

29/84

200

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN INDICATEUR
DE TAXE TELEPHONIQUE

Proposé par : N. BENHADDAD

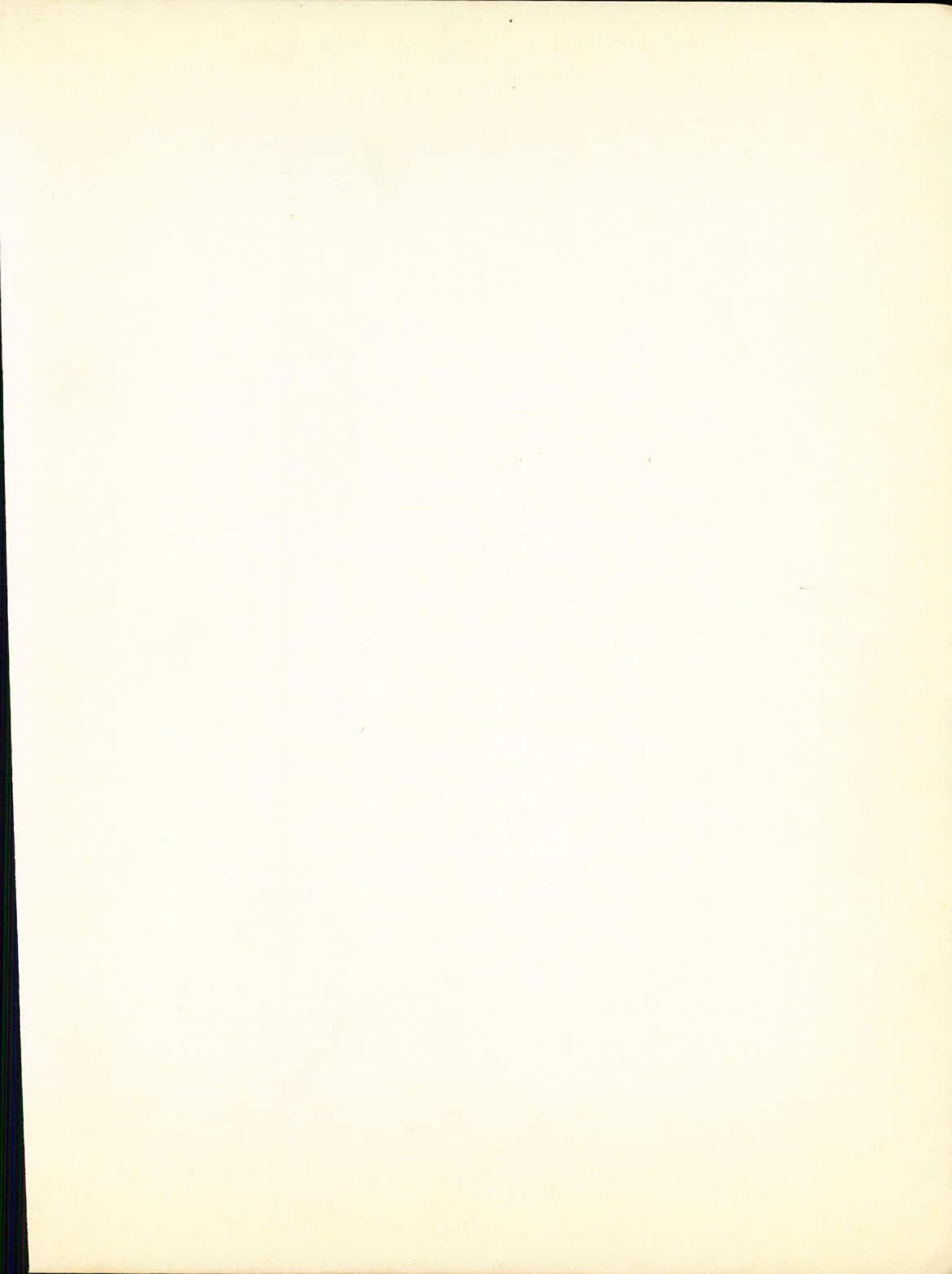
Etudié par : IAICHE-ACHOUR
MUSTAPHA

Dirigé par :
N. BENHADDAD

BIRANE ABDELKADER



PROMOTION : JANVIER 84



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electronique

Projet de Fin d'Etudes

INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

*ETUDE ET REALISATION
D'UN INDICATEUR DE TAXE
TELEPHONIQUE*

Proposé par :

N. BENHADDAD

Etudié par :

BIRANE. ABDELKADER

IAICHE - ACHOUR. MUSTAPHA

JANVIER 84

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

صَلَّى اللَّهُ عَلَيْهِ وَسَلَّمَ

THEME DU PROJET

Notre travail consiste à concevoir et à réaliser un indicateur de taxe téléphonique à affichage numérique. Il indique à l'utilisateur le coût de chaque communication ainsi que le total pour l'ensemble des conversations téléphoniques. L'indicateur de taxe, tout électronique, est équipé pour la réception et l'affichage électronique des impulsions de taxes retransmises depuis le central téléphonique en 12KHz. Il est équipé d'un récepteur de signaux émis sur les deux fils de la ligne d'abonné. Ce récepteur comporte les circuits assurant la détection, le filtrage des signaux et leur transformation en un niveau électrique. Un filtre passe-bande détecte les impulsions calibrées de taxation et les transforme en impulsions appropriées à l'avancement des compteurs électroniques.

=:::==:::==:::==:::==:::==

I: ETUDE DES ORGANES CONSTITUTIFS D'UN POSTE D'ABONNE

I-1 GENERALITES, BUT DE LA TELEPHONIE, SON PRINCIPE:

I-1-0 BUT DE LA TELEPHONIE .

Le téléphone est tellement entré dans les moeurs qu'il est inutile de définir son but: chacun sait en effet, qu'il permet la conversation entre deux personnes éloignées géographiquement. La puissance sonore émise par les organes de la parole est très faible et diminue très rapidement avec la distance. Aussi est-il impossible d'entendre directement le son émis dès que la distance est de quelques dizaines de mètres du lieu d'émission. Pour qu'une conversation franchisse des distances importantes il faut donc transformer l'énergie sonore en une forme d'énergie qui soit facilement et rapidement transmissible. Seule l'énergie électrique répond à ces deux conditions.

La téléphonie consiste donc dans son principe, en une suite de transformations qui conduisent de l'énergie acoustique primitivement mise en oeuvre à l'énergie électrique, puis restituent l'énergie acoustique.

I-1-1 L'ENERGIE ACOUSTIQUE.

Un son est produit par une vibration mécanique quelconque. Une partie de l'énergie mécanique ainsi produite se communique au milieu élastique ambiant. Ce dernier

phénomène appelé rayonnement est également vibratoire.

Les sons que les appareils doivent reproduire ne sont pas des sons purs mais des sons de la voie humaine. Or, ceux-ci ne peuvent être caractérisés par une fréquence, car ils sont constitués par l'émission simultanée d'une infinité de sons purs.

L'intensité relative à chacun de ces sons purs élémentaires est par contre, bien définie et toute modification de l'intensité d'un ou plusieurs de ces sons, toute chose restant égale par ailleurs, entraîne un changement dans le son ou le timbre.

I-1-2 CARACTERISTIQUES DES TRANSFORMATIONS SUCCESSIVES.

L'énergie acoustique émise par le premier correspondant et ensuite rayonnée, fait vibrer une membrane extrêmement mince placée dans un microphone. Ces vibrations modifient l'état d'un circuit électrique et provoquent la production d'un courant d'intensité variable. Celui-ci chemine ensuite par l'intermédiaire de conducteurs (lignes téléphoniques) et atteint au poste du correspondant, l'organe chargé de restituer l'énergie sonore: le récepteur. Dans le récepteur, le courant électrique provoque la vibration d'une membrane: ces vibrations se communiquent à l'air et viennent impressionner l'oreille du deuxième correspondant. En résumé; la suite des transformations successives est la suivante:

- Energie acoustique-Vibrations mécaniques
- Vibrations mécaniques-Energie électrique
- Energie électrique-Vibrations-mécaniques
- Vibrations mécaniques-Energie acoustique

I-2 EVOLUTION DES DIFFERENTS ORGANES D'UN POSTE D'ABONNE:

Le montage primitif de GRAHAM-BELL (figure. 1) comprend un aimant placé dans l'axe d'une bobine, au voisinage d'une plaque mince en fer doux; un appareil identique est placé à l'autre extrémité de la ligne. Sous l'influence de la parole, les vibrations du diaphragme font varier le flux magnétique dans la bobine. Il se produit des courants induits qui agissent sur le deuxième appareil dont le diaphragme vibre et reproduit la parole.

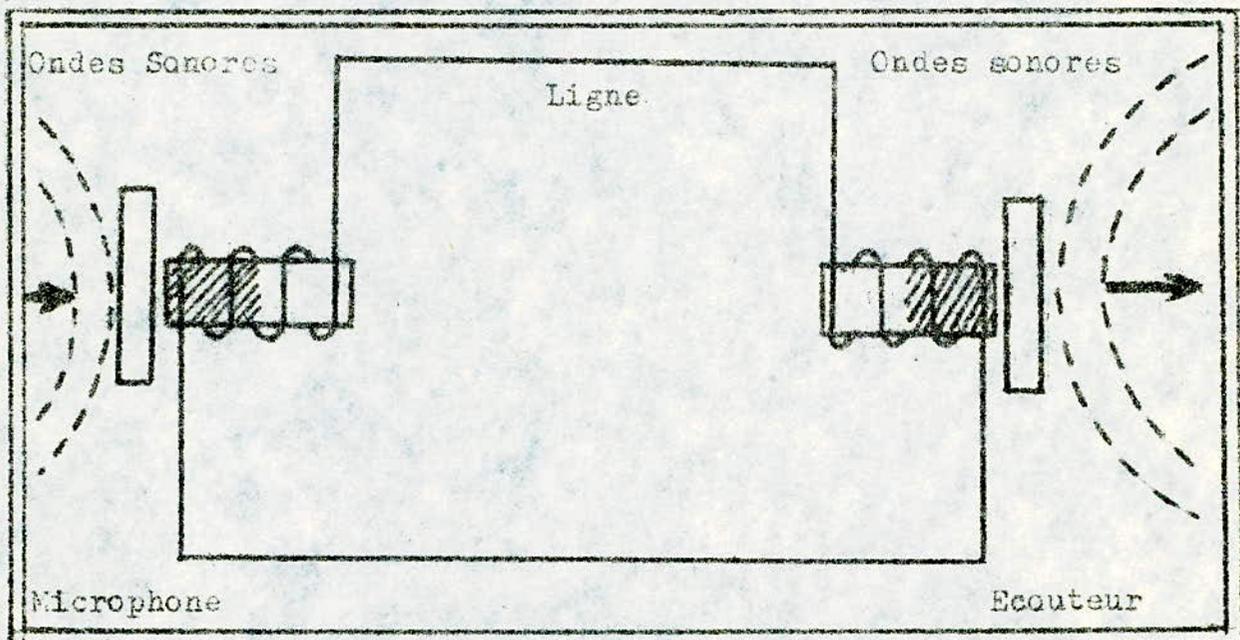


fig-1

Le transmetteur n'est alors qu'un générateur basé sur l'induction électromagnétique, le récepteur n'est qu'un moteur à courant alternatif et ce mode de liaison téléphonique ne fait qu'utiliser la réversibilité de fonctionnement de l'électro-aimant polarisé.

Le dispositif de la (figure-1) est d'une grande simplicité, mais la fe.m engendrée reste très faible et malgré la grande

sensibilité de l'écouteur, la longueur des liaisons possibles n'atteint guère quelques dizaines de mètres.

Les variations de courant sont trop faibles; à l'émission on module alors un courant continu au moyen de la résistance variable du microphone. figure.2

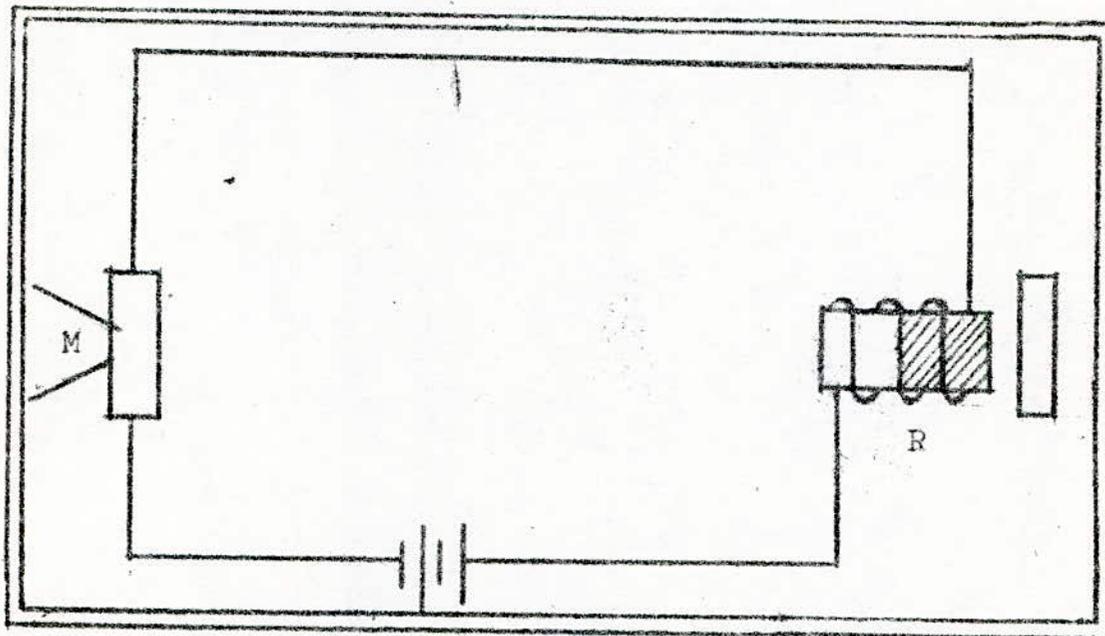
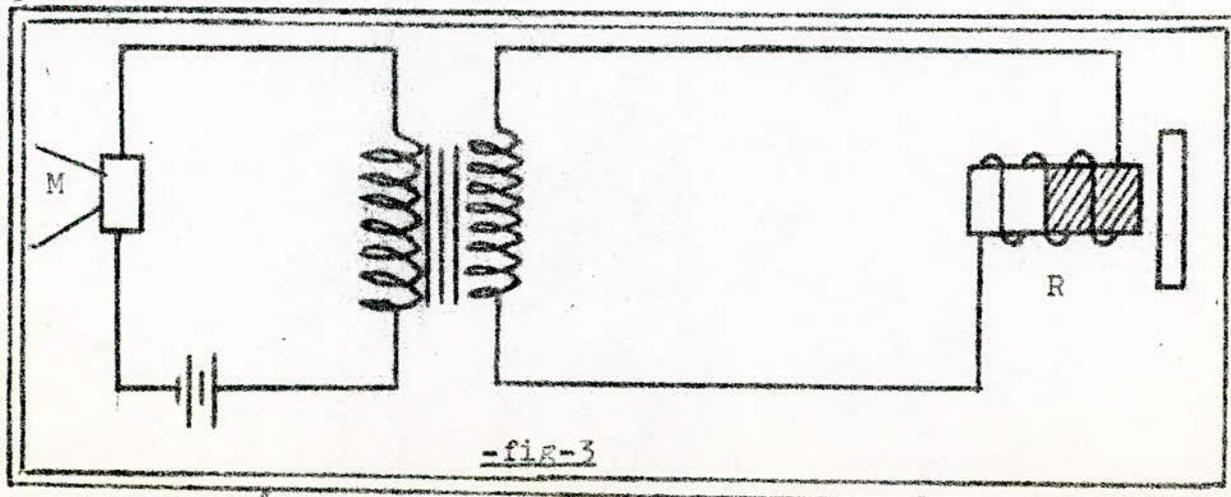


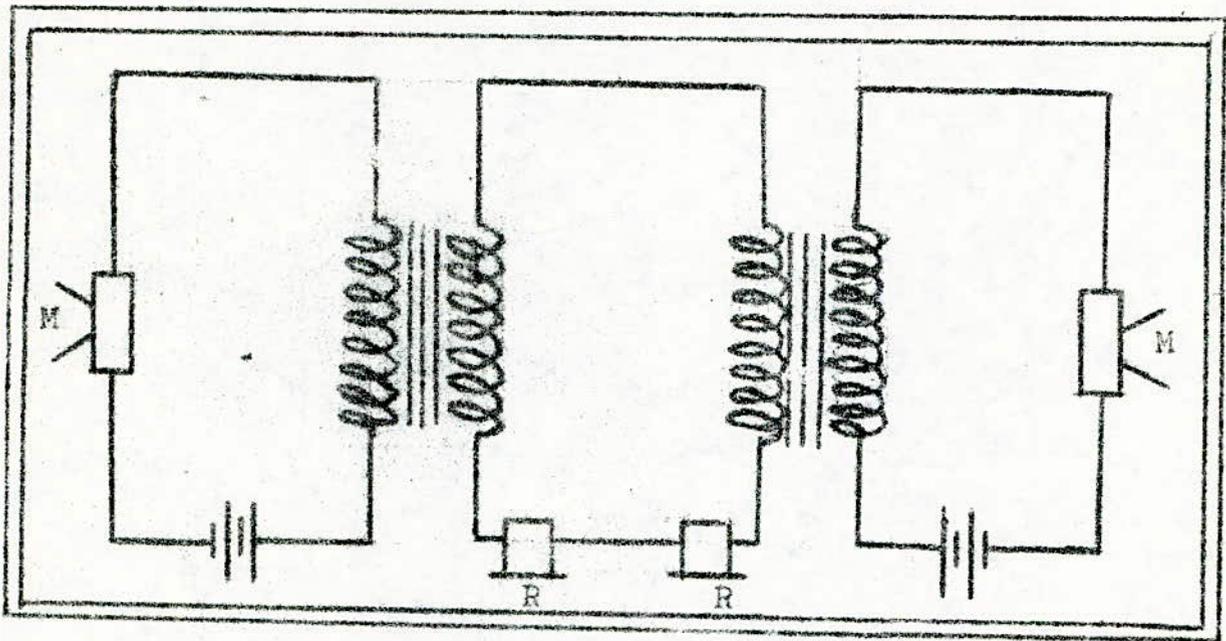
fig-2

Si le récepteur est à aimant permanent, on évite de le faire parcourir par le courant continu en insérant un transformateur et l'on obtient le schéma (figure.3) d'un microphone à batterie locale.



-fig-3

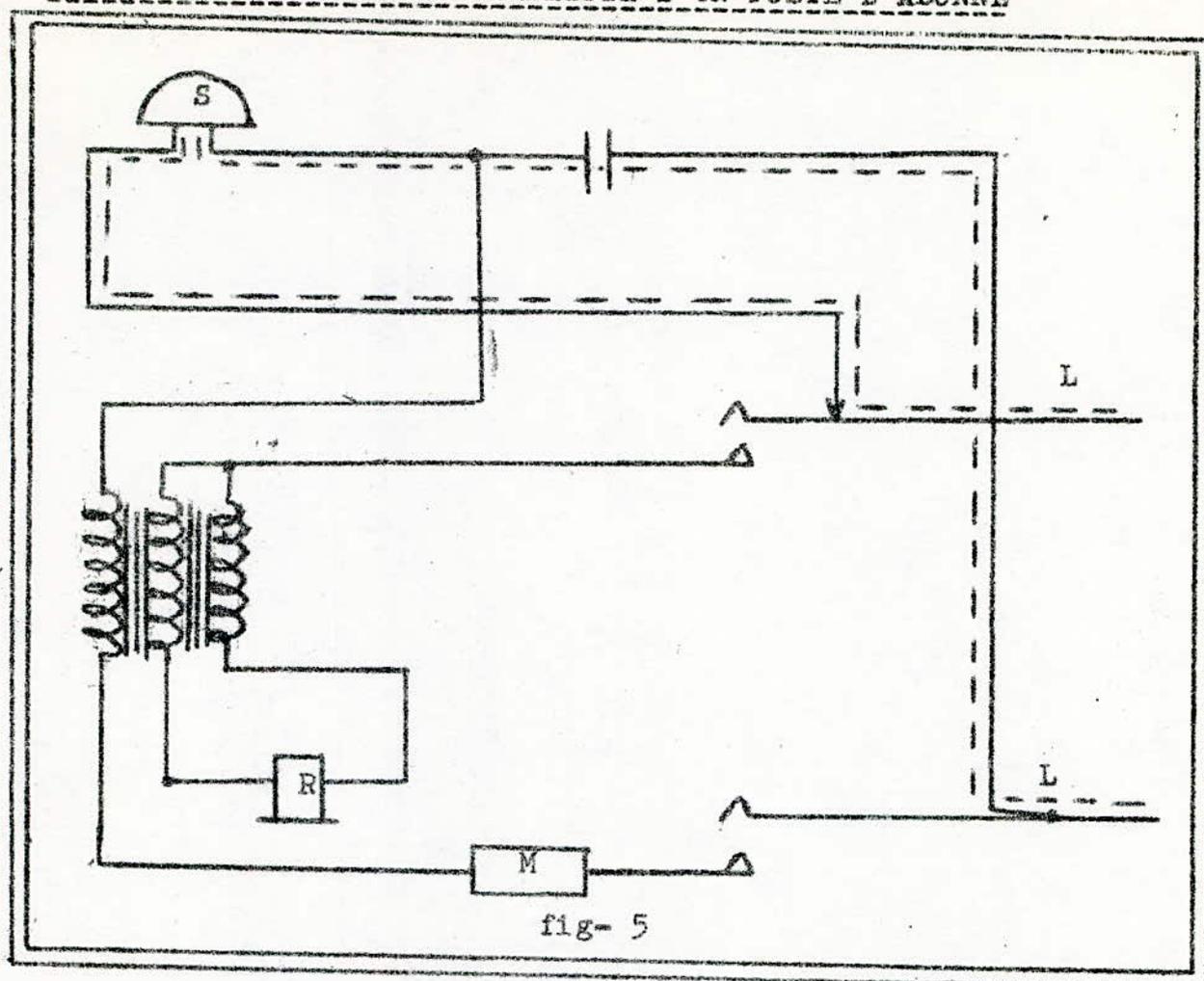
Le schéma (figure.4) représente la liaison entre deux postes de ce type.



-fig-4

Dans l'écouteur électromagnétique, l'aimant permanent est remplacé par un électro-aimant dont la bobine est parcourue par le courant continu et le courant microphonique variable. La source de courant continu peut-être placée au bureau téléphonique: on dit alors que l'alimentation est à batterie centrale.

I-3-ETUDE D'UN MONTAGE SIMPLIFIE D'UN POSTE D'ABONNE



I-3-1 RÔLE DES BOBINES D'INDUCTIONS

Une communication téléphonique pourrait être réalisée en bouclant une ligne aux deux bouts sur deux ensembles microphone-récepteur placés en série; toutefois, cette liaison poserait les problèmes suivants:

1°/ Alimentation

Cette liaison ne pourrait convenir que dans le cas de l'alimentation à batterie centrale, car il y'a lieu d'éviter en batterie locale, que le courant continu fourni par les piles ne se propage en ligne.

2° Adaptation des impédances:

Le microphone et la ligne ayant des impédances différentes, rien n'étant prévu pour les adapter.

3° Effet-local:

Lorsqu'un des correspondants parle devant son microphone, les courants émis traversent le récepteur associé à ce microphone.

On résout ces différents problèmes en plaçant dans le poste d'abonné un transformateur appelé bobine d'induction, dont les rôles sont les suivants:

- a- Séparation des courants continus et de conversation.
- b- Adaptation des impédances.
- c- Effet anti-local (en insérant une troisième bobine).

I-4 ETUDE DES DIFFERENTS SIGNAUX TRANSMIS PAR LE CENTRAL

Les impulsions "émises" par le cadran d'appel sont des impulsions de rupture de courant: il ne peut en effet en être autrement puisqu'il n'existe pas de source d'énergie chez l'abonné.

Puisque les impulsions doivent être émises régulièrement, leur envoi ne peut s'effectuer que lors du retour au repos du disque mobile; en effet, si cette opération avait lieu pendant l'armement, la vitesse des impulsions dépendrait de la manoeuvre de l'abonné. En batterie-centrale où la ligne est toujours sous-tension, il suffit de décrocher le combiné et la circulation d'un courant continu en ligne déclenche l'appel. Le condensateur placé en série sur la ligne avec la sonnerie

empêche le passage du courant continu quand le poste est au repos, tandis qu'il laissera passer le courant d'appel alternatif de fréquence égale à 50Hz et d'amplitude U_m égale à (85 ± 10) Volts ; dès que l'abonné appelé soulève le combiné, le circuit de courant continu se trouve fermé et le signal de la sonnerie est alors interrompu.

(Caractéristiques électriques des divers signaux)

-Tonalité de numération :

$$U_{\max} = (3,0 \pm 0,5) \text{ Volts}$$

$$f = (425 \pm 5) \text{ Hz}$$

Tonalité de retout-d'appel :

$$U_{\max} = (3,00 \pm 0,45) \text{ Volts}$$

$$f = (425 \pm 5) \text{ Hz}$$

Cadence: Emission 1,5 s.

Silence 3,5 s.

-Tonalité d'occupation :

$$U_{\max} = (3,00 \pm 0,45) \text{ Volts}$$

$$f = (425 \pm 5) \text{ Hz}$$

Cadence: Emission 0,5 s.

Silence 0,5 s.

-Tonalité d'acheminement:

$$U_{\max} = (3,0 \pm 0,5) \text{ Volts}$$

$$f = (425 \pm 5) \text{ Hz}$$

Cadence: Emission 50 mS

Silence 50 mS

-Durée de transmission des chiffres:

Ce temps varie de 10 à 20 secondes

-Tension d'alimentation continue:

U(valeur typique) = -48 Volts

-Courant de ligne continu:

Valeur typique: 30 mA

I-5 CHAINE D'APPAREILS RELIANT DEUX ABONNES:

Cette chaine se divise en deux parties:

a- La présélection

b- La sélection

La seconde partie comprend les organes nécessaires à la réalisation des opérations essentielles qui permettent de relier entre eux les deux abonnés.

Cependant, si les opérations de sélection n'étaient pas précédées par les opérations de présélection, ceci conduirait à doter chaque ligne d'abonné d'un ensemble fort complexe d'organes coûteux, lesquels ne fonctionneraient que lors des communications de départ de l'abonné, c'est-à-dire en général peu souvent.

Les organes de présélection ont donc pour rôle de concentrer le trafic des abonnés sur les organes de sélection, afin d'en diminuer le nombre, en les utilisant au maximum.

Comment est réalisée la présélection?

L'appel est concrétisé par la venue au travail de relais; ceux-ci provoquent le démarrage d'organes tournants qui sont connectés en permanence à la ligne de l'abonné et

recherchent un organe de sélection disponible.

Examinons maintenant comment la demande de l'abonné parvient au central. Il ne peut évidemment pas s'agir d'une demande verbale. Aussi dote-t-on le poste de l'abonné d'un organe spécial, le cadran d'appel qui permet la mise en place des organes de sélection de la façon suivante:

Dès que les opérations de présélection sont terminées, l'abonné perçoit une tonalité de manoeuvre qui l'invite à former sur le cadran le premier des caractères qui composent le numéro de son correspondant.

Cette manoeuvre provoque la rupture du courant continu circulant en permanence en ligne, autant de fois que le chiffre composé comporte d'unités. Ces impulsions de "rupture" sont détectées par un relais qui les transforme en impulsions de courant continu.

Il ne faut pas qu'un cadran d'appel envoie n'importe quelles impulsions, car les différents relais ou électro-aimants ne réaliseraient pas les différentes commutations dont ils sont chargés.

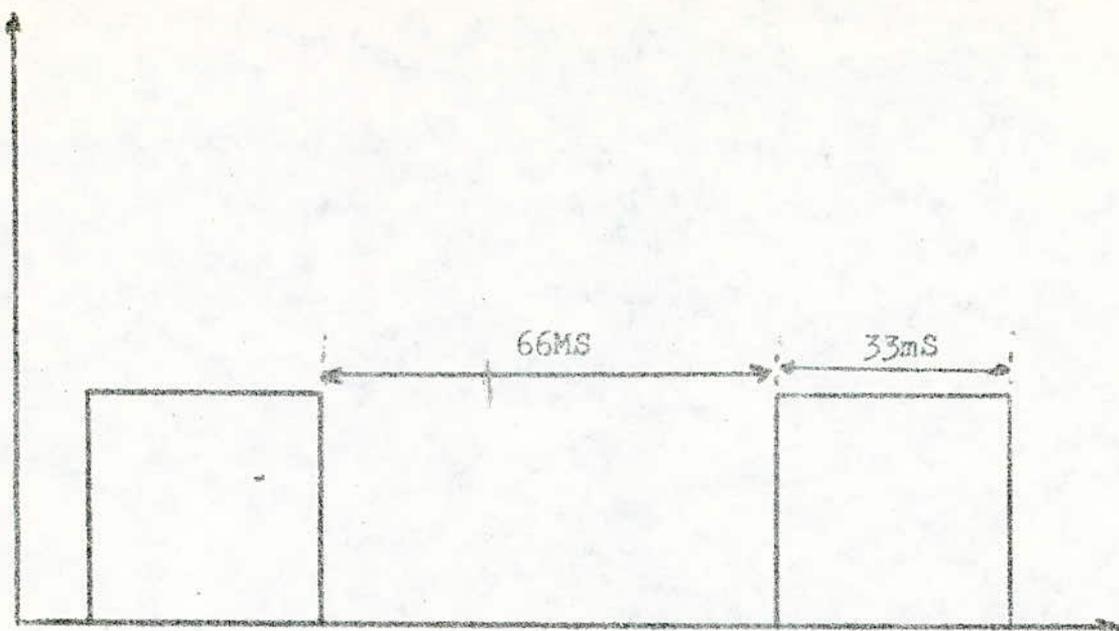
Les caractéristiques des impulsions sont en conséquence les suivantes:

1° Cadence: 10 impulsions par seconde.

2° Durée :impulsion d'ouverture de la ligne 0

est égale à 66 millisecondes

impulsion de fermeture f égale à 33 mS



Le rapport $\frac{Q}{f}$ vaut donc deux, la durée totale est de 100 millisecondes, les valeurs étant fixées à 10°/° près. D'autre part, afin que les différents appareils du central aient le temps de se mettre en place après chaque train d'impulsions, on ménage un temps mort (temps perdu) dans la période de retour au repos du cadran. Chaque train d'impulsions est ainsi séparé par un temps égal à la somme du temps perdu et du temps de réarmement du cadran.

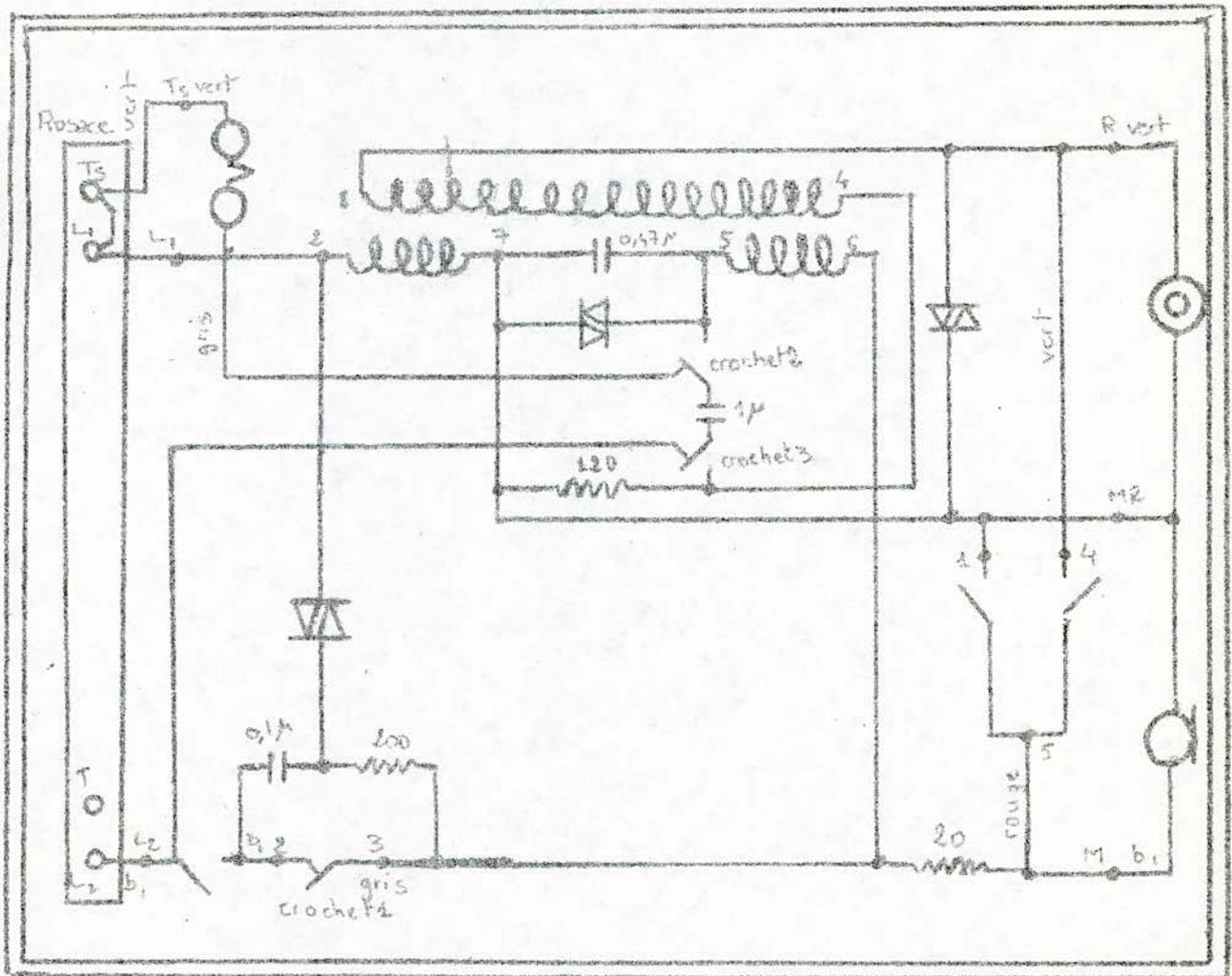


fig-6-

SCHEMA DE PRINCIPE D'UN POSTE D'ABONNE

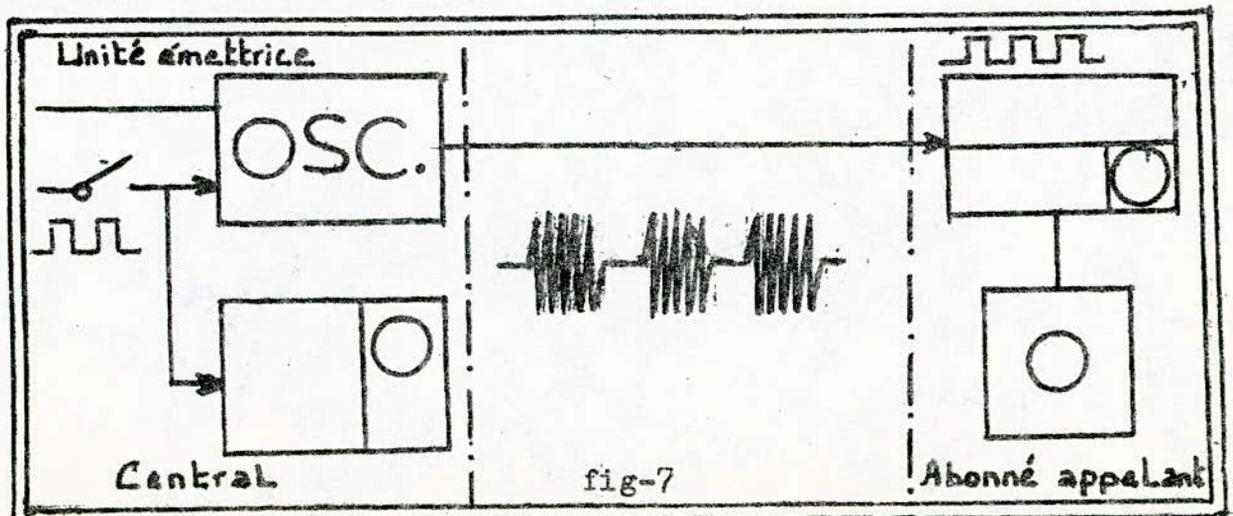
II- SYNOPTIQUE DU DISPOSITIF UTILISE .

II-1 FONCTION:

Les indicateurs de taxes téléphoniques re-
-produisent chez l'abonné les taxes enregistrées sur le compteur
installé au central téléphonique. Ils indiquent immédiatement
à l'utilisateur le coût de chaque communication ainsi que le
total pour l'ensemble des conversations téléphoniques effectuées
au cours d'une période donnée.

II-2 CONSTITUTION ET FONCTIONNEMENT:

L'indicateur de taxe étudié comporte prin-
-cipalement un circuit électronique récepteur d'impulsions
de taxation, un système de comptage à affichage numérique ca-
-ractérisé par une faible consommation d'énergie. La fonction
de l'unité réceptrice est de capter les signaux de taxation
transmis par l'unité émettrice sur la ligne pendant une com-
-munication téléphonique et de les transformer en impulsions
de forme convenable de manière à pouvoir être exploitées par
le dispositif de comptage.



II-2-1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'UNITE EMETTRICE.

Le schéma bloc ci-dessous montre les éléments fonctionnels de l'unité émettrice dans la ligne d'abonné.

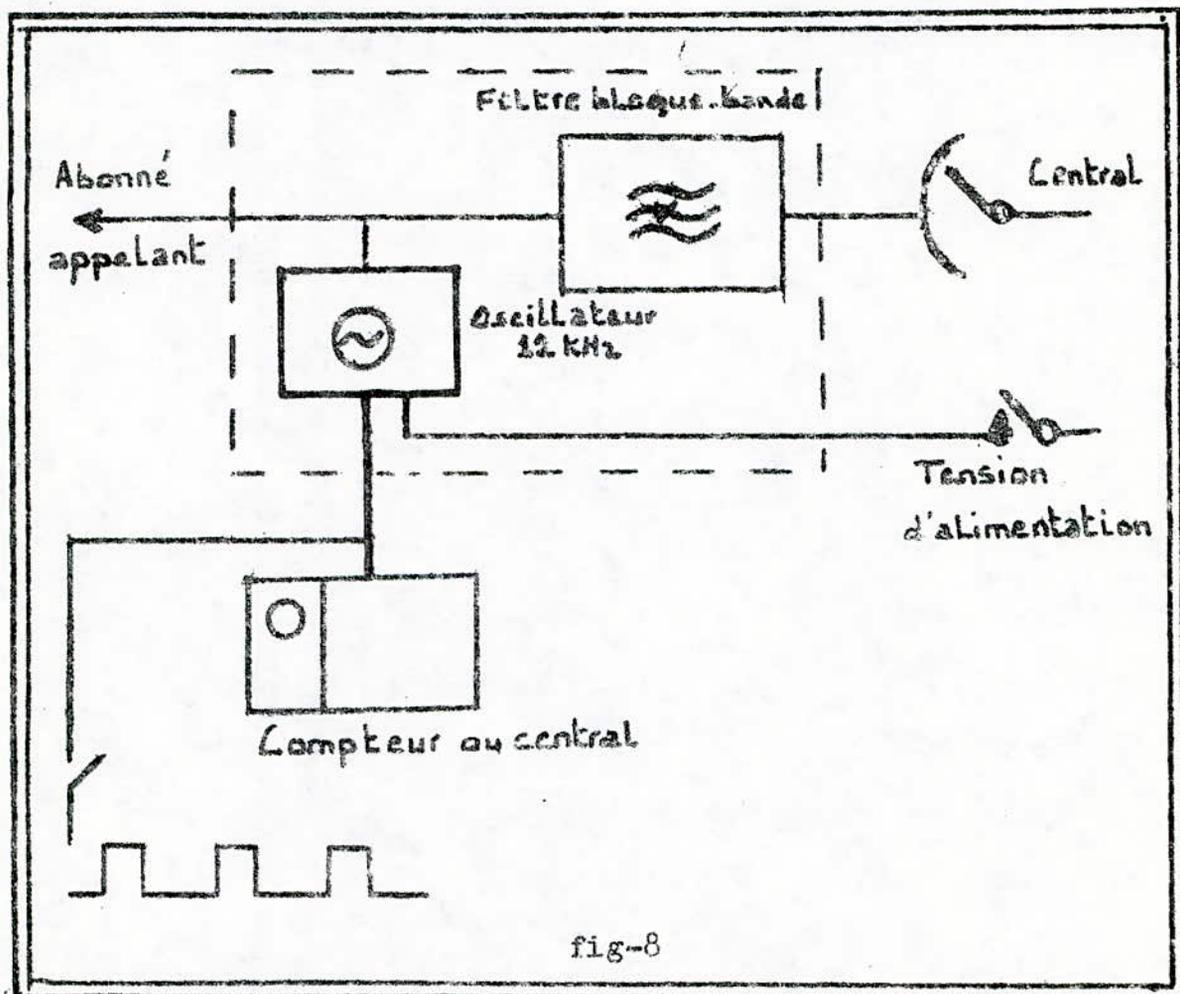


fig-8

1°/ Filtre bloque-bande:

Ce filtre empêche la fréquence 12KHz de se propager en direction de l'abonné appelé.

2°/ Oscillateur:

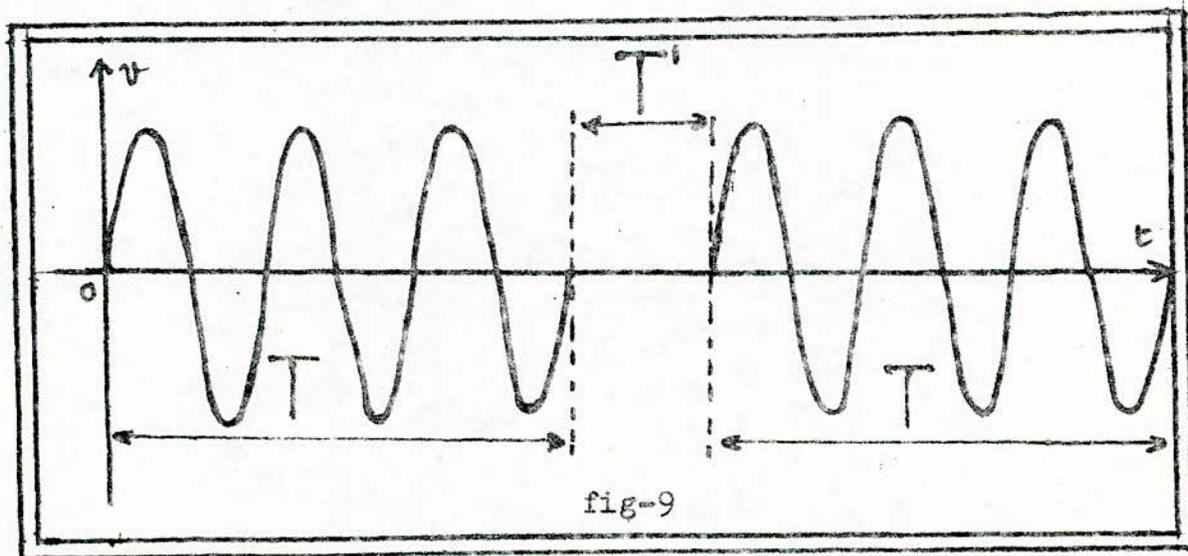
Cet oscillateur délivre un signal sur une fréquence de 12KHz, selon un rythme déterminé par le central. Ce train d'impulsions est utilisé pour actionner l'indicateur de taxes installé chez l'abonné.

3° / Commande de l'unité:

Le déclenchement de l'oscillateur se fait par la mise sous tension de l'unité, son arrêt par la suppression de la tension d'alimentation.

L'oscillateur sinusoidal centré sur 12KHz présent sur la ligne d'abonné appelant au niveau du central téléphonique émet un train d'impulsions, de période de récurrence égale à la période de récurrence des impulsions de taxation qui autorisent le fonctionnement du compteur d'abonné au niveau toujours de le-dit central.

Ces impulsions successives constituant le train d'impulsions se présentent comme suit:



La durée T est indépendante de la situation géographique de l'abonné appelé et est uniquement fonction du modèle ou type d'unité émettrice adopté, de son mode de fonctionnement éventuel et de la durée propre des impulsions permettant son fonctionnement au niveau du central.

La durée T' est par contre fonction de la situation géographique de l'abonné appelé, plus précisément de son éloignement

puisque les services des postes et télécommunications taxent les durées de communications téléphoniques en fonction de l'éloignement relatif entre abonné appelé et abonné appelant. La durée T' est le paramètre unique sur lequel va reposer le fonctionnement de notre dispositif.

CARACTERISTIQUES DES EMETTEURS:

-Fréquence d'émission (f):

$$f = 12\text{KHz} \pm 5\%$$

-Durée de l'impulsion (T):

$$T = 70 \dots 190\text{mS}$$

-Durée de la pause (T'):

$$T' = 100 \dots 230\text{mS}$$

-Tension utile (U):

$$U = 2\text{V} \pm 0,4\text{V}$$

II-2-2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'UNITE RECEPTRICE.

Au niveau de l'abonné appelant, nous recevons simultanément sur la ligne les signaux de taxation, le signal électrique fourni par le microphone de l'abonné appelé et celui fourni par le microphone du combiné téléphonique de

l'abonné appelant; les niveaux respectifs de chacun de ces signaux sont fonction de divers facteurs dont principalement l'éloignement de la source du signal considéré et son niveau. Pour un bon fonctionnement de notre dispositif, il est nécessaire de le doter d'un moyen qui lui permette de séparer, de trier entre les divers signaux qui lui parviennent, celui utile à son fonctionnement: le train d'impulsions. Chaque impulsion est formée d'un train d'ondes à 12KHz. L'utilisation d'un filtre passe-bande centré sur 12KHz permet d'aboutir au résultat souhaité.

II-2-3 CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DU FILTRE PASSE-BANDE.

Sa sensibilité doit être confortable; son seuil est fonction de l'atténuation à laquelle on devrait théoriquement et pratiquement s'attendre.

Sa bande passante doit correspondre à la dérive éventuelle en fréquence de l'oscillateur disposé au niveau du central. Son insensibilité aux variations de la tension d'entrée à la fréquence 12KHz, variations dues à des raisons aussi diverses que l'état des lignes téléphoniques, des liaisons et connexions intermédiaires, de modifications de paramètres physiques tels que la température ambiante etc....

Pour cette raison, l'amplificateur sélectif sera muni d'un circuit de contrôle automatique de niveau de manière à maintenir sensiblement constante la tension de sortie malgré les variations possibles de la tension d'entrée.

II-3 LES DIFFERENTS BLOCS CONSTITUTIFS DU RECEPTEUR:

- 1-Le filtre actif.
- 2-L'amplification à contrôle automatique de tension de sortie.
- 3-Le détecteur d'enveloppe.
- 4-Le périodemètre.
- 5-Le discriminateur et l'étage de mise en forme du signal aux normes logiques TTL.
- 6-Le circuit d'autorisation de comptage.
- 7-Le comptage partiel et le comptage total.

Synoptique:

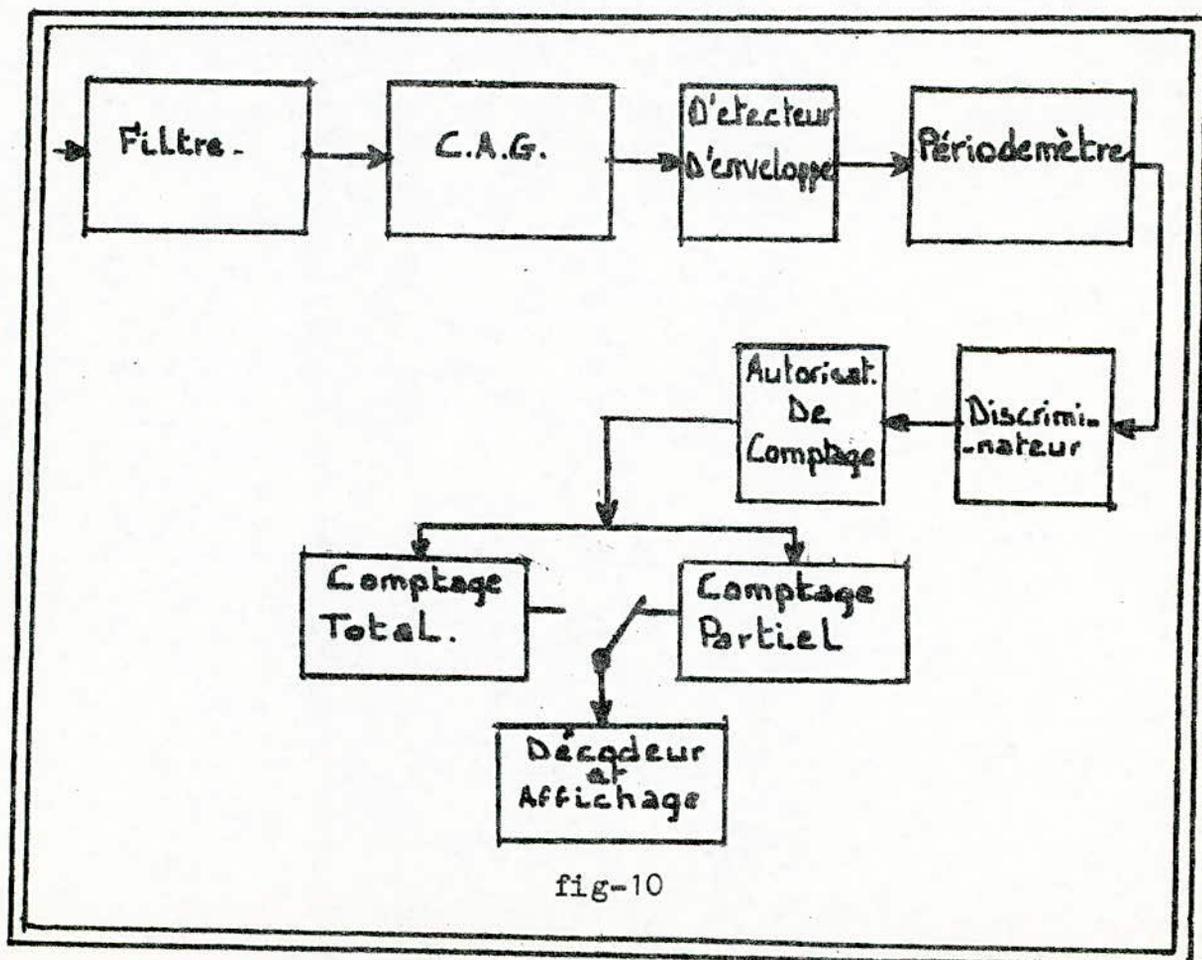


fig-10

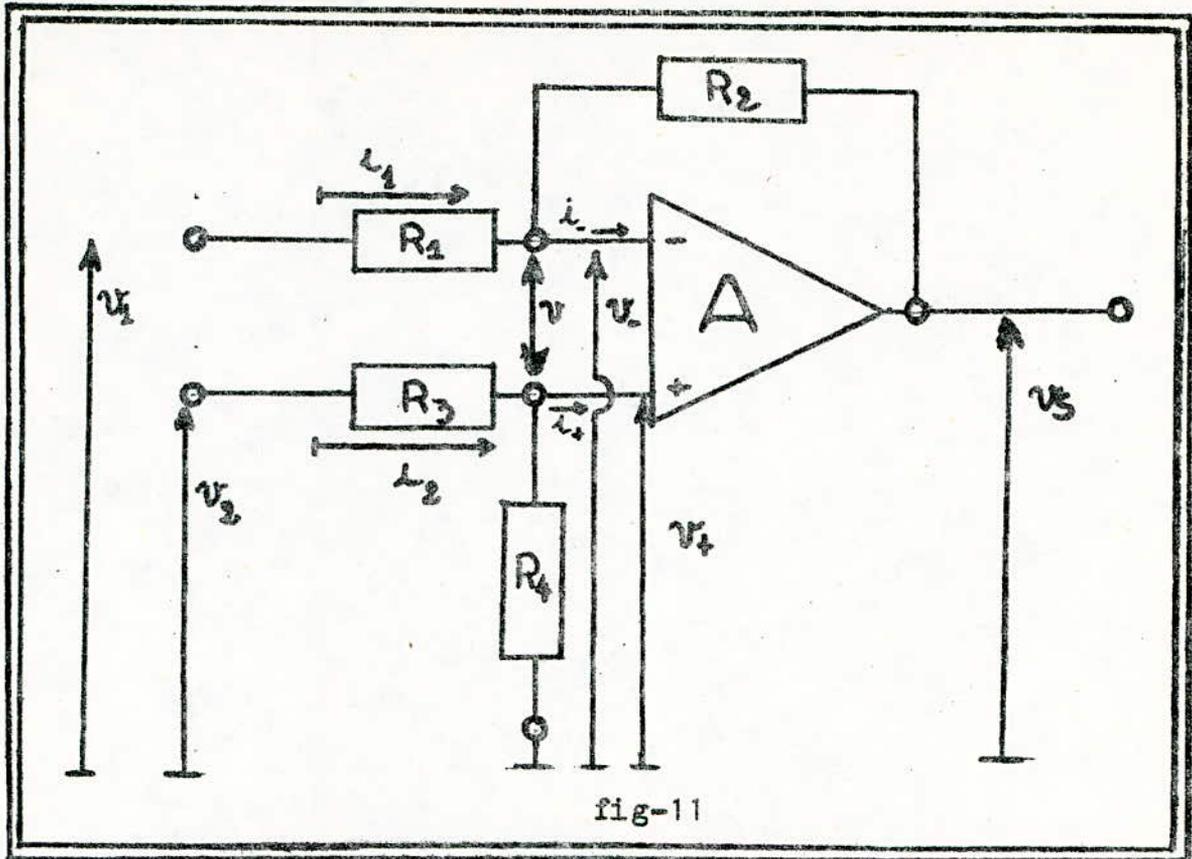
II-4 DEFINITION DU RÔLE ET DU FONCTIONNEMENT DE CHAQUE BLOC.

II-4-1 FILTRE ACTIF:

Le filtrage:

Dés l'année 1923, ZOBEL inventa les filtres électriques qui ont permis l'extension considérable des télécommunications. Leur réalisation était jusqu'à ces dernières années presque uniquement basée sur l'utilisation de composants passifs doués de propriétés résonnantes comme les condensateurs, les bobines d'inductances, les cristaux de quartz. Né en 1948, le composant à semiconducteur qu'est le transistor est désormais utilisé par centaines de millions. Plus récemment; l'avènement de l'amplificateur opérationnel intégré a permis de construire des filtres d'un type nouveau, ne mettant en oeuvre, associés à ces composants actifs, que des condensateurs et des résistances. Cette méthode de synthèse de ces circuits présente de nombreux avantages et plus particulièrement dans le domaine des basses fréquences. La modicité de leur coût liée à leur grande diffusion, leur encombrement réduit relativement au volume qu'occupait naguère la bobine d'inductance, leur légèreté pré-
-chent en leur faveur.

a- Etude théorique de l'amplificateur opérationnel:



Avec les amplificateurs opérationnels actuels i_- et i_+ sont négligeables devant respectivement les courants i_1 et i_2 .

Détermination de l'expression littérale exprimant v_s en fonction de v_1 et v_2 ;

Nous pouvons écrire les équations aux mailles et aux noeuds suivantes:

$$v_1 = R_1 i_1 + R_2 i_1 + v_s = [R_1 + R_2] i_1 + v_s = R_2 i_1 + v_-$$

$$v_2 = R_3 i_2 + R_4 i_2 = [R_3 + R_4] i_2 = R_3 i_2 + v_+$$

inconnues: v_-, v_+, v, i_1, i_2

$$v_1 = [R_1 + R_2] i_1 + v_s \quad ; \quad v_2 = [R_3 + R_4] i_2$$

$$i_1 = \frac{v_1 - v_s}{R_1 + R_2} = \frac{1}{R_1 + R_2} v_1 - \frac{1}{R_1 + R_2} v_s$$

$$i_2 = \frac{v_2 - v_+}{R_3} = \frac{1}{R_3} v_2 - \frac{1}{R_3} v_+$$

remplaçons dans les expressions de v_1 et v_2 les courants i_1 et i_2 par leurs valeurs respectives: $i_1 = \frac{v_1 - v_-}{R_1}$; $i_2 = \frac{v_2 - v_+}{R_3}$

on aura:

$$v_1 = [R_1 + R_2] \left[\frac{v_1 - v_-}{R_1} \right] + v_3 = [R_1 + R_2] \frac{v_1}{R_1} - [R_1 + R_2] \frac{v_-}{R_1} + v_3$$

$$v_1 \left[-\frac{R_2}{R_1} \right] = - \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] v_- + v_3 \quad \dots\dots (a)$$

$$v_2 = [R_3 + R_4] \left[\frac{v_2 - v_+}{R_3} \right] = [R_3 + R_4] \frac{v_2}{R_3} - [R_3 + R_4] \frac{v_+}{R_3}$$

$$v_2 = \left[1 + \frac{R_4}{R_3} \right] v_2 - \left[1 + \frac{R_4}{R_3} \right] v_+$$

d'où la tension v_2 en fonction de la tension v_+ :

$$v_2 \left[-\frac{R_4}{R_3} \right] = - \left[1 + \frac{R_4}{R_3} \right] v_+ \quad \dots\dots (b)$$

des équations (a) et (b) on tire les expressions des tensions v_- et v_+ en fonction des tensions de sortie v_3 et d'entrées v_1 et v_2 .

$$v_- = \frac{v_3 + [R_2/R_1] v_1}{[1 + R_2/R_1]} \quad \dots\dots (c) ; \quad v_+ = \frac{[R_4/R_3] v_2}{[1 + R_4/R_3]} \quad \dots\dots (d)$$

la tension de sortie s'exprime en fonction des tensions d'entrées par la relation:

$$v_3 = A [v_+ - v_-] \quad \dots\dots (e)$$

(A) étant le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel, remplaçons les valeurs de v_+ et v_- trouvées dans (c) et (d), dans l'expression (e).

$$v_3 = A \left[\frac{[R_4/R_3] v_2}{[1 + R_4/R_3]} - \frac{v_3 + [R_2/R_1] v_1}{[1 + R_2/R_1]} \right]$$

$$v_3 = A \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} v_2 - \frac{v_3}{1 + R_2/R_1} - \frac{R_2}{R_2 + R_1} v_1 \right]$$

$$v_s = - \frac{AR_2}{R_1+R_2} v_1 - \frac{AR_2}{R_1+R_2} v_2 + \frac{AR_4}{R_3+R_4} v_2$$

$$v_s \left[1 + \frac{AR_1}{R_1+R_2} \right] = - \frac{AR_2}{R_1+R_2} v_1 + \frac{AR_4}{R_3+R_4} v_2$$

$$v_s = \frac{A}{\left[1 + \frac{AR_1}{R_1+R_2} \right]} \cdot \left[- \frac{R_2}{R_1+R_2} v_1 + \frac{R_4}{R_3+R_4} v_2 \right]$$

$$v_s = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right]} v_1 + \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{\left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right]}{\left[1 + \frac{1}{A} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \right]} v_2$$

L'amplificateur opérationnel approche de très près les performances idéales de ce fait (A) est grand, dans ce cas l'expression

$\frac{1}{A} \left[\frac{R_2}{R_1} + 1 \right]$ tend vers zéro, posons $x = \frac{1}{A} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right]$ et faisons un développement de Maclaurin de $f(x) = \frac{1}{1+x}$ quand (A) tend vers l'infini c'est à dire (x) tend vers zéro.

La fonction $f(x): x \rightarrow \frac{1}{1+x}$ est de classe C^{n-1} et la dérivée d'ordre (n) existe.

D'après la formule de Maclaurin on a:

$$f(x) = f(0) + \frac{f'(0)}{1!} x + \frac{f''(0)}{2!} x^2 + \dots + \frac{f^{(n-1)}(0)}{(n-1)!} x^{n-1} + \frac{x^n}{n!} \epsilon(x)$$

avec $\lim_{x \rightarrow 0} \epsilon(x) = 0$; dans ce cas $\frac{1}{1+x}$ quand $x \rightarrow 0$ est égale à

$$f(x) \cong 1 + \frac{(-1)}{1!} x \cong 1 - x$$

En s'arrêtant au premier terme du développement l'erreur com-

mise est $e_r = \frac{1}{1+x} - [1-x] = \frac{1 - [1-x][1+x]}{1+x} = \frac{1 - [1-x^2]}{1+x} = \frac{1 - 1 + x^2}{1+x}$

$$e_r = \frac{x^2}{1+x}$$

donc $f(x) \cong 1 - x$ avec l'erreur $\epsilon_r = \frac{x^2}{1+x}$ et $x = \frac{1}{A} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right]$

d'où la tension de sortie:

$$v_3 \approx -\frac{R_2}{R_1} v_1 \left[1 + \frac{1}{A} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \right] + \frac{R_4}{R_3} \frac{[1 + R_2/R_1]}{[1 + R_4/R_3]} \cdot \left[1 + \frac{1}{A} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \right] v_2$$

Ce résultat théorique de la tension de sortie v_3 est valable pour toute la suite de notre étude du fait de la grande valeur du gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel, ce qui nous évitera de faire le calcul, à chaque fois qu'on est en présence de l'amplificateur opérationnel.

Introduction aux filtres actifs:

On sait que chaque élément actif existe sous plusieurs variantes et que chaque variante donne lieu à plusieurs configurations possibles dans chaque type de filtre, le nombre de circuits possibles proposés dans la littérature est énorme.

Le véritable problème n'est plus maintenant de trouver un schéma, mais plutôt de choisir, parmi la multitude des schémas proposés, celui qui convient le mieux à la réalisation du filtre que l'on désire construire.

Parmi les critères très particuliers aux filtres actifs, qui permettront d'établir un choix judicieux est la sensibilité. Elle exprime dans notre cas, l'influence des variations des éléments passifs sur la courbe de réponse du filtre choisi, elles sont relativement faibles mais pratiquement impossibles à éliminer, compte tenu de l'état actuel de la technologie des composants.

Un filtre électrique a pour but de séparer certains signaux utiles, d'autres signaux indésirables, qui leur sont mêlés. La réalisation d'un filtre nécessite donc la connaissance du spectre des fréquences composant le signal utile. Un filtre idéal serait celui qui transmettrait toutes ces composantes sans atténuation et sans déphasage, en éliminant toutes les autres. Un tel filtre transmettrait le signal utile sans déformation ni retard, tout en éliminant complètement les signaux indésirables. L'atténuation d'un filtre idéal en fonction de la fréquence est représentée figure 12 pour un signal utile dont les fréquences composantes sont comprises entre f_1 et f_2

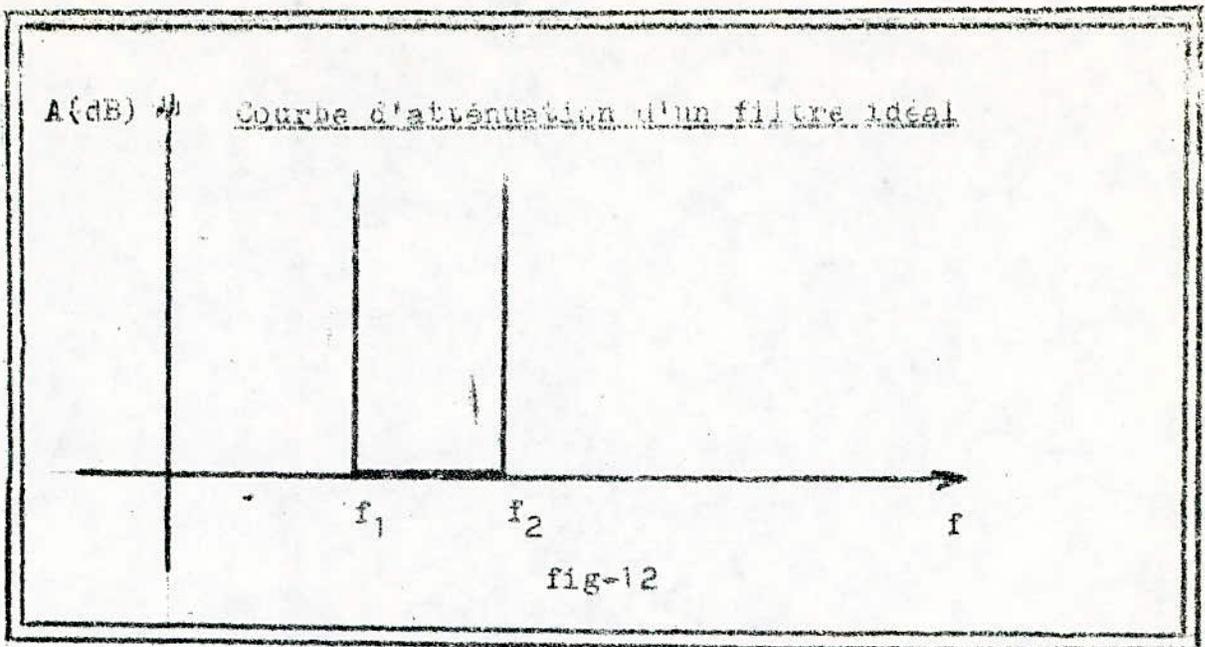


fig-12

La connaissance du problème à résoudre permet la définition du gabarit à l'intérieur duquel doit s'inscrire la courbe de réponse du filtre à construire. A ce stade interviennent deux importantes simplifications universellement utilisées, qui permettent de ramener la réalisation de n'importe quel filtre à la réalisation d'un filtre passe-bas, de fréquence de coupure unité, appelé filtre prototype. Ce sont la normalisation des unités de fréquence et d'impédance et la transposition de fréquence. Les données d'un problème de filtrage permettent de définir le gabarit du filtre prototype. Ce gabarit permet à son tour de choisir le type de filtre à réaliser, puis de calculer sa fonction de transfert et enfin sa synthèse. Ainsi si l'on veut recevoir les signaux transmis à l'aide de l'unité émettrice de fréquence centrale f_0 , en tenant compte de la variation de la fréquence de l'oscillateur Δf_0 , il suffit d'utiliser un filtre laissant passer les fréquences comprises entre $f_0 + \Delta f_0$ et $f_0 - \Delta f_0$. Le filtre à construire

est donc un passe-bande. La détermination de l'ordre (n) du filtre satisfait à un gabarit. Lorsque ce gabarit que l'on désire réaliser est connu et que le choix d'un type de filtre a été fait, le problème qui reste à résoudre est celui de la détermination de l'ordre (n) du filtre, c'est à dire le degré de sa fonction de transfert.

b-Méthode de réalisation d'un filtre passe-bande utilisant un amplificateur opérationnel:

On utilise principalement deux configurations associant un amplificateur opérationnel comme élément actif et un réseau RC.

Un quadripôle passif est un circuit ne comprenant que des composants passifs (résistances) ou réactifs (condensateurs ou selfs) à l'exclusion de tout élément amplificateur. Ce circuit, du point de vue de la fonction qu'il réalise, peut être considéré comme une "boîte noire" avec deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie. Quatre paramètres sont alors mesurables sans se préoccuper de ce que renferme la "boîte noire"; ce sont i_1 et v_1 , i_2 et v_2 . Le sens des courants est fixé arbitrairement mais définitivement; le courant rentre dans le quadripôle. Le filtre actif utilisant un amplificateur opérationnel associé à deux quadripôles RC à la configuration suivante:

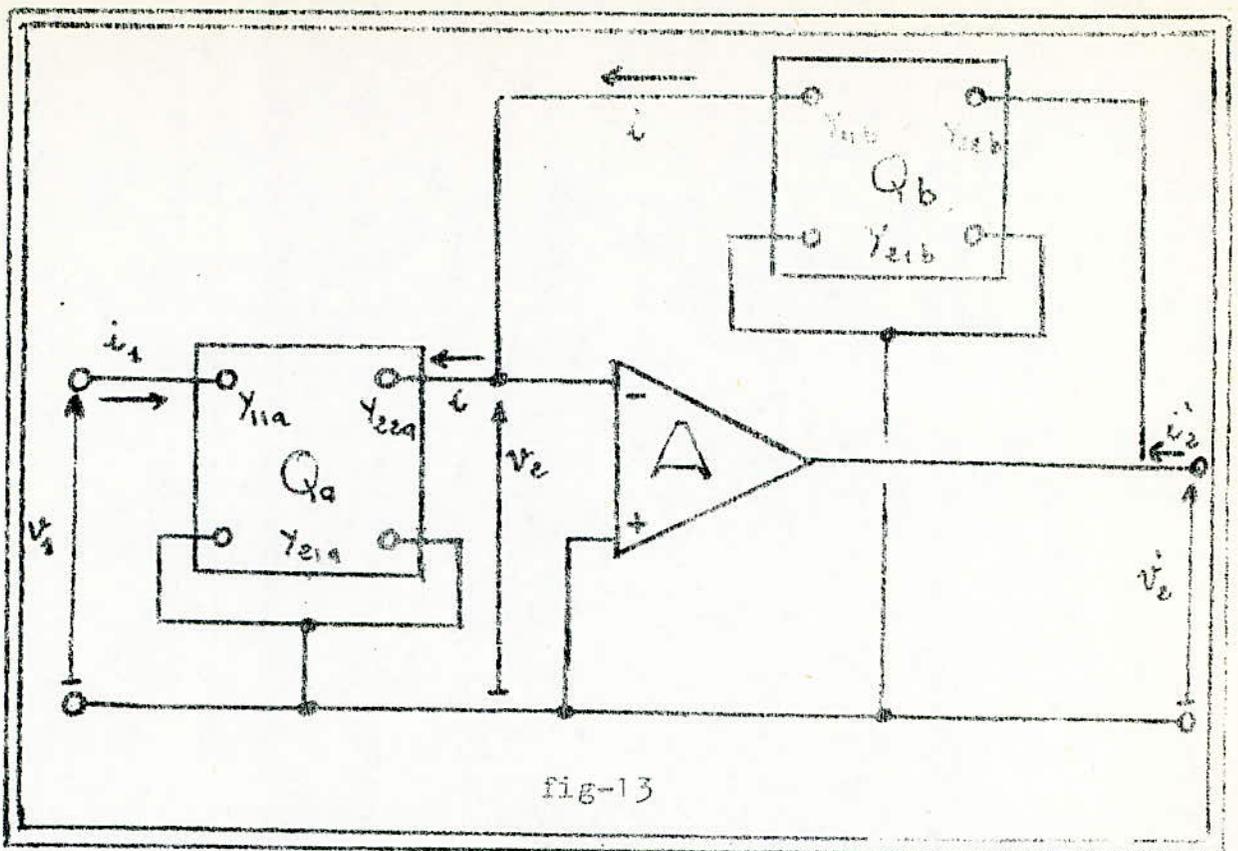


fig-13

Il est possible d'exprimer les courants (i) par des fonctions de v_1 et v_2 , ce qui permet d'écrire pour Q_a et Q_b :

$$Q_a: \begin{cases} i_1 = Y_{11}v_1 + Y_{12}v_2 \\ i_2 = Y_{21}v_1 + Y_{22}v_2 \end{cases} \quad Q_b: \begin{cases} i_1 = Y'_{11}v_1 + Y'_{12}v_2 \\ i_2 = Y'_{21}v_1 + Y'_{22}v_2 \end{cases}$$

En vertu des propriétés des amplificateurs opérationnels, nous avons: $i_2 = -i_1 = i$; $v_2 = v'_2 = 0$ (masse virtuelle)

$$i_2 = i = Y_{21}v_1 \quad ; \quad i_1 = -i = Y'_{21}v_2 \text{ d'où}$$

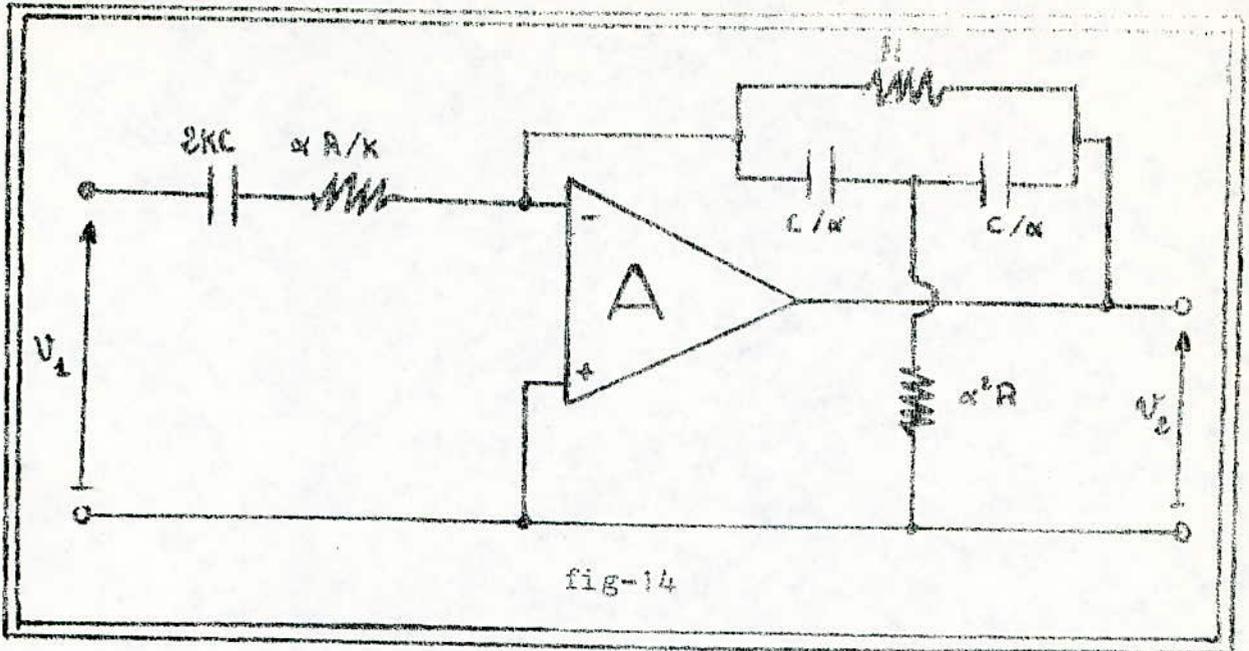
$$i = Y_{21}v_1 = -Y'_{12}v_2$$

Mais $v_1 = v_e$ et $v'_2 = v_s$ d'une part, d'autre part une propriété; que nous ne démontrerons pas, des quadripôles passifs donne

$$Y_{12} = Y_{21} \text{ d'où } i = Y_{21}v_e = -Y'_{21}v_s$$

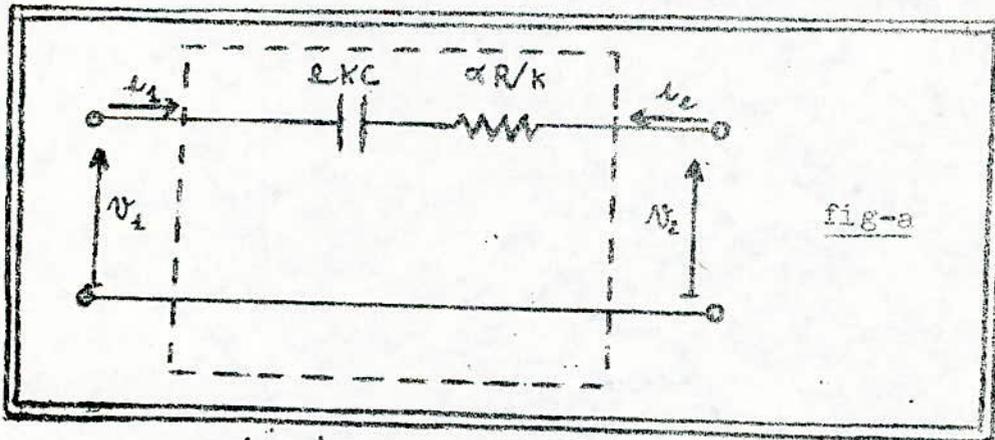
$$\Rightarrow \boxed{\frac{v_s}{v_e} = -\frac{Y_{21}}{Y'_{21}}}$$

Schéma du filtre utilisé:



Calcul de la fonction de transfert $F(p) = \frac{Y_{21a}}{Y_{21b}}$

a-Détermination de l'admittance de transfert du premier quadripôle

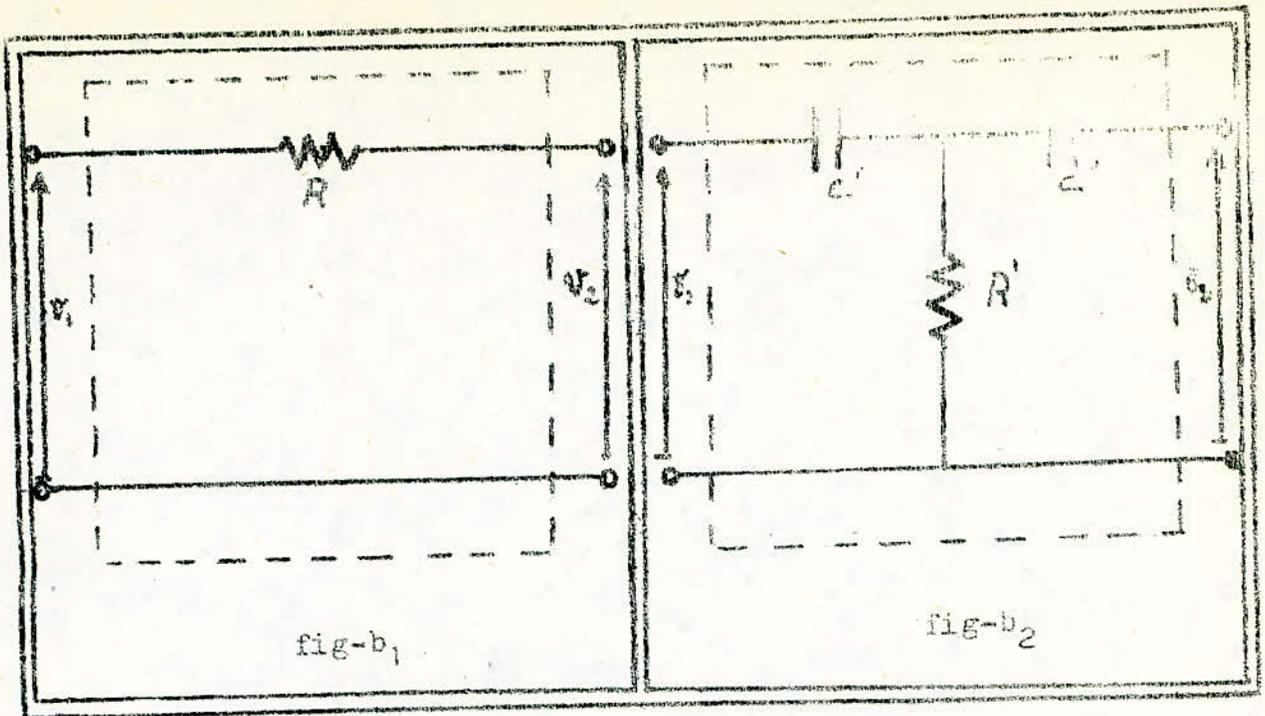


$$Y_{21a} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} = -\frac{2kCp}{2\alpha R Cp + 1}$$

b-Détermination de l'admittance de transfert du deuxième quadripôle

Dans la figure ci-dessous le quadripôle est formé de deux quadripôles montés en parallèle d'où la fonction admittance:

$$Y_{21b} = Y_{21b1} + Y_{21b2}$$



L'admittance de transfert du quadripôle (figure-b₁) étant égale à $\left(\frac{I_2}{V_1}\right)_{V_2=0}$ alors $Y_{11}^1 = -\frac{1}{R}$
 Détermination de l'admittance de transfert du quadripôle (figure-b₂)
 avec $R' = \frac{2}{\alpha}R$ et $C' = C/\alpha$

L'équation de la maille-1- nous donne:

$$V_1 = I_1 \left(\frac{1}{C'P} + R' \right) + I_2 R'$$

L'équation de la maille-2- nous donne

$$0 = R' I_1 + I_2 \left(\frac{1 + R' C' P}{C' P} \right)$$

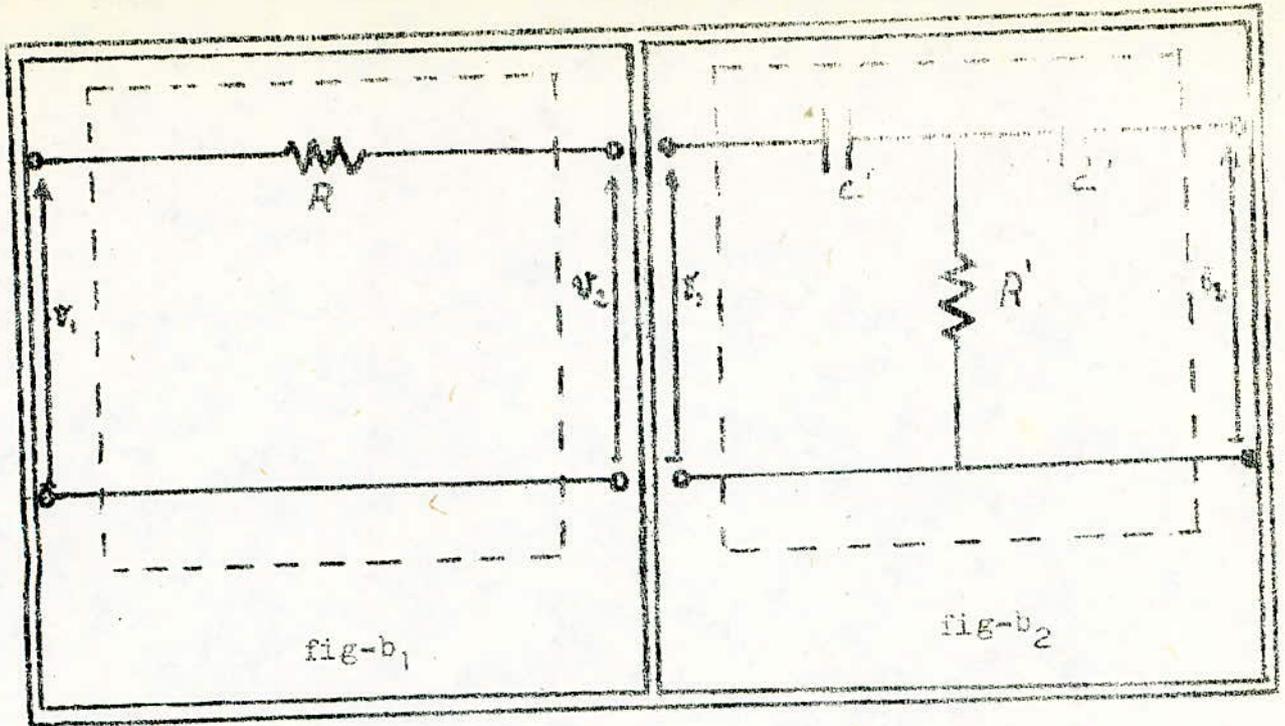
Tirons le courant de maille I₁ en fonction de I₂ de la 2^{ème} équation

$$I_1 = - I_2 \left(\frac{1 + R' C' P}{R' C' P} \right)$$

reportons cette valeur de I₁ dans la 1^{ère} équation on aura:

$$V_1 = I_2 \left[\frac{R' C' P^2 - (1 + R' C' P)^2}{R' C' P^2} \right] \Rightarrow \frac{I_2}{V_1} = -\frac{R' C' P}{1 + 2R' C' P}$$

Le paramètre admittance de l'ensemble du quadripôle c'est à dire du quadripôle de figure b₁ et b₂ est donné par:



L'admittance de transfert du quadripôle (figure-b₁) étant égale, à $\left(\frac{I_2}{V_1}\right)_{V_2=0}$ alors $Y_{21}^1 = -\frac{1}{R}$
 Détermination de l'admittance de transfert du quadripôle (figure-b₂)
 avec $R' = \frac{2}{\alpha} R$ et $C' = C/\alpha$

L'équation de la maille-1- nous donne:

$$V_1 = I_1 \left(\frac{1}{C'P} + R' \right) + I_2 R'$$

L'équation de la maille-2- nous donne

$$0 = R' I_1 + I_2 \left(\frac{1 + R' C' P}{C' P} \right)$$

Tirons le courant de maille I_1 en fonction de I_2 de la 2^{ème} équation

$$I_1 = - I_2 \left(\frac{1 + R' C' P}{R' C' P} \right)$$

reportons cette valeur de I_1 dans la 1^{ère} équation on aura:

$$V_1 = I_2 \left[\frac{R' \frac{1}{C' P} - [1 + R' C' P]^2}{R' C' P} \right] \Rightarrow \frac{I_2}{V_1} = - \frac{R' C' P}{1 + 2R' C' P}$$

Le paramètre admittance de l'ensemble du quadripôle c'est à dire du quadripôle de figure b₁ et b₂ est donné par:

$$Y'_{21} + Y_{21} = -\frac{1}{R} - \frac{R' C'^2 P^2}{1 + 2R' C' P}$$

Après avoir remplacé $R' = \alpha R$ et $C' = C/\alpha$ on trouve:

$$Y_{21b} = Y'_{21} + Y_{21} = - \left[\frac{1 + 2\alpha R C + R^2 C^2 P}{R + 2\alpha R^2 C P} \right]$$

la fonction de transfert de tout le filtre est donnée par:

$$F(P) = - \frac{Y_{21a}}{Y_{21b}} = - \frac{2K R C P}{R^2 C^2 P + 2\alpha R C P + 1}$$

c-Etude de la stabilité du filtre actif:

Soit $F(P)$ une fonction de transfert d'un circuit physique; cette fonction de transfert peut se mettre sous la forme suivante:

$$F(P) = \frac{Q(P)}{I(P)} = \frac{b_m P^m + b_{m-1} P^{m-1} + \dots + b_1 P + b_0 P^0}{a_n P^n + a_{n-1} P^{n-1} + \dots + a_1 P + a_0 P^0}$$

Pour un circuit physique réel, $n \gg m$; la décomposition de la fonction de transfert en termes simples nous donne:

$$F(P) = \frac{k_1}{(P - p_1)} + \frac{k_2}{(P - p_2)} + \dots + \frac{k_n}{(P - p_n)}$$

k_1, k_2, \dots, k_n sont les résidus de la décomposition. Déterminons la transformée inverse de Laplace de $F(P)$, ce qui nous donne:

$$\mathcal{L}^{-1}\{F(P)\} = k_1 e^{p_1 t} + k_2 e^{p_2 t} + \dots + k_n e^{p_n t}$$

Un tel système physique réel est stable à la condition nécessaire et suffisante que tous les pôles de la fonction de transfert aient leurs parties réelles négatives; ceci entraîne qu'aucun signal ne peut apparaître en sortie s'il n'existe de signal d'entrée.

Détermination des pôles:

Le dénominateur de notre fonction de transfert est un trinôme du second degré:

$$D(P) = \frac{P^2}{\omega_0^2} + 2\alpha \frac{P}{\omega_0} + 1 \quad ; \text{avec } \omega_0 = \frac{1}{RC} .$$

Déterminons ses racines: $D(P) = 0$

$$P^2 + 2\alpha P\omega_0 + \omega_0^2 = 0$$

son déterminant Δ' est donné par:

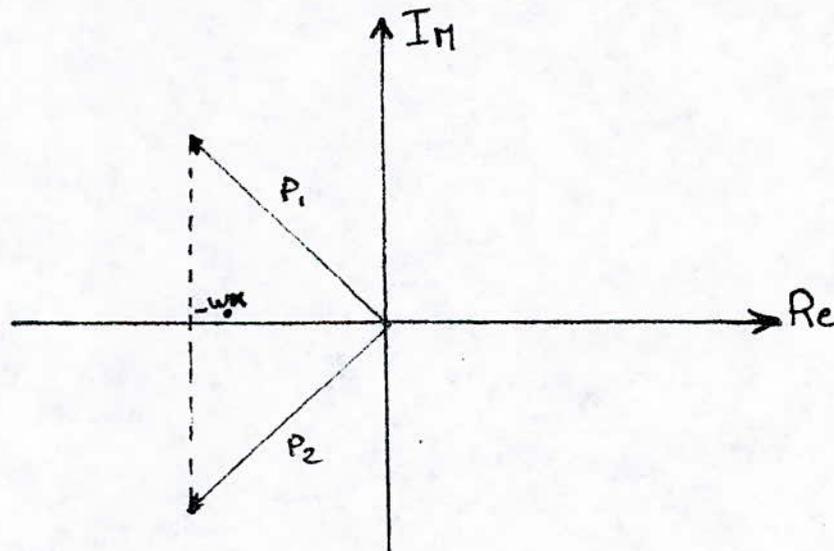
$$\Delta' = [\alpha\omega_0]^2 - \omega_0^2 = [\alpha^2 - 1]\omega_0^2$$

D'après les données physiques du problème, $\alpha = 0,05$ (sera vu ultérieurement).

donc $\Delta' = -0,9975\omega_0^2 < 0$, ce qui donne deux racines P_1 et P_2 .

$P_{1,2} = -\alpha\omega_0 \mp j\omega_0\sqrt{1-\alpha^2}$; P_1 et P_2 sont deux pôles complexes conjugués.

Dans le plan complexe on a la représentation suivante:



D'après cette représentation, on remarque que les pôles sont à parties réelles négatives, notre système physique est bien stable.

d-Etude et tracé du diagramme asymptotique des amplitudes:

La fonction de transfert du filtre actif est donnée par:

$$F[\omega] = \frac{2RCP}{R^2 C^2 \rho^2 \pm 2RCP\omega - 1}$$

avec $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ la fréquence centrale du filtre, la fonction de transfert devient:

$$F[\omega] = \frac{2j\omega/\omega_0}{[j\frac{\omega}{\omega_0}]^2 + 2j\frac{\omega}{\omega_0} + 1}$$

sachant que: $|F[\omega]|_{dB} = 20 \text{Log} |F[\omega]|$ ce qui nous donne:

$$|F[\omega]|_{dB} = 20 \text{Log} 2 \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{[1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}]^2 + [2\alpha \frac{\omega}{\omega_0}]^2}$$

$$|F[\omega]|_{dB} = 20 \text{Log} 2 + 20 \text{Log} \frac{\omega}{\omega_0} - 20 \text{Log} \sqrt{[1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}]^2 + [2\alpha \frac{\omega}{\omega_0}]^2}$$

avec; $g_1 = 20 \text{Log} 2$, $g_2 = 20 \text{Log} \omega/\omega_0$ et $g_3 = -20 \sqrt{[1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}]^2 + [2\alpha \frac{\omega}{\omega_0}]^2}$

Le diagramme asymptotique de Boode est la somme des fonctions

g_1, g_2 et g_3 .

-Etude de g_1 :

$$g_1 = +6 \text{dB}$$

-Etude de g_2 :

si: $\omega = 0,1 \omega_0$	$\rightarrow g_2 = 20 \text{Log} 0,1$	$\rightarrow g_2 = -20 \text{dB}$
si: $\omega = 10 \omega_0$	$\rightarrow g_2 = 20 \text{Log} 10$	$\rightarrow g_2 = +20 \text{dB}$
si: $\omega = \omega_0$	$\rightarrow g_2 = 20 \text{Log} 1$	$\rightarrow g_2 = 0 \text{dB}$

-Etude de g_3 :

$$\text{si: } \omega \ll \omega_0 \rightarrow \frac{\omega}{\omega_0} \ll 1 \rightarrow g_3 = 0\text{dB.}$$

$$\text{si: } \omega \gg \omega_0 \rightarrow \frac{\omega}{\omega_0} \gg 1 \rightarrow g_3 = -40\text{dB.}$$

DIAGRAMME ASYMPTOTIQUE DE BODE.

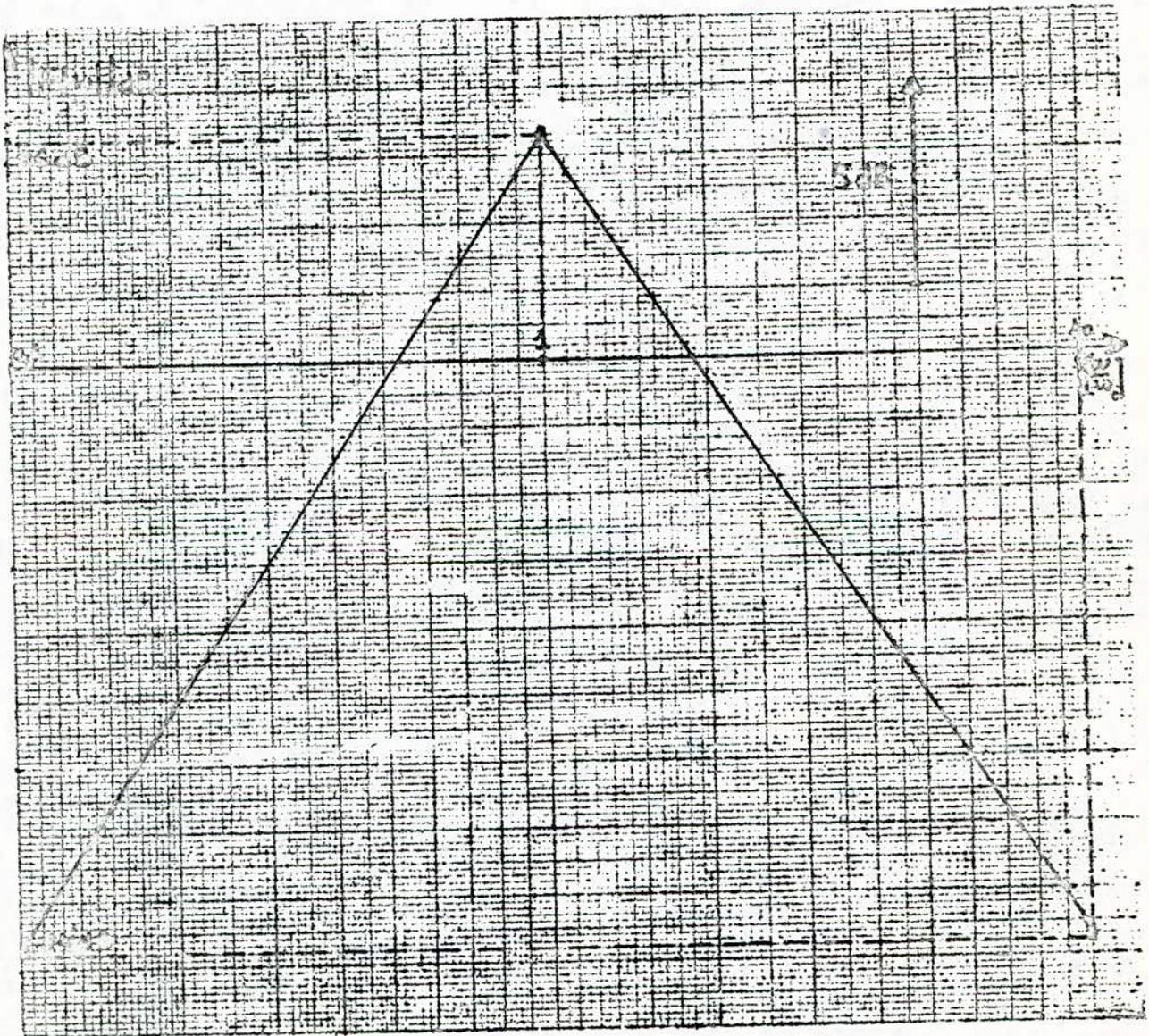


fig-15

La tension délivrée par l'oscillateur au niveau du central téléphonique est $v_{osc} = 2 \pm 0,4V$ c'est à dire $1,6V \leq v_{osc} \leq 2,4V$. Cette tension arrive chez l'abonné après certaines atténuations, ce qui nous donne à l'entrée du filtre une tension v_e telle que: $0,3V \leq v_e \leq 2,2V$, d'où la limite de la variation de la tension de sortie v_s du filtre actif pour une variation de la tension d'entrée du filtre, qui est donnée par le tableau suivant:

Fréquence	f_{inf} à -3dB	f_0	f_{sup} à -3dB
v_{smax}	1,56.2	2,2.2	1,56.2
v_{smin}	0,2.2	0,3.2	0,2.2

Donc la tension de sortie du filtre varie entre:

$$0,2.2 \leq v_s \leq 2,2.2$$

e-Détermination des éléments constituant le filtre actif:

Selon les caractéristiques de l'unité émettrice; la fréquence (f) est donnée par l'inégalité suivante: $1400 \leq f \leq 12600$. La bande passante à -3dB est égale à 1200Hz, or le coefficient de surtension Q est égal à $\frac{f}{B_0}$

$$D'où Q = \frac{12000}{1200} = 10$$

Choix des composants:

D'après notre filtre $\alpha = 0,05$, et en prenant $K=1$.

La tension délivrée par l'oscillateur au niveau du central téléphonique est $v_{osc} = 2 \pm 0,4V$ c'est à dire $1,6V \leq v_{osc} \leq 2,4V$. Cette tension arrive chez l'abonné après certaines atténuations, ce qui nous donne à l'entrée du filtre une tension v_e telle que: $0,3V \leq v_e \leq 2,2V$, d'où la limite de la variation de la tension de sortie v_s du filtre actif pour une variation de la tension d'entrée du filtre, qui est donnée par le tableau suivant:

Fréquence	f_{inf} à -3dB	f_0	f_{sup} à -3dB
v_{smax}	1,56.2	2,2.2	1,56.2
v_{smin}	0,2.2	0,3.2	0,2.2

Donc la tension de sortie du filtre varie entre:

$$0,2.2 \leq v_s \leq 2,2.2$$

e-Détermination des éléments constituant le filtre actif:

Selon les caractéristiques de l'unité émettrice; la fréquence (f) est donnée par l'inégalité suivante: $1400 \leq f \leq 12600$. La bande passante à -3dB est égale à 1200Hz, or le coefficient de surtension Q est égal à $\frac{f}{B}$

$$D'où Q = \frac{12000}{1200} = 10$$

Choix des composants:

D'après notre filtre $\alpha = 0,05$, et en prenant

$$K=1.$$

si on choisit: $\alpha R = 10K\Omega$ et $2C = 20nF$
 on aura: $R = 200K\Omega$,
 $\alpha^2 R = 500\Omega$,
 $C = 10nF$,
 $\frac{C}{\alpha} = 200nF$.

D'où les valeurs normalisées: $R = R_2 = 200K\Omega$

$$(\alpha R/K) = R_1 = 10K\Omega$$

$$\alpha^2 R = R_3 = 510\Omega$$

$$2KC = C_1 = 20nF$$

$$(C/\alpha) = C_2 = C_3 = 100nF + 100nF$$

L'amplificateur opérationnel utilisé est du type (LF356N), cet amplificateur dispose à ses entrées inverseuse et non inverseuse des transistors à effet de champ du type à jonction, leur présence à cet endroit améliore la valeur de l'impédance d'entrée; c'est tout l'intérêt de ce petit composant d'où notre choix.

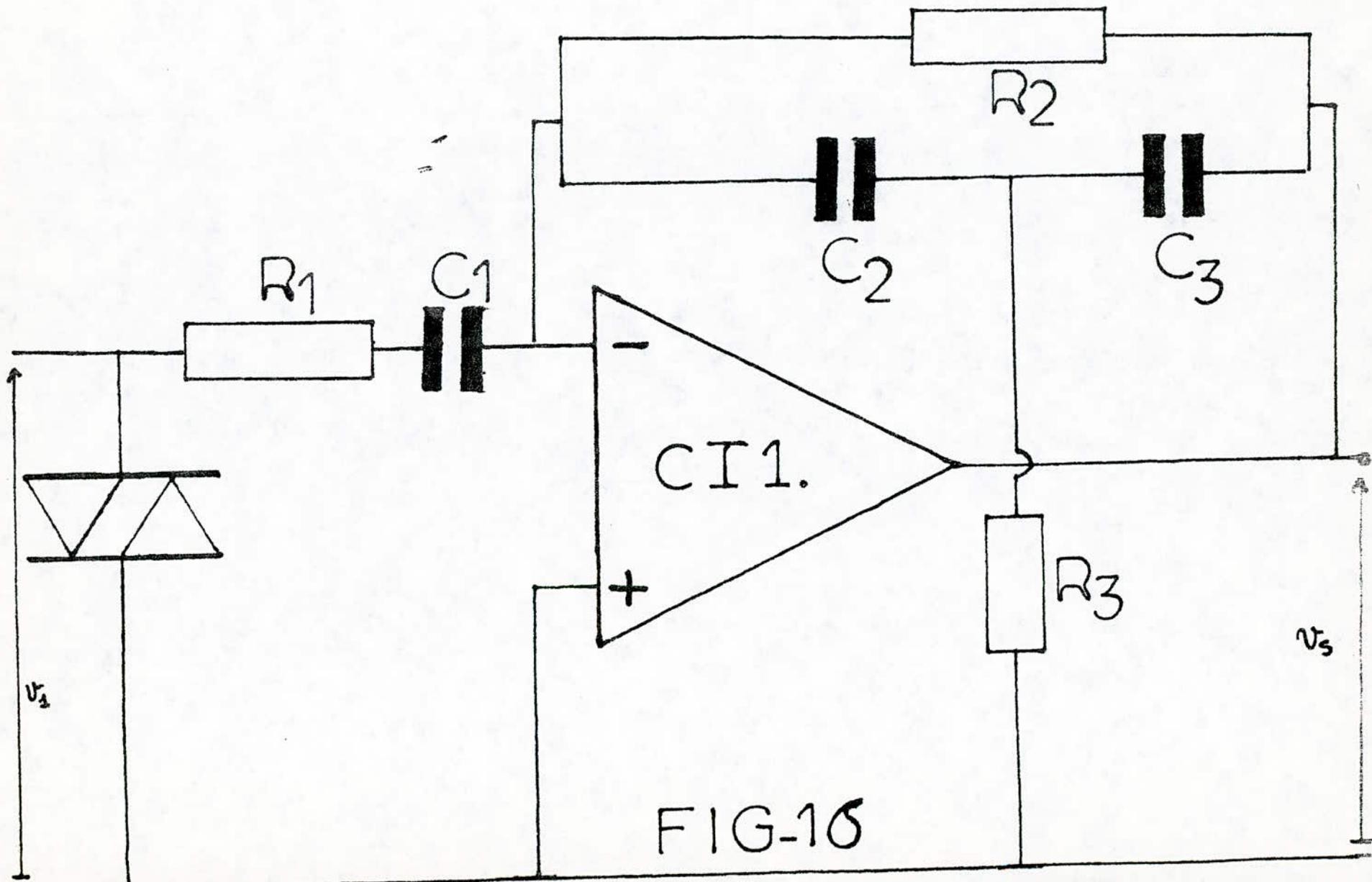


FIG-16

II-4-2 L'AMPLIFICATEUR A REACTION:

La valeur de la tension de sortie du filtre actif est variable; elle est liée à l'atténuation introduite par l'ensemble de l'installation téléphonique depuis l'oscillateur à 12KHz situé au central téléphonique jusqu'au combiné téléphonique installé au domicile de l'abonné.

D'une manière générale, l'oscillateur disposé en dérivation sur la ligne au niveau du central téléphonique fournit une tension sinusoïdale à la fréquence de 12KHz comprise entre les valeurs suivantes:

$$v_{1\text{eff}} \ll v_{e\text{osc}} \ll v_{2\text{eff}}$$

Soit v_m la tension minimale que l'on puisse obtenir au niveau du combiné téléphonique installé au domicile de l'abonné; soit:

$$v_{m\text{eff}} \ll v_e \ll v_{2\text{eff}}$$

Pour une meilleure sécurité d'utilisation, un amplificateur en tension particulier disposé en série avec le filtre actif, permet à l'aide d'un circuit de réaction approprié, à la tension d'entrée de contrôler avec précision la valeur de la tension de sortie. Cet amplificateur porte le nom d'amplificateur à réaction.

L'amplificateur à réaction comprend deux parties: un amplificateur et un circuit de réaction. Parmi les quatre montages fondamentaux de circuits à réaction, nous en avons retenu un pour les qualités qu'il confère au montage et qui justement sont intéressantes à plus d'un titre:

• augmentation de l'impédance d'entrée ce qui évite de charger la sortie du filtre actif.

- diminution de l'impédance de sortie ce qui favorise une meilleure adaptation en tension avec le ou les étages suivants éventuels.
- diminution du taux de distorsion.
- élargissement de la bande passante.
- stabilisation du gain vis à vis de la modification du gain interne sous l'influence de la température ou des variations de la tension d'alimentation par exemple.

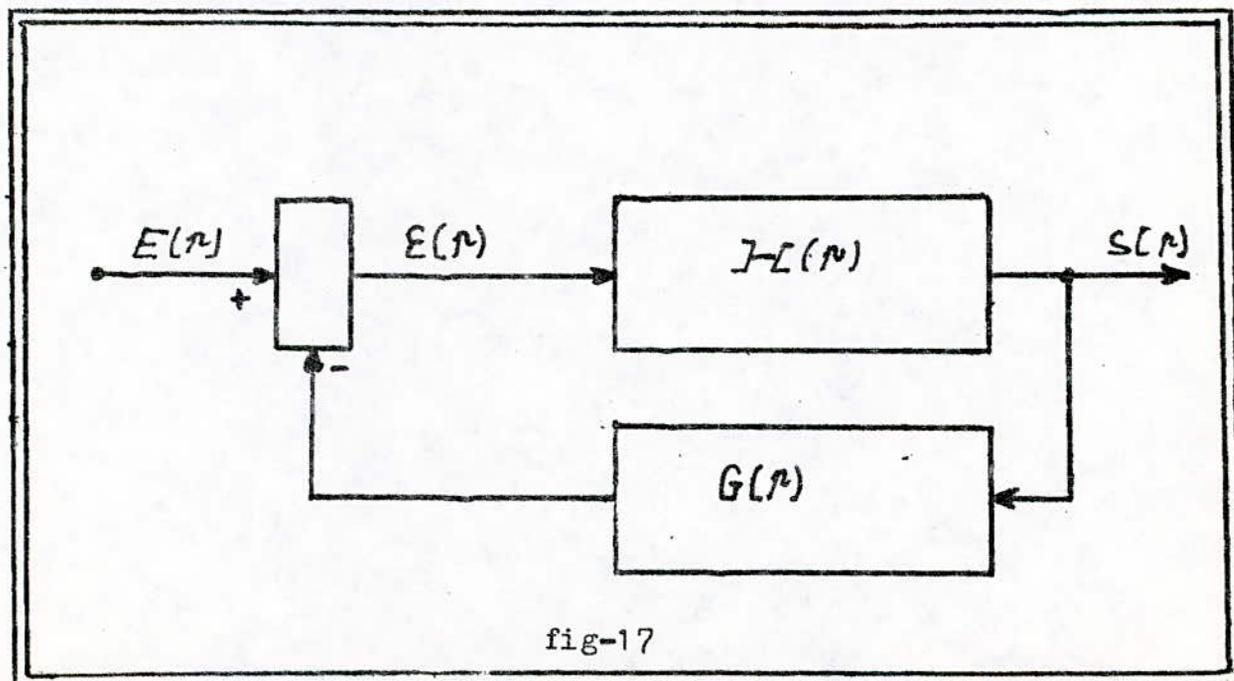
a-Fonctionnement:

Le circuit de réaction ramène une fraction -ou tout- du signal de sortie à l'entrée ce qui modifie la réponse globale du système.

Soit: $H(p)$, la fonction de transfert du système en boucle ouverte.

$G(p)$, la fonction de transfert du circuit de réaction.

$F(p)$, la fonction de transfert du système en boucle fermée.



La fonction de transfert du système en boucle fermée s'exprime

par:

$$E(\lambda) = E(\lambda) - S(\lambda) \cdot G(\lambda)$$

$$S(\lambda) = E(\lambda) \cdot H(\lambda)$$

$$E(\lambda) = S(\lambda) / H(\lambda)$$

$$S(\lambda) / H(\lambda) = E(\lambda) - S(\lambda) \cdot G(\lambda)$$

$$S(\lambda) = E(\lambda) \cdot H(\lambda) - S(\lambda) \cdot G(\lambda) \cdot H(\lambda)$$

$$S(\lambda) \cdot [1 + G(\lambda) \cdot H(\lambda)] = E(\lambda) \cdot H(\lambda)$$

$$F(\lambda) = S(\lambda) / E(\lambda) = H(\lambda) / [1 + G(\lambda) \cdot H(\lambda)]$$

$$F(\lambda) = H(\lambda) / [1 + G(\lambda) \cdot H(\lambda)]$$

b-Amplificateur à réaction série-parallèle:

1°/Synoptique de l'amplificateur à réaction série-parallèle:

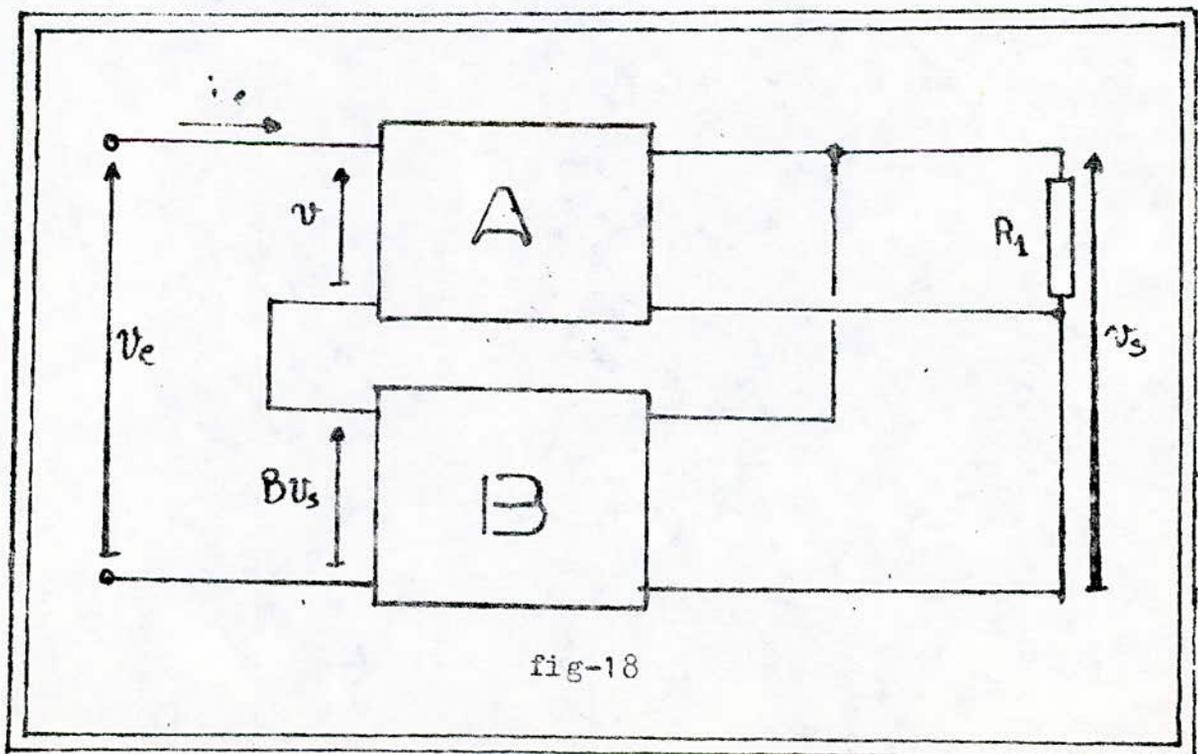


fig-18

A est l'amplificateur de gain A en boucle ouverte soit: $H[f] \equiv A$

B est le circuit de réaction de gain B soit: $G[f] \equiv B$

v_e est la tension d'entrée.

v_s est la tension de sortie.

R_l est la résistance de charge.

v est la tension d'erreur aux bornes d'entrée de l'amplificateur:
soit: $\varepsilon[f] = 0$

2°/ Fonction de transfert en tension de l'amplificateur à réaction série-parallèle:

La relation générale obtenue précédemment

permet d'écrire:

$$G_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{A}{[1 + AB]}$$

généralement le circuit de réaction B est constitué d'éléments résistifs tels que les résistances mortes; l'amplificateur A est réalisé à l'aide d'un amplificateur opérationnel dont nous avons plus que largement vanté les mérites et souligné les qualités en introduction.

Exprimons G_v de la manière suivante:

$$G_v = \frac{A}{[1 + AB]} = \frac{1}{B} \cdot \frac{1}{[1 + 1/AB]}$$

Remarquons que A est très grand. Le rapport $(1/A.B)$ tend vers zéro soit:

$$\lim_{A \rightarrow \infty} [1/AB] = 0$$

Trouvons une formule d'approximation pour G_v lorsque le rapport $(1/A.B)$ tend vers zéro.

Soit:

$$G_v = f(x) = \frac{1}{B} \cdot \frac{1}{[1 + x^2]}$$

3°/ Développement de Maclaurin appliqué à $f(x)$ au voisinage de $x=0$

La fonction $f(x)$ ainsi définie:

$$f: \mathbb{R} \longrightarrow \mathbb{R}$$

$$x \longrightarrow (1/B) \cdot (1/(1+x^2))$$

est une fonction définie, continue et dérivable; sa dérivée est également définie, continue et dérivable. $f(x)$ est de classe C^n $\forall n \in \mathbb{N}$.

Le développement de Maclaurin s'exprime par la relation:

$$f(x) = f[0] + \frac{x}{1!} f'[0] + \frac{x^2}{2!} f''[0] + \dots + \frac{x^{n-1}}{(n-1)!} f^{(n-1)}[0] + \frac{x^n}{n!} f^{(n)}[0] + \frac{x^{n+1}}{(n+1)!} f^{(n+1)}[0] \cdot \theta \cdot x$$

$$0 \leq \theta < 1$$

$$f[0] = [1/B]$$

$$f'[0] = [1/B] [-2x/(1+x^2)^2] \Rightarrow f'[0] = 0$$

$$f''[0] = [1/B] + 0 + \dots$$

Approximons $f(x)$ par la fonction $g(x)$ suivante:

$$g(x) = [1/B]$$

soit:

$$f(x) \approx g(x) = [1/B]$$

Déterminons l'expression de l'erreur absolue commise:

$$\varepsilon(x) = f(x) - g(x)$$

$$\varepsilon(x) = [1/B] \cdot [1/(1+x^2)] - [1/B] = [1/B] \cdot [1 - 1/(1+x^2)]$$

$$\varepsilon(x) = [1/B] \cdot \left[\frac{(1+x^2) - 1}{(1+x^2)} \right] = [1/B] \cdot \left[\frac{x^2}{(1+x^2)} \right]$$

l'erreur relative est:

$$e_r = \left[\varepsilon(x) / f(x) \right]$$

$$e_r = [1/B] \cdot \left[\frac{x^2/(1+x^2)}{[1/B]} \right] \cdot [1+x^2]$$

$$e_r = x^2 = 1/A \cdot B$$

posons $G_v = [1/B]$; $\frac{\Delta G_v}{G_v} = (1/A \cdot B)$

Selon la précision désirée sur la valeur de G_v , le concepteur s'arrange avec le produit A.B.

4° / Impédance d'entrée de l'amplificateur à réaction série-parallèle:

Soit z_e l'impédance d'entrée de l'amplificateur sans circuit de réaction.

Soit $z_{e(sp)}$ l'impédance d'entrée de l'amplificateur avec circuit de réaction.

$$v = z_e \cdot i_e \Rightarrow i_e = [v/z_e]$$

$$z_{e(sp)} = [v_e / i_e] = [v_e \cdot z_e / v]$$

$$v = v_e - B v_s$$

$$z_{e(sp)} = [v_e \cdot z_e / (v_e - B v_s)] \Rightarrow$$

$$z_{e(sp)} \cdot [v_e - B v_s] = v_e z_e$$

$$v_e = v + B v_s = v + A B v = v \cdot [1 + A B]$$

$$v = z_e i_e \Rightarrow v_e = z_e \cdot i_e [1 + A B]$$

$$z_{e(sp)} = \frac{v_e}{i_e} = z_e \cdot [1 + A \cdot B]$$

Soit: $z_{e(sp)} > z_e$

5° / Impédance de sortie de l'amplificateur à réaction série-parallèle.

Soit z_o l'impédance de sortie de l'amplificateur sans réaction série-parallèle.

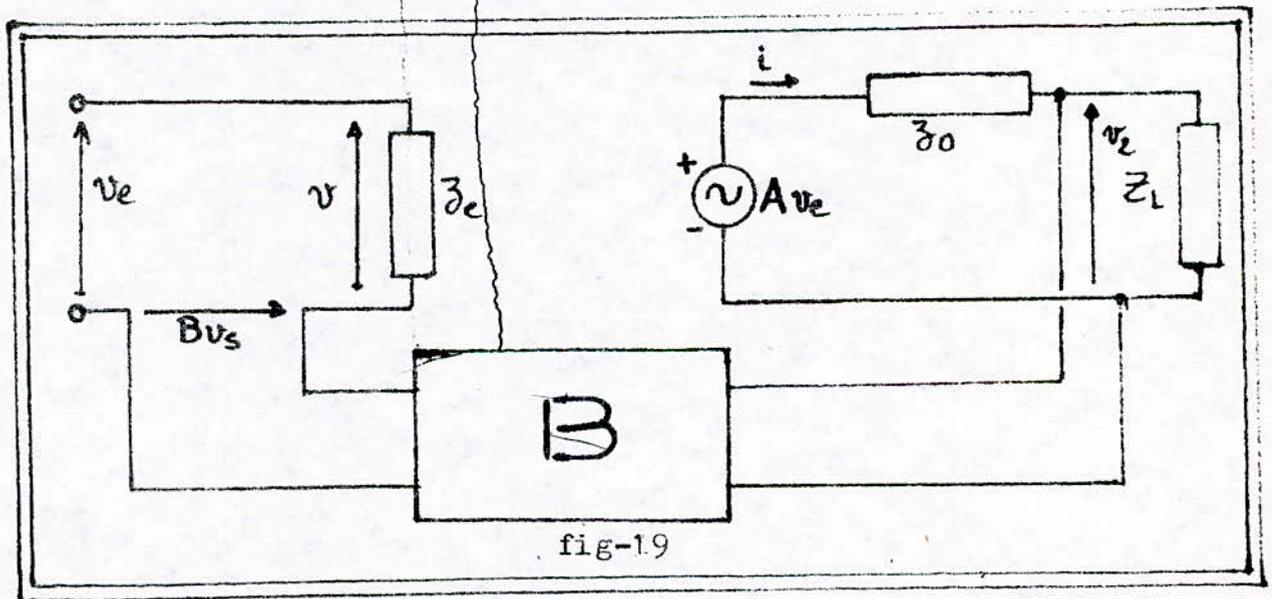
Soit $z_{o(sp)}$ l'impédance de sortie de l'amplificateur avec réaction série-parallèle.

a-Circuit sans contre-réaction.

La tension de sortie est donnée par la relation suivante: $v_2 = Av - z_0 i$

b-Circuit avec contre-réaction.

Si on applique une contre-réaction avec une chaîne de retour de grande impédance par rapport à l'impédance d'utilisation, il est bien évident que pour obtenir la même tension de sortie v_2 , la tension v_1 doit demeurer la même, alors que la tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur prend la nouvelle valeur: v_e (figure-19). Dans ces conditions on a le schéma équivalent suivant:



L'équation de la maille d'entrée est:

$$v_e = v + Bv_2 \longrightarrow v = v_e - Bv_2$$

on a aussi la tension de sortie v_2 est donnée par:

$$v_2 = Av - z_0 i$$

D'après les remarques faites ci-dessus on a:

$$v_2 = Av_e - ABv_2 - z_0 i \longrightarrow v_2 [1+AB] = Av_e - z_0 i$$

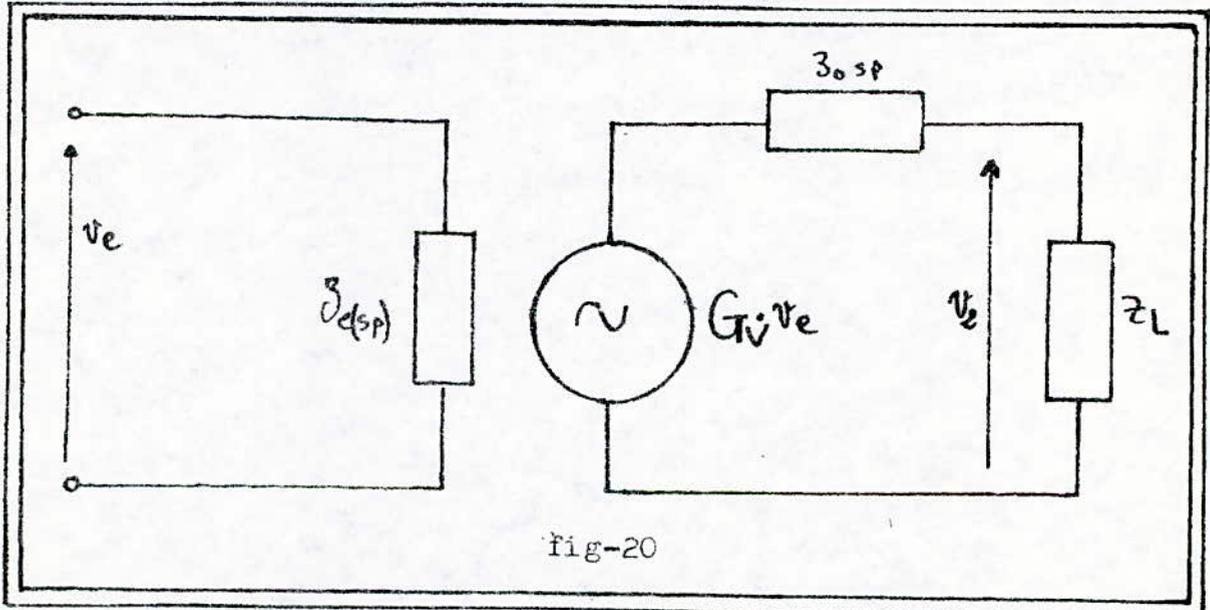
ce qui nous donne:

$$v_2 = \frac{A}{[1+AB]} v_e - \frac{z_0}{[1+AB]} i$$

posons:

$$G_v = \frac{A}{1+AB} \quad ; \quad z_{o(sp)} = \frac{z_0}{1+AB}$$

Ainsi un amplificateur à contre-réaction, peut-être représenté par un circuit équivalent sans contre-réaction à condition de remplacer A et z_0 par G_v et $z_{o(sp)}$.

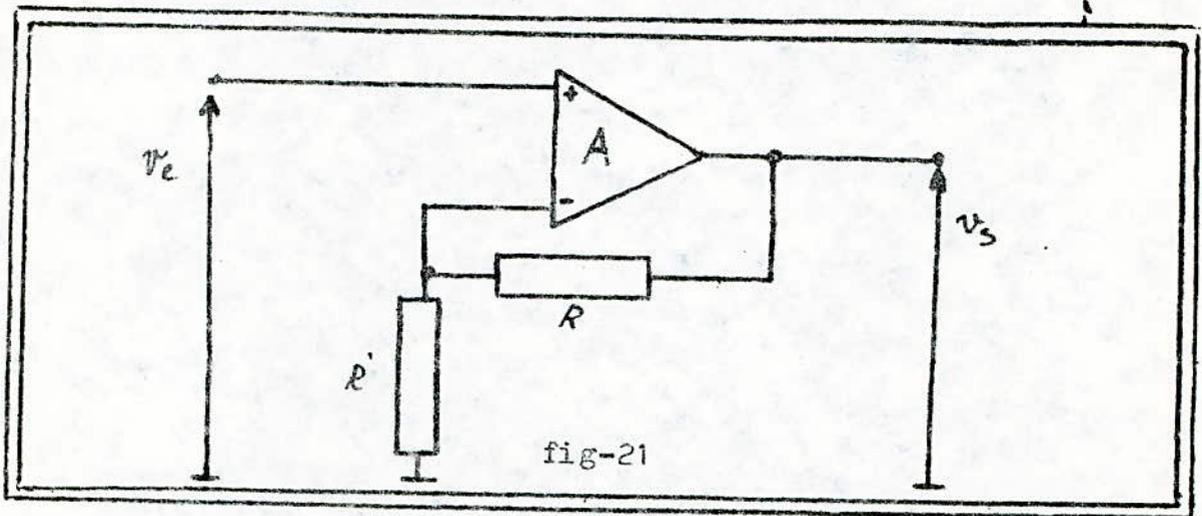


En conclusion la contre-réaction a pour effet de diminuer l'impédance de sortie; la tension aux bornes de la charge est alors sensiblement indépendante de l'impédance d'utilisation.

$$Z_0(sp) = Z_0 / [1 + AB]$$

$$\text{Soit: } Z_0(sp) < Z_0$$

6° / Schéma d'application:



$$B = R' / [R + R']$$

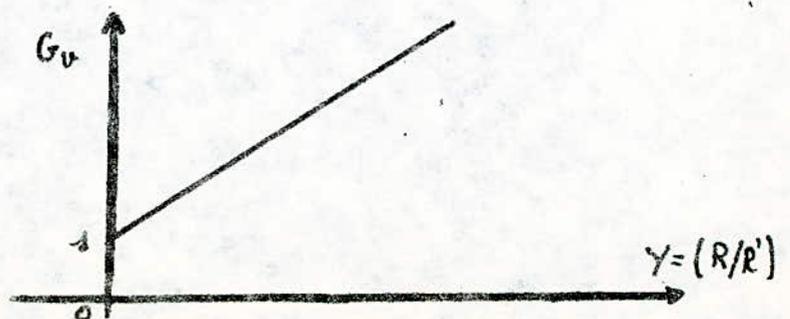
$$G_v = [R + R'] / R' = [1 + R/R']$$

7° / Asservissement de la valeur de G_v à la valeur de la tension d'entrée v_e de manière à ce que la tension de sortie v_s reste constante:

L'unique moyen de modifier la valeur de G_v est d'influer sur le rapport (R/R')

$$\gamma = [R/R'] \geq 0$$

$$G_v = 1 + \gamma$$



La constitution physique d'un transistor à effet de champ communément désigné sous les termes TEC ou FET lui permet de jouer le rôle d'une résistance entre le drain et la source, dont l'expression est fonction de V_{GS} .

$$\left[\frac{1}{r_{ds}} \right] = \left[\frac{2 \cdot I_{DSS}}{V_P} \right] \cdot \left[1 + (V_{GS}/V_P) \right].$$

Pour un transistor TEC canal N, nous avons:

$$0 \leq |V_{GS}| \leq |V_P|$$

On constate que, pour un transistor à effet de champ, pour des très faibles tensions de drain, le courant drain varie très rapidement en fonction de la tension drain.

Si l'on examine les caractéristiques $I_D = f[V_{DS}]$ d'un T.E.C très près de l'origine (V_{DS} moins de 100mV), on voit qu'elle ressemble beaucoup à des droites, dont la pente varie en fonction de la polarisation grille-source, et qui passent exactement par l'origine des coordonnées. L'espace drain-source se comporte donc un peu comme une résistance morte dont on peut faire varier la valeur par action sur le potentiel de grille. On voit en particulier que cette résistance équivalente est minimale pour une polarisation nulle de la grille ($V_{GS}=0V$) et qu'elle devient de plus en plus grande, tendant vers l'infini, quand la polarisation tend vers ($-V_P$).

La résistance équivalente drain-source autour de l'origine est relativement voisine de l'inverse de la pente du T.E.C, pour la même valeur de polarisation.

Nous aurons donc dans un T.E.C, une résistance minimale drain-source (pour les très faibles tensions V_{DS}) égale à $\frac{1}{S_0}$. S_0 étant

exprimée en Amperes par Volt.

L'expression du gain de l'amplificateur en boucle fermée du schéma d'application (figure- 1) est donné par $G = 1 + \frac{R_4}{r_{ds}}$ en remplaçant R' par r_{ds} et R par R_4 .

Sachant l'excursion de la tension d'entrée du C.A.G:

$$2,0,2 V_{eff} \leq V_e \leq 2,2,2 V_{eff}$$

Le rapport entre ces valeurs extrêmes est donc $\frac{V_{e,max}}{V_{e,min}} = \frac{2,2,2}{2,0,2} = 1,1$

la valeur de V_s est fixée à $6,6 V_{eff}$ à la fréquence f_0 ;

or

$$\frac{V_s}{V_e} \approx \frac{1}{B} \quad \longrightarrow \quad 1,5 \leq \frac{1}{B} \leq 26,5$$

$$\longrightarrow \quad 1,5 \leq 1 + \frac{R_4}{r_{ds}} \leq 26,5$$

$$\longrightarrow \quad 0,5 \leq \frac{R_4}{r_{ds}} \leq 25,5$$

On sait par contre que r_{ds} est voisine de l'inverse de la pente

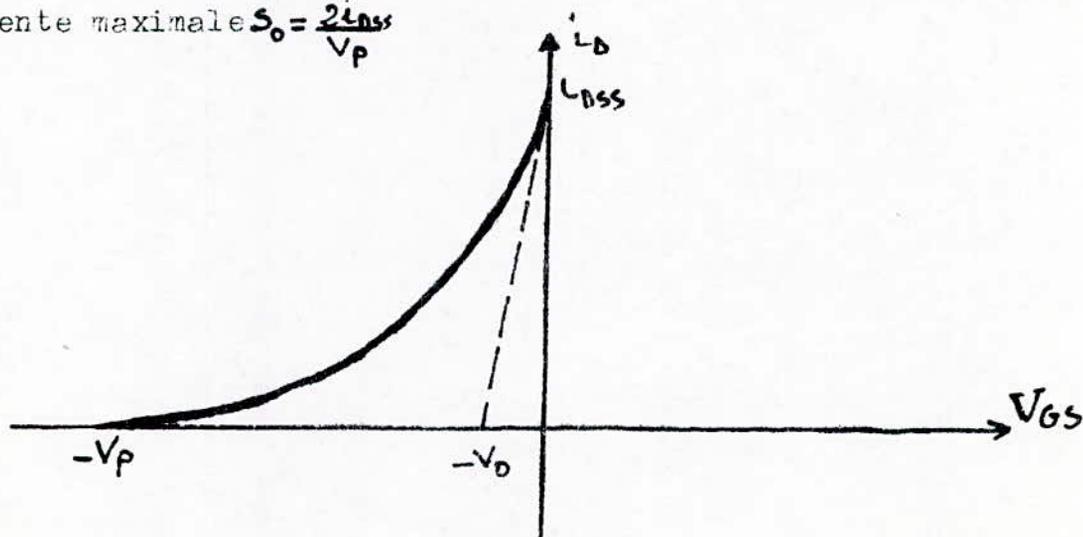
du T.E.C $S = \left. \frac{\partial(i_D)}{\partial(V_{GS})} \right|_{V_{DS}=cte}$

La pente est donnée par l'expression suivante:

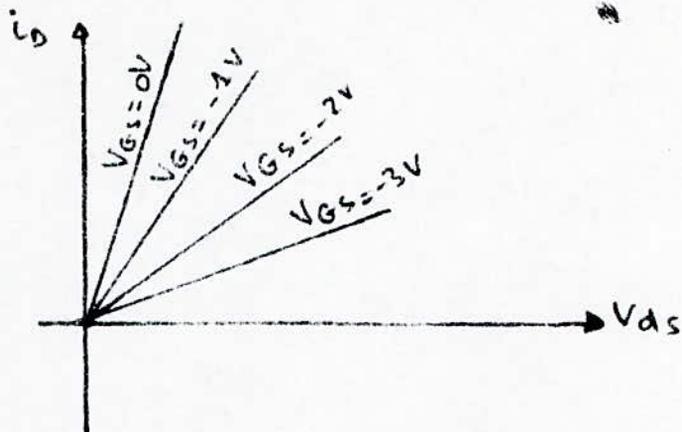
$$S = \left. \frac{\partial(i_D)}{\partial(V_{GS})} \right|_{V_{DS}=cte} = \frac{2 I_{DSS}}{V_p} \cdot \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

on voit que, si nous faisons $V_{GS}=0$ nous obtenons la valeur de la

pente maximale $S_0 = \frac{2 I_{DSS}}{V_p}$



à cette pente maximale correspond une résistance anti-source r_{ds} minimale qui est égale à l'inverse de cette pente, $r_{ds_{min}} = \frac{1}{S_0}$



D'après la figure ci-dessus et d'après les remarques faites au paravant on remarque que r_{ds} est comprise entre une valeur minimale pour $V_{GS} = 0$ et infinie (soit $|V_{GS}| = |V_P|$), donc :

$$\frac{1}{S_0} \leq r_{ds} \leq \infty$$

Vu que $0,5 \leq R_4/g_m \leq 25,5$ et que la tension $V_{ds} = \frac{r_{ds}}{R_4 + r_{ds}} V_s$, avec :

$V_{seff} = 6,6V$. La tension $V_{s_{max}} = V_{seff} \sqrt{2} = 7,5V$, qui est de $0,5V$ moins

que la tension $+V_{CC} = 8V$; donc le risque de saturation n'existe pas

8°/ Limite de variation de la résistance r_{ds} :

Pour un V_{ds} moins de $100mV$, les courbes $i_{D_s} = f(V_{ds})$

se prolongent de part et d'autre du zéro et se présentent qu'une courbure très faible, traduisant une relation tension/courant très proche de celle que l'on pourrait trouver dans une résistance pure. On a donc là une nouvelle condition sur le choix de V_{ds} ; pour que le F.E.T se comporte comme une résistance morte, qui s'exprime par l'inégalité suivante :

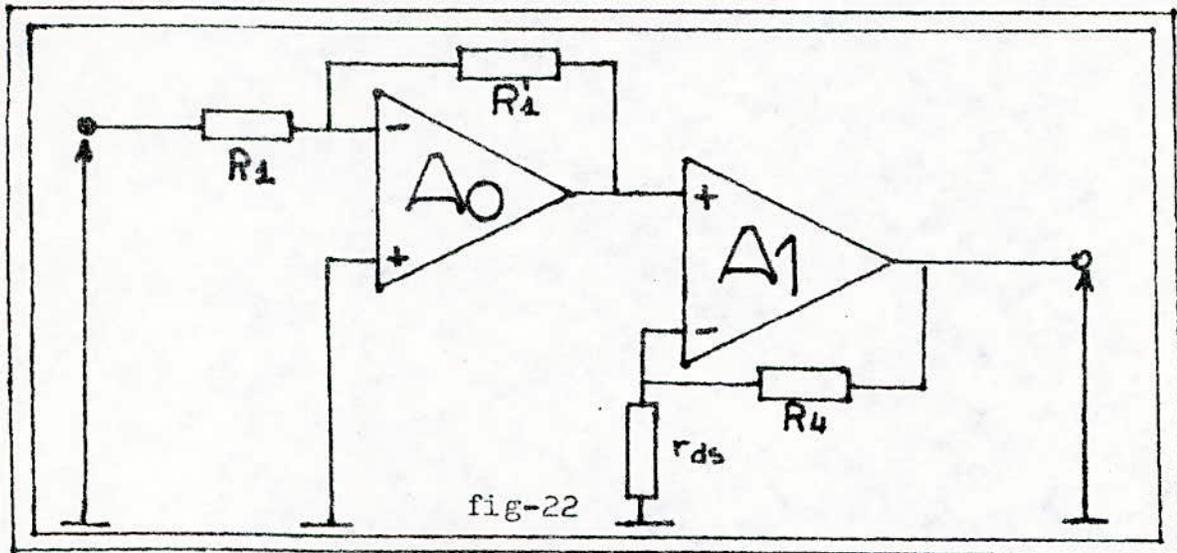
$$0 \leq V_{ds} = \frac{r_{ds}}{R_4 + r_{ds}} \cdot V_s \leq 100 \text{ mV}.$$

Ce qui nous donne une nouvelle condition sur $\frac{R_4}{r_{ds}}$; soit $\frac{R_4}{r_{ds}} \geq 65$.

On remarque:

pour que l'inégalité $0,50 \leq \frac{R_4}{r_{ds}} \leq 16$ et $(R_4/r_{ds}) \geq 65$ soient vérifiées, il nous faut disposer d'un amplificateur opérationnel de gain (G) à l'entrée de l'amplificateur (A_1).

Le schéma pour l'entrée devient:



On sait que l'amplificateur (A_1) a un gain G:

$$G = (v_2/v_1) = (1 + R_4/r_{ds}) .$$

L'amplificateur mis à l'entrée de l'amplificateur opérationnel (A_1)

aura un gain $G' = (v_2/v_1) = -(R_1'/R_1)$.

On veut que l'introduction de l'amplificateur de gain G' , nous

donne une nouvelle inégalité pour l'amplificateur A_1 , soit

$$66 \leq G \leq Y, \text{ où } Y \text{ est la valeur maximale de } G.$$

On sait que v_e varie entre $0,44V_{\text{eff}}$ et $4,4V_{\text{eff}}$.

Si $v_e = 4,4V_{\text{eff}} \rightarrow v_2 = -\frac{R_1'}{R_1} \cdot 4,4V_{\text{eff}}$, ce qui correspondra à

$$\text{un gain } G = \frac{v_s}{|v_2|} = \frac{v_s \cdot R_1}{R_1' \cdot 4,4V_{\text{eff}}}$$

-iel v_s est constant.

$(v_s / v_2) = (v_s \cdot R_1) / (R_1' \cdot 4,4V_{eff})$ cela correspond à un gain minimum, soit $G=66$.

Déterminons alors R_1 et R_1' :

$$66 = (6,6 \cdot R_1 / 4,4 \cdot R_1') \longrightarrow R_1 = 44R_1'$$

Choisissant $R_1' = 75K\Omega$, ce qui nous donne: $R_1 = 3,3M\Omega$

Déterminons maintenant la valeur maximale (γ):

le gain est minimum pour v_2 minimum, donc pour la valeur de $v_e = 0,44V$.

Le gain $G = (v_s / v_2)$, or $v_2 = (0,44 \cdot R_1' / R_1) = (0,44 / 44) = 0,01V_{eff}$, donc $G = (6,6 / 0,01) = 660$ qui est égal à (γ). Le gain (G) est donné par la double inégalité suivante: $66 \leq G \leq 660$.

Calculons la valeur de R_4 .

a-si $(R_4 / r_{ds}) = 65$ alors cela correspond à r_{dsmax} .

b-si $(R_4 / r_{ds}) = 659$ alors cela correspond à r_{dsmin} .

La valeur de R_4 sera obtenue de l'égalité (b), car on connaît pratiquement la valeur minimale de r_{ds} de n'importe quel F.E.T, soit $r_{dsmin} = (1/S_0)$.

D'où $r_{dsmax} = (R_4 / 65) = (659 / S_0 \cdot 65) = (10 / S_0)$.

La valeur de la résistance drain-source varie entre:

$$(1/S_0) \leq r_{ds} \leq (10/S_0)$$

9° / Limite de variation de la tension grille-source v_{GS} :

L'expression du courant i_D en fonction de v_{GS} est donnée par $i_D = i_{DSS} \cdot (1 - (v_{GS} / v_{GSoff}))^2$; v_{GS} étant une grandeur négative.

$$\frac{\partial(i_D)}{\partial(v_{GS})} \Big|_{v_{DS=cte}} = (1/r_{ds}) = S = (-2i_{DSS} / v_{GSoff}) \cdot (1 - (v_{GS} / v_{GSoff}))$$

D'après l'expression ci-dessus, on remarque que:

- quand v_{GS} augmente la résistance drain-source augmente.

- quand v_{GS} diminue la résistance drain-source diminue.

donc:

$$1/(r_{dsmax}) = -2i_{DSS}/(v_{GSoff}) \cdot (1 - (v_{GSmax})/(v_{GSoff})).$$

Remplaçons la valeur de r_{dsmax} dans cette expression

$$(S_o)/(10) = S_o (1 - (v_{GSmax})/(v_{GSoff})); \text{ posons } (v_{GSmax})/(v_{GSoff}) = X$$

ce qui nous donne:

$$(1-X) = 1/10 \longrightarrow 10 - 10X = 1$$

$$\text{donc } X = 0,9 \longrightarrow 0,9 \cdot v_{GSoff} = v_{GSmax}$$

d'où la limite de variation de v_{GS} est donnée par la double

$$\text{inégalité suivante: } 0 \leq v_{GS} \leq 0,9 v_{GSoff}.$$

10°/Rôle des deux amplificateurs opérationnel disposés

dans le circuit de C.A.V.

Un amplificateur en boucle fermée de gain $G = 1 + (R_1)/(R_2)$ est utilisé pour que v_{GS} puisse atteindre la tension de pincement. Rappelons en général, que les tensions v_p des F.E.T classiques s'échelonnent entre 0,5V et 15V. On voit bien la nécessité d'un amplificateur à gain $1 + (R_1)/(R_2)$, de manière que la tension grille-source atteigne aisément la tension v_p .

Un second amplificateur est utilisé comme suiveur, il permet d'obtenir un signal de sortie rigoureusement égal au signal d'entrée.

Il est possible de réaliser "une diode sans seuil" en insérant une diode dans le circuit de contre-réaction, de la sortie à l'entrée d'un amplificateur opérationnel.

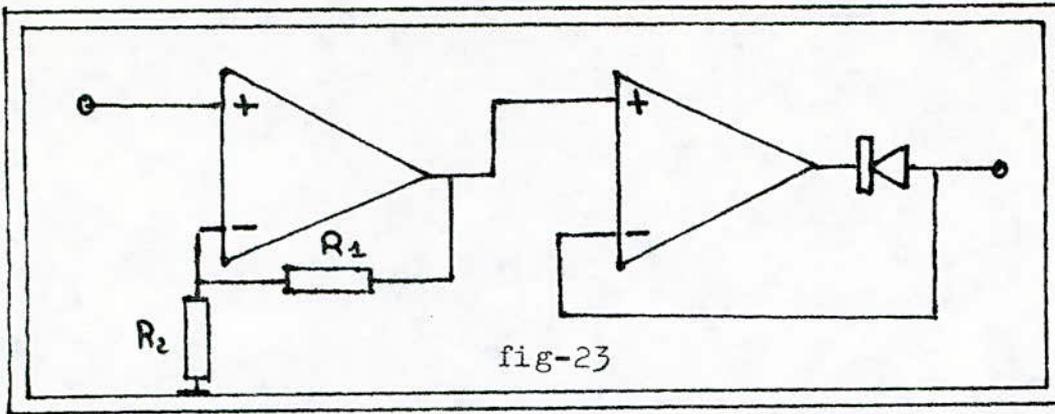


fig-23

Pour le montage figure-23, dès l'instant où l'alternance négative apparaît sur la borne non inverseuse, la diode conduit, ce qui assure une contre-réaction totale et la tension de sortie est égale à celle d'entrée à une tension d'erreur près; égale à la différence de tension entre les entrées inverseuse et non inverseuse de l'amplificateur opérationnel.

11°/Etude du filtre disposé à l'entrée du F.E.T.

Le transistor à effet de champ jouera le rôle d'une résistance variable en fonction de la tension appliquée à la grille, la tension de la grille étant continue, il est nécessaire d'utiliser un filtre à la sortie du redresseur mono-alternance.

Le schéma du filtre est donné par la figure suivante:

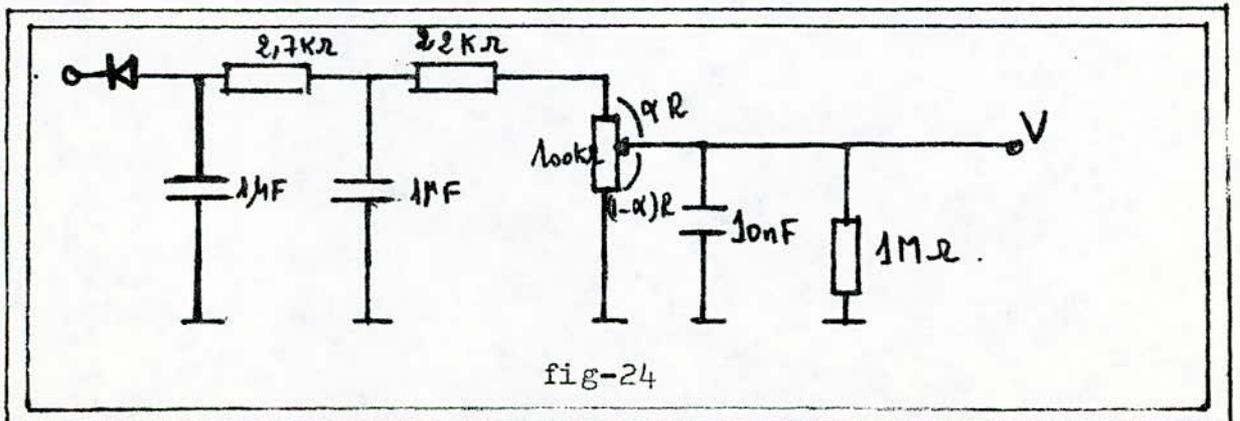
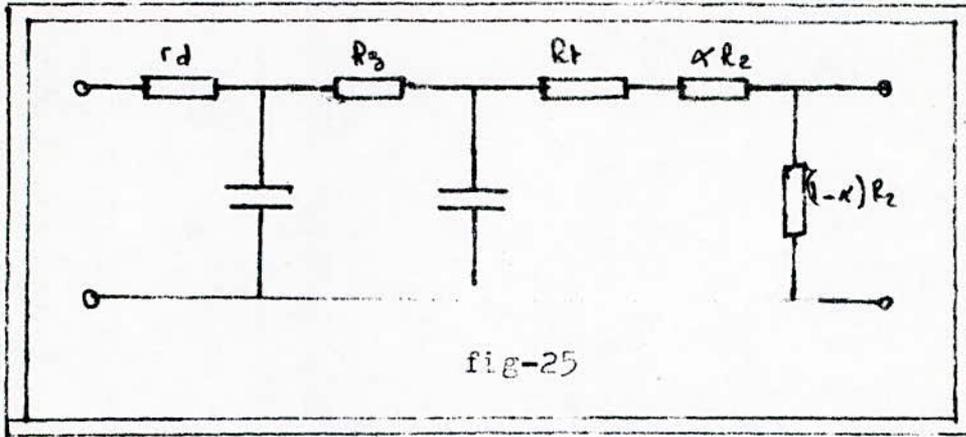


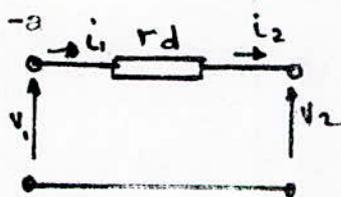
fig-24

D'où le schéma équivalent:

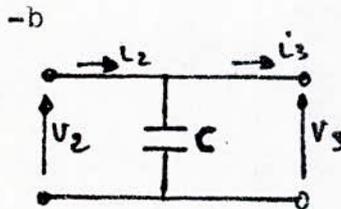


Calculons la fonction de transfert du filtre:

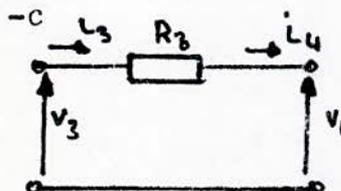
étant donné qu'on peut représenter chaque impédance par une matrice de transfert. On peut en déduire alors la fonction de transfert globale, qui est égale au produit des matrices de transfert de chaque quadripôle car ces derniers sont montés en cascade.



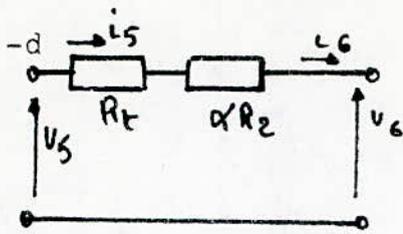
$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & r_d \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_2 \\ i_2 \end{pmatrix}$$



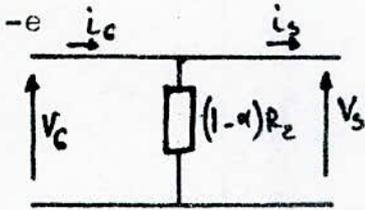
$$\begin{pmatrix} v_3 \\ i_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \text{pc} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_2 \\ i_2 \end{pmatrix}$$



$$\begin{pmatrix} v_4 \\ i_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & R_z \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_3 \\ i_3 \end{pmatrix}$$



$$\begin{pmatrix} v_6 \\ i_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & R_t + \alpha R_2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_5 \\ i_5 \end{pmatrix}$$



$$\begin{pmatrix} v_s \\ i_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/(1-\alpha)R_2 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_6 \\ i_6 \end{pmatrix}$$

La fonction de transfert est donnée par (v_s/v_1) qui est le produit des fonctions de transfert de chaque filtre.

Tout calcul fait on trouve (v_s/v_1) pour les valeurs de:

$$C = 1 \mu F,$$

$$R_t = 22K,$$

$$R_p = 100K \text{ et } \alpha = 0,5$$

$$F(p) = \frac{1}{(1+r_d \cdot pc) \cdot ((1+R_z \cdot pc) \cdot (1+(R_z/R_2) + (R_z/R_2))) + r_d (pc(1+(R_t/R_2))) + \frac{1}{R_2}}$$

Après avoir mis le dénominateur sous la forme canonique on obtient:

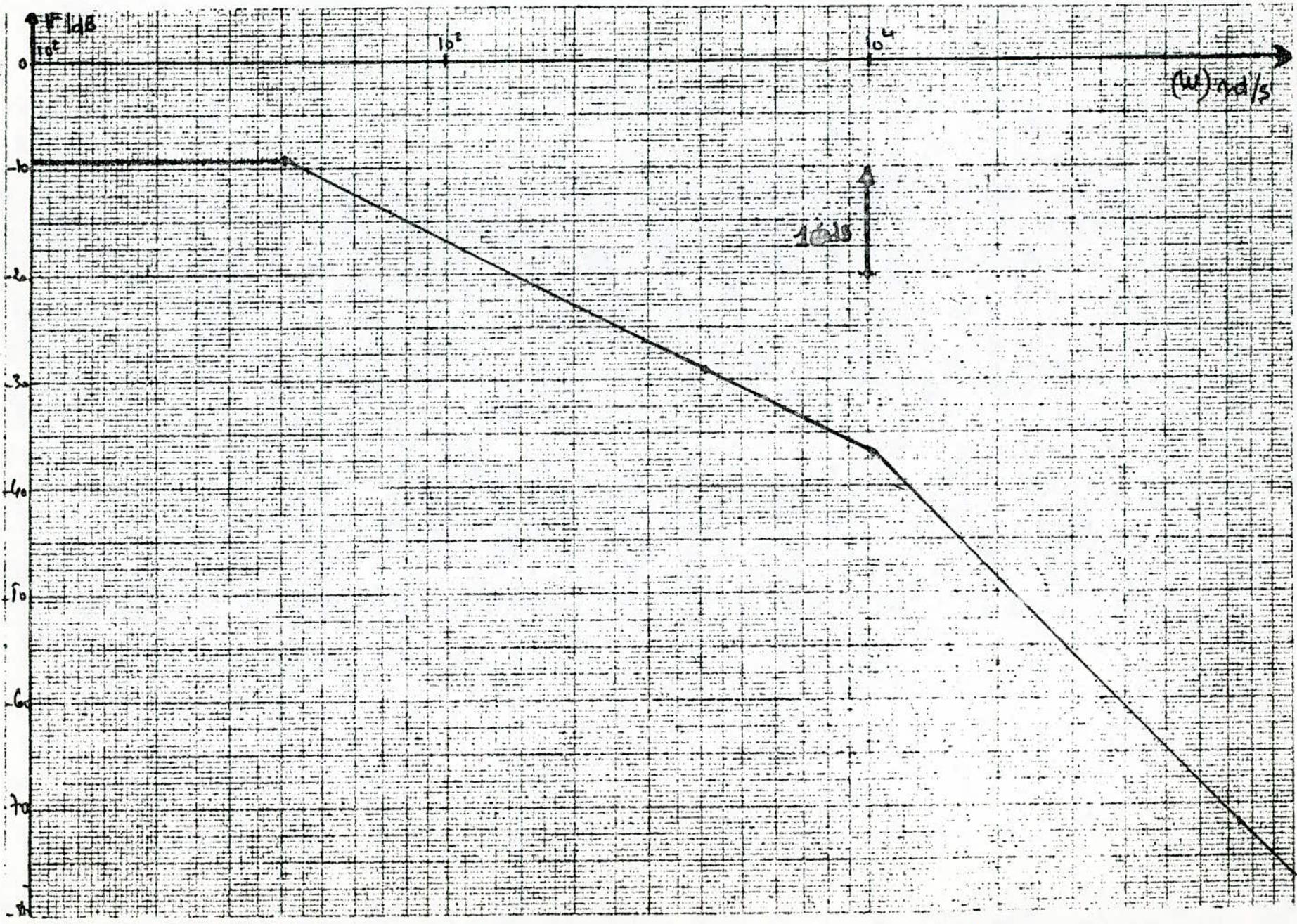
$$p_1 = (0,414) \cdot 10^3 = w_1$$

$$p_2 = (10,26) \cdot 10^3 = w_2$$

$$\text{D'où } F(p)_{dB} = 20 \text{Log} \frac{1}{0,86 [1+(w/w_1)]^{1/2} [1+(w/w_2)]^{1/2}}$$

$$\text{avec } w_1 = 414 \text{rd/S} \quad f_1 = 66 \text{Hz}$$

$$w_2 = 10260 \text{rd/S} \quad f_2 = 1633 \text{Hz}$$



Choix des composants

Si on fixe le gain de l'amplificateur opérationnel en boucle fermée à (2); c'est à dire $G=1+(R_1/R_2)=2$

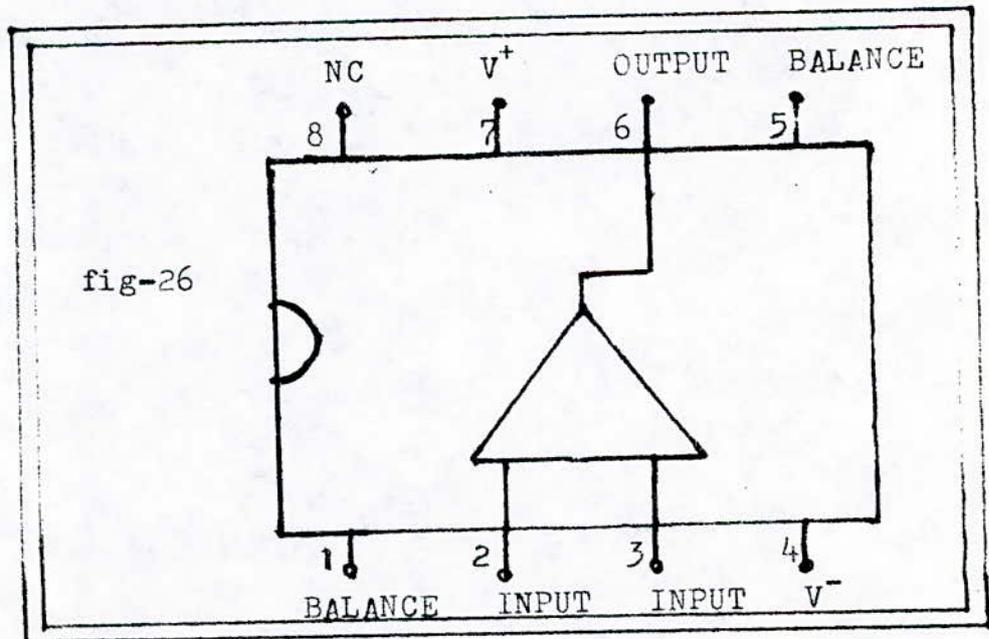
on aura $R_1=R_2$, on prendra $R_1=R_2=10K\Omega$

Le transistor à effet de champ utilisé est du type (2N3819), la pente maximale de ce F.E.T nous donne la valeur de r_{dsmin} ,

sachant que $R_4=659r_{dsmin}$; avec $r_{dsmin}=154\Omega$

ce qui nous donne, $R_4=100K\Omega$

L'amplificateur utilisé est du type (LF356N), dont le brochage est donné par la figure ci-dessous.



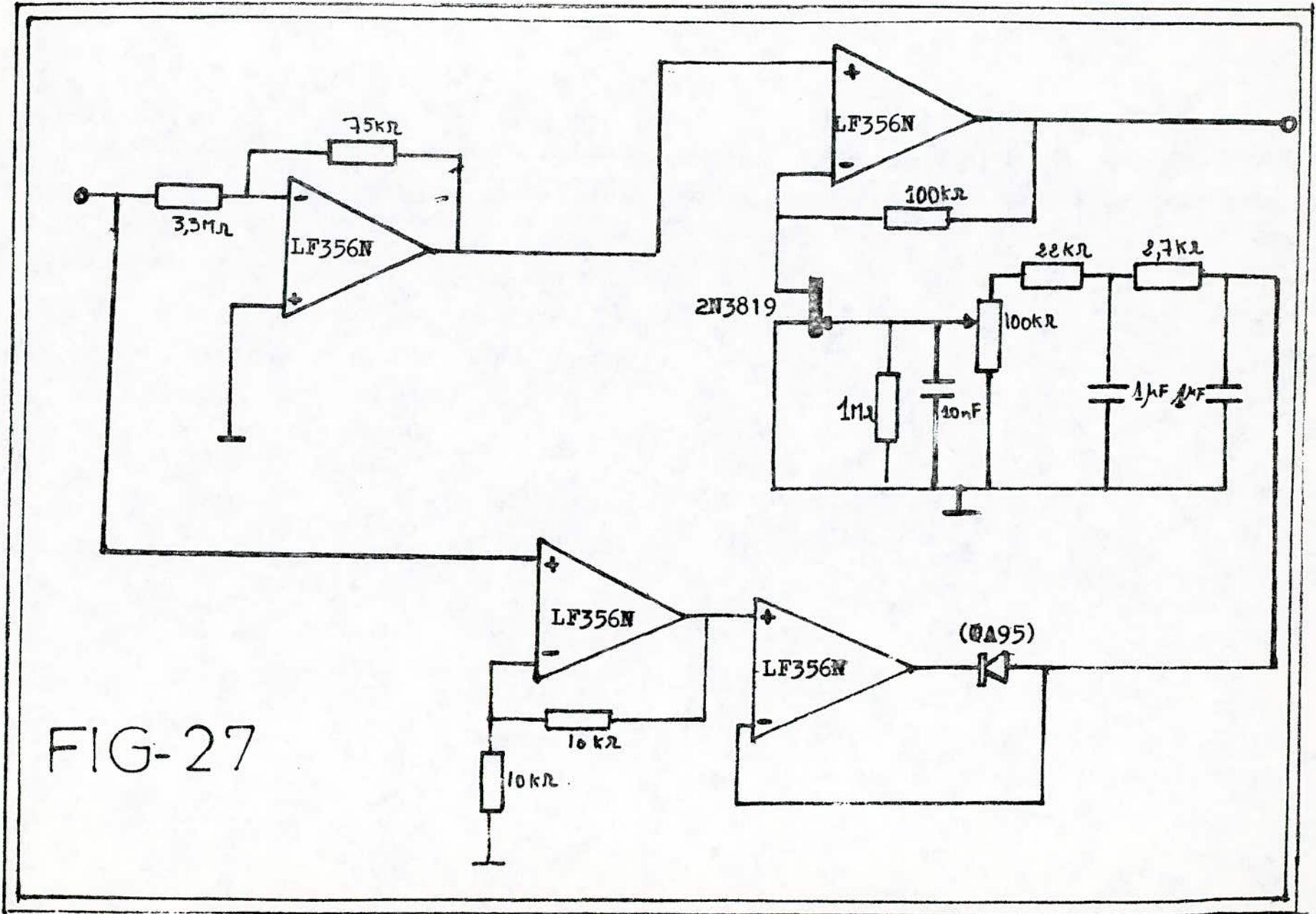
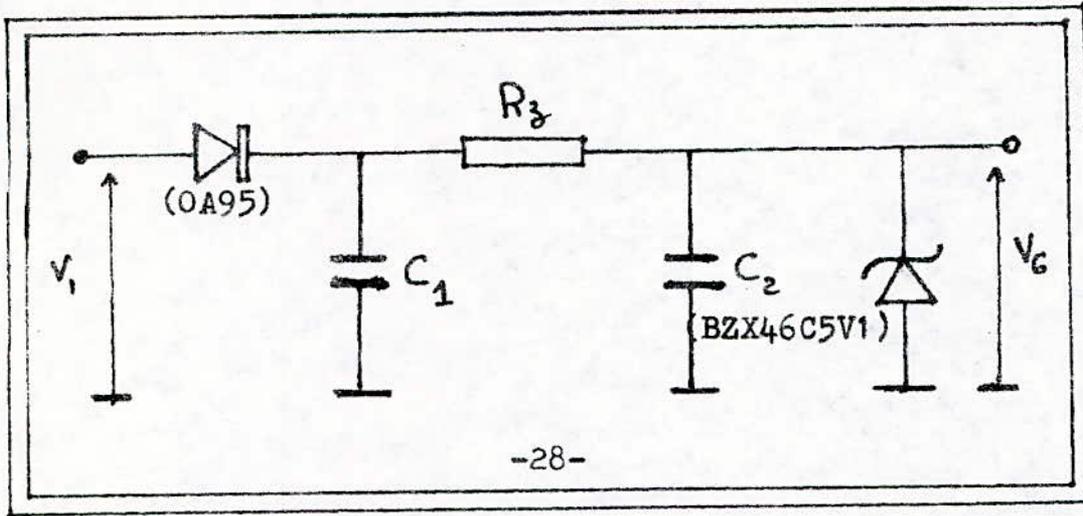


FIG-27

II-4-3 DETECTEUR D'ENVELOPPE:

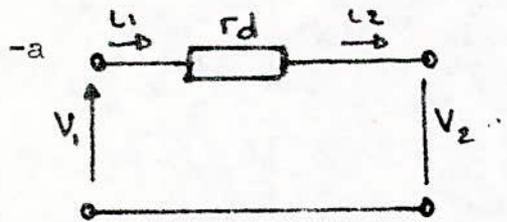
Le détecteur d'enveloppe est donné par le schéma suivant:



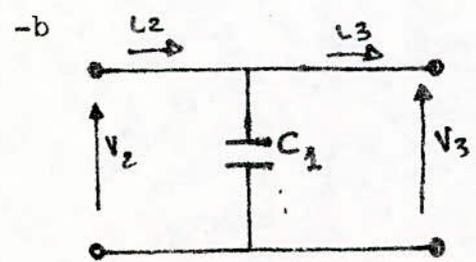
-28-

1°/Etude du diagramme asymptotique de Bode des amplitudes:

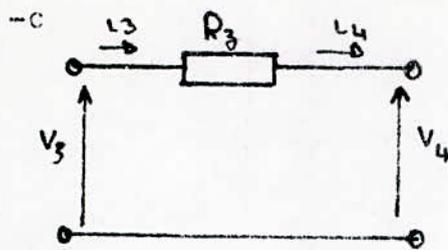
Utilisons les matrices de transfert pour en déduire la fonction de transfert.



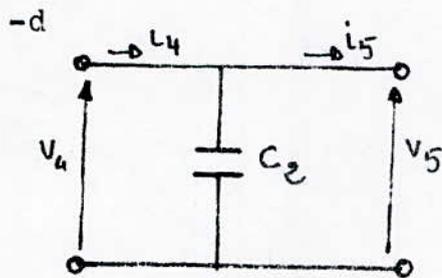
$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & r_d \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_2 \\ i_2 \end{pmatrix}$$



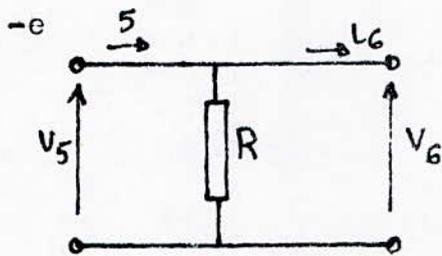
$$\begin{pmatrix} v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ pc_1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_3 \\ i_3 \end{pmatrix}$$



$$\begin{pmatrix} v_3 \\ i_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & R_3 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_4 \\ i_4 \end{pmatrix}$$



$$\begin{pmatrix} v_4 \\ i_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ pc_2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_5 \\ i_5 \end{pmatrix}$$



$$\begin{pmatrix} v_5 \\ i_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/R & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_6 \\ i_6 \end{pmatrix}$$

La tension d'entrée et le courant d'entrée s'expriment en fonction de la tension de sortie et le courant de sortie, par le produit des matrices de transfert de chaque quadripôle.

Etant donné que ces derniers sont disposés en cascade on a :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & r_d \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ pc_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & R_2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ pc_2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/R & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_6 \\ i_6 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1+r_d \cdot pc_1 & r_d \\ pc_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1+R_2 \cdot pc_2 & R_2 \\ pc_2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/R & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_6 \\ i_6 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} (1+r_d \cdot pc_1)(1+R_z \cdot pc_2 + (R_z)/(R)) + pc_2 \cdot r_d + r_d/(R) & (1+r_d \cdot pc_1)R_z + r_d \\ pc_1(1+R_z \cdot pc_2 + (R_z)/(R)) + pc_2 + (1)/(R) & pc_1 \cdot R_z + 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_6 \\ i_6 \end{pmatrix}$$

-La fonction de transfert est donnée par la relation suivante:

$$\frac{v_6}{v_1} = \frac{1}{(1+r_d \cdot pc_1)(1+R_z \cdot pc_2 + (R_z)/(R)) + pc_2 \cdot r_d + (r_d)/(R)}$$

Calcul du déterminant du dénominateur de la fonction de transfert.

Le dénominateur est donné par la fonction:

$$f(p) = p^2 \cdot R_z \cdot r_d \cdot c_1 \cdot c_2 + p(R_z \cdot c_2 + r_d \cdot c_1 + r_d \cdot R_z \cdot (c_1)/(R)) + 1 + (R_z)/(R)$$

Le déterminant :

$$\Delta = (R_z \cdot c_2 + r_d \cdot c_1 + r_d \cdot c_1 \cdot (R)/(R))^2 - 4 \cdot R_z \cdot r_d \cdot c_1 \cdot c_2 (1 + (R_z)/(R))$$

Les racines sont données par:

$$p_{1,2} = \frac{-(R_z \cdot c_2 + r_d \cdot c_1 + r_d \cdot R_z \cdot (c_1)/R) \pm \sqrt{\Delta}}{2 \cdot R_z \cdot r_d \cdot c_1 \cdot c_2}$$

Le dénominateur peut se mettre sous la forme canonique suivante:

$$f(p) = R_z \cdot r_d \cdot c_1 \cdot c_2 \cdot (p - p_1) \cdot (p - p_2)$$

d'où:

$$F(p) = \frac{v_6}{v_1} = \frac{1}{R_z \cdot r_d \cdot c_1 \cdot c_2 \cdot (jw - p_1) \cdot (jw - p_2)}$$

faisons $(-p_1)$ et $(-p_2)$ en facteur; on aura:

$$F(p) = \frac{1}{R_z \cdot r_d \cdot c_1 \cdot c_2 \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot (1 + (jw/-p_1)) \cdot (1 + (jw/-p_2))}$$

$$F(p) = \frac{1}{R_z \cdot r_d \cdot c_1 \cdot c_2 \cdot w_1 \cdot w_2 \cdot (1+j(w/w_1)) \cdot (1+j(w/w_2))}$$

avec:

$$w_{1,2} = \frac{R_z \cdot c_2 + r_d \cdot c_1 + r_d \cdot R_z \cdot (c_1/R) \pm \sqrt{\Delta}}{2 \cdot R_z \cdot r_d \cdot c_1 \cdot c_2}$$

En choisissant les composantes: $c_1 = c_2 = 1 \mu F$ et $R_z = 2,7 K \Omega$;

on obtient alors:

$$w_1 = 10^4 \text{ rd/S} \quad \text{et} \quad w_2 = 2,03 \text{ rd/S}$$

soit:

$$f_1 = 1592 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad f_2 = 3200 \text{ Hz}$$

Diagramme asymptotique des amplitudes du détecteur d'enveloppe:

L'expression de la fonction de transfert du détecteur d'enveloppe est:

$$F(jw) = \frac{1}{R_z \cdot r_d \cdot c_1 \cdot c_2 \cdot w_1 \cdot w_2} \cdot \frac{1}{(1+j(w/w_1)) \cdot (1+j(w/w_2))}$$

$$|F(w)|_{dB} = 20 \text{Log} \frac{1}{R_z \cdot r_d \cdot c_1 \cdot c_2 \cdot w_1 \cdot w_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+(w/w_1)^2} \cdot \sqrt{1+(w/w_2)^2}}$$

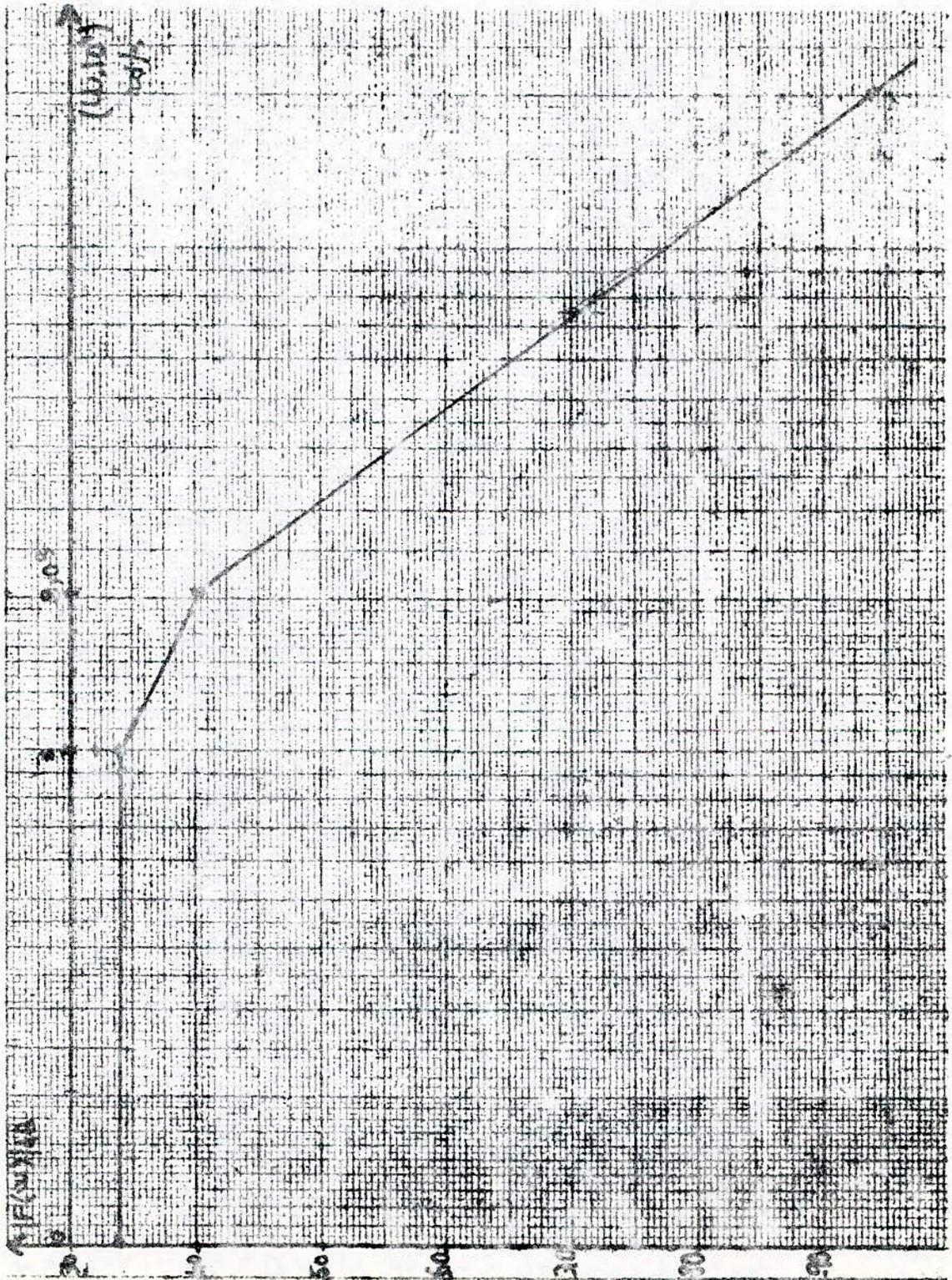
posons $A = R_z \cdot r_d \cdot c_1 \cdot c_2 \cdot w_1 \cdot w_2$

calculons A:

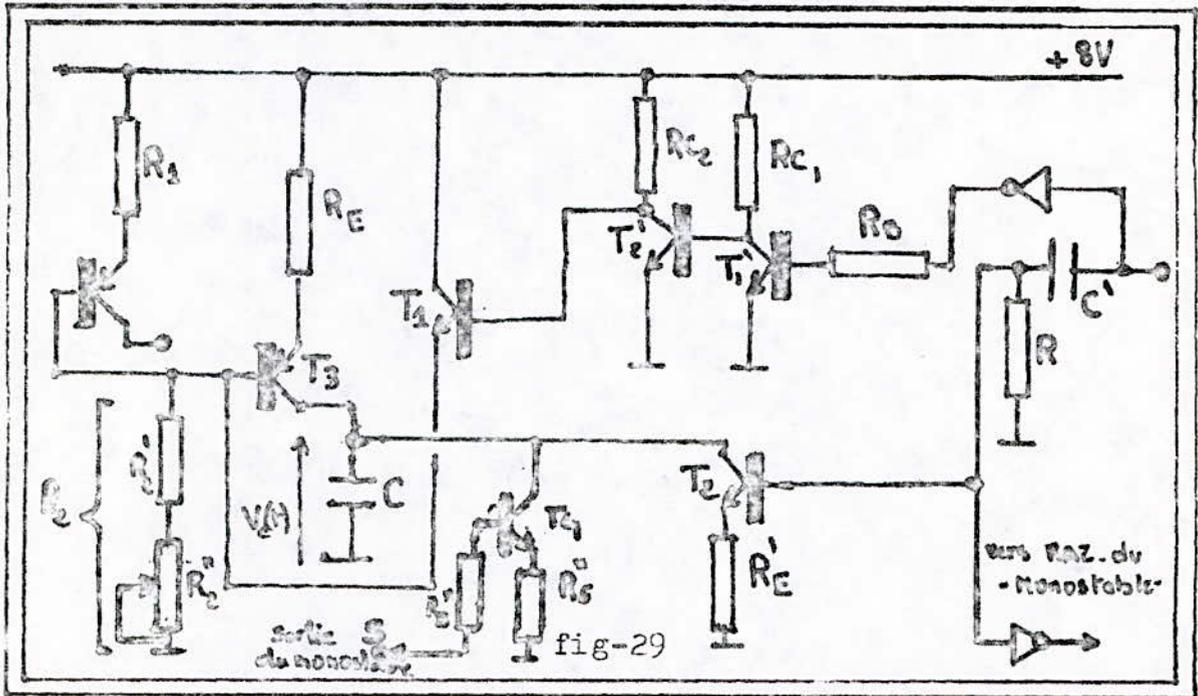
$$A = 55$$

$$P(\omega)_{dB} = -20\text{Log}A - 10\text{Log}(1+(\omega/\omega_1)^2) - 10\text{Log}(1+(\omega/\omega_2)^2)$$

le diagramme asymptotique de Bode des amplitudes est le suivant:

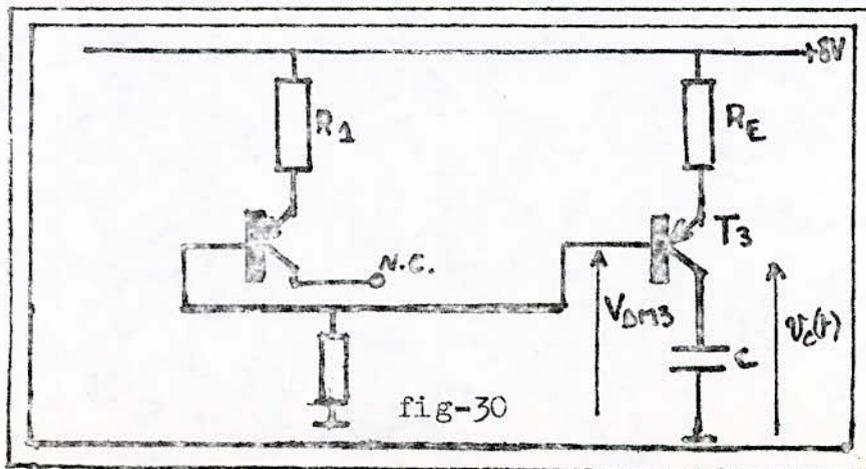


Le schéma global du périodemètre est donné par la figure suivante:



On a un générateur de courant constant, un circuit RC et des transistors en regime de commutation.

1°/Etude du générateur de courant constant:



Le courant dans la capacité est donné par:

$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dv_c(t)}{dt} \longrightarrow \frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} i$, or le courant de charge de la capacité n'est autre que le courant I_c qui est constant car I_B est constant.

L'expression de la tension $v_c(t)$ en fonction du temps est donnée alors par:

$v_c(t) = \frac{I_c \cdot t}{C} + v_0$; avec $t=0: v_c(t)=0$ d'où $v_0=0$
 donc $v_c(t) = \frac{I_c \cdot t}{C}$

Déterminons la capacité (C):

Pour cela, fixons $I_c=0,1mA$, d'après les caractéristiques statiques du BC177, pour $I_c=0,1mA$; on a un v_{BE} qui est compris entre $0,50V \leq |v_{BE}| \leq 0,67V$.

La durée (T) "définie ultérieurement" est comprise entre 70mS et 190mS. On va donc déterminer la valeur de la capacité (C)

pour $T=70mS$ et $v_c=5,1V$

soit $C = \frac{I_c \cdot t}{5,1} \quad C=1,37\mu F$, d'où la valeur normalisée: $C=1\mu F$

D'après les caractéristiques statiques et pour un $I_c=0,1mA$, on a $v_{EB}=0,58V$ et $v_{EC}=2V$.

La maille de sortie nous donne:

$$v_{cc} = R_E I_E + v_{EC} + v_c$$

soit: $R_E I_E = 0,9V$ avec $v_{cc} = 8V$

d'où $R_E = 9K\Omega$

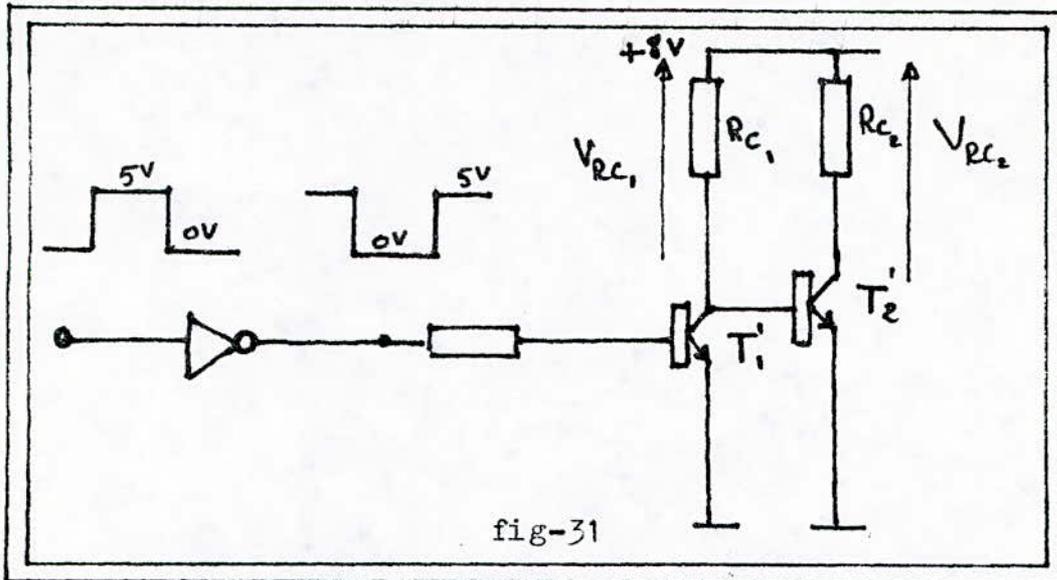
Détermination de R_1 et R_2 :

$R_1 = R_E = 9K\Omega$ d'où la valeur normalisée $R_1 = R_E = 9,1K\Omega$

La maille d'entrée nous donne: $v_{cc} = R_1 I_c + v_{EB} + R_2 I_c$

d'où $R_2 = \frac{8-1,48}{0,1} = 56,2K\Omega$ soit une valeur normalisée $R_2 = 56K\Omega$

2° / Etude des transistors (T_1') et (T_2') en régime de commutation:



Les transistors (T_1') et (T_2') travaillent en régime de commutation.

Choisissant un courant $I_c = 0,1\text{mA}$ et $\beta = 20$, d'où $I_B = 5\mu\text{A}$.

En régime de saturation $v_{CEsat} = 0,1\text{V}$ (donné par le constructeur) pour un courant de saturation $I_c = 0,1\text{mA}$; l'équation de la maille de sortie du transistor (T_1') en régime de saturation nous donne:

$$E = V_{RC_1} + V_{CE} \longrightarrow E = V_{RC_1} + V_{CEsat} \text{ avec } I_{csat} = 0,1\text{mA}$$

$$E = R_{c1} \cdot I_{c1sat} + V_{CEsat} \longrightarrow R_{c1} = 79\text{K}\Omega$$

de la même manière on obtient $R_{c2} = 79\text{K}\Omega$.

L'équation de la maille d'entrée du transistor (T_1') en régime de saturation donne:

$$v_e = R_B \cdot I_{Bsat} + v_{BEsat} \text{ , avec } v_e = 5\text{V} \text{ , } v_{BEsat} = 0,6\text{V} \text{ et } I_{Bsat} = 5\mu\text{A}$$

on a $R_B = 880\text{K}\Omega$.

Les valeurs normalisées: $R_{c1} = R_{c2} = 82\text{K}\Omega$ et $R_B = 910\text{K}\Omega$.

3°/ Détermination de la valeur de résistance d'émetteur (R'_E) du transistor (T_2).

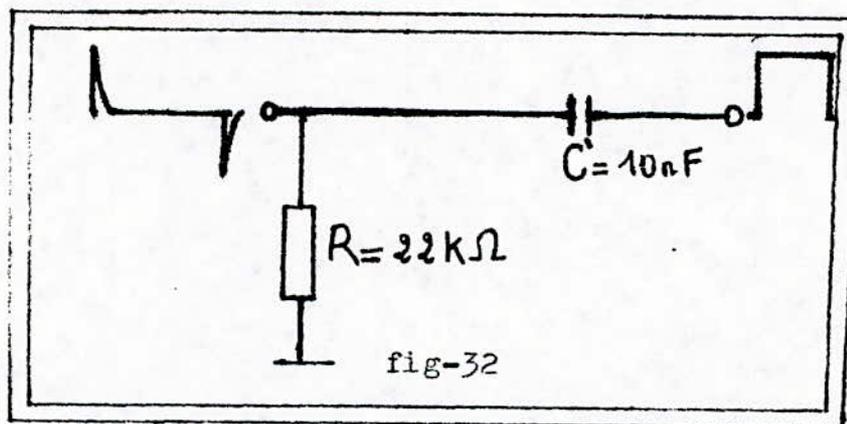
La tension maximale que peut atteindre v_c est égale à 8V, le courant I_c est choisit à 50mA.

L'équation de la maille de sortie du transistor (T_2) en regime de commutation donne:

$$v_c = V_{CE} + R'_E \cdot I_c, \text{ avec } V_{CE} = 0,18V$$

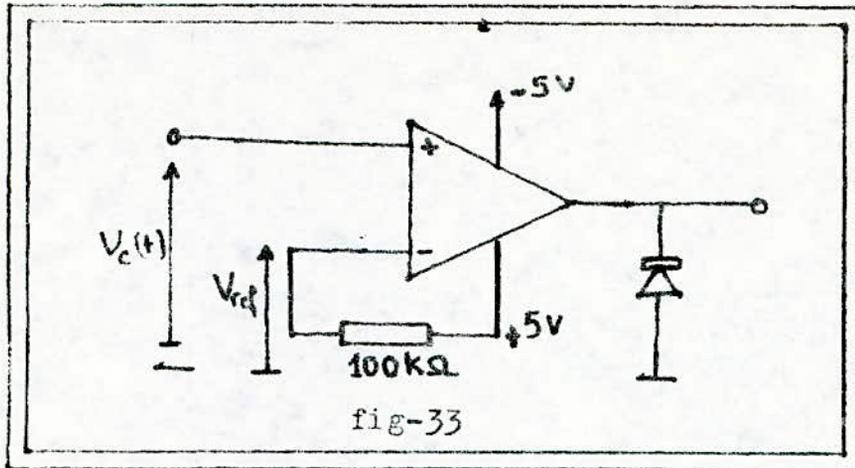
d'où $R'_E = 156\Omega$; soit une valeur normalisée $R'_E = 150\Omega$

4° Choix des composants du circuit RC:



11-4-5 DISCRIMINATEUR D'IMPULSIONS:

Le discriminateur d'impulsions est donné par le schéma suivant:



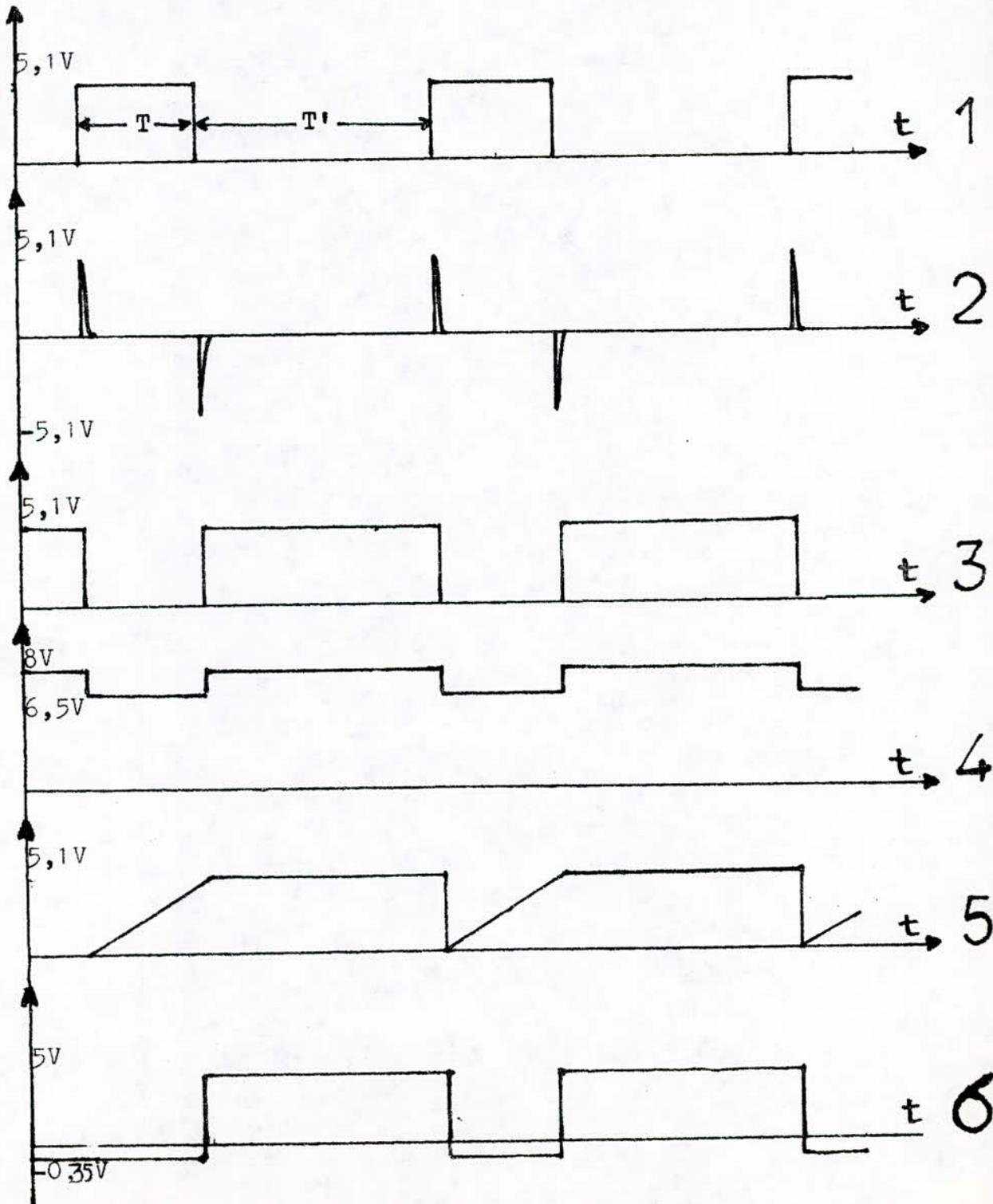
Fonctionnement du périodemètre et du discriminateur d'impulsions:

À la sortie du détecteur d'enveloppe, on a des impulsions carrées qui arrivent à l'entrée du circuit RC et de l'inverseur. Les deux impulsions, à la sortie du circuit RC, servent d'une part à décharger la capacité à travers le transistor (T_2) et d'autre part à bloquer ce dernier; et durant le blocage la capacité se charge. Dès que la capacité ait atteint la valeur de 5,1V, la tension de sortie du discriminateur d'impulsions est portée à la valeur zéro (V). Cette valeur se maintiendra jusqu'à l'arrivée d'une nouvelle impulsion.

Faisons remarquer qu'aucune tension ne sera prise en compte par le discriminateur d'impulsions, si la durée (T), du signal carré provenant du détecteur d'enveloppe, est inférieure à 70mS. En effet si la tension aux bornes de la capacité est inférieure à la tension de référence; $V_{ref}=5V$, la tension de sortie aux bornes de la diode (D_1) sera portée à un potentiel d'environ 0V. Le blocage du générateur à courant constant nécessite une tension de base (V_{BM3}) du transistor (T_3) supérieure ou égale à la

tension de son émetteur (V_{EM3}); d'où l'utilité de précéder le transistor (T_1) par deux transistors (T'_1) et (T'_2), qui nous délivrent en sortie soit 0V soit +8V.

CHRONOGRAMME CORRESPONDANT AU FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT:



Le chronogramme (1) représente la tension de sortie du détecteur d'enveloppe. L'amplitude maximale est portée à 5,1V.

Le chronogramme (2) représente la tension de sortie du dérivateur, le potentiel maximum est porté à 5,1V.

Le chronogramme (3) représente la tension de sortie de l'inverseur avec un potentiel maximum de 5,1V.

Le chronogramme (4) représente la tension de la base du transistor (T_3), cette tension bascule entre 8V et 6,5V.

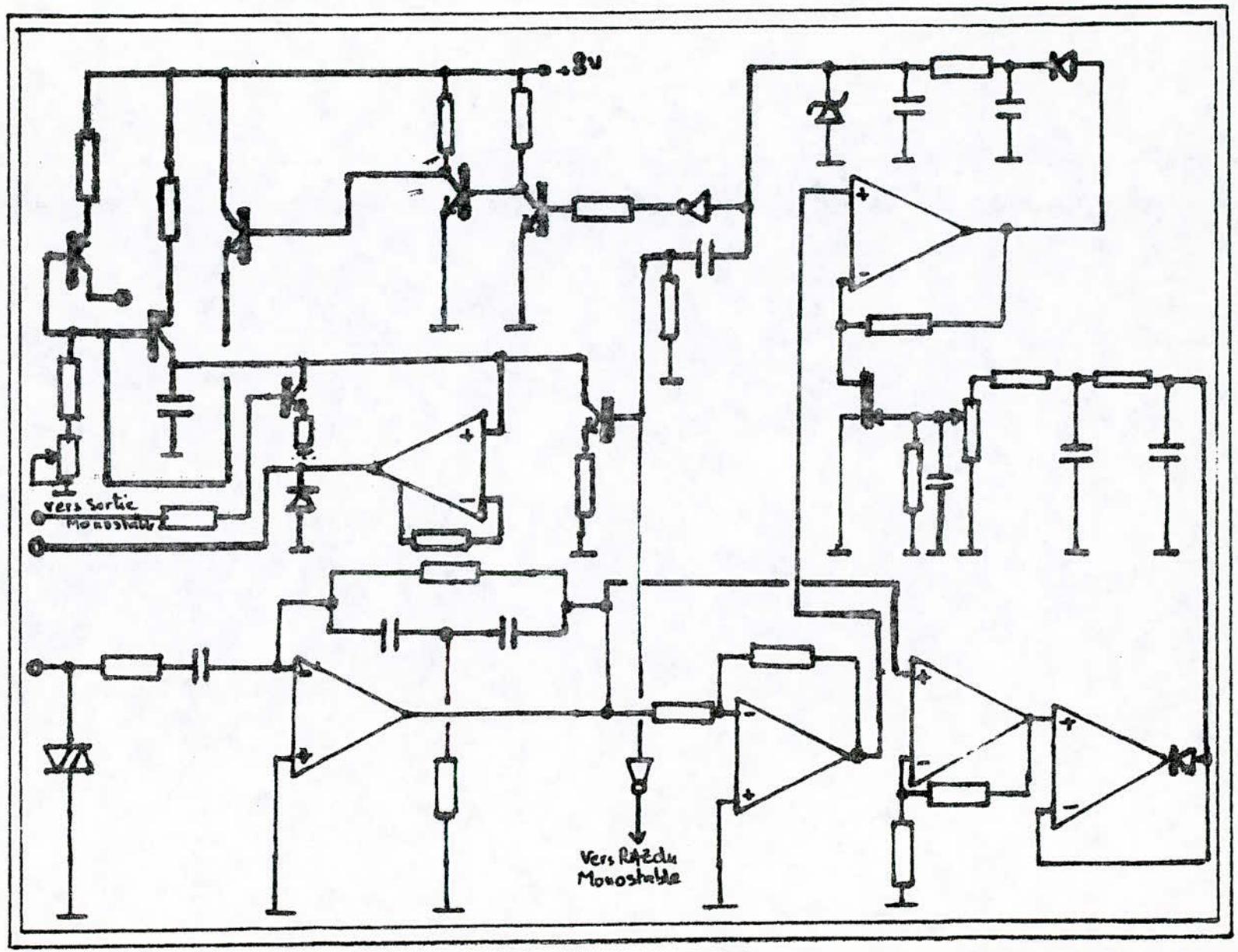
Le chronogramme (5) représente la tension $V_c(t)$ aux bornes de la capacité.

Le chronogramme (6) représente la tension à la sortie du discriminateur d'impulsions, cette tension varie entre -0,35V et 5V.

Les chronogrammes que nous avons énumérés vont être complétés dans la partie logique.

Les transistors utilisés sont du type BC177 et BC107. Le transistor (T_4) placé en parallèle avec la capacité (C), alimentée par le générateur à courant constant, permet le basculement de la sortie du discriminateur d'impulsions, de l'état haut à l'état bas et ceci au bout d'un temps égal à 0,5ms.

La détermination des éléments associés au transistor (T_4) sera donnée dans la partie annexe.



III- PARTIE LOGIQUE.

III-1 CIRCUIT LOGIQUE DE COMMANDE.

III-1-1 CIRCUIT DE COMMANDE:

Le circuit de commande est constitué de deux parties distinctes; une unité logique et un compteur.

a-L'unité logique:

L'unité logique autorise le comptage de soixante impulsions successives provenant d'un astable lorsqu'une impulsion lui parvient du circuit analogique. Ces soixante impulsions correspondent à la taxe de base de toute communication téléphonique.

b-Le circuit de comptage:

Le circuit de comptage est réalisé à l'aide de deux compteurs à décade. Il permet le comptage de soixante impulsions provenant de l'astable en direction de l'entrée horloge; il se remet automatiquement à zéro lorsque ces soixante impulsions lui sont parvenues.

L'arrivée d'une nouvelle impulsion depuis le circuit du périodemètre autorise un nouveau comptage.

Un même cycle de comptage se reproduit à l'arrivée de chaque nouvelle impulsion. Les compteurs se remettront alors automatiquement à zéro à la fin de chaque cycle de comptage.

III-1-2 CONSTITUTION DU CIRCUIT LOGIQUE ET DU CIRCUIT DE COMPTAGE:

a-Constitution du circuit logique et fonctionnement:

Le circuit logique de commande est réalisé à partir de portes (AND), d'un monostable, d'un astable et de quelques circuits particuliers tels que l'inverseur et l'intégrateur.

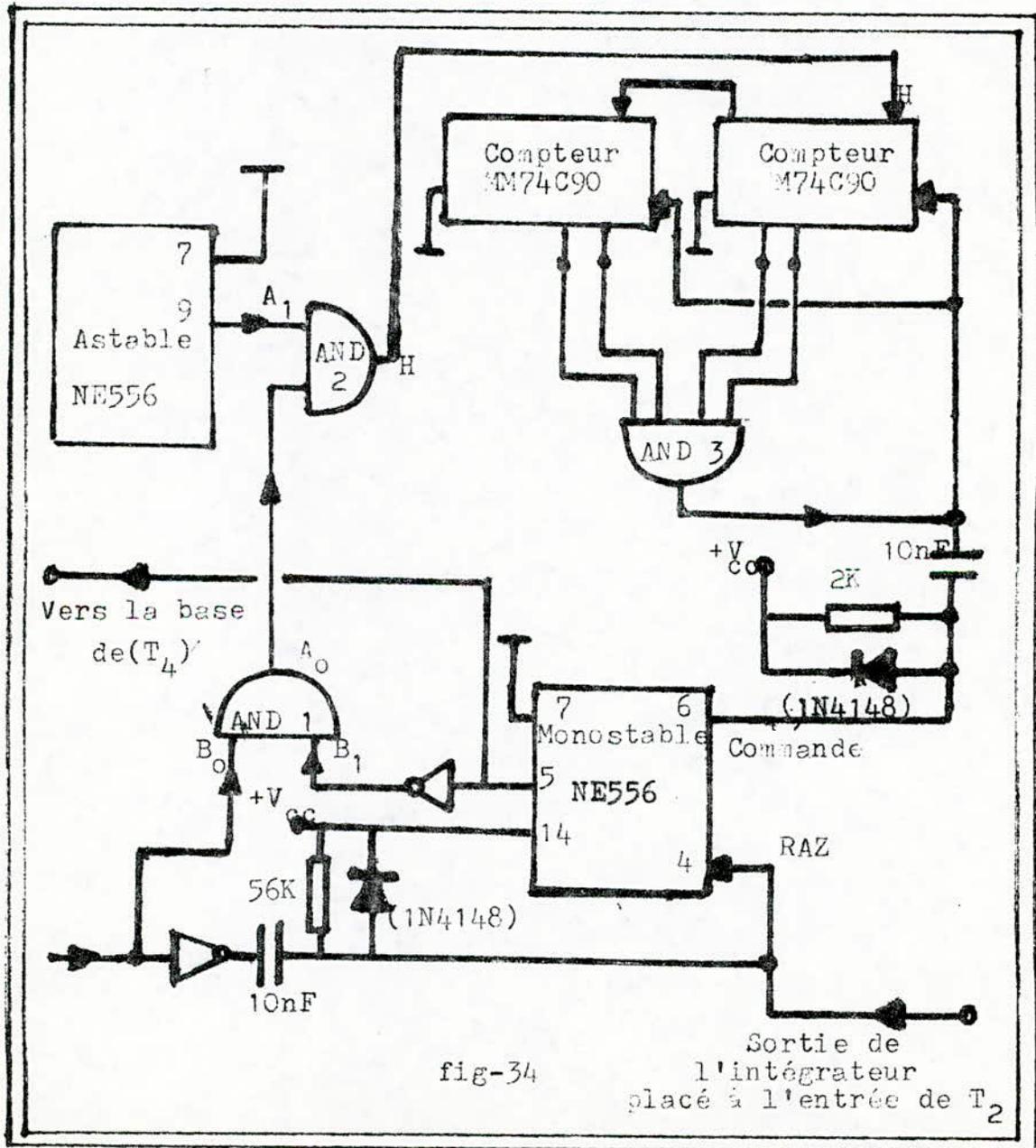


fig-34

Les tables de vérité suivantes permettent d'expliciter les divers états des entrées et des sorties des divers blocs constituant le circuit. Le fonctionnement du circuit repose sur les chronogrammes qui sont représentés à la suite du texte.

Tableaux de vérité des deux portes AND.

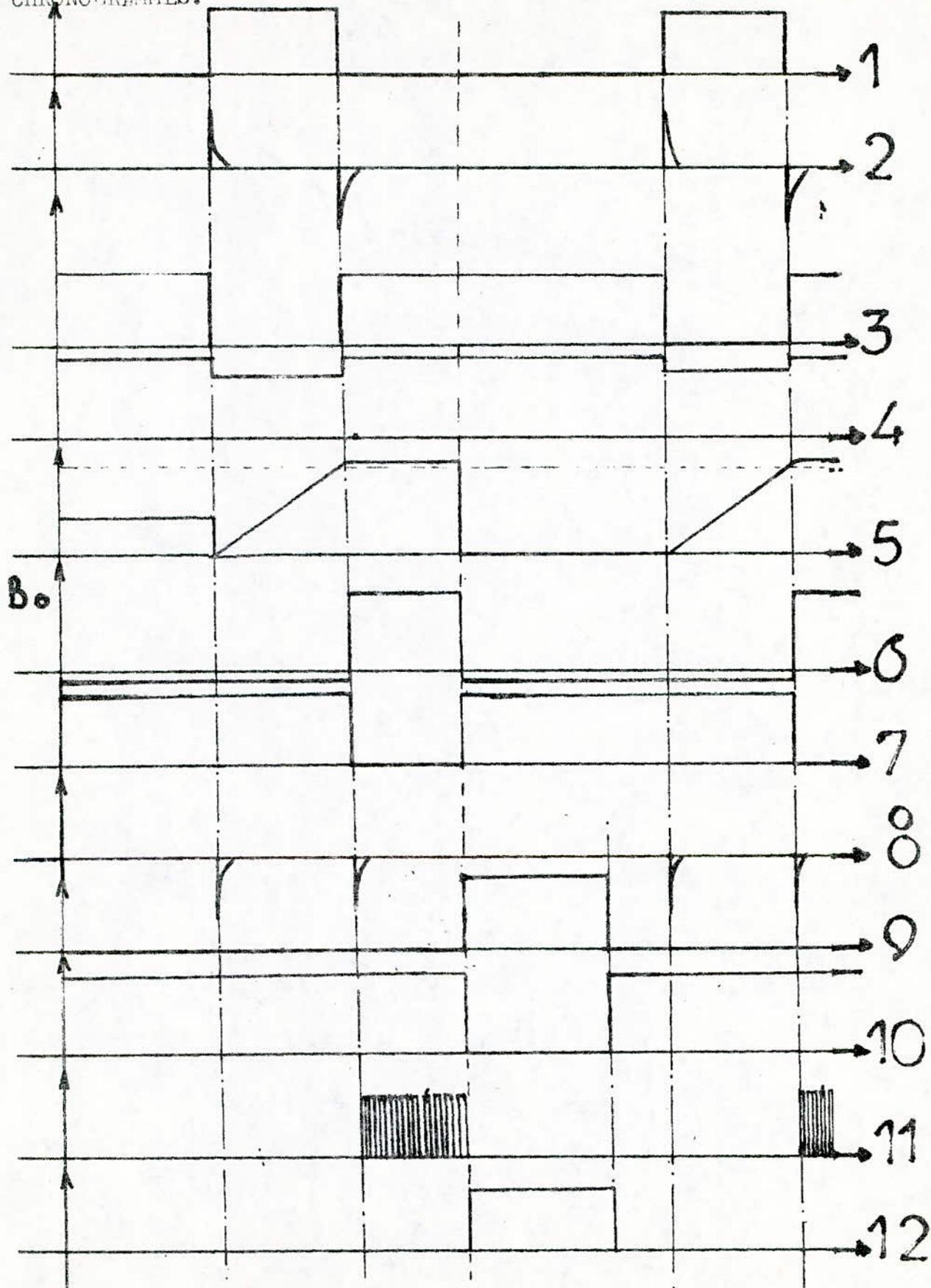
B_1	B_0	A_0
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

A_0	A_1	H
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

b- Fonctionnement du circuit logique:

L'impulsion délivrée par le périodemètre et le discriminateur d'impulsions attaque le circuit dérivateur avec diode; la diode empêche les impulsions positives de passer vers l'entrée RAZ du monostable de type NE556. Ce circuit particulier fournit les impulsions négatives nécessaires qui servent à remettre à zéro le monostable, à travers la-dite entrée. A la sortie de l'inverseur placé en sortie du monostable on a l'état "1" correspondant à l'état "0" état stable du monostable, B_1 est à l'état "1" et B_0 à l'état "1". La sortie A_0 de la première porte AND est par conséquent à l'état "1"; la sortie H délivre maintenant les impulsions en provenance de l'astable qui sont comptées à l'aide de deux compteurs particuliers disposés au niveau du circuit de comptage.

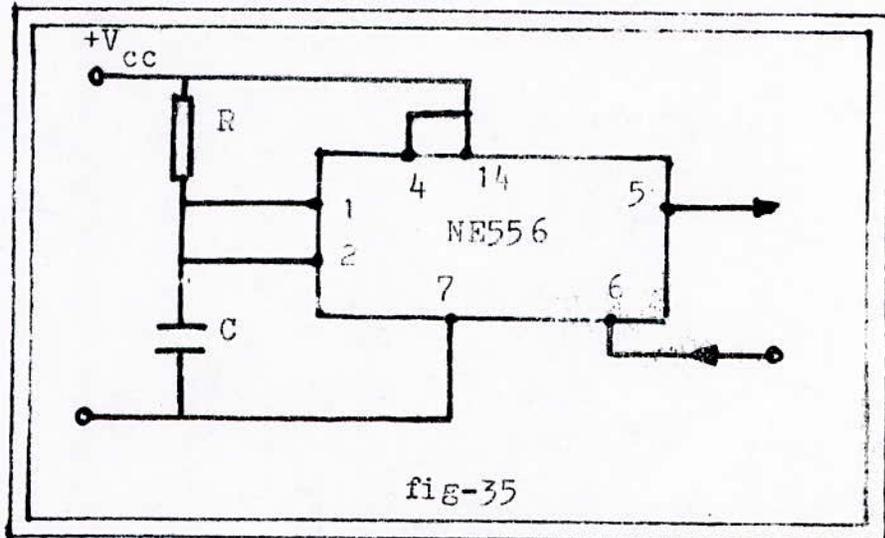
CHRONOGRAMMES.



c-Détermination des résistances et des capacités externes aux monostable et l'astable.

Monostable:

Le monostable utilisé est du type (NE55.6) dont le schéma de brochage est donné par la figure ci-dessous



Le signal de déclenchement est un signal négatif au sens logique du terme: niveau haut neutre et niveau bas négatif.

Le signal de sortie est un signal positif: la sortie est au niveau haut pendant toute la durée de la temporisation.

Equation de la charge de la capacité (C), en série avec (R), cette équation est donnée par la maille d'entrée:

$$e = v_c(t) + Ri(t).$$

avec (e) tension d'entrée

$$e = \begin{cases} 0 & \text{pour } t < 0 \\ E & \text{pour } t \geq 0 \end{cases}$$

$e(t) = E(u(t))$ pour $t \geq 0$ avec $u(t) = 1$ donc $e(t) = E$

Nous supposons que le condensateur (C) n'est pas chargé à

l'instant initial soit: $V_c(0)=0$,

d'après la deuxième loi de KIRCHOFF on peut écrire pour $t=0$

$$E=V_c(t)+R.i(t);$$

comme $q(t)=C.V_c(t)$ et que $i = dq(t)/dt$,

on a donc $E=V_c(t)+R.CdV_c(t)/dt$

d'où la solution générale est donnée par:

$$V_c(t)=E(1-\exp(-\frac{t}{\tau})); \text{ avec } \tau=R.C$$

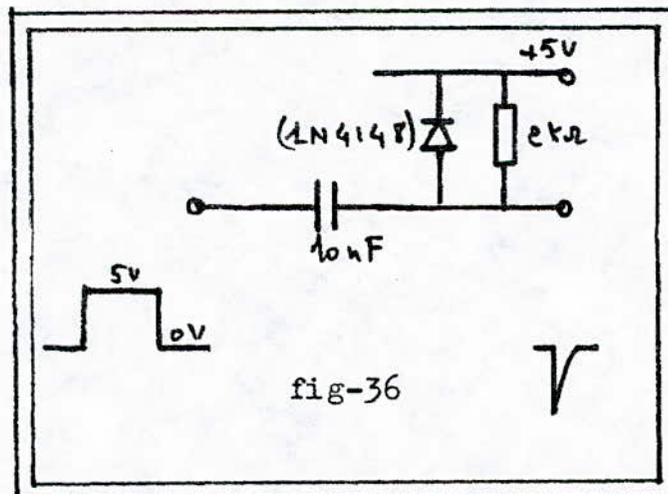
Le monostable NE556 bascule dès que la tension $V_c(t)$ ait atteint $(2/3).V_{cc}$; il passe de l'état quasi-stable à l'état stable.

Déterminons la durée (T) qui correspond à la temporisation et à la charge de la capacité (C) extérieure au circuit intégré.

Cette charge se poursuit jusqu'au moment où $V_c(t)=V_{\text{réf}}=(2/3).V_{cc}$

$$(2/3).V_{cc}=V_{\text{réf}}=V_{cc}(1-e^{-T/\tau}) \longrightarrow T=1,1.RC$$

D'après les remarques faites au paravant on a besoin d'un circuit dérivateur.

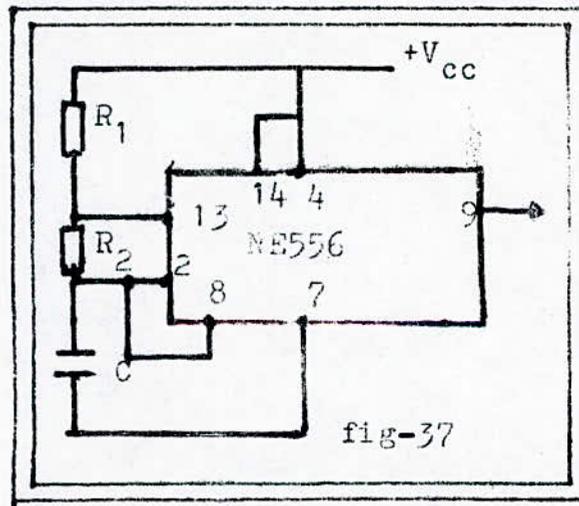


Le déclenchement s'effectue sur le front descendant d'une impulsion "négative" c'est à dire le niveau actif est le niveau bas. Le comparateur de déclenchement est sensible au niveau de tension égal à $(1/3).V_{cc}$.

Prenons $R=10\Omega$, avec $T=1,1R.C$ et $T=100\text{ms}$
 on a : $C=1\mu\text{F}$.

L'astable:

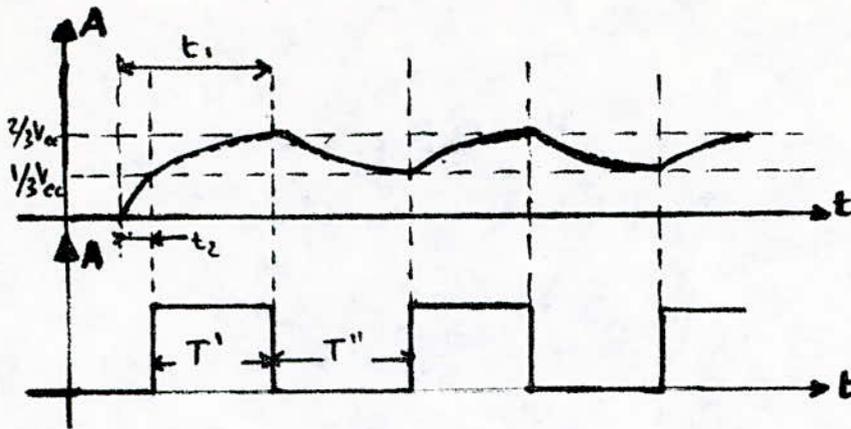
Le NE556 peut aussi bien fonctionner en monostable qu'en astable. Le schéma du NE556 utilisé comme astable est donné par la figure suivante:



L'équation de la charge de la capacité est donnée par la maille d'entrée.

$$V_c(t) = V_{cc}(1 - e^{-t/C}).$$

L'astable bascule dès que la tension V_c ait atteint $(2/3).V_{cc}$, il passe de l'état quasi-stable à l'état stable.



Déterminons T' :

T' est déterminé par le temps que met la capacité pour atteindre $(2/3) \cdot V_{cc}$, moins le temps que met la capacité pour atteindre $(1/3) \cdot V_{cc}$.

Déterminons t_1 : $(2/3)V_{cc} = V_{cc} \cdot (1 - e^{-t_1/\tau_1})$ _____ $t_1 = \tau_1 \ln 3$

Déterminons t_2 : $(1/3)V_{cc} = V_{cc} \cdot (1 - e^{-t_2/\tau_1})$ _____ $t_2 = \tau_1 \ln(2/3)$

ce qui nous donne $T' = t_1 - t_2 = 0,69\tau_1$

avec $\tau_1 = (R_1 + R_2) \cdot C$

Détermination de T'' :

L'équation de la décharge est donnée par:

$$V_c(t) = (2/3) \cdot V_{cc} \cdot e^{-t/\tau_2}, \text{ avec } \tau_2 = R_2 \cdot C$$

Le temps T'' est égal au temps que met la capacité pour atteindre $(1/3) \cdot V_{cc}$.

$$(1/3) \cdot V_{cc} = (2/3) \cdot V_{cc} \cdot e^{-T''/\tau_2} \text{ _____ } T'' = \tau_2 \ln 2$$

soit: $T'' = 0,69\tau_2$

Prenons $R_1 = 10K\Omega$

$R_2 = 1K\Omega$

$C = 1nF$. Ce qui nous donne: $T_a = 8,3\mu S$

Après ce calcul qui nous a permis de déterminer les composants R et C, nous allons donner les durées des impulsions diverses de l'unité de commande.

La sortie (B_0) représente celle du discriminateur d'impulsions; la durée de cette impulsion est d'environ 0,5mS.

Le chronogramme (8) représente la sortie du dérivateur placé à l'entrée de la RAZ du monostable, il est caractérisé par une constante de temps $\tau = R.C$.

Le chronogramme (9) représente la sortie du monostable, la durée de l'impulsion est de l'ordre de $T = 100mS$.

Le chronogramme (11) représente les impulsions à la sortie de l'astable, la période $T_a = 8,3\mu S$, (sortie de la porte AND2).

Le chronogramme (10) représente les impulsions à la sortie du monostable avec inversion.

Le chronogramme (4) représente la tension de la base du transistor (T_3).

Le chronogramme (5) représente la charge et la décharge de (C).

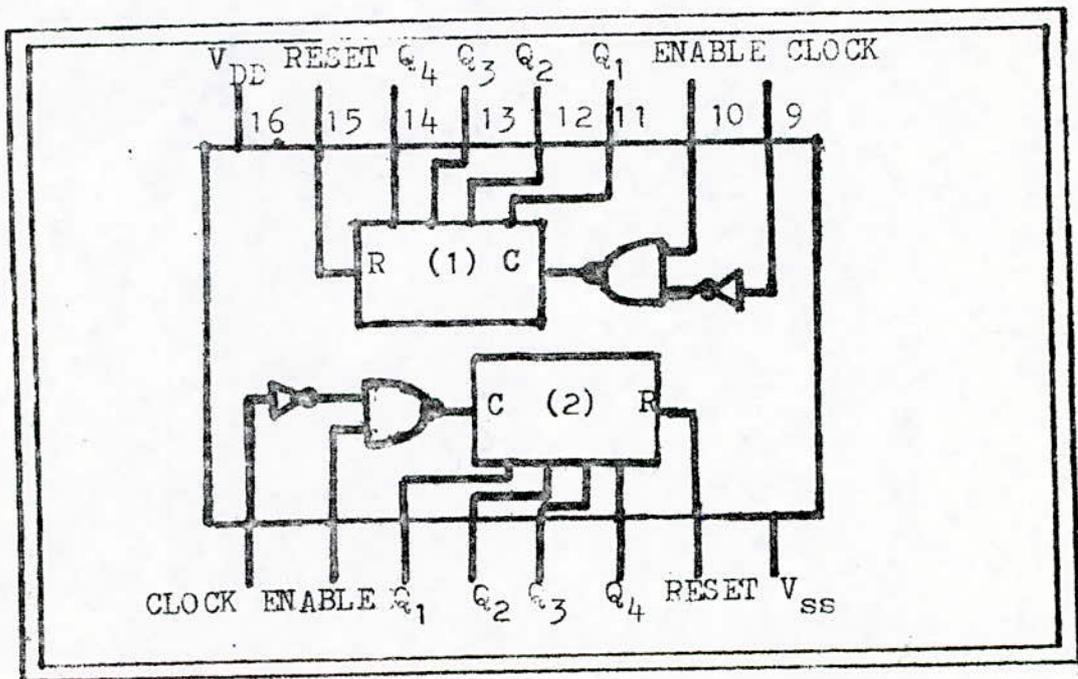
III-2 COMPTAGE PARTIEL:

Les soixante impulsions de la sortie de la porte (AND 2) sont envoyées vers l'entrée horloge du premier compteur du comptage partiel; ce dernier se fait grâce à quatre double-compteurs du type (CD4518). Le contenu de ces compteurs est envoyé par l'intermédiaire de quatre multiplexeurs, disposés à la sortie des compteurs (CD4518), vers un interrupteur électronique du type (CD4066).

Les compteurs (CD4518) doivent être remis obligatoirement à zéro après chaque communication téléphonique, et ceci afin de

permettre un comptage à partir de zéro au début de chaque nouvelle communication téléphonique, et cela se fait grâce à un interrupteur manuel.

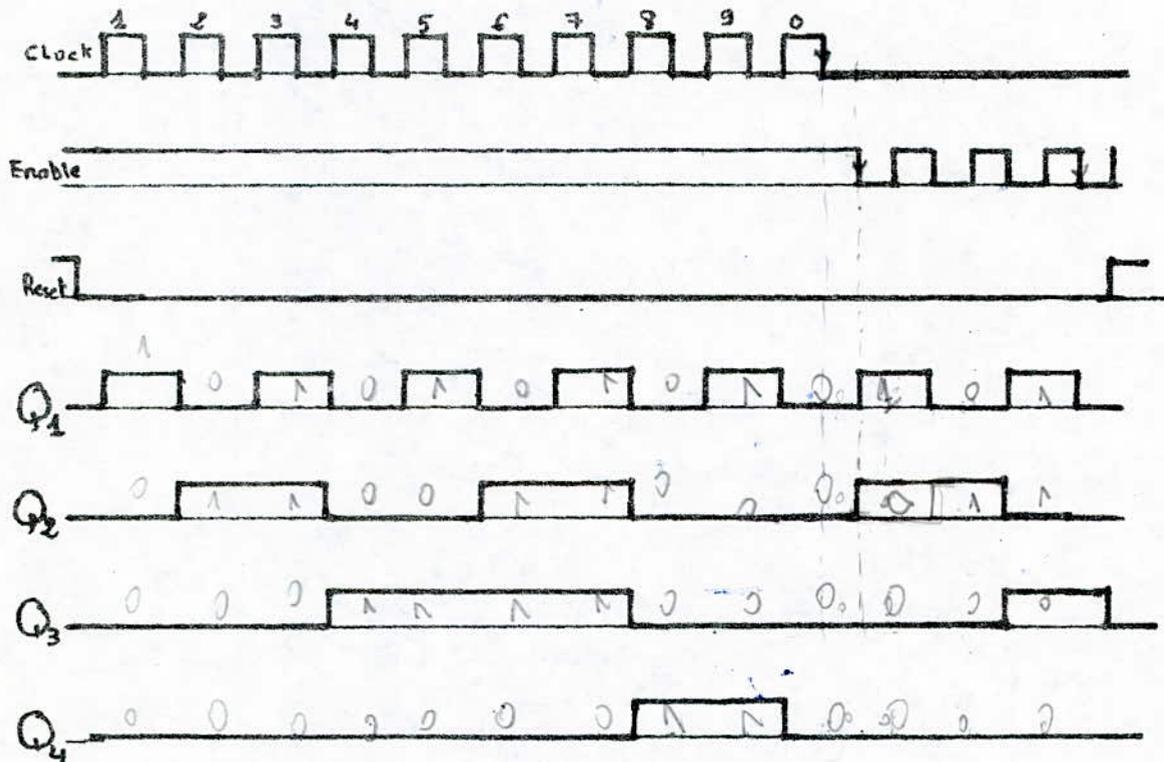
Brochage du CD4518



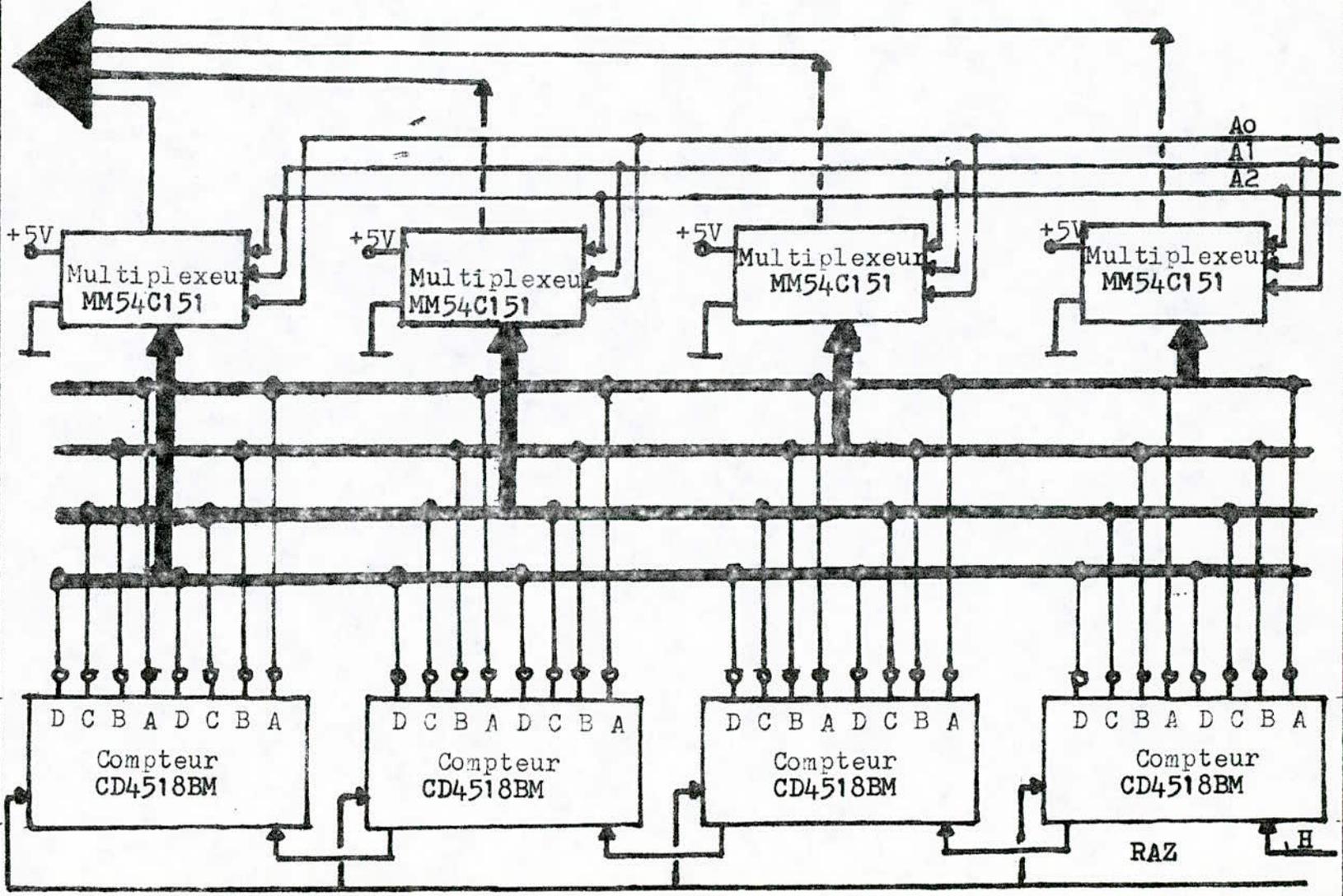
La table de vérité du CD4518.

ENABLE	RESET	Sorties			
		Q ₄	Q ₃	Q ₂	Q ₁
1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0
1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	0	0
1	0	0	1	0	1
1	0	0	1	1	0
1	0	0	1	1	1
1	0	1	0	0	0
1	0	1	0	0	1

Clock	Enable	Reset	Action
↓	1	0	Incrementation
0	↓	0	Incrementation
↓	x	0	Pas de changement
x	↓	0	Pas de changement
↓	0	0	Pas de changement
1	↓	0	Pas de changement
x	x	1	$Q_1 \text{ à } Q_4 = 0$



Vers (CD4066)



III-3 COMPTAGE TOTAL:

Le comptage total se fait de la même manière que le comptage partiel. Les compteurs permettant le comptage total doivent être constamment alimentés et ceci afin de permettre que le contenu de ces derniers ne s'efface; l'abonné pourra visualiser alors son total à tout moment. Les bornes de remise à zéro de ces compteurs sont liées à la masse.

Brochage du MM54C151.

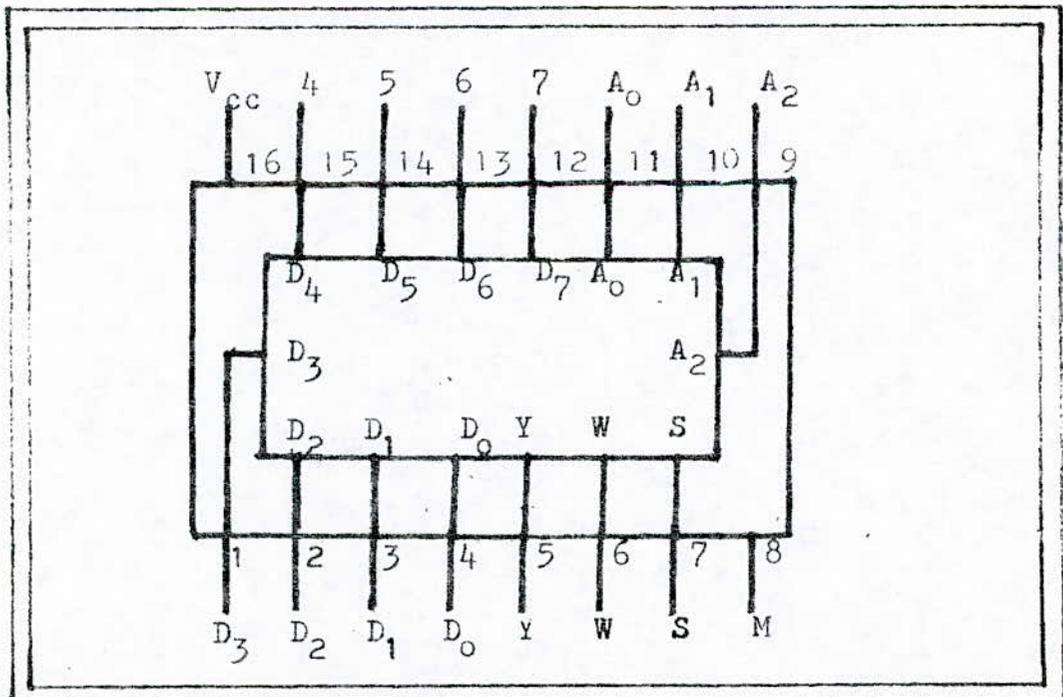
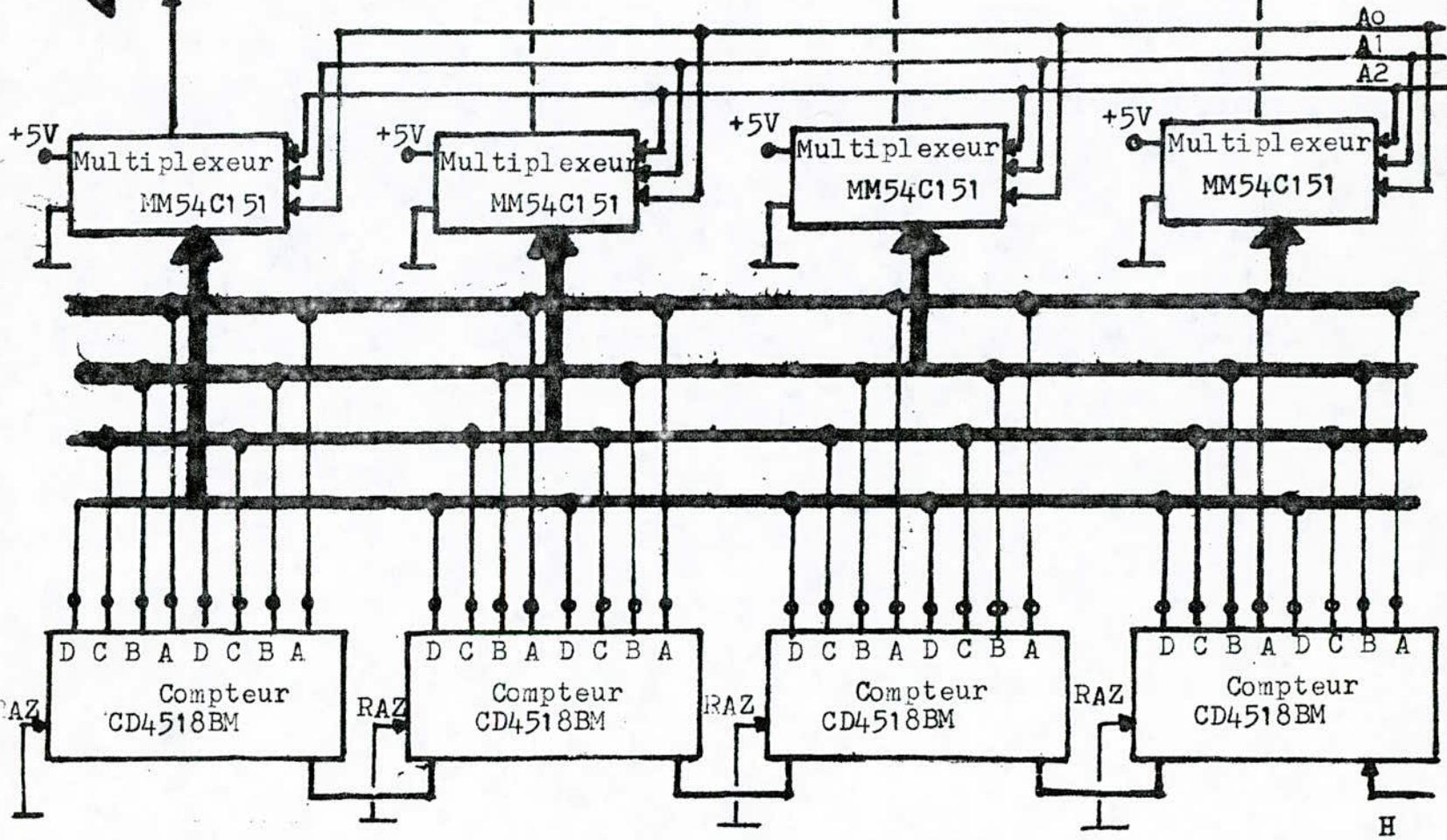


Table de vérité du MM54C151.

ENTREES												SORTIES	
A ₂	A ₁	A ₀	S	D ₀	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	Y	W
0	0	0	0	0	x	x	x	x	x	x	x	0	1
0	0	0	0	1	x	x	x	x	x	x	x	1	0
0	0	1	0	x	0	x	x	x	x	x	x	0	1
0	0	1	0	x	1	x	x	x	x	x	x	1	0
0	1	0	0	x	x	0	x	x	x	x	x	0	1
0	1	0	0	x	x	1	x	x	x	x	x	1	0
0	1	1	0	x	x	x	0	x	x	x	x	0	1
0	1	1	0	x	x	x	1	x	x	x	x	1	0
1	0	0	0	x	x	x	x	0	x	x	x	0	1
1	0	0	0	x	x	x	x	1	x	x	x	1	0
1	0	1	0	x	x	x	x	x	0	x	x	0	1
1	0	1	0	x	x	x	x	x	1	x	x	1	0
1	1	0	0	x	x	x	x	x	x	0	x	0	1
1	1	0	0	x	x	x	x	x	x	1	x	1	0
1	1	1	0	x	x	x	x	x	x	x	0	0	1
1	1	1	0	x	x	x	x	x	x	x	1	1	0

Vers(CD4066)



III-4 AFFICHAGE:

Le circuit d'affichage est constitué d'un astable, d'un compteur de type MM74C90, d'un démultiplexeur et d'un décodeur de type CD4511 ; compatible avec l'afficheur à sept segments.

La sortie du CD4066 est liée à l'entrée du décodeur. L'affichage du comptage total et partiel se fait donc grâce à l'interrupteur électronique et un démultiplexeur de type MM54C154 qui sert à alimenter les afficheurs sept segments.

Brochage du MM54C154.

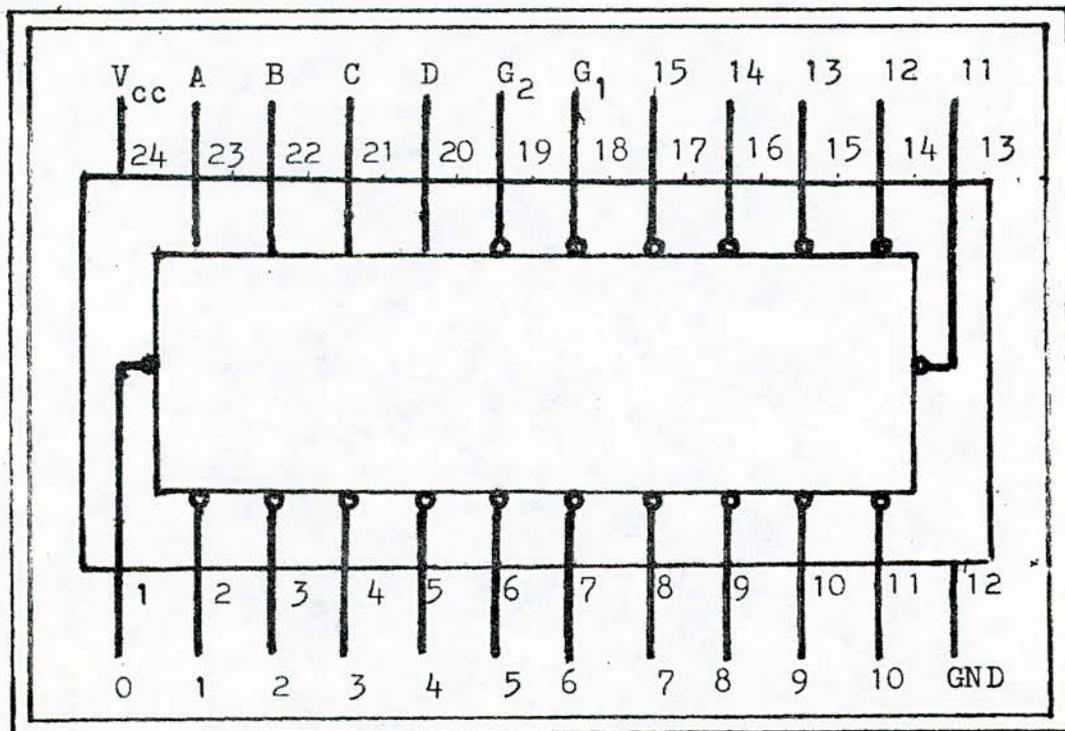


Table de vérité du démultiplexeur:

Entrées						Sorties							
G ₁	G ₂	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

III-4-1 CALCUL DES ELEMENTS CARACTERISTIQUES DE L'ASTABLE:

Afin de minimiser la consommation des afficheurs sept segments, la réalisation d'un multiplexage d'affichage a semblé nécessaire vu qu'il confère au montage sur le plan des avantages indéniables.

Le circuit de multiplexage à huit sorties nécessite un constructeur modulo huit avec RAM automatique et un astable servant d'horloge au compteur.

Le choix de la période de l'horloge présente des considérations suivantes:

- Persistence persistante de l'œil
- Luminosité des afficheurs

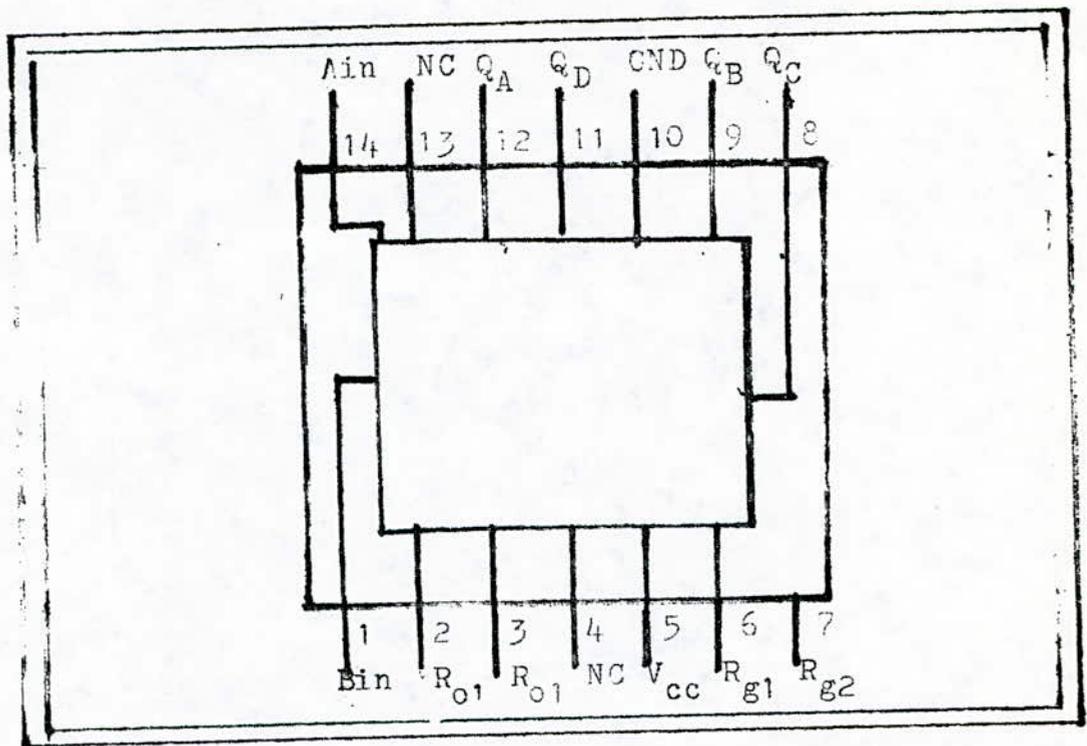
La persistance nécessite que l'image impressionne la rétine durant un temps égal au moins à (1/25) de seconde.

Le temps pour les huit afficheurs sera alors égal à $(1/25.8)$
 ce qui donne $(T)=5\text{ms}$. La détermination des éléments R et C de
 l'astable se fait de la même façon que précédemment.

Soit : $T_g = 0,69 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C + 0,69 \cdot R_2 \cdot C$

prenons $R_1 = 10\text{K}\Omega$ et $R_2 = 1\text{K}\Omega$ ce qui nous donne $C = 0,6\mu\text{F}$; soit une
 valeur normalisée $C = 1\mu\text{F}$

Brochage du MM74C90



Le décodeur utilisé est du type CD4511 pour sept segments

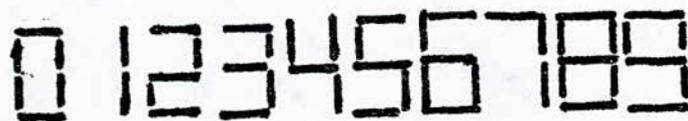
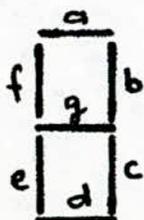
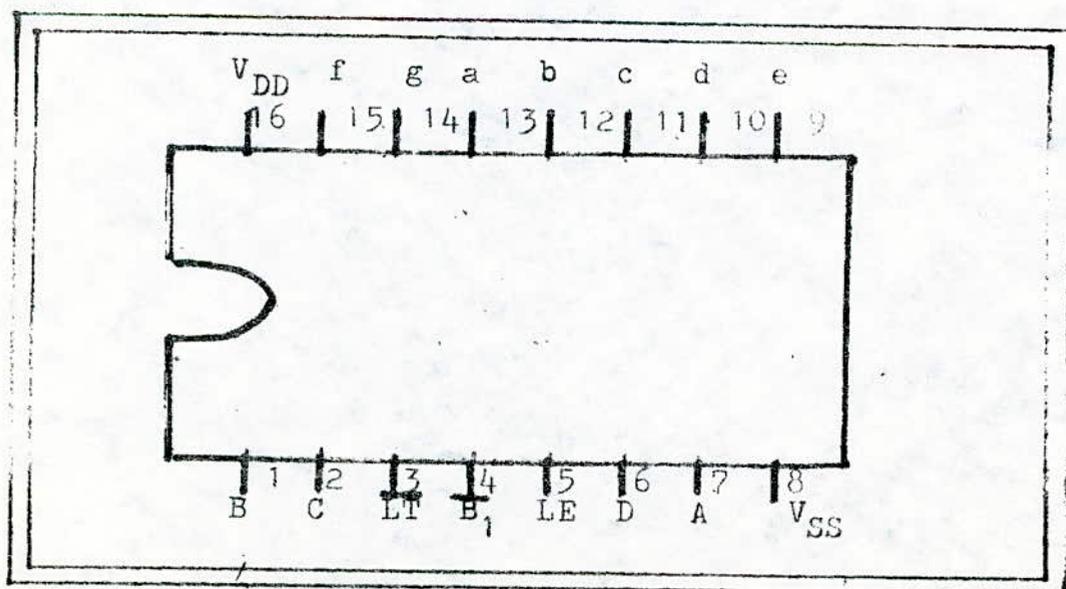
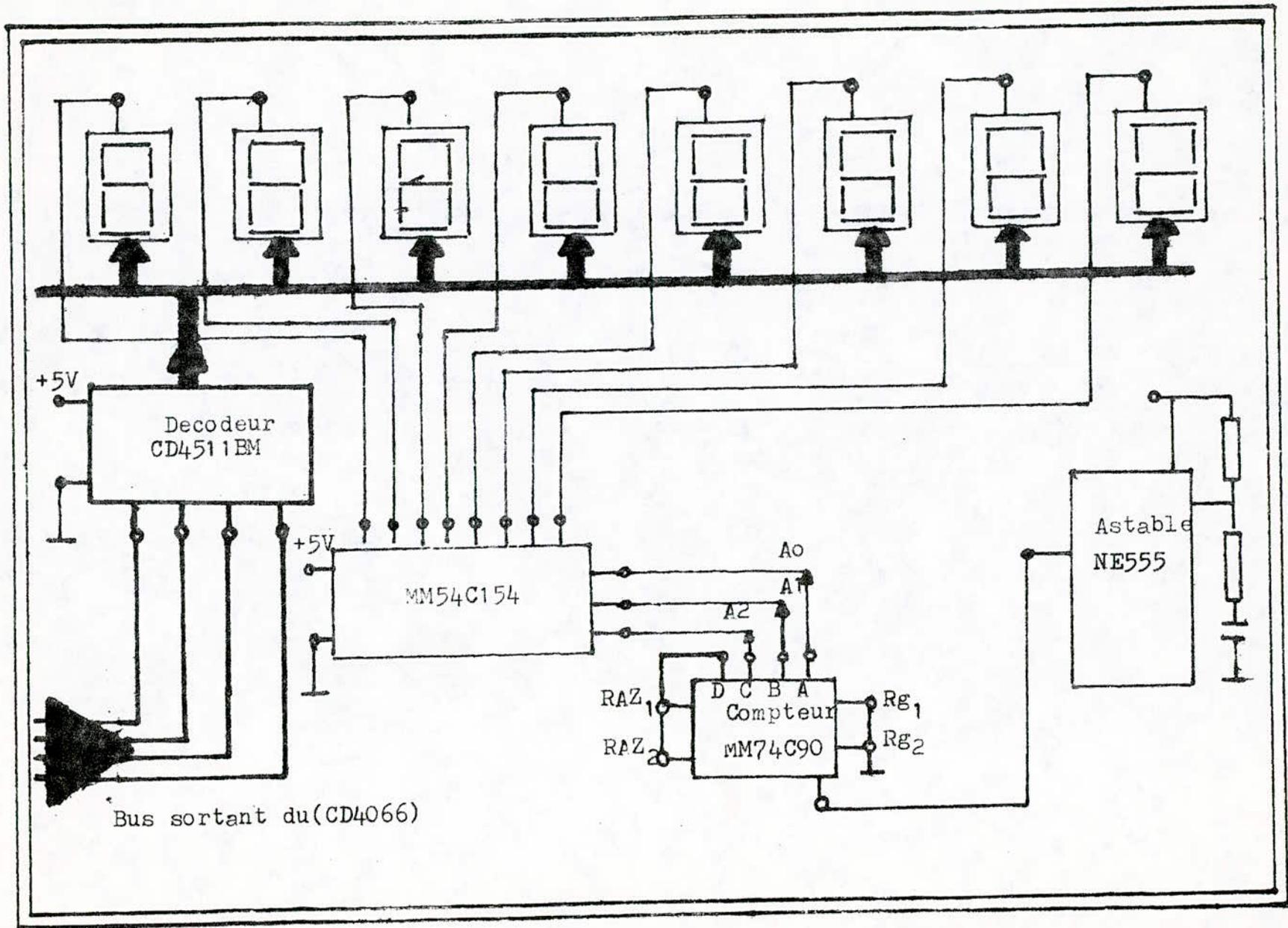


Table de vérité du CD4511

Entrées							Sorties						
LE	$\overline{B_1}$	\overline{LT}	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g
0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
0	1	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1
0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1

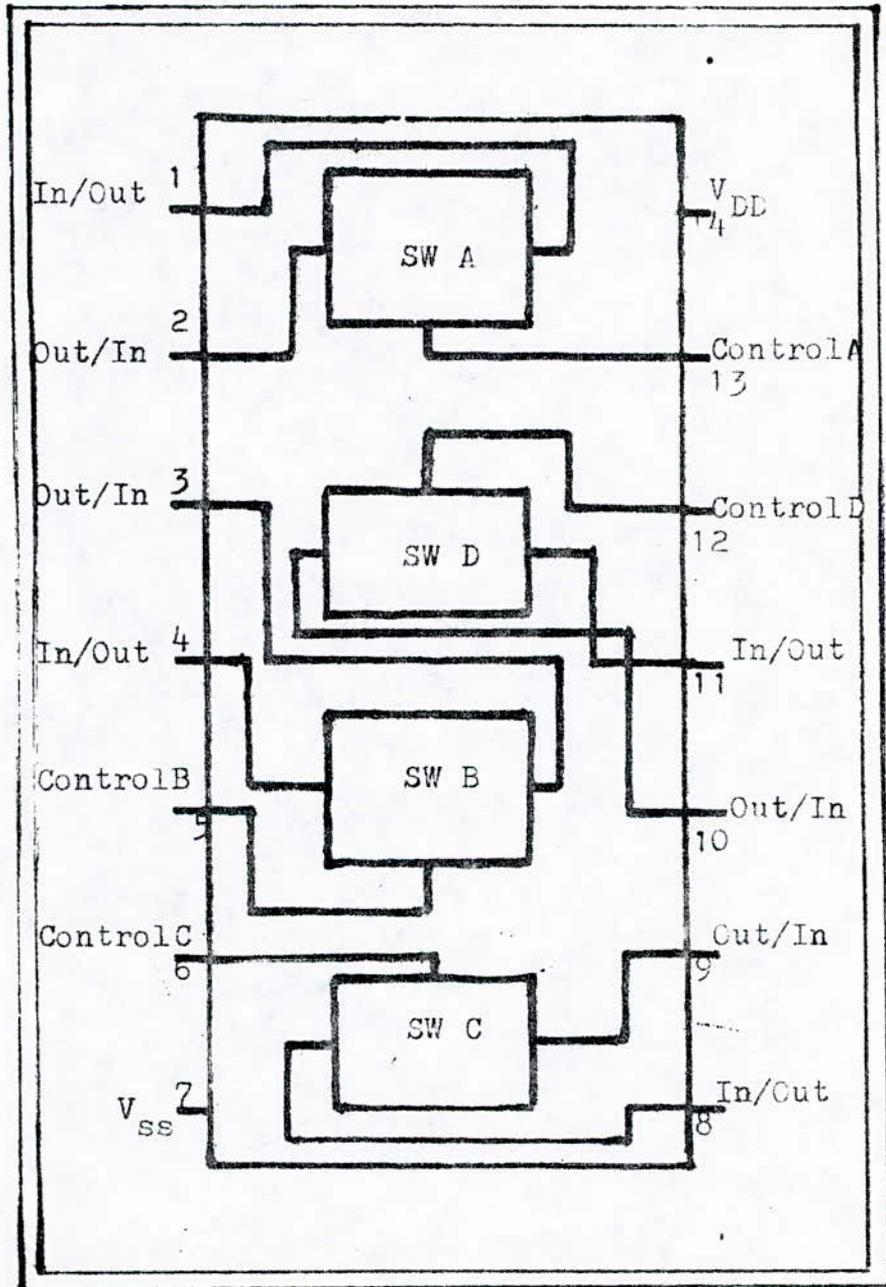
Brochage du CD4511

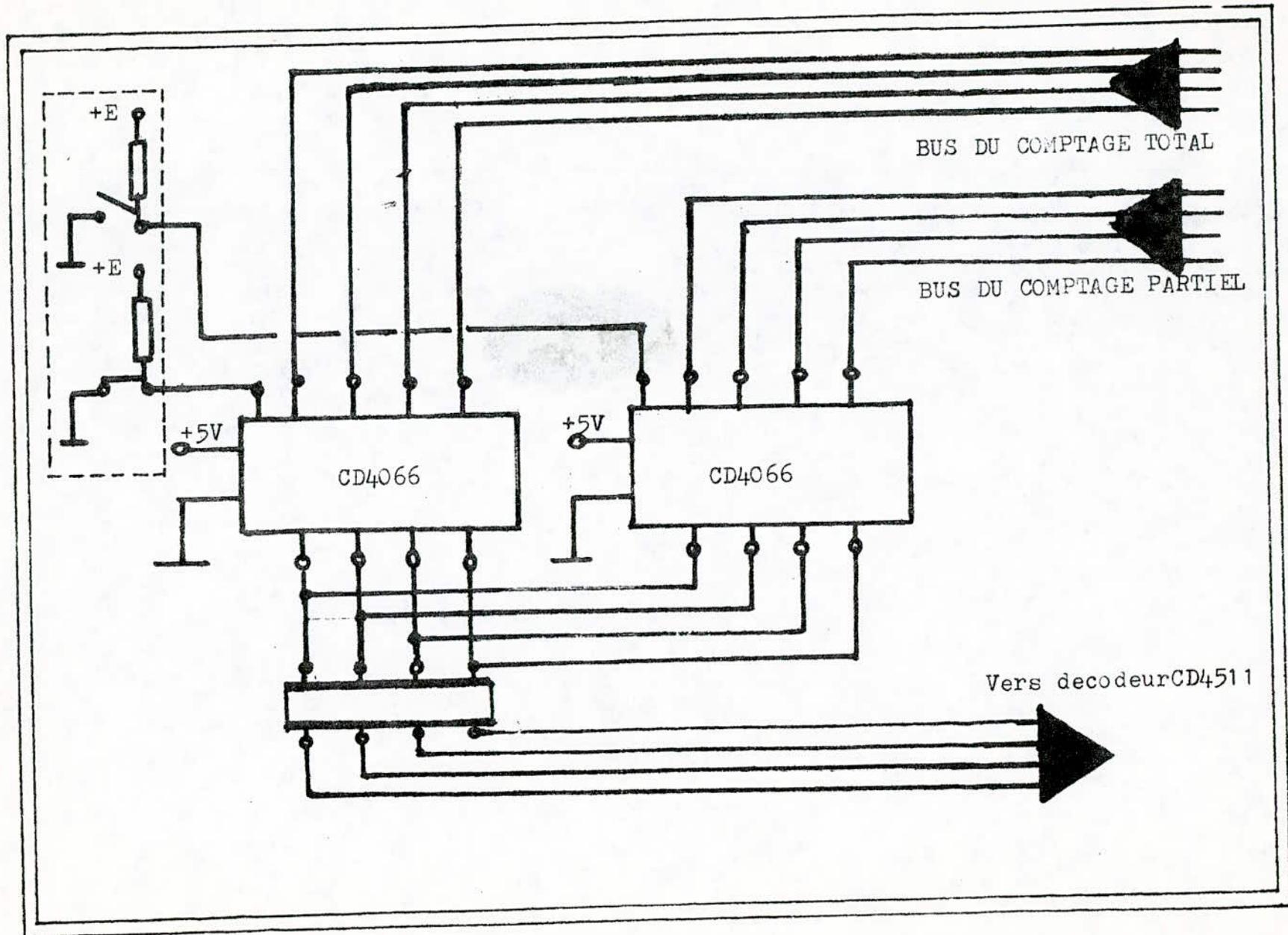




Bus sortant du (CD4066)

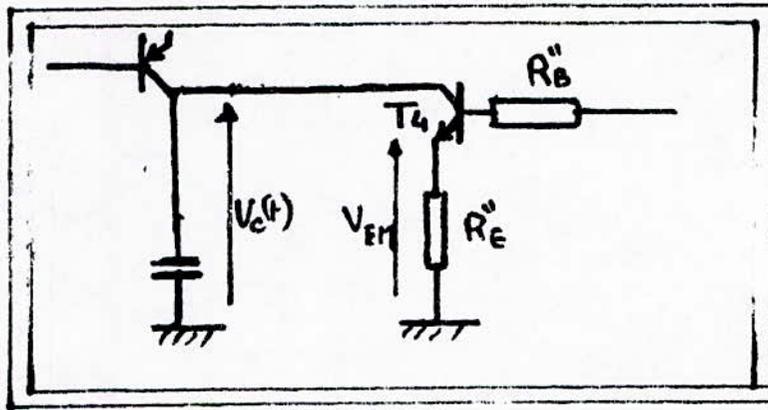
Brochage du CD4066.





ANNEXE

Le transistor placé en parallèle avec la capacité alimentée par un courant constant, permet la décharge du condensateur au bout d'un temps correspondant au comptage des soixante impulsions.



L'équation de la maille de sortie du transistor (T_4) en régime de conduction donne:

$$- V_C = V_{CE} + R''_E \cdot I_C$$

La deuxième loi de KIRCHOFF donne:

$$- V(\text{monostable}) = R''_B \cdot I_{B\text{sat}} + V_{BE\text{sat}} + R''_E \cdot I_{E\text{sat}}$$

En régime de saturation et pour un transistor de type BC107, on prend un $B=20$

D'après la première équation on a:

$$5,1 = V_{CE\text{sat}} + R''_E \cdot 20 \cdot I_B$$

La deuxième équation nous donne:

$$5 = R''_B \cdot I_B + V_{BE\text{sat}} + R''_E \cdot 20 \cdot I_B$$

Pour qu'il y'ait compatibilité entre ces deux équations on doit avoir:

$R_E' \cdot 20 \cdot I_B = 5,1 - (V_{CEsat})_{max}$ avec $V_{CEsatmax}$ à 25° est égale à $0,5V$

d'où $R_E' \cdot I_B = 0,23V$

L'équation(2) donnera alors:

$$R_B' \cdot I_B + R_E' \cdot 20 \cdot I_B = 5 - (V_{BEsat})_{max} \text{ avec } (V_{BEsat})_{max} = 1V$$

soit: $R_B' \cdot I_B + R_E' \cdot 20 \cdot I_B = 4V.$

avec $R_E' \cdot I_B = 0,23V$

Choisissons $R_E' = 470$

$$I_B = (0,23/470) ; \text{soit } I_B = 0,4mA$$

donc $I_C = 20 \cdot 0,4 = 8mA$, ce qui correspond à $V_{BEsat} = 0,8V$

d'où $R_B' = 1100$; soit une valeur normalisée $R_B' \pm 1K$

Donnons maintenant la valeur du temps t_1 qui correspond au passage de tension de $5,1V$ à $5V$.

L'équation de décharge:

$$V_c(t) = 5,1 \cdot e^{-t/RC}$$

$$5 = 5,1 \cdot e^{-t/RC} \quad , \text{donc } t_1 = 0,90nS.$$

Faisons remarquer que pour $T = 70mS$ et $C = 1\mu F$

$$V_c(t) = I_c \cdot t / C \quad \longrightarrow \quad V_c(T) = I_c \cdot 7 \cdot 10^{+4}$$

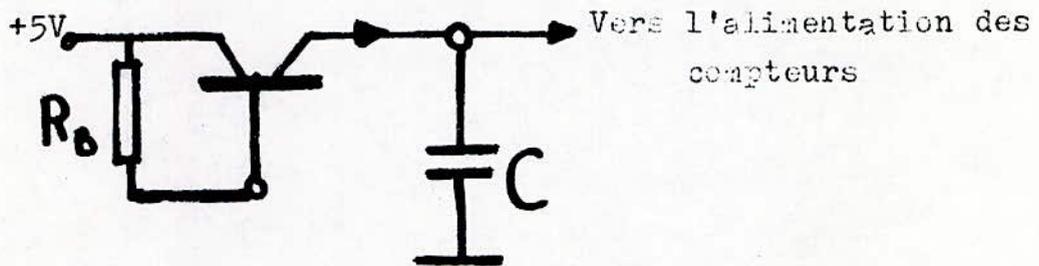
si $V_c(t) = 5V \quad \longrightarrow \quad I_c = 0,07mA.$

La tension maximale aux bornes de la capacité correspond à la fin du comptage de la soixantième impulsion par le compteur.

Soit: $V_c = 5,1V$, pour $T = 70,5mS$ c'est à dire $T = (70 + 0,5)mS$, on remarque que le temps qui correspond à $0,5mS$ est celui des soixante impulsions de l'astable.

Alimentation des compteurs du comptage total:

Pour empêcher que le contenu des mémoires ne s'efface, leur alimentation ne doit jamais être coupée. Un circuit spécial a été affecté à cette fonction; le synoptique est le suivant:



Lorsque la tension d'alimentation n'est plus présente, le transistor est bloqué et la capacité alimente les mémoires.

=====

REMARQUES GENERALES CONSERNANTS L'AMELIORATION DU DISPOSITIF
REALISE

La consommation globale du montage se chiffre approximativement à 60mA. L'alimentation étant prélevée, le courant de ligne étant égal à 30mA il est jugé utile de chercher à introduire un choix différent sur les composants utilisés tout en conservant les fonctions. Les diverses idées et remarques que l'on pourrait introduire au niveau de la réalisation et d'une manière relativement simple serait par exemple:

- Utilisation d'afficheurs à cristaux liquides.
- Utilisation de circuits à large intégration (Large scale integrate)
- Utilisation d'amplificateurs opérationnels à faible consommation.