

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D.E.R GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

المركز الوطنية المتعدد التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

THESE

en vue de l'obtention du diplôme

DE MAGISTER EN ELECTRONIQUE

option

Acquisition et traitement de l'information

Présentée par Aicha MOUSSAOUI

THEME

CONTRIBUTION A L'ETUDE ET A LA REALISATION
D'UNE CHAÎNE DE TELEMESURE

Thèse soutenue publiquement devant le jury :

Président	: A. FARAH	Professeur	ENP
Rapporteur	: M. MEHENNI	Maître de Conférences	E.N.P
Examineur	: D. BERKANI	Professeur	E.N.P
Examineur	: R. AKSAS	Maître de Conférences	E.N.P
Examineur	: M. HADDADI	Maître de Conférences	E.N.P

هذا العمل يتمثل في إنجاز جهاز متعدد القياسات لا سلكي. يمكن استعمال هذا الجهاز في الميدانين الصحي والصناعي. يمكن عمل هذه السلسلة في بث إشارات ذات طيف يمتد من التيار المستمر حتى القيمة القصوى المحددة في دفتر الأعباء. عملية تركيب القطع الإلكترونية تمت باستعمال برنامج دراسة بواسطة الحاسوب (SPICE). لإيجاد القيم لأكثر ملاءمة للشحنة و لمعدل الهوائي استعملت طريقة تحسين غير خطية (COMET). أخيرا سمح تحليل (Monte Carlo) بدراسة تغيرات القطع الإلكترونية الحاصلة في جهاز البث. وعليه فقد احترمت مقاييس دفتر الأعباء. في المجال التطبيقي أنجز كاشف الدقات القلبية.

Résumé

L'objectif de ce travail consiste à étudier et à réaliser une chaîne de télémétrie susceptible d'être utilisée aussi bien en milieu médical qu'en milieu industriel. Cette chaîne, d'après le cahier des charges, doit émettre des signaux dont le spectre va du continu jusqu'à la fréquence maximale admissible par le quartz. Une implantation convenable des composants électroniques a été possible grâce à un logiciel de conception assistée par ordinateur (SPICE). Une méthode d'optimisation non linéaire (COMET) nous a permis de déterminer les valeurs optimales de la charge et de l'adaptateur d'antenne. Une analyse de Monte Carlo a permis d'étudier les fluctuations des composants dont l'émetteur est le siège. De cette façon, les contraintes imposées par le cahier des charges seront respectées. En application, nous avons réalisé un détecteur de battements cardiaques.

Abstract

The purpose of this work is to study and implement a telemetry chain. It can be used in both medical and industrial fields. This system must transmit signal with a spectrum that goes from DC to the maximum frequency imposed by the user constraints. A computer aided design software (SPICE) has been used to implement, in the best way, the electronic components. The optimal load and antenna adaptor values has been found using a non linear optimization method (COMET). The component variations in the transmitter are studied using Monte Carlo analysis. Hence, the imposed user constraints are satisfied. As an application, we have implemented and tested successfully a heart signal detector.

Mots clés : Modulations - Spice - Optimisation - Monte Carlo - Détecteur.

*A la mémoire de mes chers parents pour tout ce
qu'ils m'ont permis de réaliser.*

je dédie ce modeste travail.

AVANT PROPOS

Nous tenons à exprimer notre reconnaissance à Monsieur M. MEHENNI, Maître de Conférences, pour son entière disponibilité et ses judicieux conseils et aussi toute notre gratitude pour son soutien tant amical que scientifique.

Nous remercions vivement Monsieur le Professeur A. FARAH pour l'honneur qu'il nous fait d'accepter de juger nos travaux et de présider ce jury.

Que Monsieur le Professeur D. BERKANI, soit remercié pour l'honneur qu'il nous fait en participant à ce jury.

Nos remerciements s'adressent aussi à Monsieur R. AKSAS, Maître de Conférences, pour l'honneur qu'il nous fait de juger nos travaux.

Nous remercions Monsieur M. HADDADI, Maître de Conférences d'avoir accepté de participer au jury.

Nos remerciements vont également à Monsieur le Professeur A. CHEKIMA pour ses conseils et son aide.

Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail trouvent ici l'expression de notre profonde reconnaissance.

SOMMAIRE

AVANT PROPOS	1
INTRODUCTION	7
PARTIE A : ANALYSE COMPARATIVE DES PROCÉDES DE MODULATION	9
CHAPITRE 1 : LES MODULATIONS ANALOGIQUES	
1.1 Modulation d'amplitude	10
1.2 Modulation de fréquence	11
1.3 Modulation de phase	15
1.4 Rapports signal sur bruit	16
1.4.1 Rapports (S/B) en AM	17
1.4.1.1 Calcul de (S/B) de pré-détection	17
1.4.1.2 Calcul de (S/B) de post-détection	18
1.4.2 Rapports (S/B) en FM	19
1.4.2.1 Démodulation du signal FM par discriminateur ...	19
1.4.2.2 Calcul de (S/B) de pré-détection	19
1.4.2.3 Calcul de (S/B) de post-détection	20
1.4.3 Rapports (S/B) en PM	22
1.4.3.1 Calcul de (S/B) de pré-détection	22
1.4.3.2 Calcul de (S/B) de post-détection	22
1.5 Choix de la modulation analogique	27

CHAPITRE 2 : LES MODULATIONS DIGITALES

2.1 Modulation par saut d'amplitude ASK	28
2.1.1 Spectre d'amplitude	28
2.1.2 Largeur de bande	30
2.2 Modulation par saut de fréquence FSK	31
2.2.1 Spectre d'amplitude	32
2.2.2 Largeur de bande	35
2.3 Modulation par saut de phase PSK	35
2.4 Rapport signal sur bruit	35
2.4.1 Système ASK	36
2.4.1.1 Action du démodulateur	36
a) Calcul du (S/B) de pré-détection	36
b) Calcul du (S/B) de post-détection	37
2.4.1.2 Analyse de l'action du régénérateur	38
a) Démodulation avec détection synchrone	33
b) Démodulation avec détection d'enveloppe	42
2.4.2 Système FSK	42
2.4.2.1 Analyse de l'action du démodulateur	42
a) Calcul de (S/B) de pré-détection	42
b) Calcul de (S/B) de post-détection	43
2.4.2.2 Analyse de l'action du régénérateur	45
a) Démodulation par décomposition en ASK avec la détection synchrone	45
b) Démodulation par décomposition en ASK avec un détecteur d'enveloppe	46
2.5 Choix de la modulation digitale	47

PARTIE B : CONCEPTION DU SYSTEME DE TELEMESURE 49

CHAPITRE 3 : CONCEPTION DE L'EMETTEUR

3.1 Etude de l'oscillateur	51
3.1.1 Etude statique du montage	52
3.1.2 Etude dynamique du montage	53
3.2 Emetteur FM	60

CHAPITRE 4 : OPTIMISATION

4.1 Optimisation des éléments de l'émetteur	61
4.1.1 Détermination de la fonction G	61
4.1.2 Optimisation de la fonction G	63
4.2 Optimisation de l'adaptateur d'antenne	64

CHAPITRE 5 : SIMULATION A L'AIDE DU LOGICIEL SPICE

5.1 Introduction	68
5.2 Simulation de la cellule d'attaque en FM	69
5.3 Simulation de la cellule d'attaque en FSK	70

CHAPITRE 6 : ANALYSE DE MONTE CARLO

6.1 Introduction	78
6.2 Procédure de l'analyse de Monte Carlo	79
6.3 Application de la méthode de Monte Carlo à notre étude	85

7.5.4	Signal de sortie du comparateur	109
7.5.5	Signal de sortie du dérivateur	110
7.5.6	Signal de sortie de l'astable	111
CONCLUSION		112
ANNEXE		113
BIBLIOGRAPHIE		119

INTRODUCTION

Les systèmes de télémesure trouvent un intérêt tout particulier dans le domaine industriel, où ils permettent des mesures dans des sites d'accès difficiles ou dangereux. Dans le domaine médical, ils sont retenus pour donner une plus grande mobilité au patient. Ils permettent de mesurer des grandeurs qui sont inaccessibles par d'autres voies.

L'objectif de cette thèse est l'étude et la réalisation d'une chaîne de télémesure. Cette chaîne, d'après le cahier des charges doit émettre des signaux dont le spectre va du continu jusqu'à la fréquence maximale admissible par le cahier des charges.

L'étude que nous présentons est constituée principalement de trois parties :

- Dans la partie A : Nous faisons une étude des différents types de modulation afin de pouvoir faire le choix sur la modulation que nous devons utiliser pour de satisfaire le cahier de charges aussi bien du point de vue performances des systèmes de modulation que des problèmes liés aux rapports signal sur bruit.
- Dans la partie B : Nous nous intéressons à l'étude et à la conception de l'émetteur tout en respectant les normes de télémesure. Nous avons utilisé un logiciel de conception assistée par ordinateur (SPICE) afin d'implanter correctement les composants électroniques et d'éliminer ainsi tout phénomène de rayonnement entre composants. Une méthode d'optimisation non linéaire (COMET) a été utilisée pour déterminer les valeurs optimales de la charge et du diviseur capacitif de l'oscillateur et de l'adaptateur d'antenne. Nous avons appliqué à notre étude une analyse de Monte Carlo afin

d'étudier les éventuelles fluctuations des composants dont l'émetteur est le siège.

- Dans la partie C : En application, nous étudions et nous réalisons un détecteur de battements cardiaques. Enfin, nous présentons et nous interprétons les résultats obtenus.

Nous terminons notre étude par une conclusion.

PARTIE A : ANALYSE COMPARATIVE DES PROCEDES DE MODULATION

CHAPITRE1 LES MODULATIONS ANALOGIQUES

Nous ferons une étude détaillée pour arriver à choisir les types de modulation adaptés à l'émetteur et au récepteur que nous devons réaliser.

I- LES MODULATIONS ANALOGIQUES

Dans ce cas la modulation consiste à faire varier un paramètre (amplitude, fréquence ou phase) du signal secondaire proportionnellement à la valeur instantanée du signal primaire.

En modulation continue [11,23,26], nous avons trois méthodes permettant d'apporter des fluctuations à la porteuse.

- Modifier son amplitude : Modulation d'amplitude (AM).
- Modifier sa phase : Modulation de phase (PM).
- Faire varier sa fréquence : Modulation de fréquence (FM).

I-1 MODULATION D'AMPLITUDE

En modulation d'amplitude, l'amplitude de la porteuse varie au rythme du signal modulant, dans le cas d'un message sinusoïdal, selon la loi :

$$E(t)=E_0 + K_a a(t) =E_0 (1+m_a \text{Cos } \Omega t) \quad (1.1)$$

$$\text{Avec } m_a = \frac{K_a A}{E_0} \quad \text{Indice de modulation} \quad (1.2)$$

E_0 : Amplitude de la porteuse.

Ω : pulsation du message à transmettre.

A : amplitude du message.

Le signal modulé en AM s'écrit :

$$E_m(t) = [E_0 (1 + m_a \cos \Omega t)] \cos \omega_0 t \quad (1.3)$$

ω_0 : pulsation de la porteuse.

Les spectres de ce signal peuvent être représentés par les figures (1.1) et (1.2).

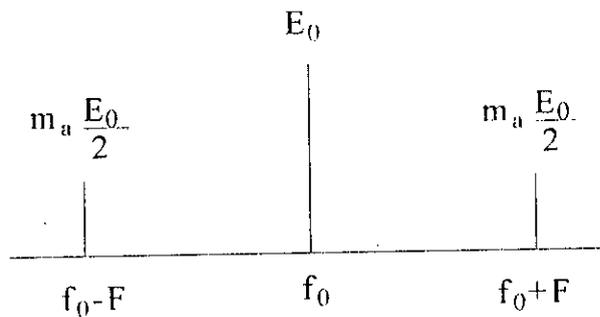


Figure 1.1 : Spectre d'amplitude du signal AM.

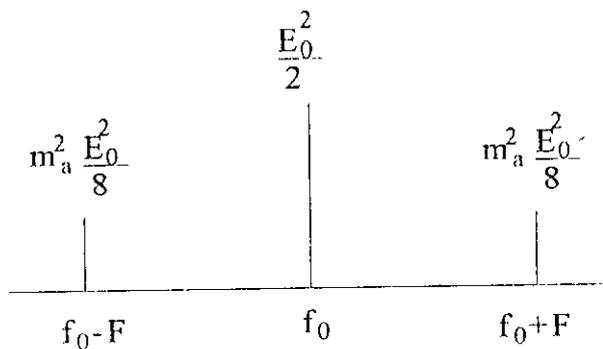


Figure 1.2 : Spectre de puissance du signal AM.

I-2 MODULATION DE FREQUENCE

Dans ce cas de modulation, la fréquence de la porteuse varie au rythme du signal modulant selon la relation :

$$f(t) = f_0 + K_f a(t) \quad (1.4)$$

où K_f est un paramètre inhérent au fonctionnement du modulateur. La phase instantanée s'écrit :

$$\Phi_i(t) = \omega_0 t + K_f \int_0^t a(t) dt \quad (1.5)$$

Si le signal modulant est sinusoïdal, le signal modulé en fréquence aura la forme :

$$E_m(t) = E_0 \text{Cos} [\omega_0 t + m_f (\text{Sin} \Omega t)] \quad (1.6)$$

La fréquence instantanée varie donc de $f_0 - \Delta f$ à $f_0 + \Delta f$. Où Δf est appelée excursion de fréquence.

$$\Delta f = K_f A \quad (1.7)$$

$$\text{et } m_f = \frac{K_f A}{F} = \frac{\Delta f}{F} \quad (1.8)$$

m_f est appelé indice de modulation.

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

$$e^{jm_f \sin \Omega t} = \text{Cos}(m_f \sin \Omega t) + j \sin(m_f \sin \Omega t)$$

pour $-\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$ avec $T = \frac{2\pi}{\Omega}$

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

$$F_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{j(m_f \sin x - nx)} dx \quad (1.9)$$

Cette intégrale n'est autre que la fonction de Bessel de première espèce d'ordre n et d'argument m_f .

$$J_n(m_f) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{j(m_f \sin x - nx)} dx \quad (1.10)$$

L'exponentielle aura donc pour expression :

$$e^{jm_f \sin \Omega t} = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} F_n e^{jn\Omega t} = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(m_f) e^{jn\Omega t} \quad (1.11)$$

En conclusion :

- Les spectres sont composés de raies à $f_0 + nF$, $n \in]-\infty ; +\infty [$.
- l'Amplitude de la raie à $f_0 + nF$ est donnée par le produit de E_0 (amplitude de la porteuse non modulée) par la valeur de la fonction de Bessel.

$$E(f_0 + nF) = E_0 |J_n(m_f)| \quad (1.12)$$

De quelques propriétés des fonctions de Bessel résultent les caractéristiques suivantes de ce spectre :

$$J_{-n}(m_f) = (-1)^n J_n(m_f) \quad (1.13)$$

Les deux raies latérales à $f_0 \pm nF$ ont la même amplitude, le spectre est symétrique par rapport à f_0 .

$$\lim_{n \rightarrow \infty} J_n(m_f) = 0 \quad (1.14)$$

Bien que le nombre de raies et, par conséquent, la largeur de bande du signal secondaire soient théoriquement infinis, l'amplitude des raies latérales éloignées de f_0 finit par décroître.

$$\sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n^2(m_f) = 1$$

d'où les spectres d'amplitude et de puissance d'un signal FM.

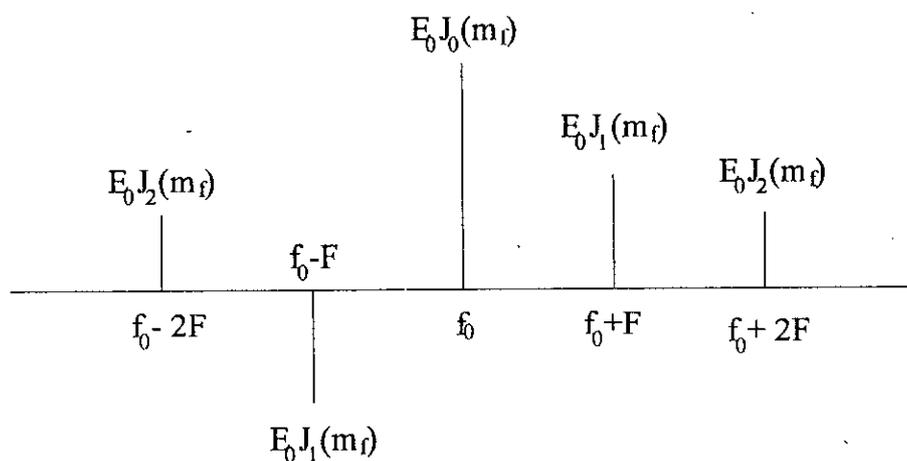


Figure 1.3 : Spectre d'amplitude d'un signal FM.

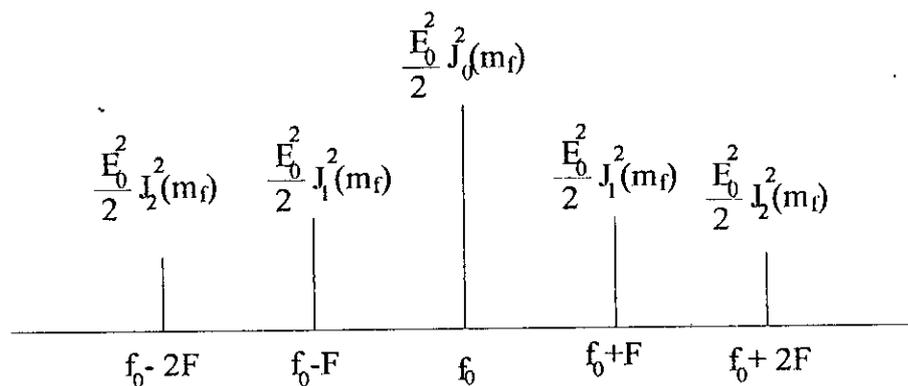


Figure 1.4 : Spectre de puissance d'un signal FM.

I-3 MODULATION DE PHASE

Dans ce type de modulation, c'est la phase instantanée $\phi(t)$ qui varie linéairement avec le signal modulant $E(t)$.

$$\phi(t) = \omega_0 t + k_p A \cos \omega t = \omega_0 t + \Delta\phi(t)$$

où $\Delta\phi(t) = \beta E(t)$

La pulsation instantanée est :

$$\omega(t) = 2\pi f(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$$

$$\Rightarrow \Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Delta\phi(t)}{dt} = \frac{\beta}{2\pi} \frac{dE(t)}{dt}$$

Nous remarquons que les modulations de phase et de fréquence ne se distinguent que par une dérivation ou une intégration préalable du signal $E(t)$.

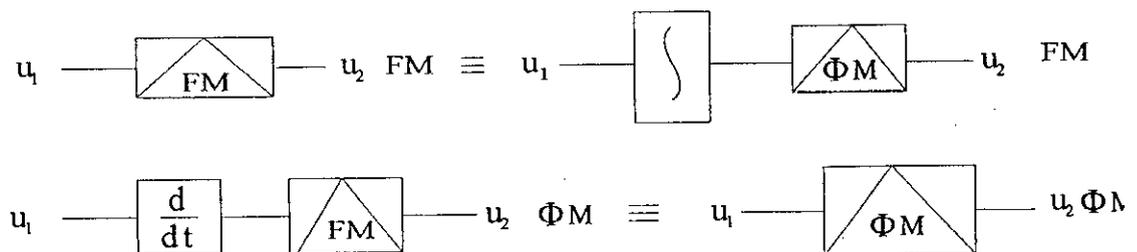


Figure 1.5 : Equivalence de modulateurs FM et ΦM .

Les résultats obtenus pour la modulation de fréquence peuvent être extrapolés pour la modulation de phase [2], la grande différence réside dans les définitions des indices de modulation.

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

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

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 à " bande large ". 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 .

I-4 RAPPORTS SIGNAL SUR BRUIT EN MODULATION ANALOGIQUE

Tout système de transmission est bruyant : au signal utile se superposent des bruits dûs aux rayonnements captés par l'antenne, à l'agitation thermique des électrons dans les composants ou aux brouilleurs. Nous pouvons ajouter à cela le phénomène de distorsion du signal dans le récepteur (distorsions linéaires et non linéaires). Le sujet étant vaste limitons nous au type de bruit le plus couramment rencontré : le bruit thermique.

Il s'agit d'un bruit Gaussien blanc dans la limite de la bande passante. Le synoptique d'un système de réception est représenté sur la figure (1.6). Le but recherché est l'évaluation du rapport signal sur bruit en sortie du filtre [23,26]. 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 : pré-détection.
- A la sortie du filtre : post-détection.

Pour simplifier les calculs nous supposons que :

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

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

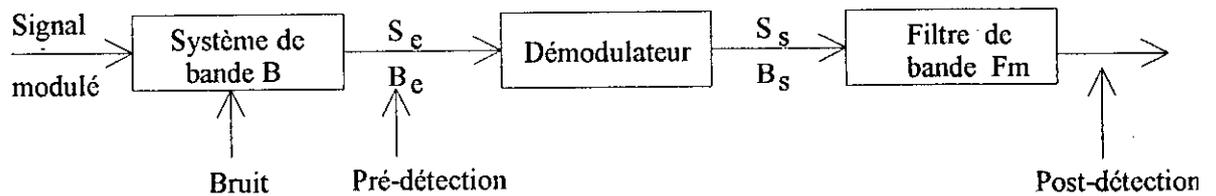


Figure 1.6 : Synoptique d'un récepteur analogique

I-4-1 RAPPORT SIGNAL / BRUIT EN AM

I-4-1-1 Calcul de S / B de pré-détection

La puissance du signal d'entrée est :

$$S_e = P_{2Bl.} = \frac{E_0^2 m_a}{8} + \frac{E_0^2 m_a}{8} = P_0 \frac{m_a^2}{2} \quad (1.16)$$

$$\text{avec } P_0 = \frac{E_0^2}{2} \quad (1.17)$$

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 s'effectuent en supposant que les bruits sont des bruits blancs, (η) étant leur densité spectrale de puissance [6].

Le bruit avant détection vaudra [5,3] alors :

$$B_e = \eta B = 2\eta f_m \quad (1.18)$$

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

$$\left(\frac{S}{B}\right)_e = \frac{S_e}{B_e} = \frac{P_0 \frac{m_a^2}{2}}{2f_m \eta} = \frac{E_0^2 m_a^2}{8f_m \eta} \quad (1.19)$$

I-4-1-2 CALCUL DE (S/B) DE POST-DETECTION :

La puissance du signal de post-détection s'écrit :

$$S_s = \frac{1}{2} \left[\frac{E_0 m_a}{2} + \frac{E_0 m_a}{2} \right]^2 = \frac{E_0^2 m_a^2}{2} = 2S_e \quad (1.20)$$

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

$$B_s = \int_{-f_m}^{+f_m} \eta df = \eta [f]_{-f_m}^{+f_m} = 2\eta f_m \quad (1.21)$$

Le rapport (S/B) en sortie vaudra :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_s = \frac{E_0^2 m_a^2}{4\eta f_m} \quad (1.22)$$

1-4-2 RAPPORT (S / B) EN FM

1-4-2-1 DEMODULATION DU SIGNAL FM PAR DISCRIMINATEUR

Le but du discriminateur est de transformer la modulation de fréquence en modulation d'amplitude [5]. Cette dernière est alors détectée par un démodulateur à diode afin de reconstituer le signal modulant figure (1.7).

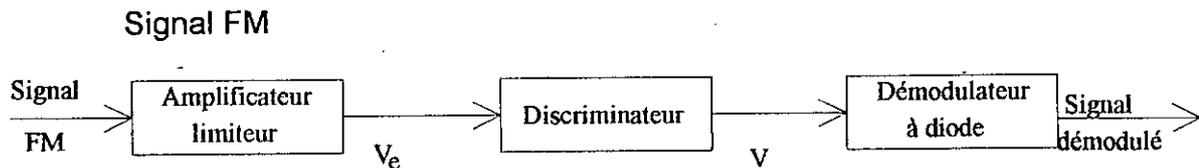


Figure 1.7 : Schéma synoptique d'un récepteur en analogique

La fonction de transfert $H \equiv \frac{V_s}{V_e}$ du discriminateur idéal est donnée par la figure (1.8) et peut être décrite par l'équation $\frac{V_s}{V_e} = Kf$.

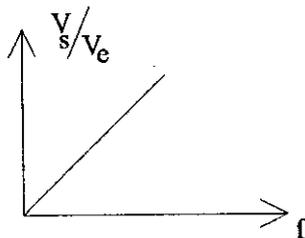


Figure 1.8 : Fonction de transfert d'un discriminateur idéal

1-4-2-2 CALCUL DE (S / B) DE PRE-DETECTION

En FM la raie de la porteuse cède de l'énergie aux raies créées avec la modulation [2.23]. L'énergie d'une onde FM est constante et 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 à l'entrée est :

$$S_e \approx P_m = \frac{E_0^2}{2} \quad (1.23)$$

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 :

$$B_e = \eta B \quad (1.24)$$

d'où le rapport $(S/B)_e$:

$$(S/B)_e = \frac{P_0}{\eta B} \quad (1.25)$$

1-4-2-3 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 :

$$E_d(t) = K(m_f \omega) \cos \omega t = K \Delta \omega \cos \omega t \quad (1.26)$$

Comme nous avons supposé $K = 1$, hypothèse (b), la puissance de sortie est :

$$S_s = \Delta \omega^2 / 2 \quad (1.27)$$

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 :

$$\omega_I(t) = \omega_0 + \frac{E_b}{E_0} \omega_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (1.28)$$

et le bruit après détection sera :

$$b_s = k \frac{E_b}{E_0} \omega_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (1.29)$$

où E_0 est l'amplitude de la porteuse.

E_b : l'amplitude de la composante élémentaire de bruit.

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

$$P_b = \frac{1}{2} \left(\frac{E_b \omega_i}{E_0} \right)^2 = \frac{E_b^2 \omega_i^2}{2 E_0^2} \quad (1.30)$$

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

$$\eta_{FM} \Delta \omega = \frac{1}{E_0^2} \eta \omega_i^2 \Delta \omega \quad (1.31)$$

Comme ω_i est une variable muette, nous aurons :

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

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 en sortie sera :

$$B_s = \int_{-f_m}^{+f_m} \eta_{FM} df = \frac{\eta f_m \omega_m^2}{3P_0} \quad (1.32)$$

d'où le rapport $(S/B)_s$:

$$\left(\frac{S}{B} \right)_s = \frac{S_s}{B_s} = 3m_f \frac{P_m}{2\eta f_m} \quad (1.33)$$

I-4-3 RAPPORTS (S/B) EN PM

I-4-3-1 CALCUL DE (S/B) DE PRE - DETECTION

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

La puissance du signal d'entrée est :

$$S_e = P_m = \frac{E_0^2}{2} \quad (1.34)$$

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

$$B_e = \eta B \quad (1.35)$$

d'où le rapport (S / B)_e:

$$(S / B)_e = \frac{P_0}{2\eta B} = \frac{P_m}{\eta B} \quad (1.36)$$

I-4-3-2 CALCUL DE (S / B) DE POST--DETECTION

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

$$S_s = \frac{m_p^2}{2} \quad (1.37)$$

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

$$E_s = \frac{E_b}{E_0} \sin(\omega_i t + \phi_i) \quad (1.38)$$

De façon que pour cette composante élémentaire de bruit nous obtenions :

$$dB_s = \frac{1}{2} \left[\frac{E_b}{E_0} \right]^2 = \frac{1}{E_0^2} \eta df$$

$$\text{où } \frac{E_0^2}{2} = \eta df$$

La puissance de bruit en sortie s'exprime par :

$$B_s = \int_{-f_m}^{+f_m} dB_s = \frac{1}{E_0^2} \eta \int_{-f_m}^{+f_m} df = \frac{1}{E_0^2} \eta 2f_m \quad (1.39)$$

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

$$(S/B)_s = \frac{S_s}{B_s} = \frac{P_m}{2\eta f_m} m_p^2 \quad (1.40)$$

Compte tenu des études réalisées, nous allons établir deux tableaux récapitulant les performances des modulations analogiques qui sont susceptibles d'être retenues pour la réalisation de notre émetteur VHF.

		AM	FM	PM
Paramètres variables		$E(t) = E_0 + K_a A \cos \omega t$	$f_i(t) = f_0 + K_f A \cos \omega t$	$\phi_i(t) = \omega_0 t + K_p A \cos \omega t$
Déviation maximum		$E_d = K_a A$	$f_d = K_f A$	$\phi_d = K_p A$
Onde	Expression générale	$E_m(t) = E_0 [A + m_a \cos \omega t] \cos \omega_0 t$	$E_m(t) = E_0 \cos[\omega_0 t + m_f \sin \omega t]$	$E_m(t) = E_0 \cos[\omega_0 t + m_p \cos \omega t]$
	Fréquence instantanée	$f_i(t) = f_0$	$f_i(t) = f_0 + K_f \cos \omega t$	$\omega_i(t) = \omega_0 - \omega K_p A \sin \omega t$
Modu	Puissance associée	$P_m = \left[1 + \frac{m_a^2}{2}\right] \frac{E_0^2}{2}$	$P_m = \frac{E_0^2}{2}$	$P_m = \frac{E_0^2}{2}$
-lée	Indice de modulation	$m_a = \frac{K_a A}{E_0}$	$m_f = \frac{K_f A}{F}$	$m_p = K_p A$
	Largeur de bande	$B = 2f_m$	dépend de m_f	Dépend de m_f

Tableau 1 : Analyse comparative des systèmes de modulations analogiques

Caractéristiques		Ma=1	Modulation	Angulaire
		AM	FM	PM
Pré-détection	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	$2\eta f_m$	ηB	ηB
	$(S/B)_e$	$\frac{P_0}{4\eta f_m} = \frac{P_m}{6\eta f_m}$	$\frac{P_0}{\eta B} = \frac{P_m}{\eta B}$	$\frac{P_0}{\eta B} = \frac{P_m}{\eta B}$
Post-détection	S_s	$\frac{E_0^2}{2} = P_0$	$\frac{1}{2}(\Delta\omega)^2$	$\frac{1}{2}(m_p)^2$
	B_s	$2\eta f_m$	$\frac{2\eta f_m}{E_0^2} = \frac{(\omega_m)^2}{3}$	$\frac{2\eta f_m}{E_0^2}$
	$(S/B)_s$	$\frac{P_0}{2\eta f_m} = \frac{P_m}{3\eta f_m}$	$\frac{3P_0(m_f)^2}{2\eta f_m}$	$\frac{P_0(m_p)^2}{2\eta f_m}$
M		1	$\frac{9}{2}(m_f)^2$	$\frac{9}{2}(m_p)^2$

Tableau 2 : Résumé des rapports signal à bruit en modulation analogique.

Remarque : Le facteur d'amélioration (M) sera défini ultérieurement.

I-5 CHOIX DE LA MODULATION ANALOGIQUE

En modulation analogique, nous pouvons dire que les modulations FM et PM sont équivalentes sauf que la modulation PM donne naissance à un système à bande étroite. Donc nous préférons la FM à la PM.

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

La modulation AM possède :

- Une bande égale à deux fois la fréquence maximale du spectre du signal modulant.
- La moitié de la puissance, au moins, 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.

La modulation FM possède :

- Une souplesse dans le choix de la bande du système.
- Une puissance consommée par la porteuse est proportionnelle à :

$$J_0^2(m_f) \frac{E_0^2}{2}$$

- Une 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. Afin de compléter les comparaisons, il est intéressant d'analyser les rapports signal sur bruit en sortie $(S/B)_s$ que les divers systèmes sont capables de produire dans les conditions similaires à l'entrée du récepteur.

Considérons, dans ce point, la même densité de puissance de bruit (η) . Pour le même signal modulant, de bande f_m , nous allons comparer les systèmes à travers le facteur d'amélioration (M) et qui est défini par :

$$M = \frac{\left(\frac{S}{B}\right)_s \text{ pour le système considéré}}{\left(\frac{S}{B}\right)_s \text{ pour le système de référence}}$$

Nous prendrons comme signal de référence signal AM pour être le plus traditionnel. On peut poser :

$$y_{dB} = x_{dB} + M_{dB} \quad \text{où} \quad y = (S/B)_s \quad \text{dB}$$

$$x = (P_m / 3 \eta f_m) \text{ dB} = (S/B)_s \text{ en AM}$$

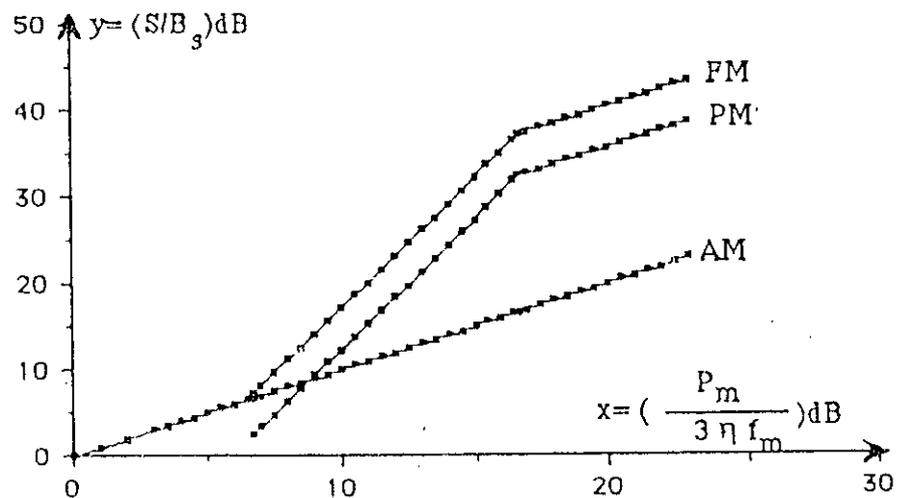


Figure 1.8 : Représentation des systèmes de modulation.

CONCLUSION :

Nous pourrions déduire grâce aux tableaux 1 et 2 et à la figure (1.8) que ce sera la modulation FM qui sera adoptée afin de mieux transmettre le signal sans distorsion.

CHAPITRE 2 - LES MODULATIONS DIGITALES

INTRODUCTION

Afin de pouvoir choisir la modulation digitale susceptible de convenir pour la réalisation que nous projetons d'effectuer, nous allons adopter la même démarche.

LES MODULATIONS DIGITALES

On définit le signal digital comme celui dont le paramètre porteur d'information varie en assurant seulement quelques valeurs discrètes possibles [23,26]. Cette définition est générale et inclut aussi les signaux modulés. Ainsi, par exemple, si le signal modulant était binaire, le signal modulé aurait :

- Deux amplitudes possibles dans le cas d'une modulation par saut d'amplitude ou ASK (Amplitude Shift Keying).
- Deux fréquences possibles dans le cas d'une modulation par saut de fréquence Ou FSK (Frequency Shift Keying).
- Deux phases possibles dans le cas d'une modulation par saut de phase ou PSK (Phase Shift Keying).

2-1 MODULATION PAR SAUT D'AMPLITUDE ASK

2-1-1 *Spectre d'amplitude*

Le signal à saut d'amplitude ou ASK admet deux niveaux d'amplitude E_1 et E_2 . Nous pouvons définir donc :

$$\text{état « 1 »: } E_m(t) = E_1 \cos \omega_0 t \quad (2.1)$$

$$\text{état « 2 »: } E_m(t) = E_2 \cos \omega_0 t \quad (2.2)$$

Il est commode de créer le concept de porteuse virtuelle; cette dernière a pour expression :

$$E_r(t) = E_0 \cos \omega_0 t \quad (2.3)$$

$$\text{où } E_0 = \frac{E_1 + E_2}{2}$$

On peut définir l'indice de modulation pour un signal digital ASK par :

$$m_a = \frac{\Delta E}{E_0} = \frac{\frac{E_1 + E_2}{2} - E_2}{\frac{E_1 + E_2}{2}} = \frac{E_1 - E_2}{E_1 + E_2} \quad (2.4)$$

Pour l'analyse du spectre de l'onde modulée, nous devons substituer le signal digital modulant par le signal de test correspondant qui est une onde carrée de période T; chaque état dure T/2.

$$\omega = 2\pi/T = 2\pi F$$

Nous devons avoir $\omega_0 \gg \omega$ pour que l'enveloppe reste bien définie.

Le signal ASK s'écrit alors :

$$E_m(t) = E_0 [1 + m_a Q(t)] \cos \omega_0 t \quad (2.5)$$

Où Q(t) = onde carrée de test variant entre +1 et -1, de période T.

avec $a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} Q(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{4}{n\pi} \sin\left[\frac{n\pi}{2}\right]$

d'où l'équation (2.5) devient :

$$E_m(t) = E_0 \cos \omega_0 t + 2 \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{E_0 m_a}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) [\cos(\omega_0 + n\omega)t + \cos(\omega_0 - n\omega)t] \quad (2.6)$$

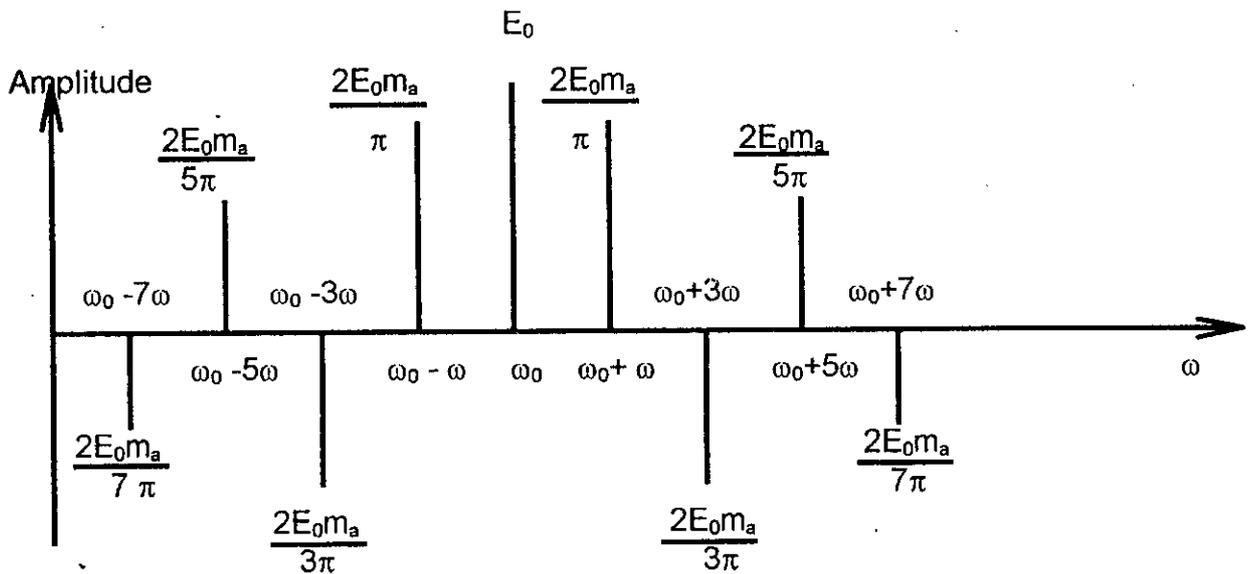


Figure 2.1 : Spectre d'amplitude d'un signal ASK

2-1-2 Largeur de bande

La largeur de bande nécessaire pour la transmission peut être déterminée en extrapolant le même critère que pour une impulsion.

$$B_{min} = (\omega_0 + \omega) - (\omega_0 - \omega) = 2 \omega \quad (2.7)$$

2-2 MODULATION FSK

Le signal FSK présente deux fréquences différentes. Les signaux modulés peuvent être générés par commutation entre deux générateurs ou par la méthode de sélection.

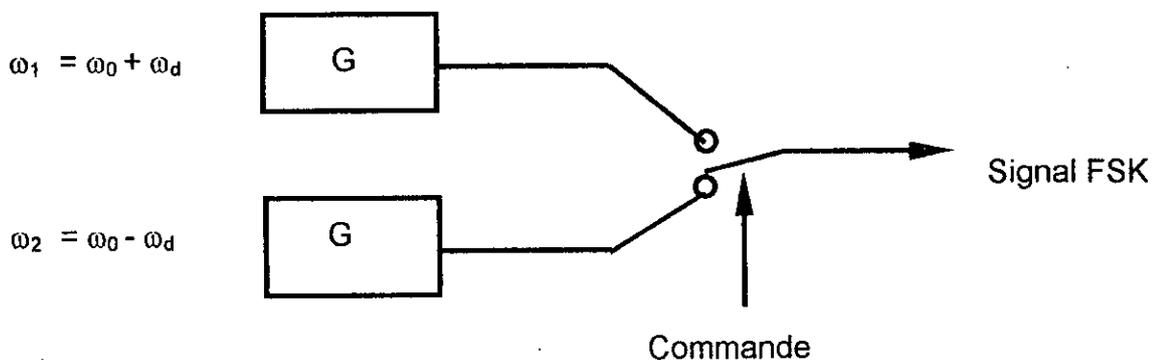


Figure 2.2 : Synoptique d'une transmission FSK

Le signal FSK peut être considéré comme la somme de deux signaux OOK ayant l'une ou l'autre de ces fréquences comme porteuse et modulé l'un par le signal binaire original, l'autre par son inverse logique.

Le signal FSK peut être idéalisé par l'addition de deux OOK comme le montre la figure (2.3).

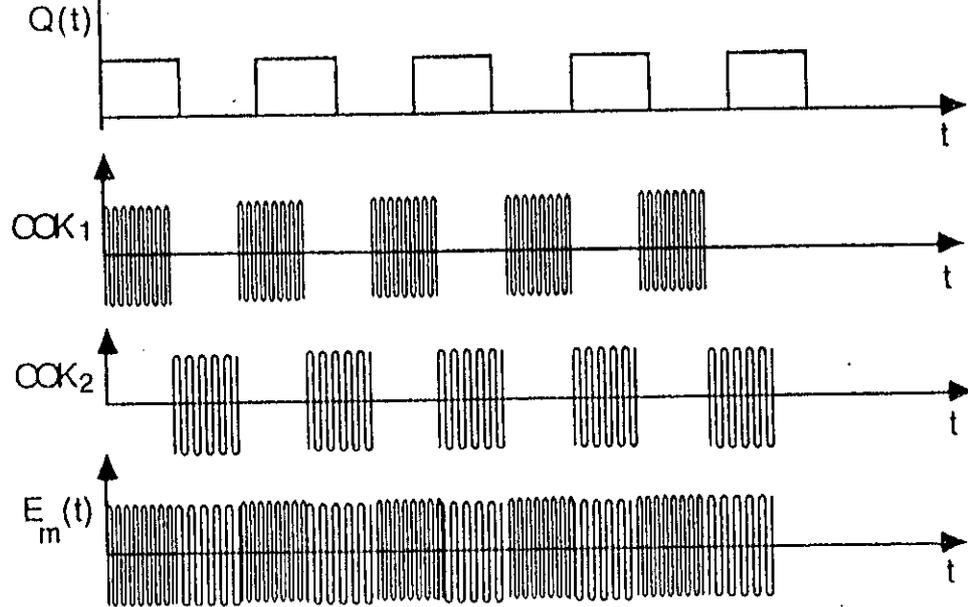


Figure 2.3 : Composition d'un signal FSK avec deux OOK

En réalité, Le signal FSK est généré par variation de la fréquence d'un oscillateur commandé en tension (VCO) ce qui conduit à un signal secondaire à phase continue.

2-2-1 Spectre d'amplitude

A partir de la figure (2.3) nous pouvons écrire :

$$\text{Etat « 1 » : } E_m(t) = E_0 \cos \omega_1 t \quad (2.8)$$

$$\text{Etat « 2 » : } E_m(t) = E_0 \cos \omega_2 t \quad (2.9)$$

En supposant $\omega_1 > \omega_2$, nous pouvons définir la porteuse virtuelle par :

$$E_v(t) = E_0 \cos \omega_0 t \quad (2.10)$$

avec $\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2) / 2$ fréquence angulaire

et la déviation de la fréquence angulaire ω_d est définie par :

$$\omega_d = (\omega_1 - \omega_2) / 2 \quad (2.11)$$

Les relations (2.8) et (2.9) deviennent :

$$\text{Etat « 1 » : } E_m(t) = E_0 \cos [\omega_0 + \omega_d] t \quad (2.12)$$

$$\text{Etat « 2 » : } E_m(t) = E_0 \cos [\omega_0 - \omega_d] t \quad (2.13)$$

Avec le même signal de test défini précédemment, le problème peut être vu comme une modulation en fréquence de la porteuse par une onde carrée. L'onde carrée possède un spectre complexe et par conséquent rendra complexe et difficile la détermination du spectre.

Dans ce cas, l'astuce serait de décomposer le signal FSK en deux signaux OOK : OOK₁ et OOK₂ comme vu au chapitre 2-2. Le signal FSK serait donc comme la superposition linéaire de ces deux signaux.

$$\text{Etat « 1 » : } E_m(t) = E_0 \cos \omega_1 t$$

$$\text{Etat « 0 » : } E_m(t) = 0$$

Auquel correspond le spectre de OOK1:

$$E_{m1}(t) = \frac{E_0}{2} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} e^{j(\omega_1 + n\omega)t} \quad (2.14)$$

Le signal OOK2, produit avec un retard de T/2, fournit :

$$\text{Etat « 1 » : } E_m(t) = 0$$

$$\text{Etat « 0 » : } E_m(t) = E_0 \cos \omega_2 t$$

Auquel correspond le spectre de suivant :

$$Em_2(t) = \frac{E_0}{2} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{-jn\omega \frac{T}{2}} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} e^{j(\omega_2+n\omega)t} \quad (2.15)$$

$e^{-jn\omega T/2}$ correspond au retard de $T/2$

Le signal résultant s'écrira :

$$Em(t) = \frac{E_0}{2} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} e^{j(\omega_1+n\omega)t} + \frac{E_0}{2} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} (-1)^n e^{j(\omega_2+n\omega)t} \quad (2.16)$$

d'où résultent deux spectres du type OOK, un autour de ω_1 et un autre autour de ω_2

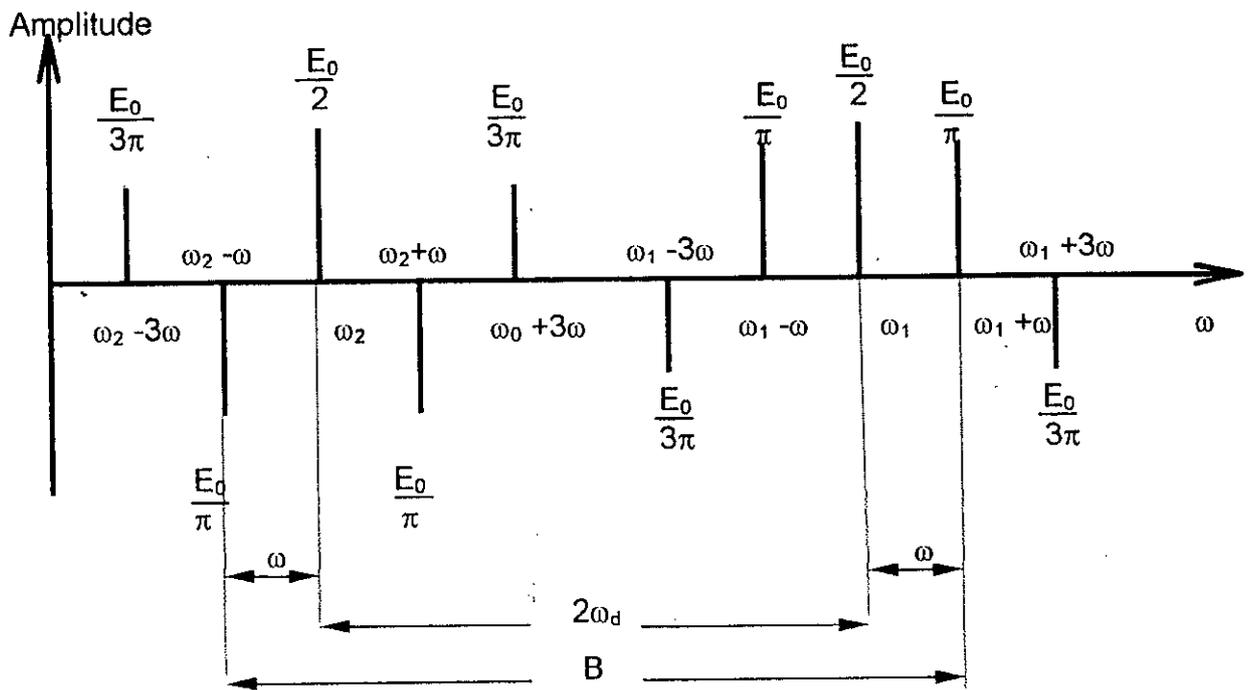


Figure 2.4 : Spectre d'un signal FSK

2-2-2 Largeur de bande

La largeur de bande d'un signal FSK est donnée par :

$$B = 2\omega_d + 2\omega = 2(\omega_d + \omega) \quad (2.17)$$

2-3 MODULATION PSK

La modulation PSK ou à saut de phase a un signal qui admet deux phases Φ_1 et Φ_2 . Nous déterminerons le spectre de cette onde PSK en procédant de la même manière que pour la FSK, c'est-à-dire la superposition linéaire de deux signaux OOK.

Dans ce type de modulation, nous trouvons une bande de fréquence plus petite que celle de la modulation FSK, à savoir :

$$B = 2\omega \quad (2.18)$$

2-4 RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT EN MODULATION DIGITALE

Le signal et le bruit présents à l'entrée du démodulateur (point de pré-détection) seront transférés vers la sortie où nous aurons un signal démodulé et un bruit démodulé (point de post-détection). On aura (S/B)_s

Le régénérateur produit à sa sortie un signal digital pratiquement sans bruit, le rapport (S/B) est alors pratiquement infini [26]. Le bruit présent en sortie du démodulateur va affecter le circuit de décision à l'entrée du régénérateur, lequel, dans certaines conditions, interprète faussement les digits. Dans ce cas le rapport (S/B) va se convertir en une probabilité d'erreur à la sortie du régénérateur.

Nous allons donc diviser notre étude en deux parties, en premier l'action du démodulateur avec le calcul des rapports signal sur bruit à la sortie et à l'entrée; ensuite l'action du régénérateur en montrant comment le (S/B) est converti en probabilité d'erreur P_e à sa sortie [7,23].

Puissance moyenne du signal :

$$P_m = \sum_{i=1}^{i=m} P_i S_i \quad (2.19)$$

où P_i : probabilité d'occurrence de l'état (i)

S_i : Puissance moyenne du signal de l'état (i)

Dans ce qui suit, nous allons considérer le cas le plus fréquent pour lequel le signal modulant est un signal binaire, avec des états équiprobables.

2-4-1 Système ASK

2-4-1-1 Action du démodulateur

a) Calcul du (S/B) de pré-détection

En supposant les états équiprobables, la puissance moyenne de ce signal est :

$$P_m = E_0^2 = 2P_0$$

où P_0 est la puissance de la porteuse virtuelle. La puissance du signal à l'entrée s'écrit donc :

$$S_e = P_m - P_0 = \frac{E_0^2}{2} \quad (2.20)$$

Soit $B = 2f_m$, la puissance de bruit à l'entrée sera :

$$B_e = \eta B = 2\eta f_m \quad (2.21)$$

d'où (S/B) de pré-détection :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_e = \frac{S_e}{B_e} = \frac{\frac{E_0^2}{2}}{2\eta f_m} = \frac{P_0}{2\eta f_m} \quad (2.22)$$

b) Calcul de (S/B) de post-détection

A la sortie du démodulateur on a :

à l'état « 1 » le niveau est E_0

à l'état « 0 » le niveau est 0

En utilisant la relation (2.19), la puissance moyenne de sortie sera :

$$P_m' = 2E_0^2$$

Ce signal présente une partie variable et une composante continue, dont la puissance dans ce cas est égale à :

$$P_0' = E_0^2$$

Comme pour l'entrée, nous devons considérer seulement la partie variable du signal de sortie. La puissance du signal de sortie sera :

$$S_s = P_m' - P_0' = 2E_0^2 - E_0^2 = E_0^2 = 2P_0 \quad (2.23)$$

Le démodulateur d'amplitude transfère vers la sortie la même puissance de bruit présente à l'entrée. Donc B_s sera :

$$B_s = B_e = 2\eta f_m \quad (2.24)$$

$$\text{d'où: } \left(\frac{S}{B}\right)_s = \frac{S_s}{B_s} = \frac{2P_0}{2\eta f_m} = \frac{P_0}{\eta f_m} \quad (2.25)$$

2-4-1-2 Analyse de l'action du régénérateur :

Le signal une fois démodulé est appliqué au circuit de décision, ce dernier commande la formation de l'impulsion à la sortie du régénérateur [13,14,32].

En absence de bruit :

- Le signal au point de post-détection peut fournir 2 valeurs :

$$f(t) = 0$$

$$\text{ou } f(t) = 2E_0$$

Et le régénérateur produira respectivement les états « 0 » ou « 1 ».

En présence du bruit nous aurons :

$$x(t) = f(t) + b(t) \quad (2.26)$$

où $b(t)$ est le bruit.

A un niveau (λ) de décision fixé et surtout bien déterminé, le circuit de décision établit la règle suivante :

à $x(t_1) > \lambda$ correspondra l'état « 1 »

à $x(t_1) < \lambda$ correspondra l'état « 0 »

à $x(t_1) = \lambda$ état arbitraire (généralement garde l'état précédent).

a) Démodulation avec détection synchrone :

Dans ce cas, nous ne retrouvons en sortie que les composantes de bruit sont en phase avec la porteuse. Ces composantes sont aussi distribuées aléatoirement et suivent la fonction de Gauss, comme nous allons le montrer.

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.27)$$

avec

$$\mu = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x)dx$$

$$\sigma^2 = \int (x-\mu)^2 p(x)dx$$

Supposons que σ^2 est égale au bruit non démodulé, c'est-à-dire :

$$\sigma^2 = \eta B$$

$f(t)$ peut seulement prendre les valeurs 0 ou $2E_0$ et va agir comme une polarisation fixe, modifiant ainsi la valeur de μ_0 .

D'où pour l'état « 0 » $f(t) = 0$ et $\mu = 0$, la fonction densité de niveau s'écrira :

$$P_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (2.28)$$

et pour l'état « 1 » $f(t) = 2E_0$ et $\mu = 2E_0$

La fonction densité sera donnée par :

$$P_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{\left(\frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (2.29)$$

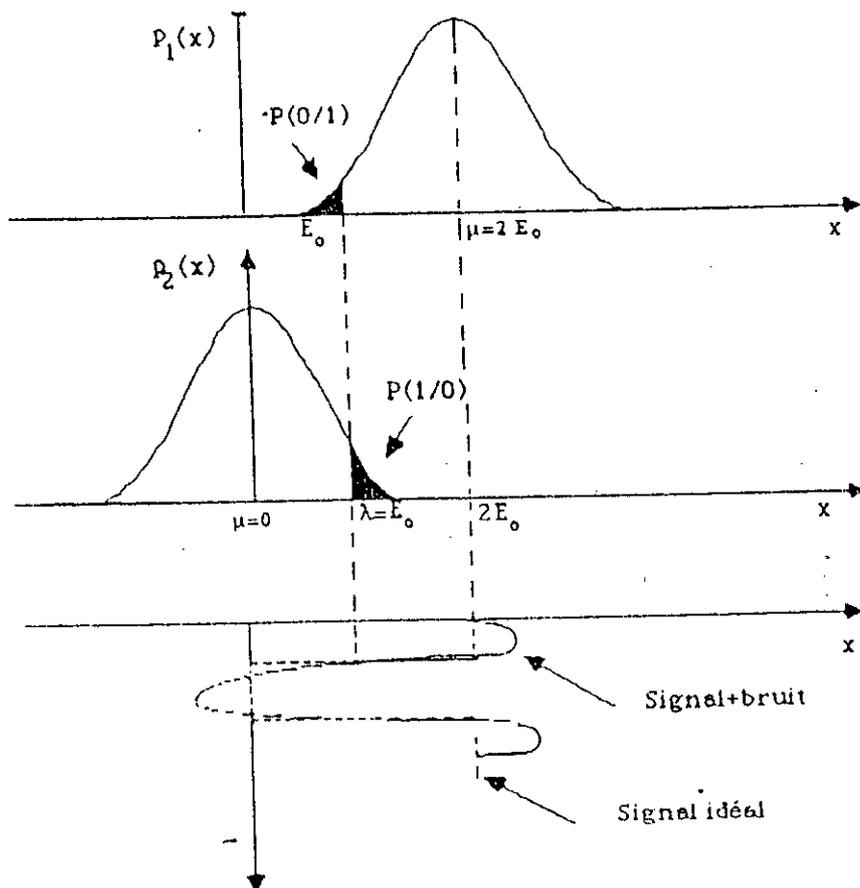


Figure 2.5 : Analyse du processus de décision pour l'ASK

En utilisant les définitions de probabilité ci-dessus :

$P(1/0)$: probabilité que le circuit de décision décide de l'état « 1 », quand l'état correct est à « 0 »:

$$P(1/0) = \int_{\lambda}^{+\infty} P_0(x) dx = \int_{\lambda}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right)} dx \quad (2.30)$$

$P(0/1)$: probabilité que le circuit de décision décide de l'état « 0 », quand l'état correct est à « 1 »:

$$P(0/1) = \int_{-\infty}^{\lambda} P_1(x) dx = \int_{-\infty}^{\lambda} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{\left(\frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)} dx \quad (2.31)$$

La probabilité globale d'erreur sera :

$$P_e = P_0[P(1/0)] + P_1[P(0/1)] \quad (2.32)$$

et en supposant les états « 0 » et « 1 » équiprobables, nous aurons :

$$P_e = 1/2[P(0/1) + P(1/0)] \quad (2.33)$$

Il est préférable de choisir $\lambda = E_0$ ce qui va minimiser la probabilité d'erreur P_e . Tout calcul fait nous aurons :

$$P_e = 1 - \int_{-\infty}^{\lambda} \frac{1}{\sigma} P_0(x) dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\lambda}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (2.34)$$

Nous pouvons exprimer ce dernier rapport en fonction de $(S/B)_s$ et, ainsi, P_e sera calculée en fonction de $(S/B)_s$.

Prenons $\lambda = E_0$ où E_0 est l'amplitude de la porteuse. Donc :

$$\frac{\lambda}{\sigma} = \frac{E_0}{\sigma}$$

et la probabilité d'erreur s'écrit en fonction de $(S/B)_s$:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{2} (S/B)_s} \right] \quad (2.35)$$

b) Démodulation avec détecteur d'enveloppe

Dans ce cas, la probabilité d'erreur [23,26] sera :

$$P_e \approx \frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{\sqrt{2\pi(S/B)_s}} \right] e^{\left(\frac{-(S/B)_s}{2} \right)} \quad (2.36)$$

Le niveau de décision (λ) optimal, quand P_e est minimum devient fonction de (σ), bien proche de la valeur $\lambda = E_0$.

2.4.2 - SYSTEME FSK

2.4.2.1 - Analyse de l'action du démodulateur

a) Calcul de (S/B) de pré-détection

Soit à l'entrée du démodulateur un signal sinusoidal, avec une amplitude E_0 , qui présente soit une fréquence f_1 , soit une fréquence f_2 [14,26,32]. Les états d'occurrence sont équiprobables. La puissance du signal est :

$$S_e = P_m = \frac{E_0^2}{2} = P_0 \quad (2.37)$$

Le bruit de pré-détection sera :

$$B_e = \eta B = 2\eta(f_m + f_d) \quad (2.38)$$

d'où le rapport signal sur bruit de pré-détection :

$$(S/B)_e = \frac{S_e}{B_e} = \frac{\frac{E_0^2}{2}}{2\eta(f_m + f_d)} = \frac{E_0^2}{2\eta B} = \frac{P_0}{\eta B} \quad (2.39)$$

b) Calcul de (S/B) de post-détection

La démodulation FSK peut être réalisée soit en utilisant la démodulation FM classique, soit par décomposition en deux composantes ASK.

- Démodulation FM classique :

Le signal de sortie sera bipolaire avec une amplitude proportionnelle à $(+\omega_d)$ pour l'état « 1 » et à $(-\omega_d)$ pour l'état « 0 ».

En supposant la constante de démodulation égale à 1 et les états équiprobables, nous aurons alors :

$$S_s = \frac{1}{2}(\omega_d)^2 + \frac{1}{2}(-\omega_d)^2 = \omega_d^2 \quad (2.40)$$

Le bruit blanc à l'entrée du système est traité par le discriminateur générant le bruit FM de densité η_{FM} . Donc, le bruit en sortie sera celui compris dans la bande $\pm f_m$ autour des sous porteuses f_1 et f_2 .

$$B_s = 2 \int_{f_d - f_m}^{f_d + f_m} \eta_{FM} df = \frac{\eta f_m}{3P_0} \omega_m^2 2 \left[3m_f^2 + 1 \right] \quad (2.41)$$

d'où le rapport (S/B) de post-détection :

$$(S/B)_s = \frac{S_s}{B_s} = \frac{P_0}{2\eta f_m} \frac{3m_f^2}{3m_f^2 + 1} \quad (2.42)$$

- Démodulation par décomposition en ASK

Dans le schéma synoptique du système, les filtres du discriminateur peuvent être indépendants et de bande plus étroite, égale à $2f_m$, centrées respectivement en :

$$f_1 = f_0 + f_d \quad (2.43)$$

et $f_2 = f_0 - f_d \quad (2.44)$

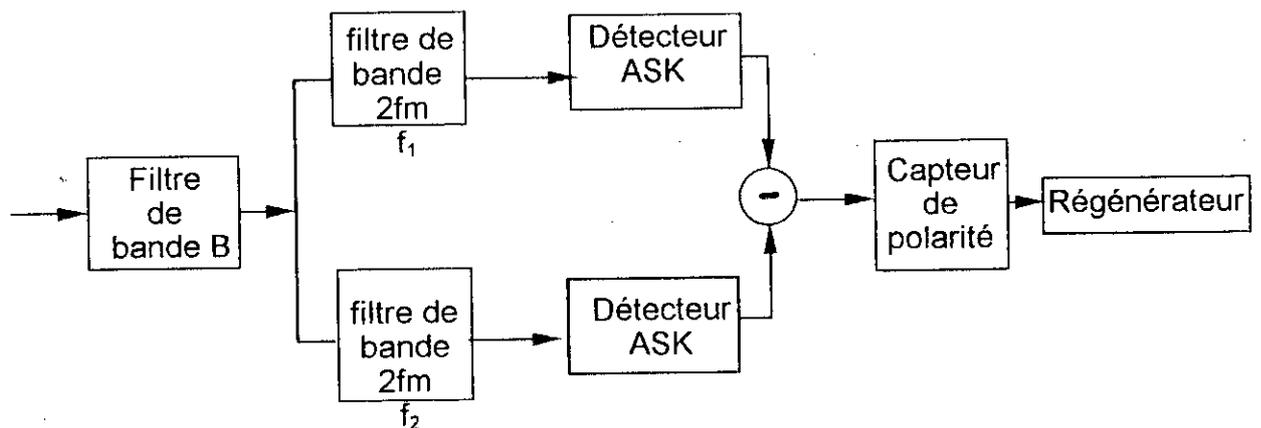


Figure 2.6 : Synoptique du système de réception en FSK

La puissance du signal de sortie s'écrit :

$$S_s = \frac{1}{2} (+E_0)^2 + \frac{1}{2} (-E_0)^2 = E_0^2 = 2P_0 \quad (2.45)$$

Les bruits qui passent par les filtres centrés sur f_1 et f_2 et qui occupent des bandes différentes du spectre, sont totalement non cohérents, et ainsi nous obtenons :

$$B_s = B_{s1} + B_{s2} = 2\eta f_m + 2\eta f_m = 4\eta f_m \quad (2.46)$$

2.4.2.2 - Analyse de l'action du régénérateur :

Le circuit de décision risque en général de rencontrer des problèmes de variations d'amplitudes engendrées par le bruit démodulé sur le signal démodulé. Nous analyserons donc l'action du démodulateur.

a) Démodulation par décomposition en ASK avec la détection synchrone:

La décision est basée sur la différence des deux signaux $x_1(t)$ et $x_2(t)$.

La règle de décision sera :

$x_1(t) - x_2(t) > 0$ ce qui correspond à « 1 »

$x_1(t) - x_2(t) < 0$ ce qui correspond à « 0 »

$x_1(t) - x_2(t) = 0$ ce qui correspond à un état arbitraire.

Le niveau de décision $\lambda = 0$ correspond au point moyen entre $+E_0$ et $-E_0$. Les bruits reçus suivent une loi gaussienne [23,26]. Ainsi,

$$P_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x+E_0)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.47)$$

$$P_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-E_0)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.48)$$

où $\sigma^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 = 4\eta f_m$

Les probabilités d'erreur s'écrivent :

$$P(1/0) = \int_0^{+\infty} P_0(x) dx$$

$$P(1/0) = \int_{-\infty}^0 P_1(x) dx$$
(2.49)

Finalement nous obtenons :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{E_0}{\sigma\sqrt{2}} \right] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{2}} (S/B)_s \right]$$
(2.50)

b) Démodulation par décomposition en ASK avec un détecteur d'enveloppe :

Dans ce cas la probabilité d'erreur est donnée par la relation :

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{\left(\frac{-(S/B)_s}{2} \right)}$$
(2.51)

A partir des études réalisées, nous allons établir un tableau récapitulatif des performances des modulations digitales qui sont susceptibles d'être retenues pour la réalisation de notre émetteur VHF.

Caractéristiques		ASK		FSK		PSK	
		Délect. synchrone	Délect. Enveloppe	Décomposition en ASK		Délect. Synchrone	Délect. Différentielle
		Délect. synchrone	Délect. Enveloppe	Délect. synchrone	Délect. Enveloppe	Délect. Synchrone	Délect. Différentielle
Pré	S_e	$\frac{E_0^2}{2} = P_0$	$\frac{E_0^2}{2} = P_0$	$\frac{E_0^2}{2} = P_0$	$\frac{E_0^2}{2} = P_0$	$\frac{E_0^2}{2} = P_0$	$\frac{E_0^2}{2} = P_0$
Dét	B_e	$2\eta f_m$	$2\eta f_m$	ηB	ηB	$2\eta f_m$	$2\eta f_m$
Ecti on	$(S/B)_e$	$\frac{P_0}{2\eta f_m}$	$\frac{P_0}{2\eta f_m}$	$\frac{P_0}{\eta B}$	$\frac{P_0}{\eta B}$	$\frac{P_0}{2\eta f_m}$	$\frac{P_0}{2\eta f_m}$
Pos t	S_s	$E_0^2 = 2P_0$	$E_0^2 = 2P_0$	$E_0^2 = 2P_0$	$E_0^2 = 2P_0$	$E_0^2 = 2P_0$	$E_0^2 = 2P_0$
Dét	B_s	$2\eta f_m$	$2\eta f_m$	$4\eta f_m$	$4\eta f_m$	$2\eta f_m$	$2\eta f_m$
Ecti on	$(S/B)_s$	$\frac{P_0}{\eta f_m}$	$\frac{P_0}{\eta f_m}$	$\frac{P_0}{2\eta f_m}$	$\frac{P_0}{2\eta f_m}$	$\frac{P_0}{\eta f_m}$	$\frac{P_0}{\eta f_m}$
M		1	1	1	1	2	2
P_e		$\frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \sqrt{\frac{P_m}{4\eta f_m}}$	$\frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{\sqrt{\frac{\pi P_m}{\eta f_m}}} \right] e^{-\frac{P_m}{4\eta f_m}}$	$\frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \sqrt{\frac{P_m}{4\eta f_m}}$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{P_m}{4\eta f_m}}$	$\frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \sqrt{\frac{P_m}{2\eta f_m}}$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{P_m}{2\eta f_m}}$

Tableau 3 - Résumé des modulations digitales

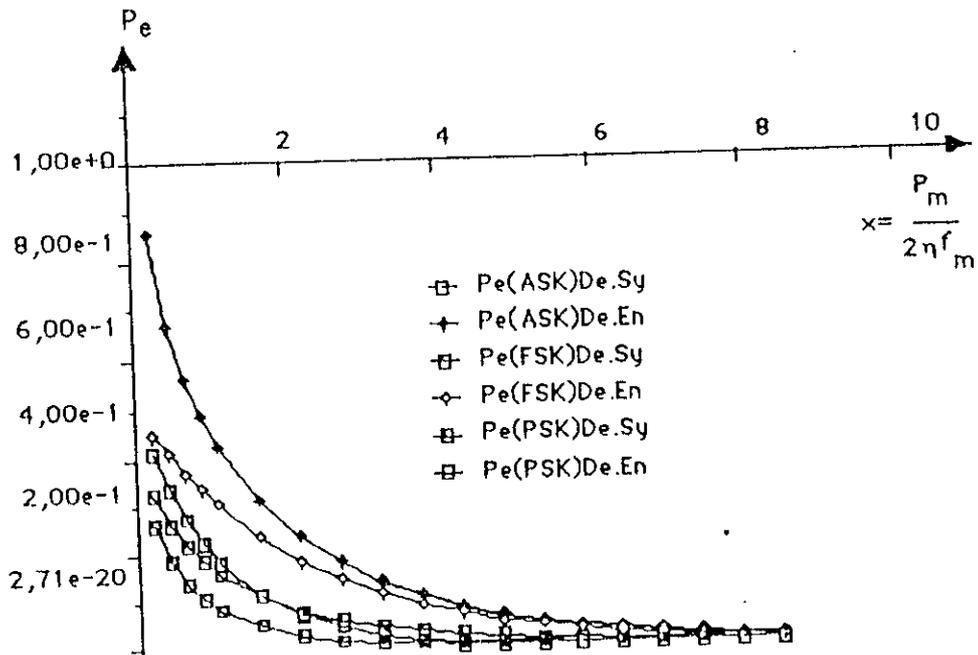


Figure 2.7 : Probabilité d'erreur en fonction de $(S/B)_s$.

2.5 - CHOIX DE LA MODULATION DIGITALE

Nous prendrons la modulation ASK comme système de référence. De plus, nous considérerons que nous travaillons avec la même puissance moyenne et la même densité de bruit à l'entrée du récepteur.

D'après le tableau 3 et la figure (2.7) nous pouvons conclure que la FSK, par décomposition en ASK, possède le même facteur d'amélioration et la même probabilité d'erreur que l'ASK avec une détection synchrone. Mais :

a/ si nous considérons la même puissance crête, le $(S/B)_s$ pour la FSK aura l'avantage de 3dB. Ainsi la probabilité d'erreur (P_e) sera plus petite.

b/ La FSK a l'avantage d'avoir un signal à amplitude constante, ce qui permet un meilleur gain de la puissance d'émission et une régulation plus efficace de niveau dans le récepteur.

c/ Le niveau de décision pour la FSK est constant et égal à 0, alors qu'en ASK, il est variable et dépend du niveau reçu, nécessitant un réajustement continu, si non P_e varie [20].

d/ En comparant les courbes de P_e pour l'ASK et la FSK, dans le cas de la détection d'enveloppe, la FSK prend l'avantage pour les faibles valeurs de x .

e/ En terme de probabilité d'erreur, la PSK présente la meilleure performance, mais elle nécessite une circuiterie plus complexe et encombrante.

La modulation FSK sera retenue comme modulation numérique.

CONCLUSION : Les deux types de modulation retenus pour la réalisation de l'émetteur sont la FM en modulation analogique et la FSK en modulation digitale.

PARTIE B : CONCEPTION DU SYSTEME DE TELEMESURE

CHAPITRE 3- CONCEPTION DE L'EMETTEUR

Après analyse de tous les types de modulation, les modulations retenues seront mises en oeuvre dans ce chapitre.

Afin d'obtenir les valeurs optimales des éléments de l'oscillateur, une simulation de celui-ci ainsi que toutes les autres parties de l'émetteur sera faite à l'aide du logiciel de CAO (spice).

CONCEPTION DE L'EMETTEUR

L'émetteur que nous devons réaliser doit obéir aux normes utilisées dans la télémesure [12,16].

- Une portée de liaison d'une dizaine de mètres.
- Une puissance de quelques milliwatts max sous une charge de 73Ω .
- Une tension d'alimentation de 9V.
- Un écart de fréquence limite de l'émetteur de 2Khz à 27Mhz.
- Une fréquence de travail de 27Mhz.
- Une largeur de bande d'émission obéissant aux normes en vigueur :
espacement entre canaux de 12.5Khz.
- Un encombrement le plus réduit possible.

3-1 ETUDE DE L'OSCILLATEUR

Le but d'un oscillateur est de délivrer un signal sinusoïdal de fréquence et d'amplitude données. Son étude revêt deux aspects : celui de la détermination de la pulsation des oscillations et celui du maintien de leur amplitude au niveau désiré.

Nous réaliserons l'oscillateur selon les étapes suivantes [3,6,31] :

La configuration de l'oscillateur dépend de son emploi, 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.

Le transistor sera choisi en fonction de la fréquence de coupure qui doit être au minimum deux fois plus grande que la fréquence de travail de l'oscillateur.

$$(F_{h2tb} \geq 2 \times 27 = 54 \text{ Mhz})$$

Pour une meilleure stabilisation de fréquence, et dans un souci de répondre aux normes qui nous imposent un écart de fréquence limite de 2Khz à 27Mhz, nous utiliserons un oscillateur à quartz.

En effet, l'utilisation d'un quartz dans un oscillateur conduit à des performances remarquables en ce qui concerne la précision de la fréquence. De plus, le facteur de qualité très élevé du quartz a pour conséquence que son impédance varie plus rapidement que tous les autres éléments du circuit, ceci permet de dire que la pulsation d'oscillation est déterminée essentiellement par le quartz et qu'elle est très peu sensible aux autres éléments du circuit.

Il faut ensuite étudier le circuit de polarisation pour obtenir le point de fonctionnement, la stabilité désirée et déterminer ainsi les valeurs des composants du circuit.

CONCLUSION :

Nous retenons l'oscillateur à quartz en résonance parallèle; la figure (3.1) montre le schéma électronique.

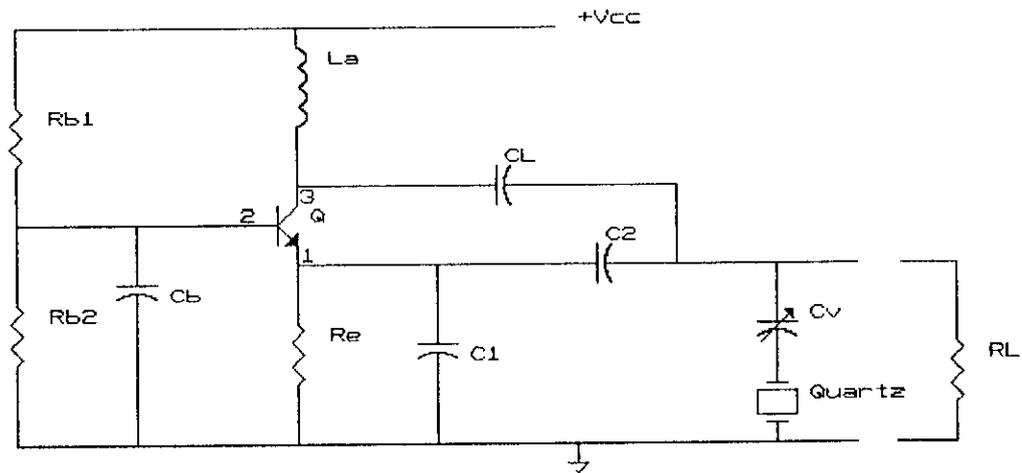


Figure 3.1 : Oscillateur VHF à quartz

avec L_a : self d'arrêt .

C_v : condensateur trimmer utilisé pour faire amorcer l'oscillateur.

3-1-1 ETUDE STATIQUE DU MONTAGE

Le transistor BF199 a été choisi pour ses performances élevées. Il répond à nos conditions de travail, telle que la fréquence de transition élevée par rapport à la fréquence de travail 27Mhz.

D'après les caractéristiques du constructeur, à $I_c = 5\text{mA}$ et $f_T = 500\text{Mhz}$.

Nous relevons : $V_{BE} = 0.6\text{V}$

$$\beta = 85$$

$$I_B = I_C / \beta = 59 \mu\text{A}$$

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

$$\text{avec } S = \frac{\beta + 1}{\frac{\beta R_c}{R_c + R_B} + 1}$$

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

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

D'où les valeurs calculées des résistances de polarisation :

$$R_e = 150 \Omega$$

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

$$R_{b2} = 2K \Omega$$

3-1-2 ETUDE DYNAMIQUE DU MONTAGE

L'oscillateur adopté peut être représenté par un ensemble de deux quadripôles en parallèle figure (3.2), c'est-à-dire l'amplificateur et le circuit de réaction [3,4].

L'amplificateur et le circuit de réaction sont caractérisés par leurs paramètres admittances ($Y_{11t}, Y_{rt}, Y_{ft}, Y_{22t}$) et ($Y_{11q}, Y_{rq}, Y_{fq}, Y_{22q}$) où les indices (t) et (q) représentent respectivement le transistor et le quadripôle.

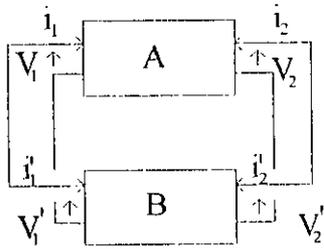


Figure 3.2 : Schéma synoptique de l'oscillateur

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

Dans le cas linéaire, nous pouvons écrire :

Pour l'amplificateur (A)

$$\begin{aligned} i_1 &= Y_{11}tV_1 + Y_r tV_2 \\ i_2 &= Y_r tV_1 + Y_{22}tV_2 \end{aligned} \quad (3.1)$$

Pour le circuit de réaction (B)

$$\begin{aligned} i_1' &= Y_{11q}V_1' + Y_{rq}V_2' \\ i_2' &= Y_{fq}V_1' + Y_{22q}V_2' \end{aligned} \quad (3.2)$$

Or nous avons les égalités suivantes :

$$V_1 = V_1'$$

$$V_2 = V_2'$$

$$i_1 = -i_1'$$

$$i_2 = -i_2'$$

D'où après quelques transformations, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$(Y_{11t} + Y_{11q})V_1 + (Y_{rt} + Y_{rq})V_2 = 0 \tag{3.3}$$

$$(Y_{ft} + Y_{fq})V_1 + (Y_{22t} + Y_{22q})V_2 = 0$$

Le système homogène admet comme solution :

$$\text{Det} [Y] = 0$$

$$(Y_{11t} + Y_{11q})(Y_{22t} + Y_{22q}) - (Y_{rt} + Y_{rq})(Y_{ft} + Y_{fq}) = 0 \tag{3.4}$$

Le quadripôle équivalent à A et B s'écrit :

$$Y_{11} = Y_{11t} + Y_{11q}$$

$$Y_r = Y_{rt} + Y_{rq}$$

$$Y_f = Y_{ft} + Y_{fq}$$

$$Y_{22} = Y_{22t} + Y_{22q}$$

Pour le circuit de réaction , nous avons opté pour la configuration suivante figure (3.3).

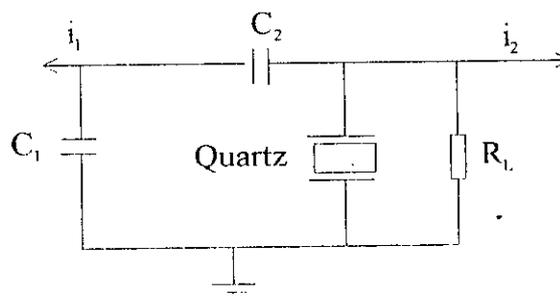


Figure 3.3 : Circuit de réaction de l'oscillateur.

L'admittance équivalente du quartz peut être considérablement simplifiée si nous négligeons R devant $L\omega$ ou $\frac{1}{C\omega}$ (à cause de la surtension élevée) et s'écrira :

$$Y_{\text{quartz}} = \frac{jC_0\omega}{L\omega - \frac{1}{C\omega}} \left(L\omega - \frac{1}{C_0\omega} - \frac{1}{C\omega} \right) = jq$$

où R , L et C représentent la résistance, la self et le condensateur série du quartz et C_0 le condensateur parallèle du quartz.

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

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

$$Y_{rq} = -jC_2\omega$$

$$Y_{fq} = -jC_2\omega$$

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

Supposons que les paramètres admittances du transistor sont données sous la forme

$$Y_{11t} = a + jb \quad ; \quad Y_{r1} = c + jd$$

$$Y_{f1} = -m + jf \quad ; \quad Y_{22t} = e + jg$$

Alors les paramètres admittances du circuit global s'écriront :

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

$$Y_r = -jC_2\omega + c + jd \quad = c + j(d - C_2\omega) \quad = c + jl$$

$$Y_f = -jC_2\omega - m + jf \quad = -m + j(f - C_2\omega) \quad = -m + jp$$

$$Y_{22} = e + jg + G_L + jq + jC_2\omega \quad = (G_L + e) + j(q + g + C_2\omega) \quad = G + jS$$

Après identification :

$$k = b + C_1\omega + C_2\omega$$

$$l = d - C_2\omega$$

$$S = q + g + C_2\omega$$

$$G = G_L + e$$

La relation (3.4) nous permet d'écrire :

$$(a + jk)(G + jS) - (c + jl)(-m + jp) = 0$$

d'où nous aurons :

$$\text{Re}[\text{Det}Y] = aG - kS + mc + lp = 0 \quad (3.5)$$

$$\text{Im}[\text{Det}Y] = kG + aS + lm - cp = 0 \quad (3.6)$$

La partie réelle nous fournit la condition d'oscillation, tandis que la partie imaginaire nous donne la fréquence d'oscillation. Comme nous avons vu plus haut, la fréquence d'oscillation n'est autre que celle du quartz :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}} \quad (3.7)$$

Comme $C_0 \gg C$, f_0 se réduit alors à :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.8)$$

Les valeurs des éléments (C_1 , C_2 , et R_L) seront déterminées dans le chapitre de l'optimisation.

3-2 EMETTEUR FM

Tout d'abord nous devons savoir sur quel paramètre nous devons agir pour réaliser la modulation. Pour cela nous allons isoler le circuit de réaction figure (3.4).

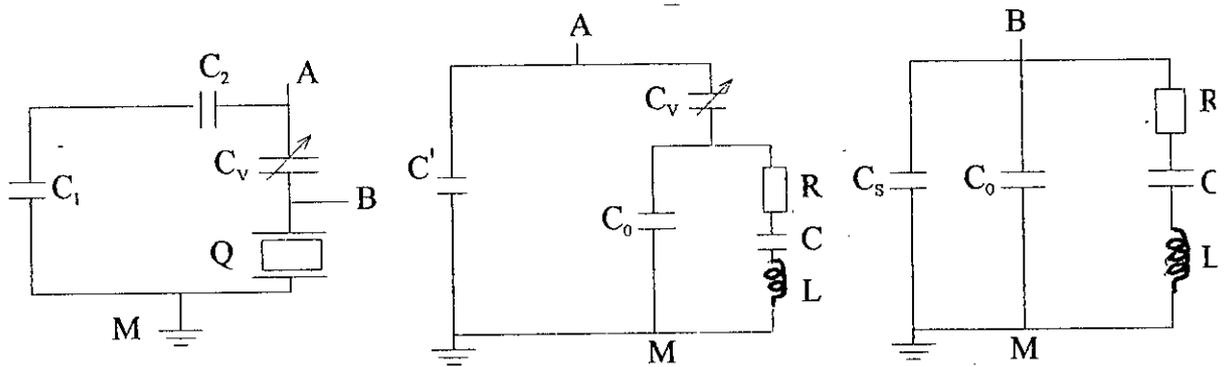


Figure 3.4 : Schéma du circuit de réaction

Posons :

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

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

C_v : Condensateur (de quelques picofarads) est employé pour amorcer les oscillations.

Le condensateur équivalent vu entre les points B et M est :

$$C'_0 = C_s + C_0$$

Or, la fréquence de résonance parallèle du quartz est donnée par la relation :

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C'_0 C}{C'_0 + C}}}$$

et comme $C_s \ll C_0 + C$, alors l'expression de f_p devient :

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{CC_0}{C+C_0}}} \frac{1}{\sqrt{1+\frac{C_s}{C_0}}} = f_p(0) \frac{1}{\sqrt{1+\frac{C_s}{C_0}}} \quad (3.9)$$

Nous ne pouvons pas agir sur C_0 , alors nous réaliserons la modulation en modifiant C_s , ce qui revient à agir sur C_1 ou C_2 . Donc à l'oscillateur conçu et réalisé, nous allons lui adjoindre le circuit de la figure (3.5), à base d'une diode varicap.

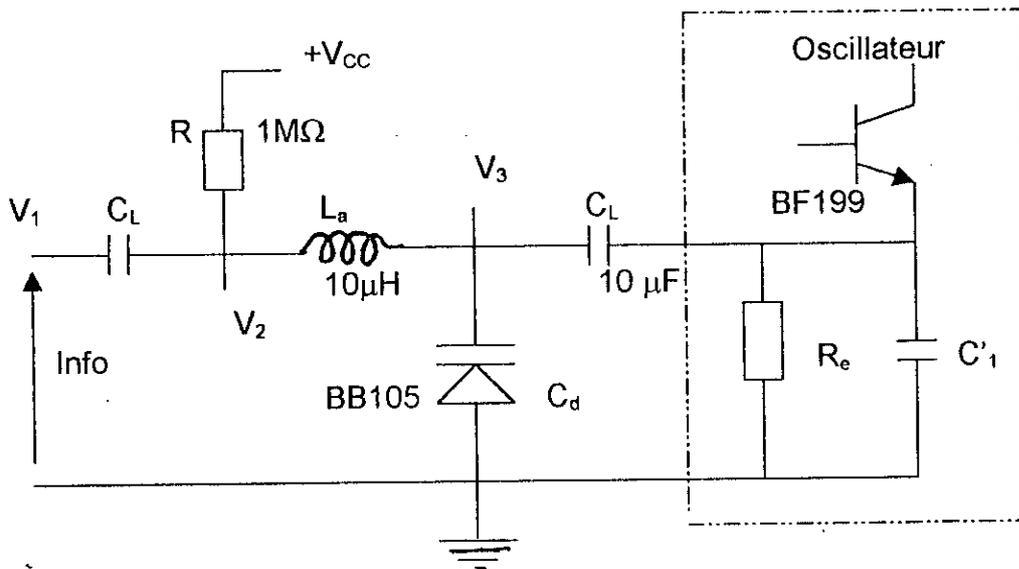


Figure 3.5 : Cellule de modulation en FM

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

L_a : Self d'arrêt.

BB 105 : Diode varicap, sera polarisée à travers la résistance R de $1M\Omega$. Le niveau du signal informatif va agir sur l'indice de modulation (β) et donc sur la bande du système.

En statique la varicap a une valeur C_{d0} comme le montre la figure (3.6).

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

$$C_1 = C'_1 + C_{d0}$$

où C_1 : valeur optimisée qui sera déterminée ultérieurement .

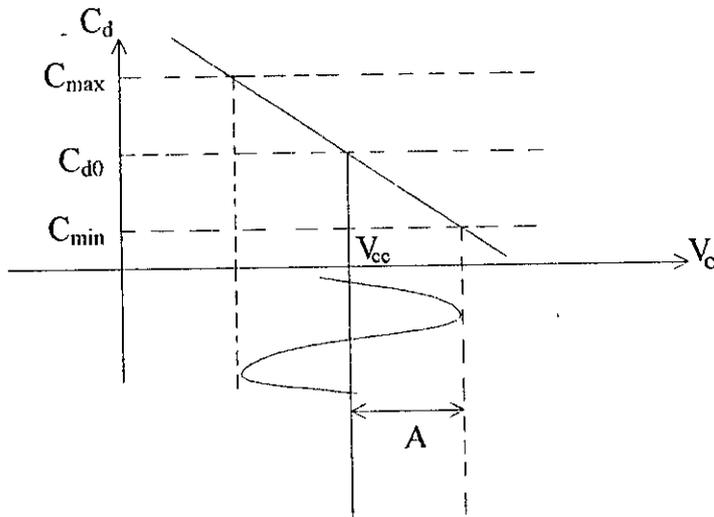


Figure 3.6 : Polarisation de la diode varicap en FM.

d'où le schéma global de l'émetteur fonctionnant en FM sera représenté sur la figure ci-dessous :

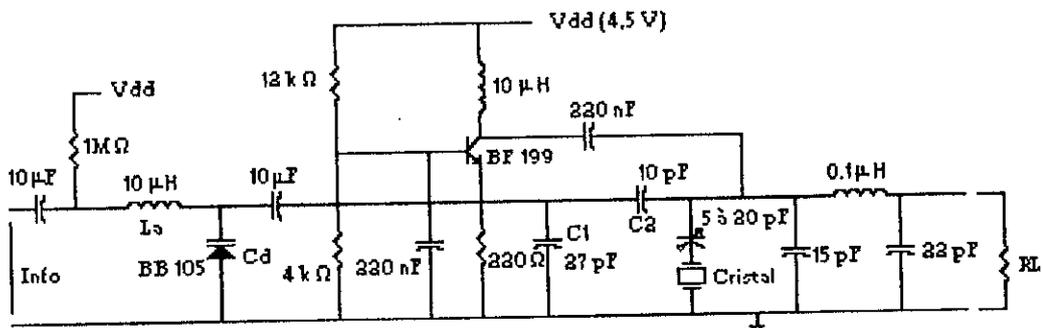


Figure 3.7 : Circuit électronique de l'émetteur FM.

CHAPITRE 4 - OPTIMISATION

INTRODUCTION

Au vu des contraintes imposées par le cahier des charges (puissance à l'émission 5mW maximum, portée de liaison d'une dizaine de mètres et une antenne en $\frac{\lambda}{4}$ dont la résistance de rayonnement vaut approximativement 73Ω), nous sommes obligés de chercher à optimiser les éléments de l'émetteur et d'un adaptateur d'antenne en Π si cela s'avérerait nécessaire.

4-1 OPTIMISATION DES ELEMENTS DE L'EMETTEUR

Différentes méthodes d'optimisation non linéaires sont disponibles. Nous avons utilisé le programme COMET [20] pour l'optimisation de notre émetteur.

4-1-1 Détermination de la fonction G

A partir des relations (3.5) et (3.6) nous pouvons obtenir les solutions avec les déterminants [22,25].

$$G = \frac{k(cp - lm) - a(mc + lp)}{k^2 + a^2} \quad (4.1)$$

$$S = \frac{a(cp - lm) + k(mc + lp)}{k^2 + a^2} \quad (4.2)$$

Posons :

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

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

$$X_2 = N + 1$$

$$A_1 = m - c \quad ; \quad A_2 = a \quad ; \quad A_3 = bm - bc + ad + af$$

$$A_4 = cf - dm \quad ; \quad A_5 = bcf - bdm - acm - adf$$

$$B_1 = a^2 + b^2 \quad ; \quad B_2 = 2b$$

$$k = b + X_1 X_2$$

$$l = d - X_1$$

$$p = f - X_1$$

$$G = G_L + e$$

$$S = g + q + X_1$$

D'où l'expression finale de fonction G :

$$G = \frac{X_1^2 [A_1 X_2 - A_2] + X_1 [A_4 X_2 + A_3] + A_5}{B_1 + B_2 X_1 X_2 + [X_1 X_2]^2} \quad (4.3)$$

Notre but est de déterminer la charge minimale en dessous de laquelle l'oscillateur décroche. Donc, nous nous intéressons seulement à la fonction G, car elle est fonction de l'admittance de charge.

Dans la fonction G les seules variables sont X_1 et X_2 . Donc, nous allons calculer pour quelles valeurs de X_1 et X_2 l'expression de G sera maximale.

Ainsi, nous déterminerons la charge minimale en dessous de laquelle l'oscillateur cesse de fonctionner. Et ceci aura lieu pour :

$$\frac{\partial G}{\partial X_1} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial G}{\partial X_2} = 0 \quad (4.4)$$

Les expressions obtenues pour les relations (4.4) sont très complexes et ne peuvent par conséquent donner des expressions analytiques des extremums. Nous utiliserons une méthode numérique pour rechercher des optimums.

4-1-2 Optimisation de la fonction G

Etant donné que G est fonction de la charge, si nous voulons optimiser la fonction, il nous suffit d'optimiser la charge. Les paramètres admittances, sont fournis par le constructeur et valent :

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

$$\operatorname{Re} [Y_{r1}] = -7.7 \cdot 10^{-5} \quad \text{mho} \quad \text{et} \quad \operatorname{Im} [Y_{r1}] = -1.8 \cdot 10^{-3} \quad \text{mho}$$

$$\operatorname{Re} [Y_{r2}] = -0.204 \quad \text{mho} \quad \text{et} \quad \operatorname{Im} [Y_{r2}] = 0.08 \quad \text{mho}$$

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

Ces valeurs sont données pour le montage base commune.

Après application de la méthode d'optimisation non linéaire COMET [20], nous obtenons la valeur du maximum de la fonction G avec le couple de variables

X_1 et X_2 qui a donné cet extremum. Le maximum de la fonction G trouvé est de :

$$G_{\max} \approx 4.61 \text{ mmho}$$

avec le couple X_1 et X_2

$$X_1 \approx 9.93 \text{ mmho}$$

$$X_2 \approx 3.99$$

Compte tenu de la fréquence de travail (27 Mhz) et des résultats précédents nous déduisons les valeurs de $R_{L\min}$, C_1 et C_2 :

$$R_{L\min} \approx 220 \Omega$$

$$C_1 \approx 27 \text{ pF}$$

$$C_2 \approx 10 \text{ pF}$$

4-2 OPTIMISATION DE L'ADAPTATEUR D'ANTENNE

Au vu de la valeur optimale de la charge obtenue précédemment ($R_{L\min} = 220 \Omega$) et de la valeur de la résistance de rayonnement d'une antenne filaire $\frac{\lambda}{4}$, (73Ω) [9,28], nous sommes contraints d'insérer un adaptateur d'antenne entre les deux circuits. L'adaptateur sera un circuit LC en Π représenté par la figure (4.1).

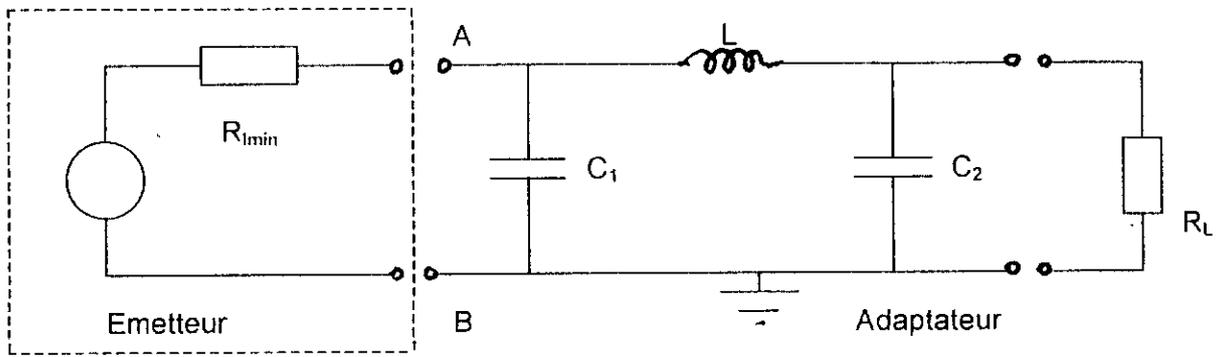


Figure 4.1 : Adaptateur d'antenne en π

Posons :

$$X_1 = \frac{1}{C_1 \omega} \quad (4.5)$$

$$X_2 = \frac{1}{C_2 \omega} \quad (4.6)$$

$$X_3 = L \omega \quad (4.7)$$

L'expression vue entre les points A et B s'écrit :

$$Z_{AB} = (-jX_1) // (jL\omega + Z_0) = (-jX_1) // (Z_1)$$

avec $Z_0 = \frac{R_L X_L}{X_2 + jR_L}$

$$Z_1 = jL\omega + Z_0$$

Après calcul l'expression de Z_{AB} :

$$Z_{AB} = \frac{X_1 X_2 X_3 + jX_1 R_L (X_3 - X_2)}{R_L X_2 + R_L X_1 - R_L X_3 + j(X_2 X_3 - X_1 X_2)} \quad (4.8)$$

Posons :

$$Z_{AB} = \frac{A + jB}{C + jD} = \frac{AC + BD}{C^2 + D^2} + j \frac{BC - AD}{C^2 + D^2}$$

$$Z_{AB} = \alpha + j\beta$$

Par identification nous aurons :

$$A = X_1 X_2 X_3 \quad (4.9)$$

$$B = X_1 R_L (X_3 - X_2) \quad (4.10)$$

$$C = R_L (X_1 + X_2 - X_3) \quad (4.11)$$

$$D = X_2 (X_3 - X_2) \quad (4.12)$$

La résistance optimale de l'émetteur étant de 220Ω , donc nous souhaiterions que l'impédance Z_{AB} ait la forme suivante :

$$Z_{AB} \approx 220\Omega + j(\beta)$$

Après identification nous devons obtenir :

$$\alpha = 220\Omega \quad \text{et} \quad \beta = 0$$

La partie imaginaire doit tendre vers 0, ce qui revient à minimiser la fonction β . Nous utiliserons encore une fois la méthode d'optimisation non linéaire COMET [20].

Les résultats obtenus sont les suivants :

$$X_1 \approx 73.4 \Omega$$

$$X_2 \approx 48.2 \Omega$$

$$X_3 \approx 99.8 \Omega$$

Notre émetteur a une fréquence de travail de 27 MHz, pour cela nous trouvons les valeurs suivantes :

$$C_1 \approx 15 \text{ pF}$$

$$C_2 \approx 22 \text{ pF}$$

$$L \approx 0.10 \mu \text{ H}$$

CHAPITRE 5 - SIMULATION A L'AIDE DU LOGICIEL SPICE

5-1 INTRODUCTION

Le logiciel SPICE [1,17,18,19,21], puissant outil de conception assistée par ordinateur de circuits électroniques, permet de réaliser des simulations du fonctionnement d'un montage électronique. Il permet aussi d'analyser leur fonctionnalité et leurs performances avant même d'entreprendre sa phase de réalisation. La simulation permet également de vérifier le circuit dans toutes les conditions extrêmes couvrant la gamme de température, de tension de dispersion des composants et des paramètres qui peuvent affecter les performances du circuit. Le logiciel SPICE travaille sur des fonctions continues (tension, courant, charge,...). Il évalue tous les noeuds d'un circuit à chaque pas de temps (time step), manipule des matrices de valeurs numériques et fonctionne par résolution de systèmes d'équations différentielles par les algorithmes des itérations successives (Newton, Gear,...).

Il permet d'effectuer principalement trois types d'analyses constituant les concepts essentiels de tout système.

- Régime continu (DC).
- Régime fréquentiel (AC).
- Régime transitoire (TRAN).

Nous trouvons, en complément des analyses paramétrées (températures, tension d'alimentation,...etc), l'analyse de pire cas, l'analyse de bruit, l'analyse de sensibilité et une analyse statistique de type Monte-Carlo, qui permet de jouer sur les paramètres d'un composant dans leur intervalle de tolérance.

La réalisation des circuits électroniques fonctionnant en hautes fréquences, à partir de quelques MHz, pose des problèmes assez délicats. En effet, l'implantation des composants sur le circuit imprimé n'est pas arbitraire car pratiquement tous les composants se comportent comme de petites antennes. Par exemple, pour deux résistances placées l'une à côté de l'autre, il se pourrait que les diagrammes de rayonnement se chevauchent et par conséquent il y aura naissance d'une tension induite dans l'autre résistance. Cette tension induite peut aussi bien s'ajouter que se retrancher donnant ainsi un résultat contraire à celui recherché. Pour cela, dans le choix de l'emplacement des différents composants de notre circuit, nous avons la phase du signal en chaque noeud d'analyse. Grâce à cette étude, et à l'aide du logiciel SPICE (33), nous avons pu placer convenablement les composants sur la maquette, éliminant ainsi l'effet des rayonnements.

5-2 SIMULATION DE LA CELLULE D'ATTAQUE EN FM

La cellule d'attaque est représentée par la figure (3.5).

L'étude se fera en transitoire en prenant pour tension de modulation $a(t)$ un signal sinusoïdal de la forme :

$$a(t) = A \cos \Omega t$$

avec $F = 50\text{Hz}$ et $A = 3\text{Volts}$

Les graphes des tensions V_1 , V_2 et V_3 sont représentés sur la figure (5.2).

à $V_2(0) = +V_{cc} = 5\text{v}$, d'après les caractéristiques du constructeur de la varicap BB105, nous avons une capacité de 9pF.

à $V_{2\max} = V_{cc} + A = 8v$, on a $C_{d\min} \approx 7 \text{ pF}$

à $V_{2\min} = V_{cc} - A = 2v$, on a $C_{d\max} \approx 12 \text{ pF}$

Le logiciel SPICE [1,16] permet de réaliser des simulations avec certains composants dont la Loi de variation est polynomiale en fonction de la tension qui leur est appliquée. A partir de la caractéristique capacité-tension de la varicap BB105, nous avons trouvé la Loi de variation suivante :

$$C_d \approx C_{d0} + C_{d1} u \quad (5.1)$$

Avec $C_{d0} \approx 14\text{pF}$

$$C_{d1} \approx -1\text{pF/V}$$

5-3 SIMULATION DE LA CELLULE D'ATTAQUE EN FSK

La cellule d'attaque précédente est attaquée maintenant par des signaux carrés de fréquence 50Hz et variant entre 0V et 4.5V. Les graphes des tensions V_1 , V_2 et V_3 sont représentés sur la figure (5.3).

D'après les caractéristiques fournies par le constructeur, nous pouvons relever les valeurs suivantes :

$$V_2(t=0) = +V_{cc} = 4.5v \quad \text{ce qui donne } C_{d\max} \approx 9\text{pF}$$

$$V_{2\max} = +V_{cc} + 4.5v = 9v \quad \text{d'où } C_{d\min} \approx 5\text{pF}$$

Pour la varicap, nous avons toujours une Loi de variation de la forme :

$$C_d \approx C_{d0} + C_{d1} u$$

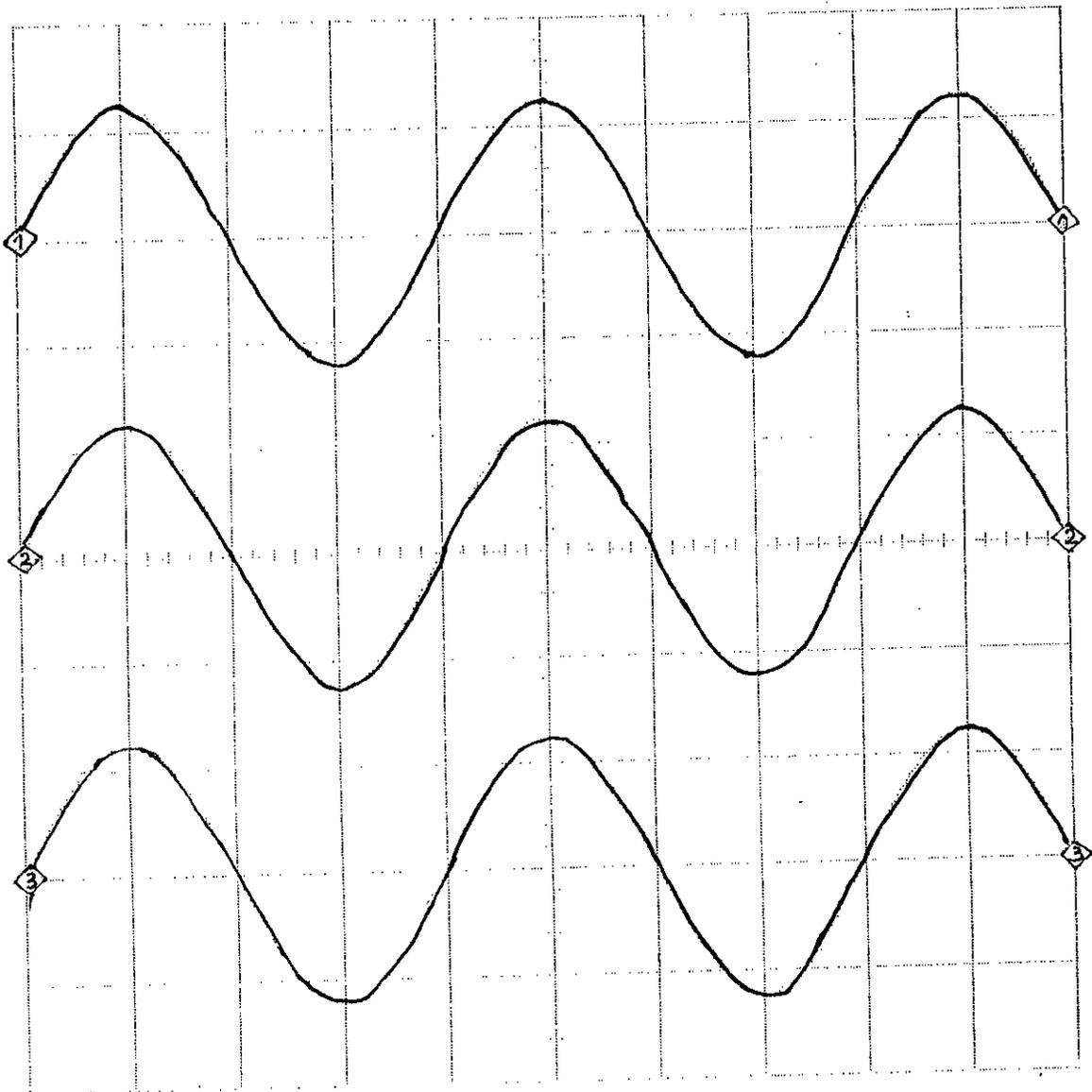
où C_{d0} et C_{d1} ont les mêmes valeurs que celles trouvées précédemment. La valeur de la résistance de polarisation de la varicap a été ajustée grâce à l'utilisation de Spice de sorte que V_2 et V_3 soient une copie de l'impulsion d'entrée avec, en plus, la composante continue V_{cc} .

L'interprétation des figures (5.2) et (5.3) peut se résumer par :

- Le canal 1 "CH.1", représente le signal modulant de période 1ms, d'amplitude crête 2.5v. Nous ajoutons une composante continue indiquée par Yzéro et représenté par une croix afin de rendre lisible les courbes sur le graphe.
- Le canal 2 "CH.2", signal après le condensateur de liaison C_L de même période que le signal modulant. Le point Yzéro affiche 4.5v correspond à V_{cc} qui est appliqué à ce point à travers la résistance de $1M\Omega$. Nous aurons donc une variation de potentiel (V_2) de $\pm 2.5v$ par rapport à 4.5v.
- Le canal 3 "CH.3", signal appliqué à la varicap. Il a la même période et la même amplitude crête. Nous effectuons un décalage vers le bas, toujours afin de rendre les courbes lisibles.

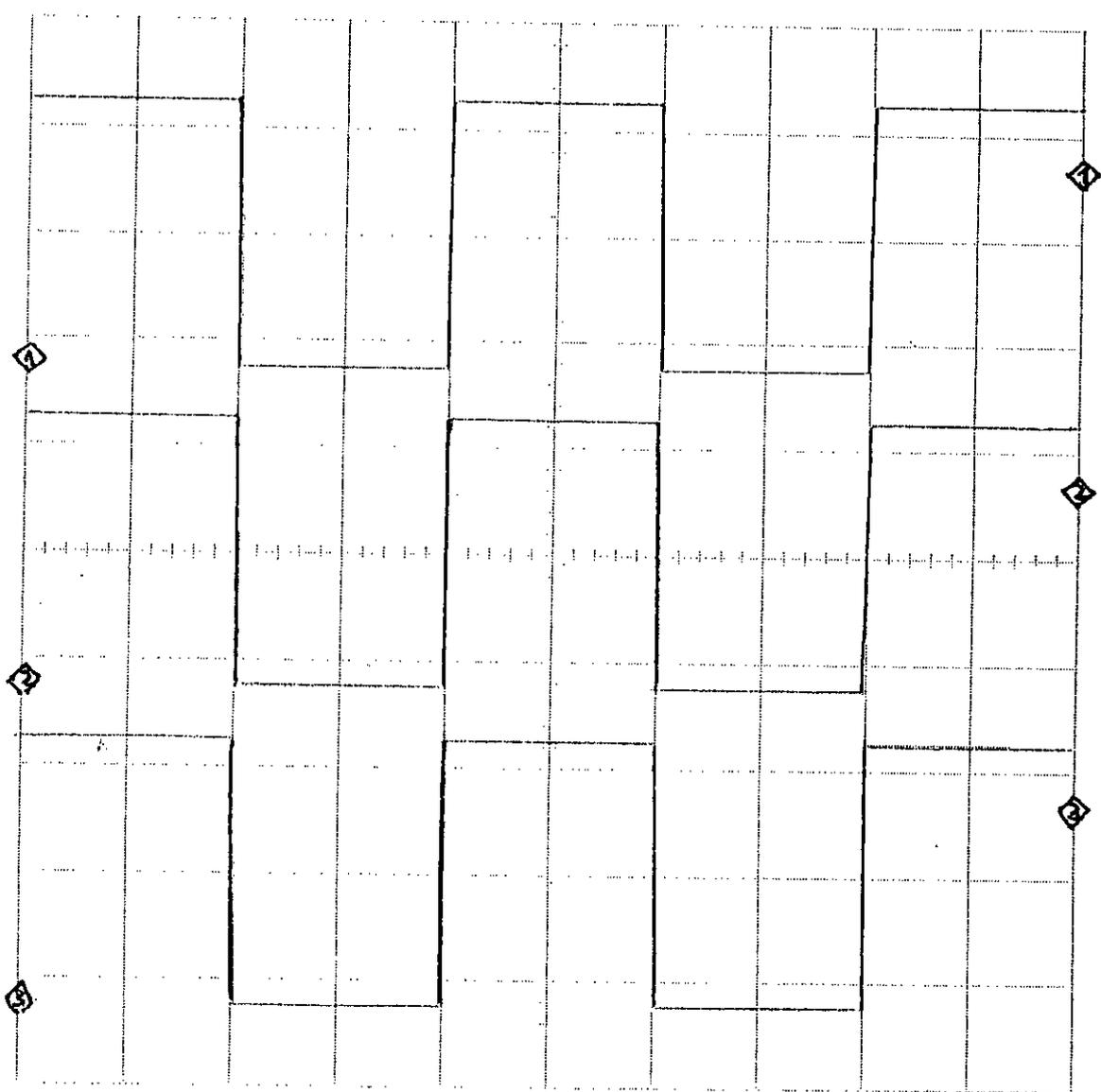
Pour la figure (5.3), nous pouvons l'interpréter de façon analogue, seulement dans ce cas le signal est impulsionnel.

Nous avons maintenu la même échelle pour les trois courbes.



CH 1 VIN vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO -6.00 V	VER	-0.00E0V	1.25MV	1.25MV
XSCALE 5MSEC/DIV				
XZERO 25.0MSEC	HOR	2.91NSEC	50.0MSEC	50.0MSEC
CH 2 VMED vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO 4.50 V	VER	4.50 V	4.50 V	0.00E0V
XSCALE 5MSEC/DIV				
XZERO 25.0MSEC	HOR	2.91NSEC	50.0MSEC	50.0MSEC
CH 3 VS vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO 10.5 V	VER	4.50 V	4.50 V	0.00E0V
XSCALE 5MSEC/DIV				
XZERO 25.0MSEC	HOR	2.91NSEC	50.0MSEC	50.0MSEC

Figure 5.2 : Variations de $V_1(t)$, $V_2(t)$ et $V_3(t)$ en FM.



CH 1 VIN vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO 1.00 V	VER	4.50 V	8.30 V	3.80 V
XSCALE 5MSEC/DIV				
XZERO 25.0MSEC	HOR	2.91NSEC	50.0MSEC	50.0MSEC
CH 2 VMED vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO 7.00 V	VER	4.50 V	8.28 V	3.78 V
XSCALE 5MSEC/DIV				
XZERO 25.0MSEC	HOR	2.91NSEC	50.0MSEC	50.0MSEC
CH 3 VS vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO 13.0 V	VER	4.50 V	8.28 V	3.78 V
XSCALE 5MSEC/DIV				
XZERO 25.0MSEC	HOR	2.91NSEC	50.0MSEC	50.0MSEC

Figure 5.3 : Variations de $V_1(t)$, $V_2(t)$ et $V_3(t)$ en FSK

CHAPITRE 6 - ANALYSE DE MONTE CARLO

6-1 INTRODUCTION

L'analyse de Monte Carlo permet l'évaluation de la performance du circuit en question basée sur les variations statistiques des tolérances des composants définissant une (des) fonction(s) précise(s) [17,18,24]. L'analyse de Monte Carlo est fondamentale pour prévoir comment un circuit dont les valeurs des composants varient, fonctionnera dans le cas réel, c'est-à-dire quand le montage sera réalisé.

La méthode d'analyse de Monte Carlo commence par le développement du circuit de travail. Après s'être assuré que, la structure du circuit est correcte, on peut attribuer les valeurs de tolérance des composants ou les modèles de paramètres. La tolérance correspond à la valeur 3 fois l'écart type (+ 99,87%) que le paramètre peut prendre sous des conditions réelles de fonctionnement. Les valeurs de paramètre sont basées sur un modèle statistique gaussien. En ce point l'exécution d'un cas nominal est faite. La simulation du circuit est décrite c-à-d sans fluctuation comme nominale car les valeurs des composants seront à leurs niveaux moyens [24]. L'utilisateur prendra alors les résultats de cette étude du cas nominal pour choisir les divers critères de performance qui seront examinés. Un critère de performance est sélectionné en utilisant INTU_SCOPE. Cette analyse du circuit est réalisée en construisant le circuit avec des valeurs des différents paramètres pour des composants ou modèle de paramètres ayant une tolérance.

L'exécution de chaque essai du circuit est simulé en utilisant IS_SPICE. Après la simulation, les résultats de l'analyse pourront être visualisés grâce à INTU_SCOPE.

6-2 PROCEDURE DE L'ANALYSE DE MONTE CARLO

Comment mener une analyse de Monte Carlo

1^{ère} étape : Etablir le circuit de travail dont les paramètres possèdent des tolérances ou pour lesquels on veut faire passer des tolérances et ainsi voir l'effet sur la (les) grandeur(s) utilisée(s).

Ensuite faire exécuter le programme.

2^{ème} étape : Rajout des tolérances.

Cette partie consistera à mettre des tolérances sur les paramètres que l'on souhaite faire varier durant l'analyse de Monte Carlo. Une quelconque valeur incluant des valeurs de composant, modèle de paramètres etc a une tolérance spécifiée.

Syntaxe *Parameter TOL= val

Où val est un nombre ou (a%).

*Parameter [nom].

*TOL name LOT = val1 DEV = val2

où val1 et val2 sont des nombres ou (a%).

Exemple :

	Instruction	$\pm 3\sigma$ d'intervalle
R1	1 2 1K TOL= 10%	.900K à 1.1K
R2	3 4 .01 TOL= .1	.009 à 0.011

Le second format, qui n'utilise pas le symbole (a%), interprète la valeur comme un nombre absolu. Dans les 2 cas le nombre résultant sera pris comme trois fois l'écart type (3σ) à partir de la valeur du paramètre basé sur des statistiques gaussiennes.

Des tolérances peuvent aussi être attribuées indirectement au moyen d'une référence entre crochets. Quand ceci a lieu, des composants différents peuvent partager les mêmes statistiques. Des états peuvent être spécifiés moyennant l'utilisation de " LOT to LOT " avec " LOT = valeur " et les variations contenues dans un seul " LOT " en utilisant " DEV = valeur ". Ceci est utile pour le cas des circuits intégrés où la tolérance du " DEVICE " (DEV) est petite et la tolérance " LOT " est grande.

La génération de nombres aléatoires par défaut prend une distribution gaussienne en sommant 12 nombres aléatoires distribués uniformément, un processus qui va produire une distribution gaussienne en accord avec la théorie de probabilité.

La dynamique des composants : il y a des moyens pour attribuer des échelles de valeur aussi bien aux composants qu'aux tolérances. Le plus simple est de donner une échelle au composant dans un sous circuit.

Exemple : Le NETLIST (ensemble d'instructions dans un langage propre à SPICE) d'un circuit sans tolérance, est le suivant :

```
X1 1 2 3 MIRROR
X2 5 6 8 MIRROR
* SUBCKT MIRROR 1 2 3
R1 1 2 1K
R2 5 6 1K
:
:
* ENDS
```

On définit le sous circuit X1

On veut analyser ce circuit à l'aide de la méthode de Monte Carlo en y ajoutant les tolérances des composants et des C.I.

```
*DEFINE STATS = { R1= 1K [ NRES ] + R2= 1K [ NRES ] } : On définit une variation
                                                         statistique pour R1 et R2
X1 1 2 3 MIRROR STATS : Les 2 circuits intégrés
```

```
X2 5 6 8 MIRROR STATS
```

: X1 et X2 utilisant la définition de STATS.

```
* TOL NRES LOT = 30% DEV = 2%
```

: Attribution de la tolérance aux composants et aux 'DEVICE'.

```
* SUBCKT MIRROR 1 2 3
```

```
R1 1 2 [R1]
```

```
R2 5 6 [R2]
```

```
* ENDS
```

On explicite le sous-circuit X1, c-à-d ses constituants.

La tolérance pour l'analyse de Monte Carlo doit être évaluée avant de faire passer les paramètres.

Dans l'exemple précédent, les deux résistances R1 et R2 ont des valeurs de 1K Ω auxquelles on ajoute les tolérances avant de les faire passer dans le sous-circuit MIRROR. Chaque fois que le sous-circuit MIRROR est appelé, une représentation différente du sous-circuit sera créée car les résistances auront chacune une valeur différente et un rapport différent, les deux dépendent des statistiques.

3^{ème} étape : Faire exécuter le cas nominal (Nominal Monte Carlo).

Le cas nominal doit être exécuté en vue d'obtenir un fichier de sortie nominal. Le fichier de sortie nominal sera pris en compte quand le programme de réduction de données de l'analyse de Monte Carlo est créé. Le programme de réduction de données est nécessaire dans le but d'exécuter l'analyse de Monte Carlo ultérieurement.

Si les options "Lots" et "cases" sont incluses, alors le programme MONTE.EXE créera le nombre demandé de circuits correspondant au nombre de lot "n" fois le nombre de cas "m". C-à-d $N = n.m$ circuits.

4^{ème} étape : Utilisation du programme de réduction des données à l'aide de INTU_SCOPE.

Une fois le cas nominal traité, nous passons sous INTU_SCOPE (scope de ISPICE). Il faudrait valider, en mettant, "ON" pour créer un fichier avec l'extension PGM; c-à-d "create a program (.PGM) file" et passer sous Intu_scope. Nous appellerons le sous répertoire qui aura le même nom que celui que nous avons utilisé pour le circuit à étudier. Par exemple, si le nom du circuit de travail s'appelle AMPLI, le nominal case créera un sous répertoire qui aura le nom de AMPLI et tous les fichiers d'analyse de Monte Carlo seront stockés sous ce nouveau répertoire.

Donc sous INTU_SCOPE, nous appellerons le fichier AMPLIAMPLI c-à-d le fichier de sortie simulé dans le sous_répertoire.

Nous visualisons le signal qui a été demandé par la simulation et nous opérons comme suit :

1. Activer le mode temps réel à l'aide de " CTRL R".
2. Ecrire toutes les instructions qui mettront toutes les valeurs à sauvegarder dans l'accumulateur.
3. Taper " CTRL B" après chaque demande de sauvegarde d'une mesure.

Pour chaque circuit simulé (Li Cj , N = i.j circuits) nous pouvons sauvegarder jusqu'à 64 mesures différentes.

Le fichier de sortie, à l'issue de N = i.j circuits, est appelé, MONTE.OUT. Ceci indiquera pour une colonne donnée toutes les valeurs mesurées pour les N circuits (voir figure 6.1). La sortie sera listée par nombre de colonne, COL1, COL2,COLm, où m est le nombre total de mesures qui ont été demandées sous INTU_SCOPE.

```

The MTESORT.EXE output
-----
1 .PRINT TRAN COL1 COL2 COL3 COL4 COL5 COL6 COL7 COL8
2 .END
3
4
5 TRANSIENT ANALYSIS
6
7
8 -
9
10 CASE COL1 COL2 COL3 COL4
11
12
13 0 -5.81562E1 2.54859E5 -4.78983E1 1.18758E5
14 1 -4.91562E1 3.46759E5 -3.19687E1 1.56675E5

Monte Carlo Output File Listing (Monte.Out) showing line
numbers on the left and contents on the right.

```

Figure 6.1 : Fichier de sortie

NOTES IMPORTANTES

1. On ne doit pas utiliser les touches :
 - _ Flèche gauche
 - _ Flèche droite
 - __ Les fonctions F1 et F2.

pour déplacer le curseur en créant un fichier PGM.

2. On doit utiliser l'accumulateur et les fonctions F3 à F10 pour déplacer le curseur sur la forme d'onde et enlever ou placer des valeurs dans l'accumulateur.
3. On doit se rappeler l'ordre dans lequel on a demandé les différentes mesures. Exemple dans "COL1", on a demandé de sauvegarder la valeur mini "COL2" on a demandé de sauvegarder la valeur maxi. etc..

Un exemple de jeux d'instructions pour mesurer la variation de tension de sortie maximale et le temps correspondant.

Touches	Mesure et effet
AMPLIAMPLI	Ouverture du menu (circuit Ampli)
ENTER	Type d'analyse (transitoire)
ENTER	Type de graphe (linéaire)
ENTER	Sélection du canal (Ch.1)
ENTER	Sélection du point (Vout)
ENTER	Echelle (échelle automatique)
ENTER	Affichage du signal Vout
Λ R	Active le mode temps réel
	Met la valeur Vout max dans l'accumulateur
Λ B	Ceci permettra de sauvegarder toutes les valeurs max pour chaque circuit (Li Cj = N) durant l'analyse de Monte Carlo.
Λ← (Λ flèche gauche)	Déplace le curseur de droite au point Vout max
F4	Met la valeur du temps qui a donné Vout max Dans l'accumulateur.
ΛB	Stockera le temps correspondant à Vout max pour chaque circuit (N = Li Cj) durant l'analyse de Monte Carlo.
ΛQ	Quitter INTU_SCOPE et sauvegarder le fichier PGM.

Remarque : des données dans chaque colonne sont classées de la plus petite à la plus grande. (voir figure 6.1).

5^{ème} étape : Exécution de la simulation de Monte Carlo.

Dans le menu Pre-Processing,

*Valider à l'aide du symbole ">" les instructions suivantes :

a/ > Include Librairies

b/ > Evaluate Parameter List

c/ > Monte Carlo

- . Lots = 1
- . Cases = 12

L'analyse réelle de Monte Carlo est exécutée à partir de ICAPS après avoir utilisé le programme de réduction de données dans INTU_SCOPE. L'analyse de Monte Carlo commencera par créer le nombre approprié des cas de circuit fondé sur les nombres " LOT " et " CASES " mentionnés.

Exemple : Si " LOTS " = 2 et " CASES " = 4

Cela créera 8 circuits, chacun avec des tolérances différentes. Tous les fichiers sources de Monte Carlo sont sauvegardés avec une numérotation pour identifier les exécutions avec "LOTS" et "CASES" par Li#Cj#. Où i variant de 1 à la valeur "Lot" et j variant de 1 à la valeur "Cases"

6^{ème} étape

Interprétation des données obtenues par l'analyse de Monte Carlo

Après avoir terminé l'analyse de Monte Carlo, on souhaite visualiser les données rassemblées par le traitement. Il y a plusieurs types de grille disponibles pour la visualisation à l'aide du SCOPE de SPICE (INTU_SCOPE) et les analyses statistiques.

Le fichier figure 6.1 [19] utilise une analyse transitoire en tête et a les données pour chaque colonne écrites dans l'ordre croissant des valeurs pour chaque cas.

L'axe des X est simplement le nombre de cas.

La dernière étape fait appel à l'analyse des données de sortie trouvées dans le fichier MONTE_OUT et ceci grâce au scope de SPICE. Deux types de représentation : histogramme et probabilité, sont disponibles pour l'analyse statistique.

6-3 APPLICATION DE LA METHODE DE MONTE CARLO A NOTRE ETUDE

Nous allons procéder à une analyse de chaque bloc de la chaîne de télémesure de façon à déterminer le(s) bloc(s) qui sont susceptibles d'être le siège de fluctuations.

La chaîne de télémesure est composée de : figure (6.2)

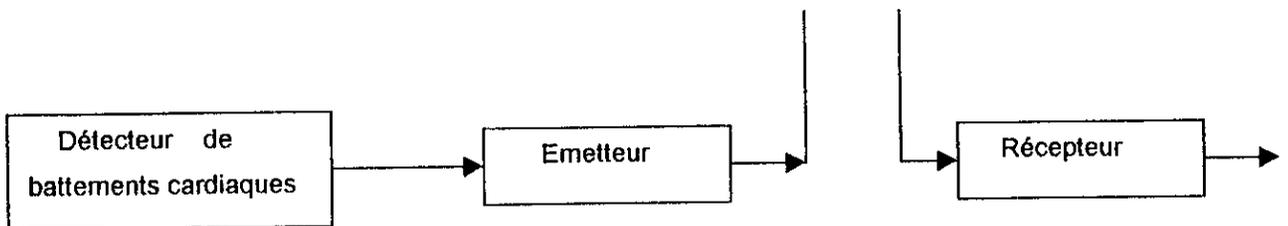


Figure 6.2 Schéma synoptique d'une chaîne de Télémesure

Bloc : Détecteur de battements cardiaques

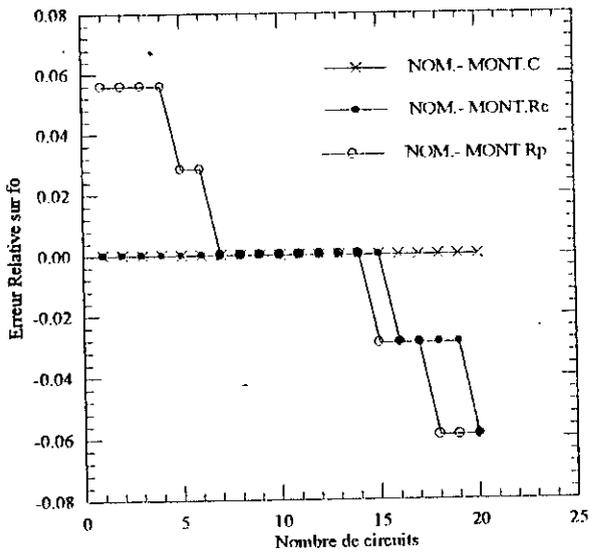
La fréquence du signal cardiaque est de 60Hz , de plus la bande de transmission a une largeur de 2.5 KHz . De ce fait, nous pouvons déduire qu'aucune influence n'est possible lors des variations des paramètres de cet étage.

Bloc : Emetteur

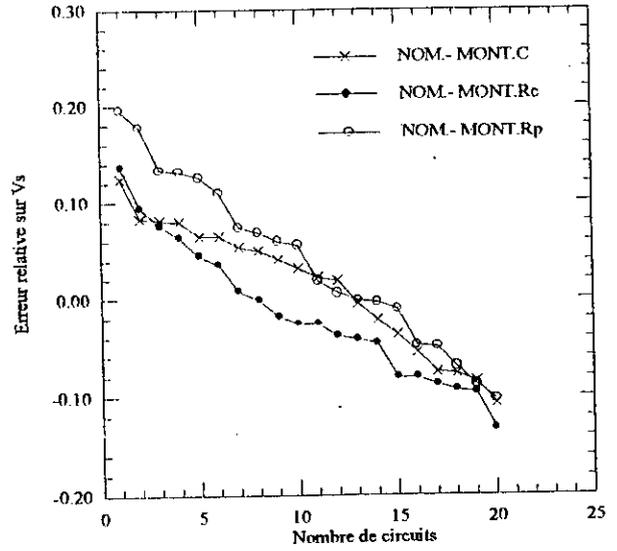
Si nous prenons une tolérance donnée sur les composants de l'émetteur, il va y avoir des conséquences sur la réception du message à savoir :

- Qualité de la réception
- Largeur de bande
- Largeur du canal.

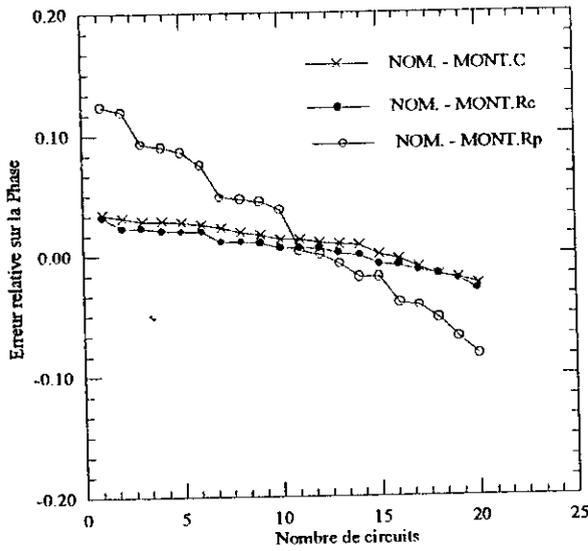
Donc, trois principales grandeurs susceptibles de modifier le bon fonctionnement de la chaîne de télémesure.



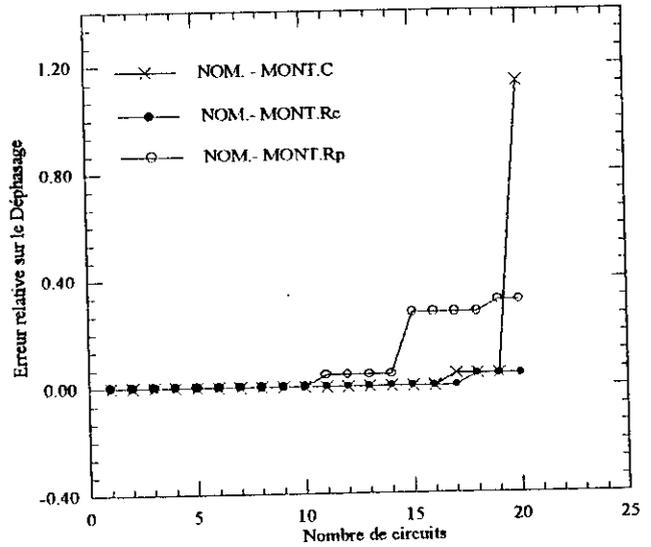
a) Courbes donnant l'erreur relative de f_0 pour V_{smax} .



b) Courbes donnant l'erreur relative de V_{smax} à 27MHz.



c) Courbes d'erreurs relatives de la phase de V_s à 27MHz.



d) Courbes d'erreurs relatives du déphasage ($V_s - V_{in}$) à 27MHz.

Figure 6.4 : Courbes résultant de l'analyse de Monte Carlo.

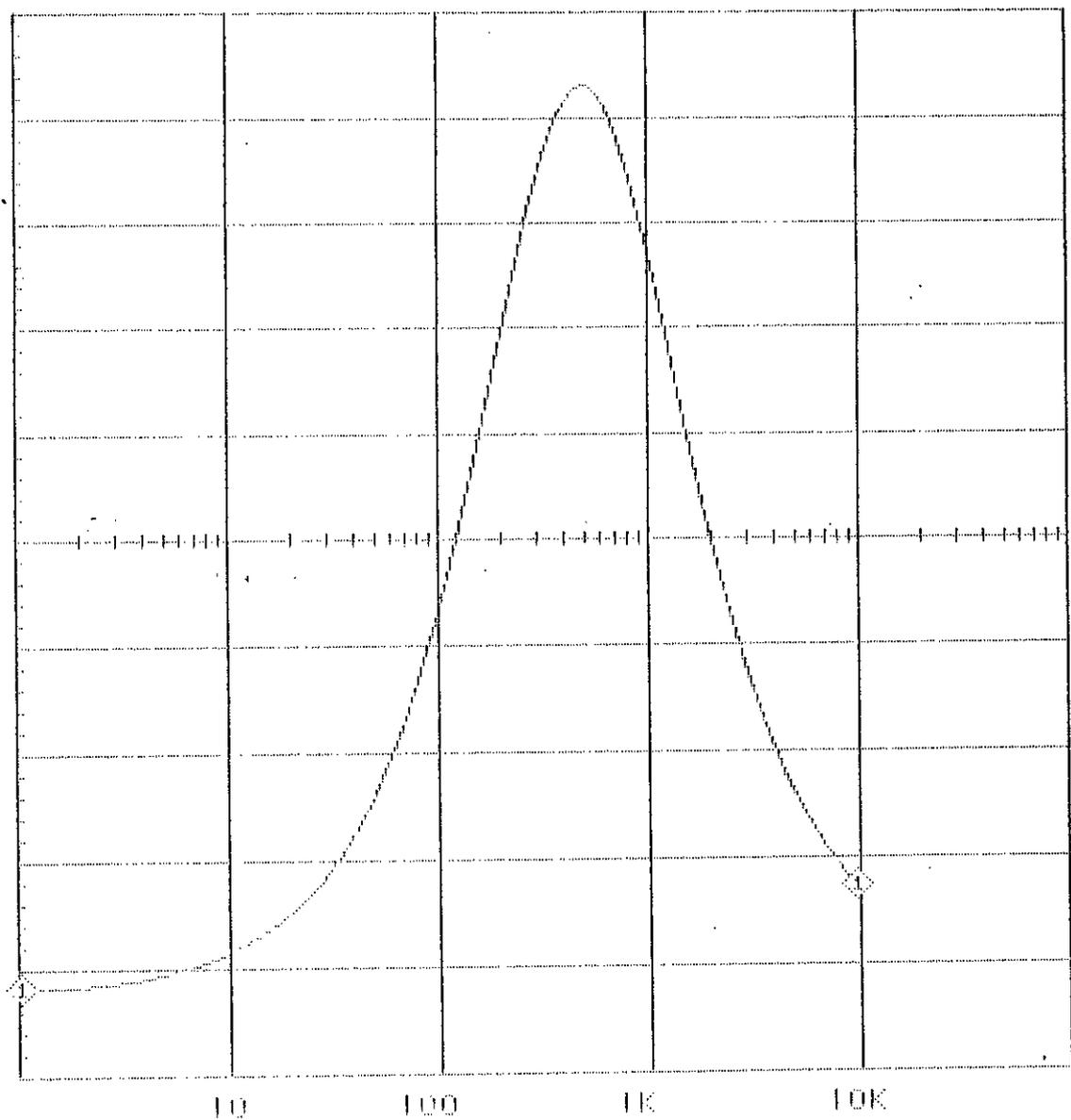
L'interprétation des figures 6.2 et 6.3 peut se résumer comme ci-après :

- Pour toutes les courbes, nous constatons des oscillations des valeurs (fréquence, tension de sortie, phase, et déphasage) autour des valeurs nominales. Nous remarquons même une certaine symétrie des courbes par rapport à la courbe nominale de façon qu'en moyenne, nous retrouvons la courbe nominale. Néanmoins, ces fluctuations sont suffisamment importantes pour en tenir compte.
- Les courbes donnant les erreurs relatives des variables précédentes nous montrent qu'ils existent des variations des différents cas par rapport au cas nominal, pris comme référence.

Nous retrouvons les mêmes résultats à l'aide des courbes obtenues par l'oscilloscope du logiciel SPICE, à savoir en prenant des tolérances sur le diviseur capacitif "C", puis sur les résistances de polarisation "Rp", et enfin sur la résistance de charge "Rc" en les comparant toujours par rapport au cas nominal. (voir figures 6.4a, 6.4b, 6.4c, et 6.4d).

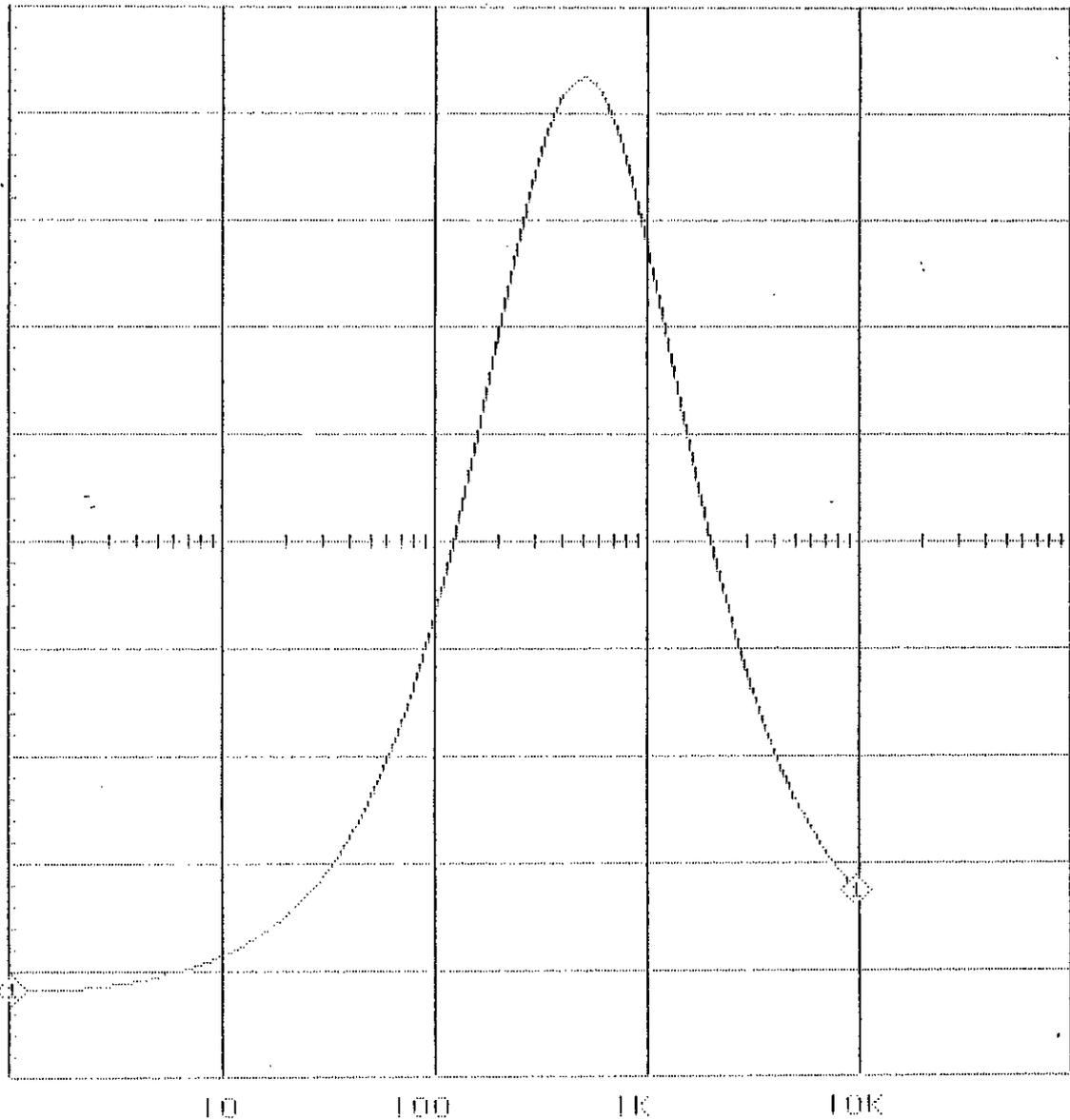
CONCLUSION :

Les fluctuations des composants électroniques (tolérances) introduisent une modification significative des paramètres (C, Rp, et Rc) retenus par rapport au cas nominal qui est considéré comme une référence c-à-d sans tolérance. Il nous est donc, impératif de tenir compte des tolérances des différents composants pour obéir aux contraintes du cahier de charges.



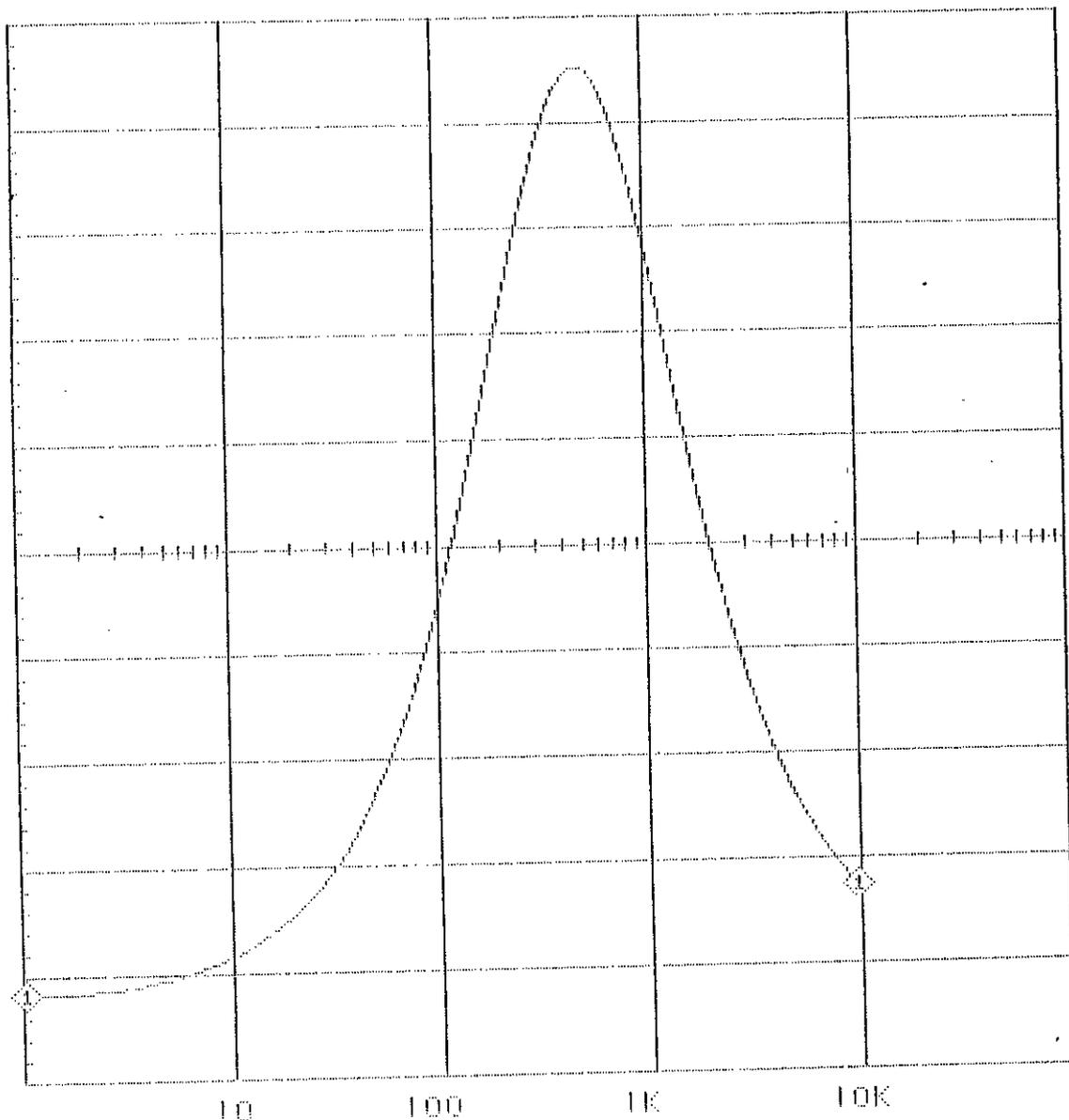
CH 1 VS vs FREQ	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 200MV/DIV				
YZERO 840MV	VER	2.00MV	187MV	185MV
XSCALE 100.0KHZ	HOR	100.0KHZ	972MEGHZ	972MEGHZ

Figure 6.4a: Tension de sortie en Nominal.



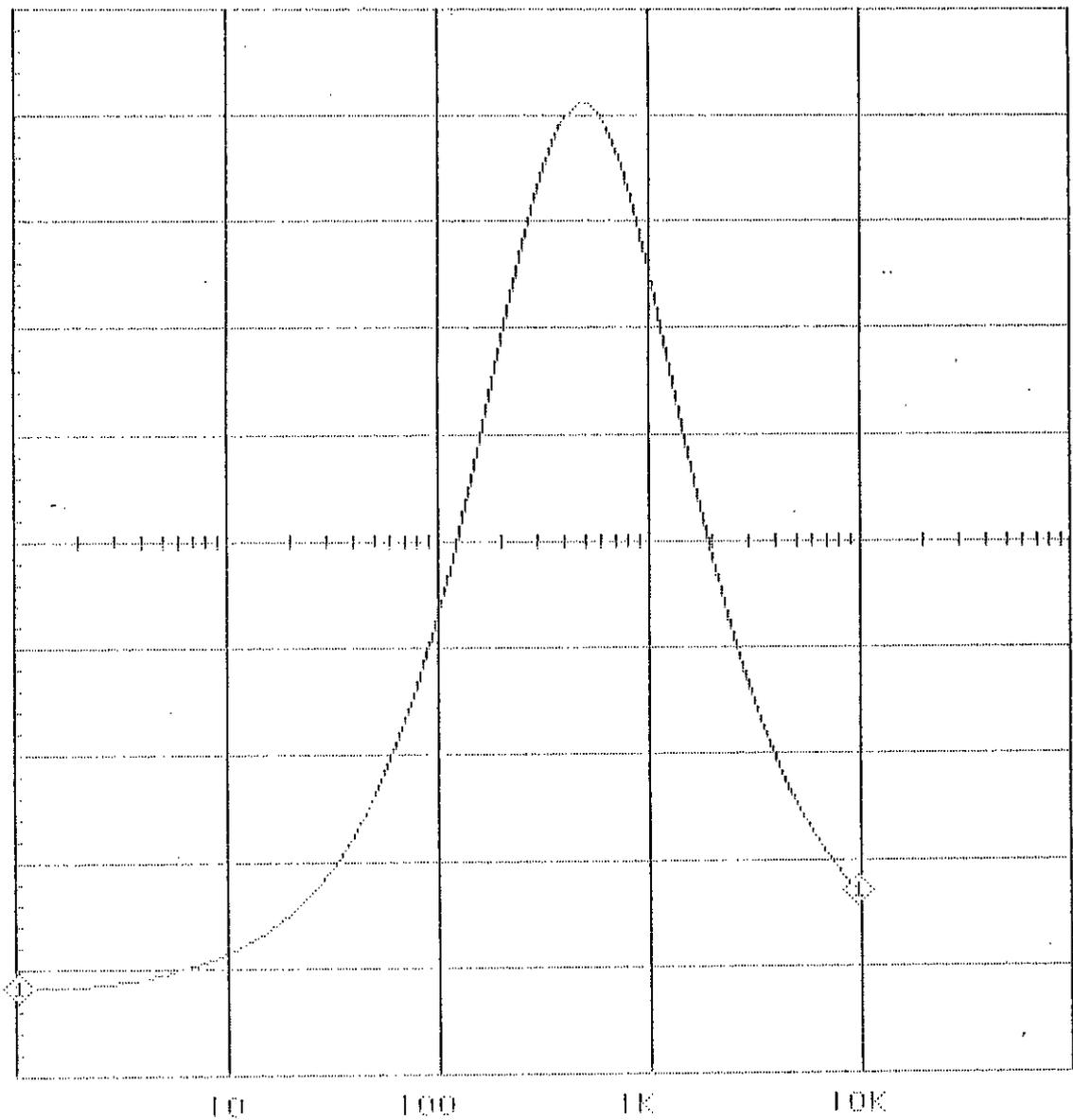
CH 1 VS vs FREQ	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 200MV/DIV				
YZERO 840MV	VER	2.00MV	189MV	187MV
XSCALE 100.0KHZ				
	HOR	100.0KHZ	972MEGHZ	972MEGHZ

Figure 6.4b : Tension de sortie avec Monte Carlo pour " C"



CH 1 VS vs FREQ	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 200MV/DIV	VER	2.00MV	188MV	186MV
YZERO 840MV				
XSCALE 100.0KHZ	HOR	100.0KHZ	972MEGHZ	972MEGHZ

Figure 6.4c : Tension de sortie avec Monte Carlo pour "R_c"



CH 1 VS vs FREQ	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 200MV/DIV				
YZERO 840MV	VER	2.00MV	181MV	179MV
XSCALE 100.0KHZ	HOR	100.0KHZ	972MEGHZ	972MEGHZ

Figure 6.4d : Tension de sortie avec Monte Carlo pour "R_p"

PARTIE C : APPLICATION ET RESULTATS

CHAPITRE 7 - APPLICATION : ACQUISITION DU SIGNAL CARDIAQUE

7-1 INTRODUCTION

Parmi les nombreuses applications en électronique médicale, nous retiendrons celle consistant en la mesure des pulsations cardiaques et sa transmission à distance. Cette mesure revêt un intérêt particulier, non seulement chez les sujets atteints de maladies, mais aussi pour les sportifs, ceci permet de vérifier leur état physique après chaque entraînement.

Nous commencerons par étudier le détecteur de battements cardiaques.

7-2 PRINCIPE DE LA MESURE ELECTROPHYSIOLOGIQUE

Le principe consiste à capter, amplifier, mettre en forme et visualiser les variations de certaines grandeurs du corps humain [5].

Une chaine de mesure électrophysiologique comprendra alors classiquement les parties suivantes figure (7.1) :

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

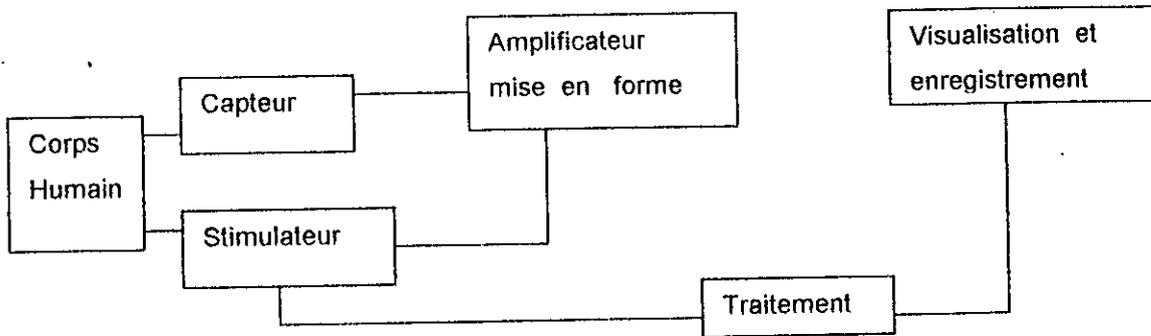


Figure 7.1 : Schéma synoptique d'une chaîne de mesure Électrophysiologique.

7-3 SYNOPTIQUE DU MONTAGE PROPOSE

Le montage proposé pour la visualisation des battements cardiaques sera constitué des blocs suivants : figure (7.2)

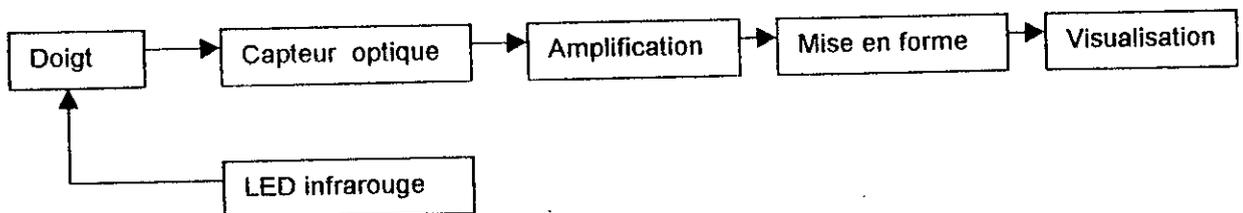


Figure 7.2 : Synoptique du montage proposé

7-3-1 Capteur optique de pulsation

Il s'agit d'un phototransistor dans le montage. Chaque pulsation cardiaque envoie tout d'abord du sang sous pression dans les artères. La pression malgré l'élasticité des 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 bien couverte par le doigt afin d'éviter toute lumière parasite.

7-3-2 Amplification

Le signal en sortie du capteur (phototransistor) est généralement accompagné d'un bruit. Ce dernier est de provenance diverse et d'amplitude faible rendant sa manipulation délicate, d'où l'intérêt de l'amplification.

Le bloc amplificateur est d'abord constitué d'un préamplificateur qui réalise la meilleure adaptation possible. Par adaptation nous entendons principalement la non détérioration du rapport signal à bruit par le préamplificateur.

Le préamplificateur [5] 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.

7-3-2-1 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 dûs à l'environnement de la prise de mesure. Pour chaque type de bruit, il existe des solutions propres et distinctes.

7-3-2-2 Identification des bruits internes

L'amplificateur opérationnel peut être le siège de différents types de bruit [8] que nous allons définir succinctement.

Le bruit de JOHNSON

Situé dans une bande de fréquence comprise entre 1 et 100 KHz, ce bruit est dû à l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs [8].

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 bruits, cela dépend du composant et de la fréquence de travail.

Le bruit de Schottky

Il affecte une importante bande de fréquence (1 à 100 KHz), il est causé par la création et la recombinaison des paires électron - trou au niveau des jonctions des semi-conducteurs [8].

Son expression est donnée par :

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

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

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.

7-3-2-3 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 classés dans cette catégorie.
- 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.

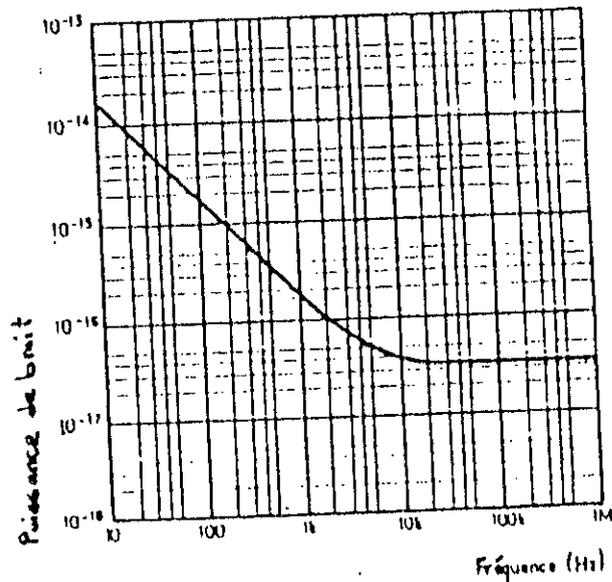


Figure 7.3 : Courbe représentant la puissance de bruit en fonction de la fréquence pour un amplificateur.

7-3-2-4 Réduction du bruit

Dans le cas [5] de notre montage le préamplificateur fonctionne dans une bande passante faible. Malheureusement, dans cette gamme de fréquence, nous sommes en présence d'un bruit en $1/f$ qui peut devenir gênant aux basses fréquences. Il est alors 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 du signal.

7-3-2-5 Comparaison des divers types d'amplificateurs opérationnels du point de vue du bruit.

Lorsqu'il s'agit [8] 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 ..., se pose également le problème de bruit.

Chaque grand type d'amplificateur présente des avantages et des inconvénients :

- Les amplificateurs à entrée par transistors bipolaires sont sujets aux bruits Shottky 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 (TEC) à jonction offrent les meilleures caractéristiques de bruit à température normale, mais leur tension de bruit interne est, comme celle des transistors bipolaires plus importante 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 faible 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.

7-3-2-6 Choix de l'amplificateur

De l'étude faite précédemment, nous avons choisi 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 sur le marché.

7-3-3 Bloc de mise en forme

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

7-3-4 Bloc de visualisation

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

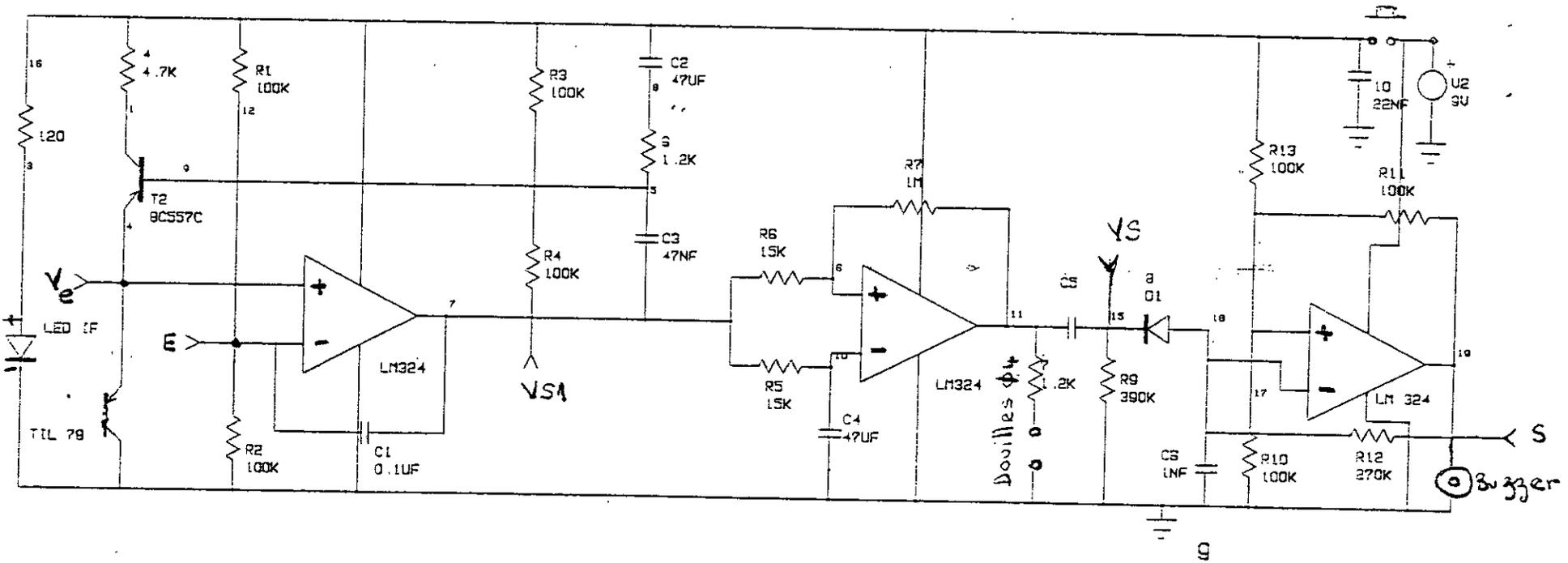
- A un oscilloscope ou à un ordinateur (une carte E/S).
- A un amplificateur opérationnel monté en oscillateur qui va générer des bips sonores matérialisant ainsi le rythme cardiaque.
- A un émetteur pour transmettre les battements cardiaques à distance.

D'où le circuit électronique du détecteur de battements cardiaques.

7-4 ANALYSE DU MONTAGE

7-4-1 Premier bloc

Le phototransistor détecte les variations de la pression sanguine qui en fait une variation du flux lumineux émis par la LED infrarouge 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 (4.5V) du premier amplificateur. Cette variation de tension s'approche beaucoup de la tension sinusoidale, c'est pour cette raison que, dans la simulation du montage, nous injectons à l'entrée un signal sinusoidal, qui varie autour de 4.5V et de fréquence voisine de la fréquence du rythme cardiaque figure (7.4a). A la sortie, nous obtenons le même signal d'entrée amplifié et déphasé par rapport



DETECTEUR DE BATTEMENTS CARDIAQUES

à celui de l'entrée, ce déphasage est dû à l'existence du condensateur de contre réaction figure (7.4b).

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 le pont de base R_3 , R_4 .

7-4-2 Deuxième 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 $R_5 = 15K\Omega$ dès que l'impulsion positive cesse, nous avons :

$$e^- > e^+$$

et la sortie bascule à l'état bas et C_4 se décharge légèrement à travers R_5 , R_6 et R_7 . Donc nous obtenons à la sortie un signal impulsionnel parfait figure (7.5a), (7.5b). Nous remarquons que la première impulsion du signal VS est large, à cause du fait que la charge de C_4 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.

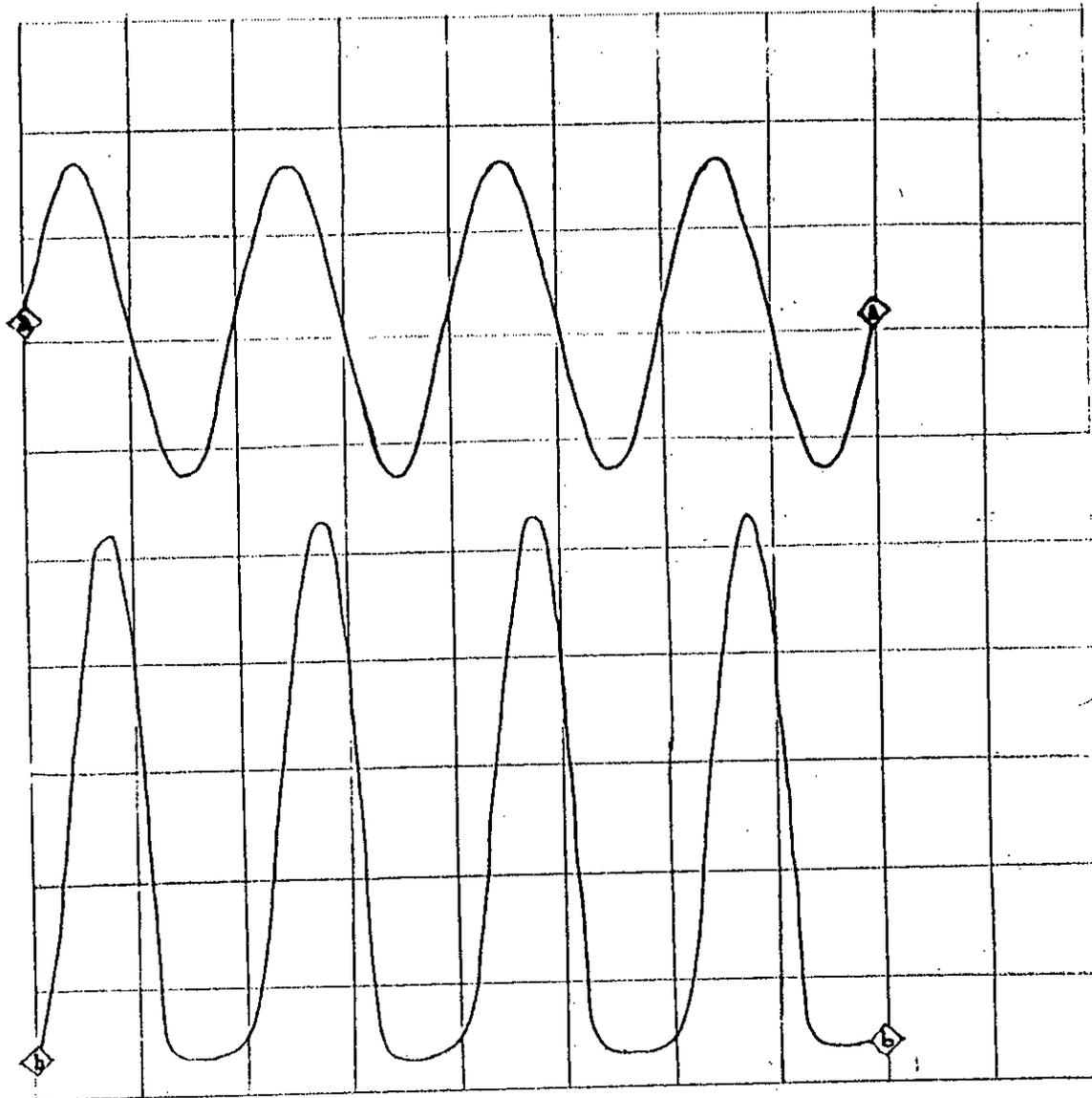
La sortie du comparateur est appliquée soit :

- A l'entrée de l'émetteur (voir chapitre 3),
- A un dérivateur qui commandera un oscillateur matérialisant ainsi les battements cardiaques.

La constante de temps de ce dérivateur est :

$$\tau = R_8 C_5$$

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



CH 1 VE vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFEREN
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	DIFFEREN
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 7.4 : (a) Signal d'entrée
(b) Signal de sortie VS1



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

Figure 7.5 : (a) Signal de sortie VS
(b) Evolution du potentiel de C_4

Nous savons que la période du rythme cardiaque est environ $T = 0.920$ s

$$T \gg \tau$$

Donc il présente un bon dérivateur figure (7.6)

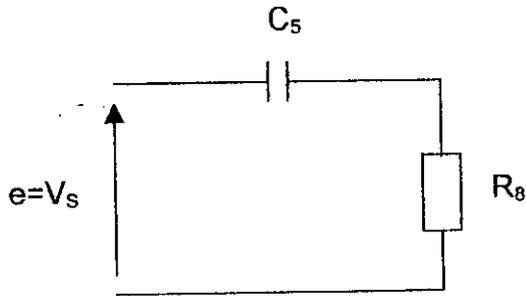


Figure 7.6 : Bloc dérivateur

7-4-3 Troisième bloc

C'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 : figure (7.7)

Le condensateur étant préalablement déchargé; La sortie est à l'état stable.

$$S = V^{\text{sat}}$$

Avec $V^{\text{sat}} = V_{cc}$

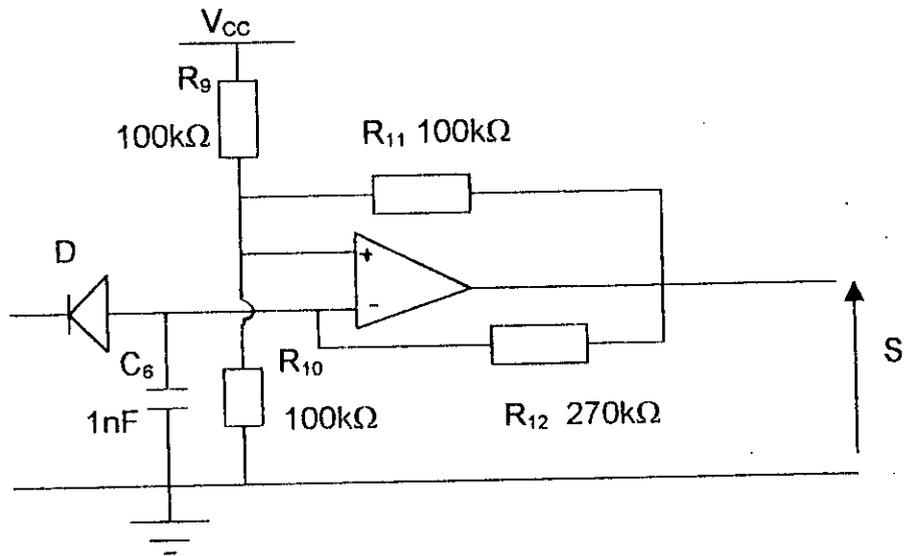


Figure 7.7 : Montage astable.

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

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

En utilisant le théorème de superposition

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

Le pont diviseur donne :

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

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

A.N :

Nous trouvons $V^+ = \frac{2}{3} V_{cc}$

C_6 se décharge à travers $R_{12} = 270 \text{ K}\Omega$ jusqu'à $e^- = \frac{2}{3}V_{CC}$

Dépassant 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}

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

A.N : Nous trouvons $V^- = \frac{1}{3}V_{CC}$

C_6 se décharge à travers $R_{12} = 270 \text{ K}\Omega$ toujours, et lorsque e^- tend vers $\frac{1}{3}V_{CC}$, la sortie S bascule de V_{sat}^- à V_{sat}^+ et le cycle recommence.

Calcul de la période

A/ La durée transitoire

A l'instant $t = 0$ C_0 étant déchargé

$$V_{sat}^+ = V_{C6} + V_{R12} \tag{7.1}$$

$$V_{sat}^+ = V_{C6} + R_{12}C_6 \frac{dV_C}{dt}$$

$$(1) \Leftrightarrow \frac{d(V_{C6} - V_{sat}^+)}{V_{C6} - V_{sat}^+} = - \frac{dt}{R_{12}C_6}$$

$$\text{Alors : } V_C - V_{\text{sat}}^+ = A \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (7.2)$$

$$\text{Avec } \tau = R_{12}C_6$$

$$t = 0 : V_{C6}(0) = 0$$

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

V_{C6} atteint le potentiel $V^- = \frac{1}{3}V_{CC}$ à l'instant t_0

$$\text{tel que : } V_{C6} = \frac{V_{CC}}{3} = V^-$$

$$(2) \Rightarrow \frac{V_{CC}}{3} - V_{CC} = -V_{CC} \exp\left(-\frac{t_0}{\tau}\right) \quad (7.3)$$

$$(3) \Rightarrow \frac{2}{3} = \exp\left(-\frac{t_0}{\tau}\right)$$

$$\text{donc } t_0 = \tau \ln \frac{3}{2}$$

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

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

A l'instant $t = t_0 + T_1$: $V_{C6}(t) = \frac{2}{3}V_{CC}$

$$(2) \Rightarrow \frac{2}{3}V_{CC} - V_{CC} = -V_{CC} \exp\left(-\frac{(t_0 + T_1)}{\tau}\right)$$

$$\frac{1}{3} = \exp\left(-\frac{(t_0 + T_1)}{\tau}\right)$$

Nous trouvons :

$$\frac{t_0 + T_1}{\tau} = \ln 3$$

Ou bien $T_1 = \tau \ln 3 - t_0$

$$T_1 = \tau \ln 2$$

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

Maintenant C_6 se décharge

$$S = 0 \text{ alors } V_{C6} = V_{R12}$$

$$\text{C'est-à-dire } V_{C6} = -R_{12}C_6 \frac{dV_{C6}}{dt} \quad (7.4)$$

$$(4) \Leftrightarrow \frac{dV_{C6}}{V_{C6}} = \frac{-dt}{R_{12}C_6} \quad (7.5)$$

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

$$t = t_0 + T_1$$

$$t' = 0$$

$$\text{A } t' = 0 : V_{C6} = \frac{2}{3}V_{CC} = V^+$$

$$\frac{2}{3}V_{CC} = B$$

$$\text{A l'instant } t' = T_2 : V_{C6} = \frac{1}{3} V_{CC}$$

$$(5) \Rightarrow \frac{1}{3}V_{CC} = \frac{2}{3}V_{CC} \exp(-T_2/\tau)$$

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

Nous trouvons $T_2 = \tau \ln 2$

La période $T = T_1 + T_2$
 $T = 2 \tau \ln 2$

A.N : $T = 0.3743 \text{ ms}$
 $f = 1 / T = 2.67 \text{ Khz}$

Nous remarquons que cette fréquence appartient au domaine audible.

- Commande de l'astable : (oscillateur).

Selon les pics provenant du dérivateur nous pouvons distinguer l'état de l'astable c'est-à-dire s'il est bloqué ou fonctionnel (diode conductrice ou bloquée).

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

7-5 MESURES ET INTERPRETATIONS

Cette partie traite les différentes mesures qui ont été réalisées sur le détecteur de battements cardiaques.

7.5.1 Tension de blocage et de saturation du phototransistor

Pour mesurer les tensions de blocage et de saturation du phototransistor, nous l'avons placé près d'une diode LED dans un circuit de polarisation qui est placé dans l'obscurité comme le montre la figure (7.8).

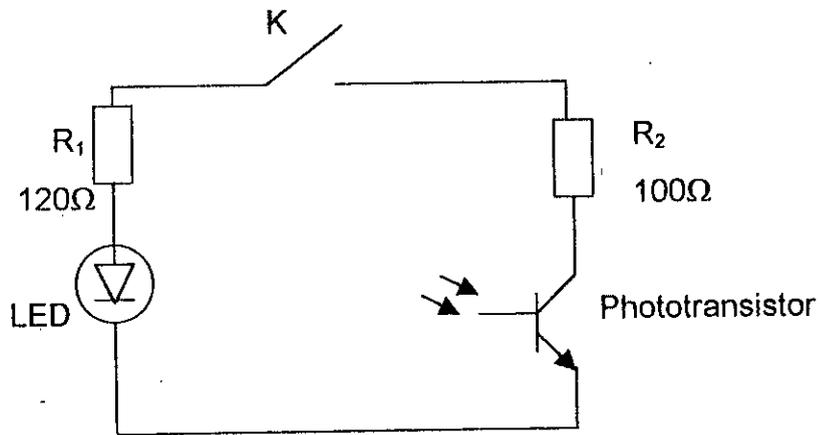


Figure 7.8 : Circuit de test du phototransistor

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

K fermé : Phototransistor saturé $V_{PhTS} = 0.2\text{ V}$

7.5.2 Signal d'entrée

Aux bornes du phototransistor nous avons obtenu l'onde QRST avec une faible amplitude figure (7.9).

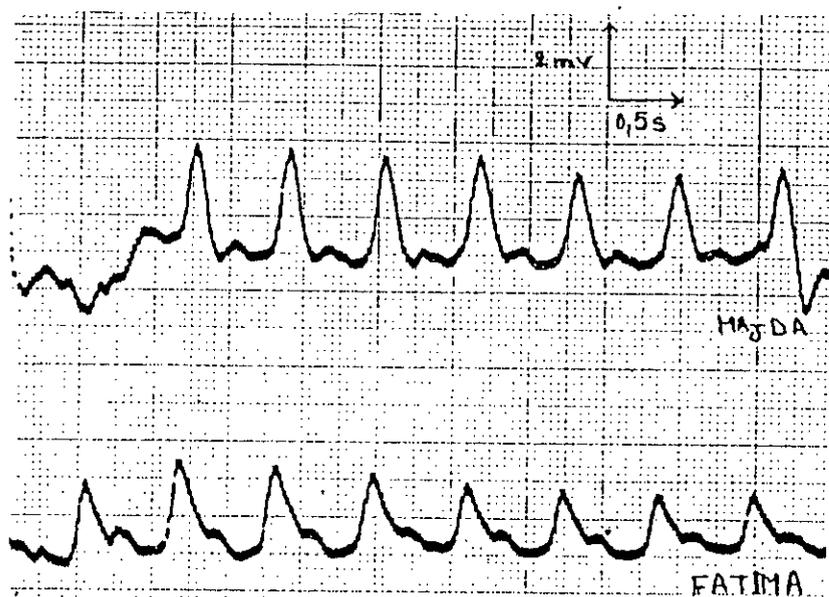


Figure 7.9 : Signal d'entrée

Nous remarquons que la fréquence ainsi que l'amplitude du signal ECG diffèrent d'une personne à une autre.

7-5-3 Signal de sortie du bloc amplification VS1

Le signal de sortie de l'amplificateur VS1 a la même forme que le signal d'entrée sauf qu'il est amplifié figure (7.10).

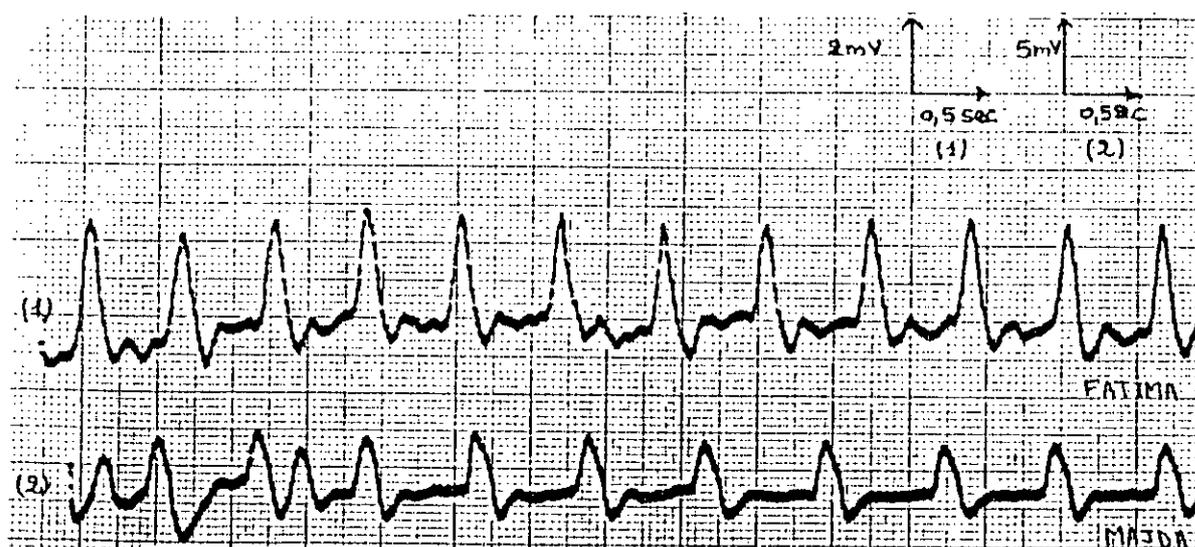


Figure 7.10 : Signal de sortie VS1

7-5-4 Signal de sortie du comparateur VS

Le signal VS obtenu à la sortie du comparateur est un signal carré dont l'amplitude varie entre 0 et 7.5 V et a la même fréquence que le signal d'entrée figure (7.11).

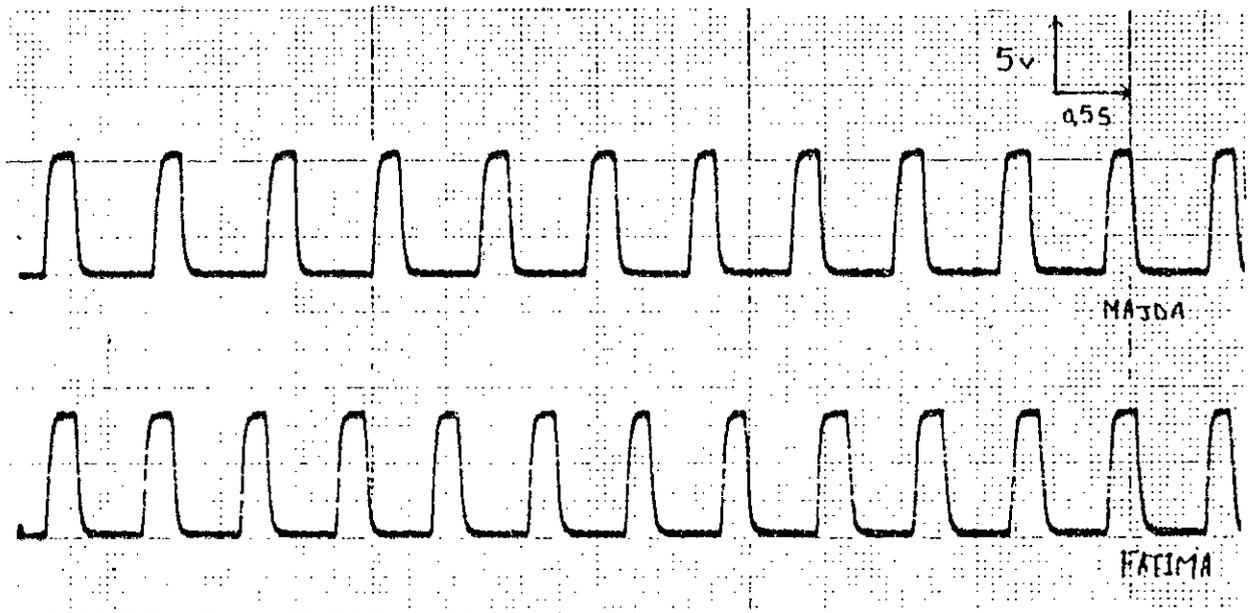


Figure 7.11 : Signal de sortie du comparateur.

7-5-5 Signal de sortie du dérivateur

A la sortie du dérivateur le signal VS a subi une dérivation ainsi on a obtenu des pics positifs et des pics négatifs figure (7.12).

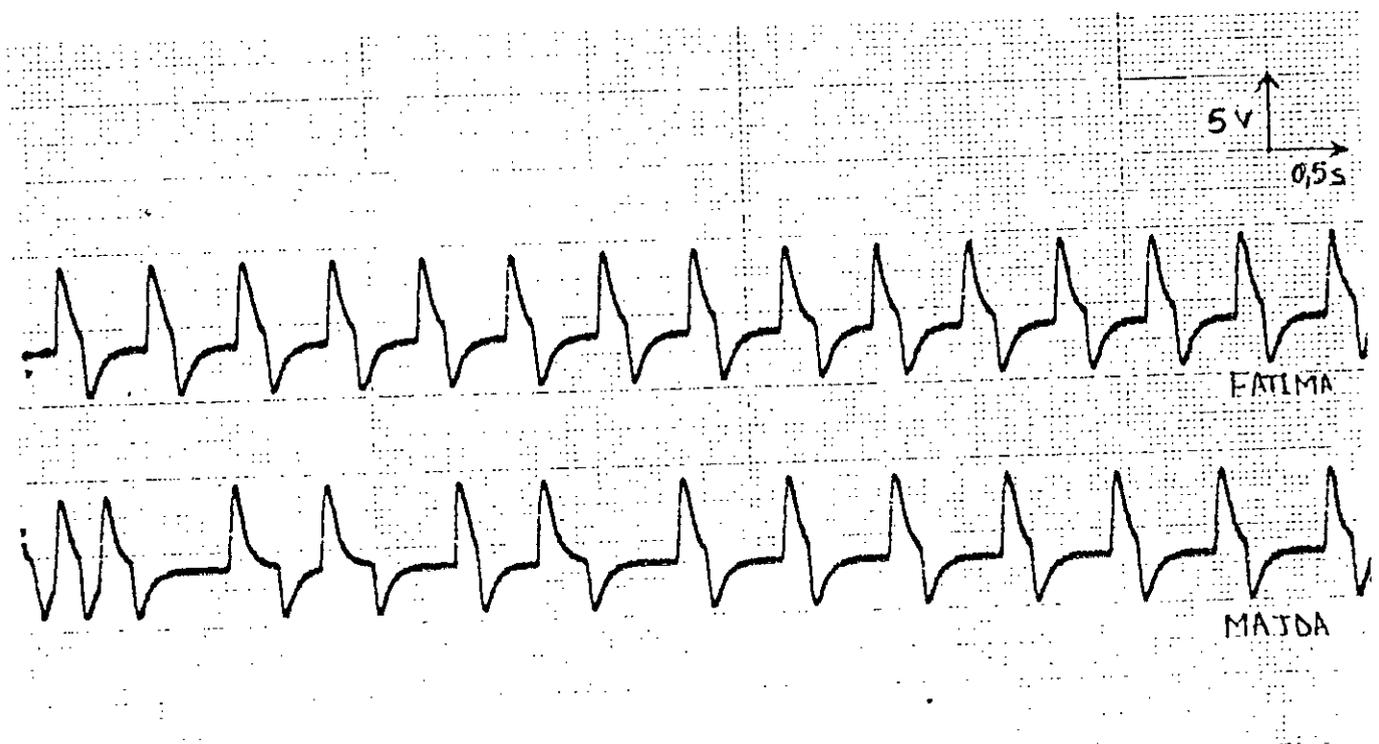


Figure 7.12 : Signal à la sortie du dérivateur

7-5-6 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.

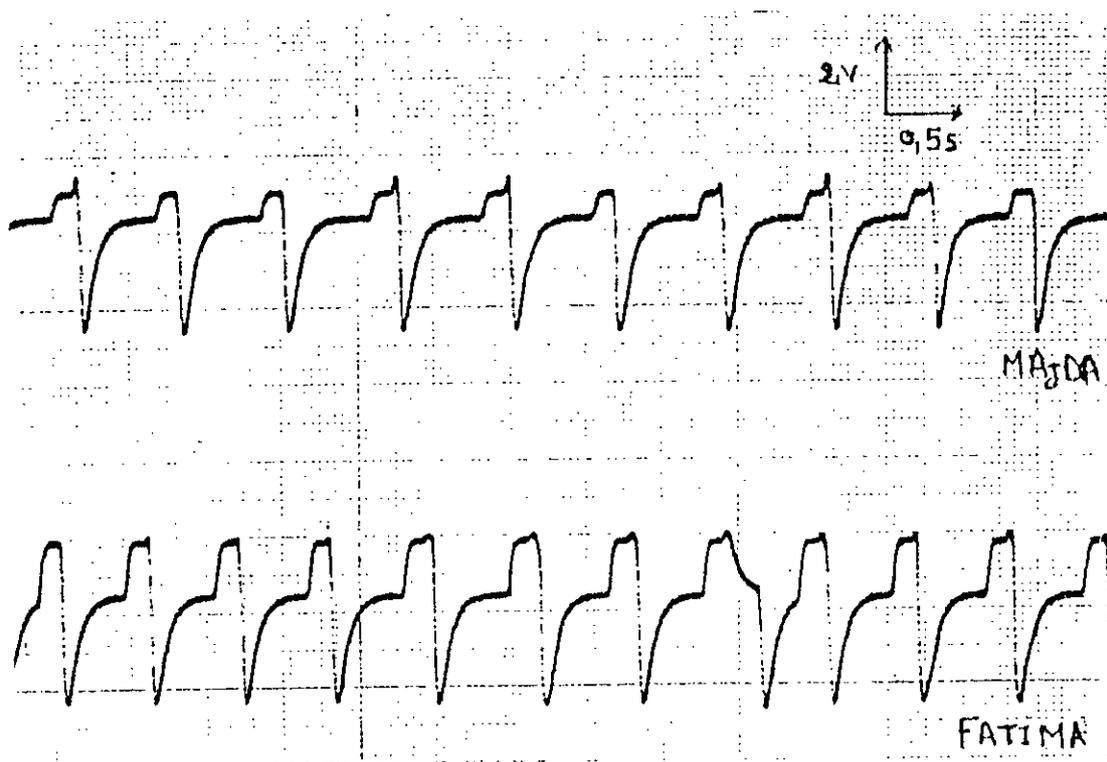


Figure 7.13 : Signal à l'entrée de l'astable

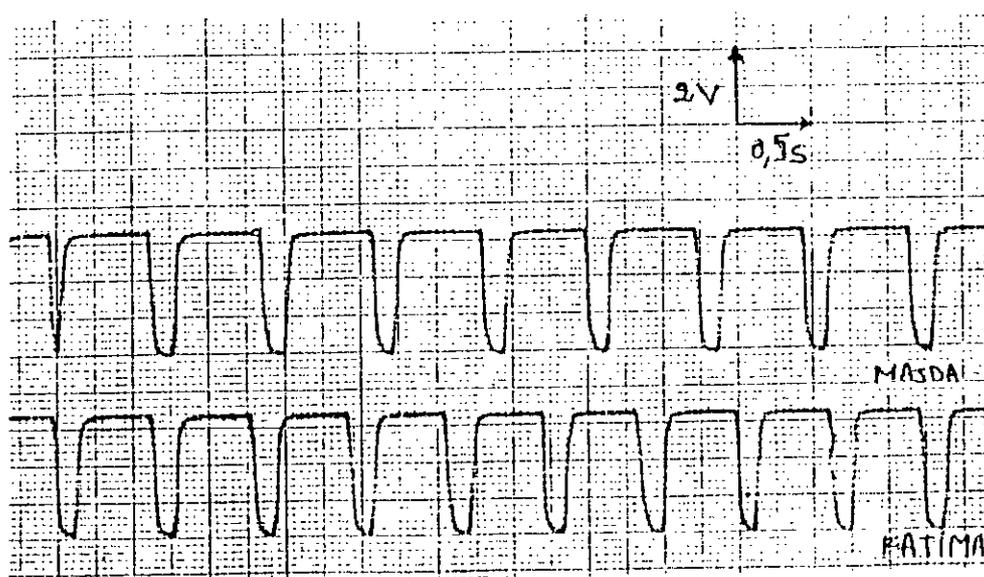


Figure 7.14 : Signal à la sortie de l'astable

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous nous sommes attachés à présenter des outils méthodologiques adaptés à la simulation, à l'optimisation et à l'analyse de Monte Carlo des différentes parties de la chaîne de télémesure.

Une étude comparative des différentes modulations analogiques et numériques a été traitée pour retenir les modulations adéquates; la modulation FM en analogique et la modulation FSK en numérique.

La simulation par le logiciel de (CAO) SPICE nous a permis d'implanter correctement les composants sur le circuit imprimé de façon à éviter les rayonnements électromagnétiques des composants.

L'utilisation de la méthode d'optimisation non linéaire COMET a permis de déterminer les valeurs optimales des condensateurs du diviseur capacitif, de la charge pour l'oscillateur et de l'inductance des condensateurs de l'adaptateur d'antenne. Cela nous a évité des ajustements des composants cités précédemment.

L'analyse de MONTE CARLO permet d'évaluer les variations des grandeurs telles que la fréquence, la tension de sortie, la phase de cette dernière etc..et cela afin de respecter les normes de la télémesure.

Une application a été réalisée avec un détecteur de battements cardiaques. Ces battements peuvent être visualisés in situ ou émis à distance.

Nous pensons avoir apporté une contribution à l'élaboration d'une chaîne de télémesure grâce à la simulation par (SPICE) à l'optimisation (COMET) et à l'analyse de Monte Carlo des différents blocs de cette chaîne.

ANNEXE

PROGRAMME COMET

(Constrained Optimization via Moving Exterior Truncations)

I - INTRODUCTION

Le programme COMET a été développé à l'université d'Austin (Texas) par R.L. STAHA, pour résoudre le problème général de programmation non linéaire suivant :

Minimiser $F(x)$ pour $x \in E^n$

avec les contraintes suivantes :

$$h_i(x) = 0 \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, m$$

$$g_i(x) = 0 \quad \text{pour } i = m+1, \dots, p$$

où $f(x)$ est la fonction objectif, $h_i(x)$ est la i ème contrainte d'égalité et $g_i(x)$ est la i ème contrainte d'inégalité.

L'algorithme transforme le problème avec contraintes en une série de problèmes sans contraintes en employant la fonction pénalité suivante :

$$P(x,t) = \text{Min}\{0, [t - f(x)]\}^2 + \sum_{i=1}^m h_i^2(x) + \sum_{i=m+1}^p \text{Min}[0, g_i(x)]^2$$

où $P(x,t)$ est la fonction pénalité et t est un niveau de troncature.

Le détail de la méthodologie utilisée se trouve [].

La méthode de FLETCHER est utilisée pour la minimisation sans contrainte de la fonction pénalité. L'algorithme de FLETCHER a été,

modifié pour accepter les approximations numériques des dérivées. Evidemment, le résultat sera plus précis si vous fournissez ces expressions analytiques.

II - PROGRAMME COMET

II-1 Description du programme

Le programme est constitué des parties suivantes :

- Programme principal : il est écrit par l'utilisateur. Sa tâche est :
 - Ouvrir les fichiers de lecture des données et d'impression des résultats.
 - Appeler les sous-programmes INIT (lecture des données et éventuellement écriture des expressions analytiques des dérivées des contraintes linéaires), COMET (sous-programme pour l'exécution de l'algorithme COMET).

II-2 Sous – programme utilisateur

Dans le sous-programme INIT(X), appelé le programme principal, l'utilisateur doit fournir les données suivantes :

- N Nombre de variables (maximum 100 variables)
- M Nombre de contraintes d'égalité (maximum 20)
- K Nombre de contraintes d'inégalité (maximum 40)
- IPRINT Code d'impression des résultats

IPRINT = -1 seules les valeurs initiales et finales
sont imprimées.

IPRINT = 0 après chaque minimisation sans
containtes des résultats interméd-
diaires sont imprimés.

IPRINT = 1 Impression de tous les calculs

IPRINT = IT Les résultats sont imprimés toutes
les IT Itérations.

La valeur par défaut est IPRINT = 0

- X(I): I = 1,N Valeurs initiales des N variables
- XLO(I): I = 1,N Borne inférieure pour chaque variable
- XHI(I): I = 1,N Borne supérieure pour chaque variable
- TOL: Tolérance sur le respect des contraintes à l'optimum
(TOL=5 10⁻⁵ par défaut)
- EPS: Critère de convergence pour les recherches sans
contraintes La valeur EPS doit toujours être inférieure à
TOL (EPS = 10⁻⁶ par défaut)
- R: Coefficient positif de pondération pour la fonction pénalité
pour la première minimisation sans contrainte (R=0.02
par défaut).

ANNEXE B

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.

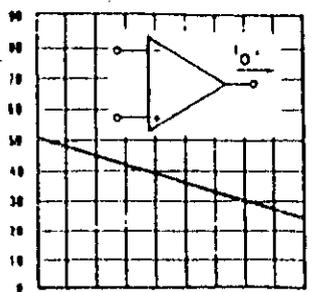
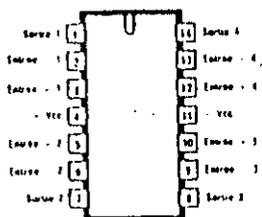
Caractéristiques électriques (à T_{amb} = 25 °C)

Paramètres	Symb.	Conditions de mesures	124		324	
			min.	typ. max.	min.	typ. max.
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 _I		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 (d) aux alimentations (dB)	SVR		85	100	85	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	26		26	
Courant de sortie (mA)	I _O	V _{OH} = 1 V, V _{OL} = 0 V, V _{CC} = 15 V	27	28	27	28
			10	20	10	20
Courant absorbé par la sortie (mA)	I _{OSK}	Mêmes conditions	5	8	5	8
Coef. en temp. d'offset (µV/°C)	D _{VIO}	R _S = 0 Ω	7		7	

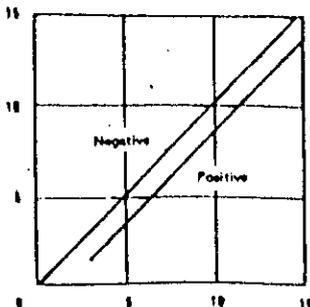
Caractéristiques maximum

	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

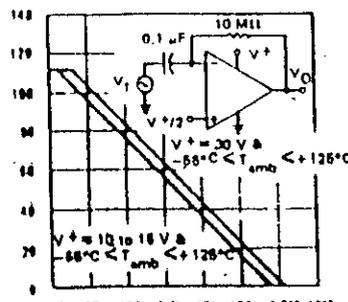
Circuit de brochage



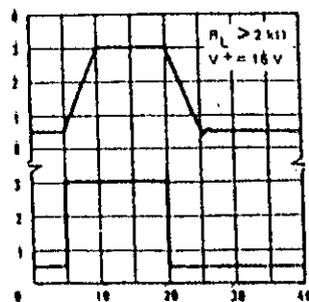
Limitation de courant
I_O (mA) = f (temp. en °C).



Domaine de tension d'entrée.
V_E (V) = f (V_{CC} en V).



Réponse en fréquence en boucle ouverte
GBO (dB) = f (fréquence en Hz).



Réponse impulsionnelle (slew rate).
V_S (V) = f (t en µs).

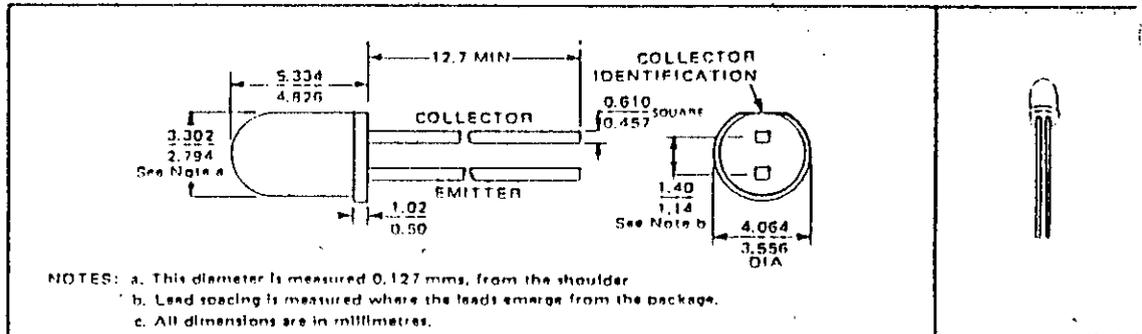
Caractéristiques du phototransistor

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	-10°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	$R_L = 1 k\Omega, \text{ See Figure 1}$		

- 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 filament lamp operating at a color temperature of 2870 K.

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

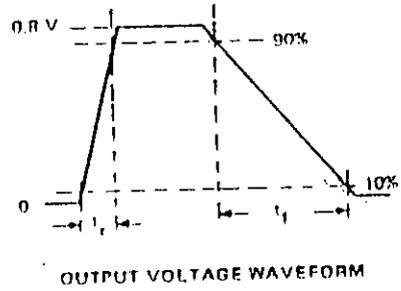
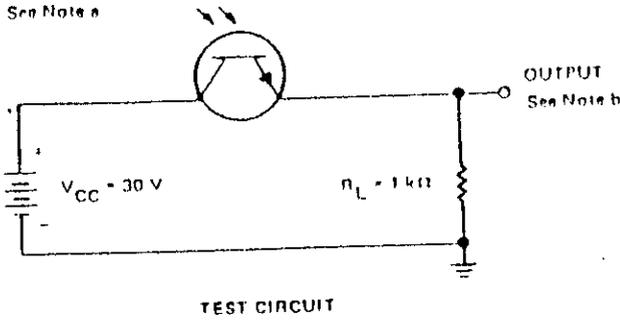
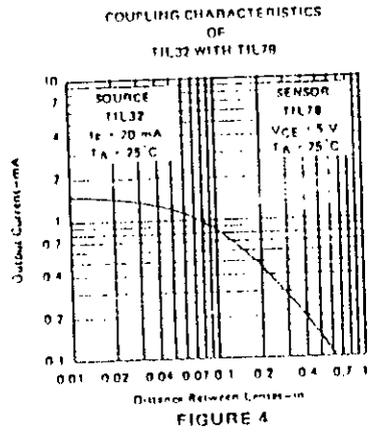
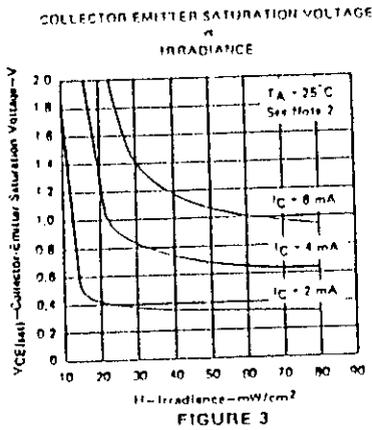
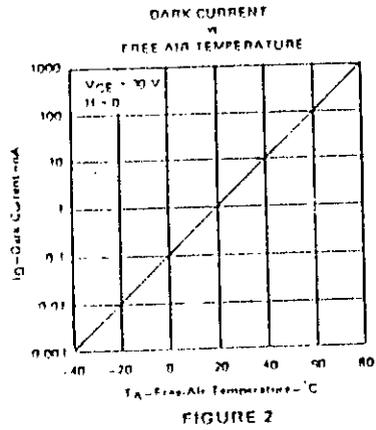
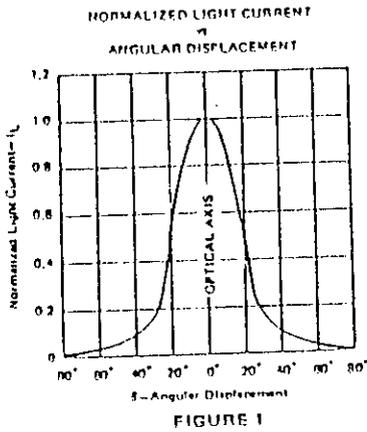


FIGURE 1

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

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] ANTOGNETTI, P., MASSOBRIO, G., (1987) " Semiconductor Device Modeling With SPICE ". Mac Graw Hill.
- [2] BENSOUSSAN, D., (1980) " La Modulation Principes et modes " Edition Dunod.
- [3] BESSON, R., (1986), " Les oscillateurs à quartz , Onde Electrique ", Vol. 66, N° 4-5, Juillet-Septembre, pp 77-83.
- [4] BORYS, A., (1987), " Elementary Deterministic theories of frequency and Amplitude stability in Feedback oscillators ", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-34, N° 3, March, pp 254-258.
- [5] BROUN, G., MOREAU, C., (1981), " Les équipements Biomédicaux à l'Hôpital et au Laboratoire ", Edition Maloine S.A.
- [6] CHATELAIN, J.D., et DESSOULAVY, R., (1985) " Traité d'Electricité, Volume VIII, Electronique ", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne.
- [7] DALEY, J.D., (1976), " Decision-Directed Demodulation of Frequency-shift-Keyed Signals ", IEE Proceedings, Vol. 123, N°4, April, pp 309-313.
- [8] DAMAYE, R., (1974), " l'Amplificateur Opérationnel Principes et Appli-cations ", Edition Radio.

[9] EYRAUD, F., GRANGE, R., OHNESSLAND, W., (1973) " Théorie et technique des antennes ", Edition Nubert.

[10] FOUQUET, R., BONNEFAY, R., DENIS, C., et ROUGNY, R., (1986), " Télémétrie et Traitement de la Fréquence Cardiaque en Ambulatoire au cours de l'Activité Physique ", Innovation et Technologie en Biologie et Médecine Vol. 7, N°2, pp 245-254.

[11] JELINSKY, I., (1996), " Signaux et Systèmes Numériques : Filtres - Modulation ", Série " Vuibert Technologie " Edition Vuibert Supérieur.

[12] LAROUSSE MEDICALE (1991).

[13] LIN, W.C. and PILLAY, S.K., (1974), " A Micropower Pulse-Width-Modulation-Pulse-Position-Modulation Two-Channel Telemetry System for Biomedical Application ", IEEE Trans. on Biomed. Eng. Vol. BME-21, N°4, pp 274-280.

[14] LINDSAY, W.C. and SIMON, M.K., (1977), " Detection of Digital FSK and PSK Using a First-Order Phase-Locked Loop ", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-25, N°2, February, pp 200-214.

[15] MANNEVILLE, F., ESGUIEU, O., (1980) " Systèmes bouclés linéaires de Communication et de Filtrage ", Edition Bordas.

[16] MARQUES, M., (1974) " Emetteur VHF destiné à la Transmission de la Température ", l'Onde Electrique, Vol. 54, N°4, pp 192-194.

[17] MEARES, L.G., (1986), " New Simulation Techniques Using SPICE, Applied Power Electronics Conference ", (c), IEEE, April-May.

- [18] MEARES, L.G., (1988), " Modeling Thermal Effects Using SPICE ", Power CAD, Long Beach, Originally Published Intusoft Newsletters, July-October.
- [19] MEARES, L.G., HYMOWITZ, C.E., (1988), " Simulating With SPICE ", Intusoft.
- [20] MEHENNI, M., (1991), " Contribution à l'Etude d'une Chaîne de Télémétrie : Application aux Capteurs Emetteurs Implantés, Alimentés par Champ Electromagnétique Haute Fréquence ", Thèse de Doctorat INPL.
- [21] NAGEL, L.W., (1975), SPICE 2 : " A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits ", Electronics Research Laboratory, College of Engineering, University of California Berkeley, Memorandum N° ERL-M520, May.
- [22] OEMICHEN, J.P., (1974), " Signaux et Circuits Electroniques_ Emploi Rationnel des Circuits Intégrés Numériques ", Editions Radio.
- [23] PANTER, P.F., (1965) , " Modulation, Noise, and Spectral Analysis Applied to Information Transmission ", Mc Graw-Hill Book Company, New York.
- [24] PARK, Y.J., NAVON, D.H. and TANG, T.W., (1984) " Monte Carlo Simulation of Bipolar Transistors ", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-31, N°12, December pp 1724-1729.
- [25] PETITCLERC, A., (1966), " Théorie et Pratiques des Circuits à Transistors ", Edition Dunod.

[26] RIBEIRO, M.P., BARRADAS, O. (1980) " Sistemas Analogico Digitals " Livras Technicos et Scientificos Editiona, Rio de Janeiro.

[27] ROATTINO, J.P. et POTY, P., (1983), " Apport de la Télémessure de la Fréquence Cardiaque à l'Etude d'un Sport Collectif : Le Hand-Ball, Médecine du Sport ", Vol. T.57, N°3, pp 14-18.

[28] SOËL BERG, J., SOROKINE, W., (1986), " Pratiquez en 15 Leçons ", Edition Radio.

[29] " Technical Information General Applications ". Motorola RF Device Data.

[30] TRAN TIEN, L. (1987), " Electronique des Systèmes de Mesure " Edition Masson.

[31] VITTOZ, E., (1979) " Quartz Oscillator for Watches, Actes du 10^{ème} Congrès International de Chronometrie ", Genève, Editions de la Soc. Suisse de Chronometrie, Büren Suisse, pp 131-140.

[32] YOUNG, I. and WARTERS, G., (1987) " Pratical Error Prbability Estimation Digital Radio Systems in the Presence of Interference and Noise of Finite Crest Factor, and Prediction of Residual Error Rate ", IEE Proc., Vol. 134, Pt, F N°5, August, pp 448-453.

[33] WALSH, K., (1988), " Simulate Analog Circuits Boards without SPICE ", Short Comings Electronic Design, February, pp 75-78.