

Conception d'une antenne réceptrice omnidirectionnelle et multipolarisations dédiée aux récepteurs portables de radiomessagerie

Abdelkrim Tahani

▶ **To cite this version:**

Abdelkrim Tahani. Conception d'une antenne réceptrice omnidirectionnelle et multipolarisations dédiée aux récepteurs portables de radiomessagerie. Autre. Université Paul Verlaine - Metz, 1995. Français. NNT : 1995METZ021S . tel-01777069

HAL Id: tel-01777069
https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01777069

Submitted on 24 Apr 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

THESE

Présentée à l'Université de Metz

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE METZ EN ELECTRONIQUE

par

Abdelkrim TAHANI

CONCEPTION D'UNE ANTENNE RECEPTRICE OMNIDIRECTIONNELLE ET MULTIPOLARISATIONS DEDIEE AUX RECEPTEURS PORTABLES DE RADIOMESSAGERIE

soutenue le 30/06/1995

Président du jury:	M. A. Tosser-Roussey	Professeur à l'Université de Metz
Rapporteurs:	M. J. L. Vaterkowsky	Directeur de l'E.N.S.M.M à Besançon
	M. E. Yvroud	Directeur de recherche au C.N.R.S à I.N.P.L
Examinateurs:	M. G. Prieur	Professeur à l'Université de Nancy I
	M. J. P. Valentin	Professeur à l'E.N.S.M.M à Besançon
	M. C. Tosser-Roussey	Maître de conférence à l'Université de Metz
	M. C. de Maillard	Chef du Département Radiofréquence à T.D.F-C2R
	M. F. Royer	Professeur à l'Université de Metz
	M. D. Wolf	Professeur à l'E.N.I.M

VB 105802

THESE

BIBLIOTHEQUE UNIVERSITAIRE - METZ
N° inv. 19950395
Cote S/M3 95/21
Loc Magasin

Présentée à l'Université de Metz

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE METZ EN ELECTRONIQUE

par

Abdelkrim TAHANI

CONCEPTION D'UNE ANTENNE RECEPTRICE OMNIDIRECTIONNELLE ET MULTIPOLARISATIONS DEDIEE AUX RECEPTEURS PORTABLES DE RADIOMESSAGERIE

soutenue le 30/06/1995

Président du jury:	M. A. Tosser-Roussey	Professeur à l'Université de Metz
Rapporteurs:	M. J. L. Vaterkowsky	Directeur de l'E.N.S.M.M à Besançon
	M. E. Yvroud	Directeur de recherche au C.N.R.S à I.N.P.L
Examinateurs:	M. G. Prieur	Professeur à l'Université de Nancy I
	M. J. P. Valentin	Professeur à l'E.N.S.M.M à Besançon
	M. C. Tosser-Roussey	Maître de conférence à l'Université de Metz
	M. C. de Maillard	Chef du Département Radiofréquence à T.D.F-C2R
	M. F. Royer	Professeur à l'Université de Metz
	M. D. Wolf	Professeur à l'E.N.I.M

A mes parents

A mon maître

A ceux que j'aime

Avant propos

Ce travail a été effectué au Centre d'Etudes en Radiodiffusion et Radiocommunications au département Radio-fréquences dirigé par Monsieur Christophe de Maillard, et plus particulièrement au laboratoire Electronique Hautes Fréquences. Je l'assure de ma profonde gratitude et le remercie pour les conditions de travail dont j'ai bénéficié pendant cette période d'étude.

Je tiens à exprimer ma profonde considération à Monsieur le Professeur Tosser-Roussey, Directeur du laboratoire Mécatronique Industriel à l'Ecole Nationale des Ingénieurs de Metz pour la confiance qu'il m'a accordée en m'accueillant dans son laboratoire et pour avoir accepté la présidence de ce jury.

Que Monsieur le Professeur J. L. Vaterkowsky, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure de Mécanique et des Microtechniques à Besançon, et Monsieur E. Yvroud, Directeur de Recherche au CNRS, trouvent ici l'expression de ma profonde reconnaissance pour avoir accepté de rapporter ce travail.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur G. Prieur, Directeur du Laboratoire d'Electronique de l'Université de Nancy I, à Monsieur F. Royer, Professeur à l'Université de Metz, à Monsieur D. Wolf, Professeur à l'Ecole Nationale des Ingénieurs de Metz et à Madame C. Tosser-Roussey, Maître de conférence à l'Université de Metz.

Je remercie très vivement Monsieur Jean Jacques Depriester, Responsable du laboratoire Electronique Hautes Fréquences et Monsieur Adrian Condeescu, Ingénieur d'études au même laboratoire, pour les critiques pertinentes, le soutien bienveillant, qui ont contribué à la réalisation de ce travail. Qu'ils trouvent ici le témoignage de ma reconnaissance pour cette collaboration amicale et efficace.

J'associe également à mes remerciements l'ensemble du personnel du département Radio-Fréquences en particulier ceux du Laboratoire Electronique Hautes Fréquences, pour la collaboration efficace et pour l'ambiance amicale et sympathique qui a toujours régné entre nous.

Que l'ensemble du personnel de TDF-C2R, trouvent ici l'expression de mes remerciements chaleureux pour l'aide et le soutien qu'ils m'ont apportés.

Je ne terminerais pas, sans remercier chaleureusement Madame Muriel Garcia pour sa disponibilité et sa bonne humeur

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE 1

A) OBJECTIFS TECHNIQUES ET TECHNIQUES ANTERIEURES

1.1. Objectifs techniques 4
1.2. Techniques antérieures 5

B) METHODES DE MESURE

1.3. Dispositif de mesure 6
1.3.1. Présentation du banc de mesure 6
1.2.2. Simulation du champ émis entre les deux antennes 6
1.3.2. Résultats de mesure du champ émis entre les deux antennes 7
1.4. Méthode de mesure des paramètres radioélectriques 9
1.4.1. Calcul de la précision sur les valeurs de l'inductance et de la résistance 11
1.4.2. Méthode de mesure de la résistance du dipôle 11
1.5. Méthode de mesure de la sensibilité de l'antenne 12
1.6. Méthode de mesure du diagramme de rayonnement 13
1.7. Méthode de mesure du gain de l'antenne 14

CHAPITRE 2

2.1. ANTENNE A NOYAU MAGNETIQUE

A) PARTIE EXPERIMENTALE

2.1.1. Structure de l'antenne 16
2.1.2. Détermination de la distribution du champ magnétique le long du bâtonnet et des facteurs radioélectriques de l'antenne 16
2.1.2.1. Action sur une bobine décentrée 18
2.1.2.2. Action sur une bobine centrée 20
2.1.3. Couplage magnétique 21
a) Bobine secondaire centrée sur le noyau 23
b) Bobine secondaire décentrée sur le primaire 24

B) THEORIE DU CIRCUIT D'ANTENNE

2.1.4. F.e.m induite aux bornes d'une boucle 25
2.1.5. Effet du noyau magnétique ou bâtonnet de ferrite 26
2.1.6. Directivité théorique de l'antenne 29

2.1.7. Rapport signal / bruit (S/N) 30
2.1.7.1. Le signal 30
2.1.7.1.1. Circuit équivalent de l'antenne à diodes varicaps 31
2.1.7.1.2. Couplage direct de l'antenne au récepteur 32
2.1.7.2. Puissance de bruit 34
2.1.8. Perspectives de l'étude 36
2.1.8.1. Détermination du facteur de bruit 37
2.1.8.2. Taille admissible du noyau magnétique 38
2.1.8.3. Inductance d'un dipôle à noyau magnétique de dimensions fixes 38
2.1.8.4. Largeur de bande et résistance de source nécessaire 39
2.1.8.5. Couplage à point milieu ou capacitif 40
2.1.8.6.. Choix d'une configuration 42
2.1.8.7. Exemple d'application: 43
2.1.9. Mesure de la sensibilité de l'antenne 51
2.1.9.1. Relevés de mesures expérimentaux 51

2.2. ANTENNE CADRE

2.2.1. Présentation d'une nouvelle technique 56
2.2.2. Les bases de l'originalité de la technique utilisée 56
2.2.3. Approche théorique 57
2.2.4. Approche expérimentale 58
2.2.4.1. Paramètres radioélectriques à vide en fonction de la section 58
2.2.4.2. Influence de la largeur du film sur les facteurs radioélectriques en présence et en absence du module d'acquisition 61
2.2.5. Circuit équivalent de l'antenne 65
2.2.5.1. Résistance du dipôle en couplage direct et capacitif 65
2.2.5.2. Réponse en fréquence et bande passante à vide et en charge 66
2.2.6. Technique de la boucle en court-circuit 73
2.2.6.1. Analyse des résultats 74
2.2.6.2. Effets de la boucle en court circuit sur l'antenne en présence du module d'acquisition de données 77

2.3. ANTENNE RESULTANTE OU OMNIDIRECTIONNELLE

2.3.1. Rappel 84
2.3.2. Evaluation de l'efficacité de l'antenne 84
2.3.3. Solution technique proposée "Antenne omnidirectionnelle" 85
2.3.3.1. Etude de la disposition mécanique 85
2.3.3.2. Différentes techniques possibles pour extraire les signaux 87

2.3.4. Caractérisation des signaux reçus aux bornes des deux antennes 87
2.3.4.1. Technique de la sommation 89
2.3.4.2. Technique de la sommation avec un déphasage 90
2.3.4.3. Méthode de l'asservissement du déphasage 91

2.4. DIAGRAMMES DE RAYONNEMENTS EXPERIMENTAUX ET MESURES DU GAIN DES ANTENNES

A) ANTENNE CADRE AVEC ET SANS NOYAU MAGNETIQUE

2.4.1. Méthodes utilisées 93
a) Méthode de la mesure de la sensibilité 93
b) Antenne en émission 93
2.4.2. Mesures en champ lointain (chambre anéchoïque) 94
2.4.2.1. Antenne cadre avec noyau magnétique 94
2.4.2.2. Antenne cadre sans noyau magnétique 98
2.4.3. Mesures du gain en champ lointain (chambre anéchoïque) 101
2.4.3.1. Description des méthodes de mesures 101
2.4.3.2. Dispositif de mesure du gain des antennes compactes 102

B) ANTENNE RESULTANTE OU OMNIDIRECTIONNELLE

2.4.4. Diagrammes de rayonnements expérimentaux 107
2.4.4.1. Structure de l'émetteur 107
2.4.4.2. Directivité de l'antenne résultante 109
2.4.4.2.1. Mesures en champ proche 109
2.4.4.3. Mesures en champ lointain (chambre anéchoïque) 111
2.4.5. Mesure de la bande passante 114

CHAPITRE 3

***DISCUSSION ET CONCLUSION GENERALE** 116*

***ANNEXES** 118*

***BIBLIOGRAPIE** 121*

INTRODUCTION GENERALE

Le progrès technologique, de façon générale, n'a cessé de connaître des succès ces dernières décennies. Cela est dû à la croissance permanente des besoins quotidiens chez les consommateurs. Du fait de la concurrence croissante, la priorité est donnée à la satisfaction du client. Actuellement, nous assistons, d'une part, à une demande croissante en matière de confort et de convivialité et d'autre part une adaptation, côté industriels, à l'évolution du marché et les exigences des clients dans un monde en croissante concurrence. L'enjeu économique justifie le besoin d'entreprendre des études en conséquence, compte tenu de l'émergence de nouvelles technologies.

Dans le domaine des radiocommunications, en radiomessagerie comme en radiotéléphonie, les récepteurs portables deviennent de plus en plus familiers. L'utilité d'un tel service et sa facilité de mise en oeuvre conduisent en ce moment même à une percée d'une très grande envergure chez les utilisateurs. Le service radiomessagerie offre la possibilité de transmettre un message à un abonné; le message peut être de nature variée, soit numérique ou alphanumérique; dans le premier cas, il n'est autre que le numéro de téléphone d'un correspondant. Il convient de signaler également que ce service exploite le réseau hertzien de la radiodiffusion assurant ainsi une couverture nationale; la gamme de fréquence utilisée est la bande II.

L'étude et le développement des récepteurs de radiomessagerie nécessitent des moyens et des efforts importants; en fait de tels efforts devraient déboucher sur un récepteur compact, performant et surtout d'une taille relativement faible. Tout récepteur de ce genre intègre trois modules essentiels pour son fonctionnement: l'antenne, la partie électronique hautes fréquences et la partie numérique.

L'objectif du présent travail est d'étudier essentiellement la conception d'une antenne de faibles dimensions physiques destinée à équiper de tels récepteurs et assurant donc le couplage entre l'espace libre et la partie électronique hautes fréquences.

Il est fondamental de souligner que les radiodiffuseurs, en général, émettent en polarisation horizontale et verticale; nous serons donc amenés à spécifier par la suite les caractéristiques d'une telle antenne en se limitant à ses deux polarisations.

Dans ce rapport nous aurons l'occasion d'une part de présenter les étapes nécessaires à la réalisation de l'antenne destinée à un tel type de récepteur et d'examiner les résultats des travaux effectués. D'autre part, nous allons présenter les procédés qui sont à la base de l'originalité d'une telle réalisation. Dans un premier temps, nous abordons le principe de fonctionnement qui régit l'antenne choisie ainsi que ses performances; il convient de mentionner que les antennes qui sont étudiées sont de nature magnétique ou inductive; cela veut dire qu'elles sont particulièrement sensibles à la composante magnétique du champ électromagnétique.

Le présent travail est structuré en trois chapitres. Le premier est consacré particulièrement à la description des objectifs techniques et aux techniques antérieures. De plus, il décrit la méthodologie métrologique mise au point permettant de caractériser les paramètres radioélectriques d'un dipôle inductif de faibles dimensions physiques et également les méthodes de mesures utilisées auxquelles nous avons fait appel pour mesurer la sensibilité du récepteur ainsi que le gain et le diagramme de rayonnement de l'antenne.

Lors du deuxième chapitre il sera question de montrer les nouvelles techniques adoptées pour ce type d'application. Il est structuré en quatre paragraphes dont le premier et le deuxième montrent la faisabilité technique et industrielle de deux types d'antennes. Il s'agit en fait d'un résonateur formé d'une boucle à base d'un film métallique d'épaisseur 100 μm, constituant ainsi une seule spire qui renferme ou non un noyau magnétique et dont les dimensions sont négligeables devant la longueur d'onde (λ). Le premier type est caractérisé par le fait que la spire en question ne couvre que partiellement un noyau magnétique. L'un des avantages intéressant que présente ce procédé est l'élimination totale des capacités parasites causées habituellement par la juxtaposition des enroulements et également l'absence des influences dues à la proximité du corps humain. D'autre part, il s'agit d'une technique qui offre la possibilité d'avoir une faible inductance et donc une faible résistance du dipôle. Quant au deuxième type, une telle spire n'est autre que le blindage du récepteur. Cette méthode ne peut être envisagée sans faire appel à une technique originale dite de boucle en court circuit constituant ainsi un moyen efficace afin d'éviter toute possibilité d'accrochage entre la boucle active et son environnement.

Dans les deux cas de figures les terminaux d'une telle boucle ou spire sont connectés à partir des diodes à capacités variables appropriées. L'antenne en tant que telle est qualifiée à bande étroite; son couplage au récepteur fait appel à un couplage capacitif.

De par leur nature inductive, ces deux antennes présentent les mêmes caractéristiques en directivité; elles sont omnidirectives et directives respectivement dans le plan vertical et horizontal.

Afin de résoudre le problème de directivité dans le plan horizontal, le troisième paragraphe examine le troisième type nouveau d'antenne hybride qui exploite les deux dipôles développés auparavant. Par ailleurs, un point essentiel mérite d'être mis en valeur; l'extraction du signal à partir de l'antenne dite résultante fait l'objet de l'utilisation de deux approches différentes; la validation du procédé s'effectue par la méthode que nous avons jugé la plus simple. Une synthèse met en évidence les points forts ainsi que les difficultés que nous avons surmontées et les améliorations à prévoir.

Dans le quatrième paragraphe, nous nous intéressons d'une part à la validation d'une procédure métrologique de mesure et d'autre part à la caractérisation expérimentale du gain et des diagrammes de rayonnement. Une analyse de l'action de l'effet du proximité du corps sur chacune des antennes étudiées est faite également.

Le troisième chapitre est consacré à une discussion et à la conclusion.

A) OBJECTIFS TECHNIQUES ET TECHNIQUES ANTERIEURES

1.1. Objectifs techniques

Le système de radiomessagerie appelé R.D.S (Radio Data Système) est le système de diffusion de données numériques sur une porteuse d'un signal de radiodiffusion en modulation de fréquence. Les données diffusées peuvent être de nature variée et en particulier des messages à destination des abonnés à ce service [FRO.91].

Le progrès technologique des récepteurs destinés à un tel service est lié en grande partie à la conception et au développement d'une antenne à bande étroite, opérationnelle dans la bande de fréquence II (87.5 - 108 MHz), caractérisée par une sensibilité supérieure ou égale à 35 dBμV/m et dont la largeur de bande à 3 dB ou bande passante ne doit pas dépasser 2 MHz. La sensibilité étant définie comme la valeur de l'intensité du champ électrique susceptible d'assurer une tension de 17 dBμV à l'entrée du récepteur et donc un taux de 80% de messages reçus [TEL.76]; un message n'est autre qu'une combinaison de quatre octets.

Cependant nous devons noter que quelle que soit la technique adoptée nous exigeons qu'une telle antenne soit d'une part insensible aux effets parasites tel que l'effet du corps et d'autre part qu'elle soit de petites dimensions, la plus légère et la moins fragile possible. Quant à la directivité, l'antenne doit être isotrope ou omnidirective pour l'une des deux polarisations habituelles sinon pour les deux.

Il convient de mentionner également que toute solution technique peut être alors envisagée pourvue qu'elle remplisse les conditions précitées et que le processus industriel soit simple ce qui veut dire que le rapport coût/performances doit être le plus faible possible.

1.2. Techniques antérieures

Pour les récepteurs portatifs compacts, on utilise en principe soit une antenne cadre ou bobine, dite inductive, donc sensible surtout au champ magnétique, ou alors une antenne capacitive sensible au champ électrique.

Les investigations menées dans ce domaine montrent qu'il faut surtout s'orienter vers l'utilisation d'antenne type boucle avec ou sans noyau magnétique et notamment ce dernier type [SCH.63], [SNE.88b]. Celui-ci peut être considéré comme idéal pour les récepteurs portables VHF d'une part parce qu'il offre la possibilité d'être compact et peut être incorporé à l'intérieur du boîtier et d'autre part il est relativement moins sensible à la proximité du corps humain [BEL.76], [COR.41]. En plus, avec un encombrement plus réduit il présente à peu près la même sensibilité et des performances meilleures que les antennes traditionnelles ayant des dimensions non négligeables telles que l'antenne verticale [AND.77], [LAU.62]. L'avantage que présente également ce type de dipôle est l'absence de directions de réception nulle. Lorsque le champ de radiation est polarisé horizontalement, une antenne inductive doit être disposée verticalement. L'antenne a alors un diagramme de directivité circulaire sur le plan horizontal contrairement aux dipôles électriques (de même que les antennes inductives en polarisation verticale) qui donnent lieu à des zones de réception nulle; cela est très gênant aussi bien pour les récepteurs fixes que pour les portatifs.

Toutefois les récepteurs utilisés en radiodiffusion AM, c'est à dire en moyennes et en grandes ondes, sont couramment dotés de ce type d'antennes [SUC.52]. Cela est dû à la maîtrise de cette technologie en basses fréquences. Il est vrai qu'il reste encore beaucoup d'efforts à fournir pour avoir les mêmes performances en hautes fréquences.

Nous tenons à souligner également que l'utilisation d'une technique semblable est liée en majeure partie aux dimensions choisies [BOS.42], [GRI.55]. Il est important de noter que tous les travaux effectués dans ce domaine portent principalement sur l'utilisation d'un bâtonnet entouré d'un bobinage [PET.77], [THO.77]. Ce type de dipôle présente généralement une résistance très grande (> 100 KΩ) donc son adaptation aux récepteurs à base de transistors classiques [MAN.61] ne peut se faire de manière simple. Un autre inconvénient peut toutefois s'ajouter il s'agit en fait de la complexité du processus industriel d'où le coût de fabrication qui revient relativement plus élevé. Un tel procédé ne peut donc être adopté par notre application et ce d'une part pour les raisons ci-dessus et d'autre par nous devons principalement envisager une solution immunisée vis à vis des influences dues à la proximité du corps puisque ce type de récepteur est destiné à être porté par l'opérateur.

B) METHODES DE MESURE

1.3. Dispositif de mesure

1.3.1. Présentation du banc de mesure

Afin de pouvoir effectuer des mesures aux bornes des antennes ayant de très faibles dimensions physiques, il était nécessaire de mettre en oeuvre un banc de mesure approprié. En effet, la méthode que nous avons adoptée consiste à utiliser deux antennes large bande en émission suivant un axe privilégié. Le principe de fonctionnement qui régit un tel dispositif est celui d'une boucle dont le diamètre est inférieure à 5.5 10^{-3} λ et dont l'impédance est ramenée à 50Ω. Les deux antennes en question sont disposées sur le plan horizontal de telle sorte que le champ résultant émis soit relativement uniforme au milieu (voir fig.(1)). Elles sont excitées à partir d'un analyseur de spectre HP de type 8591A via un coupleur de type T1000 sous 50Ω. Ainsi, l'analyseur de spectre permet d'appliquer un signal vobulé en bande II. Il permet également de relever la mesure d'amplitude ou le niveau aux bornes du dipôle à tester à partir d'une sonde active haute impédance ainsi que la largeur de bande à 3 dB. Nous allons, dans un premier temps, procéder à la simulation du champ résultant et par la suite il est nécessaire d'étalonner le banc.

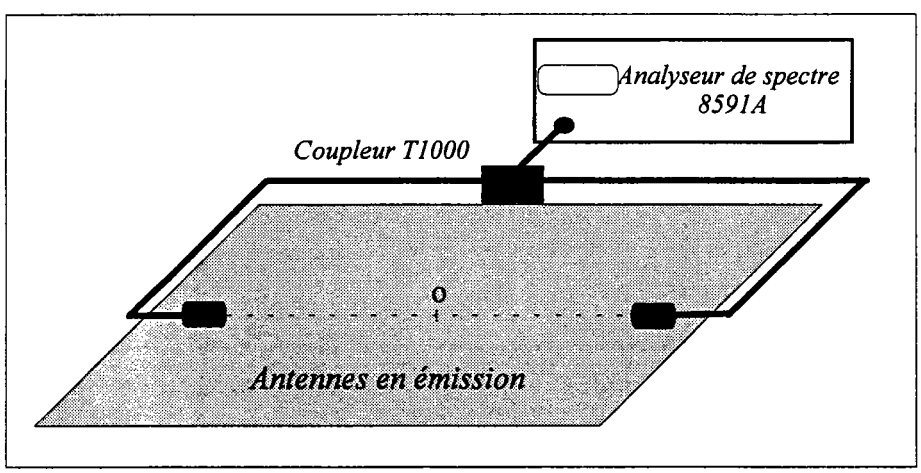


fig.(1). Banc de mesure des antennes destinées au dispositifs portatifs

1.2.2. Simulation du champ émis entre les deux antennes

Pour étudier la validité des résultats expérimentaux nous avons jugé intéressant de simuler le champ émis par les deux antennes utilisées (voir annexe (1)). Comme les deux

antennes sont séparées par une distance très faible devant la longueur d'onde utilisée (d = 0.22 m) (= 0.072 λ); il est possible d'admettre que nous ne sommes pas en champ lointain. On ne prend en compte que la composante statique du champ magnétique. La relation ($f(x)_{dB} = 10log(\frac{H(x)}{I})$) (I: étant le courant appliqué à l'antenne) et sa normalisation par rapport à la valeur centrale sur l'axe des deux antennes nous permet d'étudier la variation en dB du champ magnétique. Une telle variation de $f(x)_{dB}$ est illustrée par la figure (2).

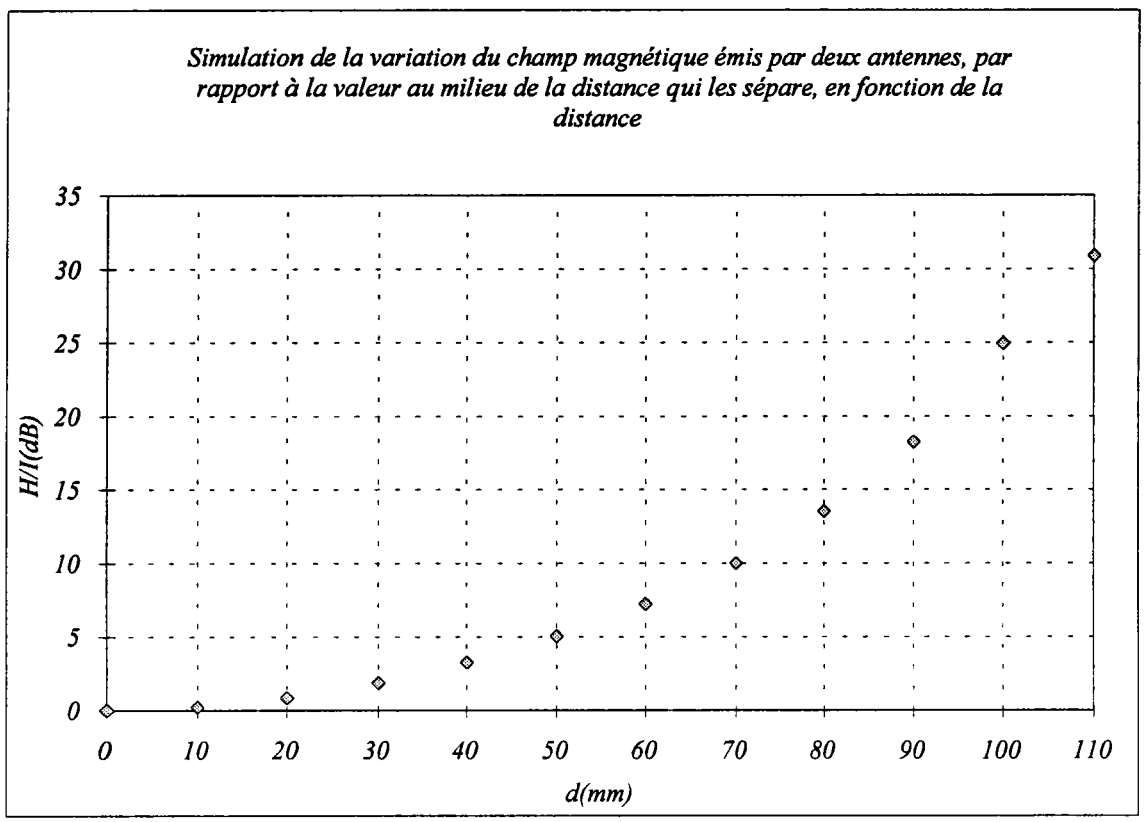


fig.(2). Variation du champ magnétique simulé en fonction de la distance

1.3.2. Résultats de mesure du champ émis entre les deux antennes

Afin de mesurer le champ les deux antennes sont attaquées à une fréquence précise à partir d'un générateur H.F de type SMH; ainsi, l'étalonnage s'est effectué à partir d'une sonde FM réalisée et calibrée par le CCETT. Les relevés de champ émis à la fréquence 98 MHz en fonction de la distance par rapport au milieu des deux antennes nous ont permis d'établir le graphe de la figure (3). La répartition du champ magnétique présente un minimum dans le plan médian des deux antennes émettrices.

L'évolution du champ résultant, dans toute la bande FM, est illustrée par le graphe de la figure (4).

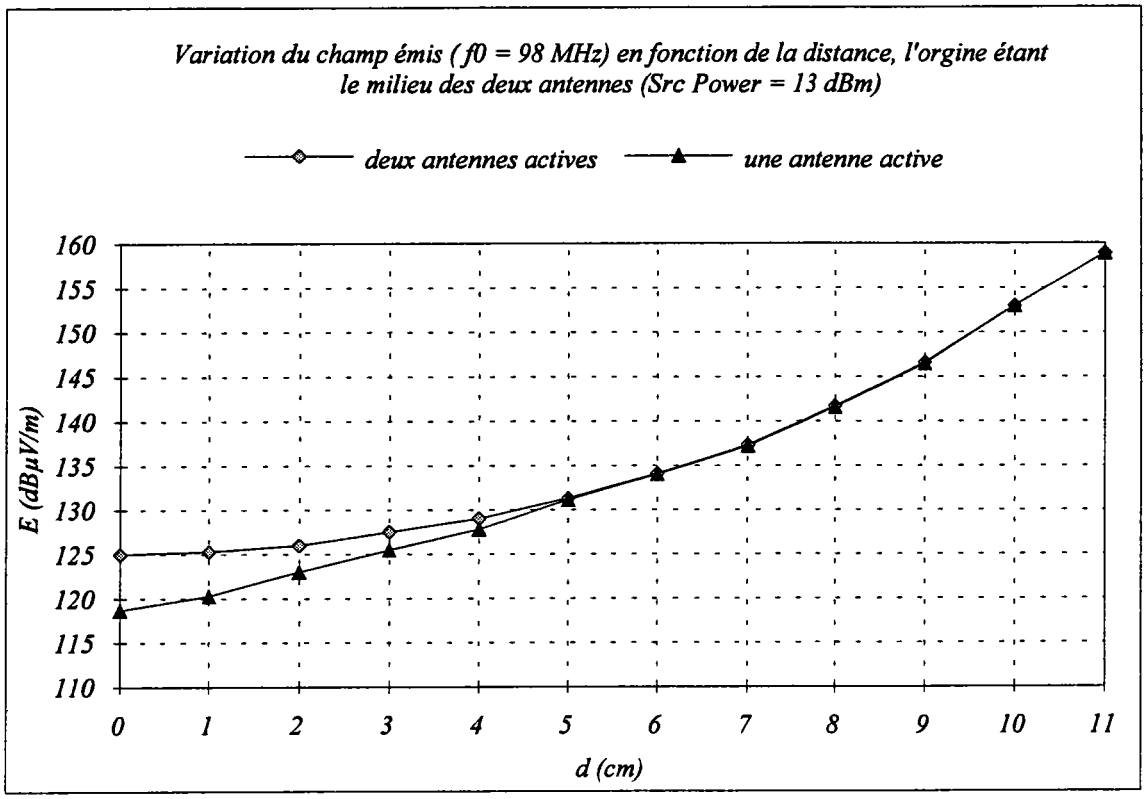

Variation du champ émis (f0 = 98 MHz) en fonction de la distance, l'orgine étant le milieu des deux antennes (Src Power = 13 dBm)
deux antennes actives
une antenne active
E (dBµV/m)
160
155
150
145
140
135
130
125
120
115
110
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
d (cm)

fig.(3)

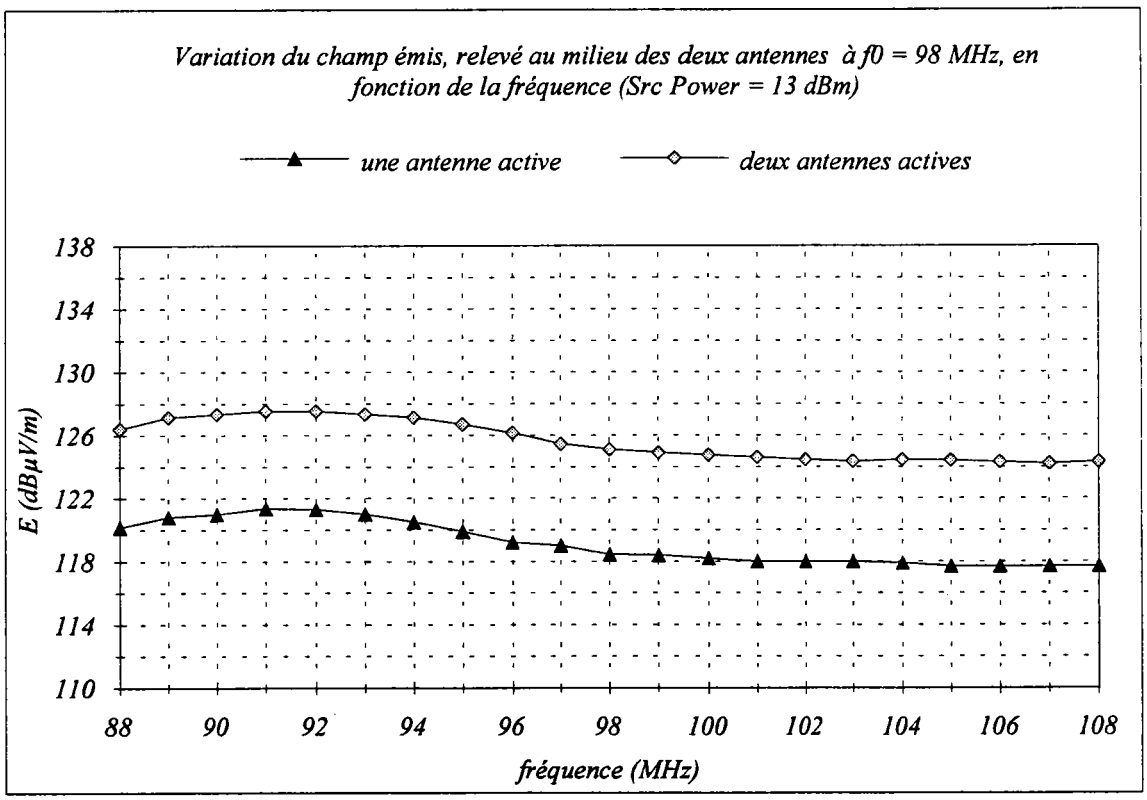

Variation du champ émis, relevé au milieu des deux antennes à f0 = 98 MHz, en fonction de la fréquence (Src Power = 13 dBm)
une antenne active
deux antennes actives
E (dBµV/m)
138
134
130
126
122
118
114
110
88
90
92
94
96
98
100
102
104
106
108
fréquence (MHz)

fig.(4)

Une comparaison entre le modèle théorique et le relevé de mesures montre que la dynamique réelle est plus élevée: elle est de 2 dB supérieure. Une des explications possibles est que le modèle théorique considéré ne prend en compte ni la présence du support sur lequel sont posés les deux antennes ni le couplage entre antennes.

1.4. Méthode de mesure des paramètres radioélectriques

La méthode utilisée afin de déterminer les paramètres radioélectriques consiste à faire résonner le dipôle à une fréquence donnée de la bande II (87.5 - 108 MHz). Pour un noyau de dimensions fixes et pour une longueur donnée de la bobine nous procédons à l'accord du dipôle à l'aide des capacités fixes réparties le long du noyau. Une fois que la résonance est obtenue on relève, à partir d'une sonde RF type 2388 (Marconi), le niveau fourni aux bornes du circuit d'antenne et la largeur de bande à 3 dB; on détermine l'inductance par calcul en utilisant la condition de résonance, la capacité nécessaire à l'accord étant connue; par la suite, la résistance équivalente des pertes est calculée.

Le calcul de la résistance de l'antenne consiste en fait à étudier les conditions de résonance de l'impédance équivalente:

$$Z_{eq} = (r + Ls) // \frac{1}{C_v s} = \frac{(r + jL\omega)}{(1 - LC_v\omega^2) + jrC_v\omega}$$

Dans la bande (87.5 - 108 MHz), on peut montrer que l'impédance équivalente peut être réelle si la condition de résonance, qui suit, est remplie:

$$\frac{r}{(1 - LC_v\omega^2)} = \frac{L}{rC_v}$$

Ainsi, l'impédance équivalente se réduit à une résistance pure $Zeq = Rp = \frac{L}{rC_v}$ pour toute ω tel que:

$$\omega = \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_v} - \frac{r^2}{L^2}}$$

qui peut se mettre également sous la forme:

$$\omega_0{}^2 = \frac{1}{LC_v} * \frac{1}{1 + {}^{1}\!/_{Q_u{}^2}}$$

où Q_u étant défini comme étant le facteur de qualité du dipôle, donné par le rapport:

$$Q_u = \frac{1}{rC_v\omega_0} = \frac{L\omega_0}{r}$$

Si on considère que le facteur de qualité est suffisamment grand alors la condition de résonance peut être approximée par:

$$\omega^2 \approx \omega_0'^2 = \frac{1}{LC_v}$$

Dans le cadre de cette approximation on peut montrer également que la résistance du dipôle peut s'écrire en fonction du facteur de qualité tel que:

$$Rp = L\omega_0 Q_u$$

L'étude du comportement du dipôle en fonction de la fréquence consiste à exprimer le module de son impédance:

$$|Z_{eq}|^2 = \frac{(r^2 + L\omega^2)}{(1 - LC_v\omega^2)^2 + rC_v\omega^2}$$

$|Z_{eq}|$ est une fonction de ω passant par un maximum pour:

$$\omega^2 = \omega_M{}^2 = \frac{1}{LC_v}\left[\sqrt{1 + \frac{2}{Q_u{}^2}} - \frac{1}{Q_u{}^2}\right]$$

De même, on constate que si le facteur de qualité dépasse une certaine valeur on retrouve l'approximation introduite précédemment:

$$\omega_M \approx \omega_0' = \frac{1}{\sqrt{LC_v}}$$

Afin de voir la validité de l'approximation en question, prenons le cas d'un exemple réel dont le facteur de qualité est supérieur à 100. Le calcul de $\frac{\omega_0}{\omega_0'}$ et $\frac{\omega_M}{\omega_0'}$, respectivement égale à 0.99995 et 0.99999, montre alors que la condition $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_v}}$ donne à la fois la pulsation pour laquelle $|Z_{eq}|$ est maximale et réelle.

Lorsque le facteur de qualité est grand, au voisinage de la résonance la résistance série de la bobine est négligeable devant le terme réactif ($r \ll L\omega$). Ainsi, pour ($x = \frac{\omega}{\omega_0'}$) le module d'impédance devient:

$$|Z_{eq}|^2 = Rp^2 \frac{x^2}{(1 - x^2)^2 Q_u{}^2 + x^2}$$

Si on définit la largeur de bande du dipôle comme étant l'écart entre les fréquences pour lesquelles $|Z_{eq}| > Rp/\sqrt{2}$ alors on montre que la largeur de bande à 3 dB est donnée par:

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_u}$$

1.4.1. Calcul de la précision sur les valeurs de l'inductance et de la résistance

Etant donné que l'inductance comme la résistance sont déterminées à partir des calculs, ils peuvent être l'objet d'une certaine imprécision. En effet, l'erreur qui pourrait être faite sur la valeur de l'inductance et donc sur celle de la résistance est donnée respectivement par les relations qui suivent:

$$\frac{\Delta L}{L} = -\frac{\Delta C_v}{C_v} - \frac{\Delta f_0}{f_0}$$

et

$$\frac{\Delta Rp}{Rp} = \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta(\Delta f)}{\Delta f} + 2\frac{\Delta f_0}{f_0}$$

où ΔC_v, ΔL, $\Delta(\Delta f)$ et ΔRp signifient respectivement l'erreur introduite sur la valeur de la capacité, de l'inductance, de la largeur de bande à 3 dB et enfin sur celle de la résistance du dipôle. On note que $\frac{\Delta f_0}{f_0}$ est négligeable devant le reste puisque la précision sur la fréquence est de 100 KHz sur une largeur de bande de fréquence de 20 MHz.

Toutefois l'erreur faite sur la valeur de la capacité totale nécessaire à l'accord dépend du nombre de condensateurs utilisés et de la précision de la lecture du capacimètre égale à $\pm 0.5 pF$. Concernant l'erreur introduite sur la largeur de bande à 3 dB, elle est liée aux conditions de mesures; cela signifie qu'elle est de 50 KHz si le relevé s'effectue par rayonnement sinon elle est de 100 KHz par contact direct.

De ce fait, nous pouvons évaluer l'erreur relative sur la valeur de l'inductance et sur celle de la résistance respectivement à 6 % et à 5,5 %.

1.4.2. Méthode de mesure de la résistance du dipôle

La valeur de la résistance du dipôle peut être approchée en mesurant d'abord à l'aide d'une sonde haute impédance le signal à vide aux bornes de l'antenne soumise à un champ vobulé et accordée sur une fréquence donnée et ensuite en chargeant par un potentiomètre à travers un condensateur de liaison; la valeur de la résistance est obtenue après avoir ajusté le potentiomètre jusqu'à ce qu'un affaiblissement de 6 dB soit atteint; cette méthode est imprécise puisqu'il est difficile d'imposer un affaiblissement exact de 6 dB alors que l'erreur de mesure introduite par la sonde est de l'ordre de ±0.5 dB et que la condition d'adaptation n'est donc pas parfaite.

La précision est meilleure avec un analyseur vectoriel de type HP 85046B; une fois que l'appareil est calibré les relevés s'effectuent sur trois fréquences de la bande FM et sont représentés sur des abaques de Smith.

1.5. Méthode de mesure de la sensibilité de l'antenne

La procédure de mesure de la sensibilité des récepteurs adoptée ici s'effectue à partir d'une antenne émettrice homologuée par l'organisme Suédois (Televerket) dite aussi antenne de Mobira (voir fig.(5)). Cette antenne est formée de deux spires espacées de 15 cm et entre lesquelles est placé un support non métallique; elle est placée dans une cage de Faraday et est alimentée à partir d'un générateur de type (SMH). Le générateur, piloté à partir d'un P.C via une interface R.D.S, a pour rôle d'appliquer une porteuse de la bande FM modulée en fréquence avec une excursion $\Delta F = 4$ KHz, par une sous porteuse R.D.S à 57 KHz (voir fig.(6)). Le niveau RF est réglable pas à pas de 1 dB et permet d'obtenir à l'intérieur de la cage une valeur de champ comprise entre 20 et 127 dBµV/m dans la bande FM avec une précision de ± 0.1 dB.

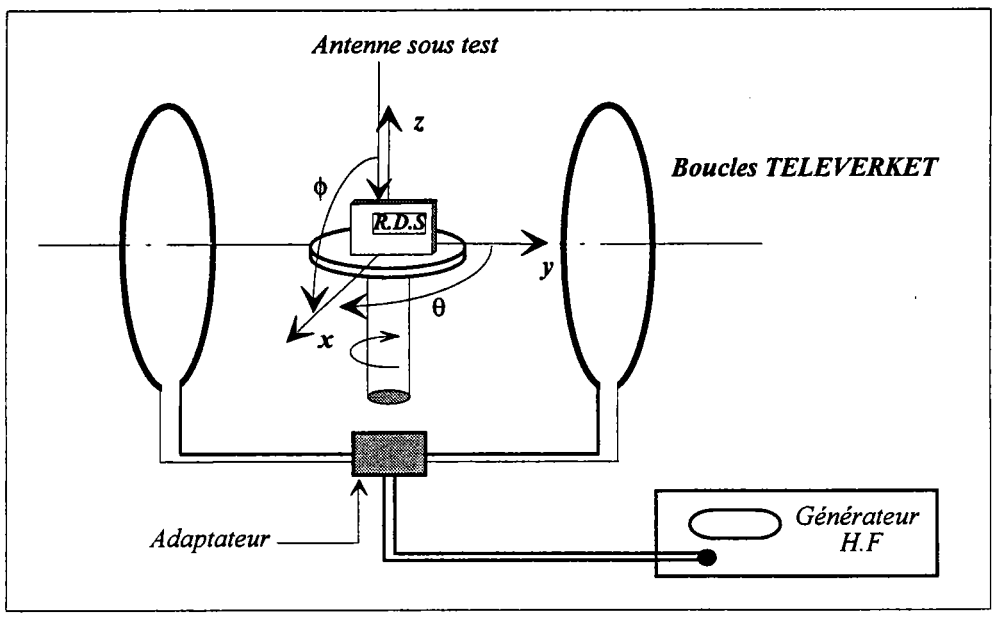


fig.(5). Antenne de Mobira

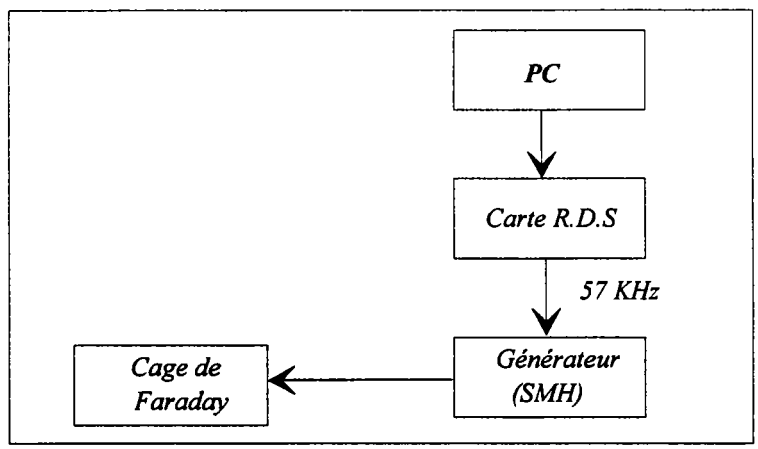


fig.(6). Synoptique général de la méthode de mesure de la sensibilité du récepteur

Le montage de la figure (5) peut aussi servir à relever le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal; dans ce cas l'antenne de Mobira ou de mesure est en réception. Le générateur H.F est remplacé par un analyseur de spectre, et qui permet ainsi de relever la variation du niveau reçu en fonction de la position du récepteur.

1.6. Méthode de mesure du diagramme de rayonnement

Pour relever le diagramme de rayonnement d'une antenne inductive de faible dimensions deux méthodes peuvent être utilisées. La première utilise le même support de mesure de la figure (5). La deuxième méthode est celle qui est qualifiée de mesure en champ lointain (Chambre anéchoïque) (voir fig.(7.a)).

Le procédé du relevé des diagramme de rayonnement est accompli de la manière suivante:

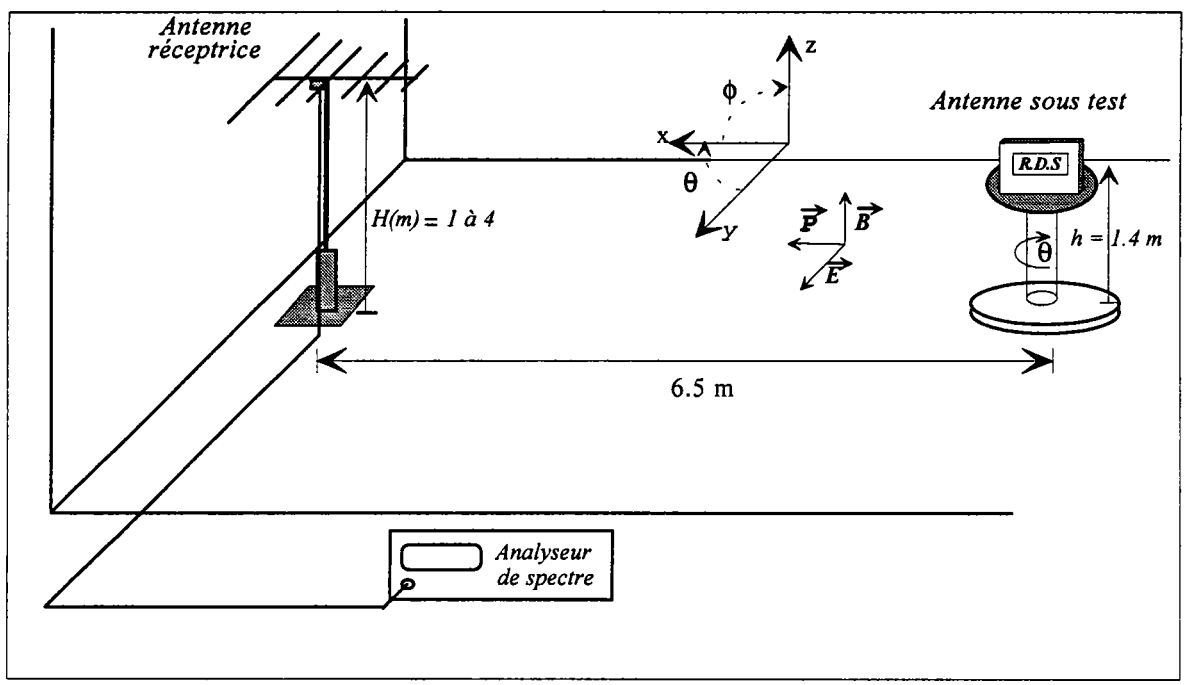


fig.(7.a). Relevé du diagramme de rayonnement en champ lointain

L'antenne log-périodique, référencée AT1080 et opérationnelle dans la bande 80 MHz à 2 GHz, est programmée en réception. Son gain par rapport à l'isotrope dans la bande II est de 7 ±1 dB. Elle est placée à 6.5 m de la source. Cette dernière représente l'antenne sous test. Elle est placée à une hauteur de 1.4 m par rapport au sol alors que $\lambda = 3m$ mais nous n'avons pas jugé nécessaire d'anéchoïser le sol car en procédant au réglage de la hauteur de l'antenne réceptrice variable de 1 à 4 m nous pouvons nous placer dans des conditions de mesures de sorte à éviter toute formation d'onde stationnaire à l'emplacement de mesure et donc pas de réflexions. Un tel réglage consiste à chercher la hauteur qui correspond à un niveau maximum (voir fig.(7.b)).

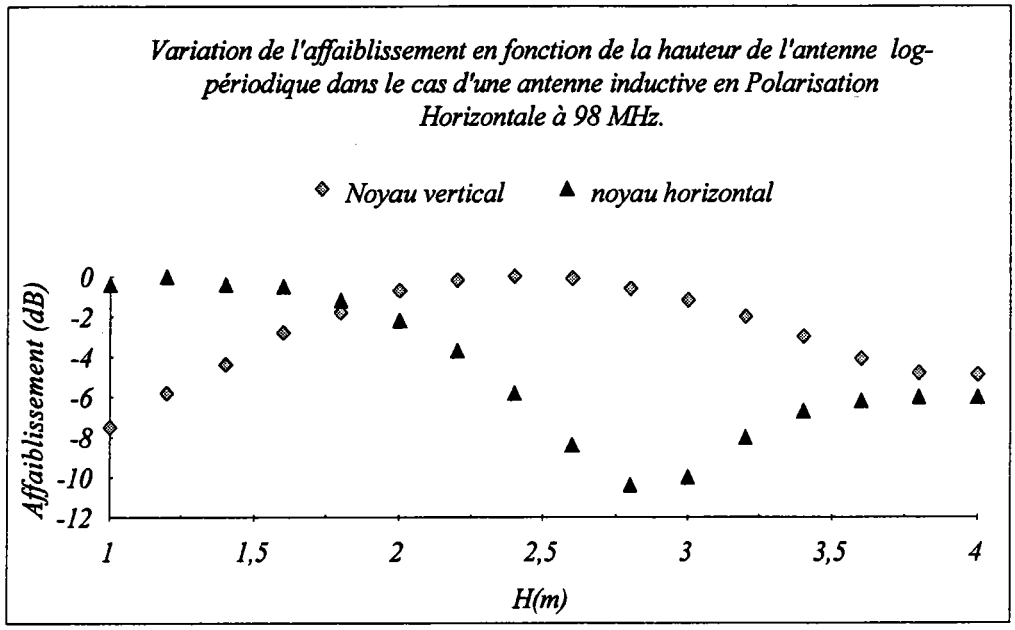


fig.(7.b)

Ainsi le relevé se fait par la suite dans le plan azimutal en faisant tourner le plateau asservi d'un pas de 10 ±1°. Les diagrammes ainsi obtenus représentent la variation relative de la puissance reçue par l'antenne log-périodique en fonction de la position du dispositif sous test. La puissance de référence étant égale à -50 dBm.

1.7. Méthode de mesure du gain de l'antenne

La mesure du gain s'effectue généralement par rapport à une antenne de référence telle que le dipôle demi longueur d'onde (voir fig.(8)).

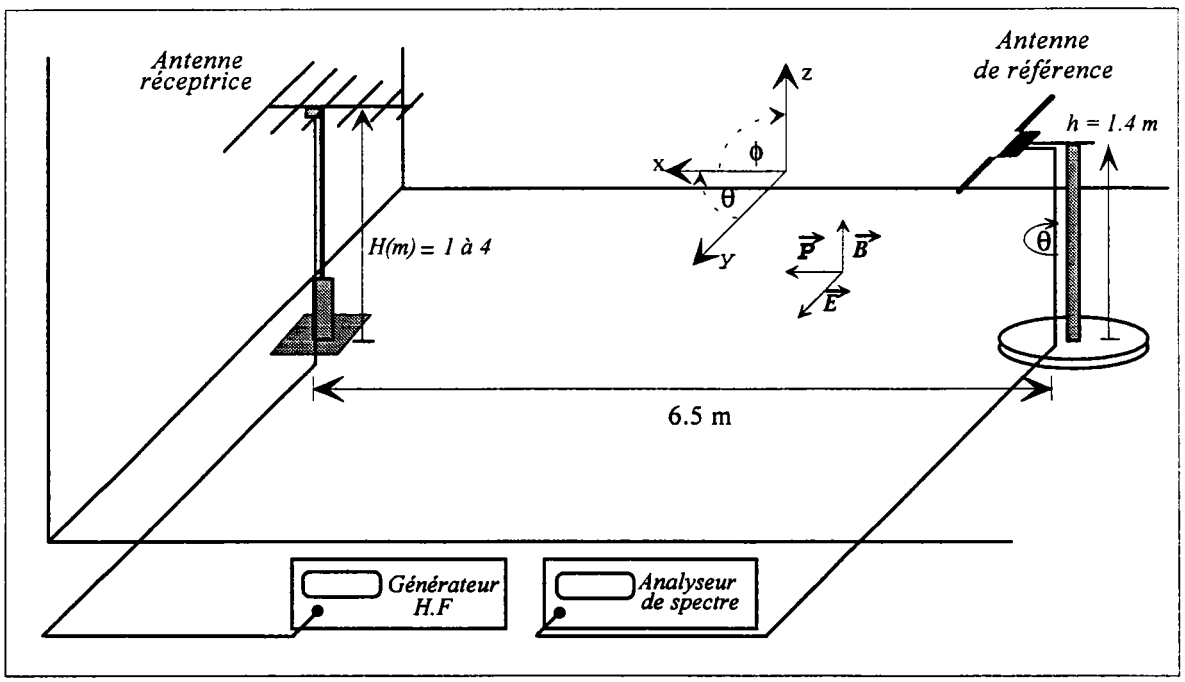


fig.(8). Méthode de mesure du gain

La procédure de mesure est exécutée comme suit:

L'antenne log-périodique, référencée AT1080 et dont le gain par rapport à l'isotrope dans la bande II est de 7 ±1 dB, est en émission. Elle est excitée à partir d'un générateur HF de type SMH à une fréquence donnée via un câble de type MP 534 ANRITSU de très faible pertes (2.4 dB/10 m).

Dans un premier temps l'antenne de référence (dipôle $\lambda/2$) (λ étant égale à 3.06 m à 98 MHz) est en réception et on mesure le niveau présent à ses bornes à partir de l'analyseur de spectre de type 8591A. Ainsi le bilan de liaison est déterminé. Ensuite, une deuxième mesure est réalisée à partir de l'antenne sous test qui vient se substituer à l'antenne de référence (voir fig.(7.a)).

La même procédure a été réalisé dans l'espace libre avec une distance entre les deux antennes valant 20 m.

2.1. ANTENNE A NOYAU MAGNETIQUE
A) PARTIE EXPERIMENTALE

2.1.1. Structure de l'antenne

L'antenne ou dipôle qui fait l'objet de l'étude qui va suivre est constituée d'une bobine ou film métallique, en forme de boucle ouverte, entourant partiellement ou totalement un noyau magnétique (voir fig.(1)). Une telle boucle est prévue pour être accordée à l'aide de capacités; on fait appel à des diodes à capacités variables pour accorder dans toute la bande II.

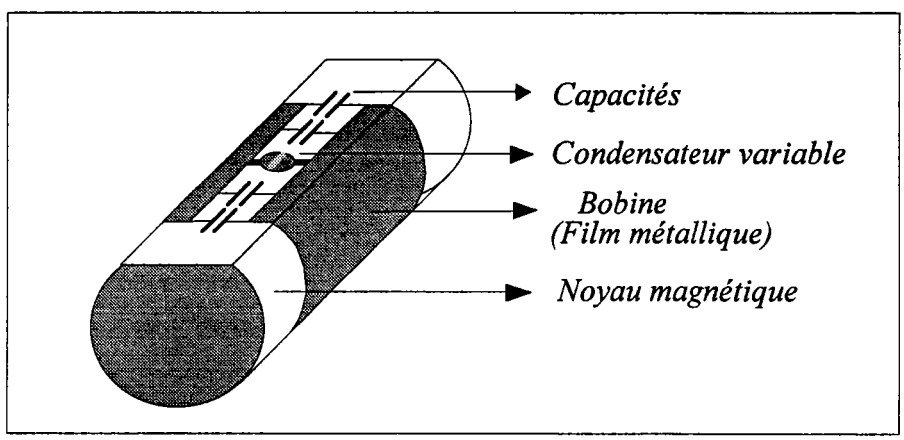


fig.(1) Antenne ou dipôle à noyau magnétique

2.1.2. Détermination de la distribution du champ magnétique le long du bâtonnet et des facteurs radioélectriques de l'antenne

L'un des paramètres qui caractérise un noyau magnétique quelconque de dimensions fixes est sa perméabilité relative apparente μ_r; il s'agit d'un paramètre qui qualifie l'aptitude d'un noyau à canaliser le flux magnétique. La mesure des amplitudes des signaux aux bornes du dipôle avec et sans noyau magnétique accordé à la même fréquence et soumis à l'action d'un champ donné (voir fig.(1-§.1.3)) permet de montrer que l'augmentation due à la présence du noyau est alors de 18.0 dB (voir fig.(2)).

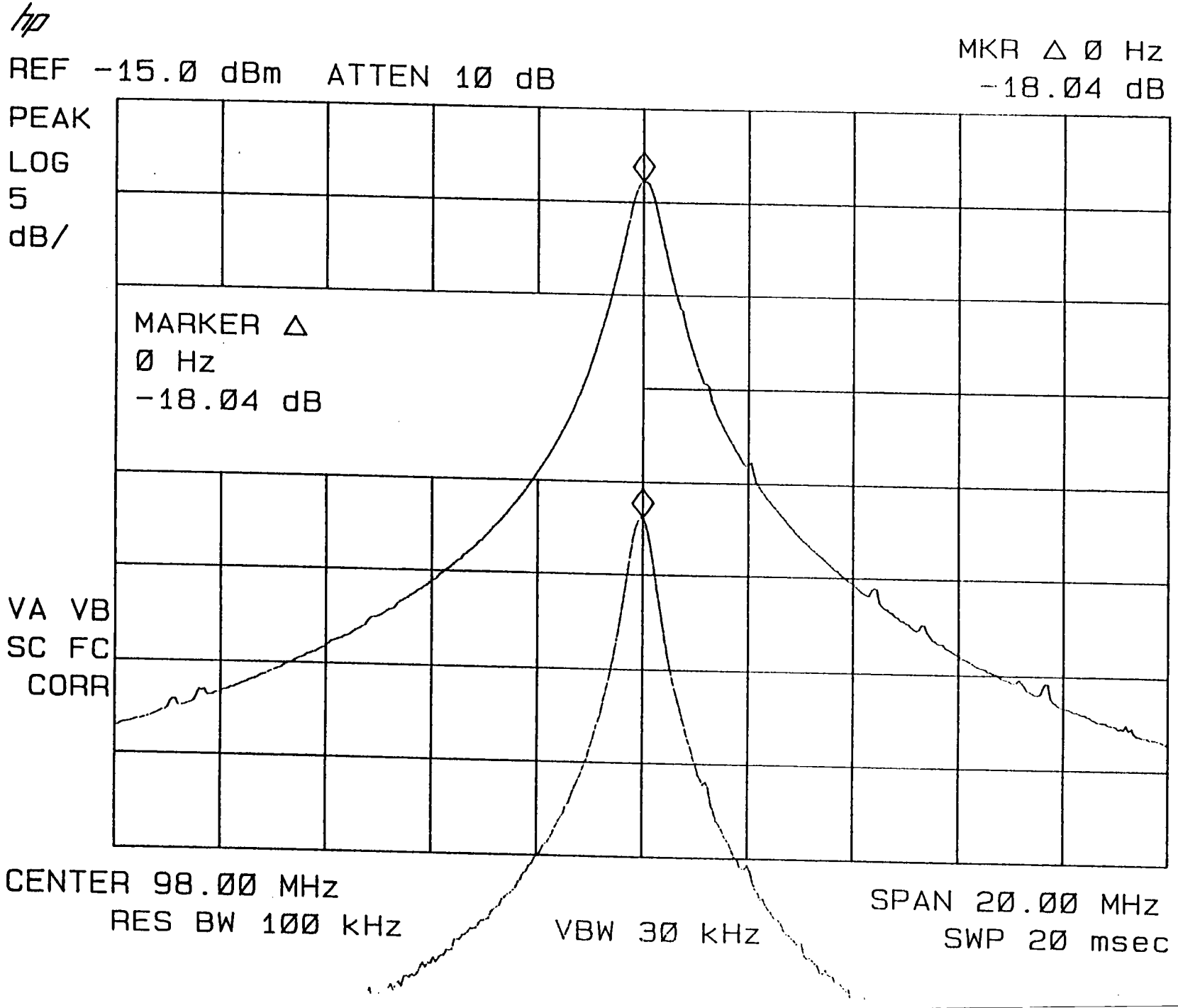

REF -15.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 0 Hz
-18.04 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
0 Hz
-18.04 dB
VA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

fig.(2)

Pour étudier la distribution du champ magnétique le long du bâtonnet, deux configurations vont être examinées [DUP.52]: dans un premier temps le cas d'une bobine de position variable le long du barreau et par la suite le cas d'une bobine centrée de longueur variable. Le dipôle à noyau magnétique est alors soumis à l'action d'un champ vobulé uniforme ayant une intensité égale à 50.17 mV/m et nous avons fixé l'accord du dipôle sur la fréquence centrale de la bande II (voir fig.(1-§.1.3)).

2.1.2.1. Action sur une bobine décentrée

La f.e.m induite aux bornes du dipôle d'une longueur donnée accordé à 98 MHz se déplaçant le long du noyau magnétique (voir fig.(3)) varie comme le montre la figure (4.a). Le facteur de forme n'est autre que la f.e.m relative induite aux bornes de la bobine en fonction de sa position ($2x/l_r$) par rapport au centre du noyau. Il s'agit bien en fait d'un paramétre qui met en évidence la non uniformité du champ magnétique le long du bâtonnet.

Les figures (4, b, c) représentent respectivement la capacité d'accord, l'inductance, et enfin la résistance de l'antenne à vide en fonction de la position du centre de la bobine située à $2x/l_r$ du centre du bâtonnet.

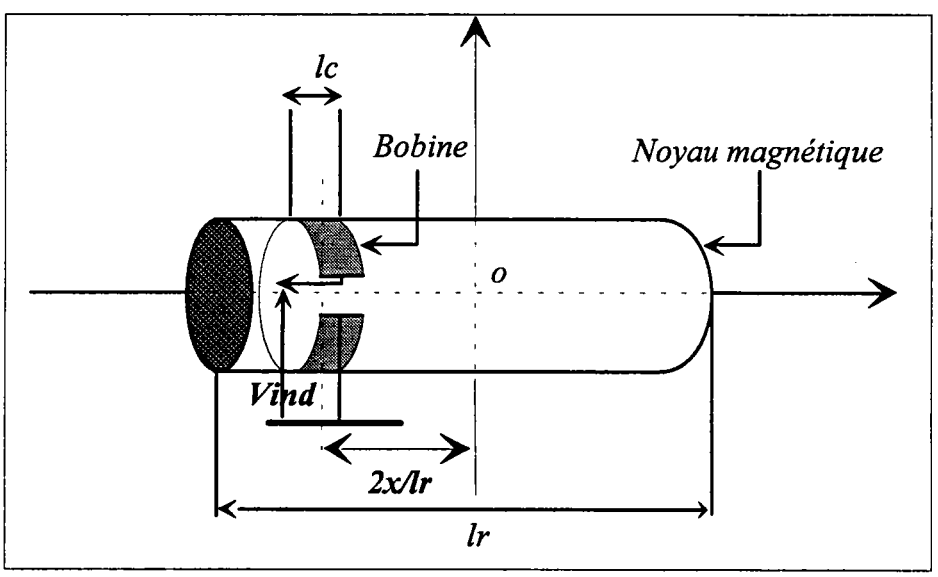
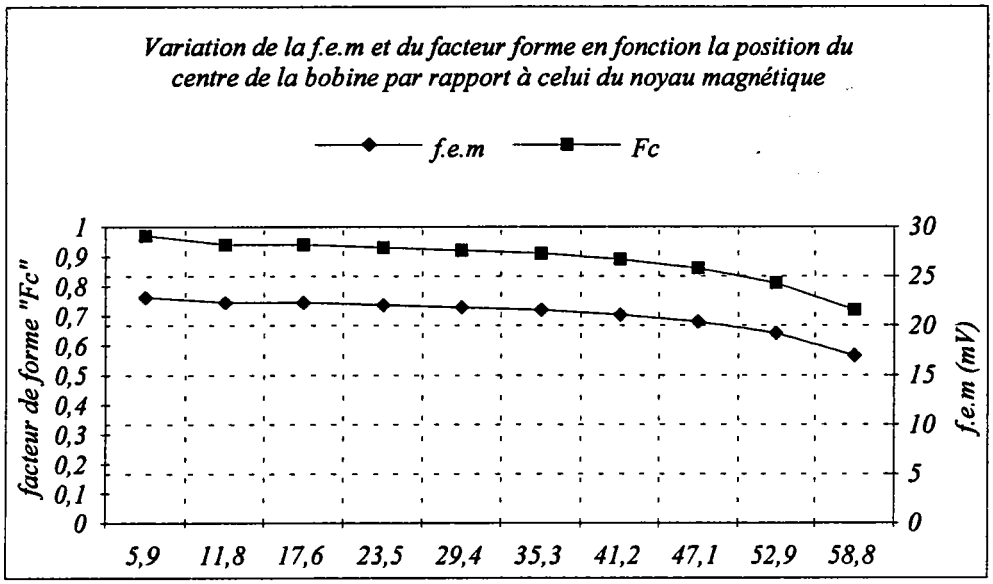
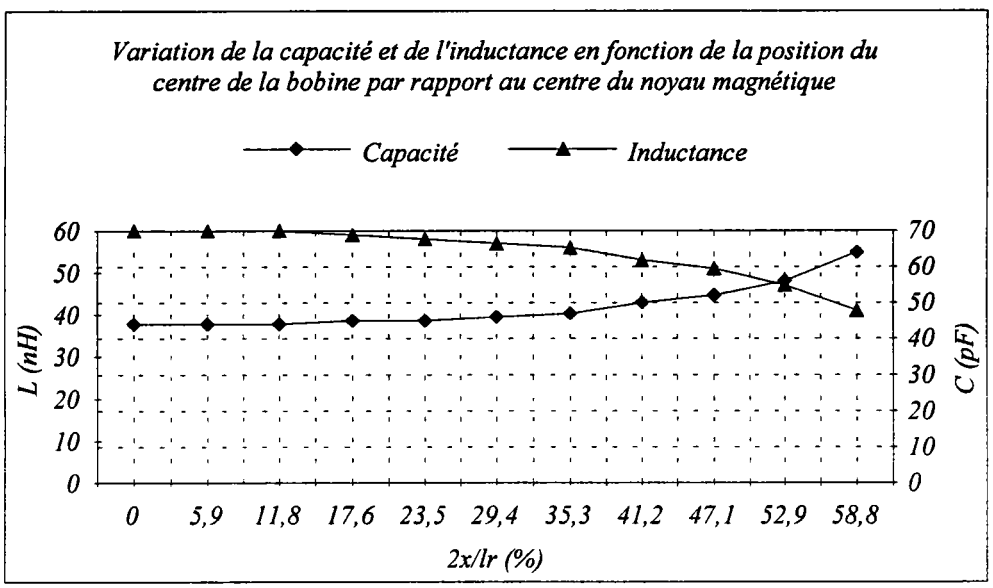


fig.(3) Influence de la position du centre de la bobine, de longueur fixe, sur la f.e.m induite par rapport au centre du noyau.

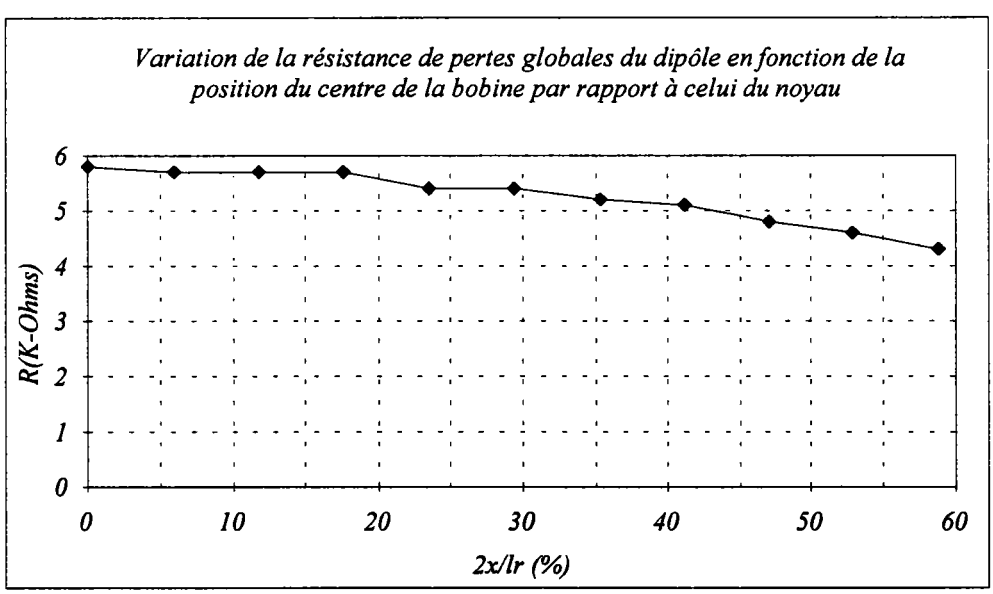
La capacité nécessaire à l'accord (voir fig.(4.b)) présente une plus grande valeur lorsque la bobine est loin du centre et une valeur relativement faible dans le cas contraire; elle passe de 64 à 43 pF. La résistance équivalente des pertes est en moyenne de l'ordre de 5 KΩ (voir fig.(4.c)). La résistance de rayonnement est évaluée à 0.012 mΩ [CAL.92]. De même la résistance de la bobine est en moyenne de l'ordre de 0.2 Ω.


Variation de la f.e.m et du facteur forme en fonction la position du centre de la bobine par rapport à celui du noyau magnétique
f.e.m
Fc
facteur de forme "Fc"
f.e.m (mV)
1
0,9
0,8
0,7
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
0
30
25
20
15
10
5
0
5,9
11,8
17,6
23,5
29,4
35,3
41,2
47,1
52,9
58,8

a)


Variation de la capacité et de l'inductance en fonction de la position du centre de la bobine par rapport au centre du noyau magnétique
Capacité
Inductance
L (nH)
C (pF)
60
50
40
30
20
10
0
70
60
50
40
30
20
10
0
0
5,9
11,8
17,6
23,5
29,4
35,3
41,2
47,1
52,9
58,8
2x/lr (%)

b)


Variation de la résistance de pertes globales du dipôle en fonction de la position du centre de la bobine par rapport à celui du noyau
R(K-Ohms)
6
5
4
3
2
1
0
0
10
20
30
40
50
60
2x/lr (%)

c)

fig.(4)

2.1.2.2. Action sur une bobine centrée

L'ensemble des paramètres radioélectriques étudiés précédemment varie avec la longueur du feuillard constituant la bobine (voir fig.(5)) comme l'indiquent les figures (6,a,b).

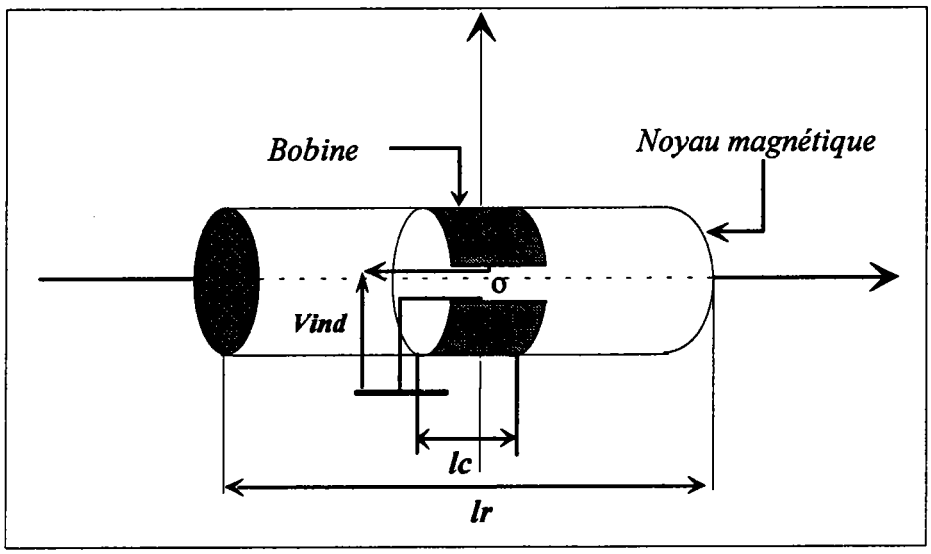
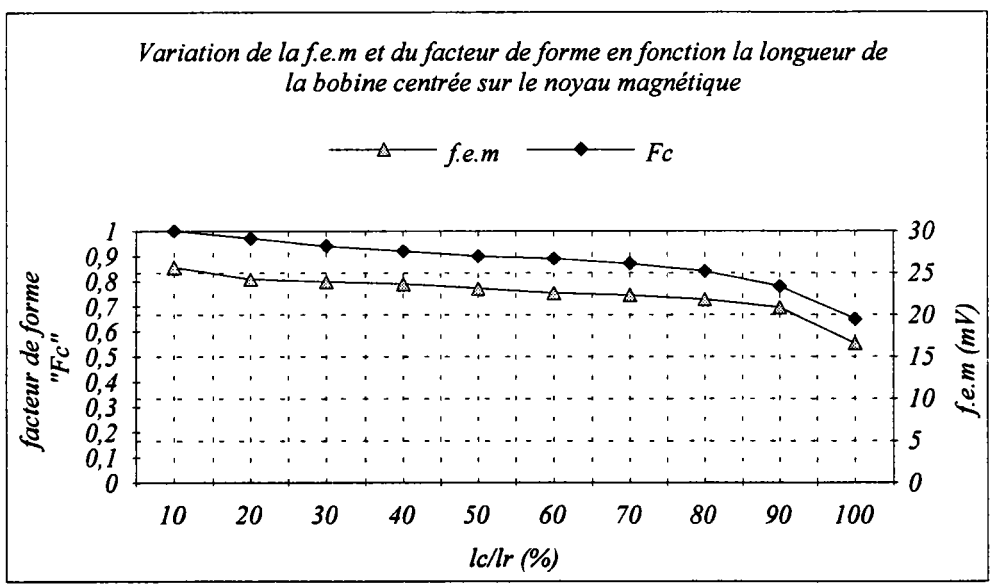
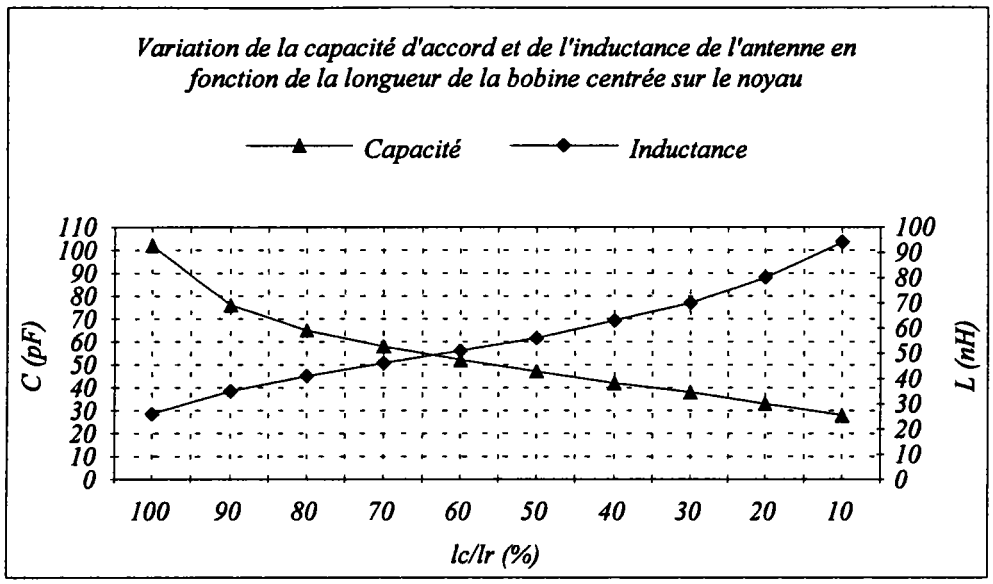


fig.(5) Influence du rapport l_c/l_r "longueur de la bobine/ longueur du noyau" sur la f.e.m induite

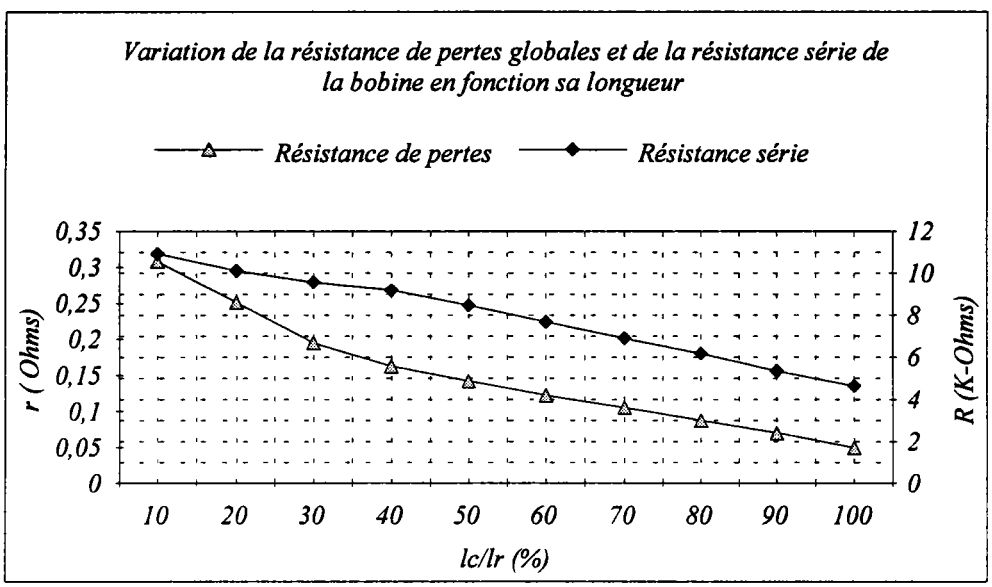
Concernant la résistance du dipôle, sa variation évolue dans le sens inverse que celle de la longueur de la bobine. La résistance passe de 10.5 à 1,7 KΩ lorsque la longueur relative du feuillard subit une variation de 10 à 100 % (voir fig.(6.c)).



a)



b)



c)

fig.(6)

Après avoir étudié ces deux configurations on constate que la première occasionne un surcroît de 33 % en nombre de diodes varicaps nécessaires à l'accord de l'antenne ce qui nous conduit donc à écarter une structure basée autour d'une bobine décentrée. De même un dipôle basé autour d'une bobine d'une faible longueur centrée ne peut être envisagé et ce même s'il présente une amplitude relativement assez élevée car la résistance à ses bornes est assez grande (voir fig.(6.c)).

2.1.3. Couplage magnétique

Un problème essentiel lors de l'utilisation d'une source d'énergie est le couplage à la charge. Dans ce paragraphe sont présentés les résultats expérimentaux d'un couplage magnétique; ce consiste à connecter le dipôle qui fait l'objet de l'étude au récepteur via une bobine secondaire.

La bobine secondaire est placée à une distance donnée de la bobine principale. Celle-ci constitue en fait le circuit accordé formé par une bobine de longueur (lc) centrée sur le noyau et par des varicaps alimentées par le récepteur à travers une inductance de choc jouant ainsi le rôle de résistance de polarisation (voir fig.(7.a)). Le schéma électrique équivalent de la configuration ainsi définie est montré à la figure (7.b). Il convient de préciser que le secondaire est placé de sorte à assurer une bonne adaptation entre l'antenne et la charge.

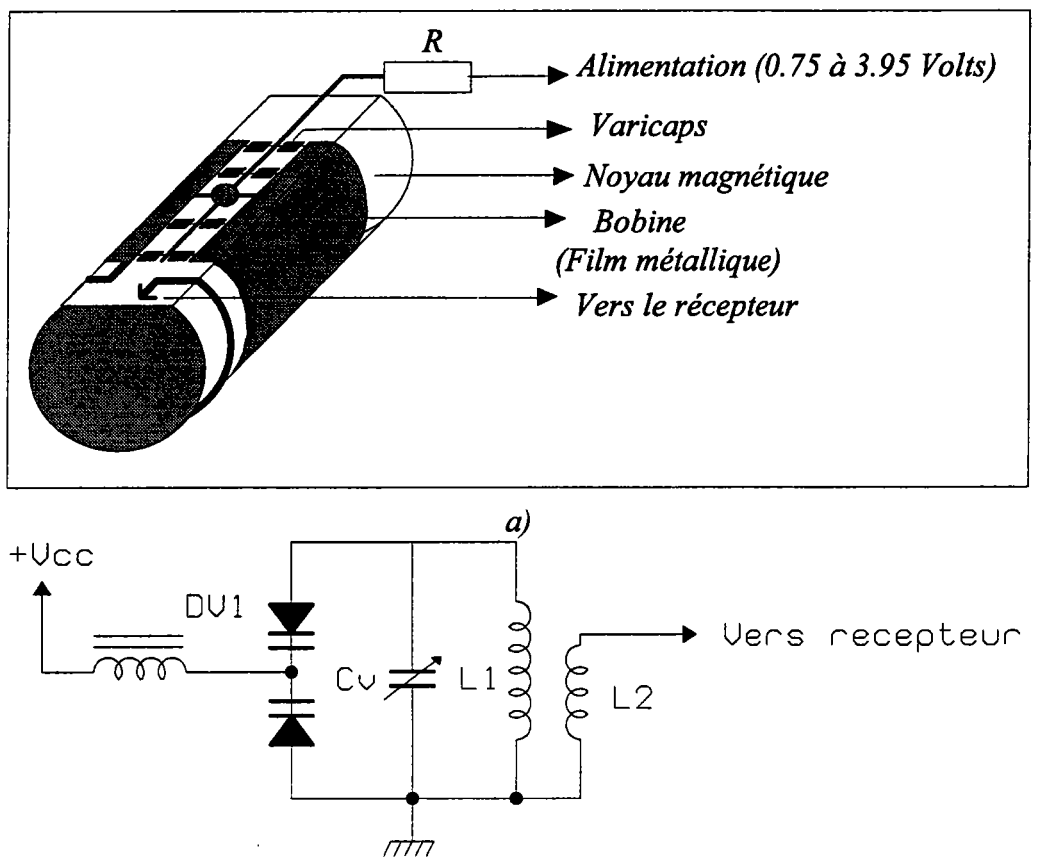


fig.(7). Couplage magnétique et son schéma électrique équivalent

Cette méthode de couplage de l'antenne au récepteur présente l'avantage d'être plus souple et plus facile pour adapter le dipôle à un récepteur ayant une résistance donnée car la résistance vue par la récepteur est fonction de la position de la bobine secondaire par rapport au centre du noyau magnétique. Ainsi, pour un récepteur ayant une résistance d'entrée fixe nous ajustons la bobine secondaire de manière à avoir une bande passante en charge égale au double de la bande passante à vide. Notons toutefois que cela reste vrai bien sûr si nous souhaitons assurer l'adaptation entre la source et la charge et donc un transfert de puissance maximum [WAT.89] ce qui n'est pas toujours le cas.

Ce type de couplage présente deux configurations différentes: soit un secondaire toujours centré sur le noyau mais de longueur variable soit une bobine secondaire décentrée et ayant une longueur très faible.

Ces deux structures ont été expérimentées.

a) Bobine secondaire centrée sur le noyau

Ce dipôle magnétique est entouré d'un film métallique constituant 80 % de sa longueur. Ainsi, pour différentes valeurs de la longueur de la bobine secondaire nous avons obtenus les résultats représentés sur la figure (8). On voit qu'à la résonance la résistance du dipôle au niveau du secondaire augmente avec l'inverse de la longueur de la bobine.

Il n'est donc pas utile de choisir une longueur inférieure à celle du primaire car la résistance du dipôle augmente davantage alors que le niveau relevé reste pratiquement constant. La longueur optimale pour cette structure est donc celle du primaire. Pour une bobine secondaire ayant une longueur égale à celle du primaire nous obtenons le même niveau que celui relevé aux bornes du primaire alors que la résistance est plus faible (2.0 KΩ) par rapport à celle mesurée aux bornes du primaire qui est de l'ordre de 2.5 KΩ. Le couplage secondaire ne présente donc aucun intérêt dans le cas où le secondaire est centré sur le primaire.

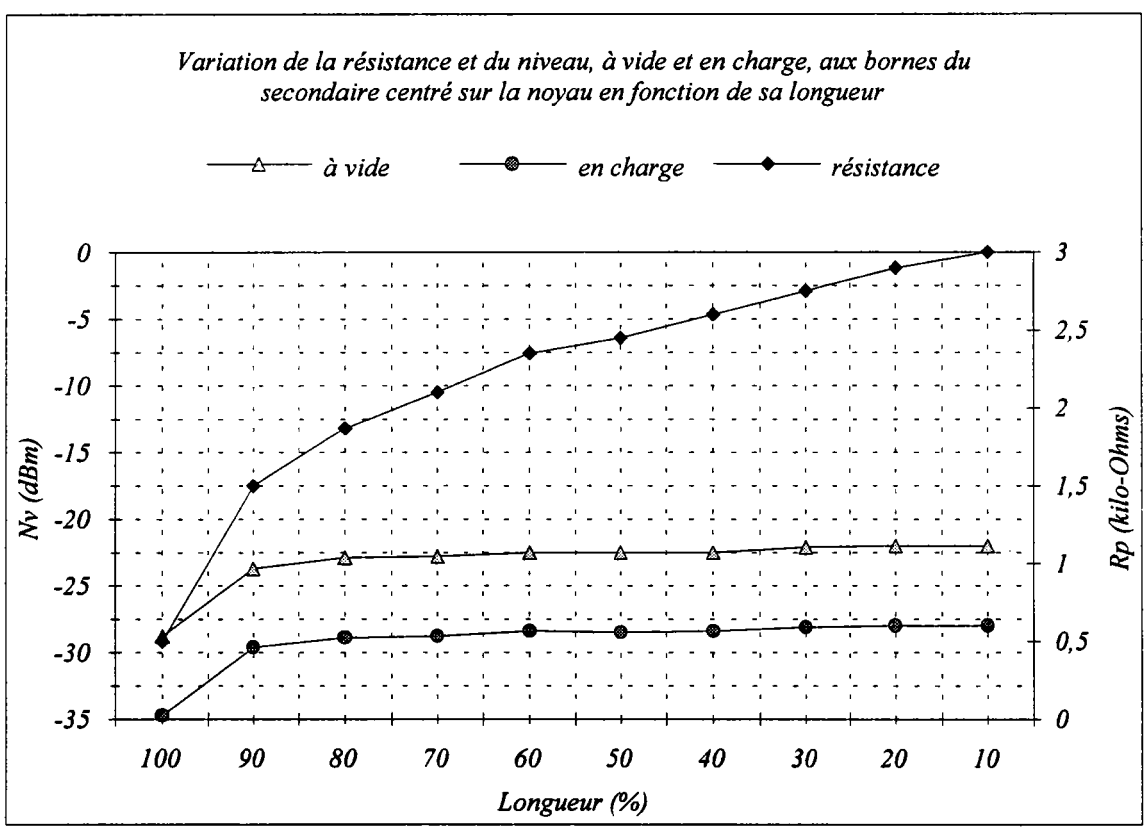


fig.(8)

b) Bobine secondaire décentrée sur le primaire

Prenons le cas d'un noyau magnétique de dimensions fixes ayant une bobine primaire centrée dont la longueur est de 50 % de celle du noyau. Les résultats ainsi obtenus en fonction de la position de la bobine secondaire ayant une longueur de 2 mm sont représentés par la figure (9). L'analyse de ce graphe montre que ce type de couplage offre la possibilité de réduire la résistance de la source de 75 % par rapport au couplage direct en contre partie il y a une perte en niveau qui est à peine de l'ordre de 6 dB. Cela peut être vérifiée en prenant le cas où le secondaire est placé à 74.3 % du centre du noyau.

Ce mode de couplage constitue donc une solution qui évite d'amortir considérablement le facteur de qualité et donc le niveau fourni par la source chargée par le récepteur.

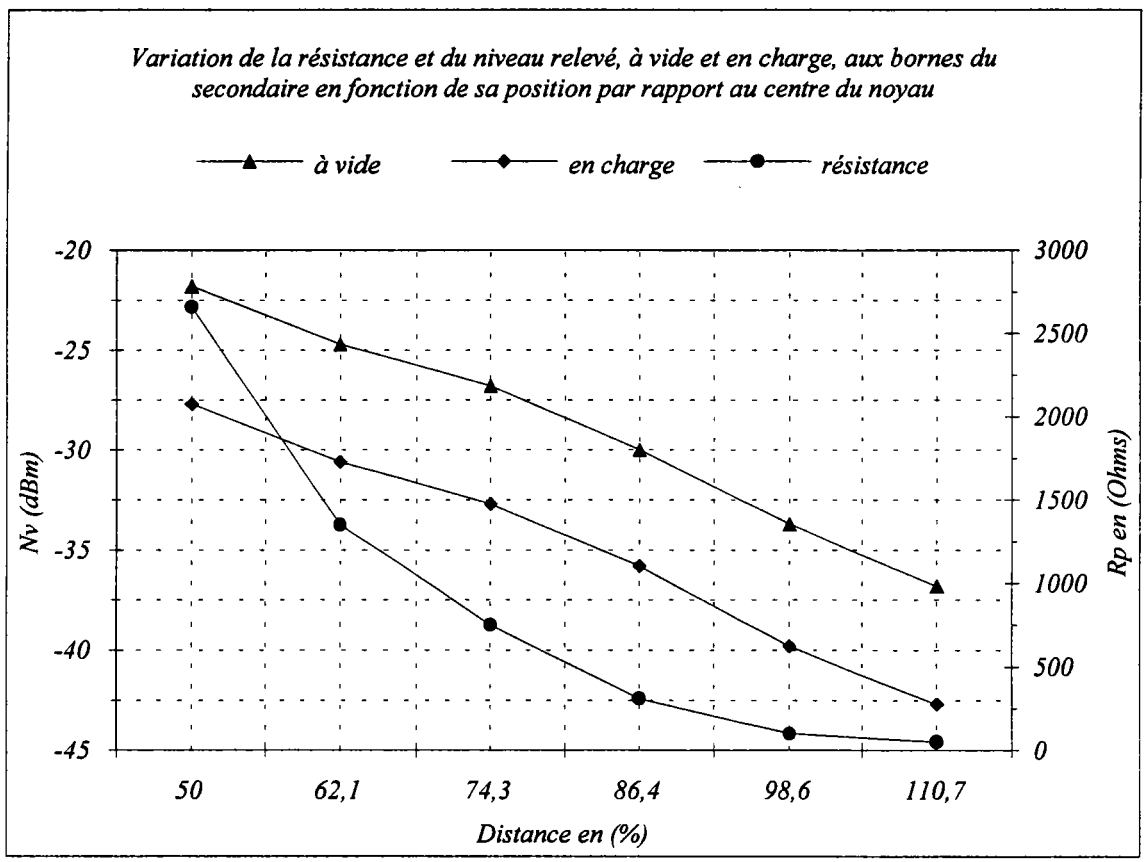


fig.(9)

B) THEORIE DU CIRCUIT D'ANTENNE

Afin de cerner tous les facteurs fondamentaux mis en jeu lors de cette analyse, nous nous proposons dans un premier temps de rappeler l'approche théorique qui va nous permettre d'établir le rôle de chacun. Ainsi, le dipôle qui fait l'objet de cette analyse est considéré à la fois comme source d'énergie et de bruit. En général, une source d'énergie est définie par la puissance qu'elle pourrait délivrer quant au bruit il est caractérisé par le rapport signal à bruit du récepteur pour lequel ce dipôle est destiné. En fait, la caractérisation de cette source consiste à établir d'abord l'amplitude du signal qui devrait être relevée à ses bornes ainsi que sa résistance interne et par la suite le rapport signal à bruit.

2.1.4. F.e.m induite aux bornes d'une boucle

Pour une spire placée dans un espace libre où un champ magnétique uniforme de pulsation $\omega = 2\pi . f$ existe, la tension générée à ses bornes est donnée par l'équation [KRA.84]:

$$V_{ind} = \omega \mu_0 A_c H \qquad (V) \qquad (1)$$

où μ_0 est la perméabilité de l'air, A_c la surface de la section droite de la bobine et H l'intensité du champ magnétique.

Etant donné que le champ électrique et le champ magnétique sont liés par le rapport $\left(\frac{E}{H} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = Z_i = 377\Omega \right)$ définit comme étant l'impédance intrinsèque de l'espace libre, la tension induite s'écrit comme suit:

$$V_{ind} = \omega A_c \frac{E}{c} \quad (V) \qquad (2)$$

où E est l'intensité du champ électrique de l'onde électromagnétique se propageant dans le vide et c la vitesse de la lumière.

Dans le cas où l'antenne est formée d'une bobine à N tours, la tension induite sera multipliée par le facteur N. Alors l'équation (2) devient:

$$V_{ind} = \omega A_c \frac{E}{c} N \quad (V) \qquad (3)$$

où N est le nombre de spires constituant la bobine.

Dans le cas d'un feuillard métallique (voir fig.(10)) une expression voisine (N = 1) peut être attendue en raison de la faible longueur du feuillard devant λ.

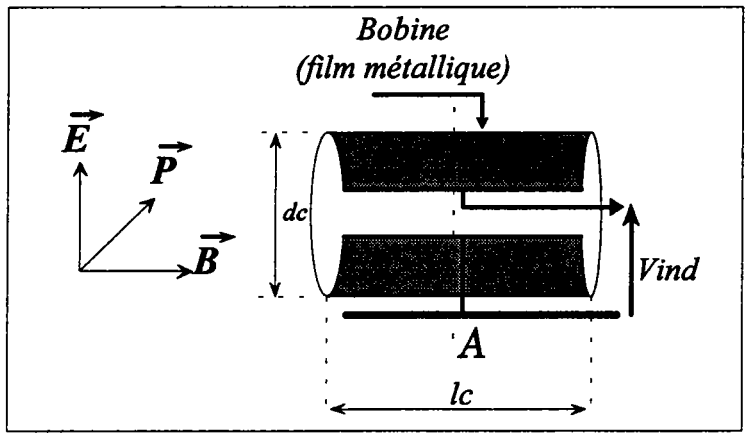


fig.(10). Feuillard métallique soumis à l'action d'un champ électromagnétique ($\vec{B}$// à l'axe)

2.1.5. Effet du noyau magnétique ou bâtonnet de ferrite

Considérons la région A où un cadre de longueur l_c et de diamètre d_c est soumis à l'action d'un champ uniforme tel que le cas de la figure (10).

Si maintenant, le bâtonnet de ferrite est introduit de telle façon que son axe longitudinal soit parallèle à $\vec{H}$ et que sa longueur soit plus grande que son diamètre il y aura une canalisation du champ uniforme comme le montre la figure (11) [SMI.84].

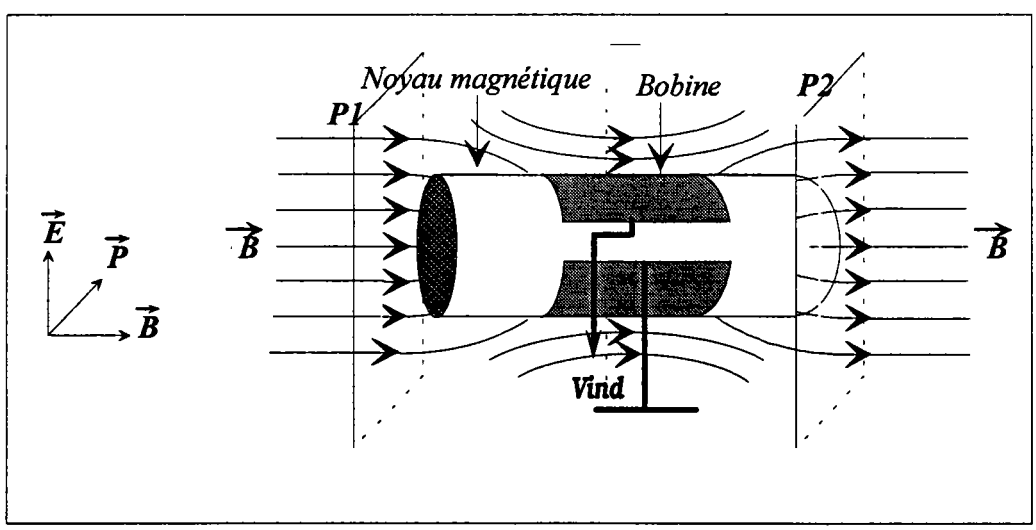


fig.(11). Action du noyau magnétique sur les lignes des champs magnétiques

On montre finalement que le flux magnétique total se met sous la forme:

$$\Phi_{Bt} = \mu_0 H A_r \left[\mu_r + \left(\frac{A}{A_r} - 1 \right) \right] \ (Wb) \qquad (4)$$

où μ_r, A_r et A représentent respectivement la perméabilité relative apparente du noyau magnétique, la surface de la section droite du noyau et celle de la bobine

d'où l'expression de la tension induite

$$V_{ind} = \omega \frac{E}{c} A_r \left[\mu_r + \left(\frac{dc^2}{dr^2} - 1 \right) \right] \ (V) \qquad (5)$$

où d_c est le diamètre de la bobine et d_r celui du noyau magnétique.

La perméabilité relative apparente μ_r du noyau magnétique est liée à la fois à la perméabilité initiale μ_i du matériau et au facteur de démagnétisation qui dépend de la géométrie du noyau [BOZ.42], [HUM.64]. Elle s'exprime en fonction du rapport dimensionnel du noyau (l_r/d_r) (la longueur du noyau sur son diamètre) selon le réseau de courbes de la figure (12).

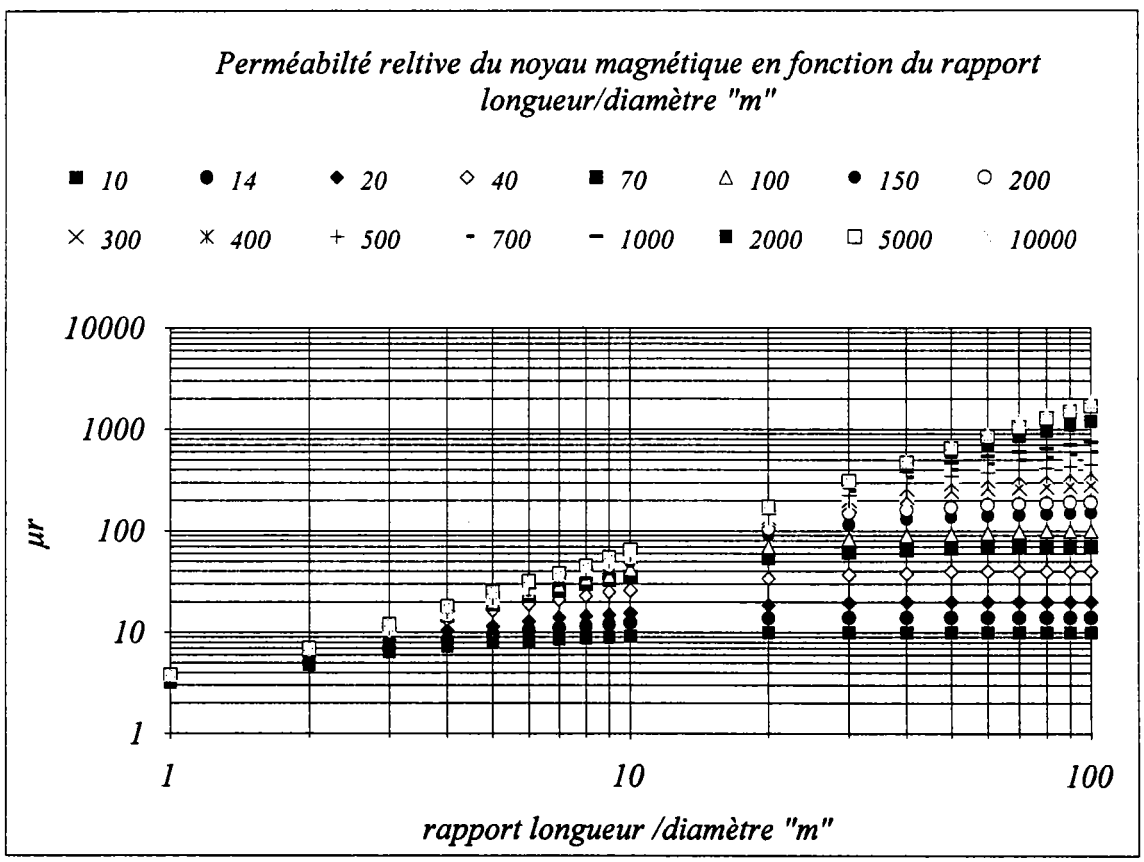


fig.(12)

La perméabilité initiale μ_i du noyau magnétique est définie pour un tore. Il faut signaler que dans la bande de fréquence (bande II), seules les valeurs typiques inférieures à 14 sont disponibles chez les industriels (voir annexe (2)).

Il est important de noter que si la bobine n'est pas centrée sur le noyau ou si elle n'est pas courte comparée à sa longueur alors la f.e.m sera inférieure à la valeur théorique et on introduit un facteur de forme (F_c) [SNE.88a], facteur par lequel il faut multiplier la f.e.m induite pour une position donnée du centre de la bobine par rapport au noyau ou bien pour une longueur donnée centrée sur le noyau (l_c/l_r).

Dans ce cas la formule (5) devient alors:

$$V_{ind} = \omega \frac{E}{c} F_c A_r \left[\mu_r + \left(\frac{dc^2}{dr^2} - 1 \right) \right] \quad (V) \qquad (6)$$

où F_c est le facteur de forme.

En principe la boucle de l'antenne est accordée à la fréquence angulaire ω du signal utile, à l'aide de capacités, et constitue donc le circuit d'entrée du récepteur. La tension de sortie à vide (E_0) relevée aux bornes de ce circuit est donnée par:

$$E_0 = Q_u * V_{ind} = \omega \frac{E}{c} Q_u F_c A_r \left[\mu_r + \left(\frac{dc^2}{dr^2} - 1 \right) \right] \quad (V)$$

où Q est le facteur de qualité du circuit résonant, définit comme étant l'inverse de la somme des tangentes de pertes (tanδ). Pour une antenne inductive à base d'un bâtonnet de ferrite les principales tangentes de pertes pouvant être considérées sont [WRI.60]:

- $(\tan \delta_m)$: tangente de pertes dues aux pertes magnétique dans le bâtonnet.
- $(\tan \delta_m)_{ac}$: tangente de pertes dues aux pertes totales dans le cuivre.
- $(\tan \delta)_{ray}$: tangente de pertes dues aux rayonnements
- $(\tan \delta_{cm})$: tangente de pertes dues au couplage magnétique du bâtonnet et les plans métalliques voisinants.

Le facteur de qualité à vide est déterminé principalement par la résistance de la bobine, les pertes magnétiques dans le bâtonnet et les pertes de rayonnement. Ces effets sont inclus dans l'expression suivante:

$$\frac{1}{Q_u} = \sum tan\delta = \frac{r}{L\omega} + tan\delta_m + tan\delta_{ray} \quad (7)$$

Généralement, les pertes dues aux rayonnements sont faibles devant le reste.

Ainsi, si on considère le cas d'une bobine dont le diamètre est le même que celui du noyau alors l'expression théorique de la f.e.m à vide en dB, qui devrait être relevée aux bornes du circuit d'antenne, est donnée par l'équation:

$$E_0 \mid_{dB\mu V} = 20 Log(h_e E\ Q) \qquad (8)$$

avec $h_e = \dfrac{\omega \mu_r F_c A_r}{c}$

ou h_e étant la hauteur effective de l'antenne, définie comme étant le rapport de la tension induite sur l'intensité du champ appliqué [SUC.52]:

$$h_e = \frac{V_{ind}}{E} \quad (\text{m})$$

2.1.6. Directivité théorique de l'antenne

La tension recueillie en fonction de la position du récepteur par rapport à l'axe d'émission s'écrit comme suit:

$$V_{ind} = \ + j\omega \mu_r A_r \frac{E}{c} cos\theta$$

Ainsi, son amplitude est donnée par l'équation:

$$|V_{ind}| = \left| j\omega \mu_r A_r \frac{E}{c} \cos\theta \right| = K |\cos\theta|$$

avec $K = \omega \mu_r A_r \dfrac{E}{c}$

L'amplitude ainsi formulée permet d'introduire la notion de directivité définie comme étant une fonction intrinsèque de l'antenne dépendant de la position du récepteur dans l'espace. Elle est donnée par la relation:

$$D(\theta\ ) = 10 \log\left(\frac{|V_{ind}|}{K} \right) = 10 \log|\cos\theta|$$

L'expression D(θ) peut être exprimée par le graphe de la figure (13). Celui-ci traduit de toute manière la variation de la sensibilité du récepteur en fonction de l'orientation de l'axe principal du noyau par rapport à la direction de la composante magnétique supposée présente dans le plan horizontal. On constate que plus on s'éloigne d'une position privilégiée $(\theta = 0)$ plus l'atténuation augmente; la sensibilité baisse d'une valeur de l'ordre de 25 à 30 dB en passant de l'axe privilégié à l'axe normal à celui-ci. Dans ce cas l'antenne est dite directive. Elle présente un angle à 3 dB ou d'ouverture de l'ordre de 100°.

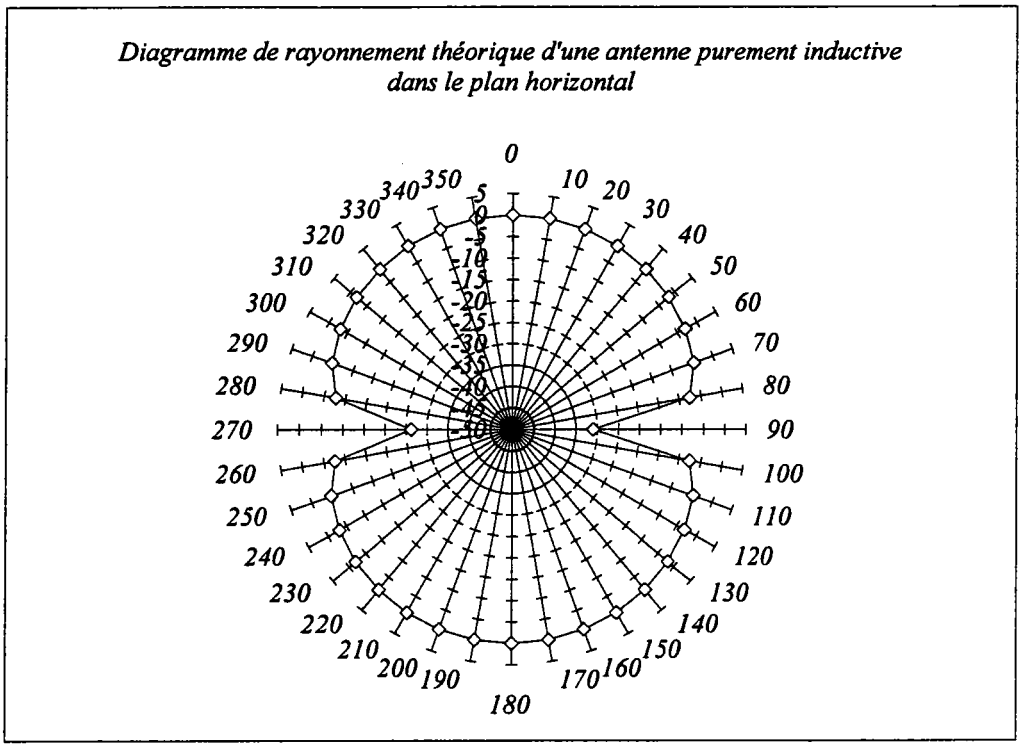


fig.(13). Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne à noyau magnétique

2.1.7. Rapport signal / bruit (S/N)

2.1.7.1. Le signal

Le dipôle à noyau magnétique représenté par son circuit équivalent (voir fig.(14)) se comporte comme une source d'alimentation ou un générateur ayant une f.e.m induite, V_{ind}, et une réactance Lω. Associée à cette réactance, se présente une tangente de pertes qui résulte de la résistance de rayonnement, des pertes dans la bobine et dans le noyau magnétique. La résistance de rayonnement d'une antenne cadre à noyau magnétique ayant de faible dimensions est négligeable comparée aux autres pertes [SNE.88b]. Les calculs montrent qu'un tel paramètre est évalué en utilisant la formule [COL.88], [HAR.75]:

$$r_r = \frac{377}{6.\pi}\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^4 \left(\mu_r F_C A_r\right)^2$$

où les paramètres F_C, λ, μ_r *et* A_r représentent respectivement le facteur de forme, la longueur d'onde, la perméabilité effective du noyau et la surface de la section droite du noyau.

La résistance parallèle R_p suffit donc pour représenter les pertes quelles que soient leurs origines de telle façon que le facteur de qualité à vide du circuit d'antenne non chargé est donné par (voir §.1.4.):

$$Q_u = \frac{R_p}{L\omega_0} = \frac{L\omega_0}{r} \qquad (9)$$

où L et r représentent respectivement l'inductance et la résistance série de la bobine.

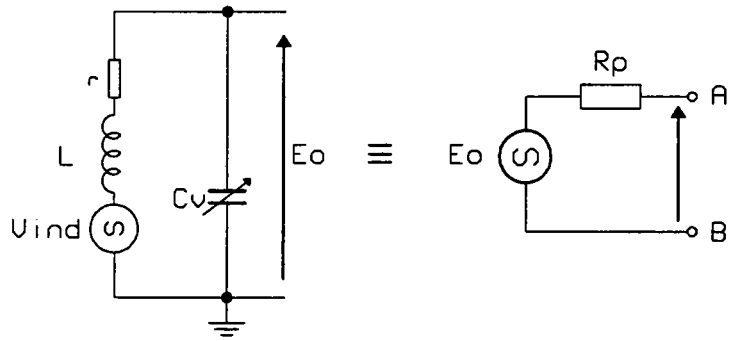


fig.(14). Circuit équivalent du dipôle à noyau magnétique et le générateur de Thevenin correspondant

Après avoir étudié le circuit équivalent de l'antenne à noyau magnétique, nous allons nous intéresser à l'influence des diodes à capacité variables.

2.1.7.1.1. Circuit équivalent de l'antenne à diodes varicaps

Les diodes varicaps utilisées viennent remplacer en fait les capacités fixes afin de pouvoir accorder le récepteur et l'antenne sur la même fréquence, ajustable, à partir d'une commande en tension appliquée par le processeur. Elles sont disposées de telle sorte qu'elles sont toutes alimentées à partir du même point relié à une alimentation Vv (voir fig.(15.a)). La liaison se fait par l'intermédiaire d'une inductance de choc qui joue le rôle de résistance de polarisation et qui empêche le retour des signaux alternatifs vers la tension continue. Toutefois, la linéarité de l'accord entre l'antenne et le récepteur doit être assurée afin d'éviter une perte en sensibilité.

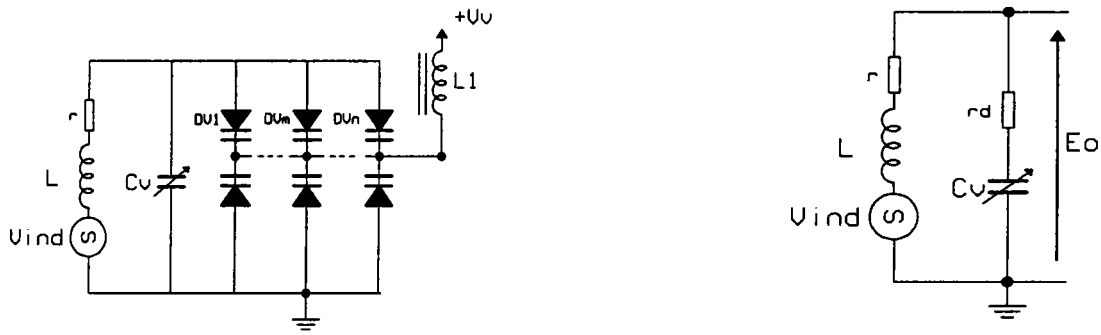
L'étude de l'influence des diodes varicaps sur la résistance équivalente de pertes consiste à examiner le circuit équivalent non chargé représenté à la figure (5.b). Ainsi, Si nous considérons que r_d représente la résistance série équivalente des diodes varicaps utilisées et C la capacité totale nécessaire à l'accord du circuit, alors l'impédance équivalente du circuit de la figure (15.b) est donnée par la relation:

$$Z_{eq} = (r + Ls) // \left(\frac{1}{Cs} + r_d\right)$$

Pour tout $(\omega=\omega_0)$ telle que $(\omega_0^2 = 1/LC)$ nous avons $(r_d C\ \omega) << 1$ et comme le terme résistif de la bobine est également négligeable devant le terme réactif ($r << L\omega$) alors l''impédance équivalente, dans ce cas, est purement réelle et devient égale à:

$$Z_{eq} \cong \frac{L}{C(r+r_d)} = L\omega_0 Q_u \qquad (10)$$

$$avec\ Q_u = \frac{1}{C\omega_0(r+r_d)} = \frac{L\omega_0}{(r+r_d)}$$



a) *b)*

fig.(15). Circuit d'antenne à noyau magnétique à base de varicaps et son schéma équivalent

Cette dernière relation permet de constater que la présence des diodes varicaps se manifeste par une augmentation des pertes dans la bobine et par conséquent une diminution du facteur de qualité à vide.

Le circuit résonnant en question est prévu pour être chargé par l'étage d'entré du récepteur. Il s'agit d'un circuit conventionnel à base de semi-conducteurs (transistors bipolaires). Le montage utilisé est un amplificateur du type cascode dont l'impédance d'entrée ($Z_i = 263 \times e^{-j77}$) est constituée d'une résistance (1.2 KΩ) en parallèle avec une capacité de 6 pF. Toutefois, nous tenons à préciser que, par la suite, le terme capacitif de l'impédance d'entrée ne sera pris en compte cela parcequ'il s'ajoute à la capacité totale nécessaire à l'accord de l'antenne. Seule la partie réelle sera prise en considération lors de l'étude du couplage de l'antenne au récepteur.

2.1.7.1.2. Couplage direct de l'antenne au récepteur

Le couplage de l'antenne au récepteur peut se faire de différentes façons. Cependant, le choix d'une méthode qui convient le mieux pour les caractéristiques du récepteur définies ci-dessus est fondamental. En fait, l'étage d'amplification utilisé ici opère en courant, la conception de l'antenne est gouvernée donc par le transfert d'énergie et bien sûr par le bruit. Il serait, ainsi, judicieux de trouver une méthode de couplage qui délivre le maximum de puissance et qui réduit le plus possible l'amortissement du circuit accordé autrement dit d'avoir une bande passante souhaitée et donc un bon rapport signal à bruit.

Le couplage direct est caractérisé par le fait que le récepteur vient se brancher directement aux bornes du circuit oscillant via un condensateur de liaison. Le circuit de la figure (16) illustre le type de connexion du récepteur représenté par R_L au circuit d'antenne. La présence de la charge du récepteur fait baisser le facteur de qualité Q_u à la valeur en charge Q_L.

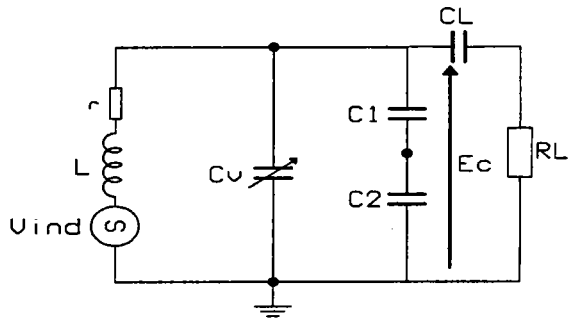


fig.(16).

En effet, en utilisant le circuit équivalent de l'antenne magnétique chargée où R_L est la charge et C la capacité d'accord totale, nous pouvons établir l'expression du signal en charge telle que:

si on définit $\omega_0^2 = 1/LC$, $Q_u = \dfrac{R_p}{L\omega_0}$ et $Q_L = \omega_0 \dfrac{R_L R_p}{R_p + R_L} C$ alors on a:

$$G(s) = \frac{E_c}{V_{ind}} = \frac{\omega_0}{Q_u} * \frac{s + Q_u \omega_0}{s^2 + \dfrac{\omega_0}{Q_L} s + \omega_0^2}$$

Ainsi, pour tout $(\omega = \omega_0)$ on a: $G(j\omega_0) = \left(1 + j\dfrac{1}{Q_u}\right) * (-jQ_L)$

De même pour $Q_u >> 1$ $G(\omega_0) \cong Q_L$

Désormais, le signal développé à travers la charge, R_L, est donné par:

$$E_c = h_e E Q_L \qquad (11)$$

La f.e.m induite dans l'antenne est amplifiée donc par la valeur du facteur de qualité en charge Q_L donnée par:

$$Q_L = \frac{R_p}{L\omega} \frac{R_L}{R_p + R_L} \qquad (12)$$

Etant donné que l'étage d'amplification est opérationnel en courant, la puissance du signal délivrée à la charge est déterminée à partir de l'équation (11). Elle s'exprime par:

$$P_s = V_{ind}^2 \frac{Q_u}{L\omega} \frac{R_p R_L}{(R_p + R_L)^2} \qquad (13)$$

Cette puissance est maximale quand la résistance de charge est égale à celle de la source ($R_p = R_L$) [HUM.64], c.à.d ($Q_L = \frac{Q_u}{2}$).

Ainsi, le maximum de puissance qui peut être délivré à la charge est:

$$(P_S)_{max} = E^2 h_e^2 \frac{Q_u}{4L\omega}$$

Elle est proportionnelle à $E^2 h_e^2$.

Si on considère que le gain de l'ampli est G, alors la puissance du signal à la sortie de l'ampli devient:

$$P_{so} = V_{ind}^2 \frac{Q_u}{L\omega} \frac{R_p R_L}{(R_p + R_L)^2} G \qquad (14)$$

2.1.7.2. Puissance de bruit

L'antenne en tant que source d'énergie ayant une résistance interne équivalente de perte Rp est considérée également comme source ou générateur de bruit. La f.e.m de valeur quadratique moyenne E_n est montée en série avec la résistance de source (voir fig.(17)).

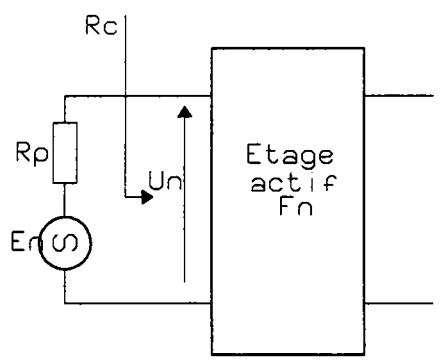


fig.(17) Ampli actif connecté à la source de bruit

Cette f.e.m, dite de bruit thermique, due à la résistance interne de la source est donnée par l'équation:

$$E_n = \sqrt{4kT\Delta f\, R_p} \qquad (V) \qquad (15)$$

où Δf est la largeur de bande du dispositif correspondante à un affaiblissement de 3 dB, T la température en dégrées Kelvin (K) et *k* la constante de Boltzman = 1.38 10^{-23} (Joules /K)

Si la résistance d'entrée de l'ampli (R_L) est vue également comme source de bruit alors la tension de bruit (U_n) correspondrait à celle due au bruit thermique de la résistance équivalente ($R_p // R_L$) et est donnée par:

$$U_n = E_n * \sqrt{\frac{R_L}{R_p + R_L}}$$

La puissance de bruit à la sortie de l'ampli pourrait être alors:

$$P_{no1} = G \frac{E_n^2}{R_p + R_L} \qquad (16)$$

Néanmoins, en pratique, l'ampli est un dispositif actif, la résistance d'entrée ne peut être regardée comme étant une source de bruit. On dit alors qu'il a un facteur de bruit (F_n) qui peut être définit par [MAN.61]:

$$F_n = \frac{P_{no1}}{P_{no2}}$$

P_{no1} et P_{no2} représentent respectivement la puissance de bruit à la sortie due, à la source et à l'ampli, et la puissance de bruit à la sortie si seule la source génère du bruit

Dans le cas ou la source contribue toute seule, la tension de bruit à l'entrée de l'ampli est:

$$U_n = E_n \frac{R_L}{R_p + R_L}$$

et donc la puissance de bruit d'entrée est:

$$P_{ni} = E_n^2 \frac{R_L}{(R_p + R_L)^2}$$

La puissance de bruit à la sortie de l'ampli ayant un gain G est:

$$P_{no2} = G \frac{E_n^2 R_L}{(R_p + R_L)^2} \qquad (17)$$

Ainsi, le facteur de bruit est établit et est donné par l'expression:

$$F_{n_{dB}} = 10 Log\left(\frac{R_p + R_L}{R_L}\right) \qquad (18)$$

Si, sous ces conditions, la source est égale à celle de l'amplificateur, c.à.d, $R_p = R_L$ alors $F_n = 2$ (3 dB).

En pratique, le facteur de bruit, est approximativement une fonction quadratique de la résistance source *Rp* et a un minimum à une valeur particulière de cette résistance [MAN.61].

Il s'en suit alors à partir de la définition du facteur de bruit (Fn) et de l'équation (17) que la puissance de bruit à la sortie de l'ampli s'exprime par:

$$P_{no} = F_n G \frac{4KT\Delta f R_p R_L}{(R_P + R_L)^2} \quad \text{(W)} \qquad (19)$$

En faisant appel aux équations (12) et (17), l'expression du rapport signal à bruit est déterminée. Elle est donnée par:

$$\frac{P_{so}}{P_{no}} = \frac{E^2 h_e^2 Q_u}{F_n 4KT\Delta f L\omega} \qquad (20)$$

La relation ci-dessus s'applique à l'étage amplificateur et n'inclue pas celui de démodulation; la largeur de bande est bien la largeur totale du récepteur considérée. Après démodulation le rapport signal à bruit se traduit par:

$$\frac{S}{N} = \left(\frac{P_{so}}{P_{no}}\right)_{dem} = \frac{m^2 E^2 h_e^2 Q_u}{F_n 4KT\Delta f L\omega} \qquad (21)$$

m et Δf représentent respectivement l'indice de modulation du signal et la largeur de bande effective de bruit du récepteur

Ainsi, pour le maximum rapport signal à bruit, le circuit d'antenne devrait avoir la plus grande valeur possible pour le terme $\frac{h_e^2 Q_u}{F_n L}$. Cependant, la hauteur effective est limitée par la taille admissible de l'antenne, le facteur de bruit peut être minimisé par un propre choix de la résistance de source donc, pour un facteur de qualité à vide ou une bande passante donnée, de l'inductance de la bobine.

2.1.8. Perspectives de l'étude

L'approche théorique décrite jusqu'ici a permis de mettre l'accent sur certains facteurs qui interviennent dans la conception d'une antenne à base d'un film métallique renfermant un noyau magnétique. Elle montre, en quelque sorte, que la réussite de ce type de réalisation nécessite de remplir, en même temps et si c'est possible, deux conditions à savoir d'une part un transfert maximum de puissance et d'autre part un bon rapport signal à bruit conditionné par le facteur de bruit qui doit être minimal. Dans le paragraphe qui suit nous allons d'abord procéder à la détermination du facteur de bruit.

2.1.8.1. Détermination du facteur de bruit

L'étude du facteur de bruit consiste en fait à l'évaluer à partir d'une source de bruit chargée sur 50Ω et connectée à l'entrée du récepteur à travers une résistance série variable (voir fig.(18)). Afin de valider les mesures effectuées, il était nécessaire de faire appel à un circuit oscillant à l'entrée du récepteur. Celui-ci avait pour objectif principal d'annuler le terme réactif de l'impédance d'entrée du récepteur et donc la rendre purement réelle. Ainsi, la loi de variation d'un tel paramètre peut être relevée en faisant varier la résistance série.

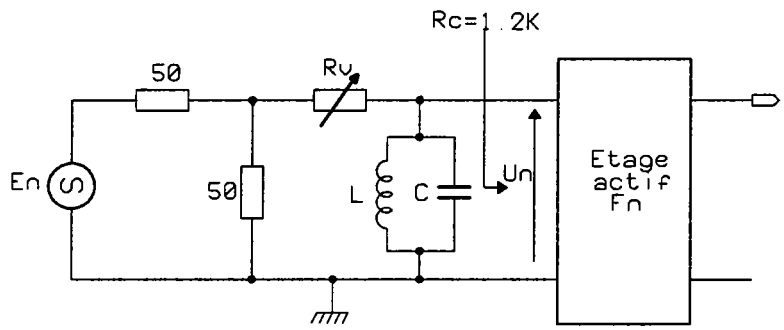


fig.(18) montage de mesure du facteur de bruit

La variation du facteur de bruit ainsi établie est illustrée par le graphe de la figure (19). Ce dernier montre effectivement que le facteur de bruit dont l'optimisation est conditionné par la connaissance de la résistance de source, présente un minimum dans une plage de variation donnée (300 à 600Ω). En effet, dans cette plage il est de l'ordre de (1,5 ±0.2) dB.

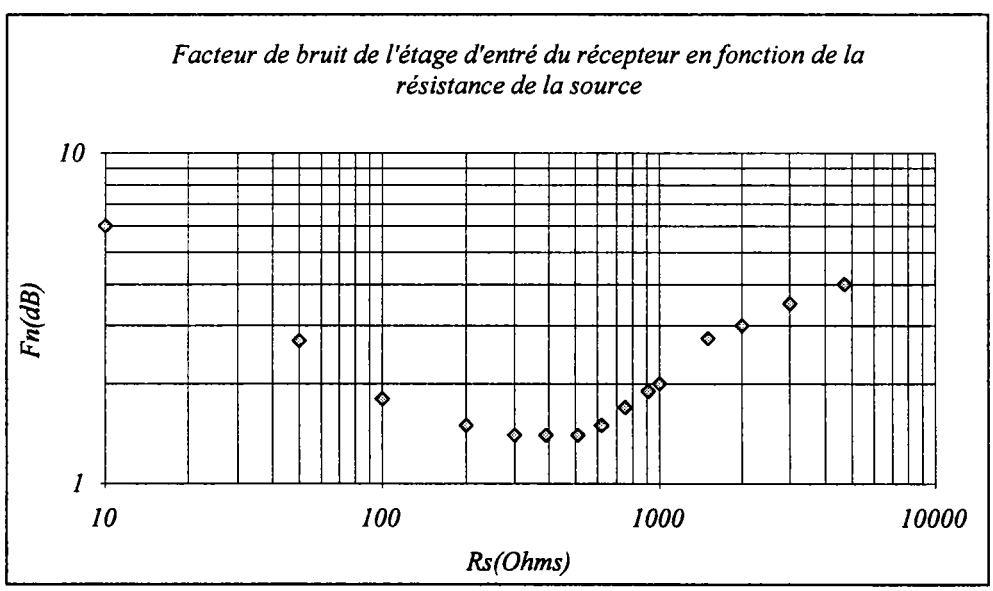


fig.(19)

2.1.8.2. Taille admissible du noyau magnétique

L'expression de la f.e.m à vide donnée par l'équation (8), montre que celle-ci est proportionnelle à la perméabilité relative du noyau. Toutefois, le réseau de courbes de la figure (12) montre que ce paramètre est lié aux dimensions du noyau magnétique. De même, la longueur du bâtonnet (l_T) doit être plus grande que son diamètre (d_T) sinon la f.e.m n'est pas optimale par contre la longueur de la bobine peut être plus petite que celle du noyau (l_T) sinon quelques lignes ne couperaient pas la totalité de la bobine (voir fig.(11)). Cela signifie que la répartition des lignes des champs n'est pas uniforme le long du bâtonnet [SMI.84], [SNE.88a]. La même figure montre également qu'au delà d'une certaine limite, il n'est pas utile de surdimensionner l'antenne et cela pour la simple raison c'est que la perméabilité relative reste constante.

En tenant compte du fait que le niveau minimum nécessaire à l'entrée du récepteur pour un champ de 35 dBµV/m est de 17 dBµV, nous pouvons montrer que la taille du noyau qui puisse satisfaire un niveau suffisant à l'entrée du récepteur est défini par son rapport dimensionnel tel que m = 4.5 autrement dit μ_r = 9.5. Cela suppose, bien sûr, d'une part que le facteur de pertes est connu (voir fig.(20)) et d'autre part qu'une diminution maximale de 30 % de la f.e.m induite pour une longueur de la bobine, renfermant totalement le noyau, est admise ou acceptable [SUC.52]. De tels calculs prévoient aussi une marge de garde de l'ordre de 3 à 5 dBµV.

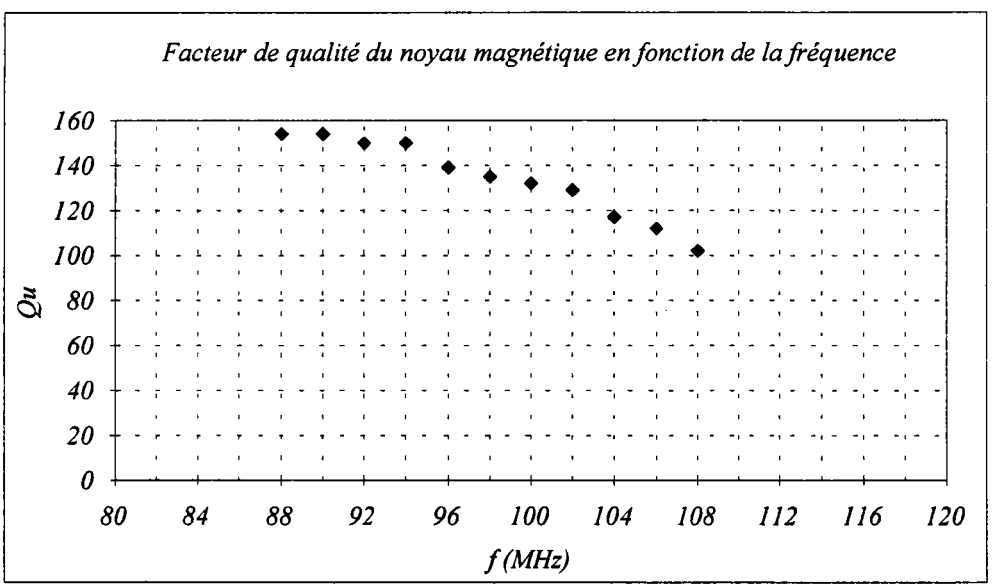


fig.(20)

2.1.8.3. Inductance d'un dipôle à noyau magnétique de dimensions fixes

La variation de l'inductance d'une bobine à noyau magnétique est liée pratiquement à sa longueur et aux dimensions du noyau. Sa caractérisation se fait à partir de l'inductance d'une

bobine dite de référence. Celle-ci étant l'inductance qui correspond à la même bobine en l'air ou sans noyau (voir fig.(10)).

En effet, pour une telle bobine, la valeur de l'inductance peut être donnée par la relation:

$$L_c = d_c F_a * 10^{-7} \qquad (22)$$

où d_c est le diamètre de la bobine en mètre et F_a le facteur de forme fonction de la longueur de la bobine. Ce dernier est représenté par le graphe de la figure (21).

En introduisant un bâtonnet de ferrite dans la même bobine, son inductance augmente d'un facteur μ_c et devient:

$$L = \mu_c L_c \qquad (23)$$

où le paramètre μ_c est lié à la perméabilité magnétique relative du noyau. Il est fonction de la perméabilité initiale du bâtonnet, de son rapport dimensionnel et de la géométrie de la bobine. Le facteur (μ_c) est défini également comme étant le coefficient de changement dans l'inductance après insertion du noyau et est déterminé par le rapport de l'inductance de la bobine avec et sans noyau [SUC.52].

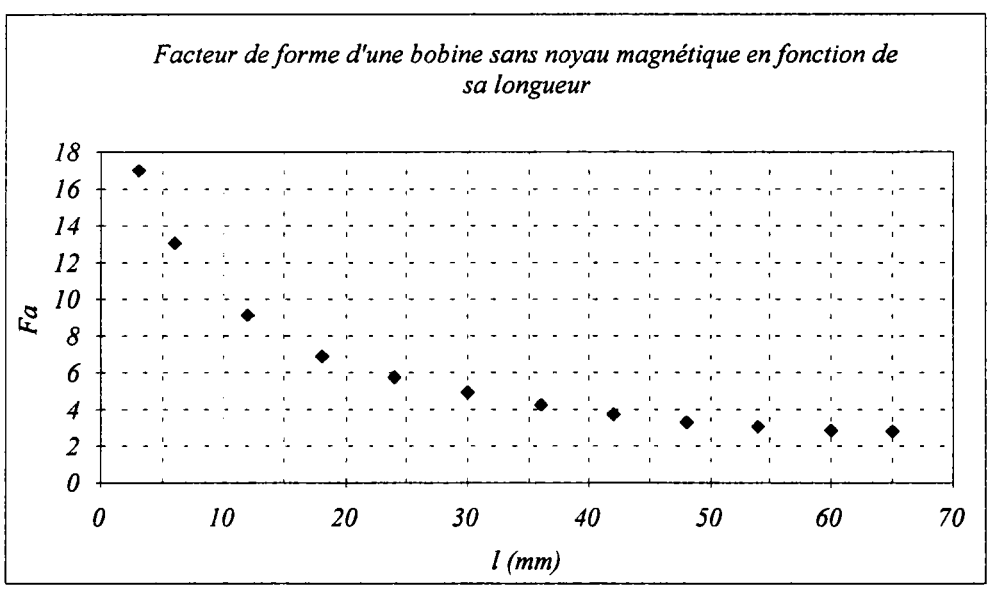


fig.(21)

2.1.8.4. Largeur de bande et résistance de source nécessaire

La largeur de bande à 3 dB ou bande passante est donnée par la relation:

$$\Delta f = \frac{f}{Q_L} \qquad (24)$$

donc à partir de l'équation (12), on peut l'écrire autrement:

$$\Delta f = \frac{f}{Q_u}\frac{(R_p + R_L)}{R_L} \qquad (25)$$

Il est clair qu'à partir de la relation (25), la connaissance de la largeur de bande à 3 dB nécessite de connaître la résistance de source. Etant donné que la loi de variation de l'inductance du film métallique est déterminée en fonction de ses dimensions et qu'un noyau magnétique quelconque est caractérisé par son facteur de pertes ainsi que par son rapport dimensionnel alors il est possible d'évaluer approximativement la résistance du dipôle pour une longueur donnée. En effet, pour un bâtonnet dont le rapport dimensionnel est de 4.5 et dont la longueur de la bobine couvre entièrement le noyau $(F_c = 0.7)$, elle est au minimum de l'ordre de 2.0 $K\Omega$. Pratiquement elle est de $1.7K\Omega$. On note au passage qu'elle est en général de l'ordre de quelques dizaines de $K\Omega$ voir même une centaine pour les dipôles à multispires [SNE.88b].

De ce fait, nous nous permettons de dire que le couplage direct étudié précédemment ne peut être adopté pour cette application et cela pour différentes raisons. D'une part, la condition portant sur un transfert maximum de puissance ne peut être remplie parce que la résistance équivalente de pertes est largement supérieure à celle d'entrée du récepteur. La bande passante en charge est donc forcément plus large que celle souhaitée. D'autre part, il ne peut offrir la possibilité de moduler la résistance de source afin d'avoir un facteur de bruit minimal. Néanmoins, il pourrait convenir si le premier étage d'entré du récepteur procédait à une amplification en tension et non pas en courant [THO.77].

Pour garantir les différentes conditions ou du moins pour obtenir le meilleur compromis possible un rapport de transformation d'impédance est donc indispensable entre l'antenne et l'entrée du récepteur. Pour cela, deux méthodes peuvent être envisagées: l'une consiste à faire appel au couplage magnétique via une prise secondaire montée et placée sur le noyau à une distance précise de la bobine primaire (voir §.2.1.3). Cette méthode peut constituer une solution à ce type de problème. Néanmoins, à l'échelle industrielle elle présente des difficultés supplémentaires ou des points durs par rapport à une seconde méthode dite à couplage capacitif [ROD.81].

2.1.8.5. Couplage à point milieu ou capacitif

Dans le cas de ce type de couplage, le récepteur vient se connecter au point milieu des diodes c'est à dire au point d'arrivée de l'alimentation Vv à travers une capacité de liaison qui a pour rôle d'empêcher le retour ou l'acheminement de la composante continue vers l'amplificateur du récepteur (voir fig.(22)). La méthode d'analyse la plus aisée, pour situer ce

mode de couplage par rapport au couplage direct, est d'exprimer l'admittance de la branche qui contient les capacités C_1, C_2 et la charge R_L. Ainsi, elle est donnée par la relation:

$$Y = \frac{j\omega C_1(G_L + j\omega C_2)}{j\omega C_1 + G_L + j\omega C_2}$$

où G_L est l'inverse de la résistance de charge.

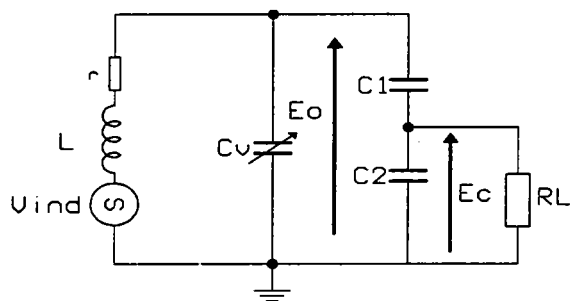


fig.(22)

Pratiquement le terme G_L ne constitue que 8 % au maximum à la fréquence 87.5 MHz et 5 % à 108 MHz devant le terme $\omega(C_1 + C_2)$. Ainsi, l'expression de l'admittance peut être l'objet d'une approximation justifiée et devient alors:

$$Y \cong k^2 G_L + jkC\omega \qquad (26)$$

avec $k = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$.

L'analyse de la relation (26), ainsi, trouvée nous permet d'établir le lien qui existe entre la charge dans le cas d'une prise capacitive par rapport à celle qui correspond au couplage direct. En effet, l'admittance de la branche considérée du circuit à prise capacitive Y n'est autre que celle d'un circuit ayant les deux capacités C_1 en série avec C_2 et en parallèle avec une charge $\frac{R_L}{k^2}$. Elle montre parfaitement que la résistance du générateur à prise capacitive (aux bornes de la capacité C1) ne présente que k^2 de la résistance qu'il y aurait aux bornes du générateur à couplage direct.

Quant à la tension qui pourrait être relevée aux bornes de C_1 autrement dit aux bornes de la prise capacitive, elle est donnée par l'expression qui va suivre et qui est justifiée pour toute fréquence angulaire ($\omega=\omega_0$) donnée de la bande II telle que $\omega(C_1 + C_2) >> R_L$.

$$\frac{E_c}{E_0} \cong k \qquad (27)$$

Nous remarquons bien que la réduction de la résistance du générateur d'un facteur k^2 s'est traduit par une réduction de la tension d'un rapport k. Nous pouvons dire alors qu'une telle réduction de la tension est le prix à payer pour diminuer la résistance de la source d'un facteur k^2 et par conséquent l'effet d 'amortissement du circuit accordé lors de son implantation dans le récepteur est diminué. Cela représente en fait l'avantage particulier que présente le couplage capacitif sur le couplage direct. A titre d'exemple, constatons bien que pour $C_1 = C_2$, une réduction de 75% de la résistance équivalente des pertes s'accompagne à peine d'une réduction d'un facteur de 2 de la tension de la source.

Ainsi, en couplage capacitif, la bande passante autrement dit le facteur de qualité en charge est donnée par:

$$\Delta f = \frac{f}{Q_u}\frac{\left(k^2 R_p + R_L\right)}{R_L} \qquad (28)$$

De la même manière que précédemment, l'expression (19) correspondant au rapport signal à bruit devient:

$$\frac{S}{N} = \left(\frac{P_{SO}}{P_{nO}}\right)_{dem} = \frac{m^2 k^2 E^2 h_e{}^2 Q_u}{F_n 4KT\Delta f L\omega} \qquad (29)$$

Les équations (28) et (29) traduisent, en fait, l'effet de la transformation d'impédance sur la bande passante en charge et donc sur le rapport signal à bruit.

2.1.8.6. Choix d'une configuration

Etant donné qu'en couplage direct la résistance du dipôle subit une variation allant de 1.7 à 10.5 KΩ (voir fig.(6.c)) en fonction de la longueur du feuillard alors en couplage capacitif il est possible d'assurer une variation de 0.4 à 2.6 KΩ en admettant que le facteur k est égale à 0.5. On doit noter que cela reste vrai bien sûr dans le cas ou l'accord se fait juste avec des composants discrets autrement dit avec des capacités fixes. Cependant, puisque l'accord doit s'effectuer avec des varicaps la résistance doit baisser et cela pour une simple raison c'est que les pertes augmentent et par conséquent le facteur de qualité ou la largeur de bande à 3 dB doit baisser (voir équa (10)). Pratiquement une telle baisse est d'autant plus accentuée que le dipôle est placé au voisinage du plan métallique constituant le blindage du récepteur. Une baisse totale de l'ordre de 35 % en moyenne a été relevée à la fréquence centrale.

De ce fait, si on se base rien que sur la première condition dite de transfert maximum de puissance, en principe la longueur de la bobine doit être fixée aux alentours de 30 % de la longueur du noyau. Par contre si seule la condition qui porte sur le facteur de bruit est prise en

compte alors la longueur de la bobine doit être au voisinage de 75 %. Dans ces conditions la largeur de bande à 3 dB calculée à partir de l'équation (23) dans ces deux cas est estimée respectivement à 2 et à 1.4 MHz. Nous constatons ainsi que la bande passante souhaitée peut être garantie.

Nous nous proposons de voir maintenant l'évolution du rapport signal à bruit calculé en fonction de la résistance du dipôle en couplage capacitif ou indirectement de la longueur de la bobine. En effet, rappelons d'abord que sa variation dépend surtout du terme $\frac{h_e^2 Q_u}{F_n L\omega}$. Ce dernier en fonction de la résistance évolue suivant la figure (23) qui montre que la valeur de la résistance qui correspond à un maximum rapport signal à bruit est comprise entre 400 et 700 Ω.

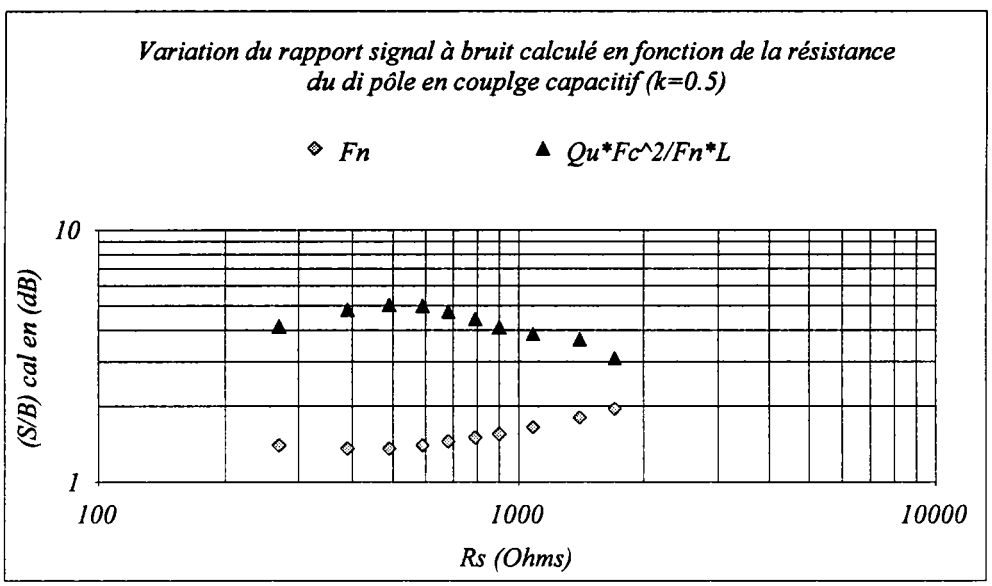


fig.(23)

Ainsi, afin d'assurer un compromis entre les deux conditions en question un choix d'une longueur moyenne constituant 50 % de celle du noyau peut être retenu. Notons toutefois que pour des raisons de contraintes liées à la linéarité de l'accord entre l'antenne et le récepteur cette longueur peut être moduler de ± 5 %.

2.1.8.7. Exemple d'application:

Considérons maintenant le cas d'une bobine de longueur égale à 36 mm (53%) centrée sur un noyau magnétique (voir fig.(24.a)). Cette longueur nécessite en fait une capacité totale de 50 (±3) pF autrement dit 13 diodes de type BB515 [SIE.92] réparties de façon uniforme pour être accordée à 98 MHz donc une inductance égale à 52 (±3) nH (voir fig.(6,b)). Pour des raisons de facilités industrielles, un film métallique est prévu pour l'implantation des diodes (voir fig.(24.b)).

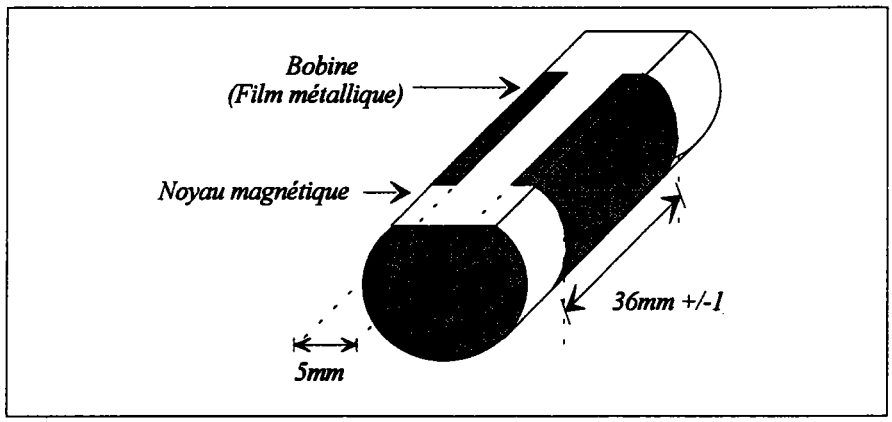


fig.(24.a) Implantation des diodes varicaps sur le film conducteur

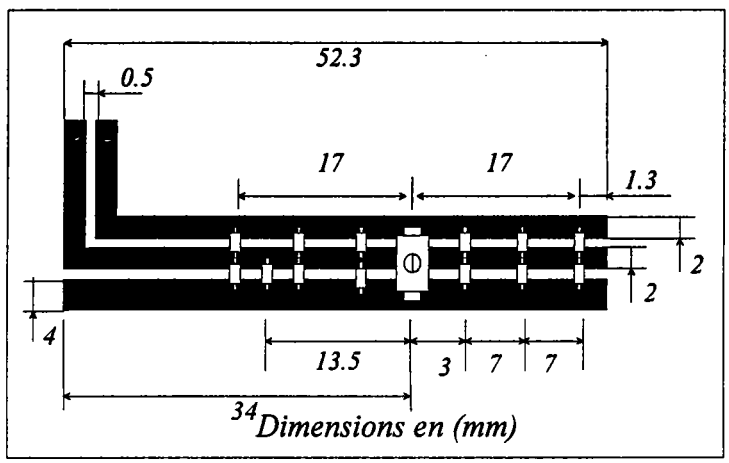


fig.(24.b) Position de la bobine sur le noyau (longueur du feuillard = 36 ±1 mm)

Pour montrer l'action des varicaps sur la largeur de bande à 3 dB nous avons procédé à son relevé à trois fréquences différentes telles que 87.5, 98 et 108 MHz. Cela est illustré par les figures (25, a, b, c) qui représentent respectivement ce paramètre, en couplage direct et à vide, avec des capacités et des varicaps. De telles figures montrent d'une part que la largeur de bande en question s'élargit lors de l'utilisation des varicaps et d'autre part que cela s'accompagne d'un affaiblissement de l'ordre de 3 dB. On note également qu'elle s'élargit même avec la fréquence. Ce phénomène s'explique par le fait que les pertes dans le cuivre augmentent avec la fréquence.

La mesure de la résistance du dipôle a été effectué à partir de l'analyseur vectoriel. Ainsi, nous avons pu relever un tel paramètre successivement à trois fréquences d'accord différentes. De tels relevés sont représentés par les figures (26, a, b, c). Nous constatons alors que la résistance du dipôle en couplage capacitif est en moyenne de l'ordre de 580 Ω.

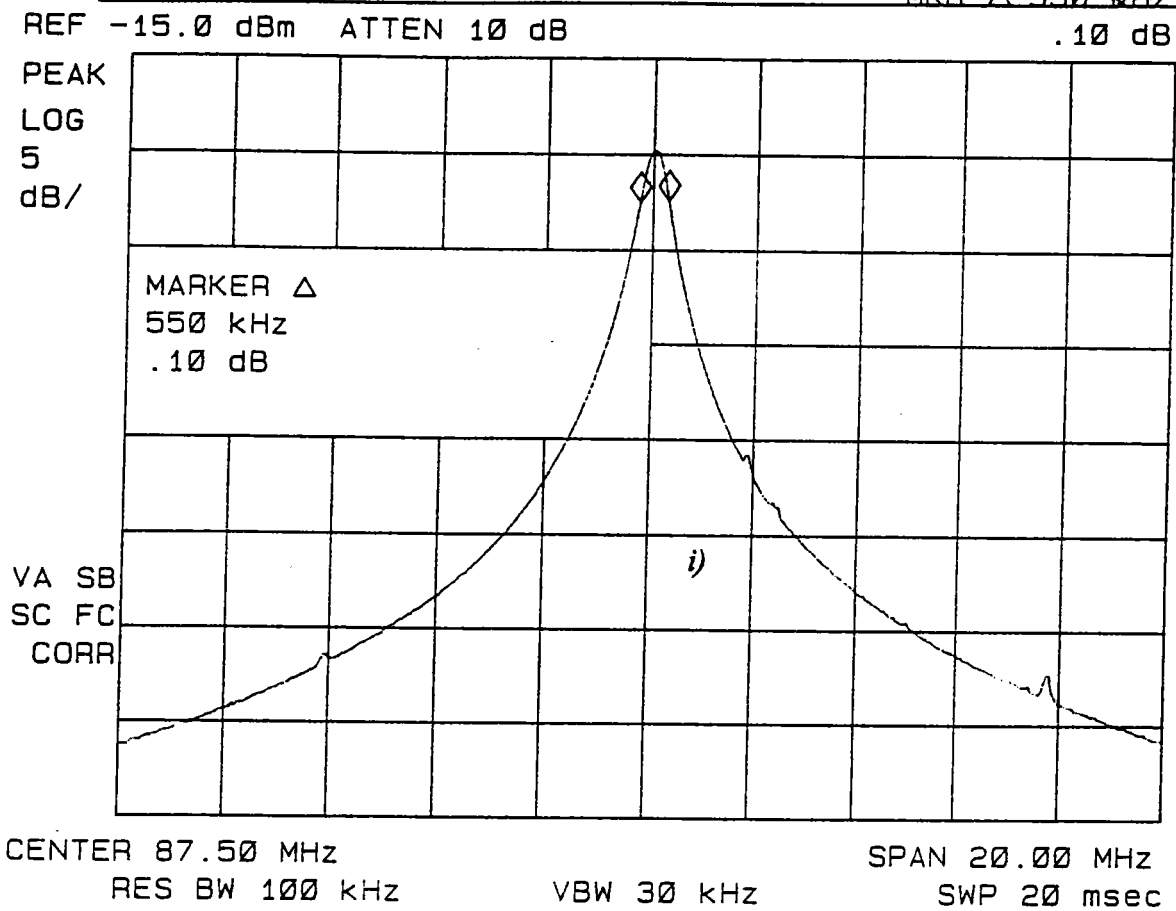
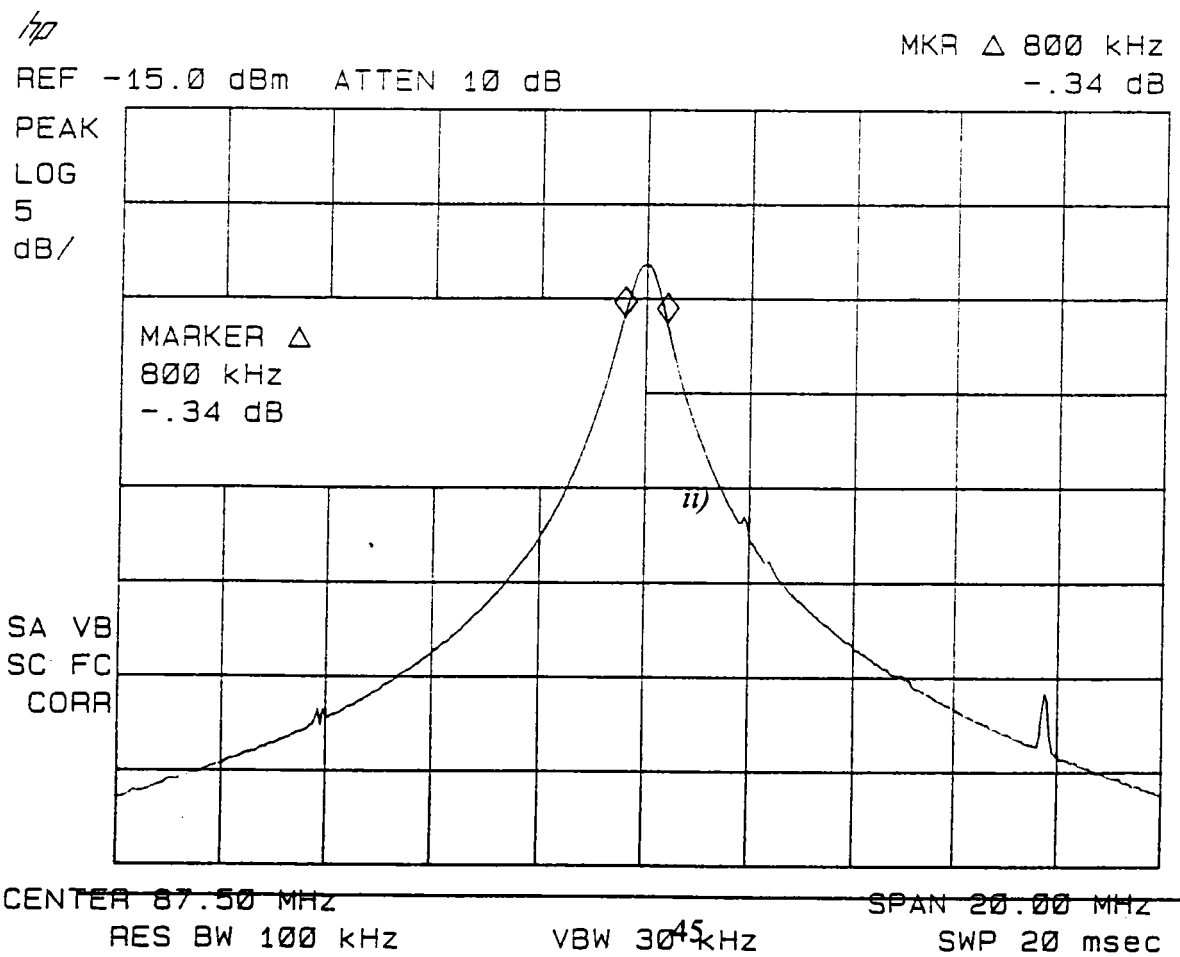


fig.(25.a): i) dipôle accordé avec des capacités
ii) dipôle accordé avec des diodes varicaps



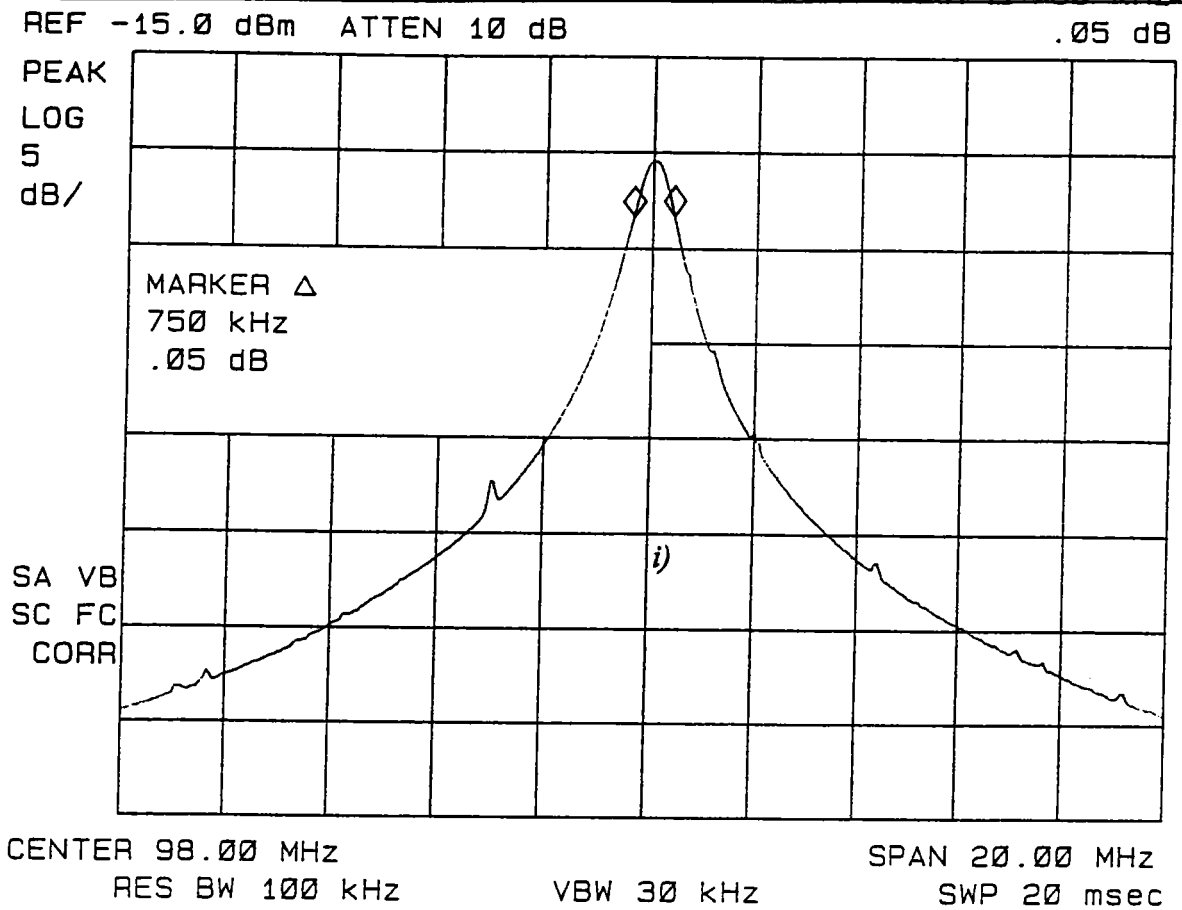
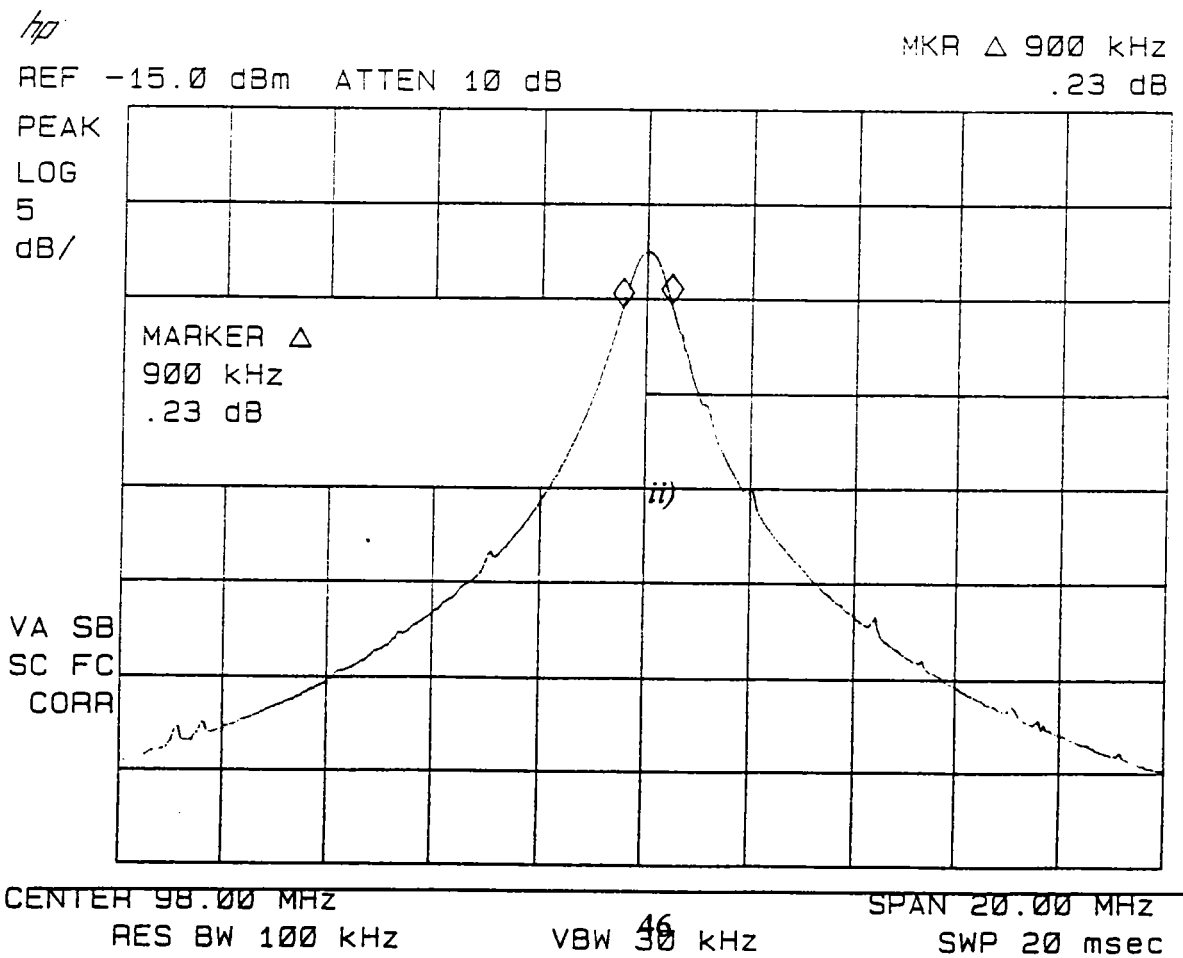


fig.(25.b). i) dipôle accordé avec des capacités
ii) dipôle accordé avec des diodes varicaps



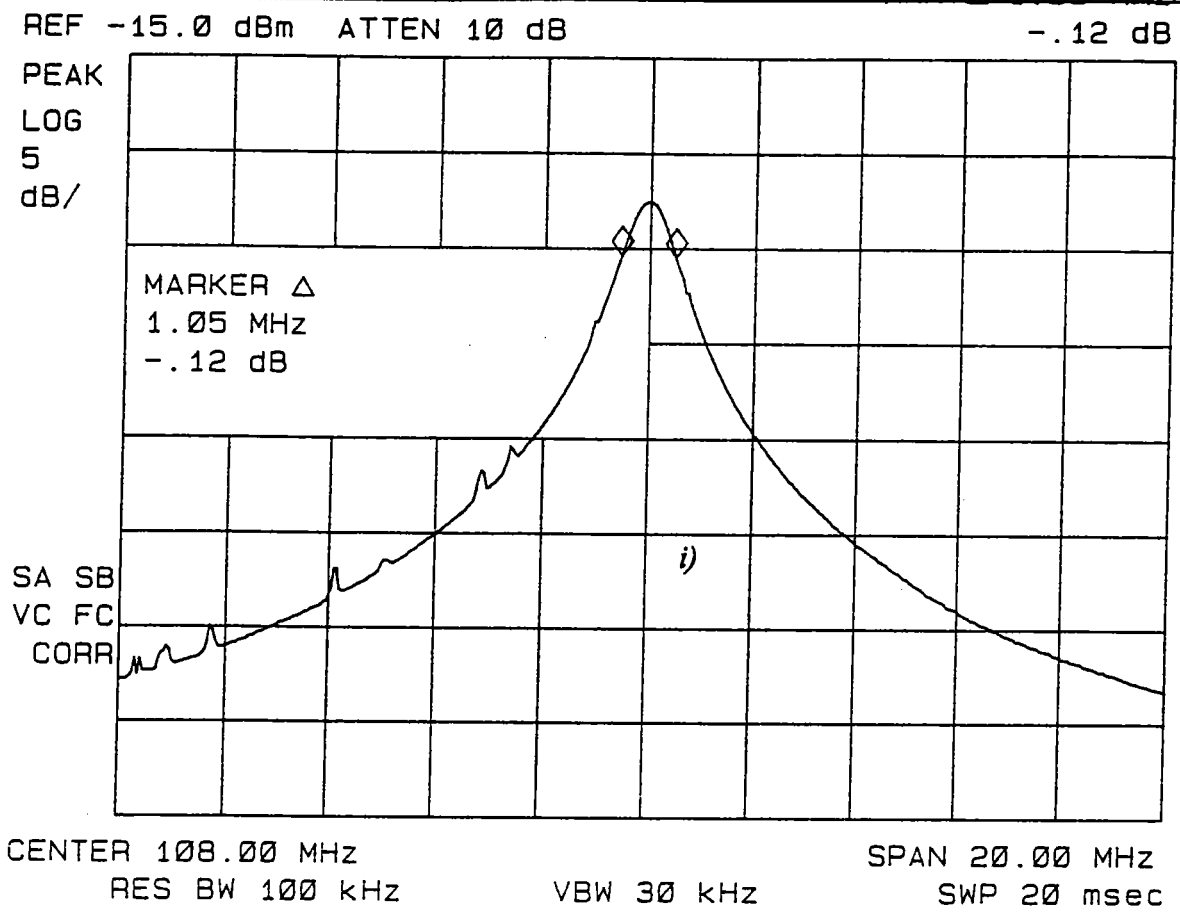
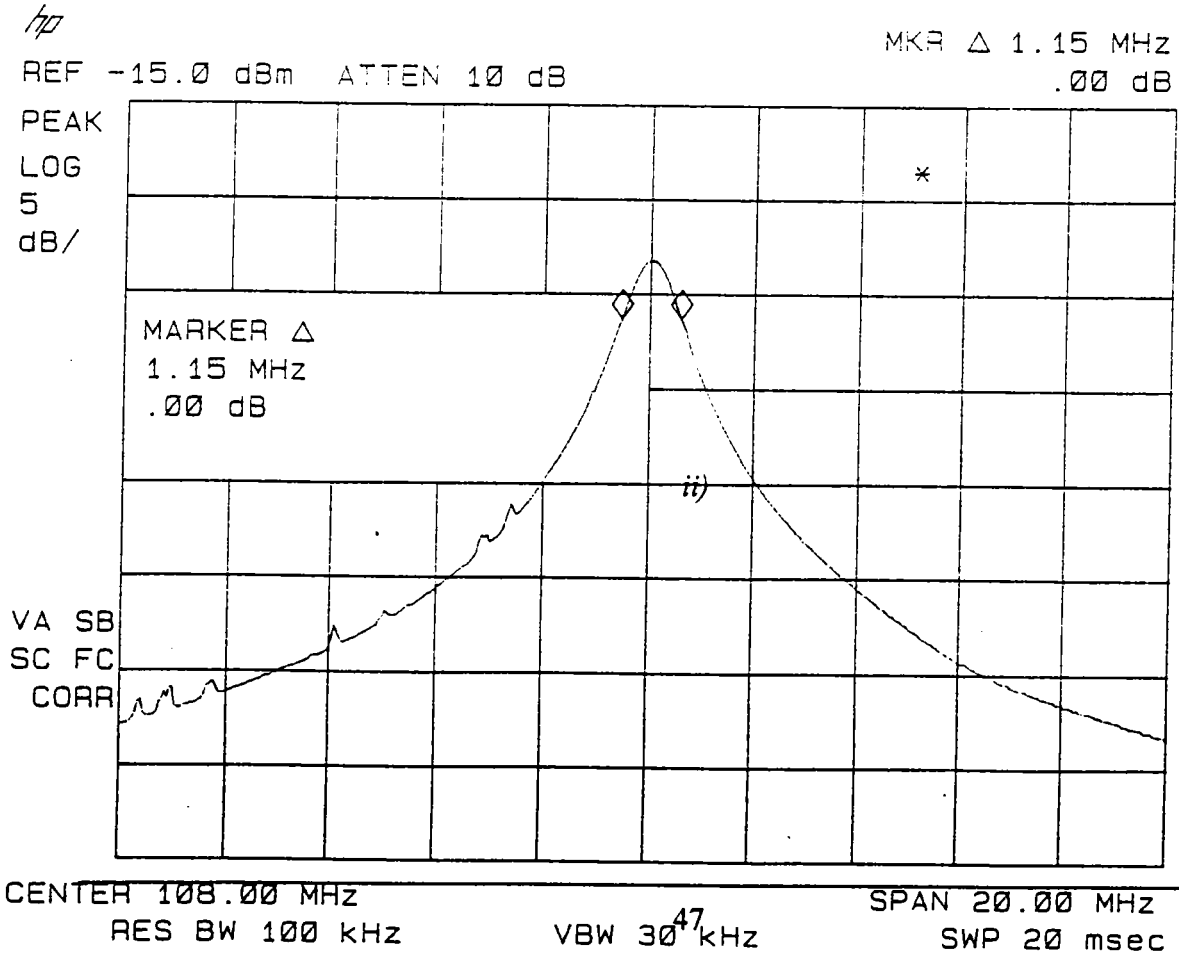


fig.(25.c). i) dipôle accordé avec des capacités
ii) dipôle accordé avec des diodes varicaps



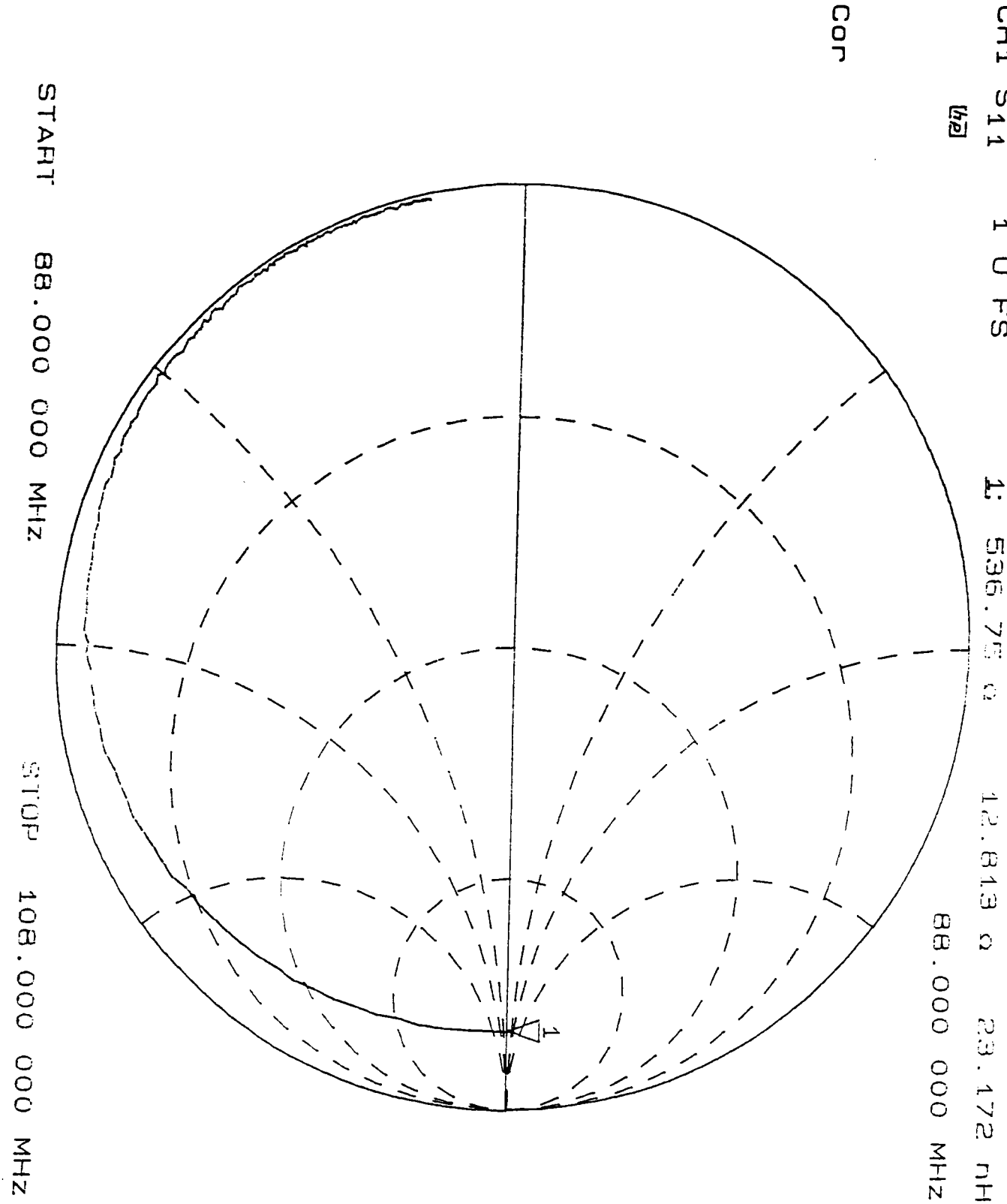


fig.(26,a). Résistance du dipôle accordé sur 87.5 MHz en couplage capacitif

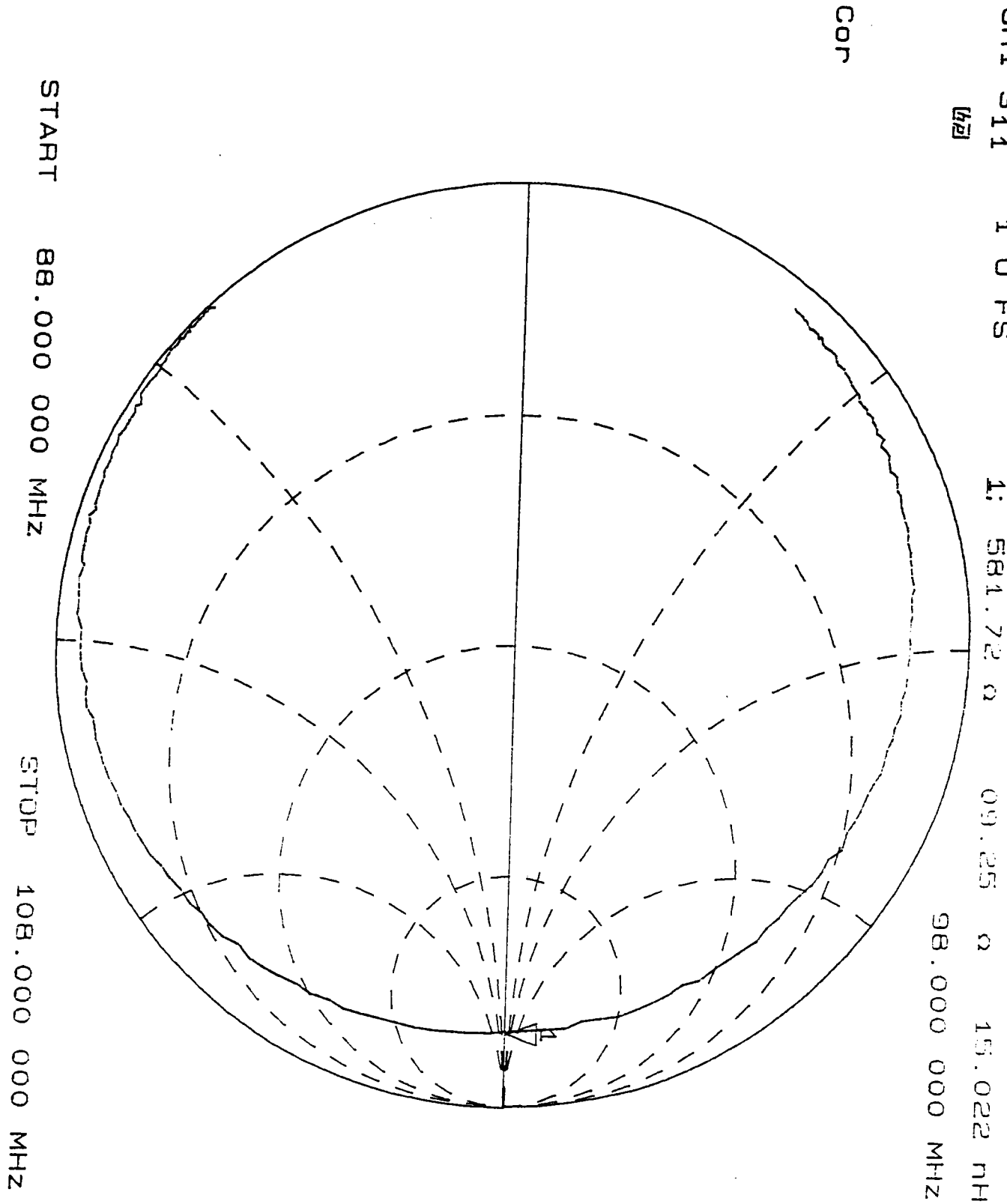


fig.(26,b). Résistance du dipôle accordé sur 98 MHz en couplage capacitif

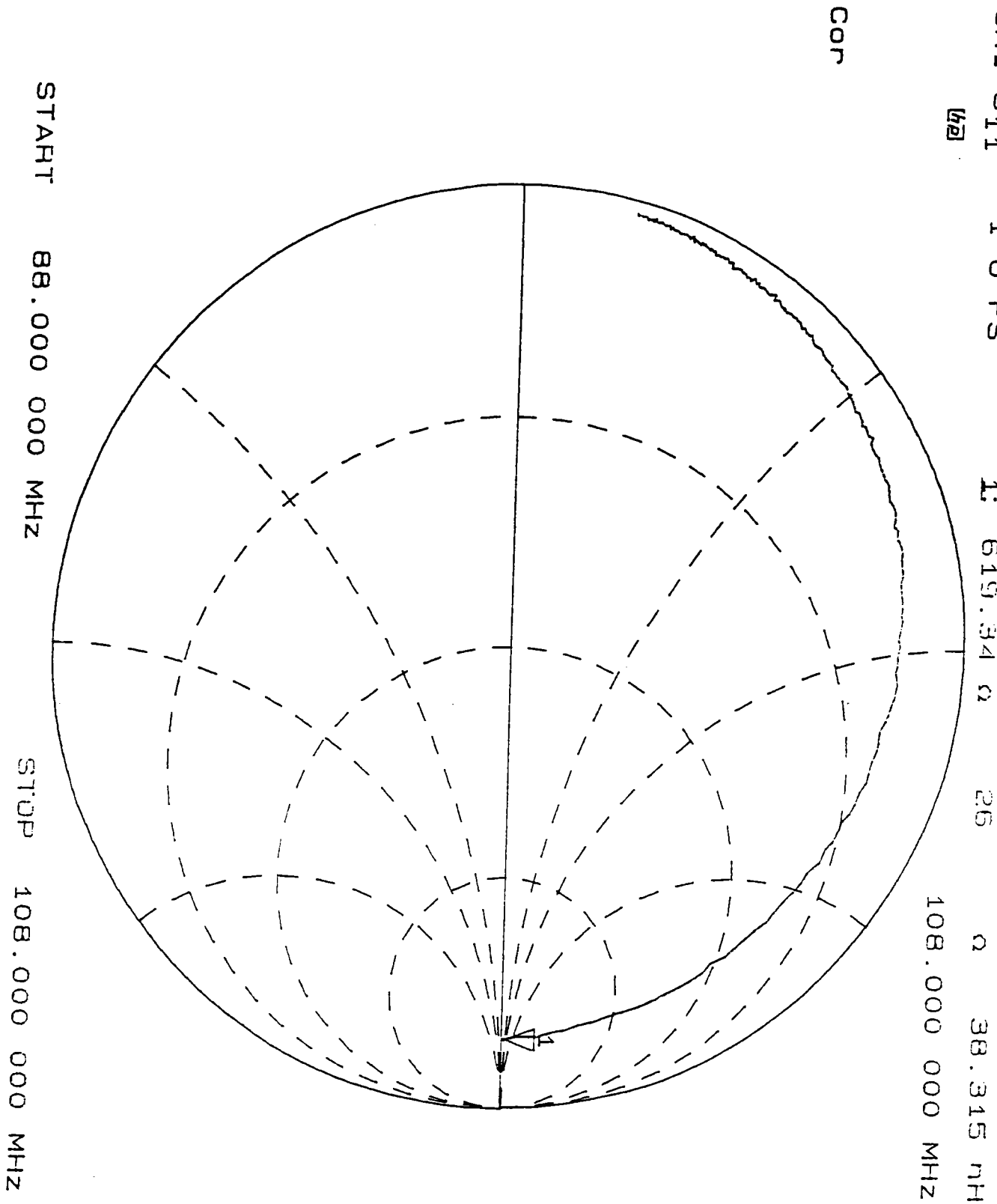


fig.(26,c). Résistance du dipôle accordé sur 108 MHz en couplage capacitif

Il importe de signaler que nous avons enregistré une variation de la résistance évaluée à 20 % suivant que le dipôle est placé à proximité du plan métallique du blindage du récepteur ou non. Afin de voir le comportement de l'antenne à vide en fonction de la fréquence nous avons relevé la réponse en fréquence (voir fig.(27)). Cette caractéristique montre en fait que l'amplitude en couplage direct et capacitif est à peu près constante dans toute la bande. Elle met, en évidence, le rapport de transformation d'impédance qui est de l'ordre de 6 dB.

Une fois les caractéristiques à vide sont déterminées, il nous reste à relever celles en charge. En fait, après avoir accordé l'antenne et le récepteur à la même fréquence nous avons procédé au relevé de la bande passante en charge à trois fréquences différentes en couplage capacitif ainsi que la réponse en fréquence (voir fig.(28, a, b)). Il est clair donc que la largeur de bande à 3 dB de l'antenne en charge est en moyenne de 1.55 MHz.

2.1.9. Mesure de la sensibilité de l'antenne

2.1.9.1. Relevés de mesures expérimentaux

Afin d'évaluer statistiquement le taux de bonne réception dans toute la bande FM, nous avons envisagé de tester un lot de dix récepteurs dotés d'antennes basées autour de la même structure. Dans un premier temps, nous avons procédé au réglage d'accord de l'étage RF à l'antenne testée. Par la suite, nous avons effectué la mesure de la sensibilité sur les trois fréquences représentatives de la bande (87.5, 98 et 108 MHz) (voir §.1.5). Une telle mesure est basée sur le critère correspondant à la réception de 80 % de messages corrects (voir recommandations de Televerket) [TEL.76]. Elle consiste en fait à relever la valeur du champ appliquée pour remplir une telle condition.

Les résultats de cette opération sont illustrés par les organigrammes des figures (29.a, 29.b). L'analyse de ces deux organigrammes montre clairement que la structure choisie répond favorablement respectivement à 87 % et à 97 %.

Afin de mesurer également la sensibilité en fonction de la position du récepteur dans le plan horizontal, nous nous sommes intéressés à la variation de la réponse en champ en fonction de la position du récepteur par rapport à l'axe privilégié. Pour ce nous avons disposé le récepteur sous test sur un plateau tournant placé au milieu de l'antenne de mesure. La mesure de la sensibilité relevée en dBμV/m en fonction de la position du récepteur par rapport à l'axe d'émission est illustrée par la figure (30). Il s'avère donc que l'atténuation est comprise entre 25 et 30 dB pour ($\theta = \pm 90°$). Ceci confirme parfaitement l'allure du diagramme de rayonnement théorique illustré par la figure (13).

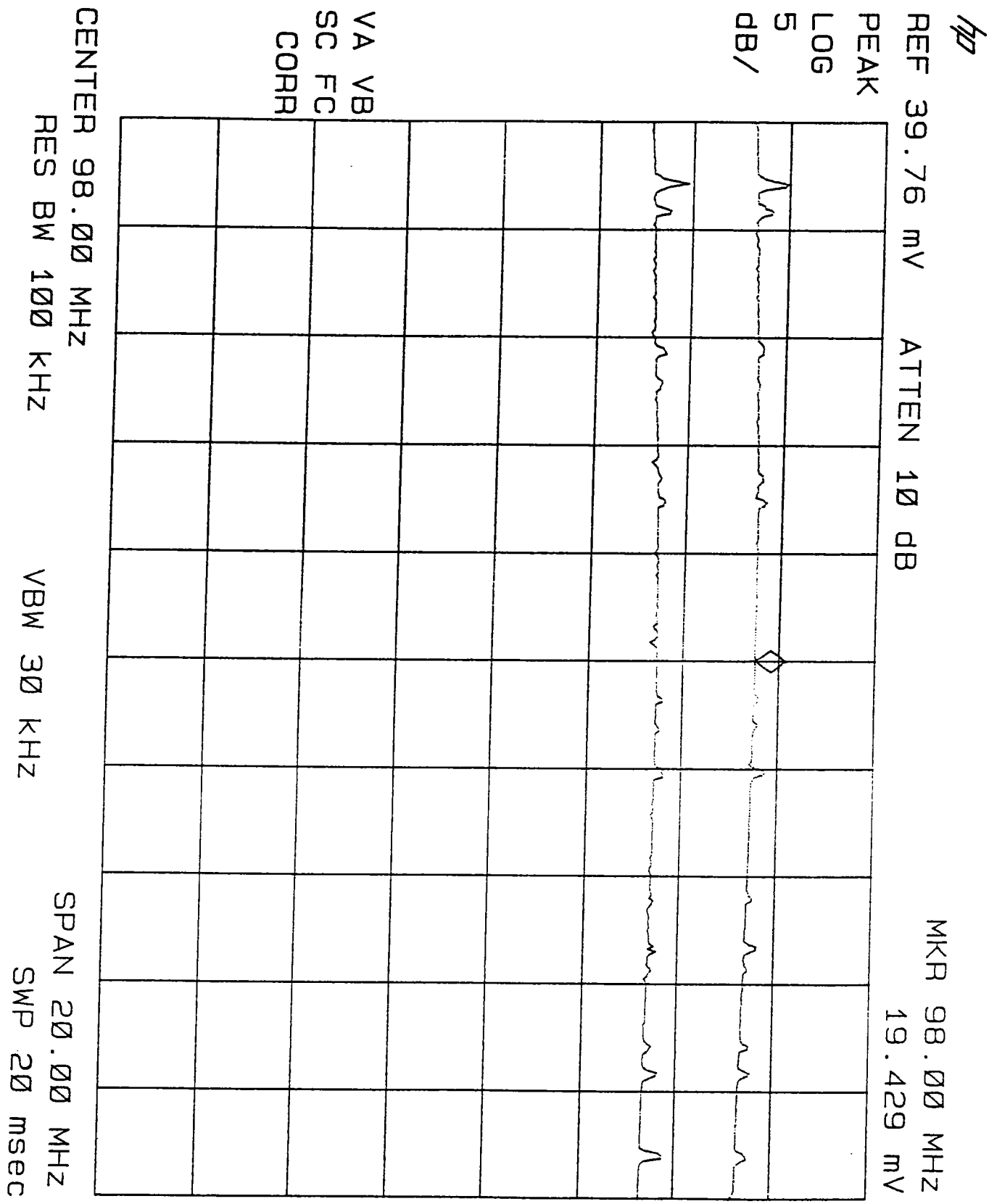


fig.(27). Réponse en fréquence du dipôle accordé en couplage direct et capacitif

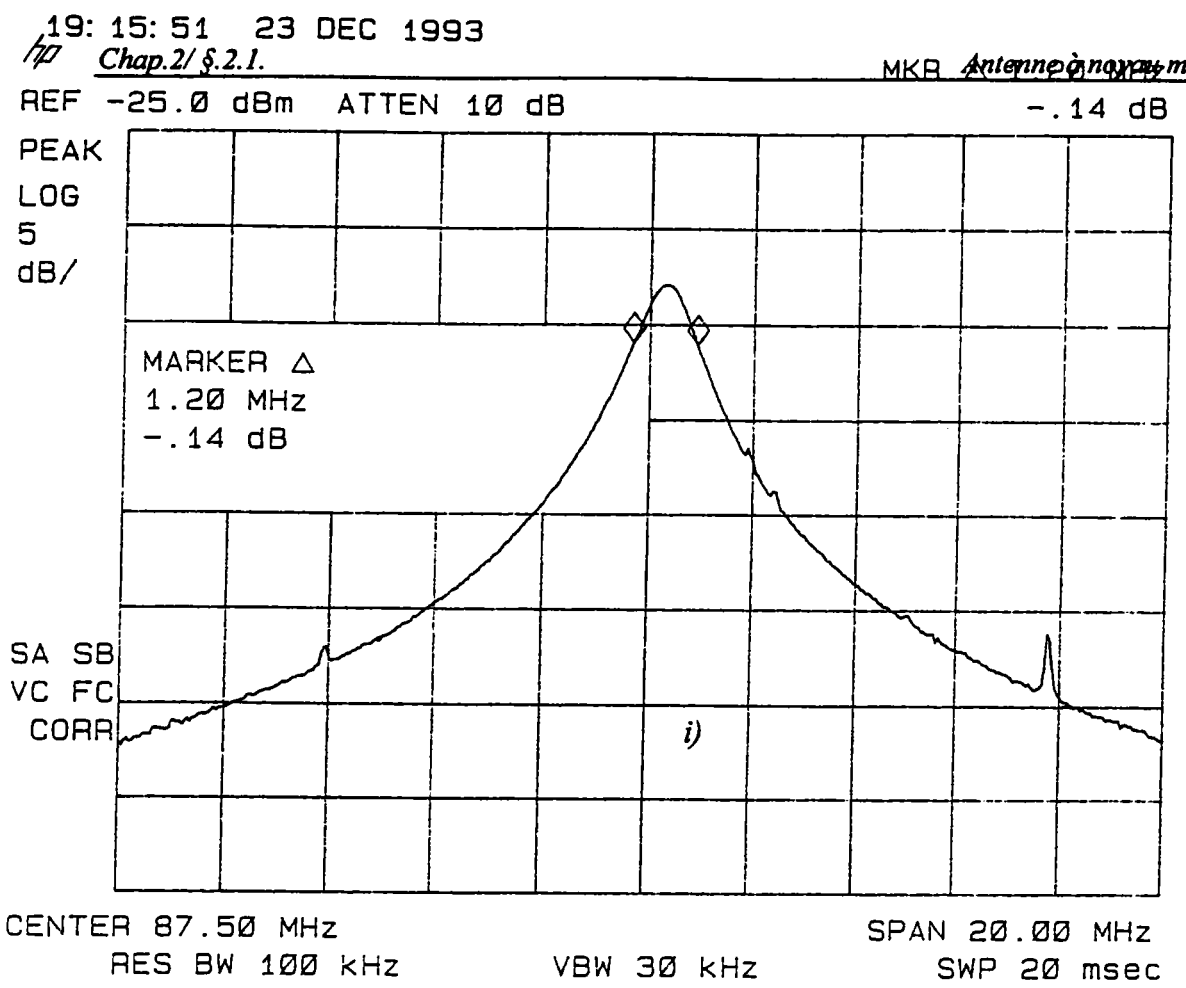
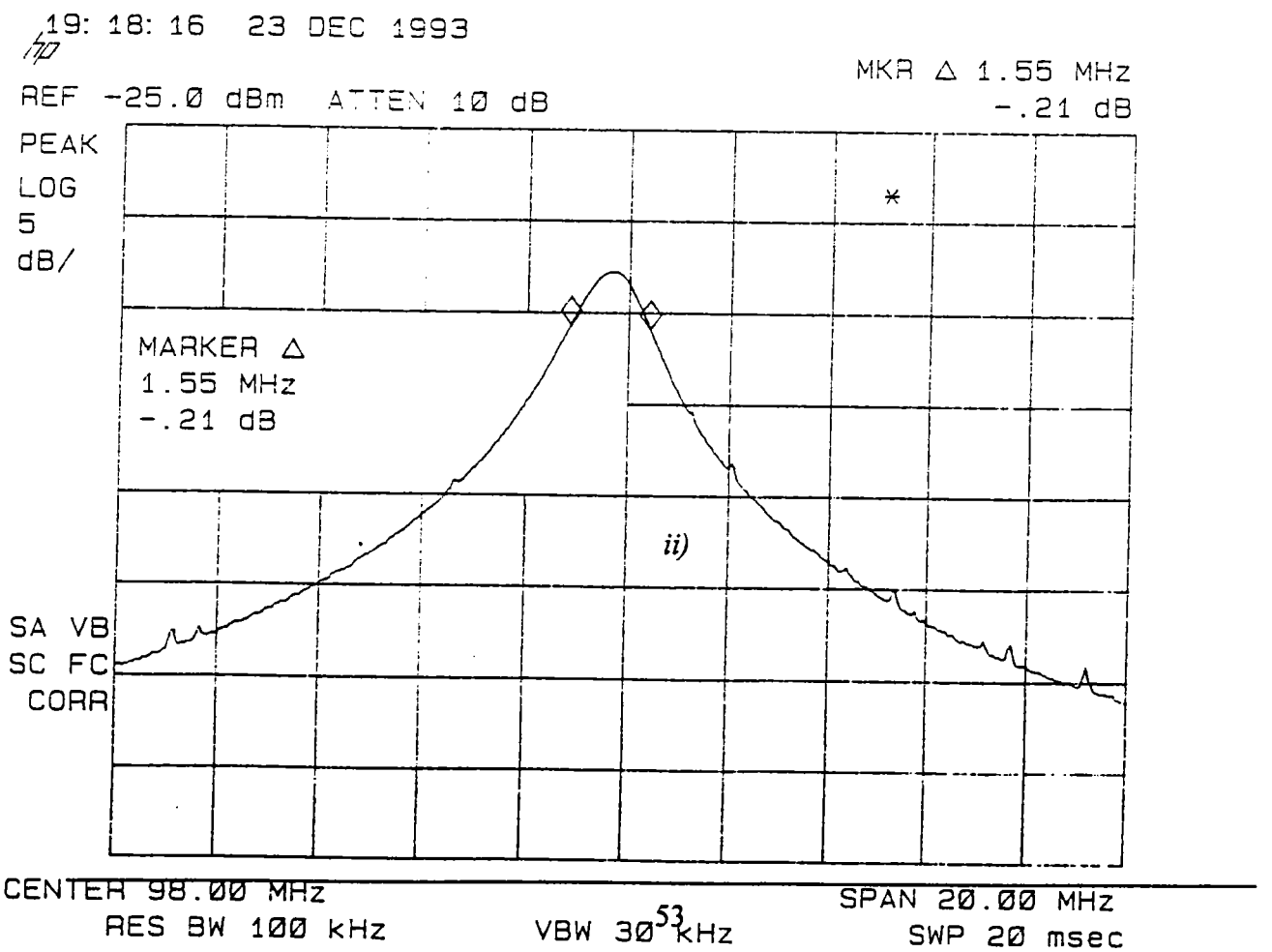


fig.(28.a). i) Bande passante à 87.5 MHz

ii) Bande passante à 98 MHz



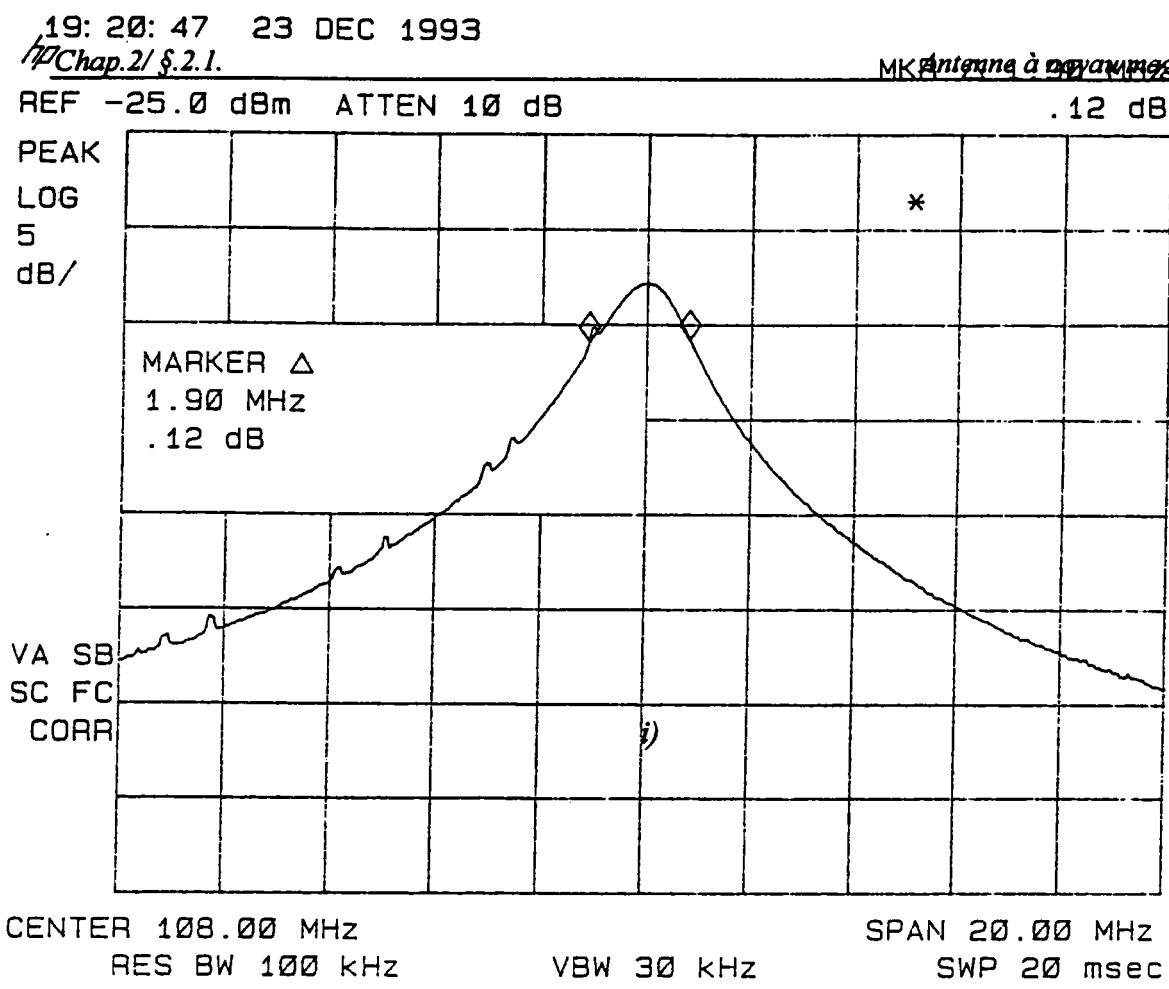
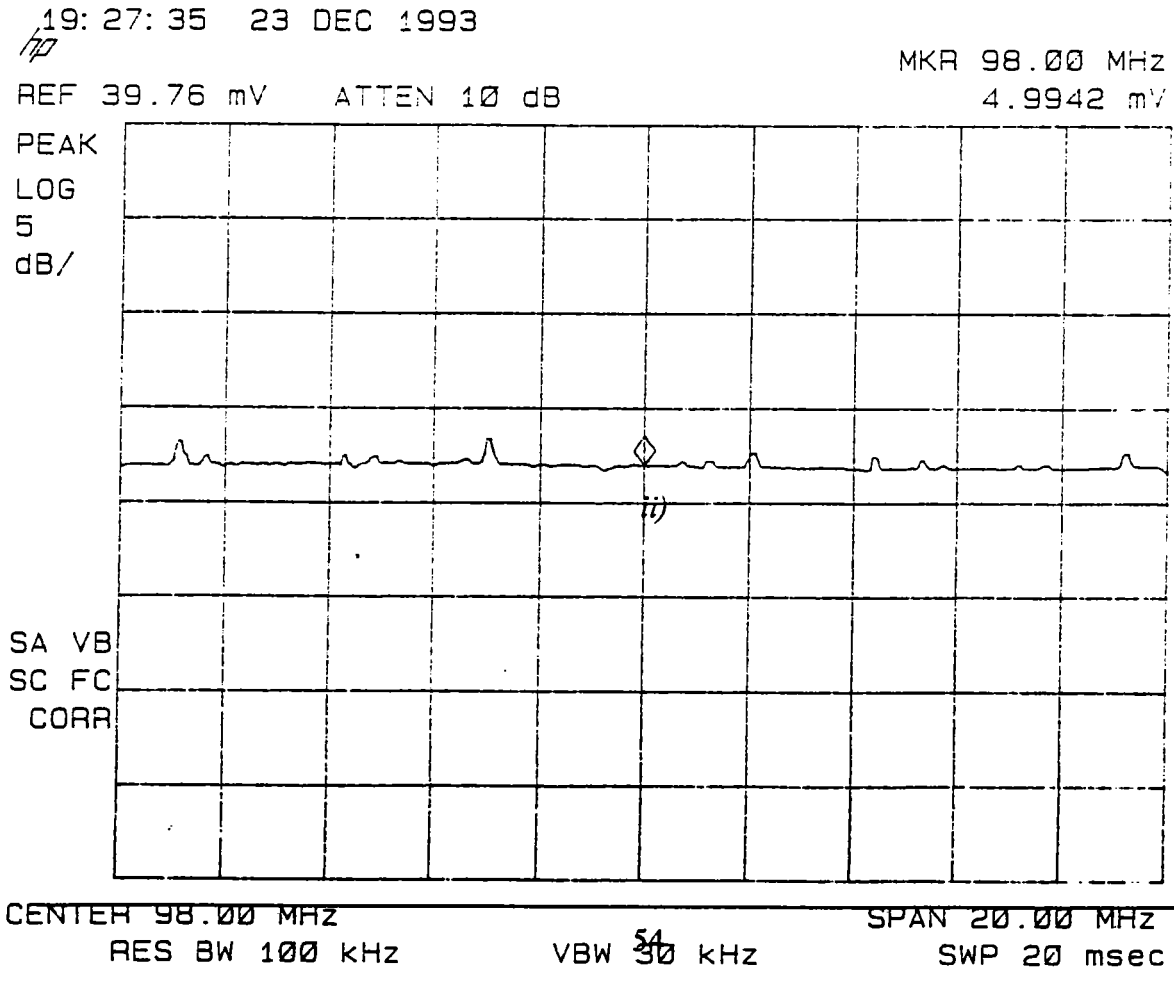
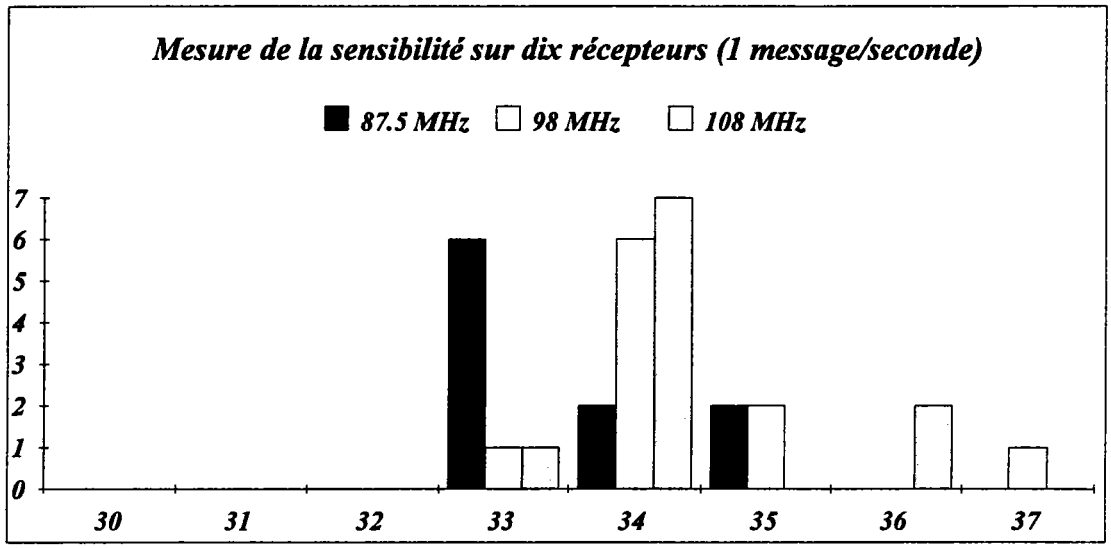


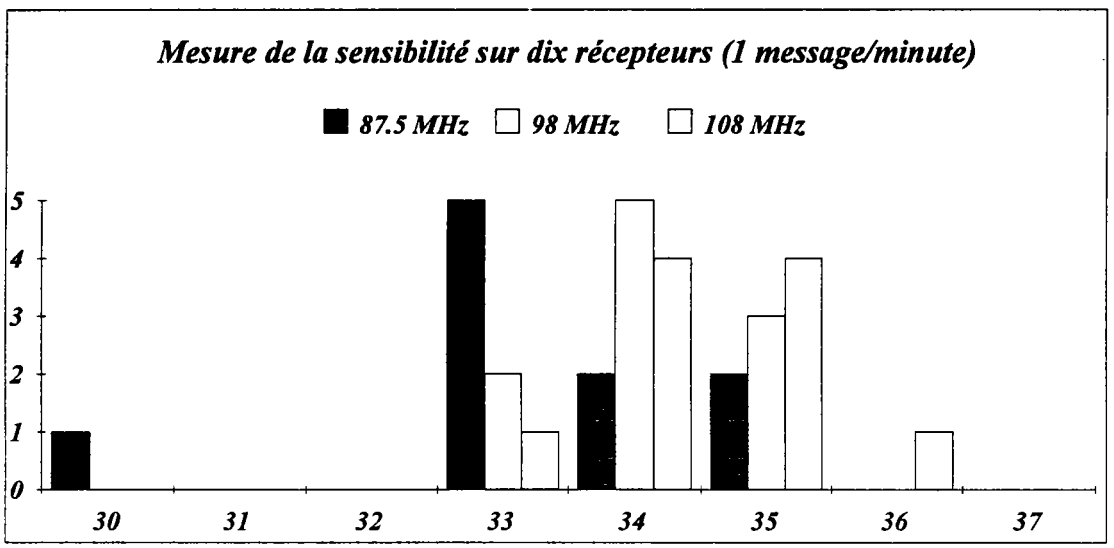
fig.(28.b). i) Bande passante à 108 MHz

ii) Réponse en fréquence du dipôle en charge en couplage capacitif





a)



b)

fig.(29)

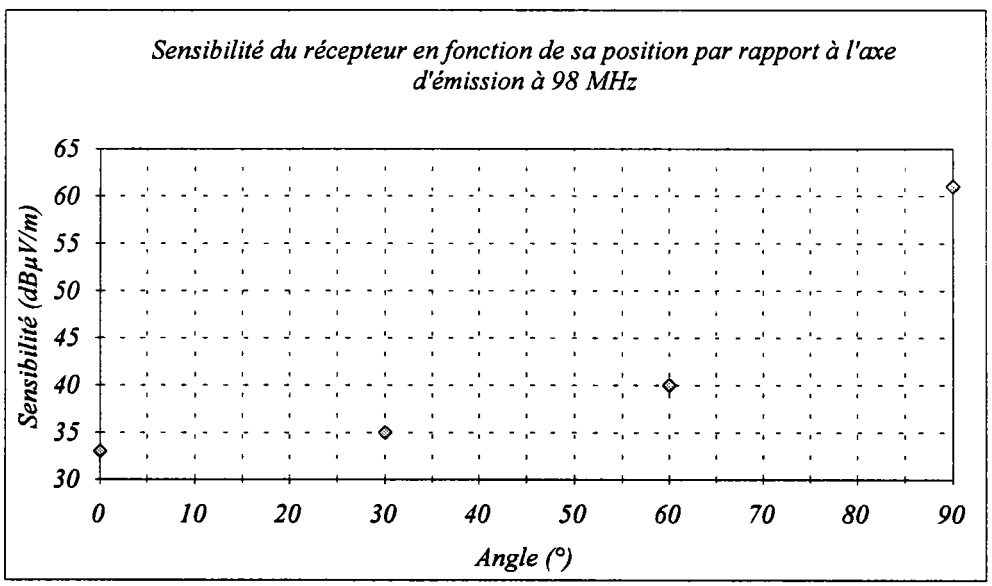


fig.(30)

2.2. ANTENNE CADRE

2.2.1. Présentation d'une nouvelle technique

La configuration originale que nous proposons dans les paragraphes qui vont suivre est basée autour d'un film en cuivre monté sur un support constituant le boîtier ou la demie coque du coffret du récepteur (voir fig.(1)). Le film ainsi considéré n'est autre qu'une antenne cadre de type particulier sensible au champ magnétique dont l'amplitude du signal relevé à ses bornes est proportionnelle à la surface du cadre et inversement proportionnelle à la surface occupée par le module d'acquisition ou cartes traitant l'information.

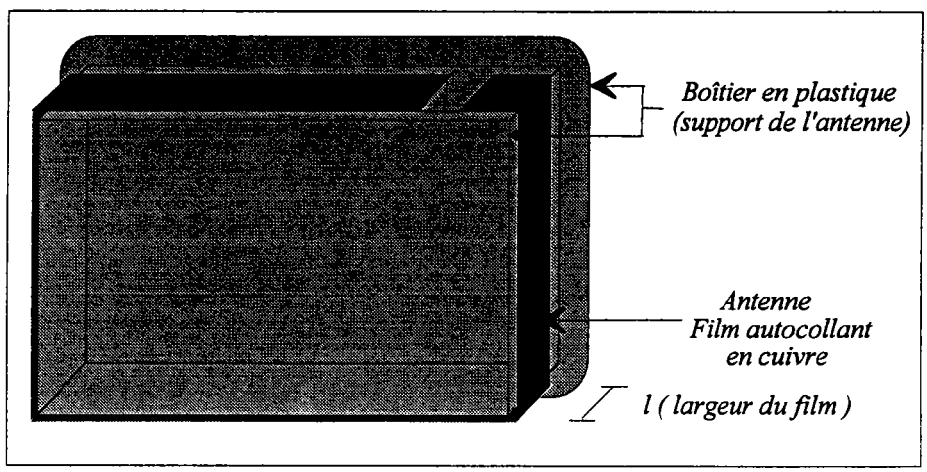


fig.(1). Représentation de l'antenne (film en cuivre) sur une partie du coffret du récepteur

Cependant, il est très important de noter que le principe qui régit cette antenne est basé autour de la notion de boucle résonante [JAC.86], [MIN.88], [NGU.91]. Cette dernière est formée par un film en cuivre autocollant constituant ainsi la bobine aux bornes de laquelle viennent se brancher des diodes à capacités variables (Varicaps). Ces diodes à capacités variables permettent d'accorder l'antenne au récepteur à une fréquence imposée par celui-ci.

2.2.2. Les bases de l'originalité de la technique utilisée

L'idée originale s'appuie sur le fait qu'il fallait réaliser une antenne sélective qui répond au mieux à l'ensemble des critères précédents. L'un de ces critères considéré à la base de cette originalité est l'immunité aux influences parasites tels que l'effet de main ou corporel et les effets dus aux masses métalliques.

Etant donné que le récepteur est sensé être porté à la ceinture où à la chemisette de l'opérateur, il fallait donc réduire l'effet capacitif du corps humain ou d'un plan métallique sur l'antenne

qui peut à tout moment désaccorder l'antenne et par conséquent dégrader notablement la sensibilité du récepteur.

En partant de la définition de la capacité crée par les deux surfaces en regard telles que celle de l'antenne et du corps humain, on constate qu'il serait judicieux de penser à un système qui réduit au maximum la surface en question; une surface de regard linéique semble la bonne solution utilisant un film conducteur mince.

Comme exemple, prenons un cadre ayant comme dimension le format de la carte de crédit (*85*55 mm*^{3}) et un film autocollant dont l'épaisseur est de 100 µm. On constate que pour une distance e=10 mm la capacité parasite est évaluée à 0.025 pF. Celle-ci représente à peine 0.1% par rapport à la capacité d'accord nécessaire pour une bobine de largeur 8 mm. Ceci confirme bien l'absence de l'influence de l'effet capacitif sur l'antenne et par conséquent sur la sensibilité.

La seconde originalité de ce procédé réside dans le fait d'associer une boucle en court-circuit, constituée du même film métallique, à la boucle active constituant le système résonant. La bobine en court-circuit se substitue au dit récepteur toute en minimisant les dégradations de l'efficacité de l'antenne en présence du récepteur en boîtier. De plus elle limite toute tendance d'accrochage entre l'antenne et le récepteur.

A titre indicatif, nous rajoutons que le format du dispositif récepteur disponible actuellement dans le commerce est de *104*62 mm*^{2}. Notons également que le format visé pour une prochaine génération est celui de la carte de crédit (*85*55 mm*^{2}).

2.2.3. Approche théorique

Auparavant nous avions eu l'occasion d'expliciter l'aspect théorique d'une antenne s'appuyant sur le principe de la boucle résonante. Cependant, il a été montré qu'à partir de l'équation ($e = -\frac{\partial \Phi}{\partial t}$), la tension induite peut s'établir aisément. Nous rappelons que celle-ci est donnée par l'équation [KRA.84]:

$$e_{ind} = \omega S \frac{E}{c} \cos\theta \qquad (1)$$

ou ω, S, E, c et θ représentent respectivement la pulsation, la section de la boucle résonante, l'intensité du champ électrique, la vitesse de la lumière et l'angle d'incidence entre le vecteur normal à la section et la direction du champ magnétique.

Ceci étant, la boucle résonante est accordée à la fréquence du signal utile à partir des diodes à capacités variables (voir fig.(2)). Ces dernières sont alimentées directement par le récepteur constituant, ainsi, l'accord automatique de l'antenne au récepteur.

A la fréquence de résonance, la tension induite est amplifiée par un facteur caractéristique du système résonant donnant naissance à la force électromotrice. L'amplitude relevée aux bornes du dipôle est bien la tension à vide. Elle s'exprime par l'équation:

$$E_0 = Q * e_{ind} = Q\omega S\frac{E}{c}\cos\theta \qquad (2)$$

ou Q étant le facteur de qualité du système résonant

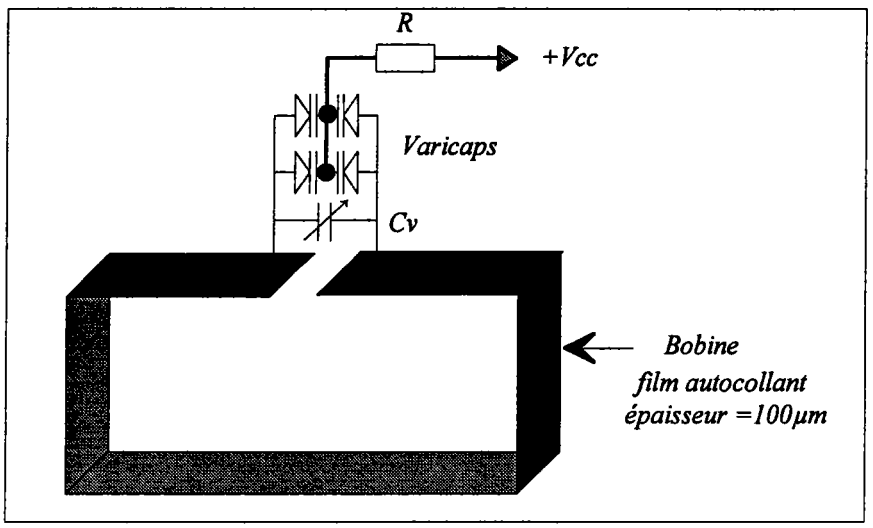


fig.(2). Accord de l'antenne cadre à partir des varicaps

De façon préliminaire, l'équation (1) montre que, pour une fréquence arbitraire et une intensité du champ donnée, la tension induite est proportionnelle à la section de la boucle à un facteur près qui détermine la variation de celle-ci et donc de la sensibilité du récepteur en fonction de la position de la direction normale à la section par rapport à l'axe d'émission (voir fig.(13-§.2.1)). Il paraît même que la relation qui lie ces deux paramètres est linéaire.

2.2.4. Approche expérimentale

2.2.4.1. Paramètres radioélectriques à vide en fonction de la section

L'une des approches pratiques qui nous a permis de valider le principe est la caractérisation de tous les paramètres qui interviennent au niveau de ce système résonant. En fait, il a fallu déterminer, pour la même intensité du champ électrique et à la fréquence centrale de la bande FM (98 MHz), l'évolution de la tension induite, la f.e.m relevée après avoir accordé le système, la capacité d'accord, l'inductance correspondante et la résistance du dipôle calculée en fonction de la section de la boucle.

Pour cela, nous nous sommes proposés de fixer, dans un premier temps, la largeur du film ou cadre à 20 mm et d'étudier le comportement de ces paramètres en fonction de la section du cadre constituant la bobine. Les résultats sont représentés par les figures (3,4,5,6).

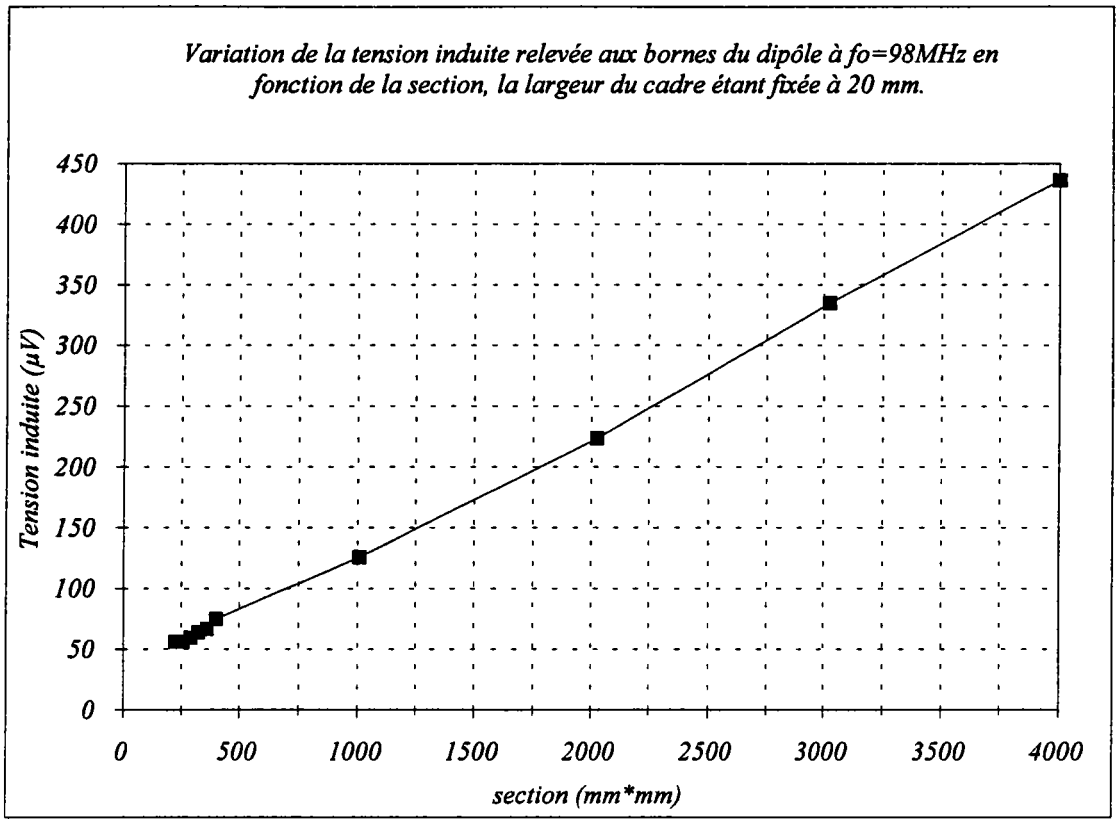

Variation de la tension induite relevée aux bornes du dipôle à fo=98MHz en fonction de la section, la largeur du cadre étant fixée à 20 mm.
Tension induite (µV)
0
50
100
150
200
250
300
350
400
450
0
500
1000
1500
2000
2500
3000
3500
4000
section (mm*mm)

fig.(3)

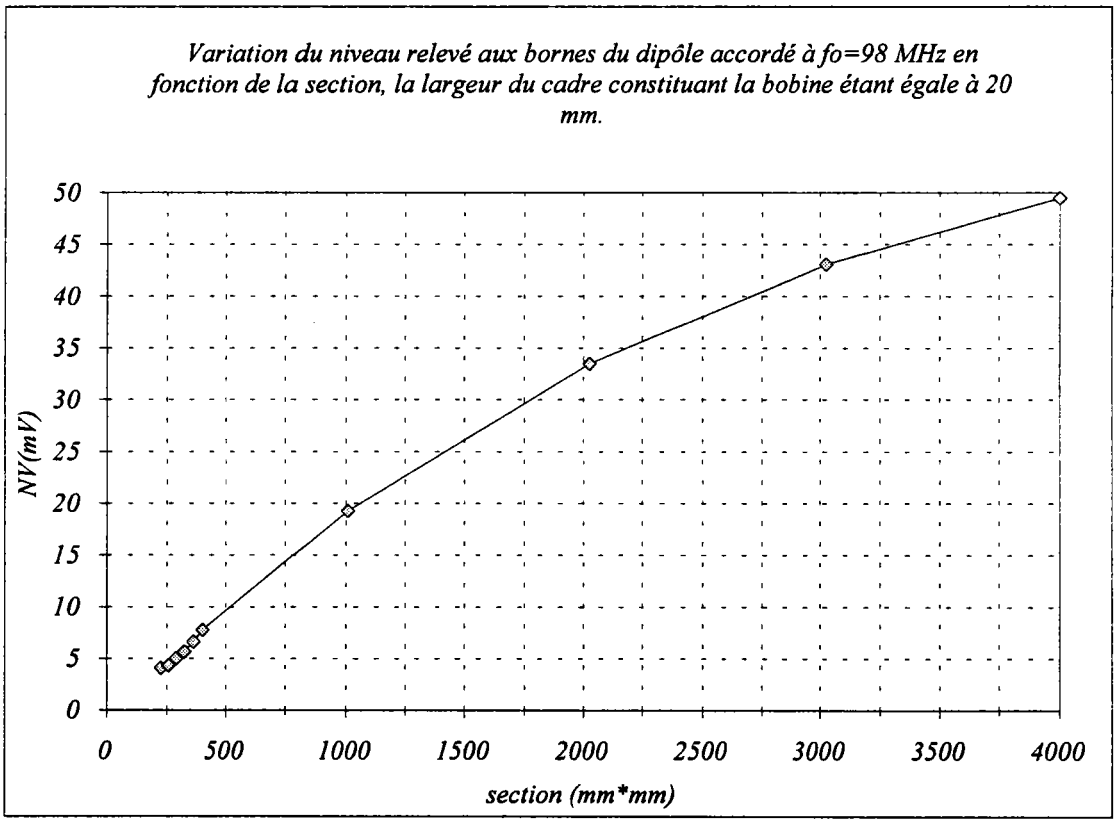

Variation du niveau relevé aux bornes du dipôle accordé à fo=98 MHz en fonction de la section, la largeur du cadre constituant la bobine étant égale à 20 mm.
NV(mV)
0
5
10
15
20
25
30
35
40
45
50
0
500
1000
1500
2000
2500
3000
3500
4000
section (mm*mm)

fig.(4)

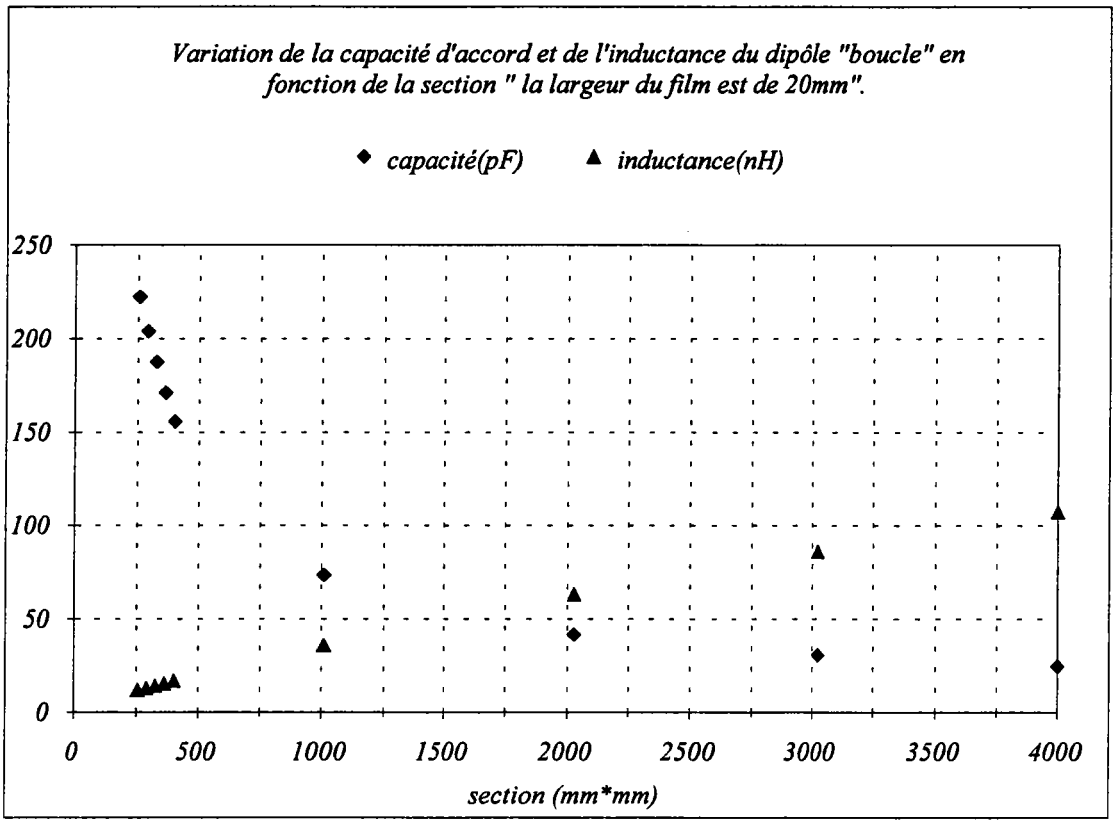

Variation de la capacité d'accord et de l'inductance du dipôle "boucle" en fonction de la section " la largeur du film est de 20mm".
capacité(pF)
inductance(nH)
250
200
150
100
50
0
0
500
1000
1500
2000
2500
3000
3500
4000
section (mm*mm)

fig.(5)

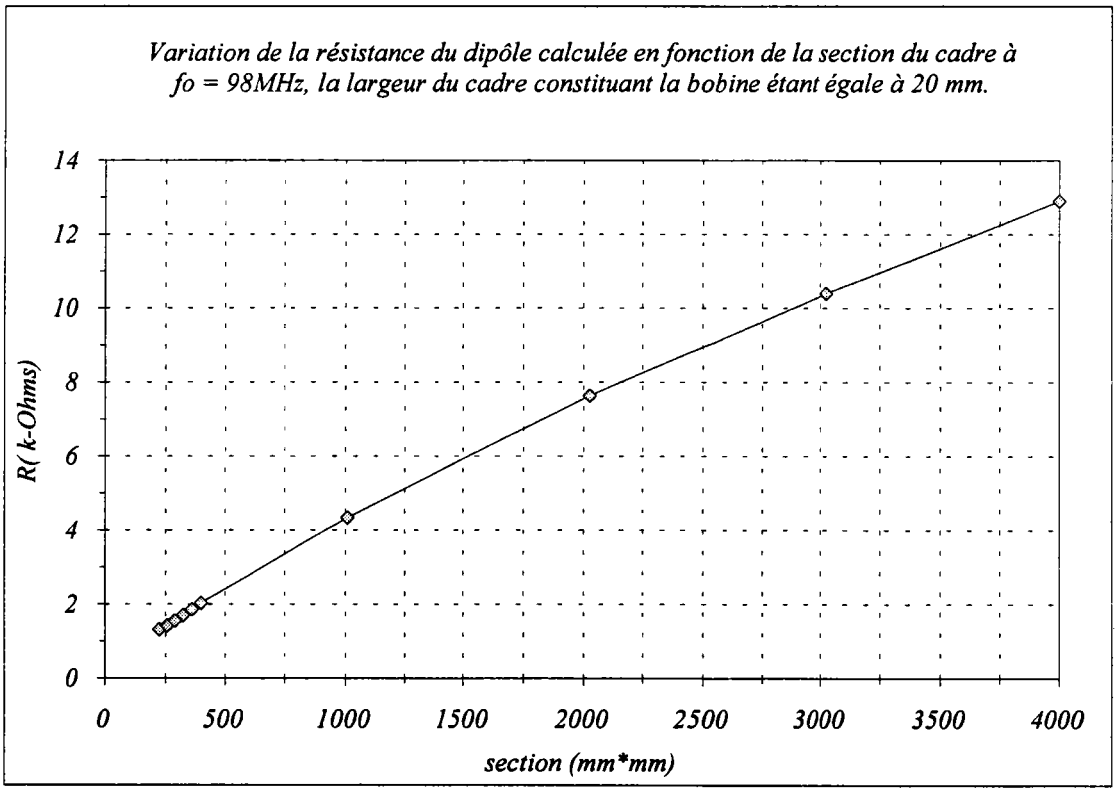

Variation de la résistance du dipôle calculée en fonction de la section du cadre à fo = 98MHz, la largeur du cadre constituant la bobine étant égale à 20 mm.
R(k-Ohms)
14
12
10
8
6
4
2
0
0
500
1000
1500
2000
2500
3000
3500
4000
section (mm*mm)

fig.(6)

Les résultats que nous venons de montrer sont ceux qui correspondent à la boucle résonante seule sans la présence, en boîtier, du module d'acquisition des données. Nous allons faire remarquer dans la suite que l'intégration de celui-ci se traduit par un certain affaiblissement du niveau relevé à vide aux bornes du dipôle (voir fig.(7)).

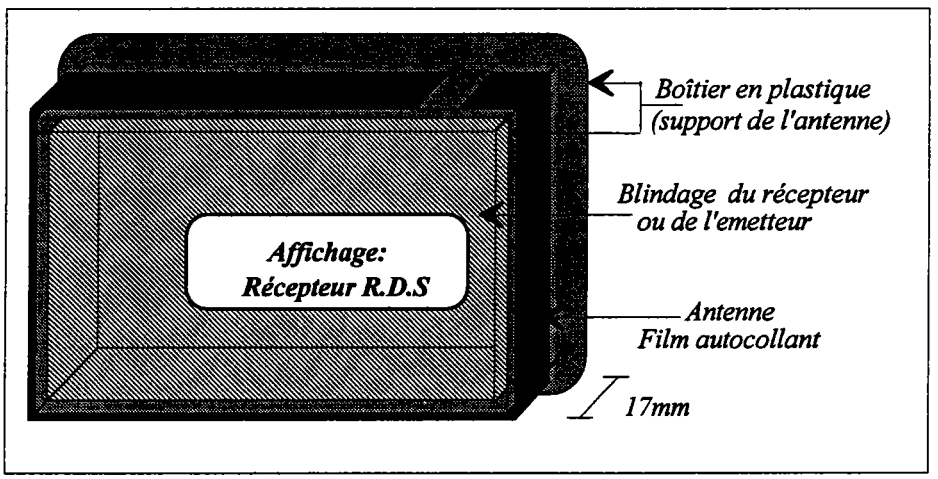


fig.(7). Représentation de l'antenne en présence du module d'acquisition des données

2.2.4.2. Influence de la largeur du film sur les facteurs radioélectriques en présence et en absence du module d'acquisition

La deuxième approche pratique qui complète l'étude précédente consiste à caractériser l'influence de la largeur du film sur les facteurs radioélectriques. En quelque sorte, il s'agit de voir quelles sont les limites, en largeur, de la technique adoptée pour ce type d'antenne.

Pour cela, nous avons choisi une section telle que celle qui se rapproche du format du module d'acquisition actuel ($87*57\ mm^2$). Ensuite, nous avons procédé à l'évaluation de la capacité nécessaire à l'accord de l'antenne à la fréquence centrale de la bande II (98 MHz), de l'inductance correspondante et de la résistance du dipôle calculée en fonction de la largeur du film. Il faut noter aussi qu'il était très intéressent d'évaluer en même temps l'action de la présence du récepteur en boîtier sur les mêmes facteurs définis précédemment.

Les résultats obtenus lors de cette opération sont illustrés par les graphes des figures (8,9,10,11). Une première analyse de ces résultats montre que la variation de la capacité d'accord est linéaire en fonction de la largeur du film. Ceci reste valable aussi bien en absence qu'en présence du module d'acquisition en boîtier. Nous constatons également que cette variation de capacité est deux fois plus grande en son présence que lors de son absence. Il va de soit que l'inductance subit aussi la même variation.

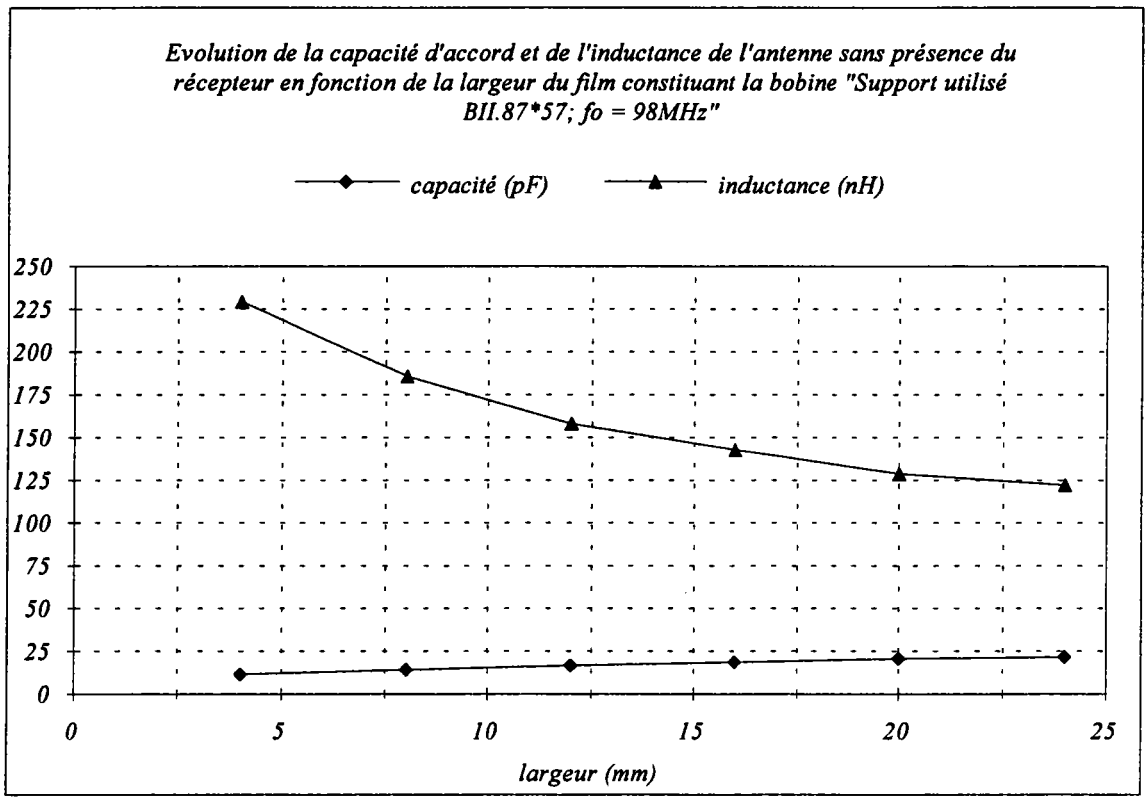

Evolution de la capacité d'accord et de l'inductance de l'antenne sans présence du récepteur en fonction de la largeur du film constituant la bobine "Support utilisé BII.87*57; fo = 98MHz"
capacité (pF)
inductance (nH)
250
225
200
175
150
125
100
75
50
25
0
0
5
10
15
20
25
largeur (mm)

fig.(8)

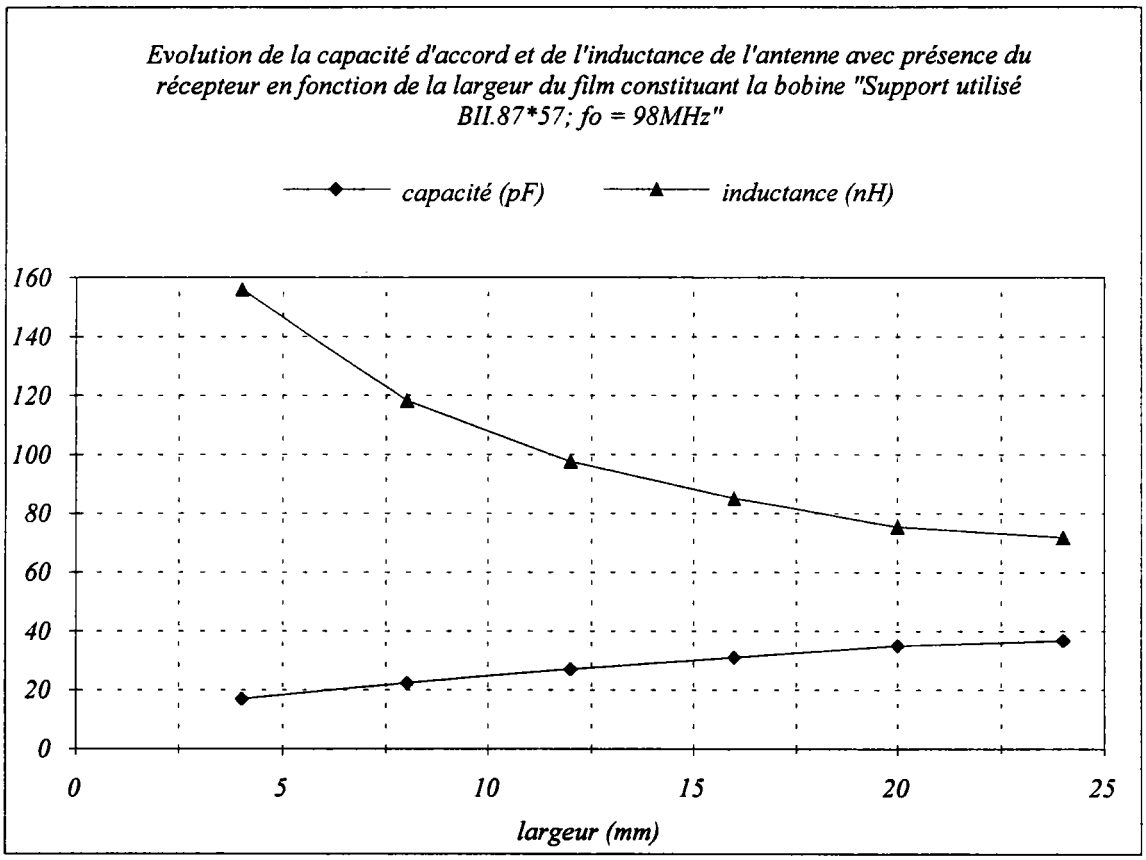

Evolution de la capacité d'accord et de l'inductance de l'antenne avec présence du récepteur en fonction de la largeur du film constituant la bobine "Support utilisé BII.87*57; fo = 98MHz"
capacité (pF)
inductance (nH)
160
140
120
100
80
60
40
20
0
0
5
10
15
20
25
largeur (mm)

fig.(9)

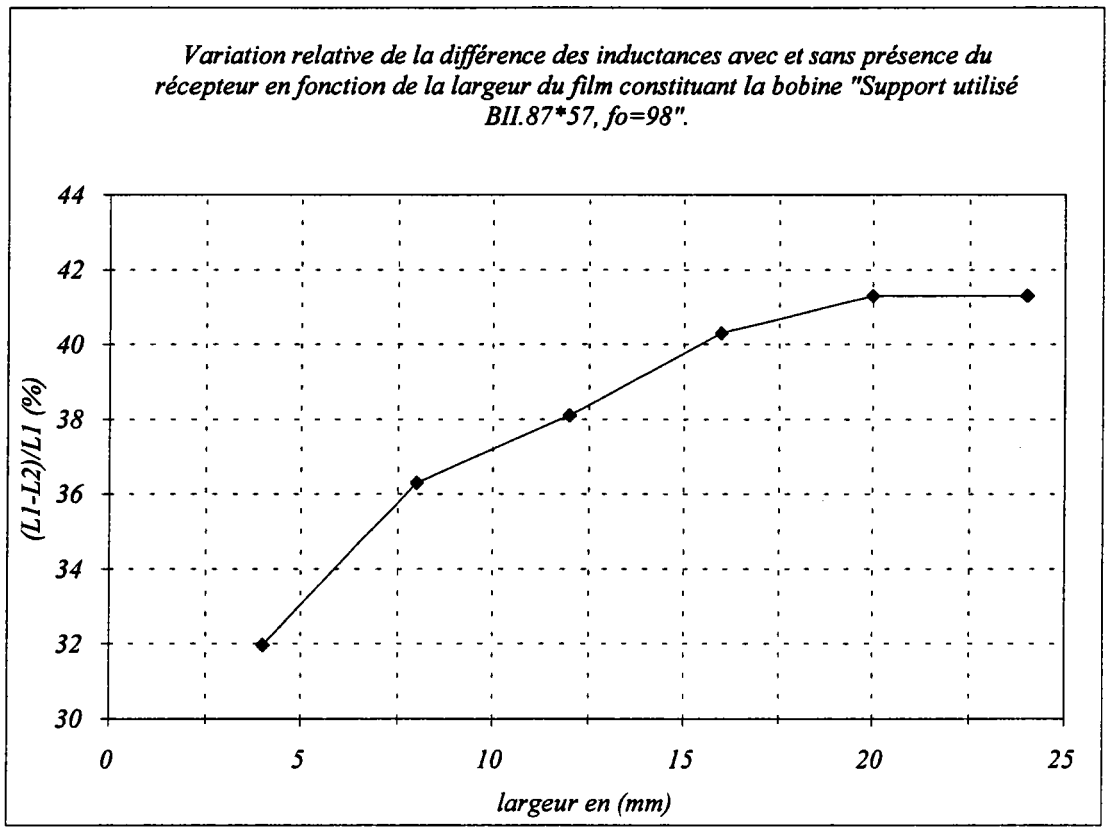

Variation relative de la différence des inductances avec et sans présence du récepteur en fonction de la largeur du film constituant la bobine "Support utilisé BII.87*57, fo=98".
(L1-L2)/L1 (%)
44
42
40
38
36
34
32
30
0
5
10
15
20
25
largeur en (mm)

fig.(10)

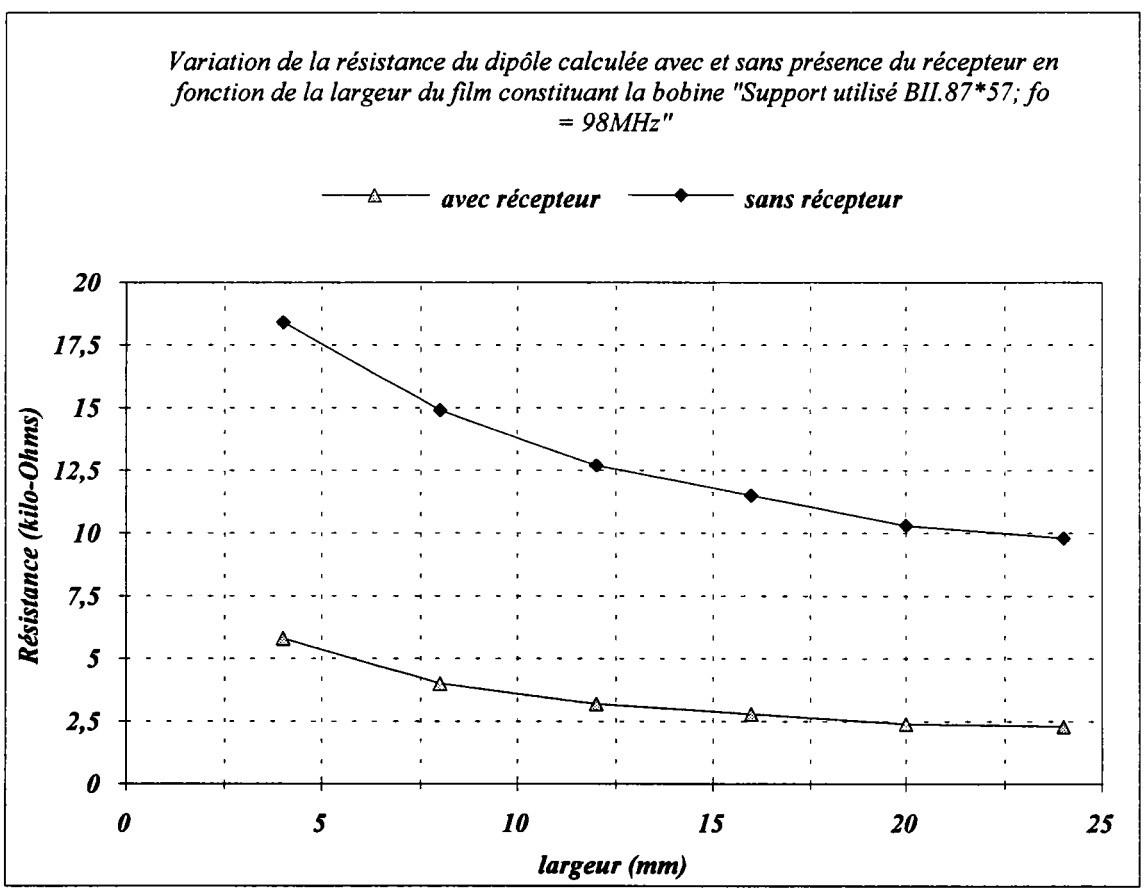

Variation de la résistance du dipôle calculée avec et sans présence du récepteur en fonction de la largeur du film constituant la bobine "Support utilisé BII.87*57; fo = 98MHz"
avec récepteur
sans récepteur
Résistance (kilo-Ohms)
20
17,5
15
12,5
10
7,5
5
2,5
0
0
5
10
15
20
25
largeur (mm)

fig.(11)

Quant au niveau relevé à vide aux bornes de l'antenne en absence et en présence du module d'acquisition, nous avons constaté que la présence de celui-ci se manifeste par un affaiblissement de l'ordre de 10 à 12 dB. Ce dernier est dû en partie au blindage métallique d'un tel module qui joue le rôle de réflecteur des ondes incidentes et à la présence de la pile à l'intérieure de la boucle résonante. Une réduction de l'affaiblissement en question de 5 à 6 dB est donc toujours possible en plaçant la pile à l'extérieur de cette boucle. Il s'avère même que la bande passante est plus réduite que précédemment. Notons qu'elle passe de 1.8 MHz en moyenne à 1 MHz. Dans ce cas là, la résistance se trouve également multipliée par un facteur deux.

Ainsi, ces résultats montrent que la présence du module d'acquisition en boîtier a pour effet de diminuer relativement le facteur de surtension de la boucle résonante donc du niveau. Elle est aussi la conséquence directe de la diminution de l'inductance (voir fig.(10)) et donc de la résistance du système résonant (voir fig.(11)). Ceci est justifié par le fait que la bande passante du système résonant reste quasiment constante lorsque la largeur du film varie.

En principe, il est important que l'affaiblissement en question soit compensé par une réduction optimale de l'inductance et donc de la résistance du dipôle. Il va de soit que cette optimisation ne fait qu'augmenter le gain ou l'efficacité de l'antenne en présence du module en boîtier.

L'analyse de la figure (10) montre clairement que la variation relative de l'inductance, après introduction du module en question, passe de 32 à 41 % pour une largeur qui varie de 4 à 24 mm autrement dit pour une variation du même paramètre de 23.5 à 141 % de l'épaisseur du récepteur (e = 17 mm).

Il convient de mentionner que l'un des points forts que met en évidence la variation relative de la différence des inductances (ΔL) est que l'affaiblissement soit vraiment optimal pour une largeur du cadre supérieure ou égale à l'épaisseur du récepteur. Cela veut dire qu'il faut éviter une boucle dont la largeur du film est inférieure à celle du récepteur.

Il est, tout à fait, logique donc de ne pas augmenter la largeur du cadre au delà de l'épaisseur du module d'acquisition. Ceci est dû au fait que la variation de l'inductance (ΔL), fonction de la largeur du cadre, est relativement constante pour une largeur supérieure à l'épaisseur du récepteur. Il est nécessaire de signaler également que le même raisonnement reste aussi valable pour la résistance du dipôle qui devient pratiquement constante pour une largeur supérieure ou égale à l'épaisseur du récepteur (voir fig.(11)).

Nous pouvons donc dire que la technique adoptée ici est parfaitement adaptée au fonctionnement du récepteur actuel car elle offre le libre choix de développer un récepteur ayant le format de la carte de crédit et dont l'épaisseur est assez faible.

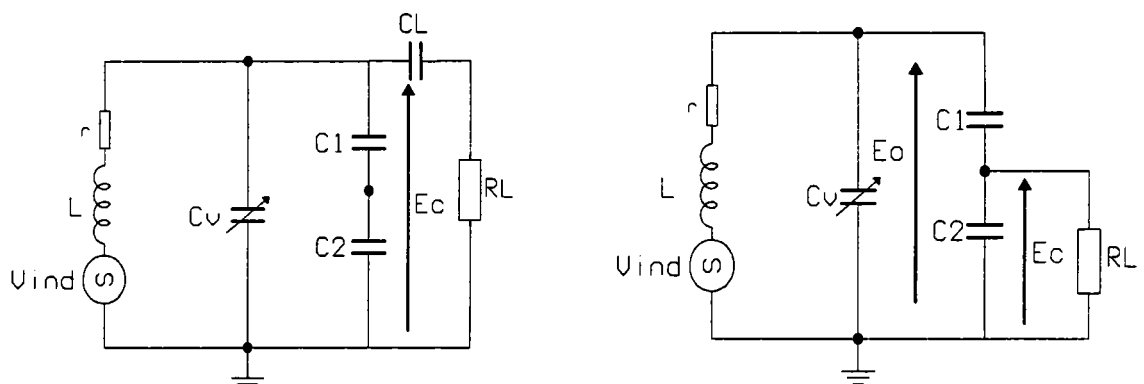
2.2.5. Circuit équivalent de l'antenne

2.2.5.1. Résistance du dipôle en couplage direct et capacitif

Après avoir caractérisé l'évolution de tous les paramètres déterminants de l'étude, nous nous sommes intéressés au comportement du récepteur une fois que l'antenne est connecté à celui-ci. Notre choix a porté en fait sur un cadre ou film ayant une largeur égale à 17 mm.

Le choix a été fait afin de satisfaire une bonne compensation de l'affaiblissement du niveau dû à l'intégration de la partie électronique blindée en boîtier (autrement dit à avoir un ΔL proche de 41%) donc une résistance de source assez faible. Comme le montre bien la figure (11), la valeur de la résistance du dipôle calculée est de l'ordre de $2.5K\Omega$. Il s'agit en fait de la résistance dans le cas d'un couplage direct (R_d) (voir figure (12.a)).

Cependant, elle sera réduite de 75% en couplant l'antenne au récepteur de la façon indiquée à la figure (12.b) [ROD.81], [HAR.75]. Cette réduction de la résistance du dipôle s'accompagne bien sûr d'une perte de 6 dB du niveau relevé en couplage direct. Il convient ainsi de rappeler que pour des raisons liées à un compromis entre un transfert maximum de puissance et un rapport signal à bruit optimal le couplage direct ne peut être envisagé ou adopté d'où le choix de faire appel encore une fois au couplage capacitif.



a) b)

fig.(12). Circuit électrique équivalent de l'antenne en couplage:
a) direct
b) *capacitif*

Dans un but de comparaison nous avons procédé à la détermination de la résistance du dipôle, pour trois fréquences différentes, en couplage direct et capacitif. Les valeurs correspondantes sont rassemblées dans le tableau (1). Nous constatons que le rapport de transformation d'impédance est de quatre entre ces deux types de couplage.

f(MHz)	*87.5*	*98*	*108*
$R_a(K\Omega)$ *"couplage direct"*	*1.75*	*1.95*	*2.28*
$R_b(K\Omega)$ *"couplage capacitif"*	*0.4*	*0.49*	*0.51*

tableau(1). Relevé des résistances en couplage direct et capacitif

La résistance de l'antenne vue par le récepteur, en couplage capacitif, est en moyenne voisine de 500Ω pour les trois fréquences de la bande II. En couplage direct elle est de l'ordre $2K\Omega$. La valeur donnée à partir de la courbe de la figure (11) est de $2.5K\Omega$. Toutefois la différence s'explique par le fait que les valeurs des résistances obtenues dans le tableau (1) sont celles qui correspondent à l'accord par des varicaps. Il a été démontré, auparavant, que les varicaps présentent une résistance série. Cette dernière vient s'ajouter à la résistance série de l'inductance de la boucle ou cadre et par conséquent elle fait baisser la résistance du système à la résonance. Une telle baisse est en moyenne de 20 % pour des diodes de type BB515.

Il faut mentionner, que la méthode de mesure utilisée est celle qui fait appel au pont diviseur. Toutefois la méthode de l'analyseur vectoriel a permis de relever, pour trois fréquences différentes, la valeur de la résistance en couplage capacitif (voir fig.(13, a, b, c)).

2.2.5.2. Réponse en fréquence et bande passante à vide et en charge

Les résultats expérimentaux ont été relevés à partir d'un champ émis ayant une amplitude égale à 50.17 mV/m. Après avoir accordé l'antenne au récepteur en utilisant des diodes à capacités variables appropriées, nous nous sommes intéressés à la détermination de la réponse en fréquence ainsi qu'à la bande passante pour les trois fréquences représentatives de la bande telles que 87.5, 98 et 108 MHz.

Les figures (14,15,16) représentent la bande passante et la réponse en fréquence respectivement pour l'antenne seule, l'antenne à vide et en charge en présence du module d'acquisition. De tels figures montrent que la bande passante en charge est en moyenne de 2.35 MHz; elle dépasse en fait la valeur recommandée par le cahier de charge. De même nous devons signaler qu'une tendance d'accrochage ou d'oscillation entre l'antenne et le module d'acquisition a été observée. Un tel phénomène se traduit par la présence simultanée de deux pics à la même fréquence et par l'élargissement de la largeur de bande à 3 dB. Toutefois il peut être éliminé en faisant appel à une technique originale dite de boucle en court circuit.

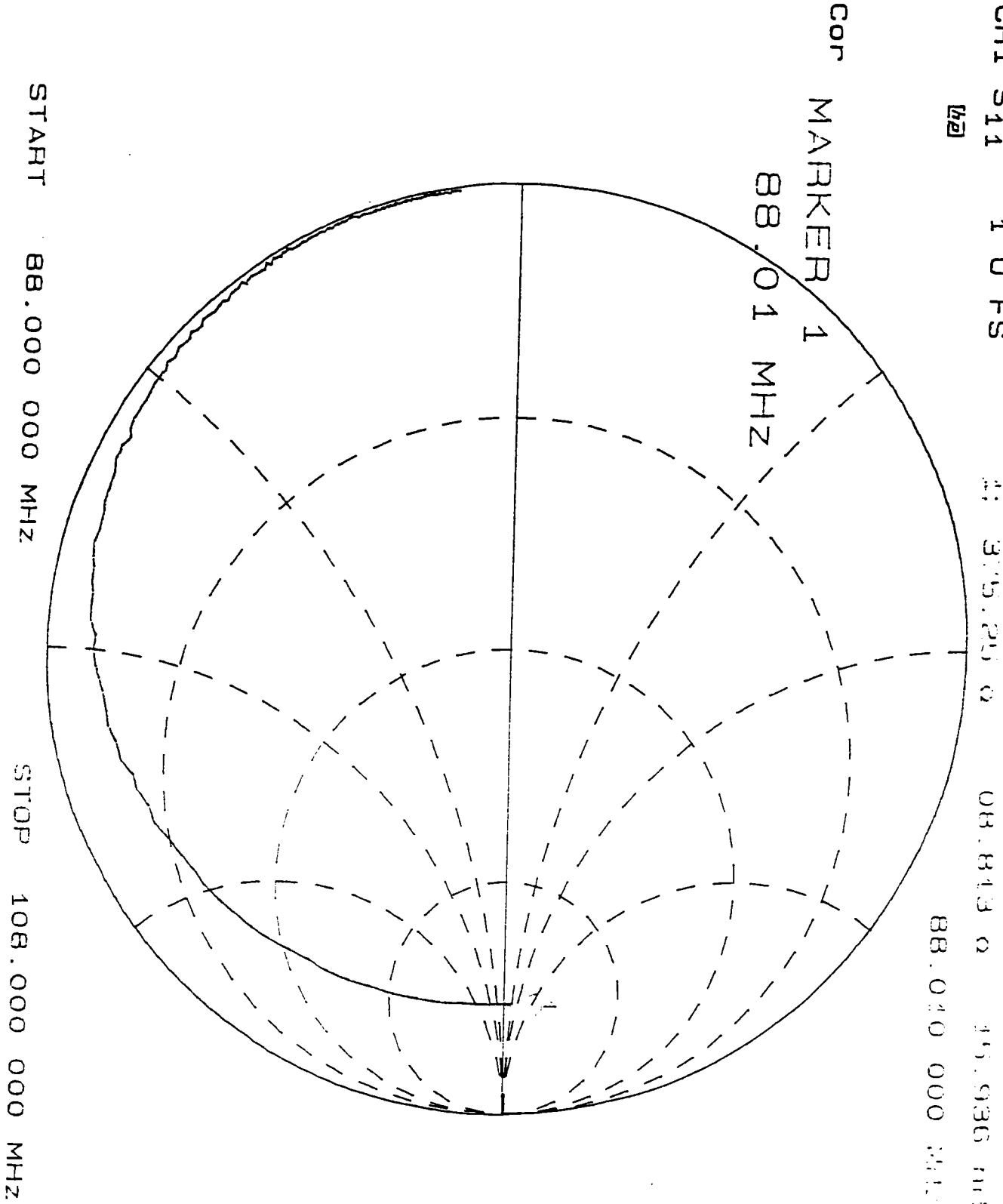


fig.(13.a). Résistance du dipôle en couplage capacitif à 87.5 MHz

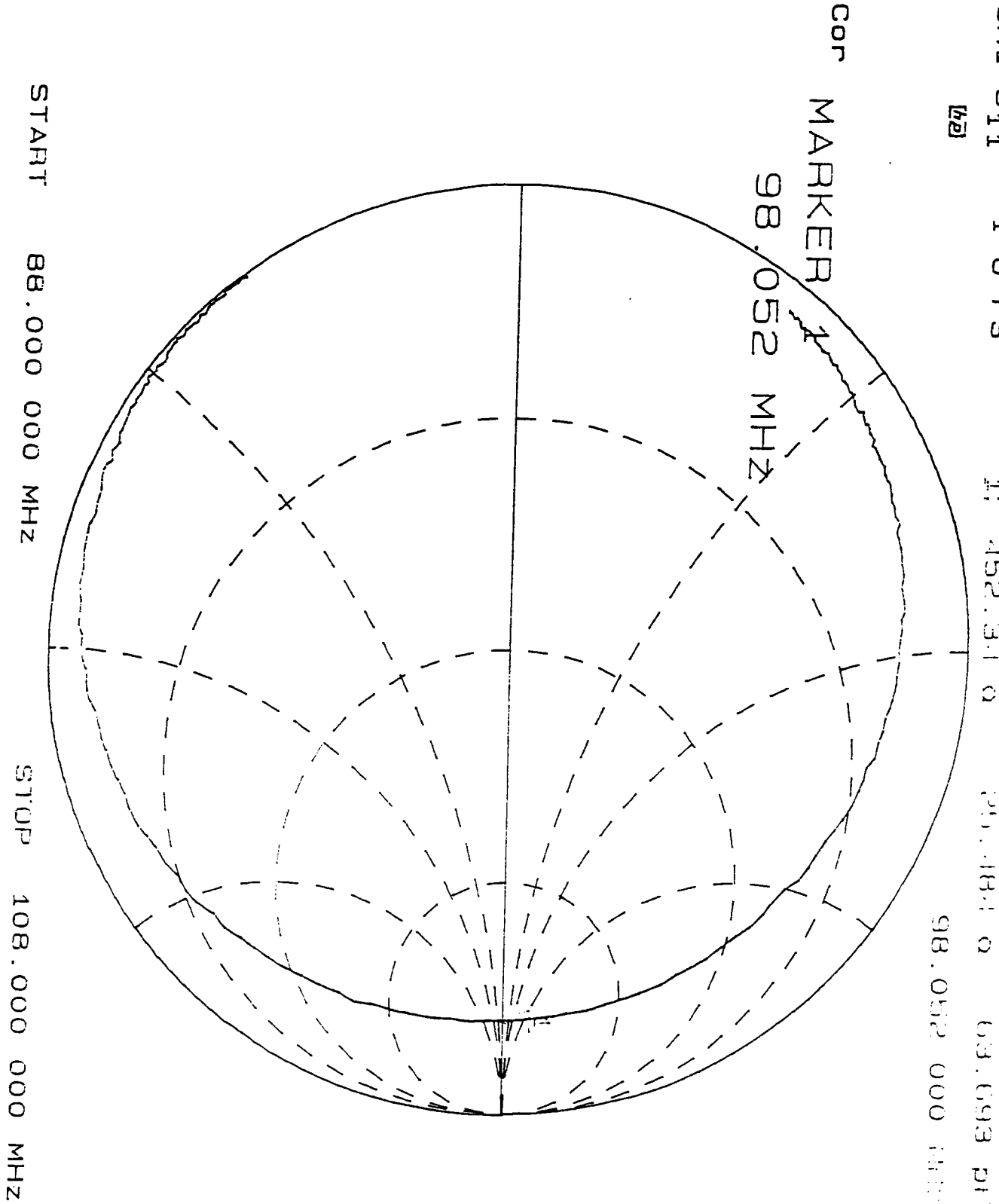


fig.(13.b). Résistance du dipôle en couplage capacitif à 98 MHz

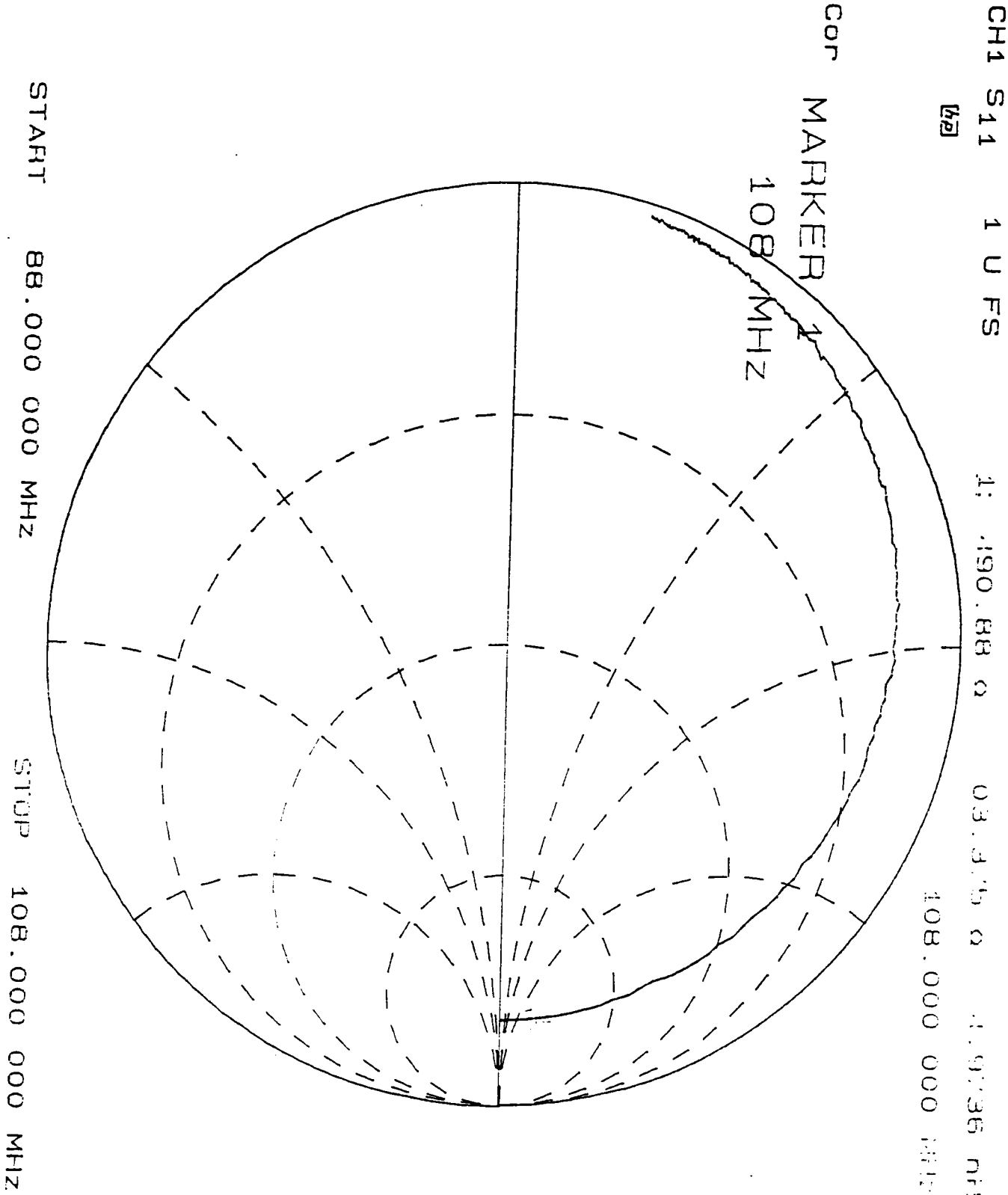
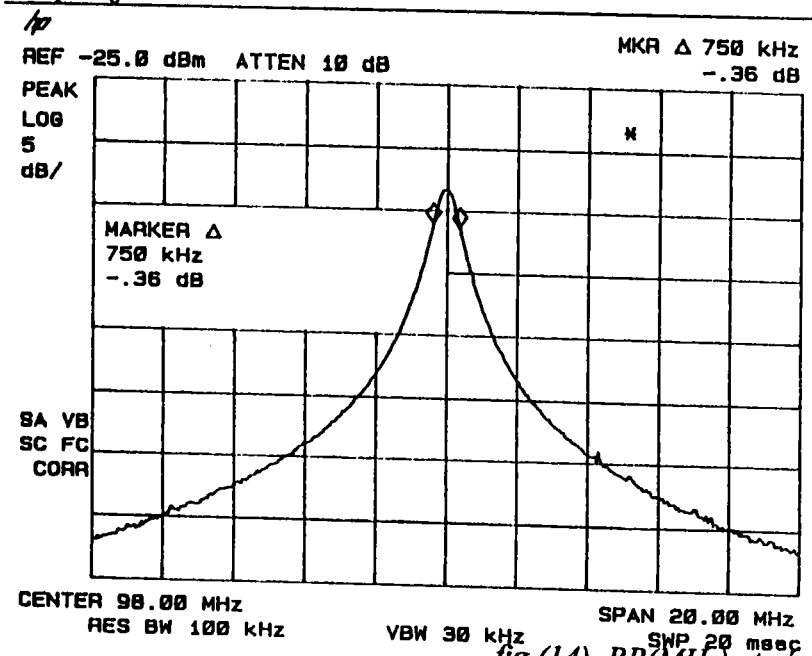


fig.(13.c). Résistance du dipôle en couplage capacitif à 108 MHz



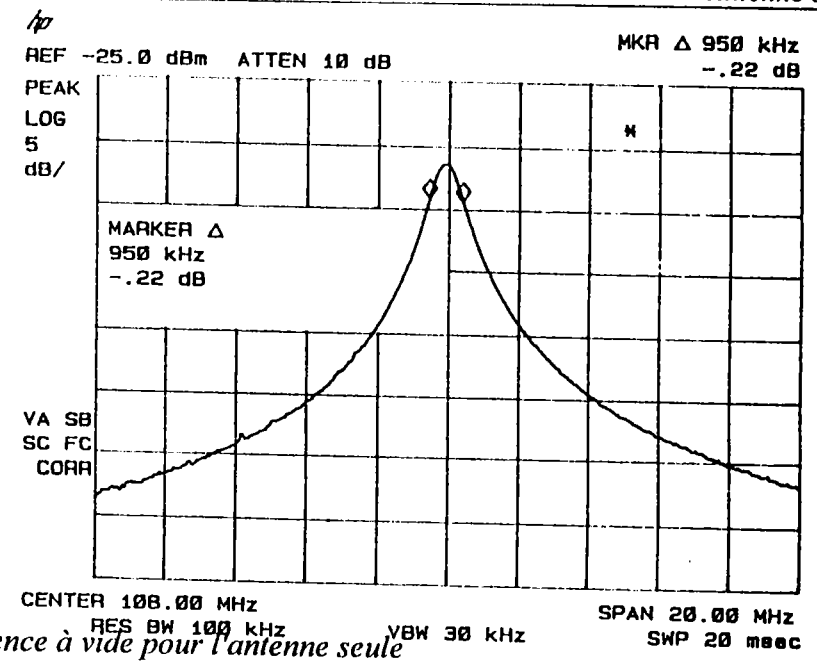
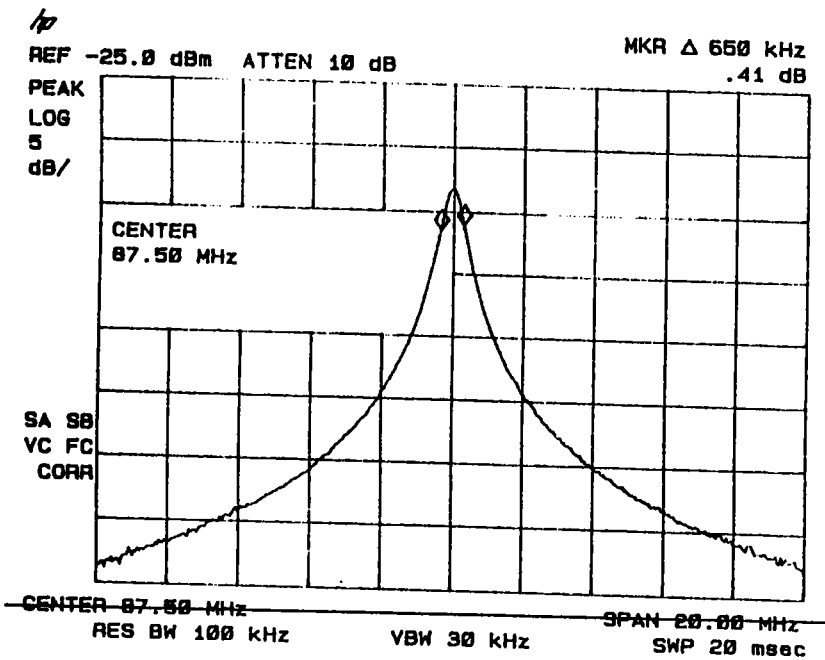
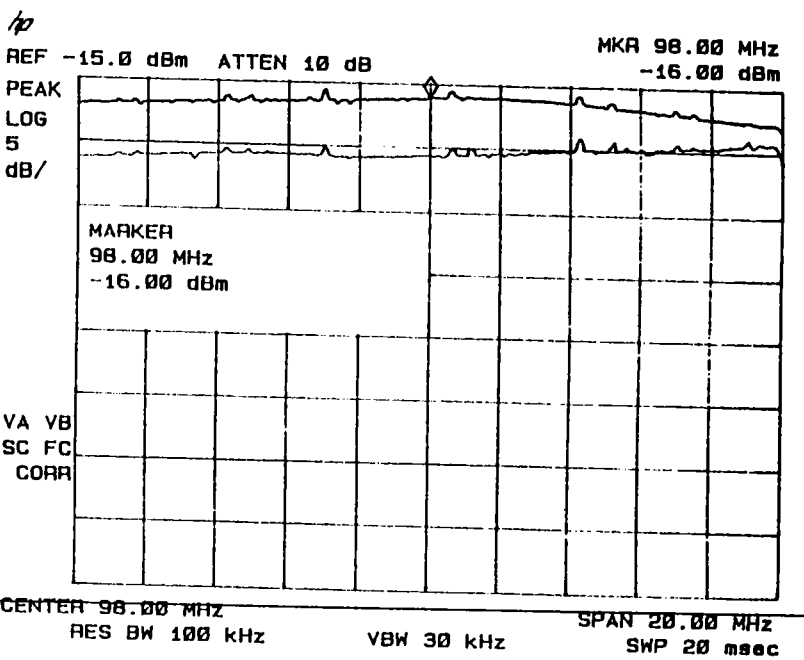
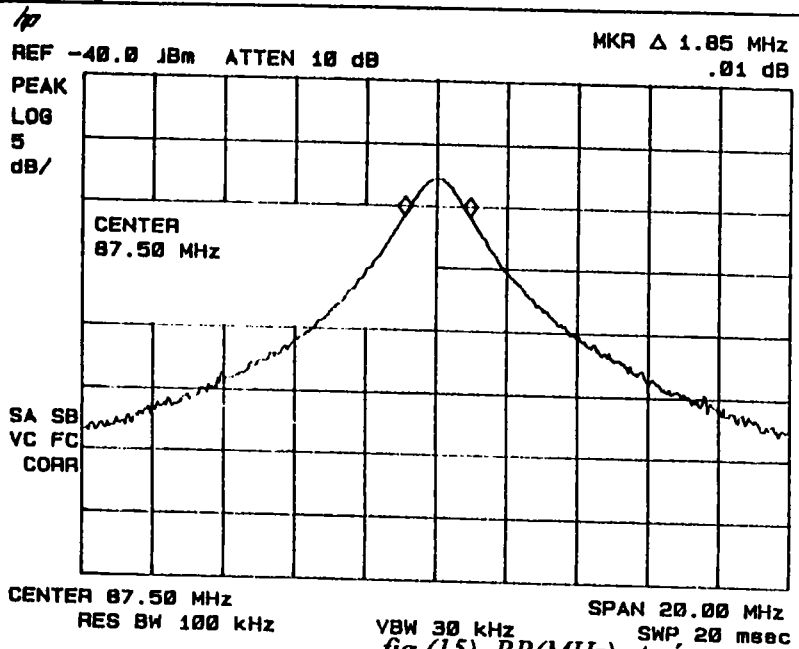


fig.(14). BP(MHz) et réponse en fréquence à vide pour l'antenne seule







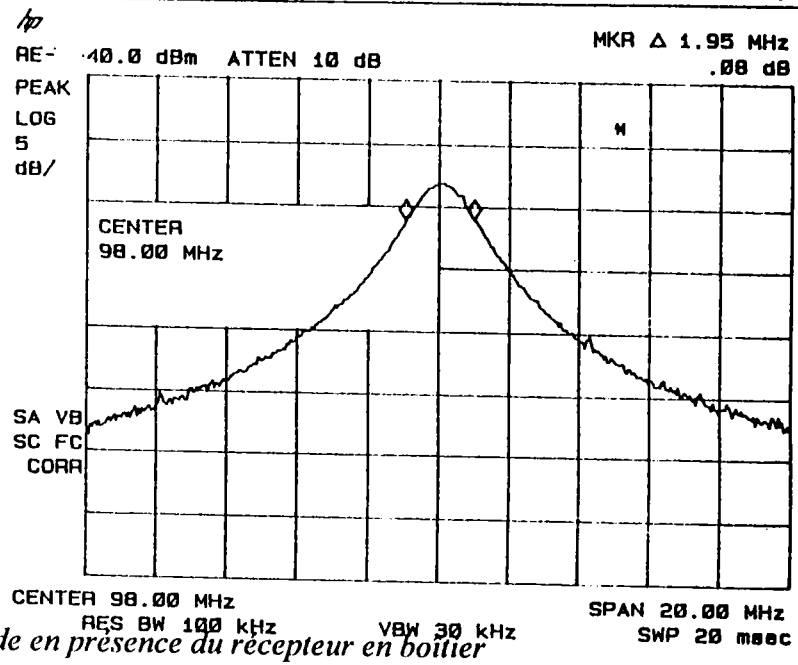
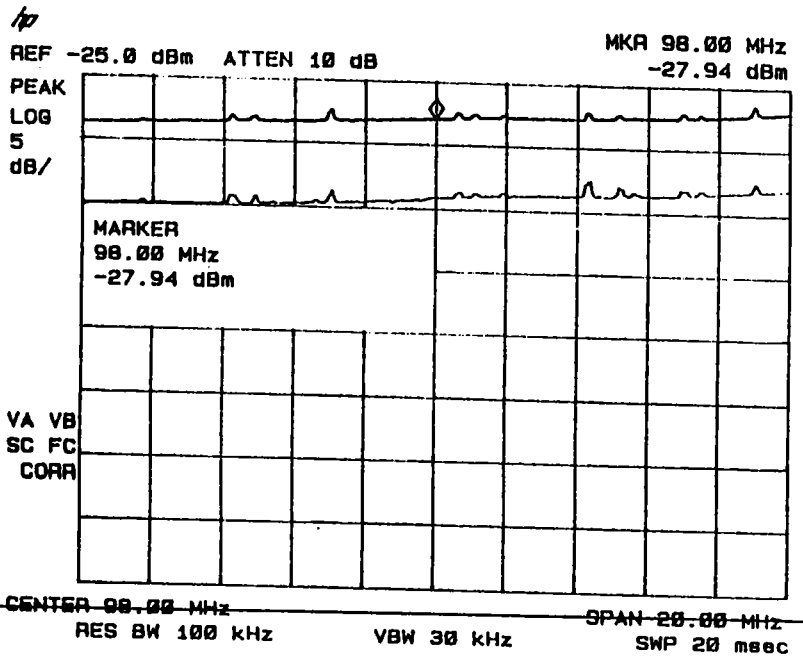
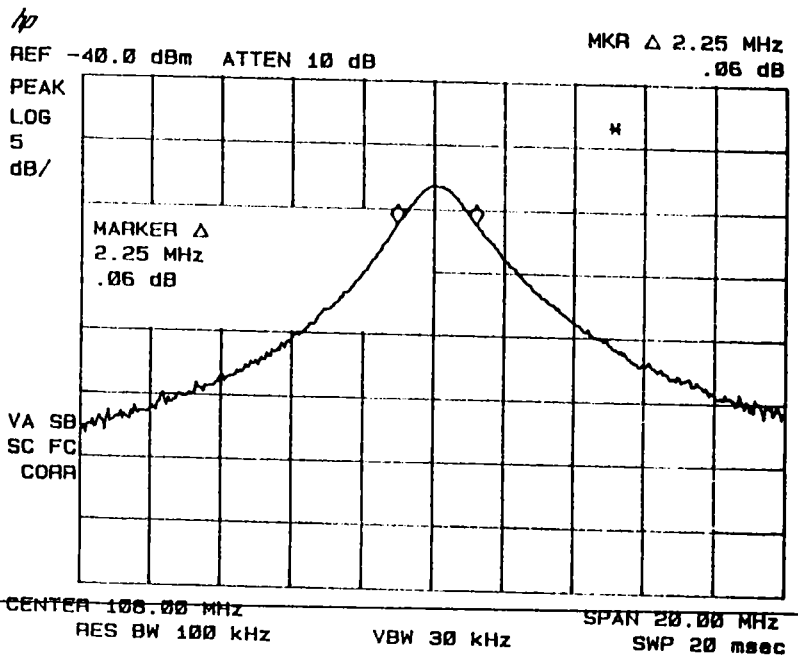
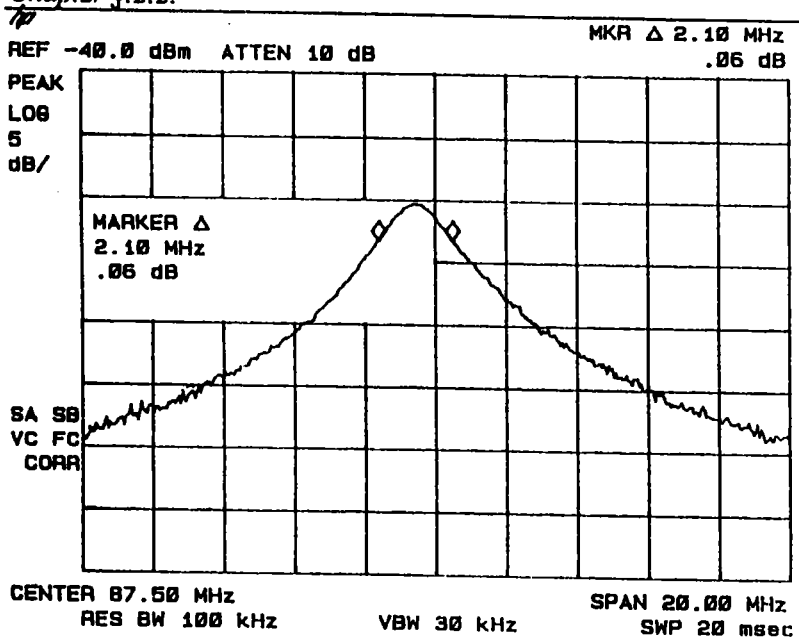


fig.(15). BP(MHz) et réponse en fréquence à vide en présence du récepteur en boîtier







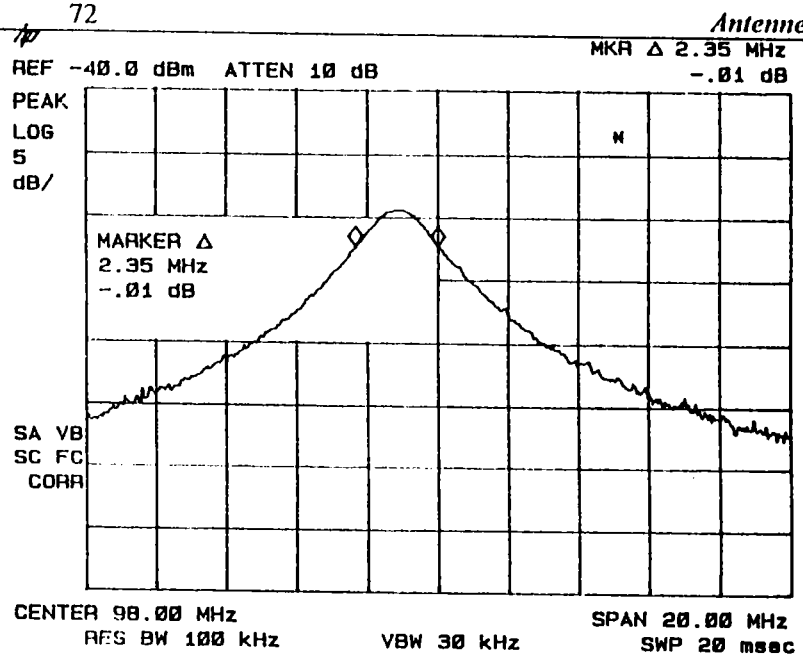
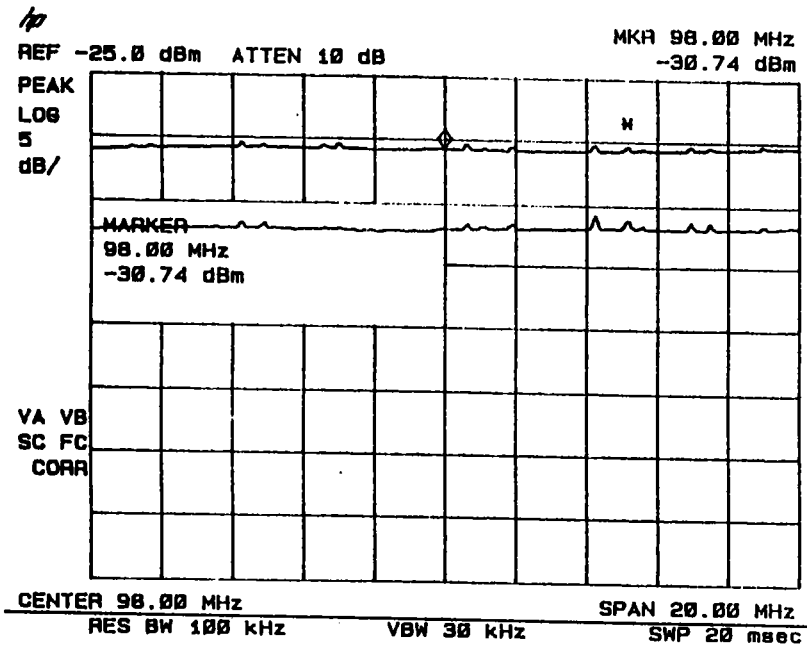
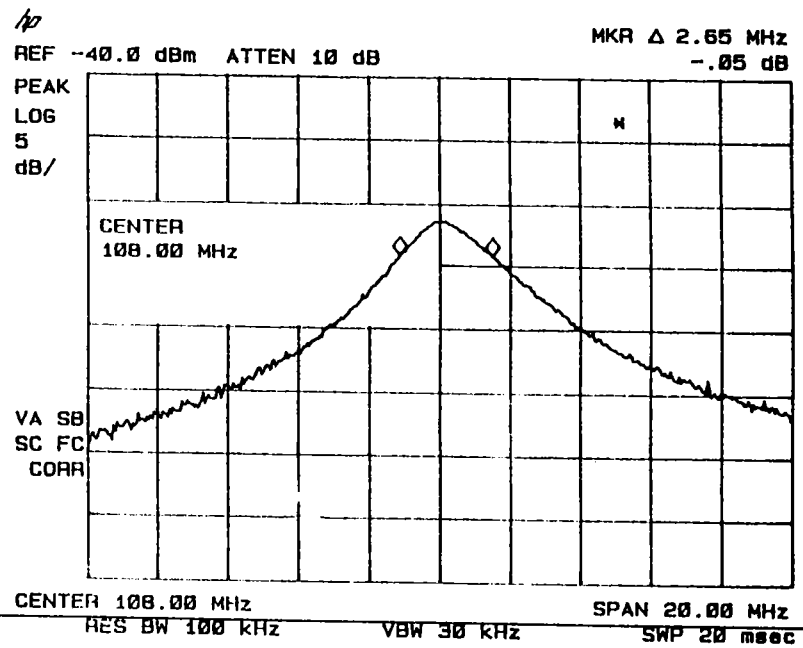


fig.(16). BP(MHz) et réponse en fréquence en charge





2.2.6. Technique de la boucle en court-circuit

Les résultats exposés précédemment ont montré que la présence du module d'acquisition en boîtier se manifeste par un affaiblissement du niveau relevé à vide aux bornes de l'antenne. De même, l'affaiblissement en question est compensé par une diminution optimale de l'inductance et donc de la résistance du dipôle.

Cependant, le problème d'accrochage entre les éléments du récepteur et la boucle résonante ne peut être éliminé sauf si on fait appel à une technique dite de la boucle en court circuit. En plus de ce premier rôle fondamental, elle permet également de réduire la résistance de la boucle résonante (voir fig.(6)) et donc d'imposer une résistance souhaitée lorsque le module d'acquisition présente éventuellement une section assez faible vis à vis de celle de l'antenne. D'une autre manière elle constitue une méthode efficace et unique pour décoreller la taille du module d'acquisition de celle de l'antenne. Une telle boucle vient s'intercaler entre la boucle résonante et le module d'acquisition (voir fig.(17)).

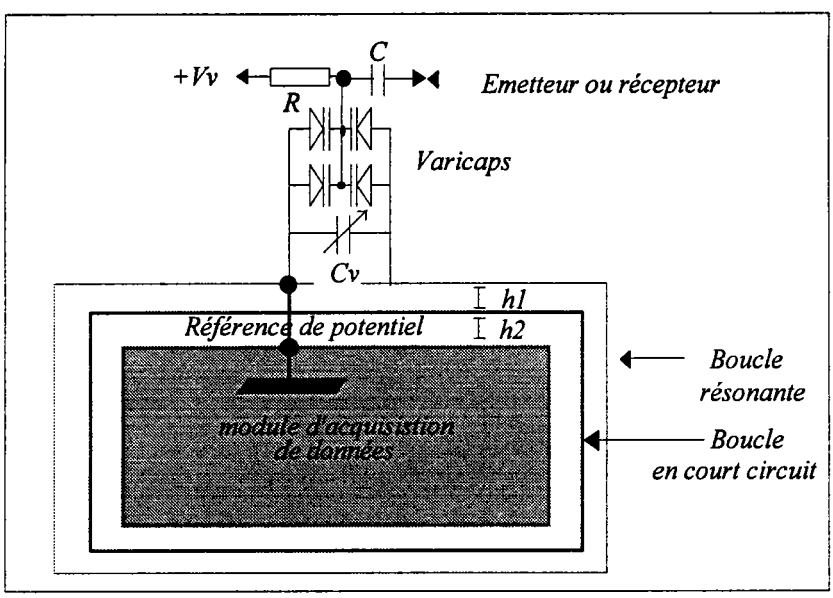


fig.(17). Représentation de l'antenne " boucle résonante" et de la boucle en court circuit en présence du module d'acquisition du récepteur

Afin d'examiner le comportement de l'antenne avec et sans boucle en court circuit, nous allons caractériser, dans une première étape, l'influence des dimensions de la boucle en court circuit sur l'antenne.

Une telle influence peut être évaluée en fixant la section droite du système résonant et en modulant celle de la boucle en court circuit. Pour cela, nous nous sommes intéressés à une antenne ayant le format de la carte de crédit ($85*55\ mm^2$) dont la largeur est de 8 mm. Notons

également que le film constituant la boucle en court circuit a la même largeur. Ainsi, nous déterminons à la fréquence de résonance (98 MHz), le niveau relevé à vide aux bornes de l'antenne, la capacité d'accord et donc l'inductance correspondante, la bande passante et la résistance en fonction de la section droite de la boucle en court circuit. Les mêmes paramètres sont déterminés en présence et en absence de celle-ci. La variation de tels facteurs nous informe, ainsi, sur l'action de la section de la boucle en court circuit.

Les résultats expérimentaux d'une telle réalisation pratique sont représentés par les figures (18,19,20,21).

2.2.6.1. Analyse des résultats

Les données que nous venons de présenter montrent que le niveau relevé aux bornes de l'antenne baisse à mesure que la section de la boucle en court circuit augmente (voir fig.(18)); en dessous d'une certaine section minimale (inférieure à 25 %) de celle de l'antenne il n'y a pratiquement aucune influence par contre elle est d'autant plus accentuée que les dimensions de celle-ci se rapprochent de la section de la boucle résonante. Il convient de noter que l'influence est également fonction de la largeur de la boucle en court circuit.

A titre d'exemple, dans le cas précédent nous constatons que le niveau baisse de 7 dB pour la section de dimensions ($79*49\ mm^2$). Cette baisse de niveau est traduit ou compensée par une diminution de l'inductance. La variation de l'inductance est de l'ordre de 50 % (voir fig.(20)). Physiquement, la diminution de l'inductance n'est autre que la conséquence de la manifestation d'un champ inducteur crée par le courant induit de la boucle en court circuit, s'opposant ainsi à celui qui a donné naissance. Il va de soit que la résistance du dipôle calculée subit la même variation puisque la bande passante reste quasiment constante en dessous d'une certaine section donnée de la boucle en court circuit (voir fig.(21)). Etant donné la possibilité de baisser la résistance de 50 % en réduisant l'inductance tout en gardant la largeur de bande à 3 dB inchangée, nous tenons à souligner que cette constance de la bande passante constitue un autre avantage de l'utilisation de la boucle en court circuit.

Une telle constance de la bande passante est justifiée par le fait que l'inductance et la résistance série de la bobine résonante subissent de manière proportionnelle la même influence puisque le facteur de qualité et donc les pertes dans le cuivre restent inchangées.

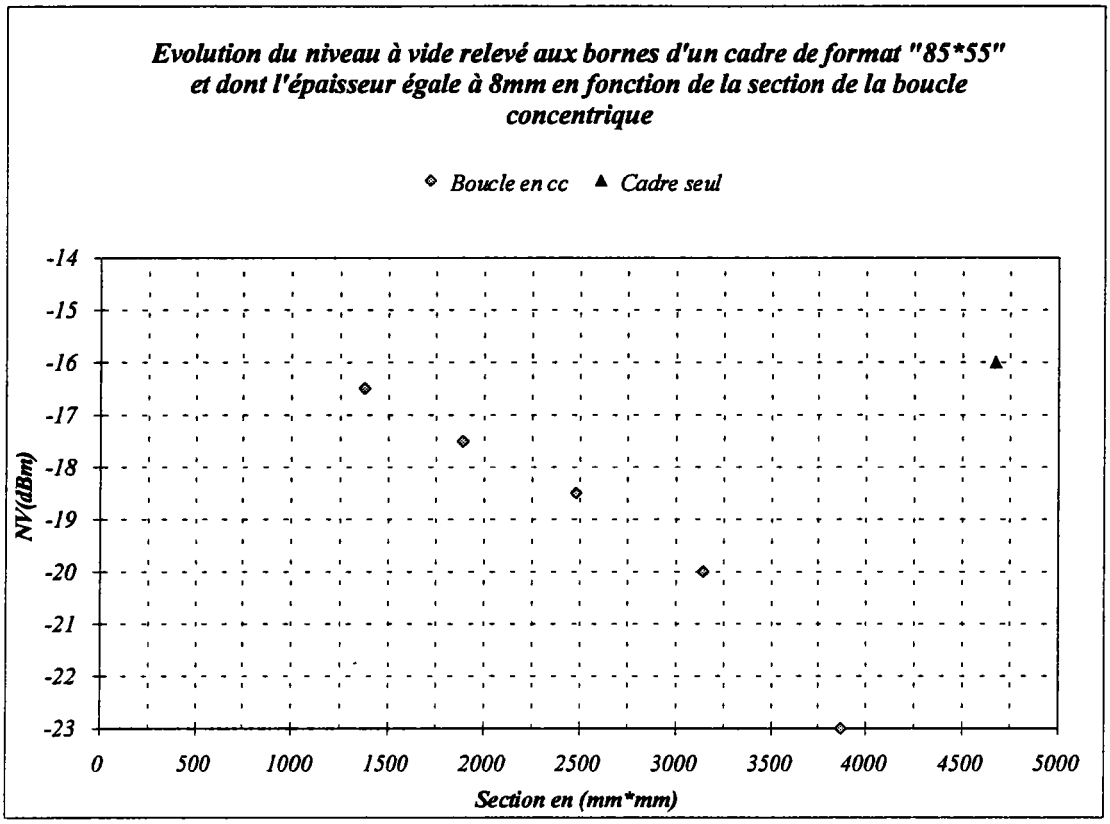

Evolution du niveau à vide relevé aux bornes d'un cadre de format "85*55" et dont l'épaisseur égale à 8mm en fonction de la section de la boucle concentrique
Boucle en cc
Cadre seul
NV(dBm)
-14
-15
-16
-17
-18
-19
-20
-21
-22
-23
0
500
1000
1500
2000
2500
3000
3500
4000
4500
5000
Section en (mm*mm)

fig.(18)

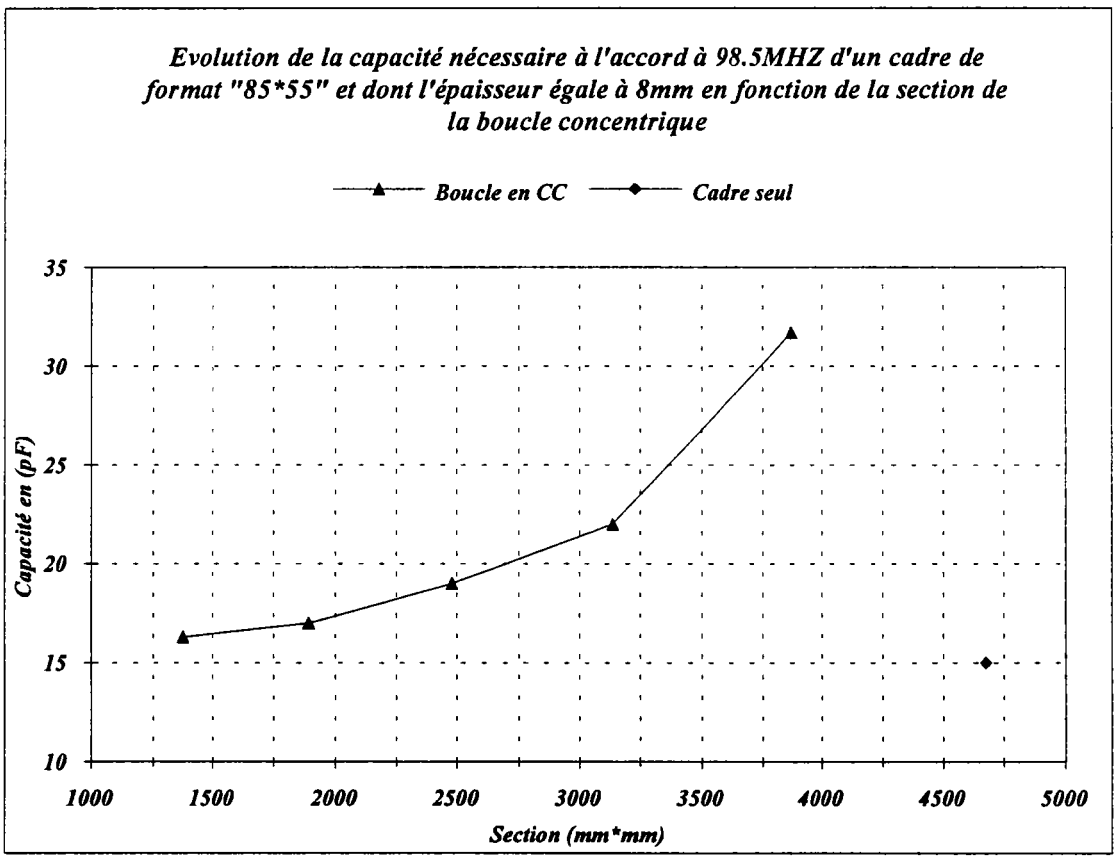

Evolution de la capacité nécessaire à l'accord à 98.5MHZ d'un cadre de format "85*55" et dont l'épaisseur égale à 8mm en fonction de la section de la boucle concentrique
Boucle en CC
Cadre seul
Capacité en (pF)
35
30
25
20
15
10
1000
1500
2000
2500
3000
3500
4000
4500
5000
Section (mm*mm)

fig.(19)

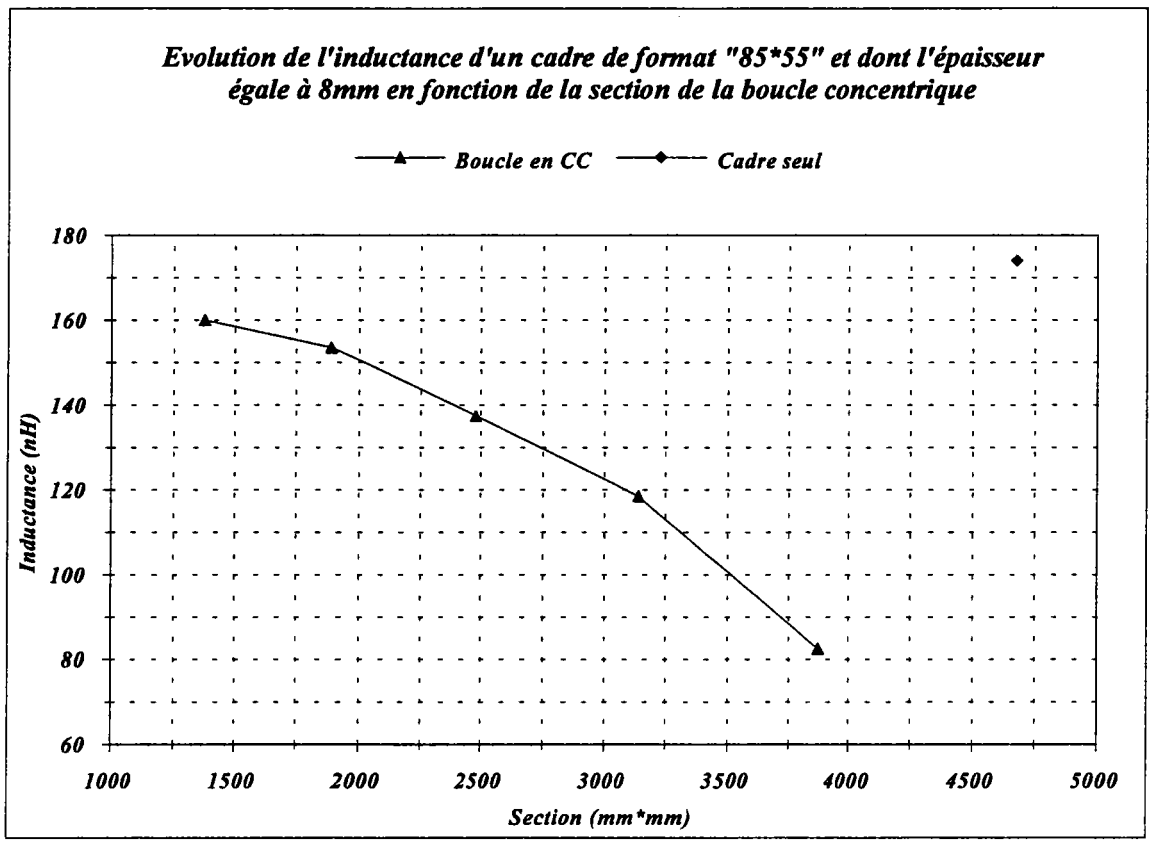

Evolution de l'inductance d'un cadre de format "85*55" et dont l'épaisseur égale à 8mm en fonction de la section de la boucle concentrique
Boucle en CC
Cadre seul
Inductance (nH)
180
160
140
120
100
80
60
1000
1500
2000
2500
3000
3500
4000
4500
5000
Section (mm*mm)

fig.(20)

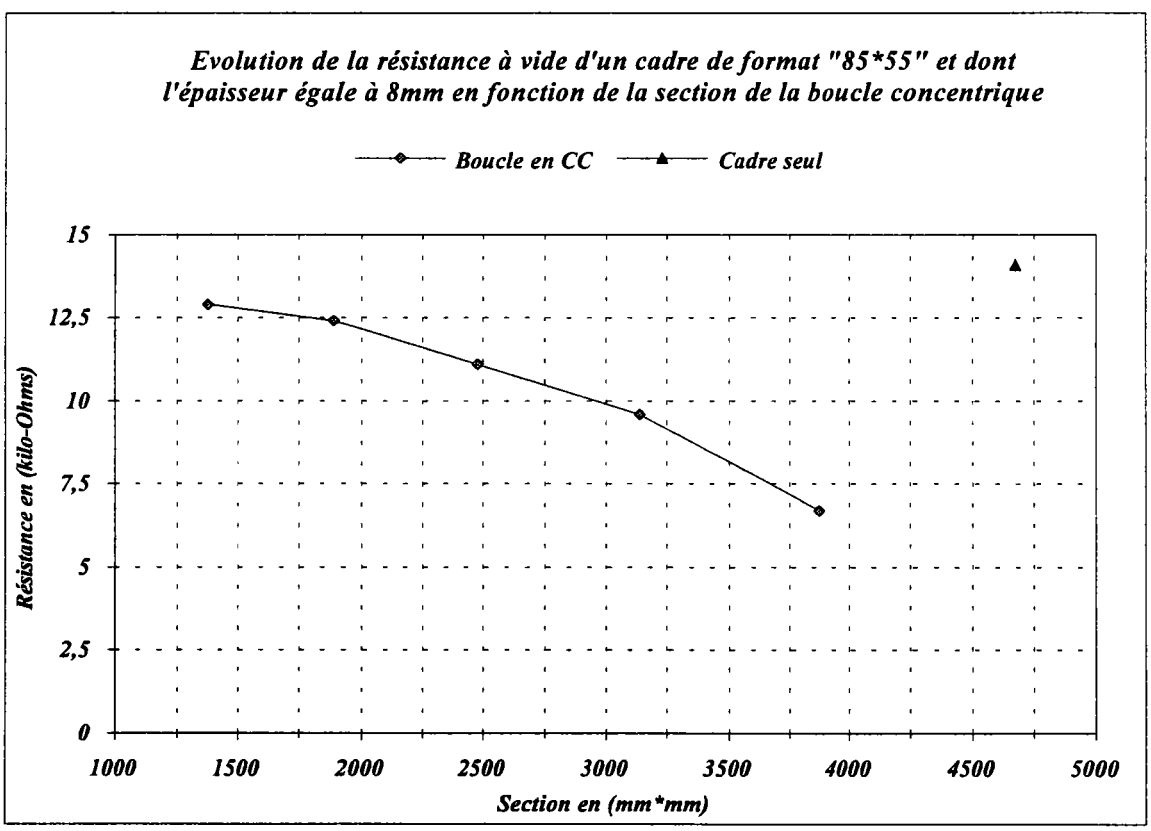

Evolution de la résistance à vide d'un cadre de format "85*55" et dont l'épaisseur égale à 8mm en fonction de la section de la boucle concentrique
Boucle en CC
Cadre seul
Résistance en (kilo-Ohms)
15
12,5
10
7,5
5
2,5
0
1000
1500
2000
2500
3000
3500
4000
4500
5000
Section en (mm*mm)

fig.(21)

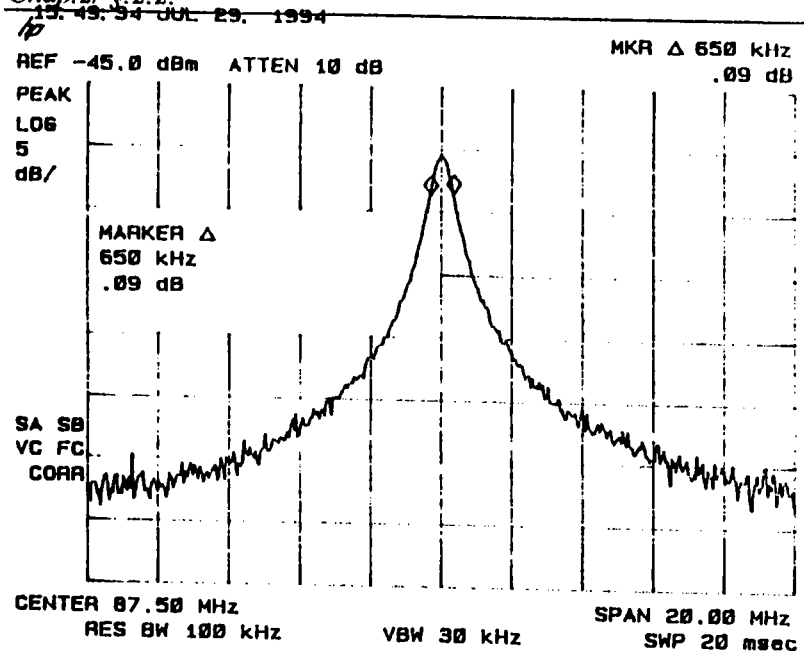
2.2.6.2. Effets de la boucle en court circuit sur l'antenne en présence du module d'acquisition de données

Dans ce paragraphe nous nous proposons de voir maintenant l'impact de la bobine en court circuit sur le module d'acquisition actuel. Pour ce, nous nous limitons à la comparaison de la réponse en fréquence et de la bande passante de l'antenne en présence et en absence de la boucle en court circuit. Cette fois-ci l'étude vise une antenne ayant comme dimensions (85*45 mm^2) et dont la largeur égale à 17 mm. Le choix de telles dimensions est justifié par le fait que la boucle en court circuit est placée à 2 mm de l'antenne et de 1 mm du boîtier blindée constituant le module d'acquisition.

Afin de procéder à une telle comparaison nous avons relevé d'abord la réponse en fréquence ainsi que la bande passante à vide dans le cas de l'antenne seule et en présence du module d'acquisition de données (voir figures (22,23)). Il s'avère donc que le niveau s'affaiblit approximativement de 11 dB et la bande passante s'élargit. Elle est au moins le double de celle de l'antenne toute seule. La charge de l'antenne par le récepteur est représenté par la figure (24).

Ceci étant, il nous reste maintenant à effectuer les mêmes relevées en présence d'une boucle en court circuit. Ainsi, les figures (25,26) correspondent respectivement à l'antenne à vide en présence de la boucle en court circuit, sans et avec le module d'acquisition. Pour cette configuration l'affaiblissement total est de 12 dB. La figure (27) représente le cas de l'antenne chargée.

On constate alors que les niveaux relevés aux bornes de l'antenne chargée sont les mêmes, à 1 dB près, dans les deux configurations étudiées telles que l'antenne sans et avec la boucle en court circuit. Quant à la bande passante, elle est plus étroite en présence de la boucle en court circuit. Notons toutefois que l'application ainsi choisie n'est autre qu'un exemple pour montrer que l'emplacement de la boucle en court circuit par rapport à la boucle résonante (h_1 = 2 mm) n'est pas optimale. Ceci s'explique par le fait que la bande passante relevée en présence de la boucle en court circuit est plus large que celle de l'antenne toute seule. Pratiquement il est vérifié qu'un fonctionnement optimal est obtenu en remplissant la condition telle que la diminution de l'inductance est de l'ordre de 50 % (un affaiblissement du niveau de 6 dB). Cependant, une différence moyenne de 300 KHz de la largeur de bande à 3 dB est prévisible en passant d'une structure à l'autre et dans toute la bande. Ceci confirme bien d'une part l'effet du rétrécissement de la bande passante en présence de la boucle en court circuit et d'autre part de toute tendance d'accrochage entre l'antenne et son environnement.


15: 49: 54 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 650 kHz
.09 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
650 kHz
.09 dB
SA SB
VC FC
CORR
CENTER 87.50 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

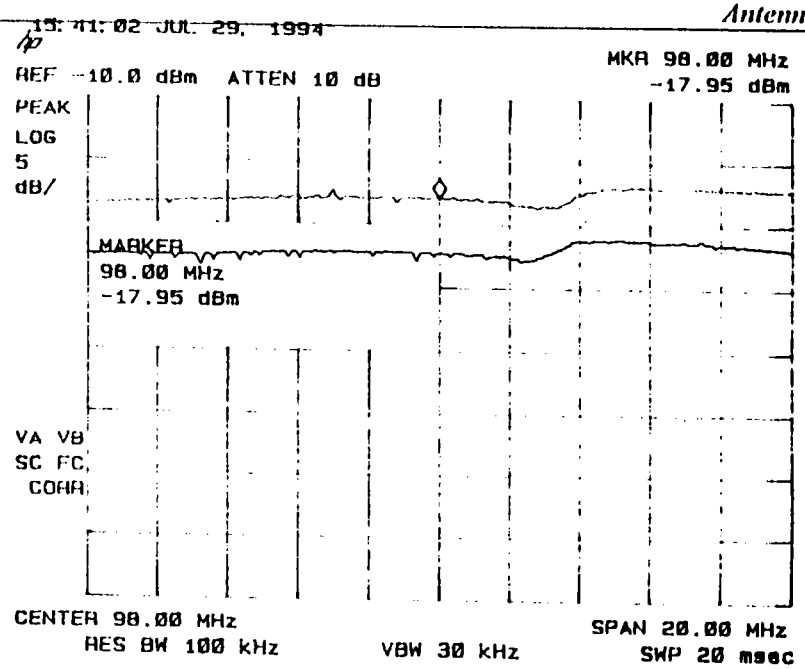
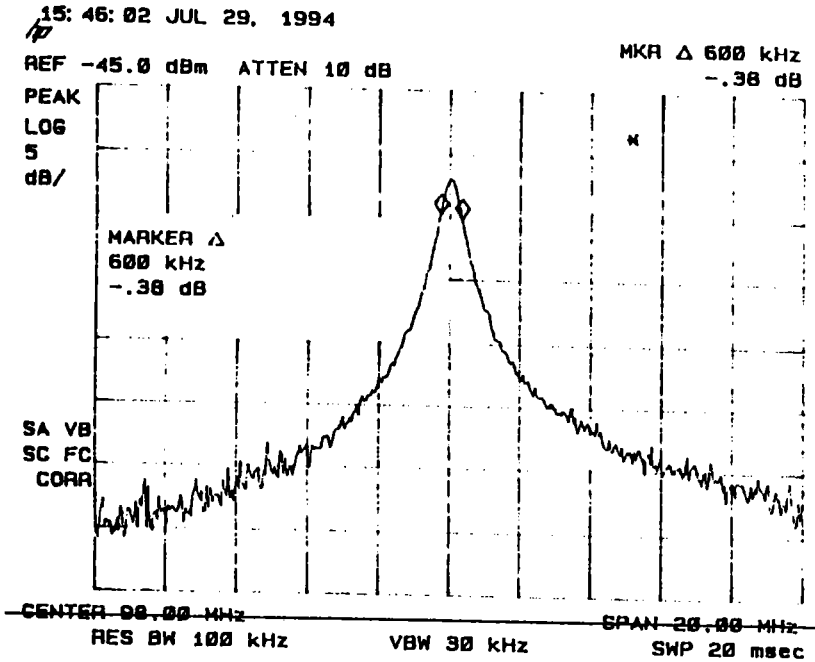
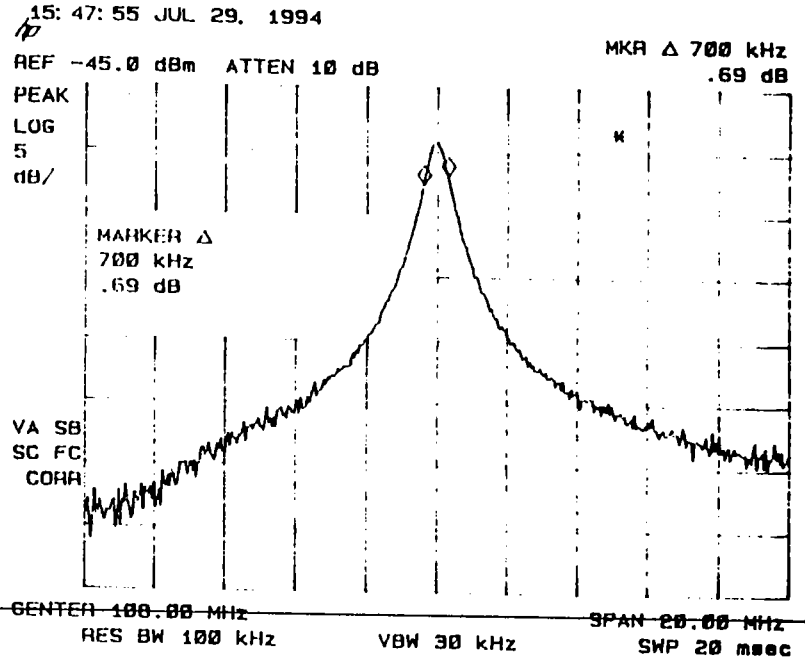
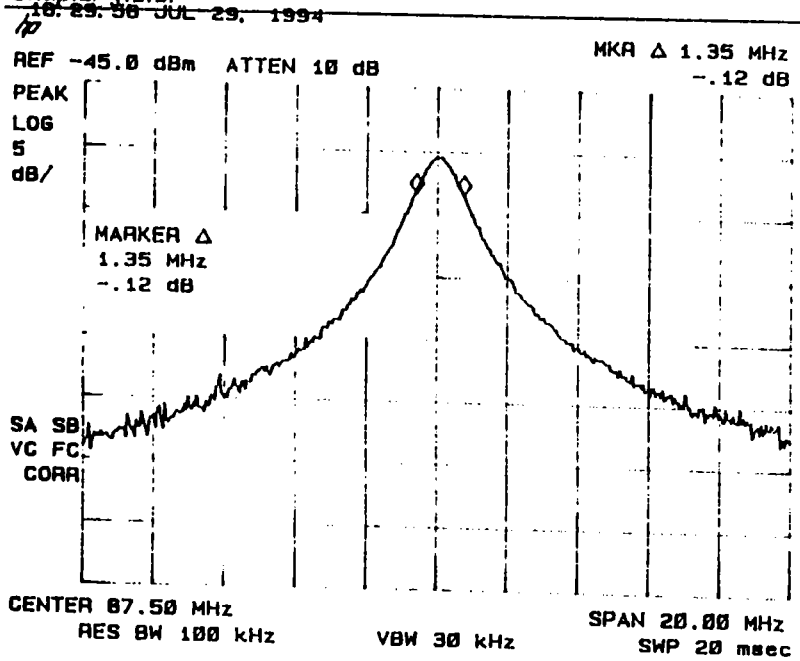

15: 41: 02 JUL 29, 1994
REF -10.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR 98.00 MHz
-17.95 dBm
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER
98.00 MHz
-17.95 dBm
VA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

fig.(22)


15: 46: 02 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 600 kHz
-.38 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
600 kHz
-.38 dB
SA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec


15: 47: 55 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 700 kHz
.69 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
700 kHz
.69 dB
VA SB
SC FC
CORR
CENTER 108.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec


18: 29: 56 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.35 MHz
-.12 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.35 MHz
-.12 dB
SA SB
VC FC
CORR
CENTER 87.50 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

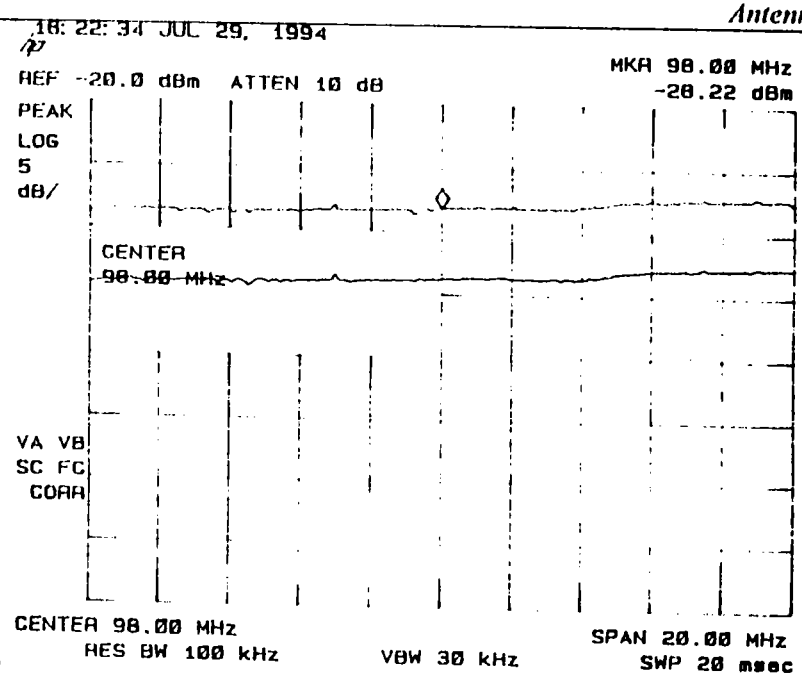
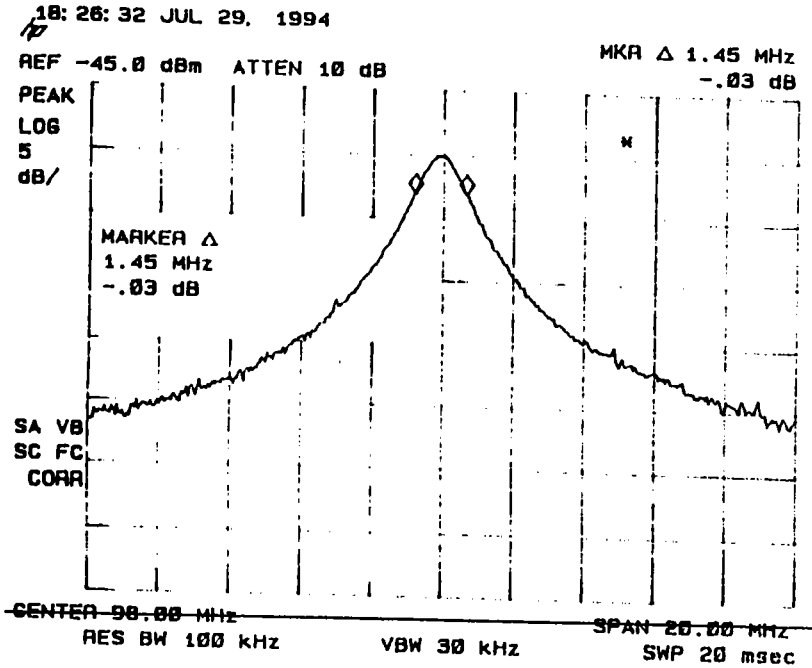
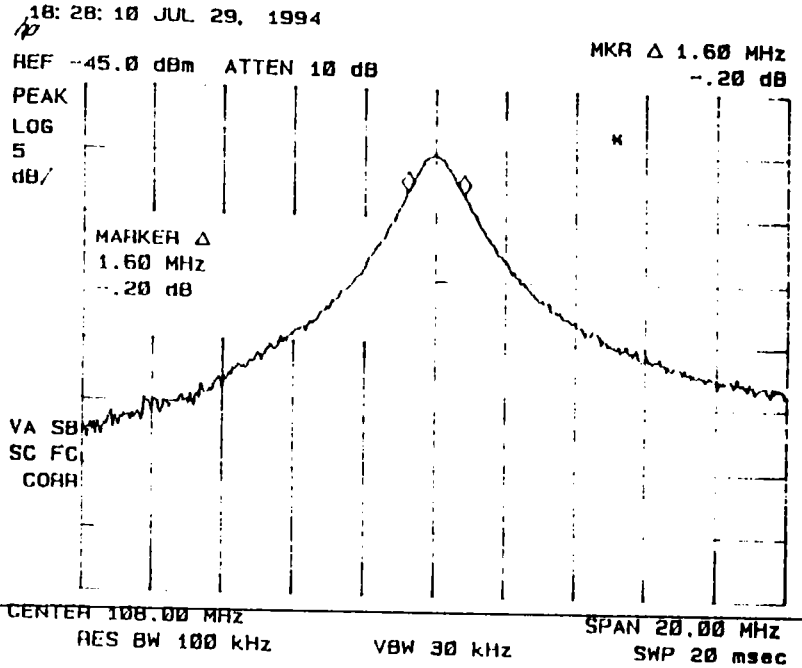
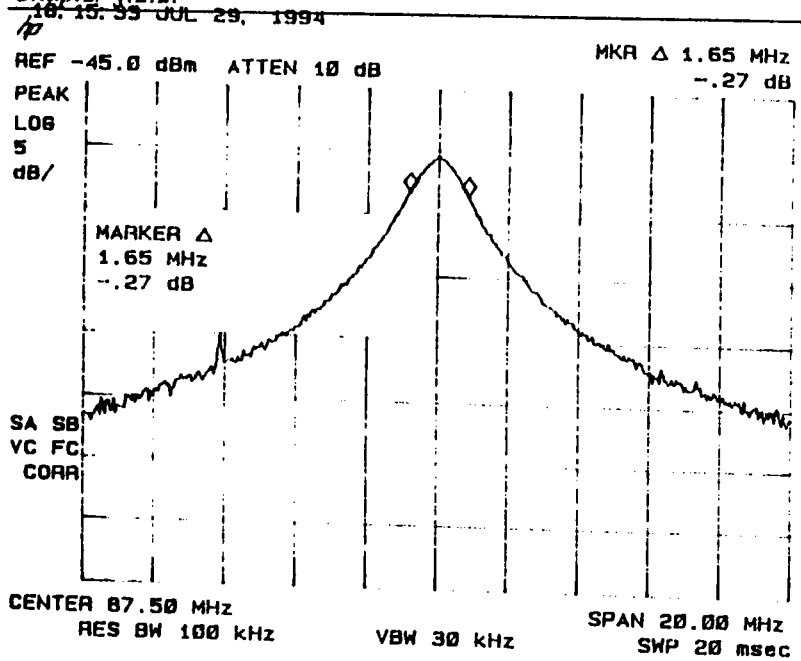

18: 22: 34 JUL 29, 1994
REF -20.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR 98.00 MHz
-28.22 dBm
PEAK
LOG
5
dB/
CENTER
98.00 MHz
VA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

fig.(23)


18: 26: 32 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.45 MHz
-.03 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.45 MHz
-.03 dB
SA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec


18: 28: 10 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.60 MHz
-.20 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.60 MHz
-.20 dB
VA SB
SC FC
CORR
CENTER 108.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec


18: 15: 33 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm
ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.65 MHz
-.27 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.65 MHz
-.27 dB
SA SB
VC FC
CORR
CENTER 87.50 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

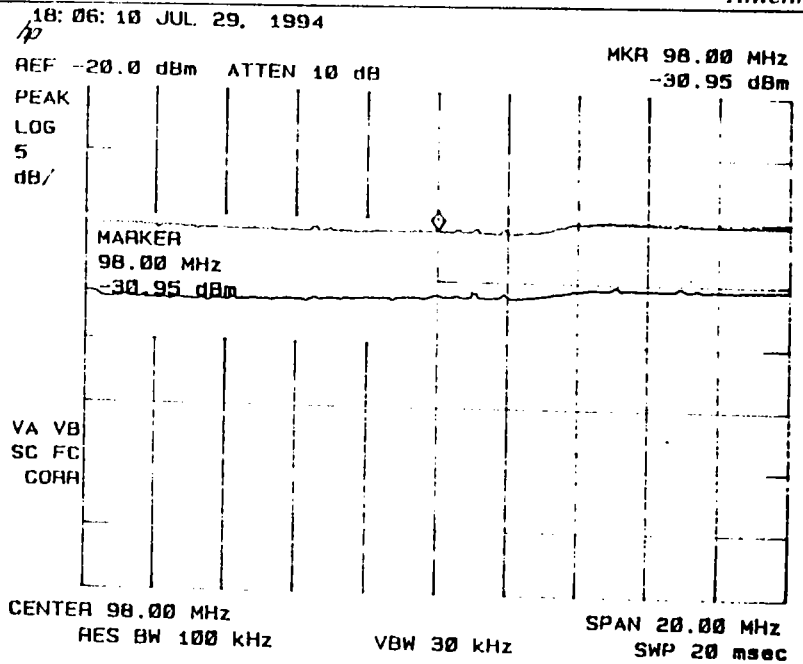
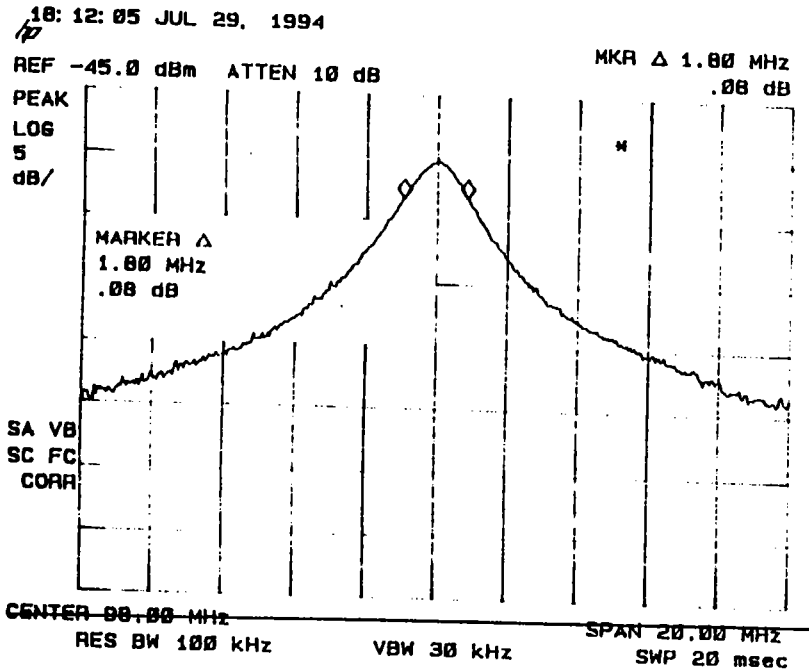
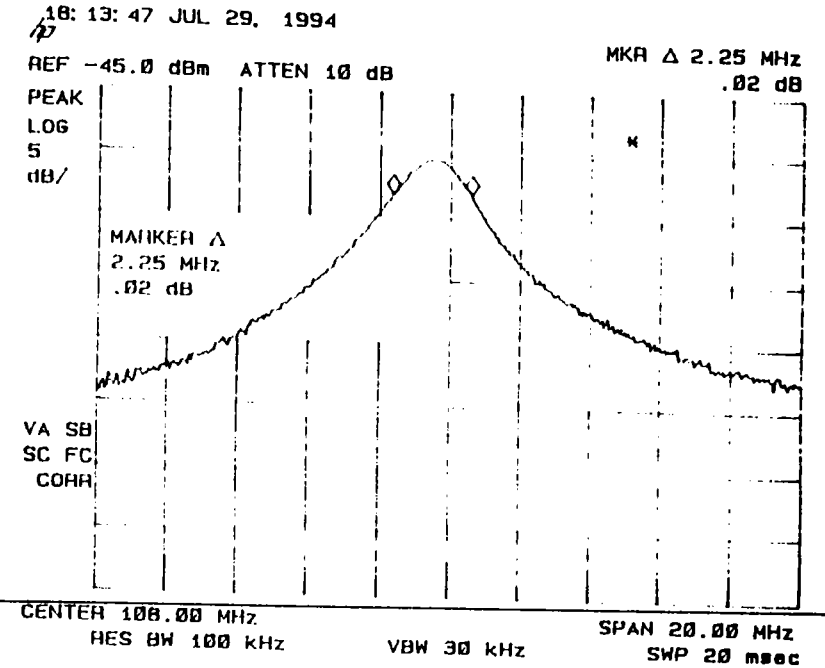
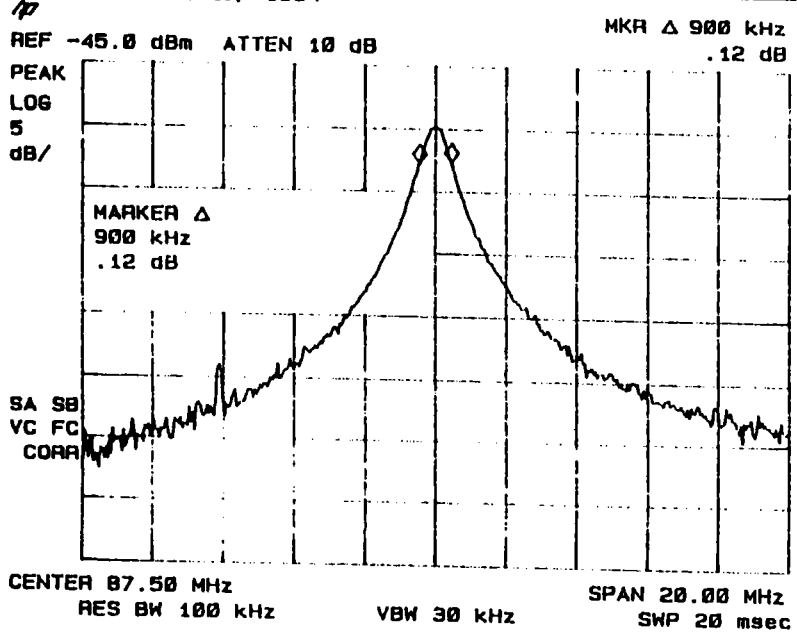

18: 06: 10 JUL 29, 1994
REF -20.0 dBm
ATTEN 10 dB
MKR 98.00 MHz
-30.95 dBm
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER
98.00 MHz
-30.95 dBm
VA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

fig.(24)


18: 12: 05 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm
ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.80 MHz
.08 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.80 MHz
.08 dB
SA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec


18: 13: 47 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm
ATTEN 10 dB
MKR Δ 2.25 MHz
.02 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
2.25 MHz
.02 dB
VA SB
SC FC
CORR
CENTER 108.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec


12: 33: 09 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 900 kHz
.12 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
900 kHz
.12 dB
SA SB
VC FC
CORR
CENTER 87.50 MHz
SPAN 20.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SWP 20 msec

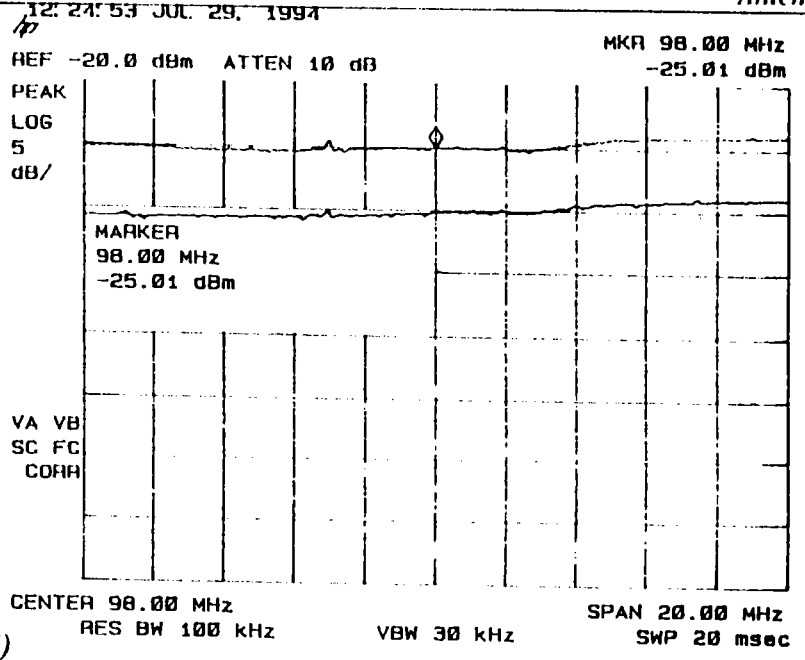
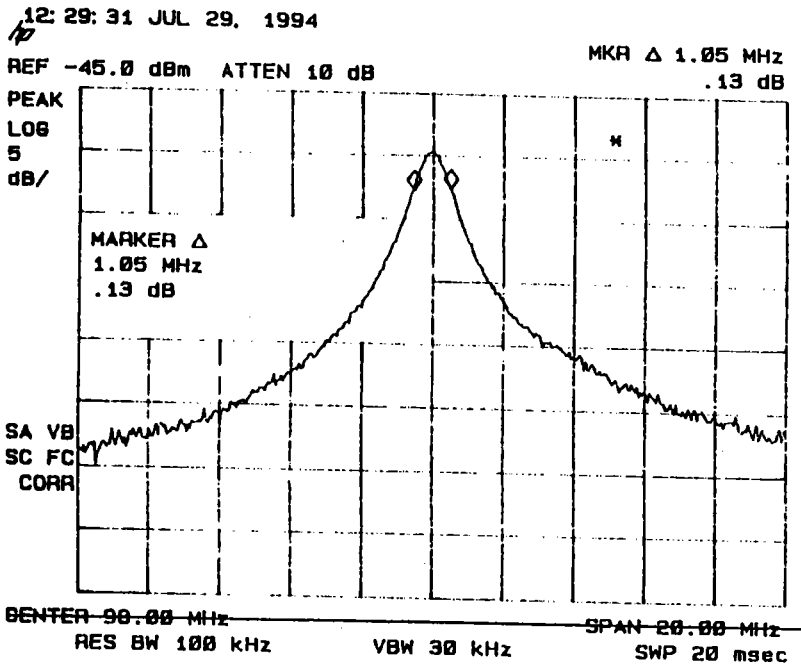
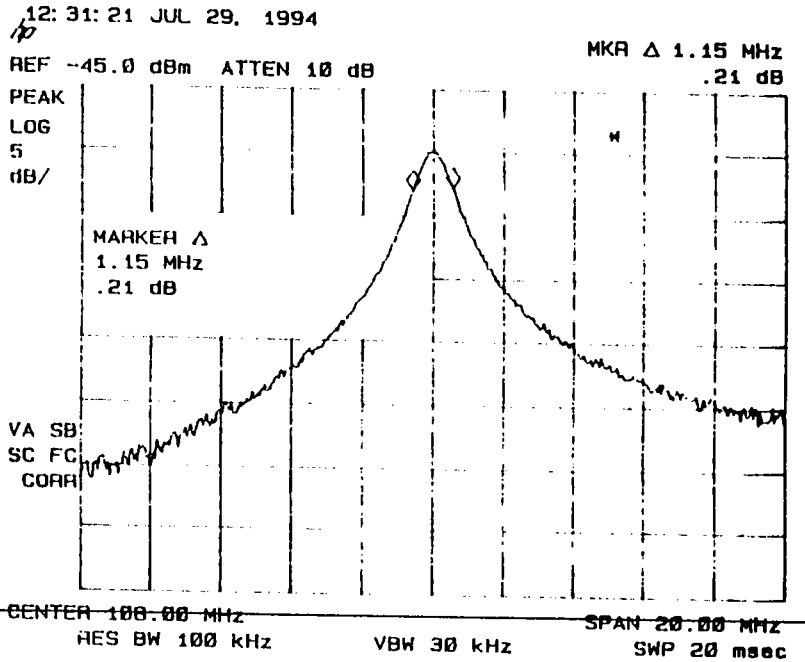
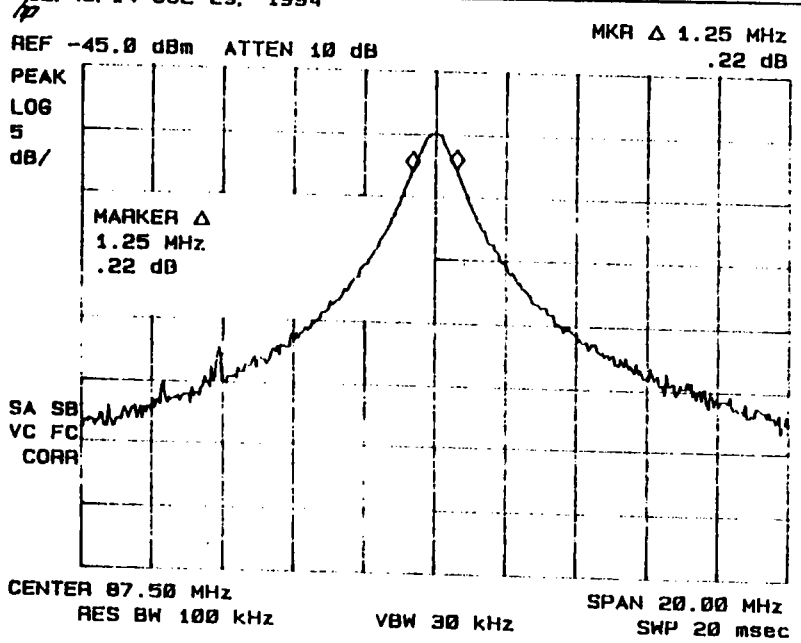

12: 24: 53 JUL 29, 1994
REF -20.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR 98.00 MHz
-25.01 dBm
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER
98.00 MHz
-25.01 dBm
VA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
SPAN 20.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SWP 20 msec

fig.(25)


12: 29: 31 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.05 MHz
.13 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.05 MHz
.13 dB
SA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
SPAN 20.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SWP 20 msec


12: 31: 21 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.15 MHz
.21 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.15 MHz
.21 dB
VA SB
SC FC
CORR
CENTER 108.00 MHz
SPAN 20.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SWP 20 msec


12: 45: 14 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.25 MHz
.22 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.25 MHz
.22 dB
SA SB
VC FC
CORR
CENTER 87.50 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

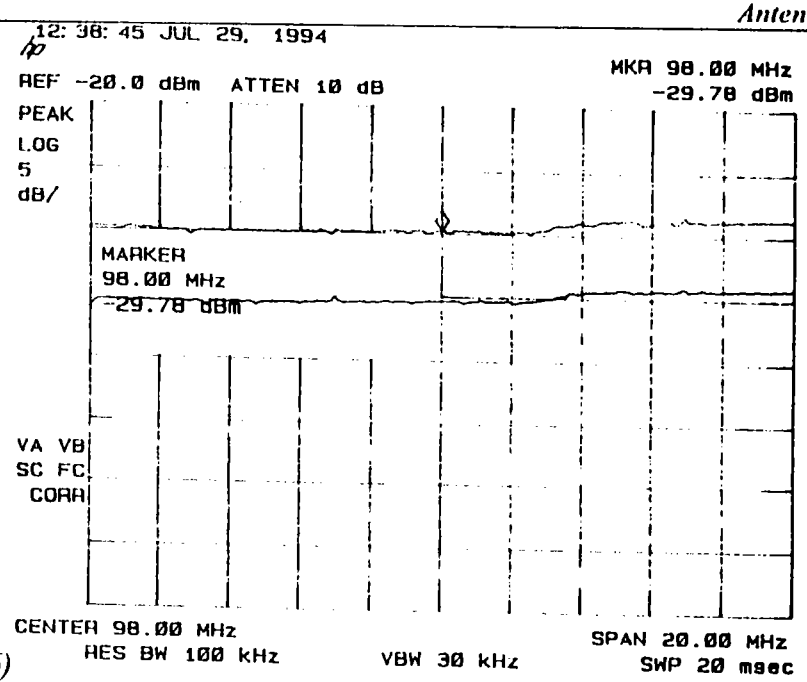
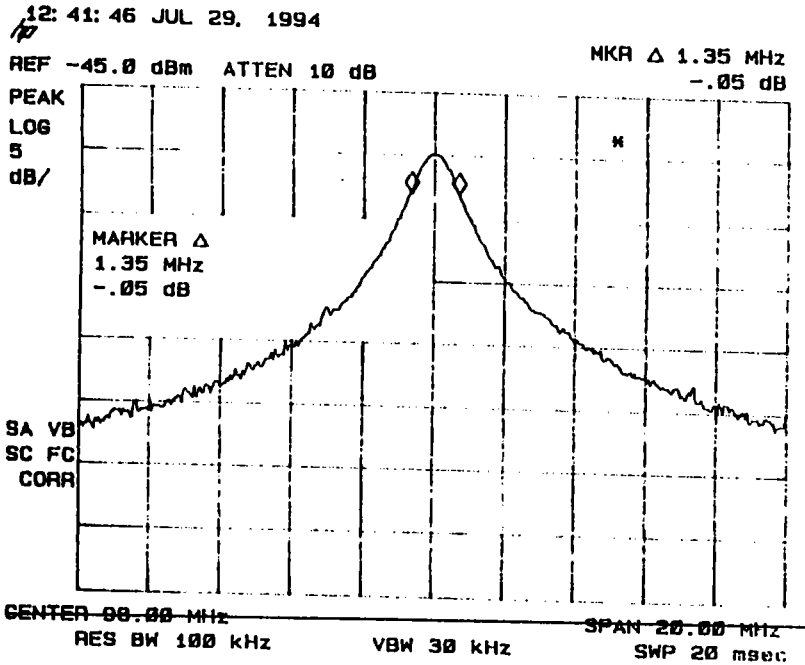
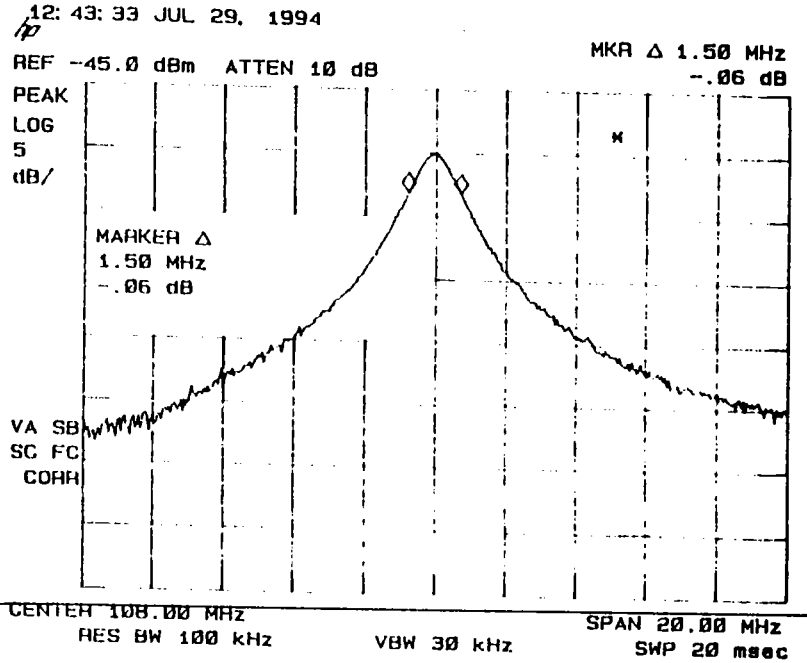
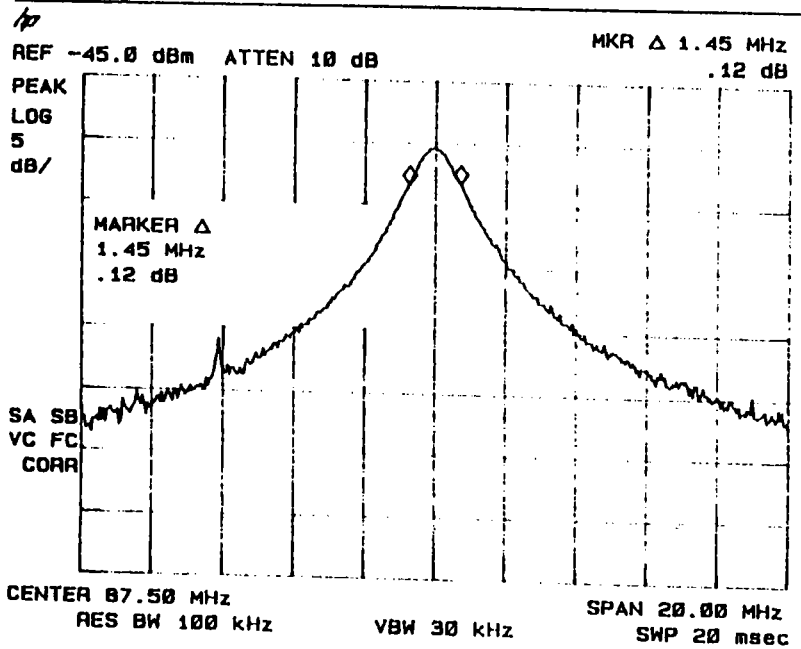

12: 38: 45 JUL 29, 1994
REF -20.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR 98.00 MHz
-29.78 dBm
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER
98.00 MHz
-29.78 dBm
VA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

fig.(26)


12: 41: 46 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.35 MHz
-.05 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.35 MHz
-.05 dB
SA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec


12: 43: 33 JUL 29, 1994
REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.50 MHz
-.06 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.50 MHz
-.06 dB
VA SB
SC FC
CORR
CENTER 108.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec


REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.45 MHz
.12 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.45 MHz
.12 dB
SA SB
VC FC
CORR
CENTER 87.50 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

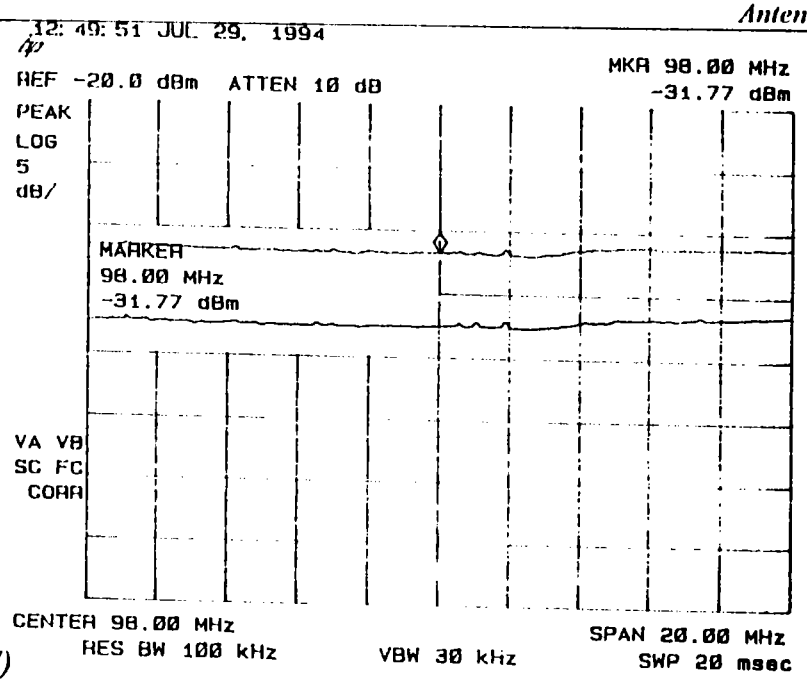
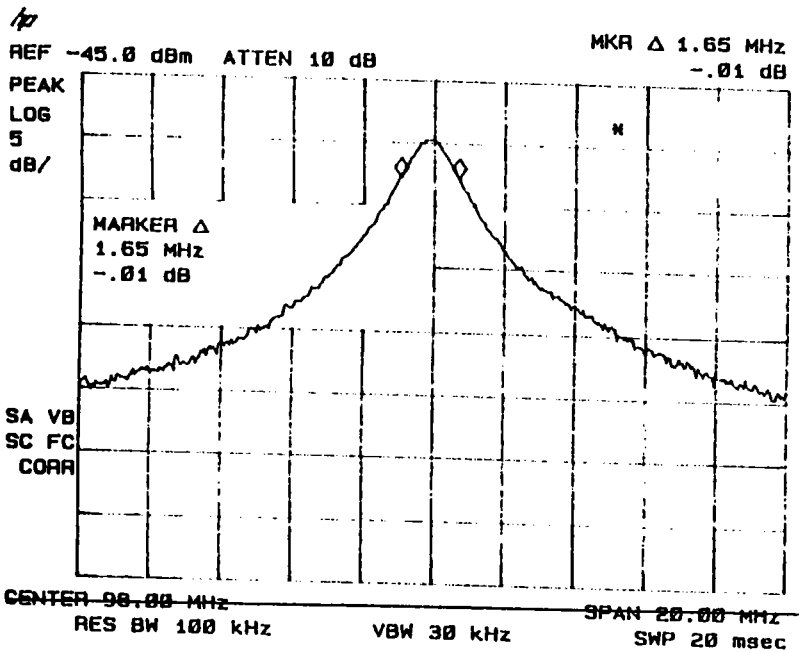
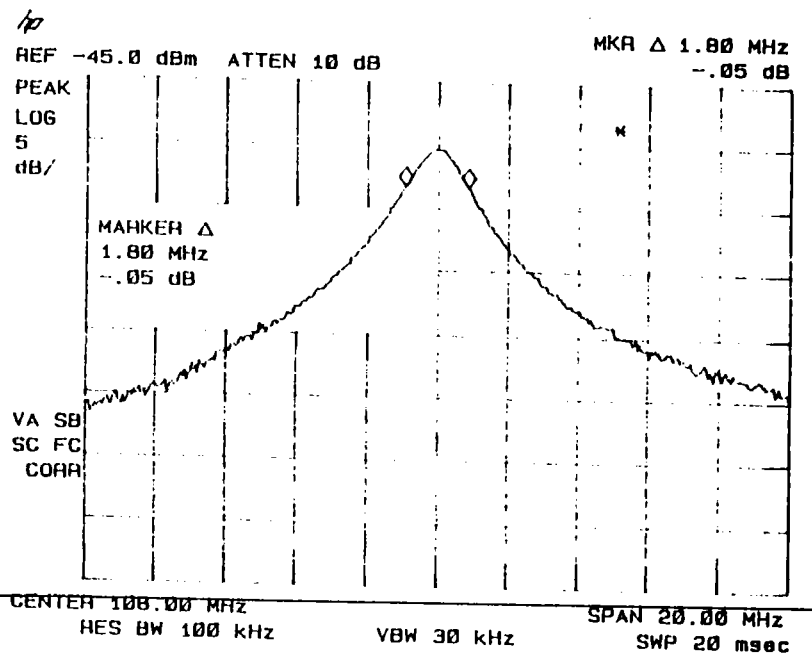

12: 49: 51 JUL 29, 1994
REF -20.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR 98.00 MHz
-31.77 dBm
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER
98.00 MHz
-31.77 dBm
VA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

fig.(27)


REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.65 MHz
-.01 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.65 MHz
-.01 dB
SA VB
SC FC
CORR
CENTER 98.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec


REF -45.0 dBm ATTEN 10 dB
MKR Δ 1.80 MHz
-.05 dB
PEAK
LOG
5
dB/
MARKER Δ
1.80 MHz
-.05 dB
VA SB
SC FC
CORR
CENTER 108.00 MHz
RES BW 100 kHz
VBW 30 kHz
SPAN 20.00 MHz
SWP 20 msec

2.3. ANTENNE RESULTANTE OU OMNIDIRECTIONNELLE

2.3.1. Rappel

Les résultats obtenus lors de l'étude de l'antenne cadre avec ou sans noyau magnétique nous ont permis de montrer que, de point de vue directivité, les deux antennes ont pratiquement les mêmes performances dans le plan horizontal: elles sont directives en polarisation verticale (voir fig.(13- §.2.1)) et plus l'écartement est supérieure à 50° par rapport à la position privilégiée ($\theta = 0°$) plus la sensibilité décroît. Les deux antennes présentent un angle d'ouverture dans le plan horizontal (θ_H) de l'ordre de 100°, l'angle d'ouverture étant défini comme étant l'angle qui correspond à un affaiblissement de 3 dB de la sensibilité maximale.

Ainsi, nous pouvons dire qu'au delà de 50° par rapport à la direction privilégiée la limite de bon fonctionnement est atteinte. Ceci constitue en fait un inconvénient majeur pour ces deux types d'antennes. Par conséquent il est très intéressant de trouver un moyen technique pour rendre l'antenne moins directive sinon omnidirectionnelle.

2.3.2. Evaluation de l'efficacité de l'antenne

Avant d'évoquer la suite de l'étude d'une nouvelle approche concernant une antenne résultante, nous estimons qu'il est très pratique d'évaluer l'efficacité de l'antenne inductive seule. Afin d'établir ce taux nous supposons que l'antenne n'est plus opérationnelle ou efficace à partir du moment ou sa sensibilité baisse de 3 dB. Ceci étant, nous nous proposons de définir la probabilité pour que le récepteur soit orienté suivant une direction correspondante à une sensibilité supérieure à 38 dBμV/m. Dans ce cas, à l'échelle du diagramme de rayonnement nous nous trouvons dans la région délimitée par une direction définie par l'angle θ tel que $\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3$ et $4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3$.

En effet, en considérant la variable aléatoire Θ correspondant à l'orientation du récepteur dans une direction quelconque du plan d'action par rapport à la position privilégiée (cette dernière n'est autre que la direction telle que l'axe de l'antenne est colinéaire avec l'axe d'émission). Pour une direction d'émission fixe, il y a équiprobabilité pour que le récepteur se trouve à l'angle θ par rapport à l'axe d'émission.

La densité de probabilité est alors donnée par:

$$f_\Theta(\theta) = \frac{1}{2\pi}$$

La probabilité pour que la sensibilité soit inférieure à 3 dB, est donnée par:

$$P_X(S < 3dB) = 1 - P_X(S \geq 3dB)$$

avec $P_X(S \geq 3dB)$ est la probabilité complémentaire

$$P_X(S \geq 3dB) = 2 \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \frac{1}{2\pi} d\theta = 2/3 = 0.66$$

$$\text{d'où } P_X(S \leq 3dB) = 0.34$$

La probabilité pour que le récepteur se trouve avec une sensibilité dégradée de plus de 3 dB est de 34 %.

Ceci étant, il est opportun d'explorer toute solution qui soit susceptible de remédier à un tel problème. Nous allons voir dans les paragraphes qui suivent que les deux antennes, qui ont fait l'objet de l'étude antérieure, se prêtent à offrir une solution satisfaisante et donc d'assurer un service permanent dans toutes les directions du plan horizontal.

2.3.3. Solution technique proposée "Antenne omnidirectionnelle"

2.3.3.1. Etude de la disposition mécanique

L'idée originale que nous proposons cette fois-ci consiste à faire appel à la combinaison des deux antennes (voir fig.(3)). La technique en question permet à chacune de ces deux antennes de jouer le même rôle suivant les deux axes perpendiculaires du plan horizontal et donc de combler mutuellement le défaut commun. Ainsi, pour montrer la faisabilité d'un tel procédé il suffit de superposer les deux diagrammes de rayonnements correspondants à l'antenne cadre avec ou sans noyau magnétique. Les figures (1,2) montrent qu'à partir d'une telle combinaison nous pouvons uniformiser le diagramme de rayonnement ou polaire et bien sûr de garder, à peu près, la même sensibilité dans tout le plan.

On constate qu'il est possible d'associer mécaniquement l'antenne cadre à noyau magnétique à celle à base du film métallique sans modifier les dimensions physiques du récepteur. Il est important de remarquer que l'antenne résultante constitue un moyen efficace pour garder quasiment la même sensibilité; ceci reste vrai dans toutes directions du plan horizontal. La connaissance de l'angle d'ouverture de l'antenne inductive telle que l'antenne cadre normal nous permet au moins de juger que la disposition proposée présente un très grand intérêt.

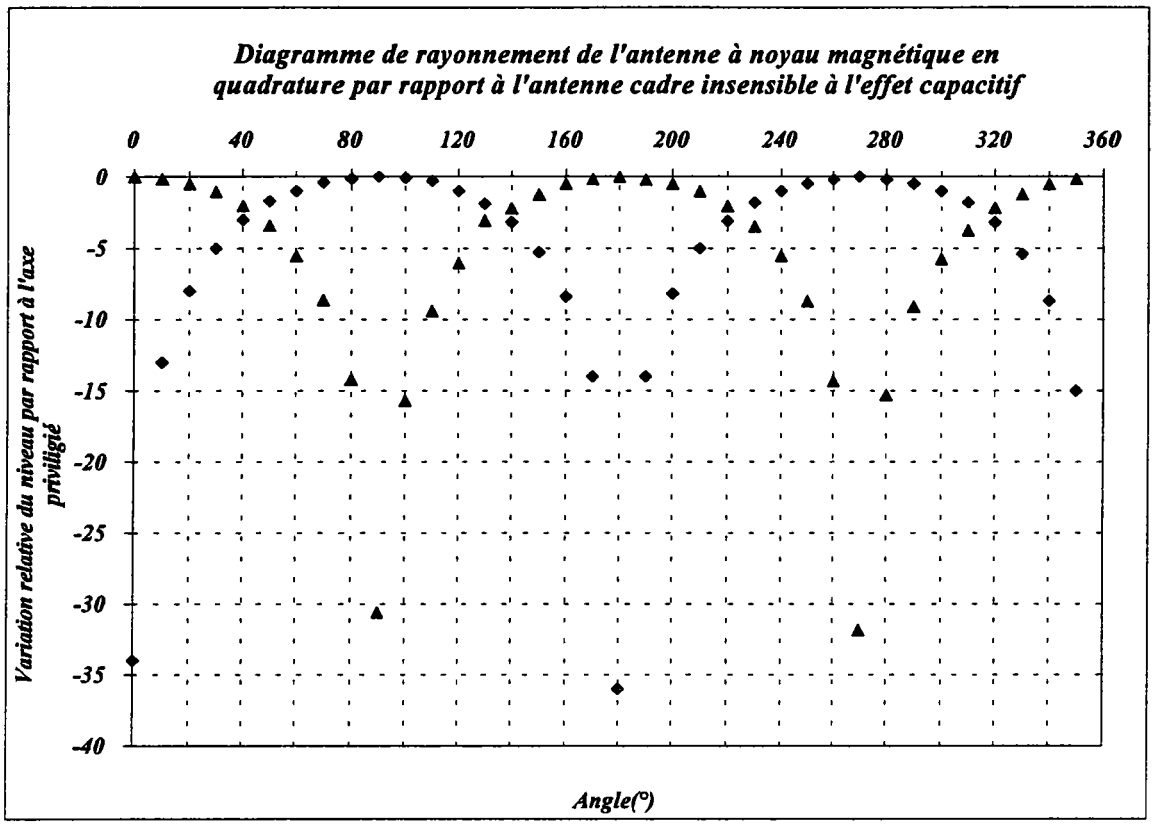


fig.(1). Diagramme de rayonnement dans le plan

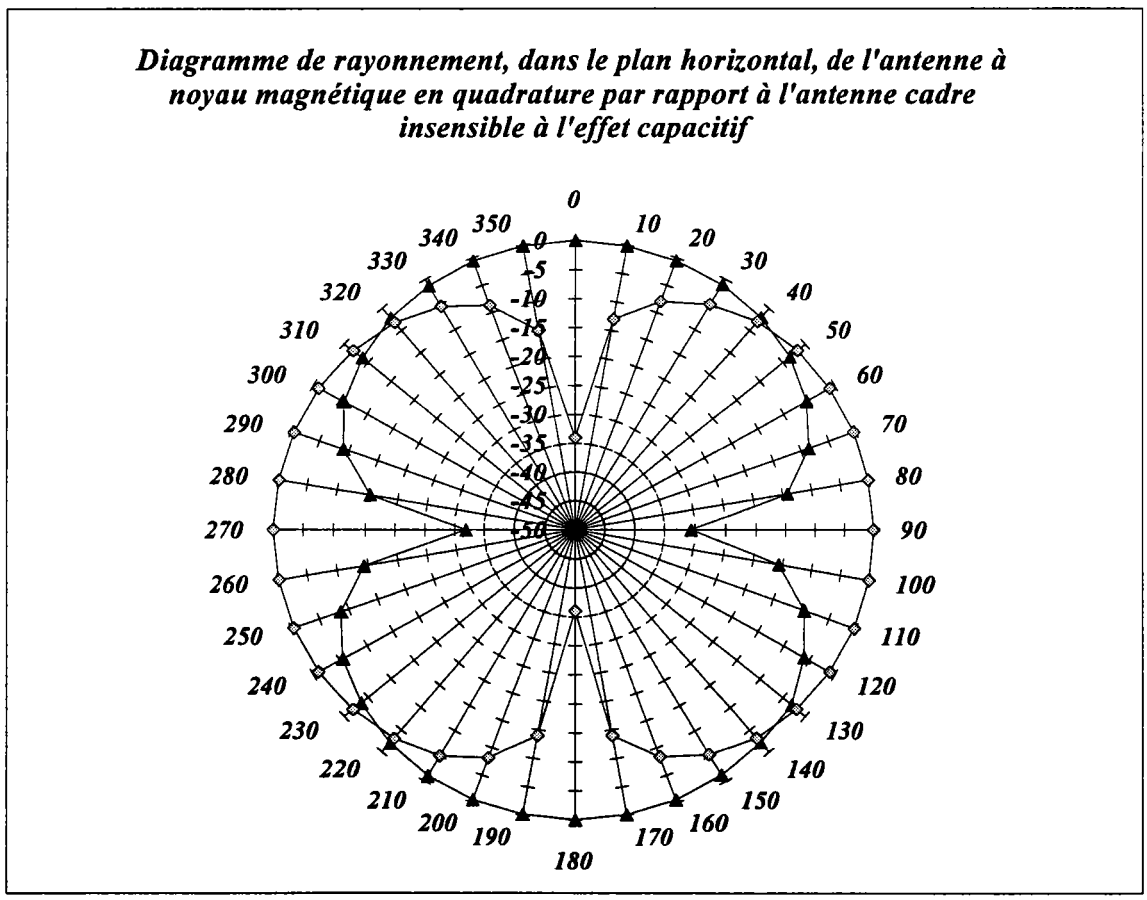


fig.(2). Diagramme de rayonnement dans l'espace

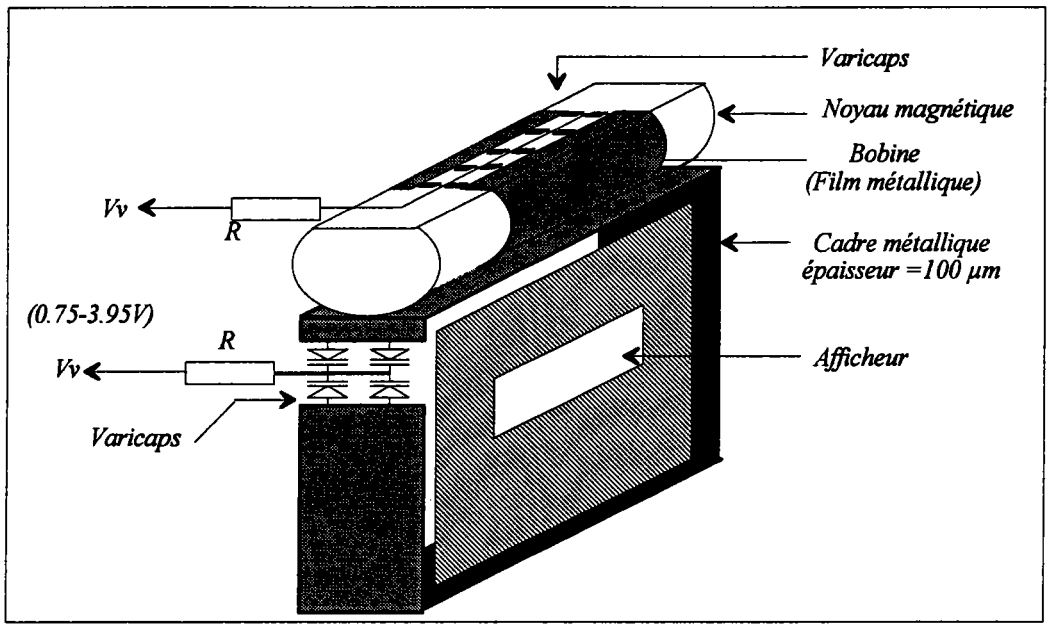


fig.(3). Disposition de la combinaison des deux antennes inductives

2.3.3.2. Différentes techniques possibles pour extraire les signaux

Ceci étant, il reste maintenant à déterminer la technique la moins coûteuse possible afin d'extraire l'information utile à partir de l'antenne résultante.

Pour extraire le signal utile, deux techniques différentes peuvent être envisagées. La première consiste à faire appel à un système intelligent capable de sélectionner le signal dont l'amplitude est maximale. Un tel système est couramment utilisé dans les récepteurs radio-R.D.S. Son principe de fonctionnement est basé sur un commutateur qui bascule sur l'une ou l'autre antenne; le basculement du commutateur sur l'une ou l'autre est commandé à partir d'un circuit qui détecte le seuil minimal de l'intensité du champ reçue.

L'autre technique est représentée dans le paraghraphe suivant.

2.3.4. Caractérisation des signaux reçus aux bornes des deux antennes

La disposition illustrée dans la figure (3) dont le schéma électrique est représenté par la figure (4) est composée de deux antennes accordées sur la même fréquence séparément et géométriquement disposées comme l'indique la figure (3). Ces deux antennes sont supposées soumises à un champ électromagnétique de polarisation verticale (voir fig.(5)).

Pour un champ électromagnétique incident faisant un angle β avec l'axe des x (voir fig.(5)), nous pouvons distinguer deux cas différents suivant l'angle d'incidence:

1er Cas: $0 \leq \beta \leq \frac{\pi}{2}$

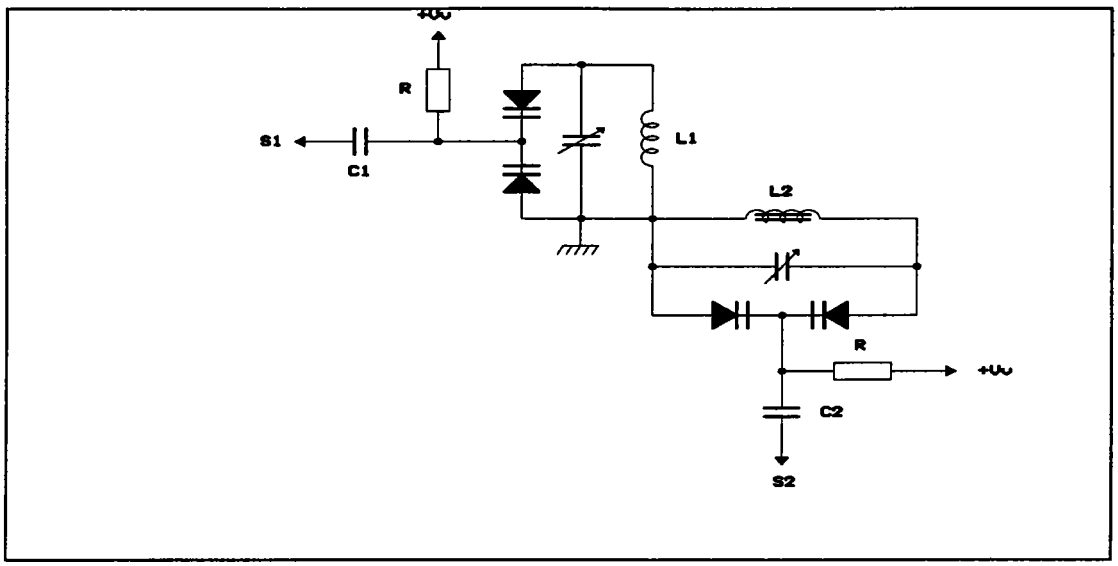


fig.(4). Schéma électrique équivalent de l'antenne omnidirectionnelle

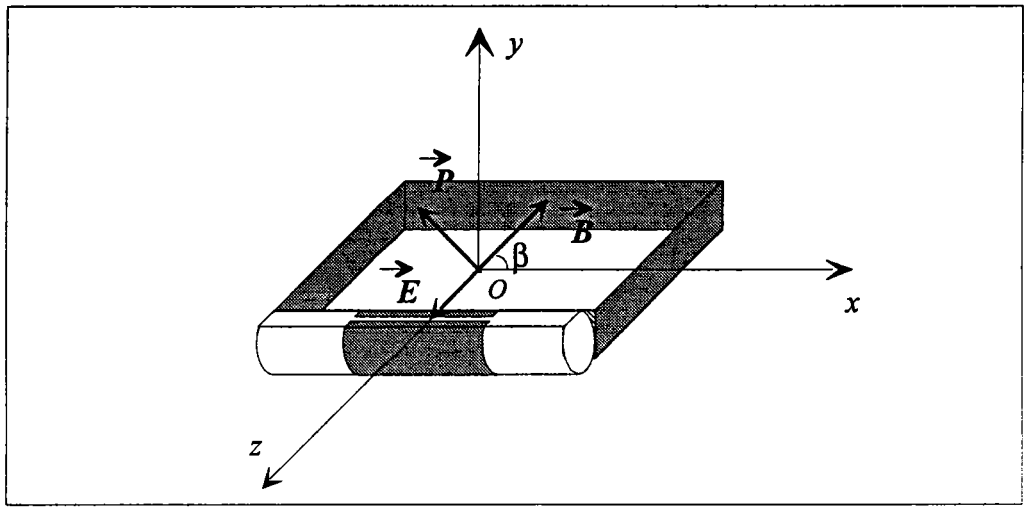


fig.(5). Disposition des deux antennes dans l'espace

Dans la pratique, cela correspond à une déviation inférieure ou égale à 90° du plan du récepteur par rapport à direction d'émission.

Dans ce cas, le flux qui traverse l'antenne cadre est donné par l'équation:

$$\Phi_1 = \vec{B}_1 \cdot \vec{S}_1 = B_1 . S_1 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right) = B_1 . S_1 \sin\beta$$

De même, le flux qui traverse l'antenne à noyau magnétique est donné par l'équation:

$$\Phi_2 = \vec{B}_1 \cdot \vec{S}_2 = \mu_r B_1 . S_2 \cos\beta$$

2ème Cas: $\frac{\pi}{2} < \beta \leq \pi$ on pose $\alpha = \beta - \frac{\pi}{2}$ avec $0 < \alpha \leq \frac{\pi}{2}$

Ici, la déviation du plan du récepteur par rapport à la direction d'émission est comprise entre 90 et 180°.

De la même manière que précédemment le flux qui traverse l'antenne cadre est:

$$\Phi_1 = \vec{B}_1 \cdot \vec{S}_1 = B_1 . S_1 \cos\alpha$$

et le flux qui traverse l'antenne à noyau magnétique est:

$$\Phi_2 = \vec{B}_1 \cdot \vec{S}_2 = -B_1 . S_2 \cos(\frac{\pi}{2} - \alpha) = -B_1 . S_2 \sin\alpha$$

Pour un champ magnétique sinusoïdal ayant la forme:

$$B_1(t,f) = B_0 e^{-j(\omega t + \varphi)}$$

les tensions induites aux bornes de l'antenne cadre et l'antenne à noyau magnétique sont respectivement représentées par les équations qui suivent:

$$e_1 = j\omega\mu_0 H_0 S_1 \sin\beta e^{-j(\omega t + \varphi)}$$
$$e_2 = j\omega\mu_r\mu_0 H_0 S_2 \cos\beta e^{-j(\omega t + \varphi)}$$

On note que l'antenne cadre normal présente les mêmes caractéristiques radioélectriques que l'antenne cadre à noyau magnétique dans le cas où sa section est supérieure ou égale à $\mu_r S_2$.

Etant donné qu'il y a une symétrie par rapport au plan (xoz), les mêmes résultats peuvent être obtenus dans le cas où le récepteur est retourné par rapport au sens de propagation.

2.3.4.1. Technique de la sommation

Dans un premier temps, la technique retenue est d'effectuer la somme des deux signaux générés aux bornes des deux antennes [LAU.62]. L'amplitude de la somme des signaux e_1 et e_2 est donnée par l'équation:

$$S = \omega\mu_0 S_1 |\sin\beta + \cos\beta| = K * D(\theta) \qquad \text{pour } 0 \le \beta \le 2\pi$$

avec

$$D(\theta) = |\sin\beta + \cos\beta|$$
$$K = \omega\mu_0 S_1$$

A partir du diagramme de directivité correspondant à $D(\theta)$ (voir fig.(6)), nous déduisons que l'amplitude de la somme des deux signaux présente un avantage par rapport à une antenne seule. Néanmoins, le problème de la directivité n'est toujours pas résolu en totalité.

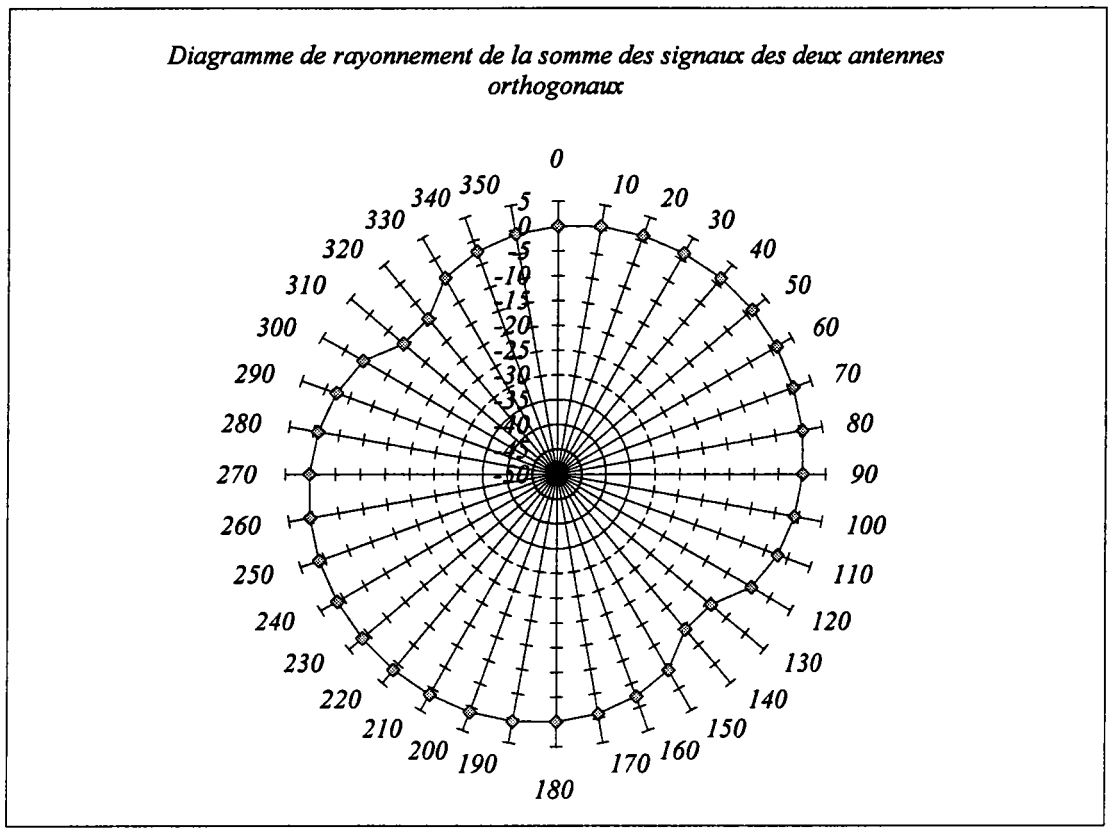


fig.(6)

2.3.4.2. Technique de la sommation avec un déphasage

Si nous imposons un déphasage (Φ) au signal reçu aux bornes de l'antenne à noyau magnétique (voir fig.(7)), l'expression de la tension induite correspondante devient alors:

$$e_2 e^{-j\Phi} = j\omega\mu_r\mu_0 H_0 S_2 \cos\beta\, e^{-j(\omega t+\varphi)} e^{-j\Phi}$$

Ainsi, la somme des deux signaux e_1 et $e_2 e^{-j\Phi}$ devient

$$e_1 + e_2 e^{-j\Phi} = j\omega\mu_0 H_1 S_1 e^{-j(\omega t+\varphi)}(\ \sin\beta + \cos\beta\, e^{-j\Phi})$$

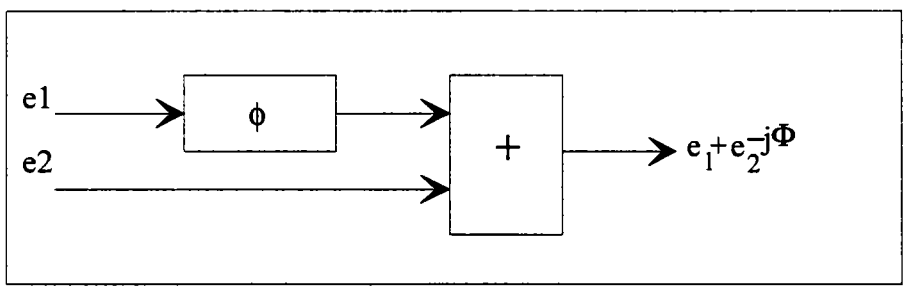


fig.(7). Schéma synoptique du sommateur avec déphasage

L'amplitude de la somme se présente donc sous la forme:

$$A = \left|e_1 + e_2 e^{-j\Phi}\right| = A_0\sqrt{1+\sin 2\beta\cos\Phi}$$

où A_0 est le facteur d'amplitude.

La directivité de l'antenne résultante est $D(\beta)$ telle que:

$$D(\beta)= \sqrt{1+\sin 2\beta \cos \Phi}$$

où Φ étant le déphasage imposé.

Il s'avère donc que pour un déphasage $\Phi = 90°$, quelque soit l'angle β formé entre la direction du signal incident "champ magnétique" et le plan de l'antenne cadre, l'amplitude de la somme $(e_1+e_2 e^{-j\Phi})$ est constante. Pratiquement, elle est indépendante de l'orientation du récepteur par rapport à la direction d'émission. Dans ce cas le diagramme de rayonnement doit être parfaitement circulaire.

Néanmoins, pour un déphasage $\Phi 1=40°$ nous avons obtenu le diagrammes de rayonnement théorique $D_1(\beta)$ illustré par la figure (8). Cette dernière justifie qu'un tel déphasage ne peut convenir puisque la non uniformité du diagramme de rayonnement persiste. Le cas qui est retenu pour une réalisation pratique est celui qui correspond donc à un déphasage d'un signal par rapport à l'autre de $\frac{\pi}{2}$.

Diagramme de rayonnement théorique de l'association de l'antenne cadre et l'antenne à noyau magnétique dans le plan d'action "le déphasage imposé est de 40°"

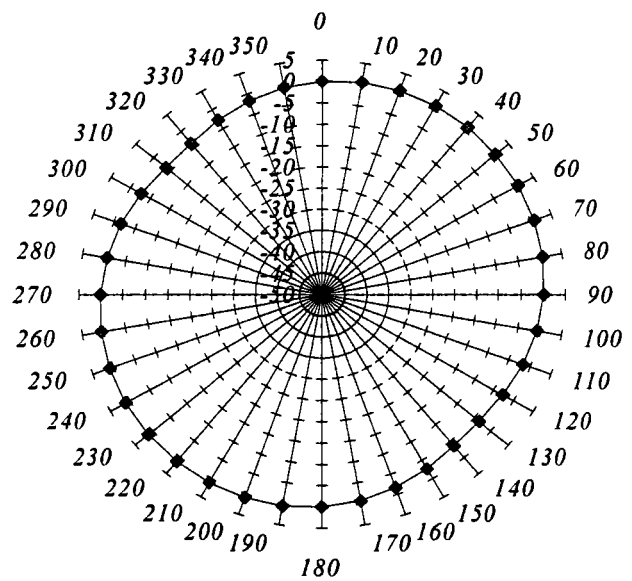


fig.(8)

2.3.4.3. Méthode de l'asservissement du déphasage

Dans les chapitres précédents nous avons bien montré que le raisonnement était valable à condition que $S_1 = \mu_r S_2$. Cette fois-ci nous allons généraliser en supposant qu'un facteur de proportionnalité k entre les sections des deux types d'antennes considérés.

En effet, dans le cas général, si

$$\mu_r S_2 = k S_1 \qquad \text{avec } k \neq 0 \text{ et } k \neq 1$$

Dans ces conditions, l'amplitude de la somme $(e_1 + e_2 e^{-j\Phi})$ est donnée par:

$$A = A_0\sqrt{1+(k^2-1)\cos^2\beta + k\sin 2\beta\cos\phi)}$$

Ainsi, le terme de directivité s'écrit

$$D(\beta,k) = \sqrt{1+(k^2-1)\cos^2\beta + k\sin 2\beta\cos\phi}$$

et peut être rendu constant si

$$(k^2-1)\cos^2\beta + k\sin 2\beta\cos\phi = 0$$

$\cos\beta \neq 0$

$$(k^2-1)\cos\beta + 2k\sin\beta\cos\phi = 0$$

soit $k \neq 0 \quad \sin\beta \neq 0$

$$\cos\phi = \frac{1-k^2}{2k}\cot g\beta$$

le rapport

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{tg\beta}{k}$$

soit $\cos\phi = \frac{1-k^2}{2k}\frac{e_1}{e_2}$

$$\text{d'où} \quad \phi = \text{Arc}\cos\frac{1-k^2}{2k}\frac{e_1}{e_2}$$

Nous déduisons alors qu'il est possible d'asservir le déphasage en fonction du rapport k et du rapport des amplitudes des signaux reçus e_1 et e_2.

Pour une valeur donnée de k, la commande d'un circuit déphaseur par un circuit analogique à partir de e_1 et e_2 semble possible pour obtenir un diagramme circulaire quelque soit β (voir figure (8)).

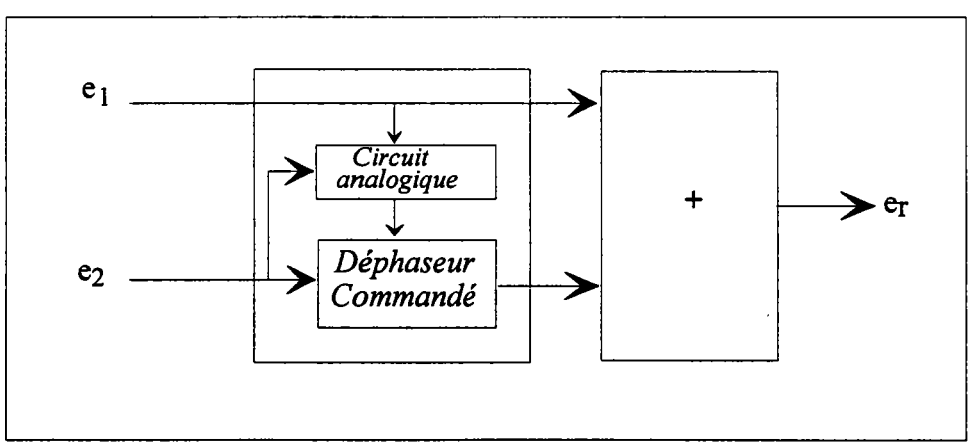


fig.(9). Schéma synoptique d'un éventuel circuit d'asservissement de la phase

2.4. DIAGRAMMES DE RAYONNEMENTS EXPERIMENTAUX ET MESURES DU GAIN DES ANTENNES

A) ANTENNE CADRE AVEC ET SANS NOYAU MAGNETIQUE

2.4.1. Méthodes utilisées

a) Méthode de la mesure de la sensibilité

Cette méthode a fait l'objet du paragraphe (§.1.5). Elle est considérée comme une méthode simple pour déterminer le diagramme de rayonnement des antennes de faibles dimensions.

Dans les paragraphes suivants une autre méthode de relevé du diagramme de rayonnement est décrite. Ainsi, elle sert pour établir un support de comparaison des diagrammes théoriques et expérimentaux; son point fort est la possibilité de caractériser la directivité de l'antenne en présence du corps humain.

b) Antenne en émission

Etant donné que la sensibilité du récepteur est conforme aux spécifications recommandées par l'organisme Televerket, il nous reste maintenant à qualifier la directivité de l'antenne dans un contexte réel. Ceci veut dire que le récepteur est supposé autonome et fonctionne en étant porté par l'opérateur à sa ceinture ou à sa chemise. Dans ce cas, la qualification en question a nécessité une certaine transformation du récepteur en émetteur. Il nous était donc indispensable d'adapter le fonctionnement de l'antenne en émission. Pour cela, il a fallu faire appel à un oscillateur commandée en tension. Ce dernier est suivie d'un amplificateur et d'un montage d'adaptation d'impédance entre la sortie de l'amplificateur et l'antenne. Ainsi, l'oscillateur est opérationnel à trois fréquences différentes telles que (87.5, 98 et 108 MHz) et la commutation se fait au travers un commutateur à trois positions (voir fig.(1,a,b)).

Il est clair que le niveau RF de l'oscillateur est tel que l'attaque de l'antenne, via les diodes à capacités variables, ne provoque pas l'ouverture de celles-ci.

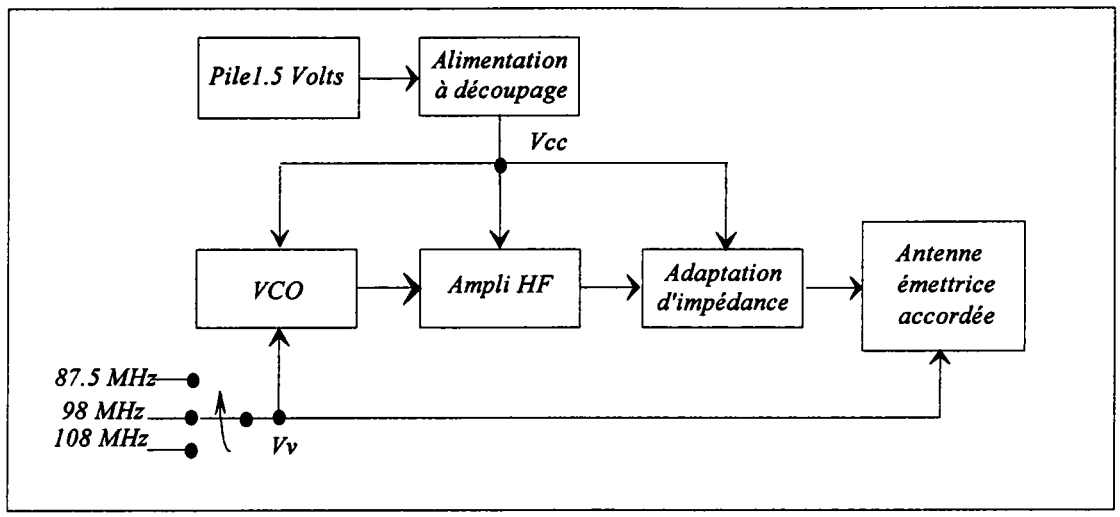


fig.(1.a). Schéma synoptique de l'émetteur

2.4.2. Mesures en champ lointain (chambre anéchoïque)

L'évaluation de la directivité des antennes en champ lointain a été accompli dans la chambre anéchoïque. L'un des avantages essentiels de cette méthode est la facilité d'étudier l'antenne comme si elle était isolée et alors qu'elle est soumise aux effets du corps. En faisant appel à la méthode décrite précédemment (§.1.6), nous pouvons aisément déterminer les diagrammes de rayonnement de l'antenne dans le plan horizontal.

Dans cette première étape nous allons montrer les relevés effectués sachant que l'antenne à étudier est géométriquement isolée. Ce test constitue la référence dans les paragraphes qui suivent, nous allons exposer et analyser les résultats de l'antenne cadre avec et sans noyau magnétique. Tous les diagrammes de rayonnements relevés sont représentés par rapport à un niveau dit de référence choisi arbitrairement -50 dBm.

2.4.2.1. Antenne cadre avec noyau magnétique

Les résultats obtenus lors de cette compagne de mesure sont illustrés par les figures (2, 3); les deux graphes ont été obtenus respectivement en polarisation horizontale et verticale. Les deux configurations ont été choisies pour montrer l'aspect fonctionnel de l'antenne inductive dans les deux polarisations habituellement utilisées par les radiodiffuseurs [TDF.91]. L'analyse de la figure (2) montre de façon très claire que, pour une polarisation horizontale, l'antenne enregistre deux comportements différents; elle se montre omnidirectionnelle si le noyau est disposé verticalement et le cas contraire (si le noyau est disposé horizontalement) l'antenne devient directive et on enregistre une baisse de l'efficacité (de l'ordre de 7 à 10 dB). Notons que cette diminution s'explique par le fait que l'antenne se retrouve en contre polarisation.

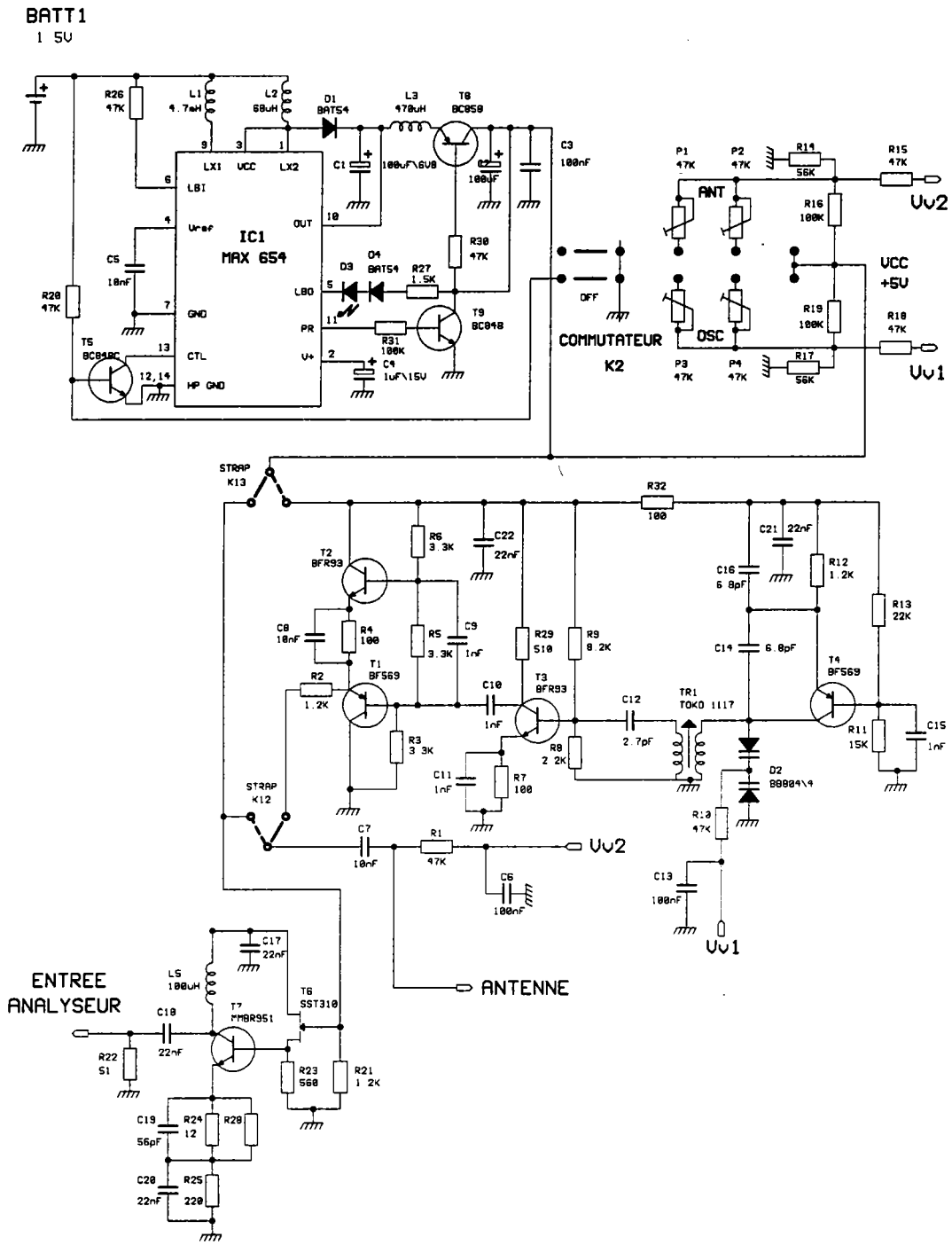


fig.(1.b). Circuit électrique de l'émetteur

Diagramme de rayonnement de l'antenne K40 isolée, relevé dans la chambre anéchoïque en p.h et en présence du plan de sol (fo = 108.08 Mhz), NVréf = -50 dBm

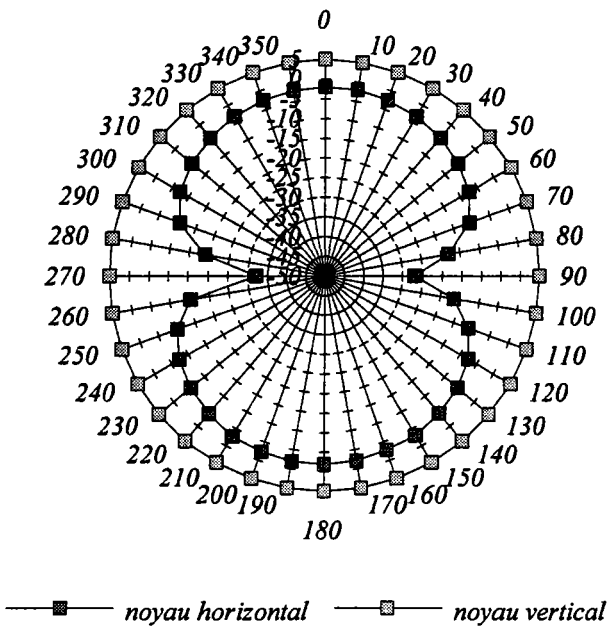


fig.(2)

Diagramme de rayonnement de l'antenne K40, relevé dans la chambre anéchoïque en p.v et en présence du plan de sol (fo = 108.08 Mhz), NVréf = -50 dBm

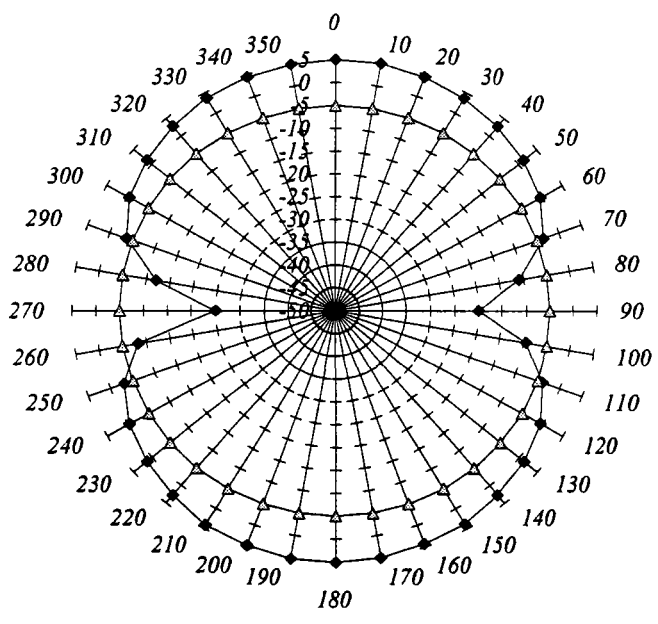


fig.(3)

En polarisation verticale (voir fig.(3)), nous constatons le phénomène réciproque. L'antenne ne change pas de comportement de point de vue directivité. Elle reste toujours omnidirectionnelle lorsqu'elle est disposée verticalement et directive dans le plan horizontal, la contre polarisation persiste et elle se présente lorsque l'antenne se montre omnidirectionnelle.

Intéressons nous maintenant aux effets de proximité corporelle. La figure (4) représente les mêmes configurations que dans le cas de la figure (2). Cette figure montre de manière très explicite que le corps marque sa présence soit par une augmentation ou une diminution du niveau relevé à partir de l'analyseur de spectre.

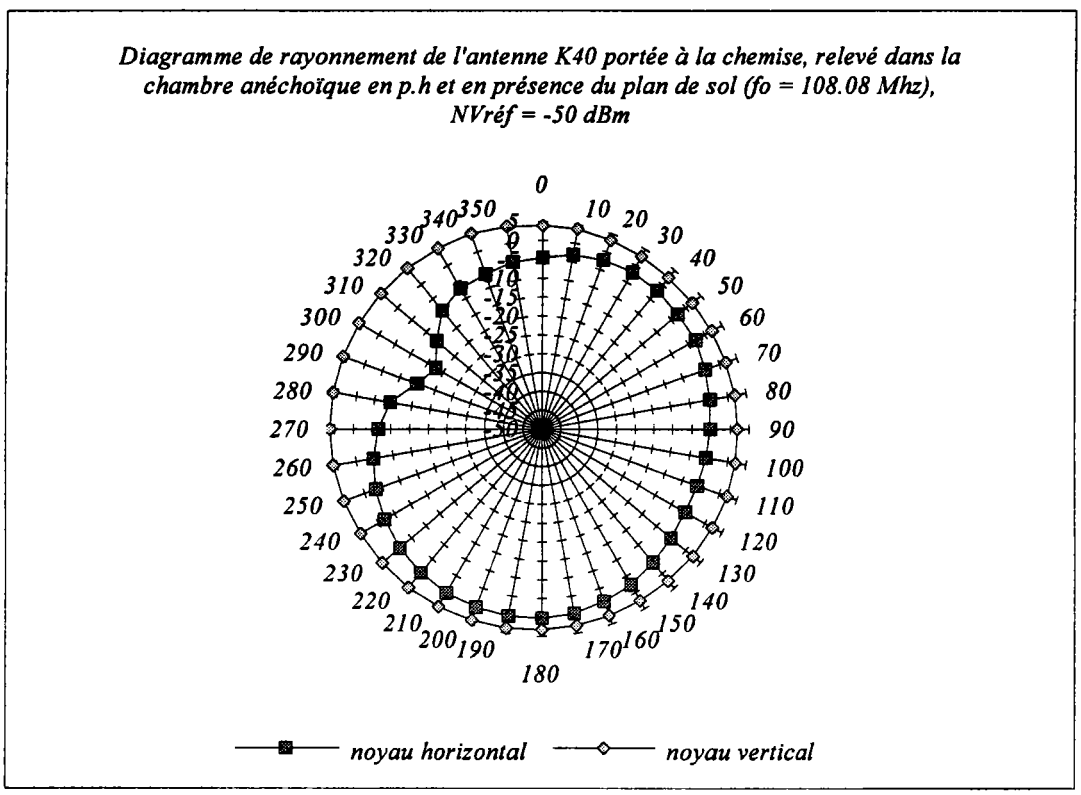


fig.(4)

Ainsi, pour l'analyse des résultats nous nous limitons au cas qui nous intéresse le plus tel que celui de l'antenne dont l'axe est orienté verticalement. Ceci suppose bien sûr que nous travaillons toujours en polarisation horizontale. Nous déduisons que l'affaiblissement est au maximum de 3 dB lorsque le corps s'interpose entre l'émetteur et le récepteur. Dans le cas contraire, un gain maximum de 3 dB est visible.

En résumé nous pouvons dire que le corps agit dans un sens en tant qu'atténuateur et dans un autre comme réflecteur de l'énergie électromagnétique [AND.72], [KRU.68]. Notons toutefois qu'une telle incidence sur l'antenne inductive reste minimale, ce type d'antenne est donc très peu influençable par les effets du corps [COR.41]. Les travaux effectués ultérieurement pour

des systèmes portables dotés d'une antenne électrique avaient montré qu'une telle incidence est plus accentuée et dépassait largement les 10 dB [AND.77], [BEL.76], [SHE.61].
En ce qui concerne l'utilisation de l'antenne à noyau magnétique en polarisation verticale nous ne pouvons admettre une chute aussi importante (le rapport de découplage est de 25 dB) lorsque l'axe de l'antenne est orthogonal à la direction d'émission. On rappelle que pour une antenne directive nous avons au moins 34 % de chance pour que la sensibilité baisse au moins de 3 dB.

Examinons maintenant les incidences du corps dans le cas où l'antenne est utilisée en contre polarisation (en polarisation horizontale le noyau magnétique est disposé horizontalement). La figure (4) nous donne une nette déformation du diagramme de rayonnement. Toutefois, nous constatons que la contribution apportée par la présence du corps reste toujours faible mais cette configuration est à écarter en raison de son inefficacité. Mais une telle disposition constitue une solution qu'il faut prendre en compte lors de l'utilisation de la polarisation verticale (voir fig.(3)).

Dans la littérature on peut noter le peu des travaux effectués dans ce domaine, par contre il y a eu beaucoup d'investigations qui portaient essentiellement sur des applications biomédicales. Depuis l'apparition de la diathermie plusieurs auteurs se sont surtout intéressés à l'étude de l'effet de l'énergie RF incidente sur le corps humain. Certains ont pu classé les divers propriétés électromagnétiques de nombreux tissus en se basant sur le pourcentage de puissance RF réfléchie à l'interface air/ tissu [SCH.54], [SCH.72]. En tout cas les recherches biomédicales ne visent pas typiquement les aspects de communication des interactions corps/RF.

2.4.2.2. Antenne cadre sans noyau magnétique

De la même manière qu'auparavant la caractérisation de l'antenne cadre sans noyau magnétique a nécessité les mêmes étapes que précédemment. Toutefois il est intéressant de qualifier l'antenne dans tous les cas de figures et notamment dans les deux types de polarisations. Les résultats obtenus sont représentés par les figures (5,6,7,8). En effet, l'antenne cadre sans noyau présente le même comportement que celui de l'antenne avec noyau magnétique tout en étant isolé. La figure (5) montre le diagramme de rayonnement de l'antenne dans deux cas de figures différents. Le premier concerne le cas où l'antenne est disposée à plat. Nous constatons qu'elle est omnidirectionnelle. Dans le second cas où l'émetteur est disposé debout, le comportement de l'antenne est nettement différent. Elle se montre directive avec une baisse vraiment notable de l'ordre de 25 à 30 dB une fois l'axe de l'antenne est orthogonal à une direction privilégiée. La contre polarisation est marquée par une diminution de l'ordre de 10 dB entre les deux configurations.

Diagramme de rayonnement de l'antenne cadre isolée , relevé dans la chambre anéchoïque en p.h et en présence du plan de sol (fo = 108.08 Mhz), NVréf = -50 dB

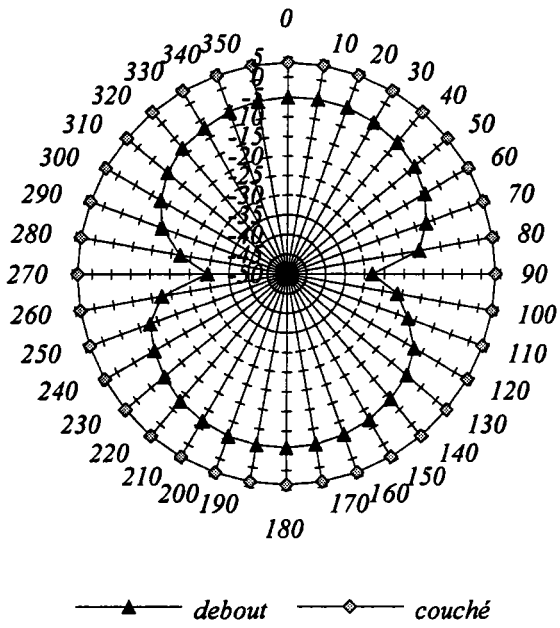


fig.(5)

Diagramme de rayonnement de l'antenne cadre isolée , relevé dans la chambre anéchoïque en p.v et en présence du plan de sol (fo = 108.08 Mhz), NVréf = -50 dB

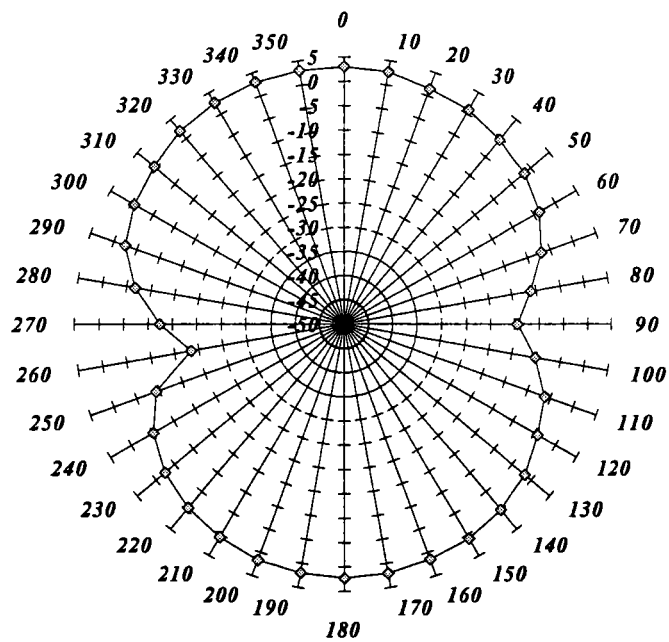


fig.(6)

Diagramme de rayonnement de l'antenne cadre portée à la chemise, relevé dans la chambre anéchoïque en p.h et en présence du plan de sol (fo = 108.08 Mhz), NVréf = -50 dB

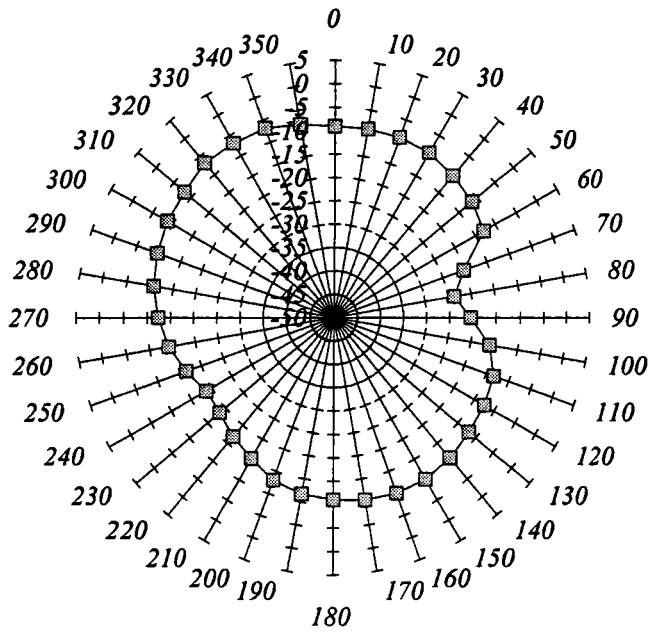


fig.(7)

Diagramme de rayonnement de l'antenne cadre portée à la chemise, relevé en dans la chambre anéchoïque en p.v et en présence du plan de sol (fo = 108.08 Mhz), NVréf = -50 dB

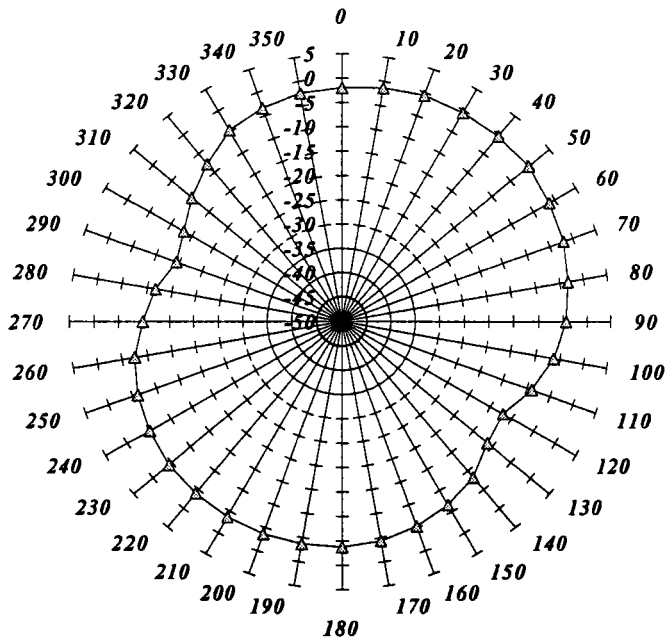


fig.(8)

Il est clair maintenant que ce type d'antenne ne peut être exploité avec une efficacité maximale en polarisation horizontale.

Nous allons maintenant nous intéresser aux diagrammes de rayonnement de l'antenne relevés en polarisation verticale (voir fig.(6)). L'analyse d'un tel diagramme montre que l'antenne a un comportement directif. Elle présente un angle d'ouverture θ_H (à 3 dB) de l'ordre 100° ($-50 \leq \theta_H \leq 50$). Il faut noter aussi que suivant l'axe privilégié, elle présente pratiquement le même niveau que dans le cas de la figure (5) en position couchée. Ceci veut dire que dans ces conditions nous devons relever le même gain qu'en polarisation horizontale.

Il convient de signaler que si nous faisons une comparaison entre les diagrammes de rayonnement de l'antenne avec et sans noyau disposées respectivement verticalement et couchée nous devons constater une différence en niveau donc en gain de 2 dB: l'antenne à bâtonnet de ferrite présente une efficacité meilleure. Néanmoins, on tient à souligner que la configuration basée au tour d'un film métallique expérimentée n'est pas optimale.

Voyons maintenant le comportement de l'antenne cadre soumise à l'effet de proximité du corps. Les figures (7,8) traduisent les réponses d'une telle réaction respectivement en polarisation horizontale et verticale. Notons toutefois que l'antenne est portée à la chemise. De même nous tenons à ajouter que le cas de la figure (7) représente en fait celui de la contre polarisation. Nous retenons, à partir de ces graphes, que l'effet de proximité est relativement le même que dans le cas de l'antenne à noyau magnétique. Il met en évidence une certaine différence lorsque le corps s'interpose. En effet, le cas présent enregistre un affaiblissement plus important. De même nous observons une légère rotation de la direction privilégiée. Nous enregistrons surtout une tendance d'uniformisation du diagramme de rayonnement (voir fig.(8)). En fait le rapport de découplage devient moins accentué.

Afin de résumer le cas de l'antenne cadre sans noyau par rapport à celle à noyau magnétique, nous devons retenir les points essentiels. En polarisation horizontale elle apporte la même contribution à 2 dB près en étant à plat. En polarisation verticale, elle présente approximativement les mêmes caractéristiques dans une plage définie par θ tel que $-50 \leq \theta \leq 50$. Au delà de cette plage son fonctionnement se dégrade davantage. Néanmoins nous devons signaler que si elle a vraiment un rôle important à jouer ça ne peut être que sa combinaison avec le premier type d'antenne. Ceci fera l'objet du paragraphe (2.4.4).

2.4.3. Mesures du gain en champ lointain (chambre anéchoïque)

2.4.3.1. Description des méthodes de mesures

Dans le but de déterminer le gain intrinsèque de chacune des antennes développées au centre de TDF-C2R, nous étions conduit à faire appel à la méthode de substitution. En effet, la méthode en question repose sur l'établissement du bilan de liaison en utilisant une antenne de référence. Dans notre cas, le dipôle $\lambda/2$ taillé dans la bande FM est considéré comme tel. Généralement, l'antenne sous test et de référence sont excitées successivement à partir d'un générateur qui envoie la même puissance à une fréquence arbitraire. Le bilan de liaison est ainsi établi en se basant sur les niveaux fournit par l'antenne réceptrice connectée à l'analyseur de spectre (voir §.1.7). Ceci étant, le gain de l'antenne sous test par rapport à l'antenne dite de référence est alors déduit.

Toute fois, il convient de mentionner qu'en principe l'opération est réciproque, autrement dit, le gain est déterminé de la même façon que précédemment en considérant l'antenne sous test et de référence comme antenne en réception. Malheureusement les deux méthodes ne pouvaient être utilisées dans notre application car il s'agit d'antennes de très petites tailles dont les connections extérieures, non appréciées par le dispositif sous test, sont susceptibles de rayonner.

2.4.3.2. Dispositif de mesure du gain des antennes compactes

Le dispositif de mesure est autonome et indépendant de toute liaison avec l'environnement voisin. Il permet de visualiser, à partir d'un afficheur à cristaux liquide, la tension reçue aux bornes de l'antenne sous test proportionnelle au champ reçu par l'antenne. Le schéma synoptique et électronique d'un tel dispositif sont montrés respectivement à la figure (9,a,b).

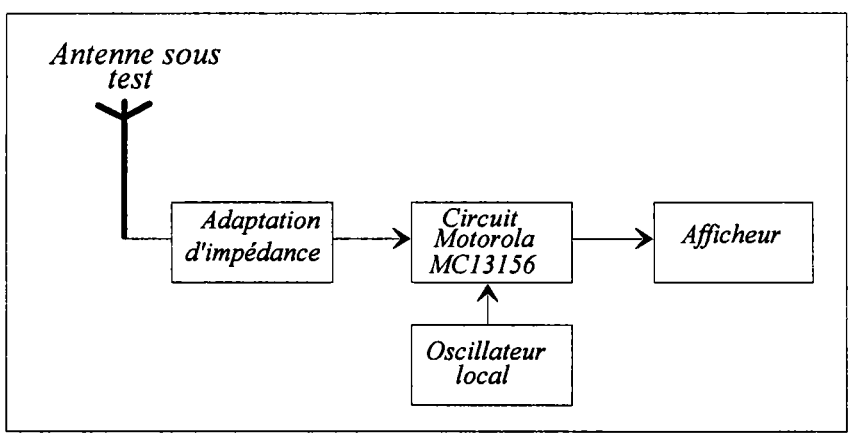


fig.(9.a). Schéma synoptique du dispositif de mesure du gain

Il est important de noter que la détermination du gain a été effectué en présence de l'antenne au voisinage des masses métalliques constituant le blindage du récepteur. Ceci avait pour but de quantifier le paramètre qui nous intéresse dans un contexte réel. Notons bien que cela constitue en fait le seul moyen effectif pour caractériser l'antenne dans le même environnement que celui d'un récepteur de radiomessagerie normal.

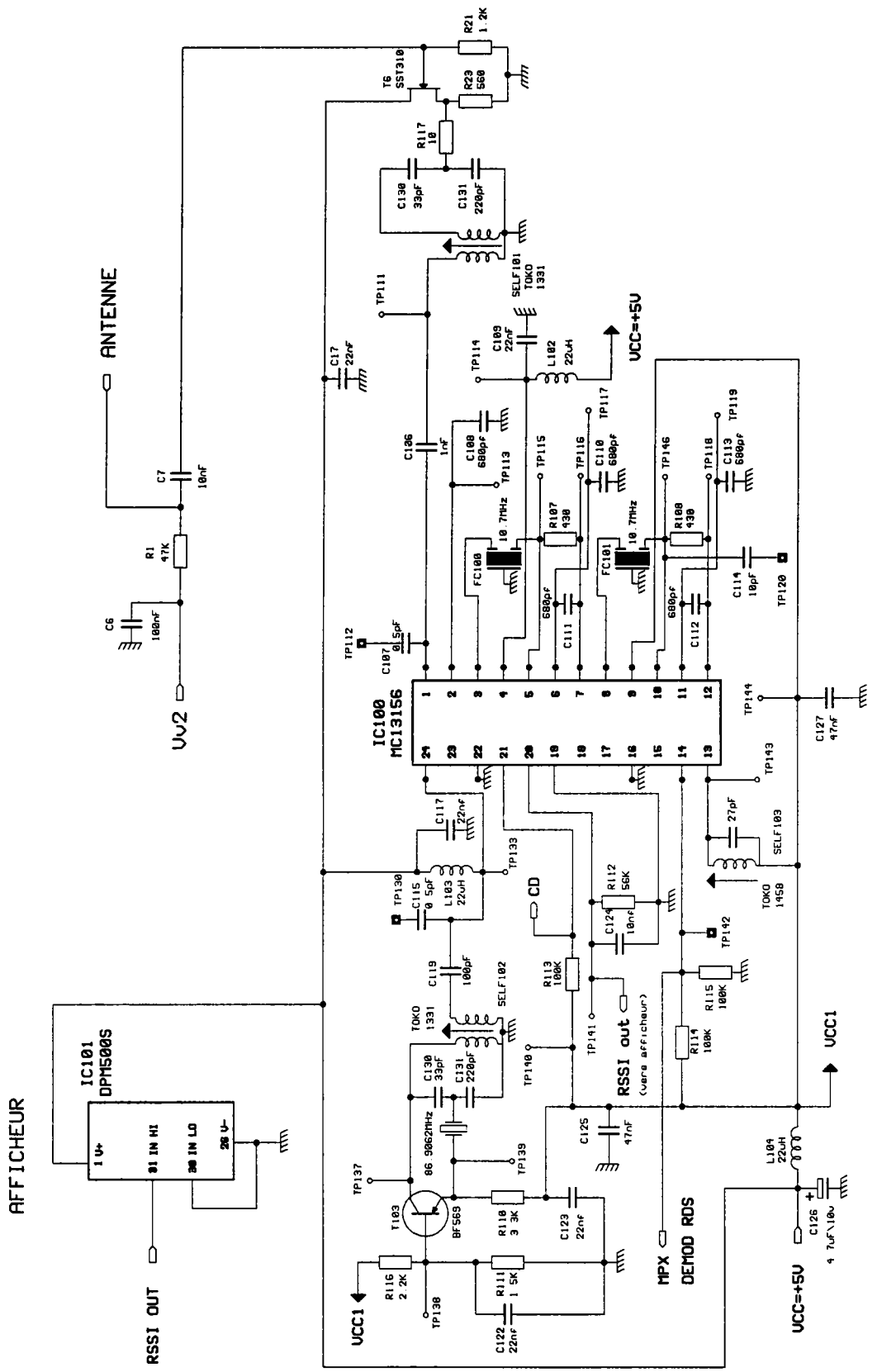


fig.(9.b). Circuit électronique du dispositif de mesure du gain

Il va de soit qu'avant de procéder aux mesures du gain, il est nécessaire d'étalonner le dispositif de mesure du champ. Ceci consiste à établir la loi de correspondance entre le niveau d'entré du récepteur et la tension visualisée par l'afficheur dans une échelle de 2 Volts et avec une résolution de 1 mV (voir figure (10)). Nous devons surtout noter que la variation logarithmique du signal analogique en fonction de la tension fournie par l'antenne sous test assure une dynamique de 70 dB.

La loi de correspondance illustrée par le graphe de la figure (10) peut être approximée par une relation linéaire. L'erreur qui pourrait être induite est de l'ordre de ±1 dB. Une telle loi de variation est donnée par l'équation:

$$T(x) = 19.92\,x + 147.8$$

où T(x) et x représentent respectivement la tension affichée en mV et niveau injecté en dBµV.

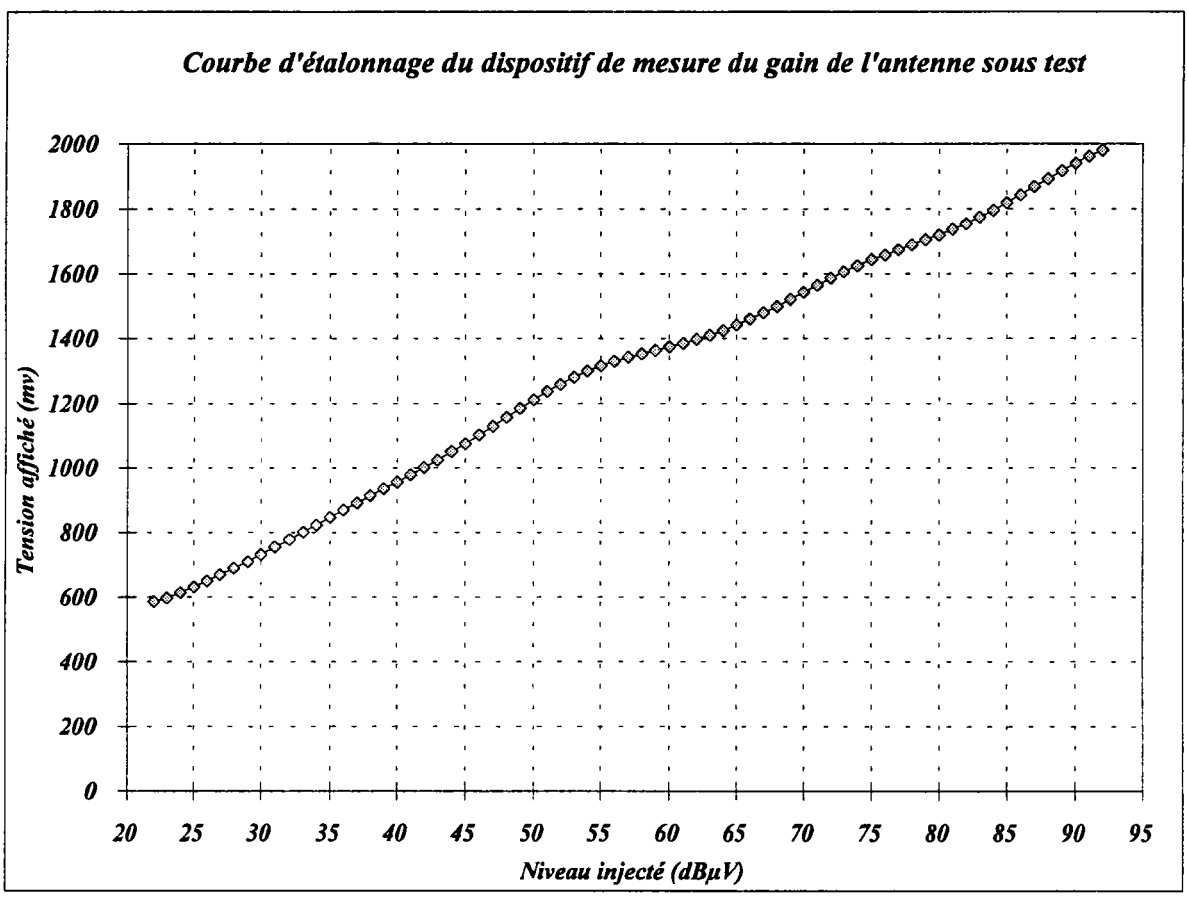


fig.(10)

La loi ainsi établie permet de nous informer sur la tension reçue pour un champ donné. Ceci étant nous pouvons maintenant déterminer le gain des antennes sous test par rapport au dipôle λ/2 (1W/50Ω). Les relevés des mesures effectuées à 97.6 MHz pour les deux antennes sont

rassemblés dans le tableau (1). Ces résultats sont obtenus après avoir envoyé une puissance de 0 dBm au niveau de l'antenne émettrice (Log -périodique AT1080).

Type d'antenne	Niveau relevé à vide en (dBμV)
Antenne avec noyau magnétique sous 500 Ω	81.5
Antenne sans noyau magnétique sous 400 Ω	79
Dipôle λ/2 sous 50 Ω	94.6

tableau (1)

Etant donné que la source sous test présente une résistance interne différente de celle de référence, nous ne pouvions évaluer le gain d'une telle source sans prendre en compte la puissance disponible sous la même référence. En fait sous une charge de 50 Ω les deux générateurs sont censés fournir un rapport de puissance K tel que:

$$K_{dB} = -10 + 20\log\frac{V_{test}}{V_{\frac{\lambda}{2}}}$$

Connaissant donc les tensions à vide nous déduisons le gain de l'antenne sous test. Les valeurs regroupées dans le tableau (1) permettent de calculer le paramètre en question pour les deux antennes étudiées antérieurement. Le tableau (2) regroupe les résultats du gain de l'antenne cadre avec et sans noyau magnétique par rapport au dipôle λ/2.

Type d'antenne	G_{test} / $\lambda/2$
Antenne cadre avec noyau magnétique	-23
Antenne cadre sans noyau magnétique	-25

tableau (2)

Au passage nous devons préciser que les mêmes relevés ont été accomplis en espace libre autrement dit sur le parking de TDF-C2R (voir §.1.7). L'objectif fixé était de voir la reproductibilité des résultats obtenus précédemment. Cette fois-ci le gain de l'antenne sous test par rapport au dipôle λ/2 en espace libre est égale alors à -25 ±1 dB. Cependant, nous avons bien noté une différence de l'ordre de 2 dB. Il s'avère donc que les mesures effectués dans la chambre anéchoïque restent valable à 2 dB près.

Il est important de souligner que nous avons procéder également à la mesure du gain en présence du corps. En fait, cela avait pour objectif de quantifier l'action d'un tel effet. Nous devons signaler la reproductibilité des résultats mentionnés auparavant. Cela signifie que lorsque le corps s'interpose une chute du gain de 5 à 6 dB est relevé. Dans le cas contraire, le gain s'améliore de 2 à 3 dB.

Nous avons estimé également intéressent de noter la différence de gain quand l'antenne est en contre polarisation (Notamment dans le cas d'une polarisation horizontale et où la section transversale de l'antenne magnétique se trouve dans le plan vertical). Ce type de test a été effectué en considérant, bien sûr, que le découplage est nul; cela veut dire que l'antenne est orientée suivant la direction privilégiée. La différence est de l'ordre 10 dB.

B) ANTENNE RESULTANTE OU OMNIDIRECTIONNELLE

2.4.4. Diagrammes de rayonnements expérimentaux

2.4.4.1. Structure de l'émetteur

Afin de valider le principe de fonctionnement de la combinaison des deux antennes inductives, nous avons jugé indispensable d'adapter l'antenne résultante en émission. Ceci a nécessité l'utilisation de l'oscillateur réalisé auparavant. De la même façon que précédemment ledit oscillateur a servi de générateur qui attaque les deux antennes orthogonales via un déphaseur 90°. Parmi les déphaseurs 90° disponibles dans le commerce, nous avons relevé un composant de Mini-circuits référencé PSCQ-2/120 et celui de Toko, INC B4QF-1006. Ce dernier est spécialement conçu pour des montages en CMS. Il s'agit d'un circuit passif bidirectionnel qui permet d'être utilisé en émission comme en réception, qui introduit une atténuation de l'ordre de 1.5 à 3 dB du signal d'entré.

Il faut noter aussi que, par soucis d'économie, nous pouvons toujours faire appel à une cellule en "PI", ou filtre, à base de capacité et d'inductance. En fait un filtre passe bas, ou éventuellement un passe haut, tel que celui représenté à la figure (10) peut largement remplacer un tel déphaseur. Il faut noter que les valeurs choisies visent une adaptation sous 75Ω. Ceci est justifié par le fait qu'il est plus facile d'assurer l'adaptation sous cette impédance que sous 50Ω. Les caractéristiques simulées d'un tel filtre sont représentées par la figure (11). Dans ce dernier cas nous devons, bien sûr, faire recours à un sommateur actif qui assure la sommation des signaux déphasés l'un par rapport à l'autre de 90°. Il convient de noter que l'approche théorique de l'extraction du signal informatif, mise en oeuvre antérieurement, peut tolérer une variation de l'ordre de ±10°.

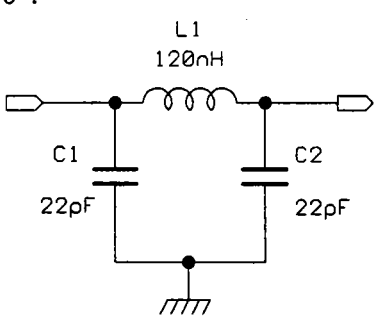


fig.(10). Filtre passe-bas (déphaseur à 90° ±10)

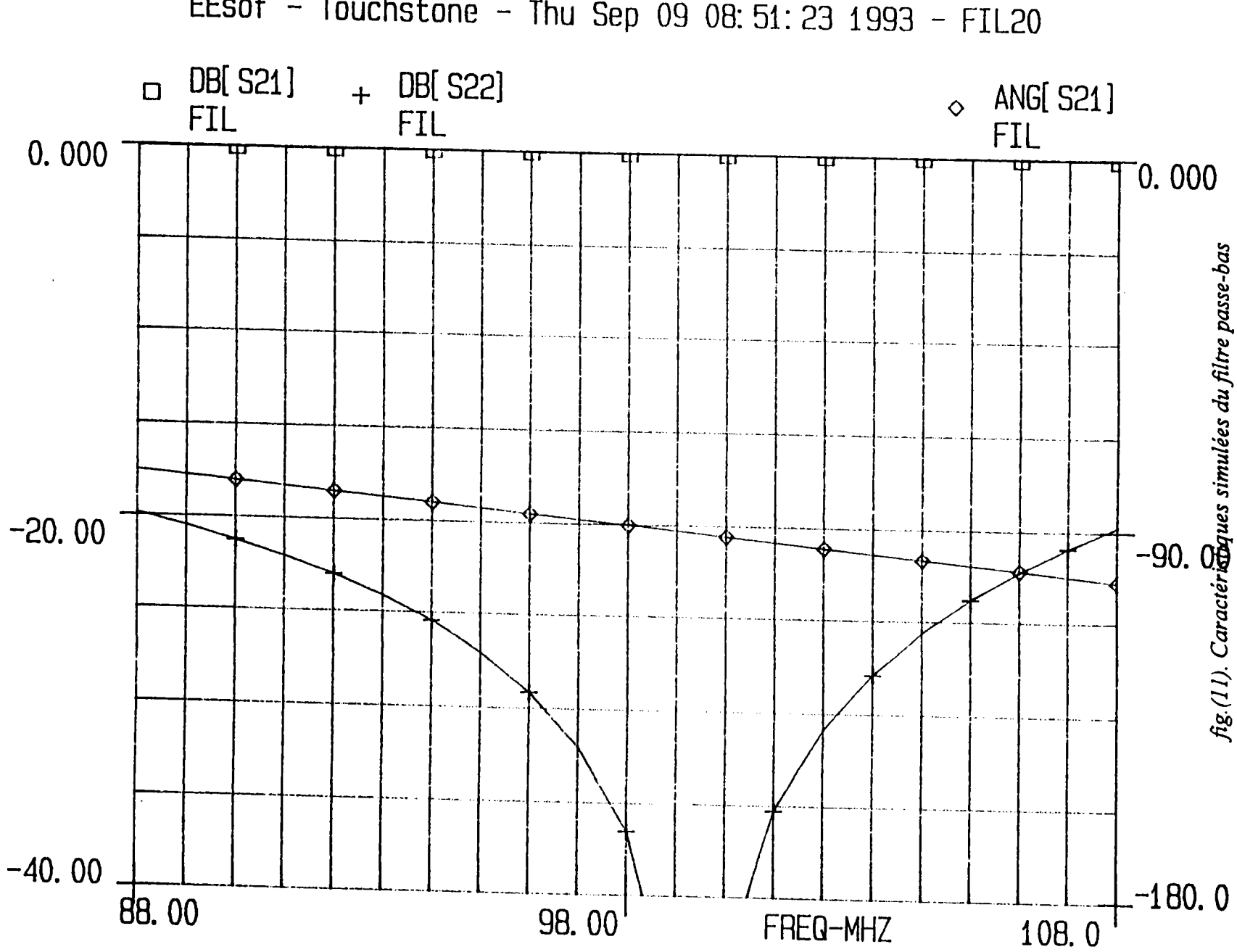


fig.(11). Caractéristiques simulées du filtre passe-bas

Le schéma électronique de l'émetteur, ainsi réalisé avec un déphaseur de chez Mini-circuits, est illustré par la figure (12). Celui-ci nous a permis de procéder à la mesure du diagramme de rayonnement en utilisant l'antenne résultante en émission. Ceci étant, nous allons maintenant décrire les méthodes de mesures et les résultats correspondants.

2.4.4.2. Directivité de l'antenne résultante

2.4.4.2.1. Mesures en champ proche

Dans un objectif de premier test de mesure nous avons disposé l'émetteur sous test sur le plateau tournant. Ce dernier étant placé au milieu de l'antenne de Televerket (voir §.1.5). Il convient de noter que cette fois-ci l'antenne dite de Televerket est considérée comme étant antenne de réception. Elle se trouve confinée dans une cage de Faraday et reliée à un analyseur de spectre. Le plateau tournant étant commandé avec un pas de 10°. Ainsi, nous avons pu relever la variation relative du niveau en fonction de la position de l'axe longitudinal de l'émetteur par rapport à l'axe de l'antenne réceptrice. Le diagramme correspondant est illustré par la figure (13).

Diagramme de rayonnement de l'antenne résultante , relevé dans la petite cage de Faraday à fo = 98 MHz

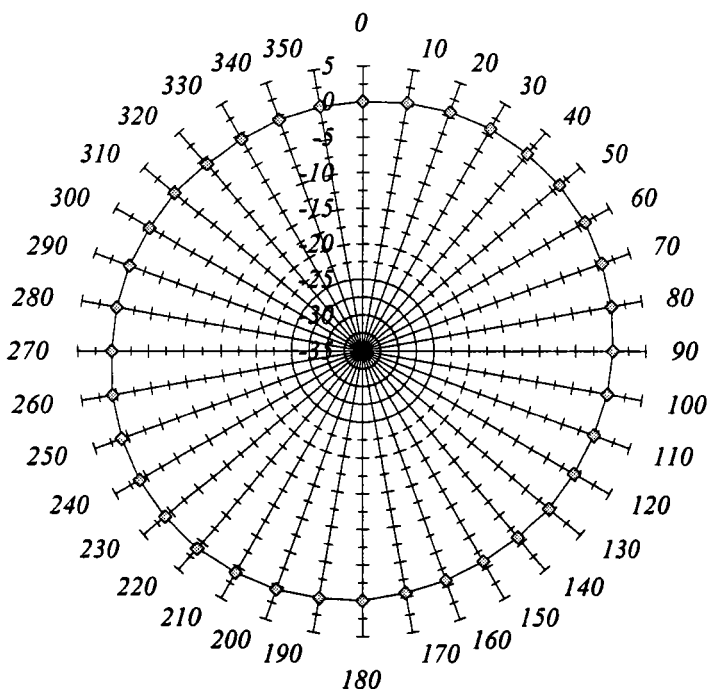


fig.(13)

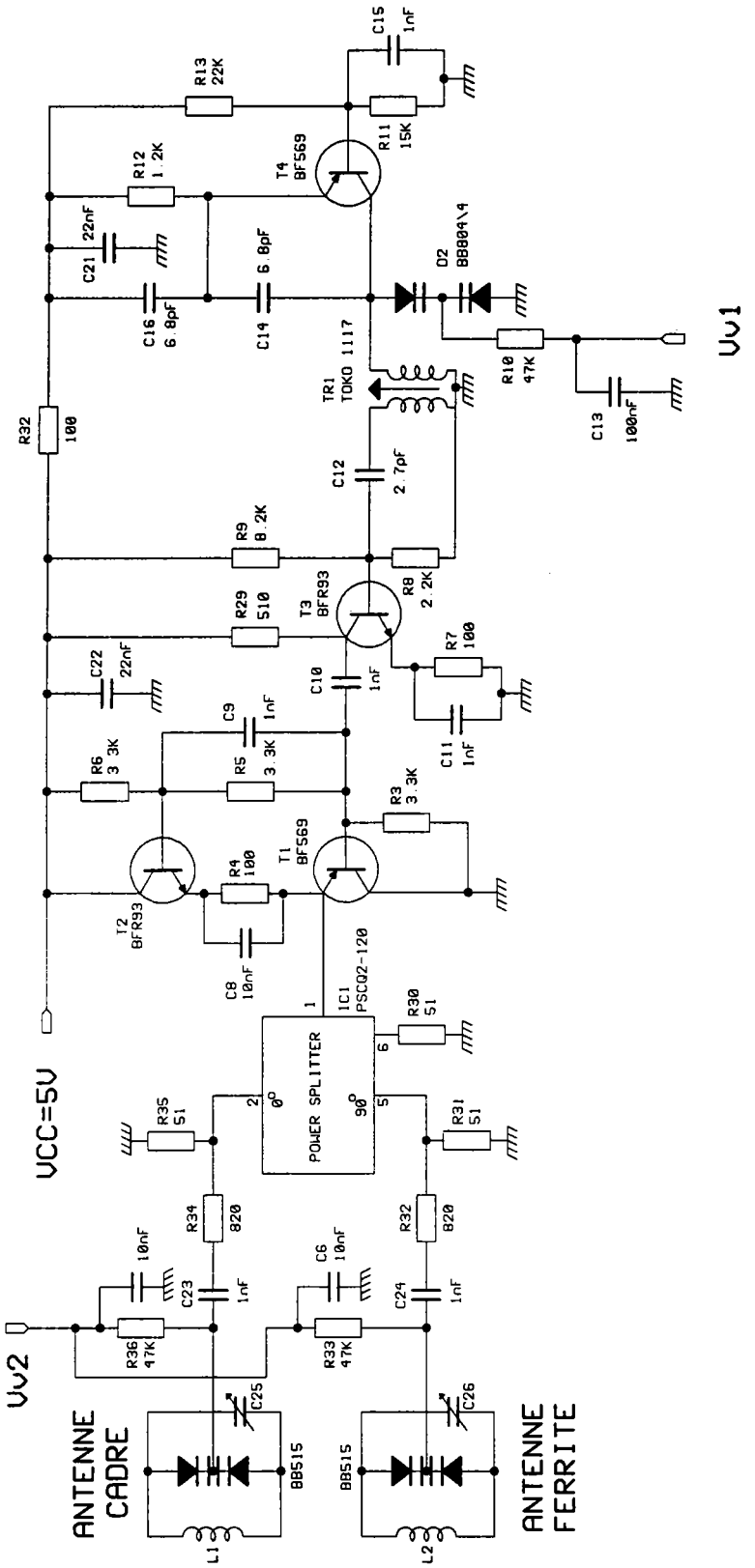


fig.(12). Schéma de l'émetteur

Le résultat de ce premier essai de mesure, ainsi obtenu, nous montre que le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal est sensiblement circulaire.

Il faut noter que la méthode de mesure adoptée, ici, n'est autre qu'une approche comparative par rapport à celle de mesure en champ lointain. Elle est basée en fait sur la caractérisation de l'antenne en champ proche. Toute fois, elle peut toujours servir comme étant un moyen facile pour qualifier l'allure de la directivité d'une antenne de faibles dimensions.

2.4.4.3. Mesures en champ lointain (chambre anéchoïque)

L'évaluation de la même antenne en champ lointain, autrement dit dans la chambre anéchoïque, va nous permettre de vérifier le diagramme de rayonnement obtenu précédemment. Il faut noter également que l'un des avantages essentiels de cette méthode est la facilité d'étudier l'antenne en étant isolée et soumises aux effets du corps. Elle permet surtout de s'affranchir de toute perturbation extérieure. En faisant appel à la méthode décrite en (§.1.6), nous pouvons très facilement déterminer la directivité de l'antenne pour une polarisation fixée.

Dans un premier temps, il était question évidemment de relever les mesures dans la chambre anéchoïque. Les conditions de mesures sont décrites en (§.1.6). Les résultats pratiques sont représentés par les figures (13, 14). Il est commode de signaler que la figure (13) expose la configuration où l'antenne est décorrelée de toutes influences corporelle. Notez toutefois que nous avons jugé utile de considérer, en même temps, le cas des deux polarisations. Une telle figure permet de dire que le comportement de la dite antenne résultante est satisfaisante de point de vue directivité. Elle réduit de façon notable le rapport de découplage estimé de l'ordre de 25 dB.

Cependant, nous constatons la présence d'un affaiblissement (trou) de l'ordre de 10 dB dans la zone azimutale définie par $\theta = 240 \pm 30°$. L'une des explications que nous avons trouvé logique c'est que l'emplacement de la pile joue un rôle important qu'il faut prendre en compte. Dans la présente figure, elle était placée à l'extérieur du cadre sur le côté le plus proche de la masse. De même, nous pouvons rajouter que ce phénomène peut ne pas revoir le jour une fois que l'antenne est en réception.

Pour analyser la réaction de l'antenne portée à la ceinture nous nous référons à la figure (14). Celle-ci dévoile l'action du corps qui s'exprime par la tendance de rendre le diagramme plus uniforme. Nous pouvons faire constater également qu'à partir d'un tel graphe le diagramme subit une certaine rotation considérée comme réponse à une telle action.

Concernant le comportement de l'antenne en polarisation horizontale, nous remarquons l'absence de la directivité de l'antenne (voir fig.(13)). En fait, elle devient omnidirectionnelle. Cependant, la différence des niveaux reçus, entre les deux graphes de la même figure, prouve que l'antenne est disposée en contre polarisation.

Il est important de signaler également que l'étude de l'antenne résultante s'est achevée par sa caractérisation en polarisation horizontale. Cela avait pour but essentiel de montrer la possibilité de faire fonctionner l'antenne en multipolarisations. Un cas semblable est celui illustré par la figure (15). Cette dernière montre en quelque sorte une certaine translation d'un diagramme par rapport à l'autre. Cela est dû au fait qu'à un moment donné l'antenne en contre polarisation a tendance à s'intercaler entre l'émetteur et le récepteur et joue le rôle d'écran.

A titre de résumé, nous précisons que l'association de l'antenne cadre avec et sans noyau magnétique remplit sensiblement sa fonction. En effet, les résultats pratiques nous ont bien permis de mettre l'accent sur omnidirectionnelle tant en polarisation horizontale que verticale. Vis à vis des influences de proximité, l'antenne ne s'est pas montrée sensible.

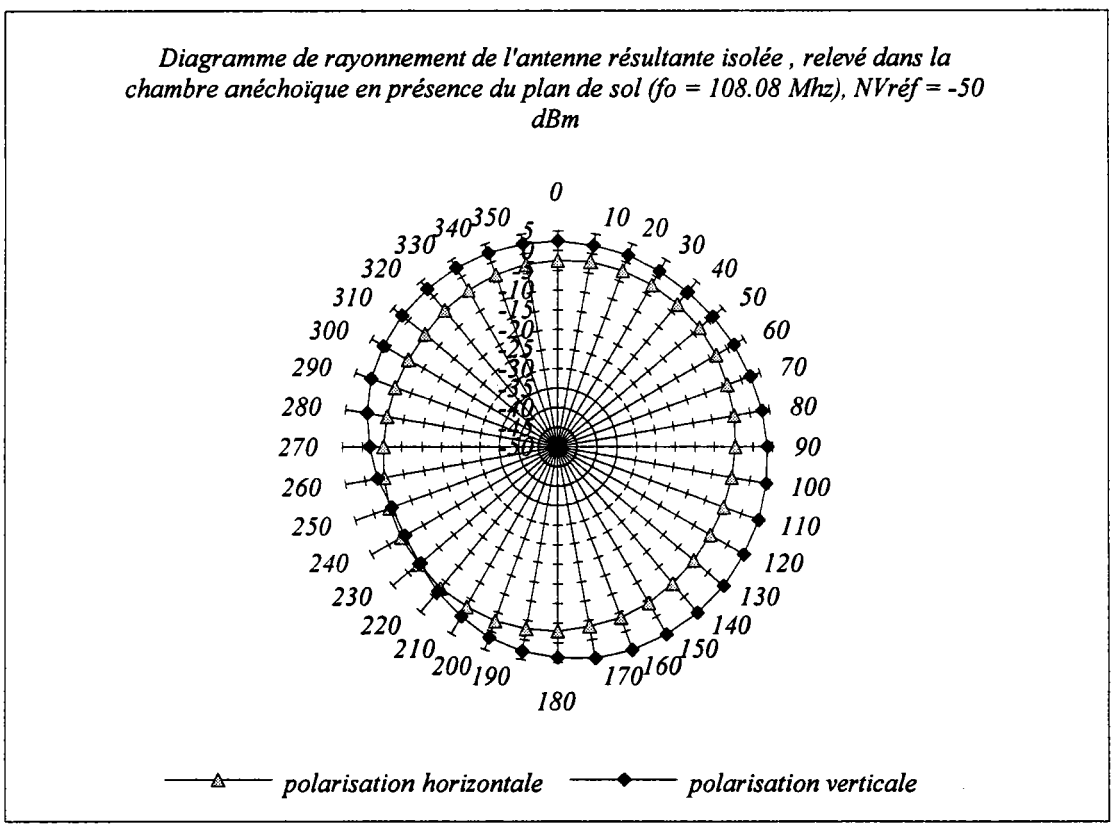


fig.(13)

Diagramme de rayonnement de l'antenne résultante portée à la ceinture, relevé dans la chambre anéchoïque et en présence du plan de sol (fo = 108.08 Mhz), NVréf = -50 dBm

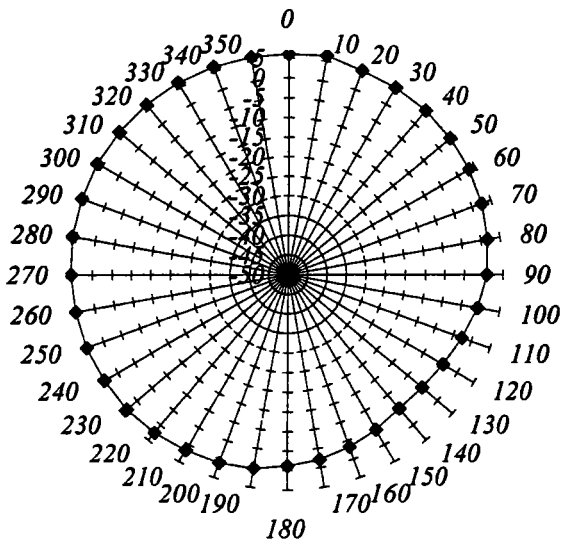


fig.(14)

Diagramme de rayonnement de l'antenne résultante , relevé dans la chambre anéchoïque, en polarisation horizontale et en fonction de la position de l'émetteur (fo=108.8 MHz)

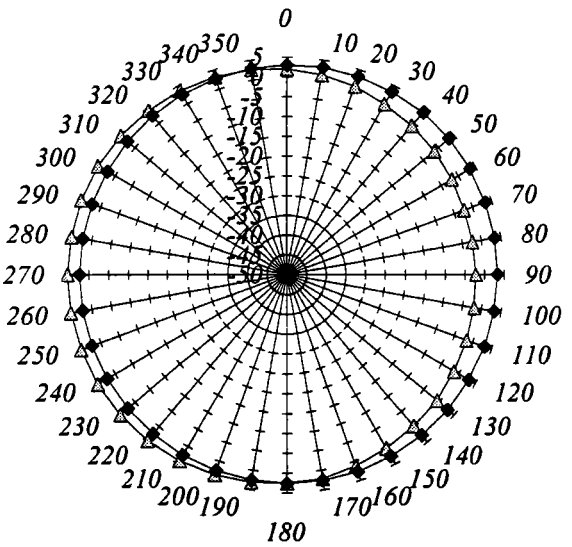


fig.(15)

2.4.5. Mesure de la bande passante

Afin de caractériser un autre paramètre radioélectrique de l'antenne résultante tel que la bande passante, il était nécessaire d'utiliser le déphaseur de 90° en réception. En fait, les deux sources d'énergie (antenne cadre avec et sans noyau magnétique) sont connectées au déphaseur à travers deux circuits d'adaptation à transistors à effet de champs et un transistor bipolaire (voir figure (16)). Celui-ci peut jouer le rôle d'amplificateur. Les deux circuits qui font l'objet d'adaptateur, sont réalisés de telle sorte à reproduire les mêmes conditions d'un récepteur de radiomessagerie normal. Autrement dit, les deux entrées présentent la même impédance d'entrée que le récepteur réel.

Ainsi, nous avons pu relever la bande passante de l'antenne résultante à la fréquence centrale de la bande FM (fo = 98 MHz) et à trois positions différentes telles que 0, $\pi/4$ et $\pi/2$. Les relevées en question sont représentées par les graphes de la figure (17).

Nous déduisons, à partir de ces relevées, que la bande passante est en moyenne de l'ordre de 1.6 MHz. Ce qui répond aux conditions souhaitées. Il convient de signaler au passage qu'aucun phénomène d'accrochage n'a été observé; cela s'explique certainement par le fait que le découplage entre ces deux antennes est très important vue leurs positions géométriques respectives.

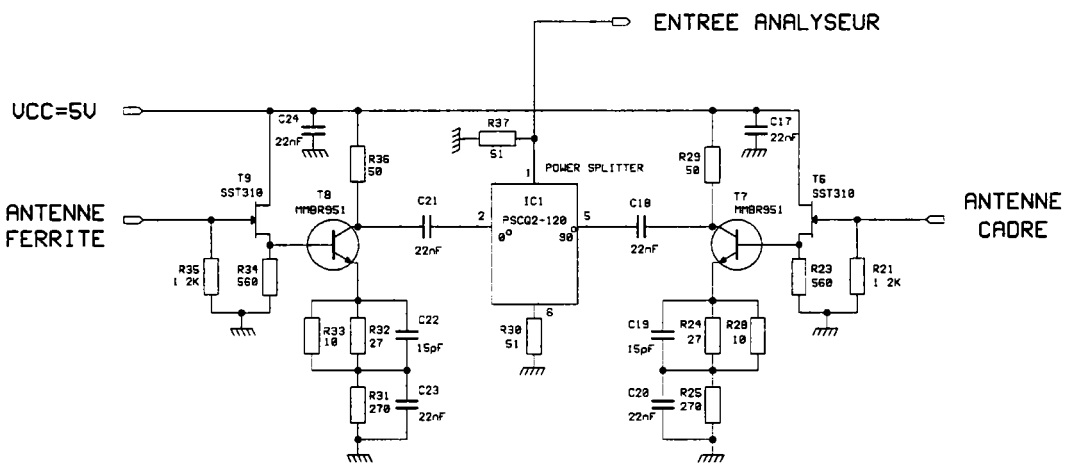
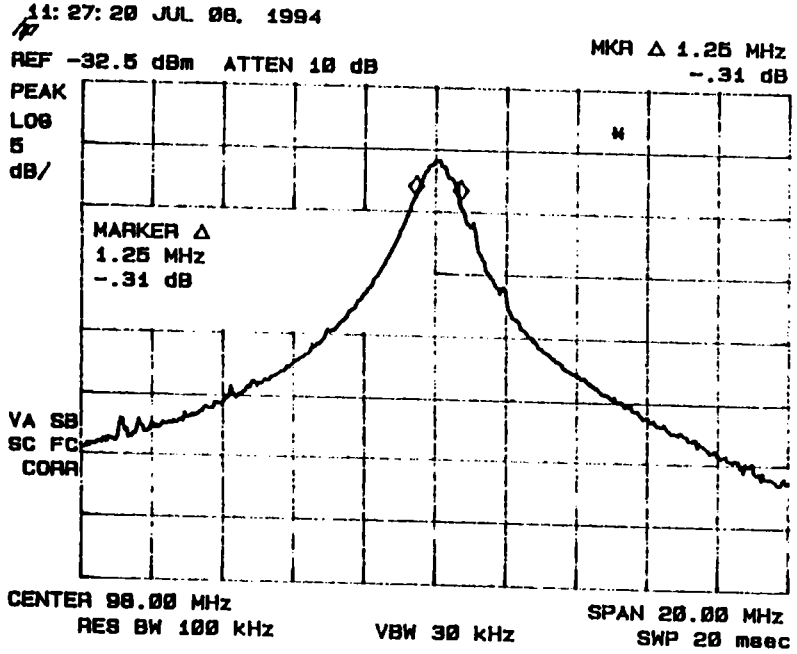
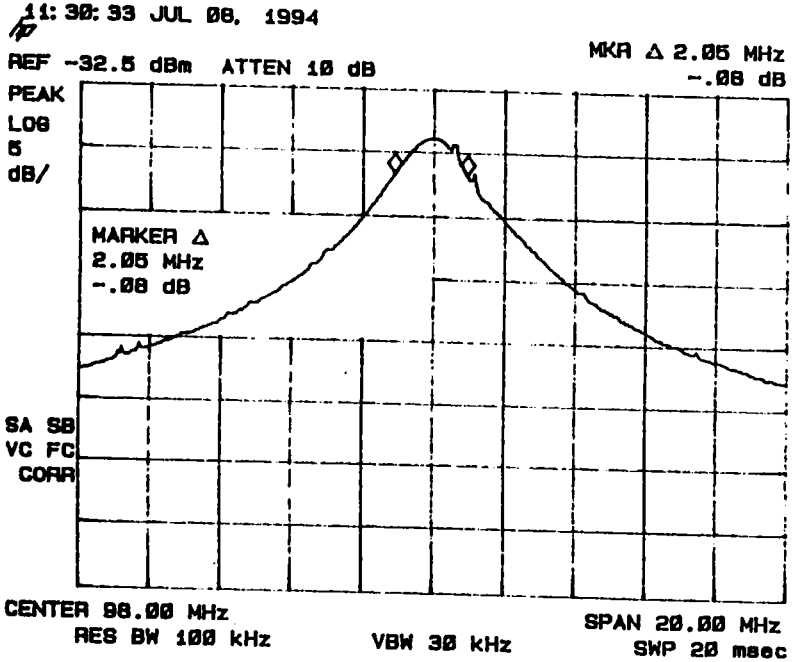


fig.(16). Circuit de mesure de la bande passante; le déphaseur étant utilisé en réception





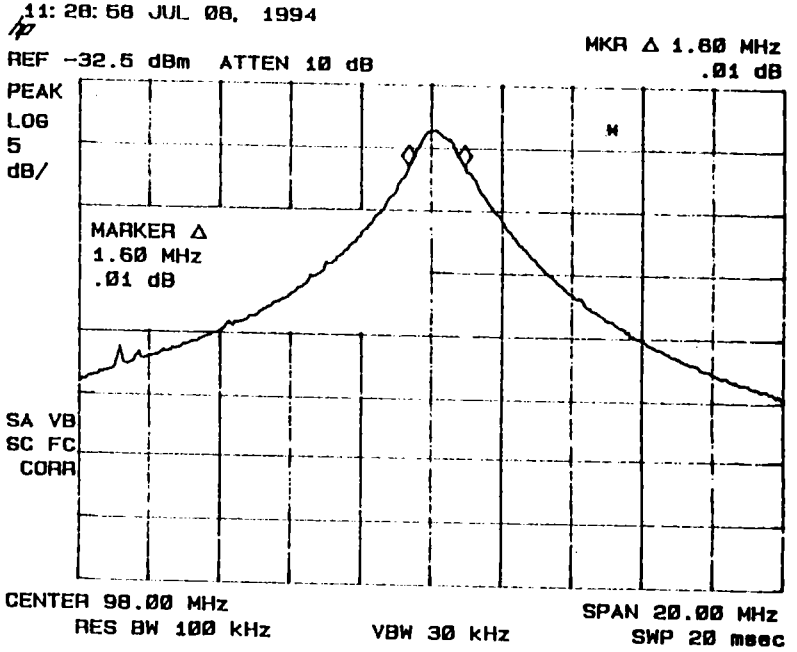


fig.(17). Bande passante pour trois positions différentes

CHAPITRE 3

DISCUSSION ET CONCLUSION GENERALE

La conception de l'antenne dite omnidirectionnelle et multipolarisations, dédiée aux récepteur de radiomessagerie, fait appel à deux antennes de même nature inductive, à savoir: l'antenne cadre avec et sans noyau magnétique [TAH.93], [TAH.94b].

Le premier type d'antenne est adapté spécifiquement à une application utilisant les données diffusées en polarisation horizontale; cela suppose bien sûr que l'axe du noyau magnétique soit disposé verticalement; une telle disposition lui garantit un comportement omnidirectionnel.

A travers le premier chapitre nous avons mis en évidence tous les paramètres qui gouvernent l'étude d'une antenne bâtie autour de cette technique. Par ailleurs, l'étude montre également que ce type d'antenne remplit parfaitement toutes les conditions spécifiées par le cahier de charges notamment une sensibilité au moins égale à 35 dBμV/m et une bande passante inférieure à 2 MHz. Nous avons également mis l'accent sur le bon choix du couplage capacitif permettant une bonne adaptation et un bon rapport signal à bruit; de plus il est considéré comme étant un moyen efficace afin de réduire l'amortissement du signal fourni par la source une fois que celle-ci est chargée par le récepteur et enfin il présente une grande simplicité du point de vue industrialisation: un film imprimé conducteur est prévu pour l'implantation des varicaps et la connexion au récepteur. Concernant les phénomènes d'influences en présence du corps nous avons pu constater que la solution adoptée ne présente aucune difficulté pour un tel service; néanmoins, il importe de souligner que l'efficacité de l'antenne ou de la réception diminue de 2 à 3 dB lorsque le corps s'interpose entre l'émetteur et le récepteur. Dans le cas contraire, une nette augmentation de 3 dB a été relevé.

Le gain de cette antenne, par rapport au dipôle $(\lambda/2)$, est de l'ordre de -23 dB; toutefois, il est intéressant de faire remarquer que le dipôle à noyau magnétique, en étant omnidirectionnel, présente un avantage particulier sur le dipôle dit de référence ou dipôle demi longueur d'onde qui présente une zone d'ombre dont le rapport de découplage est de 25 dB. En polarisation verticale ce type d'antenne présente un inconvénient majeur; la sensibilité baisse au moins de 8 dB et il y a présence d'une zone d'ombre: l'antenne est directive et présente un angle

d'ouverture de l'ordre de 100°. Un deuxième défaut, qualifié de second ordre, peut toutefois être signalé, il s'agit en fait du volume, et donc du poids: il est de l'ordre de 70 g.

L'étude menée en deuxième chapitre montre qu'en polarisation verticale l'antenne cadre à noyau magnétique peut être remplacée par une antenne cadre associée à une boucle en court circuit. L'étude a mis en évidence les aspects fonctionnels de cette antenne à savoir son comportement omnidirectionnel (mais en contre polarisation) et directive dans le cas contraire. Cette technique présente certains avantages particuliers notamment du point de vue son encombrement. Cependant, elle présente un point faible; elle est directive dans le plan azimutal; son angle d'ouverture est également de l'ordre 100° à 3 dB. Les résultats ainsi obtenus marquent la présence d'une certaine complémentarité vis à vis de l'antenne cadre à noyau magnétique

En polarisation horizontale, les résultats obtenus nous permettent aussi de déduire que la configuration qui présente un intérêt important n'est pas envisageable car le récepteur doit être porté par l'opérateur. Le problème de la directivité en polarisation verticale ne peut donc être surmonté en se basant sur une seule antenne inductive.

D'où la naissance de la nouvelle technique hybride qui consiste à associer le dipôle avec et sans noyau magnétique disposées horizontalement suivant deux plans orthogonaux [DEP.94], [TAH.94a]. Ainsi, il est devenu possible de garantir un service permanent même en polarisation verticale d'autant plus qu'elle offre le même avantage en polarisation horizontale. De plus, une telle étude prouve pratiquement que la solution, mise en oeuvre, offre deux degrés de libertés à savoir la possibilité de faire fonctionner le récepteur dans les deux polarisations différentes.

L'étude montre que ce procédé d'association ne crée aucune contrainte particulière du point de vue interaction entre les deux antennes, et il présente pratiquement un avantage particulier tant du côté poids que du côté coût. Mais, il est fondamental de signaler qu'une opération de positionnement du récepteur par l'utilisateur en fonction de la polarisation utilisée est indispensable; à part cette contrainte, on peut considérer qu'un nouveau dispositif portable de réception omnidirectionnelle a été mis au point.

Annexe (1)

Le champ magnétique crée par la première antenne est alors calculé en un point M de l'axe x. La section de cette antenne appartient au plan yoz (voir fig.(1)).

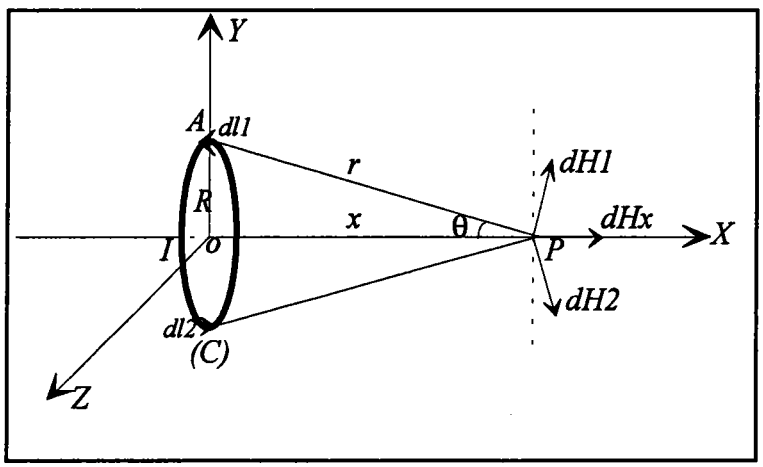


fig.(1). Champ crée par une seule antenne

La loi de Biot et Savart permet de déterminer les contributions $d\vec{H}_1$ et $d\vec{H}_2$ des éléments de courants respectifs $Id\vec{l}_1$ et $Id\vec{l}_2$, du contour (C), diamétralement opposés. Les deux composantes se trouvant dans le même plan. Leurs projections suivant l'axe normal à ox s'annulent. Les composantes utiles sont toutes dirigées suivant l'axe ox.

Sachant que $$d\vec{H}_1 = \frac{1}{4\pi} I.\frac{\vec{dl}_1.\vec{r}}{r^3}$$

Nous avons donc:

$$dH_x = 2.dH_1 * sin\theta$$

et $$H_x = \oint_c \frac{IR}{2\pi r^3} dl_1 = \frac{IR^2}{2r^3} = \frac{IR^2}{2\left(X^2 + R^2\right)^{3/2}}$$

où R et I représentent respectivement le rayon de la boucle et le courant qui la traverse.

Champ résultant:

En un point x quelconque de l'axe ox, le champ résultant est la somme des deux composantes utiles H_{x1} et H_{x2} (voir fig.(2)).

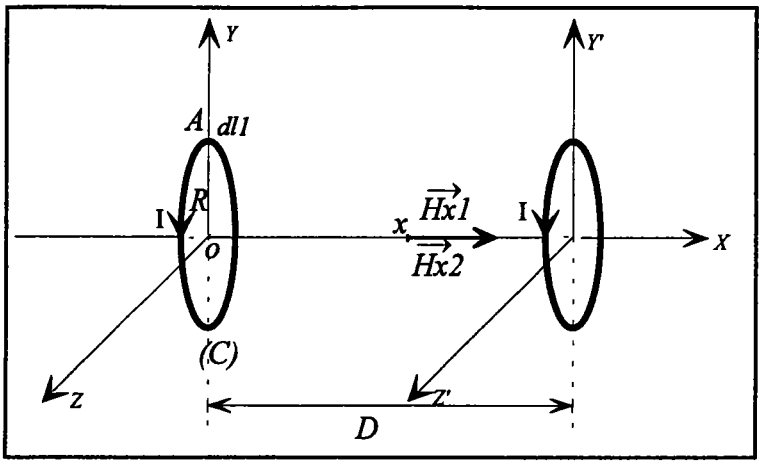


fig.(2). Champ résultant crée par les deux antennes en émission

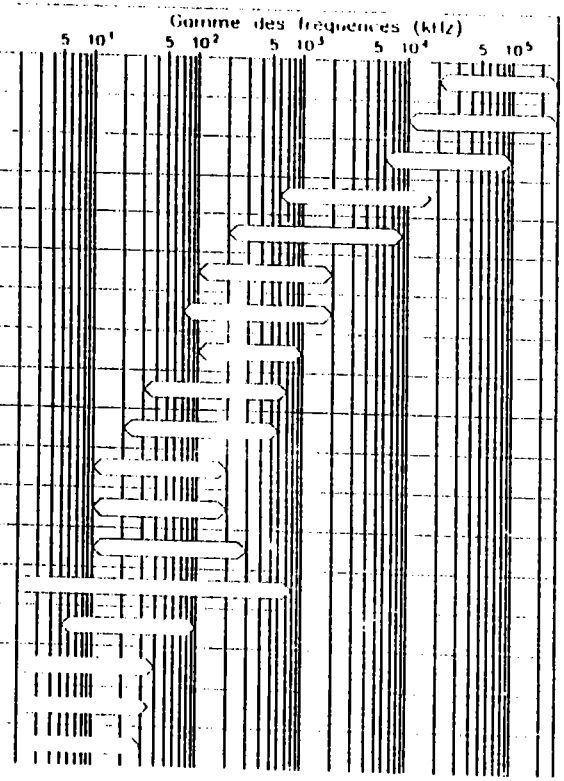
$$H = H_{x1} + H_{x2}$$

$$H(x) = \frac{IR^2}{2}\left(\frac{1}{\left(\left(\frac{D}{2}+x\right)^2+R^2\right)^{3/2}} + \frac{1}{\left(\left(\frac{D}{2}-x\right)^2+R^2\right)^{3/2}}\right) = f(x)*I$$

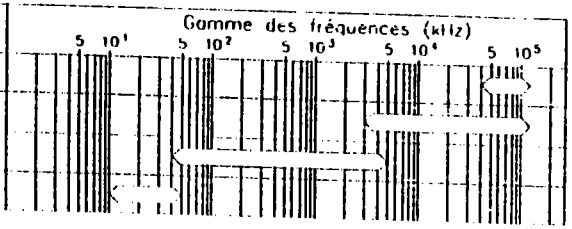
$$f(x)_{dB} = 10\log\left(\frac{H(x)}{I}\right)$$

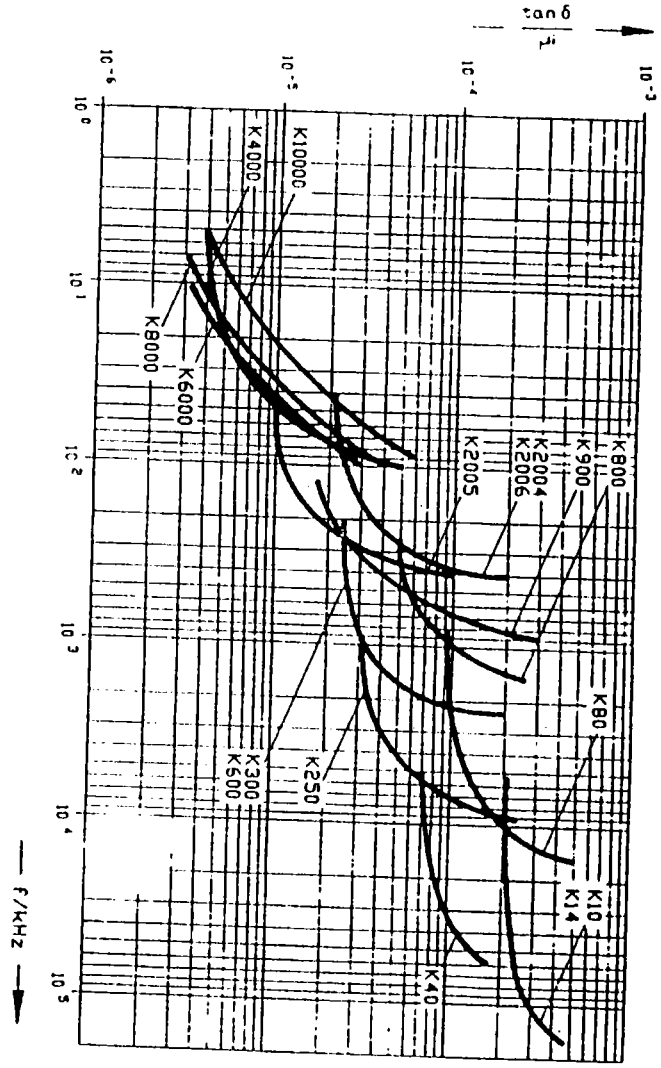
Annexe (2): Facteur de pertes tanδ/μi en fonction de la fréquence f

Matériau	Couleur code	μi
K 10	...	10
K 14	vert	14
K 40	blanc	40
K 80	gris	80
K 250	marron	250
K 300	...	300
K 600	bleu	600
K 700	...	700
K 800	...	800
K 900	orange	900
K 2004	...	2000
K 2005	...	2200
K 2006	...	2100
K 2008	...	2300
K 4000	...	4000
K 6000	...	6000
K 8000	...	8000
K 10000	...	10000



Matériau	Couleur code	μi
C 06	jaune	6
C 10	vert	10
C 13	...	13
C 60/75	...	60/75





Bibliographie:

[AND.72] J. Bach Andersan, "Admittance and Radiation Efficiency of the Humen Body in the Resonance Region," Proceedings of the IEEE (letters), Vol. 60, No. 7, July 1972.

[AND.77] J. Bach Andersan, F. Hansen, "Antennas for VHF/UHF Personnel Radio: A Theorical and Experimental Study of Characteristics and Performance," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-26, No. 4, November 1977.

[BEL.76] D. K. Belcher, "Human proximity on small antennas," Proc. of Carnahan Con. on Crime Countermeasures, pp. 171-178, May 1976.

[BOZ.42] R. M. Bosorth, D. M. Chapin, "Demagnetizing Factors of Rods," Bell Telephon Laboratories, New Yrok, Journal of Applied Physics, 1942, pp. 320.

[CAL.92] R. Paul Calyton, "Introduction to Electomagnetic Compatibility," John Wiley & Sons, Inc, United States of America, 1992.

[COL.88] R.E. Collin, "Antenna and Radiowave Propagation," Mc Graw Hill, 1988.

[COR.41] P. Cornelius, "La sensibilité d'antennes aux perturbations locales," Revue Technique Philips, Tome 6, No. 10, Octobre 1941.

[DEP.94] J.J. Depriester, A. Tahani, A. Condeescu, P. Henaux, TDF-C2R. FR, "Système d'antennes d'émission réception à diversité angulaire et de polarisation," Brevet N° d'enregistrement 94 07826, 12 Octobre 1994.

[DUP.52] J. Dupuis, "Cadres utilisant des ferrites," l'Onde Electrique, mars-avril 1955, Page 379.

[FRO.91] D. Frossard, "La radiomessagerie par RDS en France," Revue de l'U.E.R.-Technique, N°. 245, pp. 22-28, Février 1991.

[GRI.55] C. A. Grimmett, "Ferrite Cored Antenna," Prooceeding of the I.R.E. Australia, February 1955.

[HAR.75] H. Haruki, Y. Hiroi, Matsushita Electric Industrial Co., Japan, "Receiving Loop Antenna System," Brevet N°. d'enregistrement 3918062, November 4/1975

[HUM.64] L. C. Humphrey, "Design of Ferrite-Cored Antennas," Solid Stat Design, January 1964.

[JAC.86] Hervé Jacob et Jean Bossaert, THOMSON CGR- FR., "Antenne de réception pour appareil d'imagerie par résonance magnétique nucléaire," Brevet N° d'enregistrement 86 01722, 7 Février 1986.

[KRU.68] Z. Krupka, "The effects of the homan body on radiation properties of small-sized communication systems," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-16, N°. 2, pp. 154-162, Mars 1968.

[KRA.84] John D. Kraus, "Electromagnetics," Third Edition, Mc Gaw Hill, 1984.

[LAU.62] H. J. Laurent and Carlos A. B. Cadvalho, "Ferrite Antennas for Broadcast Receivers," Transactions of the I.R.E, July 1962.

[MAN.61] E. G. Maanders and H. Van Der Vleuten, "Ferrite aerials for transistor receivers," Matronics, Vol. 18, 1961.

[MIN.88] A. J. Minasy, M. N. Cooper, C. Kinner, Knogo Corporation, "Load isolated article surveillance and antenna asssembly," Brevet N°. d'enregistrement 89 112277.2, July 5/1989.

[NGU.91] Tuan K. Nguyen, Baca Raton, Annette D. Horn, Robert A. Marinelli, Motorola, Inc., USA, "Adjustable wristband loop antenna," Brevet N°. d'enregistrement 5 280645, May 24/1991.

[PET.77] R. C. Pettengill, H. T. Garland, and J. D. Meindl, "Receiving Antenna Design for Miniature Receivers," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, July 1977.

[ROD.81] D. Roddy, J. Coolen, "Electronic Communications," Second Edition, Ontario Canada, 1981.

[SCH.54] H. P. Schwan, "Absorbtion of Electromgnetic Energy in Body Tissue," American Journal of Physical Medicine, Vol. 33, 1954.

[SCH.63] G. Schiefer, " Une petite Antenne en Ferroxcube pour Réception en V.H.F", Rev. Techn. Philips, Vol. 24, N° 9, 1962/63.

[SCH.72] H. P. Schwan, "Microwave Radiation: Biophysical Considerations and Standards Criteria," IEEE Trans. on Biomedical Engineering, July 1972.

[SHE.61] N. H. Shepherd, W. G. Chaney, "Personal radio antennas," IRE Trans. Veh. Commun., Vol. VC-10, N°. 1, pp. 23-31, April 1961.

[SIE.92] Siemns, "Small-Signal Semiconductors - RF Transistors and Diodes," Data Book I, 1992.

[SMI.84] Glenn S. Smith, "Antenna Engineering Handbook: Loop Antennas," Second Edition, Mc Graw Hill 1984.

[SNE.88a] E. C. Snelling, "Soft Ferrites Properties and Applications," Second Edition, ,Great Britain 1988, pp. 149-157.

[SNE.88b] E. C. Snelling, "Soft Ferrites Properties and Applications," Second Edition, Great Britain 1988, pages 303-312.

[SUC.52] H. van Suchtelen, "Ferroxcube Aerial Rods, Electronic Application Bulletin," June 1952, N°6, Vol. 13.

[TAH.93] A. Tahani, J.J. Depriester, TDF-C2R. FR, "Antenne ferrite pour récepteur portable," Brevet N° d'enregistrement 93 08057, 12 Octobre 1993.

[TAH.94a] A. Tahani, J.J. Depriester, A. Condeescu, TDF-C2R. FR, "Système d'antenne d'émission-réception omnidirectionnel multipolarisation à diagramme de rayonnement sensiblement circulaire pour récepteurs portables," Brevet N° d'enregistrement 94 10800, 9 Septembre 1994.

[TAH.94b] A. Tahani, J.J. Depriester, TDF-C2R. FR, "Antenne cadre, insensible à l'effet capacitif, pour récepteurs de radiomessagerie," Brevet N° d'enregistrement 94 10715, 03 Octobre 1994.

[TDF.91] TéléDiffusion de France - Direction de l'Equipement et de la Production, "Situation des réseaux I", 1991, pages 47-56.

[TEL.76] Televerket, "Paging Receiver for the Swedish Public Radio Paging System," Swedish Telecommunication Administration (Televerket), Réf: 76-1650-ZE, 1976.

[THO.77] R. D. C. Thoday, "A Band II ferrite aerial unit for portable receivers", BBC Research Department, March 1977.

[WAT.89] J. Watt, " The maximum power theorem," Electronics & Wireless World, 1989, pages 41-42.

[WRI.60] C. M. Wright, "Ferrite Rods for Broadcast Receiver Antenna Coils", Proceedings of the I.R.E. Austria, June 1960.

Résumé

Les récepteurs de radiodiffusion en général et de radiomessagerie en particulier sont dotés d'un élément essentiel qui est l'antenne. Cet élément est défini comme étant un dispositif de couplage entre une onde rayonnée dans l'espace libre et la ligne de transmission qui mène vers le récepteur. En principe, de tels récepteurs portatifs compacts utilisent soit une antenne inductive, sensible surtout au champ magnétique, soit une antenne capacitive sensible au champ électrique. Le progrès technologique de tels récepteurs est lié en grande partie à la conception et au développement d'une antenne compacte moins encombrante caractérisée par une sensibilité inférieure ou égale à 35 dBµV/m.

L'objectif essentiel du présent mémoire est de montrer la faisabilité technique et industrielle d'un nouveau type d'antenne hybride omnidirectionnel et multipolarisations, destiné aux récepteurs portables de radiomessagerie opérationnel dans la bande de fréquence II (87.5 - 108 MHZ). Il met en valeur deux idées essentielles pour la réalisation d'une telle antenne:

- La première réside dans le fait d'associer deux antennes que nous avons développées à TDF-C2R. Il s'agit d'une antenne à noyau magnétique miniaturisée et d'une antenne cadre associée à une boucle en court circuit. Elles forment ainsi une antenne résultante composée de deux antennes inductives orthogonales l'une à l'autre. Toutes les deux sont donc sensibles au champ magnétique.

- La deuxième porte sur le système électronique indispensable à l'extraction du signal portant l'information. Ainsi, le système proposé présente un avantage particulier qui repose sur sa simplicité donc sur son coût et sur sa fiabilité. Le rôle d'un tel système est d'assurer la sommation des deux signaux déphasés l'un par rapport à l'autre de 90°.

Abstract

The receivers of radio-broadcasting in general and especially those of paging receiver are equipped with essential element which is called the antenna. This element is defended as device of coupling between radiated wave in free space and the transmission line which leads to the receiver. In principle, such compact portable receivers use whether inductive antenna, particularly sensitive at magnetic field, or capacitive antenna sensitive at electric field. The technological progress of such receivers results for the most part from conception and development of compact antenna less cumbersome characterised by a sensitivity less or equal to 35 dBµV/m.

The essential objective of this work is to show the technical and industrial feasibility of a new type hybrid omnidirectionnel and multipolarisation antenna intends to paging receivers operational in frequency band II (87.5 - 108 MHz). Two ideas are essential to achieve a such antenna:
The first one consists in associating two antennas which were developed at TDF-C2R. It concerns one antenna with miniaturised magnetic core and loop in short circuit. The formed so a resultant antenna composed of two inductive antennas perpendicular. Both of then sensitive at magnetic field.
The second consists of electronic system indispensable is the extraction of the signal caring the information. So, the system suggested presents a particular advantage which is based on its simplicity them on its cost and its reliability. The role of a such system is to ensure the total of a such system is to ensure the total of both signals shifted of 90°.