

PN03180



2ea

Département d'Electronique et d'Electrotechnique

Projet de Fin d'Etude

Diplôme d'Ingénieur

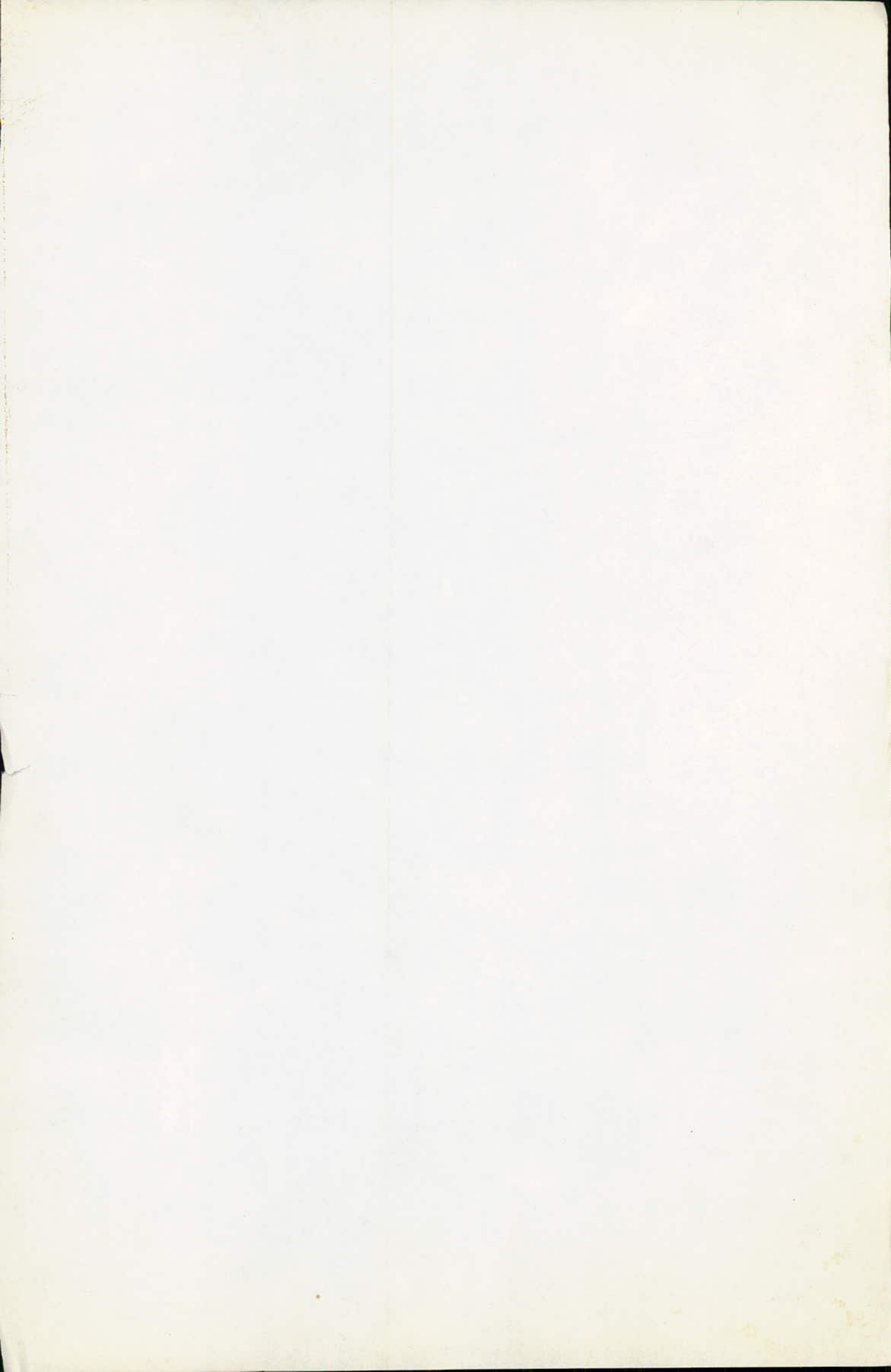
Etude et Réalisation d'un Générateur Vobulé

Proposé par :

ANGULOV Professeur à l'E. N. P. A.

Etudié par : KOLLI Kamel

JUIN 1980



LES ARBRES MEURENT DEBOUTS

SOMMAIRE

- I- Introduction
- II- Principe général
- III- Rappel sur la modulation de fréquence
- IV- Modulation et marquage
- V- Procédé de modulation
- VI- Caractéristiques techniques d'un générateur modulé
- VII- Etude du générateur modulé
 - 1: Introduction
 - 2: Schéma synoptique
 - 3: Performances
 - 4: Le générateur
 - A. Rappels sur le XR 2206
 - a/ Présentation du XR 2206 CP
 - b/ Caractéristiques générales
 - c/ Fréquence des signaux
 - d/ Déviation de fréquence (FM °)
 - B. Schéma du générateur (avec modulateur)
 - C. Etude du schéma
 - D. Fonctionnement
 - 5: Le modulateur
 - A. Schéma
 - B. Etude du schéma
 - C. Fonctionnement
 - 6: Le générateur des signaux rectangulaires
 - A. Principe
 - B. Schéma
 - C. Fonctionnement
 - 7/ La commande du tone burst
 - A. Principe
 - B. Schéma
 - C. Fonctionnement
 - 8: L'ampli de sortie
 - A. Schéma
 - B. Fonctionnement
 - 9: L'alimentation
 - A. Schéma
 - B. Fonctionnement
- VIII- Réalisation et mise au point des différents montages
- IX- Utilisation de l'appareil
- X- Conclusions

I - Introduction

Parmi les opérations de mise au point d'un circuit quel qu'il soit, celle qui concerne la fréquence est certainement la plus importante et la plus délicate.

Le rendement optimal d'un récepteur ou tout autre appareil électronique, en effet, dépend principalement de la courbe de réponse des étages qui le constituent, qui s'obtient au moyen d'un réglage précis.

Une manière simple consiste à relever point par point cette courbe, encore appelée courbe de transmission, en utilisant, un générateur - H F ou B F suivant le cas - et un indicateur de sortie (voltmètre par exemple). Ce relevé se fait en fait en portant en ordonnées les tensions de sortie correspondant à des fréquences portées en abscisses. Ce procédé est long et fastidieux, il devient même impraticable si le nombre des montages à étudier est grand.

Pour obtenir de bons résultats, il est nécessaire d'utiliser un générateur modulé en fréquence ou vibulateur qui permet d'afficher directement sur l'écran d'un tube cathodique la courbe de réponse du montage examiné et d'effectuer toutes les retouches en un temps minimum, c'est pourquoi cet appareil est particulièrement adapté à l'alignement précis de tous les éléments H F et MF des récepteurs T V, radio, ampli radar....

Ajoutons que le réglage "visuel" est le seul qui donne la certitude d'un réglage correct et cela d'autant mieux qu'un marqueur est associé au générateur modulé et qui permet de graduer directement en fréquence la courbe de réponse, en faisant apparaître des traits indicateurs de fréquences.

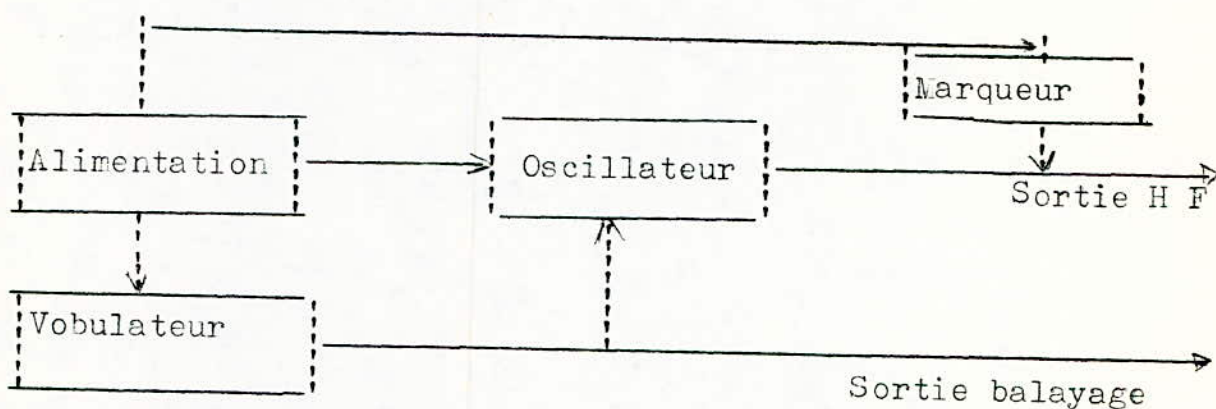
II- Principe Général d'un Générateur Vobulé

a) Définition

On appelle vobulateur un générateur dont la fréquence est continuellement balayée sur une plage déterminée centrée sur la fréquence de réglage F_0 .

Un vobuloscope est un appareil regroupant à la fois le vobulateur et le tube cathodique de visualisation des courbes.

b) Schéma synoptique



On distingue essentiellement les parties suivantes ;

- Le générateur (oscillateur) : il est accordé sur la fréquence F_0 correspondant à la fréquence de réglage du circuit à étudier .
- Le vobulateur : il permet de faire varier de façon périodique F_0 entre deux limites $\pm \Delta F$ et assure dans la plus part des cas le balayage horizontal de l'oscilloscope .
- Le marqueur : il permet de délivrer sur l'oscillogramme des " tops " étalon pouvant servir de graduation à fin de faciliter l'interprétation des résultats

c) Principe du tracé des courbes

On considère un oscillateur O émettant une fréquence F_0 ; cet oscillateur est modulé en fréquence par un dispositif G qui varie la fréquence de O de ΔF en plus et en moins . La plage couverte sera donc de $F_0 - \Delta F$ à $F_0 + \Delta F$. Le signal ainsi produit est injecté dans l'amplificateur à tester dont les bornes de sortie sont reliées aux plaques verticales du tube cathodique . Soit le schéma de principe d'un traceur de courbe :

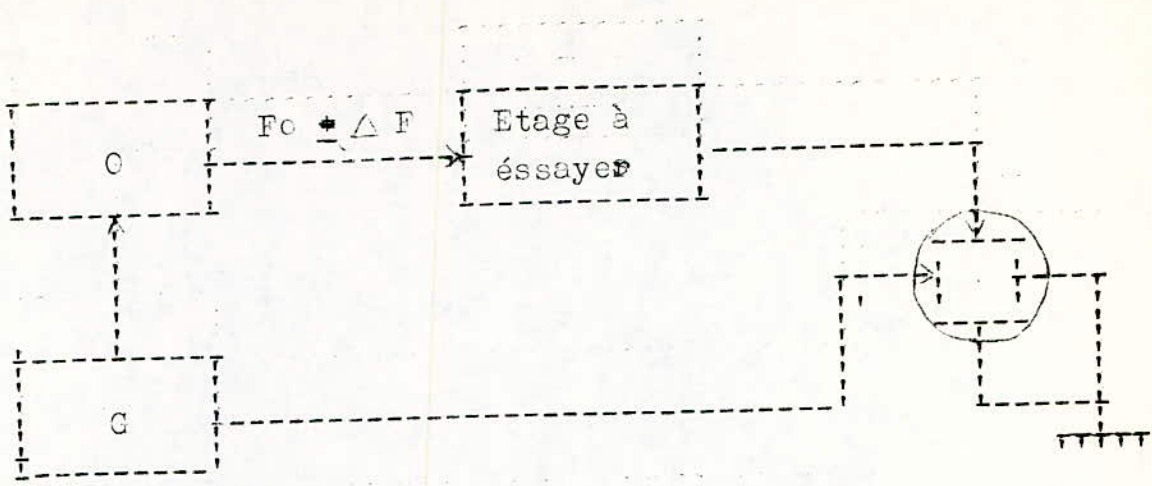


Schéma de principe d'un traceur de courbe

Une fraction de la tension de modulation de fréquence ou modulation délivrée à O est appliquée aux plaques horizontales du tube de visualisation.

La variation de fréquence se fait donc au même rythme que le balayage du tube cathodique. De ce fait à chaque déplacement horizontal du spot produit par G correspond une fréquence particulière F_1 émise par O et la déviation verticale du spot indique l'amplitude du signal amplifié pour cette fréquence. Comme la fréquence de O passe de $F - \Delta F$ à $F + \Delta F$ pendant que simultanément le spot se déplace d'un côté à l'autre de l'écran, on observe la courbe de réponse de l'amplificateur entre les deux fréquences limites indiquées.

Plus loin on verra qu'il est possible de varier la fréquence centrale F_0 ce qui permet de couvrir une large bande de travail attribuant ainsi plus d'efficacité au générateur modulé dans l'étude des circuits.

III - Rappel sur la modulation de fréquence

Le générateur modulé diffère principalement du générateur normal par la modulation en fréquence de ses signaux; de ce fait il convient de faire un rappel sur la modulation de fréquence.

a) Définition : moduler un oscillateur HF en fréquence c'est agir sur la fréquence de ses oscillations pour la faire varier, dans certaines limites au rythme du signal BF modulant

b) Principe

En modulation de fréquence, l'amplitude des oscillations reste constante, mais leur fréquence, en absence de la modulation avait une certaine valeur F - fréquence de l'onde porteuse - varie d'une manière continue entre deux valeurs symétriques par rapport à F l'une F_1 la plus grande atteinte aux moments des maxima positifs du courant modulant et l'autre F_2 atteinte

aux moments des maxims négatifs de ce courant (fig 1)

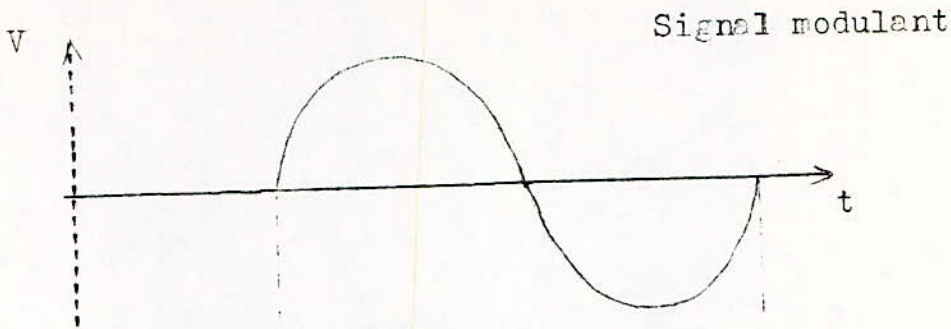
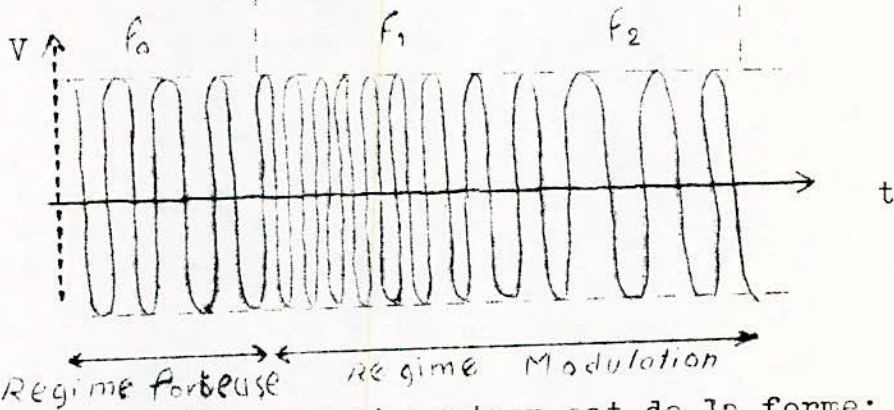


Fig I



Supposons que le courant porteur est de la forme:

$$i = I \sin(\omega t + \theta) \quad \text{où } \omega = 2 \pi f$$

où la phase instantanée est : $\varphi = \omega t + \theta$

Si on suppose que cette phase φ varie, on appellera pulsation angulaire l'expression de la dérivée de φ soit $\frac{d\varphi}{dt}$

Si par un procédé quelconque une tension BF :

$$e = E \cos \Omega t \quad \text{où } \Omega = 2 \pi F$$

agit de façon que cette pulsation ne reste pas constante, mais varie sinusoidalement à la fréquence BF suivant la loi:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega + kE \cos \Omega t$$

où k est coefficient de proportionnalité, on aura:

$$\varphi = \int_0^t (\omega + kE \cos \Omega t) dt = \omega t + \frac{kE}{\Omega} \sin \Omega t$$

L'équation du courant HF dont la fréquence est modulée par F est :

$$i = I \sin \left(\omega t + \frac{kE}{\Omega} \sin \Omega t \right)$$

La fréquence instantanée est :

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{2\pi} (\omega + kE \cos \Omega t) \\ = f_0 + \frac{kE}{2\pi} \cos \Omega t$$

$$\Rightarrow \underline{f_i = f_0 + \frac{kE}{2\pi} \cos \Omega t}$$

On remarque que f_i oscille de part et d'autre de la fréquence f_0 du mouvement oscillatoire périodique qui existerait en l'absence de modulation et que ces oscillations du terme cosinus sont en avance de $\pi/2$ sur celle de φ

Sa valeur maximum est $f_{i\max} = f_0 + \frac{kE}{2\pi}$

Sa valeur minimum est $f_{\min} = f_0 - \frac{kE}{2\pi}$

* Excursion de fréquence : swing

$\Delta f = f_{\max} - f_0 = f_0 - f_{\min} = \frac{kE}{2\pi}$: il traduit l'amplitude de la modulation

* On appelle m indice de modulation tel que

$$m = \frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta W}{\Omega} = \frac{kE}{\Omega}$$

il peut varier de 0 à 5000

Si on pose :

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta W}{\Omega} = \frac{kE}{\Omega} = K$$

L'expression du courant modulé en fréquence devient :

$$i_m(t) = I \sin(Wt + K \sin \Omega t)$$

3) Production d'oscillations modulées en fréquence.

On se bornera sous ce titre aux notions fondamentales et aux systèmes de base, utilisés pour mettre en évidence une modulation de fréquence.

La fréquence d'un auto-oscillateur est déterminée par la self et la capacité de son circuit oscillant (fig 2)

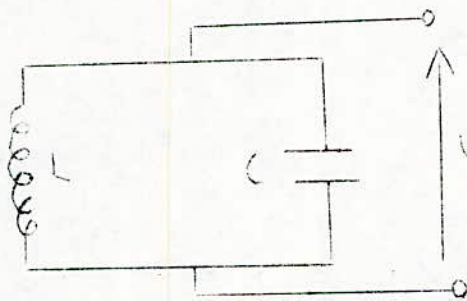


fig 2

La première idée qui vient à l'esprit consiste à faire varier C ou L en fonction de la tension de modulation. Si l'on ne veut pas que l'amplitude des oscillations produites varie (ce qui introduirait une modulation d'amplitude venant s'ajouter à la modulation de fréquence), ces variations doivent évidemment être limitées.

a) Supposons que L est fixe et C variable $[C(t)]$

L'équation du circuit est : $L \frac{di}{dt} + \frac{q}{C(t)} = 0$

$$\text{car } i = \frac{dq}{dt} \implies L \frac{d^2q}{dt^2} + \frac{q}{C(t)} = 0$$

Si on pose $\omega^2(t) = \frac{1}{LC(t)}$ l'équation devient :

$$\frac{d^2q}{dt^2} + \omega^2(t) q = 0$$

Supposons que la capacité varie au rythme du signal de modulation dont la pulsation est Ω tel que :

$$C(t) = C_0 + \Delta C \sin \Omega t$$

$$\implies \omega^2(t) = \frac{1}{LC} = \frac{1}{LC_0 \left(1 + \frac{\Delta C}{C_0} \sin \Omega t \right)}$$

$$\text{ayant } \frac{1}{LC_0} = \omega_0^2$$

$$\implies W^2(t) = W_0^2 \left(1 - \frac{\Delta C}{C_0} \sin \Omega t \right)$$

si $\frac{\Delta C}{C_0}$ est petit on écrit :

$$W(t) = W_0 \left(1 - \frac{\Delta C}{2C_0} \sin \Omega t \right)$$

calculons la variation $\frac{\Delta W}{W}$:

$$\text{on a } T = 2\pi \sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\Omega} \implies \text{Log } \sqrt{LC} = \text{Log } \frac{1}{\Omega} \implies$$

$$\frac{1}{2} \log LC = \text{Log } \frac{1}{\Omega}$$

en dérivant on obtient :

$$\frac{1}{2} \frac{d \log LC}{dC} = - \frac{dW}{W} \implies \frac{\Delta C}{2C} = + \frac{\Delta W}{W}$$

\implies En remplaçant $\frac{\Delta C}{C_0}$ par sa valeur

$$\implies W^2(t) = W_0^2 \left(1 - \frac{2\Delta W}{W_0} \sin \Omega t \right)$$

soit $W = W_0 + \Delta W \sin \Omega t$

En portant cette valeur de W^2 dans l'équation différentielle on obtient $-\frac{d^2 q}{dt^2} + qW_0^2 \left(1 - \frac{2\Delta W}{W_0} \sin \Omega t \right) = 0$

Cette équation est appelée équation de Mathieu

si $\frac{\Delta W}{W_0}$ reste petit et faible devant W_0 , on en tire

$$\implies q = q_0 \cos \left(W_0 t + \frac{\Delta W}{W_0} \cos \Omega t \right)$$

q est bien modulé sinusoidalement et sa pulsation instantanée W_i est :

$$W_i = W_0 - \Delta W \sin \Omega t$$

La déviation de fréquence (ou sa pulsation) est indépendante de Ω , c'est bien la modulation de fréquence définie précédemment

b) Supposons que C est fixe, L variable; dans l'équation déjà vue du circuit, on remplace L par $L(t)$ et $C(t)$ par C

$$\text{soit } W^2(t) = \frac{I}{CL(t)}$$

compte tenu des conditions déjà vues et faisant varier L au rythme d'un signal modulant tel que :

$$L(t) = L_0 + \Delta L \sin \Omega t$$

$$\implies W^2(t) = \frac{I}{L_0 C \left(1 + \frac{\Delta L}{L_0} \sin \Omega t \right)} = \frac{I}{L_0 C} \left(1 - \frac{\Delta L}{L_0} \sin \Omega t \right)$$

un calcul de $\frac{\Delta L}{L_0}$ analogue à celui de $\frac{\Delta C}{C_0}$ donne

$$\frac{\Delta L}{L_0} = \frac{2\Delta W}{W_0}$$

$$\implies W^2(t) = \frac{I}{L_0 C} \left(1 + \frac{2\Delta W}{W_0} \sin \Omega t \right)$$

on pose $W_0^2 = \frac{I}{L_0 C}$ et on suppose que $\frac{\Delta L}{L} \ll 1$

=== L'équation différentielle devient :

$$\frac{d^2 q}{dt^2} = q \omega_0^2 \left(1 + \frac{2 \Delta W}{W} \sin \Omega t \right) = 0$$

C'est une équation également de Mathieu, dans les mêmes conditions que précédemment ; elle admet une solution de forme identique .

On obtient une modulation de fréquence correcte ; sans distortion appréciable tant que les variations de la capacité ou de la self sont proportionnelles aux variations d'amplitude de la tension de modulation .

IV- Vobulation Et MarquageA- Vobulation

1) Définition

Vobuler un oscillateur c'est faire balayer sa fréquence suivant une loi connue entre deux limites qui constituent l'excursion d'analyse de la gamme de fréquence

2) Principe

Un générateur vobulé n'est ^{rien} d'autre qu'un oscillateur HF (*) qui se voit délivrer une fréquence modulée grâce à une tension BF de vobulation appliquée à son entrée.

On distingue notamment:

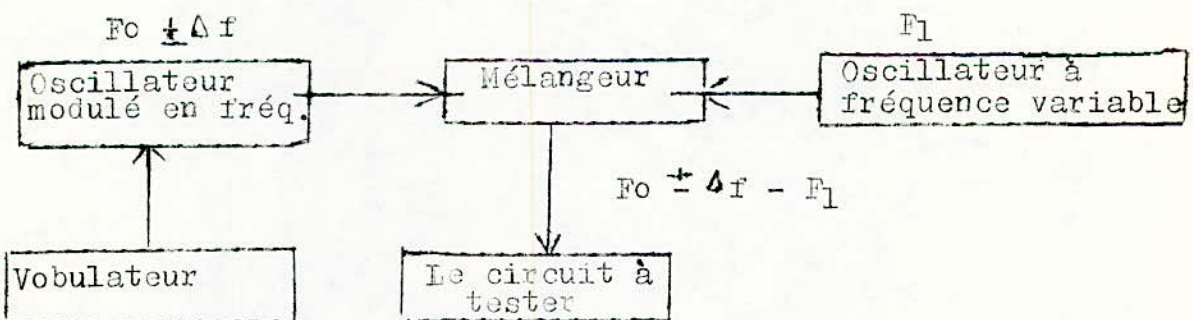
-a/ la fréquence centrale de la bande analysée, F_0 c.a.d celle qui reste quand l'excursion de fréquence est supprimée.

Cette fréquence peut être fixe ou variable:

-fixe: dans ce cas un seul oscillateur est accordé sur cette fréquence par exemple $F_0 = 455\text{KHz}$ ce qui convient d'ailleurs pour l'al-

-ignement des étages F. Intermédiaire d'un récepteur.

-Variable: pour ce faire, on fait battre l'oscillateur modulé en fréquence ($F_0 \pm \Delta f$) avec un oscillateur de fréquence F_1 variable. Le principe est reproduit sur la figure suivante:



(*) nota: Le fait de dire que l'oscillateur est un oscillateur HF n'entraîne pas automatiquement que sa fréquence appartienne à la gamme HF mais veut dire dans tous les cas que cette fréquence relativement à la fréquence de vobulation est de la HF.

à la sortie d' un mélangeur recevant ces deux composantes, on recueille (entre autre) la fréquence différence $F_2 - F_1 \pm \Delta f = F \pm \Delta f$ dont le swing est constant et indépendant de la fréquence.

b/ L'amplitude de modulation qui correspond à l'excursion de fréquence doit être ajustée suivant la sélectivité du circuit à analyser: /

B/ Marquage:

Il est possible d'incorporer au générateur modulé un dispositif d' étalonnage des oscillogrammes en fréquence.

Pour cela on utilise:

- soit une fréquence variable que l'on déplace à la main au moyen du générateur variable interne au modulateur (fig: a);
- soit un train de tops distants de 1 MHz ou de 5 MHz (cas de télévision) (fig:b.)

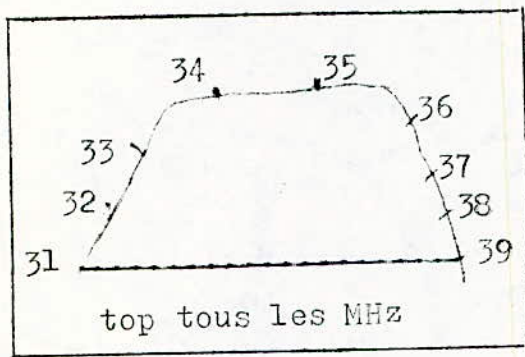


fig:b

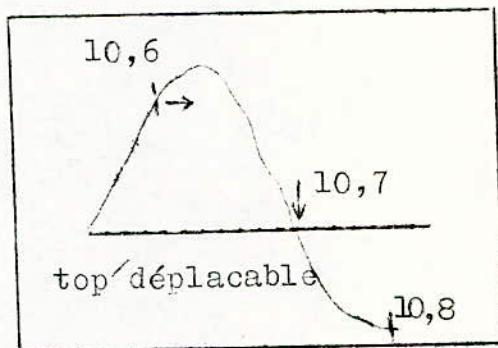


fig:a

ces tops sont obtenus par battement entre la fréquence de marquage obtenue par quartz le plus souvent et la fréquence modulée

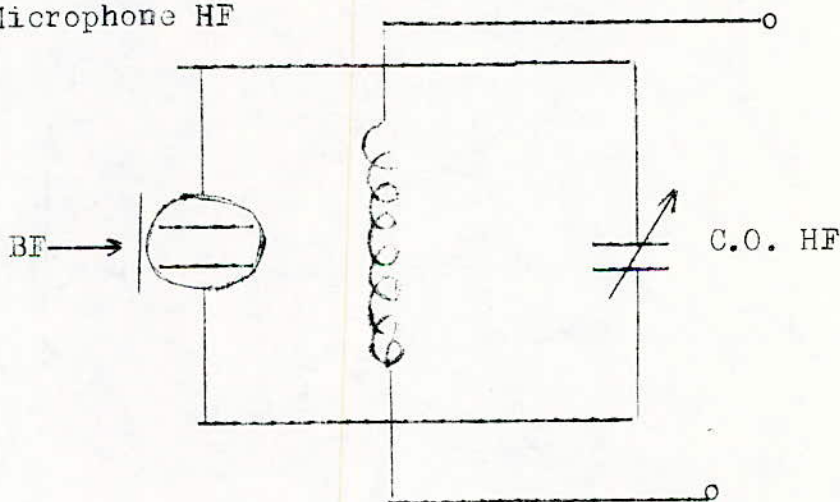
V : Procédés de modulation :

Pour réaliser un modulateur à fréquence variable, on utilise souvent le principe de l'oscillateur à battements déjà exposé au chapitre IV-A.

Mais cette méthode n'est pas applicable pour les gammes de télévision demandant un swing très grand à des fréquences élevées. On a recourt alors à de nombreux autres systèmes de modulation; les uns produisant directement la modulation de fréquence, les autres produisant simplement une modulation de phase qui est ensuite transformée en une modulation de fréquence. (*)

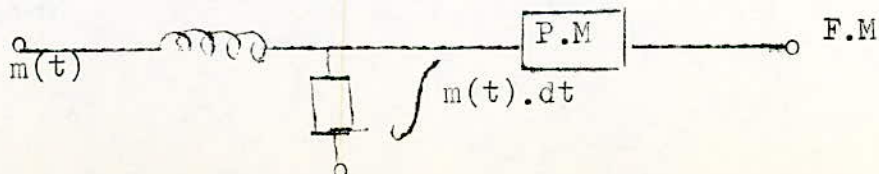
On se bornera à fournir des indications sommaires sur les dispositifs mécaniques et électromécaniques; en effet un grand nombre de ces dispositifs est appelé à disparaître vu leur complexité lors de la fabrication et l'insuffisance de leur rendement.

I-Microphone HF



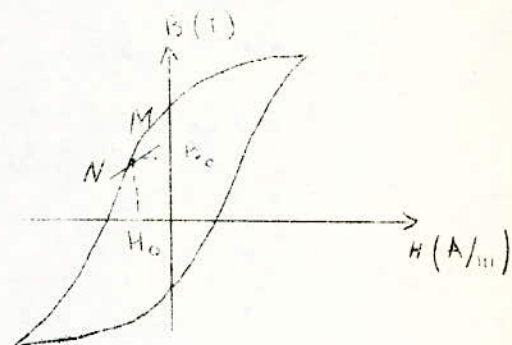
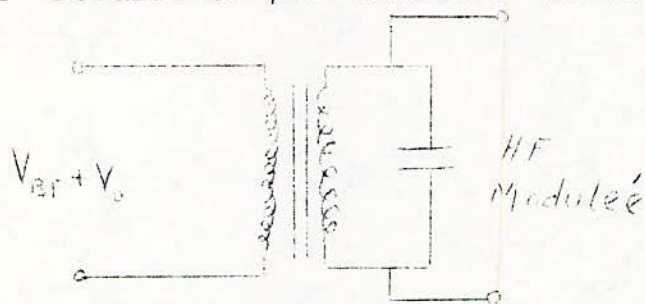
nota:

(*) Si l'on désire moduler en fréquence une porteuse par un signal $m(t)$; il suffit de moduler en phase cette porteuse par l'intégrale de $m(t)$.



C'est un microphone à condensateur mis en parallèle sur le circuit oscillant HF. La variation du condensateur module directement la HF de l'oscillateur.

2- Modulation par Réactance Variable



On peut faire varier la perméabilité d'une self-induction en la saturant plus ou moins par des courants de basse fréquence traversant un bobinage spécial.

Si B et H respectivement l'induction et le champ; la courbe $B = f(H)$ définit la nature magnétique d'un matériau. Si en un point quelconque M de la courbe $B = f(H)$ une petite variation alternative du champ magnétique est superposée au champ constant H_0 ; ce point décrit un cycle étroit $M-N$ autour de M . Ce cycle est assimilable à un segment de droite de pente moyenne μ_d appelé perméabilité dynamique; elle dépend du matériau, du point moyen de fonctionnement et de l'amplitude du phénomène alternatif.

On possède ainsi le moyen de faire varier l'impédance d'un bobinage à noyau de fer, et par delà l'inductance $L = K \mu_d$ au rythme d'une variation BF, ce qui affecte une modulation en fréquence des oscillations du circuit-oscillant HF.

3- Modulation par Diode Varicap

Les diodes à jonction P-N peuvent être utilisées pour produire des oscillations modulées en fréquence grâce à leur propriété de se comporter comme une réactance capacitive variable avec la tension de polarisation de la diode.

a) Aperçu théorique

Les phénomènes Physiques qui font qu'une diode peut avoir une capacité sont déterminés par les processus physiques qui se produisent dans les semi-conducteurs au voisinage de la jonction.

Deux cas peuvent se présenter:

- a-1 Polarisation en inverse (dans le sens du blocage)
- a-2 Polarisation en inverse ou en directe à de faible tension (dans le sens de conduction de la diode)

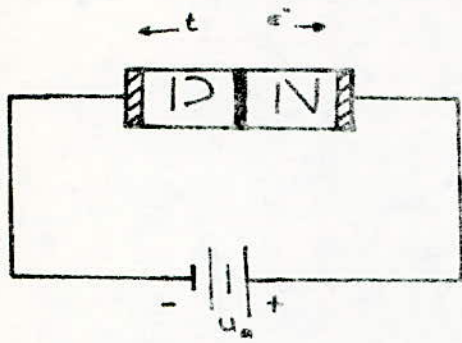


Fig V. 3.1

Diode PN à Polarisation inverse

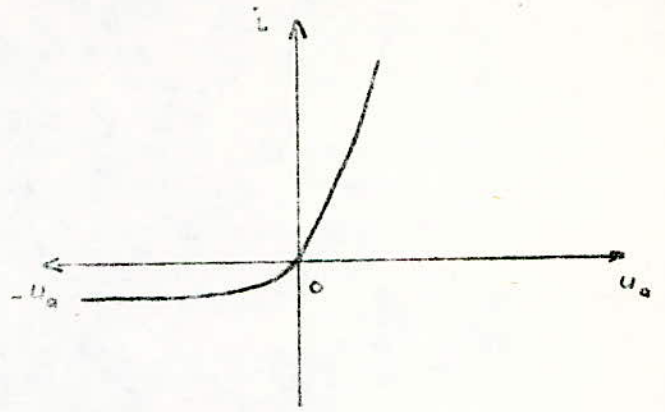


Fig V. 3.2

Caractéristique du courant i de la jonction PN dans la région de polarisation inverse et pour de faibles tensions de polarisation directe.

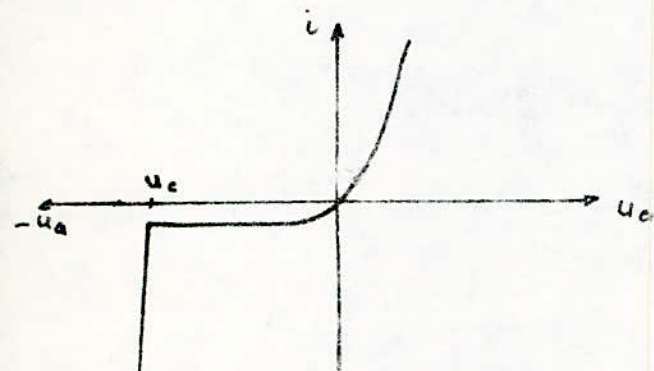


Fig V. 3.3

même caractéristique dans la région de Polarisation inverse qd $|u_a| > |u_c|$

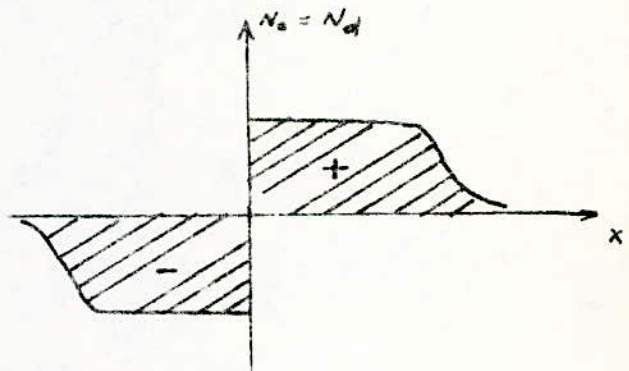


Fig V. 3.4

Distribution des charges dans jonction abrupte.

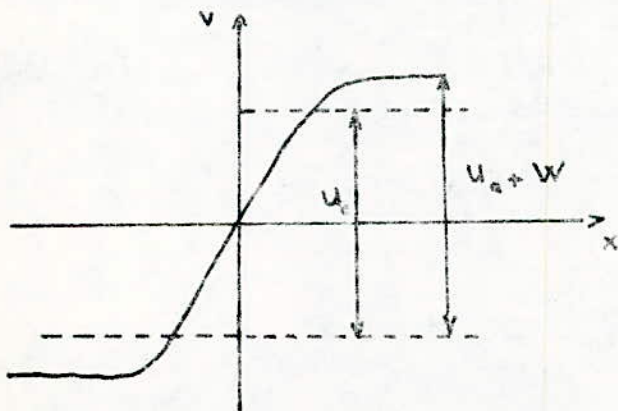


Fig V. 3.5

Variation du potentiel V de part et d'autre de la jonction PN

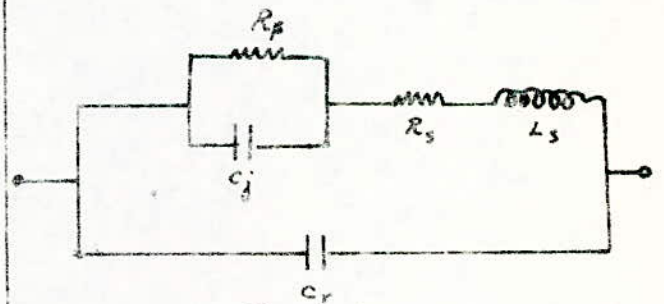


Fig V. 3.6

Circuit électrique équivalent de la diode à jonction PN.

11-b

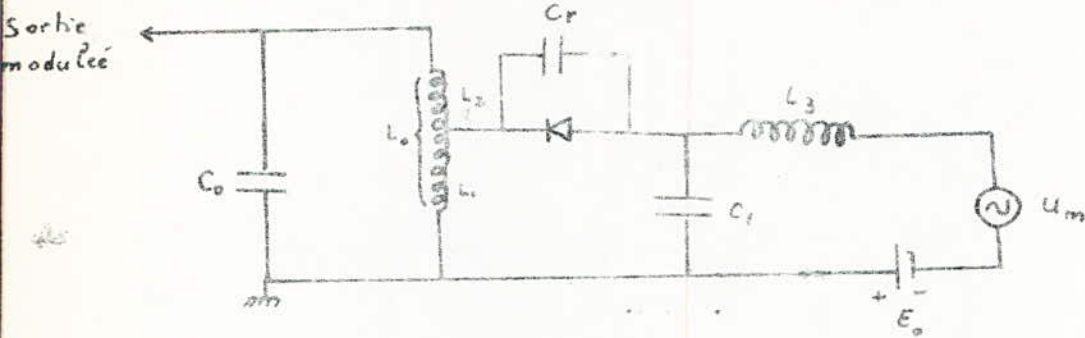


fig 3.7

schéma de principe du modulateur de fréquence à diode à semi-conducteur à polarisation inverse. La diode est placée en parallèle sur une portion du circuit oscillant.

dans le 1^{er} cas fig V 3 . I, le courant inverse est dû uniquement porteurs minoritaires (e^- dans le S.C du type P et trous de le S.C de type N) ce courant est I_{inv} tel que :

$$I_{inv} = i_{e^-} + i_t$$

Ce courant, conditionné par l'agitation thermique des porteurs, à une valeur faible, il tend vers le courant de saturation lorsque la tension de polarisation inverse augmente.

La fig V.3 . 2 représente la caractéristique du courant de la jonction PN dans la région de Polarisation inverse et pour de faibles tensions de polarisation directe . On remarque que pour une tension inverse $u_a > u_c$ u_c tension de claquage, le courant augmente brusquement (fig V.3 . 3) lors de la polarisation inverse de la diode, sous l'action de la tension appliquée, il se produit un déplacement des trous dans le S.C.P et des e^- dans le S.C N (porteurs majoritaires), dans le sens des flèches de la fig V.3 . I . Il en résulte une concentration N_a d'ions accepteurs dans le S.C.P et une autre N_d d'ions positifs donneurs dans le S.C.N de part et d'autre de la jonction, dans la région de transition, des charges égales et de sens contraires s'accablent avec une densité uniforme, si la jonction est abrupte fig V 3.4 . La figure V 3.5 représente la variation du potentiel V dans le S.C . On voit bien que dans la région de transition, il se forme une barrière de potentiel égale à $U_a + W$. W étant le potentiel de contact.

En notant par l_n la longueur de la région occupée par les ions positifs, la quantité d'électricité accumulée rapportée à la surface de la jonction est :

$$Q = e N_d l_n$$

Ces charges déterminent la capacité de la jonction. On montre que la longueur l_n est proportionnelle à la racine de la différence totale de potentiel $u_a + W$ de la région de transition de la jonction on en déduit l'expression Q tel que :

$$Q = Q_0 \sqrt{\frac{U_a + W}{W}}$$

d'où la capacité différentielle :

$$C_j = \frac{dQ}{dU_a} = \frac{Q_0}{2W} \sqrt{\frac{W}{U_a + W}} = \sqrt{\frac{W}{U_a + W}} \times C_{j_0}$$

Cette capacité différentielle intervient pour les tensions alternatives de faibles valeurs, superposées à une tension continue de polarisation de la diode. W peut être considéré négligable devant U_a d'où on peut écrire:

$$C_j \approx C_{j_0} \sqrt{\frac{W}{U_a}}$$

Remarque : Pour une jonction graduée $C_j = C_{j0} \left(\frac{V_f}{V_f + U_a} \right)^{1/3}$
 Le schéma du circuit équivalent de la diode est donné par la fig V 3.6 où R_p est une résistance élevée ($\neq 100 \text{ k}\Omega$) et croit avec la tension de polarisation, et R_s (très faible valeur) elle représente la résistance des régions neutres P et N, L_s représente l'inductance due aux liaisons, son effet est en général négligeable, et C_r représente la capacité parasite

Dans l'autre cas (a;2) où la tension de polarisation inverse ou directe est faible; les processus physiques dans la zone de barrage prennent un autre aspect en effet il se produit une diffusion des trous du S.C.P dans le S.C.N, ainsi qu'une diffusion en sens contraire des e^- . La diffusion est d'autant plus grande que la tension inverse appliquée à la diode est plus petite ou que la tension directe est grande.

Cette diffusion produit au voisinage de la jonction une concentration de porteurs minoritaires (t. dans le S.C.N ~~est~~ été dans le S.C.P) ainsi en modifiant la tension appliquée, on obtient une modification de la concentration de porteurs. La capacité de diffusion correspond en effet à cette concentration de charges. On donne, en général, le nom de varacteurs aux diodes à jonction P-N. Ces varacteurs et en général, les diodes à jonction P-N à polarisation inverse, peuvent être, en raison de leur propriété de présenter une capacité variable avec la tension de polarisation, ^{utilisés} comme éléments d'accord variable dans un circuit oscillant et pour moduler en fréquence ses oscillations

b) Application de la diode

Le circuit oscillant de la figure V 3.7 est constitué par la capacité C_0 et par l'inductance L_0 , C_r est la capacité parasite de la diode, C , sert au découplage et L_3 est une bobine de choc pour le courant de haute fréquence. La diode se trouve en parallèle sur L_1 .

On applique à la diode la tension de polarisation E_0 en série avec une tension de modulation U_m telle que la tension totale appliquée est :

$$E_0 + U_m = U_a$$

La fréquence de résonance du circuit est donnée par

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 (C_0 + P^2 (C_r + C_j))}}$$

Où $P = \frac{L_1}{L_2}$ est le rapport de transformation de la capacité en parallèle sur L_1 en une capacité équivalente en parallèle sur C_0

$$\text{ON peut écrire ; } f = \frac{I}{2\pi \sqrt{L_0 (C_0 + p^2 C_r + p^2 C_j(U_a))}}$$

puisque C_j est une fonction de la tension d'alimentation totale de la diode.

Pour établir les conditions optimales de fonctionnement de la diode à réactance en tant que modulatrice ; on doit tenir compte de :

- Si U est l'amplitude de la tension H F aux bornes du circuit oscillant et U_m celle de la tension de modulation, les tensions maximales et minimales appliquées à la diode sont respectivement

$$E_0 - U_m - pU$$

$$\text{et } E_0 + U_m + pU$$

et pour éviter de pénétrer dans la région de conductivité de la diode on doit remplir la condition :

$$E_0 - U_m = U_{\min} \text{ où } U_{\min} \geq pU$$

Aussi si U_{inv} ($U_{\text{inv}} < U_c$) est la tension maximale inverse admissible de la diode ; on doit satisfaire la condition

$$E_0 + U_m = U_{\max} \text{ où } U_{\max} \leq U_{\text{inv}} - pU$$

La variation totale de la fréquence de ce circuit oscillant est donnée par la différence :

$$f = \frac{I}{2\pi \sqrt{L_0 (C_0 + p^2 C_r + p^2 C_j(U_{\min}))}} - \frac{I}{2\pi \sqrt{L_0 (C_0 + p^2 C_r + p^2 C_j(U_{\max}))}}$$

Cette différence est d'autant plus grande que C_0 est plus petite. Plus p est grand, plus grand est l'effet de la capacité de la diode sur le circuit, mais en même temps U_{\min} augmente et $C_j(U_{\min})$ diminue, d'où la valeur optimale de p est recherchée par une série d'essais.

Lorsque la diode est utilisée pour la modulation en fréquence des oscillations, la tension de modulation doit être faible par rapport à E_0 afin d'éviter l'apparition de distorsion importantes, pour ce faire on cherche à obtenir une pente aussi grande que possible de la caractéristique de modulation.

La bonne stabilité en fréquence et les faibles distorsions exigent une valeur assez élevée de C_0 par rapport à $p^2 (C_r + C_j(U_{\max}))$.

La pente de la caractéristique de modulation correspondant au point moyen de fonctionnement est donnée par:

$$S_r = \frac{df(E_0)}{dU_a} = - \frac{I}{2} \cdot \frac{f_0 p^2}{C_0 + p^2 C_r + p^2 C_j(E_0)} \cdot \frac{dC_j(E_0)}{dU_a}$$

On suppose que:

$$C_0 \gg p^2 C_r + p^2 C_j(E_0)$$

On peut écrire;

$$S_r = - \frac{I}{2} \cdot \frac{f_0 p^2}{C_0} \cdot \frac{dC_j(E_0)}{dU_a}$$

Où $\frac{dC_j(E_0)}{dU_a}$ peut être donné par des courbes tracées expérimentalement.

La déviation maximale de fréquence Δf correspondant à la tension de modulation maximale U_m , rapportée à la fréquence centrale est donnée par:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = - \frac{I}{2} \cdot \frac{p^2}{C_0} \cdot \frac{dC_j(E_0)}{dU_a} \cdot U_m$$

c) Remarque:

Pour calculer un modulateur, on part en général des données suivantes:

La fréquence centrale f_0 , la déviation de fréquence maximale, l'amplitude de la tension HF, et en se servant de la courbe de variation de la capacité introduite par la diode en fonction de la polarisation. Cette caractéristique est déterminée expérimentalement.

V.4 Modulation à transistor à réactance:

Le fonctionnement du transistor à réactance est basé sur la propriété des étages; à contre réactance de présenter une impédance de sortie formée d'une résistance et d'une réactance dont les valeurs dépendent de la pente du transistor variant avec la tension de polarisation.

V.4.1 Fonctionnement à basse fréquence:

On suppose que la fréquence est suffisamment basse pour que les paramètres du transistor puissent être considérés comme grandeurs réelles.

On peut assimiler un transistor à un quadripôle défini par la matrice Y constituée par les paramètres y_{ij} :

$$| y | = \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{vmatrix}$$

On définit le quadripôle avec lequel on réalise la réaction entre l'entrée et la sortie par la matrice suivante:

$$| Y | = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix}$$

Le quadripôle résultant est représenté par la matrice somme:

$$| y + Y | = \begin{vmatrix} y_{11} + Y_{11} & y_{12} + Y_{12} \\ y_{21} + Y_{21} & y_{22} + Y_{22} \end{vmatrix}$$

Ainsi, on peut représenter l'ensemble (transistor+réaction) par le schéma suivant: fig V.4.1

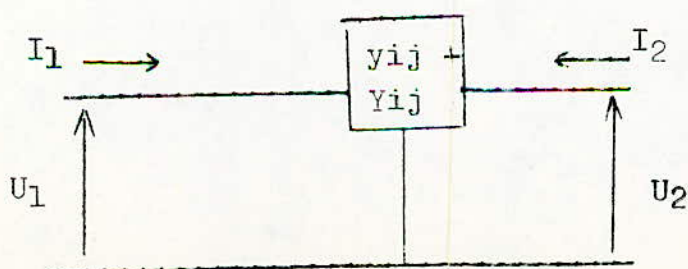


fig: V.4.1.1

d'où les équations suivantes:

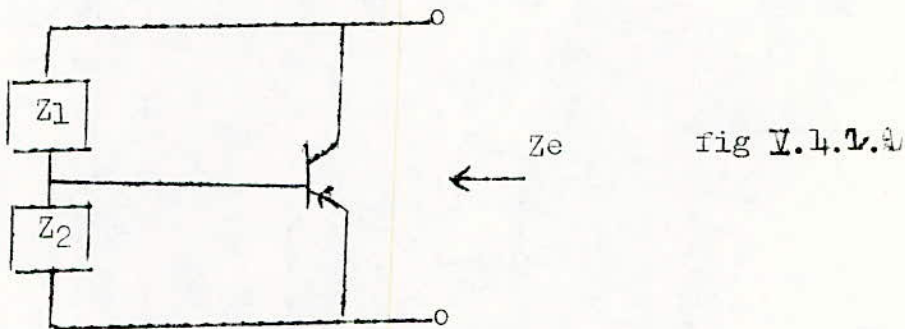
$$I_1 = (y_{11} + Y_{11}) \cdot U_1 + (y_{12} + Y_{12}) \cdot U_2$$

$$I_2 = (y_{21} + Y_{21}) \cdot U_1 + (y_{22} + Y_{22}) \cdot U_2$$

On en déduit l'admittance de sortie du quadripôle résultant:

$$y_e = (I_2/U_2)_{I_1=0} = y_{22} + Y_{22} - \frac{(y_{12} + Y_{12}) \cdot (y_{21} + Y_{21})}{y_{11} + Y_{11}}$$

Dans le cas où le couplage est réalisé par un réseau déphaseur simple, formé par les impédances Z_1 et Z_2 : fig V.4.1.2:



$$Y_{11} = (1/Z_1) + (1/Z_2); \quad Y_{22} = 1/Z_1; \quad Y_{21} = Y_{12} = -1/Z_1$$

Entre les paramètres y_{ij} et h_{ij} , on a les relations suivantes:

$$y_{11} = 1/h_{11}; \quad y_{12} = -h_{12}/h_{11}; \quad y_{21} = h_{21}/h_{11}; \quad y_{22} = \frac{h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}}{h_{11}}$$

En substituant on obtient:

$$y_e = \frac{1}{Z_e} = \frac{1}{Z_1 + Z_2} = \frac{h_{11} + Z_2 + (h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}) \cdot (Z_1 + Z_2) + h_{22} \cdot Z_1 Z_2}{h_{11} + \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} + (h_{21} - h_{12}) \cdot Z_2}$$

En montage B.C et E.C on a toujours $h_{21} \gg h_{12}$
d'où l'expression de y_e devient:

$$y_e = \frac{1}{Z_e} = \frac{1}{Z_1 + Z_2} + h_{22} + \frac{h_{21} \cdot Z_2 (1 - h_{12} \cdot (Z_1/Z_2 + 1)) + (Z_2)^2}{(Z_1 + Z_2) \cdot (h_{11} + \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2})}$$

En montage E.C, et en supposant que:

$$|Z_2| \ll |Z_1| \quad \text{et} \quad h_{12} \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| \ll 1$$

on peut écrire:

$$\frac{I}{Z_e} \approx \frac{I}{Z_I} + h_{22e} + \frac{h_{21e}}{h_{11e} + Z_2} \cdot \frac{Z_2}{Z_I}$$

L'une des impédances Z_I, Z_2 est résistive et l'autre réactive (réseau déphaseur). L'admittance équivalente du transistor a une partie réactive et une partie résistive qui dépendent de h_{11e} et h_{21e} . Ces paramètres varient considérablement avec le courant i_e de l'émetteur, au point moyen de fonctionnement, pour une tension donnée d'alimentation du collecteur. Dans l'expression ci-dessus, $\frac{I}{Z_I}$ est l'admittance introduite par le circuit déphaseur et h_{22e} est la conductance de sortie du transistor (entrée à circuit ouvert) qu'on peut négliger, en général, son effet.

Le gain en courant β (avec sortie en court-circuit) h_{21e} varie très peu avec le courant de l'émetteur i_e , tandis que l'impédance d'entrée h_{11e} (sortie en court-circuit) varie approximativement en raison inverse de i_e (fig V.4.1.3)

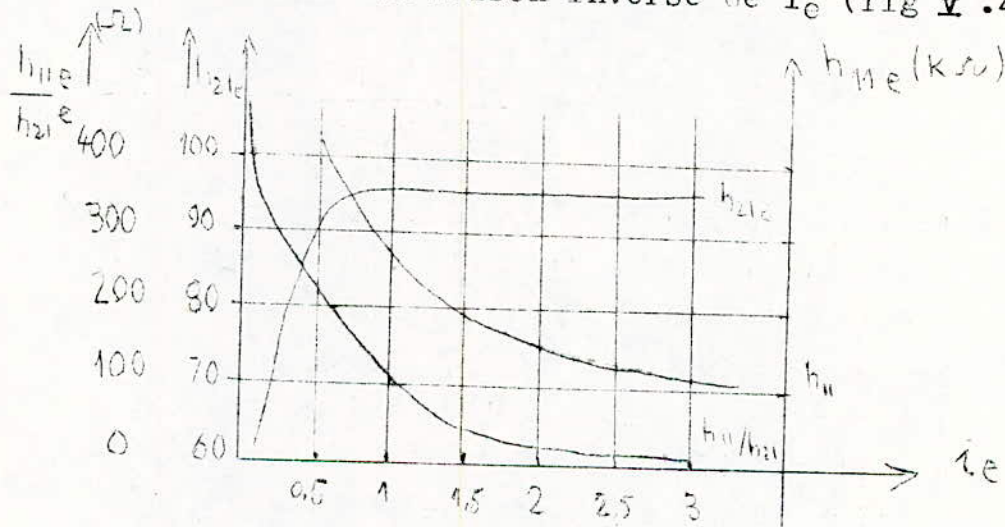


fig V.4.1.3: Variation de h_{11e} , h_{21e} , $\frac{h_{11e}}{h_{21e}}$ en fonction de i_e

Pour de faibles valeurs de i_e , on a :

$$|Z_2| \ll h_{11e}$$

d'où l'admittance de sortie, sans considérer l'admittance introduite par le circuit déphaseur devient :

$$\frac{I}{Z_e} \approx \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \frac{Z_2}{Z_I}$$

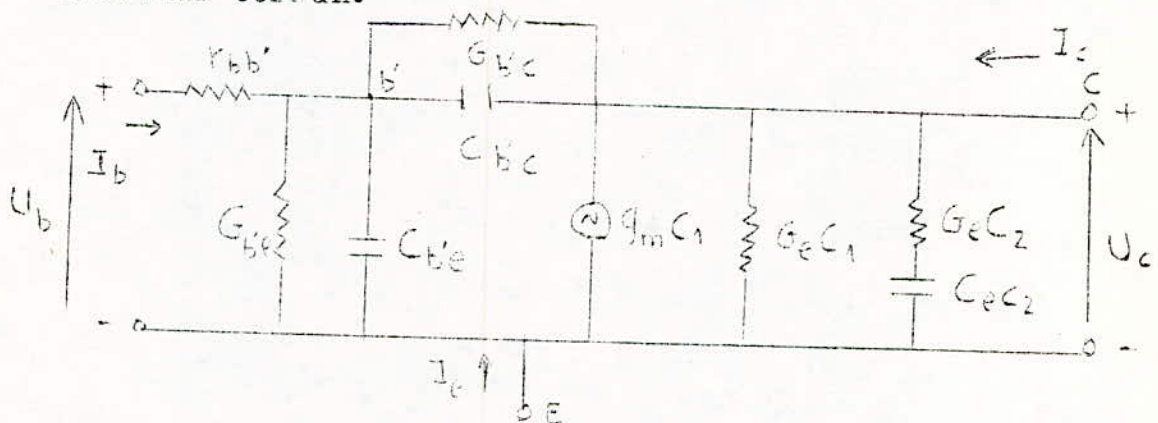
Or, d'après la fig: V.4.1.3 on voit que :

$$\frac{h_{11e}}{h_{21e}} \approx \frac{K}{i_e} \quad \text{où } K \text{ est une constante.}$$

Si i_e varie au rythme du signal de modulation, les paramètres h_{IE} et h_{IC} varient également, et l'oscillateur en parallèle avec le transistor à réactance est modulé en fréquence.

V.4.2: Fonctionnement dans la région des moyennes et hautes fréquences /

Dans ce régime de fonctionnement, les paramètres du transistor sont des quantités complexes. Pour analyser les phénomènes il est indiqué d'utiliser le schéma équivalent de Giacometto. La fig V.4.2.I représente le schéma hybride en π en émetteur commun.



On note :

$r_{bb'}$: résistance de la base

$C_{b'e}$: capacité de l'émetteur qui correspond principalement à la capacité de diffusion

$C_{b'c}$: capacité de collecteur, formée par la capacité de barrière, qui dépend de la tension de collecteur et de la capacité de diffusion qui dépend du courant i_e de l'émetteur au point moyen de fonctionnement

g_r : pente interne du transistor.

ON suppose que la fréquence est suffisamment élevée pour que la condition suivante soit réalisée : $\sqrt{f_\alpha f_\beta} < f < f_\alpha$

Où f_α ; fréquence limite en base commune

f_β ; fréquence limite en émetteur commun

Si on néglige ; les résistances qui se trouvent en parallèle sur les réactances, vu leur effet faible aux fréquences élevées et comme en général, dans la bande de fréquence définie par :

$\sqrt{f_\alpha f_\beta} < f < f_\alpha$; la condition ^{suivante} se trouve réalisée :

$$r_{bb'} > \frac{I}{C_{b'e} \omega}$$

Le schéma de Giacometto se simplifie d'avantage pour donner la figure: V.4.2.2

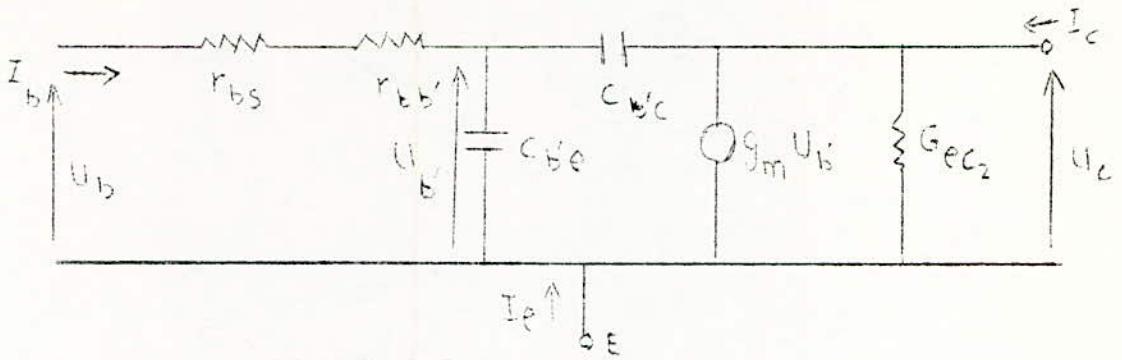


Fig V.4.2.2

Schéma équivalent hybride simplifié en Π du transistor ayant une réactance supplémentaire r_{bs} à l'entrée et une réaction entre la sortie $U_e = \gamma U_c$

Ainsi on peut voir que le circuit d'entrée forme un circuit déphaseur naturel qui introduit un déphasage de $\frac{\pi}{2}$, d'une manière semblable aux circuit déphaseur de la figure V.4.II On peut ajouter une résistance r_{bs} externe à l'entrée pour améliorer la condition de déphasage

On illustre le schéma de principe d'un tel transistor à réactance par la figure V.4.2 3

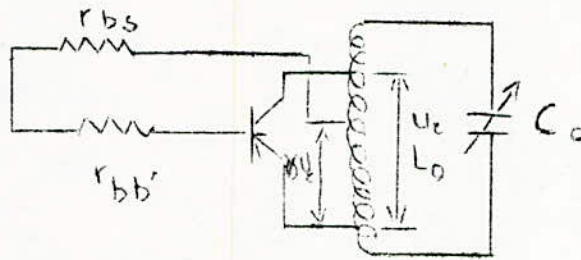


Schéma de principe du transistor à réactance basé sur le circuit déphaseur naturel d'entrée ($\frac{\pi}{2}$). La réactance varie avec les paramètres du transistor, qui sont à leur tour variables avec la tension de polarisation

Dans ce schéma, la tension de réaction amenée sur la base du transistor est $U_e = \gamma U_c$ où γ peut prendre des valeurs positifs ou négatifs.

L'expression de l'admittance de sortie du transistor à réactance entre le collecteur et l'émetteur (sans considérer l'admittance introduite par le circuit d'entrée) est :

$$y_s = \frac{I_c}{U_c} = \frac{I}{R} + \frac{I}{j X}$$

$$\approx \frac{\gamma \epsilon_m - r_b w^2 C_{b'e} C_{b'e} + j(w C_{b'e} (I - \gamma) + r_b \epsilon_m C_{b'e}) + G_{ec2}}{I + j r_b w C_{b'e}}$$

Etant donné que $r_b w C_{b'e} \gg I$ et compte tenu du fait que :

$$\frac{C_{b'e}}{C_{b'e}} \ll I \quad \text{et} \quad r_b \epsilon_m > I - \gamma \quad \text{on peut écrire:}$$

$$-\frac{I}{X} \approx -\frac{\varepsilon_m}{r_b W C_{b'e}} \left(\delta - \frac{r_b}{\varepsilon_m} w^2 C_{b'e} C_{b'c} \right)$$

$$= -\frac{\delta \varepsilon_m}{r_b W C_{b'e}} + w C_{b'c}$$

et

$$-\frac{I}{R} \approx \delta \left[\frac{\varepsilon_m}{(r_b W C_{b'e})^2} - \frac{I}{r_b C_{b'e}} \right] + \varepsilon_m \frac{C_{b'c} + G_{ec2}}{C_{b'e}}$$

Le circuit d'entrée quand à lui introduit en plus une susceptance et une conductance (ramenée aux bornes C.E) de valeurs :

$$-\frac{I}{X'} = \frac{W C_{b'e}}{I + r_b^2 W^2 C_{b'e}^2} \cdot \delta^2$$

$$\frac{I}{R'} = \frac{r_b W^2 C_{b'e}}{I + r_b^2 + W^2 C_{b'e}^2} \cdot \delta^2$$

$$\text{où } r_b = r_{bb'} + r_{bs}$$

La susceptance $+\frac{I}{X}$ peut être négligable dans la région des moyennes et hautes fréquences devant $\frac{I}{X}$ vu que

$$r_b W C_{b'e} \gg I$$

Les expressions de $\frac{I}{X}$ et $\frac{I}{R}$ ci dessus montrent qu'à la sortie le transistor se comporte comme un circuit constitué par :

* : une inductance donnée par :

$$\frac{I}{L_s} = \frac{\delta \varepsilon_m}{r_b C_{b'e}} \left[\frac{I}{H} \right]$$

* une capacité en parallèle :

$$C_s = C_{be}$$

* et une résistance

On peut faire varier la susceptance $-\frac{I}{X}$ et par suite la fréquence de l'oscillateur de deux manières : $\frac{I}{X}$ en variant le courant I_{ce} et en variant la tension U_{ce} .

Pour le 1^{er} cas la déviation de fréquence relative est donnée par l'expression ; $\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2} \delta p^2 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \Delta \left(\frac{\varepsilon_m}{r_b W_0 C_{b'e}} \right)$

où $p = \frac{X_I(W_0)}{W_0 L_0}$ tel que X_I est la réactance de la portion du

circuit oscillant ayant en parallèle le transistor.

La quantité $\frac{\varepsilon_m}{r_b W_0 C_{b'e}}$ varie avec le courant i_{ce} au point moyen

de fonctionnement, lequel, à son tour, peut varier si l'on superpose, la tension de modulation à celle de haute fréquence, à la base du transistor.

La déviation de fréquence est d'autant plus grande que le facteur $r_b W_o C_{b'e}$ est plus petit, mais une valeur trop faible introduirait une modulation parasite d'amplitude.

Pour le 2^{ème} cas c'est à dire lorsque la modulation de fréquence est obtenue par la variation de la tension U_{ce} , on coupe la chaîne de réaction ($\chi = 0$) et c'est la variation de la capacité $C_{b'e}$ avec U_{ce} qui produit la déviation de fréquence. L'expression de $\frac{\Delta f}{f_0}$ dans ce cas est donnée par

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{I}{2} p^2 \frac{C_{b'e}}{C_o}$$

On peut aussi réaliser une modulation de fréquence en utilisant comme réactance variable la capacité $C_{b'e}$ de la jonction base-émetteur d'un transistor. Le fig V 4.2.4 représente le schéma de principe d'un tel modulateur.

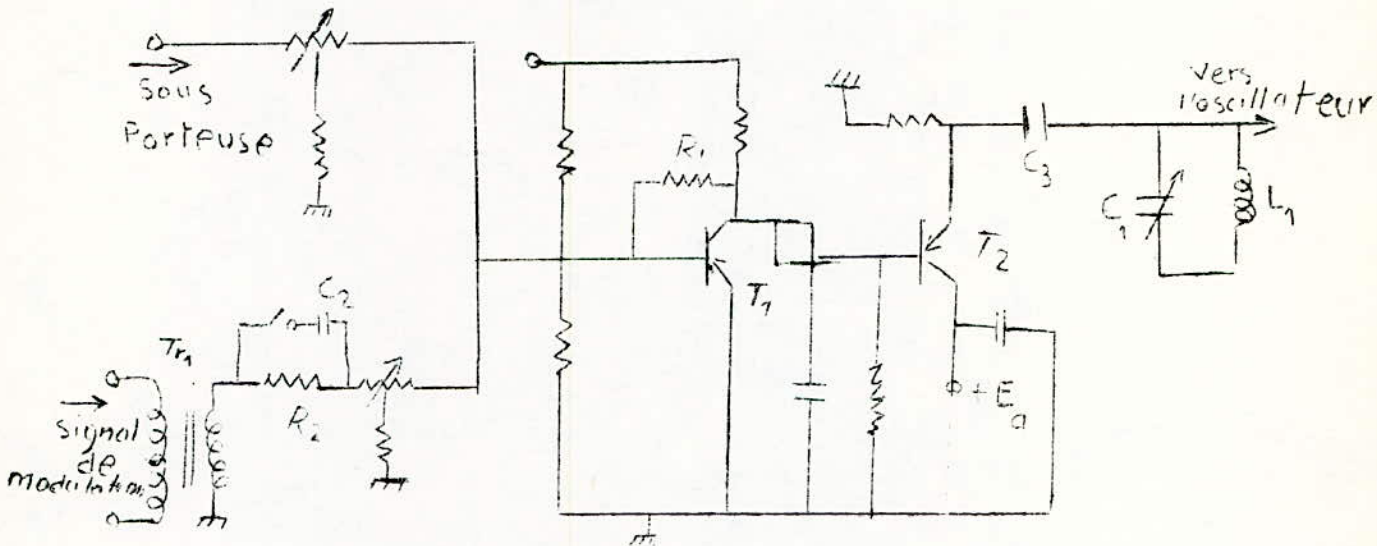


Fig V.4.2.4 Schéma de principe du modulateur de fréquence dont la réactance variable est constituée par $C_{b'e}$ de la jonction base-émetteur d'un transistor T_2 monté en C.C, ayant l'émetteur et le collecteur liés ensemble vis à vis des oscillateurs H.F. Si la condition $r_{bb'} W_o C_{b'e} \ll I$ est remplie pour la fréquence de service, la jonction B.E introduit une réactance capacitive

$C_{b'e}$. Cette capacité est modifiée au rythme du signal de modulation.

VI - Caracteristiques techniques d'un Générateur Vobulé Quélconque -

Le générateur vobulé doit permettre, grâce à un système de visualisation, la vision directe des courbes de réponses, il n'est pas seulement suffisant de prévoir une porteuse largement modulée en fréquence, mais il faut aussi disposer au cours des essais des grandeurs stables; de valeurs convenables selon leurs utilités. On distingue notamment:

- Stabilité du niveau : en effet la constance de la tension de sortie est une qualité importante puisqu'elle facilite le relevé de la courbe de réponse d'un montage. L'amplitude doit être variable mais connue (grâce à un atténuateur) ce qui permet une attaque suffisante des étages.

- Distortion : En général de tels générateurs disposent à la sortie plus qu'un signal, bien que le principe de fond consiste à générer un seul signal et par suite procéder par des différentes opérations telle que l'écrétage, la limitation, le fonctionnement des transistors en blocage ou en saturation pour générer les autres signaux. Cela évidemment pose des problèmes pour parfaire ces signaux. On admet une distortion inférieure ou égale à 5 %.

- Atténuateur de sortie: La précision des pas d'atténuation (bien qu'en général, elle dégrade en montant en fréquence) doit rester satisfaisante.

- Précision de la sélection de fréquence : elle s'exprime en pourcentage de la fréquence centrale f_0 . Cette précision est en fonction de la gamme choisie. En général on admet une précision inférieure ou égale à $\pm 10\%$

- Linearité de déviation elle s'exprime en pourcentage et peut atteindre 15 % pour des rapport des fréquences supérieur $\frac{1000}{I}$

- Rapport des fréquences: il peut varier de $\frac{1000}{I}$ (minimum) à $\frac{2000}{I}$ (maximum)

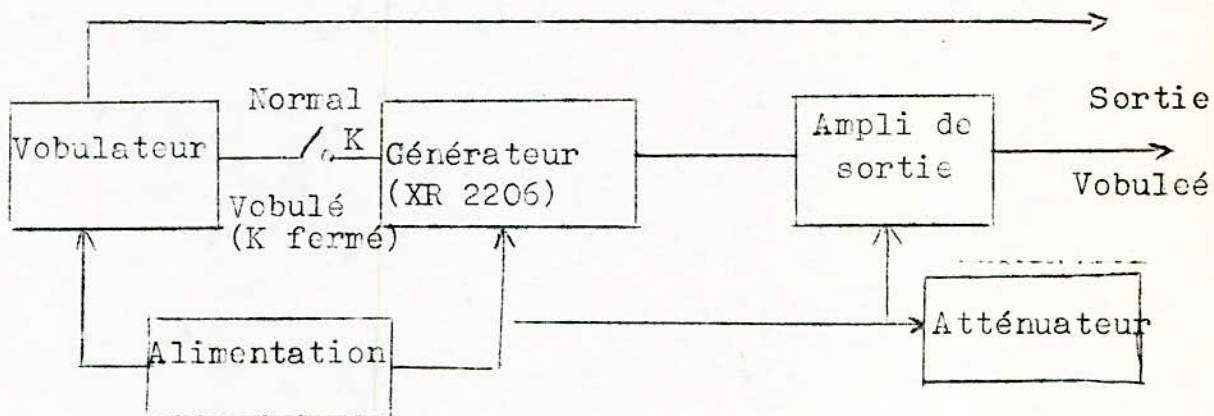
VII - Etude du Générateur Vobulé:

I - Introduction

Le circuit intégré Exar XR 2206 m'a permis de réaliser ce générateur de fonctions; simple dans son principe mais qui peut reprendre cependant à la demande de tout électronicien amateur (tel que nous le devons être) confronté à des problèmes de mise au point d'amplificateurs et des circuits divers en basse fréquence.

2 - Synoptique du Générateur.

Evidement ce schéma synoptique ne peut être déduit que du schéma du chapitre II.2



A fin de rendre de tel générateur vobulé réalisable on a omis d'incorporer un étage marqueur, d'ailleurs il est peu utile pour une gamme BF.

3 - Performance du générateur

- Gamme couverte : de 0,2 Hz à 200 kHz en 6 grammes en position c'est-à-dire il est possible de descendre à 0,02 Hz ou de grimper à 1 MHz environ (le signal observé est alors très déformé)
- Fonction :
 - . Triangulaire : linéarité meilleure que 1 %
 - . Sinusoidal : distorsion environ de 0,5 %
 - . Rectangulaire : temps de montée 0,1 μ s, temps de descente 0,08 μ s. Rapport cyclique ajustable de 10 à 95 %.
- Sorties :
 - . Atténuateur à impédance constante (100 Ω) non compensé.
 - . Tension de sortie maximum: 10 V réel en triangulaire et sinusoidal, 10V crête à crête en rectangulaire.

- Signaux TTL disponibles sur la face avant (en position signaux rectangulaires uniquement).

- Vobulateur :

- Piloté par un générateur de dent de scie logarithmique à vitesse variable, signal synchro accessible sur face avant.

Le balayage de l'oscilloscope sur 10 ou 20 ms/division

- Tone burst permet l'extinction totale ou partielle du signal durant une période sur 2 ou 2 Sur 4 ou encore 10 sur 20. Le rapport d'extinction est réglable et accessible sur la face avant

- Amplification de sortie : Liaison directe de l'entrée à la sortie avec décentrage possible de signal accessible directement ($\pm 3v$). Bande passante du continu à 400 kHz $\pm 0,5$ dB.

4-Le Générateur:

A- Rappels sur le XR 2206

a/ présentation du XR 2206 CP

Le cœur de l'appareil est constitué par le XR 2206 CP.

Ce circuit intégré est un générateur de fonctions monolithique capable de produire les signaux sinusoidaux ,rectangulaires, triangulaires ,rampes et impulsions de haute qualité.

La sortie peut être modulée en amplitude ou en fréquence par une tension externe. La fréquence de travail des signaux

peut être sélectionnée extérieurement ,elle peut s'étendre de 0,01 Hz jusqu'à plus de 1 MHz.

Le diagramme fonctionnel de ce circuit est représenté sur la fig VII-4-A-a où:

A: amplificateur tampon de gain 1, non inverseur.

B: multiplicateur et écreteur pour l'obtention des signaux sinusoidaux.

C: V.C.C (Voltage Controlled Oscillator) où oscillateur commandé par une tension.

D: commutateur de courant.

E: transistor de sortie.

L'oscillateur V C O fonctionne à une fréquence f_0 réglable avec la résistance R montée entre la masse et le point 7 ou 8 Cette fréquence est aussi déterminée par la capacité montée entre les bornes (broches) 5 et 6.

On pourra calculer f_0 à l'aide de la formule:

$$f_0 = \frac{1}{R.C} \text{ avec } R \text{ en } \Omega, C \text{ en farads et } f_0 \text{ en Hz.}$$

Le circuit B est un multiplicateur analogique et un écrêteur. Il permet:

- a/ La modulation d'amplitude du signal engendré par le C.I
- b/ L'écrêtage du signal triangulaire pour obtenir un signal sinusoïdal d'excellente qualité.

Le signal sinusoïdal se règle avec une résistance, fixe ou variable, montée entre les broches I5 et I6 (symétrie) et une autre montée entre les broches I3 et I4 (distorsion).

- c/ Le signal obtenu est transmis au circuit A et le signal de sortie a la forme sinusoïdale ou triangulaire.

L'amplitude du signal est réglable avec une résistance variable R_L montée entre les points 3 et 4.

Une sortie du signal rectangulaire peut être réalisée au point II. Ce signal est délivré par le V.C.O d'amplitude crête à crête égale à la tension d'alimentation. Cette sortie ne dispose pas de charge de collecteur, elle peut donc être adaptée en fonction de divers besoins, comme la commande de signaux logiques pour circuits TTL ou autre. CETTE sortie sera utile pour la commande d'un fréquencemètre, la synchronisation d'un oscilloscope ou une étude du temps de montée et de la réponse aux signaux rectangulaires d'un appareil.

En résumé, avec ce CI, on peut régler la fréquence du signal son amplitude, sa forme, sa symétrie, sa distorsion.

Le tableau suivant résume les caractéristiques du XR 2206 CP

CARACTERISTIQUES POUR $V=12V$, $T=25^{\circ}C$		
Fréquence max	1 MHz	$C=1000pF$ $R=1000$ ohms
Fréquence min	0,01 Hz	$C=50\mu F$ $R=2$ M Ω
Précision en fréquence	$\pm 2\%$ de f_0	$f_0=1/RC$
Balayage	2 000 : 1	$R=1$ k Ω à 2 M Ω
Linéarité du balayage	10 : 1	2%
	1 000 : 1	8%
Distorsion MF	0,1%	excursion $\pm 10\%$
SORTIE SINUS, TRIANGLE		
Impédance	600 ohms	
Tension max	6 V crête à crête	
Linéarité du triangle	1%	
Stabilité en amplitude	0,5 dB	balayage 1 000 : 1
Distorsion	{ 2,5%	
	{ 0,5%	
		sans réglage
		avec réglage

MODULATION EN AMPLITUDE		
Impédance d'entrée	100 k Ω	
Profondeur	100%	
Suppression de la porteuse	55 dB	
Linéarité	2% pour 95% de modulation	
SIGNAUX CARRES		
Amplitude	12 V crête à crête	
Temps de montée	250 ns	sur 10 pF
Temps de descente	50 ns	sur 10 pF
Tension de saturation	0,2 à 0,4 V	I = 2 mA
Courant de fuite	0,1 μ A	

b/ Caractéristiques générales

La fig VII.4.A.b donne le schéma pratique du montage de mesure qui sert de point de départ pour le montage de la réalisation qu'on donne à la fig VII.4.B

Les mesures ont été effectuées dans les conditions suivantes:

V + 12 V, avec le négatif à la masse, $-:T_A=25^\circ\text{C}$, $-:C=10\text{ nF}$

$\times:R_7=100\text{ k}\Omega$, $\times:R_8=10\text{ k}\Omega$, $\times:R_3=25\text{ k}\Omega$

S_I ouvert pour signal triangulaire, fermé pour signal sinusoïdal. On donne les résultats suivants:

\times / Tension d'alimentation

valeur typique: 12 V

le courant d'alimentation est 12 mA (typique),
17 mA max

$R_I \geq 10\text{ k}\Omega$

\times / Oscillateur: On a

$f_{\text{max}} = 1\text{ MHz}$ avec $C = 1000\text{ pF}$, $R_I = 1\text{ k}\Omega$

$f_{\text{min}} = 0,01\text{ Hz}$ avec $C = 50\text{ }\mu\text{F}$, $R_I = 2\text{ M}\Omega$

Précision: $\pm 1\%$ à $\pm 4\%$ en pourcentage de

$$f_0 = \frac{1}{R.C} ;$$

donc cette formule peut produire des erreurs de $1\% \pm 4\%$
- maximum.

-Stabilité de température $\pm 10(\text{min}) \pm 50(\text{max})$ en unité ppm/°C
(partie par million).

-Sensibilité par rapport à la température est de $0,01 \pm 0,1\% V$.
On a fait varier le $\pm V$ de $10V \pm 20V$ avec $R_7 = R_8 = 20K \Omega$.

* Rapport de fréquence:

$1000/1$ (min) $\pm 2000/1$ (max). On a déterminé f_{max} avec $R_7 = 1K \Omega$
et f_{min} avec $R_7 = 2 K \Omega$, C étant fixe.

-La linéarité de déviation est de 2% pour une déviation de $10/1$
avec $f_{\text{min}} = 1 \text{ KHz}$, $f_{\text{max}} = 10 \text{ KHz}$. Elle atteint 8% avec $f_{\text{min}} = 100 \text{ Hz}$
 $f_{\text{max}} = 100 \text{ KHz}$ c.a.d un rapport $1000/1$ des fréquences.

-La distorsion de modulation de fréquence est de $0,1\%$ lorsqu'il
ya déviation de f de $\pm 10\%$.

* Les signaux: (voir graphique A)

-triangulaire: 160 mV par $K \Omega$

-sinusoidal : $40 \pm 30 \text{ mV/K} \Omega$

-L'impédance de sortie: 600Ω

-Linéarité en triangulaire: 1%

-Stabilité en amplitude: $0,5 \text{ dB}$ pour une déviation de $1000/1$ de
la fréquence.

-Distorsion en signaux sinusoidaux $2,5\%$, mais une amélioration
jusqu'à $0,4\%$ est possible avec réglage (voir graphe B)

-Signal rectangulaire: amplitude $12V$ crête à crête, temps de montée
(avec $C_1 = 10 \mu\text{F}$) $250 \mu\text{s}$, temps de descente $50 \mu\text{s}$.

Ces données peuvent sembler fastidieuses, mais elles sont
indispensables si on désire essayer le montage en pleine connais-
-sance de cause, l'étudier soigneusement et choisir les compos-
-ants ^{Passéant} les caractéristiques requises.

C- Fréquence des signaux:

En se référant au schéma VII.4.Ab1, on calculera f_0 d'après la
formule: $f_0 = 1/RC$ ou $R = R_7$ ou R_8 , mais pas les deux en même
temps.

La broche non utilisée par exemple la 8 reste en l'air.

La capacité C peut être avantageusement commutée comme on le
montre à la figure VII.4.Ab2.

S_2 permet de mettre en circuit des valeurs différentes de C
tandis-que le point 7 est relié à la masse par une résistance
 R_2 fixe et R_1 variable telle que $R_3 = R_1 + R_2$.

Le nombre de gamme est déterminé par le nombre de capacités commutables à l'aide de S_2 . Il y aura recouvrement des gammes grâce à R_2 de la figure VII.4.b.z.

Pour une bonne stabilité en température on est appelé à observer la condition suivante: $4 K\Omega < R < 200K \Omega$

d- Déviaton de fréquence ou F.M:

Elle est produite quand la tension appliquée au point 7 varie.

Le schéma de montage est donné à la figure VII.4.A.d

la fréquence est donnée par la formule générale:

$$f = 1/RC \left[1 + (R/R_c)(1 - V_c/3) \right] \text{ Hertz.}$$

Avec V_c en volts, R en ohms et C en Farads.

On voit immédiatement que si $V_c = 0$ et $R_c = \infty$, la formule se simplifie et prend la forme donnée précédemment:

$f = 1/RC$. On remarque aussi que si $V_c = 3$ V, on retrouve encore cette même formule simplifiée.

Si l'on prend comme variable indépendante le courant totale I_t qui passe par le point 7. La fréquence est donnée par la formule: $f = (320 I_t)/C$ [Hz] avec C en μF et I_t en mA. Le courant total I_t est la somme de I_c passant par R_c et de I_b passant dans R .

On notera que le point 7 est polarisé par un circuit intérieur à +3 V par rapport au point 12 (masse) du C.I.

L'impédance entre masse et les points 7 ou 8 est faible. Lorsque I_t varie entre $1\mu A$ et $3mA$, la fréquence varie proportionnellement à ce courant. Pour faire varier I_t , on peut appliquer une tension de commande V_c aux bornes + et - de la fig VII.4.A.d.

On peut alors remplacer la variable I_t par la variable V_c et pour calculer la fréquence, on utilise la formule précédente. Le gain de conversion tension-fréquence est appelé K tel que K est obtenu en dérivant f par rapport à V_c :

$$K = \frac{\partial f}{\partial V_c} = -\frac{0,333}{R_c \cdot C} \text{ Hz/V}$$

Le courant I_t doit être limité supérieurement à $3mA$

B - Schéma du générateur vobulé

Voir fig VII.4 .B.

Dans la figure VII.B. est représenté le schéma du générateur et le schéma du vobulateur . Ce dernier sera étudié au paragraphe VII.5.

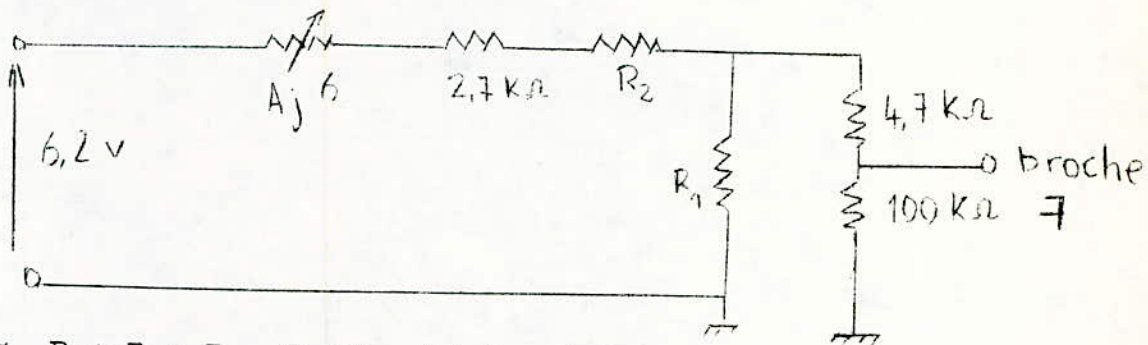
C- Etude du schéma du générateur

Fonctionnement normal

La formule générale donnant la fréquence étant ;

$$f = \frac{I}{RC} \left[I + \frac{R}{R_c} \left(I - \frac{V_c}{3} \right) \right]$$

Par analogie avec le schéma de principe donné à la figure VII.4.A.d on le schéma suivant:



ou $R_1 + R_2 = P_I = 5 \text{ k}\Omega$, $Aj 6 = 4,7 \text{ k}\Omega$
on a :

$$V_c = 6,2 \frac{R_1}{R_1 + R_2 + Aj 6 + 2,7}$$

$$R_c = R_1 // [R_2 // 2,7 + Aj 6]$$

En mettant $Aj 6 = 0 \implies R_1 = P_I$ d'où

$$V_c = \frac{5 \cdot 6,2}{5 + 2,7} \approx 4 \text{ v}$$

Dans ces conditions le générateur ne délivre aucun signal car la tension d'attaque, maximale est de 3V (égale au potentiel du point 7 du circuit intégré) fixé par le constructeur

Si $Aj -6 = \text{Max}$; on obtient $V_c = 2,5 \text{ V}$

UN ajustement rigoureux a permis d'avoir $V_c = 3 \text{ V}$ (tension Du début de fonctionnement du générateur)

Or à cette valeur de V_c la formule générale donnant f se simplifie et devient;

$$f_0 = \frac{I}{RC}$$

qui est la fréquence minimale de la gamme,

fixée par la capacité C.

Lorsqu'on fait varier P_1 (R_1 diminue et R_2 augmente), V_C diminue à son tour, le terme $[1 + (R/R_C)(1 - V_C/3)]$ devient supérieur à 1 d'où la ^{fréquence} qui augmente. On en déduit que le potentiomètre permet de balayer la gamme fixée par C.

Fonctionnement en régime vobulé

Dans ce fonctionnement particulier, la fréquence est donnée encore par la même formule générale : $f = 1/RC(1 + (R/R_C)(1 - V_C/3))$

où $V_C = 2,5 \cdot e^{-t/RC}$ la tension de vobulation délivrée par le vobulateur.

En remplaçant dans l'expression de f on trouve:

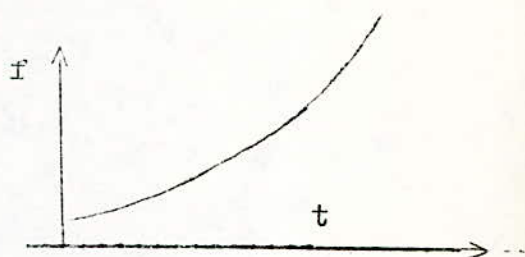
$$f(V_C) = F(t) = 1/RC \cdot (1 + (R/R_C) \cdot (1 - \frac{2,5e^{-t/RC}}{3}))$$

$$\implies F(t) = k_1 - k_2 \cdot e^{-t/RC} \implies \text{Log} F(t) = \text{Log} k_1 - \text{Log} k_2 + t/RC$$

$$\implies \text{Log} F(t) = K + t/RC \quad \text{où } K = \text{Log} k_1 - \text{Log} k_2.$$

$$\implies F(t) = e^{K + t/RC} = A \cdot e^{t/RC} \quad \text{où } A = e^K$$

$$\implies \boxed{F(t) = A \cdot e^{t/RC}}$$



On donne l'allure de cette courbe :

cette expression traduit la variation de la fréquence en fonction du temps t où $0 < t < T$; avec T : période d'un cycle de vobulation.

On remarque que pour un temps t_1 donné F(t) prends des valeurs différentes en commutant les différentes gammes .

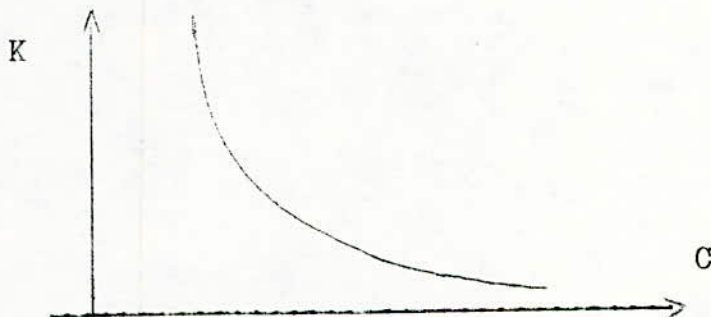
Plus C est petit plus le terme t_1/RC est grand et plus $F(t_1)$ est grande.

Cette même conclusion est retrouvée en considérant le Gain de conversion $K = \partial f(V_C) / \partial V_C = -0,33/R_C \cdot C$

Le tableau suivant résume ces résultats

gamme	C (uF)	R _C (K)	f ₀ (Hz)	K (Hz/V)
1	100	4;7	0,1	0,70
2	10	"	1	7
3	1	"	10	70
4	0,1	"	100	700
5	10	"	1000	7000
6	1	"	10000	70000

Pour donner plus de signification physique à ce tableau, on pourra tracer l'allure de $k = f(C)$ qui est une branche hyperbolique



D-Fonctionnement du générateur:

Le XR 2206 est utilisé en V.C.O. La broche 7 est donc reliée à une tension positive par rapport à -12 V, soit par le potentiomètre P₁ (fonctionnement normal), soit par le signal issu du vibulateur (fonctionnement vobulé).

La diode Zener de 6,2V stabilise la tension de commande de l'oscillateur. Cette tension est ajustable par Aj6 (4,7K Ω) ce qui permet en même temps de caler la fréquence.

Un commutateur K₂ permet de commander le générateur soit par le vibulateur, soit par P₁.

La linéarité du signal triangulaire est réglable par Aj4 (22K Ω).

La forme du signal sinusoïdal est réglable par Aj5 (470 Ω).

La commutation des gammes est obtenue par la mise en action d'un condensateur en parallèle sur les broches 5 et 6 du XR2206 au moyen de K₁.

L'amplitude du signal de sortie est réglable par Aj3(47K Ω).
La tension de commande de la broche 3 doit être la plus proche possible de 0V, il est indispensable que la valeur des deux résistances de 5K Ω formant le diviseur de tension soit la plus identique possible.

L'ajustable Aj 8 de 10 K Ω permet d'équilibrer le niveau de sortie triangulaire par rapport au signal sinusoïdal (fig VII.8.)

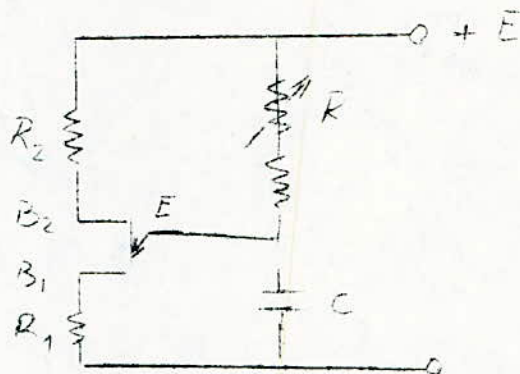
VII. 5 Le vibulateur

A. Schéma :

En vue de simplifier au maximum cet appareil on a utilisé un transistor U.J.T pour la production des dents de scie.

Le schéma est donné à la fig VII. 4B.

B. Etude du schéma



La tension aux bornes de la capacité pendant la charge est donnée par

$$V_c = E (1 - e^{-t/RC})$$

La charge de C se fait jusqu'à la tension d'amorçage V_p du l' U.J.T , qui est donnée par :

$V_p = V_{EBI} + \eta E$ où $V_{EBI} \approx 0,7$ V tension directe de la diode $B_I - E$ metteur

on peut écrire :

$$U_p \approx \eta E = V_c$$

L'U.J.T utilisé est un 2N 2646 qui a son $\eta = 0,63$.

$\Rightarrow V_p = V_c = E (1 - e^{-T_I/RC})$, T_I étant le temps de charge

$\Rightarrow E = E (1 - e^{-T_I/RC})$

$\Rightarrow T_I = RC \text{ Lg } \frac{1}{1 - \eta} = 0,99 RC$

Dès que l'U.J.T s'amorce, le condensateur se décharge dans la résistance R_I jusqu'à une tension voisine de zéro appelée tension de vallée V_v .

L'équation donnant la décharge est ;

$$V_c = V_p e^{-t / R_I C}$$

au bout d'un temps T_2 V_c atteint V_v d'ou

$$V_v = V_p e^{-T_2 / R_I C}$$

$\Rightarrow T_2 = R_I C \text{ Log } \frac{V_p}{V_v}$

La période du signal de vobulation est :

$$T = T_I + T_2$$

Vu l'ordre des grandeurs de R ($100\text{K}\Omega < R < 500\text{K}\Omega$)

et R_I (quelque centaine d'Ohm) , $\eta = 0,6$, et le rapport $\frac{V_P}{V_C} \gg I$, on pourra négliger T_2 devant T_I d'où $T \approx T_I = 0,99 RC$

Application numérique :

$C = 1 \mu\text{F}$, on prend $R = 100\text{Kohm}$

$$\Rightarrow T = 0,099 \text{ s} \Rightarrow f = \frac{1}{T} \approx 10 \text{ Hz}$$

La fréquence minimale est :

$$f_{\min} = \frac{1}{T_{\max}} = \frac{1}{0,99 R_{\max} C} = 2 \text{ Hz}$$

$$f_{\max} = \frac{1}{T_{\min}} = \frac{1}{0,99 R_{\min} 10^3 10^{-6}} \approx 46 \text{ Hz}$$

où $22\text{K}\Omega < R < 500\text{K}\Omega$

Cette variation de R est permise grâce au potentiometre P_2 .

C. Fonctionnement:

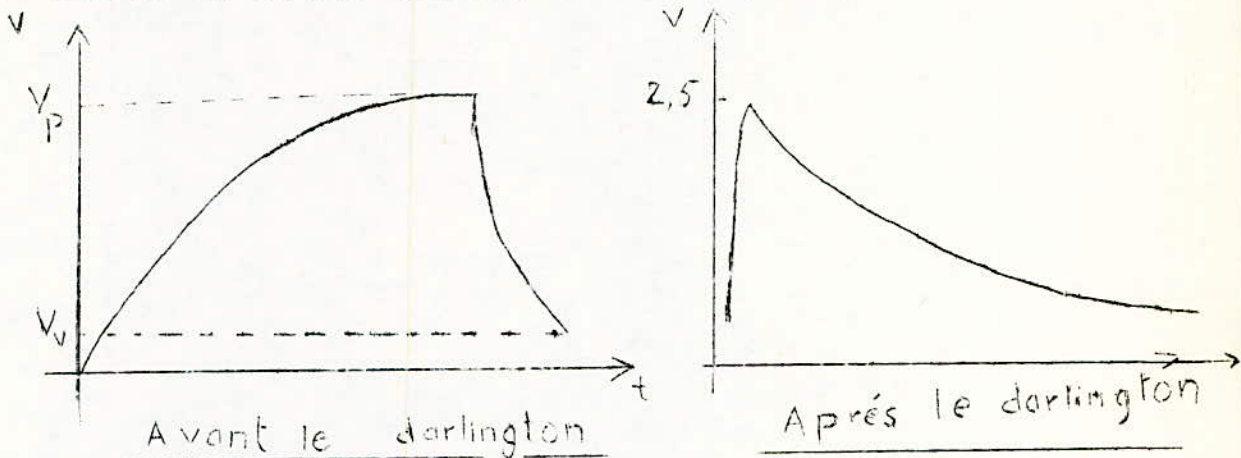
La résistance réglable P_2 charge un condensateur de $1 \mu\text{F}$ non polarisable jusqu'a ce que la tension obtenue à ses bornes atteigne le seuil de basculement de l'U.J.T. Celui ci le déchargeant alors rapidement. L'impulsion sur B_I issue du basculement de l'U.J.T est recueillie à travers un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ et servira à la synchronisation de l'oscilloscope.

Pour pouvoir exploiter le signal issu du vobulateur, il est nécessaire qu'il suive une courbe décroissante. En effet , plus la tension au point 7 du XR2206 est fort, plus la fréquence résultante à la sortie est basse. pour ce fait on a donc fait appel à un inverseur constitué de deux transistors montés en darlington avec contre réaction ajustable. Cet inverseur recueille à travers A_{j1} la dent de scie issue de l'emetteur de l'U.J.T, la forme du signal résultant est corrigée par A_{j2} l'amplitude du signal de sortie est d'environ 2,5 V.

Les valeurs des composants choisies permettent un balayage sur une durée de 10 ms / division c; a. d^{une} fréquence de 10 Hz environ

La variation de la tension de commande au point 7 du C.I étant logarithmique, il est bien entendu que la variation de fréquence sera également logarithmique .

III? Allure du signal vobulateur :



VII - 6 Le Générateur des signaux rectangulaires:

A. Principe :

Le bronchage du C.I adopté dans cette réalisation ne permet pas d'avoir directement un signal rectangulaire à niveau exploitable.

Pour l'obtention de ses signaux, on s'est inspiré de divers schémas utilisant un trigger à seuil réglable qui fonctionnera en deux régimes extrêmes: blocage ou saturation.

B. Schéma :

Voir la fig VII . 6

C. Fonctionnement :

La tension triangulaire issue de K 3b est injectée sur la base d'un transistor 2N 2222 branché en C.C . A cette tension triangulaire est superposé une tension continue issue de P₃ qui permet de faire varier le seuil de déclenchement du trigger constitué de deux transistors. la capacité de 220 pF assurant la liaison entre ces deux transistor permet de diminuer les temps de commutation du trigger. La sortie du trigger est assurée par un 2N 2907 dont la résistance de charge (2,2 k Ω) est reliée au - 12 V toujours afin de diminuer le temps de commutation.

La disponibilité d'une sortie TTL étant ^{très} utile pour l'étude de circuits utilisant cette technologie. On s'est servi d'un circuit Bien connu, le SN 7440 monté en trigger pour obtenir

ces signaux et commander l'amplificateur de sortie, de plus les temps de commutation d'une telle porte étant extrêmement courts. Cette disposition a permis d'améliorer sensiblement les performances de l'appareil. La résistance ajustable A_j permet de doser la tension rectangulaire introduite ~~sur~~ sur l'entrée de l'amplificateur de sortie.

VII. 7. La commande Tone Burst.

A/ Principe:

Etant donné ^{que} l'amplitude du signal de sortie (triangulaire ou sinusoidale) peut être modifiée en faisant varier la tension de polarisation de la broche 1 du C.I.

Ainsi le but de cet étage est de générer des signaux rectangulaires de fréquence f_0 , $f_0/4$ et $f_0/20$ qui serviront comme signaux modulants le C.I.

B/ Schéma: voir fig VII. 4. 7. B.

C/ Fonctionnement:

Le signal rectangulaire issu de ^{la} broche 11 du circuit-intégré étant indépendant de la sortie SRS, on l'utilise pour commander le dispositif d'extinction du signal triangulaire ou sinusoidal.

UN transistor monté en émetteur commun pilote l'horloge d'une décade 7490.

Le signal issu de la broche 12 est d'une fréquence $f_{SR}/2$ celui issu de la broche 11 est d'une fréquence $f_{SR}/10$. Les trois signaux $f_{SR}/2$, f_{SR} et $f_{SR}/10$ sont dirigés par le commutateur K 4 b sur l'horloge d'une bascule 7472 montée diviseur par 2.

Sur la broche 6, on obtient donc le signal SR divisé par 2, 4 ou 20.

Ce signal est traité par un transistor 2N 2222 monté en E.C qui porte la tension du signal à +12V crête à crête. ensuite celui-ci est injecté sur la base d'un 2N 2222 à travers une résistance de 820 K Ω sur laquelle est placée un condensateur de faible valeur de manière à parfaire la transmission. A ce sujet, dans la majorité des cas, une valeur de 3 à 4 pF est suffisante.

Un potentiomètre de 100K Ω (P_4) permet de doser le signal appliqué sur la base du transistor 2N 2222 et par là même

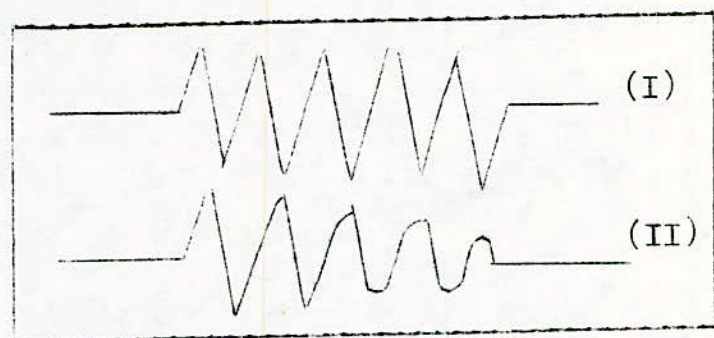
le taux d'extinction du signal. Le signal issu du collecteur de ce transistor est injecté sur la broche 1 du XR 2206 à travers le commutateur K 4 a.

Le signal Burst n'est rien d'autre qu'un "train d'impulsions" qui est délivré en sortie du générateur. La figure suivante l'illustre clairement:



Il ya de nombreuses applications qui nécessitent l'emploi de trains d'impulsions, cependant l'un des plus importants consiste à tester des amplificateurs (plus exactement leur comportement en régime dynamique). En effet plusieurs rafales d'impulsions injectées à l'entrée d'un amplificateur, notamment un amplificateur de haute fidélité; permettent de connaître avec plus de vigueur ses facultés de récupérations puisque plusieurs trains d'ondes reproduisent mieux qu'un signal continu, les brusques variations d'un signal issues d'une tête de lecture de tourne-disque.

Ainsi à titre d'exemple, on peut voir sur l'oscillogramme suivant le signal de sortie d'un amplificateur ayant une mauvaise faculté de récupération.



En haut: train d'impulsion de sortie du générateur;
En bas : sortie de l'amplificateur.

VII- 8 - L'amplificateur de sortie (VOIR FIG VII.8.)

Comme il se voit sur la figure, ce montage d'ampli est classique, il a été choisi parmi beaucoup d'autre ampli utilisant des circuits intégrés d'une part pour une raison de coût, d'autre part ce dispositif permet de passer sans problème tous les signaux produits par le générateur et ce sur une charge de 100 ohm ce qui est peu.

Le commutateur K 30 sélectionne les signaux issus du générateur. Le signal triangulaire est ajustable au moyen de Aj8 d'une valeur de 10 K Ω . Les signaux triangulaires et sinusoïdales sont transmis à l'entrée de l'amplificateur à travers un condensateur de 470 μ F lequel est shunté par K 30 en position rectangulaire afin d'améliorer la transmission du signal. Il convient de noter que le circuit intégré XR 2206 délivre une composante continue ; c'est pourquoi on fait appel à une liaison capacitive entre ce circuit et l'ampli de sortie

Les deux premiers transistor 2N 2222 et 2N 2907 constituent l'étage d'entrée; le point d'équilibre de cet étage est modifiable par l'injection d'une composante continue au moyen de P 6 (47 K Ω) et de la résistance 220 K Ω ; ainsi que par Aj9 (100 Ω). L'étage de sortie est constitué d'une double paire complémentaire dont le point d'équilibre est réglable par AJ II (4,7 K Ω)

Le condensateur de 47 pF empêche l'auto-oscillation du montage à haute fréquence et la distortion de commutation est réduite par les résistances de 220 Ω mises en série avec les diodes IN 914.

Le gain de l'ampli est réglable par Aj10 (470 Ω)

L'atténuateur de sortie (fig VII.8.2)

Il très classique, il met en œuvre un diviseur de tension conservant au montage une impédance constante.

VII - 4 - 8 Alimentation :

. Schéma sur la fig VII - 4 - 8

. Ayant besoin de trois tensions, ± 20 V pour l'ampli de sortie, ± 12 V pour le générateur et le vobulateur et ± 5 V pour le conformateur des signaux rectangulaire et la commande de tone burst, on a fait appel à un dispositif de régulation par transistor ballast et diode Zénér dans la base. Cette alimentation n'est pas protégée contre les courts circuits d'où la grande prudence lors des essais.

Les valeurs des tensions ± 20 V et 5 V ne sont pas critiques par contre, il est indispensable pour un bon fonctionnement du générateur que les deux tensions ± 12 V soient les plus symétriques possible.

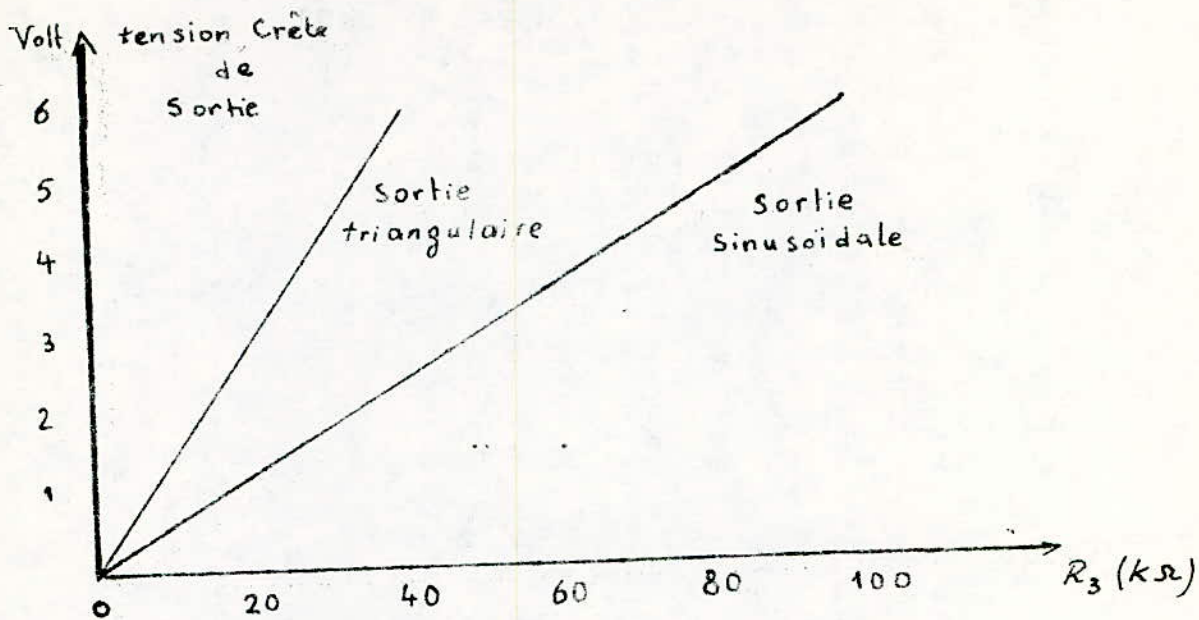
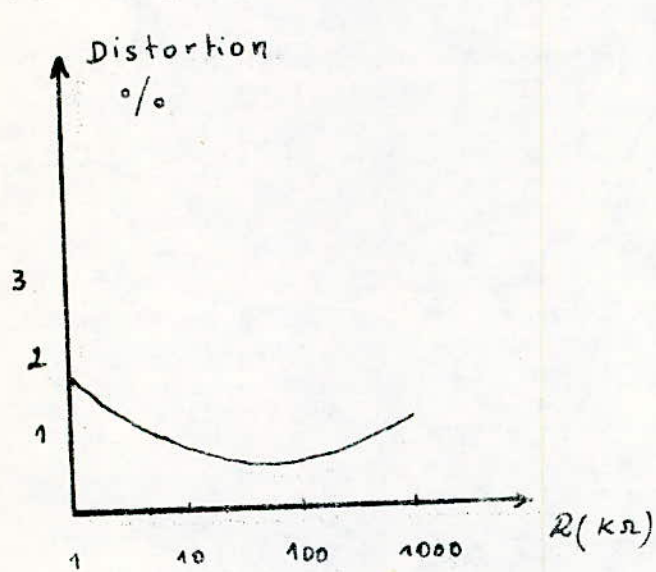


Fig : graphe A

L'Amplitude de la sortie en fonction de R_3 dans la broche 3



Distortion en fonction de la Valeur R (pin 7 ou 8)

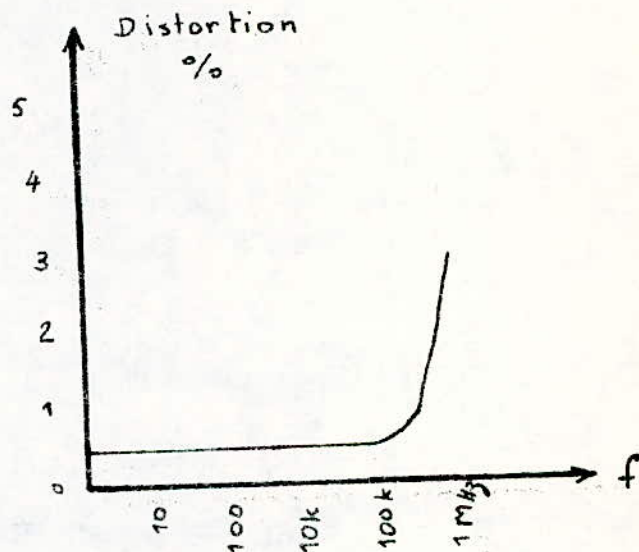


Fig : graphe B

Distortion en fonction de la fréquence f

Fig VII. 4. A. a

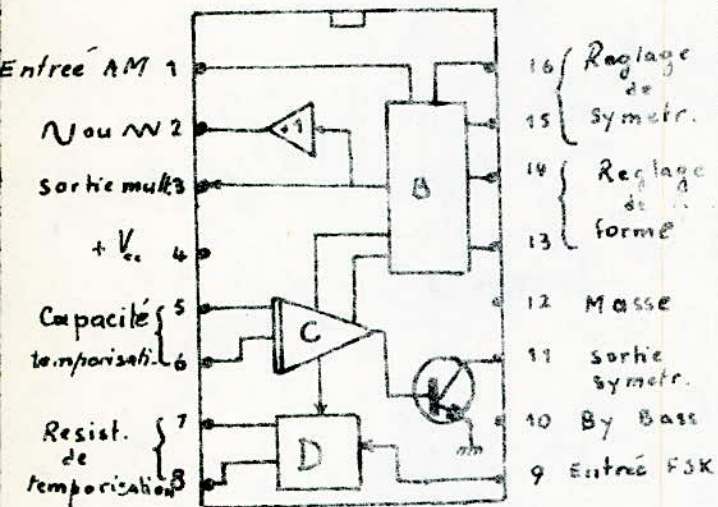


Diagramme Fonctionnel du SR 2206

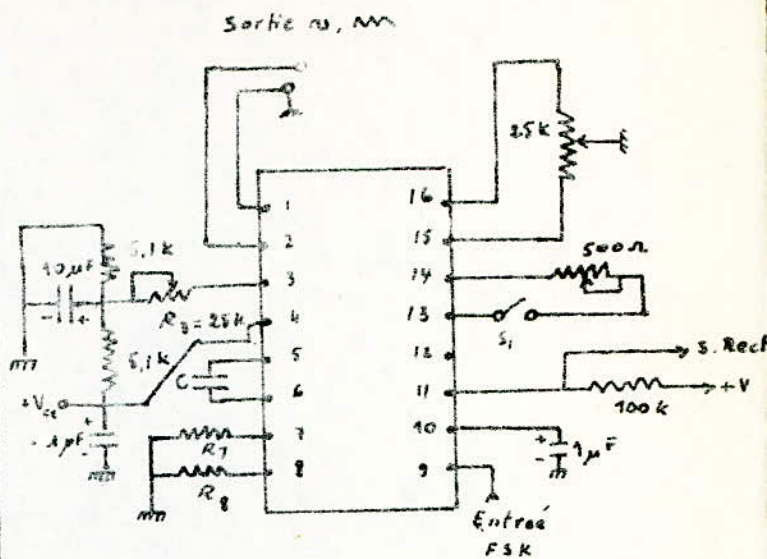


Fig VII. 4 A. b.1

schéma Pratique du montage de mesure.

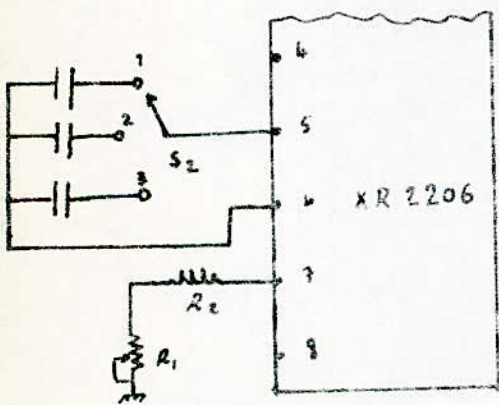


Fig VII 4. A. b 2

Principe de Commutation des gammes.

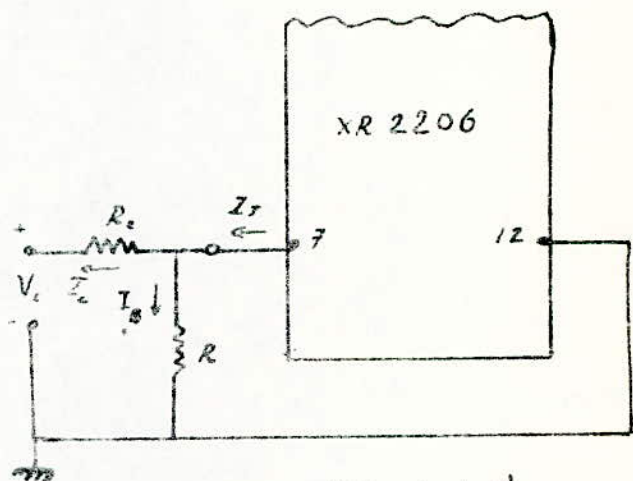
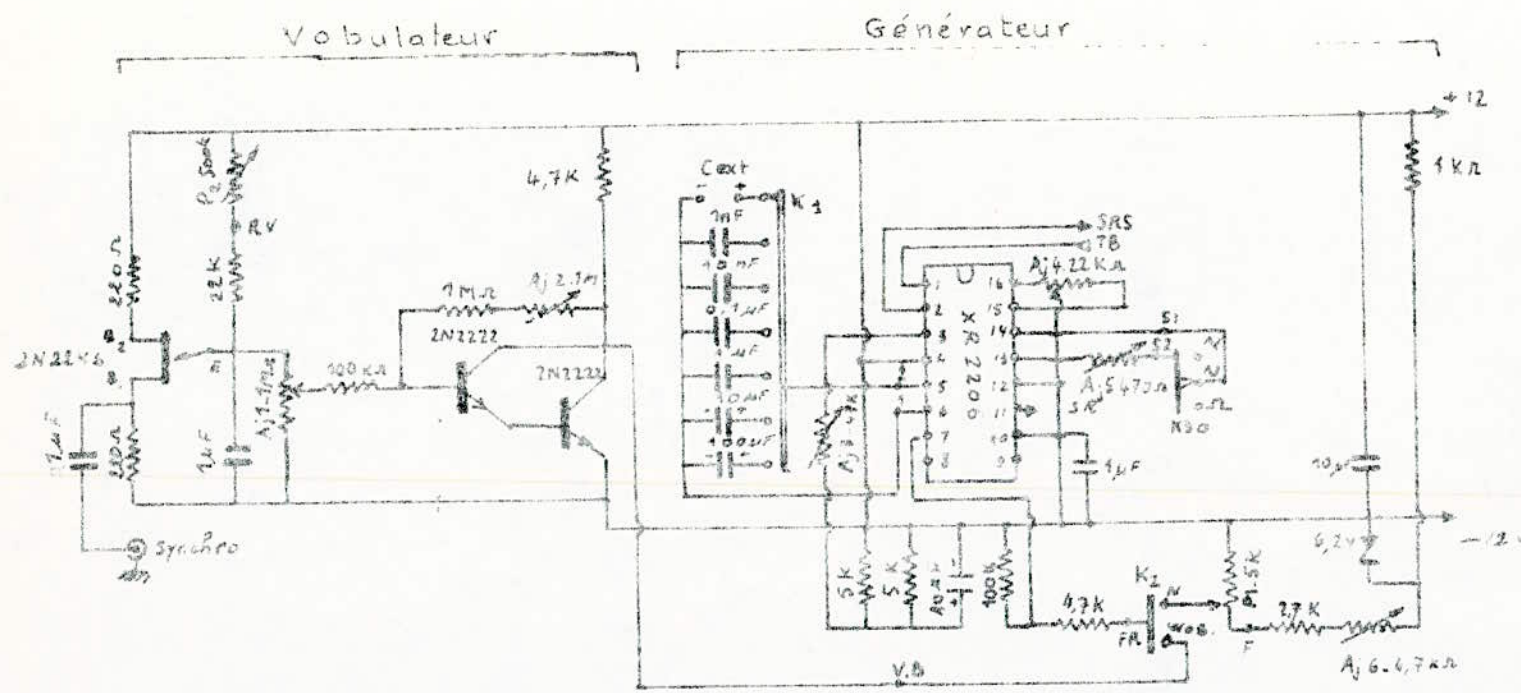


Fig VII. 4.A. d

La Variation de fréquence se produit lorsque la tension au point 7 varie.



- Aj 1: tension dent de scie
- Aj 2: Mise en forme dent de scie
- Aj 3: Amplitude de sortie
- Aj 4: Distorsion - Linéarité
- Aj 5: Forme Sinus
- Aj 6: Tarage fréquence

- P₁ : fréquence
- P₂ : F. Wobulateur

Fig VII.4. B

Schema du Générateur - Wobulé

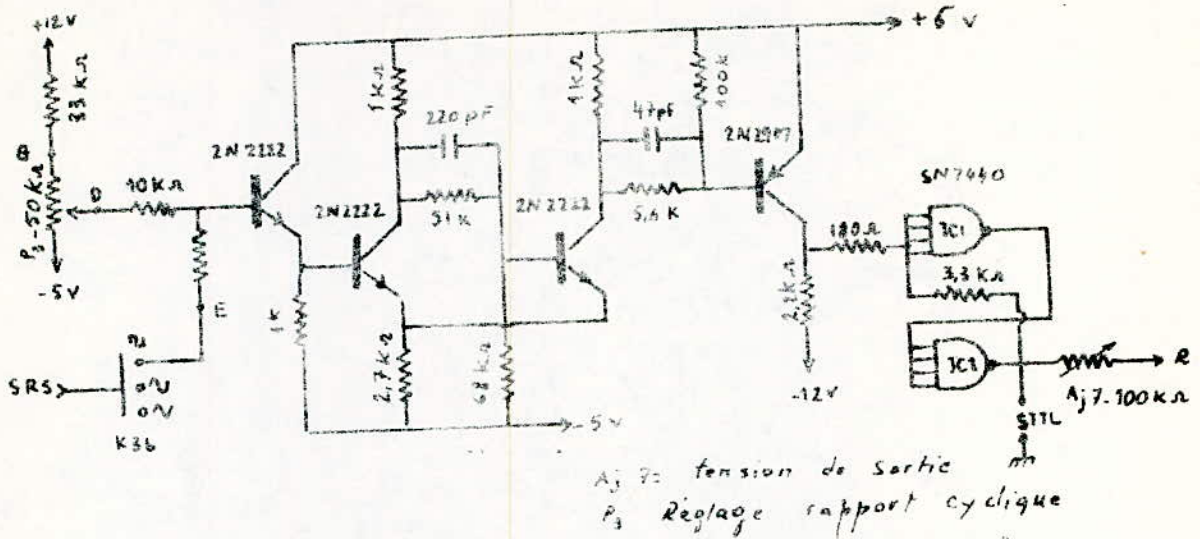
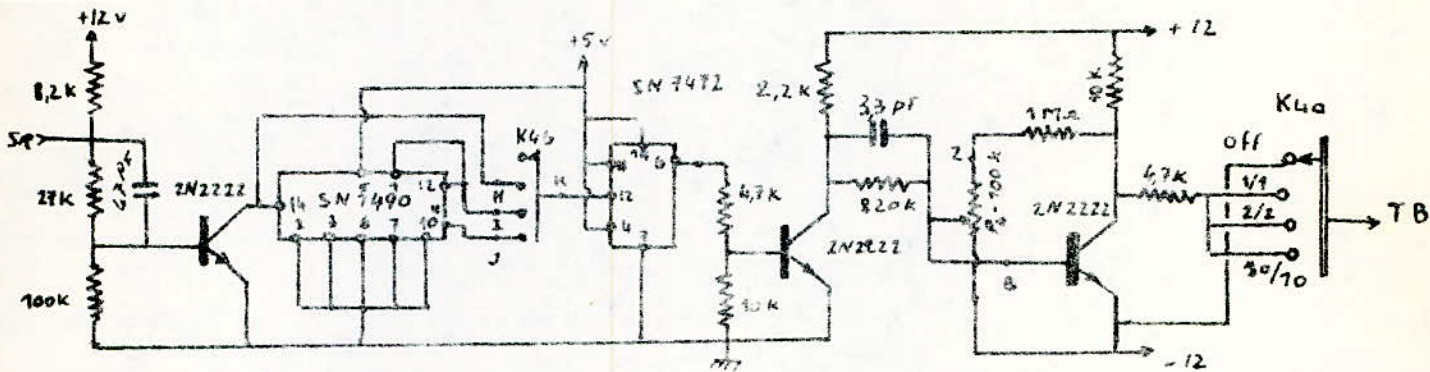


Fig VII . 4.5.B

Schema du Circuit de Mise en forme des signaux Rectangulaire.



P_2 - Niveau d'extinction du signal

Fig VII . 4.7.B

Circuit de Commande du tone burst

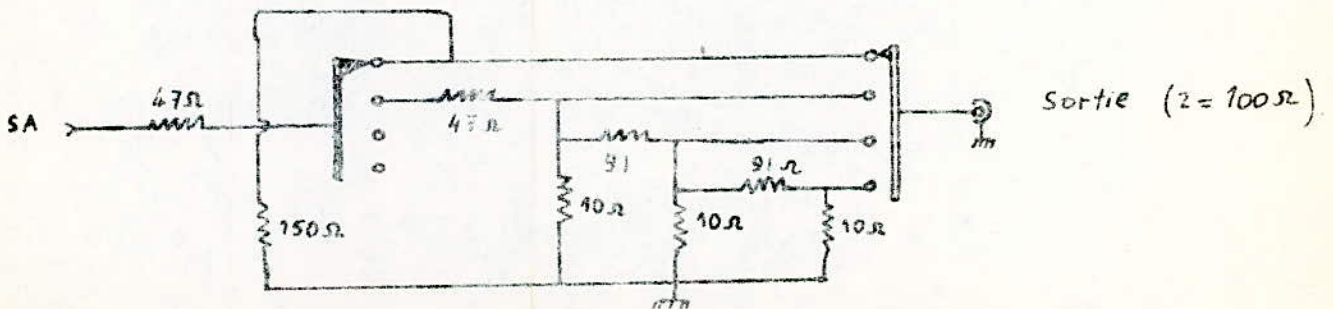
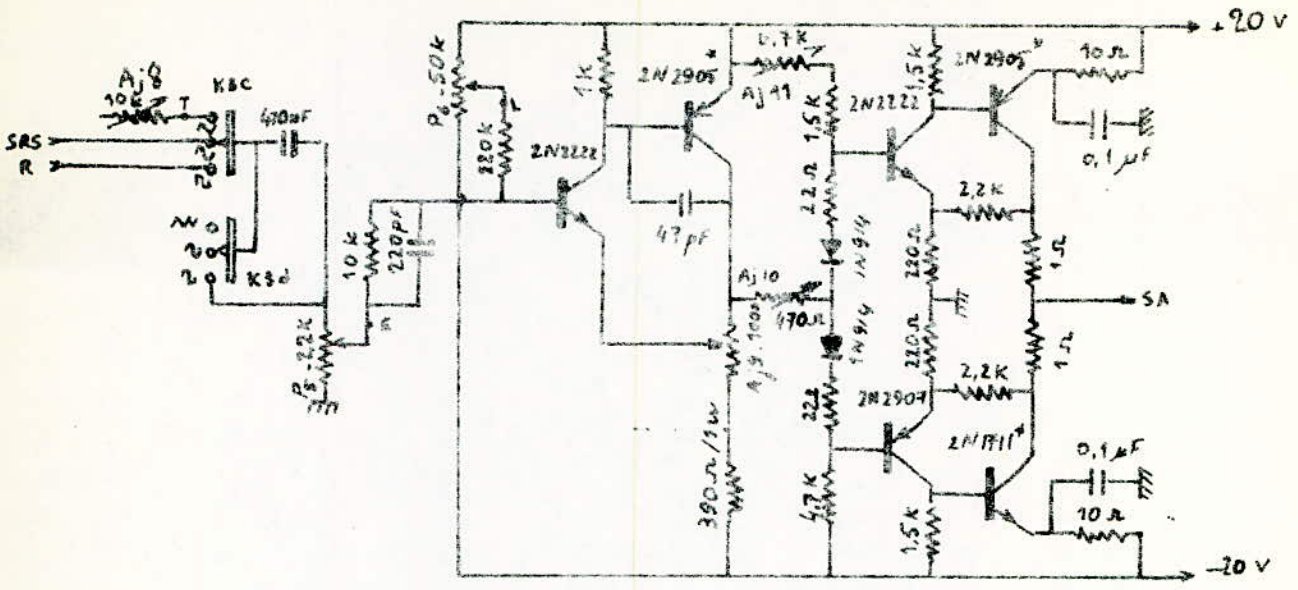


Fig VII . 4.7.2

Schema de l'attenuateur de sortie



Aj 8 : tension triangle
 Aj 9 : calage sortie
 Aj 10 : Gain
 Aj 11 : Ajustage symetrie

P₅ : Amplitude
 P₆ : Centrage
 * : Ces transistor sont montés sur radiateur

Fig VII 4.8.
Amplificateur de sortie

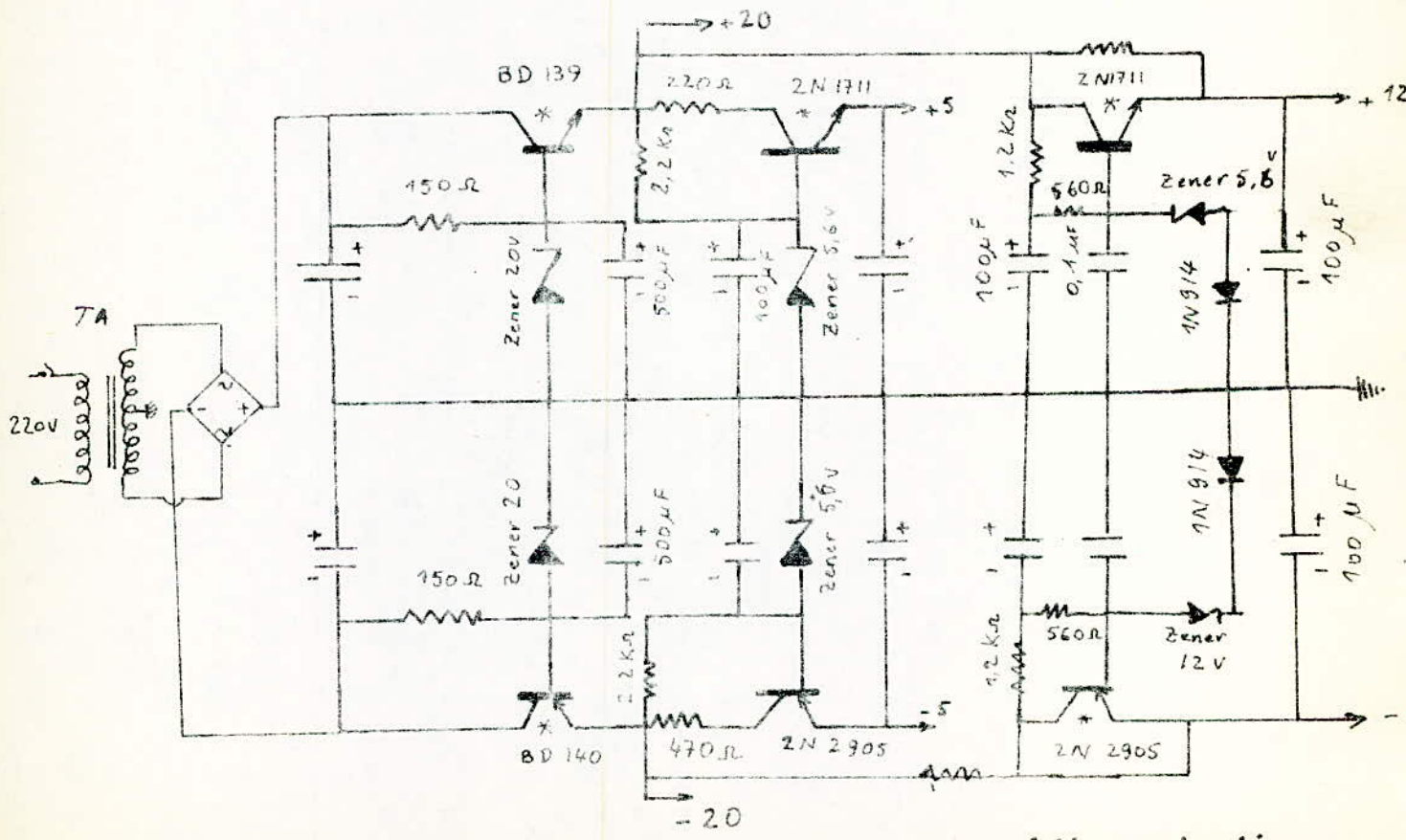
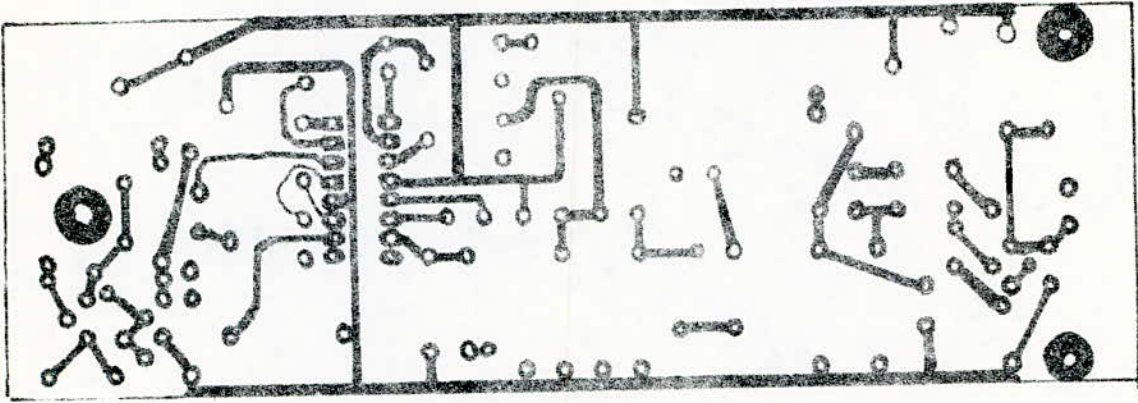
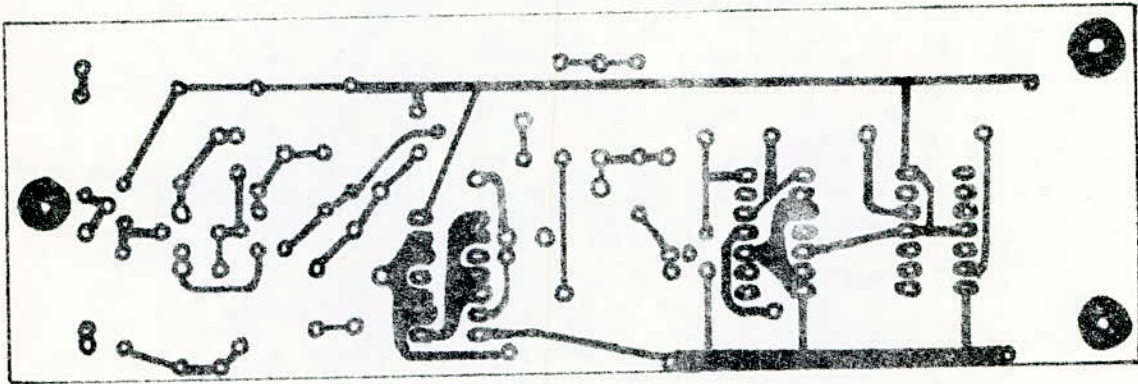


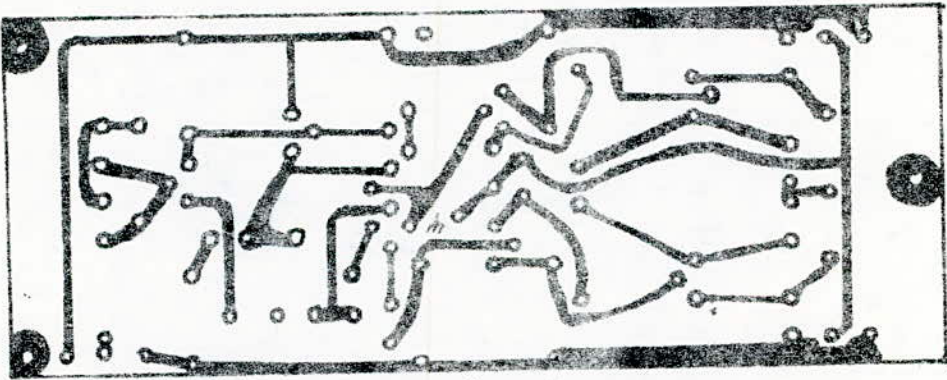
Fig: VII 4.8 : Alimentation



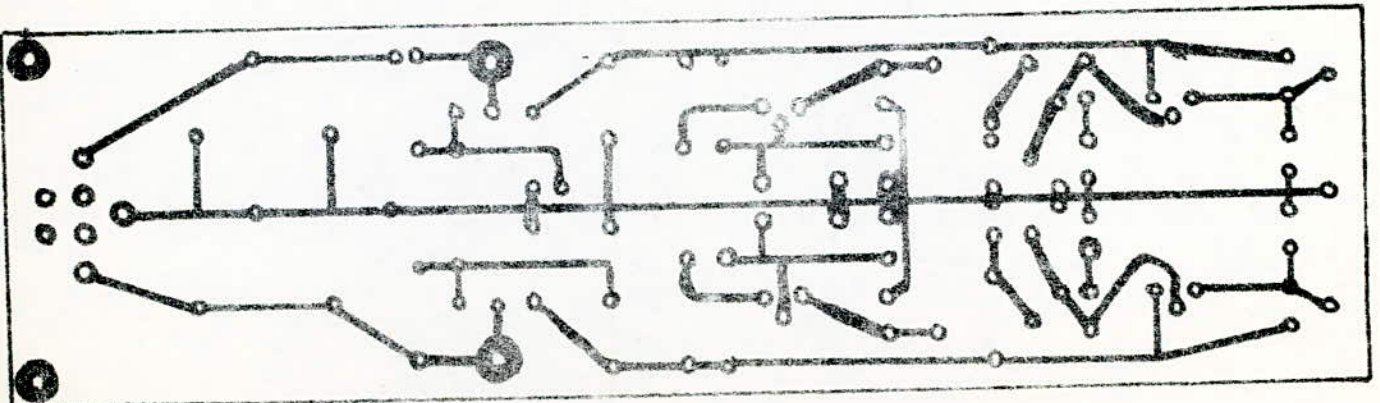
Le Générateur Wobulé



Tone - Burst



Amplificateur



Alimentation

VII.4.IO. Liste des composants

* Alimentation

- 1 transfo d'alimentation, primaire 220 V
secondaire 2 X 20V
- 1 BD 139 + radiateur
1 BD 140 + radiateur
2 2N 1711
2 2N 2905
3 Radiateurs pour boîtier T05
2 Zeners 5,6 V 400 mw (BZY 88)
2 Zeners 12 V 400mw (BZY 88)
2 Zeners 20 V 400mw (BZY 88)
1 BY 164
2 1N 914
4 1000 uF 40 V
2 500 uF 25 V
4 100 uF 16 V
4 100 uF 10 V
2 0,1 uF 250 V
2 150 Ω 1/4 w
1 220 Ω 1/2 w
2 470 Ω 1 w
1 470 Ω 1/2 w
2 560 Ω 1/4 w
2 1,2 k Ω 1/4 w
2 2,2 k Ω 1/4 w

*
*

* GENERATEUR OSCILLATEUR

- 1 Circuit intégré XR 2206 CP EXAR
2 2N2222
1 UJT 2N 2646
1 Zener 6,2 V 400mw (BZY 88)
1 100 uF 10 V tantale
1 10 uF 16 V tantale
3 1 uF 100 V
2 10 uF 25 V
1 0,1 uF 100 V
2 220 Ω 1/4 w
1 1 k Ω 1/4 w
1 2,7 k Ω 1/4 w
2 4,7 k Ω 1/4 w
2 5 k Ω 1/4 w

- 1 22 K Ω 1/4 w
- 2 100K Ω 1/4 w
- 1 1M Ω 1/4 w
- 1 Ajustable 470 Ω
- 1 Ajustable 4,7 K Ω
- 1 Ajustable 22 K Ω
- 1 Ajustable 47 K Ω
- 1 Ajustable 1 M Ω
- 1 Potentiomètre 5 K Ω linéaire
- 1 Potentiomètre 500 K Ω linéaire
- 1 Interrupteur inverseur
- 1 Support de C.I à 16 pattes
- 1 Commutateur K₁ 1 circuit à 12 positions .

* MISE EN FORME DES SIGNAUX RECTANGULAIRES :

- 3 2N 2222
- 1 2N 2907
- 1 C.I SN 7440 Texas
- 1 47 pF 100 V
- 1 220 pF 100 V
- 1 180 Ω 1/4 w
- 3 1 K Ω 1/4 w
- 1 2,2 K Ω 1/4 w
- 1 2,7 K Ω 1/4 w
- 1 3,3 K Ω 1/4 w
- 1 5,6 K Ω 1/4 w
- 2 10 K Ω 1/4 w
- 1 51 K Ω 1/4 w
- 1 68 K Ω 1/4 w
- 1 Ajustable 100 K Ω
- 1 Potentiomètre 50 K Ω linéaire

* CIRCUIT TONE BURST :

- 3 2N 2222
- 1 Ajustable 470 Ω
- 1 Ajustable 4,7 K Ω
- 1 Ajustable 10 K Ω
- 1 Potentiomètre 2,2 K Ω linéaire
- 1 Potentiomètre 47 K Ω linéaire
- 1 Commutateur 4 circuits 3 positions

* ATTENUATEUR DE SORTIE

* ATTENUATEUR DE SORTIE

3	10 Ω	1/2 w
2	47 Ω	1/2 w
2	91 Ω	1/2 w
1	150 Ω	1/2 w
1	Commutateur K_5 3 circuits 4 positions.	

VIII - Réalisation et mise au point des montages

Les circuits imprimés sont donnés à la pages 47. A ce propos on doit souligner l'impossibilité decevante de réaliser un circuit imprimé au niveau de l'école; de même le manque total des composants actifs telque les circuits intégrés; les transistors ...

Pour ce qui est de la mise au point, on note que :
-pour le générateur , dés qu'on branche le +et le -12 de l'alimentation, on observe l'apparition à la sortie SRS, les 2 signaux: sinusoidal et triangulaire . Ces signaux restent de forme excelente sur toute les gammes de fréquence.

L'étalonnage de l'appareil est effectué à l'aide d'un fréquencemètre

-pour le vobulateur , la seule précaution notable dans cette partie, c'est le réglage de l'Aj 1 et l'Aj 2 qui agissent respectivement sur le niveau du signal vobulateur et sa forme. Un niveau plus superieur à 3 V sature le circuit intégré.

- pour le générateur des signaux rectangulaires ; on doit s'assurer que le niveau du signal d'entree (triangulaire) permet au trigger de fonctionner dans sa zone de basculement.

- pour le tone burst , une fois le brochage des 2 compteurs SN 7490 et SN 74 72 est fait, on observe au point H un signal rectangulaire de 2V environ. C'est ce même signal qui pilote les décades .

En I il est divisé par 2 , en J par 10 , en C il est soit divisé par 2, soit par 4, soit par 20

C'est ce signal (du point C) qui est conduit ensuite à l'entree I du XR 2206 et qui permet la modulation en amplitude du signal de sortie, donnant ainsi des trains d'impulsions de durees differentes (burst)

IX- Utilisation de l'appareil

Une fois la réalisation est achevée, cette appareil dispose de :

- ° 3 signaux; rectangulaire , sinusoidal et triangulaire
- ° 1 signal impulsionnel sous forme d'un train d'impulsion de durees variables par commutation "burst"
- ° 2 modes de fonctionnement; en générateur normal(classique) et en générateur vobulé
- ° un signal de synchronisation pour le balayage horizontal de l'oscilloscope .
- ° une fréquence de vobulation comprise entre 2 et 40 Hz ce qui

est indispensable dans l'examen des courbes .

Tout cela augmente le domaine de l'utilisation de l'appareil en effet il permet :

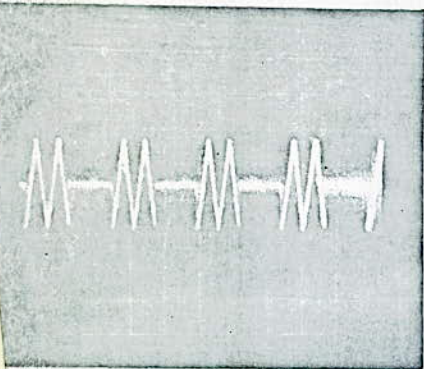
+ La vérification d'un ampli BF : l'examen de la bande passante peut être réalisé en branchant l'ampli sur la sortie du générateur et en lisant sur un oscillo la courbe obtenue.

A ce sujet, il peut être intéressant de graduer en fréquence l'écran , ce qui simplifie la mesure .

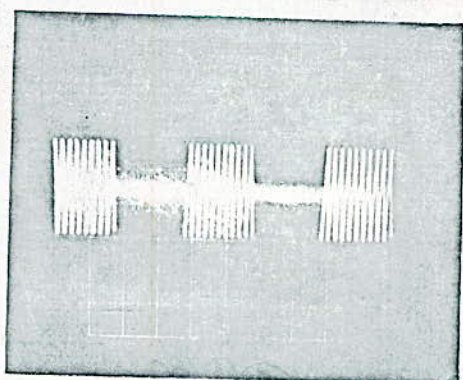
+ L'évaluation du temps de montée de l'ampli se fait en utilisant les signaux rectangulaire et le signal burst.

Ce test permet de constater que la plus part des appareils de "grand public" ne résistent pas à ce genre d'examen et montrent des défaillances importantes à ce niveau.

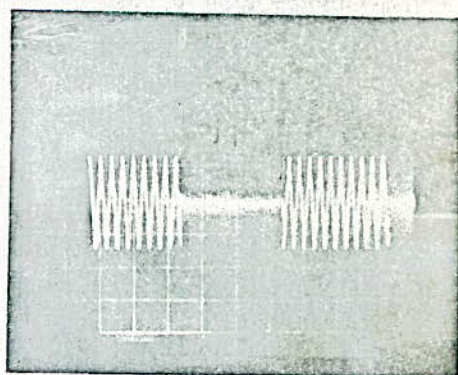
+ Cet appareil peut servir à étalonner divers appareils de mesures (oscilloscope , générateur , voltmètre...) ou encore servir à mettre au point de multiples montages en basse fréquence tels que modulateurs , filtres, amplis....



Signal burst - Action
Tone burst en
position 2/2



Signal burst du
Tone burst en
position 10/10



Signal burst du
Tone burst en position
10/10

X. Conclusions:

Les générateurs classiques n'apportent que peu de renseignements en régime permanent, lors de l'étude des systèmes linéaires, si bien que les nouvelles techniques (circuits intégrés hybrides à haute stabilité...) ont permis de développer des instruments de mesures très performants dans leurs caractéristiques, utilisables dans de nombreuses applications grâce à de multiples modes de fonctionnement possibles, on songe au générateur de fonctions wobulables qui -avec l'oscilloscope-vient à la même place que l'alimentation stabilisée dans l'équipement de tout laboratoire si l'on veut qu'il soit opérationnel.

En effet, de tels générateurs constituent un outil essentiellement pratique, permettant par exemple d'aligner correctement un récepteur en un minimum de temps.

De plus il permet de déceler rapidement la tendance à l'accrochage, le gain anormalement faible et d'autres défauts que l'électronicien est appelé à détecter .

XR-2206

\$.35

CUSSE

Monolithic Function Generator

MAY 1977

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp and pulse waveforms of high stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The XR-2206 is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage with very little affect on distortion.

As shown in Figure 1, the monolithic circuit is comprised of four functional blocks: a voltage-controlled oscillator (VCO); an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier, and a set of current switches. The internal current switches transfer the oscillator current to any one of the two external timing resistors to produce two discrete frequencies selected by the logic level at the FSK input terminal (pin 9).

FEATURES

- Low Sinewave Distortion (THD .5%) - insensitive to signal sweep
- Excellent Stability (20 ppm/°C, typ)
- Wide Sweep Range (2000:1, typ)
- Low Supply Sensitivity (0.01%/V, typ)
- Linear Amplitude Modulation
- Adjustable Duty-Cycle (1% to 99%)
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range (10V to 26V)

APPLICATIONS

- Waveform Generation
 - Sine, Square, Triangle, Ramp
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- FSK and PSK Generation
- Voltage-to-Frequency Conversion
- Tone Generation
- Phase-Locked Loops

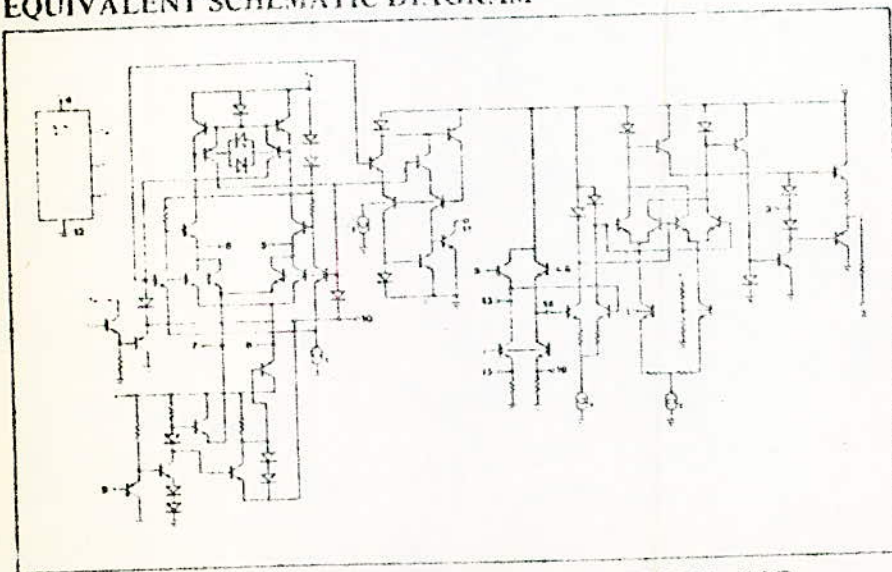
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750 mW
Derate above 25°C	5 mW/°C
Total Timing Current	6 mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C

AVAILABLE TYPES

Part Number	Package Types (16 Pin DIP)	Operating Temperature Range
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +75°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +75°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +75°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +75°C

EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

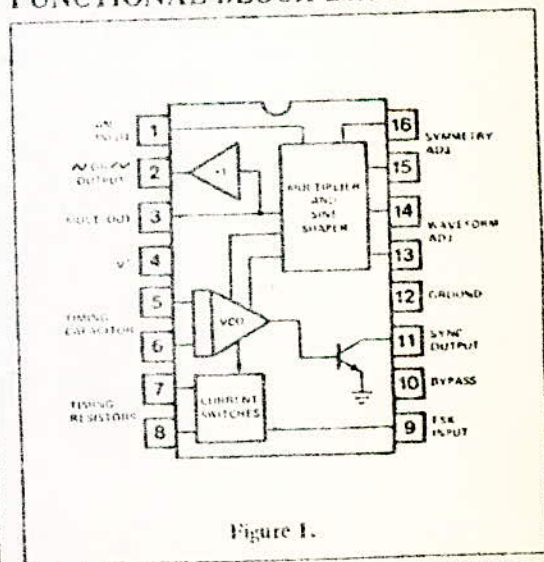


Figure 1.

9-77 REV 3



EXAR INTEGRATED SYSTEMS, INC.
 750 Palomar Ave., P.O. Box 62229, Sunnyvale, CA 94088
 (408) 732-7970 1WX 910-339-9233

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Fig. 2, $V^+ = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01 \mu F$, $R_1 = 100 K\Omega$, $R_2 = 10 K\Omega$, $R_3 = 25 K\Omega$ unless otherwise specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

CHARACTERISTICS	XR-2206/XR-2206M			XR-2206C			UNITS	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Single Supply	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Split Supply		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10 K\Omega$
Supply Current								
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 \mu F$, $R_1 = 1 K\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50 \mu F$, $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_0	$t_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 75^\circ C$, $R_1 = R_2 = 20 K\Omega$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20 K\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1 K\Omega$ $f_L @ R_1 = 2 M\Omega$
Sweep Linearity							%	$f_L = 1 KHz$, $f_H = 10 KHz$
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 100 Hz$, $f_H = 100 KHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$\pm 10\%$ Deviation
FM Distortion		0.1			0.1		%	
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	See Figure 5
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	$K\Omega$	
Triangle/Sinewave Output								See Note 1, Fig. 3
Triangle Output		160			160		mV/ $K\Omega$	Fig. 2 S_1 Open
Sinewave Output	40	60	80		60		mV/ $K\Omega$	Fig. 2 S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		V _{pp}	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sinewave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	See Note 2
Sinewave Distortion							%	$R_1 = 30 K\Omega$
Without Adjustment		2.5			2.5		%	See Figure
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figure
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		$K\Omega$	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square Wave Output								Measured at Pin 11
Amplitude		12			12		V _{pp}	
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{11} = 26V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See Section on Circuit Controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output Amplitude is directly proportional to the resistance R_3 on Pin 3. See Figure 3.
 Note 2: For maximum amplitude stability R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

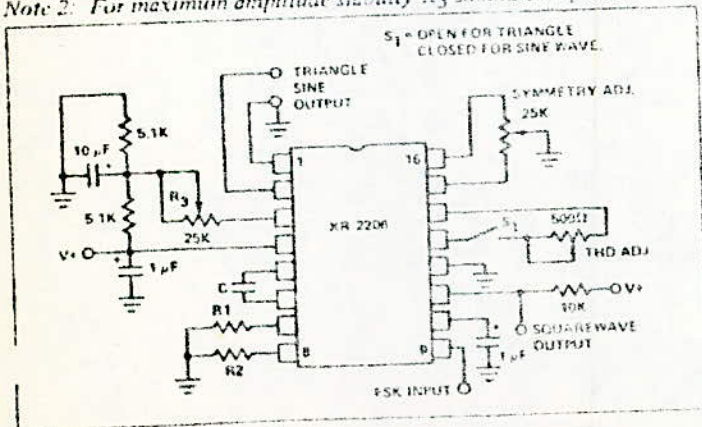


Figure 2. Basic Test Circuit

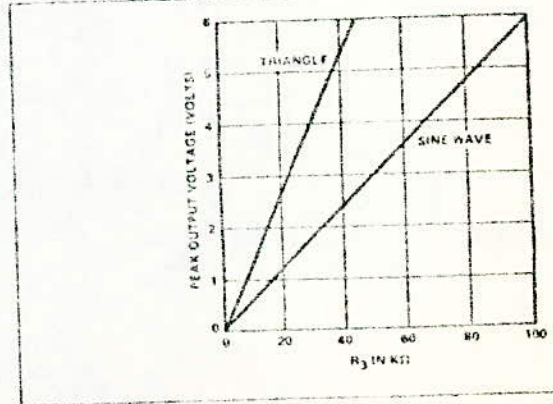


Figure 3. Output Amplitude as a Function of Resistor R_3 at Pin 3.

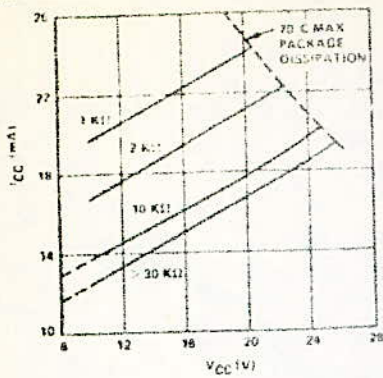


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing R

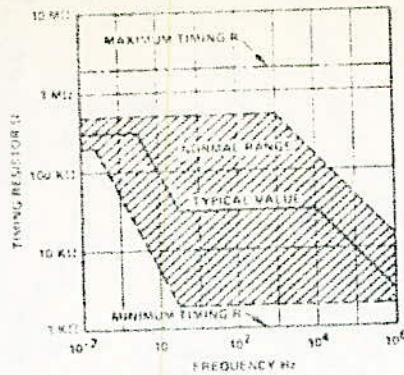


Figure 5. R vs Oscillation Frequency

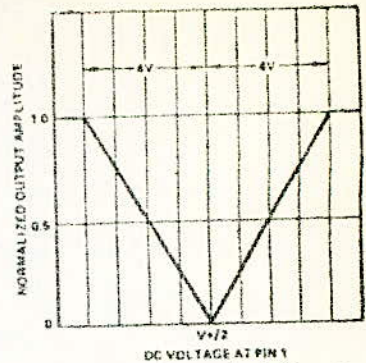


Figure 6. Normalized Output Amplitude vs DC Bias at AM Input (Pin 1).

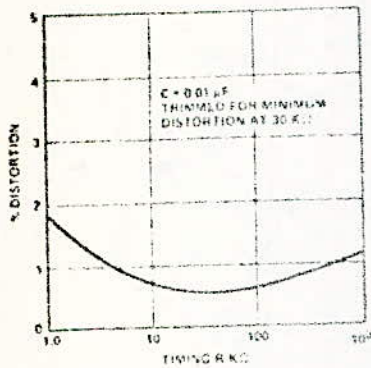


Figure 7. Trimmed Distortion vs Timing Resistor

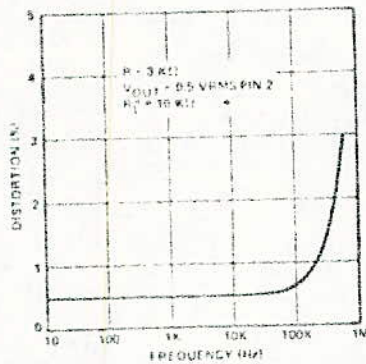


Figure 8. Sinewave Distortion vs Operating Frequency With Timing Capacitors Varied

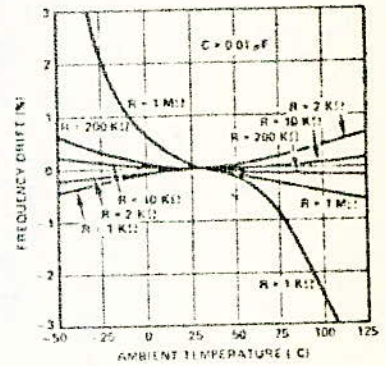


Figure 9. Frequency Drift vs Temperature

DESCRIPTION OF CIRCUIT CONTROLS

FREQUENCY OF OPERATION:

The frequency of oscillation, f_o , is determined by the external timing capacitor C across pins 5 and 6, and by the timing resistor R connected to either pin 7 or pin 8. The frequency is given as

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C. The recommended values of R for a given frequency range are shown in Figure 5. Temperature stability is optimum for $4 \text{ K}\Omega < R < 200 \text{ K}\Omega$. Recommended values of C are from 1000 pF to 100 μF .

FREQUENCY SWEEP AND MODULATION

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current I_T drawn from pin 7 or 8

$$f = \frac{320 I_T \text{ (mA)}}{C \text{ (}\mu\text{F)}} \text{ Hz}$$

Timing terminals (pins 7 or 8) are low impedance points and are internally biased at +3V, with respect to pin 12. Frequency varies linearly with I_T over a wide range of current values, from 1 μA to 3 mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in Figure 10. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left[1 + \frac{R}{RC} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right] \text{ Hz}$$

where V_C is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K, is given as:

$$K = \frac{\partial f}{\partial V_C} = -\frac{0.32}{RC} \text{ Hz/V}$$

NOTE: For safe operation of the circuit I_T should be limited to $\leq 3 \text{ mA}$.

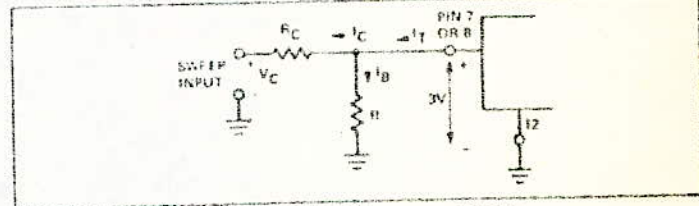


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep

OUTPUT CHARACTERISTICS:

Output Amplitude: Maximum output amplitude is inversely proportional to external resistor R_3 connected to Pin 3 (See Fig. 3). For sinewave output, amplitude is approximately 60 mV peak per $\text{K}\Omega$ of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160 mV peak per $\text{K}\Omega$ of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50 \text{ K}\Omega$ would produce approximately $\pm 3\text{V}$ sinusoidal output amplitude.

Amplitude Modulation: Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately 100 $\text{K}\Omega$. Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within ± 4 volts of $V^+/2$ as shown in Fig. 6. As this bias level approaches $V^+/2$, the phase of the output signal is reversed; and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55 dB.

Note: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply since the output amplitude now becomes a function of V^+ .

FREQUENCY-SHIFT KEYING

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing pins 7 and 8, respectively, as shown in Figure 13. Depending on the polarity of the logic signal at pin 9, either one or the other of these timing

is activated. If pin 9 is open-circuited or connected to a voltage $\geq 2V$, only R_1 is active. Similarly, if the voltage at pin 9 is $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 as $f_1 = 1/R_1C$ and $f_2 = 1/R_2C$.

In split-supply operation, the keying voltage at pin 9 is connected to V^- .

OUTPUT DC LEVEL CONTROL

The dc level at the output (pin 2) is approximately the same as the dc bias at pin 3. In Figures 11, 12 and 13, pin 3 is tied mid-way between V^+ and ground, to give an output level of $\approx V^+/2$.

PUBLICATIONS INFORMATION

SINUSOIDAL WAVE GENERATION

Without External Adjustment

Figure 11 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer R_1 at pin 7 provides the desired frequency range. The maximum output swing is greater than $V^+/2$ and the

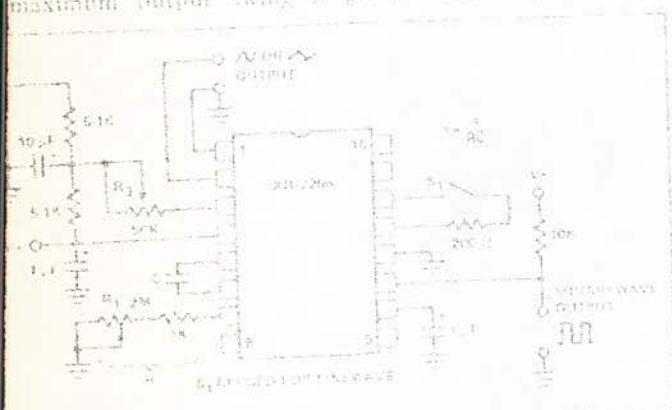


Figure 11. Circuit for Sinusoidal Wave Generation Without External Adjustment. (See Fig. 3 for values of R_1 .)

typical distortion (THD) is $\leq 2\%$. If lower sinusoidal distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 11 can be converted to split-supply operation simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_1 can be directly connected to ground.

With External Adjustment

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to $\approx 0.5\%$ by additional adjustments as shown in Figure 12. The potentiometer R_A adjusts the sinusoidal resistor.

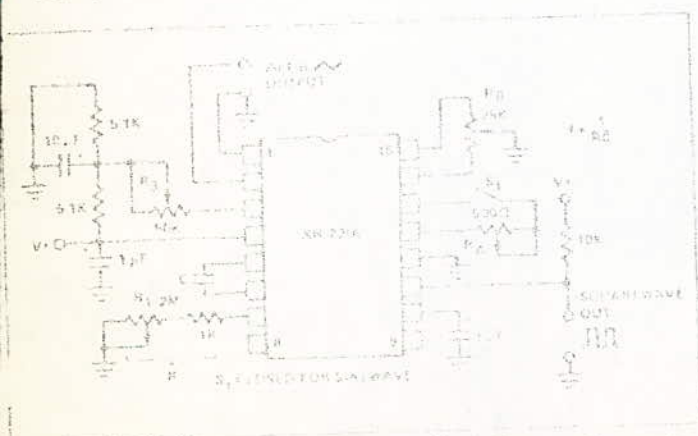


Figure 12. Circuit for Sinusoidal Generation With Minimum Harmonic Distortion. (R_2 Determines output swing. See Fig. 3.)

and R_B provide the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at mid-point and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

TRIANGLE WAVE GENERATION

The circuits of Figures 11 and 12 can be converted to triangle wave generation by simply open-circuiting pins 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sinusoidal output.

FSK GENERATION

Figure 13 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal generation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors R_1 and R_2 , and the output is clean continuous during transitions. The keying signal is applied to pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V^- .

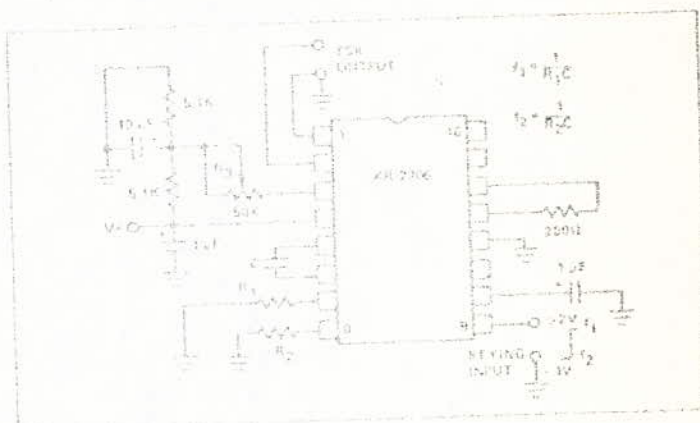


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator.

PULSE AND RAMP GENERATION

Figure 14 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (pin 9) is shorted to the square-wave output (pin 11) and the circuit automatically frequency shifts keys itself between two separate frequencies during the positive and negative going output waveforms. The pulse width and the duty cycle can be adjusted from 10% to 99% by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of 1 k Ω to 2 M Ω .

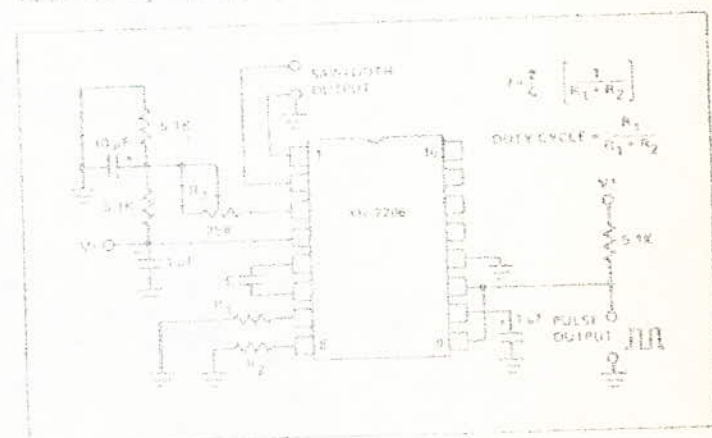


Figure 14. Circuit for Pulse and Ramp Generation.

BIBLIOGRAPHIE

LIVRES :

- 1- Modulation de fréquence
par O. CARTIANU
- 2- L'oscilloscope au travail
par A. HAAS
- 3- Laboratoire d'électronique
par A. HAAS
- 4- L'oscillographe au travail
par F. HAAS
- 5- Les mesures fondamentales en T.V
par R. ASCHEN

REVUES :

- . H.P N° I633 , I634 , I610 , I507.
- . Electronique Application N° II
- . Radio Plan N° 385 , 386 , 332.

