

»o«  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

1ex

Département d'Electronique

PROJET DE FIN D'ETUDES

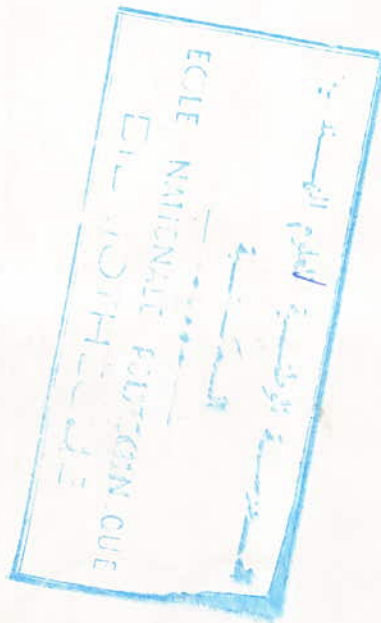
الدراسة في الهندسة  
DIPLOME D'INGENIEUR  
المكينة

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHEQUE

**Enregistrement en Continu  
sur Casette  
d'un Electrocardiogramme**

Sujet proposé par Mrs :  
M. DAHMANI  
A. FARAH

Etudié et réalisé par Mrs :  
Y. BOUFRIOUA  
H. BOUGHRAROU



**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

**Département d'Electronique**

PROJET DE FIN D'ETUDES

DIPLOME D'INGENIEUR

*Enregistrement en Continu  
sur Casette  
d'un Electrocardiogramme*

Sujet proposé par Mrs :

M. DAHMANI

A. FARAH

Etudié et réalisé par Mrs :

Y. BOUFRIOUA

H. BOUGHRAROU

## Dédicaces.

A la mémoire de ma mère , morte trop tôt.

A mon père ; - - - - - ; A son sacrifice.

A tous mes frères et sœurs .

A tous mes cousins et cousines.

A toute ma famille .

A mes amis ; - - - - - ; tous mes amis .

A tous ceux que j'aime ; - - - - - ; A tous qui m'aiment .

- Je dédie ce livre -

à . Hassouna.

# DEDICACE

A mes parents  
à mes frères et soeurs  
à tous mes amis

Youcef



- REMERCIEMENTS -

Ce travail a été réalisé à l'École Nationale Polytechnique .-

Nous remercions vivement Messieurs DAHMANI et FARAH pour nous avoir guidés durant notre travail.- Leur aide précieuse et leurs conseils avisés nous ont été d'un apport très utile. Qu'ils veuillent bien trouver en ces lignes l'expression de notre profonde reconnaissance.-

Nos remerciements vont également à Monsieur BERKANI, Madame BOUDRAA, Mademoiselle KAOUA et Monsieur MAHFOUD (M.E.R.S) pour l'aide nécessaire qu'ils nous ont apportée .-

Que tous ceux qui ont contribué à notre formation trouvent ici l'expression de notre sincère gratitude .-

# S O M M A I R E

## INTRODUCTION

### I. NOTIONS D'ELECTROPHYSIOLOGIE CARDIAQUE

#### 1. Phénomènes électriques d'un muscle

1.1 Activation cellulaire - Potentiel d'action

1.2 Propagation du stimulus le long d'une fibre musculaire

#### 2. Electrocardiographie

2.1 Nomenclature de l'ECG

2.2 Electrodes cardiographiques

2.3 Modes de dérivations

a. Définition

b. Dérivations périphériques standard d'Einthoven

c. Dérivations périphériques unipolaires de Goldberger

d. Dérivations précordiales unipolaires de Wilson

### II. PRINCIPE ET PROCÉDES D'ENREGISTREMENT MAGNETIQUE

#### 1. Eurenregistrement magnétique

1.1. Principe d'eurenregistrement

1.2. Le support d'eurenregistrement

1.3. La tête d'eurenregistrement

1.4. Intérêt d'une polarisation magnétique

1.5. Principe de la reproduction

1.6. Effet de la vitesse de défilement

1.7. Effet d'éloignement

#### 2. Procédés d'eurenregistrement analogique d'un signal.

2.1. Eurenregistrement direct

2.2. Eurenregistrement faisant appel à une modulation

2.3. Défauts relatifs à chaque méthode

- a. Problème lié à l'espacement tête - bande
- b. Problème lié à la vitesse de défilement

### 3. Enregistrement de l'ECCG

## III. REALISATION PRATIQUE

### A. DESCRIPTION GENERALE ET CARACTERISTIQUES DE L'APPAREIL

- 1. Le capteur
- 2. L'unité de traitement
  - 2.1 Le préamplificateur
  - 2.2. L'Amplificateur
  - 2.3. Filtrage du 50 Hz
- 3. Le système d'enregistrement
- 4. Le système de lecture
- 5. Alimentation

### B. REALISATION DES DIFFERENTS BLOCS

- 1. Traitement du signal
  - 1.1 Le préamplificateur
  - 1.2 L'amplificateur
  - 1.3 Le filtre rejeteur du 50 Hz
- 2. Enregistrement
  - 2.1. Modulation d'amplitude . Principe
    - a. Signal modulant sinusoïdal
    - b. Cas où le signal modulant est l'ECCG
  - 2.2. Réalisation de la modulation.
    - 2.2.1 Génération de la porteuse
      - a. Rappel : Circuits oscillateurs
      - b. Réalisation de l'oscillateur
    - 2.2.2 Le modulateur



### 3. SYSTEME DE LECTURE

3.1. Principe de démodulation d'un signal modulé en amplitude.

3.2. Démodulateur réalisé pour notre système.

3.3. Filtrage de parasites.

### C. REMARQUES ET OBSERVATIONS

1. Filtre rejecteur du 50 Hz (remarque)

2. Assemblage des différents blocs

### CONCLUSION

ANNEXE : Méthode de calcul de la fonction de transfert de deux montages rencontrés dans cette étude.



## INTRODUCTION

Dès les débuts de l'électricité, les physiciens, aussi bien que les médecins et les physiologistes, se sont préoccupés de l'étude des courants électriques fournis par le corps humain. De nombreux résultats ont permis de dégager les principes de l'électrodiagnostic qui connaît aujourd'hui une grande évolution grâce au prodigieux développement de l'électronique. Parmi les techniques de diagnostic ainsi créées et développées, l'électrocardiogramme fera l'objet de notre présente étude. -

Examen médical simple, l'ECG consiste à enregistrer à l'aide de petites électrodes placées en des endroits précis du corps, l'activité électrique responsable de la contraction du muscle cardiaque. Le signal ainsi capté et transcrit sur une bande de papier renseigne sur de nombreuses maladies : infarctus du myocarde, trouble du rythme, insuffisance cardiaque, etc.

Néanmoins, le tracé électrique étant généralement relevé pendant un temps assez court (quelques périodes), l'ECG est souvent pris en défaut. Par exemple, un trouble du rythme qui n'apparaîtrait que quelques fois en 24 heures, a de fortes chances d'échapper au diagnostic. En outre, étant pratiqué au repos, l'ECG ne renseigne pas sur la fonction cardiaque de l'individu soumis à un effort physique. -

Il est donc très utile de donner à l'ECG la dimension du temps qui lui manque. Un travail nous a été

confié dans ce sens, et consiste en une réalisation d'un dispositif permettant l'enregistrement continu de l'E.C.G. sur une bande magnétique de magnétophone .-

Ce dispositif trouve particulièrement son application dans le domaine de la médecine du sport où le cœur est à examiner pendant une longue durée : au repos, à l'effort croissant ainsi que pendant la récupération.

# I. NOTIONS D'ELECTROPHYSIOLOGIE CARDIAQUE

## 1. PHENOMENES ELECTRIQUES D'UN MUSCLE

Un muscle est constitué d'un ensemble de cellules vivantes ou fibres musculaires. Chaque cellule est, à l'état de repos polarisée. La face externe de la membrane est chargée positivement (ions positifs) et la face interne négativement (ions négatifs). La ddp ainsi créée entre les deux faces de la membrane cellulaire est appelée potentiel de repos. Sa valeur, variant d'une cellule à l'autre, est de l'ordre de quelques dizaines de millivolt.-

### 1.1. Activation cellulaire ; Potentiel d'action :

Soit une cellule considérée initialement au repos. Un stimulus appliqué en un point quelconque de cette cellule permet aux ions de permuter leur disposition de part et d'autre de la membrane.-

Ainsi, les ions négatifs apparaissent à la surface de la cellule en laissant leur place aux ions positifs. Ce phénomène est dit : **dépolarisation cellulaire** (FIG. 1.6).-

Après un temps bref, la cellule retrouve son état initial. C'est la repolarisation. Cette dernière phase est spontanée et dure plus longtemps que la phase de dépolarisation.-



## 1.2. Propagation du stimulus le long d'une fibre musculaire :

Le phénomène précédent s'applique aussi pour une fibre musculaire supposée conductrice. L'activation appliquée en un point donné de la fibre va se propager plus ou moins rapidement tout le long de cette fibre.

Les ions positifs se déplacent vers le côté négatif de l'onde, les ions négatifs en sens inverse ( FIG. 2 ) ..

## 2. ELECTROCARDIOGRAPHIE

Le coeur est constitué par un muscle, le myocarde, qui se contracte régulièrement à raison de 60 à 70 contractions par minute pour une personne au repos. A ce travail correspond l'apparition de courants électriques dits courants d'action, témoins de la polarisation et de la dépolarisation du tissu cardiaque. -

Dans les conditions normales, le coeur est activé à partir d'un groupe de cellules formant le **noeud sinusal**. L'excitation issue de ce noeud sera transmise progressivement à l'ensemble des fibres auriculaires puis ventriculaires par l'intermédiaire du noeud auriculo-ventriculaire, du faisceau de His et du réseau de Purkinje ( FIG. 3 ) ..

### 2.1. Nomenclature de l'ECG :

Les variations du courant d'action, captées au moyen d'électrodes et convenablement amplifiées sont enregistrées et la courbe relevée constitue un électrocardiogramme ( E.C.G )

Pour une personne normale, cette courbe se compose d'une



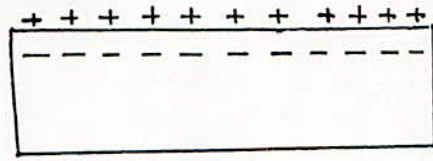


FIG.1.a cellule au repos.

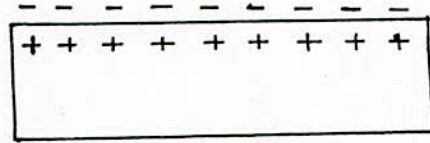


FIG.1.b cellule dépolarisée.

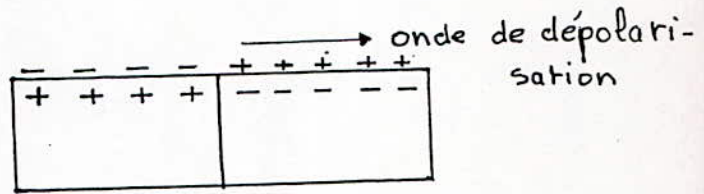


FIG.2. Dépolarisation de la partie gauche du fibre.

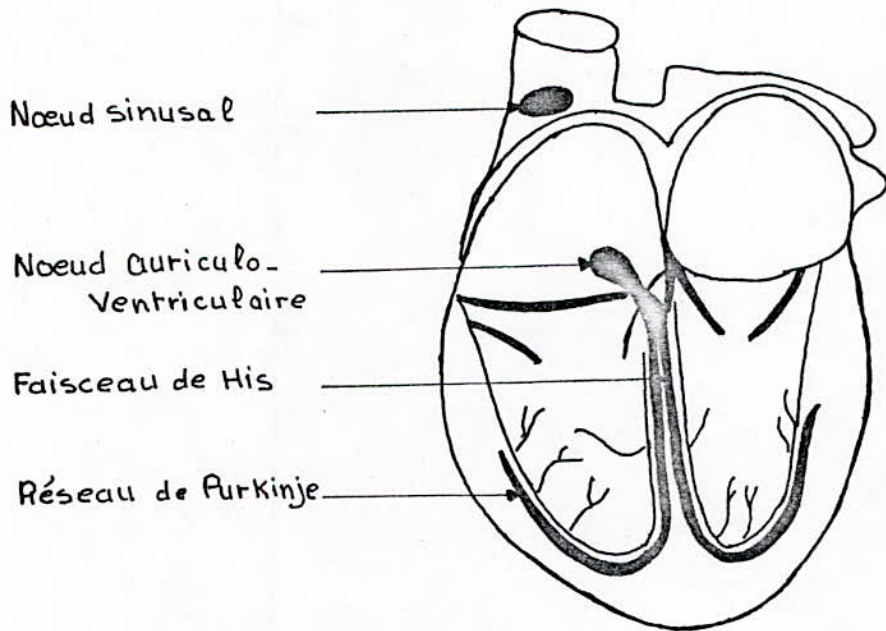


FIG.3

partie auriculaire ou auriculogramme (EAG) et d'une partie ventriculaire ou ventriculogramme (EVG), et présente des ondes caractéristiques qui, depuis Einthoven, sont désignées par les lettres P, Q, R, S, T et U (FIG. 4) :

- l'onde P correspond à la contraction de l'oreillette ;
- l'espace PQ correspond au temps écoulé entre le début de la contraction de l'oreillette et celle du ventricule. c'est le temps de conduction auriculo-ventriculaire. Il est normalement de 0,16 Sec..
- le complexe QRS reflète la contraction des deux ventricules ; sa durée totale est de 0,08 seconde ;
  - \* la pointe Q est négative et de faible amplitude ;
  - \* la pointe R est positive et de grande amplitude ;
  - \* la pointe S est négative et de faible amplitude .
- l'onde T correspond à la fin de la contraction ventriculaire et à la repolarisation du myocarde .
- l'espace ST correspond à l'état de dépolarisation complète des ventricules . Sa durée moyenne est de 0,1 seconde .
- l'espace QT correspond à la durée totale de l'activation ventriculaire , elle est de 0,36 seconde .-

## 2.2 Electrodes Cardiographiques

L'amplitude des signaux de l'électrocardiogramme est de l'ordre du millivolt.-

En principe, le prélèvement de ces tensions (différences de potentiels entre deux points) nécessite deux électrodes. Dans notre travail, comme nous le verrons par la suite, elles sont au nombre de trois :

- deux électrodes de mesure ( $E_1$  et  $E_2$ ) .

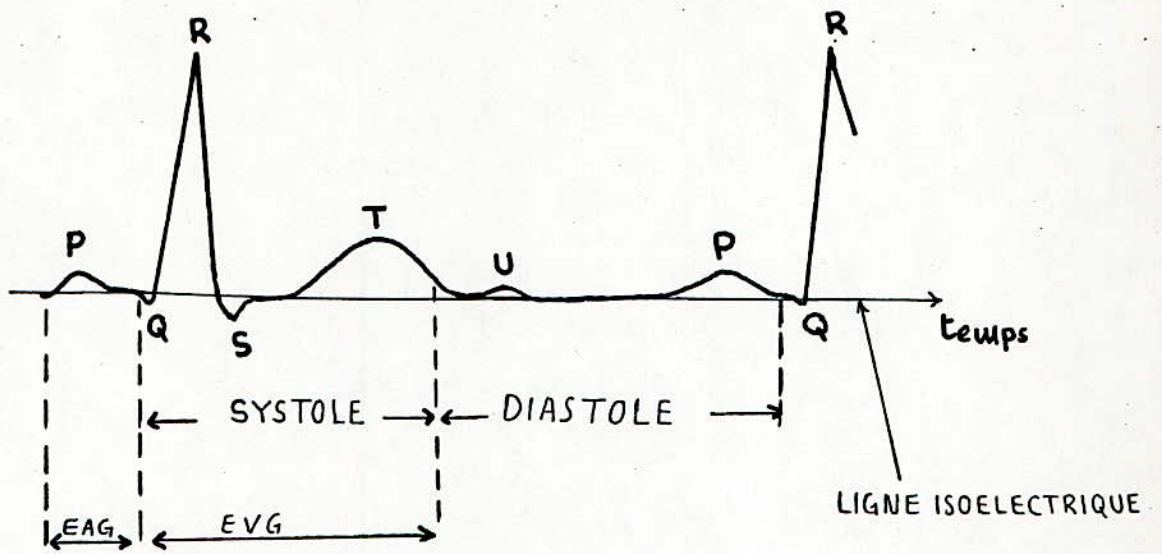


FIG. 4

Nomenclature de l'ECG

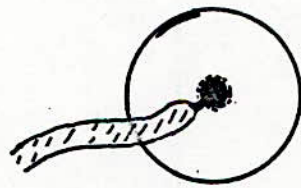


FIG. 5 Electrode



- et une électrode pour la masse ( $E_3$ ) .

Ces électrodes sont généralement constituées par des carrés ou disques de feuillard d'argent de quelques dix millimètres de diamètre , soudés à l'extrémité d'un câble conducteur blindé.

Pour assurer une bonne qualité du signal recueilli, on doit veiller à ce que le contact entre la peau et les électrodes soit le meilleur possible , en interposant entre elles un gel conducteur de l'électricité que l'on aura soin de bien faire pénétrer dans la peau par massage .-

### 2.3. Modes de dérivation :

#### a. Définition :

Une dérivation est l'ensemble du circuit constitué par deux électrodes placées sur un sujet et reliées aux deux bornes d'entrée d'un électrocardiographe .

Il existe plusieurs types de dérivations qui peuvent être regroupées en deux catégories : dérivations bipolaires et dérivations unipolaires . Citons les cas les plus utilisés :

#### b. Dérivations périphériques standard d'Einthoven :

Elles sont au nombre de trois . Ces dérivations sont bipolaires ; elles permettent la mesure des différences de potentiels entre des endroits très éloignés du corps ( FIG. 6 ) . On distingue :

- La dérivation DI : bras gauche - bras droit .
- La dérivation DII : jambe gauche - bras droit .
- La dérivation DIII : jambe gauche - bras gauche .

Une électrode placée sur la jambe droite sert de référence ; les deux autres sont toutes les deux exploratrices .-



### C. Dérivations périphériques unipolaires de Goldberger :

Ces dérivations comportent deux électrodes : une électrode exploratrice et une électrode de référence. Cette dernière étant reliée à deux extrémités en court-circuit du point de vue électrique (FIG.7). On attribue à ces dérivations les noms : aVR, aVL, aVF ..

### d. Dérivations précordiales unipolaires de Wilson :

Elles permettent de mesurer les variations de potentiel en différents points près du cœur, au moyen de six électrodes exploratrices et une électrode de référence dont le potentiel est constant. Ainsi, les dérivations obtenues sont au nombre de six. On les désigne par la lettre V : (FIG.8)

- V<sub>1</sub> : électrode placée à droite du sternum ;
- V<sub>2</sub> : électrode placée à gauche du sternum ;
- V<sub>3</sub> : électrode placée à mi-distance entre V<sub>2</sub> et le mamelon ;
- V<sub>4</sub> : électrode placée sous le mamelon ;
- V<sub>5</sub> : électrode placée à mi-distance entre le mamelon et la ligne axillaire ;
- V<sub>6</sub> : électrode placée sur la ligne axillaire .

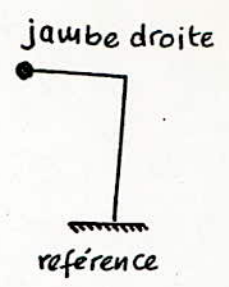
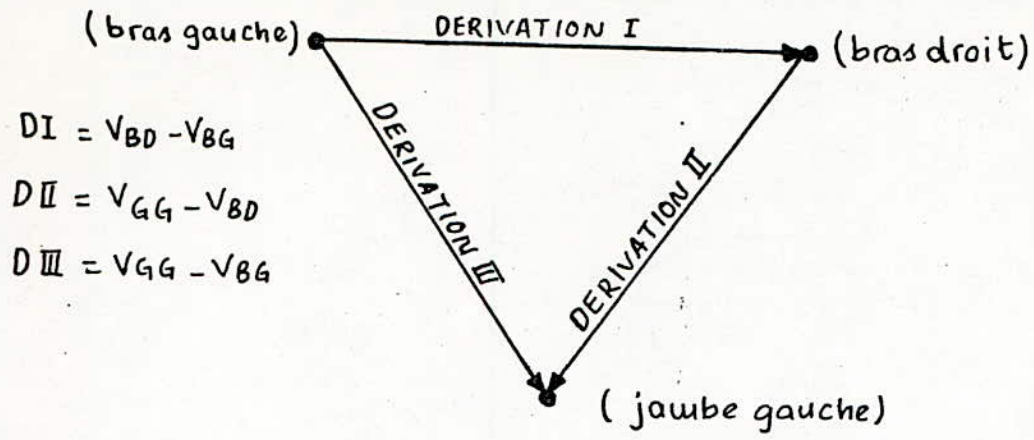


FIG. 6

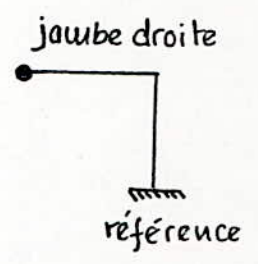
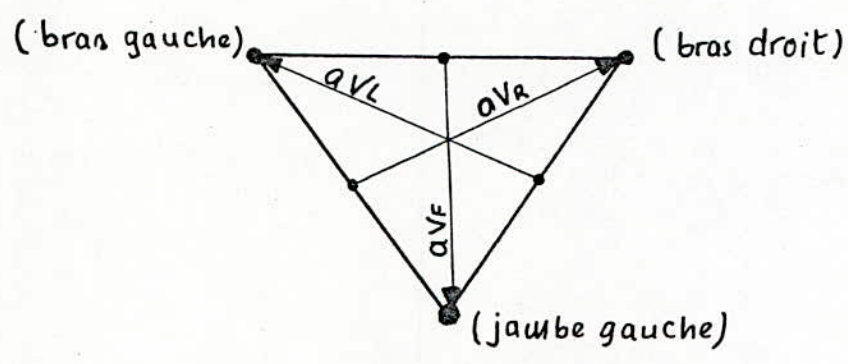


FIG. 7

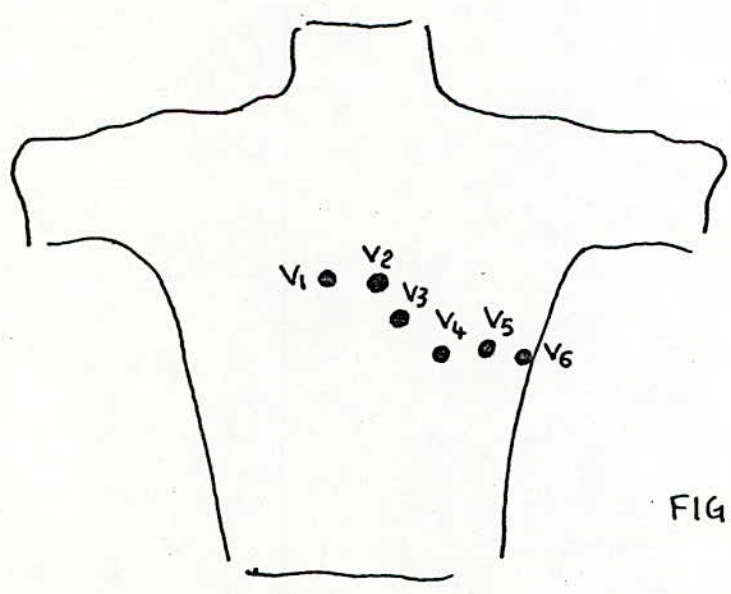


FIG. 8

## II. PRINCIPE ET PROCÉDES D'ENREGISTREMENT MAGNETIQUE

### 1. ENREGISTREMENT MAGNETIQUE

#### 1.1. Principe d'enregistrement :

Un corps ferromagnétique s'aimante lorsqu'il est soumis à l'action d'un champ magnétisant  $H$  ; s'il présente une certaine hystérésis ( FIG. 1 ), il conserve une trace de cette aimantation lorsque le champ  $H$  disparaît ( induction rémanente). C'est cette possibilité qui est utilisée pour l'enregistrement magnétique .-

Le signal électrique à enregistrer est traduit par un dispositif spécial en un champ magnétisant. Aux diverses valeurs instantanées du signal correspondent des valeurs différentes de l'induction rémanente . Elles sont différenciées les unes des autres , en aimantant des zones différentes d'un support magnétique qui défile devant le générateur du champ magnétisant .-

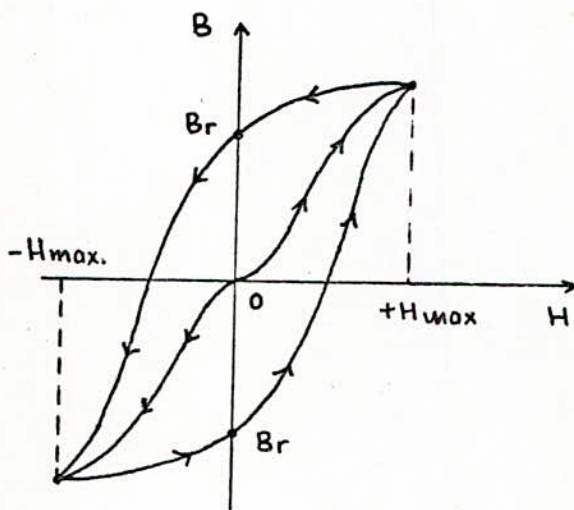


FIG. 1  
Variation de l'induction magnétique  $B$  dans un milieu ferromagnétique en fonction du champ magnétisant  $H$ .  
 $Br$  : induction rémanente



## 1.2 Le support d'enregistrement :

Le support ( ou bande magnétique ) est constitué d'un ruban en plastique recouvert d'une mince couche d'oxyde de fer magnétique . Les magnétophones à cassette conçus pour les besoins « grand public » utilisent des bandes de 3,81 mm de large , avec une vitesse de défilement de 4,75 cm / sec.

## 1.3. La tête d'enregistrement :

Elle constitue le générateur du champ magnétisant . Elle est représentée par un électroaimant en forme d'anneau comportant un entrefer ( FIG.2 ) . Lorsque le bobinage est traversé par le courant correspondant au signal à enregistrer, il apparaît un champ d'induction magnétique . Les lignes d'induction de ce champ se referment à travers la portion de bande voisine de l'entrefer et , à tour de rôle , chaque portion de la bande ne trouve soumise à un champ proportionnel au courant inducteur .-

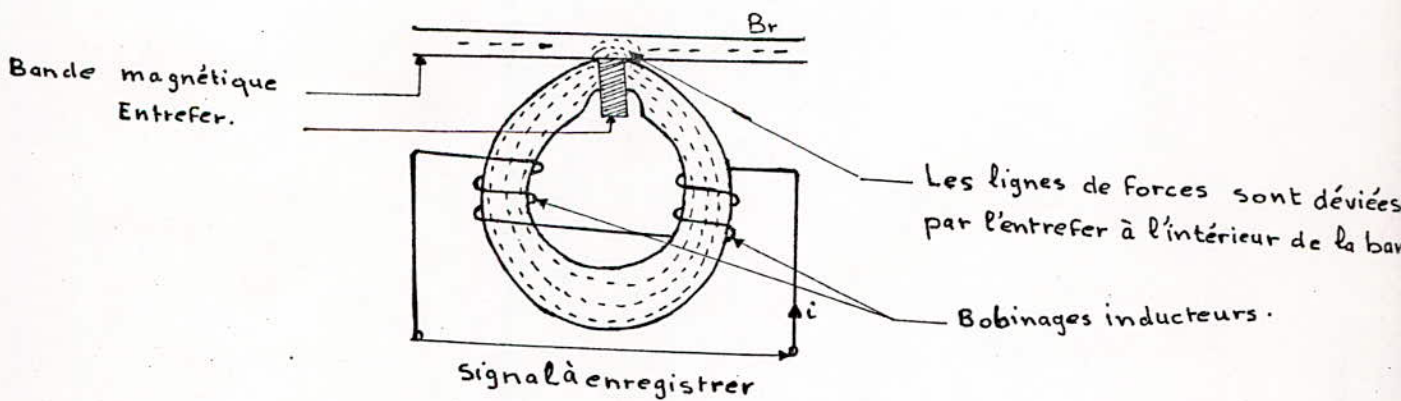


FIG.2 tête d'enregistrement



#### 1.4. Intérêt d'une polarisation magnétique :

La courbe qui indique les variations de l'induction rémanente en fonction du champ magnétisant  $H$  est une caractéristique dynamique. A un champ magnétisant sinusoïdal variant de  $-H_m$  à  $+H_m$  correspond une induction rémanente  $B_r$  non sinusoïdale : les deux grandeurs ne sont pas proportionnelles. Le signal est donc déformé..

Un remède à cet effet consiste à polariser la bande magnétique. Ceci permet de fixer le choix de la zone de travail sur les portions linéaires de la caractéristique de transfert de la bande (- FIG. 3) ..

Une polarisation à courant continu provoquerait un bruit de fond important de niveau inadmissible. Elle est de ce fait abandonnée au profit d'une polarisation par courant alternatif de haute fréquence. Celle-ci est choisie nettement supérieure à la plus grande des composantes du spectre du signal à enregistrer. Ainsi, les avantages de la polarisation sont conservés ( point de fonctionnement pour le signal utile situé dans la portion linéaire de la caractéristique ). Par ailleurs, la H.F. n'est pas gênante du fait qu'elle est située hors des possibilités du système ( FIG. 4 ) ..

#### 1.5. Principe de la reproduction :

L'opération de reproduction ou lecture est réalisée en utilisant les propriétés de réversibilité des phénomènes magnétiques ..

En effet, une tête analogue à celle qui a servi à l'enre-

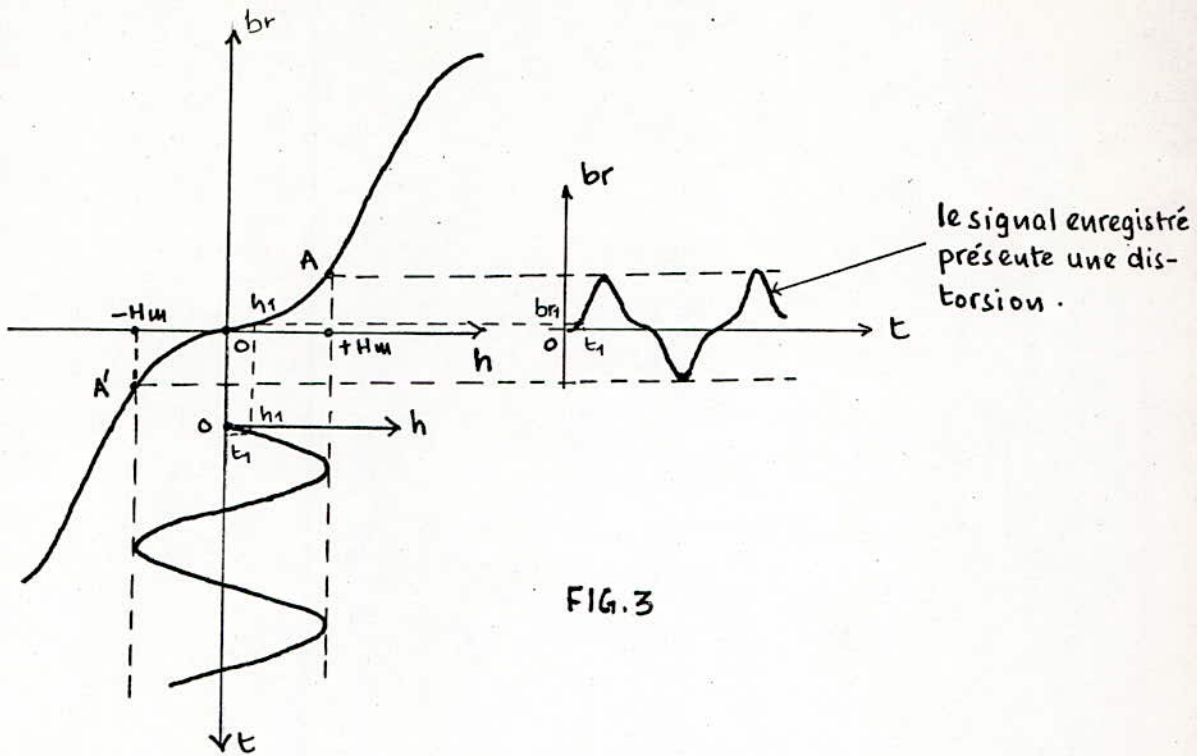


FIG.3

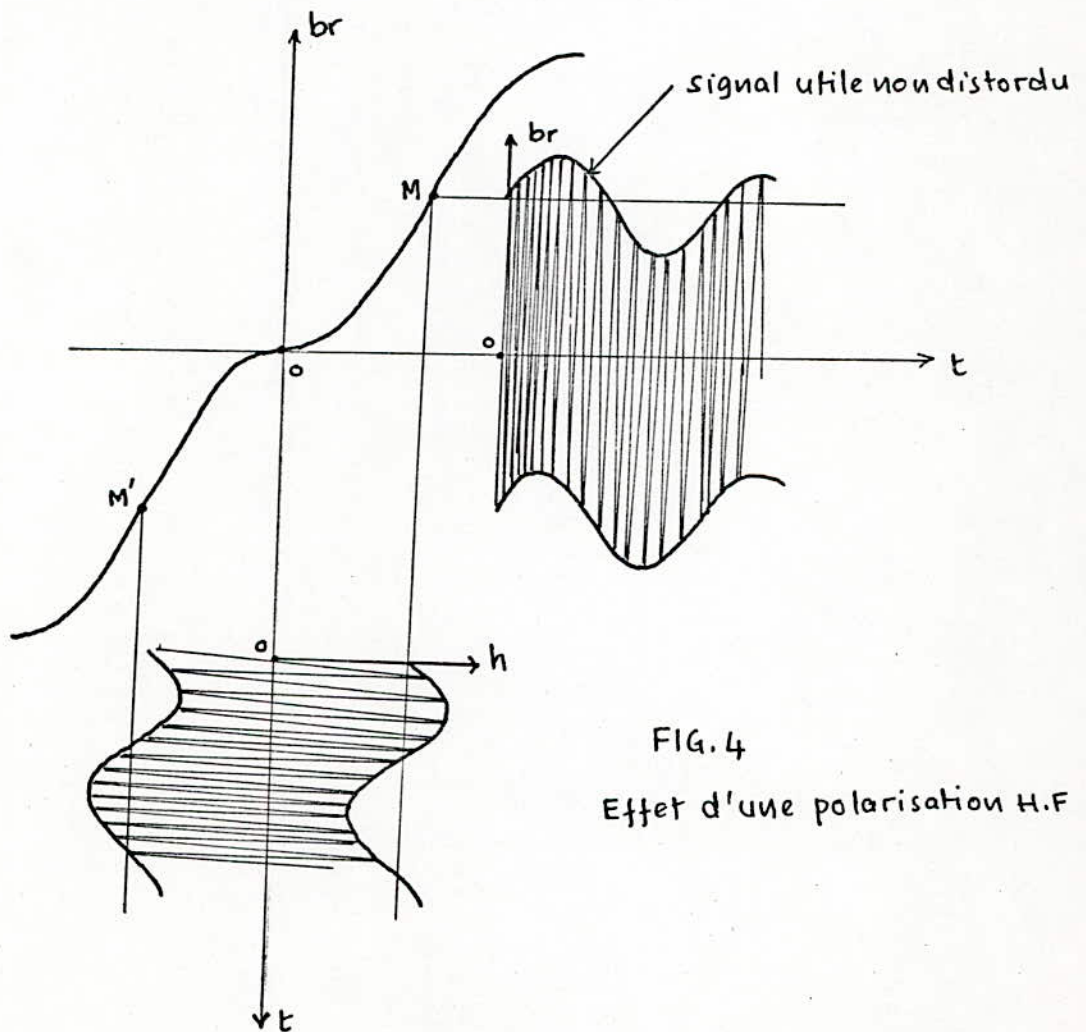


FIG.4

Effet d'une polarisation H.F

gissement permet d'élaborer un signal électrique lorsque la bande magnétique défile devant l'entrefer du circuit magnétique ( FIG. 5 ) .-

Le noyau torique offre un chemin privilégié aux lignes d'induction dues au magnétisme de la bande et les bobines sont traversées par un flux  $\varphi$  . Dans le cas d'un signal sinusoïdal, ce flux est de la forme :

$$\varphi = \phi_0 \sin \omega t$$

D'après la loi de Lenz , la f.é.m induite dans le bobinage est :

$$e = K \frac{d\varphi}{dt} \quad ( K = \text{cte} )$$

soit donc :  $e = K\phi_0 \omega \cos \omega t$  .

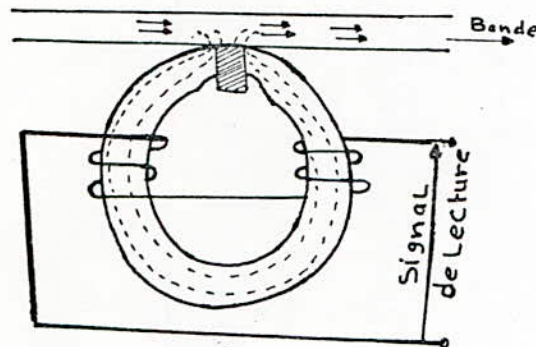


FIG.5 tête de lecture

#### 1.6. Effet de la vitesse de défilement :

Durant la lecture , il est nécessaire que la vitesse de défilement de la bande soit la même qu'au moment de l'enregistrement , afin que la fréquence du signal lu soit identique à celle du signal original.-



En effet, si l'aimantation en un point  $x$  de la bande est égale à  $b = B \sin \omega \frac{x}{v}$ , le flux  $\varphi$  au moment où ce point passe devant la tête de lecture est proportionnel à  $b$  et donc à  $\sin \omega \frac{x}{v}$ . Néanmoins, si la bande défile à une vitesse  $v'$ , nous écrivons :  $x = v't$

$$\text{et } \varphi = \phi_0 \sin \omega \frac{v'}{v} \cdot t \quad (\phi_0 = C^{te})$$

il vient :

$$e = \kappa \frac{d\varphi}{dt}$$

soit :

$$e = \phi_0 \kappa \omega \frac{v'}{v} \cos \omega \frac{v'}{v} t .$$

La pulsation de cette f.é.m est égale à  $\omega \frac{v'}{v}$ , elle n'est égale à celle du signal enregistré que si  $v' = v$ . Cette condition est donc impérative pour obtenir un signal de même pulsation que le signal enregistré .-

### 1.7. Effet d'éloignement (ou espacement tête-bande) :

L'enregistrement et la lecture d'un signal exigent un contact intime entre la bande et la tête. Le plus léger éloignement entraîne une perte considérable d'efficacité.-

Ainsi, on définit un facteur d'éloignement noté  $E$ , fonction de la longueur d'onde  $\lambda$  et de l'écart  $E$  entre la bande et la tête de lecture. L'efficacité d'une tête est proportionnelle à ce facteur  $E$ , donné par la formule :

$$E = e^{-\frac{2\pi E}{\lambda}} \quad (\text{FIG. 6})$$

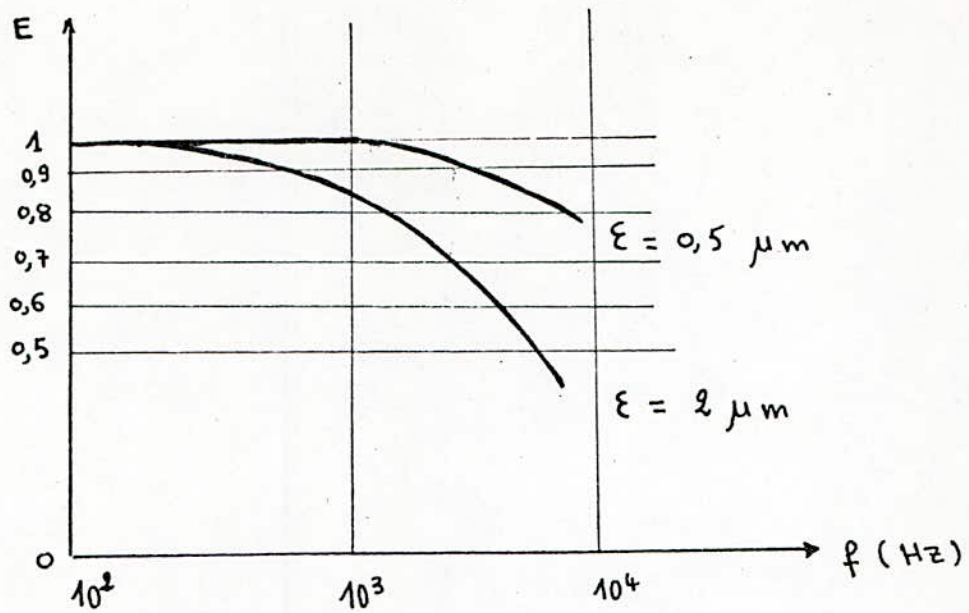


FIG. 6

## 2. PROCÉDES D'ENREGISTREMENT ANALOGIQUE D'UN SIGNAL

### 2.1. Enregistrement direct :

Dans cette forme d'enregistrement, il existe une correspondance directe entre le signal à enregistrer et l'induction rémanente de la bande magnétique. C'est un procédé simple, ne nécessitant aucun traitement spécial du signal. Cependant, tout appareil enregistreur est caractérisé par une bande passante limitée. Par suite, si la fréquence du signal n'est pas convenable, cette méthode ne peut pas être utilisée. —

### 2.2. Enregistrement faisant appel à une modulation :

Ce procédé rend possible un enregistrement indirect de signaux dont la fréquence trop basse n'est pas adaptée à l'enregistre-



ment direct. On peut envisager deux types de modulation : la modulation de fréquence et la modulation d'amplitude ..

### 2.3. Défauts relatifs à chaque méthode :

#### a. Problème lié à l'espacement tête-bande :

Un mauvais contact tête-bande magnétique peut être mis en évidence aussi bien à l'enregistrement qu'à la lecture.

Les causes de ce mauvais contact peuvent être multiples :

- Mauvais état de surface des têtes.
- Mauvais état de surface des bandes.
- Tension de bande insuffisante.

Ces défauts sont à l'origine de variations aléatoires de l'amplitude du signal. Ceci est particulièrement gênant dans le cas d'un enregistrement direct ou utilisant une modulation d'amplitude ..

#### b. Problème lié à la vitesse de défilement :

Une variation instantanée de la vitesse de défilement provoque une erreur instantanée de temps, donc de fréquence enregistrée. Ceci est particulièrement gênant dans le cas d'une modulation de fréquence, notamment pour une modulation à faible excursion ..

En effet, soit à enregistrer une fréquence individuelle  $f_0$ . Si on représente par  $\delta$  les fluctuations instantanées de vitesse, on obtient à la reproduction une fréquence instantanée :

$$f = f_0 ( 1 + \delta ) \quad \text{--- (1)}$$

Par ailleurs, pour un signal modulé en fréquence, si  $f_0$  repré-



sente la fréquence centrale et  $K = \frac{\Delta f_0}{f_0}$  le taux de modulation, la fréquence instantanée est de la forme :

$$f = f_0 (1 + K s(t)) \dots (2)$$

où  $s(t)$  : proportionnel au signal modulant. --

En comparant les expressions (1) et (2) on voit bien que les fluctuations de vitesse se traduisent par une modulation de fréquence parasite. En particulier, une modulation de fréquence à faible indice, nécessite une excellente régularité de vitesse de défilement. --

### 3. ENREGISTREMENT DE L'ECG :

Etant donnée sa faible étendue spectrale (0 à 100 Hz), le signal électrique de l'ECG ne peut être enregistré directement. Cependant, il est possible de le faire grâce à une modulation de fréquence ou d'amplitude. Notre présent travail se limitera à étudier cette dernière méthode (modulation d'amplitude) et définir, en fonction de la fidélité requise, les possibilités d'exploitation de ce procédé d'enregistrement de l'ECG. --

Nous avons utilisé comme appareil enregistreur, un magnétophone du commerce. Il ressort de notre analyse de son comportement en fréquence, que sa bande passante est comprise entre : 400 Hz et 3200 Hz. --

### III. REALISATION PRATIQUE

#### A. DESCRIPTION GENERALE ET CARACTERISTIQUES DE L'APPAREIL

Notre appareil se compose d'un capteur, d'une unité de traitement, d'un système d'enregistrement et d'un système de lecture ..

##### 1. LE CAPTEUR :

Son rôle consiste à recueillir, au moyen d'électrodes biopotentiennes, les signaux électriques en provenance du Coeur. Lesquels signaux, constituant l'ECG, sont transmis par un conducteur, à l'unité de traitement ..

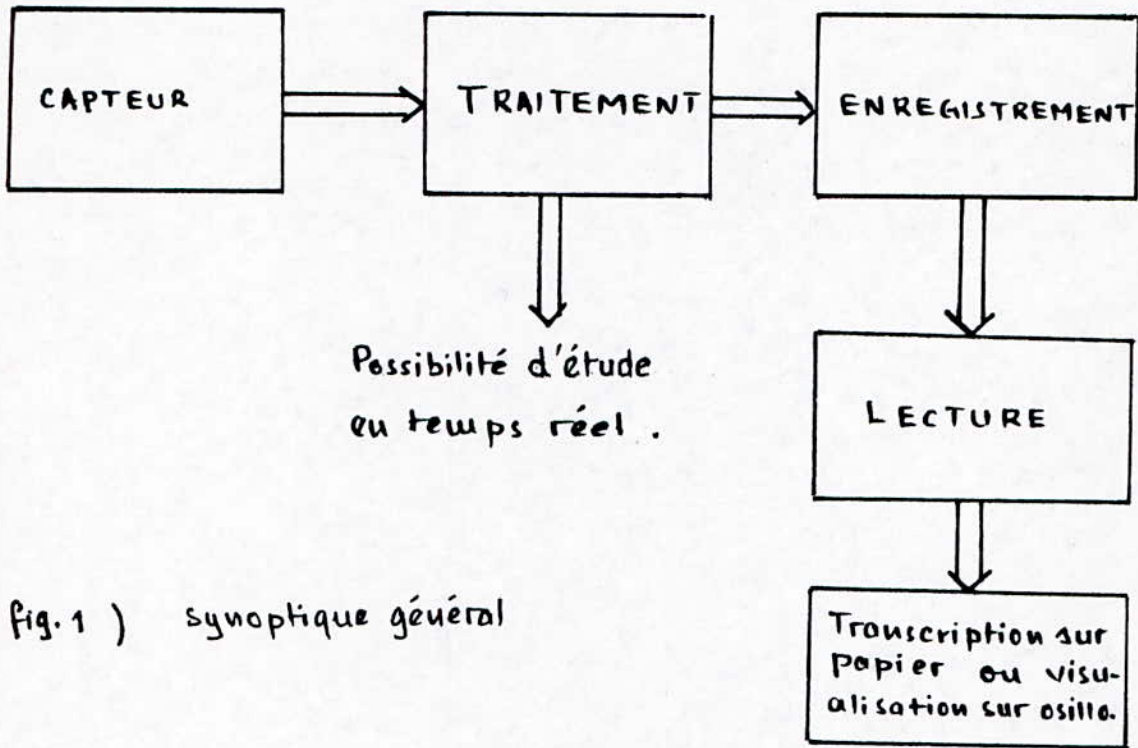
##### 2. L'UNITE DE TRAITEMENT :

Elle sert à amplifier convenablement le signal physiologique capté par les électrodes. Le spectre de fréquence de ce signal s'étale de 0 à 100 Hz, son amplitude est de l'ordre du millivolt. Il est donc facilement parasité. L'unité de traitement doit tenir compte de ces paramètres ..

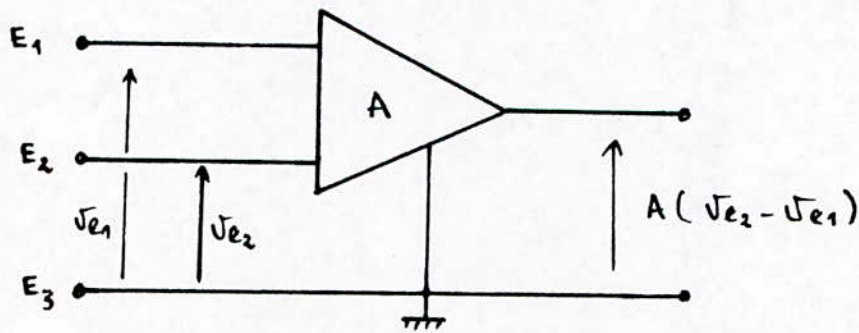
##### 2.1. LE PREAMPLIFICATEUR :

Il a les caractéristiques suivantes :

- Une entrée différentielle : les différences de potentiels entre deux points (deux électrodes) ne sont pas mesurées directement, mais en différentiel par rapport à une référence (troisième électrode qui constitue la masse). Ce mode de travail permet, d'une part, d'éliminer en grande partie les interférences que l'on captera par les fils de liaisons aux électrodes et d'autre part, de réduire la sensibilité aux parasites de l'étage d'entrée.
- Une grande impédance d'entrée : Elle est obtenue à



( fig. 1 ) synoptique général



( fig. 2 ) Principe de l'entrée différentielle.



l'aide d'un amplificateur opérationnel monté en suiveur de tension, sur chacune des deux entrées. Cette technique offre un double avantage : elle assure une bonne adaptation en tension; de plus, elle accepte une importante dissymétrie entre les électrodes sans dégradation de la rejection du mode commun.

## 2.2. L'amplificateur :

Il est réalisé à partir d'un seul amplificateur opérationnel monté en filtre passe-bas, coupant les fréquences à partir de 100 Hz.

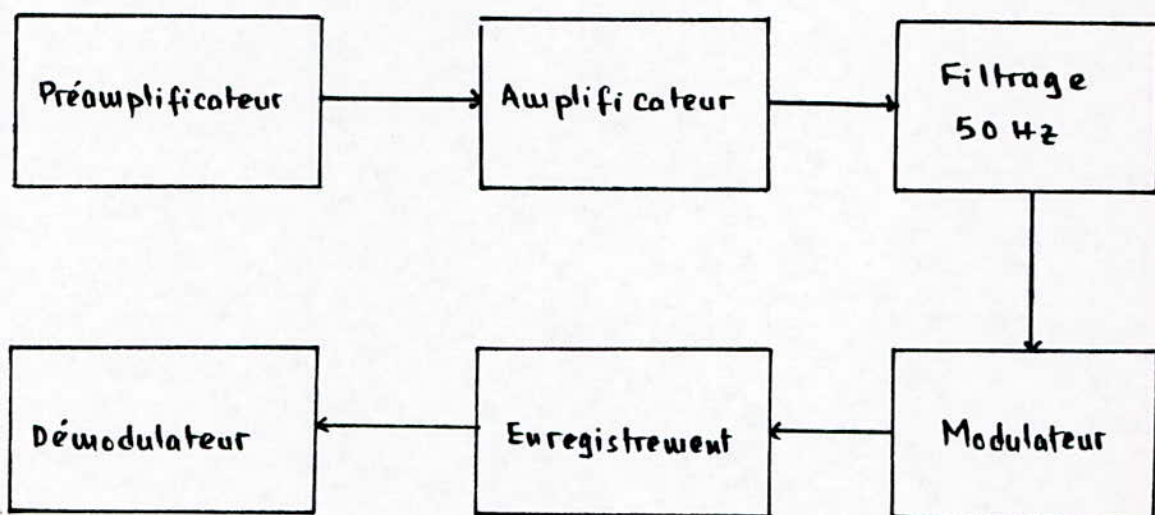
## 2.3. Filtrage du 50 Hz :

Nous avons constaté pendant les essais sur l'unité de traitement, que les électrodes et les fils de liaisons jouent un rôle de bons capteurs de parasites 50 Hz, rayonnés par le secteur. Pour éliminer ce bruit, sans altération sensible du signal électrique de l'ECC lui-même, nous avons réalisé un filtre rejecteur de bande étroite, calé sur 50 Hz. Ce filtre vient tout à fait en dernier de l'unité de traitement, pour atténuer les bruits du 50 Hz captés aux différents étages.

## 3. LE SYSTEME D'ENREGISTREMENT

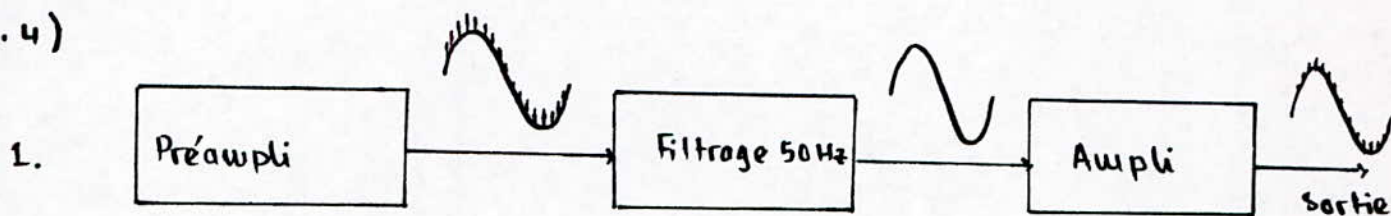
L'enregistrement analogique se fait sur une cassette de magnétophone. Néanmoins, le fait que le signal utile possède un spectre de fréquence trop bas, écarte la possibilité de son enregistrement direct.

Pour pouvoir, malgré tout, enregistrer, nous avons fait appel à un porteur sinusoïdal de haute fréquence par rapport à l'ECC, modulé en amplitude par ce dernier et tombant, quant à lui, dans la gamme de fréquence de bon fonctionnement de l'appareil.

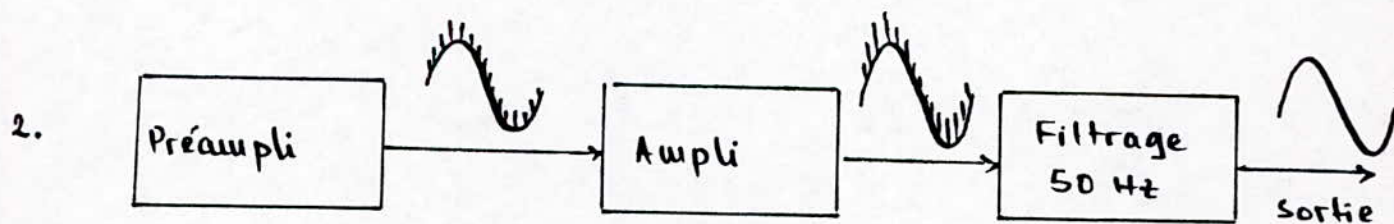


(fig. 3) Synoptique montrant les différents blocs

fig. 4)



Filtre placé après le préamplificateur. Le 50 Hz capté à l'entrée de l'amplificateur après le filtre, subsiste.



Filtrage 50 Hz après l'amplificateur. Ainsi, le 50 Hz capté à l'entrée de l'amplificateur est également atténué par le filtre.

La 2<sup>ème</sup> configuration est plus avantageuse.

#### 4. LE SYSTEME DE LECTURE

le signal enregistré n'étant plus l'ECG proprement dit, une simple lecture de cassette n'est pas valable. La récupération du signal utile nécessite le passage par une démodulation, c'est-à-dire la détection de l'enveloppe de la porteuse, grâce à un filtrage convenable.

#### 5. ALIMENTATION

le patient étant raccordé au système par des électrodes dont la qualité de contact est optimisée par l'interposition d'un gel ionisé, il est impératif d'éviter toute liaison au secteur. Ainsi avons nous adopté une alimentation à piles totalement isolée. Elle est réalisée à partir de deux piles de 9 volts. L'une d'elles est positive par rapport à la référence commune (la masse) tandis que l'autre est négative.



## B. REALISATION DES DIFFERENTS BLOCS

### 1. TRAITEMENT DU SIGNAL

#### 1.1. Le préamplificateur :

Il est constitué d'un étage suiveur de tension et d'un amplificateur différentiel.

— L'étage suiveur est réalisé à l'aide de deux amplificateurs opérationnels  $\mu A 741$ . Ainsi, les deux signaux d'entrée  $e_1$  et  $e_2$  « voient » l'un et l'autre la forte impédance d'entrée d'un étage suiveur.

Cette grande impédance d'entrée assure une bonne adaptation en tension. Elle permet également une bonne rejection du mode commun même en utilisant des électrodes dissymétriques.

— L'amplificateur différentiel est également réalisé à base d'un A. op.  $\mu A 741$ , d'usage courant.

#### Effet de pile :

Les deux électrodes,  $E_1$  et  $E_2$ , positionnées sur la peau avec interposition de gel conducteur, se comportent comme deux micropiles en opposition et leurs forces électromotrices devraient s'annuler. En fait, ces micropiles ne sont pas parfaitement semblables et, en fonction de la configuration des électrodes, de leur positionnement sur la peau, de la nature du gel utilisé, un écart de plusieurs millivolts est susceptible de subsister.

Pour supprimer cet effet, nous avons monté l'amplificateur différentiel en filtre très basse fréquence, qui filtre également les bruits de la respiration, en lui associant deux capacités de  $10 \mu F$ .

### .Gain du Préampli. :

Assimilons, pour les fréquences passantes, les deux capacités  $C$  à des court-circuits.

En supposant l'amplificateur idéal ( $A_0 = \infty$ ;  $Z_e = \infty$ ), c'est le même courant  $i_1$  qui circule dans les branches  $R_1$  et  $R_2$ , tandis que c'est le même courant  $i_2$  qui traverse les branches  $R_3$  et  $R_4$  (FIG. 5). Ainsi, par application du principe de superposition, peut on écrire :

$$U_s = - \frac{R_2}{R_1} U_{e1} + \frac{R_2 + R_1}{R_1} \times \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_{e2}$$

avec:  $R_1 = R_4$ ,  $R_2 = R_3$

On a :

$$G_1 = \frac{U_s}{(U_{e2} - U_{e1})} = \frac{R_2}{R_1}$$

A.N. :  $R_2 = R_3 = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $R_1 = R_4 = 10 \text{ K}\Omega$

D'où :  $G_1 = 100$

Fréquence de coupure :

En tenant compte des capacités  $C$ , on a :

$$G_1 = \frac{R_2}{R_1 + 1/CP} = \frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{(1 + 1/R_1CP)}$$

D'où :  $f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C} = 1,59 \text{ Hz}$ .

Taux de rejection de mode commun :

Pour obtenir un CMRR élevé, il est nécessaire que le rapport  $\frac{R_2}{R_1}$  soit rigoureusement égal à  $\frac{R_3}{R_4}$ . Il est de ce fait recommandé d'utiliser des résistances de bonne précision. Un meilleur résultat est obtenu en agissant sur une des quatre résistances, par exemple en plaçant une résistance variable en série avec  $R_3$ . Dans la pratique, nous avons obtenu par cette méthode,



un CMRR avoisinant 100 dB .

### 1.2. L'amplificateur :

Il est réalisé par un amplificateur opérationnel MA741, non inverseur, à gain ajustable. Pour éviter les fréquences indésirables situées en dehors du spectre utile, nous avons monté cet amplificateur en filtre passe-bas en lui associant une capacité de 0,1  $\mu$ F.

Gain de l'amplificateur : ( FIG.6 )

$$G_2 = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{(R_5 + R_6) / CP}{(R_5 + R_6) + 1/CP} \times \frac{1}{R_5} = 1 + \frac{R_5 + R_6}{R_5} \times \frac{1}{1 + (R_5 + R_6)CP}$$

Pour les fréquences passantes, on a :  $G_2 = 2 + \frac{R_6}{R_5}$

On a :

$$R_5 = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_6 \text{ variable.}$$

ainsi, pour  $R_6 = 15 \text{ k}\Omega$ , le gain est  $G_2 = 17$

Dans ces conditions, la fréquence de coupure de cet amplificateur passe-bas est :  $f_c \approx 100 \text{ Hz}$ .

Le gain total à la sortie de l'amplificateur sera :

$$G = G_{\text{préampli.}} \times G_{\text{ampli.}} = 100 \times 17 = 1700.$$

C'est-à-dire pour une tension d'entrée égale à 1 mV, on a une tension de sortie de 1,7 Volt.

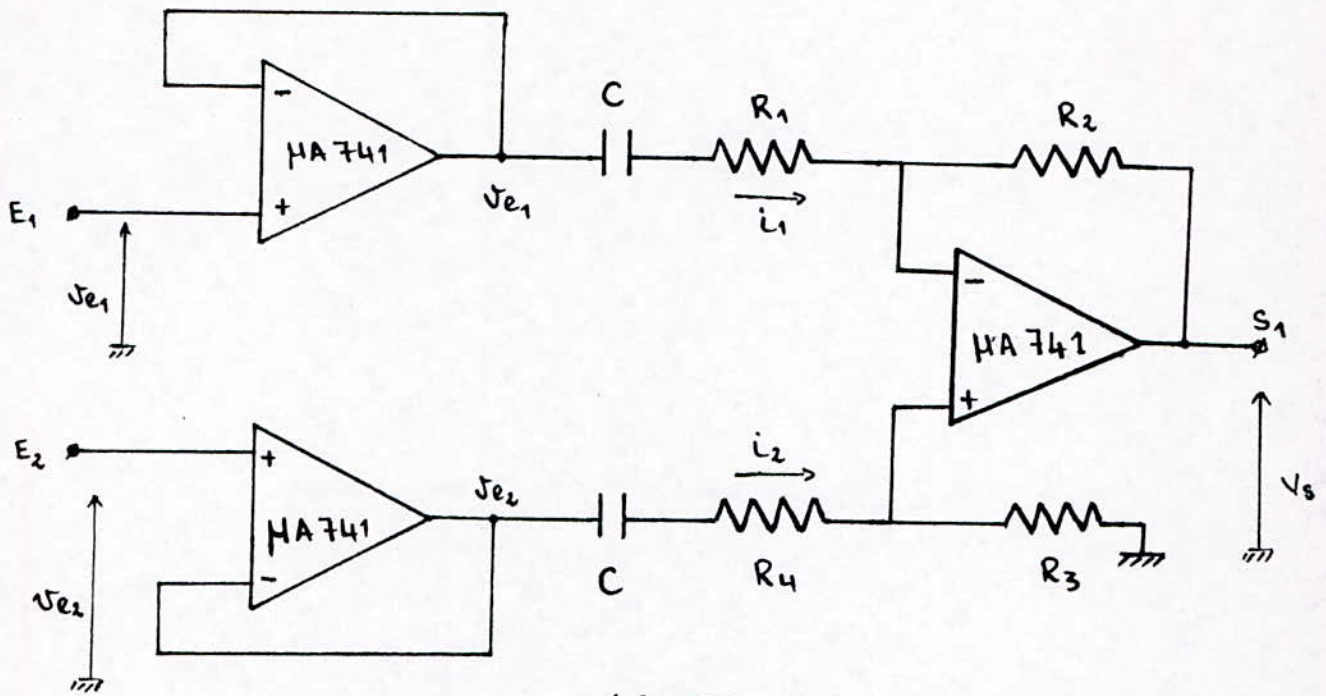
Faisons les mêmes calculs pour une autre valeur de la résistance variable  $R_6$ , soit  $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$ .

Il vient :  $G_{\text{ampli.}} = 12$ ,  $f_c \approx 159 \text{ Hz}$ .

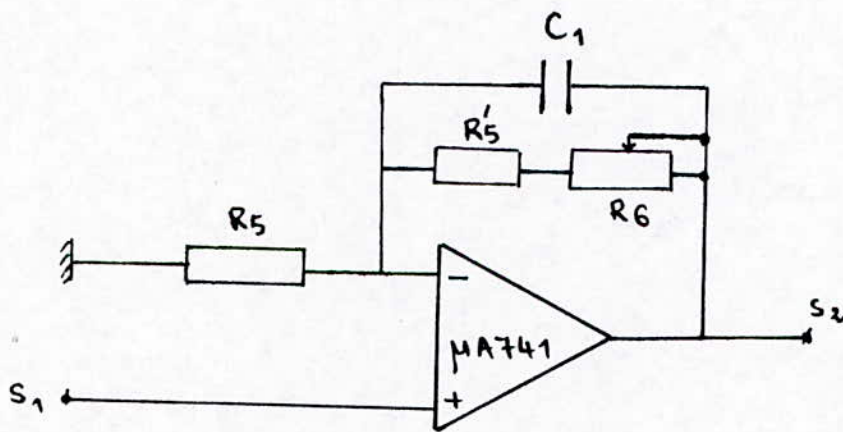
$$G_{\text{total}} = 100 \times 12 = 1200.$$

Ainsi, Pour  $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$ , on a  $V_{\text{sortie}} = 1,2 \text{ Volt}$  pour  $V_{\text{entrée}} = 1 \text{ mV}$ .





(fig.5) Préamplificateur



(Fig.6) Amplificateur

$$R_1 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_5 = R'_5 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 22 \text{ k}\Omega \text{ (variable)}$$

$$C = 10 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_1 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$$

### 1.3. Filtre rejeteur du 50 Hz :

C'est un filtre actif du 2<sup>ème</sup> ordre , réalisé par un amplificateur opérationnel , un quadripôle en double T et un quadripôle en T ponté monté en réaction ( FIG. 7 ) .

Les paramètres admittance de transfert de ces deux quadripôles sont :

$$y_{21a} = - \frac{1 + R^2 C^2 P^2}{2R ( 1 + \frac{1}{2} RCP )}$$

$$y_{21b} = - \frac{1 + R^2 C^2 P^2 + \frac{1}{2} RCP}{2R ( 1 + \frac{1}{2} RCP )}$$

On en déduit la fonction de transfert de l'ensemble :

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

Cette expression montre que la fonction de transfert s'annule pour  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$  .

avec les valeurs :  $C = 0.028 \mu F$  ,  $R = 114 k\Omega$

on a :  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 50 \text{ Hz}$  .

#### BANDE ATTEINUEE :

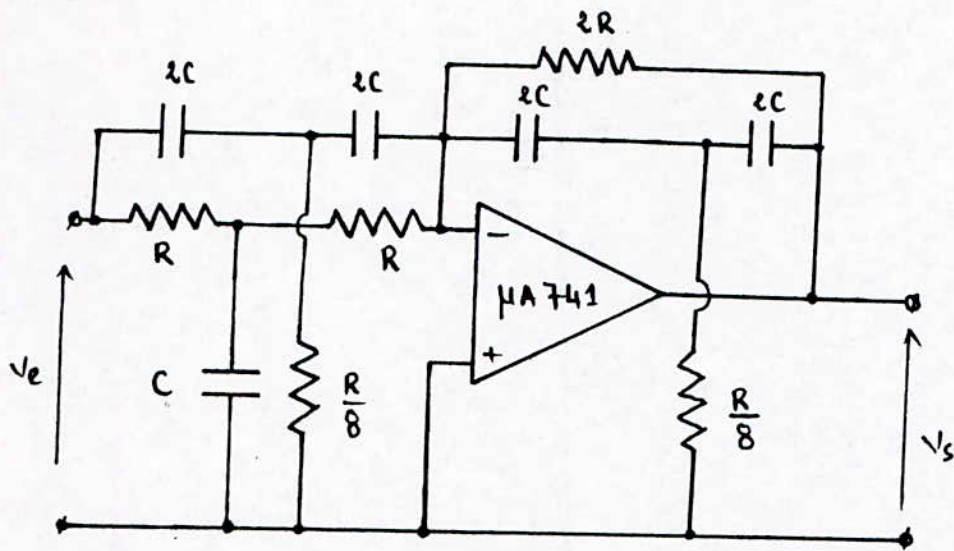
On a  $B = f_2 - f_1$  , où  $f_1$  et  $f_2$  représentent respectivement la fréquence de coupure inférieure et supérieure , c'est-à-dire celles correspondant à un gain égal à  $-3 \text{ dB}$  .

De l'étude de la fonction de transfert , les fréquences sont :

$$f_1 = 0,781 f_0 = 39,05 \text{ Hz} , f_2 = 1,281 f_0 = 64,05 \text{ Hz} .$$

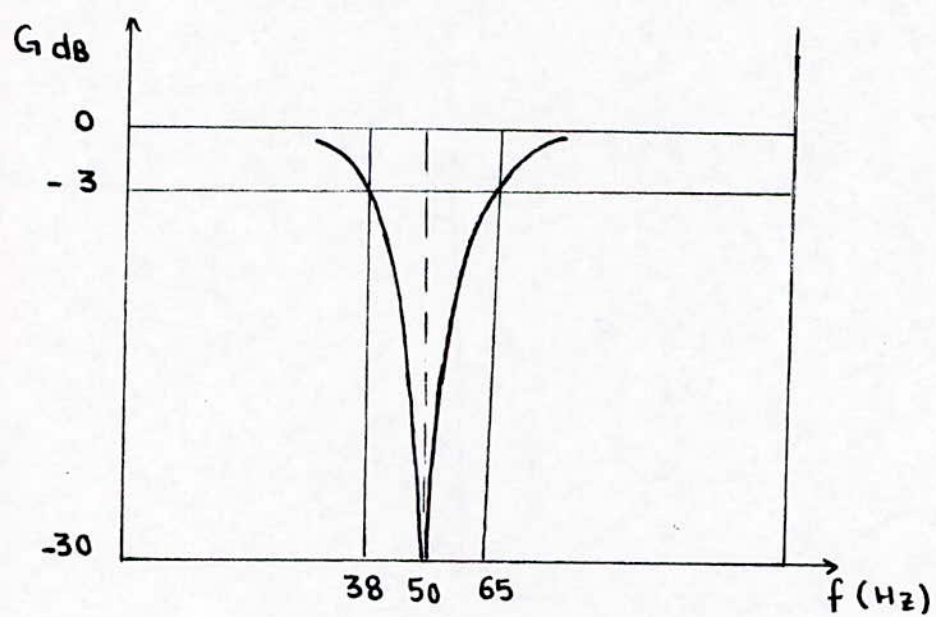
La bande atténuée est  $B = f_2 - f_1 = 25 \text{ Hz}$  .

Ce résultat concorde assez bien avec celui obtenu dans la pratique . Notons que l'atténuation de cette bande n'a pas d'effet sensible sur le signal utile , par contre le bruit 50 Hz est pratiquement complètement éliminé .



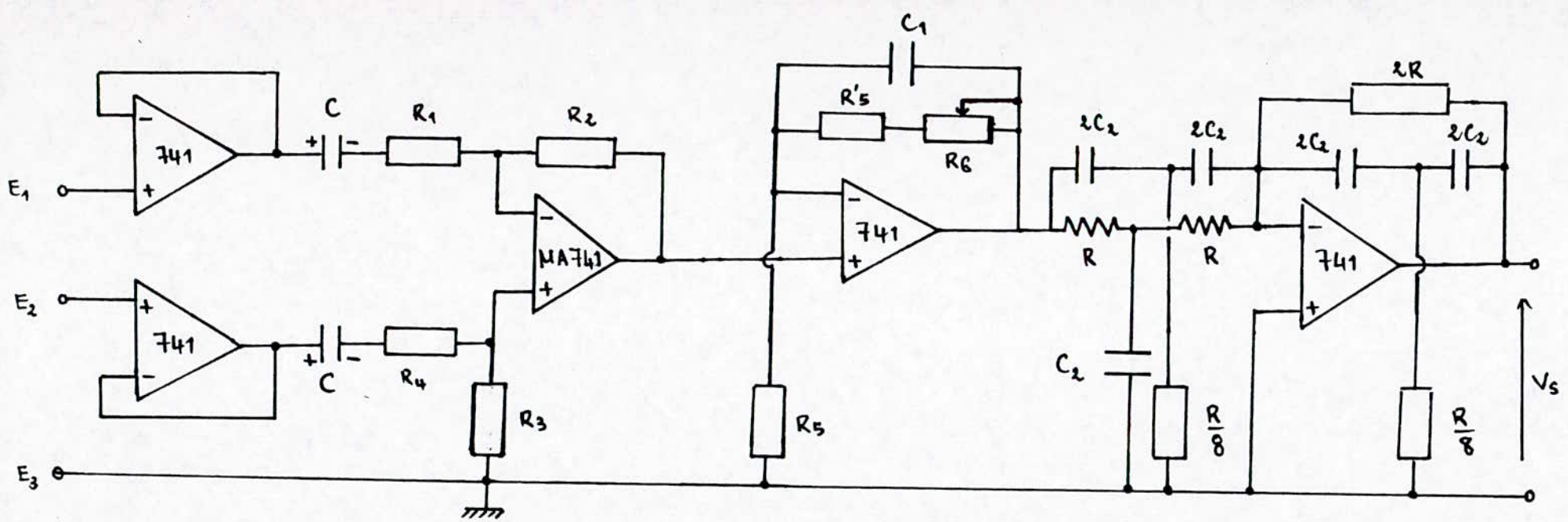
$R = 114 \text{ k}\Omega$   
 $C = 0,028 \text{ }\mu\text{F}$

( Fig. 7 ) Filtre rejeteur du 50 Hz



( Fig. 8 ) Courbe de réponse du filtre rejeteur





(Fig. 9) schéma global de l'unité de traitement

$$R_1 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_5 = R'_5 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 22 \text{ k}\Omega$$

$$R = 114 \text{ k}\Omega$$

$$C = 10 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_1 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_2 = 0,028 \text{ }\mu\text{F}$$

## 2. ENREGISTREMENT

Le signal électrique de l'ECG, délivré à la sortie de l'unité de traitement, est destiné à être enregistré sur une bande magnétique. Cet enregistrement est réalisé en modulation d'amplitude.

### 2.1. Modulation d'amplitude. Principe :

Le problème consiste à faire varier l'amplitude d'une tension dite haute fréquence (H.F.) ou porteuse, au rythme du signal modulant ou signal basse fréquence (B.F.).

#### α. Signal modulant sinusoïdal :

Soit  $E_b \cos \Omega t$  le signal basse fréquence. Si  $E_0 \cos \omega_0 t$  représente la porteuse, sa modulation consiste à faire varier son amplitude  $E_0$  sinusoïdalement autour de sa valeur moyenne à la fréquence du signal modulant. Ainsi, le signal a-t-il pour expression :

$$e = A \cos \omega_0 t ; \text{ avec } A = E_0 + E_b \cos \Omega t .$$

$$\text{ou encore : } e = E_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t ; \text{ avec } m = \frac{E_b}{E_0} .$$

$m$  est le taux de modulation, il est compris entre :

zéro (modulation nulle)

et un (modulation 100%)

Si  $m$  est supérieur à un, on a surmodulation.

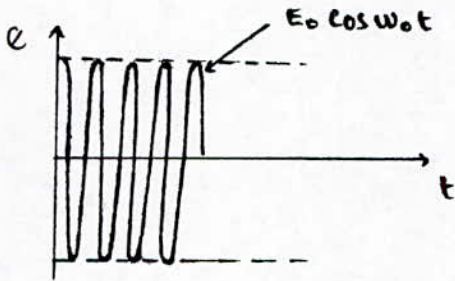
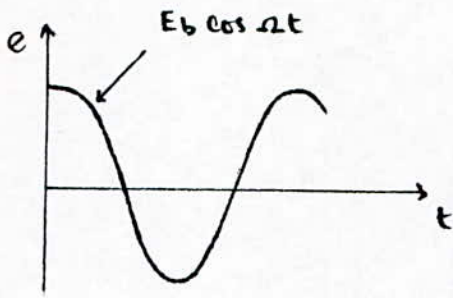
#### Spéctre de fréquence :

L'expression du signal modulé peut encore s'écrire :

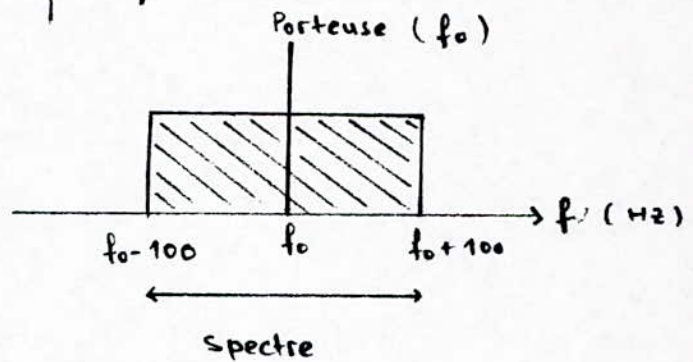
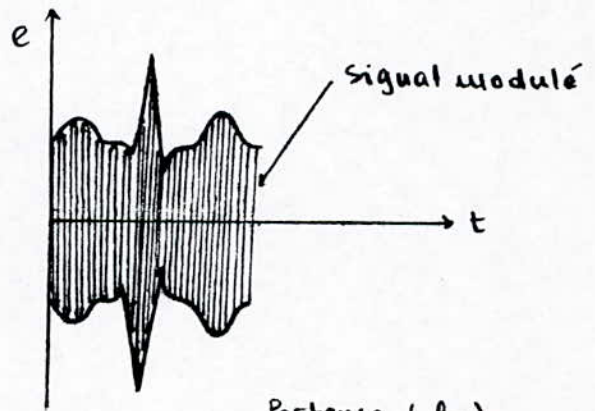
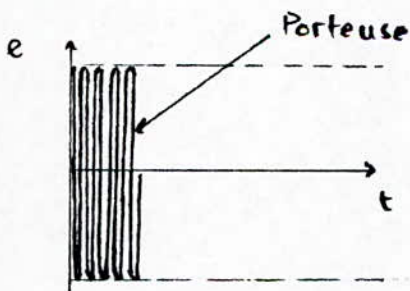
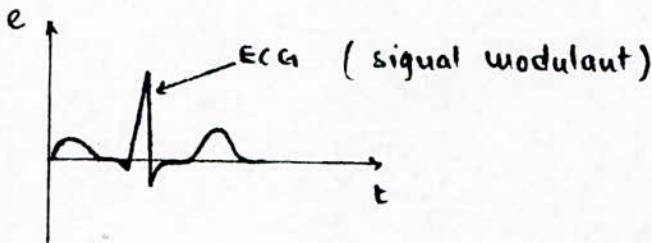
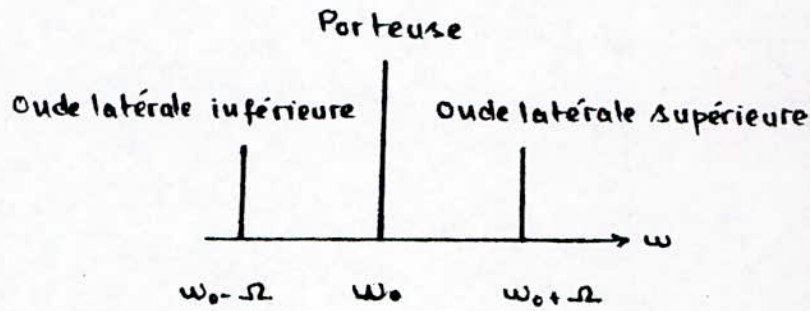
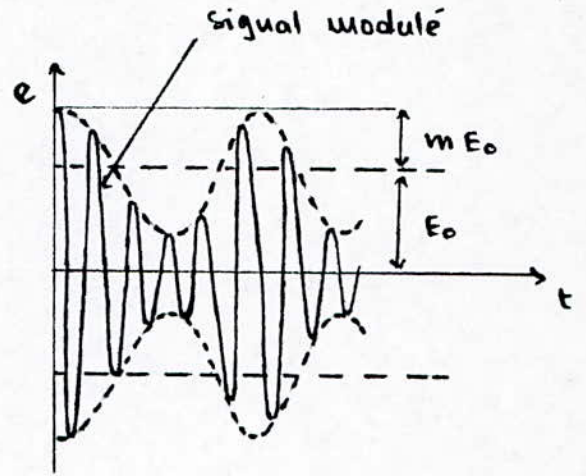
$$e = E_0 \cos \omega_0 t + m \frac{E_0}{2} \cos (\omega_0 + \Omega) t + m \frac{E_0}{2} \cos (\omega_0 - \Omega) t$$

et l'on déduit que ce signal comporte trois composantes sinusoïdales :

- L'onde porteuse de fréquence  $f_0$  ( $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ ).
- et deux ondes latérales, soit une onde supérieure de



Cas d'un signal modulant  
sinusoïdal.



Cas de l'ECG



fréquence  $f_0 + F$  et une onde inférieure de fréquence  $f_0 - F$   
(  $F = \frac{\Omega}{2\pi}$  ) .

En définitive :

un signal modulé se comporte comme la superposition de trois signaux : la porteuse et deux signaux latéraux .

b. Cas où le signal modulant est l'ECG :

Dans ce cas , le signal modulant est complexe et ne se limite pas à une seule fréquence sinusoïdale . Son spectre utile s'étale de 0 à 100 Hz . C'est-à-dire que le signal électrique de l'ECG se comporte comme la superposition de signaux sinusoïdaux dont la fréquence est comprise entre zéro et 100 Hz . Il en résulte que le signal modulé occupe un spectre de fréquence compris entre  $f_0 + F_{max}$ . ( onde latérale supérieure maximale ) et  $f_0 - F_{max}$ . ( onde latérale inférieure minimale ) , où  $F_{max} = 100$  Hz .

## 2.2. Réalisation de la modulation :

### 2.2.1 Génération de la porteuse :

Pour générer la porteuse nécessaire à la modulation , nous avons réalisé un oscillateur de type RC qui délivre un signal sinusoïdal de fréquence égale à 2,2 KHz . Ainsi , le signal modulé ( signal destiné à l'enregistrement ) a un spectre de fréquence compris entre 2100 et 2300 Hz . C'est la zone de meilleur fonctionnement de notre magnétophone .

#### a. Rappel . Circuits oscillateurs :

La figure 12 montre les deux conditions à satisfaire pour faire fonctionner un oscillateur sinusoïdal . On doit tout d'abord reboucler la sortie d'un amplificateur (  $A_1$  ) sur son entrée au moyen d'un réseau sélectif en fréquence (  $A_2$  ) de fa-

çon que la somme des déphasages induits par l'amplificateur et par le réseau soit nul ou égal à  $360^\circ$ . On doit ensuite donner à l'amplificateur un gain qui compense exactement les pertes du réseau de bouclage. Autrement dit, on doit assurer la condition  $A_1 \times A_2 = 1$ ,  $A_1$  et  $A_2$  étant respectivement le gain de l'amplificateur et l'atténuation du réseau sélectif en fréquence. Si cette condition n'est pas respectée, aucune oscillation ne peut exister pour des valeurs du produit  $A_1 \cdot A_2 < 1$ , tandis que, pour les valeurs supérieures à 1, le signal obtenu présente des distorsions dues à la saturation de l'amplificateur.

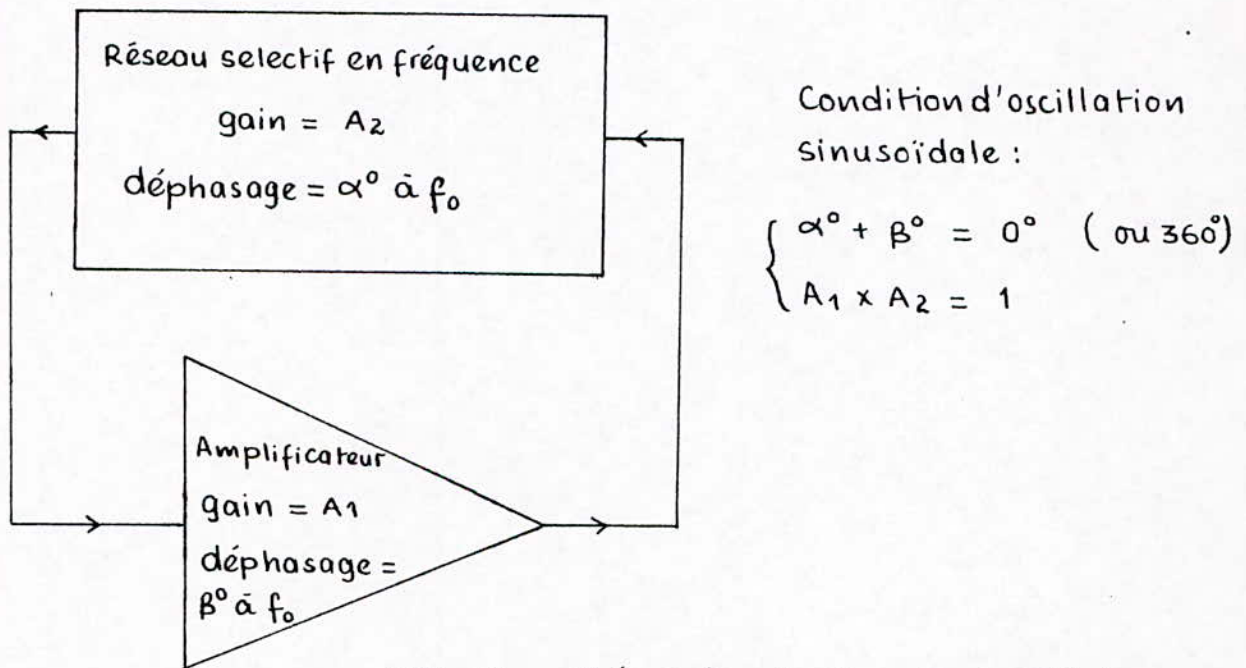


FIG. 12 Schéma de principe d'un oscillateur et conditions nécessaires à son fonctionnement...

### b. Réalisation de l'oscillateur :

La figure 13 montre le schéma pratique de l'oscillateur que nous avons réalisé pour notre système. Il est obtenu en cablant



un réseau double T, entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur. Ce dernier est un  $\mu A 741$  monté en inverseur et le filtre double T se compose de  $R_1 - R_2 - R_3 - R_4$  et  $C_1 - C_2 - C_3$ . Le réglage est fait de façon à assurer les conditions :

$$(1) \begin{cases} R_1 = R_2 = 2(R_3 + R_4) \\ C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2} \end{cases}$$

• Principe de fonctionnement :

Lorsque l'équilibrage du réseau double T est effectif (relations (1)), celui-ci fonctionne en rejeteur de fréquence dont l'atténuation « infinie » se produit pour  $f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$ , les autres fréquences étant peu atténuées. Lorsque ce réseau est imparfaitement équilibré, il délivre un signal faiblement atténué à la fréquence  $f_0$ , et le déphasage entre sortie et entrée dépend du « sens » du déséquilibre. S'il est dû à une faible valeur de  $(R_3 + R_4)$ , le déphasage est de  $180^\circ$ . On peut donc associer au double T un amplificateur inverseur dont le gain compensera l'atténuation à la fréquence de fonctionnement. De même les déphasages se compensent. Ainsi, le signal ramené à l'entrée par le réseau de réaction, est bien en phase avec un signal fictif qui donnerait le même signal de sortie. En somme, les conditions d'oscillation sont réalisées.

Notons que ce circuit présente une excellente stabilité en fréquence par suite de la très grande sensibilité de phase du réseau en double T aux variations de fréquence autour de  $f_0$ .

• Régulation par diode :

Une diode au silicium  $D_1$  montée entre la sortie (point milieu du potentiomètre  $R_7$ ) et l'entrée de l'amplificateur,



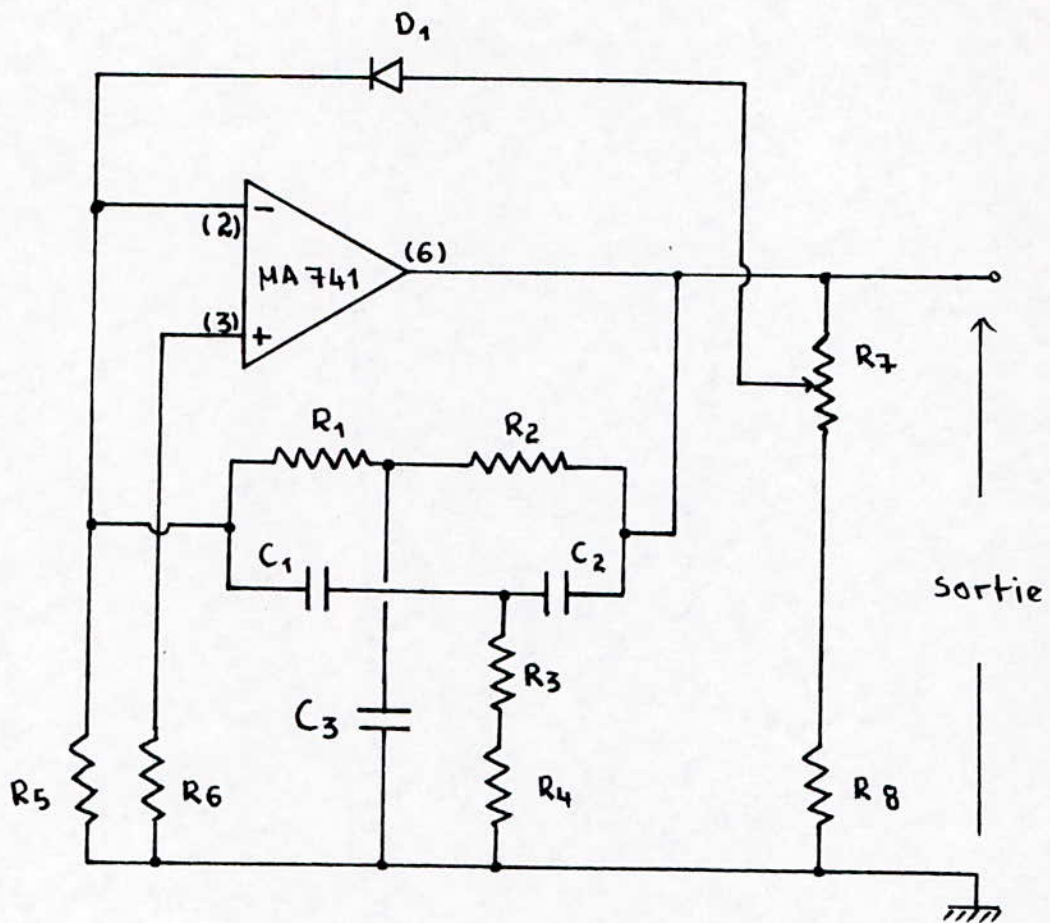


FIG. 13 OSCILLATEUR 2,2 KHZ à DOUBLE T , RÉGULÉ PAR DIODE

$$R_1 = R_2 = 22 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 6.8 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 4.7 \text{ K}\Omega \text{ ( VARIABLE )}$$

$$R_5 = R_6 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_7 = 10 \text{ K}\Omega \text{ ( VARIABLE )}$$

$$R_8 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = 3.3 \text{ nF}$$

$$C_3 = 6.6 \text{ nF}$$

$D_1$  : DIODE AU SILICIUM  
USAGE COURANT.

Permet d'obtenir un signal de niveau variable. Cette diode conduit dès que la tension à ses bornes dépasse quelques centaines de millivolts, ce qui limite l'amplitude de sortie de l'amplificateur.

#### • Réglage du dispositif :

On part de la valeur minimum de  $R_7$  ( curseur coté sortie de l'amplificateur opérationnel ). On règle  $R_4$  pour obtenir l'oscillation minimale ( Ceci afin de maintenir l'oscillation à la limite d'accrochage, on maintient ainsi le taux de distorsion harmonique total à moins de 1% ). La sinusoïde obtenue présente une amplitude de 500 mV environs ( crête à crête ).  $R_7$  permet alors de régler l'amplitude du signal entre 500 mV et 8 Volts crête à crête.

#### 2.2.2. Le modulateur :

Nous avons utilisé un circuit intégré ( MC 1595 L ) qui, entre autres fonctions, réalise celle de modulateur d'amplitude. Il nécessite la même alimentation qu'un  $\mu A 741$ . Les figures 10 et 11 montrent son schéma interne, ainsi que le câblage relatif à son emploi en modulateur.

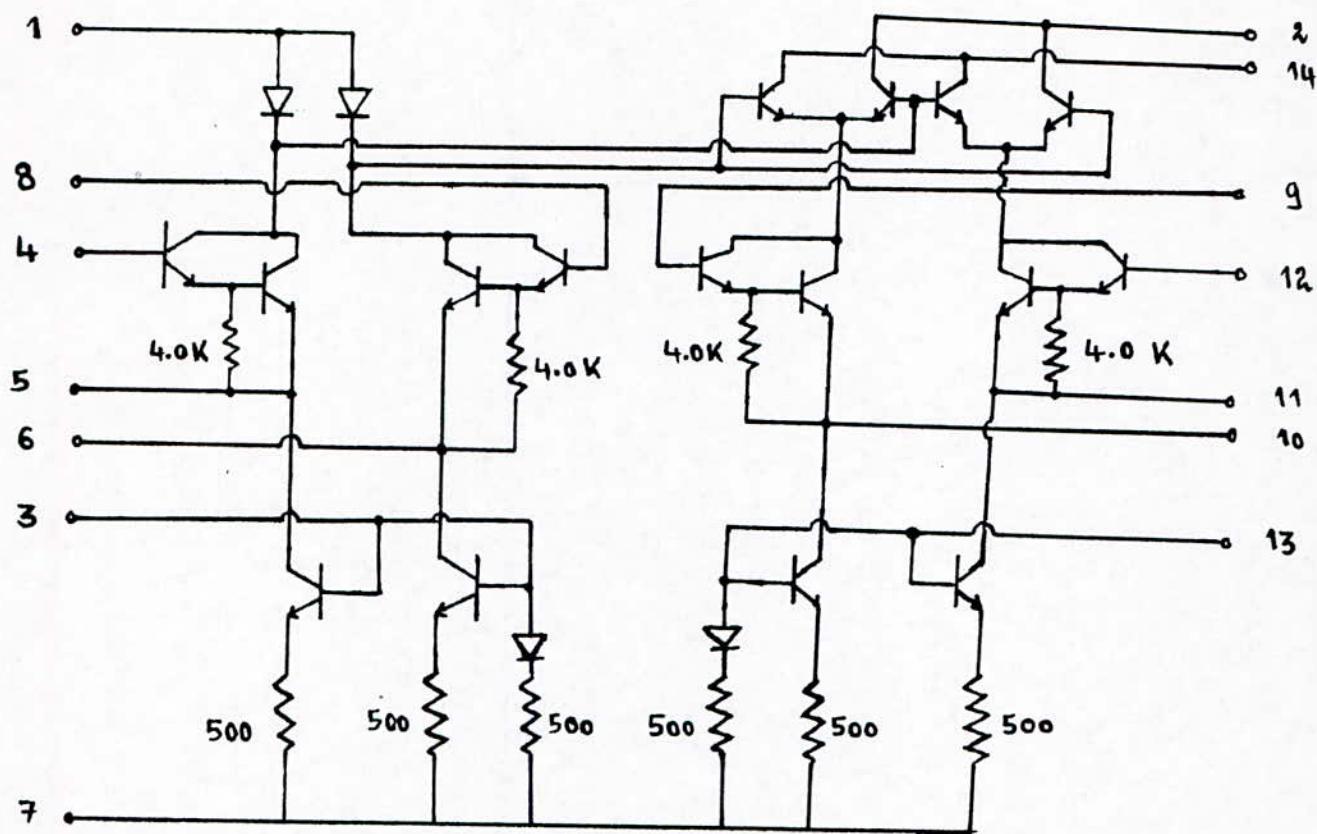


Fig. 10 Circuit intégré MC 1595 L

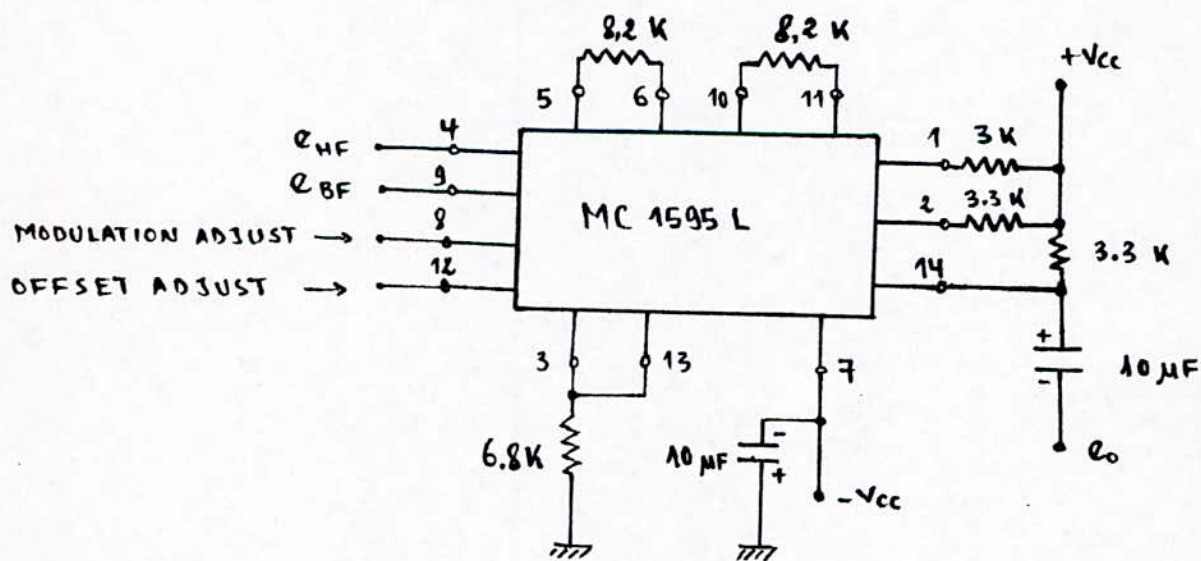


Fig. 11 utilisation Modulateur en amplitude

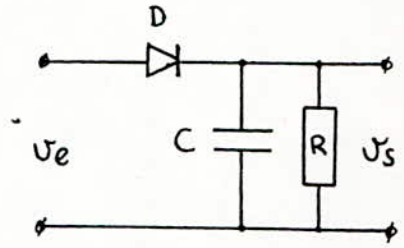


### 3. SYSTEME DE LECTURE .

Le signal enregistré est une porteuse sinusoïdale modulée en amplitude par l'ECG . La récupération de ce dernier, en vue de sa visualisation ou transcription sur papier, nécessite le passage par une démodulation .-

#### 3.1. Principe de démodulation d'un signal modulé en amplitude :

La figure ci-contre montre un exemple de démodulateur fréquemment utilisé . La diode D joue le rôle d'un redresseur : elle permet d'appliquer une tension unidirectionnelle aux bornes du condensateur C et de la résistance R . La capacité se charge rapidement à travers la faible résistance dynamique de la diode et se décharge lentement à travers la résistance R . Un choix judicieux de la constante de temps RC ( $T_{HF} \ll RC \ll T_{BF}$ ) permet de suivre fidèlement l'enveloppe de la porteuse et recueillir donc le signal utile en sortie .-



Ce type de démodulateur , de réalisation simple , a cependant l'inconvénient d'introduire des distorsions aux faibles valeurs du signal , du fait de la courbure de la caractéristique de la diode .-

#### 3.2. Démodulateur réalisé pour notre système :

La figure 14 représente schématiquement le démodulateur que nous avons réalisé pour notre système .

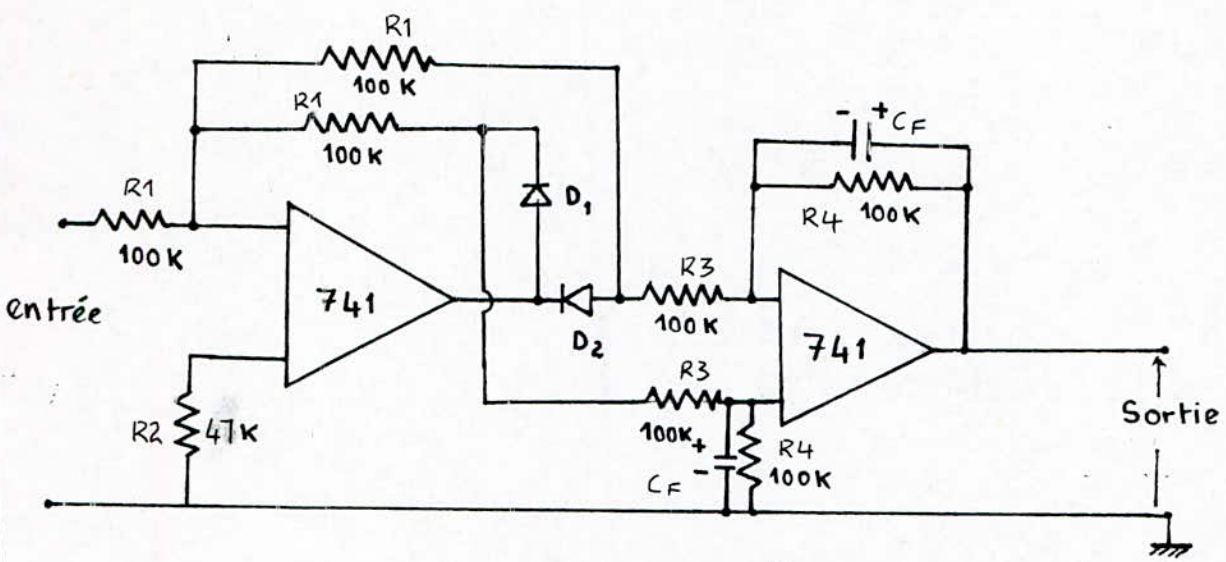
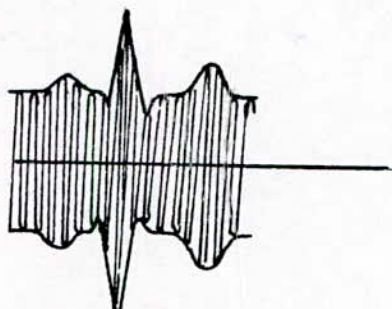
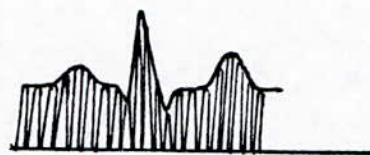


FIG. 14 Détecteur d'enveloppe



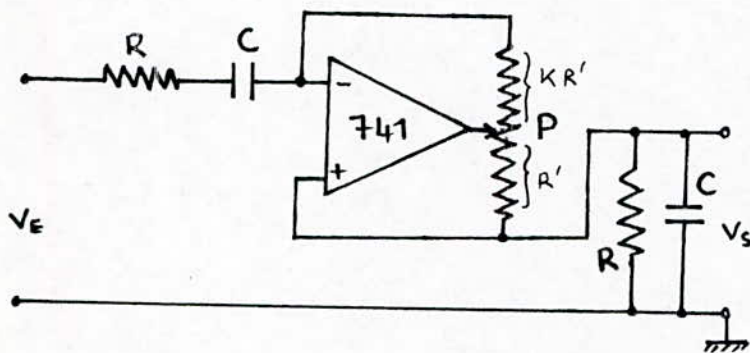
porteuse modulée en amplitude



redressement double alternance



recueil de l'enveloppe



- P : 22 kΩ
- R : 6,8 kΩ
- C : 0,01 μF

FIG. 15 FILTRE PASSE-BANDE

En l'absence de la capacité  $C_F$ , le montage fonctionne en redresseur double alternance sans seuil. La simple adjonction de cette capacité en parallèle sur  $R_4$  permet de filtrer le signal de sortie. La constante de temps est alors  $\tau = R_4 C_F$ . Un bon choix de celle-ci permet de recueillir l'enveloppe du signal modulé.

Nous avons :

$$f_0 = 2200 \text{ Hz} \quad \text{d'où} \quad T_{HF} = 0,454 \text{ ms}$$

$$F_{\text{max.}} = 100 \text{ Hz} \quad \text{d'où} \quad T_{BF \text{ min.}} = 10 \text{ ms}$$

où :

$f_0$  : fréquence de la porteuse ;  $T_{HF}$  : sa période

$F_{\text{max.}}$  : fréquence maximale du spectre de l'ECC ;

$T_{BF \text{ min.}}$  : période correspondante.

Choix de la constante de temps :

$$R_4 = 100 \text{ k}\Omega, \quad C_F = 0,02 \text{ }\mu\text{F} \quad \text{d'où} \quad \tau = R_4 C_F = 2 \text{ ms}$$

### 3.3. Filtrage de parasites :

Comme nous l'avons signalé (chap. II), les magnétophones à cassettes, conçus et développés pour les besoins « grand public », sont caractérisés par leur incapacité de restituer les signaux avec précision. Au signal à enregistrer correspond pendant la lecture, un signal présentant des fluctuations aléatoires plus ou moins importantes selon la qualité du magnétophone et de la bande.

Dans le cas de notre application, le signal à enregistrer est une porteuse modulée en amplitude par l'ECC. Les



fluctuations d'amplitude introduites par le système d'enregistrement viennent donc parasiter l'enveloppe de la porteuse qui constitue le signal utile ..

Afin d'améliorer le rapport signal / bruit, nous avons placé à l'entrée du démodulateur, un filtre passe-bande permettant la sélection du seul spectre utile entourant la porteuse.

Le schéma de ce filtre est donné en figure 15. Sa fonction de transfert est (voir annexe) :

$$F(p) = \frac{-K \omega_0 p}{p^2 + (2-K) \omega_0 p + \omega_0^2} \quad , \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

De l'étude de cette fonction, il vient :

$$\text{Bande passante} = f_{c2} - f_{c1} = (2-K) f_0$$

où  $f_{c1}$  et  $f_{c2}$  sont respectivement la fréquence de coupure inférieure et supérieure.

Ainsi, le réglage de la bande passante se fait par action sur un simple potentiomètre.

## C. REMARQUES ET OBSERVATIONS

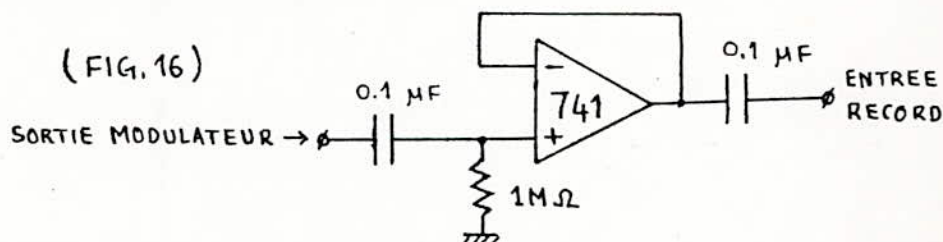
### 1. Filtre rejecteur du 50 Hz :

Sa mise au point nous a été particulièrement délicate. En effet, l'atténuation pour  $f_0$  ( $f_0 = 50 \text{ Hz}$ ) ainsi que la chute de gain de part et d'autre de cette fréquence centrale sont d'autant plus accusées que les tolérances sur les valeurs des composants sont plus serrées. Autrement dit, ce type de filtre nécessite l'utilisation de composants de précision (0,1% pour les résistances, 1% pour les capacités). Ne disposant que de capacités de  $\pm 10\%$ , nous étions amenés à corriger les erreurs des capacités en agissant sur les résistances. Ainsi avons nous associé un potentiomètre à chaque résistance de ce filtre.

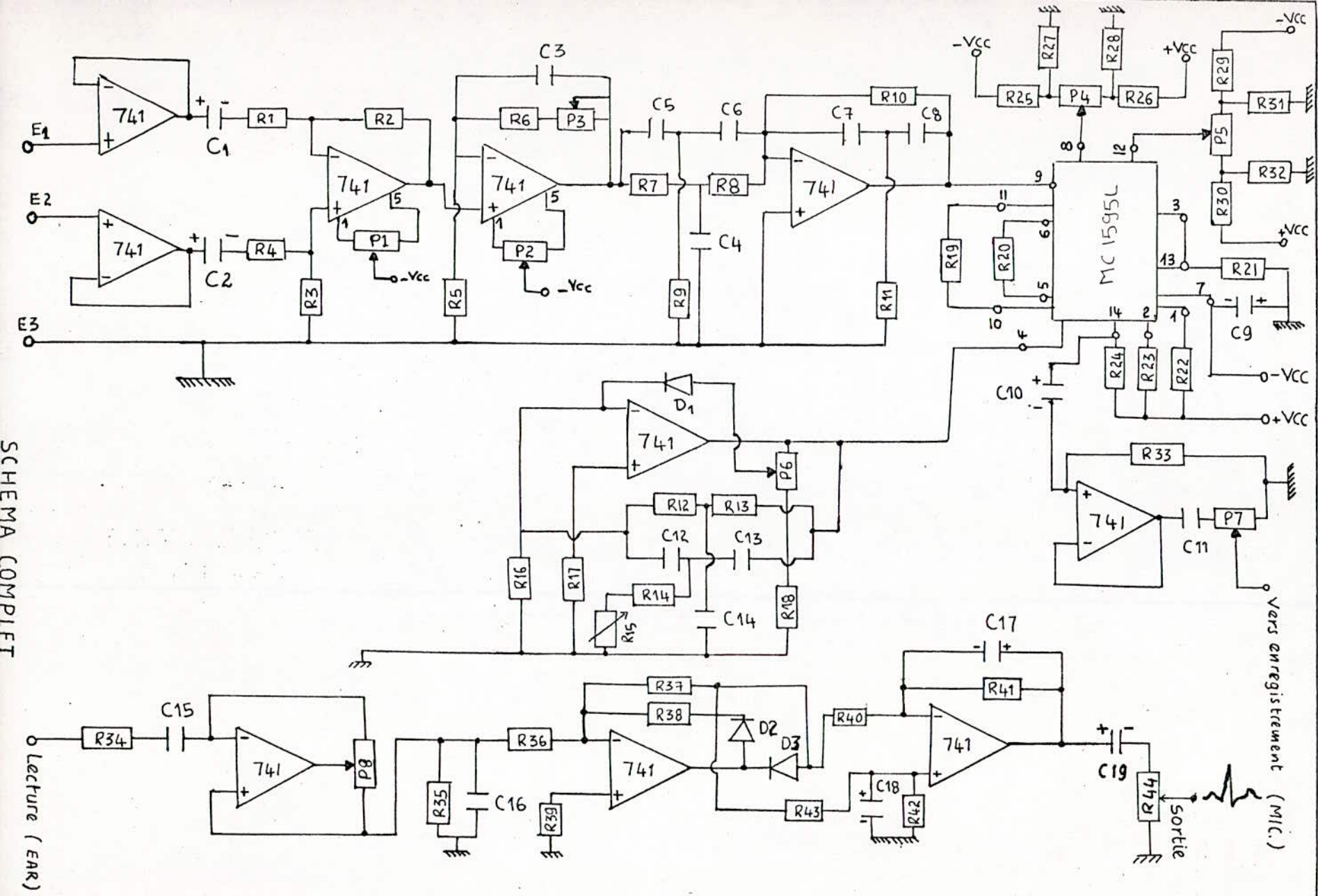
Notons que dans le schéma, nous n'avons représenté qu'une résistance (au lieu d'une résistance en série avec un potentiomètre) .-

### 2. Assemblage des différents blocs :

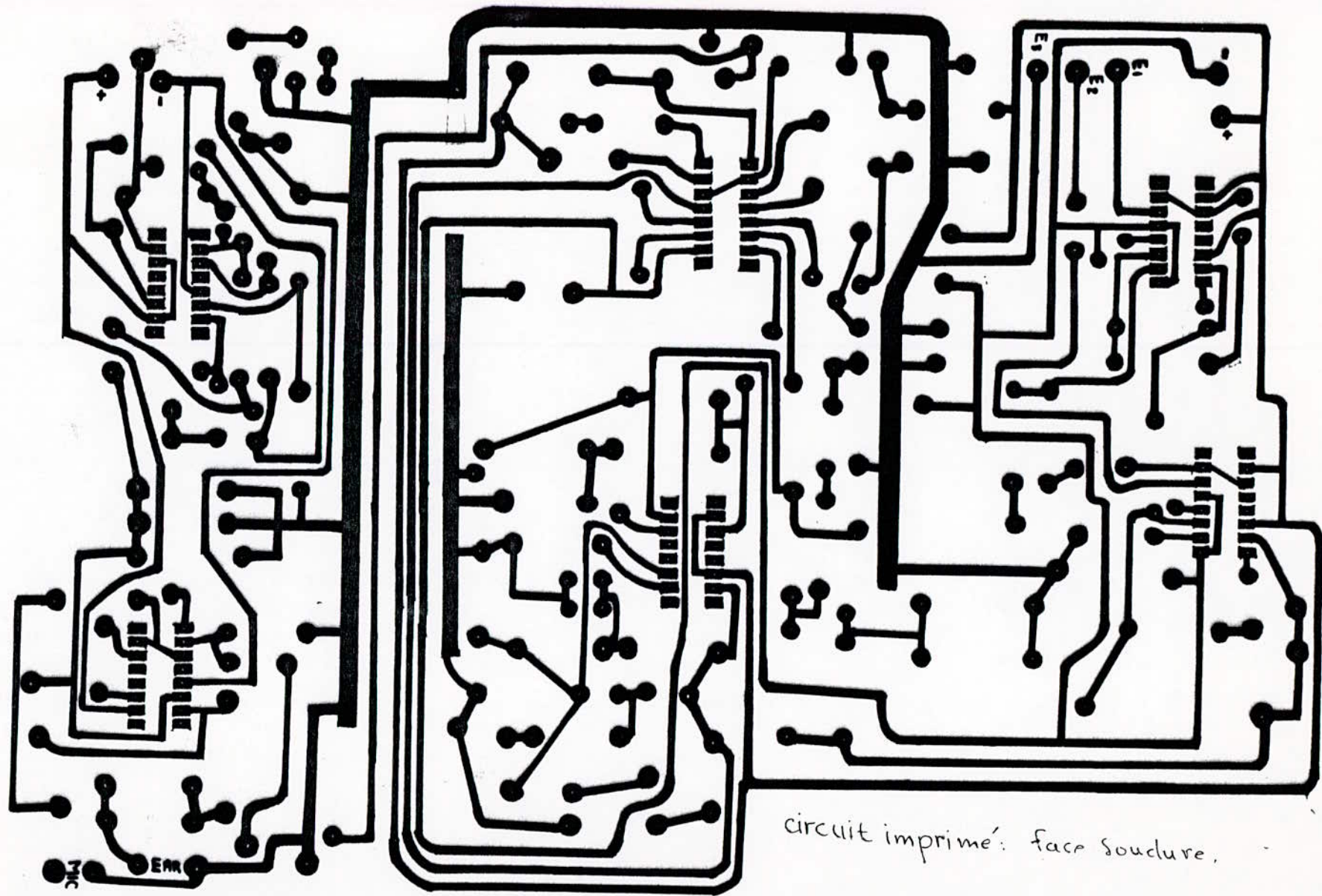
Lors de l'assemblage des différents blocs de notre appareil, nous avons constaté un problème d'adaptation d'impédance entre la sortie du modulateur et l'entrée RECORD de l'appareil enregistreur. Nous avons remédié à ce problème par intercalation d'un étage suiveur de tension alternative ( FIG. 16 ).



SCHEMA COMPLET







circuit imprimé: face soudures.

h7

## Nomenclature des composants :

### Résistances

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$	$R_{16} = R_{17} = 10 \text{ k}\Omega$	$R_{39} = 47 \text{ k}\Omega$
$R_2 = 1 \text{ M}\Omega$	$R_{18} = 1 \text{ k}\Omega$	$R_{40} = 100 \text{ k}\Omega$
$R_3 = 1 \text{ M}\Omega$	$R_{19} = R_{20} = 8.2 \text{ k}\Omega$	$R_{41} = 100 \text{ k}\Omega$
$R_4 = 10 \text{ k}\Omega$	$R_{21} = 6.8 \text{ k}\Omega$	$R_{42} = 100 \text{ k}\Omega$
$R_5 = 1 \text{ k}\Omega$	$R_{22} = 3 \text{ k}\Omega$	$R_{43} = 100 \text{ k}\Omega$
$R_6 = 1 \text{ k}\Omega$	$R_{23} = R_{24} = 3.3 \text{ k}\Omega$	
$R_7 = R_8 = 114 \text{ k}\Omega$	$R_{25} = R_{26} = R_{29} = R_{30} = 10 \text{ k}\Omega$	
$R_9 = R_{11} = \frac{1}{8} R_7$	$R_{27} = R_{28} = R_{31} = R_{32} = 2.2 \text{ k}\Omega$	
$R_{10} = 2 R_7$	$R_{33} = 1 \text{ M}\Omega$	
$R_{12} = R_{13} = 22 \text{ k}\Omega$	$R_{34} = 6.8 \text{ k}\Omega$	
$R_{14} = 6.8 \text{ k}\Omega$	$R_{35} = 6.8 \text{ k}\Omega$	
$R_{15} = 4.7 \text{ k}\Omega$	$R_{36} = R_{37} = R_{38} = 100 \text{ k}\Omega$	

### Potentiomètres :

$P_1 = P_2 = 10 \text{ k}\Omega$
$P_3 = 22 \text{ k}\Omega$
$P_4 = P_5 = 22 \text{ k}\Omega$
$P_6 = 10 \text{ k}\Omega$
$P_7 = 22 \text{ k}\Omega$
$P_8 = 22 \text{ k}\Omega$
$P_9 = 100 \text{ k}\Omega$

### Capacités :

$C_1 = C_2 = 10 \text{ }\mu\text{F}$
$C_3 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$
$C_4 = 0.028 \text{ }\mu\text{F}$
$C_5 = C_6 = C_7 = C_8 = 0.056 \text{ }\mu\text{F}$
$C_9 = 10 \text{ }\mu\text{F}$
$C_{10} = 0.1 \text{ }\mu\text{F} = C_{11}$
$C_{12} = C_{13} = 3.3 \text{ }\mu\text{F}$
$C_{14} = 6.6 \text{ }\mu\text{F}$
$C_{15} = C_{16} = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$
$C_{17} = C_{18} = 0.02 \text{ }\mu\text{F}$
$C_{19} = 2.2 \text{ }\mu\text{F}$

## - CONCLUSION -

Au terme de l'étude que nous venons de présenter, nous pouvons affirmer que le travail réalisé dans le cadre de cette thèse, nous a été très bénéfique. Il nous a permis en particulier de nous familiariser avec l'électronique médicale, notamment celle relevant de la Cardiologie ..

Nous nous sommes satisfaits d'avoir réussi à la mise au point d'un appareil qui fonctionne, malgré les multiples difficultés rencontrées ainsi que le peu de temps qui nous était imparti ..

Par ailleurs nous ne pouvons prétendre que notre appareil soit exploitable pour des applications qui nécessitent une grande précision de la forme du signal ECG. Pour ces applications nous conseillons et souhaitons que d'autres étudiants puissent parvenir dans un proche avenir à réaliser l'enregistrement numérique, cette forme d'enregistrement présentant sur la forme analogique l'avantage de la précision ..



## ANNEXE

Nous avons jugé utile de donner en annexe, une démonstration détaillée concernant le calcul de la fonction de transfert de deux circuits rencontrés dans notre précédente étude, en l'occurrence les filtres des figures 7 et 15.-

### Filtre de la figure 7 :

Dans notre démonstration, nous allons faire appel à l'emploi des paramètres admittances. Il est de ce fait nécessaire d'en donner un bref rappel.-

Soit la boîte noire de la figure I.1. Branchons à ses bornes d'entrée une source  $e_1$  et en sortie une source  $e_2$ . Par définition des paramètres « y », nous avons les deux équations :

$$i_1 = y_{11} e_1 + y_{12} e_2$$

$$i_2 = y_{21} e_1 + y_{22} e_2$$

En remplaçant dans la première équation la source  $e_2$  par un court-circuit, il vient :

$$i_1 = y_{11} e_1, \text{ d'où } y_{11} = \left. \frac{i_1}{e_1} \right|_{e_2=0}$$

La dimension de  $y_{11}$  est l'inverse d'une impédance. Elle représente l'admittance d'entrée du circuit pour la sortie court-circuitée.

Le même raisonnement conduit à :

$$y_{12} = \left. \frac{i_1}{e_2} \right|_{e_1=0} : \text{ admittance d'entrée ramenée à la sortie.}$$

$$y_{21} = \left. \frac{i_2}{e_1} \right|_{e_2=0} : \text{ admittance de sortie ramenée à l'entrée.}$$

$$y_{22} = \left. \frac{i_2}{e_2} \right|_{e_1=0} : \text{ admittance de sortie pour l'entrée court-circuitée.}$$

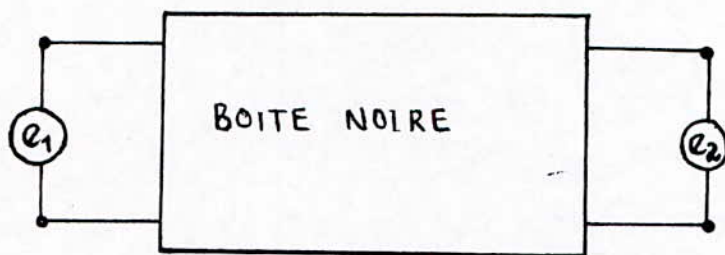


Fig. I.1

$$y_{11} = \frac{i_1}{e_1} \Big|_{e_2=0}$$

$$y_{12} = \frac{i_1}{e_2} \Big|_{e_1=0}$$

$$y_{21} = \frac{i_2}{e_1} \Big|_{e_2=0}$$

$$y_{22} = \frac{i_2}{e_2} \Big|_{e_1=0}$$

Après ce bref rappel théorique, revenons à notre problème. Le montage en question est représenté schématiquement à la figure I.3. Ainsi, on remarque facilement qu'il ressemble beaucoup à l'amplificateur inverseur dans lequel on aurait remplacé les résistances  $R_E$  et  $R_{CR}$  par les réseaux passifs A et B.

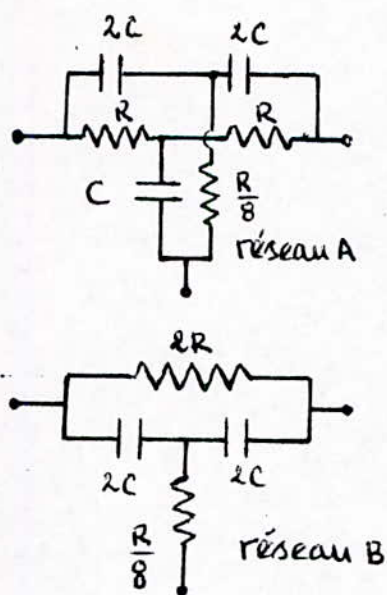


FIG. I.2

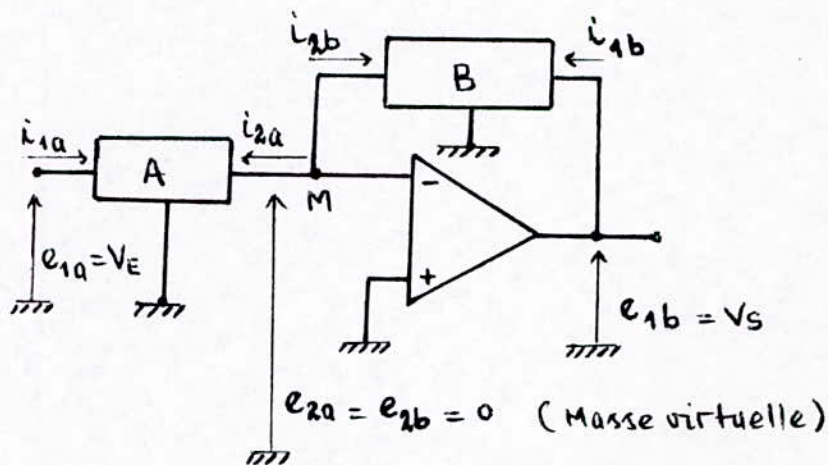


FIG. I.3

Ainsi, en considérant l'amplificateur opérationnel parfait :

1. Le point M est une masse virtuelle, ce qui implique :

$$e_{2a} = e_{2b} = 0$$

2. Aucun courant n'est dérivé vers l'entrée de l'amplificateur, ce qui implique:  $i_{2a} = -i_{2b}$  ----- (1)

Dans ces conditions, nous pouvons écrire pour le réseau A :

$$i_{2a} = y_{21a} e_{1a} \text{ --- (2)}$$

et pour le réseau B :

$$i_{2b} = y_{21b} e_{1b} \text{ --- (3)}$$

Combinons maintenant les deux équations (2) et (3), en tenant compte de (1), il vient :

$$y_{21a} e_{1a} = -y_{21b} e_{1b}$$

$$\text{d'où : } \frac{e_{1b}}{e_{1a}} = - \frac{y_{21a}}{y_{21b}}$$

$$\text{or, } e_{1a} = v_E \text{ et } e_{1b} = v_S$$

Donc, la fonction de transfert est :

$$\boxed{\frac{v_S}{v_E} = - \frac{y_{21a}}{y_{21b}}}$$

On remarque que cette expression est conforme à la formule générale de l'amplificateur inverseur :

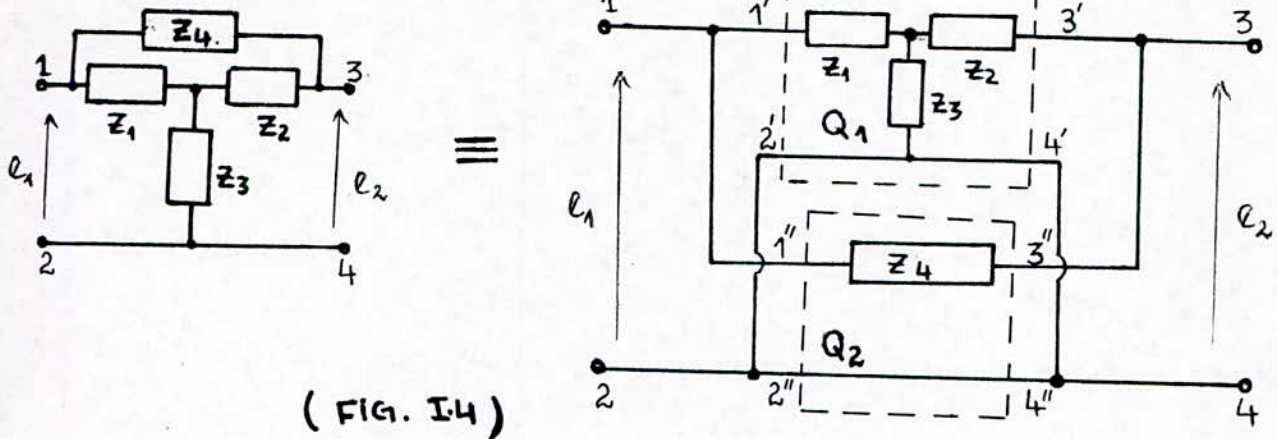
$$\frac{v_S}{v_E} = - \frac{Z_{CR}}{Z_E} \quad \left( = - \frac{y_E}{y_{CR}} \right)$$

• Pour calculer la fonction de transfert de notre montage, il suffit donc de calculer les paramètres «  $y_{21}$  » du quadripôle A d'entrée et du quadripôle B de contre réaction.

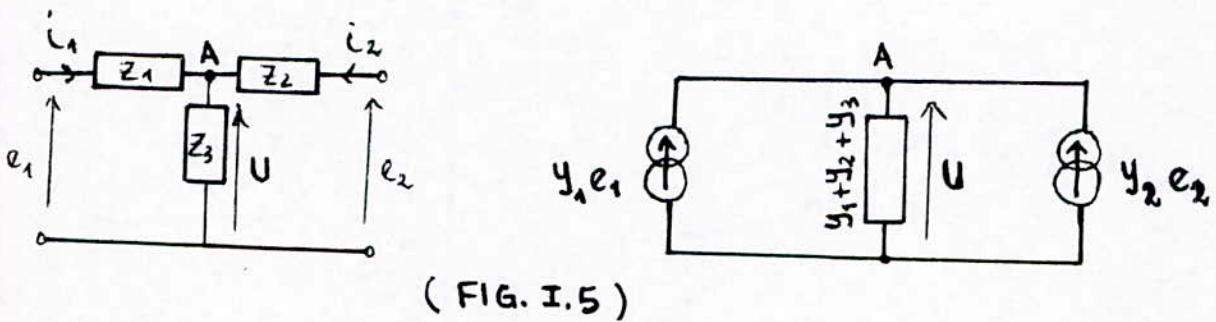


### 1. Réseau de contre réaction :

C'est une cellule en T ponté. Elle est équivalente à deux quadripôles en parallèle. Il en résulte que les matrices admittances s'ajoutent (FIG. I.4).



Calcul de «  $y_{21}$  » du quadripôle  $Q_1$  (quadripôle en « T ») :  
 Pour faciliter les calculs, raisonnons en termes d'admittances et de courants au lieu d'impédances et de tensions.



Ainsi, posons :  $y_1 = \frac{1}{Z_1}$  ,  $y_2 = \frac{1}{Z_2}$  ,  $y_3 = \frac{1}{Z_3}$

et remplaçons  $e_1$  et  $e_2$  par deux générateurs de courant ( fig. I.5 )  
 Il vient :

$$U = \frac{y_1 e_1 + y_2 e_2}{y_1 + y_2 + y_3}$$

or :

$$i_1 = (e_1 - U) y_1 = \frac{y_1 (y_2 + y_3)}{y_1 + y_2 + y_3} e_1 - \frac{y_1 y_2}{y_1 + y_2 + y_3} e_2$$

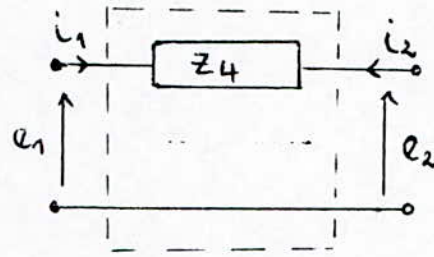
$$i_2 = (e_2 - U) y_2 = - \frac{y_1 y_2}{y_1 + y_2 + y_3} e_1 + \frac{y_2 (y_1 + y_3)}{y_1 + y_2 + y_3} e_2$$

Donc, pour le quadripôle  $Q_1$ , on a :  $(y_{21})_{Q_1} = -\frac{y_1 y_2}{y_1 + y_2 + y_3}$

Quadripôle  $Q_2$  :

Ici, on a immédiatement

$$y_{21} = \frac{i_2}{e_1} \Big|_{e_2=0} = -\frac{1}{z_4}$$



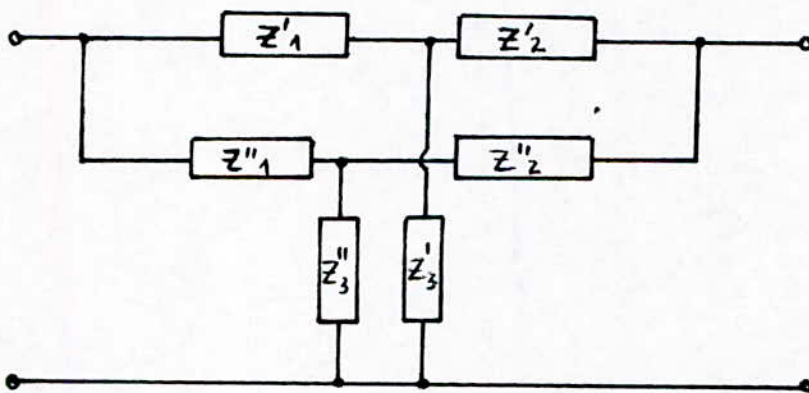
Donc  $(y_{21})_{Q_2} = -y_4$

En somme, nous avons donc pour le réseau de contre réaction de notre montage :

$$y_{21b} = (y_{21})_{Q_1} + (y_{21})_{Q_2} = \boxed{-y_4 - \frac{y_1 y_2}{y_1 + y_2 + y_3}}$$

2. Réseau d'entrée :

Il s'agit d'un quadripôle en « double T ». On peut l'assimiler à deux quadripôles en « T » montés en parallèle. Il en résulte que les  $y_{ij}$  s'ajoutent.



Ayant déjà fait le calcul de  $y_{21}$  pour un quadripôle en « T », on a directement pour le « double T » :

$$y_{21a} = \boxed{-\frac{y'_1 y'_2}{y'_1 + y'_2 + y'_3} - \frac{y''_1 y''_2}{y''_1 + y''_2 + y''_3}}$$

Donc, l'expression de la fonction de transfert est :

$$\frac{V_s}{V_E} = - \frac{y_{21a}}{y_{21b}} = - \frac{\frac{y'_1 y'_2}{y'_1 + y'_2 + y'_3} + \frac{y''_1 y''_2}{y''_1 + y''_2 + y''_3}}{y_4 + \frac{y_1 y_2}{y_1 + y_2 + y_3}}$$

Pour notre cas particulier :

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1 = y_2 = y'_1 = y'_2 = 2CP \\ y''_1 = y''_2 = \frac{1}{R} \\ y_3 = y'_3 = \frac{R}{2} \\ y''_3 = CP \\ y_4 = \frac{1}{2R} \end{array} \right.$$

$$\text{D'où : } y_{21a} = - \frac{1 + R^2 C^2 P^2}{2R (1 + \frac{1}{2} RCP)} ; y_{21b} = - \frac{1 + R^2 C^2 P^2 + \frac{1}{2} RCP}{2R (1 + \frac{1}{2} RCP)}$$

$$\text{il vient donc : } F(P) = - \frac{y_{21a}}{y_{21b}} = - \frac{1 + R^2 C^2 P^2}{1 + \frac{1}{2} RCP + R^2 C^2 P^2}$$

---



## II. Filtre passe-bande de la figure 15 :

Reprenons le schéma de ce filtre (fig. II.1)

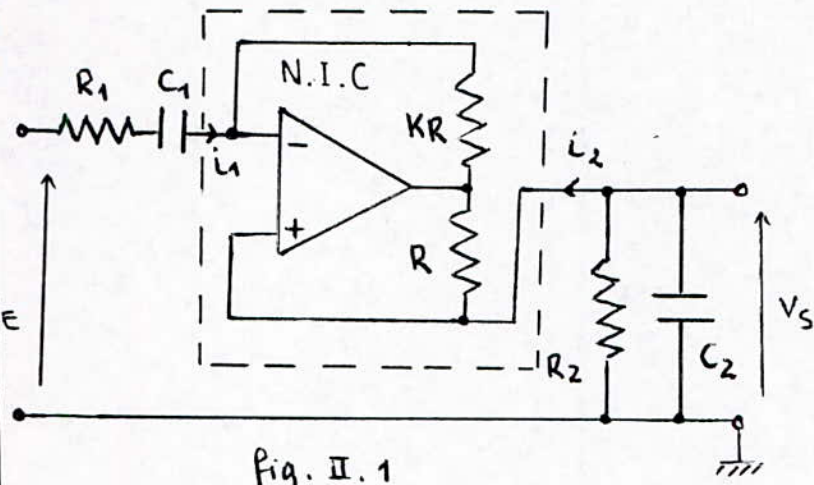


fig. II.1

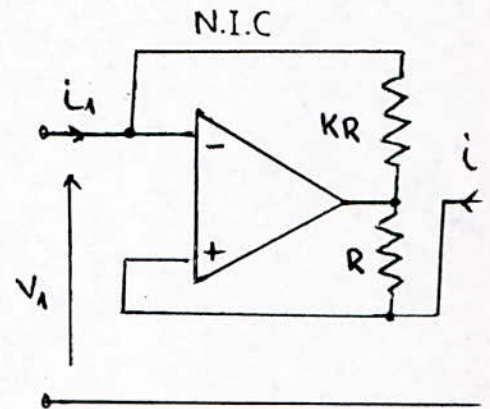


fig. II.2

Ce montage utilise un N.I.C (négative impédance convertter) composé d'un amplificateur opérationnel et de deux résistances R et KR (fig. II.2).

On a pour le N.I.C :

$$V_1 = V_2 \quad (\text{Théorème de la masse virtuelle})$$

De plus, aucun courant n'étant dérivé vers l'entrée de l'amplificateur, on a :

$$V_1 - V_2 = KR i_1 - R i_2 = 0$$

d'où :

$$i_2 = K i_1$$

Il est maintenant aisé de calculer la fonction de transfert du filtre :

$$\text{Posons } Z_1 = R_1 + \frac{1}{C_1 P} \quad ; \quad Z_2 = R_2 \parallel \frac{1}{C_2 P} = \frac{R_2}{1 + R_2 C_2 P}$$

$$\text{On a : } V_s = -Z_2 i_2 = -K Z_2 i_1$$

$$V_E = Z_1 i_1 + V_s$$

$$= V_s \left[ 1 - \frac{Z_1}{K Z_2} \right]$$

$$\text{D'où } \frac{V_s}{V_E} = \frac{1}{1 - \frac{Z_1}{KZ_2}} = \frac{KZ_2}{KZ_2 - Z_1}$$

$$\text{Donc : } F(p) = \frac{KR_2 / 1 + R_2 C_2 p}{\frac{KR_2}{1 + R_2 C_2 p} - \frac{1 + R_1 C_1 p}{C_1 p}}$$

$$\text{ou encore : } F(p) = \frac{KR_2 C_1 p}{KR_2 C_1 p - 1 - R_2 C_2 p - R_1 R_2 C_1 C_2 p}$$

multiplions numérateur et dénominateur par  $-\frac{1}{R_1 R_2}$  :

$$F(p) = \frac{-KC_1 p / R_1}{C_1 C_2 p^2 + p \left( \frac{C_2}{R_1} + \frac{C_1}{R_2} - \frac{KC_1}{R_1} \right) + \frac{1}{R_1 R_2}}$$

$$\text{Avec : } \begin{matrix} C_1 = C_2 \\ R_1 = R_2 \end{matrix}, \quad \omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1}$$

$$\text{On a : } F(p) = \frac{-K \omega_0 p}{p^2 + (2-K) \omega_0 p + \omega_0^2}$$


---

## BIBLIOGRAPHIE

- \* A-B-C d'électrocardiographie - - - - - BOUTKAN.
  - \* DOCUMENTATION -- PHILIPS .
  - \* Manuel d'application C.I.L - - - - - SESCOSEM.
  - \* L'amplificateur opérationnel - - - - - R. DAMAYE .
  - \* 110 études pratiques de l'AOP - - - - - R.M. MARSTON.
  - \* Radio-plans . Août 1976 - -
-