

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"ARREGLOS DE ANTENAS OMNIDIRECCIONALES
PARA EL INSTITUTO GEOFISICO
DE LA ESCUELA POLITECNICA NACIONAL"

WILSON LEONEL ENRIQUEZ LOPEZ

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE
INGENIERO EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

ABRIL 1990

CERTIFICACION:

- CERTIFICO que el presente trabajo ha sido realizado en su totalidad por el Señor Wilson L. Enríquez L.



Ing. Mario Cevallos

DEDICATORIA:

- A la memoria de mi Madre
- A mi Padre
- A mis Hermanas

AGRADECIMIENTO:

- Al Ing. Mario Cevallos por su acertada dirección.
- A la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Escuela Politécnica Nacional.
- Al personal del Instituto Geofísico de la Escuela Politécnica Nacional.
- A las personas que colaboraron con el desarrollo del presente trabajo.

I N D I C E

INTRODUCCION	Pag.
Exposición del Problema	1
Requerimientos y Necesidades	3
CAPITULO 1	
ARREGLO OMNIDIRECCIONAL PARA POLARIZACION HORIZONTAL	
1.1 El Arreglo Triangular	6
1.2 Arreglo Triangular aplicado a Dipolos Dobladados	11
1.3 Diagramas de Radiación	18
1.4 Condiciones de espaciamento para requerimiento omnidireccionales	34
1.5 Error de Circularidad en condiciones óptimas	35
CAPITULO 2	
VARIACION DEL DIAGRAMA OMNIDIRECCIONAL PARA REQUERIMIENTOS DIRECTIVOS	
2.1 Variación por cambio de excitación	39
2.2 Variación por cambio de fase	47

2.3 Variación combinada	54
-------------------------	----

CAPITULO 3

(

BATERIA DE ARREGLOS TRIANGULARES

3.1 Arreglo lineal	61
3.2 Arreglo binomial	69
3.3 Diagramas teóricos de radiación	70

CAPITULO 4

DISEÑO Y CONSTRUCCION

4.1 Método de diseño	72
4.2 Diseño para el modelo de prueba	74
4.3 Diseño del sistema de acoplamiento	75
4.4 Diseño del balun	83
4.5 Consideraciones para la construcción del modelo	90

CAPITULO 5

ARREGLO PARA POLARIZACION VERTICAL

5.1 Arreglos colineales	91
5.2 Arreglos lineales y binomiales	92
5.3 Configuraciones de radiación	103

CAPITULO 6

PRUEBAS EXPERIMENTALES EN EL MODELO	
6.1 Diagramas de radiación	107
6.2 Ganancia	135
6.3 Impedancia	139
6.4 Resultados y recomendaciones	142
CONCLUSIONES	143
BIBLIOGRAFIA	147

INTRODUCCION

EXPOSICION DEL PROBLEMA

El Instituto Geofísico de la Escuela Politécnica Nacional se encuentra implementando una red de telemetría sísmica e inclinométrica a nivel de todo el país para la identificación y vigilancia de las zonas bajo peligro volcánico y sísmico.

En lo que respecta a la vigilancia sísmica, contempla el establecimiento de una red nacional de sismógrafos que comprende varias etapas. La primera cubre la parte norte del callejón interandino y está compuesta por 10 sismógrafos telemétricos, los cuales cumplen una doble función: vigilan a los volcanes activos, y engloban las fallas geológicas que se encuentran en estas zonas. De esta primera etapa se ha puesto en funcionamiento hasta la fecha el 70%, con sismógrafos instalados en Cayambe, Cotacachi, Guagua Pichincha, Cotopaxi, Tungurahua y Chimborazo mientras que las restantes se instalarán en los volcanes Antisana, Quilotoa y en las zonas de Chillanes y Guamote.

La segunda etapa cubre la parte norte del país, y abarca las provincias de Esmeraldas, Manabí, Carchi, Sucumbíos y Napo. Para esto, se instalarán estaciones sísmicas en San Lorenzo, Muisne, Bahía, Tulcán, Tena, El Carmen y El Reventador.

La tercera etapa corresponde a la zona litoral sur y se instalarán estaciones en Guayaquil, Salango, La Victoria, Salinas, Molleturo, Ponce Enríquez, Isla Puná y Arenillas .

Una cuarta etapa comprendería a la zona austral ecuatoriana.

En lo referente a la red inclinométrica, se han instalado instrumentos alrededor del volcán Guagua Pichincha y próximamente se instalarán en los volcanes Cotopaxi, Antisana, Tungurahua y Cuicocha.

Uno de los aspectos más importantes dentro de la implementación de las redes constituye la telemetría.

La recepción de las señales sísmicas se realiza mediante un sistema de telemetría que incluye una variedad de radioenlaces desde las estaciones de monitoreo sísmico hacia el Instituto Geofísico de la

EPN. Dada la distribución geográfica de las estaciones, se ve la necesidad de la implementación de antenas omnidireccionales que reemplacen a las direccionales existentes tanto en polarización horizontal como vertical .

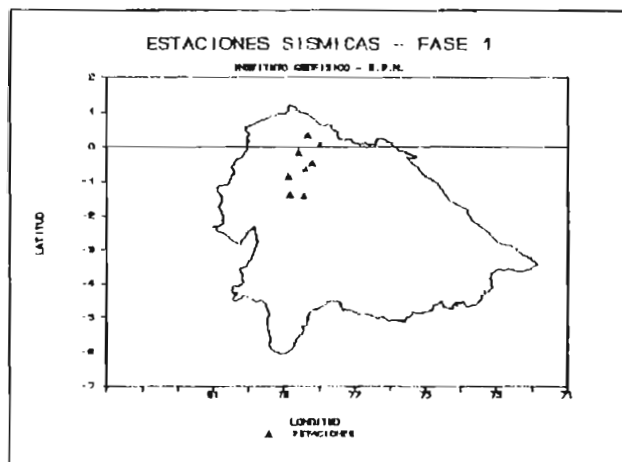
La fase actual está representada en el mapa #1, y las etapas que se implementarán en el futuro se muestran en el mapa #2.

La red de inclinómetros se representa en el mapa #3. Ver mapas #1, #2, #3.

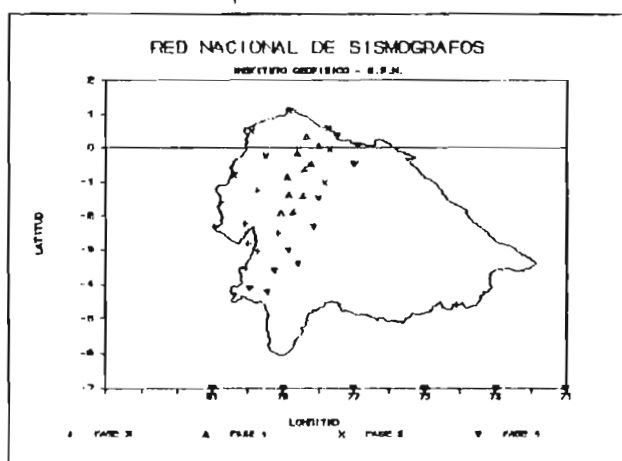
REQUERIMIENTOS Y NECESIDADES

El Instituto dispone de una banda de frecuencias en UHF otorgado por el IETEL en el rango de 401.350 a 401.600 Mhz.

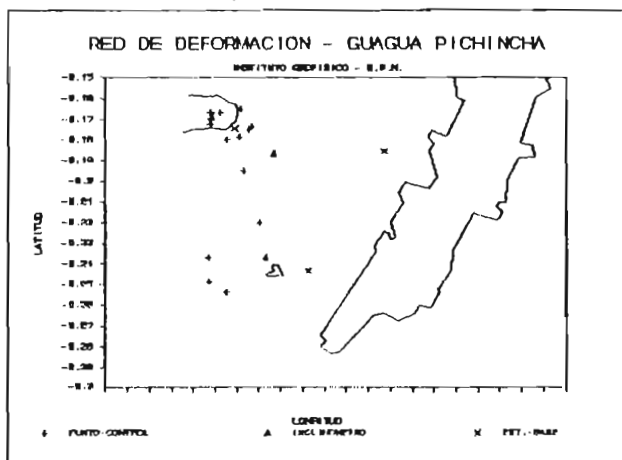
Se requiere una antena receptora omnidireccional en polarización horizontal para captar señales de telemetría sísmica desde varios sitios alrededor de la ciudad de Quito donde se encuentran los sismómetros remotos o sus repetidoras. Las antenas que brindan estas posibilidades para polarización horizontal



Mapa #1.



Mapa #2.



Mapa #3

son: turnstile, superturnstile, lazos horizontales en cuadratura y circulares, lazos triangulares de dipolos, etc.

La seleccionada para este fin es " Lazo Triangular de Dipolos " puesto que a más de satisfacer las necesidades del Instituto , permite realizar el estudio de la misma, objetivo parcial de éste trabajo.

En lo referente a la red inclinométrica utiliza antenas en polarización vertical. Las empleadas para este fin son : Monopolos de un cuarto de longitud de onda, arreglos diedrales, arreglos verticales de dipolos, etc.

La utilizada para nuestra aplicación es la Arreglo Vertical de Dipolos, por las ventajas de costo, construcción, ganancia y ancho de banda con respecto a las mencionadas.

CAPITULO 1

ARREGLO OMNIDIRECCIONAL PARA POLARIZACION HORIZONTAL

CAPITULO 1.

FUNDAMENTOS TEORICOS

1.1. EL ARREGLO TRIANGULAR

Si se considera que los arreglos de dos elementos cruzados para producir configuraciones omnidireccionales son de tipo limitado, en relación con la variedad de diagramas que se pueden producir empleando tres o más elementos. Se estudiará en detalle el arreglo triangular.

En un arreglo de tres elementos en el que sus separaciones, así como las magnitudes de sus corrientes y fases sean seleccionables permite un número mayor de diagramas distintos de radiación.

Si se considera el siguiente arreglo para el plano horizontal con cargas puntuales:

(FIG. # 1.1)

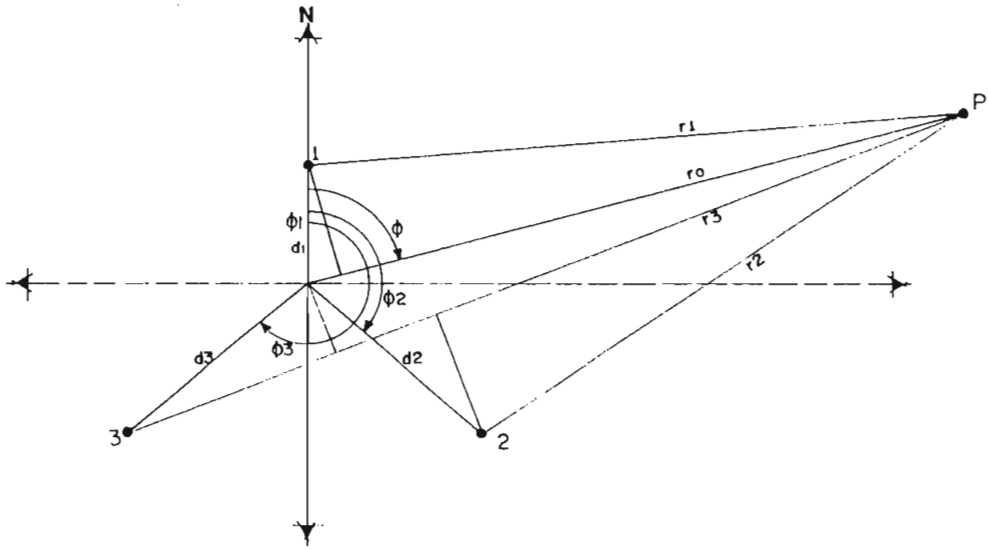


Figura #1.1

El campo eléctrico para una carga puntual está dado por la siguiente expresión:

$$E = E_0 e^{-j\theta r}$$

Aplicando a nuestro caso:

para el campo en el punto P tenemos:

$$E_p = E_0 e^{-j\theta r_1} + E_0 e^{-j\theta r_2} + E_0 e^{-j\theta r_3}$$

donde:

$$r_1 = r_0 - d_1 \cdot \cos(\vartheta - \vartheta_1)$$

$$r_2 = r_0 - d_2 \cdot \cos(\vartheta_2 - \vartheta)$$

$$r_3 = r_0 - d_3 \cdot \cos(\vartheta_3 - \vartheta)$$

Entonces:

$$E_p = E_0 \cdot e^{-j\beta r_0} \{ e^{j\beta d_1 \cos(\vartheta_1 - \vartheta)} + e^{j\beta d_2 \cos(\vartheta_2 - \vartheta)} + e^{j\beta d_3 \cos(\vartheta_3 - \vartheta)} \}$$

Sabemos que: $e^{j\vartheta} = \cos(\vartheta) + j \sin(\vartheta)$

Entonces:

$$|E_p| = |E_0| \cdot |e^{-j\beta r_0}| \cdot \left| \left\{ e^{j\beta d_1 \cos(\vartheta_1 - \vartheta)} + e^{j\beta d_2 \cos(\vartheta_2 - \vartheta)} + e^{j\beta d_3 \cos(\vartheta_3 - \vartheta)} \right\} \right|$$

de donde:

$$|E_p| = |E_0| \cdot \left| \left\{ \cos(\beta d_1 \cos(\vartheta_1 - \vartheta)) + j \sin(\beta d_1 \cos(\vartheta_1 - \vartheta)) + \dots + (j) \sin(\beta d_3 \cos(\vartheta_3 - \vartheta)) \right\} \right|$$

$$|E_p| = |E_0| \sqrt{\{\cos(\mu_1) + \cos(\mu_2) + \cos(\mu_3)\}^2 + \{\sin(\mu_1) + \sin(\mu_2) + \sin(\mu_3)\}^2}$$

donde:

$$\mu_1 = \beta d_1 \cos(\vartheta_1 - \vartheta)$$

$$\mu_2 = \beta d_2 \cos(\vartheta_2 - \vartheta)$$

$$\mu_3 = \beta d_3 \cos(\vartheta_3 - \vartheta)$$

$$\beta = 2\pi/\lambda$$

Continuando el proceso:

$$|E_p| = |E_o| \sqrt{\frac{\cos^2(\mu_1) + \cos^2(\mu_2) + \cos^2(\mu_3) + 2\cos(\mu_1)\cos(\mu_2) + 2\cos(\mu_1)\cos(\mu_3) + 2\cos(\mu_2)\cos(\mu_3) + \sin^2(\mu_1) + \sin^2(\mu_2) + \sin^2(\mu_3) + 2\sin(\mu_1)\sin(\mu_2) + 2\sin(\mu_1)\sin(\mu_3) + 2\sin(\mu_2)\sin(\mu_3)}{2\sin(\mu_1)\sin(\mu_3) + 2\sin(\mu_2)\sin(\mu_3)}}$$

$$|E_p| = |E_o| \sqrt{\frac{3 + 2\cos(\mu_1)\cos(\mu_2) + 2\cos(\mu_1)\cos(\mu_3) + 2\cos(\mu_2)\cos(\mu_3) + 2\sin(\mu_1)\sin(\mu_2) + 2\sin(\mu_1)\sin(\mu_3) + 2\sin(\mu_2)\sin(\mu_3)}{2\sin(\mu_2)\sin(\mu_3)}}$$

Reduciendo la anterior expresión:

$$|E_p| = |E_o| \sqrt{3 + 2\cos(\mu_1 - \mu_2) + 2\cos(\mu_1 - \mu_3) + 2\cos(\mu_2 - \mu_3)}$$

donde:

$$\mu_1 - \mu_2 = \beta d_1 \cos(\vartheta_1 - \vartheta) - \beta d_2 \cos(\vartheta_2 - \vartheta)$$

considerando una disposición simétrica con:

$$d_1 = d_2 = d_3 = d$$

y:

$$\phi_1 = 0^\circ$$

$$\phi_2 = 120^\circ$$

$$\phi_3 = 240^\circ$$

$$\beta = 2\pi/\lambda$$

$$\sigma_1 = \mu_1 - \mu_2 = 2\pi d \{ \cos(\phi) - \cos(120 - \phi) \} / \lambda$$

$$\sigma_2 = \mu_1 - \mu_3 = 2\pi d \{ \cos(\phi) - \cos(240 - \phi) \} / \lambda$$

$$\sigma_3 = \mu_2 - \mu_3 = 2\pi d \{ \cos(120 - \phi) - \cos(240 - \phi) \} / \lambda$$

La mínima expresión resultante será:

$$|E_p| = |E_o| \sqrt{3 + 2\cos(\sigma_1) + 2\cos(\sigma_2) + 2\cos(\sigma_3)}$$

EXPRESION DEL CAMPO ELECTRICO PARA TRES CARGAS
PUNTUALES EN ARREGLO TRIANGULAR

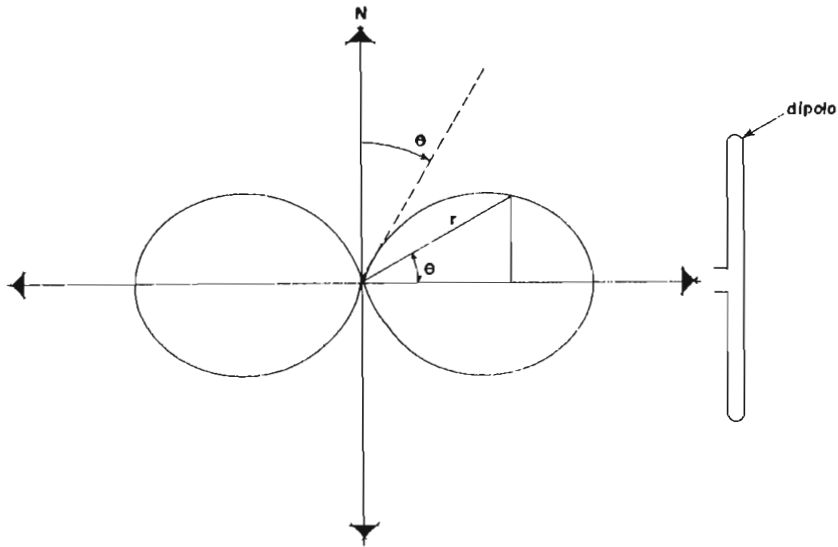
1.2. EL ARREGLO TRIANGULAR APLICADO A DIPOLOS DOBLADOS

El campo eléctrico de un dipolo doblado está dado por la siguiente expresión:

$$E = E_0 \{ \cos((\pi/2)\cos(\theta)) / \sin(\theta) \}$$

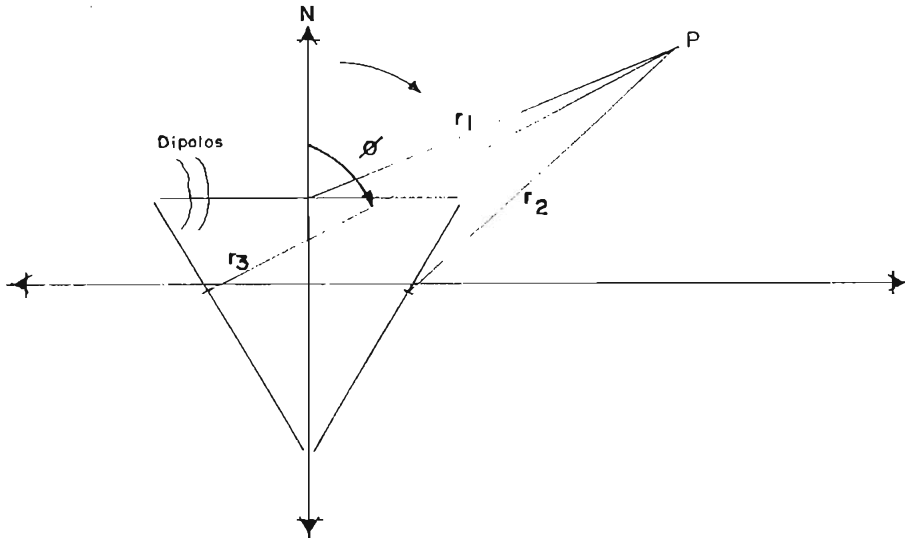
cuyo campo de radiación es el siguiente:

(FIG #1.2)



Para el arreglo triangular de tres dipolos este campo de radiación se combina para tratar de conseguir un diagrama omnidireccional.

Como los dipolos doblados o sus prolongaciones forman un triángulo equilátero como se ve en la figura #1.3 (FIG.#1.3)



De la anterior figura el Campo Eléctrico en el punto P está dado por la siguiente expresión:

$$E_{arr} = E_0 e^{-j\beta r_1} f_1(\phi) + E_0 e^{-j\beta r_2} f_2(\phi) + E_0 e^{-j\beta r_3} f_3(\phi)$$

donde:

$f_1(\phi), f_2(\phi), f_3(\phi)$ son expresiones del campo eléctrico de cada dipolo según su posición en el arreglo.

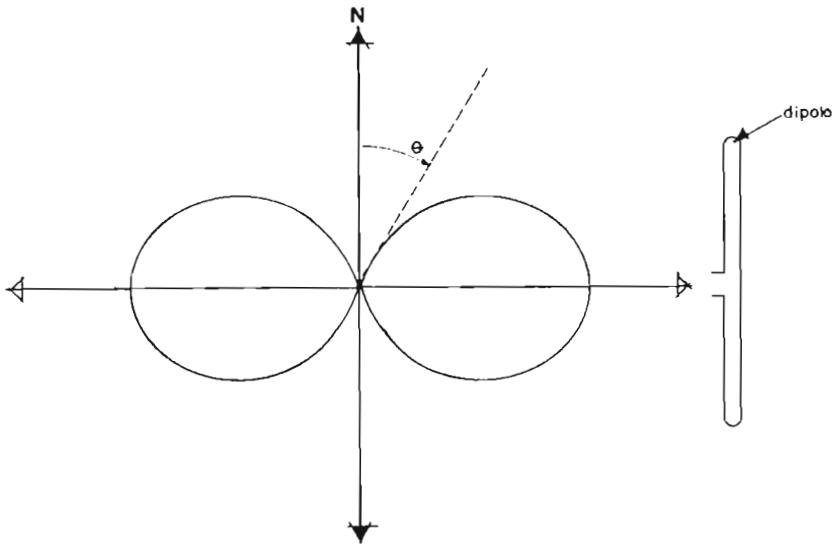
A continuación se calculará $f_1(\phi), f_2(\phi), f_3(\phi)$.

1.2.1. PARA EL DIPOLO HORIZONTAL

La ecuación general del Campo Eléctrico del Dipolo para la orientación mostrada en la figura es:

$$E = \cos\{(\pi/2)\cos(\theta)\}/\sin(\theta)$$

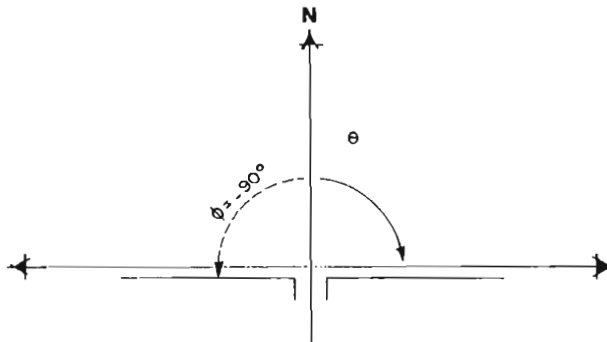
Figura #1.4



En nuestro caso cuando el dipolo se encuentra en posición horizontal:

$$\phi = -90^\circ$$

$$\theta'' = \theta - \phi$$



La expresión del campo para este dipolo rotado será:

$$E_1 = E_0 \cos\left\{ \left(\frac{\pi}{2}\right) \cos(\theta+90) \right\} / \sin(\theta+90)$$

$$E_1 = E_0 \cos\left\{ \left(-\frac{\pi}{2}\right) \sin(\theta) \right\} / \cos(\theta)$$

$$E_1 = E_0 \cos\left\{ \left(\frac{\pi}{2}\right) \sin(\theta) \right\} / \cos(\theta)$$

de donde :

$$f_1(\theta) = \cos\left\{ \left(\frac{\pi}{2}\right) \sin(\theta) \right\} / \cos(\theta)$$

1.2.2. PARA EL DIPOLO ROTADO $\phi=30^\circ$.

La expresión del Campo Eléctrico en este caso se transforma en:

$$E_2 = E_0 \cos\left\{ \left(\frac{\pi}{2}\right) \cos(\theta-30) \right\} / \sin(\theta-30)$$

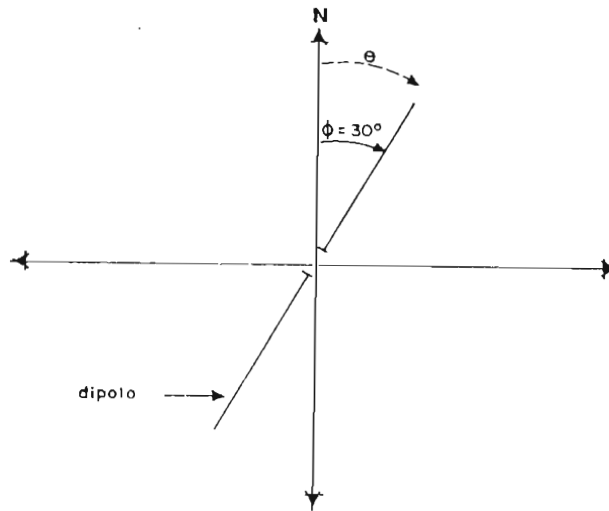
$$\sin(\theta-30) = \sin(\theta) \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{1}{2} \cos(\theta)$$

$$E_2 = \frac{E_0 \cos\left\{ \left(\frac{\pi}{2}\right) \left(\frac{1}{2}\right) (\sin(\theta) + \sqrt{3} \cos(\theta)) \right\}}{\left(\frac{1}{2}\right) (\sqrt{3} \sin(\theta) - \cos(\theta))}$$

$$E = \frac{2E_0 \cos(\pi/4) (\sin(\theta) + \sqrt{3}\cos(\theta))}{(\sqrt{3}\sin(\theta) - \cos(\theta))}$$

de donde:

$$f_2(\theta) = \frac{2 \cos(\pi/4) (\sin(\theta) + \sqrt{3}\cos(\theta))}{\sqrt{3}\sin(\theta) - \cos(\theta)}$$



1.2.3. PARA EL DIPOLO ROTADO $\phi=150^\circ$

La expresión del Campo Eléctrico en este caso se transforma en:

$$E_3 = \frac{E_0 \cos(\pi/2) \cos(\theta - 150)}{\sin(\theta - 150)}$$

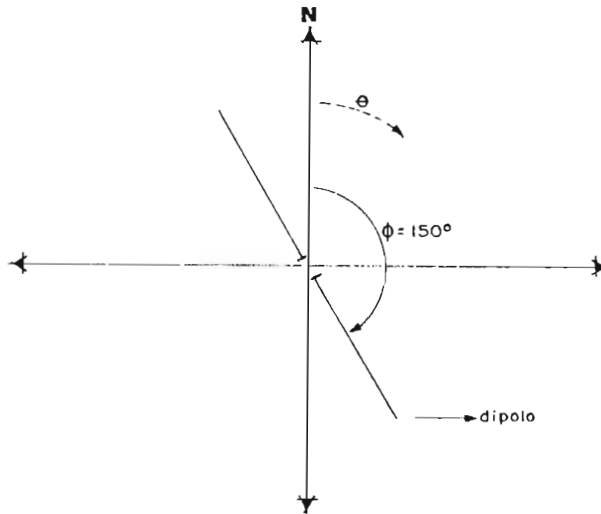
$$E_3 = \frac{E_0 \cos(\pi/2) (1/2) (\sin(\theta) - \sqrt{3}\cos(\theta))}{(-1/2) (\cos(\theta) + \sqrt{3}\sin(\theta))}$$

$$E = \frac{-2E_0 \cos\{\frac{\pi}{4}(\sin(\theta) - \sqrt{3}\cos(\theta))\}}{(\cos(\theta) + \sqrt{3}\sin(\theta))}$$

de donde:

$$f_3(\theta) = \frac{-2\cos\{\frac{\pi}{4}(\sin(\theta) - \sqrt{3}\cos(\theta))\}}{\cos(\theta) + \sqrt{3}\sin(\theta)}$$

(FIG. #1.5)



Resumiendo tenemos:

$$f_1(\varphi) = \cos\{\frac{\pi}{2}\sin(\varphi)\} / \cos(\varphi)$$

$$f_2(\varphi) = 2\cos\{\frac{\pi}{4}(\sin(\varphi) + \sqrt{3}\cos(\varphi))\} / f_4(\varphi)$$

donde: $f_4(\varphi) = \sqrt{3} \sin(\varphi) - \cos(\varphi)$

$$f_3(\varphi) = -2\cos\{\frac{\pi}{4}(\sin(\varphi) - \sqrt{3}\cos(\varphi))\} / f_5(\varphi)$$

donde: $f5(\vartheta) = \cos(\vartheta) + \sqrt{3} \sin(\vartheta)$

El Campo Eléctrico del arreglo se transformará en:

$$E_{arr} = E_0 e^{-j\beta r_0} \left\{ e^{-j\beta d_1 \cos(\vartheta_1 - \vartheta)} \left(\frac{\cos[(\pi/2)\sin(\vartheta)]}{\cos(\vartheta)} \right) \right. \\
+ e^{-j\beta d_2 \cos(\vartheta_2 - \vartheta)} \left(\frac{2\cos[(\pi/4)(\sin(\vartheta) + \sqrt{3}\cos(\vartheta))]}{(\sin(\vartheta) - \sqrt{3}\cos(\vartheta))} \right) \\
\left. + e^{-j\beta d_3 \cos(\vartheta_3 - \vartheta)} \left(\frac{2\cos[(\pi/4)(\sin(\vartheta) - \sqrt{3}\cos(\vartheta))]}{(\cos(\vartheta) + \sqrt{3}\sin(\vartheta))} \right) \right\}$$

Reduciendo esta expresión:

$$|E_a| = |E_0| \sqrt{ \frac{[\cos(\beta d_1 \cos(\vartheta_1 - \vartheta))f_1(\vartheta) + \cos(\beta d_2 \cos(\vartheta_2 - \vartheta))f_2(\vartheta) + \cos(\beta d_3 \cos(\vartheta_3 - \vartheta))f_3(\vartheta)]^2 + [\sin(\beta d_1 \cos(\vartheta_1 - \vartheta))f_1(\vartheta) + \sin(\beta d_2 \cos(\vartheta_2 - \vartheta))f_2(\vartheta) + \sin(\beta d_3 \cos(\vartheta_3 - \vartheta))f_3(\vartheta)]^2}{}}$$

Pero si se quiere expresar de una manera más sencilla se puede realizar el siguiente cambio:

$$\mu_1 = \beta d_1 \cos(\vartheta_1 - \vartheta)$$

$$\mu_2 = \beta d_2 \cos(\vartheta_2 - \vartheta)$$

$$\mu_3 = \beta d_3 \cos(\vartheta_3 - \vartheta)$$

$$d/\lambda = D$$

Entonces la anterior expresión resulta:

$$E_a = E_0 \sqrt{[\cos(\mu_1)f_1(\phi) + \cos(\mu_2)f_2(\phi) + \cos(\mu_3)f_3(\phi)]^2 + [\sin(\mu_1)f_1(\phi) + \sin(\mu_2)f_2(\phi) + \sin(\mu_3)f_3(\phi)]^2}$$

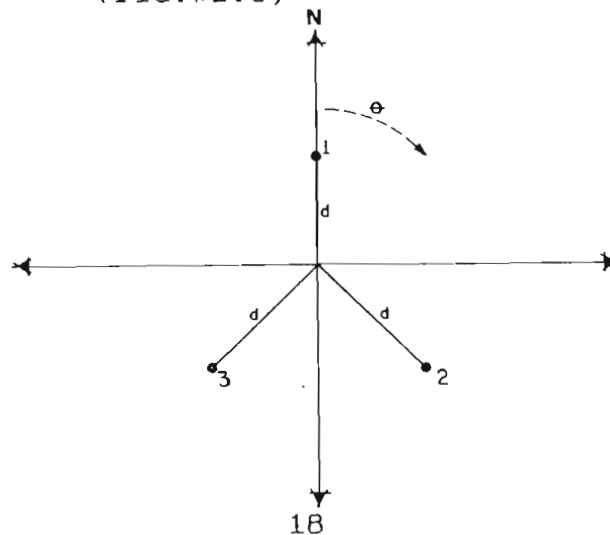
EXPRESION GENERAL DEL CAMPO PARA EL ARREGLO

1.3. DIAGRAMAS DE RADIACION EN EL PLANO HORIZONTAL.

1.3.1. Para el Arreglo de Cargas Puntuales

Si se considera que el arreglo es de la siguiente manera.

(FIG.#1.6)

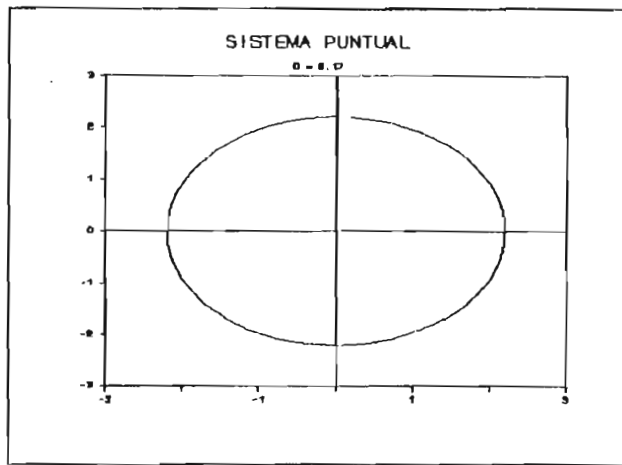


Cuando se varía d (distancia del elemento al centro expresada en longitudes de onda) el diagrama de radiación toma diferentes formas como las mostradas en las figuras siguientes:

Donde el eje $x = r\text{sen}(\Phi)$

$y = r\text{cos}(\Phi)$

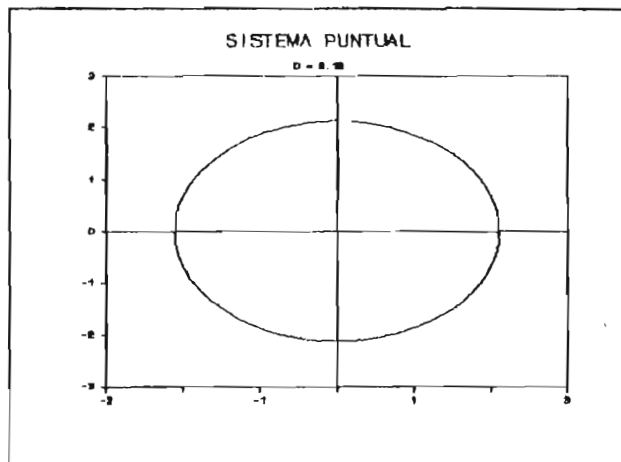
Para el sistema de cargas puntuales los diagramas de radiación que se obtienen son:



Distancia = 0.17

E máximo = 2.208 E_0

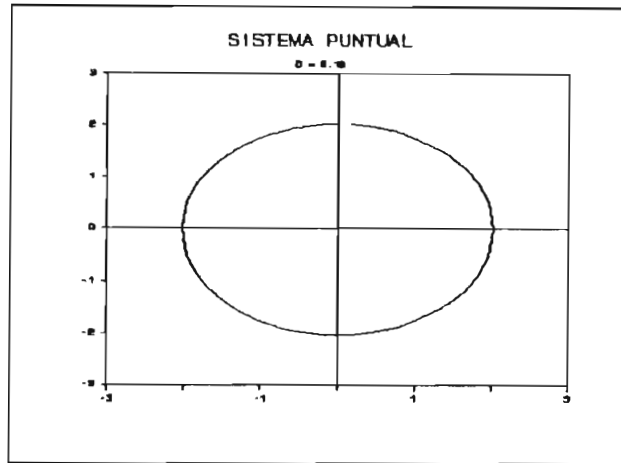
E mínimo = 2.203 E_0



Distancia = 0.18

E máximo = 2.121 E_0

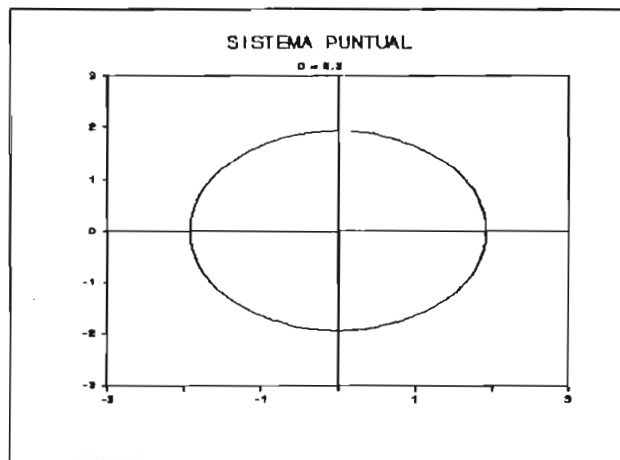
E mínimo = 2.114 E_0



Distancia = 0.19

E máximo = 2.032 Eo

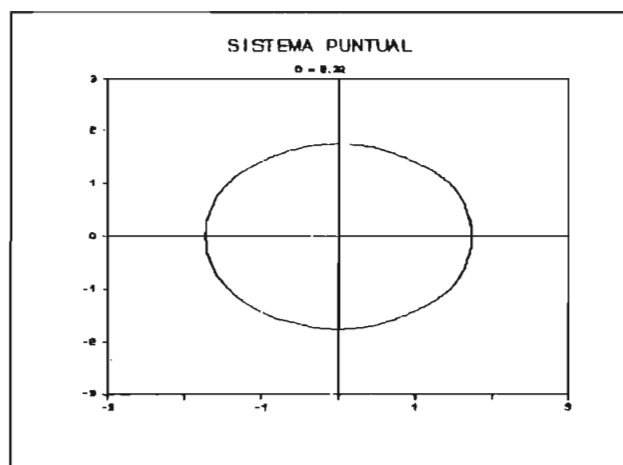
E mínimo = 2.022 Eo



Distancia = 0.2

E máximo = 1.941 Eo

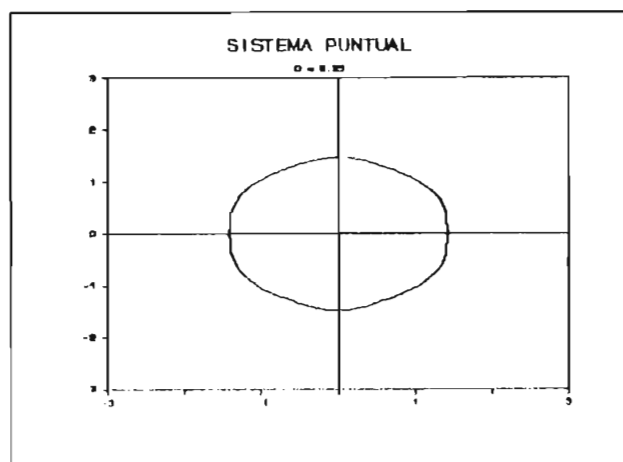
E mínimo = 1.927 Eo



Distancia = 0.22

E máximo = 1.754 E_0

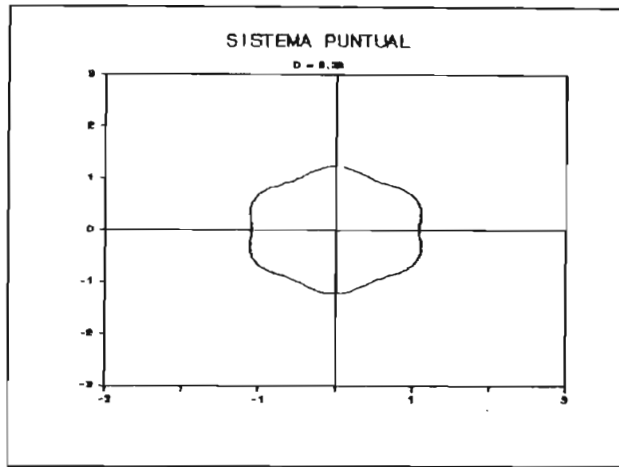
E mínimo = 1.729 E_0



Distancia = 0.25

E máximo = 1.475 E_0

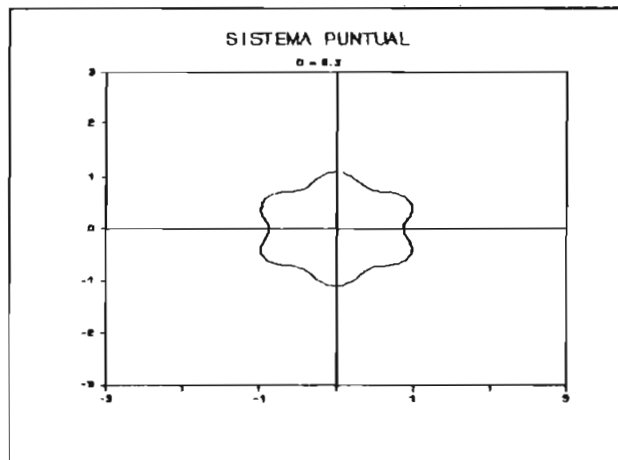
E mínimo = 1.416 E_0



Distancia = 0.28

E máximo = 1.224 Eo

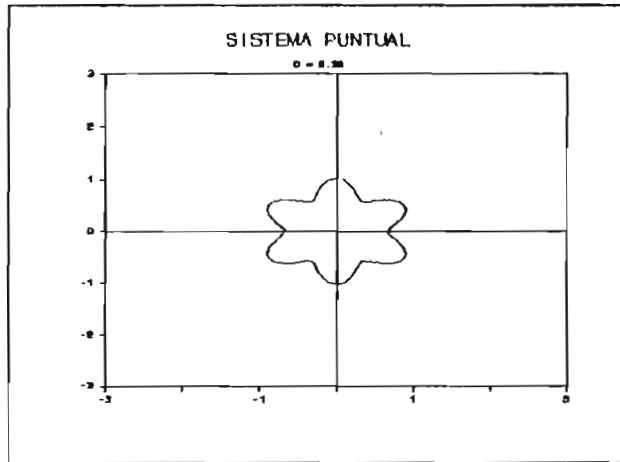
E mínimo = 1.093 Eo



Distancia = 0.3

E máximo = 1.094 Eo

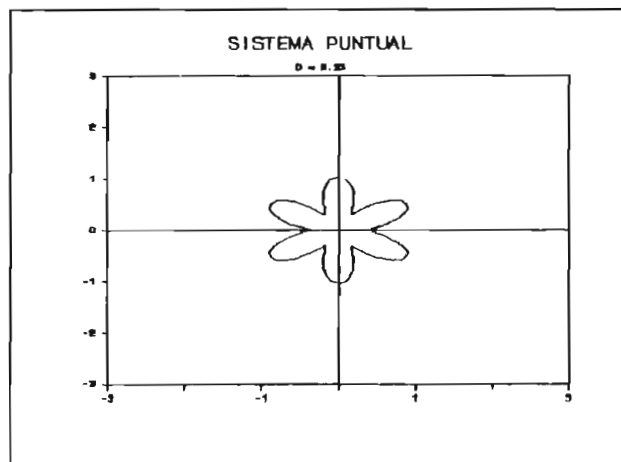
E mínimo = 0.875 Eo



Distancia = 0.32

E máximo = 1.016 E₀

E mínimo = 0.659 E₀

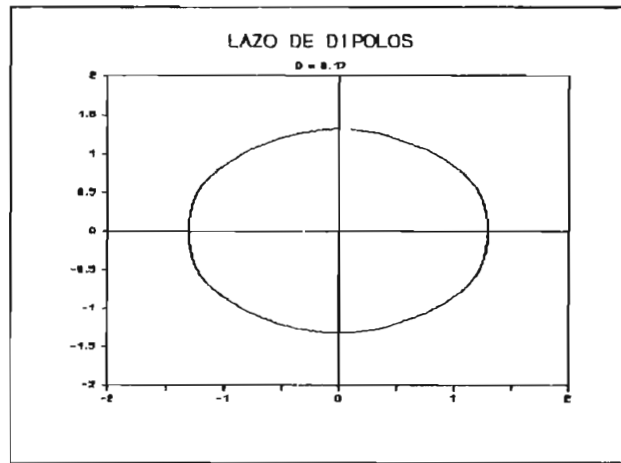


Distancia = 0.35

E máximo = 1.023

E mínimo = 0.343

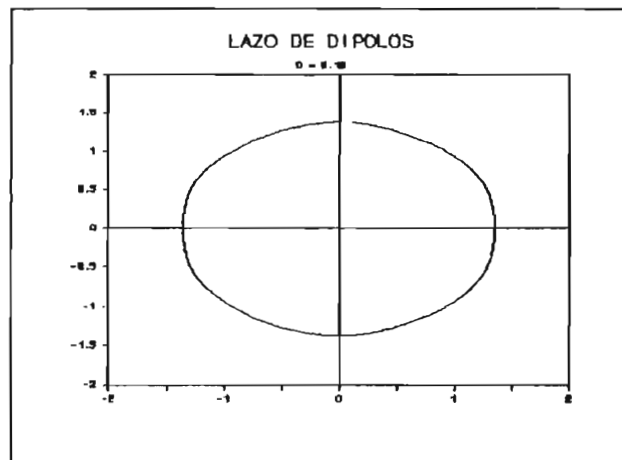
Para el lazo triangular de dipolos los diagramas de radiación son los siguientes:



Distancia = 0.17

E máximo = 1.323 E_0

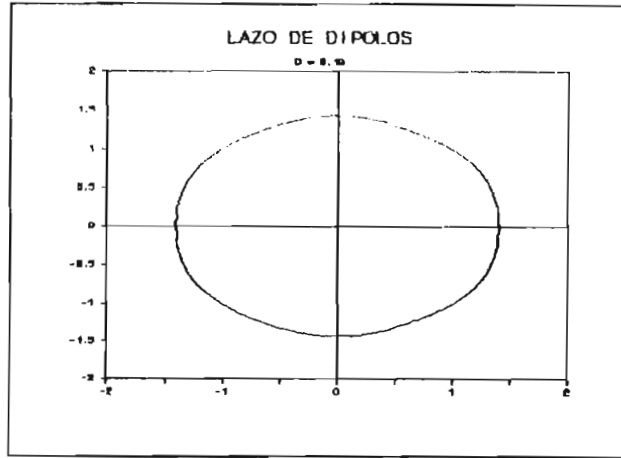
E mínimo = 1.304 E_0



Distancia = 0.18

E máximo = 1.381 E_0

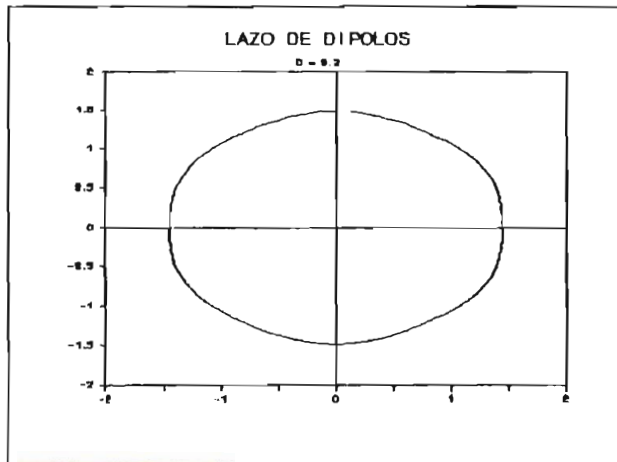
E mínimo = 1.356 E_0



Distancia = 0.19

E máximo = 1.436 E₀

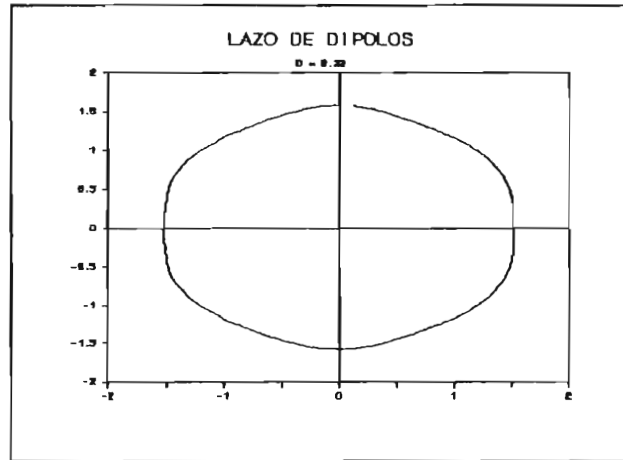
E mínimo = 1.403 E₀



Distancia = 0.2

E máximo = 1.488 E₀

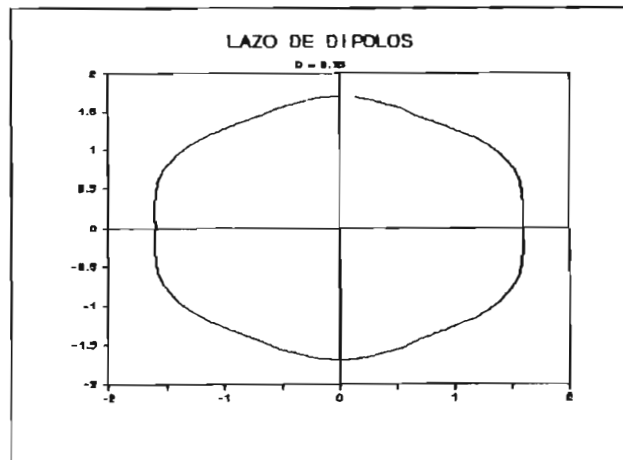
E mínimo = 1.436 E₀



Distancia = 0.22

E máximo = 1.582 E₀

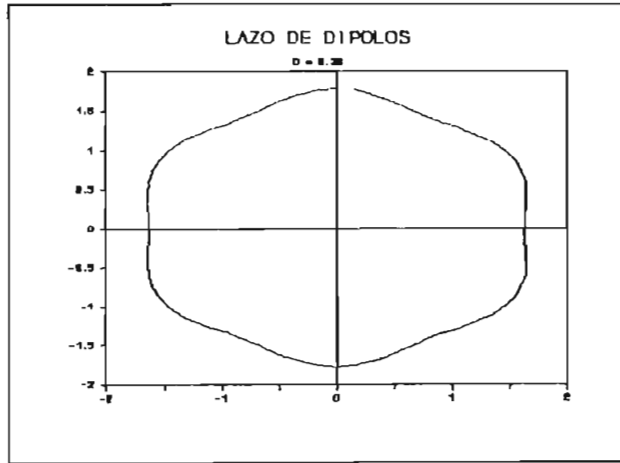
E mínimo = 1.521 E₀



Distancia = 0.25

E máximo = 1.697 E₀

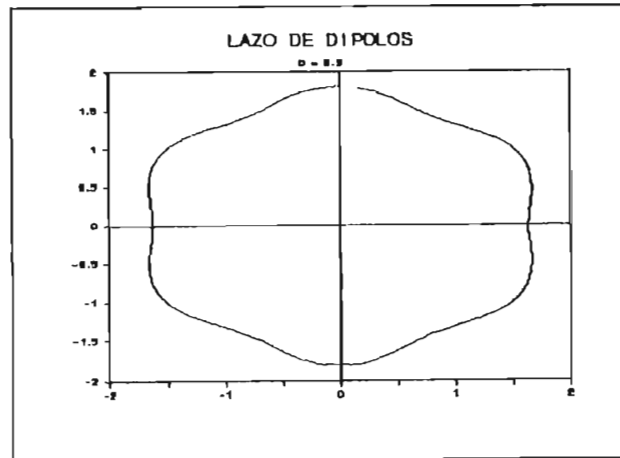
E mínimo = 1.598 E₀



Distancia = 0.28

E máximo = 1.778 E_0

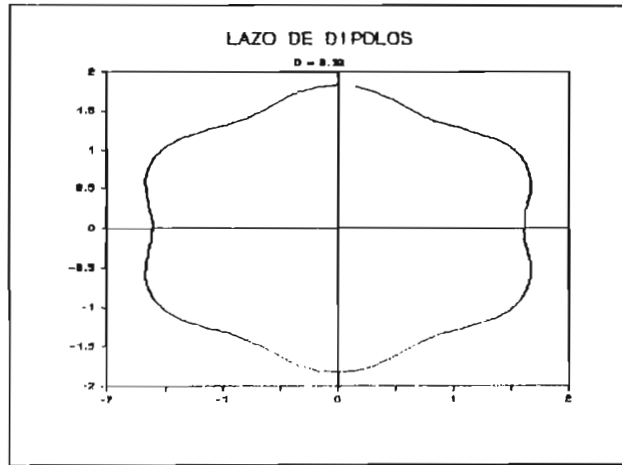
E mínimo = 1.631 E_0



Distancia = 0.3

E máximo = 1.813 E_0

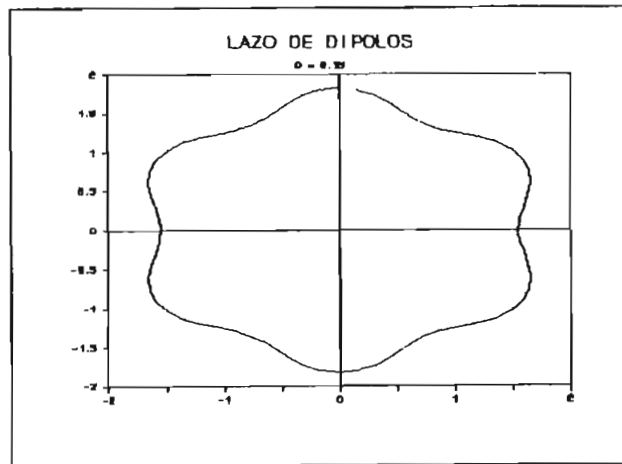
E mínimo = 1.629 E_0



Distancia = 0.32

E máximo = 1.830 E_0

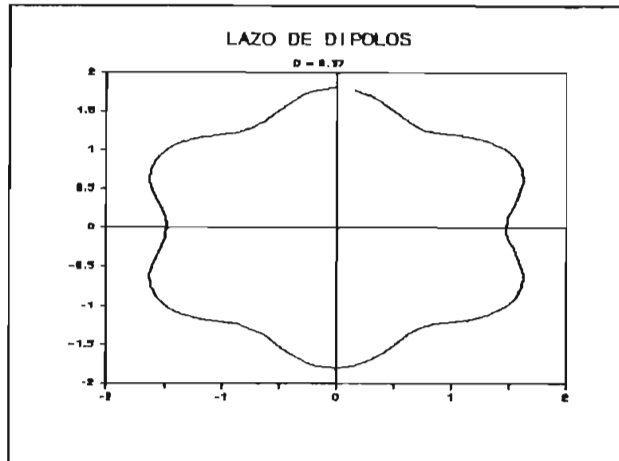
E mínimo = 1.546 E_0



Distancia = 0.35

E máximo = 1.830 E_0

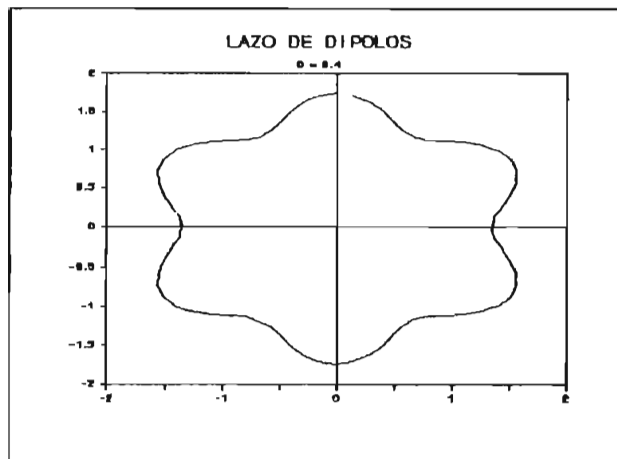
E mínimo = 1.546 E_0



Distancia = 0.37

E máximo = 1.808 E_0

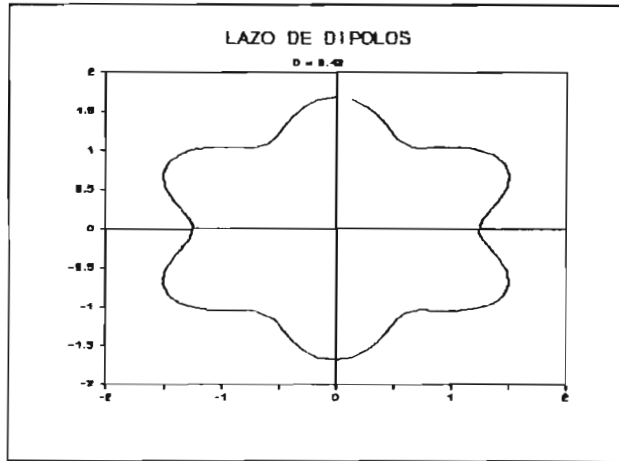
E mínimo = 1.479 E_0



Distancia = 0.40

E máximo = 1.746 E_0

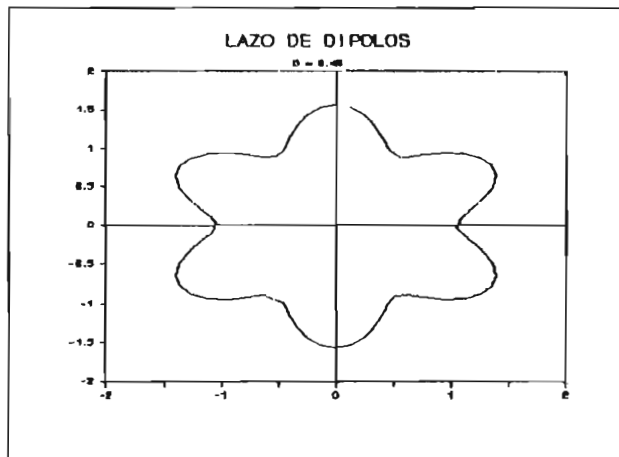
E mínimo = 1.347 E_0



Distancia = 0.42

E máximo = 1.686 E₀

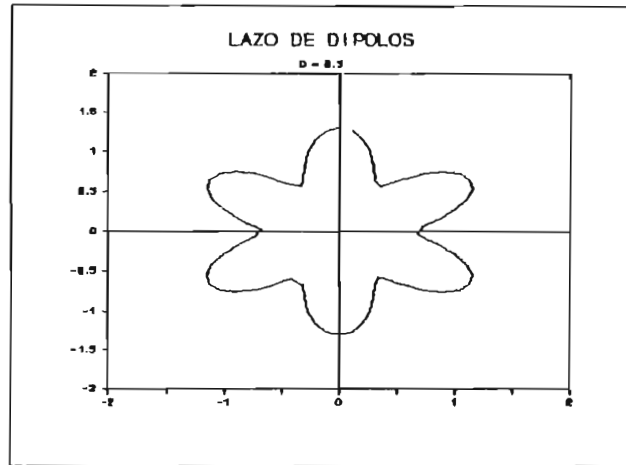
E mínimo = 1.239 E₀



Distancia = 0.45

E máximo = 1.567 E₀

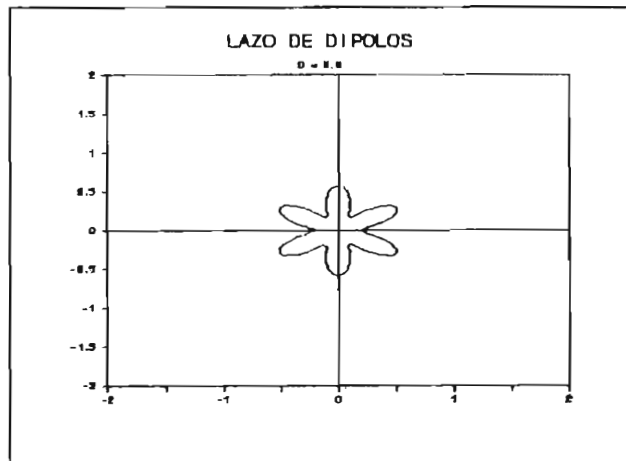
E mínimo = 1.050 E₀



Distancia = 0.50

E máximo = 1.303 E₀

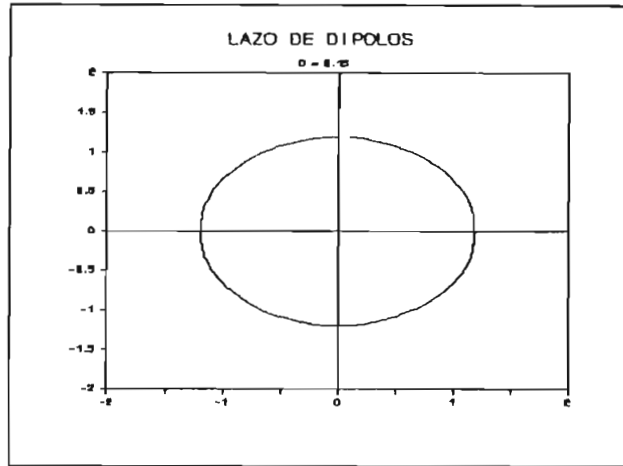
E mínimo = 0.677 E₀



Distancia = 0.6

E máximo = 0.588 E₀

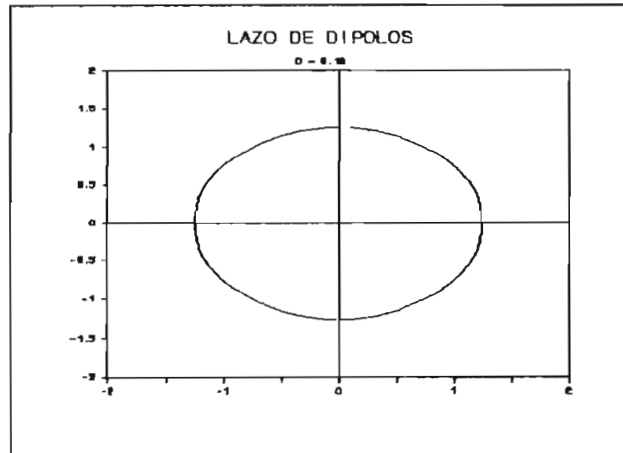
E mínimo = 0.205 E₀



Distancia = 0.15

E máximo = 1.2 E₀

E mínimo = 1.19 E₀



Distancia = 0.16

E máximo = 1.26 E₀

E mínimo = 1.25 E₀

1.4. CONDICIONES DE ESPACIAMIENTO PARA RADIACION OMNIDIRECCIONAL.

Si se dispone de la ecuación de Campo Eléctrico:

$$E = E_0 \sqrt{\frac{[\cos(\mu_1)f_1(\vartheta) + \cos(\mu_2)f_2(\vartheta) + \cos(\mu_3)f_3(\vartheta)]^2 + [\sin(\mu_1)f_1(\vartheta) + \sin(\mu_2)f_2(\vartheta) + \sin(\mu_3)f_3(\vartheta)]^2}{}}$$

Donde sabemos que:

$$\mu_1 = \beta d \cos(\vartheta)$$

$$\mu_2 = \beta d \cos(120 - \vartheta)$$

$$\mu_3 = \beta d \cos(240 - \vartheta)$$

La primera condición que se debe considerar es la referente a la dimensión del dipolo en sí mismo.

Cuando unimos los tres dipolos en un triángulo equilátero éstos se encontrarían topándose en sus extremos, ésta consideramos la menor distancia a la que se podrían colocar los dipolos en el mismo plano. Esta condición es de 0.145λ . Pero también se pueden colocar a una menor distancia cruzando los dipolos colocándolos en planos cercanos, en este caso puede ser la distancia hasta de 0 lambdas.

Lo anteriormente expuesto se considerará en el cálculo del error de circularidad y la condición óptima.

Si se sigue un método iterativo para evaluar los máximos y mínimos de radiación, y luego se calcula la diferencia entre ellos, entonces la menor diferencia será la mejor condición para radiación omnidireccional.

En un próximo capítulo se demostrará que la condición buscada se cumplirá para cuando d tiende a $0,145\lambda$ es decir cuando los dipolos están en un mismo plano, y cuando d tiende a 0 para cuando los dipolos se cruzan.

1.5. ERROR DE CIRCULARIDAD EN CONDICIONES OPTIMAS.

Para antenas de diagrama de radiación omnidireccional, un factor muy importante para el diseño es el error de circularidad.

Se evaluará la intensidad de radiación máxima y mínima, luego en base de esto se determinará el error según la siguiente expresión:

$$\text{Error} = 20 \cdot \log(E_{\text{max}}/E_{\text{min}})$$

donde :

E_{max} = Intensidad de Campo máxima

E_{min} = Intensidad de campo mínima

De acuerdo a un programa mediante el cual se calcula el diagrama de radiación, los datos que se obtienen son los siguientes:

Para Cargas Puntuales.-

d(en lambdas)	Err(en db)
0.17	0.02
0.18	0.028
0.19	0.042
0.20	0.062
0.22	0.124
0.25	0.350
0.28	0.983
0.30	1.943
0.32	3.760
0.35	9.490
0.37	17.360
0.40	19.520
0.42	13.672

0.45	10.381
0.50	8.638
0.60	9.291
0.70	14.437
0.80	18.448
0.90	1.518
1.00	17.033

Para el Lazo de Dipolos.

d(en lambdas)	Err(en db)
0.15	0.06
0.16	0.09
0.17	0.1
0.18	0.16
0.19	0.20
0.20	0.31
0.22	0.34
0.25	0.50
0.28	0.75
0.30	0.93
0.32	1.10
0.35	1.46
0.37	1.74
0.40	2.24
0.42	2.66
0.45	3.47

0.50	5.68
0.60	9.361
0.70	9.67
0.80	2.94
0.90	1.259
1.00	1.374

Esta distancia d (expresada en longitudes de onda) se refiere a la distancia que existe desde el centro del lazo triangular de dipolos a cada dipolo.

De acuerdo a estos datos y si aceptamos un error menor que 1.2 db, la variación de la distancia estaría entre 0.25λ y 0.3λ .

Considerando las dos condiciones anteriormente mencionadas, las distancias óptimas que pueden escogerse serían:

-Del error de circularidad: 0.15 a 0.3λ

-De la intensidad de radiación : 0.25 a 0.3λ

Entonces la condición general sería: 0.25 a 0.3λ

CAPITULO 2

VARIACION DEL DIAGRAMA OMNIDIRECCIONAL PARA REQUERIMIENTOS DIRECTIVOS

CAPITULO 2

VARIACION DEL DIAGRAMA OMNIDIRECCIONAL PARA REQUERIMIENTOS DIRECTIVOS

2.1. En el presente capítulo se va a considerar los cambios que experimenta el diagrama de radiación de la antena en estudio, al producirse cambios tanto en la magnitud de la excitación como en la fase.

Estos cambios serán utilizados para determinar las tendencias de los diagramas de radiación y emplearlos eventualmente en diseños que requieran diagramas directivos.

2.2. VARIACION POR CAMBIO DE EXCITACION.

Si en la expresión general (ver figura #2.1) se considera el cambio de excitación; el Campo Eléctrico en el punto P del gráfico será:

$$E_p = E_1 e^{-j\beta r_1} f_1(\Phi) + E_2 e^{-j\beta r_2} f_2(\Phi) + E_3 e^{-j\beta r_3} f_3(\Phi)$$

Ver figura #2.1

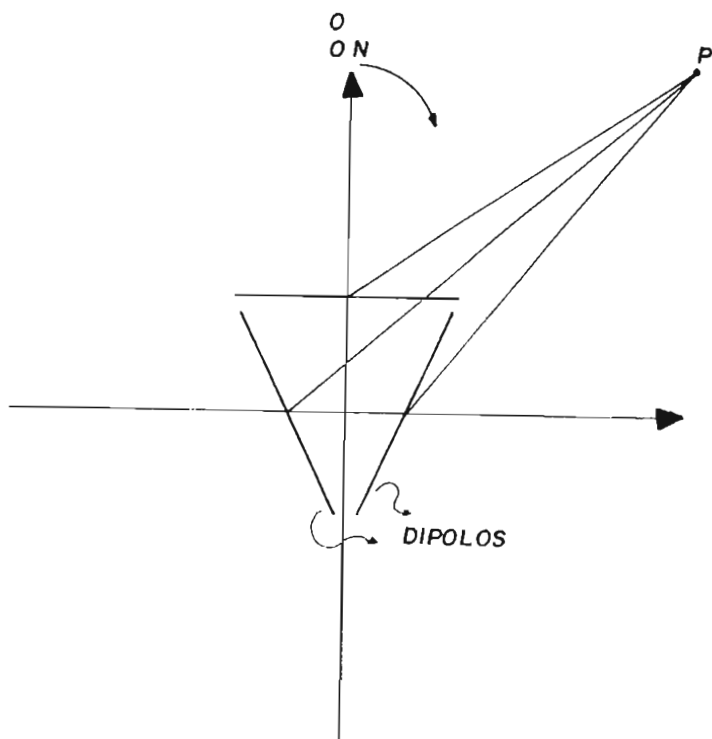


Figura #2.1

Entonces:

$$\begin{aligned}
 E_p &= E_1 e^{-j\beta r_0} e^{-j\beta d_1 \cos(\Phi_1 - \Phi)} f_1(\Phi) + \\
 &E_2 e^{-j\beta r_0} e^{-j\beta d_2 \cos(\Phi_2 - \Phi)} f_2(\Phi) + \\
 &E_3 e^{-j\beta r_0} e^{-j\beta d_3 \cos(\Phi_3 - \Phi)} f_3(\Phi).
 \end{aligned}$$

Considerando

$$r_i = r_0 - d_i \cos(\Phi_i - \Phi)$$

para $i = 1, 2, 3$

Tenemos:

$$E_p = \sum_{i=1}^3 \tilde{E}_i e^{-j r_i} f_i(\Phi)$$

Reemplazando

$$\mu = \beta d_i \cos(\Phi_i - \Phi)$$

y tomando la magnitud resultante nos da:

$$|E_p| = \sqrt{[E_1 \cos(\mu_1) f_1(\Phi) + E_2 \cos(\mu_2) f_2(\Phi) + E_3 \cos(\mu_3) f_3(\Phi)]^2 + [E_1 \sin(\mu_1) f_1(\Phi) + E_2 \sin(\mu_2) f_2(\Phi) + E_3 \sin(\mu_3) f_3(\Phi)]^2}$$

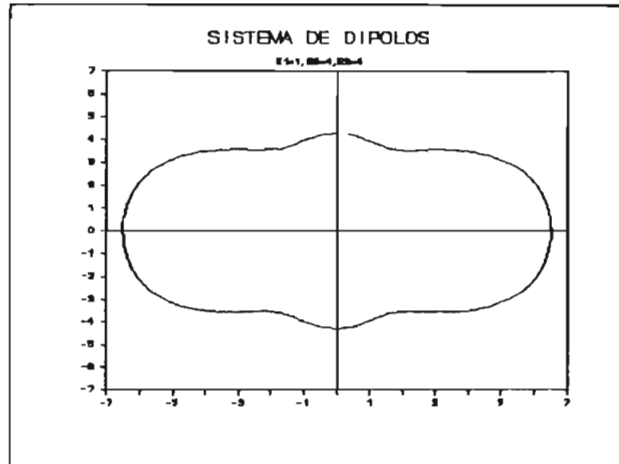
EXPRESION DEL CAMPO ELECTRICO EN EL PUNTO P
TOMANDO EN CUENTA DISTINTA EXCITACION.

$F_1(\Phi), F_2(\Phi), F_3(\Phi)$ forma de variación del campo de los dipolos.

Vea expresión 1,2,3 del capítulo 1

E_1, E_2, E_3 son los valores de la intensidad de campo dependientes de la excitación de los diferentes dipolos.

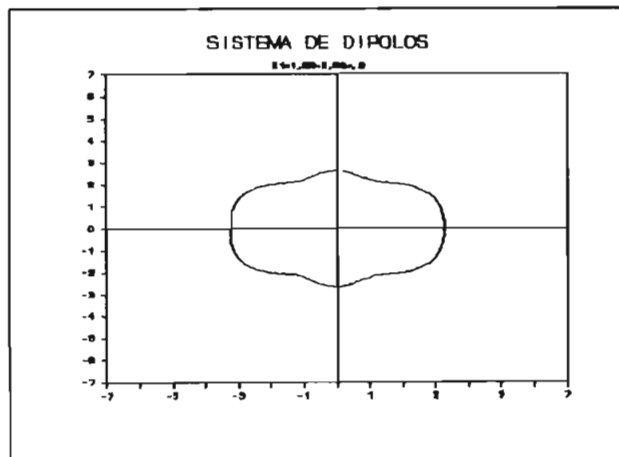
En los siguientes diagramas de radiación se muestran las diferentes tendencias que se obtendrían cuando variamos la excitación. (ver figuras siguientes)



Sin variación en la fase

$E_1=1, E_2=4, E_3=4$ (Variación de excitación)

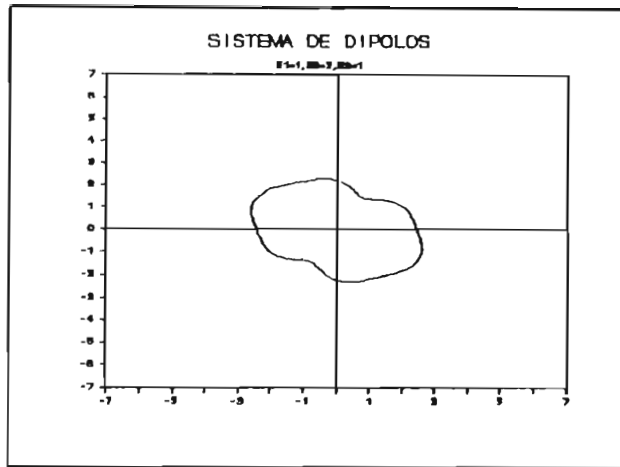
Distancia óptima



Sin variación en la fase

$E_1=1, E_2=2, E_3=2$

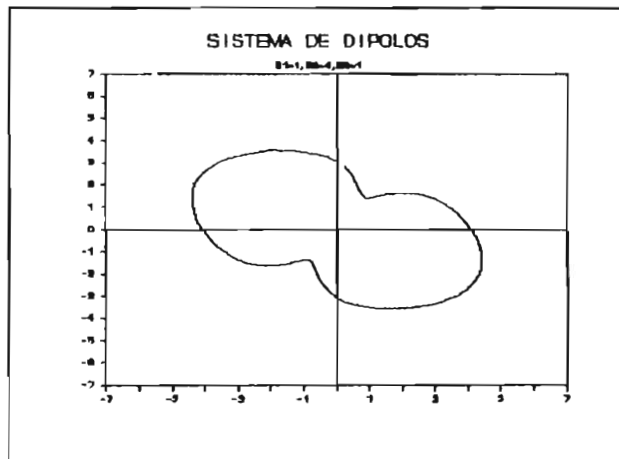
Distancia óptima



Sin variación en la fase.

$E_1=1, E_2=2, E_3=1$

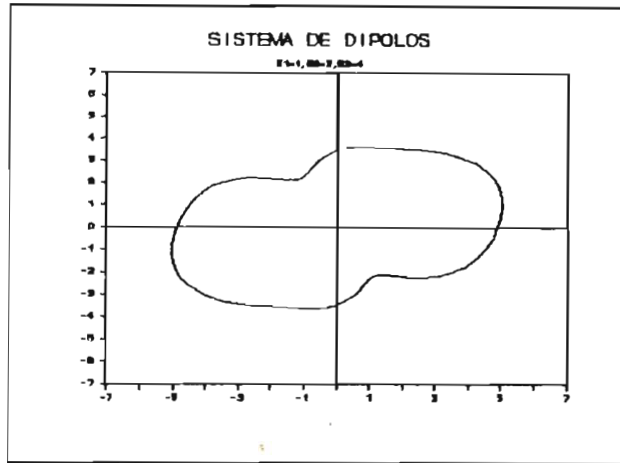
Distancia óptima



Sin variación en la fase.

$E_1=1, E_2=4, E_3=1$

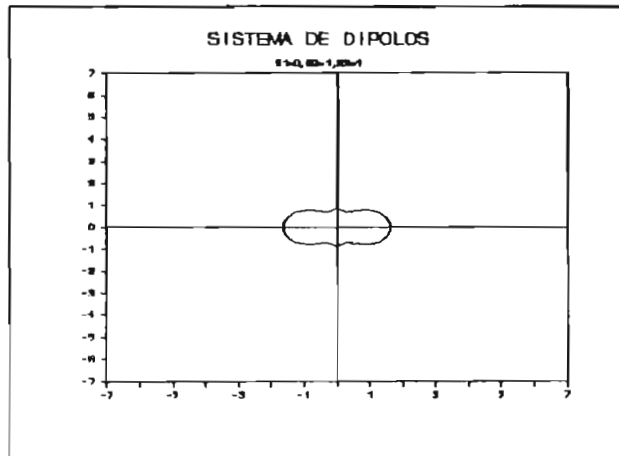
Distancia óptima



Sin variación en la fase.

$E_1=1, E_2=2, E_3=4$

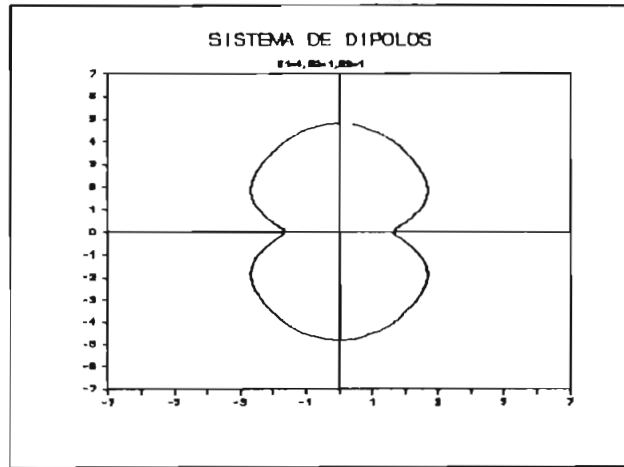
Distancia óptima



Sin variación en la fase.

$E_1=0, E_2=1, E_3=1$

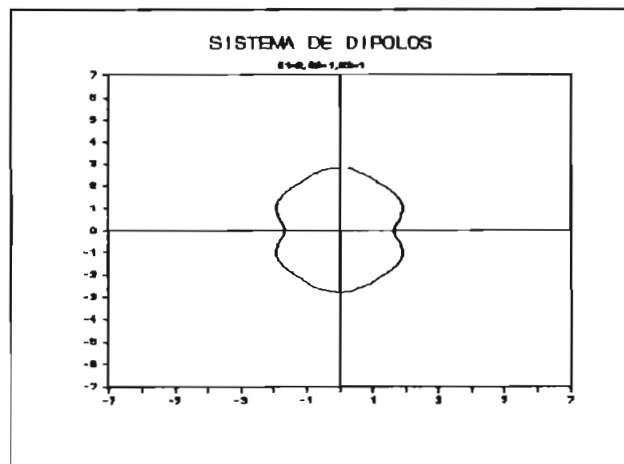
Distancia óptima



Sin variación en la fase.

$E_1=4$, $E_2=1$, $E_3=1$

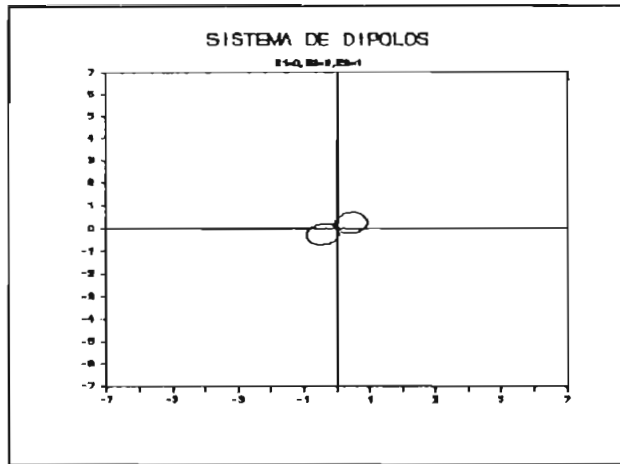
Distancia óptima



Sin variación en la fase

$E_1=2$, $E_2=1$, $E_3=1$

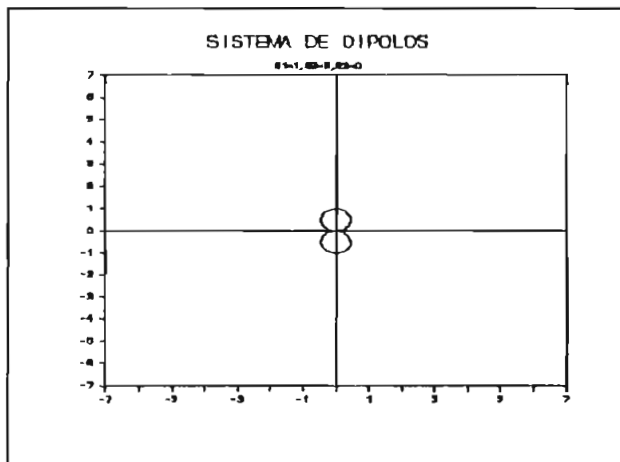
Distancia óptima



Sin variación en la fase.

$E_1=0, E_2=0, E_3=1$

Distancia óptima



Sin variación en la fase.

$E_1=1, E_2=0, E_3=0$

Distancia +optima.

2.3. VARIACION POR CAMBIO DE FASE.

Según el gráfico anterior la expresión del Campo Eléctrico en el punto P considerando la variación de fase será:

$$E_p = E_0 e^{-j\beta r_1} e^{j\theta_1} f_1(\Phi) + E_0 e^{-j\beta r_2} e^{j\theta_2} f_2(\Phi) + E_0 e^{-j\beta r_3} e^{j\theta_3} f_3(\Phi)$$

donde

$e^{j\theta_1}$ = Término que considera la variación de fase

$$E_p = E_0 e^{-j\beta r_0} \{ e^{j\theta_1 \cos(\theta_1 - \Phi)} e^{j\theta_1} f_1(\Phi) + e^{j\theta_2 \cos(\theta_2 - \Phi)} e^{j\theta_2} f_2(\Phi) + e^{j\theta_3 \cos(\theta_3 - \Phi)} e^{j\theta_3} f_3(\Phi) \}$$

$$E_p = E_0 e^{-j\beta r_0} \{ e^{j(\mu_1 + \theta_1)} f_1(\Phi) + e^{j(\mu_2 + \theta_2)} f_2(\Phi) + e^{j(\mu_3 + \theta_3)} f_3(\Phi) \}$$

entonces

$$|E_p| = |E_0| \sqrt{ \left\{ \cos(\mu_1 + \theta_1) f_1(\Phi) + \cos(\mu_2 + \theta_2) f_2(\Phi) + \cos(\mu_3 + \theta_3) f_3(\Phi) \right\}^2 + \left\{ \sin(\mu_1 + \theta_1) f_1(\Phi) + \sin(\mu_2 + \theta_2) f_2(\Phi) + \sin(\mu_3 + \theta_3) f_3(\Phi) \right\}^2 }.$$

EXPRESION DEL CAMPO ELECTRICO EN EL PUNTO P CONSIDERANDO EL CAMBIO DE FASE.

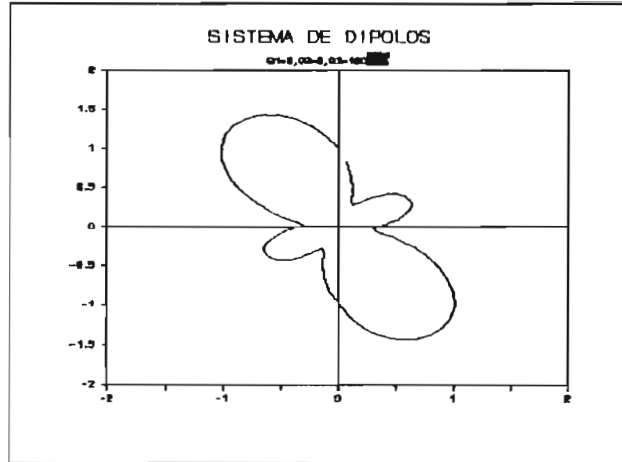
donde:

$$\mu_i = \beta d_i \cos(\Phi_i - \Phi) \quad i=1,2,3$$

θ_i = Variación de fase

$f_i(\Phi)$ = Forma de variación del campo de
los dipolos

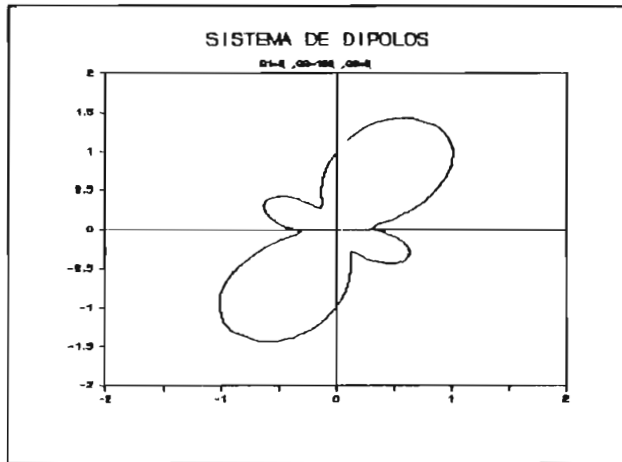
En los siguientes diagramas de radiación están mostradas las tendencias al variar la fase.
(ver siguientes figuras.)



Sin variación en la excitación

$$\theta_1=0, \theta_2=0, \theta_3=\pi$$

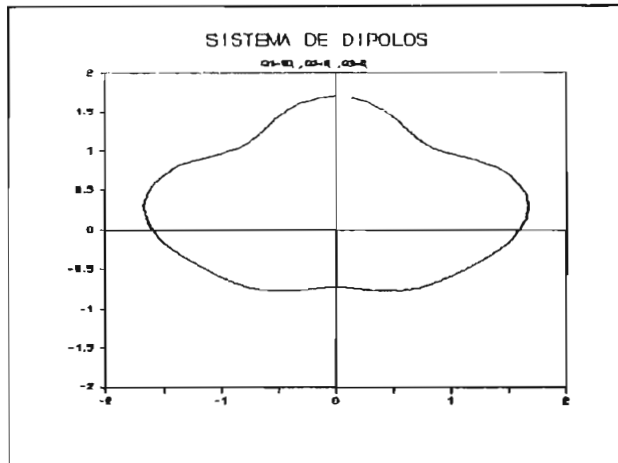
Distancia óptima



Sin variación en la excitación

$$\theta_1=0, \theta_2=\pi, \theta_3=0$$

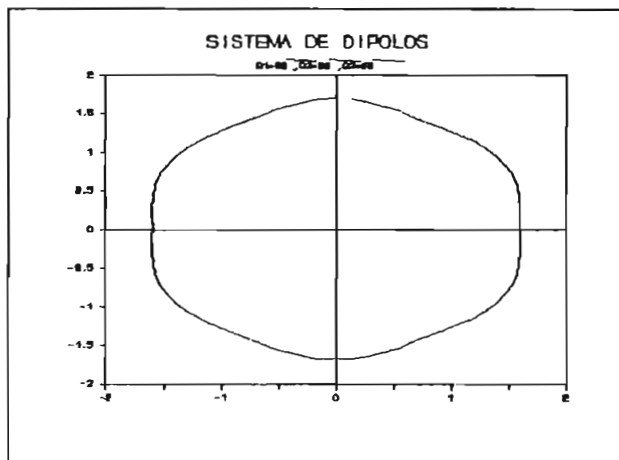
Distancia óptima



Sin variación en la excitación.

$$\theta_1 = \pi/2, \theta_2 = 0, \theta_3 = 0$$

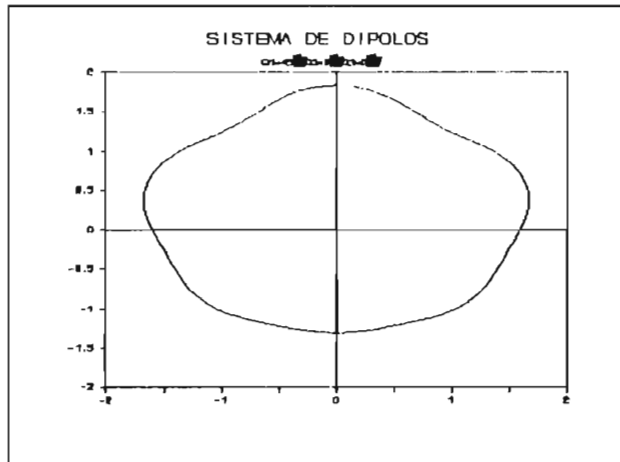
Distancia óptima



Sin variación en la excitación

$$\theta_1 = \pi/2, \theta_2 = \pi/2, \theta_3 = \pi/2$$

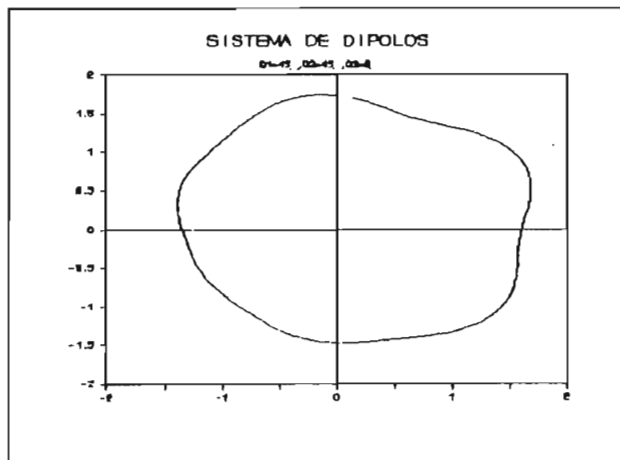
Distancia óptima



Sin variación en la excitación.

$$\theta_1 = \pi/4, \theta_2 = 0, \theta_3 = 0$$

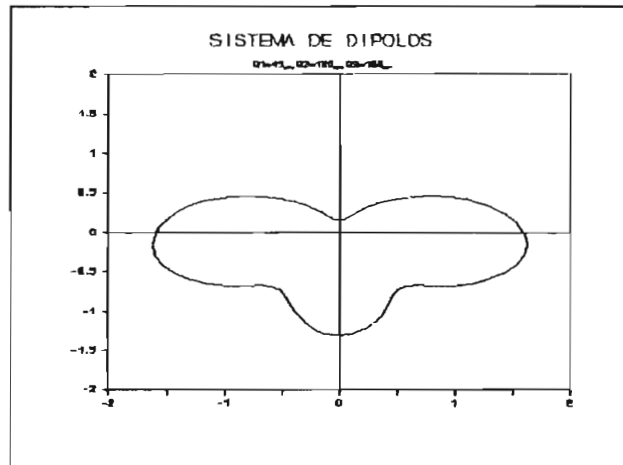
Distancia óptima



Sin variación en la excitación

$$\theta_1 = \pi/4, \theta_2 = \pi/4, \theta_3 = 0$$

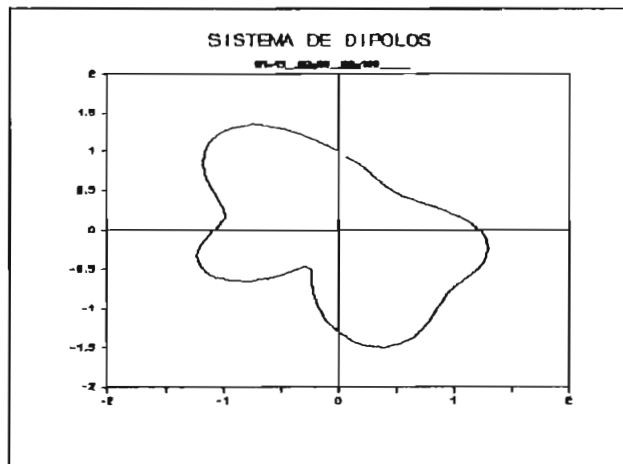
Distancia óptima



Sin variación en la excitación

$$\theta_1 = \pi/4, \theta_2 = \pi, \theta_3 = \pi$$

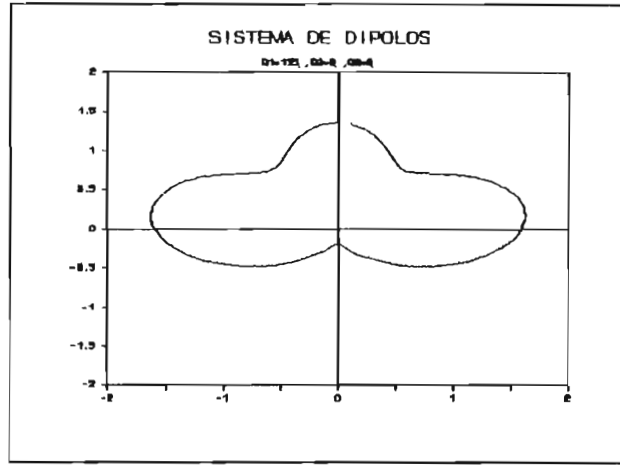
Distancia óptima



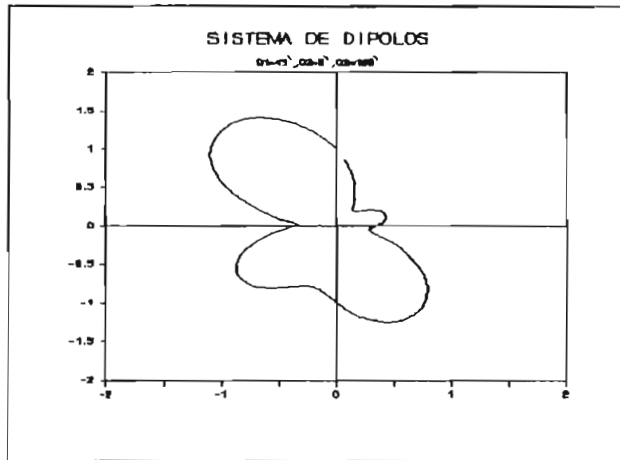
Sin variación en la excitación.

$$\theta_1 = \pi/4, \theta_2 = \pi/2, \theta_3 = \pi$$

Distancia óptima



Sin variación en la excitación.
 $\theta_1=3\pi/4, \theta_2=0, \theta_3=0$
 Distancia óptima.



Sin variación en la excitación
 $\theta_1=\pi/4, \theta_2=0, \theta_3=\pi$
 Distancia óptima.

2.4. VARIACION COMBINADA.

Cuando se considera tanto la variación por cambio de excitación como por cambio de fase, la expresión del campo eléctrico en el punto p estará representada por la siguiente expresión:

$$E_p = E_1 e^{-j\theta r_1} e^{j\theta_1} f_1(\Phi) + E_2 e^{-j\theta r_2} e^{j\theta_2} f_2(\Phi) + E_3 e^{-j\theta r_3} e^{j\theta_3} f_3(\Phi) .$$

si $r_i = r_0 - d_i \cos(\Phi_i - \Phi)$ para $i = 1, 2, 3$.

$$E_p = E_1 e^{-j\theta(r_0 - d_1 \cos(\Phi_1 - \Phi))} e^{j\theta_1} f_1(\Phi_1) + E_2 e^{-j\theta(r_0 - d_2 \cos(\Phi_2 - \Phi))} e^{j\theta_2} f_2(\Phi_2) + E_3 e^{-j\theta(r_0 - d_3 \cos(\Phi_3 - \Phi))} e^{j\theta_3} f_3(\Phi_3) .$$

$$\tilde{E}_i = |E_i| e^{j\theta_i}$$

Entonces:

$$E_p = \sum_{i=1}^3 \tilde{E}_i e^{-j\theta r_i} f_i(\Phi)$$

$$|E_p| = \sqrt{ \{ E_1 \cos(\mu_1 + \theta_1) f_1(\Phi) + E_2 \cos(\mu_2 + \theta_2) f_2(\Phi) + E_3 \cos(\mu_3 + \theta_3) f_3(\Phi) \}^2 + \{ E_1 \sin(\mu_1 + \theta_1) f_1(\Phi) + E_2 \sin(\mu_2 + \theta_2) f_2(\Phi) + E_3 \sin(\mu_3 + \theta_3) f_3(\Phi) \}^2 }$$

Lo anterior es la expresión del campo eléctrico para el arreglo considerando tanto el cambio de excitación como de fase.

donde:

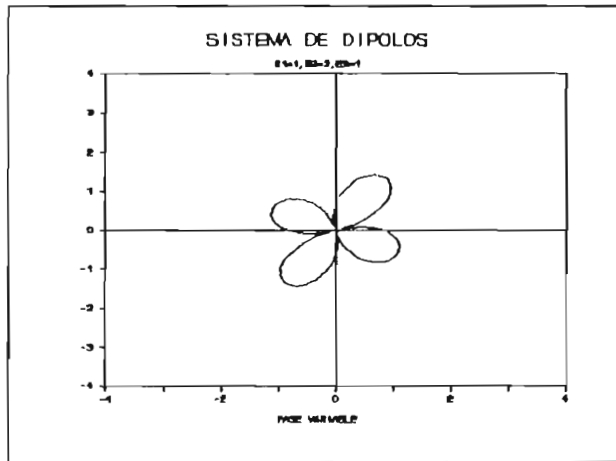
E_i = considera el campo de excitación $i=1,2,3$

$\mu_i = \beta d_i \cos(\Phi_i - \Phi)$ $i=1,2,3$

$f_i(\Phi)$ = expresión del campo eléctrico del dipolo i
 $i=1,2,3$

θ_i = considera el cambio de fase $i=1,2,3$

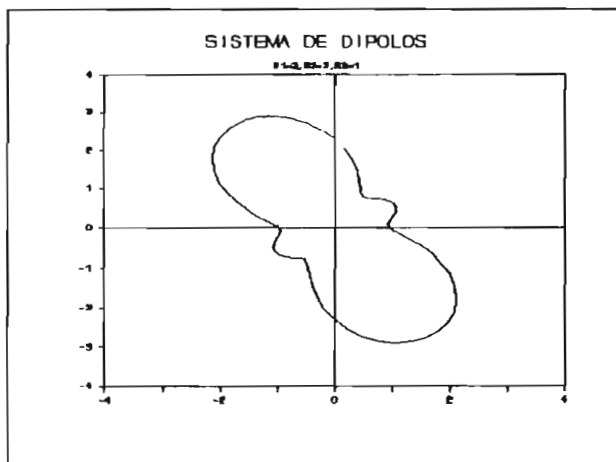
En los siguientes diagramas se muestran las tendencias al variar tanto la excitación como la fase.



$E_1=1, E_2=2, E_3=1$

$\theta_1=0, \theta_2=\pi, \theta_3=0$

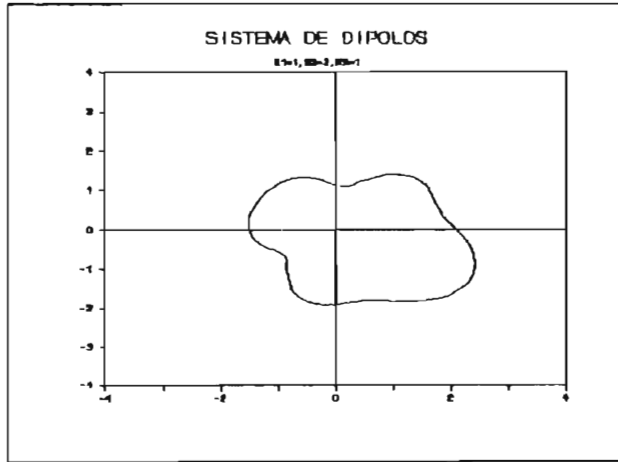
Distancia óptima



$E_1=2, E_2=2, E_3=1$

$\theta_1=0, \theta_2=0, \theta_3=\pi$

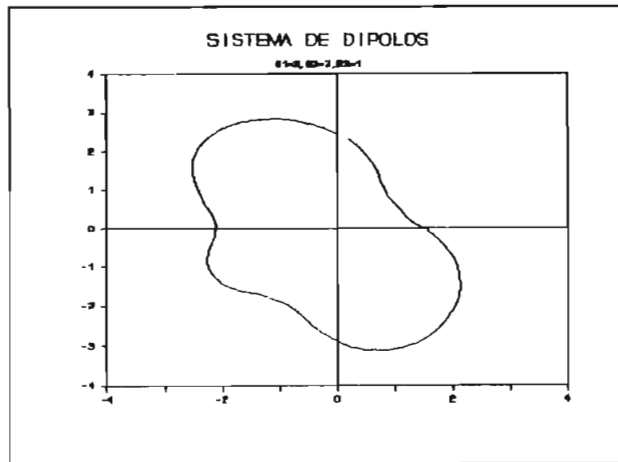
Distancia óptima



$E_1=1, E_2=2, E_3=0$

$\theta_1=0, \theta_2=\pi/2, \theta_3=0$

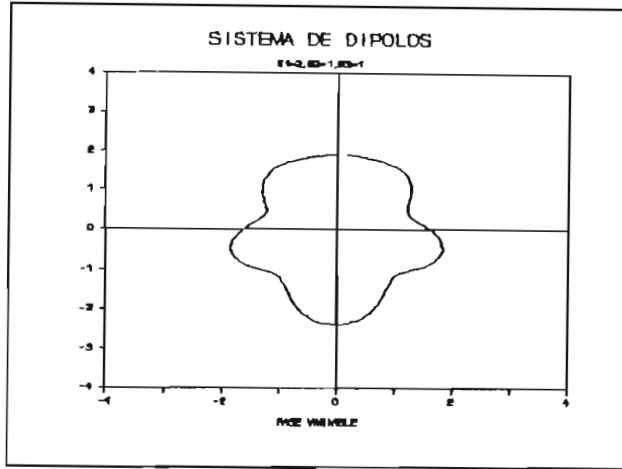
Distancia óptima



$E_1=2, E_2=2, E_3=1$

$\theta_1=0, \theta_2=0, \theta_3=\pi/2$

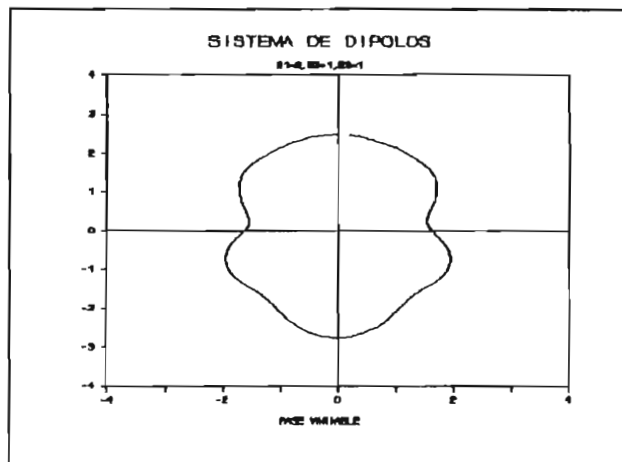
Distancia óptima



$E_1=2, E_2=1, E_3=1$

$\theta_1=0, \theta_2=\pi/2, \theta_3=\pi/2$

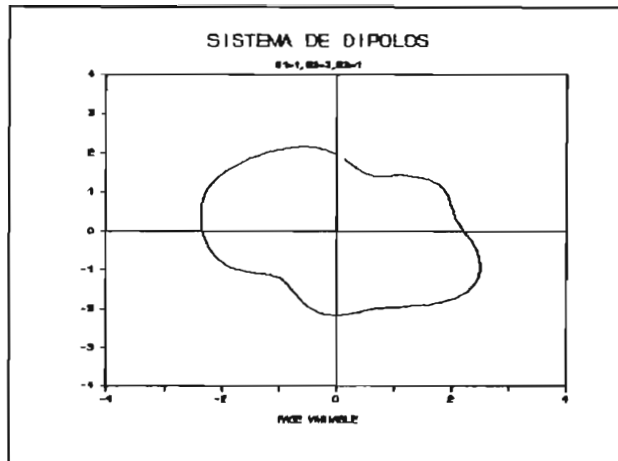
Distancia óptima



$E_1=2, E_2=1, E_3=1$

$\theta_1=0, \theta_2=\pi/4, \theta_3=\pi/4$

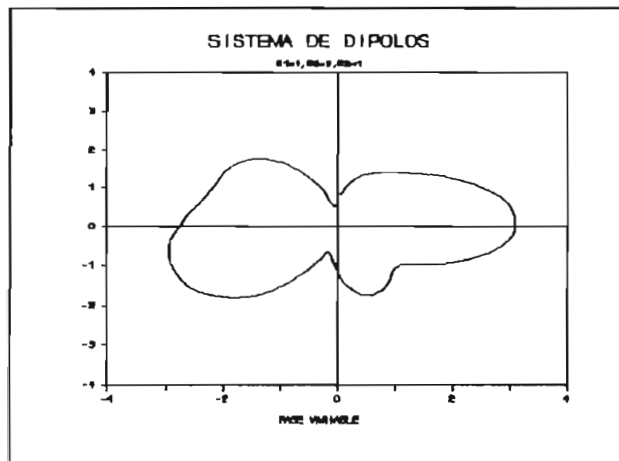
distancia óptima



$E_1=1, E_2=2, E_3=1$

$\theta_1=0, \theta_2=\pi/4, \theta_3=0$

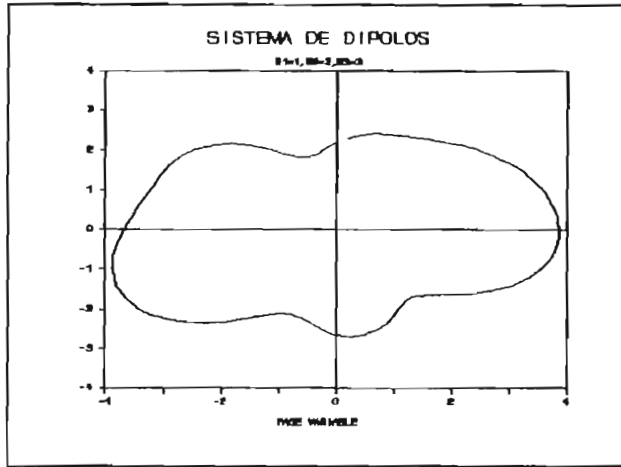
Distancia óptima



$E_1=1, E_2=2, E_3=3$

$\theta_1=0, \theta_2=\pi/2, \theta_3=\pi$

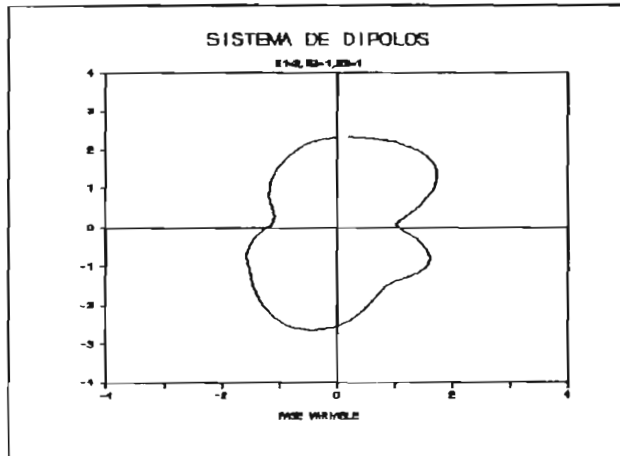
Distancia óptima



$E_1=1, E_2=2, E_3=3$

$\theta_1=0, \theta_2=\pi/4, \theta_3=\pi/2$

Distancia óptima



$E_1=2, E_2=1, E_3=1$

$\theta_1=0, \theta_2=\pi/2, \theta_3=0$

Distancia óptima

CAPITULO 3

BATERIA DE ARREGLOS TRIANGULARES

CAPITULO 3.

BATERIA DE ARREGLOS TRIANGULARES.

Este capítulo estudia baterías formadas por arreglos triangulares de dipolos.

3.1. ARREGLO LINEAL.

Un arreglo se dice lineal cuando los elementos están igualmente espaciados sobre una línea recta y son alimentados con corrientes de igual magnitud y fase. El arreglo es lineal uniforme cuando los elementos son alimentados con corrientes de igual magnitud, con un defasaje uniforme y progresivo a lo largo de la línea.

El diagrama puede obtenerse sumando vectorialmente las intensidades de campo debido a cada arreglo.

Para el arreglo lineal de 3 lazos triangulares en estudio se tiene para el plano vertical:

Ver figura #3.1

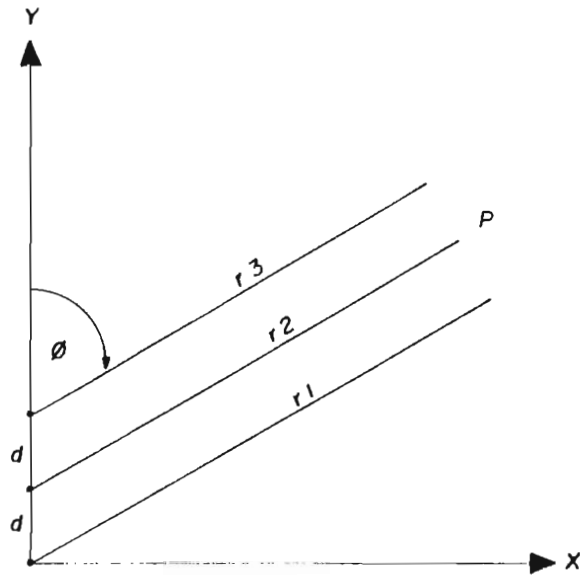


Figura #3.1

$$r_1 \gg d$$

$$r_2 \gg d$$

$$r_3 \gg d$$

$$E_p = E_1 + E_2 + E_3$$

$$E_1 = E_0 e^{-j\beta r_1}$$

$$E_2 = E_0 e^{-j\beta r_2}$$

$$E_3 = E_0 e^{-j\beta r_3}$$

$$r_2 = r_1 - d \cos(\phi)$$

$$r_3 = r_1 - 2d \cos(\phi)$$

$$E_t = E_0 e^{-j\beta r_1} + E_0 e^{-j\beta r_2} + E_0 e^{-j\beta r_3}$$

$$E_t = E_0 e^{-j\beta r_1} + E_0 e^{-j\beta r_2} e^{j\beta d \cos(\Phi)} + E_0 e^{-j\beta r_1} e^{j\beta 2d \cos(\Phi)}$$

entonces:

$$E_t = E_0 e^{-j\beta r_1} \{ 1 + e^{j\beta d \cos(\Phi)} + e^{j\beta 2d \cos(\Phi)} \}$$

$$|E_t| = |E_0| \{ [1 + \cos(\beta d \cos(\Phi)) + \cos(2\beta d \cos(\Phi))]^2 + [\sin(\beta d \cos(\Phi)) + \sin(2\beta d \cos(\Phi))]^2 \}^{1/2}$$

Si variamos la distancia d se obtienen las distintas tendencias de los diagramas de radiación.

Por ejemplo si $d = \lambda/2$

Φ	E
0°	Emáx
60°	Emín
90°	Emáx
120°	Emín
180°	Emáx
240°	Emín
270°	Emáx
300°	Emín

Si $d = \lambda$

Φ	E
0°	Emáx

40°	Emín
50°	Emáx
60°	Emín
90°	Emax
120°	Emín
130°	Emáx
140°	Emín
180°	Emáx
220°	Emín
230°	Emáx
240°	Emín
270°	Emáx
300°	Emín
310°	Emín
320°	Emax

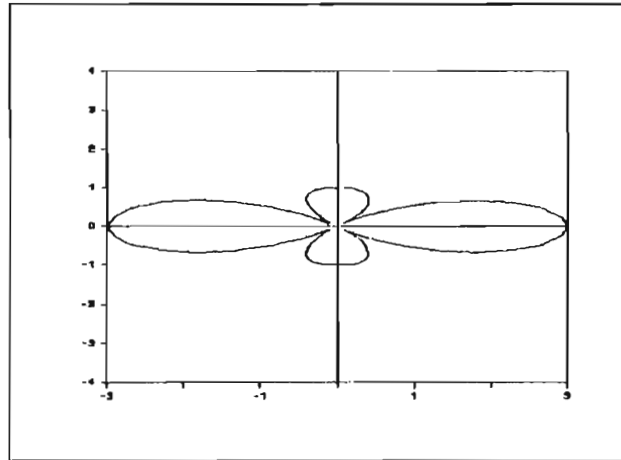
Los diagramas de radiación de estos ejemplos se muestran en las figuras #3.3 y #3.4.

Se pueden considerar otros valores para d , con los cuales los diagramas de radiación verticales varían completamente.

Para el caso de 4 arreglos el campo reultante tine la siguiente forma:

Caso en el que tenemos 3 lazos separados $\lambda/2$.

Figura # 3.3



Caso en el que tenemos 3 lazos separados λ .

Figura # 3.4

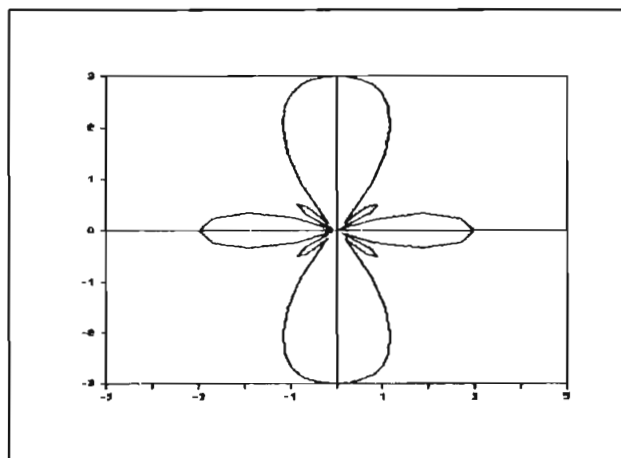
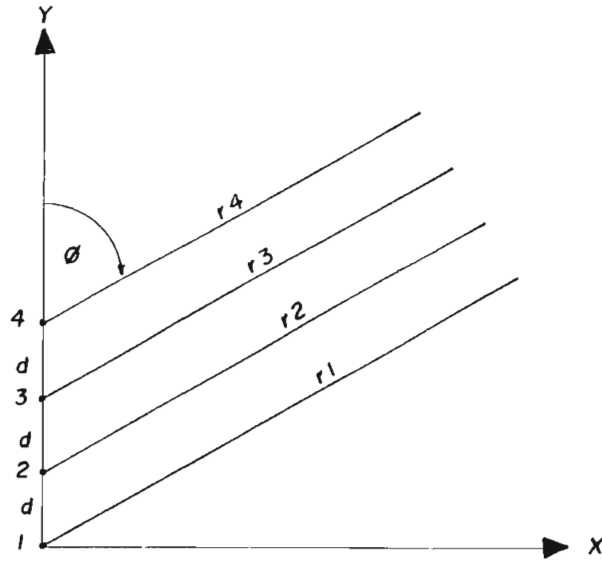


Figura #3.2



$$r_i \gg d \quad i=1,2,3,4$$

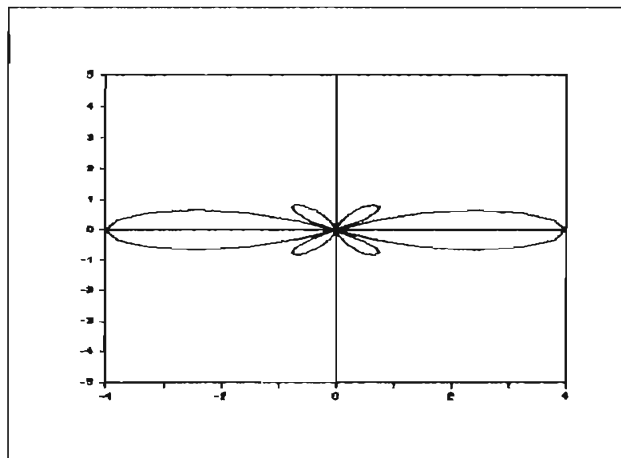
$$E_i = E_0 e^{-j\beta r_i} \quad i=1,2,3,4$$

$$E_t = E_0 e^{-j\beta r_1} [1 + e^{-j\beta d \cos(\Phi)} + e^{-j2\beta d \cos(\Phi)} + e^{-j3\beta d \cos(\Phi)}]$$

$$|E_t| = |E_0| \{ [1 + \cos(\beta d \cos \Phi) + \cos(2\beta d \cos \Phi) + \cos(3\beta d \cos \Phi)]^2 + [\sin(\beta d \cos \Phi) + \sin(2\beta d \cos \Phi) + \sin(3\beta d \cos \Phi)]^2 \}^{1/2}$$

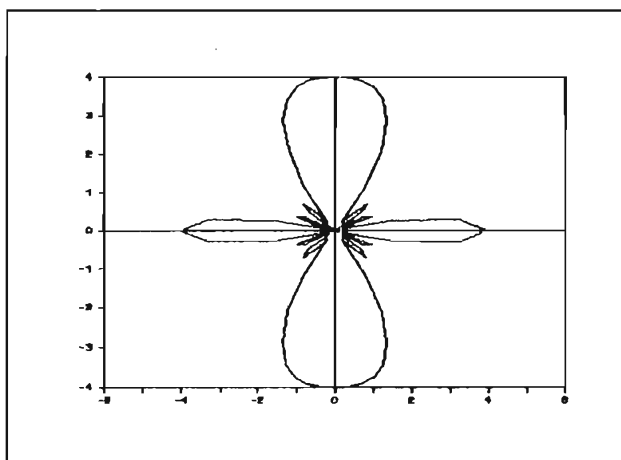
Caso en el que tenemos 4 lazos separados $\lambda/2$.

Figura #3.5



Caso en el que tenemos 4 lazos separados λ .

Figura # 3.6



Si $d = \lambda/2$

Este mismo resultado se puede obtener por el método de multiplicación de diagramas.

Si $d = \lambda/2$

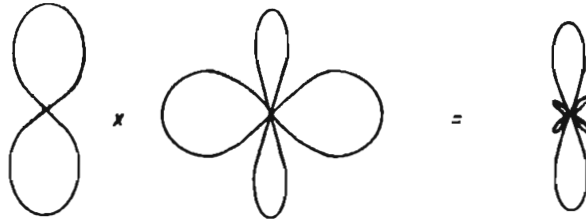
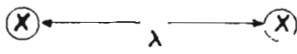
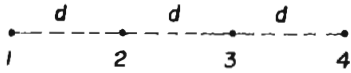


DIAGRAMA UNITARIO DIAGRAMA DE GRUPO

Si $d = \lambda$.

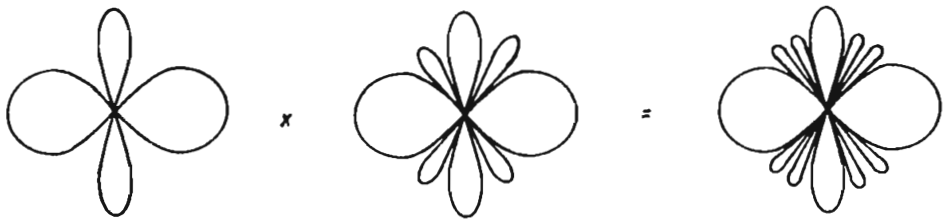
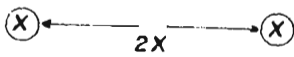
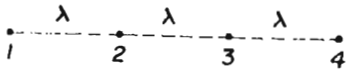


DIAGRAMA UNITARIO DIAGRAMA DE GRUPO

Figura #3.8

3.2. ARREGLO BINOMIAL.

En un arreglo lineal uniforme se encuentra que al aumentar la longitud del arreglo para aumentar su directividad aparecen siempre lóbulos secundarios. En nuestra aplicación necesitamos obtener un único lóbulo.

Así, en el arreglo uniforme de cuatro elementos, los lóbulos secundarios aparecen en el resultado porque el diagrama de grupo tiene 4 lóbulos, esto es debido a que los focos radiantes que producen el diagrama de grupo están separados una longitud de onda completa.

La reducción de la separación de los elementos del grupo a $\lambda/2$ dará lugar a un diagrama en forma de ocho para el grupo y el diagrama resultante solamente poseerá lóbulos primarios.

La separación de antenas que resulta con una separación de elementos de $\lambda/2$ se muestra en la figura junto con los diagramas resultantes:

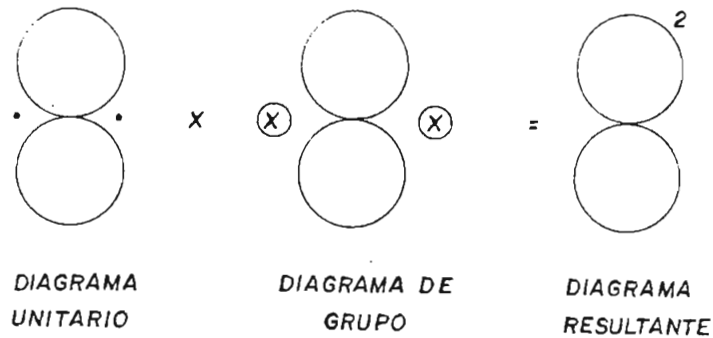


Figura #3.9

En este caso las antenas (2) y (3) coinciden, de modo que pueden sustituirse por una antena única que tenga una corriente doble de la que circula por las otras antenas y que produzca el doble de intensidad de campo en el punto de observación.

Es decir, es un arreglo de tres elementos cuyos campos están en la relación 1:2:1.

Puede continuarse este proceso para obtener un diagrama con el grado de directividad deseado y sin lóbulos laterales.

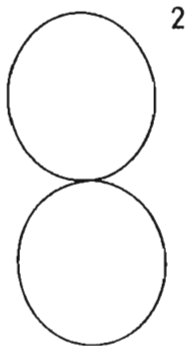
3.3 Diagramas Teóricos de Radiación.

3.3.1 Arreglo Lineal

Ver figura # 3.3

3.3.2. Arreglo Binomial 1:2:1

Figura #3.10



CAPITULO 4
DISEÑO Y CONSTRUCCION

CAPITULO 4.

4.0 DISEÑO Y CONSTRUCCION.

Este capítulo trata del método de diseño para determinar todos los componentes de la antena, así como el proceso para la implementación de los modelos de prueba y definitivo.

4.1.METODO DE DISEÑO.

En general para el diseño de la antena se ha seguido el siguiente procedimiento:

Los datos requeridos para el diseño son:

F_0 = Frecuencia Central de Diseño

A_w = Ancho de Banda de la Antena

G = Ganancia de la Antena.

4.1.1. En un primer lugar para el diseño de los dipolos, la mejor condición resulta ser cuando su longitud es aproximadamente media longitud de onda.

Entonces:

$$F_0 * \lambda = c$$

donde : F_0 = Frecuencia Central de diseño

$$\text{Longitud del dipolo} = \lambda / 2$$

Para el cálculo de d (distancia del eje central de la antena a cada dipolo)

[d] se puede escoger entre valores de 0.15 a 0.3

Para el diseño en estudio tomando en cuenta el error de circularidad y la intensidad de radiación, además de la facilidad para el acoplamiento se escogió $d = 0.25$

Con estos datos: error < 1.2 dB

Intensidad de radiación > 1.6

Ver gráfico.

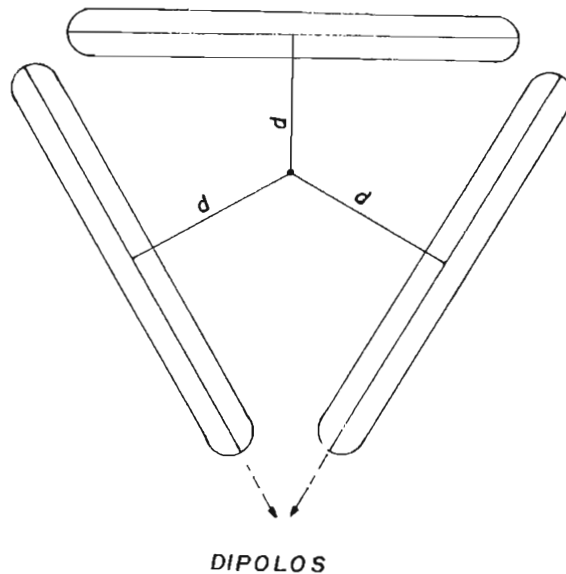


Figura #4.1

4.1.3. PARA EL ARREGLO VERTICAL.

Con el fin de obtener la mayor ganancia los lazos triangulares se colocan en un arreglo vertical a una distancia de media longitud de onda. Esta distancia nos permite obtener mayor ganancia y mejor diagrama de radiación.

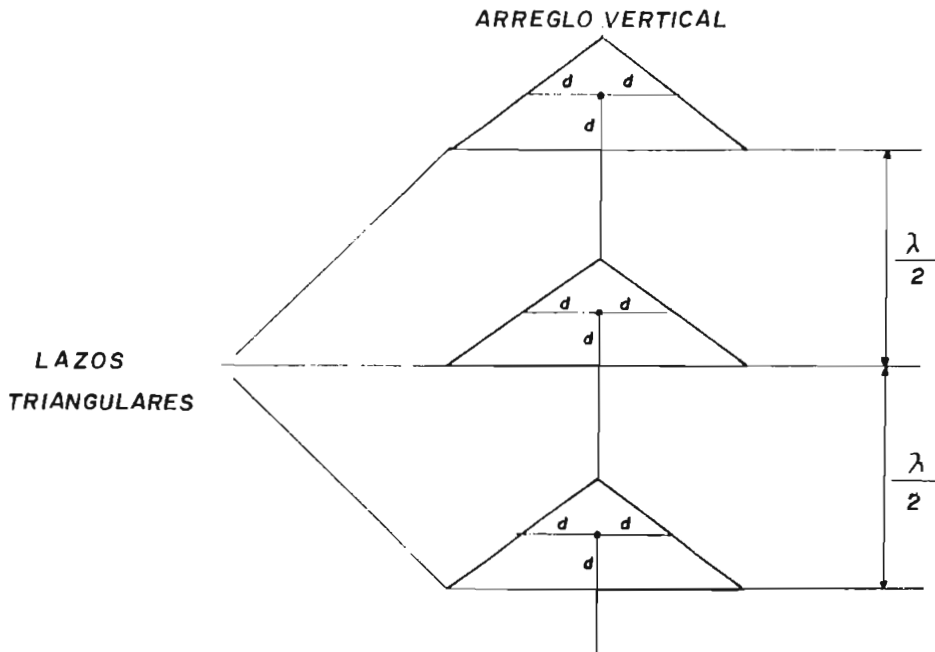


Figura #4.2

4.2. DISEÑO PARA EL MODELO DE PRUEBA.

Lo datos para el diseño del modelo son:

$$F_o = 402 \text{ Mhz}$$

$$AW = 10 \text{ Mhz}$$

$$G = a \text{ determinarse}$$

Para el dipolo de media longitud de onda

$$L = 300/F_0 \text{ (mt)} = 300/402 \text{ (mt)} = 0.747 \text{ mt}$$

$$\text{Longitud del Dipolo} = 0.747/2 \text{ (mt)}.$$

$$= 0.37 \text{ (mt)}.$$

Distancia al centro del arreglo triangular

$$d = 0.25$$

$$d = 0.25 * 0.747 \text{ (mt)}$$

$$d = 0.19 \text{ (mt)}$$

Distancia vertical entre lazos triangulares

$$\lambda/2 = 0.37 \text{ mt}$$

4.3. DISEÑO DEL ACOPLAMIENTO Y DEL BALUN.

4.3.1. DISEÑO DEL ACOPLAMIENTO.

Después de realizadas varias experiencias con métodos de acoplamiento, se llegó al siguiente resultado para el método más apropiado.

Como se necesita una impedancia alta para el diseño del dipolo se utilizará un dipolo triple.

Si R = Impedancia del dipolo simple

Z = Impedancia del dipolo triple

$$Z = 9R = 9 * 73 \Omega$$

$$Z = 657 \Omega$$

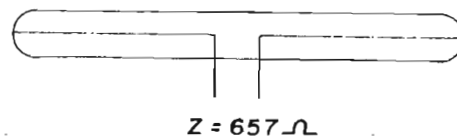


Figura #4.3

La impedancia después de una línea de media longitud de onda es la misma. Como se desea obtener la misma fase en las corrientes de excitación y se dispone de un par de conductores paralelos se los cruza en la forma que indica la figura.

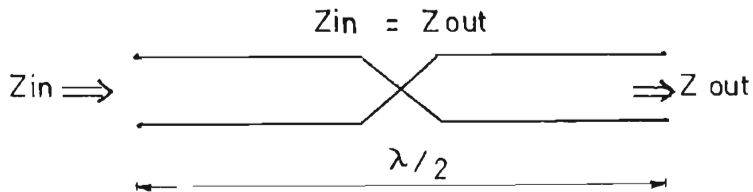
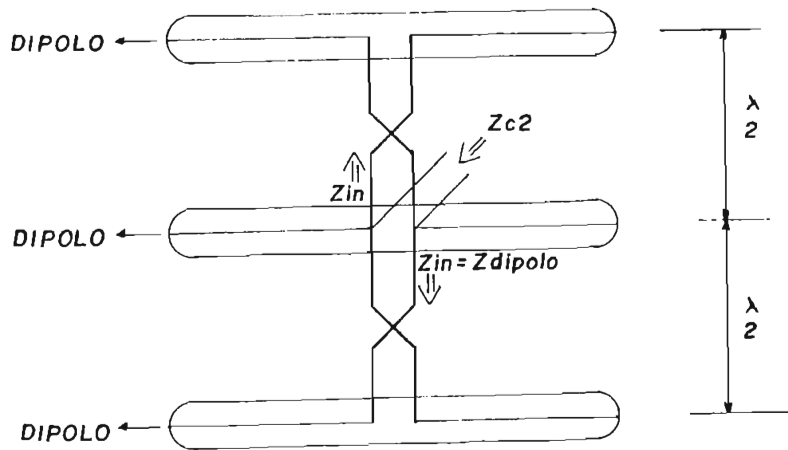


Figura #4.4

La impedancia que se obtiene del arreglo vertical de 3 dipolos conectado por los conductores paralelos será:



$Z_a = Z$ del arreglo conectados los 3 dipolos

Figura #4.5

a.- Cuando el arreglo vertical es Lineal.

$$Z_{\text{dipolo}} = 657 \Omega$$

$$Z_{\text{in}} = 657 \Omega \quad \text{entonces:}$$

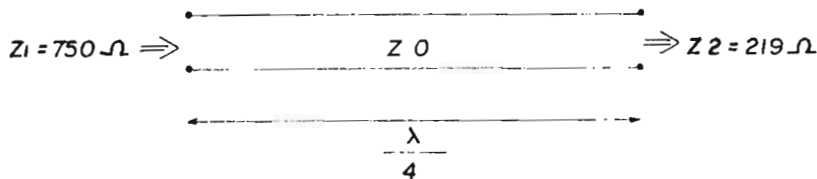
$$Z_a = Z_{\text{dipolo}} // Z_{\text{in}} // Z_{\text{in}}$$

$$Z_a = 657 // 657 // 657 \Omega = 219 \Omega.$$

Tres arreglos de este tipo se quiere acoplar a un balun de 50Ω , entonces se usará un acoplador de un cuarto de longitud de onda.

Esta línea de $\lambda/4$ se construye de pares de conductores paralelos. Después de esta línea y a la entrada del balun se necesita tener una impedancia de aproximadamente 250Ω , como llegan 3 de estos arreglos se debe tener al final de cada línea de un cuarto de longitud de onda una impedancia de aproximadamente 750Ω .

Si tenemos una línea de un cuarto de longitud de onda entonces la impedancia característica de esta línea será:



Z_0 = Impedancia Característica

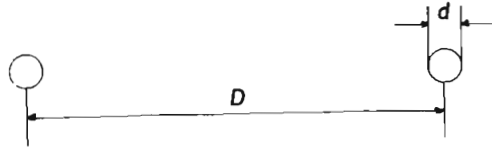
$$Z_0 = \sqrt{Z_1 * Z_2}$$

Para el caso de nuestra antena:

$$Z_0 = \sqrt{750 * 219} \Omega$$

405.2 Ω

Luego recurriendo a (1) para un par de conductores paralelos.



$$Z_o = 120 \cosh (D/d)$$

$$Z_o = 276 \log (2D/d)$$

$$Z_o = 120 \ln (2D/d)$$

Entonces:

$$\text{Si } Z_o = 405.2 \Omega$$

$$\text{Si } d = 1\text{mm}$$

$$D = 1 \text{ cm}$$

b.- Cuando el arreglo vertical es Binomial.

$$Z \text{ dipolo triple} = 657 \Omega$$

$$Z \text{ dipolo doble} = 165 \Omega$$

$$Z_a = Z_{\text{dipolo doble}} // Z_{\text{in}} // Z_{\text{in}}$$

$$Z_a = 165 // 657 // 657 \Omega = 110 \Omega$$

Tres arreglos de este tipo se van a acoplar a un balun de 50 Ω utilizando un acoplador de $\lambda/4$. A la entrada del balun debemos tener una impedancia de 260 Ω , como son 3 arreglos de este tipo al final de cada uno debemos tener 750 Ω .

La línea de $\lambda/4$ debe tener la siguiente impedancia característica Z_0 .

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 * Z_2}$$

$$Z_0 = \sqrt{750 * 110} \Omega = 290 \Omega$$

$$\text{Entonces si } Z_0 = 120 * \ln(2D/d)$$

$$d = 1 \text{ mm}$$

$$D = 0.6 \text{ cm.}$$

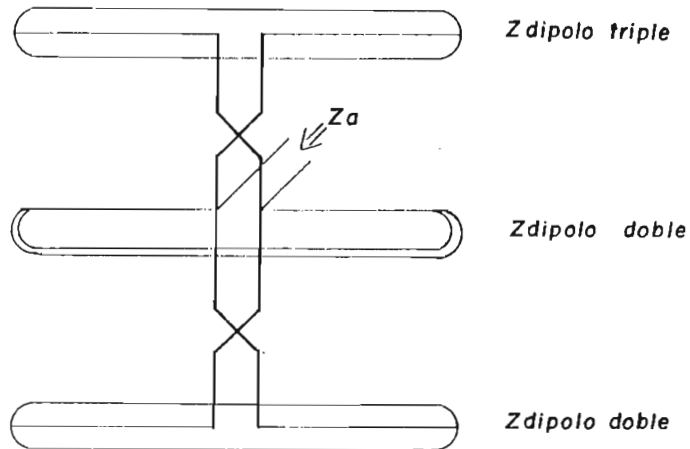


Figura #4.6

Diseño del Dipolo Doblado.

Datos para el diseño: $F_0 = 401.5 \text{ Mhz.}$

$$Z = 165 \Omega$$

Material disponible : varillas

$\varnothing = 4 \text{ mm}$	bronce
$\varnothing = 3.3 \text{ mm}$	#8 AWG
$\varnothing = 2.55 \text{ mm}$	#10 AW
$\varnothing = 1.95 \text{ mm}$	#12 AWG

Cálculo:

$$\lambda = c/f = 300/401.5 \text{ (mt)} = 0.75 \text{ mt.}$$

Usando las curvas existentes (2) para el diseño de un dipolo con tubos de diámetros diferentes.

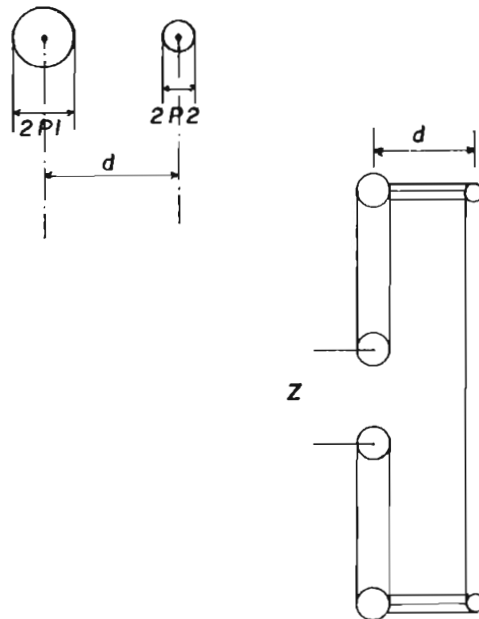


Figura #4.7

Escogiendo la opción:

$$2r_2 = 1.95 \text{ mm} \quad r_2 = 0.975 \text{ mm.}$$

$$2f_1 = 4.0 \text{ mm} \quad f_1 = 2 \text{ mm.}$$

$$\mu = f_2 / f_1 = 0.487$$

$$v = d / f_1$$

Escogiendo en las curvas de las figuras #3.3 y #3.4 de (3)

$$\text{Para } A/D = 30 \text{ y } l = 82^\circ$$

A = Longitud de la Antena.

D = Diámetro del tubo.

$$Z_{\text{monopolo}} = 28 + j \Omega.$$

$$Z_{\text{dipolo}} = 56 + j2 \Omega.$$

Con estos datos se puede encontrar la relación de impedancias. K^2 .

$$K^2 = 164 / 56 = 2.93$$

$$Z = K^2 * Z_{\text{dipolo}}$$

$$Z = 2.93(56 + j2) \Omega$$

$$Z = 164.08 + j5.8 \Omega$$

Con estos valores y recurriendo a las curvas de la figura #3.20.(2)

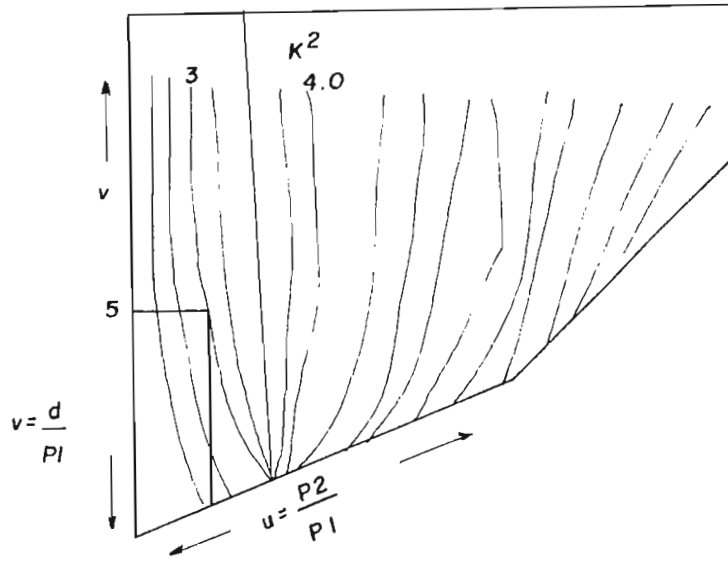


Figura #4.8

Para $\mu=0.49$, $k^2=2.93$ $v=5$

$v=d/P1$ $d = v*d1 = 5*2 \text{ mm} = 10 \text{ mm}.$

$$\text{Log } \rho_{eq} = \text{Log } \rho_1 + \frac{1}{(1+\mu)^2} * (\mu^2 \text{Log } \mu + 2\mu \text{Log } v)$$

$$\rho_{eq} = 4.009 \text{ mm}$$

Con estos valores

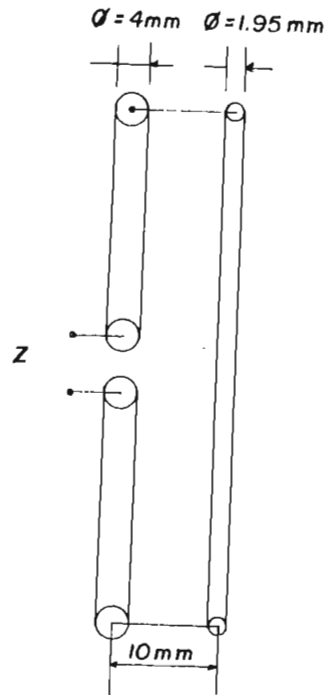
$$A = 82^\circ * 0.25 = 0.17 \text{ mt.}$$

$$D = 2\rho_{eq} = 8 \text{ mm}$$

$$A/D = 170/8 = 22$$

Para $A/D = 22$ $Z = 164.1 + j5.8 \Omega$

VER DIPOLO DISEÑADO.



$$Z = 164,1 + j5,8 \Omega$$

Figura #4.9

4.3.2 DISEÑO DEL BALUN.

Para el caso en estudio partimos del siguiente balun utilizando una línea de media longitud de onda. Transforma la impedancia de 4 a 1.

Ver figura #4.10

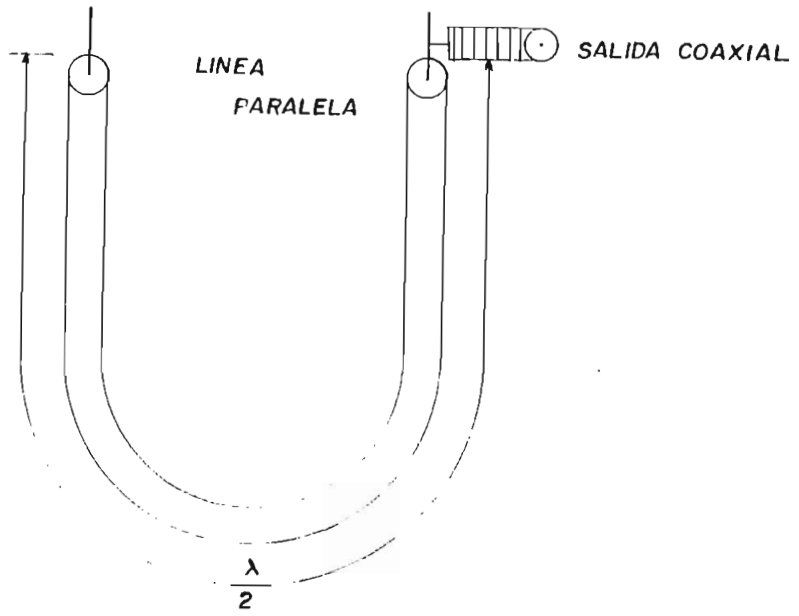


Figura #4.10

Si tomamos como punto de partida este principio y revisamos la siguiente configuración:

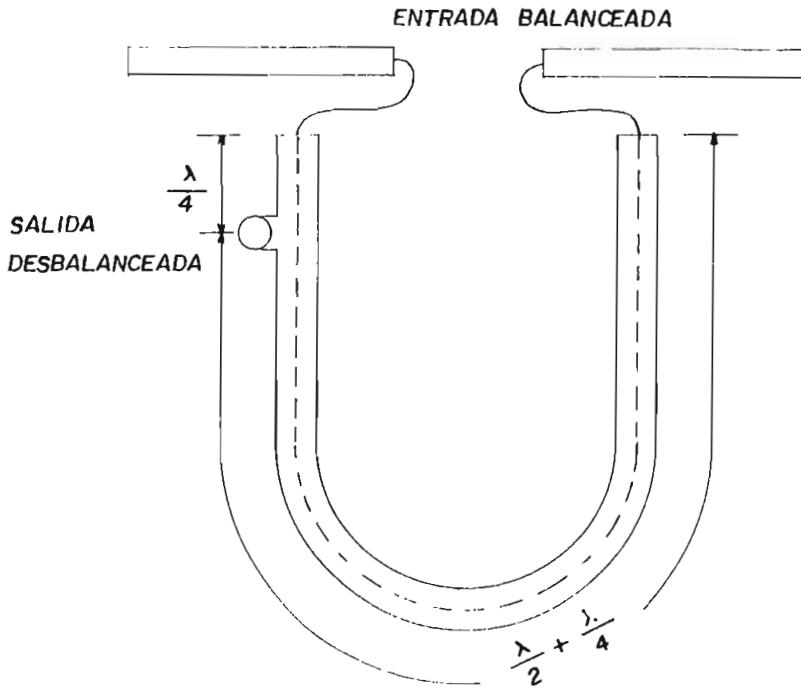


Figura #4.11

Entonces la línea de $\lambda/4$ es utilizada como un transformador de impedancias.

El balun puede construirse con tubo cuadrado dentro del cual se encuentra un conductor rígido.

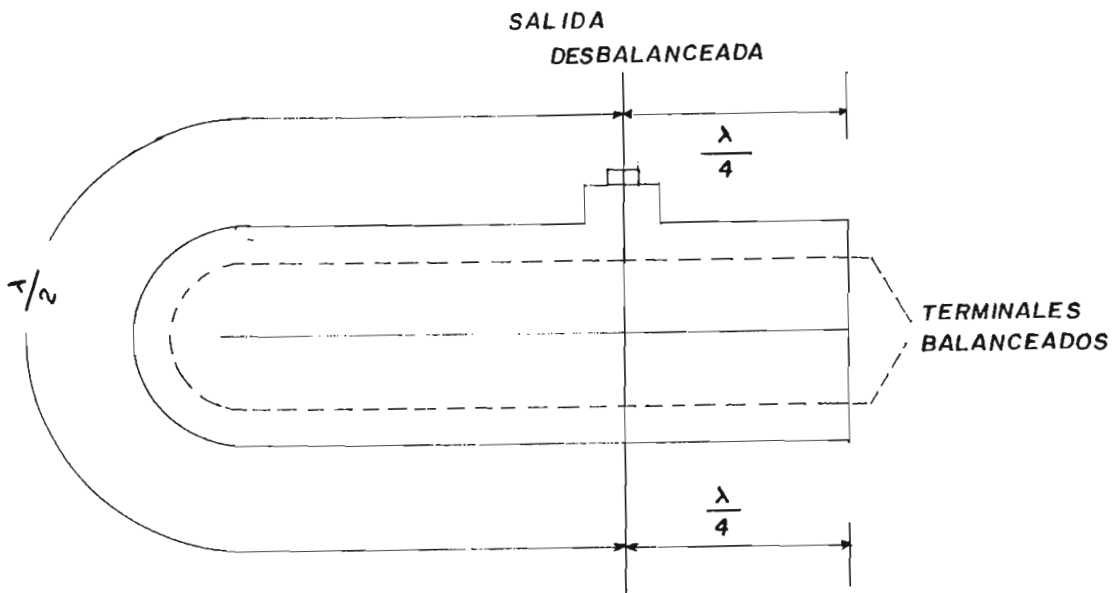


Figura #4.12

El transformador $\lambda/4$ tiene la siguiente función:

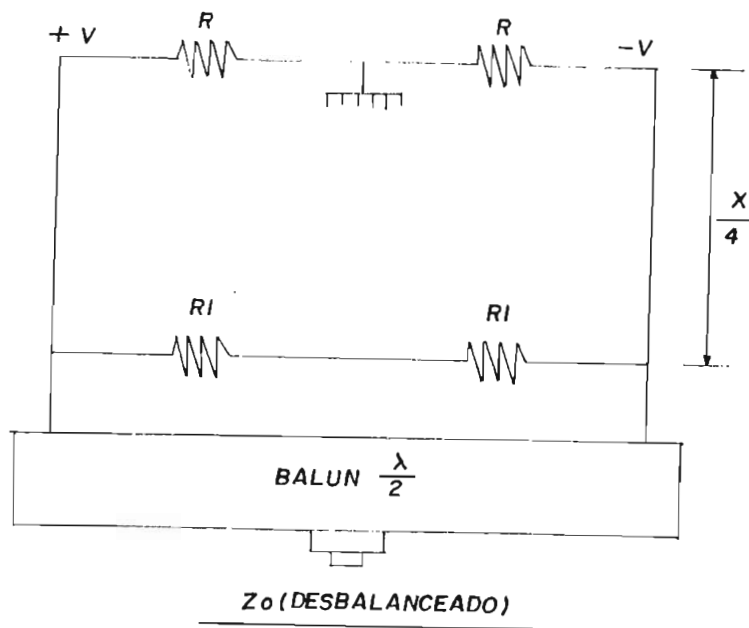


Figura #4.13

$$Z_0 = 2 \cdot R1 / 4 = R1 / 2$$

El valor de $2 \cdot R1$ debe ser 200Ω . Esto se consigue casi siempre con la transformación de la línea $\lambda/4$ que va incluida en el balun del diseño.

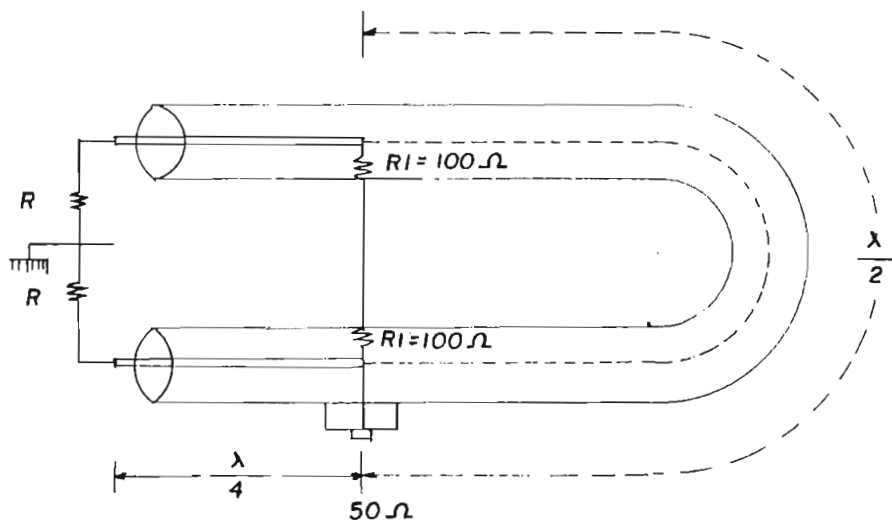


Figura #4.14

Para el caso de nuestra antena en estudio:

$$2 * R = 750 / 3 = 250 \Omega$$

$$R = 125 \Omega$$

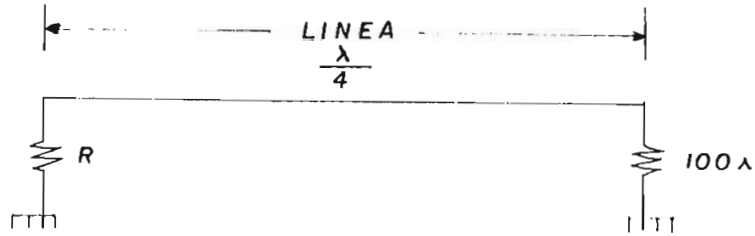


Figura #4.15

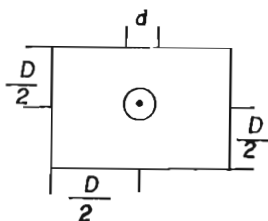
$$Z_0 = \sqrt{Z_1 * Z_2} = \sqrt{125 * 100} \Omega = 111.8 \Omega$$

$$Z_0 = 112 \Omega$$

Si se dispone para la construcción del balun de tubo de aluminio cuadrado de 22 mm de lado y alambre rígido #8, 10 y 12, entonces construimos el transformador $\lambda/4$ de la siguiente manera:

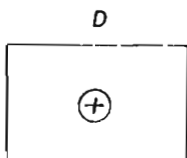
La impedancia característica de esta línea se calcula utilizando cualquiera de las siguientes expresiones:

a)



$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{E}} \log 1.08 \frac{D}{d} \quad (4)$$

b)



$$Z_0 = \left[138 \log P + 0.48 - 2.34 A - 0.48 B - 0.12 C \right] E^{-1/2}$$

$$P = \frac{D}{d}$$

$$A = \frac{1 + 0.405 P^{-4}}{1 + 0.405 P^{-4}} \quad (5)$$

$$B = \frac{1 + 0.163 P^{-8}}{1 + 0.163 P^{-8}}$$

$$C = \frac{1 + 0.067 P^{-12}}{1 + 0.067 P^{-12}}$$

Figura #4.16

Los resultados que se obtienen con las 2 expresiones son similares.

Empleando el método b en el material disponible, el alambre #8 AWG rígido es el que presenta impedancia semejante a la necesitada en el diseño.

Para el alambre #8 : $D = 22\text{mm}$, $d = 3.3\text{mm}$

$$Z_0 = 113 \Omega.$$

Con estos resultados:

si $R_1 = 125 \Omega$ y $Z_0 = 113 \Omega$.

$$R = 113^2 / 125 = 102 \Omega., \quad 2R = 204 \Omega.$$

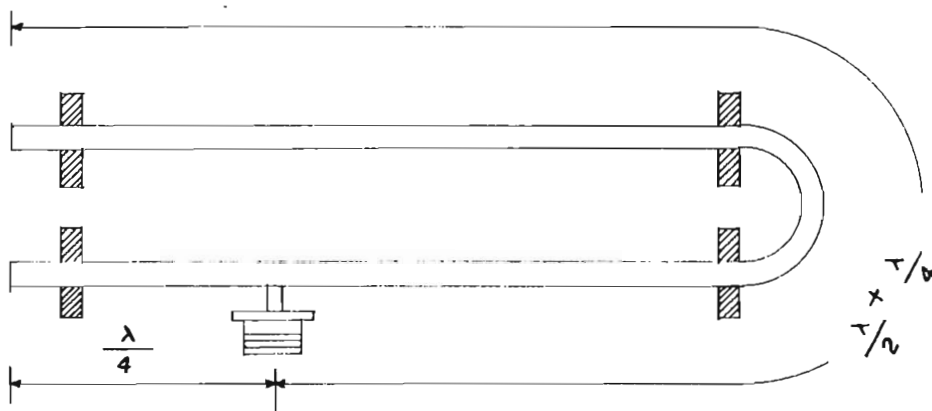
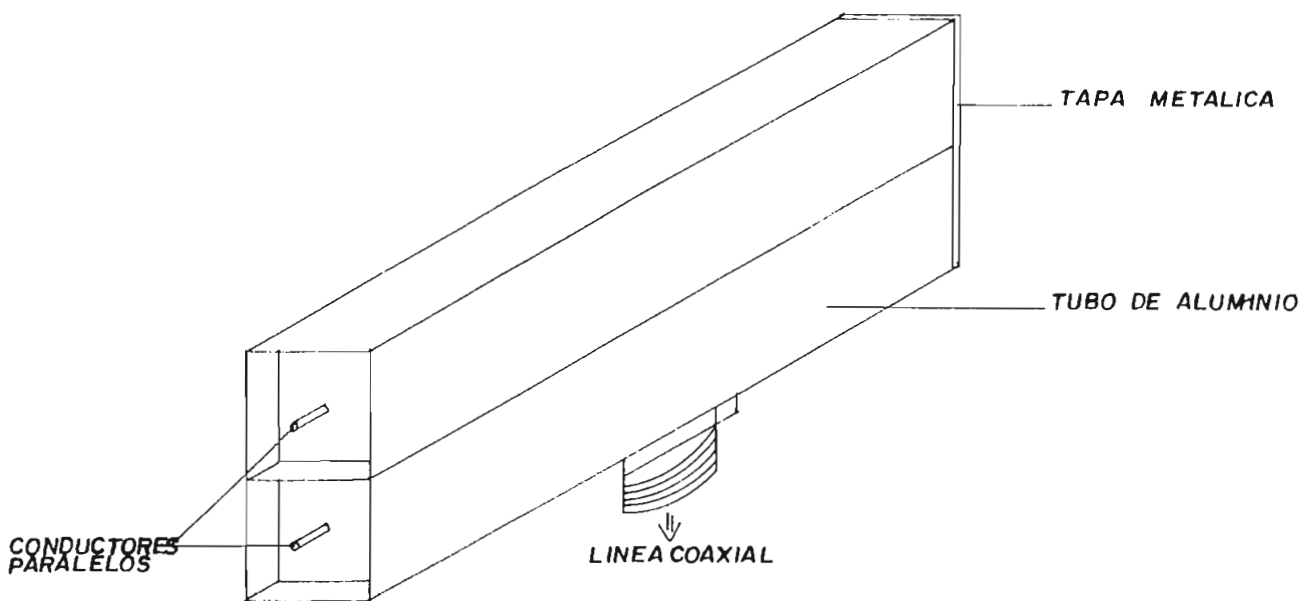
Después del balun la impedancia será : $Z_{out} = 51\Omega$

desbalanceada.

En la siguiente figura se muestra el balun diseñado.

Figura #4.17

BALUN DISEÑADO



El modelo de prueba está construido en alambre de cobre # 10 AWG para los dipolos triples y con el #8 AWG para las partes de acoplamiento. El balun está formado por un tubo cuadrado y alambre #8 AWG como se muestra en la figura #4.17. El armazón de la antena está construido en madera para evitar interferencia en la determinación del diagrama de radiación.

CAPITULO 5

ARREGLO PARA POLARIZACION VERTICAL

CAPITULO 5

ARREGLO PARA POLARIZACION VERTICAL.

Este capítulo estudia el arreglo óptimo a utilizarse en polarización vertical para obtener un diagrama de radiación omnidireccional.

5.1.EL ARREGLO COLINEAL .

Para satisfacer la condición de radiación omnidireccional con polarización vertical pueden emplearse los siguientes tipos de antenas: Monopolos simples $\lambda/4$, Dipolos simples $\lambda/2$, Arreglo colineales de dipolos, Arreglos de antenas diédricas, etc.

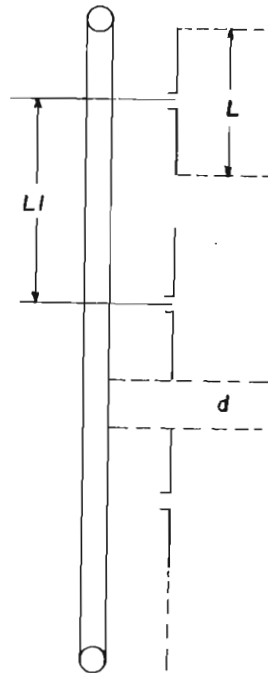
Para la aplicación del Instituto Geofísico se ha escogido el Arreglo colineal de dipolos debido a su mayor ganancia sobre el monopolo y dipolo simples y menor costo sobre el arreglo de antenas diédricas.

El Arreglo colineal está compuesto de dipolos colocados verticalmente en línea paralelos a un mastil (ver Fig #5.1) y separados una distancia que puede variar desde $\lambda/2$ hasta 2λ , según los

requerimientos del diagrama de radiación en el plano vertical.

El numero de elementos del arreglo puede variar desde 2,3,4 hasta 6,8,etc según la ganancia y configuración de radiación deseada.

Figura #5.1



ARREGLO COLINEAL

5.2. EL ARREGLO LINEAL Y BINOMIAL.

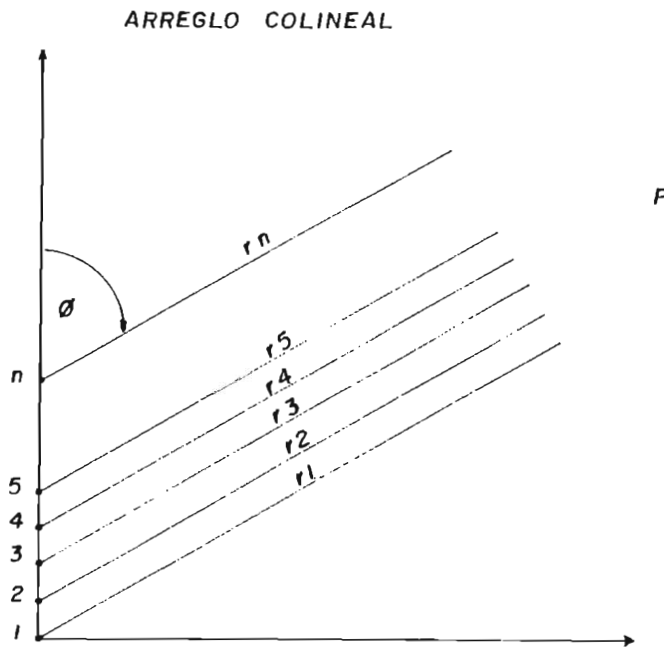
La aplicación del Arreglo colineal puede ser lineal ó binomial .

Lineal cuando necesitamos que el diagrama de radiación en el plano vertical tenga lóbulos laterales secundarios utilizado especialmente para comunicaciones móviles. La radiación por lóbulos laterales del arreglo posibilita las comunicaciones cercanas.

Para el arreglo en estudio la ecuación de campo está dada por la siguiente expresión:

Ver siguiente figura

Figura #5.2



$$r_1, r_2, \dots, r_n \gg d$$

$$\overline{E_p} = \overline{E_1} + \overline{E_2} + \dots + \overline{E_n}$$

$$\overline{E_1} = E_1 F_1(\varphi) e^{-j\beta r_1}$$

$$\overline{E_2} = E_2 F_2(\varphi) e^{-j\beta r_2}$$

:

$$\overline{E_n} = E_n F_n(\varphi) e^{-j\beta r_n}$$

donde:

$$r_2 = r_1 - d \cos(\varphi)$$

$$r_3 = r_1 - 2d \cos(\varphi)$$

:

$$r_n = r_1 - (n-1)d \cos(\varphi)$$

$$E_p = e^{-j\beta r_1} [E_1 F_1 + E_2 F_2 e^{j\beta d \cos(\varphi)} + \dots + E_n F_n e^{j\beta (n-1)d \cos(\varphi)}]$$

ECUACION GENERAL DEL CAMPO ELECTRICO PARA UN ARREGLO COLINEAL

n = número de elementos del arreglo.

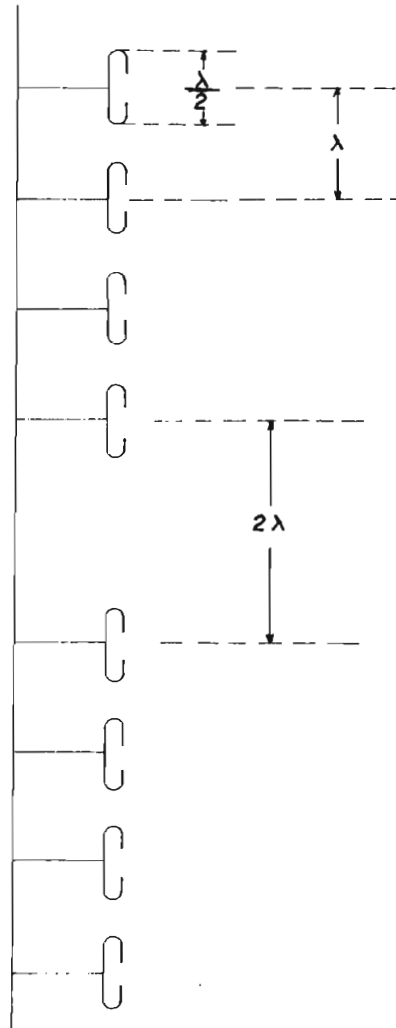
d = distancia de elemento a elemento.

En la siguiente figura (Fig #5.3) se muestra un arreglo lineal típico. El campo eléctrico producido por cada dipolo es igual. Los dipolos estan separados λ en los grupos de 4 elementos y 2λ entre los 2 grupos.

Están alimentados con línea coaxial y acoplados a 50Ω .

Ver figura #5.3

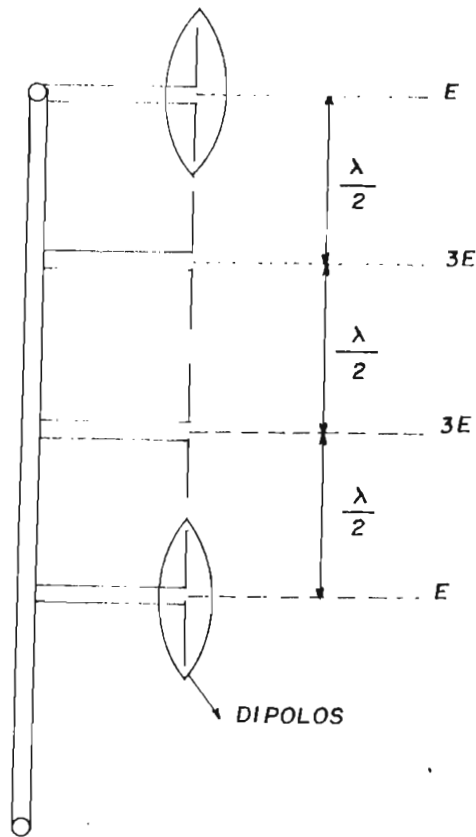
Figura #5.3



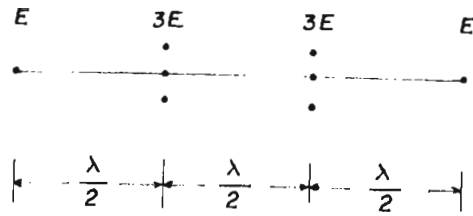
Cuando nuestra aplicación no necesita lóbulos laterales y más bien se pierde energía en estos se utiliza el arreglo binomial, empleada en

comunicaciones punto a punto donde no interesa la energía radiada cerca a la antena. En la siguiente figura (Fig #5.4) se muestra el arreglo Binomial correspondiente al lineal mostrado en la figura #5.3.

Figura #5.4



El campo eléctrico de cada dipolo en un punto de observación está en la relación 1:3:3:1, lo que significa que la relación de potencias será: 1:9:9:1.



El diagrama de radiación resultante es un ocho al cubo.

El arreglo binomial indicado en la figura #5.4 está diseñado en función de los siguientes parametros:

$F_0 = 470$ Mhz. (frecuencia de diseño)

$AB = 10$ Mhz. (ancho de banda)

La longitud de los dipolos según estos datos es de 31.9 cm.

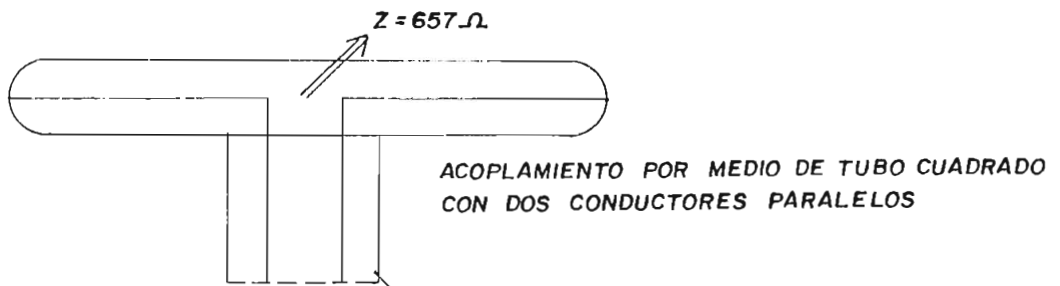
Refiriendonos a la misma figura #5.4, el dipolo triple tiene una impedancia de 657Ω y el simple de 73Ω .

Para el acoplamiento de los dipolos disponemos de tubo cuadrados de 22 mm. de lado. Este acople debe ser de tal manera que después del balun obtengamos

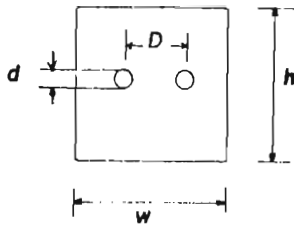
50Ω.

Después de varios ensayos el método más conveniente es el siguiente:

En el dipolo triple.



En la anterior configuración, la relación para encontrar la impedancia característica de un tubo cuadrado en cuyo interior están 2 conductores paralelos, está dada por : (6)



PARA $d \ll D$

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon}} \left[\log \left(\frac{4h \operatorname{tanh}(\pi D/2h)}{\pi d} \right) - \sum_{m=1}^{\infty} \log \left(\frac{1+U_m^2}{1-v^2} \right) \right]$$

DONDE

$$U_m = \frac{\sin h(\pi D/2h)}{\cos h(m\pi w/2h)}$$

$$U_m = \frac{\sin h(\pi D/2h)}{\sin h(m\pi w/2h)}$$

El material disponible para la implementación de los conductores paralelos es:

Alambre de cobre #12	$\phi = 1.95 \text{ mm.}$
Alambre de cobre #10	$\phi = 2.55 \text{ mm.}$
Alambre de cobre #08	$\phi = 3.3 \text{ mm.}$
Alambre de cobre #18	$\phi = 1 \text{ mm.}$

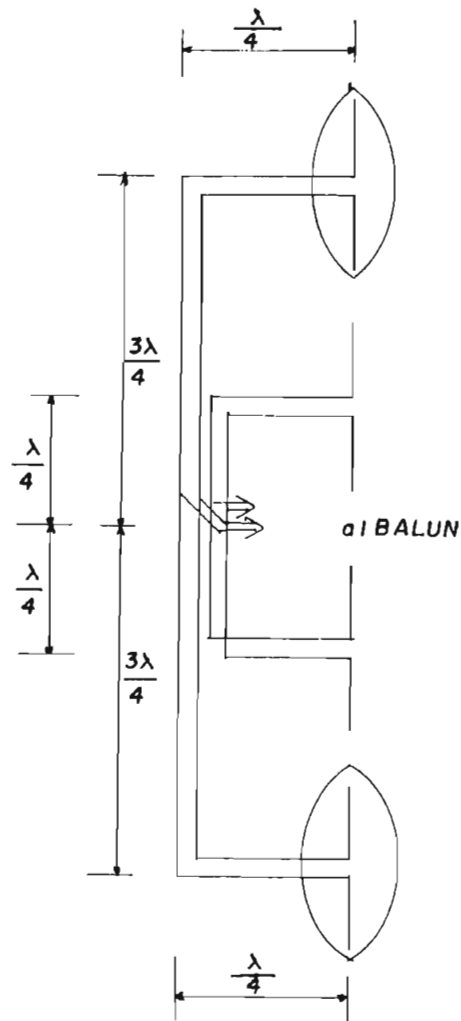
El diseño más apropiado es: $\phi = 1 \text{ mm.}$

El acoplamiento para esta antena tiene las siguientes características:

Los dipolos están separados $\lambda/2$, lo que posibilita que la distancia desde el punto de alimentación de dipolos triples al centro del arreglo sea de $\lambda/4$, y entre dipolos simples de $\lambda/2$. La impedancia de la antena antes del balun es el paralelo de los cuatro dipolos.

Ver siguiente figura:

Figura #5.6

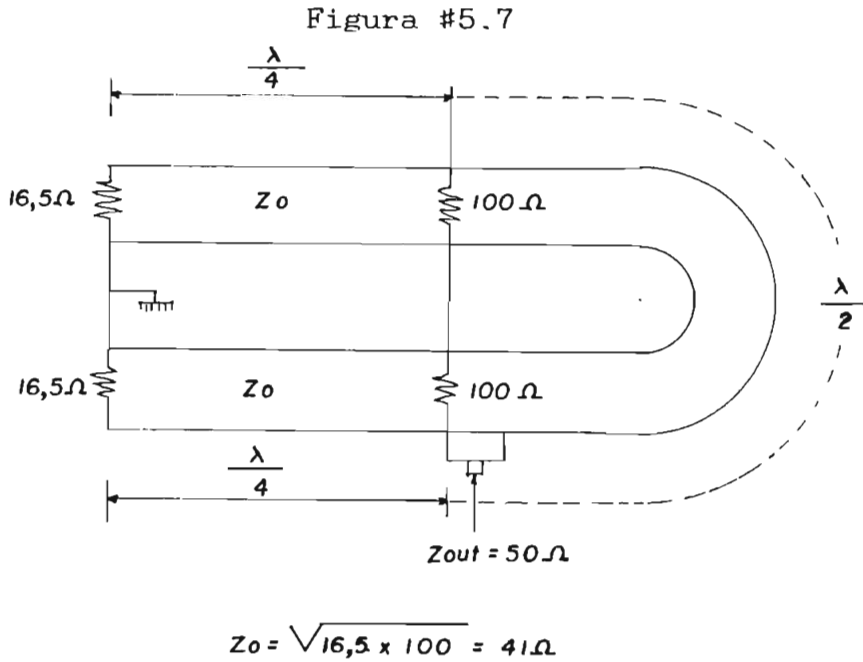


Con una línea de $\lambda/4$, la impedancia sube a 200Ω para luego acoplar a 50Ω usando el balun $\lambda/2$ que divide en 4 el valor de la impedancia que se tiene en la entrada.

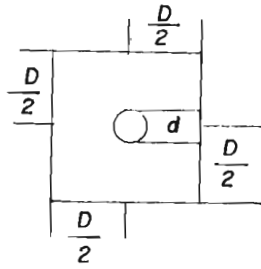
La impedancia antes del balun será el paralelo de las impedancias de los cuatro dipolos del arreglo.

El balun es diseñado para recibir 33Ω desbalanceados y transformarlos en 50Ω balanceados.

Ver siguiente figura:



Para obtener una línea de $Z_0 = 41 \Omega$, esta debe tener las siguientes características: (1)



$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{E}} \log 1.08 \frac{D}{d} \quad (*)$$

Si $Z_0 = 41 \Omega$

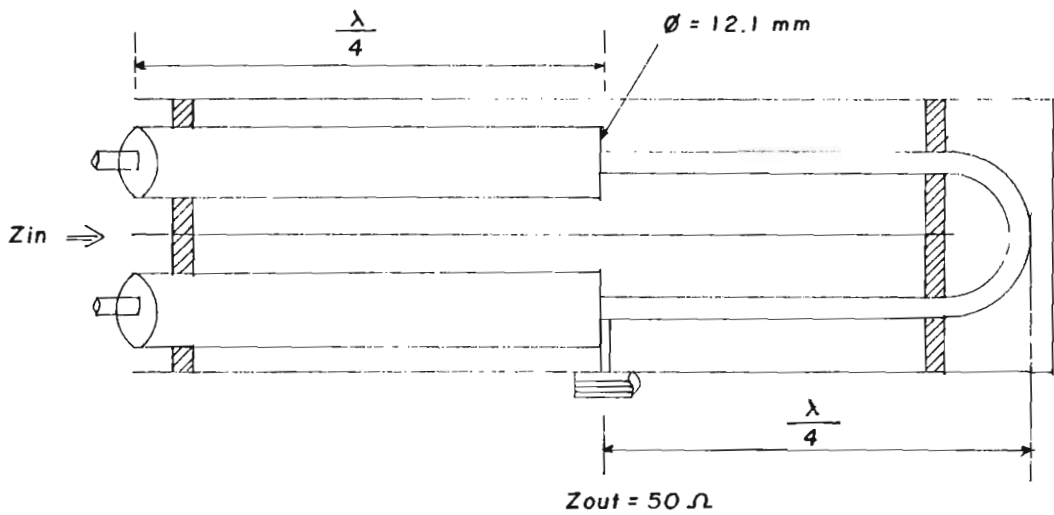
$D = 22 \text{ mm}$

$E = 1$

$\Rightarrow d = 12,1 \text{ mm}$

PARA EL CASO DEL
ARREGLO EN ESTUDIO

El balun diseñado es:

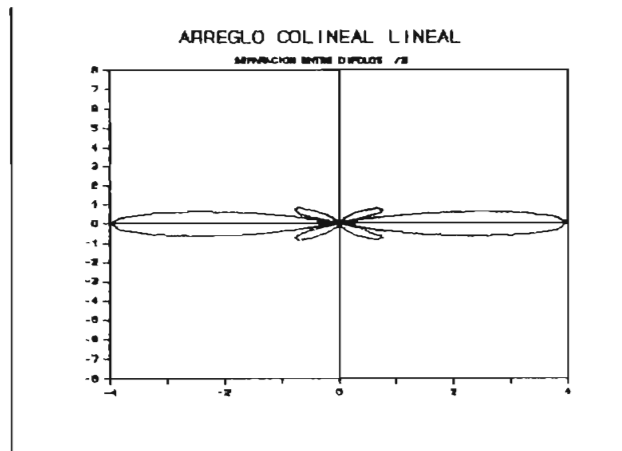
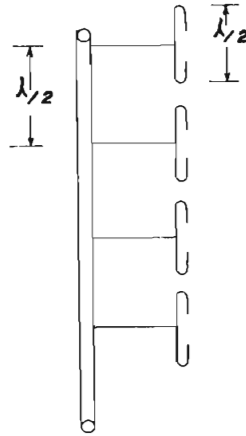


5.3. CONFIGURACIONES DE RADIACION.

Los siguientes diagramas de radiación teóricos representativos de los diferentes arreglos se muestran en las siguientes figuras:

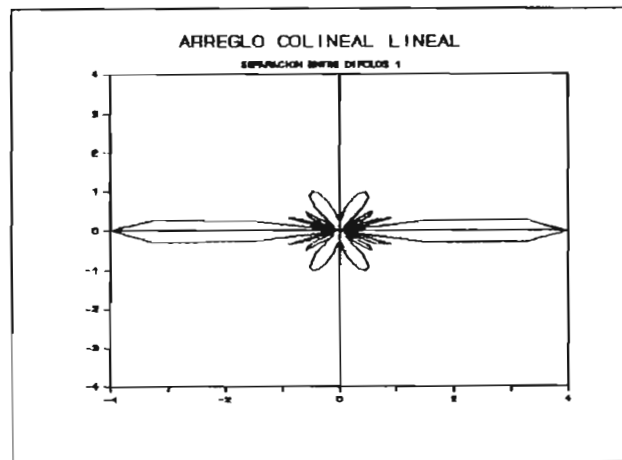
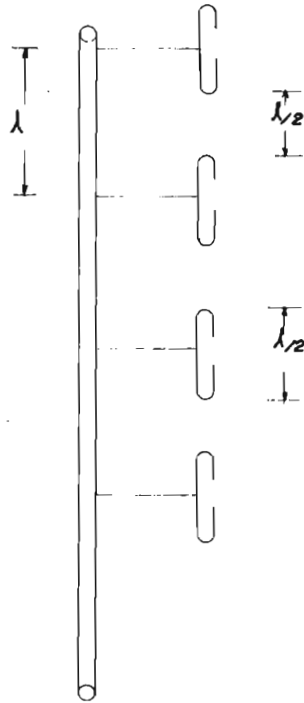
1. Para el arreglo lineal de 4 dipolos separados media longitud de onda.

DIAGRAMA VERTICAL



2. Para el arreglo lineal de dipolos separados una longitud de onda.

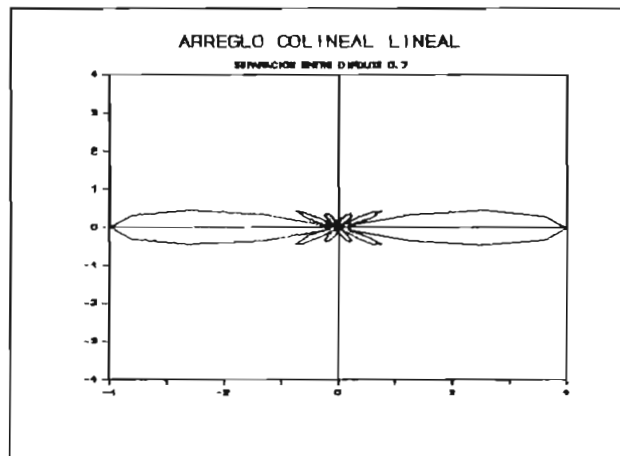
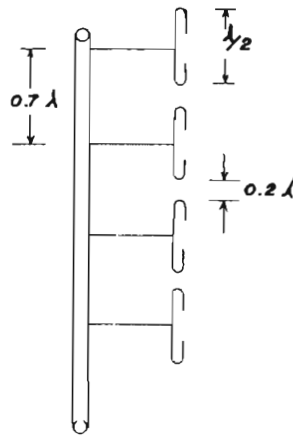
DIAGRAMA VERTICAL



Separación λ

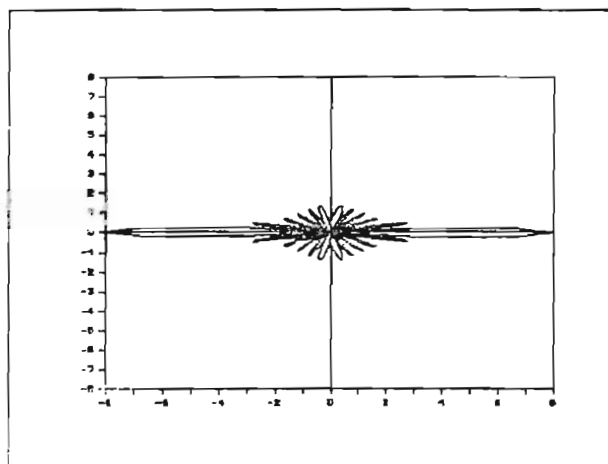
3. Para el Arreglo lineal de 4 dipolos separados entre ellos 0.7λ .

DIAGRAMA VERTICAL



Separación 0.7λ .

4.- Para el Arreglo mostrado en la figura #5.3



Separación entre grupos 2λ

Figura #5.12

E	E
E _{min} 0°	E _{min} 224°
E _{min} 26°	E _{min} 240°
E _{min} 44°	E _{min} 256°
E _{min} 60°	E _{min} 264°
E _{min} 76°	E _{min} 276°
E _{min} 84°	E _{min} 284°
E _{min} 96°	E _{min} 300°
E _{min} 104°	E _{min} 316°
E _{min} 120°	E _{min} 334°
E _{min} 136°	E _{min} 340°
E _{min} 154°	
E _{min} 180°	
E _{min} 206°	

CAPITULO 6

PRUEBAS EXPERIMENTALES EN EL MODELO

CAPITULO 6

PRUEBAS EXPERIMENTALES EN EL MODELO

En este capítulo se señalan las diferentes pruebas que se realizaron en el modelo y en los arreglos definitivos así como los resultados que se obtuvieron en las mismas.

5.1. DIAGRAMAS DE RADIACION

Para la obtención de los diagramas de radiación se efectuaron las siguientes pruebas :

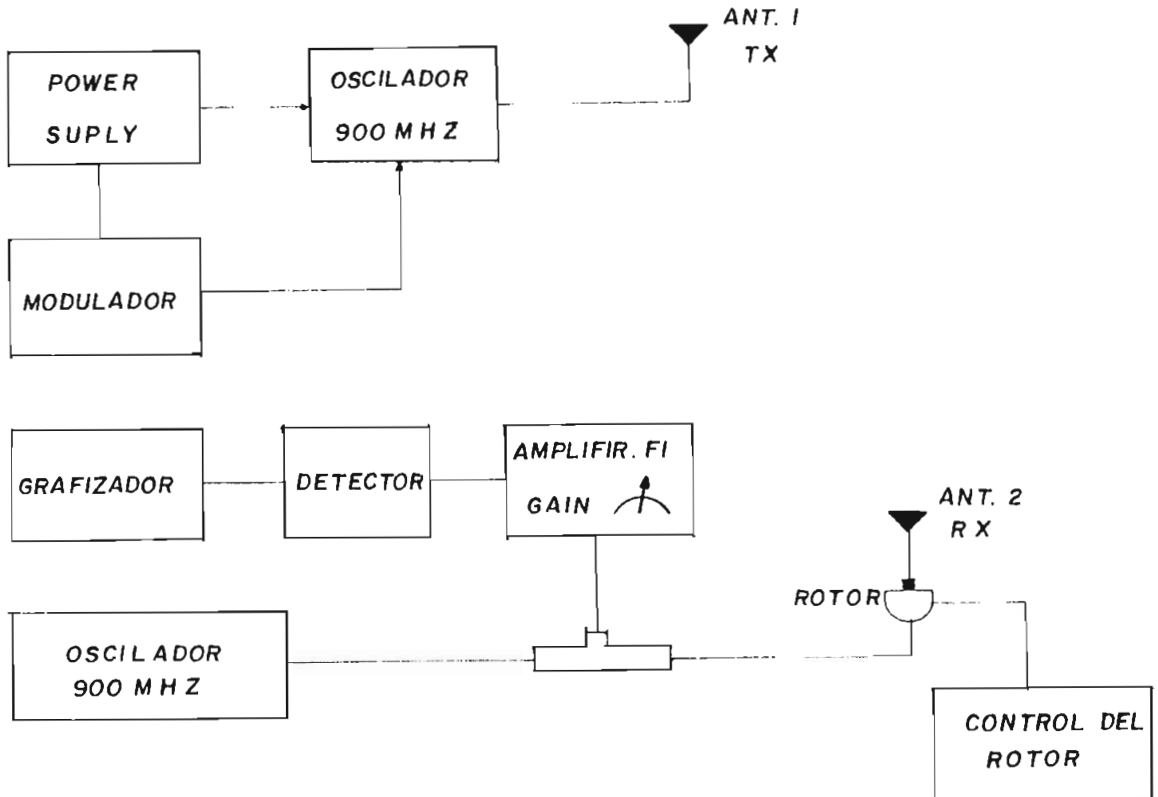


Figura #6.1

El anterior circuito mostrado en la figura #5.1 sirve para grafizar el diagrama de radiación en papel

La antena receptora de la anterior figura, es el arreglo en estudio, la trasmisora es una yagi de la misma frecuencia que es una ayuda en la realización de las pruebas.

El trasmisor nos emite una señal de una frecuencia de 400 Mhz modulada en amplitud con 1000 Hz. Esta señal es detectada por el arreglo de dipolos la misma que se mezcla y amplifica, para luego por medio de un detector y un amplificador enviar al grafizador una señal de DC proporcional a la señal modulante de 1000 Hz.

Para recibir la radiación en todos los sentidos, hacemos girar a la antena receptora mediante el rotor en el plano correspondiente . El gráfico que se recibe representa el diagrama de radiación punto a punto en un diagrama rectangular.

Estos diagramas se los puede trasladar a un plano polar para poder apreciar la omnidireccionalidad transformando las coordenadas rectangulares a polares.

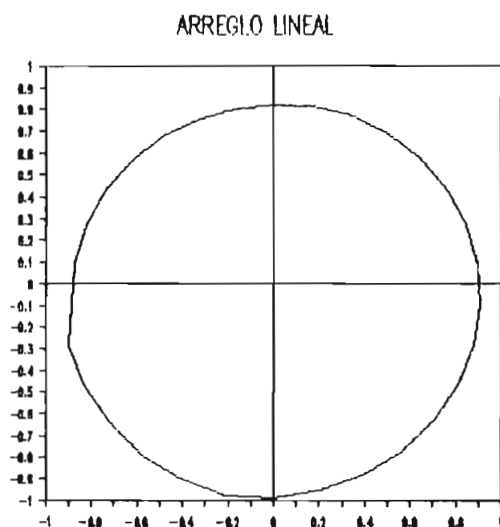
En los siguientes gráficos se muestran los

diagramas de radiación obtenidos:

5.1.1. PARA EL ARREGLO TRIANGULAR.

DIAGRAMAS HORIZONTALES.

ARREGLO LINEAL



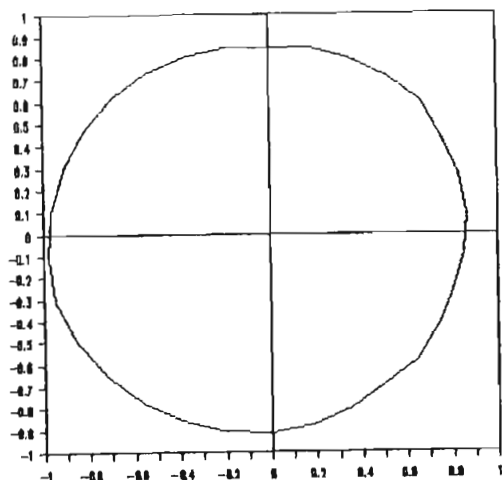
Error de circularidad = 0.7 dB

Distancia al centro = 0.18

Frecuencia de prueba = 390 Mhz.

Plano E

ARREGLO LINEAL



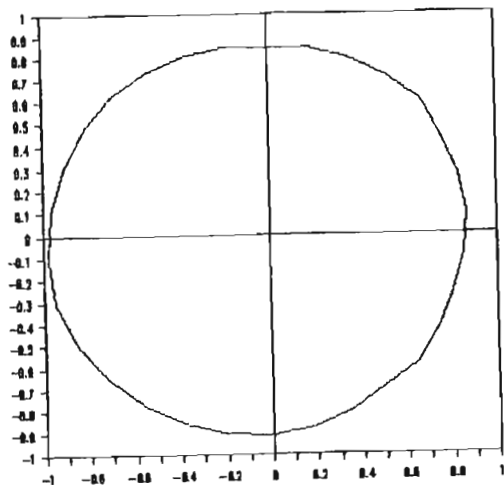
Error de circularidad = 0.9 dB

Distancia al centro = 0.18

Frecuencia de prueba = 395 Mhz

Plano E

ARREGLO LINEAL

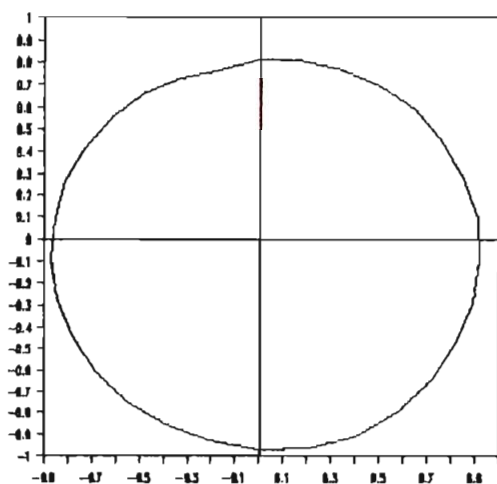


Error de circularidad = 0.8 dB

Distancia al centro = 0.18

Frecuencia de prueba = 400 Mhz

Plano E



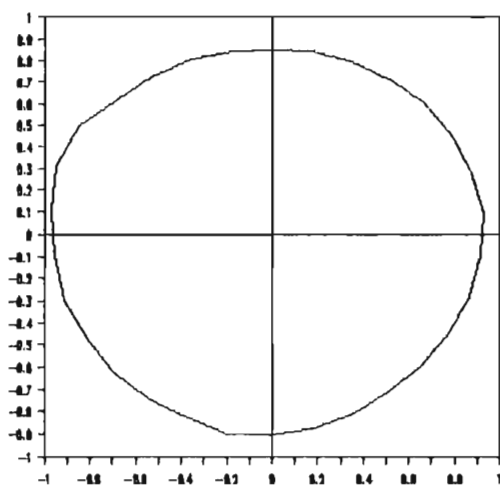
Error de circularidad = 0.9 dB

Distancia al centro = 0.18

Frecuencia de prueba = 402 Mhz.

Plano E

ARREGLO LINEAL



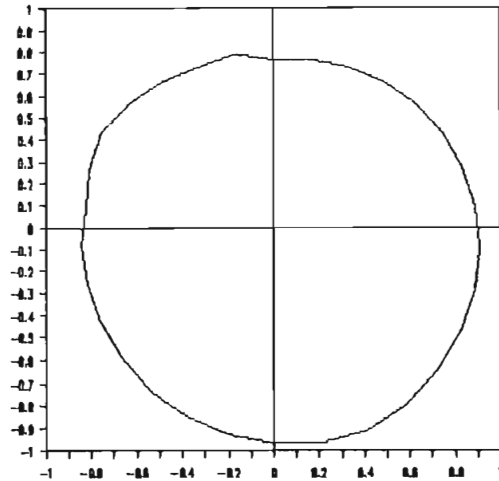
Error de circularidad = 0.7dB

Distancia al centro = 0.18

Frecuencia de prueba = 405 Mhz

Plano E

ARREGLO LINEAL



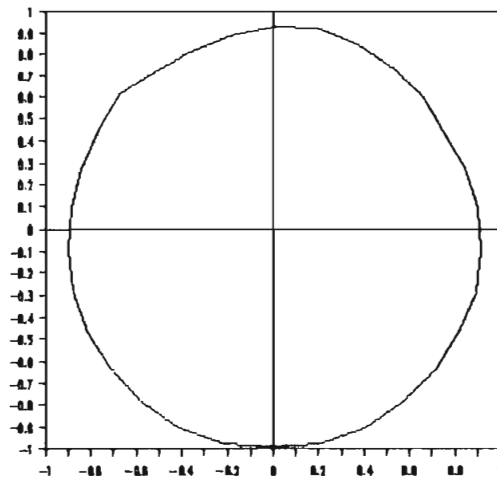
Error de circularidad = 1.2 dB

Distancia al centro = 0.18

Frecuencia de prueba = 410 Mhz

Plano E

ARREGLO LINEAL



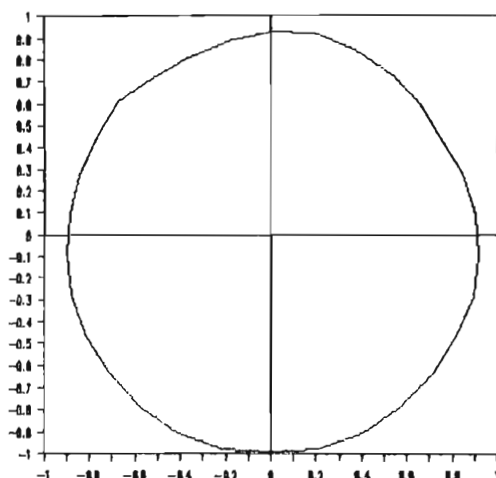
Error de circularidad = 1.4 dB

Distancia al centro = 0.25

Frecuencia de prueba = 390 Mhz

Plano E

ARREGLO LINEAL



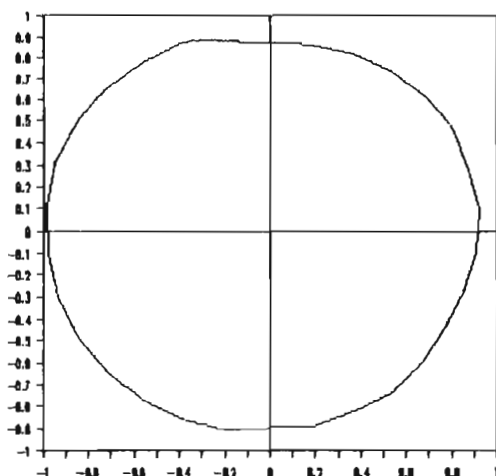
Error de circularidad = 0.8 dB

Distancia al centro = 0.25

Frecuencia de prueba = 395 Mhz

Plano E

ARREGLO LINEAL



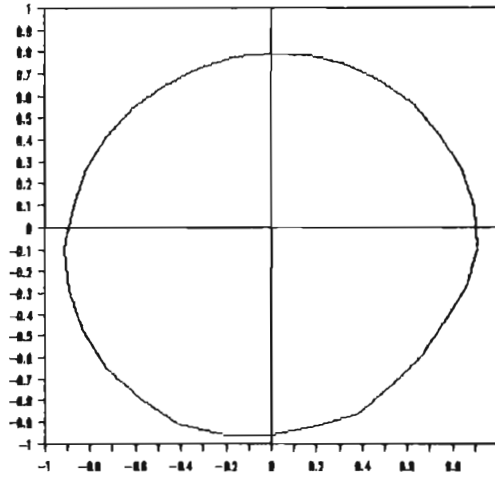
Error de circularidad = 0.6 dB

Distancia al centro = 0.25

Frecuencia de prueba = 400 Mhz

Plano E

ARREGLO LINEAL



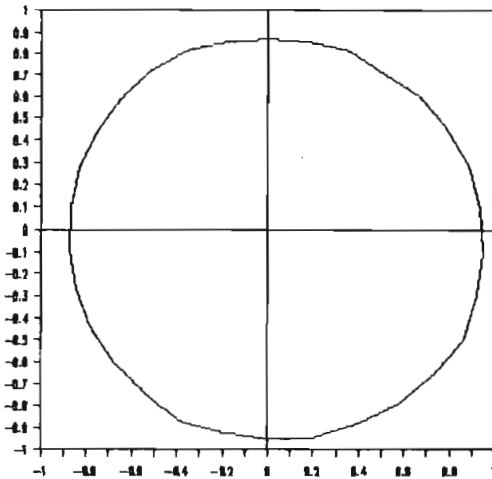
Error de circularidad = 1 dB

Distancia al centro = 0.25

Frecuencia de prueba = 400 Mhz

Plano E

ARREGLO LINEAL



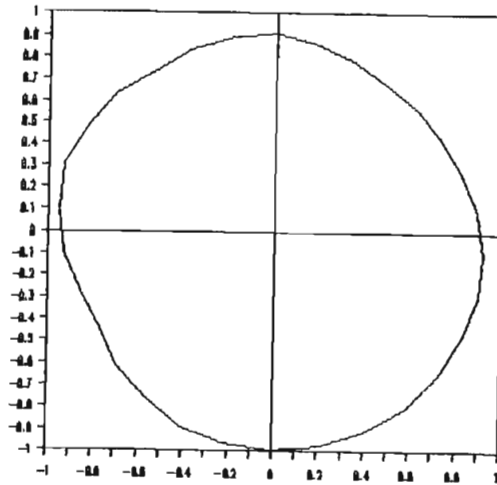
Error de circularidad = 0.6 dB

Distancia al centro = 0.25

Frecuencia de prueba = 410 Mhz

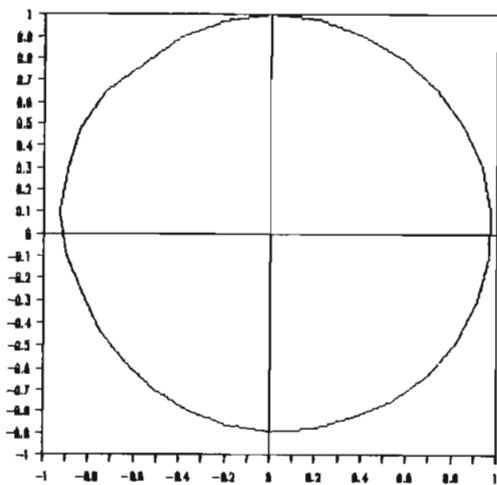
Plano E

ARREGLO LINEAL



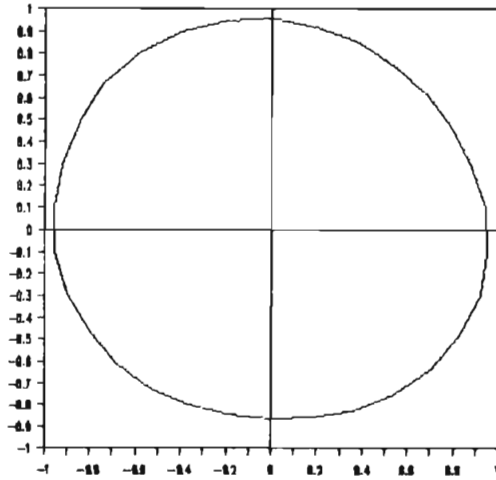
Error de circularidad = 1.29 dB
Distancia al centro = 0.28
Frecuencia de prueba = 390 Mhz
Plano E

ARREGLO LINEAL



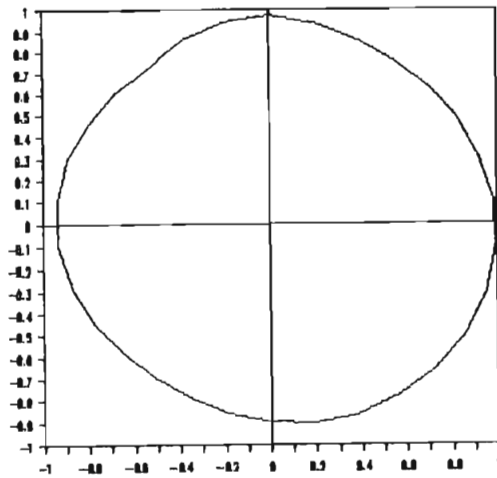
Error de circularidad = 1.21 dB
Distancia al centro = 0.28
Frecuencia de prueba = 395 Mhz
Plano E

ARREGLO LINEAL



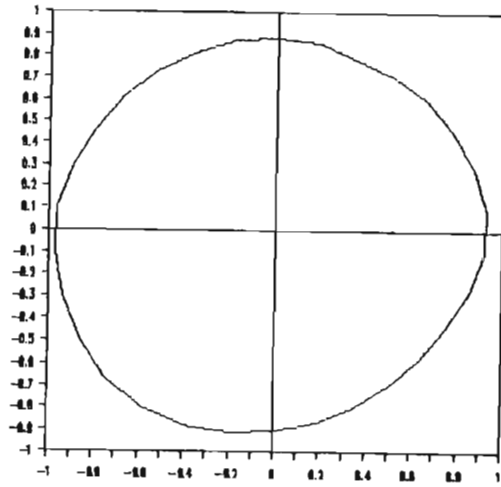
Error de circularidad = 1 dB
Distancia al centro = 0.28
Frecuencia de prueba = 400 Mhz
Plano E

ARREGLO LINEAL



Error de circularidad = 0.8 dB
Distancia al centro = 0.28
Frecuencia de prueba = 405 Mhz
Plano E

ARREGLO LINEAL



Error de circularidad = 0.8 dB

Distancia al centro = 0.28

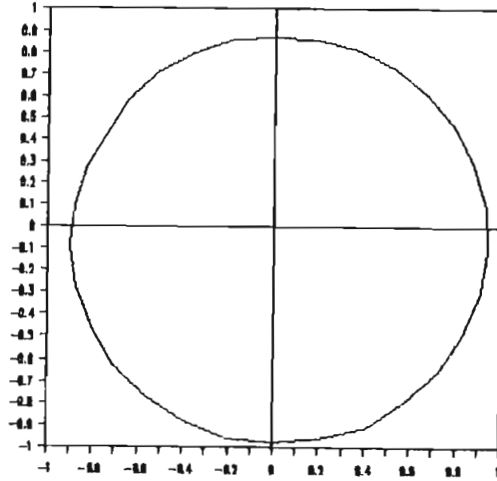
Frecuencia de prueba = 410 Mhz

Plano E

PARA EL ARREGLO BINOMIAL

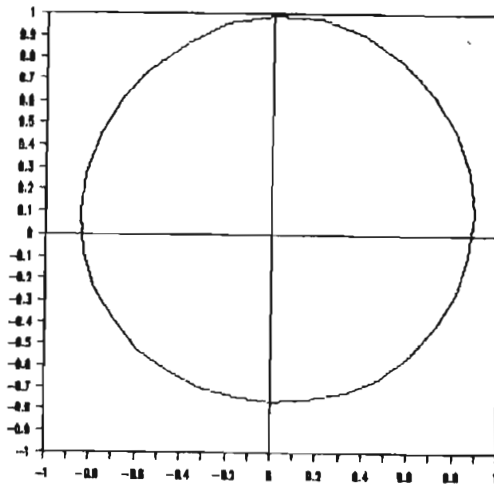
DIAGRAMAS HORIZONTALES

ARREGLO BINOMIAL



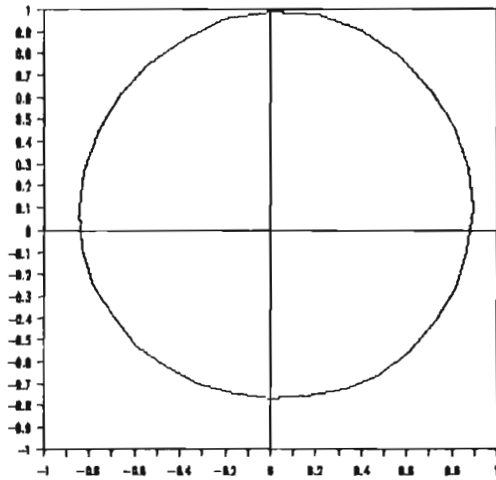
Error de circularidad = 0.7 dB
Distancia al centro = 0.18
Frecuencia de prueba = 390 Mhz
Plano E

ARREGLO BINOMIAL



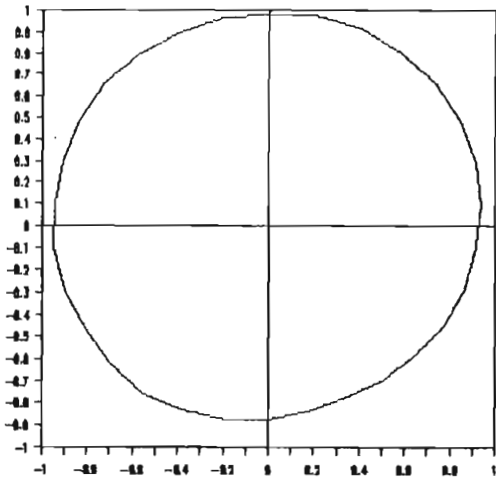
Error de circularidad = 1.2 dB
Distancia al centro = 0.18
Frecuencia de prueba = 395 Mhz
Plano E

ARREGLO BINOMIAL



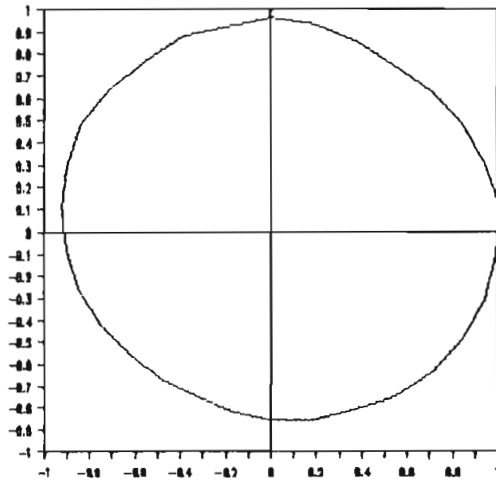
Error de circularidad = 0.6 dB
Distancia al centro = 0.18
Frecuencia de prueba = 400 Mhz
Plano E

ARREGLO BINOMIAL



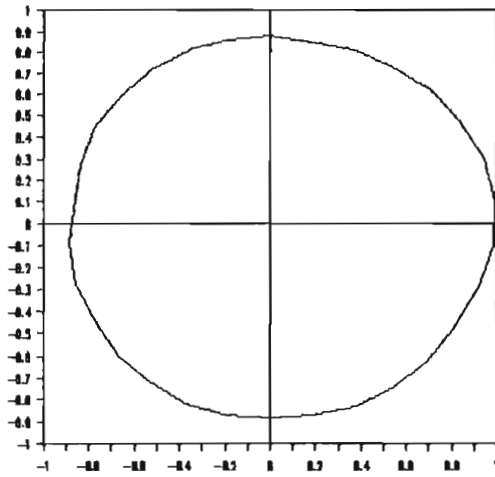
Error de circularidad = 0.7 dB
Distancia al centro = 0.18
Frecuencia de prueba = 405 Mhz
Plano E

ARREGLO BINOMIAL



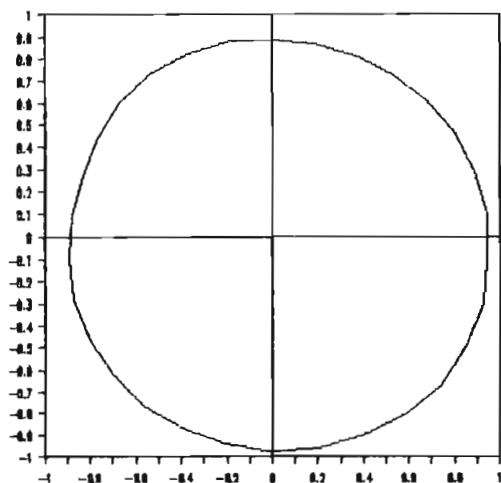
Error de circularidad = 1 dB
Distancia al centro = 0.18
Frecuencia de prueba = 410 Mhz
Plano E

ARREGLO BINOMIAL



Error de circularidad = 1 dB
Distancia al centro = 0.25
Frecuencia de prueba = 390 Mhz
Plano E

ARREGLO BINOMIAL



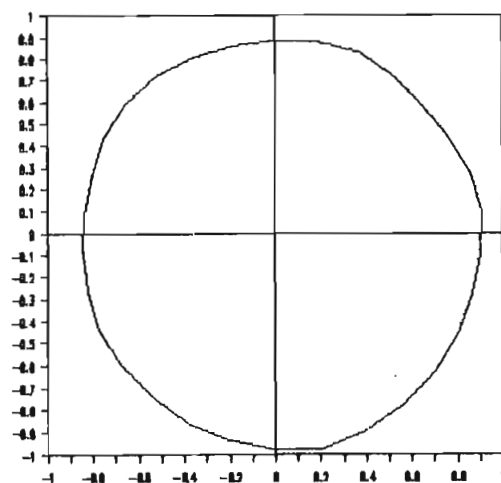
Error de circularidad = 0.6 dB

Distancia al centro = 0.25

Frecuencia de prueba = 395 Mhz

Plano E

ARREGLO BINOMIAL



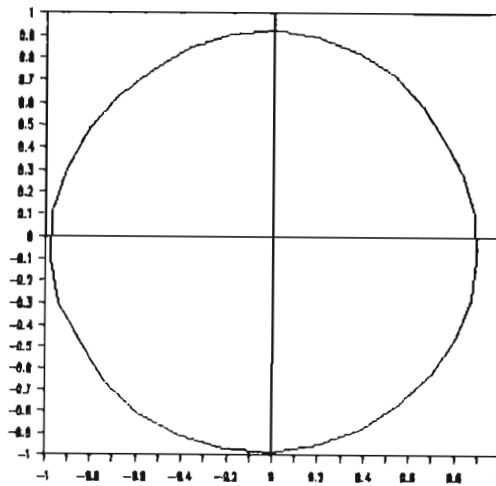
Error de circularidad = 0.8 dB

Distancia al centro = 0.25

Frecuencia de prueba = 400 Mhz

Plano E

ARREGLO BINOMIAL



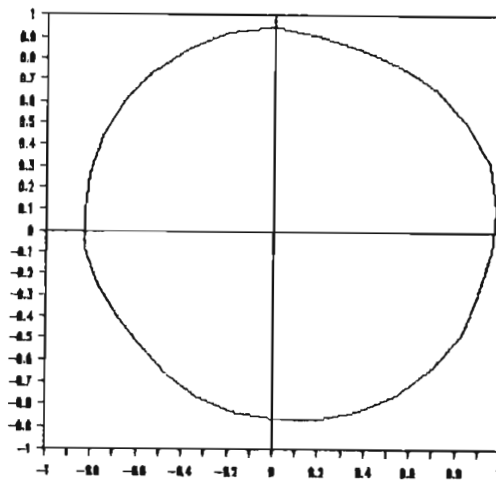
Error de circularidad = 0.6 dB

Distancia al centro = 0.25

Frecuencia de prueba = 405 Mhz

Plano E

ARREGLO BINOMIAL



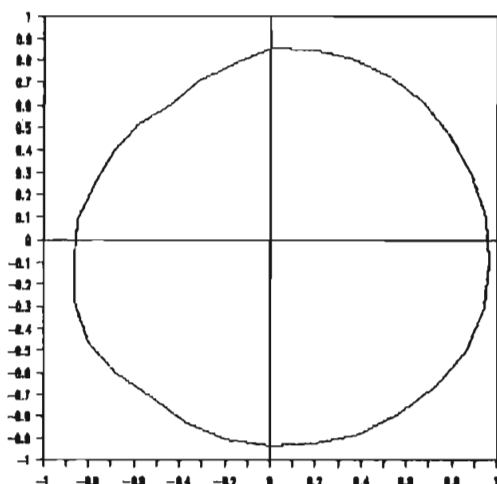
Error de circularidad = 1 dB

Distancia al centro = 0.25

Frecuencia de prueba = 410 Mhz

Plano E

ARREGLO BINOMIAL



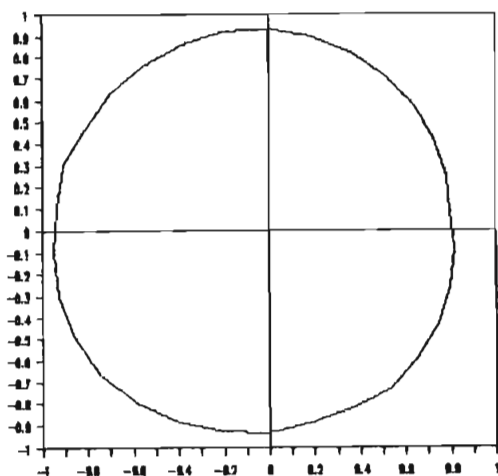
Error de circularidad = 1.34 dB

Distancia al centro = 0.28

Frecuencia de prueba = 390 Mhz

Plano E

ARREGLO BINOMIAL



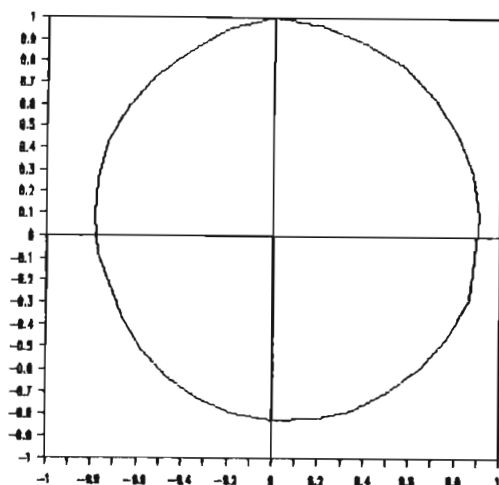
Error de circularidad = 1.1 dB

Distancia al centro = 0.28

Frecuencia de prueba = 395 Mhz

Plano E

ARREGLO BINOMIAL



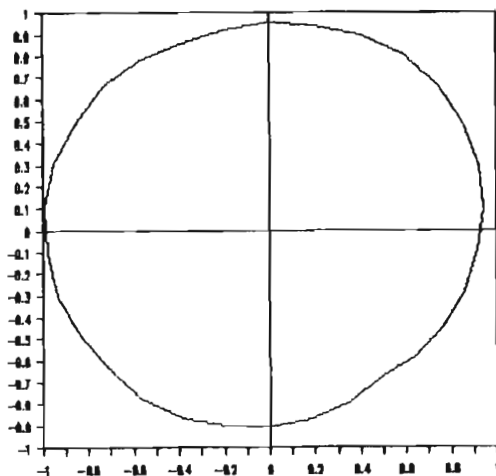
Error de circularidad = 1.21 dB

Distancia al centro = 0.28

Frecuencia de prueba = 400 Mhz

Plano E

ARREGLO BINOMIAL



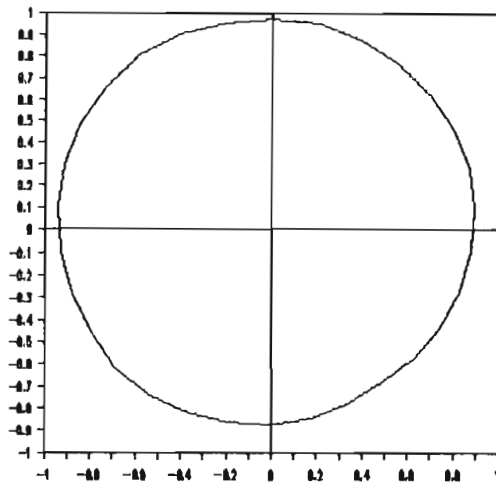
Error de circularidad = 0.8 dB

Distancia al centro = 0.28

Frecuencia de prueba = 402 Mhz

Plano E

ARREGLO BINOMIAL



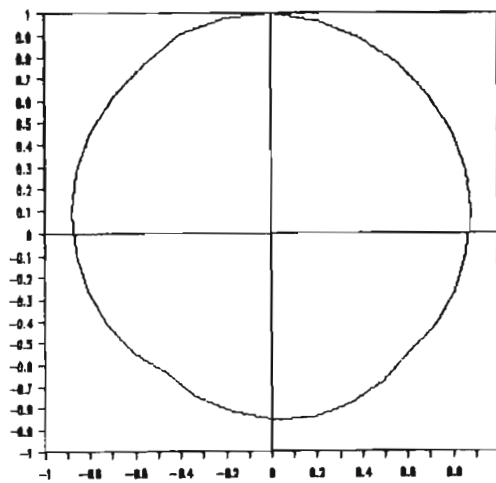
Error de circularidad = 0.8 dB

distancia al centro = 0.28

Frecuencia de prueba = 405 Mhz

Plano E

ARREGLO BINOMIAL



Error de circularidad = 1.1 dB

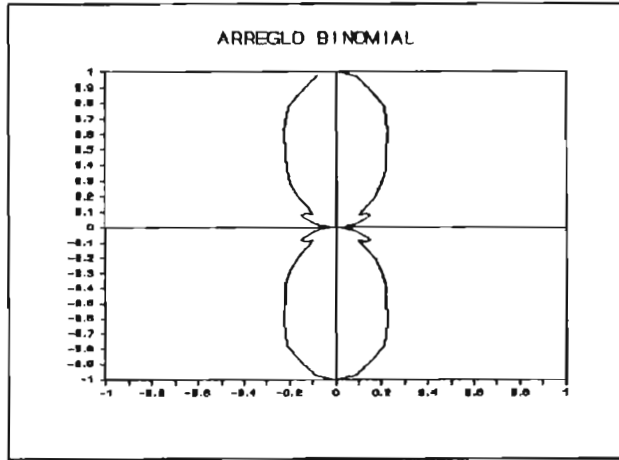
Distancia al centro = 0.28

Frecuencia de prueba = 410 Mhz

Plano E

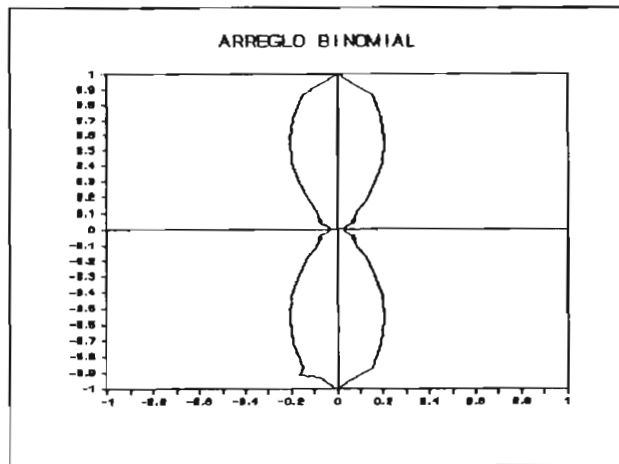
DIAGRAMAS VERTICALES

ARREGLO BINOMIAL



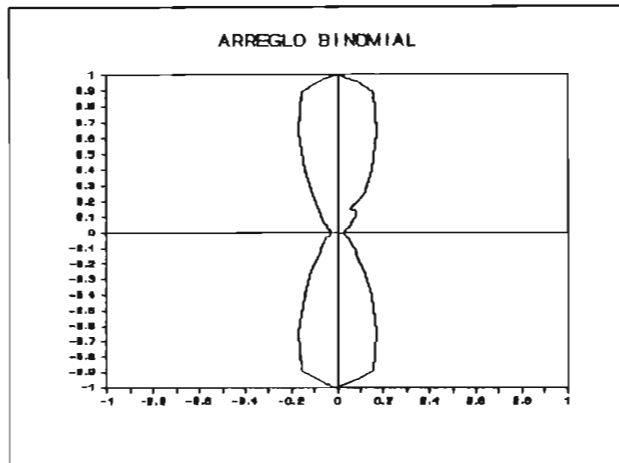
Frecuencia de prueba = 390 Mhz.

Plano H



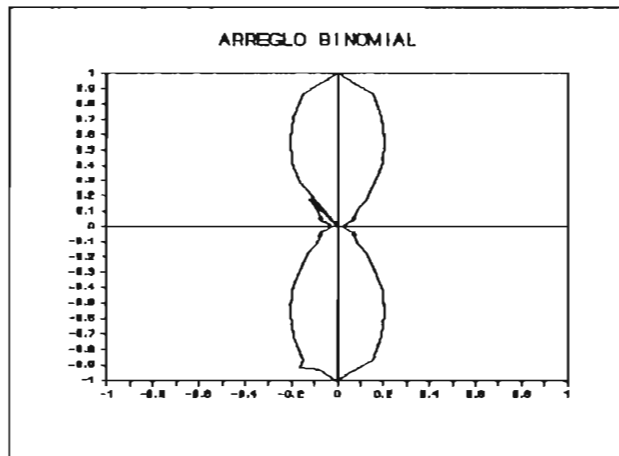
Frecuencia de prueba = 395 Mhz.

Plano H



Frecuencia de prueba = 400 Mhz.

Plano H

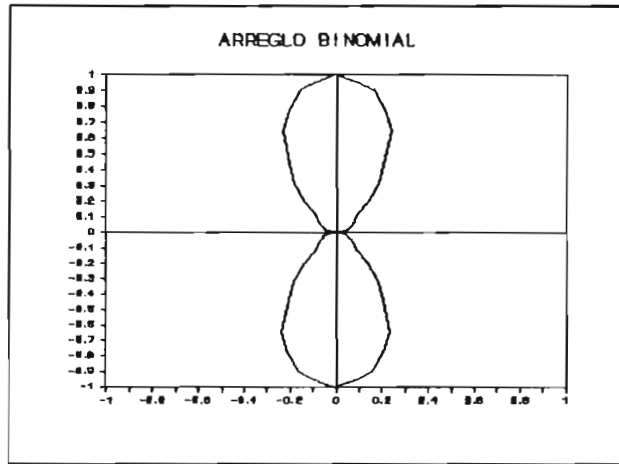


Frecuencia de prueba = 405 Mhz.

Plano H

DIAGRAMAS VERTICALES

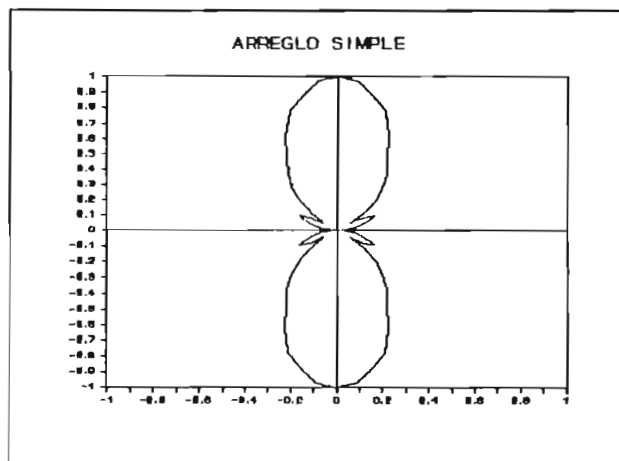
ARREGLO LINEAL



Frecuencia de prueba = 410 Mhz

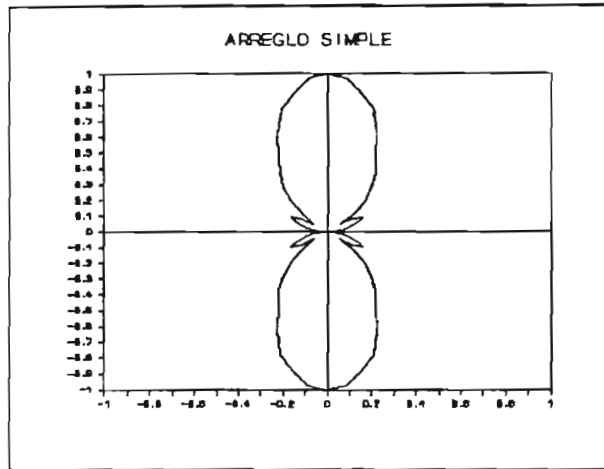
Plano H

Para el arreglo simple tenemos:

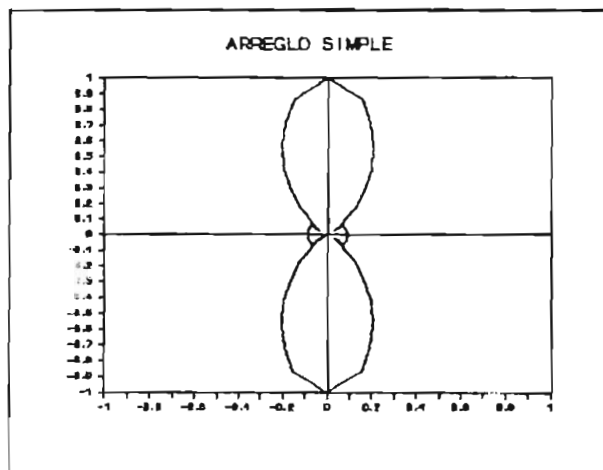


Frecuencia de prueba = 390 Mhz.

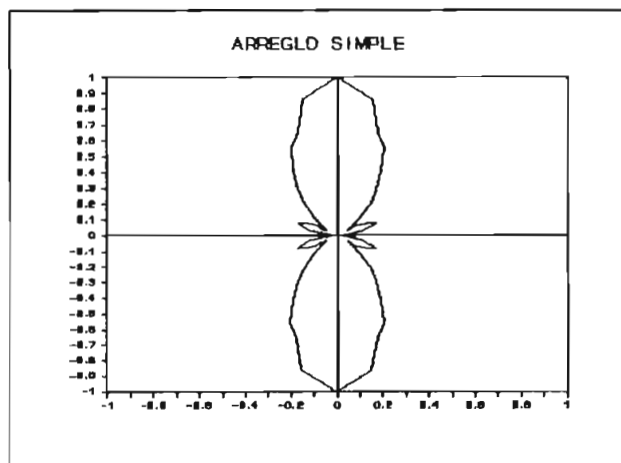
Plano H



Frecuencia de prueba = 395 Mhz.
Plano H

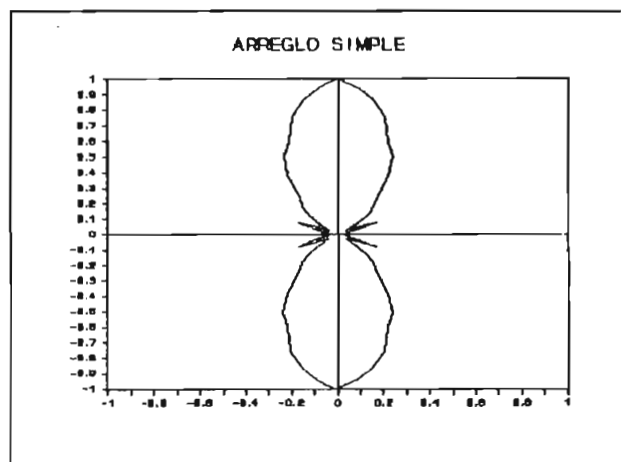


Frecuencia de prueba = 400 Mhz.
Plano H



Frecuencia de prueba = 405 Mhz.

Plano H

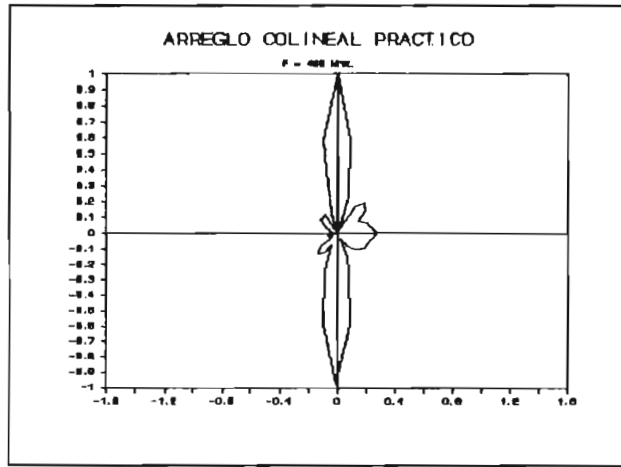


Frecuencia de prueba = 410 Mhz.

Plano H

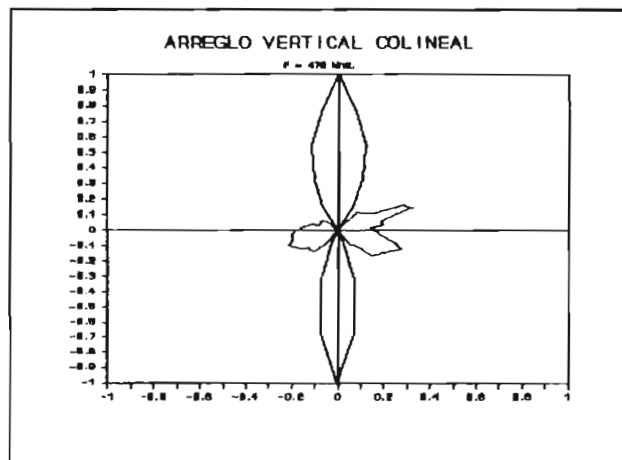
ARREGLOS COLINEALES BINOMIALES

DIAGRAMAS VERTICALES



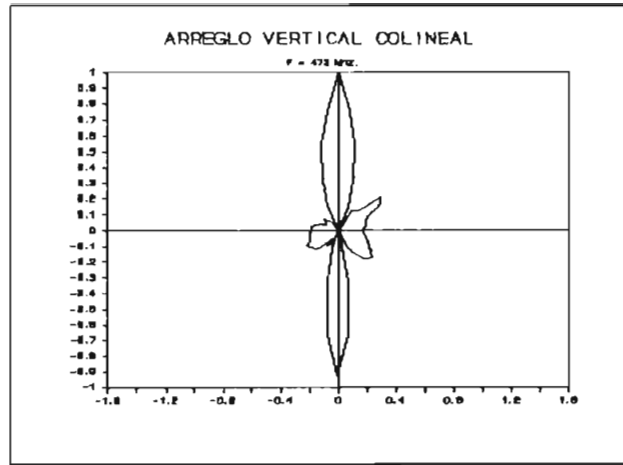
Frecuencia de prueba = 468 Mhz.

Plano E



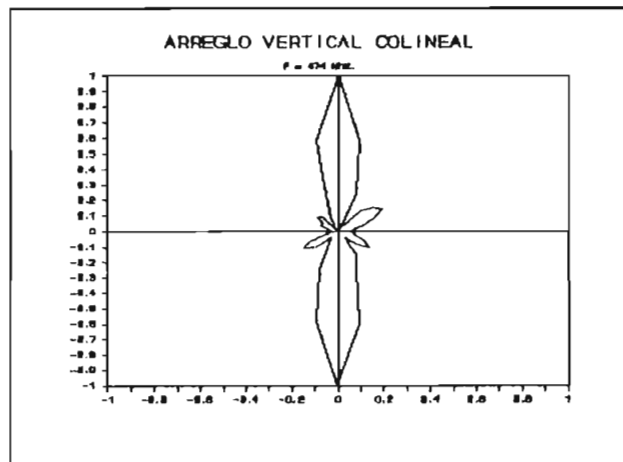
Frecuencia = 470 Mhz.

Plano E



Frecuencia de prueba = 472 Mhz.

Plano E



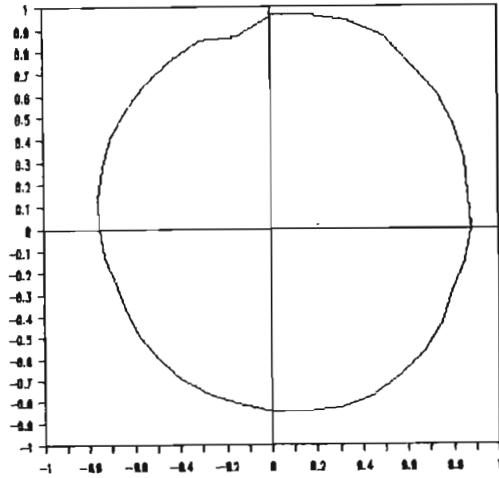
Frecuencia de prueba = 474 Mhz.

Plano E

DIAGRAMAS HORIZONTALES.

ARREGLO COLINEAL BINOMIAL

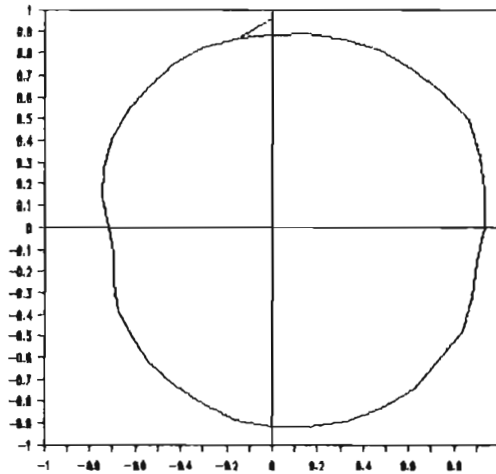
ARREGLO COLINEAL



Plano H

Frecuencia de prueba = 468 Mhz

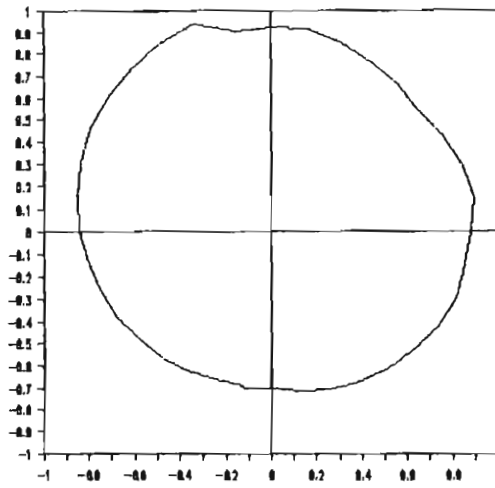
ARREGLO COLINEAL



Plano H

Frecuencia de prueba = 470 Mhz

ARREGLO COLINEAL



Plano H

Frecuencia de prueba = 474 Mhz

5.2. GANANCIA.

Este parametro de las antenas lo hemos obtenido de los diagramas de radiación prácticos.

La relación que nos permite calcular en forma práctica la ganancia es la siguiente:

$$G = 4\pi / (\theta \varnothing)$$

donde:

θ = Ancho del lóbulo principal en los puntos de media potencia en el plano horizontal en radianes.

\varnothing = Ancho del lóbulo principal en los puntos de media potencia en el plano vertical en radianes.

Esta expresión expresada en grados queda de la siguiente manera :

$$G = 41253 / (\theta^\circ \varnothing^\circ)$$

Para los distintos arreglos los datos obtenidos son los siguientes:

Para el arreglo triangular:

$\theta^\circ = 360^\circ$ (Diagrama Omnidireccional)

Arreglo Simple.

F (Mhz.)	θ°
390	41
395	42
400	40
405	39
410	43

Arreglo Binomial.

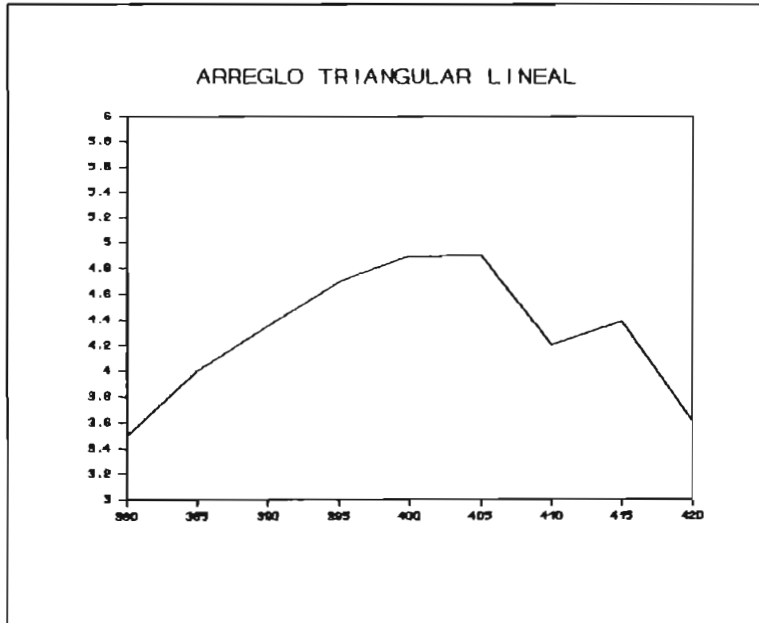
F (Mhz.)	θ°
390	42
395	40
400	38
405	41
410	42

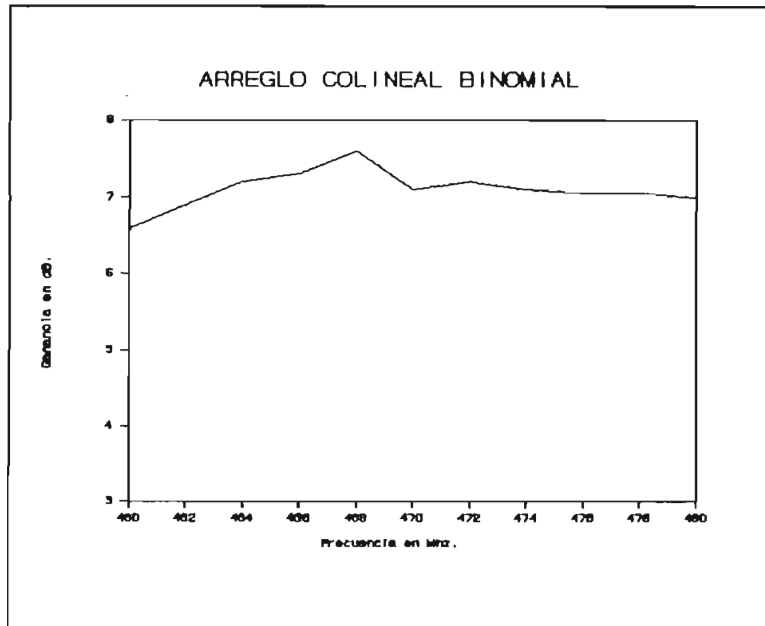
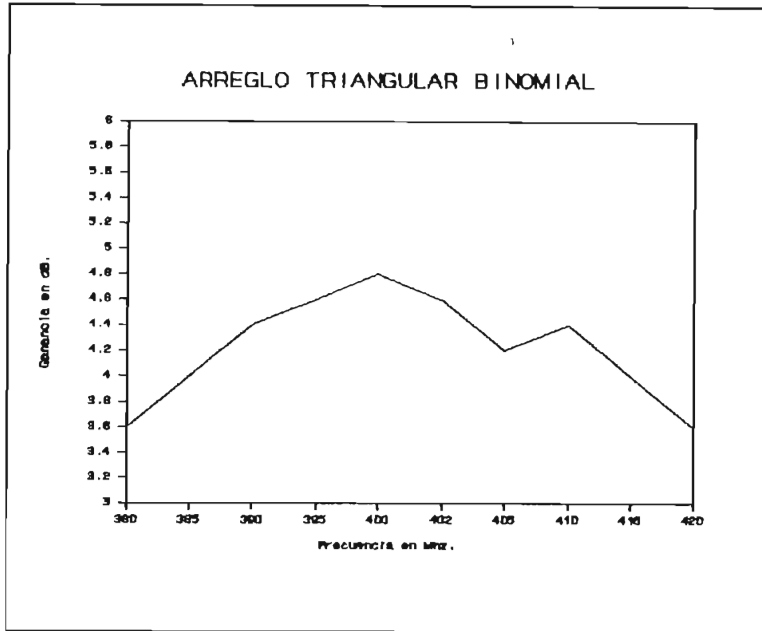
Arreglo Colineal Binomial.

F (Mhz.)	θ°
468	20

470	22.5
472	22
474	22.5

Los valores de las ganancias son :





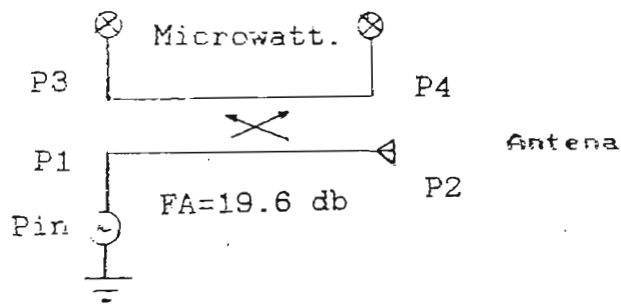
5.4. ACOPLAMIENTO.

Para la determinación del nivel de acoplamiento a una línea 50Ω se pueden utilizar varios métodos tales como la utilización de la línea ranurada, medidor de admitancias o la medida de las potencias incidentes y reflejadas a través de un acoplador direccional.

De los tres métodos antes mencionados utilizamos el tercero porque es el más confiable y además es un sistema con pérdidas.

Con los datos de potencia incidente y reflejada se calcula la relación de onda estacionaria (S) de la siguiente manera:

En la siguiente figura se muestra el circuito implementado para la medición:



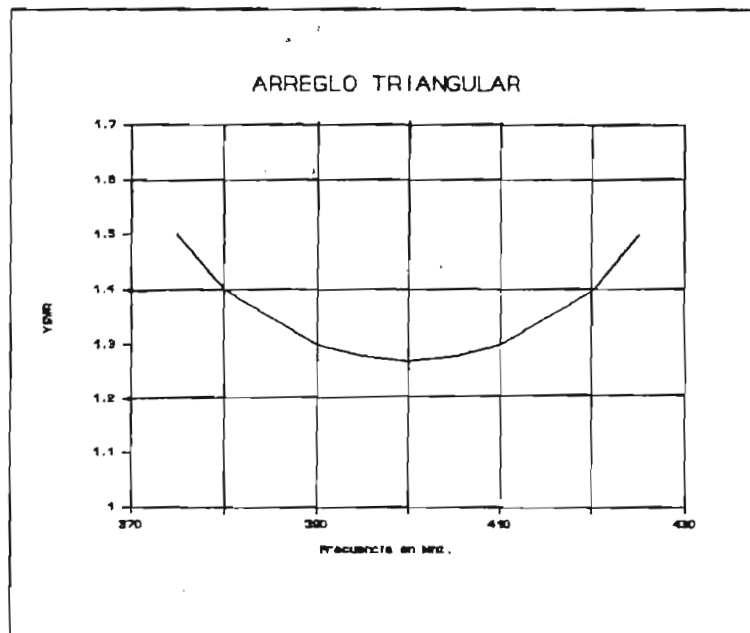
Con una carga acoplada en P3 se mide con ayuda del microwattímetro P4 y viceversa, luego se emplea las siguientes relaciones para el cálculo de la relación de onda estacionaria S.

$$\frac{P3}{P4} = \frac{P_{ref} / 91.2}{P_{in} / 91.2} = \frac{P_{ref}}{P_{in}} = |P|^2$$

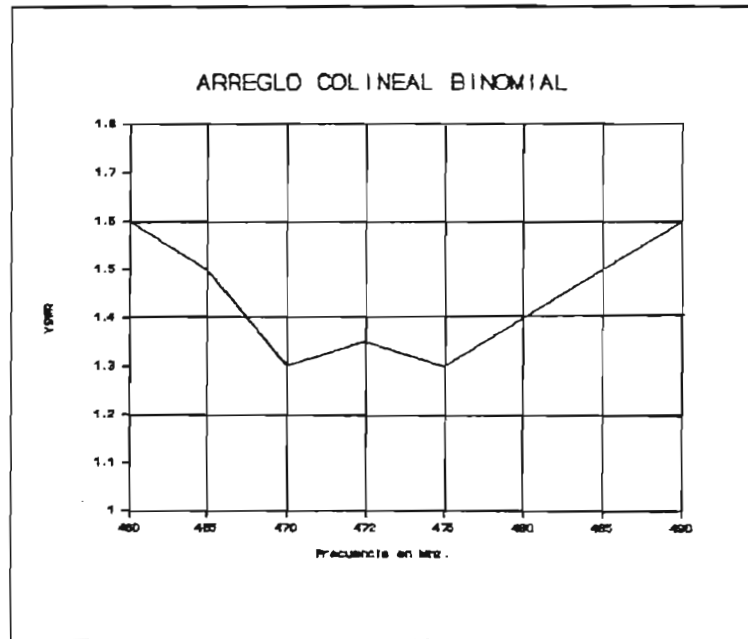
$$S = (1 + |P|) / (1 - |P|)$$

Con éste método los datos que se obtuvieron están indicados en las figuras siguientes:

PARA EL ARREGLO TRIANGULAR BINOMIAL



PARA EL ARREGLO COLINEAL BINOMIAL



5.5 RESULTADOS Y RECOMENDACIONES.

Los datos técnicos de las antenas en estudio son:

PARA EL ARREGLO TRIANGULAR BINOMIAL

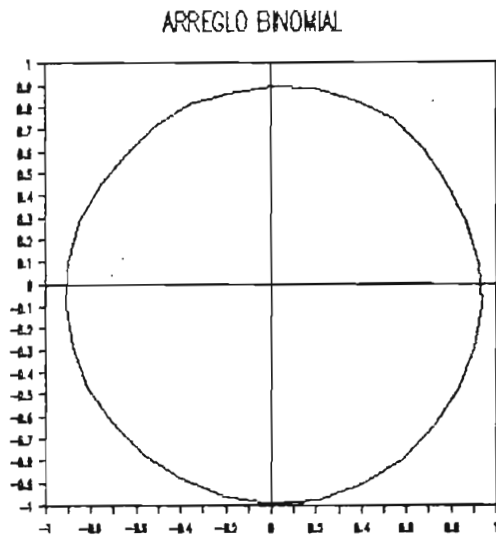
Ganancia = 4.5 a 4.8 dB

Ancho de Banda = 10 Mhz

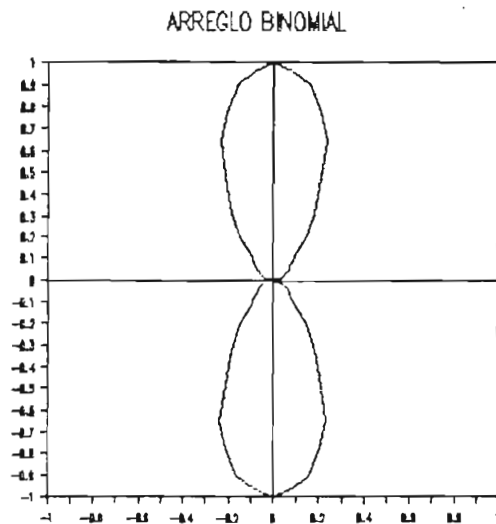
Polarización Horizontal

Diagramas de radiación.

Para el plano E



Para el plano H.



PARA EL ARREGLO COLINEAL BINOMIAL

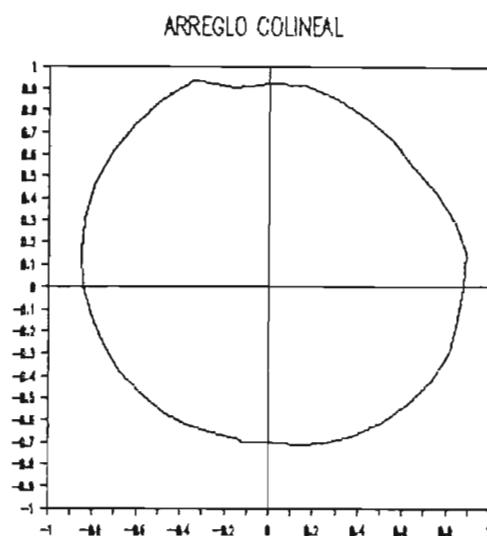
Ganancia = 7 a 7.2 dB

Ancho de Banda = 10 Mhz

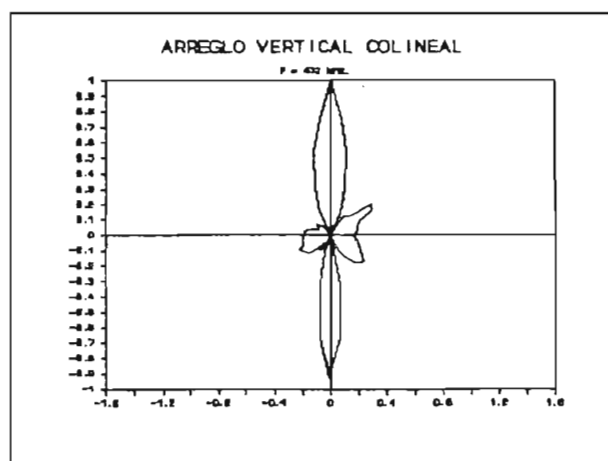
Polarización Vertical

Diagramas de radiación.

Plano H



Plano E



Estas antenas pueden usarse en sistemas que requieran diagramas de radiación omnidireccionales tanto en polarización horizontal como vertical. Si se requieran diagramas directivos se puede recurrir al capítulo 2 para escoger el diagrama necesitado.

Las antenas implementadas en base a este estudio se muestran en las siguientes fotografías.

PARA EL ARREGLO TRIANGULAR BINOMIAL



Foto #1

PARA EL ARREGLO COLINEAL BINOMIAL.



Foto #2

CONCLUSIONES

CONCLUSIONES.

El estudio presentado sobre el lazo triangular de dipolos ha demostrado ser una forma más sencilla para la obtención de diagramas omnidireccionales con polarización horizontal.

Se analizaron varios aspectos en la alimentación de la antena, tanto en la variación de la excitación como de la fase y sus influencias en la variación del diagrama de radiación hacia aplicaciones directivas. De estos aspectos se determinó que la fase es la que tiene mayor influencia.

La aplicación importante de este lazo triangular es en la recepción de señales telemétricas en los 360°, para evitar la utilización de varias antenas receptoras.

Este arreglo está diseñado para la red sísmica, pero también se la puede emplear en transmisión de televisión y F.M.

De los resultados experimentales en el modelo se puede deducir que una de las condiciones importantes que se deben tener en cuenta en la construcción de la antena es el acoplamiento, especialmente con los dipolos, debe hacerse con la mayor exactitud posible. De este parametro dependerá en el futuro la relación de onda estacionaria.

Se ha desarrollado el diseño de un balun general que se puede emplear en cualquier otra aplicación.

Los resultados obtenidos en los arreglos están comprendidos dentro de las normas de las antenas comerciales que se utilizan en la misma función.

El arreglo triangular con 3 lazos colocados verticalmente a $\lambda/2$ tiene una ganancia de 4.5 a 5 dB, valor suficiente para su aplicación en el Instituto Geofísico.

El empleo de la relación $G = 4\pi / \theta_0$ para el cálculo de la ganancia tiene un error para los datos de nuestro trabajo de aproximadamente un 10%.

El arreglo Colineal Binomial sirve para

comunicaciones punto a punto, si deseamos su utilización en comunicaciones móviles se utiliza el arreglo colineal lineal donde existe radiación cerca a la antena.

La ganancia del arreglo colineal binomial considerando el error en la aplicación de la fórmula es de 7 dB $\pm 10\%$.

Se espera que el presente trabajo será una guía práctica y segura para el diseño de éste tipo de antenas, así como una fuente valiosa de información referente a arreglos triangulares y colineales.

El estudio de estas antenas está encaminado para su utilización en el Instituto Geofísico cuya labor dentro del país es la de prevenir y dar seguridad ante los peligros sísmicos volcánicos en el Ecuador y merece todo el apoyo de la propia Escuela Politécnica Nacional.

BIBLIOGRAFIA

ITT. INTERNATIONAL TELEPHONE AND TELEGRAPH CORPORATION:
"Reference Data for Radio Engineers" , Howardw Sams&Co,
Inc. 1973, Quinta Edición.

JASIK H. "Antenna Engineering Handbook", McGraw-Hill
Book Company, Primera Edición.

JORDAN E.,and BALMAIN K. "Ondas Electromagnéticas y
Sistemas Radiantes", Segunda Edición 1978.

KRAUS J. "Antennas", McGraw-Hill Book Company, Primera
Edición 1950.

MARKOV G.T. y SASONOV D.M. "Antenas", Editorial MIR
Primera Edición.

GUIA DE LABORATORIO DE LINEAS DE TRANSMISION
Facultad de Ingeniería Eléctrica
Escuela Politecnica Nacional 1984

GILL GUALTER, "Todo sobre Antenas de Televisión",
Paraninfo Madrid, Primera Edición 1977

REFERENCIAS

(1) ITT. INTERNATIONAL TELEPHONE AND TELEGRAPH CORPORATION: "Reference Data For Radio Engineers", Howard W. Sams & Co., Inc. pag 22-22 Cap 22.

(2) JASIK H. "Antenna Engineering Handbook" Mc Graw-Hill Book Company, pag 3-14 (fig 3-20)

(3) JASIK H. "Antenna Engineering Handbook" Mc Graw - Hill Book company, pag 3-4 y 3-5 (fig 3.3 3.4)

(4) JASIK H. "Antenna Engineering Handbook" Mc Graw-Hill Book Company, pag 30-14 (fig 30-6)

(5) ITT, INTERNATINAL TELEPHONE AND TELEGRAPH CORPORATION: "Reference Data for Radio Engineers", Howard W. Sams & Co, pag 22-22

(6) ITT, INTERNATINAL TELEPHONE AND TELEGRAPH CORPORATION: "Reference Data for Radio Engineers", Howard W. Sams & Co, pag 22-23.

ANEXOS

ANEXOS

PROGRAMAS PARA GRAFICOS DE DIAGRAMAS DE RADIACION

```

          CLS
    REM      calculo del diagrama de radiacion
    REM      sistema puntual

    PRINT "diagrama de radiacion sistema puntual"
    INPUT "ingrese el valor de d="; d
    PRINT "d/lambda="; d
    PRINT "q", "e"
    q = 0
80      q = q + 5
        q1 = q * 3.1416 / 180
        p1 = 2 * 3.1416 * d * COS(q1)
        p2 = 2 * 3.1416 * d * COS((120 * 3.14 / 180) - q1)
        p3 = 2 * 3.14 * d * COS((240 * 3.14 / 180) - q1)
        a = COS(p1) + COS(p2) + COS(p3)
        b = SIN(p1) + SIN(p2) + SIN(p3)
        e = SQR(a ^ 2 + b ^ 2)
        IF q <= 90 THEN 200
        IF q <= 180 THEN 210
        IF q <= 270 THEN 220
        d1 = q1 - 27 * 3.14 / 18
        x = -e * COS(d1)
        y = e * SIN(d1)
        GOTO 1000
200     d1 = 3.14 / 2 - q1
        x = e * COS(d1)
        y = e * SIN(d1)
        GOTO 1000
210     d1 = q1 - 3.14 / 2
        x = e * COS(d1)
        y = -e * SIN(d1)
        GOTO 1000
220     d1 = 27 * 3.14 / 18 - q1
        x = -e * COS(d1)
        y = -e * SIN(d1)
        GOTO 1000

1000    PRINT q, e, x, y
        IF q = 360 THEN 100
        GOTO 80
100     END

SUB LS
END SUB

```

```

REM          DIAGRAMA DE RADIACION
CLS
REM          LAZO TRIANGULAR DE DIPOLOS
PRINT "CALCULO DEL DIAGRAMA DE RADIACION"
PRINT "LAZO TRIANGULAR DE DIPOLOS"
INPUT "INGRESE EL VALOR DE LA DISTANCIA D=", D
PRINT "DISTANCIA AL CENTRO EN LAMBDA="; D
PRINT "LEA EL VALOR DE LA EXITACION"
INPUT "E1=", E1
INPUT "E2=", E2
INPUT "E3=", E3
PRINT "INGRESE LA FASE"
INPUT "Q1=", Q1
INPUT "Q2=", Q2
INPUT "Q3=", Q3
PRINT "Q(ANGULO)", "E(CAMPO)", "X", "Y"
PRINT "-----", "-----", "___", "___"
OPEN "a:dato.prn" FOR OUTPUT AS #1
w = 0
200 w = w + 5
IF w = 90 THEN 700
IF w = 270 THEN 710
IF w = 30 THEN 300
IF w = 210 THEN 310
W1 = w * 3.1415 / 180
7 P1 = 6.283 * D * COS(W1)
P2 = 6.283 * D * COS((12 * 3.1416 / 18) - W1)
P3 = 6.283 * D * COS((24 * 3.1415 / 18) - W1)
IF w = 180 THEN 500
3 f1 = |(COS((3.1415 / 2) * SIN(W1)) / COS(W1))|
X1 = 3.1415 * (SIN(W1) + SQR(3) * COS(W1)) / 4
X2 = SQR(3) * SIN(W1) - COS(W1)
X4 = SIN(W1) - SQR(3) * COS(W1)
f2 = |(2 * COS(X1) / X2)|
IF w = 150 THEN 400
1 IF w = 330 THEN 410
X3 = COS(W1) + SQR(3) * SIN(W1)
2 f3 = |(-2) * COS((3.1415 / 4) * X4) / X3|
A1 = E1 * COS(P1 + Q1) * f1
A2 = E2 * COS(P2 + Q2) * f2
A3 = E3 * COS(P3 + Q3) * f3
B1 = E1 * SIN(P1 + Q1) * f1
B2 = E2 * SIN(P2 + Q2) * f2
B3 = E3 * SIN(P3 + Q3) * f3
a = A1 + A2 + A3
b = B1 + B2 + B3
e = SQR(a ^ 2 + b ^ 2)
IF w <= 90 THEN 20
IF w <= 180 THEN 21
IF w <= 270 THEN 22
D1 = W1 - 27 * 3.1415 / 18
x = -e * COS(D1)
y = e * SIN(D1)
GOTO 1000

```

```

20      D1 = 3.1415 / 2 - W1
        x = e * COS(D1)
        y = e * SIN(D1)
        GOTO 1000
21      D1 = W1 - 3.1415 / 2
        x = e * COS(D1)
        y = -e * SIN(D1)
        GOTO 1000
22      D1 = 27 * 3.1415 / 18 - W1
        x = -e * COS(D1)
        y = -e * SIN(D1)
        GOTO 1000
1000    PRINT w, e, x, y
        PRINT #1, w, e, x, y
        IF w = 360 THEN 100
        GOTO 200
300     W1 = 32 * 3.14159 / 180
        GOTO 7
310     W1 = 212 * 3.14159 / 180
        GOTO 7
400     W1 = 151 * 3.1415 / 180
        GOTO 1
410     W1 = 331 * 3.1415 / 180
        GOTO 1
500     f1 = |-1|
        GOTO 3
700     W1 = 92 * 3.14159 / 180
        GOTO 7
710     W1 = 272 * 3.14159 / 180
        GOTO 7
100     END

```


3-12 CHARACTERISTICS OF LINEAR ANTENNA ELEMENTS

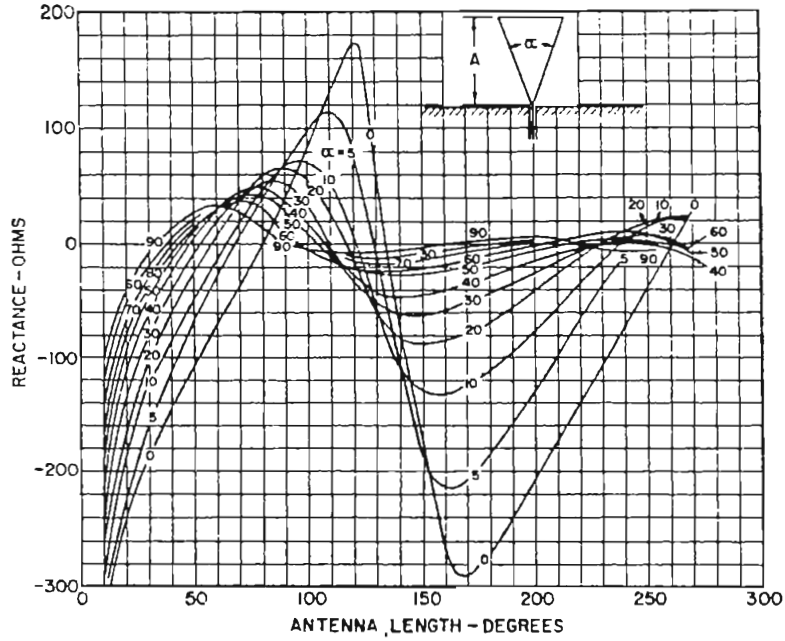


Fig. 3-14. Measured reactance curves of the conical unipole vs. length in electrical degrees for various flare angles.

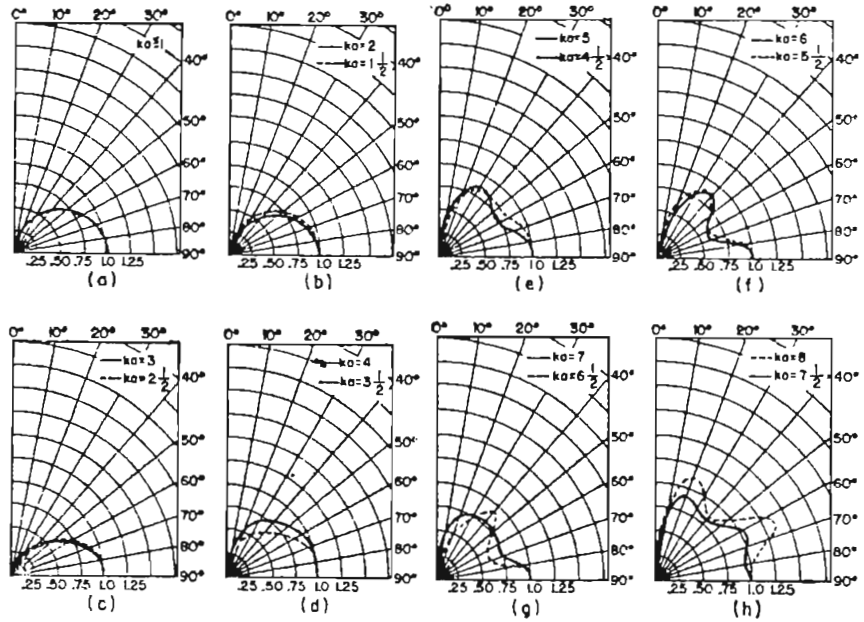


Fig. 3-15. Plots of the absolute values of the far-zone electric field as a function of the zenithal angle θ for various values of ka and with a flare angle equal to 60° ($\theta_0 = 30^\circ$).

3-4 CHARACTERISTICS OF LINEAR ANTENNA ELEMENTS

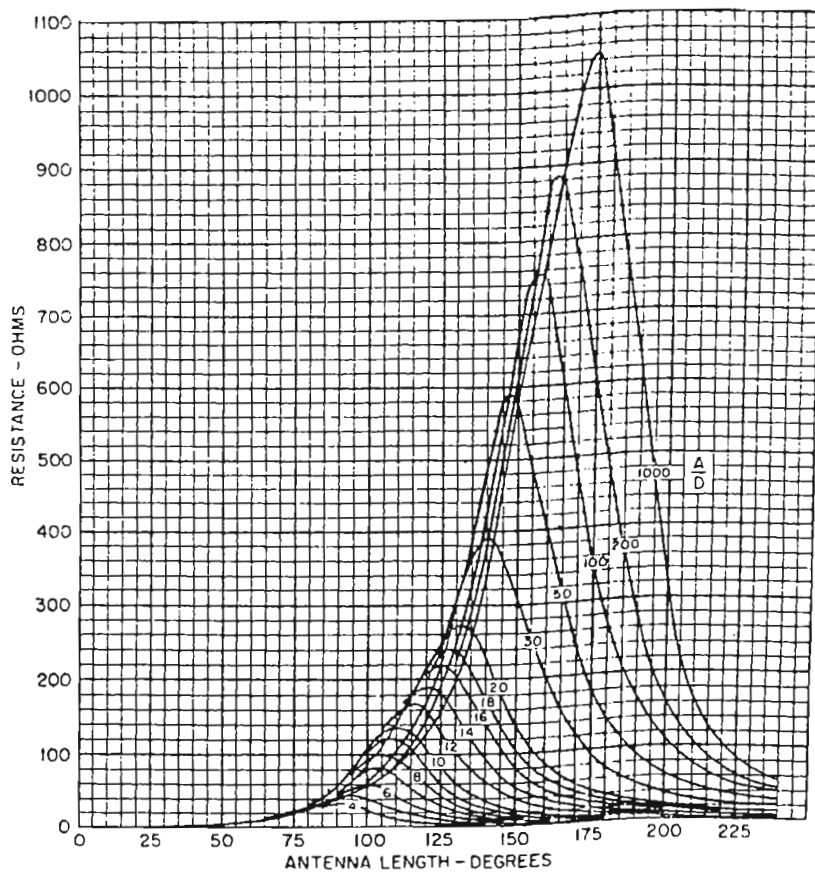


FIG. 3-3. Antenna resistance vs. antenna length A , when a constant ratio of length to diameter A/D is maintained. Here the length and diameter are held constant, while the frequency is changed.

Effect of Terminal Conditions. Many authors have attempted to determine the equivalent-circuit elements corresponding to different terminal conditions. Schelkunoff and Friis⁴ have introduced the concepts of "base capacitance" and "near-base capacitance" to explain the shift of the impedance curve as the terminal condition is changed. Similar interpretations have been given by King⁵ for a cylindrical antenna driven by a two-wire line or by a coaxial line and by Whinnery⁶ for a biconical antenna driven by a coaxial line. The importance of the terminal condition in effecting the input impedance of the antenna is shown in Figs. 3-5 and 3-6. They are again reproduced from Brown and Woodward's paper. Because of the large variation of the effective terminal impedance of the line with changes in the geometry of the terminal junction, one must be cautious when using the theoretical results based upon isolated antennas. For junctions possessing simple geometry the static method of Schelkunoff and Friis, King, and Whinnery can be applied to estimate the shunt capacitance of the junction. The latter then can be combined with the impedance of the antenna proper to evaluate the resultant impedance. For intricate junctions, accurate information can be obtained only by direct measurement.

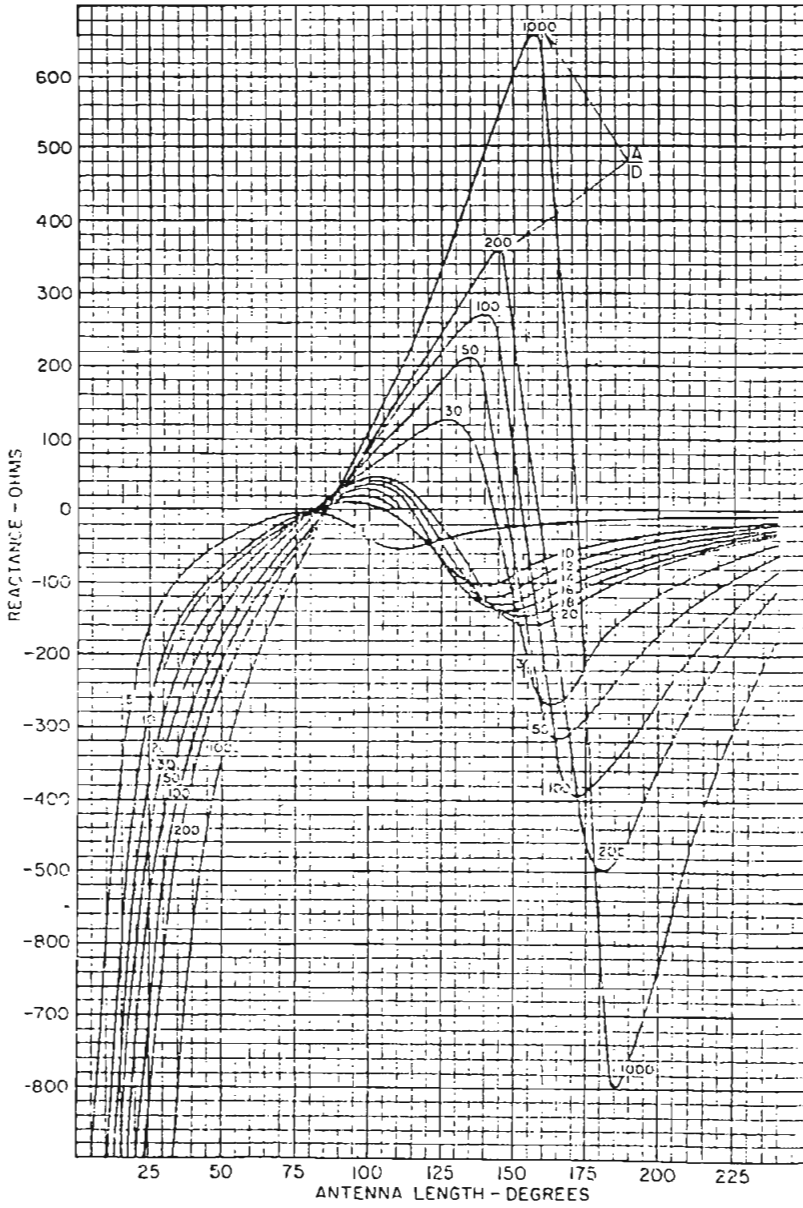
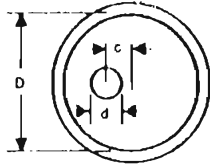


FIG. 3-4. Reactance curves corresponding to the resistance curves of Fig. 3-3.

22-24

REFERENCE DATA FOR RADIO ENGINEERS

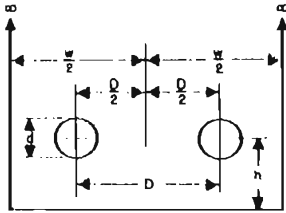
U. Eccentric line



$$Z_0 = (60/\epsilon^{1/2}) \cosh^{-1} U$$

$$U = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{D}{d} \right) + \left(\frac{d}{D} \right) - \left(\frac{4c^2}{dD} \right) \right]$$

V. Balanced 2-wire line in semi-infinite enclosure



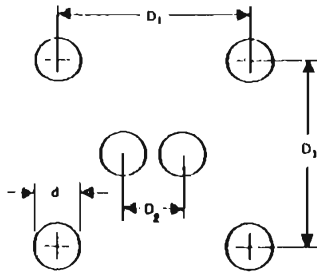
For $d \ll D, w, h,$

$$Z_0 = (276/\epsilon^{1/2}) \log_{10} [2w/\pi d (A^{1/2})]$$

where

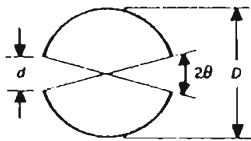
$$A = \operatorname{cosec}^2(\pi D/w) + \operatorname{cosech}^2(2\pi h/w)$$

W. Outer wires grounded, inner wires balanced to ground



$$Z_0 \approx (276/\epsilon^{1/2}) \left\{ \log_{10} (2D_2/d) \right. \\ \left. - \left[\log_{10} \frac{1 + (1 + D_2/D_1)^2}{1 + (1 - D_2/D_1)^2} \right] \left[\log_{10} (2D_1\sqrt{2}/d) \right]^{-1} \right\}$$

X. Split thin-walled cylinder



$$Z_0 \approx \frac{129}{\log_{10} \left[\cot \frac{1}{2} \theta + (\cot^2 \frac{1}{2} \theta - 1)^{1/2} \right]}$$

For θ small:

$$Z_0 \approx 129 / \log_{10} (4D/d)$$

Courtesy of Electronic Engineering

Y. Slotted air line

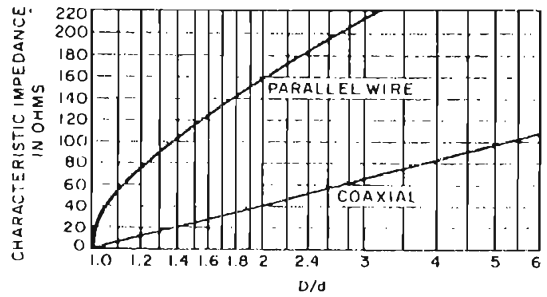


When a slot is introduced into an air coaxial line for measuring purposes, the increase in characteristic impedance in ohms, compared with a normal coaxial line, is less than

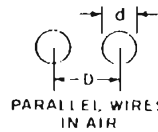
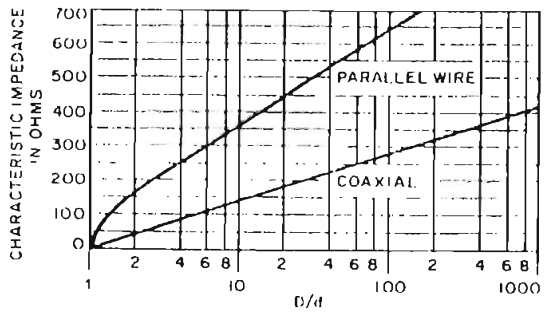
$$\Delta Z \approx 0.03\theta^2$$

where θ is the angular opening of the slot in radians.

0 TO 220 OHMS



0 TO 700 OHMS



$$Z_0 = 120 \cosh^{-1} \frac{D}{d}$$

FOR $D \gg d$

$$Z_0 \approx 276 \log_{10} \frac{2D}{d}$$



$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \log_{10} \frac{D}{d}$$

CURVE IS FOR $\epsilon = 1.00$

Fig. 23.

3-14 CHARACTERISTICS OF LINEAR ANTENNA ELEMENTS

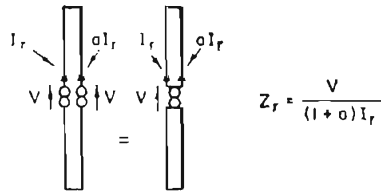


FIG. 3-18. The equivalent representation of the symmetrical mode in computing Z_r .

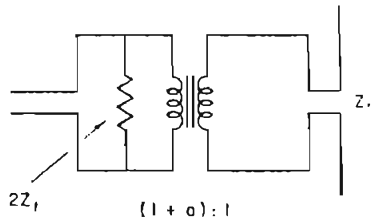


FIG. 3-19. Equivalent circuit of a folded dipole.

is the same as the shorted section of transmission line of length equal to ℓ ; that is,

$$Z_f = \frac{(1+a)V}{2I_f} = jZ_0 \tan k\ell \quad (3-10)$$

where Z_0 is the characteristic impedance of the two-wire line. Expressed in terms of Z_r and Z_f , the input impedance of a folded dipole is given by

$$Z = \frac{V_i}{I_i} = \frac{(1+a)V}{I_r + I_f} = \frac{2(1+a)^2 Z_r Z_f}{(1+a)^2 Z_r + 2Z_f} \quad (3-11)$$

An equivalent circuit based upon Eq. (3-11) is shown in Fig. 3-19. For a folded dipole of length ℓ equal to $\lambda/4$, Z_f is very large compared with $(1+a)^2 Z_r$; hence

$$Z_{\lambda/4} = (1+a)^2 Z_r \quad (3-12)$$

Impedance Transformation as a Function of the Ratio of Conductor Sizes The step-up impedance ratio $(1+a)^2$ as a function of μ and ν has been calculated by Mushiake.²⁰ The diagram is reproduced in Fig. 3-20 using the formula for a given

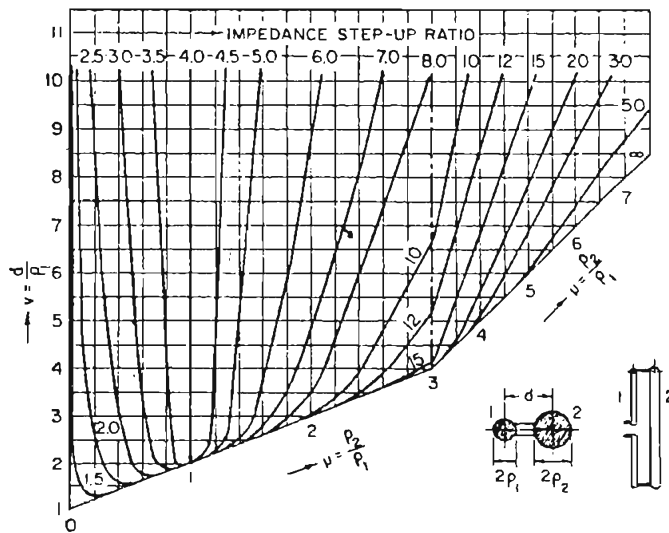


FIG. 3-20. Step-up transformation chart for a folded dipole

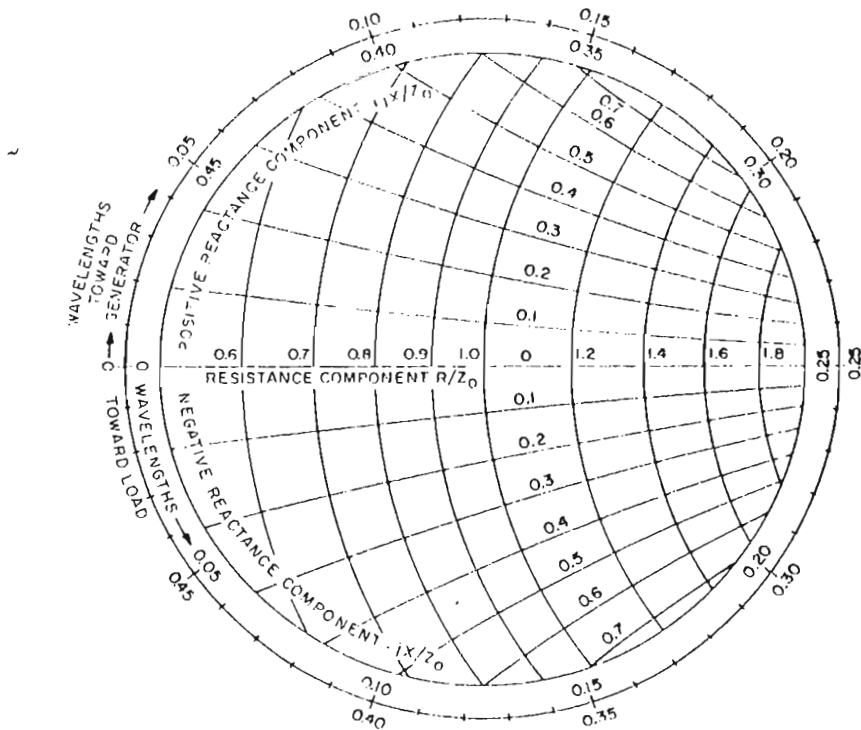
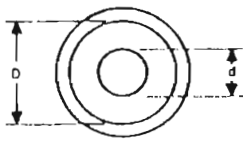


Fig. 22—Smith chart, center portion.

CHARACTERISTIC IMPEDANCE OF LINES

A. Single coaxial line (See also Fig. 23).

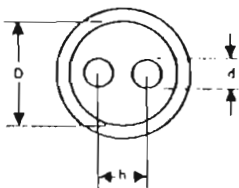


$$Z_0 = (138/\epsilon^{1/2}) \log_{10} (D/d)$$

$$= (60/\epsilon^{1/2}) \log_e (D/d)$$

ϵ = dielectric constant
= 1 in air

B. Balanced shielded line



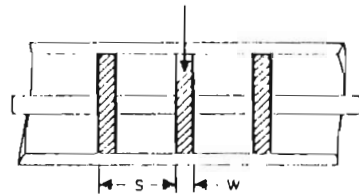
For $D \gg d, h \gg d,$

$$Z_0 = (276/\epsilon^{1/2}) \log_{10} \{ 2v [(1 - \sigma^2)/(1 + \sigma^2)] \}$$

$$= (120/\epsilon^{1/2}) \log_e \{ 2v [(1 - \sigma^2)/(1 + \sigma^2)] \}$$

$$v = h/d \quad \sigma = h/D$$

C. Beads—dielectric ϵ_1



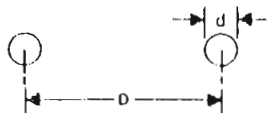
For lines A. and B., if insulating beads are used at frequent intervals—call new characteristic impedance Z_0'

$$Z_0' = Z_0 \{ 1 + [(\epsilon_1/\epsilon) - 1] (W/S) \}^{1/2}$$

$$W \ll S \ll \lambda/4$$

REFERENCE DATA FOR RADIO ENGINEERS

D. Open 2-wire line in air (See also Fig. 23).

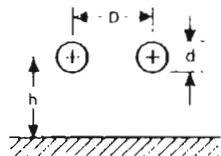


$$Z_0 = 120 \cosh^{-1}(D/d)$$

$$\approx 276 \log_{10}(2D/d)$$

$$\approx 120 \log_e(2D/d)$$

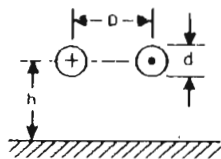
E. Wires in parallel, near ground



For $d \ll D, h$,

$$Z_0 = (69/\epsilon^{1/2}) \log_{10}\{(4h/d)[1+(2h/D)^2]^{1/2}\}$$

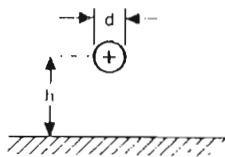
F. Balanced, near ground



For $d \ll D, h$,

$$Z_0 = (276/\epsilon^{1/2}) \log_{10}\{(2D/d)[1+(D/2h)^2]^{-1/2}\}$$

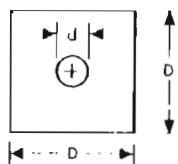
G. Single wire, near ground



For $d \ll h$,

$$Z_0 = (138/\epsilon^{1/2}) \log_{10}(4h/d)$$

H. Single wire, square enclosure



$$Z_0 \approx [138 \log_{10} \rho + 6.48 - 2.34A - 0.48B - 0.12C] \epsilon^{-1/2}$$

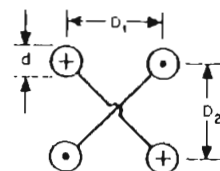
where $\rho = D/d$

$$A = (1 + 0.405\rho^{-4}) / (1 - 0.405\rho^{-4})$$

$$B = (1 + 0.163\rho^{-8}) / (1 - 0.163\rho^{-8})$$

$$C = (1 + 0.067\rho^{-12}) / (1 - 0.067\rho^{-12})$$

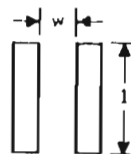
I. Balanced 4-wire



For $d \ll D_1, D_2$,

$$Z_0 = (138/\epsilon^{1/2}) \log_{10}\{(2D_2/d)[1+(D_2/D_1)^2]^{-1/2}\}$$

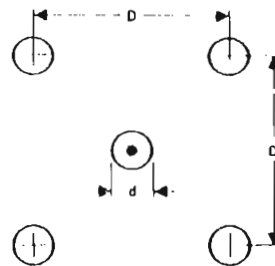
J. Parallel-strip line



$w/l < 0.1$

$$Z_0 \approx 377 (w/l)$$

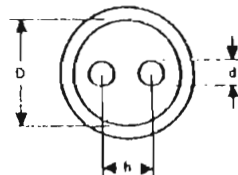
K. Five-wire line



For $d \ll D$,

$$Z_0 = (173/\epsilon^{1/2}) \log_{10}(D/0.933d)$$

L. Wires in parallel—sheath return



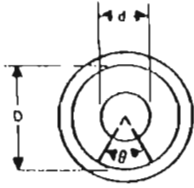
For $d \ll D, h$,

$$Z_0 = (69/\epsilon^{1/2}) \log_{10}[(\nu/2\sigma^2)(1-\sigma^4)]$$

$$\sigma = h/D$$

$$\nu = h/d$$

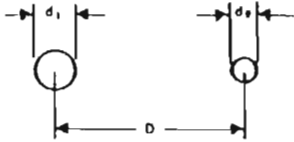
M. Air coaxial with dielectric supporting wedge



$$Z_0 \approx \frac{138 \log_{10}(D/d)}{[1 + (\epsilon - 1)(\theta/360)]^{1/2}}$$

ϵ = dielectric constant of wedge
 θ = wedge angle in degrees

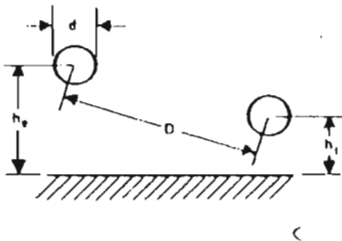
N. Balanced 2-wire—unequal diameters



$$Z_0 = (60/\epsilon^{1/2}) \cosh^{-1} N$$

$$N = \frac{1}{2} [(4D^2/d_1 d_2) - (d_1/d_2) - (d_2/d_1)]$$

O. Balanced 2-wire near ground



For $d \ll D, h_1, h_2$,

$$Z_0 = (276/\epsilon^{1/2}) \log_{10} \{ (2D/d) [1 + (D^2/4h_1 h_2)]^{-1/2} \}$$

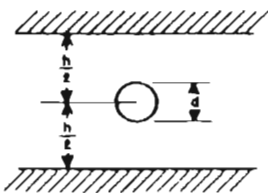
Holds also in either of the following special cases:

$$D = \pm (h_2 - h_1)$$

or

$$h_1 = h_2 \text{ (see F. above)}$$

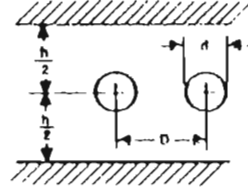
P. Single wire between grounded parallel planes—ground return



For $d/h < 0.75$,

$$Z_0 = (138/\epsilon^{1/2}) \log_{10}(4h/\pi d)$$

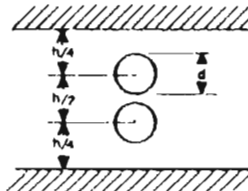
Q. Balanced line between grounded parallel planes



For $d \ll D, h$,

$$Z_0 = (276/\epsilon^{1/2}) \log_{10} \left(\frac{4h \tanh(\pi D/2h)}{\pi d} \right)$$

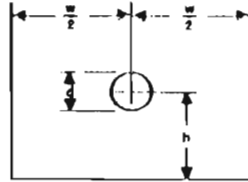
R. Balanced line between grounded parallel planes



For $d \ll h$,

$$Z_0 = (276/\epsilon^{1/2}) \log_{10}(2h/\pi d)$$

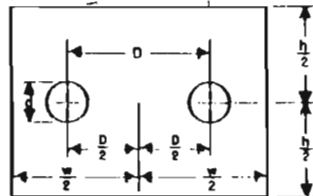
S. Single wire in trough



For $d \ll h, w$,

$$Z_0 = (138/\epsilon^{1/2}) \log_{10} \left(\frac{4w \tanh(\pi h/w)}{\pi d} \right)$$

T. Balanced 2-wire line in rectangular enclosure



For $d \ll D, w, h$,

$$Z_0 = (276/\epsilon^{1/2}) \left[\log_{10} \left(\frac{4h \tanh(\pi D/2h)}{\pi d} \right) - \sum_{m=1}^{\infty} \log_{10} \left(\frac{1 + u_m^2}{1 - v_m^2} \right) \right]$$

where

$$u_m = \frac{\sinh(\pi D/2h)}{\cosh(m\pi w/2h)} \quad v_m = \frac{\sinh(\pi D/2h)}{\sinh(m\pi w/2h)}$$