

5/96

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
CIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Projet de fin d'Etudes

Pour l'obtention du diplôme
d'ingénieur d'état en électronique

THEME :

VISUALISATION DES BATTEMENTS
CARDIAQUES

Proposé et dirigé par :
Mr Md. MEHENNI

Etudié par Melles:
GUENANE MAJDA
TANSAOUTI FATIMA

PROMOTION 1996

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Projet de fin d'Etudes

Pour l'obtention du diplôme
d'ingénieur d'état en électronique.

THEME :

VISUALISATION DES BATTEMENTS
CARDIAQUES

Proposé et dirigé par :
Mr Md. MEHENNI

Etudié par Melles:
GUENANE MAJDA
TANSAOUTI FATIMA

PROMOTION 1996



D E D I C A C E

Jc dédic ce modeste travail à :

la mémoire de mon père

Ma chère mère

Mes frères et sœurs

et à tous ceux qui m'ont aidée et aimée

TENSAOUTI FATIMA

REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer notre reconnaissance à notre promoteur Mr Md MEHENNI pour nous avoir inspiré le sujet de notre travail et nous avoir orienté et conseillé dans notre présente étude avec compétence et bienveillance.

Nous remercions tout les enseignants de l'école Polytechnique d'Alger, du département d'électronique, pour l'intérêt qu'ils ont toujours manifestés, ainsi que les conseils qu'ils ont prodigués tout au long de notre formation.

Nos vifs remerciements vont également à Mr M. HADADI et Mr HENNI enseignants au départements d'électronique pour leur aimable assistance et l'aide qu'ils ont présenté pour mener à bien notre travail.

Nous tenons également à remercier Mr. GUIDOUME professeur à la fac central, Mr Md TAHMI cardiologue au (CNMS) : centre national de medecine sportive, ainsi que Mr : SAADPOUI medecin à l'école national polytechnique, sans oublier les travailleurs de la bibliothèque de l'ENP pour leur serviabilité et leur aimable compréhension.

Nos remerciements à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin.

RESUME

Notre étude consiste à réaliser un petit appareil, qui permet la visualisation des battements cardiaques et qui peut être utilisé comme un instrument de contrôle de l'état de l'individu.

Cet appareil est accordé à un micro-émetteur conçu et réalisé en respectant les normes de la télémesure, pour transmettre le signal cardiaque à distance, ce qui constituerait un appareil d'une grande utilité pour la médecine sportive.

ABSTRACT

Our studie consists to realize a small apparatus which permits the visualization of cardiac beating and which can be used as a control instrument of person state.

this apparatus is accorded to a micro-transmitter conceived and realized, according to the télémeasurement normes, in order to transmet the cardiac signal at distance, this will constitute a very useful instrument of sportive medecine.

ملخص

دراستنا تهدف إلى إنجاز جهاز بسيط يسمح بتجسيد نبضات القلب و الذي يمكن أن يستعمل كوسيط لمراقبة حالة الفرد .

وصلنا هذا الجهاز بمكرو باعث (مرسل) الذي تم إنجازه باحترام المقاييس الدولية بهدف إرسال نبضات القلب عن بعد والذي سوف يكون جهاز ذو أهمية كبيرة في

الطب الرياضي .

SOMMAIRE

Introduction	8
CHAPITRE 1 : Partie médicale	10
1.1 Introduction	10
1.2 Physiologie du coeur	10
1.3 Excitabilité du coeur	10
1.4 conductibilité endocardiaque	10
1.5 Schéma général de la circulation	11
1.6 La pression Arterielle : tension Arterielle	13
1.6.1 Histologie	13
1.6.2 Physiologie	13
1.6.3 Hemodynamie	15
1.7 Le sang	15
1.7.1 La vitesse du sang	15
1.7.2 Le débit du sang dans les artères	16
1.8 Le pouls artériel	16
CHAPITRE 2 : Détection optique et propagation des ondes lumineuses	17
2.1 La lumière : Propriétés fondamentales	17
2.1.1 Aspect ondulatoire	17
2.1.2 Aspect corpusculaire	18
2.2 Propagation des ondes lumineuses	18
2.2.1 Introduction	18
2.2.2 Méthodes de transmission	19
2.2.2.1 Transmission en espace libre	19

2.2.2.2	Transmission guidée	20
a/	Méthode utilisant un guide d'onde à lentilles	20
b/	Lignes de transmission à fibre optique	24
b-1/	Définition	21
b-2/	La loi de Snell-Descartes	22
b-3/	Angle de Brewster	22
b-4/	Ouverture numérique	22
b-5/	Le profil d'indice	23
b-6/	Fibres optiques monomodes ou multimodes	25
b-7/	Spectres d'absorption de la fibre	26
2.3	Les photodétecteurs	27
2.3.1	Introduction	27
2.3.2	Conversion photon-électron	27
2.3.2.1	Principe	27
2.3.3	Caractéristiques métrologiques propres aux photodétecteurs	28
2.3.3.1	Absorption	28
2.3.3.2	Rendement quantique	29
2.3.3.3	Sensibilité	29
a/	Définition	29
b/	Réponse spectrale	29
2.3.3.4	Le courant d'obscurité	30
2.3.3.5	La détectivité	30
2.3.4	Principe des photodétecteurs	31
2.3.5	Les photodiodes	32
2.3.5.1	Propriétés des photodiodes	32

2.3.5.2 Type de photodiodes	34
1/ La photodiode PIN.....	34
a/ Principe	34
b/ Schéma équivalent de la photodiode PIN.....	35
2/ Photodiode à avalanche	36
a/ Principe	36
2.3.6 Les phototransistors	36
2.3.6.1 Propriétés	36
2.3.6.2 Le schéma électrique équivalent.....	37
2.3.6.3 Courant d'obscurité.....	37
CHAPITRE 3 : Transmission du signal cardiaque à distance.....	39
3.1 Introduction.....	39
3.2 Critère de choix d'un émetteur.....	39
3.3 Etude comparative des procédés de modulation.....	40
3.3.1 Les modulations analogiques.....	40
3.3.1.1 Modulation d'amplitude	40
3.3.1.2 Modulation de fréquence.....	41
3.3.1.3 Modulation de phase.....	43
3.3.2 Rapport signal sur bruit des modulations analogiques.....	43
3.3.2.1 Rapport (S/B) en AM.....	44
a/ Calcul de (S/B) de pré-détection	44
a/ Calcul de (S/B) de post-détection	44
3.3.2.2 Rapport (S/B) en FM.....	45
a/ Démodulation du signal FM par discriminateur.....	45
b/ Calcul de (S/B) de pré-détection.....	46
c/ Calcul de (S/B) de post-détection.....	46

3.3.2.3 Rapport (S/B) en PM	47
a/ Calcul de (S/B) de pré-détection	47
a/ Calcul de (S/B) de post-détection	48
3.4 Comparaison des modes FM et AM	49
3.5 Conclusion	50
3.6 Choix de l'antenne	51
CHAPITRE 4 : Etude et réalisation du détecteur de battements cardiaques	52
4.1 Principe de mesure électrophysiologique	52
4.2 Synoptique du montage proposé	53
4.2.1 Capteur optique de pulsation	53
4.2.2 Chaîne en bloc d'amplification	53
4.2.2.1 Adaptation de l'amplificateur aux bruits	54
4.2.2.2 Identification des bruits internes	54
4.2.2.3 Spectre du bruit	56
4.2.2.4 Réduction du bruit interne	57
4.2.2.5 Comparaison du point de vue des divers types d'amplificateurs opérationnels	57
4.2.2.6 Choix de l'amplificateur	58
4.2.3 Bloc de mise en forme	58
4.2.4 Bloc de visualisation (système de visualisation)	58
4.3 Analyse du montage	58
CHAPITRE 5 : Conception de l'émetteur	67
5.1 Introduction	67
5.2 Conception de l'émetteur	67
5.3 Etude de l'oscillateur	67

5.3.1 Etude statique	68
5.3.2 Etude dynamique du montage	69
5.4 Emetteur FM	73
5.5 Calcul des éléments de l'adaptateur d'antenne	76
CHAPITRE 6 : Mesures et interpretations	82
6.1 Mesures sur le détecteur de battements cardiaques	82
6.1.1 Tension de blocage et de saturation du phototransistor	82
6.1.2 Signal d'entrée	82
6.1.3 Signal de sortie du bloc amplificateur VS1	83
6.1.4 Signal de sortie du comparateur VS	84
6.1.5 Signal de sortie du dérivateur	85
6.1.6 Signal de sortie de l'astable	86
Conclusion	87
Annexe	89
Annexe	91
Bibliographie	92

INTRODUCTION

La mesure des pulsations cardiaques revêt un intérêt particulier, non seulement pour les personnes atteintes de maladies, comme la tachycardie, mais aussi pour les sportifs.

L'objectif de cette thèse est l'étude et la réalisation d'un petit appareil de détection de pouls cardiaques munit d'un micro-emetteur, qui constituera un bon auxiliaire pour vérifier l'état physique d'un individu, par exemple après un dur entraînement sportif; donc ce n'est qu'un petit instrument de contrôle dont la conception électronique permet d'éviter la recherche quelquefois difficile de pouls et de simplifier la mesure, par ailleurs plus fiable.

On constate une diversité de visualisation des battements cardiaques, avec l'instrument réalisé.

L'étude que nous présentons est constituée de six chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons introduit une partie médicale qui résume le fonctionnement du coeur et la circulation du sang. Cela nous permet de bien comprendre le principe de l'instrument proposé.

Dans le deuxième chapitre, nous abordons la détection optique et la propagation des ondes lumineuses, qui est le principe de base du capteur optique utilisé, nous nous sommes intéressés dans cette partie aussi à la transmission des ondes lumineuses par des fibres optiques, ce qui présentera une option pour transmettre l'onde lumineuse émise et détectée par le capteur optique.

Dans le troisième chapitre nous proposons la transmission du signal cardiaque à distance, donc nous faisons une étude détaillée sur le type de modulation convenable pour transmettre le signal sans distorsion, un choix sur le type d'antenne que nous devons utiliser est pris aussi en considération.

Dans le quatrième chapitre, nous nous intéressons à l'étude et l'analyse de l'appareil proposé.

Dans le cinquième chapitre, nous effectuons le calcul et la conception de l'émetteur, nous nous intéressons donc au type d'oscillateur HF que nous devons utiliser ainsi que la fréquence d'émission (de la porteuse) tout en respectant les normes de la télémesure. Une simulation par SPICE a été adoptée pour la détermination des valeurs du diviseur capacitif de l'oscillateur. Une abaque de motorola RF.Device est utilisée pour déterminer les éléments de l'adaptateur d'antenne.

Dans le sixième chapitre, nous présentons les résultats obtenus aussi bien avec le détecteur de battements cardiaques qu'avec l'émetteur.

Nous terminons notre étude avec une conclusion.

CHAPITRE 1 : PARTIE MEDICALE

1-1 : INTRODUCTION

Le coeur est l'organe moteur de l'appareil circulatoire, situé dans le médiastin, région médiane de la cavité thoracique, entre les deux poumons.

C'est un muscle creux qui joue le rôle d'une double pompe foulante à deux étages : les oreillettes droite et gauche, chassent le sang dans les ventricules, droit et gauche, le ventricule droit chasse le sang dans le circuit pulmonaire ou petite circulation, le ventricule gauche dans la grande circulation. On peut ainsi distinguer un coeur droit qui reçoit le sang veineux de l'ensemble du corps et l'expulse dans les poumons, et un coeur gauche où le sang oxygéné revient pour être envoyé dans tout l'organisme.

1-2 : PHYSIOLOGIE DU COEUR

La circulation [15] du sang est assurée par les contractions cardiaques d'une part par le tonus des vaisseaux périphériques d'autre part, dont l'importance apparaît presque aussi grande que le facteur cardiaque. Chez l'adulte normal, le coeur se contracte 60 à 70 fois par minute chassant en même temps vers les poumons le sang du coeur droit et vers le reste de l'organisme le sang du coeur gauche.

1-3 : EXCITABILITE DU COEUR

Le coeur [15] obéit aux lois générales de l'excitabilité musculaire ; sa contraction d'une phase réfractaire au cours de laquelle il est inexcitable, puis son excitabilité renaît, et dès que la phase réfractaire a cessé, les excitations donnent une réponse maximale d'emblée selon la loi du tout ou rien.

1-4 : CONDUCTIBILITE ENDOCARDIAQUE

- Le stimulus [15] normal de la contraction cardiaque part du noeud de Keith et Flack.
- De là l'excitation se propage du noeud d'Aschoff-Tawara puis elle gagne les ventricules par le faisceau de His

- Le noeud de Keith et Flack est situé dans l'oreillette droite, c'est l'entraîneur du rythme cardiaque, il assure la contraction successive des oreillettes puis des ventricules selon le rythme normal dit "rythme sinusal"
- Le faisceau de His est situé (figure 1-1) dans la cloison interventriculaire et se divise à son extrémité inférieure en deux branches : droites et gauches qui aboutissent dans les deux ventricules.
- Le faisceau de His transmet le stimulus des oreillettes au ventricules.

1- 5 : SCHEMA GENERAL DE LA CIRCULATION

L'appareil circulatoire peut être schématiquement [15] conçu comme une vaste canalisation fermée constituée par les artères et les veines en continuité à leur extrémité centrale par le coeur et à leur extrémité périphérique par les capillaires .

- Le coeur envoie au poumons par l'artère pulmonaire le sang veineux contenu dans le ventricule droit qui passe aux capillaires pulmonaires, s'enrichit avec l'oxygène O_2 puis passe à l'oreillette gauche, c'est en effet la petite circulation .
- Passé de l'oreillette dans le ventricule gauche, le sang est envoyé dans la grande circulation par l'aorte et tout l'arbre artériel, arrivant au niveau des capillaires, il cède au tissus l'oxygène O_2 et se charge de gaz carbonique puisé dans les tissus, puis passe à l'oreillette droite par les veines caves.
- Passé de l'oreillette droite au ventricule droit, le sang est renvoyé aux poumons et le cycle recommence.

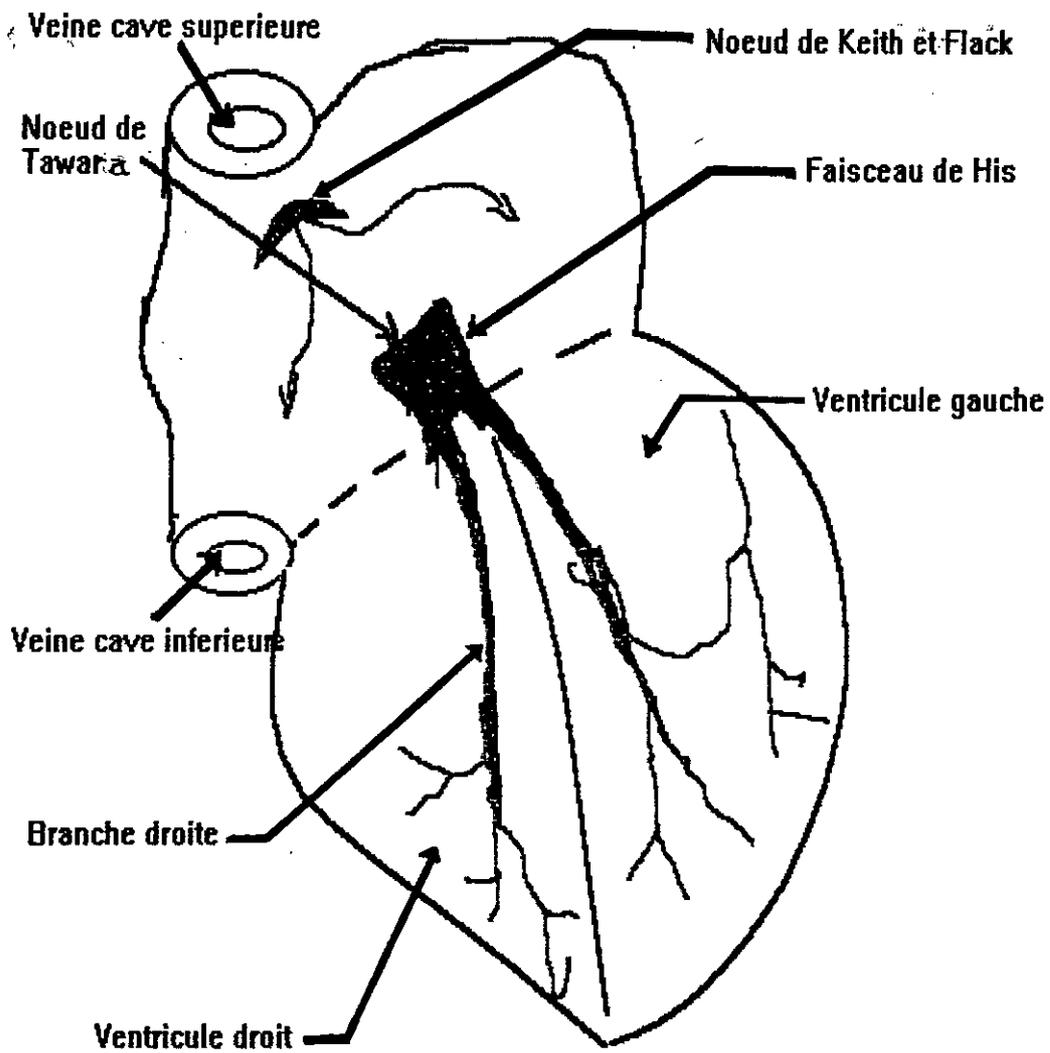


Figure 1-1 : Le tissu Nodal

1-6 : LA PRESSION ARTERIELLE = TENSION ARTERIELLE

Elle est [15] soumise à la fois à la puissance du coeur et à la résistance offerte par le système artériel et capillaire (tonus vasculaire)

Le tonus vasculaire dépend d'une part de l'élasticité des artères et artérioles, d'autre part de l'action des nerfs vasomoteurs qui agissent puisement sur le tonus vasculaire.

L'artère est un vaisseaux qui véhicule le sang sous pression du coeur vers les capillaires, ce sang est rouge et oxygéné dans les artères de la grande circulation. Il est au contraire noir et chargé de CO₂ dans les artères de la petite circulation (Artère et artérioles pulmonaires)

1-6-1: HISTOLOGIE

Toute [15] les artères possèdent trois tuniques:

- Intima: tunique interne, très mince
- Adventice: tunique externe
- Media: tunique moyenne

1-6-2 :PHYSIOLOGIE

L'ondée sanguine [15] au moment de la contraction du coeur (systole) : distend brusquement l'artère qui admet tout le volume de l'ondésystolique.

Lors du relâchement du coeur (diastole) :

L'élasticité de la paroi ramène l'artère à son diamètre habituel.

Les artères élastiques ont donc un rôle passif dans le maintien de la pression artérielle, dans la progression du coeur et la régularisation de son débit.

L'élasticité artérielle est normalement sollicité par la pression qui règne à l'intérieur du vaisseau qui varie à chaque systole .

Cette élasticité artérielle remplit un rôle physiologique important :

- Elle uniformise le coeur du sang.
- Elle économise le travail du coeur en jouant le rôle d'amortisseur.

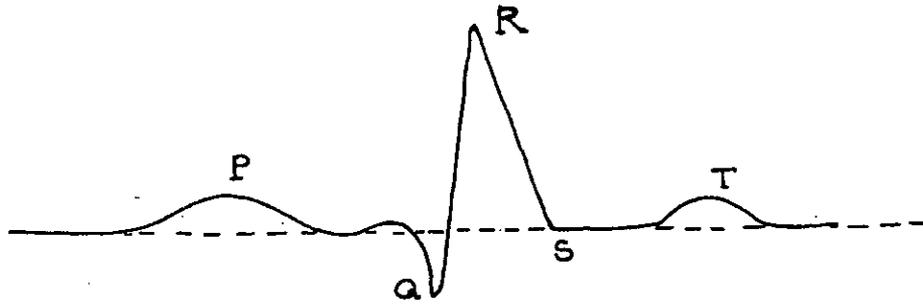


Figure : E C G

Onde P : la dépolarisation de l'oreillette-----excitation des oreillettes

Complexe QRS : Dépolarisation du ventricule-----excitation des 2 ventricules

Onde T : la repolarisation du ventricule -----retrait de l'excitation des 2 ventricules

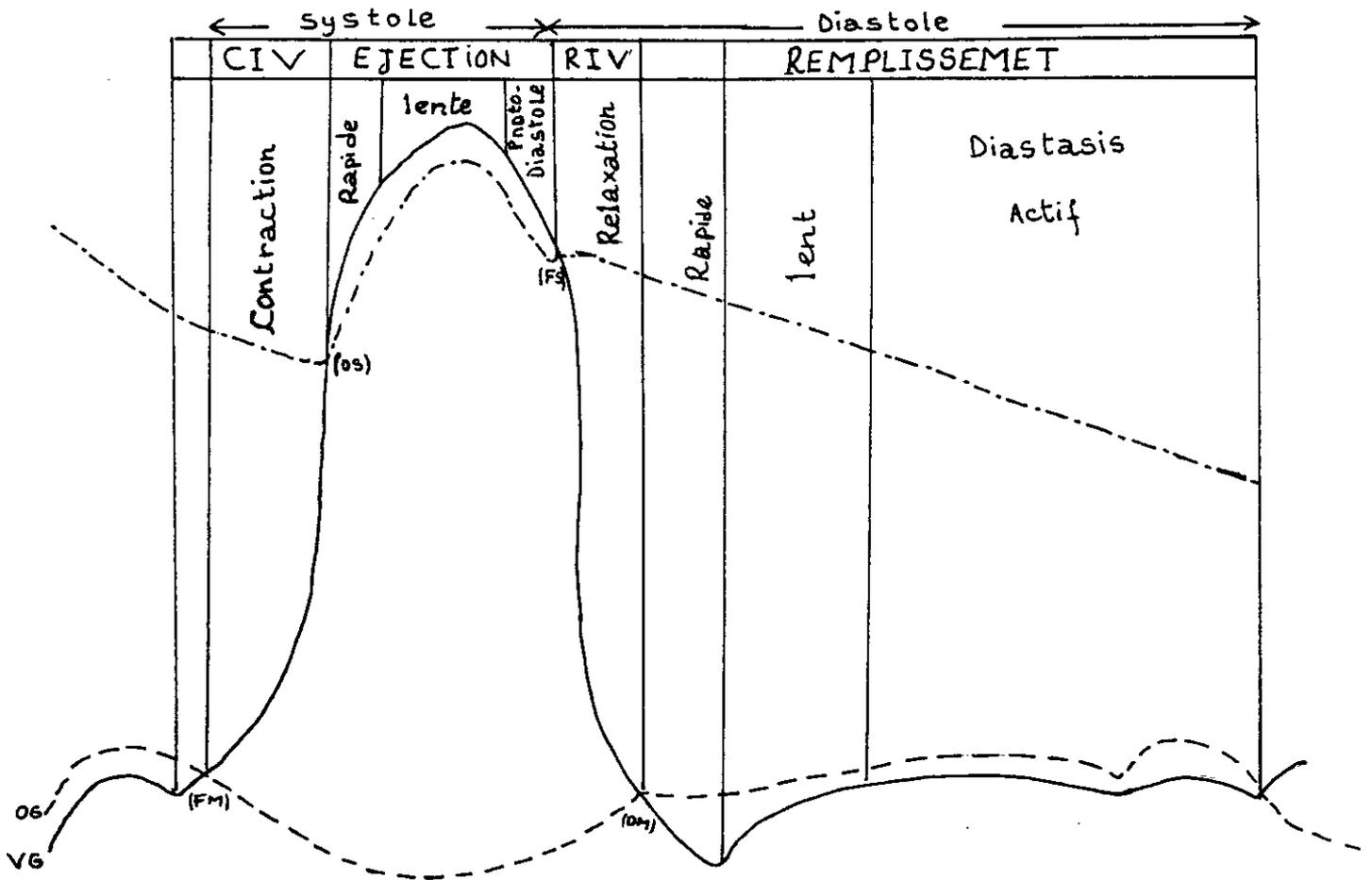


Figure 1-3 : Courbe de pression du ventricule -oreillette, Aorte.

OG : Oreillette gauche.

VG : Ventricule gauche.

FM : Fermeture des valves mitrales.

OS : Ouverture des valves sigmoïdes.

FS : Fermeture des valves sigmoïdes.

OM : Ouverture des valves mitrales.

1-6-3 : HEMODYNAMIQUE :

L'écoulement du sang dans les vaisseaux artériels dépend des lois purement physiques et des propriétés biologiques des vaisseaux.

1-7 : LE SANG

- Le sang [15] est un fluide hétérogène pseudo-plastique
- Se comporte comme un fluide visqueux dans les gros vaisseaux .
- Sa vitesse décroît vers les parois
- La pression du sang P dans les vaisseaux artériels est fonction du débit sanguin ventriculaire D et des résistances vasculaires R [5].

$$P = D \cdot R$$

avec:
$$D = \frac{p \cdot \Pi \cdot r}{8 \cdot L \cdot \eta} \quad (\text{cm}^3/\text{s})$$

tel que p : la différence de pression

r : le rayon du tube

L : la longueur du tube

η : coefficient de viscosité

La pression est la plus élevée près du coeur, elle diminue progressivement, mais faiblement jusqu'aux artérioles, elle diminue au contraire brusquement au niveau des capillaires

1-7-1: LA VITESSE DU SANG

Déplacement intra-vasculaire du sang dans l'unité du temps (la seconde)

- La vitesse moyenne du sang dans les grosses artères est de l'ordre de 30 - 40 cm /s
- Elle varie avec l'éloignement du coeur .
- Elle augmente pendant la systole, surtout près du coeur \Rightarrow , elle présente donc un élément constant et un élément variable

1-7-2: LE DEBIT DU SANG DANS LES ARTERES:

C'est le volume du sang qui passe à la minute dans le vaisseau envisagé .Il est essentiellement variable suivant le diamètre des vaisseaux et l'intensité des échanges respiratoires du tissu considéré .

1-8 : LE POULS ARTERIEL

Chaque systole provoque une expansion artérielle qui est nettement visible dans les gros vaisseaux .L'artère s'allonge et ses courbures s'accroissent.

- La consistance de l'artère augmente à chaque systole
- C'est le pouls artériel qui est perçue sous la forme d'un véritable choc .
- Le pouls artériel est dû à une onde pulsatile, effet vibratoire qui se propage indépendamment du sang .

CHAPITRE 2 : DETECTION OPTIQUE ET PROPAGATION DES ONDES LUMINEUSES

2-1 : LA LUMIERE : PROPRIETES FONDAMENTALES

2-1-1 : ASPECT ONDULATOIRE

La lumière [1] apparaît constituée d'ondes électromagnétiques émises lors de transmissions électroniques entre niveaux d'énergie des atomes de la source. Ces ondes se propagent dans le vide à la vitesse : $C = 3.10^8$ m/s ,

Et dans la matière à une vitesse réduite : $V = C / n$, où n est l'indice de réfraction du milieu.

La fréquence (f) et la longueur d'onde (λ) sont liées par la relation :

$$\lambda = V / f$$

Soit dans le vide : $\lambda = C / f$

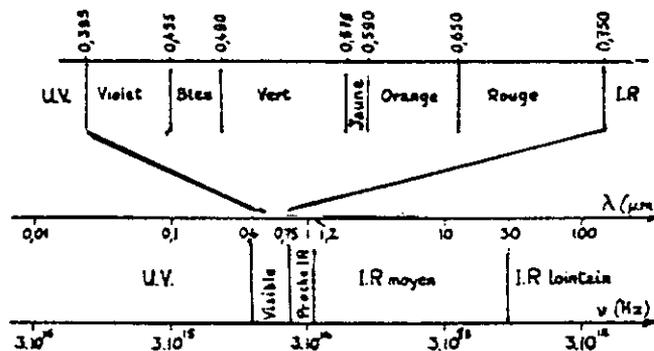


Figure 2-1 : Rayonnement optique , Désignation et répartition spectrale

Une onde lumineuse est formée d'un champs électrique et d'un champs magnétique orthogonaux perpendiculaire à la direction de propagation et variant sinusoidalement en phase, leur direction reste constante dans l'espace ; l'onde est alors polarisée rectilignement.

2-1-2 : ASPECT CORPUSCULAIRE :

La lumière est constituée de photons, dont chacun est le support d'une énergie élémentaire $W\phi$ tel que :

$$W\phi = h \cdot f$$

h : La constante de Plank

f : La fréquence de l'onde lumineuse

L'absorption d'un photon par une matière provoquera la libération d'un électron, à condition que :

$$W\phi \geq E_g$$

E_g : L'énergie de liaison de l'électron à l'atome :

Soit : $f \geq E_g/h$ ou $\lambda \leq hc/E_g$

La longueur d'onde maximale susceptible de provoquer la libération d'un électron dans un matériau donné est λ seuil (λ_s) ou critique.

$$\lambda_s = hc/W\phi$$

Type de charges libérées :

1. Paires (é, tron) : Dans les isolants et les semi-conducteurs purs.
2. Electrons: Dans les semi-conducteurs dopés par des atomes donneurs.
3. Trous : Dans les semi-conducteurs dopés par des atomes accepteurs.

La libération de porteurs sous l'influence de la lumière constitue l'effet photoélectrique : il se traduit par une modification des propriétés électriques du matériau et est le principe de base des capteurs optiques.

2-2 : PROPAGATION DES ONDES LUMINEUSES

2-2-1 : INTRODUCTION

Tout le monde est habitué aux transmissions [13] d'informations sous forme « électrique », par téléphone, micro ondes, ...etc. Cependant, un nouveau système de télécommunication utilisant des ondes lumineuses donne lieu à de nombreuses réalisations .

2-2-2 METHODES DE TRANSMISSION DES ONDES LUMINEUSES

Il existe deux types de transmission :

- Transmission en espace libre
- Transmission guidée

I-2-1 : TRANSMISSION EN ESPACE LIBRE

Un faisceau [13] lumineux rayonné dans l'espace libre peut être dirigé d'une façon très précise, de sorte que l'on puisse l'envoyer à distance. Un exemple de propagation en espace libre est illustré dans la figure (2-2)

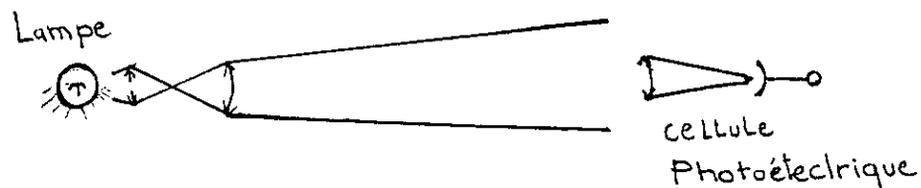


Figure 2-2 : Transmission dans l'espace libre

Inconvénients de cette méthode de transmission :

Dans l'atmosphère terrestre les pertes par absorptions dépendent de la longueur d'onde de la lumière voir figure 2-3 ; il est donc nécessaire de choisir une longueur qui donne une faible absorption correspondant à ce que l'on appelle une « fenêtre » atmosphérique .

Par temps pluvieux ou brumeux; le faisceau optique subit une absorption et une dispersion importantes et peut subir une atténuation de plus 20-30 dB / Km dans les pires conditions. Même lorsque le temps est beau et qu'il n'y a pas de vent, le faisceau se déplace d'une façon erratique à cause du phénomène de mirage (causé par les gradients de température donc d'indice de réfraction) et devient instable.

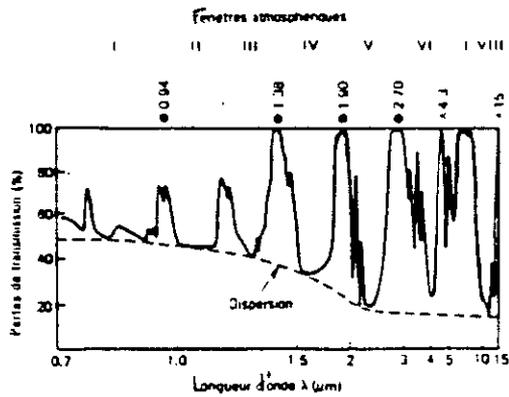


Figure 2-3 : perte de transmission dans l'atmosphère les symboles du haut indiquent l'absorption par (·) OH et (x) CO.

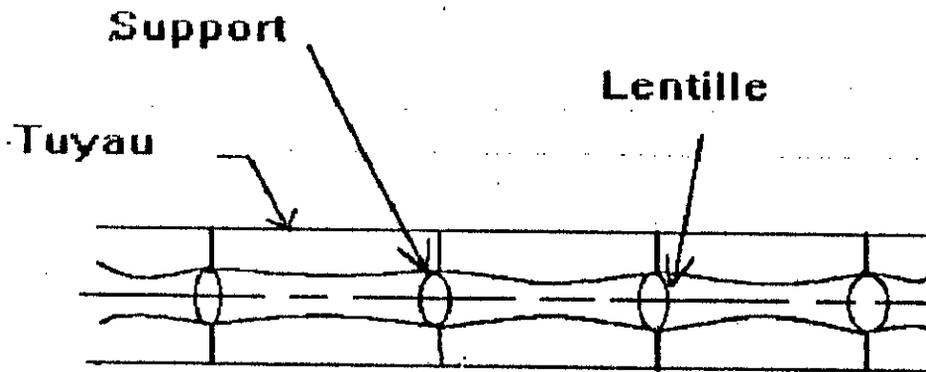
De plus si ces lentilles, coté émission ou coté réception, vibrent la puissance reçue est affectée de fluctuations considérables.

A cause de ces effets, cette propagation en espace libre de faisceaux non protégés ne convient pas aux transmissions à grande distance. Néanmoins, pour les distances courtes, de quelques dizaines de mètres, cette méthode simple de communication est valable et sert dans plusieurs domaines.

2-2-2-2 : TRANSMISSION GUIDÉE

a)- Méthode utilisant un guide d'onde à lentilles :

Cette méthode [13] est illustrée par la figure (2-4), dans ce guide, le faisceau lumineux est guidé par des lentilles, ou par des miroirs situés dans un tuyau. Cette méthode permet de transmettre un faisceau lumineux, tout en lui assurant une faible largeur transversale, en le concentrant périodiquement et en le protégeant des influences atmosphériques.



Suite de lentilles séparées

Figure 2-4 : Guide à lentilles

b)- Lignes de transmissions à fibres optiques :

b-1)-Définition :

Une fibre optique [14] est un guide de lumière régit par la loi de Snell-Descartes, constituée comme le montre la figure 2-5 d'un coeur, dans lequel se propage l'onde lumineuse en se réfléchissant sur la gaine optique d'indice de réfraction plus faible.

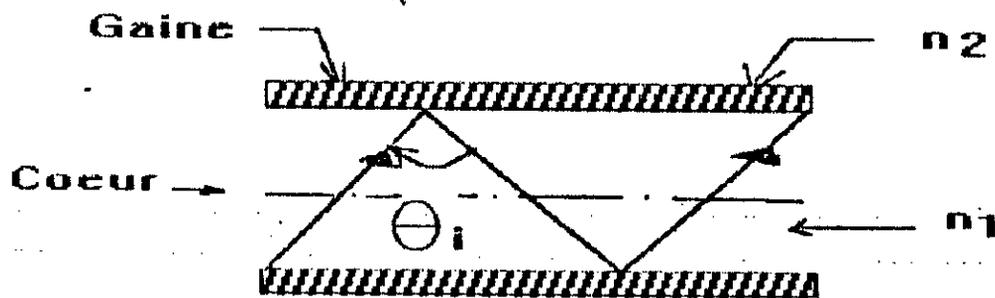


Figure 2-5 :Schéma d'une fibre optique

b-2)- La loi de Snell-Descartes :

Elle caractérise le passage d'un milieu d'indice n_1 à un milieu d'indice n_2 par un rayon lumineux ayant un angle d'incidence θ_i comme le montre la figure 2-6 .

$$n_1 \cdot \sin (\theta_i) = n_2 \cdot \sin (\theta_r)$$

où θ_r est l'angle de rayon réfracté dans le milieu 2

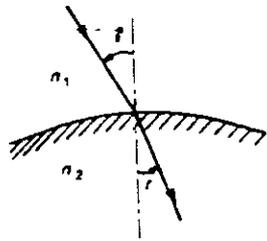


Figure 2-6 : Principe de Snell-Descartes

b-3) Angle de Brewster :

Il existe une valeur de l'angle d'incidence pour laquelle l'onde se réfléchit à l'interface du milieu (Angle de Brewster) ;

On a dans ce cas

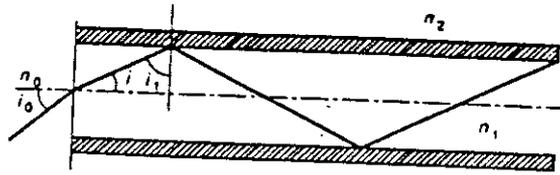
$$\sin (\theta_{im}) = n_2 / n_1 \quad , \quad \text{si } n_2 < n_1 \quad , \quad \theta_r = \Pi/2 \quad (2-2)$$

Ce qui impose que le deuxième milieu ait un indice inférieur à celui du premier milieu.

Si l'angle d'indice θ_i est supérieur à l'angle limite l'onde lumineuse se réfléchit : c'est le cas de la fibre optique.

b-4) Ouverture numérique :

L'ouverture numérique caractérise l'angle maximum que doit faire le faisceau incident pour assurer sa propagation dans la fibre .



$$n_0 \cdot \sin(\theta_{10}) = n_1 \cdot \sin(\theta_1) \quad (2-3)$$

$$n_1 \cdot \sin(\theta_{11}) = n_2 \cdot \sin(\theta_{12}) \quad (2-4)$$

Pour qu'il y ait réflexion totale, il faut que :

$$\theta_{12} = 90^\circ$$

Donc: $\sin(\theta_{11}) = n_2 / n_1$

Comme $\theta_{11} = 90 - \theta_1$

$$\sin(\theta_{10}) = (\sin \theta_1) \cdot n_1 / n_0 = \frac{1}{n_0} \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)} \quad (2-6)$$

On définit l'ouverture numérique (ON) par :

$$(ON) = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} / n_0 \quad (2-7)$$

L'ouverture numérique habituelle d'une fibre optique est de l'ordre de 0,2 à 0,3 .

Plus l'ouverture numérique est grande et plus la puissance lumineuse injectée dans la fibre est importante.

b-5) Le profil d'indice :

L'indice de réfraction du milieu caractérise la propagation de la lumière dans le guide d'onde. En réalité, c'est l'allure de l'indice de coeur n_1 par rapport à celui de la gaine n_2 qui joue un rôle important.

On distingue deux familles de profils, celle à saut d'indice et celle à gradient d'indice . Voir figure (2-7) (a, b) ci dessous :

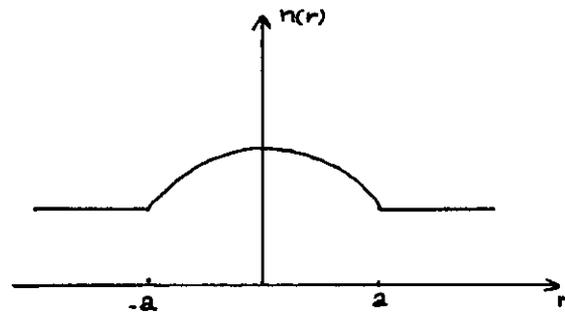
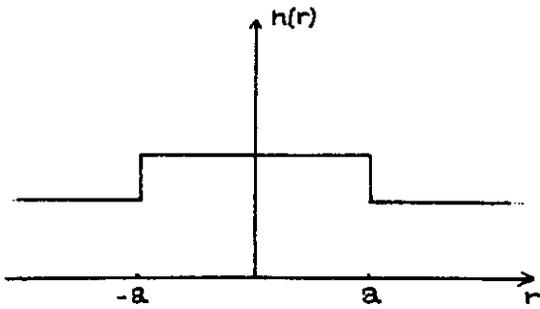


Figure 2-7-a : Profil en saut d'indice Figure 2-7-b : Profil en gradient d'indice

Dans une fibre optique à gradient d'indice, la lumière a une trajectoire qui s'inscrive de plus en plus au fur et à mesure qu'elle se rapproche de la gaine comme le montre la figure 2-8-a et 2-8-b

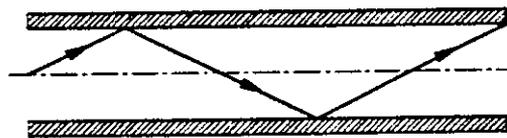


Figure 2-8-a: Propagation dans une fibre à saut d'indice.

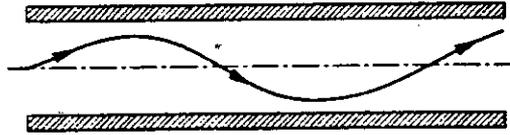


Figure 2-8-b : Propagation dans une fibre à gradient d'indice

b-6) Fibres optiques monomodes ou multimodes :

La fibre optique [14] est un guide d'onde de symétrie de révolution qui, comme tout guide d'onde, présente des modes de propagation .

Par définition, dans une cavité résonante apparaît des modes stationnaires avec des noeud d'intensité sur les parois .

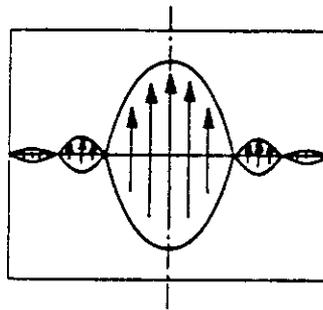


Figure 2-9 : Onde stationnaire dans un guide rectangulaire

Le ventre d'amplitude maximum est au centre du coeur ; les amplitudes allant en diminuant vers l'extérieur . Il y a autant de modes que de ventres et, dans une fibre optique multimode, on dénombre plus de 300 modes .

Pour qu'une cavité ne compte qu'un seul mode elle doit être au minimum de la largeur de ce mode .

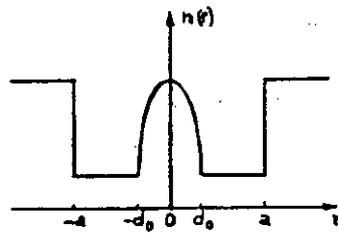


Figure 2-10 : Profil d'indice d'une fibre monomode

Donc on distingue [14] deux types de fibres.

- Les fibres monomodes, dont le diamètre est, de l'ordre de λ (longueur d'onde)
- Les fibres multimodes, dont le diamètre est de plusieurs dizaines de λ .

L'avantage d'une fibre optique monomode par rapport à une multimode est un meilleur guidage du mode principal et une diminution des pertes dues à l'absence de couplage des modes entre eux.

b-7) SPECTRE D'ABSORPTION DE LA FIBRE :

La fibre [14] présente deux minimums d'absorption en fonction de la longueur d'onde qui sont à 1300 nm et 1500 nm.

Actuellement, la fenêtre la plus utilisée pour les télécommunications par les fibres optiques est celle de 1300 nm.

La longueur d'onde 860 nm est couramment employée, bien qu'étant moins performante au niveau des pertes et elle présente l'avantage d'avoir une résiduelle de spectre visible à l'oeil.

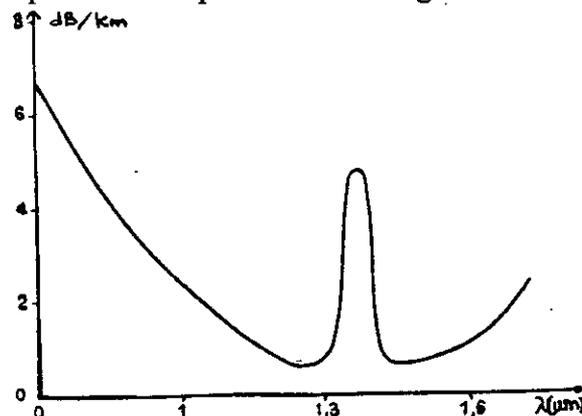


Figure 2-11 : Spectre d'absorption de la fibre optique

2-3 : LES PHOTO-DETECTEURS (RECEPTEUR)

2-3-1 : INTRODUCTION

Dans une liaison [16] par fibre optique le photo-détecteur est l'élément chargé de convertir les variations de puissance lumineuse en variation d'une grandeur électrique. Il doit satisfaire un certain nombre d'exigences dont les principales sont les suivantes :

- Le coefficient de réponse élevé aux longueurs d'onde de fonctionnement, celles-ci sont actuellement situées entre 0.8 et 0.9 μm , certains systèmes futurs opéreront dans le domaine spectral 1,2 -1,7 μm .
- Temps de réponse compatible avec les débits d'informations envisagés.
- Le bruit propre du détecteur ainsi que sa contribution au bruit de l'amplificateur, qui lui est associé, doivent être aussi faibles que possible. On cherchera à minimiser le courant d'obscurité et la capacité du photo-détecteur.

2-3-2 : CONVERSION PHOTON-ELECTRON

2-3-2-1 : PRINCIPE

Le principe de base de la réception d'un flux lumineux par un système électronique est la conversion de photon en électron.

L'énergie du photon pénétrant dans le solide, se transfère à un électron de la bande de valence qui passe alors dans la bande de conduction, produisant une paire de porteurs libres qui génère le photo-courant.

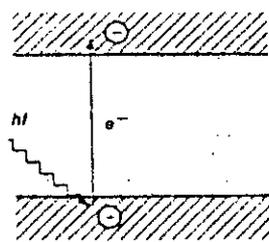


Figure 2-12 : Absorption d'un photon

Le photo-courant créé par l'absorption du photon est proportionnel au nombre de photons reçus. Il faut évidemment que l'énergie apportée par le photon soit suffisante pour permettre

le passage de la bande de valence à la bande de conduction d'où nécessité de faire des bandes interdites les plus étroites possibles :

$$hf \geq E_c - E_v = E_g$$

La longueur d'onde critique est : $\lambda_c = \frac{hc}{E_g}$

2-3-3 : CARACTERISTIQUES METROLOGIQUES PROPRES AUX PHOTO-DETECTEURS

2-3-3-1 : ABSORPTION

L'absorption [14] d'un flux lumineux dans un matériau suit une loi exponentielle .

$$\phi = \phi_0 \exp [-\alpha d]$$

α : Coefficient d'absorption

d : la distance parcourue dans le matériau

ϕ_0 : le flux initial

Le coefficient d'absorption dépend fortement de la longueur d'onde et du matériau utilisé (figure 2-13) .

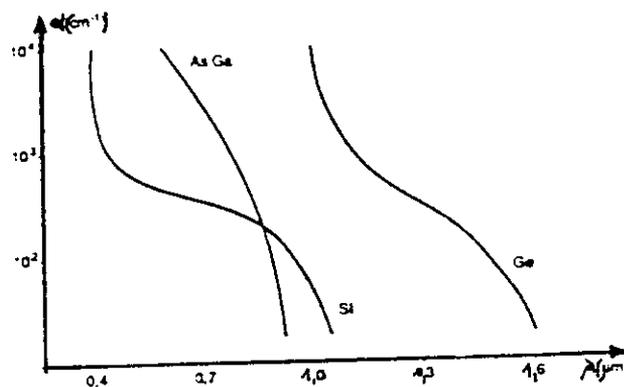


Figure.2-13 : Coefficient d'absorption-en fonction de la longueur d'onde

Vu sa courbe de réponse, le silicium est le matériau le plus utilisé pour les photo-détecteurs à 820 nm, le germanium au contraire est utilisé à 1,3 μm , ce qui correspond à deux fenêtres d'absorption de la silice .

2-3-2-2 : RENDEMENT QUANTIQUE

$$\rho = (I_{ph} / q) / (\phi / h \cdot f)$$

où : I_{ph} Photocourant [14] du détecteur

q Charge de l'électron

ϕ Flux incident

hf Energie d'un photon

2-3-2-3 : SENSIBILITE

a)- Definition:

Elle s'exprime [14] en ampère / watt et découle du rendement quantique

$$S_\lambda = \frac{I_{ph}}{\Phi_0}$$

b)- Reponse spectrale

La réponse spectrale [14] caractérise la sensibilité du récepteur en fonction de la longueur d'onde utilisée figure 2-14 .

La réponse des détecteurs dépend du matériau utilisé; le silicium est généralement utilisé pour le visible jusqu'à 1 μm , et le germanium pour le proche infrarouge, notamment 1,3 ou 1,5 μm . Au dessus on utilise des composés type Insb, HgCd Te, ...etc.

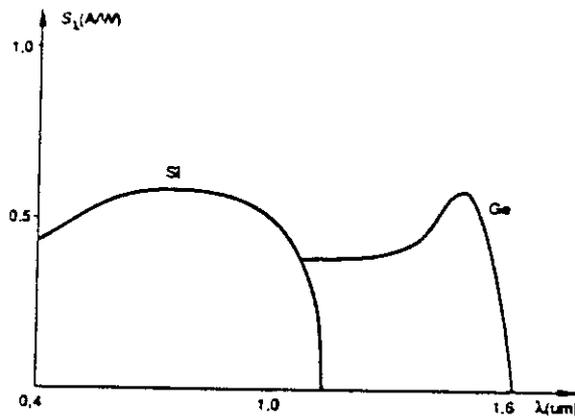


Figure 2-14 : Réponse spectrale des détecteurs

2-3-2-4 : LE COURANT D'OBSCURITE

C'est le courant [1] permanent délivré par le dispositif photosensible placé dans l'obscurité et polarisé dans des conditions définies, il est sensible à la température et présente des fluctuations autour de sa valeur moyenne qui se traduisent par un bruit de fond qui augmente avec l'intensité du courant d'obscurité est qui fixe une limite à l'amplitude minimale des signaux détectables, donc il faut utiliser le photo-détecteur de sorte que son courant d'obscurité soit très inférieur au courant photoélectrique minimum provoqué par le signal.

2-3-2-5 : LA DETECTIVITE

Il s'agit de [1] caractériser le photo-détecteur par rapport à son bruit de fond et de qualifier son aptitude des signaux faibles.

Les phénomènes physiques qui sont à l'origine du bruit dans les photo-détecteurs sont :

- Le bruit d'agitation thermique ou bruit de Johnson

$$I_{eff}^2 = \frac{4kTB}{R}$$

B : La bande passante du circuit de mesure

T : Température absolue

K : Constante de Boltzman ($1,37 \cdot 10^{-23} \text{ J/k}$)

R : La partie résistive de l'impédance caractéristique du photo-détecteur.

- Bruit de grenaille ou bruit de Schottky existe lorsqu'un courant traverse la barrière de potentiel.

$$I_{eff}^2 = 2.q.I.B$$

- q : Charge de l'électron .
- I : Le courant parcourant le photo-detecteur .
- Le bruit de génération - recombinaison des porteurs.
- L'expression donnant la detectivité (D) est :

$$D = \frac{1}{P.E.B}$$

- $P.E.B$: Puissance équivalente du bruit.
- $E.P.B = i_b/S$
- i_b : courant de bruit total.
- S : La sensibilité.

2-3-4 : PRINCIPE DES PHOTO-DETECTEURS

L'absorption [14] d'un photon par un semi-conducteur génère la création d'une paire électron -trou qui est séparé , l'électron allant vers la zone N et le trou vers la zone P.

La séparation de la paire électron-trou est facilitée dans les zones où règne un champs électrique. La présence d'un champs électrique inverse au bornes de la jonction attire les électrons vers la partie positive et les trous vers la partie négative ce qui crée au centre une zone dépletée.

La zone de dépletion existe même en l'absence du champs électrique extérieur , elle est due à la production d'un champs électrique interne par la diffusion des porteurs minoritaires à travers la jonction.

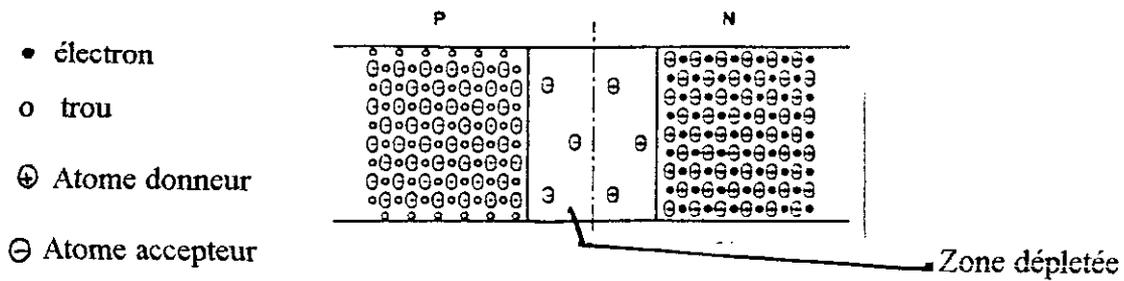


Figure 2-15 : Principe d'une jonction PN

2 - 3 - 5 : LES PHOTODIODES

2-3-5-1 : PROPRIETES DES PHOTODIODES

Lorsque [1] la diode est soumise à l'action d'un rayonnement de longueur d'onde inférieur à λ_s , celui-ci provoque la formation de paires électrons-trous.

La photodiode se comporte comme une diode idéale en parallèle sur un générateur délivrant un photo-courant I_{ph} proportionnel aux flux optique éclairant sa surface sensible, le coefficient de proportionnalité exprimé en Ampère Watt est la sensibilité S_λ .

La figure 2-16 représente la caractéristique courant-tension d'une photodiode en obscurité et sous éclairage. Et la figure 2-17, représente le circuit équivalent simplifié de la photodiode.

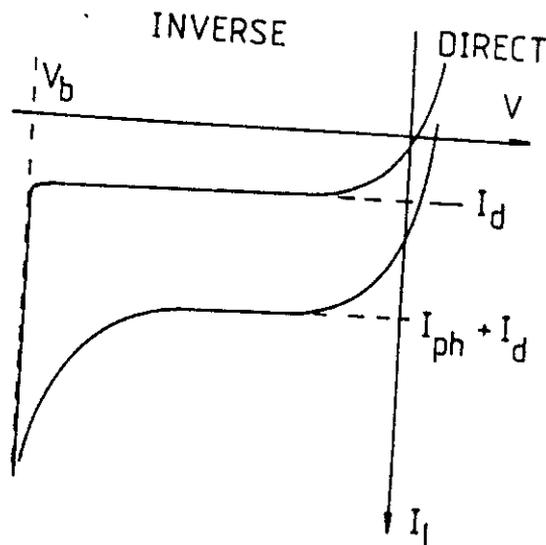


Figure 2-16 : Caractéristiques courant-tension d'une photodiode.

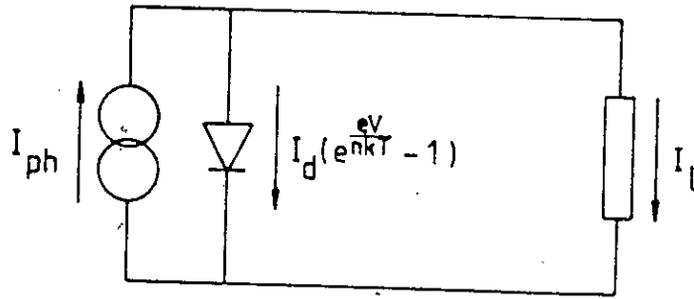


Figure 2-17 :Circuit équivalent d'une diode photoélectrique .

Dans son [1] mode de fonctionnement usuel , la photodiode est polarisée en inverse par une source de tension externe ($V < 0$ et $|V| \gg KT/e$), afin d'éviter que les porteurs ne se recombinent et pour qu'ils soient rapidement séparés par l'action d'un champ . Ces porteurs se déplacent dans le même sens que celui des porteurs minoritaires, entraînant un accroissement du courant inverse .

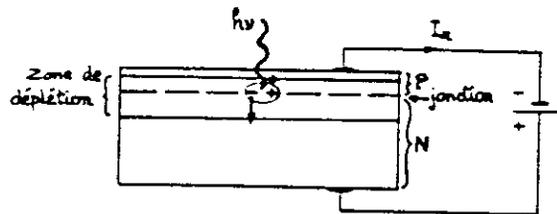


Figure 2-18 : Création d'une paire (é-trou) par effet photoélectrique dans la zone de déplétion d'une jonction PN .

$$E = \frac{KT}{e} \quad \text{:la barrière de potentiel}$$

Le courant [14] I_L circulant dans la résistance de charge est la somme du photo-courant I_{ph} et du courant d'obscurité I_0 . Lorsque la tension appliquée augmente, certaines diodes présentent une multiplication interne du courant primaire (courant circulant à basse tension) par effet d'avalanche. Par ailleurs, l'impédance de la diode en polarisation inverse se réduit quasiment à la capacité de sa jonction.

Dans le cadran $V > 0$ et $I_L > 0$ la diode fonctionne en générateur photovoltaïque, de la même façon qu'une cellule solaire.

Ce mode de fonctionnement n'est pas utilisé en pratique pour la communication optique

Le courant I_L n'est proportionnel au flux optique qu'à la condition :

$$V = R_L I_L \ll \frac{KT}{e}$$

2-3-5-2 :TYPES DE PHOTODIODES

1)- LA PHOTODIODE PIN :

a)- Principe:

C'est une photodiode [14] classique dans laquelle on a inséré entre les deux zones de porteurs, une région à forte résistivité (zone intrinsèque I) dont on appauvrit la quantité de porteurs libres en la faisant travailler sous tension (figure 2-19).

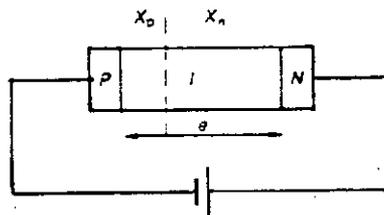


Figure 2-19 :Principe de la photodiode PIN

Lorsque la jonction est polarisée en inverse, la zone dépletée augmente et les porteurs majoritaires sont incapables de la traverser; le seul courant I_s , dit de seuil qui subsiste est dû à la traversée des porteurs initialement minoritaires .

b)- Schéma équivalent de la photodiode PIN :

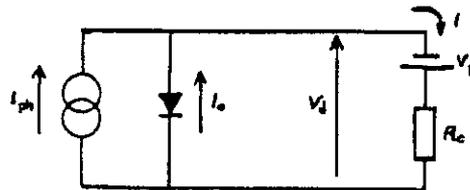


Figure 2-20 :Schéma électronique équivalent d'une diode PIN

I_0 : le courant d'obscurité à des valeurs typiques < 1 nA

La résistance interne de la diode est de l'ordre de $10^{11} \Omega$.

c)- Structures :

Que ce soit une photodiode classique ou une photodiode PIN, le principe de structure est identique; seule la définition de la zone dépletée est différente .

Le rendement optimum de ce type de configuration est de l'ordre de 0,7 centré à 820 nm pour une diode au silicium .

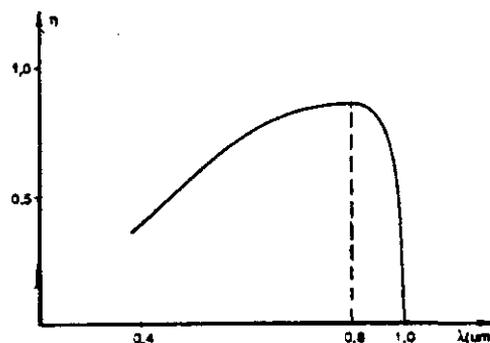


Figure 2-21 : Rendement quantique d'une diode PIN

2)- Photodiode à avalanche (PDA) :

a)- Principe :

Sous l'action d'un champs électrique suffisamment fort ($V > 10^5$ V/m) [15], un porteur peut atteindre le seuil d'ionisation du matériau et créer par collision avec un atome du réseau une paire électron-trou .

Si celle ci, à son tour atteint ce seuil ,elle crée d'autre porteurs et ainsi de suite ... le phénomène devient cumulatif et la conduction se fait par avalanche .

2-3-6 : LES PHOTOTRANSISTORS

2-3-6-1 : PROPRIETES

Ce sont [1] des transistors , en général au silicium et de type NPN dont le courant de base a été remplacé par le flux lumineux .

Toute la tension appliquée se trouve pratiquement aux bornes de la jonction base-collecteur qui est polarisée en inverse, alors que la différence de potentiel entre émetteur et base n'est pas sensiblement modifiée .

Lorsque la région voisine de la jonction base-collecteur est éclairée, elle se comporte comme une photodiode en mode photoconducteur dont le courant :

$$I_r = I_0 + I_{ph}$$

I_0 : courant d'obscurité

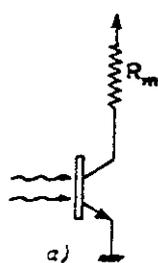
$$I_{ph} = \frac{qn(1-R) \exp(-\alpha n)}{hc} \lambda \cdot \phi_0 \quad \text{courant photoélectrique}$$

ϕ_0 :flux incident traversant l'épaisseur de base (n) et dont la longueur d'onde $\lambda < \lambda_s$.

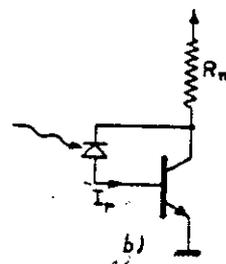
On peut donc considérer le phototransistor comme l'association d'une photodiode et d'un transistor (figure 2-22) .

La première délivrant à la base le courant photoélectrique I_{ph} ,et le second apportant l'amplification B avec :

$$I_c = (B+1).I_{ph}$$



a) - montage électrique



b) - représentation

équivalente

Figure 2-22 : Phototransistor .

2-3-6-2 : LE SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT

Le schéma électrique équivalent du phototransistor fonctionnant en petite fréquence est représenté par la figure 2-23 ci-dessous :

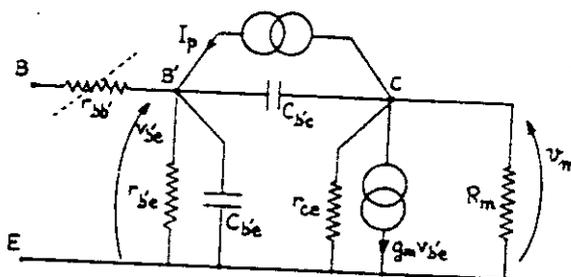


Figure 2-23 : Schéma équivalent de Giacoleto pour un phototransistor à base non connectée .

2-6-6-3 : COURANT D'OBSCURITE

A 25°C le courant d'obscurité [1] est de l'ordre de 10^{-8} à 10^{-9} A, il dépend de la tension collecteur-émetteur et de la température .

Lorsque la base est accessible, le courant d'obscurité peut être réduit en plaçant une forte résistance dans le circuit de base.

Le phototransistor [10] peut être utilisé comme un interrupteur à commande optique (fonctionnement: bloqué-saturé) ou comme un amplificateur de signaux optiques, le transistor étant alors polarisé en classe A par une source de courant base extérieure.

La sensibilité du phototransistor est de l'ordre de 6 A/W , son principal inconvénient est inhérent à la nature du photo-courant qui est un courant de diffusion à travers la base, la constante de temps est très importante de l'ordre de 10^{-5} sec, ce qui permet de spécifier la rapidité avec laquelle le phototransistor prend sa nouvelle valeur lorsqu'il est soumis à un brusque changement de flux; c'est le temps nécessaire pour que la variation de photo-courant, consécutive à l'application d'un échelon de flux, atteigne un pourcentage spécifié .

CHAPITRE 3 : TRANSMISSION DU SIGNAL

CARDIAQUE A DISTANCE

3-1 : INTRODUCTION

Dans le but de transmettre les battements cardiaques à distance, on doit utiliser un émetteur. A cet effet, il faut déterminer :

- Le type de modulation convenable pour la transmission du signal ;
- Le type d'antenne, ainsi que l'adaptation de cette dernière à l'émetteur .

3-2 : CRITERES DE CHOIX D'UN EMETTEUR

Un émetteur [12] a deux fonctions principales :

- 1- Il doit produire une porteuse H.F qui doit être rayonnée par l'antenne;
- 2- Il doit assurer la modulation de la porteuse par le signal B.F à transmettre .

Ces deux fonctions entraînent toute une série d'exigences relatives à la puissance de l'émetteur, la stabilité en fréquence , la qualité ou le type de modulation , absence d'harmonique indésirables...etc.

La puissance de sortie H.F de l'émetteur doit être suffisante pour assurer une réception confortable dans toute la région que l'émetteur en question doit couvrir.

La fréquence de la porteuse doit être très stable, d'une part pour éviter à l'auditeur la retouche continuelle du point d'accord, et d'autre part pour empêcher l'émetteur d'empiéter par une de ces bandes latérales sur un canal voisin, déjà occupé par un autre émetteur, donc il faut respecter les normes internationales.

La modulation doit s'effectuer de telle sorte que les signaux B.F transmis puissent être reçue avec un minimum de distorsion .

3-3 : ETUDE COMPARATIVE DES PROCÉDES DE MODULATION

Il est possible d'identifier deux types de modulation :

- Modulation à onde porteuse continue (modulation analogique),
- Modulation d'impulsion (numérique ou digitale).

Suivant le cahier des charges qui nous a été proposé, notre étude se portera sur les modulations analogiques.

3-3-1 : LES MODULATIONS ANALOGIQUES

En modulation continue [11], nous avons trois méthodes d'imprimer des fluctuations à la porteuse;

- Modifier son amplitude; on parlera de modulation d'amplitude (AM)
- Faire varier sa fréquence, il s'agit de la modulation de fréquence (FM)
- Modifier sa phase; on lui a donné le nom de modulation de phase (MP)

3-3-1-1 : MODULATION D'AMPLITUDE

En [14] modulation d'amplitude, l'amplitude de la porteuse varie au rythme du signal modulant selon la loi :

$$E(t) = E_0 + K_a \cdot a(t)$$

si : $a(t) = A \cdot \cos \Omega t$ étant le signal modulant

$$E(t) = E_0 [1 + m_a \cdot \cos \Omega t] \quad (3-1)$$

avec : $m_a = K_a \cdot A / E_0$ indice de modulation (3-2)

Le signal modulé en AM aura comme expression :

$$E_m(t) = E_0 \cdot [1 + m_a \cdot \cos \Omega t] \cos \omega_0 t \quad (3-3)$$

où ω_0 étant la pulsation de la porteuse.

$$E_m(t) = E_0 \cdot \cos(\omega_0 t) + m_a (E_0/2) \cdot [\cos(2\pi(f_0 + F)) \cdot t + \cos(2\pi(f_0 - F)) \cdot t] \quad (3-4)$$

Les spectres de ce signal sont représentés sur les figures 3-1 et 3-2 :

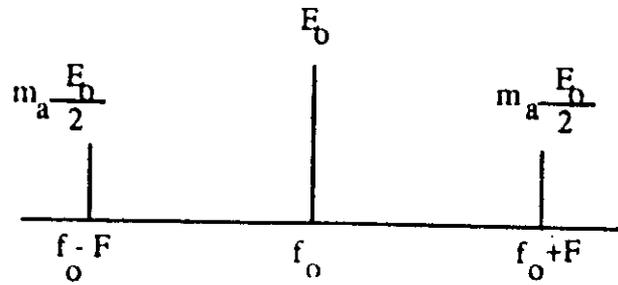


Figure 3-1 : spectre d'amplitude d'un signal AM

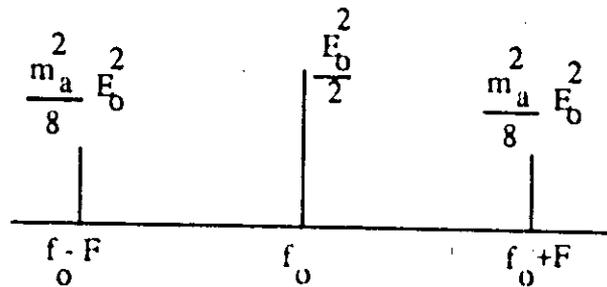


Figure 3-2 : Spectre de puissance d'un signal AM

3-3-1-2 : MODULATION DE FREQUENCE

Dans ce type [11] de modulation , la fréquence de la porteuse varie au rythme du signal modulant selon la relation :

$$f_i(t) = f_0 + K_f a(t) \quad \text{fréquence instantanée} \quad (3-5)$$

$a(t)$ étant le signal modulant et K_f un paramètre inhérent au fonctionnement du modulateur .

La phase instantanée s'écrit :

$$\phi_i(t) = \omega_0 + K_f \cdot \int_0^t a(t) \cdot dt \quad (3-6)$$

Si le signal modulant est sinusoïdal, le signal modulé aura la forme suivante

$$Em(t) = E_0 \cos [\omega_0 t + m_f \sin \Omega t] \quad (3-7)$$

Nous pouvons définir l'excursion de fréquence (Δf) et l'indice de modulation (m_f) par :

$$\Delta f = K_f \cdot A \quad (3-8)$$

$$m_f = \frac{K_f \cdot A}{F} = \frac{\Delta f}{F} \quad (3-9)$$

Le spectre d'un tel signal en FM est donné par le développement exponentiel de l'expression

$$e^{j m_f \sin \Omega t} = \cos [m_f \sin \Omega t] + j \sin [m_f \sin \Omega t]$$

pour $-T/2 < t < T/2$ avec $T = 2\pi/\Omega$

Les coefficients de fourier du développement en série de l'exponentielle sont donnés par :

$$F_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(m_f \sin x - nx)} dx \quad (3-10)$$

Cette intégrale est d'une utilisation courante et connue comme fonction de BESSEL de première espèce.

$$J_n(m_f) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(m_f \sin x - nx)} dx \quad (3-11)$$

Nous avons donc, pour l'exponentielle l'expression suivante :

$$e^{j m_f \sin \Omega t} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F_n e^{jn\Omega t} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) e^{jn\Omega t} \quad (3-12)$$

D'où les spectres, d'amplitude et de puissance, d'un signal FM, figure 3-3 et 3-4

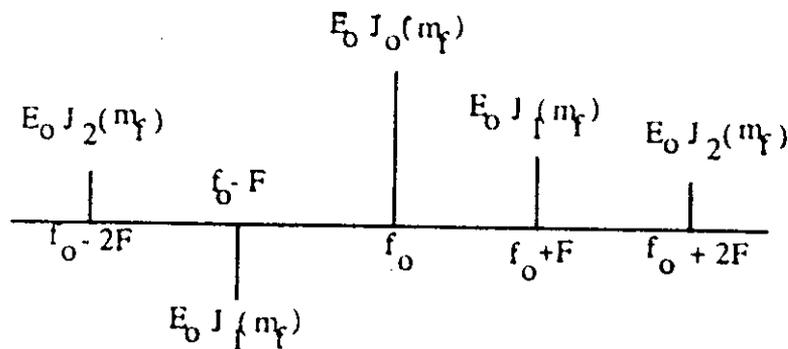


Figure 3-3 : Spectre d'amplitude d'un signal FM

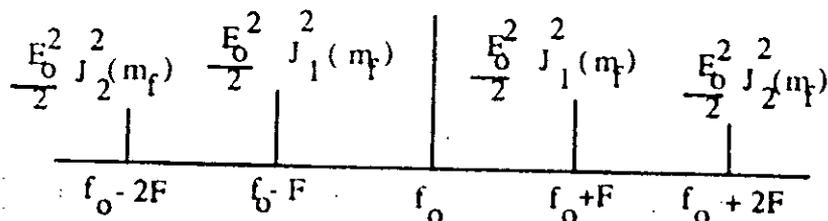


Figure 3-4 : Spectre de puissance d'un signal FM

3-3-1-3 : MODULATION DE PHASE

Les résultats [11] obtenues pour la modulation FM peuvent être extrapolés pour la modulation de phase, la grande différence réside dans les définitions des indices de modulation

$$\text{en FM} \quad m_f = \frac{K_f A}{F}$$

$$\text{en PM} \quad m_p = K_p A$$

L'indice de modulation en fréquence dépend de la fréquence, alors que celui de la modulation de phase n'en dépend pas .

D'une façon générale, les systèmes PM tendent à être du type à « bande étroite », tandis que les systèmes FM du type « Large bande », pour le cas le plus général, à un indice m_p fixé, et en se référant à la table de la fonction de BESSEL, nous pouvons déterminer le nombre de raies spectrales qui participent à la transmission .

3-3-2 : RAPPORTS SIGNAL SUR BRUIT DES MODULATIONS ANALOGIQUES

Pendant le trajet entre l'émetteur et le récepteur, un signal aléatoire [9], le bruit $n(t)$ vient se superposer au signal transmis $S(t)$ et altère ainsi la qualité de la transmission . Afin de chiffrer la perturbation, on définit le rapport signal sur bruit par (S/B) , où S et B sont les puissances fournies à la charge respectivement par le signal utile et par le signal de bruit .

Le synoptique d'un système de réception [11] est représenté sur la figure (3-5) . Le but principal recherché est l'évaluation du rapport signal sur bruit en sortie du filtre .

L'action du démodulateur modifie cette grandeur pour les divers systèmes étudiés .

Nous allons suivre l'altération que subit le rapport (S/B) tout au long de la démodulation, c'est à dire, de calculer le rapport (S/B) :

-A l'entrée du démodulateur : prédétection

-A la sortie du filtre : post-détection .

Pour simplifier les calculs nous supposerons que :

a)- Les puissances sont normalisées, c'est à dire elles sont développées sur une résistance hypothétique de 1Ω .

b)- Les gains des amplificateurs et fonction de transfert du démodulateur sont égaux à 1 .

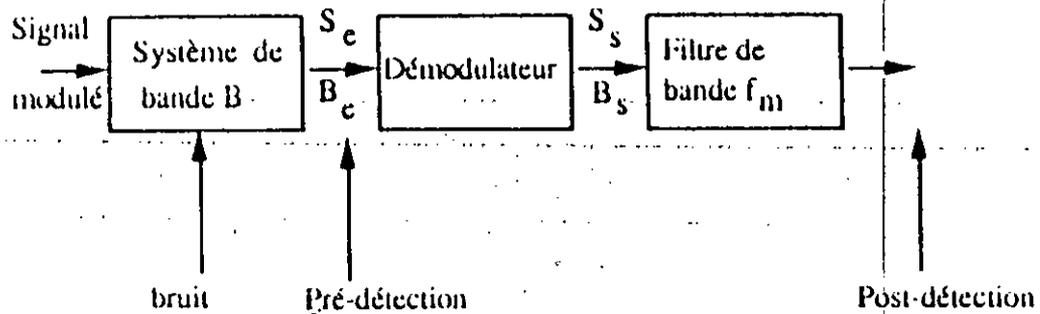


Figure 3-5 Synoptique d'un récepteur analogique

3-3-2-1 : RAPPORT (S/B) en AM:

a)- Calcul de (S/B) de pré-détection :

La puissance du signal entrée est :

$$S_s = P_{2BL} = \frac{E_0^2 m_a^2}{8} + \frac{E_0^2 m_a^2}{8} = P_0 \frac{m_a^2}{2} \quad (3-13)$$

avec
$$P_0 = \frac{E_0^2}{2} \quad (3-14)$$

Dans les systèmes AM, la bande de fréquence avant détection est $B=2f_m$ avec f_m la fréquence la plus élevée du signal modulant .

Les calculs du rapport signal sur bruit [2] s'effectuent en supposant que les bruit sont des bruit blanc, (η) étant leur densité spectrale de puissance .

Le bruit [11-9] avant détection vaudra alors :

$$B_e = \eta B = 2\eta f_m$$

D'où le rapport (S/B)_e avant détection :

$$(S/B)_e = \frac{S_e}{B_e} = \frac{P_0 \frac{m_a^2}{2}}{2f_m \eta} = \frac{E_0^2 m_a^2}{8f_m \eta} \quad (3-15)$$

b)- Calcul de (S/B) de Post détection :

La puissance du signal de post détection s'écrit :

$$S_s = \frac{1}{2} \left[\frac{E_0 m_a}{2} + \frac{E_0 m_a}{2} \right]^2 = \frac{E_0^2 m_a^2}{2} = 2S_e \quad (4-16)$$

Le bruit en sortie peut s'obtenir par intégration du bruit avant détection, sur un intervalle symétrique $[-f_m, f_m]$, défini par la largeur de bande du filtre f_m , autour de la fréquence de la porteuse.

$$B_s = \int_{-f_m}^{f_m} \eta \cdot df = \eta [f]_{-f_m}^{f_m} = 2\eta \cdot f_m \quad (3-17)$$

Le rapport (S/B) en sortie vaudra :

$$(S/B)_s = \frac{E_0^2 m_a^2}{4\eta \cdot f_m} \quad (3-18)$$

3-3-2-2 : RAPPORT (S/B) EN FM

a)- Démodulation du signal FM par discriminateur :

Le but du discriminateur est de transformer [9] la modulation de fréquence en modulation d'amplitude. Cette dernière est alors détectée par un démodulateur à diode afin de reconstituer le signal modulant (figure 3-6)

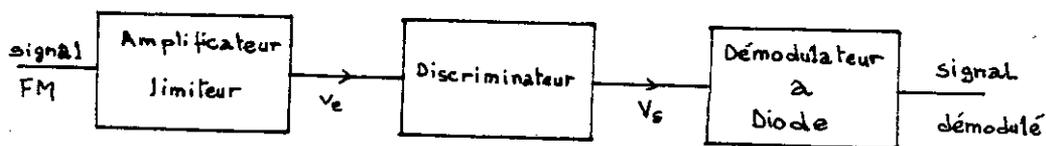


Figure 3-6 : Démodulation par discrimination

La fonction de transfert $H = V_s / V_e$ du discriminateur idéal est donnée à la figure (3-8) et peut être décrite par l'équation $V_s / V_e = K \cdot f$

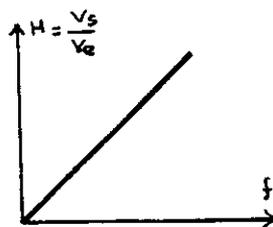


Figure (3-8) : Fonction de transfert d'un discriminateur idéal

b) Calcul de (S/B) de pré-détection :

En FM la raie [11-2-9] de la porteuse cède de l'énergie aux raies créées avec la modulation

L'énergie d'une onde FM est constante est indépendante de l'indice de modulation , nous pouvons considérer que toute l'énergie est pratiquement concentrée dans les bandes latérales, et donc , la puissance du signal à l'entrée est

$$S_e \cong P_m = \frac{E_0^2}{2} \quad (3-19)$$

En réalité la raie de la porteuse transporte de l'énergie, mais dans le cas où l'indice de modulation est grand, l'approximation est parfaitement valide .

Si B est la bande du système , le bruit de pré-détection sera :

$$B_e = \eta B \quad (3-20)$$

d'où le rapport (S/B)_e

$$(S/B)_e = \frac{P_0}{2\eta B} = \frac{P_m}{\eta B} \quad (3-21)$$

avec $P_0 = \frac{E_0^2}{2}$

c)- Calcul de (S/B) de Post-detection:

Nous savons que la sortie du démodulateur est proportionnelle à la déviation de fréquence, c'est à dire du type :

$$E_d(t) = K (m_f \omega) \cos \omega t = K \Delta \omega \cos \omega t$$

Comme nous avons supposé K=1, hypothèse (b) page 43 :

$$S_s = \Delta \omega^2 / 2 \quad (3-22)$$

La sortie du démodulateur FM est proportionnelle à la variation de la fréquence angulaire instantanée autour de ω_0 , point où est centré le discriminateur, pour la composante élémentaire en question, la fréquence angulaire instantanée est :

$$\omega_I(t) = \omega_0 + \frac{E_b}{E_0} \omega_i \cos(\omega_i t + \phi_i)$$

et le bruit après détection sera :

$$b_s = K \frac{E_b}{E_0} \omega_i \cos(\omega_i t + \phi_i)$$

où E_0 : l'amplitude de la porteuse

E_b : l'amplitude de la composante élémentaire du bruit

Chaque raie distante de ω_i de la fréquence centrale contribue avec une puissance :

$$P_b = \frac{1}{2} \left(\frac{E_b \omega_i}{E_0} \right)^2 = \frac{E_b^2 \omega_i^2}{2 E_0^2}$$

Dans l'équation précédente, le terme $(E_b^2 / 2)$ équivaut à une puissance de la composante élémentaire du bruit à l'entrée du démodulateur qui est égale à $(\eta \Delta \omega)$.

Par contre, la puissance P_b peut s'égaliser à $(\eta_{FM} \Delta \omega)$, où η_{FM} équivaudra à la densité de puissance en sortie du discriminateur. Ainsi :

$$\eta_{FM} \Delta \omega = \frac{1}{E_0^2} \eta \Delta \omega \omega_i^2$$

Comme ω_i est une variable muette, on aura :

$$\eta_{FM} = \frac{1}{E_0^2} \eta \omega^2$$

Nous constatons qu'à la présence d'un bruit blanc à l'entrée du démodulateur FM, de densité de puissance (η) , un bruit qui n'est pas du type « bruit blanc » va se produire à la sortie du discriminateur. Ce bruit va passer par un détecteur AM, suivi d'un filtre passe bas de bande (f_m) . Donc le bruit de sortie sera :

$$B_s = \int_{-f_m}^{f_m} \eta_{FM} \cdot df = \frac{\eta f_m \omega_m^2}{3 P_0} \quad (3-23)$$

D'où le rapport $(S / B)_s$

$$(S / B)_s = \frac{S_s}{B_s} = 3 m_f^2 \frac{P_m}{2 \eta f_m} \quad (3-24)$$

3-3-2-3 : RAPPORT (S / B) EN FM

a)- Calcul de (S / B) de Pré-détection:

On considère que toute l'énergie est concentrée dans les bandes latérales comme dans le cas de la modulation de fréquence .

La puissance du signal à l'entrée est :

$$S_e = P_m = \frac{E_0^2}{2} \quad (3-25)$$

Le bruit de pré-détection de densité spectral η et de bande B sera :

$$B_e = \eta B \quad (3-26)$$

D'où le rapport (S/B)_e

$$(S/B)_e = \frac{P_0}{2\eta B} = \frac{P_m}{\eta B} \quad (3-27)$$

b)- Calcul de (S/B) de post-détection:

Dans ce cas, la sortie du démodulateur est proportionnelle à la déviation de phase. D'où la puissance du signal de sortie :

$$S_s = \frac{m_p^2}{2} \quad (3-28)$$

Pour une composante élémentaire de bruit, nous avons en sortie du discriminateur de phase :

$$E_s = \frac{E_b}{E_0} \sin(\omega_i t + \phi_i)$$

de façon que pour cette composante élémentaire nous obtenions :

$$dB_s = \frac{1}{2} \left(\frac{E_r}{E_0} \right)^2 = \frac{1}{E_0^2} \eta df$$

$$\text{où } \frac{E_r^2}{2} = \eta df$$

La puissance de bruit en sortie s'exprime par :

$$B_s = \int_{-f_m}^{f_m} dB_s = \frac{1}{E_0^2} \eta \int_{-f_m}^{f_m} df = \frac{1}{E_0^2} \eta \cdot 2 \cdot f_m \quad (3-29)$$

D'où le rapport signal à bruit de post-détection :

$$(S/B)_s = \frac{S_s}{B_s} = \frac{P_m}{2 \cdot \eta \cdot f_m} \cdot m_p^2 \quad (3-30)$$

3-4 : COMPARAISON DES MODES AM ET FM

Les bandes FM et PM [11-2] sont équivalentes sauf que la modulation PM donne naissance à un système à bande étroite, donc la bande de fréquence d'un message modulé en FM est en général bien plus importante que celle d'un message modulé en PM .

Une comparaison entre la modulation AM et FM nous permettra de retenir la modulation adéquate

La modulation AM possède:

- Une bande égale à deux fois la fréquence du modulant
- Au moins 2/3 de l'énergie émise est inutilisée, elle est consommée par la porteuse .
- L'influence du bruit, car l'information est portée par l'amplitude et le bruit tend à moduler en amplitude les signaux transmis .

En modulation FM nous avons :

- La souplesse dans le choix de la bande du système .
- La puissance consommée par la porteuse est proportionnelle à $J_0^2(m_f) \frac{E_0^2}{2}$
- L'insensibilité aux bruits car nous avons un limiteur à la réception .

Nous savons que la portée de liaison est proportionnelle à la puissance développée au niveau de l'aérien.

Caractéristiques		$m_a=1$	modulation angulaire	
		AM	FM	PM
Pre-detection	S_e	$\frac{E_0^2}{4} = \frac{P_0}{2}$	$\frac{E_0^2}{2} = P_0$	$\frac{E_0^2}{2} = P_0$
	B_e	$2 \eta f_m$	$\eta B'$	$\eta B'$
	$(S/B)_e$	$\frac{P_0}{4 \cdot \eta \cdot f_m} = \frac{P_m}{6 \cdot \eta \cdot f_m}$	$\frac{P_0}{\eta \cdot B} = \frac{P_m}{\eta \cdot B}$	$\frac{P_0}{\eta \cdot B} = \frac{P_m}{\eta \cdot B}$
Post-detection	S_s	$\frac{E_0^2}{2} = P_0$	$\frac{1}{2} (\Delta\omega)^2$	$\frac{1}{2} (m_p)^2$
	B_s	$2 \cdot \eta \cdot f_m$	$\frac{2 \cdot \eta \cdot f_m}{E_0^2} = \frac{(\omega_m)^2}{3}$	$\frac{2 \cdot \eta \cdot f_m}{E_0^2}$
	$(S/B)_s$	$\frac{P_0}{2 \cdot \eta \cdot f_m} = \frac{P_m}{3 \cdot \eta \cdot f_m}$	$\frac{3 \cdot P_0 \cdot (m_f)^2}{2 \cdot \eta \cdot f_m}$	$\frac{P_0 \cdot (m_p)^2}{2 \cdot \eta \cdot f_m}$
M		1	$9/2 (m_f)^2$	$9/2 (m_p)^2$

Tableau 1 : Résumé des rapports signal à bruit en modulation analogique [11]

$$M = \frac{(S/B)_s \text{ Pour le système considéré}}{(S/B)_s \text{ Pour le système de référence}}$$

M: facteur d'amélioration .

3-5 : CONCLUSION

D'après l'étude faite précédemment et d'après la comparaison des modes AM et FM et d'après aussi le tableau 1, nous pouvons déduire que ce sera la modulation FM qui sera adoptée afin de mieux transmettre le signal sans distorsion.

3-6 : CHOIX DE L'ANTENNE

Pour diffuser [12] le mieux possible un signal H.F coté émetteur, les antennes utilisées doivent être soigneusement dimensionnées.

Une antenne filaire donne les meilleurs résultats, aussi bien à l'émission qu'à la réception, lorsque sa longueur est égale au quart de la longueur d'onde de l'émission, car le dipôle se trouve alors en résonance .

Remarquons que l'impédance d'entrée de l'antenne $\lambda/2$, isolée dans l'espace, elle est égale au double de celle de l'antenne $\lambda/4$ avec base au sol [7].

$R_e = 73 \Omega$: impédance d'entrée de l'antenne $\lambda/4$ avec base au sol .

CHAPITRE 4 : ETUDE ET REALISATION DU DETECTEUR DE BATTEMENTS CARDIAQUES

4.1 : PRINCIPE DE LA MESURE ELECTROPHYSIOLOGIQUE

Le principe [3] de la mesure électrophysiologique, consiste à capter, amplifier, mettre en forme et visualiser les variations de certaines parties du corps humain.

Une chaîne de mesure électrophysiologique comprendra donc classiquement les parties suivantes (figure 4.1)

- 1- Capteur ou transducteur
- 2- Amplificateurs
- 3- Système de mise en forme
- 4- Système de visualisation

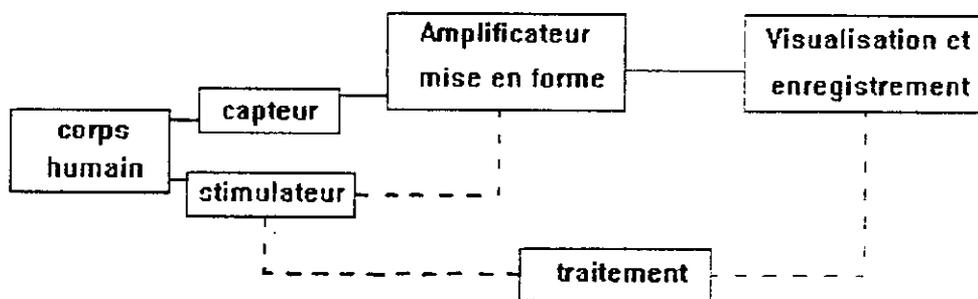


Figure 4.1 : Schéma synoptique d'une chaîne de mesure électrophysiologique

4.2 : Synoptique du montage proposé

Le montage proposé pour la visualisation des battements cardiaques sera constitué des blocs suivants (figure 4.2)

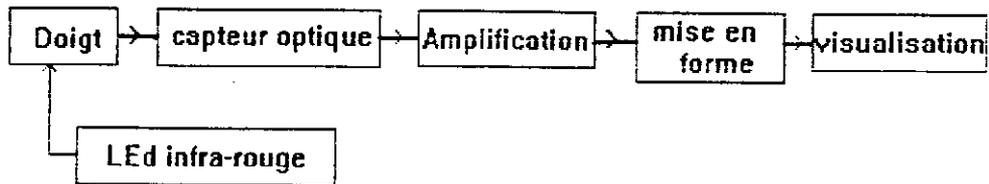


Figure 4.2 : Synoptique du montage proposé

4.2.1 : Capteur optique de pulsation

Il s'agit d'un phototransistor dans le montage proposé. Chaque pulsation cardiaque envoie tout d'abord du sang sous pression dans les artères. La pression malgré l'élasticité de ces canaux sanguins, se propage jusqu'au bout des doigts. Donc chaque battement cardiaque entraîne une variation du flux sanguin, ce qui a pour effet de changer l'opacité des vaisseaux sanguins.

Comme le doigt est translucide non seulement aux rayons X mais aussi à la lumière, la réflexion sur le bout du doigt d'un faisceau infrarouge vers le phototransistor captera donc tous les battements cardiaques.

Il est évidemment nécessaire que la surface du phototransistor soit couverte par le doigt afin d'éviter toute lumière parasite.

4.2.2 : Chaîne ou bloc d'amplification

Le signal en sortie du capteur (phototransistor) est toujours accompagné d'un bruit de provenance diverse. Il est d'amplitude faible et sa manipulation et d'autant plus aisé que son niveau est suffisant, d'où l'intérêt de l'amplification.

Une chaîne amplificatrice est d'abord constituée d'un préamplificateur qui réalise la meilleure adaptation possible de l'électronique au capteur. Par adaptation on entend principalement la non-détérioration du rapport signal à bruit par le préamplificateur.

Le préamplificateur [3] doit avoir les caractéristiques suivantes :

- Impédance d'entrée adaptée au capteur,
- Gain aux fréquences moyennes suffisant,
- Bande passante compatible avec la bande utile des signaux à amplifier.

4.2.2.1 Adaptation de l'amplificateur aux bruits

Cette adaptation se fait essentiellement au niveau du préamplificateur, elle concerne les bruits internes à l'électronique et les bruits externes dus à l'environnement de la prise de mesure. Pour chaque type de bruit, il existe des solutions propres et distinctes .

4.2.2.2 Identification des bruits internes

L'amplificateur [6] opérationnel peut - être le siège de différents types de bruits que nous allons définir succinctement ci-après :

Le bruit de JOHNSON

Situé [3] dans une bande de fréquence comprise entre 1 et 100 KHz, dû à l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs.

Cette source de bruit est donnée par la relation :

$$e_n^2 = 4 K T R B$$

e_n^2 : amplitude quadratique moyenne du bruit

K : constante de Boltzmann = $1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$

T : température absolue,

R : résistance du conducteur,

B : bande passante utilisée;

En général le bruit Johnson qui prend naissance à l'intérieur même de l'amplificateur peut être négligé devant les autres sources de bruit, cela dépend du composant et de la fréquence de travail

Le bruit Schottky

Il affecte [6] une importante bande de fréquence (1 à 100 KHz) est causé par la création et la recombinaison des paires électron-trou au niveau des jonctions des semi-conducteurs.

Son expression est :

$$I_n = 5.7 \cdot 10^{-4} (I_B)^{1/4}$$

I_n : courant de bruit Schottky en picoampère

I : courant dans la jonction en picoampère

B : bande passante en Hz.

Le bruit de Flicker

Egalement [6] nommé bruit en $1/f$ dont l'amplitude décroît avec la fréquence avec une pente régulière de 3db/octave; se situe dans une étroite bande de fréquence comprise entre 0.1 et 10 Hz. Ce bruit est très important dans notre réalisation puisque on travaille dans les basses fréquences.

Il est dû à la recombinaison erratique des charges en surface.

On peut citer encore d'autres bruits tels que le bruit de "Pop Corn" et le bruit de commutation.

4.2.2.3 Spectre du bruit

De ce qui vient d'être cité il résulte que les tensions et courants de bruits dans un amplificateur opérationnel ne sont pas uniformément répartis sur toute la bande passante de l'amplificateur.

Ce bruit peut être divisé en deux grandes catégories :

- Le bruit "blanc" (white noise) dont l'amplitude moyenne est constante sur toute l'étendue de la bande passante : le bruit Johnson et le bruit Schottky sont à classer dans cette catégories.
- Le bruit "rose" (Pink Noise) dont l'amplitude moyenne décroît d'une manière régulière en fonction de la fréquence selon la loi :

$$e_n = K (1/f)^{1/2}$$

Le bruit de flicker est un bruit rose typique.

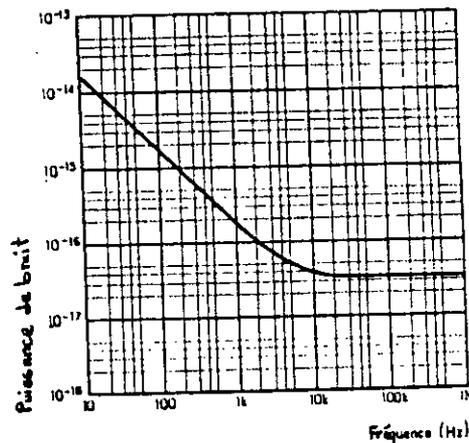


Figure 4.3. Courbe donnant la puissance de bruit en fonction de la fréquence pour un amplificateur

4.2.2.4 Réduction du bruit interne

Dans le cas [3] de notre montage le préamplificateur travaille dans une bande passante faible. Malheureusement, dans cette gamme de fréquence, on est en présence du bruit en $1/f$ qui peut devenir gênant aux très basses fréquences. Dans ce cas, il est souvent souhaitable de faire une translation dans le domaine des moyennes fréquences où le bruit est plus faible et indépendant de la fréquence.

Cette translation de fréquence peut se faire par une modulation d'amplitude du signal.

4.2.2.5 Comparaison du point de vue du bruit des divers types d'amplificateurs opérationnels

Lorsqu'il s'agit [6] de faire le choix d'un amplificateur opérationnel pour une application déterminée, en dehors des considérations de gain en boucle ouverte, de résistance différentielle d'entrée, de tension de décalage etc, se pose également le problème du bruit.

Chacun des grands types d'amplificateur présente des avantages et inconvénients propres.

- Les amplificateurs à entrée par transistor bipolaires sont sujets aux bruits Shotlky et Johnson. c'est surtout aux bruits de flicker et de "Pop Corn" que ce type d'amplificateur est le plus sujet.
- Les transistors à effet de champ à jonction offrent les meilleures caractéristiques de bruit à température normale, mais leur tension de bruit interne est, comme celle des transistors bipolaires plus importantes pour les fréquences basses.
- Les TEC MOS, leur tension de bruit est particulièrement défavorables.
- Les amplificateurs paramétriques à entrée par diode Varactor offrent le plus d'intérêt à cause de leur très faibles courant de bruit dans le bande de fréquence (0,001 et 10 Hz)
- Les amplificateurs stabilisés par chopper présentent les mêmes caractéristiques que l'amplificateur paramétrique, leur bruit de commutation étant encore plus important .

4.2.2.6. Choix de l'amplificateur

De ce qui a été cité précédemment, on a choisit comme amplificateur opérationnel pour le premier étage le LM324 parce qu'il offre les meilleures caractéristiques de bruit à température normale, par rapport aux autres amplificateurs opérationnels disponibles dans le marché.

4.2.3. Bloc de mise en forme

Le deuxième amplificateur opérationnel sert à la mise en forme du signal. Il détecte les variations lentes du signal, on obtient donc en sortie un signal carré pulsé par les impulsions cardiaques.

4.2.4. Bloc de visualisation (système de visualisation)

La sortie du bloc de mise en forme sera reliée soit :

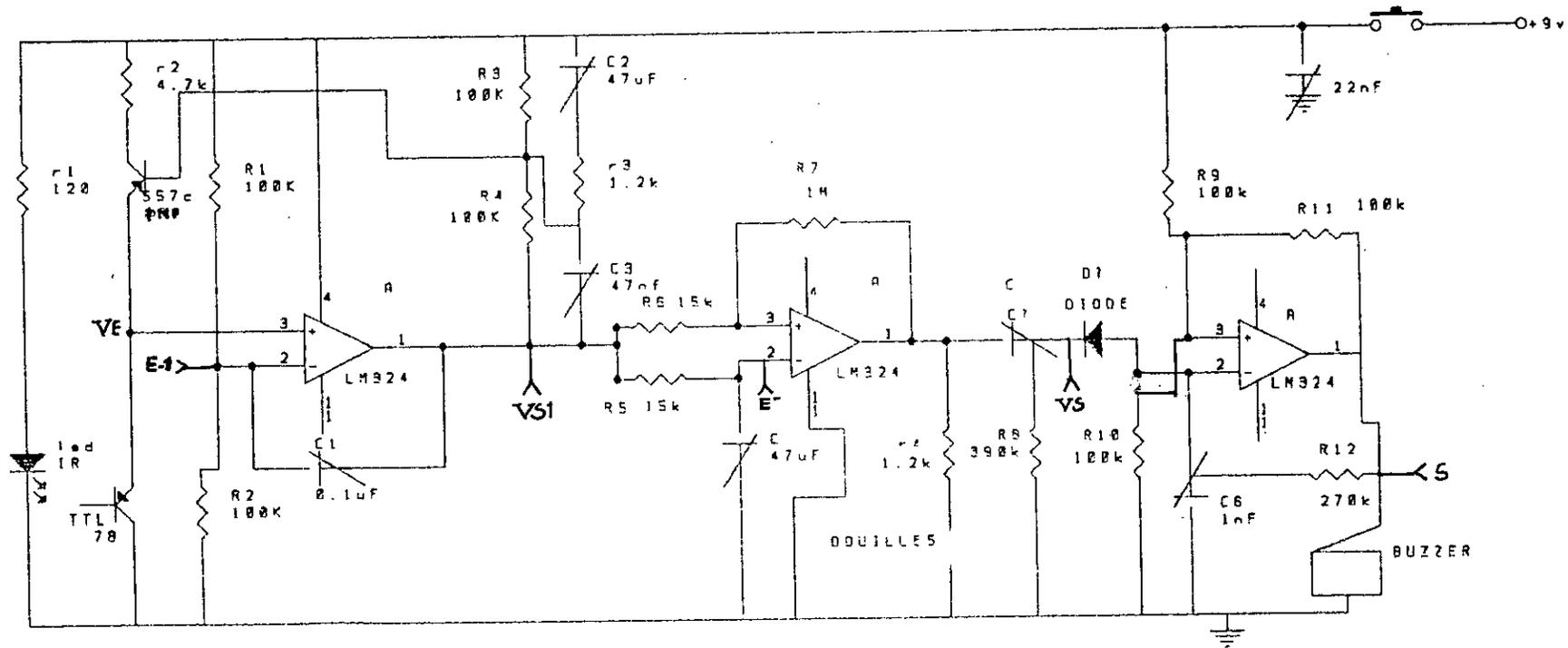
- A un oscilloscope ou à un ordinateur (muni d'une carte 4E/4S + la carte PIA/PC) pour visualiser les battements cardiaques.
- A un amplificateur opérationnel monté en oscillateur qui va générer des bips sonores matérialisant ainsi le rythme cardiaque.
- A un émetteur pour transmettre les battements cardiaques à distances.

4.3. ANALYSE DU MONTAGE

Le premier bloc

Le phototransistor détecte les variations de la pression sanguine qui en fait une variation de flux lumineux émis par la LED I.R et réfléchi au niveau du doigt.

La variation de pression engendre une variation de tension aux bornes du phototransistor qui se superpose à la tension du pont diviseur (4.5 V) du premier amplificateur.



Montage électronique du détecteur de battements cardiaques

Cette variation de tension s'approche beaucoup de la forme sinusoïdale, c'est pour cette raison, dans la simulation du montage, on injecte un signal sinusoïdal à l'entrée, qui varie autour de 4.5V et de fréquence voisine à la fréquence du rythme cardiaque (voir figure 4.4a)

À la sortie on obtient le même signal d'entrée amplifié et déphasé par rapport à celui de l'entrée, ce déphasage est dû à l'existence du condensateur de contre réaction (voir figure 4.4b)

Le transistor BC 558 fonctionne en source de courant qui délivre le courant photoélectrique pendant la phase de saturation du phototransistor.

il est polarisé par la pont de base R_3 , R_4 .

Le 2ème bloc :

Le signal ainsi obtenu à la sortie du premier amplificateur (VS1) se présente à l'entrée e^+ du comparateur qui donne à sa sortie un état haut pendant l'alternance positive. Le condensateur C_4 se charge à travers $R_5 = 15K$ dès que l'impulsion positive cesse, on a :

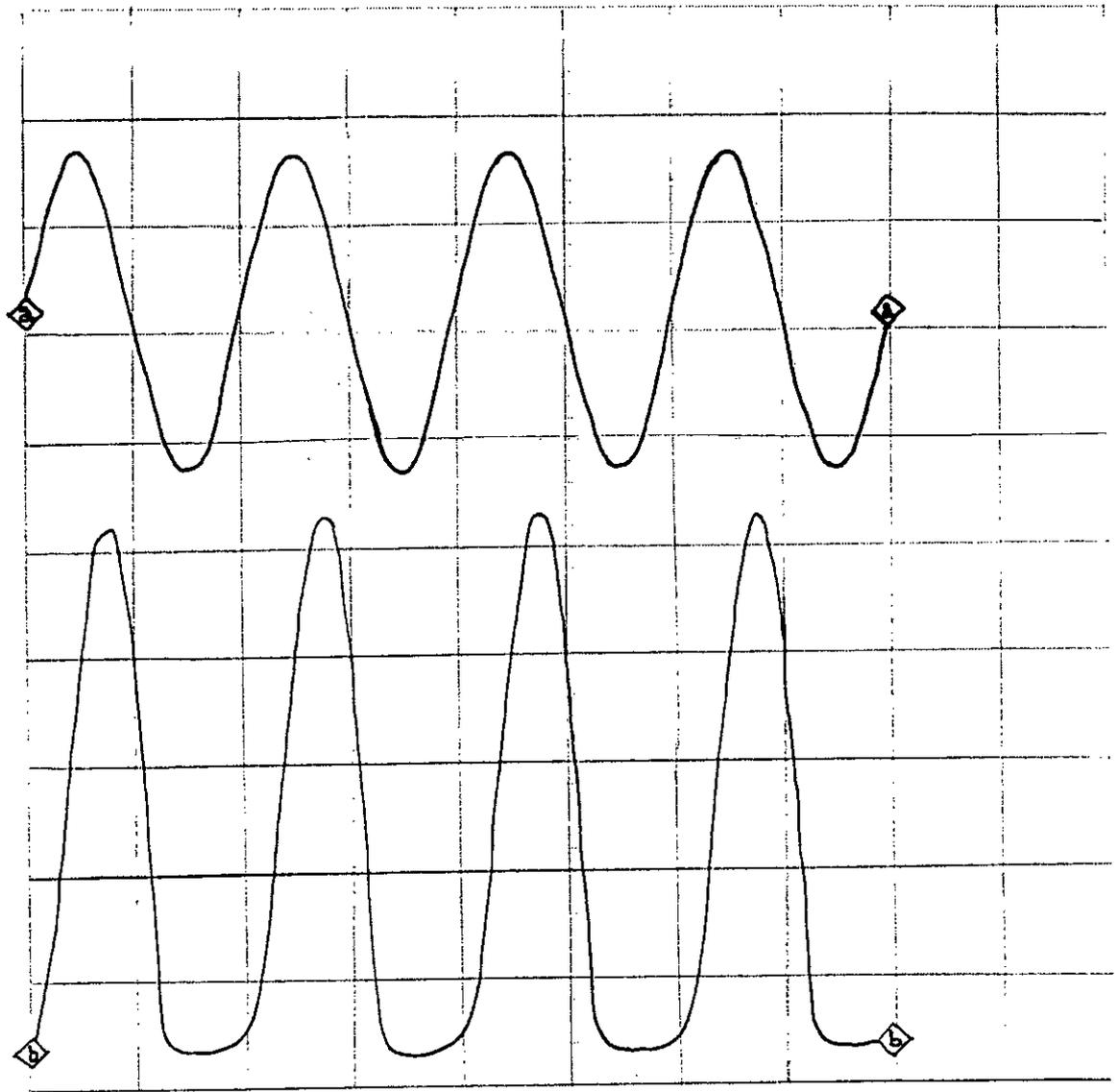
$$e^- > e^+$$

et la sortie bascule à l'état bas et C_4 se décharge légèrement à travers R_5 , R_6 et R_7 donc on obtient à la sortie un signal impulsionnel parfait voir figure 4.5(a), (b)

On remarque que la première impulsion du signal VS est large cela sera justifié par la charge de C_4 qui n'a pas atteint la tension e^+ pendant la première alternance positive du signal VS1, c'est pour cette raison qu'il faut attendre quelques secondes après la mise en marche du montage, pour obtenir une réponse favorable.

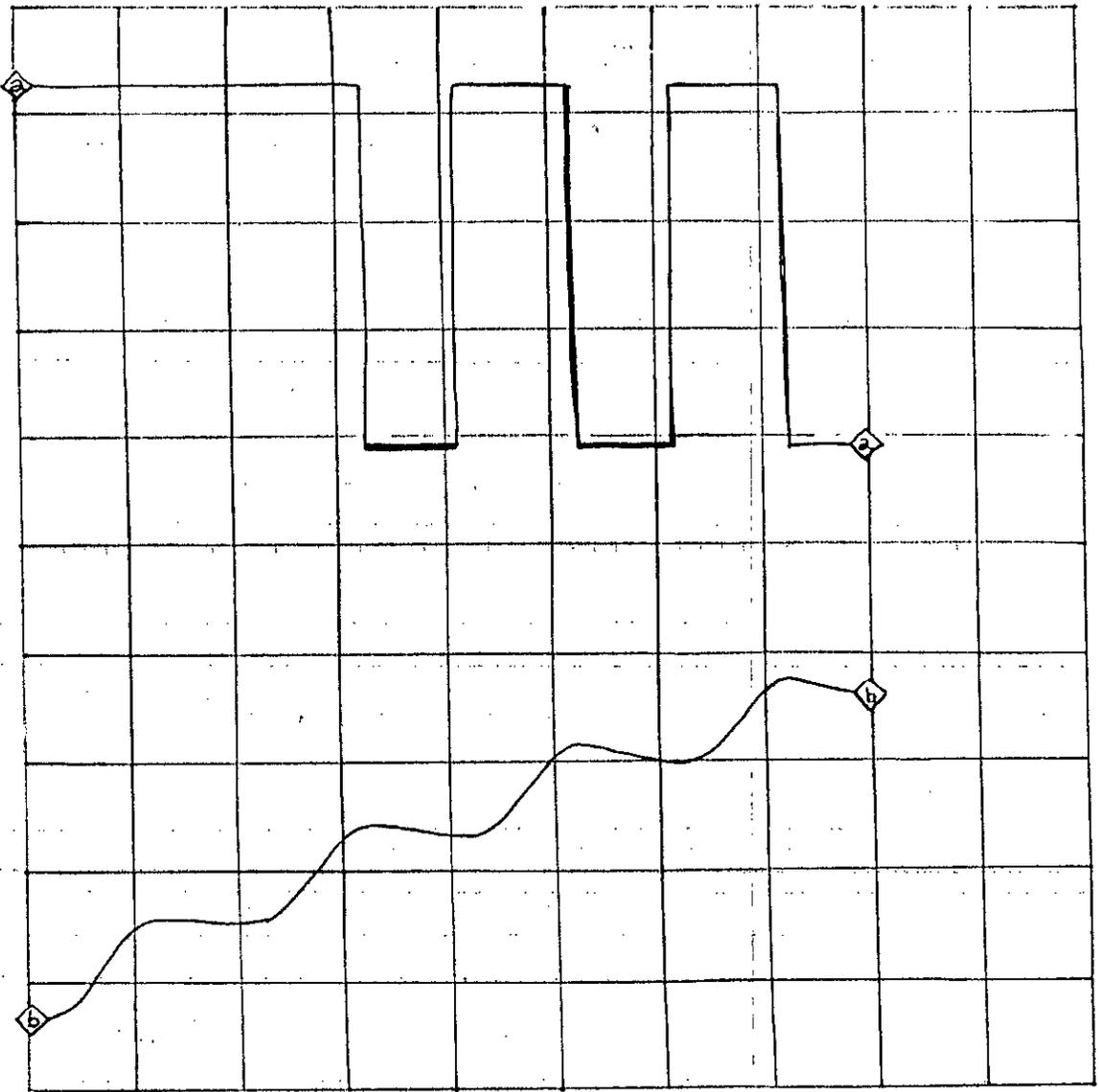
La sortie du comparateur est appliquée soit :

- À l'entrée de l'émetteur (voir chapitre 5)
- À un dérivateur qui commandera un oscillateur matérialisant ainsi les battements cardiaques.



CH 1 VE vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 200MV/DIV				
YZERO 4.06 V	VER	4.50 V	4.49 V	-7.50MV
XSCALE 50MSEC/DIV				
XZERO 250MSEC	HOR	5.59NSEC	399MSEC	399MSEC
CH 2 VS1 vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 200MV/DIV				
YZERO 3.04 V	VER	2.12 V	2.12 V	750UV
XSCALE 50MSEC/DIV				
XZERO 250MSEC	HOR	5.59NSEC	399MSEC	399MSEC

Figure 4.4: (a) signal d'entrée
 (b) signal de sortie VS1



CH 1 VS vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO -400MV	VER	8.09 V	1.41 V	-6.68 V
XSCALE 50MSEC/DIV				
XZERO 250MSEC	HOR	5.59NSEC	399MSEC	399MSEC
CH 2 E- vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 50M /DIV				
YZERO 2.33	VER	2.12	2.26	147M
XSCALE 50MSEC/DIV				
XZERO 250MSEC	HOR	5.59NSEC	399MSEC	399MSEC

Figure 4.5: signal de sortie VS

1b) Evolution du Potential de C_4

La constante de temps de ce dérivateur

$$\tau = R_8 C_5$$

$$\tau = 0.1833 \text{ S}$$

On sait que la période du rythme cardiaque est environ $T = 0.920 \text{ S}$

$$T \gg \tau$$

Donc il présente un bon dérivateur (voir figure 4.6)

Le troisième bloc est un oscillateur qui matérialise les battements cardiaques.

Il est en fait un astable commandé à partir des pics du dérivateur.

-Analyse du fonctionnement de l'astable : (voir figure 4.7)

Le condensateur étant préalablement déchargé

La sortie est à l'état stable.

$$S = V_{\text{sat}}^+$$

avec : $V_{\text{sat}}^+ = V_{\text{cc}}$

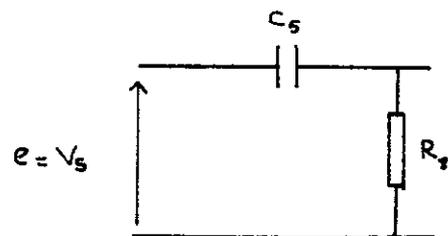


Figure 4.6: le bloc dérivateur

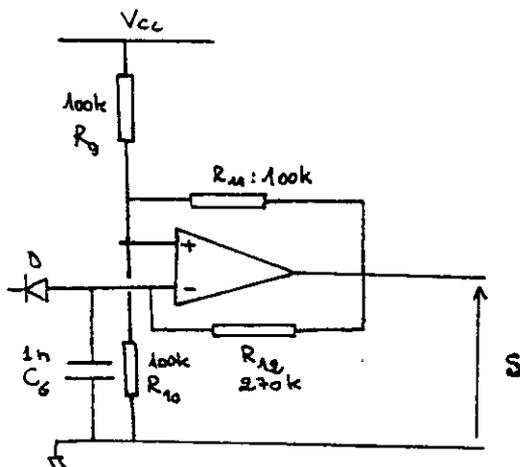


Figure 4.7: le montage Astable

L'entrée positive de l'amplificateur opérationnel est au potentiel V^+ tel que :

$$S = V_{\text{sat}}^+ = V_{\text{cc}}$$

En utilisant le théorème de superposition

$$S = 0v \quad \text{et} \quad V_{cc} = 9v$$

R_{11} devient parallèle à R_{10}

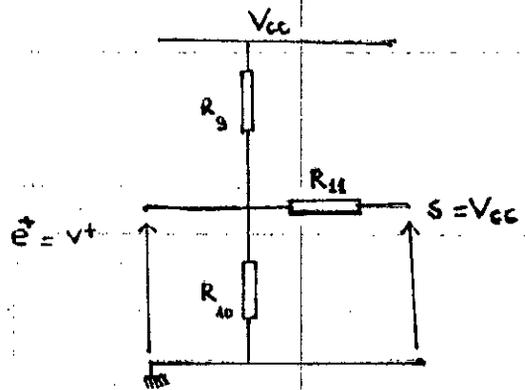
$$V_1^+ = \frac{R_{10} // R_{11}}{(R_{10} // R_{11}) + R_9}$$

$$S = 9v \quad \text{et} \quad V_{cc} = 0v$$

R_9 devient parallèle à R_{10}

$$V_2^+ = \frac{R_{10} // R_9}{(R_{10} // R_9) + R_{11}}$$

$$V^+ = V_1^+ + V_2^+$$



A.N

On trouve $V^+ = 2/3 V_{cc}$

C_6 se charge à travers $R_{12} = 270K$ jusqu'à $e^- = 2/3 V_{cc}$

depassant légèrement cette valeur la sortie bascule de V_{Sat}^+ à V_{Sat}^-

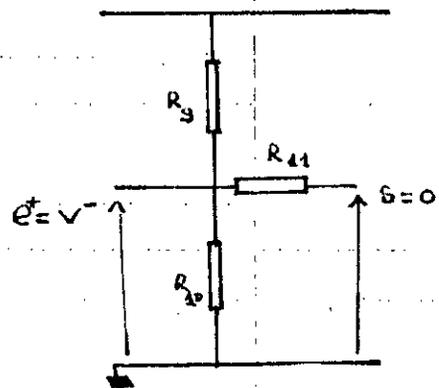
et le potentiel e^+ retombe à V^- tel que:

$$V_{Sat}^- = 0v$$

ou bien $S = 0v$

Dans ce cas R_{11} devient parallèle à R_{10}

$$V^- = \frac{R_{10} // R_{11}}{(R_{10} // R_{11}) + R_9}$$



A.N

On trouve $V^- = 1/3 V_{cc}$

C_6 se décharge à travers $R_{12} = 270K$ toujours, et lors que e^- tend

vers $1/3 V_{cc}$, la sortie S bascule de V_{Sat}^- à V_{Sat}^+ et le cycle recommence

* CALCUL DE LA PERIODE :

a/ La durée transitoire :

A l'instant $t=0$ C_6 étant déchargé

$$V_{sat}^+ = V_{c6} + V_{R12} \dots\dots\dots (1)$$

$$V_{sat}^+ = V_{c6} + R_{12} C_6 \frac{dV_c}{dt}$$

$$(1) \iff \frac{d(V_{c6} - V_{sat}^+)}{V_{c6} - V_{sat}^+} = - \frac{dt}{R_{12} C_6}$$

Alors : $V_c - V_{sat}^+ = A \exp(-t/\tau) \dots\dots\dots(2)$

avec $\tau = R_{12} C_6$

$t = 0 : V_{c6}(0) = 0$

(2) $\implies -V_{sat}^+ = A$

V_{c6} atteint le potentiel $V^- = 1/3 V_{cc}$ à l'instant t_0

tel que : $V_{c6} = V_{cc}/3 = V^-$

(2) $\implies V_{cc}/3 - V_{cc} = - V_{cc} \exp(-t_0/\tau) \dots\dots\dots (3)$

(3) $\implies 2/3 = \exp(-t_0/\tau)$

donc $t_0 = \tau \ln 3/2$

* Calcul de la durée de saturation positive : (T_1)

$S = V_{cc}^+ = V_{cc}$

A l'instant $t = t_0 + T_1 : V_{c6}(t) = 2/3 V_{cc}$

(2) $\implies 2/3 V_{cc} - V_{cc} = - V_{cc} \exp(-(t_0+T_1)/\tau)$

$1/3 = \exp(-(t_0+T_1)/\tau)$

On trouve :

$$\frac{t_0 + T_1}{\tau} = \text{Ln}3$$

Ou bien $T_1 = \tau \text{Ln}3 - t_0$

$$T_1 = \tau \text{Ln}2$$

* Calcul de la durée de saturation basse : (T_2)

Maintenant C_6 se décharge

$$S = 0 \text{ alors } V_{c6} = V_{R12}$$

C'est à dire $V_{c6} = -R_{12} C_6 \frac{dV_{c6}}{dt}$ (4)

$$(4) \iff \frac{dV_{c6}}{V_{c6}} = \frac{-dt}{R_{12} C_6}$$

$$(4) \implies V_c(t') = B \exp(-t' / \tau) \text{ (5)}$$

Tout en effectuant un changement de repère : décalage de l'origine à

$$t = t_0 + T_1$$

$$t' = 0$$

$$\text{A } t' = 0 : V_{c6} = 2/3 V_{cc} = V^+$$

$$2/3 V_{cc} = B$$

$$\text{Oubien } B = 2/3 V_{cc}$$

$$\text{A l'insyant } t' = T_2 : V_{c6} = 1/3 V_{cc}$$

$$(5) \implies V_{cc}/3 = 2/3 V_{cc} \exp(-T_2/\tau)$$

$$\text{C'est à dire } 1/2 = \exp(T_2/\tau)$$

$$\text{On trouve } T_2 = \tau \ln 2$$

$$\text{La période : } T = T_1 + T_2$$

$$T = 2 \tau \ln 2$$

$$\underline{\text{AN}} : T = 0.3743 \text{ ms}$$

$$f = 1/T = 2.67 \text{ K}$$

On remarque que cette fréquence appartient au domaine audible.

* Commande de l'astable : (oscillateur)

Selon les pics provenant du dérivateur on peut distinguer l'état de l'astable c'est à dire soit bloqué ou fonctionnel (diode bloquée ou conductrice).

Les pics positifs seront éliminés tandis que les pics négatifs vont passer pour diminuer le potentiel de l'entrée inverseuse de l'astable.

CHAPITRE 5 : CONCEPTION DE L'EMETTEUR

5-1 : INTRODUCTION

La modulation de fréquence analysée et retenue dans l'étude du chapitre trois sera mise en oeuvre.

Afin d'obtenir les valeurs optimales des éléments de l'oscillateur, une simulation de celui-ci sera faite à l'aide du logiciel SPICE

Une abaque, de Motorola RF Device, sera utilisée pour déterminer les éléments de l'adaptateur d'antenne.

5-2 : CONCEPTION DE L'EMETTEUR

L'émetteur que nous avons à réaliser doit obéir aux normes utilisées dans la télémesure [15].

- Une portée de liaison d'une dizaine de mètres.
- Une puissance de quelques milli Watts max sous une charge de 73Ω .
- Une tension d'alimentation de 9 V.
- Un écart de fréquence limite de l'émetteur de 2 Khz à 27 Mhz.
- Une fréquence de travail de 27 Mhz .
- Une largeur de bande d'émission obéissant aux normes en vigueur, c'est à dire un espacement entre canaux de 12,5 Khz.
- Un encombrement le plus réduit possible.

5-3 : ETUDE DE L'OSCILLATEUR

La réalisation d'un oscillateur est menée selon les étapes [11-17] suivantes :

- Choisir suivant son emploi la configuration de l'oscillateur qu'on va utiliser en haute fréquence, un montage de type Colpitts est particulièrement bien adapté, puisque les capacités internes du transistor sont rendues négligeables devant celles des condensateurs d'accord qui viennent se mettre en parallèle. De plus pour ces fréquences, c'est le montage à base commune qui offre le meilleur rendement.

En conclusion l'oscillateur sera donc un Colpitts à base commune.

- Choisir un transistor capable de fournir le gain et la puissance de sortie désirée à la fréquence de fonctionnement, le choix du transistor est donc en premier guidé par la fréquence de coupure $F_{h21\beta}$ qui doit être au minimum deux fois plus grande que la fréquence de travail de l'oscillateur ($F_{h21\beta} \geq 2 \times 27 \text{ Mhz} = 54 \text{ Mhz}$). ($F_{h21\beta} \geq 54 \text{ Mhz}$).

Et pour une meilleure stabilisation de fréquence, on utilisera un oscillateur à quartz.

- Etudier le circuit continu de polarisation pour obtenir le point de polarisation et la stabilité désirée et déterminer ainsi les valeurs des composants du circuit.

En conclusion de tout cela, nous avons retenus l'oscillateur à quartz en résonance parallèle.

La figure 5-1 montre le schéma électronique :

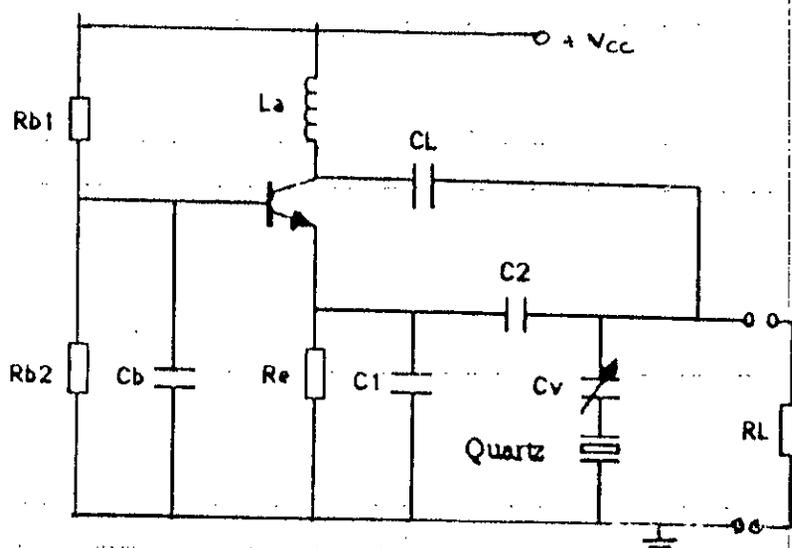


Figure 5-1 : Schéma électronique de l'oscillateur

L_a : est self d'arrêt.

C_v : est un condensateur trimmer utilisé pour faire le réglage final de la fréquence de l'oscillateur .

5-3-1 : ETUDE STATIQUE

Le transistor BF199 a été choisi comme transistor de travail parce qu'il répond à nos conditions de travail, tel que la fréquence de transition élevée par rapport à la fréquence de travail 27 Mhz.

D'après les caractéristiques du constructeur, à $I_c = 5 \text{ mA}$

$f_T = 500 \text{ Mhz}$ (la fréquence de transition)

Nous relevons

$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$

$$\beta = 85$$

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} = 59 \mu\text{m}$$

En choisissant une chute de tension aux bornes de la résistance d'émetteur $V_{RE} = V_{CC}/10$ et un facteur de stabilité ($S = 10$) avec :

$$S = \frac{\beta + 1}{\frac{B \cdot R_e}{R_e + R_B} + 1}$$

avec : R_B est la résistance de Thévenin, vue entre la base et la masse :

$$R_B = \frac{R_{b1} \cdot R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

on trouve les résultats suivants (normalisées)

$$R_e = 150 \Omega$$

$$R_{be} = 2 \text{ K}$$

$$R_{b1} = 10 \text{ K}$$

5-3-2 : ETUDE DYNAMIQUE DU MONTAGE

L'oscillateur adapté peut être représenté comme étant constitué de deux quadripôles parallèles voir figure (5-2), c'est à dire, l'amplificateur et le circuit de réaction

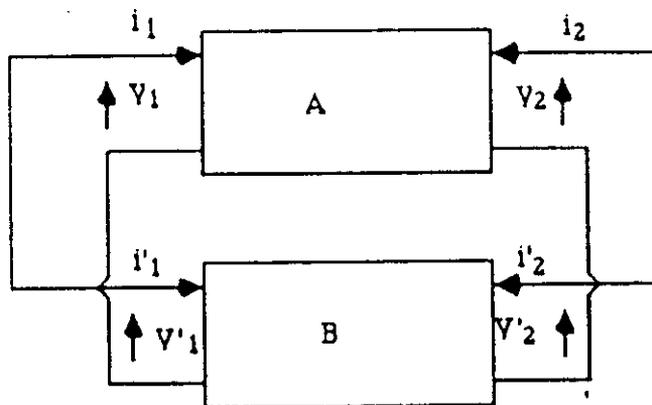


Figure 5-2 : schéma synoptique de l'oscillateur pour le circuit de réaction nous avons adopté la configuration suivante

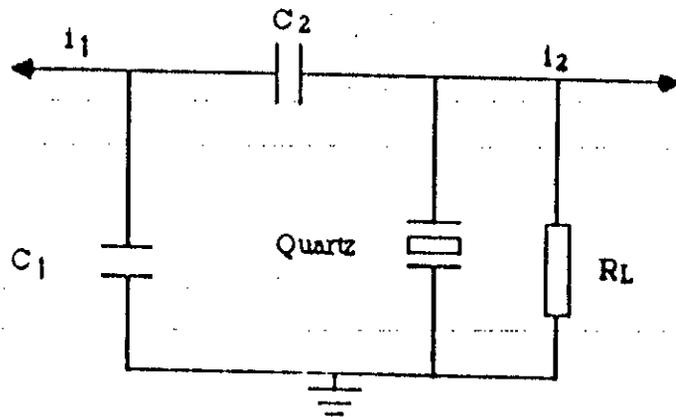


Figure 5-3 : Circuit de réaction de l'oscillateur

Une simulation par SPICE nous a permis de déterminer les valeurs de C_1 et C_2 , pour cela on a procédé comme suit :

On injecte (Fig 5-4) un signal sinusoïdal V_e de fréquence égale à 27 Mhz, en faisant varier C_1 et C_2 jusqu'à ce que nous obtenions un signal de sortie qui est en phase avec le signal d'entrée et de forme sinusoïdale.

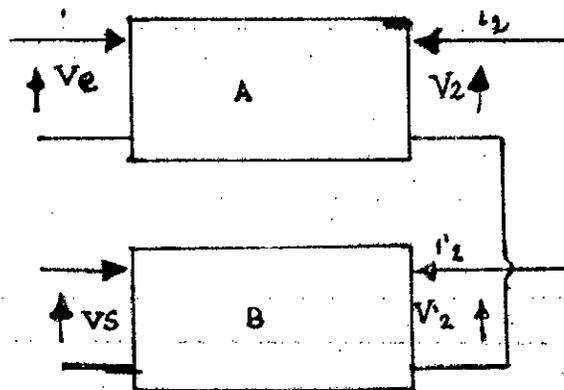
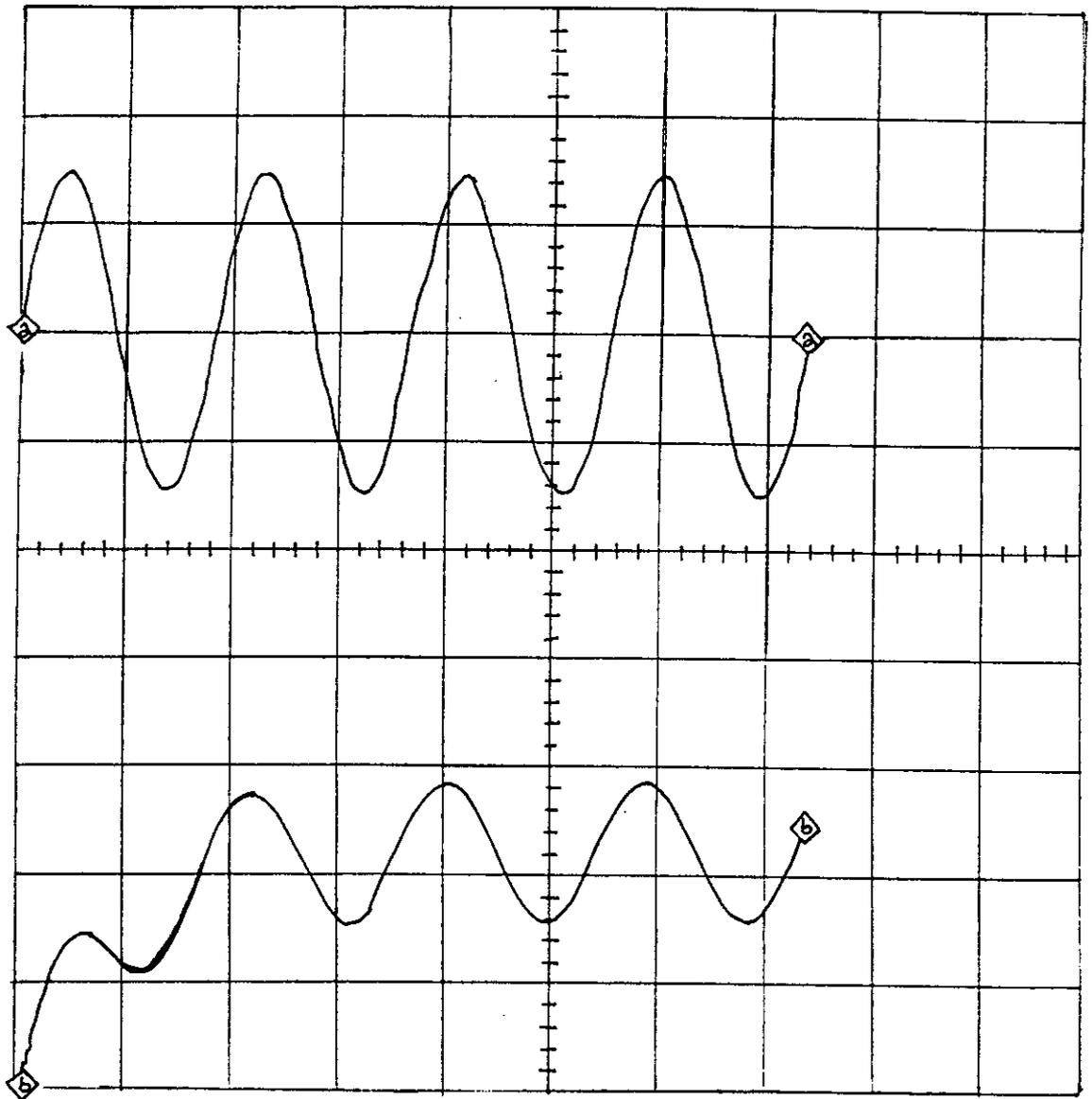


Figure 5-4 : schéma synoptique de l'oscillateur utilisé à la simulation



CH 1	VE vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
	YSCALE 200MV/DIV				
	YZERO -400MV	VER	122NV	-8.12MV	-8.13MV
	XSCALE 20NSEC/DIV				
	XZERO 100NSEC	HOR	4.00FSEC	148NSEC	148NSEC
CH 2	VS vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
	YSCALE 5UV/DIV				
	YZERO 27.0UV	VER	2.08UV	14.2UV	12.1UV
	XSCALE 20NSEC/DIV				
	XZERO 100NSEC	HOR	1.00NSEC	148NSEC	147NSEC

(a) signal d'entrée

(b) signal de sortie

Pour le quartz du circuit de réaction, on a adopté le schéma équivalent, (figure 5-5) pour la simulation avec un facteur de qualité :

$$Q = 25000$$

$$C_0 = 10 \text{ PF}$$

$$R = 40 \Omega$$

et pour une fréquence de résonance parallèle :

$$f = 27 \text{ Mhz}$$

On trouve

$$C = 0.006 \text{ PF}$$

$$L = 6 \text{ mH}$$

On trouve :

$$C_1 = 47 \text{ PF}$$

$$C_2 = 56 \text{ PF}$$

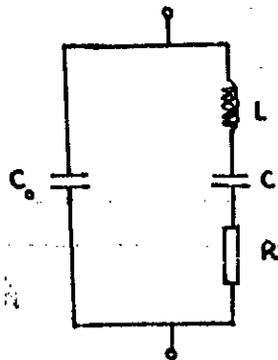


Figure 5-5: schéma équivalent du quartz.

5-3 : Emetteur FM

Pour [11] savoir sur quel paramètre nous devons agir pour réaliser la modulation, nous devons isoler le circuit de réaction suivant :

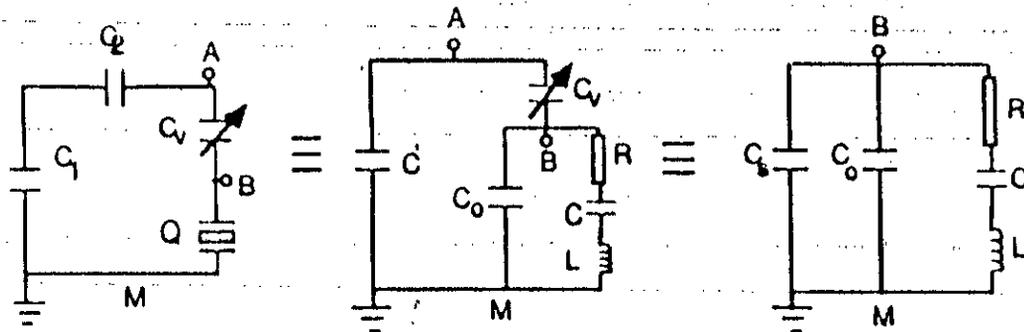


figure 5-6 : Schéma du circuit de réaction

Posons :

$$C' = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$$C_s = \frac{C' \cdot C_v}{C' + C_v}$$

Le condensateur équivalent vu entre les points B et M s'écrit

$$C'_0 = C_v + C_0$$

Comme la fréquence de résonance parallèle du quartz est donnée par la relation

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot \frac{C_0 \cdot C}{C_0 + C}}}, \quad C_s \ll C_0 + C$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C C_0}{C + C_0}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{C_s}{C_0}}} = f_p(\theta) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{C_s}{C_0}}}$$

Puisque sur C_0 , on ne peut pas agir, alors nous réaliserons la modulation en modifiant C_1 ou C_2 . Nous avons choisi la première solution pour moduler la fréquence.

A l'oscillateur conçu et réalisé, nous devons lui adjoindre le circuit figure 5-7 à base d'une diode Varicap.

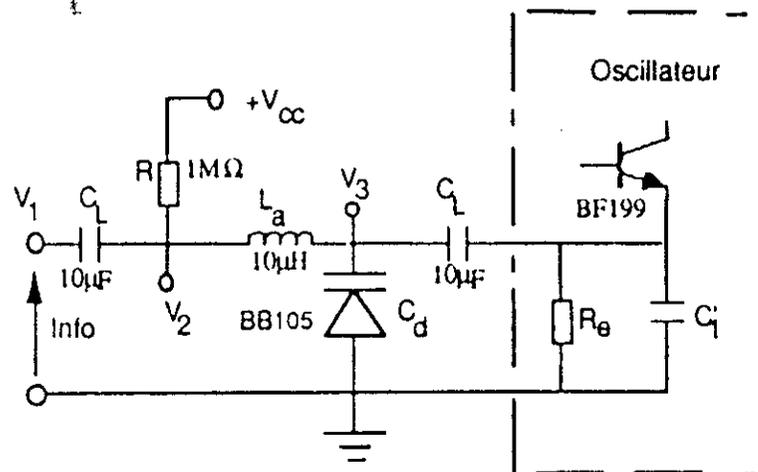


Figure 5.7: Cellule de modulation FM

Les condensateurs de liaison C_L sont utilisés, pour éviter que la tension continue perturbe la source du signal informatif et le point de fonctionnement statique de l'oscillateur.

La self L_a est une self d'arrêt.

La diode varicap sera polarisée à travers la résistance R de $1\text{ M}\Omega$. Le niveau du signal informatif va agir sur l'indice de modulation (B) et par conséquent sur la bande du système.

En statique la varicap aura une valeur C_{do} comme le montre la figure 5.8 :

Nous devons prendre, à cet effet, une valeur pour C'_1 telle que :

$$C_1 = C'_1 + C_{do}$$

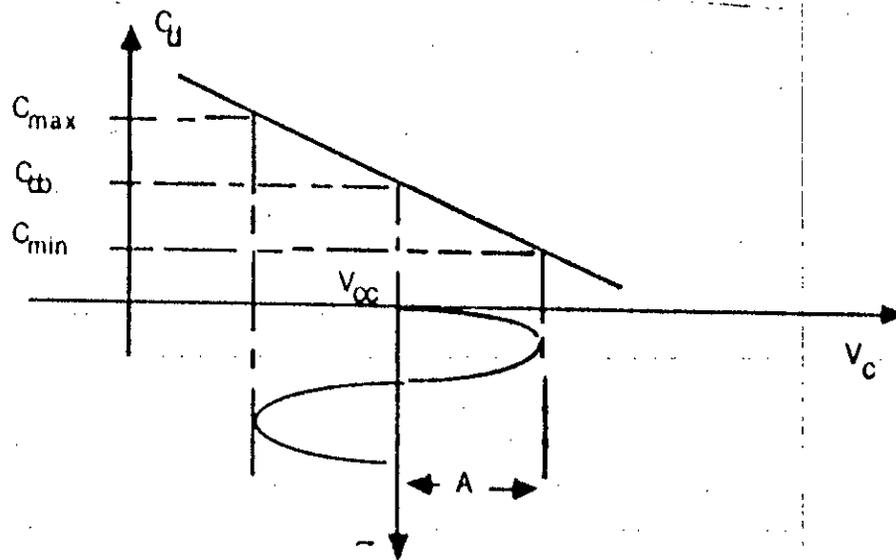


Figure 5-8 : Polarisation de la Varicap

Le schéma global de l'émetteur fonctionnant en FM est représenté sur la figure ci-dessous.

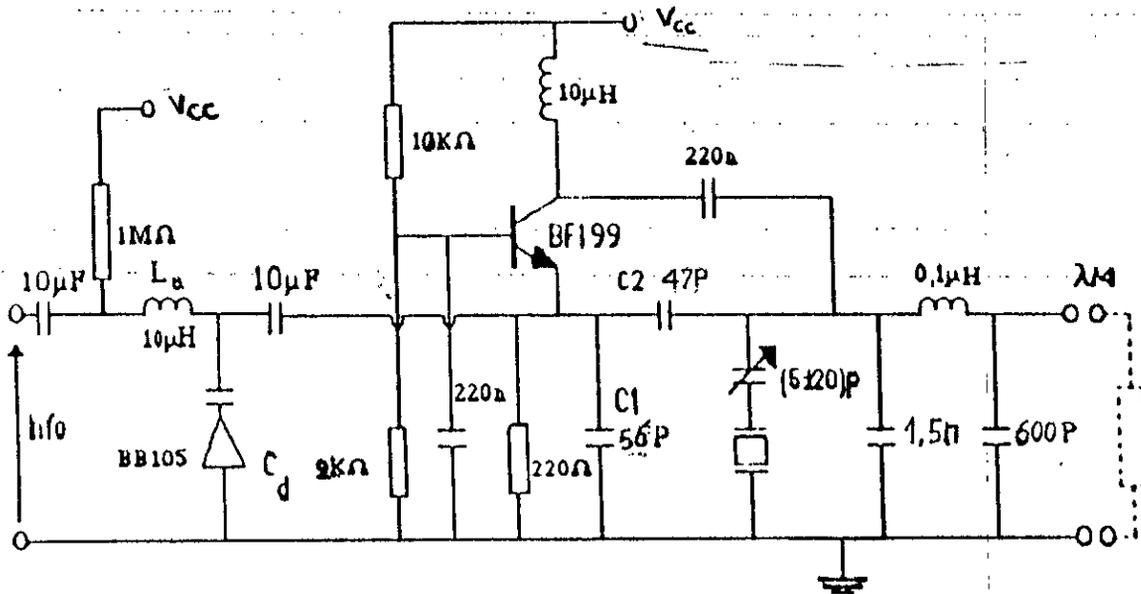


Figure 5-9 : Circuit électronique de l'émetteur FM

5.5 : CALCUL DES ELEMENTS DE L'ADAPTATEUR D'ANTENNE

Pour déterminer la valeur optimale de la charge R_L on procède comme suit :

Comme on l'a déjà vu le schéma synoptique de l'oscillateur est constitué de deux blocs A et B figure 5.10

Supposons que l'amplificateur et le circuit de réaction soient caractérisé par leurs paramètres admittance (y_{11t} , y_{rt} , y_{ft} , y_{22t}) et (y_{11q} , y_{rq} , y_{fq} , y_{22q})

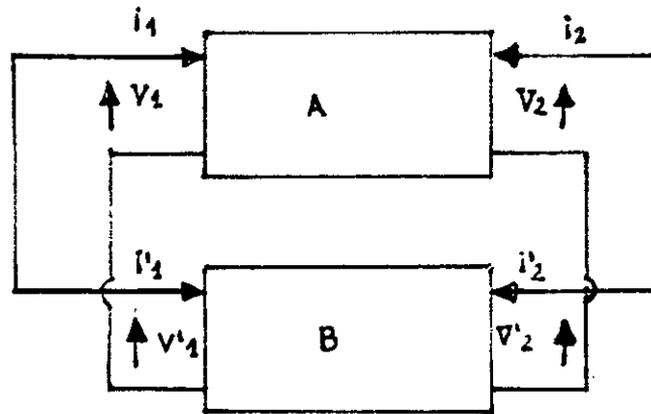


Figure 5.10 : Schéma synoptique de l'oscillateur

Où les indices (t) et (q) représentent respectivement le transistor et le quadripôle.

Dans le cas [11] linéaire, nous pouvons écrire :

* Pour l'amplitude (A)

$$i_1 = y_{11t} V_1 + y_{rt} V_2 \quad (5.1)$$

$$i_2 = y_{ft} V_1 + y_{22t} V_2$$

* Pour le circuit de réaction (B)

$$i'_1 = y_{11q} V'_1 + y_{rq} V'_2 \quad (5.2)$$

$$i'_2 = y_{fq} V'_1 + y_{22q} V'_2$$

L'admittance équivalente du quartz :

$$Y_{\text{quartz}} = j q$$

Les paramètres admittances du circuit de réaction s'écrivent alors :

$$Y_{11q} = j \omega (C_1 + C_2)$$

$$Y_{rq} = - j C_2 \omega$$

$$Y_{fq} = - j C_2 \omega$$

$$Y_{22q} = G_L + j (C_2 \omega + q)$$

Si on suppose que les paramètres admittances du transistor sont donnés sous la forme :

$$Y_{11t} = a + j b \quad , \quad Y_{rt} = C + j d$$

$$Y_{ft} = -m + j f \quad , \quad Y_{22t} = e + j g$$

Alors les paramètres admittances du circuit global s'écrivent

$$Y_{11} = j (C_1 + C_2) \omega + a + j b = a + j k$$

$$Y_r = -j C_2 \omega + c + j d = C + j l$$

$$Y_f = -j C_2 \omega - m + j f = -m + j p$$

avec :

$$k = b + C_2 \omega + C_2 \omega$$

$$l = d - C_2 \omega$$

$$p = f - C_2 \omega$$

$$s = q + g - C_2 \omega$$

$$G = G_L + e$$

La relation (5.4) nous permet d'écrire :

$$(a + jk) (G + jS) - (C + j l) (-m + j p) = 0$$

d'où

$$\text{Re} [\text{Det } y] = a G - k S + m c + l p = 0 \quad (5.5)$$

$$\text{Im} [\text{Det } y] = k G - a S + l m - c p = 0 \quad (5.6)$$

La partie réelle nous fournit la condition d'oscillation, tandis que la partie imaginaire nous donne la fréquence d'oscillation.

Nous savons que la fréquence d'oscillation est celle du quartz, c'est à dire :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi (L C C_0 / C + C_0)^{1/2}} \quad (5.7)$$

comme $C_0 \gg C$, la fréquence f_0 se réduit alors à :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi (L C)^{1/2}} \quad (5.8)$$

Les relations (5.5) et (5.6) donnent les solutions qui sont obtenues avec les déterminants

$$G = \frac{h [Cp - lm] - a [mc + lp]}{k^2 + a^2} \quad (5.9)$$

$$s = \frac{h [Cp - lm] + k [mc + lp]}{k^2 + a^2} \quad (5.9)$$

Posons

$$C_2 \omega = X_1$$

$$C = N C_2 \quad \text{d'où} \quad C_1 \omega = N C \omega = N X_1$$

$$X_2 = C_1 / C_2 + 1$$

$$A_1 = m - C ; A_2 = a ; A_3 = b m - b c + a d + a f$$

$$A_4 = c f - d m ; A_5 = b c f - b d m - a c m - a d f$$

$$B_2 = a^2 + b^2 ; B_2 = 2 b$$

$$k = b + X_1 X_2$$

$$l = d - X_1$$

$$G = G_L + e$$

$$S = g + q + X_1$$

d'où l'expression final de la fonction G :

$$G = \frac{X_1^2 [A_1 X_2 - A_2] + X_1 [A_4 X_2 + A_3] + A_5}{B_1 + B_2 X_1 X_2 + [X_1 X_2]^2} \quad (5.10)$$

En utilisant cette formule et en connaissant les valeurs de C_1 et C_2 obtenues avec la simulation

$$C_1 = 56 \text{ PF}$$

$$C_2 = 47 \text{ PF}$$

Et en utilisant les paramètres admittances, pour le montage base commune, fournis par le constructeur et valent :

$$\text{Re} [y_{11t}] = 0.21 \text{ mho} \quad \text{et} \quad \text{Im} [y_{11t}] = -0.028 \text{ mho}$$

$$\text{Re} [y_{rt}] = -7.7 \cdot 10^{-7} \text{ mho} \quad \text{et} \quad \text{Im} [y_{rt}] = -1.8 \cdot 10^{-3} \text{ mho}$$

$$\text{Re} [y_{ft}] = -0.204 \text{ mho} \quad \text{et} \quad \text{Im} [y_{ft}] = 0.08 \text{ mho}$$

$$\text{Re} [y_{22t}] = 8 \cdot 10^{-5} \text{ mho} \quad \text{et} \quad \text{Im} [y_{22t}] = 1.9 \cdot 10^{-3} \text{ mho}$$

On trouve :

$$G_L = G - e = 0.078 \text{ mho}$$

$$\text{Donc on déduit } R_L = 12.8 \Omega \approx 13 \Omega$$

Compte tenu de la valeur de la charge calculée précédemment ($R_L = 13 \Omega$) et de la résistance de rayonnement d'une antenne filaire en $\lambda/4$ au dessus du sol, (73Ω), nous sommes contraint d'insérer un adaptateur d'antenne entre les deux circuits.

L'adaptateur retenu sera un circuit LC en π représenté par la figure 5.13

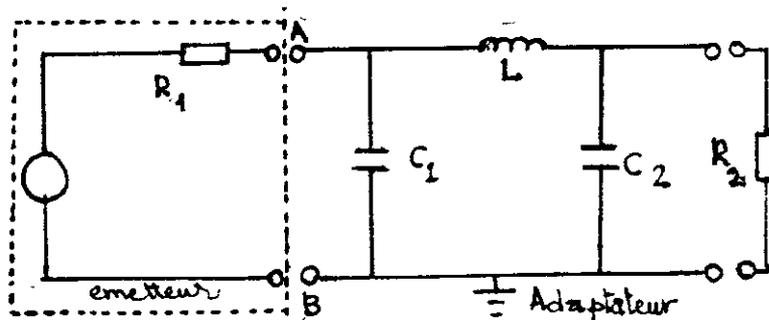


Figure 5.12 : Adaptateur d'antenne en π

Pour déterminer les valeurs de C_1 , L et C_2 on doit fixer Q_L : facteur de qualité en charge, un bon rendement exige donc le choix d'un facteur de qualité Q_L en charge petit [19]

Donc on prend $Q_L = 3$

Après avoir choisit Q_L , on détermine C_1 , C_2 et L en utilisant les formules suivantes :

$$X_{c1} = R_1 / Q = 4.33 \Omega$$

On trouve à $f = 27 \text{ MHz}$

$$C_1 = 1.36 \text{ nF}$$

$$X_{c2} = R_2 \left(\frac{R_1 / R_2}{(Q_L^2 + 1) - (R_1 / R_2)} \right)^{1/2} \quad \text{avec } R_2 = 73 \Omega$$

$$X_{c2} = 9.5 \Omega$$

$$C_2 = 0.6 \text{ nF} = 600 \text{ PF}$$

$$X_L = \frac{Q R_1 + (R_1 R_2 / X_{c2})}{Q^2 + 1} = 13.65 \Omega$$

$$L = 0.1 \mu\text{H}$$

Donc le circuit d'adaptation est constitué de :

$$C_1 = 1.36 \text{ nF}$$

$$C_2 = 600 \text{ PF}$$

$$L = 0.1 \mu\text{F}$$

CHAPITRE 6 MESURES ET INTERPRETATIONS

Cette partie traite les différentes mesures qui ont été réalisées sur le détecteur de battements cardiaques ainsi que le micro-émetteur.

6.1 : MESURE SUR LE DETECTEUR DE BATTEMENTS CARDIAQUES

Les différentes manipulations réalisées sur le détecteur de battements cardiaques sont résumées ci-dessous.

6.1.1 : TENSION DE BLOCAGE ET DE SATURATION DU PHOTOTRANSISTOR

Pour mesurer les tensions de blocage et de saturation du phototransistor, on l'a placé près d'une diode LED dans un circuit de polarisation qui est placé dans l'obscurité comme le montre la figure 6.1 ci-dessous :

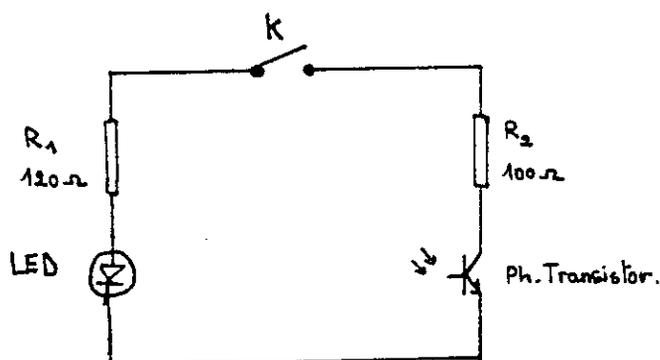


Figure 6.1 : Circuit de test du phototransistor

K ouvert : Phototransistor bloqué $V_{PhTb} = 7 \text{ V}$

K fermé : phototransistor saturé $V_{PhTs} = 0.2 \text{ V}$

6.1.2 SIGNAL D'ENTREE :

Aux bornes du phototransistor on a obtenu l'onde QRST du signal ECG avec une faible amplitude. (fig 6.2)

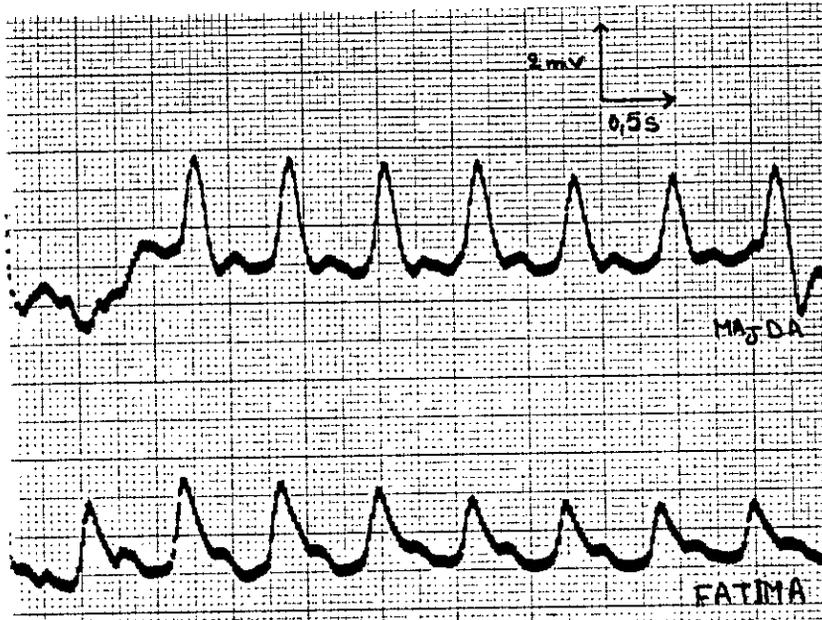


Figure 6.2 le signal d'entrée

On remarque que la fréquence ainsi que l'amplitude du signal ECG different d'une personne à une autre .

6.1.3 SIGNAL DE SORTIE DU BLOC AMPLIFICATEUR VS1 :

Le signal de sortie de l'amplificateur VS1 a la même forme que le signal d'entrée sauf qu'il est amplifié. (fig 6.3)

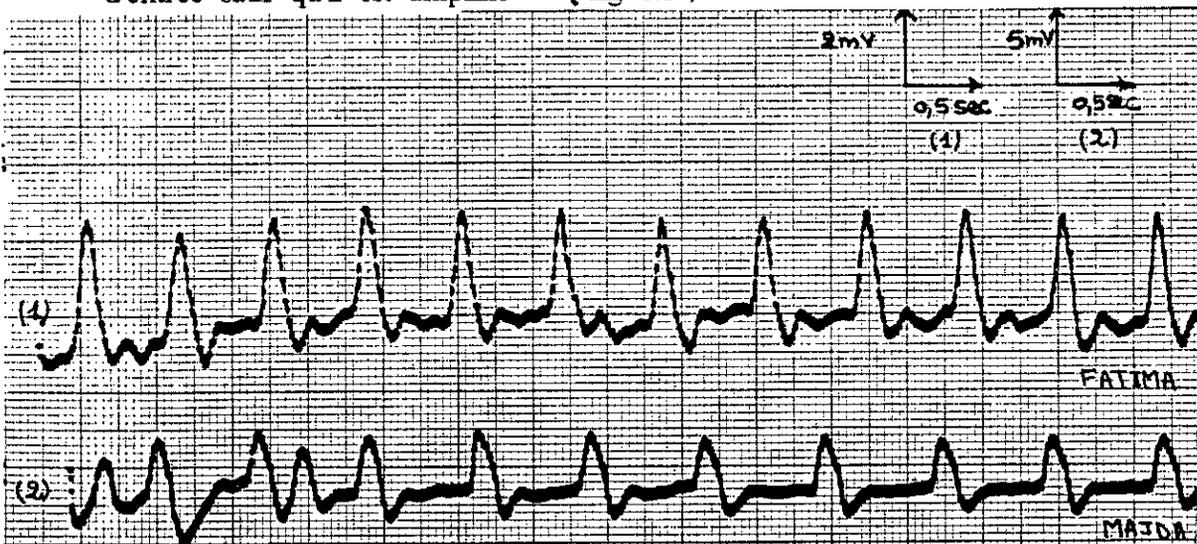


Figure 6.3 signal de sortie VS1

6.1.4 LE SIGNAL DE SORTIE DU COMPAREUR VS

Le signal VS obtenu à la sortie du comparateur est un signal carré dont l'amplitude varie entre zéro et 7.5 volt et garde la même fréquence du signal d'entrée . (fig 6.4)

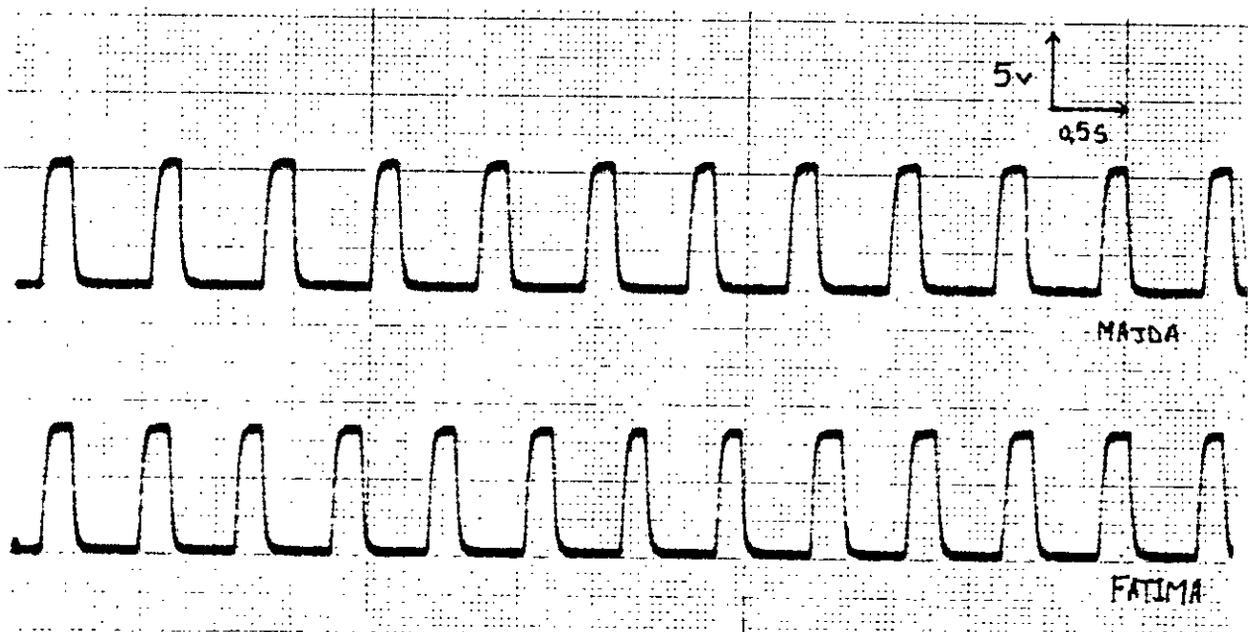


Figure 6.4 : Le signal de sortie du comparateur VS

6.1.5 SIGNAL DE SORTIE DU DERIVATEUR

A la sortie du dérivateur le signal VS a subit une dérivation donc on a obtenu des pics positifs et des pics négatifs . (fig 6.5)

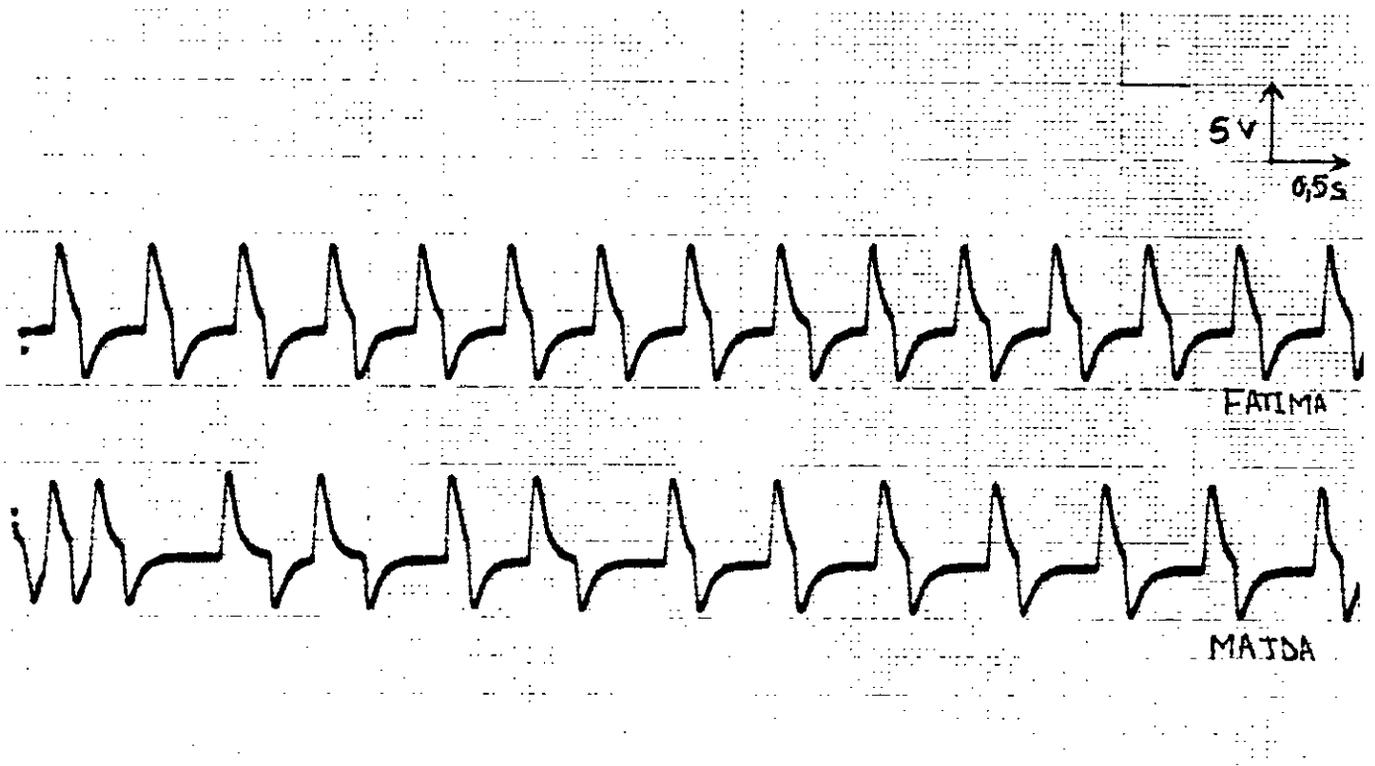


Figure 6.5 : Le signal de sortie du dérivateur

6.1.6: SIGNAL DE SORTIE DE L'ASTABLE

C'est un signal carré pulsé par la fréquence de l'astable, dont le niveau haut nous donne un bip sonore à la sortie du buzzer matérialisant ainsi les battements cardiaques.

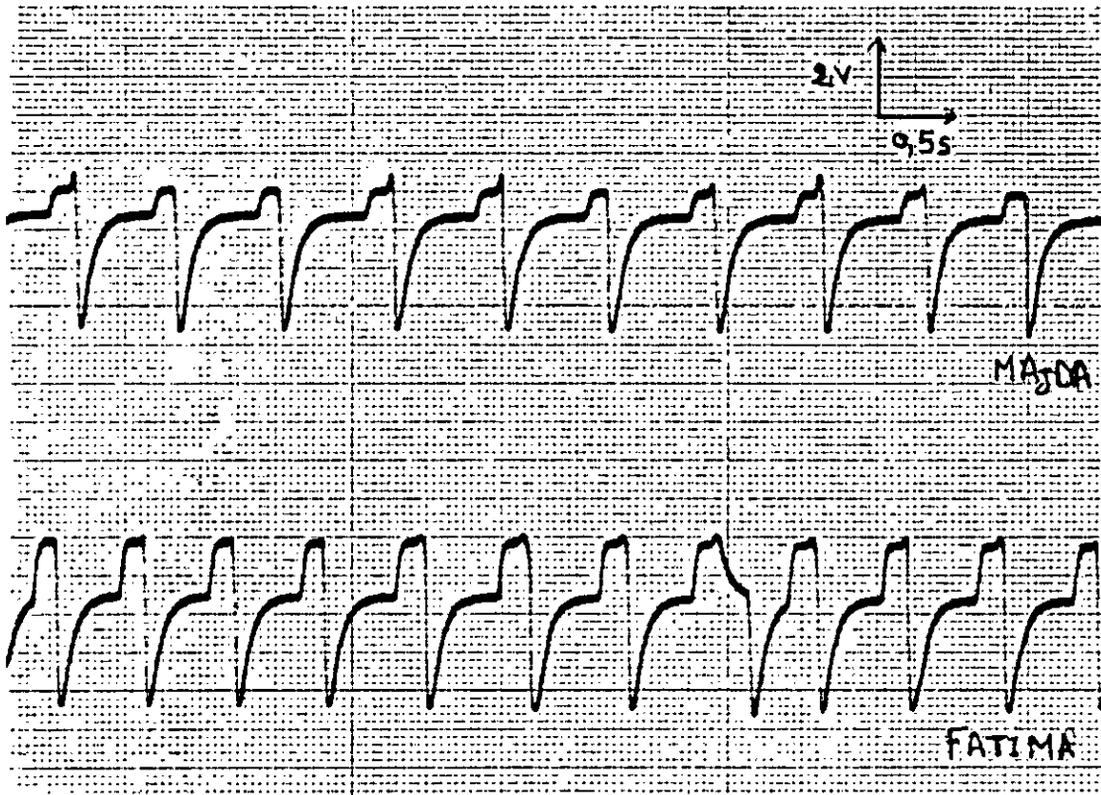


Figure 6.6 Le signal à l'entrée de l'astable

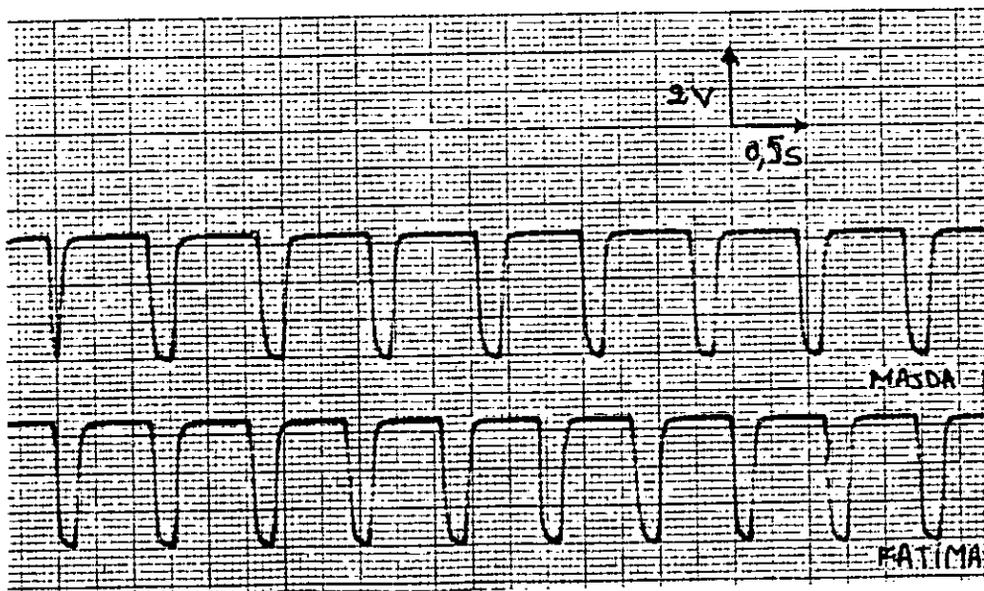


Figure 6.7 Le signal de sortie du montage

CONCLUSION

Le but de notre étude était la réalisation d'un instrument miniaturisé capable de capter, amplifier, mettre en forme et visualiser ou matérialiser les battements cardiaques.

Pour transmettre le signal cardiaque à distance, on adjoint à l'instrument réalisé un micro-émetteur conçu et réalisé, tout en respectant les normes de la télémesure.

L'étude sur les performances de la modulation et des rapports signal sur bruit, nous a permis le choix de la modulation FM sans pré-accentuation.

L'utilisation du logiciel spice pour simuler le montage proposé nous a permis d'analyser ces différents blocs et de déterminer leurs fonctions.

Il nous a été aussi un bon outil pour déterminer les valeurs du diviseur capacitif de l'oscillateur dont le calcul normal de ces valeurs s'avérait trop compliqué et demanderait des méthodes d'optimisation non linéaire.

Le choix de la fréquence d'émission, la puissance de l'émetteur et la portée de liaison a été fait tout en respectant les normes internationales.

Concernant les valeurs optimales de l'adaptateur d'antenne, elles ont été obtenues en utilisant une abaque de Motorola device pour l'instrument réalisé on remarque une diversité de visualiser les battements cardiaques, soit en utilisant un oscilloscope lié directement à deux bornes à la sortie du bloc de mise en forme, soit un circuit oscillant terminé par un buzzer matérialisant ainsi le rythme cardiaque, soit lié à un micro-émetteur pour transmettre les battements cardiaques à distance ce qui constituerait un appareil d'une grande utilité pour la médecine sportive.

L'adjonction d'une table traçante nous a bien aidé pour effectuer les différents essais sur l'instrument réalisé ce qui nous a donné des courbes plus aisément exploitable.

PERSPECTIVE

Avec le développement de la technologie on assiste à une grande utilisation de l'ordinateur dans tous les domaines, ce qui nous incite à opter pour une autre méthode de visualisation des battements cardiaques tout en reliant les deux douilles de sortie du bloc de mise en forme à un ordinateur (muni d'une carte 4E/4S + la carte PIA/PC).

ANNEXE

CARACTERISTIQUES DU CIRCUIT INTEGRE ET CIRCUIT DE BROCHAGE

I Amplificateur opérationnel LM324

AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

**124, 224
324**

Ces circuits sont composés de quatre amplificateurs opérationnels indépendants à gain élevé et compensation en fréquence intégrée. Le type 124 a été étudié spécialement pour les systèmes de contrôle industriel et pour l'électronique automobile. Ces amplificateurs fonctionnent à partir d'une source de tension unique dans une large gamme de tension. Ils peuvent également fonctionner à partir de sources de tension fractionnées, le courant consommé est faible et indépendant de la valeur de la tension d'alimentation.

Les domaines d'applications vont de l'amplificateur de transducteurs divers à l'ampli de courant continu en passant par toutes les applications où les amplificateurs conventionnels ne peuvent être utilisés avec une seule tension. Le type 124 existe en deux boîtiers DIL 14 broches ou DIL miniature 14 broches et 3 versions : militaire, industrielle et commerciale.

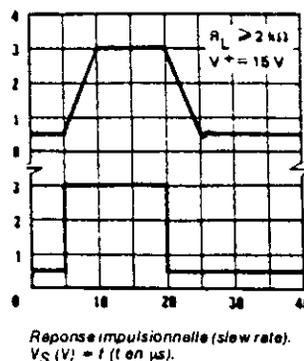
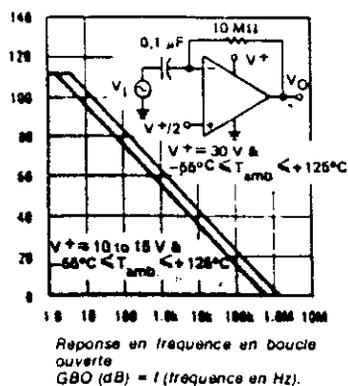
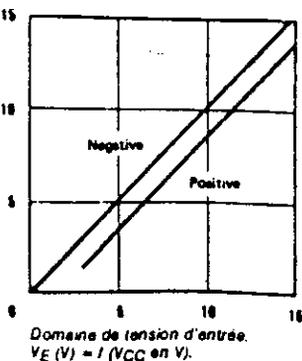
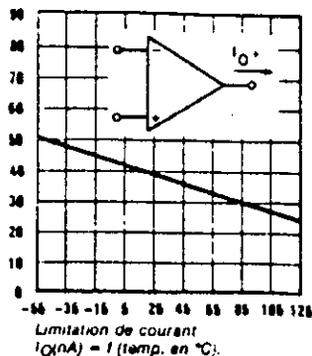
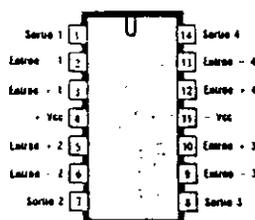
Caracteristiques maximum

	124-124A	224-224A	324-324A	unités
Gamme de température	-55 +125	-25 +85	0 +70	°C
Tension d'alimentation	±16 ou 32	±16 ou 32	±16 ou 32	V
Tension différentielle d'entrée	32	32	32	V
Tension d'entrée	-0.3 +32	-0.3 +32	-0.3 +32	V

Caracteristiques électriques (à T_{amb.} = 25 °C)

Paramètres	Symb.	Conditions de mesures	124		324	
			min.	typ.	min.	typ.
Tension de décalage à l'entrée (mV)	V _{IO}	R _S = 0 Ω	2	6	2	7
Courant de décalage à l'entrée (nA)	I _B		3	30	5	50
Courant de polarisation (nA)	I _B	V _{CC} = 15 V R _L ≥ 2 kΩ	45	150	45	250
Gain en tension (X 10 ³)	A _V		50	100	25	100
Taux de réjection dû aux alimentations (dB)	SVR		65	100	65	100
Taux de réjection en mode commun (dB)	CMR		70	85	65	70
Dynamique de sortie (V)	V _{OPP}	V ⁺ = 30 V, R _L = 2 kΩ R _C ≥ 10 kΩ V _{IN} ⁺ = 1 V, V _{IN} ⁻ = 0, V _{CC} = 15 V	26	27	26	27
Courant de sortie (mA)	I _O		20	20	10	20
Courant absorbé par la sortie (mA)	I _{OSK}	Mêmes conditions	5	6	5	8
Coef. en temp. d'offset (µV/°C)	D _{VIO}	R _S = 0 Ω	7		7	

Circuit de brochage



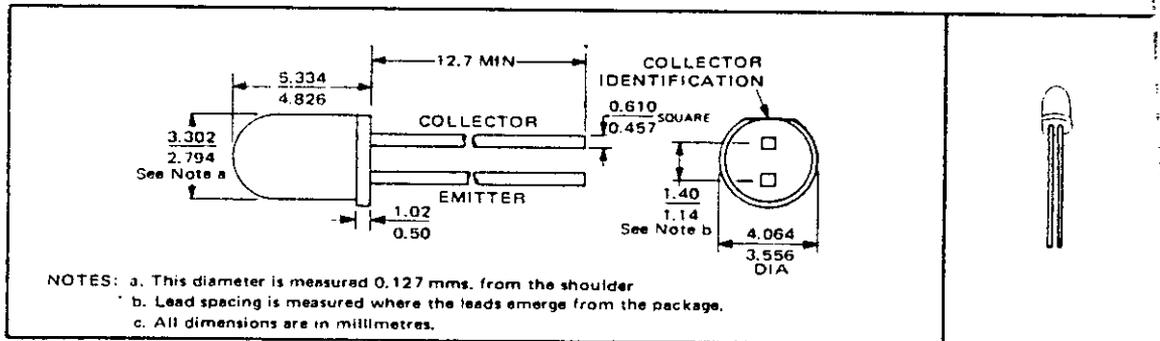
Caractéristiques du phototransistor

TIL78 NPN SILICON PHOTOTRANSISTOR

- Designed for automatic or hand insertion in sockets or PC boards
- Recommended for industrial applications requiring low-cost discrete phototransistors
- Spectrally and mechanically matched with TIL32 IR emitter

Mechanical data

This device has a clear molded epoxy body with silver-plated dumet leads.



Absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Collector-Emitter Voltage	50 V
Emitter-Collector Voltage	7 V
Continuous Device Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Note 1)	50 mW
Operating Free-Air Temperature Range	-40°C to 80°C
Storage Temperature Range	-40°C to 100°C
Lead Temperature 1/16 Inch from Case for 5 Seconds	240°C

Electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{(BR)CEO}$ Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 100 \mu A, H = 0$	50			V
$V_{(BR)ECO}$ Emitter-Collector Breakdown Voltage	$I_E = 100 \mu A, H = 0$	7			V
I_L Light Current	$V_{CE} = 5 V, H = 20 mW/cm^2$	See Note 2	1	7	mA
	$V_{CE} = 5 V, H = 2 mW/cm^2$		0.5		
I_D Dark Current	$V_{CE} = 30 V, H = 0$			25	nA
	$V_{CE} = 30 V, H = 0, T_A = 80^\circ C$		1		μA
$V_{CE(sat)}$ Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 2 mA, H = 20 mW/cm^2, \text{ See Note 2}$	0.4			V

Switching characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
t_r Rise Time	$V_{CC} = 30 V, I_L = 800 \mu A,$	1.5	μs
t_f Fall Time	$R_L = 1 k\Omega, \text{ See Figure 1}$	15	

- NOTES: 1. Derate linearly to 80°C free-air temperature at the rate of 0.91 mW/°C.
 2. Irradiance (H) is the radiant power per unit area incident upon a surface. For this measurement the source is an unfiltered tungsten linear-filament lamp operating at a color temperature of 2870 K.

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

See Note a

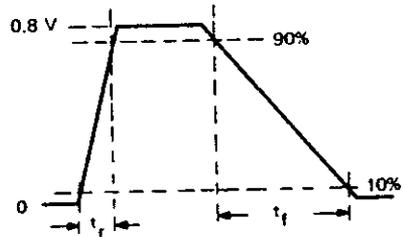
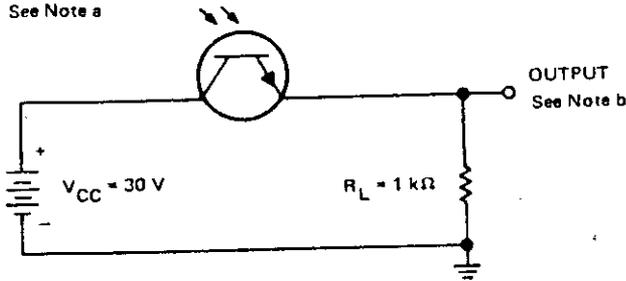
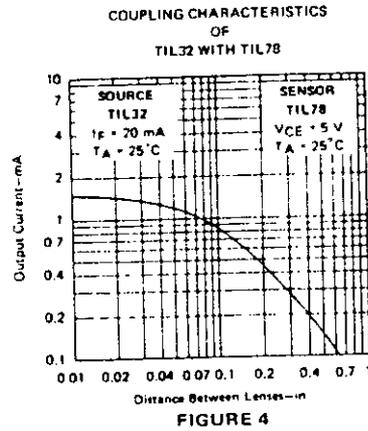
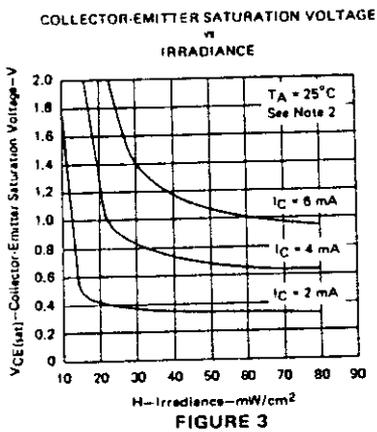
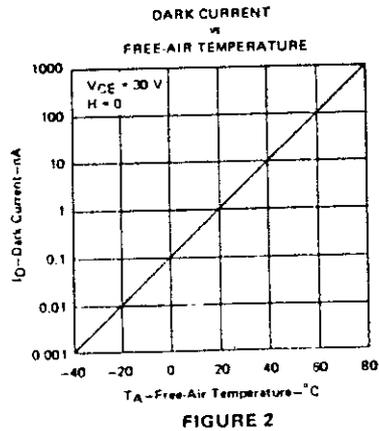
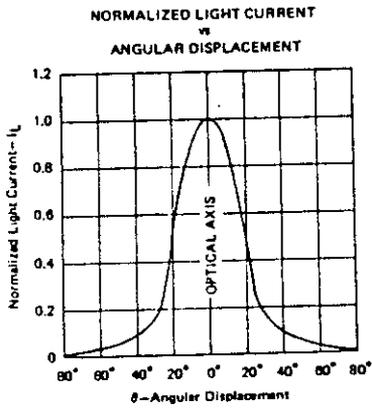


FIGURE 1

NOTES: a. Input irradiance is supplied by a pulsed xenon bulb source. Incident irradiance is adjusted for $I_L = 800 \mu\text{A}$.
 b. Output waveform is monitored on an oscilloscope with the following characteristics: $t_r \leq 25 \text{ ns}$, $R_{in} \geq 1 \text{ M}\Omega$, $C_{in} \leq 20 \text{ pF}$.

TYPICAL CHARACTERISTICS



NOTE 2: Irradiance (H) is the radiant power per unit area incident upon a surface. For this measurement the source is an unfiltered tungsten linear-filament lamp operating at a color temperature of 2870 K.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. ASCH, "Les capteurs en instrumentation industrielle"
Edition Dunod, Bordas, 1983.
- [2] BENSOUSSAN, "La modulation principes et modes"
Edition Dunod, 1980.
- [3] G. BROUN, C. MOREAU, "Les équipements biomédicaux à l'hôpital et au laboratoire".
Maloine S.A éditeur, 1981.
- [4] F. COMBES, "Ondes métriques et centimétriques".
Edition Dunod, 1982.
- [5] P. CORONE, "Médecine générale".
Edition Foucher, 1972.
- [6] R. DAMAYE, "L'amplificateur opérationnel, principes et applications".
Edition Radio, 1974.
- [7] EYRAUD, GRANGE, OINNESSIAN, "Théorie et technique des antennes".
Edition Nubert, 1973.
- [8] P. LETURCG, G. REY. "Physique des composants actifs à semi conducteurs".
Edition Dunod, Bordas, 1978.
- [9] F.MANNEVILLE, J. ESGUIEU, "système bouclés linéaires de communication et de filtrage".
Edition Bordas, Paris, 1990.
- [10] H. MATHIEU, "Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques".
Edition Masson, 1987
- [11] Md. MEHENNI (1991), "Contribution à l'étude d'une chaîne de télémessure : application aux capteurs émetteurs implantés, alimentés par champ électromagnétique haute fréquence",
Thèse de Doctorat INPL.

- [12] J. SOEL BERG - W. SOROKINE, "Pratiquez en 15 leçons".
Edition RADIO, Novembre 1986.
- [13] SUEMATSU, K-I-IGA, "Transmission sur fibres optiques, technologie générale".
Edition Masson, 1984.
- [14] UNGAR, "Fibres optiques (théorie et application)".
Edition Dunod, 1989.
- [15] LAROUSSE MEDICALE, 1991.
- [16] "Télécommunication optique, fibres multimodes, composants actifs - systèmes.
Monographies d'électronique publiées sous les auspices du groupe Thomason".
Edition Masson, 1982.
- [17] TEXAS INSTRUMENTS INC. "Calcul des circuits à transistors".
- [18] TEXAS INSTRUMENTS. "Transistor and diode DATA BOOK for design
engineers european edition".
Edition copyright 1973.
- [19] Technical Information General Applications
Motorola RF Device Data

