

Doc 2/92

1992

MEHENNI OPTIMISATION DES ELEMENTS D'UNE CHAINE DE TELEMESURE : APPLICATION AUX CAPTEURS-EMETTEURS

IMPLANTÉS ALIMENTÉS PAR CHAMP ELECTROMAGNETIQUE HAUTE FREQUENCE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

THESE DE DOCTORAT D'ETAT ES-SCIENCES

MEHENNI Mohamed

Ingénieur Polytechnique d'Alger (1976)

Magister Polytechnique d'Alger (1982)

OPTIMISATION DES ELEMENTS D'UNE CHAINE DE TELEMESURE

*application aux capteurs-émetteurs implantés alimentés par champ
électromagnétique haute fréquence*

Thèse soutenue publiquement le 07 juin 1992 devant le jury :

Président :	M. LADJOUZE	Professeur U S T H B
Rapporteur :	M. ABIGNOLI	Professeur E N S E M (Nancy)
Examineurs :	H. BEGORRE	Professeur E N S E M (Nancy)
	A. CHEKIMA	Professeur E N P
	A. BOULARES	Maître de Conférences U S T H B
	A. FARAH	Maître de Conférences E N P

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

THESE DE DOCTORAT D'ETAT ES-SCIENCES

MEHENNI Mohamed

Ingénieur Polytechnique d'Alger (1976)

Magister Polytechnique d'Alger (1982)

OPTIMISATION DES ELEMENTS D'UNE CHAINE DE TELEMESURE

***application aux capteurs-émetteurs implantés alimentés par champ
électromagnétique haute fréquence***

Thèse soutenue publiquement le 07 juin 1992 devant le jury :

Président	:	M. LADJOUZE	Professeur	U S T H B
Rapporteur	:	M. ABIGNOLI	Professeur	E N S E M (Nancy)
Examineurs	:	H. BEGORRE	Professeur	E N S E M (Nancy)
		A. CHEKIMA	Professeur	E N P
		A. BOULARES	Maître de Conférences	U S T H B
		A. FARAH	Maître de Conférences	E N P

A LA MEMOIRE DE MES PARENTS

AVANT PROPOS

Dans le cadre des recherches entreprises entre L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER et L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE-ENSEM-CRAN, une étude intitulée " OPTIMISATION DES ELEMENTS D'UNE CHAINE DE TELEMESURE : APPLICATION AUX CAPTEURS-EMETTEURS IMPLANTES ALIMENTES PAR CHAMP ELECTROMAGNETIQUE HAUTE FREQUENCE ", nous a été confiée.

Nous remercions toutes les personnes qui ont participé à ce travail:

Messieurs M. ABIGNOLI, Professeur à l'ENSEM et E. YVROUD Directeur de Recherche au CNRS, mes directeurs de thèse; que vous soyez ici assurés de notre profonde reconnaissance pour votre disponibilité et vos judicieux conseils qui nous ont permis de mener à bien ce travail.

Que Monsieur A. CHEKIMA, Professeur à l'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE trouve ici l'expression de notre profonde reconnaissance pour son aide et ses conseils.

Nous tenons à remercier Monsieur H. BEGORRE, Professeur à l'ENSEM et responsable de la convention entre l'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER ET L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE, pour son aide et ses conseils.

Nous tenons à remercier également :

- L'ensemble des collègues du Département d'Electronique de l'Ecole Nationale Polytechnique .

- L'ensemble des chercheurs du GBM et tout particulièrement Y. GRANJON ainsi que J.C. DEMORISE Enseignant - chercheur en électronique.

- L'ensemble du personnel technique et administratif de l'ENSEM et tout particulièrement Mesdames TETIENNE et HACQUARD ainsi que Messieurs THIEBAUT et SHARIF.

SOMMAIRE

<i>AVANT PROPOS</i>	1
<i>SOMMAIRE</i>	3
<i>INTRODUCTION</i>	6
<i>HISTORIQUE</i>	10
<i>PARTIE A: SIMULATION ET PROPAGATION DANS DES TISSUS BIOLOGIQUES SIMULES - ALIMENTATION PAR CHAMP ELECTROMAGNETIQUE HAUTE FREQUENCE</i>	12
 <i>CHAPITRE 1: PROPRIETES ELECTRIQUES ET SIMULATIONS DES TISSUS BIOLOGIQUES</i>	
1.1 Introduction.....	13
1.2 Caractéristiques électriques des tissus biologiques.....	13
1.3 Simulations des tissus biologiques.....	19
1.4 Conclusion.....	26
 <i>CHAPITRE 2: PROPAGATION DANS LES TISSUS BIOLOGIQUES SIMULES</i>	
2.1 Introduction.....	27
2.2 Evaluation du vecteur de POYNTING.....	27
2.3 Conclusion.....	44
 <i>CHAPITRE 3:ALIMENTATION PAR CHAMP ELECTROMAGNETIQUE</i>	
3.1 Introduction.....	45
3.2 Théorie.....	45
3.3 Optimisation.....	53
3.4 Détermination des éléments des deux circuits.....	56
3.5 Effet d'un non alignement des bobines.....	61
3.6 Conclusion.....	65

PARTIE B: MODULATIONS-CONCEPTION, OPTIMISATION ET REALISATION DU SYSTEME DE TELEMESURE..... 66

CHAPITRE 4: ANALYSE COMPARATIVE DES PROCEDES DE MODULATION

4.1 Introduction.....	67
4.2 Analyse des modulations analogiques.....	67
4.3 " " digitales.....	70
4.4 Conclusion.....	73

CHAPITRE 5: CONCEPTION, OPTIMISATION ET REALISATION DU SYSTEME DE TELEMESURE

5.1 Introduction.....	78
5.2 Etude de l'oscillateur haute fréquence.....	79
5.3 Emetteur FM.....	86
5.4 " FSK	90
5.5 Optimisation.....	94
5.6 Conclusion.....	103

CHAPITRE 6 : SIMULATION A L'AIDE DU LOGICIEL SPICE

6.1 Introduction.....	104
6.2 Simulation en FM.....	105
6.3 " FSK.....	106
6.4 Conclusion.....	111

PARTIE C: MESURES SUR LE MICRO-EMETTEUR ET SUR L'ALIMENTATION PAR CHAMP ELECTROMAGNETIQUE HAUTE FREQUENCE.....	112
---	------------

CHAPITRE 7 : MESURES SUR LE MICRO-EMETTEUR

7.1 Consommation.....	113
7.2 Stabilité en fréquence.....	113
7.3 Portée de liaison.....	113
7.4 Mesure de la caractéristique du modulateur FM.....	115
7.5 Conclusion.....	124

CHAPITRE 8: MESURES SUR L'ALIMENTATION EXTERNE

8.1 Introduction.....	125
8.2 Expériences en l'absence du gel.....	128
8.3 Discussions.....	131
8.4 Expériences en présence du gel.....	132
8.5 Lois d'approximation des puissances.....	136
8.6 Conclusion.....	139

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	140
---	------------

ANNEXE 1: Programme de calcul de la densité de puissance.....	144
--	------------

ANNEXE 2: Programme en assembleur pour l'acquisition et l'émission d'un signal	150
---	------------

ANNEXE 3: Programme en assembleur pour l'émission du mot "TOP" en ASCII	152
--	------------

ANNEXE 4: Méthode d'optimisation COMET.....	154
--	------------

BIBLIOGRAPHIE	157
----------------------------	------------

INTRODUCTION

Cette thèse a été préparée au Laboratoire du Groupe de Recherche en Instrumentation Médicale avancée (GRIMA) du Centre de Recherche en Automatique de Nancy (CRAN). Ce travail s'intègre dans une coopération très étroite entre le Département d'Electronique de l'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER et l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE.

L'objectif de ce travail est l'étude et la réalisation d'une chaîne optimale de télémessure susceptible d'être utilisée aussi bien en milieu industriel qu'en milieu médical. Cette chaîne doit pouvoir émettre des signaux dont le spectre va du continu jusqu'à la déviation maximale admissible du quartz de notre micro-émetteur.

Etant donné les contraintes imposées sur l'encombrement, il est nécessaire d'utiliser une fréquence de travail élevée (148,9MHz). Cette dernière nous permet de réduire la dimension de l'aérien, en prenant une longueur d'antenne de $\lambda/4$ (antenne isolée du sol).

Une alimentation par induction électromagnétique sera envisagée pour éviter des désagréments aux patients dans le domaine biomédical ou des risques en milieu industriel hostile. Auparavant, il va falloir réaliser des simulations de tissu biologique en utilisant de la poudre de gélatine mélangée à de l'eau pour différents dosages. Pour simuler un tissu donné, par exemple un muscle, la technique consiste à réaliser des dosages moyennant des rajouts de NaCl et à faire des mesures de ϵ' (permittivité) et σ (conductivité) jusqu'à ce que l'on obtienne les paramètres approchés.

Grâce à ces gels, des calculs du champ électromagnétique et par suite de la densité de puissance, en utilisant la méthode des différences finies, seront menés en partant des équations de MAXWELL. Ainsi nous pouvons évaluer le comportement de la propagation de l'énergie électromagnétique dans ces milieux. Ceci nous permet de dimensionner les éléments de l'alimentation externe et de délimiter la gamme de fréquence utilisables.

Les circuits électroniques fonctionnant aux hautes fréquences exigent des précautions particulières pour l'implantation des composants sur le circuit imprimé, car à ces fréquences tous les composants se comportent comme de petites antennes. Pour éviter des rayonnements entre les composants, un logiciel de CAO (SPICE) est utilisé ce qui nous permet d'avoir les phases aux bornes de chaque composant et par conséquent son implantation sera facilitée.

Une méthode d'optimisation non linéaire (COMET) nous permet d'optimiser les éléments de l'oscillateur, de l'adaptateur d'antenne et des éléments de l'alimentation externe.

Le mémoire que nous présentons est constitué de trois parties.

La première partie est composée de trois chapitres:

Dans le chapitre 1, nous présentons une manipulation qui a été réalisée et qui consiste à simuler des tissus biologiques avec de la poudre de gélatine et de l'eau. Cette manipulation a eu lieu au laboratoire du Professeur GREFFE de l'ENSIC . Nous analysons le comportement des paramètres radioélectriques en fonction de la fréquence et de la température.

Dans le chapitre 2, nous utilisons la méthode des différences finies pour analyser le comportement de l'énergie électromagnétique dans les tissus simulés. Ceci nous donne un aperçu sur l'énergie qui atteint un point d'impact donné (lieu où sera implanté le micro-émetteur) afin de dimensionner correctement la valeur de la puissance incidente.

Dans chapitre 3, nous présentons l'étude d'une alimentation par champ électromagnétique externe. Cette alimentation devra être optimisée afin de transférer le maximum de puissance sur la bobine de réception. Ce type d'alimentation sera utilisée aussi bien en milieu médical, afin d'éviter des désagréments aux patients, qu'en milieu industriel hostile ou d'accès difficile.

La deuxième partie possède trois chapitres.

Dans le chapitre 4, une analyse des procédés de modulation est établie. Cette étude permet le choix du type de modulation que nous devons utiliser afin de satisfaire le cahier des charges.

Dans le chapitre 5, nous nous intéressons à la conception et à la réalisation du micro-émetteur en tenant compte des exigences du cahier des charges et des normes de la télémesure. Une méthode d'optimisation non linéaire a été employée pour déterminer les valeurs optimales de la charge et du diviseur capacitif de l'oscillateur et de l'adaptateur d'antenne. Le développement des microcontrôleurs en technologie HCMOS qui associe une très grande intégration à une faible consommation, nous a amené à utiliser le microcontrôleur MC 68HC11 pour l'acquisition d'un signal informatif et sa conversion en séquences afin d'obtenir un émetteur travaillant, en plus, en FSK.

Dans le chapitre 6, nous avons utilisé un logiciel de conception assistée par ordinateur (SPICE) pour implanter convenablement les composants électroniques et éliminer ainsi tout phénomène de rayonnement entre composants.

La troisième partie est constituée de deux chapitres.

Dans le chapitre 7, nous présentons les résultats obtenus avec le micro-émetteur.

Dans le chapitre 8, Les mesures réalisées à l'aide d'un prototype d'alimentation par induction électromagnétique externes sont décrites .

Et en dernier, une **conclusion** avec des **perspectives** sur notre étude.

HISTORIQUE

A notre connaissance et malgré une recherche approfondie sur les travaux déjà effectués dans le même domaine, nous n'avons pas trouvé des études se rapprochant de notre cahier des charges.

La télémetrie signifie tout système qui a la possibilité d'effectuer la mesure à distance. Les systèmes électroniques de télémessure datent de quelques décennies. Les systèmes de télémessure utilisent comme moyen de transmission de l'information les ondes radioélectriques; mais les ultra-sons [66,67,82] et les ondes infra-rouges [40,90,94] ont été également employés comme support de transmission.

Les systèmes de télémessure rendent de très grands services dans l'industrie où l'accès à l'information est soit difficile soit dangereux. Dans le domaine médical, ils sont retenus pour donner une plus grande mobilité au patient et se placer dans les conditions de mesure les plus proches des conditions normales. Ils permettent de mesurer des grandeurs qui sont inaccessibles par d'autres voies.

La télémessure a été employée pour mesurer la température et les pulsations cardiaques [21,26,36,49,71], les pressions intracrâniennes [3,7,41], la quantité d'urine dans la vessie [11], les potentiels de nerfs [39], en physiologie [9,46,74] et en neurophysiologie [10].

La télémessure a été utilisée chez l'homme pour prélever les informations sur le transit gastro-intestinal [22,23], sur l'électrocardiogramme [45,98], sur les pulsations cardiaques pendant l'effort [25,51,72], sur les pressions sanguines [93] et sur les contraintes osseuses [4,15].

La télémesure a été aussi employée sur les oiseaux pour la mesure de données physiologiques pendant le vol [73,92] et sur la détermination de la position des animaux en liberté [19] ceci ne serait pas réalisable sans cette technique.

Les premiers systèmes de télémesure étaient constitués seulement d'un capteur et d'un modulateur [22,23]. Avec l'avènement de l'intégration des semi-conducteurs, on a pu réaliser des capteurs intelligents de télémesure, c'est-à-dire des capteurs qui traitent in-situ l'information avant de la transmettre.

Vers le début des années soixante, la double modulation pour les systèmes de télémesure a fait son apparition [33]. Elle a été employée pour améliorer le rapport signal sur bruit et s'affranchir des problèmes de stabilité en fréquence et en amplitude des émetteurs et récepteurs.

La double modulation a fait l'objet de nombreux travaux sous différentes formes:

- FM/AM [98]
- FM/FM [25,86]
- PAM/FM [63,95]
- PFM/FM [29]
- PWM/AM [42]
- PWM/PPM [47]

Les fréquences utilisées en télémesure sont imposées par la législation. Certains travaux ont utilisé la bande UHF pour la fréquence porteuse [13,70], la bande VHF [1,25,42,49], la bande FM [5,34,38,43,86], d'autres ont utilisé la fréquence de 27 MHz [26].

PARTIE A : SIMULATION ET PROPAGATION

***DANS DES TISSUS BIOLOGIQUES- ALIMENTATION PAR
CHAMP ELECTROMAGNETIQUE HAUTE FREQUENCE***

CHAPITRE 1 : **PROPRIETES ELECTRIQUES**
ET SIMULATION DES TISSUS BIOLOGIQUES

1.1) INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous rappelons les propriétés électriques des milieux biologiques ainsi que leur comportement vis-à-vis des ondes électromagnétiques, en particulier dans le domaine des radiofréquences. Depuis les années soixante, des études sont menées pour la détermination de ces paramètres radioélectriques. Les travaux les plus importants effectués dans ce domaine sont l'œuvre de SCHWAN [75,76,77,78] et sont considérés comme référence de comparaison.

Pour analyser le comportement des ondes radioélectriques dans ces milieux, il est indispensable de connaître leurs paramètres électriques. Comme nous n'avons pas la possibilité de réaliser des manipulations in-vivo, nous faisons appel à des tissus équivalents qu'on appelle "fantômes". En premier lieu, nous simulons ces tissus équivalents avec de la poudre de gélatine mélangée à de l'eau et nous déterminons leurs paramètres radioélectriques en fonction de la fréquence et de la température à l'aide d'une chaîne automatique de mesure. Les caractéristiques de ces gels peuvent être ajustées afin d'approcher au mieux, le tissu qu'on souhaite simuler.

1.2) CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES TISSUS BIOLOGIQUES

1.2.1) Modèle électrique des tissus biologiques

Si on suppose que le tissu biologique se comporte comme une suspension de microsphères en milieu dilué [60], on peut adopter le modèle de FRICKE [27], représenté

par la figure 1.1. La capacité C_M correspond à la contribution des membranes et les deux résistances (R_i et R_o) représentent les contributions des milieux intra et extra cellulaires.

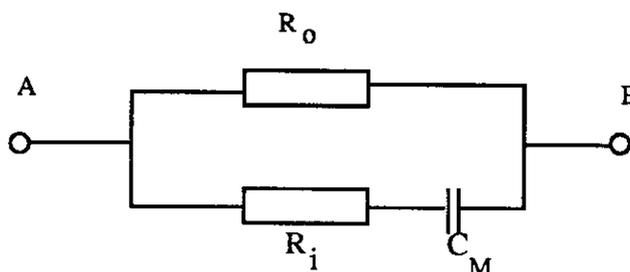


Figure 1.1 : Modèle électrique de FRICKE équivalent à un tissu biologique

Ce modèle est équivalent à celui d'un condensateur avec pertes et dont l'admittance s'écrit :

$$Y_t = \frac{1}{Z_t} = j C \omega (\epsilon' - j \epsilon'')$$

$$Y_t = \omega C \epsilon'' + j \omega C \epsilon' \quad (1.1)$$

La partie réelle de cette admittance correspond à une conduction électrolytique d'autant plus importante que la fréquence est plus élevée. Le comportement fréquentiel des tissus biologiques se manifeste à travers les paramètres ϵ' (permittivité) et σ (conductivité) [84,85]. Dans les tissus biologiques, on relève d'une part les tissus à forte teneur en eau (muscle et sang) et les tissus gras d'autre part. En réalité les tissus sont des milieux hétérogènes constitués de structures imbriquées entre elles et de manière différente. Les cellules qui les constituent peuvent, en première approche, être considérées comme des capacités élémentaires avec pertes. La réponse de ces microstructures à une onde électromagnétique varie avec la fréquence, il en résulte, pour la permittivité diélectrique, des phénomènes de dispersion qui peuvent être très complexes même dans le cas de milieux biologiques en

apparence simples comme le sang. Des mesures des paramètres diélectriques de la peau, de la graisse, du muscle et d'autres tissus sont rapportées dans [64,77,83]. Usuellement pour expliquer les phénomènes de dispersion dans les tissus biologiques, on adopte la courbe de dispersion de MAXWELL-WAGNER [75]. Cette courbe représentée par la figure 1.2 montre les trois zones correspondant à des phénomènes de relaxation et qui sont appelées : α , β et γ

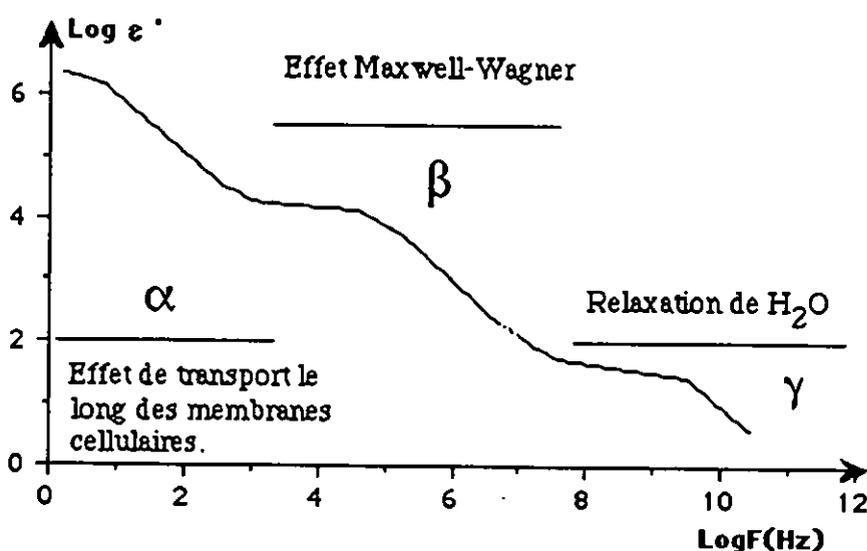


Figure 1.2 : Courbe de dispersion α , β et γ d'après SCHWAN [75].

- La dispersion α a lieu dans le domaine des basses fréquences ($< 1\text{KHz}$) et est la moins bien connue des trois. Des explications partant de phénomènes électrostatiques entraînant des relaxations ioniques autour de chaque cellule et des mécanismes de transport des membranes cellulaires ont été avancées.

- La dispersion β peut être expliquée à partir de l'effet MAXWELL-WAGNER qui a lieu à l'échelle cellulaire. SCHAWN a essayé de donner des explications à ce mécanisme [76] en ajoutant au modèle proposé par FRICKE un condensateur qui traduit l'inhomogénéité de la

structure cellulaire. La figure 1.3 représente une cellule et son circuit électrique correspondant.

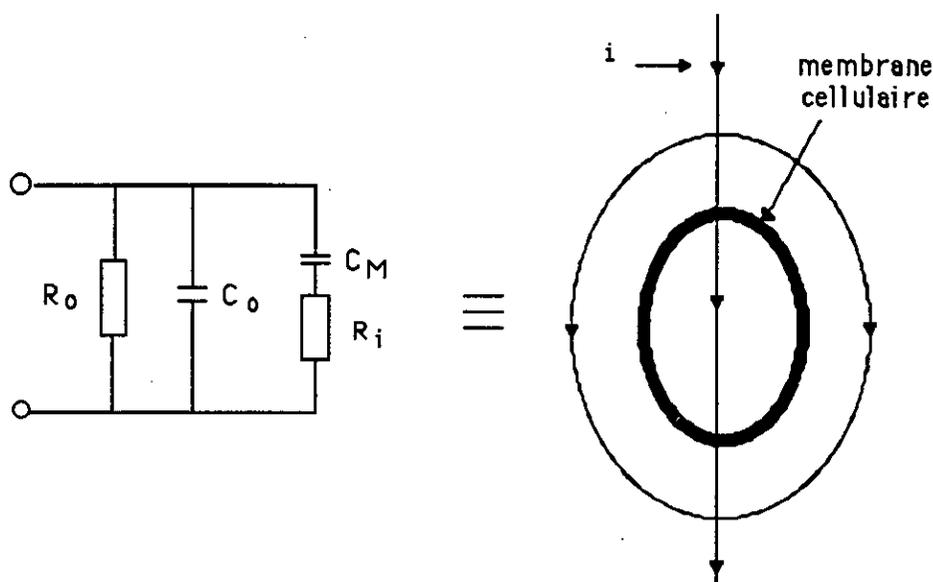


Figure 1.3 : Schéma équivalent d'une structure cellulaire-circuit électrique

D'après le schéma de la figure 1.3, le courant électrique (i), pénétrant dans la cellule biologique, se partagera en deux parties. Une partie contournera la membrane cellulaire et sera caractérisée dans le circuit par les éléments C_o en parallèle avec la résistance extracellulaire du modèle de FRICKE R_o . L'autre partie du courant pénétrera dans la membrane cellulaire et est représenté dans le circuit par la capacité C_M et R_i .

- La dispersion γ a lieu à de très hautes fréquences ($> 1\text{GHz}$). Elle est principalement due aux relaxations dipolaires des molécules d'eau contenues dans les tissus. Pour notre application, ce sera la zone de dispersion β qui sera retenue.

1.2.2) Propriétés électriques des tissus biologiques

En première approximation on peut considérer que les tissus biologiques peuvent être vus comme des diélectriques avec pertes. Ces pertes sont caractérisées de manière analogue à celles d'un condensateur par la tangente de l'angle " δ ". La permittivité complexe peut être écrite sous la forme :

$$\epsilon^* = \epsilon_0 (\epsilon' - j \epsilon'') \quad (1.2)$$

et les pertes seront définies par la tangente de cet angle.

$$\text{tg} \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (1.3)$$

Le diélectrique a une conductivité σ qui varie avec la fréquence selon la relation suivante.

$$\sigma = \omega \epsilon_0 \epsilon'' \quad (1.4)$$

La présence de cette conductivité, aussi faible soit-elle, introduit une dissipation de l'énergie électromagnétique sous forme de chaleur. Les phénomènes de relaxation que nous avons mentionnés précédemment expliquent la dépendance fréquentielle de la permittivité diélectrique relative et les phénomènes de polarisation dans le milieu biologique. En effet, sous l'action d'un champ électrique alternatif, le tissu est traversé par un courant électrique qui est la somme de deux termes : un courant de déplacement J_D et un courant de conduction J_C . La prépondérance de l'un par rapport à l'autre est mise en évidence par la valeur de l'angle de pertes qui peut s'exprimer encore en fonction de J_D et J_C par la relation :

$$\text{tg} \delta = \frac{J_C}{J_D} \quad (1.5)$$

En radiofréquence, l'énergie est principalement dissipée par le courant de conduction J_C dans le matériau car ces derniers ont une teneur en eau importante et la tangente de l'angle de pertes est alors supérieure à 1. Les tissus biologiques sont caractérisés par leur constante diélectrique (ϵ') et leur conductivité (σ) à des fréquences et températures données. Nous donnons, à titre d'exemple, un tableau contenant les paramètres radioélectriques des tissus excisés [77,83].

	Constante diélectrique ϵ'				Conductivité σ (S/m)			
Tissus	Fréquence en MHz				Fréquence en MHz			
	25	50	100	200	25	50	100	200
muscle	103-115	85-97	71-76	56	0,68-0,88			0,95-1,05
foie	136-138	88-93	76-79	50-56	0,48-0,54	0,51-0,58	0,58-0,56	0,67-0,91
rate	>200	135-140	100-101		0,66-0,78			
rein	>200	119-132	87-92	62	0,69-1,1			1,1
cerveau	>160	110-114	81-83		0,45	0,48-0,53	0,51-0,56	
graisse		11-13		4,5-7,5	0,04-0,06			0,03-0,09

Tableau 1 : Valeurs des paramètres radioélectriques de quelques tissus excisés [77].

1.3) SIMULATIONS DES TISSUS BIOLOGIQUES

Quand on désire réaliser, sur des tissus biologiques, des expériences telles que l'absorption, la propagation etc. des ondes électromagnétiques, nous devons d'abord opérer sur des tissus simulés. Ils sont appelés des tissus équivalents ou "fantômes" [16]. Le point fondamental qu'on demande à un tissu équivalent est d'avoir des propriétés électriques proches du tissu à simuler à la température ambiante. Les simulations que nous avons réalisées sont à mettre dans le cas de fantômes statiques. Si nous devons tenir compte des phénomènes de thermorégulation, on parlera dans ce cas d'un processus dynamique. On trouve des modèles de fantômes aussi bien liquides que solides. Les modèles solides ont l'avantage d'être moulables à la forme désirée [60]. Actuellement, plusieurs équipes travaillent sur la mise en œuvre de fantômes avec des produits variés et des compositions différentes afin d'approcher au mieux les tissus biologiques à simuler [30].

D'autres modèles utilisent des gels polyacrilamides mou de l'agar-agar. Leur mise au point est laborieuse.

1.3.1) Mise au point d'un fantôme

Afin d'analyser le comportement des ondes électromagnétiques dans les tissus biologiques, nous allons réaliser un tissu équivalent permettant de simuler un tissu quelconque moyennant un dosage bien précis. Nous utilisons de la poudre de gélatine mélangée à de l'eau, dans des dosages bien définis, pour la simulation de certains tissus. Les caractéristiques électriques, mesurées entre 20 et 150MHz, nous montreront qu'il est possible de simuler à peu près n'importe quel tissu biologique moyennant, si nécessaire, des rajouts de chlorure de sodium (NaCl).

1.3.1.1) Composition des gels

Le but principal recherché est l'utilisation d'un matériau qui a la possibilité d'être facilement dilué dans de l'eau et de se solidifier à une température proche de l'ambiante. En effet, les tissus biologiques ont une teneur en eau très importante et celle-ci détermine leurs propriétés électriques. D'autre part, la poudre de gélatine est un matériau organique, il suffit donc de réaliser un gel à partir de ce matériau mélangé à de l'eau distillée portée à ébullition [60]. La préparation de ces gels est réalisée selon les étapes suivantes :

- On porte de l'eau distillée à ébullition dans un récipient bien nettoyé.
- On y dissous de la poudre de gélatine en proportion correspondant au tissu à simuler.
- On mélange l'ensemble pour obtenir une bonne homogénéisation.
- On ajuste le volume total avec de l'eau distillée bouillante de façon à avoir le dosage souhaité.

Comme nous nous intéressons à la propagation de l'énergie électromagnétique dans des tissus, nous devons d'abord étudier les effets d'une élévation de température suite à une irradiation d'une forte puissance radioélectrique, de la fréquence de travail et de la constitution de l'obstacle qui se trouve sur la trajectoire des ondes électromagnétiques. Nous avons réalisé trois dosages (5, 10 et 12,5%) pour mettre en évidence l'effet de la concentration. Avec chacune d'elles, nous avons effectué des mesures grâce à une chaîne automatique comprenant :

- Un pont d'impédance

- Une thermorégulation qui nous permet de maintenir constante la température de la cellule pendant les mesures.
- Un micro-ordinateur pilotant le pont d'impédance à l'aide du port IEEE.

Le montage utilisé pour ces mesures est celui mis au point à l'ENSIC par l'équipe du Professeur GREFFE de l'INPL de Nancy. Il s'agit d'un banc de mesure réflectométrique utilisant une cellule thermostatée. Le synoptique de ce banc de mesure est représenté par la figure 1.4. Le pont d'impédance HP 4191A RF IMPEDANCE ANALYZER a été piloté par un micro-ordinateur du type PC. Le gel est placé dans une cellule étalonnée. Cet étalonnage a été effectué pour les fréquences : 20, 25, 30, 35, 40, 60, 80, 100, 125 et 150MHz. Un circuit d'eau thermostatée permet de régler la température de la cellule. Les valeurs prélevées, capacités et conductances du fantôme, sont stockées sur disquettes pour un traitement ultérieur.

Avec de la poudre de gélatine, nous avons réalisé trois fantômes tissus-équivalents avec des dosages à 5 , 10 et 12,5% . Avec chaque dosage nous avons relevé les paramètres radioélectriques, c'est-à-dire la permittivité et la conductivité à l'aide du pont d'impédance HP 4191A RF IMPEDANCE ANALYZER. Une thermorégulation a maintenu la température du gel constante pendant le balayage fréquentiel. Le pont d'impédance est piloté par un PC pour assurer le balayage fréquentiel du pont HF. Un programme a été mis au point pour obtenir la permittivité (ϵ') et la conductivité (σ) du tissu équivalent analysé. La sonde utilisée pour les différentes mesures est décrite dans [12] . La figure 1.4 donne le schéma synoptique du montage expérimental .

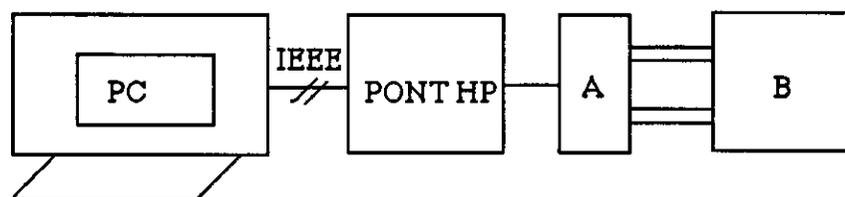


Figure 1.4 : Schéma synoptique du banc de mesure.

A : cellule contenant le gel

B : thermostatisation

1.3.1.2) Résultats expérimentaux

Toutes les mesures qui ont été faites ont eu lieu pour des fréquences allant de 20MHz à 150MHz et des températures de 37°C à 50°C. Nous avons poussé la température jusqu'à 50°C pour la simple raison que nous voulions, en simulant une propagation, analyser l'effet de ce paramètre sur la densité de puissance qui atteindra un point d'impact fixé, matérialisant un circuit électronique à alimenter.

a) Représentation de la conductivité en fonction de la fréquence et de la température

Afin de ne pas surcharger les graphes, nous représentons seulement les courbes pour les températures de 40, 45 et 50°C et ce pour les trois dosages réalisés.

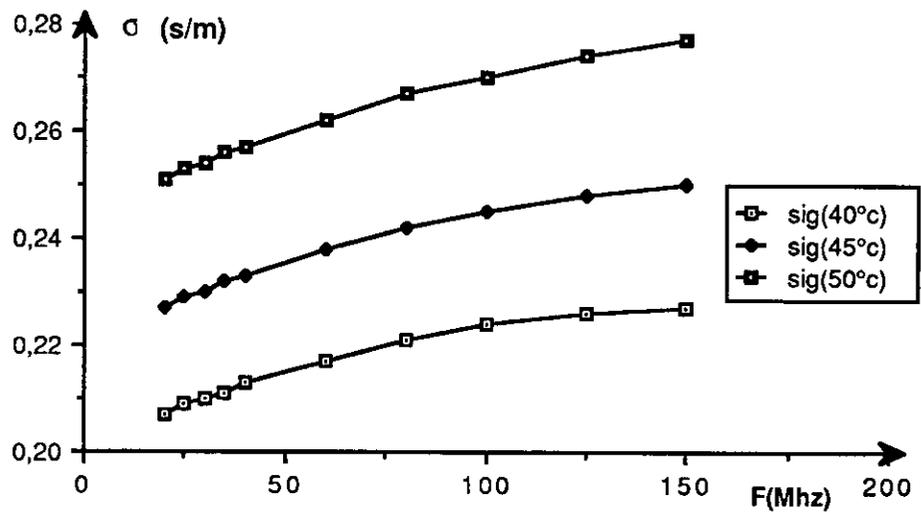


Figure 1.5 : Variations de la conductivité pour le dosage à 5% en fonction de la fréquence et pour différentes températures

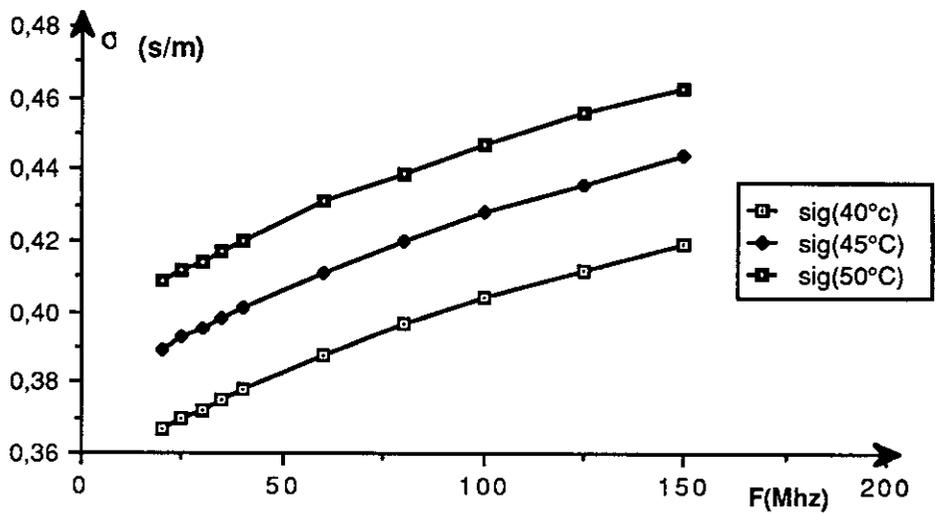


Figure 1.6 : Variations de la conductivité pour le dosage de 10% en fonction de la fréquence et pour différentes températures.

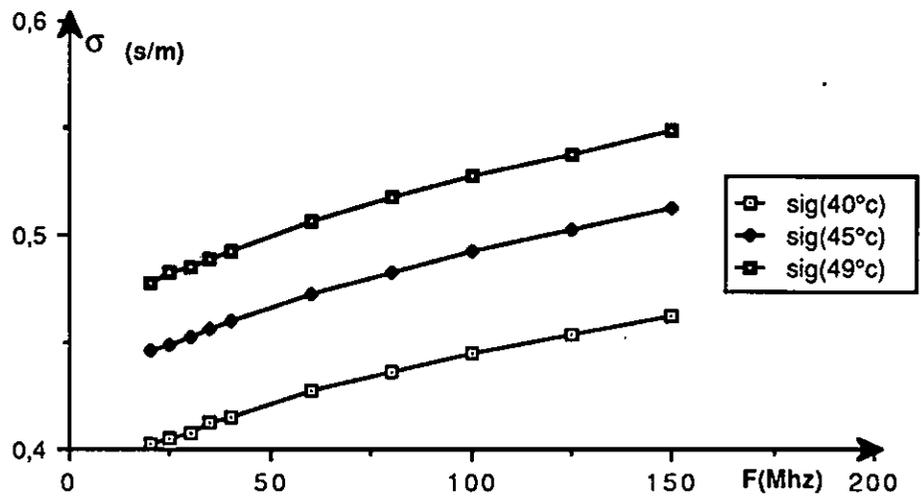


Figure 1.7 : Variations de la conductivité pour le dosage de 12,5% en fonction de la fréquence et pour différentes températures.

b) Représentation de la permittivité en fonction de la fréquence et de la température

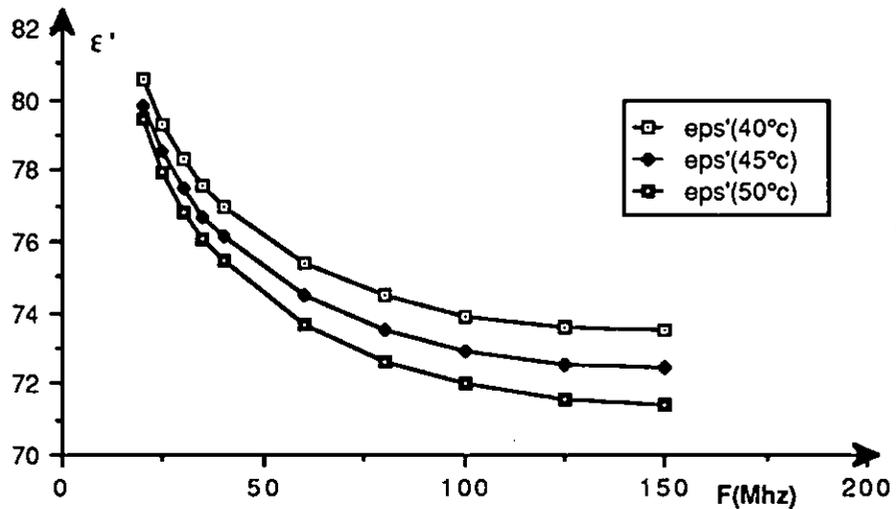


Figure 1.8 : Variations de la permittivité pour le dosage de 5% en fonction de la fréquence et pour différentes températures

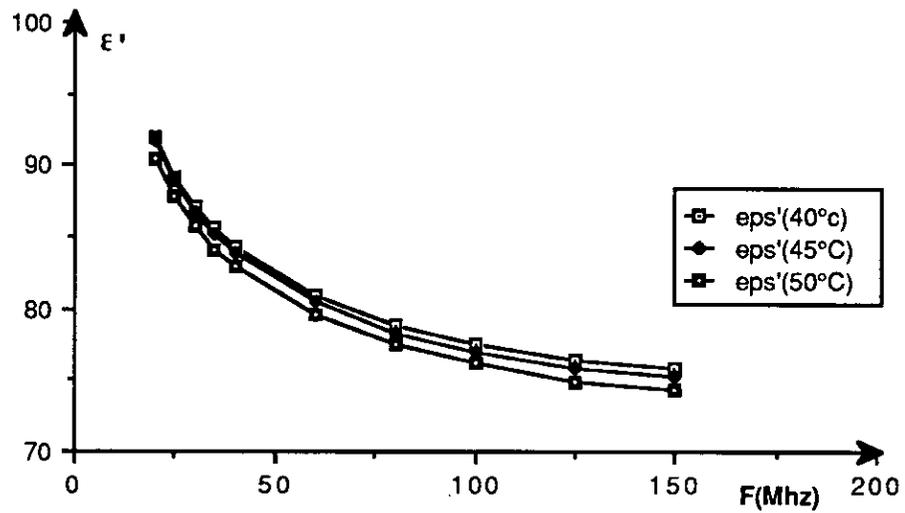


Figure 1.9 : Variations de la permittivité pour le dosage de 10% en fonction de la fréquence et pour différentes températures

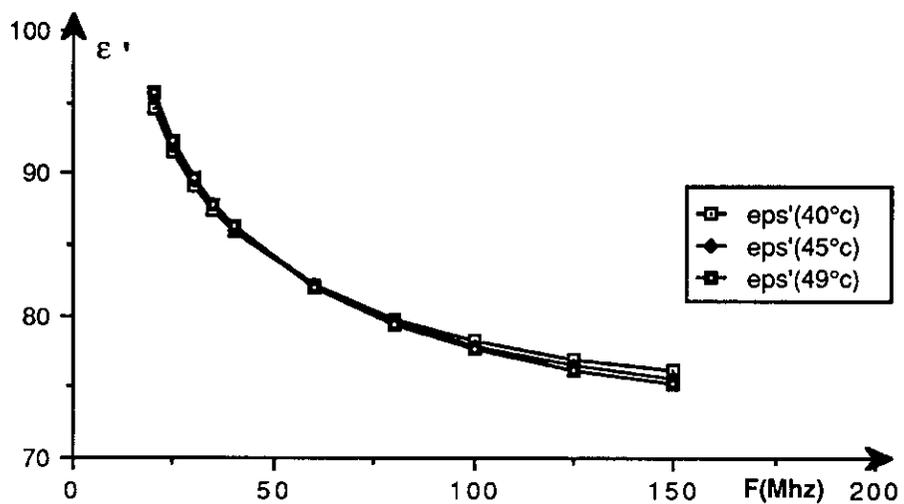


Figure 1.10 : Variations de la permittivité pour le dosage de 12,5% en fonction de la fréquence et pour différentes températures

1.4) CONCLUSION

Nous remarquons que les valeurs des deux caractéristiques radioélectriques (permittivité et conductivité du gel) sont comprises dans la gamme de valeurs donnée par le tableau 1. Les allures des courbes (Figures 1.8 à 1.10) nous montrent que la permittivité diminue très légèrement avec l'augmentation de la température surtout pour des dosages proches des tissus biologiques (10 et 12,5%). Par ailleurs, cette légère diminution nous laisse déjà entrevoir une augmentation de la vitesse de phase avec la température. La concentration de 5% qui n'a pas un intérêt pratique réel a été insérée pour mettre en évidence l'effet de la concentration. Pour cette dernière, nous observons des dispersions avec la variation de la température, ce qui peut s'expliquer par le passage en phase liquide qui se situe autour de 28°C. La valeur de la permittivité, pour le dosage de 5%, reste voisine de celle de l'eau (≈ 80). Par contre, la conductivité, figure 1.5 à 1.7, augmente de façon significative aussi bien avec l'augmentation de la fréquence qu'avec celle de la concentration et de la température. Ce dernier résultat nous indique que le milieu devient de plus en plus conducteur. Cette augmentation nous laisse déjà prévoir une atténuation de l'onde lors de la propagation dans un tel milieu.

CHAPITRE 2 : PROPAGATION DANS LES TISSUS BIOLOGIQUES SIMULES

2.1) INTRODUCTION

Dans le cas des micro-émetteurs implantables alimentés par une source externe à rayonnement électromagnétique, il est obligatoire de connaître la propagation de l'énergie dans les tissus jusqu'au point souhaité - lieu d'implantation du micro-émetteur - pour savoir si cette énergie est suffisante à l'alimentation du capteur-émetteur. Pour évaluer les fluctuations de la densité de puissance, nous avons réalisé des tissus-équivalents et élaboré un programme, en TURBO PASCAL, de simulation de calcul de l'amplitude du vecteur de POYNTING. Le programme réalisé se trouve en annexe 1. Le paramètre qui est susceptible de nous renseigner sur la propagation de l'énergie est le vecteur de POYNTING (densité de puissance). Pour alimenter l'émetteur implanté, il est nécessaire de disposer d'une forte puissance qui va engendrer une augmentation de la température au voisinage de la zone irradiée. Cette augmentation de température va influencer sur les paramètres radioélectriques de la zone en question et par conséquent modifier la densité de puissance.

2.2) EVALUATION DE L'AMPLITUDE DU VECTEUR DE POYNTING

Lors de la simulation des tissus, nous avons constaté une modification des paramètres radioélectriques avec la température et cela va engendrer une variation de la propagation. La grandeur qui va nous permettre d'analyser cette modification de la propagation est l'amplitude du vecteur de POYNTING. Nous allons utiliser la méthode

des différences finies pour calculer les champs électrique et magnétique et ensuite déterminer la densité de puissance.

2.2.1) METHODE DES DIFFERENCES FINIES

La méthode des différences finies a été proposée pour la première fois par YEE [96], qui plaça les champs E et H à un demi pas d'intervalle autour d'une cellule élémentaire (figure 2.1). On supposera que les dimensions de chaque cellule sont petites vis-à-vis de la longueur d'onde. A chaque demi pas d'intervalle temporel, les champs E et H sont évalués alternativement. Par la suite, la nouvelle valeur d'une composante quelconque du champ en chaque point de la grille dépend seulement de sa valeur précédente et des valeurs précédentes des composantes adjacentes de l'autre champ. L'axe oz sera pris comme direction de propagation. En partant des équations de MAXWELL et en utilisant la méthode des différences finies, nous pouvons calculer le champ électromagnétique (E et H) [35] et par conséquent la densité de puissance dans des tissus simulés .

$$\text{rot H} = \frac{\partial D}{\partial t} + J \quad (2.1)$$

$$\text{rot E} = - \frac{\partial B}{\partial t} \quad (2.2)$$

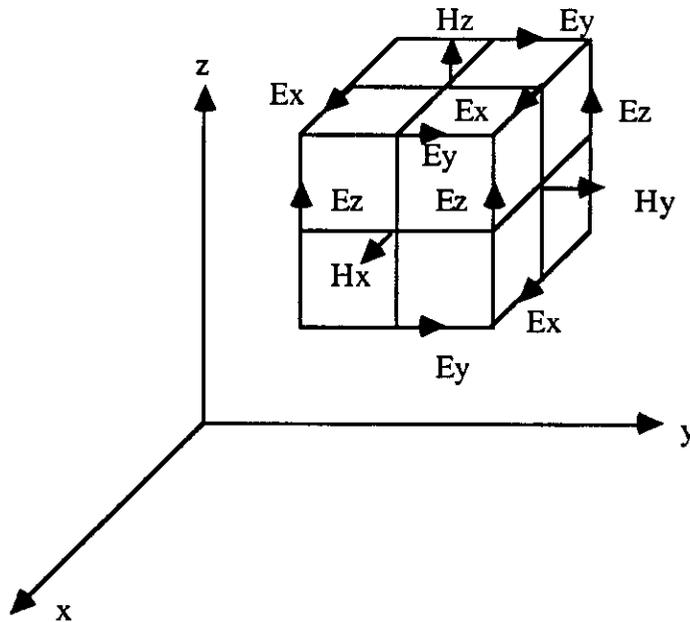


Figure 2.1 : Représentation des champs dans la grille de YEE [96]

Ces deux équations écrites sous la forme des différences finies peuvent être résolues sur un ordinateur pour évaluer les grandeurs recherchées. Dans notre cas, on s'intéresse à déterminer la densité de puissance, c'est-à-dire l'amplitude du vecteur de POYNTING qui pénètre dans le gel. Nous pouvons donc nous limiter à une propagation TE ou TM. En comparant les systèmes d'équations pour les deux modes, nous avons constaté que les temps de calcul étaient beaucoup plus importants en mode TE qu'en mode TM. De plus, en mode TE, il y a une substantielle discontinuité du champ électrique aux interfaces [87]. Nous allons donc adopter le mode TM pour la suite de notre étude.

En propagation TM, nous avons :

$$H_z = 0 \text{ et } E_x = E_y = 0$$

Les équations (2.1) et (2.2) se réduisent à :

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon_z} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) - \frac{\sigma_z}{\epsilon_z} E_z \quad (2.3)$$

$$\mu_x \frac{\partial H_x}{\partial t} = - \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (2.4)$$

$$\mu_y \frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.5)$$

Nous allons écrire les équations (2.3) à (2.5) sous formes de différences finies [87,88,89], sachant qu'une fonction quelconque s'écrit sous la forme de différence finie de la façon suivante :

sous forme spatiale :
$$\frac{\partial G^n(i,j,k)}{\partial x} = \frac{G^n(i+\frac{1}{2},j,k) - G^n(i-\frac{1}{2},j,k)}{\delta l} + 0(\delta l^2)$$

sous forme temporelle :
$$\frac{\partial G^n(i,j,k)}{\partial t} = \frac{G^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) - G^{n-\frac{1}{2}}(i,j,k)}{\delta t} + 0(\delta t^2)$$

d'où :

$$E_z^{n+1}(i,j) = E_z^n(i,j) + \frac{\Delta t}{\Delta x \cdot \epsilon_z(i,j)} \left[H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2},j) \right] - \frac{\Delta t}{\Delta y \cdot \epsilon_z(i,j)} \left[H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j-\frac{1}{2}) \right] - \frac{\sigma_z(i,j) \cdot \Delta t}{\epsilon_z(i,j)} \left[\frac{E_z^{n+1}(i,j) + E_z^n(i,j)}{2} \right] \quad (2.6)$$

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) - \frac{\Delta t}{\Delta y \cdot \mu_x(i,j+\frac{1}{2})} [E_z^n(i,j+1) - E_z^n(i,j)] \quad (2.7)$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) + \frac{\Delta t}{\Delta x \cdot \mu_y(i,j+\frac{1}{2})} [E_z^n(i+1,j) - E_z^n(i,j)] \quad (2.8)$$

On peut combiner les relations (2.6) à (2.8) avec δl qui est la dimension de la cellule élémentaire et δt le pas temporel. On suppose que les tissus biologiques ne sont pas magnétiques.

Posons :

$$\Delta x = \Delta y = \Delta z = \delta l \quad : \text{ pas spatial}$$

$$\Delta t = \delta t \quad : \text{ pas temporel}$$

$$A_z(i,j) = \frac{1 - \frac{\delta t}{2} \frac{\sigma_z(i,j)}{\epsilon_z(i,j)}}{1 + \frac{\delta t}{2} \frac{\sigma_z(i,j)}{\epsilon_z(i,j)}}$$

$$B_z(i,j) = \frac{\frac{\delta t}{\delta l} \frac{1}{\epsilon_z(i,j)}}{1 + \frac{\delta t}{2} \frac{\sigma_z(i,j)}{\epsilon_z(i,j)}}$$

$$G = \frac{\delta t}{\delta l} \frac{1}{\mu_o}$$

Compte tenu des grandeurs définies ci-dessus, nous pouvons écrire les relations (2.6) à (2.8) sous la forme :

$$E_z^{n+1}(i,j) = A_z(i,j) E_z^n(i,j) + B_z(i,j) [H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2},j) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) + H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j-\frac{1}{2})]$$

(2.9)

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2}) - G. [E_z^n(i,j+1) - E_z^n(i,j)]$$

(2.10)

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j) + G. [E_z^n(i+1,j) - E_z^n(i,j)]$$

(2.11)

2.2.2 Choix du type d'onde incidente

Plusieurs types d'ondes planes sont exploitées dans des simulations utilisant la méthode des différences finies. Les plus couramment utilisées sont une impulsion de GAUSS, une sinusoïde avec un terme décroissant exponentiellement et une sinusoïde [89]. Dans notre étude, nous nous intéressons à la détermination de la densité de puissance pour une seule fréquence, nous pouvons prendre une onde plane sinusoïdale de fréquence F.

$$E_i = E_0 \sin(2\pi F \delta t N) \quad (2.12)$$

A l'instant initial, le nombre de pas N vaut 1, E_i est calculée et reste constante sur toute la partie en contact avec l'élément rayonnant; les champs E_z , H_x et H_y ainsi que la

densité de puissance sont également calculés. Une fois ces calculs terminés, on incrémente le pas , c'est-à-dire on fait $N = 2$ et un nouveau cycle recommence.

2.2.3 Limitations et contraintes

Pour un choix fixé de la dimension de la cellule élémentaire δl , il y a une restriction sur le pas temporel δt pour assurer la stabilité de l'algorithme [89].

$$\delta t \leq \frac{\delta l}{C_0 \sqrt{3}} \quad (2.13)$$

où C_0 est la vitesse des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Comme recommandé par TAFLOVE [89], nous prendrons :

$$\delta t = \frac{\delta l}{2C_0} \quad (2.14)$$

Pour δl et δt donnés, il y a une restriction sur la fréquence de travail. Puisque la méthode retenue peut être vue comme un échantillonnage de E et H , ces champs doivent être correctement échantillonnés pour avoir une précision acceptable. En prenant 10 points par longueur d'onde interne λ_i , cela donnera des résultats satisfaisants.

$$\delta l \leq 0,1 \lambda_i = \frac{\lambda_0}{10 \sqrt{\epsilon'}} = \frac{C_0}{10 f \sqrt{\epsilon'}} \quad (2.15)$$

Pour un ϵ' et δl donnés, on peut définir la fréquence maximale qui sera utilisée pour l'onde incidente. Le nombre de pas temporels nécessaires dépend de la fréquence maximale trouvée précédemment pour que les champs internes atteignent l'état permanent.

Dans notre application, nous avons trouvé deux périodes d'oscillation suffisante. Donc le nombre de pas sera :

$$N = 2 \left(\frac{T}{\delta t} \right) \quad (2.16)$$

En ce qui concerne l'amplitude E_0 , nous avons tenu compte des recommandations de ANSI C95.1-1982 [2].

$$\begin{aligned} E_0 &= 632 \text{ V/m} && \text{pour} && 0,3 \leq f(\text{MHz}) \leq 3,0 \\ E_0 &= \frac{1897}{f_{\text{MHz}}} \text{ V/m} && \text{pour} && 3,0 \leq f(\text{MHz}) \leq 30,0 \\ E_0 &= 61,4 \text{ V/m} && \text{pour} && 30,0 \leq f(\text{MHz}) \leq 300,0 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Pour une fréquence de travail fixée à 148,9 MHz, nous avons pris pour E_0 la valeur de 61,4 V/m.

2.2.4 Détermination de la densité de puissance

Pour calculer les amplitudes des différentes composantes du champ électromagnétique et par la suite la densité de puissance, à l'aide d'un ordinateur, nous arrangeons les équations (2.9) à (2.11) comme ci-après :

$$EZ(I,J) = AZ(I,J).EZ(I,J) + BZ(I,J)[HY(I,J) - HY(I-1,J) + HX(I,J-1) - HX(I,J)] \quad (2.18)$$

$$HX(I,J) = HX(I,J) - G [EZ(I,J+1) - EZ(I,J)] \quad (2.19)$$

$$HY(I,J) = HY(I,J) + G [EZ(I+1,J) - EZ(I,J)] \quad (2.20)$$

Le vecteur de POYNTING est donné par :

$$\vec{P} = \vec{E} \wedge \vec{H} \quad (2.21)$$

$$\vec{P} = -i (E_z H_y) + j (E_z H_x) + k (0) \quad (2.22)$$

et le module s'écrit :

$$|\vec{P}| = \sqrt{(E_z H_y)^2 + (E_z H_x)^2} \quad (2.23)$$

Un programme en turbo PASCAL a été réalisé pour évaluer E et H ; donc le module du vecteur de POYNTING. Compte tenu du fait que la dimension de la cellule élémentaire $\delta l = 0,5$ cm et que l'élément de réception est supposé être placé à une distance $d = 10$ cm, une grille de 20 x 20 cellules élémentaires, figure 2.2, est donc suffisante.

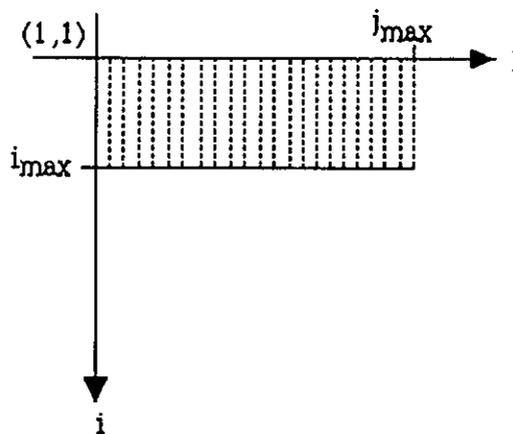


Figure 2.2 : milieu grillagé avec $i_{\max} = j_{\max} = 20$

Afin de connaître la densité de puissance maximale qui atteint le point $j = j_{\max} = 20$, nous avons seulement tracé les courbes pour les dosages 10 et 12,5%, c'est-à-dire celles qui se rapprochent le plus des tissus biologiques et aux températures 40, 45 et 50°C pour ne pas surcharger les courbes. Le champ incident est constant sur toute la partie ($i, j = 1$); autrement dit, on essaie de suivre le rayon énergie le long de l'axe " j " qui est la direction de l'élément de réception de l'énergie radioélectrique. A l'aide des relations (2.18) à (2.20), nous pouvons définir les valeurs initiales du champ électromagnétique.

$$EZ(1,1) = E_0 \sin(2\pi F N \delta t) \quad (2.24)$$

$$HX(1,1) = G E_0 \sin(2\pi F N \delta t) \quad (2.25)$$

$$HY(1,1) = G E_0 \sin(2\pi F N \delta t) \quad (2.26)$$

Pour la simulation de la propagation, nous nous sommes limités à un seul tissu donc avec une permittivité et une conductivité données. Les résultats obtenus à l'aide du programme élaboré, annexe 1, nous fournissent les courbes 2.3 à 2.8.

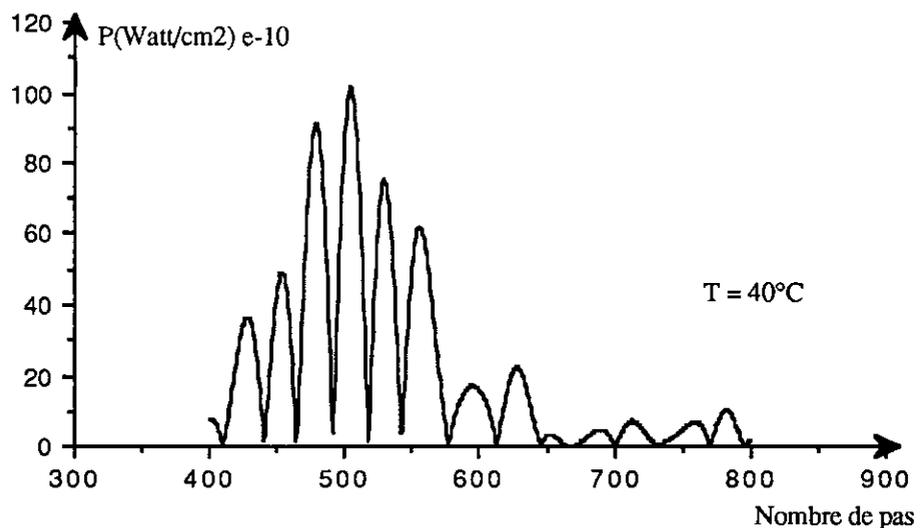


Figure 2.3 : Variations de la densité de puissance pour le gel 10% et 40°C

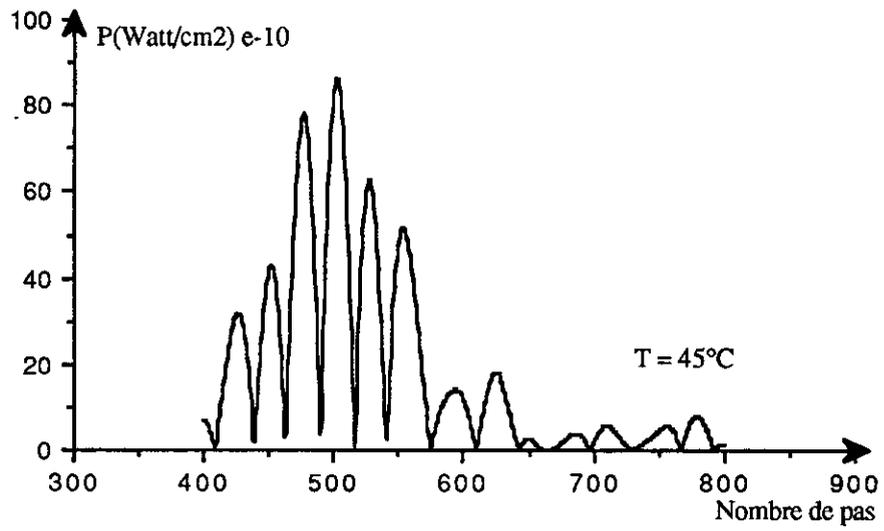


Figure 2.4 : Variation de la densité de puissance pour le gel 10% et 45°C

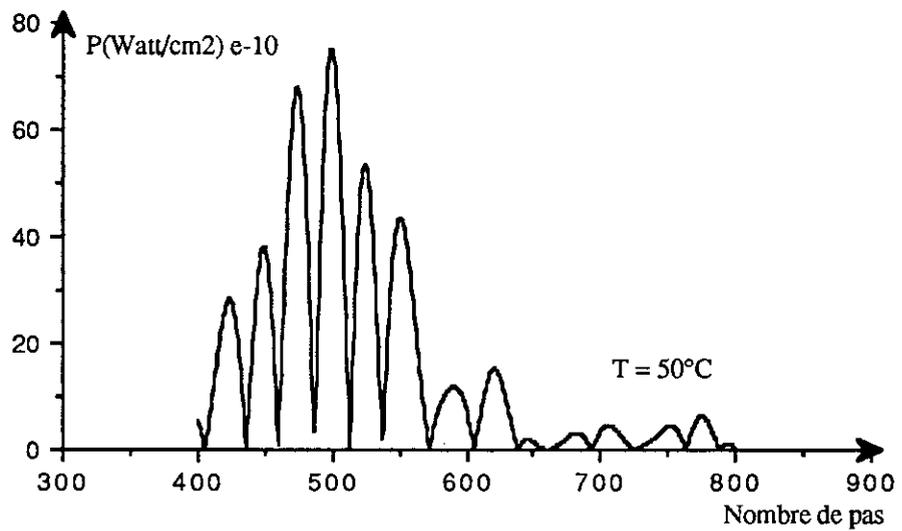


Figure 2.5 : Variation de la densité de puissance pour le gel 10% et 50°C

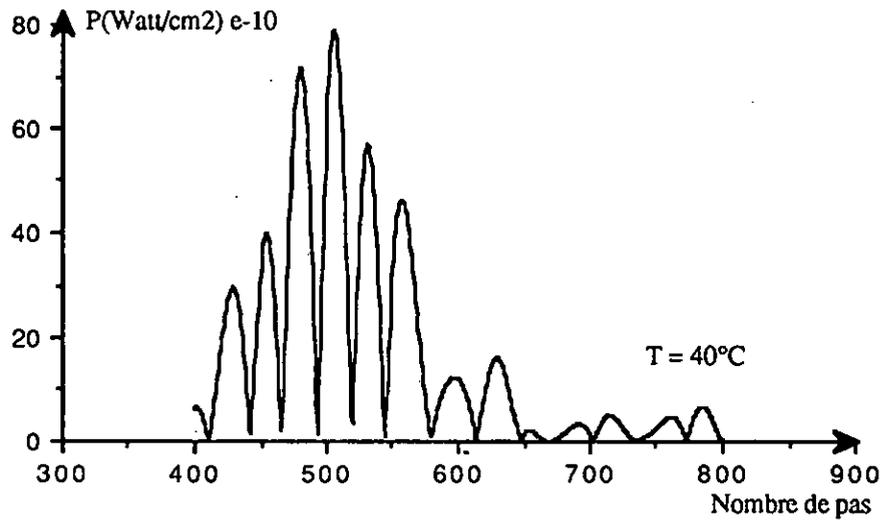


Figure 2.6 : Variations de la densité de puissance pour le gel 12,5% et 40°C

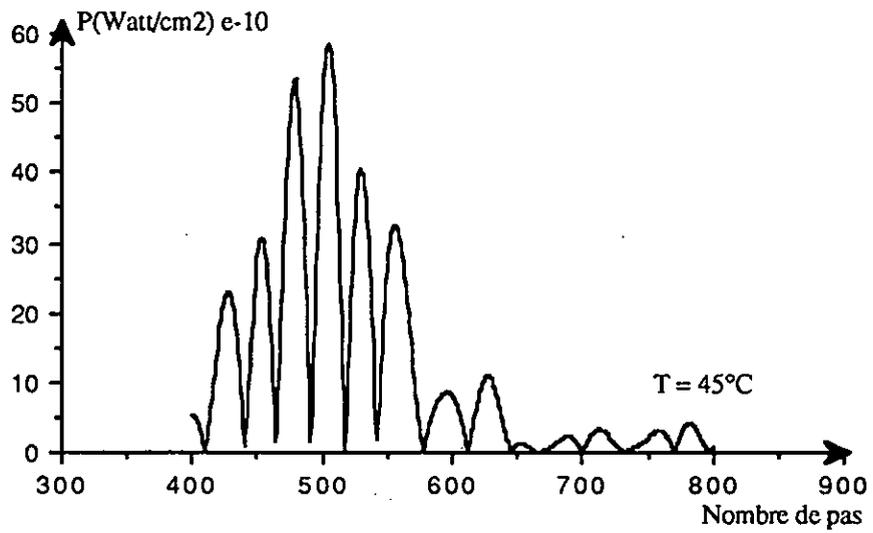


Figure 2.7 : Variations de la densité de puissance pour le gel à 12,5% et 45°C

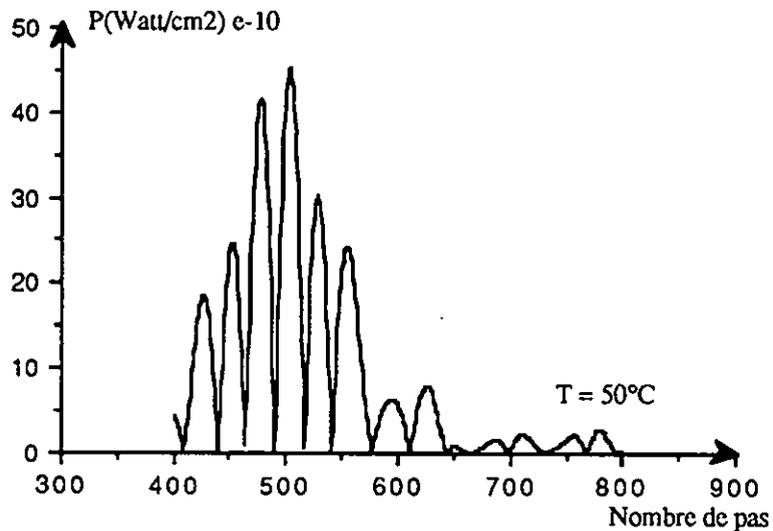


Figure 2.8 : Variations de la densité de puissance pour le gel à 12,5% et 50°C

Les figures 2.3 à 2.8 montrent les variations de la densité de puissance pour différentes températures et dosages. Compte tenu de l'expression (2.23), nous obtenons des valeurs positives; ceci a donné donc, plusieurs maximums.

Nous prendrons la valeur la plus élevée de densité de puissance pour se placer dans le cas le plus favorable en vue d'évaluer le rendement de la densité de puissance.

2.2.5 Interprétation des résultats

Nous observons que le choix des deux périodes retenues pour soumettre la cible à un rayonnement est justifié car la densité de puissance atteint son maximum aux environs de 500 pas temporels.

Pour analyser l'effet de la température sur la densité de puissance, nous allons considérer la variation de température entre 40°C et 45°C ; c'est-à-dire avec une variation

$\Delta T = +5^\circ\text{C}$. Les calculs montrent que la densité de puissance diminue et la variation relative est évaluée à :

$$* \text{ Pour le gel à } 5\%, \quad \text{on a :} \quad \frac{\Delta P}{P} \approx 15\%$$

$$* \text{ Pour le gel à } 10\%, \quad \text{on a :} \quad \frac{\Delta P}{P} \approx 15\%$$

$$* \text{ Pour le gel à } 12,5\%, \quad \text{on a :} \quad \frac{\Delta P}{P} \approx 26\%$$

Dans ce dernier cas, la variation relative de la densité de puissance est beaucoup plus importante. En faisant intervenir la variation de température, nous aurons :

$$* \text{ Pour le gel à } 5\%, \quad \text{on a :} \quad \frac{\Delta P}{\Delta T} \approx \frac{15\%P}{\Delta T} \approx 3\% P / ^\circ\text{C}$$

$$* \text{ Pour le gel à } 10\%, \quad \text{on a :} \quad \frac{\Delta P}{\Delta T} \approx \frac{15\%P}{\Delta T} \approx 3\% P / ^\circ\text{C}$$

$$* \text{ Pour le gel à } 12,5\%, \quad \text{on a :} \quad \frac{\Delta P}{\Delta T} \approx 9\% P / ^\circ\text{C}$$

Nous remarquons que l'augmentation de température engendre un temps plus court qui est caractérisé par le nombre de pas de calcul, pour obtenir le maximum de la densité de puissance : ceci pour les trois concentrations étudiées (5%, 10% et 12,5%). Les calculs nous ont fourni le nombre de pas pour atteindre le maximum. En ce qui concerne la concentration de 10%, il faut 504, 502 et 500 pas pour les températures respectives de 40, 45 et 50°C . Pour la concentration de 12,5%, il faut 506, 504 et 503 pas de calcul pour les températures de 40, 45 et 50°C respectivement. Ce décalage de temps peut

s'expliquer par la diminution de la permittivité avec l'augmentation de la température (figures 1.8 à 1.10). En effet, la vitesse de phase de l'onde est donnée par :

$$V_{\varphi} = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon'}} \quad (2.27)$$

d'où

$$\frac{dV_{\varphi}}{d\epsilon'} = C_0 \left(-\frac{1}{2}\right) (\epsilon')^{-\frac{3}{2}} = -\frac{0.5}{\epsilon'} V_{\varphi} \quad (2.28)$$

et

$$\frac{dV_{\varphi}}{V_{\varphi}} = -0.5 \frac{d\epsilon'}{\epsilon'} \quad (2.29)$$

Application numérique :

* Pour le gel à 5% , on trouve : $\frac{dV_{\varphi}}{V_{\varphi}} = + 0.76 \%$

* Pour le gel à 10% , on trouve : $\frac{dV_{\varphi}}{V_{\varphi}} = + 0.4 \%$

* Pour le gel à 12,5% , on trouve : $\frac{dV_{\varphi}}{V_{\varphi}} = + 0.36 \%$

Nous obtenons, donc, une variation algébrique positive, ce qui donne une augmentation de la vitesse de phase et par conséquent une diminution du nombre de pas pour atteindre le maximum.

En ce qui concerne le rendement obtenu, nous allons extraire les deux valeurs maximales de la densité de puissance :

- L'une au point d'émission; c'est-à-dire à l'origine $P(1,1)$
- L'autre au point de réception à $d=10$ cm; c'est-à-dire au niveau de la cible $P(1,j_{\max})$

Compte tenu des valeurs initiales, la densité de puissance au point $P(1,1)$ vaut :

$$P(1,1) = 5 \cdot 10^{-4} \text{ W/cm}^2$$

Le rendement est défini par l'expression suivante :

$$\eta = \frac{P(1,j_{\max})}{P(1,1)}$$

La puissance recueillie à $d=10$ cm et le rendement (η) pour le gel à 10% sont :

$$\text{à } 40^{\circ}\text{C} \quad P(1,j_{\max}) = 6,8 \cdot 10^{-9} \text{ W/cm}^2 \quad \text{d'où } \eta = 1,36 \cdot 10^{-5}$$

$$\text{à } 45^{\circ}\text{C} \quad P(1,j_{\max}) = 5,9 \cdot 10^{-9} \text{ W/cm}^2 \quad \text{d'où } \eta = 1,18 \cdot 10^{-5}$$

$$\text{à } 50^{\circ}\text{C} \quad P(1,j_{\max}) = 5,2 \cdot 10^{-9} \text{ W/cm}^2 \quad \text{d'où } \eta = 1,04 \cdot 10^{-5}$$

La puissance recueillie à $d=10$ cm et le rendement (η) pour le gel à 12,5% sont de :

$$\text{à } 40^{\circ}\text{C} \quad P(1,j_{\max}) = 5,5 \cdot 10^{-9} \text{ W/cm}^2 \quad \text{d'où } \eta = 1,1 \cdot 10^{-5}$$

$$\text{à } 45^{\circ}\text{C} \quad P(1,j_{\max}) = 4,2 \cdot 10^{-9} \text{ W/cm}^2 \quad \text{d'où } \eta = 0,84 \cdot 10^{-5}$$

$$\text{à } 50^{\circ}\text{C} \quad P(1, j_{\max}) = 3,4 \cdot 10^{-9} \text{ W/cm}^2 \quad \text{d'où } \eta = 0,68 \cdot 10^{-5}$$

Nous constatons que le rendement est très faible; autrement dit l'onde est fortement atténuée. Ceci veut dire que pour l'alimentation des circuits électroniques implantables, il est nécessaire de disposer de fortes puissances à l'entrée pour espérer alimenter convenablement les circuits implantés.

2.3) CONCLUSION

Cette étude nous indique que l'effet de température peut être pris en considération surtout pour les dosages de gélatine supérieurs à 12,5% : concentrations qui se rapprochent le plus des tissus biologiques. Pourtant, comme nous n'avons pas tenu compte des phénomènes de thermorégulation sanguine, ces résultats pourraient subir quelques corrections. On constate que lorsque la température augmente, la densité de puissance au point souhaité diminue : cela peut être expliqué par l'augmentation de la conductivité. Pour une température fixée, la densité de puissance diminue avec l'augmentation de la concentration du gel : ceci peut être interprété par l'augmentation de la conductivité qui entraîne une moins bonne propagation de l'énergie radioélectrique. Le rendement de la densité de puissance est très faible. Donc, pour alimenter les circuits électroniques implantables, il est nécessaire de disposer de fortes puissances. En résumé, pour un capteur-émetteur implanté en un point donné, nous pouvons réaliser les gels simulant les différents tissus qui se trouvent sur la trajectoire et calculer la densité de puissance qui arrive au point souhaité de manière à optimiser la valeur de la puissance d'émission.

CHAPITRE 3 : ALIMENTATION PAR CHAMP EXTERNE

3.1 INTRODUCTION

La miniaturisation et l'utilisation à long terme des systèmes électroniques implantés pour les applications médicales ou industrielles en milieu hostile font appel à un besoin croissant d'alimentation externe [17,21,32,34]. En biomédical; le procédé se présente de la façon suivante : à l'extérieur du corps, à proximité de l'épiderme et en un point très précis, la sortie d'un oscillateur est amplifiée et alimente une bobine d'émission (primaire). A l'intérieur du corps, une bobine de réception (secondaire) récupère la puissance radioélectrique transmise, et un circuit la redresse pour la convertir en une tension continue qui alimente le système électronique implanté [24,31,44]. Le transfert du maximum de puissance de la bobine d'émission à la bobine de réception est recherché pour obtenir le meilleur rendement possible [37,80]. Une procédure de projet pour les bobines d'émission et de réception a été déterminée à partir des paramètres suivants : charge, espacement et formes des bobines et fréquence de travail.

3.2) THEORIE

Le circuit d'alimentation par champ externe est représenté par la figure ci-dessous.

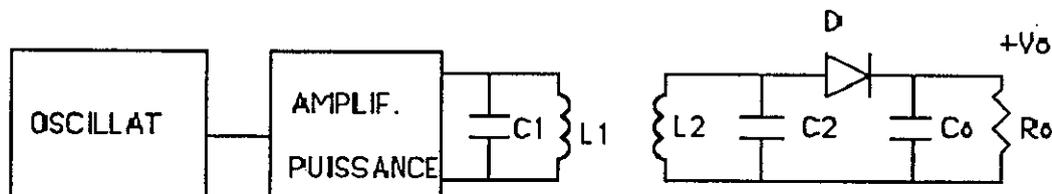


Figure 3.1 : Schéma synoptique de l'alimentation externe

L'efficacité de la diode est définie par la grandeur A telle que :

$$A = \frac{V_o}{V_p}$$

où V_p est la tension crête aux bornes du circuit accordé L_2C_2 et donc

$$V_o = V_p - V_{\text{diode}} \quad (3.1)$$

Quand la diode est passante, V_p peut dépasser plusieurs volts, et $R_o C_o \gg T_o$: T_o est la période du signal incident, $V_{\text{diode}} \ll V_p$ et " A " tend alors vers l'unité. Dans ce cas, $V_p \approx V_o$, et la résistance de charge équivalente en alternatif " R " qui dissipera une puissance moyenne alternative équivalente à celle dissipée en continu par R_o aura pour valeur :

$$P = \frac{V_o^2}{R_o} = \frac{V_p^2}{2R} \quad \text{d'où} \quad R = \frac{R_o}{2} \quad (3.2)$$

La résistance série R_L équivalente due à la charge R_o (ou R) vue entre les points A et B [35,68,79] est déterminée en analysant le circuit suivant :

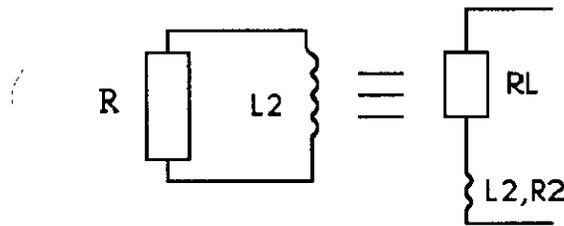
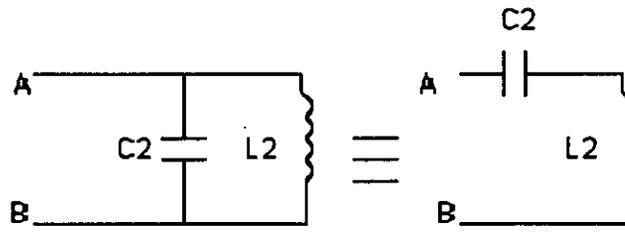


Figure 3.2 : Schéma de la bobine réceptrice

$$R_L = \frac{L_2^2 \omega^2}{R} = 2 \frac{L_2^2 \omega^2}{R_0} \quad (3.3)$$

Le schéma ci-dessous nous permet de déterminer la résistance équivalente totale série du secondaire à l'accord :

$$R_{eq} = R_2 + R_L$$

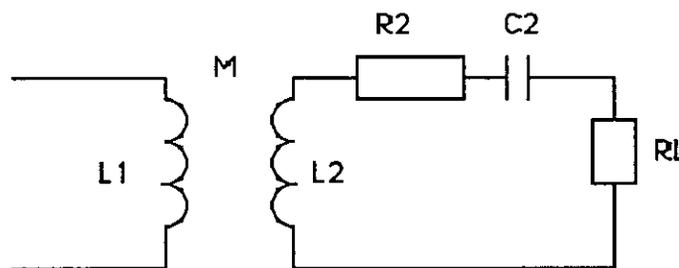


Figure 3.3 : Circuit équivalent du secondaire

où R_2 est la résistance série du secondaire non chargé. Le calcul de la résistance équivalente R_e , réfléchi dans le primaire donne :

$$R_e = \frac{M^2 \omega^2}{R_2 + R_L} = \frac{R R_1 Q_1 Q_2 k^2}{R + R_1 Q_2^2} \quad (3.4)$$

avec $M = k \sqrt{L_1 L_2}$ (3.5)

l'inductance mutuelle des bobines

$$Q_1 = \frac{L_1 \omega}{R_1} \quad (3.6)$$

$$Q_2 = \frac{L_2 \omega}{R_2} \quad (3.7)$$

sont les coefficients de qualité respectifs des bobines primaire et secondaire, sans charge.

L'efficacité du circuit à la résonance peut être déterminée à partir de la figure 3.4.

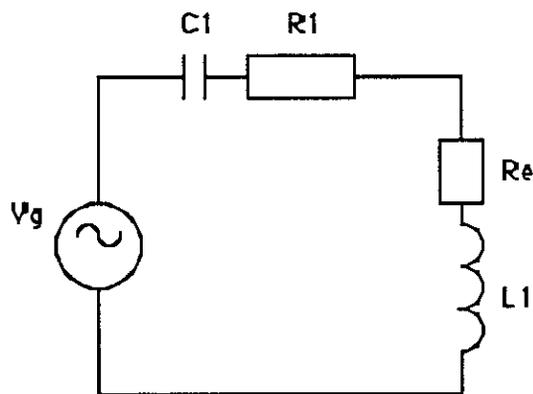


Figure 3.4 : Circuit équivalent du primaire

La puissance développée aux bornes de V_g à la résonance s'écrit :

$$P_i = \frac{V_g^2}{2(R_e + R_1)} \quad (3.8)$$

La tension induite au secondaire, avec le primaire en résonance; $\omega = \omega_0$ est :

$$V_g = (R_1 + R_e) i_1 \quad (3.9)$$

$$v = j M \omega i_1 = j M \omega \frac{V_g}{R_1 + R_e} \quad (3.10)$$

Comme le secondaire est accordé également sur la même fréquence (f_0), nous avons :

$$P_s = \frac{V^2}{2(R_2 + R_L)} = \frac{1}{2} \frac{1}{R_2 + R_L} \frac{M^2 \omega^2 V_g^2}{(R_1 + R_e)^2} = \frac{R_e}{R_1 + R_e} P_i \quad (3.11)$$

La puissance transmise à la charge sera :

$$P_o = \frac{R_L}{R_L + R_2} P_s = \frac{R_L}{R_L + R_2} \frac{R_e}{R_1 + R_e} P_i \quad (3.12)$$

d'où le rendement η :

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{R_L}{R_2 + R_L} \frac{R_e}{R_1 + R_e}$$

$$\eta = \frac{R R_2 Q_1 k^2 Q_2^3}{(R+R_2 Q_2^2) [R_2 Q_2^2 + (1+Q_1 Q_2 k^2) R]} \quad (3.13)$$

Dans ce type d'alimentation, la valeur maximale de la grandeur " k " est déterminée par la dimension de la bobine et l'espacement D entre les bobines; elle indique généralement une limite supérieure sur l'efficacité atteinte. Une configuration typique des bobines est représentée ci-dessous :

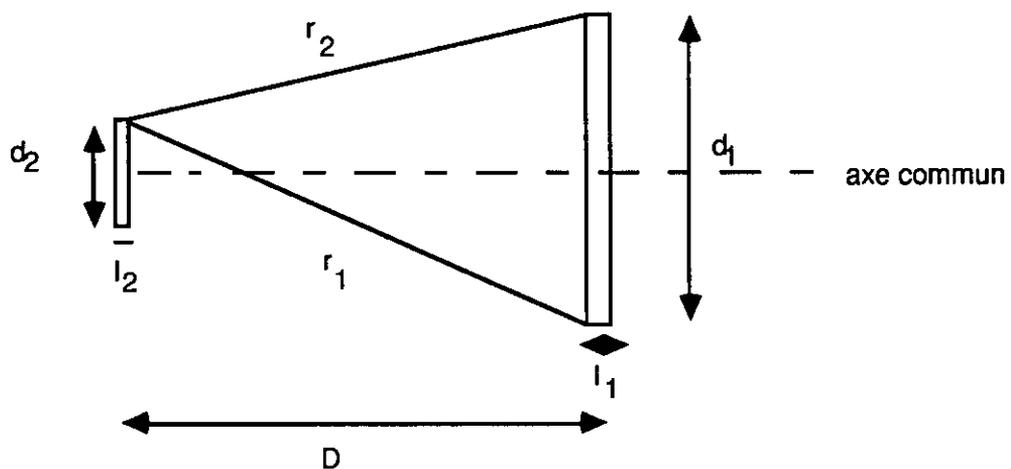


Figure 3.5 : Représentation des deux bobines

Nous noterons :

d_1 : diamètre de la grande spire

d_2 : " " petite "

l_1 : largeur de la grande spire

l_2 : " " petite "

D : espacement entre les milieux des deux bobinages

Soit M_0 l'inductance mutuelle entre deux spires coaxiales et de diamètres d_1 et d_2 .

L'inductance mutuelle entre les deux bobines constituées de n_1 et n_2 tours [91] sera :

$$M = n_1 n_2 M_0 \quad (3.14)$$

où n_1 et n_2 sont respectivement les nombres de tours au primaire et secondaire. La définition de M donne le coefficient de couplage k :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = M_0 \frac{n_1 n_2}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.15)$$

L'inductance basse fréquence d'un solénoïde à une seule couche est donnée par :

$$L = d F n^2 \quad (3.16)$$

où le facteur de forme (F) est une fonction du diamètre (d) et de la longueur (l) de la bobine. M_0 s'exprime donc par :

$$M_0 = \frac{N}{2} \sqrt{d_1 d_2} \quad (3.17)$$

où N est une fonction du rapport (r_2/r_1) [91]. Des équations 3.15, 3.16 et 3.17, nous déduisons l'expression du coefficient de couplage :

$$k = \frac{N}{2} \frac{1}{\sqrt{F_1 F_2}} \quad (3.18)$$

où F_1 et F_2 sont les facteurs de forme pour les bobines primaire et secondaire [91]. Les expressions de F_1 et F_2 sont données par :

$$F_i = 0,03948 \frac{d_i}{4I_i} K_i \quad (3.19)$$

avec $i = 1$ ou 2

La grandeur K_i dépend de la forme de la bobine considérée. On note que le coefficient de couplage est indépendant du nombre de tours des bobines et que N [91] augmente quand le rapport (r_2/r_1) diminue. Il est déterminé par les facteurs de forme des bobines et par le rapport (r_2/r_1) . A l'aide de la figure (3.5), nous pouvons calculer la valeur de ce rapport :

$$\frac{r_2}{r_1} = \sqrt{\frac{(d_1-d_2)^2+4D^2}{(d_1+d_2)^2+4D^2}} \quad (3.20)$$

Le choix de la fréquence pour alimenter le micro-émetteur par champ électromagnétique externe doit obéir à deux conditions. D'une part cette fréquence doit être très différente de celle du micro-émetteur afin d'éviter des interférences et d'autre part, elle doit être la plus petite possible, c'est-à-dire de longueur d'onde élevée, pour satisfaire la condition λ très grande devant la dimension de la partie à irradier. En prenant $f = 3$ MHz, nous aurons $\lambda = 100$ m; donc la condition précédente est vérifiée.

3.3) OPTIMISATION

La méthode d'optimisation non linéaire COMET [81] sera utilisée pour la recherche des optimums. Pour l'étape d'optimisation, nous allons donner l'organigramme figure 3.6 pour faciliter sa compréhension .

Avec des encombrements donnés des bobines émettrice et réceptrice, nous sommes contraints de fixer les grandeurs (d_1/l_1) et (d_2/l_2) . Pour notre application, nous avons considéré que les deux bobines étaient distantes de 4 cm .

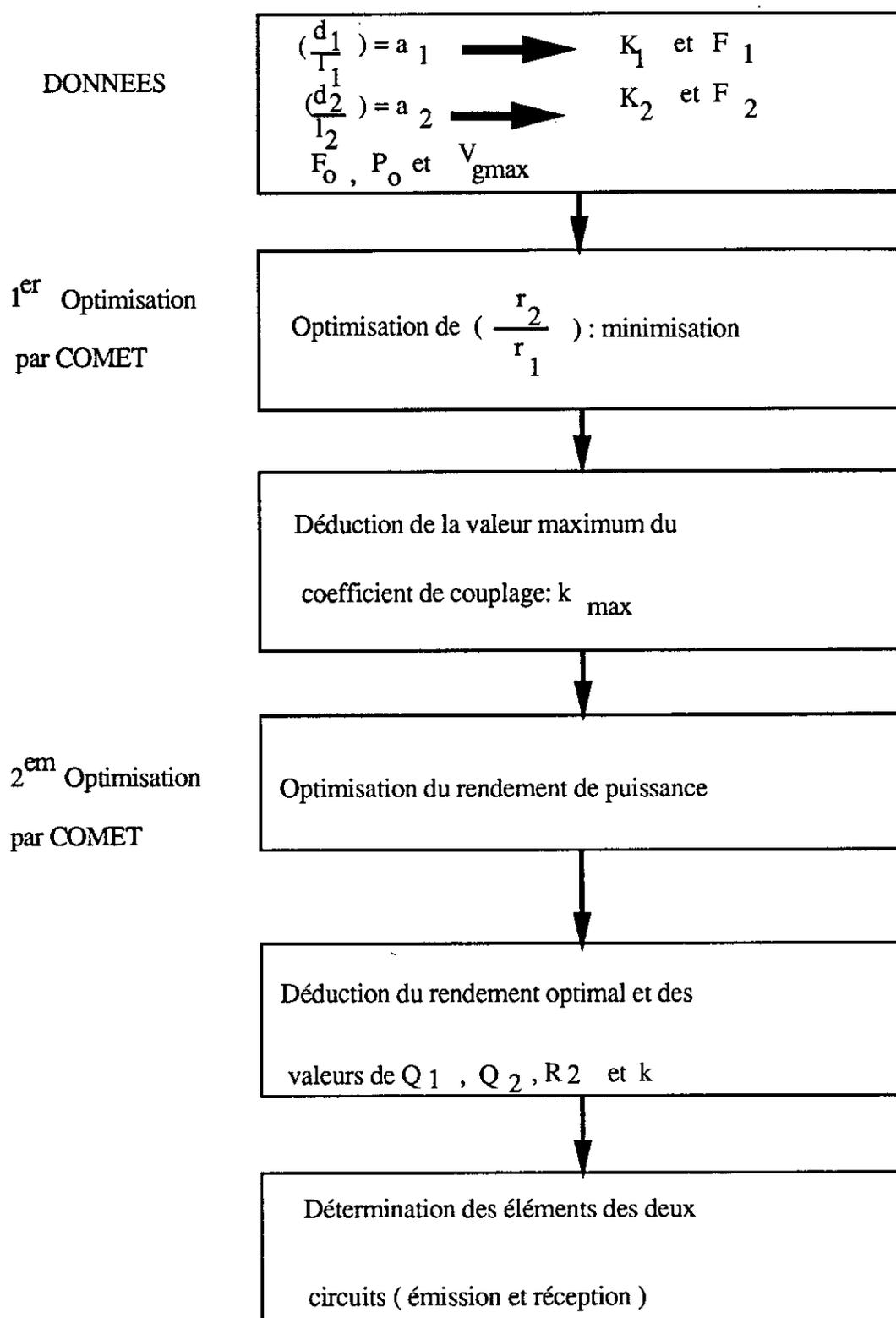


Figure 3.6 : Organigramme de l'optimisation du rendement

3.3.1) OPTIMISATION DU RAPPORT (r_2/r_1)

La première optimisation est appliquée à la relation (r_2/r_1) afin d'obtenir la valeur minimum de ce rapport. Ceci va nous donner la valeur maximum de N et par conséquent la valeur maximum du coefficient de couplage. A ce niveau, nous connaissons la borne supérieure du coefficient de couplage. L'optimisation non linéaire COMET [81] nous donne la valeur optimale suivante avec le couple (d_1, d_2) qui a engendré cet optimum.

$$\left(\frac{r_2}{r_1}\right)_{\min} \approx 0,81$$

avec : $d_1 \approx 6,1$ cm et $d_2 \approx 1,8$ cm

De ce résultat, on déduit la valeur de N[91] et ensuite la valeur du coefficient de couplage maximum.

$$N_{\max} \approx 6,710^{-4}$$

$$k_{\max} \approx 0,02$$

3.3.2) OPTIMISATION DU RENDEMENT

La deuxième optimisation est appliquée pour le rendement. Connaissant la borne supérieure du coefficient de couplage " k_{\max} ", on peut chercher la valeur optimale du rendement de puissance entre la source d'émission et la puissance développée aux bornes de la charge ($R_o = 2 R$). Le rendement est une fonction de plusieurs variables.

$$\eta = f(Q_1, Q_2, k, R_2) \quad (3.21)$$

En fixant, par exemple, la résistance R_o à $2\text{ K}\Omega$ (résistance représentant le micro-émetteur en statique), les résultats de l'optimisation non linéaire sont :

$$\eta_{\text{opt}} \approx 9,7 \%$$

avec les valeurs des différentes variables qui ont donné cet optimum.

$$Q_1 \approx 36$$

$$Q_2 \approx 33$$

$$k \approx 0,02$$

$$R_2 \approx 2,2 \Omega$$

3.4) DETERMINATION DES ELEMENTS DES DEUX CIRCUITS

Connaissant la fréquence de travail fixée précédemment, la puissance consommée par le micro-émetteur $P_o = 10\text{ mW}$ et la valeur maximale que doit délivrer la source d'émission, nous pouvons calculer les valeurs des différents composants qui constituent les circuits d'émission et de réception.

3.4.1) Calcul de L_2 et C_2

$$L_2 = \frac{Q_2 R_2}{\omega_o}$$

$$C_2 = \frac{1}{L_2 \omega_o^2}$$

Application numérique :

$$L_2 \approx 3,8 \mu\text{H}$$

$$C_2 \approx 732 \text{ pF}$$

3.4.2) Calcul de la résistance du circuit primaire R_p

L'expression de la puissance incidente s'exprime par :

$$P_i = \frac{V_{g\text{max}}^2}{2 R_p}$$

$$\text{d'où } R_p = \eta \frac{V_{g\text{max}}^2}{2 P_o}$$

Application numérique : $R_p \approx 121 \Omega$

3.4.3) Calcul de L_1 et C_1

Pour calculer L_1 , il faudrait connaître le coefficient de qualité du primaire en charge (Q_{L1}).

$$L_1 = \frac{R_p}{Q_{L1} \omega_o}$$

D'après la figure 3.4, le coefficient de qualité du primaire en charge est de la forme :

$$Q_{L1} = \frac{Q_1}{1 + \frac{R}{R+R_2} \frac{Q_1 Q_2 k^2}{Q_2^2}}$$

Application numérique :

$$Q_{L1} \approx 29,6$$

$$L_1 \approx 0,22 \mu\text{H}$$

$$C_1 \approx 13,2 \text{ nF}$$

3.4.4) Evaluation du nombre de spires pour chaque bobine

De la relation 3.16, nous déterminons les deux grandeurs recherchées.

Application numérique :

$$n_1 \approx 2 \text{ spires}$$

$$n_2 \approx 12 \text{ spires}$$

Nous constatons que la valeur de L_1 est trop faible et par conséquent le nombre de spires l'est aussi, ce qui va nous pousser à utiliser un autotransformateur.

3.4.5) Calcul des diamètres des fils au primaire et secondaire

Comme nous prenons du fil émaillé, la longueur réelle du bobinage sera modifiée et aura la valeur (l'_i). On prend généralement :

$$l'_i \approx 0,8 l_i$$

Des contraintes imposées sur les bobines ($\frac{d_1}{l_1} = 10$ et $\frac{d_2}{l_2} = 4$) et des valeurs optimales de d_1 et d_2 trouvées précédemment, il est possible de calculer les diamètres des fils des deux bobines : émettrice et réceptrice.

Comme $l'_i = n_i \phi_i$, on trouve

$$\phi_1 \approx 2,4 \text{ mm} \quad \text{pour la bobine primaire}$$

$$\phi_2 \approx 0,3 \text{ mm} \quad \text{pour la bobine secondaire}$$

Etant donné que le primaire possède seulement deux spires, nous devons utiliser un autotransformateur pour augmenter ce nombre. Considérons le circuit suivant.

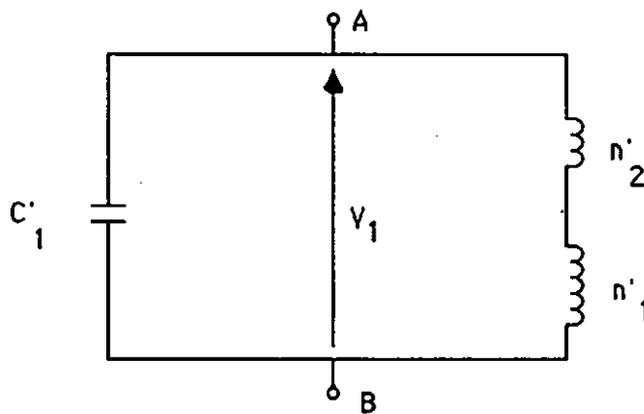


Figure 3.7 : Bobine du primaire modifiée en autotransformateur

avec

n'_1 : secondaire de l'autotransformateur représentant L_1 qui a été déjà calculée.

$n'_1 + n'_2$: primaire de l'autotransformateur L'_1 représentant la nouvelle valeur de la self que l'on cherche.

On peut montrer que la self L'_1 a pour expression

$$L'_1 = \left[\frac{n'_1 + n'_2}{n'_1} \right]^2 L_1$$

Si nous prenons $n'_2 = 5 n'_1$, alors nous aurons $L'_1 = 36 L_1$; ceci va augmenter la valeur de la self et par conséquent le nombre de spires au primaire. Les nouvelles valeurs sont :

$$L'_1 \approx 7,9 \mu\text{H}$$

$$C'_1 \approx 367 \text{ pF}$$

$$\phi'_1 \approx 0,4 \text{ mm}$$

$$n'_1 + n'_2 \approx 12$$

3.4.6) Détermination de C_o

La constante de temps $R_o C_o$ doit être très grande vis-à-vis de la période du champ externe HF ($T_o = \frac{1}{f_o}$).

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = 0,33 \mu\text{s}$$

Comme R_0 vaut $2 \text{ k}\Omega$, alors $C_0 \gg 165 \text{ pF}$. On prendra :

$$C_0 = 20 * 165 \text{ pF} = 3,3 \text{ nF}$$

En ce qui concerne la diode de redressement, nous prendrons une diode au germanium pour sa faible valeur de la tension de seuil.

3.5) EFFET D'UN NON ALIGNEMENT DES BOBINES

Dans le cas où l'emplacement de la bobine réceptrice, c'est-à-dire celle qui est implantée n'est pas connu avec précision, nous allons introduire un décalage et une rotation de la bobine d'émission par rapport à la bobine de réception afin d'analyser d'éventuels effets sur l'énergie récupérée. Dans le cas d'un non alignement (translation et rotation) d'une bobine par rapport à l'autre, les bornes supérieures du coefficient de couplage sont calculées à l'aide de la formule de Neumann [80]. Ce calcul permet d'évaluer la valeur de la mutuelle inductance par l'utilisation des intégrales elliptiques [80] et connaissant les valeurs des deux inductances on déduit le coefficient de couplage. Nous avons introduit ces absences d'alignement car ce sont des cas que l'on peut rencontrer réellement dans la pratique.

3.5.1) EFFET D'UN DECALAGE Δ

La figure 3.8 nous montre l'effet d'une translation (Δ) de la bobine émettrice par rapport à la bobine réceptrice.

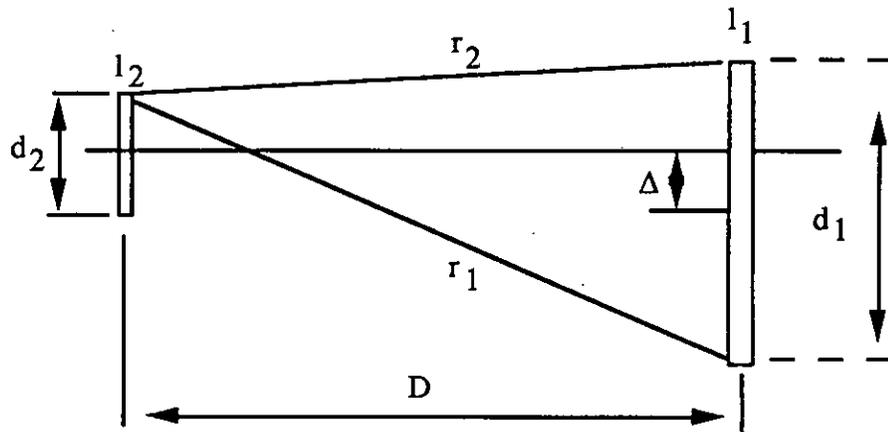


Figure 3.8 : Translation de la bobine émettrice par rapport à la bobine réceptrice

Avec les valeurs des inductances et les dimensions des bobines trouvées précédemment, un décalage (Δ) de 0,5 cm et pour une distance (D) de 4 cm entre les deux bobines, la borne supérieure du coefficient de couplage est déterminé [80].

$$k_{\max} \approx 0,013$$

La relation 3.13 nous fournit la valeur du rendement optimal

$$\eta_{\text{opt}} \approx 4,5\%$$

Nous avons considéré une translation maximale de la bobine d'émission par rapport à la bobine de réception de : $\Delta_{\max} = 0,5$ cm et sans rotation, c'est-à-dire $\alpha = 0^\circ$. Le

prototype expérimental sera réalisé avec la possibilité de translater une bobine par rapport à l'autre.

3.5.2) EFFET D'UNE ROTATION α

L'effet d'une rotation (α) d'une bobine par rapport à une autre est représenté par la figure 3.9 .

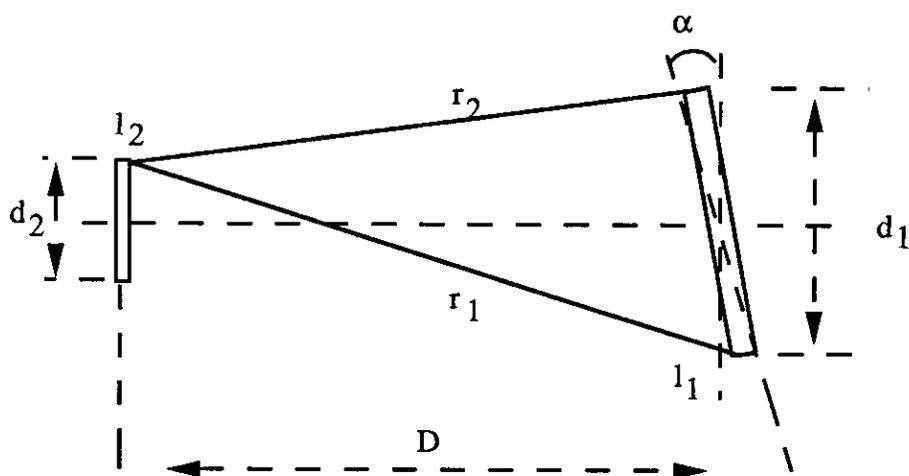


Figure 3.9 : Rotation de la bobine émettrice par rapport à la bobine réceptrice

Avec les valeurs des inductances, les dimensions des bobines trouvées précédemment, une rotation des axes (α) de 10 degrés et pour une distance (D) de 4 cm entre les deux bobines, la borne supérieure du coefficient de couplage a été calculée [80]

$$k_{\max} \approx 0,006$$

La relation 3.13 appliquée de nouveau nous donne la valeur du rendement optimal :

$$\eta_{\text{opt}} \approx 0,8 \%$$

Nous avons considéré une rotation maximale, d'une bobine par rapport à une autre, de $\alpha = 10^\circ$ sans translation, c'est-à-dire $\Delta_{\text{max}} = 0$ cm. Le prototype expérimental sera construit avec la possibilité de réaliser des rotations d'une bobine par rapport à l'autre.

3.6) CONCLUSION

Une procédure de projet a été développée pour l'alimentation des systèmes électroniques implantés à l'aide de rayonnement électromagnétique. Le problème de l'alimentation des systèmes électroniques implantés est loin d'être entièrement résolu. Néanmoins, il est évident que le type le plus intéressant d'alimentation est celui par champ électromagnétique externe. Cette possibilité d'alimentation permet d'éviter des désagréments aux patients dans le cas d'une application en biomédical ou des risques en milieu industriel hostile. Donc, l'alimentation par champ externe est plus appropriée dans des applications à long terme. L'utilisation d'une méthode d'optimisation non linéaire du transfert maximum de puissance de la bobine d'émission à celle de réception a été réalisée pour un choix adéquat des différents composants. Un banc d'essai a été réalisé (cf partie mesures) pour nous permettre de récupérer l'énergie continue aussi bien en espace libre qu'en présence d'un gel à 12,5% fabriqué avec de la gélatine et de l'eau. Ces mesures vont nous permettre d'analyser l'atténuation de l'énergie radioélectrique dans le cas où nous passerions à des manipulations in-vivo. Cette expérimentation nous permet, compte tenu du lieu d'implantation du système électronique à alimenter, de fixer la puissance incidente adéquate.

PARTIE B : MODULATIONS-CONCEPTION ET

REALISATION DU SYSTEME DE TELEMESURE

CHAPITRE 4 : ETUDE COMPARATIVE DES PROCEDES DE MODULATIONS

4.1) INTRODUCTION

Compte tenu des impératifs du cahier des charges, nous allons établir des études comparatives entre, d'une part les modulations analogiques et d'autre part les modulations digitales. Ces comparaisons se feront aussi bien du point de vue performances des modulations que des rapports signal sur bruit [14,61,69].

4.2) ANALYSES DES MODULATIONS ANALOGIQUES

Afin de satisfaire notre cahier des charges, nous allons établir deux tableaux récapitulant les performances des modulations analogiques, à savoir : AM, FM et PM.

4.2.1) LES MODULATIONS ANALOGIQUES

Le tableau 1 nous résume les différentes caractéristiques des modulations qui sont susceptibles d'être retenues pour la réalisation de notre micro-émetteur.

		AM	FM	PM
Paramètre variable		$E(t) = E_0 + k_a A \cos \omega t$	$f_i(t) = f_0 + k_f A \cos \omega t$	$\phi_i(t) = \omega_0 t + k_p A \cos \omega t$
Déviation maximum		$E_d = k_a A$	$f_d = k_f A$	$\phi_d = k_p A$
Onde modulée	Expression générale	$E_m(t) = E_0 [A + m_a \cos \omega t] \cos \omega_0 t$	$E_m(t) = E_c \cos [\omega_0 t + m_f \sin \omega t]$	$E_m(t) = E_0 \cos [\omega_0 t + m_p \cos \omega t]$
	Fréquence instantanée	$f_i(t) = f_0$	$f_i(t) = f_0 + k_f A \cos \omega t$	$\omega_i(t) = \omega_0 - \omega k_p A \sin \omega t$
	Puissance associée	$P_m = \left[1 + \frac{m_a^2}{2} \right] \frac{E_0^2}{2}$	$P_m = \frac{E_0^2}{2}$	$P_m = \frac{E_0^2}{2}$
	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	$B = 2 f_m$	dépend de m_f	dépend de m_f

Tableau 1: Analyse comparative des systèmes de modulations analogiques

4.2.2) RAPPORTS SIGNAL SUR BRUIT

Afin de compléter notre analyse comparative entre les différentes modulations analogiques, nous allons ajouter un autre paramètre, à savoir le rapport signal sur bruit pour chaque type de modulation analogique. Le tableau 2 nous résume les grandeurs de comparaison pour les différentes modulations. Le facteur d'amélioration (M) sera défini ultérieurement.

Caractéristiques		$m_a = 1$	Modulation angulaire	
		AM	FM	PM
Pré-Détection	S_e	$\frac{E_o^2}{4} = \frac{P_o}{2}$	$\frac{E_o^2}{2} = P_o$	$\frac{E_o^2}{2} = P_o$
	B_e	$2 \eta f_m$	ηB	ηB
	$(S/B)_e$	$\frac{P_o}{4 \eta f_m} = \frac{P_m}{6 \eta f_m}$	$\frac{P_o}{\eta B} = \frac{P_m}{\eta B}$	$\frac{P_o}{\eta B} = \frac{P_m}{\eta B}$
Post-Détection	S_s	$\frac{E_o^2}{2} = P_o$	$\frac{1}{2} (\Delta\omega)^2$	$\frac{1}{2} (m_p)^2$
	B_s	$2 \eta f_m$	$\frac{2 \eta f_m (\omega_m)^2}{E_o^2 \cdot 3}$	$\frac{2 \eta f_m}{E_o^2}$
	$(S/B)_s$	$\frac{P_o}{2 \eta f_m} = \frac{P_m}{3 \eta f_m}$	$\frac{3 P_o (m_f)^2}{2 \eta f_m}$	$\frac{P_o (m_p)^2}{2 \eta f_m}$
M		1	$\frac{9}{2} (m_f)^2$	$\frac{9}{2} (m_p)^2$

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

4.3) ANALYSE DES MODULATIONS DIGITALES

Afin de pouvoir choisir la modulation digitale susceptible de convenir pour la réalisation que nous projetons d'effectuer, nous allons adopter la même démarche, à savoir une étude comparative du point de vue des modulations et des rapports signal sur bruit.

4.3.1) ETUDE COMPARATIVE DES MODULATIONS

Soient :

- $Q(t)$ une onde carrée de test variant entre ± 1 et de fréquence F .
- E_1 et E_2 les deux amplitudes possibles du signal ASK.
- f_1 et f_2 les deux fréquences possibles du signal FSK.
- ϕ_1 et ϕ_2 les deux phases possibles du signal PSK.
- ω_d la déviation de la fréquence angulaire.
- ϕ_d la déviation de la phase.

Le tableau 3 nous résume les différentes caractéristiques des modulations digitales [14, 61, 69].

caractéristiques	A S K	F S K	P S K
paramètre variable	l'amplitude du signal E_1 et E_2 avec $E_1 > E_2$	la fréquence du signal f_1 et f_2 $f_1 > f_2$	la phase du signal ϕ_1 et ϕ_2 $\phi_1 > \phi_2$
expression du signal modulé	$E_m(t) = E_o [1 + m_a Q(t)] \cos \omega_o t$	$E_m(t) = E_o \cos [\omega_o + \omega_d Q(t)] t$	$E_m(t) = E_o \cos [\omega_o t + \phi_d Q(t)]$
puissance associée	$P_T = \frac{E_o^2}{2} [1 + m_a^2]$	$P_T = \frac{E_o^2}{2}$	$P_T = \frac{E_o^2}{2}$
largeur de bande	$B_{min} = 2 F$	$B = 2 f_d \cdot 2F = 2(f_d \cdot F)$	$B = 2 F$

Tableau 3 : Résumé des caractéristiques en modulation digitale [48,50,97].

4.3.2) LES RAPPORTS SIGNAL SUR BRUIT

Afin de compléter notre analyse comparative entre les différentes modulations digitales, nous allons faire intervenir le rapport signal sur bruit pour chaque type de modulation. Le tableau 4 nous résume les grandeurs de comparaison pour les différentes modulations digitales.

Caractéristiques		A S K		F S K Décomposition en ASK		P S K	
		Déteet. Synchro	Déteet. Enveloppe	Déteet. Synchro	Déteet. Enveloppe	Déteet. Synchro	Déteet. Enveloppe
Pré-détection	S_e	$\frac{E_o^2}{2} = P_o$	$\frac{E_o^2}{2} = P_o$	$\frac{E_o^2}{2} = P_o$	$\frac{E_o^2}{2} = P_o$	$\frac{E_o^2}{2} = P_o$	$\frac{E_o^2}{2} = P_o$
	B_e	$2 \eta f_m$	$2 \eta f_m$	ηB	ηB	$2 \eta f_m$	$2 \eta f_m$
	$(S/B)_e$	$\frac{P_o}{2 \eta f_m}$	$\frac{P_o}{2 \eta f_m}$	$\frac{P_o}{\eta B}$	$\frac{P_o}{\eta B}$	$\frac{P_o}{2 \eta f_m}$	$\frac{P_o}{2 \eta f_m}$
Post-détection	S_s	$E_o^2 = 2 P_o$	$E_o^2 = 2 P_o$	$E_o^2 = 2 P_o$	$E_o^2 = 2 P_o$	$E_o^2 = 2 P_o$	$E_o^2 = 2 P_o$
	B_s	$2 \eta f_m$	$2 \eta f_m$	$4 \eta f_m$	$4 \eta f_m$	$2 \eta f_m$	$2 \eta f_m$
	$(S/B)_s$	$\frac{P_o}{\eta f_m}$	$\frac{P_o}{\eta f_m}$	$\frac{P_o}{2 \eta f_m}$	$\frac{P_o}{2 \eta f_m}$	$\frac{P_o}{\eta f_m}$	$\frac{P_o}{\eta f_m}$
M		1	1	1	1	2	2
P_e		$\frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \left(\sqrt{\frac{P_m}{4 \eta f_m}} \right)$	$\frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{\frac{\eta P_m}{\eta f_m}}} \right] e^{-\frac{P_m}{4 \eta f_m}}$	$\frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \left(\sqrt{\frac{P_m}{4 \eta f_m}} \right)$	$\frac{1}{2} - e^{-\frac{P_m}{4 \eta f_m}}$	$\frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \left(\sqrt{\frac{P_m}{2 \eta f_m}} \right)$	$\frac{1}{2} e^{-\frac{P_m}{2 \eta f_m}}$

Tableau 4: Résumé des rapports signal à bruit en modulation digitale

4.4) CONCLUSION

Le critère qui nous permet de retenir le type de modulation pour la réalisation de notre micro-émetteur sera basé, d'une part sur les contraintes du cahier des charges et d'autre part sur les performances des modulations que nous avons étudiées précédemment.

4.4.1) 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 du modulant.
- La moitié de la puissance, au moins, est consommée par la porteuse.
- Influence du bruit, car l'information est portée par l'amplitude.

En modulation FM nous avons :

- Souplesse dans le choix de la bande du système
- La puissance consommée par la porteuse est

proportionnelle à $J_0^2(\beta) \frac{E_0^2}{2}$.

- Insensible aux bruits car on a un limiteur à la réception.

Par ailleurs, 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 puissance moyenne du signal (P_m) et 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 et qui est défini par :

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

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

$$y_{dB} = x_{dB} + M_{dB} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} y = (S/B)_s \text{ dB} \\ x = \left(\frac{P_m}{3 \eta f_m} \right) \text{dB} = (S/B)_s \text{ en AM} \end{cases}$$

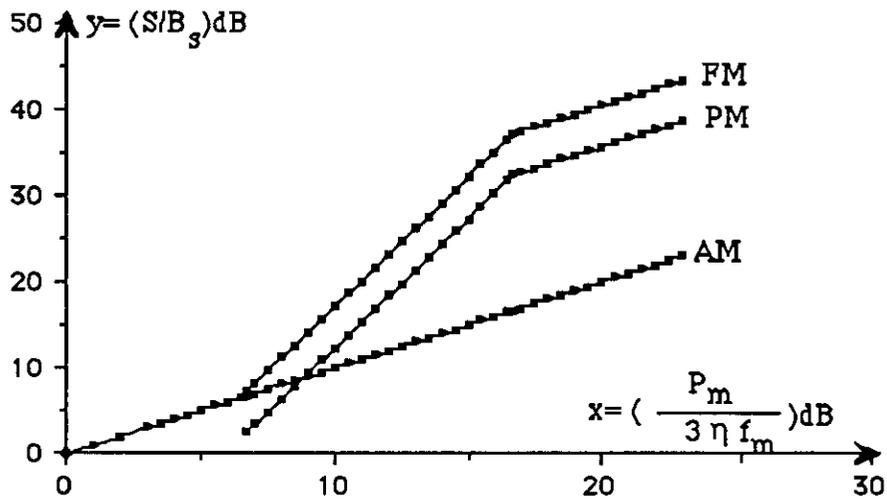


Figure 4.1 : Représentation des systèmes de modulation

Il est commode d'adopter pour l'indice β une valeur au-dessus de laquelle on a une amélioration sur la AM, pour les mêmes conditions d'entrée (P_m et η). La largeur de bande du système est l'objet de normes, ce qui définit approximativement la valeur de β . Grâce au tableau 1 et la figure 4.1, nous pouvons déduire que ce sera la modulation FM qui sera adoptée sans pré-accentuation, car nous avons une autre contrainte dans le cahier des charges, à savoir la miniaturisation de l'émetteur.

4.4.2) CHOIX DE LA MODULATION DIGITALE

Nous allons comparer les systèmes à travers le facteur d'amélioration, défini comme précédemment. Nous prendrons la ASK comme système de référence. On considérera encore que nous travaillons avec la même puissance moyenne et la même densité de bruit à l'entrée du récepteur. En plus du tableau 4, la figure 4.2 présente les probabilités d'erreur

pour divers systèmes en fonction de ($x = P_m/2 \eta f_m = S/B_s$ pour l'ASK). Nous pouvons dire, d'après le tableau 4 et la figure 4.2 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. Donc, apparemment, on n'a pas avantage de la FSK sur l'ASK. Mais nous devons prendre en compte les points suivants :

- a) La comparaison a été faite en terme d'égale puissance moyenne. Si nous considérons la même puissance crête, le $(S/B)_s$ pour la FSK aurait l'avantage de 3 dB et ainsi la probabilité d'erreur (P_e) serait plus petite.
- b) La FSK a l'avantage d'avoir un signal à amplitude constante et ce facteur permet un meilleur gain de la puissance d'émission et une plus efficace régulation de niveau dans le récepteur.
- c) Le niveau de décision pour la FSK est constant et égal à zéro, alors qu'en ASK, il est variable et dépend du niveau reçu, nécessitant un réajustement continu, sous peine de modifier P_e [20].
- d) En comparant les courbes de P_e pour l'ASK et la FSK, dans le cas de la détection d'enveloppe, on voit que 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 au prix d'une circuiterie plus complexe et donc plus encombrante. La PSK est utilisée dans la transmission de données à grand débit.

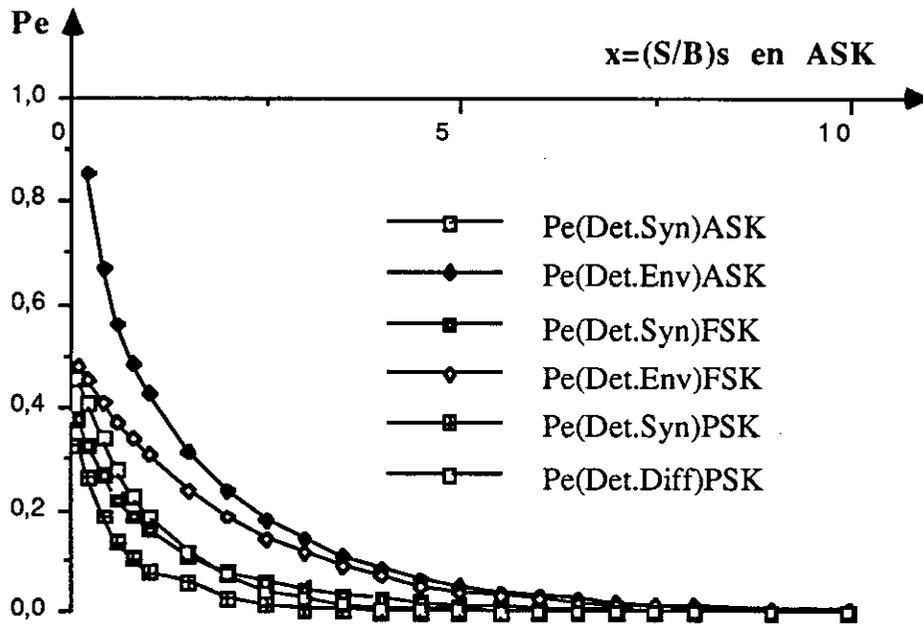


Figure 4.2 : Probabilité d'erreur en fonction de $(S/B)_s$

A travers cette comparaison, nous pouvons dire que la modulation FSK possède des atouts qui sont susceptibles de répondre favorablement à notre cahier des charges. Donc la FSK sera retenue comme modulation numérique.

Nous pouvons conclure que les deux types de modulation qui seront retenus pour la réalisation de notre micro-émetteur sont : la FM sans pré-accatuation en modulation analogique et la FSK en modulation digitale.

CHAPITRE 5 : CONCEPTION DE L'EMETTEUR

5.1) INTRODUCTION

Les types de modulation analysés et retenus dans l'étude du chapitre 4 sont mis en œuvre. En FSK, nous avons opté pour le microcontrôleur MC 68HC11 en raison de sa faible consommation et de son encombrement réduit.

L'émetteur que nous avons à réaliser doit obéir au cahier des charges suivant :

- Une portée de liaison d'une dizaine de mètres.
- Une puissance d'émission de 5mW maximum sous une charge de 73Ω : Normes CNET.
- Une tension d'alimentation de 4,5v.
- Un écart de fréquence limite de l'émetteur de 2KHz à 150MHz : Normes CNET
- Une fréquence de travail de 148.9MHz : Normes CNET.
- Une largeur de bande d'émission obéissant aux normes en vigueur, c'est-à-dire un espacement entre canaux de 12,5KHz.
- Un encombrement le plus réduit possible.

5.2) ETUDE DE L'OSCILLATEUR HF

La réalisation d'un oscillateur est menée selon les étapes suivantes :

- Nous commençons par choisir la configuration de l'oscillateur. En très hautes fréquences, un montage du 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 en base commune qui offre le meilleur rendement. Notre oscillateur sera donc un COLPITTS en base commune.

- Le choix du transistor est donc en premier lieu guidé par la fréquence de coupure F_{h21b} qui doit être au minimum deux fois plus grande que la fréquence de travail de l'oscillateur ($F_{h21b} \geq 2 * 150 \approx 300\text{MHz}$) [62]. Comme les normes nous imposent un écart de fréquence limite de 2KHz à 150MHz, nous devons utiliser un oscillateur à quartz.

- Il faut étudier ensuite le circuit de polarisation et déterminer les valeurs des composants du circuit.

En conclusion de tout cela, nous avons retenu l'oscillateur à quartz [6] en résonance parallèle; la figure 5.1 montre le schéma électronique.

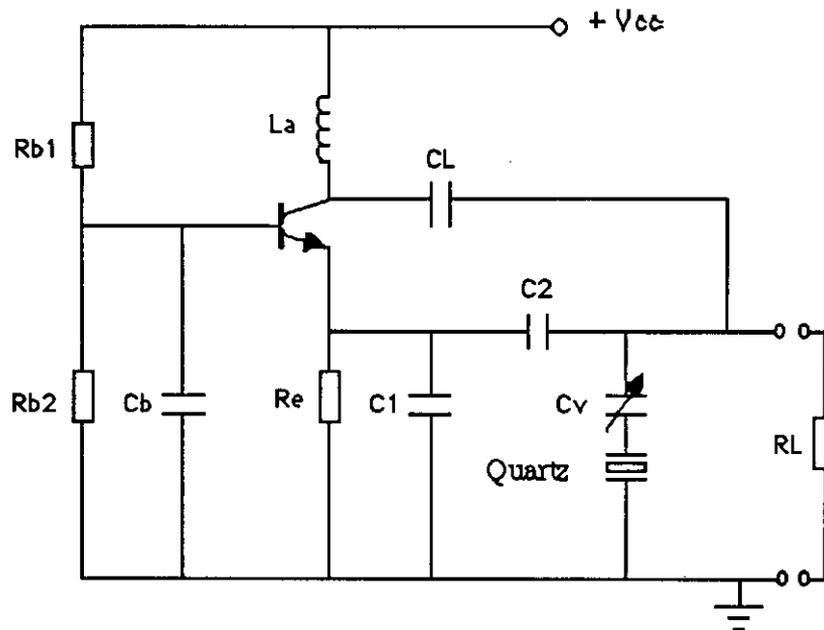


Figure 5.1 : Oscillateur VHF à quartz

5.2.1) ETUDE STATIQUE DU MONTAGE

Le transistor BF 199 a été retenu pour ses performances élevées. D'après les caractéristiques du constructeur, nous prendrons un courant de collecteur tel que la fréquence de transition soit la plus élevée.

En prenant $I_C = 2 \text{ mA}$

nous relevons $I_B = 0,025 \text{ mA}$

$V_B = 0,7 \text{ v}$

$f_T = 500 \text{ MHz}$

Notons que cette dernière grandeur est plus élevée que la fréquence d'oscillation ($f_o = 148,9\text{MHz}$) du montage.

Nous prendrons une source d'alimentation de 4,5V. Si nous prenons le facteur de stabilité du montage égal à 10, nous aurons les valeurs des éléments de polarisation du transistor (R_{b1} , R_{b2} et R_e). Le transistor ne sera pas polarisé en classe A afin de limiter la consommation. Généralement, nous choisissons comme chute de tension aux bornes de la résistance émetteur la valeur $V_{cc}/10$; d'où les valeurs calculées des résistances de polarisation.

$$R_e \approx 220 \Omega$$

$$R_{b1} \approx 12 \text{ K}\Omega$$

$$R_{b2} \approx 4 \text{ K}\Omega$$

5.2.2) ETUDE DYNAMIQUE DU MONTAGE

L'oscillateur adopté peut être représenté comme étant constitué de deux quadripôles en parallèle (figure 5.2), c'est-à-dire l'amplificateur et le circuit de réaction [8,18]. Supposons que l'amplificateur et le circuit de réaction soient 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.

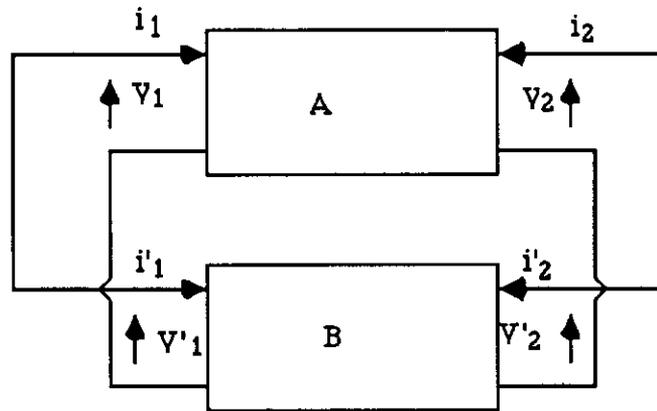


Figure 5.2 : Schéma synoptique de l'oscillateur

Dans le cas linéaire, nous pouvons écrire :

- Pour l'amplificateur (A)

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

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

- Pour le circuit de réaction (B)

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

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

Comme nous avons les égalités suivantes :

$$V_1 = V_1'$$

$$V_2 = V_2'$$

$$i_1 = -i_1'$$

$$i_2 = -i_2'$$

Après quelques transformations, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$(Y_{11t} + Y_{11q}) V_1 + (Y_{rt} + Y_{rq}) V_2 = 0 \quad (5.3)$$

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

Le système homogène admet comme solution :

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

$$(Y_{11t} + Y_{11q})(Y_{22t} + Y_{22q}) - (Y_{ft} + Y_{fq})(Y_{rt} + Y_{rq}) = 0 \quad (5.4)$$

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 adopté la configuration suivante :

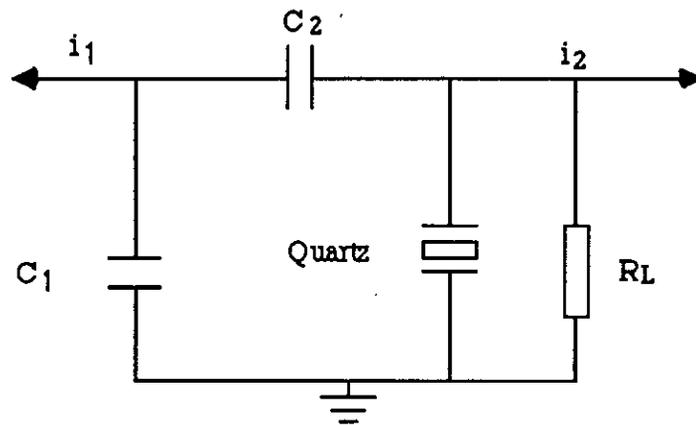


Figure 5.3 : Circuit de réaction de l'oscillateur

L'admittance équivalente du quartz peut être considérablement simplifiée si on néglige R devant $L\omega$ ou $\frac{1}{C\omega}$ (en raison de la surtension élevée). R, L et C représentent la résistance, la self et le condensateur série du quartz.

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

où C_0 représente le condensateur parallèle du quartz. Les paramètres admittances du circuit de réaction s'écrivent alors :

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

$$Y_{1q} = -j C_2 \omega$$

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

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

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

$$Y_{11t} = a + j b \quad ; \quad Y_{rt} = c + j d$$

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

alors les paramètres admittances du circuit global s'écrivent :

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

$$Y_r = -jC_2\omega + c + j d = c + j [d - C_2\omega] = c + j l$$

$$Y_f = -jC_2\omega - m + j f = -m + j [f - C_2\omega] = -m + j p$$

$$Y_{22} = e + j g + G_L + j q + jC_2\omega = [G_L + e] + j[q + g + C_2\omega] = G + j S$$

avec :

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

$$l = d - C_2\omega$$

$$p = f - C_2\omega$$

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

$$G = G_L + e$$

La relation (5.4) nous permet d'écrire.

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

d'où :

$$\text{Re}[\text{Det } Y] = aG - kS + mc + lp = 0 \quad (5.5)$$

$$\text{Im}[\text{Det } Y] = kG + aS + lm - cp = 0 \quad (5.6)$$

La partie réelle nous fournit la condition d'oscillation, tandis que la partie imaginaire nous donne la fréquence d'oscillation. Nous savons que la fréquence d'oscillation est celle du quartz, c'est-à-dire :

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C C_o}{C + C_o}}} \quad (5.7)$$

et comme $C_o \gg C$, alors la fréquence f_o se réduit à :

$$f_o \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (5.8)$$

Les valeurs des éléments (C_1 , C_2 et R_L) seront déterminées dans le paragraphe 5.5 traitant de l'optimisation de l'admittance de charge.

5.3) EMETTEUR FM

Le problème auquel on doit répondre est de savoir sur quel paramètre nous devons agir pour réaliser une modulation. Pour répondre à cette question, isolons le circuit de réaction suivant :

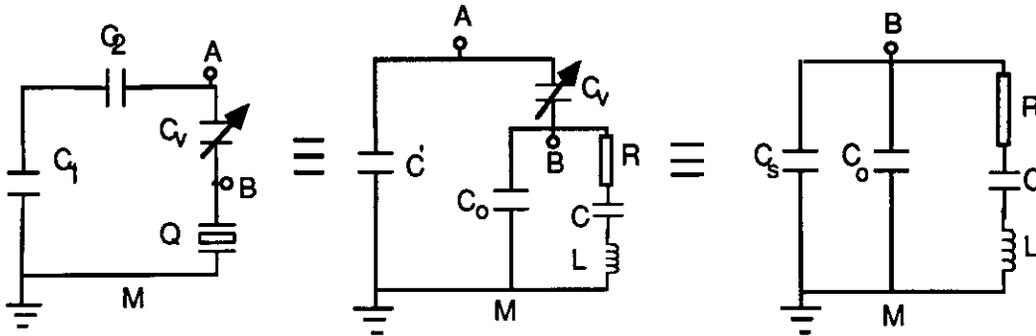


Figure 5.4 : Schéma du circuit de réaction

Posons :

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

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

C_v est un condensateur, de quelques picofarads, qui est employé pour amorcer les oscillations. Le condensateur équivalent vu entre les points B et M s'écrit :

$$C'_o \approx C_s + C_o$$

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

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

Et $C_s \ll C_o + C$, alors cette expression devient :

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C C_o}{C + C_o}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{C_s}{C_o}}} = f_{p(o)} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{C_s}{C_o}}} \quad (5.9)$$

Puisque sur C_o , on ne peut pas agir, alors nous réaliserons la modulation en modifiant C_s , c'est-à-dire, en agissant sur : C_1 ou C_2 . Nous avons choisi la première solution pour moduler la fréquence. A l'oscillateur conçu et réalisé, nous devons lui adjoindre le circuit (figure 5.5), à base d'une diode varicap.

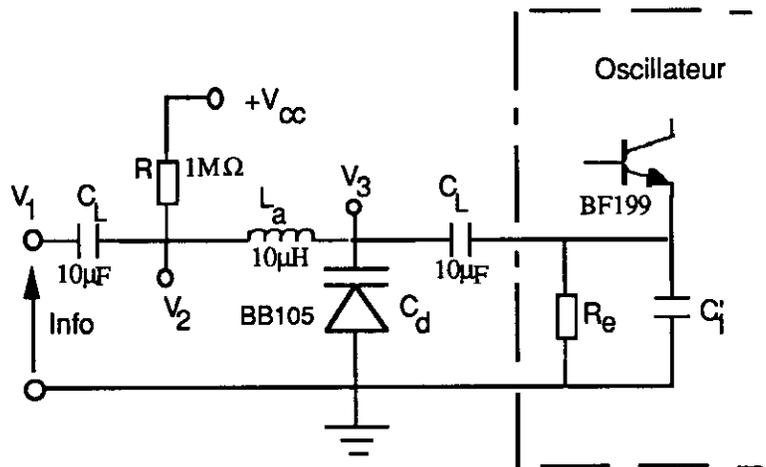


Figure 5.5 : Cellule de modulation FM

Les condensateurs de liaison C_L sont utilisés pour éviter que la tension continue perturbe la source du signal informatif et le point de fonctionnement statique de l'oscillateur. La self L_a est une self d'arrêt. La diode varicap sera polarisée à travers la résistance R de $1M\Omega$. Le niveau du signal informatif va, bien sûr, agir sur l'indice de modulation (β) et

par conséquent sur la bande du système (cf partie mesures). En statique la varicap aura une valeur C_{do} comme le montre la figure 5.6. Nous devons prendre, à cet effet, une valeur pour C'_1 telle que :

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

où C_1 : valeur optimisée qui sera déterminée ultérieurement.

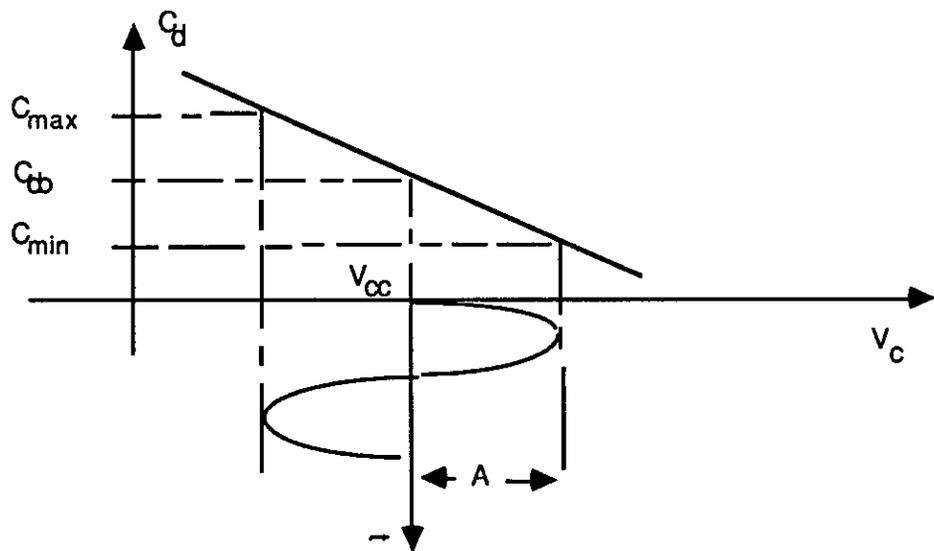


Figure 5.6 : Polarisation de la varicap en FM

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

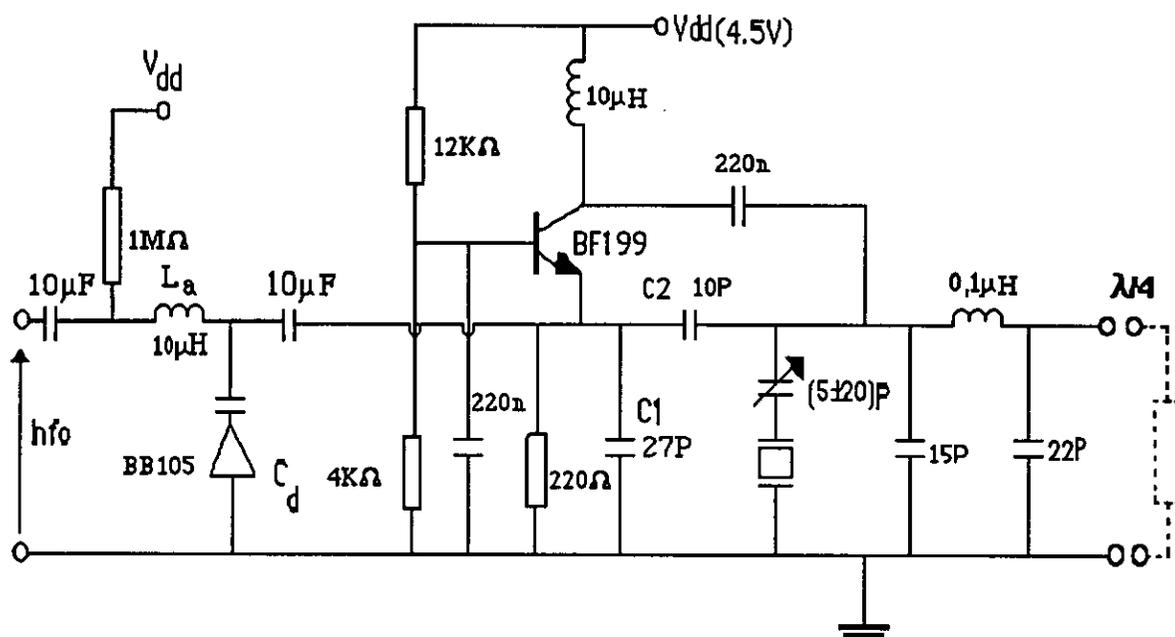


Figure 5.7 : Circuit électronique de l'émetteur FM

5.4) EMETTEUR EN FSK

Pour la réalisation de l'émetteur FSK, nous gardons le circuit de la figure 5.5 et nous devons lui fournir des séquences d'un certain nombre de bits. Donc, en partant d'un signal que l'on souhaite transmettre, nous réaliserons une conversion analogique-numérique et le résultat de chaque conversion sera émis. Nous avons fait appel au microcontrôleur MC 68HC11 qui convient parfaitement à cette opération puisqu'il possède, entre autre, un port pour des entrées analogiques, un convertisseur analogique-numérique et une sortie série permettant d'émettre chaque échantillon converti sous la forme : d'un bit de départ, de 8 ou 9 bits d'information selon la configuration que l'on

s'est donnée et d'un bit de stop. Le système de télémétrie commandé par le microcontrôleur est représenté par la figure 5.8. Le mode mono-chip a été fixé par les entrées MODA et MODB. Le démarrage à l'adresse F800 est accompli en mettant une résistance de $1K\Omega$ entre PDo et masse [26]. Les données obtenues, après conversion analogique-numérique dans le microcontrôleur, sont émises par le port série avec une vitesse de 2400 bauds.

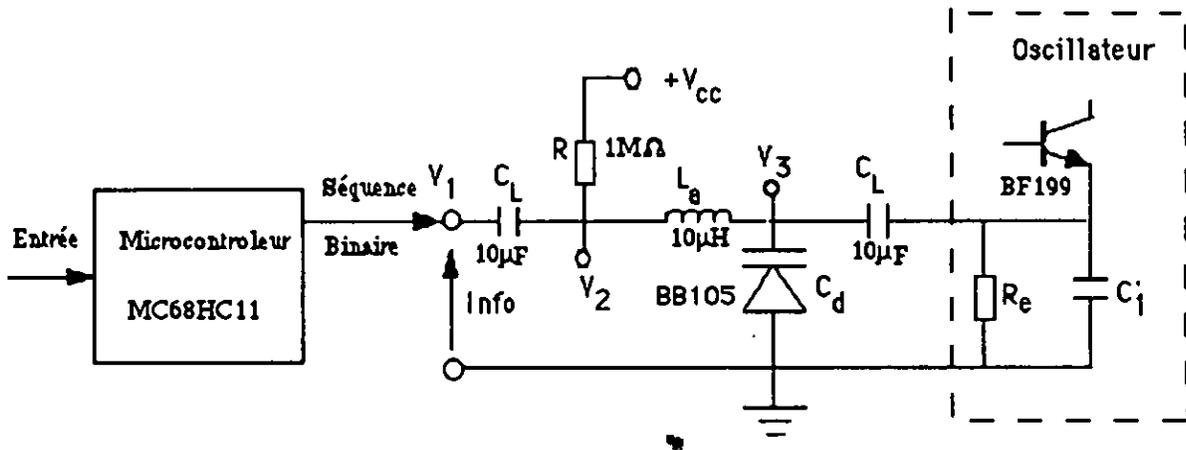


Figure 5.8 : Schéma bloc de l'émetteur FSK

En statique la varicap aura une valeur C_{do} . Nous devons prendre, à cet effet, une valeur pour C_1 telle que :

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

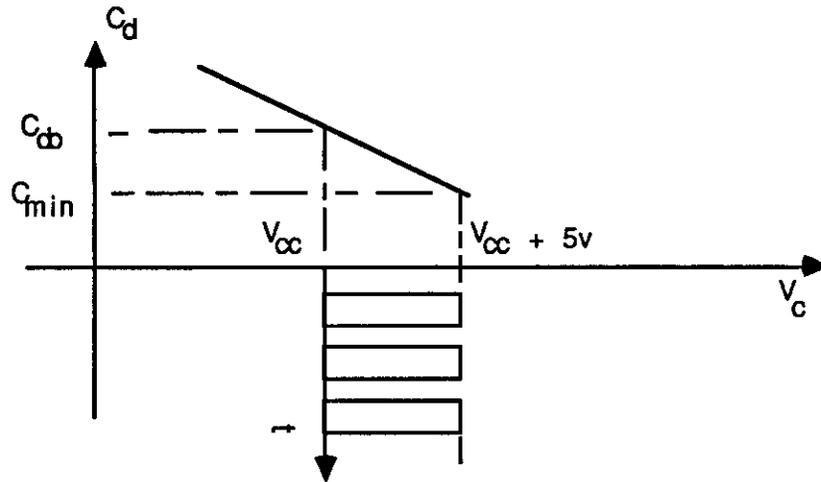


Figure 5.9 : Polarisation de la varicap en FSK

Le listing du programme, réalisé en langage assembleur, pour l'acquisition et l'émission du signal informatif est reproduit en annexe 2.

Afin de réaliser des expériences sur notre micro-émetteur, nous avons utilisé la séquence constituée du mot "TOP" en ASCII. L'émission de chaque lettre est réalisée en 2400 bauds. A chaque mot émis nous observons une temporisation d'environ 25 millisecondes, et ensuite une nouvelle acquisition recommence. Le schéma complet de l'émetteur fonctionnant en FSK est représenté sur la figure 5.10. Le listing se trouve en annexe 3.

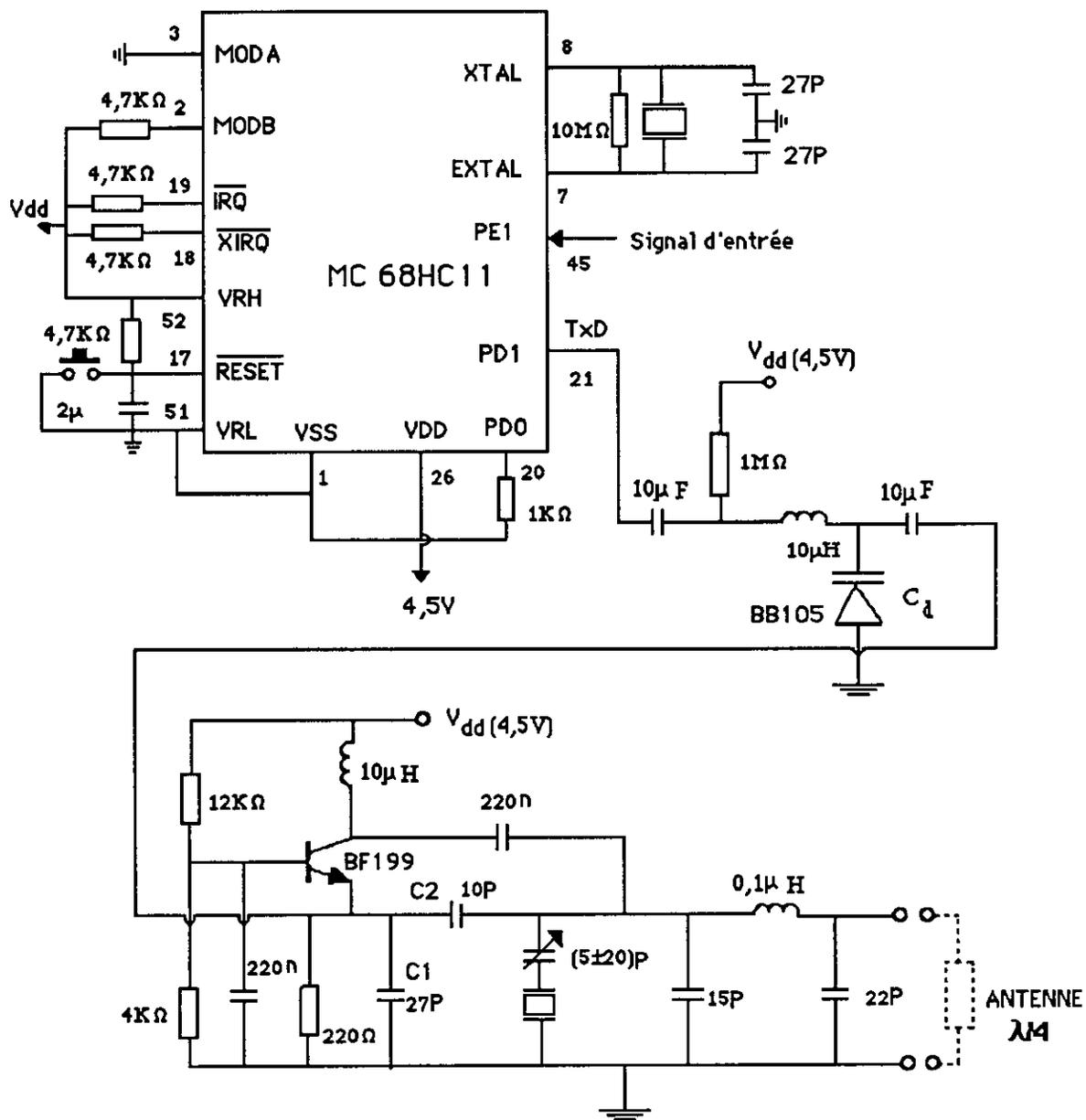


Figure 5.10 : Circuit électronique de l'émetteur en FSK

5.5) OPTIMISATION

Le cahier des charges nous impose, entre autre, une puissance à l'émission de 5 mW maximum, une portée de liaison d'une dizaine de mètres et une antenne en $\lambda/4$, isolée dans l'espace, dont la résistance de rayonnement vaut environ 73Ω . A cet effet, nous sommes contraints de chercher à optimiser les éléments de l'émetteur et d'un adaptateur d'antenne en Π si cela s'avérait nécessaire.

5.5.1) OPTIMISATION DES ELEMENTS DE L'EMETTEUR

Différentes méthodes d'optimisation non linéaires sont disponibles. Pour notre part, nous avons utilisé le programme COMET [81] pour l'optimisation de notre émetteur.

5.5.1.1) DETERMINATION DE LA FONCTION G

Les relations (5.5) et (5.6) donnent les solutions qui sont obtenues avec les déterminants [65].

$$G = \frac{k [c p - l m] - a [m c + l p]}{k^2 + a^2} \quad (5.10)$$

$$S = \frac{a [c p - l m] + k [m c + l p]}{k^2 + a^2} \quad (5.11)$$

Posons :

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

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

$$X_2 = N + 1$$

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

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

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

$$k = b + X_1 X_2$$

$$l = d - X_1$$

$$p = f - X_1$$

$$G = G_L + e$$

$$S = g + q + X_1$$

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

$$G = \frac{X_1^2 [A_1 X_2 - A_2] + X_1 [A_4 X_2 + A_3] + A_5}{B_1 + B_2 X_1 X_2 + [X_1 X_2]^2} \quad (5.12)$$

Le but recherché est la détermination de la charge minimale en dessous de laquelle l'oscillateur décroche. Donc, on s'intéresse seulement à la fonction G, car cette dernière est fonction de l'admittance de charge. Les seules variables sont X_1 et X_2 . Nous allons

donc calculer pour quelles valeurs de X_1 et X_2 l'expression de G sera maximale. Nous déterminerons ainsi la charge minimale en dessous de laquelle l'oscillateur cesse de fonctionner. Ceci aura lieu pour :

$$\frac{\partial G}{\partial X_1} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial G}{\partial X_2} = 0 \quad (5.13)$$

Les expressions obtenues pour ces deux dernières relations sont très complexes et par conséquent ne peuvent donner des expressions analytiques des extremums de la fonction G . On essaiera de détourner la difficulté en utilisant une méthode numérique pour la recherche des optimums.

5.5.1.2) OPTIMISATION DE LA FONCTION G

Comme G est fonction de la charge, optimiser la fonction G revient à optimiser la charge. Les paramètres admittances, pour le montage base commune, sont fournis par le constructeur et valent :

$$\operatorname{Re}[Y_{11t}] = 0,21 \quad \text{mho} \quad \text{et} \quad \operatorname{Im}[Y_{11t}] = -0,028 \quad \text{mho}$$

$$\operatorname{Re}[Y_{rt}] = -7,7 \cdot 10^{-5} \quad \text{mho} \quad \text{et} \quad \operatorname{Im}[Y_{rt}] = -1,8 \cdot 10^{-3} \quad \text{mho}$$

$$\operatorname{Re}[Y_{ft}] = -0,204 \quad \text{mho} \quad \text{et} \quad \operatorname{Im}[Y_{ft}] = 0,08 \quad \text{mho}$$

$$\operatorname{Re}[Y_{22t}] = 8 \cdot 10^{-5} \quad \text{mho} \quad \text{et} \quad \operatorname{Im}[Y_{22t}] = 1,9 \cdot 10^{-3} \quad \text{mho}$$

L'application de la méthode d'optimisation non linéaire COMET [81] nous donne 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 [55] 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 (148,9MHz) et des résultats précédents, nous déduisons les valeurs de $R_{L\min}$, C_1 et C_2 :

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

$$C_1 \approx 31 \text{ pF}$$

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

N.B. :

La méthode d'optimisation COMET nous a fourni plusieurs maximums, ce qui signifie que la fonction G est multimodale, en fonction du point de départ. Il a fallu, donc prendre le maximum maximorum de G.

5.5.1.3) VÉRIFICATIONS EXPERIMENTALES

La vérification expérimentale a été réalisée avec une résistance de charge variable allant de quelques ohms à $1\text{ K}\Omega$ avec une précision de 10%, car il n'est pas nécessaire de chercher une précision sur R_L si les paramètres du transistor sont pris avec une précision du même ordre. Le schéma complet du circuit est représenté par la figure 5.1.

On trouve :

$$R_L \approx 200\ \Omega$$

$$C_1 \approx 29\ \text{pF}$$

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

$$V_{\text{scrête}} \approx 0,16\ \text{V}, \text{ ce qui donne } P_s \approx 64\ \mu\text{W}$$

En comparant les résultats théoriques et pratiques, on remarque que nous avons :

* une erreur de 9% sur $R_{L\text{min}}$

* " " 6,5% sur C_1

On peut dire que les résultats obtenus sont satisfaisants.

a) Effet de la charge sur la fréquence d'oscillation

En faisant croître la résistance de charge, à partir de la valeur minimale (valeur qui a donné naissance à des oscillations), on a relevé les valeurs suivantes :

$$f_{\text{omin}} \approx 148,997127 \text{ MHz}$$

$$f_{\text{omax}} \approx 148,997931 \text{ MHz}$$

d'où une variation de fréquence de 800 Hz et une variation relative de 510^{-5} . Donc, ceci démontre une bonne stabilité en fréquence.

b) Effet de la charge sur l'amplitude du signal de sortie

L'amplitude du signal de sortie vaut 160 mV crête et augmente avec R_L jusqu'à ce que cette dernière ne soit plus négligeable vis-à-vis de R_{22b} .

N.B.

L'amplitude du signal de sortie est faible car le quartz travaille sur le partiel 7.

c) Effet de la conductance de sortie du transistor

Comme $G_{\text{opt}} = G_{\text{max}} = G_{L\text{max}} + e$, alors

$$G_{L\text{max}} = G_{\text{opt}} - e$$

Il est souhaitable d'avoir $G_{L\text{max}} \gg e$, afin de faciliter la réalisation du montage; dans ce cas la charge ne dépendra pas du transistor.

5.5.2) OPTIMISATION DE L'ADAPTATEUR D'ANTENNE

Compte tenu de la valeur optimale de la charge trouvée précédemment ($R_{Lmin} \approx 220 \Omega$) et de la valeur de la résistance de rayonnement d'une antenne filaire en $\lambda/4$, au-dessus du sol, (73Ω), nous sommes contraints d'insérer un adaptateur d'antenne entre les deux circuits. L'adaptateur retenu sera un circuit LC en Π représenté par la figure ci-dessous.

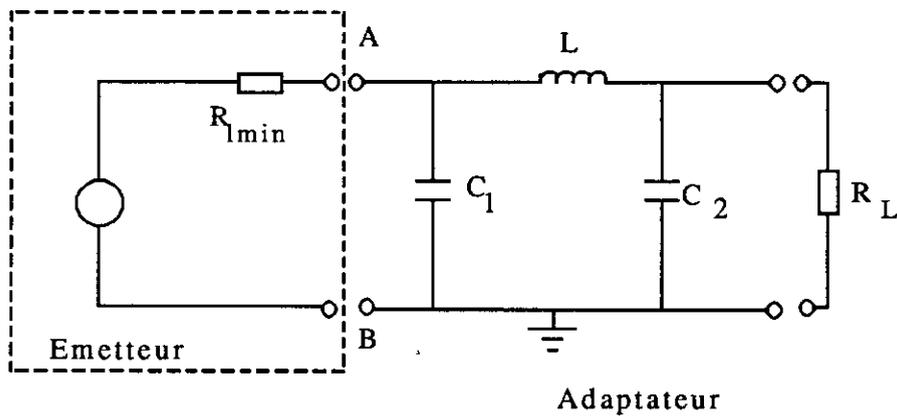


Figure 5.11 : Adaptateur d'antenne en Π

Posons :

$$X_1 = \frac{1}{C_1 \omega} \quad (5.14)$$

$$X_2 = \frac{1}{C_2 \omega} \quad (5.15)$$

$$X_3 = L \omega \quad (5.16)$$

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

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

avec

$$Z_o = \frac{R_L X_2}{X_2 + jR_L}$$

$$Z_1 = jL\omega + Z_o$$

d'où l'expression de Z_{AB}

$$Z_{AB} = \frac{X_1 X_2 X_3 + j X_1 R_L [X_3 - X_2]}{R_L X_2 + R_L X_1 - R_L X_3 + j [X_2 X_3 - X_1 X_2]} \quad (5.17)$$

$$Z_{AB} = \frac{A + j B}{C + j D} = \frac{A C + B D}{C^2 + D^2} + j \frac{B C - A D}{C^2 + D^2}$$

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

avec

$$A = X_1 X_2 X_3 \quad (5.18)$$

$$B = X_1 R_L [X_3 - X_2] \quad (5.19)$$

$$C = R_L [X_1 + X_2 - X_3] \quad (5.20)$$

$$D = X_2 [X_3 - X_2] \quad (5.21)$$

Nous savons que la résistance optimale de l'émetteur vaut 220 Ω , donc nous souhaiterions que l'impédance Z_{AB} ait approximativement la forme suivante :

$$Z_{AB} \approx 220 \Omega + j [\beta]$$

autrement dit nous devons obtenir :

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

ce qui revient à dire que la partie imaginaire doit tendre vers zéro, autrement dit la fonction β sera à minimiser de sorte que l'on tende vers le résultat souhaité. L'utilisation de la méthode d'optimisation non linéaire COMET [81] nous a donné les résultats suivants :

$$X_1 \approx 73,4 \Omega$$

$$X_2 \approx 48,2 \Omega$$

$$X_3 \approx 99,8 \Omega$$

Dans le cas de notre émetteur dont la fréquence de travail est de 148,9MHz, nous trouvons les valeurs suivantes :

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

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

$$L \approx 0,1 \mu\text{H}$$

En ce qui concerne la réalisation de la bobine, nous avons pris comme empreinte physique un diamètre de 0,5 cm et une longueur de bobinage de 0,5 cm ce qui nous a donné les grandeurs suivantes :

- Le nombre de spires : $n \approx 9$

- Le diamètre du fil : $\phi \approx 0,4 \text{ mm}$

5.6) CONCLUSION

L'emploi du microcontrôleur MC 68HC11 a simplifié la réalisation du micro-émetteur fonctionnant en FSK. Si le micro-émetteur était réalisé à l'aide d'autres circuits, pour aboutir au même résultat, nous aurions augmenté la consommation et l'encombrement; ce qui n'est pas souhaité. L'utilisation de la méthode d'optimisation non linéaire COMET nous a permis d'obtenir les valeurs optimales de l'oscillateur et de l'adaptateur d'antenne.

CHAPITRE 6 : SIMULATION A L'AIDE DU LOGICIEL SPICE

6.1 INTRODUCTION

Le logiciel SPICE [52,53,54], puissant outil de conception assistée par ordinateur de circuits électroniques, nous permet de réaliser des simulations du fonctionnement d'un montage électronique. Il constitue un précieux outil pour le concepteur d'un système qui peut ainsi vérifier le fonctionnement avant d'entreprendre sa phase de réalisation. La réalisation des circuits électroniques fonctionnant en hautes fréquences, à partir de quelques MHz, pose des problèmes assez délicats. En effet, quand nous implantons des composants sur un circuit imprimé, la disposition de ces derniers n'est pas arbitraire car pratiquement tous les composants se comportent comme de petites antennes. Donc si l'on place par exemple, deux résistances 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. A titre d'exemple, un amplificateur HF peut se transformer en un simple oscillateur. Pour choisir l'emplacement des différents composants de notre circuit, nous avons utilisé le logiciel SPICE car il nous permet d'avoir la phase du signal en chaque nœud d'analyse. Grâce à cette étude, à l'aide du logiciel SPICE, nous avons pu placer les composants sur la maquette, éliminant ainsi l'effet des rayonnements.

6.2) SIMULATION DE LA CELLULE D'ATTAQUE EN FM

La cellule d'attaque est représentée par la figure ci-dessous.

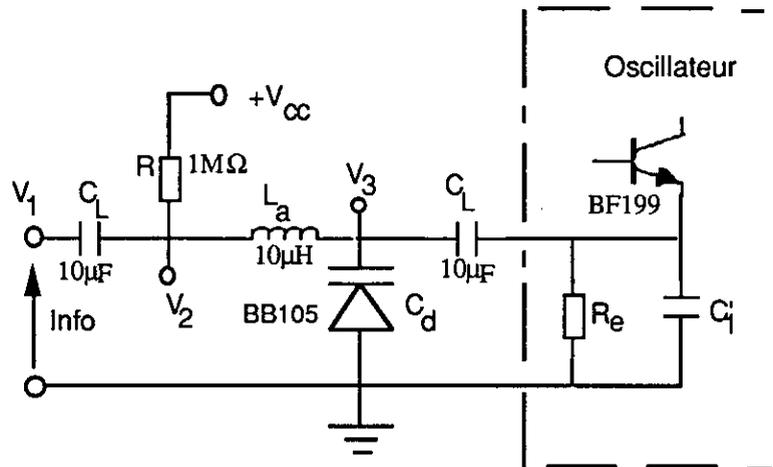


Figure 6.1 : Cellule de modulation en FM

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

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

avec : $F = 1 \text{ KHz}$ et $A = 2,5 \text{ Volts}$

Les graphes des tensions V_1 , V_2 et V_3 sont représentés sur la figure 6.2.

Sachant que $V_2(0) = +V_{cc} = 4,5\text{v}$, ce qui donne, d'après les caractéristiques du constructeur de la varicap BB105, une capacité de 9 pF .

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

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

Le logiciel SPICE [53] 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 l'aide de la caractéristique capacité-tension de la varicap BB105, nous avons trouvé la loi de variation suivante :

$$C_d \approx C_{do} + C_{d1} * V \quad (6.1)$$

avec $C_{do} \approx 14 \text{ pF}$ et V en volts

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

6.3) SIMULATION DE LA CELLULE D'ATTAQUE EN FSK

La cellule d'attaque précédente est maintenant attaquée par des signaux carrés de fréquence 1KHz et variant entre 0V et 4,5V. Les graphes des tensions V_1 , V_2 et V_3 sont représentés sur la figure 6.3.

Sachant que

$$V_{2(t=0)} = +V_{cc} = 4,5V \quad \text{ce qui nous donne } C_{dmax} \approx 9 \text{ pF}$$

$$V_{2max} = +V_{cc} + 5V = 9,5V \quad \text{ce qui nous donne } C_{dmin} \approx 5 \text{ pF}$$

Les notations $V_{2(t=0)}$ et V_{2max} traduisent respectivement l'absence et la présence du signal modulant. On a toujours pour la varicap une loi de variation de la forme :

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

où C_{do} et C_{d1} ont les mêmes valeurs que celles relevées précédemment. La valeur de la résistance de polarisation de la varicap (R) a été ajustée grâce à l'utilisation du logiciel

SPICE de telle sorte que les signaux V_2 et V_3 soient une recopie de l'impulsion d'entrée avec, en plus, la composante continue V_{cc} .

Interprétation des figures 6.2 et 6.3

La figure 6.2 peut être interprétée comme ci-après :

- Pour le canal 1 " CH.1", on a le signal modulant de période 1mS, d'amplitude crête 2,5v. Le point Y_{ZERO} représenté par une croix nous indique qu'en déplaçant la courbe vers le haut revient à lui ajouter une composante continue indiquée par Y_{ZERO} qui est de -6 volts.

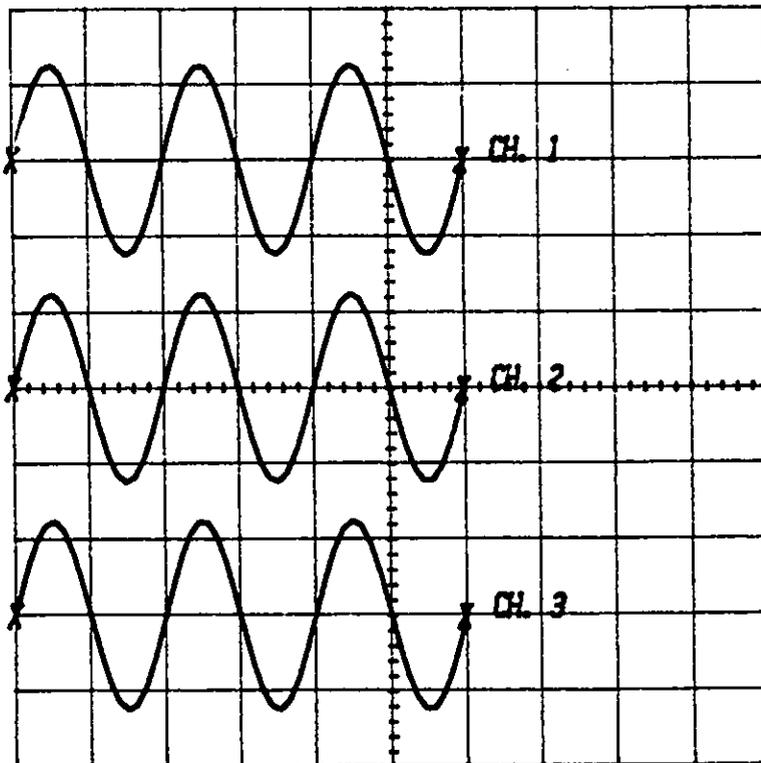
Ce déplacement est fait volontairement afin de rendre lisible les courbes sur le graphe.

- Pour le canal 2 " CH.2", c'est le signal après le condensateur de liaison C_L de même période que le signal modulant, d'amplitude crête de 2,5v et centré sur l'axe temporel. Le Y_{ZERO} : point initial de la courbe affiche 4,50v; c'est le potentiel V_{cc} qui est appliqué sur ce point à travers la résistance de $1M\Omega$. Donc nous aurons une variation du potentiel (v_2) de $\pm 2,5v$ par rapport à 4,5v.

- Pour le canal 3 " CH.3", c'est le signal qui est appliqué à la varicap. Il a la même période et la même amplitude crête. Nous avons opéré un décalage vers le bas, toujours avec le souci de rendre les courbes lisibles. D'où la valeur de Y_{ZERO} indiquée sur la légende de "CH.3" qui est de 10,5v.

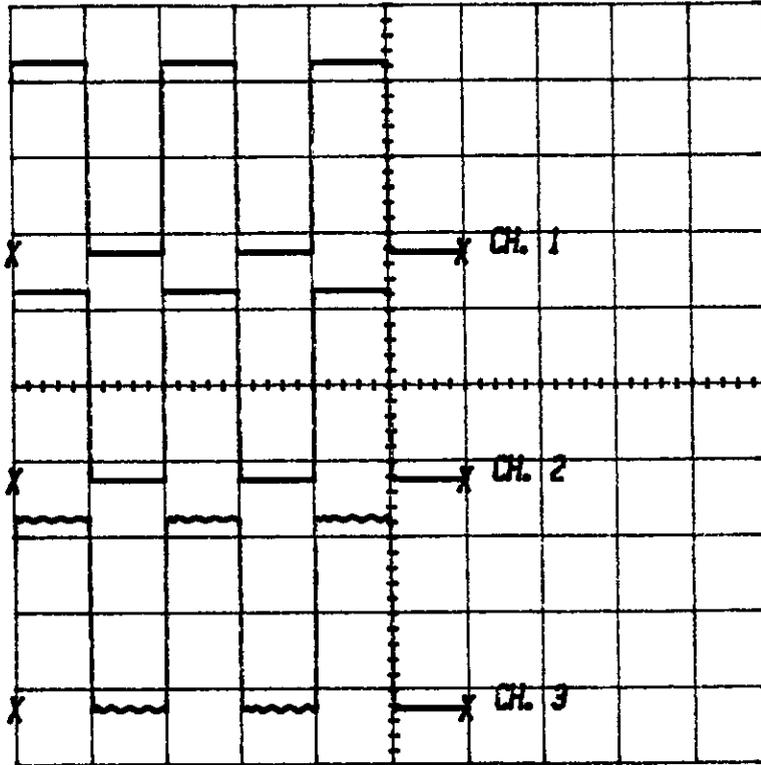
Nous avons maintenu la même échelle pour les trois courbes, à savoir :

- échelle horizontale : 0,5ms/div
- échelle verticale : 2v/div



CH 1 V1 vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO -6.00 V	VER	-0.000V	-35.0MV	-35.0MV
XSCALE 500USEC/DIV				
XZERO 2.50MSEC	HOR	58.2PSEC	2.99MSEC	2.99MSEC
CH 2 V2 vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO 4.50 V	VER	4.50 V	4.46 V	-35.0MV
XSCALE 500USEC/DIV				
XZERO 2.50MSEC	HOR	58.2PSEC	2.99MSEC	2.99MSEC
CH 3 V3 vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO 10.5 V	VER	4.50 V	4.47 V	-33.8MV
XSCALE 500USEC/DIV				
XZERO 2.50MSEC	HOR	58.2PSEC	2.99MSEC	2.99MSEC

Figure 6.2 : Variations de $V_1(t)$, $V_2(t)$ et $V_3(t)$ en FM



CH 1 V1 vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO -3.50 V	VER	-0.00E0V	-0.00E0V	0.00E0V
XSCALE 500USEC/DIV				
XZERO 2.50MSEC	HOR	58.2PSEC	2.99MSEC	2.99MSEC
CH 2 V2 vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO 7.00 V	VER	4.50 V	4.50 V	-1.25MV
XSCALE 500USEC/DIV				
XZERO 2.50MSEC	HOR	58.2PSEC	2.99MSEC	2.99MSEC
CH 3 V3 vs TIME	CURSOR	LEFT	RIGHT	DIFFERENCE
YSCALE 2V/DIV				
YZERO 13.0 V	VER	4.50 V	4.50 V	2.50MV
XSCALE 500USEC/DIV				
XZERO 2.50MSEC	HOR	58.2PSEC	2.99MSEC	2.99MSEC

Figure 6.3 : Variations de $V_1(t)$, $V_2(t)$ et $V_3(t)$ en FSK

L'interprétation de la figure 6.3 peut se résumer par :

- Le canal 1 "CH.1", représente le signal impulsionnel de période 1ms et d'amplitude crête 4,5v. Le point initial (YZERO) est déplacé vers le haut et vaut -3,50v.

- Le canal 2 "CH.2", montre le signal après passage dans le condensateur de liaison C_L . Il possède la même période, même amplitude crête que le signal de commande. Il n'est pas dérivé et ceci grâce au choix adéquat de la résistance de $1M\Omega$. Le point de départ YZERO se trouve à 4,50v, valeur de V_{CC} , plus la valeur du déplacement.

- Le canal 3 "CH.3", indique le signal appliqué à la varicap. Il possède la même fréquence, même amplitude que le signal de commande. Le potentiel initial se trouve à 13,0v. Les oscillations observées sur la courbe de v_3 peuvent être interprétées par le fait que nous avons affaire à un circuit formé par L_a et C_e ($C_e = C_d$ en parallèle avec tous les autres condensateurs). Ces fluctuations n'ont aucun effet sur la valeur de C_d , car en réalité nous avons :

$$C_d + \Delta C_d \approx C_d$$

Nous avons maintenu la même échelle pour les trois courbes, à savoir :

- échelle horizontale : 0,5ms/div

- échelle verticale : 2v/div

6.4) CONCLUSION

Le logiciel SPICE a été utilisé systématiquement pour tous les circuits qui constituent notre micro-émetteur. Nous dirons que l'emploi du logiciel SPICE nous a permis de simuler tous les montages du micro-émetteur et surtout d'implanter correctement les composants sur la maquette, ce qui a éliminé les effets de rayonnement que nous rencontrons habituellement en hautes fréquences.

PARTIE C

MESURES SUR LE MICRO-EMETTEUR ET SUR

L'ALIMENTATION EXTERNE PAR CHAMP

ELECTROMAGNETIQUE

CHAPITRE 7 : MESURES SUR LE MICRO-EMETTEUR

Cette partie traite des différentes mesures qui ont été réalisées sur le micro-émetteur FM et qui sont résumées ci-dessous :

7.1) CONSOMMATION DU MICRO-EMETTEUR

La consommation du micro-émetteur a été évaluée à environ 10mW.

7.2) STABILITE EN FREQUENCE

En laissant le micro-émetteur en fonctionnement, à chaque heure, nous avons relevé la fréquence et la tension de sortie. Nous avons trouvé, au bout d'une heure de fonctionnement, une variation relative de :

$$\frac{\Delta f}{f} = 10^{-5}$$

Ce qui est en conformité avec les normes en vigueur.

7.3) PORTEE DE LIAISON

La relation liant la puissance rayonnée (P_e), la puissance reçue (P_r), la distance (d) entre l'antenne de réception et celle d'émission et la fréquence transmise (f), est donnée d'après la notice du constructeur du mesureur de champ par :

$$P_r = 0,85 \cdot 10^{-3} \frac{P_e}{[f d]^2}$$

avec

P_r et P_e en Watts

d en Km

f en MHz

A l'aide d'un mesureur de champ, nous avons relevé les différentes grandeurs précédemment définies et déduire la valeur de la portée de liaison (d) :

$$d = 10 \text{ mètres}$$

et nous avons relevé la valeur de la tension reçue suivante :

$$V_r = 63 \text{ dB } \mu\text{volt} \text{ donc } V_r \approx 1,4 \text{ mV}$$

On peut ainsi calculer la puissance reçue, sachant que la tension est récupérée sur une impédance de 50Ω .

$$P_r \approx 2 \cdot 10^{-8} \text{ W}$$

Nous déduisons la puissance rayonnée par le micro-émetteur :

$$P_e \approx 52 \mu\text{W}$$

Aux erreurs de lecture près, ceci est en accord avec la puissance de sortie calculée dans le paragraphe 5.5.1.3.

7.4) MESURE DE LA CARACTERIQUE DU MODULATEUR FM

Le but de cette manipulation est la détermination de la fonction de transfert du modulateur, c'est-à-dire la grandeur K_f [56]. Comme la fréquence de travail de notre micro-émetteur est de 148,9MHz et que l'analyseur de spectre en notre possession a une gamme de fonctionnement de 0 à 5 MHz, nous devons utiliser un changement de fréquence. Le changeur de fréquence que nous avons réalisé autour du circuit intégré SL 6440C de PLESSEY est représenté sur la figure 7.1 .

Ce circuit intégré est un double mélangeur équilibré conçu pour des utilisations dans les systèmes radio jusqu'à 150MHz. Une caractéristique de ce circuit nous permet de fixer le point de fonctionnement au moyen de la résistance variable de 500Ω connectée entre la broche 11 et la tension V_{cc1} . Nous avons ajusté la résistance de 500Ω de telle sorte que le courant de programmation soit de 5mA; ceci correspond à un gain de conversion d'environ 0dB d'après l'abaque du constructeur. Ce courant de programmation permet au mélangeur d'avoir une réponse linéaire.

Les broches de sortie (3 et 14) sont à collecteur ouvert. D'après la notice du constructeur, nous devons prendre comme valeur 50Ω .

La deuxième entrée est reliée à la masse par un condensateur de 1nF.

Le circuit possède une alimentation séparée (V_{cc2}) pour l'oscillateur.

D'après des abaques du fabricant, nous avons relevé les valeurs suivantes :

$$V_{cc1} = 6 \text{ v} \quad \text{et} \quad V_{cc2} = 5 \text{ v}$$

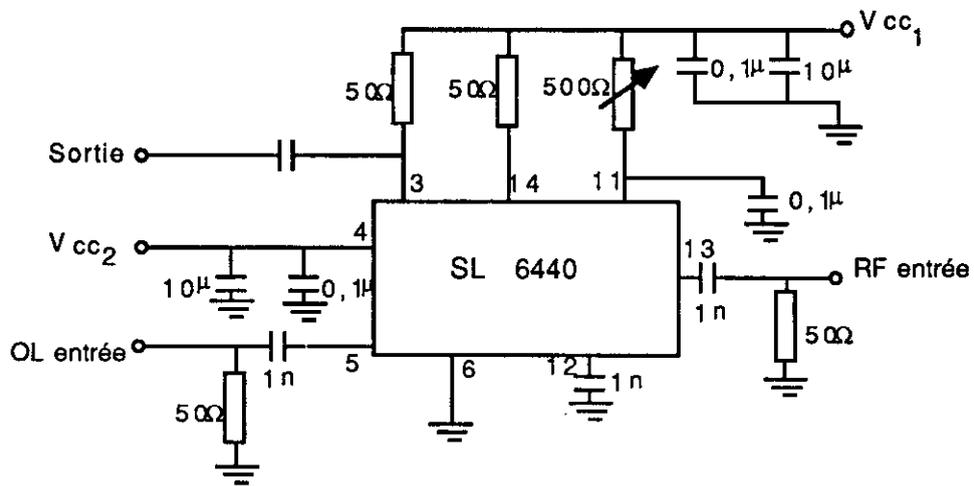


Figure 7.1 : Changeur de fréquence à base du SL6440C

7.4.1) METHODE STATIQUE

L'indice de modulation en FM s'écrit :

$$\beta = K_f \frac{A}{F}$$

avec A et F amplitude et fréquence du signal modulant et K_f fonction de transfert du modulateur FM. Ceci nous permet d'évaluer la caractéristique K_f , en supposant que le signal informatif $a(t)$ est un signal continu de valeur V_o . En faisant varier V_o de zéro jusqu'à une certaine valeur, nous relevons la fréquence et la tension de modulation V_o selon le schéma de la figure 7.2.

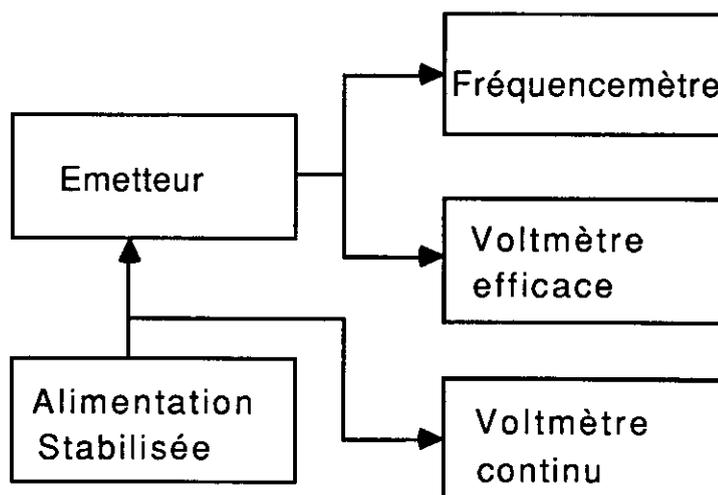


Figure 7.2 : Schéma synoptique en statique

Toutefois, il est à noter que cette méthode possède des limites évidentes car le quartz arrive dans ce cas à suivre les variations de la tension de modulation; ce qui n'est pas le cas pour des signaux dynamiques. La figure 7.3 donne les variations de la fréquence en fonction de la tension de modulation V_o . Dans notre étude, la fréquence de travail est de 148,9MHz. Sur l'axe vertical de la figure 7.3, nous n'avons retenu que les digits qui subissent des variations.

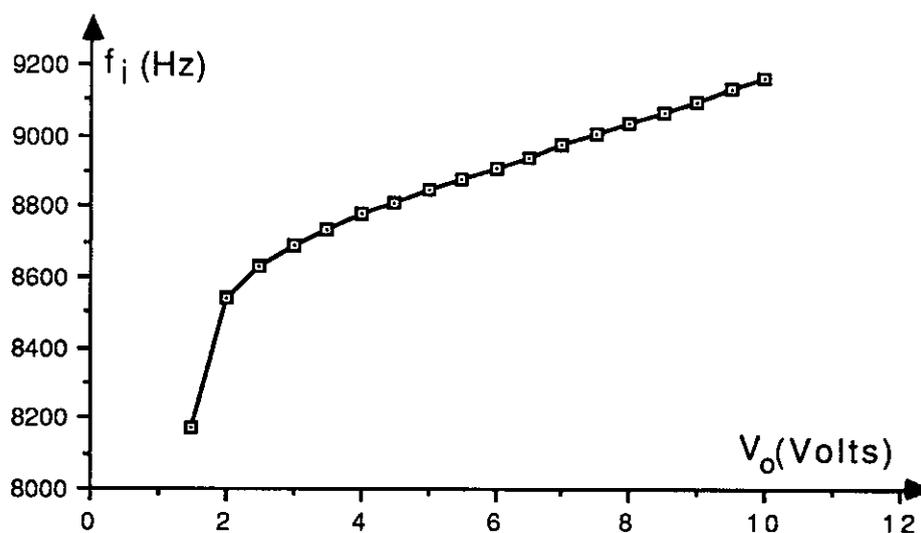


Figure 7.3 : Variation de la fréquence en fonction de V_o .

La détermination de la pente nous donne :

$$K_f = \frac{\Delta F}{\Delta V} \approx 73 \text{ Hz/V}$$

C'est la grandeur que l'on désire déterminer. La figure 7.3 nous montre une non linéarité au voisinage des faibles tensions, ceci est dû à la caractéristique non linéaire de la varicap. Par conséquent, si nous voulons travailler dans la région linéaire de la courbe $f_i = \phi(V_o)$, nous devons prendre une tension de modulation $V_M \geq 2$ volts. A ce stade, nous possédons la borne inférieure, soit $A_{inf} = 2$ volts. Parallèlement aux relevés de la figure 7.3, nous avons prélevé les valeurs de la tension de sortie en fonction de la tension de modulation. Cette courbe est représentée sur la figure 7.4.

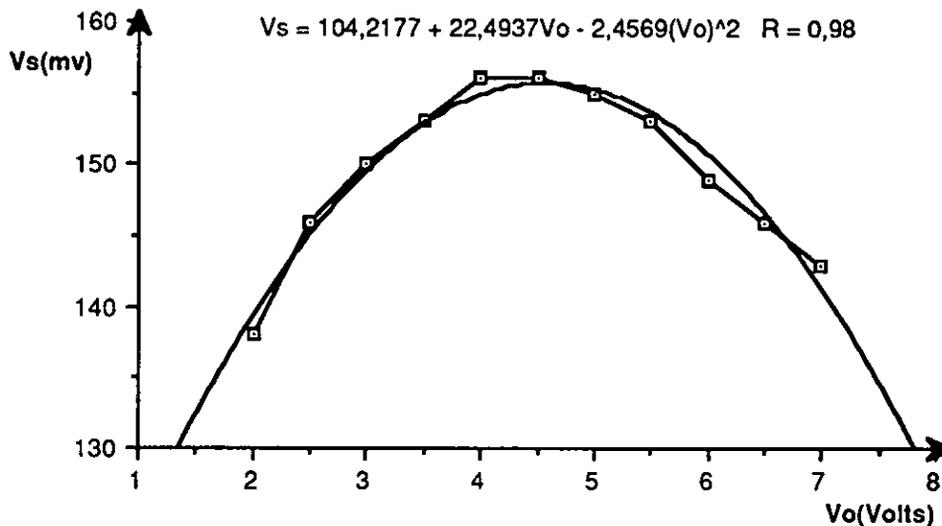


Figure 7.4 : Variation de la tension de sortie en fonction de V_o .

Connaissant, d'une part la borne inférieure de V_o (A_{inf}), due à la non linéarité de la varicap, et d'autre part la loi de variation de la tension de sortie qui passe par un

maximum à $V_o = 4,5\text{v}$ (tension de polarisation de notre micro-émetteur), nous pouvons définir une bande passante de V_s de telle manière à trouver la borne supérieure de la tension de modulation et ainsi nous aurons la gamme de variation du signal modulant.

Comme notre courbe suit approximativement une loi du type :

$$V_s = 104,22 + 22,49 V_o - 2,46 (V_o)^2$$

où V_s en mv et V_o en volt

Cette approximation a été obtenue avec un coefficient de corrélation de 0,98.

nous trouvons :

$$V_{o1} = 2\text{v} \text{ ce qui correspond à } A_{\text{inf}}$$

$$V_{o2} = 7,1\text{v}$$

Ces deux valeurs nous donnent la gamme du signal modulant :

$$2\text{v} \leq V_o \leq 7\text{v}$$

En prenant comme point de fonctionnement statique la valeur qui donne le maximum à V_s , c'est-à-dire, $V_o = 4,5\text{v}$, le signal modulant devra avoir la forme suivante :

$$a(t) = V_o + A \cdot \text{Cos}\Omega t = 4,5 + A \cdot \text{Cos}\Omega t \quad \text{avec } |A| \leq 2,5 \text{ v}$$

d'où

$$a(t) = 4,5\text{v} + 2,5 \text{ Cos}\Omega t$$

7.4.2) METHODE DYNAMIQUE

Dans ce cas, le signal modulé en fréquence possède un spectre dont les amplitudes sont proportionnelles aux fonctions de BESSEL J_0 , J_1 etc. La manipulation qui a été utilisée est représentée par le synoptique de la figure 7.5 .

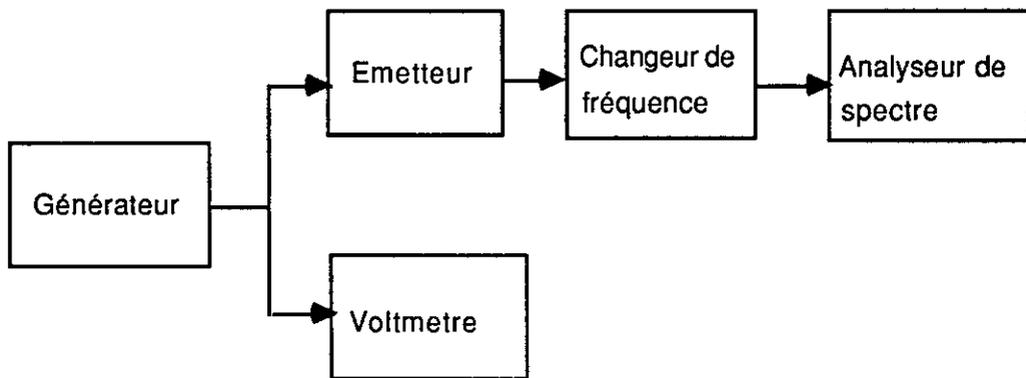


Figure 7.5 : Schéma synoptique en dynamique

La première idée qui viendrait à l'esprit , compte tenu du fait que l'indice de modulation β est proportionnel à l'amplitude du signal modulant " A ", serait d'augmenter ce paramètre jusqu'à la première annulation de la raie de la porteuse. Dans ce cas, on aurait : $\beta = 2,405$. Par la suite, nous déduirions la valeur de la caractéristique K_f de l'émetteur. Cette méthode donne de bons résultats quand la fréquence du signal modulant est basse mais dès lors où on augmente la fréquence, on n'a plus la possibilité d'annuler J_0 à cause du décrochage de l'oscillateur. Pour remédier à cet inconvénient, nous avons envisagé une autre méthode qui consiste à relever les amplitudes des raies $J_0(\beta) E_0$, $J_1(\beta) E_0$ et à établir les rapports de façon à éliminer l'amplitude de la

porteuse E_o . Cela nous permet de supprimer les effets d'un mauvais étalonnage de l'analyseur de spectre.

Posons :

$$G_1(\beta) = \frac{J_0(\beta) E_o}{J_1(\beta) E_o} = \frac{J_0(\beta)}{J_1(\beta)}$$

$$G_2(\beta) = \frac{J_0(\beta) E_o}{J_2(\beta) E_o} = \frac{J_0(\beta)}{J_2(\beta)}$$

Du fait que nous n'avons pu obtenir la première annulation de la raie de la porteuse, alors l'argument β est inférieur à 2,405.

Donc il va falloir trouver les expressions des fonctions de BESSEL J_0 , J_1 , J_2 etc. pour $\beta \leq 2,405$.

Dans le cas où $-3 \leq \beta \leq +3$, les fonctions de BESSEL sont développées sous forme polynomiale comme ci-après :

$$J_0(\beta) = 1 - 2,249 \left(\frac{\beta}{3}\right)^2 + 1,265 \left(\frac{\beta}{3}\right)^4 - 0,316 \left(\frac{\beta}{3}\right)^6 + 0,044 \left(\frac{\beta}{3}\right)^8$$

$$J_1(\beta) = 0,5 \beta - 0,562 \beta \left(\frac{\beta}{3}\right)^2 + 0,211 \beta \left(\frac{\beta}{3}\right)^4 - 0,039 \beta \left(\frac{\beta}{3}\right)^6 + 0,004 \beta \left(\frac{\beta}{3}\right)^8$$

$$J_2(\beta) = 1,125 \left(\frac{\beta}{3}\right)^2 - 0,843 \left(\frac{\beta}{3}\right)^4 + 0,237 \left(\frac{\beta}{3}\right)^6 - 0,035 \left(\frac{\beta}{3}\right)^8$$

A ce niveau, les expressions analytiques de $G_1(\beta)$ et $G_2(\beta)$ sont connues; il nous reste à mesurer les amplitudes de la porteuse et des deux premières raies pour avoir les valeurs numériques de $G_1(\beta)$ et $G_2(\beta)$. Le problème revient, donc, à résoudre un système d'équations algébriques. La résolution de ce système d'équations nous donne l'argument de la fonction de BESSEL et par conséquent la caractéristique de notre émetteur. Pour notre application, nous avons considéré un signal de modulation sinusoïdal d'amplitude maximum 2 volts et de fréquence 5 KHz.

Les calculs nous donnent les valeurs suivantes :

$$G_1(\beta) = 2.42$$

$$G_2(\beta) = 15.3$$

Avec le premier résultat, nous avons :

$$\beta = 0,78$$

Pour une vérification, le deuxième résultat nous donne

$$\beta = 0,8$$

On peut constater que nous avons presque le même résultat à 2,5% près. Grâce à la connaissance de la valeur de l'amplitude et de la fréquence du signal modulant ainsi que celle de l'indice de modulation, il nous est possible de déterminer la fonction de transfert K_f que l'on cherche [56]. D'où :

$$K_f \approx 1900 \text{ Hz/v}$$

7.4.3) DISCUSSION

La figure 7.4 nous indique que la tension de sortie varie selon une loi parabolique en fonction de la tension de modulation continue V_0 . Ceci nous a laissé croire en l'existence d'une double modulation (amplitude et fréquence). Pour lever le doute, nous avons vérifié que dans la plage de variation du signal dynamique, la tension de sortie était bien constante. Par ailleurs le paramètre qu'on veut déterminer, c'est-à-dire k_f , est plus important pour les signaux dynamiques. On peut donc, expliquer cela par le fait qu'en statique le quartz arrive à suivre les variations lentes de la tension de modulation; ce qui n'est pas le cas en dynamique. Cette méthode expérimentale ne nécessite aucune réalisation pratique pour la mener à bien et n'emploie que des appareils d'usage courant.

7.5) CONCLUSION

Une méthode expérimentale a été proposée pour déterminer la fonction de transfert d'un modulateur FM. Cette méthode ne nécessite aucune réalisation pratique et utilise seulement un appareillage d'usage courant. Elle peut être utilisée aussi bien pour les systèmes à large bande que pour ceux à bande étroite; donc nous pouvons la considérer comme une méthode générale. Une méthode employée jusqu'à maintenant ne tient pas compte des faibles valeurs du signal modulant; autrement dit ne s'applique qu'à des systèmes de modulation à large bande. Donc cette méthode est limitée dans son application. De plus elle nécessite la réalisation de récepteurs très sélectifs accordés sur les fréquences pour lesquelles la raie de la porteuse s'annule. Cette réalisation est assez délicate à mettre au point. Les résultats sur la détermination de la fonction de transfert sont obtenus avec une erreur de 2,5% et peuvent être considérés comme satisfaisants.

CHAPITRE 8 : MESURES SUR L'ALIMENTATION EXTERNE

8.1) INTRODUCTION

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la conversion de l'énergie électromagnétique HF émise par une bobine en une tension continue susceptible d'alimenter des instruments électroniques implantés. Toutes les mesures sont effectuées dans une cage de FARADAY, ceci afin de s'assurer que l'énergie reçue est bien uniquement celle rayonnée par la bobine d'émission et non un rayonnement parasite (onde radio). Le schéma synoptique de la manipulation est représenté sur la figure 8.1.

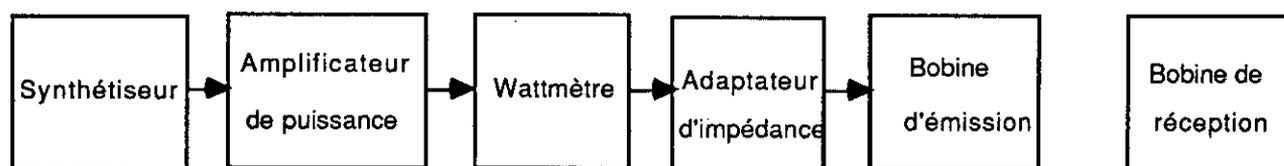


Figure 8.1 : Schéma synoptique de l'alimentation externe

L'adaptateur d'impédance que nous avons inséré entre le wattmètre et la bobine d'émission nous permet d'approcher au mieux, l'impédance de $50\ \Omega$. Comme le synthétiseur ne nous permet pas d'avoir des puissances assez élevées pour induire dans le circuit du secondaire des puissances suffisantes, nous avons fait appel à l'amplificateur de puissance : Amplifier Research Model 50A15 T2i . Les caractéristiques principales de cet amplificateur sont : une puissance de sortie de 100 watts sous $50\ \Omega$ et une bande de fréquence allant de 1MHz à 100 MHz. Le banc d'essai que nous avons réalisé à cet effet est représenté sur la figure 8.2.

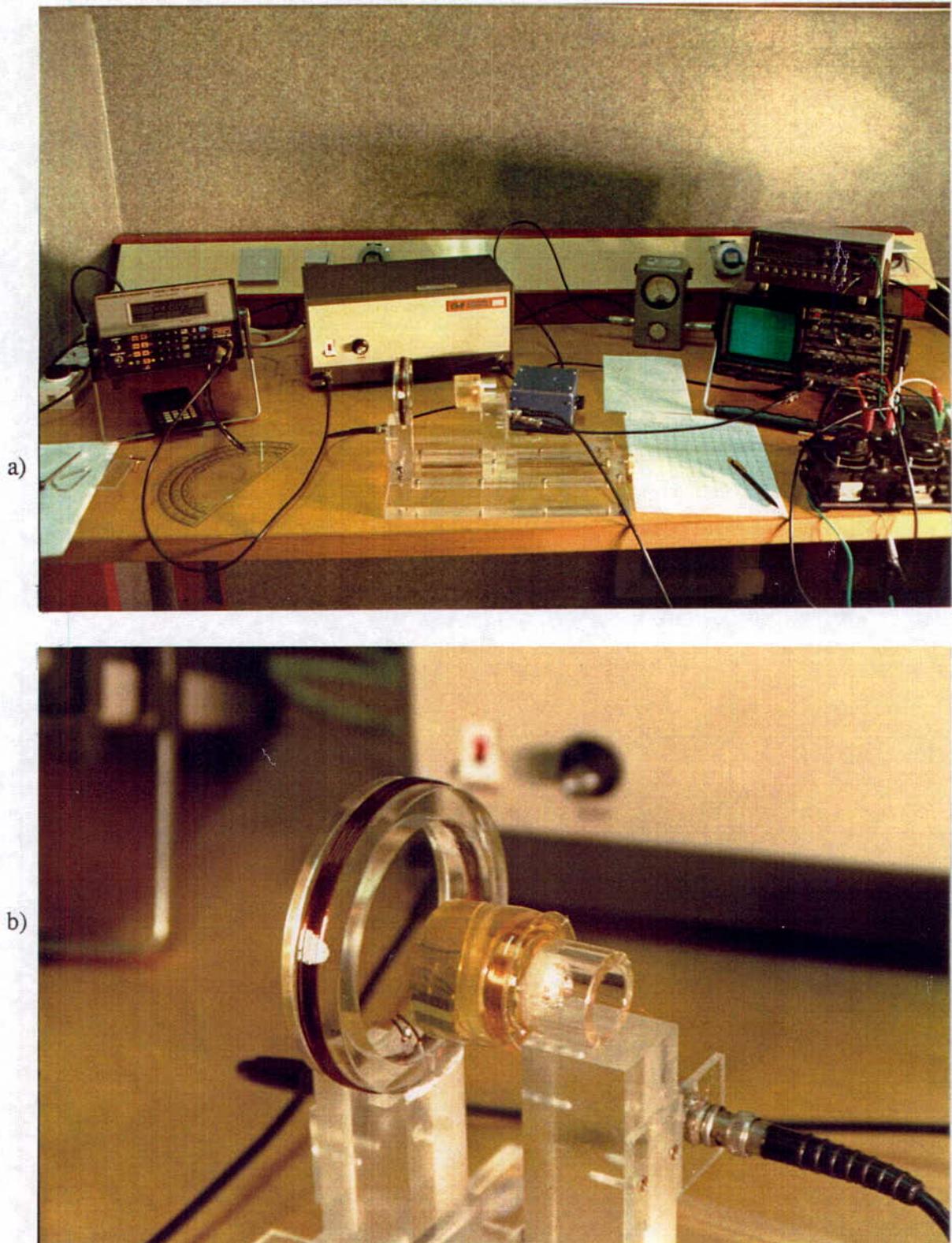


Figure 8.2 : Banc expérimentale de l'alimentation externe

a : vue globale

b : vue des bobine émettrice et réceptrice

La description du dispositif expérimental peut se résumer comme ci-après :

Un synthétiseur du type MARCONI possède une gamme de fréquence de 10KHz à 1GHz et fourni une tension efficace de 446 mV maximum. Ce synthétiseur délivre une tension à l'amplificateur de puissance qui a été précédemment décrit pour nous fournir la puissance désirée (100 W sous 50Ω) sur une bande de fréquence allant de 1 MHz à 100 MHz.

La puissance de sortie de l'amplificateur est mesurée à l'aide d'un wattmètre (BIRD 400) inséré entre l'amplificateur et la charge qui est constituée de la bobine d'émission.

Un adaptateur d'impédance en " Pi " est utilisé pour approcher au mieux, l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance qui est de 50Ω à l'impédance ramenée au primaire de la bobine d'émission.

Le signal émis est capté par la bobine de réception. Ce signal est redressé et filtré pour fournir la tension continue V_o .

Les mesures sont effectuées sur des tensions continues, après redressement et filtrage, en absence et en présence du gel à 12,5%. Ensuite, nous avons évalué les puissances aux bornes d'une charge représentant la résistance équivalente de notre micro-émetteur.

Nous indiquons par la notation (-gel) des relevés en l'absence du gel et par l'indice (+gel) des relevés avec le gel à 12,5%. Ce gel a été fabriqué avec de la poudre de gélatine et de l'eau distillée et dont les caractéristiques sont connus (σ et ϵ') pour la gamme de fréquences allant de 20 à 150MHz et des températures de 37 à 50°C.

Comme dans la pratique nous ne savons pas avec précision l'emplacement du système électronique qui sera implanté, nous avons prévu sur notre maquette des translations et des rotations de la bobine d'émission par rapport à la bobine de réception. Les courbes des

grandeurs recueillies : tensions continues (V_o), puissances induites (P_o) et rendements (r) en fonction de la distance (D) et pour une puissance incidente donnée (P_i) en l'absence de gel sont représentées sur les figures 8.3 à 8.8.

8.2) EXPERIENCE EN L'ABSENCE DU GEL

En l'absence du gel et pour une puissance incidente de 5 watts, nous avons relevé les courbes 8.3 à 8.5 pour les différentes combinaisons de Δ et α : décalage et angle de rotation de la bobine d'émission par rapport à la bobine de réception respectivement. Nous avons attribué deux valeurs possibles à ces deux paramètres; à savoir :

$$\Delta = \begin{cases} 0 \text{ Cm} \\ 0,5 \text{ Cm} \end{cases} \quad \text{et} \quad \alpha = \begin{cases} 0 \\ 10^\circ \end{cases}$$

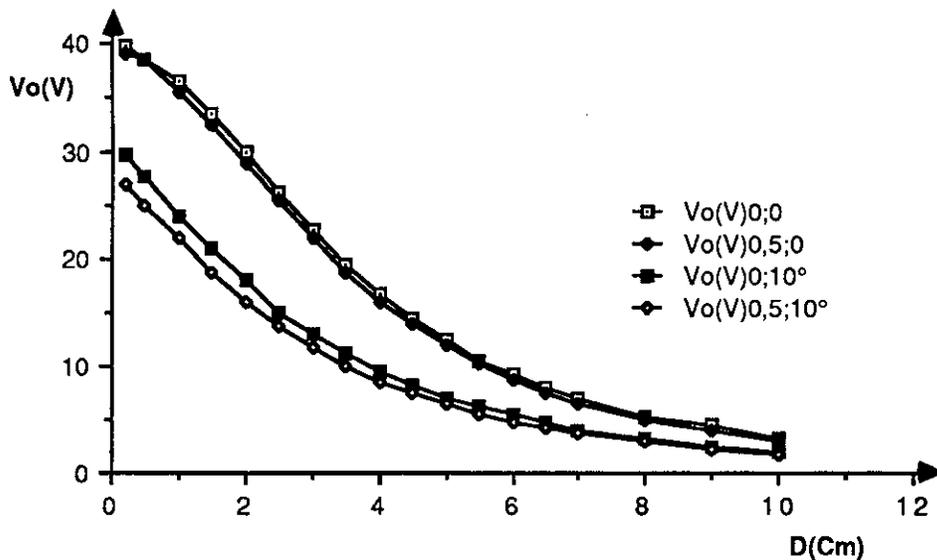
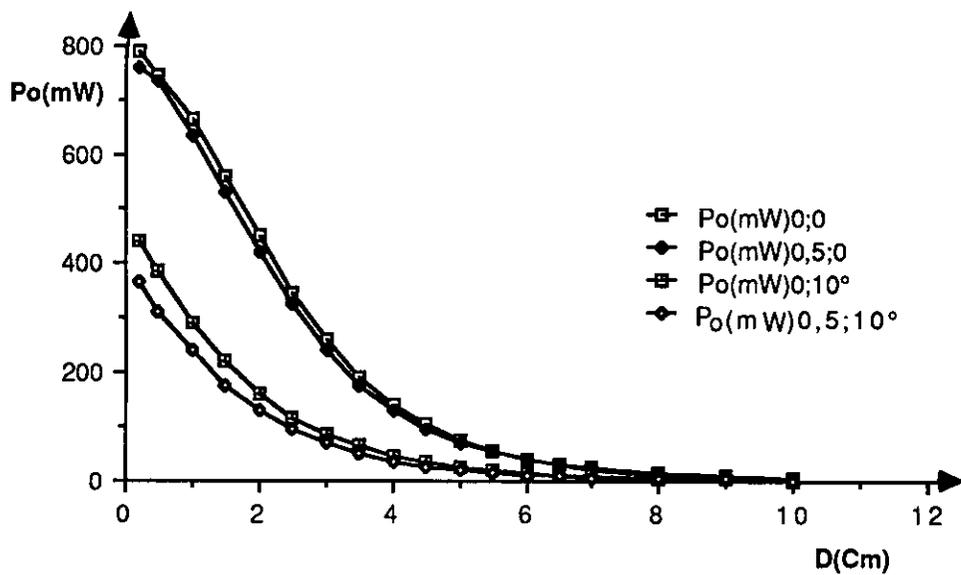
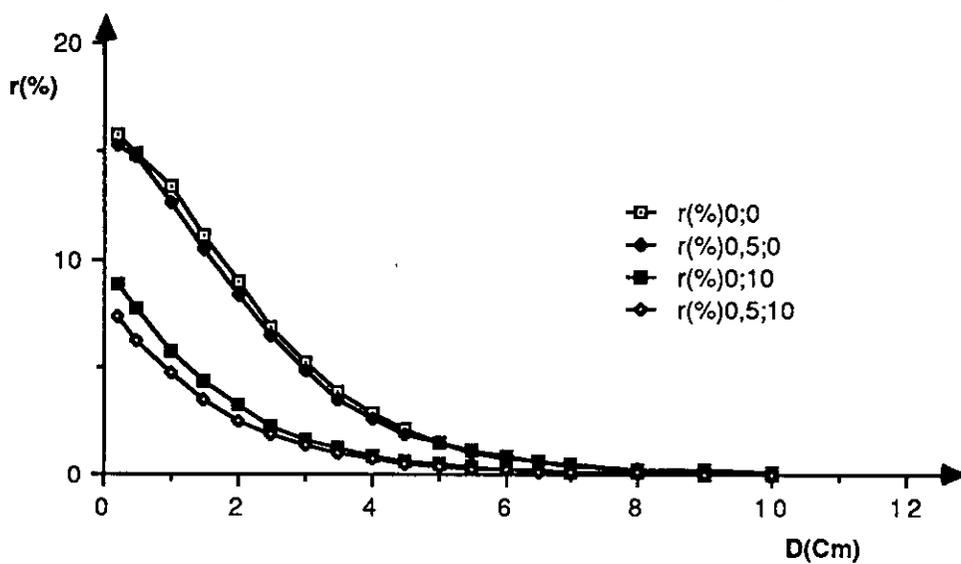


Figure 8.3 : Tension continue avec $P_i = 5 \text{ W}$ (-gel)

Figure 8.4 : Puissance avec $P_i = 5$ W (-gel)Figure 8.5 : Rendement avec $P_i = 5$ W (-gel)

Afin d'analyser l'effet d'une augmentation de la puissance incidente, nous avons porté P_i à 10watts. Les courbes 8.6 à 8.8 nous donnent la tension continue, la puissance et le rendement.

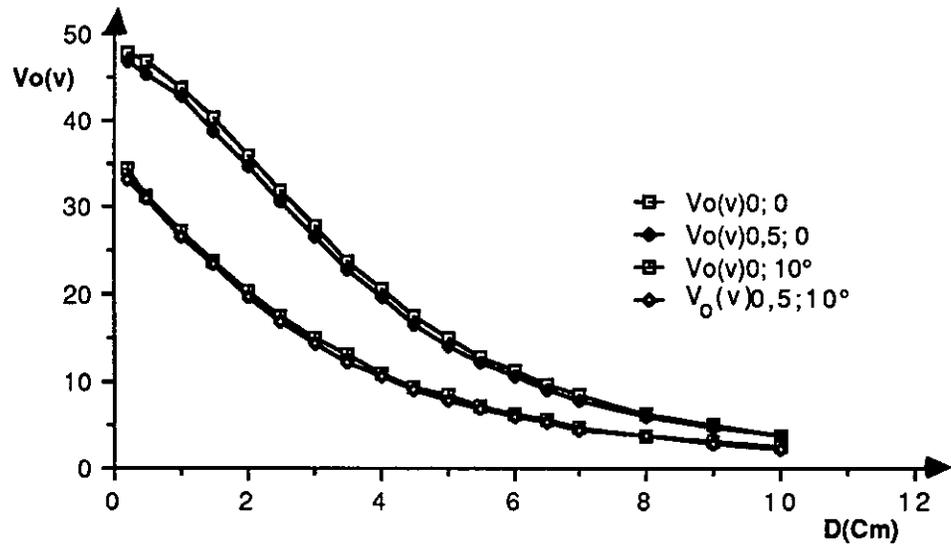


Figure 8.6 : Tension avec $P_i = 10$ W (-gel)

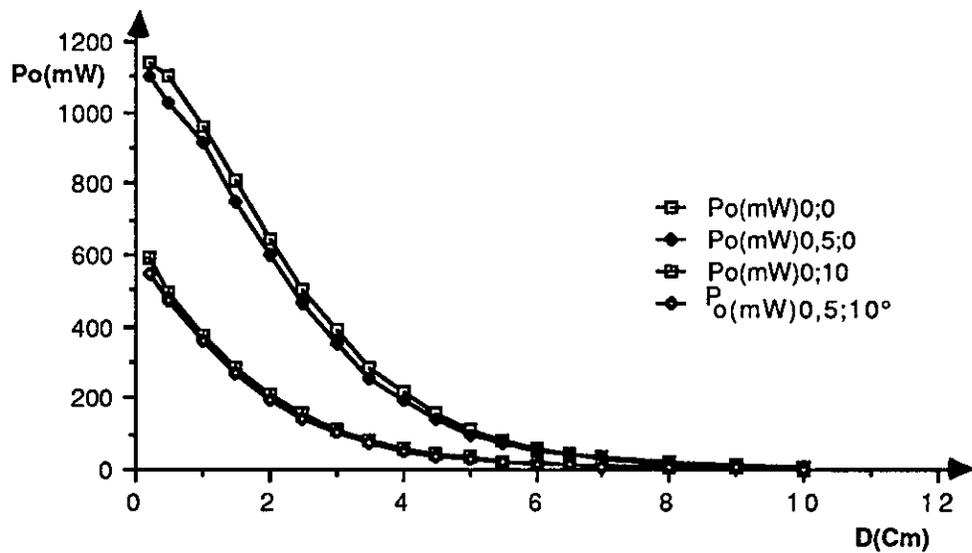


Figure 8.7 : Puissance avec $P_i = 10$ W (-gel)

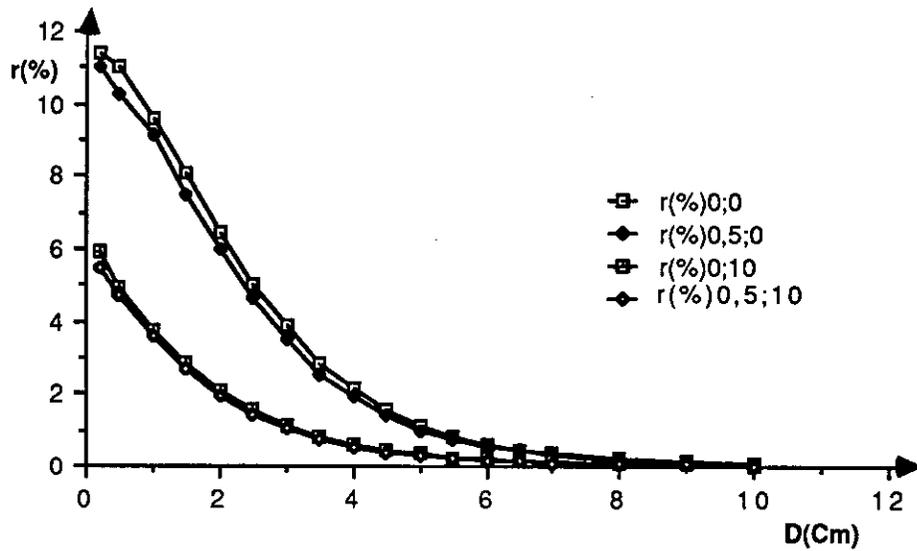


Figure 8.8 : Rendement avec $P_i = 10 \text{ W}$ (-gel)

8.3) EXPERIENCE EN PRESENCE DU GEL

En présence du gel et avec une puissance incidente de 5 watts, nous avons relevé les courbes 8.9 à 8.11.

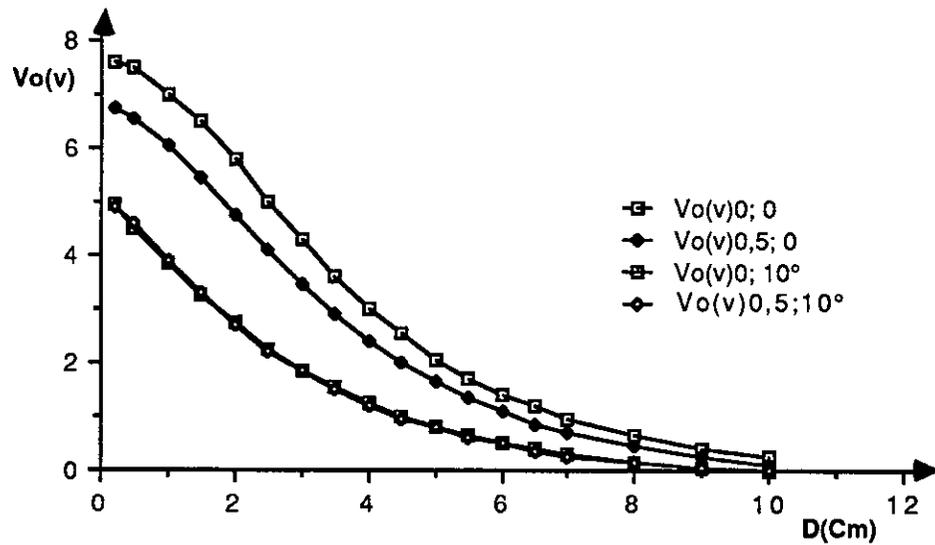
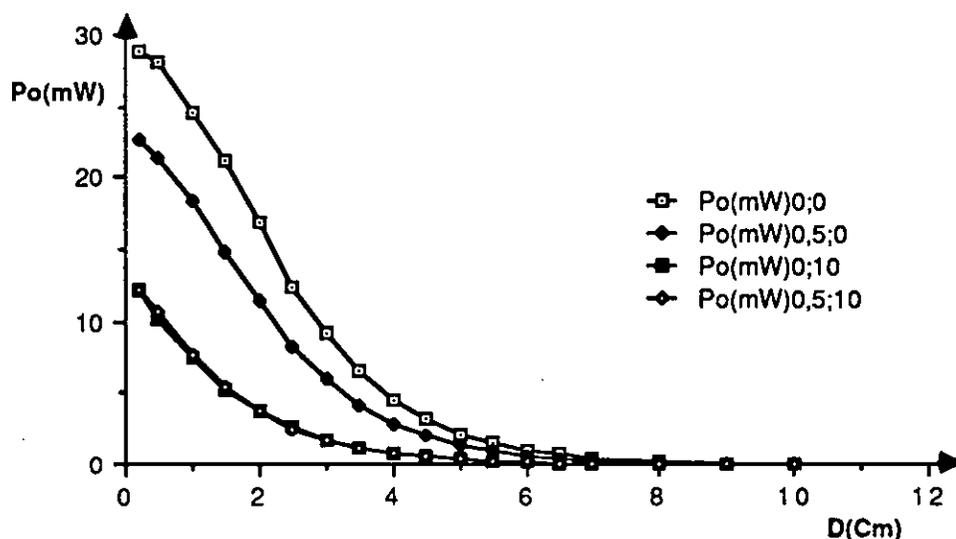
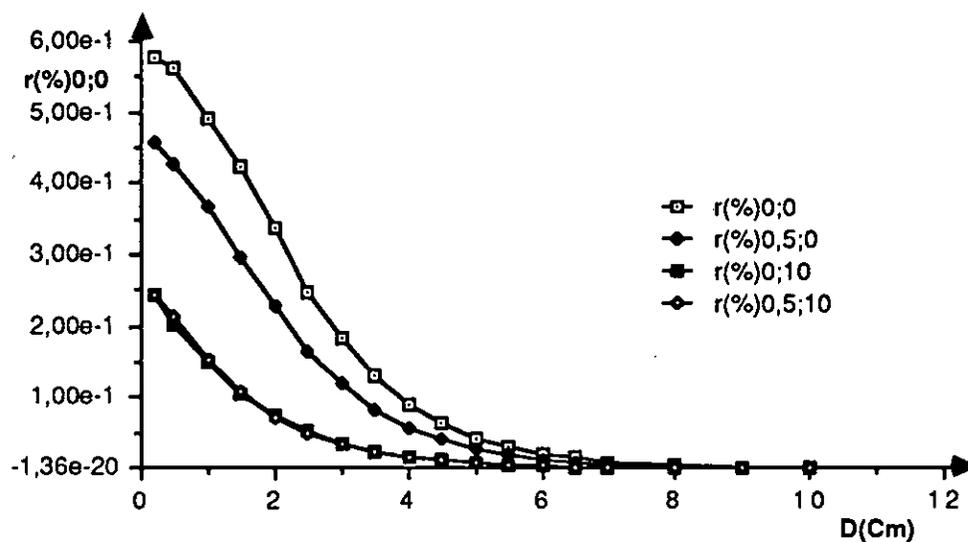
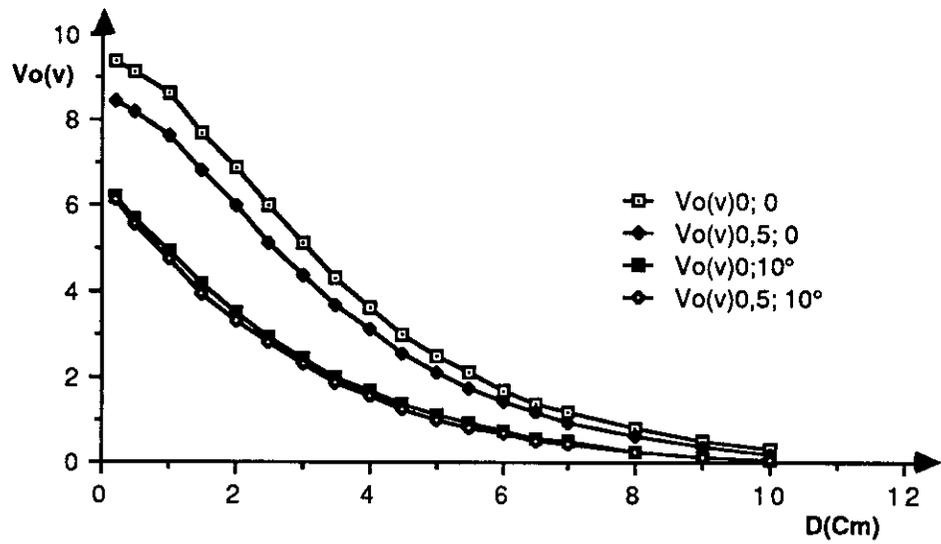
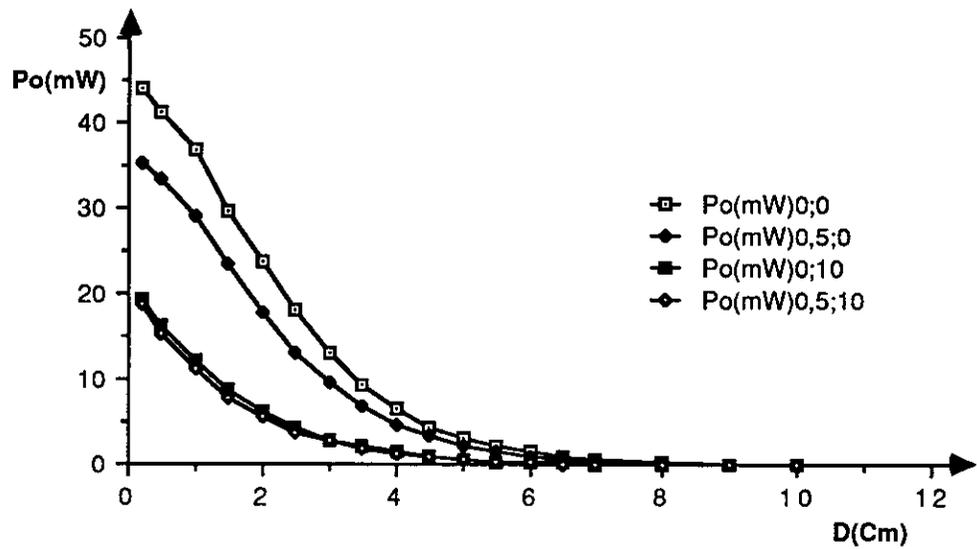
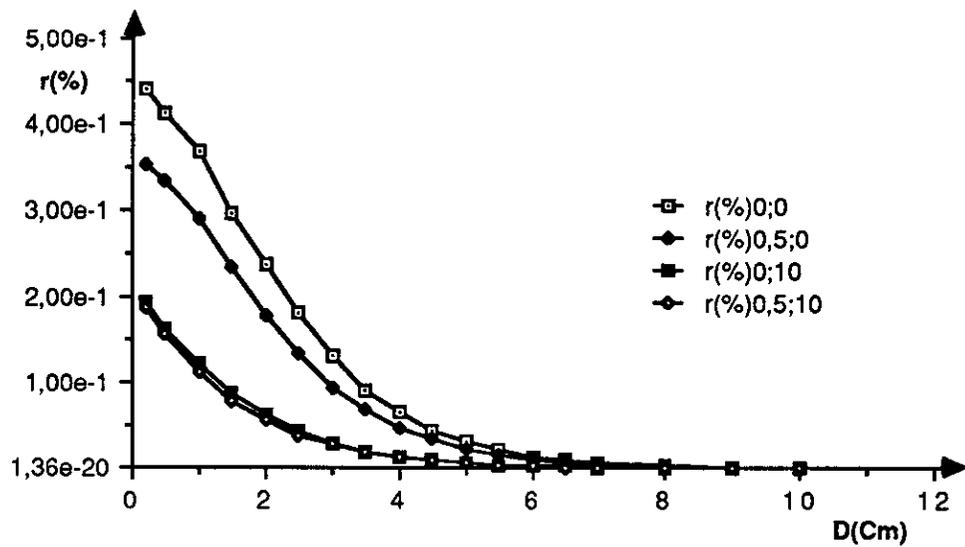


Figure 8.9 : Tension continue avec $P_i = 5 \text{ W}$ (+gel)

Figure 8.10 : Puissance avec $P_i = 5 \text{ W}$ (+gel)Figure 8.11 : Rendement avec $P_i = 5 \text{ W}$ (+gel)

Dans cette manipulation, l'effet d'une augmentation de la puissance incidente P_i sera analysé. Pour cela, nous avons porté la puissance incidente à 10 watts. Les courbes 8.12 à 8.14 représentent la tension, la puissance et le rendement aux bornes d'une charge qui représente la résistance équivalente de notre micro-émetteur.

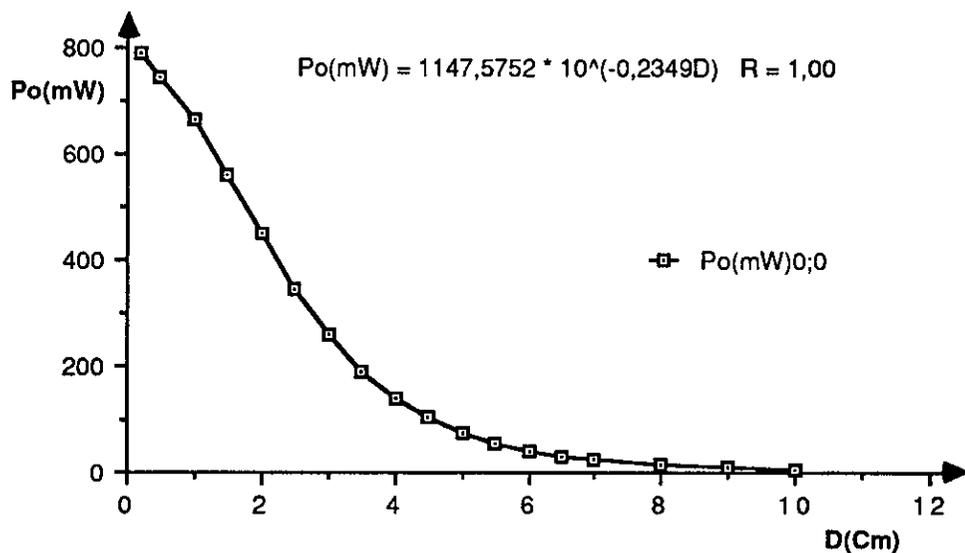
Figure 8.12 : Tension avec $P_i = 10W$ (+gel)Figure 8.13 : Puissance avec $P_i=10W$ (+gel)

Figure 8.14 : Rendement avec $P_i=10W$ (+gel)

Nous remarquons que l'effet de la présence du gel a fortement atténué l'énergie récupérée et ceci est dû à la conductivité du gel (σ).

8.4) LOIS D'APPROXIMATION DES PUISSANCES

Afin d'analyser le comportement de l'énergie recueillie sur la charge, nous représentons les courbes d'approximation de la puissance en fonction de la distance D . Cette loi est représentée sur chaque figure avec son taux de corrélation R .

Figure 8.15 : Approximation de la puissance avec $P_i=5W$ (-gel) et $\Delta=\alpha=0$

La loi de variation de la puissance qui est portée sur le graphe peut se mettre encore sous la forme suivante :

$$P_0 \approx 1147 e^{-0,54 D} \quad \text{avec } P_0 \text{ en mW et } D \text{ en cm}$$

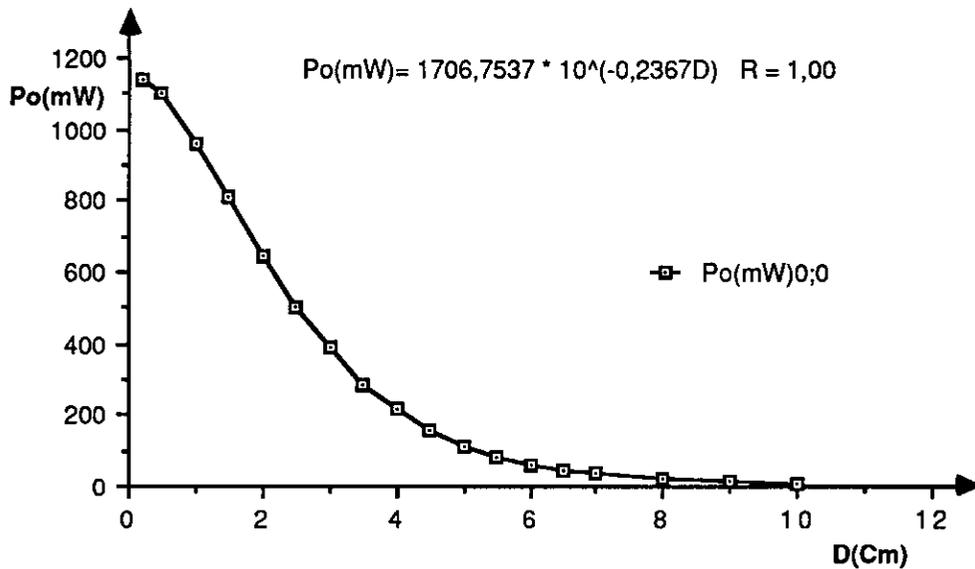


Figure 8.16 : Approximation de la puissance avec $P_i=10\text{W}(-\text{gel})$ et $\Delta=\alpha=0$

De la même manière, la puissance recueillie peut se transformer en :

$$P_0 \approx 1706 e^{-0,54 D} \quad \text{avec } P_0 \text{ en mW et } D \text{ en cm}$$

En présence du gel à 12,5%, nous avons relevé les courbes suivantes :

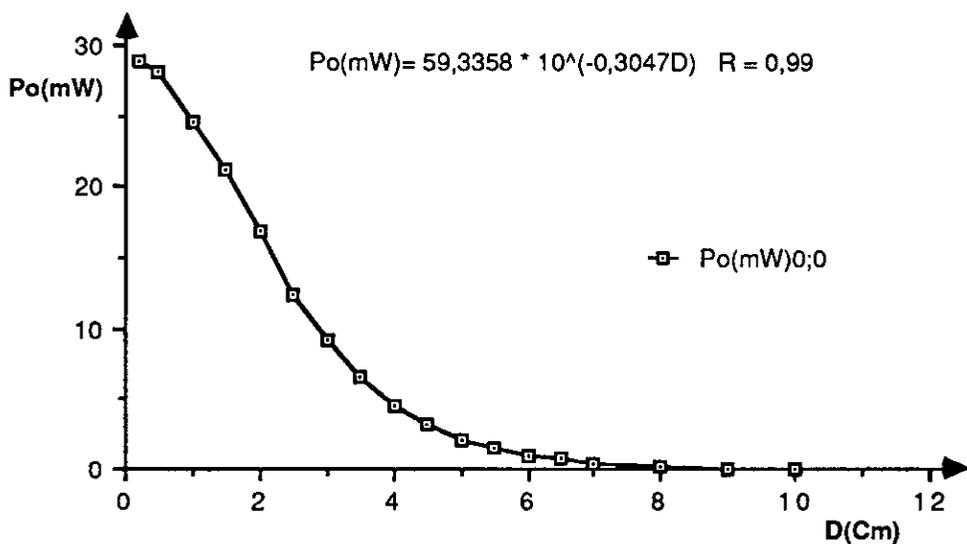


Figure 8.17 : Approximation de la puissance avec $P_e= 5 \text{ W} (+\text{gel})$ et $\Delta=\alpha=0$

L'expression approchée de la puissance recueillie aux bornes de la charge peut se mettre encore sous la forme :

$$P_o \approx 59 e^{-0,7 D} \quad \text{avec } P_o \text{ en mW et } D \text{ en cm}$$

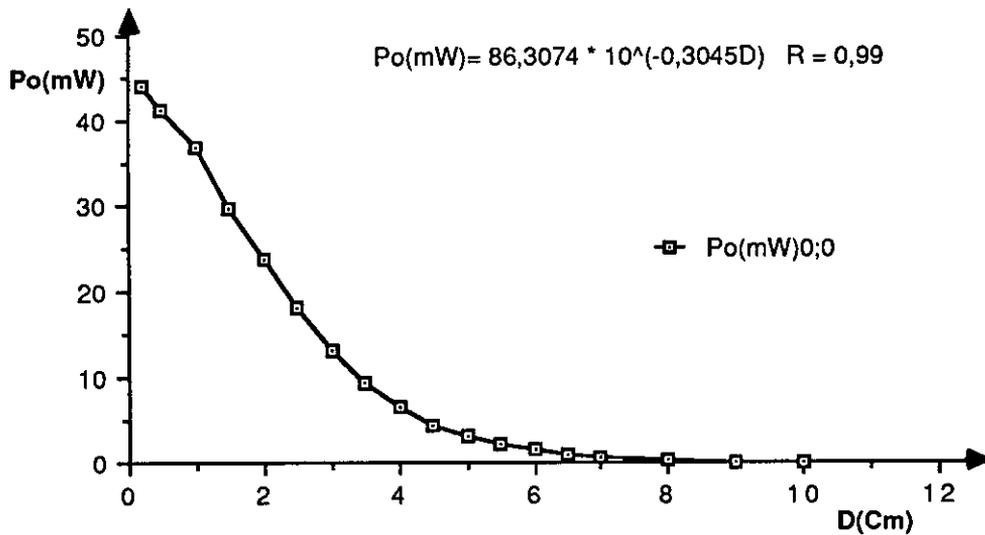


Figure 8.18 : Approximation de la puissance avec $P_i=10\text{W}$ (+gel) et $\Delta=\alpha=0$

Nous pouvons écrire la loi de variation approchée de la puissance reçue sur la charge par l'expression suivante :

$$P_o \approx 86 e^{-0,7 D} \quad \text{avec } P_o \text{ en mW et } D \text{ en cm}$$

8.5 DISCUSSION

Rendements obtenus

Les rendements obtenus ne sont pas ceux escomptés [44]. Ces diminutions de rendement peuvent être dues à deux principales raisons :

- La section du fil de la bobine de réception trouvée lors de la recherche d'optimisation du rendement n'est pas disponible sur le marché aussi est-ce la valeur la plus proche qui a été employée.
- L'alignement des bobines émettrice et réceptrice n'est pas parfaitement réalisé sur le banc expérimental. Ce problème peut être résolu en améliorant la précision mécanique du dispositif d'essai.

Effets de la rotation et de la translation

Nous remarquons une dispersion des courbes des tensions et par conséquent des puissances recueillies pour les différentes positions de la bobine d'émission par rapport à celle de réception. La courbe idéale serait celle obtenue lorsque les deux bobines sont coaxiales, c'est-à-dire quand $\Delta = 0$ et $\alpha = 0$ (où delta est la translation axiale en centimètres et alpha la rotation des axes en degrés). Un décalage maximum de 0,5 cm et une rotation maximale de 10° ont été retenus sur le banc expérimental. Un décalage sans rotation, c'est-à-dire $\Delta = 0,5$ cm et $\alpha = 0^\circ$, a pour effet une diminution de la tension récupérée d'environ 10% ; ce qui peut être acceptable. Ce résultat peut s'expliquer par le fait que les lignes de champ passent, presque en totalité, dans la bobine de réception. En revanche, l'effet d'une rotation, tel que $\Delta = 0$ et $\alpha = 10^\circ$, entraîne une diminution de la tension récupérée d'environ 30%. Ceci suggère que les lignes de champs sont fortement déviés et ne se referment pas à l'intérieur de la bobine réceptrice. L'effet combiné des deux actions - décalage et rotation - entraîne un résultat presque identique à celui du cas précédent. Il en résulte une prédominance de l'effet de rotation sur celui du décalage.

Effet de la présence du gel

La présence du gel a fortement atténué l'énergie récupérée : ceci dépend bien sûr de la conductivité du milieu. La puissance recueillie varie selon une loi exponentielle pour les quatre

courbes 8.15 à 8.18. Ces lois de variation de la puissance indiquent que cette propagation s'effectue sous la forme d'une onde plane avec des coefficients d'atténuation différents de 0,5 et 0,7 respectivement en l'absence et en présence du « fantôme ».

A puissance incidente égale, la puissance développée aux bornes de la charge est environ vingt fois plus petite en présence du gel à la distance $D = 0$ cm. Ceci nous renseigne sur la puissance nécessaire à fournir à la bobine d'émission externe pour pouvoir alimenter correctement le circuit implanté.

Ces résultats suggèrent que la connaissance de la distance entre la bobine d'émission et celle de réception n'est pas suffisante, car les décalages en rotation et en translation d'une bobine par rapport à l'autre font que le circuit électronique implanté peut ne pas être suffisamment alimenté. Autrement dit, il serait nécessaire de choisir la puissance d'émission en tenant compte des pertes introduites par une absence d'alignement des deux bobines.

Les puissances mises en œuvre, pour cette application, sont assez faibles et par conséquent les risques encourus (élévation de température) par les patients sont très faibles contrairement à celles utilisées en hyperthermie (de l'ordre de la centaine de Watts).

8.6) CONCLUSION

Le prototype de l'alimentation par champ électromagnétique externe a été conçu, optimisé et réalisé. Les résultats nous montrent que la connaissance de la distance entre la bobine d'émission et celle de réception n'est pas suffisante, car les décalages (rotation et translation) d'une bobine par rapport à l'autre font que le circuit électronique implanté peut ne pas être suffisamment alimenté. Autrement dit, on devra dimensionner la puissance d'émission en tenant compte des pertes introduites par le fait que les bobines ne sont pas coaxiales. Nous avons testé notre alimentation en essayant d'allumer deux diodes LED; les résultats sont satisfaisants. Nous constatons qu'à puissance incidente égale, la puissance développée aux bornes de la charge est environ vingt fois plus petite en présence du gel à la distance $D=0\text{cm}$. Ceci nous indique la puissance nécessaire qu'il faut fournir à la bobine d'émission pour pouvoir alimenter correctement un circuit implanté.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Les expériences sur les gels nous montrent que la permittivité diminue très légèrement avec l'augmentation de la température surtout pour des dosages proches des tissus biologiques (10% et 12,5%). Par ailleurs, cette légère diminution nous laisse déjà entrevoir une augmentation de la vitesse de phase avec la température. En ce qui concerne la conductivité, elle augmente de façon significative aussi bien avec l'augmentation de la fréquence qu'avec celle de la concentration et de la température. Ce dernier résultat nous indique que le milieu devient de plus en plus conducteur. Cette augmentation nous laisse prévoir une atténuation de l'onde lors de la propagation dans un tel milieu.

La simulation de la propagation dans les gels nous indique que l'effet de température peut être pris en considération . Pourtant, comme nous n'avons pas tenu compte des phénomènes de thermorégulation sanguine, ces résultats pourraient subir quelques corrections. On constate que lorsque la température augmente, la densité de puissance au point souhaité diminue: cela peut être expliqué par l'augmentation de la conductivité. Pour une température fixée, la densité de puissance diminue avec l'augmentation de la concentration du gel: ceci peut être interprété par l'augmentation de la conductivité qui entraîne une moins bonne propagation de l'énergie radioélectrique. En général, pour un capteur-émetteur implanté en un point donné, nous pouvons réaliser les gels simulant les différents tissus qui se trouvent sur la trajectoire et calculer la densité de puissance qui arrive au point souhaité de manière à optimiser la valeur de la puissance d'émission.

L'étude sur les performances des modulations et les rapports signal sur bruit nous a permis le choix de la modulation FM en analogique sans pré-accentuation, car nous avons une contrainte sur l'encombrement et de la modulation FSK en digitale.

L'utilisation du logiciel SPICE nous a permis de simuler tous les montages du micro-émetteur et d'implanter correctement les composants sur la maquette, ce qui a

éliminé les effets de rayonnement que nous rencontrons habituellement en hautes fréquences. De plus, l'emploi du microcontrôleur MC 68HC11 a simplifié la réalisation du micro-émetteur fonctionnant en FSK. Si le micro-émetteur avait été réalisé à l'aide d'autres circuits, pour aboutir au même résultat, nous aurions augmenté la consommation et l'encombrement; ce qui n'est pas le but recherché. L'utilisation de la méthode d'optimisation non linéaire COMET nous a fourni un moyen de déterminer les valeurs optimales - charge et diviseur capacitif - de l'oscillateur ainsi que les valeurs des éléments de l'adaptateur d'antenne.

Afin d'éviter des désagréments aux patients dans le cas d'une application en biomédical ou des risques en milieu industriel hostile, un prototype d'alimentation par champ électromagnétique externe a été développé. Pourtant, le problème de l'alimentation des systèmes électroniques implantés est loin d'être entièrement résolu. Néanmoins, il est évident que le type le plus intéressant d'alimentation, est celui par champ électromagnétique externe qui est le plus approprié dans des applications à long terme.

L'utilisation de la méthode d'optimisation COMET nous a permis d'estimer la puissance transmise par la bobine d'émission et de déterminer les valeurs des différents composants de cette alimentation. Un banc d'essai a été réalisé afin de nous permettre de vérifier expérimentalement nos résultats théoriques. Ces mesures ont été faites aussi bien en présence du gel à 12,5% qu'en son absence. Les paramètres radioélectriques du gel que nous avons réalisé ont été mesurés sur un banc réflectométrique au laboratoire du Professeur GREFFE de l'ENSIC. Ces mesures nous ont donné la possibilité d'évaluer l'atténuation apportée par la présence du gel et par conséquent de nous permettre de dimensionner correctement la puissance incidente externe.

Nous avons proposé une méthode de détermination de la fonction de transfert d'un modulateur FM. Cette méthode ne nécessite aucune réalisation pratique et utilise seulement un appareillage d'usage courant contrairement aux méthodes déjà existantes.

L'alimentation par champ électromagnétique externe a été conçue, optimisée et réalisée. Les résultats obtenus nous montrent que la connaissance de la distance entre la bobine d'émission et celle de réception n'est pas suffisante, car les décalages (rotation et translation) d'une bobine par rapport à l'autre font que le circuit électronique implanté peut ne pas être suffisamment alimenté. Autrement dit, on devra dimensionner la puissance d'émission en tenant compte des pertes introduites par ces décalages. Nous avons testé notre alimentation en essayant d'allumer deux diodes LED; les résultats obtenus sont jugés satisfaisants. Les rendements réalisés ne sont pas ceux escomptés.

Nous pensons que cette baisse de la valeur des rendements est due à plusieurs facteurs :

- La section du fil de la bobine de réception calculée dans la partie optimisation n'était pas disponible sur le marché et nous avons pris la valeur la plus proche.
- L'adaptateur n'est pas parfait du fait des paramètres inconnus dans la bobine d'émission (éléments répartis).
- L'alignement des bobines d'émission et de réception n'est pas parfaitement réalisé sur la maquette d'essai.
- L'amortissement apporté par la charge a un rôle non négligeable et dont il faut tenir compte.

PERSPECTIVES

- Pour le micro-émetteur, nous espérons augmenter la fréquence de travail de façon à réduire la longueur d'antenne et envisager l'emploi des antennes micro-rubans.

En plus, il est souhaitable de réaliser un récepteur FSK pour mesurer le taux d'erreur entre les bits transmis et les bits reçus.

- Pour l'alimentation externe, nous projetons d'augmenter le rendement par une adaptation plus poussée entre la source incidente et la bobine d'émission. De plus la précision mécanique du dispositif d'essai devra être réalisée de façon à ce que les deux bobines soient coaxiales.

ANNEXE 1

PROGRAMME DE CALCUL DE L'AMPLITUDE DU VECTEUR DE POYNTING

program Dens ;

uses memtypes,quickdraw,osintf,toolintf,packintf,sane,PasPrinter;

{*****déclaration de type*****}

type

 intptr = ^integer;
 realptr = ^real;
 matrix = array[1..25,1..25] of real;
 matrixptr = ^matrix;
 rslt = array[1..800] of real;
 rsltptr = ^rslt;

{*****déclaration des constantes*****}

const

 PI = 3.14159;
 CO = 3E+10; { cm/s }
 MU = 12.56636E-09; { Wb/(A.Cm) }
 EPSO = 8.85E-14; { F/cm }

{main program}

{*****déclaration des variables*****}

var

 n,nn,imax,jmax : integer;
 f,dt,d,t,g,a,b,l,nl,

```

i1,j1,sigma,eps      : real;
ez,hx,hy,p          : matrix;
r                    : rslt;
begin
  readvalues(@eps,@sigma,@l,@f,@d);

  writeln(monfile,'eps=',eps,'sigma=',sigma,'L=',L,'f=',F,'d=',D);}

  calvalues(@a,@b,@dt,@g,@i1,@j1,@n1,@t,eps,sigma,l,f,d);

  getround(@nn,@imax,@jmax,n1,i1,j1);

      nn:=800;
      imax:=2;

  writeln(monfile,a,b,dt,g,i1,j1,n1,t);
  writeln(monfile,nn,' ',imax,' ',jmax);

  clearmatrix(@ez,@hx,@hy,@p);

n := 1;

  while n<=nn do

    begin
      writeln('n=',n);
      initmatrix(@ez,@hx,@hy,@p,n,t,g);
      writeln('n est changé ---n=',n,' ',ez[1,1],hx[1,1],hy[1,1]);
      r[n] := 1e+10*calcmatrix(imax,jmax,n,a,b,g,@ez,@hx,@hy,@p);
      n := n+1;

    end;

  {***** ouverture du fichier résultats *****}

```

```
fich(nn,@r);
end.
```

```
{*****procédures et fonctions*****}
```

```
procédure readvalues(eps,sigma,l,f,d:realptr);
```

```
begin
  write('Entrer la permittivité EPS : ');
  readln(eps^);
  write('entrer la conductivité SIGMA:');
  readln(sigma^);
  write('entrer la profondeur de couche L(cm):');
  readln(l^);
  write('Entrer la fréquence de travail F(Hz) :');
  readln(f^);
  write('Entrer la dimension de la cellule d(cm) :');
  readln(d^);

end;
```

```
{*****}
```

```
procédure calvalues(a,b,dt,g,i1,j1,n1,t :realptr;eps,sigma,l,f,d:real);
```

```
begin
  dt^ := 0.5 * d / co; { s }
  g^ := dt^ / (mu * d); { Wb/A }
  t^ := 2 * pi * f * dt^; { sans dimension }
  n1^ := 4 * co / ( f * d );
```

```

i1^ := 1/d ;
j1^ := 1/d ;
a^ := (2*epso*eps - dt^*sigma) / (2*epso*eps + dt^*sigma); {s.dim}
b^ := dt^ / (d*epso*eps + 0.5*d*dt^*sigma); {ohms}
end;

```

```
{*****}
```

```
procédure getround(nn,imax,jmax:intptr;n1,i1,j1:real);
```

```

begin
  nn^ := Round(n1);
  imax^ := Round(i1);
  jmax^ := Round(j1);
end;

```

```
{*****}
```

```
procédure clearmatrix(ez,hx,hy,p:matrixptr);
```

```

var
  i,j : integer;
begin
  for i:= 1 to 25 do
    for j:= 1 to 25 do
      begin
        ez^[i,j] := 0;
        hx^[i,j] := 0;
        hy^[i,j] := 0;
        p^[i,j] := 0;
      end;
    end;
  end;

```

```

    end;
end;

{*****}
procédure initmatrix(ez,hx,hy,p:matrixptr;n:integer;t,g:real);
begin
    ez^[1,1] := 0.614 * sin(n*t);
    hx^[1,1] := 0.614*g*sin(n*t);
    hy^[1,1] := - 0.614* g*sin(n*t);
    p^[1,1] := sqrt(sqr(ez^[1,1]*hx^[1,1])+sqr(ez^[1,1]*hy^[1,1]));

    writeln('p(1,1)=' ,p^[1,1]);

end;

{*****}

function calcmatrix(imax,jmax,n:integer;a,b,g:real;
    ez,hx,hy,p:matrixptr) : real;

var
    i,j : integer;

begin
    for i:= 1 to imax do
        for j:= 1 to jmax do

            begin

```

```

hx^[i,j] := hx^[i,j] - g*( ez^[i,j+1] - ez^[i,j] );
hy^[i,j] := hy^[i,j] + g*( ez^[i+1,j] - ez^[i,j] );
ez^[i,j] := a*ez^[i,j] +
          b*( hy^[i,j]-hy^[i-1,j]-hx^[i,j]+hx^[i,j-1]);

```

```
end;
```

```

p^[imax,jmax] :=sqrt(sqrt( ez^[imax,jmax]*hx^[imax,jmax]) +
                    sqrt(ez^[imax,jmax]*hy^[imax,jmax]));

```

```
{ writeln(printer,'n=',n,' ', 'p=',p^[imax,jmax]); }
```

```
calcmatrix := p^[imax,jmax];
```

```
end;
```

```
{ ***** }
```

```
procédure fich(nn:integer;r:rsltptr);
```

```
var
```

```
  monfile : text;
```

```
  n       : integer;
```

```
begin
```

```
  rewrite(monfile,'dens',4000);
```

```
  for n:=400 to nn do
```

```
    writeln(monfile,r^[n]:2:6);
```

```
  close(monfile);
```

```
end;
```

ANNEXE 2

PROGRAMME D'ACQUISITION ET D'EMISSION D'UN SIGNAL

OPTION	EQU \$1039	Déclaration des registres
ADCTL	EQU \$1030	
SCCR1	EQU \$102C	
SCCR2	EQU \$102D	
SCSR	EQU \$102E	
BRR	EQU \$102B	
SCDR	EQU \$102F	
ADR1	EQU \$1031	
PILE	EQU \$00FE	
	ORG \$FFFE	
	FCB \$F8	
	FCB \$00	
	ORG \$F800	
	LDS #PILE	
	CLR OPTION	Initialisations du convertisseur A/N et
	LDAA #\$93	du port de sortie SCI.
	STAA OPTION	
	CLRA	
	STAA SCCR1	
	LDAA #\$32	Vitesse de transmission à 2400 bauds
	STAA BRR	
	LDAA #\$0C	Autorisation d'émission d'un mot
	STAA SCCR2	

ACQUI	CLRA	Conversion d'un échantillon
	STAA ADCTL	
RET	LDAA ADCTL	
	BITA #\$80	
	BEQ RET	
	LDAA ADR1	Chargement dans le registre d'émission
	STAA SCDR	
EMIS	LDAA SCSR	Transfert de la donnée dans le registre
	BITA #\$80	à décalage
	BEQ EMIS	Fin d'émission de l'échantillon
	BRA ACQUI	Nouvelle acquisition d'un échantillon
	END	

ANNEXE 3

PROGRAMME D'EMISSION DU MOT " T O P " EN ASCII

OPTION	EQU \$1039	Déclaration des registres
ADCTL	EQU \$1030	
SCCR1	EQU \$102C	
SCCR2	EQU \$102D	
SCSR	EQU \$102E	
BRR	EQU \$102B	
SCDR	EQU \$102F	
ADR1	EQU \$1031	
PILE	EQU \$00FE	
	ORG \$FFFE	
	FCB \$F8	
	FCB \$00	
	ORG \$F800	
	LDS #PILE	
CLR OPTION		Initialisations du convertisseur
LDAA #\$93		A/N et du port de sortie SCI.
STAA OPTION		
CLRA		
STAA SCCR1		
LDAA #\$32		Vitesse de transmission à 2400 bauds
STAA BRR		
LDAA #\$0C		Autorisation d'émission d'un mot
STAA SCCR2		

```

DEBUT    CLRA                transmission du mot " TOP" en ASCII
         LDAA #$0C          Génération de la lettre "T" en ASCII et
         STAA SCDR          chargement dans le registre d'émission
ICI1     LDAB SCSR          Emission de la lettre "T" par le SCI
         BITB #$80
         BEQ ICI1
         LDAA #$4F          Génération de la lettre "O" en ASCII et
         STAA SCDR          chargement dans le registre d'émission
ICI2     LDAB SCSR          Emission de la lettre "O" par le SCI
         BITB #$80
         BEQ ICI2
         LDAA #$50          Génération de la lettre "P" en ASCII et
         STAA SCDR          chargement dans le registre d'émission
ICI3     LDAB SCSR          Emission de la lettre "P" par le SCI
         BITB#80
         BEQ ICI3
         LDX #$0FFF        Génération d'une temporisation entre
ICI4     DEX                chaque ' TOP "
         BNE IC4
         BRA DEBUT
         END

```

ANNEXE 4

PROGRAMME COMET

(Constrained Optimization via Moving Exterior
Truncations)

1) 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^{eme} contrainte d'égalité et $g_i(x)$ est la i^{eme} 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 [81].

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 - programmes utilisateur

Dans le sous-programme INIT(X), appelé par 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 imprimés.
IPRINT = 0	après chaque minimisation sans contraintes des résultats intermédiaires 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 de 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).	

BIBLIOGRAPHIE

- [1] ALLEN, H.V. , KNUTTI, J.W. and MEINDI, J.D. , (1979),“ Integrated Power Controllers and RF Data Transmitters for Totally Implantable Telemetry“, *Biotelemetry Patient Monitg.*, 6 , pp 147-159.

- [2] ANSI C95-1-1982. "American National Standard Safety Levels with respect to human exposure to radio-frequency electromagnetic field 30KHz to 100GHz", IEEE, New York.

- [3] ATKINSON, J.R. , SHURTLEFF, D.B. and FOLTZ, R.L. (1967), “ Radio Telemetry for measurement of intracranial Pressure, *J. Neurosurg.* , 27, pp 428-432.

- [4] AYACHI, M. , (1984), “ Etude de la faisabilité d'un Capteur-Emetteur Implantable pour la Mesure des Contraintes Osseuses au Niveau de l'Articulation Coxo-Fémorale, Thèse de docteur ingénieur , CRAN-ENSEM.

- [5] BARNEA, O. and DEUTSCH, S., (1986) , “ Telemetry System for Stimulator and Monitoring of Freely Moving Patients “ , *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. BME-3, N°3, March, pp 320-326.

- [6] BESSON, R. (1986), “ Les Oscillateurs à Quartz “, *Onde Electrique*, Vol. 66, N° 4-5 , Juillet-Septembre, pp 77-83.

- [7] BETTRICE, J. A. , CHENG, E. , FLEMING, D.G. , LORIG, R.J. , and KO, W.H. , (1981) , “ Intracranial Pressure Telemetry System II- Animal Testing “ , *Biotelemetry Patient Monit.* , 8, pp 151-162.

- [8] 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.
- [9] BOTSCH, F.W. , (1966) , “ A Digital Telemetry System for Physiological Variables “ , IEEE Transactions on Communication Technology “ , Vol. COM-14, N°6, December, pp 835-838.
- [10] BOWMAN, L. and MEINDI, J.D., (1986), “ The Packaging of Implantable Integrated Sensors “ , IEEE Transactions on Biomedical Engineering , Vol. BME-33 , N°2 , February , pp 248-285.
- [11] BRADLEY, W.E. , WITTMERS, L.E., CHOU, S.N. and FRENCH, L.A. , (1962), “ Use of Radio Transmitter Receiver Unit for the Treatment of Neurogenic Bladder “ , J. Neurosurg. , 19, pp.782-786.
- [12] BUSSEY, H.E., (1967), " Measurement of RF Properties of Materials", Proceedings of IEEE, Vol. 55, N°6, Juin, pp 1046-1053.
- [13] CADMAN, P.J. and BREWSTER, R.L. , (1983) , “ Data transmission over VHF and UHF land mobile radio channels “,IEE Proceedings, Vol. 130, Part F, N°6, October, pp 527-531.
- [14] CARLSON, A.B., (1975), " Communication Systems " , Mc Graw-Hill.
- [15] CARLSON, C.E. , MANN, R.W. and HARRIS, W.H. , (1974) , “ A Radio Telemetry Device for Monitoring Cartilage Surface Pressures in the Human Hip “ , IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-21, N°4 , July, pp 257-264.

- [16] CHOU, C.K., CHEN, G.W., GUY, A.W., and LUK, K.H., (1984), " Formulas for preparing Phantom Muscle Tissue at Various Radiofrequencies", *Bioelectromagnetics* 5: , pp 435-441.
- [17] CLARK, G.M. et al. , (1987) , " The University of Melbourne-Nucleus Multi-Electrode Cochlear Implant " , *Advances inOto-Rhino-Laryngologic* , Vol. 38 , Series Editor C.R. Pfaltz, Basel , KARGER.
- [18] CLARKE , K. K. and HESS, D.T. , (1978), " Communication Circuits: Analysis and design " , Addison-Wesley Publishing Co. , Reading, Massachussets, September .
- [19] COCHRAN, W.W. , WARNER, D.W. , TESTER, J.R. and KUECHLE, V.B. , (1965) , " Automatic Radio-tracking System for Monitoring Animal Movements" , *Bioscience*, 15, February, pp 98-100.
- [20] DALEY , J.D. , (1976) , " Decision-directed demodulation of frequency-shift-keyed signals " , *IEE Proceedings*, Vol. 123, N°4, April , pp 309-313.
- [21] EPSTEIN, R.J. , HAUMANN, J.R. and KEENER, R.B. , (1968) ," An Implantable Telemetry Unit for Accurate Body Temperature Measurements " , *Journal of Applied Physiology*, Vol. 24 , N° 3, March, pp 439-445 .
- [22] FARRAR, J.T. and BERNSTEIN, J.S. , (1958) , " Recording of Intraluminal Gastrointestinal Pressures by a Radiotelemetering Capsule " , *Gastroenterol.* , Vol. 35 , December , pp 603-976.
- [23] FARRAR, J.T. , ZWORYKIN, V.K. and BAUM, J. , (1957) , " Pressure-Sensitive Telemetering Capsule for Study of Gastrointestinal Mobility " , *Science*, Vol. 126, pp 975-976 .

- [24] FLACK, F.C. , JAMES, E.D. and SCHLAPP, D.M. , (1971) ,“Mutual Inductance of air-cored Coils Effect on the Design of Radio-Frequency Coupled Implants “ , Medical Biologique Engineers , Vol. 9 , September , pp 79-85 .
- [25] FOUQUET, R. , BONNEFOY, R. , DENIS, C. et ROUGNY, R. , (1986), “ Télésure et Traitement de la fréquence Cardiaque en Ambulatoire au cours de l'Activité Physique “ , Innovationet Technologie en Biologie et Médecine, Vol. 7 , N° 2 , pp 245-254.
- [26] FREIRE, R.C.S , (1988), "Conception de procédés de télésure: Application aux capteurs de micro-déplacements et de micro-déformations utilisés dans les domaines industriels et biomédicaux", Thèse de doctorat INPL, CRAN-ENSEM, Nancy.
- [27] FRICKE, H., (1931), Physics 1, 106, Mc Graw-Hill
- [28] FRYER, T.B. , DEBOO, G.J. and WINGET, C.M. , (1966) ,“ Miniature Long-Life Temperature Telemetry System “ , Journal of Applied Physiology, Vol. 21 , pp 295-298.
- [29] FRYER, T.B. , SANDLER, H. and DATNOV, B. , (1969) ,“ A Multichannel Implantable Telemetry System 3 , Medical Research Engineering, March-April, pp 9-15 .
- [30] GUY, A.W. , (1971) , "Analyses of Electromagnetic Fields Induced in Biological Tissues by Thermographic Studies on Equivalent Phantom Models", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-19, N°2, February, pp 205-214.

- [31] GRANJON, Y. , MEHENNI, M. , YVROUD, E. , ABIGNOLI, M. ,(1990), " Optimization of Telemetry Chains: Implanted and External Power Supplies" , ISBN 3-927433-45-5 Publisher: Freie Universität Berlin, pp 109-114.
- [32] GRANJON, Y. , YVROUD, E. , MEHENNI, M. , ABIGNOLI, M., (1990), "Biotelemetry for the Strain at the Interface Between Hip Joint Prosthesis and Bone: Implantation Problems", ISBN 3- 927433-45-5 Publisher: Freie Universität Berlin, pp 173-177.
- [33] HAMBRECHT, F.T. , DONAHUE, P.D. and MELZACK, R. , (1963)," A Multiple Channel EEG Telemetering System " , *Electroencephalog. Clin. Neurophysiol.* , 15 , pp 323-326 .
- [34] HANSEN, B. , AABO, K. and BOJSEN , J. , (1982) , " An Implantable, External Powered Radiotelemetric System for Long-Term ECG and Heart-Rate Monitoring " , *Biotelemetry Patient Monitg.* , 9 , pp 227-237 .
- [35] HARNWELL, G. P., (1949), "Principles of Electricity and Electromagnetism", Mc Graw-Hill .
- [36] HARRIS, C.L. and SIEGEL, P.B. , (1967) , " An Implantable Telemeter for Determining Body Temperature and Heart Rate " , *Journal of Applied Physiology*, Vol. 22, N°4 , pp 846-849.
- [37] HOCHMAIR, E.S. , (1984) , " System Optimization for Improved Accuracy in Transcutaneous Signal and Power Transmission " , *IEEE Trans. on Biomed. Engi.* , Vol. BME-31 , February, pp 177-186 .
- [38] KAVANAGH, L. , (1968) , " A Subminiature Crystal Controlled Biological Transmitter " , *World Medical Electronics*, 6, May , pp 108-111 .

- [39] KEZDI, P. and NAYLOR, W.S. , (1965) , “ Telemetry System to Transmitt Baroreceptor Nerve Action Potentiels “ , The American Journal of Medical Electronics, October-December, N° 4 , pp 153-155 .
- [40] KIMMICH, H.P. , (1982) , “ Biotelemetry, Based on Optical Transmission “ , Biotelemetry Patient Monitg.,9, pp 129-143.
- [41] KO, W.H. , LEUNG, A. , CHENG, E. and LORIG, R.J. , (1981) , “ Intracranial Pressure Telemetry System I- Hardware Development “ , Biotelemetry Patient Monitg. , 8, pp 131-150.
- [42] KO, W.H. , YON, E.T. , GREENSTEIN, E. , HENECEK, J. and CONRAD,D. , (1971) , “ A Micropower Telemetry System with Actives Electrodes “ , IEEE Journal of Solid-State Circuits, IEEE International Solid-State Circuits Conference , February , pp 102-103 .
- [43] KO, W.H. , THOMPSON, W. and YON, E. , (1963) , “ Tunnel Diode FM Transmitter for Medical Research and Laboratory Telemetry “ , Med. Electron. Bio. Eng. , 1 , pp 363-369 .
- [44] KO, W.H. , LIANG, S.P. , FUNG CLIFF, D.F. , (1977) , “ Design of Radio-Frequency Powered Coils for Implant Instruments “ , Medical and Biol. & Comput. , 15 , pp 634-640.
- [45] KWATRA, S.C. and JAIN, V.K. , (1986) , “ A New Technique for Monitoring Heart Signals- part I : Instrumentation design “ , IEEE Trans. on Biomed. Eng. , Vol. BME-33 , N°8 , January , pp 35-41 .

- [46] LAMBERT, R.K. , (1969) , “ A Low-Cost, Telemetry System for Free-Range Animals “ , Medical & Biological Eng. & Computing, Vol. 7 , pp 249-252 .
- [47] 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.
- [48] 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.
- [49] MARQUES, M. , (1974) , “ Emetteur VHF destiné à la transmission de la température “ , Onde Electrique, Vol. 54 , N° 4 , pp 192-194 .
- [50] MARRAS, A.M. , DAVIDSON, H.D. , HOLT, A.G. , (1988) ,“ Optimum Threshold Diversity Reception of Binary Noncoherent Frequency Shift Keying “ , IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. F, N° 6, December , pp 560-562 .
- [51] McARDLE, W.D. , FOGLIA, G.F. and PATTI, A.V. , (1967) ,“Telemetered Cardiac Response to Selected Running Events“, Journal of Applied Physiology, Vol. 23, N° 4 , pp 566-570 .
- [52] MEARES, L.G. , (1988) , “ Modeling Thermal Effects Using SPICE “ , Power CAD, Long Beach , Originally Published Intusoft Newsletters , July-October.
- [53] MEARES, L.G. , HYMOWITZ, C.E. , (1988) , “ Simulating With SPICE “ , Intusoft.

- [54] MEARES, L.G. , (1986) , “ New Simulation Techniques Using SPICE “ , Applied Power Electronics Conference, (c) , IEEE, April-May .
- [55] MEHENNI, M. ,ABIGNOLI, M. ,YVROUD, E., MUKHEDKAR, D.
"Determination of the minimal load of a transmitter operating in VHF range with the aid of a numerical optimization method (soumis à publication IEEE)
- [56] MEHENNI, M. ,ABIGNOLI, M. ,YVROUD, E., MUKHEDKAR, D.
"Determination method of a transfer function of the frequency modulation transmitter (soumis à publication IEEE)
- [57] MEHENNI, M. (1991), " Contribution à l'étude d'une chaîne de télémésure: application aux capteurs-émetteurs implantables alimentés par champ électromagnétique haute fréquence " , Thèse de doctorat INPL, Nancy.
- [58] M. MEHENNI, M. ABIGNOLI, E. YVROUD, C. MARCHAL, (1992),
" Alimentation par champ électromagnétique externe pour télémésure : conception d'un banc expérimental " RBM N°2 Vol 14 , Juin, pp 89-92.
- [59] M. MEHENNI, M. ABIGNOLI, Y. GRANJON, C. MARCHAL, (1992),
" Optimisation du transfert de puissance pour systèmes implantés à l'aide de bobines radiofréquences" ITBM
- [60] M. NADI , (1990), " Conception et réalisation d'un système de thérmothérapie interstitielle capacitive anticancéreuse : application à la mise au point d'un système multivoies fonctionnant en radiofréquences " Thèse Université Nancy 1

- [61] PANTER, P.F. , (1965) , “ Modulation, Noise, and Spectral Analysis Applied to Information Transmission “ , Mc Graw-Hill Book Company, New York.
- [62] PARSONS, J.D. , and PONGSUPAHT,A. , (1980) , “ Data Transmission over VHF Modile Radio Links Using Binary FSK and Two Quasisynchronous Transmitters “ , IEE PROC., Vol. 127, Pt. F, N° 6, December , pp 456-463 .
- [63] PAULEY, J.D. and REITE, M. , (1981) , “ A microminiature Hybrid Multichannel Implantable Biotelemetry System “ ,Biotelem. Patient Monitg, 8 , pp 163-172 .
- [64] PETHIG, R., (1984) , “ Dielectric Properties of Biological Materials: Biophysical and Medical Applications”, IEEE Transactions on Electrical Insulation Vol. RI-19 N°5, Octobre , pp 453-474.
- [65] PETITCLERC, A. , (1966) , “ Théorie et Pratiques des circuits à transistors “ , DUNOD , PARIS .
- [66] PRIEDE, I.G. , (1982) , “ An Ultrasonic Salinity Telemetry Transmitter mfor Use on Fish in Estuaries “ , Biotelem. Patient Monitg, 9 , pp 1-9 .
- [67] PRIEDE, I.G. and YOUNG, A.H. , (1977), “ The Ultrasonic Telemetry of Cardiac Rhytms of Wild Brown Trout as an Indicator of Bio-Energetics and Behaviour “ , J. Fish. Biol., 10 , pp 299-318 .
- [68] RAMO, S. , WHINNERY, J.R. , and VAN DUZER, T. , (1965) ,“ Fields and Waves in Communication Electronics “ , New York : Wiley .

- [69] RIBEIRO, M.P. , BARRADAS, O. , (1980) , “ Sistemas Analogico-Digitais “ Livros Técnicos e Científicos Editora, Rio de Janeiro.
- [70] RIEGER , J. and WOODWORTH, P. , (1983) , “ US Navy Begins Shift To Digital Telemetry “ , Microwave & RF, March , pp 90-91 .
- [71] RILEY, J.L. , (1971) , “ Frequency-to-Voltage Convertor for Recording Animal Temperature by Radiotelemetry “, Journal of Applied Physiology, Vol. 30, June , N° 6 , pp 890-892 .
- [72] ROATTINO, J.P. , et POTY, P. , (1983), “ Apport de la Télémessure de la Fréquence Cardiaque à l'étude d'un Sport Collectif: Le Hand-Ball “, Médecine du Sport, Vol. T.57 , N°3, pp 14-18 .
- [73] ROY, O.Z. and HART, J.S. , (1966) , “ A Multi-Channel Transmitter for the Physiological Study of Birds in Flight “, Medical & Biolog. Eng. & Computing , Vol. 4 , September, pp 457-466.
- [74] RUBENSON, D. , GRIFFIN, J.C. , FORD, A. , CLAUDE, J. , REITZ, B. , KNUTTI, J. , BILLIGHAM, M. and HARRISON, D.C. , (1984), “ Telemetry of Electrophysiologic Variables from Conscious Dogs : System Design, Validation and Serial Studies “ , American Heart Journal, 107 , pp 90-96 .
- [75] SCHWAN, . H.P., (1959), " Alternating Current Spectroscopy of Biological Substances" , Proceedings of the IRE, pp 1841-1855.
- [76] SCHWAN, . H.P., FOSTER, K.R., (1980), " RF-Field Interactions with Biological Systems: Electrical Properties and Biophysical Mechanisms", Proceedings of IEEE, Vol. 68, N°1, Janvier, pp 104-113.

- [77] SCHWAN, . H.P., (1984), " Electrical and Acoustic Properties of Biological Materials and Biomedical Applications", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-31,N°12, Décembre, pp 872-878.
- [78] SCHWAN, . H.P., PIERSOL, G. M., (1954), " The Absorption of Electromagnetic Energy in Body Tissues", Internation Review of Physical Medicine and Rehabilitation, Décembre, pp 371-405.
- [79] SMITHE, W.R. , (1968) , " Static and Dynamic Electricity Mc Graw-Hill.
- [80] SOMA , M. , GALBRAITH, D.C. , WHITHE, R.L. , (1987) , " Radio-Frequency Coils in Implantable Devices : Misalignment Analysis and Design Procedure " , IEEE Trans. on Biomed. Eng. ,Vol. BME-34 ,N° 4, April , pp 276-282 .
- [81] STAHA, R.L., (1973) , " Constrained Optimization Via Moving Exterior Truncations " , Ph.D Thesis, The University of Texas at Austin.
- [82] STASKO, A.B. and PINCOCK, D.G. , (1977) , " Review of Underwater Biotelemetry, with Emphasis on Ultrasonic Technique " , Journal of the Fisheries Research Board of Canada, Vol. 34 , N° 9 , pp 1261-1285 .
- [83] STUCHLY, M.A., STUCHLY, S.S., (1980), " Dielectric Properties of Biological Substances - Tabuled", Journal of Microwave Power, 15(1), pp 19-26.
- [84] STUCHLY, M.A., STUCHLY, S.S., (1980), " Coaxial Line Reflection Methods for Measuring Dielectric Properties of Biological Substances at Radio and Microwave Frequencies - A Review", IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. IM-29, N°3, September, pp 176-183.

- [85] STUCHLY, M.A., BRADY, M.M., STUCHLY, S.S., GAJDA, G., (1982), "Equivalent Circuit of an Open-Ended Coaxial Line in a Lossy Dielectric", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-31, N°2, June, pp 116-119.
- [86] SUGIURA, T. , KIMURA, M. , HASEGAWA, T. , YOSHIMURA, K. and HARADA, Y. , (1985) , " Telemetry System for Heart-Rate and Blood Temperature Using a Microcomputer " , Journal of Med. Eng. and Techn. Vol. 9, N° 1 , January-February, pp 5-9 .
- [87] SULLIVAN, D.M., BORUP, D.T., and GANDHI, O.P., (1987) " Use of Finite-Difference Time-Domain in Calculating EM Absorption in human Tissues", IEEE Transactions on Biomedical Engineering Vol. BME-34, N°2, February pp 148-157.
- [88] TAFLOVE, A., and BRODWIN, M.E., (1975), " Computation of the Electromagnetic Fields and Induced Temperatures within a model of the Microwave-Irradiated Human Eye", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech. Vol MTT-23, N°11, November, pp 888-896.
- [89] TAFLOVE, A., and BRODWIN, M.E., (1975), " Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equations", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech. Vol. MTT-23, N°8, August, pp 623-630.
- [90] TAKAHASHI, M. and POLLAK, V. , (1985) , " Near Infra-Red Telemetry System " , Medical & Biologique Engineering & Computing, July, 23 , pp 387-392 .
- [91] TERMAN , F.E. , (1943) , " Radio Engineers Handbook Mc Graw-Hill, New-York.

- [92] THOMPSON, R.D. , and RUHBERG, D.L. , (1967) , “ A Miniaturized Four-Channel Radio Transmitter with Receiving System for Obtaining Physiological Data from Birds “ *Medical & Biological Engineering & Computing*, Vol. 5, September pp 495-504 .
- [93] WAIN, E.A. , (1969) , “ The use of Telemetry in Prosthetics “ *Dental practitioner*, Vol. 20 , N° 4 , pp 127-134.
- [94] WELLER , C. , (1985) , “ Modulation Scheme Suitable for Infra-Red biotelemetry “ , *Electronics Letters*, Vol. 21 , N° 14 , July , pp 601-602 .
- [95] WERTZ , R. , MAEDA, G. and WILLEY, T.J. , (1976) , “ Design for a Micropowered Multichannel PAM/FM Biotelemetry System for Brain Research” *Journal of Applied Physiology*, Vol. 41 , N° 5 , November, pp 800-805 .
- [96] YEE, L.S., (1966), " Numerical Solution of Initial Boundary value problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation* Vol. AP-14, May, pp 302-307.
- [97] YOUNG, I. and WATERS, G. , (1987) , “ Practical error probability 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 .
- [98] ZWEIZIG, J.R. , KADO, R.T. , HANLEY, J. and ADEY, W.R. ,(1967) “ The Design and Use of An FM/AM Radiotelemetry System for Multichannel Recording of Biological Data “ , *IEEE Trans. on Biomed. Eng.* , Vol. BME-14, N°4 , pp 230-238 .