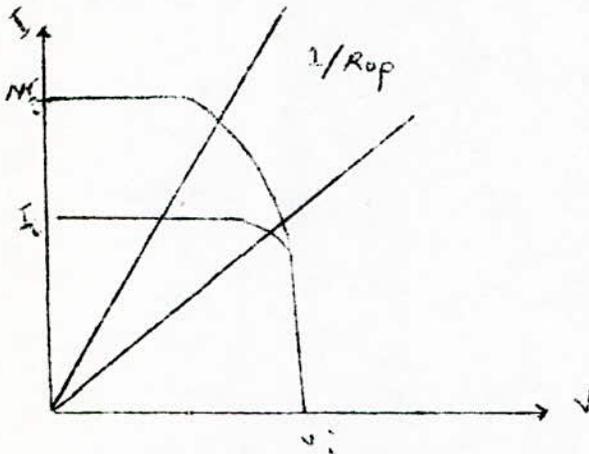
2 / Association en parallèle

L'association en parallèle de plusieurs modules de même tension permet d'augmenter le débit fourni à la charge, la figure (1.4.) présente ce mode d'assemblage en plus de la caractéristique I.V



Utilisation

fig 1.4



3 / Association en série parallèle

Ici la tension nominale et le courant nominal seront supérieurs à ceux d'un seul module.

La figure dessous donne le montage .

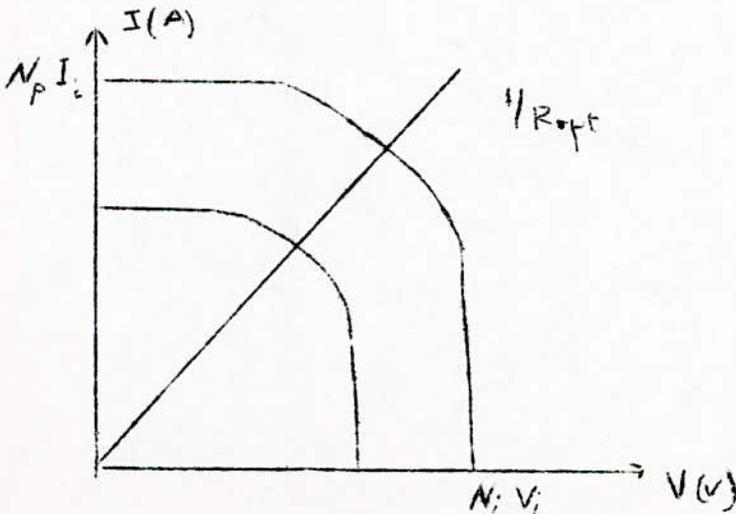
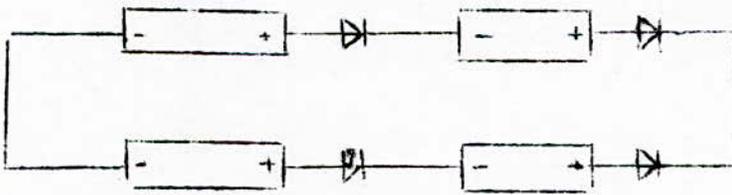


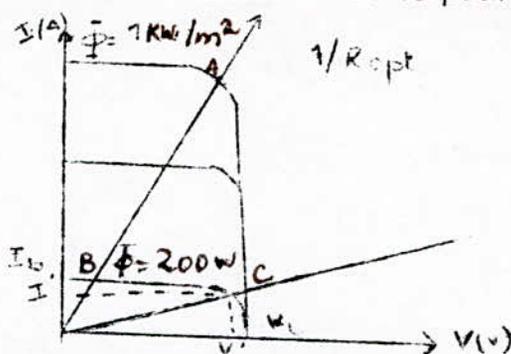
fig 1.5

C / Caractéristique d'un panneau solaire

La caractéristique d'un panneau varie avec l'éclairement et la température ambiante .

Influence du flux lumineux $\bar{\phi}$

fig 1.6



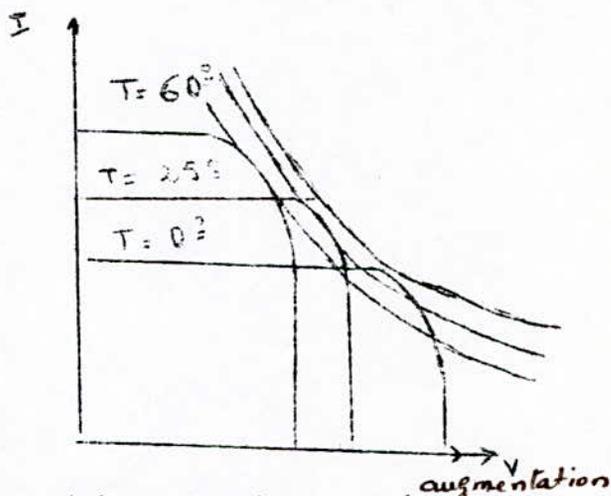
Si le flux diminue $\phi \rightarrow \phi'$, le point de fonctionnement passera du point A au point B'.

Si l'impédance vue par le générateur n'est pas modifiée, la puissance transférée à la charge $I_{Bop} V_{Bop}$ sera en conséquence bien inférieure à la puissance $I'V'$ que le générateur pouvait fournir sous un flux ϕ' .

L'impédance correspondante à cette puissance optimale est supérieure à R_{opt} et correspond à la droite OC.

Influence de la température

fig 1.7



L'augmentation de la température T se traduit au total par une augmentation de la puissance maximale disponible, de l'ordre de $5 \cdot 10^{-5} \text{ W K}^{-1}$ par cm^2 de cellule.

Soit une variation de 0,35 % par degré.

Remarque:

Lors de la conception d'un système photovoltaïque, il sera donc nécessaire de choisir les éléments placés en aval du générateur de façon à extraire le maximum de puissance de ce générateur, quelles que soient les valeurs de flux lumineux ϕ et de la température T .

N.B: en vue de plus amples détails sur l'élaboration d'un photophile se référer à l'annexe.

CHAPITRE - 2

Les différents modes d'adaptation

L'adaptation d'un générateur photovoltaïque à la charge peut se réaliser de 3 manières différentes. Nous nous proposons de les exposer et de les comparer l'une après l'autre.

A) Couplage avec batteries

Un générateur photovoltaïque n'étant capable de fournir de l'énergie que pendant les heures d'éclairement, pour alimenter des appareils d'une manière continue, il est nécessaire de lui adjoindre une batterie d'accumulateurs. Celle-ci restitue pendant les heures d'obscurité l'énergie emmagasinée durant les heures d'éclairement. Il existe plusieurs modes d'association des batteries aux cellules solaires. Les plus importantes sont :

- Régime alternatif de charge et décharge nommé aussi régime cyclique.
- Régime de la batterie équilibré
- Régime de la batterie flottante, souvent adopté pour le générateur solaire.

Régime équilibré : Dans ce mode, le générateur et la batterie sont montés en parallèle (voir figure 21). Le générateur fournit un courant constant. Lorsque l'utilisation est en fonctionnement, elle est alimentée par le générateur. Si l'utilisation est au repos, le générateur charge l'accumulateur. Une fois l'accumulateur chargé, si la puissance débitée est insuffisante pour l'utilisation, celui-ci fournit la puissance manquante.

La diode de protection, évitant la transmission de l'énergie vers la cellule.

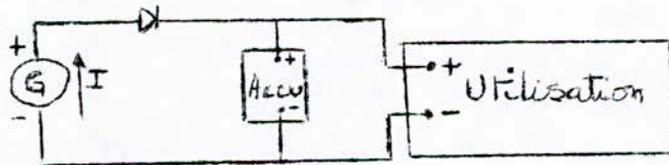


fig 21

Régime flottant

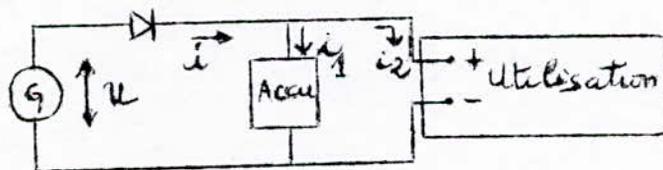


fig 22

Dans ce mode le générateur fournit une tension constante grâce à un régulateur de tension qui lui est incorporé. Le courant i_1 qui permet la charge lente de la batterie est faible alors que la générateur ne débite pas, l'utilisation reçoit son courant d'alimentation i_2 de la batterie.

L'interêt des accu électrochimiques (au CdNi et au Pb)

Elle se résume aux points suivants :

- Compatibilité directe avec les générateurs
- Stockage d'énergie électrique à moyen ou à long terme
- Disponibilité d'une tension de sortie stable, ce point est important car la plupart des appareils électriques et électroniques sont spécifiés pour une tension donnée.
- Longue durée de vie, possibilité de décharge importante et profonde, acceptance de charge à taux élevé.

Inconvénients :

Les performances des accu dépendent beaucoup des conditions d'utilisation, de leur âge, de leur entretien. La tension aux bornes des accu doit rester comprise entre une tension minimale de décharge et une tension de charge maximale (tension de claquage). Le système devient très encombrant, peu fiable, à faible rendement et d'un coût élevé pour une puissance de l'ordre du KW.

B) Couplage direct :

Une autre méthode consiste à coupler directement le générateur au moteur.

Les avantages sont :

Simplicité de fonctionnement, fonctionnement direct, entretien très réduit, possibilité de stockage d'eau dans des réservoirs, infrastructures très légères.

Les inconvénients sont :

Durée de fonctionnement limitée à l'ensoleillement, débit non garanti tout le long de l'année, impossibilité de stocker l'énergie électrique, de contrôler parfaitement le niveau de l'eau dans le puits,

.../...

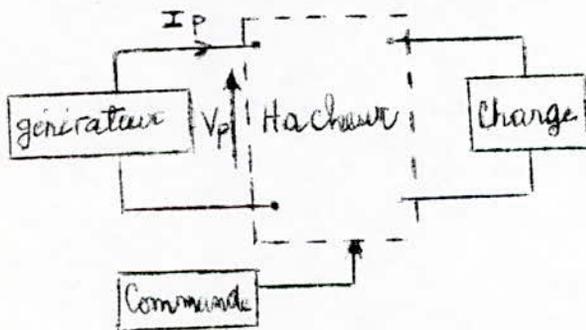
risque de détérioration de la pompe, perte d'énergie solaire. Les bonnes performances de ce type de couplage sont liées aux caractéristiques de la charge et lui sont très étroitement liées.

Adapter l'installation consiste à transférer à la charge la puissance maximale disponible aux bornes du générateur. Dans les deux cas précédents la charge n'est pas adaptée au mieux des performances des générateurs.

C) Couplage avec convertisseur statique asservi

L'hyperbole $VI = \text{constante}$ tangente à la caractéristique $I=f(v)$ d'un générateur photovoltaïque soumis à un éclairement donné, définit le point de fonctionnement à puissance maximum du générateur pour cet éclairement. Le point de fonctionnement à puissance maximale se déplace sur une droite à tension constante $V \approx V_{\text{optimale}}$ lorsque l'éclairement varie. Or l'énergie solaire reçue en un lieu donné dépend de l'heure et des conditions météorologiques.

Il est possible, en utilisant un adaptateur électronique idéal constitué par un convertisseur c-c asservi, de transférer la puissance maximale disponible aux bornes du générateur photovoltaïque à n'importe quelle charge et ceci quelque soit l'éclairement. Ce convertisseur est un interrupteur commandé qui réalise une transformation de l'énergie continue avec un rapport de transformation variable.



En effet si l'on considère un hacheur de période T et de durée de conduction T_c , la tension moyenne appliquée à la charge est :

$$V_M = V_P \frac{T_c}{T} = \eta V_P \quad \eta : \text{rapport cyclique}$$

Une expérimentation dans une station de pompage se trouvant au Sénégal, a permis de montrer la supériorité du convertisseur statique sur les deux autres techniques. Cette installation délivrait une puissance crête de 320 W pour une énergie reçue de 1KW/m^2 comportant 39 panneaux, une pompe à piston immergée et un moteur c-c.

La première station où le couplage avec batterie a été utilisé, a permis une durée de pompage de 9H, le volume pompé à 10 mètres au cours d'une journée ensoleillée est de 13m^3 ce qui correspond à une énergie hydraulique de 1275 KJ.

La solution à couplage direct a conduit dans les mêmes conditions d'ensoleillement et de profondeur à un volume de $13,8\text{ m}^3$ correspondant à 1350 KJ. Dans les mêmes conditions au moyen d'un convertisseur c-c on a pu obtenir un volume de $9,5\text{ m}^3$ dès le début de la matinée ce qui correspond à une énergie hydraulique de 3260 KJ.

Remarque : L'énergie journalière est calculée à partir de la

formule suivante : $E_j = \frac{Q \cdot H \cdot 9,81}{3,6Pt}$ Wh/jour

H : hauteur nanométrique totale

Pt : rendement de la chaîne cinématique, pompe.

Etude sur les convertisseurs

On englobe sous ce terme deux types différents d'appareils électroniques placés entre le générateur photovoltaïque et charges :

- Les convertisseurs continu-continu qui font office d'interface entre générateur et charge pour transférer de l'un à l'autre le maximum de puissance.
- Les convertisseurs continu-alternatif qui transforment l'énergie de type continue fournie par le panneau en énergie alternative.

Une telle conversion pourrait être effectuée par des machines tournantes mais ces dernières ne sont pratiquement pas employées avec les photopiles.

Les convertisseurs continu-continu :

La figure 2-3- représente deux cas de fonctionnement de la charge (A et B). On alimente ces charges en interposant un convertisseur c-c entre photopiles et utilisation. L'entrée du convertisseur est conçue de telle façon que le générateur débite en permanence dans une impédance optimale quelque soit le flux lumineux incident. Le convertisseur a pour rôle de transférer l'énergie reçue à la charge sous une tension et un courant différents de ceux du circuit d'entrée.

Dans le cas idéal d'un rendement de transfert énergétique unité, ceci correspond à faire fonctionner l'ensemble panneau-entrée convertisseur au point P et l'ensemble sortie convertisseur-charge au point PA pour la charge A, ou bien au point PB pour la charge B. Ces trois points se trouvent sur une courbe d'équipuissance.

Les courbes A et B caractérisent la charge. Dans la cas de la courbe A, on dit que l'on a affaire à un convertisseur abaisseur de tension, et pour la courbe B à un convertisseur élévateur de tension. La courbe de fonctionnement c nécessiterait un convertisseur qui soit à la fois abaisseur de tension (en dessous de ϕc) et élévateur de tension (au-dessus de ϕc).

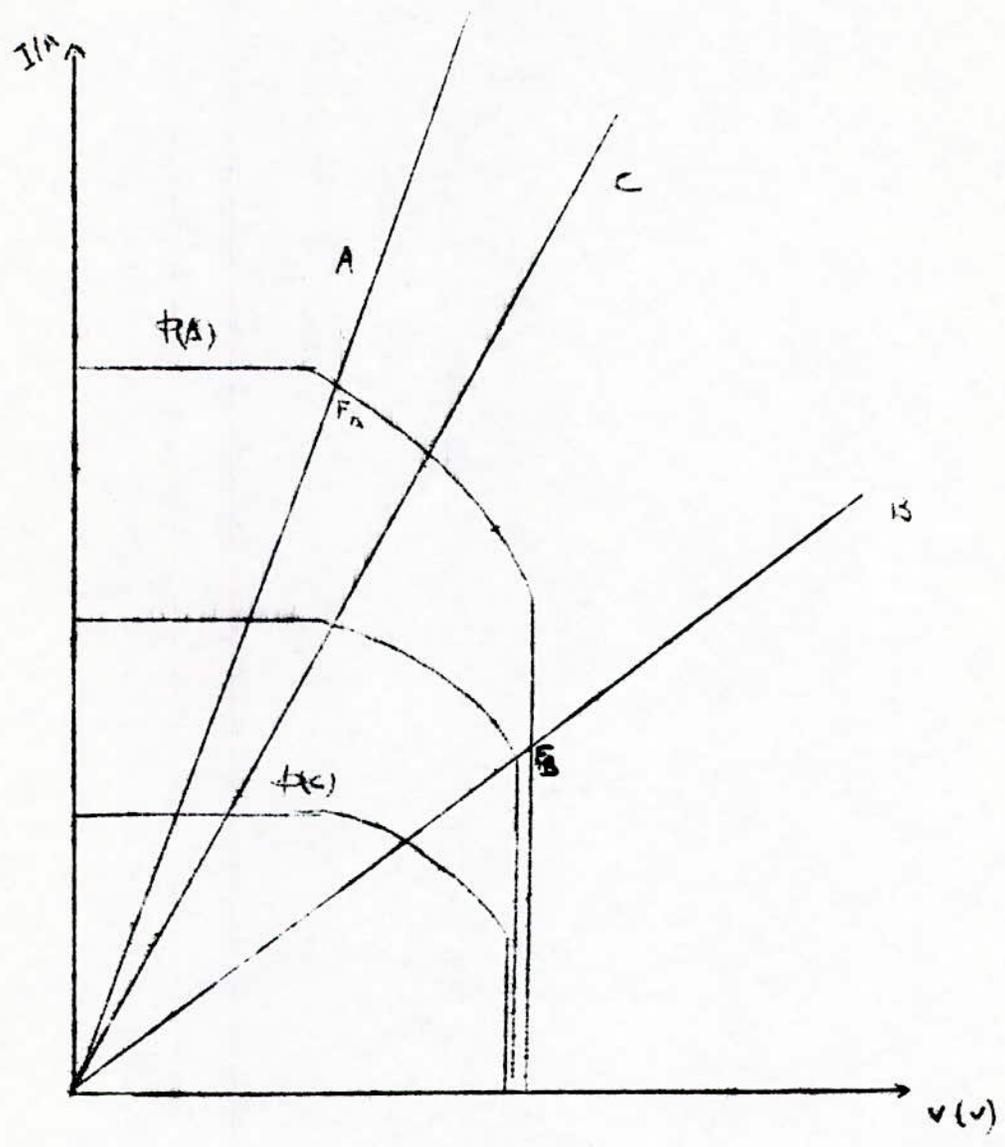


fig 2.3

Principe de fonctionnement

- Le convertisseur abaisseur de tension a pour circuit de base un hacheur série

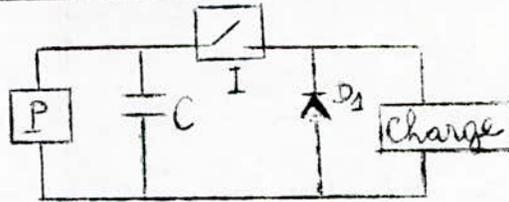
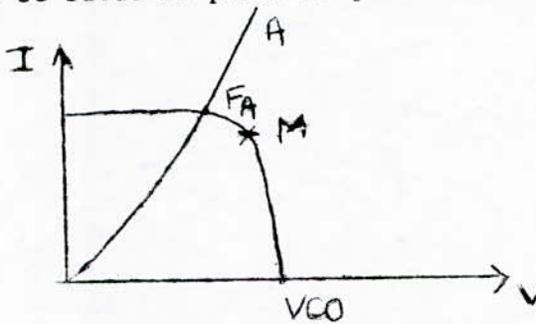


fig 2.4a

Le hacheur est symbolisé par l'interrupteur I. Si I était continuellement ouvert, la capacité c se chargerait à la tension de circuit ouvert du panneau VCO. Si I était continuellement fermé, le point de fonctionnement sur la charge serait en FA intersection des deux courbes. En passant de VCO à FA, le point de fonctionnement doit décrire la partie de la courbe de puissance dans laquelle se situe le point de puissance maximale (c'est à dire le point M)



Pour extraire le maximum de puissance des photopiles, il suffit d'imposer à ce point de fonctionnement de rester au voisinage du point M. On ferme cet interrupteur I dès que ce point de fonctionnement est assez proche de M sans attendre la charge complète du condensateur. La diode D_1 est une diode de roue libre devant être placée en parallèle sur la charge si celle-ci est inductive. Dans le cas d'un moteur, il faut rajouter une self de lissage si la self du moteur est insuffisante.

Le convertisseur élévateur de tension

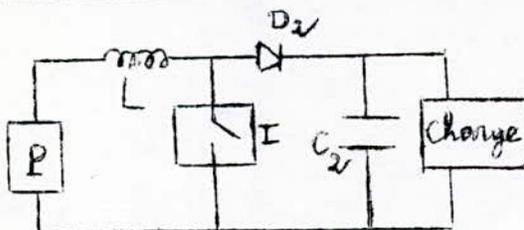
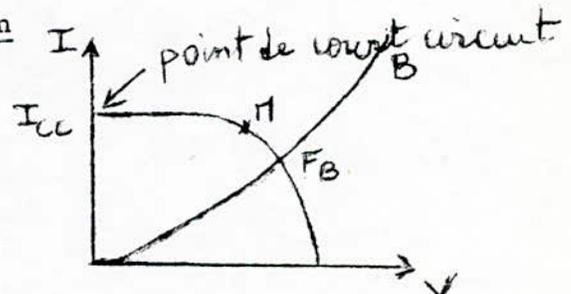


fig 2.4b



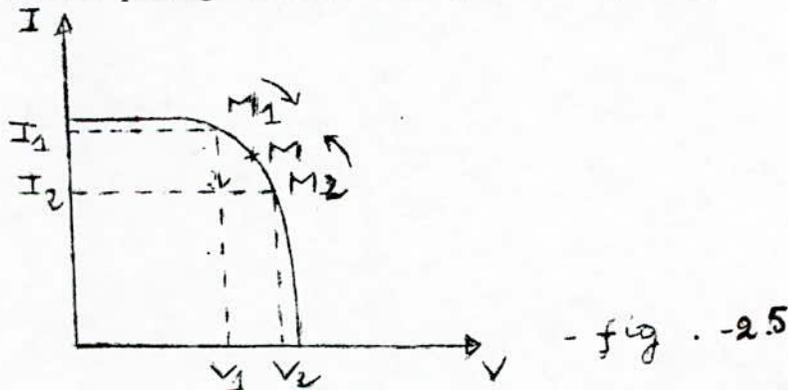
Si I était continuellement fermé, le groupement de photopiles fonctionnerait au point de court-circuit, la self l étant de résistance négligeable.

Si I était ouvert en permanence, le point de fonctionnement serait en FB intersection des deux courbes. En passant de Icc à FB le point de fonctionnement doit décrire la courbe de puissance maximale M. Il suffit ici encore d'agir sur l'interrupteur I pour que le point de fonctionnement reste au voisinage de M. On ouvre cet interrupteur dès que le point de fonctionnement est suffisamment proche du point M sans attendre la condition de court-circuit. La capacité c régule la tension en sortie et la diode D₂ évite que cette capacité ne soit court-circuitée par le commutateur.

La commande du hacheur :

Cette commande va décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur.

Le principe de la commande repose sur la réponse du panneau photovoltaïque à une modification de l'impédance sur laquelle il est fermé. On utilise le fait qu'une variation de cette impédance modifie la position du point de fonctionnement. Pour les deux types de hacheurs, élévateur et abaisseur, il suffit d'asservir la fermeture du commutateur au passage du point de fonctionnement en M₂ et son ouverture au passage du point en M₁ (voir figure 25).



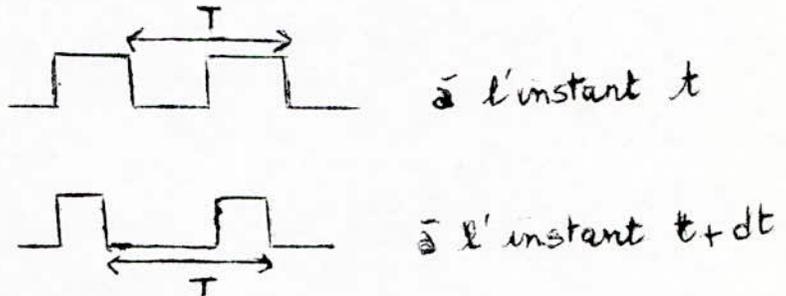
Ce point de fonctionnement se trouvant à l'intérieur d'une fenêtre définie par les points M₁ et M₂ encadrant le point M. La position de cette fenêtre est définie soit par les tensions V₁ et V₂, soit par les courants I₁ et I₂.

Pour une charge donnée, la fréquence de hachage dépend de la quantité d'énergie transférée : plus le flux lumineux ϕ augmente, plus la fréquence de hachage augmente.

Fonctionnement à fréquence fixe :

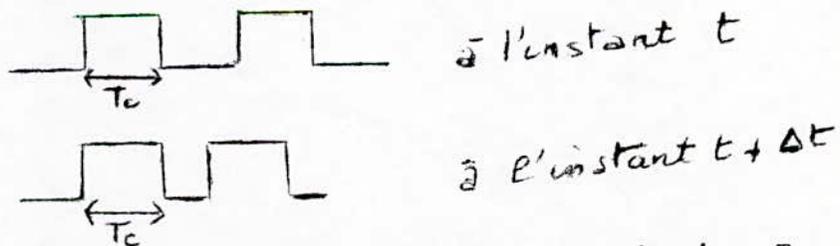
C'est le régime habituel des convertisseurs statiques utilisés sur source de tension constante. Il consiste à fermer le commutateur pendant une fraction αT de la période T et donc à le laisser ouvert pendant la fraction $(1-\alpha)T$. Le convertisseur est commandé par un signal rectangulaire de rapport cyclique α , ce rapport varie lorsque les impulsions de fréquence fixe sont modulées en largeur.

Pour être applicable cette méthode nécessite un asservissement de la valeur α à la caractéristique du panneau solaire à un instant donné. Pour cela on peut utiliser un comparateur qui agit sur la valeur de α en fonction du signal d'erreur, obtenu par comparaison de la tension moyenne de travail du panneau avec une tension de référence (correspondant à la tension optimale). Cet asservissement est indispensable pour obtenir de très hauts rendements dans toutes les conditions d'opérations.



Fonctionnement à fréquence variable :

Le principe est le même que celui décrit précédemment sauf que dans ce cas le convertisseur est commandé par un signal rectangulaire de rapport cyclique α , ce rapport varie lorsque les impulsions de fréquence variable sont modulées en largeur.



Le rapport cyclique η est égal à la durée de conduction T_c sur la durée du cycle T .

CHAPITRE . 3

OPTIMISATION DU FONCTIONNEMENT D'UN GENERATEUR

PHOTOVOLTAÏQUE

ASSERVISSEMENT EXTREMAL DE LA PUISSANCE

La caractéristique statique courant-tension d'un générateur photovoltaïque présente un point de fonctionnement où la puissance électrique débitée dans la charge est maximale. Les coordonnées de ce point dépendent de nombreux paramètres dont l'éclairement, la température, l'état de vieillissement des cellules.

Pour fonctionner à tout instant à la puissance maximale, nous adaptons la charge à courant continu à l'aide d'un hacheur à transistor puis nous réalisons sur ce système un asservissement extrémal. Par principe, ce dispositif recherche en permanence le point de fonctionnement ^{maximale} quelle que soit l'origine des perturbations qui le modifient.

Si, plus généralement, on désire suivre le point de puissance maximale en s'affranchissant de la connaissance des paramètres qui modifient sa position, on doit recourir aux techniques d'asservissement extrémal.

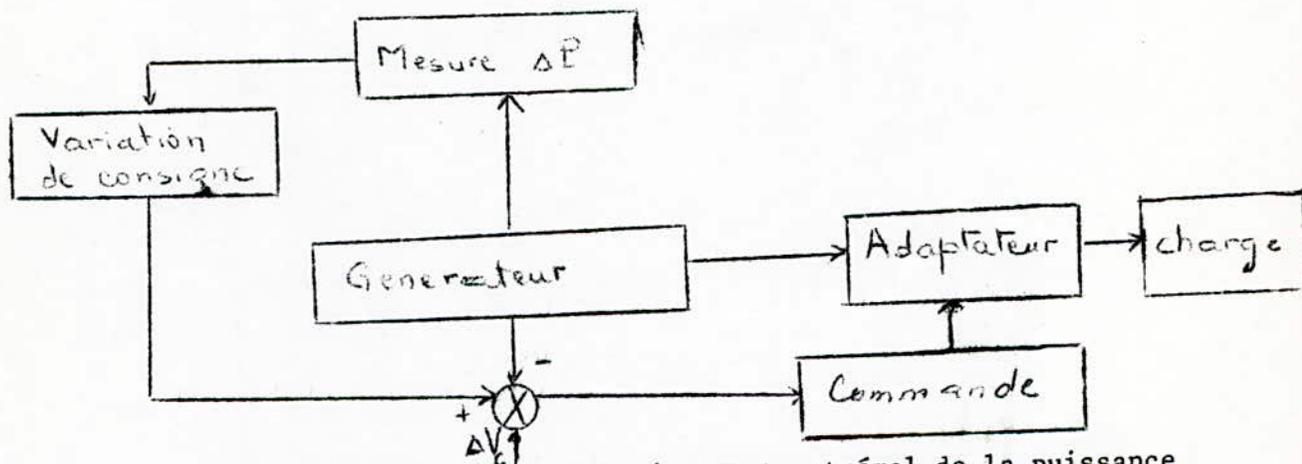
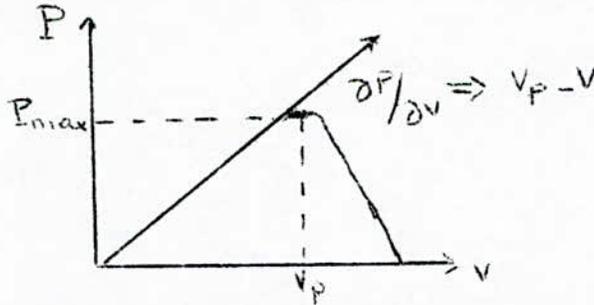


Schéma bloc de l'asservissement extrémal de la puissance

En effet, le principe de l'asservissement extrémal consiste à modifier périodiquement la valeur de consigne et à mesurer la variation correspondante de la puissance issue du générateur, afin de déterminer dans quel sens doit évoluer la consigne pour que le fonctionnement se rapproche du point de puissance maximale.

1-A) L'ASSERVISSEMENT EXTREMAL

Le panneau photovoltaïque nous délivre une caractéristique $P=f(V)$ qui a l'allure suivante.



Caractéristique puissance-tension du panneau et approximation parabolique au voisinage du maximum.

L'objectif de l'asservissement extrémal est de faire évoluer V vers la valeur V_p correspondant à la puissance maximale P_{max} et de l'y maintenir en cas de perturbations.

1-1 Principe : Assimilons la caractéristique à une parabole, au voisinage de son sommet. Nous avons : $P - P_{max} : a'(V_p - V)^2$ ($a < 0$) et pour un point de fonctionnement donné du processus, la pente s'écrit : $\frac{\partial P}{\partial V} = -2 a'(V_p - V)$.

Ainsi la valeur de la pente donne une information sur la valeur de l'écart $(V_p - V)$. L'asservissement extrémal peut donc être considéré d'une manière générale, comme un asservissement à une valeur de consigne où le gradient de la puissance P est utilisé comme signal d'écart, lequel s'annule lorsque l'extrémum est atteint.

1-2 STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT : La structure générale de l'asservissement extrémal est représenté fig.31.

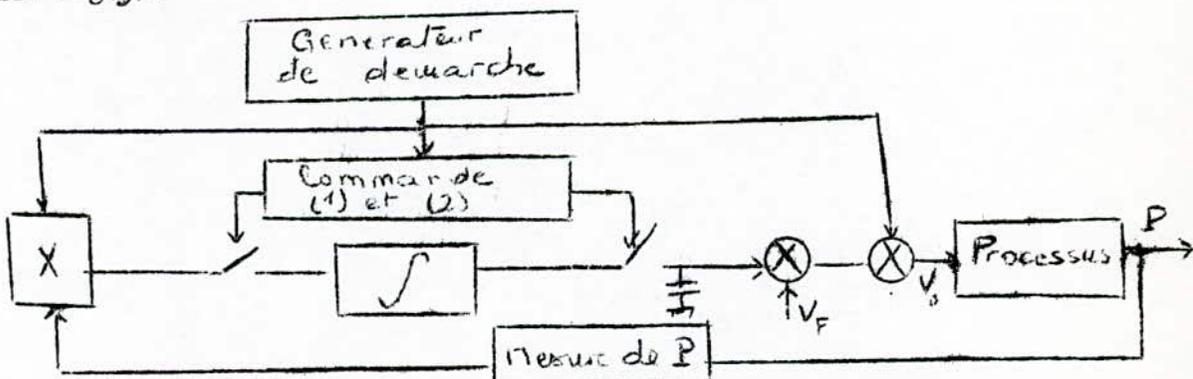


Fig.31- Structure du dispositif d'asservissement extrémal.

L'écart est élaboré en effectuant pendant un intervalle de temps ΔT une démarche ΔV , en observant la variation correspondante ΔP et en déterminant $\Delta P/\Delta V$ qui permet alors de modifier la consigne.

Une détection synchrone permet de déterminer l'écart. Ainsi, le signal d'écart est une grandeur échantillonnée égale à la valeur moyenne, sur une période T du signal de recherche, du produit de la puissance P par la fonction modulatrice en créneaux $\Delta V = \pm \Delta V_{max}$. Nous avons, en notant V_0 la valeur moyenne de V :

$$P = P_{max} + a'(V_p - V)^2 = P_{max} + a \alpha (V_p - V)^2$$

$$V = V_0 + \Delta V$$

$$\Delta V = \pm \Delta V_{max}$$

et après détection synchrone :

$$\frac{1}{T} \int_0^T P \Delta V dt = - 2 a' (\Delta V_{max})^2 (V_p - V_0) + V_c$$

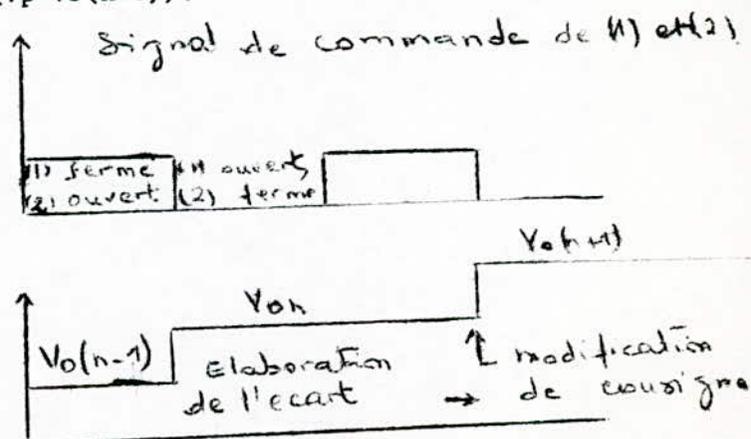
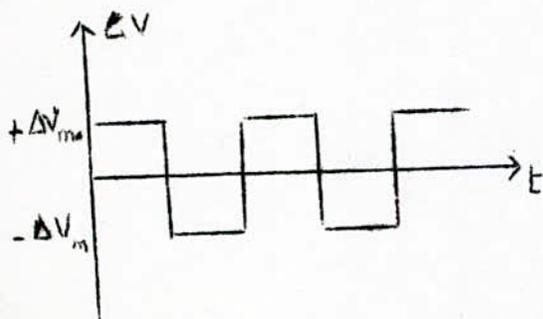
V_c : valeur initiale aux bornes de la capacité.

Démonstration :

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T P \Delta V dt &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} P \Delta V_{max} dt - \frac{1}{T} \int_{T/2}^T P \Delta V_{max} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T a' (V_p - V)^2 \Delta V dt + \frac{1}{T} \int_0^T P_{max} \Delta V dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T a' (V_p^2 + V^2 - 2V_p V) \Delta V dt \\ &= \frac{a'}{T} \int_0^T V^2 \Delta V dt - \frac{2}{T} a' \int_0^T V V_p \Delta V dt \\ &= - 2 a' (\Delta V_{max})^2 (V_p - V_0) + V_c \end{aligned}$$

Différentes stratégies peuvent alors être envisagées pour modifier la consigne à l'aide de ce signal d'écart. La plus simple, que nous utilisons, consiste à ajouter l'écart à la consigne à la fin de chaque période d'échantillonnage. La valeur de consigne à la n -ième période d'échantillonnage est donc :

$$V_{0n} = V_{0(n-1)} - 2 a' (\Delta V_{max})^2 (V_p - V_{0(n-1)})$$



La figure 1 précise le fonctionnement du dispositif. La recherche de l'extremum s'effectue à partir d'une valeur initiale fixe V_f de la consigne. Celle-ci doit assurer un fonctionnement certain dans les conditions les plus défavorables, en particulier pour la température maximale envisageable qui correspond à la plus faible valeur de V_p . La commande complémentaire des interrupteurs (1) et (2) de période $2T$, est synchronisée sur le signal de recherche.

Au cours de 2 périodes T successives, le fonctionnement est donc le suivant, $(kT, (k+1) T)$: (1) fermé : élaboration de l'écart
(2) ouvert: la capacité c , isolée de la détection synchrone assure le maintien de la consigne.

$t \in ((k+1) T, (k+2) T)$: (1) ouvert : le multiplieur est isolé de l'intégrateur.
(2) fermé : modification de la consigne

V_o est ainsi incrémenté toutes les deux périodes du signal de recherche et atteint la tension V_p par approche successives si la convergence est assurée.

1-3 CONDITIONS DE CONVERGENCE : Plaçons-nous au voisinage du point de puissance maximale, après $2k=n$ périodes du signal de démarque, la consigne est $V_{on} =$

$$V_o(n-\phi) - 2 a \alpha (\Delta V_{max})^2 (V_p - V_o(n-1))$$

où le facteur α permet de tenir compte des différents éléments du dispositif.

On déduit de cette relation :

$$V_p - V_{on} = (V_p - V_o(n-\phi)) (1 + 2 a \alpha (\Delta V_{max})^2)$$

soit

$$V_p - V_{on} = (V_p - V_f) (1 + 2 a \alpha (\Delta V_{max})^2)^n.$$

La condition de convergence de V_o vers la valeur V_p est par conséquent :

$$|1 + 2a\alpha (\Delta V_{max})^2| < 1$$

La figure ci-dessous donne l'allure de l'évolution du point de fonctionnement dans le plan (P, V) pour chacun des deux cas :

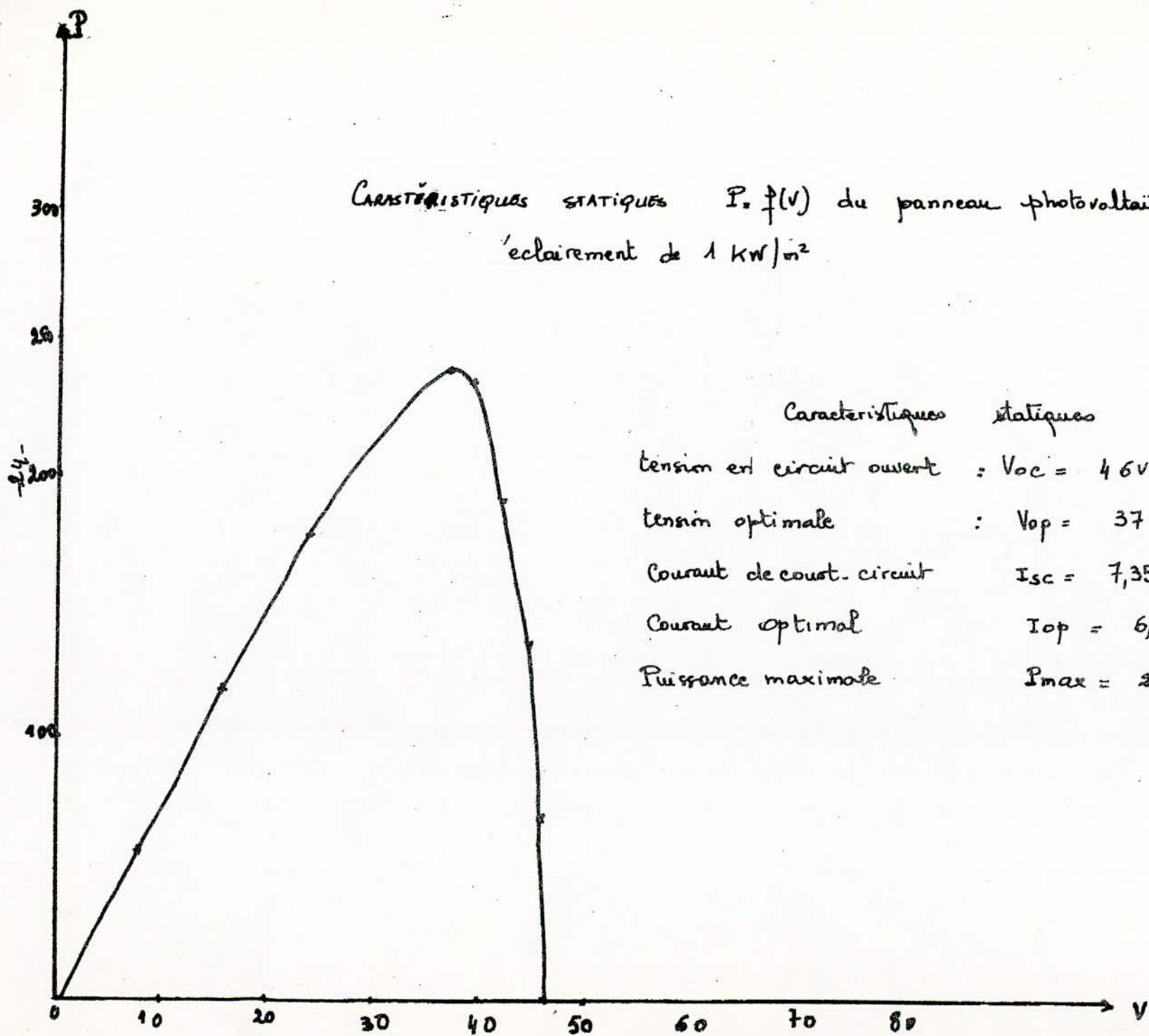
$$-1 < 1 + 2 a \alpha (\Delta V_{max})^2 < 0$$

$$0 < 1 + 2 a \alpha (\Delta V_{max})^2 < 1$$

Calcul de la valeur de "a"

La valeur de "a" varie avec la caractéristique $P(V)$. Pour définir la condition de convergence, on prendra la plus grande valeur.

Pour obtenir une puissance maximum débitée de 240 W, il a fallu utilisé 6 modules sharp (2 modules en série et 3 séries en parallèle). Les caractéristiques d'un module sont données dans l'annexe. voir page 68



CARACTERISTIQUES STATIQUES $P_s f(V)$ du panneau photovoltaïque sous un
 'eclaircement de 1 kW/m^2

Caracteristiques statiques
 tension en circuit ouvert : $V_{oc} = 46 \text{ V}$
 tension optimale : $V_{op} = 37 \text{ V}$
 Courant de court-circuit : $I_{sc} = 7,35 \text{ A}$
 Courant optimal : $I_{op} = 6,45 \text{ A}$
 Puissance maximale : $P_{max} = 240 \text{ W}$

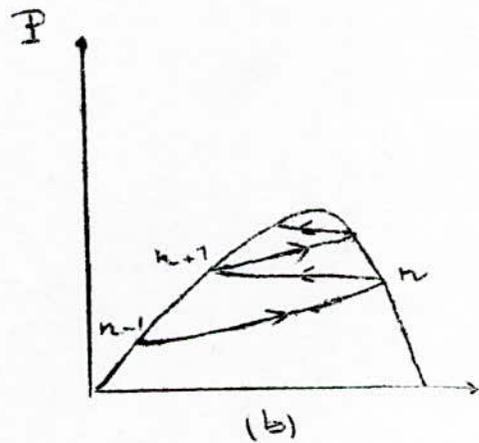
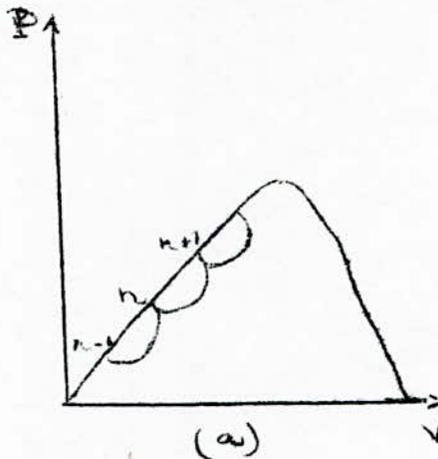
Pour les 6 modules nous avons :

I(A)	V (VOLT)	P
7,35	0	0
7,35	8	58,8
7,32	16	117,12
7,32	24	175,68
7,2	28	201,6
6,9	32	220,8
6,45	37	238,65
6	39	234,0
4,95	40	198
4,5	42	189
3	45	135
1,5	46	69

Le tracé de la courbe $P=f(V)$ est donné sur la fig. 3 2

La plus grande valeur de "a" est -0,7.

Nous venons d'étudier la convergence au voisinage du point de puissance maximale. Si le point de fonctionnement est éloigné de celui-ci, la loi $P(V)$ peut être approchée par une relation linéaire et il est alors facile de montrer que le point de fonctionnement évolue vers la zone de puissance maximale sans oscillation si la condition de convergence précédemment trouvée est vérifiée.

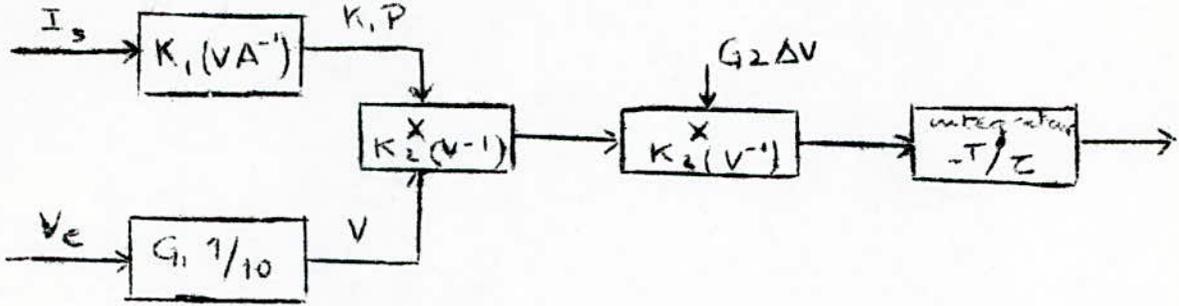


Evolution du point de fonctionnement dans les deux cas

(a) : $0 < 1 + 2 a \alpha (\Delta V_{max})^2 < 1$ (b) : $-1 < 1 + 2 a \alpha (\Delta V_{max})^2 < 0$

La seconde solution est la meilleure car elle évite, lors des perturbations, les oscillations autour de l'extrémum.

Le facteur α ($\alpha > 0$ pour la solution choisie) est exprimé à partir du schéma bloc de la figure ci-dessous.



Détermination du paramètre α

Les valeurs des paramètres permettant de calculer α puis de vérifier la condition de convergence sont :

$$G_1 = 0,1 \quad G_2 = -16 \quad T = 0,4 \text{ s} \quad \zeta = 0,01 \text{ s} \quad K_2 = 0,1 \text{ V}^{-1}$$

$$K_1 = 1 (\text{VA}^{-1}) \quad \Delta V_{\text{max}} = 0,5 \text{ V}$$

$$\alpha = -\frac{T}{\zeta} K_1 K_1 K_2^2 G_1 G_2$$

$$1 + 2\alpha (\Delta V_{\text{max}})^2 = 1 - 2 \cdot 0,7 (0,1 \times 0,1)^2 \cdot \frac{0,4 \cdot -16}{0,01} (0,5)^2$$

$$= 0,776$$

$0 < 1 + 2\alpha (\Delta V_{\text{max}})^2 < 1$, la condition de convergence étant remplie le système converge, mais qui peut présenter des oscillations lors de perturbations à l'entrée du système.

La commande qui réalise cet asservissement extrême a été expérimentée. L'étude détaillée et les résultats expérimentaux sont donnés sur les pages suivantes.

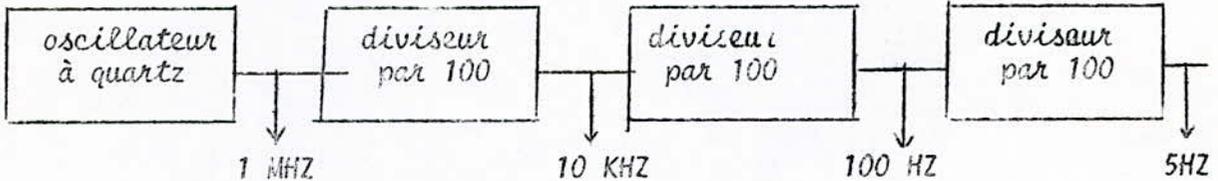
ETUDE PRATIQUE DE L'ASSERVISSEMENT EXTREMAL

1. Générateur de démarrage;

Il est constitué d'une horloge de 0,2 s suivi d'un montage comparateur CI MC 1741 et donne en sortie des créneaux de 16 crête à crête et de fréquence 5Hz.

Réalisation de 2^e horloge.

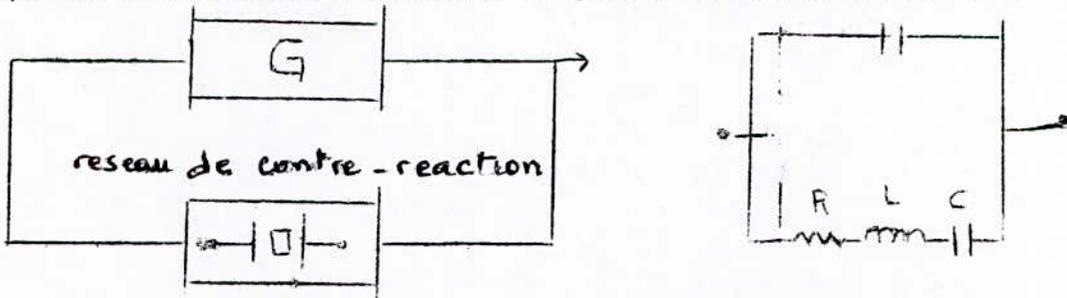
L'horloge est réalisée à partir d'un oscillateur à quartz suivi de diviseurs par 100. On obtient ainsi des créneaux d'amplitudes 5V et de fréquences 1MHz, 10 KHz, 100 Hz et 5Hz (voir ci-dessous).



a) L'oscillateur à quartz.

Principe

Un oscillateur est essentiellement constitué d'un amplificateur de gain supérieur à 1 et d'un réseau de contre-réaction. Le réseau de contre-réaction doit être, suivant la stabilité désirée de l'oscillateur, soit d'une capacité soit un quartz. Dans ce cas le schéma équivalent à utiliser est un circuit résonnant série R,L,C en parallèle avec une capacité C_s qui représente la capacité des électrodes à travers le quartz et celles des connexions.



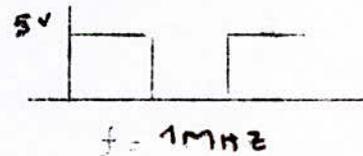
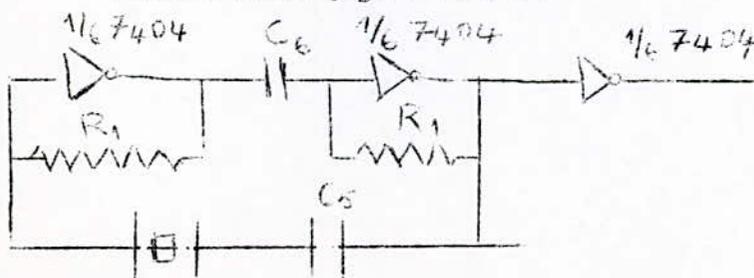
Ainsi le quartz peut résonner suivant un mode série ou un mode parallèle suivant l'excitation à laquelle il est soumis. Dans l'application qui suit le quartz résonne dans le mode série.

application :

Oscillateur à quartz avec les portes inverseuses.

Les circuits digitaux ne sont pas directement utilisables pour de telles applications car ils n'ont pas été conçus comme des amplificateurs linéaires. Il sera cependant possible de les utiliser en faisant en sorte que leur point de repos se trouve dans la partie linéaire de leur caractéristique de transfert. Ceci est obtenu dans le cas d'un inverseur, en insérant une résistance entre l'entrée et la partie.

Puisque l'oscillateur à quartz nécessite un amplificateur non-inverseur, il est nécessaire d'ajouter un deuxième étage identique à celui précédemment décrit (voir figure 3.2.1).



DETERMINATION DE LA FREQUENCE DE L'OSCILLATEUR SANS QUARTZ

Comme nous le voyons le couplage entre la sortie d'une porte et l'entrée de l'autre est assurée par un condensateur. La fréquence d'un tel circuit peut peut-être calculée de la manière suivante:

$$u = U \left(1 - e^{-t_1/R_1 C_5} \right) \text{ tension du condensateur}$$

Comme une des armatures du générateur à une chargé

$$- Q = C_5 V_{cc}$$

$$\text{et } + Q = C_5 V_{cc}$$

la différence entre les deux charges est

$$+ Q - (-Q) = 2 C_5 V_{cc} = C_5 (2 V_{cc})$$

Donc tout se passe comme si le condensateur se chargeait sous une tension égale à $2 V_{cc}$ donc $U = 2 V_{cc}$

L'équation précédente s'écrit donc comme suit :

$$V_{cc} = 2 V_{cc} \left(1 - e^{-t_1/R_1 C_5} \right)$$

Ceci implique que: $e^{-t_1/R_1 C_5} = 2$

Ce qui donne en prenant les logarithmiques des deux nombres

$$t_1 = 0,69 R_1 C_5 \approx 0,7 R_1 C_5$$

Le même résultat est obtenu avec $R_2 C_6$ d'où

$$t_2 = 0,7 R_2 C_6$$

La période totale sera $T = t_1 + t_2$

$$T = 0,7 (R_1 C_5 + R_2 C_6)$$

ceci implique

$$f = 1/0,7 (R_1 C_5 + R_2 C_6)$$

Application numérique

Comme $R_1 = R_2 = 1 \text{ K}\Omega$

$$C_5 = 10 \text{ NF} \quad \text{d'où } f = 1,38 \text{ MHz}$$

$$C_6 = 33 \text{ pF}$$

Dans notre cas on place dans la boucle de contre-réaction un quartz de 1 MHz qui impose sa fréquence de résonance.

Les circuits de division

L'obtention d'une fréquence de 1 MHz n'étant pas nécessaire dans nos réalisations suivantes. Il nous faut donc diviser par un des multiples de 100 j'usqu'à atteindre une fréquence de 5 Hz. Cette tâche est aisément remplie par trois (3) circuits intégrés du type MC 14518 BCP branchés en série. Nous avons choisi ce circuit et non un autre pour sa bonne réponse à des signaux lents. Mode de brochage

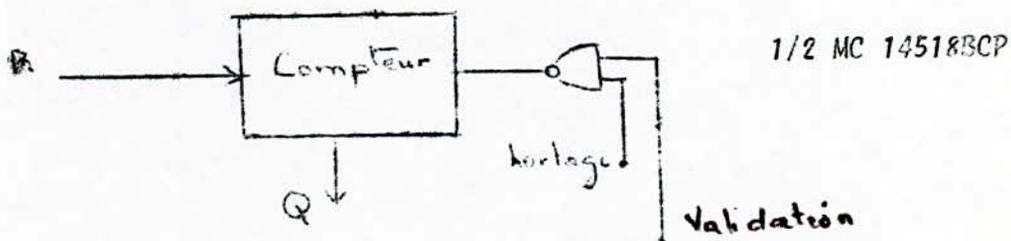
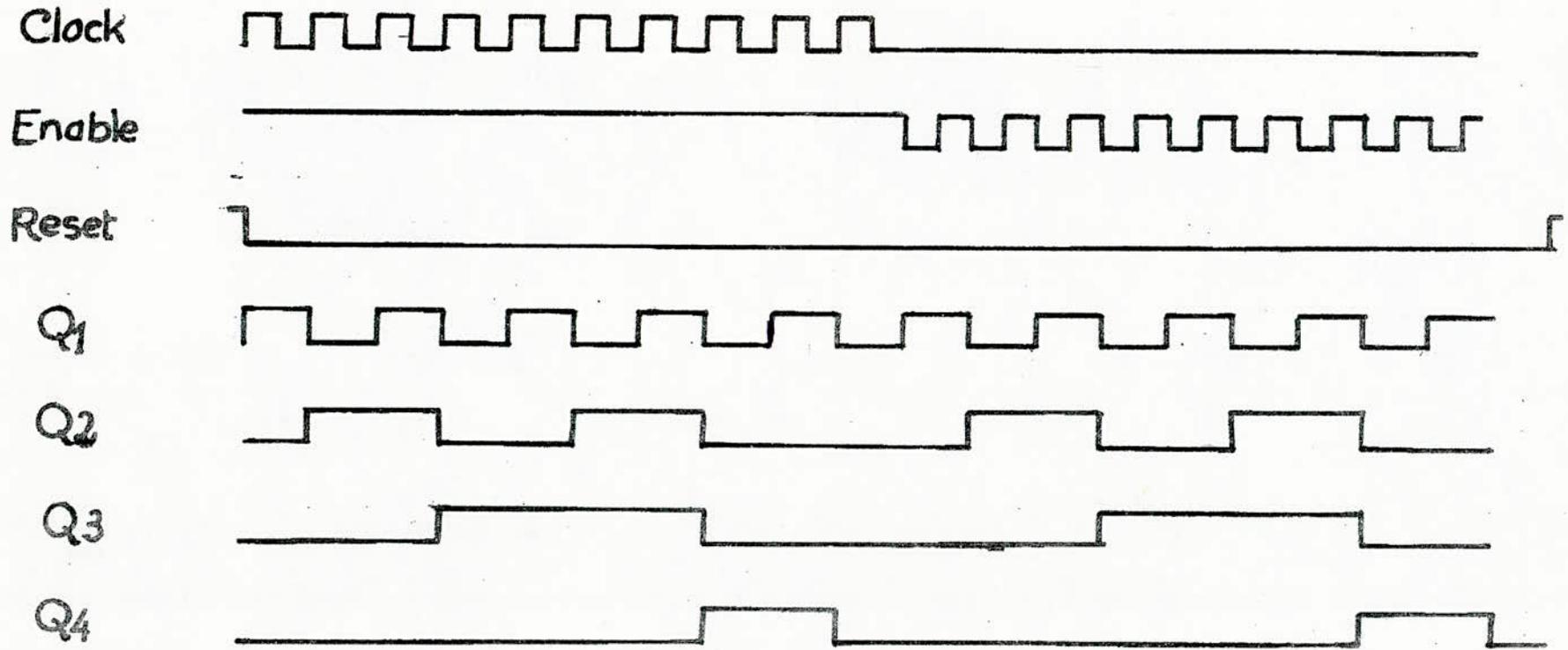


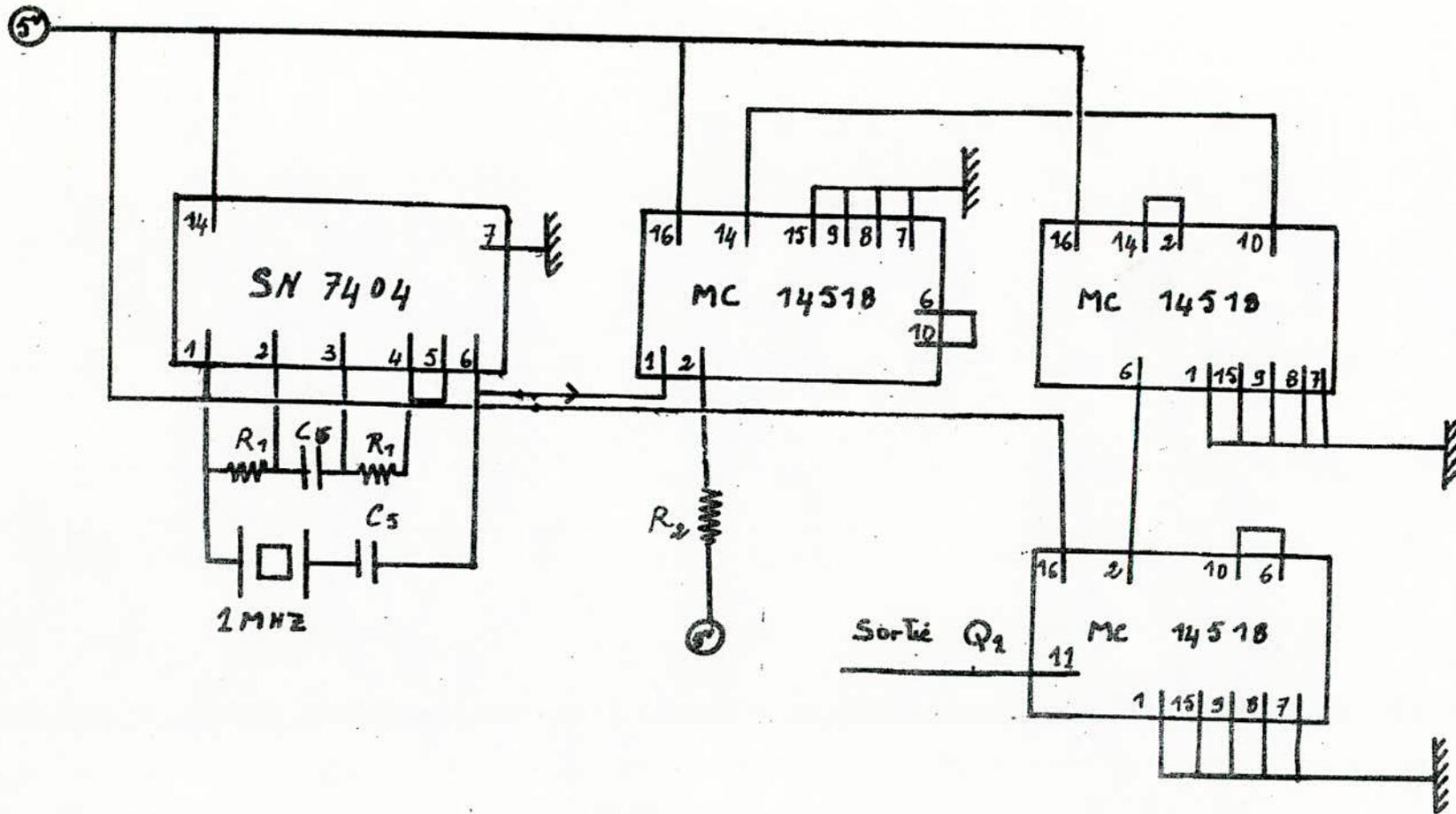
Fig 3.22

CHRONOGRAMME



-39-

fig 3.2.3



REALISATION DE L'HORLOGE

Fig 3.2.4

Le circuit MC 145 18 BCP contient deux (2) diviseurs de fréquence par 10. La sortie du premier compteur est reliée à l'entrée de validation du second et ainsi de suite. Pour ce qui est du dernier compteur, on sortira par Q_1 obtenant ainsi une division par deux (2) de la fréquence; le chronogramme des sorties sera donné dans la figure 3.2.3. Le schéma global de l'horloge ainsi constitué est donné voir figure 3.2.4.

REALISATION DU COMPAREUR

On veut obtenir à la sortie du comparateur un signal de 16 V crête à crête mis de fréquence 5 Hz pour ceci on réalise le montage suivant utilisant ainsi les propriétés du MC1741 voir figure 3.2.5.

Pour calculer la tension de sortie, on a recours à la méthode de superposition.

$$e_2 = 0 \quad V_1 = -\frac{R_2}{R_1} e_1$$

$$e_1 = 0 \quad V_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) e_2$$

$$\text{D'où } V_s \text{ total} = -\frac{R_2}{R_1} e_1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) e_2$$

On applique à l'entrée de notre montage le signal d'horloge lorsque $e_1 = 0$ on veut que $V_s = -8$

$$\text{donc que } \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) e_2 = -8$$

et si $e_1 = 5$ V que la sortie $V_s = 8$

$$-\frac{R_2}{R_1} \cdot 5 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times 10 = 8.$$

$$\text{donc } 5 R_2 = 16 R_1$$

ceci implique que $R_2 = 3,2 R_1$

On remplace le rapport $\frac{R_2}{R_1}$ par sa valeur dans la première équation et on détermine les résistances R_3, R_4 .

$$\left(1 + 3,2 \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times 10 = -8$$

$$\text{D'où } R_3 = 6,25 R_4$$

On choisit comme valeur de résistance

$$R_1 = 1 \text{ K}$$

$$R_2 = 3,2 \text{ K}$$

$$R_4 = 10 \text{ K}$$

$$R_3 = 62,5 \text{ K}$$

Les valeurs de résistances ainsi choisies ne donnent pas en sortie un signal symétrique; nous avons été obligés de remplacer la valeur de la résistance R_2 par 1,5 K au lieu de 3,2 K.

La sortie est donnée par la figure 3.2.6.

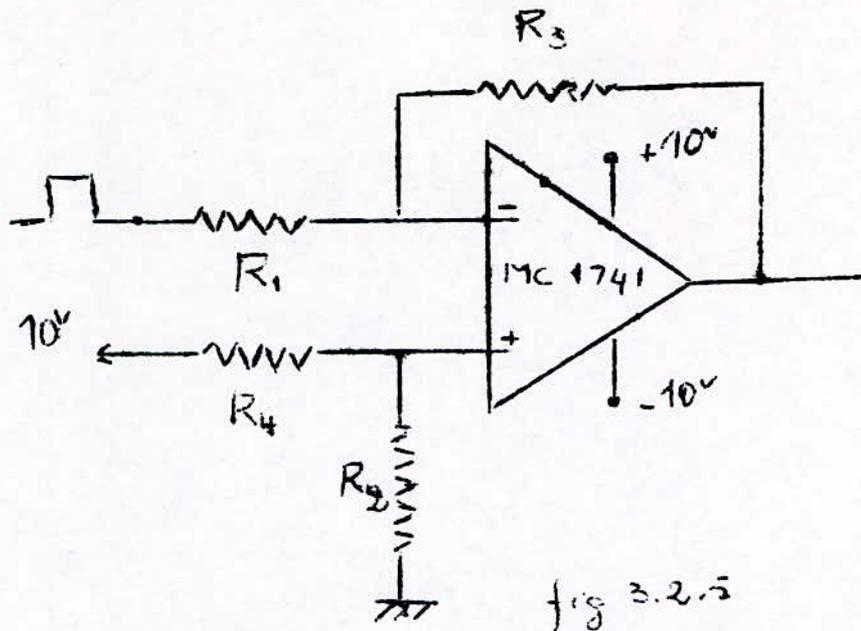


fig 3.2.5

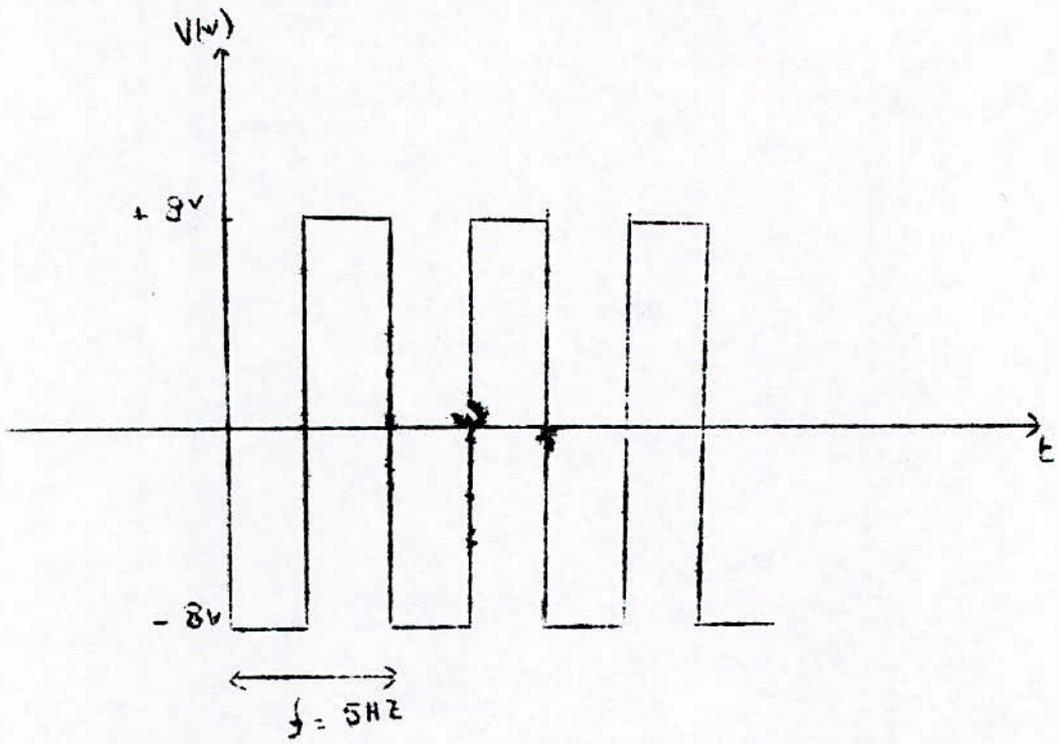


fig 3.2.6

REALISATION DU MULTIPLIEUR

Le multiplieur AD 534 est un circuit analogique. C'est un circuit monolithique de très grande précision 1 %
 Il est présenté avec une encapsulation en boîtier rond métallique TO 100.
 Il est désigné pour être utilisé chaque fois que l'on a besoin d'une tension de sortie qui suit un produit linéaire de deux tensions d'entrée.
 Valeurs limites d'utilisation

Tension alimentation $\pm 15V$
 Dissipation de puissance $500mW$
 Tensions d'entrées $X_1, X_2, Y_1, Y_2, Z_1, Z_2$ $\pm V_s$

Sorties court-circuitées vers la masse indéfini.

$$V_{out} = \frac{A(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{S_0} - (z_1 - z_2)$$

L'opération de multiplication dans notre cas est obtenue par le branchage de la figure 3.2.7

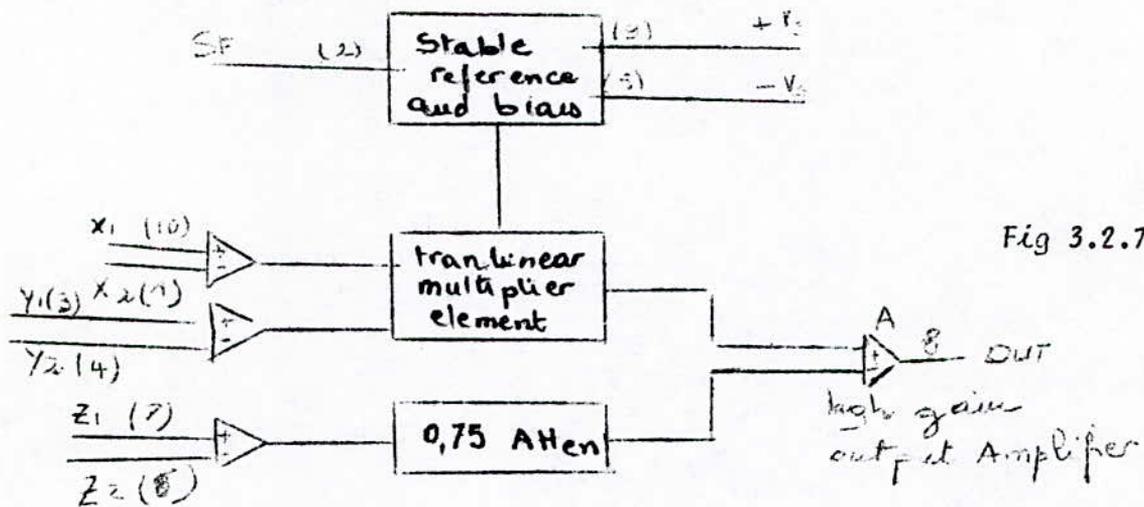


Fig 3.2.7

A: avec gain en boucle ouverte, généralement égal à 70 dB en continu, y_1, z_2 tensions d'entrées (planches échelles = 7 SF) pic = $\pm 1,25$ SF

SF: facteur d'échelle, prérégulé à 104 mais peut être ajusté, l'opération performante du AD 534 peut être décrite par l'équation $(x_1 - x_2)(y_1 - y_2) = 10(z_1 - z_2)$

L'utilisateur peut ajuster SF pour des valeurs comprises entre 10,00 et 3 en connectant à l'extérieur des résistances en série avec un potentiomètre placés entre SF et -Vs.

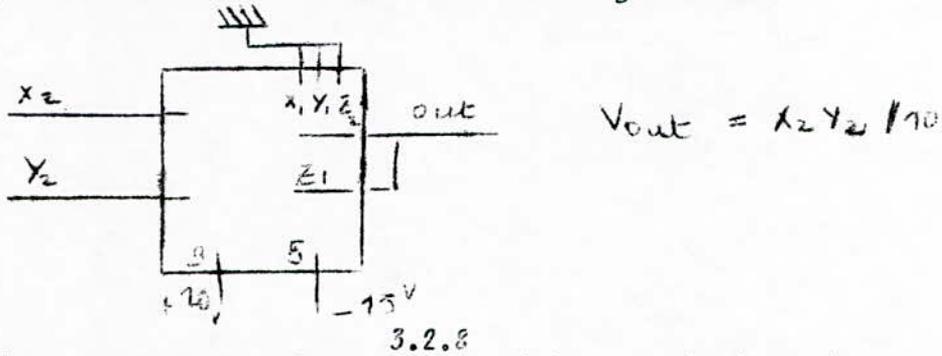
La valeur approximative de la résistance totale pour une valeur donnée de SF est donnée par la relation

$$R_{SF} = 5,4 K \frac{SF}{10 - SF}$$

Les performances pour des faibles signaux peuvent être améliorés en utilisant une basse tension SF..

La bande passante n'est pas affectée par cette option d'utilisation la tension d'alimentation est généralement +15 v. Cependant des opérations satisfaisantes peuvent être possibles jusqu'à +8 v

En ce qui nous concerne on a utilisé le montage suivant



Al'entrée x_2 on connecte la sortie du générateur de d'émarche c'est-à-dire

$$x_2 = G_2 \Delta V$$

On connecte la mesure de puissance à l'entrée y_2 donc la sortie sera formulée par

$$V_s = \frac{(G_2 \Delta V)}{10} \text{ (mesure de puissance)}$$

Nous reviendrons un peu plus loin au tracé du graphe donnant la sortie. Mesure de la Puissance.

La puissance délivrée par le panneau étant très grande (pouvant aller jusqu'à 240 v) et ne pouvant par conséquent attaquer notre circuit d'asservissement, il faut donc la faire baisser nous avons élaboré un circuit qui nous donne les mêmes variations de la puissance en grandeur réelle que celles de la puissance en grandeur dérivée.

Le circuit est donné par la figure 3.2.9

En multipliant l'information de tension et de courant, on obtient ainsi l'information de puissance. Le branchage de la multiplication reste le même (voir 3.2.8) que précédemment.

pour la tension

$$V_s = - \frac{R_2}{R_1} V_e = - \frac{V_e}{10}$$

Pour le courant

$$V_s = - \frac{R_2}{R_1} V_e = - \frac{10}{1} V_e = - 10 V_e \text{ comme } V_e = 0,1 \times I$$

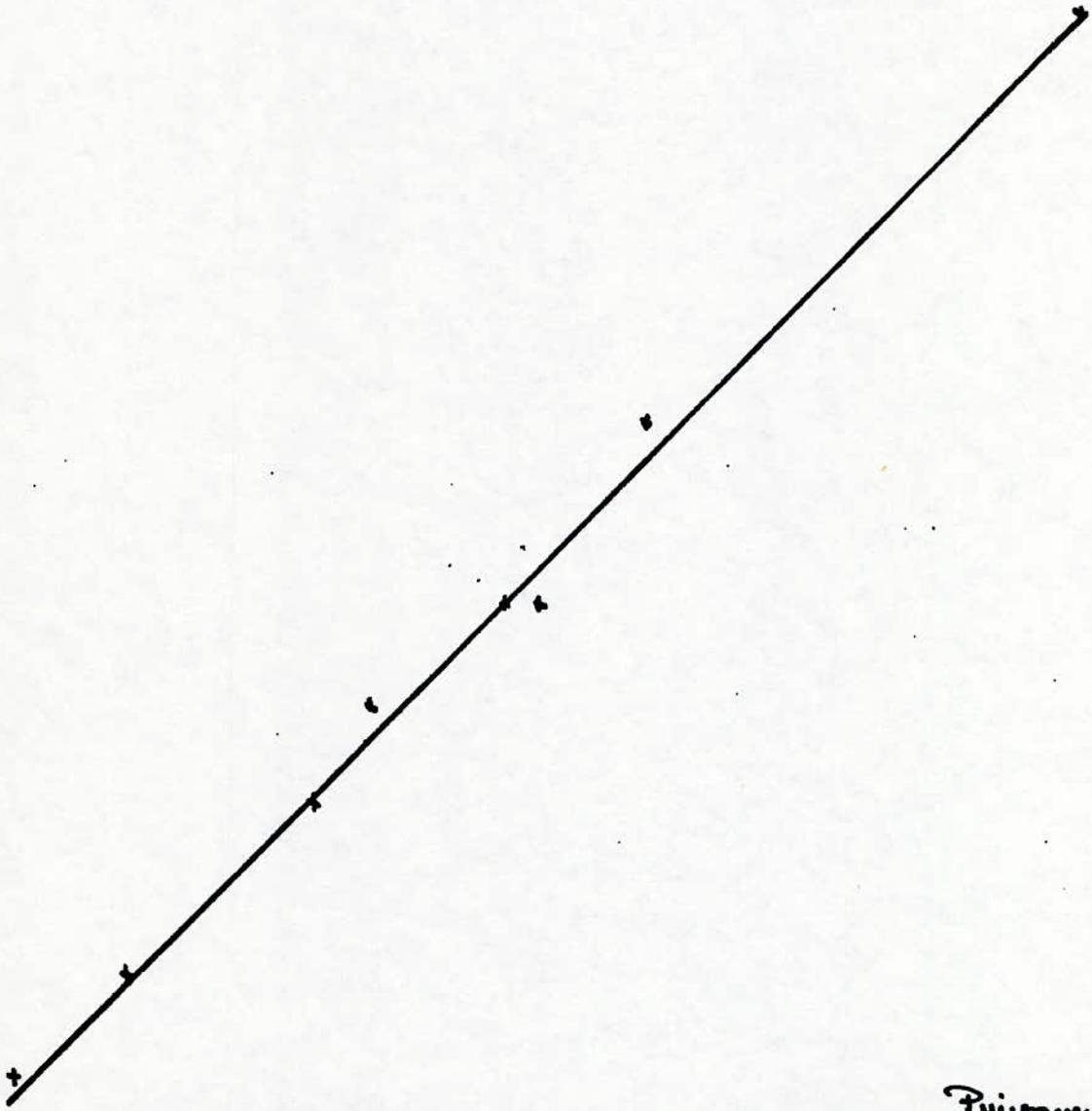
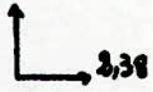
d'où $V_s = -1 \times I = f(I)$.

On a ainsi l'information de courant nécessaire. Nous avons testé le montage au laboratoire, pour cela nous avons utilisé une alimentation stabilisée, pouvant délivrer au maximum **220** V, 50 A afin de simuler le panneau photovoltaïque. Les résultats expérimentaux sont rangés dans le tableau n°1.

tension débitée par l'alimentation (V)	Courant débité par l'alimentation	information courant	information tension V1 V	puissance débitée p. alimentation. (w)	puissance dérivée x101
45	6	-6,3	-4,1	270	25,83
50	6,8	-7,8	-4,8	340	3,744
55	7,75	-8	-5,2	426,25	4,16
70	6	-6,8	-7	420	4,76
50	4	-4,6	-4,8	200	2,908
29	2	-2,6	-2,6	58	0,676
20	1	-1,65	-1,6	20	0,864
140	1	-1,6	-13,5	140	0,68
150	1	-1,6	-15	150	02,4
160	1	-1,6	-11,5	160	01,85
120	1	-1,6	-3,5	120	0,56
40	4	-4	-4,5	160	0,18
50	5	-3,5	-	250	

Puissance réelle en W

17,05



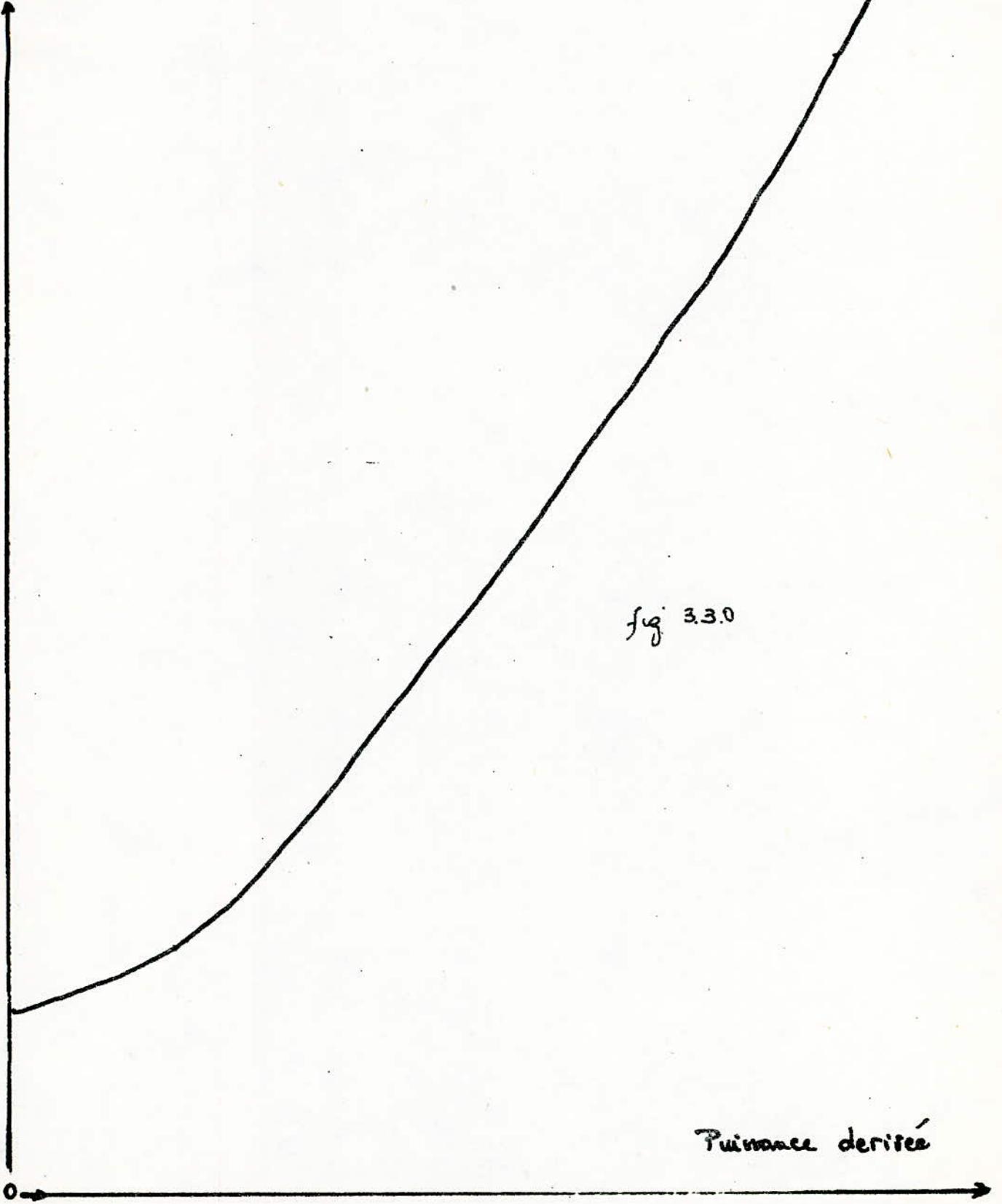
Puissance dérivée (W)

nal de sortie $x_2 y_2 / 10$

0,36 ↑
→ 0,28

fig 3.3.0

Puissance derivée



Comme nous l'avons dit précédemment, la sortie du multiplicateur dont les entrées sont respectivement $x_2 = G_2 \Delta v$; y_2 mesure de puissance. Les résultats sont réunis dans le tableau n°2.

Puissance dérivée	!	Signal de sortie
1,6	!	$0,6 \times 2 = 1,2$
1,4	!	-2,8
2,08	!	-3,8
2,5	!	-4,4
3,75	!	-6,4
4,16	!	-8,0
4,76	!	-9,0

La figure 3.3.0 donne le tracé de sortie en fonction de la mesure de puissance.

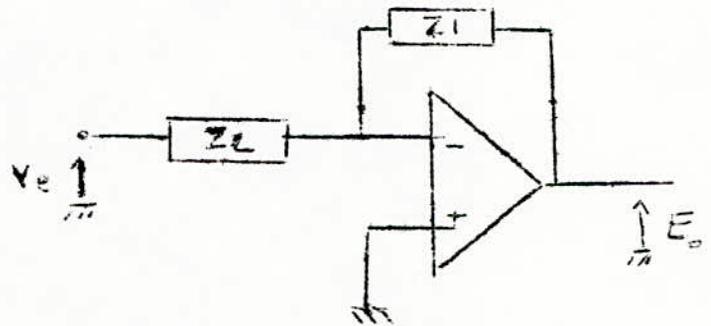
CONCEPTION DE L'INTEGRATION

L'intégration est conçue à partir du montage schématisé par la figure 3.3.1 utilisant les propriétés de circuit intégré MC 1741. Celles-ci sont données par les points suivants :

$$si // Z_{in} // \gg // Z_2 //$$

$$A \gg // Z_1 // Z_2 //$$

$$\text{Alors } \frac{E_o}{V_e} = -\frac{Z_1}{Z_2} = K$$



Afin que le signal E_o soit intégré au signal d'entrée V_e il faut que le gain s'exprime sous la forme suivante

$$K = -\frac{1}{RCP}$$

$$\text{D'où } Z_1 = \frac{1}{CP}$$

$$Z_2 = R$$

* Choix des composants

La durée d'impulsion a été préalablement fixée à $\tau = 0,01$ s dans le calcul sachant que $\tau = RC$ et que c'est choisi.

La valeur de la résistance est calculée à partir de la formule

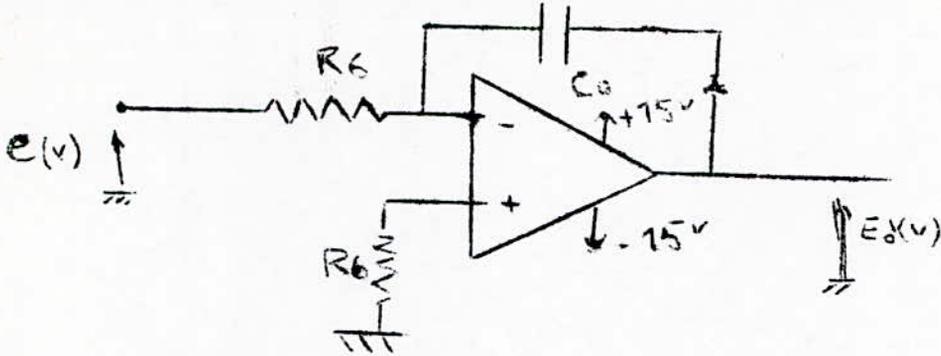
$$R = \frac{\tau}{C}$$

Sachant $\tau = 0,01$ A
et $C = 0,1$ uF

le calcul donne : $R = 100K$

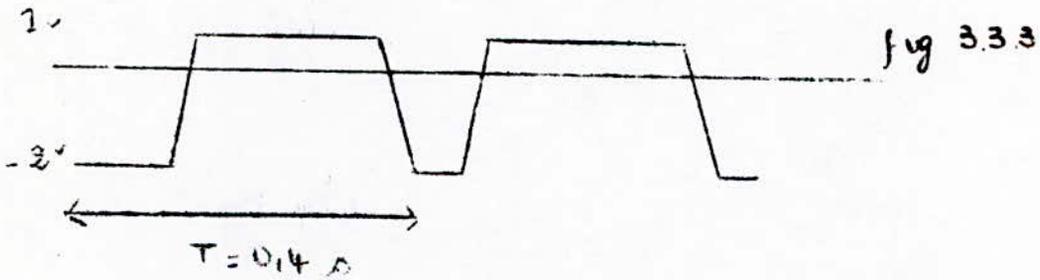
Pour travailler dans les meilleures conditions, nous avons réduit les effets de la dérive des courants de polarisation qui doivent retourner à la masse en équilibrant les résistances.

Le montage final réalisé se présente dans la figure 3.3.2



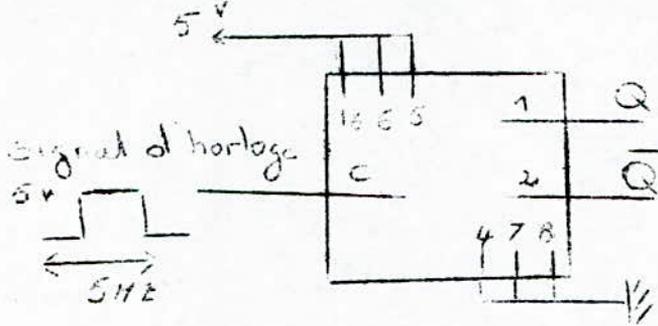
avec $e =$ sortie des multiplicateurs.

L'amplitude du signal de sortie varie avec l'amplitude du signal du multiplicateur donc avec la mesure de la puissance puisque G_{2AV} est constant, il est de la forme ci-dessous pour une mesure de puissance = 2 w



REALISATION DE LA COMMANDE DES INTERRUPTEURS .

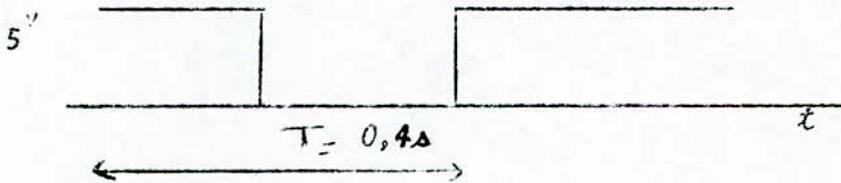
Selon l'étude théorique qui a précédé ce chapitre, les interrupteurs doit s'ouvrir et de refermer sur 02 périodes consécutives alternativement, ceci pour former la consigne. De ce fait on a été obligé d'utiliser une bascule JK; qui est le CI MC 14027 B car le signal d'entrée est Peut (0,2 A)
 Nous avons utilisé cette bascule selon le montage :



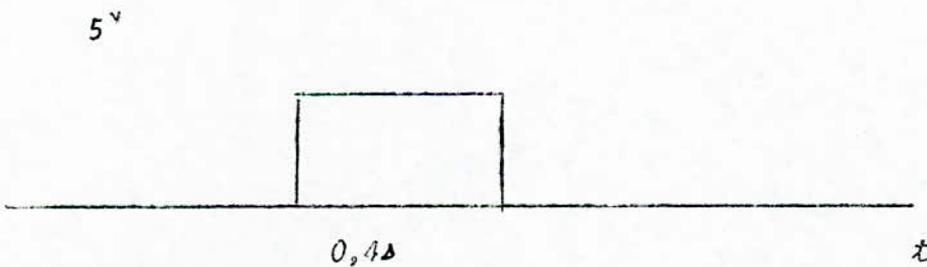
3.3.4.

Les sorties Q & \bar{Q} sont données ci-dessous

$Q(v)$



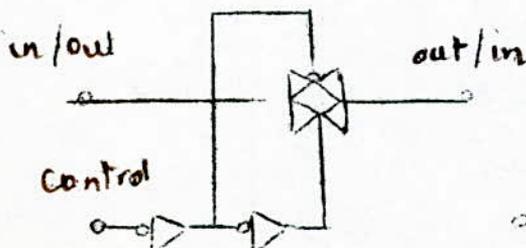
$\bar{Q}(v)$



3.3.5.

Choix des interrupteurs

Par son bon fonctionnement et son branchage simple le CI MC 14066 B s'impose. Constitué par 04 switchs indépendants il est capable de contrôler n'importe quel signal d'entrée qu'il soit digital ou analogique.



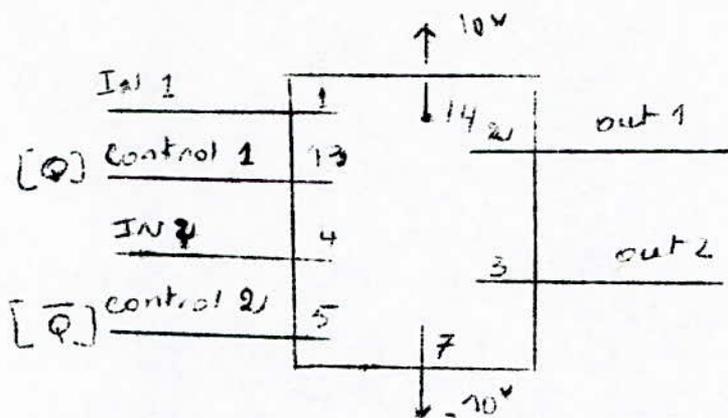
control	!	switch
0	!	OFF
1	d	ON

avec comme restrictions

$$V_{s3} \leq V_{in} \leq V_{d3}$$

$$V_{s2} \leq V_{out} \leq V_{d2}$$

Les tensions d'entrée étant d'une part le produit de la multiplication de 92 mV par la mesure de la puissance et du résultat de l'intégration, d'autre part, le branchement est comme ci-dessous voir figure 3.3.6



l'alimentation étant portée à 10 V - les tensions de contrôle \bar{Q} et \bar{Q} doivent être de même amplitude pour ceci on injecte les signaux de portes ($1/2 \text{ MIC } 14027 \text{ S}$) dans des comparateurs selon les figures 3.3.7 a et 3.3.7 b.

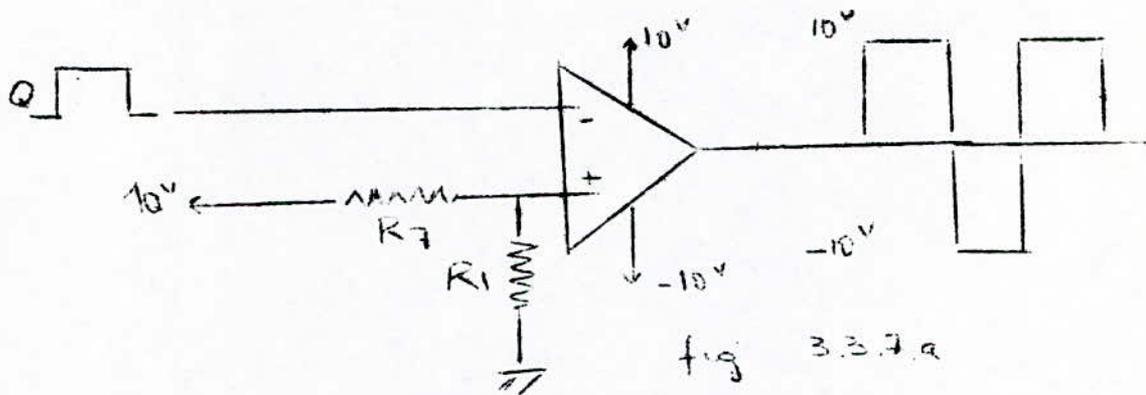


fig 3.3.7.a

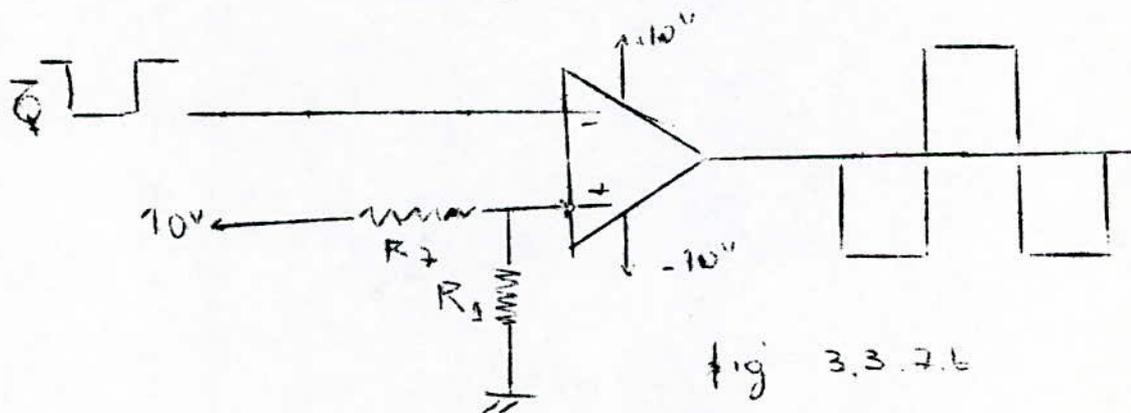


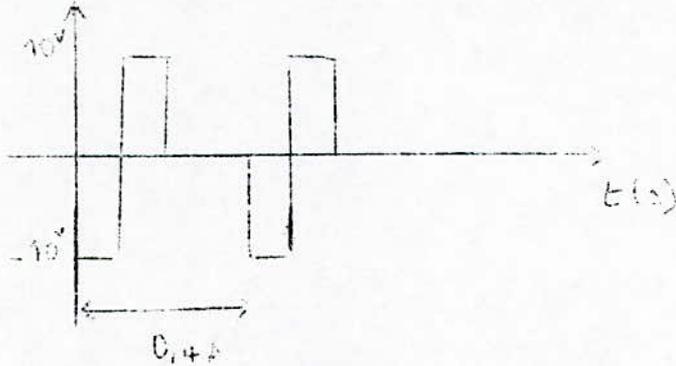
fig 3.3.7.b

Ainsi branché les signaux S_1 & S_2 respectivement pour

IN_1 = sortie du multiplicateur

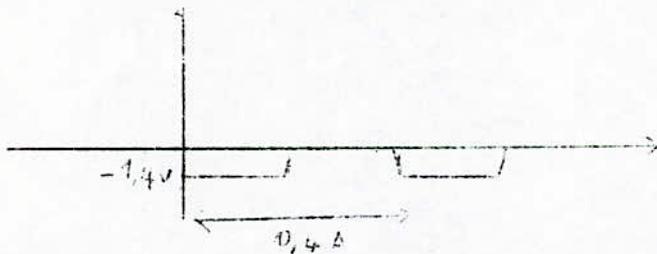
IN_2 = sortie de l'intégrateur.

Sortie du 1er Switch (Out 1)



3.3.8 a

SORTIE du 2ème switch (out 2)

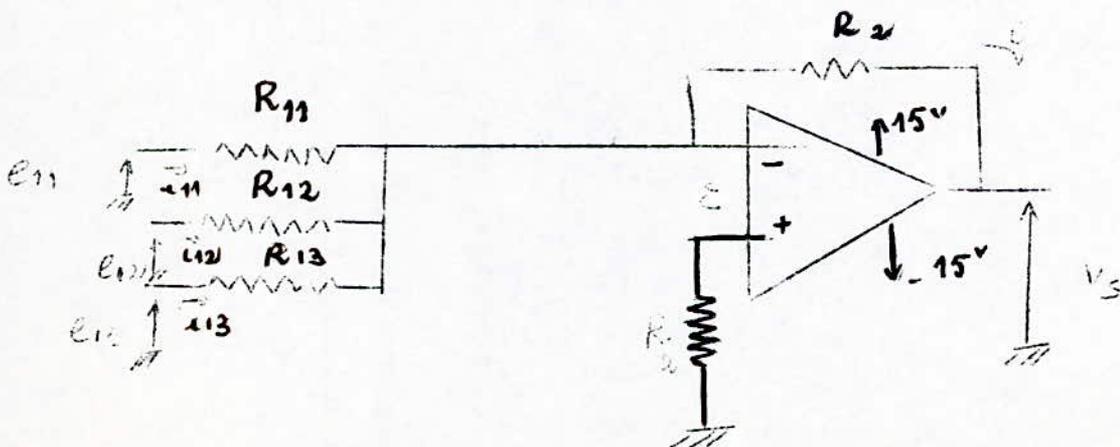


3.3.8 b

Pour la mémorisation de l'information de tension, on branche en sortie du 2ème switch une capacité de $10 \mu\text{F}$. Cette capacité se charge pendant la fermeture de l'interrupteur et garde sa charge lors de son ouverture. On a bien une tension constante sur une période à ses bornes ne dépendant que de la puissance dérivée.

CONCEPTION DU SOMMATEUR

Nous voulons selon le synoptique page 24 sommer des informations de tension à savoir le signal NV , la tension de référence V_F qui varie de 0 à 17V et la tension mémorisée dans la capacité pour ceci nous avons réalisé le montage donné par la figure 3.3.9.



3.3.9

La sortie peut-être calculée à partir des équations suivantes

$$i = i_{11} + i_{12} + i_{13}$$

$$e_{11} = R_{11} i_{11} + \mathcal{E}$$

$$e_{12} = R_{12} i_{12} + \mathcal{E}$$

$$e_{13} = R_{13} i_{13} + \mathcal{E}$$

$$\mathcal{E} = R i + V_s$$

Comme $\sum \mathcal{E} = 0$

On déduit que $V_s = -R \left(\frac{e_{11}}{R_{11}} + \frac{e_{12}}{R_{12}} + \frac{e_{13}}{R_{13}} \right)$

En ce qui nous concerne, nous avons pris comme valeurs de résistances:

$$R_{11} = 10 \text{ K}$$

$$R_{12} = 10 \text{ K} \quad \text{variable}$$

$$R_{13} = 10 \text{ K}$$

$$R_2 = 10 \text{ K}$$

$$\text{Donc } V_s = - \left(e_{11} + \frac{R_{12}}{R_{11}} e_{12} + e_{13} \right)$$

La tension de sortie qui représente la tension de consigne est donnée par la figure 3.4.0 pour une valeur de $e_2 = 5 \text{ V}$ et pour une valeur de $e_3 = 14 \text{ V}$ qui correspond à une puissance dérivée de 2 w

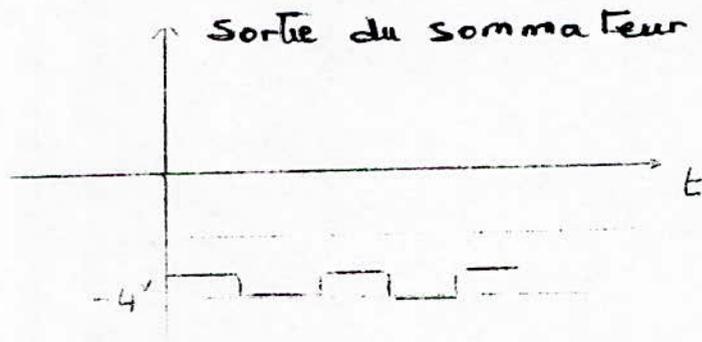


Fig. 3.4.0

Montage inverseur

Le signal débite par le sommateur étant négatif

$$V_s = - \left(e_{11} + \frac{R_{12}}{R_{11}} e_{12} + e_{13} \right)$$

Il faut donc l'inverser afin d'obtenir une tension de consigne positive pour ceci nous réalisons le montage suivant:

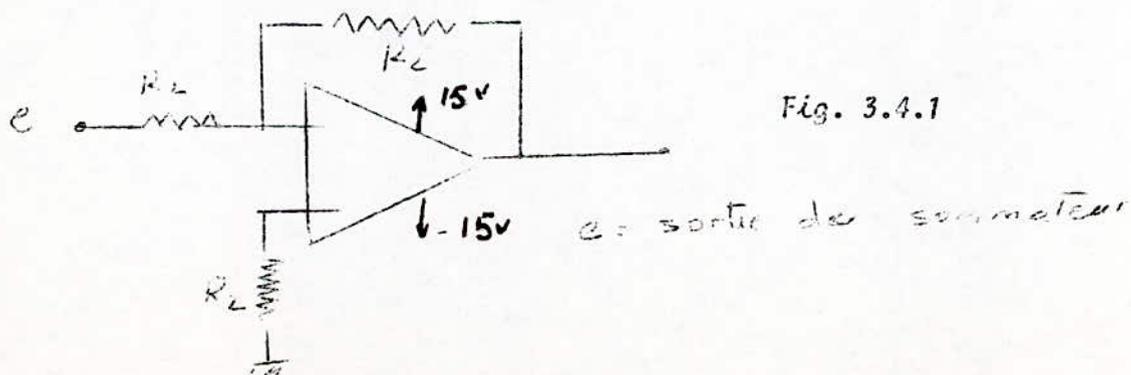


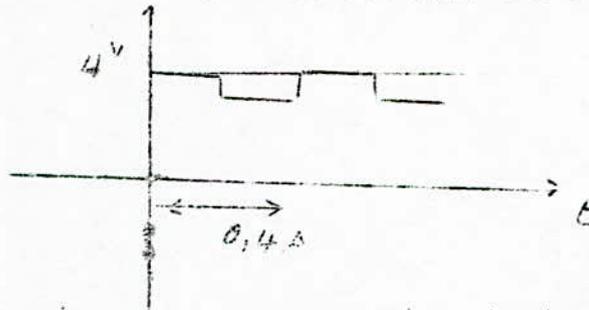
Fig. 3.4.1

La sortie est donnée par

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} e_1$$

Si $R_2 = R_1 = 10\text{ K}$

V_s sera égale alors à $V_s = -e_1$, et le signal de sortie sera de la forme ci-dessous représentant aussi la tension de consigne



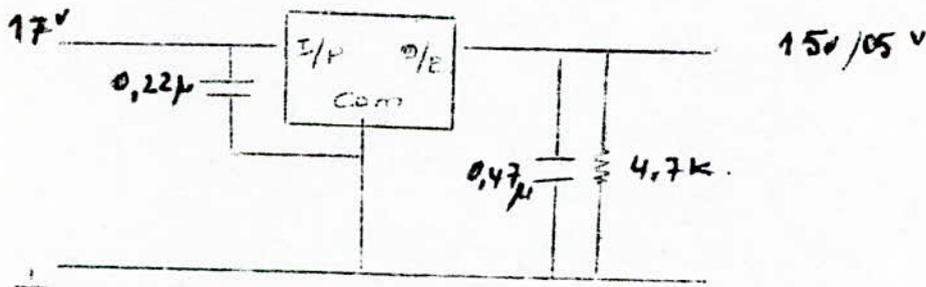
Le schéma complet de la commande est donné figure 3.42 p. 47

REALISATION DE L'ALIMENTATION de la commande

D'une alimentation stabilisée on prélève les 2 tensions $\pm 18\text{V}$ à partir de ces dernières on doit obtenir $\pm 15\text{V}$, $\pm 10\text{V}$ et $\pm 5\text{V}$.

Pour ce faire on utilise des régulateurs de tensions respectivement 7815, 7805, 7915, 7905 qui sont très pratiques et de branchage simple. Pour l'obtention de 15V et 5V le branchement est donné par

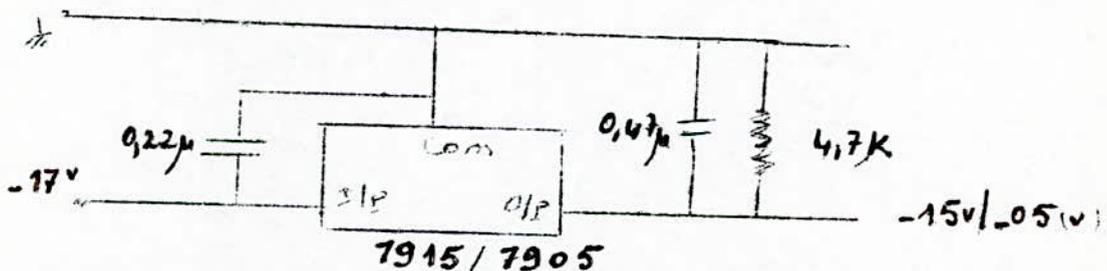
7815/7805



En sortie on obtient 15,27V au lieu de 15V

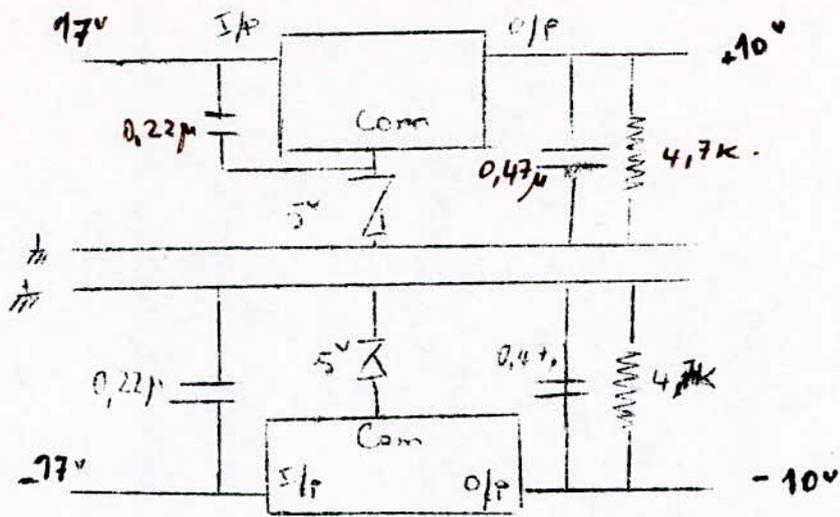
5,08V au lieu de 5V

En ce qui concerne -15V, et -5V on réalise le montage suivant



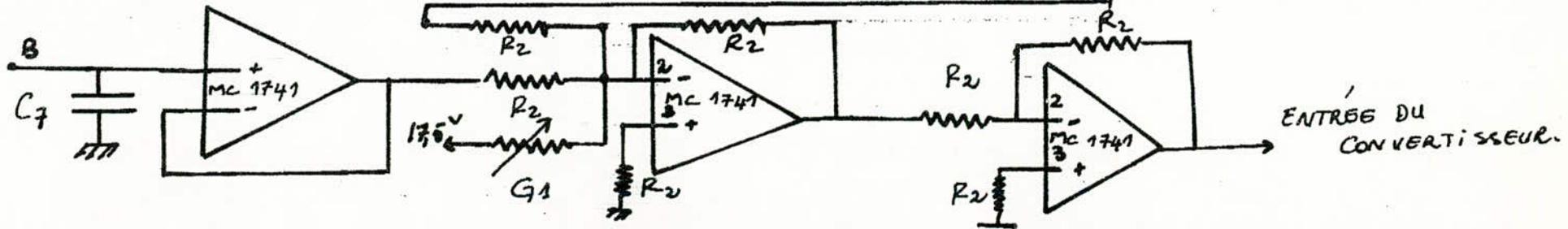
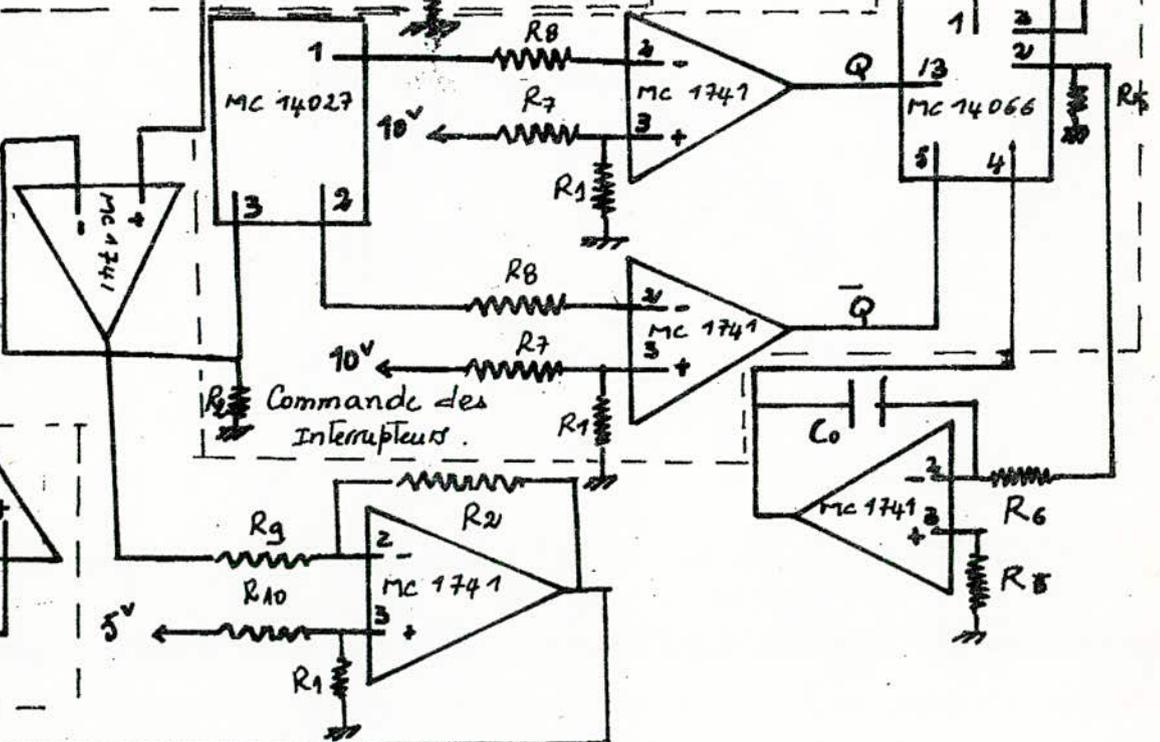
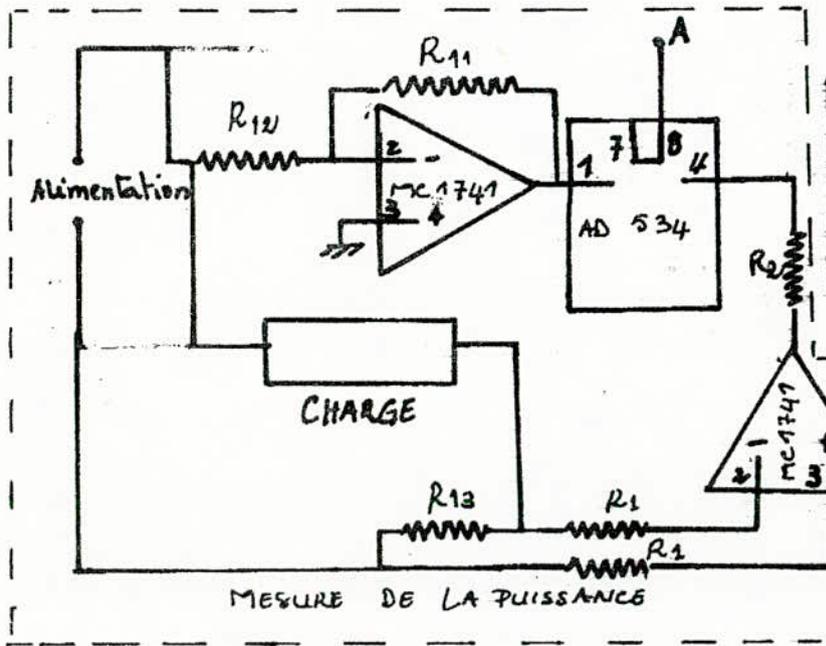
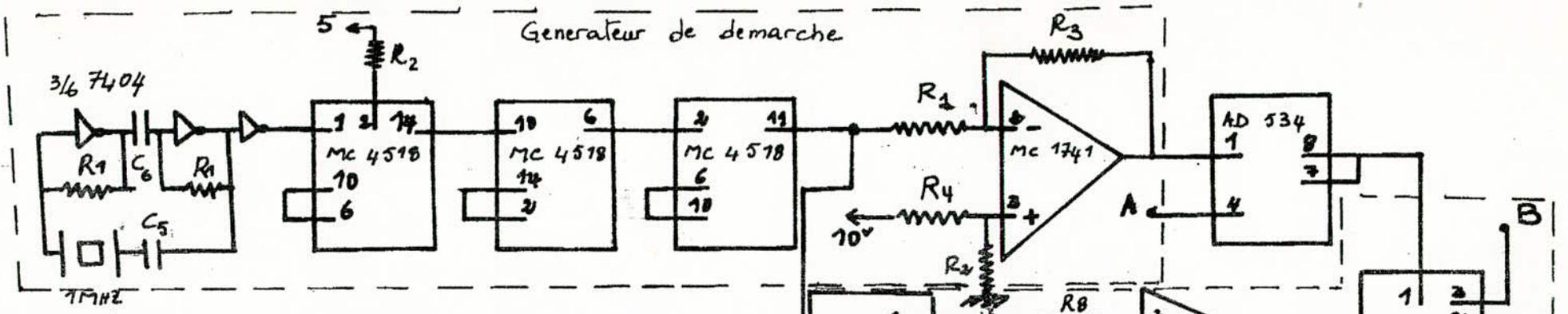
La sortie pour le 7915 est de 15,08V au lieu de -15V.

Pour ce qui est du $\pm 10\text{V}$ et $\pm 10\text{V}$ des régulateurs donnant ces tensions n'existant pas nous avons sommé la tension de sortie d'un régulateur 7805 ou 7905 avec la tension aux bornes de diode de 5V comme ceci est expliqué dans les figures qui suivent :



En vue de plus amples informations sur les circuits utilisés lors de la réalisation pratique se référer à l'annexe.

Generateur de demarche



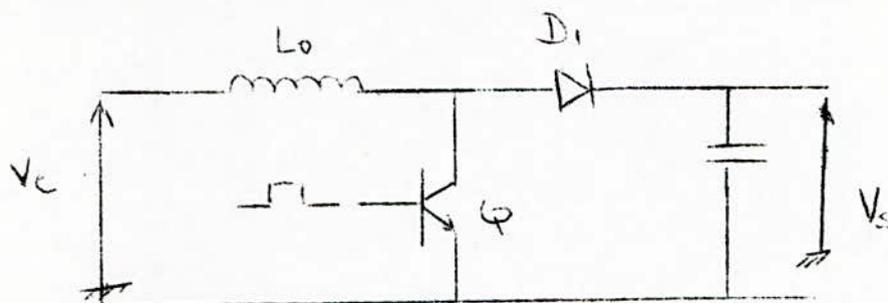
REALISATION DE LA COMMANDE D'ASSERVISSEMENT EXTREMAL ET ADAPTATIF

-47-

3 - LE CONVERTISSEUR c-c

Si l'on veut envisager d'obtenir des tensions de sortie supérieures à la tension d'entrée, la solution alimentation shunt à commutation apporte souvent une solution simple et souvent coûteuse. Nous verrons que ce problème peut-être résolu par l'utilisation de convertisseurs continu-continu.

La fig.A donne le principe de fonctionnement d'une alimentation shunt.

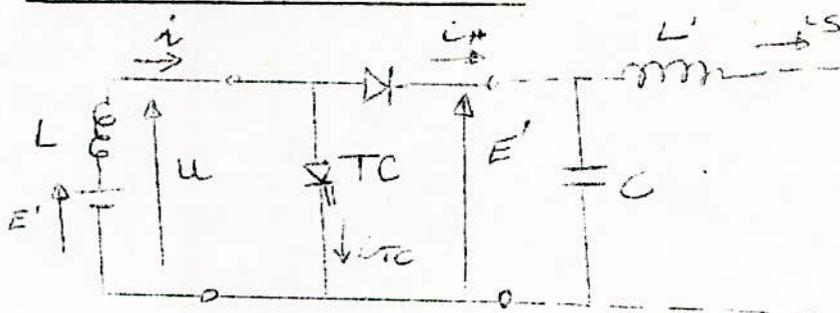


Le ballast classique est remplacé par un interrupteur. Lorsque l'interrupteur est fermé, le courant croît linéairement dans la self. La diode polarisée en inverse empêche le passage du courant dans la charge.

La capacité se décharge dans la charge. Lorsque l'interrupteur est ouvert, la diode D_1 devient conductrice. La self restitue l'énergie emmagasinée lors du passage du courant et se décharge via la diode dans la capacité. Quand le courant venant de la self devient inférieur au courant dans la charge. La capacité commence à se décharger, puis le transistor Q se referme et le cycle recommence.

La diode D_1 et la capacité c permettent d'obtenir une tension continue en sortie et de la filtrer.

HACHEUR PARALLELE OU SURVOLTEUR



On dit qu'un générateur ou un récepteur est de "courant" quand sa réactance interne s'oppose à toute variation brusque du courant i qui le traverse. C'est le cas de la machine à courant continu à cause de l'inductance du circuit de son induit.

On augmente d'ailleurs cette inductance par addition d'une bobine de lissage pour réduire l'ondulation de i .

Pour calculer le rapport de U moy. à E , on néglige la résistance de la source de courant ne tenant compte que de sa f.e.m E' et de l'inductance L .

Pendant l'intervalle $0 < t < \alpha T$. Le redresseur commandé T_c conduit, la diode D est bloquée.

$$i_H = 0 \quad U = 0 \quad \text{de } E' - L \frac{di}{dt} = 0$$

$$\text{on déduit } i = i_0 + \frac{E'}{L} \cdot t$$

i_0 = courant au début de cette intervalle.

Durant celui-ci, i croit pour atteindre $i_{\alpha T}$ tel que

$$i_{\alpha T} = i_0 + \frac{E'}{L} \alpha T.$$

Pendant $\alpha T < t < T$ D conduit, T_c est bloqué

$$i_H = i \quad u = E \quad \text{d'où } E' - L \frac{di}{dt} = E$$

$$i = i_{\alpha T} - \frac{E - E'}{L} (1 - \alpha T)$$

Le courant i décroît. Si on écrit que i à la fin de la période à la même valeur qu'au début de celle-ci.

$$i_0 = i_{\alpha T} - \left(\frac{E - E'}{L} \right) T(1 - \alpha) = i_0 + \frac{E'}{L} \alpha T - \left(\frac{E - E'}{L} \right) T(1 - \alpha)$$

On obtient

$$E' = (1 - \alpha) E$$

Quand Q est fermé :

Le courant dans la self est $i_L = \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{L}$ (voir courbe 2 p 56)

$V_{in} = 20 \text{ v}$ $i_L = 5,25 \text{ A}$

$$L = \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{i_L} = \frac{20}{5,25} \cdot 1,210^{-3} = 4,57 \text{ mH}$$

T_{on} : temps de conduction.

Quand l'interrupteur est ouvert :

$$\text{Le temps de décharge } t_d = (i_L \cdot L) / (V_s - V_e) = \frac{5,25 \cdot 4,57 \cdot 10^{-3}}{40 - 20} = 1,19 \text{ ms}$$

$$t_d \approx 1,2 \text{ ms.}$$

La durée de charge théorique correspond à celle calculée expérimentalement :

Au Laboratoire du CEN, nous avons réalisé une self dont l'induction magnétique est 1700 Teslas, le nombre de spires est de 167. Nous avons pris du gros fil *de diamètre 2mm* pouvant supporter 15 A pour bobiner. La valeur de la self est de 13 mH. Cette dernière est beaucoup plus grande que celle calculée théoriquement mais cela n'a pas grande importance vu qu'il suffit qu'elle puisse emmagasiner l'énergie nécessaire pour saturer le ballast.

La tension d'ondulation de sortie est (voir courbe 2 page 57)

$$\Delta V_{out} = \frac{1}{c} i \cdot t_d \text{ d'où } c = \frac{i \cdot t_d}{\Delta V_{out}} = \frac{2,5 \times 10^{-3}}{0,1.20}$$

$$c = 1250 \text{ uF}$$

Expérimentalement nous avons utilisé une capacité de 900 uF.

D'après le tracé de courbe fig. 343 nous allons montrer que pour ces deux valeurs de capacité, nous sommes sur le même palier donc sont toutes deux convenables pour l'expérience.

COMMANDE DE BASE DES TRANSISTORS DE PUISSANCE :

La commande qui réalise la fonction d'asservissement extrême nous a permis d'élaborer l'écart entre la tension optimale et la tension délivrée par le panneau photovoltaïque à tout instant. Cet écart attaque l'entrée d'un Vco (voltage controlled oscillator) qui donne à sa sortie une variation en fréquence du signal de sortie lors d'une variation d'amplitude du signal d'entrée. Le circuit intégré utilisé pour une telle fonction est le 74 Ls 124.

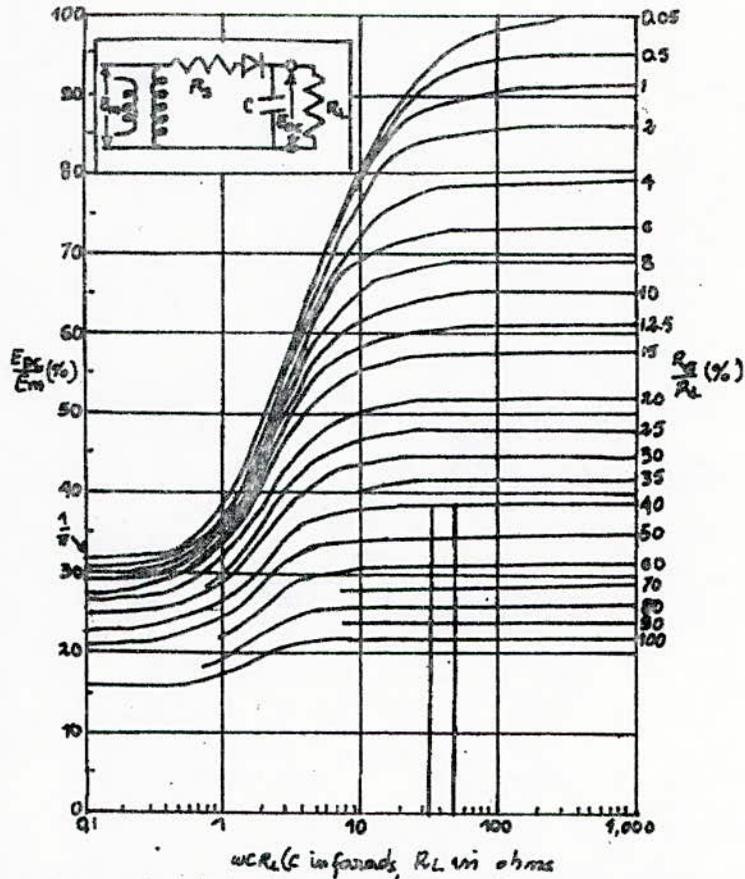


fig 3.4.3

fig. 3.4.3. Relation of applied alternating peak voltage to direct output voltage in half-wave capacitor-input circuits.

(from O. H. Schade, Proc. IRE, Vol. 31 p 356, 1943)

pour $f = 0,45 \text{ kHz}$ $\omega = 2,82 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$

de résistance de charge $R_L = 14,4 \text{ } \Omega$

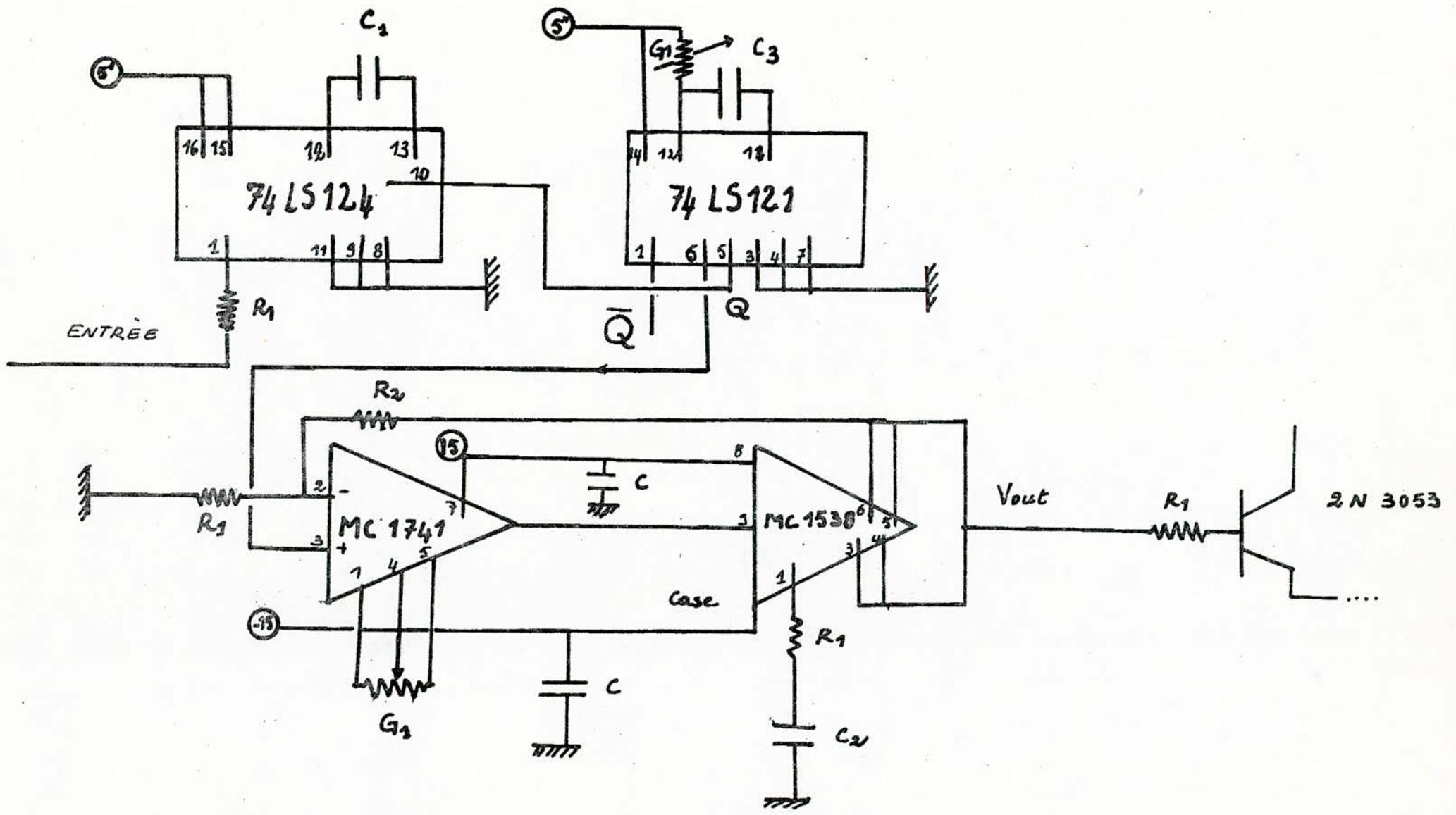
de résistance source $R_s = 6 \text{ } \Omega$

$C_1 = 1250 \text{ } \mu\text{F}$ $C_2 = 900 \text{ } \mu\text{F}$

$$\omega R_L C_1 = 2,82 \cdot 10^3 \cdot 14,4 \cdot 1250 \cdot 10^{-6} = 50,76$$

$$\omega R_L C_2 = 2,82 \cdot 10^3 \cdot 14,4 \cdot 900 \cdot 10^{-6} = 36,55$$

$$R_s / R_L = \frac{6}{14,4} = 0,416 = 41,6 \%$$



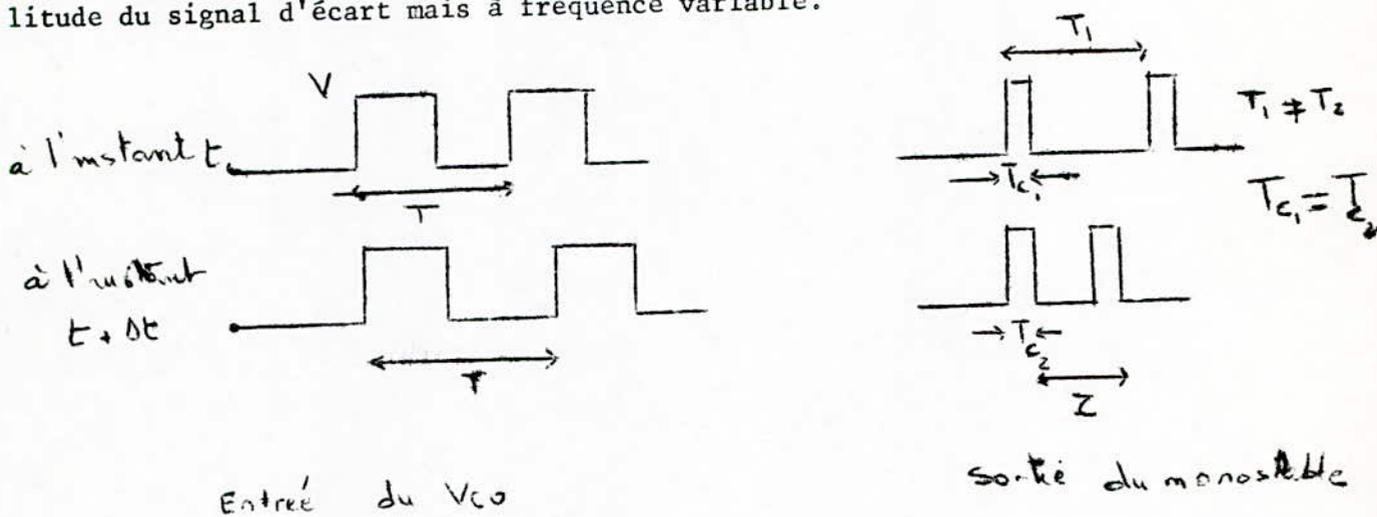
- 524

COMMANDE DU TRANSISTOR 2N 3053

Il est constitué de deux Vco, la fréquence de chaque Vco est établie par un composant externe pouvant être une capacité ou un quartz. La grande stabilité de ces oscillateurs nous permet d'opérer à des fréquences comprises entre 0,12HZ et 30 MHZ. La fréquence du signal de sortie peut être approximée comme suit : $f_0 = \frac{1 \cdot 10^{-4}}{c_{ext}}$ où f_0 : fréquence externe en hertz
 c_{ext} : capacité externe en Farad

Dans notre cas nous n'utilisons qu'un seul Vco du 74 Ls 124 et c_{ext} a pour valeur 0,15 uF d'où $f_0 = \frac{10^{-4}}{0,1510^{-6}} = 0,66$ KHZ

La sortie du Vco attaque l'entrée d'un monostable le 74Ls121, à sa sortie on retrouve un signal qui a un temps de conduction constant, quelque soit l'emp-litude du signal d'écart mais à fréquence variable.



Lorsque la tension d'écart varie, la fréquence du signal de sortie du monostable varie et son rapport cyclique varie dans le sens contraire de la période ($\eta = \frac{T_c}{T}$).

Entre les pins 11 et 12 du CI 74 Ls 121, on place une capacité de 0,47 uF et un potentiomètre de 10 K dont on ajuste la valeur désirée. La durée du temps de conduction est donnée par la formule $T_c \approx 0,7 RC$.

L'amplitude du signal de sortie du monostable n'excède pas 5V (TTL). Pour augmenter l'amplitude, on place à sa sortie un amplificateur opérationnel le MC 1741 ayant un gain de 5,3 et dont l'entrée est à la broche non inverseuse. Il est suivi d'un amplificateur de puissance qui nous permet d'amplifier en courant.

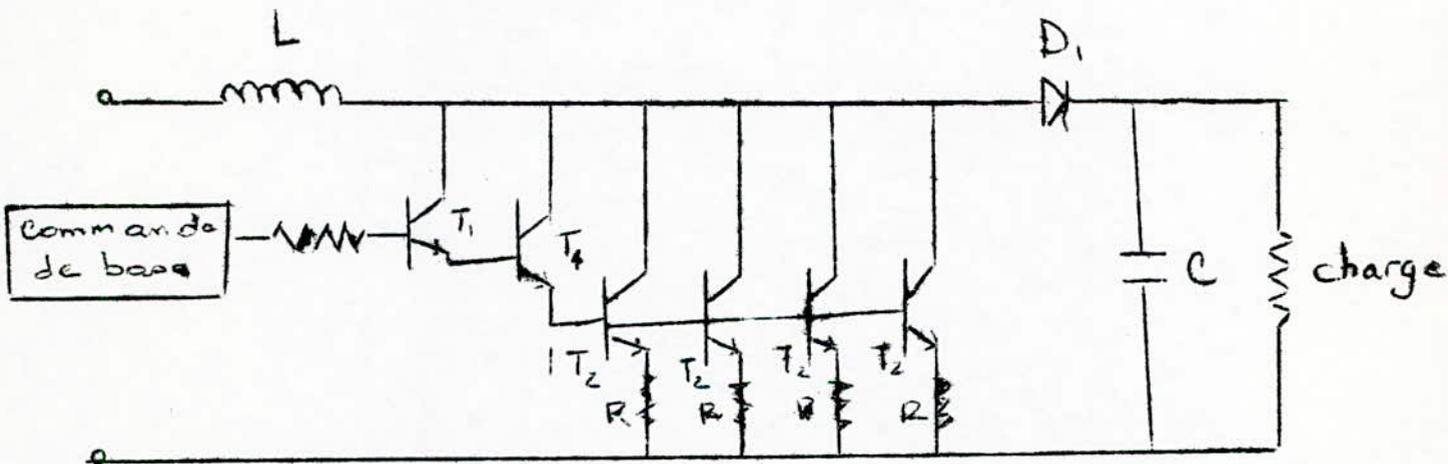
.../...

Celui-ci est c - Mos 1530 R (voir fig page 52), il a un gain en courant de 3000 et une impédance de sortie de 10Ω . Le courant de sortie délivré par le MC 1741 étant faible (voir caractéristique dans l'annexe) pour pouvoir commuter le transistor pilote qui le suit, nous avons été dans l'obligation d'insérer entre eux un buffer de telle façon à pouvoir saturer le transistor. Ce dernier est un transistor de puissance (2N 3053 NPN), il est suivi d'un autre transistor identique. Dans le but d'avoir un courant émetteur important, ces deux transistors sont montés en darlington.

$$IE_2 = IC_2 + IB_2 = (\beta+1)IB_2 \quad \text{comme } IB_2 = IE_1$$

$$\text{alors on a } IE_2 = (\beta+1)^2 IB_1 \approx \beta^2 IB_1.$$

L'émetteur du dernier transistor 2N 3053 attaque les bases des quatre transistors de puissance qui sont des 2N 3055 N.PN montés en parallèle. Nous avons surdimensionné le transistor de puissance dans le seul but de limiter les pertes au cours du blocage et de la conduction, afin d'augmenter le rendement. Pour les mêmes raisons, nous avons utilisé une diode de redressement pouvant supporter 100 V sous 10 A (voir fig. c). Les caractéristiques complètes de 2N 3053 et 2N 3055 sont données à la fin du chapitre.



$T_1 =$ transistor NPN 2N 3053

$T_2 =$ transistor NPN 2N 3055

fig c

Les Tracés des courbes sont donnés pour:

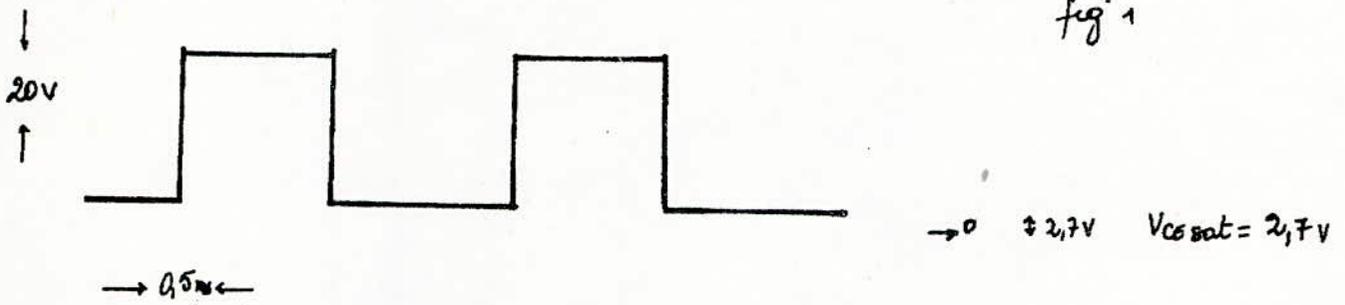
$$V_e = 20V$$

$$I_e = 6A$$

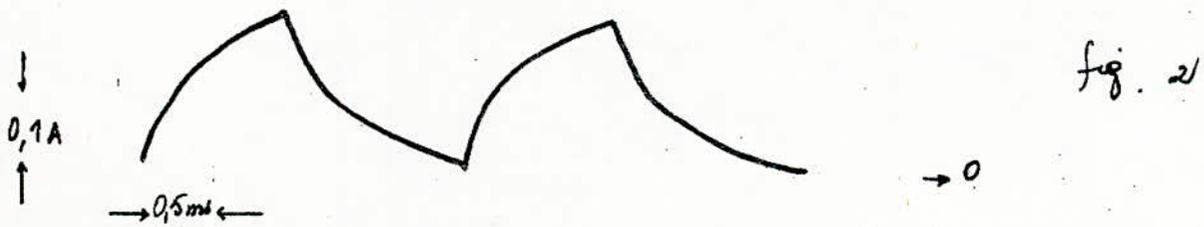
$$V_s = 40V$$

$$I_s = 2,6A$$

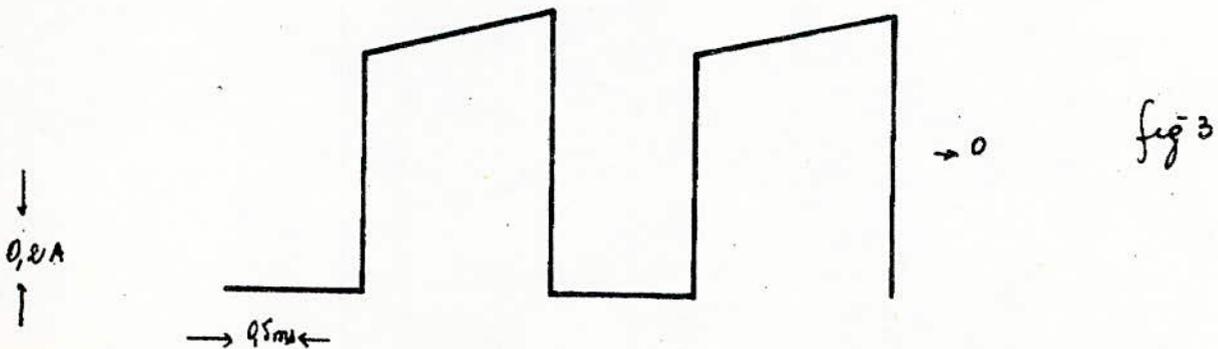
Tracé de la tension collecteur



Tracé du courant collecteur



Tracé du courant d'émetteur



trace' du courant de base des trois transistors

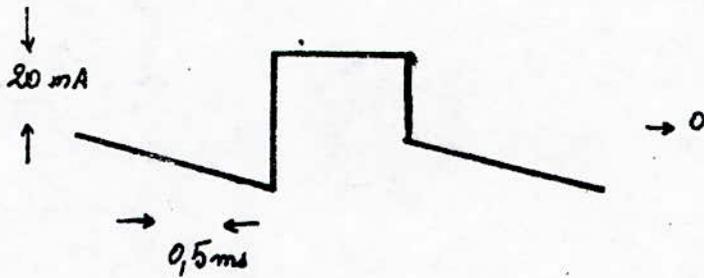


fig 1

trace' du courant collecteur des 3 transistors

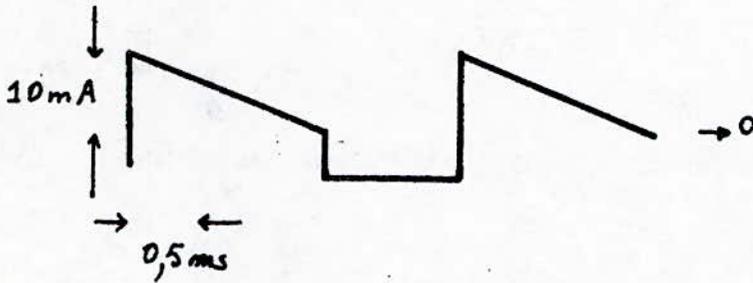


fig 2

trace' du courant dans la capact.

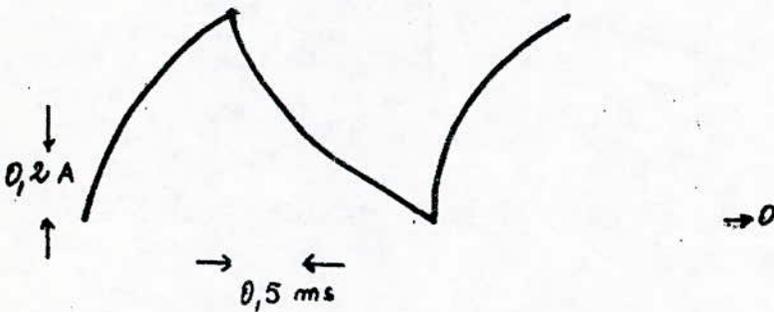
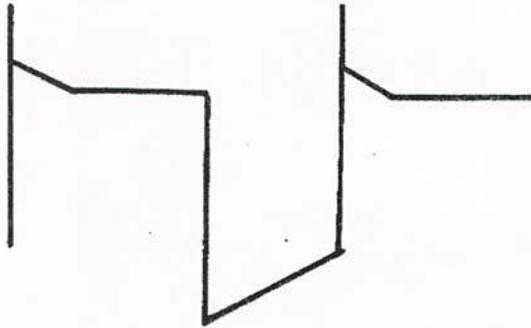


fig 3

tracé du courant de la diode



→ 0

fig 1

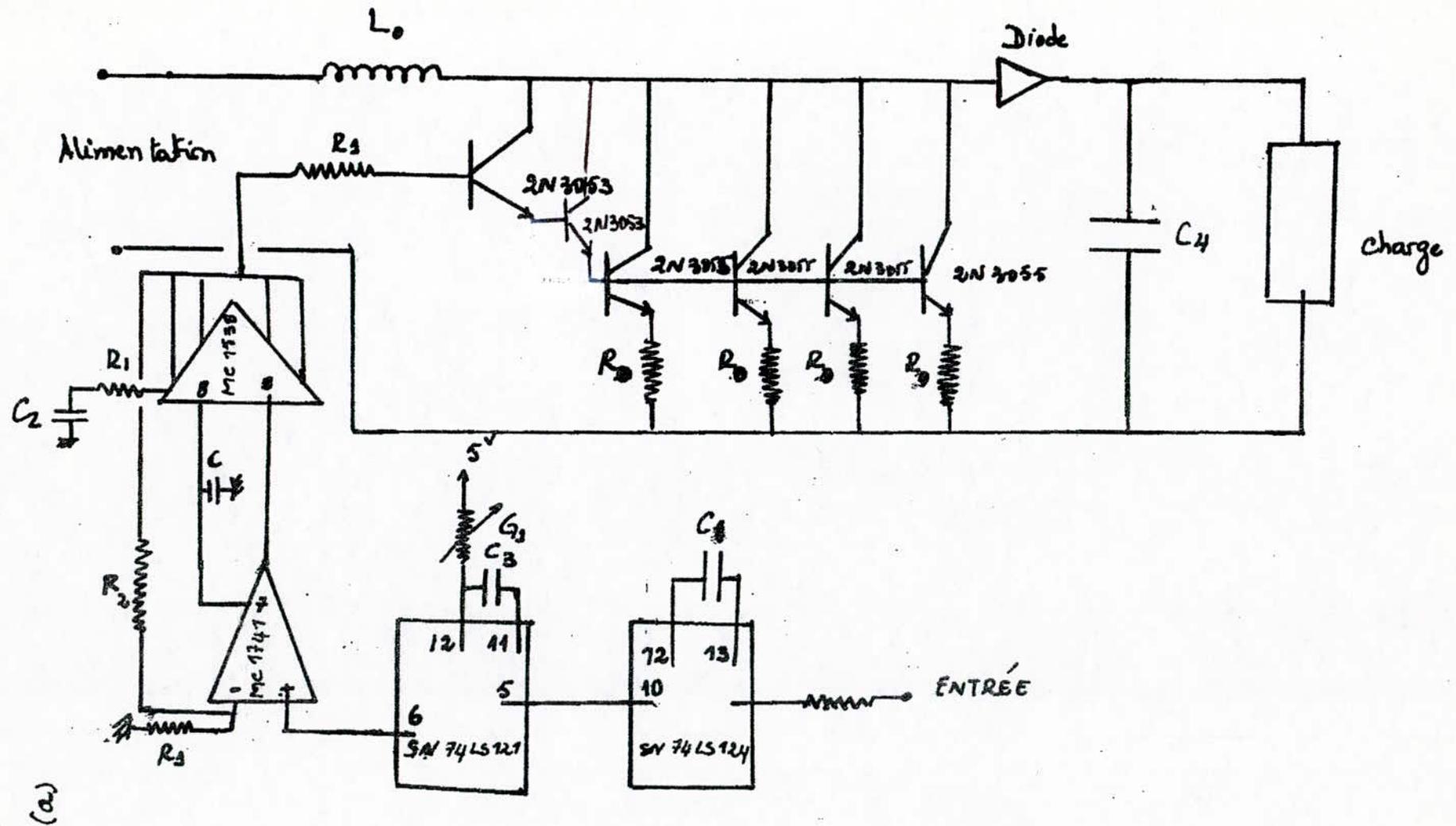
tracé de la tension aux bornes de la capacité.



↓
20V
↑

→ 0

fig 2



REALISATION DU CONVERTISSEUR C.C.-C.C

LE CHOIX DES COMPOSANTS ACTIFS DE PUISSANCE

Le choix des composants actifs de puissance est délicat car ils sont les éléments prépondérants de la valeur du rendement. Les pertes dans les éléments de puissance sont de trois types : celles se produisant au blocage, à la conduction et à la commutation.

Nous avons relevé certaines valeurs de tension-courant entrée et sortie dans le but de calculer un rendement moyen.

Pour un rapport cyclique de 0,5 nous avons :

Ve	Ie	Vs	Is	Pe	Ps	n %
10	2,75	20	1,3	27,5	26	94,5
15	4	30	1,8	60	54	90
20	5,25	40	2,5	105	100	95,24
25	6,5	49	3,1	162,5	151,9	93,48
30	7,75	60	3,7	232,5	222	95,5

Le rendement n moyen = 93,74% ≈ 94%

La charge que nous avons utilisé lors des essais est purement résistive et de valeur 14,4 .

- CHOIX DES RADIATEURS

Le constructeur donne pour le transistor de puissance 2N 3055 :

Résistance thermique jonction-boitier Rth = 1,5 oc/w.

Nous pouvons estimer la résistance thermique du radiateur - boitier à 1oc/w.

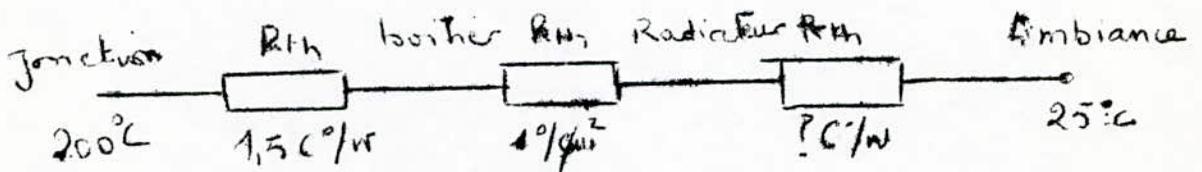
La température maximale de la jonction étant de 200 oc (donnée constructeur) il nous est facile de définir la Rth des radiateurs de puissance.

- Puissance maximale perdue dans les transistors de puissance :

$$240 \text{ w} - 225,6 \text{ w} = 14,4 \text{ w} \approx 15 \text{ w}.$$

- Résistance thermique totale à assurer :

$$R_{th} \text{ totale} = \frac{T_j - T_{\text{ambiance}}}{P_{\text{watt}}} = \frac{200 - 25}{15} = 11oc/w.$$



Résistance thermique max du radiateur :

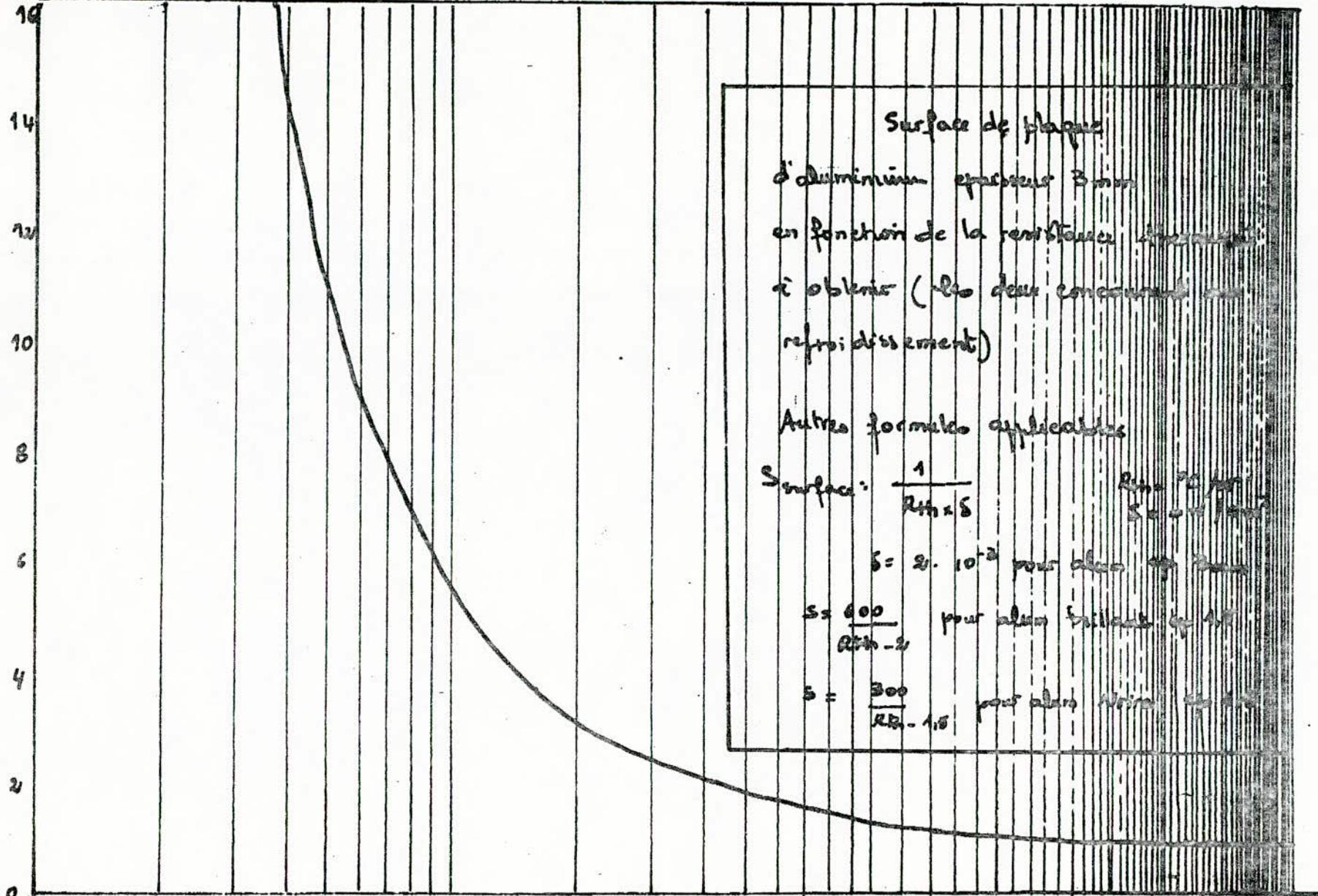
$$11^{\circ}\text{C}/\text{W} - 1^{\circ}\text{C}/\text{W} - 1,5^{\circ}\text{C}/\text{W} = 8,5^{\circ}\text{C}/\text{W}.$$

Nous prendrons des radiateurs de résistance thermique inférieure à $8,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ afin d'assurer une marge de sécurité. Nous avons pris des radiateurs dont la surface est $14(3,2 \times 24,7) + 12,5 \times 24,7 = 1415,81 \text{ cm}^2$.

La surface d'une ailette est : $(3,2 \times 24,7) \text{ cm}^2$.

Sur la courbe $R_{th} = f(S)$, la valeur correspondante à la surface est R_{th} du radiateur = $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Rth °C/W



Surface de plaque

d'aluminium épaisseur 3 mm
 en fonction de la résistance thermique
 à obtenir (les deux concourant au
 refroidissement)

Autres formules applicables

Surface: $\frac{1}{R_{th} \cdot S}$

$R_{th} = \frac{1}{S \cdot h}$

$S = 2 \cdot 10^{-2}$ pour aluminium

$S = \frac{600}{R_{th} - 2}$ pour aluminium brillant

$S = \frac{300}{R_{th} - 1.5}$ pour aluminium

surface de
 plaque en cm²

VALEURS DES COMPOSANTS

$$R_0 = 0,43 \Omega$$

$$R_1 = 1 K$$

$$R_2 = 10 K$$

$$R_3 = 3,2 K$$

$$R_4 = 62,5 K$$

$$R_5 = 390 \Omega$$

$$R_6 = 100 K$$

$$R_7 = 3 K$$

$$R_8 = 900 \Omega$$

$$R_9 = 50 K$$

$$R_{10} = 11 K$$

$$R_{11} = 1,2 M \Omega$$

$$R_{12} = 12 M \Omega$$

$$R_{13} = 0,1 \Omega$$

$$C_0 = 0,1 \mu F$$

$$C_1 = 0,15 \mu F$$

$$C_3 = 470 \mu F$$

$$C_2 = 0,47 \mu F$$

$$C_4 = 900 \mu F$$

$$C_5 = 33 pF$$

$$C_6 = 10 pF$$

$$C_7 = 10 \mu F$$

$$L = 13 mH$$

Diode Zener ITT ZY 5,1V

Diode 1N 120.914

Les tests on été refaits avec un moteur shunt continu 48 V dont les caractéristiques sont :

- Consommation en courant 1,2 A
- 2000 tr/mn.

Pour une tension d'entrée $V_e = 30 \text{ V}$ on obtient à la sortie $V_s = 70 \text{ V}$
 $I_e = 2,7 \text{ A}$ $I_s = 1,2 \text{ A}$

On relève sur l'oscilloscope, des oscillations d'amplitude 7,5 V crête à crête. Les pics font 50 ns de large, l'enveloppe fait 4 us répétés toutes les 0,45 KHZ.

CARACTERISTIQUE DU MOTEUR ELECTRIQUE UTILISE SUR SITE :

- a) Type : Moteur sans balai à courant continu et à aimant permanent.
- b) Isolement : classe E
- c) Matériaux : Bâti : fonte de fer
Calotte : fonte de fer
Aimant : ferrite.

il est conçu spécialement pour le système photovoltaïque solaire de 240 Wp.

CONCLUSION

Notre projet consiste à réaliser un convertisseur continu-continu à asservissement extrême.

Pour simuler le panneau, nous avons utilisé une alimentation stabilisée pouvant débiter 50 A sous une tension de 220 V avec un moteur à excitation continu.

Les tests faits au Laboratoire du C.E.N, ont donné des résultats satisfaisants pour les améliorer et augmenter le rendement on insère des circuits d'aide à la commutation.

Les tests sur site n'ont pu être effectués par manque de temps.

Il est possible de concevoir un système à microprocesseur qui, en plus de l'adaptation de charge, peut faire tourner le panneau afin qu'il soit éclairé au maximum.

000 ANNEXE 000Technologie de réalisation de photopile.

Le procédé consiste à produire un barreau monocristallin à partir d'un bain de Si ($n = 15\%$), le couper en tranches de 300 μ m d'épaisseur.

A diffuser une jonction PN et y déposer les contacts avant et arrière nécessaires avant l'étape d'encapsulation.

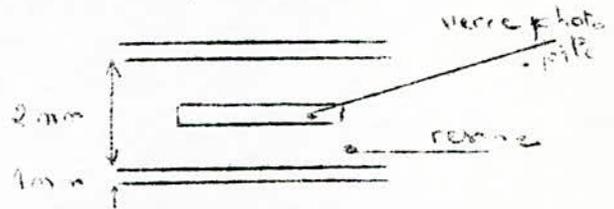
L'indice de réfraction de si est compris entre 3,5 à 4 pour les photons du spectre solaire ceci conduit à une réflexion de 35 % de la lumière ainsi incidente.

L'utilisation d'une couche anti-reflet ayant un indice de réfraction de 2,2 et une épaisseur de 700 Å réduit cette réflexion à 10 % en valeur moyenne.

Le TiO_2 & le Ta_2O_5 sont bien adaptés pour servir d'anti-reflet.

Les différentes métallisations et soudures de la photopile étant très sensibles à la corrosion, il est donc nécessaire de la protéger contre l'humidité pour assurer un fonctionnement régulier et de longue durée.

Parmi les diverses solutions actuelles, l'une des plus efficaces est la structure bi-verre qui permet une meilleure tenue au cycle thermique.



Néanmoins les problèmes rencontrés à l'élaboration du matériau monocristallin des études de recherche et de développement sont orientés vers la mise au point de nouvelle méthode de croissance conduisant à l'élaboration de lingot polycristallin de rendement de conversion de 12 %.

De plus pour les applications spéciales de Si présente un grave inconvénient il se dégrade fortement sous irradiation. Aussi le rendement brisse jusqu'à 06%. Pour ces raisons on cherche à remplacer le Si par l'arséniure de Gallium de la fonction $Ga_{1-x}Al_xAs$ qui donnent de très bon résultat;

Forme de cellule.

Il existe jusqu'à présent 02 formes de cellules.

1 / Cellules circulaires:

Principalement pour l'usage terrestre. Le diamètre varie de 19mm à 30mm ou de 57mm à 100 mm. La cellule par exemple de 57 mmdevra bénéficier d'un éclairage de 0,8 Km/m^2 alors que la cellule de 100mm se contentera d'un éclairage de 0,35 W/m^2 débitant une puissance de 100 mW.

On notera qu'en utilisant une cellule solaire de plus grand diamètre on pourra obtenir la même tension de sortie qu'avec une cellule plus petite mais avec un éclairage moindre. Ce qui présente un grand intérêt dans certaines applications.

2 / Cellules rectangulaires :

Utilisées surtout dans les applications où la surface disponible est limitée (par ex. dans les satellites). En effet on peut assembler les cellules rectangulaires juxtaposées sans qu'il reste un espace libre entre elles, ce qui est impossible avec des cellules circulaires.

2/ CONTRAINTES THERMIQUES.

Les générateurs solaires dans les applications subissent des variations de température ils sont donc soumis à des cycles thermiques de grandes amplitudes et de fréquences variées entraînant des ruptures mécaniques d'interconnexions des cellules.

On n'est pas conséquent pas surpris que la dilatation thermique joue un rôle prépondérant dans la conception actuelle des modules à haute fiabilité.

Un générateur photovoltaïque se compose :

- d'une structure mécanique constituant le support.
- de cellule solaire.
- d'interconnexion
- d'une encapsulation.

* L'encapsulant et l'interconnexion /

L'encapsulant est généralement choisi par sa résistance aux ultra-violets, la protection qu'il assure contre les impacts mécaniques et pour son haut coefficient de transmission optique.

L'aspect le plus critique en terme de résistance aux contraintes thermiques représente l'interconnexion des cellules.

Cette interconnexion est généralement réalisée aux moyens de languettes métalliques soudées aux cellules. Elles doivent être conçues telles qu'elles permettent un mouvement relatif aux cellules entre elles tout en garantissant une parfaite continuité des circuits électriques.

Le plus souvent on a recours aux languettes de préformées comportant une compensation ayant comme propriété de se déformer lors des variations de températures. La fiabilité peut être améliorée par l'utilisation de O2 languettes.



* Générateurs photovoltaïques et leur environnement.

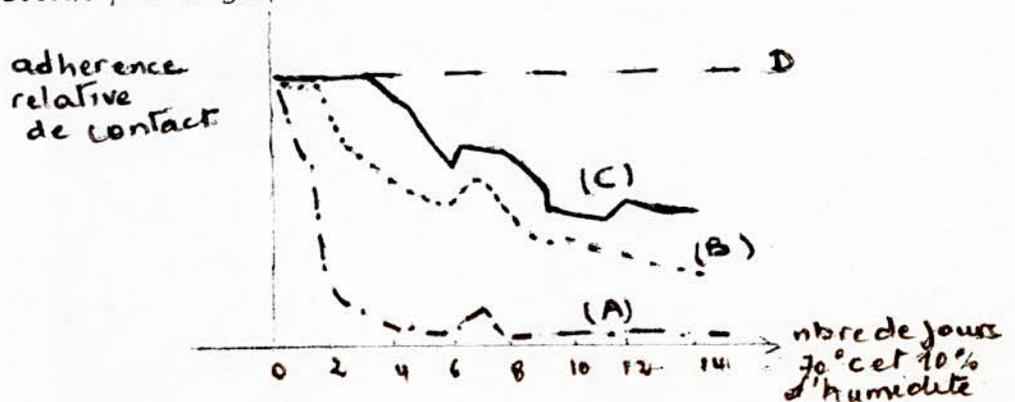
L'environnement exerce une influence prépondérante sur la conception des générateurs photovoltaïques.

* L'humidité .

L'encapsulation des cellules solaires pour des applications terrestre fait appel à plusieurs matériaux différents mais tous perméables à l'eau à des degrés différents.

Selon quelques essais réalisés il y a quelques années par des satellites artificiels que l'humidité produisait une corrosion de la métallisation des contacts des cellules solaires entraînant ainsi une diminution sensible de l'adhérence de la cellule.

Pour supprimer cette corrosion; plusieurs combinaisons ont été essayées et résumées ci-dessous par un graphe :



A: Argent Titane

B: Avec couche de soudure (10 μ)

C: Avec couche de soudure (50 - 100 μ)

D: Avec passivation palladium.

Il apparaît clairement que les cellules comportent une passivation au palladium présente une résistance quasi-parfaite à la corrosion. Alors que les recouvrements B et C ne font que ralentir cette dégradation.

3/ RAYONNEMENT ULTRA-VIOLET .

Comme matériau d'encapsulation pour le générateur photovoltaïque on utilise les résines silicones ou autres matériaux élastiques pour leur excellente transmission optique après une exposition aux ultra-violets on a constaté une baisse du facteur de transmission de 5 % à 10 % .

Contraintes mécaniques .

Les modules assemblés sur les panneaux et exposés au vent sont soumis à des efforts de flexion qui ajoutent aux interconnexions des cellules une contrainte supplémentaire à celle due à la dilatation thermique des matériaux et qui mènent à la rupture des cellules .

Pour y remédier on utilise un cadre auto-porteur ou une sous-structure compacte.

5/ DEPOTS DE TOUTE NATURE .

Poussière et autres salissures.

Pour des conditions climatiques normales d'exploitation, des générateurs photovoltaïques se couvrent d'une mince couche de poussière autres salissures.

Ce dépôt amène une réduction d'environ 5 % dans la transmission de lumière. Dans le cas de zone ou site isolé cette réduction atteint 10 %.

Chûtes de neige.

On peut y remédier en plaçant une plaque de verre à faible distance en avant du module.

The NT-101 employs high purity silicon single crystals produced by the most stabilized CZ method. The silicon crystals achieve outstanding quality and performance.

Outstanding Features

Superb Durability in Rough Outdoor Climate

The NT-101 is packaged in tempered white glass, resin and special films utilizing a proprietary packaging technology applied over many years. By using this unique packaging method, it attains superb durability against all imaginable hazardous conditions.

High Electric Conversion Efficiency

The front surface of solar cell is covered by a special anti-reflection film and Back Surface Field structure is adopted. In combination with the high purity silicon, it attains more

than a 14% cell conversion efficiency and module efficiency of more than 10%.

Light Weight

Using light-weight aluminum and resin, the weight of the module is drastically reduced. Consequently, transportation and installation procedures have become simple and easy.

40W peak output with optimum voltage of 17.5V and optimum current of 2.28A.

Fig. 1 NT-101 Current, Power vs. Voltage characteristics (Cell temperature 25°C)

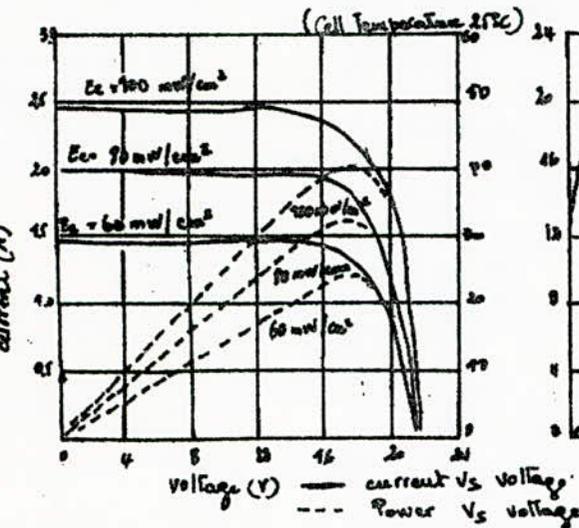


Fig. 2 NT-101 Open Circuit Voltage, Short circuit Current vs. Irradiance (Cell temperature 25°C)

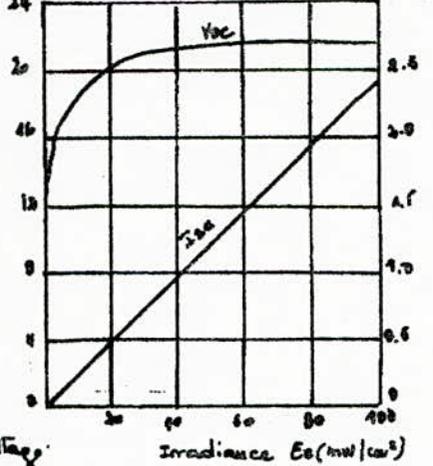
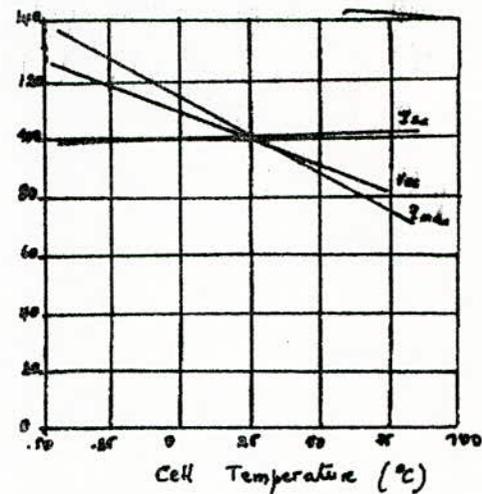


Fig. 3 Temperature characteristics



Specifications

Element size	100 mm dia silicon cell
No of element	36
Voltage	DC 12V systems
Power output	40 W
Dimensions	370(W) x 290(H) x 35(D) mm
Weight	5.1 kg

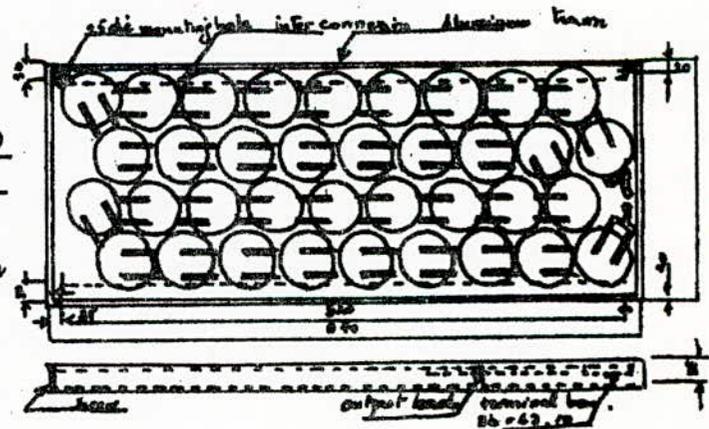
Absolute maximum ratings

Ratings	Symbol	Value	Units
Operating temperature	T_{opr}	-40 ~ +90	°C
Storage temperature	T_{stg}	-40 ~ +90	°C

Electro-optical characteristics

Characteristics	Symbol	Type	Unit	Conditions
Open-circuit voltage	V_{oc}	21.6	V	$E_c = 100 \text{ mW/cm}^2$
Optimum operating voltage	V_{op}	17.5	V	
Short-circuit current	I_{sc}	2.45	A	
Optimum operating current	I_{op}	2.28	A	
Maximum power output	P_{max}	40	W	
Conversion efficiency	η	14.1	%	

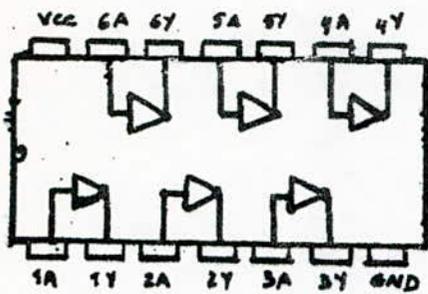
E_c : Irradiance from the sun at sea level



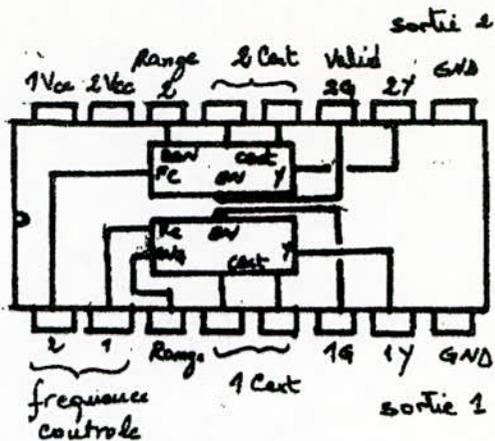
SHARP

SHARP CORPORATION OSAKA, JAPAN

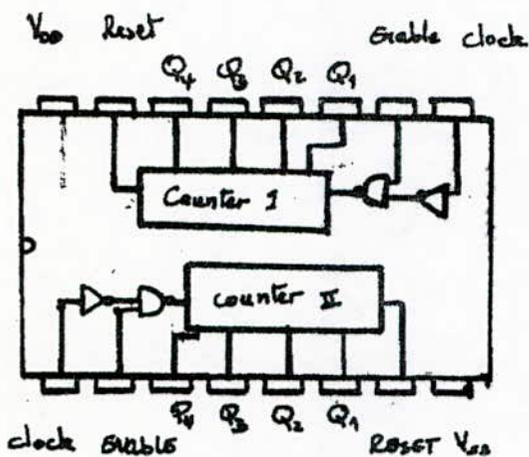
CABLE ADDRESS LABOMOT OSAKA
TELEX NO 110 LABOMETA J63428



SN 7404



SN 74124

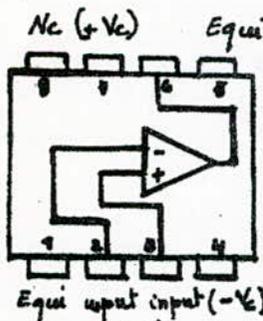


Connection Diagramme
CD 4518

clock	enable	Reset	Action
∩	1	0	Incrementation
0	∩	0	"
∩	X	0	pas de change
X	∩	0	"
∩	0	0	"
1	∩	0	"
X	X	1	Q ₁ , Q ₂ , Q ₃ , Q ₄ = 0

X = pas de connection

Table de verité.



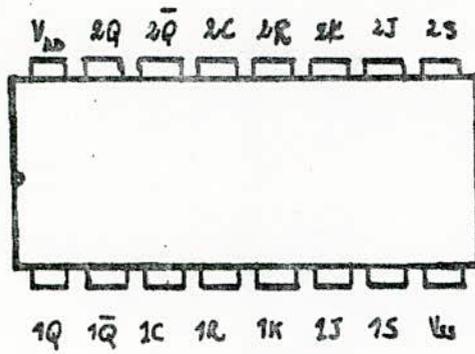
Connection diagramme
MC 1741

Gain en tension en boucle ouverte
 Impedance d'entree
 Impedance de sortie
 courant de polarisation
 Tension d'alimentation maximum
 Tension d'entree maximale
 Tension de sortie maximale
 Tension residuelle d'entree
 Taux de rejection en mode common
 C. M. R. L
 Frequence de Transition

A₀ = 100 dB
 Z_{in} = 1 MΩ
 Z_o = 150 Ω
 I_b = 200 nA
 V_{comm} = ± 18 V
 V_{imax} = ± 18 V
 V_{omax} = + 14 V
 V_{io} = 2 mV
 90 dB
 1 MHz

CARACTERISTIQUES DU
MC 1741

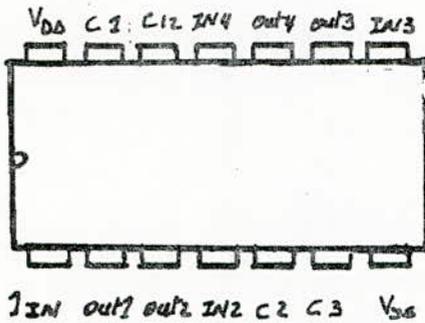
Connection diagramme



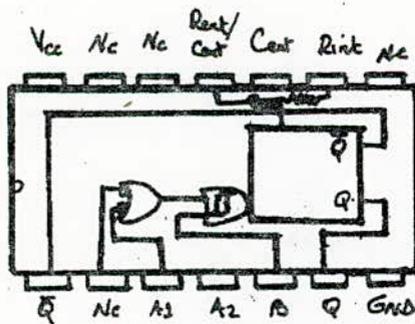
MC 14027

Table de verité

Clock	J	K	S	R	Q_n	Q_{n+1}	\bar{Q}_{n+1}
✓	1	X	0	0	0	1	0
✓	X	0	0	0	1	1	0
✓	0	X	0	0	0	0	1
✓	X	1	0	0	1	0	1
✓	X	X	0	0	X	Q_n	\bar{Q}_n
X	X	X	1	0	X	1	0
X	X	X	0	1	X	0	1
X	X	X	1	1	X	1	1



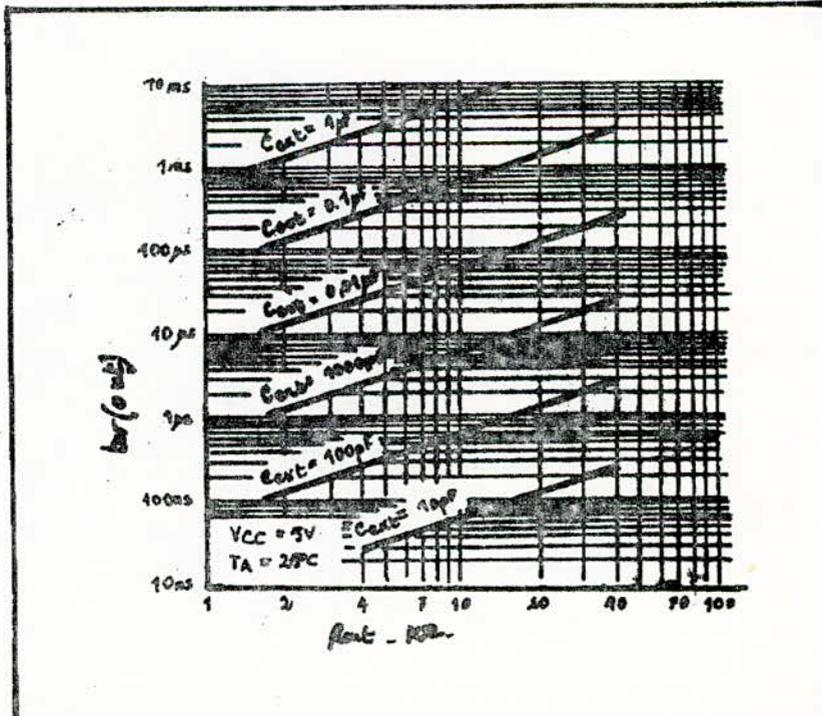
MC 14066



SN 74121

Table de verité

INPUTS			OUTPUTS	
\bar{A}_1	\bar{A}_2	B	Q	\bar{Q}
L	X	H	L	H
X	L	H	L	H
X	X	L	L	H
H	H	X	L	H
H	↓	H	⌋	⌋
↓	H	H	⌋	⌋
↓	↓	H	⌋	⌋
L	X	↑	⌋	⌋
X	L	↑	⌋	⌋



MC1538R (continued)

MAXIMUM RATINGS $T_C = 25^\circ$

Rating	Symbol	MC1538R	Unit
Power Supply Voltage	V^+ V^-	+22 -21	Vdc
Input output voltage differential	$V_{in} - V_{out}$	-14.5 to 14.5	Vdc
Input voltage swing	$ V_{in} $	V^+ or V^-	Vdc
Load current	IL	350	mA dc
Power Dissipation and Thermal Characteristics $T_A = +25^\circ C$ Derate above $T_A = 25^\circ C$ Thermal Resistance Junction to Air $T_C = +25^\circ C$ Derate above $T_C = 25^\circ C$ Thermal Resistance to Case	P_D 1/6JA 6JA P_A 40C 81C	3.0 24 91.6 17.5 140 7.15	Watts mW/°C °C/W W mW/°C °C/W
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_j, T_{stg}	-65 to +150	°C
OPERATING Temperature RANGE			
Ambient Temperature	T_A	-55 to 105	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
($R_L = 300 \Omega$, $T_C = +25^\circ C$ unless otherwise noted)

Characteristic linear operation	Symbol	MC 1538R			Unit
		$V^+ = +5V, V^- = 0, R_L = 300 \Omega$	$V^+ = +5V, V^- = -5V, R_L = 300 \Omega$	$V^+ = +5V, V^- = 0, R_L = 300 \Omega$	
Voltage Gain $f = 1, \text{out}$	A_v	99	99.5	1.0	V/V
Current Gain $R = 810 \Omega$	A_i	-	8000	-	A/A
output impedance $f = 1 \text{ kHz}$	Z_{out}	-	10	-	ohms
input impedance $f = 1 \text{ kHz}$	Z_{in}	-	400	-	20k ohms
output voltage swing	V_{out}	± 12	± 13	-	Vdc
input bias current	I_b	-	60	200	µA dc
output offset voltage	V_{oo}	-	25	150	mV dc
Small signal bandwidth $R_L = 300 \Omega$ $V_{in} = 0.1 \text{ Vdc}, V_{in} = 100 \text{ mV (rms)}$	f_{3dB}	-	8	-	MHz
Power Bandwidth $V_{out} = 20 \text{ Vpp}, \text{THD} = 1\%$	f_{BW}	-	1.5	-	MHz
Total Harmonic Distortion $f = 1 \text{ kHz}, V_{out} = 20 \text{ Vpp}$	THD	-	0.5	-	%
Short-circuit output current $R_1 = R_2 = \infty$ $R_1 = R_2 = 3.6 \Omega$ Adjustable Range	I_{sc}	75 -	83 300 50 to 300	125 -	mA dc -
Power supply sensitivity V^- constant V^+ constant	S^+ S^-	- -	1 1	- -	mV/V
Power supply current $R_L = \infty, V_{in} = 0$	I_{S+}, I_{S-}	15 -	6.0 -	10 -	mA dc
Power Dissipation $R_L = \infty, V_{in} = 0$	P_A	60	150	500	mW

2N 3055

Transistor NPN homobase.

Valeurs limites absolues d'utilisation.

tension collecteur - base	V_{CBO}	100	V
tension collecteur - emetteur	V_{CEO}	60	V
tension collecteur emetteur $R_{BE} = 100 \Omega$	V_{CES}	70	V
tension collecteur - emetteur $V_{BE} = -1,5V$	V_{CES}	90	V
tension emetteur - base	V_{EB0}	7	V
Courant collecteur	I_C	15	A
Courant base	I_B	7	A
Dissipation de puissance T _{case} 25°C	P_{tot}	117	W
Temperature de jonction	T_j	-65 + 200	°C
Resistance thermique jonction - boitier max	$R_{th(j-c)}$	1,5	°C/W

CARACTERISTIQUES STATIQUES

T_{case} = 25°C

	Conditions de mesure		Min	Type	Max	
Courant residuel collecteur - emetteur	$V_{CE} = 30V$ $I_B = 0$	I_{CBO}			97	mA
Courant residuel collecteur - emetteur	$V_{CE} = 100V$ $V_{BE} = -1,5V$ $T_{case} = 150°C$	I_{CER}			30	mA
Courant residuel emetteur - base	$V_{BE} = 7V$ $I_C = 0$	I_{EB0}			5	mA
Tension de claquage collecteur - emetteur	$I_C = 200mA$ $I_B = 0$	V_{CBO}	60			V

suite au verso

condition de claquage collecteur - émetteur	$I_c = 200 \text{ mA}$ $R_{SE} = 100 \Omega$	V_{CEA}	70			V
condition de claquage collecteur - émetteur	$I_c = 100 \text{ mA}$ $V_{AE} = -1,5 \text{ V}$	V_{CEX}	50			V
leur statique du rapport de transfert direct de courant	$V_{CE} = 4 \text{ V}$ $I_c = 4 \text{ A}$	h_{21}	20		70	
	$V_{CE} = 4 \text{ V}$ $I_c = 10 \text{ A}$		5			
condition de saturation collecteur - émetteur	$I_c = 4 \text{ A}$ $I_B = 0,4 \text{ A}$	V_{CEsat}			71	V
	$I_c = 10 \text{ A}$ $I_B = 3,3 \text{ A}$				8	V
condition base émetteur	$V_{CE} = 4 \text{ V}$ $I_c = 4 \text{ A}$	V_{AE}			1,8	V
courant collecteur de second claquage	$V_{GS} = 60 \text{ V}$ $I_c = 1 \text{ A}$	I_s / β	1,95			
fréquence de transition	$V_{CE} = 4 \text{ V}$ $I_c = 1 \text{ A}$ $f = 0,5 \text{ MHz}$	f_T	9,8			MHZ

2N 3055 Transistor NPN silicium

Valeurs limites absolues d'utilisation :

tension collecteur - base	V_{CBO}	60	V
tension collecteur - emetteur	V_{CEO}	40	V
tension collecteur - emetteur $R_{BE} = 10 \Omega$	V_{CER}	50	V
tension collecteur - emetteur $V_{BE} = -1,5 \text{ V}$	V_{CES}	60	V
tension emetteur base	V_{ES0}	5	V
courant collecteur	I_C	0,7	A
Dissipation de puissance $T_{amb} 25^\circ\text{C}$ $T_{case} 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	1 5	W
Temperature de jonction et de stockage	t_j $t_s t_g$	200 -65+200	$^\circ\text{C}$
Resistance thermique jonction boitier max	$R_{th(j-c)}$	35	$^\circ\text{C/W}$

CARACTERISTIQUES STATIQUES $T_{case} 25^\circ\text{C}$

	Conditions de mesure		min	type	max.	
Courant residuel collecteur - emetteur	$V_{CE} = 30 \text{ V}$ $I_B = 0$	I_{C00}	1		0,7	mA
Courant residuel collecteur - emetteur	$V_{CE} = 100 \text{ V}$ $V_{BE} = -1,5 \text{ V}$	I_{CES}			5	mA
	$V_{CE} = 100 \text{ V}$ $V_{BE} = -1,5 \text{ V}$ $T_{case} = 150^\circ\text{C}$				30	
Courant residuel emetteur - base	$V_{BE} = 7 \text{ V}$ $I_C = 0$	I_{E00}			5	mA

suite au verso

Tension de claquage collecteur-émetteur	$I_C = 200 \text{ mA}$ $I_B = 0$	$V_{CE0} =$	60	(V)	(1)
Tension de claquage collecteur-émetteur	$I_C = 200 \text{ mA}$ $R_{CE} = 100 \Omega$	V_{CE0}	70	(V)	(V)
Valeur pratique du rapport de transfert direct de courant	$V_{CE} = 4 \text{ V}$ $I_C = 4 \text{ A}$	h_{21E}	20	70	
	$V_{CE} = 4 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ A}$		5		
	$V_{CE} = 4 \text{ V}$ $I_C = 4 \text{ A}$ $T_{case} = -55^\circ \text{C}$		10		
Tension de saturation collecteur-émetteur	$I_C = 4 \text{ A}$ $I_B = 0,4 \text{ A}$	V_{CEsat}		1,1	(V)
	$I_C = 10 \text{ A}$ $I_B = 3,3 \text{ A}$			2,5	
Tension de saturation base-émetteur	$I_C = 10 \text{ A}$ $I_B = 3,3 \text{ A}$	V_{BEsat}		4	(V)
Tension base-émetteur	$I_C = 4 \text{ A}$ $V_{CE} = 4 \text{ V}$	V_{BE}		1,8	V

Caracteristiques des regulateurs

	7805 / 7905	7815 / 7915
input voltage range	7-25	17,5-30
Load Regulation	0,2%	0,5%
Ripple Rejection	70 dB	60 dB
output resistance	30 mΩ	95 mΩ
Line Regulation	0,2%	0,3%
output Noise voltage 10 Hz - 100 kHz	0,04 mV	0,09 mV
short circuit current	750 mA	2320 mA
available transformer	207-722 see in desc.	207-267 see in parallele

REFERENCES

- 1 - Les cellules solaires. F-JUSTER - Edition technique et scientifique Française.
- 2 - Les photopiles au Si monocristallin à l'image terrestre
Jacques Michel - Acta Electronica - 20.2.1977 pages 133-151.
- 3 - Les générateurs photovoltaïques et leur environnement.
M. JULLERAT
Manager Solarex SA/Switzerland.
- 4 - Une station de pompage alimentée par un générateur photovoltaïque
au Sahel, dans photovoltaïque solar - Energy conference
Septembre 27.3.1977
- 5 - Optimisation de fonctionnement d'un générateur asservi extrémal de
la puissance - C. BOISVINEAU
N. NOUGARET
J. PERARD

Revue physique appliquée 1982

Pages 329-336.
