

UNIVERSITE D'ALGER  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
ELECTRONIQUE

5/71

DÉPARTEMENT TÉLÉCOMMUNICATIONS

# THESE DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
المكننة  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHEQUE

**ETUDE ET REALISATION**

**d'UN**

**CONVERTISSEUR STATIQUE**

Proposée par  
M. PARNIERE

Etudiée par  
HABCHI A.

Promotion 1971

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département Télécommunications

THESE DE FIN D'ETUDES

Proposé par :

M. A. PARNIERE

Etudiée et réalisée par:

M. A. HABCHI

- S U J E T -

ETUDE ET REALISATION  
D'UN CONVERTISSEUR STATIQUE

Soutenue le 25 juin 1971

Devant le jury composé par:

PRESIDENT: M. R. UNTERREINER. Maître de conférences

PROMOTEUR: M. A. PARNIERE. Ingénieur

ASSESEUR: M<sup>me</sup> G. BENSALD. Ingénieur.

PROMOTION 1971

---

Je dédie cette thèse

- A mes parents

à qui je dois tout, qu'ils trouvent ici l'humble  
témoignage de reconnaissance filiale.

- A mon oncle

qui m'a aidé en bien des endroits qu'il trouve ici  
l'expression de mon ineffable reconnaissance ainsi que  
celle de mon total dévouement.

- A mes frères et soeurs

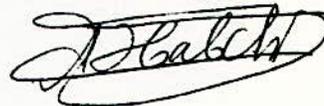
- Aux miens

et

- A tous mes amis.

A. HABCHI

Le 25 Juin 1971

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'A. Habchi', enclosed within a hand-drawn oval border.

- Je tiens également à remercier puisque l'occasion m'est offerte tous les professeurs et assistants du département télécommunications qui ont contribué à ma formation d'ingénieur.

- Qu'il me soit permis d'exprimer ma vive reconnaissance à Monsieur PARNIERE qui a bien voulu me fournir maints conseils et suggestions heureuses.

- Mes remerciements vont également à tous ceux et celles qui ont bien voulu assurer la frappe de cette présente thèse.

- AN HERRN WENY SYSTECK

Da ich die Gelegenheit habe mochte ich Herr WENY SYSTECK, Director von Skoda Fabrik, nochmal für den liebenswürdigen und warmen Empfang der er uns im TSCHECOSLOVAKEI reserviert hat danken.

- AN HERRN HEINZ OTTEN

Ich bin auch sehr berührt von der Hilfe von HERR HEINZ OTTEN, REDAKTOR in FRANKFURT, mögen Sie, Herr OTTEN in diesem Vervielfältigen die Ausdruck meiner besten Freundschaften finden.

TABLE DES MATIERES
--------------------

Introduction.....	I
Evolutions des convertisseurs.....	2
Principe.....	3
-- ETUDE DU CONVERTISSEUR A ISEUL TRANSFORMATEUR--	
Fonctionnement du multivibrateur à couplage magnétique....	4
Analyse des différents éléments du circuit.....	7
Equations permettant de déterminer R,C,V <sub>R</sub> .....	I3
Choix des transistors.....	I4
Calcul des enroulements du transformateur.....	I5
Etude du rendement.....	I7
Determination des pertes fer et cuivre pratiquement.....	I9
Circuit de démarrage.....	20
Etude du filtrage.....	22
Determination de l'induction magnétique de la ferrite.....	23
Calcul d'un convertisseur 350V 100mA.....	26
Calcul de la surface du refroidisseur.....	29
Manipulation.....	32
Utilisation du convertisseur réalisé.....	35
- ETUDE DU CONVERTISSEUR PILOTE-	
Analyse du circuit.....	36
Calcul des éléments du multivibrateur astable.....	38
Rendement du convertisseur piloté.....	39
Précautions à prendre.....	4I
Conclusion générale.....	42

## PLAN D'ETUDE

### I) ETUDES THEORIQUES:

- A) Introduction et principe du convertisseur.
- B) Etude du convertisseur à un seul transformateur.
  - I) La génération du courant variable:  
Le multivibrateur à couplage magnétique.
  - 2) Analyse des différents éléments du convertisseur.
  - 3) Calcul des éléments.
- C) Etude du convertisseur piloté:
  - I) Analyse du circuit.
  - 2) Calcul des éléments.

### II) ETUDES PRATIQUES:

Relevés de différentes courbes.

### III) CONCLUSION:

- Comparaison des deux types de convertisseurs.
- Considérations de sécurité.

Le convertisseur continu-continu comme l'exprime si bien la traduction littérale du mot allemand "DER GLEICHSTROMTRANSFORMATOR" n'est autre qu'un transformateur de courant continu. Son principe de fonctionnement est donc assez facile à imaginer. Il suffit en effet de partir d'une tension continue assez faible à partir de laquelle on créera une tension variable quel'on appliquera à un transformateur élévateur. Le transformateur ne pouvant fonctionner que s'il y a variation de flux ce qui suppose l'existence d'une tension variable.

Le convertisseur continu-continu est également dénommé convertisseur statique car contrairement à la commutatrice par exemple il n'y a aucune pièce en mouvement, aucun bruit ni frottement.

Le convertisseur à transistors trouve une utilisation avantageuse en particulier dans les appareils qui exigent une tension élevée et doivent fonctionner sur des véhicules alimentés par des batteries à basse tension et dans les appareils qui sont indépendants du secteur tels que les récepteurs portables, compteur GeigerMüller, émetteurs.

On distingue 2 types de convertisseurs :

- les convertisseurs à transistors
- les convertisseurs à thyratrons solides.

Ils sont connus sous le nom d'ondulateurs: deux types sont utilisés : onduateur parallèle et onduateur série.

Parmi les convertisseurs à transistors : trois types sont généralement utilisés :

- convertisseur à un transformateur
- convertisseur à deux transformateurs
- convertisseur piloté.

Pour transformer des tensions continues de faibles tensions en tensions plus élevées on a utilisé jusqu'à ces dernières années des vibreurs - les vibreurs mécaniques utilisent une lame vibrante, un transformateur et un redresseur pour effectuer la conversion. Malgré leur simplicité et leur rendement mécanique élevé, ces appareils présentent des inconvénients dans certaines applications délicates à savoir leur durée limitée, la production de tensions transitoires résultant de jaillissement d'étincelles lorsque les contacts sautent et la basse fréquence du courant produit. Les contacts des vibreurs donnent donc naissance à un large spectre de parasites qui exigent l'emploi d'éléments particuliers pour être éliminés. Les inconvénients de ces appareils ont alors poussé les chercheurs à utiliser les lampes électroniques. Les résultats n'ont malheureusement pas été satisfaisants à cause du faible rendement des lampes dépendant de la puissance absorbée par le filament et par la tension anodique élevée nécessaire à la lampe même. Les transistors au contraire sont bien adaptés à cette fonction étant donné la faible tension de saturation qui en général, même avec des courants de collecteurs de quelques ampères ne dépassent pas un volt. Ceci est alors particulièrement propice à leur utilisation dans les circuits de commutations. Les transistors ont non seulement un rendement élevé mais aussi une longue durée de vie et la possibilité de fonctionner à, des fréquences élevées.

Ces avantages justifient alors la substitution. Le nouveau vibreur est alors appelé convertisseur de tension ou convertisseur statique.

Le convertisseur de tension permet alors comme son nom l'indique de modifier avec un bon rendement les caractéristiques

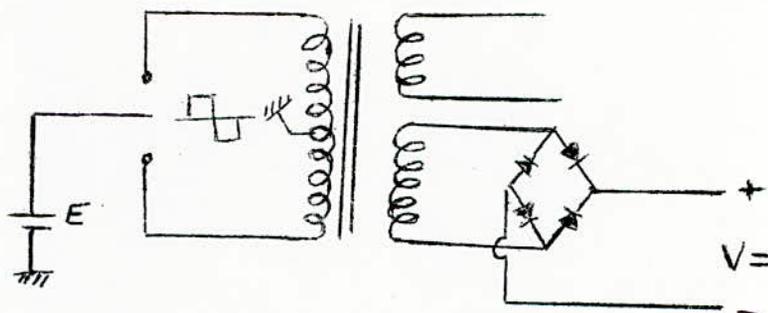
.../...

téristiques d'une source continue et d'obtenir en particulier la transformation d'une tension continue de valeur donnée assez faible en une ou plusieurs tensions continues ou alternatives de valeurs quelconques.

### PRINCIPE

Le principe de fonctionnement est basé sur le découpage en signaux carrés d'une tension continue dans le primaire d'un transformateur - on utilise ensuite un transformateur pour élever la tension. Les enroulements secondaires permettent d'obtenir soit une tension alternative soit une tension continue par redressement de celle-là ; sa valeur dépend du rapport du nombre de spires primaires sur le nombre de spires secondaires comme dans un transformateur classique.

Le schéma de principe d'un convertisseur est donc le suivant :



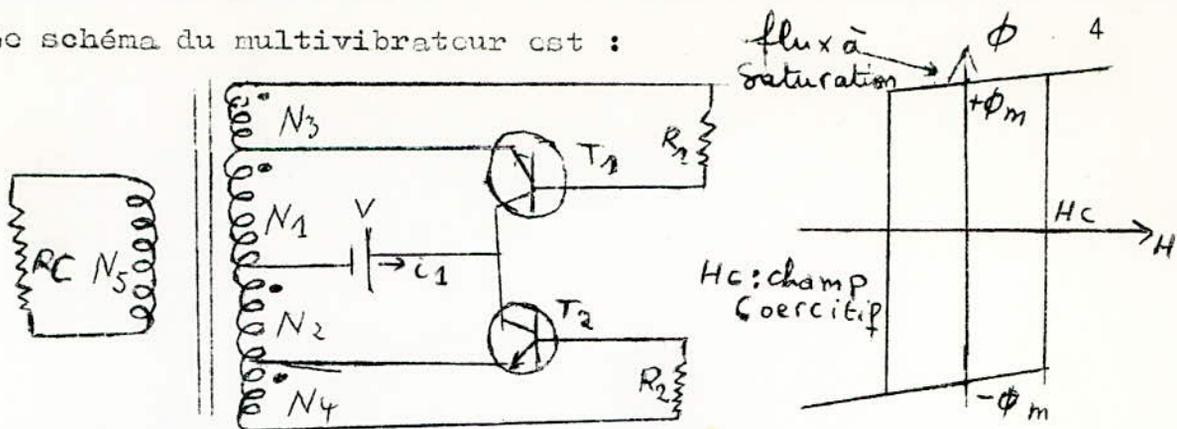
### B - ETUDE DU CONVERTISSEUR A UN SEUL TRANSFORMATEUR.

1) La Génération de courant variable : le multivibrateur à couplage magnétique.

Pour la génération de courant variable que l'on utilise pour avoir des variations de flux soit la création d'une f. o. m. e. =  $-\frac{d\phi}{dt}$  on utilise la plupart du temps un multivibrateur à couplage magnétique ou RC qui tire profit de la forme quasiment rectangulaire du cycle d'hystérésis d'un noyau magnétique à grande remanence B .

.../...

Le schéma du multivibrateur est :



Dans le montage push-pull les 2 transistors passent alternativement de la région de blocage à la région de conduction et par conséquent le courant débité par la batterie  $V$  passe alternativement à travers les enroulements  $N_1$  et  $N_2$ . Les deux transistors fonctionnent donc comme des interrupteurs.

La réaction positive est assurée par  $N_3$  et  $N_4$ . En effet quand par exemple  $T_1$  conduit, la tension de la batterie est alors appliquée presque en totalité aux bornes de  $N_1$ . Un courant  $i_L$  se compose du courant  $i_L$  constant qui traverse la charge  $R_i$  et du courant de magnétisation  $i_m$  du transformateur. Le courant  $i_m$  qui doit créer le flux augmente suivant la forme de la courbe de magnétisation du matériau employé. La tension aux bornes de  $N_1$  est induite alors dans tous les enroulements. La tension induite dans  $N_3$  et  $N_4$  est alors ramenée à l'entrée de  $T_1$  et de  $T_2$  on a donc bien une réaction.

#### \* Fonctionnement du multivibrateur.

Comme dans tout multivibrateur supposons qu'il existe un déséquilibre entre les sections des deux transistors qui fait que  $T_1$  est légèrement conducteur. La tension qui apparaît dans  $N_1$  est conduite dans tous les enroulements, notamment dans  $N_3$ ,  $N_4$  et  $N_5$ . Ces tensions ont un sens tel qu'elles rendent positives les extrémités des enroulements marquées d'un point. Or on sait qu'un N. P. N. conduit lorsque sa base est positive par rapport à son émetteur.

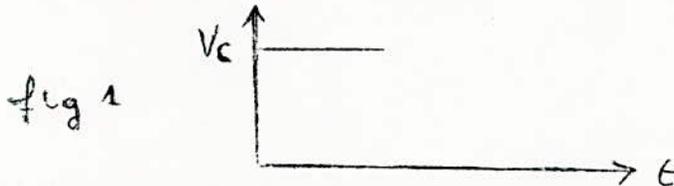
.../...

- T1 conduit alors plus
- La base de T2 devient négative.

T2 est alors bloqué complètement. Le nombre des enroulements de commande N3 et N4 détermine alors l'amplitude des signaux de réaction et de tensions de blocage appliqués aux bases des transistors.

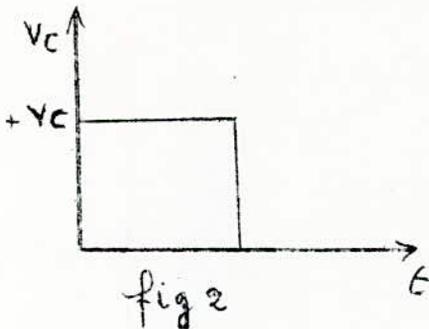
Aux bornes de N5 apparaît alors une tension positive et aux bornes de RC une tension positive VC.

Pendant tout le temps où T1 conduit la tension VC obéit au diagramme suivant : fig. 1



T1 conduisant au maximum on arrive à la saturation du noyau du transformateur avec un flux positif. Le courant de magnétisation  $i_m$  augmente plus rapidement. Mais le courant  $i_L$  qui passe par le transistor T1 est limité par le courant de base et ne peut atteindre une valeur supérieure à  $I_{max} = \beta i_b$  ( $\beta$  étant le gain en courant du transistor). Le flux  $\phi$  ne peut augmenter, et la tension de réaction  $V_r$  induite tombe rapidement à 0. En effet on a  $d\phi = 0$  soit la tension induite  $e = -\frac{d\phi}{dt} = 0$

La tension aux bornes de RC est  $V_C \neq 0$  soit la fig. 2



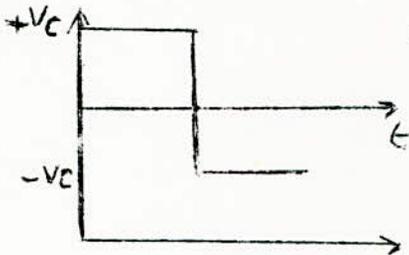
- \* La base de T1 devient en quelque sorte plus négative que précédemment
- \* T1 conduit alors moins
- \* La base de T2 est alors positive
- \* T2 tend à conduire
- \* Une tension négative

.../...

apparaît dans  $N_1$  et est induite dans tous les enroulements. La tension  $V$  étant inversée au primaire du transformateur, il en est donc de même des tensions des enroulements  $N_3$ ,  $N_4$  et  $N_5$ . La base de  $T_2$  devient positive..

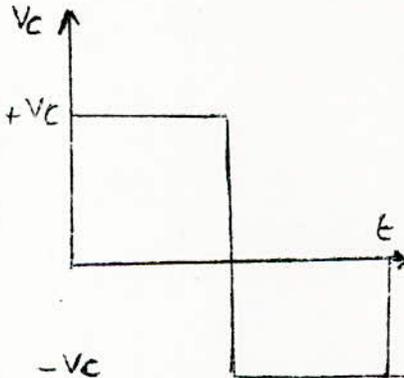
- \*  $T_2$  conduit plus
- \*  $T_1$  est bloqué complètement

Aux bornes de  $RC$  apparaît aussi une tension négative  $V_C$  soit fig. 3. Un nouveau cycle commence, le flux  $\phi$  décroît de sa valeur  $+\phi_{\max}$  à la valeur  $-\phi_{\max}$ .



$T_2$  conduisant au maximum on arrive de nouveau à la saturation ce qui annule toute tension induite

soit la fig. 4.



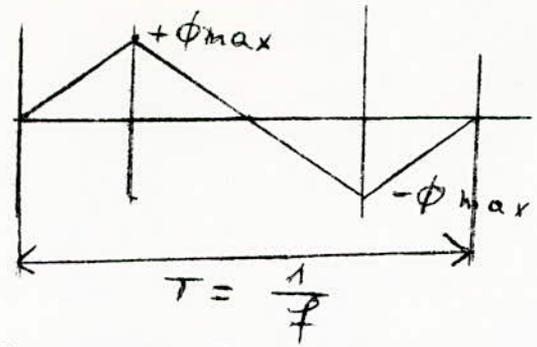
Le phénomène recommence alors on constate aussi que la tension de réaction suit les mêmes variations que la tension  $V_C$ . Il en est de même de la tension obtenue du primaire du transformateur.

Lorsque  $T_1$  conduit totalement la tension totale de la batterie, exceptée la petite chute de tension aux bornes de  $T_1$  est alors appliquée aux bornes de l'enroulement  $N_1$ . Le nombre de tours d'un demi-primaire étant alors  $N_1$  on a :

$$V_b \phi = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad \text{soit} \quad \phi = \frac{V_b \phi t}{N_1}$$

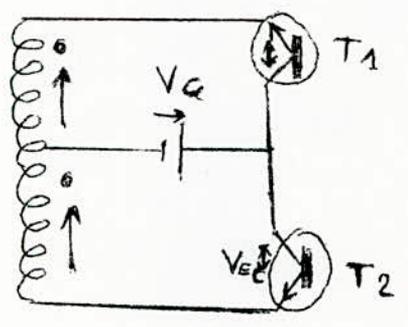
Par conséquent le flux  $\phi$  augmente linéairement en fonction du temps. Le diagramme du flux est alors le suivant : fig 5.

.../...



flux  $\phi$  dans le transformateur

Forme de la tension  $V_{ec}$  entre émetteur et collecteur: Considérons le schéma suivant :



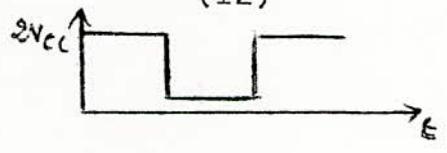
Si T1 conduit à saturation  $V_{ec} \simeq 0$  ;  
(T1)

$$V_{ec} = 2 V_{cc} \quad (T2)$$

Si T2 conduit à saturation :  $V_{ec} = 2 V_{cc}$  (T1)

$$V_{ec} \simeq 0 \quad (T2)$$

$V_{ec}$  oscille donc entre 0 et  $2 V_{cc}$ .  
 $V_{ec}$  a donc la forme suivante.



2) Analyse des différents éléments du convertisseur:

a) Résistances R

Les 2 résistances variables R servent à ajuster le courant de base nécessaire au démarrage. Notons toutefois qu'il est nécessaire de les manipuler avec attention. En effet un trop grand courant de base, soit une faible valeur de R risque de détériorer les transistors.

b) Condensateurs C

Les condensateurs C1 servent à diminuer le temps de commutation soit les pertes de commutation, donc à augmenter le rendement. En effet supposons que nous sommes au début du temps de conduction de T1, C1 (T1) se charge, il circule alors un courant de charge dans c C1(T1) qui s'ajoute

.../...

à celui déterminé par la résistance et assure la saturation du transistor.

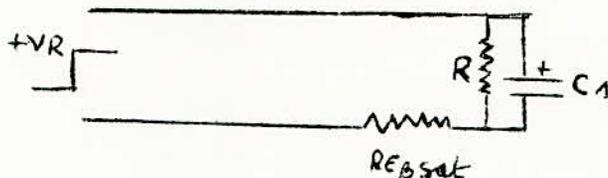
A la fin du temps de conduction, le condensateur étant chargé ; le courant de base aura, diminué et le temps de coupure que l'on a pour  $i_b = 0$  sera moindre, le transistor étant entraîné moins loin en saturation à cet instant.

Nous comprendrons mieux ce phénomène en analysant formellement le circuit.

c) Analyse du circuit:

Supposons T1 saturé il se comporte alors comme un court circuit on a  $I = \frac{V_R \text{ sat}}{R_{EB} \text{ sat}}$  car C1 est initialement déchargé.

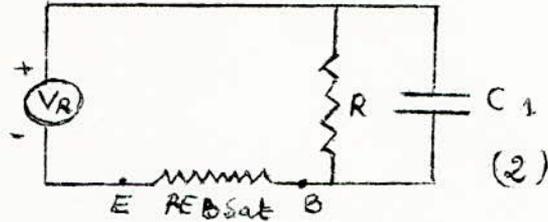
Si  $V_R$  est la tension nécessaire pour amener T1 à saturation - T1 étant au début de la conduction, le circuit de réaction est équivalent à



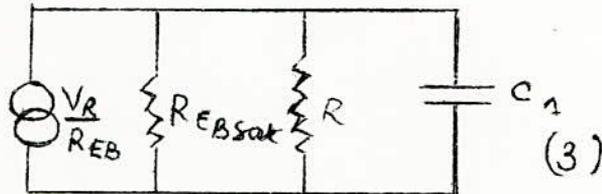
.../...

L'analyse du circuit consiste donc à voir la réponse de ce circuit à l'échelon  $V_R$ .

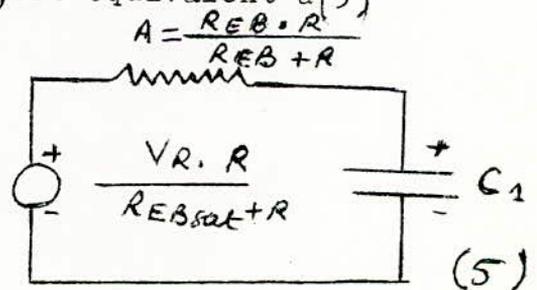
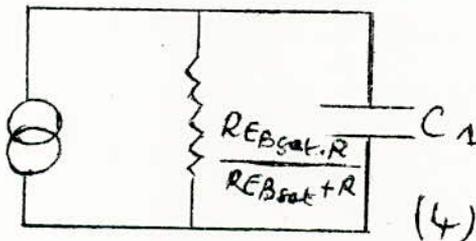
Le schéma (1) est alors équivalent à :



Le schéma (2) avec une source de tension est équivalent à un circuit avec une source de courant par application du théorème de NORTON. On obtient  $I = \frac{V_R}{R_{EBsat}}$  et on met  $R_{EB}$  en parallèle avec  $R$ .  
On obtient (3)



(3) est équivalent à (4) et (4) est équivalent à (5)



$C_1$  se charge selon le circuit (5) suivant une exponentielle. Au temps  $t=0$   $VC_1=0$  (le condensateur n'est pas chargé). Cherchons donc l'équation de l'exponentielle en posant  $VC_1 =$  la charge du condensateur.

Nous avons :

$$VC_1 = -\frac{V_R \cdot R}{R + R_{EBsat}} \quad \text{la chute de tension dans la résistance } A$$

$$\text{en posant } A = -\frac{R_{EB} \cdot R}{R_{EB} + R}$$

La chute de tension dans  $A$  est donnée par  $U_A = iA$

$i$  varie lui même exponentiellement

$$i_{t=0} = I_{\max} = \frac{U}{A} = \frac{V_R \cdot R}{R + R_{EBsat}} \cdot \frac{R + R_{EBsat}}{R \cdot R_{EBsat}} = \frac{V_{Rsat}}{R_{EBsat}}$$

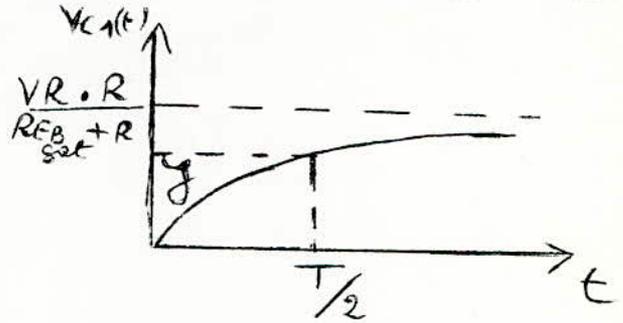
soit  $i(t) = I_{max} \times e^{-\frac{t}{r}}$

avec  $r = \text{constante de temps du circuit} = \frac{R \cdot REBSat \cdot C1}{R + REBSat}$

Nous avons donc

charge du condensateur.  $VC1(t) = \frac{VR \cdot R}{R + REBSat} \left( 1 - e^{-\frac{t}{C1 \cdot \frac{R \cdot REBSat}{R + REBSat}}} \right)$

On vérifie bien que pour  $t \rightarrow \infty$  le condensateur se charge totalement à sa valeur maximum.  $\frac{VR \cdot R}{REBSat + R}$



Mais en réalité le condensateur ne se chargera pas totalement mais seulement pendant  $t = \frac{T}{2}$  à une valeur  $y$

Pendant le temps de charge de  $C1$

On a l'équation

$$VBE + VC1 = VR$$

(bilan des tensions du schéma (1))

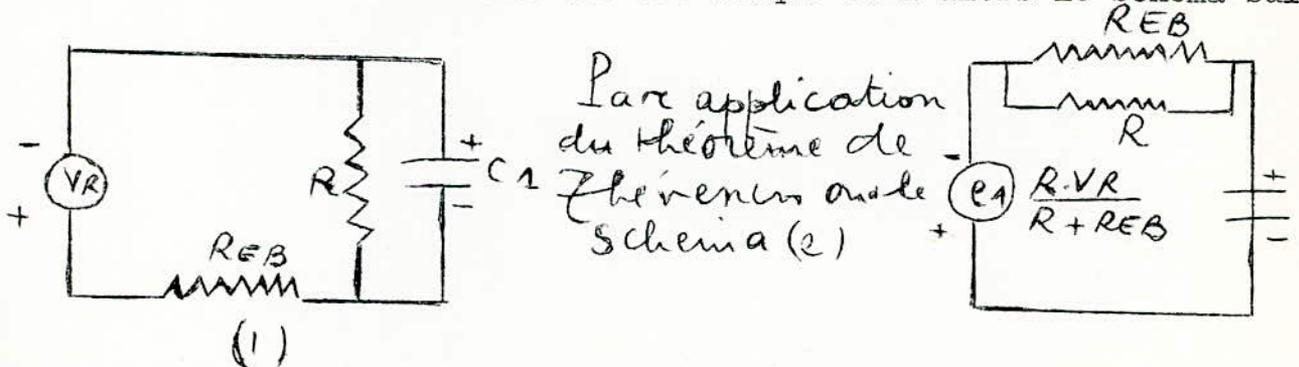
$VC$  augmente exponentiellement

$VBE$  lui diminue aussi exponentiellement puisque  $VR = cte$

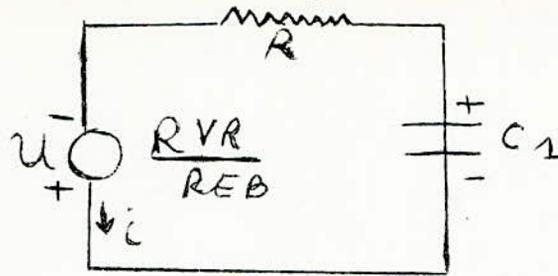
$IB$  aussi, mais on doit toujours resté à saturation donc  $IC$  est constant jusqu'à ce  $\phi$  atteigne  $\phi_{max}$  en un temps  $t = \frac{T}{2}$

Alors à ce moment  $VR = -VR$

A ce moment le transistor est bloqué on a alors le schéma suivant

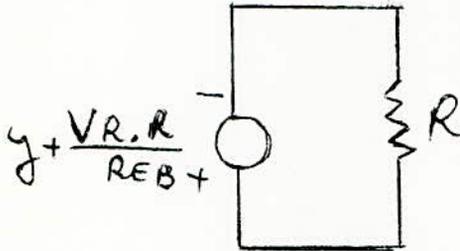


avec REB )) R le schéma (2) est alors équivalent au suivant :



On remarque alors que l'émetteur est plus positif que la base la jonction B.E. <sup>est</sup> polarisée en inverse VR est en série avec la tension VC(t) du condensateur ce qui bloque encore mieux le transistor.

C1 commence alors à se décharger suivant le schéma suivant :



la décharge de C1 se fait suivant

$$V' c(t) = \left( \frac{VR \cdot R}{REB} + y \right) e^{-\frac{t}{RC}} \quad (1)$$

C1 se décharge pendant  $t = \frac{T}{2}$ .

C1 doit être déterminé de façon qu'il se décharge le plus totalement possible au bout de  $\frac{T}{2}$  : soit  $V' c(t) \simeq 0$ .

On retrouve l'équation (1) de la façon suivante :

$$\text{On a } U + R i + \frac{1}{C} \int i dt = 0$$

$$du + \frac{R di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0$$

$$\frac{di}{i} = - \frac{1}{CR} dt$$

$$\text{Log } \frac{i}{K} = - \frac{1}{CR} t$$

$$\text{Conditions initiales } t = 0 \quad i = \frac{VR}{REB} + \frac{y}{R}$$

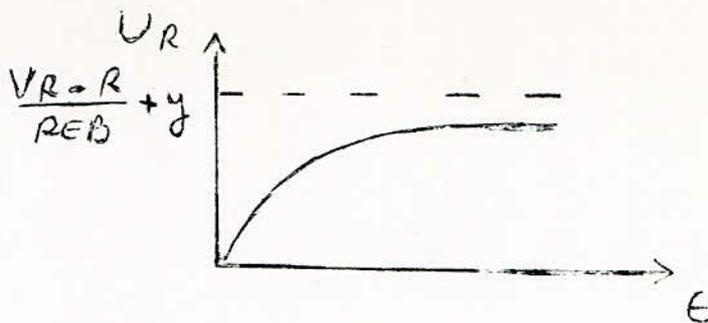
$$t \rightarrow \infty \quad i = 0$$

$$i = K e^{-t/RC}$$

$$\text{soit } i = \left\{ \frac{VR}{REB} + \frac{y}{R} \right\} e^{-t/RC}$$

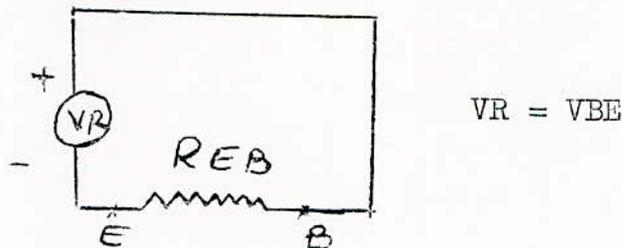
$$UR = \left\{ \frac{RVR}{REB} + y \right\} e^{-t/RC}$$

Soit le schéma :

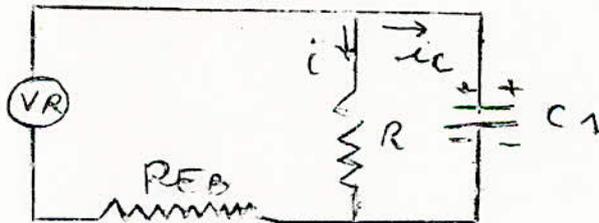


Voyons maintenant comment se comporte VBE

- a) Le condensateur n'est pas chargé  
Il n'y a pas de courant qui circule dans R  
(R est court-circuitée au temps  $t = -\infty$ )



C1 se charge exponentiellement VBE diminuerait exponentiellement jusqu'à  $VBE = \frac{REB \cdot VR}{R + REB}$

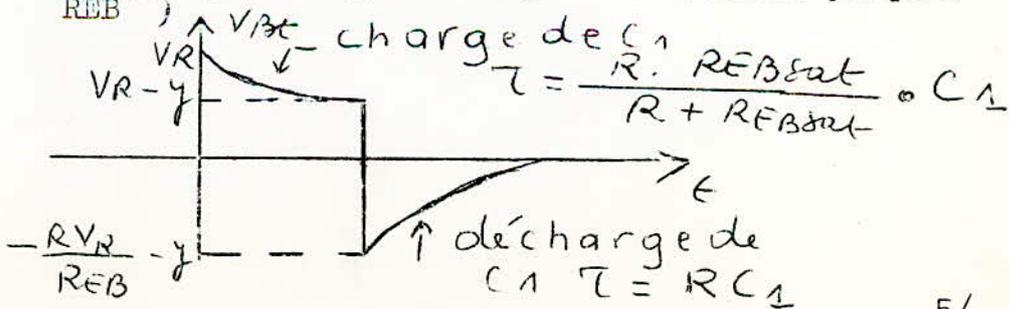


Mais on a vu que C1 ne se charge pas complètement VBE diminue donc seulement jusqu'à une valeur  $a = VR - y$ .

VR est alors inversée la tension VBE passe à

$a - (y + \frac{VR \cdot R}{REB})$  puis augmente exponentiellement jusqu'à

$$\frac{VR \cdot REB}{R + REB}$$



EQUATIONS PERMETTANT DE DETERMINER  $R$ ,  $C_1$ ,  $V_R$ :

On a:

$$I_{Bmax} = \frac{V_{Rsat}}{R_{EBsat}} \quad (1)$$

$$-\frac{T}{2C \cdot R} = 5 \quad (2)$$

$$\frac{V_{Rsat} \cdot R}{R + R_{EBsat}} \left( 1 - e^{-\frac{T}{2C \left( \frac{R \cdot R_{EBsat}}{R + R_{EBsat}} \right)}} \right) = Y \quad (3)$$

(Y doit être suffisant pour assurer la fin de la saturation)

LE courant IB est lu sur les caractéristiques du transistor

La période T est donnée

$R_{EBsat}$  peut être également déduit de la caractéristique

On adonc à résoudre un système de 3 équations à 3 inconnues

Choix des transistors :

Courant collecteur maximum du transistor:

soit R le rendement du convertisseur

nous avons alors la relation :

$$R = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}}} = \frac{U_s I_s}{I_{c \text{ max}} V_{CC}}$$

$$I_{c \text{ max}} = \frac{V_s I_s}{R V_{CC}}$$

Tension VCE max :

Nous avons démontré précédemment que

$$V_{CE \text{ max}} = 2 V_{CC}$$

Ces deux valeurs nous permettent de choisir le transistor - En se reportant aux caractéristiques du transistor on peut avoir les valeurs de  $V_{BE \text{ Sat}}$  et  $I_{B \text{ Sat}}$  (tension base émetteur et courant de base)

Pratiquement nous avons porté notre choix sur les transistors <sup>2N3055</sup> ~~2N3055~~ qui supporte la puissance exigée d'une part et sont **bons** pour la commutation.

Ces transistors sont montés sur des ailettes de refroidissement dimensionnées en fonction des températures ambiantes.

Calcul des différents enroulements du transformateur :

\* nous avons démontré la relation  $\phi = \frac{VCC}{N_1} t$

Prenons comme temps un quart de période le flux  $\phi$  d'après la courbe d'Hystérésis est maximum

$$\text{soit } \phi_{\max} = \frac{VCC}{N_1} \cdot \frac{T}{4}$$

$$\text{D'où } N_1 = \frac{VCC T}{4 \phi_{\max}} = \frac{VCC}{4 F \phi_{\max}} \quad \text{avec } F = \frac{1}{T}$$

F ( fréquence de découpage des signaux carrés )

Or  $\phi_{\max} = B_{\text{saturation}} \cdot S_{\text{fer}}$ .

$$N_1 = N_2 = \frac{VCC}{4 F B_{\text{saturation}} S_{\text{fer}}}$$

\*  $\frac{N_3}{N_1} = \frac{U_R}{VCC}$  avec  $U_R$  tension de réaction nécessaire pour amener à saturation le transistor T  $VCC$  étant la tension d'alimentation.

$$N_3 = \frac{N_1 U_R}{VCC} = N_4$$

\*  $\frac{N_5}{N_1} = \frac{V_S}{VCC}$   $V_S$  tension de sortie à obtenir à la sortie du convertisseur, compte tenu de la chute de tension dans le redresseur et le filtre.

$$N_5 = N_1 \frac{V_S}{VCC}$$

Unités :

$$N1 = \frac{VCC}{4 F BS S \text{ fer}}$$

Prenons le système El. mag. CGS

F (H z)

BS (Gauss)

S (Cm<sup>2</sup>)

VCC. (10<sup>8</sup> volts)

$$N1 = \frac{VCC \ 10^8}{4 F BS S \text{ fer}}$$

VCC est alors exprimé en volts (tension d'alimentation)

F fréquence choisie (fonction du matériau choisi)

S section du noyau magnétique

BS = induction maximum.

Etude du Rendement

\* Différentes Pertes dans le transfo.

$$P_{\text{fer}} = K \left( \frac{B_{\text{max}}}{10000} \right)^2 W / \text{Kg.}$$

Hysteresis + Foucault

$$\text{avec } K = \sqrt[3]{C_F \left( \frac{f}{100} \right)^2 + C_H \left( \frac{f}{100} \right)}$$

$C_F$  = c<sup>te</sup> relative au courant de Foucault

$C_H$  = c<sup>te</sup> relative à l'hysteresis

f = fréquence

Poids du fer

$$P_{\text{fer}} = R_{\text{fer}} \text{ Vol}_{\text{fer}}$$

$R_{\text{fer}}$ : poids spécifique

$$* P = P_{\text{cu pri}} + P_{\text{cu sec.}}$$

$$P_{\text{cu pri}} = R_1 I_1^2$$

$$P_{\text{cu sec}} = R_2 I_2^2$$

$$\text{avec } R_1 = \rho \frac{L_1}{S_1}$$

$$R_1 = \rho_{\text{résistivité Cu}} \cdot \frac{L_1}{S_1}, \text{ avec } L_1 = N_1 \times l_{m1}$$

$N_1$  : nbre de spires au primaire

$L_1$  : longueur du fil primaire

$l_{m1}$  : longueur moyenne d 1 spire au primaire

$S_1$  : section d'1 fil primaire

$\rho$  : résistance du Cuivre

$$R_2 = \rho_{\text{cu}} \frac{L_2}{S_2} \quad L_2 = N_2 \times l_{m2}$$

Nbre de spires secondaire

longueur moyenne  
d'une spire  
primaire

$L_2$  longueur du fil secondaire

$S_2$  Section d'un fil secondaire

$$P_{\text{TR}} = P_{\text{fer}} + P_{\text{cu}}$$

Pertes dans le transistor

1a

\* celles qui sont dues à  $V_{chutes}$  de tension entre collecteurs et émetteur lorsque le transistor conduit - Cette tension de dechet  $\Delta u$  est relevée sur la caractéristique.

$$P \text{ dechet} = A U I C \text{ max}$$

\* Pertes dues au  $C^t$  de saturation  $i C_o$  du transistor

$$P_{\text{sat}} = I C_o \cdot V_{CE} \text{ (nefligeable)}$$

\* Pertes dues aux circuits de base et à la réaction

$$P \text{ base} = (R + R_{EB} + R_3) I_b^2$$

$I_b$  courant de base

$R_3$  resistance de l'enroulement de réaction

\* Les Pertes dues à la commutation du transistor ont été reduites avec l'emploi du condensateur donc negligable  $\xi$ .

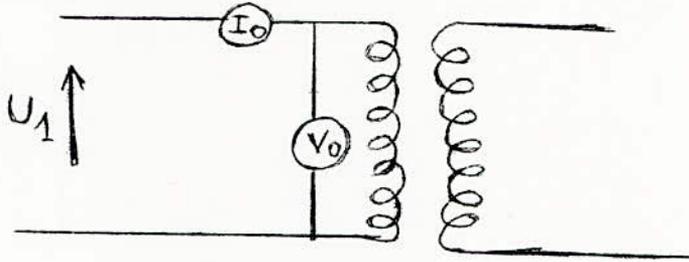
Le rendement du convertisseur est donc

Si  $P_1$  est la Puissance fournie par la source

$$R = 1 - \frac{P_{cu}}{P_1} - \frac{P_{fer}}{P_1} - \frac{P_d}{P_1} - \frac{P_{base}}{P_1}$$

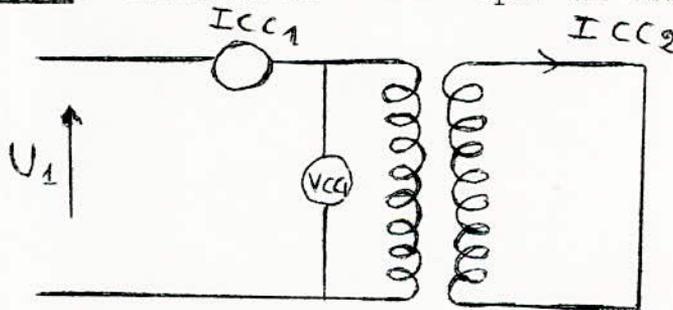
Détermination des pertes fer et Cuivre Pratiquement:

\* Pratiquement les pertes fer sont déterminées par un essai à vide - soit le montage suivant.



$$P_o = P_{fer} = I_o V_o$$

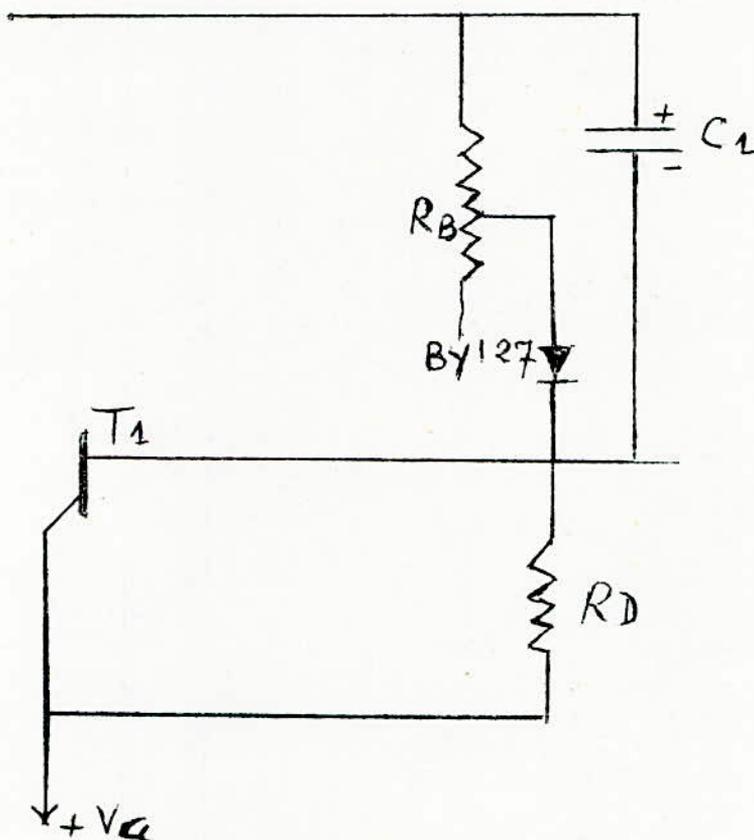
\* Pertes cuivre : Elles se déterminent par un essai en court-circuit



$$P_{ec} = P_{eu} = I_{CC1} V_{CC1}$$

CIRCUIT DE DEMARRAGE

Pour que le convertisseur démarre instantanément, il suffit de créer un petit déséquilibre dans le circuit. On peut par exemple prendre des résistances de base différentes. Le circuit de démarrage que l'on utilise dans notre cas est une diode placée en série avec l'une des résistances de base et une résistance placée entre base et collecteur: soit le circuit suivant :

SCHEMA DU CIRCUIT DE DEMARRAGE

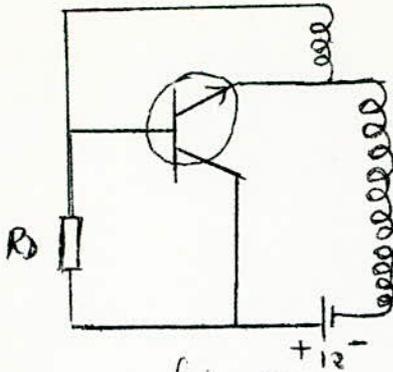


fig 5

La figure 5 est équivalente à (3)

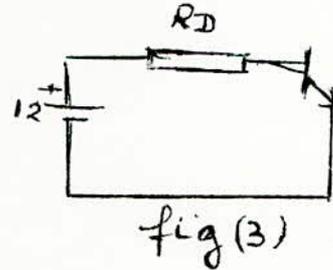


fig (3)

On voit en effet que lorsqu'on applique la tension  $V_{cc}$  aucun des condensateurs n'est chargé et que la diode est polarisée en inverse. Le condensateur se comporte comme un court-circuit, à la mise en route nous avons le circuit équivalent suivant :

On voit alors que T1 est sûrement mis en conduction par ce procédé.

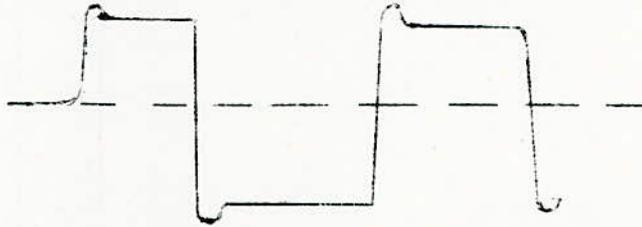
La résistance de démarrage  $R_D$  doit être prise aussi grande que possible pour avoir des pertes minimales et toutefois avoir un démarrage sûr. Sa détermination est donc pratique. Il faudrait commencer toutefois à une valeur assez grande car une valeur faible comme on le voit sur la fig. 3 risque de provoquer un courant de base grand soit également une détérioration du transistor T1.

C) Etude du filtrage.

En fait la tension obtenue après le passage d'un pont de diodes n'est pas vraiment continue.

En effet les signaux carrés obtenus à l'entrée du primaire du transformateur ne sont pas parfaits. Ils présentent en effet des suroscillations et des rebondissements. -

due aux inductances, capacité résistance, soit localisées soit réparties soit les signaux suivant :

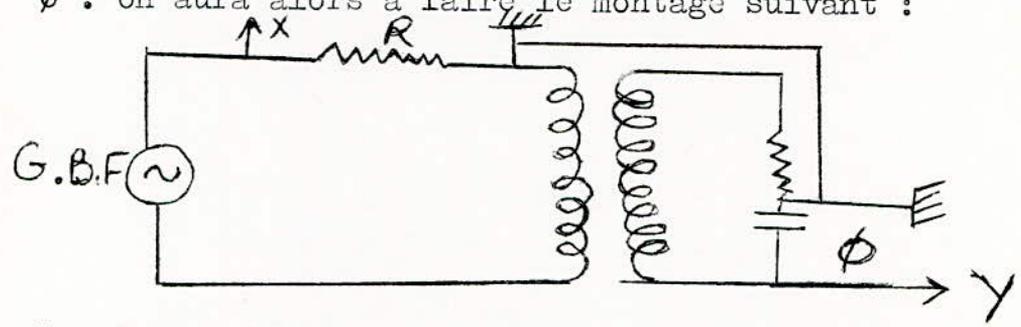


La tension redressée obtenue est alors



son filtrage ne pose pas néanmoins de grands problèmes puisqu'un condensateur d'assez grandes valeurs permet d'amortir ces ondulations.

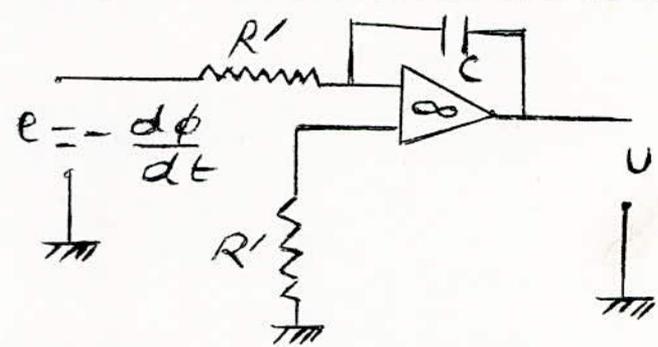
Détermination de l'induction magnétique de la ferrité utilisée on va essayer de visualiser le cycle d'hysteresis à l'oscilloscope on injecte pour cela sur l'ampli X une grandeur proportionnelle à H soit une tension  $R I$  et sur l'ampli Y une grandeur proportionnelle à B soit  $\phi$ . on aura alors à faire le montage suivant :



Le circuit RC est un integrateur qui permet d'integrer les variations de flux

On impose à R la condition  $R \gg \frac{1}{C\omega}$

On peut alors remplacer le circuit RC par un circuit opérationnel le  $\mu A 741$



Montrons que ce circuit est un integrateur

La relation regissant les circuits opérationnels est

$$\frac{U}{Z_C} = \frac{-e_1}{Z_1} + \frac{e_2}{Z_2}$$

Soit ici 
$$\frac{u}{-j C\omega} = \frac{-e}{R'}$$

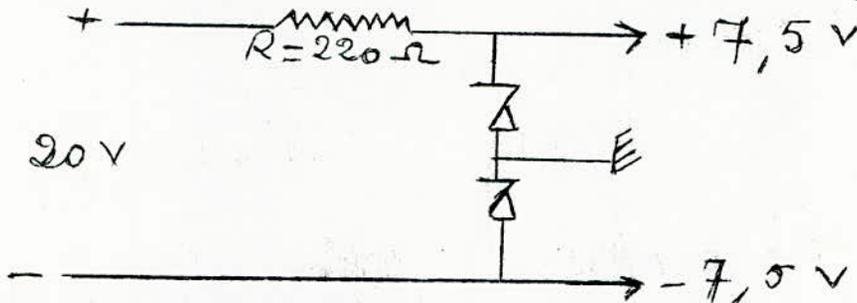
$$U = \frac{j}{C\omega} \frac{e}{R'}$$

La tension a été donc bien intégrée.

Les résistances  $R'$  sont égales pour éliminer le courant d'offset  
 Prenons  $R' = 100 \text{ K.ohm}$  et un gain en boucle fermé de 10 pour pouvoir  
 avoir à la suite des tensions que l'on peut visualiser.

$$C = 1 \text{ n F}$$

L'ampli sera alimenté + et - 7,5 Volts par l'intermédiaire de 2 diodes  
 Zener qui stabilisent cette tension - soit le montage suivant.



Relations permettant de calculer  $B_M$

Nous avons  $u = \frac{e \int}{R' C w}$

$$u = \frac{1}{C} \int idt = \frac{1}{C} \int \frac{e}{R'} dt$$

$$\text{avec } e = - \frac{d \phi}{dt}$$

$$u = \frac{1}{C} \int - \frac{d \phi}{R' dt} dt$$

$$u = \frac{\phi \text{ Wb / m}^2}{R' C \text{ sec}}$$

Soit

$$\phi \text{ max} = R' C U \text{ max}$$

avec  $\phi = B_m NS$

$$B_M = \frac{R' C U \text{ max}}{NS}$$

tension intégrée  
 lue sur l'axe Y  
 de l'oscilloscope

nbre. de ts  
 au secondaire

Surface moyenne d'une spire

$$BM = \frac{R \cdot C^F \cdot U \text{ max}}{N \cdot S \text{ m}^2}$$

ohm      C<sup>F</sup>      V  
Tesla      N      S m<sup>2</sup>

avec  $R' = 100 \text{ K ohms}$

$C = 1 \text{ nF}$

$U \text{ max} = 1,5 \text{ V}$

$N = 12,5 \text{ tours}$

$BM = 0,08 \text{ Tesla}$

$F = 5000 \text{ hz}$

$BM = 800 \text{ Gauss}$

F Fréquence de fonctionnement du transfo.

3)

Calcul d'un convertisseur :  $U_p = 12V$ ;  $f = 5kHz$   
 $B_{max} = 800$  Gauss  $U_s = 350$  Volts  $I_{max} = 100mA$   
 Rendement escompté  $\eta = 80\%$

Pour tenir compte de la résistance de saturation de transistors, de la résistance des enroulements et de l'affaiblissement de la pile en fonction du temps, nous choisissons  $U_p = 10V$

Nous avons

$$I_{Cmax} = \frac{35}{0,8 \times 10} = 4,4 A$$

$$N_1 = \frac{U_p \cdot 10^8}{4 \cdot f \cdot B_s \cdot S_{fer}} = \frac{10 \cdot 10^8}{4 \times 5 \cdot 10^3 \times 800 \times 1,5} = 42 \text{ spires}$$

Nous prendrons un diamètre pour le fil de l'enroulement primaire de  $\phi = 1,2$  mm

$$\frac{N_s}{N_1} = \frac{U_s}{U_p} = \frac{350}{10} = 35 \quad N_s = 1470 \text{ spires}$$

$$\text{soit } N_s = 1470 \text{ spires } \phi = 0,4 \text{ mm}$$

Nous avons aussi les équations suivantes

$$(1) \quad I_{Bmax} = \frac{V_{Rsat}}{R_{EBsat}}$$

$$(2) \quad 1/C = 10 f R$$

$$(3) \quad \frac{V_R \cdot R}{R + R_{EBsat}} \left( 1 - e^{-\frac{1}{2CR R_{EBsat}}} \right) = \eta$$

Nous avons la puissance voulue  $P_s = 35$  W et en se reportant aux caractéristiques des transistors

On a ce  $I_{Bmax} = 0,28 \text{ A}$

27

$$R_{E_{sat}} = \frac{V_{BE_{sat}}}{I_{Bmax}} = \frac{1,4}{0,28} = 5 \Omega$$

L'équation (3) donne

$$\frac{V_R \cdot R}{R+5} [1 - e^{-(R+5)}] = 1,4$$

On prend pour  $V_R$  2 volts pour être sûr de bien bloquer les transistors

On pose alors  $R+5 = x$

On aura alors à résoudre l'équation

$$e^{-x} = \frac{0,3x - 5}{x - 5}$$

Cette résolution se fera graphiquement

il suffit en effet d'étudier les points d'intersections de 2 courbes  $g(x) = e^{-x}$

et  $f(x) = \frac{0,3x - 5}{x - 5}$

So. ce solution nous donne

$$R = 10 \Omega$$

- L'équation (2) donne  $C = \frac{1}{10FR}$

$$C = \frac{1}{10 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 12} = 2 \mu\text{F}$$

- Enroulement de réaction  $N_3$

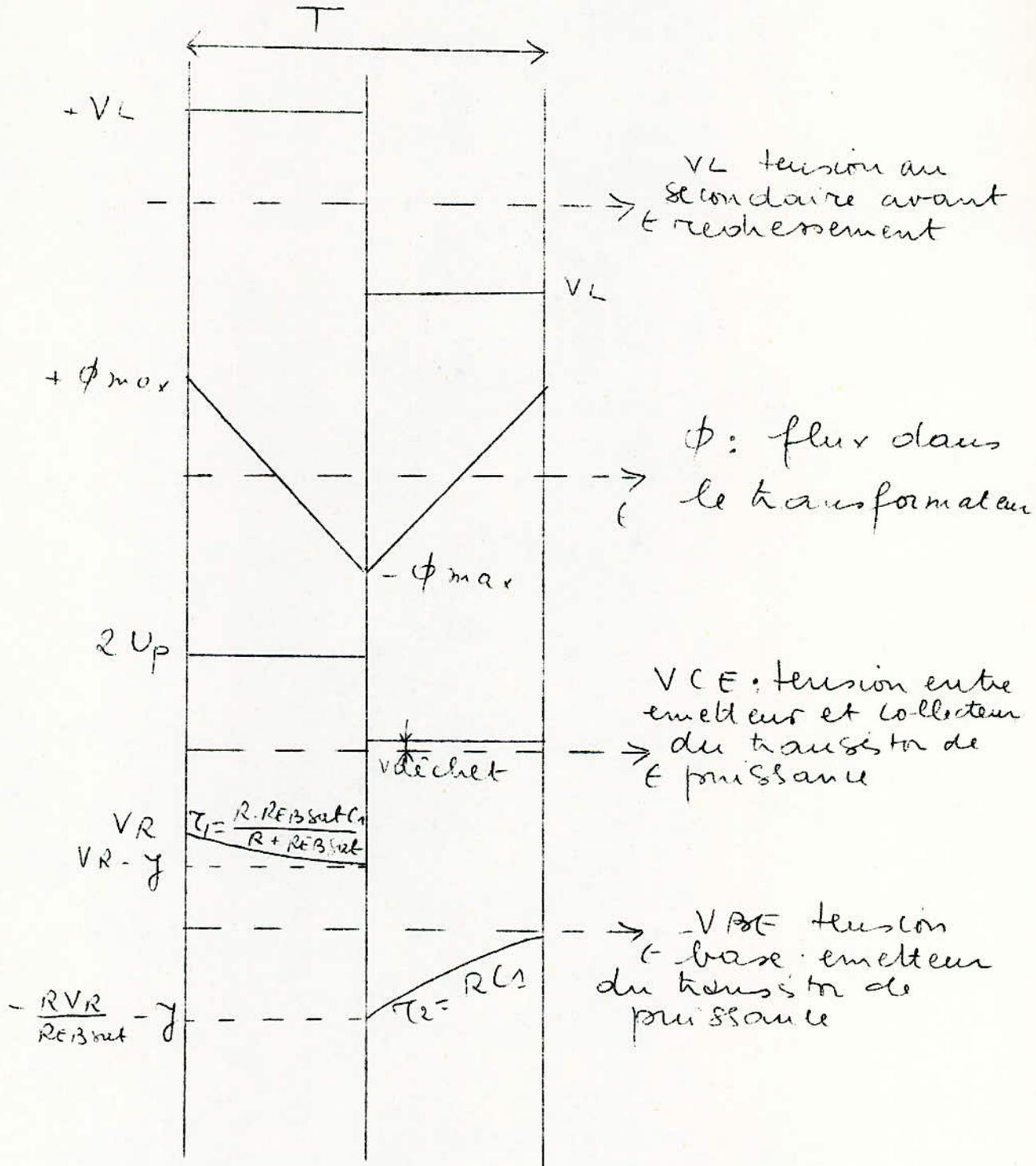
$$N_3 = \frac{42 \times 2}{10} = 8,4 \phi = 0,4 \text{ mm}$$

- Calcul de la résistance de charge

$$P_s = 35 \text{ W} = \frac{V^2}{R} \text{ soit } R = \frac{V^2}{P_s}$$

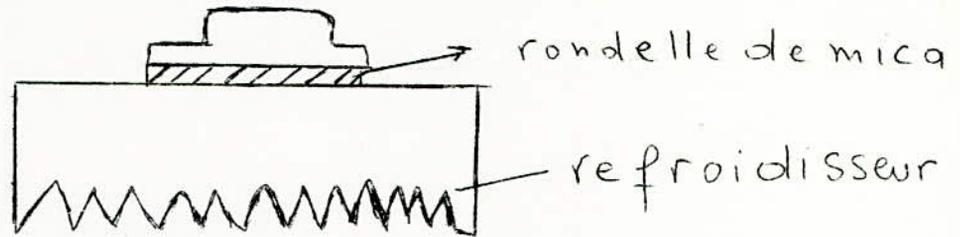
$$R = \frac{(350)^2}{35} = 3500 \Omega$$

# Formes théoriques de différents tensions



### Calcul de la surface du Refroidisseur

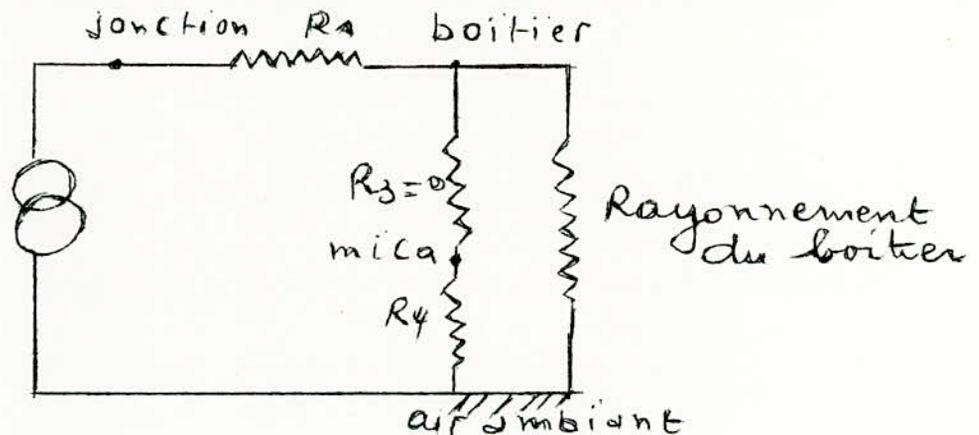
Considerons un transistor de puissance fixé sur un radiateur, le collecteur étant isolé du refroidisseur au moyen d'une rondelle de mica



La puissance maximum que peut dissiper un transistor dépend de la façon dont est évacuée vers l'extérieur la chaleur engendrée au niveau de la jonction collecteur base. Un mauvais refroidissement du transistor aura pour conséquence une diminution de la puissance désirée en sortie, une baisse de rendement et une élévation exagérée de la température de la jonction qui risque de détruire le transistor. La chaleur engendrée dans le transistor est évacuée de la façon suivante :

- vers le boîtier : Cette évacuation est caractérisée par la résistance thermique entre la jonction et le boîtier du transistor considéré, soit  $R_1$
- Du boîtier vers le mica, caractérisée par  $R_3$
- Du mica vers le radiateur et du radiateur vers l'air ambiant caractérisée par  $R_4$
- Il y a aussi le rayonnement du boîtier caractérisé par une résistance Thermique  $R_2$  très grande.

Le calcul de la longueur du radiateur se fait en considérant le circuit Thermique équivalent du transistor associé à son refroidisseur



Dans notre cas les collecteurs sont reliés tous deux au refroidisseur  
soit  $R_3 = 0$

La loi d'Ohm Thermique s'écrit alors

$$W P \text{ dissipée} = \frac{\Delta T}{R_{th}} = \frac{T_j - T_A}{R_{Th} \text{ } ^\circ C/W}$$

$$\text{avec } R_{Th} = R_1 + R_4$$

$T_j$  étant la température maximale de la jonction

$T_A$  température ambiante

$R_1$  résistance Thermique entre la jonction et le boîtier du transistor

$R_4$  Résistance Thermique du radiateur

Nous avons un transistor au Silicium

Soit  $T_j \text{ max} = 200^\circ - C$

$T_A = 30^\circ$

$R_1$  donné par le constructeur

$$R_1 = 1,5^\circ C/W$$

$$R_4 = 1,2^\circ C/W \text{ pour } 10 \text{ cm}$$

$$\text{Pour } 1 \text{ cm } R_4 = 12^\circ C/W$$

$$\text{Pour } x \text{ cm } R_4 = \frac{12^\circ C/W}{x}$$

on a donc

$$P \text{ dissipée} = \frac{170}{1,5 + \frac{12}{x}}$$

Calcul de la puissance dissipée

$$\text{Pendant } \frac{T}{2}$$

$$P : d = (V \text{ dechet } IC \text{ max}) + (2VC \text{ } ICBo)$$

$$\text{Pendant } 1 \text{ période } Pd = 2 \sqrt{(Vd \times Ic \text{ max}) + (2CV \times ICBo)}$$

$$IC \text{ max} = \frac{35}{0,8 \times 10} = \frac{35}{8} = 4,4 \text{ A}$$

$$V \text{ dechet} = 0,6 \text{ Volt}$$

$$ICBo = 1 \text{ m A}$$

$$Pd = 2 (0,6 \times 4,4) + (24 \times 10^{-3})$$

$$Pd = 2,7 \times 2 = 5,4 \text{ W}$$

$$5,4 = \frac{170}{1,5 + \frac{12}{x}}$$

$$1,5 + \frac{12}{x} = \frac{170}{5,4}$$

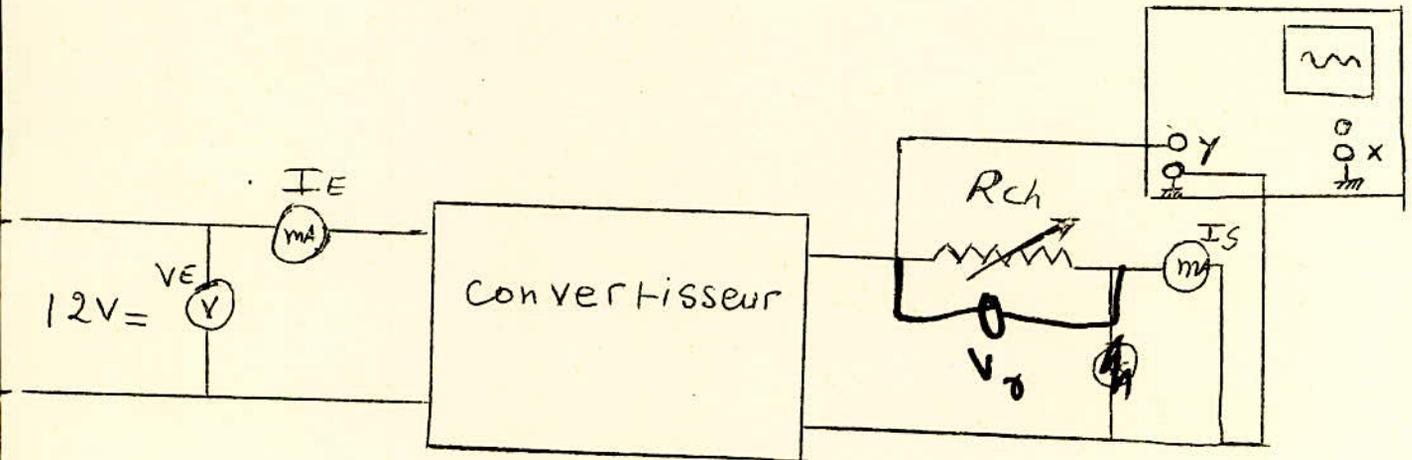
$$\frac{12}{x} = \frac{170}{5,4} - 1,5 = -1,5 + 31,4 = 30$$

$$x = \frac{12}{30} = 0,4 \text{ cm}$$

Pratiquement on prend  $x = 10 \text{ cm}$

A). On se propose de tracer les courbes de Puissance de sortie, de tension de sortie, de rendement en fonction du courant de charge

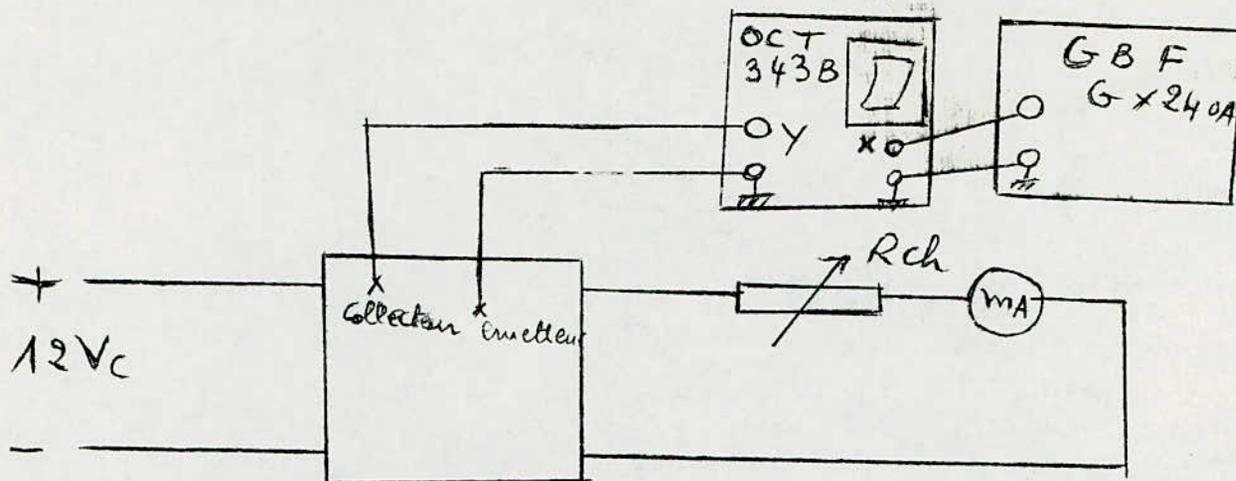
Montagne : On réalise de montage suivant :



On fait varier  $R_{ch}$  on lit alors les valeurs indiquées par les appareils de mesures . L'oscilloscope sert à visualiser et à mesurer la tension ondulée existante.

B.) Tracé de la courbe fréquence en fonction du courant de charge.  
Méthode de LISSAJON.

Montage : On réalise le montage suivant.

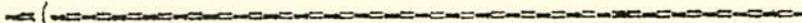


On fait varier  $R_{ch}$ . La fréquence de fonctionnement du convertisseur est alors donnée par le GBF au moment où l'on observe une courbe de LISSAJON sur l'écran de l'oscilloscope . On trace alors la courbe  $f = F (IS)$  point par point.

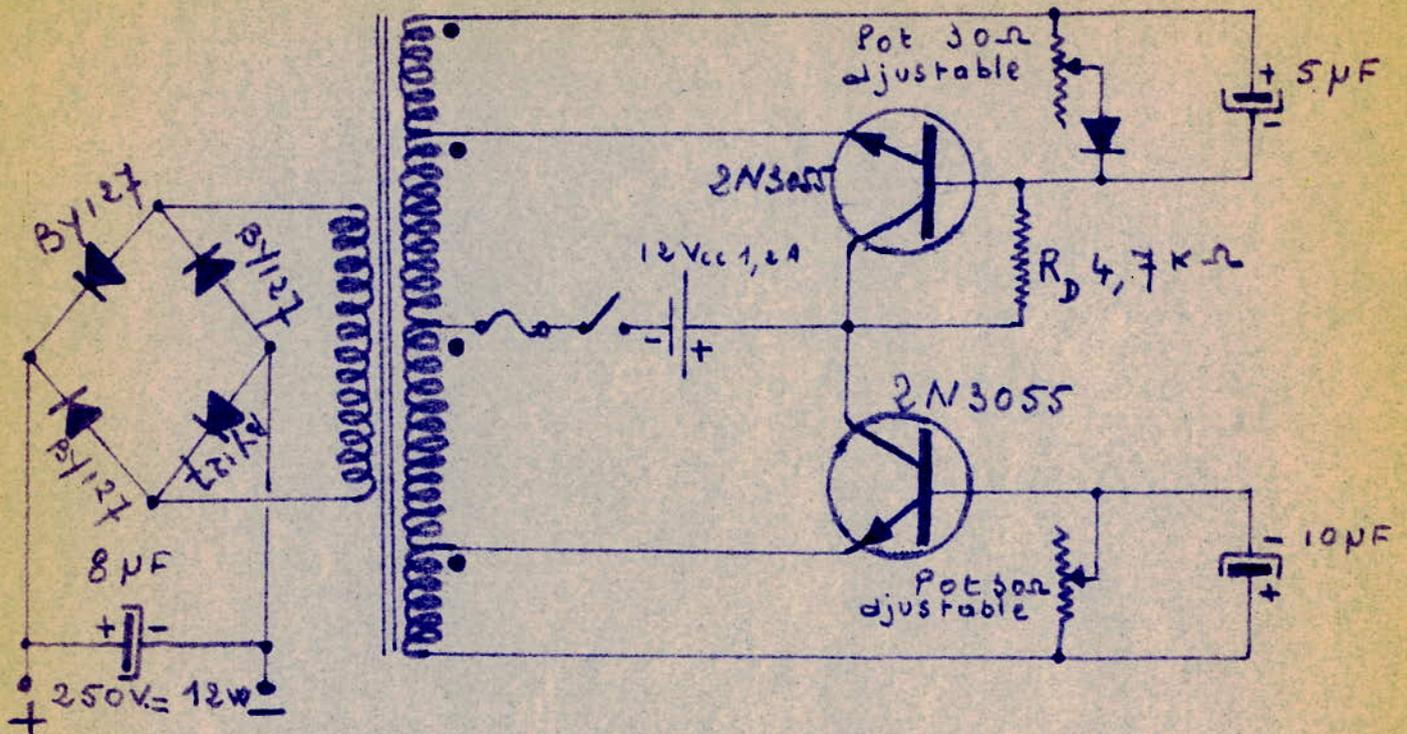
- ETUDE PRATIQUE -

CONVERTISSEUR A COUPLAGE  
MAGNETIQUE

RELEVÉ DE DIFFÉRENTES COURBES



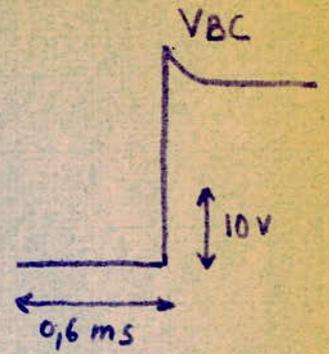
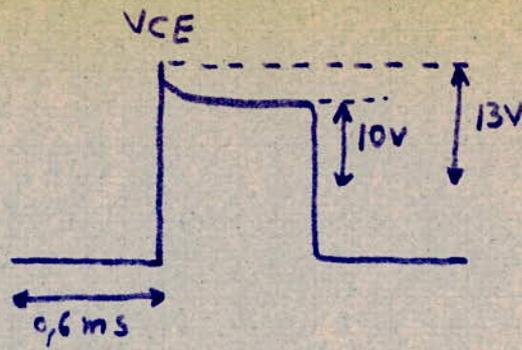
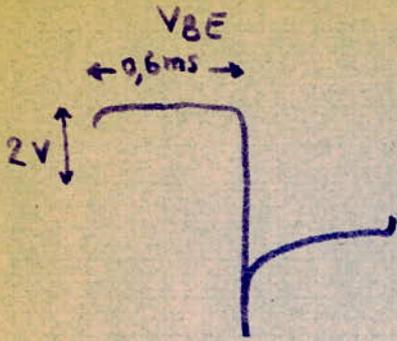
# CONVERTISSEUR CC-CC 12V-250V



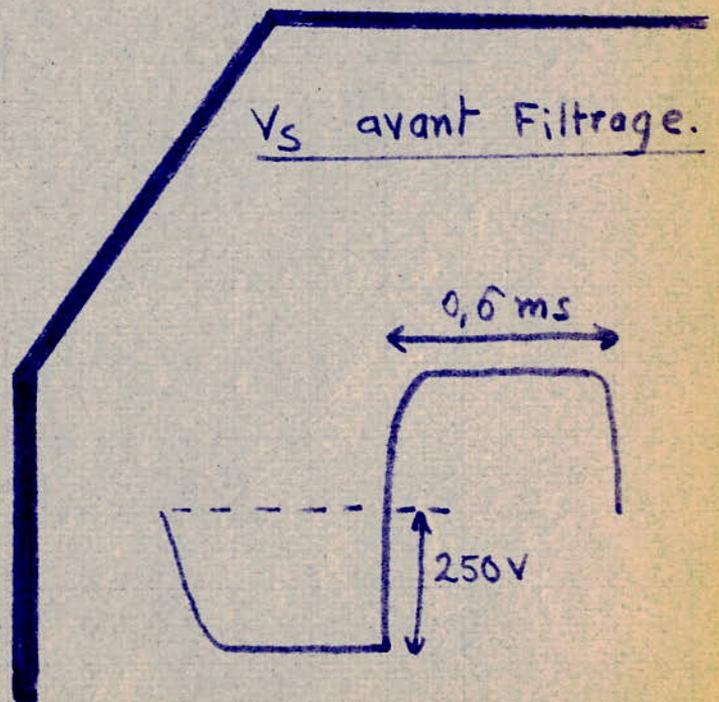
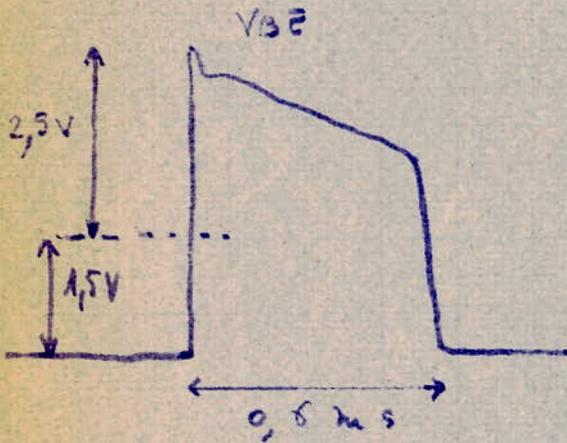
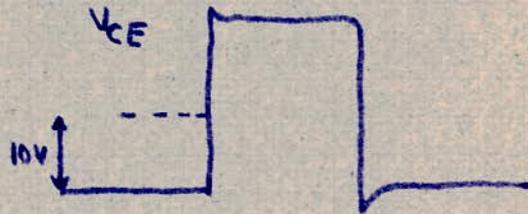
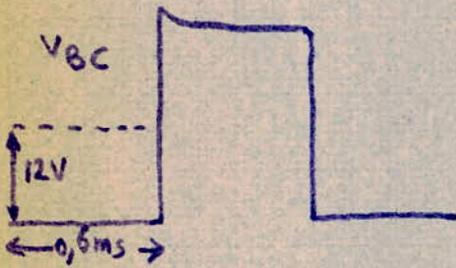
## CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

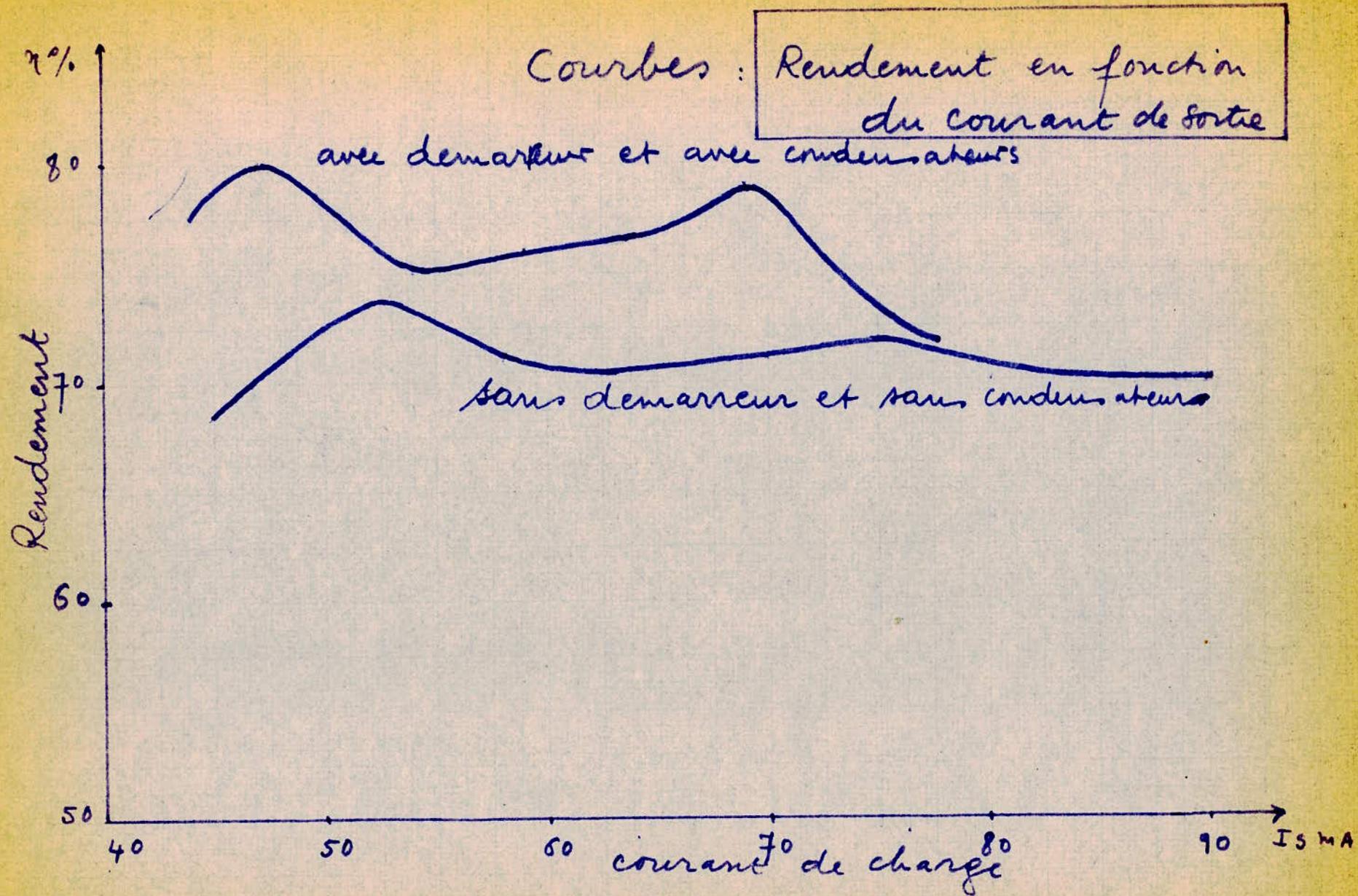
- PUISSANCE DE SORTIE UTILE : 12 W
- TENSION D'ALIMENTATION : 12 V CC
- FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT : 800 Hz
- COURANT D'ALIMENTATION : 1,2 A
- TENSION DE SORTIE : 250 V CC
- COURANT DE SORTIE UTILE : 50 mA
- ONDULATION DE SORTIE : 0,7 V c.c
- RENDEMENT GLOBAL : 80%

Signaux sur Tr1:

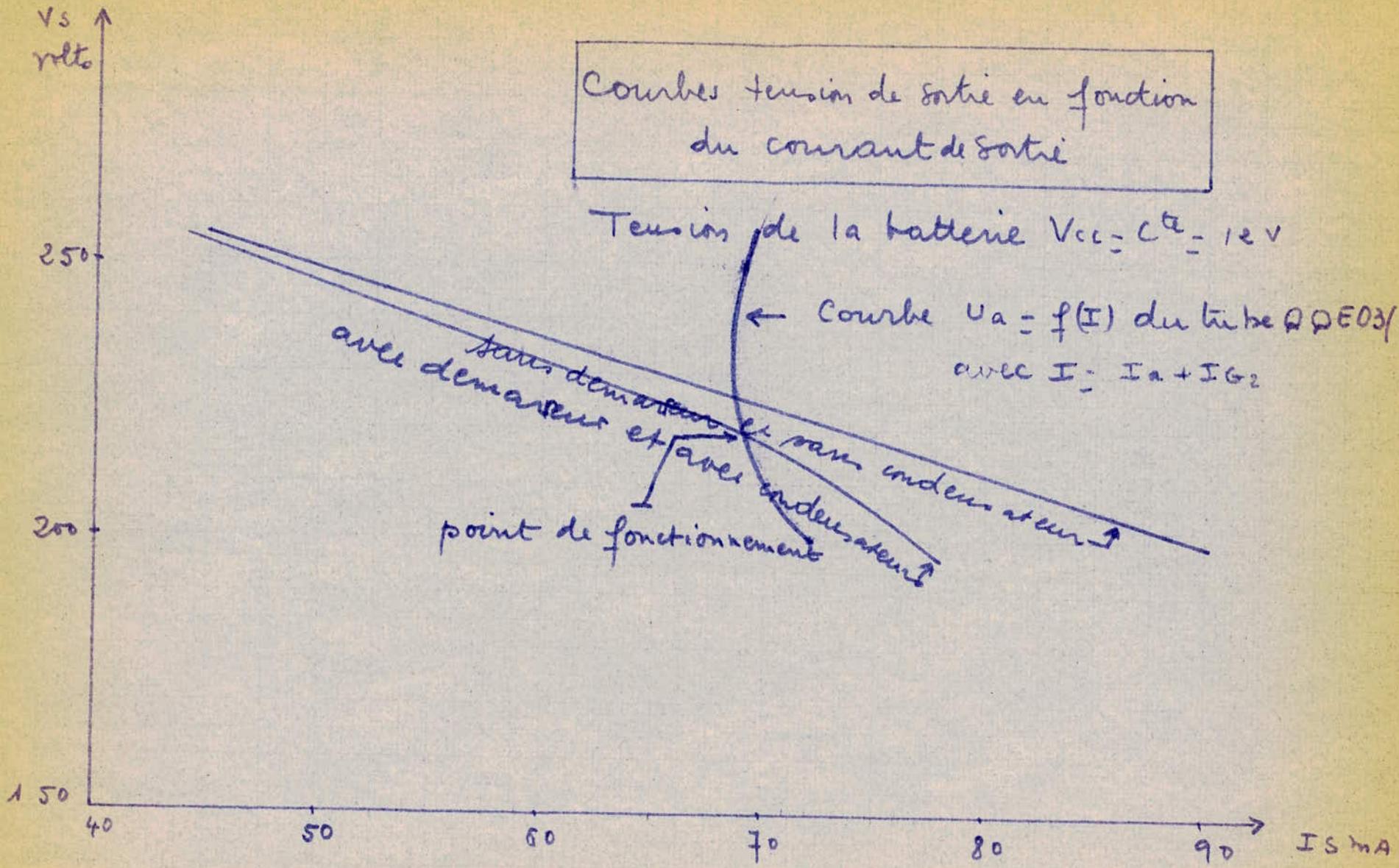


Signaux sur Tr2:





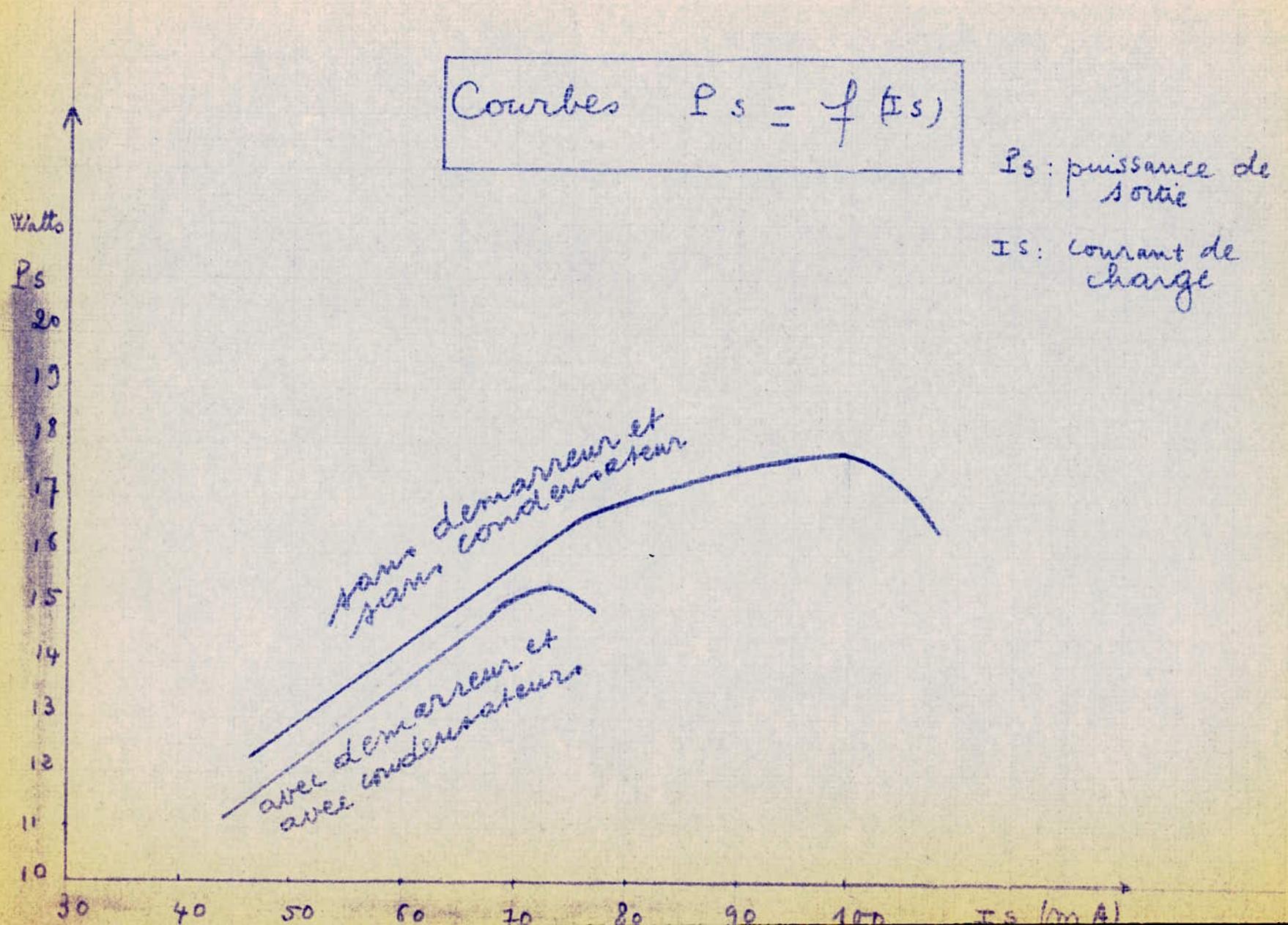
Courbes tension de sortie en fonction du courant de sortie



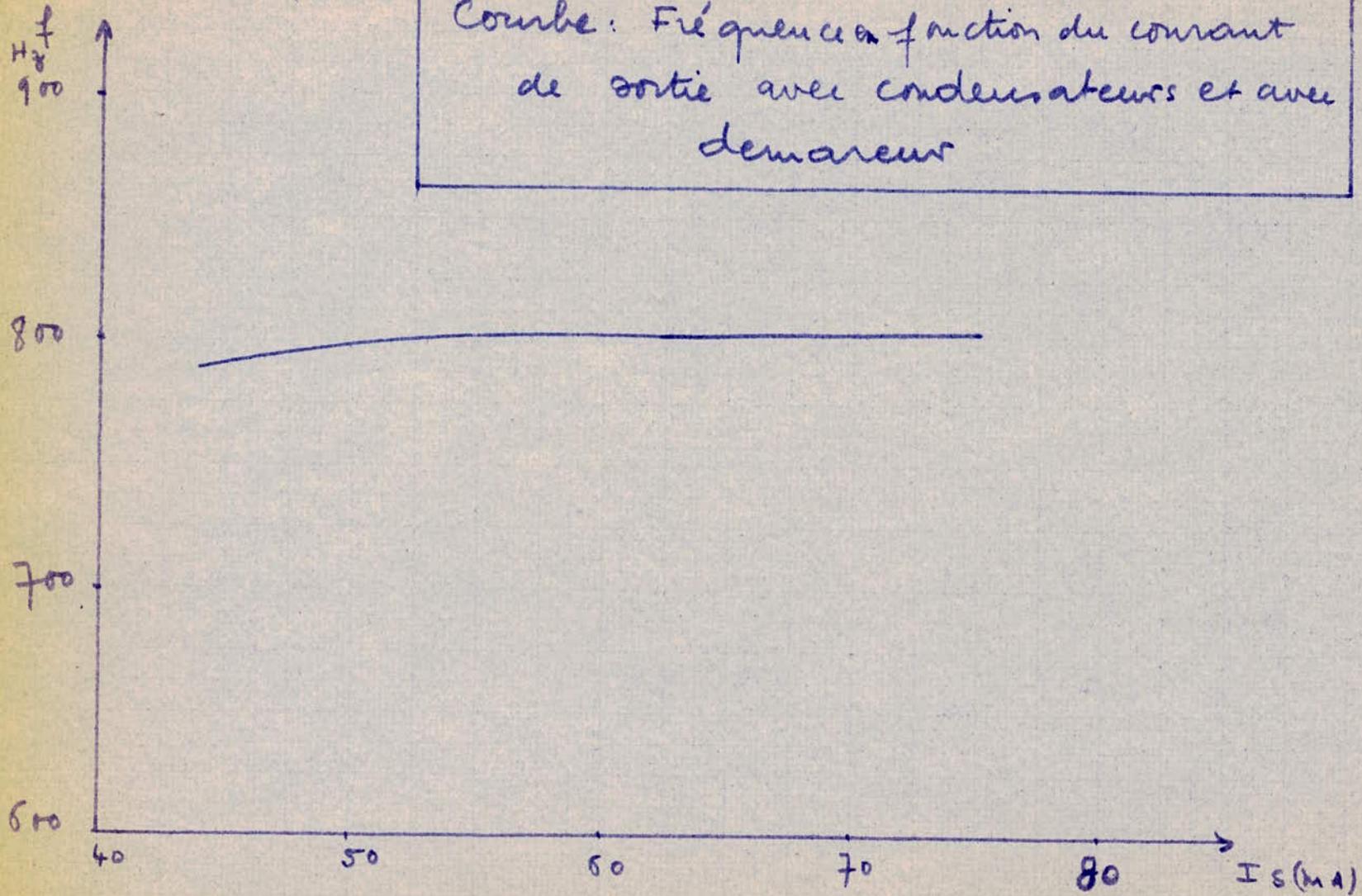
Courbes  $P_s = f(I_s)$

$P_s$ : puissance de sortie

$I_s$ : courant de charge

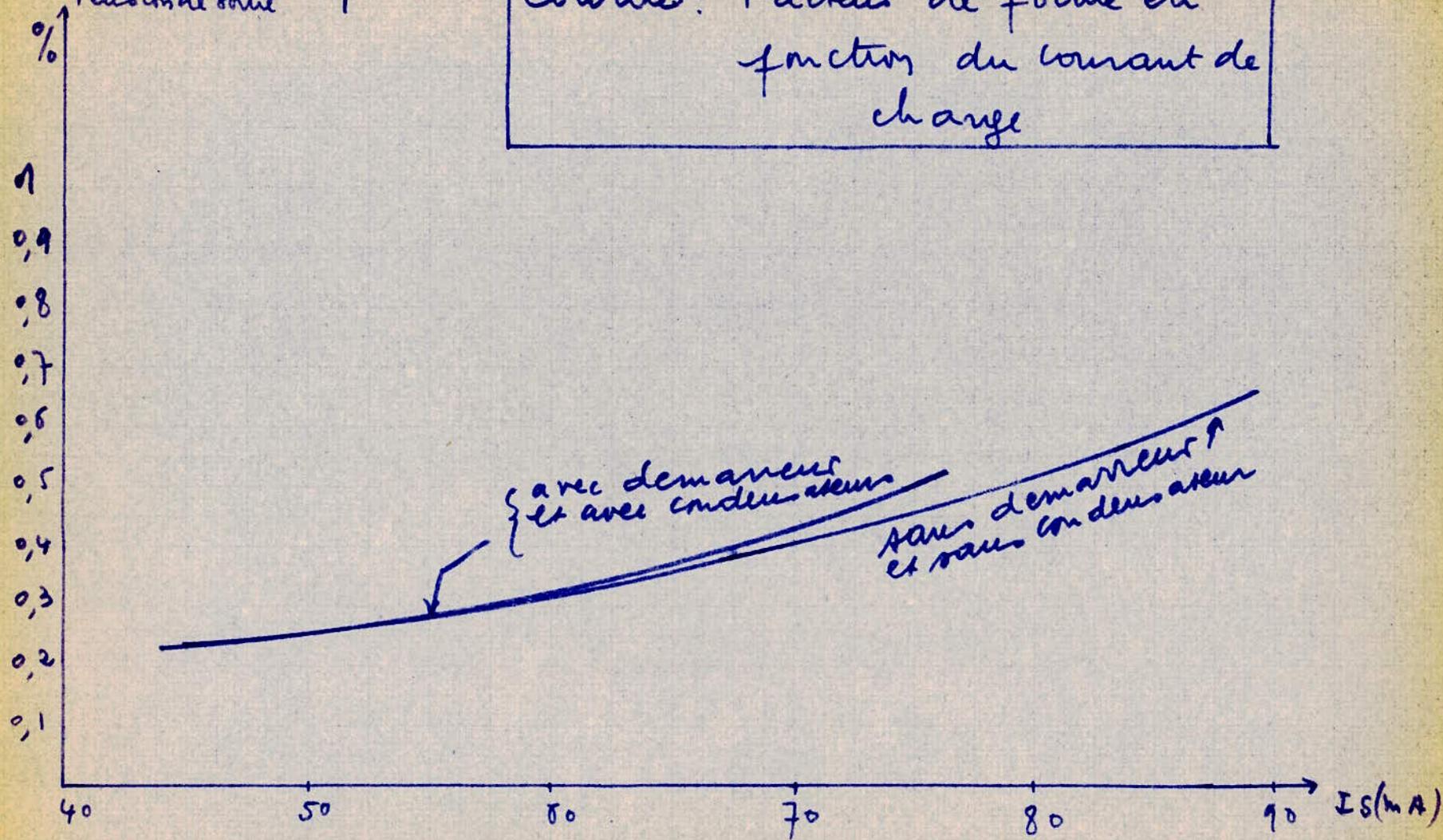


Courbe: Fréquence en fonction du courant de sortie avec condensateurs et avec démarreur



$\frac{\text{ondulation crête à crête}}{\text{Tension de sortie}} = \beta \%$

Courbes: Facteurs de forme en fonction du courant de charge



Remarques:

La puissance de sortie est presque une fonction linéaire du courant de charge. La fréquence reste presque constante. Le rendement maximal est de 80%. L'ondulation de la tension de sortie est inférieure à 0,7%. La courbe  $\beta\% = F(I_S)$  croit lorsque  $I_S$  croit.

En effet, l'ondulation  $\beta\%$  est inversement proportionnelle à la charge R puisque  $\beta\% = -\frac{T}{R.C}$ , ce qui explique le résultat pratique obtenu.

Utilisation:

Pour des raisons d'encombrement de la ferrite, nous n'avons pu avoir qu'une tension de sortie maximale de 250 volts.

Le convertisseur peut alors être utilisé pour alimenter le dernier étage d'un amplificateur H.F d'un radio téléphone. Cet étage peut par exemple être constitué par le tube QQE03/I2 (double tétrode). Le point de fonctionnement du convertisseur sera établi à  $U_s = 220$  V  $I_s = 6$  mA. Ce point est donné par les caractéristiques du tube d'une part et celles du convertisseur d'autre part. La puissance de sortie du convertisseur est alors:  $P_s = 15,2$  Watts.

Le rendement du convertisseur pour ce point est alors de 79%. Le rendement du tube étant de 65%, on recueille alors une puissance anodique H.F de:  $P_o = 10$  Watts.

REMARQUES:

Le rendement de l'ensemble convertisseur-tube est de

$$R = 79\% \times 65\% = 52\%$$

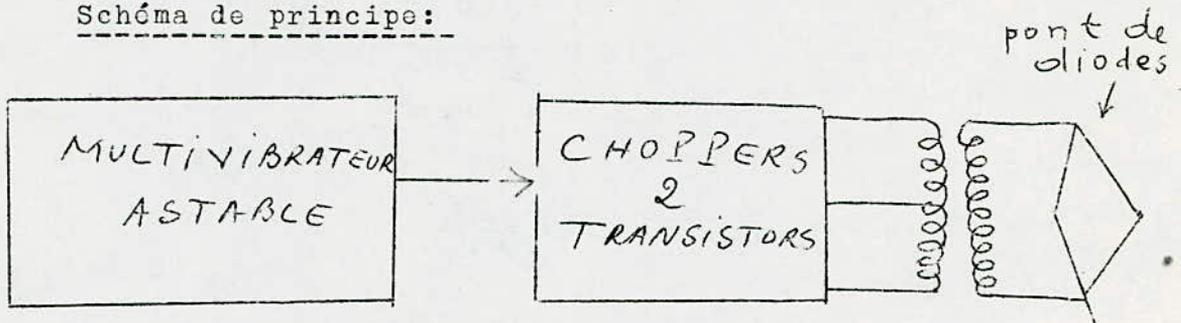
La puissance fournie par la batterie est alors de:

$$P = 19,2 \text{ Watts.}$$

### c) ETUDE DU CONVERTISSEUR PILOTE:

Nous avons vu que le principe général sur lequel est basé un convertisseur de tension est le découpage d'une tension continue. Ainsi pourra-t-on utiliser des choppe rs permettant de découper la tension continue. Ces choppe rs sont pilotés par un multivibrateur. Les signaux découpés sont alors appliqués à un transformateur qui a ici uniquement une fonction d'élevateur de tension.

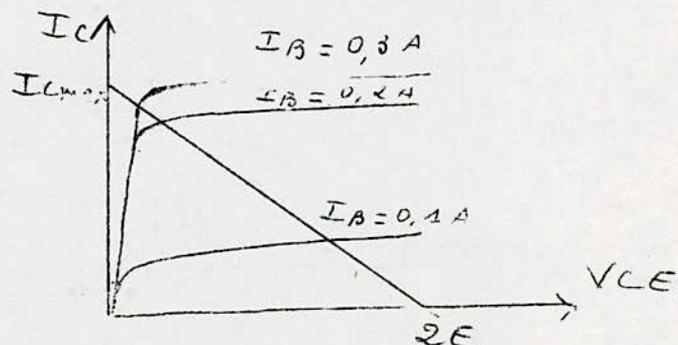
Schéma de principe:



#### I) Analyse du circuit:

Le multivibrateur est astable : les deux transistors qui le composent sont des 2N 2907. Ils sont alternativement bloqués ou saturés. Les choppe rs sont des transistors de puissance: des 2N 3055 que l'on monte sur des refroidisseurs. Ce sont eux qui jouent le rôle de découpeurs. Le courant  $I_c$  qui passe dans le collecteur des transistors du multivibrateur est choisi de façon à obtenir la puissance voulue à la sortie du convertisseur d'une part et à saturer les choppe rs d'autre part. Il faut donc tenir compte de la droite de charge et des caractéristiques des transistors.

Soit la figure suivante:



La fréquence est réglable à l'aide du potentiomètre  $P_I$  disposé dans le circuit du multivibrateur stable. Ce potentiomètre ne modifie pas le rapport cyclique qui reste constant I-I. Ce multivibrateur stable peut être suivi d'un multivibrateur Ce multivibrateur stable peut être suivi d'un multivibrateur bistable et il en résulte une plus grande raideur des flancs du signal rectangulaire de sortie donc un meilleur rendement. Pour le bistable on choisit des transistors à fréquence de coupure élevée. Cet étage attaque ensuite directement deux transistors de puissance.

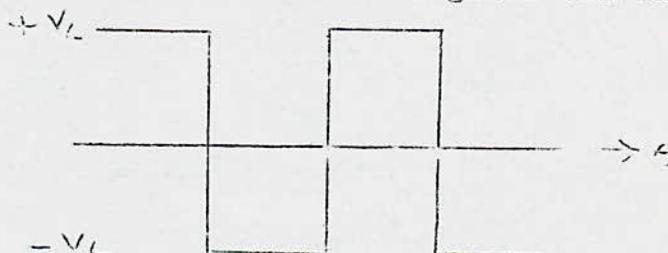
#### TENSION AUX BORNES DU SECONDAIRE DU TRANSFORMATEUR:

Lorsque  $T_1$  conduit le courant  $I_1$  se compose du courant  $i_L$  constant qui traverse la charge  $R'_L$  du transformateur et du courant  $i_m$  de magnétisation qui doit créer le flux circulaire. Ce dernier courant augmente suivant la forme du courant de magnétisation du matériau employé.

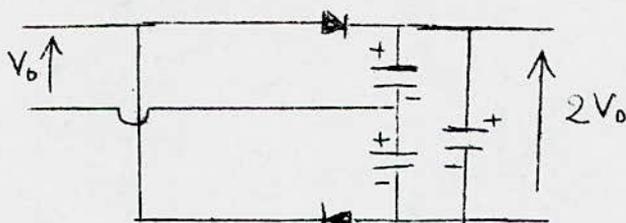
La tension  $E$  de la batterie est alors appliquée presque en totalité sur l'enroulement  $N_1$ . Cette tension est alors induite dans l'enroulement  $N_3$  et reste constante pendant toute la durée de conduction de  $T_3$ . Elle a pour valeur  $+V_L$ .

Quand  $T_1$  est bloqué  $T_2$  et  $T_4$  conduisent la tension  $E$  est alors appliquée à l'enroulement  $N_2$  et est induite dans l'enroulement  $N_3$  et a pour valeur  $-V_L$ .

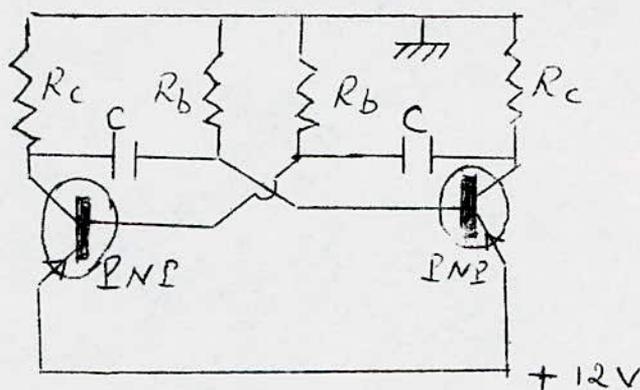
On obtient alors les signaux suivants:



Le redressement et filtrage de cette tension ne posent aucun problème. Dans notre montage pratique, pour élever la tension jusqu'à 250V on utilise un doubleur de tension soit le montage suivant:



CALCUL DES ELEMENTS DU MULTIVIBRATEUR ASTABLE:



On choisit  $I_C = 200\text{mA}$  et  $\beta_0 = 100$

$$R_C = \frac{E}{I_C} = \frac{12 \cdot 10^3}{200} = 60 \text{ ohms}$$

$$I_b = \frac{E}{R_b}$$

Pour saturer le transistor on doit respecter la condition:

$$I_b > \frac{I_c}{\beta_0} \quad \text{soit} \quad \frac{E}{\beta_0 R_b} > \frac{E}{R_C}$$

Ou encore

$$R_b < \beta_0 R_C$$

$$R_b < 6\text{K} \Omega$$

$$\text{On egalement } T = 1,38 R_C$$

$$\text{Soit } C = 0,33\text{MF}$$

ETUDE DU TRANSFORMATEUR:

Le transformateur doit être constitué par une ferrite ayant un bon fonctionnement à 1KHZ.

-Il a deux enroulements primaires de 73 spires chacun constitués par du fil de 1,4mm de diamètre.

Un enroulement secondaire de 2140 spires avec du fil d'un diamètre de 0,4mm.

RENDEMENT DU CONVERTISSEUR PILOTE:

Ce convertisseur a un rendement assez faible.

On trouve en effet les pertes dues:

- Au pilote
- Au transformateur
- Aux mauvaises commutations

En effet les transistors de puissance sont bien saturés mais mal bloqués car au blocage du transistor pilote il y a un courant résiduel  $I_{Ceo}$  qui passe. Ce courant représente également le courant  $I_b$  du transistor de puissance. Alors que normalement au blocage le  $\beta$  courant  $I_b$  du transistor de puissance doit être nulle. Dans notre cas il est égal à  $\beta I_{Ceo}$ . Ces différentes pertes font alors chuter le rendement.

$\beta$  gain en courant du transistor 2N 2907

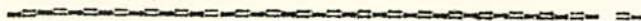
MANIPULATION

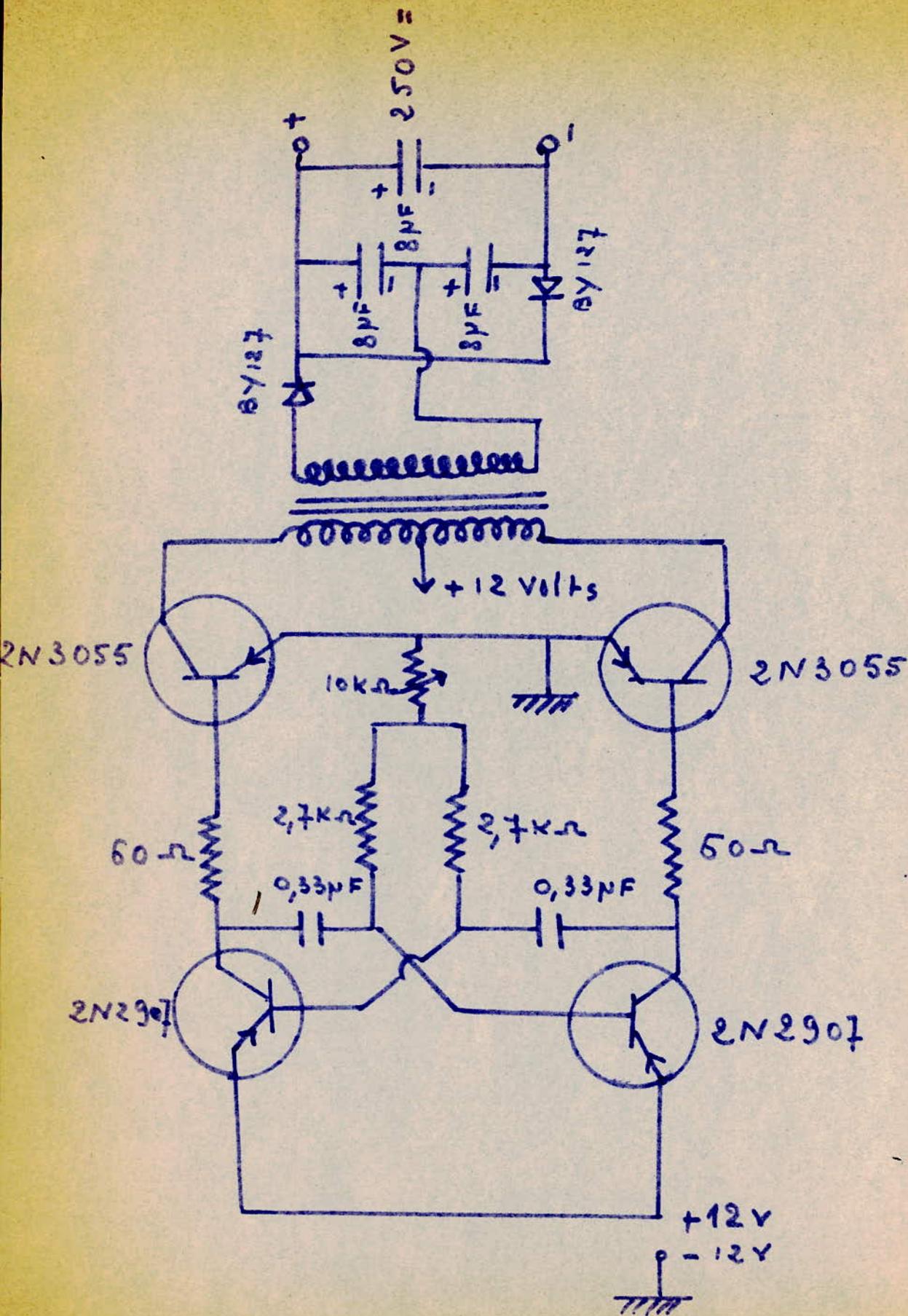
On relève les mêmes courbes que pour le convertisseur à couplage magnétique. On constate que le rendement est de 60%. Notons par ailleurs qu'on aurait pu augmenter le rendement en employant une autre ferrite ayant un bon fonctionnement à un Kilohertz.

ETUDE PRATIQUE

CONVERTISSEUR PILOTE

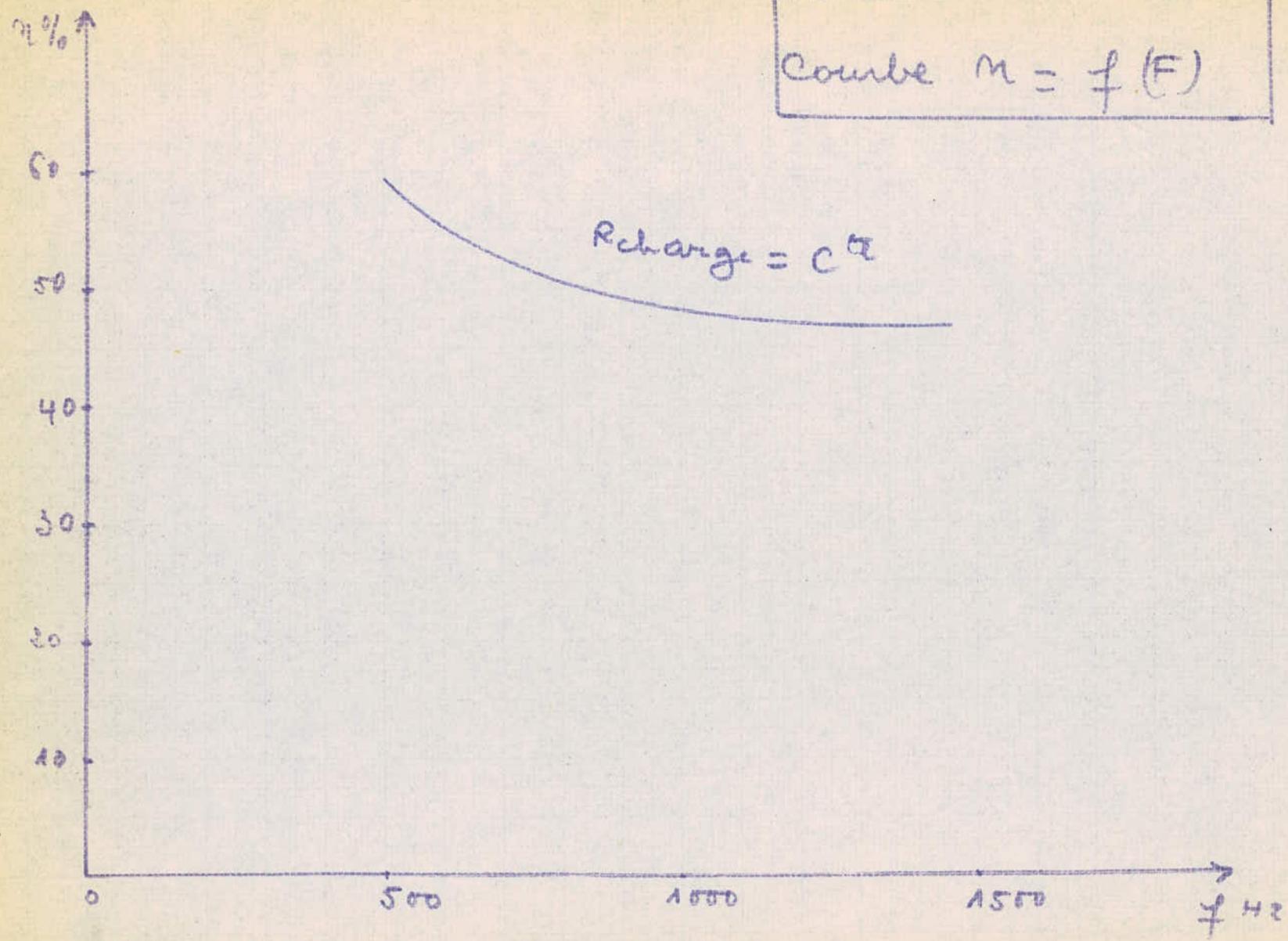
RELEVÉ DES DIFFÉRENTES COURBES

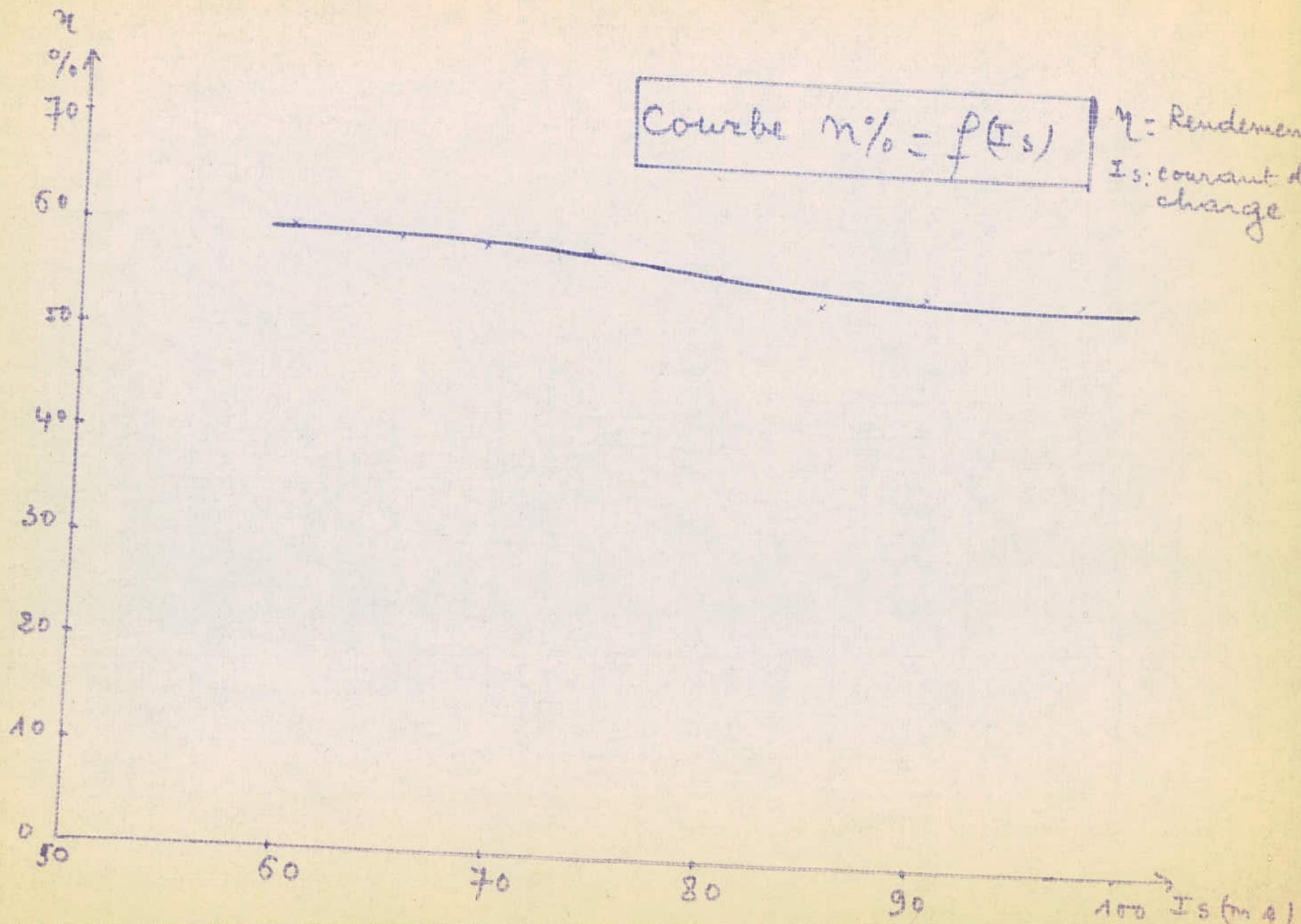




CONVERTISSEUR PILOTÉ

Curve  $n = f(F)$

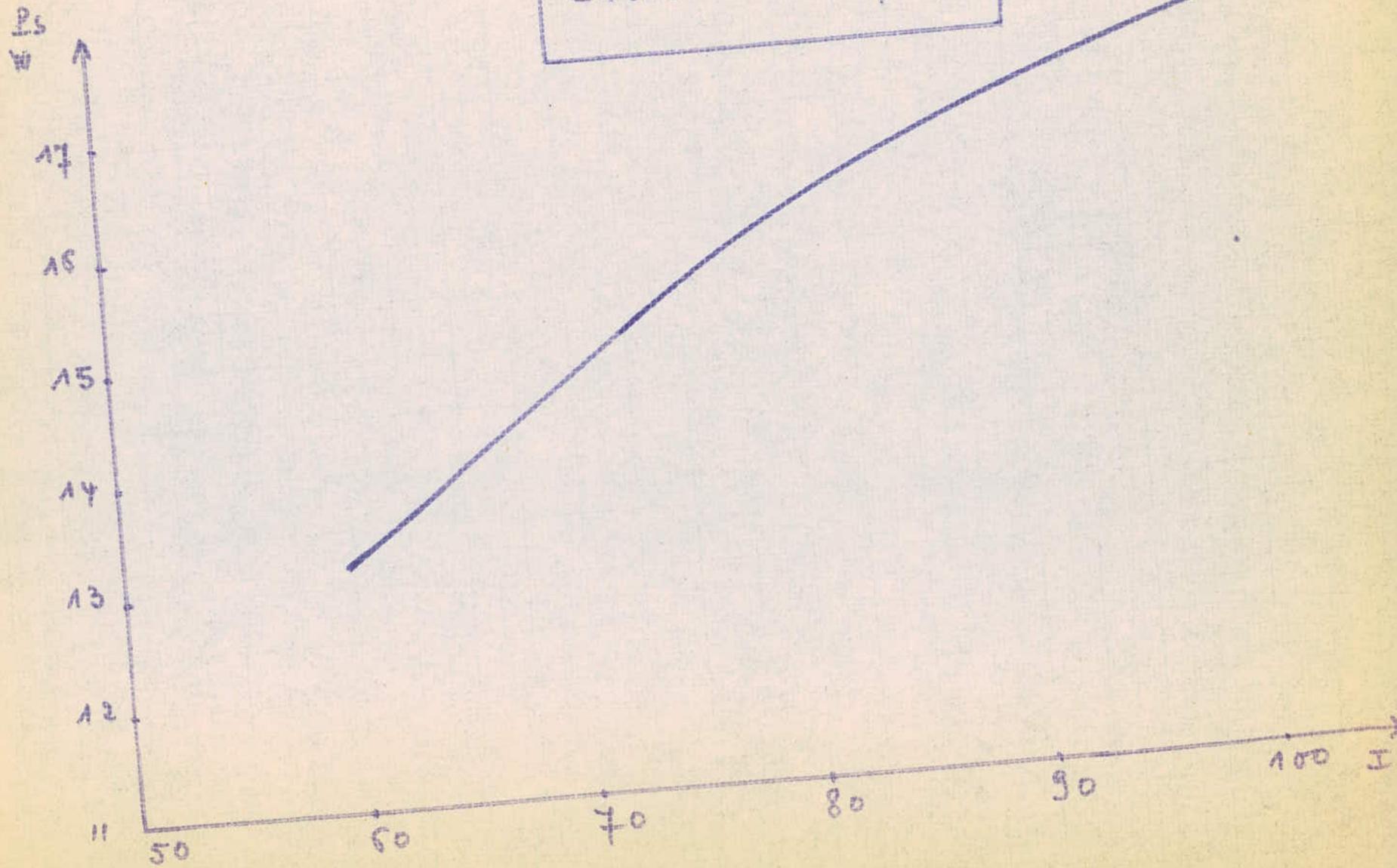




Courbe  $\eta\% = f(I_s)$

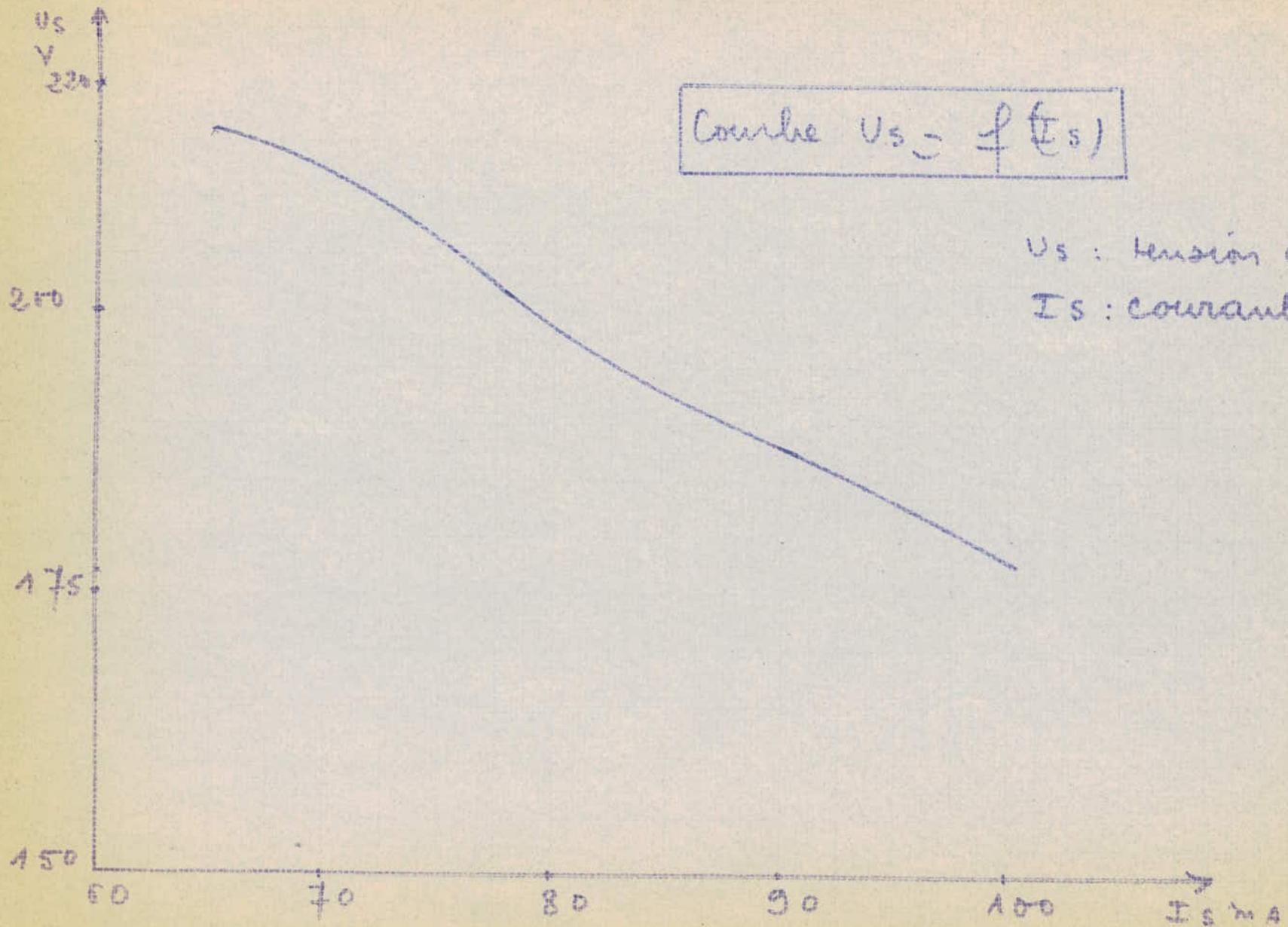
$\eta$  = Rendement  
 $I_s$  : courant de charge

Curve  $P_s = f(I_s)$



Courbe  $U_s = f(I_s)$

$U_s$  : tension de sortie  
 $I_s$  : courant de charge



Toute alimentation haute tension doit être manipulée avec précautions. Les ensembles miniatures ne font pas exception. Dans la majorité des cas la tension de sortie élevée et continue peut provoquer la mort. Les alimentations à batterie sont particulièrement dangereuses. Il  <sup>faut</sup> donc dans certains cas prévoir des systèmes de sécurité

Les alimentations miniatures à hautes tensions sont souvent plus dangereuses que les alimentations habituelles plus encombrantes, justement à cause de leur petitesse et de leur fonctionnement " silencieux " qui les font considérer comme parfaitement inoffensives. Il n'en subsiste pas moins la nécessité d'éviter tout contact du corps avec les points placés à un potentiel élevé notamment la sortie du convertisseur.

CONCLUSION GENERALE

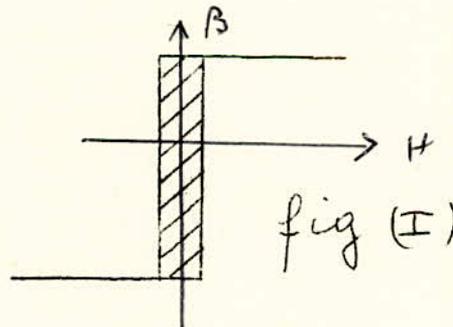
Nous avons remarqué que les frequences de travail du convertisseur sont en general de l'ordre du Kilohertz.

On sait d'autre part que les pertes dans le fer d'un transformateur sont proportionnelles au carré de la frequence; On attachera donc beaucoup de soins au choix de la ferrite à employer. Nous avons réalisé deux convertisseurs dont les organes de commande sont differents.

➤ Un convertisseur à couplage magnetique.

- Un convertisseur piloté par un multivibrateur astable.

Ceci nous permet d'affirmer que malgré les avantages du convertisseur piloté quant à son demarrage automatique, à la simplicité de fabrication de son transformateur (le cycle d'hystérésis peut ne pas être rectangulaire). Le convertisseur à couplage magnétique reste encore la meilleure approximation que l'on puisse adopter. Mais, cela n'empêche pas que l'on peut essayer de perfectionner en cherchant à réaliser des ferrites ayant un cycle d'hystérésis de la forme (I) et où la surface hachurée soit minimale.



BIBLIOGRAPHIE

Téchniques de l' ingénieur: Tome 6 Construction des emetteurs par

J. FAGOT

Théorie et pratiques des transistors par: SCHEA

Applications pratiques des transistors par: F.HURE

Texas Instruments: Calcul des circuits à transistors