

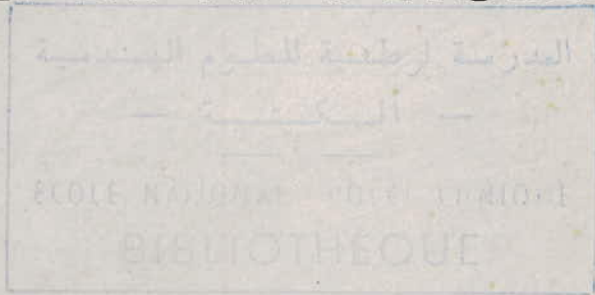
13/80

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

2ea



# PROJET DE FIN D'ETUDES



ETUDE ET REALISATION D'UN GENERATEUR TRES BASSES  
FREQUENCES DE SIGNAUX MULTIFORMES A DECALAGE  
DE PHASE VARIABLE

Proposé par:  
Mme G. MONDON  
Dirigé par  
Mr Y. FLAMANT

Etudié et réalisé par:  
MM. A. TACHET et  
A. B. BENDJABER

JANVIER 1980



QUI S'ARRETE EN CHEMIN PERD OU SON CHAPEAU  
OU SA TETE.

proverbe persan.

الدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
— المكتبة —  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHÈQUE

QUI S'ARRETTE EN CHEMIN PERD OU SON CHAPEAU  
OU SA TETE.

proverbe persan.

D E D I C A C E .

cette modeste réalisation est dédiée à tous ceux  
qui font honnêtement leur travail.



## REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer tres vifs remerciements à :

— Mr Y. FLAMANT, Docteur es-Sciences, Professeur à l'U.S.T.A.,  
qui nous a reçu dans son bureau, nous a guidé et conseillés  
tout au long de cette réalisation.

—Mme G. MONDON , Docteur Ingenieur , Professeur à l' E. N.P.A.,  
pour son aide matériel ses suggestions et sa gentillesse.

—Messieurs M. RENOULT , P. SINTES , R. OUIGUINI, H. TEDJINI ,  
pour l'interêt qu'ils ont porté à notre travail en nous faisant  
profiter de leurs experiences et de leurs precieux conseils.

—M. J. HERRY, Ingenieur au C.S.T.N. pour sa precieuse collaboration.

— M. N. BENDJABALLAH qui nous a grandement facilité notre travail  
en nous ayant accueillis dans sa division et permis d'en utiliser  
toutes les possibilités.

Que tous ceux qui ont contribué de prés ou de loin à ce modeste  
travail trouvent ici l'expression de notre sincère gratitude.

TABLE DES MATIERES

OBJET		
I	INTRODUCTION	page 1
II	CARACTERISTIQUE DU G.T.B.F	2
II-2	Etude synoptique	
III	ETUDE DU GENERATEUR DE SIGNAUX SINUSOIDAUX	2
III-1	Etude bibliographique	
III-11	Le générateur de fonctions	3
III-2	Les gyrateurs	3
III-3	Les oscillateurs R.C.	5
III-31	Le pont de wien	5
III-32	Les oscillateurs à réseaux endouble T ou en T ponté	7
III-33	Les réseaux déphaseurs	11
III-4	Conclusions	13
IV	REALISATION DE L'OSCILLATEUR A RESEAUX DEPHASEUR	14
IV-1	Essais preliminaires	14
IV-2	Mise au point de l'oscillateur T.B.F.	15
IV-21	CALCUL des éléments	
IV-21	Cablage de l'oscillateur	16
IV-23	Les circuits suiveurs de tension	
IV-24	Mise au point finale de l'oscillateur	18
V-	LE GENERATEUR DE SIGNAUX RECTANGU- LAIRE OU TRIGGER DE SHMITT	21
VI-	LE DEPHASEUR	23
VI-1	Application numérique	24
VI-2	Calcul de l'atténuation	25
VI-3	Diagramme de phase	
VI-4	Remarques	27
VII	REALISATION PRATIQUE	29
VII-1	Introduction	
VII-2	Circuit imprimé	
VII-21	Etude détaillée du circuit imprimé	
VII-211	L'oscillateur	
VII-212	CONTROLE du gain	30
VII-213	L'amplificateur de sortie	
VII-214	Le trigger	
VII-215	Le déphaseur	33

VII-31	Panneau avant	34
VII-32	Panneau arriere	
VIII	RESULTAT EXPERIMENTAUX	34
IX	CONCLUSION	37



## INTRODUCTION

Les étudiants du module "vibrations et ondes" (P019) sont amenés à résoudre dans le cadre des travaux pratiques des équations différentielles sur calculateurs analogiques.

Compte tenu du matériel existant, ils ne peuvent résoudre que deux équations différentielles couplées.

Pour leur montrer que le problème peut se généraliser à  $n$  degrés de liberté, le professeur responsable du module avait fait réaliser par deux futurs ingénieurs un système couplé à quatre degrés de liberté. Il s'agissait en fait d'étudier le comportement d'une voiture (type Renault R8) soumise à différents profils de route. Pour simuler les divers profils de route tout en se conformant aux équations machines du simulateur et à la bande passante du traceur de courbe, il est nécessaire d'utiliser un générateur très basses fréquences (G.T.B.F.) de signaux multifformes à décalage de phase variable (ref. A1).

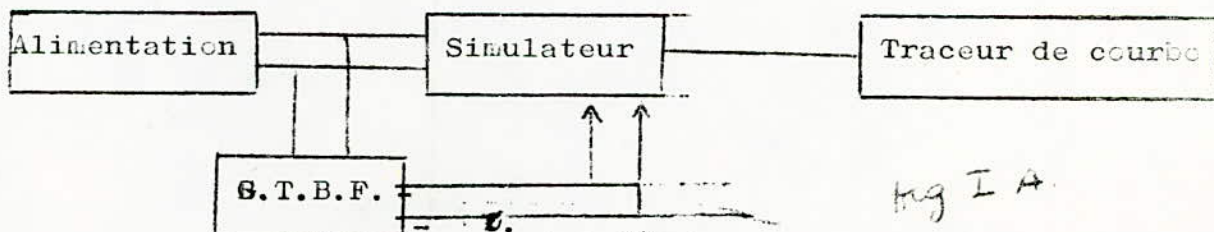
Le laboratoire de P019 ne disposant que d'un très vieux GTBF type CRC. Les signaux délivrés ne sont guère utilisés de façon reproductibles :

- secteur très mal filtré.
- distorsion.
- instabilité, renflement .....

Pour avoir un ensemble cohérent, il nous a été demandé de mettre au point un GTBF de signaux multifformes à décalage de phase variable qui s'insérerait dans la chaîne de démonstration composée de :

- un simulateur.
- un G. T. B. F.
- un traceur de courbe.

L'ensemble en fonctionnement peut être schématisé de la façon suivante :



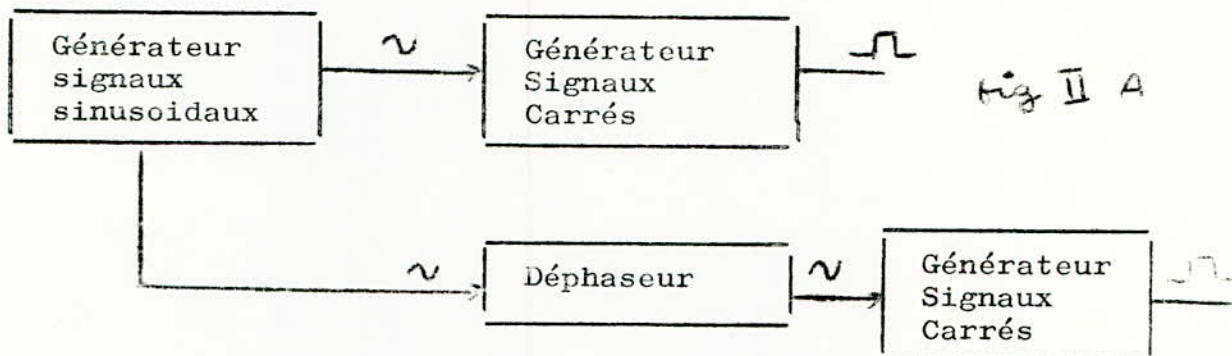
II Caractéristiques du G.T.B.F./

Pour simuler correctement le comportement de la RS à différentes vitesses dans divers profils de routes il serait souhaitable d'avoir un générateur délivrant les signaux suivants:

- 1) Forme : sinusoïdale et rectangulaire.
- 2) Amplitude: 1V.
- Fréquences:  $10^{-2}$ , Hz  $\rightarrow$  1 Hz (ref. A<sub>1</sub>).
- Sorties: 2 sorties déphasées.

II - 2 Etude synoptique/

Le cahier de charge précise que les formes des signaux doivent être sinusoïdales et rectangulaires avec possibilité de décalage de phase: après une étude préliminaire, nous avons retenu la solution qui consiste à obtenir les signaux rectangulaires à partir des signaux sinusoïdaux de la façon suivante: Nous générons d'abord nos signaux sinusoïdaux : qui nous permettent de générer nos signaux rectangulaires .



Il ressort donc de ce synoptique , que nous étudierons successivement :

- le générateur de signaux sinusoïdaux.
- le générateur de signaux rectangulaires.
- le déphaseur.

III Etude du générateur de signaux sinusoïdaux .III 1 Etude bibliographique.

La génération de signaux sinusoïdaux peut se faire de différentes manières; le critère principal qui fait pencher pour l'un ou l'autre de ces moyens est la fréquence des signaux que l'on cherche à générer. Dans notre cas ce sont des signaux très basse fréquence , et , là le choix de ces générateurs est très limité ; certains sont très modernes, d'autres expérimentaux, d'autres encore très classiques. Les circuits LC destinés à la HF sont évidemment à écarter. Les différents procédés sont :

.../...



#### IV 1-1 Le générateur de Fonctions.

Il est composé en gros d'un oscillateur très stable (quartz) d'un système de division de fréquences, d'un convertisseur digital-analogique, d'un circuit d'interpolation et d'un circuit de commande, tous les circuits logiques (convertisseur D/A (digital-analogique), le circuit d'interpolation sont des circuits à 12 bits.

En voici une représentation synoptique.

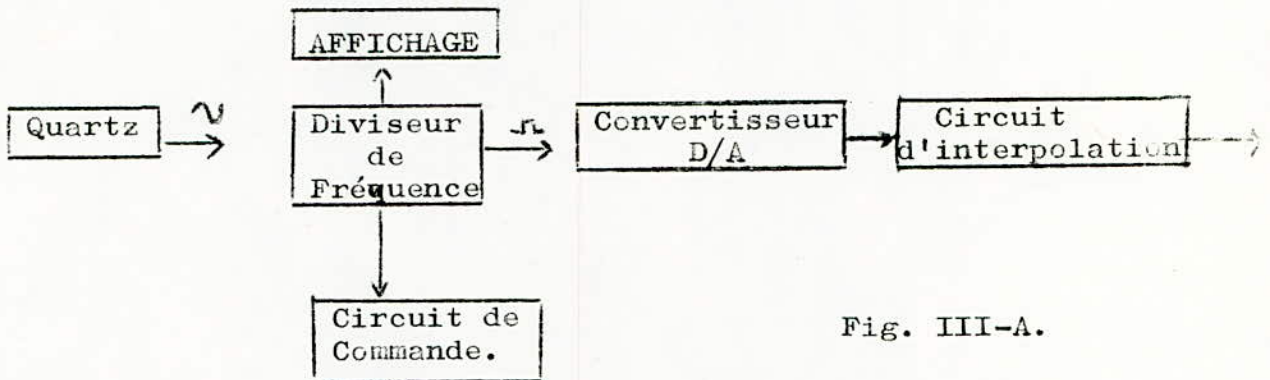


Fig. III-A.

#### III -2- Les gyrateurs.

Un gyrateur est un dispositif électronique composé de deux montages principaux:

- Le P.I.C. ou convertisseur d'impédance positif.
- Le N.I.C. ou convertisseur d'impédance négatif.

L'ensemble monté constitue le gyrateur dont la fonction, dans le domaine qui nous intéresse, est de simuler à son entrée de très grandes valeurs de selfs ( $10^5$ H environ) à partir du P.I.C., et, ensuite de simuler une résistance négative à partir du N.I.C. afin d'équilibrer les effets de la résistance simulée ramenée avec la self.

Couplé à une capacité, l'ensemble gyrateur-capacité constituera, un oscillateur LC classique qui se mettra spontanément à osciller.

Voyons le détail:

Le P.I.C. : (Positive Impédance Convertisseur).

Ce circuit est représenté par le schéma suivant: (fig. III -B)

$$Z = \frac{R_4 \bar{Z}_s}{R_4 + Z_s}$$

Calculons l'impédance d'entrée du P.I.C.

$$V_e = R_1 I_e + V_i$$

$$V_i \approx V_s \quad \text{car } \mathcal{E} \approx 0 \quad \text{négligeable devant les autres tensions.}$$

(4)

Il vient  $V_s = -Z I_c$ 

$$I_c = \frac{R_2}{R_3} I_c$$

~~C~~ // 0, les chutes de tensions aux bornes de  $R_2$  et  $R_3$  sont nécessairement identiques.

nous avons aussi  $I_s = \frac{R_4}{R_4 + Z_s} I_c$

d'où  $V_e = R_1 I_e - Z I_c$   
 $V_e = R_1 I_e - \frac{R_2}{R_3} Z I_e$

et  $Z_e = \frac{U_e}{I_e} = \frac{R_1}{R_3} - \frac{R_2}{R_3} Z$

posons  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$

et  $Z_e$  devient  $Z_e = R \left( 1 - \frac{Z_s}{R + Z_s} \right)$

ou 
$$\frac{1}{Z_e} = \frac{1}{R} + \frac{Z_s}{R^2}$$

Cette dernière relation montre l'existence, en parallèle, de l'impédance  $Z_s$  inversée et de la résistance d'entrée  $R_1$  du montage.

Appliquons maintenant ces propriétés au cas qui nous intéresse, la réalisation d'une inductance.

soit  $Z_s = \frac{1}{j\omega C}$

$$\frac{1}{Z_e} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jR^2 \omega C}$$

Ici, nous voyons bien que nous avons en parallèle une résistance  $R$  et une impédance  $j R^2 \omega C$  avec  $R^2 C$  qui a les dimensions d'une self. La self simulée aura donc pour valeur,

$$L = R^2 C$$

Exemple d'application

$C = 10 \text{ F}$

$R = 100 \text{ K.}$

$L = (10^5) 2 \cdot 10^5 = 10^5 \text{ H}$

$$L = 10^5 \text{ H}$$

En conclusion, le P.I.C. ramène a son entrée, l'impédance de sortie inversée avec, en parallèle avec elle, la résistance d'entrée  $R_1$ . Afin d'éliminer les influences de cette résistance, il conviendrait de simuler une résistance négative en parallèle, soit en utilisant la pente négative d'une diode tunnel, soit dans le même ordre d'idée de la simuler en utilisant le circuit N.I.C.

Le N.I.C. / (fig. III - C

Calculons son impédance d'entrée;  $G$ , gain de l'A.O.

$$\xi = \frac{V_o}{G} = \frac{V_i}{G} - V_s \quad \xi \ll V_i, \quad \xi \ll V_s$$

$$V_i - V_c = V_s - V_c \quad V_s \neq V_i$$

$$R_2 I_3 = R_3 I_s = -R_3 \frac{V_s}{Z_1}$$

$$R_2 I_e = -R_3 \frac{V_i}{Z_1}$$

$$\Rightarrow Z_e = \frac{V_i}{I_c} = -\frac{R_2}{R_3} Z_1$$

$$Z_e = -\frac{R_2}{R_3} Z_1$$

Afin d'équilibrer les effets de la résistance ramenée avec la self nous pourrions choisir et le rapport  $\frac{R_2}{R_3}$  et la valeur de  $Z_1$ .

L'oscillateur à gyrateur se composera donc, dans 1 premier temps.

- d'un P.I.C.
- d'un N.I.C.
- d'une capacité d'accord.

### III - 3 Les Oscillateurs R.C./

Il existe quatre principaux oscillateurs RC.

- l'oscillateur à pont de Wien
- l'oscillateur à double T ou T ponté
- Les réseaux déphaseurs.

#### III - 3 - 1 Le pont de Wien:/ (fig III. E

Un calcul simple donne, pour la fréquence

$$f_{re} = \frac{1}{2\pi RC} \quad R = \sqrt{\frac{R_1 R_2}{C_1 C_2}}$$



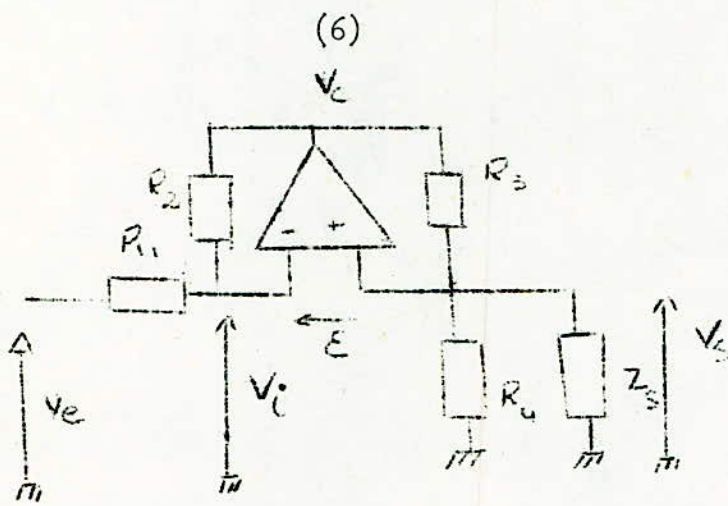


FIG III B

FIG III B. MONTAGE P.I.C.

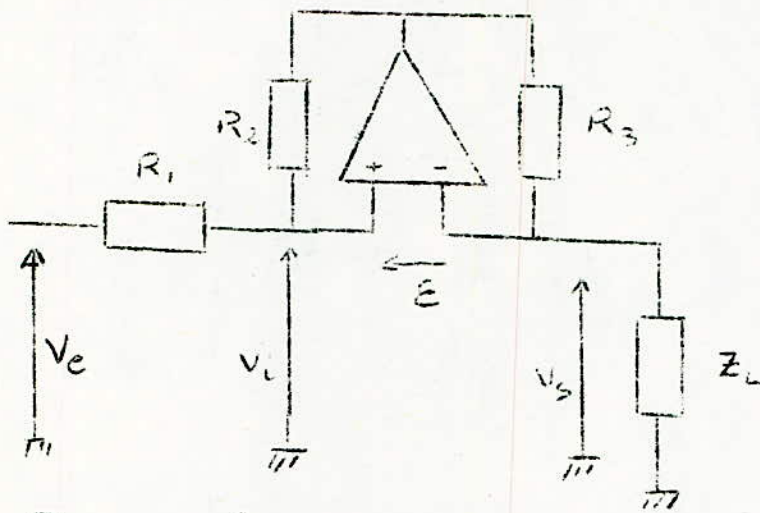
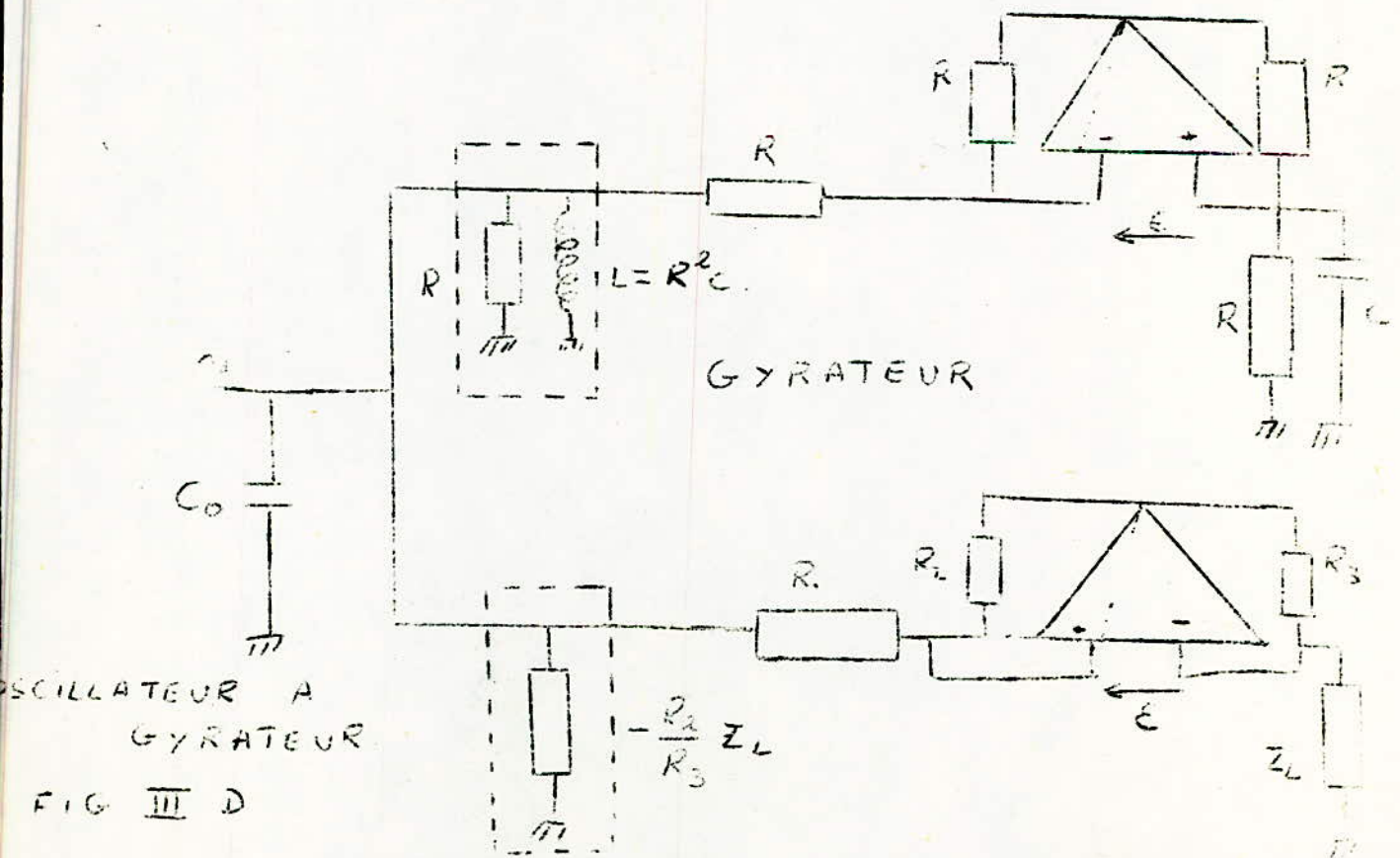


FIG III C

FIG III C. Le N.I.C



Comme on ne peut prétendre réaliser un oscillateur sans apport de puissance, nous voyons que l'amplificateur A doit avoir un gain  $G \gg 3$ .

Le défaut de ce montage est de ne pas fournir une onde pure aux très basses fréquences à cause de l'inertie de l'élément non linéaire (thermistance ou filament d'une lampe à incandescence) qui sert à maintenir le pont avec juste ce qu'il faut de déséquilibre pour que le montage oscille.

On peut cependant à la place de cet élément non linéaire, placer la résistance drain-source RDS d'un FET modulée par une fraction de la tension de sortie redressée et filtrée avec une constante de temps suffisante (fig. III F).

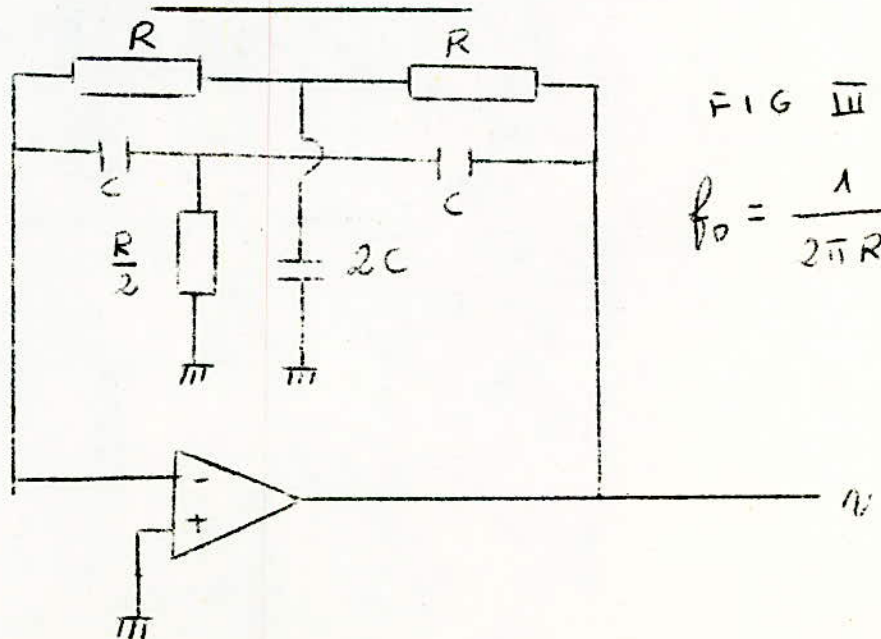
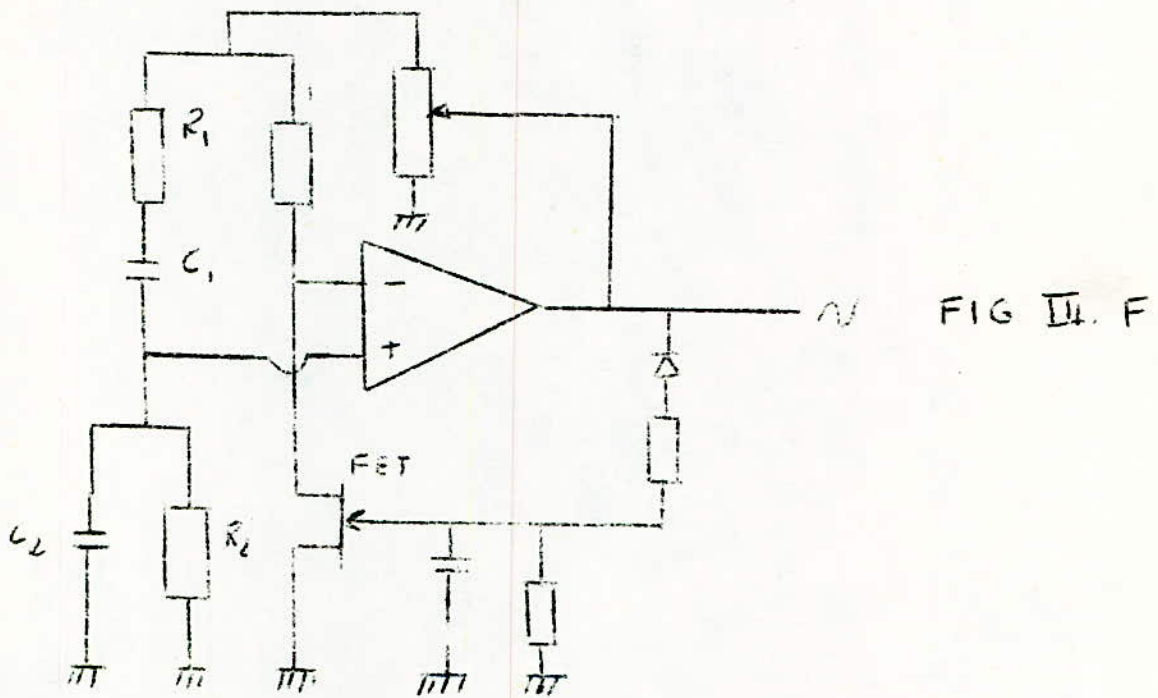
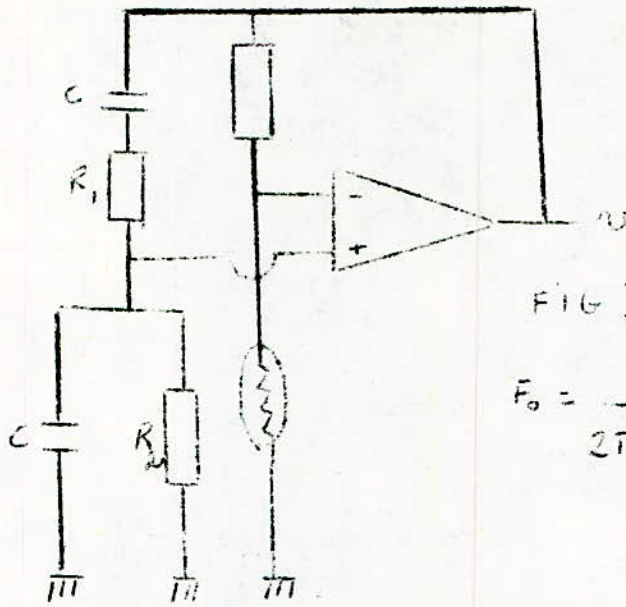
### III 3 - 2 Les oscillateurs à réseau en double T ou en T ponté.

Les oscillateurs en double T qui fournissent les meilleures stabilités en fréquences présentent l'inconvénient d'exiger pour fonctionner dans les conditions optimales des composants appariés de l'ordre de 1%, alors que les éléments dont nous disposons sont appariés dans le meilleur des cas à 5%, par ailleurs ces oscillateurs ne sont utilisés pratiquement, que dans les montages à fréquences fixes ou à la rigueur à points fixes. La variation progressive d'accord dans une plage de fréquences donnée est très délicate.

Les figures III G, III K, III L nous donnent les différents montages pouvant être utilisés. La figure III H mérite de retenir notre attention:

- ce montage ne semble dans une première approche ne différer du double T classique que par l'intervention d'une capacité et d'une résistance dans les branches horizontales des T, mais, c'est le petit détail qui change tout: contrairement au double T classique, ce double T ne constitue pas un filtre coupe bande. Pour la fréquence  $f_0$  non seulement l'atténuation est très faible, mais dans certains cas il peut y avoir surtension, c'est à dire que la tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée. Cette condition optimale est réalisée si

$$R_1 C_2 = R_2 C_1 = R_3 C_3 = \frac{1}{2\pi f_0} = \frac{1}{\omega_0} \text{ et } \frac{R_2}{R_1} = \sqrt{6}.$$





(9)

Le calcul s'effectue en opérant la transformation du double T en double  $\Pi$  comme l'indique la figure III H'. Ce qui donne les résultats suivants:

$$Z'1 = \frac{Z'_A Z'_B + Z'_A Z'_C + Z'_B Z'_C}{Z'_B}$$

$$Z'2 = \frac{Z'_A Z'_B + Z'_A Z'_C + Z'_B Z'_C}{Z'_C}$$

$$Z'3 = \frac{Z'_A Z'_B + Z'_A Z'_C + Z'_B Z'_C}{Z'_A}$$

$$Z1 = \frac{Z_A Z_B + Z_A Z_C + Z_B Z_C}{Z_B}$$

$$Z2 = \frac{Z_A Z_B + Z_A Z_C + Z_C Z_B}{Z_C}$$

$$Z3 = \frac{Z_A Z_B + Z_A Z_C + Z_C Z_B}{Z_A}$$

$$\text{Avec } Z'A = \frac{1}{jC_2W}$$

$$Z'A = R_1$$

$$Z_B = R_2$$

$$Z'B = \frac{1}{jC_1W}$$

$$Z_C = R_3$$

$$Z'C = \frac{1}{jC_3W}$$

Ces montages ne sont malheureusement pas utilisables dans notre cas vu l'imposition de la rigoureuse égalité entre cellules.

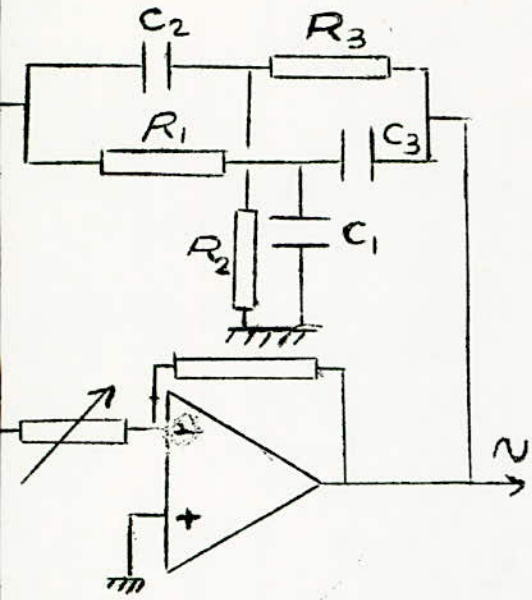


Fig III H

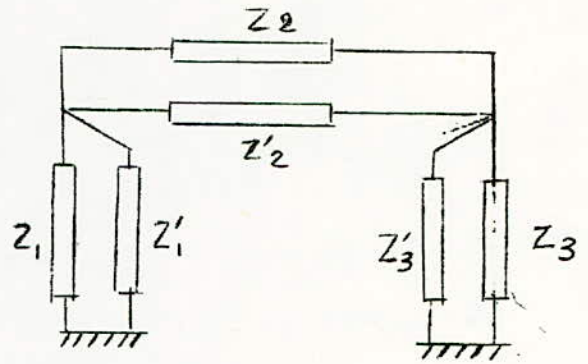


Fig III H'  
Transformation du  
TT en double TT

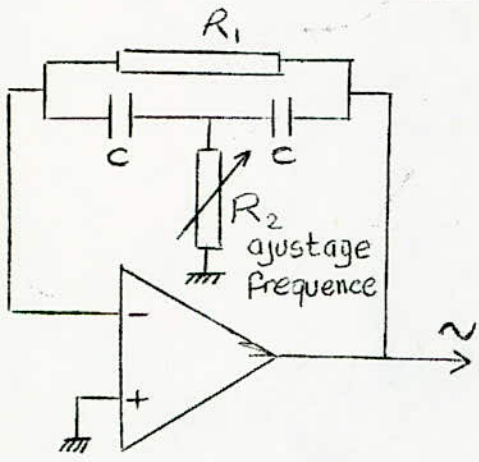


Fig III K

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2} C}$$

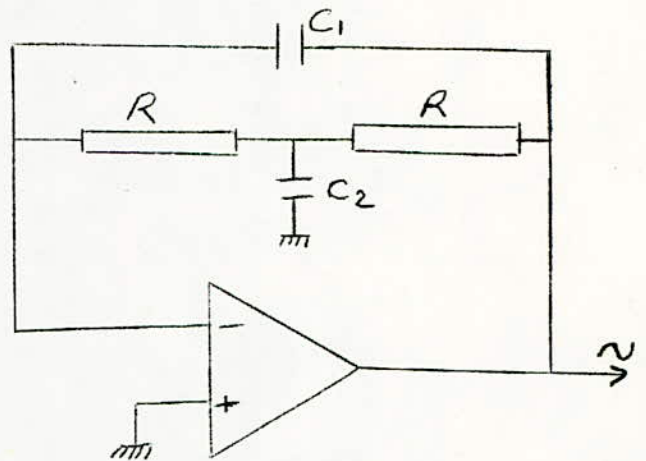


Fig III L

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$$

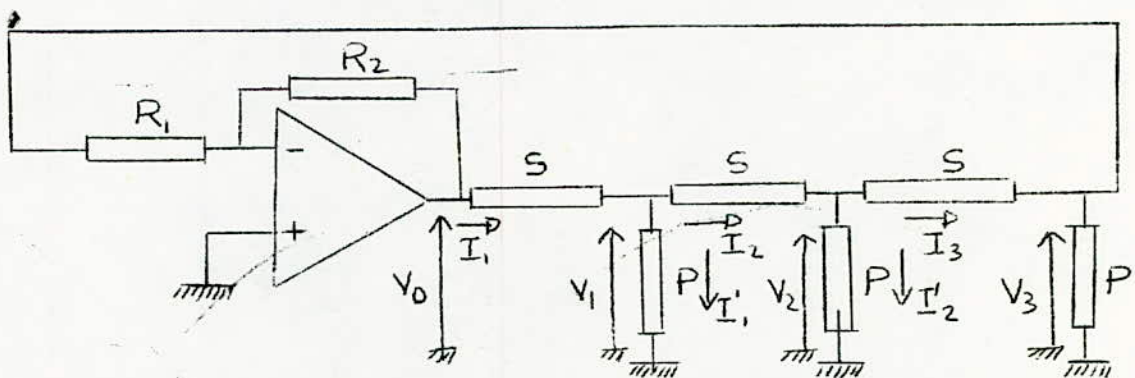


Fig III.M oscillateur a reseau dephaseur

$$\frac{R_2}{R_1} = 29 \quad G = -29$$



III 3 - 3 Les réseaux déphaseurs.

Ce sont des réseaux déphaseurs à cellules RC. Composés au minimum de trois cellules; ils introduisent une rotation de  $\Pi$  entre les phases d'entrée et de sortie.

Posons  $\frac{S}{P} = K$ ,  $K$  étant imaginaire, puisque l'un des éléments est une capacité, l'autre étant une résistance.

$$\begin{aligned} V_3 &= PI_3 \\ V_2 &= (S + P)I_3 = (S + P) \frac{V_3}{P} = V_3 (1 + K) \\ I_2 &= I_3 + I'_2 = I_3 + \frac{V_2}{P} \\ I_2 &= \frac{V_3}{P} + \frac{V_3}{P} (1 + K) = \frac{V_3}{P} (2 + K) \end{aligned}$$

Calculons  $V_1$

$$\begin{aligned} V_1 &= SI_2 + V_2 = \frac{SV_3}{P} (2 + K) + V_3 (1 + K) \\ V_1 &= V_3 K(2 + K) + V_3 (1 + K) \\ V_1 &= V_3 (K^2 + 3K + 1) \end{aligned}$$

D'autre part,

$$\begin{aligned} I_1 &= I_2 + I'_1 = \frac{V_1}{P} = I_2 \\ I_1 &= \frac{V_3}{P} (2 + K) + \frac{V_3}{P} (K^2 + 3K + 1) \\ I_1 &= \frac{V_3}{P} (K^2 + 4K + 3) \end{aligned}$$

d'où

$$\begin{aligned} V_0 &= SI_1 + V_1 \\ &= S \frac{V_3}{P} (K^2 + 4K + 3) + V_3 (K^2 + 3K + 1) \\ &= V_3 K(K^2 + 4K + 3) + V_3 (K^2 + 3K + 1) \\ &= V_3 (K^3 + 5K^2 + 6K + 1) \end{aligned}$$

$$\text{d'où } \frac{V_0}{V_3} = K^3 + 5K^2 + 6K + 1$$

(12)

Pour avoir la condition limite d'entretien, nous allons annuler la partie imaginaire. Comme précisé plus haut le circuit est composé de cellules R.C. donc K est un imaginaire pur, et

$$J \operatorname{Im} \left( \frac{V_0}{V_3} \right) = 0 \iff K^3 + 6K = 0$$

$$\text{d'où} \quad K^2 = -6$$

Ce qui revient à écrire dans la partie réelle

$$\frac{V_0}{V_3} \equiv 5K^2 + 1 = -29$$

- donc: - Les deux tensions  $V_0$  et  $V_3$  sont en opposition de phase.  
- Le gain minimum pour que le système oscille est de 29.

#### Calcul de la fréquence d'oscillation.

1) cas où  $S = R \quad P = \frac{1}{j\omega C} \implies K = jRC\omega$

$$\implies j^2 R^2 C^2 \omega^2 = K^2 = -6$$

$$\omega^2 = \frac{6}{R^2 C^2}$$

$$\omega = \frac{\sqrt{6}}{RC} \implies f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$$

2) cas  $S = \frac{1}{j\omega C} \quad p = R \implies K = \frac{1}{jRC\omega}$

$$\text{et} \quad = \frac{1}{j^2 R^2 C^2 \omega^2} = -6$$

$$\omega^2 = \frac{1}{6 R^2 C^2}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{6} RC} \implies f = \frac{1}{2\pi \sqrt{6} RC}$$

Au vu de ces calculs il apparaît donc que pour descendre en fréquence, il serait plus intéressant de prendre comme oscillateur à réseau déphaseur celui où

$$S = \frac{1}{j\omega C} \quad \text{et} \quad p = R.$$

Un rapport de 6 existe entre les fréquences des deux versions de réseaux déphaseurs.

### III - 4 - Conclusions.

De l'étude des différents procédés pour réaliser des signaux sinusoïdaux, nous remarquons:

1) L'impossibilité matérielle de réaliser la solution idéale qui consisterait à utiliser le générateur de fonction. Impossibilité due à l'absence du matériel nécessaire. Néanmoins même si le matériel avait été disponible; le prix de revient de ce moyen nous aurait dissuadé de choisir cette solution vu la disproportionnalité entre le prix de revient et son utilisation dans un laboratoire de travaux pratiques.

2) Le gyrateur aurait constitué, associé à 1 capacité, une solution très originale. Malheureusement pour couvrir toute la gamme de fréquence demandée on introduit un trop grand déséquilibre entre les valeurs des selfs et des capacités. De même la variation de la fréquence d'accord aurait été problématique car pour cela nous aurions fait varier le rapport entre les résistances  $R_2$  et  $R_3$  ce qui aurait déséquilibré notre montage et remis en question les hypothèses établies dans le chapitre III 2 - 1 et III 2 - 2. Si pour respecter ces équations nous avions penché pour la variation de la valeur de la capacité, nous aurions été obligés de nous en tenir des valeurs de C de l'ordre de pF. A cause de ces différents écueils nous avons écartés ce montage.

3) De l'étude des oscillateurs classiques RC les deux montages qui ont le plus retenu notre attention ont été le pont de Wien et le réseau déphaseur avec résistance à la masse.

Nous avons écartés les deux autres possibilités, oscillateurs à double T et à T ponté vu la grande difficulté, à équilibrer rigoureusement les cellules, les valeurs des éléments devant être appairées avec au maximum une erreur de 1 %.

Le pont Wien et le réseau déphaseur par contre ne nécessite pas de composants d'une haute précision mais de composants dont la dispersion peut aller jusqu'à 10 %. Ce qui fait leur commodité. Le réseau déphaseur quant à lui peut même osciller avec des cellules complètement déséquilibrées.

Les fréquences que donnent le pont de Wien et le réseau déphaseur sont respectivement;

$$f \text{ (pont de Wien)} = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{et}$$

$$f \text{ (réseau déphaseur)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} RC}$$



donc pour de même valeur de résistance et de capacité le réseau déphaseur descend plus en fréquence avec en plus l'avantage de ne pas nécessiter l'adjonction d'élément non linéaire pour déclencher l'oscillation en maintenant le déséquilibre. C'est pour cela que nous avons préféré choisir le réseau déphaseur comme générateur de nos signaux sinusoïdaux.

Avec un ensemble de 3 cellules nous devons pour obtenir une variation continue de la fréquence faire varier de façon identique 3 potentiomètres. Ne possédant pas de 3 potentiomètre disposés sur un même axe, nous avons dû réaliser un dispositif à roues dentées qui grâce à un même bouton entraîne la rotation simultanée des 3 potentiomètres.

#### IV Réalisation de l'oscillateur à réseau déphaseur/

IV - 1 - Essais préliminaires: Avant de réaliser l'oscillateur qui couvrirait notre bande de fréquences T.B.F. nous avons décidé d'en réaliser un (oscillateur) qui oscillerait à un point fixe dans la bande des B.F. Nous avons fixé cette fréquence aux environs de 100 HZ.

$$C = 0,1 \mu F \quad R = 680 \Omega$$

Les signaux relevés sur l'oscilloscope avaient une fréquence de 400 Khz, très nettement différente de celle attendue (100 khz). Pour une autre fréquence aux environs de 10 HZ

$$C = 0,1 \mu F \quad R = 680 \Omega$$

Les signaux relevés sur l'oscilloscope avaient toujours la même fréquence 400 khz.

D'autres essais ont confirmé que la fréquence d'oscillation était indépendante de C. et de R.

Après études de la structure interne de l'amplificateur opérationnel  $\mu A 741 C$  que nous utilisons, nous en sommes arrivés à la conclusion que c'était la capacité, intégrée à l'intérieur de l'amplificateur opérationnel, et, qui faisait partie du système de compensation en fréquence qui faussaient les résultats.

Pour éliminer ces effets deux possibilités se sont offertes à nous:

$\mu A 741$  partie

- a) remplacer le  $\mu A 709$  qui n'est pas compensé en fréquence, mais qui a des performances moindres du point de vue de la stabilité en température.

- b) court-circuiter ces signaux par une capacité branchée entre la sortie et la masse.

Nous avons opté pour la deuxième solution, et, à chaque fois nous avons obtenus les fréquences escomptées.

#### IV - 2 - Mise au point de l'oscillateur T.B.F./

##### IV - 2 - 1 Calcul des éléments:

Les meilleures capacités dont nous disposons sont des capacités de  $10^{-5}$ F au papier d'une précision de 10%. Les potentiomètres dont nous disposons pour balayer la bande de fréquence ( $10^{-2}$ Hz  $\rightarrow$  1Hz) sont des potentiomètres précis à 20% près.

Calculons l'erreur sur la fréquence:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$$

$$\text{Log } f = -\text{Log}(2\pi\sqrt{6}) - \text{Log } R - \text{Log } C.$$

$$\frac{df}{f} = -\frac{dR}{R} - \frac{dC}{C}$$

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}$$

$$\frac{\Delta f}{f} = 20\% + 10\% = 30\%$$

$\frac{\Delta f}{f} = 30\%$
-----------------------------

Ce qui fait que nous n'étalonnerons pas notre générateur en fonction des résistances qu'afficheront les potentiomètres mais en fonction des positions de l'axe d'entraînement des potentiomètres au regard de la fréquence des signaux délivrés.

Le calcul donne:  $f = 1$  Hz.

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad R = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}cf} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \cdot 10^{-5}} = 6,5 \text{ K.}$$

$$f = 10^{-2} \text{ Hz} \quad R = 650 \text{ K.}$$

disposant de potentiomètres des 470 K nous prévoirons 2 gammes de fréquences, l'une balayée **uniquement** par le potentiomètre. L'autre par le potentiomètre en série avec des résistances fixes de valeurs suffisantes pour atteindre les 650 K.



#### IV - 2 - 2 Cablage de l'oscillateur.

Il se fait en appliquant le schéma de principe suivant: fig IV-A.

$$\frac{R_2}{R_1} = 29$$

$C_1$  sert à court circuiter les oscillateurs propres de l'amplificateur opérationnel.

$G = \frac{R_2}{R_1}$  est le gain de l'amplificateur, qui doit compenser l'amortissement et entretenir l'oscillation.

Ce montage oscille mais dès qu'on descend en fréquence, bien qu'il continue à osciller, les variations de fréquences ne suivent pas celle des valeurs du potentiomètre, et, ce même pas dans les limites  $f$  calculée dans le chapitre IV-2-1. Ceci est dû fait que l'impédance d'entrée de l'A.O. n'est plus représentée que par la valeur de la résistance  $R_1$ . Cette dernière se met en parallèle avec l'impédance de la dernière cellule. Ayant une valeur nettement inférieure à cette dernière, elle impose une impédance fixe. Pour régler ce problème; nous avons pensé à placer un étage tampon, constitué par un amplificateur opérationnel monté en suiveur de tension dans la boucle de retour. Afin d'éviter d'avoir, le même problème à la sortie, nous placerons le même tampon entre la charge et la sortie de l'oscillateur.

Comme nous prévoyons de séparer tous les étages qui vont suivre par des suiveurs de tension, nous avons jugé nécessaire de les exposer succinctement.

#### IV - 2 - 3 Les circuits suiveurs de tension.

L'amplificateur opérationnel peut être utilisé comme suiveur de tension. Pour cela, il suffit de le faire fonctionner comme amplificateur non inverseur de gain unité. fig. IV B.

Dans ce montage, la borne positive de l'amplificateur opérationnel est directement reliée au signal d'entrée tandis que sa borne négative est directement reliée à la sortie, ce qui produit une contre-réaction continue à 100%, réalisant ainsi un amplificateur non inverseur de gain unité. La tension de sortie est identique à celle d'entrée.

C'est pourquoi on dit que la sortie suit l'entrée. Ce montage a pour avantages d'avoir une très grande impédance d'entrée (quelques centaines de M $\Omega$ ) et une très faible impédance de sortie (quelques dizaines de ohms). Le circuit fonctionne en fait comme un transformateur d'impédance.

(17)

$$\frac{R_1}{R_2} = 29$$

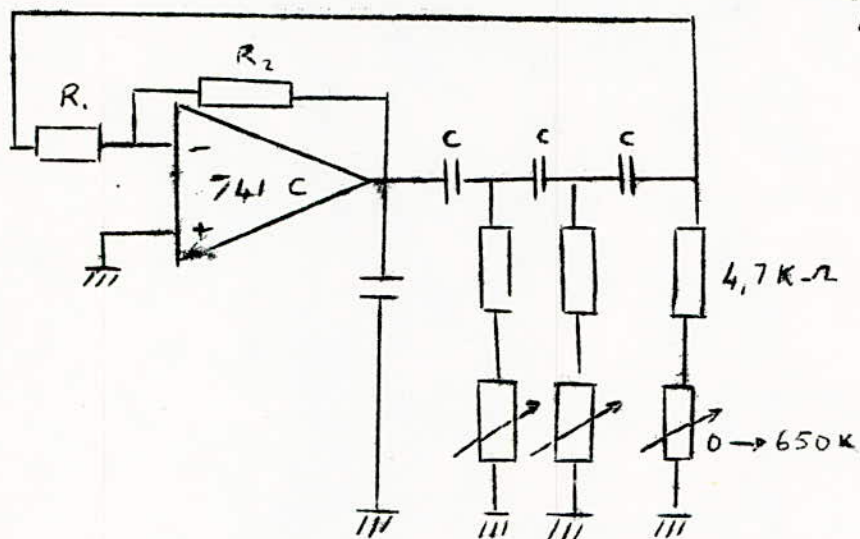


FIG IVA: Les resistances de 4,7 k en serie avec les potentiometres servent à fixer la frequence maximum de l'oscillateur quand les potentiometres affichent la valeur zero.

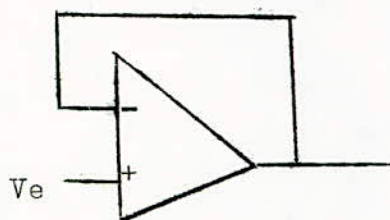


FIG IVB: circuit suiveur de tension ou transformateur d'impédance.

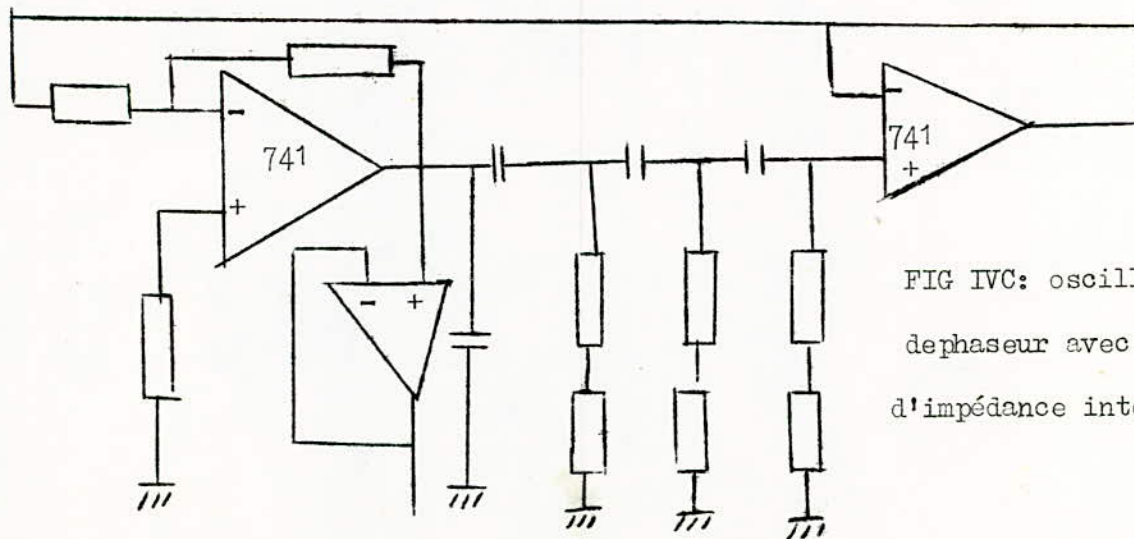


FIG IVC: oscillateur à reseau dephaseur avec adaptation d'impédance interne et externe.



C'est cette dernière caractéristique que nous utiliserons très souvent pour adapter nos étages.

#### IV - 2 - 4 Mise au point de l'oscillateur.

Une fois les deux suiveurs de tension placés nous obtenons le schéma suivant: (fig IV C).

L'amélioration apportée par les deux suiveurs de tensions permet donc à la fréquence d'oscillation de suivre les variations des valeurs affichés par les potentiomètres; mais, contrairement à ce que nous attendions, le gain de l'amplificateur opérationnel n'est pas constant mais suit par contre la courbe relevée fig IV D. Ce qui nous oblige à ajuster le gain de l'amplificateur, et, ce à chaque fréquence. Pour essayer de nous affranchir de cette obligation d'ajuster à chaque fois, le gain, nous avons pensé à introduire dans la boucle de retour, après le suiveur de tension, un montage amplificateur à volume constant. Le montage retenu est le suivant: fig. IV D.

Dans ce circuit, l'amplificateur opérationnel est utilisé comme amplificateur inverseur, son gain étant contrôlé par le diviseur de tension formé par  $R_3$  et par le transistor à effet de champ. Ici le FET fonctionne comme une résistance contrôlée par la tension; la polarisation de contrôle étant obtenue à partir de la sortie de l'amplificateur par  $D$ ,  $R_5$ ,  $R_6$  et  $C_1$ . Pour une polarisation nulle appliquée à sa grille, le FET se comporte comme une résistance de quelques centaines d'ohms. Pour une polarisation négative élevée il agit comme un circuit ouvert.

Donc quand un signal de faible amplitude est appliqué à l'entrée, de l'A.O., une tension de faible valeur tend à apparaître à la sortie, dans ce cas, la tension appliquée au FET, est faible et il va se comporter comme une résistance de quelques centaines d'ohms. Le réducteur de tension formé par  $R_3$  et  $R_{DS}$ , ( $R_{DS}$ = Résistance Drain Source du FET), provoque alors une très faible contre-réaction de telle sorte que le gain en tension est élevé. Ce qui tend à ramener le signal de sortie à un niveau convenable. En revanche, quand un signal de grande amplitude est appliqué à l'entrée de l'A.O., l'effet de contre-réaction est accentué, ce qui provoque une diminution de gain.

Testé, ce montage a montré de piètre performances en stabilité en TBF ce qui nous oblige à ajuster, à chaque fréquence la résistance  $R_7$  afin d'éliminer la tension d'offset.

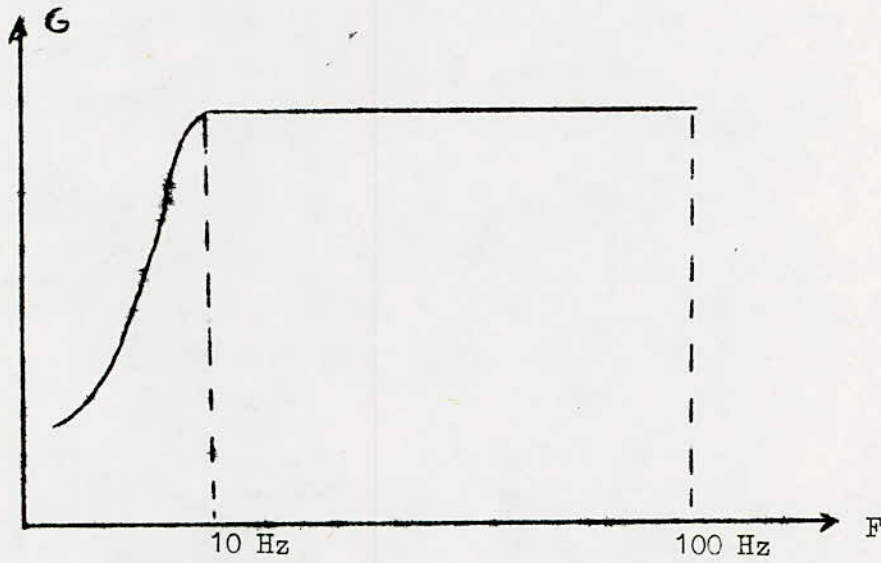


FIG IVD: courbe de reponse en frequence de l'A.O..Lacassure est très nette au dessous de 10 Hz. Le 741S a sa fréquence de coupure basse à 1 Hz,mais il n'en existe pas de disponible.

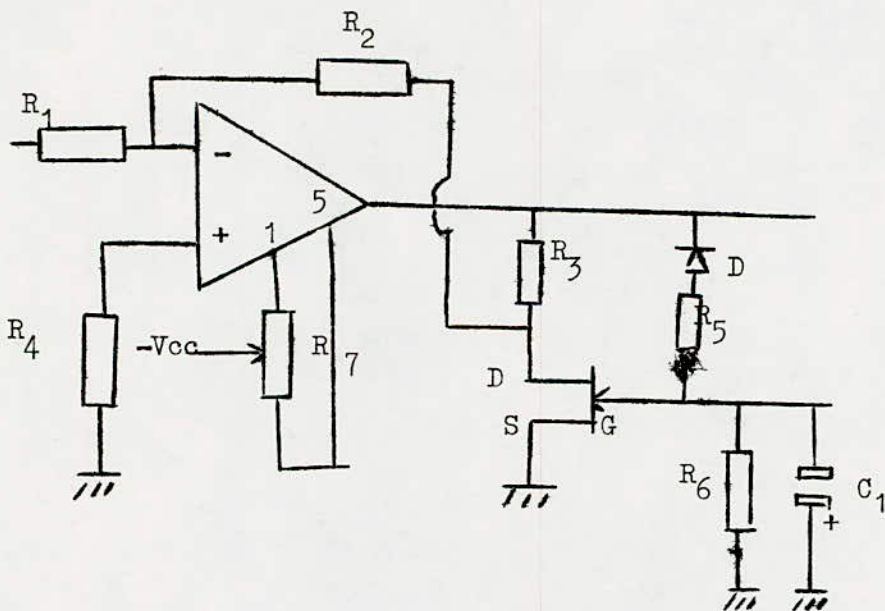


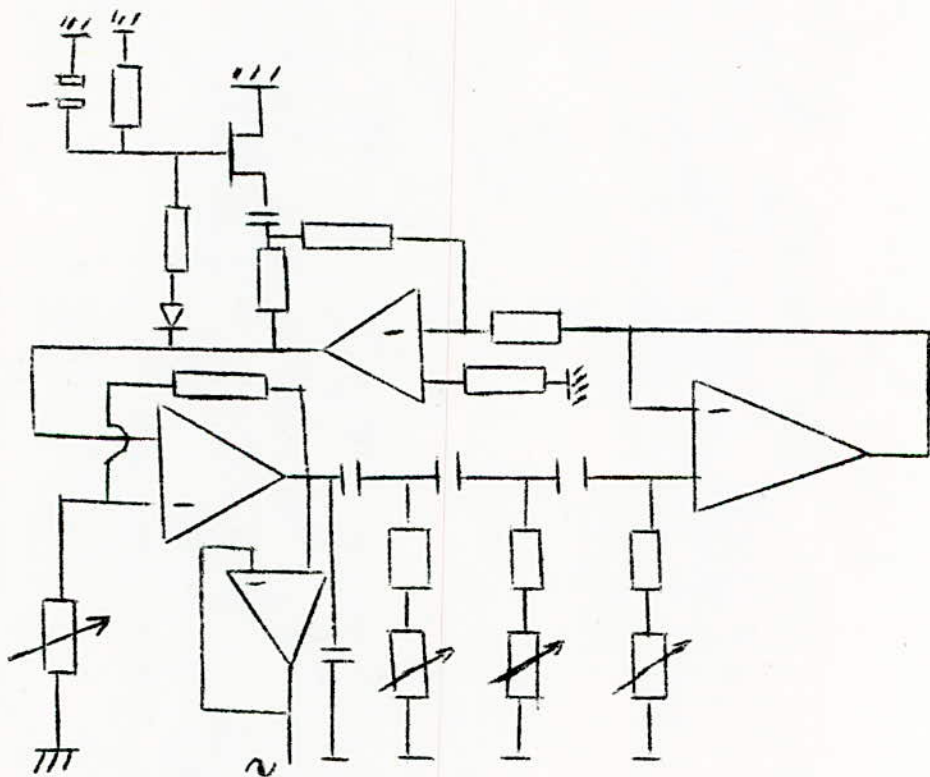
FIG IVE: Amplificateur à volume constant. Il relève (corrige) la courbe de la figure IVD jusqu'à 0,1 Hz .



Nous avons compensé ce handicap en mettant en série une capacité de forte valeur ( $200\mu\text{f}$ ) entre le drain du F E T et le pont de liaison  $R_2 - R_3$ . Cette capacité se comporte une forte résistance en T.B.F. réalisant ainsi une forte contre-réaction par  $R_2-R_3$  ce qui nous donne une bonne stabilité en T.B.F.

Inseré dans la boucle de contre-réaction cet amplificateur à volume constant corrige la courbe de réponse en fréquence de l'ampli-opérationnel de l'oscillateur jusqu'à 0,1 HZ ensuite il s'en suit une forte cassure fig. IV F.

Les fréquences les plus intéressantes pour l'usage auquel est destiné le G.B.T.F. étant 0,1 HZ 1HZ, nous nous sommes contentés d'un ajusteur manuel du gain de l'Ampli de l'oscillateur pour les plus basses fréquences. Ce qui nous donne le schéma final retenu pour l'oscillateur:





## V - Le générateur de signaux rectangulaires ou Trigger de Schmitt

Le gain en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel est si grand qu'il suffit d'une très faible variation de la tension différentielle d'entrée pour faire passer le niveau de la sortie de l'une des valeurs extrêmes à celle de polarité opposée. C'est là, le principe des comparateurs de tension (fig. V-1). Si la tension d'entrée  $V_e$  est de quelques mV seulement supérieure à la tension de référence, la sortie de l'amplificateur opérationnel est à  $+V_{cc}$ . De même il suffit que la tension d'entrée soit légèrement inférieure que la tension de référence pour que la sortie s'inverse et devienne  $-V_{cc}$ .

Dans notre réalisation,  $V_e$  est délivrée par le générateur sinusoïdal à l'entrée (+) de l'amplificateur opérationnel, par contre la tension de référence est fixée grâce à un pont diviseur de tension à l'entrée (-) de l'amplificateur opérationnel, la tension de référence étant délivrée par  $\pm V_{cc}$ .

Comme  $V_{e \max} = 3 \text{ V}$  et  $+V_{cc} = 15 \text{ V}$ , afin de permettre le déclenchement du trigger il faut que le pont diviseur fournisse au maximum 3 V à l'entrée (- de l'A.O.). Le schéma de principe est représenté fig. V B.

Afin de faire varier le rapport cyclique nous avons posé  $R_2$  variable au moyen d'un potentiomètre de 10 K $\Omega$ .

En effet, si la durée du cycle est la même que celle de la période du trigger, le rapport entre  $\tau_+$  et  $\tau_-$  est défini par la tension de référence (fig. V C).

Pour passer de  $V_{e \max}$  à  $V_{e \min}$  le signal met un temps  $\frac{T}{2}$ , où T est la période du signal sinusoïdal.

Donc pour passer de  $V_{e \max}$  à  $V_{ref}$  il met:

$$\frac{\tau_+}{2} = \frac{T}{2} \times \frac{V_{e \max} - V_{ref}}{V_{e \max} - V_{e \min}}$$

Exemples: 1  $V_{ref} = 0$   $\frac{\tau}{2} = \frac{T}{2} \times \frac{1}{2}$

$$\implies \tau = \frac{T}{2}$$

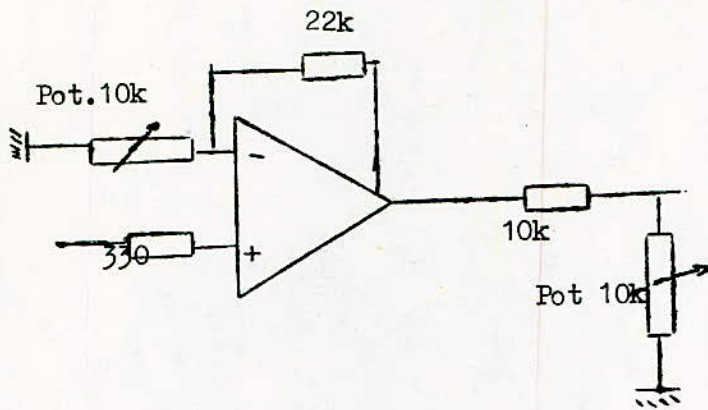


FIG VB :Representation  
du schena de principe du  
trigger

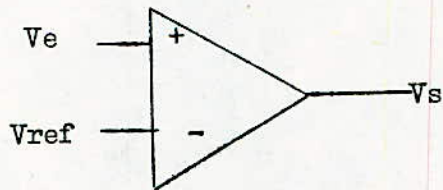


FIG VA.

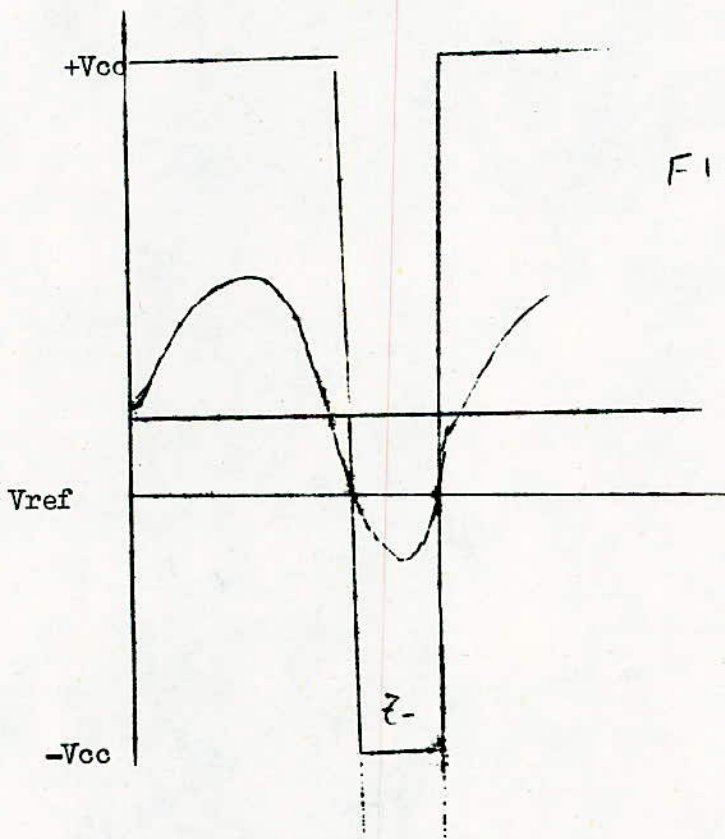


FIG VC

Exemple : 2       $V_{ref} = \frac{V_{e \max}}{2}$        $\frac{\tau_+}{2} = \frac{T}{2} \frac{V_{e \max}}{2V_{e \max}}$

d'où       $\frac{\tau_+}{2} = \frac{T}{8}$

et       $\tau_+ = \frac{T}{4}$

de même que pour la sortie du Trigger, grâce à un diviseur de tension variable, il nous est possible d'avoir une tension de sortie rectangulaire variable.

Conclusion: Il nous faut signaler qu'il ne nous a été ni demandé un rapport cyclique variable ni une tension de sortie variable. Mais comme il était dans nos moyens d'apporter ces améliorations nous les avons effectuées. Etant donné que nous avons utilisé le même Trigger pour la sortie déphasée, nous avons utilisé des potentiomètres doubles pour faire varier simultanément, et de la même manière et le cycle, et les tensions de sortie rectangulaires.

#### VI - Le déphaseur/

Définition: Un déphaseur est un système dont la fonction de transfert est de la forme.

$$\frac{V_s}{V_e} = K \frac{a + jb}{a - jb}$$

où  $\left| \frac{V_s}{V_e} \right|$  est constant et égal à K

l'amplificateur différentiel représenté par la fig. VI A a pour tension de sortie

$$V_s = \frac{Z_2 (Z_3 + Z_4)}{Z_1 (Z_3 + Z_4)} V_1 + \frac{Z_4 (Z_1 + Z_2)}{Z_1 (Z_3 + Z_4)} V_2$$

Dans le cas du déphaseur, étudions le montage suivant: fig. VI B

Utilisons maintenant l'expression, de l'amplificateur différentiel en posant  $V_1 = V_2 = V_e$



Nous aurons: 
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{Z_1 (Z_3 + Z_4)}$$

Posons  $Z_1 = Z_2 = R_2$   $Z_3 = \frac{1}{j\omega C}$   $Z_4 = R_4$   
 $P = j\omega$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_4 C p - 1}{R_4 C p + 1}$$
 qui est bien de la forme

$$K = \frac{a + j b}{a - j b}$$
 avec  $K = -1$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-1 + j R_4 \omega C}{1 + j R_4 \omega C}$$

Le déphasage entre la grandeur de sortie et la grandeur d'entrée est donné par:

$$\varphi = \text{Arctg} \frac{R_4 \omega C}{-1} - \text{Arctg} \frac{R_4 \omega C}{1}$$

or  $\text{Arctg} -\frac{a}{b} = -\text{Arctg} \frac{a}{b}$

et  $\text{Arctg} \frac{a}{-b} = \text{II} - \text{Arctg} \frac{b}{a}$

d'où : 
$$\varphi = \text{II} - 2 \text{Arctg} R_4 \omega C$$

$R_4 \omega C$  étant toujours positif,  $\text{arctg} R_4 \omega C$  est un angle compris entre 0 et  $\frac{\text{II}}{2}$  et  $2 \text{arctg} R_4 \omega C$  entre 0 et II.

donc  $\varphi = \text{II} - 2 \text{arctg} R_4 \omega C$  est compris entre 0 et II.

VY - 1 Application numérique: aux deux extrémités de la bande de fréquence, on a:

$f = 10^{-2}$  HZ :  $\omega = 6,28 \cdot 10^{-2}$  rd/s  
 $C = 200 \mu F$   
 $R_4 = 0 \rightarrow 500 K$

$$\varphi = \pi \implies R_4 = 0$$

$$\varphi = 0 \implies R_4 CW = \frac{\pi}{2}$$

$$\text{or } R_4 CW = 500 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 6,28 \cdot 10^{-2}$$

$$R_4 CW = 6,28$$

$$^a \arctg R_4 CW = \arctg 6,28 = 80,95^\circ$$

$$\text{et } \varphi = 180 - 2 \times 80,95 = 18^\circ.$$

Donc à  $10^{-2}$  HZ le déphasage variera  
entre  $18^\circ$  et  $180^\circ$ .

$f = 10^{-1}$  HZ: Les calculs donnent un déphasage variant  
entre  $1,8^\circ$  et  $180^\circ$

$f = 1$  HZ: On obtient de même un déphasage variant  
entre  $0,18^\circ$  et  $180^\circ$

Notre déphaseur ne nous permet pas d'atteindre de valeurs de déphasage inférieure à  $18^\circ$ . Le calcul fait dans le paragraphe "Diagramme de phase" nous montrera que cette valeur minimale est largement suffisante pour étudier le comportement de la voiture à, différentes vitesses.

#### VI - 2 Calcul de l'atténuation:

$$\text{Ad B} = 20 \left[ \log (1 + R_4^2 C^2 W^2)^{\frac{1}{2}} - \log (1 + R_4^2 C^2 W^2)^{\frac{1}{2}} \right]$$

$$\text{Ad B} = 0$$

il n'y a donc pas d'atténuation.

#### VII - 3 Diagramme de phase:

$$\varphi = \arg (-1 + j w R C) - \arg (1 + j w R C)$$

$$\varphi = \pi - 2 \arctg R_4 CW$$

$$W = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{R_4 C} \implies \varphi = \frac{\pi}{2}$$

$$W = 0 \implies \varphi = \pi.$$

$$W \implies \infty \implies \varphi \implies 0.$$

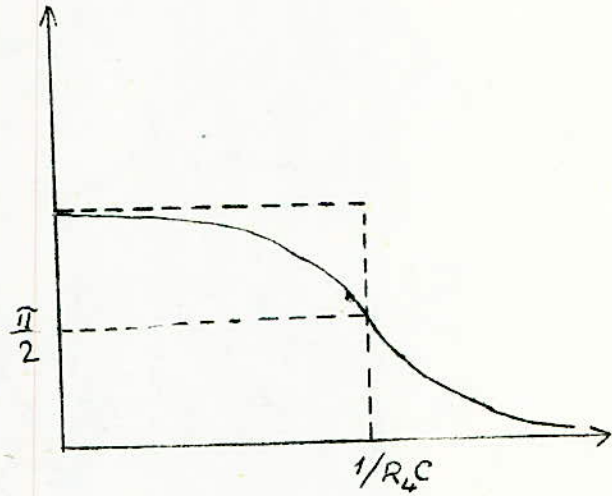
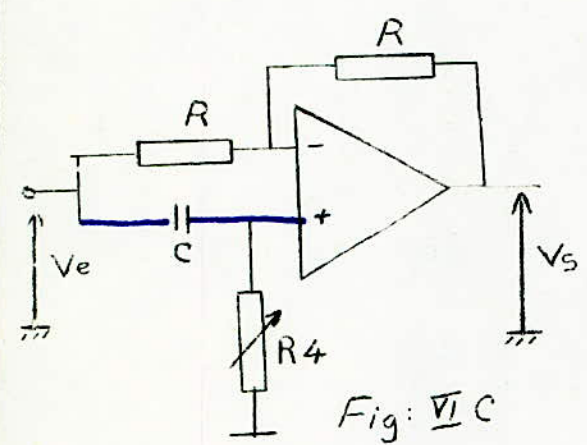
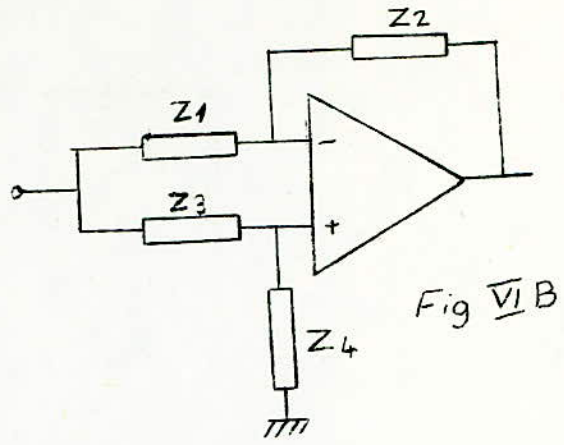
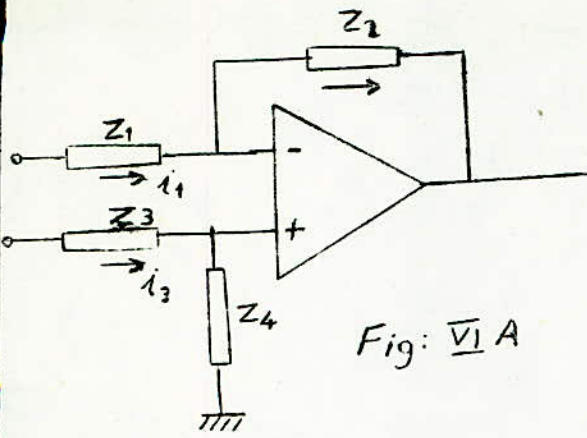
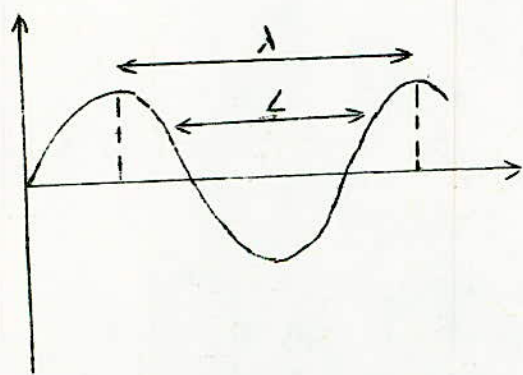


DIAGRAMME DE PHASE DU  
DEPHASEUR.  
LE POINT  $\frac{1}{R_4 C}$  VARIE PUISQUE  $R_4$   
N'EST PAS FIXE.





Le point  $(R_4 C)^{-1}$  varie puisque  $R_4$  n'est pas fixe.

VI. - 4 Remarques: Nous avons déjà signalé qu'aux très basses fréquences ( $10^{-2}$  Hz, par exemple) on réalise bien le déphasage  $\Pi$  mais pas le déphasage nul. Ceci n'est pas gênant. En effet à 1 instant donné, les roues avant de notre véhicule sont excitées par un signal  $y(t)$  et les roues arrières subiront le même effet  $\Delta t$  plus tard,  $\Delta t$  s'exprimera de la manière suivante:

$$\Delta t = \frac{L - n\lambda}{v}$$

$n$  étant la partie entière du rapport  $\frac{L}{\lambda}$

$L$  étant l'empattement des roues.

$\lambda$  la longueur d'onde simulant la route.

Le déphasage entre les deux signaux est donné par

$$\varphi = 2\pi \frac{t}{T}$$

$$T = \frac{\lambda}{v}, \text{ soit alors le déphasage}$$

$$\varphi = 2\pi \frac{L - n\lambda}{v} \times \frac{v}{\lambda} =$$

$$\varphi = 2\pi \frac{L - n\lambda}{\lambda}$$

$$\text{Pour } f = 10^{-2} \text{ Hz} \qquad v = 720 \text{ m/h}$$

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{720 \cdot 10^2}{36 \cdot 10^2} = 20 \text{ m}$$

$$\frac{L}{\lambda} = 0,1225 \implies n = 0$$

$$\text{donc } \varphi = 2\pi \frac{L}{\lambda} = 2\pi \cdot 0,1225 \text{ rd}$$

$$\varphi = 0,76 \text{ rd} \text{ ou } \varphi = 44^\circ.$$

On voit donc bien que le plus mauvais des cas (vitesse très faible pour la voiture) le déphasage nécessaire entre les 2 signaux est nettement supérieure au déphasage minimum mais non nul que l'on fait obtenir avec le schéma de principe retenu.

(28)

Pour  $f=1$  Hz  $f= 1$  Hz

$$v = \frac{72 \cdot 10^{-3}}{36 \cdot 10^{-2}} = 20 \text{ m}$$

$$l = 0,1225$$

$$= 2\pi \cdot 0,1225 = 0,77 \pi$$

$$= 44^\circ$$

alors qu'à cette cette fréquence nous obtenons théoriquement:

$$0,18^\circ < \varphi < 180^\circ$$

Donc la gamme de déphasage que nous obtenons est suffisante pour notre étude.

VII - Réalisation Pratique.

VII - 1 - Introduction: Notre appareil s'insère dans une chaîne d'étude comprenant:

- 1 - Une alimentation pour le fonctionnement du GTBF.
- 2 - Un simulateur de vibrations mécaniques.
- 3 - Un oscilloscope pour la vérification des signaux avant enregistrement.
- 4 - Une table traçante pour enregistrer et les signaux délivrés par le G.T.B.F. et les réponses du simulateur aux signaux du G.T.B.F.

L'implantation générale est représentée par la figure IA.

VII - 2 - Circuit Imprimé: Pour respecter le format déjà utilisé pour la réalisation du simulateur, notre G.T.B.F. doit être construit à l'intérieur d'un rack standard CAMAC 3 unités.

La forme géométrique de ce rack a imposé le dimensionnement de la carte sur lequel nous avons fait imprimer par procédé photoélectrique les chemins conducteurs des différents ensembles du GTBF.

VII - 2-1- Etude détaillée du circuit imprimé.

VII - 2 -1-1 L'oscillateur: Pour faire varier la fréquence d'oscillation de notre oscillateur, de 1HZ ———  $10^{-2}$ HZ nous avons prévu:

- 1-3 Résistances de 4,7 K $\Omega$ , une par cellule RC, afin de limiter la fréquence à 1HZ.
- 2-3 Potentiomètres type BOURNS 10 tours d'une valeur de 500 K $\Omega$ .
- 3-3 Résistances additionnelles de 470 K $\Omega$  afin d'attendre la fréquence de  $10^{-2}$ HZ et éventuellement de descendre plus bas en fréquence.

Les résistances de 4,7 K sont disposées en série avec les potentiomètres. Une fois les potentiomètres arrivés en fin de course les résistances additionnelles sont commutées, par l'intermédiaire de 3 commutateurs doubles, en série entre l'ensemble potentiomètre - résistance 4,7 K et la masse.



Ensuite les potentiomètres balayeront la nouvelle bande de fréquence. Fig. VII A.

Etant donné que les potentiomètres doivent afficher simultanément la même valeur nous les avons couplés par l'intermédiaire de trois roues dentées de diamètre  $\phi$  à une quatrième roue dentée de diamètre  $\frac{\phi}{2}$  qui assure l'entraînement de l'ensemble. La disposition que nous avons choisie, fig. VII B, fait que les potentiomètres tourneront en même temps dans un sens identique. Nous les tablurerons donc de la même manière. La roue d'entraînement étant de diamètre  $\frac{\phi}{2}$ , la précision des potentiomètres est doublée.

VII - 2 -1-2 Contrôle du gain: La fréquence de coupure basse de l'amplificateur opérationnel A 741 C étant 10HZ, et vu que le contrôle automatique de gain décrit au chapitre IV-2-4 et à la figure IV-E ne nous permet d'avoir un volume constant qu'à  $10^{-1}$  HZ nous avons adjoint un potentiomètre de 10 tours placé de la façon décrite dans le chapitre cité ci-dessus qui nous permet d'ajuster le gain à chaque fois en nous référant à l'abaque relevé. Fig. VII C.

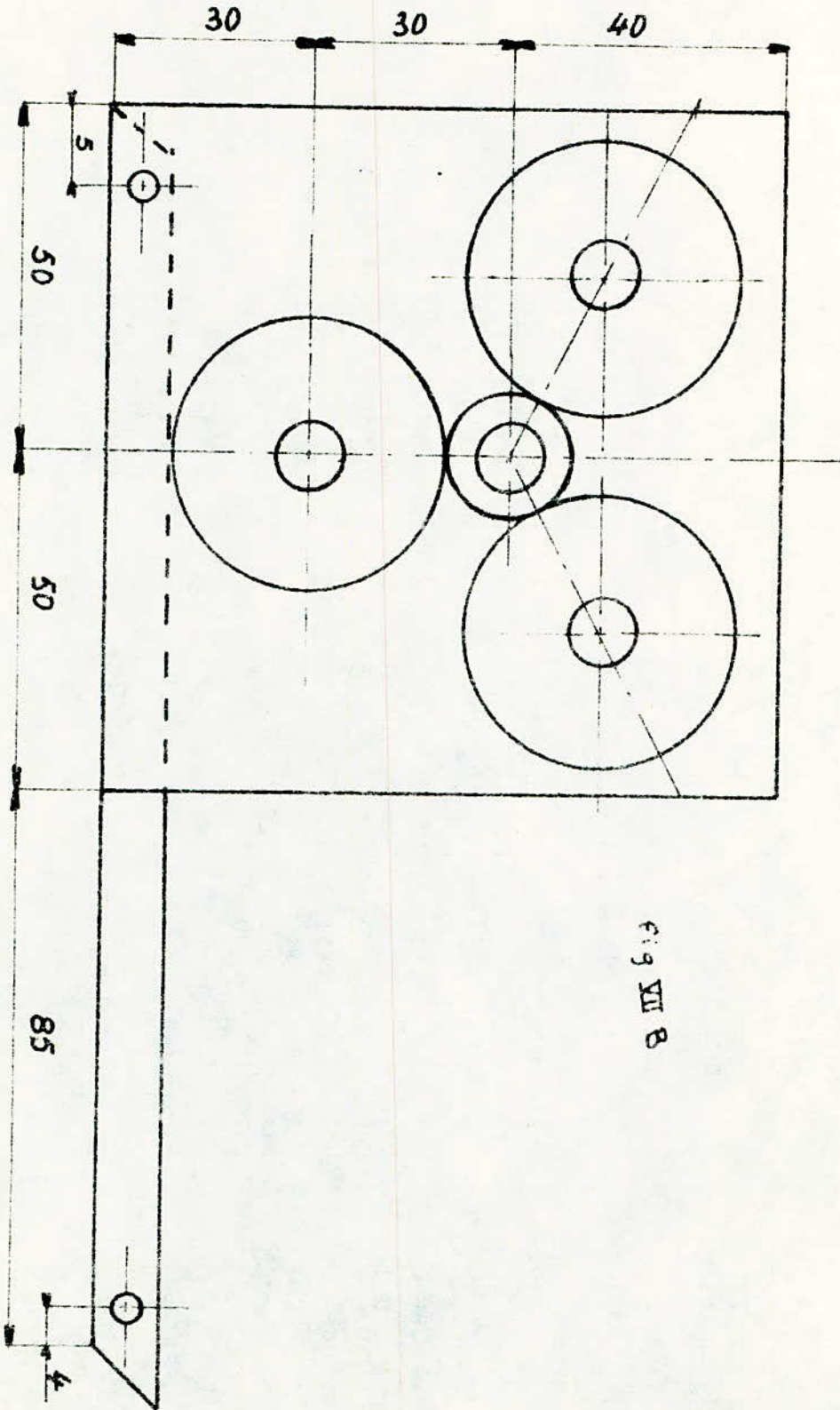
VII - 2 -1-3 Amplificateur de sortie: Cet amplificateur placé à la sortie de l'oscillateur à la suite de l'adaptateur d'impédance de sortie de l'oscillateur, a un gain variant entre 0,1 et 0,5 il permet de régler à volonté le niveau de sortie entre 0,7 V et 3,5 V crête à crête.

De cet amplificateur nous prelevons les tensions qui attaqueront le déphaseur, et le 1er trigger et la tension sinusoïdale non déphasée.

\* Remarque/ Comme l'équilibrage de la tension d'offset n'est jamais parfait, il subsistera toujours une composante continue afin qui sera la valeur moyenne de notre signal, afin que la valeur moyenne soit nulle à l'entrée du trigger et du simulateur, nous avons placé, à la sortie de l'amplificateur de sortie une forte capacité (10 F) afin d'arrêter cette éventuelle composante continue.

VII - 2 -1-4 Le Trigger: Les deux Triggers sont attaqués par des signaux identiques mais décalés dans le temps. L'amplitude étant la même, le déphaseur de par sa structure ne produit pas d'atténuation.

(31)



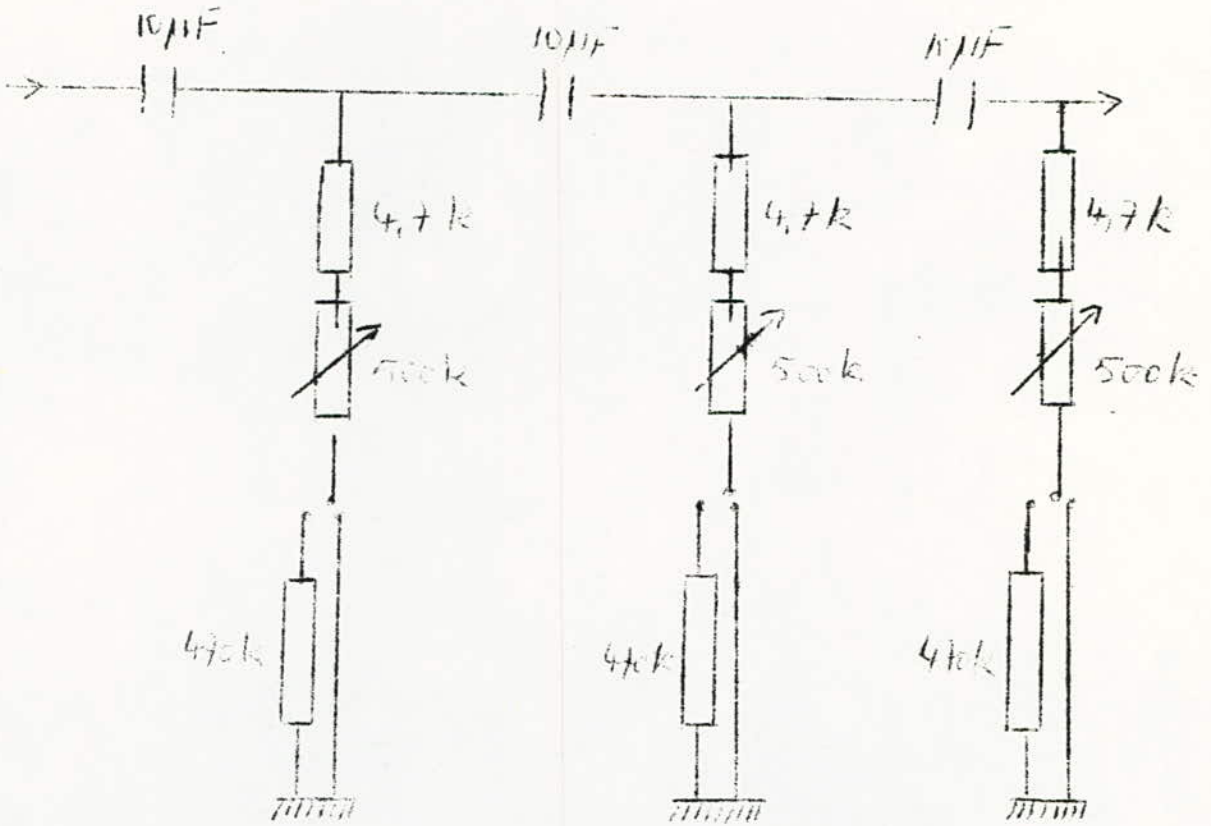


Fig VII A



Le cycle des signaux se règle en faisant varier la tension de référence. Pour que les cycles varient ensemble, nous avons utilisé, pour faire varier les tensions de références deux potentiomètres doubles couplés, chacun relié à un trigger.

Il a été utilisé le même procédé pour faire varier simultanément les tensions de sortie rectangulaires.

Ainsi générés, les signaux brusques et à front très raide des triggers nous permettront de simuler les accidents brusques et à front très raide sur lesquels roulerait une voiture ainsi que le coup de trottoir et ceci rien qu'en faisant varier la fréquence et le cycle.

\* Remarque/ Aux moins basses fréquences (0,1 HZ) de temps de montée apparaît comme étant très lent, ceci est dû à l'inertie de la plume de la table traçante.

VII - 2 -1-5 Le Déphaseur: Les calculs effectués nous ont donné pour les trois différentes fréquences 0,01 HZ, 0,1 HZ et 1HZ des angles:

$$18^\circ < \varphi < 180^\circ$$

$$\text{et } 1,8^\circ < \varphi < 180^\circ$$

$$0,18^\circ < \varphi < 180^\circ$$

L'expérimentation donne (voir relevés page 38 , 39 , 40 ).

$$23,5^\circ < \varphi < 180^\circ$$

$$0 < \varphi < 180^\circ$$

$$9 < \varphi < 171^\circ$$

Néanmoins, pour l'usage auquel est destiné le déphaseur ces résultats sont amplement suffisants, il nous suffira d'afficher  $44^\circ$  pour chaque fréquence pour pouvoir utiliser ces signaux dans le cas de la R8.

Dans le cas d'un autre véhicule, il suffira d'effectuer les calculs en adaptant les équations du chapitre VI-4 aux nouvelles dimensions, empatement des roues et longueur d'ondes, et déterminer le déphasage nécessaire. Pour le calibrage du déphaseur, nous avons prévu deux potentiomètres, l'un de 500 k , l'autre de  $1^1$  K , en série afin de permettre un réglage très fin du déphasage.

VII - 3 - 1 Panneau Avant: Pour le Panneau avant du Rack, nous avons disposé tous les organes de commande et de contrôle, il s'agit de tous les potentiomètres de commande.

- de la fréquence d'oscillation.
- de l'amplitude des signaux sinusoïdaux.
- du déphasage.
- du rapport cyclique des signaux rectangulaires.
- de l'amplitude des signaux rectangulaires, et du potentiomètre de contrôle du gain de l'amplificateur de l'oscillateur soit en tout neuf organes de décisions dont sept seulement sont apparents.

Nous avons disposé aussi les trois commutateurs de changement de gamme ainsi que l'interrupteur de mise en service avec deux voyants lumineux (diodes électroluminescentes) indiquant la présence du + 15v et du - 15v nécessaire au fonctionnement du G.T.B.F.

VII - 3 - 2 Panneau arrière: Sur le Panneau arrière, nous avons disposé les entrées des alimentations ainsi que toutes les sorties:

- 2 voies pour la sortie directe des signaux sinusoïdaux
- 2 voies pour la sortie déphasée des signaux sinusoïdaux
- 2 voies pour chaque sortie rectangulaire.
- 2 fiches permettant de joindre la masse électrique à la masse mécanique.
- 1 fiche permettant de relier le montage à la terre.

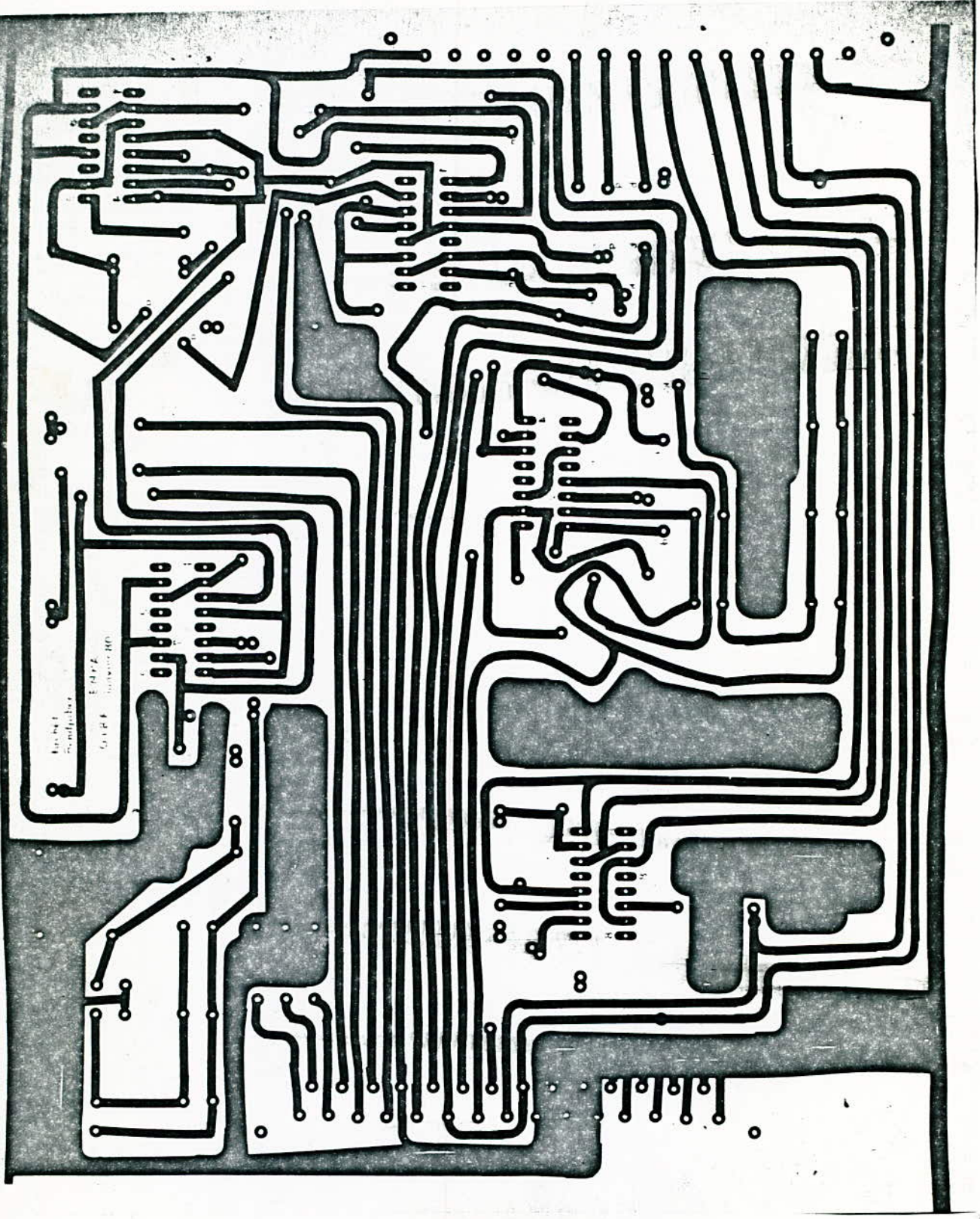
Nous représentons sur les figures VII D et VII E respectivement le schéma de réalisation du G.T.B.F. et son circuit imprimé.

Sur les figures VII F et VII G, le lecteur pourra apprécier les dispositions respectivement sur les Panneaux avant et arrière.

#### VIII - Résultats expérimentaux/

Les relevés expérimentaux des signaux délivrés (sinusoïdaux et rectangulaires) à 1HZ, 0,11HZ et 0,01 HZ avec différents angles de déphasage sont données à titre d'exemples sur les pages 38, 39





Master  
Manufacturer  
E 2072  
C 2072



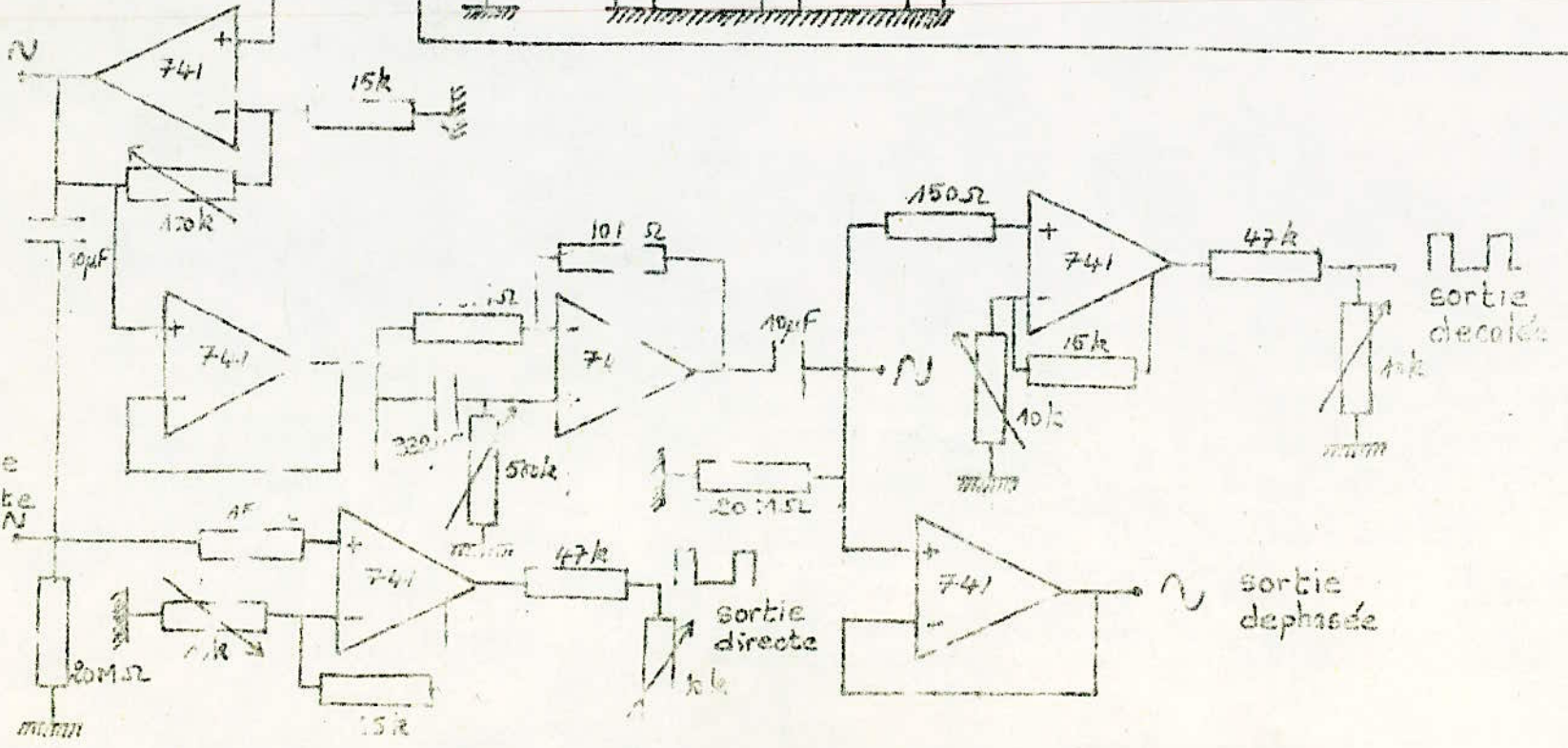
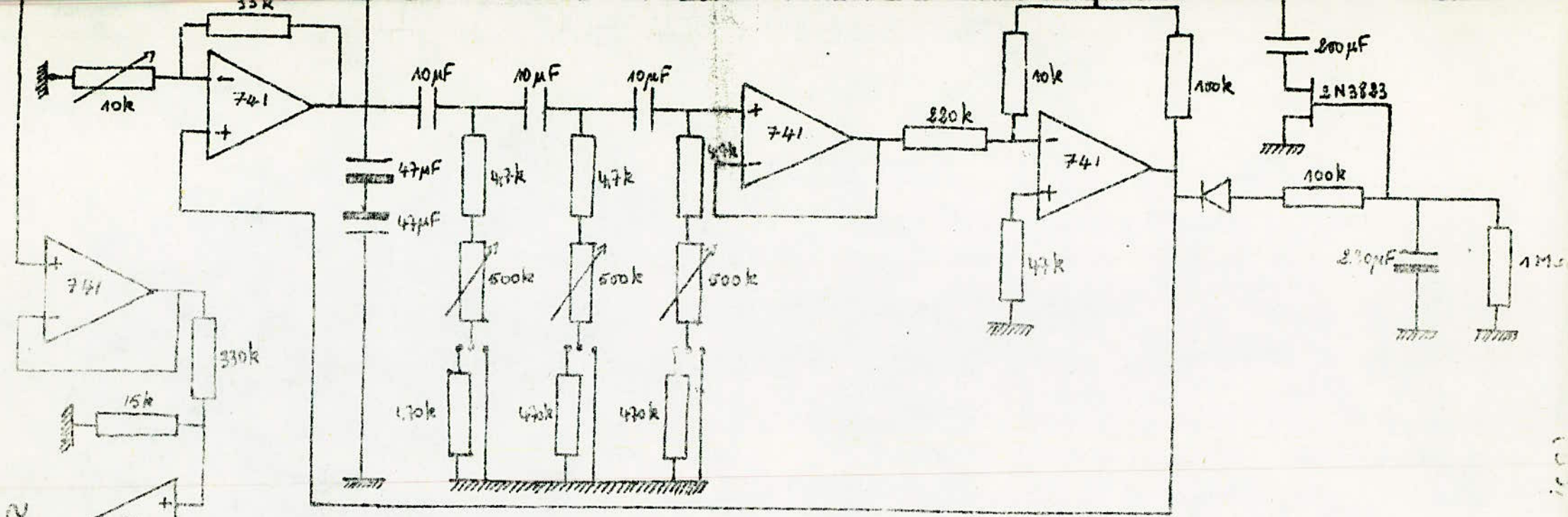


Fig VII D  
 representation complete  
 du G.T.B.F.

sortie directe

sortie décalée

sortie déphasée



Courbe de réponse en gain  
de l'amplificateur opérationnel  
après connexion.



fig 1.1.c

20-10-68

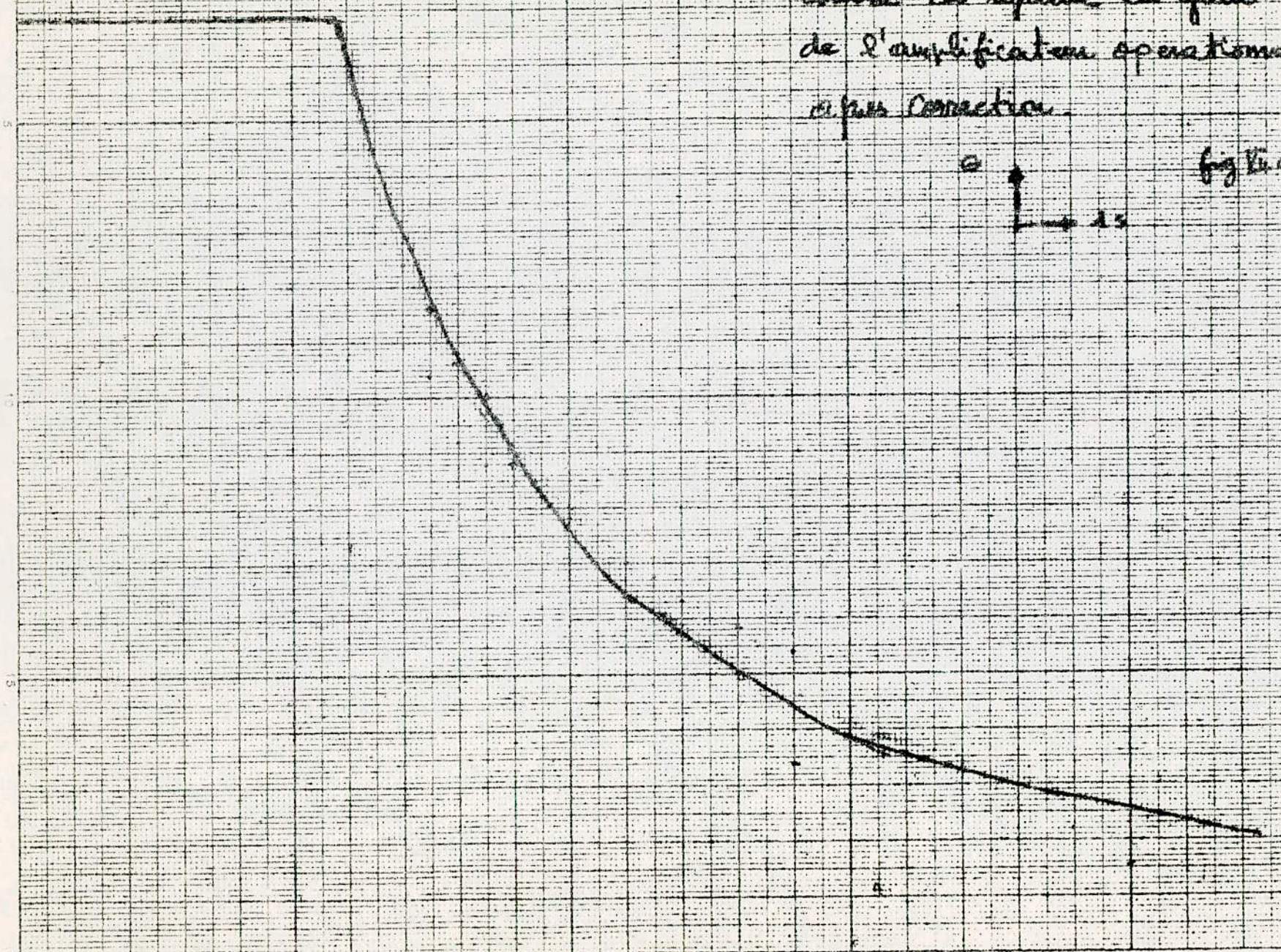




Fig VII C

F	T	Graduation Oscillateur	Graduation Ampli	F	T	Graduation Oscillateur	Graduation Ampli
1	1	0,19	1,6	0,16	6,25	2	2
0,91	1,2	0,25		0,154	6,8	2,3	2,3
0,8	1,25	0,30		0,148	7,35	2,8	2,7
0,74	1,35	0,35		0,143	7,9	3,3	3,3
0,71	1,4	0,40		0,138	8,45	3,6	3,6
0,67	1,5	0,45		0,137	9,0	3,9	3,9
0,63	1,6	0,5		0,133	9,55	4,2	4,2
0,61	1,65	0,60		0,129	10,1	4,7	4,7
0,52	1,8	0,65	"	0,125	10,65	5,0	5,0
0,51	1,95	1,8	"	0,120	11,2	5,0	5,0
0,47	2,1	0,8	"	0,117	11,75	5,3	5,3
0,47	2,15	0,85	"	0,116	12,3	5,6	5,6
0,45	2,2	0,9	"	0,114	12,85	5,6	5,6
0,43	2,3	0,95	"	0,111	13,4	5,9	5,9
0,42	2,4	1	"	0,108	13,95	6	6
0,41	2,45	1,05	"	0,105	14,5	6,1	6,3
0,39	2,55	1,2	"	0,102	15,05	6,2	6,3
0,37	2,6	1,15	"	0,098	15,6	6,3	6,5
0,38	2,65	1,20	"	0,094	16,15	6,4	6,8
0,37	2,7	1,25	"	0,091	16,7	6,5	6,8
0,36	2,8	1,30	"	0,087	17,25	6,6	7
0,35	2,85	1,35	"	0,085	17,8	6,7	7
0,34	2,95	1,4	"	0,084	18,35	6,8	7,1
0,33	3	1,45	"	0,083	18,9	6,8	7,3
0,22	3,1	1,5	"	0,080	19,45	6,9	7,3
0,21	3,2	1,6	"	0,078	20,0	7	7,3
0,20	3,35	1,7	"	0,077	20,55	7,1	7,5
0,29	3,4	1,75	"	0,075	21,1	7,2	7,5
0,28	3,55	1,85	"	0,071	21,65	7,3	7,8
0,27	3,7	2	"	0,070	22,2	7,3	7,8
0,26	3,8	2,1	"	0,068	22,75	7,5	7,9
0,25	4	2,25	"	0,067	23,3	7,5	7,9
0,24	4,1	2,4	"	0,066	23,85	7,7	8,1
0,23	4,25	2,55	"	0,064	24,4	7,8	8,1
0,22	4,4	2,7	"	0,063	24,95	7,9	8,1
0,21	4,55	2,85	"	0,062	25,5	8	8,1
0,21	4,7	2,9	"	0,060	26,05	8,1	8,2
0,20	5	3,35	"	0,058	26,6	8,2	8,3
0,19	5,15	3,55	"	0,058	27,15	8,3	8,4
0,18	5,45	3,9	"	0,057	27,7	8,4	8,4
0,17	5,75	4,25	"	0,055	28,25	8,5	8,5
0,17	5,80	4,3	"	0,054	28,8	8,6	8,5
0,17	5,85	4,45	"	0,053	29,35	8,7	8,5
			1,6	0,053	29,9	8,8	8,5
				0,052	30,45	8,9	8,6
				0,052	31,0	9	8,6
				0,051	31,55	9,1	8,6
				0,05	32,1	9,2	8,7

Les relevés pour les fréquences les plus basses sont facilement faisables, l'utilisateur pourra sélectionner aisément les fréquences désirées, les résolutions des potentiométriques sont très grandes. Les fréquences relevées sont les plus voisines des vitesses correspondantes aux fréquences s'obtiennent en effectuant l'opération suivante:  $N = f \times 72$  (Km/h)



Nous n'avons pas pu mesurer le taux de distorsion faute de distorsiomètre pouvant descendre aussi bas en fréquence.

Nous n'avons pu en concevoir un faute de temps.

### IX - Conclusion.

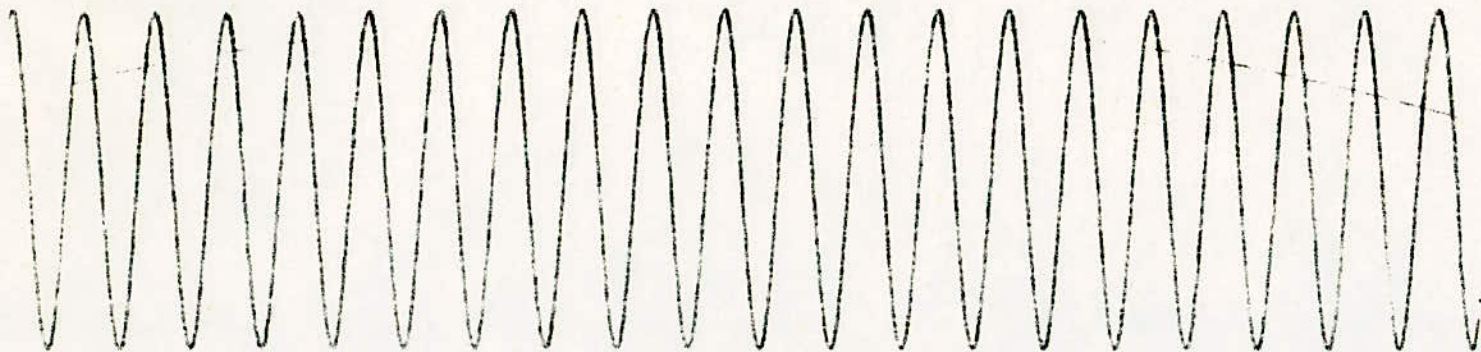
Notre générateur fournissant sans distorsions apparentes des signaux sinusoïdaux allant de 1 HZ à  $10^{-2}$  HZ. Il permet l'étude du comportement de la voiture pour des vitesses variant de 72 km/h à 0,72 km/h. Augmenter la fréquence au-dessus de 1 HZ ne posant aucune difficulté, l'étude à des vitesses supérieures à 72 km/h serait faisable mais se trouve dans la pratique limitée par la bande passante du traceur de courbes. Descendre plus bas en fréquence n'a guère d'intérêt bien que réalisable vu que cela correspond à des vitesses beaucoup trop lentes pour une voiture.

La principale difficulté rencontrée pour réaliser notre générateur avec Ampli-opérationnels a été la bande passante des A - 741 mis à notre disposition. Le dispositif de contrôle automatique de gain que nous avons mis au point permet dans une large gamme (de 7,2 km/h à 72 km/h) de compenser la chute du A-741 entre 1 HZ et 0,1 HZ en deçà l'opération devient plus délicate et demande à chaque fois un contrôle manuel.

Si on voulait obtenir, quelque soit la fréquence, un signal d'amplitude constante il est évident qu'il faudrait utiliser une autre technique que celle que nous avons adoptée avec l'inconvénient d'un coût de revient en matériel beaucoup plus élevé.

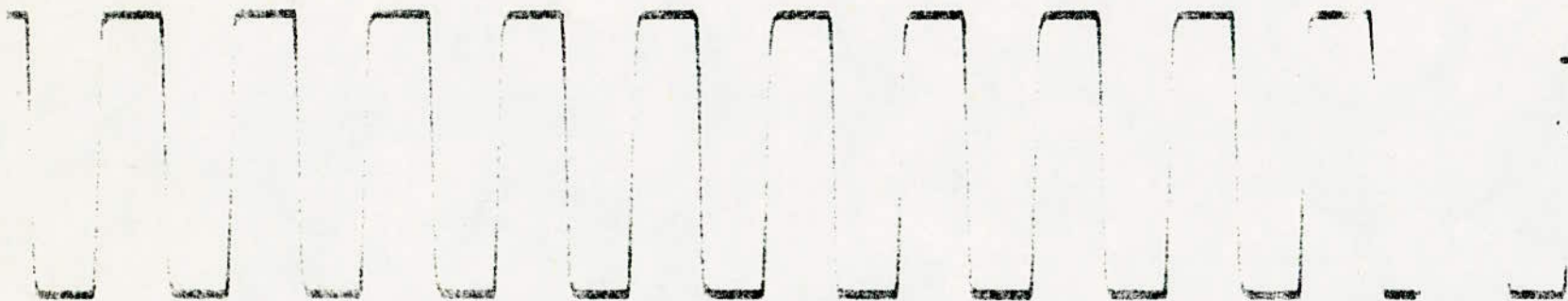
La solution idéale compte tenu des tous derniers progrès de la technologie devrait s'orienter vers l'utilisation du procédé basé sur l'utilisation d'un quartz, d'étages diviseurs, de fréquences, et de convertisseur digital-analogique.

Nous regrettons beaucoup de n'avoir pu l'expérimenter faute de moyens techniques.



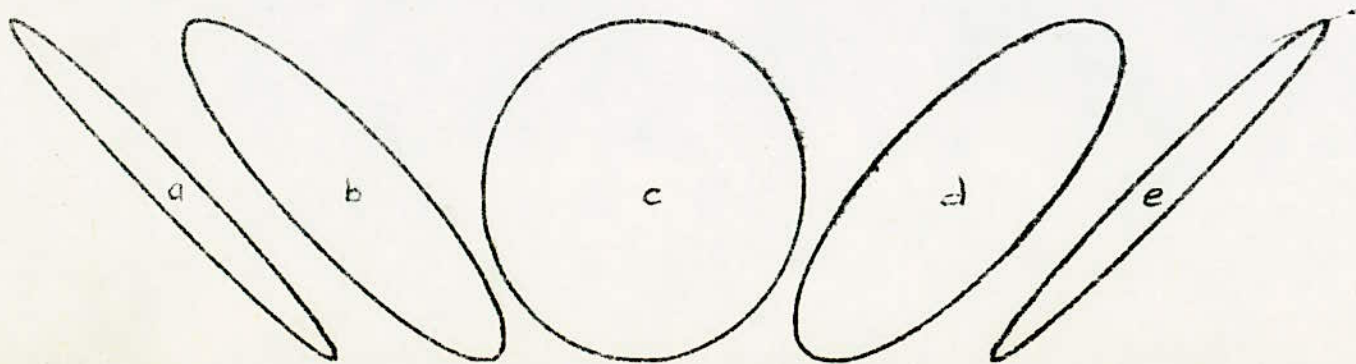
$$f = 1 \text{ Hz}$$

$$1 \text{ V/cm}$$



$$250 \text{ mV/cm}$$

$$5 \text{ A/10 cm}$$



$$a/ \sin \varphi = \frac{0.4}{2.5} = 0.16 \quad \varphi = 17^\circ$$

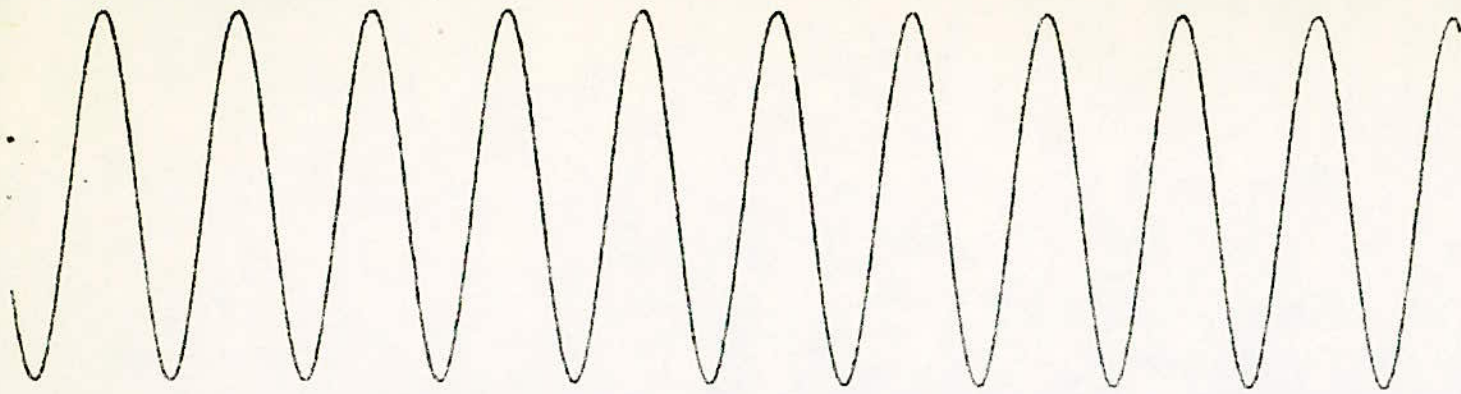
$$b/ \sin \varphi = \frac{1}{2.5} = 0.4 \quad \varphi = 36.87^\circ$$

$$c/ \sin \varphi = 1 = 1 \quad \varphi = \frac{\pi}{2}$$

$$d/ \sin \varphi = \frac{1.4}{2.5} = 0.56 \quad \varphi = 34^\circ$$

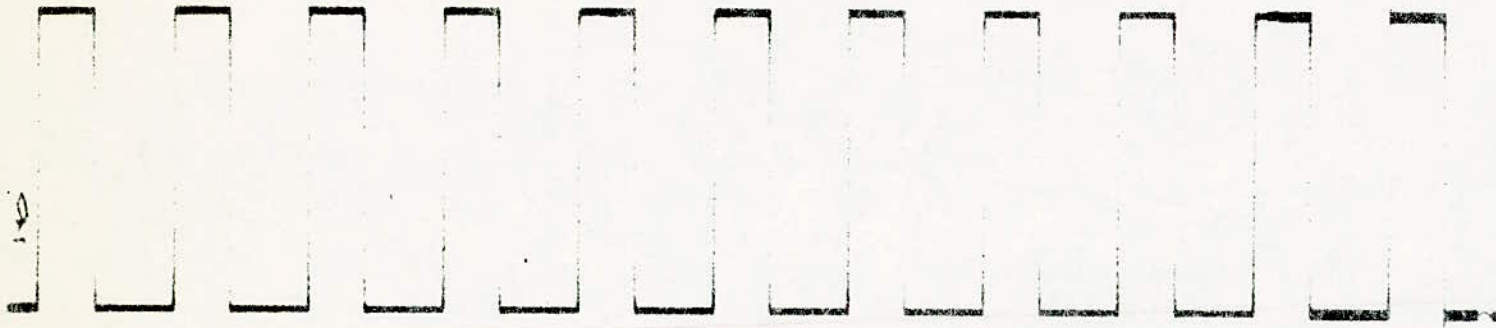
$$e/ \sin \varphi = \frac{0.4}{2.5} = 0.16 \quad \varphi = 9.21^\circ$$





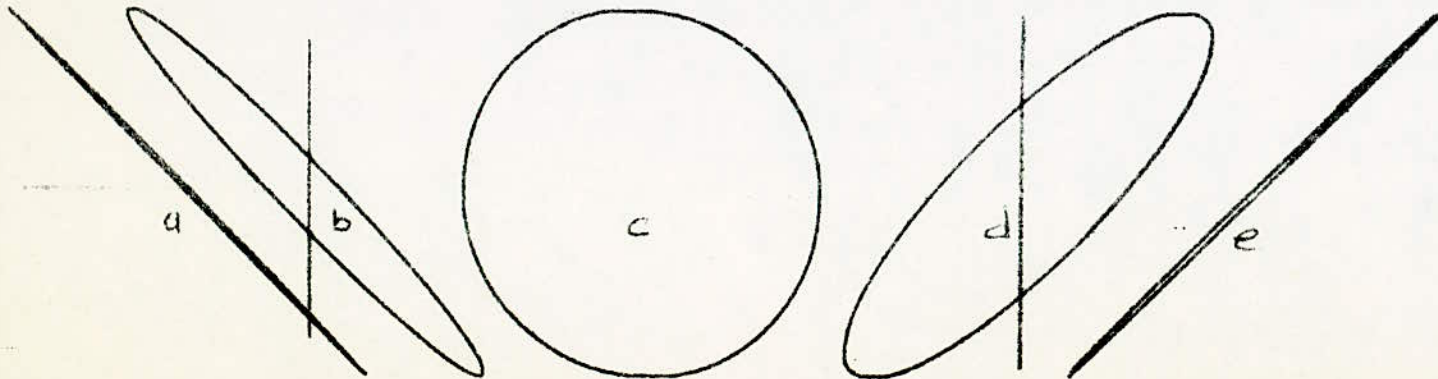
$$f = 0,11 \text{ Hz}$$

$$1 \text{ V/cm}$$



$$250 \text{ mV/cm}$$

$$5 \text{ A/cm}$$



$$a/ \sin \varphi = 0 \quad \varphi = \pi$$

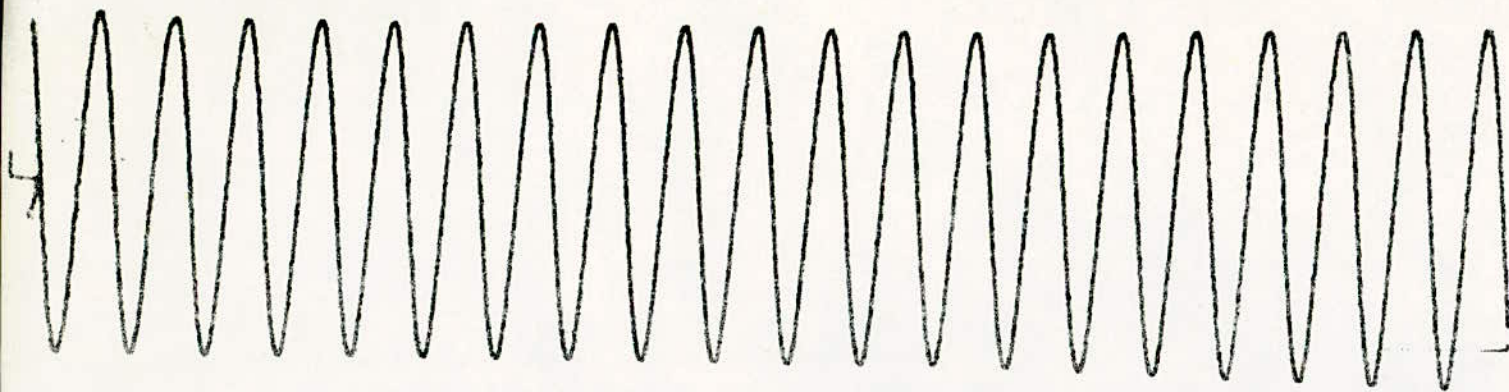
$$b/ \sin \varphi = \frac{-10}{48} = -0,21 \quad \varphi = 168^\circ$$

$$c/ \sin \varphi = 1 \quad \varphi = \frac{\pi}{2}$$

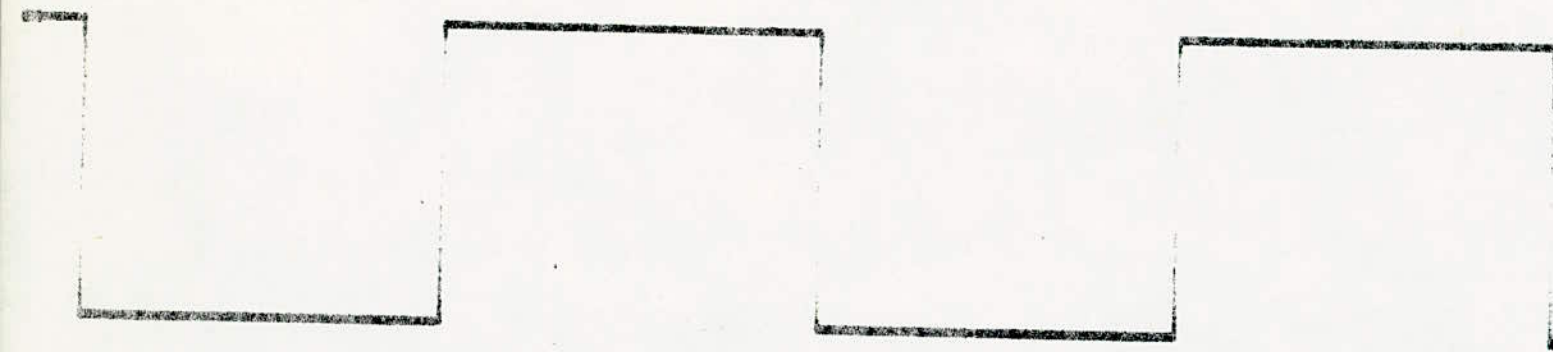
$$d/ \sin \varphi = \frac{12}{24} = 0,5 \quad \varphi = \frac{\pi}{6}$$

$$e/ \sin \varphi \neq 0 \quad \varphi \neq 0$$

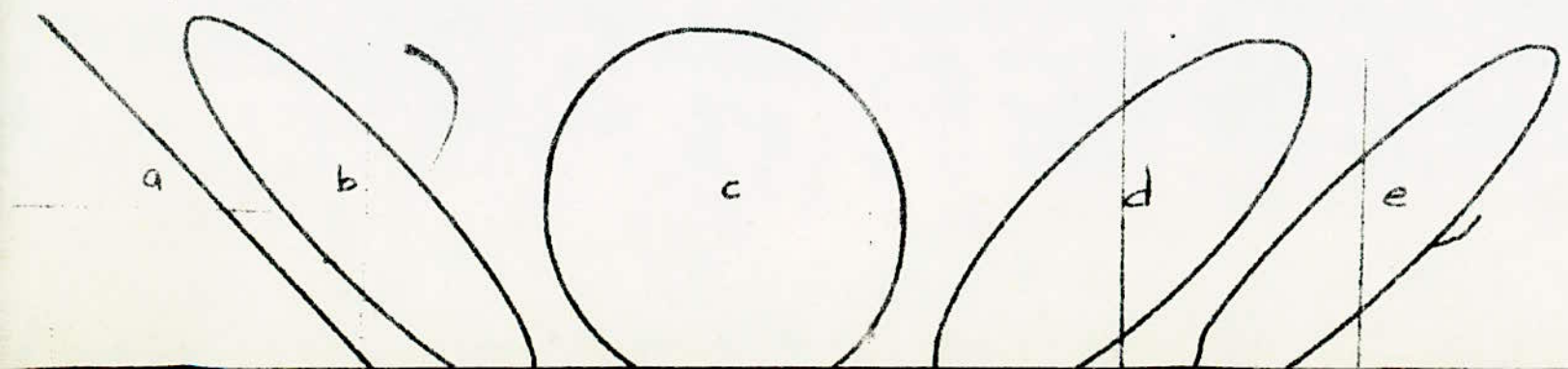




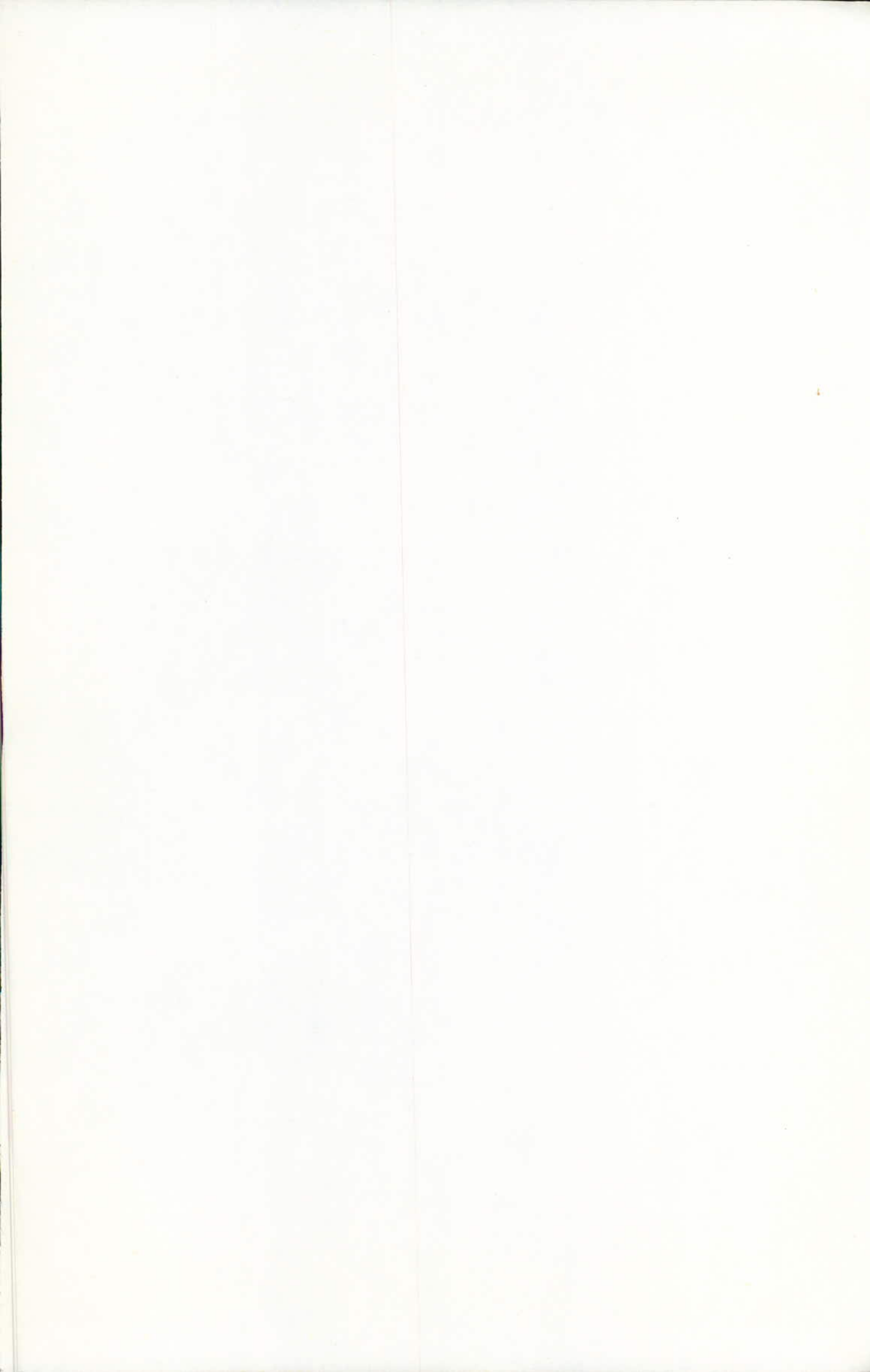
$f = 10^{-2}$   
 $1V/cm$



$250mV/cm$   
 $100/cm$



- a/  $\sin \varphi = 0 \quad \varphi = \pi$
- b/  $\sin \varphi = \frac{-11}{25} = -0,44 \quad \varphi = 1$
- c/  $\sin \varphi = 1 \quad \varphi = \frac{\pi}{2}$
- d/  $\sin \varphi = \frac{16}{25} = 0,64 \quad \varphi = 3$
- e/  $\sin \varphi = \frac{10}{25} = 0,4 \quad \varphi = 33$



## BIBLIOGRAPHIE

6

- Projet de fin d'etude : "Etude en dynamique d'une suspension automobile soumise à l'excitation de divers profils de route" par :B.M. CHEBEL et A. HAMOUD, promotion janvier 1979.
- "L'amplificateur opérationnel" R.DAMAYE édition RADIO.1972 .
- "Les oscillateurs ", R.DAMAYE, édition RADIO 1968 .
- "110 applications de l'amplificateur opérationnel", J. MARSTON, édition EYROLLES.1976.
- "L'amplificateur opérationnel dans les asservissements", YVES LOISELET , édition DUNOD, 1971.
- Revue "toute l'electronique" avril et mars 1977.



