

**UNIVERSITÉ LAVAL,
Faculté des Sciences et de Génie,
Département de Génie Électrique,
LABORATOIRE de TÉLÉCOMMUNICATIONS.**

RAPPORT FINAL

Conception d'un réseau d'antennes en vue
d'une application radiogoniométrique - Phase II

par

Jules A. Cummins, Gilles Y. Delisle et Minh D. Le-Thi

pour

Gouvernement du Canada
Ministère des Communications, Ottawa

sous

Contrat OSU79-00218 du Ministère
des Approvisionnements et Services

Période du 9 novembre 1979 au 31 mars 1980

Juin 1980

Rapport n^o LT-80-8215

P
91
C655
C85
1980

91
C655
C85
1980

RAPPORT FINAL

CONCEPTION D'UN RESEAU D'ANTENNES EN VUE
D'UNE APPLICATION RADIOGONIOMETRIQUE

(PHASE II)

Industry Canada
Library Queen

JUL 20 1998

Industrie Canada
Bibliothèque Queen

Par : Dr Jules A. Cummins, chercheur principal
Dr Gilles Y. Delisle, collaborateur
Minh D. Le-Thi, ingénieur

Laboratoire de Télécommunications
Département de Génie électrique
Université Laval, Québec, Canada G1K 7P4

Pour : Ministère des Communications, Ottawa

Contrat OSU79-00218 du Ministère des
Approvisionnements et Services

Durée : 9 novembre 1979 au 31 mars 1980

Juin 1980

Rapport LT-80-8215

~~COMMUNICATIONS CANADA
SEP 9 1980
LIBRARY - BIBLIOTHÈQUE~~

Table des Matières

Chapitre 1	INTRODUCTION	1
1.1	Rappel	1
1.2	La deuxième phase	2
Chapitre 2	RADIOGONIOMETRIE PAR COMPARAISON D'AMPLITUDES	4
2.1	Principe utilisé	4
2.2	Résultats obtenus	6
2.3	Conclusion	22
Chapitre 3	CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE-SPIRALE	25
3.1	Introduction	25
3.2	Considérations fondamentales sur l'impédance de l'antenne-spirale	25
3.3	Techniques de mesure	26
3.4	Adaptation de la spirale et de son circuit d'alimentation .	28
3.5	Diagramme de rayonnement	30
3.6	Considérations sur le gain de l'antenne-spirale	33
3.7	Le rapport d'excentricité	41
Chapitre 4	CONCLUSIONS	45
Annexe A	Circuit d'alimentation balancée microstrip	47
A.1	Ligne de transmission microstrip	47
A.2	Circuit d'alimentation balancée microstrip	53
Annexe B	Caractéristiques du matériel absorbant	57
Annexe C	Description de la méthode de mesure de l'impédance d'entrée	61

Chapitre 1

INTRODUCTION

1.1 RAPPEL

L'objectif principal des travaux de recherche en cours dans le cadre du présent contrat est la conception d'un système de radiogoniométrie capable d'indiquer la direction d'arrivée de signaux électromagnétiques situés dans la portion du spectre comprise entre 138 et 900 MHz.

Dans une première phase [1], nous avons cherché à définir et étudier le système d'antennes le plus approprié à la réalisation de notre objectif, en tenant compte des contraintes particulières suivantes:

- a) obtenir un diagramme de rayonnement qui possède une symétrie de révolution autour d'un axe perpendiculaire au plan de l'antenne;
- b) la largeur du lobe principal ne doit varier que très légèrement sur toute la plage de fréquences à l'étude, soit 138 à 900 MHz;
- c) caractériser les variations du lobe de façon à ce qu'il soit possible d'en tenir compte dans le calcul de la direction d'arrivée du signal;
- d) garder l'impédance d'entrée de l'antenne à peu près constante sur la plage de fréquences à l'étude.

Nous avons donc procédé à une étude exhaustive des propriétés de l'antenne spirale qui a été retenue comme étant celle qui devrait normalement permettre d'approcher le plus idéalement possible les caractéristiques exigées par le système.

Les étapes de cette première phase ont été les suivantes:

1^o) une étude bibliographique sur les antennes spirales et sur les méthodes utilisées pour convertir un circuit d'alimentation non symétrique en un circuit symétrique;

2^o) conception et fabrication d'une antenne spirale à deux brins sous

forme de circuit imprimé dont les caractéristiques pouvaient satisfaire les exigences requises;

3°) choix motivé, conception et fabrication d'un circuit d'alimentation balancée à large bande et caractérisation expérimentale des performances;

4°) conception et fabrication d'une cavité métallique dont les parois intérieures sont recouvertes d'un matériel capable d'absorber les champs émis par la face interne de la spirale éliminant ainsi le lobe arrière de l'antenne;

5°) programme systématique de mesures ayant pour but de vérifier la forme des diagrammes de rayonnement, le taux d'ondes stationnaires et le gain du système.

Les diverses démarches et essais qui ont fait l'objet de nos travaux de recherche au cours de cette première étape sont décrits en détails dans le rapport LT-79-8230 soumis en mars 1979.

1.2 LA DEUXIEME PHASE

Compte-tenu des résultats obtenus dans la première phase, les objectifs poursuivis au cours de cette seconde étape visaient à aboutir à un choix motivé de la méthode à utiliser pour le traitement des signaux. Le système définitif doit couvrir la bande de fréquence de 138 à 900 MHz.

Cependant, à cause des deux raisons suivantes:

1) faciliter la manutention des antennes et leur vérification à l'intérieur de la chambre anéchoïde,

2) bénéficier de l'appareillage disponible au laboratoire et utiliser les antennes déjà construites au cours de la phase initiale,

il fut décidé de multiplier la gamme de fréquence par un facteur quatre pour les fins de l'expérimentation.

Ce rapport traite tout d'abord au chapitre 2, de la radiogoniométrie par comparaison d'amplitudes à savoir le principe de base utilisé et les résultats obtenus.

Le chapitre 3 traite des caractéristiques de l'antenne-spirale à savoir: son impédance, son diagramme de rayonnement, le gain et le rapport d'excentricité. On y retrouve également les techniques de mesure qui ont été utilisées pour obtenir les résultats qui y sont discutés.

Le chapitre 4 traite de l'ensemble des conclusions qui ont pu être formulées en suite à cette étude exhaustive de l'antenne-spirale et les prochaines étapes y sont indiquées.

L'annexe A donne les approches théoriques et expérimentales que nous avons utilisées pour concevoir et construire le circuit d'alimentation balancée (sur ligne à rubans) pour l'antenne à l'étude. L'annexe B donne les caractéristiques de l'absorbant utilisé au cours de nos travaux, et l'annexe C donne un support théorique plus approfondi à la méthode de mesure exposée au chapitre 3.

Finalement, une bibliographie des ouvrages les plus pertinents à nos travaux est incluse.

Chapitre 2

RADIOGONIOMETRIE PAR COMPARAISON D'AMPLITUDES

2.1 PRINCIPE UTILISE

Le système de radiogoniométrie proposé dans le présent contrat prévoit l'utilisation d'une méthode qui consiste à comparer les amplitudes des signaux reçus par plusieurs spirales identiques orientées différemment. Le principe de fonctionnement de la méthode est illustré à la figure 1. On y représente le diagramme de rayonnement de deux antennes spirales, montées sur un même axe vertical, mais orientées de telle sorte que le maximum de leur diagramme de rayonnement respectif pointe dans des directions qui diffèrent de 90° .

Dans le premier quadrant et pour un signal émis d'un point quelconque en azimut, le rapport des amplitudes des signaux reçus par chacune des spirales est une fonction univoque de la direction d'arrivée du signal. Il est donc possible de réaliser un système qui indique cette direction, à l'aide d'un traitement de signal qui calcule ce rapport d'amplitudes.

En se basant sur le même principe, il est possible de couvrir les autres quadrants, en ajoutant aux deux premières des spirales additionnelles orientées de façon appropriée, et en calculant d'autres rapports d'amplitudes.

Avec cette méthode, on constate que quatre spirales s'avèrent suffisantes pour déterminer la direction d'arrivée en azimut d'un signal quelconque, à condition, toutefois, que son intensité soit suffisamment grande pour le distinguer du bruit.

En utilisant des antennes de directivité supérieure à celle d'une spirale, il serait sans doute possible d'augmenter la sensibilité du système. Cependant le secteur du plan azimutal couvert par le lobe principal de ces antennes plus directives serait forcément plus étroit, de sorte qu'il faudrait augmenter le nombre total d'antennes pour une même couverture angulaire.

Pour l'application qui nous concerne, il est en outre souhaitable que les diagrammes de rayonnement conservent, autant que possible, la même forme sur une vaste plage de fréquences, ce qui a évidemment pour effet de simplifier de beaucoup le traitement de signal. Le nombre d'antennes à utiliser dépend, non seulement de la directivité de l'antenne élémentaire, mais également de la plage dynamique des récepteurs. Plus ceux-ci sont sensibles, plus l'écart angulaire entre l'orientation des maximum augmente, réduisant ainsi le nombre total d'antennes requis pour une couverture angulaire donnée. Pour l'antenne spirale, l'écart d'amplitude entre les signaux reçus par deux antennes est cependant suffisamment faible pour que ce facteur ne joue pas de façon significative dans le choix du nombre d'éléments.

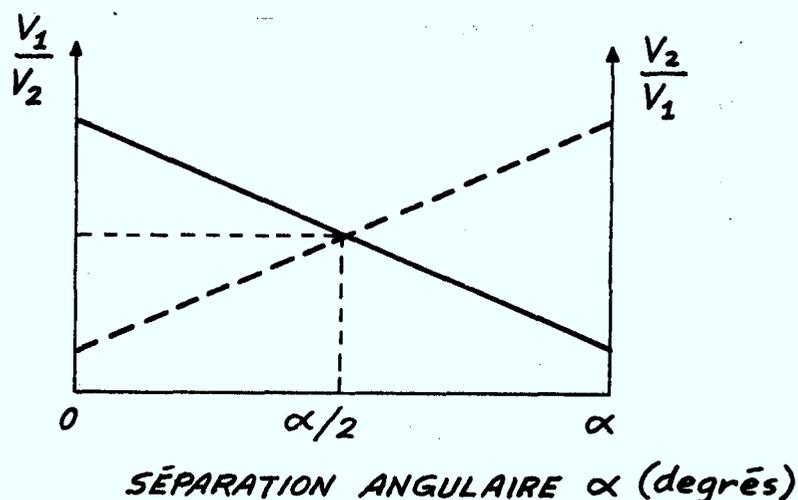


Fig. 2. Courbes hypothétiques des rapports d'amplitude

2.2 RESULTATS OBTENUS

Pour discuter de la précision avec laquelle la direction du signal d'arrivée est obtenue par la méthode de comparaison d'amplitudes, considérons la fig. 1 où l'on a tracé deux diagrammes de rayonnement qui sont une idéalisation des diagrammes réels de l'antenne spirale. A partir de ces courbes, on peut établir le rapport des tensions reçues par les antennes 1 et 2 en fonction d'un paramètre α qui est défini comme suit: l'angle qui existe entre la direction choisie comme référence et la direction d'arrivée du signal. Ainsi à la fig. 2, où l'on a représenté deux courbes purement hypothétiques des rapports d'amplitude, pour le tracé en trait plein, la direction de référence

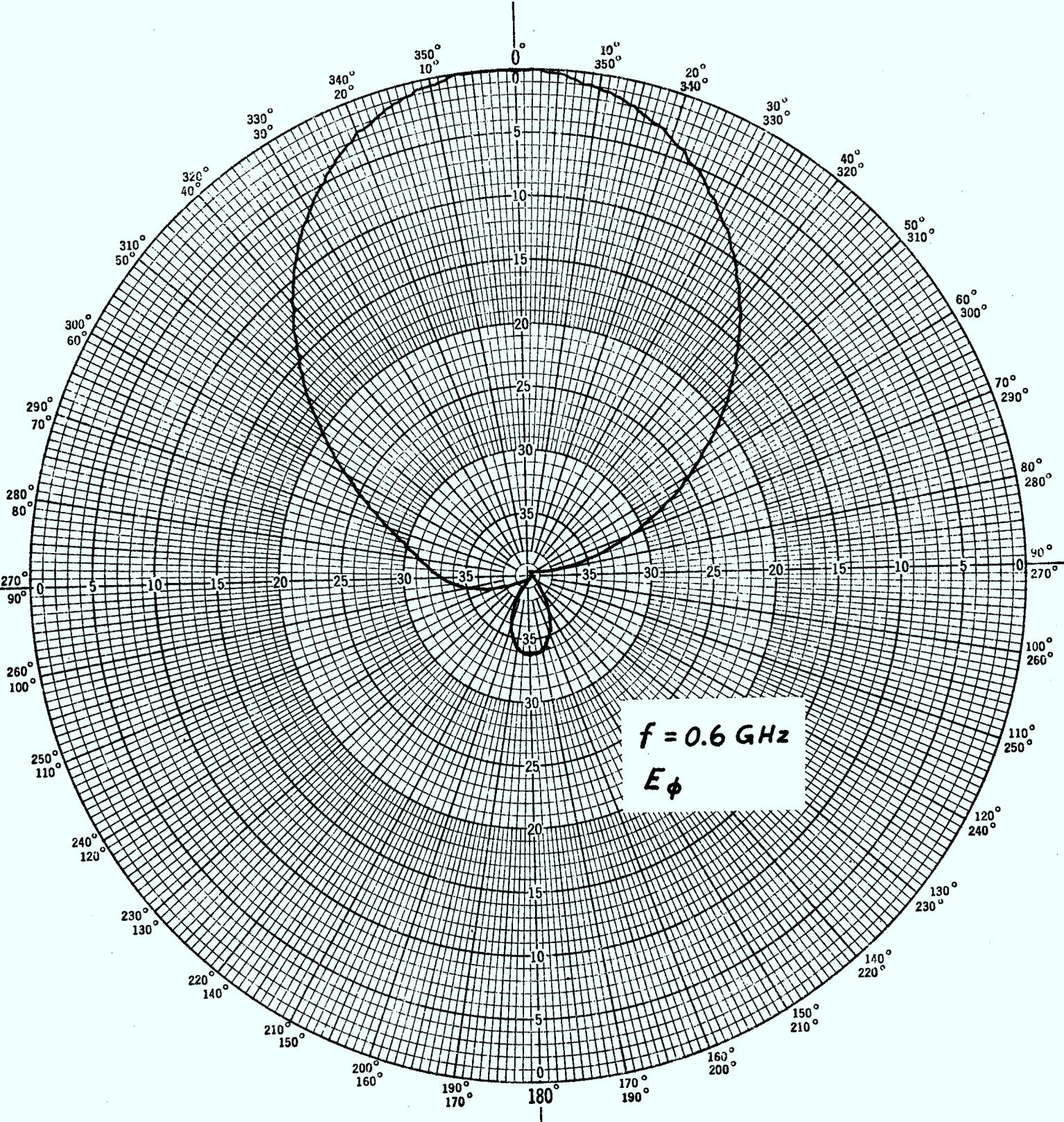


Figure 3-a. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale dans le plan azimutal (E_ϕ), $f = 0.6$ GHz.

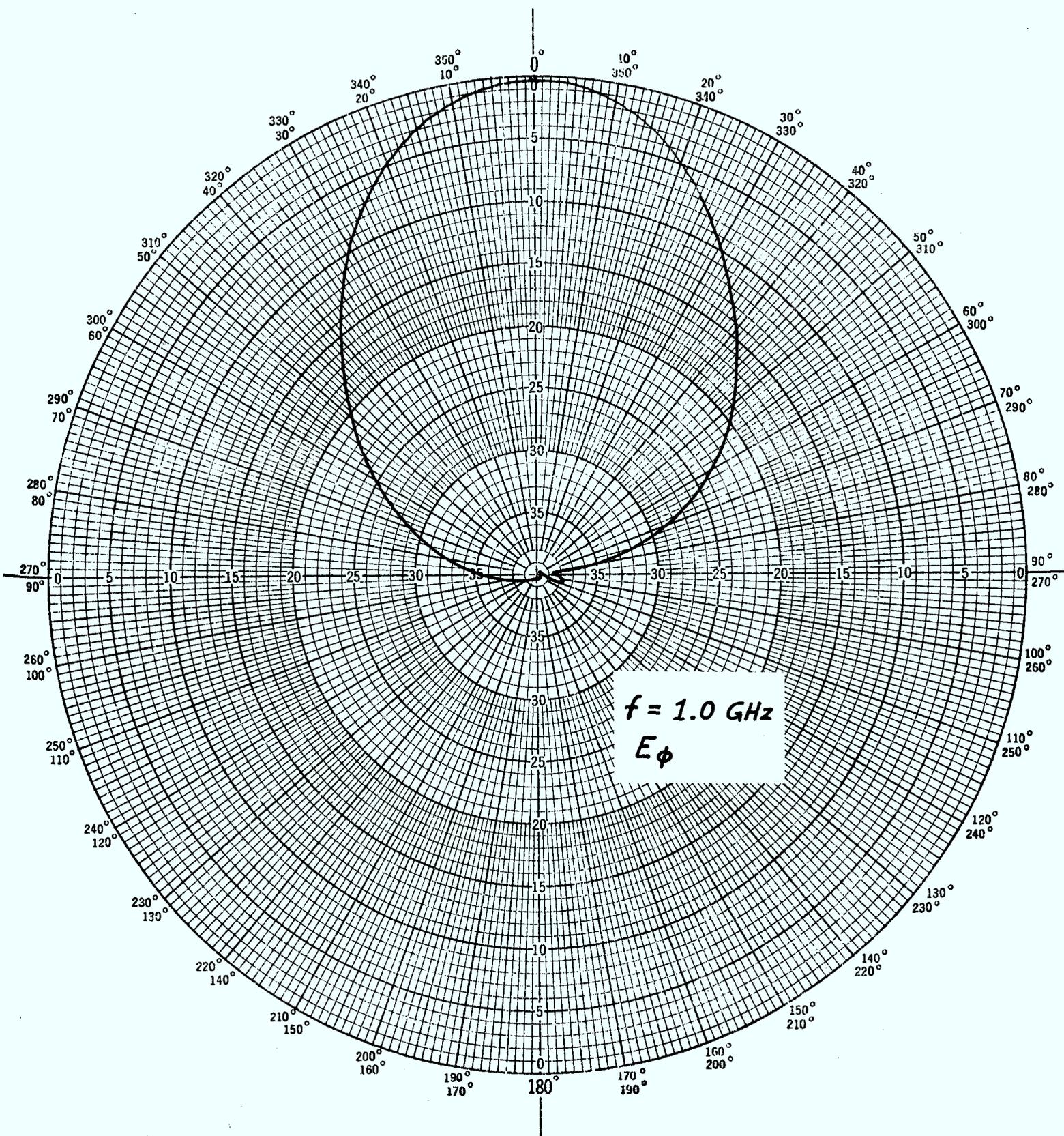


Figure 3-b. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale dans le plan azimutal (E_ϕ), $f = 1.0 \text{ GHz}$.

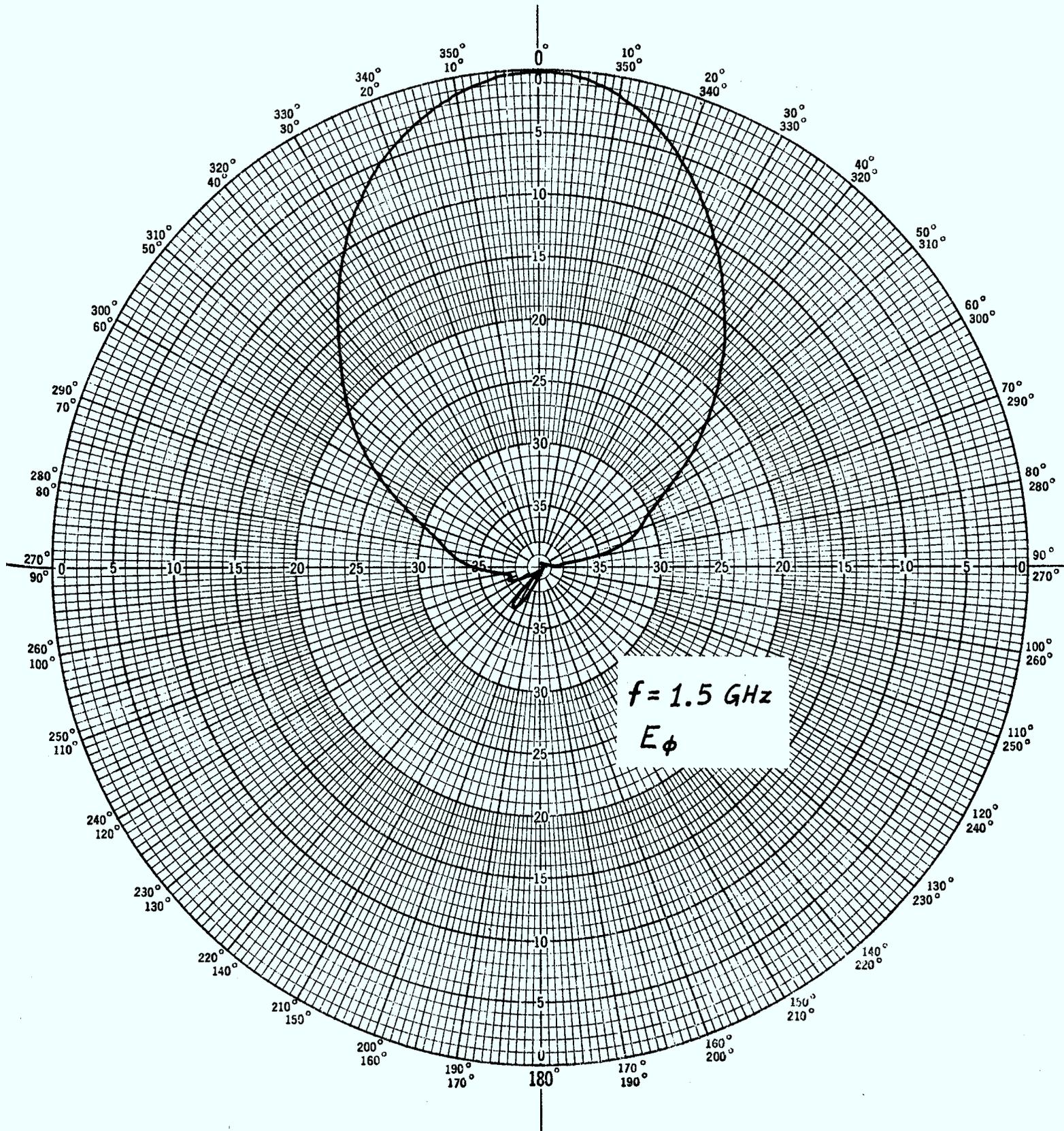


Figure 3-c. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale dans le plan azimutal (E_ϕ), $f = 1.5 \text{ GHz}$.

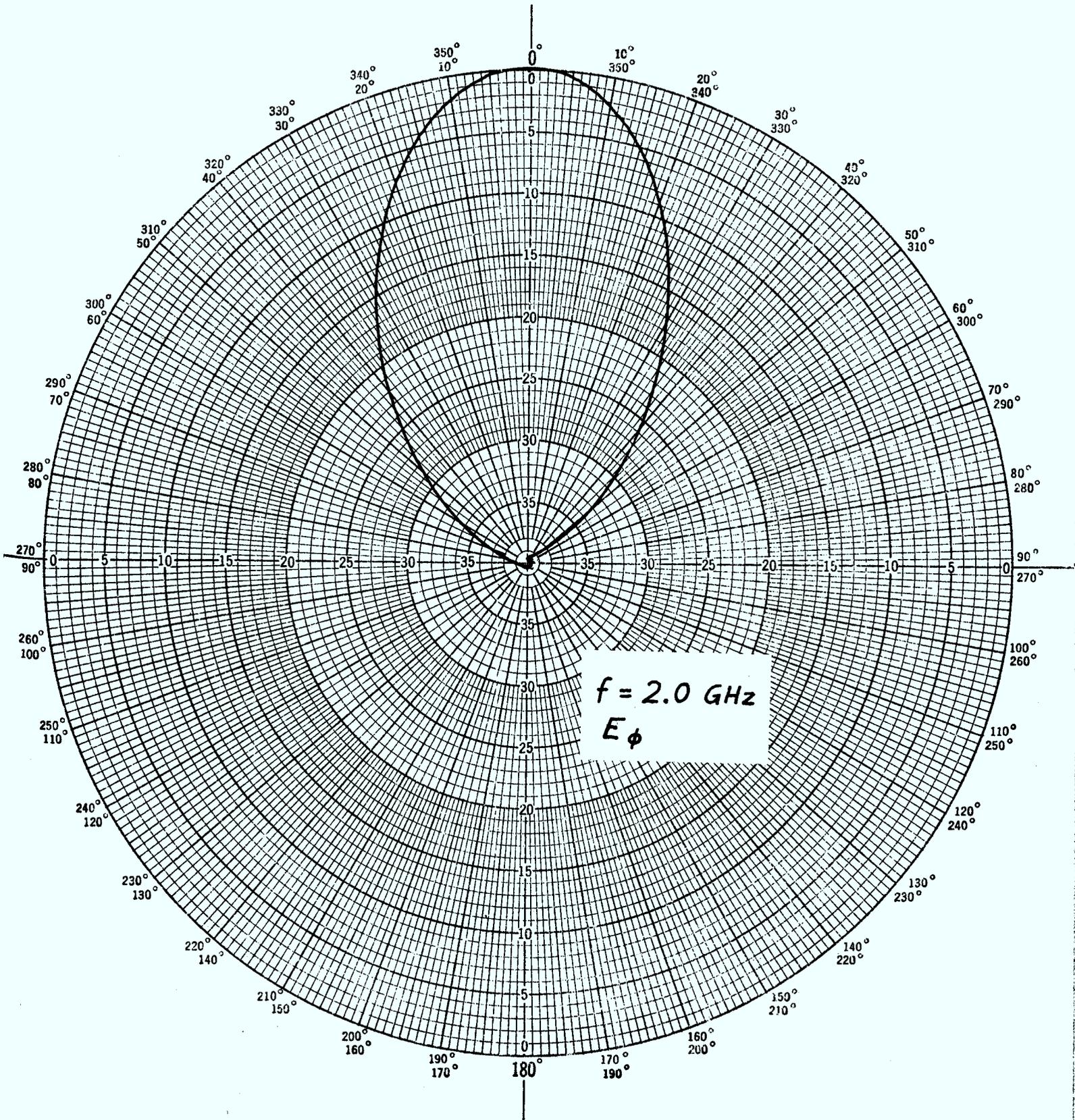


Figure 3-d. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale dans le plan azimutal (E_ϕ), $f = 2.0 \text{ GHz}$.

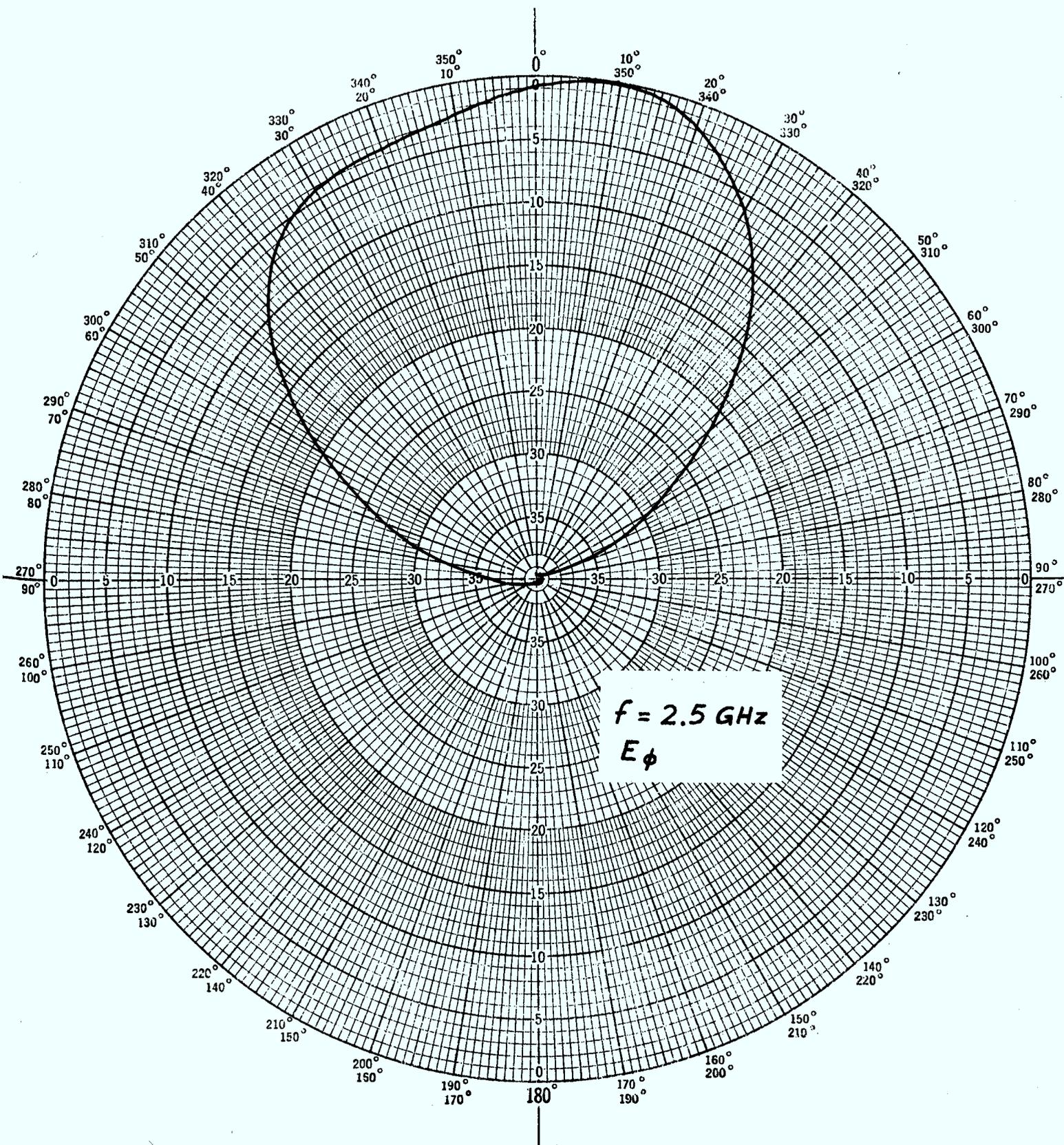


Figure 3-e. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale dans le plan azimutal (E_ϕ), $f = 2.5 \text{ GHz}$.

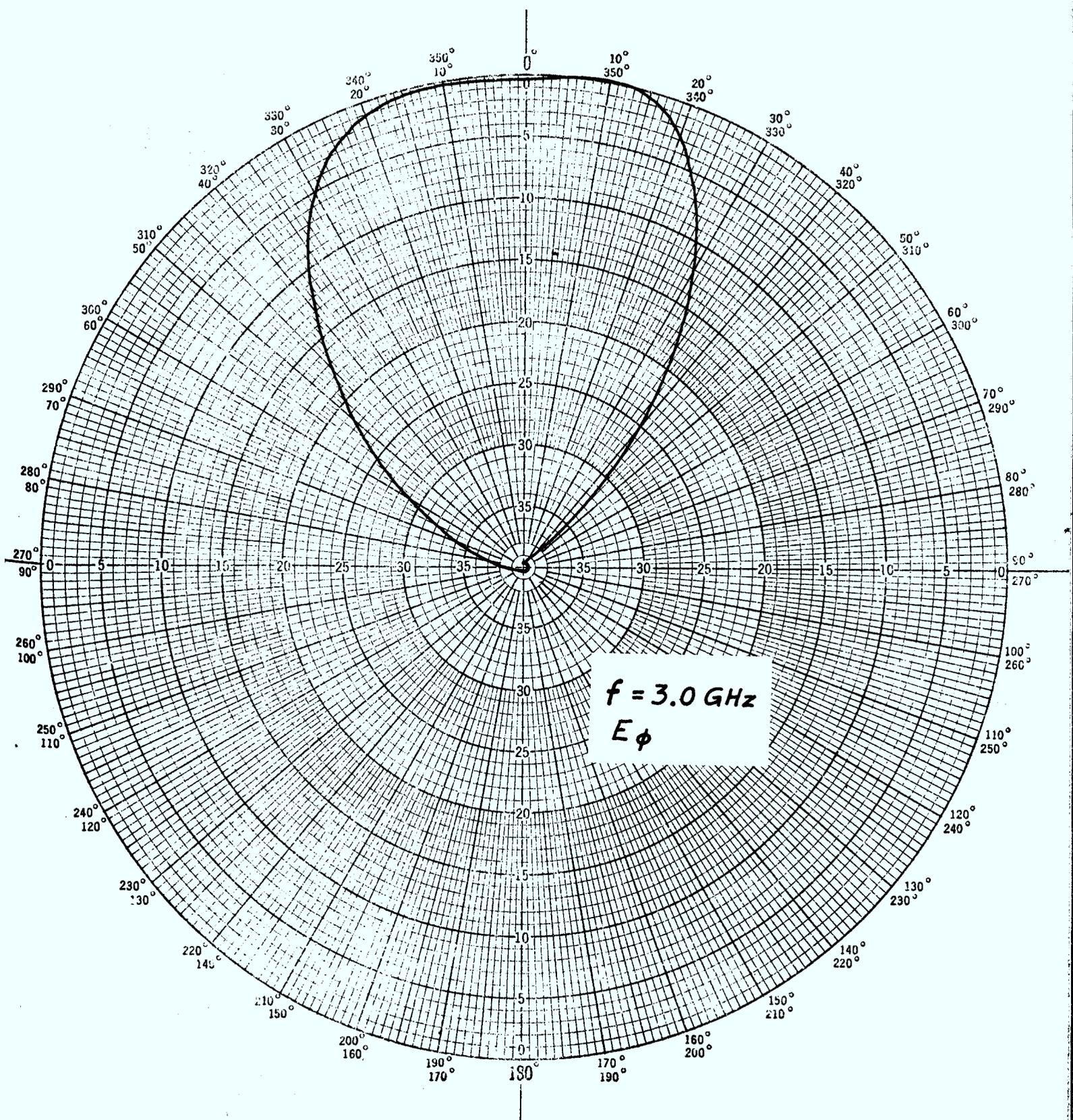


Figure 3-f. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale dans le plan azimutal (E_ϕ), $f = 3.0 \text{ GHz}$.

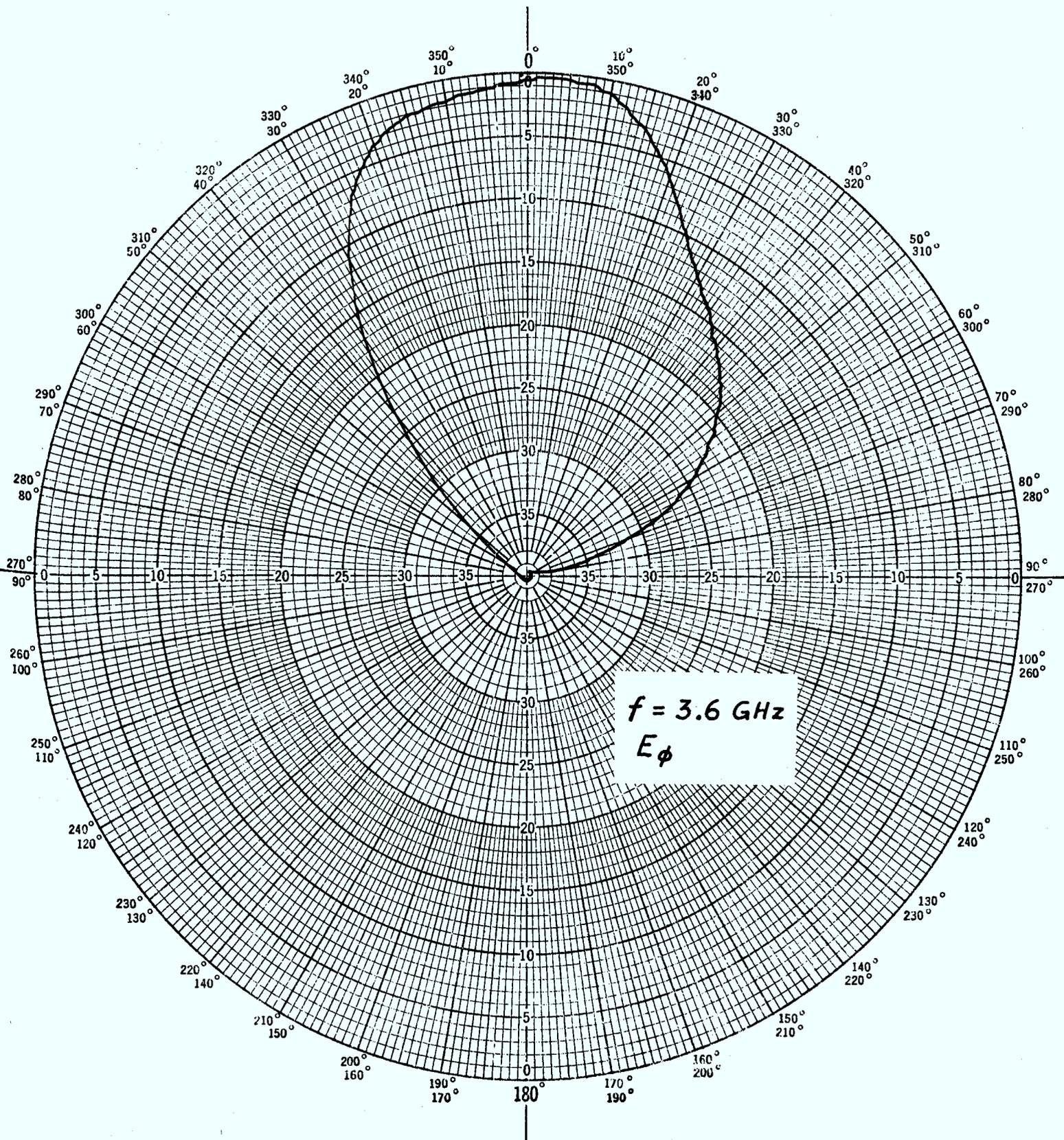


Figure 3-g. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale dans le plan azimutal (E_ϕ), $f = 3.6 \text{ GHz}$.

coïncide avec celle qui donne le maximum de signal pour l'antenne 1, tandis que pour le tracé en pointillé, c'est la direction du maximum de l'antenne 2 qui sert de référence.

On sait, toutefois, que les diagrammes de rayonnement de l'antenne - spirale varient quelque peu avec la fréquence, même si leur forme générale reste à peu près la même. Il est donc nécessaire de construire plusieurs courbes, comme celle de la fig. 2, donnant les rapports d'amplitude en fonction du paramètre α . Pour cette raison, de nombreuses mesures furent effectuées dans le but de déterminer l'évolution graduelle du diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale en fonction de la fréquence. Les figures 3 a) à 3 g) présentent les diagrammes de rayonnement de l'antenne-spirale dans le plan azimutal obtenus aux fréquences discrètes de 0.6, 1, 1.5, 2, 2.5, 3, et 3.6 GHz. Ces courbes furent obtenues en mesurant la composante horizontale du champ de rayonnement, soit E_ϕ .

Les rapports d'amplitude qui correspondent aux diagrammes des fig. 3 a) à 3 g) ont l'allure générale qui est illustrée à la fig. 4.

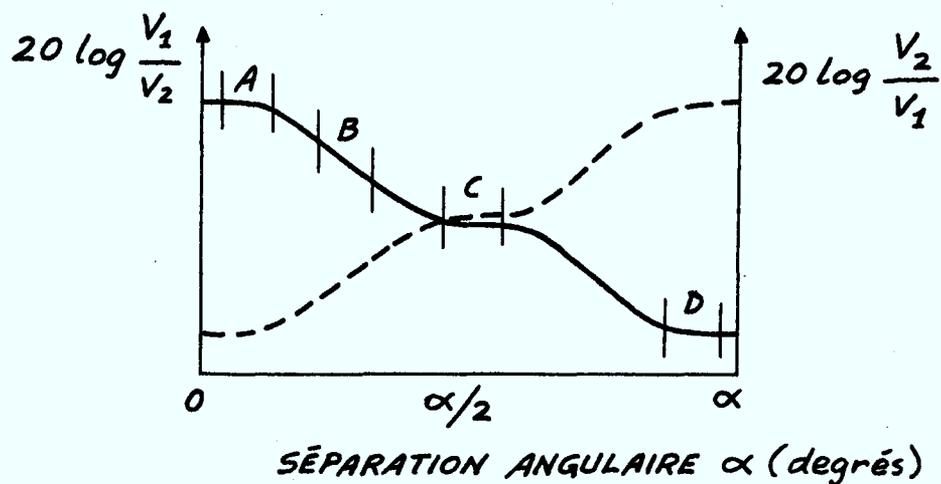


Figure 4. Allure générale des rapports d'amplitude correspondant aux diagrammes de rayonnement des figures 3a à 3g.

La caractérisation de l'antenne-spirale ne serait pas complète sans une mesure de la composante verticale du champ électrique, E_θ . Les figures 5 a) à 5 g) ont pour but de combler cette lacune.

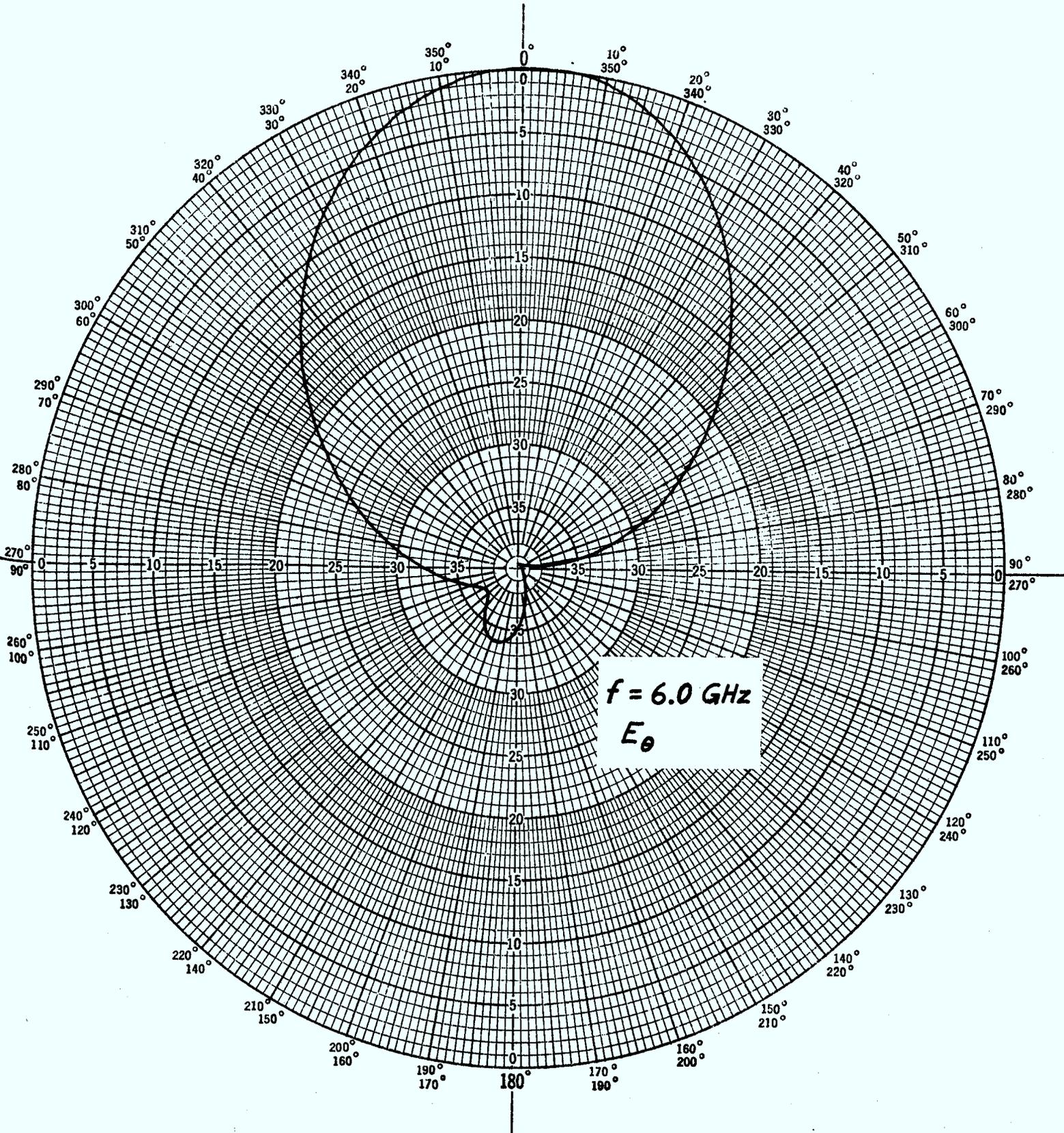


Figure 5-a. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale en site (E_{θ}), $f = 0.6 \text{ GHz}$.

Polar Chart No. 127D
SCIENTIFIC-ATLANTA, INC.
ATLANTA, GEORGIA

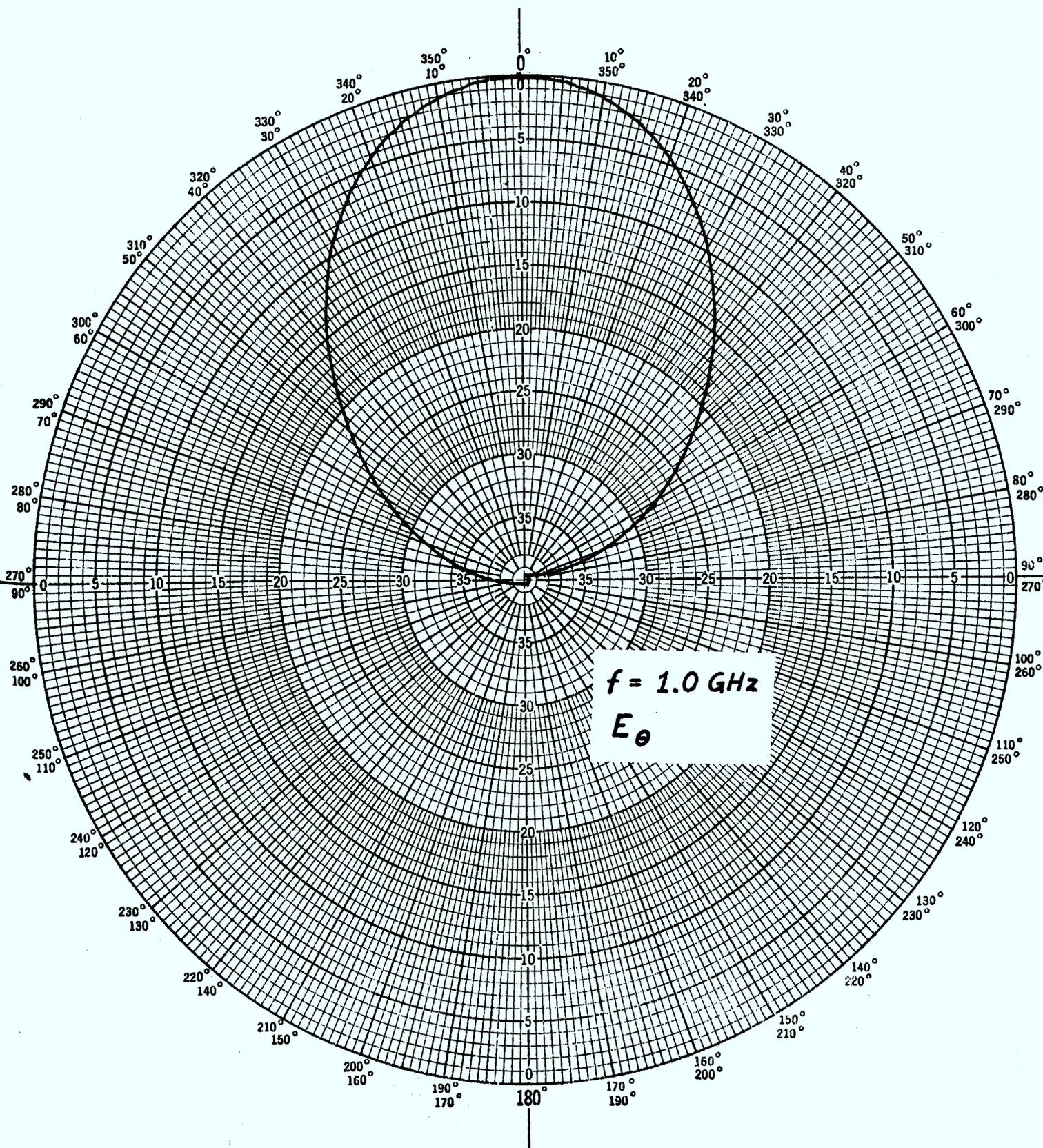


Figure 5-b. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale en site (E_θ), $f = 1.0 \text{ GHz}$.

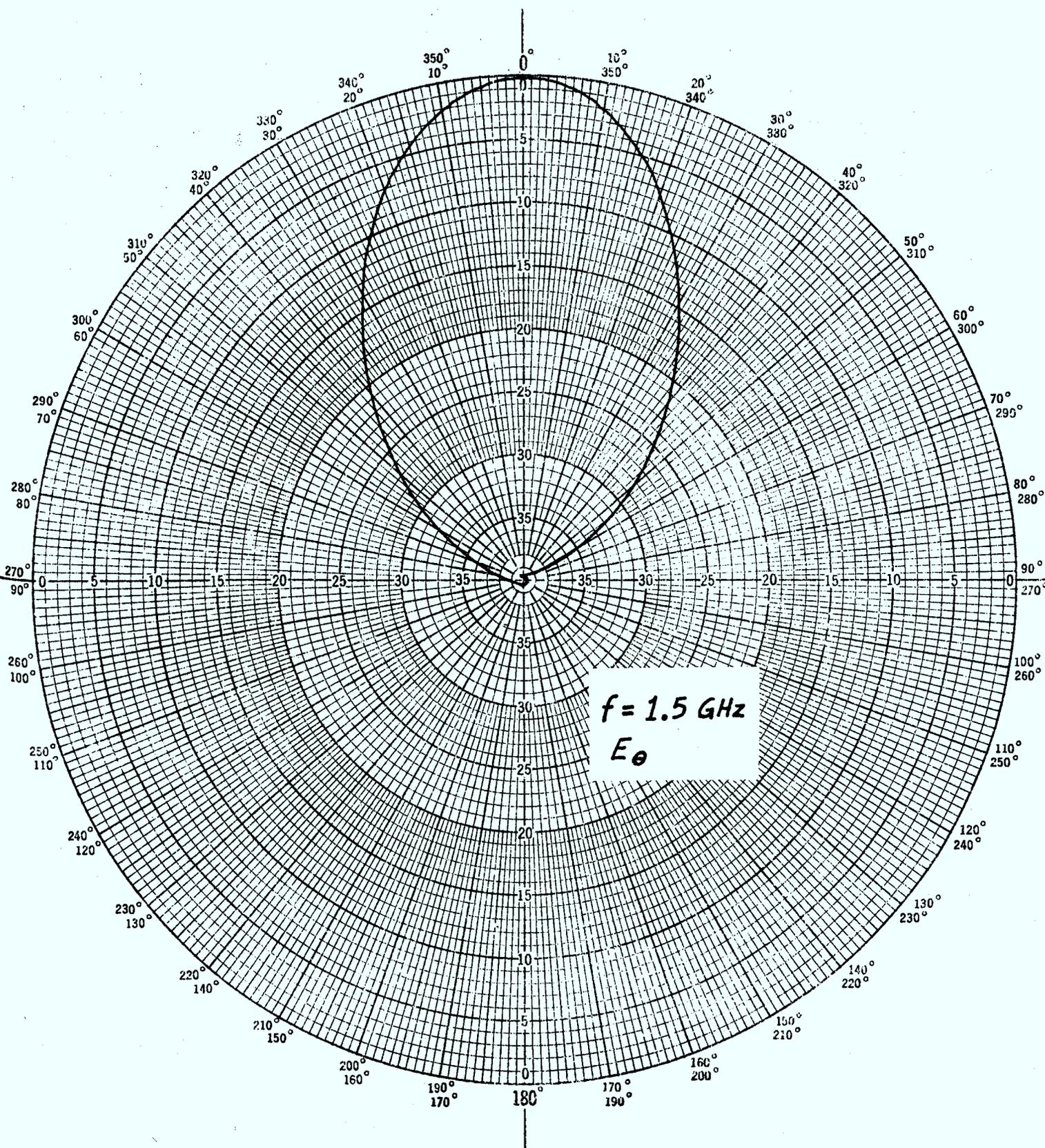


Figure 5-c. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale en site (E_θ), $f = 1.5 \text{ GHz}$.

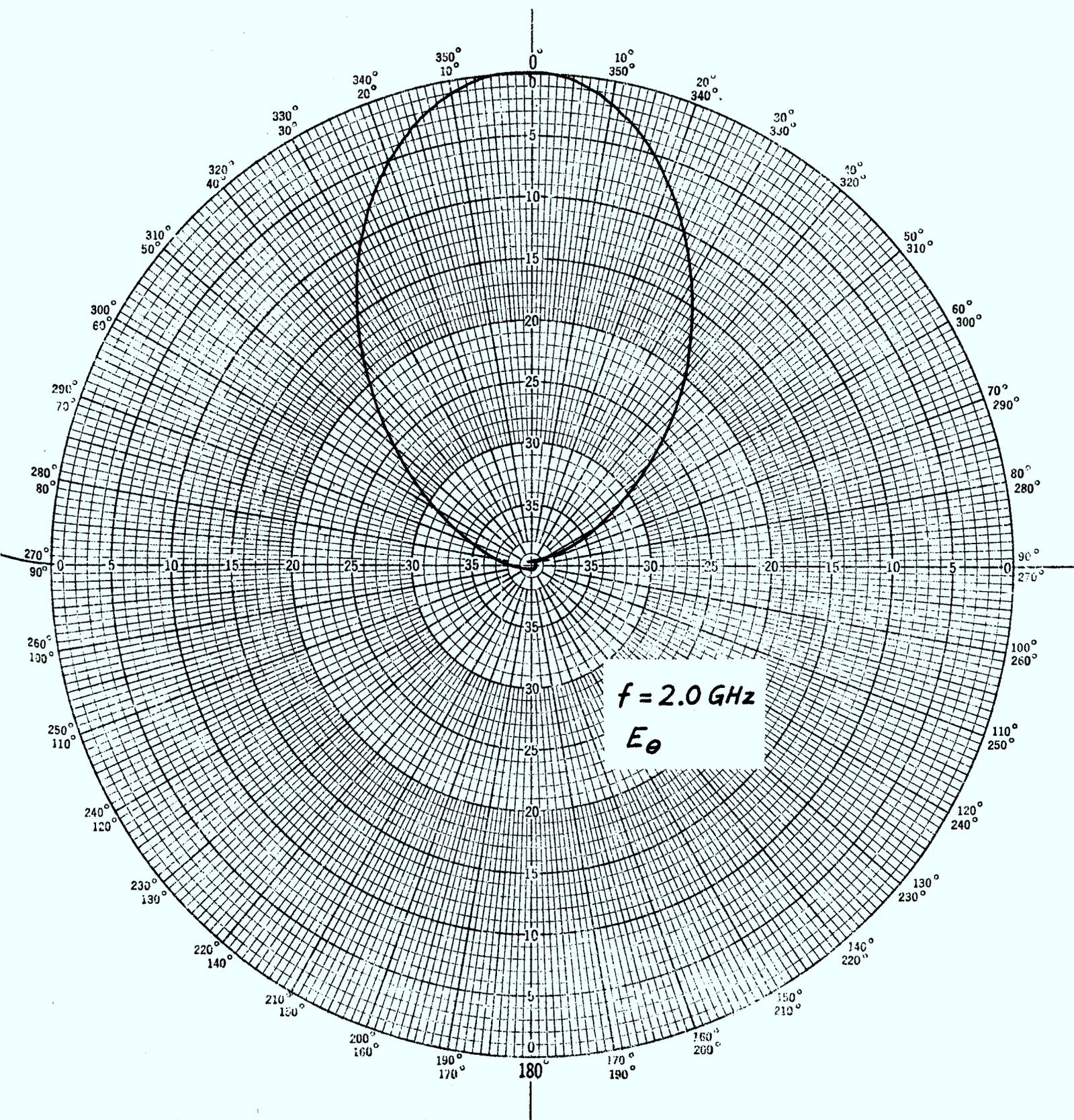
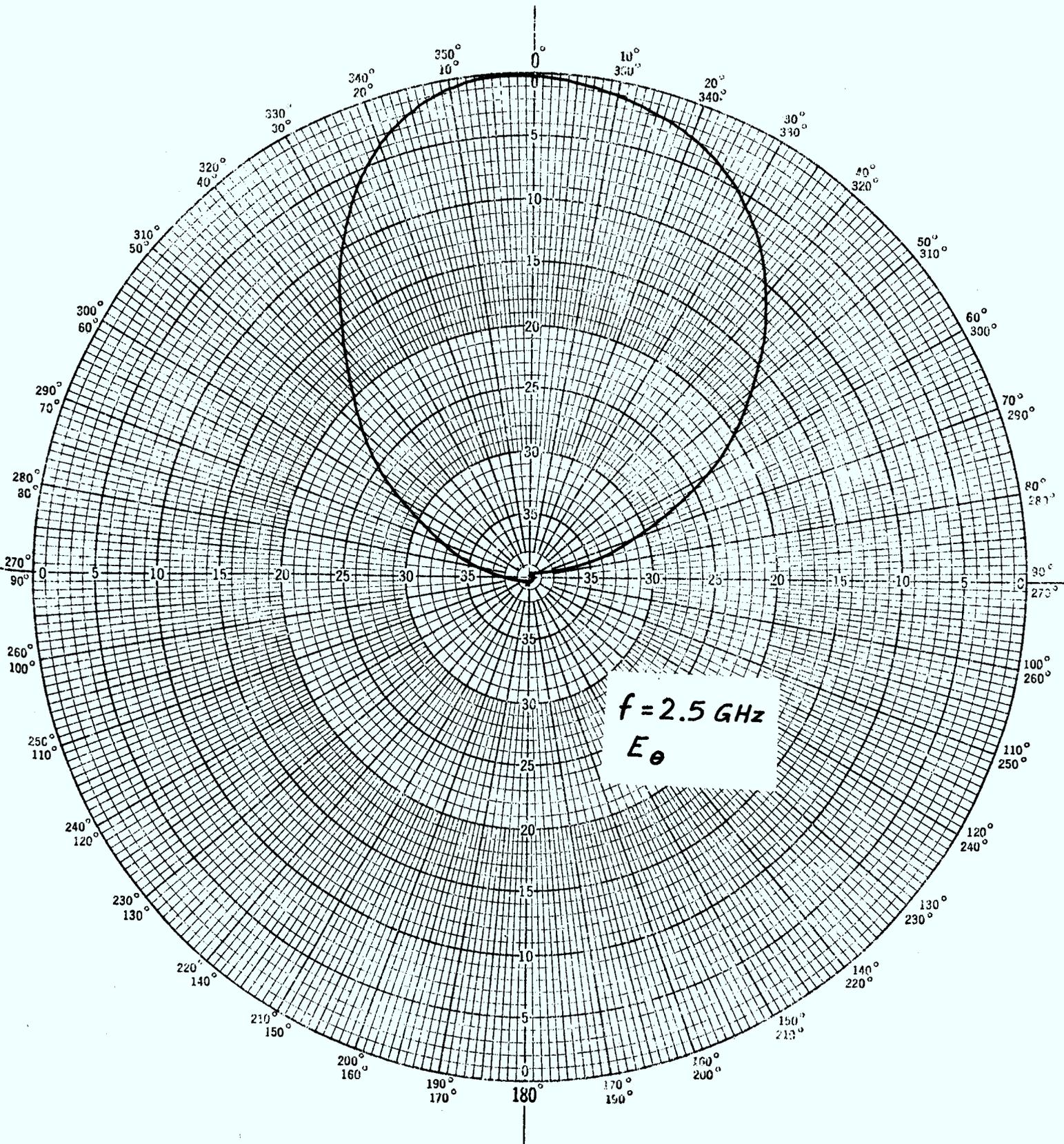
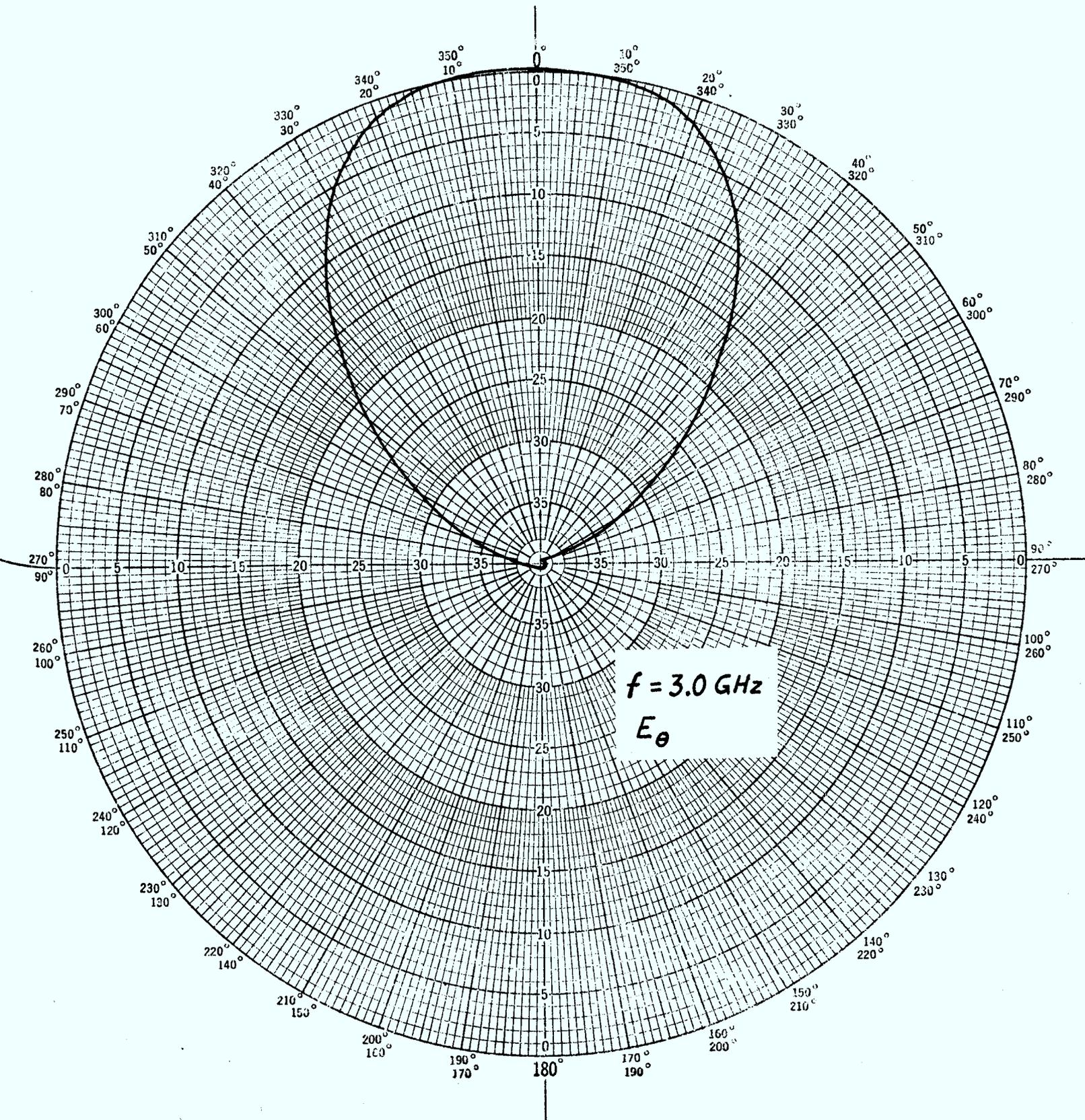


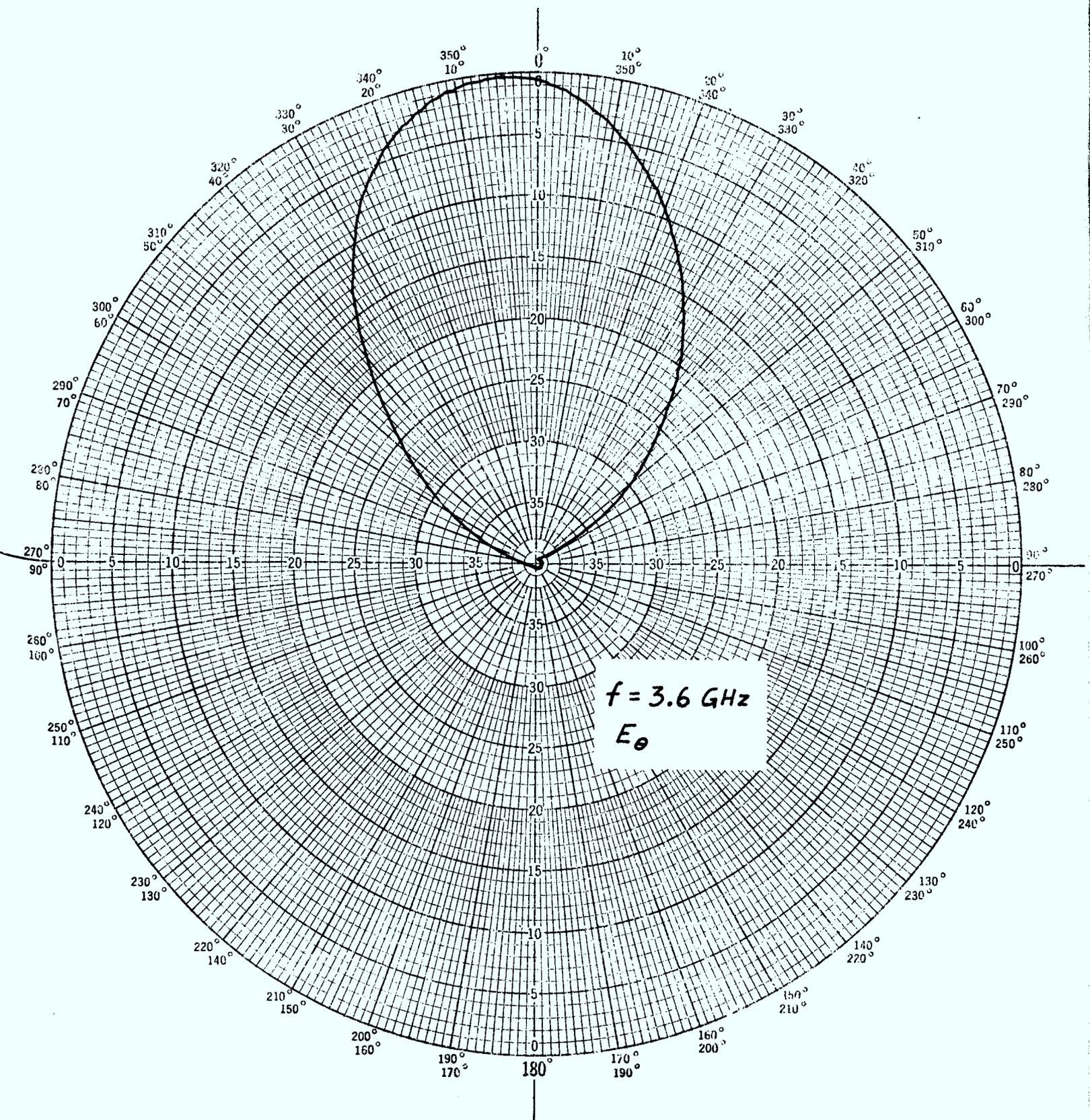
Figure 5-d. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale en site (E_{θ}), $f = 2.0 \text{ GHz}$.



5-e. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale en site (E_θ), $f = 2.5 \text{ GHz}$.



5-f. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale en site (E_{θ}), $f = 3.0$ GHz.



5-g. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale en site (E_θ), $f = 3.6 \text{ GHz}$.

La figure 6 présente, pour trois fréquences différentes, le rapport des tensions reçues par deux antennes adjacentes dont l'orientation diffère de 90 degrés. Les résultats qui y sont présentés ont été obtenus à partir des diagrammes de rayonnement expérimentaux qui apparaissent aux figures 3 a à 3 g. Bien que la pente soit plus faible à 0.6 GHz, la direction du signal pourra être déterminée sans ambiguïté sur toute la bande de fréquences (dont le rapport est de 1 à 6) en fonction de l'espacement angulaire choisi. On peut donc conclure que quatre antennes spirales seront suffisantes pour couvrir totalement le plan azimutal.

Des courbes analogues, obtenues pour un écartement angulaire de 60° , sont également présentées à la fig. 7. Evidemment, la précision sur la direction d'arrivée serait globalement plus faible dans ce cas, puisque la pente des courbes est moins grande. Toutefois, les courbes sont un peu plus régulières si on les compare aux courbes théoriques de la fig. 4.

2.3 CONCLUSION

Une étude analytique basée sur des constatations tirées des diagrammes de rayonnement des antennes spirales nous a permis de conclure que quatre antennes de ce type étaient suffisantes pour couvrir tout le plan azimutal. De même, on peut conclure que la précision d'estimation sera fonction de l'écartement angulaire choisi pour les capteurs et qu'un angle de 90° permettra d'obtenir des résultats suffisamment précis pour rencontrer les objectifs.

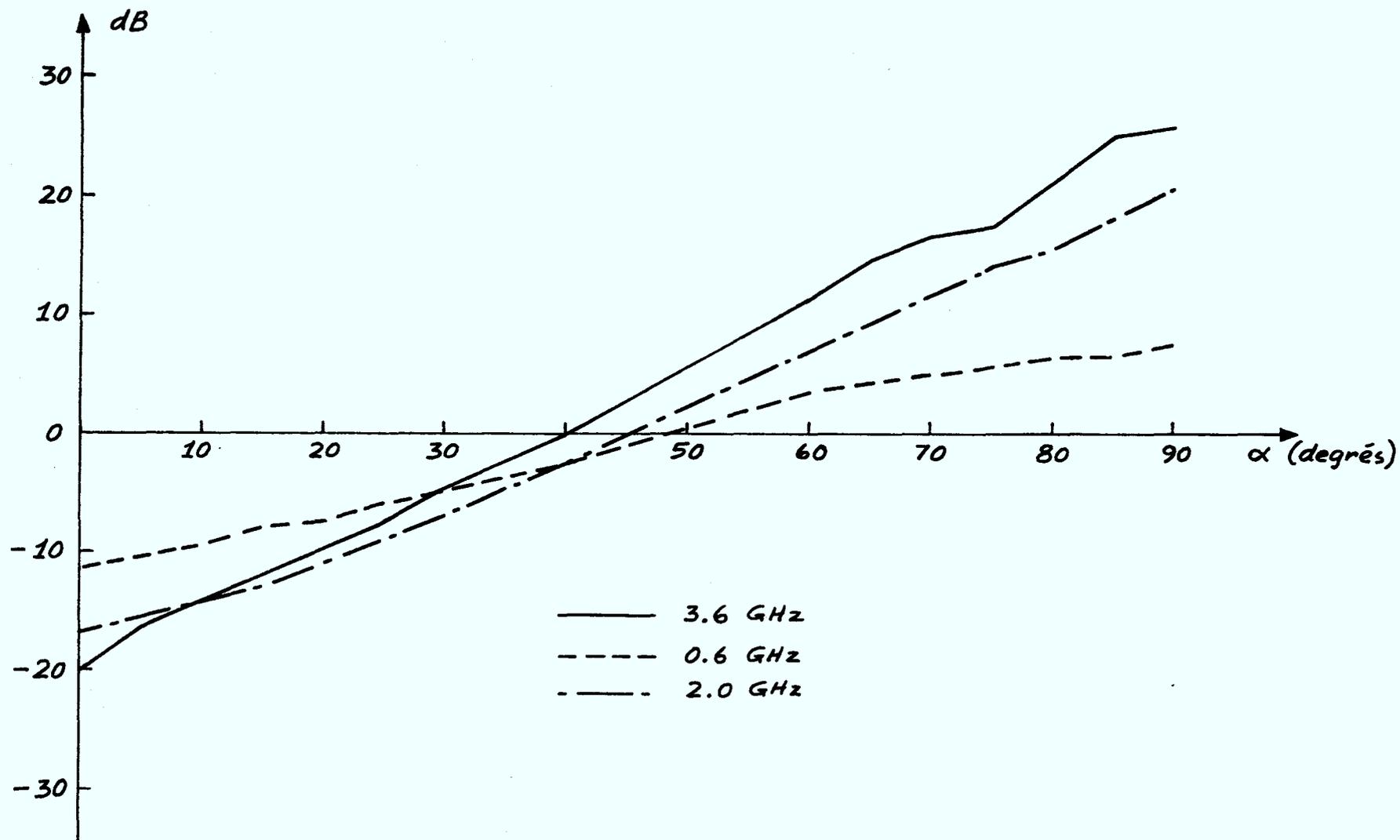


Figure 6. Comparaison d'amplitude du signal reçu pour une séparation angulaire de 90° .

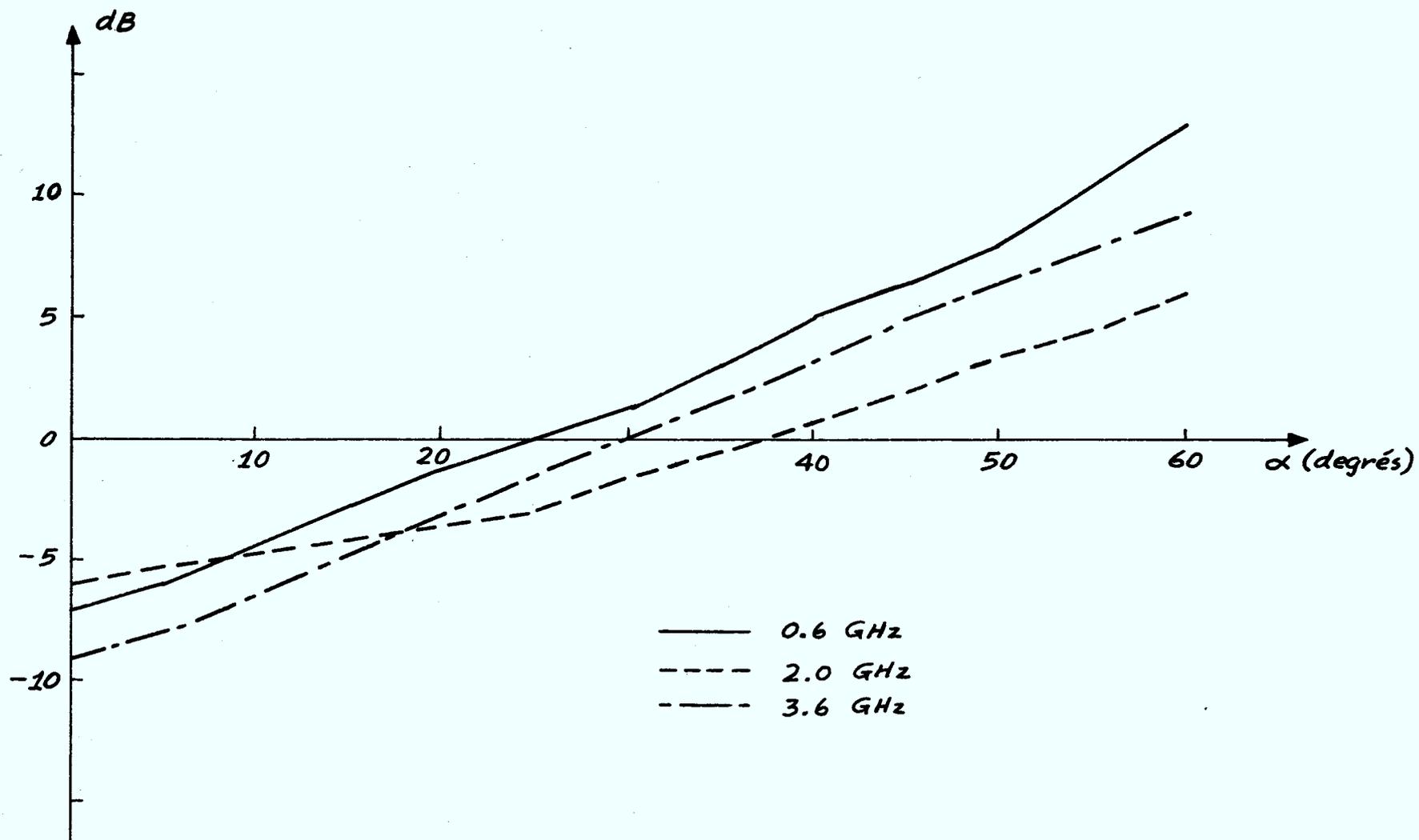


Figure 7. Comparaison d'amplitude du signal reçu pour une séparation angulaire de 60° .

Chapitre 3

CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE-SPIRALE

3.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, une analyse poussée des diverses caractéristiques de l'antenne-spirale est effectuée. Chacun des principaux paramètres d'intérêt y est décrit avec précision et les résultats obtenus sont analysés dans le contexte des contraintes imposées par le système à réaliser.

3.2 CONSIDERATIONS FONDAMENTALES SUR L'IMPEDANCE DE L'ANTENNE-SPIRALE

Il est possible d'obtenir une valeur approchée de l'impédance de l'antenne-spirale, utilisée pour nos travaux, à l'aide du concept de complémentarité.

En effet, Booker [2] a démontré, en s'appuyant sur le principe de Babinet, que l'impédance Z_d d'un dipôle métallique de forme quelconque est reliée à l'impédance Z_f de la fente qui est le complément du dipôle, par la relation suivante:

$$Z_f Z_d = \frac{Z_o^2}{4} \quad (3.1)$$

dans laquelle

$$Z_o = \left(\frac{\mu_o}{\epsilon_o} \right)^{\frac{1}{2}} = 120 \pi \quad (3.2)$$

μ_o et ϵ_o étant respectivement la perméabilité et la permittivité du milieu qui sont, dans ce cas-ci, celles de l'espace libre.

Or, l'antenne-spirale a été fabriquée de telle façon que sa structure soit auto-complémentaire, i.e. une rotation de 180° de la partie métallique redonne la configuration initiale. Pour cette catégorie d'antennes,

l'impédance Z_d de l'antenne, considérée comme un dipôle, égale l'impédance Z_f de la même antenne assimilée à une fente. On a donc

$$Z_f = Z_d = Z_a \quad (3.3)$$

Z_a étant l'impédance de l'antenne auto-complémentaire.

L'équation 3.1 donne alors:

$$Z_a = 60 \pi \quad (3.4)$$

On en arrive ainsi au résultat vraiment remarquable que l'impédance d'une antenne auto-complémentaire est indépendante de la fréquence et est toujours égale à 189 ohms.

Les antennes utilisées dans le cadre de ce travail ont été fabriquées par la méthode des circuits imprimés. Leurs propriétés diffèrent donc, quelque peu, du modèle idéalisé décrit précédemment en ce qui concerne le calcul des impédances Z_d et Z_f .

En effet, les formules citées ne s'appliquent rigoureusement que si le milieu est parfaitement homogène. Or, la présence de la plaquette diélectrique qui sert de support à la spirale métallique rend le milieu légèrement inhomogène. Une série de mesures ont donc été effectuées pour évaluer l'effet perturbateur causé par cette plaquette. Les techniques de mesure sont exposées à la section suivante et les résultats obtenus y sont discutés.

3.3 TECHNIQUES DE MESURE

Afin de mesurer l'impédance d'entrée de l'antenne-spirale, la méthode utilisant une ligne à fente a été retenue. En principe, il s'agit donc d'une technique simple basée sur le principe de la propagation des ondes. Cependant, la mesure se complique du fait que l'antenne est une structure balancée alors que la ligne à fente est coaxiale, donc présente une structure non balancée.

Nous avons donc effectué la mesure avec une jonction hybride qui

remplace effectivement le circuit d'alimentation balancée de l'antenne. Il s'agit d'un choix très approprié dans les circonstances car une jonction hybride maintient des caractéristiques à peu près constantes sur une plage de fréquences données.

Le montage utilisé pour la mesure de l'impédance d'entrée de l'antenne-spirale est celui représenté schématiquement à la figure 8. De façon classique, l'impédance est déterminée par la mesure du taux d'ondes stationnaires et du changement de position du minimum lorsque l'antenne est remplacée par un court-circuit.

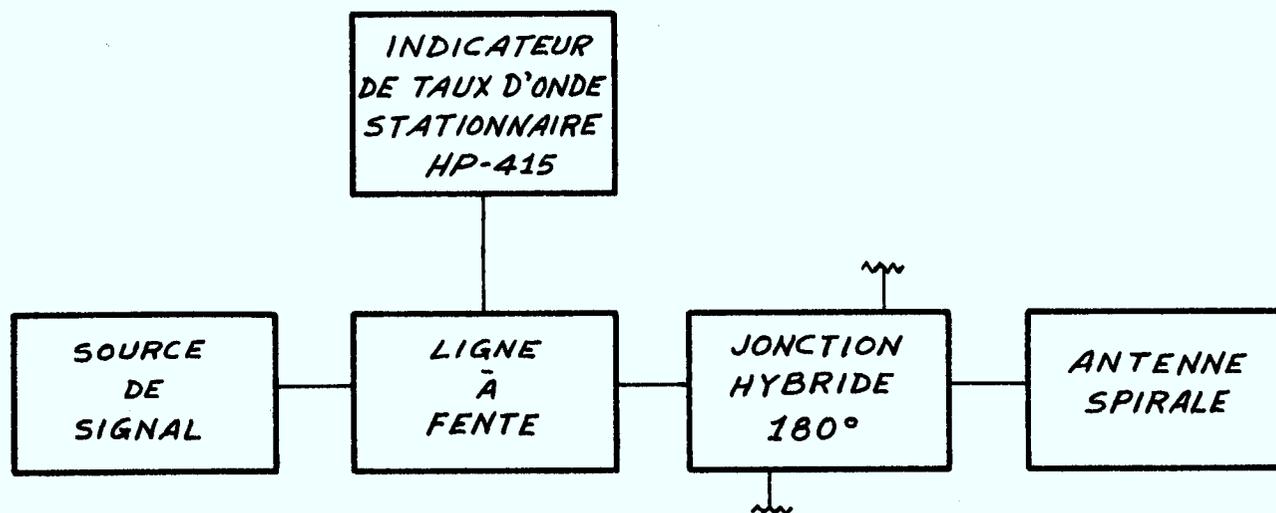


Figure 8. Montage utilisé pour la mesure d'impédance de l'antenne-spirale.

Cependant on peut montrer [3] que la mesure ainsi réalisée avec une jonction hybride à 180° , représente la moitié seulement de la valeur de l'impédance du signal. L'impédance d'entrée s'exprime donc comme suit:

$$\frac{Z_L}{2} = Z_0 \left[\frac{2S - j(S^2 - 1) \sin 2\theta}{(S^2 + 1) + (S^2 - 1) \cos 2\theta} \right] \quad (3.5)$$

où

Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne à fente coaxiale
(50Ω)

S est le taux d'ondes stationnaires mesuré;

θ_1 est la distance électrique (en degrés) donnée par:

$$\theta = 12 \times f \times \ell \quad (3.6)$$

dans laquelle f est la fréquence exprimée en GHz et ℓ la distance en cm entre les positions des minimums obtenus avec le court-circuit d'une part et avec l'antenne d'autre part.

La figure 9 montre les valeurs mesurées de l'impédance d'entrée dans la gamme de fréquence qui s'étend de 400 à 4000 MHz. La séparation en fréquence entre deux mesures consécutives est de 100 MHz. Les valeurs données sur cette figure sont celles d'une spirale sans la cavité. A cause de contraintes mécaniques, la jonction hybride servant à la mesure ne pouvait être insérée dans la cavité [1]. Toutefois, l'intérieur de cette dernière étant complètement recouvert d'absorbant micro-ondes (type ECCOSORB LS26, voir Annexe D pour les caractéristiques), on peut supposer que l'impédance de la spirale avec la cavité est sensiblement la même que l'impédance mesurée à l'air libre. De plus, les valeurs présentées ne sont pas tout à fait celles qui existent aux bornes de la spirale elle-même, mais plutôt celles qui apparaissent aux extrémités de la ligne de transmission à deux fils qui la relie au circuit d'alimentation balancée. Cette ligne d'une longueur de 5 mm peut changer considérablement l'impédance de la spirale surtout aux très hautes fréquences. Cela apparaît clairement dans les résultats car on peut déceler une composante inductive aux hautes fréquences. Quant à la partie réelle de l'impédance, la figure 9 montre une valeur moyenne de l'ordre de 165 ohms, ce qui est légèrement plus faible que l'impédance théorique de 189 ohms.

Les valeurs d'impédances mesurées montrent bien qu'un circuit d'alimentation balancée ayant une transformation d'impédance de 175 ohms à 50 ohms fournirait une excellente adaptation avec la spirale. On constate cependant que la ligne de transmission à deux fils reliant le circuit d'alimentation et la spirale devrait être raccourcie. Ce problème sera toutefois moindre pour la spirale construite en grandeur réelle que pour le prototype à échelle réduite.

3.4 ADAPTATION DE LA SPIRALE ET DE SON CIRCUIT D'ALIMENTATION

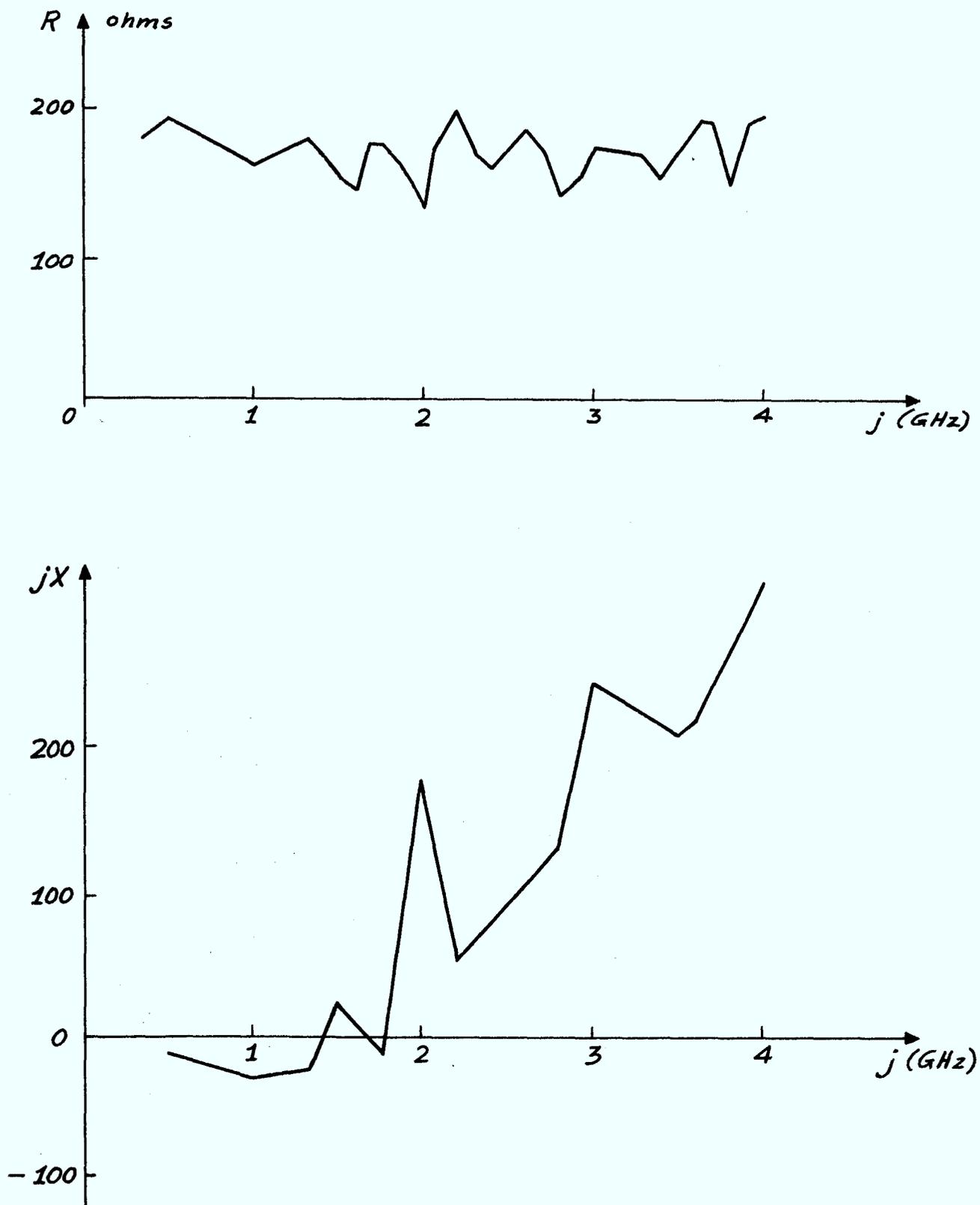


Figure 9. Impédance d'entrée de l'antenne-spirale.

L'adaptation obtenue avec le circuit d'alimentation balancée décrit dans le rapport précédent [1], n'étant pas satisfaisante, un nouveau type de circuit d'alimentation a été construit. Ce nouveau circuit d'alimentation balancée connu sous le nom de "microstrip balun" [3] est de fait basé sur le principe formulé par Oltman [4]. L'annexe 1 décrit de façon détaillée la manière de construire ce nouveau circuit d'alimentation balancée. On remarquera les dimensions très réduites de ce circuit, ce qui sera un très grand avantage pour la réalisation de l'antenne en grandeur réelle.

Le taux d'onde stationnaire (T.O.S.) tel que mesuré à l'entrée du circuit d'alimentation balancée avec la spirale apparaît à la figure 10. Le T.O.S. maximum, sur une largeur de bande de 3 octaves, est de 2.2. Le calcul du pourcentage de transfert de puissance est donné par l'expression qui suit:

$$\text{Pourcentage} = \left\{ 1 - \left| \frac{\text{T.O.S.} - 1}{\text{T.O.S.} + 1} \right|^2 \right\} \times 100 \quad (3.6)$$

On obtient donc, avec les valeurs de la fig. 10, un transfert minimal de 85.9%, ce qui très satisfaisant.

3.5 DIAGRAMME DE RAYONNEMENT

La forme des diagrammes de rayonnement est évidemment un point vital dans cette application car c'est de la connaissance précise des diagrammes que l'on tire la direction d'arrivée des signaux. C'est également la forme de ces diagrammes qui détermine combien d'antennes il est nécessaire d'utiliser pour couvrir tout le plan azimutal. Enfin, il est hautement désirable que la forme du diagramme soit constante en fonction de la fréquence et identique d'une antenne à l'autre pour obtenir la meilleure précision possible.

La fig. 11 définit le système de coordonnées dans lequel est localisée l'antenne spirale. Les diagrammes de rayonnement ont été enregistrés en faisant une rotation de l'antenne autour de l'axe OZ, l'antenne d'émission étant placée selon les coordonnées ($\phi = 0$, $\theta = 90^\circ$). Le champ E_θ est obtenu lorsque la polarisation de l'antenne d'émission est orientée suivant l'axe OZ. De même, le champ E_ϕ est obtenu en orientant la direction de l'antenne d'émission suivant l'axe OX. Les fig. 3-a à 3-g et 5-a à 5-g

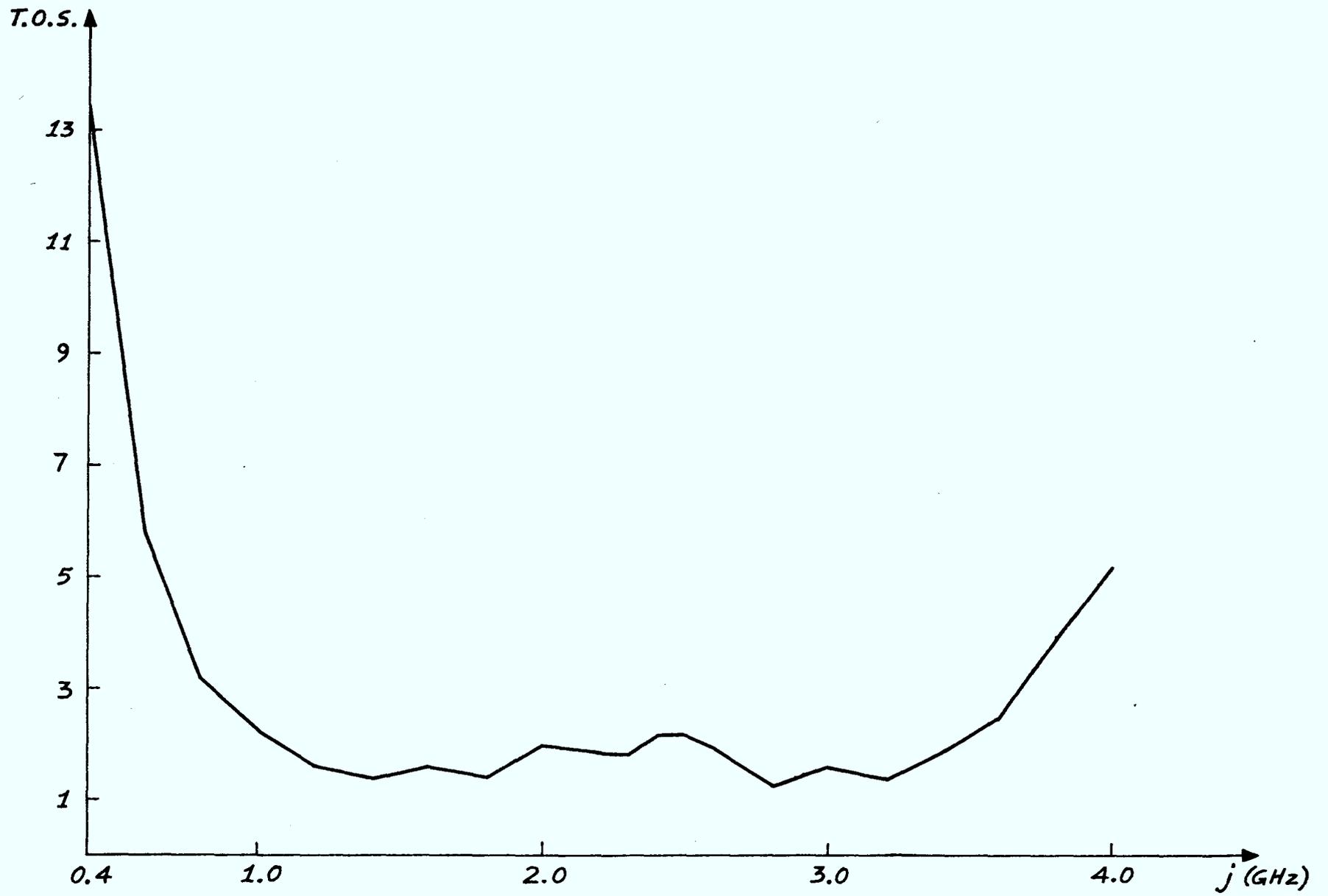


Figure 10. Taux d'ondes stationnaires de l'antenne-spirale.

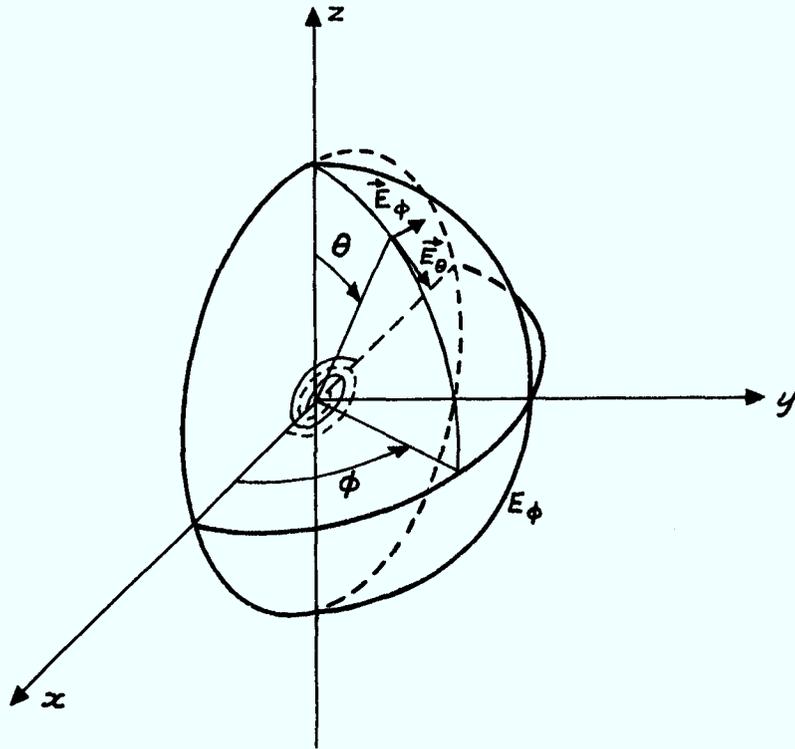


Figure 11. Antenne-spirale et son système de coordonnées.

présentent les diagrammes de rayonnement tracés en décibels (dB) pour diverses fréquences. Selon la théorie de l'antenne spirale, les diagrammes de rayonnement devraient être indépendants de la fréquence dans la bande considérée. Les variations obtenues entre les courbes s'expliquent par le fait que l'absorption à l'intérieur de la cavité n'est pas totale. En effet, il a été expérimentalement vérifié que les diagrammes étaient affectés par la profondeur de la cavité. Les meilleurs résultats ont été obtenus en ajustant la profondeur de cette dernière à 3.2 centimètres pour y placer une épaisseur de matériel absorbant de ECOSORB LS-26.

La mesure de déviation du faisceau, calculée en faisant la moyenne des points -1dB des diagrammes, indique une déviation inférieure à 5° sur toute la gamme de fréquences. D'autre part le circuit d'alimentation balancé lui-même, affecte le diagramme de rayonnement [3] si la largeur est supérieure à $\frac{\lambda}{8}$. Dans notre cas, la largeur du circuit d'alimentation balancée est de 1.7 cm, ce qui représente $\frac{\lambda}{8}$ à 2.1 GHz.

Une autre série de résultats montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale lorsqu'elle était entourée d'un cône métallique de 7.6 cm (3") de largeur formant un angle de 135 degrés avec le plan d'antenne. Cette série de diagrammes de rayonnement est reproduite sur les figures 12-a à 12-g.

En conclusion, la spirale avec cornet est généralement plus directive et offre des diagrammes moins réguliers que la spirale sans cône. L'antenne spirale sans cornet doit donc être préférée pour l'application qui fait l'objet de ce contrat.

3.6 CONSIDERATIONS SUR LE GAIN DE L'ANTENNE SPIRALE

Dans la pratique, le gain maximum en puissance d'une antenne donnée est déterminé par comparaison avec le gain d'une antenne de référence. Les mesures du gain de la spirale ont été effectuées en prenant l'antenne logarithmique AN 112F (Electro Data) comme antenne de référence à cause de sa grande largeur de bande. La puissance reçue par la spirale est comparée à la puissance reçue par l'antenne logarithmique lorsque toutes les deux sont placées pour recevoir la puissance maximale de l'antenne émettrice. Dans ce cas, on a

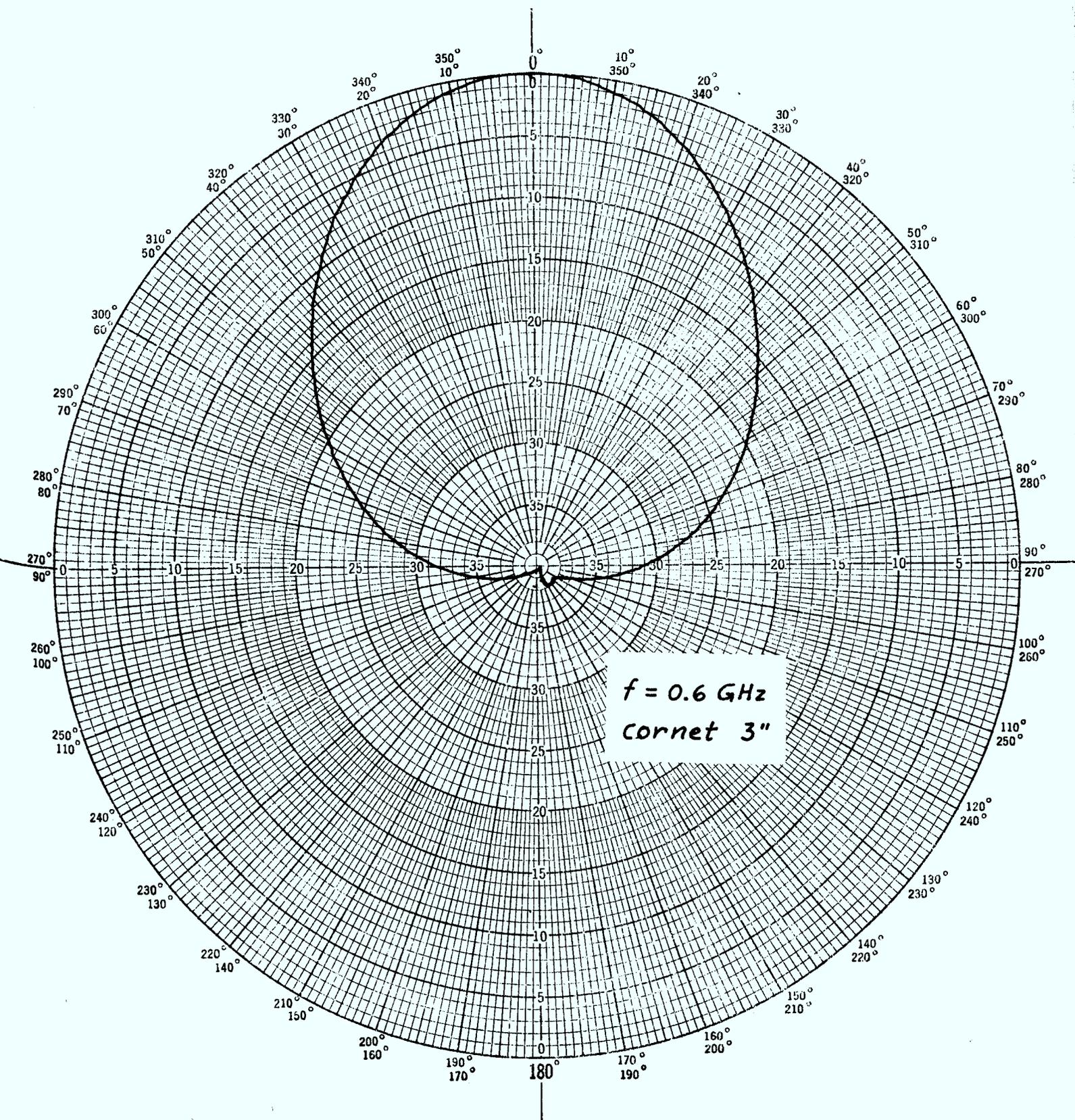


Figure 12-a. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale ($E\phi$) avec un cône métallique de 7.6 cm formant un angle de 135° avec

Polar Chart No. 127D le plan de l'antenne, $f = 0.6 \text{ GHz}$.
SCIENTIFIC-ATLANTA, INC.

ATLANTA, GEORGIA

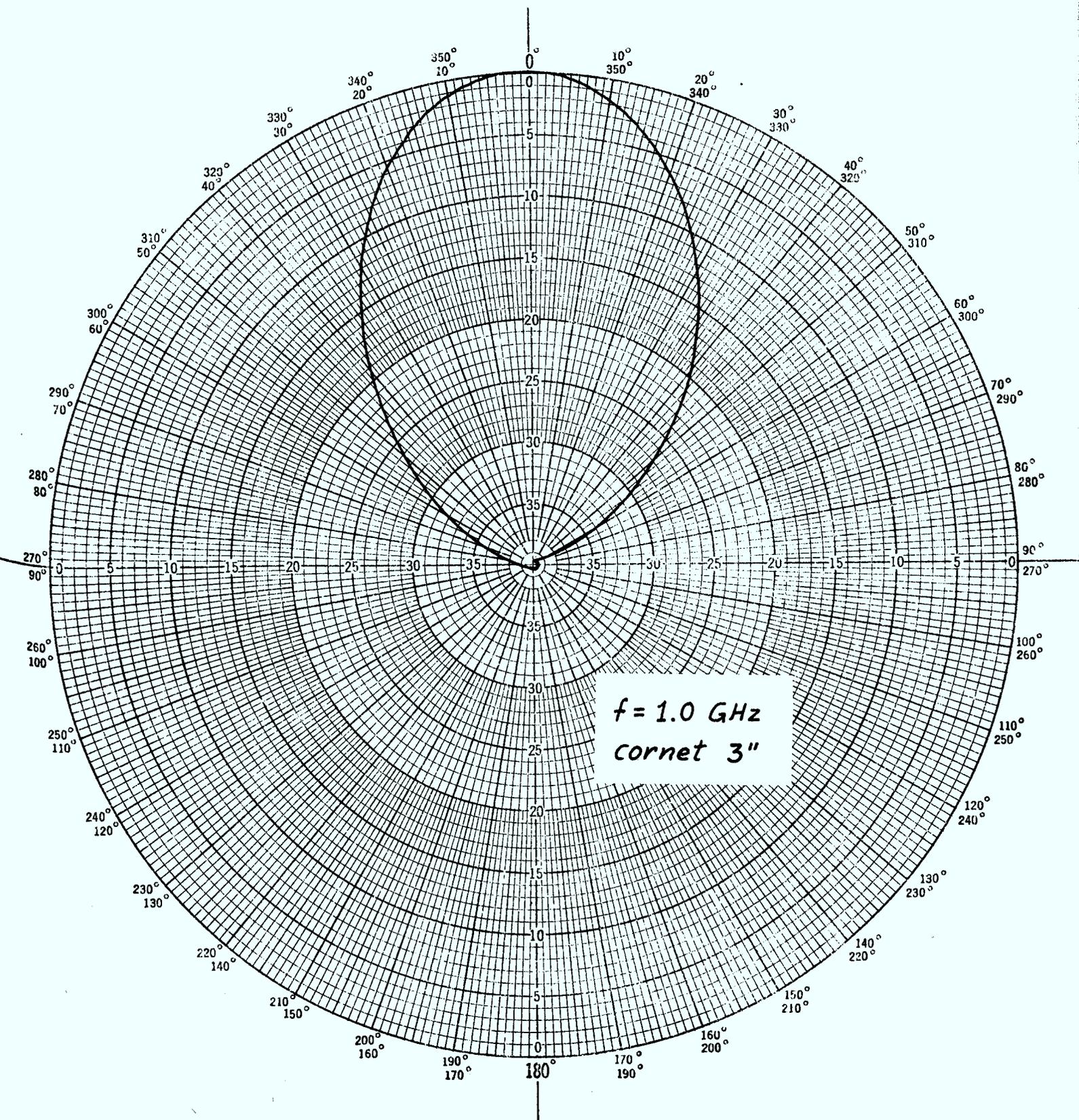


Figure 12-b. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale ($E\phi$) avec un cône métallique de 7.6 cm formant un angle de 135° avec le plan de l'antenne, $f = 1.0$ GHz.

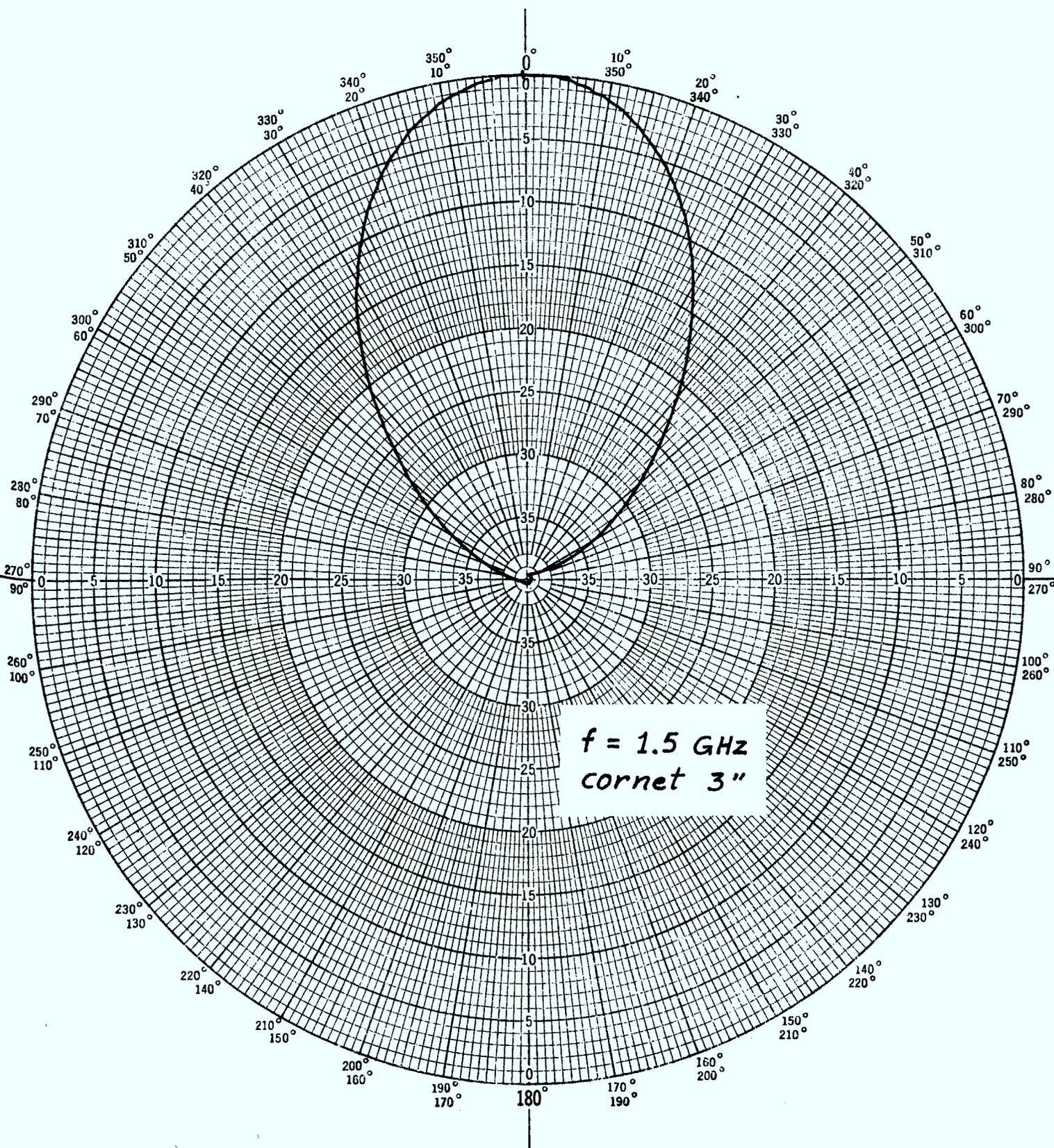


Figure 12-c. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale ($E\phi$) avec un cône métallique de 7.6 cm formant un angle de 135° avec le plan de l'antenne, $f = 1.5$ GHz.

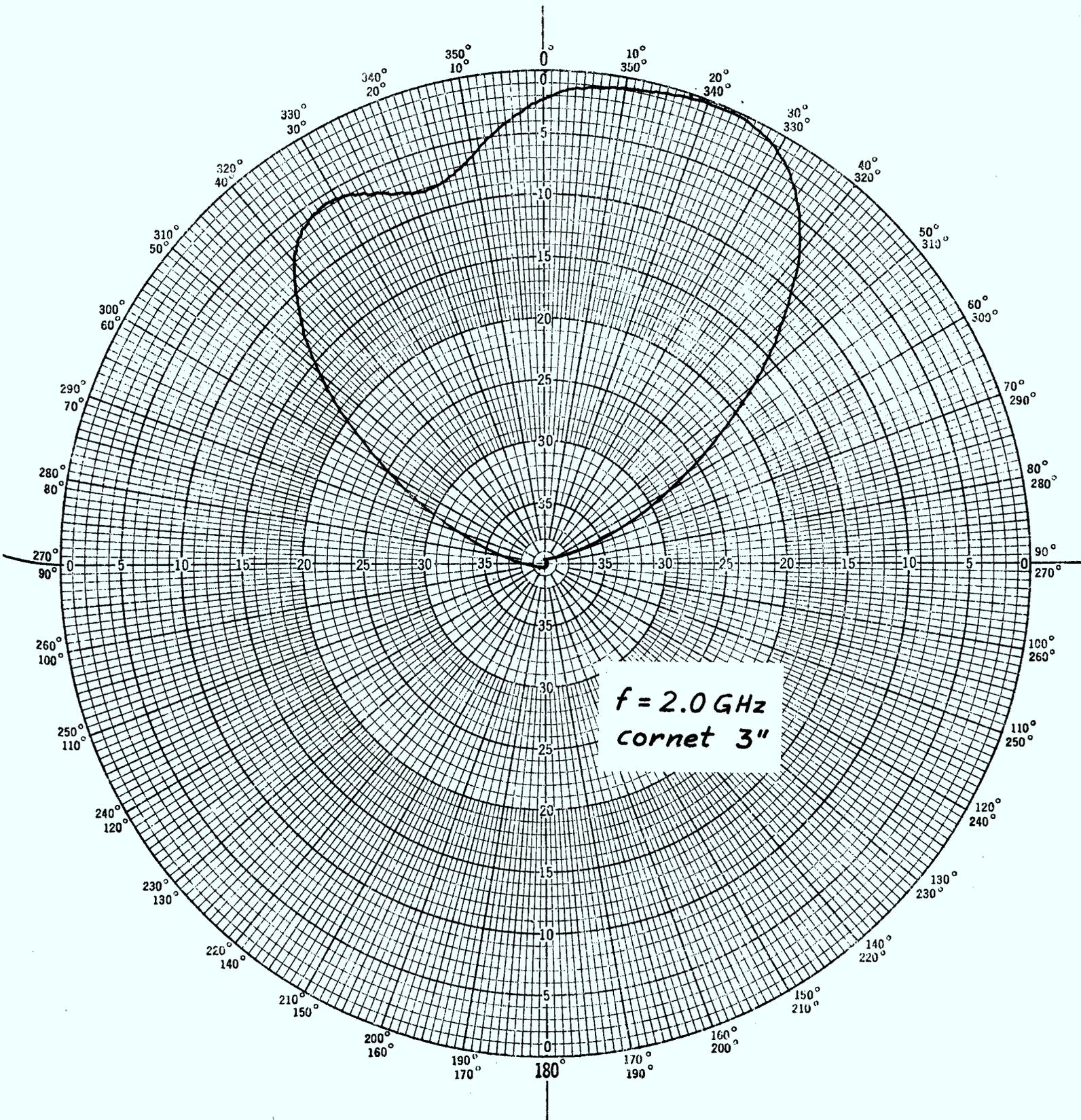


Figure 12-d. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale ($E\phi$) avec un cône métallique de 7.6 cm formant un angle de 135° avec le plan de l'antenne, $f = 2.0$ GHz.

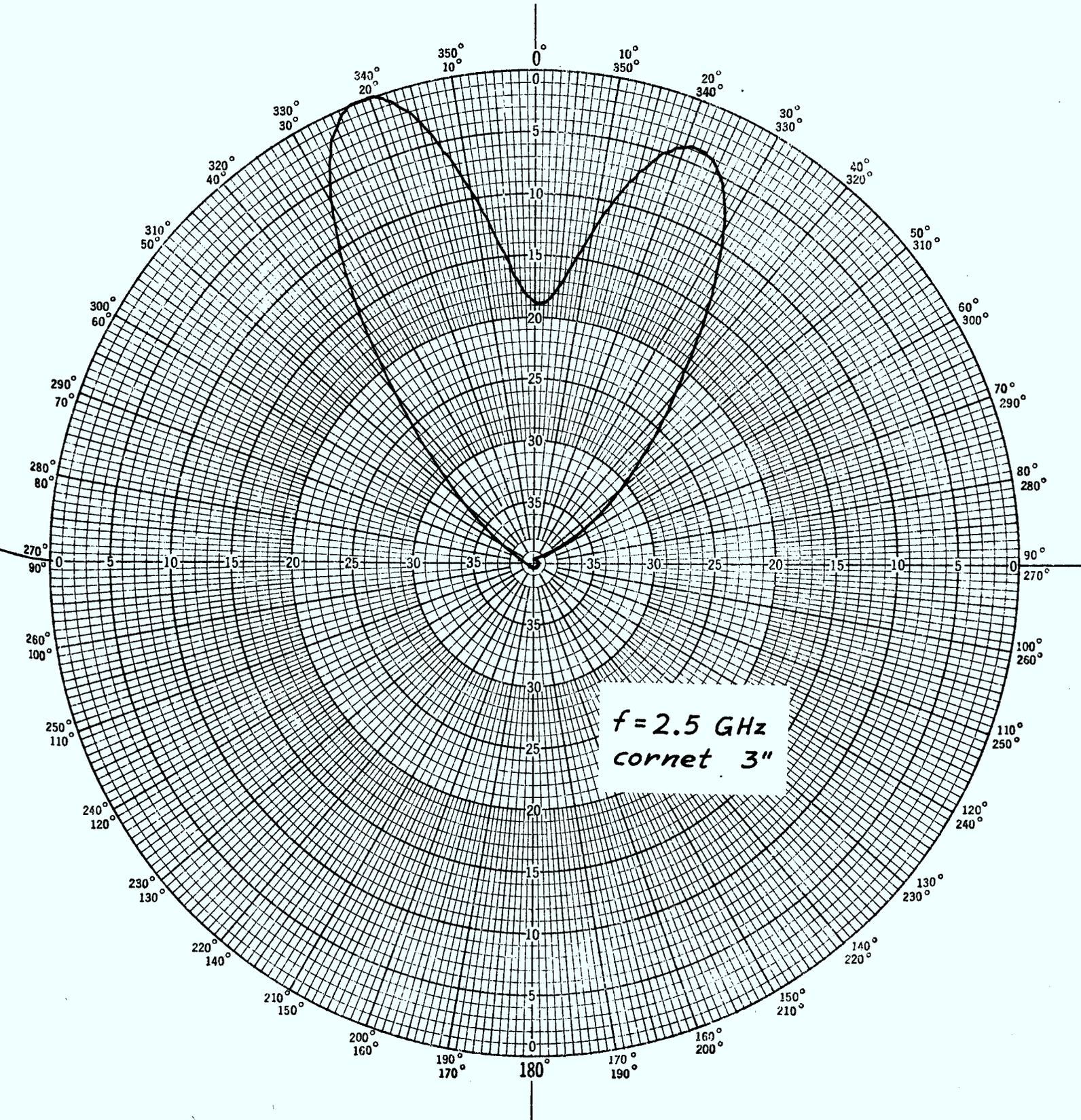


Figure 12-e. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale (E_{ϕ}) avec un cône métallique de 7.6 cm formant un angle de 135° avec le plan de l'antenne, $f = 2.5 \text{ GHz}$.

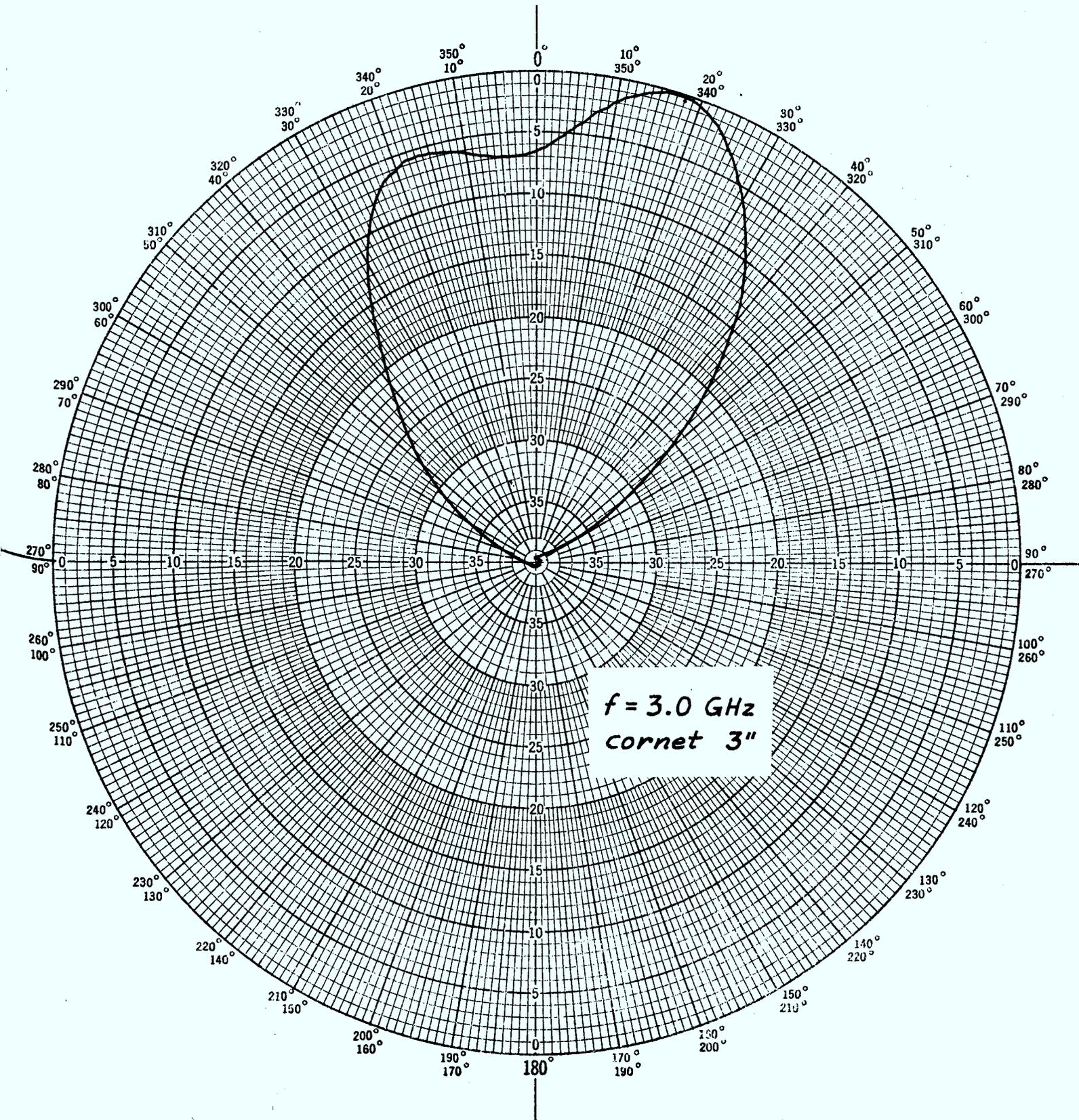


Figure 12-f. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale ($E\phi$) avec un cône métallique de 7.6 cm formant un angle de 135° avec le plan de l'antenne, $f = 3.0$ GHz.

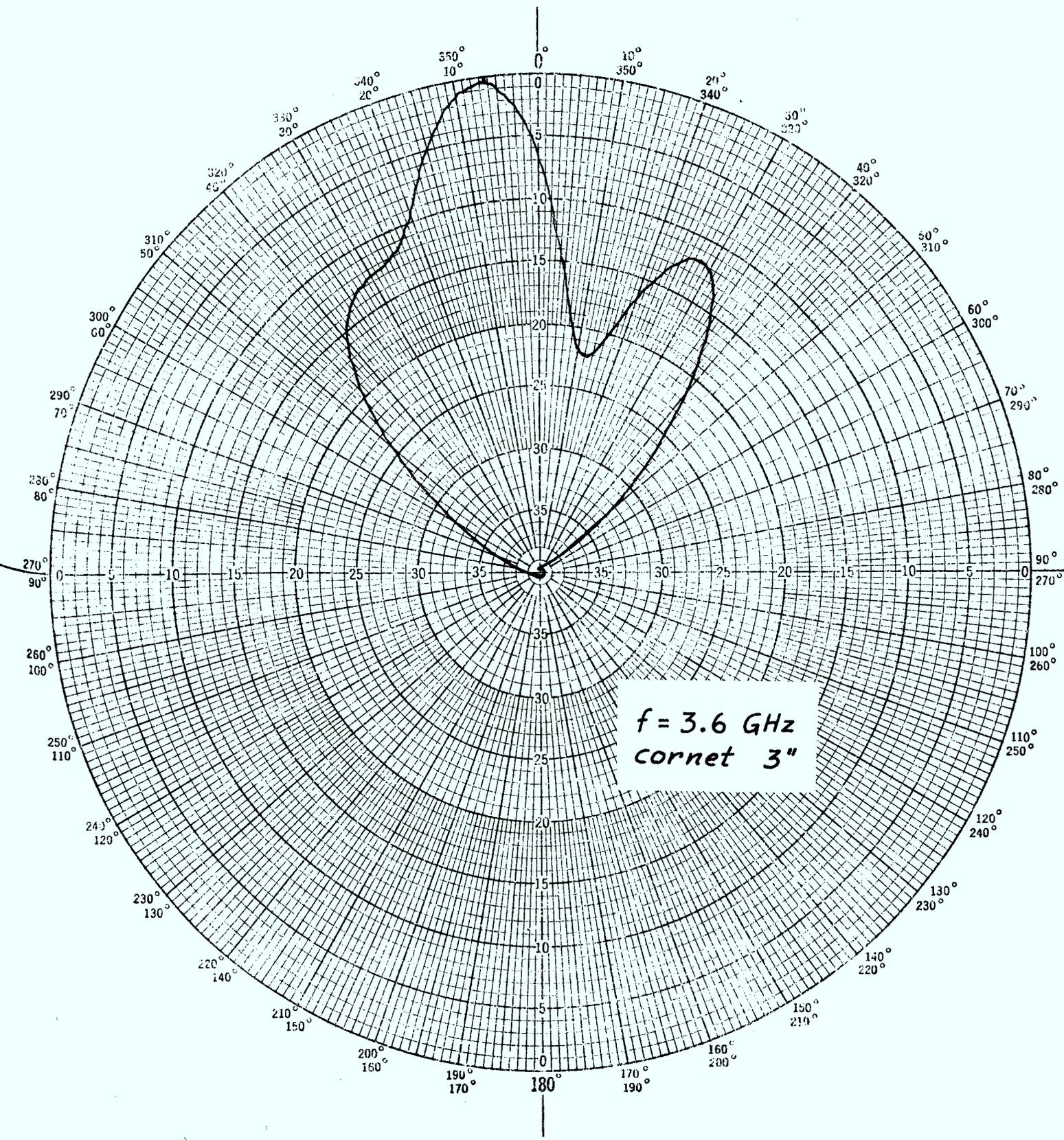


Figure 12-g. Diagramme de rayonnement de l'antenne-spirale ($E\phi$) avec un cône métallique de 7.6 cm formant un angle de 135° avec le plan de l'antenne, $f = 3.6$ GHz.

$$G = \frac{P_{r1} \text{ (spirale)}}{P_{r2} \text{ (Ant. log.)}} \times G_{\max 2} \text{ (Ant. log.)} \quad (3.7)$$

où $P_{r(1,2)}$ est la puissance reçue pour chaque antenne en question.

Si on définit

$$P_d = 10 \log \frac{P_{r1} \text{ (spirale)}}{P_{r2} \text{ (Ant. log.)}} \quad (3.8)$$

le gain en décibels s'exprime comme

$$G = P_d + G_{\max 2} \text{ (dB)} \quad (3.9)$$

Selon les caractéristiques fournies par le manufacturier, le gain de l'antenne de référence est de 8 dB.

La fig. 13 présente le gain de l'antenne spirale mesuré selon la méthode indiquée plus haut.

La valeur du gain pour la bande de fréquences comprise entre 1.0 et 2.0 GHz est très proche de la valeur théorique du gain d'une antenne spirale à l'air libre [5]. Entre 2.2 et 3.6 GHz cependant, le gain est inférieur, en moyenne, de 3.0 dB. Ceci peut s'expliquer par une dégradation du T.O.S. de l'antenne et, également, par des pertes plus grandes dans le circuit d'alimentation balancée à ces fréquences. Le creux (- 6,0 dB) vers la limite inférieure de la bande est peut-être dû à une perte d'efficacité de l'absorbant ECOSORB CV-4 à ces fréquences. Ce phénomène a aussi été remarqué dans les produits de certains autres manufacturiers.

3.7 LE RAPPORT D'EXCENTRICITE

Pour la détermination de la direction d'arrivée du signal, le rapport d'excentricité est important étant donné que la polarisation du signal incident n'est pas connue à priori. En effet, le rapport d'excentricité en fonction de la direction d'arrivée est un indice permettant de conclure à la similitude des champs E_θ et E_ϕ . Par conséquent, le rapport d'excentricité détermine l'erreur maximale d'une mesure de la direction d'arrivée d'un signal de polarisation inconnue.

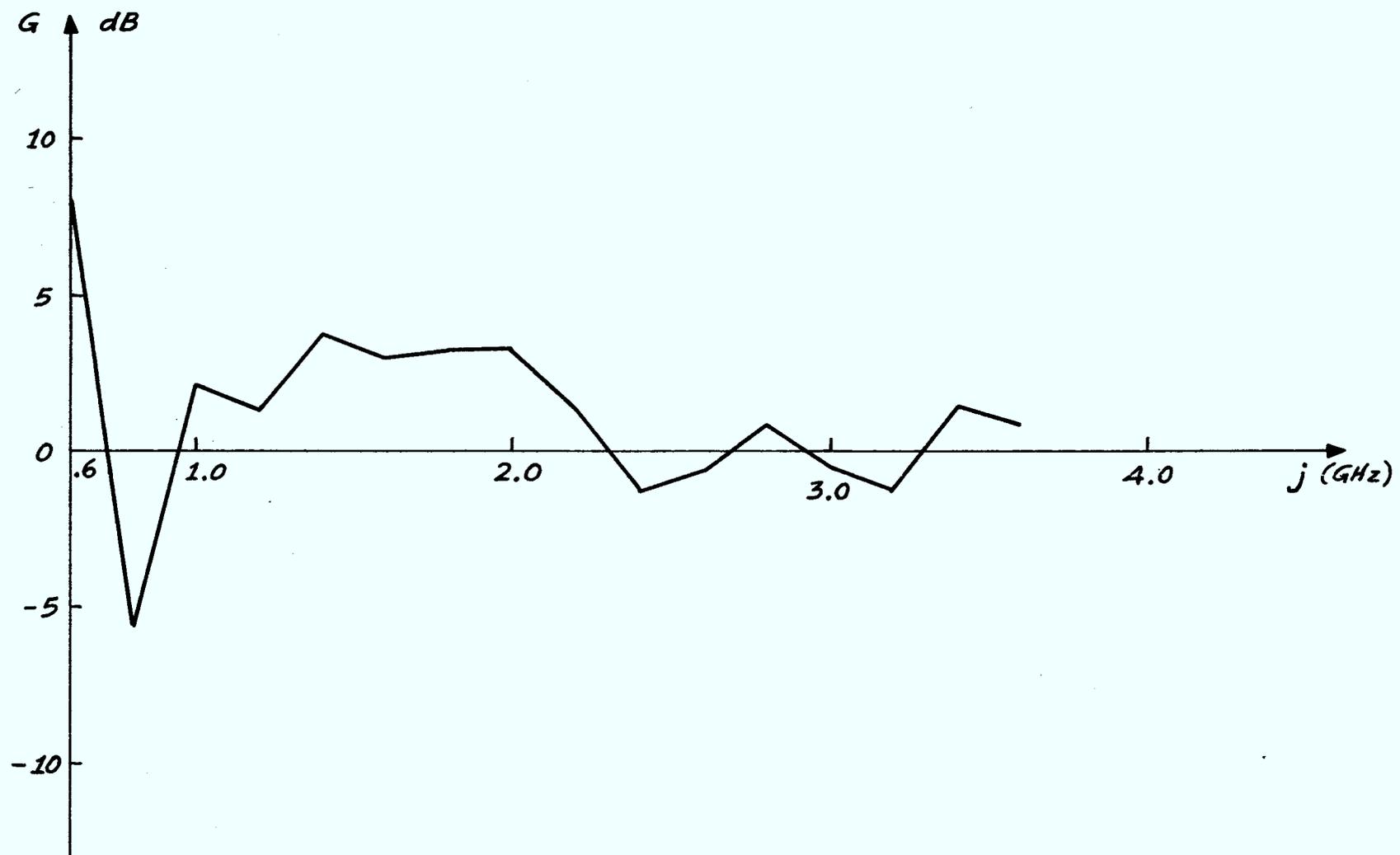


Figure 13. Gain de l'antenne spirale mesuré selon la méthode exposée dans le texte.

La fig. 14 présente la mesure du rapport d'excentricité pour la direction 0° du diagramme de rayonnement. Le niveau de polarisation circulaire de l'antenne est donc excellent. C'est la variation de ce rapport en fonction de l'angle qui permet de conclure à la similitude des champs E_θ et E_ϕ . Cette variation est au maximum 2.5 dB entre 0° et 60° et au maximum de 2 dB, entre 0° et 90° . L'erreur sur la mesure de la direction d'arrivée étant égale à la moitié de cette variation, on peut déduire l'erreur sur la direction d'arrivée d'un signal à partir des fig. 6 et 7.

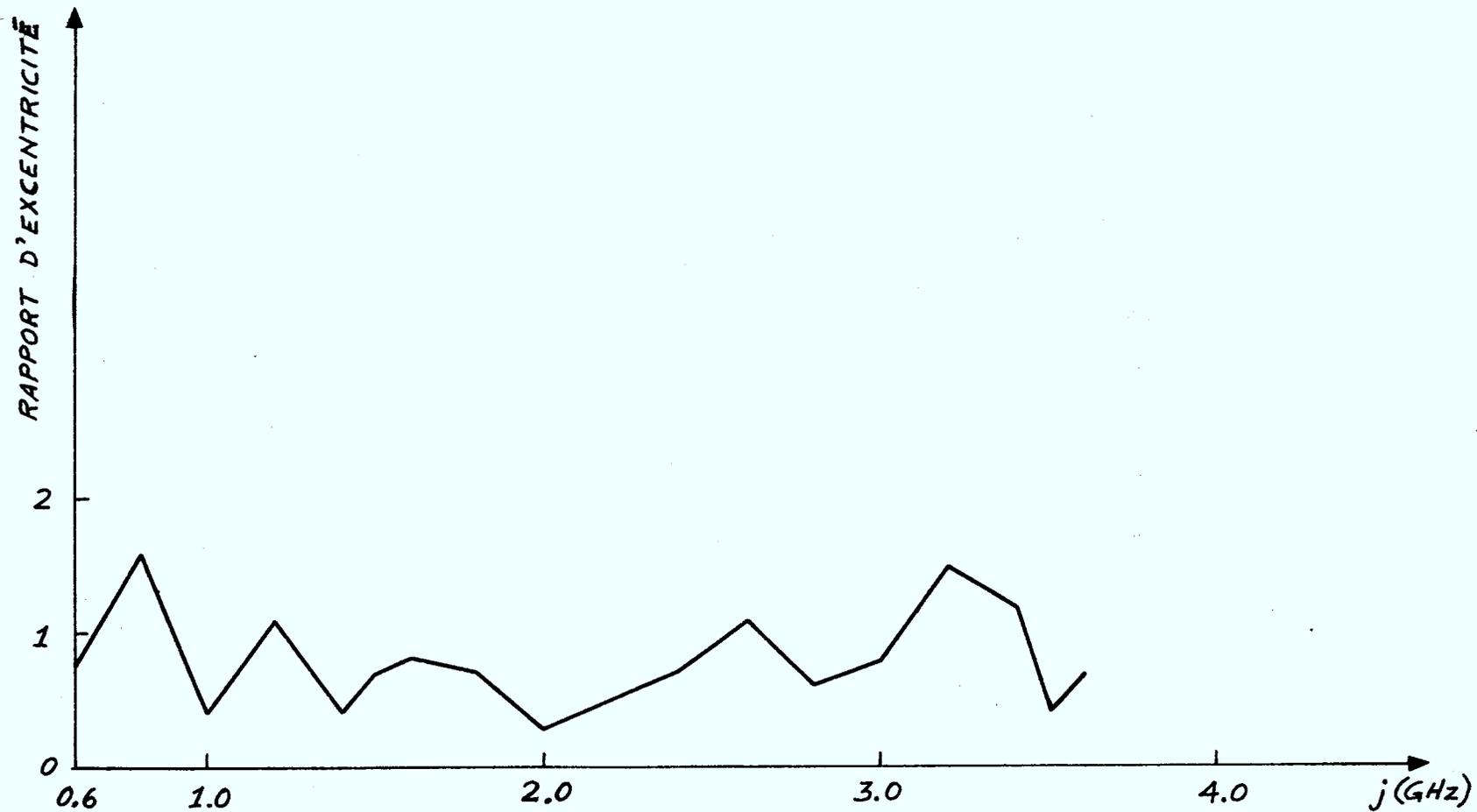


Figure 14. Rapport d'excentricité de l'antenne-spirale pour la direction 0° du diagramme de rayonnement.

Chapitre 4

CONCLUSIONS

Dans ce travail, nous avons caractérisé tous les paramètres significatifs de l'antenne spirale qui sera utilisée dans la conception du système radiogoniométrique. Cette étape était nécessaire car l'importance d'une connaissance très approfondie de l'antenne spirale pour l'interprétation des résultats obtenus par goniométrie est fondamentale.

Bien que plusieurs points soient explicitement dégagés dans les pages précédentes, les éléments ci-dessous peuvent être mentionnés comme conclusions importantes de notre étude:

a) l'absorption des ondes qui pénètrent à l'intérieur de la cavité de support de l'antenne est très importante pour que les diagrammes de rayonnement résultants soient indépendants de la fréquence. Il est donc crucial que le matériel absorbant utilisé soit performant quelle que soit la direction d'arrivée du signal;

b) l'antenne-spirale qui a été construite montre une excellente performance en polarisation circulaire, le rapport d'excentricité obtenu étant inférieur à 2 dB pour la gamme de fréquences considérée;

c) le circuit d'alimentation obtenu est compact et facile à réaliser. l'élément clef de sa réalisation est l'utilisation d'un matériel dont la constante diélectrique ne fluctue pas avec la fréquence;

d) les techniques utilisées sur un modèle réduit de l'antenne spirale s'appliqueront sur l'antenne en vraie grandeur qui sera réalisée dans la prochaine étape.

Parmi les éléments qui devront également faire l'objet d'une attention spéciale lors de nos travaux subséquents, mentionnons les points suivants:

a) étude de l'effet du couplage entre les éléments afin de déterminer si la mesure de la direction d'arrivée sera influencée par cette forme d'interférence;

b) une analyse sur la possibilité d'utiliser du matériel absorbant dont la constante diélectrique est fonction de la profondeur;

c) la possibilité d'utiliser plusieurs plaques résistives placées en parallèle tel que suggéré par Meinke [6].

Finalement, le traitement numérique des signaux à l'aide de microprocesseurs donnera une dimension nouvelle au concept de comparaison d'amplitudes. Le système deviendra de plus en plus autonome et facile à utiliser tout en augmentant la précision des mesures.

Annexe A

CIRCUIT D'ALIMENTATION BALANCEE MICROSTRIP

Un nouveau circuit d'alimentation balancée a été réalisé en vue de son insertion dans la cavité de l'antenne-spirale. La conception du circuit d'alimentation balancée est appliquée aux lignes de transmission microstrip non blindées, mais peut aussi être utilisée avec toute technique ordinaire de circuit imprimé.

A.1 LIGNE DE TRANSMISSION MICROSTRIP

Par définition, la ligne de transmission microstrip se compose d'une bande de métal conducteur et d'un plan de masse entre lesquels est placée une substance diélectrique comme le montre la figure 15. Etant donné que les lignes de champ entre la bande de conducteur et le plan de masse ne sont pas entièrement dans la substance (fig. 16), le mode de propagation des ondes sur la ligne n'est pas purement transverse électromagnétique (TEM) mais plutôt quasi-TEM. En supposant le mode de propagation quasi-TEM, la vitesse de phase dans la ligne microstrip est donnée par

$$V_p = \frac{C}{\epsilon_{eff}^{1/2}} \quad (A-1)$$

où C est la vitesse de la lumière (3×10^8 m/s) et ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective du milieu.

L'impédance caractéristique de la ligne de transmission microstrip est égale à

$$Z_o = \frac{1}{V_p C} \quad (A-2)$$

où C est la capacité par unité de longueur de la ligne.

L'impédance caractéristique Z_o de cette ligne s'obtient à partir de la relation fondamentale suivante:

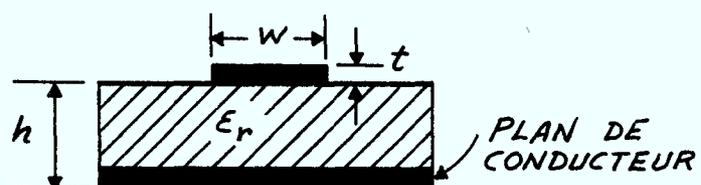


Figure 15. Représentation d'une ligne de transmission microstrip.

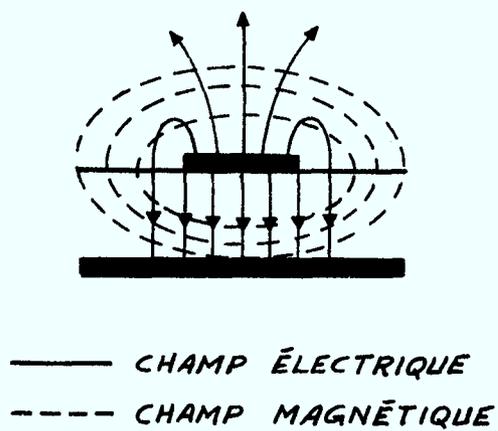


Figure 16. Lignes de champ dans une ligne de transmission microstrip.

$$Z_o = Z_1 (\epsilon_{\text{eff}})^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{A-3})$$

où Z_1 est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission quand $t = 0$ (free-space macrostrip with strip thickness $t \doteq 0$).

Il existe beaucoup de méthodes approximatives pour évaluer les valeurs de Z_1 et ϵ_{eff} . En se basant sur les travaux de Schneider [7] et Wheeler [8], Hammerstad [9] arrive à déterminer Z_1 et ϵ_{eff} uniquement à partir des dimensions de la ligne et de la constante diélectrique du milieu ϵ_r . Il obtient:

a) pour les bandes étroites: $\frac{\omega}{h} \leq 1$

$$Z_1 = 60 \ln \left(\frac{8h}{\omega} \times \frac{\omega}{4h} \right) \quad (\text{A-4})$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{\omega} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{\omega}{h} \right)^2 \right] \quad (\text{A-5})$$

b) pour les bandes larges: $\frac{\omega}{h} \geq 1$

$$Z_1 = \frac{120 \pi}{\frac{\omega}{h} + 1.393 + \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{\omega}{h} + 1.444 \right)} \quad (\text{A-6})$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{\omega} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{A-7})$$

La figure 17 montre l'impédance caractéristique de la ligne de transmission microstrip en fonction de la largeur de conducteur et l'épaisseur de diélectrique pour différentes substances.

A hautes fréquences, la constante diélectrique effective et l'impédance caractéristique de la ligne microstrip sont modifiées à cause de l'apparition de modes de propagation hybrides sur la ligne. Ce phénomène est connu sous le nom d'effet de dispersion. La fréquence en dessous de laquelle cet effet peut être négligé est donnée par la relation [11]:

$$f_o \text{ (GHz)} = 0.3 \left(\frac{Z_o}{h(\epsilon_r)^{\frac{1}{2}} - 1} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A-8})$$

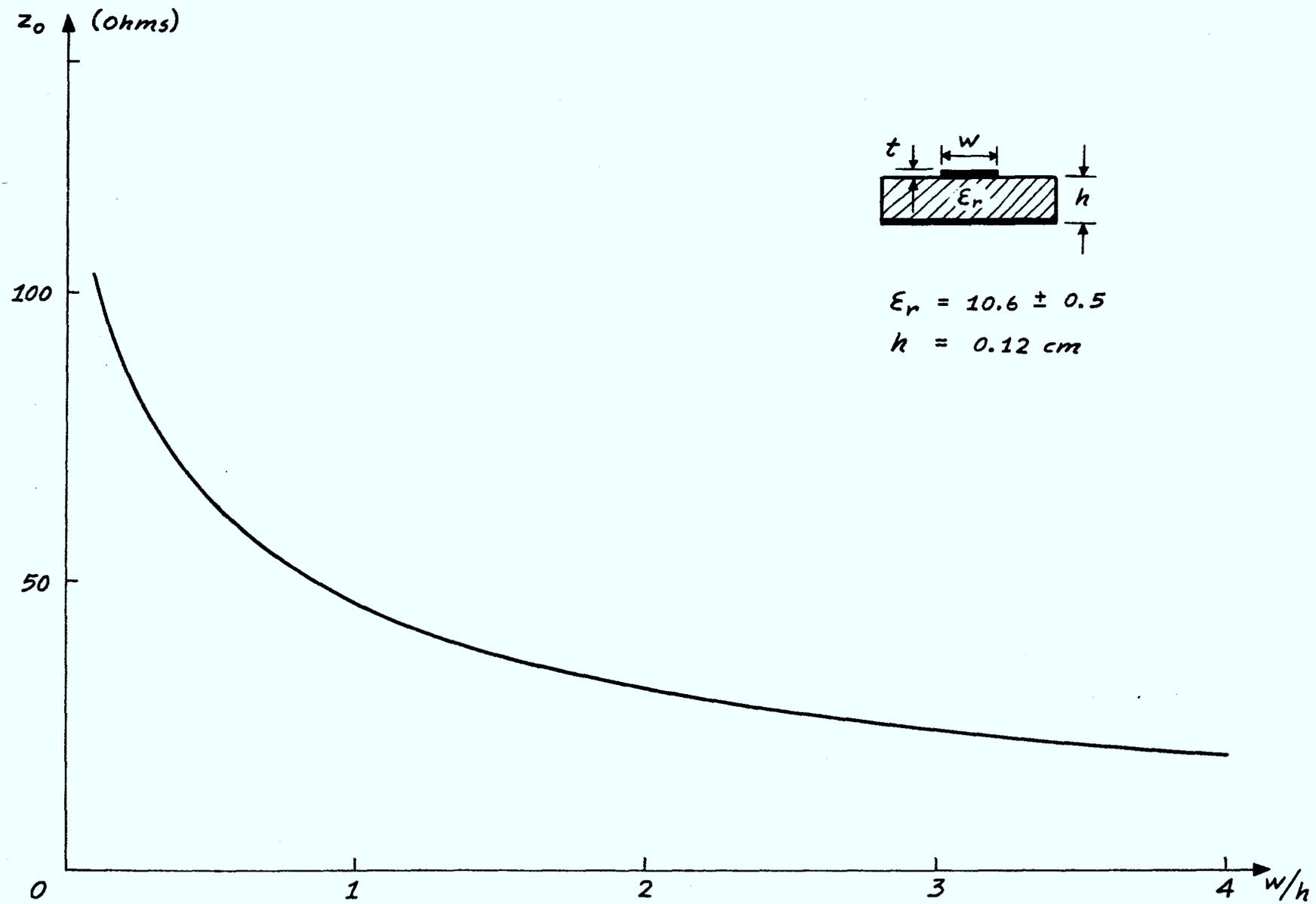


Figure 17. Impédance caractéristique d'une ligne microstrip en fonction du rapport de la largeur du conducteur (W) à l'épaisseur du diélectrique (h).

où h est l'épaisseur du diélectrique exprimée en centimètres.

L'équation (A-8) montre clairement que la fréquence f_0 est d'autant plus grande que l'impédance caractéristique est élevée et que l'épaisseur du diélectrique est faible.

Si la contrainte donnée par (A-8) ne peut être respectée, il est possible de connaître l'effet de la dispersion sur ϵ_{eff} à l'aide des expressions de Getsinger [13]

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}}}{1 + G \cdot \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (\text{A-9 a})$$

avec $f_p = \frac{Z_0}{8\pi h}$ (A-9 b)

et $G = 0.6 + 0.009 Z_0$ (A-9 c)

où f est exprimée en GHz et h en centimètres.

On constate que si $f_p \gg f$, la constante diélectrique $\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_{\text{eff}}$. Tout comme pour la relation (A-8), cette condition est réalisée si l'impédance de ligne est élevée et si l'épaisseur du diélectrique est faible.

De même, la variation de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence est donnée [12] comme:

$$Z_0(f) = \frac{377 h}{\omega_{\text{eff}}(f) (\epsilon_{\text{eff}})^{\frac{1}{2}}(f)} \quad (\text{A-10})$$

où $\omega_{\text{eff}}(f) = \omega + \frac{\omega_{\text{eff}}(0) - \omega}{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2}$ (A-11)

avec $\omega_{\text{eff}}(0)$ est la largeur effective quand la fréquence est nulle.

La variation de $Z_0(f)$ en fonction de la fréquence est montrée à la fig. 18 pour deux épaisseurs différentes de la substance diélectrique. Pour le cas $h = 0.12$ cm, épaisseur qui a effectivement été utilisée, l'augmentation de l'impédance caractéristique s'avère être seulement de .6% de DC à

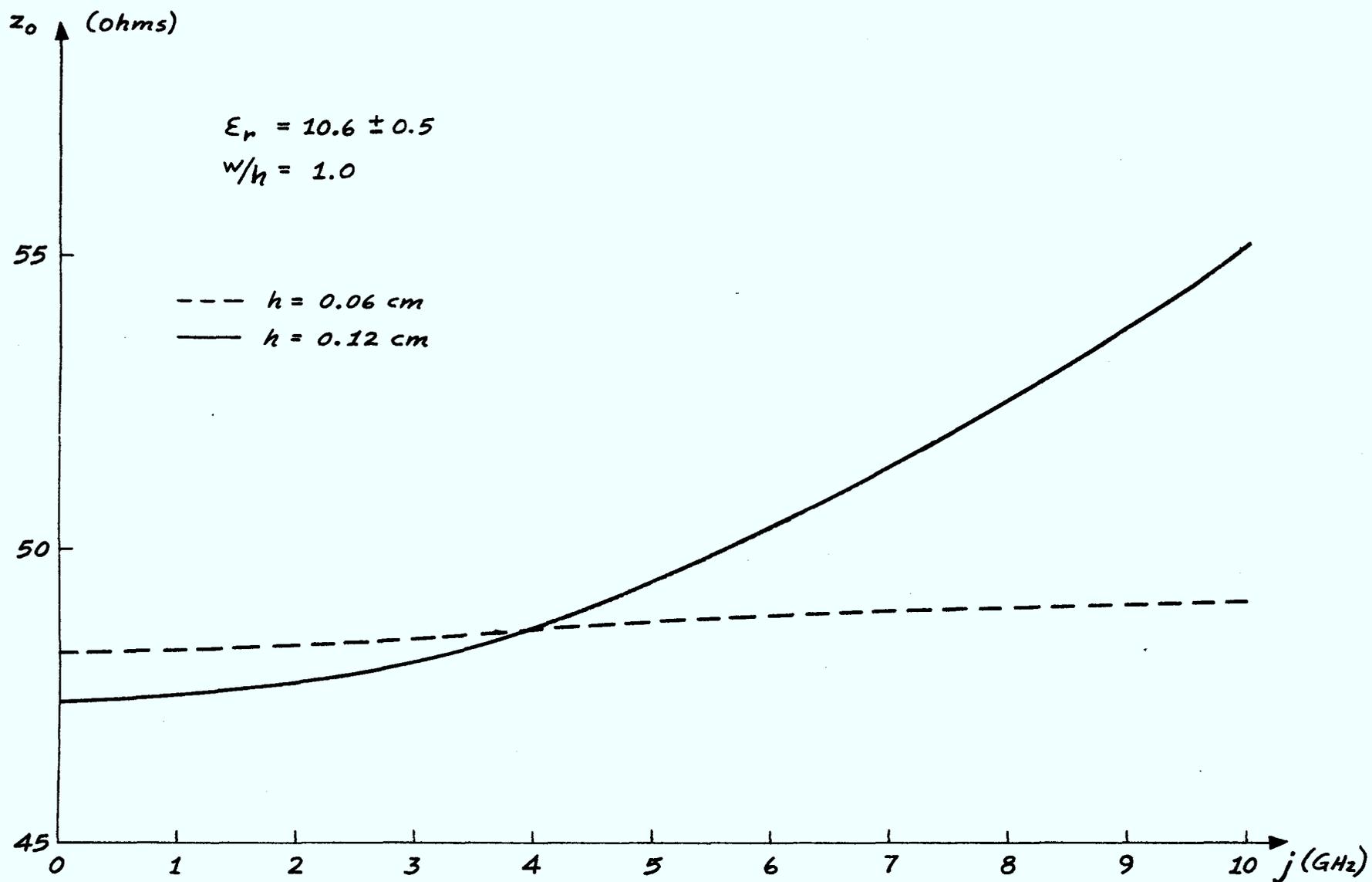


Figure 18. Variation de l'impédance caractéristique Z_0 en fonction de la fréquence pour deux épaisseurs de diélectrique.

5 GHz, et peut donc être négligée dans notre cas (d'autant plus que la fréquence d'opération maximale est 4.6 GHz).

A.2 CIRCUIT D'ALIMENTATION BALANCEE MICROSTRIP

En se basant sur le principe de circuit d'alimentation balancée de Roberts, Oltman [10] a établi les relations entre Z_a et Z_{ab} , qui sont les impédances caractéristiques des lignes de transmission définies à la fig. 19, l'adaptation maximale sur une plage de fréquences donnée. Le critère de maximisation demande que:

$$Z_b = \frac{Z_{ab} \tan^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{f_x}{f_0} \right)}{1 + \left(\frac{Z_{ab}}{R} \right)^2 \tan^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{f_x}{f_0} \right)} \quad (\text{A-12})$$

où f_x est la fréquence limite (soit la plus haute ou la plus basse) de la bande de fréquence,

$$f_0 \text{ est la fréquence centrale, c'est-à-dire } f_0 = \frac{f_{x1} + f_{x2}}{2}$$

Avec la restriction de l'équation (A-12), la relation donnant la valeur optimale de l'impédance du générateur R_s est [10].

$$R_s = \frac{R}{2} \left(1 + \frac{Z_b Z_{ab}}{R^2} \right) \quad (\text{A-13})$$

La valeur de R_s donnée par (A-13) permet la meilleure adaptation possible sur toute la gamme de fréquence, entre l'antenne et le générateur.

Le circuit d'alimentation balancée de la spirale réalisé à partir du principe de ligne microstrip est du type "Roberts" et s'appuie donc sur les relations (A-12) et (A-13) pour sa conception. La figure 19 illustre le circuit d'alimentation balancée en ligne coaxiale et sa réalisation équivalente en circuit imprimé. On constate que la ligne coaxiale a été remplacée par une bande mince conductrice placée sur le plan conducteur.

Pour minimiser la radiation produite par la ligne de transmission elle-même, il est nécessaire de prendre la largeur du plan conducteur au moins

trois fois plus grande que celle du conducteur. En respectant ce critère, les impédances caractéristiques de Z_a et Z_b de la ligne microstrip non blindée peuvent être déterminées à partir des courbes de la figure 17.

La longueur physique de la ligne de transmission en circuit ouvert θ_b (voir fig. 19) dépend de la vitesse de propagation dans le diélectrique. Dans le cas d'un diélectrique homogène, on a

$$\theta_b = \frac{\lambda}{4} (\epsilon_{\text{eff}})^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{A-14})$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre. Or, le paramètre ϵ_{eff} dépend du rapport ω/h et de la constante diélectrique du substrat. La valeur de ϵ_{eff} a été calculée suivant les formules (A-5) et (A-7). La longueur θ_b est calculée de telle façon qu'elle représente $\lambda/4$ à la fréquence centrale.

L'impédance caractéristique de la ligne de transmission balancée Z_{ab} est déterminée approximativement par l'expression:

$$Z_0 = \frac{276}{\epsilon^{\frac{1}{2}}} \log_{10} \left(\frac{4S}{B} + 8 \right) \quad (\text{A-15})$$

où S est la distance entre les deux bandes conductrices, et B est la largeur du microstrip.

Les résultats sont donnés dans le tableau 1. Leur précision est suffisamment grande pour les besoins de conception du circuit d'alimentation balancée. Le choix de l'impédance Z_{ab} est relativement facile car il faut avoir Z_{ab} le plus grand possible afin d'obtenir une grande largeur de bande. La longueur θ_{ab} peut être considérée comme un quart de longueur d'onde à la fréquence centrale dans l'espace libre.

L'impédance optimale du générateur calculée à partir de (A-13) est de 70 ohms. Il a donc fallu réaliser une transformation d'impédance pour passer d'une impédance caractéristique de 50 ohms, à l'entrée du circuit d'alimentation, à une impédance de 100 ohms au centre du circuit d'alimentation balancée (ce qui correspond à l'impédance de l'antenne spirale).

Une série de circuits d'alimentation balancée microstrip a été construite

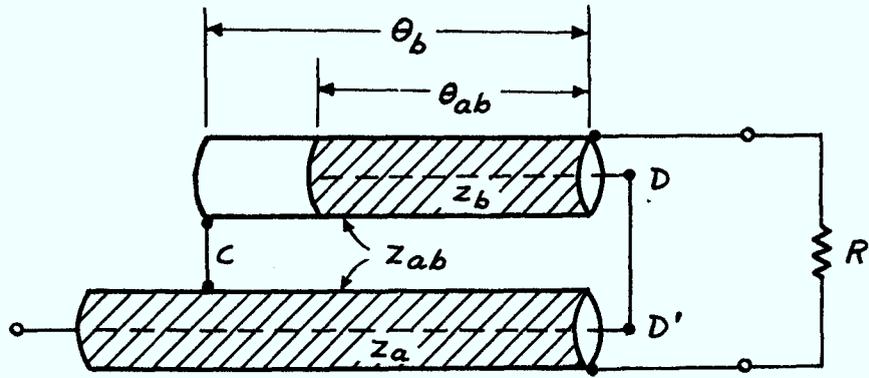


Figure 19-a. Circuit d'alimentation balancée en ligne coaxiale.

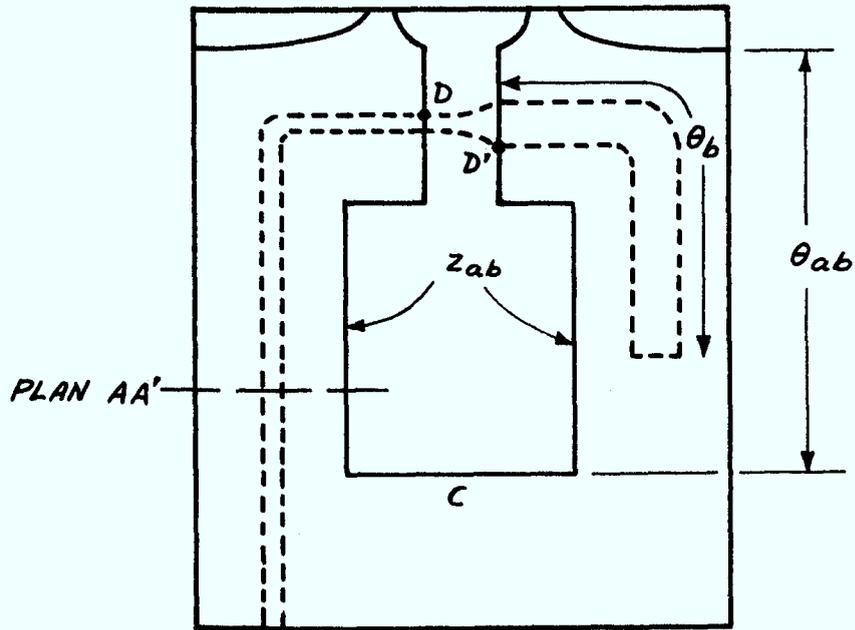


Figure 19-b. Réalisation équivalente en circuit imprimé.

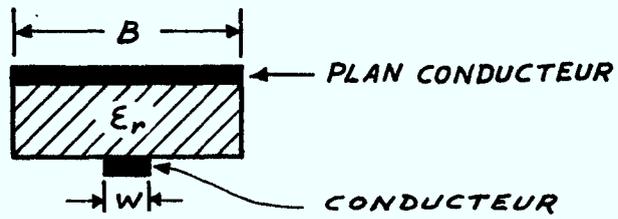


Figure 19-c. Vue en coupe.

pour alimenter l'antenne spirale dans la gamme de fréquences 400 - 4000 MHz. Le circuit d'alimentation balancée lui-même est fabriqué avec un matériel spécial (Epsilon -10) comme le montre la figure 19. Le choix de ce matériel est justifié par le fait que ϵ_{eff} de ce dernier peut être considéré constant sur la plage de fréquence choisie.

Les spécifications typiques du circuit d'alimentation balancée sont les suivantes:

- largeur de bande de fréquence 3 octaves
- épaisseur de diélectrique $h = 0.06 \pm 0.005$ cm
- constante de diélectrique $\epsilon_r = 10.2 \pm 0.5$

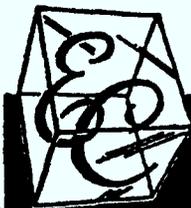
Tableau 1

Impédance caractéristique de la ligne de transmission balancée (l'espace libre)	
B/S	Z_0 (ohms)
1	297.8
2	276.0
3	267.7
4	263.4
5	260.7
6	258.8
7	257.5
8	256.5
9	255.7
10	255.1

Annexe B

CARACTERISTIQUES DU MATERIEL ABSORBANT

Cette annexe contient la description fournie par le manufacturier, Emerson & Cuming Inc., des propriétés électriques du matériel absorbant utilisé pour recouvrir les parois internes de la cavité métallique qui est placée sur la face arrière de l'antenne-spirale.



PLASTICS/CERAMICS
FOR ELECTRONICS

Canton, Mass. 02021 Telephone (617) 828-3300 TWX (710) 348-132
Gardena, Calif. 90248 (213) 321-6650 (910) 346-673
Northbrook, Ill. 60062 (312) 272-6700 (910) 686-000

Emerson & Cuming, Inc.

MICROWAVE PRODUCTS DIVISION
CANTON, MASSACHUSETTS

TECHNICAL BULLETIN 2-11

ECCOSORB[®] LS

Lossy Flexible Foam Sheet

ECCOSORB LS is a series of low-density, high-loss, flexible foam sheet materials. They are used to absorb electromagnetic energy in a variety of applications. Any given sheet of ECCOSORB LS is uniform in characteristics from point to point across the sheet and from front to back. ECCOSORB LS is used to line the interior of a cavity to lower its Q, to wrap around a radiating element to eliminate surface currents. It can be cut into wedges or tapered pieces and used inside waveguides as dissipative material. It should find applications in situations where space cloth has been used. It can be used to 250° F (121° C). (Also see Technical Bulletin 8-2-11A on ECCOSORB LS-D, a higher temperature material.)

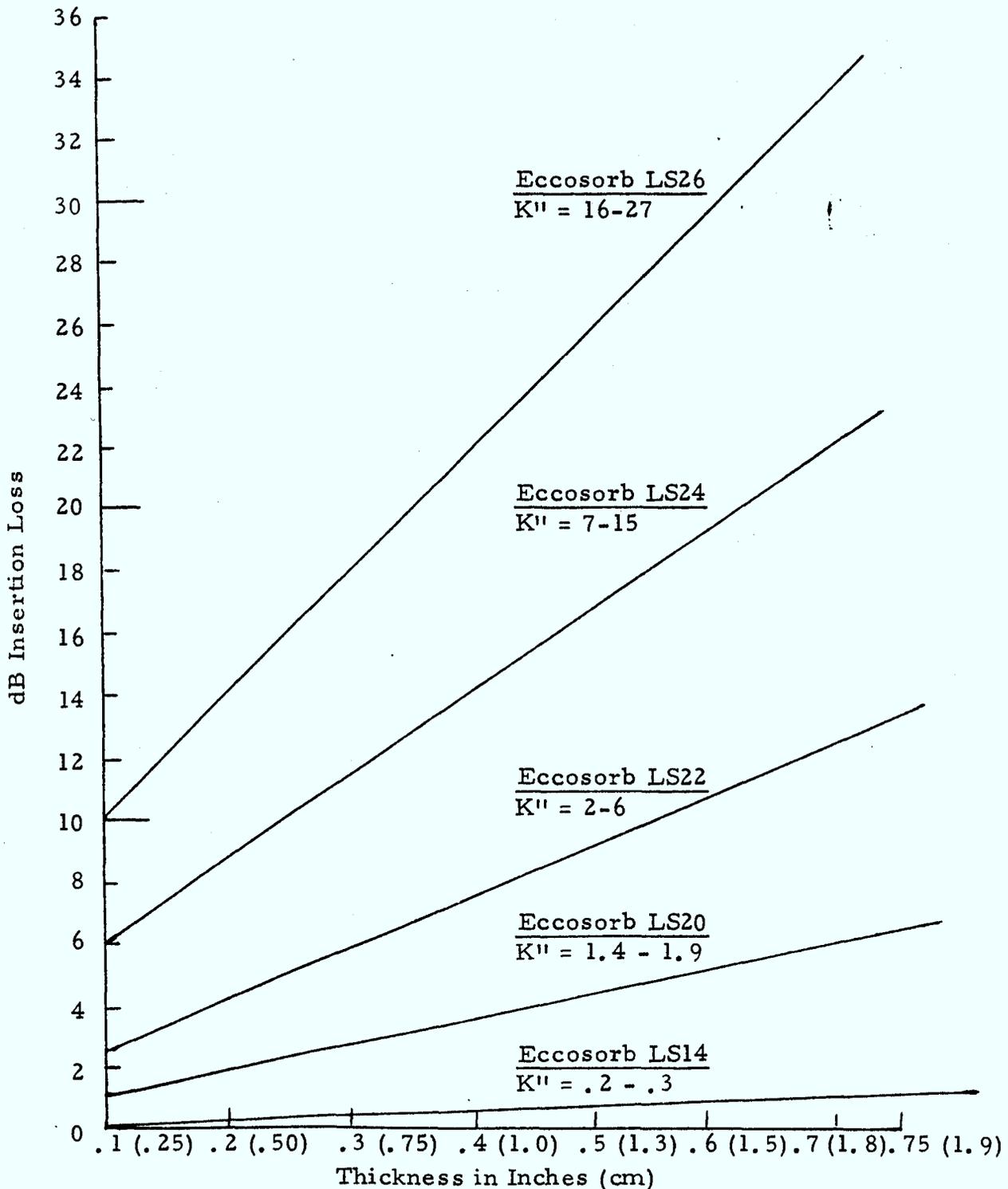
ECCOSORB LS is not a free space absorbing material. It should not be confused with the many free-space absorbers offered by Emerson & Cuming, Inc., for lining microwave darkrooms and antenna nacelles. ECCOSORB LS physically resembles ECCOSORB AN. Electrically, however, it is entirely different. ECCOSORB AN is a graded absorber, being made from 3 or more layers of absorptive foam, each layer of which is itself graded. It should be pointed out, however, that the reflectivity of an object (metal or otherwise) can be reduced by applying one or more layers of ECCOSORB LS to its surface.

ECCOSORB LS is a foam in structure, black in color. Weight is about 5 lbs./cu. ft. (0.08 g/cc). It can be cut readily with a scissors. It can be cemented in place by the use of ECCOBOND[®] 45 (Technical Bulletin 3-2-3) or ECCOBOND 87H-NF (Technical Bulletin 3-2-16A). A spray-on surface coating (ECCOCOAT[®] 909C Technical Bulletin 4-2-31) can be supplied which will seal the surface of ECCOSORB LS. This will permit outdoor exposure. Standard sheet size is 24" x 24" (61cm x 61cm). Thickness is 1/8" (0.3cm), 1/4" (0.6cm), 3/8" (0.9cm), and 3/4" (1.8cm). One sheet of ECCOSORB LS can be cemented on top of another sheet using ECCOBOND 87H-NF in order to build up thickness. In this way, a graded absorber can be made.

ECCOSORB LS is available in a wide range of dielectric properties which are best characterized by insertion loss and dielectric loss factor. In order of increasing insertion loss, the material designations are ECCOSORB LS14, LS20, LS22, LS24, and LS26 as shown on the accompanying graph.

By insertion loss is meant the decibel reduction in field strength which results when a sheet of ECCOSORB LS is inserted normal to the direction of propagation. Dielectric loss factor is the product of dielectric constant and dissipation factor ($\tan \delta$). Magnetic permeability is unity for all ECCOSORB LS materials. While insertion loss depends upon internal energy dissipation and therefore upon material thickness, it also includes a contribution from surface reflection. The values given in the graph were measured at 3 GHz as noted. Nevertheless the insertion loss of ECCOSORB LS remains approximately constant over the frequency range 0.8 GHz to 10 GHz. Such frequency independence does not exist for loss factor, dielectric constant or dissipation factor, and no attempt is made here to describe this very complicated and somewhat unpredictable situation.

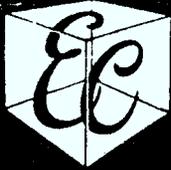
An experimental approach to finding the optimum grade of ECCOSORB LS for a given application is highly recommended in preference to any attempt to predict performance from approximate or assumed dielectric properties. Some information on detailed dielectric properties is available, but only a computer-aided approach to design problems can be expected to cope with the frequency-dispersive characteristics of these materials. No tolerance guarantees on dielectric constant and loss tangent can be made. Emerson & Cuming, Inc. sales engineers will be glad to recommend a grade of ECCOSORB LS for a specific application, but experimentation will frequently be required to optimize the choice. Since ECCOSORB LS is inexpensive and easy to use, direct experimentation is highly recommended.



ECCOSORB LS

Approximate Insertion Loss in dB at 3.0 GHz,
Normal Incidence

This information, while believed to be completely reliable, is not to be taken as warranty for which we assume legal responsibility nor as permission or recommendation to practice any patented invention without license. It is offered for consideration, investigation, and verification.

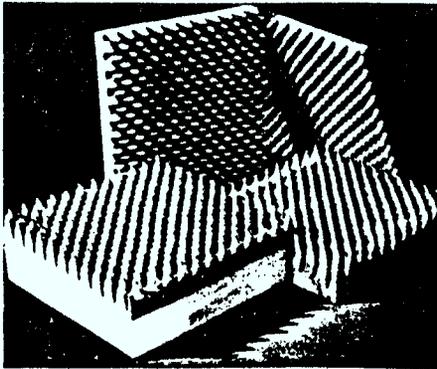


EMERSON & CUMING, Inc.
 Microwave Products Division
 Plastics/Ceramics for Electronics

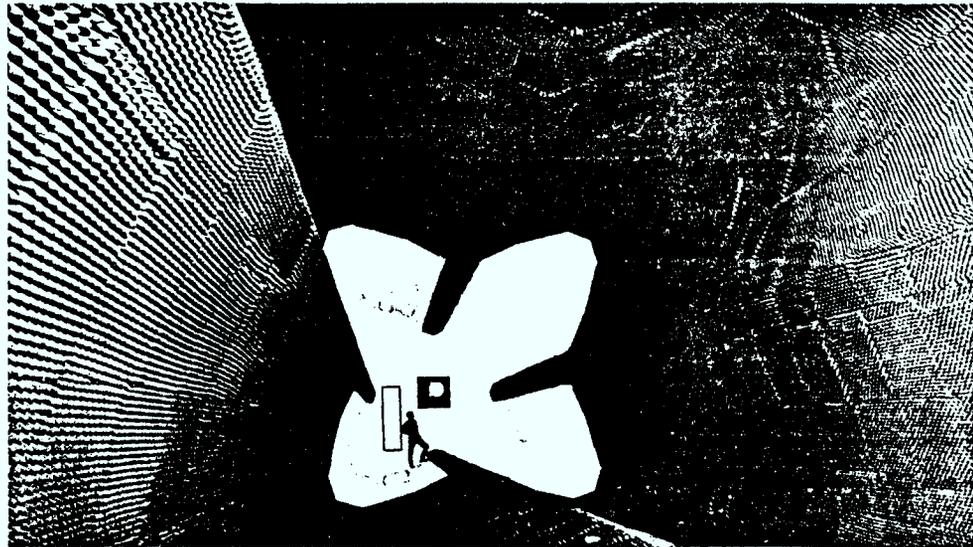
TECHNICAL BULLETIN 8-2-14

ECCOSORB CV

Premium Quality Microwave Absorber



Eccosorb CV Modules



Eccosorb CV is a series of premium-quality electrically tapered broadband absorbing materials intended primarily for use in anechoic chambers where superior performance is required at the highest frequencies. Power reflectivity of 0.01 percent (-40 db) and less is assured at frequencies above the low-frequency limits tabulated below, up to frequencies in excess of 100 GHz. Measurements at 96 GHz indicate reflectivity of -40 db out to incidence angles of at least 70°. Throughout a frequency range extending about two octaves below the lower limit of the -40 db region, the reflectivity of these materials remains better than -20 db.

While Eccosorb VHP or HPY absorbers (see Technical Bulletins 8-2-2C and 8-2-3) are often preferable as work-horse materials for anechoic chambers, Eccosorb CV is definitely recommended when maximum performance is required in the frequency range above about 25 GHz.

Eccosorb CV is made from lightweight artificial-dielectric loaded flexible foam. The front surface is rippled for optimum impedance match at the higher microwave frequencies. Sheet size is 24" x 24" and the number in the type designation indicates the approximate sheet thickness in inches. Sheets may be cut readily to any required outline and can be contoured to surfaces of moderate curvature by appropriate procedures.

Eccosorb CV-W is a weatherproof version of Eccosorb CV. An intimately fitting layer of loss-less foam is used to provide a physically flat front face in Eccosorb CV and this assembly is then sealed in neoprene-coated nylon fabric. Only minor degradation of high-frequency performance results.

Eccosorb CV is widely used on sloping surfaces of funnel-type anechoic chambers. Excellent performance at near grazing incidence makes relatively thin material usable to very low frequencies -- Eccosorb CV6 in the illustration permits 35 db worst-level reflectivity down to at least 500 MHz.

All materials are self-extinguishing in accordance with ASTM-D1692-59T and incombustible under City of Los Angeles Building Code (1963) Division 4, Section 91.0403(i) by ASTM Method E136-59T (modified).

LOW-FREQUENCY LIMITS OF INDICATED REFLECTIVITY

Type	-20 db	-30 db	-40 db	-50 db	Thickness inches	Approx. Wt. lbs./sq. ft.
CV-3	3.0 GHz	6 GHz	1 GHz	25 GHz	3	0.7
CV-4	2.5 GHz	5 GHz	1 GHz	25 GHz	4	0.8
CV-6	1.5 GHz	3 GHz	1 GHz	25 GHz	6	0.9
CV-9	1 GHz	1.5 GHz	1 GHz	25 GHz	8	1.8

This information is not to be taken as warranty or representation for which we assume legal responsibility, nor as permission or recommendation to practice any patented invention without license. It is offered solely for consideration, investigation, and verification.

Revised 2/73

Printed in U.S.A.



EMERSON & CUMING, INC.
 CANTON, MASSACHUSETTS
 GARDENA, CALIFORNIA / NORTHBROOK, ILLINOIS
 EMERSON & CUMING Europe N.V., Oevel, Belgium



Annexe C

DESCRIPTION DE LA METHODE DE MESURE
DE L'IMPEDANCE D'ENTREE

Cet annexe décrit brièvement la méthode de mesure utilisée pour déterminer l'impédance d'entrée de l'antenne-spirale. La caractéristique distinctive du procédé est de ramener la mesure de l'impédance à celle d'un coefficient de réflexion après avoir inséré une jonction hybride de paramètre connus entre la source et l'antenne.

Selon la représentation de la fig. C-1, la matrice de répartition (scattering matrix) d'une jonction hybride idéale, avec ports de sortie en quadrature, est définie par l'équation C-1 donnée ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (\text{C-1})$$

dans laquelle

a_i est l'onde incidente sur l'entrée i ,

b_i est l'onde réfléchie à l'entrée i .

Si, tel qu'indiqué à la fig. C-2, les lignes de transmission d'impédance caractéristique Z_0 reliant les sorties 3 et 4 sont d'égale longueur, la théorie des matrices de réflexion permet d'écrire les équations qui suivent:

$$V_3 = (a_3 + b_3) \sqrt{Z_0} \quad (\text{C-2})$$

$$V_4 = (a_4 + b_4) \sqrt{Z_0} \quad (\text{C-3})$$

$$I_3 = (a_3 - b_3) \frac{1}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{C-4})$$

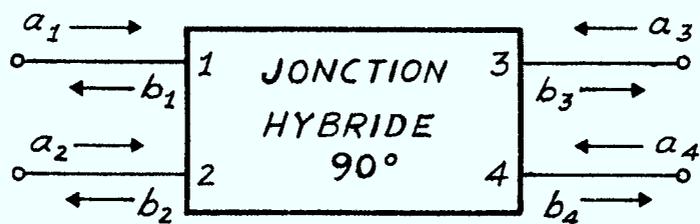


Figure C-1 Matrice de répartition d'une fonction hybride 90° .

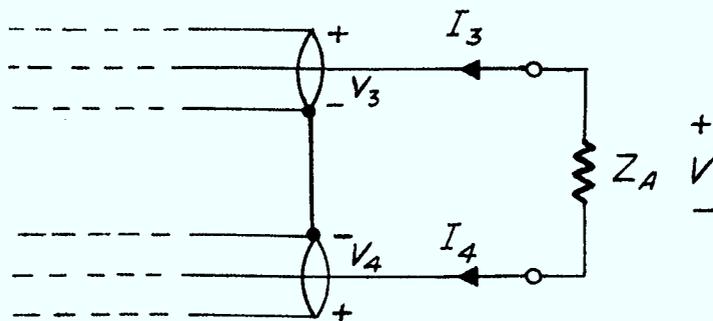


Figure C-2 Ligne de transmission

$$I_4 = (a_4 - b_4) \frac{1}{\sqrt{Z_0}} \quad (C-5)$$

dans lesquelles V_i et I_i désignent, respectivement, les tensions et les courants aux entrées i . D'autre part, les relations qui existent entre V_3 , I_3 et a_3 , a_4 sont données par les équations suivantes:

$$a_3 = \frac{V_3 + I_3 Z_0}{2 \sqrt{Z_0}} \quad (C-6)$$

$$a_4 = \frac{V_4 + I_4 Z_0}{2 \sqrt{Z_0}} \quad (C-7)$$

De plus, la fig C-2 permet d'écrire:

$$V = Z_A I_4 \quad (C-8)$$

$$= V_3 - V_4 \quad (C-9)$$

En posant $a_2 = 0$, on peut déduire, grâce aux équations C-1 à C-9 qui précèdent, le coefficient de réflexion P à l'entrée no. 1 de la jonction hybride, soit

$$\frac{b_1}{a_1} = P = \frac{2j}{\frac{Z_A}{Z_0} + 2} \quad (C-10)$$

Enfin, selon la théorie des lignes de transmission, le coefficient de réflexion P est donnée par l'expression suivante:

$$P = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (C-11)$$

où Z_{in} est l'impédance d'entrée du port no. 1 de la jonction hybride.

A partir de C-10 et C-11 on peut facilement déduire l'impédance Z_A de l'antenne, on obtient:

$$Z_A = \left[\frac{-2Z_{in}(1-j) + 100(1+j)}{Z_{in} - 50} \right] Z_0$$

Nous avons déjà illustré à la fig. 8 le montage utilisé pour effectuer la mesure d'impédance de l'antenne selon le procédé décrit plus haut.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.A. Cummins, G.Y. Delisle, Minh D. Le-Thi, "Conception d'un réseau d'antennes en vue d'une application radiogoniométrique", Rapport final n° LT-79-8230, Contrat OSU78-00244, Mars 1979.
- [2] H.G. Booker, "Slot aeriels and their relation to complementary wire aeriels (Babinet's Principle)", Proc. IEE (London), Part IIIA, pp. 620-627, 1946.
- [3] R. Bawer, J.J. Wolfe, "A printed circuit balun for use with spiral antennas", IRE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-8, n° 5, pp. 319-325, Mai 1960.
- [4] G. Oltman, "The compensated balun", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-14, n° 3, pp. 112-119, Mars 1966.
- [5] H. Nakano, J. Yamauchi, "A theoretical investigation of the two-wire round spiral antenna", IEEE/AP-S International Symposium Digest, Seattle, Wash., pp. 387-390, Juin 1979.
- [6] H.H. Meinke, "Antenna Research", Scientific Report, Contract AF 61(052)-952, pp. 101-146, Février 1967.
- [7] M.V. Schneider, "Microstrip lines for microwave integrated circuits", Bell Syst. Tech. J., Vol. 48, pp. 1421-1444.
- [8] H.A. Wheeler, "Transmission line properties of parallel wide strips by a conformal mapping approximation", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-12, n° 5, pp. 280-288, Mai 1964.
- [9] E.O. Hammerstad, "Equations for microstrip circuit design", Proc. European Microwave Conference, Hamburg (Germany), pp. 268-272, Sept. 1975.
- [10] G. Oltman, "The compensated balun", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-14, n° 3, pp. 112-119, Mars 1966.

- [11] W.J. Chudobiak et al., "Dispersion in microstrip", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-19, n^o 9, pp. 783-784, Sept. 1971.
- [12] R.P. Owens, "Predicted frequency dependence of microstrip characteristic impedance using the planar-waveguide model", Electron. Lett., Vol. 12, pp. 269-279, Mai 1976.
- [13] W.J. Getsinger, "Microstrip dispersion model", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-21, n^o 1, pp. 34-39, Janvier 1973.

