

I N F L U J O D E L N U M E R O D E E S P I R A S D E
U N A A N T E N A H E L I C O I D A L E N S U S
C A R A C T E R I S T I C A S D I R E C C I O N A L E S

Tesis previa a la obtención del título
de Ingeniero en la especialización de
Electrónica y Telecomunicaciones de la
Escuela Politécnica Nacional

NELSON F. RUIZ CORAL

QUITO

Julio de 1.971

Certifico que este trabajo ha
sido realizado en su totalidad
por el Sr. Nelson F. Ruiz Coral



Ing. Efraín del Pino V.

CONSULTOR DE TESIS

Quito, Julio de 1971

A MIS PADRES

P R O L O G O

La ciencia, la investigación científica, constituyen sin du da una aventura para el hombre, aventura a través de la cual se roza a veces con el misterio pero que, en definitiva, resulta siem pre una vía de descubrimiento y conquista de todas las dimensio- nes posibles de la realidad.

Lleno de ese anhelo de investigación que yace en el fondo de todo hombre, y que es parte del afán general por capturar lo des conocido, ingresé a estudiar electrónica en la Escuela Politécni- ca Nacional, y gracias a ésta y a la ayuda de sus profesores he culminado la carrera, especializándome en el campo de las teleco- municaciones. Mi paso por la Escuela Politécnica, a más de abrir me las grandes posibilidades del conocimiento, ha acicateado aún más en mí ese deseo por explorar la realidad y adentrarme en los secretos de la electrónica.

La tesis que a continuación desarrollo versa sobre el tema "Antenas". Nadie puede desconocer, hoy, que una gran parte de los avances científicos y tecnológicos del siglo XX se deben a la utilización de este elemento indispensable en las telecomuni- caciones, tanto intercontinentales como espaciales. Es decir que su uso no sólo posibilita un mayor conocimiento científico sino, además, una mayor comprensión entre los hombres.

Algún día será posible, talvez, comunicarnos con otros mundos

y aprender de otras civilizaciones, gracias a la ayuda de la antena que constituirá entonces un elemento imprescindible de la vida humana. La fantasía, cuya marcha siempre se adelanta a la realidad, ha descubierto ya la fundamental significación de la antena, como en el campo aquel de la literatura denominado de la ciencia-ficción.

Quiero expresar mi agradecimiento a la Escuela Politécnica Nacional, en cuyas aulas me he formado; a los profesores que supieron transmitirme sus conocimientos de manera sabia y desinteresada, y especialmente al profesor señor Ing. Efraín del Pino V., gracias a cuyo invaluable asesoramiento me fue posible desarrollar esta tesis.

Finalmente mi gratitud para la señorita Cecilia Santos Díaz, quien tuvo la amabilidad de realizar la transcripción de este trabajo.

	Página
antenas	50
3.3 Medición de la intensidad relativa de campo para las diferentes hélices	51
3.3.1 Factores que se deben tomar en cuenta	51
3.3.2 Valores medidos y calculados en la parte experimental	56
<u>Capítulo Cuarto: CONCLUSIONES</u>	74
4.1 Comparación entre los resultados medidos y calculados	75
4.2 Justificación de las diferencias obtenidas en la teoría y en la verificación experimental	78
ANEXO I	80
Deducción de la fórmula para determinar los campos lejanos producidos por una espira	81
ANEXO II	84
Adición de campos debidos a fuentes diferentes	85
ANEXO III	87
Principio de multiplicación de configuraciones	88
ANEXO IV	
Representación gráfica de los resultados teóricos	92

Página

ANEXO V

Representación gráfica de los resultados experimentales

103

ANEXO VI

Programa FORTRAN para obtención de los resultados teóricos

114

BIBLIOGRAFIA

117

C A P I T U L O P R I M E R O

I N T R O D U C C I O N

Siendo la hélice una forma geométrica fundamental que tiene un gran número de aplicaciones en muchas ramas de la Física y de la Ingeniería, así por ejemplo, en sistemas mecánicos la hélice o resorte en forma de bobina, es una estructura muy familiar; en sistemas eléctricos un conductor helicoidal o inductor es un tipo básico de elemento en los circuitos y en muchos fenómenos dinámicos las partículas siguen un camino helicoidal. Una propiedad conocida a frecuencias para las cuales la circunferencia de la hélice es pequeña comparada con la longitud de onda ha encontrado aplicación en tubos de ondas viajeras y teniendo una resonante aplicación como antena de haz. He creído conveniente realizar un estudio teórico-experimental de una de las principales características de una antena en forma de hélice, que constituye la configuración de la intensidad de campo eléctrico para campos lejanos. En el presente trabajo desarrollaré el tema: "Influjo del número de espiras de una antena helicoidal en sus características direccionales".

Considerando la hélice como una antena es importante tomarla no como una forma única o especial, sino más bien, como un tipo básico del cual las antenas más familiares: la de lazo y la de conductores rectos son meramente casos especiales. De este modo una hélice de diámetro fijo se transforma en un lazo conforme el espaciado entre espiras se aproxima a cero. Por otro lado, una hélice de espaciado fijo se transforma en un conductor lineal conforme el diámetro se aproxima a cero.

El estudio teórico lo he realizado en base del método de John

D. Kraus que considera a la hélice como un arreglo lineal de espiras.

La experimentación fue llevada a cabo con los equipos disponibles en el laboratorio del Departamento de Electrónica de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Escuela Politécnica Nacional y gracias a la ayuda del Departamento Nacional de Frecuencias que colaboró con el vehículo apropiado para hacer posible que las mediciones de campo se pudiesen realizar en condiciones favorables libres de influencias eléctricas externas.

Para una mejor exposición y comprensión he dividido el presente trabajo en cuatro capítulos. En el Capítulo primero y luego de esta introducción haré una exposición general del problema. En el Capítulo segundo realizo un estudio teórico-matemático de la intensidad de campo eléctrico para campos lejanos utilizando el método mencionado anteriormente a fin de poder determinar el influjo del número de espiras de una antena helicoidal en sus características direccionales. He realizado algunas suposiciones a fin de simplificar y facilitar los cálculos y es por esto que doy una justificación de las aproximaciones empleadas.

El capítulo tercero consta de una descripción del método de medida empleado, así como de los instrumentos utilizados. Una vez realizadas las mediciones de campo he procedido a grafizar los datos obtenidos que me servirán luego para poder establecer una comparación con las curvas teóricas. Desgraciadamente no hubo a disposición un grafizador de intensidad de campo con el cual hubiese sido más fácil la realización del presente trabajo.

Tanto para los cálculos matemáticos como para las mediciones se utilizó como frecuencia de trabajo 600 MHz., correspondiente al rango de UHF.

Finalmente en el capítulo cuarto realizo la comparación entre los resultados obtenidos en la teoría y en la verificación experimental para de este modo y luego de la explicación de las diferencias obtenidas, poder llegar a las conclusiones que son de gran importancia en la vida del ingeniero y que son el objetivo de este trabajo.

EXPOSICION DEL PROBLEMA

Actualmente todos los sistemas de telecomunicaciones tienen como principal componente la antena por lo que es una verdadera necesidad para el ingeniero tener un conocimiento profundo sobre la misma.

Hoy en día para las comunicaciones intercontinentales se usa el sistema espacial (comunicación por satélites) y se necesita una cierta confiabilidad del sistema para lo cual se establece un control de los mismos. La antena helicoidal es uno de los tipos más usados por su gran directividad para este rastreo de satélites.

Para la instalación apropiada de una antena se necesita saber como uno de los factores principales sus características direccionales. La antena helicoidal se usa como antena receptora para determinar las configuraciones de radiación de la mayoría de antenas (en las condiciones de uso más comunes o sea en el modo axial radía ondas circularmente polarizadas, lo que significa que en recepción capta ondas, cualquiera sea su plano de polarización).

Para una mayor facilidad y como todas las ondas se pueden descomponer en un sumatorio de ondas sinusoidales: "Las funciones periódicas se presentan frecuentemente en problemas de Ingeniería. Su representación en términos de funciones periódicas sencillas tales como el seno y el coseno es un tema de gran importancia práctica que conduce a la series de Fourier".*

* Matemáticas avanzadas para ingeniería, Erwin Kreyszig, Editorial Limusa-Wiley, S.A. México 1967.

1.1. MODOS DE RADIACION Y DE TRANSMISION DE HELICES.-

Como un primer punto de vista se ha asumido que una onda electromagnética se propaga sin atenuación a lo largo de una hélice infinita de la misma manera como se propagaría por una línea de transmisión infinita o una guía de onda terminada. Esta propagación puede describirse como "Modo de Transmisión", siendo posible una variedad de diferentes modos. Por otro lado un campo radiado puede ser descrito por el "Modo de Radiación" de la antena. Sería conveniente clasificar los modos de radiación en términos de la dirección en la cual la radiación es máxima, pero de esta manera se obtendría una infinita variedad de modelos posibles, por lo que se ha escogido únicamente dos de estas clases; en la una la dirección de radiación máxima es normal al eje de la hélice por lo que se lo denomina como "modo de radiación normal", que en notación abreviada será: "Rn" y en la otra la máxima radiación se efectúa en la misma dirección del eje de la hélice por lo cual se lo denomina "modo de radiación axial o de haz" o en notación abreviada: "Ra".

Los modos de transmisión de hélices se analizarán desde el punto de vista de la distribución aproximada de carga y luego basándose en distribuciones de corriente medidas por James A. Marsh.

1.2. DISTRIBUCION APROXIMADA DE CARGA.-

Tomando en cuenta la distribución aproximada de carga en antenas helicoidales radiando axialmente los modos de transmisión pueden clasificarse en dos tipos principales, que se denominarán: T_0 y T_1 .

El tipo de distribución T_0 será el modo más bajo de transmisión para un conductor helicoidal, se caracteriza por tener regiones adyacentes de máxima carga positiva y negativa separadas por muchas espiras (fig. I-2a). Este modo es importante cuando la longitud de una espira es pequeña comparada con la longitud de onda de la señal de información ($L \ll \lambda$), y esto ocurre comunmente en inductores a baja frecuencia siendo el modo dominante en tubos de ondas viajeras. Además como las regiones adyacentes de carga positiva y negativa están separadas por una apreciable distancia axial se obtiene una fuerte componente de campo eléctrico.

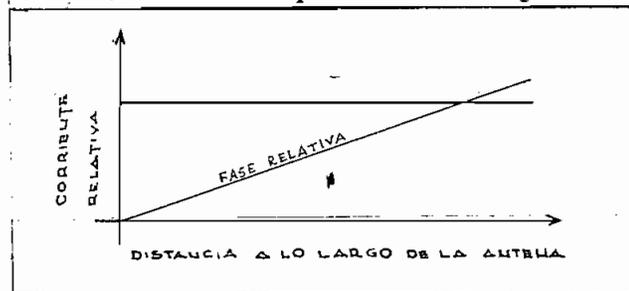


Fig. I-1

Si el criterio $L \ll \lambda$ se selecciona arbitrariamente como una condición de contorno para este modo de transmisión entonces la región de las dimensiones de la hélice para la cual este modo es importante se indica en la figura (II-3) por el área de trazos gruesos.

sos.

El modo de transmisión T_1 (modo de transmisión de primer orden) tiene regiones adyacentes de carga eléctrica positiva y negativa máximas aproximadamente apartadas media espira (o diametralmente opuestas) Fig. I-2b., para el caso de un ángulo de paso pequeño. Este modo es importante cuando la longitud de una espira se encuentra en el orden de una longitud de onda ($L \approx \lambda$). Se ha determinado que la radiación de hélices de esta longitud de la espira y de un número de espiras ($n > 1$) tiene generalmente un máximo en la dirección del eje de la hélice y posee una polarización circular. Además son posibles modos de transmisión de orden más alto como los modos T_2 , T_3 etc. para valores más grandes de C_λ . Para ángulos de paso pequeño la distribución aproximada de carga alrededor de la hélice para estos modos se indican en la figura I-2c.

Teóricamente es de interés examinar algunos de los modelos posibles de radiación asociados con los modos de transmisión. Para el caso del modo T_0 se considerará solamente el caso más simple de radiación. Este ocurre cuando la hélice es muy corta ($nl \ll \lambda$) y se hace esta asunción en base de que la corriente a lo largo de la hélice sea uniforme en magnitud y en fase como puede verse en la fig. I-1. La longitud de la hélice es mucho menor que la distancia entre las regiones adyacentes de carga positiva y negativa máxima. Teóricamente es posible aproximar esta condición con una onda estacionaria en el pequeño terminal cargado de la hélice. La impedancia terminal de aquella hélice pequeña podría ser sensitiva a la frecuencia

y su eficiencia de radiación podría ser pequeña.

Si se asume que se puede obtener una radiación apreciable, entonces la radiación máxima será normal al eje de la hélice. A este tipo de radiación se lo ha denominado R_n . Se puede describir el modo de transmisión y el modelo de radiación para una hélice muy corta y pequeña combinando el modo de transmisión T_0 y el modo de radiación R_n por la expresión: $T_0 R_n$. (fig. II-3).

También se puede describir el modo de transmisión y el modo de radiación para una hélice de: $L \approx \lambda$, $n > 1$ y ángulo de paso pequeño combinando el modo de transmisión T_1 y el modo de radiación R_a por medio de la expresión: $T_1 R_a$. (fig. II-3).

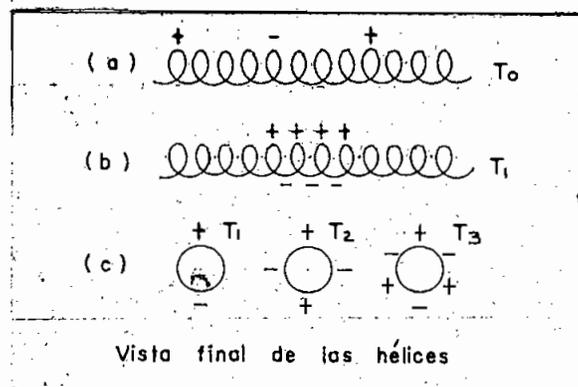


Fig. I-2

1.3. DISTRIBUCION DE CORRIENTE.-

La distribución de corriente en una hélice circular uniforme es una función de la distancia altamente compleja y varía de una manera irregular con los cambios de frecuencia. James A. Marsh después de realizar mediciones de las distribuciones de corriente a lo largo de hélices circulares uniformes determinó que es posible analizar esta distribución en términos de ondas viajeras, asociadas con tres diferentes modos de transmisión de la hélice (T_0 , T_1 , T_2) y encontró que el modo de transmisión T_0 predomina cuando $C_\lambda < 0.675$ que el modo T_1 predomina cuando $0.8 \leq C_\lambda \leq 1.3$ y finalmente el modo T_2 existe cuando $C_\lambda > 1.25$.

Todas las medidas fueron hechas en el rango de UHF en hélices construídas con tubos cilíndricos de cobre de pequeños diámetros exteriores en términos de la longitud de onda. (Para que la corriente en la hélice sea solamente en la dimensión superficial, fluyendo fundamentalmente en la dirección del eje del conductor).

La hélice fue excitada con una alimentación de energía a través de un lado de la sección coaxial. La corriente de la hélice se muestrea por medio de un lazo balanceado el que se encontraba colocado en una ranura axial a lo largo del radiador. La energía muestreada por el lazo era realimentada hacia el interior de la hélice y transportada por un conductor coaxial al equipo de medida localizado atrás del plano de tierra.

Las corrientes en la hélice varían armónicamente con el tiempo

po y satisfacen las ecuaciones de Maxwell y al ser asumidas en una dimensión es más fácil obtener expresiones para la corriente, considerándola como la superposición de ondas viajeras en una dimensión.

El análisis para la obtención de esta distribución de corriente como una suma de ondas viajeras ha sido llevado a cabo asignando funciones de amplitud y velocidad de fase relativas a cada una de las ondas componentes. Para el caso presente este análisis llega a ser complicado puesto que existen por lo menos tres ondas viajeras de amplitud considerable las cuales en general tienen diferentes velocidades de fase. Por simplicidad se ha asumido que la amplitud de las ondas componentes sea constante o exponencialmente atenuada. Por esto cada componente puede expresarse de la siguiente manera:

$$I = I_0 e^{-\alpha x + j(\omega t \pm \beta z)} \quad (1-1)$$

Expresión en la cual α es la constante de atenuación, ω es la frecuencia angular, y β es la constante de fase. La velocidad de fase de las ondas se define generalmente como:

$$V = \frac{\omega}{\beta} \quad (1-2)$$

En sistemas prácticos, sin embargo, la existencia de una sola onda viajera de la forma superior se encuentra rara vez. La distribución de corriente que se mide consiste de dos o más ondas viajeras y solamente la suma total de estas ondas es medible. Es común en la práctica medir la fase relativa y la amplitud de la corriente total como funciones de la distancia escogiendo una referencia conveniente.

En las mediciones realizadas por J. A. Marsh las curvas de amplitud relativa fueron designadas por $|I(x)|^2$ y las curvas de fase relativa por ϕ . Este ángulo es esencialmente un ángulo de retraso para ondas salientes y se lo ha considerado positivo para dar mayor facilidad a los cálculos.

La frecuencia angular ω es fácilmente obtenida por medio de alguna medición. Por esto es necesario solamente obtener la constante de fase β a fin de poder determinar la velocidad de fase. Si hubiera solamente una onda viajando con una velocidad constante en el sistema en consideración entonces la curva $\phi(x)$ sería una función lineal con una pendiente igual a la constante de fase β .

Sin embargo para un caso práctico en el que existiría más de una onda la curva $\phi(x)$ no sería una función lineal por lo que la determinación de β habría que realizarla de una manera indirecta. Sería igual al promedio de las pendientes de la curva $\phi(x)$, o bien para su determinación podría utilizarse algún otro método en el cual se emplee la distancia entre puntos sucesivos, que es-

tén separados 360 .

Siendo conocidas matemática-o experimentalmente la frecuencia angular ω y el ángulo de retraso $\phi(x)$ la velocidad de fase v puede ser determinada fácilmente.

Como para la descripción de ondas viajeras generalmente se usa la relación de la velocidad relativa de fase a la velocidad de la luz entonces es conveniente definir la velocidad relativa de fase generalizada p como:

$$p = \frac{v}{c} \quad (1-3)$$

J. A. Marsh hace un análisis de las medidas obtenidas en función de las dimensiones de la hélice y de la distancia al plano reflector llegando a la conclusión de que la distribución de corriente asumida está acorde con las distribuciones medidas.

1.4. MODO DE RADIACION AXIAL.-

El estudio de este modo de radiación es de importancia por ser el único modo que debido a sus características se lo puede realizar en la práctica como se indicó anteriormente. Cuando la circunferencia de la hélice es del orden de la longitud de onda ($C_\lambda \approx 1$) predomina el modo de transmisión de primer orden (T_1) y en un considerable rango de dimensiones de la hélice la radiación es axial (Ra).

La distribución de corriente observada en una hélice puede expresarse como la superposición de la distribución de una onda viajera saliente y la de una onda viajera reflejada de una magnitud considerablemente menor (fig. I-3). Cada onda se caracteriza por tener una región inicial de atenuación relativamente rápida la que está seguida por una región en la cual la corriente tiene un valor relativamente constante. Debido a la gran atenuación de la onda reflejada la distribución de corriente en la región central de los conductores helicoidales resulta relativamente uniforme. La marcada atenuación de las ondas saliente y reflejada es la causa para la estabilidad de la impedancia terminal de la antena helicoidal radiando en el modo axial. Puesto que una energía relativamente pequeña que se refleja del terminal abierto de la hélice aparece a la entrada, entonces la relación de ondas estacionarias (SWR) en el terminal de la entrada es:

$$SWR = \frac{I_0 + I_2}{I_0 - I_2} \quad (1-4)$$

puesto que I_2 es pequeña comparada con I_0 la relación de ondas estacionarias en la entrada es cercanamente unitaria. Siendo la misma que para una línea de transmisión terminada aproximadamente con su impedancia característica.

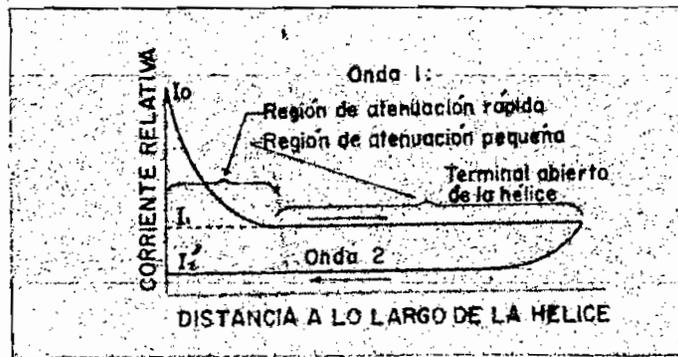


Fig. I-3

Quando una hélice radia en el modo axial la velocidad de fase de la onda que se propaga es tal que hace que las componentes de campo eléctrico de cada espira de la hélice se sumen (aproximadamente en fase) en la dirección del eje de la hélice. La tendencia para que ésto ocurra es tal que la velocidad de fase se ajusta por sí misma a fin de producir este efecto. Este ajuste natural de la velocidad de fase es una de las características más importantes de la transmisión de ondas en el modo T_1 en la hélice. La velocidad de fase de una onda que se propaga a lo largo de un conductor helicoidal es aproximadamente igual a la velocidad de la luz en el espacio libre (c) cuando la frecuencia es baja para el modo de radiación axial (R_a). Cuando la frecuencia se incrementa se encuentra que hay un rango de frecuencias en el cual la velocidad de fase decrece. En este rango la distribución de co-

rriente cambia de dos ondas viajeras aproximadamente iguales pero de direcciones opuestas a una sola onda viajera saliente y una pequeña onda reflejada.

1.5. VELOCIDAD DE FASE.-

En general se han realizado estudios de la intensidad de campos lejanos para un arreglo de fuentes puntuales isotrópicas.

$$E = \frac{\text{sen } n\psi/2}{\text{sen } \psi/2} \quad (1-5)$$

para obtener el factor de este arreglo de configuraciones en el modo axial es necesario el conocimiento de la diferencia total de fase de los campos de las fuentes adyacentes ψ , cuyo valor es:

$$\psi = S_r \cos \phi + \delta \quad (1-6)$$

lo que implica un conocimiento de: " S_r " y δ .

S_r es igual al espaciamiento entre fuentes (distancia entre espiras) expresado en radianes, y es:

$$S_r = \beta s = \frac{2\pi}{\lambda} s \quad (1-7)$$

δ es igual a la diferencia de fase por alimentación para fuentes adyacentes y equivale al atraso de la onda de una espira a la próxima por lo que:

$$\delta = \beta' L = \frac{2\pi f}{v_p} L = \frac{2\pi L \lambda}{v_p / c} = \frac{2\pi L \lambda}{p} \quad (1-8)$$

En donde "p" es la velocidad relativa de fase de las ondas propagándose a lo largo de un conductor helicoidal.

v_p es la velocidad de fase a lo largo del conductor helicoidal y

c es la velocidad de la luz en el espacio libre.

Para el cálculo de la velocidad relativa de fase "p" en una antena helicoidal radiando en el modo axial se han desarrollado cuatro métodos matemáticos.

El primer método es el de los campos en fase (condición ordinaria axial de radiación: ("end-fire"), por el que se demuestra que para que la radiación sea axial o sea cuando el ángulo $\phi = 0^\circ$ los campos de todas las fuentes deben estar en fase en un punto del eje de la hélice, por lo que:

$$\psi = -2\pi m \quad (1-9)$$

Para este método y para el caso de interés $m = 1$ se tiene:

$$p = \frac{L \lambda}{S \lambda + 1} \quad (1-10)$$

El segundo método es el de incremento de directividad de W.W. Hansen y J. R. Woodyard* en el que se demuestra que el defasaje total entre fuentes adyacentes es:

$$\psi = -(2\pi m + \pi/n) \quad (1-11)$$

Por este método, y para el caso de interés $m = 1$, se obtiene para p :

$$p = \frac{L_\lambda}{5_\lambda + m + \frac{1}{2}n} \quad (1-12)$$

El tercer método para el cálculo de p es por medida del ángulo ϕ al cual ocurre el primer mínimo en las configuraciones de campos lejanos. Este corresponde con el primer cero del factor del arreglo, el cual es ψ_0 (fig. II-6).

Para este caso el ángulo de defasaje entre fuentes adyacentes es:

$$\psi = -(2\pi m + \psi_0) \quad (1-13)$$

Por este método y para el caso de interés $m = 1$ se obtiene para p el siguiente valor:

* Un principio nuevo en el diseño de antenas direccionales. Proc. I.R.E., 26, Marzo 1938, 333-345.

$$p = \frac{L_\lambda}{S_\lambda \cos \phi_0 + 1 + \psi_0/2\pi} \quad (1-14)$$

Finalmente el cuarto método para calcular "p" apropiado para el modo de transmisión T_1 y modos de orden más alto en hélices infinitas ha sido obtenido por C. K. Bagby*, para este caso se obtiene:

$$p = \frac{C_\lambda}{m \cos \alpha + h R \sin \alpha} \quad (1-15)$$

Para la parte teórica se han calculado las configuraciones para los dos primeros métodos las que servirán para la comparación en el capítulo cuarto.

* Una investigación teórica de la propagación de ondas electromagnéticas en antenas helicoidales de haz".

C A P I T U L O S E G U N D O

CONFIGURACIONES DE MODO AXIAL Y VELOCIDAD DE FASE

Para realizar el estudio de las configuraciones de modo axial y de la velocidad de fase en una antena helicoidal se han tomado en cuenta algunas consideraciones.

Como una primera aproximación se ha asumido que una antena helicoidal radiando en el modo axial tiene una sola onda viajera de amplitud uniforme a lo largo de toda su longitud. Por el principio de multiplicación de configuraciones, la configuración para campos lejanos de una hélice, como la que se muestra en la figura II-1, es igual al producto de la configuración de una espira por la configuración de un arreglo de "n" fuentes puntuales isotrópicas como se indica en la figura II-2.

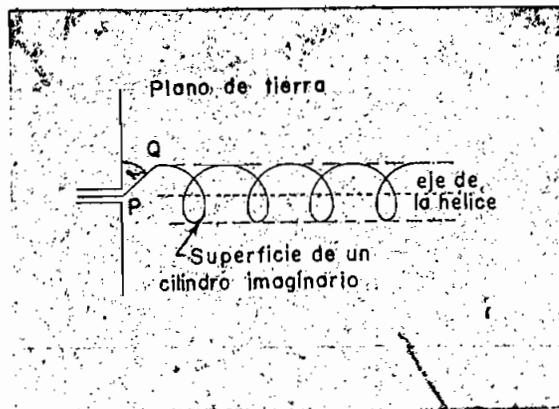


Fig. II-1

Arreglo final de una antena helicoidal de haz.

El número "n" de fuentes puntuales isotrópicas será igual al número de espiras y el espaciamento "s" entre dichas fuentes será igual al espacio entre espiras.

Cuando la hélice es larga (sea $ns_\lambda > 1$) la configuración del arreglo es mucho más aguda que la configuración para una sola espira, lo cual da un criterio bastante aproximado con el que se puede determinar la forma de la configuración total para campos lejanos, que para una hélice larga, estará dada por la configuración del arreglo. Asumiendo ahora que la configuración para campos lejanos está dada por el modelo o factor del arreglo y que la diferencia de fase entre las fuentes del arreglo es igual al cambio de fase sobre una espira de longitud L , para una onda viajera sola, es posible obtener una expresión aproximada para la velocidad de fase que se requiere para producir el modo de radiación axial. Entonces este valor de la velocidad de fase es utilizado para calcular las configuraciones de radiación.

La configuración del arreglo o factor del arreglo E , para un arreglo de "n" fuentes puntuales isotrópicas, arregladas como en la figura II-2, está dada por:

$$E = \frac{\text{sen } n\psi/2}{\text{sen } \psi/2} \quad (2-1)$$

Esta configuración se puede obtener de la siguiente manera:

Procediendo para el caso de "n" fuentes puntuales isotrópicas de iguales amplitud y espaciamiento, ordenadas como un arreglo lineal de acuerdo a la figura II-2, donde "n" es un número

ro entero positivo, el campo total E en un punto alejado en la dirección ϕ estará dado por:

$$E = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(n-1)\psi} \quad (2-2)$$

Donde ψ es la diferencia total de fase de los campos de las fuentes adyacentes, cuyo valor es:

$$\psi = S_r \cos \phi + \delta \quad (2-3)$$

Siendo: $S_r = \beta s$ (ó s en radianes) y

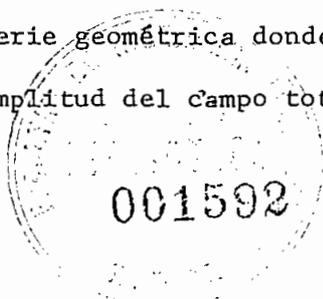
δ la diferencia de fase entre fuentes adyacentes, que para el caso presente es igual a:

$$\delta = 2\pi \frac{L\lambda}{p} \quad (2-4)$$

Las amplitudes de los campos debidos a las fuentes son iguales entre sí y se asumen iguales a la unidad.

La fuente 1 es el centro de fase, de modo que el campo de la fuente 2 está adelantado en fase por un factor ψ . El campo de la fuente 3 estará adelantado en fase por 2ψ y así sucesivamente.

La ecuación de E es una serie geométrica donde cada término representa un vector. La amplitud del campo total E y su



ángulo de fase ξ pueden obtenerse gráficamente por adición vectorial, sin embargo una expresión trigonométrica muy simple para E , puede desarrollarse como sigue:

$$E e^{j\xi} = e^{j\xi} + e^{j2\xi} + e^{j3\xi} + \dots + e^{jn\xi}$$

Ahora restando esta última expresión de la ecuación 2-2 y dividiendo para $(1 - e^{j\xi})$, resulta:

$$E = \frac{1 - e^{jn\xi}}{1 - e^{j\xi}} \quad (2-5)$$

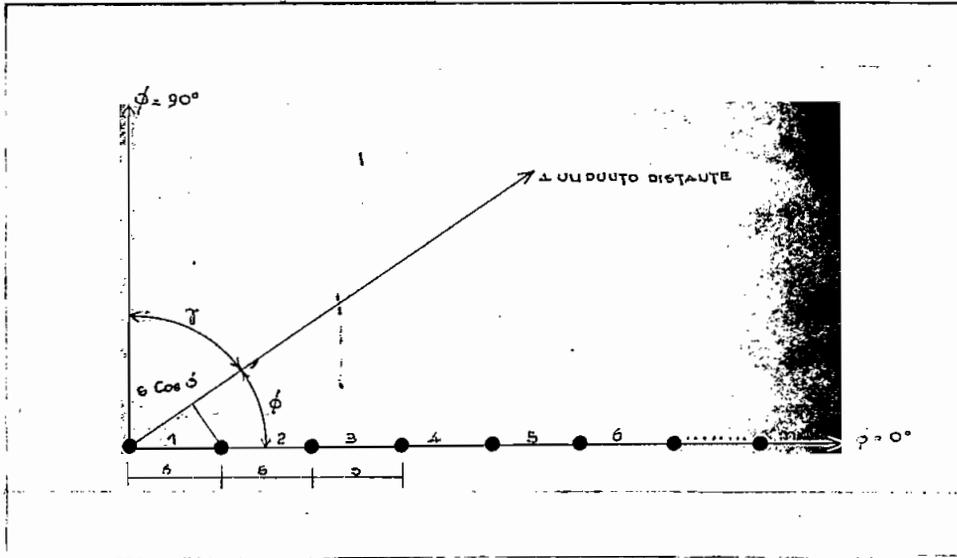


Fig. II-2

Arreglo de Fuentes Puntuales Isotrópicas.

(cada fuente representa una espira de la hélice).

Esta expresión puede ser escrita de la siguiente manera:

$$E = \frac{\text{Sen } n\psi/2}{\text{Sen } \psi/2} \sqrt{\xi}$$

donde el ángulo de fase ξ está referido al campo de la fuente
1 y viene dado por:

$$\xi = \frac{n-1}{2} \psi$$

Si la fase es referida al punto central del arreglo, entonces,
E quedará expresada por:

$$E = \frac{\text{sen } n\psi/2}{\text{sen } \psi/2}$$

donde : $\psi = 2\pi \left(S_\lambda \cos \phi - \frac{L_\lambda}{p} \right)$ (2-6)

y $p = \frac{V_p}{c}$ representa la velocidad relativa de fase de una onda
que se propaga a lo largo de un conductor helicoidal.

V_p es la velocidad de fase a lo largo del conductor heli
coidal y

c es la velocidad de la luz en el espacio libre.

En el caso de que todas las fuentes estuviesen en fase la
radiación será en el modo axial. Para que se cumpla esta condi-
ción (caso "end fire" ordinario), se requiere que:

$$\psi = -2\pi m \quad \text{donde: } m = 0, 1, 2, \dots \quad (2-7)$$

El signo menos (-) resulta del hecho que la fase de la fuente 2 está retardada por $2\pi \frac{L_\lambda}{p}$ con respecto a la fuente 1. La fuente 3 estará similarmente retardada con respecto a la fuente 2, etc.

Ahora, haciendo $\phi = 0^\circ$ e igualando las dos expresiones de ψ , se tiene que:

$$L_\lambda / p = S_\lambda + m \quad (2-8)$$

cuando $m = 1$ y $p = 1$, se obtiene la siguiente relación:

$$L_\lambda - S_\lambda = 1 \quad \text{ó} \quad L - S = \lambda$$

Esta es una relación aproximada entre la longitud de la espira y el espaciamiento requerido para que la hélice radíe en el modo axial. Puesto que para una hélice:

$$L^2 = \pi^2 D^2 + S^2$$

La expresión anterior puede ser escrita como:

$$D_\lambda = \frac{\sqrt{2S_\lambda + 1}}{\pi} \quad (2-9a)$$

$$C_\lambda = \sqrt{2S_\lambda + 1}$$

(2-9b)

La última ecuación se muestra gráficamente en la curva marcada por $C_\lambda = \sqrt{2S_\lambda + 1}$ en la figura II-3, esta curva define aproximadamente el límite superior de la región de radiación en el modo axial.

Para hélices que operen en el primer modo de transmisión (T_1), m tiene que ser igual a 1. Si $m = 2$, el modo de transmisión es (T_2), etc.

Una curva para $m = 2$ se muestra en la figura II-3 con la línea marcada $C_\lambda = 2\sqrt{S_\lambda + 1}$

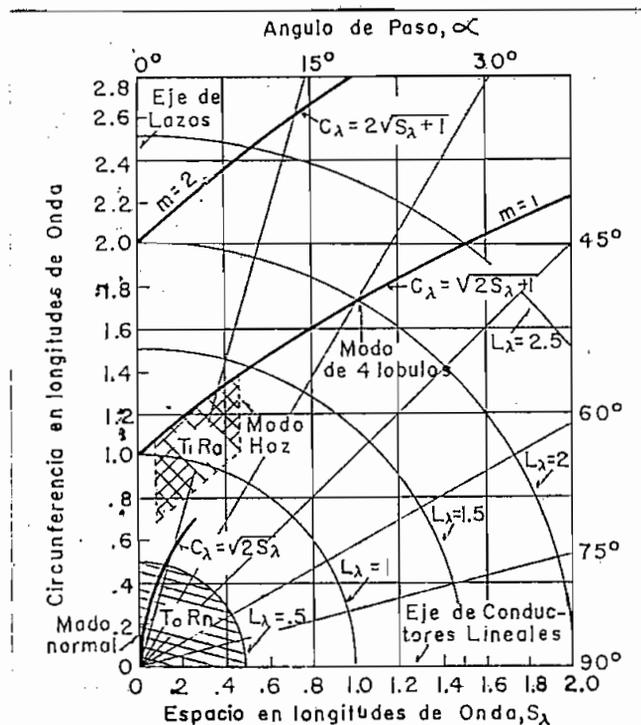


Fig. II-3

Entonces "m" corresponde al orden del modo de transmisión de una hélice radiando un campo máximo en la dirección axial. El caso de interés particular es aquel en el cual $m = 1$.

El caso donde $m = 0$ no representa una condición realizable a menos que "p" exceda a la unidad. Entonces cuando $m = 0$ y $p = 1$ se obtiene $L = s$. Esta es la condición para un arreglo "end-fire" de fuentes isotrópicas excitadas por un conductor recto que las conecte ($\alpha = 90^\circ$). Sin embargo, el campo en la dirección axial de un conductor recto es cero, de modo que no puede haber modo de radiación axial en este caso.

Considerando el caso de interés, donde $m = 1$ y resolviendo la igualdad (2-8) para p; se tiene que:

$$p = \frac{L_\lambda}{s_\lambda + 1} \quad (2-10)$$

Del triángulo de la figura II-4, se puede escribir:

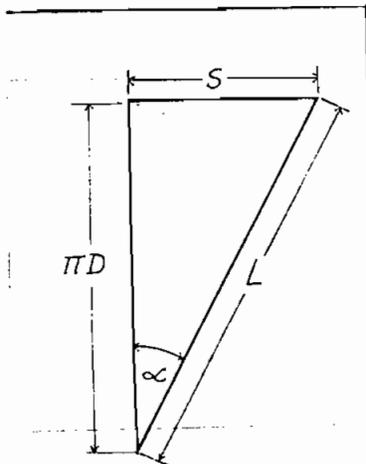


Fig. II-4

$$p = \frac{1}{\text{Sen } \alpha + [\text{cos } \alpha / c_\lambda]} \quad (2-11)$$

Ecuación que da la variación requerida en la velocidad relativa de fase "p" como una función de la circunferencia C_λ para campos en fase en la dirección axial.

La variación para hélices de diferentes ángulos de paso se ilustra en la figura II-5. Estas curvas indican que cuando la hélice radia en modo axial ($3/4 < C_\lambda < 4/3$) el valor de "p" puede ser considerablemente menor que la unidad. Esto se ha obtenido por medida directa de la velocidad de fase. En efecto se encontró que la velocidad de fase observada era ligeramente menor que la calculada anteriormente.

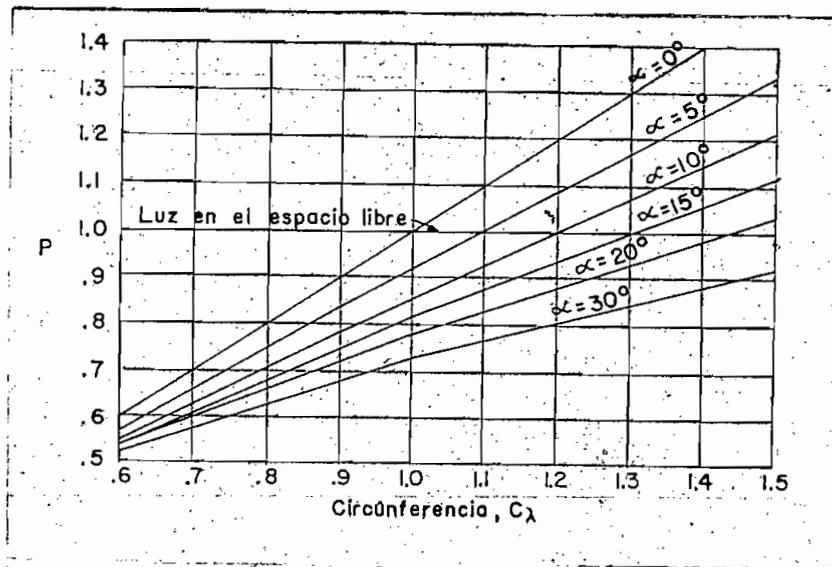


Fig. II-5

Velocidad relativa de fase "p" para diferentes ángulos de paso " α " como función de la circunferencia de la hélice en longitudes de onda en el espacio libre C_λ para la condición de campos en fase en dirección axial.

Si se presume que existe la condición del incremento de directividad de Hansen y Woodyard citada anteriormente, entonces llegará a ser:

$$\psi = -(2\pi m + \pi/n) \quad (2-12)$$

Igualando esta última ecuación con la ecuación 2-6, utilizando $\phi = 0^\circ$ y resolviendo para "p" resulta:

$$p = \frac{L_\lambda}{S_\lambda + m + 1/2n} \quad (2-13)$$

Entonces, para el caso de interés, $m = 1$, la ecuación 2-13 puede ser escrita como:

$$p = \frac{L_\lambda}{S_\lambda + [(2n+1)/2n]} \quad (2-14)$$

Para un valor grande de "n" esta ecuación se reduce al caso de campos en fase lo que se encuentra expresado por medio de la ecuación 2-10.

La ecuación 2-14 también puede expresarse como:

$$p = \frac{1}{\text{sen } \alpha + [(2n+1)/2n] [\text{cos } \alpha / c_\lambda]} \quad (2-15)$$

nótese que cuando "n" es muy grande se obtiene el caso correspondiente de campos en fase.

Usando el valor de "p" calculado para incrementos de directividad, ya se logra una buena concordancia con los valores de la velocidad relativa de fase medidas. Por lo que aparece que la condición de incremento de directividad es tomada como una condición natural en hélices radiando en el modo axial.

Otro método de encontrar la velocidad relativa de fase "p" en antenas helicoidales radiando en el modo axial, es por medida del ángulo ϕ_0 al cual ocurre el primer mínimo en las configuraciones de campos lejanos. Este corresponden con el primer mínimo del factor del arreglo, el cual resulta en ψ_0 (ver fig. II-6) entonces para este caso:

$$\psi = -(2\pi m + \psi_0) \quad (2-16)$$

Ahora igualando los valores de ψ (ec.2-6) con $m = 1$ y resolviendo para "p" se obtiene:

$$p = \frac{L_\lambda}{S_\lambda \cos \phi_0 + 1 + \psi_0/2\pi} \quad (2-17)$$

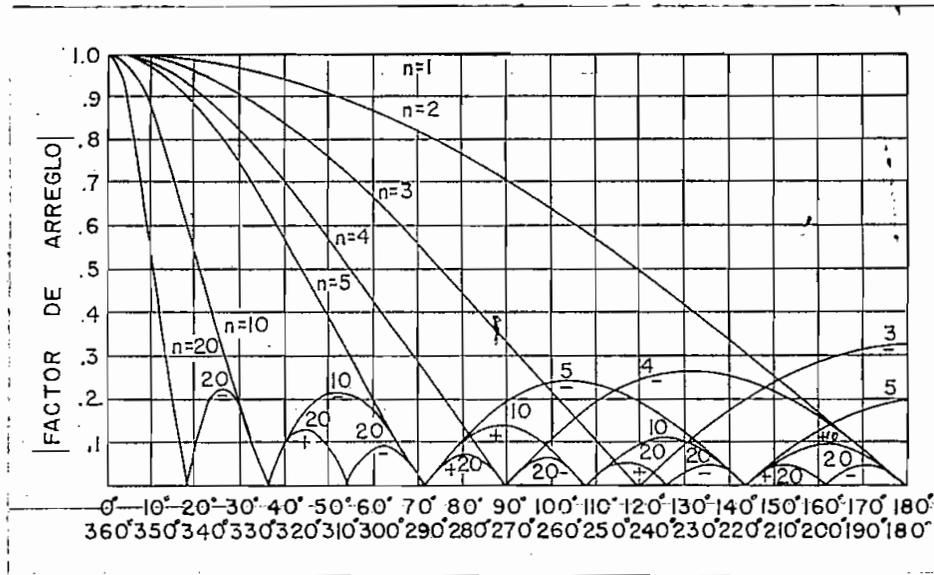


Fig. II-6

Carta Universal de configuraciones de campo para arreglo de varios números "n" de fuentes puntuales isotrópicas de igual amplitud y espaciamento.

Una cuarta relación para "p" apropiada para el modo de transmisión (T_1) y modos de transmisión más altos en hélices infinitas fue obtenida por G. K. Bagby, aplicando condiciones de contorno y aproximando un conductor helicoidal a la solución de la ecuación general de la onda expresada en un nuevo sistema de coordenadas, llamado "coordenadas cilíndrico-helicoidales". La solución de Bagby se obtuvo por aplicación de condiciones de contorno a los puntos c y d en la figura II-7. Este valor de la velocidad relativa de fase está dado por:

$$P = \frac{C_\lambda}{m \cos \alpha + h R \operatorname{Sen} \alpha}$$

donde "m" es el orden del modo de transmisión (m = 1,2,3.....)

m ≠ 0

$$hR = \operatorname{tg} \alpha \frac{m J_m^2 (KR)}{J_{m-1} (KR) J_{m+1} (KR)}$$

R = radio del cilindro de la hélice

$$KR = \sqrt{C_\lambda^2 - (hR)^2}$$

h = constante

J = función de Bessel del argumento KR.

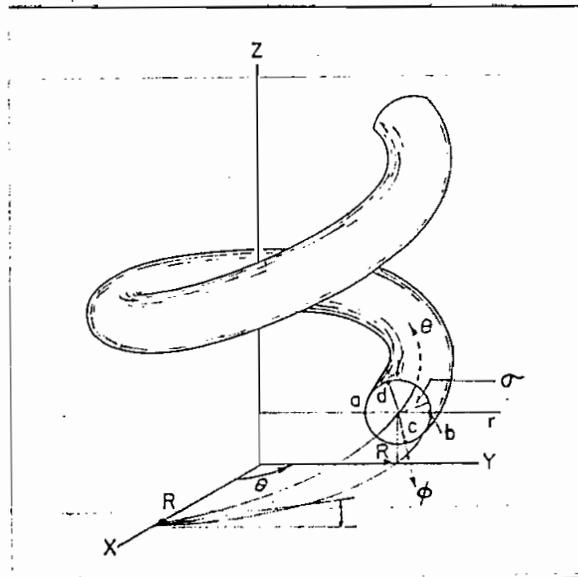


Fig. II-7

2-1. FACTOR DE ARREGLO DE CONFIGURACIONES EN EL MODO AXIAL.-

Como se mencionó anteriormente la configuración aproximada para campos lejanos de una hélice radiando en el modo axial está dada por el factor del arreglo para "n" fuentes puntuales isotrópicas. Cada fuente reemplaza una espira de la hélice (fig. II-2).

El factor del arreglo normalizado es:

$$E = \text{Sen} \frac{\pi}{2n} \frac{\text{Sen } n\psi/2}{\text{Sen } \psi/2} \quad (2-18)$$

donde:

$$\psi = 2\pi \left(s_\lambda \cos \phi - \frac{L_\perp}{p} \right)$$

El factor de normalización es $\text{sen} (\pi/2n)$ en lugar de $1/n$, puesto que se ha asumido que existe la condición de incremento de directividad (end-fire).

Cuando el factor de normalización es igual a $1/n$, resulta un campo máximo en la dirección $\phi = 0^\circ$ pero no se obtiene una máxima directividad.

W. W. Hansen y J. R. Woodyard demostraron que se puede obtener una mayor directividad incrementando la fase entre las fuentes, de modo que:

$$\delta = - \left(s_r + \pi/m \right) \quad (2-19)$$

Esta condición se denominará "condición para incremento de directividad". Por lo cual, para la diferencia de fase de los campos a una distancia grande, se tiene que:

$$\psi = S_r (\cos \phi - 1) - \pi/n \quad (2-20)$$

$$E = \frac{\text{Sen } n \psi/2}{\text{Sen } \psi/2} = \frac{\text{Sen} \left[\frac{n S_r (\cos \phi - 1)}{2} - \pi/2 \right]}{\text{Sen} \left[\frac{S_r (\cos \phi - 1)}{2} - \pi/2n \right]} \quad (2-21)$$

Cuando $\phi = 0^\circ$

$$E = \frac{\text{Sen} (-\pi/2)}{\text{Sen} (-\pi/2n)} = \frac{1}{\text{Sen} (\pi/2n)} \quad (2-22)$$

y por lo tanto el factor de normalización será $\text{sen} (\pi/2n)$.

Para una hélice dada, S_r y L_r son conocidos y "p" puede ser calculado de las ecuaciones 2-14 o 2-15. El ángulo ψ se obtiene entonces como una función de ϕ , y desde la ecuación 2-18 los valores de ψ dan las configuraciones de los campos.

2-2. CONFIGURACION PARA UNA SOLA ESPIRA.-

En esta sección se desarrollarán expresiones para configuraciones de campos lejanos a una hélice de una sola espira radiando en el modo axial. Como ya se ha asumido anteriormente para este tipo de antenas, los cálculos se realizarán para una onda viajera a lo largo de toda la longitud de la espira.

Una hélice circular puede ser tratada aproximadamente como una hélice de sección transversal cuadrada. El campo total de una espira será entonces el resultado de los campos de cuatro antenas lineales cortas como se muestra en la figura II-8.

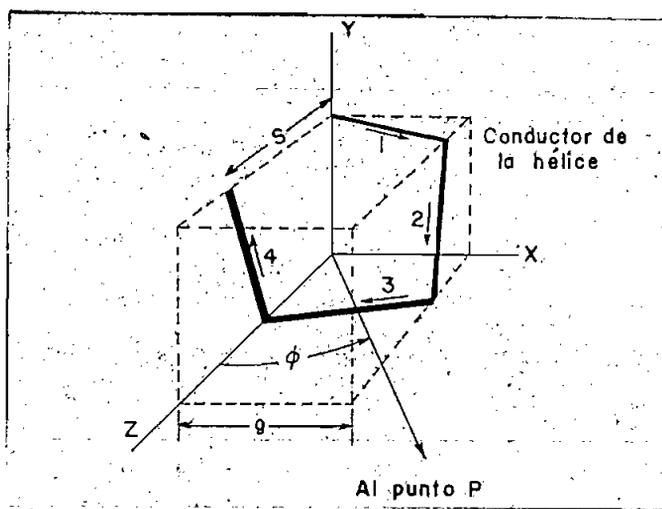


Fig. II-8

Las mediciones indican que la diferencia entre hélices de sección circular y sección cuadrada es pequeña.

En referencia a la figura II-9 las componentes de campo eléctrico lejano, $E_{\phi r}$ y $E_{\theta r}$ en el plano XZ, serán calculadas como una función de ϕ para una espira de la hélice.

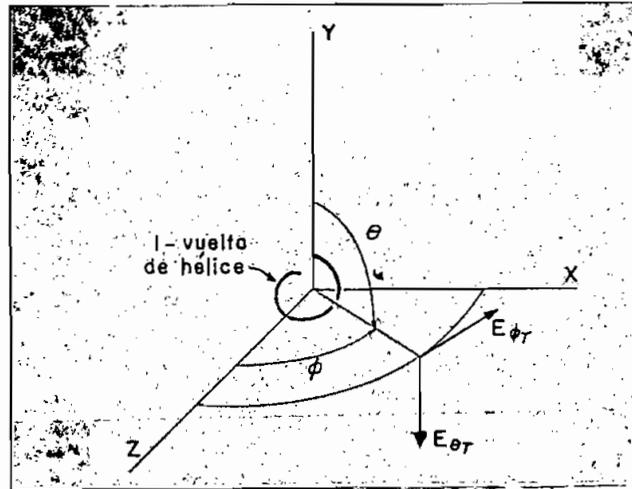


Fig. II- 9

Componentes de campo con relación a una espira de la hélice.

Sea el área de la hélice cuadrada igual a la de la hélice circular, de tal manera que:

$$g = \frac{\sqrt{\pi} D}{2} \quad (2-23)$$

donde "g" está definida en la figura II-8, el campo magnético lejano, para un elemento lineal con una onda viajera uniforme, está dado por:

$$H_{\xi} = |H_{\xi}| \underline{H_{\xi}}$$

$$|H_{\xi}| = \frac{I_0 p}{2 \pi r_1} \left\{ \frac{\text{sen } \tau}{1 - p \cos \tau} \left[\text{sen } \frac{\omega b}{2 p c} (1 - p \cos \tau) \right] \right\} \quad (2-24)$$

$$\underline{H_{\xi}} = \underline{\left[\omega(t - r_1/c) + \frac{\omega b}{2 p c} (1 - p \cos \tau) \right]}$$

Multiplicando la ecuación anterior por la impedancia intrínseca del espacio libre " Z_0 ", y poniendo y $b = g/\cos\alpha$ se obtiene la expresión para la componente en ϕ del campo lejano $E\phi_1$ en el plano XZ, debida al elemento 1 de la hélice cuadrada como sigue:

$$E\phi_1 = K \frac{\text{sen } \tau}{A} \text{sen } BA \left/ \underline{-\frac{\omega r_1}{c} - BA} \right. \quad (2-25)$$

donde:

$$K = \frac{I_0 \rho Z_0}{2\pi r_1} \quad (2-26a)$$

$$A = 1 - \rho \cos \tau \quad (2-26b)$$

$$B = \frac{\omega g}{2\rho c \cos \alpha} \quad (2-26c)$$

Las expresiones para $E\phi_2$, $E\phi_3$ y $E\phi_4$, debidas a los elementos 2, 3 y 4 de la espira cuadrada, se obtienen de una manera similar (anexo 1). Puesto que cada uno de los elementos producirá campos diferentes, la componente total en ϕ , $E\phi_T$, de una sola espira cuadrada se obtiene por suma de los campos de los cuatro elementos en cada ángulo ϕ para el cual se ha calculado el campo total (anexo 2). La suma de los campos de los cuatro elementos es entonces:

$$E\phi_T = K \frac{\text{sen } \tau}{A} \text{sen } BA \left/ \underline{\left(-BA - \frac{\omega r_1}{c}\right)} \right. +$$

$$\begin{aligned}
& + K \frac{\text{sen } BA'' \text{ sen } \alpha \text{ sen } \phi}{A''} \left/ \left[-BA'' - \frac{L\omega}{4pc} + \frac{\omega}{c} \left(\frac{5 \cos \phi}{4} + g \text{ sen } \phi - \tau_1 \right) \right] \right. + \\
& + K \frac{\text{sen } \gamma' \text{ sen } BA'}{A'} \left/ \left[-BA' - \frac{L\omega}{2pc} + \frac{\omega}{c} \left(\frac{5 \cos \phi}{2} + g \text{ sen } \phi - \tau_1 \right) \right] \right. + \\
& + K \frac{\text{sen } BA'' \text{ sen } \alpha \text{ sen } \phi}{A''} \left/ \left[-BA'' - \frac{3L\omega}{4pc} + \frac{\omega}{c} \left(\frac{35 \cos \phi}{4} - \tau_1 \right) \right] \right. \quad (2-27)
\end{aligned}$$

donde: $\gamma = 3\pi/2 + \alpha + \phi$

$$\gamma' = \pi/2 - \alpha + \phi$$

$$\gamma'' = \text{arc cos} (\text{sen } \alpha \cos \phi)$$

(2-28)

$$A = 1 - p \cos \gamma \quad ; \quad A' = 1 - p \cos \gamma'$$

$$A'' = 1 - p \cos \gamma''$$

Cuando se calcula el campo para una hélice de sección transversal circular

$$L = \frac{\pi D}{\cos \alpha} \quad (2-29)$$

mientras que para una hélice de sección transversal cuadrada $L = 4b$.

Si la contribución de los elementos 2 y 4 es despreciable, lo cual es una buena aproximación cuando α y ϕ son pequeños, la expresión para E_{ϕ_T} se simplifica considerablemente. Haciendo esta aproximación y colocando $K = 1$ y $r_1 = \text{constante}$ se obtiene:

$$E_{\phi_T} = \frac{\text{sen } \tau}{A} \text{sen } BA \sqrt{-BA} + \quad (2-30)$$

$$+ \frac{\text{sen } \tau'}{A'} \text{sen } BA' \sqrt{[-BA' - 2B\sqrt{\pi} + \pi(S_{\lambda} \cos \phi + \sqrt{\pi} D_{\lambda} \text{sen } \phi)]}$$

La ecuación anterior se aplica específicamente a hélices de sección circular, en las que:

$$B = \frac{D_{\lambda} \pi^{3/2}}{2p \cos \alpha} \quad (2-31)$$

La ecuación 2380 da la configuración aproximada de la componente en ϕ de los campos lejanos en el plano XZ para una sola espira de hélice de sección transversal circular.

Para el caso de la componente θ del campo lejano en el plano XZ, solamente contribuyen los elementos 2 y 4 de la espira cuadrada, por lo que:

$$E_{\theta T} = E_{\theta 2} + E_{\theta 4} \quad (2-32)$$

entonces:

$$E_{\theta T} = K \frac{\text{sen } BA'' \cos \alpha}{A''} \left[\frac{-BA'' - \frac{\omega r_1}{c}}{[-BA'' - \frac{\omega r_1}{c}]} + \right. \\ \left. - K \frac{\text{sen } BA'' \cos \alpha}{A''} \left[\frac{-BA'' - \frac{L\omega}{2\rho c} + \frac{\omega}{c} \left(\frac{s \cos \phi}{2} - g \text{sen } \phi - r_1 \right)}{[-BA'' - \frac{L\omega}{2\rho c} + \frac{\omega}{c} \left(\frac{s \cos \phi}{2} - g \text{sen } \phi - r_1 \right)]} \right] \right] \quad (2-33)$$

donde B, A'' y r'' están dadas en las expresiones 2-28.

Haciendo K = 1 y r₁ = constante, resulta:

$$E_{\theta T} = \frac{\text{sen } BA'' \cos \alpha}{A''} \left[\frac{-BA''}{[-BA'']} + \right. \\ \left. - \frac{\text{sen } BA'' \cos \alpha}{A''} \left[\frac{-BA'' - \frac{L\omega}{2\rho c} + \frac{\omega}{c} \left(\frac{s \cos \phi}{2} - g \text{sen } \phi \right)}{[-BA'' - \frac{L\omega}{2\rho c} + \frac{\omega}{c} \left(\frac{s \cos \phi}{2} - g \text{sen } \phi \right)]} \right] \right] \quad (2-34)$$

2-3. CONFIGURACION COMPLETA EN MODO AXIAL.-

Por el principio de multiplicación de configuraciones (anexo 3), la configuración total para campos lejanos de una hélice radiando en modo axial, es el producto de la configuración de una sola espira y el factor del arreglo. De este modo la componente total de un campo eléctrico distante E_{ϕ} , de una hélice de sección transversal circular será:

$$E_{\phi} = E_{\phi T} \cdot E$$

La componente total E_{θ} , será análogamente:

$$E_{\theta} = E_{\theta T} \cdot E$$

Como ejemplo las configuraciones aproximadas E_{ϕ} se han calculado por el procedimiento anterior para una hélice uniforme de sección transversal circular. Con $\alpha = 12^{\circ}$ y "n" espiras, y $C_{\lambda} = 1$. Se muestran en las figuras II-10. (anexo 4).

Por lo tanto se puede notar que la resolución de problemas de antenas helicoidales radiando en el modo axial se puede efectuar realizando los tres pasos anteriormente indicados, esto es: tomando en cuenta primeramente el factor de arreglo de configuraciones en el modo axial, encontrando luego la configuración para una sola espira y finalmente encontrando la configuración completa

en el modo axial, con lo cual se obtiene una expresión que sirve para encontrar las componentes de campo eléctrico E_ϕ y E_θ para campos lejanos, para de esta manera obtener los lóbulos de radiación.

El cálculo para determinar la intensidad de campo eléctrico lejano E_ϕ se lo realizó en computadora, de acuerdo al programa FORTRAN del anexo VI.

Dicho cálculo se realizó para las siguientes componentes:

- a) Condición de campos en fase E_{If}
- b) Condición de incremento de directividad E_{ID}
- c) Campos en fase e incremento de directividad aproximando la forma del campo de una espira a $\cos \phi$, E_{IIIf} y E_{IID} respectivamente.
- d) Velocidades de fase
- e) Factores de arreglo.

De esta manera se han podido establecer las relaciones con el campo medido.

C A P I T U L O T E R C E R O

V E R I F I C A C I O N E X P E R I M E N T A L

3.1 INTRODUCCION.-

Habiendo realizado el estudio teórico de las configuraciones de campo eléctrico de una antena helicoidal radiando en el modo axial y teniendo en cuenta la influencia del número de espiras en dichas configuraciones, he creído conveniente realizar la verificación experimental únicamente de la componente horizontal de campo eléctrico E_{ϕ} ya que los campos radiados están circularmente polarizados y la magnitud del campo eléctrico en dirección θ sería la misma que la de E_{ϕ} .

Luego de haber construido la antena helicoidal para radiación axial me fue posible medir las configuraciones de campo eléctrico debidas a dicha antena gracias a las facilidades proporcionadas tanto por el Laboratorio del Departamento de Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional, como por la Dirección Nacional de Frecuencias.

Las mediciones se llevaron a cabo en un lugar libre de interferencias eléctricas para lograr con esto una mayor exactitud.

La antena helicoidal fue construída como se muestra en la figura III-1 y de acuerdo a las siguientes características:

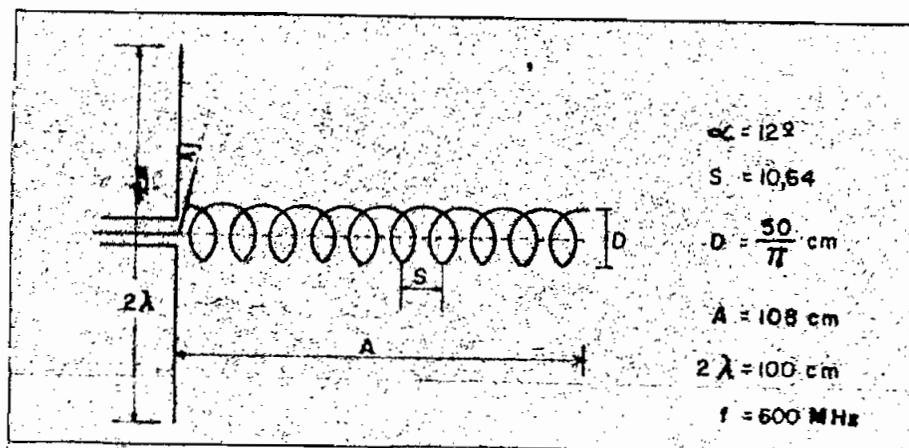


Fig. III-1

Fig. III-1

Plano reflector (plancha de aluminio de 1 metro cuadrado de superficie y 1.5 milímetros de espesor).

Hélice de alambre de cobre # 6 AWG.

La frecuencia de trabajo se tomó como 600 MHz.

Fue necesaria la construcción de un soporte especial para poder realizar correctamente las mediciones.

3.2 METODO DE MEDICION

Para realizar la medición de las configuraciones utilicé los siguientes equipos:

- 1.- Generador de señal General Radio Tipo 1209-C.
- 2.- Oscilador Local General Radio Tipo 1215-C.
- 3.- Mezclador General Radio Tipo 874-MRL.
- 4.- Amplificador de Frecuencia Intermedia con una unidad de detección ensamblada General Radio Tipo 1216-A.
- 5.- Fuente de Poder General Radio Tipo 1267-A.
- 6.- Fuente de Poder General Radio Tipo 1269-A.
- 7.- Filtro Pasa-bajos de 1000 MHz General Radio Tipo 874-F1000L.

Los equipos indicados conecté de la manera mostrada en la fi

gura III-2.

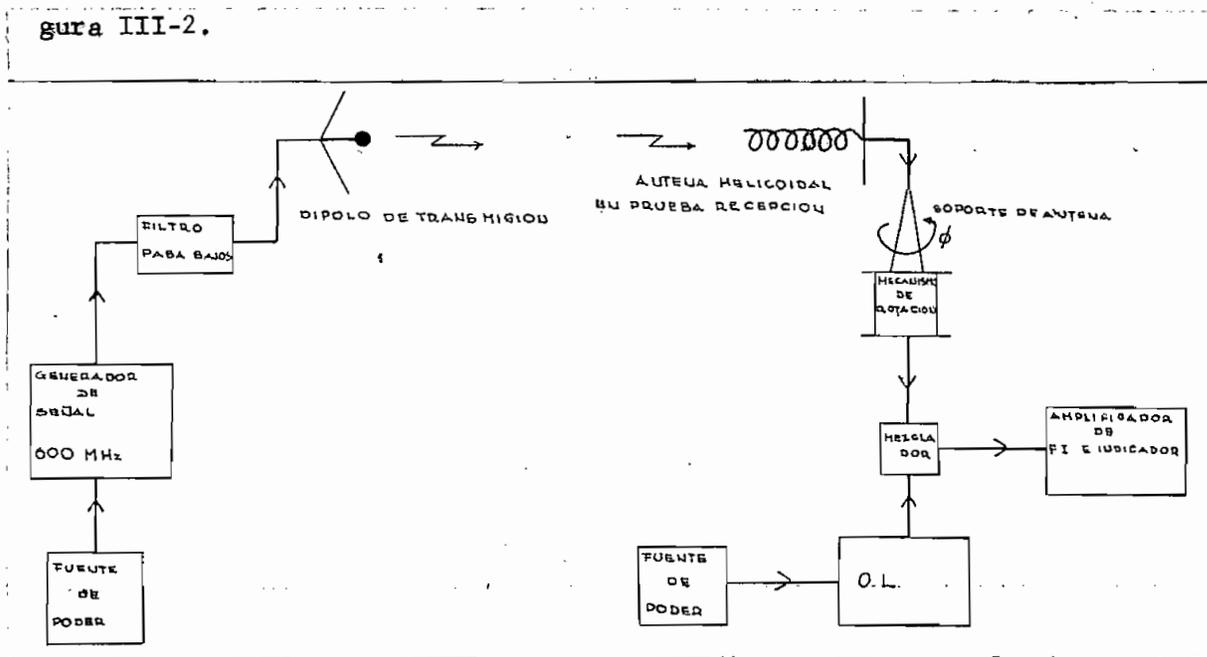


Fig. III-2

Diagrama del circuito de medición.

3.2.1. Medidas de las Configuraciones de las Antenas.-

La configuración de una antena puede medirse en el rango de VHF y UHF con el detector . Se alimenta la antena transmisora y el detector se usa para medir el voltaje relativo inducido en la antena receptora. Para el caso presente la antena transmisora (monitora) fue un dipolo de media longitud de onda para 600 MHz y la antena receptora fue la antena helicoidal.

Para obtener el lóbulo horizontal de la antena helicoidal la misma fue rotada 360° . La salida relativa de la antena monitora es medida como una función del ángulo de rotación. La lectura del medidor en decibeles es proporcional a la intensidad de campo para cualquier posición de la antena.

3.2.2. Método básico de Medición.-

Para realizar las mediciones de las configuraciones de campo, la antena bajo prueba se usó como receptora y fue rotada 360° , en pasos de 10° sobre su eje vertical, de tal manera que fue posible medir la configuración de la componente en ϕ de la intensidad de campo eléctrico (E_ϕ) a lo largo del mayor círculo de latitud (plano ecuatorial) como una función del ángulo de latitud o ángulo de azimuth ϕ .

Como antena transmisora se utilizó un dipolo al que se lo mantuvo en una posición fija y se lo alimentó con la señal de 600 MHz a través de un filtro pasa-bajos de 1000 MHz (a fin de evitar la presencia de armónicas superiores del generador).

3.3 MEDICION DE LA INTENSIDAD RELATIVA DE CAMPO PARA LAS DIFERENTES HELICES.-

3.3.1. Factores que se deben tomar en cuenta.-

a) Impedancia de entrada de la antena.

Es de mucha importancia el conocimiento de la impedancia terminal de una antena para poder realizar su acoplamiento con el cable de alimentación. Es por esto que antes de realizar la medición de las configuraciones procedí a la medida de la impedancia de la antena.

Pude comprobar que cuando la circunferencia de la hélice tiene valores cercanos a $\frac{2}{3}$ de longitud de onda, la impedancia terminal es altamente sensitiva a los cambios de frecuencia. Sin embargo cuando la circunferencia de la hélice es del orden de la longitud de onda su impedancia terminal permanece aproximadamente constante como función de la frecuencia. Esta impedancia terminal relativamente constante puede explicarse por la marcada atenuación de las ondas salientes y reflejada por lo que una energía relativamente pequeña que se refleja del terminal abierto de la hélice aparece a la entrada.

Pude además observar una marcada influencia en la impedancia, debido al elemento comprendido entre el plano reflector y el inicio de la hélice propiamente dicha. De igual manera existe también influencia debida al plano reflector (primeramente construí un plano reflector de diámetro 0.8 de longitud de onda con el cual cualquier influencia externa se traducía en una variación de la impedancia.

Por lo que tuve que construir otro plano reflector de diámetro 2 veces la longitud de onda con el cual se obtuvo una mayor estabilidad de impedancia.

Los resultados de la medición de la impedancia de la antena en función de la frecuencia se muestran en la figura III-3.

La impedancia obtenida para la frecuencia de trabajo de 600 MHz fue:

$$Z = 25.3 - j45 \text{ [ohm]}$$

para las dimensiones de la hélice:

$$C_{\lambda} = 1$$

$$\alpha = 12^{\circ}$$

$$n = 10$$

lado del plano reflector = 2λ

J. D. Kraus da una expresión general para determinar la impedancia terminal de antenas helicoidales radiando en el modo axial, en la que dice que se puede obtener una impedancia aproximadamente real de valor:

$$R = 140C_{\lambda}$$

expresión que se cumpliría con 20% de error.

Casas comerciales como la "Rohde & Schwarz" han obtenido impedancias resistivas de 50 o 60 ohmios para sus antenas helicoidales de radiación axial.

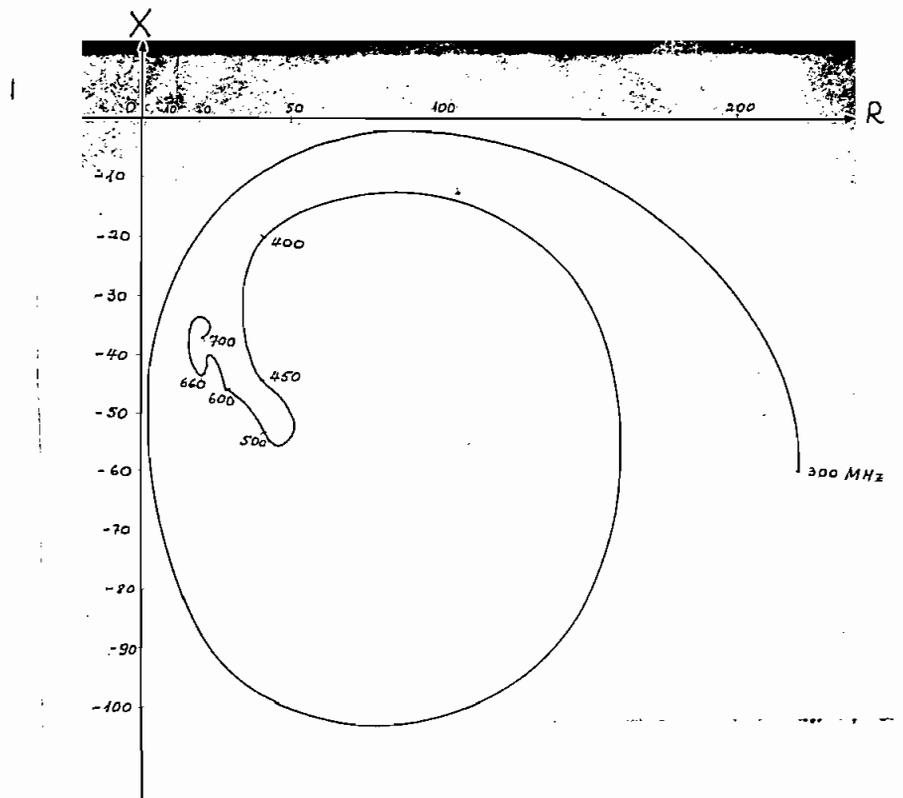


Fig. III-3

Impedancia terminal de la hélice como función de la frecuencia.

Como para las mediciones de la forma de los lóbulos de radiación no interesa una máxima transferencia de potencia no procuré obtener una impedancia resistiva de aproximadamente 50 ohmios. En todo caso creo que variando los parámetros anteriormente indicados y la estructura dieléctrica del soporte se podría obtener dicha impedancia.

b) Requerimientos de distancias.

Para obtener una configuración exacta de los campos lejanos o configuración de radiación de una antena un primer requerimiento es

que las mediciones se realicen a una distancia suficientemente grande entre la antena transmisora y la antena receptora y un segundo requerimiento es referente a la altura respecto a tierra.

Puesto que la onda que emerge de la antena transmisora es esférica, la fase de la sección frontal de la apertura de la antena receptora será plana solamente cuando la distancia entre antenas sea infinita. Para una separación finita la fase frontal será curvada. El valor de la desviación de fase puede deducirse con ayuda de la figura III-4 en función de la separación entre antenas " r " y las dimensiones de la apertura de la antena en prueba " a ".

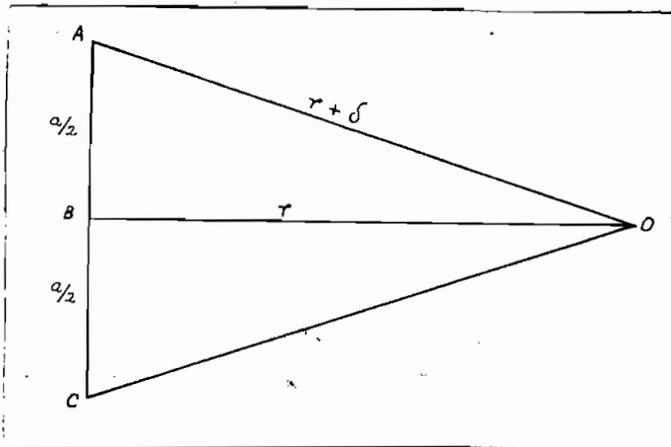


Fig. III-4

Relaciones geométricas para requerimientos de distancia.

Los campos debidos al extremo A, recorrerán una distancia $r + \delta$ por lo que se retrasarán en fase $(\frac{360^\circ}{\lambda})\delta$ con respecto a los campos debido al punto B. Si δ es una fracción suficientemente grande de la longitud de onda, la medida de la configuración se desvia-

rá apreciablemente de la verdadera configuración para campos lejanos.

De acuerdo a la figura III-4.

$$(r+\delta)^2 = r^2 + a^2/4$$

Si $\delta \ll a$, γ

$$\delta \ll r$$

entonces:

$$r \approx \frac{a^2}{8\delta}$$

Por lo cual la mínima distancia r dependerá de el máximo valor tolerable de δ . En algunos trabajos sobre antenas se recomienda que δ sea igual o menor que $\lambda/16$, por lo que para este caso:

$$r \gg 2 \frac{a^2}{\lambda}$$

en general el factor 2 puede representarse por K , entonces

$$r \gg K \frac{a^2}{\lambda}$$

la diferencia de fase para $\delta = \lambda/16$ es de 22.5°

Para el caso de experimentación:

a = 90 cm., entonces

$r \gg 3.24$ metros.

Las mediciones se realizaron con $r = 20$ metros. Por lo cual el atraso en fase fue de $\approx 3.6^\circ$.

Para el requerimiento de altura es suficiente que la antena esté colocada a 6 longitudes de onda sobre tierra, para el caso presente serían 3 metros; pero las mediciones se realizaron a 4.5 metros sobre la tierra para tener la menor influencia posible.

3.3.2 Tabla III-1

Valores medidos y calculados en la parte experimental.

CONFIGURACIONES EXPERIMENTALES DE LAS HELICES

1 Espira

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
0	49.4	0	100
10	49.4	0	100
20	49.1	0.3	93.4
30	48.2	1.2	76.0
40	47.0	2.4	58.6
50	45.5	3.9	40.7
60	43.7	5.7	26.9
70	41.1	8.3	14.78

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
80	39.2	10.2	9.55
90	35.6	13.8	4.17
100	32.0	17.4	1.82
110	27.7	21.7	0.676
120	19.6	29.8	0.105
130	7.6	41.8	0.0066
140	11.0	38.4	0.01445
150	21.5	27.9	0.163
160	26.8	22.6	0.55
170	28.8	20.6	0.87
180	29.2	20.2	0.955
190	29.3	20.1	0.976
200	27.6	21.8	0.66
210	24.6	24.8	0.331
220	22.0	27.4	0.182
230	21.5	27.9	0.1615
240	20.8	28.6	0.138
250	20.0	29.4	0.115
260	23.4	26.0	0.251
270	29.0	20.4	0.914
280	34.0	15.4	2.882
290	41.8	7,6	17.38
300	43.7	5.7	26.9

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
310	45.5	3.9	40.7
320	47.0	2.4	58.6
330	48.2	1.2	76.0
340	49.1	0.3	93.4
350	49.4	0.0	100.0
360	49.4	0.0	100.0

2 Espiras

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación(dB)	Magnitud
0	41.8	0.0	100.0
10	41.4	0.4	91.3
20	41.0	0.8	83.1
30	43.0	1.5	70.9
40	39.2	2.6	55.0
50	37.8	4.0	39.8
60	35.5	6.3	23.44
70	32.8	9.0	12.6
80	30.3	11.5	7.09
90	27.4	14.4	3.64
100	24.4	17.4	1.82
110	21.4	20.4	0.913
120	18.4	23.4	0.457
130	10.0	31.8	0.0661

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
140	14.1	27.7	0.170
150	17.3	24.5	0.355
160	20.2	21.6	0.692
170	23.5	18.3	1.48
180	23.6	18.2	1.515
190	23.4	18.4	1.45
200	21.9	19.9	1.022
210	19.3	22.5	0.562
220	14.6	27.2	0.1904
230	10.0	31.8	0.0661
240	13.9	39.7	0.162
250	18.3	23.5	0.446
260	23.3	18.5	1.415
270	27.8	14.4	3.98
280	30.6	11.2	7.58
290	34.0	7.8	17.38
300	35.5	6.3	23.44
310	37.8	4.0	39.8
320	39.2	2.6	55.0
330	40.3	1.5	70.9
340	41.1 ↙	0.8	83.1
350	41.4	0.4	91.3
360	41.8	0.0	100.0

3 Espiras

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
0	48.9	0.0	100.0
10	48.6	0.2	93.5
20	48.0	1.0	81.2
30	47.0	2.2	64.5
40	45.4	4.5	44.7
50	43.5	6.4	28.2
60	42.3	8.4	21.9
70	41.3	9.2	17.4
80	39.5	10.3	11.35
90	37.5	11.6	7.25
100	34.6	14.2	3.715
110	31.0	17.8	1.62
120	25.5	23.3	0.457
130	16.3	32.5	0.055
140	17.0	31.8	0.0646
150	25.4	23.4	0.446
160	30.5	18.3	1.446
170	33.0	15.8	2.57
180	33.4	15.4	2.82
190	31.5	17.3	1.82
200	25.5	23.3	0.457
210	21.0	27.0	0.162

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación(dB)	Magnitud
220	20.4	28.4	0.141
230	17.8	31.0	0.0776
240	23.0	25.8	0.257
250	28.8	20.0	0.978
260	34.0	14.8	3.24
270	35.5	11.3	7.245
280	39.5	9.3	11.46
290	41.3	7.5	17.4
300	42.3	6.5	21.86
310	43.4	5.4	28.2
320	45.4	3.4	44.7
330	47.0	1.8	64.5
340	48.0	0.8	81.3
350	48.6	0.2	93.5
360	48.9	0.0	100.0

4 Espiras

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
0	50.3	0.0	100.0
10	50.1	0.2	95.6
20	49.6	0.7	85.1
30	48.2	2.1	61.6
40	45.6	4.7	33.9
50	42.5	7.8	16.58

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
60	40.1	10.2	9.56
70	38.0	12.3	5.89
80	36.3	14.0	3.98
90	33.5	16.8	2.092
100	30.0	20.3	0.935
110	26.6	23.7	0.426
120	22.5	27.8	0.166
130	22.0	28.3	0.148
140	20.0	30.3	0.0935
150	23.8	26.5	0.224
160	29.5	20.8	0.832
170	32.6	17.7	1.7
180	33.6	17.7	2.14
190	31.5	18.8	1.316
200	28.6	21.7	0.676
210	24.0	26.3	0.2344
220	20.0	30.3	0.0935
230	22.0	28.3	0.148
240	22.5	27.8	0.166
250	26.6	23.7	0.426
260	30.0	20.3	0.935
270	33.5	16.8	2.092
280	36.3	14.0	3.98
290	38.0	12.3	5.89

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
300	40.1	10.2	9.56
310	42.5	7.8	16.58
320	45.6	4.7	33.9
330	48.2	2.1	61.6
340	49.6	0.7	85.1
350	50.1	0.2	95.6
360	50.3	0.0	100.0

5 Espiras

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
0	49.2	0.0	100.0
10	48.9	0.3	93.1
20	48.3	0.9	81.1
30	46.4	2.8	52.5
40	43.5	5.7	26.98
50	40.0	9.2	12.04
60	37.6	11.6	6.81
70	37.1	12.1	6.17
80	36.0	13.2	4.78
90	33.8	15.4	2.886
100	31.2	18.0	1.584
110	28.8	20.4	0.912
120	25.3	23.9	0.407

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
130	21.5	27.7	0.170
140	11.0	38.2	0.0151
150	20.0	29.2	0.1204
160	26.0	23.2	0.478
170	29.8	19.4	1.15
180	31.7	17.5	1.78
190	29.8	19.4	1.15
200	26.0	23.2	0.478
210	20.0	29.2	0.1204
220	11.0	38.2	0.0151
230	21.5	27.7	0.170
240	25.3	23.9	0.407
250	28.8	20.4	0.912
260	31.2	18.0	1.584
270	33.8	15.4	2.886
280	36.0	13.2	4.78
290	37.1	12.1	6.17
300	37.6	11.6	6.81
310	40.0	9.2	12.04
320	43.5	5.7	26.98
330	46.4	2.8	52.5
340	48.3	0.9	81.1
350	48.9	0.3	93.1
360	49.2	0.0	100.0

6 Espiras

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
0	47.0	0.0	100.0
10	46.9	0.1	97.8
20	46.4	0.6	87.2
30	44.7	2.3	58.9
40	41.5	5.5	28.2
50	37.5	9.5	11.22
60	36.0	11.0	7.95
70	35.5	11.5	7.08
80	33.0	14.0	3.98
90	30.6	16.4	2.29
100	29.2	17.8	1.66
110	28.2	18.8	1.318
120	24.0	23.0	0.502
130	18.6	28.4	0.145
140	12.5	34.5	0.0355
150	15.8	31.2	0.076
160	22.2	24.8	0.332
170	27.0	20.0	1.0
180	29.0	18.0	1.588
190	27.0	20.0	1.0
200	22.2	24.8	0.332
210	15.8	31.2	0.076

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
220	12.5	34.5	0.0355
230	18.6	28.4	0.145
240	24.0	23.0	0.502
250	28.2	18.8	1.318
260	29.2	17.8	1.66
270	30.6	16.4	2.22
280	33.0	14.0	3.98
290	33.5	11.5	7.08
300	36.0	11.0	7.95
310	37.5	9.5	11.22
320	41.5	5.5	28.2
330	44.7	2.3	58.9
340	46.4	0.6	87.2
350	46.9	0.1	97.8
360	47.0	0.0	100.0

7 Espiras

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
0	51.0	0.0	100.0
10	50.3	0.2	85.1
20	49.0	1.5	63.2
30	46.2	4.3	33.18
40	41.3	9.2	10.74

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
50	37.0	13.5	3.98
60	35.9	14.6	3.09
70	36.4	14.1	3.47
80	36.0	14.5	3.16
90	34.2	16.3	2.09
100	30.0	20.5	0.795
110	27.0	23.5	0.398
120	25.8	24.7	0.302
130	22.5	28.0	0.1415
140	12.0	38.5	0.0126
150	15.0	35.5	0.0251
160	24.0	26.5	0.1995
170	27.2	23.3	0.418
180	28.8	21.7	0.603
190	27.2	23.3	0.418
200	24.0	26.5	0.1995
210	15.0	35.5	0.0251
220	12.0	38.5	0.0126
230	22.5	28.0	0.1415
240	25.8	24.7	0.302
250	27.0	23.5	0.398
260	30.0	20.5	0.795
270	34.2	16.3	2.09
280	36.0	14.5	3.16

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
290	36.4	14.1	3.47
300	35.9	14.6	3.09
310	37.0	13.5	3.98
320	41.3	9.2	10.74
330	46.2	4.3	33.18
340	49.0	1.5	63.2
350	50.3	0.2	85.1
360	51.0	0.0	100.0

8 Espiras

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
0	50.7	0.0	100.0
10	50.3	0.4	91.1
20	48.4	2.3	58.9
30	44.3	6.4	22.9
40	39.2	11.5	7.09
50	39.4	11.3	7.405
60	38.4	12.4	5.89
70	37.2	13.5	4.47
80	35.0	15.7	2.69
90	34.4	16.3	2.35
100	32.8	17.9	1.622
110	30.2	20.5	0.891
120	26.4	24.3	0.372

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación(dB)	Magnitud
130	21.0	29.7	0.1072
140	20.2	30.5	0.0891
150	24.8	25.9	0.257
160	28.0	22.7	0.536
170	29.0	21.7	0.677
180	29.6	21.1	0.776
190	29.0	21.7	0.677
200	28.0	22.7	0.536
210	24.8	25.9	0.257
220	20.2	30.5	0.0891
230	21.0	29.7	0.1072
240	26.4	24.3	0.372
250	30.2	20.5	0.891
260	32.8	17.9	1.622
270	34.4	16.3	2.35
280	35.0	15.7	2.69
290	37.2	13.5	4.47
300	38.4	12.3	5.89
310	39.4	11.3	7.405
320	39.2	11.5	7.09
330	44.3	6.4	22.9
340	48.4	2.3	58.9
350	50.3	0.4	91.1
360	51.0	0.0	100.0

9 Espiras

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
0	44.0	0.0	100.0
10	43.4	0.6	87.2
20	42.0	2.0	63.1
30	38.6	5.4	28.9
40	31.8	12.2	6.03
50	28.6	15.4	2.89
60	30.0	14.0	3.984
70	29.6	14.4	3.636
80	27.4	16.6	2.19
90	25.8	18.2	1.514
100	24.8	19.2	1.204
110	20.0	24.0	0.3984
120	17.4	26.6	0.219
130	8.6	35.4	0.0289
140	6.5	37.5	0.0178
150	12.0	32.0	0.0631
160	18.0	26.0	0.251
170	22.0	22.0	0.631
180	21.0	23.0	0.501
190	22.0	22.0	0.631
200	18.0	26.0	0.251
210	12.0	32.0	0.0631

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
220	6.5	37.5	0.0178
230	8.6	35.4	0.0289
240	17.4	26.6	0.219
250	20.0	24.0	0.3984
260	24.8	19.2	1.204
270	25.8	18.2	1.514
280	27.4	16.6	2.19
290	29.6	14.4	3.636
300	30.0	14.0	3.984
310	28.6	15.4	2.89
320	31.8	12.2	6.03
330	38.6	5.4	28.9
340	42.0	2.0	63.1
350	43.4	1.0	87.2
360	44.0	0.0	100.0

10 Espiras

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
0	52.2	0.0	100.0
10	51.4	0.8	83.2
20	49.3	2.9	51.4
30	44.0	8.2	15.14
40	39.8	12.4	5.75
50	41.0	11.2	7.58

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
60	39.6	12.6	5.5
70	38.0	14.2	3.81
80	36.2	16.0	2.51
90	33.5	18.7	1.35
100	32.0	20.2	0.955
110	27.0	25.2	0.302
120	21.8	30.4	0.0912
130	17.2	35.5	0.03162
140	16.0	36.2	0.024
150	22.0	30.2	0.0955
160	28.8	23.4	0.457
170	31.0	21.2	0.758
180	32.0	20.2	0.995
190	31.0	21.2	0.758
200	28.8	23.4	0.457
210	22.0	30.2	0.0955
220	16.0	36.2	0.024
230	17.2	35.0	0.0316
240	21.8	30.4	0.0912
250	27.0	25.2	0.302
260	32.0	20.2	0.955
270	33.5	18.7	1.35
280	36.2	16.0	2.51
290	38.0	14.2	3.81

Angulo	Ganancia (dB)	Atenuación (dB)	Magnitud
300	39.6	12.6	5.5
310	41.0	11.2	7.58
320	39.8	12.4	5.75
330	44.0	8.2	15.14
340	49.3	2.9	51.4
350	51.4	0.8	83.2
360	52.2	0.0	100.0

C A P I T U L O C U A R T O

C O N C L U S I O N E S

4.1 COMPARACION ENTRE LOS RESULTADOS MEDIDOS Y CALCULADOS.-

Luego de haber realizado el estudio teórico de la intensidad de los campos eléctricos lejanos y de haber efectuado la experimentación para la componente horizontal de campo (E_{ϕ}) puedo establecer una comparación entre los resultados teóricamente obtenidos y los corespondientes a las mediciones realizadas.

Observando los gráficos obtenidos para la variación de la intensidad de campo eléctrico se puede encontrar algunas diferencias pequeñas las que pueden visualisarse en las figuras IV-1, IV-6 y IV-10

Cada una de estas figuras muestras tanto las curvas teóricas como la experimental para la componente horizontal de la intensidad de campo eléctrico lejano de una antena helicoidal radiando en el modo axial.

En las figuras mencionadas se puede ver que los lóbulos de radiación correspondientes al campo eléctrico que resultan en la experimentación tienen la misma forma que la obtenida a partir del estudio teórico, y es así que el ancho del lóbulo de radiación, para una sola espira, en los puntos de media potencia varía solamente en:

- 6° para la condición de incremento de directividad y
- 14° para la condición de campos en fase.

Para seis espiras varía en:

- 4° para incremento de directividad y
- 22° para campos en fase.

Para diez espiras varía en:

8⁰ grados para incremento de directividad, y

34⁰ grados para campos en fase.

Para realizar una comparación un poco más clara entre los tres tipos de curvas, en las figuras IV-1, IV-6 y IV-10, se muestra la configuración de campos lejanos de la antena helicoidal en función del número de espiras, tanto para el método de campos en fase, como para el método de incremento de directividad y para la verificación experimental. He creído conveniente incluir además la aproximación siguiente: asumir que la configuración para una sola espira está dada por $\cos \phi$ para ver si es posible utilizar esta aproximación en cálculos prácticos.

He calculado además la velocidad relativa de fase "p" para la condición de incremento de directividad a fin de compararla con la correspondiente a la condición de campos en fase, y resulta que para las dimensiones de la hélice;

a) la velocidad relativa para campos en fase es:

$$p_f = 0.8431 \quad ; \quad y,$$

b) para incremento de directividad esta velocidad relativa de fase varía desde 0.5969 para una espira hasta 0.8097 para diez espiras.

De los gráficos se puede concluir que la curva que más se aproxima a la verificación experimental es la de incremento de directividad, aunque con las curvas restantes no hay una mayor diferencia.

Para todas las hélices puede observarse que al aumentar el número de espiras disminuye el ancho del lóbulo de radiación, así se tiene que para una espira el ángulo entre los puntos de media potencia es de aproximadamente 90° , para seis espiras es de aproximadamente 60° y para diez espiras es de unos 40° , de donde se puede deducir que al incrementar el número de espiras se aumenta la directividad de la hélice.

4.2 JUSTIFICACION DE LAS DIFERENCIAS OBTENIDAS EN LA TEORIA Y EN LA VERIFICACION EXPERIMENTAL.-

Las diferencias obtenidas entre la teoría y la verificación experimental para las configuraciones de campo se deben a las siguientes causas principales:

- 1.- En las curvas medidas;
 - a) pudo haber errores de lectura.
 - b) la exactitud de los instrumentos.
 - c) errores en la lectura del ángulo, se tenía marcaciones cada diez grados, con una apreciación de $\pm 2^{\circ}$.
 - d) errores de cálculos, al pasar de escala logarítmica a lineal.
- 2.- En las curvas calculadas;
 - a) como estas curvas son el resultado de una análisis matemático idealizado y que por razones de simplicidad contienen algunas aproximaciones. Por lo tanto dichas curvas no representan fielmente la realidad física.

Para las curvas de las hélices de pocas espiras aparecen lóbulos secundarios posteriores; debido al gran desacoplamiento de la antena con el cable de alimentación (para un número pequeño de espiras la impedancia de entrada de la antena tiene un ancho rango de variación).

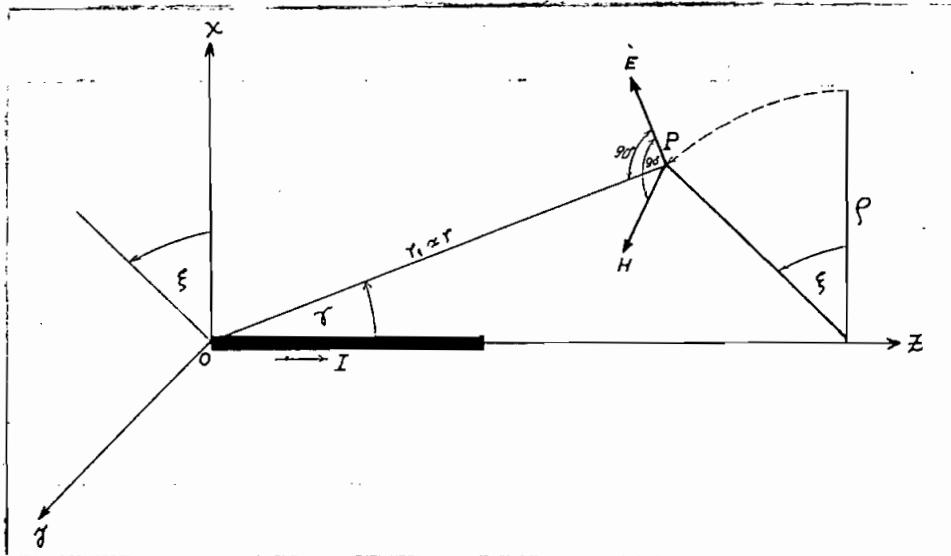
Sin embargo las diferencias encontradas no son mayores y se puede ver que existe una buena concordancia entre los resultados teó-

ricos y los resultados medidos.

Es interesante anotar que de acuerdo con los gráficos, para razones de cálculo es suficiente aproximar la configuración de una espira a $\cos \phi$, valor con el que ya se tiene una buena concordancia con la realidad física.

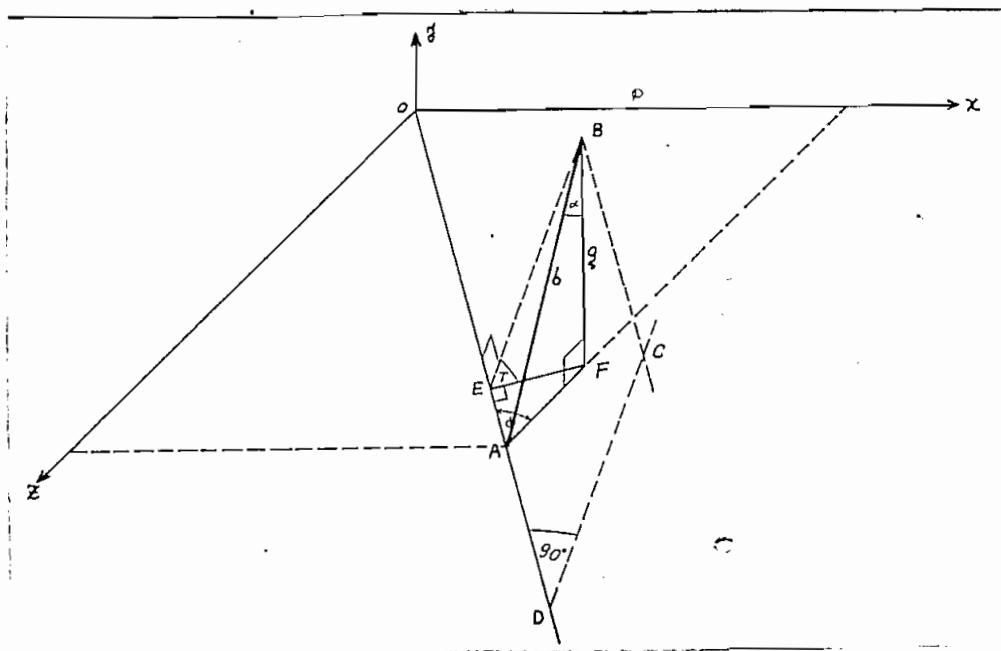
A N E X O I

DEDUCCION DE LA FORMULA PARA DETERMINAR LA CONFIGURACION DE LOS CAMPOS LEJANOS, PRODUCIDOS POR UNA ESPIRA.



γ = ángulo entre la dirección del elemento y la dirección al punto P.

El campo eléctrico (E_ϕ) está en el plano que contiene al elemento y a la dirección al punto P.



AB = elemento 2

OA = dirección al punto P

γ'' = ángulo BAD

El campo debido al elemento 2 ($E\phi'_2$) deberá estar en el plano ABCD.

BE = línea de máxima pendiente del plano ABCD

FE \perp OC

FE \in ZOY

BE \perp OC

BE \in ABCD

por lo cual:

El ángulo BEF será el ángulo que forman los planos: ABCD y XZ.

Si el plano ABCD coincidiera con el plano XZ, entonces el campo $E\phi'_2$ estaría en este plano.

Como el plano ABCD ha "girado" un ángulo igual al ángulo BEF con respecto al plano XZ, la componente de $E\phi'_2$ será $E\phi_2$, de tal manera que:

$$E\phi_2 = E\phi'_2 \cos (\angle BEF) = E\phi'_2 \cos T.$$

$E\phi'_2$ está dado por una fórmula similar a la (2-25).

Cálculo del Angulo T:

$$AF = b \operatorname{sen} \alpha$$

$$EF = AF \operatorname{sen} \phi = (b \operatorname{sen} \alpha) \operatorname{sen} \phi$$

$$BF = g = b \cdot \cos \alpha$$

$$EB = \sqrt{(EF)^2 + (BF)^2} = \sqrt{b^2 \sin^2 \alpha \sin^2 \phi + g^2}$$

$$\cos T = \frac{EF}{EB} .$$

$$\cos T = \frac{\sin \alpha \sin \phi}{\sqrt{1 - \sin^2 \alpha \cos^2 \phi}}$$

Cálculo de E_{θ} debido al elemento 2.

$$E_{\theta} \perp E_{\phi}$$

como:

$$E_{\phi_2} = E_{\phi_2'} \cos T$$

$$E_{\theta_2} = E_{\theta_2'} \sin T$$

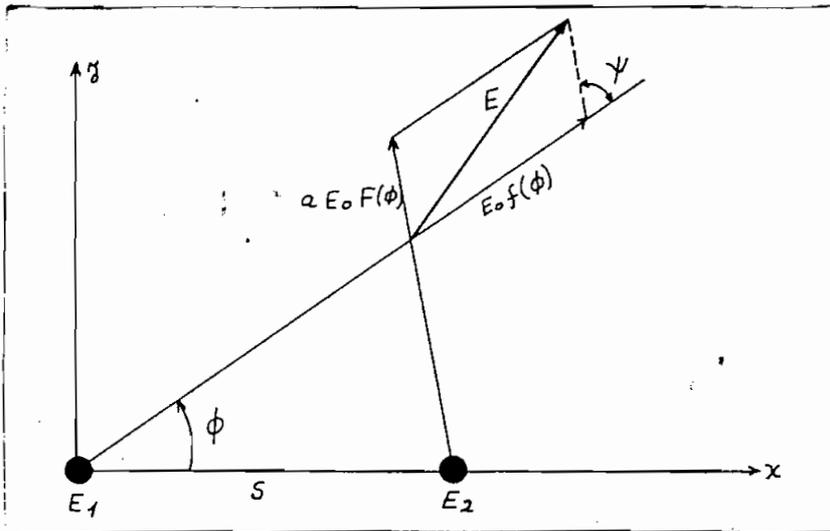
$$\sin T = \frac{BF}{EB}$$

$$\sin T = \frac{\cos \alpha}{\sqrt{1 - \sin^2 \alpha \cos^2 \phi}}$$

Para el cálculo de los campos de los elementos 3 y 4 se toma como base el cálculo de los elementos 1 y 2 considerando sus defasajes respectivos.

A N E X O II

ADICION DE CAMPOS DEBIDOS A FUENTES DIFERENTES.-



$$E_1 = E_0 f(\phi) \underline{f_p(\phi)}$$

$$E_2 = a E_0 F(\phi) \underline{F_p(\phi)}$$

$$E = E_1 + E_2 = E_0 \sqrt{[f(\phi) + aF(\phi) \cos \psi]^2 + [aF(\phi) \sin \psi]^2}$$

donde:

$$E_0 = \text{constante}$$

a = relación de máxima amplitud de la fuente 2 a la fuente 1

$$0 \leq a \leq 1$$

$$\psi = S_r \cos \phi + \delta + F_p(\phi) - f_p(\phi)$$

δ = fase relativa de la fuente 2 con respecto a la fuente 1.

$f(\phi)$ = configuración relativa de campos de la fuente 1.

$f_p(\phi)$ = configuración de fase de la fuente 1.

$F(\phi)$ = configuración relativa de campos de la fuente 2.

$F_p(\phi)$ = configuración de fase de la fuente 2.

Si las fuentes no son iguales, el principio de multiplicación de configuraciones no es totalmente aplicable y los campos producidos por las fuentes deberían adicionarse en cada ángulo ϕ para el cual se calcula el campo total.

Por eso para dos fuentes diferentes 1 y 2 situadas en el eje X, con la fuente 1 en el origen y la fuente 2 alejada una distancia S, el campo total es en general E.

En la fórmula de E, el ángulo de fase (χ) está referido a la fase del campo de la fuente 1 en alguna dirección de referencia ($\phi = \phi_0$).

Más sencillo que calcular por la fórmula de E, es generalmente encontrar la amplitud y la fase del campo total, por adición gráfica de los vectores E_1 y E_2 .

A N E X O I I I

PRINCIPIO DE MULTIPLICACION DE CONFIGURACIONES.-

Se verá el caso de fuentes no isotrópicas, pero similares, entendiéndose por similares, que la variación con el ángulo absoluto ϕ , de la amplitud y la fase de los campos, es la misma. (La configuración no solamente debería ser de la misma forma sino también, orientada en la misma dirección, para llamarse similar). La amplitud máxima de las fuentes individuales puede ser desigual.

Si, sin embargo, son iguales, las fuentes no son solamente similares sino que son idénticas.

Como ejemplo se considerará dos fuentes idénticas 1 y 2 que tienen una configuración dada por:

$$E_0 = E'_0 \sin \phi \quad \text{A3-1}$$

Configuraciones de este tipo pueden producirse con dipolos cortos orientados paralelos al eje X, como en la figura 1.

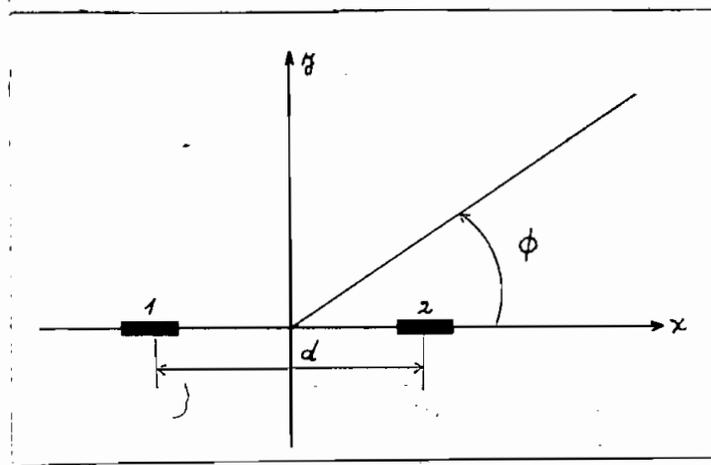


Fig. 1

La diferencia de fase de las dos fuentes es δ .

Por lo que la diferencia total de fase entre los campos de la fuente 2 y de la fuente 1 en un punto distante en la dirección ϕ será:

$$\psi = d_r \cos \phi + \delta \quad \text{A3-2}$$

Tomando la fuente 1 como la referencia para fase, el signo positivo de A3-2 indica que la fuente 2 está adelantada en fase por el ángulo δ ! Un signo menos se usaría para indicar un retardo en fase. Si en lugar de referir la fase a la fuente 1, se la refiere al punto central del arreglo, la fase del campo de la fuente 1 en un punto distante, estará dada por: $-\psi/2$ y la de la fuente 2 será: $+\psi/2$. El campo total será entonces:

$$E = E_0 (e^{j\psi/2} + e^{-j\psi/2}) = 2E_0 \cos \psi/2 \quad \text{A3-3}$$

Substituyendo A3-1 en A3-3 y normalizando; haciendo $2E_0' = 1$, da la configuración del campo del arreglo como:

$$E = \sin \phi \cos \psi/2 \quad \text{A3-4}$$

Este resultado es el mismo que el obtenido por multiplicación de la configuración de la fuente individual ($\sin \phi$), por la configuración de dos fuentes puntuales isotrópicas ($\cos \psi/2$).

El principio de multiplicación de configuraciones puede expresarse como: "La configuración del campo de un arreglo de fuen

tes puntuales no isotrópicas pero similares, es el producto de la configuración de la fuente individual y la configuración de un arreglo de fuentes puntuales isotrópicas teniendo las mismas localizaciones, amplitudes relativas y fases como las fuentes puntuales no isotrópicas", este principio puede aplicarse a arreglos de cualquier número de fuentes, probando solamente que sean similares.

La fuente individual no isotrópica o antena, puede ser de tamaño finito, pero puede considerarse como una fuente puntual situada en un punto de la antena, al cual se ha referido la fase. Se dice que este punto es el "centro de fase".

La discusión superior de multiplicación de configuraciones se refiere solamente a la configuración de la magnitud del campo eléctrico. Si el campo de la fuente isotrópica y el arreglo de fuentes isotrópicas varía en fase con un intervalo de ángulo, se obtiene una configuración de fase la cual no es constante. Para incluir este caso general, la exposición del principio de multiplicación de configuraciones se puede ampliar de la manera siguiente:

" La configuración total de campo de un arreglo de fuentes no isotrópicas, pero similares, es el producto de la configuración de la fuente individual y la configuración de un arreglo de fuentes puntuales isotrópicas, cada una localizada en el centro de fase de la fuente individual y teniendo las mismas amplitud y

fase relativas, mientras que la configuración total de fase, es la suma de las configuraciones de fase de la fuente individual y el arreglo de las fuentes isotrópicas puntuales".

La configuración total de fase es referida a la fase central del arreglo.

En símbolos, la configuración total de campo E es entonces:

$$E = f(\theta, \phi) F(\theta, \phi) \left[\frac{f_p(\theta, \phi) + F_p(\theta, \phi)}{2} \right] \quad A3-5$$

configuración de campo	configuración de fase
---------------------------	--------------------------

Donde:

$f(\theta, \phi)$ es la configuración de campo de una fuente y

$f_p(\theta, \phi)$ es la configuración de fase de una fuente.

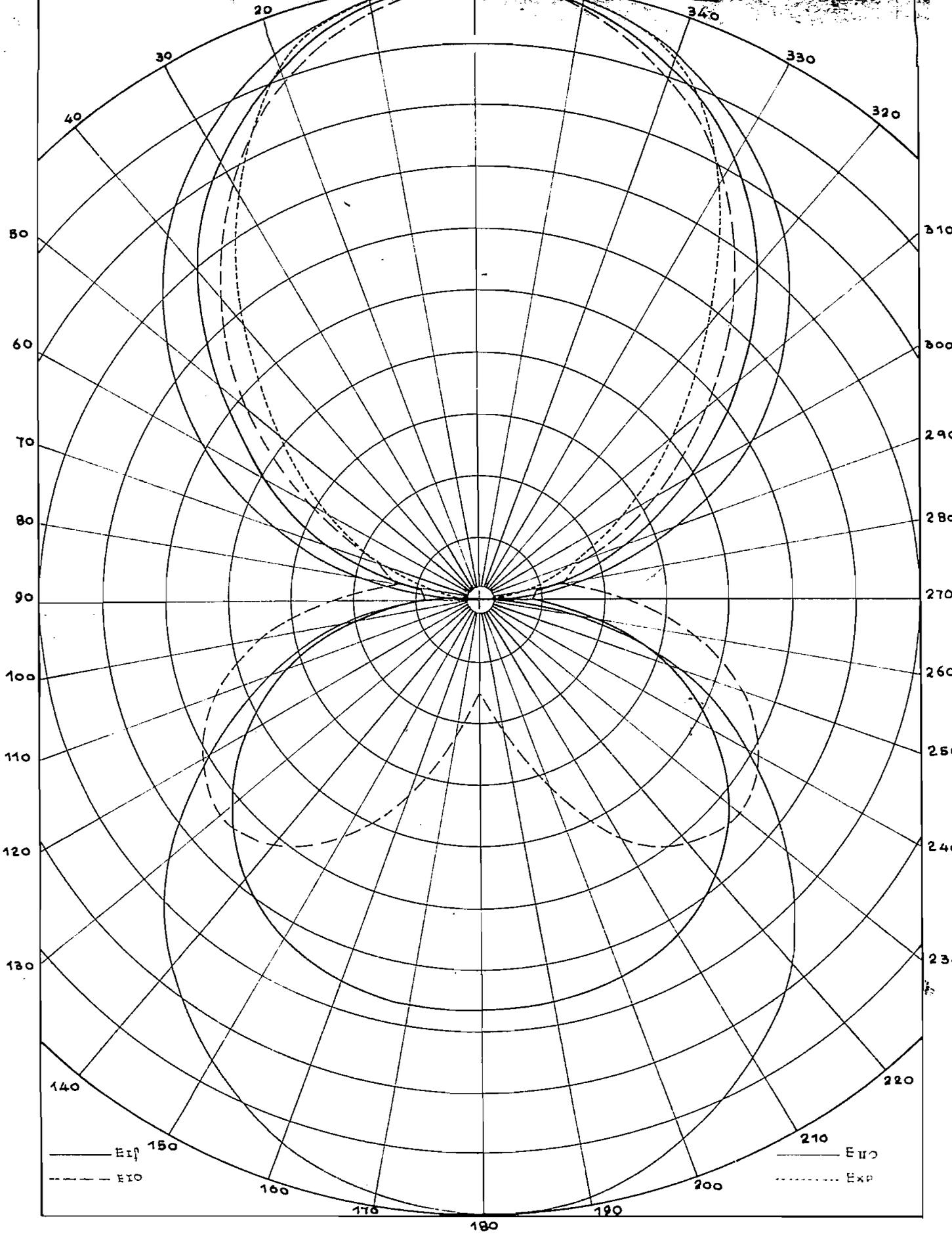
$F(\theta, \phi)$ es la configuración de campo del arreglo de las fuentes isotrópicas y

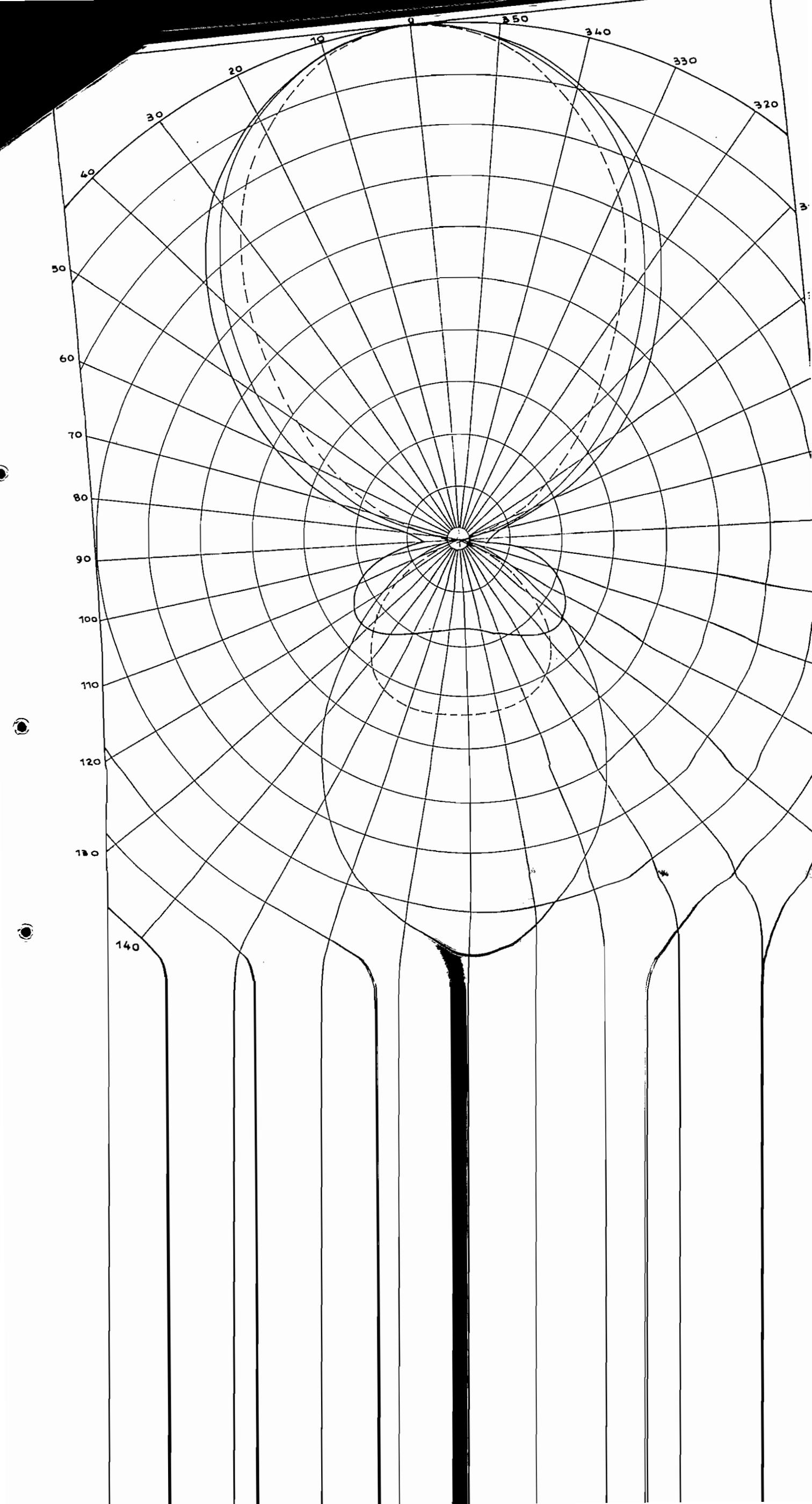
$F_p(\theta, \phi)$ es la configuración de fase del arreglo de las fuentes isotrópicas.

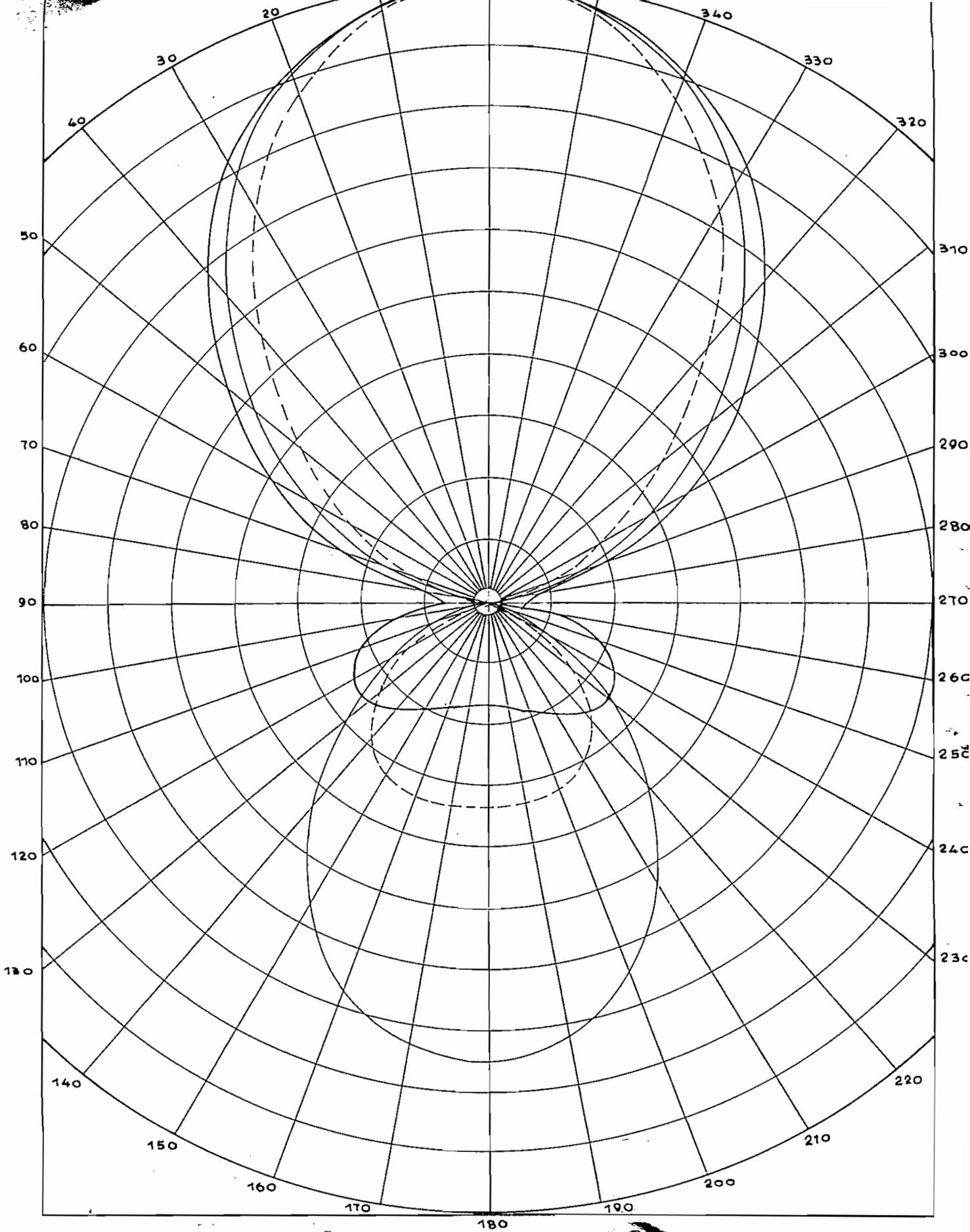
Las configuraciones están expresadas en A3-5 como una función de los dos ángulos polares, para indicar que el principio de multiplicación de configuraciones aplicado a configuraciones espaciales puede también aplicarse al caso considerado, para dos dimensiones.

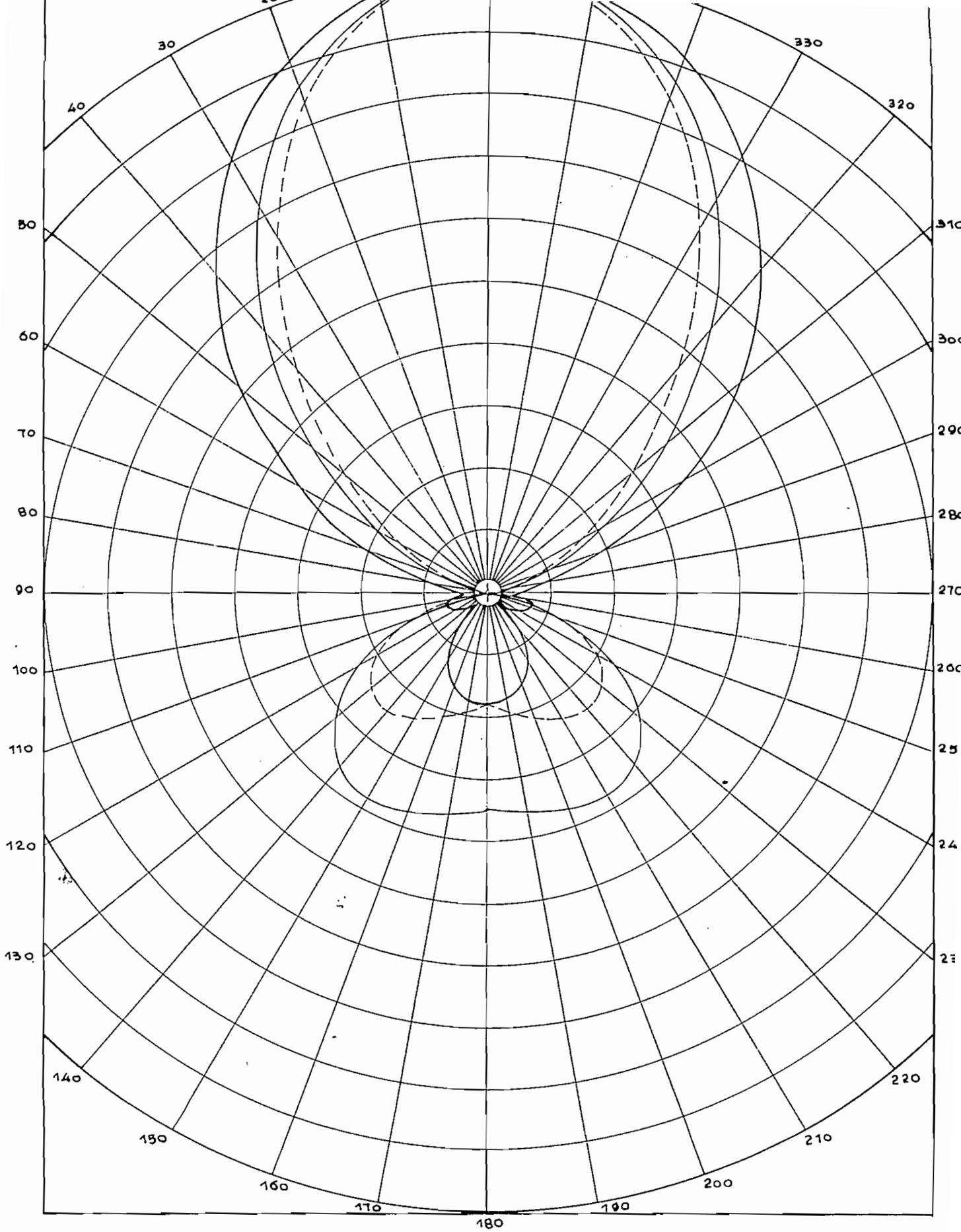
A N E X O IV

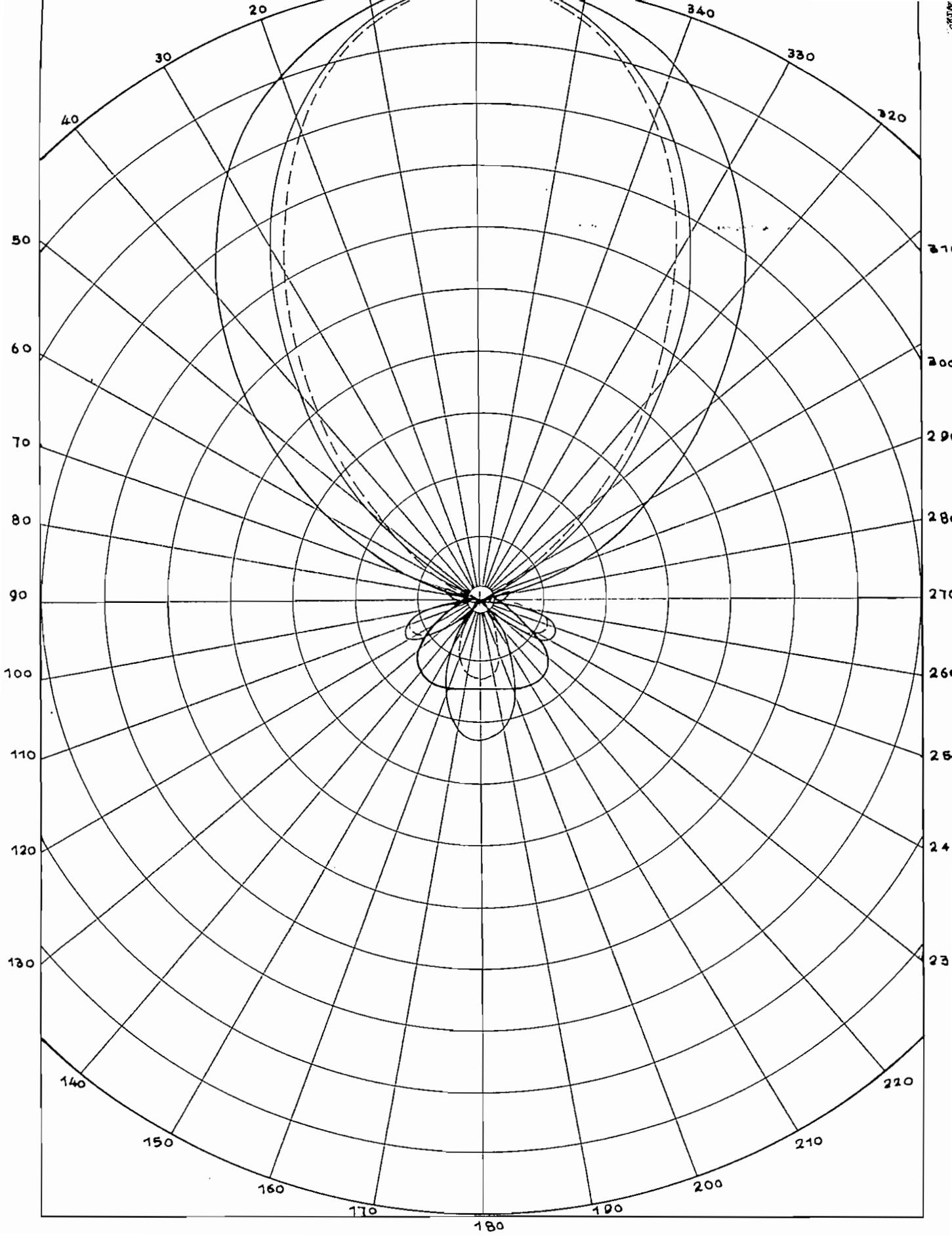
REPRESENTACION GRAFICA DE LOS RESULTADOS TEORICOS

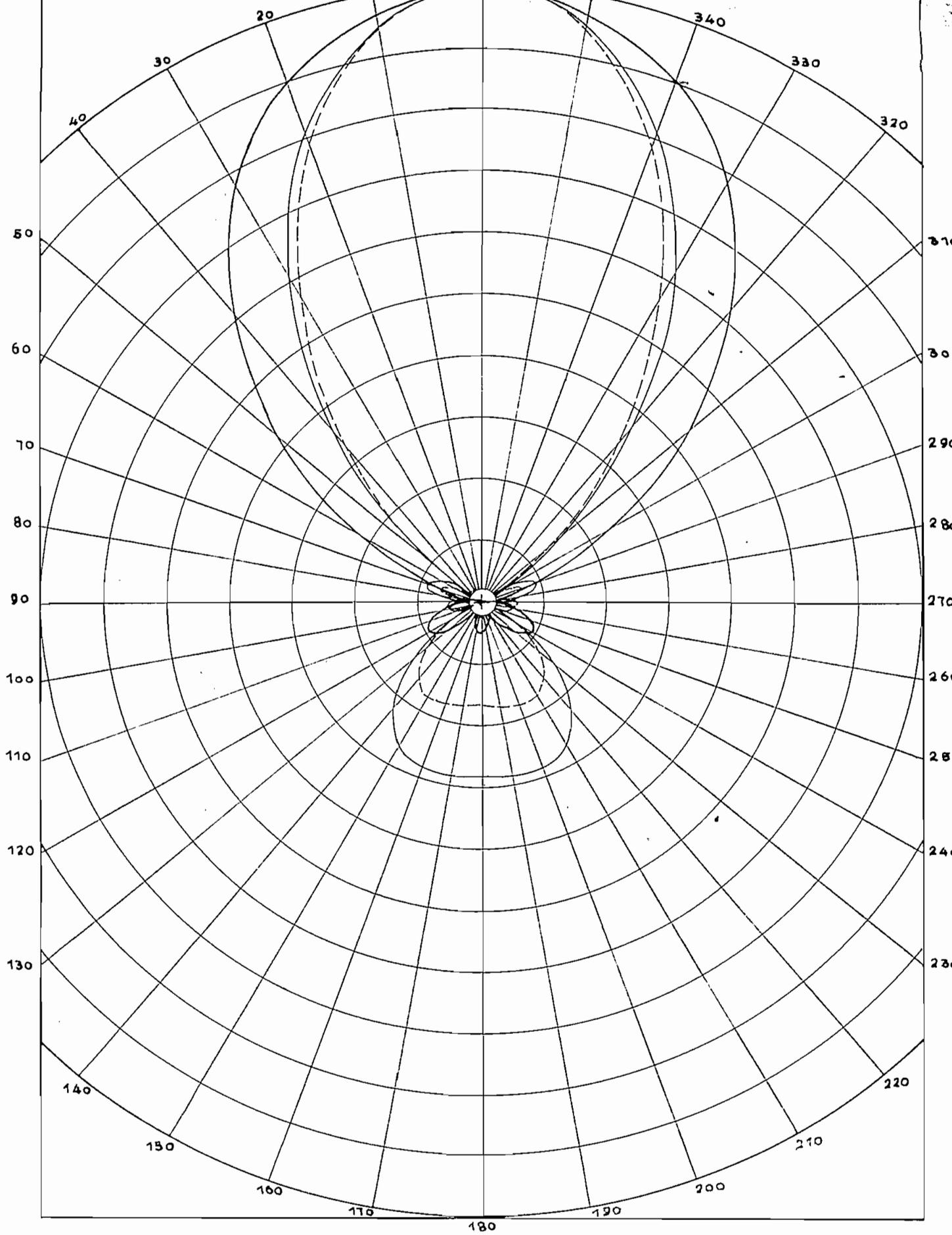


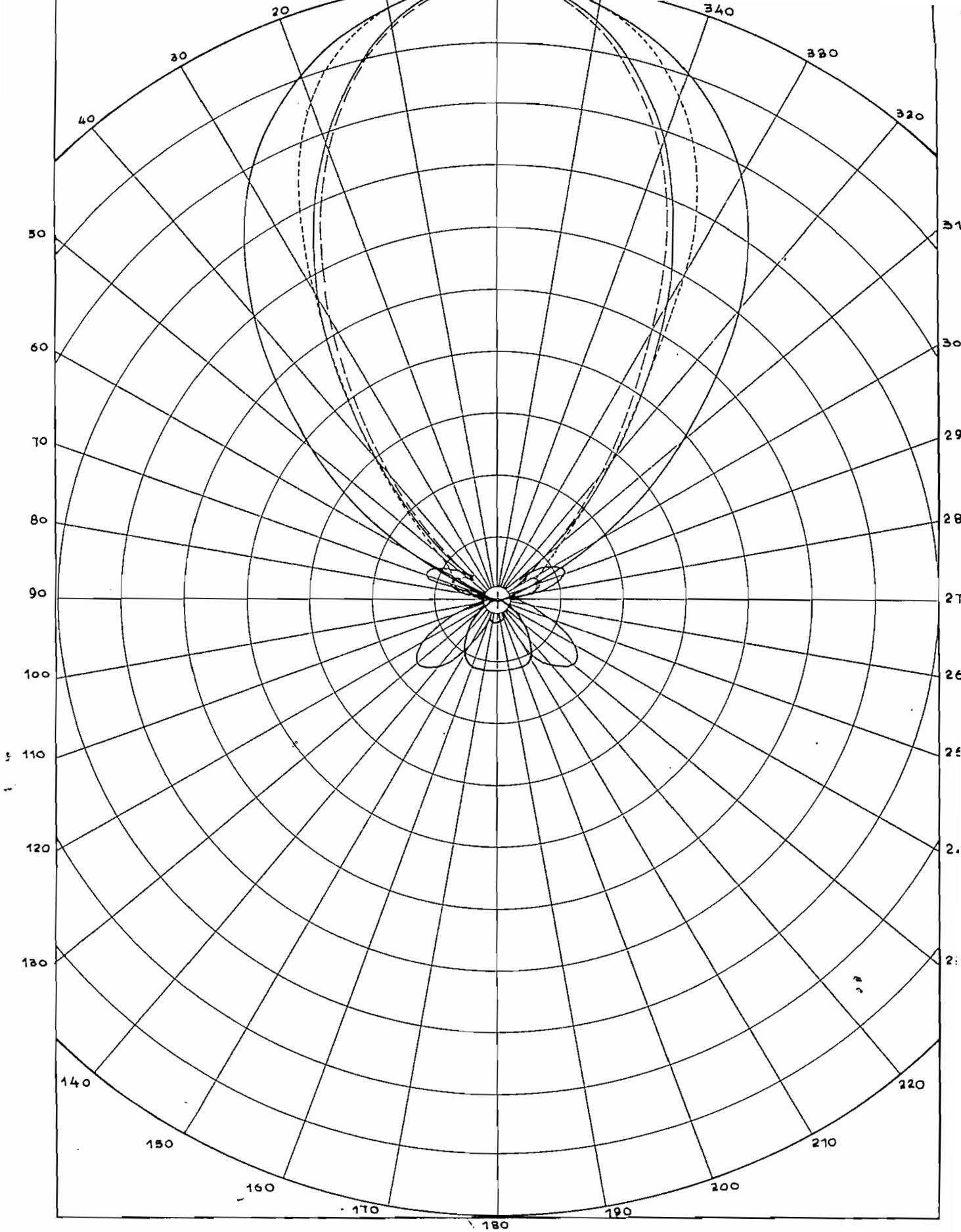


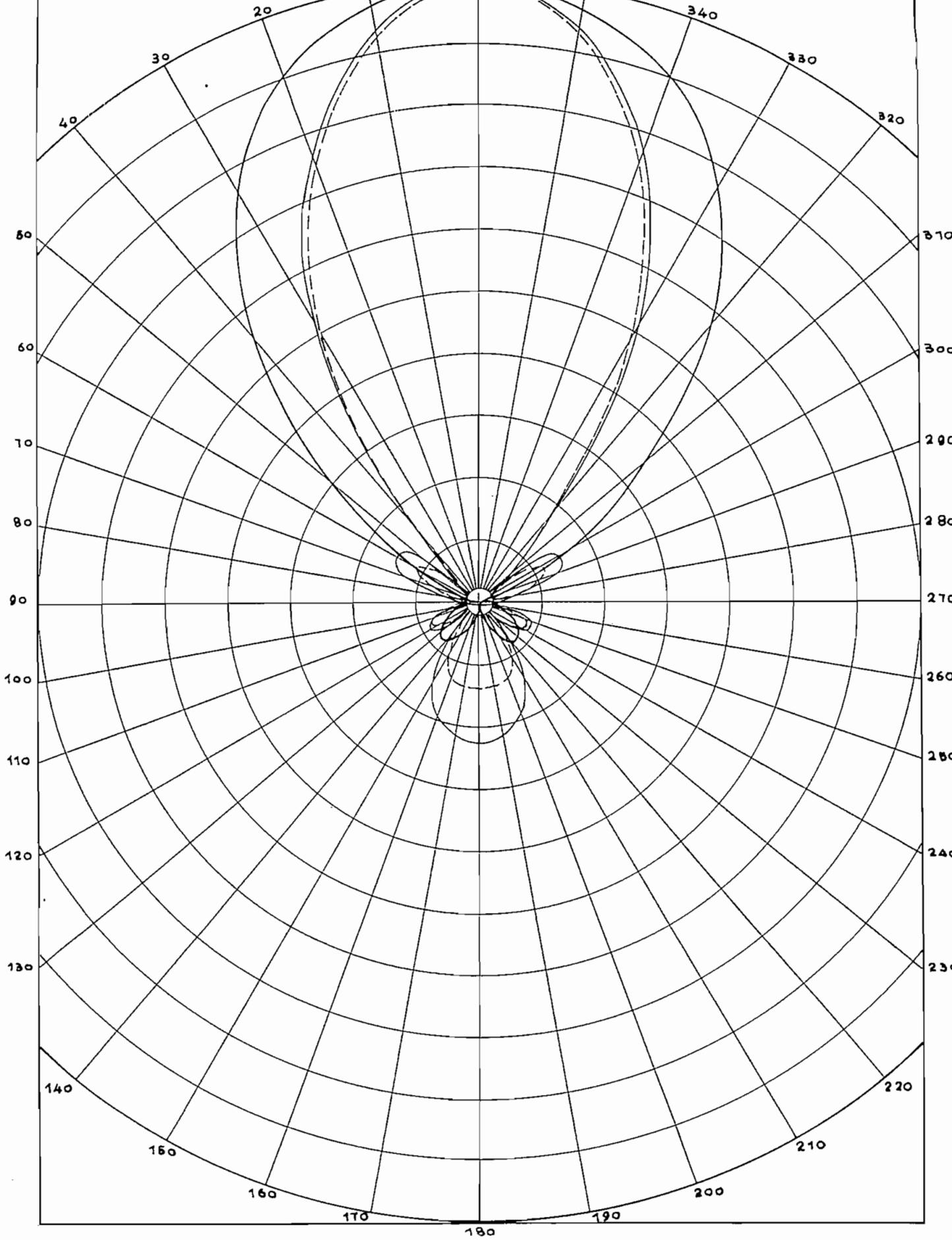


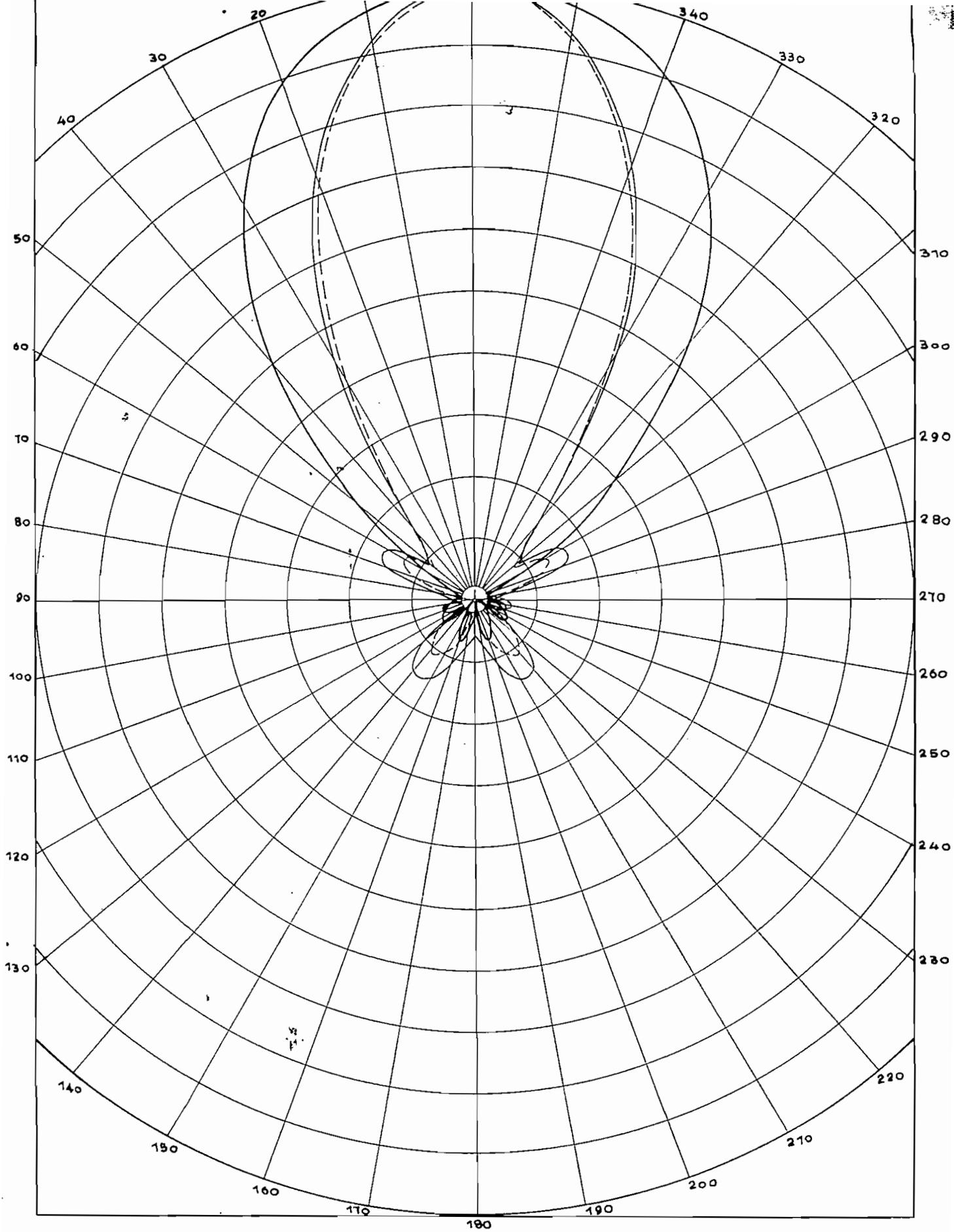


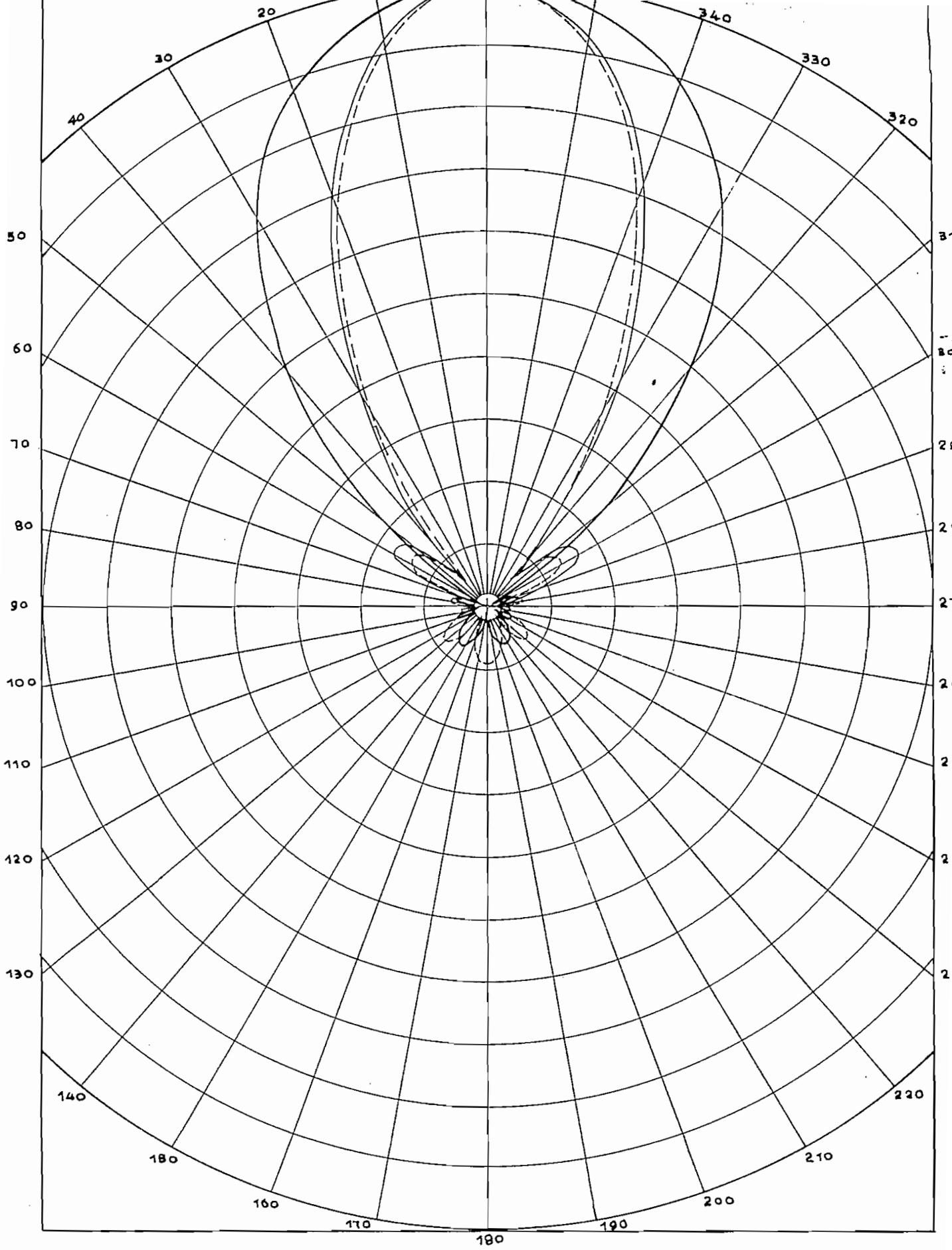


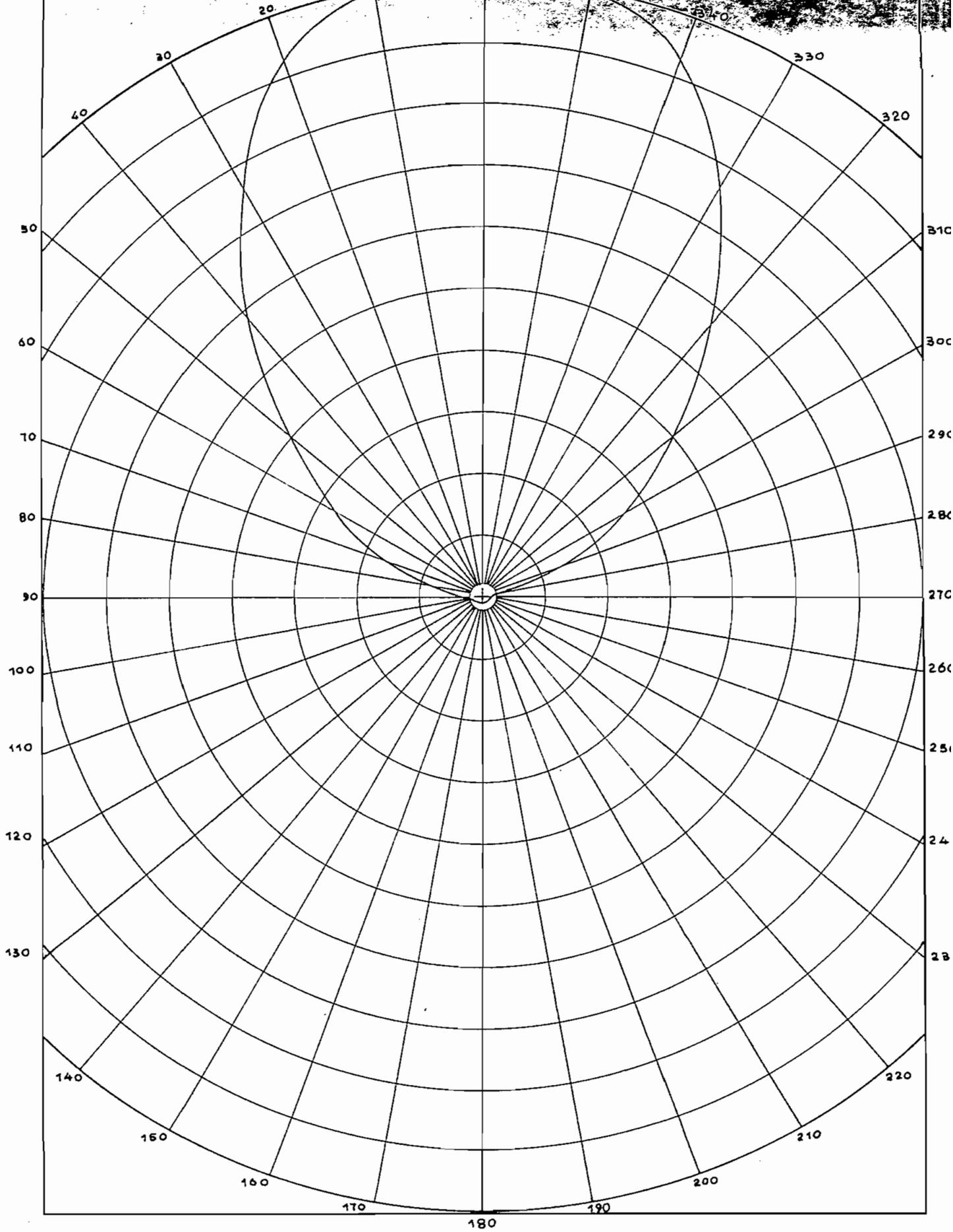


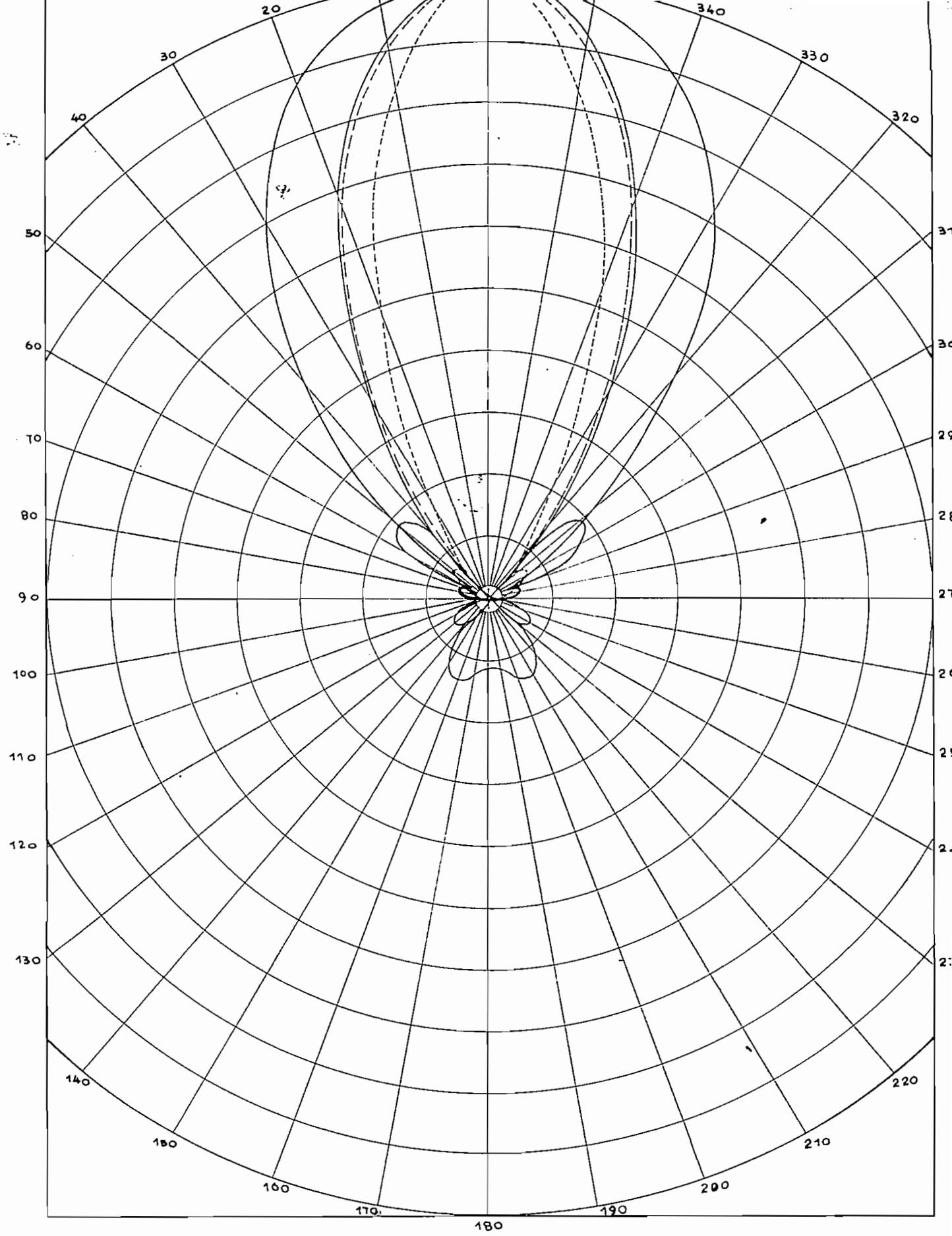






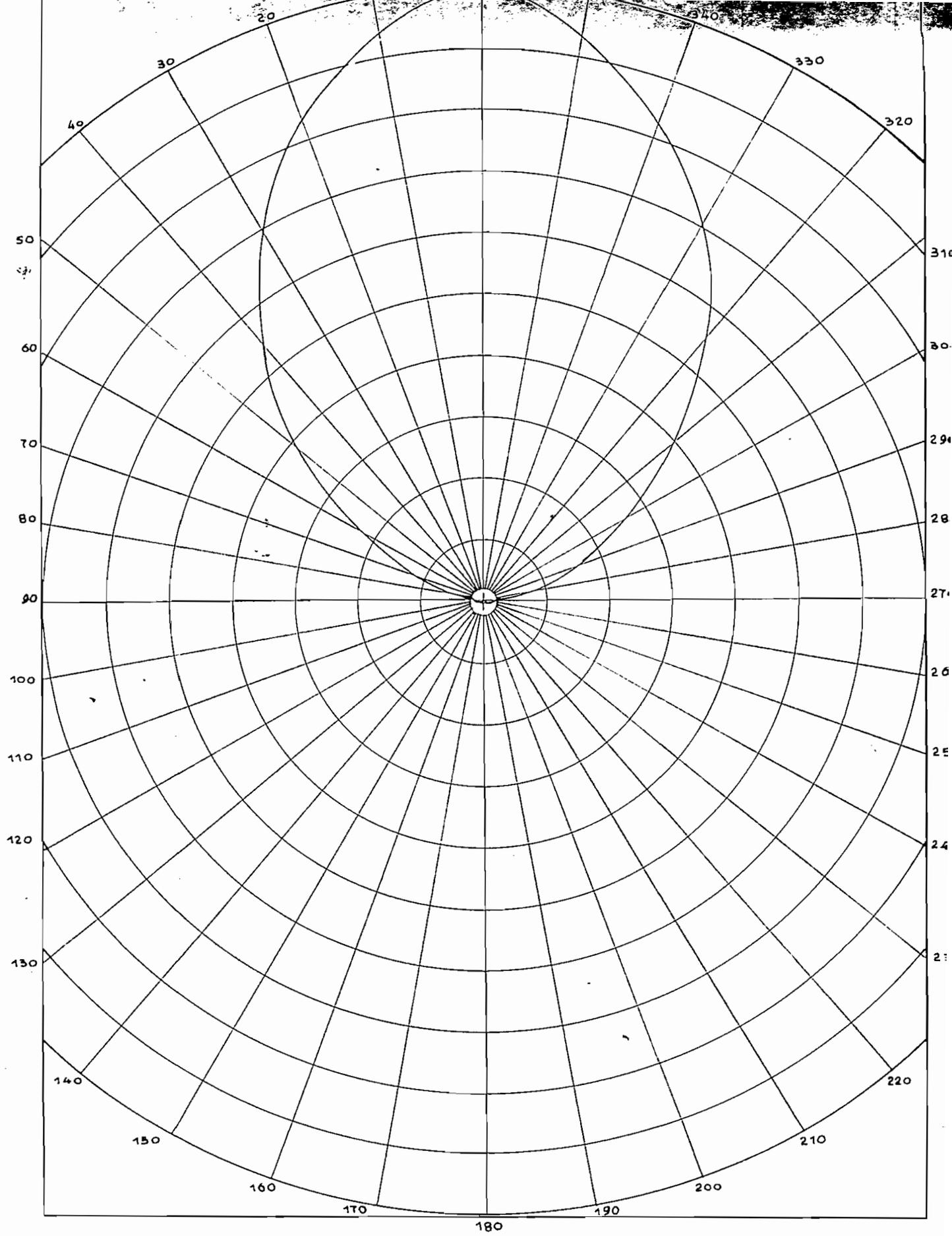


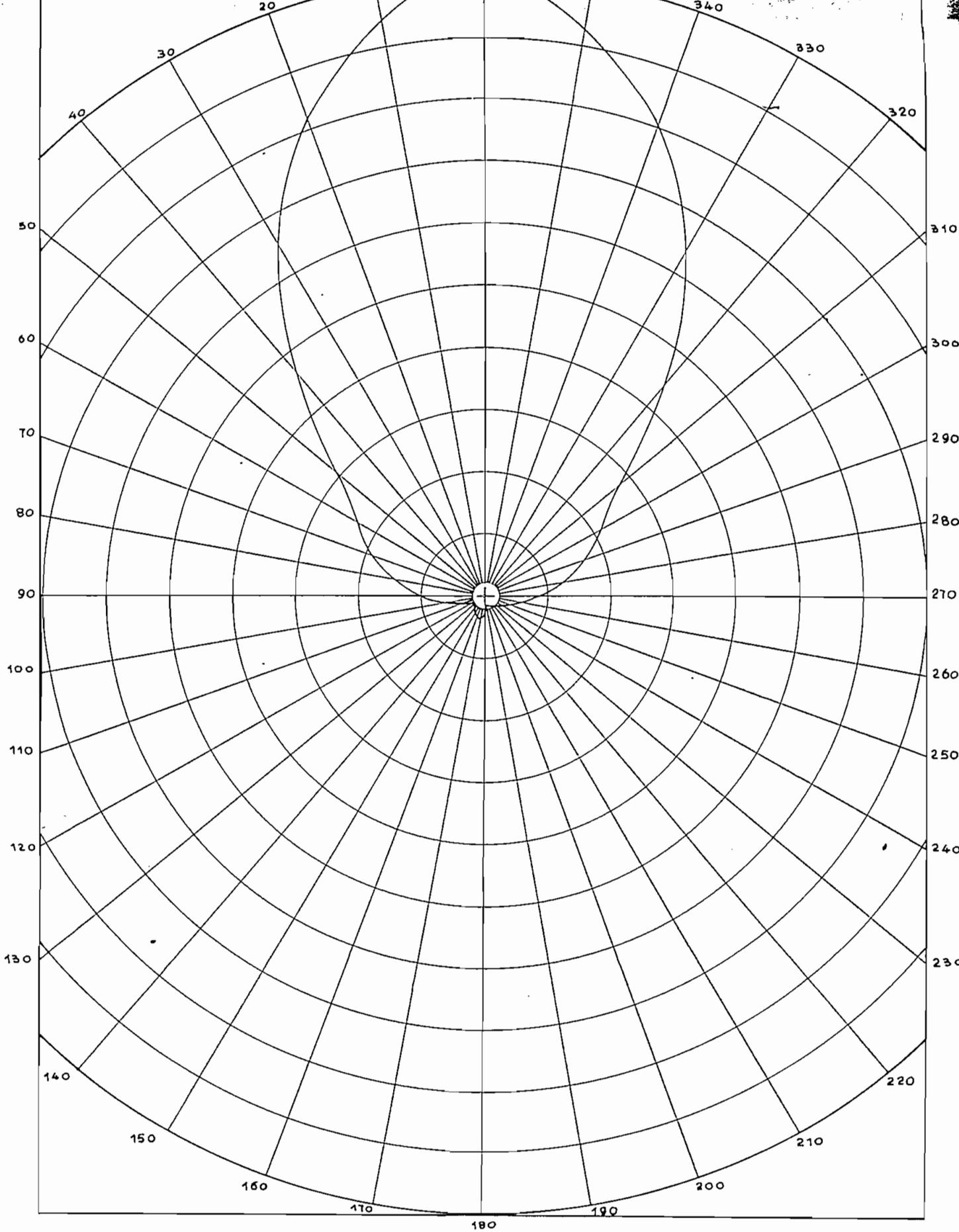




A N E X O V

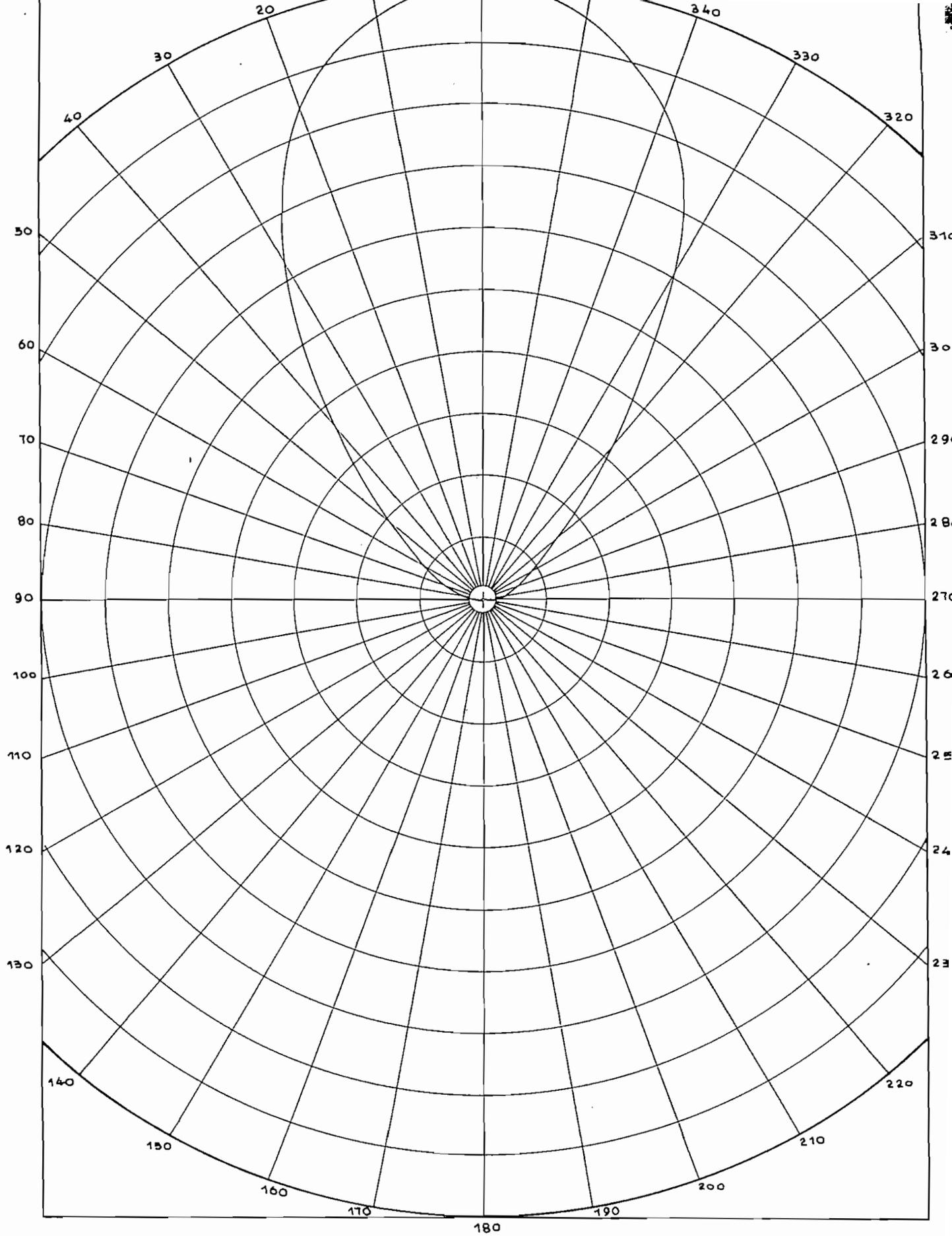
REPRESENTACION GRAFICA DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES

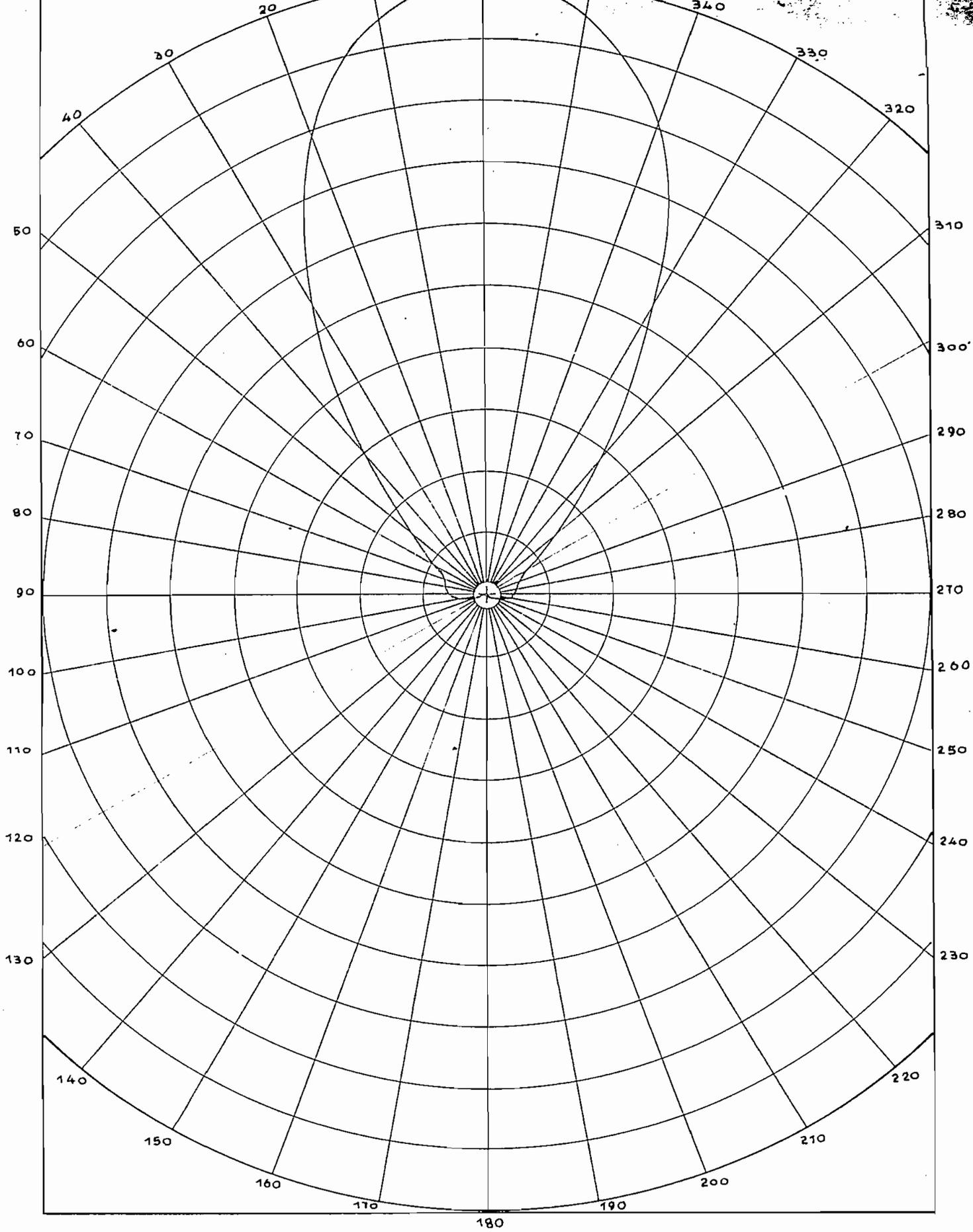


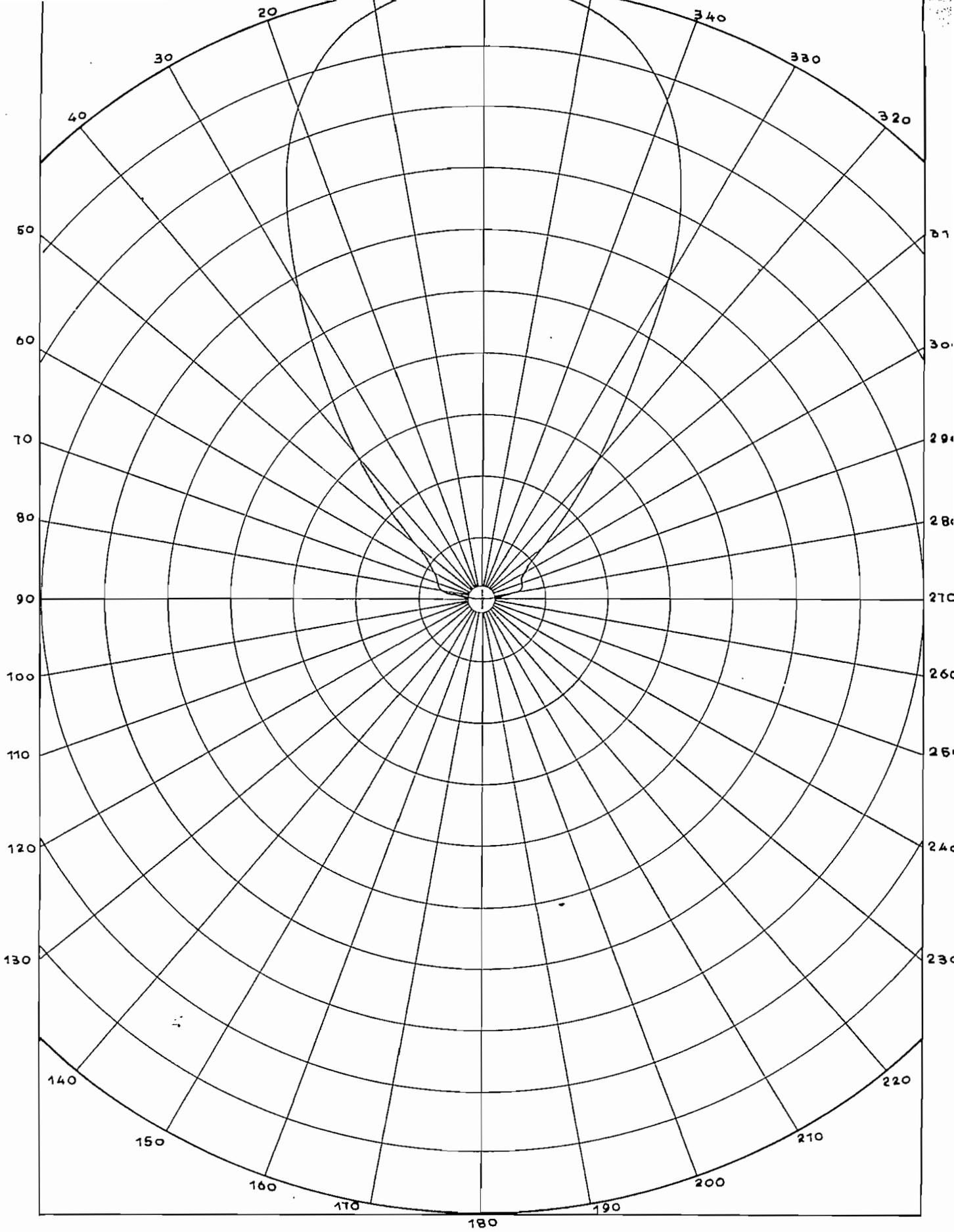


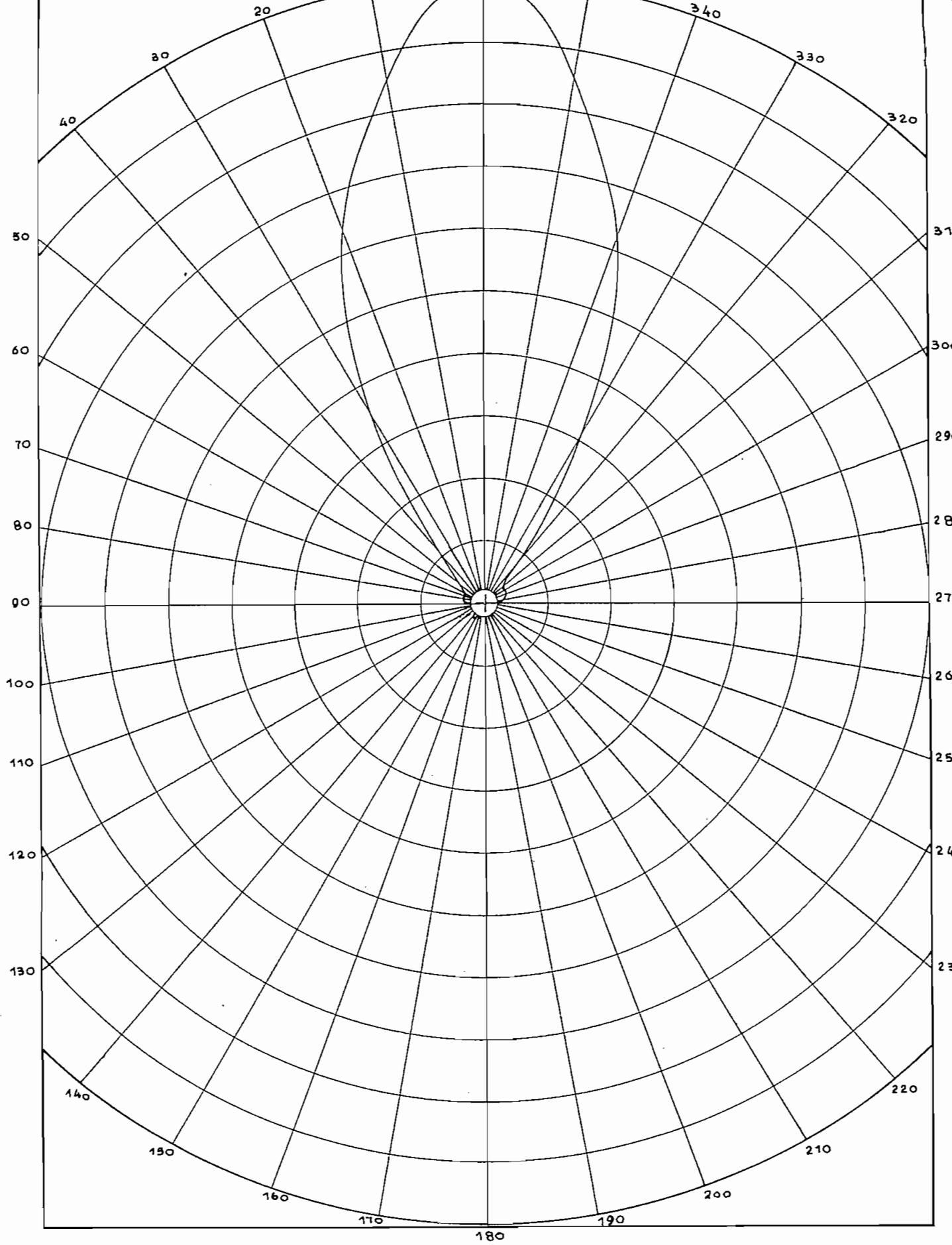
3 ESPIRAS

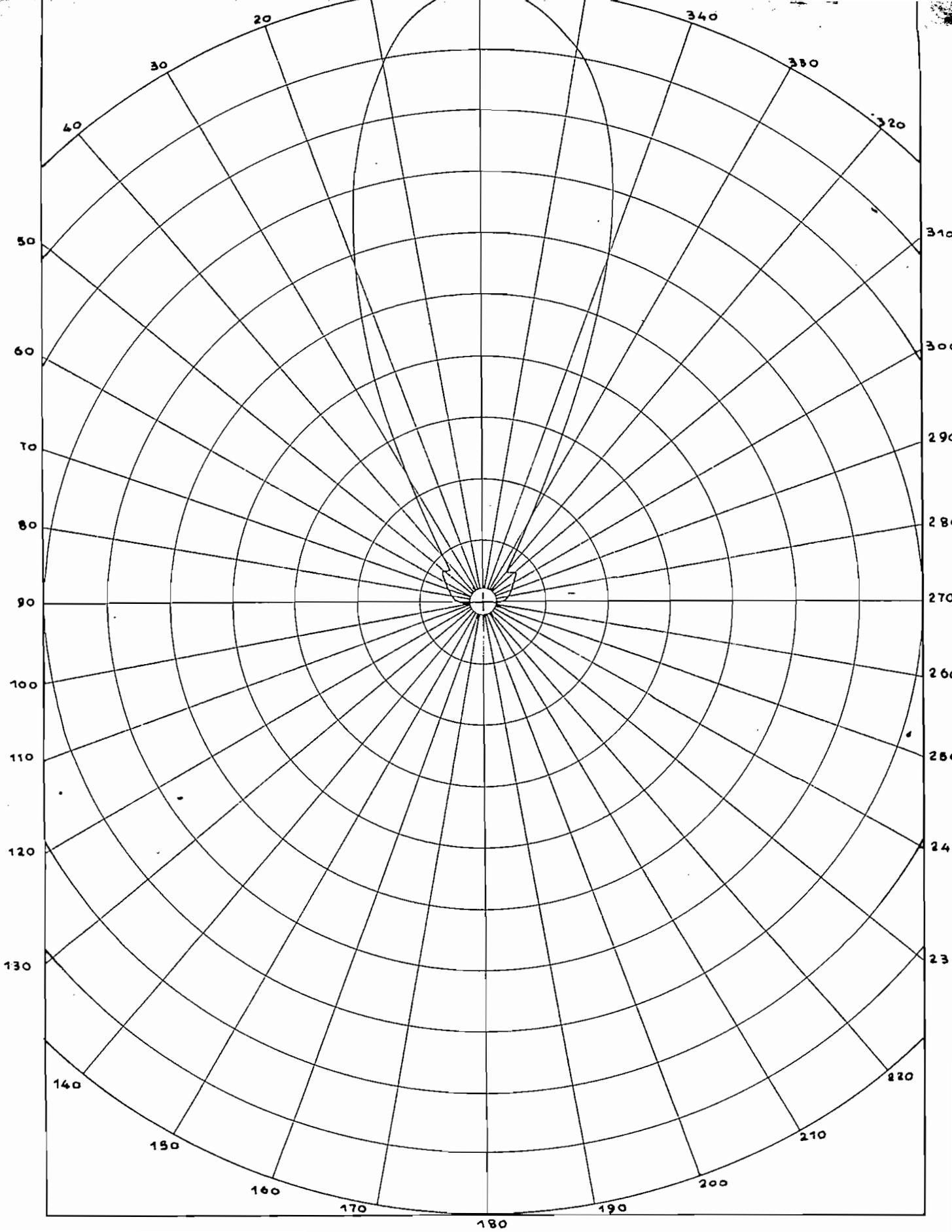
0: 7: 7

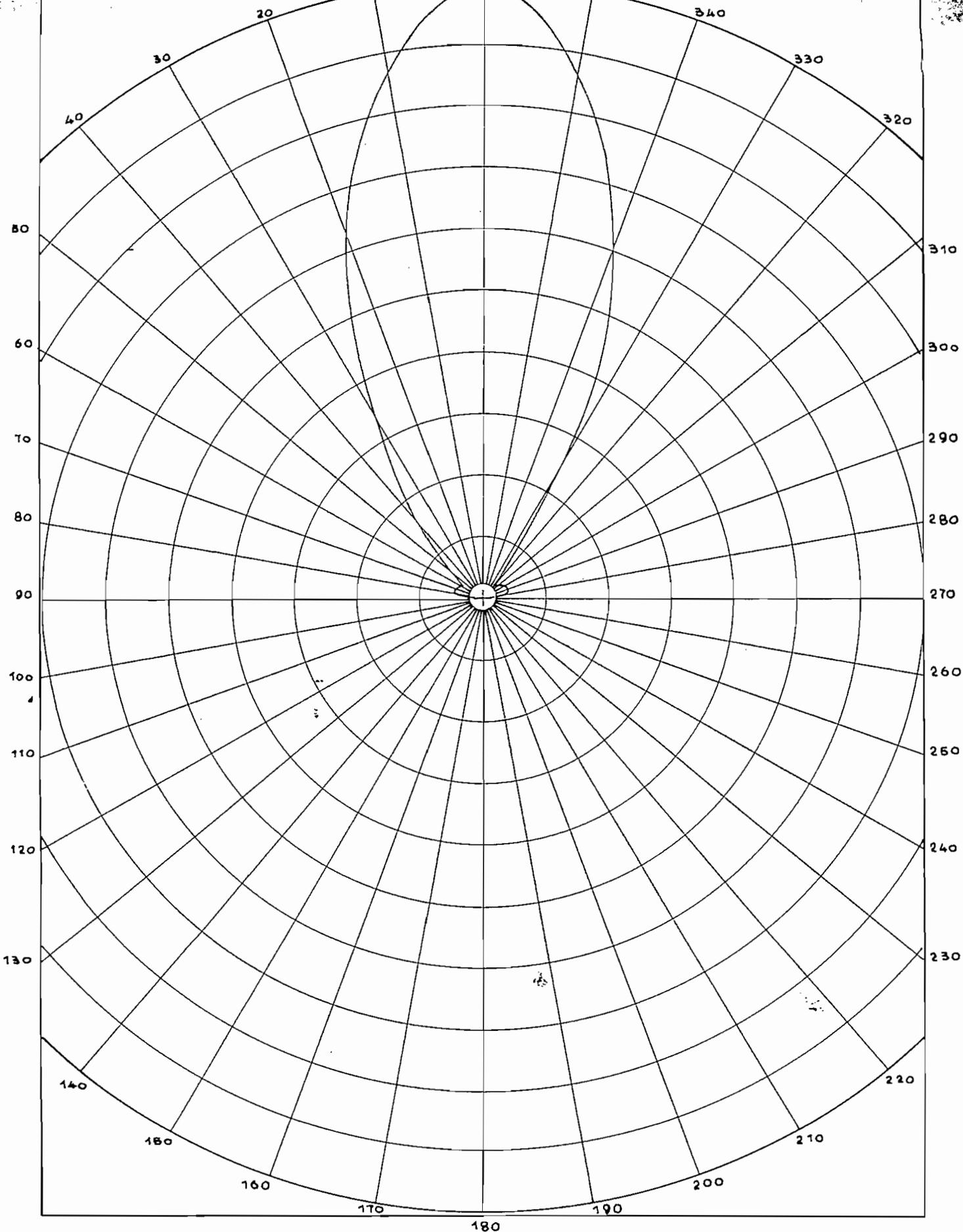


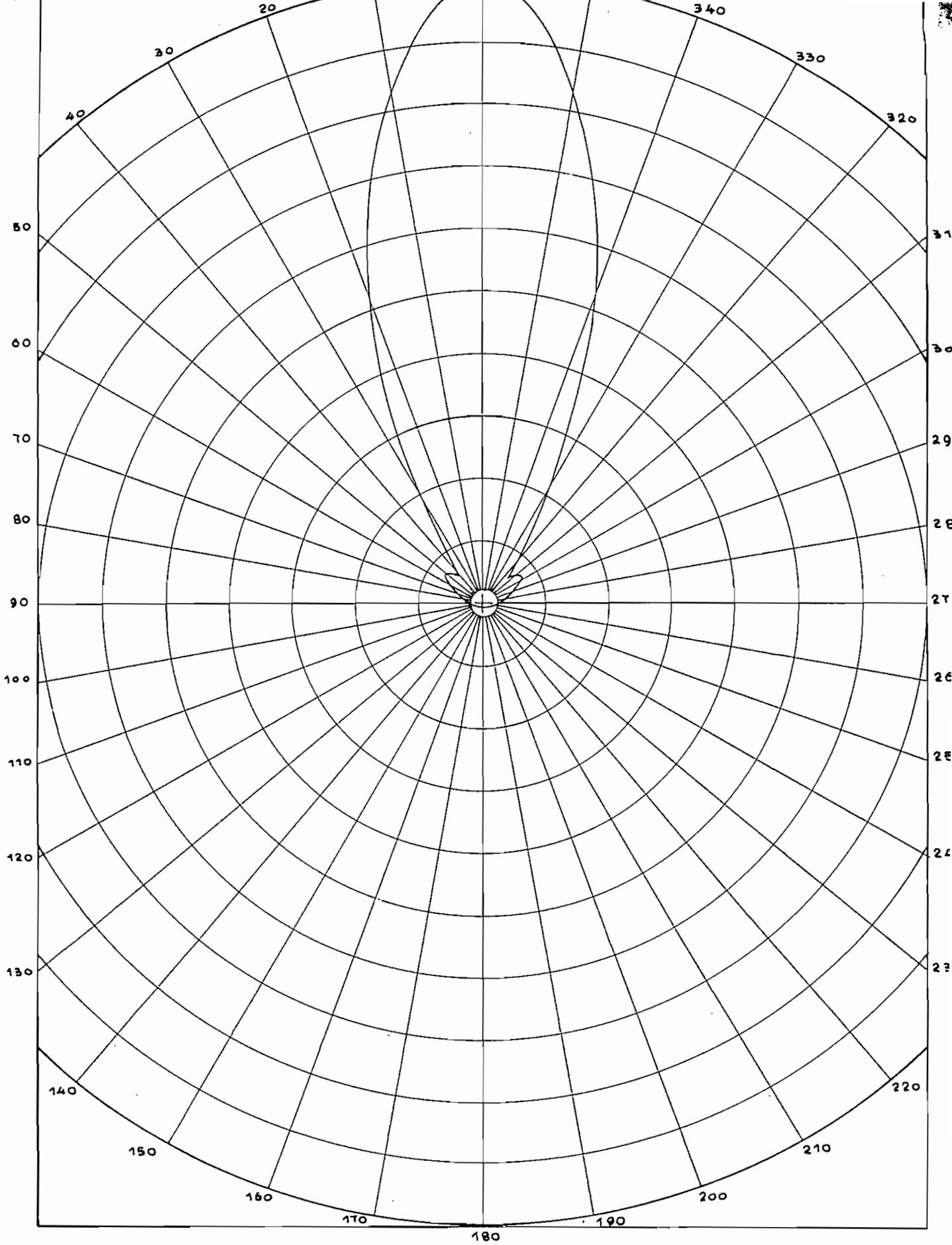












A N E X O VI

PROGRAMA FORTRAN PARA OBTENCION DE LOS RESULTADOS TEORICOS

PROGRAMA FORTRAN PARA OBTENCION DE LOS RESULTADOS TEORICOS.-

```

// JOB T
// FOR
*IOCS(CARD,1132 PRINTER)
*ONE WORD INTEGERS
*LIST SOURCE PROGRAM
  PF = 0.84312
  E1 = 1.0
  E2 = 1.0
  E3 = 1.0
  E4 = 1.0
  E5 = 1.0
  E6 = 1.0
  WRITE(3,100)
100  FORMAT (1HO////)
      PAUSE
      WRITE(3,1)
1  FORMAT (1HO//////// 40X, 'LOBULO DE RADIACION DE UNA ANTENA'
  S'HELICOIDAL DE HAZ' /// 48X, 'NELSON F. RUIZ CORAL' ////)
      DO 2 N=1,10
      AN = FLOAT(2*N)
      BN = 1.0 + 1.0/AN
      PD = 1.0/(0.20791 + 0.97815*BN)
      BD = 0.90598/PD
      WRITE(3,3) N, PD
3  FORMAT (1HO// 50X, 'N = ', I2, 'PD =', F7.4)
      DO 2 K=10,360,10
      FI = 0.017453*FLOAT(K)
      S1 = SIN(FI)
      S2 = COS(FI)
      C1 = 0.20791*S1
      C2 = 0.97815*S2
      C3 = 0.97815*S1
      C4 = 0.20791*S2
      SG = C1 - C2
      SGP = C1 + C2
      CG = C4 + C3
      CGP = C4 - C3
      C1 = 0.82470*S1
      C2 = 1.0 - 0.17529*S2
      AF = C2 - C1
      AFP = C1 + C2
      C1 = 1.07455 - 0.18836*S2
      C2 = 0.88618*S1
      BAF = C1 - C2
      BAFP = C1 + C2

```

```

H1 = - 4.88372 + 0.88627*S1 + 0.885614*S2
AD = 1.0 - PD*CG
ADP = 1.0 - PD*CGP
BAD = BD*AD
BADP = BD*ADP
SBAD = SIN(BAD)
SBADP = SIN(BADP)
SBAF = SIN(BAF)
SBAFP = SIN(BAFP)
PSF = 0.66778*(1.0 - S2)
PSD = PSF + 3.14159/AN
H2 = SG*SBAF/AF
H3 = SGP*SBAFP/AFP
H4 = SG*SBAD/AD
H5 = SGP*SBADP/ADP
C1 = SIN(3.14159/AN)
EF = C1*SIN(AN*PSF/2.0)/(E5*SIN(PSF))
ED = C1*SIN(AN*PSD/2.0)/(E6*SIN(PSD))
ETFOX = H2*COS(BAF) + H3*COS(H1)
ETFOY = - H2*SIN(BAF) + H3*SIN(H1)
EIIF = S2*EF/E3
ETFOM = SQRT(ETFOX*ETFOX + ETFOY*ETFOY)
EIFOA = 57.296*ATAN(ETFOY/ETFOX)
EIFOM = ETFOM*EF/E1
C1 = - BADP - 3.54490*BD + 0.66778*S2 + 1.77245*S1
ETDOX = H4*COS(BAD) + H5*COS(C1)
ETDOY = - H4*SIN(BAD) + H5*SIN(C1)
ETDOM = SQRT(ETDOX*ETDOX + ETDOY*ETDOY)
EIDOA = 57.296*ATAN(ETDOY/ETDOX)
EIDOM = ETDOM*ED/E2
EIID = S2*ED/E4
2 WRITE(3.4) K, EIFOM, EIFOA, EIDOM, EIDOA, EIIF, EIID, EF, ED
4 FORMAT (1H , 15, 8E12.4)
CALL EXIT
END

```

```

FEATURES SUPPORTED
ONE WORD INTEGERS
IOCS

```

```

CORE REQUIREMENTS FOR
COMMON      0 VARIABLES      118 PROGRAM      776

```

```

END OF COMPILATION

```

B I B L I O G R A F I A

KRAUS JOHN D., Antennas, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1950.

JASIK HENRY., Antenna Engineering Handbook, Mc-Graw-Hill Book Company, 1961, Primera Edición.

CUTLER C. C., Experimental determination of Helical-wave Properties, Proc. IRE., Febrero 1948, pags. 230-233.

CUTLER C. C., KING A. P. y KOCK W. E., Microwave Antenna Measurements, Proc. IRE., volumen 35, Diciembre 1947, pags. 1462-1471.

CHU L. J. y JACKSON J. D., Field Theory of Traveling-Wave Tubes, Proc. IRE., volumen 36, Julio 1948, pags. 853-863.

GLASSER OTTO J. y KRAUS JOHN D., Measured Impedances of Helical Beam Antennas, Journal Applied Physics, volumen 19, Febrero 1948, pags. 193-197.

KRAUS JOHN D. y WILLIAMSON CLAUDE., Characteristics of Helical Antennas Radiating in the Axial Mode, Journal Applied Physics, volumen 19, Enero 1948, pags. 87-96.

KRAUS J. D., Helical Beam Antennas for wide Band Applications, Proceedings of the Institute of Radio Engineers (I.R.E.), volumen 36, Octubre 1948, pags. 1236-1242.

KRAUS JOHN D., The Helical Antenna, Proc. IRE, volumen 37, Marzo 1949, pags. 263-272.

KRAUS J. D. y EDWARD KSIAZEK., New Techniques in Radio Astronomy, Electronics, volumen 26, Septiembre 1953, pags. 148-152.

MARSH JAMES A., Current Distributions on Helical Antennas, Proc. IRE., volumen 39, Junio 1951, pags. 668-675.

PIERCE J. R., Theory of the Beam-Type Traveling-wave Tube, Proc. IRE., volumen 35, Febrero 1947, pags. 111-123.

TICE T. E. y KRAUS J. D., The Influence of Conductor size on the Properties of Helical Beam Antennas, Proc. IRE., volumen 37, Noviembre 1949, pag. 1296.

WHEELER HAROLD A., A Helical Antenna for circular Polarization, Proc. IRE., volumen 35, Diciembre 1947, pags. 1484-1488.

WHEELER HAROLD A., Fundamental Limitations of small Antennas, Proc. IRE., volumen 35, Diciembre 1947, pags. 1479-1484.

GENERAL RADIO COMPANY, Operating Instructions Type 1216-A Unit I-F Amplifier and Type DNT Detectors, West Concord, Massachusetts, 1963.