

Cours donné dans le cadre de l'UNIVERSITE POPULAIRE  
DE LAUSANNE

ELECTRONIQUE  
=====

4<sup>eme</sup> Semestre (1<sup>ere</sup> Partie)

LES GENERATEURS

77.143 4/1

Semestre d'automne 1966

Professeur : A. Henchoz  
Polycopié : A. Gsponer

77.143 4/1

EPF-BIB (Lausanne)



EM000007019012

BIBLIOTHÈQUE  
BATIMENT DES SCIENCES PHYSIQUES  
Université de Lausanne

T A B L E  
D E S  
M A T I E R E S

A : STABILISATEURS

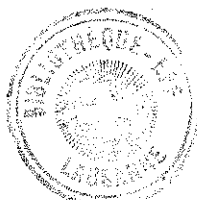
Chap 1	: UTILISATION DES STABILISATEURS	p	1
Chap 2	: STABILISATEURS DE RESEAU	p	2
Chap 3	: STABILISATEURS DE TENSION CONTINUE	p	4
Chap 4	: STABILISATEURS DE COURANT CONTINU	p	10

B : GENERATEURS SINUSOIDAUX

Chap 5	: OSCILLATEURS R-C	p	11
Chap 6	: OSCILLATEURS L-C	p	13
Chap 7	: OSCILLATEURS L-R	p	15

C : GENERATEURS D'IMPULSIONS

Chap 8	: IMPULSIONS	p	16
Chap 9	: MULTIVIBRATEURS	p	17
Chap 10	: OSCILLATEUR BLOQUE	p	20
Chap 11	: CIRCUITS A SEUIL	p	21



S T A B I L I S A T E U R S

Chapitre 1 :

UTILITE DES STABILISATEURS.

Les différentes alimentations de courant et de tension continues d'un appareil sont généralement obtenues à partir de la tension alternative du secteur. Cette tension de réseau n'est pas constante et est sujette à des variations imprévisibles pouvant être de l'ordre de 20 %. Ainsi :

-D'une part, si la consommation augmente sur le réseau, la résistance des conducteurs d'aménée fera baisser la tension du secteur.

-D'autre part, l'appareil lui-même n'étant pas une charge constante, il contribuera aussi à modifier sa tension d'alimentation.

Dans ces conditions, si le fonctionnement d'un appareil exige une tension d'alimentation constante, nous serons obligés à stabiliser celle-ci. Cette exigence se présente dans deux cas principaux :

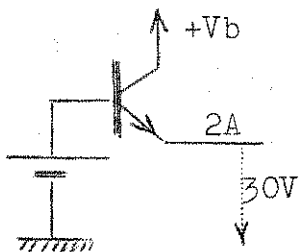
-Les appareils de précision.

-La construction en série d'appareils.

En effet, pour qu'une construction en série d'appareils soit rentable il faut que ceux-ci fonctionnent du premier coup avec un minimum de mise au point. Pour réaliser l'appareil on applique alors le principe du "Worst Cas Design" ("pire cas possible"), c'est à dire que l'on calculera l'appareil de sorte qu'il fonctionne normalement dans les cas même les plus défavorables.

Exemple :

Soit un émetteur follower dont la tension d'alimentation est



obtenue par simple redressement du secteur. ( $V_b \pm 20\%$ ) On a besoin d'une tension de 30V sur l'émetteur et d'un courant de 2A. Quelle tension doit-on appliquer sur le collecteur ?

Fig.1.

1) A priori, il suffirait d'une tension de 1 à 2 V entre collecteur et émetteur pour faire fonctionner le dispositif. D'où,  $V_b = 32 V$  et le transistor doit être capable de dissiper une puissance de  $4 W$ .

2) Supposons que  $V_b$  varie de 20%, donc de  $\pm 6 V$ , on a alors

$$26 V < V_b < 38 V$$

Avec  $V_b = 26 V$ , le transistor est bloqué. On devra donc imposer, W.C.D.,  $V_b = 38 V$ . Alors

$$32 V < V_b < 46 V$$

et le transistor n'est jamais bloqué mais devra être capable de dissiper une puissance maximum de  $(46 - 32) \cdot 2 = 32 W$

Conclusion: Avec une tension de secteur pouvant varier de 20 %, nous avons été amené à porter  $V_b$  de 32 à 38 V et à multiplier par 8 les conditions de puissance sur le transistor. En stabilisant la tension  $V_b$  nous diminuons le coût du dispositif en augmentant sa sécurité de fonctionnement.

Chapitre 2 : STABILISATEURS DE RESEAU

2.1.: TYPES DE STABILISATEURS DE TENSION.

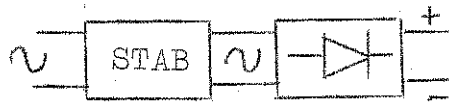
1) Stabilisateurs de tension continue :



On garantit  $V_b$  contre les fluctuations d'origine interne et externe à l'appareil.

Fig.2.

2) Stabilisateurs de réseau :



On garantit  $V_b$  contre les variations d'origine externe à l'appareil. Ce type de montage permet de stabiliser les tensions de chauffage des tubes.

Fig.3.

2.2.: STABILISATEURS MAGNETIQUES.

La partie principale d'un stabilisateur magnétique est un circuit oscillant dont la self, bobinée sur un noyau ferromagnétique fonctionne en un point proche de la saturation.

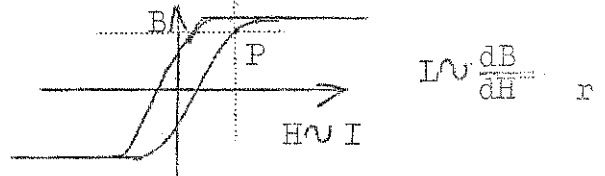


Fig.4.

Examinons comment varie le courant dans les deux parties du circuit oscillant :

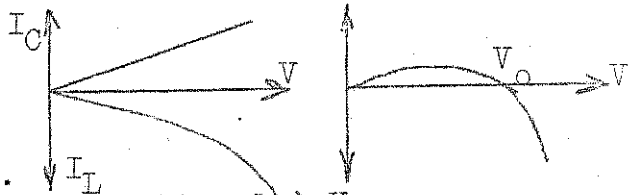
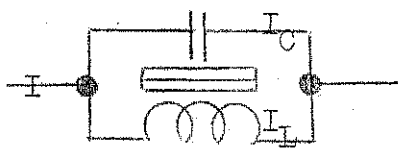


Fig.5.

- Le courant capacitif  $I_C$  est proportionnel à  $V$ .
- Si  $V$  est faible, zone linéaire du cycle d'hystérèse, on aura  $I_L$  proportionnel à  $V$ . Mais si l'on approche de la saturation,  $I_L$  diminue de sorte que  $I_L$  augmente en valeur absolue.
- La somme de ces courants est donc nulle pour une certaine valeur de  $V$ . ( Résonance. )

Considérons maintenant le dispositif de la Fig.6. dans le-quel la self  $L_1$  fonctionne normalement.

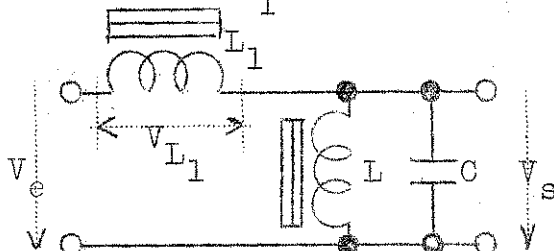


Fig.6.

Soit  $V_e$  proche de  $V_0$  :

- Si  $V_e \nearrow$ , on aura un courant inductif dans le circuit oscillant,  $I_L \nearrow$  et  $V_{L1} \nearrow$ . Ainsi,

$$V_s = V_e - \Delta V_{L1} \quad ( I_L < 0 )$$

L'augmentation de  $V_e$  est compensée en partie par celle de  $V_{L1}$ .

- Si maintenant  $V_e \searrow$ ,  $I_C \nearrow$ , et  $V_{L1} \nearrow$ . Ainsi,

$$V_s = V_e + \Delta V_{L1} \quad ( I_C > 0 )$$

Dans ces deux cas, il est important de remarquer que  $V_s$  doit varier pour permettre la compensation. Avec un tel système on n'arrivera donc qu'à diminuer d'un certain facteur les variations de  $V_e$ . ( de 5 à 20 x.)  
 Pour cette raison on complète le circuit ci-dessus par une self  $L_2$  couplée à  $L_1$ .

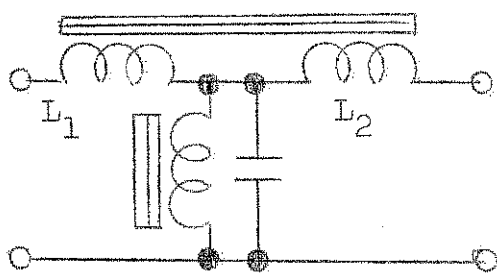


Fig. 7.

Dès lors, si  $\Delta V_s$  n'est plus qu'une fraction de  $\Delta V_e$ , on peut compenser la fraction manquante,  $\Delta V_s$ , avec cette seconde self couplée à la première. La stabilisation pourrait être théoriquement parfaite. Pratiquement, on réalise de stabilisateurs de ce type garantissant  $V_s$  à 1% près pour une tension  $V_e$  variant de 170 à 250 V par exemple.

Il faut noter que le stabilisateur magnétique déforme la tension d'entrée. Ce défaut est dû au fait que la compensation est surtout importante quand les tensions sont proches de leur maximum. On peut améliorer la forme de  $V_s$  en complétant le régulateur par un certain nombre de filtres supprimant les harmoniques indésirables.

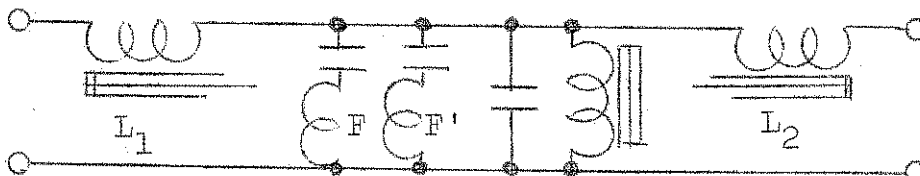


Fig. 8.

### 2.3. : REGULATEURS MAGNETIQUES.

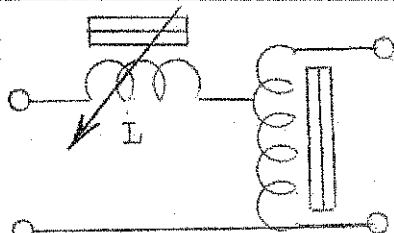


Fig. 9.

Pour stabiliser des puissances supérieures au kV/A on a recours aux régulateurs magnétiques. Leur principe consiste à utiliser une self transformable ( dont on peut varier l'inductance ) suivie d'un auto-transformateur élévateur. Une telle inductance variable est réalisée en saturant à

l'aide d'un second bobinage, comportant un nombre de spires élevé, parcouru par un courant continu commandant la compensation.

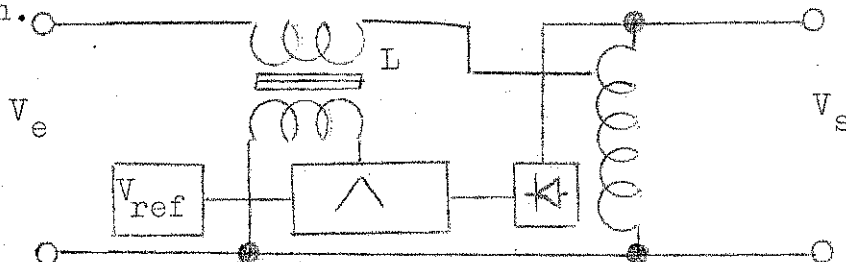


Fig. 10.

La tension de sortie redressée est comparée dans un amplificateur différentiel à une tension de référence constante. La différence de ces tensions est amplifiée et corrige la variation de  $V_s$  par l'introduction d'un courant approprié dans la self transformable.

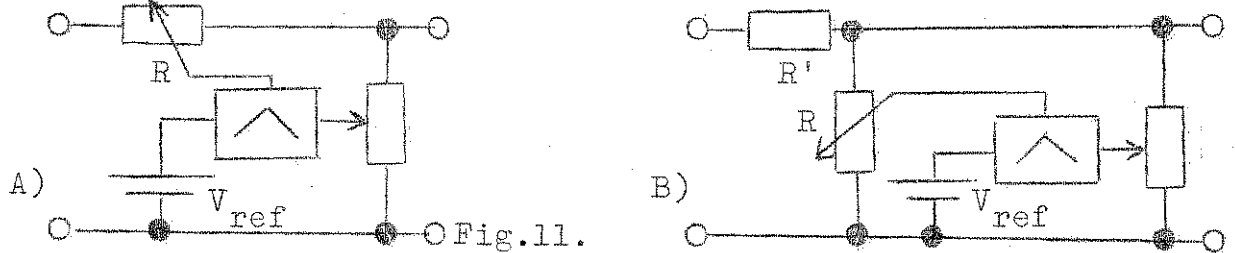
Le rapport des variations de  $V_e$  aux variations de  $V_s$  est de l'ordre du gain de l'amplificateur différentiel.

Chapitre 3 :

STABILISATEURS DE TENSION CONTINUE

3.1.: SCHEMA DE PRINCIPE D'UN STABILISATEUR DE TENSION.

Dans un stabilisateur de tension on compare une fraction de la tension de sortie à une tension de référence fixe par un amplificateur différentiel. La fluctuation décelée est amplifiée et commande une résistance variable permettant de faire la compensation. Suivant que cette résistance variable est placée en série ou en parallèle dans le circuit de stabilisation, on distingue les stabilisation série et stabilisation parallèle. (Fig.11.)



Le montage série est le plus utilisé. (A) Si dans ce dernier seul un faible courant (celui qui passe par le diviseur) est consommé par l'étage de stabilisation, dans le montage parallèle un courant qui peut être important est absorbé par la résistance variable. Le rendement du montage est donc inférieur à celui du montage série; cependant, il présente l'avantage de se comporter comme une charge constante pour  $V_e$ .

3.2.: ELEMENTS DE REFERENCE DE TENSION.

1) Piles étalon.

Certaines piles délivrent une tension extrêmement stable. Exemple,

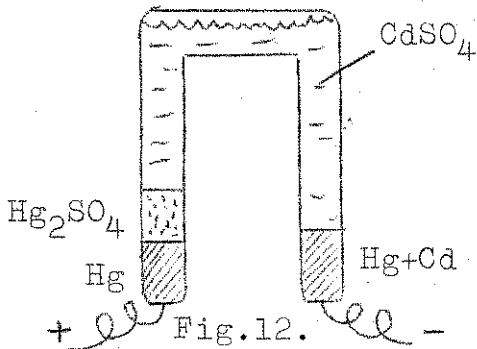
Elément Weston:

C'est une pile dont la force électromotrice est de 1,0186 v à 20°C. Elle est très stable et possède un coefficient thermique de l'ordre de 0,1/100 par °C.

Inconvénients :

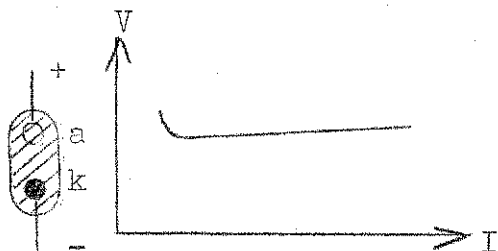
- grande résistance interne ( de l'ordre du kilohm )
- c'est une pile liquide, qui ne peut donc pas être renversée.
- si l'on fait débiter une telle pile,

la force électromotrice se modifie et ne reprend que très lentement sa valeur initiale.



2) Tubes à gaz.

Lorsque un tube à gaz s'allume, la tension à ses bornes baisse et devient pratiquement indépendante du courant qui la traverse. Cette tension dépend d'ailleurs que des caractéristiques géométriques du tube et de la nature du gaz. Elle est donc stable au cours du temps et dépend très peu de la température.



On fabrique des tubes à gaz dont la tension de référence est comprise entre 80 et 1000 V.

(Voir aussi 2<sup>ème</sup> Semestre P.46.)

Fig.13.

3) Diodes Zener.

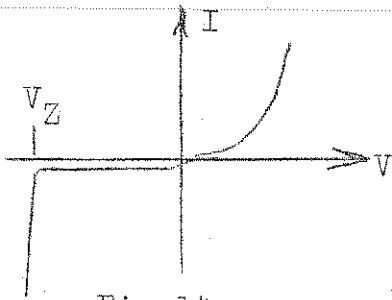


Fig.14.

On sait que si l'on applique une tension inverse suffisamment élevée à une diode, le courant inverse augmentera brusquement à partir d'une certaine tension dite de Zener.

Ce phénomène complexe est dû principalement, voir 2<sup>ème</sup> Semestre p 56,

- pour les diodes dont  $V_Z < 4$ , à un effet de champ,

- pour les diodes dont  $V_Z > 4$ , à un phénomène d'ionisation.

L'effet Zener dépend essentiellement de la répartition des atomes autour de la jonction de sorte que  $V_Z$  est stable à température constante.

La température a une influence différente sur les phénomènes mentionnés plus haut :

- Effet de champ  $\nearrow$  si  $T \nearrow \Rightarrow$  coefficient de Temp  $> 0$
- Ionisation  $\searrow$  si  $T \nearrow \Rightarrow$  coefficient de Temp  $< 0$

Comme ces deux phénomènes se superposent et que l'un d'eux l'emporte suivant la valeur de  $V_Z$ , on peut trouver des diodes Zener dont le coefficient de température est nul. (Fig.15.)

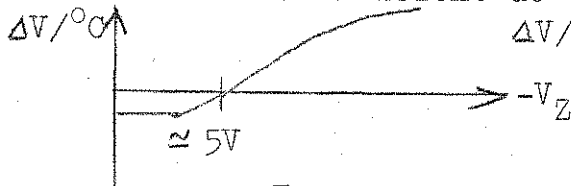


Fig.15.

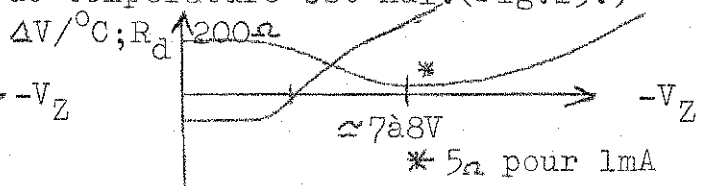


Fig.16.

Ces diodes sont obtenues par sélection ou contrôle de dopage. (Leur coût est encore élevé.)

Il faut encore noter que le coude de Zener n'est pas absolument vertical, on peut mesurer une résistance dynamique qui est minimum pour une tension de Zener de l'ordre de 7 à 8 V. (Fig.16.)

On construit des diodes Zener dont les tensions  $V_Z$  s'étendent de 2 à 200 V.

3.3.: STABILISATEUR SIMPLE A TRANSISTORS.

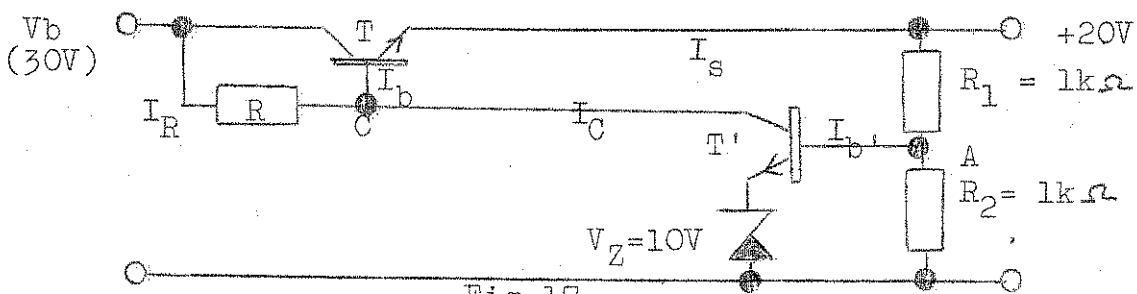


Fig.17.

- La résistance variable, ici en série, est constituée par un transistor capable de supporter le courant de sortie nécessaire : 1 A par exemple.

- L'amplificateur différentiel est un transistor dans l'émetteur duquel on a placé la diode Zener.

- A partir d'une tension  $V_b = 30$  V, on veut obtenir une tension stabilisée de 20 V. On dispose d'une diode Zener avec  $V_Z = 10$  V. Le diviseur  $R_1, R_2$  est donc déterminé et, en négligeant le courant de base de  $T'$ , on prendra  $R_1 = R_2 = 1$  kilohm.

Fonctionnement :

Vérifions que notre schéma réalise bien une stabilisation :  
 si  $V_{S_s} \downarrow$ ,  $V_A \downarrow$ , or  $V_E = V_Z = \text{cst}$ , donc T' devient moins conducteur alors  $I_b \downarrow$  et la conduction de T augmentant  $\Rightarrow V_{S_s} \uparrow$ .

Calcul des éléments :

Supposons que le gain en courant de T soit de 40. Si le courant de sortie doit être au maximum égal à 1 A, le courant de base ne devra pas dépasser  $1 \text{ A} / 40 = 25 \text{ mA}$ . La résistance R devra donc être inférieure à  $R_{\text{max}} = 10 \text{ V} / 25 \text{ mA} = 400 \text{ ohm}$ . On prendra  $R = 300 \text{ ohm}$ .

Calcul des performances :

A : Résistance interne.

(Caractérise l'influence de la variation de la charge sur  $V_{S_s}$ .)  
 Supposons que  $V_e$  reste constant mais que  $V_{S_s}$  varie de 0 à 1A.  
 La tension aux bornes de R est alors de  $10^{\text{SV}}$  et

$$I_R = 10 : 300 = 33 \text{ mA}$$

On a  $I_R = I_b + I_C$ . Écrivons les variations des différents courants :

si $\beta = 100$	$\begin{matrix} I_s & ( & 0 \rightarrow 1 & \text{A} & ) \\ I_b & ( & 0 \rightarrow 25 & \text{mA} & ) \\ I_C & ( & 33 \rightarrow 8 & \text{mA} & ) \\ I_{b'} & ( & 330 \rightarrow 80 & \mu\text{A} & ) \end{matrix}$	$\begin{matrix} I_b = I_s / \beta \\ I_C = I_R - I_b \\ I_{b'} = I_C / \beta' \end{matrix}$	$\begin{matrix} \Delta I_s = 1 \text{ A} \\ \Delta I_b = 25 \text{ mA} \\ \Delta I_C = -25 \text{ mA} \\ \Delta I_{b'} = -250 \mu\text{A} \end{matrix}$
------------------	-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

$\Delta V_C = ?$  (Variation due à la résistance d'entrée de T.)

On a  $\Delta V_C = -R_e \Delta I_b = -\beta 25 \cdot 10^{-3} \cdot I_s \cdot \Delta I_b = -0,025 \text{ V}$

$\Delta V_A = ?$

Par application du théorème de Thévenin, on voit que la résistance présentée par  $R_1$  et  $R_2$  est la mise en parallèle de celles-ci, soit  $500 \text{ ohm}$ .

$$\Delta V_A = 500 \Delta I_{b'} = -0,125 \text{ V}$$

$\Delta V_Z = ?$

Soit  $R_d = 5 \text{ ohm}$ .  $\Delta V_Z = 5 \cdot \Delta I_C = -0,125 \text{ V}$

Ainsi

$$\Delta V_{S_s} = \Delta V_C + \Delta V_A + \Delta V_Z = 0,275 \text{ V} \quad \text{d'où}$$

(1)

$$R_i = \frac{\Delta V_{S_s}}{\Delta I_s}$$

$$R_i = 0,275 / 1 = \underline{\underline{0,275 \text{ ohm}}}$$

B : Coefficient de stabilisation.

(Influence de  $\Delta V_e$  sur  $V_{S_s}$ .) Soit  $\Delta V_e = 10\%$ , alors

$$\begin{matrix} V_e & ( & 30 \rightarrow 33 & \text{V} & ) \\ V_R & ( & 10 \rightarrow 13 & \text{V} & ) \\ I_R & ( & 33 \rightarrow 40 & \text{mA} & ) \end{matrix}$$

Supposons  $I_s$  constant. Alors  $\Delta I_b = 0$  et  $\Delta I_C = (40 - 33) = 7 \text{ mA}$

$\Delta V_C = 0$  car  $I_b$  est constant.

$\Delta V_A = ?$   $\Delta V_A = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_C / \beta' = 70 \mu\text{A} \cdot 500 = 35 \text{ mV}$

$\Delta V_Z = ?$

$$\Delta V_Z = \Delta I_C \cdot R_d = 7 \text{ mA} \cdot 5 = 35 \text{ mV}$$

Alors

$$\Delta V_{S_s} = 35 + 35 = 70 \text{ mV} = 3,5 \% V_{S_s} \quad \text{d'où}$$

(2)

$$k = \frac{V_e / V_e}{V_{S_s} / V_{S_s}}$$

$$k = 10 \% / 3,5 \% = \underline{\underline{30}}$$



3.4.: AMELIORATIONS.

Nous remarquons que les différentes variations de tensions qui interviennent dans le calcul de la résistance interne sont proportionnelles à la variations du courant de base de T. Cette variation peut être diminuée en montant un transistor en Darlington sur T. (Fig.18.) L'influence du courant de base de T' sur la tension au point A peut être atténuée de la même manière. ( Transistor T''' de la Fig.18.)

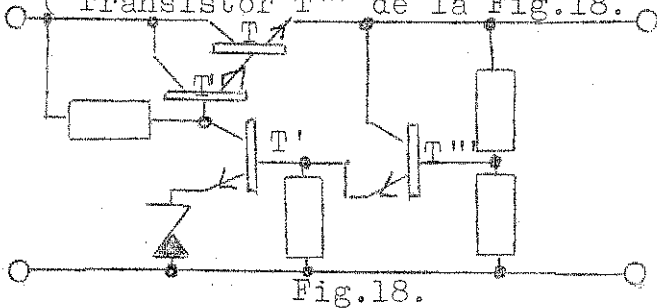


Fig.18.

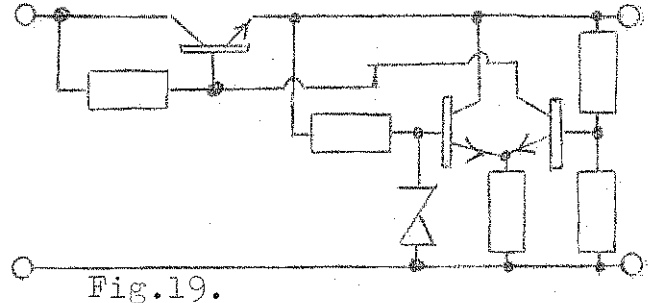


Fig.19.

Les variations de tension sur la diode Zener et l'influence de la température peuvent être éliminé par un montage symétrique.(Fig.19.)

3.6. : LIMITEURS DE COURANT.

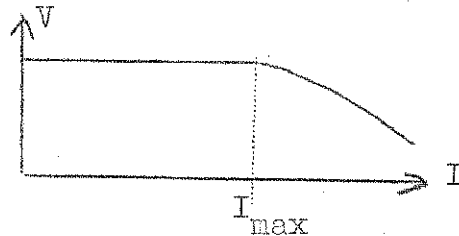
Il est souvent utile de disposer d'alimentations à débit limité écartant les possibilités de surintensités dans la charge. Deux méthodes sont applicables :

- Une résistance en série dans le circuit prélève une tension proportionnelle au courant délivré. Un circuit à seuil déclenche un relais coupant l'alimentation, momentanément ou définitivement, si une tension correspondante au courant maximum est dépassée.

- Une tension proportionnelle au courant est toujours prélevée de la même manière. On place un transistor aux bornes de cette résistance.(Fig.20.)



Fig,20.



On choisit alors R de sorte que le transistor consomme un courant important dès que le courant de sortie maximum est atteint. La tension de sortie se met alors à baisser.

3.7.: STABILISATEURS DE TENSION A TUBES.

Les montages stabilisateurs à tubes permettent de stabiliser des tensions continues de quelques centaines à milliers de Volt.

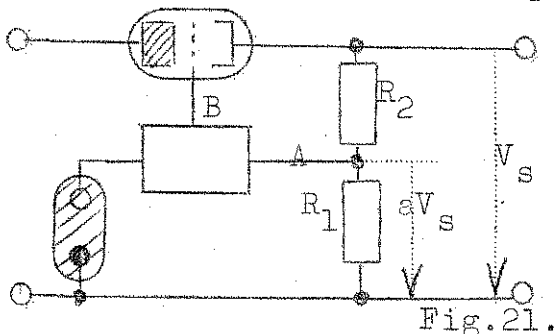


Fig.21.

Données :

Pente S du tube.

Gain de l'amplificateur différentiel : G.

$$a = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Calcul de la résistance interne :

Supposons qu'une variation de charge à pour conséquence une variation  $\Delta I$  du courant de sortie et  $\Delta V_s$  de la tension de sortie. Comme la résistance d'entrée de l'amplificateur différentiel est grande, on aura

$$\Delta V_A = \Delta V_s \cdot a$$

et à la sortie de l'ampli

$$\Delta V_B = a \cdot G \cdot \Delta V_s$$

Cette variation est appliquée à la grille du tube régulateur. Si  $V_s$  diminue  $\Delta V_B$  doit être positive pour rattrapper cette variation. Entre la grille et la cathode de ce tube on aura donc :

$$\Delta V_s - G \cdot a \cdot \Delta V_s \quad \text{et si } aG \gg 1$$

$$\Delta I = S G a \Delta V_s \quad \text{d'où}$$

(3)

$$R_i = \frac{1}{S G a}$$

Exemple :  $G = 100, a = 1/3, S = 5 \text{ mA/V} \quad R_i = \underline{6 \text{ ohm}}$

Calcul du coefficient de stabilisation :

Supposons qu'une variation  $\Delta V_e$  de la tension d'entrée entraîne une variation  $\Delta V_s$  de la tension de sortie. Si la tension de grille du tube régulateur est constante on a

$$k = \frac{V_e}{V_s} = \mu$$

Le tube en lui même stabiliserait la tension d'un facteur . Maintenant si on ajoute un amplificateur différentiel il semble que le coefficient devrait être égal à

(4)

$$k_{\text{théorique}} = a G \mu$$

Ce n'est pas le cas en réalité car pour réaliser le montage de l'amplificateur différentiel nous sommes obligés de prélever une tension d'alimentation sur la haute tension à stabiliser.

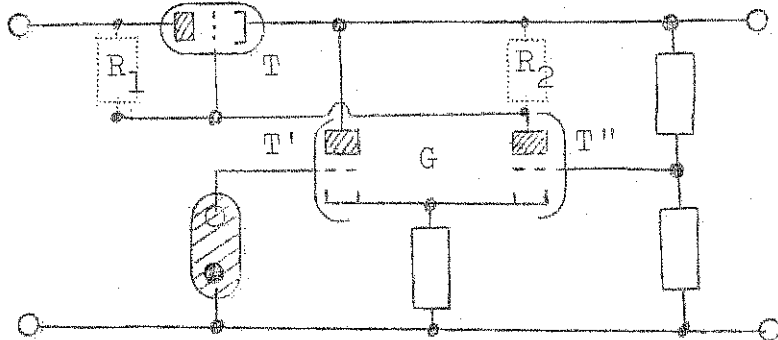


Fig.22.

Deux cas peuvent se présenter : 1° Résistance de charge placée en  $R_1$

(On utilise la tension déjà stabilisée pour alimenter  $T''$ .)  
La valeur de la résistance  $R_2$  est limitée par la tension  $V_{GK}$  de  $T$  qui est pratiquement imposée. On ne peut donc pas augmenter le gain de l'amplificateur différentiel.

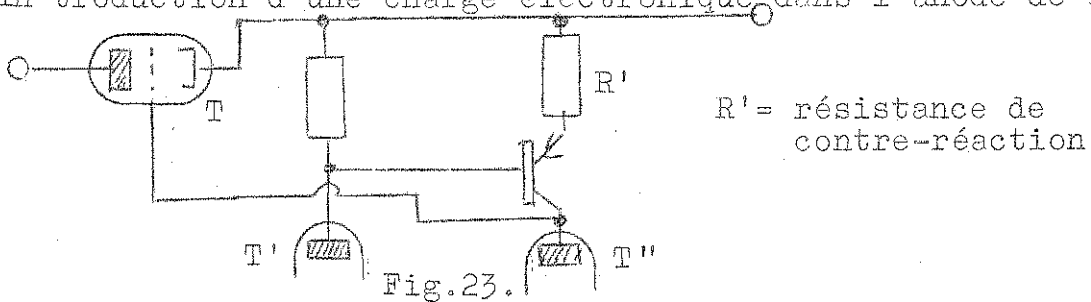
2° Résistance de charge placée en  $R_2$

On peut obtenir un gain plus élevé car la tension d'alimentation disponible est plus grande. Cependant, de cette manière on relie la grille de  $T$  à l'entrée du stabilisateur et l'on transmet ainsi directement la variation de  $V_e$  sur la grille du tube série.

Conclusion : Il est nécessaire de regarder dans chaque cas particulier lequel des deux possibilités est la plus rentable pour obtenir une stabilisation maximum.

On peut aussi avoir recours à divers perfectionnements :

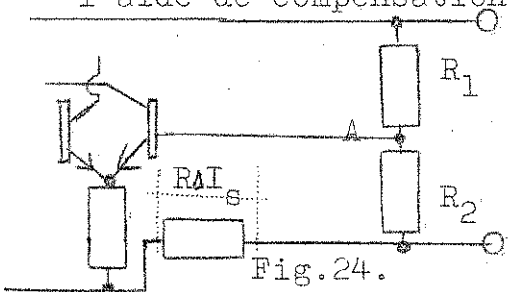
- Adjonction d'un second étage à l'amplificateur différentiel.
- Introduction d'une charge électronique dans l'anode de T''.



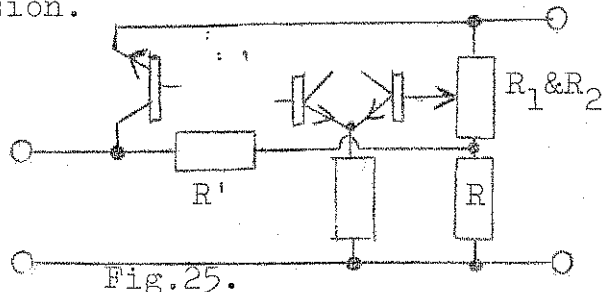
Dans un tel montage la charge électronique est constituée par un transistor. La résistance de collecteur d'un transistor avec contre-réaction de courant étant très élevée, le gain de l'amplificateur différentiel est pratiquement égal au coefficient d'amplification de T''. Notons que dans un tel montage le transistor est bien protégé car  $V_{Cmax} = V_{GK}$  de T.

### 3.8.: COMPENSATIONS DE TENSION.

Les montages que nous venons d'examiner ne sont pas à l'abri de toutes fluctuations de la tension de sortie. Par exemple, la tension de chauffage des tubes va influencer sur l'amplificateur différentiel et introduire un signal d'erreur. La température va aussi introduire des signaux d'erreur qui échapperont à la stabilisation. On peut alors améliorer les résultats à l'aide de compensations de tension.



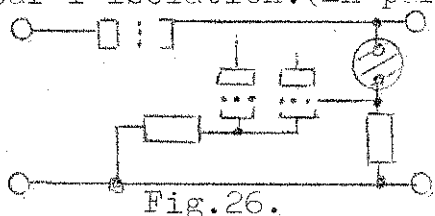
1.- (Fig. 24.) Une résistance série permet de prélever une tension proportionnelle à  $I_s$ . Cette tension s'ajoute en A. Toute augmentation de  $I_s$  qui tend à diminuer  $V_s$  est compensée. On peut annuler la résistance interne, ou même la rendre négative. (Danger d'oscillations !)



2.- (Fig. 25.) On injecte une fraction de la variation de  $v_e$  au même point. Par un choix judicieux de cette fraction on peut rendre le coefficient de stabilisation infini.

### 3.9.: STABILISATEURS THT.

Pour stabiliser de très hautes tensions (plusieurs milliers) on utilise les mêmes procédés en tenant compte des problèmes posés par l'isolation. (En particulier des tensions de chauffage.)



Comme la tension de référence est faible devant celle de sortie, il faut choisir un coefficient  $\alpha$  très faible (ce qui oblige d'avoir un amplificateur à gain élevé), ou déplacer la tension de référence. (Fig. 26.)

Chapitre 4 : STABILISATEURS DE COURANT

4.1. : UTILITE DES STABILISATEURS DE COURANT.

Donnons deux exemples où il est nécessaire de stabiliser le courant :

1) Production d'un champ constant. Il est nécessaire de faire passer un courant constant à travers une bobine servant à créer le champ en question.

2) Signaux en dent de scie. Si l'on veut obtenir une tension dont l'augmentation est absolument linéaire au cours du temps, il suffit de charger un condensateur par un courant constant.

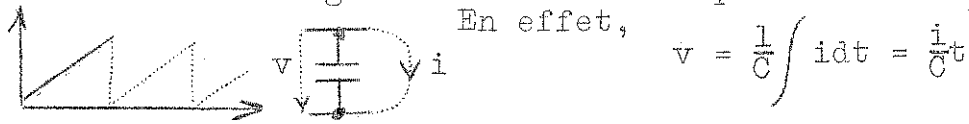
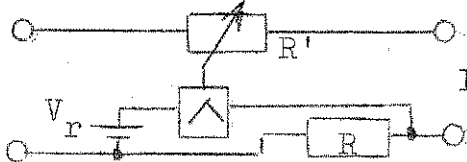


Fig.27.

4.2. : STABILISATEURS DE COURANT.



On pourrait employer des montages similaires aux stabilisateurs de tension. -On compare  $I.R$  à une tension de référence et on agit sur la résistance variable  $R'$ .

Fig.28.

Pratiquement :

On utilise des schémas beaucoup plus simples. En effet, les courbes  $I_C/V_C$  ou  $I_a/V_a$  d'un transistor ou d'une penthode nous montre qu'on peut les utiliser comme sources de courant pratiquement constantes.

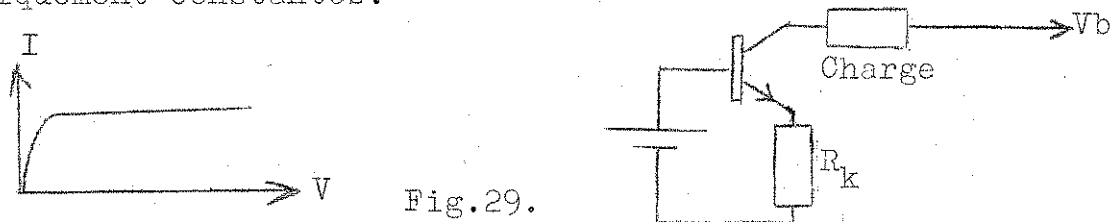


Fig.29.

La charge est placée dans le collecteur et la base est maintenue à une tension constante. Une contre réaction d'intensité est appliquée dans l'émetteur. Sans contre réaction, la résistance de sortie est de :

$$R_s = R_E / \mu \quad (\mu \text{ de l'ordre de } 10^{-4})$$

avec la résistance  $R_k$  placée dans l'émetteur on aura :

$$R_s = \frac{R_E + R_k}{\mu} \approx \frac{R_k}{\mu}$$

Les penthodes, qui peuvent être utilisées pour des tensions de sortie supérieures à 10 v, permettent de réaliser des sources de courant dont la résistance interne est de l'ordre de 10 à 100 Mohm.

B : G E N E R A T E U R S S I N U S O I D A U X

GENERALITES:

Une boucle formée d'un amplificateur fermé sur lui-même à travers un circuit d'atténuation peut être le siège d'oscillations sinusoidales. Soit A l'amortissement introduit par le circuit d'atténuation.

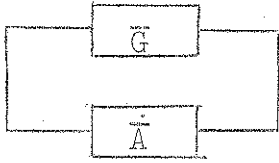


Fig.30.

-Si  $V_e < V_s/A$  les oscillations sont amorties.

-Si  $V_e > V_s/A$  les oscillations peuvent plus être sinusoidales.

En faisant intervenir les déphasages de l'amplificateur et du circuit d'atténuation la condition d'oscillation s'écrit :

(6)  $\bar{A} = \bar{G}$

Dès lors en résolvant  $\arg \bar{A} = \arg \bar{G}$  on pourra déterminer la fréquence d'oscillation et le gain minimum pour l'entre-tenir.

Chapitre 5 : OSCILLATEURS R-C

5.1.: OSCILLATEUR A PONT DE WIEN

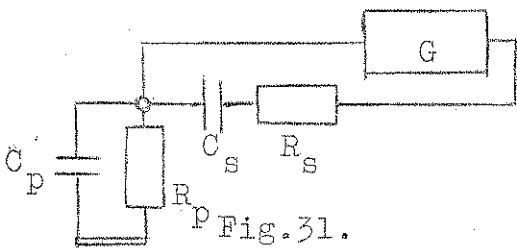


Fig.31.

Soit un amplificateur à deux étages. ( $G > 0, \arg \bar{G} = 0$ )  
On doit avoir  $\arg \bar{A} = 0$ , le calcul montre que cette condition est satisfaite pour une fréquence :

(7)  $f = \frac{1}{2\pi} (C_s C_p R_s R_p)^{-\frac{1}{2}}$

5.2.: OSCILLATEUR A RESEAU DEFHASEUR.

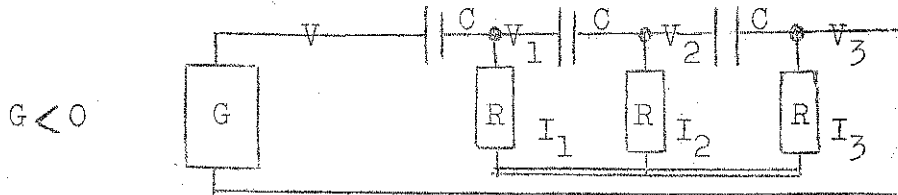


Fig.32.

Introduisons trois courants et trois tensions :

1)  $\bar{V}_1 = \bar{I}_1 R$   
2)  $\bar{V}_1 = \bar{I}_2 R$   
3)  $\bar{V}_2 = \bar{I}_3 R$  (Loi d'ohm)

Posons  $Z_{\text{condensateur}} = Z$ . On a

4)  $\bar{V}_2 - \bar{V}_3 = \bar{I}_3 Z$       4')  $R (\bar{I}_2 - \bar{I}_3) = Z \bar{I}_3$   
5)  $\bar{V}_1 - \bar{V}_2 = Z (\bar{I}_3 + \bar{I}_2)$       5')  $R (\bar{I}_2 - \bar{I}_3) = Z (\bar{I}_2 + \bar{I}_3)$   
6)  $\bar{V}_1 - \bar{V}_1 = Z (\bar{I}_3 + \bar{I}_2 + \bar{I}_1)$       6')  $\bar{V}_1 - R \bar{I}_1 = Z (\bar{I}_1 + \bar{I}_2 + \bar{I}_3)$

En résolvant par rapport à V on obtient :

$$7) \quad \bar{V} = R \bar{I}_3 \left( \frac{R^3 + 6R^2Z + 5RZ^2 + Z^3}{R^3} \right)$$

or  $\bar{V}_e = R \bar{I}_3$  d'où

$$(8) \quad \bar{G} = \frac{R^3 + 6R^2Z + 5RZ^2 + Z^3}{R^3}$$

Le déphasage doit être de  $180^\circ$ , donc

$$\text{Im } \bar{G} = 0 \quad \begin{cases} 6R^2Z + Z^3 = 0 \\ 6R^2 + Z^2 = 0 \end{cases}$$

or nous avons pour l'impédance complexe du condensateur :

$$Z = 1/j2\pi fC \quad \text{donc} \quad 6R^2 = 1/4\pi^2 C^2 \quad \text{d'où}$$

$$(9) \quad \boxed{f = \frac{1}{2\pi} (6RC)^{-\frac{1}{2}}}$$

In introduisons maintenant  $Z^2 = -6R^2$  dans la partie réelle de (8) :

$$\text{Re } \bar{G} = \frac{R^3 + 5RZ^2}{R^3} = \frac{R^3 - 30R^3}{R^3} = -29$$

donc

$$(10) \quad \boxed{G = -29}$$

Notons que nous avons pris trois cellules de déphasage, car chacune d'elles ne peut introduire qu'au maximum un déphasage de  $90^\circ$ , et deux n'auraient pas suffi pour atteindre facilement les  $180^\circ$  nécessaire.

### 5.3.: INTERETS ET INCONVENIENTS DES OSCILLATEURS L-R.

#### Intérêts :

- Composants simples : éléments actifs + R + C.
- Fréquence facilement rendue variable (potentiomètres, CV.)
- Coût peu élevé.

#### Inconvénients :

- difficulté d'obtenir une grande stabilité de la fréquence
- Le gain doit avoir une valeur rigoureusement déterminée car si on dépasse la valeur minimum nécessaire on s'expose à des déformations de la sinusoïde.
- Nous pouvons remarquer que les calculs que nous avons faits ne font pas intervenir la valeur de la tension de sortie. Il faut en effet tenir compte du fait que si la tension de sortie augmente le gain diminue. L'amplitude sera ainsi telle que le gain moyen soit celui qui est nécessaire à l'oscillation.

Ce fait se traduira par une coupure de la sinusoïde pour les valeurs proche de sa tension de crête. (Fig.33.)

Fig.33

Chapitre 6 : OSCILLATEURS L-C

Les oscillateurs de ce type sont beaucoup plus stables que les précédents et permettent d'obtenir une tension bien sinusoidale.

6.1.: EXEMPLE D'OSCILLATEUR L-C.

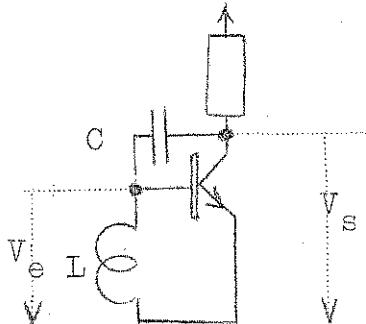


Fig.34.

Examinons à quelles conditions le circuit de la fig.34., dans le-quel nous avons fait abstraction des éléments de polarisation, peut osciller. Supposons le transistor parfait, on a

$$\overline{V_e} = \frac{2\pi f L j}{2\pi f L j + 1/2\pi f C j} \overline{V_s}$$

Dessignons le diagramme des impédances complexes du circuit oscillant en fonction de la fréquence :

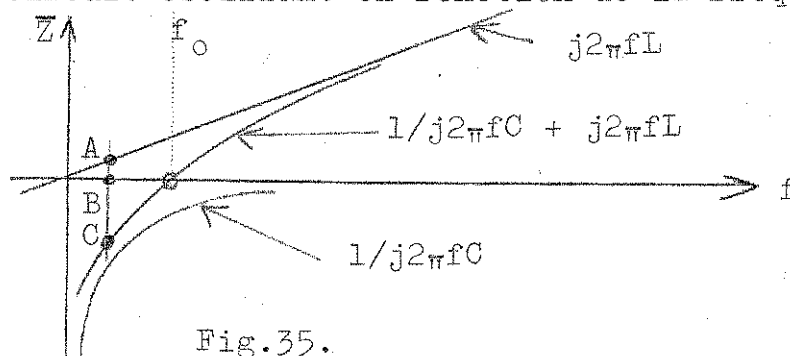


Fig.35.

Pour que le circuit puisse osciller il faut que

$$(11) \quad G = V_s/V_e = \frac{2\pi f L j + 1/2\pi f C j}{j2\pi f L} < 0$$

Comme  $V_s/V_e = BC/BA$ , Fig.35, il existe une fréquence, relativement éloignée de  $f_0$  pour la-quelle le dispositif oscille.

Alors de (11)

$$G = \frac{2\pi f L - 1/2\pi f C}{2\pi f L} \quad \text{avec } 1/2\pi f C > 2\pi f L$$

Si le gain est grand on peut négliger  $2\pi f L$  au numérateur

$$- G = - \frac{1}{4\pi^2 f^2 LC}$$

finalement

$$(12) \quad \boxed{f = \frac{1}{2\pi} (G L C)^{-\frac{1}{2}}}$$

6.2.: OSCILLATEUR A CIRCUIT RESONANT DANS LA BASE.

Pour qu'un tel montage oscille il faut qu'une fraction de la tension de sortie soit réinjectée à l'entrée en opposition de phase. Donc si :

(  $z_0$ , impédance du circuit résonnant )

$$V_s/V_e = \frac{z_0 + \frac{1}{2\pi f C_1}}{z_0} = G = \frac{AB}{BC} < 0$$

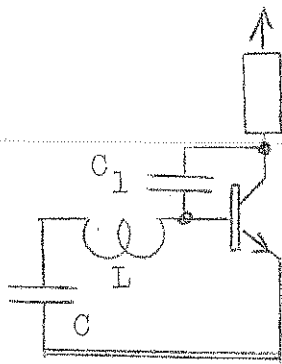
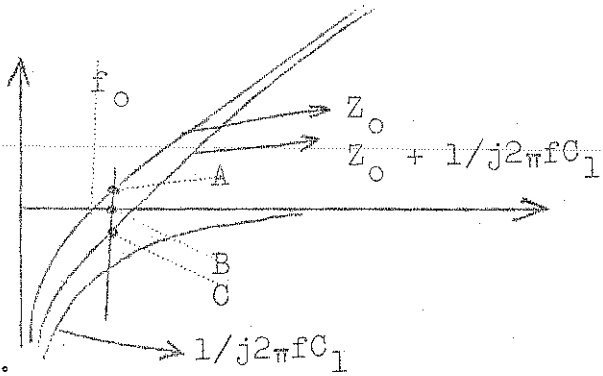


Fig.36.



Cette condition peut être remplie par une fréquence située à droite de  $f_0$ . (Fréquence de résonance du circuit oscillant.) D'autre part cette fréquence sera d'autant plus proche de  $f_0$  que le gain est grand. De cette manière avec un gain élevé, la fréquence d'oscillation sera pratiquement égale à la fréquence de résonance du circuit L-C placé dans la base.

6.3.: OSCILLATEUR A QUARTZ.

Dans le montage précédent le circuit résonnant peut être remplacé par un quartz.

Un quartz est une lamelle de  $SiO_2$  taillée qui peut osciller mécaniquement à une fréquence extrêmement stable. Ces oscillations sont recueillies par deux électrodes et le quartz se comporte comme un circuit résonnant.

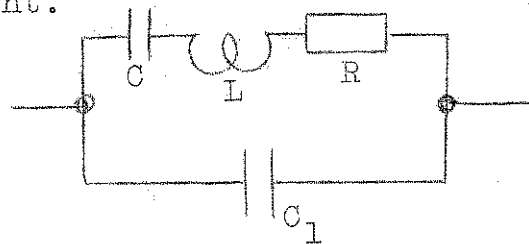


Fig.37.

Exemple :

- $C_1 = 5\text{pF}$
- $C = 0,04\text{ pF}$
- $L = 3\text{ H}$
- $Q = 50.000$

$$f_0 = \frac{10^6}{2\pi(3.0,04)^{\frac{1}{2}}} = 500\text{ kHz}$$

$$R = \frac{2\pi f_0 L}{Q} = 180\text{ ohm}$$

Calculons l'impédance de  $C_1$ ,  $1/2\pi f C_1 = 67\text{ kohm}$ , l'influence de  $C_1$  est donc négligeable à la résonance.

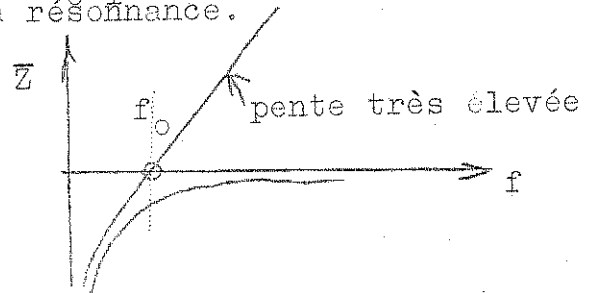
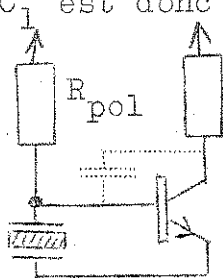


Fig.38.

Le schéma utilisé est le même que celui du paragraphe précédent. Comme la pente de l'asymptote oblique est très élevée, L et Q très grands, la stabilité du montage dépendra très peu des variations du gain ou des capacités.

6.3.: OSCILLATEURS A CIRCUIT OSCILLANT DANS LE COLLECTEUR.

On place un circuit oscillant dans le collecteur et à l'aide d'un bobinage couplé à la self on réintroduit dans la base une tension destinée à entretenir les oscillations. On a alors

$$n_1/n_2 = G$$



Pratiquement, il suffit de prendre  $n_1/n_2$  G pour être certain que le montage oscille.

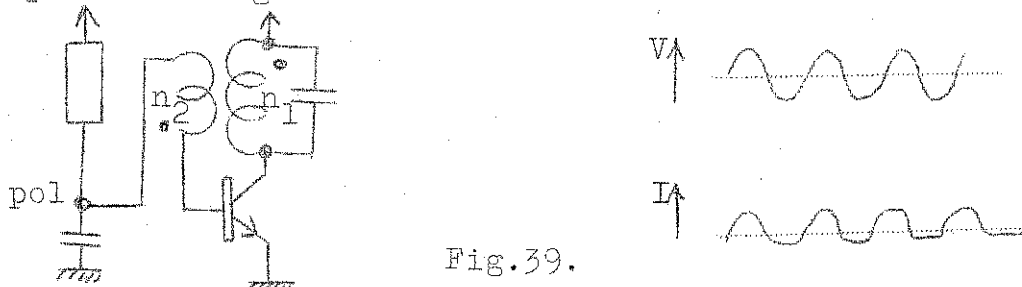
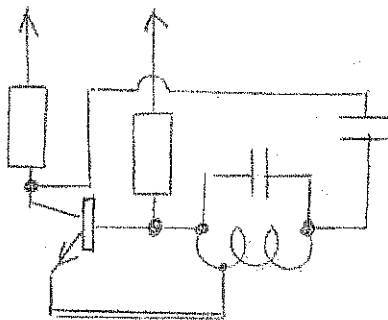


Fig.39.

Dans un tel système le courant ne sera pas du tout sinusoïdal. (Fonctionnement en classe C.)

6.4.: HARTLEY. COLPITTS.



Le transformateur peut être remplacé par un bobinage à prise et l'on obtient l'oscillateur Hartley; on peut aussi fractionner le condensateur en deux, montage Colpitts.

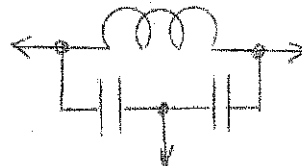


Fig.40.

Chapitre 7 : OSCILLATEUR L-R

Tous les oscillateurs R-C peuvent être transformé en des oscillateurs L-R par dualité. (2<sup>ème</sup> Semestre p.21.) Ils sont peu utilisés. Un autre type d'oscillateur L-R, dont la fréquence d'oscillation n'est pas sinusoïdale mérite cependant d'être décrit. C'est le

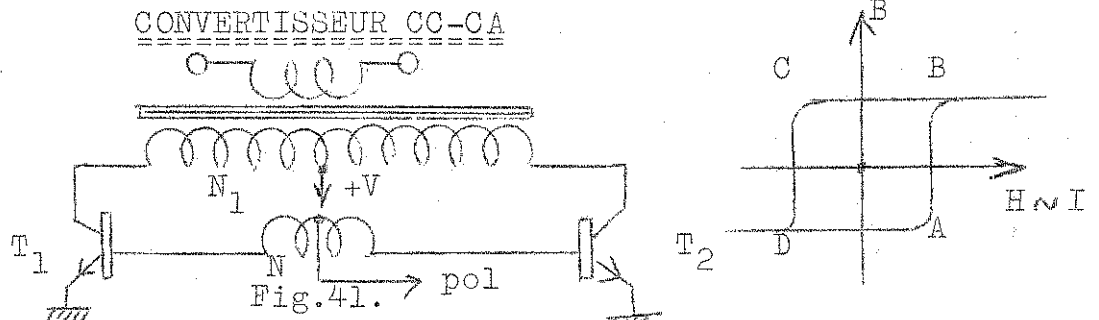
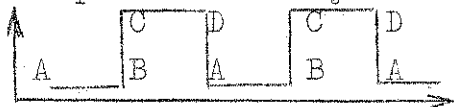


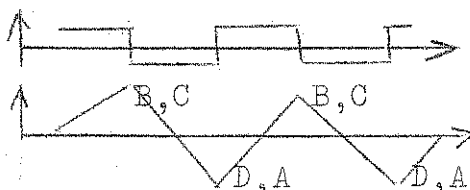
Fig.41.

On prendra un noyau à cycle d'hystérèse carré. (Fer au silicium)



Supposons que  $T_1$  conduit. Comme

$$v = -N_1 \frac{d\phi}{dt} \text{ avec } -\frac{v}{N_1} = \text{Cst}$$



le flux va augmenter de manière continue jusqu'à saturation du noyau. (A à B) A ce moment,  $V_C$  va augmenter et la baisse de  $V_B$  due à la symétrie du montage va contribuer à bloquer  $T_1$ . (B à C)  $\phi$  va commencer à diminuer jusqu'à ce que le noyau soit désaturé. (C à D)

Le cycle est prêt à recommencer.  $V_C$  varie en fonction carrée. Calcul de la période :

$$\text{Soit } v dt = -N_1 d\phi \text{ ou } \int_0^{\frac{1}{2}T} v dt = \int_0^{\frac{1}{2}T} -N_1 d\phi \text{ ou } \frac{VT}{2} = -2\phi_{\max}$$

$$\text{or } \phi_{\max} = B_{\max} \cdot S \text{ d'où } \frac{1}{2}VT = -2N_1 S B_{\max} \text{ et}$$

(13)

$$T = \frac{4N_1 B_{\max} S}{V}$$

Chapitre 8 : IMPULSIONS

8.1.: DEFINITION D'UNE IMPULSION.

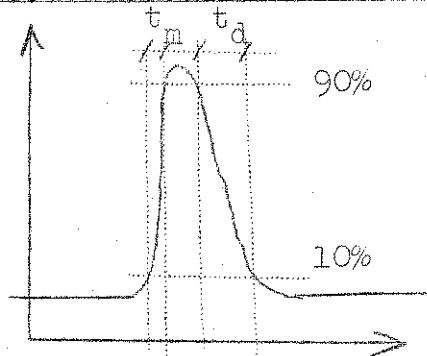


Fig.43.

On appelle impulsion un signal caractérisé par la brusque variation d'un paramètre suivi d'un retour à l'état initial. Une impulsion peut être de forme quelconque. En pratique, on la caractérise par :

- son amplitude maximum avec son signe
- son temps de montée  $t_m$  (durée de passage du 10% au 90% de son amplitude maximum.)
- son temps de descente  $t_d$  (durée de passage du 90% au 10% de son amplitude maximum.)

La plupart des capteurs qui permettent le passage de la physique à l'électronique, délivrent des signaux sous forme d'impulsions. Exemples :

- Electronique médicale
- Détecteurs de radiations
- Cellule photoélectrique
- Chambre à étincelle, etc..

8.2.: TEMPS DE MONTEE D'UN CIRCUIT.

Pour caractériser la déformation subie par une impulsion en traversant un circuit, on introduit un temps de montée propre au circuit. ( $T_m$ ) C'est le temps de montée mesurée à la sortie du circuit d'une impulsion à front parfaitement raide appliquée à l'entrée.

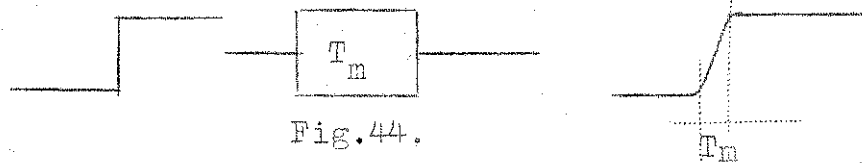


Fig.44.

Si plusieurs circuits sont branchés en série les uns à la suite des autres et si chacun d'eux est caractérisé par un temps de montée  $T_{m1}, T_{m2}, T_{m3},$  etc..., on démontre

$$(14) \quad (t_{m'})^2 = ( T_{m1}^2 + T_{m2}^2 + T_{m3}^2 + \dots + t_m^2 )$$

8.3.: PRODUCTION D'IMPULSIONS.

On peut remarquer qu'il est facile de transformer un saut de tension ou de courant en une impulsion :

- On peut l'appliquer à l'entrée d'un circuit différentiateur:

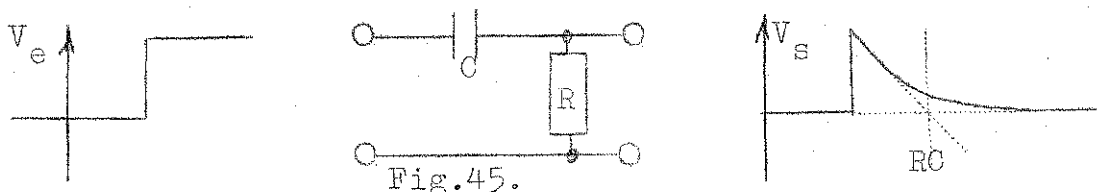
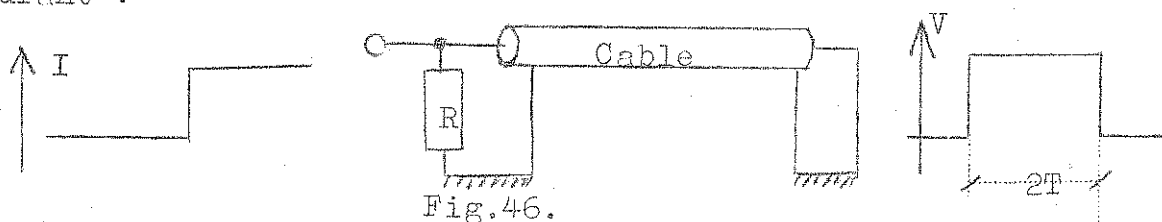


Fig.45.

- On peut aussi appliquer à l'entrée d'un cable un front de courant :

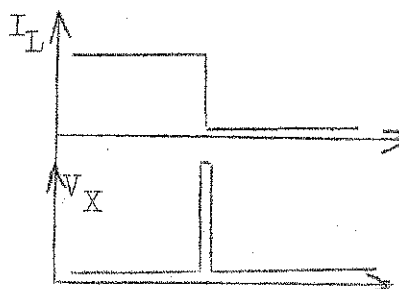
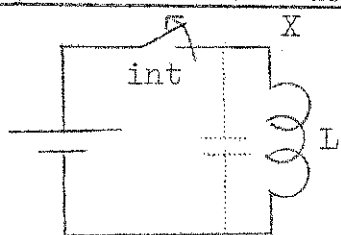


A l'entrée du cable, le saut de courant voit celui-ci comme une impédance  $Z_0$ . La tension aux bornes de R est alors

$$V = I \frac{RZ_0}{R + Z_0}$$

jusqu'à ce que le front de courant arrive à l'extrémité du cable. On a alors un court-circuit et la tension d'entrée est ramenée à zéro par réflexions successives. (Voir 2<sup>ème</sup> Semestre p.35.) Si  $R=Z_0$  (Cas de la figure 46.) on obtiendra des impulsions rectangulaires.

-Un moyen simple pour produire des impulsions consiste à couper le courant dans une self :



Un certain courant circule dans L lorsque l'interrupteur est fermé. Examinons ce qui se passe, lorsqu'on ouvre l'interrupteur, au point X. On a

$$V = L \frac{di}{dt}$$

Le fait de couper le courant en un temps  $\Delta t$  va faire apparaitre une tension

$$V = L \frac{I}{\Delta t}$$

d'autant plus élevée que  $\Delta t$  est petit. Pratiquement la tension est limitée, la capacité répartie de la self va élargir l'impulsion, et un arc électrique peut prendre naissance dans l'interrupteur.

## Chapitre 9 : MULTIVIBRATEUR

### 9.1.: MULTIVIBRATEUR ASTABLE.

C'est un circuit symétrique que l'on peut réaliser en couplant la sortie d'un amplificateur à deux étages à son entrée.

On sait que pour qu'il puisse avoir oscillation nous devons avoir  $V_s/G=V_e$ . Or dans un tel montage il est certain que le gain est bien supérieur à 1, sous réserve que les transistors ne soient pas trop saturés, et la totalité de  $V_s$  est appliquée à l'entrée. Que va-t-il se passer ?

- Un tel dispositif ne peut en tous cas pas avoir les deux étages dans le même état. En effet, si une quelconque variation est délivrée par un transistor, celle-ci sera immédiatement ampli-

fiée par l'autre et réinjectée à l'entrée du premier. Ainsi, si le courant a tendance à diminuer dans l'un des transistors, l'autre contribuera automatiquement à le bloquer totalement. (Système cumulatif,)

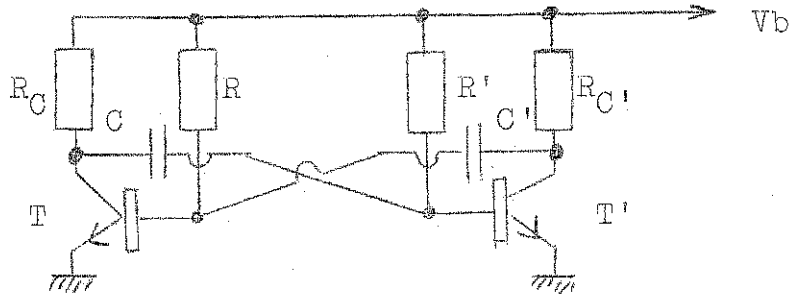


Fig.48.

Fonctionnement :

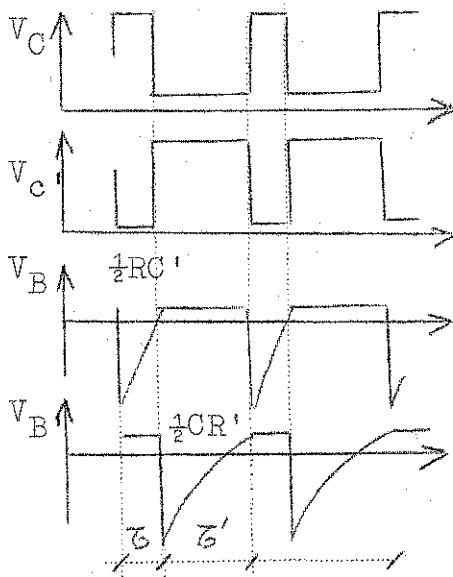


Fig.49

1.- Supposons que T se bloque et que T' devienne conducteur. Alors

$V_C \nearrow$  et  $V_{C'} \searrow$  (Conditions initiales.)

2.- La baisse de  $V_{C'}$ , entraîne la baisse de  $V_B$ , de cette manière T se bloque.

3.- T va rester bloqué aussi longtemps que la décharge de  $C'$  dans R le maintiendra dans cet état. Pendant cette décharge  $V_C$ ,  $V_{C'}$ ,  $V_B$  restent constant.

4.- Lorsque la tension  $V_B$  a atteint une valeur telle que T se remette à conduire, le système bascule: T' se bloque et restera bloqué jusqu'à ce que la décharge de C dans  $R'$  fera de nouveau basculer le système. (Retour aux conditions initiales.)

Le multivibrateur se comporte donc comme un oscillateur délivrant des impulsions rectangulaires dont la durée est déterminée par R et C', séparées par des intervalles fonction de R' et C.

Calcul de la période :

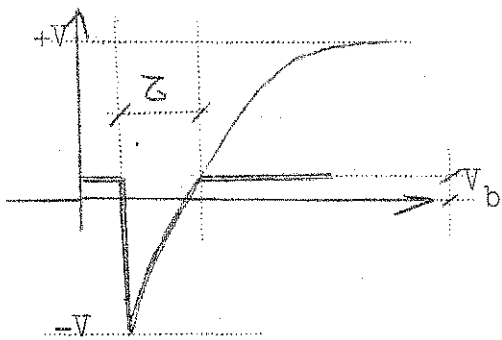


Fig.50.

Au moment du blocage du transistor T, sa base se trouve portée au potentiel  $-V$ . La capacité de liaison  $C'$ , alimentée depuis le potentiel  $+V$  par l'intermédiaire d'une résistance R, va se décharger exponentiellement vers cette tension  $+V$ . (Fig.50.) Le processus sera interrompu au moment où T recommence à être conducteur. (potentiel de base égal à quelques dixièmes de Volt.) En assimilant l'exponentielle à sa tangente à l'origine, on obtient pour la demi-période

correspondant au transistor T environ :

(15)

$$\tau_T \approx \frac{1}{2} RC'$$

Soit pour la période totale

(16)

$$T \approx \frac{1}{2} (RC' + R'C)$$

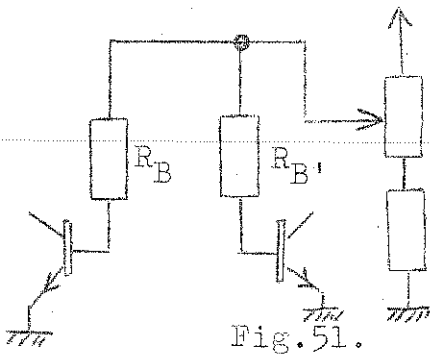


Fig.51.

On peut augmenter la période du système en diminuant la tension de rappel  $+V$ . (Fig.51) Il faut cependant faire attention à ce que le courant de base reste suffisant pour saturer le transistor conducteur.

On remarque que le temps de montée du front ascendant est moins bon que celle du front descendant. En effet, la montée de la tension de collecteur de T, par exemple, est intégrée par la capacité C. ( $\tau = CR_C$ ). Ce défaut ne se reproduit plus à la descente car C ne se comporte plus en capacité parasite. (Pour les transistors PNP, on aurait eu le résultat contraire.)

9.2.: MULTIVIBRATEUR A COUPLAGE ENTRE EMETTEURS.

Examinons le montage de la Fig.52. pour le-quel on impose :

$$R_E.C \ll R_B.C'$$

( Les capacités C' peuvent être remplacées par des piles ou des diodes Zener.)

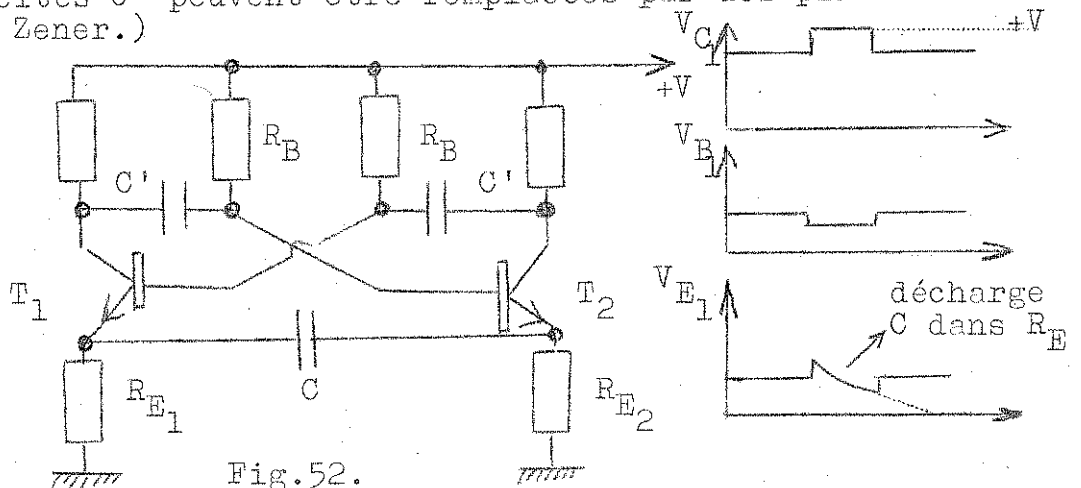


Fig.52.

Le fonctionnement se réduit de nouveau à la commutation d'un courant d'un transistor dans l'autre.

1.- Supposons qu'à un certain moment  $T_1$  se bloque :  $V_{C1} \uparrow, V_{B2} \uparrow$   
 $T_2$  deviendra conducteur :  $V_{C2} \downarrow, V_{B1} \downarrow$

2.-  $V_{C1}$  à augmenté et entraîné avec lui la tension d'émetteur de  $T_2$  qui se comporte alors comme un émetteur follower.

3.- Cette augmentation est transmise sur  $E_1$  par l'intermédiaire de la capacité C.

4.- C va alors se décharger à travers  $R_{E1}$  vers le potentiel nul.

5.- De cette manière  $T_1$  va rester bloqué j'usqu'à ce que la tension d'émetteur de  $T_1$  ait rattrapé  $V_{B1}$ ,

6.- à ce moment  $T_2$  devient conducteur et  $V_{B1}$  le système commute. Le cycle est alors prêt à recommencer.

Ce multivibrateur possède des propriétés remarquables :

- Les capacités C' ne se déchargent que très peu, la tension à leurs bornes reste donc pratiquement constante. On obtient ainsi des impulsions bien carrées.

- Les demi-périodes sont proportionnelles aux résistances  $R_{E1}, R_{E2}$ . Le rapport de celles-ci peut facilement atteindre 1000

Chapitre 10 :

OSCILLATEUR BLOQUE

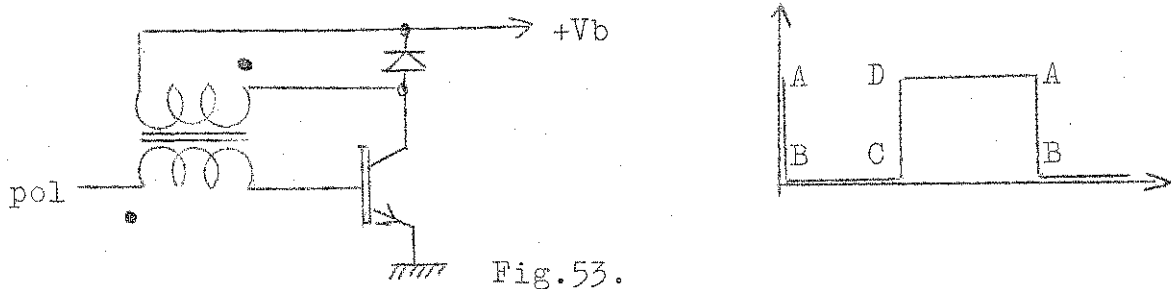


Fig.53.

Un tel système donnera des signaux approximativement carrés. Le fonctionnement sera le suivant.

Supposons que l'on se trouve en un état tel que le transistor devienne légèrement conducteur. (A). Par réaction cumulative, le transistor se saturera, la tension au collecteur deviendra pratiquement nulle. (B). Le courant augmentera dans l'enroulement de collecteur ( $V \approx L_C \frac{di_E}{dt}$  donc  $i_E \approx k t$ ) jusqu'à ce que le transformateur se sature ( $L_C$  diminue). Le courant  $i_E$  ne pouvant plus augmenter,  $V$  va diminuer ce qui va se faire brutalement par suite du phénomène cumulatif. (D). Dans la phase de blocage, le courant emmagasiné dans  $L_C$  va débiter dans la diode. La transmission sur la base de cette surtension va bloquer le transistor jusqu'à ce que le courant  $i_E$  soit écoulé : ceci se fera d'autant plus rapidement que la résistance de la diode est grande. (Constante de temps  $L_C/R$ .) On arrive par ce moyen en (A) et le cycle recommence.

Pour obtenir des impulsions (négatives) séparées par un intervalle de temps plus grand, et qu'il est facile de rendre variable, on réalise le schéma suivant :

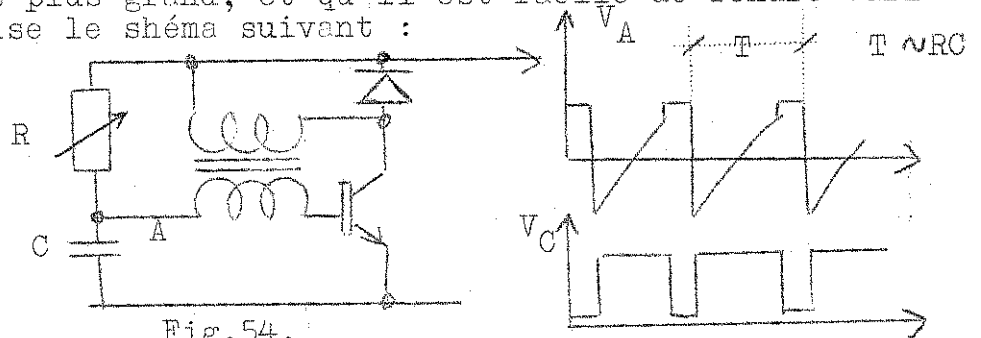


Fig.54.

On ajoute un second élément de mémoire : la capacité C. C'est la constante de temps RC qui va déterminer l'intervalle de temps séparant les impulsions (à moins que C soit grand auquel cas on retombe dans le fonctionnement décrit plus haut).

Au moment où le transistor conduit, le courant de base exigé va contribuer à diminuer la tension au point A. La tension évoluera en A de la manière représentée à la figure 54.

Avec un tel système, il est difficile de varier dans un grand domaine la durée des impulsions, il est par contre possible de modifier leur intervalle dans des facteurs pouvant atteindre 1000 ou plus. La présence d'un transformateur rend un tel oscillateur très versatile : on peut mettre autant d'enroulements secondaires que l'on désire, avec chacun sa tension et son signe.

L'énergie délivrée est considérable : il est possible de débiter un courant de l'ordre de 1A sur une charge de 10 ohm par exemple.

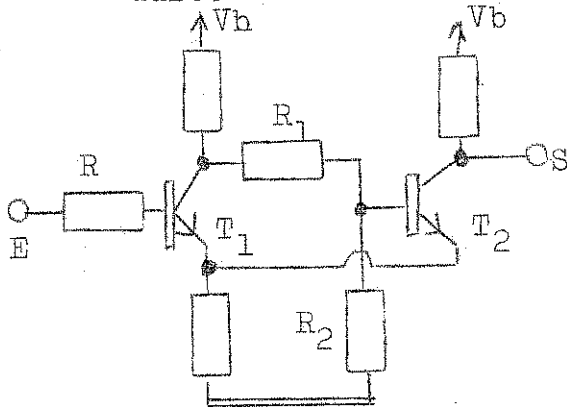
Chapitre 11 :

CIRCUITS A SEUIL

Les circuits de déclenchement, ou à seuil, donnent une réponse standard à une excitation appliquée à l'entrée. Cette excitation est déterminée par le fait que la tension d'entrée, qui peut être de forme absolument quelconque, est supérieure à une certaine tension de seuil.

11.1.: BASCULE DE SCHMIDT.

Le circuit délivre une tension standard en amplitude et de durée



On s'arrange à ce qu'au repos le premier transistor soit bloqué et le second conduise. Lorsque la tension d'entrée devient de quelques dixièmes de Volt supérieur à la tension d'émetteur, le premier transistor se met à conduire.

$$V_{C1} \downarrow \Rightarrow V_{B2} \downarrow \Rightarrow V_E \downarrow$$

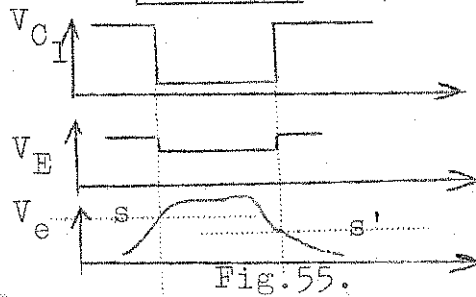
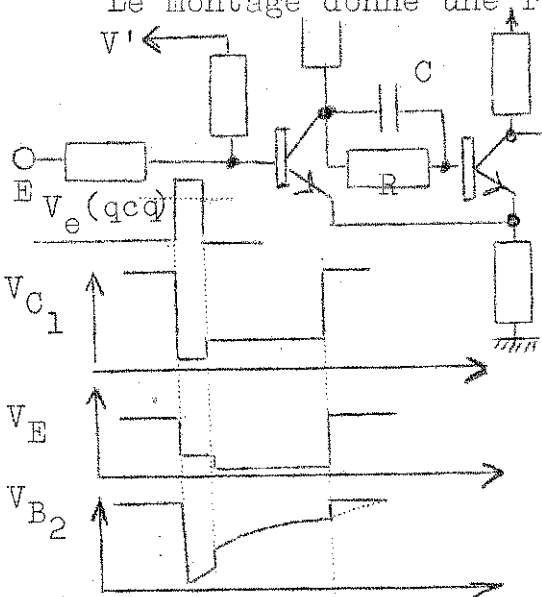


Fig.55.

Le système est cumulatif et le premier transistor va se saturer pour autant que  $R_1$  ne soit pas trop faible. La bascule de Schmidt reste alors dans cet état aussi longtemps que la tension d'entrée reste supérieur à la nouvelle tension d'émetteur. ( $V_{E1} < V_{E0}$ ). Si maintenant la tension d'entrée baisse suffisamment, la bascule de schmidt retrouvera son état initial. Il faut noter que la différence des seuils d'enclanchement et de déclenchement est inhérente au système.

11.2.: MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE.

Le montage donne une réponse standard en amplitude et en durée.



$V'$  est choisi de telle sorte que  $T_1$  soit bloqué au repos. Appliquons à l'entrée une impulsion dont l'amplitude suffit à déclencher le dispositif. Cette impulsion entraîne une réaction qui fait basculer le système :

$$I_{C1} \uparrow \Rightarrow V_{C1} \downarrow \Rightarrow V_{B2} \downarrow \Rightarrow V_E \downarrow$$

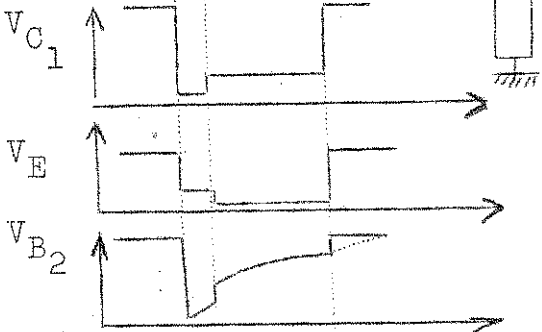


Fig.56.

On a alors un état instable sur la base du second transistor dont le potentiel est maintenant inférieur à celui de son émetteur. La capacité C, chargée au départ commence alors à se décharger dans R.

- L'impulsion d'entrée a été supposée courte de sorte que  $T_1$  est encore conducteur lorsque  $(V_e - V_{seuil}) = 0$ .  $V_{C1}$

va alors légèrement remonter et  $V_E$  baisser. La décharge de C dans R va

alors se poursuivre jusqu'à ce que le second devienne conducteur et le système retourne à son état initial. On obtient à la sortie des impulsions standard dont la durée est déterminée par  $V'$ , R et C.