

131 20)



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

"DISEÑO DE UN ARREGLO PLANAR DE DIPOLOS
CON MICROCINTAS PARA LA BANDA X"

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A :
ALONSO SILVA GARCES

DIRECTOR DE TESIS:

M. EN C. AMANDA GOMEZ G.



MEXICO, D. F.

1990

TESIS CON
FOLIO DE ORIGEN



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

DISEÑO DE UN ARREGLO PLANA DE DIPOLOS CON MICROCIPTAS
PARA LA BANDA X

CAPITULO I

INTRODUCCIÓN.....	1
-------------------	---

CAPITULO II

FUNDAMENTOS ELECTROMAGNETICOS DE LA RADIACION Y PROPAGACION DE ONDAS EN LINEAS DISTRIBUIDAS.....	12
---	----

II.1 Ecuacion de onda para E y H.....	12
---------------------------------------	----

II.2 Ecuacion de onda para un medio diferente a el espacio libre.....	17
--	----

II.2.1 Definiciones de μ , ϵ , σ , α y las relaciones de las ondas en la ecuacion de onda.....	17
--	----

II.3 Atenuacion, Refraccion y Impedancia Inherente del medio.....	22
--	----

II.3.1 Efecto piel.....	22
-------------------------	----

II.4 Dipolo.....	22
Radiacion de un dipolo en medio onda.....	

II.4.1 Ancho de Banda Potencia Media de Dipolo.....	22
---	----

Caracteristicas de dipolo.....	21
--------------------------------	----

11.5	Arreglo de Dipolos	34
11.5.1	Frontal	39
11.5.2	Lateral	43
11.5.3	Características de Arreglos de n elementos	49
	Serie	50
	Paralelo	53
	Ángulo de haz de potencia ecúal	54
	Patrones de radiación (multiplicación de potencia)	54

CAPÍTULO III

ARREGLOS DISTRIBUIDOS	56	
III.1	Líneas de transmisión. Atenuación	
III.2	La Línea de Transmisión como Resistencia	57
	La Línea de Transmisión como Inductancia	
	La Línea de Transmisión como Capacitancia	
III.3	Circuitos Equivalentes en Microcintas	75
	Circuitos RL	
	Circuitos RC	
	Circuitos RLC	
	Circuitos LC	

CAPÍTULO IV

CÁLCULO DE ARREGLO CON MICROCINTA	79
---	----

IV.1	Diseño de Dipolos.	79
IV.2	Diseño de arreglo de dipolos M X N.	80
CAPITULO V		
	CONSTRUCCION Y PRUEBAS	84
CAPITULO VI		
	RESULTADOS Y CONCLUSIONES.	112
	Bibliografía	114

INTRODUCCION

Desde hace algunos años a partir del lanzamiento del satélite MOCELLOS I, en México se han venido desarrollando las comunicaciones vía satélite en forma vertiginosa, dándose al país una nueva alternativa y de esta forma contando con el apoyo de las telecomunicaciones vía satélite, ayudando al desarrollo económico, integrando a pesar que muchas veces estaban prácticamente inasistidas.

El desarrollo en las telecomunicaciones satelitares se ha llevado a cabo en forma parcial, ya que se está utilizando la comunicación vía satélite, pero el desarrollo en la infraestructura de diseño y fabricación de equipo para este tipo de comunicación es relativamente malo.

Por lo anterior se pensó en desarrollar el diseño de una antena que mejorara las estaciones terrenas que hasta ahora se han venido usando en México, que por lo general son de fabricación extranjera, ya que en el país se fabrican reflectores, pero no con la calidad que se necesita para estaciones terrenas transmisoras o receptoras.

Dentro de las diferentes partes que forman el equipo de recepción vía satélite están las antenas, las cuales pueden ser de diferentes tipos, pero se propone el diseño de un arreglo planar o antena planar de dipolos con microcintas como una de las diferentes opciones que existen.

Las necesidades de una antena para comunicación vía satélite requieren una alta ganancia, por lo que unas de las mejores opciones son las antenas planares; debido al adelantamiento de los amplificadores de bajo ruido y bajas pérdidas por materiales de sustratos.

Las antenas planares para recepción vía satélite consisten en círculos de elementos radiadores que componen un arreglo sobre delgadas superficies de sustratos o metálicas.

Las antenas planares cuentan con las siguientes ventajas:

- a) Facilidad de mantenimiento e instalación en las paredes de las casas.
- b) Bajas pérdidas debido a viento, lluvia o nevadas.
- c) Conveniencia para el diseño de las casas y algunos otros.

Desde el punto de vista de los sistemas alimentadores, las antenas planares se dividen en dos grupo: antenas de arreglos impresos y antenas de arreglos de guías de ondas (rasuradas).

Las antenas de arreglos impresos emplean microcintas, cintas (con estructuras en tres superficies) y cintas suspendidas, como su red principal de alimentadores. Muchos tipos de elementos radiadores son utilizados en combinación con sus líneas de alimentación. Hasta ahora las pérdidas en la alimentación varía entre 2 a 8 dB/a. a 12 GHz. de acuerdo a la estructura de alimentación y el material de sustrato. Lo anterior es importante debido a que disminuyen las pérdidas de alimentación para obtener una alta ganancia en la eficiencia de abertura.

Por otro lado, los componentes alimentadores de los arreglos de guías de onda rasuradas son guías de onda circulares e guías de onda rectangulares. Las pérdidas por alimentación en tales guías de onda se consideran insignificantes, por lo cual se espera una eficiencia de abertura de más de 70%.

A continuación se pueden ver los diferentes tipos de antenas planares que existen con la polarización que necesita cada una de ellas así como el tipo de alimentadores que necesita cada una de ellas, ver tabla 1.

De los diferentes arreglos planares se escogió el diseño de un arreglo planar de dipolos impresos tipo peine, debido a la facilidad de construcción y cálculo para la fabricación con aplicaciones futuras en diferentes campos.

TABLA 1 VARIOS TIPOS DE ANTENAS PLANARES

Tipo	Alimentación	Elemento radiador	Polarización	η Max.
Antenas de arreglos impresos	Cinta	Ranura ancha	Lineal	14%
		Ranura	Lineal	*
		Cinta peine	Lineal	20%
		Cinta ancha	Circular	60%
		Cinta y ranura	Circular	*
		Redija cuadrada	Circular	60%
	Cinta en tres superficies	Dipolo doblado	Lineal	50%
		Ranura rect.	Circular	65%
		Redija circular	Circular	*
Cintas suspendidas	Corneta circular	Lineal	16%	
	Redija circular	Circular	*	
Antenas de arreglos de guías de onda ranuradas	Guía de onda circular	Ranuras paralelas	Circular	70%
	Guía de onda rectangular	Ranura larga	Lineal	*
		Ranura cruzada	Circular	80%

* No se encontró una eficiencia exacta en la bibliografía

TIPOS DE ARREGLOS PLANARES

-Arreglo de Ranura Ancha (Figura 1),

Este arreglo trabaja en la banda de 11.7 a 12.5 GHz. y consiste de una cinta como elemento básico. los bordes deben de estar a una distancia de un cuarto de longitud de onda desde un reflector. Un arreglo con 512 elementos debe de tener un espaciamiento entre las ranuras de una longitud de onda en el plano H y media longitud de onda en el plano E.



Figura 1

-Arreglo de Cinta Anuda (Figura 2).

Este arreglo consiste de un número de ranuras pares (se presentan como 1_n y 2_n en la figura 2) puestas sobre un plano de tierra. Las ranuras pares están colocadas a lo largo de la microcinta con un espaciado de una longitud de onda. Se coloca el reflector a una distancia de un cuarto de longitud de onda a partir de la superficie de sustrato.

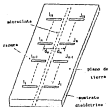


Figura 2

-Arreglo de Cintas peira (Figura 3).

Este arreglo consiste de muchos elementos "dedos" situados a media longitud de onda entre si y son dipolos impresos directamente. Los anchos y longitudes de los elementos dependen de la frecuencia de la antena.



Figura 3

-Arreglo de Microcinta Tipo Manivela (Figura 4).

La estructura básica de esta antena esta hecha de microcintas tipo manivela los cuales estan colocados para tener media periodo entre si, las cajas que se forman son el elemento fundamental de radiación. Cada par de microcintas termina con una huella cuadrada que provee mayor eficiencia a la antena.



Figura 4

-Arreglo de Cintas y Ranuras (Figura 5).

El elemento básico del arreglo consiste de un dipolo de cinta en una ventana y una ranura, la cual radia en serie por una microcinta. Tienen una longitud de onda longitudinal de onda y el espaciamiento entre ellas es de un cuarto de longitud de onda. La ventana está situada sobre el plano de tierra, lo cual incrementa la efectivamente la ganancia y el ancho de banda del dipolo de cinta.

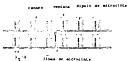


Figura 5

-Arreglo de Cintas de Buella Cuadrada (Figura 6).

Una antena de buella cuadrada con dos estructuras simétricas las pérdidas e incrementa el ancho de banda, el ancho de banda se incrementa debido a la separación entre la buella y el plano de tierra.

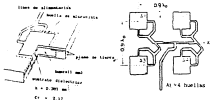


Figura 6

-Arreglo de Dipolo Dobles (Figura 7).

El elemento radiador básico en este tipo de sistema son dos dipolos eléctricos simétricos hechos en una placa metálica. Los dipolos dobles están entre las paredes posterior y anterior de la placa metálica.

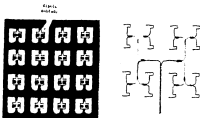


Figura 7

-Arreglo de ranuras cuadradas (Figura 8).

Este sistema tiene una estructura de tres superficies con un leve espaciamiento que disminuye las pérdidas por radiación, el elemento radiador básico consiste de una ranura rectangular con una huella hexagonal como acoplador magnético con la línea. El elemento básico de una huella cuadrada se puede complementar por una ranura diagonal en el caso de que se trate de polarización circular.

-Arreglo de Huella Circular (Figura 9).

Este sistema también tiene una estructura de tres superficies, lo cual reduce las pérdidas por radiación desde la red de líneas. El elemento radiador básico son huellas circulares situadas dentro de ranuras circulares.

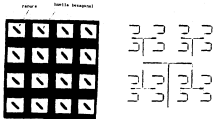


Figura 8

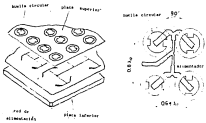


Figura 9

-Arreglo de Corneta circular (Figura 10).

El elemento radiador básico consiste de una abertura circular o una corneta circular, excitada por una cinta, la cual es una extensión de la línea de cuerpo, la cinta está suspendida en la

abiertas por sustratos dieléctricos.

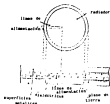


Figura 10

Arreglo de Malla Circular Suspendida (Figura 11).

Esta antena consiste de dos placas metálicas suspendidas y un sustrato entre ellas. Debido a que esta estructura está suspendida las pérdidas por radiación se reducen considerablemente. Las mallas son de polarización circular con un solo punto de radiación y la cinta radiadora está impresa en el sustrato.

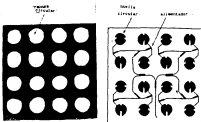


Figura 11

-Arreglo de Ranuras Radiales (figura 12).

Este sistema pertenece a una clase de guías de onda ranuradas y tiene una alta eficiencia de apertura. Las tres superficies de metal forman una guía de onda donde se encuentran las ranuras con la formación como se presenta en la figura.

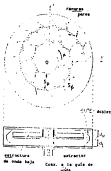


Figura 12

-arreglo de Ranuras Largas (figura 13).

Las antenas planares para recepción DBS móvil para compensar el movimiento del vehículo puede mover la antena mecánicamente o electrónicamente, para recibir el satélite. El arreglo de ranuras largas es ideal para este tipo de recepción, y tiene pérdidas muy bajas y no tiene problemas con variaciones de frecuencia, aunque la gran desventaja es el sistema de control antes mencionado.

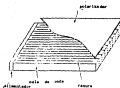


Figura 13

-arreglo de Ranuras Cruzadas (Figura 14).

Otro tipo de antena de ranuras es el de una simple estructura con ranuras cruzadas, que produce una polarización circular. Esto hace fácil el análisis y fabricación de este tipo de antena, esta antena puede ser colocada verticalmente en las paredes de las cunas y con un ángulo de 30° puede llegar a tener una eficiencia de hasta el 60 %.

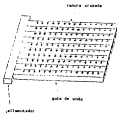


Figura 14

II: FUNDAMENTOS ELECTROMAGNETICOS DE LA RADIACION Y PROPAGACION DE ONDAS EN LINEAS DISTRIBUIDAS

Los fundamentos electromagnéticos de las ondas en líneas distribuidas son importantes para poder entender el comportamiento de las ondas en diferentes medios y sobre todo en líneas distribuidas, así como los diferentes parámetros que afectan a las ondas en su radiación y propagación.

Estos fundamentos ayudaran a la mayor comprensión del comportamiento de las antenas según se vaya avanzando en la descripción y desarrollo del diseño del arreglo planar de dipolos con microcintas.

II.1) Ecuación de onda para E y B.

Cuando hay dos cargas, Q_1 y una carga Q_2 de prueba en el espacio se produce entre ellas una fuerza eléctrica debido a la carga que contienen y esta fuerza forma un campo eléctrico, el cual se define como una región donde actúan fuerzas.

Este campo se mide por unidad de carga y se le define como intensidad de campo eléctrico debido a una carga Q_1 sobre una carga de prueba Q_2 a una cierta distancia r .

La intensidad de campo se puede definir por medio de la siguiente ecuación

$$E = \frac{F}{Q_1}$$

o también por medio de la ecuación

$$E = \frac{Q_1}{4\pi\epsilon_0 r^2} \hat{r}$$

y a estas fuerzas se les llama flujo de líneas de campo y producen una densidad de flujo eléctrico las cuales quedan definidas como

$$D = \frac{Q}{4\pi r^2}$$

o también de la forma

$$D = \epsilon_0 E$$

donde ϵ_0 es la permitividad del espacio libre.

Si un medio de sección transversal contiene muchas partículas cargadas con una densidad volumétrica ρ , estas formaran una corriente I en la sección y dicha corriente se describe como

$$I = v_d \rho A$$

donde v_d es la velocidad de arrastre

A es el área de la sección transversal del medio conductor

donde se encuentran las partículas

ρ es la densidad de carga

Al dividir la ecuación anterior por A se puede obtener la corriente por unidad de área o la densidad de corriente J , por lo

cual queda la densidad de corriente como

$$J = v_e \rho$$

Por otro lado analizando la parte magnética, ya que no puede haber una parte eléctrica sin su parte magnética, debido a que una carga móvil constituye una corriente eléctrica y posee un campo magnético y análogamente al campo eléctrico, el campo magnético se define por una carga magnética y una fuerza magnética como

$$B = \frac{F}{D_m}$$

Dividiendo el flujo magnético entre la permeabilidad μ se obtiene el campo magnético independiente del medio y se le conoce como campo magnético y se define como

$$H = \frac{B}{\mu}$$

En teoría es posible obtener expresiones para las intensidades E y H de los campos eléctrico y magnético en función de las densidades de carga y corriente ρ y J , aunque también se puede encontrar por medio de potenciales en función de las cargas o corrientes, y obtener entonces de estos potenciales los campos eléctrico E y magnético H . Estos potenciales son importantes para poder calcular la potencia de la onda, así como para otros parámetros importantes.

Con las ecuaciones anteriores Maxwell pudo encontrar la forma de generalizar el comportamiento del campo eléctrico y magnético por medio de ecuaciones generales con las cuales también se pueden encontrar las densidades de corriente y de flujo magnético.

Las ecuaciones generales de Maxwell son

$$\int \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \int_A \frac{\partial \Phi}{\partial t}$$

$$\int \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_A \frac{\partial \Phi}{\partial t} + \mathbf{es}$$

$$\int \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} = 0$$

$$\int \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = 0$$

o también se pueden escribir en forma diferencial como

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0$$

De donde se hacen consideraciones de dirección de propagación y se llega a una ecuación general del campo eléctrico como:

$$\nabla_{\perp}^2 \mathbf{E}_{\perp}(z,t) = \nabla_{\perp}^2 \cos(\omega t - \beta z) + \epsilon'' \nabla_{\perp}^2 + \nabla_{\perp}^2 \cos(\omega t - \beta z) - \beta^2 \mathbf{E}_{\perp} - \epsilon'' \nabla_{\perp}^2$$

y por otro lado el campo magnético \mathbf{H} está dado por la relación

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{D} = \mathbf{J}$$

donde \mathbf{D} se define como el desplazamiento eléctrico y la \mathbf{J} se define como la corriente de conducción. Pero haciendo la ecuación de la forma en la que está dada la ecuación general de onda para el campo eléctrico, la ecuación de onda general para el campo magnético \mathbf{H} está dada por

$$H_y(x,t) = \frac{E_0}{\eta_0} \cos(\omega t - \beta x + \phi) - \frac{E_0}{\eta_0} \cos(\omega t + \beta x + \phi)$$

donde

E_0 es el desfase de la onda en el espacio vacío

η_0 es la impedancia intrínseca de la onda en el espacio vacío.

x es la distancia entre la fuente y el detector

11.2 Ecuación de onda para un medio diferente a el espacio libre

Una onda se comporta de manera similar en el espacio vacío que en cualquier otro medio pero se verá afectada por otros parámetros que modificarán el comportamiento de la onda. La ecuación de onda para el campo eléctrico en un medio diferente al espacio vacío estará dado por la relación

$$E(z,t) = E_0 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z - \phi) + E_0 e^{\alpha z} \cos(\omega t - \beta z - \phi)$$

De una manera semejante al campo eléctrico, el campo magnético también se verá afectado en su forma de dirección de propagación por los mismos parámetros y la ecuación de onda para el campo magnético nos quedara de la forma

$$H(z,t) = \frac{E_0}{\eta} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z - \phi) - \frac{E_0}{\eta} e^{\alpha z} \cos(\omega t - \beta z - \phi)$$

donde α es el coeficiente de atenuación.

η es la impedancia intrínseca del medio.

β es el desfaseamiento de la onda.

z es la distancia entre la fuente y el detector.

11.2.1 Definición de μ , ϵ , σ , η y la afectación de las mismas en la ecuación de onda .

Como se puede ver las ecuaciones de onda para los campos eléctrico y magnético, son afectados por la cantidad μ , que se define como la permeabilidad del medio en el cual está viajando la

onda y en el caso especial en que la onda viaja en el espacio vacío, la permeabilidad se denota como μ_0 , el cual tiene el valor de $4\pi \times 10^{-7}$.

El factor ϵ se le conoce como permitividad relativa (o constante dieléctrica) de la región y se denota a partir de la susceptibilidad χ_D eléctrica del dieléctrico y ϵ queda definido como

$$\epsilon = (1 + \chi_D) \epsilon_0$$

La densidad de corriente J tiene una dependencia lineal con el campo aplicado E en el conductor por medio de un factor σ que se le conoce como la conductividad, y J se puede definir como

$$J = \sigma E$$

β es el desfase de la onda debido a que se está propagando en un medio que no es completamente uniforme y se puede considerar que se está propagando por varios medios por lo que la onda al cambiar de diferentes medios va a verse afectado por un desfase.

n_0 es la impedancia intrínseca de la onda en el espacio libre la cual es igual a 120π .

11.3 Atenuación, Defasamiento e Impedancia intrínseca del medio.

Una onda va a tener diferentes tipos de atenuación, pero en este caso se trata de estudiar la atenuación de la onda debido al medio donde se está propagando la onda.

La onda que se está propagando en el medio cuenta con una constante de propagación γ , la cual cuenta con una parte real α y una imaginaria β .

La parte real de la constante de propagación es la atenuación, la cual se va a incrementar con respecto a la distancia que vaya viajando la onda, lo anterior se puede obtener de la ecuación de propagación

$$e^{-\gamma x} = e^{-\alpha x} \cdot e^{-j\beta x}$$

Esta atenuación también va a depender de la frecuencia en la que se está trabajando y la permeabilidad del medio, la α indica que la onda va disminuyendo en magnitud a medida que la onda avanza en dirección de las x positivas.

Una onda por lo general nunca se va a propagar en un medio completamente uniforme, por lo que se puede decir que el plano de fase de la onda puede ser sofisticando durante la propagación de la onda por el medio.

Se puede considerar que la onda no está en un solo medio debido a la falta de uniformidad de este, por lo cual se puede decir que la onda está pasando de un medio a otro, y como se sabe una onda que pasa de un medio a otro, no pasa completamente, ya que una parte es reflejada mientras que otra parte se transmite, la parte que es reflejada al primer medio y parte de esta va a ser igualmente reflejada al segundo medio y así sucesivamente, esto puede parecer un procedimiento infinito, pero la onda se transmite

con un desfase β .

La impedancia intrínseca del medio es aquella impedancia que existe en el medio de manera que no se puede prescindir de ella y se deriva por η y en forma general se expresa por medio de la ecuación

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma - j\omega\epsilon}}$$

Esta impedancia está en función de los parámetros en donde se propaga la onda. En el caso especial de que el medio sea el espacio vacío la impedancia intrínseca η_0 será igual a

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$$

y para el caso especial de que el medio sea el aire

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

11.3.1 Efecto piel

El efecto piel o profundidad de penetración, depende de la frecuencia con la que se este trabajando, así como del material, ya que en el caso de los dieléctricos la profundidad de penetración es mucho mayor, debido a que la onda penetra y no es

reflejada como en el caso de los conductores. Por conveniencia se ha elegido a δ como el punto x , donde la onda se atenúa a un 45.3 %, ya que es cuando

$$e^{-i} = e^{-0.707}$$

obteniendo el logaritmo de la ecuación anterior

$$i = \alpha\delta$$

de donde

$$\delta = \frac{i}{\alpha}$$

y se sabe que la atenuación depende de la frecuencia y la permitividad del medio por lo que esta profundidad de penetración se define por

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad [\text{m}]$$

donde f es la frecuencia
 μ es la permitividad del medio
 σ es la constante de conductividad

esta profundidad de penetración puede ayudar a definir el campo eléctrico como

$$E_x = E_0 e^{-\alpha x} e^{-j\omega t}$$

De esta manera se puede ver que el efecto de piel o coeficiente de profundidad afecta al campo eléctrico en forma trifásica pero dependiendo de la distancia en que penetra la onda en algún material.

11.4 DIPOLO

Las ondas mediante las cuales se producen los campos electromagnéticos son fuentes o generadores, que no son otra cosa que cargas y corrientes que los producen.

Un elemento de corriente alterna o dipolo eléctrico oscilante es un elemento base para poder comprender y estudiar el comportamiento de la onda.

Dipolo eléctrica oscilante es un elemento de corriente $i(t)$, circulando a lo largo de una longitud elemental dl , esto da por resultado un corriente filamentosas, lo cual sucede aproximadamente cuando circula una corriente I en un tubo muy corto de alambre delgado, si la longitud dl considerada es tan pequeña que la corriente que circula por él se puede considerar constante a lo largo de dicha longitud. Si conocemos el campo electromagnético de esta parte, entonces se puede calcular el campo electromagnético de cualquier tipo de antena real que tenga una corriente especificada. Para una mejor visualización de como influye la carga dentro de los campos, tanto eléctrico como magnético, consideraremos un elemento de corriente $Idl \cos \omega t$ situado en el origen de un sistema con coordenadas esféricas, dentro de este sistema se encuentra situado un punto P , y para obtener el campo electromagnético de dicho punto se debe de encontrar en principio el vector potencial por medio de la siguiente ecuación

$$A(r) = \frac{\mu_0}{4\pi R} \int \frac{j \left(1 - \frac{R}{v}\right)}{R} dV'$$

La densidad de corriente j , integrada en el área transversal del conductor nos da exactamente la corriente I .

El vector potencial A tiene la misma dirección que el elemento de corriente y la intensidad de campo magnético H , la potencia obtener a partir de la relación.

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0$$

La intensidad de campo eléctrico E puede obtenerse de H por medio de la primera ecuación de Maxwell, que está definida como

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{c} \cdot \vec{E}$$

donde

$$\vec{E} = \frac{1}{c} \int \nabla \times \vec{H} dt$$

de corriente eléctrica alterna consideramos términos que corresponden al caso de un dipolo eléctrico oscilante. Antes de todo es preciso una corriente al establecer el hipotético elemento de corriente, la ecuación de continuidad (o conservación de la carga) requiere que haya una acumulación de carga en los extremos del elemento como

$$\frac{\partial Q}{\partial t} = I \cos \omega t$$

Con lo que se puede ver que la carga decrece en un extremo mientras que en el otro extremo decrece en el valor de flujo de corriente.

Como se podrá ver en la figura 11.4.1, la creación de la distribución de corriente en un dipolo y su subsecuente radiación, empieza con la geometría de una pérdida en la línea de transmisión de 2 alambres como se presenta

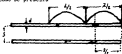


Figura 11.4.1

El movimiento de las cargas creadas de una onda viajera de corriente y magnitud $I_0/2$, a lo largo de cada alambre. Cuando la corriente llega al final de cada alambre regresa una reflexión completa de igual magnitud pero 180° defasada. Cuando la onda viajera reflejada se combina con la onda incidente, se forma en cada alambre una onda estacionaria pura de forma sinusoidal como se presenta a continuación en la figura 11.4.2

Figura 11.4.2

La corriente en cada alambre regresa a 180° defasados entre sí a seros medios cíclicos.

La forma geométrica de una antena de dipolo determina la forma de su patrón de radiación y quizas por el patrón de onda estacionaria de corriente se clasifica como antena de onda estacionaria.

Si $l \ll \lambda$, la fase del patrón de la onda estacionaria de corriente será en cada elemento igual, a través de cada elemento. Entonces el campo radiado por los dos elementos del dipolo se ayudan entre sí para obtener una mejor dirección.

Si el diámetro de cada alambre es muy pequeño (dentro), el patrón de onda estacionaria ideal de la corriente a lo largo de los elementos del dipolo es sinusoidal con un máximo y un mínimo.

Como quiera que sea, depende de la forma sobre la longitud de los elementos. Para dipolos en campo destruido con $ka \ll 1$, $ka/2$, $ka/2 + \pi/2$ y $ka/2 + \pi$, los patrones de corriente se muestran a continuación en la figura 11.4.3.

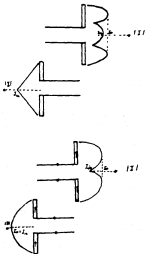


Figura 11.4.3

Radiación de un dipolo en media onda.

Como la corriente está distribuida sinusoidalmente en cada dipolo, se puede ver que comportamiento de la corriente dentro de esta, se puede decir que

$$I = I_0 \cos \beta (R-Z) \quad Z > 0$$

$$I = I_0 \cos \beta (R+Z) \quad Z < 0$$

en donde I_0 es el valor de la corriente en el centro del dipolo o corriente máxima.

La expresión del vector potencial en un punto P debido al elemento de corriente I se puede definir por medio de la ecuación

$$dA_s = \frac{\mu I \exp^{-i\beta R}}{4\pi R}$$

La magnitud de la intensidad del campo eléctrico de radiación de un dipolo de media onda se puede describir por medio de la fórmula

$$E_\theta = \frac{60 I_0}{r} \left[\frac{\cos \left[\frac{\pi}{2} \cos \theta \right]}{\sin \theta} \right]$$

Esta ecuación se obtiene integrando el vector A_s y además sabemos por otro lado

$$\mu H_\phi = - \frac{dA_s}{dr} \sin \theta$$

$$E_{\theta}^2 = \frac{1}{4} \sin^2 \theta$$

La potencia radiada para un dipolo de $1/2$ es por lo tanto la integral en toda la esfera de radiación de θ y ϕ de la densidad de potencia promedio radiada W_{prom}

$$W_{\text{prom}} = 1/20 (\dot{I} \times R)$$

$$\text{Potencia radiada} = \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} W_{\text{prom}} r^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi$$

lo cual nos queda

$$\text{Potencia radiada} = \frac{112}{20} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos^2 \left[\frac{\pi}{2} \cos \theta \right]^2}{\sin \theta} \, d\theta \, d\phi$$

En el caso de una antena de dipolo de media onda en el espacio libre, la potencia debe de radiarse a través de una superficie esférica completa. Por lo que, con la misma corriente la potencia radiada será el doble y la resistencia de radiación del dipolo es media onda pura

$$\text{Potencia radiada} = R_{\text{radiacion}} \cdot (\text{corriente de alimentación})^2$$

$$R_{rad} = \frac{\text{Energía radiada}}{I^2}$$

$$R_{rad} = 73 \text{ ohms}$$

Las antenas tienen una doble función, que es la de radiar y la de actuar como un dispositivo transformador de impedancias para acoplar la impedancia del aire con la línea de transmisión.

Las características de radiación se consideran separadamente para las polarizaciones theta θ (vertical) y phi ϕ (horizontal).

Para poder representar un diagrama completo de radiación se requiere una representación tridimensional, pero se puede lograr una representación por medio de los planos horizontal y vertical que logra una descripción tan buena como la tridimensional.

En antenas polarizadas linealmente con diagramas de forma staplet se emplean también las expresiones de diagrama del plano E y del plano H.

En el caso de un dipolo vertical de media onda con alimentación central los diagramas de su patrón de radiación se pueden representar como se puede ver en la figura 11.4.4.



Diagrama horizontal (Plano H)

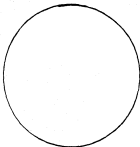


Diagrama Vertical (Plano H)

Figura 11.4.4.

11.4.3 ANCHO DE HAZ DE POTENCIA MEDIA DE DIPOLO

La energía radiada de una antena tiende a concentrarse en un lóbulo que se le conoce como lóbulo mayor o principal. La medida angular del ancho del lóbulo se le llama ancho de haz y la relación que existe entre la potencia direccional y el ancho de haz es de que sólo óptico es inversamente proporcional a la ganancia direccional.

Además del lóbulo principal existen más lóbulos y se les conoce como lóbulos secundarios o lóbulos menores. Estos lóbulos menores representan a la energía radiada en direcciones diferentes a la deseada.

El ancho de haz de potencia media de cualquier tipo de antena es importante debido a que en este nivel se puede decir que se tiene una respuesta plana, además de que los dispositivos electrónicos tienen una buena ganancia de transmisión y amplificación de hasta 3 decibelios menos, que es el nivel donde se

encuentra el ancho de haz de una antena.

Este ancho de haz se puede encontrar por medio de la gráfica del patrón de radiación de la antena en estudio.

GANANCIA DE DÍPOLO

La ganancia de un dipolo es igual que cualquier antena, es importante ya que dependiendo de la ganancia de una antena se va a poder hacer la selección para el diseño de un sistema de comunicaciones.

La ganancia de una antena muestra la capacidad de esta para concentrar la potencia en una dirección dada en el caso de ser una antena transmisora y la captación de la mayor potencia posible en el caso de ser una antena de recepción.

La ganancia de un dipolo se puede encontrar partiendo de la ecuación de la Potencia radiada por unidad de área que viene dada por el vector de Poynting P . El flujo de potencia por unidad de área está dado por

$$P = \frac{k^2}{4}$$

y por otro lado definiendo la intensidad de radiación $I(\theta, \phi)$ en una dirección como la potencia de radiación por unidad de ángulo sólido en esa dirección, se puede ver que

$$I(\theta, \phi) = r^2 P = \frac{r^2 k^2}{4}$$

como se puede ver en la ecuación anterior la intensidad de radiación depende de r , por lo que la potencia total radiada es

$$W_T = \int \dot{W} \, d\Omega$$

de la ecuación anterior, la potencia emitida radiada por unidad de ángulo sólido

$$\dot{W}_r = \frac{W_T}{4\pi}$$

La ganancia directiva va a quedar definida por la ecuación

$$g_d(\theta, \phi) = \frac{4\pi I(\theta, \phi)}{\int \dot{W} \, d\Omega}$$

esta expresión dada en decibelios es

$$G_d = 10 \log g_d$$

Por otro lado la ganancia de potencia está dada por la ecuación

$$G_p = \frac{4\pi P}{W_T}$$

donde la potencia total W_T está dada por

$$P_r = P_i + L$$

donde P_i es la potencia de pérdidas en la antena

P_r es la potencia radiada.

La ganancia de potencia en decibelios se puede definir como

$$G_p = 10 \log g_p$$

11.5 ARREGLO DE DIPOLOS

Debido a las necesidades de una mayor directividad, se puede realizar un arreglo por medio de radiadores que en este caso se trata de dipolos ya que un arreglo de dos o más dipolos tiene una mayor directividad que la de un solo elemento, en este capítulo se analizará el comportamiento de un arreglo de dipolos.

El patrón de radiación resultante debido a un arreglo de 2 o más dipolos es a veces más conveniente dependiendo de la directividad que se necesite, esta directividad depende directamente del número de dipolos con los que cuenta el arreglo. Para un mejor análisis se considera a cada dipolo como una fuente puntual radiadora y en conjunto se toma todo una sola antena.

Si consideramos dos fuentes puntuales espaciadas a una distancia d y energizadas por corrientes de la misma fase y a una distancia p de un punto P , la intensidad de campo de cada una de las fuentes es aproximadamente igual pero con una fase diferente debido a el ángulo que hay entre las dos fuentes hacia el punto P , y esto da una diferencia de patrones de radiación vistos desde el punto P , aunque los dos patrones de radiación son iguales (ver figura 11.5.1).



Figura 11.5.1

La diferencia de longitud de camino es $d \cos \theta$, la cual produce una diferencia de fases entre las ondas E_0 de cada una de las fuentes, entonces se puede obtener la siguiente relación:

$$\frac{\theta}{2\pi} = \frac{d \cos \theta}{\lambda}$$

o también se puede escribir de la forma

$$\theta = \frac{2\pi d \cos \theta}{\lambda}$$

Si la intensidad de campo debido a un solo elemento es E_0 , donde se encuentra energizada por una potencia P , entonces la intensidad de campo eléctrico para cada uno de los elementos en un arreglo de dos elementos es $E_0/\sqrt{2}$ y cada elemento está energizado por una potencia $P/2$, por lo que la intensidad de campo eléctrico se reduce a $\sqrt{2}$.

El campo resultante E_r debido a un arreglo de dos elementos está dado por la ley del paralelogramo donde

$$\begin{aligned} E_r^2 &= \frac{E_0^2}{2} + \frac{E_0^2}{2} + \frac{2E_0^2}{2} \cos \theta = E_0^2 (1 + \cos \theta) \\ &= 2E_0^2 \cos^2 \theta/2 \end{aligned}$$

por lo tanto

$$E_r = \sqrt{2} E_0 \cos \theta/2 = \sqrt{2} E_0 \cos \left[\frac{\pi d \cos \theta}{\lambda} \right]$$

En general si la corriente se adelanta o atrasa un ángulo α , la intensidad de campo eléctrico que da de la forma

$$E_r = \sqrt{2} I_0 \cos \left(\frac{\omega}{c} (z - ct) \right)$$

donde el signo + es usado para corrientes que avanzadas eléctricas que el signo - es utilizado para corrientes que se adelantan.

Para generalizar un arreglo formado por n elementos donde n es el número de elementos que forman el arreglo, se supone ahora un arreglo de 4 elementos como se presenta en la figura 11.5.2



Figura 11.5.2

La radiación desde las fuentes puntuales da un D resultante, el cual tiene la forma de un polígono como se puede ver a continuación en la figura 11.5.3.



Figura 11.5.3.

Cada lado del polígono es el campo debido a una sola fuente puntual en el arreglo energizado por una potencia $P/4$ para cada una de las fuentes y un $E_0/4$, donde E_0 es la intensidad de campo eléctrico de una sola fuente puntual energizada por una potencia P . Además la diferencia de fase entre cada una de las fuentes puntuales es θ , de la figura anterior se pueden obtener las siguientes relaciones:

$$E = 4E_0 = 2A\theta + 20A \sin(2\theta)$$

la anterior es a partir de que

$$\angle AOB = 2\theta$$

$$\angle AOP = \theta/2$$

entonces se puede decir que

$$AP/OA = \sin \theta/2$$

o bien

$$OA = \frac{AP}{\sin \theta/2} = \frac{E_0/2\sqrt{4}}{\sin \theta/2}$$

sustituyendo la última ecuación en la ecuación del campo resultará

$$E_r = \frac{E_0 L_0 / \sqrt{N} \sin \theta/2}{\sin \theta/2}$$

$$= \frac{E_0}{\sqrt{N}} \left[\frac{\sin (N\theta/2)}{\sin \theta/2} \right]$$

Y en el caso de tener un arreglo de n antenas o fuentes puntuales se puede generalizar la ecuación anterior y la intensidad de campo es

$$E_r = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \left[\frac{\sin (n\theta/2)}{\sin \theta/2} \right] = \sqrt{n} E_0 \left[\frac{\sin (n\theta/2)}{n \sin \theta/2} \right]$$

A la última parte de la ecuación se le conoce como el factor del arreglo y como se puede ver este factor va a depender de el número de elementos que forman el arreglo, por lo cual en general el factor del arreglo se puede escribir de la forma

$$AF = \frac{\sin n\theta/2}{n \sin \theta/2}$$

Este factor del arreglo puede llegar a tener un valor máximo igual a \sqrt{n} de un arreglo de n elementos, y la intensidad de campo eléctrico del arreglo puede ser incrementada hasta \sqrt{n} veces. Esta deducción se obtuvo de la ecuación de intensidad de campo eléctrico para un arreglo de n elementos, donde se puede ver que el valor máximo que puede llegar a tener es igual a 1 multiplicado por una constante dependiendo del valor del número de elementos que forman el arreglo.

Para el caso en que se tiene un ángulo adicional α en las corrientes de cada elemento, el ángulo de fase total es $\theta \pm \alpha$.

donde el signo + se utiliza para el caso de que las corrientes estén atrasadas mientras que el signo - se utiliza en el caso de que las corrientes estén adelantadas, por lo que añadiendo el ángulo α a la ecuación de la intensidad de campo queda

$$E_r = \left[\frac{\sqrt{N} \sin(n(\theta \pm \alpha/2))}{n \cos(\theta \pm \alpha/2)} \right]$$

11.5.1 ARRANCO FRONTAL

Se le llama arreglo frontal a aquellos arreglos que tienen una radiación a lo largo del eje del arreglo y en esta dirección se produce su máxima radiación, para que esto ocurra es necesario que el ángulo θ debe de ser igual a 0° o 180° , y en este caso donde θ es igual a 0° entonces

$$\beta = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=0^\circ} = kd + \beta = 0 \Rightarrow \beta = -kd$$

y en el caso en que θ sea igual a 180°

$$\beta = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=180^\circ} = -kd + \beta = 0 \Rightarrow \beta = kd$$

La radiación frontal es completa cuando β tiene los respectivos valores anteriores en cada uno de los casos.

Si la separación de los elementos en el arreglo es múltiplo de la longitud de onda λ (es decir, $2\lambda, 3\lambda, \dots$) entonces además de la radiación en dirección frontal existe un máximo en la dirección lateral. Por lo que en el caso de un arreglo frontal con este tipo de características, hay una radiación en ambas direcciones en el caso de que $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$.

Entonces para distancias entre los elementos sea d existen 4 máximos, dos en dirección lateral y dos en dirección frontal a lo largo del eje del arreglo.

Para un arreglo frontal con una máxima radiación en 90° el factor del arreglo es

$$(AF)_0 = \frac{\sin \left[\frac{N}{2} kd (\cos \theta - 1) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2} kd (\cos \theta - 1) \right]}$$

y se puede hacer una aproximación cuando la separación entre los elementos es pequeña, es decir que decir por lo que el factor del arreglo queda de la forma

$$(AF)_0 = \frac{\sin \left[\frac{N}{2} kd (\cos \theta - 1) \right]}{\frac{1}{2} kd (\cos \theta - 1)}$$

Y este corresponde a una intensidad de radiación

$$U(\theta) = [(AF)_0]^2 = \left[\frac{\sin \left[\frac{N}{2} kd (\cos \theta - 1) \right]}{\frac{1}{2} kd (\cos \theta - 1)} \right]^2 = \left[\frac{\sin(\Sigma)}{\Sigma} \right]^2$$

donde

$$Z = \frac{R}{2} \sin(\cos \theta - 1)$$

y el valor máximo que puede llegar a tener la expresión anterior es 1 y esto ocurre cuando $\theta=0^\circ$

El valor promedio de la intensidad de radiación está dado por

$$\begin{aligned} U_{av} &= \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin \left[\frac{R}{2} \sin(\cos \theta - 1) \right]}{\frac{R}{2} \sin(\cos \theta - 1)} \right]^2 \sin \theta \, d\theta \, d\varphi \\ &= \frac{1}{2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin \left[\frac{R}{2} \sin(\cos \theta - 1) \right]}{\frac{R}{2} \sin(\cos \theta - 1)} \right]^2 \sin \theta \, d\theta \end{aligned}$$

haciendo

$$Z = \frac{R}{2} \sin(\cos \theta - 1)$$

$$dZ = -\frac{R}{2} \sin \theta \, d\theta$$

por lo que se puede escribir el valor promedio de la intensidad de radiación

$$U_{av} = -\frac{1}{2\pi R} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\frac{\sin(Z)}{Z} \right]^2 dZ = \frac{1}{\pi R} \int_0^{2\pi} \left[\frac{\sin(Z)}{Z} \right]^2 dZ$$

Para el caso de un arreglo grande es deseable hacer la consideración de (1) (2) (3) (4) se puede aproximar la ecuación anterior haciendo tender a infinito los límites de la integral

$$U_0 = \frac{1}{16\pi d} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{\sin(\pi Z)}{Z} \right]^2 dZ = \frac{1}{8\pi d} \int_0^{+\infty} \left[\frac{\sin(\pi Z)}{Z} \right]^2 dZ$$

y utilizando la ecuación

$$\int_0^{+\infty} \left[\frac{\sin(\pi Z)}{Z} \right]^2 dZ = \pi$$

por lo que la ecuación de la intensidad de radiación se puede reducir a

$$U_0 = \frac{\pi}{24\pi d}$$

y la directividad del arreglo frontal es

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{24\pi d}{\pi} = 48 \left(\frac{d}{\lambda} \right)$$

otra forma de escribir la directividad del arreglo frontal puede ser de la forma

$$D_n = 4\pi \left[\frac{\beta}{\lambda} \right] = \xi \left[1 + \frac{L}{d} \right] \left[\frac{\beta}{\lambda} \right]$$

donde L es el largo del arreglo

Si consideramos que $L \gg d$ la ecuación anterior se reduce a

$$D_n = 4\pi \left[\frac{\beta}{\lambda} \right] = \left[1 + \frac{L}{d} \right] \left[\frac{\beta}{\lambda} \right] \stackrel{L \gg d}{\approx} \xi \left[\frac{\beta}{\lambda} \right]$$

11.5.2 ARREGLO LATERAL

En la práctica en muchos casos se desea tener una máxima radiación de un arreglo en dirección normal al eje del arreglo (lateral, $\theta=90^\circ$).

Para optimizar el diseño se le debe de dar a β una dirección igual a 90° de cada elemento. Las necesidades de tener elementos simples se ven compensadas por la selección de los radiadores, entonces el factor del arreglo para una separación de los elementos entre sí ideal y una excitación en cada uno de los radiadores.

El máximo de un arreglo lateral ocurre cuando

$$\psi = kd \cos \theta - \beta = 0$$

donde se desea que para tener una máxima directividad $\theta = 90^\circ$,

entonces la ecuación anterior se puede escribir como

$$\psi = kd \cos \theta \cdot \frac{\pi}{2} \Big|_{\theta=0}^{\theta=\pi} = \pi \cdot \theta = 0$$

Por lo que el máximo del factor del arreglo lineal uniforme con dirección lateral a el eje del arreglo, es necesario que todos los elementos que forman el arreglo estén excitados de igual manera.

La separación entre los elementos pueda ser de cualquier valor, pero asegurándose que no tengan un máximo en otras direcciones, la separación entre los elementos no debe de ser igual a los múltiplos de la longitud de onda de onda de λ es, $a = 1, 2, 3, \dots \cdot \lambda$.

Cuando $\theta = 0$, siempre y cuando se tome la consideración que $\theta = \pi$, donde $n = 1, 2, 3, \dots$ y $\theta = 0$

$$\theta = kd \cos \theta = 0 \Big|_{\substack{\theta=0 \\ \theta=\pi \\ n=1,2,3}} = 2n\pi \cos \theta \Big|_{\theta=0}^{\theta=\pi} = \pm 2n\pi$$

Este valor de θ muestra que el factor del arreglo lateral tiene un valor máximo, y el factor del arreglo lateral se puede escribir por la ecuación

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin \left[\frac{N}{2} kd \cos \theta \right]}{\sin \left[\frac{1}{2} kd \cos \theta \right]} \right]$$

Y en el caso de un arreglo con dirección lateral donde la separación de los elementos es $d < \lambda$, la expresión del factor del

arrreglo se puede escribir de la siguiente forma.

$$|A(\theta)| = \frac{\text{sen} \left[\frac{N}{2} k d \cos \theta \right]}{\frac{N}{2} k d \cos \theta}$$

Y su correspondiente intensidad de radiación se puede escribir por medio de la expresión:

$$I(\theta) = |A(\theta)|^2 = \left[\frac{\text{sen} \left[\frac{N}{2} k d (\cos \theta - 1) \right]}{\frac{N}{2} k d (\cos \theta - 1)} \right]^2 = \left[\frac{\text{sen}(Z)}{Z} \right]^2$$

donde

$$Z = \frac{N}{2} k d (\cos \theta - 1)$$

el cual tiene un valor máximo igual a la unidad ($I_{\text{max}} = 1$) y esto ocurre cuando $\theta = 0$.

El valor promedio de la intensidad de un arreglo con dirección lateral está dada por

$$\begin{aligned}
 I_{\theta} &= \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\frac{\sin \left[\frac{N}{2} kd (\cos \theta - 1) \right]}{\frac{N}{2} kd (\cos \theta - 1)} \right]^2 \\
 &= \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \left[\frac{\sin \left[\frac{N}{2} kd (\cos \theta - 1) \right]}{\frac{N}{2} kd (\cos \theta - 1)} \right]^2 \sin \theta \, d\theta
 \end{aligned}$$

y haciendo por otro lado un cambio de variable

$$Z = \frac{N}{2} kd (\cos \theta - 1)$$

$$dZ = -\frac{N}{2} kd \sin \theta \, d\theta$$

por lo que la intensidad promedio de radiación se puede escribir de la siguiente forma

$$I_{\theta} = -\frac{1}{Nkd} \int_{-Nkd}^{+Nkd} \left[\frac{\sin \left(\frac{Z}{2} \right)}{\frac{Z}{2}} \right]^2 dZ = \frac{1}{Nkd} \int_{-Nkd/2}^{+Nkd/2} \left[\frac{\sin \left(\frac{Z}{2} \right)}{\frac{Z}{2}} \right]^2 dZ$$

En el caso de que se considere a un arreglo con radiación lateral grande se hace $Nkd \rightarrow$ grande y la intensidad promedio de radiación se puede aproximar haciendo tender los límites de la integral a infinito, y de esta manera se puede expresar la intensidad promedio de radiación de un arreglo con dirección

decentral de la forma siguiente

$$L_1 = -\frac{1}{R_{ext}} \int_0^{R_{ext}} \left[\frac{R_{ext} - r}{r} \right]^2 dr = -\frac{1}{R_{ext}} \int_0^{R_{ext}} \left[\frac{R_{ext} - r}{r} \right]^2 dr$$

y utilizando la ecuación siguiente

$$\int_0^a \left[\frac{a-x}{x} \right]^2 dx = a$$

queda

$$L_1 = \frac{a}{R_{ext}}$$

y la directividad del arreglo con dirección lateral es de la forma

$$D_{\theta} = \frac{L_{max}}{L_1} = \frac{R_{ext}}{a} = 2\pi \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$$

El valor L_1 la tiene es la longitud total del arreglo y esta dada por la relación

$$L = |N - 1| d$$

entonces la directividad del arreglo queda

$$D_{\text{a}} = 2L \left[\frac{d}{\lambda} \right] = 2 \left[1 + \frac{1}{d} \right] \left[\frac{d}{\lambda} \right]$$

En el caso que se tenga un arreglo que se considere grande se debe de tomar en cuenta que $L \gg \lambda$ y la directividad del arreglo se reduce a

$$D_{\text{a}} = 2L \left[\frac{d}{\lambda} \right] = 2 \left[1 + \frac{1}{d} \right] \left[\frac{d}{\lambda} \right] \stackrel{L \gg \lambda}{=} 2 \left[\frac{L}{\lambda} \right]$$

La directividad total de la antena va a ser

$$D_{\text{t}} = D_{\text{a}} \times \text{directividad de dipolo}$$

11.5.3 Ganancia de arreglos de N elementos

Una de las características de las antenas más importantes en el caso de arreglos es el de concentrar la potencia radiada en una dirección es el caso de ser una antena de transmisión, o la de absorber la mayor potencia posible en el caso de que sea una antena de recepción. Esta característica se puede denominar de diferentes formas, ya sea como su ganancia direccional, su ganancia de antena) o su ganancia de potencia.

La ganancia direccional de un arreglo g_d se define como la razón entre la intensidad de radiación en una dirección y la potencia media radiada

$$g_d(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{\text{prom}}} = \frac{U(\theta, \phi)}{W/4\pi} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{W}$$
$$= \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{\int U d\Omega}$$

y esta expresión se puede expresar en decibelios por medio de la siguiente expresión:

$$G_d = 10 \log_{10} g_d$$

La ganancia direccional como se puede ver en la ecuación anterior es una función de los ángulos (θ, ϕ) y la directividad D de una antena en la máxima ganancia direccional.

La ganancia de potencia de una antena se puede obtener si se utiliza la potencia total de entrada W en la ecuación de la intensidad de radiación promedio por lo que la ganancia de potencia es dada por

$$\xi_p = \frac{W_p}{W_1}$$

en donde W_1 es la potencia de pérdidas en la antena y esta dada por la ecuación:

$$W_1 = W_r + W_d$$

Y de esto se puede hacer:

$$\frac{\xi_p}{\xi_d} = \frac{W_r}{W_r + W_d}$$

lo cual es la medida de rendimiento de una antena, y a esto se le conoce como la ganancia de antena.

ARREGLO EN SERIE

Una parte importante de los arreglos es la forma en que están diseñados, ya que puede ser un arreglo en serie o en paralelo.

Haciendo una comparación en los circuitos eléctricos se sabe que la corriente no es la misma en circuitos en paralelo que los circuitos en serie debido a que se ven afectadas y esto va a repercutir en la corriente que circula por estos, a continuación se analizan los circuitos en serie.

Cuando un circuito está formado por varios elementos en serie como se muestra en la figura 11.5.3.1, las impedancias se pueden representar por una impedancia equivalente, en el caso de que la impedancia sea puramente resistiva, las impedancias se sumarán directamente de la siguiente forma:

$$R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n = R_n$$

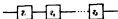


Figura 11.9.3.1

y en el caso de que se traten de impedancias inductivas se comparan de manera semejante que las impedancias resistivas, con la diferencia de que si los elementos inductivos están enrollados en el mismo sentido o en sentido contrario, ya que dependiendo del sentido en que están enrollados,

si están conectados en serie los dos inductores tienen la misma corriente a través inductores y el voltaje en las terminales de cada inductor es

$$V_{L1} = L_1 \frac{di}{dt} - M \frac{di}{dt}$$

$$V_{L2} = L_2 \frac{di}{dt} - M \frac{di}{dt}$$

donde L es la inductancia

M es la inductancia mutua debida a la interacción de los dos conductores

El signo negativo en las expresiones anteriores se debe a que los flujos entrelazados de los dos inductancias son de sentidos opuestos a los flujos propios de cada inductancia, por otro lado sabemos que

$$V_{ec} = (L_1 + L_2 - 2M) \frac{di}{dt}$$

Donde el voltaje V_{ec} es el voltaje total aplicado al circuito y $\frac{di}{dt}$ es la variación de la corriente total que fluye en el circuito, por lo que una inductancia equivalente debe de cumplir la siguiente relación

$$V_{ec} = L_{eq} \frac{di}{dt}$$

y por esto se puede concluir que la inductancia equivalente es

$$L_{eq} = L_1 + L_2 - 2M$$

esto es en el caso de que se trate de dos inductancias con flujos de sentidos contrarios.

En el caso de que se trate de dos inductancias con flujos en el mismo sentido tendrán una inductancia equivalente dada por la relación

$$L_{eq} = L_1 + L_2 + 2M$$

Cuando la inductancia mutua es mucho más pequeña que las inductancias se puede aproximar la inductancia equivalente por

$$L_{eq} = \sum_{i=1}^n L_i$$

Cuando un circuito consta de impedancias capacitivas en serie éstas se pueden representar por medio de una impedancia capacitiva equivalente por medio de la ecuación

$$C_s = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

ARREGLO EN PARALELO

Un arreglo en paralelo análogamente a los circuitos eléctricos van a tener la misma corriente pero estas corrientes van a llegar a formar una corriente total en todo el arreglo.

La corriente en este arreglo es por medio de un divisor de corrientes y el voltaje de los elementos que están en paralelo es el mismo, esto quiere decir que todos los elementos están excitados por el mismo voltaje como se presenta en la figura 9.3.2.

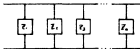


Figura 9.3.2

Cuando un circuito está formado por varios elementos en paralelo en el caso de que se traten de elementos resistivos se pueden representar por un una impedancia equivalente como:

$$R_e = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

En el caso de que se trate de impedancias inductivas se podrán representar por medio de una impedancia equivalente como se muestra a continuación

$$L_e = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3}}$$

En el caso de que se trate de impedancias con elementos capacitivos se podrán representar por medio de una impedancia capacitiva equivalente como:

$$C_e = C_1 + C_2 + C_3$$

ANCHO DE HAZ DE POTENCIA MEDIA

El ancho de haz de potencia media en un arreglo va a depender de la forma en como estén distribuidos los elementos, debido a que el patrón de radiación se ve afectado por la multiplicación de patrones, así como del tipo de arreglo de que se trata.

El ancho de haz nos muestra como la energía radiada de una antena tiende a concentrarse y el ancho de haz es inversamente proporcional a la ganancia direccional de la antena.

PATRÓN DE RADIACION (MULTIPLICACION DE PATRONES)

El patrón de radiación de un arreglo lateral o frontal va a depender de la distancia entre los elementos así como de la forma en que están alimentados cada uno de los elementos, es decir que tienen la misma fase y la misma excitación, así como la forma de los arreglos y si se tiene una alimentación central del arreglo por lo que no es sencillo a partir de un patrón específico

describir en general el patrón de radiación de los arreglos.

Un diagrama completo de radiación para cualquier ángulo de θ y ϕ requiere en realidad una representación tridimensional, esto se puede evitar mostrando solo las secciones del diagrama por planos de interés.

Para los arreglos de dos o mas dipolos o fuentes radiadoras se lleva a cabo una multiplicación de patrones, que es una forma de elaborar una relación entre las diferentes formas en que se puede formar a los elementos de un arreglo y también las diferentes longitudes de los dipolos, ya que lo es lo mismo el patrón de radiación de un dipolo de $k \cdot l$ con otro del mismo tipo a el patrón de radiación de un dipolo de k con otro igual.

Hay un método para encontrar fácilmente los diagramas de arreglos, haciendo el análisis de los diagramas individuales de los elementos radiadores que forman el arreglo.

Si se considera un arreglo de cuatro elementos separados por una distancia $k/2$ y con la misma fase (esto quiere decir que cada uno de los elementos tienen un ángulo am^2) como se muestra en la figura 11.5.3.3.

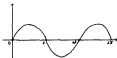


Figura 11.5.3.3

El diagrama se obtiene sumando el diagrama de la antena (1) y (2) y se toma como una sola antena con un diagrama, entonces que por otro lado se suman los diagramas de las antenas (3) y (4) que da un diagrama resultante que se toma como si fuera el de una sola antena si igual que la suma de las dos primeras antenas.

Después de realizada esta primera suma de los diagramas se lleva a cabo la suma de los diagramas de la antena (1,2) con la suma de la antena (3,4), pero la suma de estas dos últimas antenas se debe de hacer sustituyéndolas en el punto medio de las dos por lo cual la

cuna de las dos últimas antenas estarán a la misma distancia y no se afecta el que dos antenas sean sustituidas por otra.

En la figura 11.5.3.4 se puede observar con mayor claridad como se lleva a cabo la sustitución de las antenas individuales por antenas asociadas de dos en dos, así como los diagramas que se van llevando a cabo

arreglo de 4 elementos

$$1 - \frac{\lambda}{2} + 1 - \frac{\lambda}{2} + 1 - \frac{\lambda}{2} + 1$$

figura 11.5.3.4

el arreglo anterior se puede sustituir por el siguiente arreglo

$$11 - \lambda - 11$$

figura 11.5.3.5

Y la multiplicación de patrones es la siguiente (ver la figura 11.5.3.6)



Figura 11.5.3.6

Patrón de radiación resultante por dos sistemas separados $\lambda/2$
ver figura 11.5.3.7



Figura 11.5.3.7

Patrón de radiación por dos elementos separados a una
distancia λ , ver figura 11.5.3.8

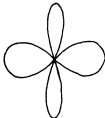
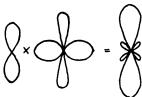


Figura 11.5.3.8

Ya teniendo el primer diagrama que es el diagrama de la unidad, es decir que se toma la suma de las antenas (1) y (2) como la unidad se lleva a cabo la multiplicación por el diagrama de grupo, que no es otro mas que la suma de las dos unidades, es decir de las antenas (1,2) y (2,4) como se puede ver en la figura 11.5.3.9



Multiplicación de Diagramas

Figura 11.5.3.10

Esta multiplicación de diagramas de los patrones de radiación se puede llevar a cabo para arreglos del tamaño que se quiera pero se debe de tener múltiplos de 2^n para poder realizar fácilmente esta multiplicación de diagramas. Si no, se se podrá tomar esta unidad a un arreglo de dos elementos, además de que la distancia de los diagramas resultantes con el elemento sobrante a los elementos sobrantes hará más difícil este cálculo.

El ancho de haz del lóbulo principal es el mismo que el ancho de haz del diagrama de grupo. El número de lóbulos secundarios puede determinarse por medio del número de ceros del diagrama resultante, que es precisamente la suma de ceros del diagrama de la unidad y los ceros del diagrama de grupo (siempre y cuando no existan ceros coincidentes).

III ARREGLOS DISTRIBUIDOS

III.1 LINEAS DE TRANSMISION

Las líneas de transmisión son usadas para llevar energía de una fuente a una carga, las cuales pueden ser de muchos tipos dependiendo de su aplicación y frecuencia con la que se está trabajando.

Las líneas de transmisión contienen constantes distribuidas tales como; resistencia, capacitancia, inductancia y conductancia repartida uniformemente a lo largo de la línea.

Para propósitos de análisis, una línea de transmisión se considera que consiste de los siguientes elementos:

- l. inductancias en serie por unidad de longitud.
- r. resistencias en serie por unidad de longitud.
- C. capacitancias en paralelo por unidad de longitud.
- g. conductancias en paralelo por unidad de longitud.

Una representación de una sección de línea se puede mostrar en la figura III.1.1

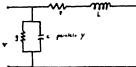


Figura III.1.1

El voltaje v en la línea de transmisión es atenuado debido a la caída de voltaje por la corriente i que pasa a través de las impedancias en serie Z .

Si el voltaje V_0^+ y la corriente I_0^+ incididos en la carga y V_0^- e I_0^- son los voltajes y corrientes reflejados, entonces el voltaje V_x y la corriente I_x en cualquier punto a una distancia x desde el extremo final de la línea, está dado por las ecuaciones

$$V_x = (V_0^+)(e^{-\gamma x}) + (V_0^-)(e^{-\gamma x})$$

$$I_x = (I_0^+)(e^{-\gamma x}) + (I_0^-)(e^{-\gamma x})$$

donde γ es la constante de propagación dada por

$$\gamma = (\frac{ZY}{Z_0 Y_0})^{1/2} = \left[(r+j\omega l)(g-j\omega c) \right]^{1/2}$$

la constante de propagación se puede representar con una parte real y una parte imaginaria como;

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

una forma de poder expresar la constante de propagación se puede dar por la forma

$$e^{-\gamma x} = e^{-\alpha x} = \sqrt{2} e^{-\alpha x} \sqrt{2} e^{-j\beta x}$$

Las expresiones $e^{-\alpha x}$ y $e^{-j\beta x}$ son números reales que representan el incremento y decremento en amplitud respectivamente, con un

incremento de x .

Los factores $e^{j\beta x}$ y $e^{-j\beta x}$ representan un adelanto o un retraso de fase respectivamente cuando se incrementa x .

Impedancia característica de una línea de transmisión.

La impedancia característica de una línea de transmisión se define por sus características físicas así como por la frecuencia en la que se está usando por lo que se puede definir como

$$Z_0 = \left[\frac{Z}{Y} \right]^{1/2} = \left[\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C} \right]$$

Z_0 puede ser definida en términos de amplitudes de voltajes y corrientes de ondas incidentes y reflejadas como sigue:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{V_0^-}{I_0^-}$$

De la primera ecuación se puede ver que para una línea con pérdidas despreciables $\omega L \gg R$, $\omega C \gg G$ nos queda

$$Z_0 = \left[\frac{L}{C} \right]^{1/2}$$

Esta proposición no se puede tomar como válida si Z_0 es una impedancia compleja.

En el caso del diseño que se está realizando la impedancia Z_0 es una impedancia puramente real, ya que se trata de líneas de transmisión puramente resistivas.

El arreglo en estudio solo tiene impedancias puramente

resistivas.

ATENUACION

La parte real de la constante de propagación es la atenuación conocida en Neperá por unidad de longitud.

La relación de corrientes y voltajes en dos puntos imaginarios A y B, debido a una onda que viaja de A a B está dada por

$$\frac{I_A}{V_A} = \frac{I_B}{V_B} e^{-\alpha L}$$

donde L es la separación entre los puntos A y B.

La constante de atenuación puede ser expresada en términos de las constantes de línea por una expansión. Los resultados para pequeños valores de atenuación se pueden expresar como

$$\alpha = \frac{R}{2Z_0} + \frac{G}{2} \quad \text{Neperá por unidad de longitud}$$

El primer término en la fórmula de la atenuación es debido a pérdidas en los conductores y el segundo término se debe a pérdidas dieléctricas.

La parte imaginaria β de la constante de propagación no es otra cosa que la constante de fase, que se expresa en radianes por unidad de longitud. La fase de una señal propagada se reduce 2π radianes y se puede encontrar por medio de la fórmula

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

donde λ es la longitud de onda en la línea de transmisión.

La constante de fase expresada en términos de las constantes

de líneas está dada para pequeños valores de atenuación como

$$\beta = \omega \sqrt{LC}^{1/2} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{R}{\omega L} + \frac{G}{\omega C} \right)^2 \right]$$

en el caso de que las pérdidas sean pequeñas la ecuación anterior se reduce a

$$\beta = \omega \sqrt{LC}^{1/2}$$

Esta ecuación es válida para la condición donde las pérdidas en el conductor y el dieléctrico son iguales y aproximadamente exactas cuando $\omega L \gg R$ y $\omega C \gg G$.

La amplitud del voltaje o corriente de una onda viajera en cualquier punto a una distancia x , a lo largo de la línea de transmisión, en la dirección de la onda que viaja, es proporcional a $\cos(\omega t - \beta x)$ donde $(\omega t - \beta x)$ es el ángulo de fase.

Una onda viajera con fase constante en un punto es representada por un valor constante como $\omega t - \beta x = K$, si esta igualdad se deriva con respecto al tiempo, la siguiente expresión para la velocidad u_p de un punto de fase constante de la onda viajera se obtiene con

$$u_p = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{v}{\beta}$$

La velocidad representada por u_p es normalmente llamada velocidad de fase de la onda viajera. Si esta onda viajera es una señal portadora de amplitud V_c y con una frecuencia angular ω_c , las expresiones para los voltajes instantáneos v en cualquier punto de la línea, el tiempo de transmisión t_c , y la velocidad de propagación la velocidad de propagación de fase u_p son como sigue:

$$e = V_0 \cos (\omega t - \beta x)$$

$$L_0 = \frac{\beta_0 x}{\omega}$$

$$\omega_0 = \frac{\omega}{\beta_0}$$

Si esta portadora es modulada a una frecuencia ω_m con una amplitud V_m , sobre y bajo frecuencias de bandas laterales, puede ser propagada hacia x lo largo de la línea en la portadora. Si la diferencia en la constante de fase entre dentro del valor β_0 , que es la frecuencia de la portadora y los valores β_{+1} y β_{-1} que son las n frecuencias de bandas laterales, es de la misma magnitud pero de signo contrario, β_{+1} es más grande que β_0 , lo cual es más grande que β_{-1} , y se designa como β_a y la expresión para la portadora modulada es

$$e = \left[V_0 + V_m \cos (\omega_m t - \beta_a x) \right] \cos (\omega t - \beta_0 x)$$

Además se puede ver que la velocidad u_0 de la envolvente de modulación y el tiempo de transmisión t_0 de la envolvente de modulación y está dada por

$$u_0 = \frac{\omega_m}{\beta_a}$$

y por otro lado

$$L_0 = \frac{\beta_0 x}{\omega_0}$$

Donde ω_0 es la diferencia de frecuencias entre la portadora y

las bandas laterales y β_c es la diferencia de la constante de fase entre la portadora y las bandas laterales y puede ser expresado como sigue

$$u_g = \frac{u_c}{\beta_c} = \frac{d\omega}{d\beta}$$

Si el valor de β es proporcional a ω , entonces $d\omega/d\beta$ es igual a u_c/β_c y la velocidad u_p y u_g son iguales. En este caso la portadora y la envolvente de modulación viajan a la misma velocidad.

Si β no es proporcional a ω , entonces $d\omega/d\beta$ no es igual a u_c/β_c y la portadora y la envolvente de modulación se propagan con diferentes velocidades.

La velocidad u_g se le conoce como velocidad de grupo.

En un medio no dispersivo la velocidad de fase no esta en función de la frecuencia, y las velocidades de fase y grupo son iguales.

En sistemas de comunicación se requieren las líneas de transmisión dispersivas.

Si el sistema de transmisión es no dispersivo, no hay distorsión, si $r = \mu_0 \epsilon_0$, o si $r/\omega^2 = g/\omega^2$, o si las pérdidas en los conductores son iguales a las pérdidas en los dieléctricos, bajo estas condiciones se puede decir que las velocidades quedan de la forma

$$u_p = u_g = \frac{1}{\sqrt{LC}} = u_0$$

donde u_0 es la velocidad de la luz en el campo vacío.

En un sistema de transmisión de guías de onda, la longitud de onda λ en la guía es más grande que la velocidad de la luz. lo anterior se puede demostrar por medio de la relación

$$\text{SWR} = \frac{1}{\rho^2}$$

$$\rho = \rho_0 = \rho \frac{dL}{dZ}$$

La relación de voltajes de ondas estacionarias (VSWR) es la relación de valores máximos y mínimos de voltaje o corriente. La relación de potencia de ondas estacionarias (VSWR o ρ^2) es el cuadrado de la relación de voltaje de onda estacionaria

$$\text{VSWR} = \frac{V_{\text{max}}}{V_{\text{min}}} = \frac{I_{\text{max}}}{I_{\text{min}}}$$

$$\text{SWR} = (\text{VSWR})^2 = \rho^2$$

La relación entre el voltaje incidente y el voltaje reflejado en cualquier punto a lo largo de la línea de transmisión, se expresa por el coeficiente de reflexión Γ_{VL} . El coeficiente de reflexión tiene una magnitud Γ , y una fase ϕ , de la relación de voltajes reflejado e incidente.

Si la línea de transmisión tiene una atenuación apreciable, el coeficiente de reflexión puede variar en magnitud, decreyéndose exponencialmente hasta cero dependiendo de como se incremente la distancia desde la carga.

III.2 LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN COMO RESISTENCIA

La línea de transmisión en microondas se puede comportar como una resistencia, capacitancia o inductancia dependiendo de las características físicas de la línea de transmisión.

La impedancia característica de la línea de transmisión en microondas va a depender del material del que se compone y las dimensiones que tiene, para que una línea de transmisión se comporte como una resistencia debe de tener una longitud igual a $\lambda/4$, esto se puede comprender mejor si se estudia a calcular la impedancia por medio de la carta Smith (ver figura III.2.1).

La Carta Smith es una herramienta gráfica que nos ayuda a calcular la impedancia así como el acoplamiento entre líneas de transmisión y cálculo de atenuaciones.

Como se ha visto anteriormente cuando el medio donde se propaga la onda es el aire, la impedancia de campo es la misma que la impedancia intrínseca del medio, el cual es igual a 120π , pero cuando el medio donde se propaga la onda es diferente al aire, se tendrá una impedancia diferente que contiene una parte real y una imaginaria llamada impedancia de onda, en este caso el medio será la línea de transmisión y en este caso a la parte imaginaria de la impedancia de onda se le llama impedancia de onda z y además va a haber una impedancia de campo debida a las variaciones que tenga la impedancia de la onda al pasar por la línea de transmisión y la distancia z le va afectar de la siguiente forma:

$$Z(z) = \frac{E_x(z)}{H_y(z)} = \eta \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)}$$

donde $E_x(z)$ es el campo eléctrico en dirección x

$H_y(z)$ es el campo magnético en dirección z

η es la impedancia de onda en $z = 0$

$\Gamma(z)$ es el coeficiente de reflexión de la onda en el punto de distancia z .

En el caso del este diseño la impedancia es solo resistiva y se puede calcular por medio de la ecuación:

$$R = \rho \frac{l}{A}$$

Por otro lado el coeficiente de reflexión se puede definir como:

$$\Gamma(z) = \frac{Z(z) - Z_0}{Z(z) + Z_0} e^{2\gamma z}$$

Este coeficiente de reflexión es la que hay entre la onda incidente y la onda reflejada, el cual cambia a medida que z va variando sus valores desde cero.

Para comprender mejor las relaciones entre la Carta Smith y el coeficiente de reflexión se puede decir que a partir de las siguientes ecuaciones se puede llegar a formar la Carta Smith

$$\frac{Z(z)}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)}$$

donde $Z(z)/Z_0$ es la impedancia normalizada

$$Z(z) = R(z)$$

$$R(z) = \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)}$$

El coeficiente de reflexión y la impedancia característica tienen su parte real y su parte imaginaria.

$$k(z) = r + ja$$

$$\Gamma(z) = \Gamma_r + j\Gamma_i$$

Por lo que la ecuación de la impedancia intrínseca se puede escribir como

$$r + ja = \frac{1 - \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 + \Gamma_r - j\Gamma_i}$$

por lo que podemos agrupar de la ecuación anterior la parte real y la parte imaginaria.

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 + \Gamma_i^2}{(1 + \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}$$

y por otro lado la parte imaginaria queda

$$a = \frac{2\Gamma_i}{(1 + \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}$$

Si se varía tanto a como r y se hacen constantes reales se genera una familia de curvas circulares que dan por resultado la Carta Smith (Figura 100.2.11).

La Carta Smith es la transposición de dos juegos de curvas circulares y cada punto corresponde a una impedancia con parámetros que dan el valor de su parte real y su parte imaginaria, las cuales indican si es una impedancia resistiva, capacitiva o inductiva.

Si se prolonga este punto hacia el plano real e imaginario de Γ se encontrarán los valores del coeficiente de reflexión y la distancia que hay entre el 0 de Γ y el punto de intersección es el valor del coeficiente de reflexión.

Además en la Carta Smith se puede encontrar el SWR (standing wave ratio) relación de onda estacionaria asociada con ondas uniformes incidentes y ondas reflejadas en una región donde no hay pérdidas y se relaciona con el campo eléctrico tanto máximo como mínimo que a su vez es la relación

$$\text{SWR} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

Y en la Carta Smith se puede encontrar el SWR trazando un círculo con un radio desde 0 hasta $r + ja$.

En el caso de tener dos líneas de transmisión que no estén acopladas en sus impedancias se puede ver que no toda la energía va a ser transmitida y se va a reflejar una parte de las ondas por lo que es importante acoplarlas por medio de acopladores de impedancia o variar la distancia entre la carga y el generador. Pero estas variaciones de la distancia z van a afectar la impedancia de carga de la onda, entonces para una impedancia total de $Z = XL$ con una frecuencia F la longitud de la línea de transmisión se puede encontrar por medio de la ecuación

$$XL = 2z\beta L = \beta L$$

donde L es la longitud de la línea de transmisión.

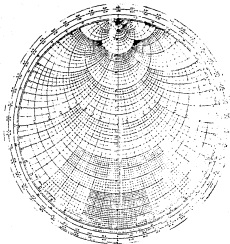


Figura III.2.1 Carta Smith

Para muchos casos en la práctica se requiere acoplar impedancias o transformar ondas alargando o acortando la longitud de la línea de transmisión o sea la distancia entre el generador y

la carga pero como se explicó anteriormente esta causa una modificación en la impedancia de la onda de campo con una impedancia de carga dada en la Carta Smith pero una impedancia un cuarto de longitud de onda λ es equivalente a trazar una línea desde el punto $r=1$ hasta la impedancia normalizada localizada en los círculos r y jx y luego trazar el mismo radio para realizar el el círculo SWR constante, de ahí se traza desde el mismo punto y prolongarlo hasta que trace el círculo SWR y este nos dará las características de la impedancia pero un $\lambda/2$ o $\lambda/4$ después.

Por medio de la explicación anterior ahora se podrá comprender que la línea de transmisión resistiva esta sobre la línea horizontal de la Carta Smith y es por esto que para que una línea de transmisión se comporte solo como una resistencia debe de tener una longitud igual a $\lambda/4$.

La resistencia se caracteriza por tener la propiedad de disipar energía, a diferencia de la inductancia y la capacitancia, esto quiere decir, que la energía almacenada por otros elementos y suministrada a los elementos resistivos es disipada o transformada a través de estos.

Las variables que estan asociadas con la resistencia son la corriente y el voltaje y queda definida como

$$V_R = RI_R$$

donde

V_R es el voltaje a través de la resistencia

I_R es la corriente que fluye a través de la resistencia.

R es el valor de la resistencia.

COMO INDUCTANCIA

En el caso de la línea de transmisión como una inductancia se debe de tomar en cuenta que esta línea debe de tener una longitud finita mayor a $\lambda/4$ y su impedancia característica debe de tener no solo una parte real como la resistiva sino también una parte imaginaria, pero en el caso de una inductancia deberá de ser positiva la parte imaginaria.

La inductancia se caracteriza por su propiedad de almacenar energía, pero después le es a entregar a otro elemento del sistema en el cual esta la inductancia, la velocidad con que entrega la energía almacenada en la inductancia es casi instantánea.

Las variables que se asocian con la inductancia son la corriente y el voltaje y su comportamiento se puede definir por:

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

o de otra forma

$$i_L = \frac{1}{L} \int_a^b V_L dt'$$

donde

V_L es el voltaje a través de la inductancia.

i_L es la corriente que fluye a través de la inductancia.

L es el valor de la inductancia.

COMO CAPACITANCIA

En el caso de que se necesite una línea de transmisión con un comportamiento semejante al de una capacitancia, se debe de tomar

en cuenta que la longitud física de esta debe de ser menor de $\lambda/4$ y que la impedancia característica de la línea de transmisión debe de tener tanto una parte real como una parte imaginaria semejante a la línea de transmisión con inductancia, pero en la Carta Smith la parte imaginaria se encuentra en la parte inferior y será una parte imaginaria negativa.

La capacitancia es igual que la inductancia se caracteriza por la propiedad de almacenar energía que es suministrada por parte de los demás elementos que están conectados en el sistema al cual pertenece la capacitancia.

La capacitancia va a ceder después la energía almacenada, pero la velocidad con que entrega esta energía depende directamente del valor de la capacitancia y del elemento resistivo al cual se le entregará la energía.

Las variables que intervienen asociadas a la capacitancia son el voltaje y la corriente y el coeficiente de la capacitancia se puede definir por:

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt}$$

o de otra forma

$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t') dt'$$

donde

V_c : es el voltaje a través de la capacitancia

i_c : es la corriente que pasa a través de la capacitancia

C : es la capacitancia

111.3 CIRCUITOS EQUIVALENTES DE MICROONDA

En microondas por medio de microcintas que se comportan como capacitancias, inductancias y resistencias se pueden hacer circuitos RL, RC, RLC y LC.

A continuación se explica como se deben de construir cada uno de los circuitos y las características físicas que deben de tener para poder desempeñarse de acuerdo con el circuito que se quiera diseñar utilizando microcintas.

CIRCUITO RL.

El circuito RL consta de una inductancia y una resistencia y en el caso de las microondas tambien puede ser en serie o en paralelo.

En el caso de un circuito RL en serie su respuesta a corriente senoidal $i = I \sin \omega t$ es

$$v_R = RI = RI \sin \omega t$$

$$v_L = L \frac{di}{dt} = \omega L I \sin(\omega t + 90^\circ)$$

Pero los voltajes de los dos dispositivos hacen un voltaje total mientras que la corriente es la misma ya que estan en serie como se muestra en la figura 111.3.1



Figura 111.3.1

De esta manera el voltaje total de los dos dispositivos es

$$v = v_R + v_L = RI \operatorname{sen} \omega t + \omega L I \operatorname{sen}(\omega t - 90^\circ)$$

Y la manera de conectarlos en microcintas es como se muestra en la figura III.3.2.



Figura III.3.2

En el caso de un circuito RL en paralelo se tendrá lo siguiente (ver figura III.3.3).

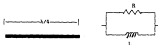


Figura III.3.3

CIRCUITO RC.

Un circuito RC con microcintas se puede realizar dependiendo de las necesidades que se tengan para la aplicación de este, ya que

puede ser tanto como en paralelo, como en serie.

Sin importar el tipo de conexión este circuito debe de tener los parámetros requeridos en sus parámetros físicos para poder comportarse como una resistencia y una inductancia.

El circuito RC tendrá que tener las siguientes dimensiones para que se pueda comportar como tal en el caso de que se trate de un circuito RC en serie (ver Figura III.3.4)



Figura III.3.4

CIRCUITO RLC

Un circuito RLC es uno de los circuitos más importantes, debido a que con este circuito se puede llegar a hacer múltiples aplicaciones, tal es el caso de los circuitos tanque, que hacen que la onda entre en resonancia, pero para hacer este circuito se deben de respetar los parámetros que deben de tener las microcintas en sus características físicas según se ha tratado anteriormente para que cada uno de los elementos de microcinta pueda tener un comportamiento de resistencia, inductancia y capacitancia con sus parámetros normalizados según la Carta Smith. Por lo que un circuito RLC deberá tener las siguientes dimensiones según se puede ver en la figura III.3.5



Figure 11.3.5

IV CÁLCULO DE ARRÉGLO CON DIPOLOS.

El cálculo del arreglo se divide en dos partes, debido a que consta de un arreglo de N x M pero depende también de un elemento básico el cual se debe de calcular primero para poder saber el comportamiento del elemento y sus propiedades para poder componer un arreglo, según sean las necesidades que se tratan de resolver. Dependiendo del patrón de radiación se podrá saber las características que debe de tener el arreglo.

Por lo cual se debe de hacer el cálculo del dipolo en sí, y el cálculo del arreglo en total.

IV.1 Diseño de dipolo

Para el diseño del dipolo se debe de tomar en cuenta la frecuencia en la que se va a trabajar para poder determinar sus características físicas, como se sabe la frecuencia en la que se va a trabajar es en la banda E y escogiendo una frecuencia en particular se escogió la frecuencia de 9 GHz, y a partir de esta frecuencia ya se puede llevar a cabo el cálculo de los dipolos que van a componer el arreglo. En primera instancia se calcula la longitud del dipolo en base a la frecuencia de 9 GHz y se puede calcular por medio de la ecuación

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

donde c es la velocidad de la luz

f es la frecuencia

λ es la longitud de onda

sustituyendo f y c en la ecuación anterior

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{9 \times 10^6} = 0.000033 \text{ m}$$

y para encontrar la longitud del dipolo

$$l = 0.478 \lambda$$

substituyendo la longitud de onda obtenida en la ecuación anterior se tiene

$$l = 0.478 (0.000033) = 0.0000158 \text{ m.}$$

Ya calculada la longitud del dipolo se procede a calcular el ancho del dipolo impreso, que como se sabe debe de tener el mismo radio que un dipolo convencional para que tenga la misma distribución de corrientes en su superficie para que tenga un comportamiento igual en su forma de radiación.

Teniendo el radio de un conductor tridimensional y se desea hacer un dipolo "bidimensional" (se considera bidimensional ya que el espesor de este dipolo impreso es tan pequeño que se puede despreciar, pero para el cálculo de la resistencia del dipolo se debe de tomar en cuenta), se debe de tomar en cuenta que su perímetro debe de ser igual a el ancho del dipolo impreso, por lo que se puede encontrar el ancho del dipolo impreso haciendo la siguiente igualdad

$$2\pi r = 2d$$

donde r es el radio del dipolo convencional
 d es el ancho del dipolo impreso

Se toma esta igualdad debido a que la corriente o la carga en un conductor se encuentra en la superficie de este.

Tomando el radio de un conductor convencional para la frecuencia que se está utilizando, se tiene que el radio es igual a 0.0008 m., por lo que despejando d de la ecuación anterior y sustituyendo este valor, el ancho del dipolo impreso queda como

$$d = \pi (0.0008) \text{ m.}$$

$$d = 0.002513274 \text{ m.}$$

Dentro de esta longitud λ se debe de tomar en cuenta la separación que debe de haber entre los dos elementos del dipolo, para que no exista ningún problema con las corrientes de inducción debida a la cercanía de los dos elementos del dipolo, y a esta separación entre los dos elementos del dipolo se le designa con la letra a y esta dada por la relación

$$a = \frac{\lambda}{32}$$

Aunque el arreglo que se diseña no tiene los dos elementos esta distancia es importante para saber cual es la distancia a la que se puede poner el elemento apuesto de la línea de dipolos que están en paralelo.

De esta manera se puede decir que queda diseñado el dipolo que va a ser utilizado como elemento para los diferentes arreglos que se van a construir para comparar la teoría desarrollada con los resultados de las pruebas.

IV.2 Diseño de arreglo de dipolos $M \times N$

Para poder hacer el diseño de un arreglo de dipolos de $M \times N$ se consideró a cada dipolo con una longitud l que ya ha sido calculada anteriormente y con un ancho d , espaciados entre sí a una distancia uniforme a en la dirección x y una distancia b en la dirección y , como se muestra en la figura IV.2.1.

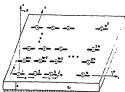


Figura IV.2.1

Para mayor simplicidad de los cálculos se hizo un arreglo cuadrado, pero se puede hacer de la forma que se necesite dependiendo de las necesidades de la aplicación que se requiera hacer, para tener un patrón de radiación con una forma de radiación específica.

Los dipolos que forman el arreglo se consideraron como fuentes puntuales generadoras y con un campo central y tienen un circuito equivalente como se presenta en la figura IV.2.2



Figura IV.2.8

Para poder simplificar el diseño del arreglo de sustrato por el método de momentos.

El campo eléctrico $E(x,y)$ [Pozar,1986] expresado como un espectro de ondas planas, y los coeficientes de las funciones T_x y T_y representan a la superficie de onda de la función magnética transversal (TM) y la función eléctrica transversal (TE), respectivamente, de la placa dieléctrica caracterizada por la función

$$E(x,y) = \frac{-jC_0}{4\pi^2 \epsilon_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q(k_x, k_y) e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dk_x dk_y \quad (1)$$

donde

$$Q(k_x, k_y) = \frac{(k_x k_y^2 - k_0^2) \epsilon_0 \cos(k_0 z) + j k_0 (k_0^2 - k_x^2) \sin(k_0 z)}{T_x T_y} \sin(k_0 z) \quad (2)$$

$$T_x = k_x \cos(k_0 z) + j k_0 \sin(k_0 z) \quad (3)$$

$$T_y = \epsilon_0 k_y \cos(k_0 z) + j k_0 \sin(k_0 z) \quad (4)$$

$$k_x^2 = c_1 k_0^2 - \beta^2, \quad \text{Re}(k_x) < 0 \quad (15)$$

$$k_z^2 = k_0^2 - \beta^2, \quad \text{Re}(k_z) < 0 \quad (16)$$

$$\beta^2 = k_x^2 + k_z^2 \quad (17)$$

$$k_x = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \beta = \beta c_1 / c_0 \quad (18)$$

$$k_z = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} \beta \quad (19)$$

Se toma a los dipolos con la suposición de (10(1)), solo para las corrientes en la dirección x que se requiere. La función de Green representando a $E_x(x,y)$ debido a un dipolo eléctrico infinitesimal con una intensidad sujeta a lo largo de la dirección x en la piana dieléctrica en (x_0, y_0) puede ser expresada por la ecuación

$$k_x^2 = c_1 k_0^2 - \beta^2, \quad \text{Re}(k_x) < 0$$

Estrictamente hablando la ecuación (1) se puede considerar como una distribución de campo, donde la integral no es convergente como el resultado de una doble diferenciación dentro de la integral como una función de potencial.

La ecuación (1) se puede evaluar por sí sola, pero solamente después de haber multiplicado por el modo de expansión de

corriente e integrado sobre la superficie de este modo.

La densidad de corriente eléctrica superficial en los dipolos se puede expresar en términos de ondas senoidales por elemento definida como

$$J(x, y) = \frac{\sin kh(x-x_1)}{V \sin kh} \quad (10)$$

para $|x-x_1| < \Delta$, $|y-y_1| < W/2$, donde h es la longitud media del modo de expansión, x_1 y y_1 son las coordenadas x , y de las terminales (centrales) del modo l , y k_0 es el número de onda del modo de expansión, escogido como

$$k_0 = k_0 \sqrt{\epsilon_r - 1} \quad (11)$$

La ecuación integral del campo eléctrico está formada por el intervalo de los límites del campo total E , debido a desvanecimientos sobre la superficie de los dipolos.

La solución de esta ecuación integral se puede encontrar por medio de la solución del método de momentos Galerkin, basada en la siguiente ecuación matricial

$$[Z] \cdot [Y] = [V] \quad (12)$$

donde Z es la matriz de impedancias de el arreglo con elementos dada por

$$Z_{mn} = \frac{jZ_0}{4\pi^2 k_0 z_0} \int_{-W/2}^{W/2} \int_{-\Delta}^{\Delta} Q(k_x, k_y) P_n(k_x, k_y) P_m^*(k_x, k_y) dx_1 dy_1 \quad (13)$$

desde F_n es la transformada de Fourier del modo de expansión en el dipolo n .

$$F_n(x, y) = \int_{x_0-h}^{x_0+h} \int_{y_0-h}^{y_0+h} J_n(x, y) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (14)$$

En la ecuación (12), (27) es la matriz de impedancias terminales generadoras (es una matriz diagonal), a (11) es el vector desconocido de coeficientes del modo de expansión, V es el vector de voltaje de excitación de los elementos del arreglo. Dejando a N como el número de elementos en cada renglón y cada columna del arreglo, y dejando a M como el número de modos de expansión de los modos senoideales por trazo en cada dipolo. El orden del sistema lineal en la ecuación (12) es entonces $M \times N \times N$. Entonces, por ejemplo en el caso de tener un arreglo cuadrado de 11×11 con tres modos de expansión por dipolo requiere una matriz de impedancia del tamaño 363×363 , y su orden va disminuyendo como el cuadrado de N .

Es por esto que es importante minimizar lo más posible el número de funciones base por dipolo, y hacer una buena selección de las funciones base usadas por dipolo. Los modos senoideales por trazo de la ecuación (10) con un número de ondas dado por la ecuación (11) se puede encontrar por los resultados dados por un simple dipolo, siempre y cuando se use un modo en la ecuación (9) y (8). En los cálculos de este arreglo se usó un modo ($M=1$).

Para un arreglo de dipolos en el espacio libre la corriente de expansión se puede encontrar en la ecuación (11), (12) y (13). en la ecuación (12) se puede encontrar para un arreglo de dipolos delgados cercanos a la resonancia, espaciados no muy cerca entre sí, corrientes en los dipolos practicamente idénticas.

Para el caso de un arreglo de dipolos impresos, la situación es siempre mucho mejor, quizá porque el dipolo impreso es

resonancia tiene una mayor Q que lo hace semejante al dipolo en el espacio libre. Una buena selección de las funciones bases de dipolo puede dar una buena aproximación de la corriente verdadera.

La mejor justificación de un modo simple de aproximación, es una comparación con los resultados calculados usando más de un modo de expansión por dipolo.

La impedancia de entrada, el coeficiente de reflexión, y la eficiencia de radiación pueden ser comparada contra el ángulo de apertura, con el resultado de la impedancia de entrada difiere alrededor de un 10 %, y la magnitud del coeficiente de reflexión y la eficiencia de radiación (la cual está normalizada) difiere con una pérdida alrededor del 2%. Estas variaciones se pueden comparar según se ha observado que esto sucede cuando disminuye el número de funciones bases en la solución del método de momentos para un dipolo simple.

Si se quiere enfatizar que en la solución general del método de momentos formulada alrededor de una sola aproximación, se limita el número de modos de expansión por dipolo, se entonces la presencia de todos los dipolos en conjunto que generan la solución completa. Además, la solución es capaz de tratar el caso de la excitación forzada ($Z_T = D_1$, caso el caso de la excitación libre ($Z_T = 0$).

Si se usa un modo de expansión por dipolo, el vector de voltaje de los elementos puede ser escrito como

$$V_n = e^{jk_n(x_n + y_n)}$$

donde x_n, y_n son las coordenadas del centro del dipolo en x y

$$u = \cos \theta \cos \phi$$

$$v = \cos \theta \sin \phi$$

son las direcciones coplanas en las direcciones θ y ϕ .

Después la ecuación matricial (12) se puede resolver por el modo de corrientes, y la impedancia de entrada del dipolo análogo puede ser escrita como

$$Z_{in}^a(\theta, \phi) = V_{in}/I_a$$

El coeficiente de reflexión activo en el dipolo análogo puede ser determinado como

$$R^a(\theta, \phi) = \frac{Z_{in}^a(\theta, \phi) - Z_{in}^a(0, 0)}{Z_{in}^a(\theta, \phi) + Z_{in}^a(0, 0)}$$

La eficiencia de radiación basada en la pérdida de potencia se puede definir como

$$\eta = 1 - \frac{P_{ref}}{P_{in}}$$

donde P_{in} es la potencia total de entrada al arreglo, y P_{ref} es la potencia en la superficie de la onda. Estas potencias se pueden calcular en el arreglo de la siguiente forma.

$$P_{in} = Re \left[\sum_n \sum_m I_n^* I_m Z_{nm} \right]$$

$$P_{av} = \sum_n \sum_m I_n^* I_m R_{nm}^{av}$$

donde R_{nm}^{av} es la contribución de la superficie de onda real a la impedancia Z_{nm} .

Otra parte que se utiliza para el diseño del arreglo es el patrón del elemento activo $E_0(\theta, \phi)$, el cual es el patrón del campo radiado por un arreglo cuando el dipolo elemento es excitado por un voltaje generador, y todos los demás dipolos están terminados en una impedancia Z_T .

Si el arreglo es infinitamente largo el patrón del elemento activo es directamente proporcional a la ganancia del patrón del arreglo. Para arreglos finitos esto es correcto solo si se no se consideran los efectos debido a el ancho del elemento.

El patrón del elemento activo para el dipolo elemento se puede calcular como sigue

$$E_0(\theta, \phi) = E_0(\theta, \phi) \sum_{n=1}^N I_n e^{jka(n \cos \theta \cos \phi)}$$

Para la ecuación anterior se consideró a todos los voltajes iguales a cero y el voltaje del dipolo elemento se consideró igual a la unidad y $E_0(\theta, \phi)$ es el patrón de un solo dipolo y se expresa como

$$\underline{E}_z = (E_z, \theta) = -60 \eta_0 I_0 \cos(k_0 z) \left[\frac{1}{r} P_\theta \cos \theta - \frac{1}{r^2} P_r \sin^2 \theta \right]$$

donde

$$P_\theta = \frac{\cos \theta}{\cos \theta - j \eta_0 \sin(\theta - \theta_0) \cos \theta} \quad \text{y} \quad \frac{1}{r^2} \sin^2 \theta$$

$$P_r = \frac{\cos \theta}{\cos \theta - j \eta_0 \sin(\theta - \theta_0)}$$

$$r^2 = cr - \sin^2 \theta$$

por otro lado $f(k_0 z, k_0 r)$ es la transformada de un solo modo de expansión senoidal por trazo y se puede expresar de la forma

$$f(k_0 z, k_0 r) = \frac{-2k_0 \cos(k_0 z \sin \theta \cos \theta) - \cos(k_0 r)}{\sin k_0 r [k_0^2 \sin^2 \theta \cos^2 \theta - k_0^2]}$$

*

y la ganancia del elemento activo se puede calcular por medio de la siguiente ecuación

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi |E_z(\theta, \phi)|^2}{2\pi P_{in}}$$

donde P_{rad} es la potencia disipada por el elemento. Se puede ver que en la expresión anterior no se incluye la pérdida de potencia en la impedancia del generador Z_0 , pero el patrón del elemento activo depende de las impedancias terminales Z_n .

Para arreglos infinitos la ganancia de un solo elemento se define por medio de la expresión

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi R_{\text{rad}}}{\lambda^2} |1 - \Gamma(\theta, \phi)|^2 \quad ; \text{ con } \theta$$

donde $\Gamma(\theta, \phi)$ es el coeficiente de reflexión en cualquier elemento del arreglo.

A partir de la teoría se calcularon las siguientes ganancias, impedancias de entrada, potencia de radiación y directividades teóricas para cada arreglo que se diseñó para las diferentes pruebas, las cuales están en la Tabla IV.2.3..

A 19.2.1

Arreglo	Impedancia de entrada	Potencia de radiación	Ganancia a) 3000
1 x 1	0.804 Ω	100 μ W	1.76
4 x 1	3.57 Ω	100 μ W	7.78
5 x 1	4.47 Ω	100 μ W	8.76
6 x 1	5.36 Ω	100 μ W	9.64
5 x 5	0.702 Ω	100 μ W	15.7
6 x 6	0.702 Ω	100 μ W	17.3
15 x 15	0.804 Ω	100 μ W	25.2

Durante el cálculo de las impedancias de entrada se pudo observar que los arreglos cuadrados van a tener la misma impedancia que la de un dipolo simple siempre y cuando tengan las mismas características que el dipolo, y la impedancia de los arreglos rectangulares donde $H > N$ la impedancia de entrada va a ser mayor, mientras que en los arreglos rectangulares donde $N < H$, la impedancia de entrada va a ser menor que la impedancia del dipolo simple.

La Directividad total puede ser igual a otros arreglos con el mismo número de elementos, por lo cual un arreglo de 15 E 15 puede tener una directividad igual a la de uno de 225 X 1 ó uno de 3 E 75, pero se debe de tomar en cuenta que aunque tengan la misma directividad no tendrá la misma forma en tres dimensiones.

Y CONSTRUCCION Y PRUEBAS

La construcción del arreglo se llevó a cabo empezando por un arreglo de un elemento simple que fue un dipolo impreso.

Para llevar a cabo la construcción del dipolo impreso que tiene un comportamiento igual al de las microondas primero se hicieron los cálculos de las dimensiones que debería de tener como se hizo en el capítulo IV y después se llevó a cabo la construcción dibujando sobre una placa de baquelita cubierta de una capa de cobre especial para hacer circuitos impresos, siguiendo el procedimiento para la construcción de circuitos impresos, que es dibujar sobre la placa de baquelita el diseño del dipolo o de los diferentes arreglos que se diseñaron y se aplicó un ácido para que quedara solo la parte de cobre que interesa y la parte restante queda solo de baquelita.

Se construyeron diferentes tipos de arreglos para poder comparar la teoría desarrollada en los capítulos anteriores, los arreglos que se construyeron fueron:

- 1 arreglo frontal de 4 X 1 elementos
- 1 arreglo frontal de 5 X 1 elementos
- 1 arreglo frontal de 5 X 1 elementos
- 1 arreglo lateral de 5 X 5 elementos
- 1 arreglo frontal de 5 X 5 elementos
- 1 arreglo frontal de 15 X 15 elementos

Ya construido el dipolo simple se realizaron las pruebas de laboratorio tomando como referencia una antena de corneta (piramidal), se tomó como referencia a esta antena debido a que en laboratorio de Radiación y Propagación es la única antena hemisférica, lo cual quiere decir que esta antena realmente tiene una buena calidad de construcción con respecto al diseño original.

Después de haber hecho la construcción de un dipolo para ver la calidad de radiación de un dipolo impreso se llevó a cabo la construcción de diferentes tipos de arreglos, como se puede ver en las mediciones de los patrones de radiación que se muestran en este capítulo.

Las pruebas que se llevaron a cabo para realizar las mediciones de las diferentes antenas se describen a continuación.

Se genera la frecuencia deseada que en este caso es de 9 GHz, en el dipolo generador que está conectado a una guía de onda que lleva a la onda hasta la antena radiadora.

Las antenas que se someten a las pruebas son las antenas receptoras y se ponen a una distancia uniforme para todas y se haya discrepancias en las pruebas debido a las diferentes distancias, las antenas receptoras se colocan en el ángulo θ° para empezar a medir el patrón de radiación de cada una de las antenas girando la antena.

Se toma como referencia en las mediciones el centro de la escala del medidor de SWR que es igual a 1 y a medida que se va girando la antena se trata de llegar a este parámetro modificando las escalas y se toman las mediciones de los ángulos en el momento en que llegan a ese valor, y con los valores obtenidos se realizaron las gráficas correspondientes de los patrones de radiación.

Las pruebas realizadas en el laboratorio con diferentes antenas tomando como referencia la antena de corneta pircoidal se llega a tener las siguientes mediciones para poder hacer una comparación de su directividad así como su ganancia.

La directividad se puede ver por medio de las mediciones y se toman en cuenta los patrones de radiación que da de dichos resultados en las pruebas. El ancho de haz se determina cuando la señal alcanza un nivel de -3 dB por debajo de su máxima radiación, es decir a 0° en el caso de que sea un arreglo frontal y 180° en el caso de las laterales, las antenas que se midieron en el laboratorio fueron frontales y laterales y a continuación se

registra las medidas para los diferentes tipos de antenas.

Antena de Corneta (piramidal).

Grados	Nivel de Referencia	Atenuación
0	1 dB	21 dB
6.9	"	22 "
10.3	"	23 "
12	"	24 "
13.3	"	25 "
14.6	"	26 "
15.5	"	27 "
16	"	28 "
17	"	29 "
19.3	"	30 "

De estas mediciones se puede ver que para esta antena el ancho de haz es de 24° , ver patrón de radiación en la figura 7.1.

Antena de un dipolo impreso

Grados	Nivel de Referencia	Atenuación
0	1.4 dB	44 dB
3.3	-	45 "
6	-	46 "
11.3	-	47 "
12.5	-	48 "
13.4	-	49 "
14.7	-	50 "
15.8	-	51 "
16.6	-	52 "
19.3	-	53 "

De estas mediciones se puede ver que para esta antena el ancho de haz es de 22.6° , ver patrón de radiación en la figura V.2.

Arreglo frontal de dipolos de 4 E 1 elementos.

Grados	Nivel de Referencia	Atenuación
0	1.4 dB	42 dB
3	-	43 "
6	-	44 "
11	-	45 "
13	-	46 "
14.5	-	47 "
16	-	48 "
15.7	-	49 "
16.3	-	50 "
17.3	-	51 "
19	-	52 "

De estas mediciones se puede ver que para este arreglo el ancho de haz es de 22° , ver patrón de radiación en la figura V.3.

Arreglo frontal de dipolos impresos de 5 X 1 elementos.

Grados	Nivel de Referencia	Atenuación
0	1.4 dB	36 dB
4.3	"	39
8.5	"	40
12.7	"	41
17	"	42
21.2	"	43
25.4	"	44
29.6	"	45
33.8	"	46
38	"	47
42.2	"	48

De estas mediciones se puede ver que para este arreglo el ancho de haz es de 17.4° , ver patrón de radiación en la figura V.4.

Arreglo frontal de dipolos impresos de 6 X 1 elementos

Grados	Nivel de Referencia	Atenuación
0	1.4 dB	37
3	"	38
6.2	"	39
9.5	"	40
12.5	"	41
15.5	"	42
18	"	43
21	"	44
23.8	"	45
26.5	"	46
29.2	"	47

De estas mediciones se puede ver que para este arreglo el ancho de haz es de 17.2° , ver patrón de radiación en la figura V.5.

Arreglo lateral de dipolos impresos de 3 X 5 elementos

Grados	Nivel de Referencia	Atenuación
0	1.4 dB	32.5 dB
10	"	31
20	"	30.5
30	"	29.5
40	"	28
50	"	27.5
60	"	27
70	"	23
80	"	20
90	"	25

De estas mediciones se puede ver que para este arreglo el ancho de haz es de 16° , ver patrón de radiación en la figura V.6.

Arreglo lateral de dipolos impresos de 5 X 5 elementos

Grados	Nivel de Referencia	Atenuación
0	1.4 dB	25
10	"	24.5
20	"	23
30	"	22.5
40	"	20
50	"	19
60	"	18
70	"	18
80	"	11
90	"	12

De estas mediciones se puede ver que para este arreglo el ancho de haz es de 15° , ver patrón de radiación en la figura V.7.

Arreglo frontal de dipolos impresos de 15 X 15 elementos.

Grados	Nivel de Referencia	Atenuación
0	1 dB	25 dB
1.4	"	26
3	"	27
3.6	"	28
4.4	"	29
4.8	"	30
5.4	"	31
11.2	"	32
12.8	"	33
13.5	"	34

De estas mediciones se puede ver que para este arreglo el ancho de haz es de 7.4° , ver el patrón de radiación en la figura V.8.

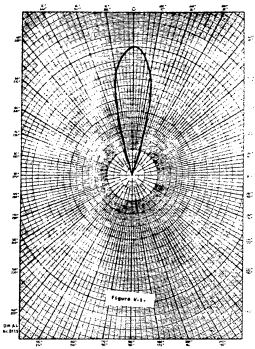
De las mediciones se pueden calcular; la Directividad, Ganancia y Eficiencia de cada arreglo a partir de un dipolo simple impreso, las cuales aparecen en la tabla V.1.

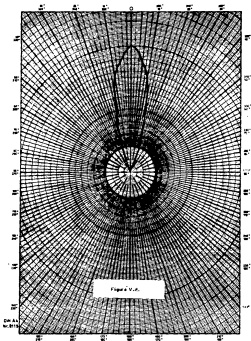
Tabla V.1

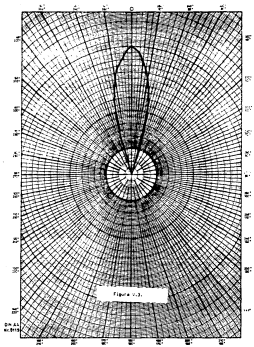
Arreglo	Directividad	Ganancia	Eficiencia η
4 X 1	87.25	2 dB	1.8
5 X 1	139.55	6 dB	2.8
6 X 1	142.82	7 dB	3.5
5 X 5	385.55	18 dB	38.52
6 X 6	422	19 dB	38.8
15 X 15	771.85	19 dB	38.3

De las mediciones de los diferentes arreglos se puede observar en la gráfica V.1 como va disminuyendo el ancho de haz a medida que va aumentando el número de elementos del arreglo.

Por otra parte el comportamiento de la Directividad contra el número de elementos se puede ver en la Gráfica V.2.







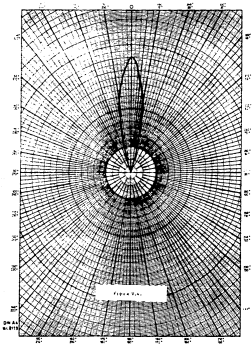


Figure 2, a

G.M. & Co.
N.Y. 1918

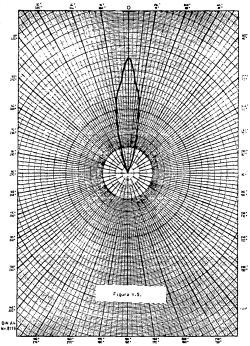
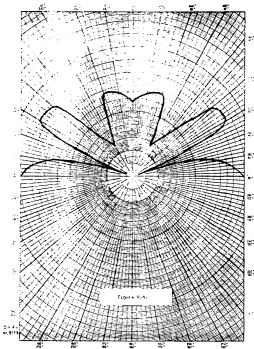


Figura 1.3.



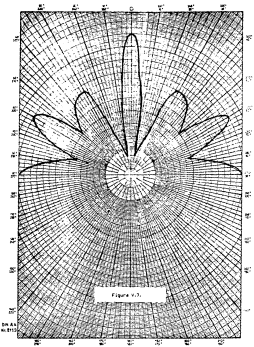
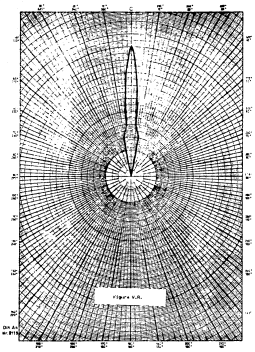
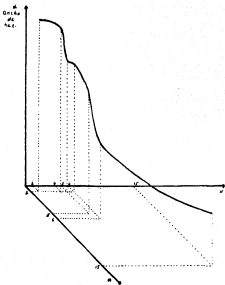


Figure 4.7.

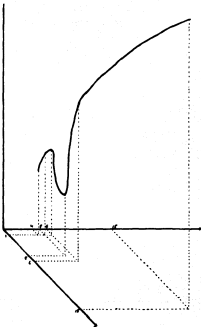
DM 44
no. 1113



Doc An
no. 8119



Gráfica V-1
Comportamiento del ancho de sea-



Gráfica V-2
Comportamiento de la Directividad para los
diferentes arreglos.

VI RESULTADOS Y CONCLUSIONES

De las pruebas realizadas en el laboratorio con las diferentes antenas planares se puede ver, en las mediciones que se realizaron de los patrones de radiación, que las antenas planares se comportan según se explicó en capítulos anteriores.

Se debe de subrayar que, los arreglos planares de 3×3 y 6×6 elementos se comportan de una manera muy especial según se pueden ver en los patrones de radiación obtenidos durante las pruebas, esto se debe a que la distancia entre columnas de dipolos fue de múltiplos de λ , además de que la distancia entre los dipolos de cada columna varió debido a que los dipolos tenían diferentes anchos y esto puede explicar porque son importantes las características de cada uno de los elementos en el caso de antenas planares ya que si las características físicas de uno o más de los elementos de radiación es diferente a la de los demás, su patrón de radiación será diferente y en consecuencia la multiplicación de patrones se va a alterar y el patrón de radiación del arreglo de antena planar va a ser totalmente diferente al esperado. Lo anterior es importante para poder obtener una fácil multiplicación de patrones partiendo de un patrón de radiación base para todos los elementos radiadores.

Por otra parte en el caso de las antenas planares que tuvieron un patrón de radiación frontal con una distancia entre columnas de elementos de $\lambda/2$, se puede ver que a medida que se aumenta el número de dipolos aumenta la directividad de la antena y en consecuencia la ganancia de esta, la ganancia de las antenas planares cuadradas es mucho mayor que si se trata de antenas planares lineales, pero deben de estar alimentadas al centro para tener una radiación completamente frontal, ya que de otra forma puede variar el lóbulo de radiación, esto es significativo para la aplicación de recepción via satélite, ya que para hacer la detección de diferentes satélites se puede defasar la corriente de los dipolos por medios electrónicos y el lóbulo cambiará de

dirección y se podrá localizar el satélite deseado sin tener que utilizar un elemento mecánico para mover la antena y esto facilita el mantenimiento de la misma dado que no tendrá pérdidas por desgaste de rotores, así como la operación de esta por parte de los usuarios además de facilitar la instalación ya que ocupa menos lugar que otro tipo de antenas como pueden ser las parabólicas.

Con lo anterior se puede concluir que las antenas planares tienen una buena ganancia y las hacen totalmente más rentables por lo que se puede decir que en el futuro cuando sean comercializadas van a tener una mayor demanda que otro tipo de antenas debido a que es mucho más barata y sencilla la construcción, aunque se encuentra que la eficiencia de las mismas es pequeña y se sugiere para un futuro trabajo el uso de arreglos planares del tipo de rejera cruzada, rejera pares y rejera rectangular con cinta en tres superficies, bajo el mismo principio estudiado en este trabajo mayor número de dipolos ofrecen mayor directividad.

BIBLIOGRAFIA

Reiser Richard: Electromagnetic Fields and Interactions

Collin R.: Antennas and radiowave propagation, McGraw-Hill Int., 1985

Conner F. B.: Antennas, Edward Arnold, England.

Costa C. A.: Todo lo que usted quería saber sobre la Carta Smith y no se atrevía a preguntar, apuntes de la Facultad de Ingeniería de la UNAH.

Costa C. A.: Diseño de Antenas, en proceso de edición, 1990.

Hayt William : Engineering Electromagnetics, Mc Graw Hill, 1974.

Jenik Carl T.: Teoría electromagnética, Limusa, 1981.

Eraus y Carver: Electromagnetics, McGraw-Hill, 1973.

Lewal V.: Antennas, John Wiley & Sons, 1995.

Marken G., D. Saxonov: Antenas, MIR, 1975.

Peregrinus Peter: Aperture Antennas and diffraction theory, The Institution of Electrical Engineers, 1981.

Reiss J. R.: Fundamentos de la teoría electromagnética, Fondo Educativo Interamericano, 1984.

Rhodes : Antenas Planares, Mc Graw Hill, 1973.

Weverka Walter: Antenna Engineering, Mc Graw Hill, 1974.

Agradecimientos

En primer lugar quiero expresar mi agradecimiento a la M. en C. Amanda Gomez E., directora de esta tesis por su invaluable orientación, apoyo y asistencia durante el desarrollo de la investigación y pruebas de este trabajo.

También agradezco al Ing. Jesús Reyes E. por su apoyo y facilidades para realizar las pruebas en el laboratorio de Radiación y Propagación de la Facultad de Ingeniería de la UNAM.

Así mismo a los Ingenieros Jorge Merino, Ana Ma. Terpeán y Adriana Falcón por su profesional colaboración y asistencia durante la realización y terminación de las pruebas en el laboratorio.

Agradezco al Dr. Francisco Ugalde por las facilidades que dio para la utilización del Laboratorio de Radiación y Propagación y el equipo de cómputo para la edición del trabajo escrito en la División de Estudios de Posgrados de la Facultad de Ingeniería en la UNAM.

Agradezco también a los Ing. Jorge Suárez G. y Jorge Peña por su asistencia y apoyo que ayudaron al buen término de la Licenciatura, así como sus consejos con los más sinceros y distinguidos sentimientos para el desarrollo profesional.