

G. électrique.

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE



DÉTECTION DE LA DIRECTION D'INCIDENCE D'UN SIGNAL
REÇU EN RADIO-MOBILE

MOHAMED OTMANI

OTM/2372

Mémoire
présenté
pour l'obtention
du grade de maître ès sciences (M.Sc.)

ÉCOLE DES GRADUÉS
UNIVERSITÉ LAVAL

Decembre 1990

© droits réservés de Otmani Mohamed 1990

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE



DÉTECTION DE LA DIRECTION D'INCIDENCE D'UN SIGNAL
REÇU EN RADIO-MOBILE

MOHAMED OTMANI

Mémoire
présenté
pour l'obtention
du grade de maître ès sciences (M.Sc.)

ÉCOLE DES GRADUÉS
UNIVERSITÉ LAVAL

Decembre 1990

© droits réservés de Otmani Mohamed 1990

**A la mémoire de mon père.
A ma mère qui m'a tout donné,
à mes oncles qui m'ont beaucoup aidé,
et à toute ma famille.**

Sommaire

Ce travail se situe dans le contexte d'une étude en radio-mobile aux fréquences UHF (800 - 900 Mhz) où on s'intéresse à la possibilité de détecter la direction d'incidence d'un signal par mesure de la différence de phase.

Nous explorons dans ce mémoire la possibilité d'utiliser un réseau formé de quatre antennes, placées dans un quadrant. Le récepteur est commuté à chaque antenne dans un tour autour du cercle pour donner une approximation du mouvement circulaire. Le déplacement de fréquence induit dans le signal reçu est extrait par un discriminateur de fréquence.

Ce système doppler Radiogoniométrique (RGM) est sous le contrôle d'un micro-ordinateur IBM-PC, relié au bus Entrée/Sortie à travers une carte prototype et une interface parallèle de type PPI 8255A. Afin de vérifier le fonctionnement pratique d'un tel système, on a effectué une série de tests à la fréquence de 925.872 Mhz, à l'intérieur d'une chambre anéchoïque. Les résultats expérimentaux obtenus concordent avec les résultats prédits par la théorie.


Otmani Mohamed



Dr. Michel Lecours

Directeur de Recherche

Résumé

L'objectif principal de ce mémoire est l'étude et la réalisation d'un prototype pour déterminer, par mesure de la différence de phase, la direction d'incidence d'un signal radio dans la bande de 900 Mhz.

Pour atteindre cette objectif, nous avons utilisé l'une des principales techniques de détection de la direction d'incidence d'un signal, qui est la technique dite de type doppler. Cette dernière est basée sur la détection de la modulation de phase communiquée au signal reçu par un mouvement rotationnel de l'antenne réceptrice.

Nous avons exploré dans ce travail la possibilité d'utiliser un réseau formé de quatre antennes, placées dans un quadrant. Le récepteur est commuté à chaque antenne dans un tour autour du cercle pour donner une approximation du mouvement circulaire. Les mesures des différences de phase entre les sorties des éléments du réseau d'antennes permettent alors de déterminer la direction du signal reçu.

Dans notre système doppler RGM, le commutateur couple un récepteur en séquence rapide aux éléments du réseau, ce qui introduit un déplacement de fréquence dans le signal reçu. Ce déplacement est extrait par un discriminateur de fréquence centré à 10.7 Mhz et ayant une largeur de bande de l'ordre de 10 kHz. La déviation de fréquence est maximum quand le vecteur de rotation, lequel pointe vers l'antenne à partir de l'origine, forme un angle de 90° par rapport à

l'angle d'arrivée.

Le système est sous le contrôle d'un micro-ordinateur IBM-PC, relié au bus Entrée/Sortie à travers une carte prototype et une interface parallèle de type PPI 8255A. Le programme de fonctionnement du microprocesseur 8088 permet de commander le balayage des quatre antennes par le commutateur, la remise à zéro des détecteurs de pics, le début de l'échantillonnage, la conversion A/N, et la transmission des résultats au microprocesseur qui les garde en mémoire pour un éventuel traitement.

Afin de vérifier le fonctionnement pratique d'un tel système RGM, nous avons effectué une série de tests à la fréquence de 925.872 Mhz, à l'intérieur d'une chambre anéchoïque. L'analyse des résultats expérimentaux obtenus pour l'espacement $d = 0.8\lambda$ entre les antennes confirme la concordance avec les résultats prédits par la théorie.



Mohamed Otmani



Dr. Michel Lecours

Directeur de Recherche

Avant-propos

Je témoigne ici mes remerciements et ma profonde reconnaissance à mon directeur de recherche, le Dr. Michel Lecours, pour l'assistance, les encouragements et les précieux conseils qu'il m'a prodigués pendant toute la durée de mon travail.

Ma reconnaissance s'adresse aussi au Dr. Gilles Y. Delisle et M. John Ahern qui n'ont ménagé aucun effort pour nous faire profiter moi et mes collègues de leur vaste expérience.

Ma gratitude va également aux responsables du M. E. S. qui m'ont choisi parmi le contingent d'étudiants Algérien au Canada.

Finalement je remercie tous les collègues et amis du département de génie électrique qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

Tables des matières

Sommaire	i
Résumé	ii
Avant-propos	iv
Table des matières	v
Liste des figures	xii
1 Introduction	1
2 Techniques de mesures de la direction d'incidence d'un émetteur	3
2.1 Introduction	3
2.2 Mesure de la direction d'incidence par une antenne directionnelle .	5
2.2.1 Antenne auxiliaire de contrôle de directivité	10
2.3 Techniques à comparaison d'amplitude	12

2.3.1	Méthode de comparaison d'amplitude	12
2.3.2	Méthode dite monopulse	16
2.3.3	Antenne à rotation électronique	17
2.4	Technique de type doppler	19
2.5	Conclusion	20
3	Principe de base du système proposé	21
3.1	Principe du doppler RGM	21
3.2	Approche à l'étude des antennes rotationnelles	23
3.2.1	Formule de base	23
3.2.2	Représentation par transformée de Fourier	24
3.2.3	Conversion des fréquences τ aux fréquences réelles	26
3.3	La rotation d'un élément	27
3.4	Production électronique d'une modulation de phase avec un réseau de quatre antennes	29
3.4.1	Introduction	29
3.4.2	Exemple d'un système pratique	29
3.4.3	Théorie générale	31

3.4.4	Système à sommation pondérée des signaux d'antennes . . .	33
3.4.5	Système à commutation électronique des antennes	38
4	Réalisation expérimentale	43
4.1	Introduction	43
4.2	Présentation du bloc diagramme du système proposé	43
4.3	Caractérisation des antennes	45
4.4	Commutateur à diodes et circuits de contrôle	46
4.5	Amplification et translation du signal	48
4.6	Le récepteur	49
4.6.1	Filtre IF et limiteur	51
4.6.2	Discriminateur à cristal et détecteur d'enveloppe	51
4.7	Les détecteurs de pics	54
4.8	Echantillonnage blocage et conversion analogique numérique	56
4.9	La chaîne de traitement numérique	59
4.9.1	Carte d'acquisition et de contrôle	61
4.9.2	Logiciel	65
4.10	Conclusion	69

5 Résultats expérimentaux et conclusion	71
5.1 Introduction	71
5.2 Montage expérimental	72
5.3 Diagrammes de rayonnement	72
5.4 Résultats	78
5.5 Traitement des données	86
5.6 Variation de la puissance de la source	87
5.7 Conclusion	99
Bibliographie	101
Références	101
Annexe A	104

Liste des Figures

2.1	Système radiogoniométrique	4
2.2	Méthode de triangulation	6
2.3	Les différents diagrammes des antennes bouclées	8
2.4	Boucle protégée pour RGM	8
2.5	Antenne à cadre multitour	9
2.6	A: diagramme de directivité de la boucle et de l'élément auxiliaire, B: circuit de combinaison des signaux des deux éléments	11
2.7	Schéma de principe des principales composantes du système RGM	13
2.8	Diagramme de rayonnement d'un système à quatre antennes	14
2.9	Application typique	16
2.10	Système monopulse à comparaison d'amplitude	16
2.11	Antenne Wullenweber	18
2.12	Arrangement général d'un système RGM quasi-doppler	19

3.1	Vue du plan d'une antenne rotationnelle	22
3.2	Schéma fonctionnel du système	30
3.3	La dérivation du signal reçu par l'antenne rotationnelle	31
3.4	Formes d'ondes illustrant la modulation de phase communiquée au signal reçu pour un angle d'incidence ϕ de 45°	34
3.5	Vue du réseau à quatre antennes montrant l'interpolation de l'angle de phase entre les côtés opposés du réseau	35
3.6	Variation du gain de l'antenne A	37
3.7	Quatre antennes: mouvement de l'antenne fantôme	38
3.8	(a), (b), (c) signal de sortie des quatre antennes. (d) signal à la sortie du commutateur. (e) série de pics à la sortie du discriminateur FM . . .	40
3.9	Technique de calcul de la direction	42
4.1	Bloc diagramme du système	44
4.2	Antenne monopole, à 926 Mhz	46
4.3	Commutateur à diodes et circuits de commande	47
4.4	Amplification, translation de fréquence et réception	48
4.5	Le schéma du récepteur	50

4.6	Principe de fonctionnement d'un discriminateur FM	52
4.7	Courbe en S caractéristique du discriminateur FM	53
4.8	Principe de la démodulation de fréquence au moyen d'un discriminateur	54
4.9	Diagrammes temporels des signaux de la figure 4.8	55
4.10	Caractéristique de discrimination	55
4.11	Les détecteurs de pics positif et négatif	57
4.12	Signaux d'entrée et de sortie des détecteurs de pics	58
4.13	Circuit d'échantillonnage blocage et de conversion analogique numérique	60
4.14	Carte d'acquisition et de contrôle	62
4.15	Mot de contrôle et configuration choisie	64
5.1	Diagramme de rayonnement pour le cas où une seule antenne est connectée au commutateur	74
5.2	Diagramme de rayonnement pour un espacement $d = 0.8\lambda$	75
5.3	Diagramme de rayonnement pour un espacement $d = \frac{\lambda}{2}$	76
5.4	Diagramme de rayonnement pour un espacement $d = \frac{\lambda}{4}$	77
5.5	Sortie du discriminateur pour $\theta = -45^\circ$ et $d = .8\lambda$	79

5.6	Sortie du discriminateur pour $\theta = 0^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	80
5.7	Sortie du discriminateur pour $\theta = 10^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	80
5.8	Sortie du discriminateur pour $\theta = 30^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	81
5.9	Sortie du discriminateur pour $\theta = 45^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	81
5.10	Sortie du discriminateur pour $\theta = 60^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	82
5.11	Sortie du discriminateur pour $\theta = 90^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	82
5.12	Sortie du discriminateur pour $\theta = 0^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{2}$	83
5.13	Sortie du discriminateur pour $\theta = 30^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{2}$	83
5.14	Sortie du discriminateur pour $\theta = 90^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{2}$	84
5.15	Sortie du discriminateur pour $\theta = 0^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{4}$	84
5.16	Sortie du discriminateur pour $\theta = 30^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{4}$	85
5.17	Sortie du discriminateur pour $\theta = 90^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{4}$	85
5.18	Signal de sortie pour $\theta = 0^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	88
5.19	Signal de sortie pour $\theta = -45^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	89
5.20	Signal de sortie pour $\theta = 10^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	90
5.21	Signal de sortie pour $\theta = 30^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	91
5.22	Signal de sortie pour $\theta = 45^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	92

5.23	Signal de sortie pour $\theta = 60^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	93
5.24	Signal de sortie pour $\theta = 90^\circ$ et $d = 0.8\lambda$	94
5.25	Exemple de dégradation: cas où $\theta = 0^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{2}$	95
5.26	Exemple de dégradation: cas où $\theta = 90^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{2}$	96
5.27	Exemple de dégradation: cas où $\theta = 0^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{4}$	97
5.28	Exemple de dégradation: cas où $\theta = 90^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{4}$	98

Chapitre I

Introduction

Ce travail se situe dans le contexte d'une étude en radio mobile aux fréquences UHF (800 - 900 Mhz), où on s'intéresse à la possibilité de détecter la direction d'incidence en utilisant un radiogoniomètre basé sur la mesure de la différence de phase à l'intérieur d'un réseau d'antennes de réception.

De nombreuses méthodes permettent la réalisation d'un système de radiogoniométrie. Certains systèmes font tourner mécaniquement une antenne directionnelle et la direction qui donne le maximum de signal à la sortie est la direction de l'émetteur. Actuellement, la majorité des systèmes RGM (Radiogoniométrie) simulent la rotation mécanique de l'antenne par une sommation pondérée ou une commutation séquentielle entre une série d'antennes identiques, placées à intervalle régulier autour d'un cercle.

Nous explorons dans ce travail la possibilité d'utiliser un réseau formé seulement de quatre antennes placées dans un carré. Le récepteur sera commuté à chaque antenne dans un tour autour du cercle pour donner une approximation du mouvement circulaire.

Le contenu de cette thèse se présente comme suit: au chapitre deux nous donnons une présentation de trois des principales techniques de détection de la direction d'incidence d'un signal, dont celle dite de type doppler sur laquelle est basé notre travail, ainsi qu'une brève explication des composantes essentielles constituant le système RGM.

Le chapitre trois est consacré à l'analyse du système de type doppler qui fait l'objet de nos travaux dans le cadre de ce mémoire. Après une approche globale de la théorie des antennes rotationnelles, nous présentons le système basé sur la production électronique d'une modulation de phase avec un réseau de quatre antennes, ainsi que la technique utilisée pour calculer la direction à partir de la modulation de phase.

Le quatrième chapitre est divisé en deux parties. Dans la première partie, on présente le montage expérimental utilisé pour faire les mesures, bloc par bloc, ainsi que la caractérisation des antennes. Dans la deuxième partie, on trouve un aperçu général de la chaîne de traitement numérique, elle même divisée en deux parties. Dans la première, on présente la carte d'acquisition et de contrôle, tandis que la seconde traite du programme de fonctionnement du microprocesseur 8088.

Le dernier chapitre montre les résultats obtenus lors d'expériences faites en vue d'évaluer les performances du système, et leur traitement avec la technique exposée au chapitre trois. Ce chapitre se termine par une conclusion générale dans laquelle nous mentionnons les principaux problèmes rencontrés lors des différentes étapes de réalisation de ce travail, ainsi qu'une suggestion pour des travaux subséquents.

Chapitre II

Techniques de mesures de la direction d'incidence d'un émetteur

2.1 Introduction

L'utilisation de la radio pour la radiogoniométrie (RDF) est aussi vieille que son utilisation pour les communications. Elle est très utilisée dans la navigation, pour le traquage des sources de bruits ou celle des stations non identifiées.

La figure 2.1 illustre les composantes essentielles d'un système radiogoniométrique (RGM):

- Une antenne pour collecter l'énergie du signal arrivant.
- Un récepteur pour mesurer la réponse de l'antenne au signal reçu.

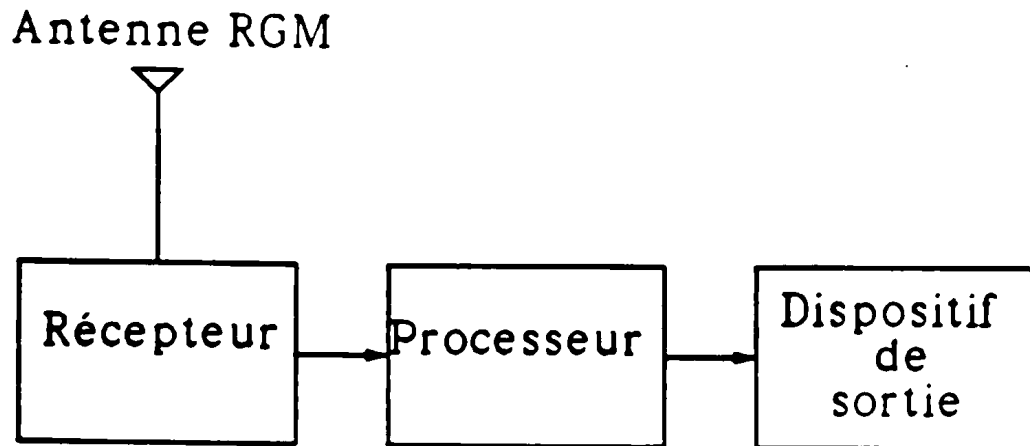


Figure 2.1: *Système radiogoniométrique.*

- Un processeur pour tirer l'information RGM nécessaire (exemple: les angles d'élévation et d'azimut) de la sortie du récepteur.
- Un dispositif de sortie pour présenter l'information RGM sous une forme convenable à l'utilisateur.

Les performances d'un système RGM dépendent de la nature des signaux reçus à l'antenne RGM, et la nature de ces signaux dépend du mode de propagation, lequel fait partie de l'une des deux catégories suivantes:

- Les signaux qui arrivent directement à l'antenne RGM avec un angle d'élévation presque nul; cette catégorie inclut les fréquences LF, MF, UHF, et VHF, qui sont ceux qui nous intéressent dans le cadre de ce travail.
- Les signaux HF réfractés par l'ionosphère, qui arrivent à l'antenne RGM avec un angle d'élévation variant de quelques degrés à presque 90°.

Ce chapitre sera consacré à la présentation de trois des principales techniques de détection de la direction d'incidence d'un signal :

- La mesure de la direction d'incidence par une antenne directionnelle.
- La technique de comparaison d'amplitude, basée sur l'utilisation d'un réseau d'antennes directionnelles de réception qui produisent des pics ou des nuls de l'amplitude du signal pendant leur rotation.
- La technique dite de type doppler, qui détecte une modulation de phase communiquée au signal reçu par un mouvement rotationnel de l'antenne réceptrice. Ce sera l'objet de notre travail.

2.2 Mesure de la direction d'incidence par une antenne directionnelle

Une technique simple de mesure de la direction d'incidence consiste à mesurer la puissance du signal reçu dans toutes les directions à partir d'une antenne directionnelle. A partir de deux, ou préférablement de trois mesures, on peut localiser la position de l'émetteur, par la technique dite de triangulation, tel qu'illustré à la figure 2.2 [4].

Nous prendrons comme illustration de cette méthode et des problèmes rencontrés le cas d'une antenne bouclée qui est vraisemblablement la plus simple antenne qu'on peut utiliser en radiogoniométrie. Pour réaliser une antenne ayant les propriétés requises, on doit tenir compte de nombreux facteurs et, en

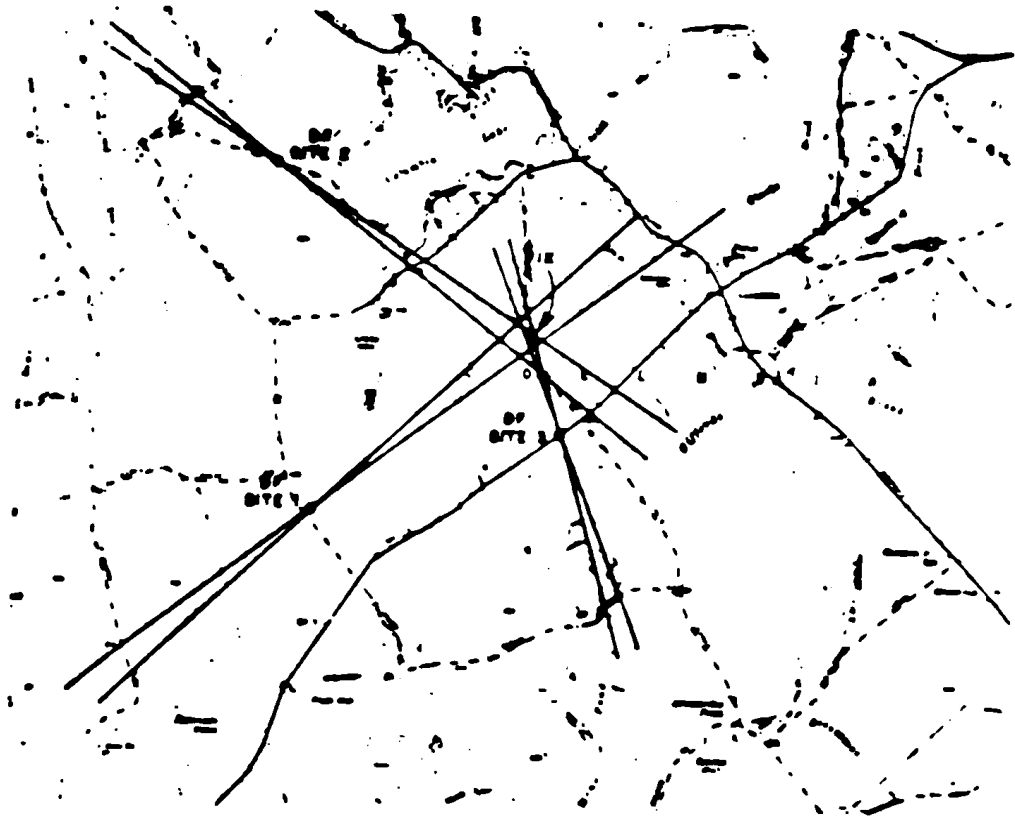


Figure 2.2: *Méthode de triangulation.*

particulier:

- la boucle doit être petite comparée à la longueur d'onde.
- Pour obtenir des directions exactes, la boucle doit être équilibrée électrostatiquement par rapport à la masse. Autrement, la boucle présente deux modes d'opération. L'un est le mode de la boucle idéale, qui est le mode désiré. L'autre est celui de l'antenne verticale non directionnelle de petites dimensions (effet de l'antenne). Les tensions introduites par ces deux modes ne sont pas en phase, elles sont soit ajoutées, soit soustraites, dépendant de la direction d'arrivée de l'onde.

Pour éviter toute distorsion du diagramme de rayonnement, ce type d'antenne doit être construit de la manière la plus symétrique possible. L'efficacité est proportionnelle aux dimensions de la boucle: plus la boucle est petite plus l'efficacité est basse, ceci est dû au fait que son ouverture n'échantillonne qu'une petite section du front d'onde. Les boucles de très petites dimensions sont, dans la majorité des cas, suivies d'un pré-amplificateur pour compenser la réduction de l'efficacité. La figure 2.3 A, illustre le diagramme théorique d'une boucle bien ajustée. Quand elle est équilibrée, elle présente deux nuls séparés de 180° . La figure 2.3 B, présente une petite directivité, cas où l'effet de l'antenne est appréciable et où la boucle est accordée en résonance. La figure 2.3 C, présente un diagramme non symétrique, avec un nul, cas d'une boucle désaccordée. Ce nul n'est cependant pas aussi tranchant que celui de la boucle bien équilibrée. Avec un désaccordement convenable, le diagramme unidirectionnel de la figure 2.3 D peut être approché, cependant le nul de ce diagramme n'est pas complet [5].

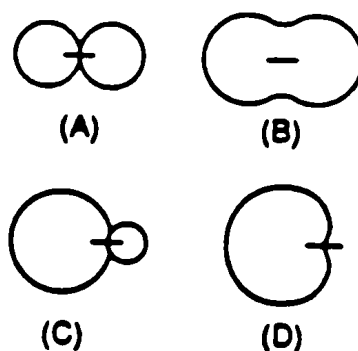


Figure 2.3: *Les différents diagrammes des antennes bouclées.*

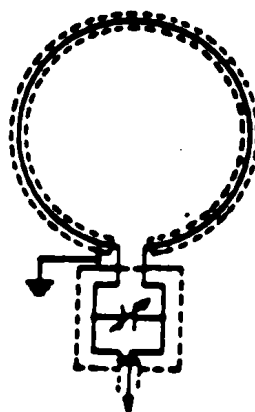


Figure 2.4: *Boucle protégée pour RGM.*

peut être approché, cependant le nul de ce diagramme n'est pas complet [5].

Un équilibre électrostatique peut être obtenu par une protection de la boucle, comme illustrée à la figure 2.4. La réponse d'une boucle bien protégée est très proche du diagramme idéal de la figure 2.3 A.

Pour réaliser une antenne en boucle, on peut simplement utiliser une antenne à cadre multitor tel qu'illustré à la figure 2.5: dans cette figure la boucle L_1 représente le circuit résonant et L_2 représente la boucle de couplage connectée au récepteur.

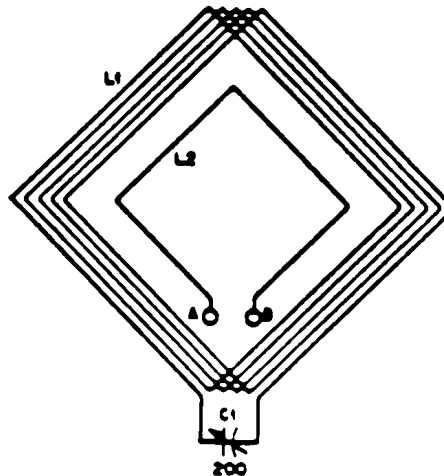


Figure 2.5: Antenne à cadre multitour.

jour d'antennes bouclées avec noyaux, connues sous le nom d'antennes à noyaux de ferrite ou antenne loopstick. L'avantage de ces antennes sont leur taille réduite et elles sont utilisées pour les fréquences au dessous de 150 Mhz. La tension délivrée par la boucle est proportionnelle au flux magnétique traversant la bobine, ainsi qu'au nombre de tours de la bobine. Pour une dimension donnée de la boucle, la tension de sortie peut être augmentée en augmentant la densité du flux (ceci est vrai pour un noyau de ferrite à haute perméabilité). Les performances de l'antenne à noyau de ferrite et celles de la boucle ordinaire sont les mêmes. L'antenne loopstick doit être aussi protégée pour éliminer l'effet de l'antenne, la longueur de la protection doit être égale ou légèrement supérieure à celle de la baguette.

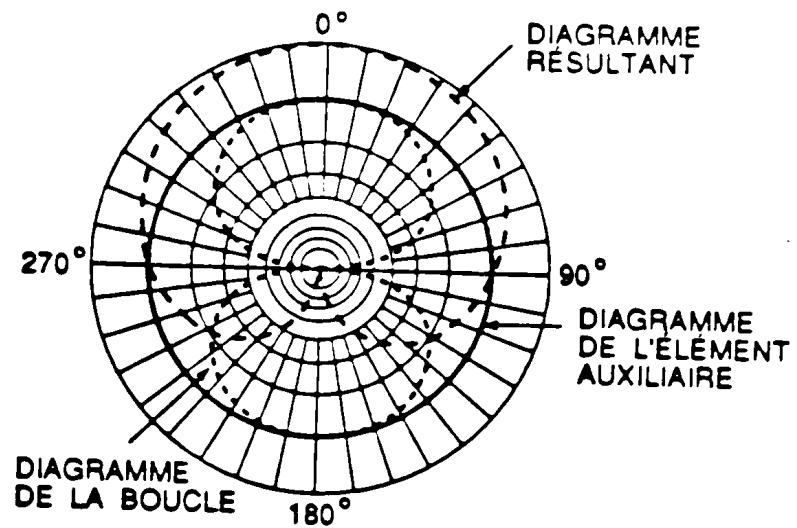
2.2.1 Antenne auxiliaire de contrôle de directivité

Comme on l'a mentionné plus haut, les deux nuls espacés de 180° dans le diagramme directionnel de la boucle, introduisent bien une ambiguïté. Supposons par exemple que nous prenons une mesure de la direction et que le résultat indique que l'émetteur se trouve quelque part sur la ligne courant approximativement l'Est et l'Ouest de notre position. Avec cette unique lecture, il nous est impossible de savoir avec certitude si l'émetteur se trouve à l'Est ou à l'Ouest de nous. Mais si l'on utilise plusieurs stations de réception, l'ambiguïté sera enlevée par la méthode dite de triangulation.

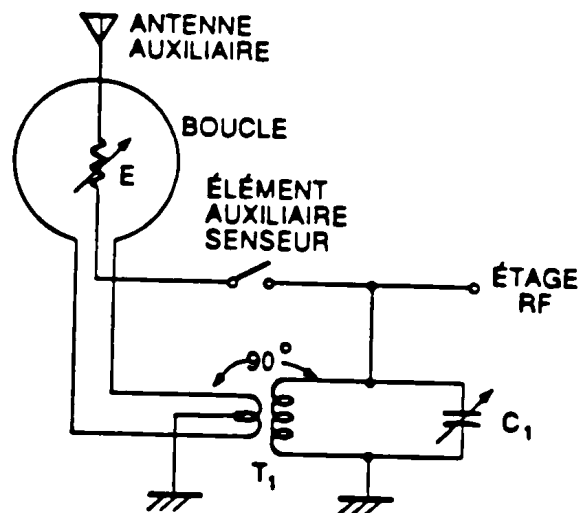
L'antenne à boucle ou à noyau de ferrite peut être construite de façon à n'avoir qu'un seul nul, si on ajoute à cette antenne un élément secondaire: cet élément est appelé antenne auxiliaire de contrôle de directivité, et cette antenne auxiliaire est omnidirectionnelle.

En combinant les signaux de la boucle et de l'élément vertical avec un déphasage de 90° , il en résulte un diagramme cardioïde. La figure 2.6 A illustre le diagramme théorique de la combinaison. Dans la figure 2.6 B, on peut voir le circuit de l'association de l'antenne auxiliaire et de la boucle. R_1 est une résistance d'ajustement interne, qui sert à régler le niveau du signal de l'antenne auxiliaire [5].

La procédure de mesure se fait en deux étapes: Dans la première étape, on utilise la boucle seule, pour obtenir une lecture de direction précise. Dans la deuxième étape, on ajoute l'antenne auxiliaire et on prend une seconde lecture, ce qui fait disparaître l'ambiguïté. Le nul de la cardioïde est à 90° des nuls de la



(A)



(B)

Figure 2.6: *A: diagramme de directivité de la boucle et de l'élément auxiliaire, B: circuit de combinaison des signaux des deux éléments.*

boucle. Des techniques équivalentes peuvent être développées à partir de différents types d'antennes directionnelles.

2.3 Techniques à comparaison d'amplitude

Les systèmes RGM qui calculent la direction d'une onde en comparant l'amplitude des signaux reçus par les différentes antennes d'un réseau sont généralement divisés en deux classes. Dans la première classe, on évalue directement le rapport d'intensité des ondes captées par chacune des antennes. Cette méthode est appelée "comparaison d'amplitude". La deuxième classe, dite "monopulse", est basée sur le rapport qui existe entre la différence d'amplitude des signaux reçus et la somme de ces mêmes amplitudes. Elle est très utilisée dans les appareils radar.

2.3.1 Méthode de comparaison d'amplitude

La comparaison des signaux reçus par deux ou plusieurs antennes identiques, dont on connaît le diagramme de rayonnement nous permet de déterminer la direction d'arrivée du signal selon un algorithme propre au système. La figure 2.7 illustre le schéma de principe des principales composantes d'un tel système RGM utilisé pour calculer la direction d'arrivée d'une onde modulée en fréquence.

Dans ce système le récepteur est reliée séquentiellement à chacune des antennes via un commutateur rapide. Après démodulation, le signal est numérisé à l'aide d'un microprocesseur qui gère l'ensemble des opérations par une boucle

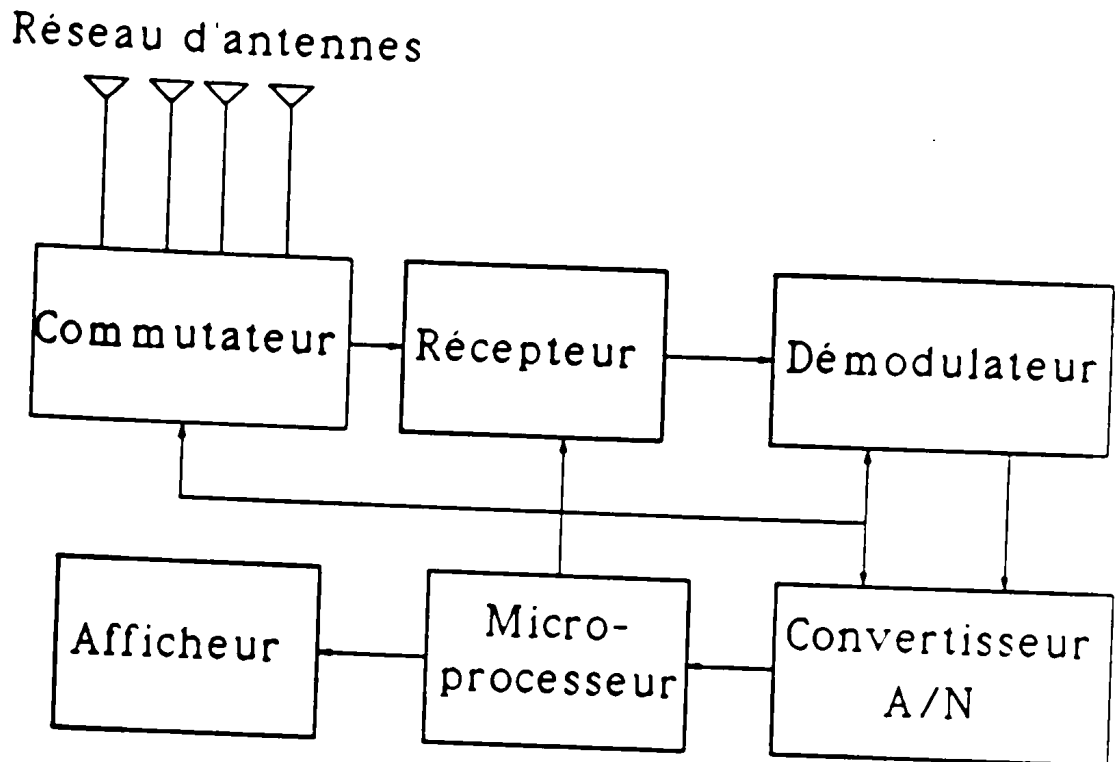


Figure 2.7: Schéma de principe des principales composantes du système RGM.
de retour.

Dans la méthode de mesure de la direction d'incidence par comparaison d'amplitude, on peut noter deux points essentiels:

- L'existence d'une relation non linéaire entre le rapport d'amplitude des signaux reçus par deux antennes et l'angle d'arrivée du signal.
- La variation de cette relation non linéaire de façon prévisible en fonction du diagramme de rayonnement.

A titre d'exemple, prenons un système à quatre antennes spirales tel que décrit en [1]. La figure 2.8 illustre le diagramme de rayonnement, dans un plan azimutal, pour un cas idéal.

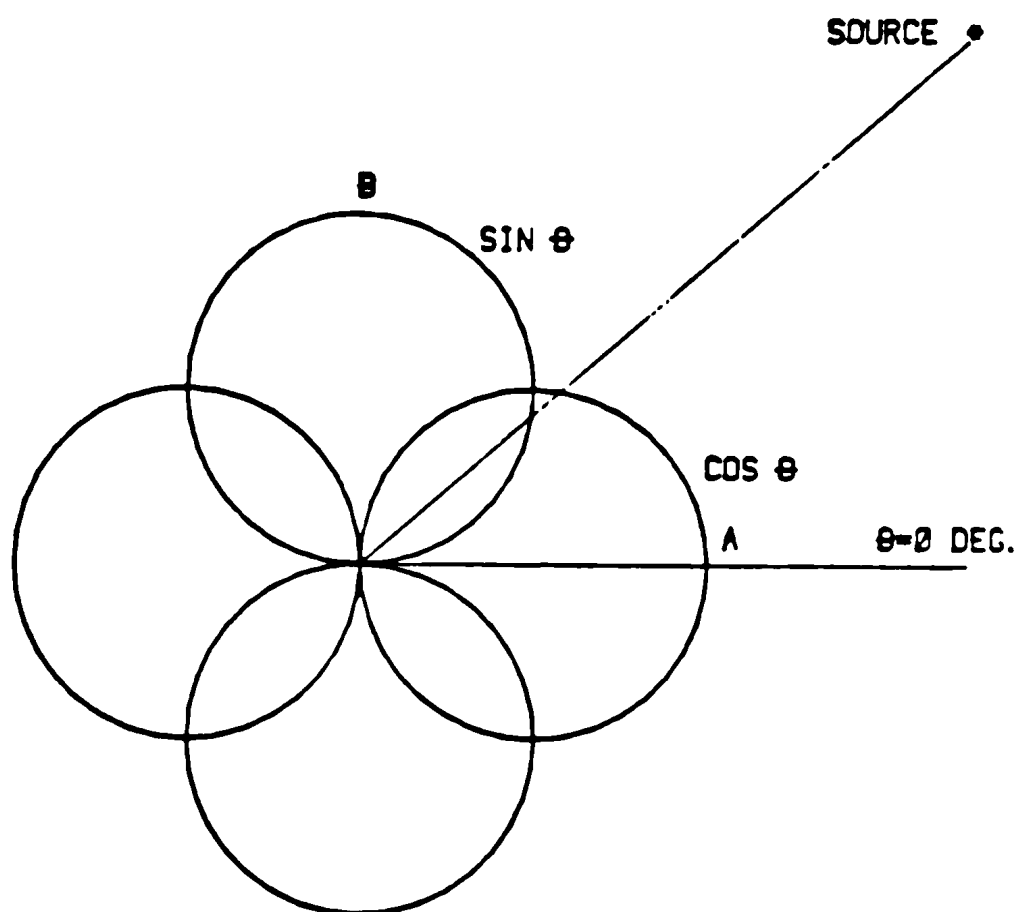


Figure 2.8: *Diagramme de rayonnement d'un système à quatre antennes.*

Soient les relations suivantes en coordonnées polaires:

$$A = E_0 \cos(\theta) \quad (2.1)$$

$$B = E_0 \sin \theta \quad (2.2)$$

où

A et **B** représentent les tensions de sortie de l'antenne réceptrice,

θ est l'angle d'arrivée;

E_0 est champ électrique incident.

Alors,

$$\frac{B}{A} = \frac{E_0 \sin(\theta)}{E_0 \cos(\theta)} \quad (2.3)$$

$$\theta = \arctan \frac{B}{A} \quad (2.4)$$

Les équations (2.3) et (2.4) mettent en évidence ce que l'on a mentionné plus haut, à savoir que θ est une fonction non linéaire du rapport des amplitudes des signaux captés par les antennes et que la variation de θ est reliée à la variation du rapport $\frac{B}{A}$.

Connaissant la fréquence d'opération et le rapport d'amplitude des signaux reçus par une paire d'antennes identiques selon la direction d'incidence du signal, on peut donc calculer l'angle correspondant à cette direction. Cette technique n'est pas limitée à un réseau de quatre antennes, elle peut être généralisée pour un nombre quelconque d'antennes.

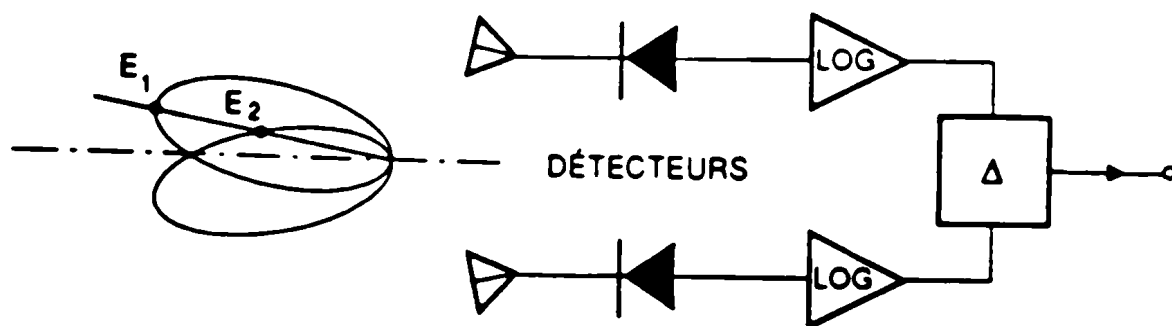


Figure 2.9: *Application typique.*

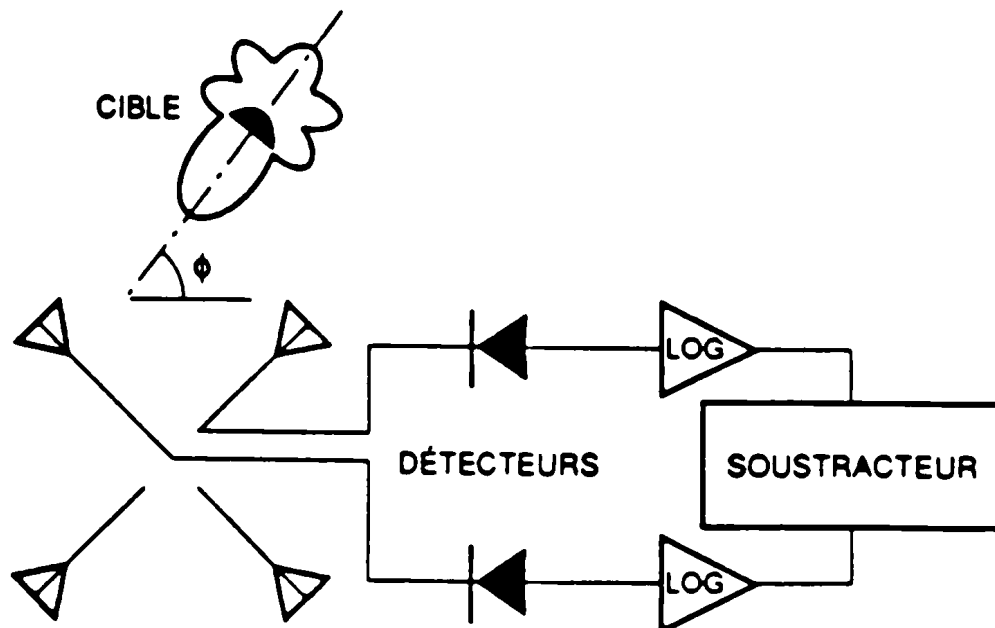


Figure 2.10: *Système monopulse à comparaison d'amplitude.*

2.3.2 Méthode dite monopulse

La technique monopulse est bien connue à cause de son utilisation en radar. Elle consiste, à partir de deux antennes dont l'angle de visée est légèrement différent à former deux diagrammes de rayonnement, le premier représentant la somme des deux diagrammes de rayonnement des antennes individuelles et le second leur différence. L'angle d'incidence correspondra à la position pour laquelle le signal somme sera maximal et le signal différence sera minimal. La figure 2.9 illustre une configuration typique dans laquelle on utilise des amplificateurs logarithmiques pour obtenir le rapport entre les sorties des antennes.

Dans une application typique, on fait monter quatre antennes dans un quadrant, pour fournir une couverture de 360° . L'angle d'arrivée est obtenu par la formation du rapport de la puissance des signaux reçus pour deux sections adjacentes du quadrant.

Dans les systèmes monopulse à comparaison d'amplitude, les antennes peuvent être fixes ou rotatives. La figure 2.10 [6] montre un système monopulse à comparaison d'amplitude utilisant des antennes fixes. On peut voir sur cette figure comment les quatre antennes sont montées sur un quadrant pour fournir une couverture azimuthale de 360° . Chaque antenne est reliée au récepteur dont les éléments sont: un multiplexeur, des détecteurs, et des amplificateurs vidéo logarithmiques. Les signaux RF sont détectés, amplifiés logarithmiquement à un niveau suffisant pour surmonter le bruit, et conduits au processeur central. Dans ce système les deux canaux sont sélectionnés et comparés pour former le rapport monopulse.

2.3.3 Antenne à rotation électronique

Avec un système à plusieurs éléments fixes, la rotation peut être exécutée électroniquement par un échantillonnage et une combinaison des signaux provenant des différents éléments du système.

Parmi les systèmes utilisant ces techniques on trouve le système à antenne WULLENWEBER, figure 2.11 [12]. C'est un système RGM à large ouverture, utilisant un réseau d'éléments circulaire avec un goniomètre. Ce système mesure uniquement l'amplitude du signal, d'où l'angle azimuth. Pour minimiser l'erreur

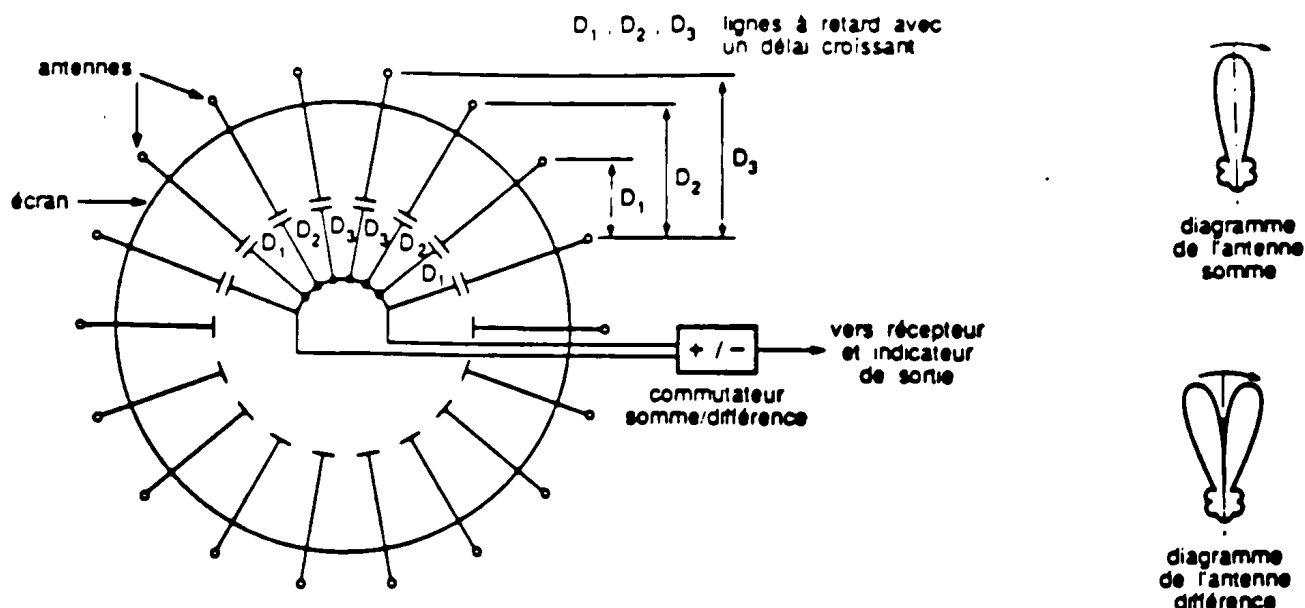


Figure 2.11: Antenne Wullenweber.

de polarisation les éléments sont des monopôles, arrangés symétriquement autour d'un écran cylindrique, chacun étant connecté à un segment du stator du goniomètre. Les segments du rotor sont connectés au commutateur par des lignes à retard, D_1 , D_2 , D_3 , etc, dont les longueurs sont égales aux retards du signal dans l'espace libre, pour conserver les bons délais D_1 , D_2 , D_3 etc, le réseau Wullenweber au complet doit être tourné. Comme l'indique le schéma, les lignes à retard sont divisées en deux groupes (connectées en antiphasé), produisant ainsi une rotation nulle.

A la sortie, la somme ou la différence est connectée à l'entrée du récepteur, la sortie de ce dernier est reliée à un C.R.T (tube à rayons cathodiques ou électroniques) avec une rotation de temps synchronisée. Le mode somme est utilisée pour la recherche de l'émetteur; une fois ce dernier identifié on utilise le mode différence.

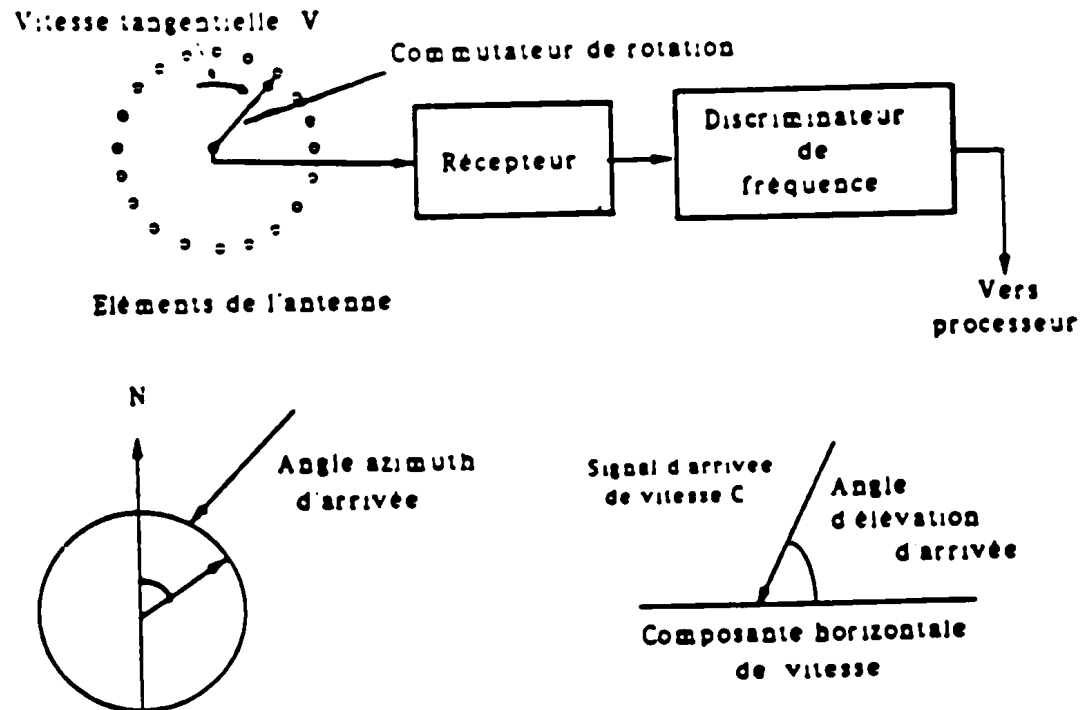


Figure 2.12: Arrangement général d'un système RGM quasi-doppler.

2.4 Technique de type doppler

Dans une application RGM, le réseau d'antennes peut tourner mécaniquement (s'il est suffisamment petit), ou électriquement. On peut créer électriquement l'équivalent d'un mouvement de rotation en allant lire successivement les sorties de différents éléments du réseau d'antennes.

Les mesures des différences de phase entre les sorties des éléments du réseau d'antennes permettent alors de déterminer la direction du signal reçu.

Considérons un cas où l'élément de l'antenne peut être considéré comme se déplaçant dans une trajectoire circulaire: ceci introduit une modification de la fréquence instantanée du signal reçu, d'où la création d'un type d'effet doppler.

Dans le système RGM de la figure 2.12 (a), le commutateur couple un récepteur en séquence rapide aux éléments du réseau, ce qui introduit un déplacement de fréquence dans le signal reçu. Ce déplacement est extrait par un discriminateur de fréquence. Dans la figure 2.12 (b), on voit que le déplacement de fréquence instantanée est proportionnel à:

$$\sin(\theta - \theta_0) \cos(\phi_0) \quad (2.5)$$

où

- θ représente la position angulaire du rotor
- θ_0 représente l'angle azimutal dû signal reçu
- ϕ_0 représente l'angle d'élévation du signal.

2.5 Conclusion

Nous avons présenté ici trois techniques de détection de la direction d'incidence d'un signal. Une de ces techniques dite technique de base doppler fera l'objet de notre travail et le prochain chapitre sera consacré à en étudier les principes de base.

Chapitre III

Principe de base du système proposé

3.1 Principe du doppler RGM

Si l'onde radio est reçue par un élément de l'antenne, lequel tourne à un **taux fixe**, et si l'antenne est omnidirectionnelle dans le plan de rotation, la **fréquence instantanée** du signal reçu varie d'une manière sinusoidale.

En vertu de l'effet doppler, la **déviatiion de fréquence est maximum** quand l'antenne se déplace perpendiculairement vers le front d'onde arrivant. Il y a donc une **relation directe** entre la position de l'antenne et la valeur de la fréquence instantanée. Le signal FM périodique produit de cette manière, a non seulement un spectre dont la bande passante est proportionnelle au rayon de rotation, mais la phase de chacune de ses composantes spectrales discrètes est **directement reliée** à l'angle d'arrivée.

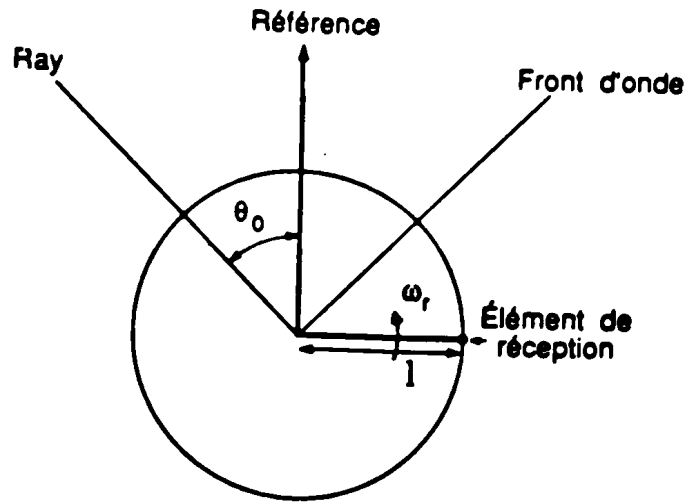


Figure 3.1: *Vue du plan d'une antenne rotationnelle.*

Considérons une onde radio dont la fréquence porteuse est f_c , reçue par un élément de l'antenne lequel tourne à un taux constant f_r autour d'un point central. Cet élément est omnidirectionnel dans le plan de rotation comme illustré à la figure 3.1. Si l'angle d'arrivée azimuthal est θ_0 , la sortie de l'antenne est donnée par l'équation suivante [8]:

$$S(t) = C \cos[\omega_c t + B(\sin \omega_r t - \theta_0)] \quad (3.1)$$

où

C est une constante, $\omega_c = 2\pi f_c = \frac{2\pi}{\lambda_c}$

$B = \frac{2\pi l}{\lambda_c}$: l'indice de modulation.

l : le rayon de la trajectoire circulaire.

A mesure que l'antenne tourne, la fréquence instantanée varie, ce qui est dû à l'effet doppler. Le déplacement de l'élément de réception relativement au front d'onde incident donne un signal modulé en fréquence d'une façon sinusoïdale. Cet effet doppler peut être vu comme une modulation de phase en notant que lors du déplacement de l'antenne autour du cercle, la longueur de la trajectoire entre

l'émetteur et l'élément de réception change, ce qui cause la variation de la phase du signal reçu d'une façon sinusoïdale, relativement à la phase du signal au centre de la trajectoire circulaire.

3.2 Approche à l'étude des antennes rotationnelles

3.2.1 Formule de base

Considérons une antenne ou un réseau d'antennes ayant $y(\theta)$ comme diagramme de rayonnement dans le champ lointain. A la réception, ceci signifie que le signal $v(t)$ dû à la source ponctuelle rayonnant une sinusoïde de fréquence f_c et localisée à l'azimut θ_0 est donné par l'équation suivante [8]:

$$v(t) = \int_{-\pi}^{\pi} y(\theta) \delta(\theta - \theta_0) e^{j\omega_c t} d\theta \quad (3.2)$$

où $\delta(\theta - \theta_0)$ est la fonction delta de Dirac. En vertu des propriétés des fonctions delta, cette équation devient comme suit:

$$v(t) = y(\theta_0) e^{j\omega_c t} \quad (3.3)$$

Si l'antenne pivote en son centre, une variable additionnelle est ajoutée, c'est l'angle γ de rotation et le diagramme de l'antenne devient une fonction à deux variables $y(\theta - \gamma)$. Dans le cas général, lequel inclut la distribution des sources dans le champ lointain donnée par $z(\theta)$, l'équation (3.2) devient:

$$v(\gamma) = \int_{-\pi}^{\pi} y(\theta - \gamma) z(\theta) d\theta \quad (3.4)$$

Si $y(\theta)$ est supposée être une fonction paire l'équation (3.4) devient:

$$v(\gamma) = \int_{-\pi}^{\pi} y(\gamma - \theta)z(\theta)d(\theta) \quad (3.5)$$

Dans cette équation $v(\gamma)$ est une fonction périodique car $y(\gamma - \theta)$ est périodique en γ . Donc $v(\gamma)$ peut être écrite sous forme de série de Fourier. Sa transformée est constituée de composantes discrètes.

Pour ce qui suit il est préférable de définir une autre fonction, $v_1(\gamma)$ ayant une transformée de Fourier continue. Pour établir $v_1(\gamma)$ la fonction $y_1(\theta)$ est présentée comme suit:

$$y_1(\theta) = \begin{cases} y(\theta) & \text{si } -\pi \leq \theta \leq \pi \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.6)$$

L'équation (3.4) peut maintenant être écrite sous la forme suivante:

$$v_1(\gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} y_1(\gamma - \theta)z(\theta)d\theta \quad (3.7)$$

3.2.2 Représentation par transformée de Fourier

Considérons la transformée de Fourier d'une fonction de θ ou de γ comme $z(\theta)$:

$$Z(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} z(\theta)e^{-j2\pi\tau\theta} d\theta \quad (3.8)$$

Par analogie à la transformée de Fourier d'une fonction temporelle, τ peut être considérée comme une variable fréquentielle. La variable τ est reliée à la fréquence spatiale η , laquelle apparait quand la transformée de Fourier du diagramme de l'antenne exprimée comme une fonction de $u = \sin(\theta)$ est donnée par:

$$G(\eta) = \int_{-\infty}^{\infty} g(u)e^{-j2\pi u\eta} du \quad (3.9)$$

La transformée de Fourier de $v_1(\gamma)$ est donnée, selon le théorème de convolution, par l'équation suivante:

$$V_1(\tau) = Y_1(\tau)Z(\tau) \quad (3.10)$$

Pour obtenir une direction exacte de l'azimut et une résolution parfaite, le diagramme idéal de l'antenne est la fonction delta.

$$y_1(\theta - \gamma) = \delta(\theta - \gamma) \quad (3.11)$$

Dans le domaine τ :

$$Y_1(\tau) = e^{-j2\pi\tau\gamma} \quad (3.12)$$

et

$$|Y_1(\tau)| = 1$$

La source ponctuelle à l'azimuth θ_0 est donnée par:

$$z(\theta) = \delta(\theta - \theta_0) \quad (3.13)$$

Dans le domaine τ :

$$Z(\tau) = e^{-j2\pi\tau\theta_0} \quad (3.14)$$

et

$$|Z(\tau)| = 1$$

La source ponctuelle idéale a des composantes de fréquence τ , étendues sur tout le spectre, et la fonction de transfert de l'antenne idéale préserve toutes ces composantes.

Considérons le cas d'une antenne réelle, dont le diagramme est:

$$y_1(\theta) = \frac{K}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{\theta^2}{2\sigma^2}} \quad (3.15)$$

La transformée de cette équation est:

$$Y_1(\tau) = K e^{-2\pi^2 \sigma^2 \tau^2} \quad (3.16)$$

Pour raison de simplicité, on considère la source ponctuelle à l'angle azimuth de zéro degré.

$$z(\theta) = \delta(\theta) \quad (3.17)$$

La sortie de l'antenne est donnée dans le domaine τ par:

$$\begin{aligned} V_1(\tau) &= Y_1(\tau)Z(\tau) \\ &= K e^{-2\pi^2 \sigma^2 \tau^2} \end{aligned} \quad (3.18)$$

3.2.3 Conversion des fréquences τ aux fréquences réelles

Dans la section précédente, les antennes ont été considérées en terme de leurs caractéristiques de fréquence τ . Il est possible de relier τ aux fréquences réelles et le procédé de conversion des fréquences τ aux fréquences réelles est direct [8]. Quand une antenne linéaire tourne à un taux constant ω_r , sa sortie est donnée par:

$$V(\omega_r t) = \int_{-\pi}^{\pi} y(\omega_r t - \theta) z(\theta) d\theta \quad (3.19)$$

On voit que ce qui était précédemment une fonction de γ devient une fonction de temps, qui se répète chaque $\frac{2\pi}{\omega_r}$ secondes.

On peut dire que la rotation uniforme de l'antenne produit une transformation de variable de τ à f .

3.3 La rotation d'un élément

Cette section applique la théorie générale de la rotation des antennes au cas spécifique de la rotation d'un seul élément, lequel est omnidirectionnel dans le plan de propagation. La sortie de chaque antenne contient l'information de la direction. Supposons un dipôle vertical fixe avec un diagramme horizontal donné par:

$$y_1(\theta) = K \quad (3.20)$$

Dans le domaine τ ceci s'écrit sous la forme suivante:

$$Y_1(\tau) = K\delta(\tau) \quad (3.21)$$

La sortie du dipôle due à la source ponctuelle à $\theta = 0$ est:

$$V(t) = Ke^{j\omega_c t} \quad (3.22)$$

Comme on peut le voir, ni la phase ni l'enveloppe de la tension de sortie ne contient l'information sur l'angle d'arrivée du signal. Considérons un dipôle qui est omnidirectionnel dans le plan du cercle de la figure 3.1 et placé à une distance l du point de référence central. Pour un angle en azimuth de θ , le diagramme d'excitation sera comme suit:

$$y(\theta) = Ke^{-j\frac{2\pi l}{\lambda_c} \sin(\theta)} \quad (3.23)$$

où la phase est mesurée relativement à celle au centre de rotation de la figure 3.1. Si l'élément se déplace de γ radians autour du cercle, le diagramme devient:

$$y(\theta - \gamma) = Ke^{j\frac{2\pi l}{\lambda_c} \sin(\gamma - \theta)} \quad (3.24)$$

Si l'élément tourne à un taux constant f_r , le diagramme devient une fonction du temps et de l'azimuth.

$$y(\theta - \omega_r t) = K e^{j \frac{2\pi l}{\lambda_c} \sin(\omega_r t - \theta)} \quad (3.25)$$

La transformée de Fourier de $y(\theta, \omega_r t)$ est:

$$Y(f) = K \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k\left(\frac{2\pi l}{\lambda_c}\right) e^{-jk\theta} \delta(f - kf_r) \quad (3.26)$$

La bande passante Ω de $Y(f)$ est proportionnelle à la dimension du diamètre d'ouverture de la rotation en longueur d'ondes ($\Omega = \frac{4\pi l f_r}{\lambda_c}$). De la théorie de la transformée de Fourier, on sait que la durée de l'impulsion est proportionnelle à l'inverse de la bande passante, donc la durée d'impulsion minimum qui peut être obtenue de la réponse de cette antenne à une source ponctuelle dans le champ lointain est approximativement $\frac{\lambda_c}{4\pi l f_r}$ secondes. L'impulsion se répète toutes les $\frac{1}{f_r}$ secondes, ce qui correspond à une rotation de 360° en azimuth, et la largeur minimum de l'impulsion en radians est donnée par:

$$2\pi \frac{\frac{\lambda_c}{4\pi l f_r}}{\frac{1}{f_r}} = \frac{\lambda_c}{2l} \quad (3.27)$$

Ceci suggère que la sortie de l'élément rotationnel contient suffisamment d'information directionnelle pour déterminer l'angle d'arrivée.

3.4 Production électronique d'une modulation de phase avec un réseau de quatre antennes

3.4.1 Introduction

Après avoir utilisé une antenne à rotation mécanique, les chercheurs ont utilisé une sommation pondérée ou une commutation séquentielle entre une série d'antennes, placées dans un cercle, pour approximer la rotation continue d'une seule antenne. En passant au domaine pratique, ils se sont rendus compte de la difficulté d'utilisation de toutes ces antennes, particulièrement sur un mobile. Réduire le nombre d'antennes engendre une distorsion de la linéarité du système.

Une solution pratique consiste à placer seulement quatre antennes dans un carré, chacune dans un coin. Le signal reçu par les quatre antennes est continuellement mélangé dans un circuit conçu de manière à ce que la tension RF produite soit très proche de celle qui devrait être induite dans une antenne simple tournant à une vitesse uniforme autour d'un cercle. Un schéma fonctionnel est illustré à la figure 3.2.

3.4.2 Exemple d'un système pratique

Le système décrit dans la figure 3.2, et proposé par D.Cunningham [2], fonctionne avec un récepteur FM standard. Le sommateur RF combine les sorties des quatre antennes de manière à ce que la phase module le signal RF au récepteur. Comme on l'a mentionné précédemment, la modulation de phase

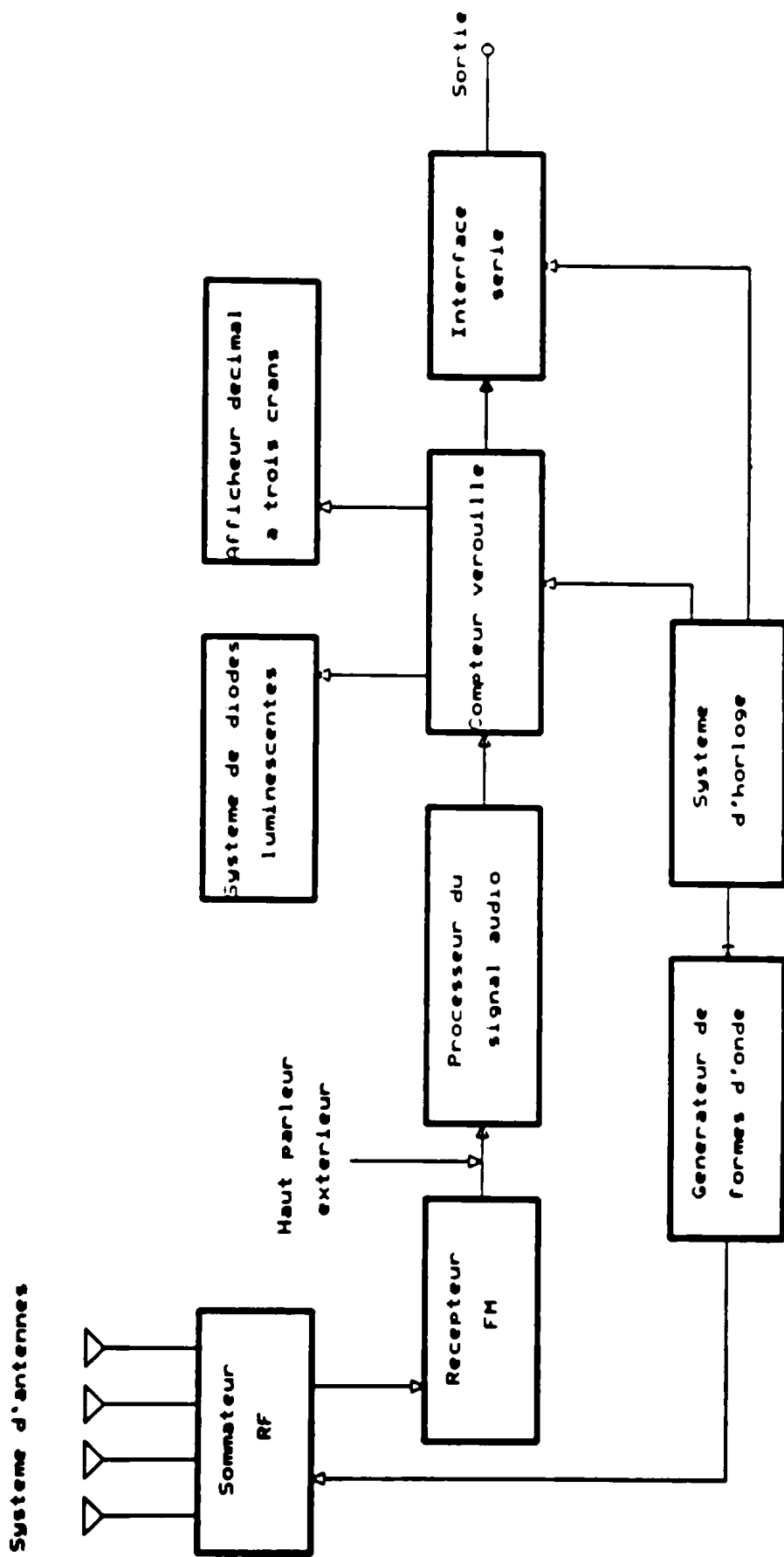


Figure 3.2: Schéma fonctionnel du système.

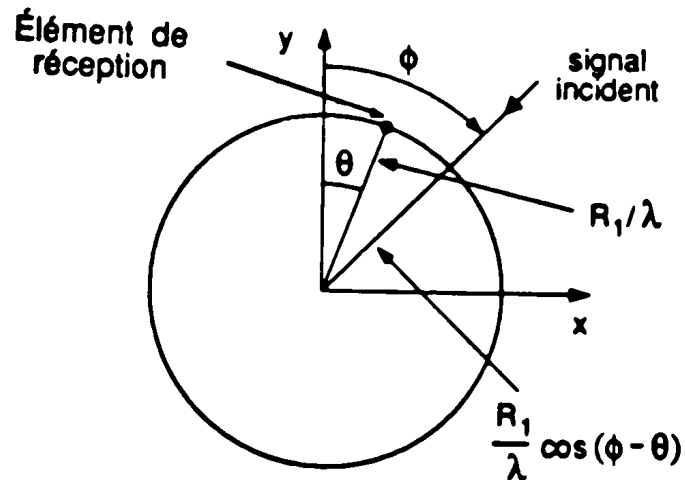


Figure 3.3: *La dérivation du signal reçu par l'antenne rotationnelle.*

contient l'information de la direction.

Le récepteur FM fournit l'entrée audio au processeur du signal doppler, via la connexion de la sortie externe du haut parleur. Un filtrage synchrone sépare la voix normale et le signal contenant l'onde sinusoidale ayant la même fréquence que celle utilisée pour moduler les signaux de l'antenne et un angle de phase égal à l'angle d'incidence.

L'interface série transmet les données de la direction établies par l'unité pour fins d'affichage ou de traitement.

3.4.3 Théorie générale

Commençons par considérer une antenne en rotation comme à la figure 3.3, qui illustre une antenne simple située à la distance $\frac{R_1}{\lambda}$ et faisant un angle θ par rapport à la position de référence.

On suppose que le signal incident est localisé loin de l'antenne réceptrice. Donc la tension induite à l'antenne s'écrit comme suit:

$$E_r = A \sin(\omega_c t + \psi) \quad (3.28)$$

A : amplitude ; ω_c : la fréquence de la porteuse.

ψ : déplacement de phase (en radians) dû à l'antenne située loin ou proche du transmetteur. Si l'antenne est proche de la source, ψ sera positif.

Supposons que cette antenne réceptrice tourne avec une vitesse ω_d dans une trajectoire circulaire de rayon $\frac{R_1}{\lambda}$, alors $\theta = \omega_d t$ et la phase du signal reçu sera:

$$\psi(t) = \frac{2\pi R_1}{\lambda} \cos(\phi - \omega_d t) \quad (3.29)$$

Cette équation montre que la rotation de l'antenne a causé une modulation de la phase (et de la fréquence de la porteuse incidente). La fréquence de modulation est la même que la fréquence de rotation ω_d , d'où la fréquence de déviation est égale au taux de changement de phase:

$$\omega_{\text{deviat}} = \frac{2\pi R_1 \omega_d}{\lambda} \quad (3.30)$$

Le récepteur FM standard produira une sortie audio égale à la phase qui module le signal reçu:

$$E_{\text{Audio}} = K_A \frac{2\pi R_1}{\lambda} \cos(\phi - \omega_d t) = K_A \psi(t) \quad (3.31)$$

Ainsi on retrouve à la sortie du récepteur audio une sinusoïde ayant une fréquence égale à la fréquence de commutation de l'antenne ω_d , et un angle de phase égal à l'angle de direction ϕ . La fréquence de commutation est choisie de manière à être au bas de la bande passante du récepteur audio, pour faciliter la séparation par filtrage de ce signal et du signal vocal qui peut être reçu au même moment.

Une autre façon de voir le problème est de considérer la situation quand l'antenne rotationnelle est dans un angle où elle approche directement le signal incident. Le maximum de vitesse va causer une augmentation apparente de la fréquence de la porteuse à ce point. De même, quand l'antenne s'éloigne directement de l'émetteur, cette vitesse relative sera au minimum et la fréquence de la porteuse semble diminuer. La figure 3.4 (a) montre le tracé de l'équation de ψ_t pour un angle d'incidence ϕ de 45° . Au lieu de faire tourner physiquement une seule antenne, on peut commuter entre plusieurs antennes adjacentes placées dans un système circulaire. Pour indiquer graphiquement quelles sortes de formes d'ondes sont générées par une commutation discrète d'un réseau d'antennes, la sortie audio théorique pour des systèmes à 16 et 8 antennes est tracée aux figures 3.4b et 3.4c respectivement.

3.4.4 Système à sommation pondérée des signaux d'antennes

Considérons le système des antennes A, B, C et D de la figure 3.5(a), supposons au début que les antennes ne sont pas couplées (pas d'impédance mutuelle entre elles).

Les signaux reçus par les quatre antennes peuvent être sommés électroniquement, l'équation de cette sommation est:

$$E_s = K_A E_A + K_B E_B + K_C E_C + K_D E_D \quad (3.32)$$

où K_A , K_B , K_C et K_D sont les gains, et E_A , E_B , E_C et E_D sont les tensions RF induites aux quatre antennes.

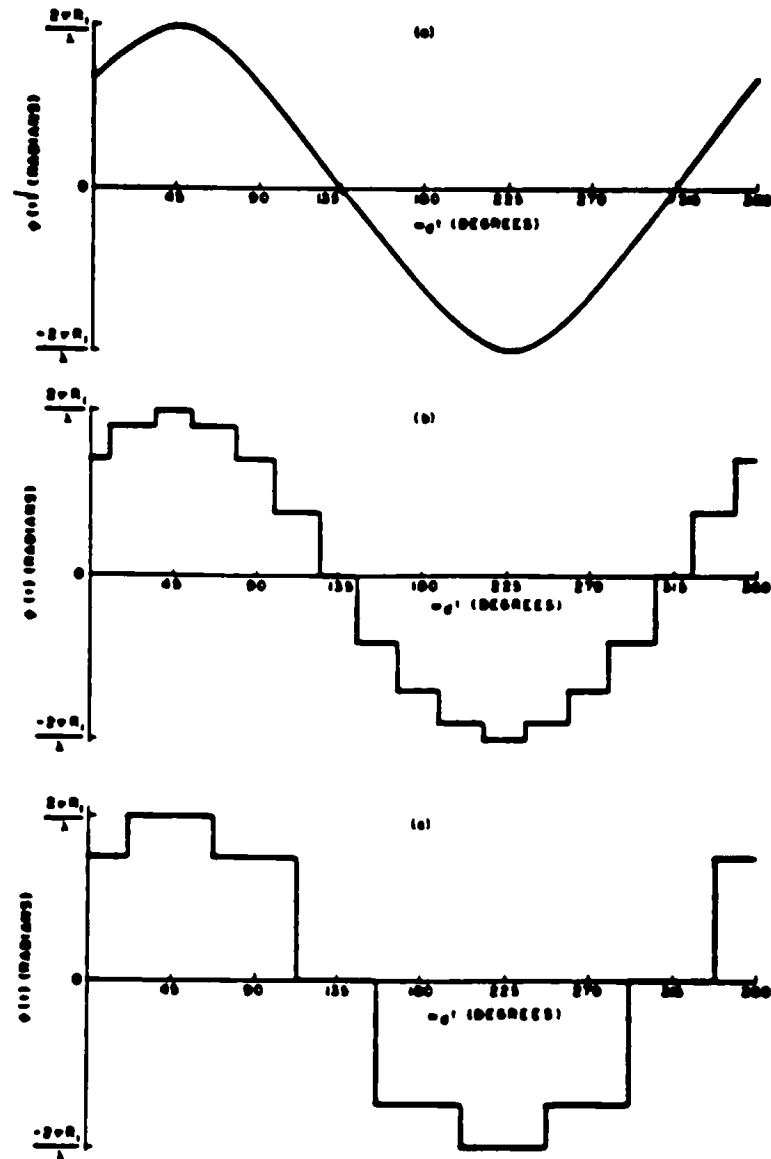


Figure 3.4: Formes d'ondes illustrant la modulation de phase communiquée au signal reçu pour un angle d'incidence ϕ de 45° .

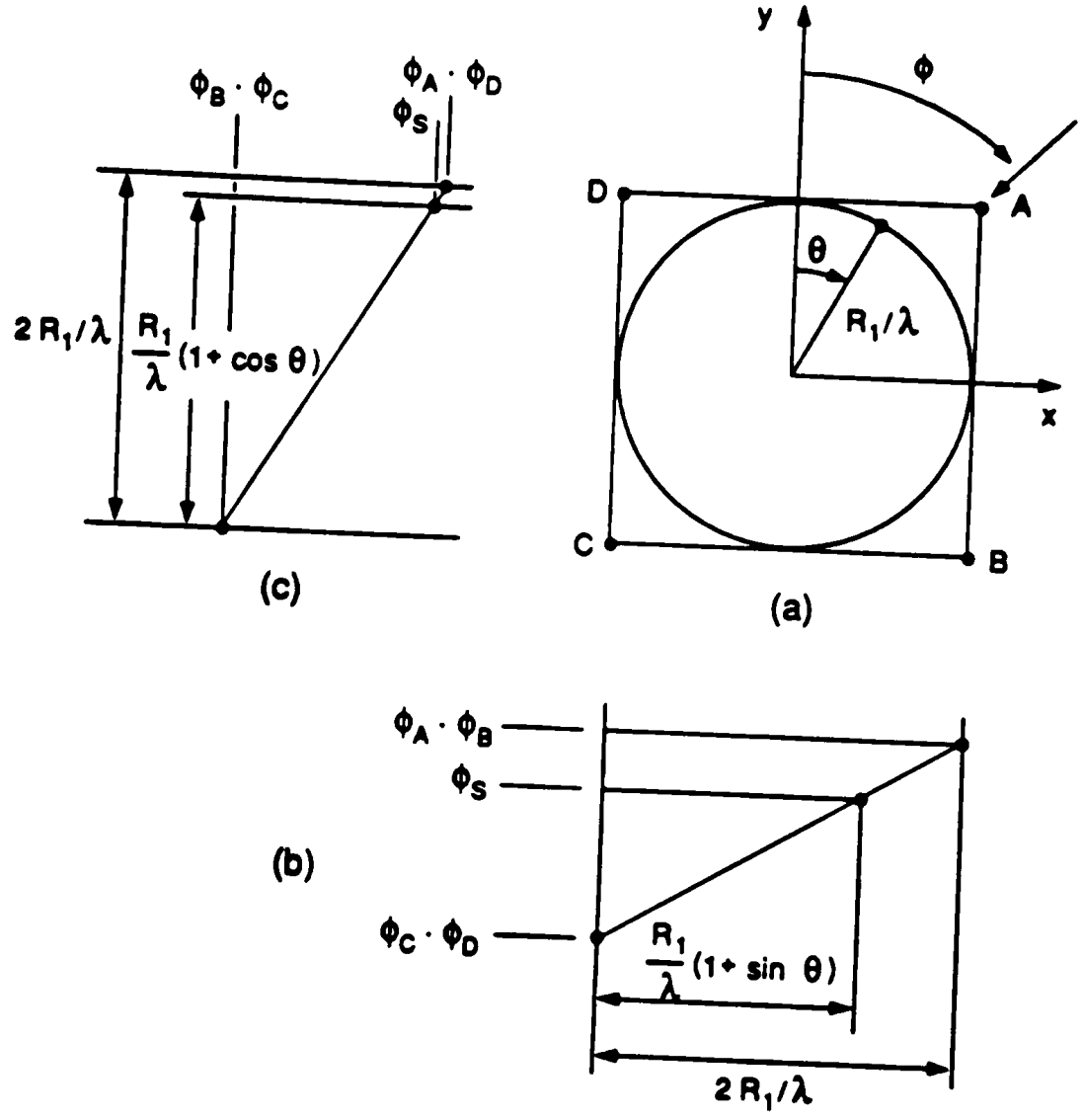


Figure 3.5: *Vue du réseau à quatre antennes montrant l'interpolation de l'angle de phase entre les côtés opposés du réseau.*

On veut trouver les valeurs de ces gains qui vont créer une tension E_S égale à celle qui serait induite dans une antenne en rotation dans le cercle de rayon $\frac{R_1}{\lambda}$. Nous supposons que cette antenne est localisée, pour le moment, à l'angle θ .

Si le signal incident arrive de la droite ou de la gauche, la phase en A et B sera égale (elle l'est aussi entre C et D). Si le système a un côté inférieur à une demi longueur d'onde, la phase à un point quelconque S sera calculée par une interpolation linéaire entre les phases de gauche et de droite comme indiqué sur la figure 3.5b. L'équation de la phase au point S sera:

$$\begin{aligned}\psi_S &= \psi_{C\text{ou}D} + \frac{(1 + \sin \theta) \frac{R_1}{\lambda}}{2 \frac{R_1}{\lambda}} (\psi_{A\text{ou}B} - \psi_{C\text{ou}D}) \\ &= K_X \psi_{A\text{ou}B} + (1 - K_X) \psi_{C\text{ou}D}\end{aligned}\quad (3.33)$$

où

$$K_X = \frac{1 + \sin \theta}{2}$$

Dans le cas où S est au milieu de A et D, $\theta = 0$, $K_X = \frac{1}{2}$, $1 - K_X = \frac{1}{2}$ et la phase est une moyenne simple des phases mesurées en A et D. Si maintenant on considère que le signal arrive du haut de la figure 3.5 (a), la phase au point S sera calculée à partir de celle de A ou D et de celle de B ou C par une interpolation le long de la direction de l'axe y. L'équation de la phase sera comme suit:

$$\begin{aligned}\psi_S &= \psi_{B\text{ou}C} + \frac{(1 + \cos \theta) \frac{R_1}{\lambda}}{2 \frac{R_1}{\lambda}} (\psi_{A\text{ou}D} - \psi_{B\text{ou}C}) \\ &= K_Y \psi_{A\text{ou}D} + (1 - K_Y) \psi_{B\text{ou}C}\end{aligned}\quad (3.34)$$

où

$$K_Y = \frac{1 + \cos \theta}{2}$$

La combinaison de ces deux équations donne une interpolation de phase à deux

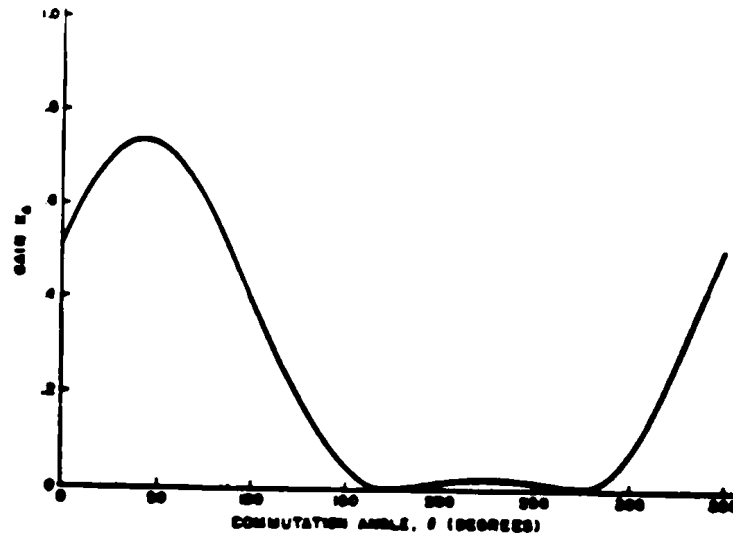


Figure 3.6: Variation du gain de l'antenne A.

dimensions:

$$\begin{aligned}
 E_S &= K_X K_Y E_A + K_X (1 - K_Y) E_B + (1 - K_X) (1 - K_Y) E_C + (1 - K_X) K_Y E_D \\
 &= K_A E_A + K_B E_B + K_C E_C + K_D E_D
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

Les équations des gains des quatre antennes sont comme suit:

$$K_A = K_X K_Y = \frac{1}{4} (1 + \sin \theta) (1 + \cos \theta) \tag{3.36}$$

$$K_B = K_X (1 - K_Y) = \frac{1}{2} (1 + \sin \theta) \left(\frac{1}{2} - \cos \theta \right) \tag{3.37}$$

$$K_C = (1 - K_X) (1 - K_Y) = \frac{1}{4} (1 - \sin \theta) (1 - \cos \theta) \tag{3.38}$$

$$K_D = (1 - K_X) K_Y = \frac{1}{4} (1 - \sin \theta) (1 + \cos \theta) \tag{3.39}$$

La figure 3.6 illustre le tracé du gain A sur un cycle de rotation complet à partir de θ_0 .

Ces résultats sont basés sur un système d'antennes dans lequel il n'y a aucune interaction entre les éléments, c'est à dire que le courant parcourant l'élément de l'antenne ne doit pas induire une tension dans l'un des autres éléments. Généralement ce n'est pas le cas pour des antennes situées à ces distances.

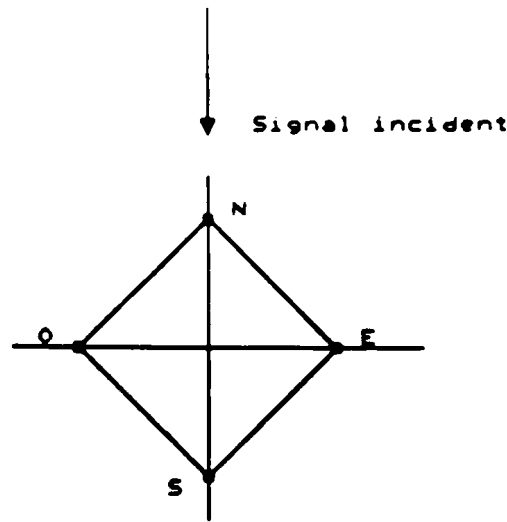


Figure 3.7: *Quatre antennes: mouvement de l'antenne fantôme.*

3.4.5 Système à commutation électronique des antennes

Comme on l'a mentionné au paravant, la majorité des systèmes RGM simulent la rotation des antennes par un mouvement électronique. Ceci est réalisé par le montage d'un nombre d'antennes identiques, placées à intervalle régulier autour d'un cercle. Le récepteur est commuté à chaque antenne dans un tour autour du cercle, pour donner une approximation de mouvement circulaire. Pour un site idéal donné, l'information de la direction ne peut être perdue en utilisant quatre antennes, pour la simple raison que quatre échantillons d'une sinusoïde sont suffisants pour reconstituer cette sinusoïde [11].

Prenons le cas illustré à la figure 3.7, d'un système à quatre antennes situées aux points N (nord), O (ouest), S (sud) et E (est). Le signal incident provient de la direction nord. On suppose que, initialement, seulement l'antenne N est connectée au récepteur. On commute successivement aux antennes O, S, E, N et ainsi de suite pour simuler un mouvement circulaire.

Supposons que le signal capté par l'antenne N est de la forme (figure 3.8a):

$$S_N(t) = A \cos \omega_c t \quad (3.40)$$

Donc à la sortie de l'antenne S, l'équation du signal sera (figure 3.8c):

$$S_s(t) = A \cos(\omega_c t + \Delta\phi) \quad (3.41)$$

Pour les antennes E et O le signal de sortie est le même, son équation est (figure 3.8b):

$$S_{EetD}(t) = A \cos(\omega_c t + \Delta\phi_1) \quad (3.42)$$

La figure 3.8 (d) illustre le signal à la sortie du commutateur dans un cas idéalisé, alors que la figure 3.8 (e) montre que le signal récupéré à la sortie du démodulateur FM (qui n'est autre qu'un discriminateur FM suivi d'un détecteur d'enveloppe) est une série de pics. Ces pics peuvent être positifs ou négatifs. Nous allons maintenant voir comment cette série de pics permet d'indiquer la direction de l'onde électromagnétique d'arrivée.

Calcul de la direction

Les systèmes Doppler RGM utilisent un algorithme pour calculer la direction à partir de la modulation de fréquence. Pendant la rotation de l'antenne, la déviation de fréquence Doppler varie sinusoidalement avec un pic d'amplitude égal à $\frac{2\pi R f_r}{\lambda}$, où R est le rayon de rotation, f_r le taux de rotation et λ la longueur d'onde du signal reçu. Puisque l'indice de modulation Doppler est indépendant de la fréquence du signal reçu, le pic de la déviation de fréquence au récepteur IF est constant. Dans le système Doppler RGM le discriminateur de fréquence mesure la déviation de fréquence pendant la rotation de l'antenne. La déviation de fréquence

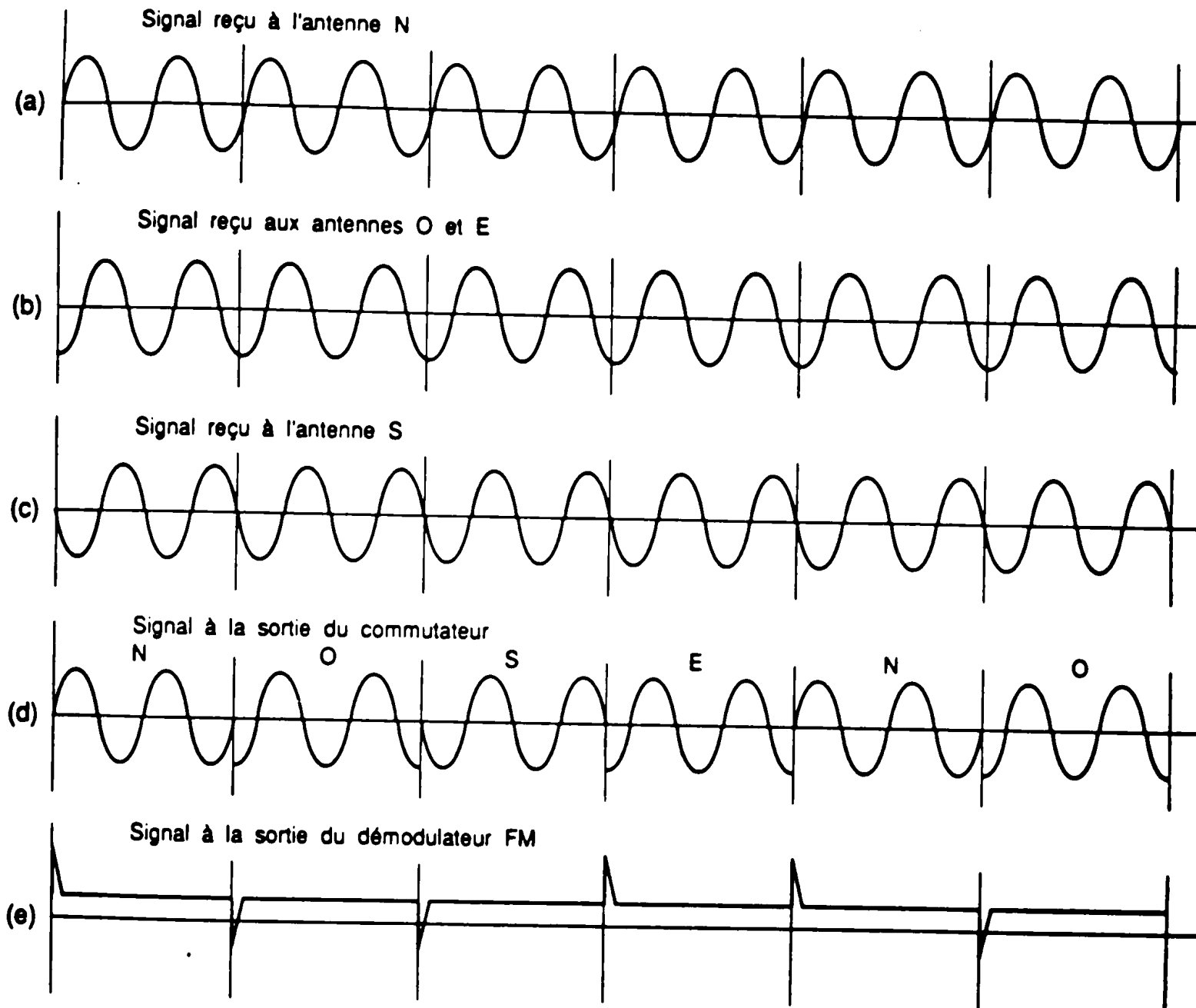


Figure 3.8: (a), (b), (c) *signal de sortie des quatre antennes*

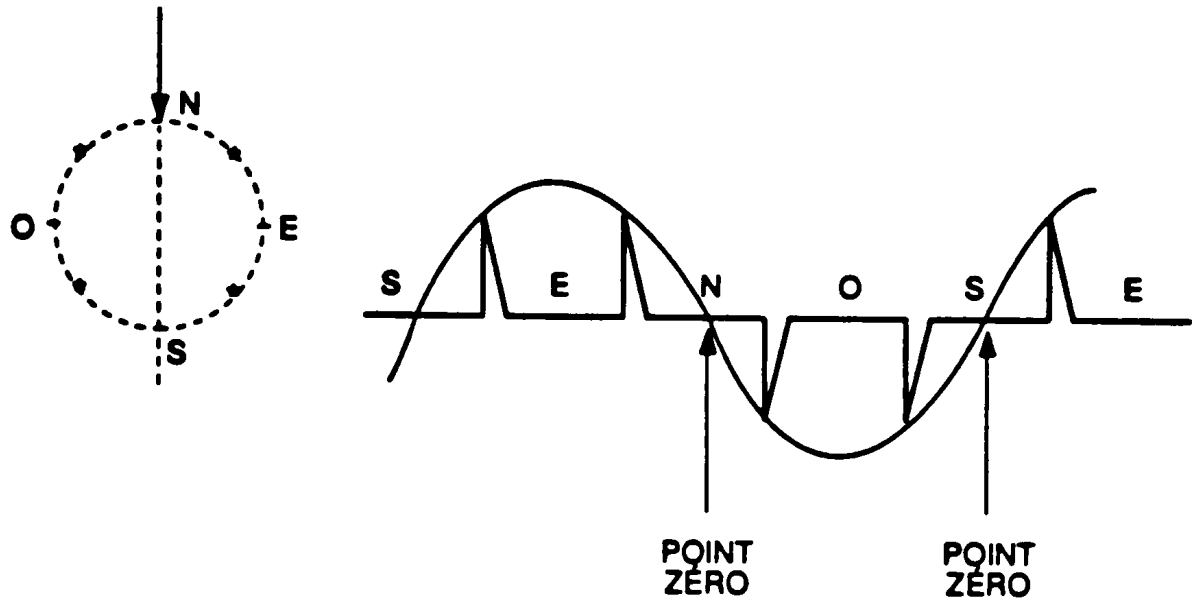
(d) *signal à la sortie du commutateur*

(e) *série de pics à la sortie du discriminateur FM.*

est maximum quand le vecteur de rotation, lequel pointe vers l'antenne à partir de l'origine, forme un angle de 90° par rapport à l'angle d'arrivée. Si les angles positifs sont mesurés dans la même direction que la rotation de l'antenne, l'angle d'arrivée dépasse de 90° l'angle de l'antenne au point de la déviation maximum de la fréquence positive.

Dans un système RGM pseudo doppler, tel celui discuté ici, l'angle d'arrivée doit être déterminé à partir des déviations de fréquence à des angles discrets donnés. Quand le système commute les signaux à partir du réseau d'antennes circulaire, on obtient une image périodique, sur un cycle de rotation de l'antenne, des déviations de fréquence mesurées par le démodulateur FM [10].

De tels systèmes indiquent une déviation maximum de fréquence aux angles correspondants aux antennes qui sont le plus près d'un angle de 90° par rapport à l'angle d'arrivée. L'angle exact d'arrivée s'étend quelque part entre les angles correspondant à la déviation maximum de fréquence. Les valeurs mesurées aux angles discrets peuvent être utilisées pour déterminer la position angulaire de la courbe sinusoïdale avec un pic d'amplitude égale à $\frac{2\pi R/r}{\lambda}$ et les croisements aux points zéro de la courbe donneront l'angle d'arrivée, comme on peut le voir sur la figure 3.9.



Le point zéro qui correspond au minimum de déviation est au milieu de l'intervalle N et de l'intervalle S. Ce minimum de déviation indique la direction de l'objet.

Figure 3.9: *Technique de calcul de la direction.*

Chapitre IV

Réalisation expérimentale

4.1 Introduction

Pour que la démodulation puisse s'effectuer dans les meilleures conditions, le signal utile reçu doit être amplifié, souvent considérablement, et son spectre doit être translaté à une fréquence suffisamment basse tandis que le bruit doit être réduit le plus possible par filtrage. Outre le démodulateur qui est spécifique à la modulation utilisée, le récepteur est constitué par une suite d'amplificateurs, de convertisseur de fréquence, de filtres et de limiteurs.

4.2 Présentation du bloc diagramme du système proposé

A la sortie du commutateur on obtient un signal RF modulé en phase et ayant une fréquence de 926 Mhz. Après amplification on fait passer ce signal RF dans

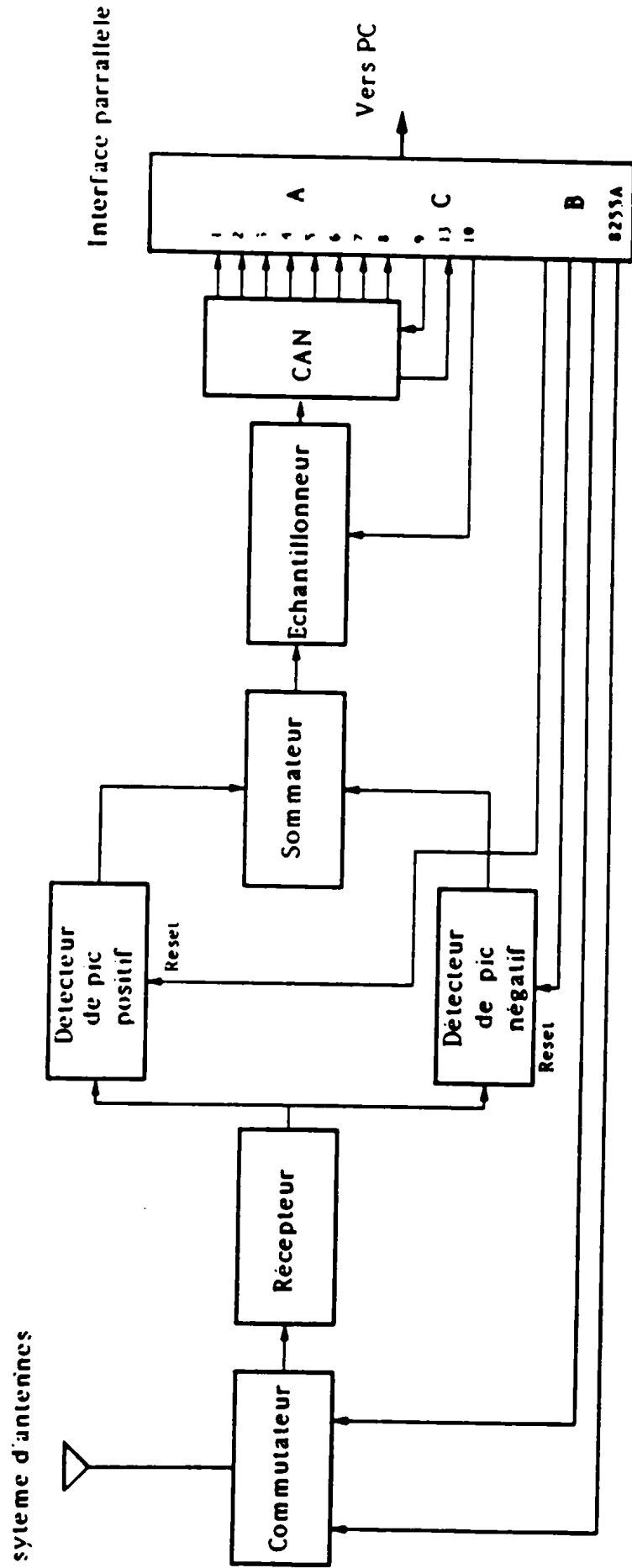


Figure 4.1: Bloc diagramme du système.

un mélangeur, afin d'obtenir un signal IF de 10.7 Mhz. Avant de démoduler ce signal IF, on lui fait subir un double filtrage et une double limitation pour éviter toute variation d'amplitude. Ainsi à la sortie du démodulateur une série de pics sont obtenus. Pour traiter cette série de pics par le processeur, on l'introduit tout d'abord dans un échantillonneur bloqueur, puis à l'aide du convertisseur, le signal analogique est numérisé. Par l'intermédiaire de l'interface parallèle (Intel 8255A) on transmet les données numériques à traiter au processeur qui a non seulement la fonction d'acquisition de données mais aussi la commande du système.

Dans les sections qui suivent, nous allons présenter chaque bloc du système d'une manière plus détaillée.

4.3 Caractérisation des antennes

On a utilisé pour l'émission et la réception le même modèle d'antenne, ce sont des antennes omnidirectionnelles. Pour construire cette antenne (monopôle) on a attaché quatre baguettes de bronze au quatre trous d'un connecteur à l'aide de 4 vis. Ces baguettes sont inclinées d'un angle de 45° . Pour compléter l'antenne on a soudé l'élément vertical (la cinquième baguette) au goujon central du connecteur. Les dimensions diffèrent selon la fréquence d'utilisation; pour notre cas où la fréquence d'émission est de 926 MHz, les dimensions sont mentionnées sur la figure 4.2 [20] .

L'antenne peut être montée en passant une ligne d'alimentation à travers un mât de 1.9cm.

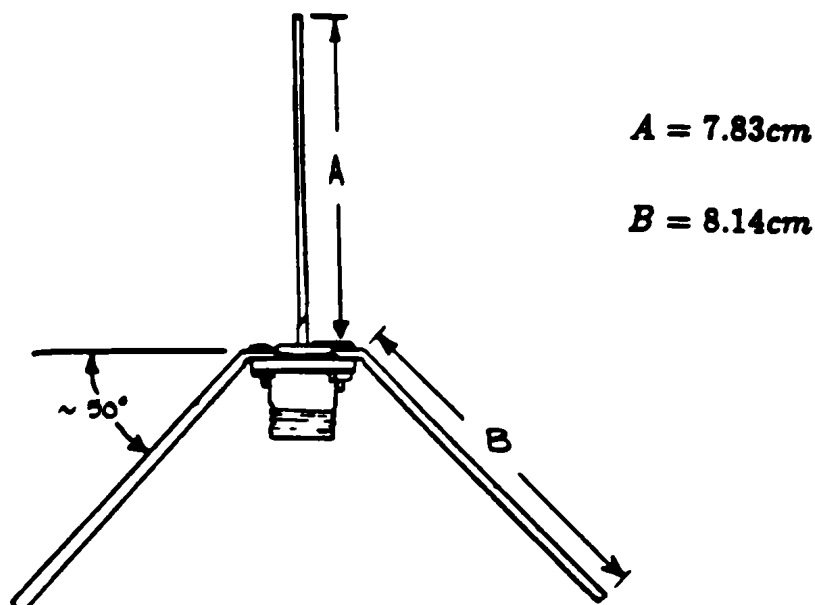


Figure 4.2: Antenne monopole, à 926 Mhz.

4.4 Commutateur à diodes et circuits de contrôle

Le commutateur à diodes qui fait le balayage des quatre antennes doit être suffisamment rapide pour pouvoir suivre le rythme du processus d'échantillonnage. La fréquence de commutation qui semble être adéquate pour notre application est de 1 kHz. La figure 4.3 illustre le commutateur à diodes noté SP4T [1], ainsi que son circuit de contrôle. La sélection de chaque antenne se fait par un code présenté par les lignes A_0 et A_1 , sous commande du microprocesseur. Chaque code est destiné à une antenne bien spécifiée, et commande le commutateur rapide via le décodeur 74156 (décodeur 2 lignes à 4 lignes).

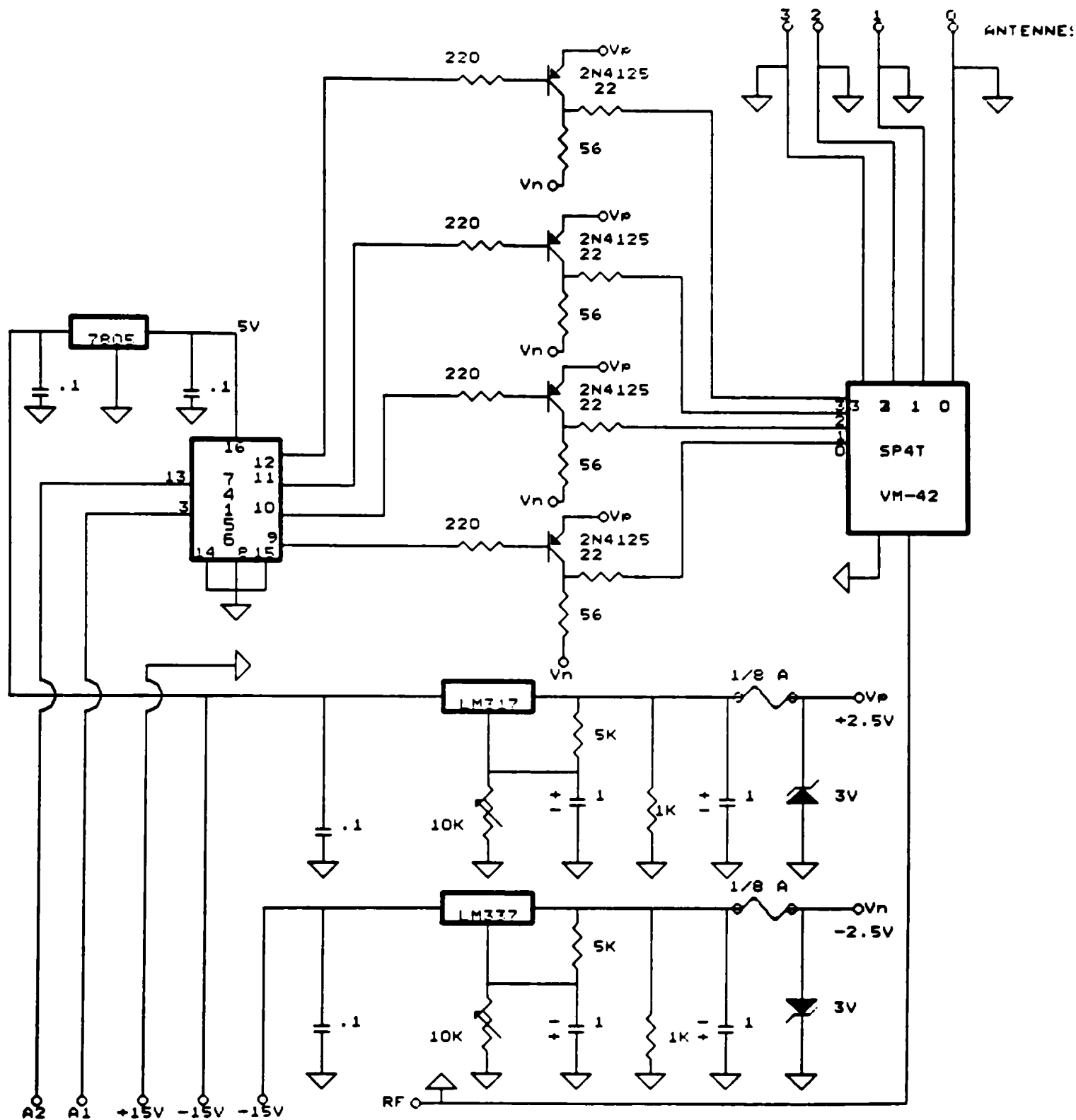


Figure 4.3: Commutateur à diodes et circuits de commande.

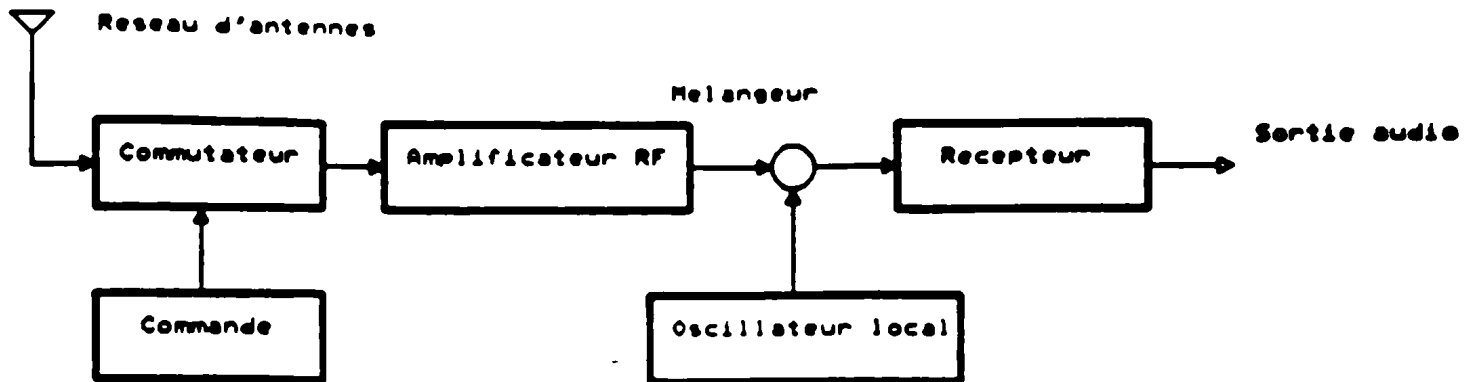


Figure 4.4: *Amplification, translation de fréquence et réception.*

Pour acheminer les signaux du système vers le commutateur, on utilise deux câbles, l'un pour les signaux d'alimentation et la sélection des antennes, l'autre pour l'acheminement du signal reçu par le réseau d'antennes.

4.5 Amplification et translation du signal

Comme schématisé à la figure 4.4 le signal RF de 925.872 Mhz capté par les antennes est amplifié par un amplificateur RF de 40 dB, dont la présence assure une meilleure sensibilité, puis il est acheminé vers un mélangeur de fréquence. L'autre entrée du mélangeur provient d'un oscillateur local. On obtient à la sortie du mélangeur un signal IF dont le spectre est centré à la fréquence $f_i = f_o - f_l$ appelée fréquence intermédiaire. Ce dernier fait une translation du signal RF de 925.872 Mhz en un signal IF de 10.7 Mhz. Si le signal d'entrée s'exprime comme suit:

$$X = A \cos(\omega_c t + \phi) \quad (4.1)$$

alors la sortie du mélangeur de fréquence peut être écrite sous la forme:

$$\begin{aligned}
 X_1 &= X \cos(\omega_1 t + \phi_1) \\
 &= A \cos(\omega_c t + \phi) \cos(\omega_1 t + \phi_1) \\
 &= \frac{A}{2} [\cos((\omega_c + \omega_1)t + \phi + \phi_1) + \cos((\omega_c - \omega_1)t + \phi - \phi_1)]
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

Après filtrage on aura:

$$X_3 = \frac{A}{2} \cos((\omega_c - \omega_1)t + \phi - \phi_1)
 \tag{4.3}$$

où

$f_c - f_1 = 10.7 \text{ Mhz}$ représente la fréquence intermédiaire

Ce mélangeur de fréquence sert donc à obtenir un signal IF de 10.7 Mhz en faisant un battement entre un signal de l'oscillateur local à 915.172 Mhz et le signal émis par le réseau d'antennes à 925.872 Mhz. Le mélangeur utilisé est du modèle ZLW-2 de la compagnie Mini-Circuits et l'oscillateur local est un RFM H01045.

4.6 Le récepteur

Le récepteur illustré à la figure 4.5 est un récepteur à accord fixe utilisé pour la réception en modulation de fréquence à bande étroite (MFBE) de signaux à la fréquence de 10.7 Mhz. Son circuit est tiré du récepteur MF/MP, modèle 9415-11, du système didactique de télécommunications analogiques de Lab-Volt. Des points de test situés à l'intérieur du module permettent l'observation des signaux à divers endroits sur le circuit. Ce circuit comprend deux filtres passe-bande, deux limiteurs, un discriminateur à cristal et un détecteur d'enveloppe.

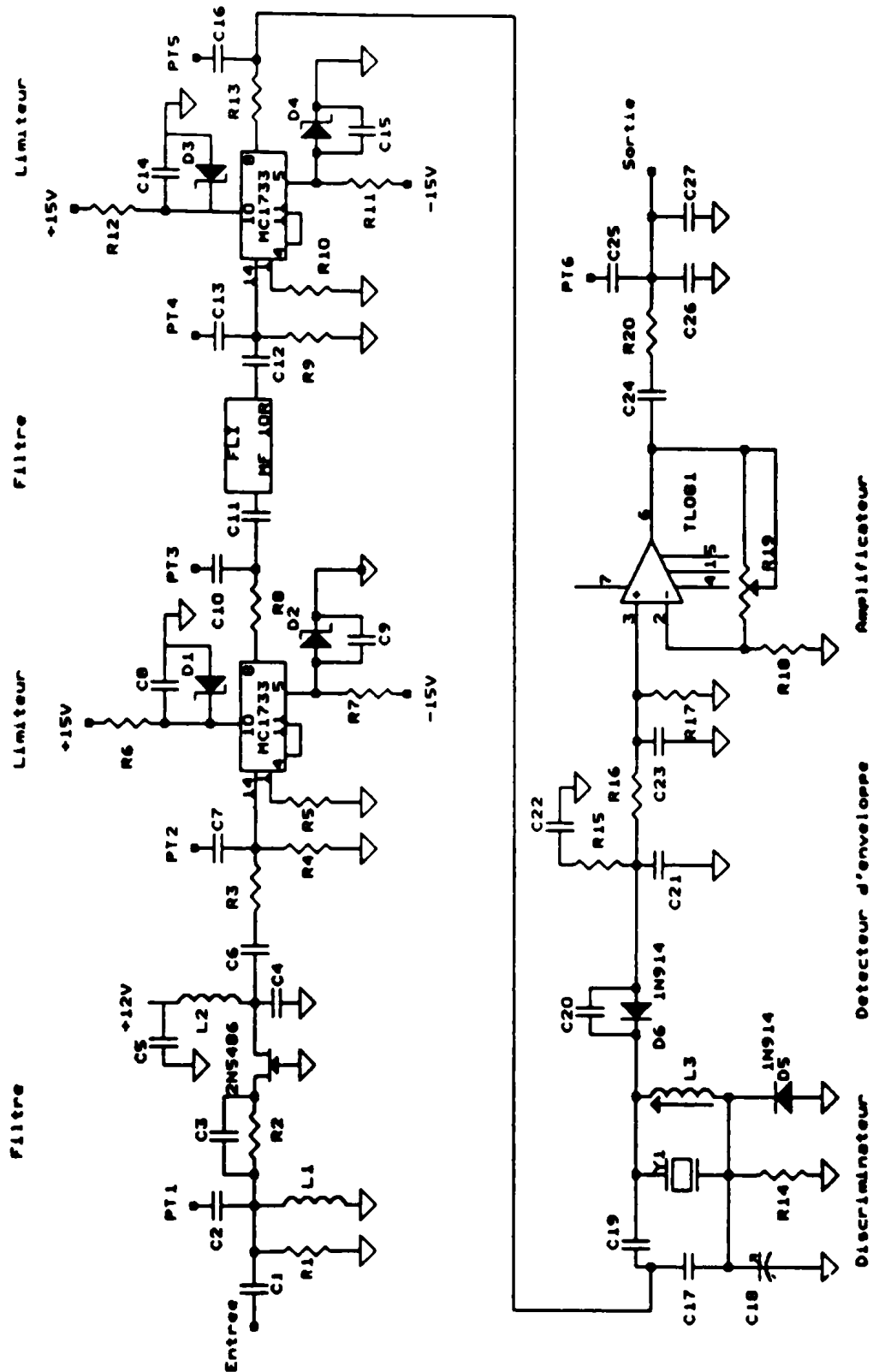


Figure 4.5: Le schéma du récepteur.

4.6.1 Filtre IF et limiteur

Les filtres IF permettent d'atténuer les signaux et le bruit en dehors de la bande 10.7 Mhz. Les limiteurs assurent que le signal appliqué au discriminateur n'a pas de variations d'amplitude qui se superposeraient à la conversion du MF en MA et entraîneraient la distorsion du signal audio. Le premier filtre, dont le circuit est composé de L_2 , C_5 et du transistor FET 2N5486, constitue un amplificateur sélectif dont la bande passante est centrée sur 10.7 Mhz. Le signal résultant est appliqué à l'entrée du premier limiteur qui est formé par un MC1733 alimenté sous +5.1 V et -5.1 V par des régulateurs Zener. Avant de faire entrer le signal dans le second limiteur qui est identique au premier, on le fait passer dans un deuxième filtre dont la bande passante est très étroite et qui est elle aussi centrée autour de 10.7 Mhz. A 3 dB la largeur de bande est de $\pm 7.5 kHz$.

4.6.2 Discriminateur à cristal et détecteur d'enveloppe

On utilise couramment pour démoduler un signal FM un discriminateur suivi d'un détecteur d'enveloppe. Le discriminateur utilise soit le flanc de la courbe de réponse d'un filtre, soit un amplificateur dont le gain varie linéairement avec la fréquence du signal d'entrée. Ainsi, un signal FM dont l'amplitude est fixe et la fréquence variable appliqué à un discriminateur est transformé en un signal AM et FM, c'est-à-dire un signal dont l'amplitude et la fréquence varient proportionnellement au message modulant (figure 5.10). Il suffit alors d'un détecteur d'enveloppe pour récupérer ce dernier.

Les propriétés du cristal Y_1 permettent au discriminateur de faire varier

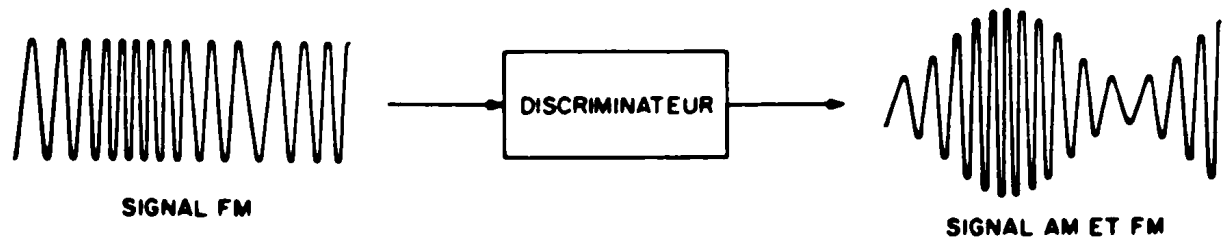


Figure 4.6: *Principe de fonctionnement d'un discriminateur FM.*

l'amplitude du signal selon sa fréquence malgré sa faible déviation de l'ordre de 5 KHz. L'enveloppe du signal MA qui en résulte est détectée à l'aide de la diode 1N914. La courbe en S caractéristique du discriminateur FM est illustrée à la figure 4.7. Comme on le voit, le discriminateur est utilisable pour nos fins de 10.695 Mhz à 10.705 Mhz environ, donc sur une bande de l'ordre de 10 kHz.

Principe de la démodulation de fréquence au moyen d'un discriminateur

Soit le circuit de la figure 4.8.

Supposons que la pulsation ω du signal d'entrée $a(t)$, varie dans l'intervalle $[\omega_0 - \Delta\omega, \omega_0 + \Delta\omega]$.

Considérons d'abord ω comme constante, $z(t)$ s'écrit comme suit:

$$z(t) = A |G(\omega)| \cos(\omega_0 t + \phi(t) + \psi(\omega)) \quad (4.4)$$

où $G(\omega)$ est le gain du discriminateur linéaire et $\psi(\omega) = \text{Arg}[G(\omega)]$. Tenons compte maintenant des variations de ω , en les supposant assez lentes. L'expression

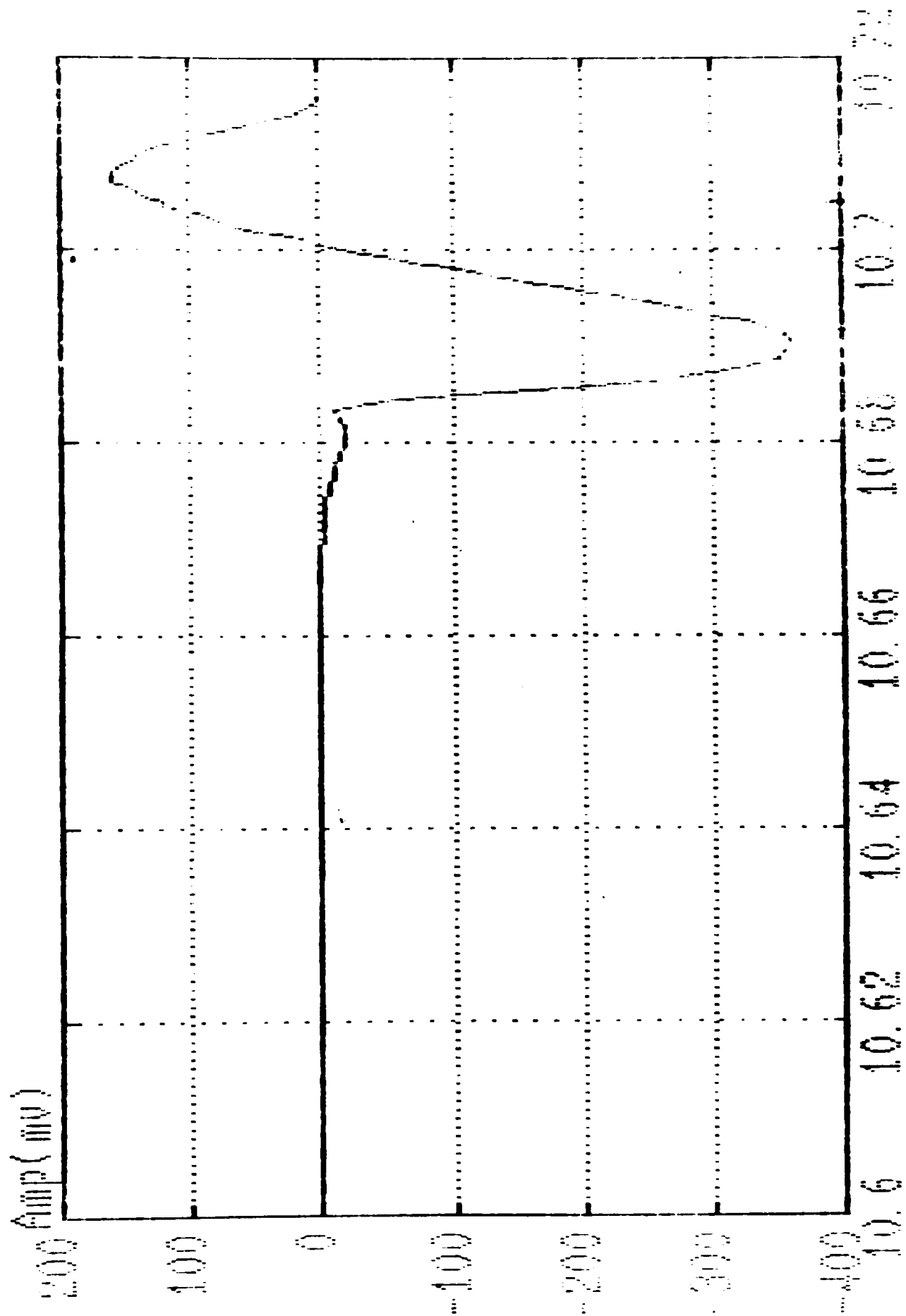


Figure 4.7: Courbe en S caractéristique du discriminateur FM

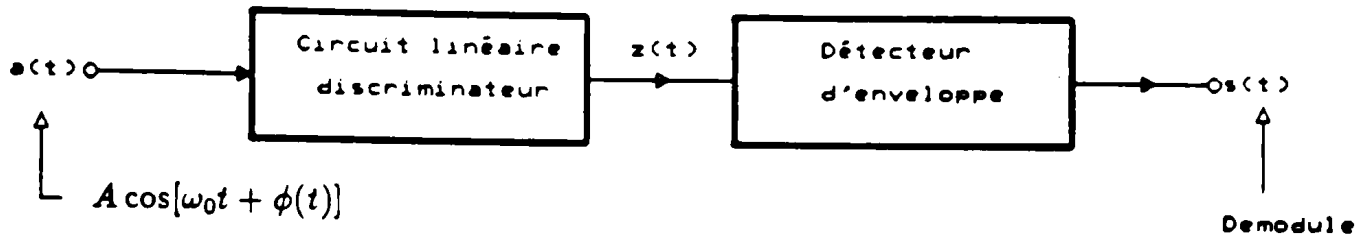


Figure 4.8: *Principe de la démodulation de fréquence au moyen d'un discriminateur.*

précédente de $z(t)$ reste valable et z apparaît (figure 4.9) comme un signal modulé à la fois angulairement par (ϕ et ω) et en amplitude par ($|G(\omega)|$). Si l'on fait passer $z(t)$ dans un démodulateur d'amplitude insensible à la phase (du type détecteur d'enveloppe), on obtiendra un signal de sortie proportionnel à $|G(\omega)|$. Le fonctionnement de l'ensemble est caractérisé par le graphique de la figure 4.10 représentant la variation du signal de sortie s en fonction de la pulsation ω du signal d'entrée. C'est la caractéristique de discrimination.

4.7 Les détecteurs de pics

Ces circuits déterminent l'amplitude du pic de la forme d'onde, durant une période de temps donnée. La circuiterie du détecteur de pic peut être arrangée pour la détection d'un pic positif ou négatif.

Les détecteurs de pics de la figure 4.11 suivent le signal d'entrée et bloquent la sortie à la valeur maximum dès que l'amplitude du signal commence à diminuer. Ils comparent continuellement la forme d'onde d'entrée avec la valeur du pic emmagasinée pour déterminer si cette valeur gardée doit être mise à jour. On

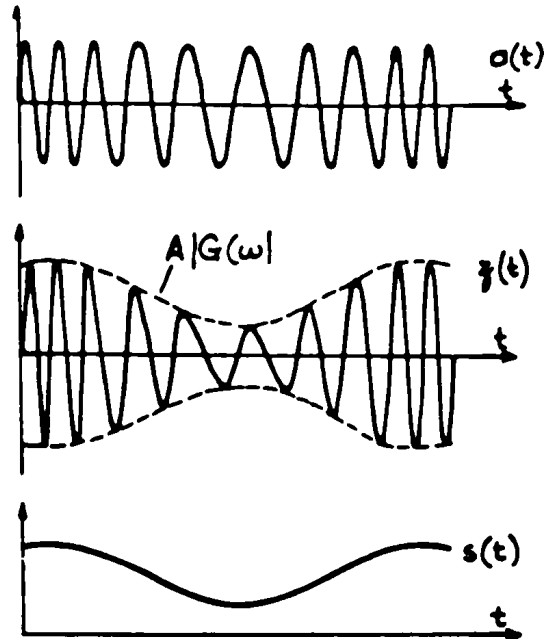


Figure 4.9: Diagrammes temporels des signaux de la figure 4.8 .

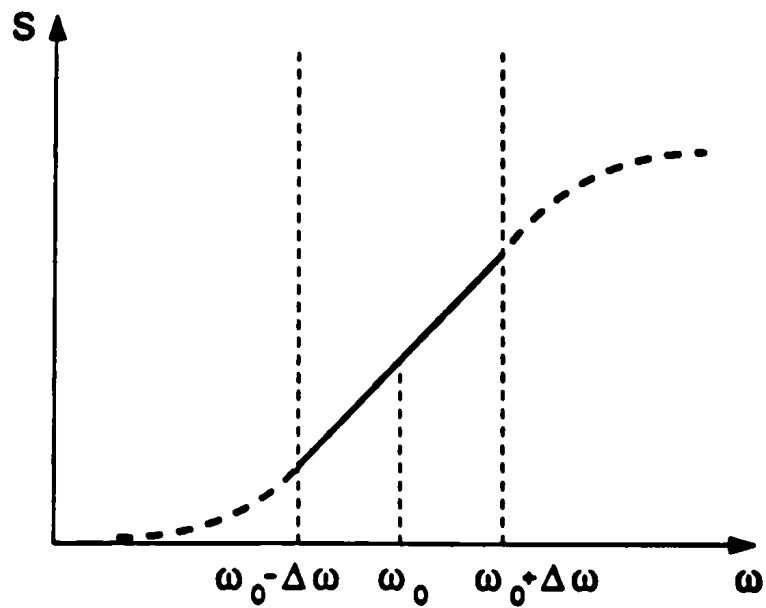


Figure 4.10: Caractéristique de discrimination .

peut penser que le détecteur de pic agit comme un échantillonneur bloqueur (il échantillonne et bloque la valeur du pic le plus intense dans un intervalle de mesure donné).

La figure 4.12 illustre la série de pics d'entrée, la sortie de chaque détecteur ainsi que la sortie du sommateur. Après un certain temps de stockage, la sortie de chaque détecteur est mise à zéro par une commande venant du microprocesseur (voir figure 4.1) avant l'arrivée de la prochaine impulsion, ce qui permet d'éviter tout chevauchement pouvant être une cause d'erreur dans la détection de la direction d'incidence du signal reçu.

4.8 Echantillonnage blocage et conversion analogique numérique

A la commande du signal de commande numérique, le circuit échantillonneur bloqueur enregistre la valeur du signal analogique d'entrée; cette dernière sera disponible à la sortie du circuit jusqu'à ce que une autre commande lui ordonne le stockage d'une nouvelle valeur. La mise en mémoire de l'échantillon prélevé à l'instant kT_e , donne au convertisseur analogique numérique un temps suffisant pour convertir la tension présente à la sortie de l'échantillonneur bloqueur. Sans l'échantillonneur bloqueur le convertisseur A/N doit compléter sa conversion avant que l'entrée analogique change ($\pm \frac{1}{2}$ lsb), ou le résultat sera inexact. La capacité externe, connectée au circuit, complète la fonction de l'échantillonneur bloqueur. Quand l'interrupteur est fermé le circuit AD582 est dans le mode échantillonnage; il se comporte comme un amplificateur opérationnel et le signal de sortie suit le

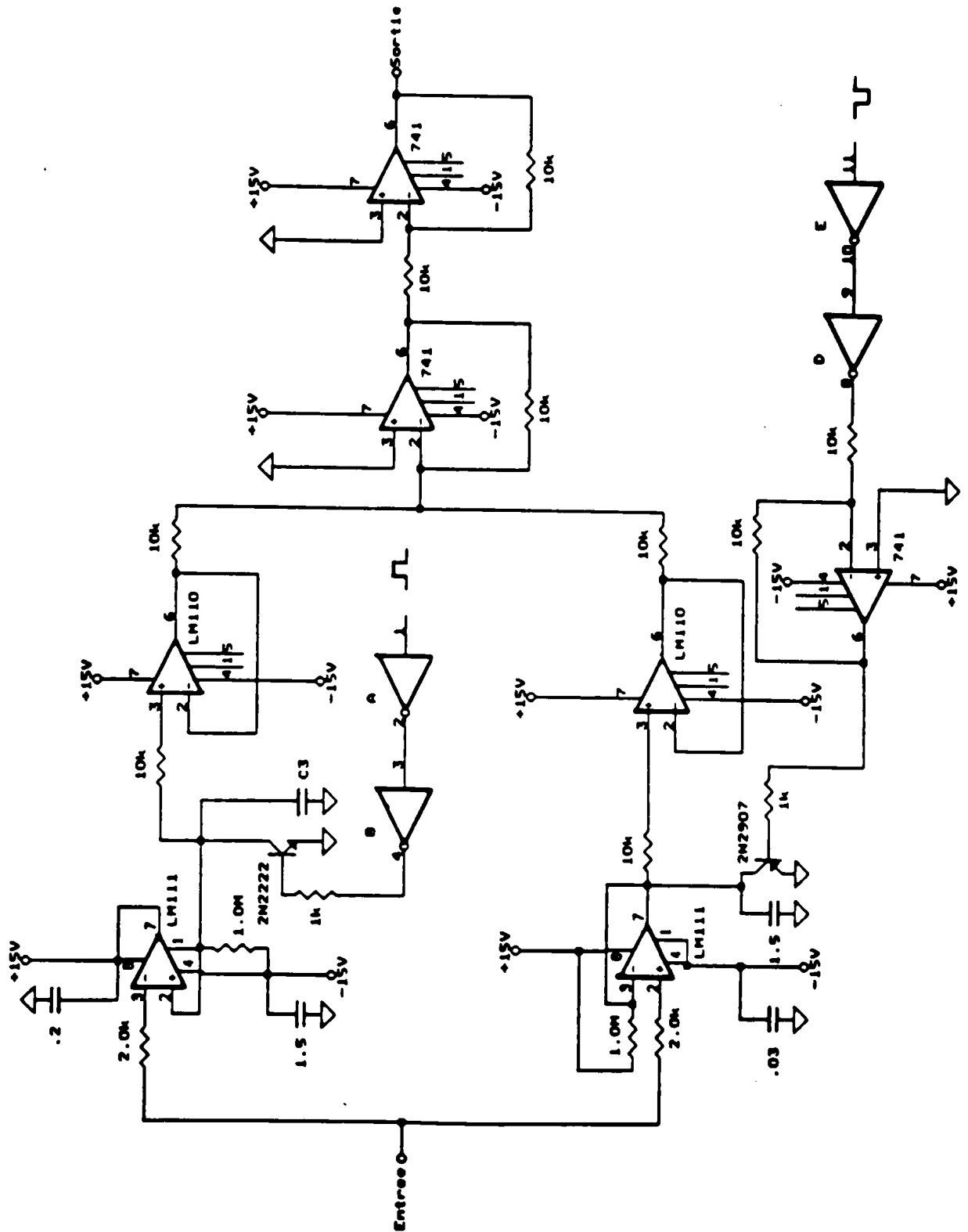


Figure 4.11: Les détecteurs de pics positif et négatif.



Serie de pics a l'entree des detecteurs



Sortie du detecteur de pics positifs



Sortie du detecteur de pics negatifs



Sortie du sommateur

Figure 4.12: Signaux d'entrée et de sortie des détecteurs de pics.

signal d'entrée. A l'ouverture de l'interrupteur le circuit est en mode blocage, la capacité maintient la sortie à son dernier niveau (l'instant où l'interrupteur est ouvert), sans tenir compte de la tension d'entrée. La position de l'interrupteur est contrôlée par le signal logique.

Le convertisseur analogique numérique performe deux opérations de base: la quantification et le codage. Tel illustré sur la figure 4.13 le convertisseur CAD7574 utilise une tension de référence de 5V fournie par une source de tension de 15V et par le circuit de référence AD584. Dès que l'échantillonneur bloqueur est en mode blocage, le convertisseur reçoit la commande de débiter la conversion. Une fois terminée, il émet un signal de fin de conversion au calculateur. Ce dernier lit les résultats apparaissant sur le bus des données avant de les mettre en mémoire pour un éventuel traitement.

4.9 La chaîne de traitement numérique

La chaîne de traitement numérique comporte deux grandes parties. La première partie est constituée de la carte d'acquisition et de contrôle, elle représente le côté matériel, cette dernière s'occupe du transfert des données entre le microprocesseur et les circuits externes. La seconde partie (côté logiciel) traite du programme de fonctionnement du microprocesseur (8088).

La partie numérique de la chaîne de traitement est nécessaire à la numérisation des signaux reçus. La figure 4.14 illustre le schéma de la carte d'acquisition de données pour la partie matérielle de la partie numérique.

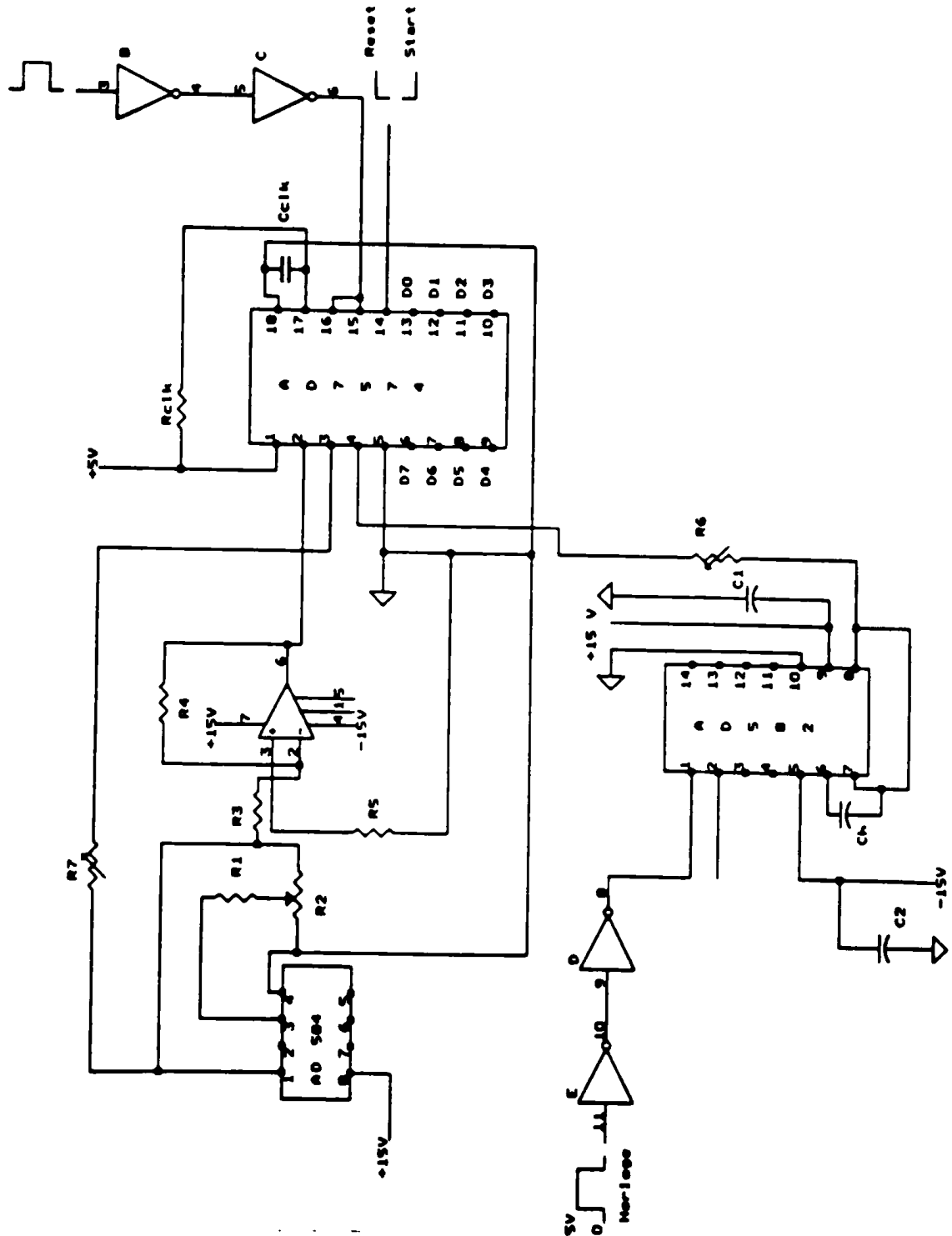


Figure 4.13: Circuit d'échantillonnage blocage et de conversion analogique numérique.

Le système est sous le contrôle d'un micro-ordinateur IBM-PC, relié au bus Entrée/Sortie à travers une carte prototype et une interface parallèle de type PPI 8255A. Le programme qui gère l'ensemble de l'échantillonnage, de la conversion analogique numérique et du transfert des données au calculateur est fourni en appendice; il voit aussi à l'affichage à l'écran des échantillons numérisés ainsi qu'à leur stockage sur disquette.

Ce programme commande le balayage des quatre antennes par le commutateur, la remise à zéro des détecteurs de pics, le début de l'échantillonnage, la conversion A/N, la transmission des résultats au microprocesseur qui les garde en mémoire. Une fois l'acquisition terminée il conserve le résultat de la conversion effectuée sur disquette.

4.9.1 Carte d'acquisition et de contrôle

La carte d'interface qui fait la liaison entre le microprocesseur et les circuits analogiques qu'il commande, s'occupe de la gestion de tous les signaux. Cette carte est elle même lié au micro-ordinateur via le bus d'entrée-sortie (I/O channel). Le bus d'entrée-sortie est un ensemble de lignes d'adresses, de données, de contrôle et d'alimentation, organisé de façon à assurer un transfert efficace des données.

L'élément principal de la carte d'acquisition est l'interface parallèle de type 8255A de Intel. Le 8255A de Intel a quatre registres, l'interface vers le processeur comprend la broche de sélection de boîtier appelée CS, qui active le boîtier lorsqu'elle est mise à un, deux broches d'adresses (A_0 et A_1), trois broches de commande de lecture, $\overline{READ}(\overline{RD})$, d'écriture, $\overline{WRITE}(\overline{WR})$ et de remise à

B11: MEMW, B12: MEMR, B13: IOW, B14: IOR, E18=B20: CLK

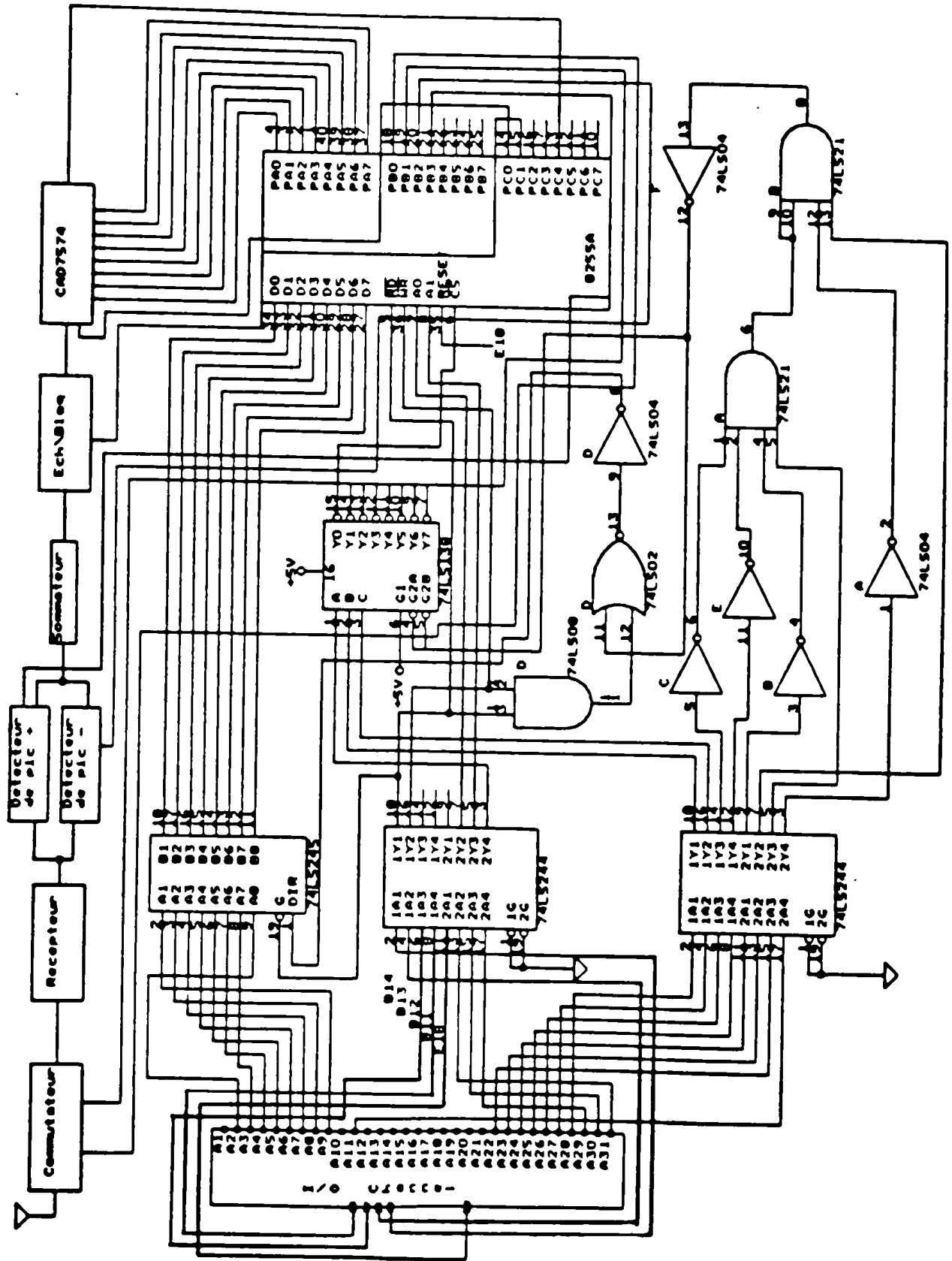


Figure 4.14: Carte d'acquisition et de contrôle.

zéro(RESET), et huit broches de données bidirectionnelles (D_0 à D_7). Il possède quatre groupes d'entrées-sorties: port A, port C supérieur, port C inférieur, port B. Les ports A et B ont huit bits alors que les ports C supérieur et C inférieur n'en ont que quatre, sans oublier de mentionner que le port C supérieur est commandé par la commande du groupe A, tandis que le port C inférieur l'est par la commande du groupe B [9].

Pour le fonctionnement du 8255A, certaines combinaisons de niveaux sur les broches d'interface microprocesseur du 8255A donnent au microprocesseur la possibilité d'écrire ou de lire dans les registres internes du boîtier. Le 8255A possède trois modes de fonctionnement:

- Mode 0: entrée et sortie de base, dite encore E/S de bits.
- Mode 1: entrée/sortie échantillonnée.
- Mode 2: bus bidirectionnel.

Pour notre cas nous avons choisi le fonctionnement en mode 0. Ce dernier est classé comme un asservissement à zéro fil; aucun signal de synchronisation n'est échangé entre ordinateur et périphérique.

En mode 0, le 8255A fonctionne en configuration E/S de base ou E/S de bits. Ceci signifie que les broches définies comme des sorties resteront aux niveaux donnés par une sortie du microprocesseur vers le 8255A, jusqu'à ce que ceci soit modifié par une autre opération de sortie du processeur. Les sorties en mode 0 sont mémorisées, les entrées ne le sont pas. En mode 0, le 8255A peut être configuré de seize façons différentes. Ce nombre comprend toutes les affectation

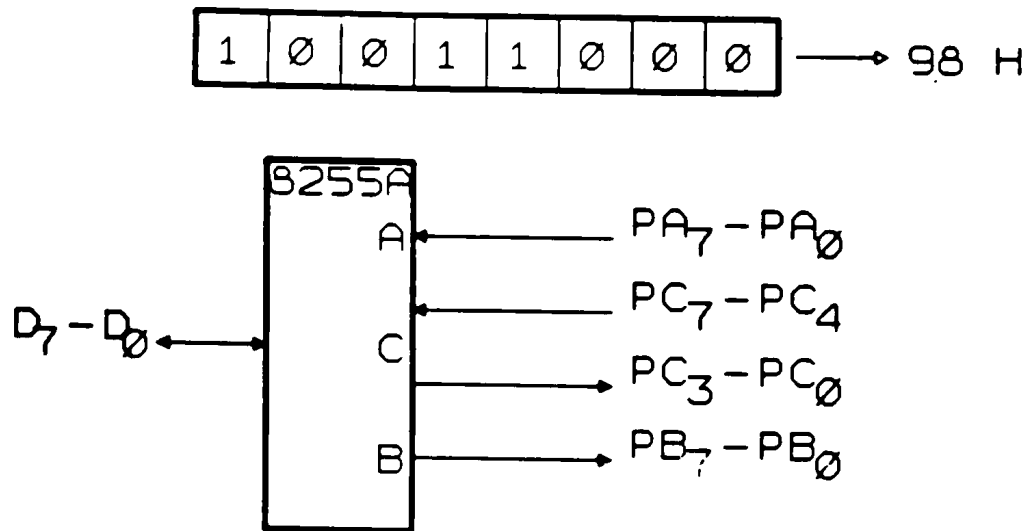


Figure 4.15: *Mot de contrôle et configuration choisie.*

des ports A, B, C supérieur et C inférieur en entrées et en sorties. Tous les bits du port A sont mis, soit en entrée soit en sortie. De même toutes les broches des autres ports peuvent être mises en entrée ou en sortie. Notons que le sens de circulation des données doit être le même pour toutes les broches d'un port donné.

La configuration choisie est indiquée par la figure 4.15. Le port A est programmé en entrée (adresse 300H) de façon à ce que le microprocesseur puisse lire les données numériques transmises par le CAD. Le port B est programmé en sortie (adresse 301H) pour que le microprocesseur puissent transmettre les signaux numériques de contrôle. Quatre des huit lignes sont utilisées. Les deux premières lignes PB_0 et PB_1 servent à commander le commutateur. Elles présentent les codes des antennes (ie: 00, 01, 10, 11) et les lignes 0 1 2 3 du commutateur SP4T font la sélection des antennes (ie: 1110, 1101, 1011, 0111 en binaire) [1].

Les lignes PB_2 et PB_3 servent quand à elles à remettre à zéro les détecteurs de pics: PB_3 pour la remise à zéro du détecteur de pic positif et PB_2 pour la remise

à zéro du détecteur de pic négatif.

Le port C supérieur ($PC_7 - PC_4$), (adresse 302H), est programmé en entrée. Sur les quatre lignes on n'utilise que la ligne PC_4 ; elle permet au microprocesseur de recevoir le signal de fin de conversion.

Le port C inférieur ($PC_3 - PC_0$), (adresse 302H), est programmé en sortie. Pour ce port on n'utilise que deux lignes:

- la ligne PC_1 pour indiquer le début d'échantillonnage des signaux analogiques.
- la ligne PC_0 , pour indiquer le début de la conversion.

4.9.2 Logiciel

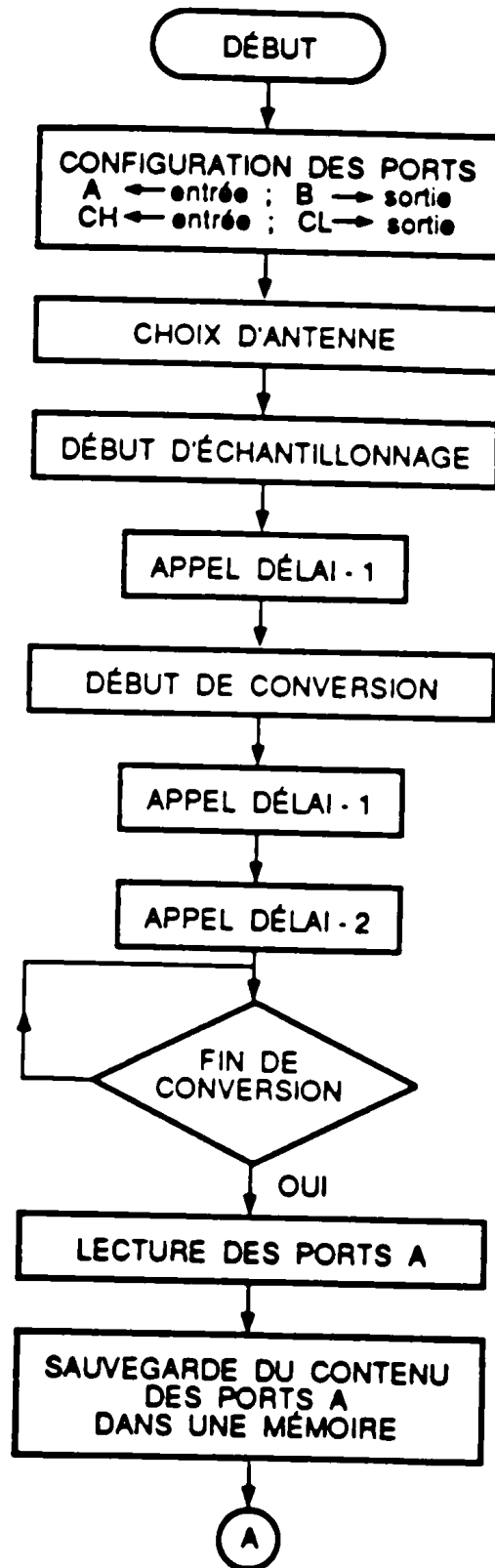
Le programme qui sera présenté s'occupe de la gérance du fonctionnement du microprocesseur, pour assurer une acquisition de données et un contrôle adéquat du processeur.

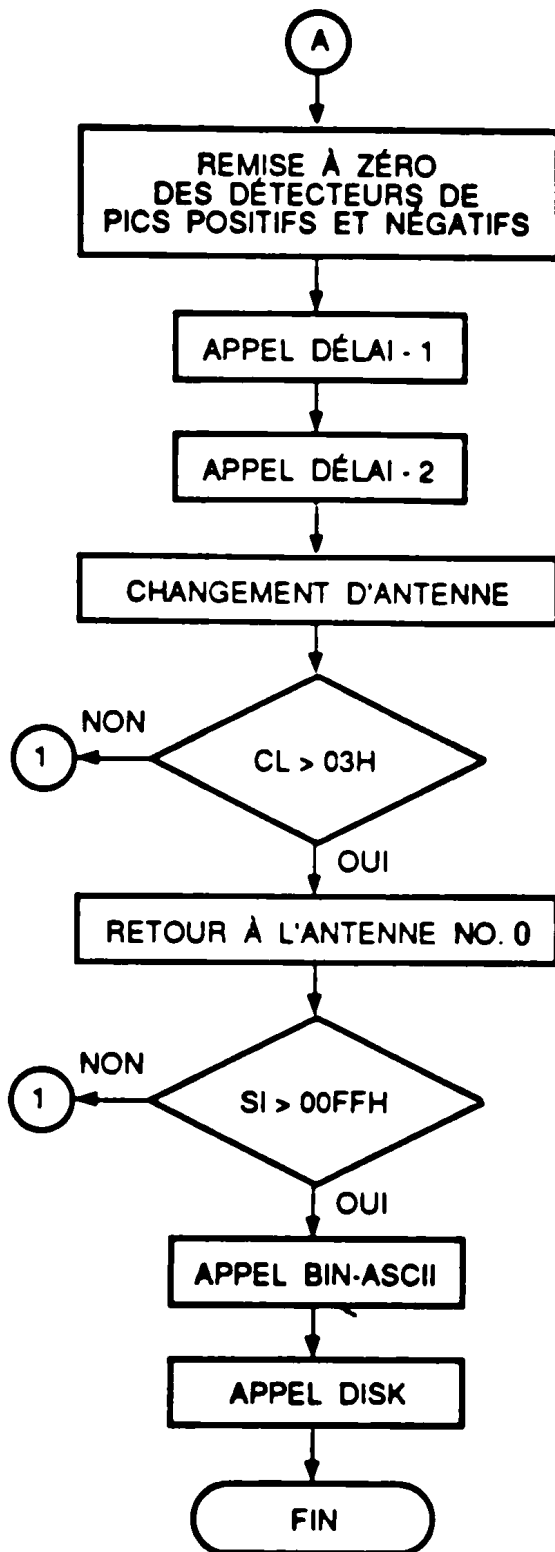
Le langage de programmation choisi est le Turbo-Assembleur. Parmi les critères qui nous ont mené à le choisir sont: la vitesse d'exécution et la facilité d'accès aux ports d'entrées sorties d'interface (transfert de données).

Essentiellement ce programme opère la commutation d'une antenne à l'autre à un taux déterminé, il gère l'échantillonnage, la conversion des données et leur stockage.

On trouvera ci-joint un organigramme suivi de quelques commentaires.

Présentation de l'organigramme





Explication de l'organigramme

- Configuration des ports de l'interface:
A en entrée, B en sortie, Ch en entrée et Cl en sortie.
- Choix des antennes , en commençant par l'antenne numéro 0 (code 00).
- Envoi d'un signal de contrôle à l'échantillonneur bloqueur.
- Appel au sous-programme DELAI-1.
- Envoi d'un signal de contrôle pour débiter la conversion analogique numérique.
- Appel au sous-programmes DELAI-1 et DELAI-2.
- Test: la conversion est elle terminée ?.
 - Si oui continuer.
 - Si non revenir au test.
- Lecture du résultat de conversion et stockage dans une mémoire (sur 2 octets).
- Envoi du signal de contrôle pour la remise à zéro des détecteurs de pics positif et négatif.
- Changement d'antenne: avant de passer à l'antenne qui suit on appelle les sous-programmes DELAI-2 et DELAI-1 pour que la fréquence de commutation soit de 1 khz; pour changer cette fréquence, il suffit de modifier les délais.
- Test: vérifier si on a fait passer les quatre antennes.

- Si oui retour à l'antenne numéro 0.
- Si non faire passer l'antenne qui suit.
- **test: vérifier si on a fait passer chaque antenne FFH fois (en hexadécimal).**
 - Si non faire passer l'antenne suivante.
 - Si oui appel au sous-programme BIN-ASCII. Ce sous-programme effectue la conversion binaire-ASCII de chaque donnée numérique en vue de l'afficher sur l'écran.
 - Appel au sous-programme DISK pour effectuer le transfert des données dans le fichier appelé 'fich-bin' sur disquette en vue d'un traitement éventuel.

On trouvera à l'annexe un listing du programme.

4.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, les détails de la réalisation des différentes parties du système proposé.

Après avoir montré le type d'antenne utilisé dans notre réseau, on a donné une description du commutateur à diodes et de son circuit de contrôle. Puis on a vu comment le mélangeur translate le signal RF d'environ 926 Mhz en un signal IF de 10.7 Mhz. On a aussi présenté le circuit du récepteur, utilisé pour la réception en (MFBE) de signaux à la fréquence de 10.7 Mhz. On a mentionné que la série de pics obtenu à la sortie du détecteur d'enveloppe, passe par des détecteurs de

pics (positif et négatif), puis par un échantillonnage et une conversion analogique numérique. On a terminé par la description de la chaîne de traitement numérique, qu'on a divisée en deux grandes parties. La première partie est constituée de la carte d'acquisition et de contrôle (côté matériel), la seconde partie (côté logiciel) traite du programme de fonctionnement du microprocesseur (8088).

Chapitre V

Résultats expérimentaux et conclusion

5.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présentons les résultats obtenus lors des expériences faites en vue d'évaluer les performances du système. Les mesures ont été faite pour trois espacements entre les antennes. Ces espacements sont: $d = 0.8\lambda, \frac{\lambda}{2}, \frac{\lambda}{4}$.

En premier lieu nous présentons les diagrammes de rayonnements pour chaque espacement, puis les résultats d'un exemple complet pour un espacement de 0.8λ et on termine par un traitement de ces résultats avec la technique exposée au chapitre 3.

5.2 Montage expérimental

Les antennes du réseau peuvent se déplacer sur les diagonales du carré qu'elles forment sur la plaque de plexiglass, ce qui permet de changer l'espacement 'd' entre elles; en d'autres termes ces antennes forment un cercle dont le diamètre est variable. L'antenne d'émission est alimentée par un synthétiseur de fréquence modèle HP8673C, qui est très stable dans toute sa bande de fréquence s'étendant de .05 à 18.6 GHz. Cette antenne d'émission est placée à une extrémité de la chambre anéchoïque et le réseau d'antennes à l'autre extrémité de la chambre.

La fréquence d'opération choisie est de 925.872 Mhz. Le choix de cette fréquence est lié à la caractéristique du discriminateur FM, dont la bande d'utilisation est très étroite, de l'ordre de 10 kHz, comme on l'a mentionné au chapitre 4 section 6.

5.3 Diagrammes de rayonnement

Le signal capté par l'antenne (réseau d'antennes) à l'intérieur de la chambre anéchoïque est appliqué à un enregistreur polaire de type Scientific Atlanta raccordé à une table traçante. La rotation de la table traçante est synchronisée avec celle du positionneur du réseau d'antennes à l'intérieur de la chambre.

Afin d'analyser les performances du réseau d'antennes, on a effectué une série de mesures de diagrammes de rayonnement pour les trois espacements mentionnés plus haut, la fréquence d'émission étant gardée constante à 925.872 Mhz.

La figure 5.1 illustre le diagramme de rayonnement pour un cas bien spécifique, celui où une seule antenne est connectée au commutateur, les trois autres sont reliées à des charges de 50Ω . Le diagramme obtenu présente un cercle sans aucune déformation ce qui est logique du fait de l'absence de tout obstacle. Les figures 5.2, 5.3, 5.4, présentent quand à elles les diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes pour les trois espacements choisis, c'est-à-dire le diagramme de rayonnement d'une antenne lorsque les trois autres antennes du réseau sont connectées au commutateur.

On peut conclure que les diagrammes obtenus s'approchent d'un diagramme circulaire, surtout celui de l'espacement $d = \frac{\lambda}{4}$, qui représente l'espacement minimal entre les antennes. Au début notre choix s'est porté sur cette espacement minimal, mais en passant à la partie résultat, il s'est avéré impossible de faire une concordance entre les résultats expérimentaux obtenus pour l'espacement $d = \frac{\lambda}{4}$ et la théorie, alors que cette concordance est nettement vérifiée pour l'espacement $d = 0.8\lambda$.

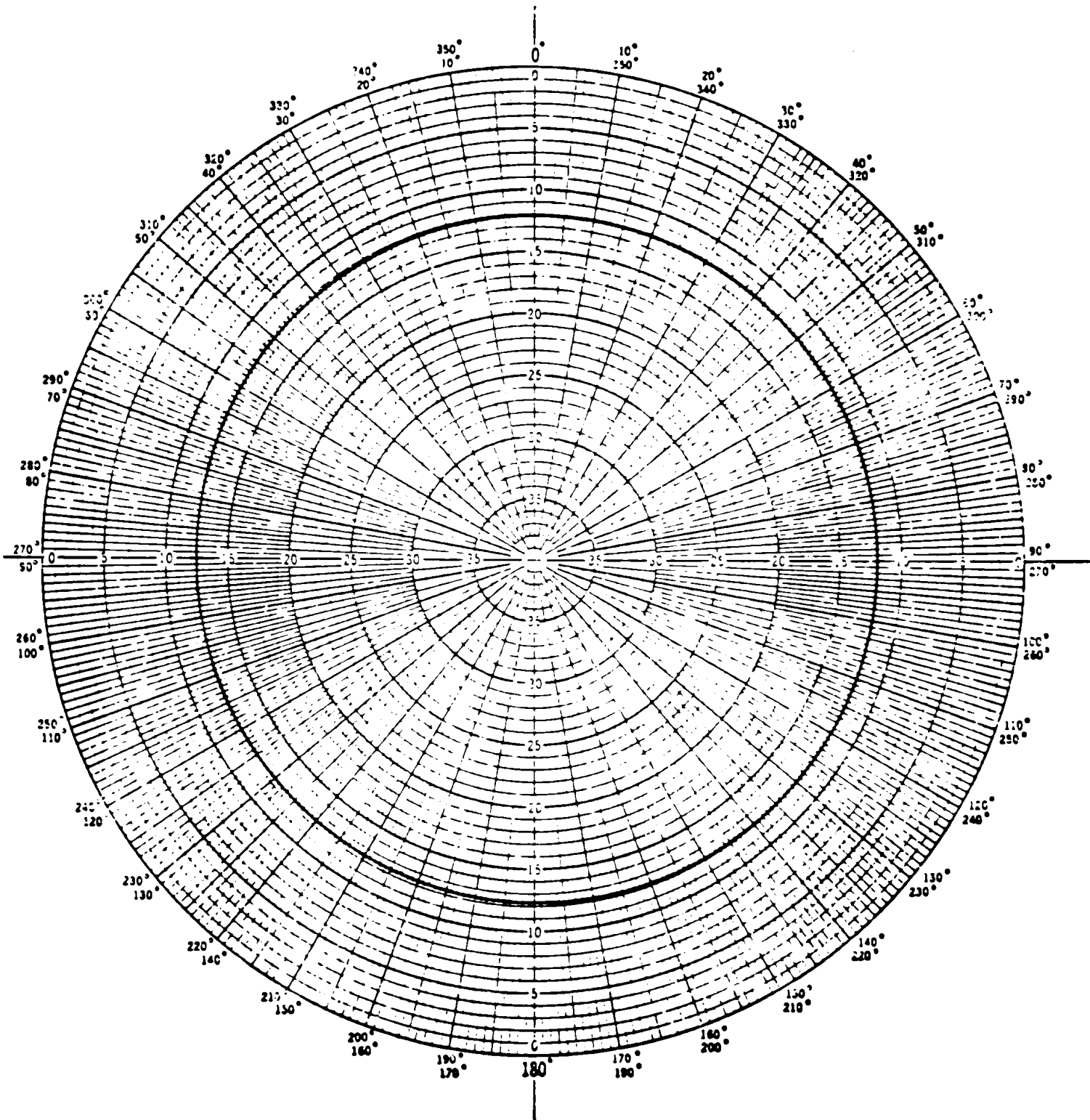


Figure 5.1: *Diagramme de rayonnement pour le cas où une seule antenne est connectée au commutateur.*

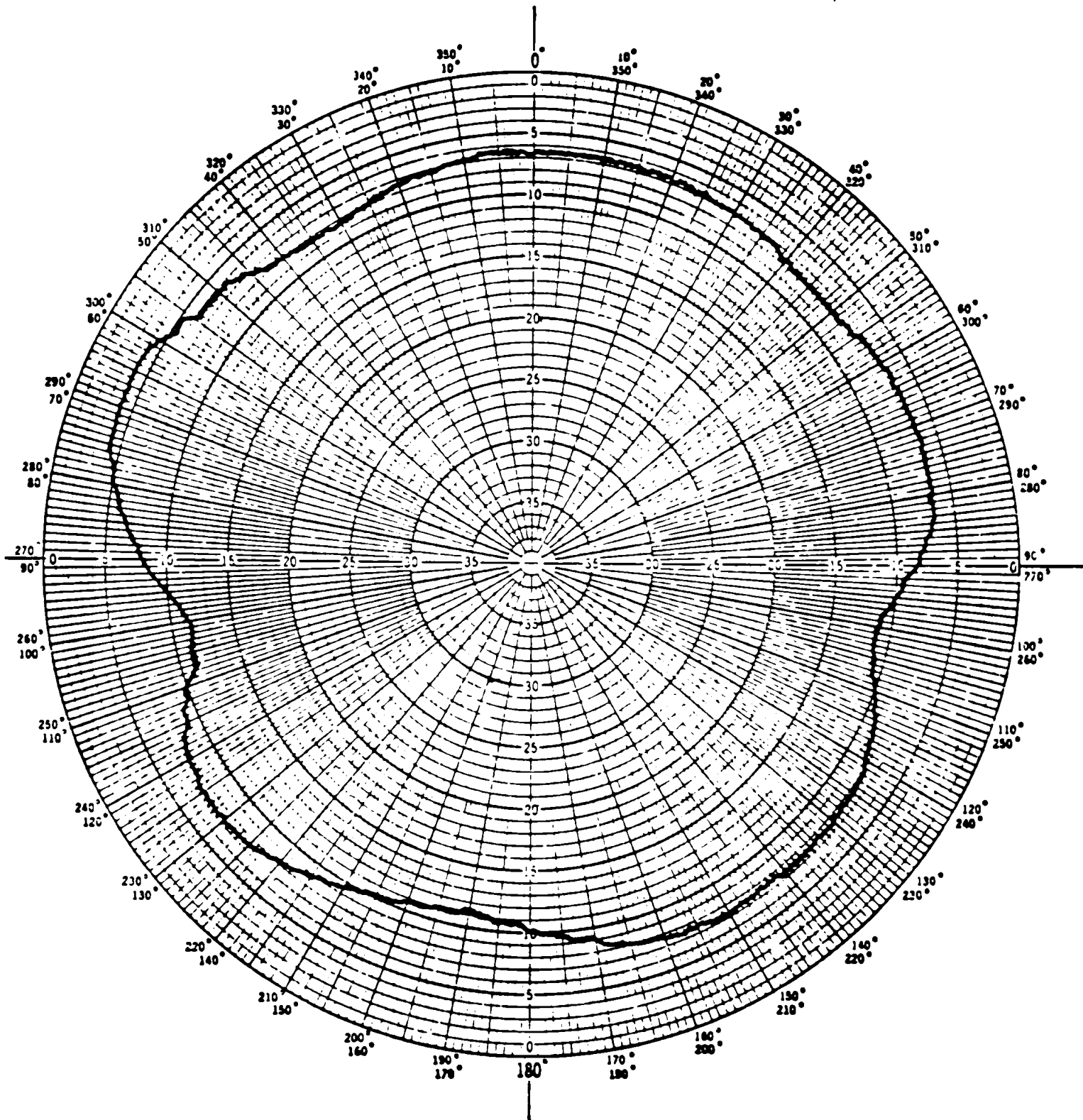


Figure 5.2: Diagramme de rayonnement pour un espacement $d = 0.8\lambda$.

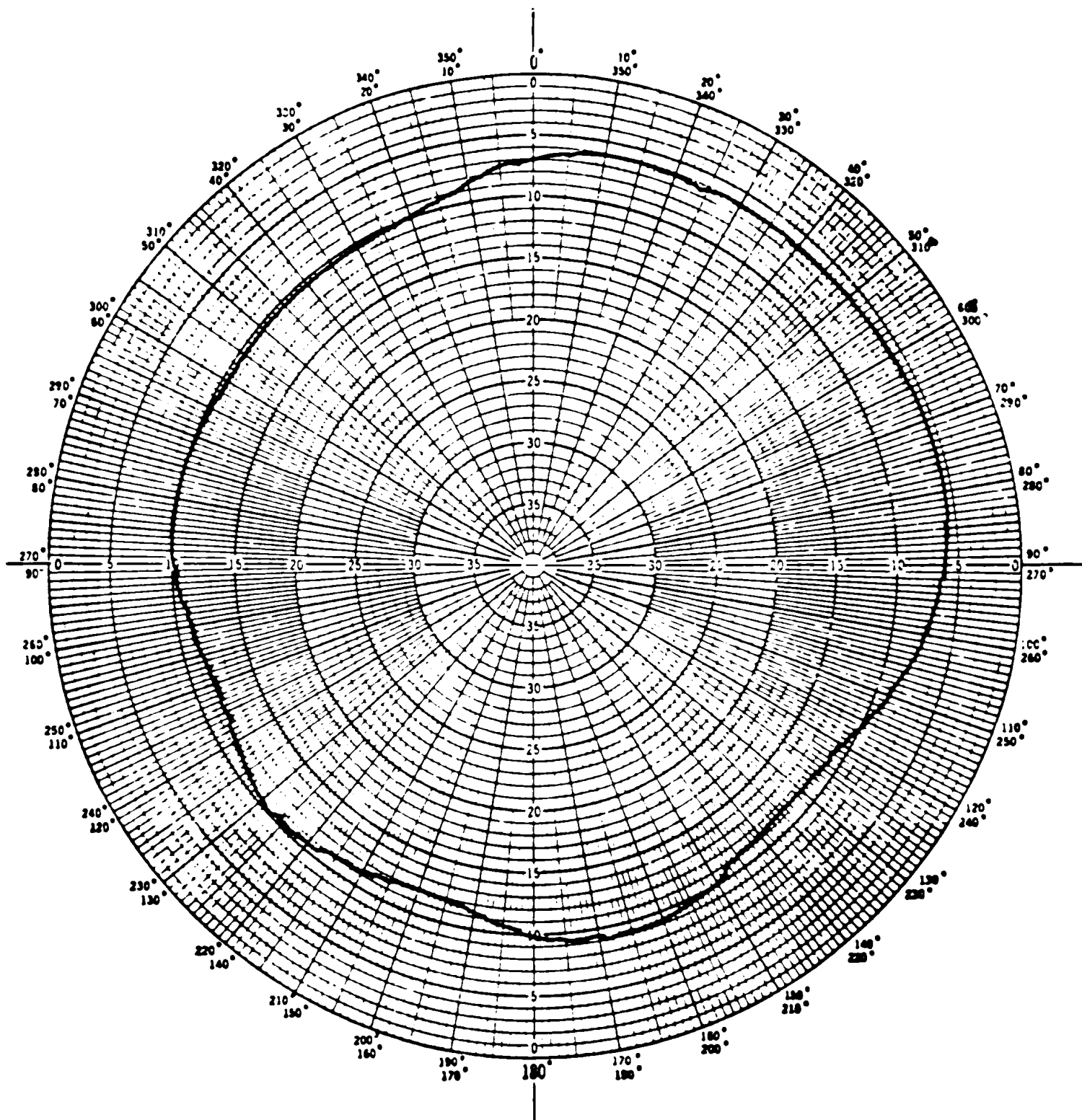


Figure 5.3: Diagramme de rayonnement pour un espacement $d = \frac{\lambda}{2}$.

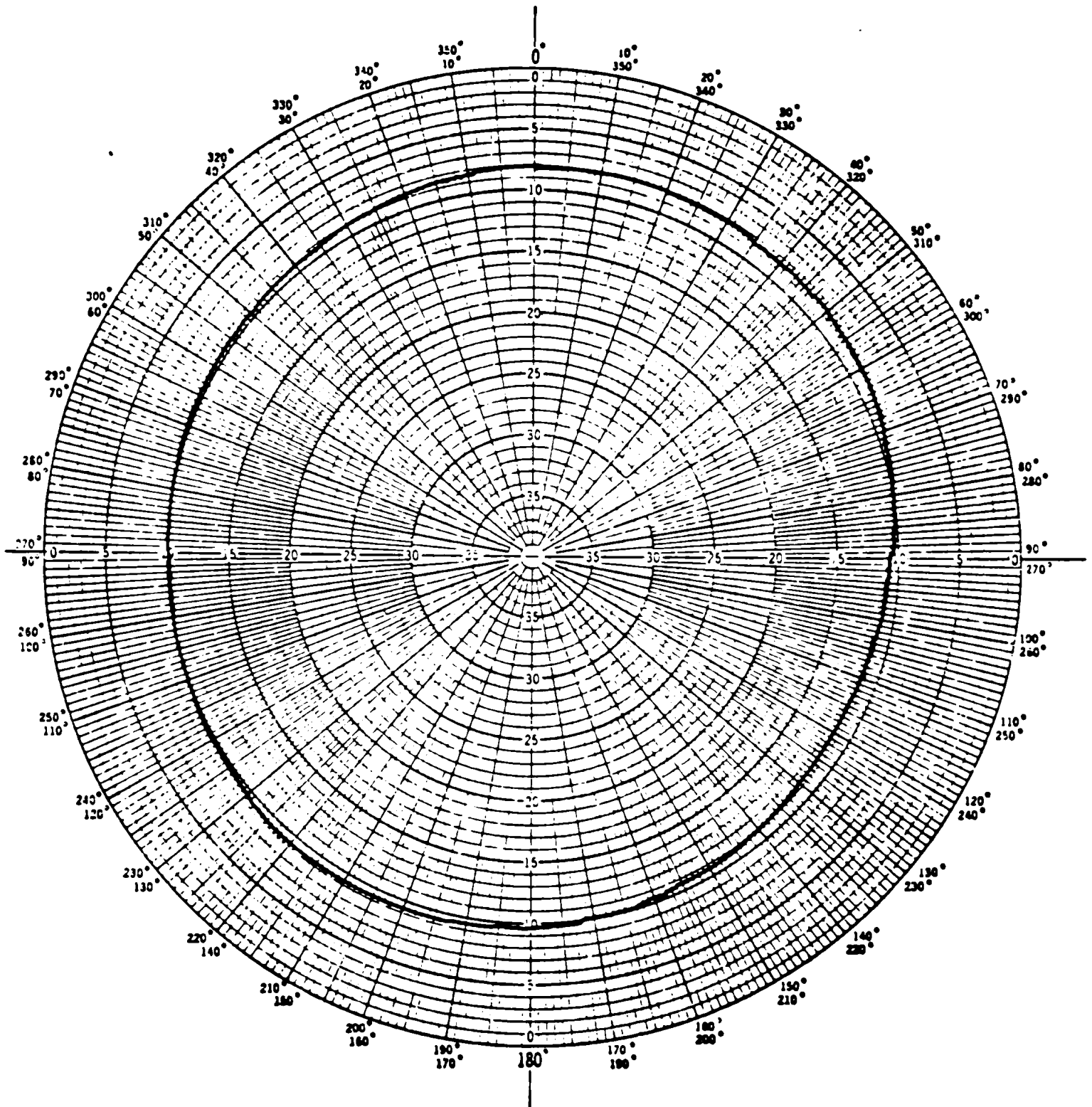


Figure 5.4: Diagramme de rayonnement pour un espacement $d = \frac{\lambda}{4}$.

5.4 Résultats

Nous allons présenter dans cette section un exemple complet pour l'espacement $d = 0.8\lambda$. L'orientation angulaire de la source par rapport au réseau a été faite en tournant à chaque fois le réseau d'antennes par un dispositif électro-mécanique. Comme illustré sur les figures 5.5 à 5.11, les résultats ont été obtenus pour les valeurs angulaires suivantes: $\theta = -45^\circ, 0^\circ, 10^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ et 90° . Les figures 5.12, 5.13, 5.14 illustrent les résultats obtenus pour l'espacement $d = \frac{\lambda}{2}$. Pour l'espacement $d = \frac{\lambda}{4}$ les résultats sont illustrés par les figures 5.15, 5.16, 5.17. Comme on peut le constater les résultats obtenus pour l'espacement $d = 0.8\lambda$ concordent bien avec les résultats estimés par la théorie. Prenons par exemple les cas des figures 5.5 et 5.9 correspondant à $\theta = -45^\circ$ et 45° respectivement. Les antennes se trouvent alors à former les pointes d'un carré dont deux côtés sont perpendiculaires à la direction d'incidence (le discriminateur ne perçoit pas de différence de phase lorsqu'on commute d'une extrémité à l'autre de ces côtés), et les deux autres côtés sont parallèles à la direction d'incidence (le discriminateur perçoit une différence de phase positive ou négative lorsqu'on commute d'une extrémité à l'autre de ces côtés).

Pour $\theta = 0^\circ$ ou 90° comme aux figures 5.6 et 5.11, une pointe du carré des antennes est dans la direction de l'antenne émettrice. Si on commute, le discriminateur détectera deux déphasages négatifs successifs et relativement égaux et deux déphasages positifs successifs et relativement égaux avant que le commutateur revienne à son point de départ.

Nous n'avons pas obtenu cependant des résultats concordants avec des

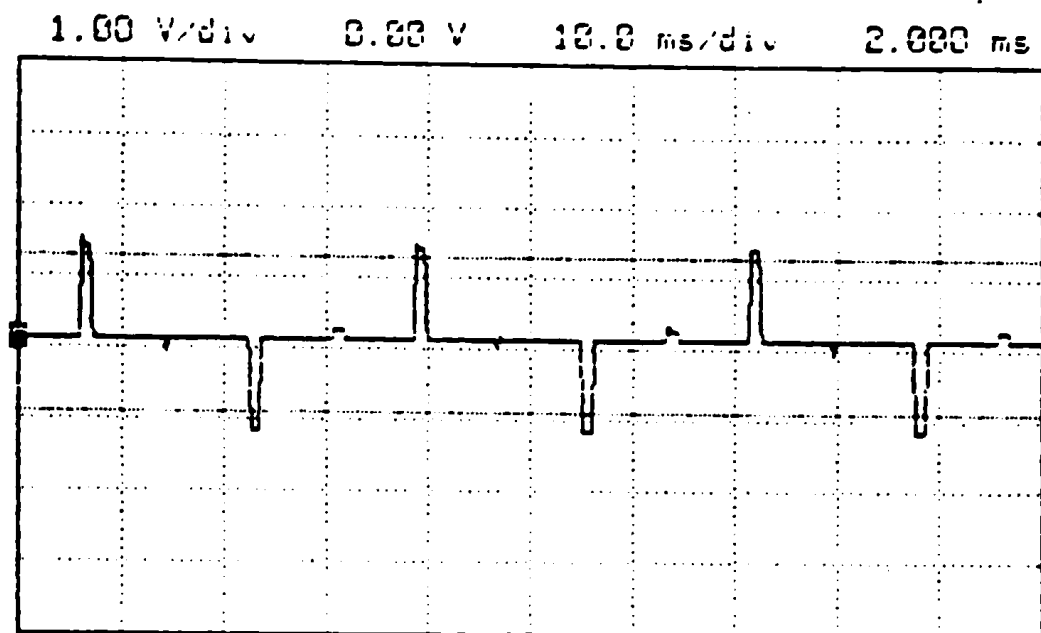


Figure 5.5: *Sortie du discriminateur pour $\theta = -45^\circ$ et $d = .8\lambda$.*

espacements de $\frac{\lambda}{2}$ et de $\frac{\lambda}{4}$. Ce point pourrait être retenu pour investigation ultérieure, si nécessaire.

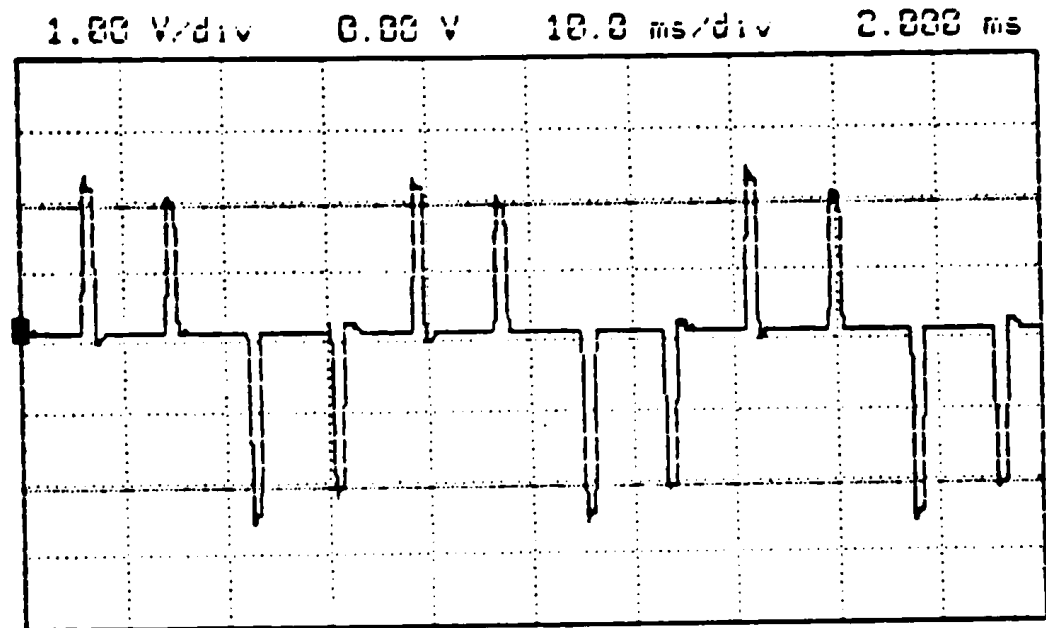


Figure 5.6: *Sortie du discriminateur pour $\theta = 0^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.*

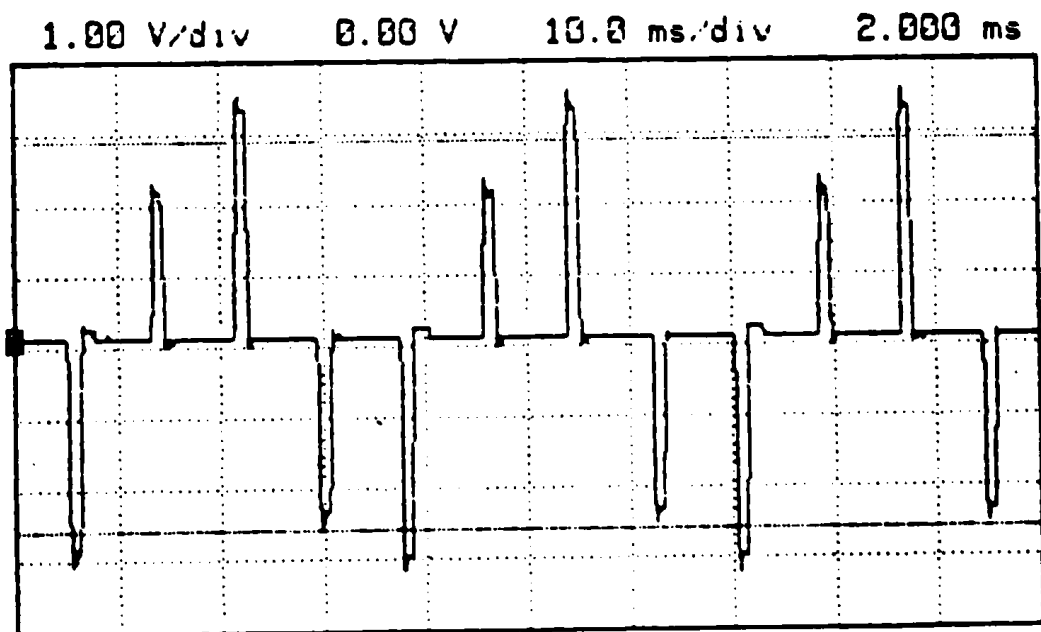


Figure 5.7: *Sortie du discriminateur pour $\theta = 10^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.*

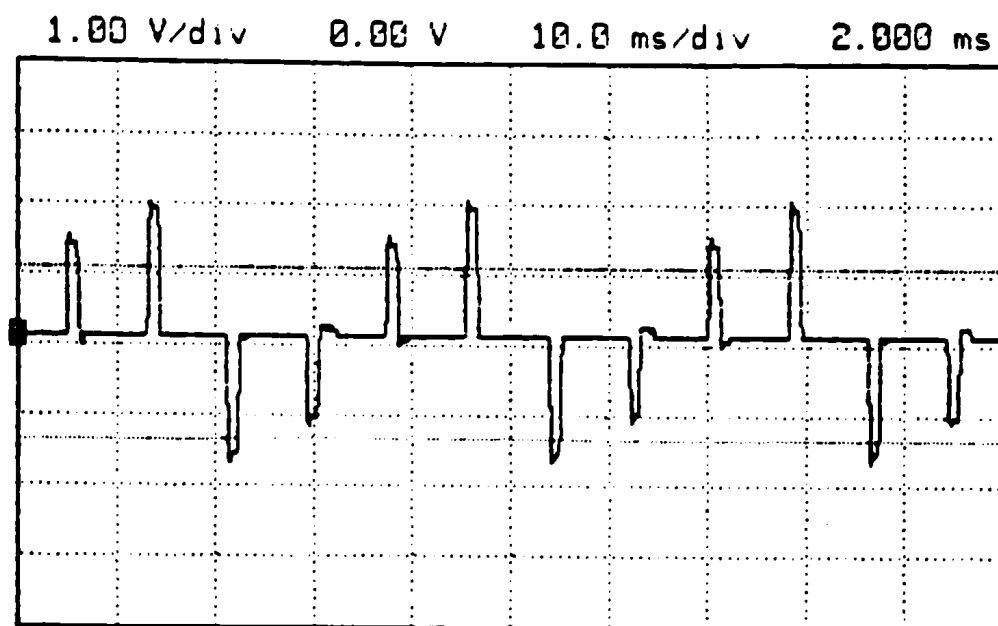


Figure 5.8: *Sortie du discriminateur pour $\theta = 30^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.*

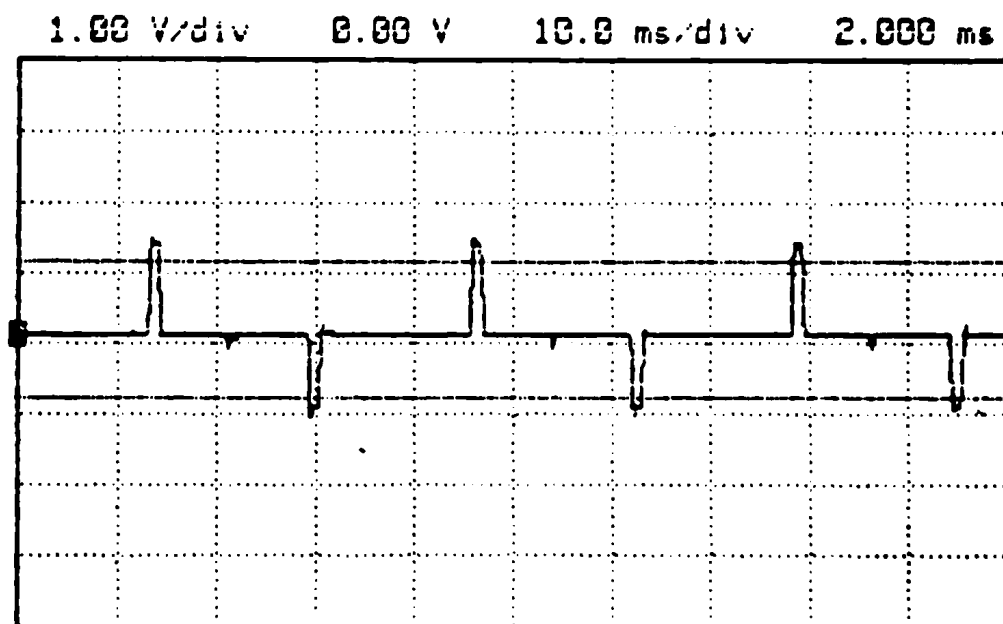


Figure 5.9: *Sortie du discriminateur pour $\theta = 45^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.*

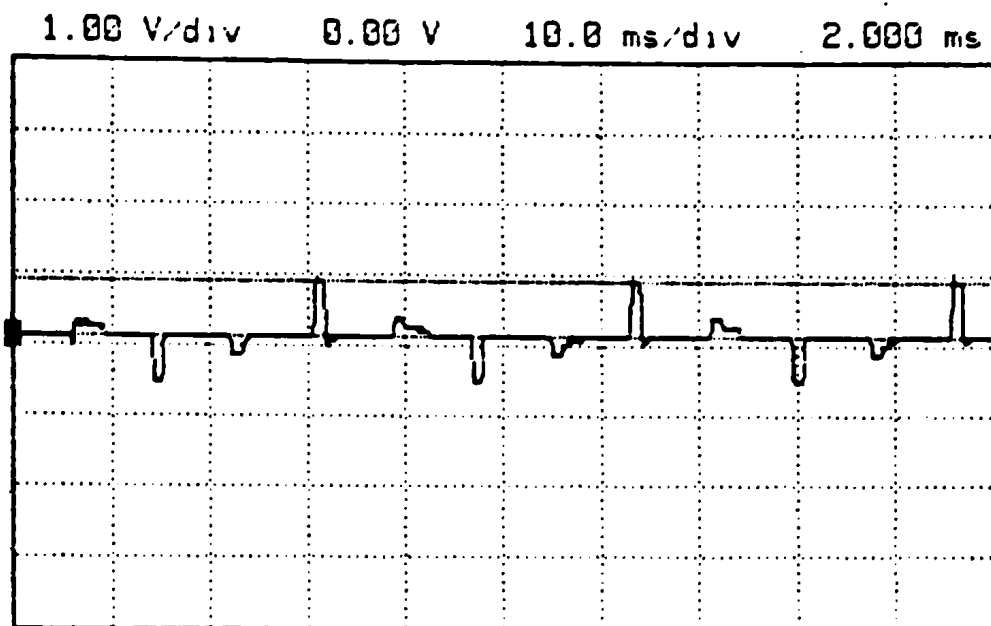


Figure 5.10: *Sortie du discriminateur pour $\theta = 60^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.*

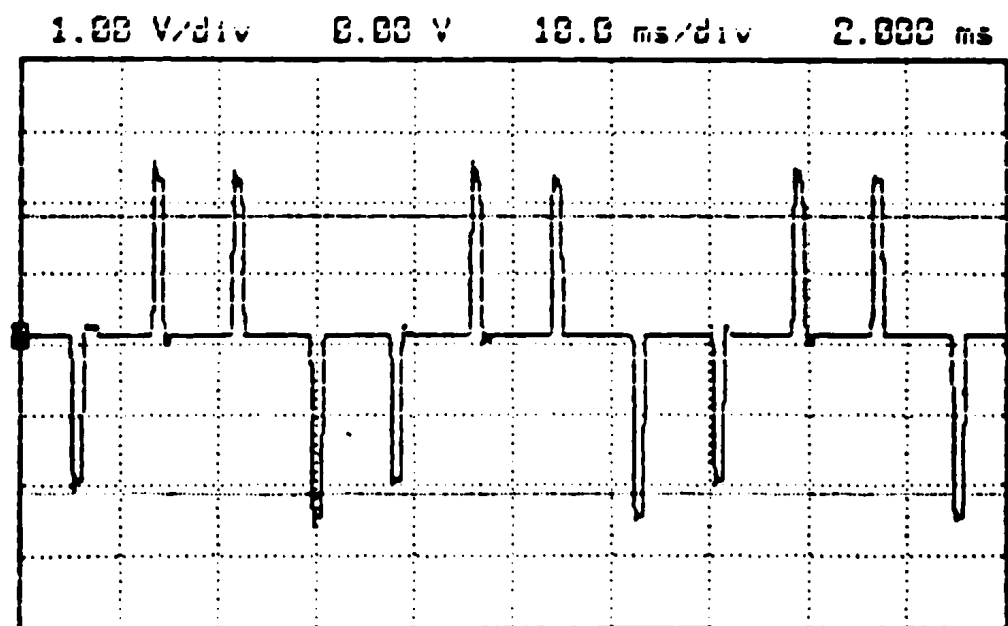


Figure 5.11: *Sortie du discriminateur pour $\theta = 90^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.*

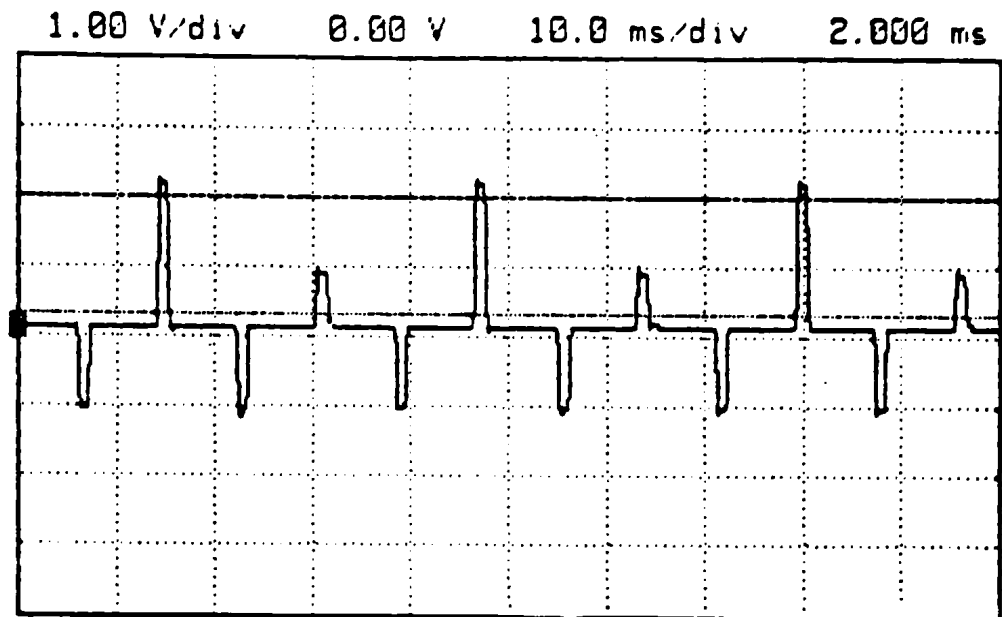


Figure 5.12: *Sortie du discriminateur pour $\theta = 0^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{2}$.*

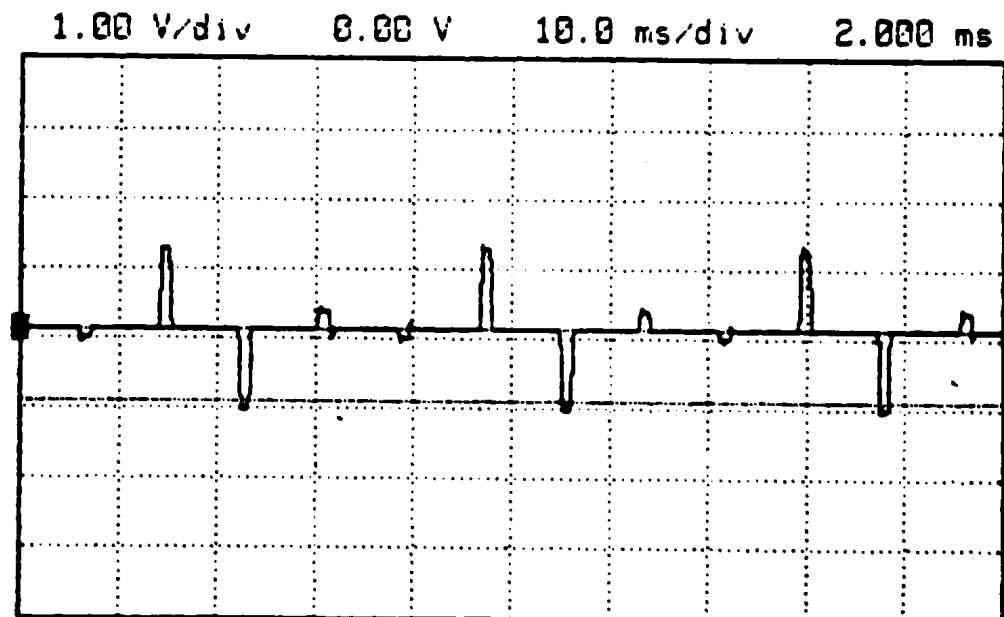


Figure 5.13: *Sortie du discriminateur pour $\theta = 30^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{2}$.*

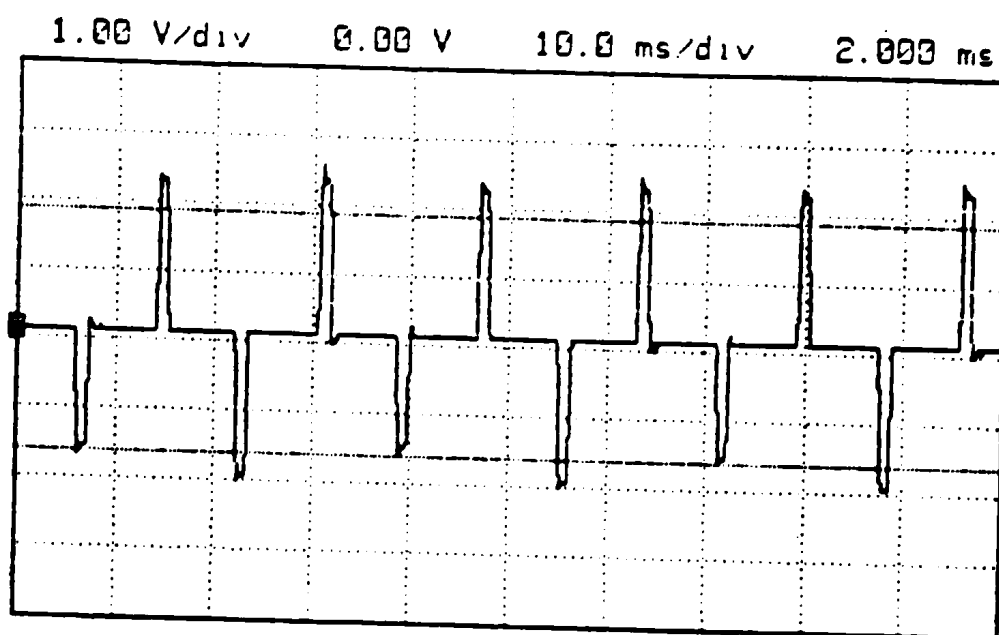


Figure 5.14: *Sortie du discriminateur pour $\theta = 90^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{2}$.*

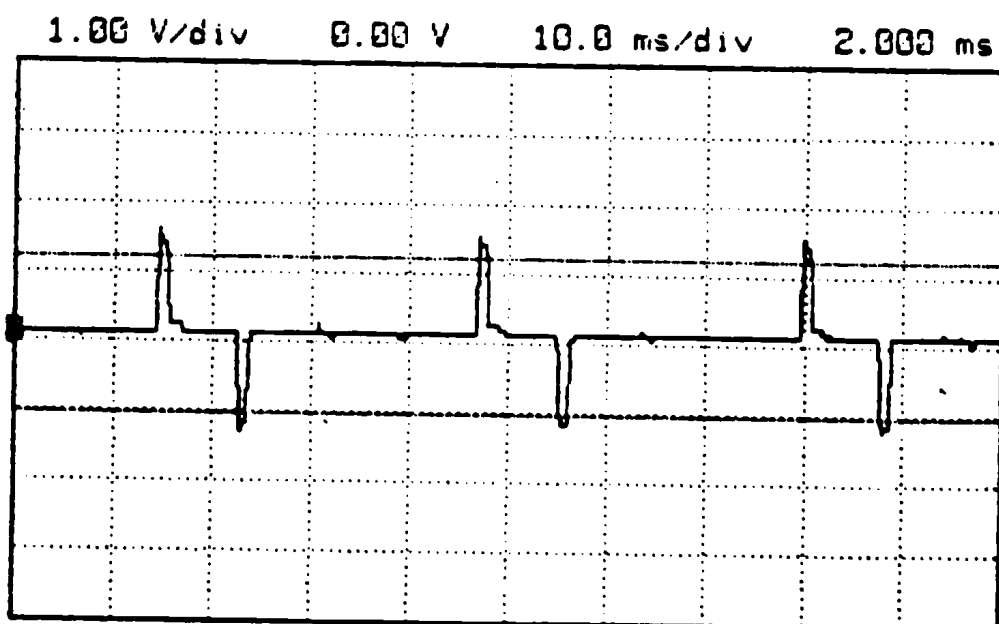


Figure 5.15: *Sortie du discriminateur pour $\theta = 0^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{4}$.*

5.5 Traitement des données

En examinant les données mesurées par le système lors de cette expérience, nous pouvons évaluer la direction de la source, en utilisant la méthode de calcul présentée au chapitre 3.

Comme on l'a déjà mentionné, l'angle d'arrivée est déterminé à partir des déviations de fréquence à des angles discrets données. La commutation des signaux reçus par le réseau d'antennes donne une image périodique, sur un cycle de rotation de l'antenne, des déviations de fréquence mesurées par le démodulateur FM. La déviation maximale de fréquence est indiquée aux angles correspondants aux antennes qui sont le plus près d'un angle de 90° par rapport à l'angle d'arrivée. Les valeurs mesurées aux angles discrets sont utilisées pour déterminer la position angulaire de la courbe sinusoïdale avec un pic d'amplitude égal à $\frac{2\pi Rf_r}{\lambda}$ et les croisements aux points zéro de la courbe donnent l'angle d'arrivée.

Pour la présentation d'un exemple concret, on a choisi le cas où l'antenne N (figure 3.10) à l'intérieur de la chambre anéchoïque est sur le même axe que l'antenne d'émission qui se trouve à l'extérieur de la chambre, ce cas correspond à une orientation angulaire nulle ($\theta = 0^\circ$). La figure 3.10 illustre le résultat théorique attendu. Quand au résultat expérimental pour cette orientation angulaire, il est représenté par la figure 5.18, cette dernière est obtenu après le traitement du résultat de la figure 5.6. On peut voir sur cette figure que l'algorithme de traitement utilisé fait la liaison des différents points (point par point) correspondant aux déviations de fréquence. Le calcul de la direction se fait au moyen de la technique exposée au chapitre 3, section 4. Dans ce cas ci, les

points zero correspondant au minimum de déviation sont au milieu de l'intervalle (N) et de l'intervalle (S).

Les figures 5.19 à 5.24 illustrent respectivement les résultats expérimentaux pour les orientations angulaires $\theta = -45^\circ, 10^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ et pour l'espacement $d = 0.8\lambda$. Les figures 5.25 à 5.28 quand à elles montrent les exemples de dégradation pour différentes orientation angulaire avec un espacement plus petit ($d = \frac{\lambda}{2}, \frac{\lambda}{4}$). Pour chaque figure nous avons pris une trentaine d'échantillons.

5.6 Variation de la puissance de la source

Nous avons essayé d'étudier les performances du système en fonction de la puissance émise par la source. Pour cela, nous avons procédé à la localisation de la source pour différentes puissances d'émission pour chaque espacement. Dans les conditions d'expérimentation, l'antenne de transmission était à une distance de quatre mètres du réseau d'antennes. Nous pouvons conclure que le système fonctionnait adéquatement pour des puissances émises allant de 3 à 17 dBm.

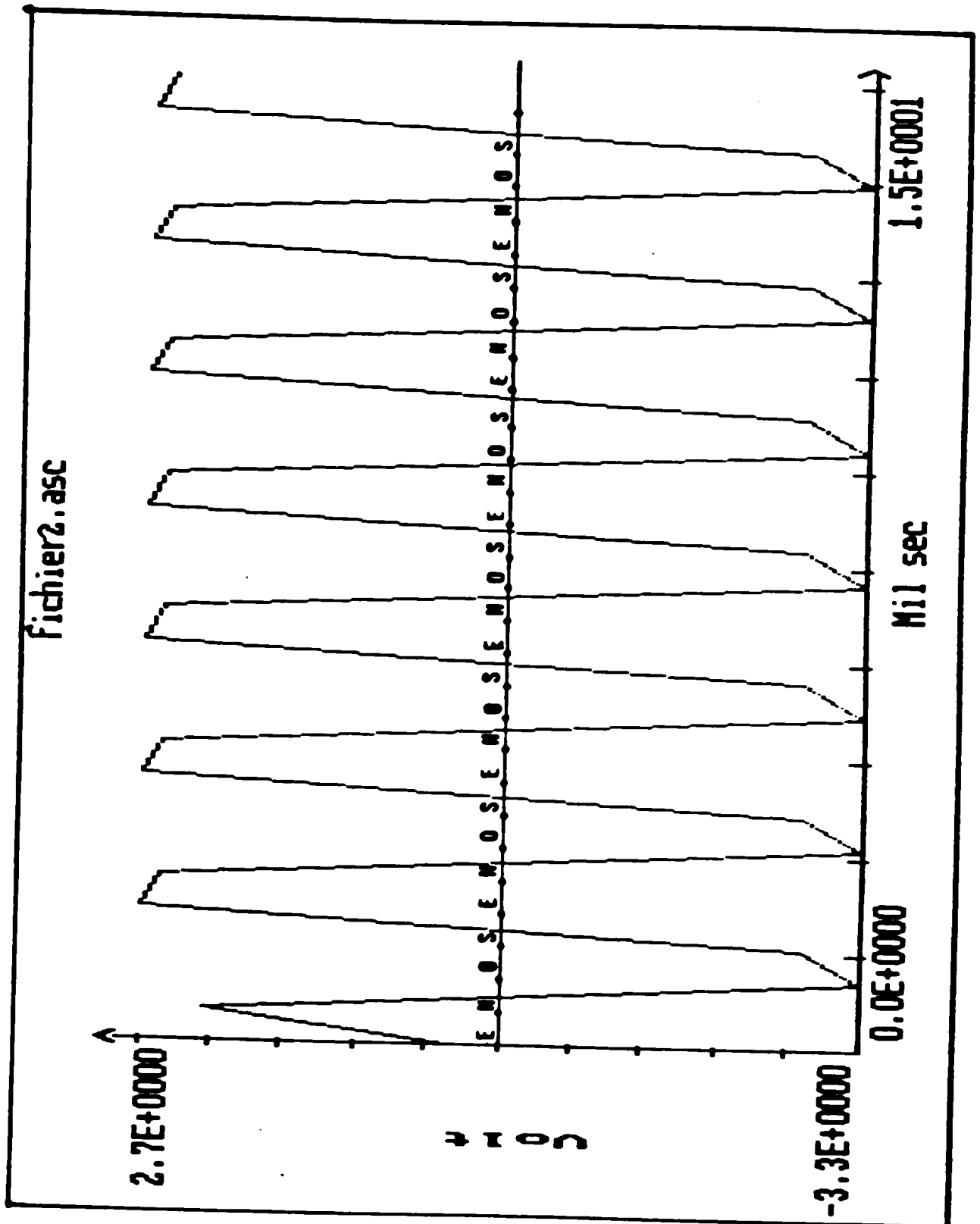


Figure 5.18: Signal de sortie pour $\theta = 0^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.

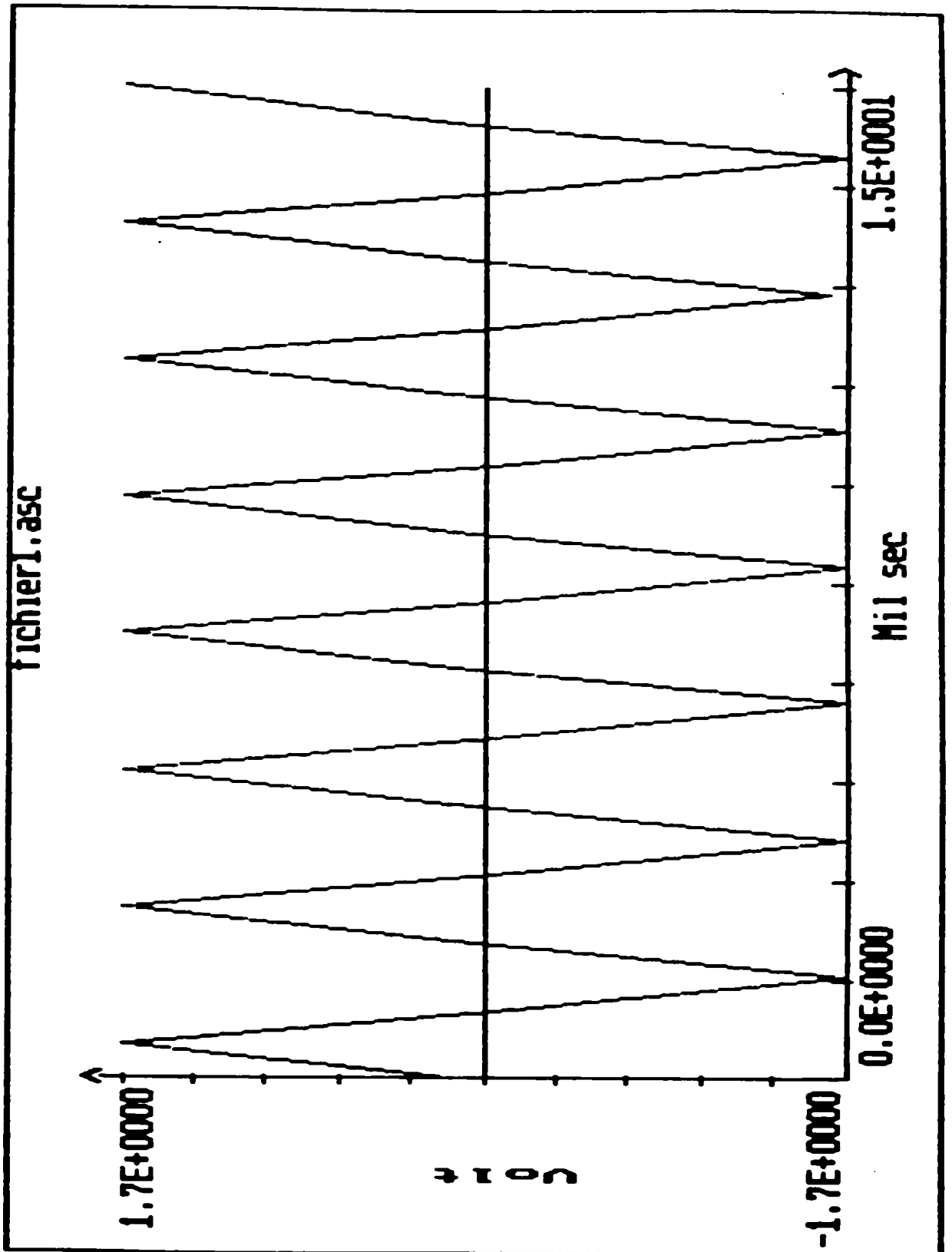


Figure 5.19: Signal de sortie pour $\theta = -45^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.

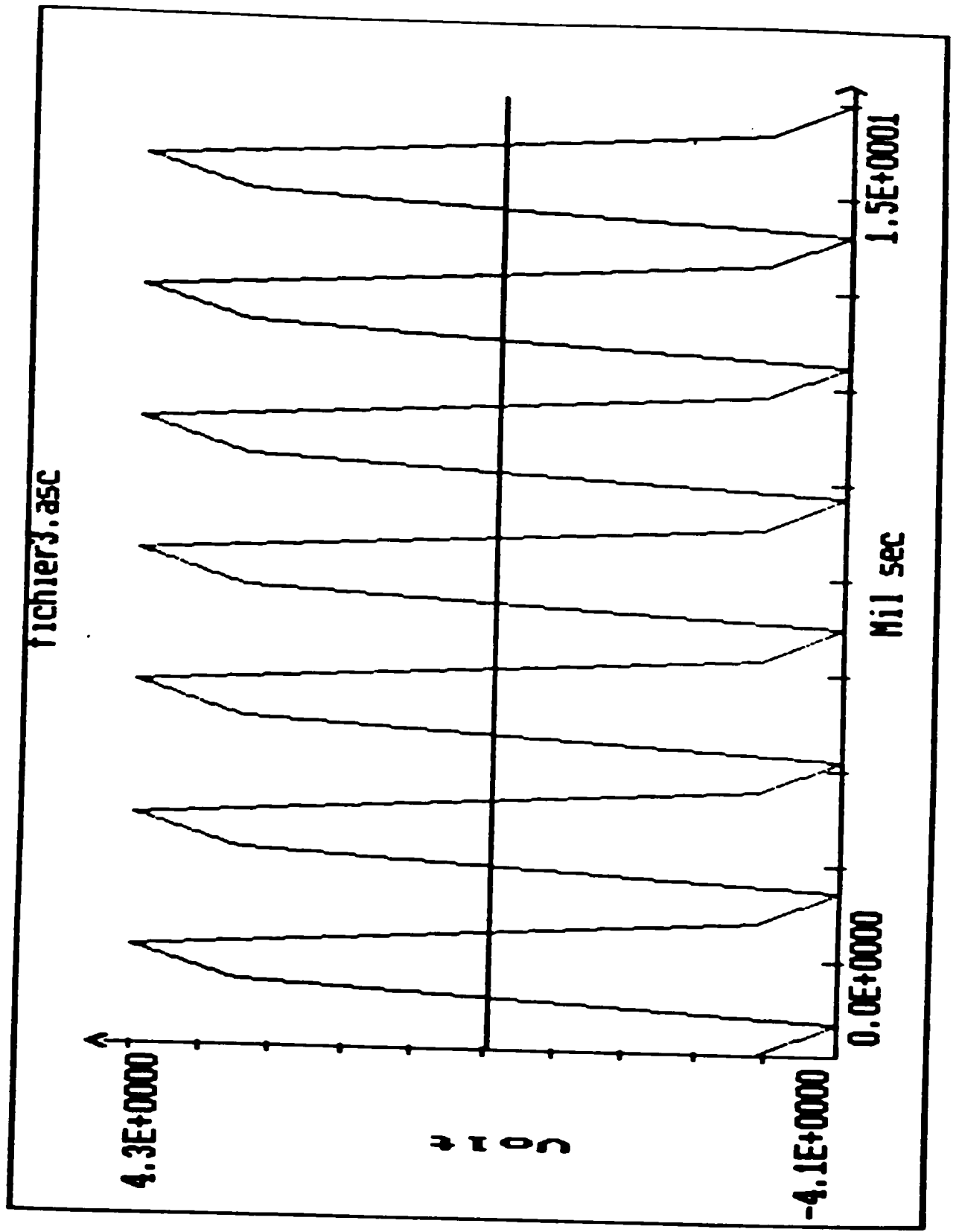


Figure 5.20: Signal de sortie pour $\theta = 10^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.

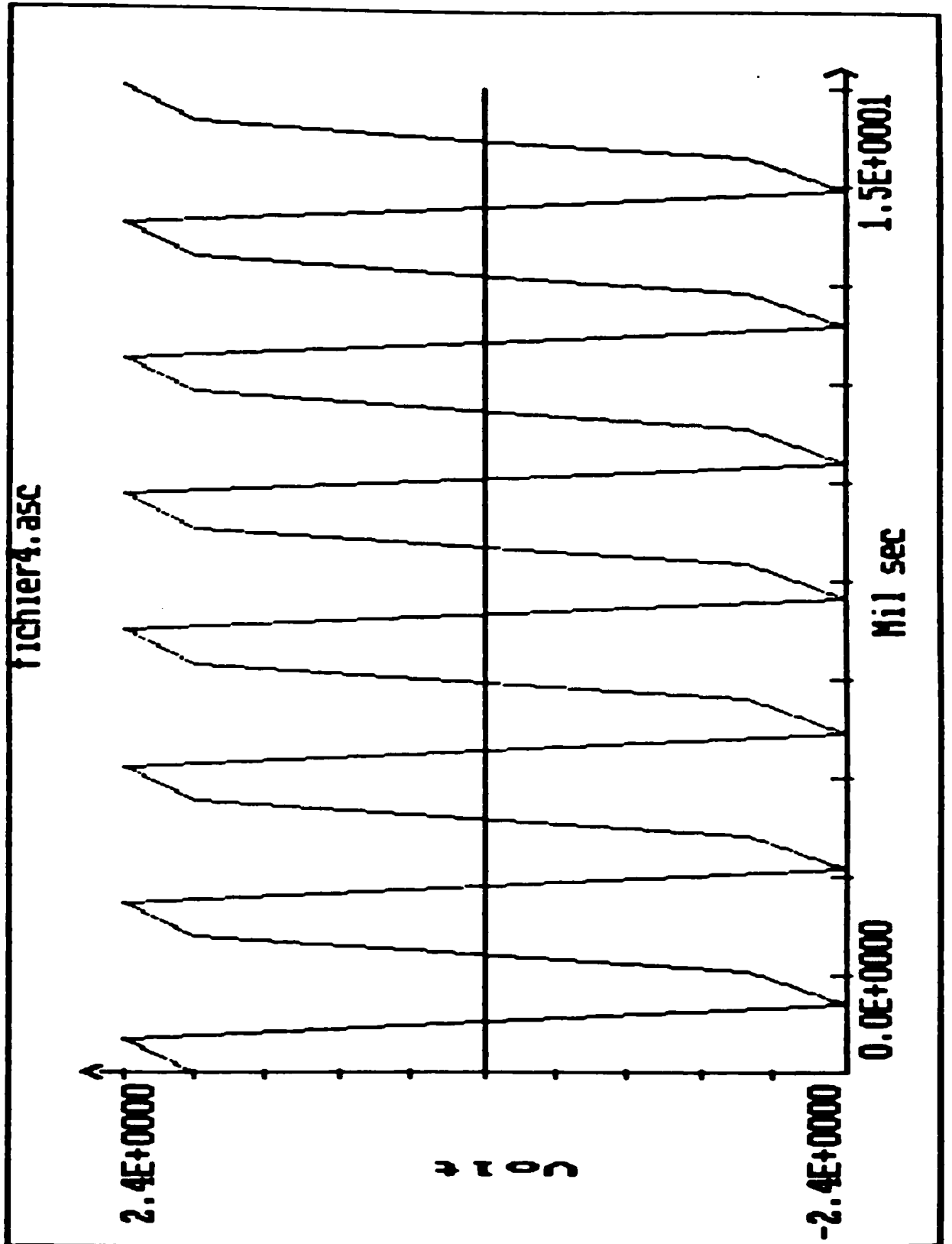


Figure 5.21: Signal de sortie pour $\theta = 30^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.

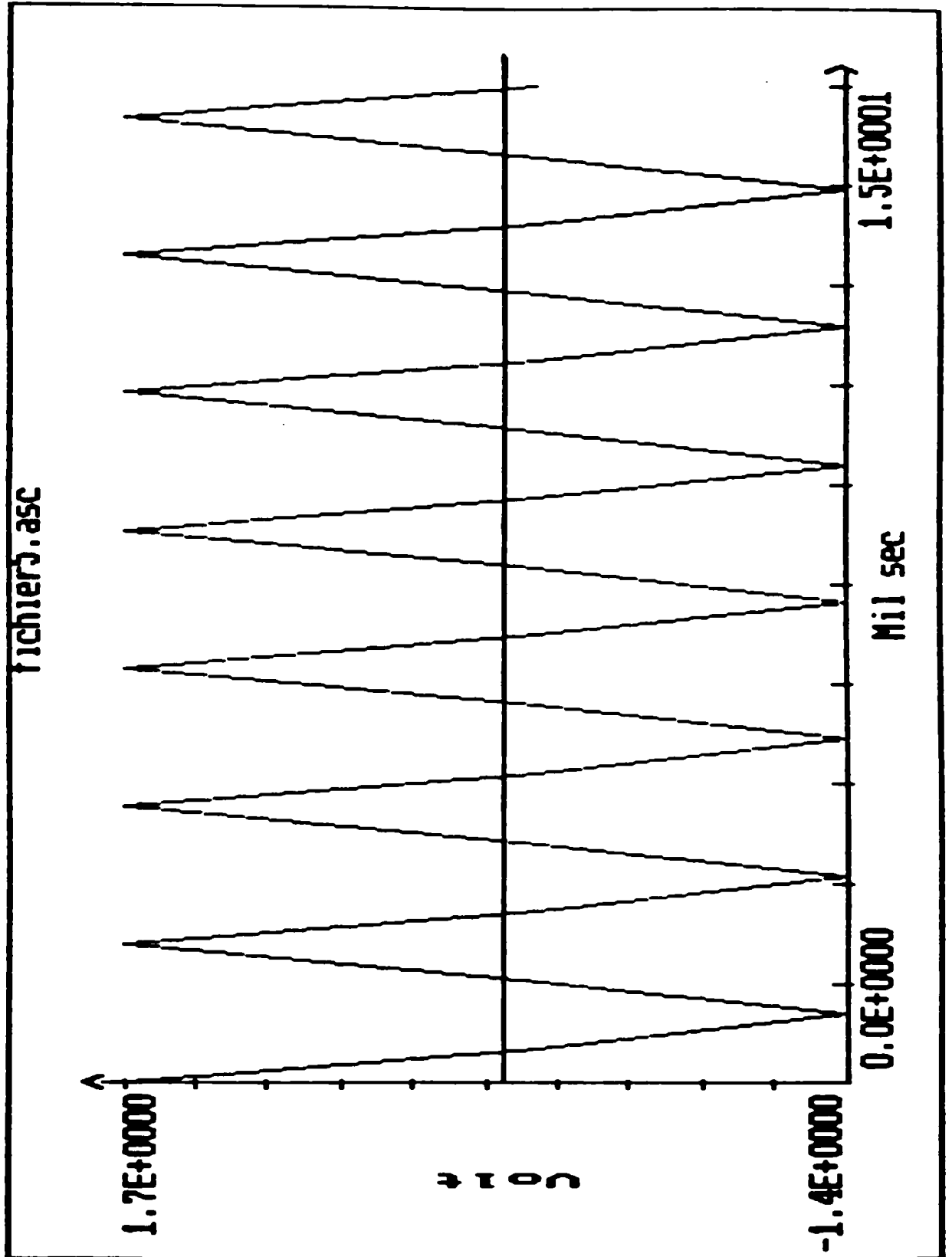


Figure 5.22: Signal de sortie pour $\theta = 45^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.

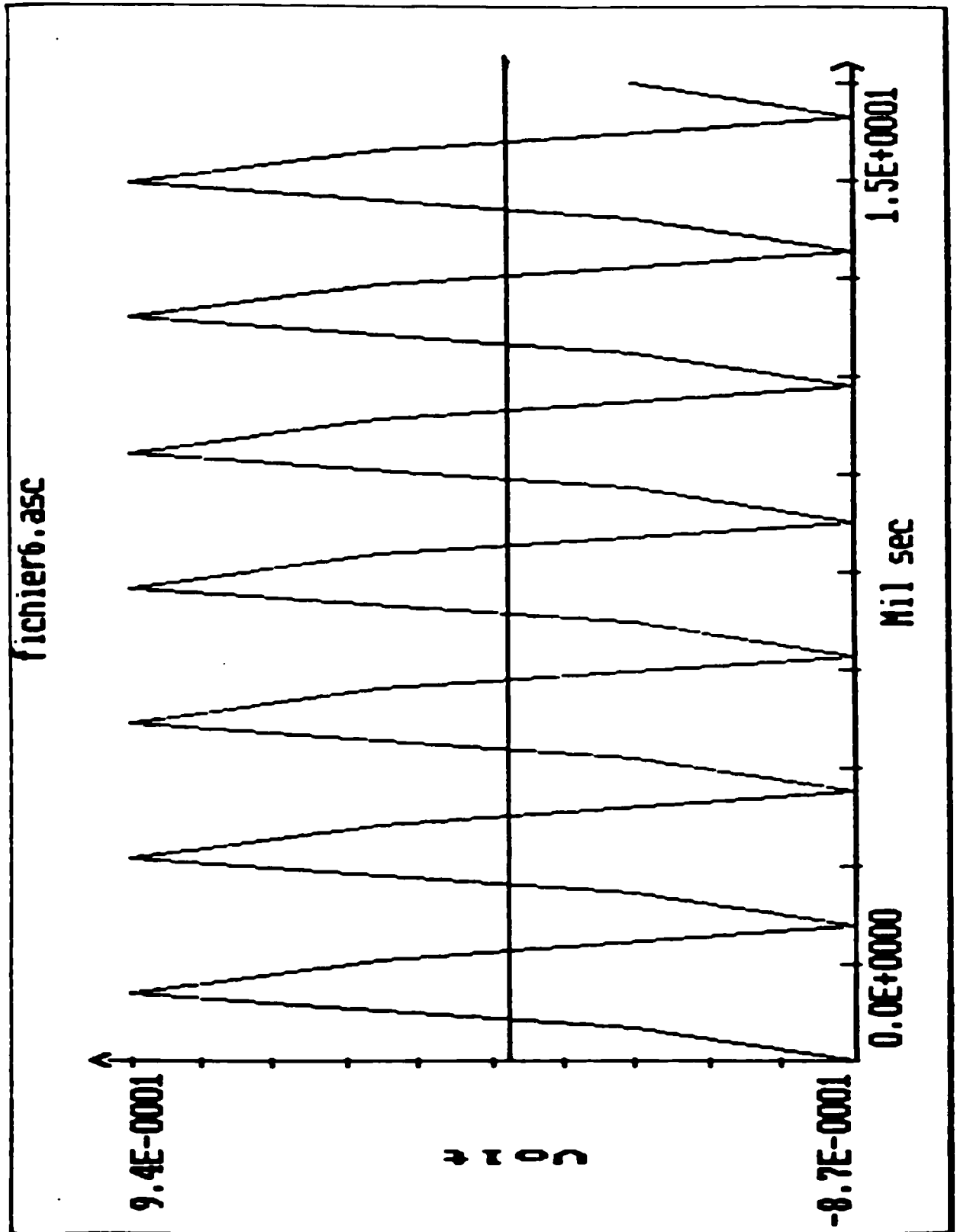


Figure 5.23: Signal de sortie pour $\theta = 60^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.

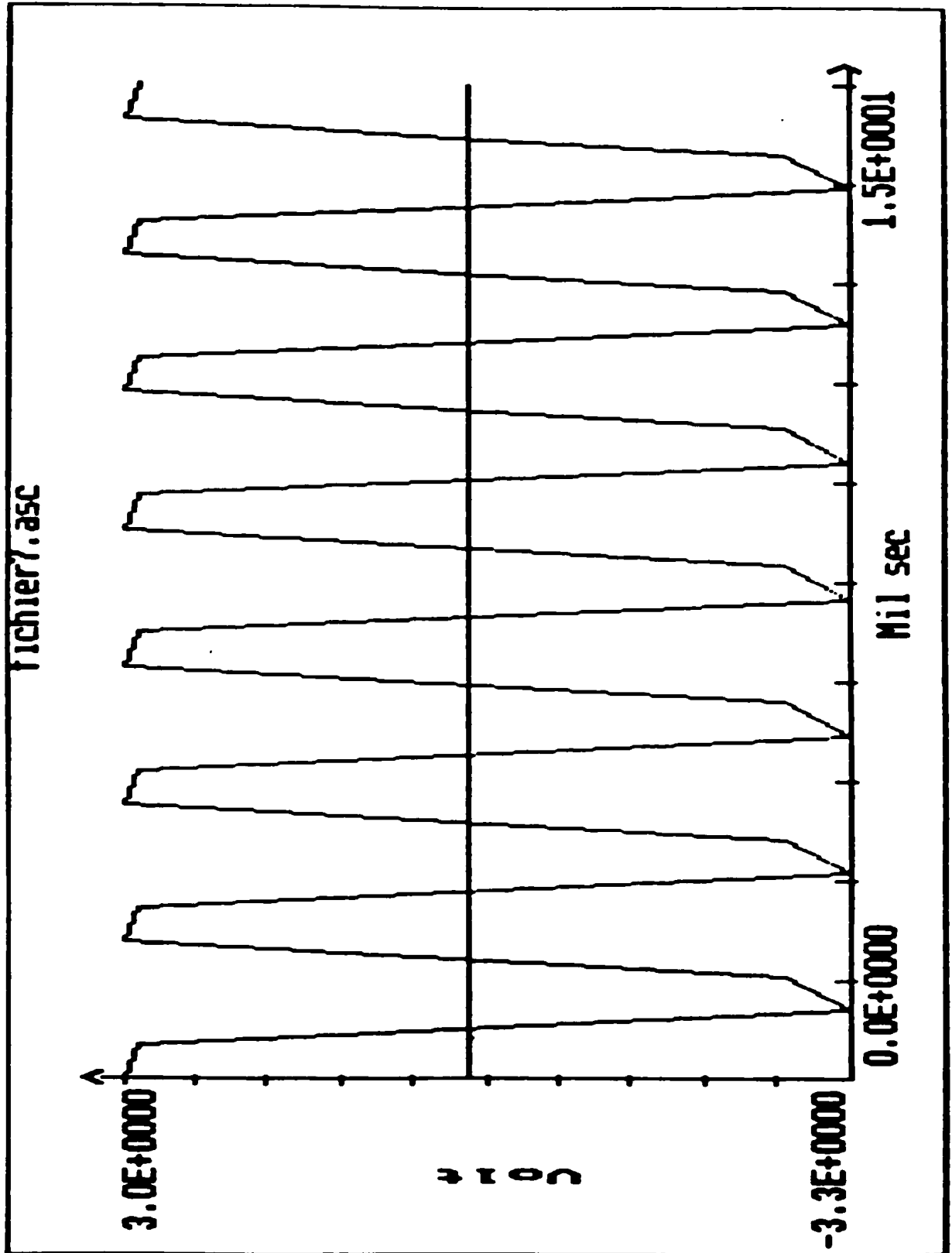


Figure 5.24: Signal de sortie pour $\theta = 90^\circ$ et $d = 0.8\lambda$.

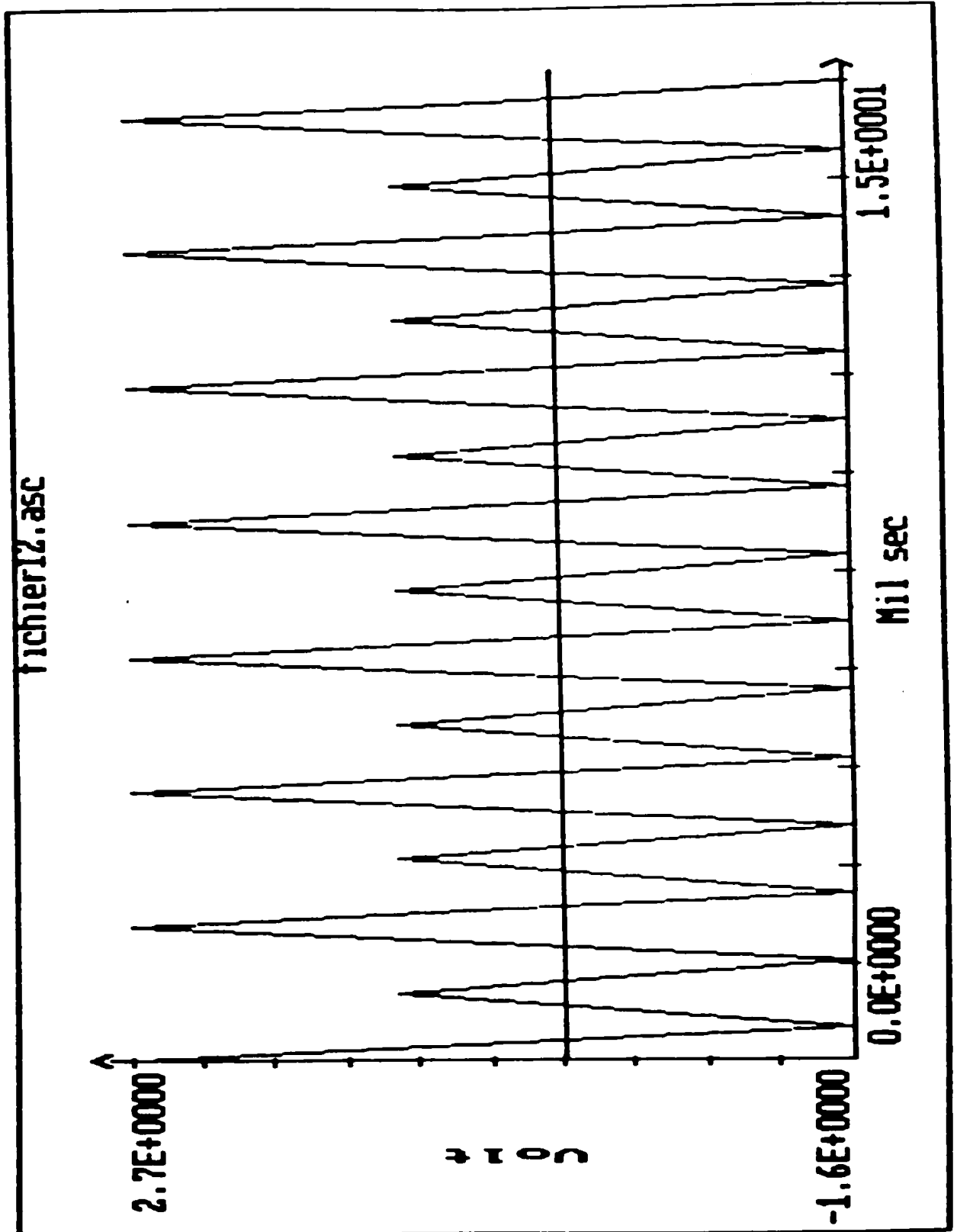


Figure 5.25: Exemple de dégradation: cas où $\theta = 0^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{2}$.

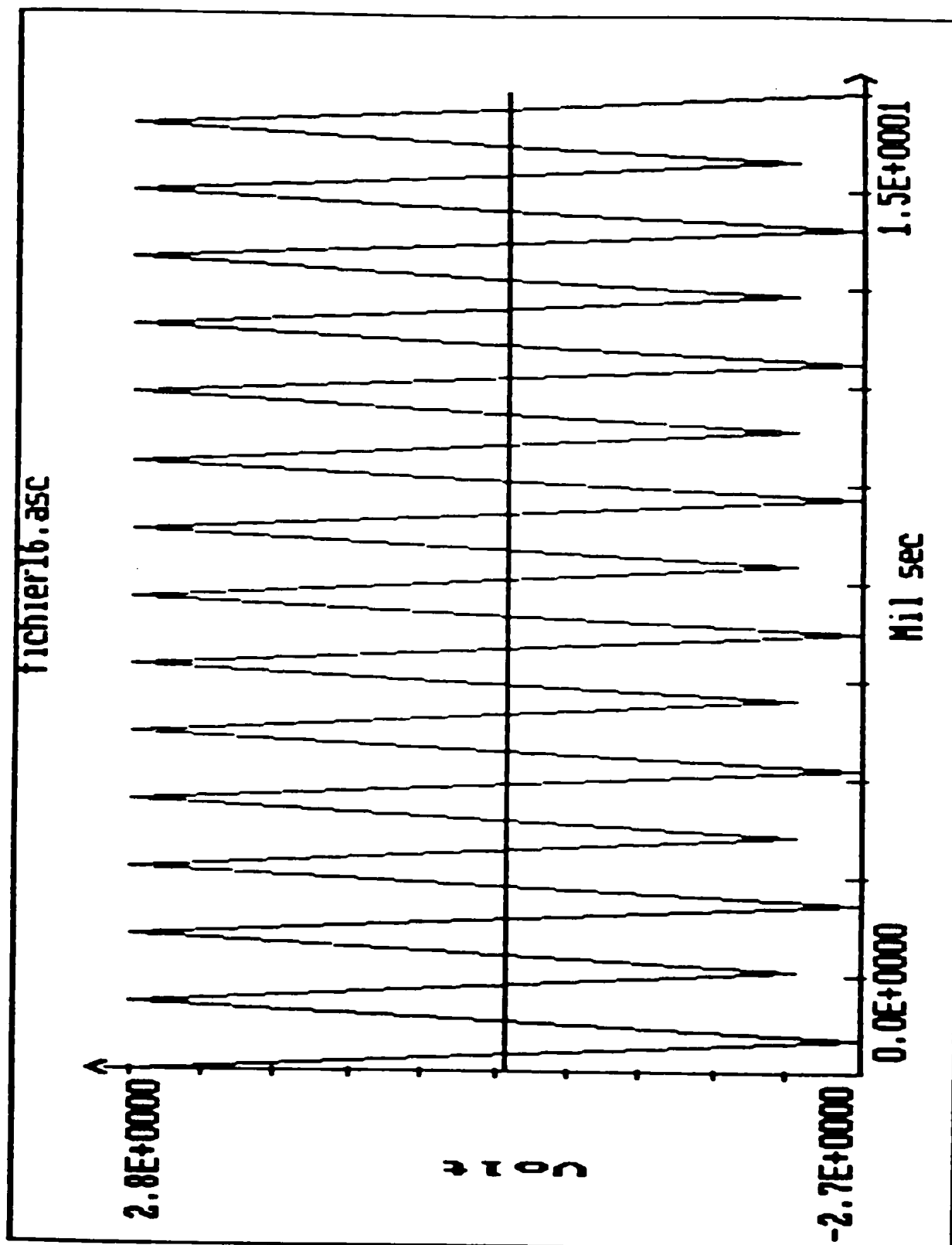


Figure 5.26: Exemple de dégradation: cas où $\theta = 90^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{2}$.

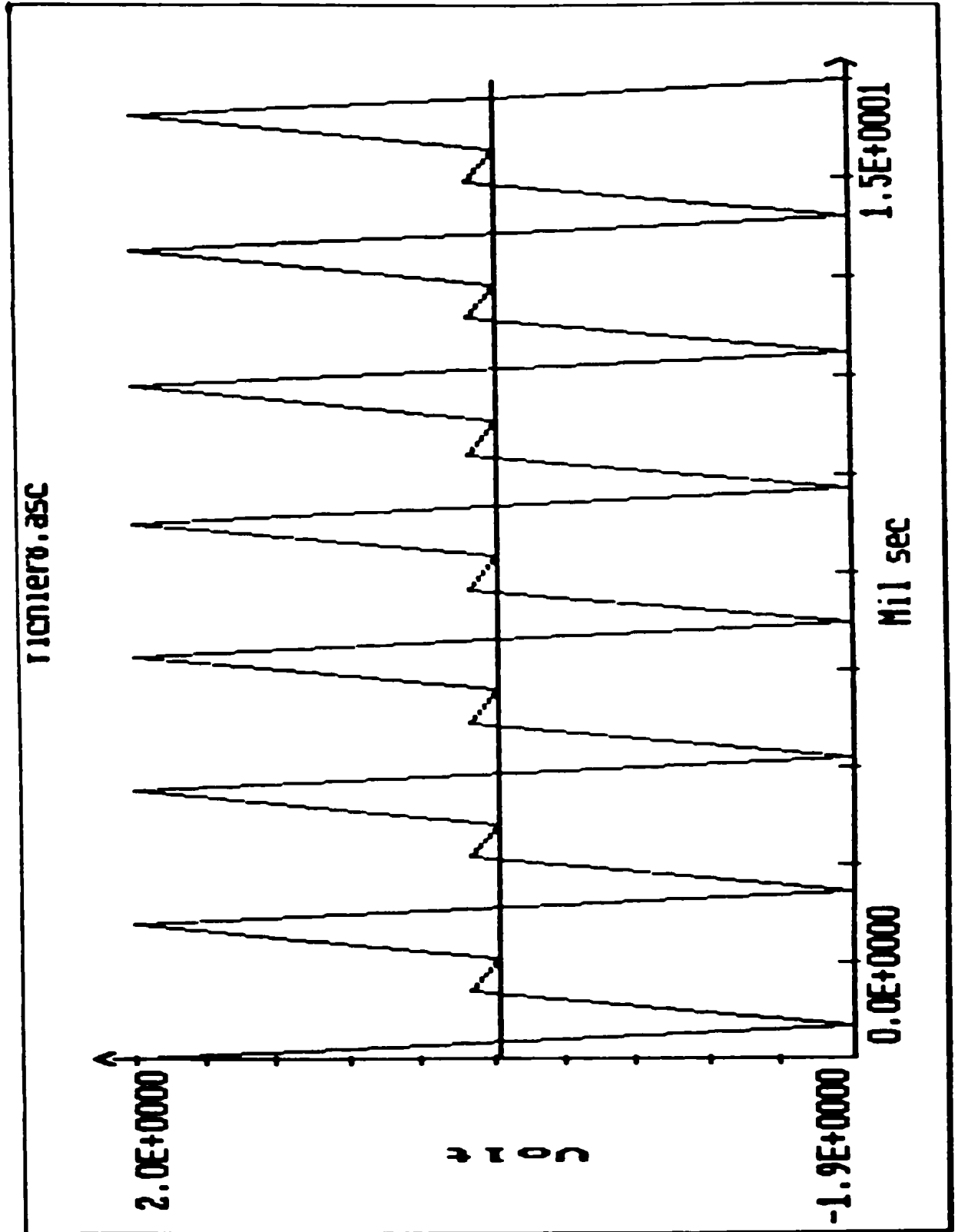


Figure 5.27: Exemple de dégradation: cas où $\theta = 0^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{4}$.

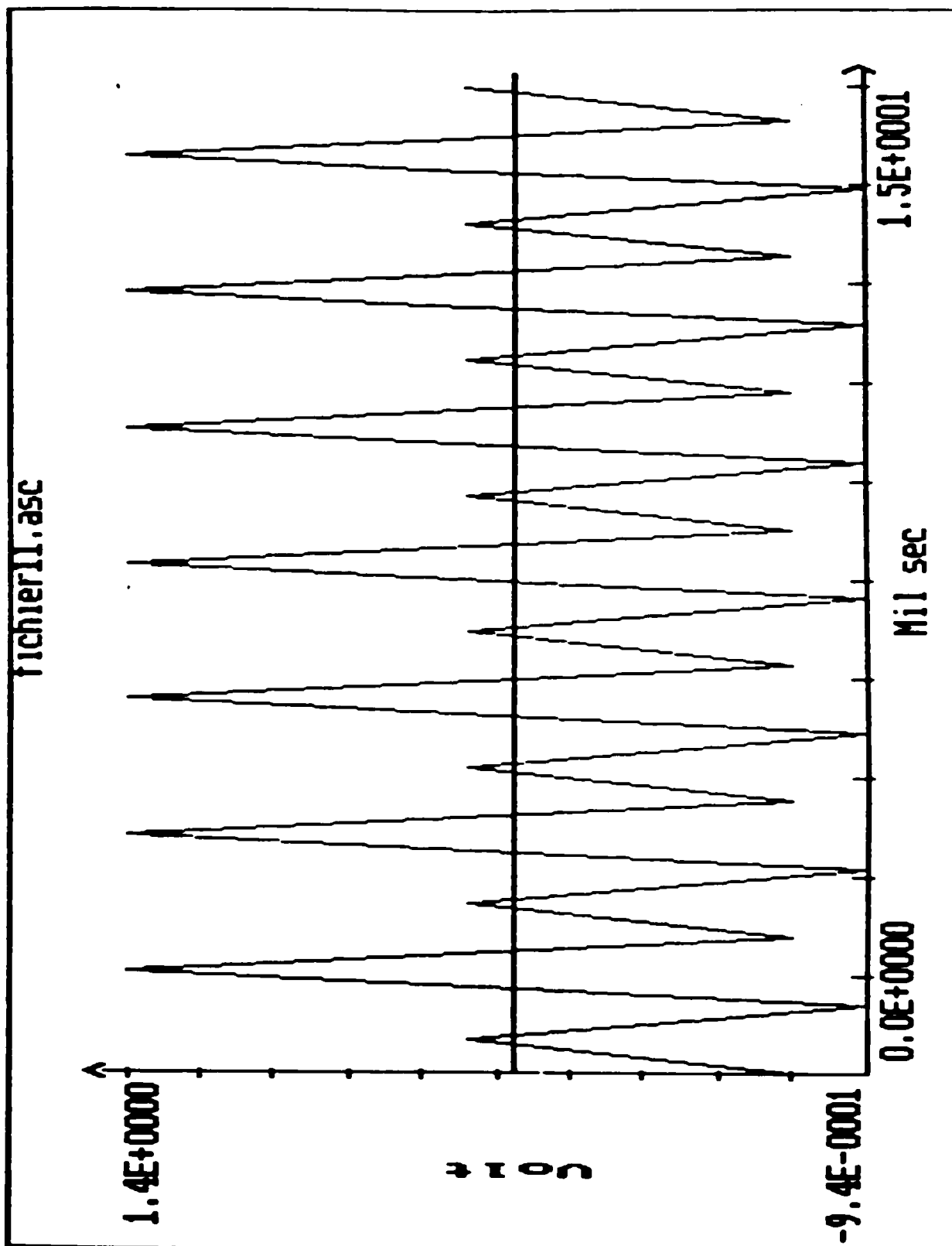


Figure 5.28: Exemple de dégradation: cas où $\theta = 90^\circ$ et $d = \frac{\lambda}{4}$.

5.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats expérimentaux qui ont été obtenus dans le but de localiser notre source d'émission, pour trois espacements différents entre les antennes. Nous avons constaté que les résultats obtenus pour l'espacement $d = 0.8\lambda$ concordent avec les résultats théoriques. D'autres investigations seraient requises pour expliquer le manque de concordance avec des espacements plus faibles.

En faisant tourner en azimut le réseau d'antennes à l'intérieur de la chambre anéchoïque par un dispositif électro-mécanique, il a été possible de vérifier l'indication de la direction fournie par le système. Cette indication suivait de près la direction réelle du transmetteur.

Au cours de ce travail deux principaux problèmes sont survenus. Le premier réside dans la difficulté de trouver un compromis entre le choix de la fréquence d'émission qui est liée à la caractéristique du discriminateur et l'espacement adéquat entre les antennes. Finalement ce problème a été résolu, mais sa résolution a fait apparaître un autre problème de moindre ampleur. Ce problème peut être constaté en comparant les figures 3.10 et 5.6 pour l'espacement $d = 0.8\lambda$. Théoriquement, pour une orientation angulaire de $\theta = 0^\circ$, l'amplitude des pics doit être la même alors que sur la figure 5.6, on remarque une différence entre les amplitudes. Cette différence peut être attribuée à différents facteurs: le facteur principal est l'orientation angulaire, car le positionnement du réseau d'antennes à l'intérieur de la chambre anéchoïque se fait manuellement ce qui peut produire une erreur de parallaxe; comme autre facteur important on peut citer le problème dû

aux différentes caractéristiques des composants de la partie électronique surtout au niveau des détecteurs de pics.

Un problème important concerne l'étroitesse relative (environ 10 kHz) de la caractéristique du discriminateur FM. Puisque nous disposons d'un synthétiseur de fréquence de haute qualité, nous n'avons aucune difficulté à nous ajuster au centre de cette caractéristique. Mais on notait une dégradation des résultats dès qu'on s'écartait de cette fréquence centrale et il n'y a pas de doute que cette question devrait être étudiée dans le cas de toute réalisation pratique.

En conclusion, nous pouvons mentionner que le but fondamental de ce type de système soit la simulation d'une antenne rotative par un réseau de quatre antennes pour localiser la source d'émission, a été atteint et que le fonctionnement pratique d'un tel système a été démontré. A notre avis, cependant, il resterait des problèmes pratiques et expérimentaux délicats et importants à régler avant de pouvoir envisager une réalisation commercialement viable.

En dernier lieu, mentionnons que les graphiques de ce chapitre ont été obtenus par un traitement numérique des signaux reçus par les quatre antennes, et que l'algorithme de traitement utilisé fait l'objet de l'appendice. Comme recommandation, il serait intéressant d'utiliser pour le traitement des données un modèle mathématique qui permettrait d'avoir un bon lissage par une fonction sinusoïdale.

Références

- [1] J. Ahern, "Radiogoniométrie VHF et UHF par Traitement Numérique des Signaux," Thèse de Maitrise, Université Laval, Juin 1983.
- [2] D. Cunningham, "DF Breakthrough," 73 Magazine, pp.32-45, Juin 81.
- [3] E. Chubb, J. Grindon, D. C. Ventors, "Omnidirection Instantaneous Direction Systems," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, Vol.3, No.2, pp.250-256, Mars 1967.
- [4] ARRL Handbook for the Radio Amateur, "Direction-Finding Antennas," Ed: Mark. J. Wilson, Newington, Connecticut, Octobre 1986.
- [5] R. G. Vaughan, J. B. Anderson, M. H. Langhorn, "Circular Array of Outward Sloping Monopoles for Vehicular Diversity Antennas," IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol.36, No.10, pp.1365-1373, Octobre 1988.
- [6] S. E. Lipsky, "Find the Emitter Fast with Monopulse Methods," Microwaves, Vol.3, pp.42-52, Mai 1978.
- [7] ARRL Handbook for the Radio Amateur, "Monitoring and Direction Finding," Ed: Mark. J. Wilson, Newington, Connecticut, Octobre 1986.
- [8] H. Orejuela, "Theory and Performance of a Matched-Filter Doppler Direction-Finding System," Technical Report, No.U7109, Reference AD720 699, Naval

Postgraduate School, Monterey, California, Mai 1971.

- [9] S. Leibson, "Manuel des Interfaces," Mc Graw-Hill, 1984.
- [10] C. Oden, "Rate the Merits of Pseudo Doppler Direction Finding," *Microwave & RF*, pp.79-82, Mars 1989.
- [11] D. A. Tong, S. Mills, M. Lane, "Doppler Direction Finding for FM Communications Receivers," *Communications International*, pp.86-89, Mai 1983.
- [12] R. C. Johnson, H. Jasik, "Antenna Engineering Handbook," Mc Graw-Hill, New York, 1984.
- [13] L. J. Scanlon, "IBM-PC & XT Assembly Language Guide for Programmers," Prentice-Hall, 1983.
- [14] K. L. Short, "Microprocessors and Programmed Logic," Prentice-Hall, 1981.
- [15] IBM, "Technical Reference, Personal Computer Hardware Reference Library," 1984.
- [16] P. H. Garrett, "Analog I/O Design - Acquisition, Conversion, Recovery," Prentice-Hall, 1981.
- [17] D. J. Bradley, "Assembleur sur IBM PC," Masson, 1986.
- [18] M. Hirono, M. Toshio, K. Murota, "Multilevel Decision Methods for Band-Limited Digital FM with Limiter Discriminator Detection," *IEEE Trans. Veh. Technol*, Vol:VT-33, No.3, pp.114-121, Août 1984.
- [19] A. R. Baron, K. P. Davis, C. P. Hofmann, "Passive Direction Finding and Signal Location," *Microwave Journal*, pp.59-76, Septembre 1982.

- [20] ARRL Handbook for the Radio Amateur. "Omnidirectional Antennas for VHF and UHF," Ed:Mark. J. Wilson, Newington, Connecticut, Octobre 1986.
- [21] P. J. D. Gething, "Radio Direction Finding and the Resolution of Multi-Component Wave Fields," Peter Peregrinus Ltd., London, 1978.
- [22] H. H. Lai, J. D. Dyson, "The Determination of the Direction of Arrival of an Interference Field," Radio Science, pp.365-376, 1981.
- [23] D. W. Watson, H. E. Wright, "Radio Direction Finding," Van Nostrand Reinhold CO, London, 1971.
- [24] W. S. Roleson, "Radio Direction Finding and the Adcock Antenna," These de Maitrise, Université d'Arizona, 1982.
- [25] E. Haegler, "Conventional and Compensation Type Doppler Direction Finders," Australian Electronics Engineering, pp.13-15, Novembre 1972.

Annexe A

Listing du programme

Configuration des ports de l'interface:

- port A: en entrée
- port B: en sortie
- port CH: en sortie
- port CL: en entrée

```

MOV AL,98H      ;Mot de controle
MOV DX,303H
OUT DX,AL
STI
MOV BX,0200H
MOV CH,00H
MOV SI,00H
MOV CL,03H     ;Choix d'antenne
DEBUT: MOV AL,CL
MOV DX,301H
OUT DX,AL
NOP
NOP
MOV AL,03H     ;Debut d'echantillonnage et
               ;blocage
MOV DX,302H
OUT DX,AL

```



```

NOP
MOV AL,01H
OUT DX,AL
CALL DELAI_1
MOV AL,03H
MOV DX,302H
OUT DX,AL
CALL DELAI_2
MOV AL,02H ;Debut de conversion
MOV DX,302H
OUT DX,AL
CALL DELAI-1
CALL DELAI_2
MOV AL,00H
OUT DX,AL
AGAIN: MOV DX,302H ;Fin de conversion(Test)
IN AL,DX
AND AL,10H
CMP AL,10H
JNE AGAIN
MOV DX,300H ;Lecture des ports A
IN AL,DX
MOV [BX],AL ;Sauvegarder le contenu du
; port A dans une memoire
INC BX

```

```

LOOPS:      MOV  AL,[BX]
            CALL BIN_ASCII
            INC  BX
            CMP  BX,0228H
            JBE  LOOPS
            MOV  DI,8400H
            MOV  BUFFST,DI

HANDLE      DW  ?

BUFFST      DW  ?

PATH        DB  'FICH.BIN ' ,0
            CALL DISK
            INT  20H

DELAI_1     PROC
            PUSH AX
            PUSH CX
            MOV  CX,0017H

TIME        LOOP TIME
            POP  CX
            POP  AX
            RET

DELAI_1     ENDP

DELAI_2     PROC                                ;Blocage
            PUSH AX
            PUSH CX
            MOV  CX,0047H

```

```

TIME_1      LOOP TIME_1

            POP  CX

            POP  AX

            RET

DELAI_2     ENDP

BIN_ASCII   PROC

            PUSH SI

            PUSH DX

            PUSH BX

            PUSH AX

            STI

            MOV  CX,6

FICH_TEM:   MOV  BYTE PTR [BX], ' '

            INC  BX

            LOOP FICH_TEM

            MOV  SI,10

            OR   AX,AX                ;si la valeur est negative

            JNS EF_DIV

            NEG  AX                    ;la rendre positive

EF_DIV:    SUB  DX,DX

            DIV  SI                    ;division de AX par 10

            ADD  DX,'0'                ;convertir le reste en ascii

            DEC  BX

            MOV  [BX],DL

            INC  CX

```



```
XOR    CX,CX
INT    21H
MOV    HANDLE,AX
JC     MLOOP
MOV    BX,HANDLE           ;Ecriture dans le fichier
MOV    DX,BUFFST
MOV    AH,40H
MOV    CX,20
INT    21H
JC     MLOOP
MOV    BX,HANDLE           ;Fermeture du fichier
MOV    AH,3EH
INT    21H
JMP    FIN
MLOOP: LEA    DX,MESSAGE
MOV    AH,9
INT    21H
FIN:   RET
DISK   ENDP
MESSAGE DB    'ERREUR,DISQUETTES!$'
```