

01130  
4



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA  
DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

ANTENAS HELICOIDALES  
CUADRIFILARES SIN PLANO DE  
TIERRA

T E S I S  
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:  
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES  
P R E S E N T A :  
MARCO ANTONIO DEL ANGEL MORENO

DIRECTOR DE TESIS: DR. RODOLFO NERI VELA

ABRIL DE 2003.



Handwritten signature or mark.



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**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 esta 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.

**PAGINACIÓN  
DISCONTINUA**

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en formato electrónico e impreso el contenido de mi trabajo recepcional.

NOMBRE: Héctor Antonio del Ángel Moreno  
FECHA: 26 de marzo 2003  
FIRMA: [Firma]

*Pá*  
*A ti que escapaste al viento.*  
*A ti que querías esto para mí.*  
*A ti*

*Má*  
*Mujer más luchadora no he conocido.*  
*Siempre me has apoyado a volar.*

*Davicho*  
*No recuerdo cuando dejamos de jugar,*  
*pero recuerdo que en cada juego me defendías,*  
*sigamos jugando.*  
*Recuerdo que el que iba a ser ingeniero eras tú,*  
*cuando yo tan sólo era Toño moya.*

*Familia*  
*La confianza y la tranquilidad que me ofrecen siempre,*  
*siempre es un alivio.*  
*Lupe, Martha y Claus: el gen Cruz las persigue.*

*Amigos ingenieros*  
*Nosotros nos encontramos por destino.*  
*Nosotros compartimos clases, y excelentes momentos.*  
*Esos momentos no deben morir, que sigan vivos.*  
*Jorge, por salvarme en las cascadas de Texcoco, y*  
*Monsi, por brindarme una gran ayuda, sencillamente gracias.*  
*También agradezco a: Yalvé el chelero, el niño Eric, la niña Anely,*  
*Los Huastecos Hugo, John y Miguel, Don Toño Domecq y Nelly y Ale,*  
*Eduardo, David, José Luis y Carina, a los telerines en general,*  
*Betty, Vero y Marcos, Alan, Jules, Judith, Javier, Ulises*  
*y si se me olvidan algunos, pues también les agradezco.*

*Maestros*  
*Al Doctor Ibarra Perera,*  
*su amistad y honestidad siempre valiosas.*  
*Gracias siempre.*  
*Al Ingeniero Solórzano por generarme esperanzas.*

*Dr. Neri*  
*Apoyo de cada ocho días, y*  
*espero que para próximas décadas ya me dejen salir del metro.*

12

## ÍNDICE

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>I</b> | <b>PRÓLOGO</b>  | <b>iv</b> |
| <b>1</b> | <b>CARACTERÍSTICAS Y APLICACIONES DE LAS ANTENAS HELICOIDALES</b> |           |
| 1.1      | Definición y tipos de antenas helicoidales                        | 1         |
| 1.2      | Geometría helicoidal  | 3         |
| 1.3      | Ecuación de la hélice   | 5         |
| 1.4      | Propiedades de las antenas helicoidales                           | 6         |
| 1.4.1    | Distribución de amplitud de corriente eléctrica                   | 6         |
| 1.4.2    | Polarización  | 12        |
| 1.4.2.1  | Polarización lineal   | 12        |
| 1.4.2.2  | Polarización circular   | 13        |
| 1.4.3    | Ancho de haz, ganancia y directividad                             | 18        |
| 1.4.4    | Ancho de banda  | 19        |
| 1.4.5    | Modos de transmisión  | 20        |
| 1.4.6    | Modos de radiación  | 21        |
| 1.4.6.1  | Modo normal   | 21        |
| 1.4.6.2  | Modo axial  | 23        |
| 1.4.7    | Impedancia de entrada   | 24        |
| 1.4.8    | VSWR  | 27        |
| 1.5      | Parámetros de la antena helicoidal                                | 29        |
| 1.5.1    | Angulo de salida  | 29        |
| 1.5.2    | Diámetro del conductor  | 30        |
| 1.6      | Antenas helicoidales con diámetro variable                        | 31        |
| 1.7      | Aplicaciones de las antenas helicoidales                          | 34        |
| 1.7.1    | Frecuencia dual de las antenas helicoidales con modo normal       | 34        |
| 1.7.2    | Antena para telefonía celular                                     | 35        |
| 1.7.3    | Antena de recepción con alimentador helicoidal                    | 36        |
| 1.7.4    | Antena de transmisión para satélites militares (Tacsat y Milstar) | 37        |
| 1.7.5    | Antena de transmisión para el satélite ENVISAT                    | 38        |

## 2 MODELADO MATEMÁTICO DE UNA HÉLICE SIN PLANO DE TIERRA

|         |  |     |
|---------|--|-----|
| 2.1     | Introducción   | 40  |
| 2.2     | Método de Momentos   | 42  |
| 2.3     | Plano de tierra  | 53  |
| 2.3.1   | Efectos del plano de tierra  | 53  |
| 2.3.2   | Reflectores  | 62  |
| 2.3.3   | Antena helicoidal de modo axial como elemento parásito   | 63  |
| 2.3.4   | Efecto espejo  | 65  |
| 2.4     | Método de momentos aplicado al análisis de una hélice con un aro reemplazando al plano de tierra | 67  |
| 2.4.1   | Impedancias propias de la hélice aislada   | 68  |
| 2.4.2   | Impedancias propias del elemento recto   | 72  |
| 2.4.3   | Impedancias propias de la sección circular   | 74  |
| 2.4.4   | Impedancias mutuas entre la sección helicoidal y la circular                                     | 76  |
| 2.4.5   | Impedancias mutuas entre la sección helicoidal y la recta  | 81  |
| 2.4.6   | Impedancias mutuas entre la sección circular y la recta  | 85  |
| 2.4.7   | Matriz de impedancias  | 88  |
| 2.4.8   | Distribución de corriente  | 89  |
| 2.4.9   | Patrones de radiación  | 90  |
| 2.5     | Antena helicoidal con aro reemplazando al plano de tierra  | 91  |
| 2.6     | Cálculo y presentación de resultados   | 94  |
| 2.6.1   | Hélice sin parásito  | 98  |
| 2.6.1.1 | Variación en la altura del elemento vertical   | 98  |
| 2.6.1.2 | Variación del número de vueltas  | 104 |
| 2.6.1.3 | Variación de la circunferencia   | 108 |
| 2.6.1.4 | Variación del ángulo de disparo  | 112 |
| 2.6.1.5 | Variación del diámetro del conductor   | 117 |
| 2.6.1.6 | Variación de la circunferencia del aro   | 121 |
| 2.6.2   | Hélice con parásito  | 124 |
| 2.6.2.1 | Variación de la separación del parásito  | 124 |
| 2.6.3   | Antena óptima  | 129 |

---

|            |  |            |
|------------|--|------------|
| <b>3</b>   | <b>MODELADO MATEMÁTICO DE UNA HÉLICE CUADRIFILAR SIN PLANO DE TIERRA</b>                                   |            |
| 3.1        | Introducción   | 132        |
| 3.2        | Aplicaciones de las Antenas Helicoidales Cuadrifilares (QHA)   | 134        |
| 3.3        | Método de momentos aplicado al análisis de una hélice cuadrifilar con aros reemplazando al plano de tierra | 149        |
| 3.3.1      | Impedancias mutuas entre hélices   | 151        |
| 3.3.2      | Impedancias mutuas entre los aros  | 152        |
| 3.3.3      | Impedancias mutuas entre el aro y las hélices  | 154        |
| 3.3.4      | Matriz de impedancia e impedancia de entrada   | 156        |
| 3.4        | Cálculos y presentación de resultados  | 158        |
| 3.4.1      | Cuadrifilar sin parásito   | 162        |
| 3.4.1.1    | Variación de la fase de alimentación   | 162        |
| 3.4.1.2    | Variación del número de vueltas  | 165        |
| 3.4.1.3    | Variación de la circunferencia   | 168        |
| 3.4.1.4    | Variación del ángulo de disparo  | 171        |
| 3.4.1.5    | Variación del diámetro del conductor   | 174        |
| 3.4.2      | Cuadrifilar con parásito   | 175        |
| 3.4.2.1    | Variación de la separación del parásito  | 175        |
| 3.4.3      | Cuadrifilar óptima   | 179        |
| <b>4</b>   | <b>CONCLUSIONES</b>  | <b>180</b> |
| <b>II</b>  | <b>APÉNDICES</b>   |            |
| A.         | Velocidad de fase relativa para el primer modo de transmisión en las antenas helicoidales                  | 183        |
| B.         | Regla Compuesta de Simpson   | 184        |
| <b>III</b> | <b>REFERENCIAS</b>   | <b>188</b> |

---

## PRÓLOGO

El haber tomado el tema de tesis sobre antenas helicoidales me condujo a realizar investigaciones sobre el estado del arte de esta área del conocimiento de la ingeniería y tecnología. Tal investigación fue en las bases de datos internacionales como la IEEE, la IEE, Electronics Letters, entre otras en donde se publican los más recientes resultados, también en los libros que se encuentran en nuestras bibliotecas de la Universidad, y por supuesto en la internet. Recopilé gran volumen de información sobre el tema, lo cual me indicó que estas antenas han provocado gran interés en la comunidad científica, siendo que la hélice es una configuración especial que ha sido empleada históricamente en diversas áreas de la ingeniería, como por ejemplo: para aprovechar la energía eólica mediante el empleo de molinos de viento, ventiladores para sistema de enfriamiento, o como sistema propulsor de aviones y helicópteros. Pero cuando se trata de antenas y propagación las helicoidales son siempre las primeras candidatas cuando la exigencia es la radiación electromagnética con polarización circular, y aunque su construcción resulta relativamente sencilla, su diseño es un poco complejo, ya que posee muchos parámetros convirtiéndola en una antena versátil, dado que con una configuración especial también puede generar polarización lineal, regularmente se diseñan helicoidales de dimensiones reducidas y se pueden obtener con una sola helicoidal diferentes patrones de radiación. Actualmente se han configurado antenas helicoidales con diferentes materiales, ya sea con un conductor tubular o en microcinta impresa en un circuito, con variantes en su plano de tierra, arreglos con gran cantidad de hélices con aplicaciones en radioastronomía, como alimentadores de otras antenas, en los sistemas de telemetría y comando de los satélites, y en los ampliamente usados teléfonos celulares.

El objetivo de este trabajo es presentar un análisis matemático basado en el Método de Momentos [Neri, 1999] a las antenas helicoidales monofilares y a las cuadrifilares, brindando también una vasta gama de aplicaciones de estas antenas, y en especial de las cuadrifilares, y constituirse como un texto de buena referencia sobre las antenas helicoidales y aportar más información a este mundo fascinante de las telecomunicaciones.

En capítulo 1 se mencionan algunas de las aplicaciones de las antenas helicoidales, resaltando la del satélite ENVISAT, que ha sido lanzado recientemente con la tarea de investigación ambiental terrestre vía satélite. En los capítulos 2 y 3 se presenta el análisis matemático y diversas aplicaciones, tanto de las monofilares como las cuadrifilares. Este análisis empieza con las

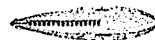
---



representaciones matemáticas de ambas estructuras, empleando ecuaciones paramétricas. Se continúa con la aplicación del Método de Momentos para analizar las características de radiación, como lo son: distribución de corrientes, impedancias de entradas y patrones de radiación de las monofilares y cuadrifilares. De esta manera, el presente trabajo muestra y analiza los efectos de variar los parámetros de diseño de las antenas, como lo son: el número de vueltas, la circunferencia, el ángulo de disparo, diámetro del conductor, y en el caso de la cuadrifilar la fase de la alimentación. Además, también se muestra y se analiza el efecto del aro parásito en las características de radiación de ambas antenas. Es menester señalar que, la antena helicoidal monofilar y cuadrifilar ha sido analizada ampliamente por muchos investigadores internacionales, y es importante mencionar que en esta tesis se presenta por primera vez el análisis de una antena cuadrifilar con aro sustituyendo al plano de tierra, y otro aro como parásito, obteniendo resultados satisfactorios con el empleo del Método de Momentos.

Marco Antonio del Ángel Moreno

Abril , 2003



# CAPÍTULO 1

## Características y aplicaciones de las antenas helicoidales

TECIS CON  
FALLA DE ORIGEN

### 1.1 Definición y tipos de antenas helicoidales

Una antena helicoidal consiste de un conductor sencillo o de múltiples conductores dispuestos como una estructura helicoidal, y puede tener o no un plano de tierra [Stutzman, 1998]. Es una antena especializada en emitir y recibir campos electromagnéticos con polarización circular, y es comúnmente usada en las estaciones terrenas de los sistemas de comunicación satelital. La antena helicoidal tiene varias formas de radiación, las cuales dependen de sus propiedades geométricas comparadas con la longitud de onda de operación; principalmente se emplean la radiación normal y axial (figura 1.1)

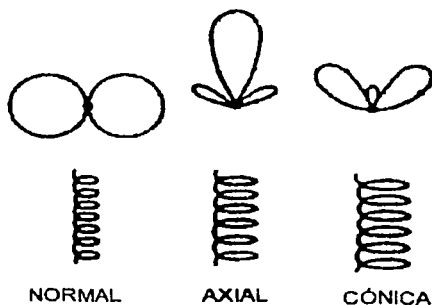
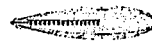


Figura 1.1 Modos de radiación de la antena helicoidal.

El modo normal, que permite radiar hacia los lados del eje de la hélice, ocurre cuando la circunferencia es de un orden menor a una longitud de onda, ya que la hélice tiene una forma muy parecida a la de un dipolo. El modo axial provee máxima radiación a lo largo del eje de la hélice, porque la circunferencia de la hélice es del orden de una longitud de onda; este tipo de radiación es el más utilizado, debido a que se puede obtener polarización circular en un amplio ancho de banda, además de su alta directividad y eficiencia. Otro modo de radiación es el cónico



o multilóbulos, el cual sucede cuando la circunferencia de la hélice es del orden de varias longitudes de onda [King, 1979].

Una antena helicoidal puede ser monofilar (un conductor) o multifilar (varios conductores), y estos conductores pueden ser enrollados partiendo de un mismo punto o de diferentes, y asimismo estar desfasados en su alimentación eléctrica o no. Esta antena puede estar dispuesta en una estructura cilíndrica, elíptica ó cónica (figura 1.2).

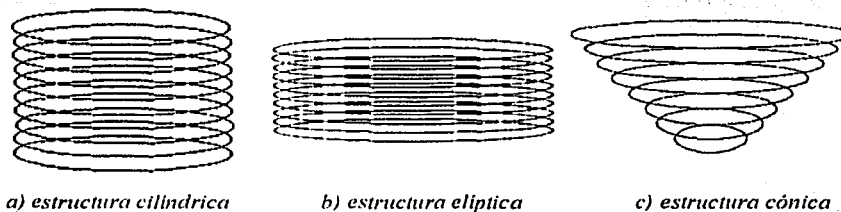


Figura 1.2 Diferentes estructuras de antenas helicoidales.

En la práctica, el plano de tierra de este tipo de antenas se emplea con el propósito de conseguir mayor directividad, disminuir los lóbulos hacia atrás y obtener una impedancia de entrada puramente resistiva. El plano puede ser de forma cuadrada, circular, de plato o bien considerarlo infinito, y diseñado con alambres o una superficie metálica plana; si se diseña como una rejilla de alambres debe ser la separación entre ellos menor a un décimo de la longitud de onda para mayor efectividad. (figura 1.3).

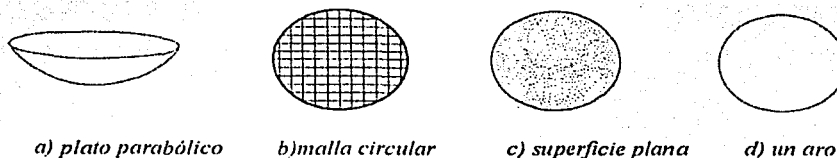
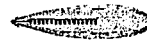


Figura 1.3 Ejemplos de diferentes planos de tierra.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



## 1.2 Geometría helicoidal [Kraus, 2002]

El análisis matemático en este apartado está considerado para una hélice monofilar dispuesta en una estructura cilíndrica.

La hélice es una forma geométrica básica de tres dimensiones. Si se proyecta en un plano perpendicular a su eje, se observa como una circunferencia. Además, la hélice tiene sentido de rotación, y puede ser derecha o izquierda.

Los parámetros de diseño de una antena helicoidal se describen a continuación (figura 1.4 a):

- D: Diámetro de hélice (de centro a centro del conductor).
- C: Circunferencia de la hélice, que se obtiene al proyectar la hélice en un plano perpendicular al eje de la misma.  $C = \pi D$
- S: Espaciamiento entre vueltas (de centro a centro del conductor).
- $\alpha$ : Ángulo de elevación,  $\alpha = \arctan(S/\pi D)$ .
- L: Longitud de una vuelta.
- N: Número de vueltas de la hélice.
- A: Longitud axial de la hélice,  $A = NS$
- d: Diámetro del conductor.

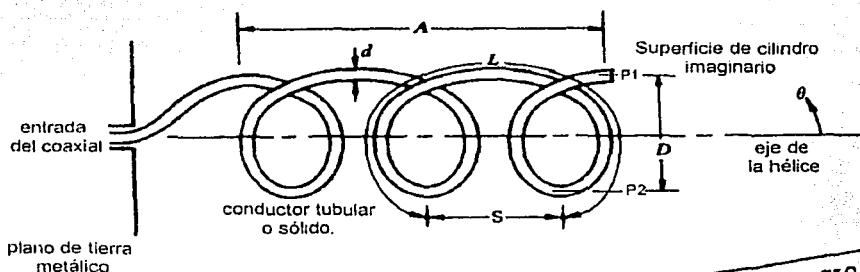


Figura 1.4a Geometría y dimensiones de la antena helicoidal

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

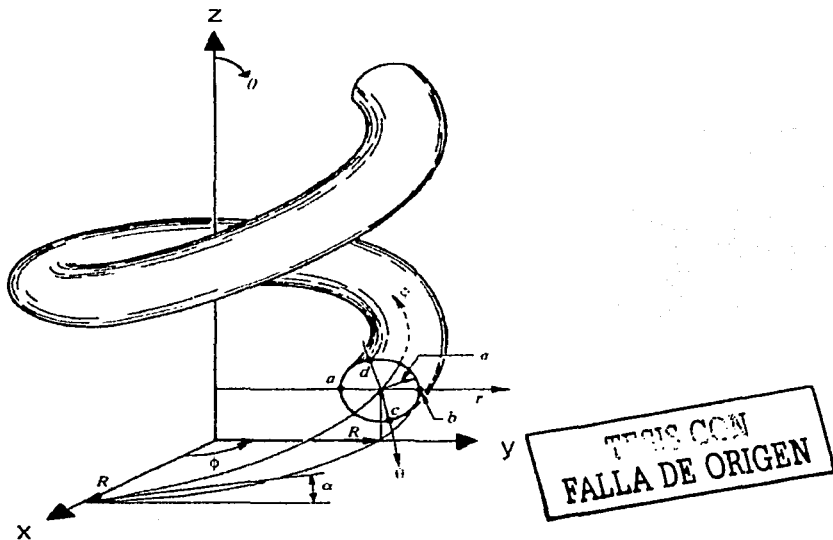
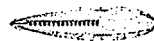


Figura 1.4b Corte transversal de la hélice de radio  $R$ .

El diámetro  $D$  y la circunferencia  $C$  se refieren al cilindro imaginario cuya superficie pasa por los puntos centrales  $P_1$  y  $P_2$  de la hélice (figura 1.4a). En esta tesis, cuando se emplee el subíndice lambda  $[\lambda]$  significa que la dimensión se mide en longitudes de onda en el espacio libre. Por ejemplo,  $D_\lambda$ , es el diámetro de la hélice en longitudes de onda.

Variando algunos de los parámetros de diseño de una antena helicoidal monofilar es posible obtener gran cantidad de modelos con diferentes propiedades de propagación. A manera de ejemplo (figura 1.4c) es posible que, considerando los parámetros: diámetro de la hélice  $D$ , espaciamento entre vueltas  $S$  y ángulo de elevación  $\alpha$ , se varien dos de ellos dejando uno constante, dando por resultado diferencias en sus patrones de radiación e impedancia de entrada, con lo que se puede expresar que la antena helicoidal tiene muchas aplicaciones dependiendo de sus parámetros de construcción.

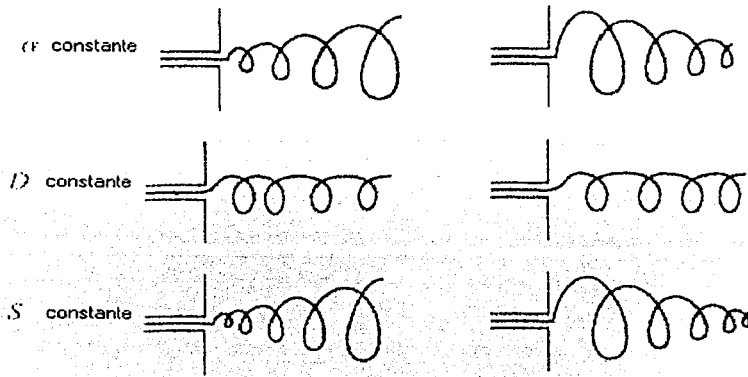
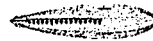
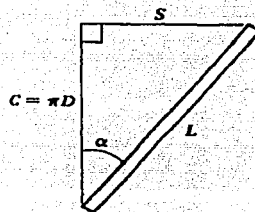


Figura 1.4c Diferentes configuraciones para una antena helicoidal monofilar.

Si una vuelta de una hélice circular se desenrolla sobre una superficie plana, la relación entre el espaciamiento  $S$ , circunferencia  $C$ , longitud de vuelta  $L$  y ángulo de elevación  $\alpha$  se muestra en la figura 1.5.



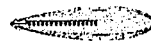
TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 1.5 Una vuelta desenrollada de la hélice.

### 1.3 Ecuación de la hélice

Considérese la función vectorial dada por:

$$\mathbf{r} = \cos t \mathbf{i} + \sin t \mathbf{j} + t \mathbf{k} \quad (1-1)$$



que está definida para todos los valores de tiempo  $t$ . La curva trazada por el vector  $\mathbf{r}$  es una hélice que se envuelve alrededor del cilindro circular imaginario definido por

$$x^2 + y^2 = 1 \quad (1-2)$$

tal como se ve en la figura 1.4b. Las componentes  $i$  y  $j$  de  $\mathbf{r}$  satisfacen la ecuación del cilindro, de modo que:

$$\cos^2 t + \sin^2 t = x^2 + y^2 = 1 \quad (1-3)$$

La curva se eleva conforme la componente en la dirección de  $\mathbf{k}$  se incrementa, es decir a través de un incremento en el tiempo. Cada incremento de  $2\pi$ , la curva completa una vuelta alrededor del cilindro imaginario. Las ecuaciones que parametrizan a la hélice son las siguientes:

$$x = \cos(t) \quad (1-4)$$

$$y = \sin(t) \quad (1-5)$$

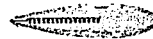
$$z = t \quad (1-6)$$

## 1.4 Propiedades de las antenas helicoidales

A continuación se describen algunas de las propiedades de la antena helicoidal, como son su distribución de corriente, polarización, directividad, modos de radiación y ancho de banda.

### 1.4.1 Distribución de amplitud de corriente eléctrica [Markov, 1978]

La antena helicoidal cilíndrica pertenece al grupo de antenas denominado antenas direccionales de ondas progresivas. Este tipo de antenas se produce con base en sistemas de retardo, capaces de mantener las ondas superficiales. Las antenas de ondas progresivas se excitan generalmente desde un extremo, mientras que el régimen necesario de mantenimiento de la onda progresiva se asegura en la mayoría de los casos por la conveniente elección de los parámetros del sistema de retardo (geometría) y muy raramente, utilizando cargas especiales (impedancias) en el extremo



opuesto. En las antenas de ondas progresivas la excitación se propaga por sí misma a lo largo del sistema emisor desde un extremo a otro, y por eso se llaman antenas de alimentación en serie.

Al variar la frecuencia de trabajo puede ocurrir una variación bastante brusca de la velocidad de fase en el sistema de retardo, así como también puede alterarse la eficacia del funcionamiento y la calidad de adaptación del excitador.

En la espiral de la antena helicoidal se origina una onda progresiva de corriente eléctrica y la antena radia el máximo de potencia a lo largo de su eje en dirección del movimiento de la onda de corriente, para el modo axial. Con el objeto de entender mejor el funcionamiento de la antena helicoidal cilíndrica, imaginémosla en forma de espiras o vueltas circulares planas de diámetro  $D = \lambda/\pi$ , colocadas en el eje con una distancia  $S$  entre sí y alimentadas en serie por un alimentador unifilar (figura 1.6).

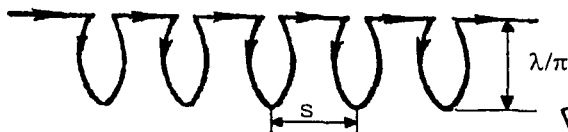


Figura 1.6 Circuito de la antena helicoidal cilíndrica.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

La corriente en cada vuelta resulta distribuida por la ley :

$$I = I_0 \exp(-jkL) \quad (1-7)$$

donde:

$I_0$  es la magnitud de la corriente al comienzo de la vuelta;

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

$L$  es la longitud de la vuelta.

El perímetro de la vuelta cuando  $D = \lambda/\pi$ , es exactamente una longitud de onda ( $C = \lambda$ ). Por eso, la distribución de corriente a lo largo de la vuelta se puede escribir también en la forma  $I = I_0 \exp(-j\varphi)$ , donde  $\varphi$  es el ángulo azimutal en el plano de la vuelta (figura 1.7).



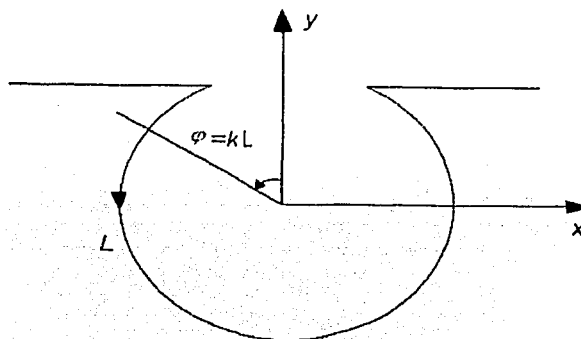
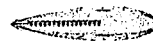


Figura 1.7 Distribución de la corriente.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

$$I = I_0 \exp(-jkL) = I_0 \exp(-j\varphi)$$

La distribución de corriente en la espira es

$$I = I_0 \exp(-jkL) = I_0 \cos(kL) - jI_0 \sin(kL) \tag{1-8}$$

que es la superposición de dos ondas estacionarias desfasadas 90°; la amplitud de una de ellas varía a lo largo de la vuelta por la ley del coseno, y la de la otra por la ley del seno (figura 1.8).

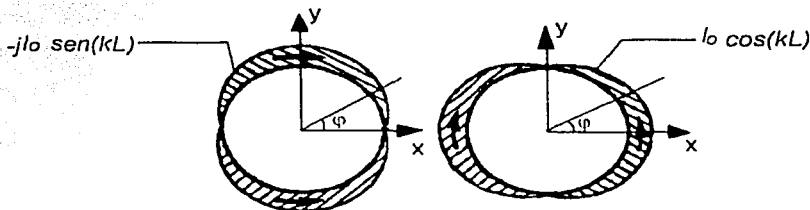
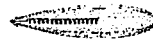


Figura 1.8 Representación de la distribución de corriente en la vuelta de la espiral.



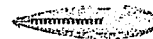
Se obtienen cuatro dipolos de media onda doblados, que oscilan en fase de dos en dos; un par de dipolos está orientado a lo largo del eje  $y$  y radia su potencia máxima en dirección del eje  $z$  con vector de intensidad del campo eléctrico coincidente con el eje  $y$ ; el otro par de dipolos está orientado en dirección del eje  $x$  y radia su potencia máxima, también, en dirección del eje  $z$ , pero el vector de intensidad del campo eléctrico coincide en este caso con el eje  $x$ . Puesto que los pares de dipolos oscilan con un desfase de  $90^\circ$ , el campo radiado en dirección del eje  $z$  tiene polarización circular; pero si forman cierto ángulo con el eje  $z$  la polarización del campo es elíptica, en tanto que en el plano  $xy$  la polarización del campo es lineal. Cabe hacer notar que, debido a la coincidencia de fase de las oscilaciones de los dipolos de cada par, su resistencia de radiación, teniendo en cuenta la interconexión, resulta bastante grande. La resistencia de entrada de cada vuelta es próxima a la impedancia característica, y, si además se toma en consideración que las vueltas contiguas a la espiral oscilan casi en fase debido a la pequeñez de  $S/\lambda$ , se hace evidente que en la espiral de diámetro  $D = \lambda/\pi$  existe la onda progresiva de corriente.

La velocidad de fase de la onda de excitación de las vueltas contiguas en dirección del eje  $z$  resulta algo menor que la velocidad de la luz, y obtenemos una antena de velocidad de fase decelerada, radiante a lo largo de su eje.

Si el diámetro de la antena helicoidal (en espiral) es pequeño en comparación con la longitud de onda,  $D \ll \lambda/\pi$ , las corrientes en los puntos diametralmente opuestos de la vuelta (figura 1.4a, puntos  $P_1$  y  $P_2$ ) tienen en el espacio sentido opuesto y la resistencia de radiación de la vuelta será muy pequeña. En la antena se establece un régimen de onda estacionaria, la radiación a lo largo del eje de la espiral es igual a cero, y el máximo de radiación de cada vuelta y de toda la antena se obtiene en el plano transversal de la espiral (modo normal).

Cuando el diámetro de la espiral es grande,  $D \gg \lambda/\pi$ , las corrientes en los puntos diametralmente opuestos de la vuelta y en las vueltas contiguas nuevamente resultan no estar en fase, y a causa de la interacción la resistencia de radiación de la vuelta disminuye, se altera el régimen de onda progresiva y la radiación en la dirección del eje de los elementos individuales de la vuelta se compensa mutuamente; como resultado, el máximo de radiación de la antena forma cierto ángulo con el eje de la antena (modo cónico) [Glasser, 1947].

En la figura 1.9 se muestran curvas experimentales de la distribución de amplitud de la corriente en el conductor de la antena helicoidal y su plano de tierra que Kraus diseñó con los siguientes



parámetros: número de vueltas (espiras)  $n = 7$ ; ángulo de disparo de las espiras  $\alpha = 12^\circ$ , para modo normal y modo axial [Kraus, 2002]. Se aprecia en el dibujo 1.9a (Circunferencia de la hélice aproximadamente  $0.5\lambda$ ) que la reflexión en el extremo de la espiral es considerable, y se establece la onda estacionaria ( $VSWR \rightarrow \infty$ ) a lo largo de la hélice, pero al incrementar altas frecuencias, la distribución cambiaba drásticamente. En el dibujo 1.9b (Circunferencia de la hélice  $1\lambda$ ) aparecen tres regiones: la primera cerca del extremo inicial (entrada) en donde la corriente decae exponencialmente, la tercera cerca del extremo final observándose una onda estacionaria en una corta distancia, y la segunda a lo largo de la hélice hay una amplitud de corriente relativamente uniforme ( $VSWR$  pequeño), la cuál se extiende en la mayor parte de la hélice. El decremento en el extremo de la entrada puede ser visto como una transición entre el modo de hélice y plano de tierra a un modo de hélice pura. La reflexión de la onda que sale en el extremo final también decae exponencialmente, teniéndose una onda reflejada muy pequeña.

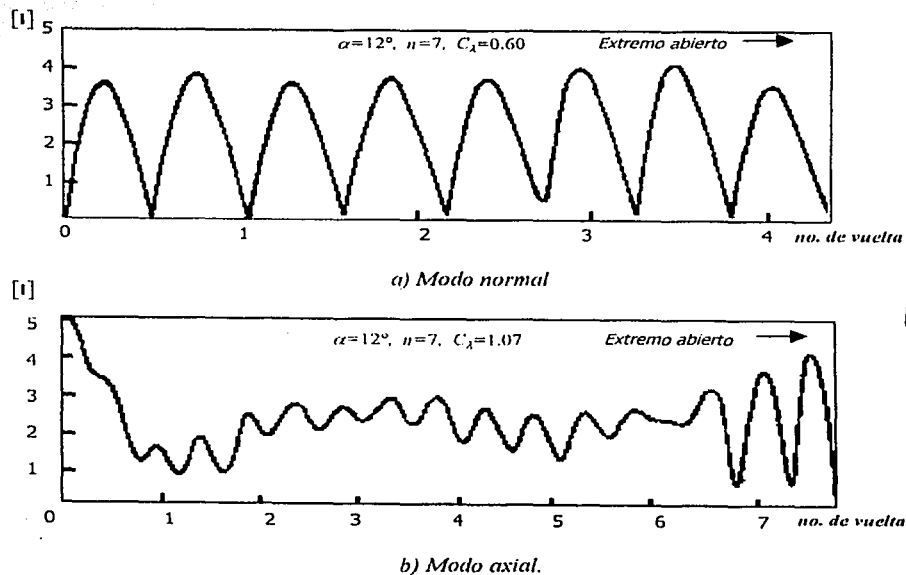
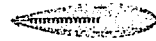
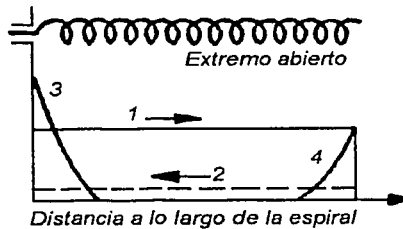


Figura 1.9 Distribución de corriente en el conductor de la espiral.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



En la figura 1.10 se muestra un cuadro esquemático de la distribución de corriente en la antena con patrón de radiación axial. Se puede decir que la onda incidente 1 se superpone con la onda reflejada 2. Además, al comienzo y al final de la antena surgen ondas de orden superior a las que corresponden las corrientes amortiguadas 3 y 4. La amplitud de corriente de la onda reflejada 2 es aproximadamente del 20% de la amplitud de la corriente de la onda incidente 1, y en aproximación cero al examinar la radiación de la antena, por lo que las corrientes 2, 3 y 4 se pueden despreciar [Markov, 1978].



TRABAJE CON FALLA DE ORIGEN

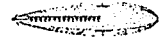
Figura 1.10 Cuadro esquemático de la distribución de corrientes en la espiral en modo axial.

Las mediciones demuestran que en la antena helicoidal de radiación axial el coeficiente de deceleración de la velocidad de fase de la onda de corriente en el conductor,  $\xi = c/v$ , resulta favorablemente dependiente de la frecuencia. Así, para una antena helicoidal de siete vueltas con ángulo de disparo  $\alpha = 12^\circ$ , diámetro  $D = 23 \text{ cm}$  y longitud relativa de la vuelta,  $L_\lambda = L/\lambda = 0.72 / 1.2$ ; el coeficiente de deceleración varía desde la magnitud  $\xi = 1.67$  a la frecuencia de  $300 \text{ MHz}$  hasta la magnitud  $\xi = 1.1$  a la frecuencia de  $500 \text{ MHz}$ . Si se tiene en cuenta esta deceleración de fase y se parte de que la vuelta de la espiral tiene una contribución en amplitud y fase al campo total, para obtener un campo radiante de polarización circular en dirección del eje de la espiral, debe observarse la condición:

$$k\xi L - kS = 2\pi \quad (1-9)$$

o bien

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



Si la antena helicoidal se considera como una antena de radiación axial con velocidad de fase decelerada, para obtener una ganancia de antena dirigida máxima, el desfaseamiento del campo radiado del primero y del último elemento de la antena en el punto de observación sobre su eje debe ser igual a  $\pi$ . Por lo que, de la ecuación (1-9) se obtiene

$$k\xi L - kS = 2\pi + \frac{\pi}{N} \quad (1-11)$$

donde  $N$  es el número de vueltas de la hélice. La ecuación (1-11) también se puede escribir como

$$L = \frac{S + \lambda + \frac{\lambda}{2N}}{\xi} \quad (1-12)$$

#### 1.4.2 Polarización

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Una onda puede tener polarización lineal, circular o elíptica. Todas las antenas poseen algún tipo de polarización, igual a la polarización de la onda electromagnética que radian. Para un enlace ideal, la antena transmisora y la antena receptora deben tener el mismo tipo de polarización. Para el caso de las antenas helicoidales, un enlace correcto es con la antena transmisora con polarización circular derecha y la receptora con circular izquierda, o viceversa, pero no con la misma polarización porque no habrá recepción.

##### 1.4.2.1 Polarización lineal

Aunque la antena helicoidal es ampliamente utilizada debido a su polarización circular, también es posible obtener polarización de tipo lineal; una de las formas en que se puede obtener esta polarización empleando dichas antenas es colocándolas en un arreglo en serie. En la figura 1.11 se muestran dos arreglos para producir diferentes tipos de polarización: si dos antenas helicoidales monofilares con radiación axial son colocadas juntas y con la misma alimentación, la radiación sobre el eje será lineal, provocada por el sentido opuesto de las corrientes.

Como se observa en la figura 1.11 cada antena tiene las mismas dimensiones físicas y eléctricas, pero el sentido de las vueltas debe ser opuesto. Es decir, que una antena presenta polarización circular izquierda, mientras que la otra presenta polarización circular derecha. Otro arreglo para la polarización lineal es instalar las mismas dos antenas anteriores, pero en paralelo.



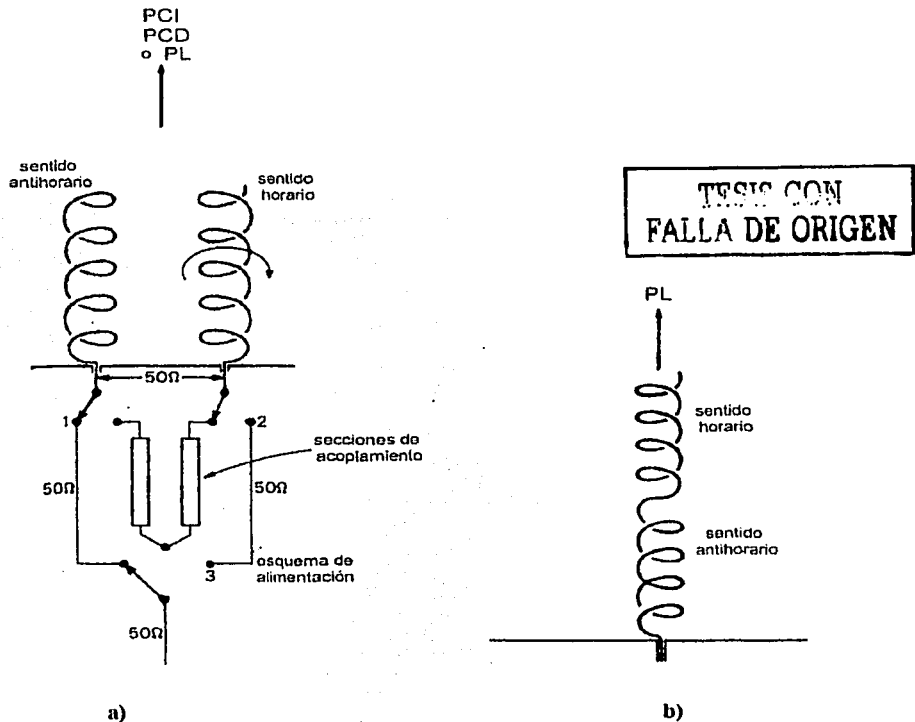
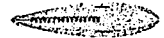
La polarización elíptica de una antena puede ser representada como la suma de dos componentes ortogonales lineales en cuadratura de tiempo y fase. La hélice siempre podrá recibir una señal transmitida desde otra antena en rotación linealmente polarizada. Así pues, estos tipos de antenas regularmente se colocan en Tierra para ser utilizados en aplicaciones de telemetría de satélites, exploración del cielo estelar y, en general, para recibir o transmitir señales que han sufrido el efecto de rotación de Faraday (que ocurre  $100\text{MHz} < f < 1\text{GHz}$ ), al viajar a través de la ionosfera.

Un problema que se presenta en el diseño de un sistema de comunicaciones es el concerniente a la selección de la polarización de la antena para reducir los efectos causados por el medio de propagación. Dichos efectos se deben principalmente al efecto Faraday, la lluvia y otros fenómenos meteorológicos, que provocan alteraciones en la polarización de las ondas electromagnéticas. Estas alteraciones no son iguales en todo el espectro electromagnético. En el caso de la lluvia, las pérdidas aumentarán en proporción directa a la frecuencia y serán más críticas en ciertas bandas. Por otro lado, en el caso del efecto Faraday, conforme la frecuencia aumenta, el ángulo de rotación disminuye. Una de las ventajas que tiene la antena helicoidal es que su transmisión se ve poco afectada por el efecto Faraday.

#### 1.4.2.2 Polarización circular

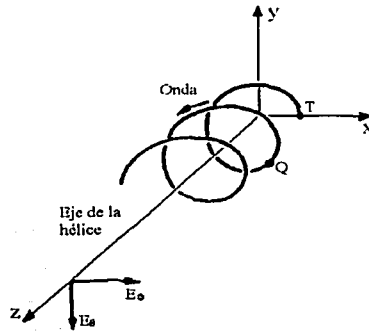
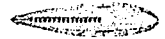
Para que la antena helicoidal pueda radiar con polarización circular se deben cumplir ciertas condiciones, las cuales se explicarán a continuación.

Basándose en la hélice mostrada en la figura 1.12 se calcularán las componentes del campo eléctrico ( $E_\phi$  y  $E_\theta$ ) en la dirección  $z$  del campo lejano. Se considera que se genera una onda progresiva en la superficie de la hélice (figura 1.12). La velocidad relativa de fase es  $p$ , el diámetro de la hélice es  $D$  y el espacio entre las vueltas es  $S$ . Al desenrollar la hélice en el plano  $XZ$ , se generan las relaciones que se muestran en la figura 1.13; la hélice vista desde un punto sobre el eje  $z$  se muestra en la figura 1.14.



**Figura 1.11** (a) Arreglo para producir Polarización circular izquierda (PCI), polarización circular derecha (PCD) y algún plano de la polarización lineal. (b) Dos hélices en sentido contrario dispuestas en serie para producir polarización lineal (PL) [Stutzman, 1998].

Las coordenadas de un punto  $Q$  sobre la hélice pueden ser especificadas como  $r, \xi, z$ ; este punto está ubicado a una distancia  $l$  del punto final  $T$  de la hélice. De las geometrías de las figuras 1.13 y 1.14, se tiene la ecuación (1-13).



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 1.12 Componentes del campo eléctrico de la hélice visto desde el eje de la hélice.

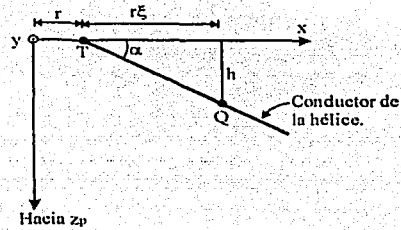


Figura 1.13. Geometría para calcular los campos en la dirección z en coordenadas cilíndricas.

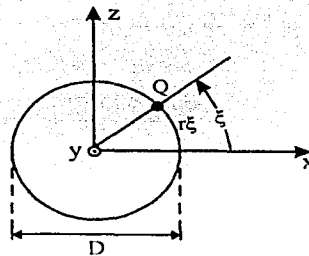
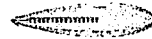


Figura 1.14. Hélice de la figura 1.12 vista desde el eje z positivo.





$$\left. \begin{aligned} h &= l \operatorname{sen} \alpha \\ z_p - h &= z_p - l \operatorname{sen} \alpha \\ \alpha &= \arctan \frac{S}{\pi D} = \arccos \frac{r\xi}{l} \\ r\xi &= l \operatorname{cos} \alpha \end{aligned} \right\} \quad (1-13)$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

donde  $z_p$  es la distancia del origen al punto de campo.

En el punto P la componente  $E_\phi$  del campo eléctrico para una hélice con número entero de vueltas se puede conocer por medio de la ecuación :

$$E_\phi = E_0 \int_0^{2\pi N} \operatorname{sen} \xi \exp \left[ j\omega \left( t - \frac{z_p}{c} + \frac{l \operatorname{sen} \alpha}{c} - \frac{l}{pc} \right) \right] d\xi \quad (1-14)$$

donde  $E_0$  es una constante que envuelve la magnitud de la corriente sobre la hélice.

Empleando las ecuaciones de (1-13), los dos últimos términos de la exponencial en (1-14) pueden ser escritos como:

$$\frac{l \operatorname{sen} \alpha}{c} - \frac{l}{pc} = \frac{r\xi}{c} \left( \tan \alpha - \frac{1}{p \operatorname{cos} \alpha} \right) \quad (1-15)$$

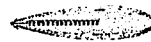
Al realizar la sustituciones y simplificaciones correspondientes, se tiene que la solución de la integral es:

$$E_\phi = \frac{E_1}{k^2 - 1} \left( e^{j2\pi N k} - 1 \right) \quad (1-16)$$

donde:

$$E_1 = E_0 e^{j(\omega t - l z_p)}$$

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



$$k = L_{\lambda} \left( \operatorname{sen} \alpha - \frac{1}{p} \right)$$

Al realizar un procedimiento similar al anterior, la componente  $E_{\theta}$  del campo eléctrico en el punto P es:

$$E_{\theta} = E_0 \int_0^{2\pi N} \cos \xi \exp \left[ j\omega \left( t - \frac{z_p}{c} + \frac{l \operatorname{sen} \alpha}{c} - \frac{l}{pc} \right) \right] d\xi \quad (1-17)$$

Haciendo las mismas simplificaciones que en el caso anterior, el resultado de la integral es:

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

$$E_{\theta} = \frac{jkE_1}{k^2 - 1} (e^{j2\pi Nk} - 1) \quad (1-18)$$

El cociente de dividir (1-18) entre (1-16) es:

$$\frac{E_{\theta}}{E_{\phi}} = \frac{1}{jk} = -\frac{j}{k} \quad (1-19)$$

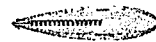
De la ecuación anterior se observa que si  $k = \pm 1$ , se cumple que  $E_{\phi}$  y  $E_{\theta}$  estén en cuadratura y por lo tanto se cumple la condición para que se dé la polarización circular. Como se desea polarización circular, la proporción o razón axial es:

$$AR = \frac{|E_{\phi}|}{|E_{\theta}|} = \left| \frac{1}{jk} \right| = \frac{1}{k} = L_{\lambda} \left( \operatorname{sen} \alpha - \frac{1}{p} \right) \quad (1-20)$$

Si se sustituye p para el incremento de directividad, la proporción axial es:

$$AR_{\text{sobre el eje}} = \frac{2N + 1}{2N} \quad (1-21)$$

donde N es el número de vuelta de la hélice. Si N es grande, la razón axial se aproxima a la unidad y la polarización es aproximadamente circular.



Vaughan [Vaughan, 1985] observó que la razón axial medida experimentalmente se incrementa más rápido que el decremento de  $C_\lambda$  cuando se alcanzaban valores menores a  $\frac{1}{4}$  en la circunferencia. Esta diferencia se debe a que en la deducción de la expresión 1-20 se desprecian los efectos de la onda reflejada sobre la hélice. Estos son pequeños cuando la hélice está radiando en el modo axial en bajas frecuencias o cuando se tiene una circunferencia pequeña ( $C_\lambda < \frac{1}{4}$ ) los efectos de la onda reflejada son importantes.

Así, las condiciones importantes [Kraus, 2002] para tener una polarización circular son :

1. La radiación en la dirección axial de una antena helicoidal con cualquier ángulo de disparo y un número entero de vueltas (mayor a uno) tendrá polarización circular si  $k = -1$ .
2. La radiación en la dirección axial de una antena helicoidal con cualquier ángulo de disparo y con un gran número de vueltas (no es necesario que el número sea entero) tendrá polarización circular si  $k$  es aproximadamente igual a  $-1$ .

#### 1.4.3 Ancho de haz, ganancia y directividad.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

El ancho de haz y la ganancia, son funciones del número de vueltas, del espaciamiento entre ellas, del ángulo de salida y de la frecuencia de operación. La propiedad de radiar de manera más intensa en ciertas direcciones con respecto a otras se le denomina directividad de la antena. La directividad se define como la intensidad del campo radiado en función de la dirección alrededor de una antena, es decir que:

$$\text{Directividad} = f(\theta, \phi)$$

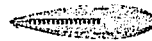
Siendo  $\theta$  y  $\phi$  los ángulos de los ejes del sistema de referencia (figura 1.4b). Basándose en una gran número de mediciones de patrones realizados por Kraus [Kraus, 2002], la ganancia, el ancho de haz y la directividad están dados por las siguientes relaciones cuasi-empíricas:

Ganancia:

$$G \approx 15C_\lambda^2 L_\lambda \quad (1-22)$$

Ancho de haz de media potencia (HPBW):

$$\text{HPBW} = \frac{52}{C_\lambda \sqrt{nS_\lambda}} \quad [\text{grados}] \quad (1-23)$$



La directividad está dada por:

$$D = 12nC_{\lambda}^2S_{\lambda} \quad (1-24)$$

Siendo  $C$  la circunferencia,  $n$  el número de vueltas y  $S$  el espaciamento entre vueltas;

$$C = \pi D = \sqrt{2S\lambda} \quad (1-25)$$

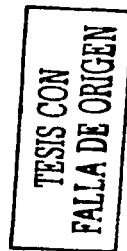
$$\tan \alpha = \frac{S}{\pi D} = \frac{\pi D}{2\lambda} \quad (1-26)$$

y tomando en cuenta las siguientes restricciones:

$$\begin{aligned} 0.8 < C_{\lambda} < 1.15 \\ 12^{\circ} < \alpha < 14^{\circ} \\ n > 3 \end{aligned} \quad (1-27)$$

Expresando la ganancia como:

$$G = \eta D \quad (1-28)$$



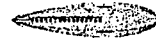
donde  $\eta$  es la eficiencia.

Asumiendo que no existen pérdidas,  $\eta=1$ , puede igualarse la ganancia con la directividad. El comportamiento del ancho del haz de media potencia se muestra en la figura 1.15, tomando como base la ecuación (1-23).

#### 1.4.4 Ancho de banda

La antena helicoidal tiene importantes características como polarización circular y su amplio ancho de banda. En los estudios y experimentos realizados por King y Wong se determina que el ancho de banda decrece conforme aumenta la longitud de la hélice [King, 1980]. Si se denota la frecuencia más alta y la más baja con  $f_2$  y  $f_1$ , respectivamente, el ancho de banda puede ser calculado por medio de la expresión:

$$B = \frac{f_2 - f_1}{\left(\frac{f_2 + f_1}{2}\right)} \times 100\% \quad (1-29)$$



donde B está dado en porcentaje.

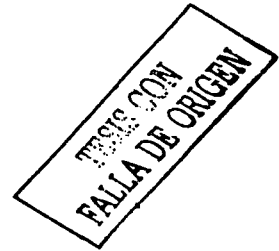
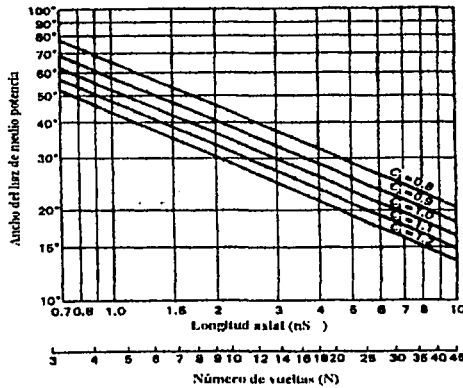


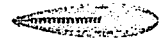
Figura 1.15. Ancho del haz de media potencia para una antena helicoidal monofilar con radiación axial en función de su número de vueltas y de su circunferencia [King, 1980].

#### 1.4.5 Modos de transmisión

Una antena se puede considerar como una línea de transmisión si se supone como infinita. Una antena helicoidal tiene diversos modos de transmisión o de propagación de una onda electromagnética, que se presentan en función de la longitud de las vueltas de la antena.

El modo  $T_0$  es importante cuando la longitud de una vuelta es pequeña en comparación a la longitud de onda ( $L \ll \lambda/3$ ), este modo ocurre en solenoides a bajas frecuencias. Si la longitud total de la hélice es mucho menor a la longitud de onda de trabajo ( $NL \ll \lambda$ ) el campo máximo para la hélice es normal al eje de la hélice, por lo que, esta condición es llamada "modo de radiación normal ( $R_0$ )".

Un modo de transmisión de primer orden en la hélice, designado  $T_1$ , es posible cuando la circunferencia de la hélice  $C$  es aproximadamente  $\lambda$ . La radiación de las hélices con circunferencia del orden de  $\lambda$  ( $C_\lambda \sim 1$ ) y un número de vueltas mayor a uno ( $N > 1$ ) es un haz bien definido con un máximo en la dirección del eje de la hélice. Por lo que, este tipo de radiación es



llamado “*modo de radiación axial*”. designándose como  $R_1$ . La radiación de una antena helicoidal monofililar axial tiene una polarización circular. La transmisión para modos de alto orden ( $T_2, T_3, T_4$ , etc) se puede llevar a cabo para valores grandes de  $C_\lambda$  ( $C \gg \lambda$ ). [Kraus, 2002].

#### 1.4.6 Modos de radiación

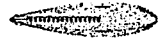
El patrón de radiación es muy sensitivo a la velocidad de fase (ver Apéndice A). La antena helicoidal puede operar en muchos modos; sin embargo los dos principales son el normal y el axial. El modo axial es usualmente el más práctico porque puede llevar a cabo en un gran ancho de banda la polarización circular y es más eficiente.

##### 1.4.6.1 Modo normal

En el modo normal de operación el campo radiado por la antena es máximo en un plano normal al eje de la hélice y mínimo a lo largo del eje, como se muestra en la figura 1.16. Para llevar a cabo el modo normal de operación, el perímetro de la hélice es generalmente menor que la longitud de onda.

La geometría de la hélice se reduce a una vuelta de diámetro  $D$  cuando el ángulo de salida se aproxima a cero, y a un cable de longitud  $S$  cuando el ángulo tiende a ser  $90^\circ$ . En el modo normal, se puede pensar que la hélice consiste de  $N$  vueltas pequeñas y  $N$  dipolos cortos conectados juntos en serie como se muestra en la figura 1.16b. Los planos de cada vuelta son paralelos entre sí y son perpendiculares al eje axial de la hélice.

Dado que las dimensiones de la hélice en este modo son pequeñas, la corriente a lo largo de la hélice se puede asumir como constante y su patrón de radiación relativo independiente al número de vueltas y con semejanza al de un dipolo corto; y por lo tanto, su operación queda definida como la suma de los campos radiados por una vuelta de diámetro pequeño  $D$  y por un dipolo corto de longitud  $S$ , con su eje perpendicular al plano de la vuelta y con una distribución de corriente constante.



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

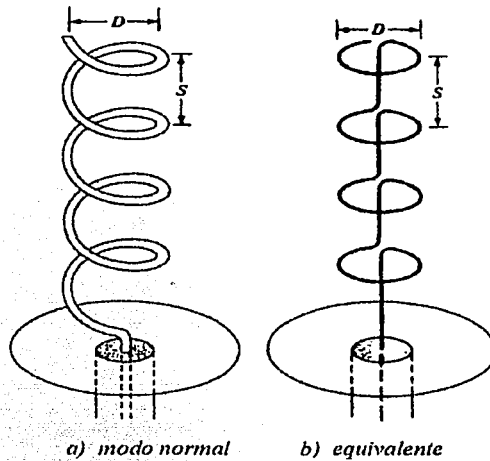
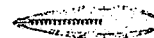


Figura 1.16 Modo normal (broadside) para una antena helicoidal y su equivalente [Kraus, 2002].

Ahora, en el campo lejano, los componentes del vector de campo eléctrico  $E_\theta$  y  $E_\phi$  de un dipolo corto de longitud  $S$  y corriente constante  $I_0$  son expresados por:

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_0 S e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \tag{1-30}$$

$$E_\phi = \eta \frac{k^2 (D/2)^2 I_0 e^{-jkr}}{4r} \sin \theta \tag{1-31}$$



Haciendo una comparación entre las anteriores ecuaciones, se indica que están en desfase de  $90^\circ$ , lo que representa una condición necesaria, pero no suficiente, para la polarización circular o elíptica.

Siendo  $\alpha$  el ángulo de disparo para valores pequeños de  $\alpha$ , la polarización es horizontal; para valores grandes de  $\alpha$ , la polarización es vertical y cuando  $\alpha$  es tal que  $C/\lambda = (2S/\lambda)^{1/2}$  se tiene polarización circular.

Para llevar a cabo la operación en modo normal, se ha asumido que la corriente en todas direcciones de la longitud de la hélice es de magnitud y de fase constante. Esto se cumple a lo largo de todo el cable, cuya longitud es muy pequeña comparada con la longitud de onda, y su extremo final es terminado propiamente para reducir las múltiples reflexiones. Debido a sus características físicas, este modo de radiación tiene un estrecho rango de frecuencias en donde goza de una eficiente radiación. Prácticamente, este tipo de operación es limitada y pocas veces utilizada.

#### 1.4.6.2 Modo axial

El modo de operación axial es más práctico y puede ser generado con más facilidad. En este modo de operación, hay sólo un lóbulo mayor y su máxima intensidad de radiación es a lo largo del eje de la hélice como se muestra en la figura 1.17.

Para este modo, el diámetro  $D$  y el espaciamiento  $S$  deben de ser fracciones grandes de la longitud de onda. Para llevar la polarización circular, se cumple que  $1/4 < C/\lambda < 1/3$ , siendo lo óptimo  $C/\lambda = 1/4$ , y el espaciamiento  $S = \lambda/4$ . El ángulo de salida es usualmente  $12^\circ < \alpha < 14^\circ$ . Con mucha frecuencia la antena helicoidal es utilizada con un plano de tierra, cuyo diámetro es mayor que  $\lambda/2$  y su alimentación por un cable coaxial. Sin embargo, otros tipos de alimentadores (como guías de onda) son posibles, especialmente para frecuencias de microondas. Las dimensiones de la hélice para este modo de operación no son tan críticas, resultando así un amplio ancho de banda.



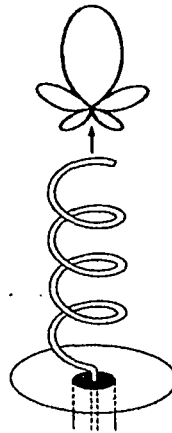
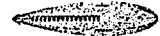


Figura 1.17 *Modo axial (endfire) de la hélice* [Kraus, 2002].

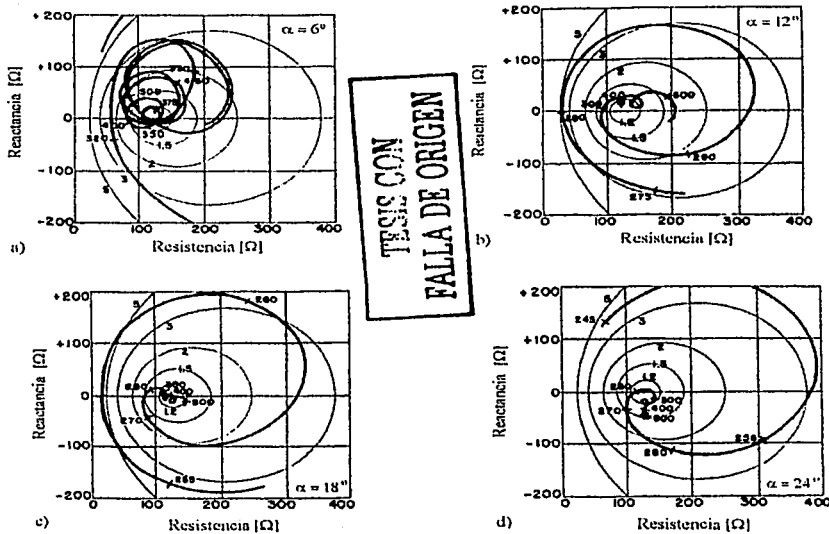
#### 1.4.7 Impedancia de entrada

Para caracterizar correctamente una antena helicoidal es necesario conocer su comportamiento de su impedancia de entrada en la frecuencia. En 1947 Kraus y Glasser realizaron mediciones experimentales a 4 antenas helicoidales con plano de tierra [Glasser, 1947]. La hélice es colocada sobre un plano de tierra de cobre de  $1.5 \times 1.5$  metros, la alimentación es proporcionada por una línea coaxial de  $53 \Omega$  con el conductor interno conectado a la hélice y el conductor externo al plano de tierra.

Krauss y Glasser midieron la impedancia de entrada como una función de 3 variables: la frecuencia, el ángulo de disparo  $\alpha$  y el número de vueltas  $N$ , para facilitar la toma de los datos decidieron fijar la impedancia como una función de la frecuencia y realizar dos grupos de mediciones, en el primero se fijó el número de vueltas y se varió el ángulo de disparo, mientras que en el segundo se fijó el ángulo de disparo y se varió el número de vueltas. Se emplearon 4 hélices de sección transversal circular con un mismo diámetro físico ( $D = 22.5$  cm) y con una longitud axial de  $123$  cm tomada desde el plano de tierra hasta el extremo superior de la hélice, el material empleado para la elaboración de la hélice fue un tubo de cobre con un diámetro de  $1.27$

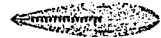


cm de diámetro. Las cuatro hélices empleadas tenían un ángulo de disparo  $\alpha$  de 6, 12, 18 y 24 grados y 15, 8, 5 y 3.9 vueltas, respectivamente.



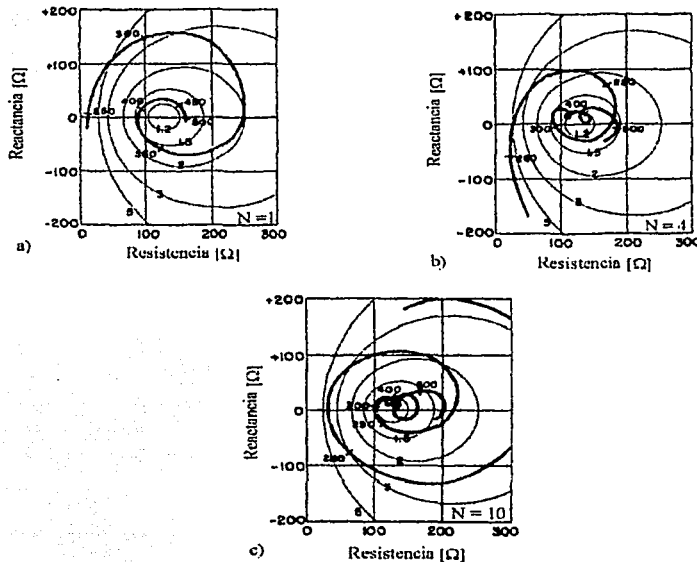
**Figura 1.18** Resistencia y reactancia de la impedancia de entrada como una función de la frecuencia en MHz para cuatro hélices de mismo diámetro y longitud axial pero con diferentes ángulos de disparo. a)  $\alpha = 6^\circ$ , b)  $\alpha = 12^\circ$ , c)  $\alpha = 18^\circ$  y d)  $\alpha = 24^\circ$  [Glasser, 1947].

En la figura 1.18 se observa que el comportamiento de la impedancia con respecto a la frecuencia varía de diferente manera en bajas frecuencias que en frecuencia de 300 a 500 MHz (frecuencias para el modo axial o  $R_1$ ). Para la hélice de  $\alpha = 6^\circ$ , el modo  $R_1$  se encuentra entre 350 y 450 MHz, mientras que para la hélice con  $\alpha = 24^\circ$  el modo de radiación axial se presenta sólo en un pequeño rango de frecuencias. En los casos de las hélices con ángulo de disparo de 12 y 18 grados, las impedancias a bajas frecuencias (menores a 300 MHz) presentan una gran variación con pequeños cambios en la frecuencia. Por otro lado, en el rango de frecuencias para el modo axial, la variación de la impedancia es muy pequeña (con excepción de la hélice  $\alpha = 6^\circ$ ). La constancia de la impedancia indica que la onda reflejada en el extremo final de la hélice es



pequeña. Se concluye que la variación de la impedancia entre 200 y 300 MHz disminuye al aumentar el ángulo de disparo.

La variación de la impedancia como una función de la frecuencia se muestra en la figura 1.19. Para realizar estas mediciones se empleó una hélice con un ángulo de disparo de  $12^\circ$ , con un diámetro  $D = 23.2 \text{ cm}$ , elaborada con un tubo de cobre de  $1.27 \text{ cm}$  de diámetro y se varió su número de vueltas. La diferencia en el comportamiento de la impedancia de las hélices de 4 y 10 vueltas en la vecindad de los 400 MHz es pequeña y sugiere que si el número de vueltas es grande ( $N > 3$ ), la impedancia es relativamente independiente de  $N$  para frecuencias en el modo  $R_1$ .

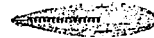


TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN

**Figura 1.19** Resistencia y reactancia de la impedancia de entrada como una función de la frecuencia para una hélice con un ángulo de disparo de  $12^\circ$  al variar su número de vueltas. a)  $N = 1$ , b)  $N = 4$ , c)  $N = 10$  [Glasser, 1947].

Con una alimentación axial la impedancia de entrada es resistiva y puede ser calculada por medio de la ecuación:

$$Z_{ent} = 140C_\lambda \quad [\Omega] \quad (1-32)$$

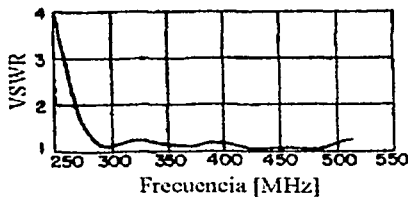


pero si la alimentación es periférica, la ecuación para calcular la impedancia de entrada es:

$$Z_{ent} = \frac{150}{\sqrt{C}} \lambda \quad [\Omega] \quad (1-33)$$

### 1.4.8 VSWR

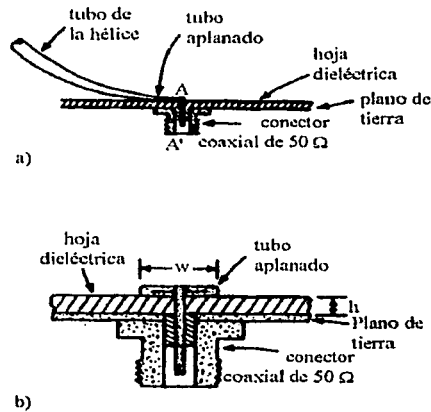
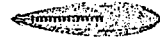
La razón de voltaje de onda estacionaria (VSWR) que se presenta en una hélice conectada con una línea de 125 ohms es obtenida al comparar los círculos de la figura 1.18. Para una hélice con ángulo de disparo de  $18^\circ$  se presenta un VSWR menor a 1.25 en el rango de frecuencias para el modo de radiación axial; esto se muestra en la figura 1.20. El VSWR es menor que 1.25 en un ancho de banda de aproximadamente del 80% y menor que 1.1 en un ancho de banda del 20% [Glasser, 1947].



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 1.20 Razón de onda estacionaria como función de la frecuencia para una hélice alimentada por una línea de transmisión de 125 ohms [Glasser, 1947].

Para algunas aplicaciones no es conveniente tener impedancias nominales tan altas (125, 140 ó 150 ohms, típicamente) por lo que se recomienda ajustarla a 50 ohms. Una forma de lograrlo es incrementar el tamaño del conductor cuando se encuentre próximo al punto alimentación en el plano de tierra [Kraus, 2002]. Este acoplamiento de impedancias permite disminuir el VSWR en un mayor rango de frecuencias. Este acoplamiento puede ser hecho con hélices de alimentación axial o alimentación periférica, pero se recomienda realizarlo con alimentación periférica (figura 1.21).



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

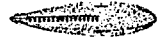
Figura 1.21 a) Aplanamiento del conductor de la hélice para realizar el acoplamiento con la línea coaxial. b) Detalle de la sección transversal AA' del inciso a) [Kraus, 2002].

Como el aplanamiento del tubo de la hélice es gradual, en el punto de alimentación el tubo será plano donde estará espaciado del plano de tierra por una delgada placa de un material dieléctrico. El grosor adecuado de esta placa está determinado por la ecuación [Kraus, 2002]:

$$h = \frac{w}{\sqrt{\epsilon_r Z_0} - 2} \quad (1-34)$$

donde:

- w: grosor del conductor en el punto de alimentación
- h: altura a la que se encuentra el conductor con respecto al plano de tierra o el grosor de la hoja dieléctrica
- $\epsilon_r$ : permitividad relativa de la hoja dieléctrica
- $Z_0$ : impedancia característica de la línea coaxial

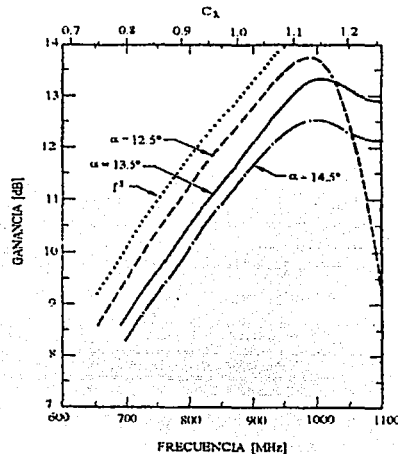


## 1.5 Parámetros de la antena helicoidal

### 1.5.1 Ángulo de salida

King y Wong [King, 1980] en base a sus experimentos realizados caracterizaron tres antenas cuyos parámetros son: longitud = 78.23 cm, diámetro = 11 cm, pero cada una con un ángulo de salida diferente, también llamado ángulo de disparo, estos ángulos fueron: 12.5°, 13.5° y 14.5°. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 1.22.

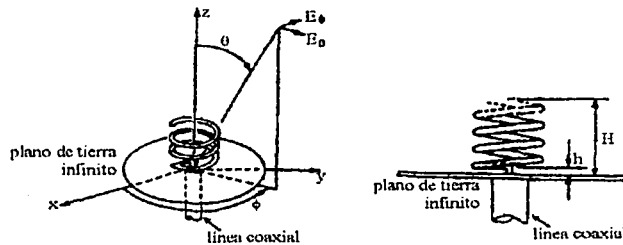
Esta figura presenta el comportamiento de una hélice de 11 cm de diámetro al variar su ángulo de disparo, asimismo se presenta de forma empírica su dependencia de la frecuencia por medio de la expresión  $f^3$ . En esta figura se observa que el pico de ganancia máximo se encuentra en la curva que describe el comportamiento de la hélice con menor ángulo de disparo.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

**Figura 1.22** Ganancia para una hélice de diámetro = 11 cm, longitud = 78.23 cm y con ángulo de disparo = 12.5°, 13.5° y 14.5° [King, 1980].

Nakano [Nakano, 1987] presentó sus estudios en los que expone una configuración variando el ángulo de disparo, siempre menor a 7 grados. La configuración empleada es una hélice con circunferencia = 25 mm, radio del conductor igual a 0.5 mm y frecuencia de operación de 12 GHz (figura 1.23).



**Figura 1.23** Hélice con un ángulo de disparo pequeño [Nakano, 1987].

Los ángulos de disparo con los que trabajó se encuentran en el rango de  $4^\circ$  a  $7^\circ$ . Al realizar una antena con  $N = 10$  y  $\alpha = 4^\circ$  aseveró que un ángulo pequeño y un gran número de vueltas no son parámetros adecuados para tener radiación con polarización circular, por lo que propuso disminuir el número de vueltas y conservar el mismo ángulo de disparo. Así, sus resultados publicados para una hélice con  $N = 2$  y  $\alpha = 4^\circ$   $C = 1\lambda$ ,  $d = 0.02\lambda$  y frecuencia = 12GHz son los siguientes: el ancho del haz de media potencia es aproximadamente  $70^\circ$  en ambos planos principales. La ganancia de la antena es 9 dB, la cual es prácticamente la misma que la de una antena helicoidal con  $C = 1\lambda$ ,  $\alpha = 12.5^\circ$  y  $L = 0.9\lambda$  operando a una frecuencia de 12 GHz. La impedancia de entrada se puede considerar como constante, encontrándose  $70\Omega$  para la resistencia y  $30\Omega$  para la reactiva en un rango de frecuencias entre los 11.5 y 12.5 GHz.

Con los resultados de Nakano se concluye que la combinación de un ángulo de disparo pequeño y pocas vueltas, permite realizar una hélice corta con polarización circular.

### 1.5.2 Diámetro del conductor

Para determinar el efecto del diámetro del conductor, Kraus realizó mediciones a tres antenas con una misma construcción [Kraus, 1949]. Las antenas tienen las siguientes características:  $14^\circ$  de ángulo de disparo, diámetro de la hélice = 21.9 cm y espaciamiento entre vueltas = 17.1 cm. Los diámetros del conductor de las antenas son 0.317, 1.27 y 4.13 cm (figura 1.24).



**Figura 1.24.** Hélices empleadas para conocer los efectos del diámetro del conductor [Kraus, 1949].

A continuación se presentan las conclusiones obtenidas de este experimento cuando la antena radia en el modo axial:

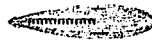
1. El promedio del ancho del haz de media potencia de las componentes del campo eléctrico es prácticamente el mismo, aunque hay una ligera reducción en el ancho del haz al incrementar el diámetro del conductor.
2. La razón de la magnitud del lóbulo principal y la magnitud del mayor lóbulo secundario es ligeramente mayor para conductores más gruesos que en los conductores más delgados.
3. La razón axial en la dirección del eje de la hélice es prácticamente la misma para los tres conductores.
4. La impedancia de entrada en los tres casos es prácticamente resistiva. La resistencia promedio en el rango de frecuencia para el modo axial difiere aproximadamente en un 25% entre el conductor más delgado y el más grueso, pero la razón entre la resistencia máxima y la mínima en los tres casos es la misma.
5. La velocidad de fase de la propagación de la onda, en una primera aproximación, no sufre cambios.

Con estos resultados se puede observar que el efecto del diámetro del conductor de la hélice no provoca cambios significativos en las propiedades de la antena.

## 1.6 Antenas helicoidales con diámetro variable

Como se mencionó al principio de este capítulo, la antena helicoidal tiene varios parámetros que pueden modificar las características de propagación de la antena. Uno de ellos es el diámetro. En esta sección se presentarán algunos estudios publicados por científicos para configuraciones de





las helicoidales variando su diámetro al final de la antena o a lo largo de ella y presentando también los resultados obtenidos con tales variantes, señalando las ventajas sobre una helicoidal de diámetro uniforme. Se han estudiado hélices con perfil afilado, perfil liso o cónicas [Nakano, 1987].

La figura 1.25 muestra una antena hélice cónica, que presenta las siguientes características:

1. El pico de ganancia presenta una ligera disminución en comparación con una antena de diámetro constante, pero se muestra un incremento de ganancia en el extremo superior del ancho de banda.
2. Existe un incremento en la razón axial y los lóbulos laterales.
3. Las frecuencias superior e inferior del ancho de banda son determinadas por el promedio de la circunferencia de la hélice.
4. El pico de ganancia se encuentre en el valor promedio de la circunferencia.

Las antenas cónicas proveen un rango de frecuencias con una ganancia mayor en el extremo superior del ancho de banda pero el ancho del haz es muy pequeño, por lo que se han realizado estudios para conocer las características de radiación que se presentan para diferentes tipos de perfiles.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

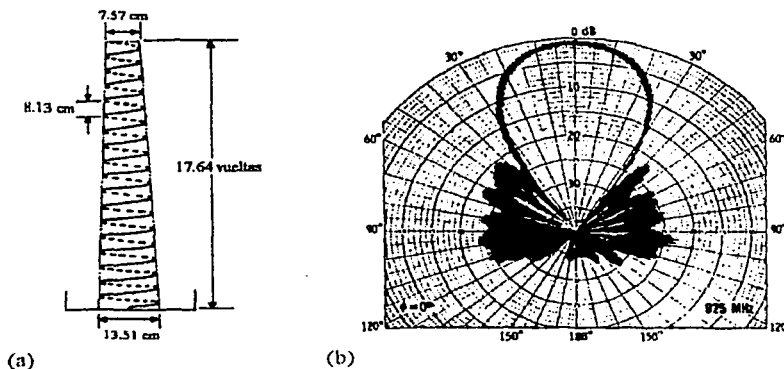
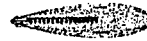


Figura 1.25 Antena helicoidal cónica. a) Configuración. b) Patrón de radiación [Nakano, 1987].



Para una antena con diámetro uniforme e igual a  $11.65 \text{ cm}$  y  $\alpha = 12.5^\circ$ , se esperan resultados aceptables en un rango de 650 a 1025 MHz, que corresponden a  $0.8 < C/\lambda < 1.25$ , fuera de este rango se presenta distorsión en el patrón de radiación y por lo tanto disminución en la ganancia. (figura 1.26)

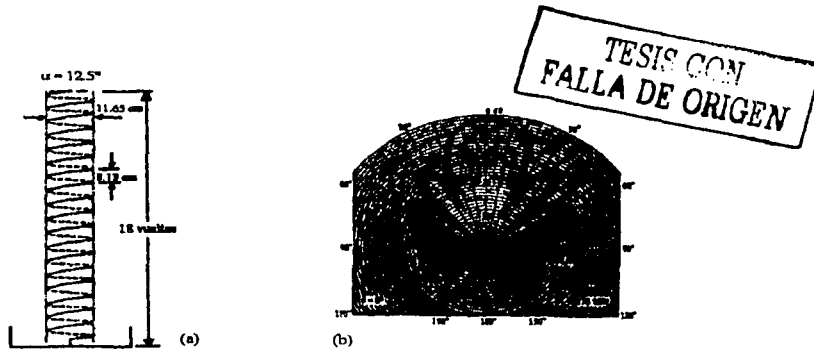


Figura 1.26 Características de una antena helicoidal con diámetro constante. a) Configuración. b) Patrón de radiación [Nakano, 1987].

En la figura 1.27 se advierte que el HPBW es inversamente proporcional a  $f^2$  para  $C/\lambda < 1.1$ , mientras que la ganancia es proporcional a  $f^4$  para  $C/\lambda < 1.1$ . Asimismo, la mediciones muestran una gran simetría del patrón de radiación en el plano azimuth y un aumento en la ganancia dentro del rango de frecuencias de 773 a 1067 MHz.

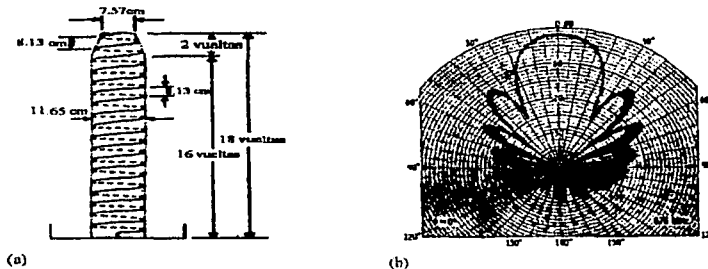
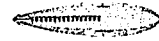


Figura 1.27 Antena helicoidal con perfil afilado en su extremo final. a) Configuración. b) Patrón de radiación [Nakano, 1987].

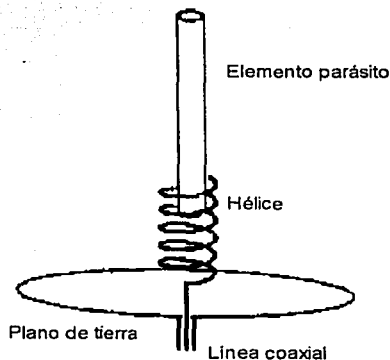


## 1.7 Aplicaciones de las antenas helicoidales

La antena helicoidal tiene muchos parámetros de diseño y construcción. Debido a ello y a los diferentes estudios que se han realizado de sus características de propagación, esta antena, ya sea monofilar, cuádrifilar o en arreglos de hélices, se ha empleado en una gran diversidad de aplicaciones.

### 1.7.1 Frecuencia dual de las antenas helicoidales con modo normal

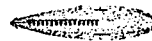
Algunos autores han investigado los efectos de un elemento parásito sobre la relación de voltajes de onda estacionaria VSWR en la antena helicoidal con radiación normal. Tal elemento parásito es un monopolo, y se le llama parásito porque no está conectado directamente a la alimentación de la hélice. La operación en frecuencia dual es definida en función de la posición del elemento parásito (altura del monopolo) sobre un plano de tierra idealmente infinito. Conforme la altura decrece, la separación de una frecuencia de resonancia inferior con respecto a una frecuencia de resonancia superior crece [Kraus, 2002]. La existencia de dos frecuencias de resonancia en una antena, permite una amplia aplicación en sistemas de comunicación inalámbrica, donde es necesaria una frecuencia de transmisión y una frecuencia de recepción, como los sistemas de comunicación celular (figura 1.28).



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 1.28 Antena helicoidal con un monopolo como elemento parásito.

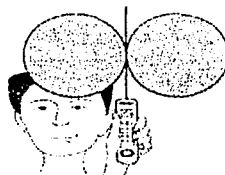
Un ejemplo del empleo de las frecuencias duales es en las redes celulares, donde la terminal móvil debe tener una gama de frecuencias de operación, ya que estos dispositivos cambian de



célula a célula, y por lo tanto son necesarios aparatos que puedan operar a varias frecuencias. Es la radiación normal de una o de un arreglo de hélices, y el elemento parásito, los que hacen posible la aplicación de estas antenas a las redes celulares. Además, dichos aparatos necesitan recibir y transmitir la señal en todas direcciones, es decir en cualquier posición en que el aparato se encuentre, entonces la radiación circular generada por una hélice es la mejor. Un arreglo de dos antenas helicoidales, una dentro de otra, es una configuración empleada para lo anterior.

### 1.7.2 Antena para telefonía celular [1]

Estas antenas son usadas normalmente en radios de comunicación portátiles en las bandas de baja frecuencia (30 a 150 MHz), con el fin de reducir el tamaño del radiador a longitudes confortables. Con una adecuada selección de parámetros, el dipolo helicoidal de modo normal, es una estructura de radiación eficiente, con desempeño de patrón y de ganancia similar a los dipolos de media onda (figura 1.29).

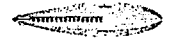


TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

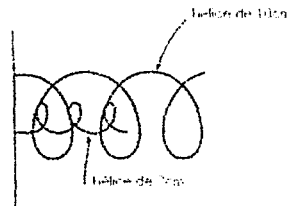
Figura 1.29 Celular con antena dipolo de media onda [1].

Los primeros modelos de celulares portátiles tienen un encapsulado de unos 20 cm de largo. En lo que se refiere a mediciones en el patrón de radiación de la antena helicoidal de un teléfono portátil cerca de la cabeza de un humano, muestra una pérdida de ganancia promedio de unos 12 dB con respecto a un dipolo en el espacio libre de media onda. Las pérdidas en el patrón de radiación y en RF causan que las antenas helicoidales sean difíciles de usar en las aplicaciones de radio celular en la banda de los 800 a 900 MHz, excepto por el tamaño reducido de la antena, lo cual las hace muy atractivas para aparatos pequeños.

El pobre desempeño de las antenas helicoidales para teléfonos portátiles pequeños en la banda de 800 a 900 MHz ha forzado a los diseñadores a fabricar un radiador alternativo para las antenas helicoidales pequeñas. Las antenas usan dos hélices: una hélice primaria fija de aproximadamente



2 cm de largo y una hélice resonante secundaria de unos 10 cm que pueden ser comprimidas en el encapsulado del radio (figura 1.30). Una vez que son extendidas, la hélice secundaria se convierte en el radiador dominante, debido a que es libre de pérdidas causadas por la mano del usuario que sostiene el aparato. La hélice secundaria es alimentada por la antena primaria y presenta un excelente desempeño en el espacio libre, dependiendo de su propia longitud y de las pérdidas debidas a la resistencia en el alambre de metal de que está hecha la hélice. En el extremo de la antena secundaria hay una barra dieléctrica de 2 cm de largo para desacoplar las dos hélices, cuando la antena secundaria se encuentra retractada, logrando de esta manera que la inducción de RF sea mínima en el encapsulado a través de esa trayectoria. Este arreglo especial ha proporcionado una mejora en el rango de comunicación en los teléfonos de bolsillo con antenas helicoidales. Aunque el desempeño de estas antenas está lejos de ser el óptimo, el teléfono celular de bolsillo se ha vuelto extremadamente popular, lo cual demuestra que la perfección en la ingeniería no es siempre una condición para lograr éxito en el mercado.

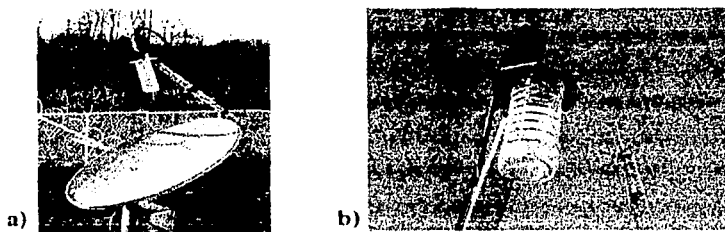
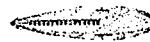


TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

**Figura 1.30** Antena para celular con 2 hélices.

### 1.7.3 Antena de recepción con alimentador helicoidal [2]

La configuración helicoidal también se ha empleado para aprovecharla como alimentador de las antenas parabólicas (Figuras 1.31a y 1.31b). Especialmente para frecuencias en el rango de 2 a 5 GHz. Este diseño es muy fácil, práctico y no crítico, y se puede ocupar para altas tasas de transmisión (1.288Mbits/s), y en los satélites amateurs como el AO40, lanzado el 16 de noviembre de 2000 y actualmente en operación.



**Figura 1.31** a) alimentador helicoidal y plato parabólico. b) el alimentador helicoidal [2].

La configuración helicoidal en modo end-fire se ha empleado para recibir señales de satélites en la banda de 2.4GHz. Esta antena de recepción es fácil de ensamblar, porque su propio diseño tolera inexactitudes en la construcción sin realmente afectar los valores de sus parámetros eléctricos. Su construcción consiste en una antena parabólica offset, cuyo plato mide 80cm de diámetro con un alimentador helicoidal de 5.75 vueltas, con una frecuencia óptima de 2.4GHz y una ganancia de 21dBi. Es importante señalar que si se desea recibir polarización circular derecha, la antena de recepción se deberá construir con polarización circular izquierda.

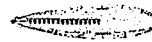
Sus dimensiones son las siguientes :

|                             |                                    |
|-----------------------------|------------------------------------|
| Longitud de onda            | $\lambda = 12.5\text{cm}$          |
| Espaciamiento entre vueltas | $S = 0.24\lambda = 3\text{cm}$     |
| Diámetro de la hélice       | $D = 4.6\text{cm}$                 |
| Diámetro del reflector      | $D_r = 1\lambda = 12.5\text{cm}$   |
| Circunferencia de la hélice | $C = 1.18\lambda = 14.75\text{cm}$ |
| Número de vueltas           | 5.75                               |

#### 1.7.4 Antena de transmisión para satélites militares (Tacsat y Milstar) [3]

El satélite Tacsat fue lanzado en 1969 para dar servicio de comunicación al gobierno de los Estados Unidos a grandes estaciones terrenas, naves aéreas y barcos con tácticas militares. Tacsat (figura 1.32a) fue usado para brindar soporte a las operaciones de recuperación de la nave Apollo. Su uso militar fue extenso, especialmente en la banda de UHF. La comunicación del Tacsat fue diseñada para las bandas UHF y X, y así permitir la comunicación con una amplia variedad de usuarios. Era un satélite grande, de volumen cilíndrico con estabilización por giro y

TESIS CON  
 FOLLA DE ORIGEN



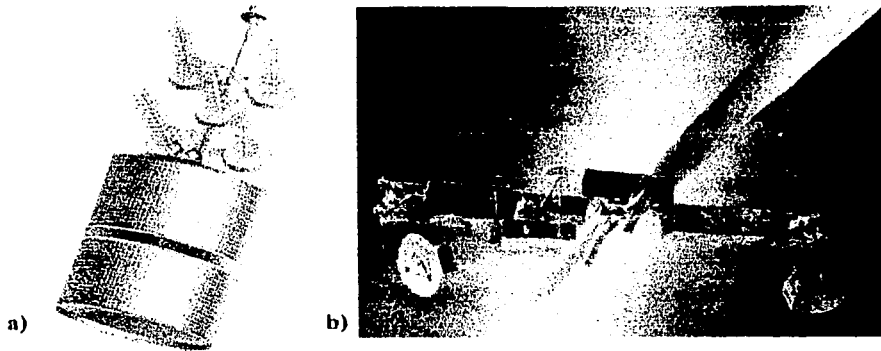
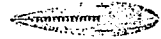
fue cubierto con celdas solares, las cuales lo proveían de energía; además fue equipado con un arreglo de 5 antenas helicoidales. Tacsat dejó de operar en 1972 debido a una falla de control.

La constelación de cuatro satélites Milstar también ha sido diseñada y empleada por el Gobierno de los Estados Unidos para usos militares. Estos satélites ubicados en órbita inclinada cuentan con una diversidad de antenas, y entre ellas se encuentran dos hélices monofilares de ultra frecuencia, para transmisión y recepción de información con una tasa de transmisión de hasta 1.544 megabits por canal. Estas antenas están ubicadas en la ala izquierda, como se muestra en la figura 1.32b. El Milstar II es considerado como el satélite más avanzado con el que cuenta el Departamento de los Estados Unidos, y fue puesto en órbita el 15 de junio de 2002. Algunos otros satélites para tácticas militares que utilizan las antenas helicoidales son el SKYNET-4F (Reino Unido) y el SICRAL (Italia).

#### **1.7.5 Antena de transmisión para el satélite ENVISAT [4]**

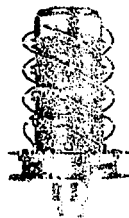
El satélite ENVISAT es el resultado del trabajo en equipo de la Comunidad Europea en tareas de investigación ambiental terrestre vía satélite, ya que representa el mayor satélite puesto en órbita. Su misión es la de monitorear el calentamiento global, el grado de la contaminación atmosférica y controlar los riesgos de desastres naturales para poder mitigar sus efectos. El ENVISAT es fácil de localizar por su tamaño y también por su característico color naranja.

El satélite está equipado con varias antenas para diferentes sistemas. Una de ellas es la antena helicoidal cuadrifilar (figura 1.33), la cual es parte importante del sistema DORIS del ENVISAT. El sistema DORIS (Determinación de Órbita y Radioposicionamiento Integrados por Satélite), ideado por el CNES, está basado en el efecto Doppler, y fue puesto en servicio por primera vez en el satélite Spot 2, a mediados de 1990. Mediante la antena cuadrifilar, Doris mide la posición de los satélites con una precisión centimétrica. Este notable instrumento es hoy en día una referencia en el campo de la altimetría.



**Figura 1.32** a) satélite *TACSAT* b) satélite *Milstar II* [4].

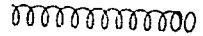
Cada 10 segundos el receptor mide el cambio de doppler de las señales transmitidas continuamente desde balizas en tierra, en las frecuencias de 2036.25 Mhz y 401.250 Mhz. Los receptores del satélite pueden seguir dos balizas simultáneamente gracias a la característica de frecuencia dual de la antena helicoidal.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

**Figura 1.33** Antena cuadrifilar del satélite *ENVISAT* [4].





## CAPÍTULO 2

# Modelado matemático de una hélice sin plano de tierra

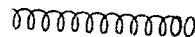
### 2.1 Introducción

La polarización circular es usada ampliamente en la operación de los sistemas de comunicación por satélite en frecuencias alrededor de 2GHz, en donde las ondas linealmente polarizadas son significativamente afectadas por la ionosfera. Para una polarización circular la aplicación del modo axial de la antena helicoidal es una excelente opción sin la necesidad de un arreglo especial de alimentación.

Una hélice montada en un plano infinito fue propuesta por Kraus [Kraus, 1988] como una antena con polarización circular. Una hélice balanceada (BH), cuyas características pueden ser deducidas como una hélice montada en un plano de tierra infinito, fueron ampliamente investigadas por Nakano [Nakano, 1987]. Una pequeña hélice monofilar en modo backfire es usada como alimentador de una antena con reflector parabólico para reducir el bloqueo que un alimentador de cometa produce. El comportamiento del patrón de radiación de una antena helicoidal con un plano de tierra finito ha sido analizado usando métodos numéricos [Nakano, 1988]. Los resultados numéricos muestran que la hélice cuya circunferencia es del orden de una longitud de onda inherentemente radia en el modo backfire, y que este modo se puede cambiar a endfire con un gran plano de tierra. Algunos investigadores han propuesto una nueva versión de la antena helicoidal en la cual el plano de tierra es reemplazado por uno o más aros. Esta versión tiene menos resistencia al viento y muy buen ajuste para actuar como alimentador de una antena con reflector parabólico.

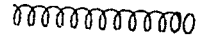
En este capítulo, la antena helicoidal sin plano de tierra es alimentada en el extremo inicial de la hélice y en un elemento lineal vertical o en el aro. A la configuración se le sumará un aro como elemento parásito reflector a diferentes distancias del aro conectado.

Para el cálculo de la impedancia y de la distribución de corriente se empleará el método de momentos [Neri, 1999], que se basa en ecuaciones integrales, que se presentan en este capítulo,



idealizado una excitación inicial y eludiendo el análisis de la transición entre el cable coaxial o la guía de ondas (según sea la alimentación) y la antena.

Los resultados como patrón de radiación y distribución de corrientes serán analizados y comparados con la literatura existente.



## 2.2 Método de Momentos [Neri 1999]

La aplicación del método de momentos a un conductor de forma arbitraria consiste, inicialmente, en dividirlo en un número  $N$  determinado de segmentos, mismos que pueden o no tener la misma longitud. Cada segmento tiene una impedancia propia asociada; además, debido a la proximidad física entre todos los segmentos del conductor, también existe una impedancia mutua entre cada par de ellos. La relación entre los voltajes y las corrientes de los segmentos, con las impedancias propias y mutuas, se puede expresar como:

$$\begin{aligned} V_1 &= I_1 Z_{11} + I_1 Z_{12} + \dots + I_N Z_{1N} \\ V_2 &= I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} + \dots + I_N Z_{2N} \\ &\vdots \\ V_N &= I_1 Z_{N1} + I_2 Z_{N2} + \dots + I_N Z_{NN} \end{aligned} \quad (2-1)$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

En donde  $V_i$  es la diferencia de voltaje asociada con el segmento  $i$ ,  $I_i$  es la corriente que fluye en él,  $Z_{ii}$  es su impedancia propia y  $Z_{ij}$  es la impedancia mutua entre los segmentos "i" y "j".

El sistema de ecuaciones (2-1) se puede representar en forma matricial

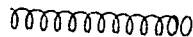
$$[V] = [Z][I] \quad (2-2)$$

donde  $[V]$  e  $[I]$  son arreglos de  $N$  elementos y  $[Z]$  es una matriz de impedancias, cuadrada y de orden  $N$ . Si  $[V]$  y  $[Z]$  se conocen, es posible encontrar la distribución de corrientes  $[I]$ , y a partir de ella, las características de radiación de la antena.

De la ecuación (2-2) se tiene que:

$$[I] = [Z]^{-1}[V] \quad (2-3)$$

Estos conceptos pueden aclararse mediante la figura 2.1, donde se muestra una sección de un conductor de forma arbitraria. A lo largo de ella se indican dos segmentos, denotados por "m" y "n"; es claro que sus longitudes no son necesariamente iguales.



Debido a la presencia de una corriente y de cargas eléctricas en el segmento  $n$ , se produce un campo eléctrico en el segmento  $m$ , que induce una diferencia de potencial entre los extremos del mismo. La dependencia de este campo eléctrico con respecto a la corriente del segmento  $n$  y la distribución de cargas asociadas con ella, se puede expresar en función del potencial magnético  $\vec{A}$  que produce la primera y del potencial eléctrico  $V$  producido por las segundas. Para el punto específico  $\hat{m}$  de la figura, esta relación resulta ser, de acuerdo con las ecuaciones de Maxwell:

$$\vec{E}'(\hat{m}) = -j\omega\vec{A}(\hat{m}) - \vec{\nabla}V(\hat{m}) \quad (2-4)$$

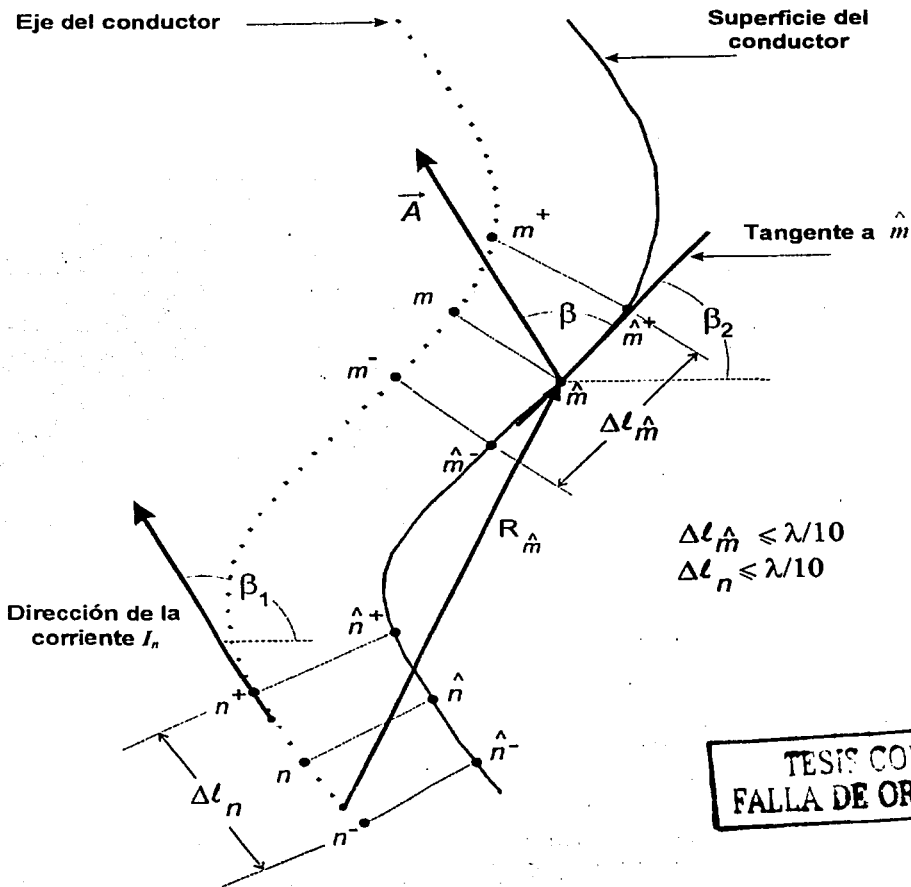
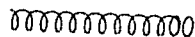
TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Si la longitud del segmento  $m$  es suficientemente pequeña, se puede considerar que el valor promedio de la intensidad de campo eléctrico producido en cualquier punto de su superficie es igual a la del punto medio  $\hat{m}$ . Bajo esta consideración y empleando la ley de Ohm, la impedancia mutua entre los segmentos  $m$  y  $n$  se puede evaluar como:

$$Z_{mn} = \frac{\vec{E}'(\hat{m}) \cdot \Delta l_n}{I_n} \quad (2-5)$$

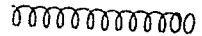
De acuerdo con el conocido efecto piel, la corriente en un conductor fluye sobre o cerca de la superficie del mismo, decreciendo su magnitud exponencialmente hacia el centro del conductor. Sin embargo, existen estudios matemáticos que han demostrado la validez de suponer, bajo ciertas restricciones, que la corriente fluye exclusivamente a lo largo del eje central del conductor, es decir que se tiene un filamento de corriente en el centro [Neri, 1978].

El producto escalar de la ecuación 2-5 indica que si  $\Delta l_n$  se aproxima a una línea recta, entonces es suficiente encontrar la componente tangencial de  $\vec{E}'(\hat{m})$  y efectuar un producto ordinario para encontrar la impedancia mutua  $Z_{mn}$ . Esto es válido siempre y cuando la longitud de cada segmento sea igual o menor a  $\lambda/10$ ; además, la superficie del segmento no debe tener cambios muy bruscos de orientación.



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 2.1 Sección de un conductor dividido en segmentos con longitud menor o igual que  $\lambda/10$ . Se muestra la posición de dos segmentos arbitrarios  $m$  y  $n$ .



Para poder calcular  $\vec{E}(\hat{m})$  con la ecuación (2-4), se requiere inicialmente la componente tangencial de  $\vec{A}(\hat{m})$ . En la figura 2.1, esta componente forma un ángulo  $\beta$  con  $\vec{A}$  y puede expresarse como:

$$A_t(\hat{m}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\Delta l_n} I_n \cos \beta \frac{e^{-jkR_m}}{R_m} dl \quad (2-6)$$

Dado que la longitud de cada segmento se ve limitada a  $\lambda/10$  o menos, es posible considerar a cada uno de ellos como un dipolo corto, con corriente de magnitud y fase aproximadamente constante. De aquí que la corriente  $I_n$  en la ecuación (2-6) anterior se pueda escribir fuera del símbolo de integración, lo que conduce a aproximar la distribución de corriente a lo largo del conductor por una distribución escalonada. Esto se ejemplifica en la figura 2.2 para un conductor arbitrario dividido en 5 segmentos iguales y 2 semi-segmentos en los extremos. Por conveniencia, la corriente en estos semi-segmentos extremos se asume igual a cero, con base en la teoría de líneas de transmisión, ya que cada elemento o tubo de una antena lineal se puede interpretar como una línea terminada en circuito abierto.

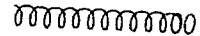
Aun cuando la corriente en un segmento específico se considere constante en magnitud y fase, su dirección puede cambiar y, por lo tanto, este efecto sí debe tomarse en cuenta. De ahí que el ángulo  $\beta$ , que es función de la variable de línea  $l$ , debe permanecer en el integrando. La ecuación (2-6) se puede escribir entonces como:

$$A_t(\hat{m}) = \frac{\mu}{4\pi} I_n \int_{\Delta l_n} \cos \beta \frac{e^{-jkR_m}}{R_m} dl \quad (2-7)$$

o bien:

$$A_t(\hat{m}) = \frac{\mu}{4\pi} \Delta l_n I_n \Psi(n, \hat{m}) \quad (2-8)$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



en donde

$$\Psi(n, m) = \frac{1}{\Delta l_n \Delta l_m} \int \cos \beta \frac{e^{-jkR_{nm}}}{R_{nm}} \quad (2-9)$$

y  $k$  es la constante de propagación en el espacio libre.

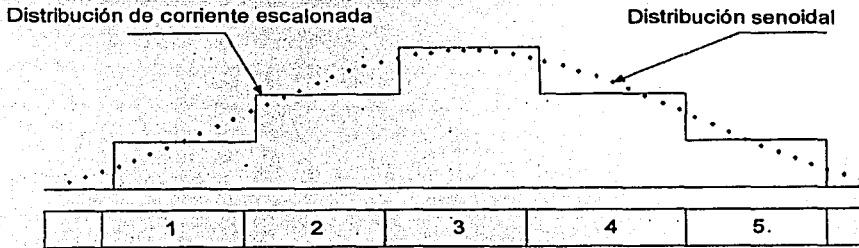
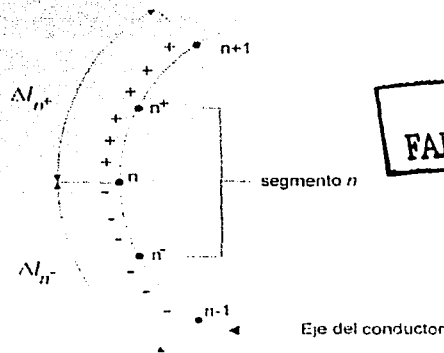


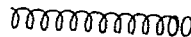
Figura 2.2 Conductor dividido en cinco segmentos más dos semisegmentos en los extremos y una posible distribución de corriente escalonada.

En la ecuación (2-4) también se requiere conocer el gradiente del potencial escalar  $V$ . Para esto, la experiencia ha demostrado que un modelo de distribución de cargas eléctricas como el de la figura 2.3 da resultados prácticos muy satisfactorios.



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 2.3. Modelo de distribución de las cargas eléctricas para el segmento  $n$ .



Para una corriente  $I_n$  que fluye en el segmento  $n$ , la densidad de carga a lo largo del intervalo  $[n, n+1]$  es igual a  $\left(\frac{I_n}{j\omega}\right)\left(\frac{1}{\Delta l_{n^+}}\right)$ ; de la misma manera, la densidad de carga a lo largo del intervalo  $[n-1, n]$  es igual a  $\left(\frac{-I_n}{j\omega}\right)\left(\frac{1}{\Delta l_{n^-}}\right)$ .  $\Delta l_{n^+}$  denota la longitud del intervalo que une los puntos medios de los segmentos  $n$  y  $n+1$ , y  $\Delta l_{n^-}$  denota la longitud del intervalo limitado por los puntos medios de los segmentos  $n-1$  y  $n$ .

El potencial escalar  $V$  producido en los puntos extremos del segmento  $m$  por un filamento de corriente  $I_n$  se puede expresar en cada caso como la suma algebraica de dos integrales:

$$V(\hat{m}^+) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left[ \int_{\Delta l_{n^+}} \left( \frac{I_n}{j\omega\Delta l_{n^+}} \right) \left( \frac{e^{-jkR_{\hat{m}^+}}}{R_{\hat{m}^+}} \right) dl - \int_{\Delta l_{n^-}} \left( \frac{I_n}{j\omega\Delta l_{n^-}} \right) \left( \frac{e^{-jkR_{\hat{m}^+}}}{R_{\hat{m}^+}} \right) dl \right] \quad (2-10)$$

$$V(\hat{m}^-) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left[ \int_{\Delta l_{n^+}} \left( \frac{I_n}{j\omega\Delta l_{n^+}} \right) \left( \frac{e^{-jkR_{\hat{m}^-}}}{R_{\hat{m}^-}} \right) dl - \int_{\Delta l_{n^-}} \left( \frac{I_n}{j\omega\Delta l_{n^-}} \right) \left( \frac{e^{-jkR_{\hat{m}^-}}}{R_{\hat{m}^-}} \right) dl \right] \quad (2-11)$$

Ahora bien, el gradiente del potencial escalar está dado por:

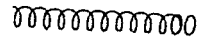
$$\nabla V = \frac{\partial V}{\partial l} \quad \boxed{\text{TESIS CON FALLA DE ORIGEN}} \quad (2-12)$$

donde  $l$  denota la variable de longitud a lo largo de la cual varía  $V$ . La derivada de la ecuación (2-12) se puede aproximar por una diferencia finita sobre el intervalo de diferenciación:

$$\nabla V \approx \frac{V(\hat{m}^+) - V(\hat{m}^-)}{\Delta l_m} \quad (2-13)$$

Sustituyendo las ecuaciones (2-10), (2-11) y (2-9) con  $\cos\beta=1$  en la ecuación (2-13), se tiene:





$$\nabla V = \frac{I_n}{4\pi \epsilon j\omega \Delta l_m} \left[ \Psi(n^+, \hat{m}^+) - \Psi(n^-, \hat{m}^+) - \Psi(n^+, \hat{m}^-) + \Psi(n^-, \hat{m}^-) \right] \quad (2-14)$$

donde  $\Psi(n^+, \hat{m}^+)$  indica que el intervalo de integración tiene como centro a  $n^+$  y que todas las distancias  $R$  se toman a partir de puntos sobre el intervalo hacia el punto  $\hat{m}^+$ . El resto de las funciones  $\Psi$  tiene una interpretación similar.

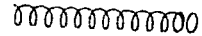
Al sustituir las ecuaciones (2-8) y (2-14) en la ecuación (2-4), y utilizando la ecuación (2-5), se llega a la expresión final que permite calcular las impedancias propias y mutuas:

$$Z_{mn} = \frac{j\omega\mu}{4\pi} \Delta l_n \Delta l_m \Psi(n, \hat{m}) + \frac{1}{j4\pi\epsilon\omega} \left[ \Psi(n^+, \hat{m}^+) - \Psi(n^-, \hat{m}^+) - \Psi(n^+, \hat{m}^-) + \Psi(n^-, \hat{m}^-) \right] \quad (2-15)$$

Es importante recordar que el factor  $\cos\beta$  siempre es igual a 1 en las cuatro funciones  $\Psi$  del segundo término de la ecuación (2-15). Al aplicar esta ecuación a todas las parejas posibles de segmentos, para calcular las impedancias mutuas, y cada segmento en particular, para obtener su impedancia propia, se forma finalmente la matriz de impedancias  $[Z]$ . Después de invertir dicha matriz y sustituir el resultado en la ecuación (2-3), se obtiene la distribución escalonada de corrientes en el conductor (o conductores).

En el caso de que la antena sea alimentada en un solo punto, todos los elementos del arreglo de voltajes en la ecuación (2-3) son iguales a cero, con excepción del correspondiente al segmento en donde se alimenta la antena. Por conveniencia, este voltaje de alimentación se toma igual a  $1 \angle 0^\circ$  Volts; es decir, la distribución de corrientes  $[I]$  es igual a la columna  $i$  de la matriz  $[Z]^{-1}$  cuando la antena se alimenta en el segmento  $i$ .

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



### Obtención de las propiedades de la antena.

Una vez conocida la distribución de las corrientes en el conductor o conductores de la antena, el procedimiento para determinar sus propiedades radioeléctricas es relativamente simple, haciendo uso de las ecuaciones de Maxwell. A continuación se indica cómo pueden determinarse.

#### 1) Patrón de radiación

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Para graficar el patrón de radiación se requiere calcular la intensidad del campo eléctrico producido por la distribución de corrientes  $[I]$  en puntos suficientes de observación  $P(x,y,z)$ . Estos puntos se encuentran sobre la superficie de una esfera imaginaria cuyo centro, por conveniencia, puede coincidir con el punto de alimentación de la antena. El radio de la esfera debe ser igual o mayor a la distancia mínima que define al espacio donde inicia el campo de radiación. En la figura 2.4 se muestra el sistema de referencia de ejes coordenados para una antena arbitraria y uno de los puntos  $P$  de observación.

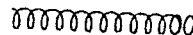
Si se considera el caso más general de una antena cuya geometría involucra corrientes con componentes en las direcciones  $x,y,z$ , las tres componentes del vector de potencial magnético  $\vec{A}$  producido en un punto de observación  $P$  se pueden calcular como:

$$A_x(P) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{n_x} \int_{\Delta l_n} \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} dx' \quad (2-16)$$

$$A_y(P) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{n_y} \int_{\Delta l_n} \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} dy' \quad (2-17)$$

$$A_z(P) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{n_z} \int_{\Delta l_n} \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} dz' \quad (2-18)$$

En donde  $\mu$  es la permeabilidad del espacio libre en el aire ( $\mu = \mu_0$ ),  $N$  es el número total de segmentos en la antena,  $k$  es la constante de propagación y  $r_n$  es la distancia entre un punto fuente sobre el eje del segmento  $n$  y el punto de observación  $P$ . Las variables de integración se denotan como  $x'$ ,  $y'$ ,  $z'$ , para evitar confusión con los ejes " $x$ ", " $y$ ", " $z$ ", ya que las componentes de las corrientes que fluyen por los ejes de los conductores de la antena no son necesariamente



colineales con los ejes del sistema de coordenadas, especialmente si hay varios tubos que la conforman.

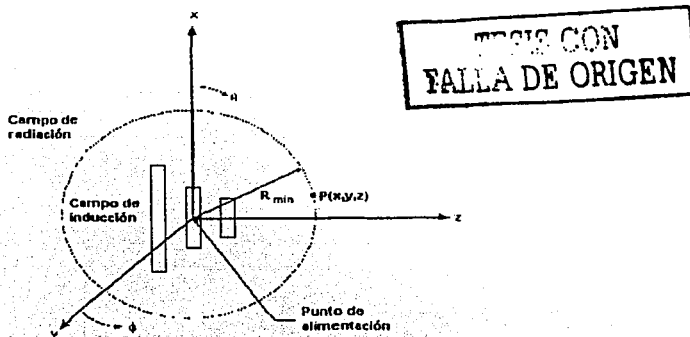


Figura 2.4 Sistema de ejes coordenados para calcular el patrón de radiación de la antena.

Habiendo obtenido las tres componentes del vector  $\vec{A}$ , se puede determinar el campo magnético producido en el mismo punto de observación como:

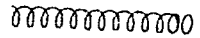
$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (2-19)$$

Y finalmente, el campo eléctrico se obtiene como:

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \vec{\nabla} \times \vec{H} \quad (2-20)$$

La magnitud de este campo eléctrico se calcula a partir de los cuadrados de las partes reales e imaginarias de sus tres componentes "x", "y", "z":

$$|E_T| = \left[ \text{Re}(E_x)^2 + \text{Re}(E_y)^2 + \text{Re}(E_z)^2 + \text{Im}(E_x)^2 + \text{Im}(E_y)^2 + \text{Im}(E_z)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2-21)$$



De esta manera, variando los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  de la figura 2.4, se puede calcular la intensidad del campo eléctrico en puntos P de observación suficientes para graficar los patrones de radiación en cualquier plano.

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

2) *Ancho del haz principal*

En la dirección de máxima radiación, el ancho de haz,  $\alpha$ , se define como se indica en la figura 2.5. Es el ángulo formado entre las rectas que pasan por el origen y los puntos donde la intensidad de campo eléctrico es igual a  $0.707E_{\text{máximo}}$ . Nótese que, como la radiación puede ser diferente en los dos planos E y H, los ángulos correspondientes que definen al ancho del haz son diferentes en cada caso.

3) *Relación de la intensidad del campo hacia el frente y hacia atrás*

Basándose en las figuras 2.4 y 2.5, esta relación se define como:

$$R = \frac{E(\theta = 90^\circ, \phi = 90^\circ)}{E(\theta = 90^\circ, \phi = 270^\circ)} \quad (2-22)$$

Suponiendo que la máxima radiación ocurre en la dirección positiva de Z

4) *Impedancia de entrada*

La impedancia de entrada se obtiene a partir de la matriz de admitancias  $[Y]$ , es decir, de  $[Z]^{-1}$ , que contiene toda la información de todos los acoplamientos entre el punto de alimentación y el resto de la antena:

$$Z_{\text{entrada}} = \frac{1}{Y_{i,i}} \quad (2-23)$$

En donde  $i$  es el número correspondiente al segmento donde se alimenta la antena.

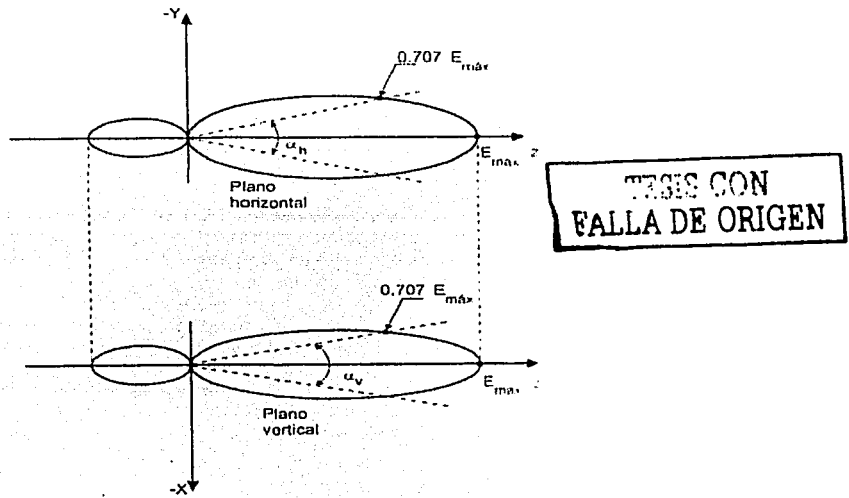
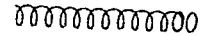


Figura 2.5 Definición del ancho del haz de radiación principal

5) *Ganancia*

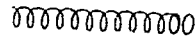
Por definición, la ganancia de una antena A es igual a

$$G = \frac{\text{Densidad de potencia máxima producida por la antena A}}{\text{Densidad de potencia promedio de una antena de referencia}}$$

Si se conoce la intensidad del campo eléctrico en la dirección de máxima radiación,  $E_{máx}$ , el numerador de la relación anterior se calcula como

$$P_{máx} = \frac{E_{máx}^2}{2Z_0} \tag{2-24}$$

donde  $Z_0$  es la impedancia característica del espacio libre e igual a  $377$  o  $120\pi\Omega$ .



El denominador de la misma relación se obtiene en función de la corriente en el punto de alimentación,  $I_0$ , la parte real de la impedancia de entrada,  $R_{ent}$ , y el radio  $R$  de la esfera imaginaria sobre la cual se calculó la intensidad del campo eléctrico:

$$P_{prom} = \left( \frac{1}{2} I_0^2 R_{ent} \right) / 4\pi R^2 \quad (2-25)$$

Por lo tanto, sustituyendo las ecuaciones 2-24 y 2-25 en la relación original, se tiene que:

$$Ganancia = \frac{4\pi R^2 E_{máx}^2}{Z_0 I_0 R_{ent}} \quad (2-26)$$

## 2.3 Plano de Tierra

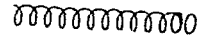


A continuación se describen los efectos del plano de tierra, de los reflectores y de un hélice como elemento parásito, en las características más importantes de la antena, como lo son su patrón de radiación, distribución de corrientes e impedancia de entrada.

### 2.3.1 Efectos del plano de tierra

Actualmente no existe una literatura abundante sobre estudios del efecto del plano de tierra para antenas helicoidales, pero existen algunos estudios publicados acerca de esto en institutos y revistas de carácter internacional como la IEEE y la IEE. Aquí se pretende presentar una recopilación de esos artículos, los cuales contienen estudios importantes con algunas variantes en las configuraciones de cada hélice, y representan un importante punto de referencia sobre los resultados que se arrojen en esta tesis. La recopilación es de publicaciones sobre estudios como el uso de planos corrugados, el remplazamiento del plano por aros, considerando el plano de tierra como infinito o con dimensiones bien definidas, arreglos de hélices sin plano, o considerando a la antena con radiación normal, axial o backfire.

La presencia de algún obstáculo, especialmente si éste se halla cerca de la antena, puede alterar el diagrama de radiación de la misma. En la práctica, el caso más habitual es la presencia de la misma tierra. La energía radiada por la antena en dirección a ella será reflejada en mayor o menor grado dependiendo de las características físicas de ésta, en especial de la conductividad.



Un plano de tierra se puede definir como un elemento (ya sea una superficie, una malla o tan solo un aro) debajo de la estructura de la antena. La calidad del plano de tierra determina la impedancia de entrada de la antena y también tiene efecto en el patrón de radiación de la misma. Un perfecto plano de tierra es una superficie metálica y conductor perfecto. La figura 2.6 muestra una malla de conductores dispuestos en forma radial que es empleada como plano de tierra.

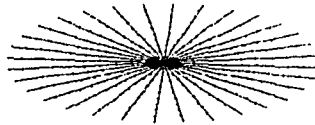
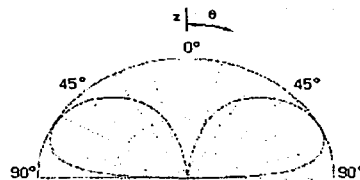


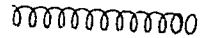
Figura 2.6 Malla radial como plano de tierra.

Muchas veces se emplean antenas monopolo en las que el plano de tierra no es la Tierra sino un conductor o una malla de hilos metálicos, como ocurre por ejemplo en las antenas instaladas sobre vehículos. En estos casos el plano conductor se puede suponer de conductividad muy elevada, pero su tamaño no es infinito, aunque nos acerquemos a esta situación cuanto más grande sea el plano en función de  $\lambda$ . Los efectos más notables son una variación en la resistencia de radiación de la antena, que es pequeña para dimensiones de plano de tierra medianamente grandes y sobre todo una variación en el patrón de radiación. El efecto más destacable es que la antena radia por debajo del plano, efecto que no se produciría si el plano fuera infinito y tuviera una conductividad perfecta. La figura 2.7 muestra un patrón considerando un monopolo con un plano de tierra infinito con conductividad perfecta, en la que se observa que toda la radiación es hacia arriba, y no existen lóbulos laterales.

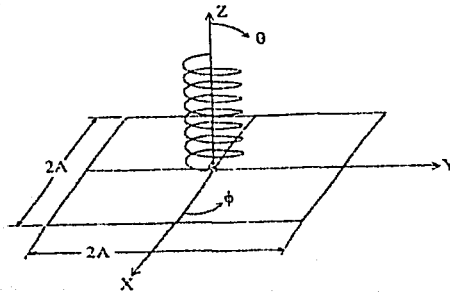


TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 2.7 Patrón de radiación de un monopolo considerando un plano de tierra perfecto (infinito).



Entrando en materia de estudio de las antenas helicoidales, Awadalla [Awadalla, 1995] publicó los resultados de su estudio a las antenas helicoidales con plano de tierra finito con modo normal, en el cual expresa que el efecto del plano de tierra de dimensiones finitas sobre la impedancia de entrada de la antena, puede ser ignorado para planos mayores a  $2\lambda$ , y sin embargo las dimensiones del plano de tierra deben ser consideradas para el patrón de radiación, ya que el número de lóbulos laterales aumenta si las dimensiones del plano se incrementan, aunque, al mismo tiempo, el ancho de haz del lóbulo principal disminuye. La figura 2.8 muestra la hélice monofililar sobre un plano de tierra finito cuadrado utilizada por Awadalla, siendo  $2A$  la longitud de uno de los lados del cuadrado utilizado como plano; y las figuras 2.9 y 2.10 muestran los patrones de radiación de la antena helicoidal con modo normal para  $2A=2.0\lambda$  y  $2A=3.0\lambda$  respectivamente, conservándose iguales los otros parámetros; en estas figuras se puede observar que efectivamente para una antena helicoidal con modo normal las dimensiones del plano de tierra afectan en el número de lóbulos laterales y en el ancho de haz del lóbulo principal.

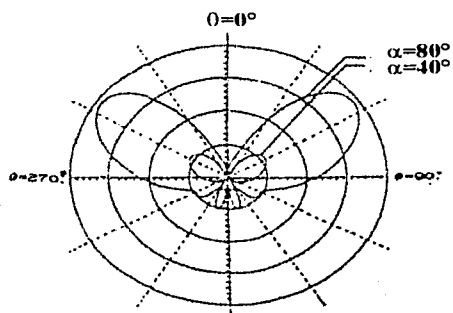
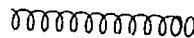


TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

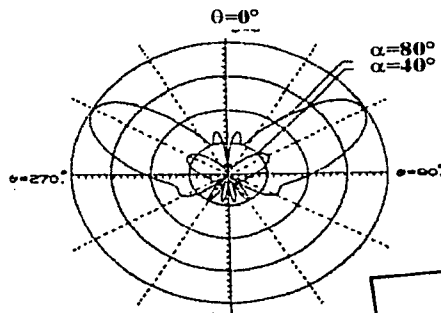
**Figura 2.8** Una hélice sobre un plano de tierra cuadrado de dimensiones finitas.

Investigaciones experimentales y teóricas sobre la antena helicoidal monofililar llevadas a cabo por King y Wong [King, 1980] y por Nakano [Nakano, 1986] siempre habían considerado un plano de tierra infinito y, aplicando la teoría de imágenes (ver efecto espejo), tenían como resultado que esta antena usualmente opera en modo axial-dírecto, cuando la circunferencia de la hélice es del orden de una longitud de onda.





**Figura 2.9** Patrón de radiación, usando un plano de tierra cuadrado con  $\alpha=80^\circ$  y  $40^\circ$ ,  $2A=2.0\lambda$ .

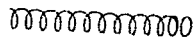


**Figura 2.10** Patrón de radiación, usando un plano de tierra cuadrado con  $\alpha=80^\circ$  y  $40^\circ$ ,  $2A=3.0\lambda$ .

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

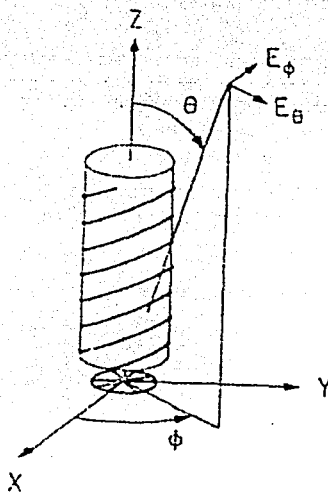
Un análisis numérico realizado por Nakano [Nakano, 1988] a una antena helicoidal con una malla finita como plano de tierra, revela que la transición del modo de radiación endfire al backfire es debido a la reducción del diámetro del plano de tierra al orden del diámetro de la hélice. El plano de tierra lo configura como una malla de elementos radiales, y haciendo un análisis teórico encuentra que mientras se reducen las dimensiones de esta malla, la radiación backfire llega a ser dominante. La figura 2.11 muestra la configuración y el sistema de coordenadas consideradas por Nakano. El plano de tierra tiene un rango de diámetro de  $0.29\lambda$  a  $0.60\lambda$ . Los valores del número de vueltas de la hélice  $n$ , la circunferencia del cilindro  $C$ , el ángulo de salida  $\alpha$ , y el diámetro del conductor  $\rho$ , son  $n=7$ ,  $C=11$ ,  $\alpha=12.5^\circ$  y  $\rho=0.012\lambda$  respectivamente.

La figura 2.12 muestra la distribución de corrientes y el patrón de radiación cuando las dimensiones del plano de tierra de la antena son reducidas. En la figura 2.12a donde el diámetro del plano de tierra es de  $0.60\lambda$ , la distribución de corrientes tiene dos distintas regiones, una región que va desde el punto de alimentación al primer mínimo señalado por una flecha y en la cual decae, y la otra región es después del primer mínimo. La velocidad relativa de fase (= velocidad en el conductor helicoidal entre la velocidad de la luz en el espacio libre) en la segunda región, satisface aproximadamente la condición de radiación endfire. Esto permite que el máximo de la radiación sea en dirección del eje  $+Z$ , siendo su ganancia de 11.6dB. Es necesario señalar que estos resultados son muy parecidos a los publicados por Nakano [Nakano, 1982] y



[Nakano, 1987] para una helicoidal monofilar de plano infinito, y así no existe incongruencia con que la radiación de una antena helicoidal en el modo endfire requiere un plano de tierra cuyo diámetro sea mayor a  $0.5\lambda$ . Conforme el diámetro del plano es reducido, la radiación backfire llega a ser predominante como se muestra en la figura 2.12b donde el diámetro es de  $0.35\lambda$ , y aunque pareciera que su distribución de corrientes es similar a la de la figura 2.12a su amplitud en la segunda región decrece y donde se muestra la flecha tiene un valor casi nulo; como decae la distribución de corrientes esto provoca que se presente, casi dominadamente, la radiación backfire. Siguiendo el procedimiento de reducir la malla como plano de tierra se muestra en la figura 2.12c, la cual representa un típico ejemplo de radiación backfire, donde el diámetro de la malla es  $d=0.29\lambda$  (el diámetro del plano de tierra es muy pequeño con respecto al de la hélice). La distribución de corrientes tan solo decae y su velocidad de fase se aproxima a 1.0, la cual satisface aproximadamente la condición de radiación backfire.

Neri publicó sus estudios a un arreglo de dos antenas helicoidales sin plano de tierra separadas  $d\lambda$  (figura 2.13) analizándolo por dos diferentes métodos [Neri, 2000]: multiplicación de patrones y el método de momentos.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 2.11 Configuración y sistema de coordenadas

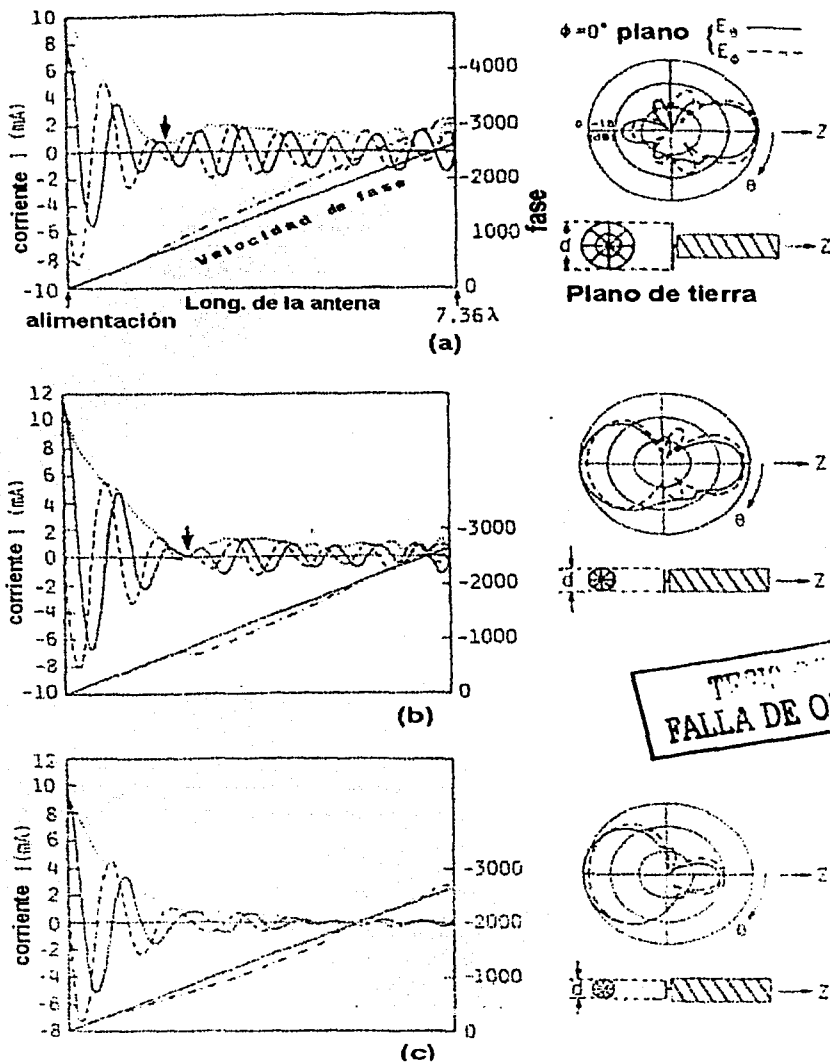
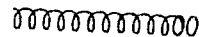


Figura 2.12 Efectos del diámetro de la malla como plano de tierra en la distribución de corrientes y patrón de radiación. a)  $d=0.60\lambda$ . b)  $d=0.35\lambda$ . c)  $d=0.29\lambda$  [Nakano, 1987].

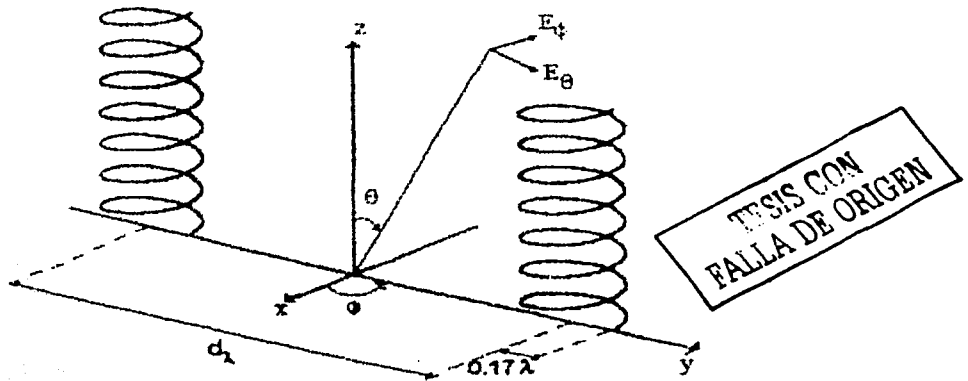
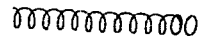


Figura 2.13 Geometría de un arreglo de dos hélices [Neri, 2000].

Sus conclusiones fueron que para un separación  $d=0.5\lambda$  y  $d=1\lambda$  los efectos de impedancias mutuas afectan relevantemente en el patrón de radiación, y que para  $d=0.7\lambda$  o mayor la impedancia de entrada se estabiliza. Los resultados de la distribución de corrientes están de acuerdo con los resultados publicados por Kraus [Kraus, 2002] para geometrías similares, aunque las mediciones que Kraus realizó las hizo usando plano de tierra, observándose pequeñas diferencias debidas a la presencia-ausencia del plano de tierra. La figura 2.14 muestra los patrones de radiación de dos hélices, la figura 2.14a para una hélice asilada y la figura 2.14b para una hélice con plano de tierra y en la cual se utilizó la teoría de imágenes; se observa en la figura que ambos patrones se asemejan a los resultados obtenidos por Kraus [Kraus, 2002]. La figura 2.13 muestra el arreglo de las dos hélices modelado con funciones paramétricas y analizado por el Método de Momentos. La impedancia de entrada de cada hélice tiene importantes variaciones del orden del 10-20% cuando se usan longitudes de onda relativamente pequeñas, pero cuando se usan longitudes del orden de  $1\lambda$  estos cálculos se aproximan bastante bien a los de una hélice asilada.

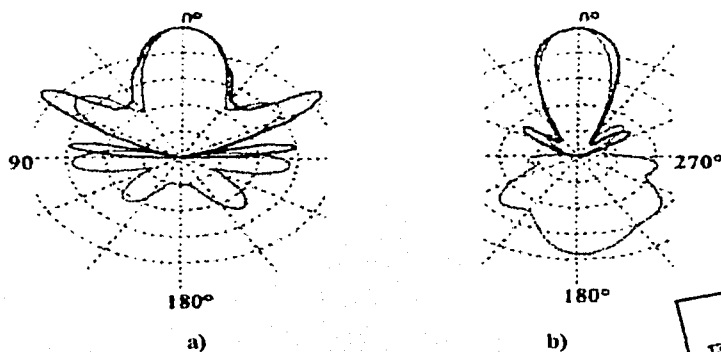
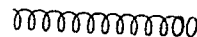
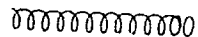


Figura 2.14 Patrones de radiación. (a) hélice asilada. (b) hélice con plano de tierra.

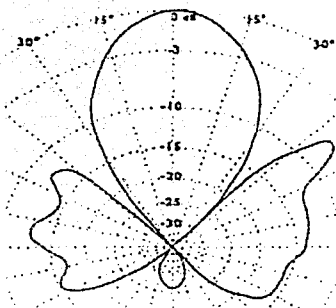
FALLA DE ORIGEN

En 1995, después de 50 años de sus publicaciones sobre antenas helicoidales, John Kraus retoma los estudios a estas antenas [Kraus, 1995] pero ahora la considera sin plano de tierra, es decir que lo reemplaza con uno o más aros. Este diseño tiene menos resistencia al viento mientras que brinda un comportamiento equivalente al de la hélice con plano de tierra. El conductor central del cable alimentador lo conecta a la hélice y el conductor externo lo conecta a un aro. Un segundo aro lo coloca de  $1/3$  a  $1/2$  longitudes de onda de separación del punto alimentado, pudiéndose o no colocarse más aros. La hélice y los aros son aproximadamente  $1\lambda$  de circunferencia. La figura 2.15 muestra el patrón de radiación de esta configuración. También Zainud-Deen en 1998 hizo un análisis de la antena helicoidal en modo axial sin plano de tierra [Zainud, 1998] donde considera casi las mismas dimensiones de la configuración de la antena que usó Kraus [Kraus, 1995] siendo sus resultados sobre la impedancia de entrada de esta antena (rango de frecuencia de pruebas: 3.1GHz a 4.1GHz): su resistencia se encuentra en un rango de 76.2 ohms a 36 ohms, y su reactancia de -157.6 ohms a -82 ohms.

Usando un plano de tierra corrugado es posible reducir la intensidad de campo de los lóbulos laterales y la polarización cruzada en una antena [Kildal, 1993]. Se han desarrollado superficies con corrugaciones circulares suaves y duras artificialmente para ondas electromagnéticas [Kildal, 1988]. Desafortunadamente, las superficies no corrugadas influyen en la polarización, la cual depende de las condiciones de frontera de las ondas electromagnéticas propagadas sobre la superficie [Ying, 1996], es decir, que cuando una antena es montada sobre un plano de tierra los



campos Eléctrico y Magnético son afectados diferentemente, produciéndose haces principales asimétricos, lóbulos laterales en el campo eléctrico y polarización cruzada. Pero en una superficie corrugada la intensidad de campo con cualquier polarización es forzada a ser igual a cero en tal superficie, y así no habrá radiación a lo largo de ella, reduciéndose los lóbulos laterales del patrón de radiación. También, la reflexión en esta superficie no cambiará el sentido de la polarización, caso que sí sucede con otras superficies.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

**Figura 2.15** *Patrón de radiación de la hélice con 10 vueltas.*

Diferentes formas de manufacturación de las superficies corrugadas han sido estudiadas sistemáticamente [Kildal, 1996], como por ejemplo superficies corrugadas transversalmente que brindan condiciones de frontera suaves teniendo ancho de banda amplio y bajas pérdidas, pero estas superficies son costosas. Kildal en 1993 publicó sus estudios a tres planos de tierra con una hélice monofilar; estos tres planos fueron: un plano completamente corrugado, uno parcialmente corrugado y otro sin corrugar. La figura 2.16 muestra la configuración de la antena helicoidal con los planos que utilizó Kildal. La hélice fue fabricada con un delgado conductor de cobre con diámetro de 2.1cm; la circunferencia de la hélice es de  $1.1\lambda$  y se emplea una frecuencia de 5.0Ghz, con un ángulo de salida de  $\alpha=12.5^\circ$  y 5 vueltas. La longitud de la antena es de 7.3cm. La antena fue montada en un plano corrugado cuyo diámetro es de 18cm ( $3\lambda$ ) y la altura de las corrugaciones es de 1.5cm ( $\lambda/4$ ), teniendo un ancho de 6mm y una distancia entre cada corrugación de 2mm.

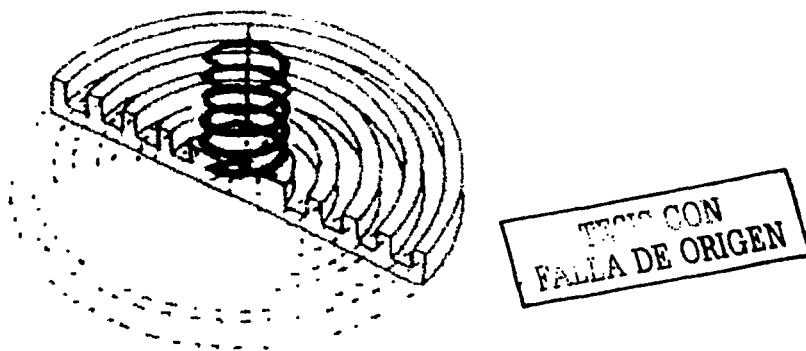
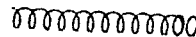


Figura 2.16 Geometría de una hélice modo axial y plano corrugado [Kildal, 1996].

Los resultados publicados son mostrados en la figura 2.17, en la que se puede observar los patrones de radiación de los tres planos. Con el plano completamente corrugado se reduce el primer lóbulo lateral cerca de 4dB en comparación a los otros dos planos, y en los tres casos el ancho del haz principal es casi igual. Además, su ancho de banda es poco mayor que los otros dos.

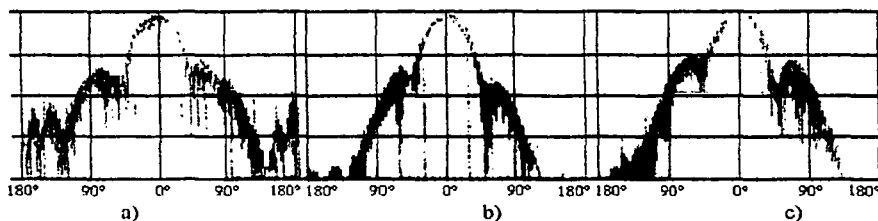
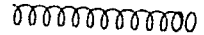


Figura 2.17 Patrones de radiación de la hélice. (a) sin plano corrugado. (b) con plano completamente corrugado. (c) con plano parcialmente corrugado [Kildal, 1996].

### 2.3.2 Reflectores [Kraus, 2002]

Los reflectores son ampliamente utilizados para modificar el patrón de radiación de un elemento radiante. Un reflector se considera como un elemento que no está conectado a la antena, pero dependiendo de sus dimensiones, forma y cercanía con ella, le puede modificar principalmente su



patrón de radiación, como cuando se le coloca un cono en la parte trasera de un foco casero, con lo que hacia atrás la iluminación será pobre o nula, dependiendo del material y forma de tal cono. Por ejemplo, la radiación hacia atrás de un antena puede ser eliminada con un plano reflector de apropiada dimensión. En la mayoría de los casos, un haz de cualesquiera características puede ser producido por la configuración de estos reflectores. Algunos tipos de reflectores son ilustrados en la figura 2.18. El arreglo en la figura 2.18a tiene un lámina grande como reflector cerca del dipolo para reducir la radiación hacia atrás. Con pequeños desplazamientos entre la antena y el reflector este arreglo también brinda una ganancia sustancial en su radiación. Este reflector puede tener las dimensiones según se desee como se muestran en las figuras 2.18b y 2.18c, siendo diferente el patrón de radiación usando uno o el otro. Con dos reflectores intersectándose con un ángulo menor a  $180^\circ$ , como el de la figura 2.18d puede obtenerse un patrón más directivo que aquel que se forme con un ángulo de  $180^\circ$ . Estos reflectores se denominan antenas con reflectores de cometa. Si este reflector se usa sin elemento radiante y con una apertura de  $90^\circ$  funciona como un retrorreflector, el cual refleja señales no deseadas en cierta dirección, como se muestra en la figura 2.18e. Los reflectores parabólicos proveen de alta directividad al haz (figura 2.18f), ya que las diferentes direcciones de los haces del elemento radiante los convierte en haces paralelos. Otros reflectores utilizados son: elípticos (figura 2.18g), hiperbólicos (figura 2.18h) y circulares (figura 2.18i).

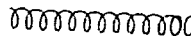
### 2.3.3 Antena helicoidal de modo axial como elemento parásito.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

La estructura helicoidal también se emplea como elemento parásito en otras antenas, es decir que la hélice no está conectada físicamente a la antena, pero se encuentra muy cerca de ella, y produce diferentes efectos según el arreglo empleado. La figura 2.19 muestra algunas aplicaciones de la hélice monofilar como elemento parásito.

- a) Hélice - hélice (figura 2.19a). Si el conductor de una antena helicoidal monofilar en modo axial de 6 vueltas es cortado al terminar su segunda vuelta, la antena continúa operando, ya que las dos primeras vueltas excitan a las cuatro restantes, funcionando estas últimas como directores.
- b) Dieléctrico - hélice (figura 2.19b). Al enrollar una hélice parásita de varias vueltas una antena dieléctrica con polarización lineal puede radiar con polarización circular.





FALLA DE ORIGEN

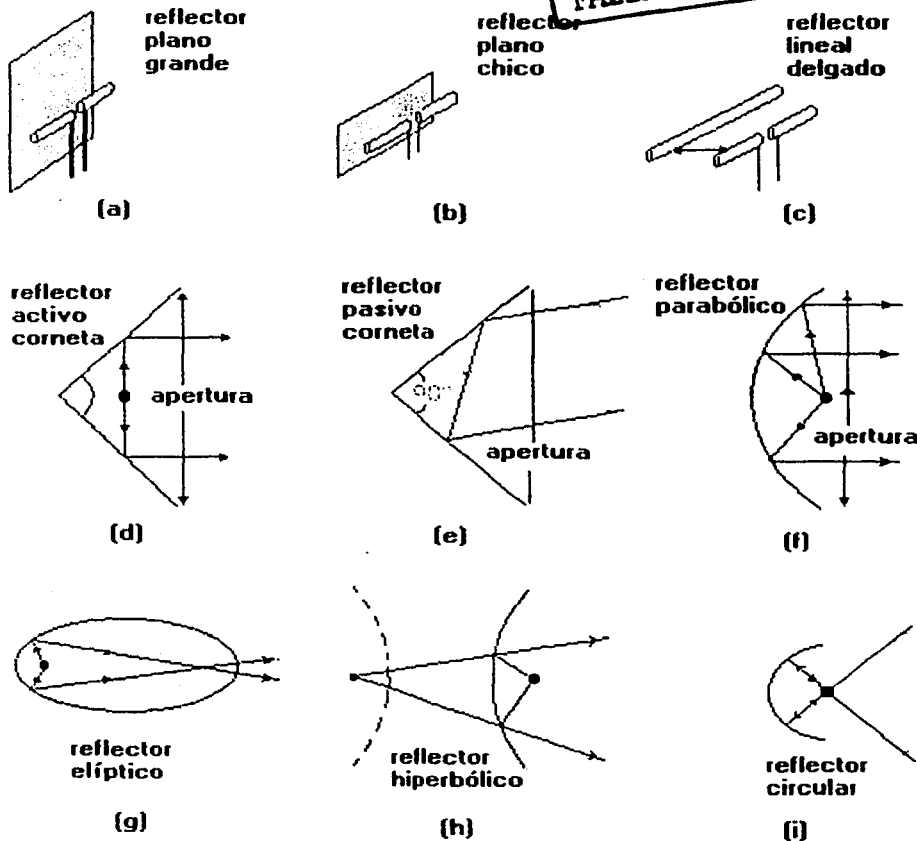
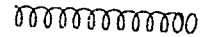


Figura 2.18 Reflectores comúnmente usados

- c) Corneta - hélice (figura 2.19c). Si se coloca una hélice parásita de varias vueltas en el cuello de una antena piramidal de corneta con polarización lineal, la corneta puede radiar con polarización circular.



- d) Plato en V - hélice (figura 2.19d). Una hélice parásita enfrente de un antena reflectora en V provoca que se obtenga una polarización circular.
- e) Línea de transmisión bifilar - hélice (figura 2.19e). Si una hélice parásita de varias vueltas es colocada alrededor de una línea de transmisión bifilar sin tocarse, se obtendrá una antena que radia de modo axial con polarización lineal, con el campo eléctrico paralelo al plano de la línea de transmisión bifilar.
- f) Hélice - hélice (figura 2.19f). Si una hélice parásita es colocada entre las vueltas de una antena helicoidal monofililar alimentada que radia en modo axial (ambas con el mismo diámetro), se obtiene un incremento de aproximadamente de 1 dB en la ganancia. Este incremento de ganancia ocurre para hélices que tienen su número de vueltas entre 8 y 20. La hélice parásita puede ser vista como un director.

#### 2.3.4 Efecto espejo [Llena, 1994].

Siempre se puede usar un dipolo en posición vertical, pero a menudo es inconveniente porque no es necesario usar diseños de media longitud de onda. Si un cuarto de longitud de onda vertical se instala sobre una superficie que tenga buena conductividad (las zonas salinas son ideales, en el caso de una antena situada en una embarcación), las formas de onda de corriente y voltaje de esta antena vertical, la harán aparecer como una antena de media longitud de onda. La tierra de alta conductividad, actuando como un "espejo" eléctrico, suministrará la otra mitad del dipolo. La mitad de la antena perdida, se llama *elemento imagen*, y a este tipo de antena se le denomina antena Marconi (figura 2.20).

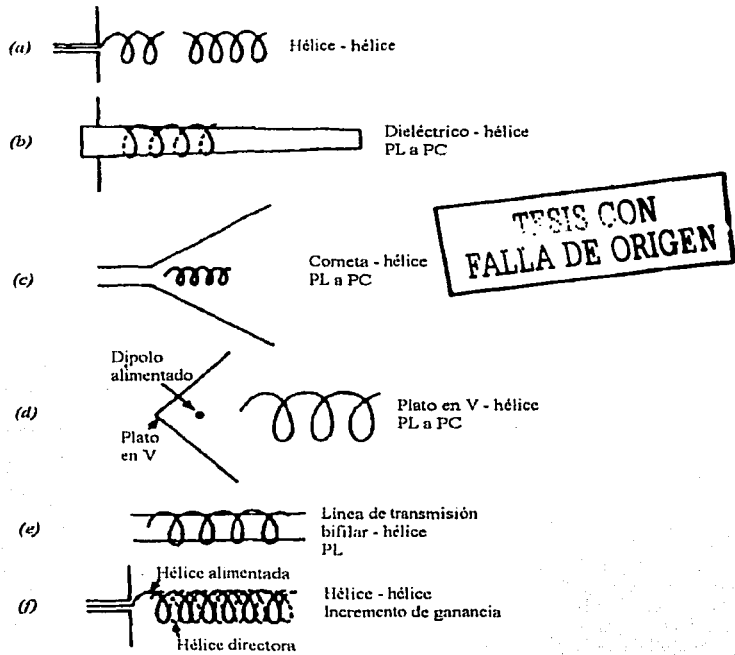
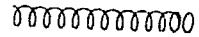


Figura 2.19. Algunas aplicaciones de la antena helicoidal monofilar como elemento parásito.

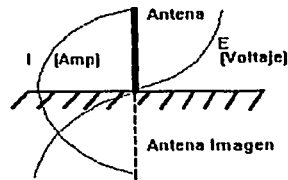
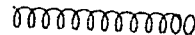


Figura 2.20 Antena de un cuarto de longitud de onda

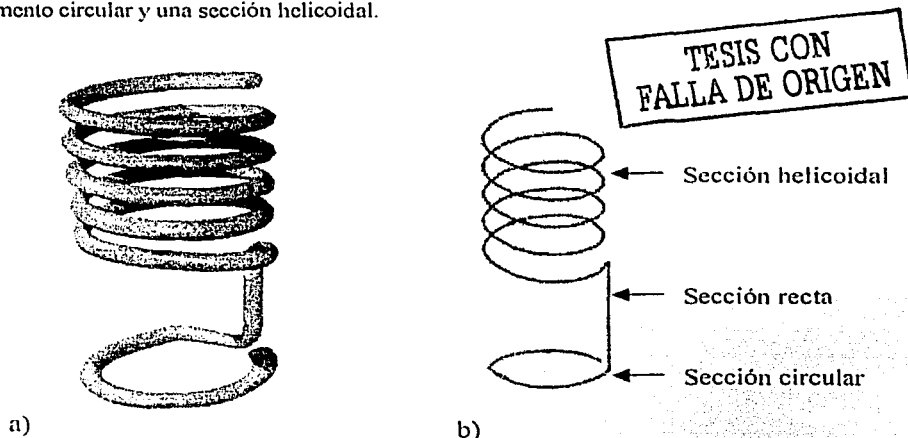
Un disco de cobre de diámetro satisfactorio sería ideal, pero esto no es práctico. Las estaciones de onda larga (broadcastings) simulan el efecto de tierra con una red de alambres, cada uno de un cuarto de longitud de onda, dispuestos en forma radial cada  $5^\circ$ , razón por la que se conocen como



*radiales*. Esta forma de tierra artificial se conoce como plano de tierra. Como ahora tenemos una tierra artificial, nosotros podemos elevar esa antena vertical, siempre que elevemos el plano de tierra, tan alto como sea práctico o posible. En la práctica se utiliza el plano de tierra con cuatro radiales (los cuales trabajan bastante bien) y se instalan dichas antenas verticales en torres ó mástiles.

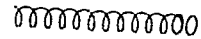
#### 2.4 Método de momentos aplicado al análisis de una hélice con un aro reemplazando al plano de tierra

Para la simulación de la antena helicoidal con un aro en lugar de plano de tierra se utilizará el Método de Momentos (MM), a través del cálculo de la matriz de impedancias que constituye a la antena. En la figura 2.21a se muestra la antena en tres dimensiones, y la figura 2.21b muestra el eje de la antena helicoidal constituida por los siguientes elementos: un elemento recto, un elemento circular y una sección helicoidal.



**Figura 2.21** Antena helicoidal para la simulación por el MM.  
a) Vista tridimensional. b) Elementos de la antena.

Debido a que el modelo propuesto para la antena está compuesto de tres geometrías diferentes, es necesario conocer las impedancias propias y mutuas dentro de cada una de las geometrías, así como las impedancias mutuas que se presentan entre las tres geometrías. A continuación se presenta el desarrollo matemático realizado para la simulación de la antena. En este desarrollo se



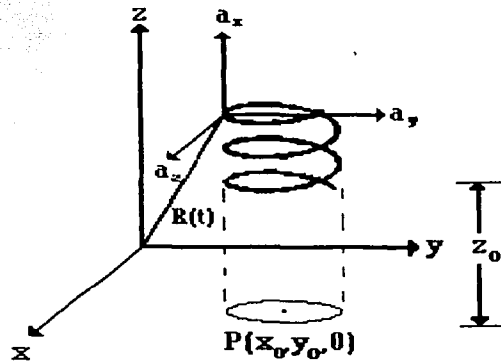
expresa, para cada geometría y las combinaciones entre ellas, la función  $\Psi (n^+ , m^+)$  tanto para la contribución de corrientes como para la de cargas, que se deberá de sustituir en la ecuación (2-15) que es la expresión final que permite calcular las impedancias propias y mutuas.

### 2.4.1 Impedancias propias de la hélice aislada

Se presenta el análisis matemático correspondiente a la sección helicoidal de la antena. De acuerdo con el método de Momentos [Harrington 1968] es necesario considerar la ecuación vectorial de la hélice definida por la ecuación (2.27)

$$R(t) = \left[ \frac{C_\lambda}{2\pi} \cos(t) + x_0 \right] a_x + \left[ \frac{C_\lambda}{2\pi} \text{sen}(t) + y_0 \right] a_y + \left[ \frac{S_\lambda}{2\pi} t + z_0 \right] a_z \quad (2.27)$$

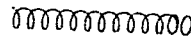
donde  $R$  es el vector de posición de la función vectorial,  $C_\lambda$  es la circunferencia de la hélice en longitudes de onda,  $S_\lambda$  es el espaciamiento entre las espiras en longitudes de onda,  $t$  es la variable que parametriza las tres coordenadas del plano cartesiano,  $x_0$ ,  $y_0$  y  $z_0$  son las coordenadas del punto central de la circunferencia de la hélice, y  $a_x$ ,  $a_y$  y  $a_z$  son los vectores unitarios del sistema de coordenadas (figura 2.22).



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 2.22 Geometría de la hélice en el sistema cartesiano.





Es menester hacer notorio que debido al grosor del conductor de la antena, la circunferencia del eje y de la circunferencia de la superficie no son iguales, pero se pueden relacionar por medio de la expresión (2.30).

$$C_{\lambda \hat{m}} = C_{\lambda m} + \frac{d_{\lambda}}{\pi} \quad (2.30)$$

donde  $d_{\lambda}$  es el diámetro del conductor en longitudes de onda. También es necesario hacer notorio que el espaciamento  $S_{\lambda}$  entre las espiras de la hélice es igual sin importar que sea medido el del eje o el de la superficie del conductor.

Para calcular la matriz de impedancias es necesario resolver la ecuación integral del MM, y uno de sus elementos es la distancia  $R_{\hat{m}}$ , que se calcula por medio de la magnitud de la ecuación vectorial 2.31:

$$R_{\hat{m}} = \left| R(\hat{t}_{\hat{m}}) - R(t_n) \right| \quad (2.31)$$

Al sustituir las ecuaciones (2.28) y (2.29) en (2.31), resulta la ecuación (2.32).

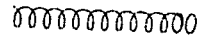
**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

$$R_{\hat{m}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C_{\lambda \hat{m}}^2 + C_{\lambda n}^2 - 2C_{\lambda \hat{m}} C_{\lambda n} \cos(t_{\hat{m}} - t_n) + S_{\lambda}^2 (t_{\hat{m}} - t_n)} \quad (2.32)$$

Otro de los elementos que se deben conocer para calcular la ecuación integral del MM es el ángulo  $\beta$  que se muestra en la figura 2.23, que puede ser calculado por medio de la definición del producto escalar [Lehmann, 1995] de la ecuación (2.33).

$$\cos \beta = \frac{R'(\hat{t}_{\hat{m}}) \cdot R'(t_n)}{\left| R'(\hat{t}_{\hat{m}}) \right| \left| R'(t_n) \right|} \quad (2.33)$$

Donde  $R'(\hat{t}_{\hat{m}})$  y  $R'(t_n)$  son los vectores tangentes a los segmentos  $\hat{m}$  y  $n$ , respectivamente. Para obtener estos vectores tangentes es necesario derivar la ecuación 2.27 con respecto a  $t$  [O'Neil, 1998], obteniendo la ecuación (2.34).



$$R'(t) = -\frac{C_\lambda}{2\pi} \text{sen}(t)\alpha_x + \frac{C_\lambda}{2\pi} \cos(t)\alpha_y + \frac{S_\lambda}{2\pi} \alpha_z \quad (2.34)$$

Siendo su módulo la ecuación (2.35):

$$\left| R'(t) \right| = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C_\lambda^2 + S_\lambda^2} \quad (2.35)$$

Para calcular el  $\cos\beta$  se sustituyen las ecuaciones 2.34 y 2.35 en la 2.33, resultando la ecuación (2.36).

$$\cos\beta = \frac{C_m C_{\lambda\hat{m}} \cos(t_m - t_n) + S_\lambda^2}{\left[ (C_m^2 + S_m^2) (C_{\lambda\hat{m}}^2 + S_\lambda^2) \right]^{1/2}} \quad (2.36)$$

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

De acuerdo con la ecuación integral del MM también es necesario conocer la expresión diferencial  $dl$  a lo largo del eje del segmento  $n$ , empleando para el caso de la geometría helicoidal el concepto de longitud de arco de la ecuación (2.37).

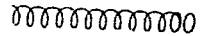
$$dl = \left| R'(t) \right| dt = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C_\lambda^2 + S_\lambda^2} dt \quad (2.37)$$

Finalmente, la ecuación (2.38) permite calcular los elementos de la matriz de impedancias de la sección helicoidal para la contribución de corrientes [Neri, 1999].

$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{1}{\Delta l_n \sqrt{C_{\lambda\hat{m}}^2 + S_\lambda^2}} \int_{t_n^-}^{t_n^+} \frac{\left[ C_{\lambda n} C_{\lambda\hat{m}} \cos(t_m - t_n) + S_\lambda^2 \right] \exp(-jkR_m)}{\sqrt{C_{\lambda\hat{m}}^2 + C_{\lambda n}^2 - 2C_{\lambda\hat{m}} C_{\lambda n} \cos(t_m - t_n) + S_\lambda^2} (t_m - t_n)} dt_n \quad (2.38)$$

Y la ecuación (2.39) expresa la contribución de las cargas eléctricas.





$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{\sqrt{C_{\lambda n}^2 + S_{\lambda}^2}}{\Delta l_n} \int_{t_n}^{t_n} \frac{\exp(-jkR_m)}{\sqrt{C_{\lambda m}^2 + C_{\lambda n}^2 - 2C_{\lambda m}C_{\lambda n} \cos(t_m - t_n) + S_{\lambda}^2(t_m - t_n)}} dt_n \quad (2.39)$$

**2.4.2 Impedancias propias del elemento recto**

Este elemento tiene varias facilidades por su propia geometría recta. Dado que ha sido estudiado por varios autores, se tienen varios estudios como puntos de referencia para comprobar los resultados obtenidos [Neri, 1980].

Siguiendo un procedimiento similar al de la hélice aislada se pueden conocer todos los elementos para calcular la ecuación integral del MM para un elemento recto.

La geometría lineal se puede definir con la ecuación (2.40).

$$R(t) = x(t)a_x + y(t)a_y + z(t)a_z$$

TESIS CON FALLA DE ORIGEN  
 (2.40)

donde x(t) y y(t) son constantes y z(t) varía linealmente. Estas componentes vectoriales se pueden definir por la expresión (2.41).

$$\begin{cases} x(t_n) = x_{0n} \\ y(t_n) = y_{0n} \\ z(t_n) = z_n \end{cases} \quad (2.41)$$

Debido a que la geometría lineal sólo presenta variación en una dirección (figura 2.24), se puede conocer directamente la distancia  $R_{\hat{m}}$  por medio de la ecuación 2.42.

$$R_{\hat{m}} = \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2 + (z_m - z_n)^2} \quad (2.42)$$

donde  $(x_m, y_m, z_m)$  representa a todos los puntos que constituyen la superficie del tubo y  $(x_n, y_n, z_n)$  representa a todos los puntos sobre el eje.

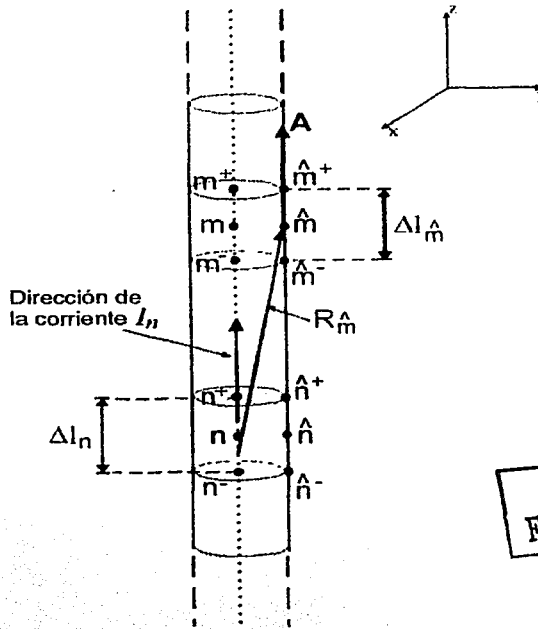
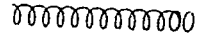


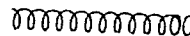
Figura 2.24 Modelado de un segmento lineal a lo largo del conductor.

Realizando algunas simplificaciones, la anterior ecuación puede ser reducida a la expresión (2.43).

$$R_m = \sqrt{\frac{d_\lambda^2}{4} + (z_m - z_n)^2} \tag{2.43}$$

Ahora, se sabe que en toda sección lineal el vector  $\mathbf{A}$  producido por el segmento  $n$  y el vector tangente al segmento  $\hat{m}$  son paralelos, por lo que el  $\cos\beta=1$  cuando los segmentos  $n$  y  $\hat{m}$  pertenecen a esta sección y, además,  $d\mathbf{l}$  coincide con  $d\mathbf{z}$  ya que es la única dirección donde se presenta variación.

Así, la ecuación integral del MM para un elemento recto puede ser escrita indistintamente para la contribución de cargas y corrientes como la ecuación (2.44).



$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{1}{\Delta l_n} \int_{z_n}^{z_n^+} \frac{\exp\left[-jk \sqrt{\frac{d_\lambda^2}{4} + (z_m - z_n)^2}\right]}{\sqrt{\frac{d_\lambda^2}{4} + (z_m - z_n)^2}} dz_n \quad (2.44)$$

### 2.4.3 Impedancias propias de la sección circular

La figura 2.25 muestra que el aro se encuentra contenido en un plano igual o paralelo al XY. Para este caso, se pueden manejar ecuaciones paramétricas, al igual que en la sección helicoidal.

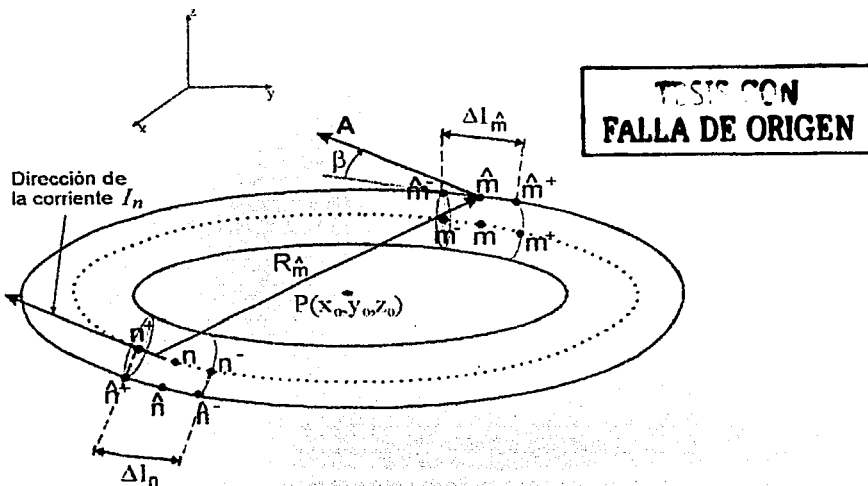
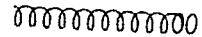


Figura 2.25 Modelado de una sección circular a lo largo del conductor.

La ecuación vectorial que describe una geometría circular es la (2.45).

$$R(t) = [r_\lambda \cos(t) + x_0] a_x + [r_\lambda \sin(t) + y_0] a_y + z_0 a_z \quad (2.45)$$

Donde  $r_\lambda$  es el radio del aro en longitudes de onda,  $t$  es la variable que parametriza a la función vectorial en la dirección  $x$  y  $y$ ,  $(x_0, y_0, z_0)$  son las coordenadas del punto central del aro, y  $a_x, a_y$  y  $a_z$  son los vectores unitarios del sistema de coordenadas.



Al igual que con la sección helicoidal, en la sección circular se ha de definir una función que represente la curvatura del segmento sobre su eje y otra que represente a la curvatura sobre su superficie. La ecuación (2.46) describe al eje.

$$R(t_n) = [r_{xn} \cos(t_n) + x_0] a_x + [r_{xn} \text{sen}(t_n) + y_0] a_y + z_0 a_z \quad (2.46)$$

La ecuación (2.47) describe la superficie.

$$R(t_m) = [r_{xm} \cos(t_m) + x_0] a_x + [r_{xm} \text{sen}(t_m) + y_0] a_y + z_0 a_z \quad (2.47)$$

De manera análoga a la sección helicoidal, el radio de curvatura del eje no es igual al radio de curvatura de la superficie. Se pueden relacionar a través de la expresión (2.48).

$$r_{\lambda m} = r_{\lambda n} + \frac{d_\lambda}{2} \quad (2.48)$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Siendo  $d_\lambda$  el diámetro del conductor del aro en longitudes de onda.

Empleando la expresión que determina la distancia entre dos puntos en coordenadas polares [Solís, 1994] y particularizándola a la sección circular, nominando a  $R_m$  como la distancia entre el segmento  $n$  y el segmento  $m$ , resulta la ecuación 2.49:

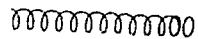
$$R_m = \sqrt{r_{\lambda m}^2 + r_{\lambda n}^2 - 2r_{\lambda m} r_{\lambda n} \cos(t_m - t_n)} \quad (2.49)$$

Nuevamente, para conocer el  $\cos\beta$  es necesario derivar la ecuación vectorial que describe la geometría circular (2.45), resultando la expresión (2.50), siendo su módulo la 2.51.

$$R'(t) = -r_\lambda \text{sen}(t) a_x + r_\lambda \text{sen}(t) a_y \quad (2.50)$$

$$|R'(t)| = r_\lambda \quad (2.51)$$

Sustituyendo las expresiones (2.50) y (2.51) en la expresión (2.33) de la sección helicoidal, resulta la (2.52).



$$\cos \beta = \cos(t_m - t_n) \quad (2.52)$$

Para obtener la expresión de  $dl$  a lo largo del eje, se emplea la integral para el cálculo de arco, llegándose a la expresión (2.53).

$$dl = r_{\lambda} dt \quad (2.53)$$

Y finalmente la ecuación integral del MM para la contribución de las corrientes queda en la expresión (2.54).

$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{r_{\lambda n}}{\Delta l_n} \int_{t_n^-}^{t_n^+} \cos(t_m - t_n) \frac{\exp\left(-jk \sqrt{r_{\lambda m}^2 + r_{\lambda n}^2 - 2r_{\lambda m} r_{\lambda n} \cos(t_m - t_n)}\right)}{\sqrt{r_{\lambda m}^2 + r_{\lambda n}^2 - 2r_{\lambda m} r_{\lambda n} \cos(t_m - t_n)}} dt_n \quad (2.54)$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

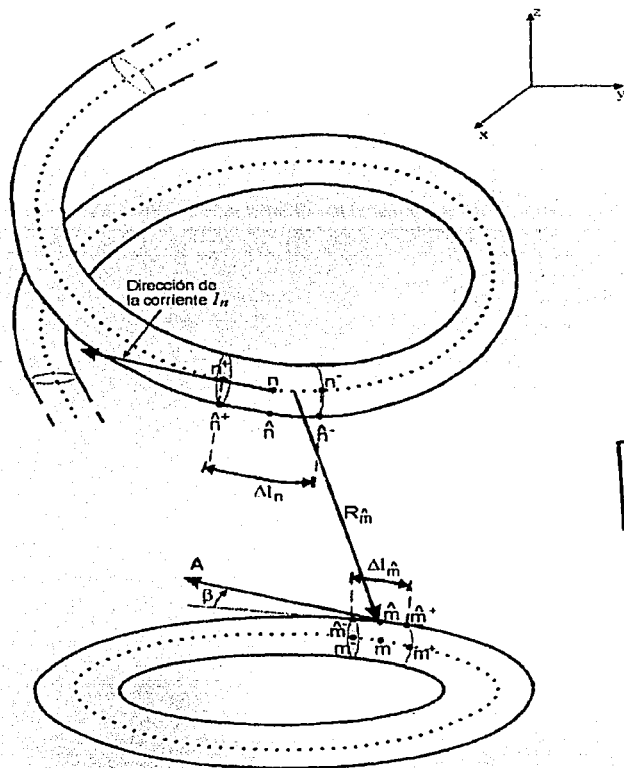
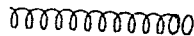
Y para la contribución de las cargas es la ecuación (2.55).

$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{r_{\lambda n}}{\Delta l_n} \int_{t_n^-}^{t_n^+} \frac{\exp\left(-jk \sqrt{r_{\lambda m}^2 + r_{\lambda n}^2 - 2r_{\lambda m} r_{\lambda n} \cos(t_m - t_n)}\right)}{\sqrt{r_{\lambda m}^2 + r_{\lambda n}^2 - 2r_{\lambda m} r_{\lambda n} \cos(t_m - t_n)}} dt_n \quad (2.55)$$

#### 2.4.4 Impedancias mutuas entre la sección helicoidal y circular.

Para conocer los efectos que produce un segmento es necesario conocer el vector  $\mathbf{A}$  que se produce en el segmento  $\hat{m}$  debido a la corriente que fluye en el segmento  $n$ , en los casos anteriores. Ambos segmentos poseían la misma geometría, pero en este caso ya no es así, por lo que se tienen dos posibles combinaciones: la primera es que el segmento  $n$  tenga una geometría circular y el segmento  $\hat{m}$  una geometría helicoidal, y la segunda es que el segmento  $n$  tenga una geometría helicoidal y el segmento  $\hat{m}$  una geometría circular.

Se presentará el análisis de los dos casos. En la figura 2.26 se muestra la geometría de la primera combinación.

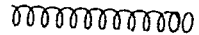


TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 2.26 Modelo de un segmento helicoidal y un segmento circular.

Sustituyendo las ecuaciones 2.29 y 2.46 en 2.31, se obtiene la distancia  $R_m$  en la expresión (2.56).

$$R_m = \left\{ \left[ \frac{C_{\lambda_m}}{2\pi} \cos(t_m) - r_{\lambda_n} \cos(t_n) \right]^2 + \left[ \frac{C_{\lambda_m}}{2\pi} \text{sen}(t_m) - r_{\lambda_n} \text{sen}(t_n) \right]^2 + \left[ \frac{S_{\lambda_m}}{2\pi} t_m + z_{0_m} - z_{0_n} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.56)$$



Donde  $z_{0m}^{\wedge}$  y  $z_{0n}$  representan las cotas de los centros de la circunferencia de la hélice y de la circunferencia del aro, respectivamente. Simplificando algunos términos, se puede reescribir la ecuación 2.56 quedando la 2.57.

$$R_m^{\wedge} = \left[ \frac{C_{\lambda m}^{\wedge 2}}{4\pi^2} + r_{\lambda n}^2 - \frac{C_{\lambda m}^{\wedge}}{\pi} r_{\lambda n} \cos(t_m^{\wedge} - t_n) + \left( \frac{S_{\lambda m}^{\wedge}}{2\pi} t_m^{\wedge} + z_{0m}^{\wedge} - z_{0n} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.57)$$

Nuevamente es necesario calcular el  $\cos\beta$  que se origina entre estas dos geometrías, por lo que, sustituyendo las ecuaciones 2.34 y 2.50 en 2.33 se puede obtener la expresión (2.58)

$$\cos\beta = \frac{C_{\lambda m}^{\wedge} \cos(t_m^{\wedge} - t_n)}{\sqrt{C_{\lambda m}^{\wedge 2} + S_{\lambda m}^{\wedge 2}}} \quad (2.58)$$

La geometría del segmento n es circular, debido a esto  $dl = r_{\lambda} dt$ . Entonces, su ecuación integral del MM para la contribución de corrientes es la 2.59.

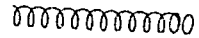
$$\Psi(n, m) = \frac{r_{\lambda n}}{\Delta l_n} \cdot \int_{t_n}^{t_n} \frac{C_{\lambda m}^{\wedge} \cos(t_m^{\wedge} - t_n)}{\sqrt{C_{\lambda m}^{\wedge 2} + S_{\lambda m}^{\wedge 2}}}$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

$$\exp \left( -jk \sqrt{\frac{C_{\lambda m}^{\wedge 2}}{4\pi^2} + r_{\lambda n}^2 - \frac{C_{\lambda m}^{\wedge}}{\pi} r_{\lambda n} \cos(t_m^{\wedge} - t_n) + \left( \frac{S_{\lambda m}^{\wedge}}{2\pi} t_m^{\wedge} + z_{0m}^{\wedge} - z_{0n} \right)^2} \right) dt_n$$

$$\sqrt{\frac{C_{\lambda m}^{\wedge 2}}{4\pi^2} + r_{\lambda n}^2 - \frac{C_{\lambda m}^{\wedge}}{\pi} r_{\lambda n} \cos(t_m^{\wedge} - t_n) + \left( \frac{S_{\lambda m}^{\wedge}}{2\pi} t_m^{\wedge} + z_{0m}^{\wedge} - z_{0n} \right)^2} \quad (2.59)$$

Y la 2.60 representa la contribución de las cargas.



$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{r_{\lambda n}}{\Delta l_n} \cdot \int_{l_{n-}}^{l_{n+}} \frac{\exp \left( -jk \sqrt{\frac{C_{\lambda \hat{m}}^2}{4\pi^2} + r_{\lambda n}^2 - \frac{C_{\lambda \hat{m}}^2}{\pi} r_{\lambda n} \cos(l_{\hat{m}} - l_n) + \left( \frac{S_{\lambda \hat{m}}}{2\pi} l_{\hat{m}} + z_{0\hat{m}} - z_{0n} \right)^2} \right)}{\sqrt{\frac{C_{\lambda \hat{m}}^2}{4\pi^2} + r_{\lambda n}^2 - \frac{C_{\lambda \hat{m}}^2}{\pi} r_{\lambda n} \cos(l_{\hat{m}} - l_n) + \left( \frac{S_{\lambda \hat{m}}}{2\pi} l_{\hat{m}} + z_{0\hat{m}} - z_{0n} \right)^2}} dt_n \quad (2.60)$$

Ahora se realizará el análisis de la segunda combinación, y la figura 2.27 muestra un bosquejo del mismo.

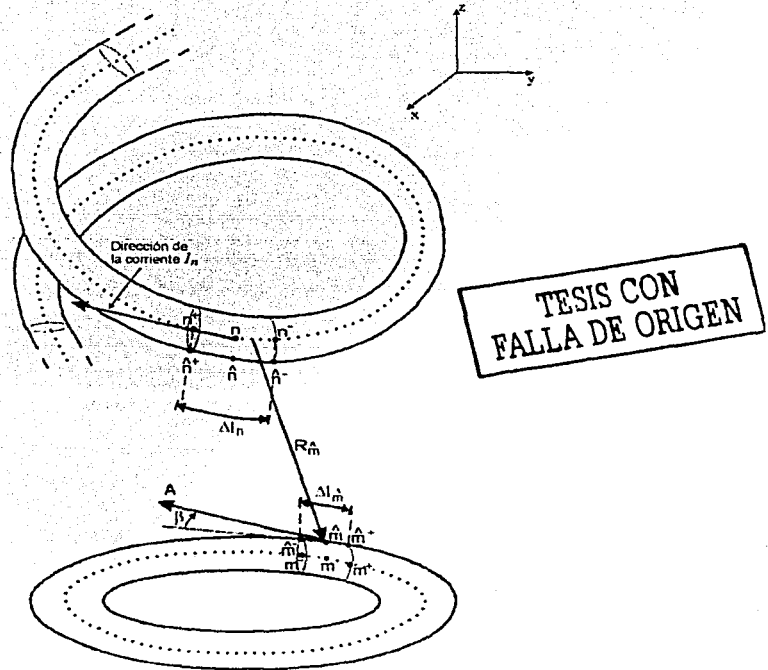
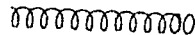


Figura 2.27 Modelado de un segmento circular y un segmento helicoidal.





Al sustituir las ecuaciones (2.28) y (2.47) en la (2.31), la distancia  $R_m$  es la 2.61.

$$R_m = \left[ \frac{C_{\lambda n}^2}{4\pi^2} + r_{\lambda \hat{m}}^2 - \frac{C_{\lambda n}}{\pi} r_{\lambda \hat{m}} \cos(t_{\hat{m}} - t_n) + \left( -\frac{S_{\lambda n}}{2\pi} t_n + z_{0\hat{m}} - z_{0n} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.61)$$

Nuevamente se emplean las ecuaciones 2.34, 2.50 y 2.33 para calcular el  $\cos\beta$ , resultando la ecuación (2.62):

$$\cos\beta = \frac{C_{\lambda n} \cos(t_{\hat{m}} - t_n)}{\sqrt{C_{\lambda n}^2 + S_{\lambda n}^2}} \quad (2.62)$$

Por tener una geometría helicoidal el segmento  $n$ ,  $dl$  ya había sido expresado en la ecuación (2.37).

$$dl = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C_{\lambda n}^2 + S_{\lambda n}^2} dt \quad (2.37)$$

Entonces, su ecuación integral del MM para la contribución de corrientes es la (2.63):

$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{C_{\lambda n}}{2\pi \Delta t_n} \int_{t_n^-}^{t_n^+} \cos(t_{\hat{m}} - t_n) dt_n$$

$$\exp \left[ -jk \sqrt{\frac{C_{\lambda \hat{m}}^2}{4\pi^2} + r_{\lambda \hat{m}}^2 - \frac{C_{\lambda n}}{\pi} r_{\lambda \hat{m}} \cos(t_{\hat{m}} - t_n) + \left( -\frac{S_{\lambda n}}{2\pi} t_n + z_{0\hat{m}} - z_{0n} \right)^2} \right] dt_n$$

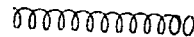

---


$$\sqrt{\frac{C_{\lambda \hat{m}}^2}{4\pi^2} + r_{\lambda \hat{m}}^2 - \frac{C_{\lambda n}}{\pi} r_{\lambda \hat{m}} \cos(t_{\hat{m}} - t_n) + \left( -\frac{S_{\lambda n}}{2\pi} t_n + z_{0\hat{m}} - z_{0n} \right)^2}$$

(2.63)

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Y la (2.64) es la contribución de las cargas para esta segunda combinación.



$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{\sqrt{C_{\lambda n}^2 + S_{\lambda n}^2}}{2\pi\Delta l_n} \int_{t_n^-}^{t_n^+} \frac{\exp\left[-jk\sqrt{\frac{C_{\lambda \hat{m}}^2}{4\pi^2} + r_{\lambda \hat{m}}^2 - \frac{C_{\lambda n}^2}{\pi} r_{\lambda \hat{m}} \cos(t_{\hat{m}} - t_n)} + \left(-\frac{S_{\lambda n}}{2\pi} t_n + z_{0\hat{m}} - z_{0n}\right)^2}\right]}{\sqrt{\frac{C_{\lambda \hat{m}}^2}{4\pi^2} + r_{\lambda \hat{m}}^2 - \frac{C_{\lambda n}^2}{\pi} r_{\lambda \hat{m}} \cos(t_{\hat{m}} - t_n)} + \left(-\frac{S_{\lambda n}}{2\pi} t_n + z_{0\hat{m}} - z_{0n}\right)^2}} dt_n \quad (2.64)$$

**2.4.5 Impedancias mutuas entre la sección helicoidal y la recta**

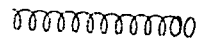
De manera similar a la sección helicoidal y circular, el cálculo de las impedancias mutuas entre la sección helicoidal y la sección recta presenta dos combinaciones, la primera es considerando el segmento  $\hat{m}$  con geometría helicoidal y el segmento  $n$  con geometría lineal, y la segunda es considerando al segmento  $m$  con geometría lineal y el segmento  $n$  con geometría helicoidal. La primera combinación se muestra en la figura 2.28.

Al sustituir las ecuaciones (2.29) y (2.40) en (2.31), se obtiene la distancia  $R_n$  y se expresa en la (2.65).

$$R_n = \left\{ \left[ \frac{C_{\lambda \hat{m}}}{2\pi} \cos(t_{\hat{m}}) + x_{0\hat{m}} - x_{0n} \right]^2 + \left[ \frac{C_{\lambda \hat{m}}}{2\pi} \operatorname{sen}(t_{\hat{m}}) - y_{0n} + y_{0\hat{m}} \right]^2 + \left[ \frac{S_{\lambda \hat{m}}}{2\pi} t_{\hat{m}} + z_{0\hat{m}} - z_n \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.65)$$

Considerando las siguientes parametrizaciones de la ecuación (2.66).

TESIS CON FALLA DE ORIGEN



$$\begin{cases} x_m^{\wedge} = \frac{C_m^{\wedge}}{2\pi} \cos(t_m^{\wedge}) + x_{0m}^{\wedge} \\ y_m^{\wedge} = \frac{C_m^{\wedge}}{2\pi} \text{sen}(t_m^{\wedge}) + y_{0m}^{\wedge} \\ z_m^{\wedge} = \frac{S_m^{\wedge}}{2\pi} t_m^{\wedge} + z_{0m}^{\wedge} \end{cases} \quad (2.66)$$

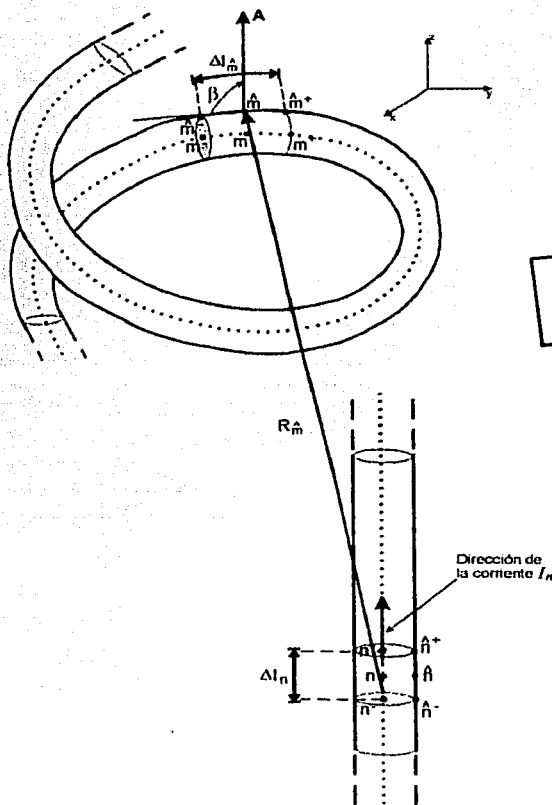
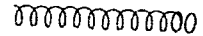


Figura 2.28 Modelo de un segmento helicoidal y un segmento recto.



La ecuación (2.65) se reescribe quedando como la (2.67).

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

$$R_m = \sqrt{\left(x_m^\wedge - x_{0n}\right)^2 + \left(y_m^\wedge - y_{0n}\right)^2 + \left(z_m^\wedge - z_n\right)^2} \quad (2.67)$$

donde prácticamente todas las variables, con excepción de  $z_n$ , toman valores constantes al realizarse cada una de las integrales. Al calcularse cada una de las integrales del MM el segmento  $n$  está representado por la geometría lineal, por lo que en la dirección  $x$  y  $y$  son constantes y en  $z$  presenta su única variación, y del segmento  $\hat{m}$  sólo se toma su punto medio, por lo que sus coordenadas permanecen constantes. Es por ello que la única variable de integración posible es  $z_n$ .

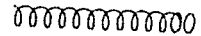
Para conocer el  $\cos\beta$  que se forma entre estas dos geometrías se sustituyen las ecuaciones (2.34) y (2.35) en (2.33), y tomando en cuenta que el vector tangente a la sección lineal es paralelo al vector unitario  $\mathbf{a}_n$ , se obtiene la (2.68).

$$\cos\beta = \frac{S_{\lambda_m^\wedge}}{\sqrt{C_{\lambda_m^\wedge}^2 + S_{\lambda_m^\wedge}^2}} = c_1 \quad (2.68)$$

como se mencionó,  $z_n$  es la variable de integración, por lo que  $\cos\beta$  en cada una de las integrales fungirá como un valor constante  $c_1$  dentro del integrando. Finalmente, la ecuación integral del MM para la contribución de corrientes es la (2.69) y la de contribución de cargas es la (2.70).

$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{1}{\Delta l_n} \int_{z_n^-}^{z_n^+} c_1 \frac{\exp\left(-jk\sqrt{\left(x_m^\wedge - x_{0n}\right)^2 + \left(y_m^\wedge - y_{0n}\right)^2 + \left(z_m^\wedge - z_n\right)^2}\right)}{\sqrt{\left(x_m^\wedge - x_{0n}\right)^2 + \left(y_m^\wedge - y_{0n}\right)^2 + \left(z_m^\wedge - z_n\right)^2}} dz_n \quad (2.69)$$

$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{1}{\Delta l_n} \int_{z_n^-}^{z_n^+} \frac{\exp\left(-jk\sqrt{\left(x_m^\wedge - x_{0n}\right)^2 + \left(y_m^\wedge - y_{0n}\right)^2 + \left(z_m^\wedge - z_n\right)^2}\right)}{\sqrt{\left(x_m^\wedge - x_{0n}\right)^2 + \left(y_m^\wedge - y_{0n}\right)^2 + \left(z_m^\wedge - z_n\right)^2}} dz_n \quad (2.70)$$



La segunda combinación posible se ilustra en la figura 2.29. Así, resultan las ecuaciones (2.71) y (2.72):

$$R_m = \left\{ \left[ -\frac{C_{2n}}{2\pi} \cos(t_n) + x_{0m} - x_{0n} \right]^2 + \left[ -\frac{C_{2n}}{2\pi} \operatorname{sen}(t_n) - y_{0n} + y_{0m} \right]^2 + \left[ -\frac{S_{2n}}{2\pi} t_m + z_{0m} - z_{0n} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.71)$$

$$\cos \beta = \frac{S_{2n}}{\sqrt{C_{2n}^2 + S_{2n}^2}} \quad (2.72)$$

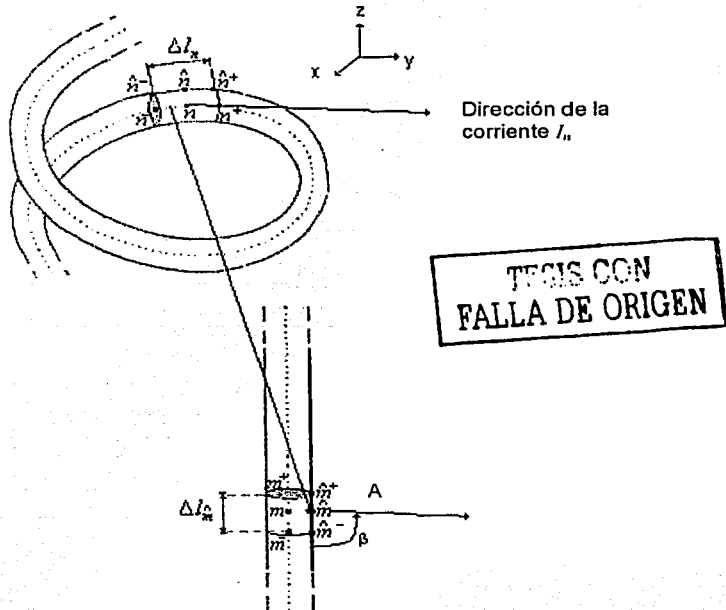
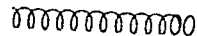


Figura 2.29 Modelo de un segmento recto y un segmento helicoidal.

Al sustituir las ecuaciones (2.37), (2.71) y (2.72) en la ecuación integral del MM, resulta la ecuación (2.73) para la contribución de corrientes y la (2.74) para la contribución de las cargas.



$$\Psi(n, \hat{m}) = -\frac{1}{\Delta l_n} \cdot \frac{S_{\lambda n}^2}{2\pi} \int_{t_{n-}}^{t_{n+}} \frac{\exp\left(-jk\sqrt{\left[-\frac{C_{\lambda n}}{2\pi}\cos(t_n) + x_{0\hat{m}} - x_{0n}\right]^2 + \left[-\frac{C_{\lambda n}}{2\pi}\text{sen}(t_n) - y_{0n} + y_{0\hat{m}}\right]^2 + \left[-\frac{S_{\lambda n}}{2\pi}t_{\hat{m}} + z_{0\hat{m}} - z_{0n}\right]^2}\right)}{\sqrt{\left[-\frac{C_{\lambda n}}{2\pi}\cos(t_n) + x_{0\hat{m}} - x_{0n}\right]^2 + \left[-\frac{C_{\lambda n}}{2\pi}\text{sen}(t_n) - y_{0n} + y_{0\hat{m}}\right]^2 + \left[-\frac{S_{\lambda n}}{2\pi}t_{\hat{m}} + z_{0\hat{m}} - z_{0n}\right]^2}} dt_n \quad (2.73)$$

$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{1}{\Delta l_n} \cdot \frac{\sqrt{C_{\lambda n}^2 + S_{\lambda n}^2}}{2\pi}$$

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

$$\int_{t_{n-}}^{t_{n+}} \frac{\exp\left(-jk\sqrt{\left[-\frac{C_{\lambda n}}{2\pi}\cos(t_n) + x_{0\hat{m}} - x_{0n}\right]^2 + \left[-\frac{C_{\lambda n}}{2\pi}\text{sen}(t_n) - y_{0n} + y_{0\hat{m}}\right]^2 + \left[-\frac{S_{\lambda n}}{2\pi}t_{\hat{m}} + z_{0\hat{m}} - z_{0n}\right]^2}\right)}{\sqrt{\left[-\frac{C_{\lambda n}}{2\pi}\cos(t_n) + x_{0\hat{m}} - x_{0n}\right]^2 + \left[-\frac{C_{\lambda n}}{2\pi}\text{sen}(t_n) - y_{0n} + y_{0\hat{m}}\right]^2 + \left[-\frac{S_{\lambda n}}{2\pi}t_{\hat{m}} + z_{0\hat{m}} - z_{0n}\right]^2}} dt_n \quad (2.74)$$

**2.4.6 Impedancias mutuas entre la sección circular y la recta**

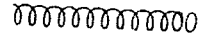
Otra vez se tienen dos posibles combinaciones, la primera es cuando el segmento n tiene una geometría vertical y el segmento  $\hat{m}$  una geometría circular. Ver la figura 2.30.

La distancia  $R_{\hat{m}}^{\lambda}$  está dada por la ecuación (2.75).

$$R_{\hat{m}}^{\lambda} = \sqrt{\left(r_{\lambda\hat{m}}\cos(t_{\hat{m}}) + x_0 - x_n\right)^2 + \left(r_{\lambda\hat{m}}\text{sen}(t_{\hat{m}}) + y_0 - y_n\right)^2 + (z_0 - z_n)^2} \quad (2.75)$$

En la figura 2.30 se puede observar que:

$$\cos \beta = 0 \quad (2.76)$$



La ecuación (2.76) demuestra que el vector  $A$  y la tangente al segmento  $\hat{m}$  están en ortogonalidad, es decir, en este caso no existe contribución de corrientes en los efectos de las impedancias mutuas.

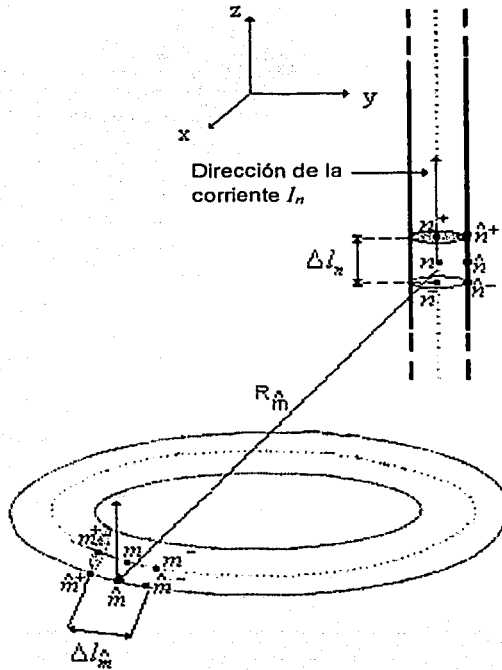
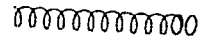


Figura 2.30 Modelo de una sección recta y una sección circular.

La ecuación (2.77) permite conocer la contribución de las cargas.

La segunda combinación es cuando el segmento  $n$  posee geometría circular y el segmento  $m$  con geometría recta. En la figura 2.31 se observa claramente la perpendicularidad de estas dos secciones, por lo que únicamente es necesario determinar la ecuación para la contribución de cargas, como se hizo en la primera combinación.



$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{1}{\Delta l_n} \cdot \int_{z_n^-}^{z_n^+} \frac{\exp\left(-jk\sqrt{\left(r_{\lambda\hat{m}} \cos(t_{\hat{m}}) + x_0 - x_n\right)^2 + \left(r_{\lambda\hat{m}} \operatorname{sen}(t_{\hat{m}}) + y_0 - y_n\right)^2 + (z_0 - z_n)^2}\right)}{\sqrt{\left(r_{\lambda\hat{m}} \cos(t_{\hat{m}}) + x_0 - x_n\right)^2 + \left(r_{\lambda\hat{m}} \operatorname{sen}(t_{\hat{m}}) + y_0 - y_n\right)^2 + (z_0 - z_n)^2}} dz_n \quad (2.77)$$

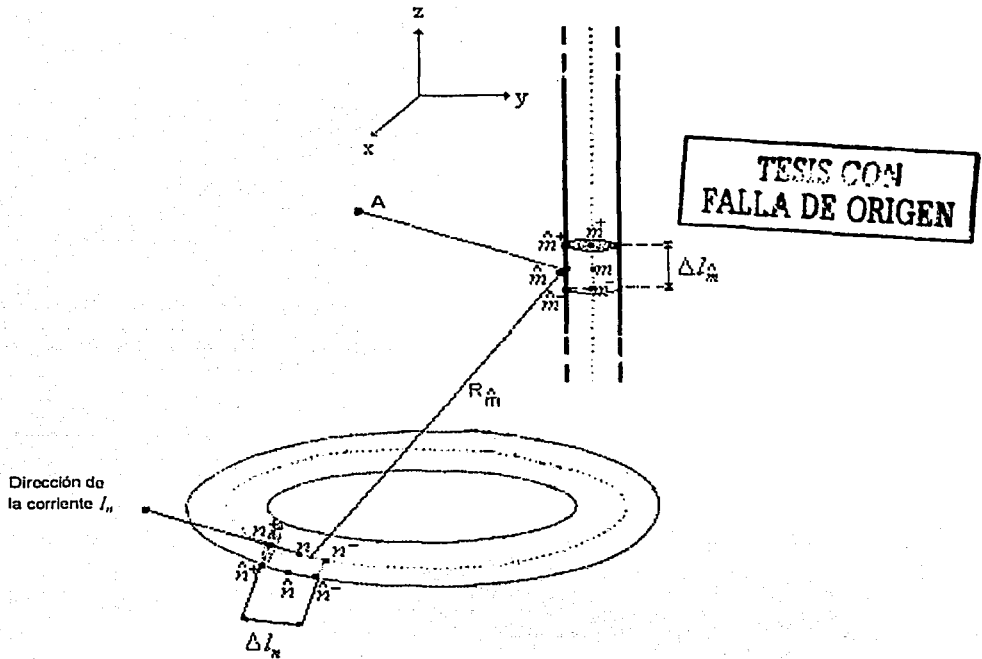
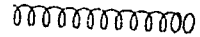


Figura 2.31 Modelo de una sección circular y una sección recta.

Y la ecuación que permite calcular la contribución de cargas para esta combinación es la (2.78):





$$\Psi(n, \hat{m}) = -\frac{r_{\lambda n}}{\Delta_n} \cdot \int_{t_n^-}^{t_n^+} \frac{\exp\left(-jk \sqrt{\left(-r_{\lambda n} \cos(t_n) - x_0 + x_m\right)^2 + \left(-r_{\lambda n} \sin(t_n) - y_0 + y_m\right)^2 + (-z_0 + z_n)^2}\right)}{\sqrt{\left(-r_{\lambda n} \cos(t_n) - x_0 + x_m\right)^2 + \left(-r_{\lambda n} \sin(t_n) - y_0 + y_m\right)^2 + (-z_0 + z_n)^2}} dt_n \quad (2.78)$$

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

### 2.4.7 Matriz de impedancias

Para poder conformar la matriz de impedancias es necesario agrupar todas la impedancias mutuas y propias obtenidas de la diferentes geometrías. Una forma para realizar la matriz de impedancias completa es la siguiente:

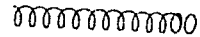
$$Z = \begin{bmatrix} Z_{circular\_circular} & Z_{circular\_vertical} & Z_{circular\_helicoidal} \\ Z_{vertical\_circular} & Z_{vertical\_vertical} & Z_{vertical\_helicoidal} \\ Z_{helicoidal\_circular} & Z_{helicoidal\_vertical} & Z_{helicoidal\_helicoidal} \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

donde los subíndices indican las geometrías que se están analizando.

En el caso que se tengan aros parásitos, la matriz de impedancia puede ser formada como:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{parásitos\_parásitos} & Z_{parásitos\_circular} & Z_{parásitos\_vertical} & Z_{parásitos\_helicoidal} \\ Z_{circular\_parásitos} & Z_{circular\_circular} & Z_{circular\_vertical} & Z_{circular\_helicoidal} \\ Z_{vertical\_parásitos} & Z_{vertical\_circular} & Z_{vertical\_vertical} & Z_{vertical\_helicoidal} \\ Z_{helicoidal\_parásitos} & Z_{helicoidal\_circular} & Z_{helicoidal\_vertical} & Z_{helicoidal\_helicoidal} \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

En ambos casos, si la matriz de impedancias es correcta será simétrica.



Para determinar el punto de alimentación es necesario analizar la configuración de la antena que se muestra en la figura 2.32.

Como se puede observar en la figura 2.32, el punto de contacto entre el cable coaxial y la antena se ubica en el extremo superior del coaxial y el extremo inferior de la hélice, por lo que, para el análisis, se considera que el punto de alimentación se encuentra en el extremo superior del segmento lineal vertical.

Tomando en cuenta estas consideraciones es posible conocer la distribución de corriente de la antena y por lo tanto el patrón de radiación.

#### 2.4.8 Distribución de corrientes

FALLA DE ORIGEN

Para conocer la distribución de corriente se aplica la expresión (2.3), teniéndose la magnitud y fase de dicha distribución, pero para obtener los campos radiados es necesario conocer también la dirección de la corriente en cada uno de las geometrías. Matemáticamente las direcciones de la corriente son:

Para la hélice:

$$\mathbf{I}_{hel} = I_{hel} \cdot \left[ -\frac{C_{\lambda}}{2\pi} \text{sen}(t_n) \mathbf{a}_x + \frac{C_{\lambda}}{2\pi} \cos(t_n) \mathbf{a}_y + S_{\lambda} \mathbf{a}_z \right] \quad (2.81)$$

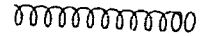
Para el elemento vertical:

$$\mathbf{I}_{vert} = I_{vert} \cdot \mathbf{a}_z \quad (2.82)$$

Para el aro:

$$\mathbf{I}_{aro} = I_{aro} \cdot \left[ -r_{\lambda} \text{sen}(t_n) \mathbf{a}_x + r_{\lambda} \cos(t_n) \mathbf{a}_y \right] \quad (2.83)$$

donde  $\mathbf{I}_{hel}$ ,  $\mathbf{I}_{vert}$ , e  $\mathbf{I}_{aro}$  son las direcciones de la distribución de corriente en las geometrías helicoidal, vertical, y circular, respectivamente.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

### 2.4.9 Patrones de radiación

Conociendo las direcciones de la corriente es posible obtener los patrones de radiación por medio del método de momentos (sección 2.2). Empleando las ecuaciones (2.16), (2.17) y (2.18) se tiene que los campos radiados por cada una de las geometrías son:

Para la hélice:

$$E_{\theta} = -j\omega \frac{\mu e^{-jkr_0}}{4\pi r_0} \sum_{n=1}^N \left[ -\cos\theta \cos\phi I_{hel} \frac{C_{\lambda}}{2\pi} \text{sen}(t_n) e^{jkx_n \text{sen}\theta \cos\phi} (x_n^+ - x_n^-) + \cos\theta \text{sen}\phi I_{hel} \frac{C_{\lambda}}{2\pi} \cos(t_n) e^{jky_n \text{sen}\theta \text{sen}\phi} (y_n^+ - y_n^-) - \text{sen}\theta I_{hel} S_{\lambda} e^{jkz_n \cos\theta} (z_n^+ - z_n^-) \right] \quad (2.84)$$

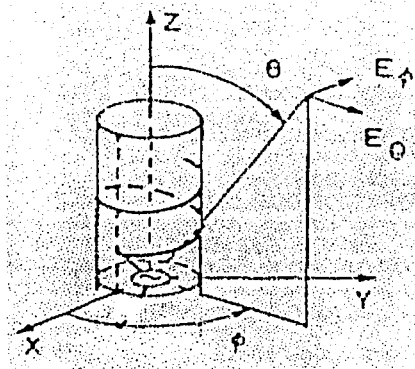
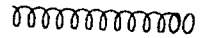
Para el elemento vertical:

$$E_{\theta} = -j\omega \frac{\mu e^{-jkr_0}}{4\pi r_0} \sum_{n=1}^N \left[ -\text{sen}\theta I_{vert} (z_n^+ - z_n^-) e^{jk(x_n \text{sen}\theta \cos\phi + y_n \text{sen}\theta \text{sen}\phi + z_n \cos\theta)} \right] \quad (2.85)$$

Para el aro:

$$E_{\theta} = -j\omega \frac{\mu e^{-jkr_0}}{4\pi r_0} \sum_{n=1}^N \left[ -\cos\theta \cos\phi I_{aro} r_{\lambda} \text{sen}(t_n) e^{jkx_n \text{sen}\theta \cos\phi} (x_n^+ - x_n^-) + \cos\theta \text{sen}\phi I_{aro} r_{\lambda} \cos(t_n) e^{jky_n \text{sen}\theta \text{sen}\phi} (y_n^+ - y_n^-) \right] \quad (2.86)$$

siendo el sistema de coordenadas el mostrado en la figura 2.32.



TRABAJO CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 2.32 Configuración y sistema de coordenadas [Nakano, 1987].

## 2.5 Antena helicoidal con aro reemplazando al plano de tierra.

La configuración de la alimentación comúnmente usada para una hélice con aro es como se muestra en el detalle de la Figura 2.33, en la que se observa que el conductor periférico del cable coaxial está conectado con el aro, mientras que el central con la hélice.

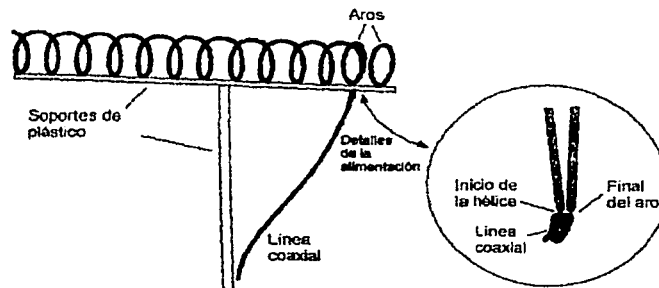
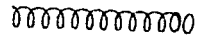
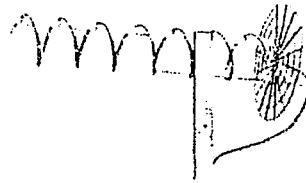


Figura 2.32 Hélice con 10 vueltas y 2 aros reemplazando al plano de tierra [Kraus, 2002].

En la literatura existen estudios a la antena helicoidal reemplazando su plano de tierra por un enrejillado, por aros, o por otra hélice. Una hélice en modo axial con un enrejillado circular como plano de tierra fue estudiado por Kraus [Kraus, 1988] como se muestra en la Figura 2.34.



Los patrones obtenidos se muestran en la Figura 2.35, para una hélice de 6 vueltas en función de la frecuencia. También, en la Figura 2.12 se muestra la distribución de corrientes y el patrón de radiación de una hélice con una malla radial reemplazando al plano de tierra analizada por Nakano [Nakano, 1988].



TIENE CON FALLA DE ORIGEN

Figura 2.34 Hélice con una malla radial como plano de tierra [Kraus, 2002].

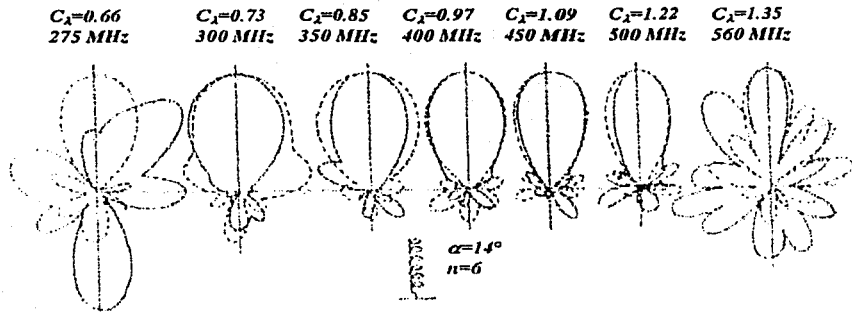
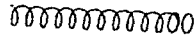


Figura 2.35 Patrones de radiación [Kraus, 2002].

Zainud [Zainud, 1998] publicó sus resultados obtenidos al analizar una antena helicoidal con un aro reemplazando al plano de tierra, más dos aros parásitos reflectores. Sus resultados los compara con los de Kraus [Kraus, 1995]. La Figura 2.36a muestra la configuración empleada. El espaciamiento entre los diferentes aros es el mismo e igual a “d”, y el radio del aro conectado es “a” mientras que el radio de los parásito es “a<sub>1</sub>”. La Figura 2.36b muestra la estructura de la hélice balanceada (BH). El plano XY representa un plano infinito de conductividad perfecta, el cual puede ser analizado por teoría de imágenes. Los parámetros de la configuración son los siguientes: ángulo de disparo  $\alpha=12.5^\circ$ , circunferencia de la hélice  $C=1\lambda$ , radio del conductor  $p=0.005l$  y el número de vueltas  $n=8$ . Comparando sus resultados de la BH con los



experimentales de Nakano [Nakano, 1980] concluye que hay una excelente semejanza entre los patrones de radiación (ver Figura 2.36c). La Figura 2.36d, muestra la distribución de corrientes a lo largo de la antena helicoidal sin plano de tierra (HAWGP) y la 4a muestra la distribución de corrientes de la BH. Se nota que en ambas distribuciones hay una reflexión, ya que ninguna de

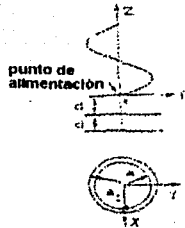


Fig. a Configuración HAWGP

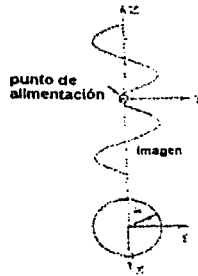


Fig. b Configuración BH

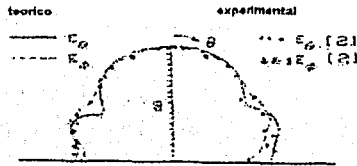


Fig. c Patrón de radiación BH

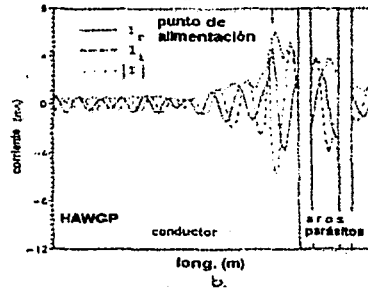
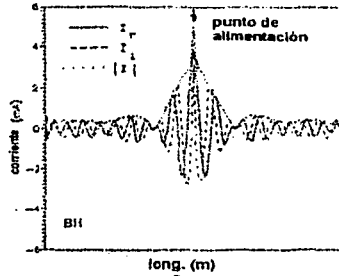


Fig. d Distribución de corrientes

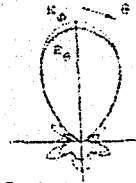
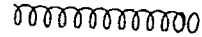


Fig. e Patrón de radiación HAWGP

TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN

Figura 2.36 Antena BH y HAWGP [Nakano, 1980].



Las dos antenas fueron acopladas al final. La distribución de corrientes total muestra una onda estacionaria tendiendo al final de la antena. Con respecto a la distribución de la BH, se nota que es simétrica con respecto al punto de alimentación y después la corriente se atenúa suavemente. La distribución de corrientes en la HAWGP es asimétrica con respecto a su propio punto de alimentación. Debido a las impedancias mutuas entre la hélice, el aro conectado y los aros parásitos, su distribución indica una onda estacionaria hacia el final de la hélice. Los valores óptimos de “ $a_1$ ” y “ $d$ ” son  $0.17\lambda$  y  $0.3\lambda$  respectivamente, para que estos no tuvieran un gran efecto en la radiación endfire, pero tuvieron fuerte efecto en la impedancia de entrada. La Figura 2.36c muestra el patrón de radiación de la HAWGP.

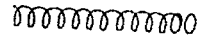
## 2.6 Cálculo y presentación de resultados

Por la complejidad de los cálculos, se utilizó como software el paquete Matlab [Matlab, 2000], para la programación de las ecuaciones descritas en la sección 2.4. Tal paquete ofrece un estándar de cálculo técnico con poderosas capacidades de cómputo y visualización numérica. Además, brinda características idóneas para el tipo de problema que se está analizando: cálculos intensivos desde el punto de vista numérico, gráficos y visualización avanzada, lenguaje basado en vectores, arreglos y matrices, entre otras. Es importante señalar que las características del equipo de cómputo son: procesador Intel Celeron de 700MHz con 128MB de memoria RAM. Además para el cálculo de las integrales del MM, fue necesario la programación de la Regla Compuesta de Simpson (Apéndice B), como método numérico que resuelve con excelente convergencia las mencionadas ecuaciones integrales.

El método de momentos tiene como objetivo medular obtener la distribución de corrientes que se presenta en la antena, a partir de la cual es posible obtener el resto de las características de radiación de la antena en estudio. Por lo tanto, es importante iniciar el estudio de los resultados analizando la distribución de corrientes que se obtienen al aplicar el MM.

Empleando las ecuaciones presentadas en la sección 2.4, se realizaron estudios al variar algunos parámetros de la antena helicoidal y del aro parásito. Tales variaciones son la variación de la longitud del recto, variación de la circunferencia de la hélice, etc.

A continuación se presenta una comparación entre los resultados obtenidos por medio de la simulación y los resultados publicados por Nakano [Nakano, 1987]. La figura 2.37 muestra la



configuración de la antena simulada, cuyas características son: 1.5 vueltas, circunferencia igual a  $1\lambda$ , ángulo de disparo igual a  $12.5^\circ$ , y radio del conductor igual a  $0.005\lambda$ , sin considerar un plano de tierra.

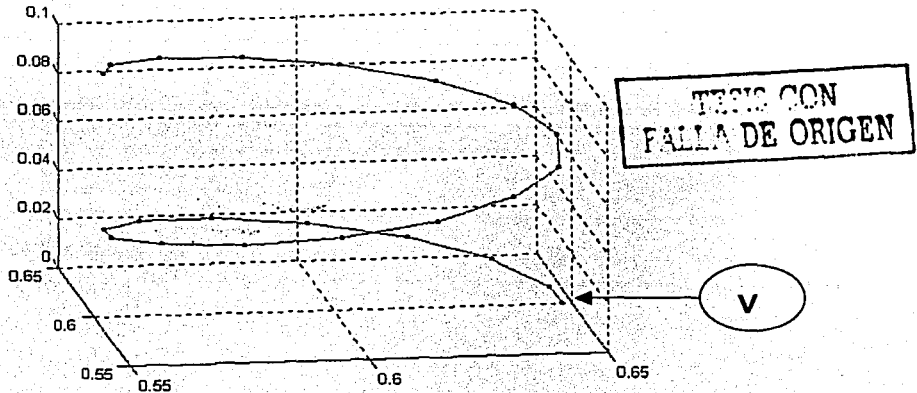
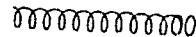


Figura 2.37. Configuración de la hélice.

En la simulación de esta hélice, se consideraron 21 segmentos rectos, con un longitud de  $0.0725\lambda$ , condición suficiente, según el método de momentos (Ver sección 2.2) para obtener buenos resultados. Además la alimentación en la simulación fue en el elemento 1, y Nakano alimentó en el extremo inicial de la antena.

Tomando como sistema de referencia aquel mostrado en la figura 2.22, se presenta la siguiente tabla de componentes de la distribución de corrientes para la hélice aislada.





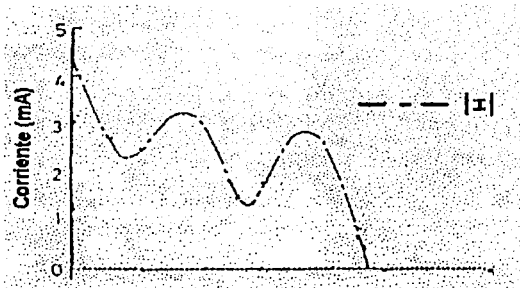
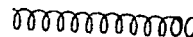
| Seg. | I                 | I      | I [rad] | I <sub>x</sub>    | I <sub>y</sub>    | I <sub>z</sub>    |
|------|-------------------|--------|---------|-------------------|-------------------|-------------------|
| 1    | 0.0006 - 0.0016i  | 0.0017 | -1.1997 | -0.0001 + 0.0003i | -0.0006 + 0.0015i | 0.0001 - 0.0004i  |
| 2    | 0.0004 - 0.0016i  | 0.0016 | -1.3403 | 0.0000 - 0.0002i  | -0.0004 + 0.0015i | 0.0001 - 0.0003i  |
| 3    | 0.0001 - 0.0013i  | 0.0013 | -1.5223 | 0.0000 - 0.0005i  | -0.0001 + 0.0011i | 0.0000 - 0.0003i  |
| 4    | -0.0002 - 0.0008i | 0.0009 | 1.2854  | -0.0002 - 0.0005i | 0.0002 + 0.0006i  | -0.0001 - 0.0002i |
| 5    | -0.0005 - 0.0003i | 0.0006 | 0.4850  | -0.0004 - 0.0002i | 0.0003 + 0.0001i  | -0.0001 - 0.0001i |
| 6    | -0.0007 + 0.0003i | 0.0008 | -0.4158 | -0.0007 + 0.0003i | 0.0002 - 0.0001i  | -0.0002 + 0.0001i |
| 7    | -0.0008 + 0.0009i | 0.0012 | -0.7961 | -0.0008 + 0.0008i | -0.0001 + 0.0001i | -0.0002 + 0.0002i |
| 8    | -0.0009 + 0.0013i | 0.0016 | -0.9763 | -0.0008 + 0.0012i | -0.0003 + 0.0005i | -0.0002 + 0.0003i |
| 9    | -0.0008 + 0.0015i | 0.0017 | -1.0902 | -0.0006 + 0.0012i | -0.0005 + 0.0010i | -0.0002 + 0.0003i |
| 10   | -0.0006 + 0.0016i | 0.0017 | -1.1813 | -0.0003 + 0.0008i | -0.0005 + 0.0013i | -0.0001 + 0.0003i |
| 11   | -0.0004 + 0.0014i | 0.0014 | -1.2764 | -0.0001 + 0.0003i | -0.0004 + 0.0013i | -0.0001 + 0.0003i |
| 12   | -0.0002 + 0.0010i | 0.0010 | -1.4137 | 0.0000 - 0.0000i  | -0.0002 + 0.0010i | -0.0000 + 0.0002i |
| 13   | 0.0001 + 0.0005i  | 0.0005 | 1.4088  | -0.0000 - 0.0002i | 0.0001 + 0.0004i  | 0.0000 + 0.0001i  |
| 14   | 0.0002 - 0.0001i  | 0.0003 | -0.3891 | -0.0001 + 0.0001i | 0.0002 - 0.0001i  | 0.0001 - 0.0000i  |
| 15   | 0.0003 - 0.0006i  | 0.0007 | -1.0832 | -0.0003 + 0.0005i | 0.0002 - 0.0003i  | 0.0001 - 0.0001i  |
| 16   | 0.0004 - 0.0010i  | 0.0011 | -1.2407 | -0.0003 + 0.0010i | 0.0001 - 0.0003i  | 0.0001 - 0.0002i  |
| 17   | 0.0003 - 0.0013i  | 0.0014 | -1.3221 | -0.0003 + 0.0013i | -0.0000 + 0.0000i | 0.0001 - 0.0003i  |
| 18   | 0.0003 - 0.0014i  | 0.0014 | -1.3776 | -0.0003 + 0.0013i | -0.0001 + 0.0005i | 0.0001 - 0.0003i  |
| 19   | 0.0002 - 0.0013i  | 0.0013 | -1.4193 | -0.0002 + 0.0010i | -0.0001 + 0.0008i | 0.0000 - 0.0003i  |
| 20   | 0.0001 - 0.0010i  | 0.0010 | -1.4494 | -0.0001 + 0.0006i | -0.0001 + 0.0008i | 0.0000 - 0.0002i  |
| 21   | 0.0001 - 0.0006i  | 0.0006 | -1.4593 | -0.0000 + 0.0002i | -0.0001 + 0.0005i | 0.0000 - 0.0001i  |
| 22   | 0                 | 0      | 0       | 0                 | 0                 | 0                 |

Tabla 2.1 Componentes de la distribución de corrientes

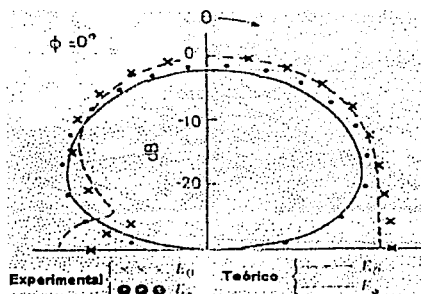
**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

El segmento número 22 de la tabla 2.1 no fue calculado, pero se agrega porque se considera que en el extremo final de la antena la corriente es nula.

La figura 2.3a muestra la distribución de corrientes obtenida por Nakano y la figura 2.38b su patrón de radiación.



a)

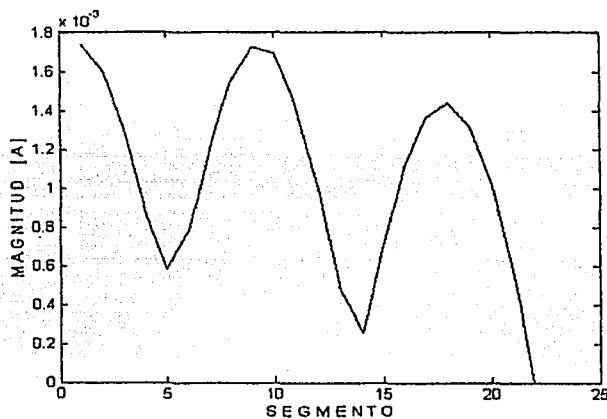


b)

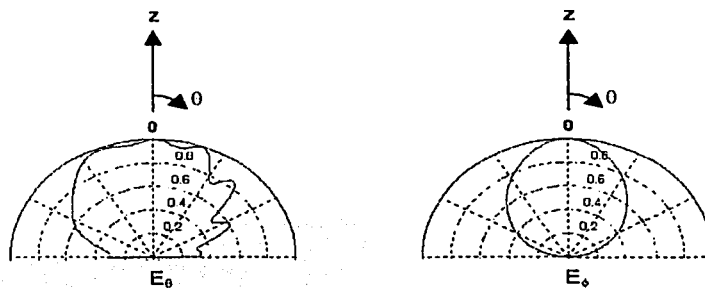
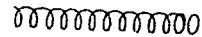
**Figura 2.38** Hélice de 1.5 vueltas. a) distribución de corrientes b) patrón de radiación [Nakano, 1987].

FALLA DE ORIGEN

La figura 2.39 muestra la distribución de corrientes obtenida mediante la simulación y la figura 2.40 sus patrones de radiación, considerando un plano de tierra infinito para el cálculo del patrón de radiación.



**Figura 2.40a** Distribución de corrientes.



**Figura 2.40b** Patrón de radiación de una hélice considerando plano de tierra infinito.

Con las anteriores figuras se puede observar una gran semejanza entre la distribución de corrientes obtenidas mediante la simulación y el resultado de Nakano, y asimismo entre los patrones de radiación, concluyendo que la simulación brinda resultados bastante buenos.

### 2.6.1 Hélice sin parásito

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Se realizaron las simulaciones para la antena con la hélice y el aro radiador, es decir sin el aro parásito. A continuación los resultados de impedancia de entrada, distribución de corrientes y el plano de elevación del patrón de radiación, variando los parámetros de diseño.

#### 2.6.1.1 Variación en la altura del elemento vertical

Se presentan los resultados de los efectos causados por la variación del elemento recto. Así, la antena en esta sección consta de aro radiador, elemento recto y hélice, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

Circunferencia igual a 1.1  $\lambda$ s.

Número de vueltas igual a 7.

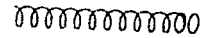
Angulo de disparo igual a  $12^\circ$ .

Diámetro del conductor igual a 0.005  $\lambda$ s.

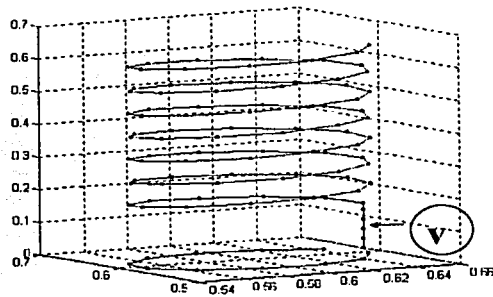
Número de segmentos de la hélice igual a 80.

Longitud del segmento igual a 0.0978  $\lambda$ s.

Longitud del elemento recto es de 0 a 0.5  $\lambda$ s.



La figura 2.41 muestra la hélice simulada a analizar.



CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 2.41 Hélice simulada con  $N=7$  vueltas, sin aro parásito.

a) Impedancia de entrada

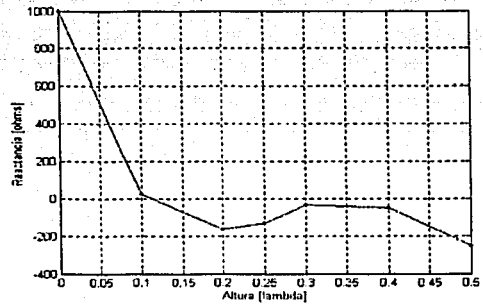
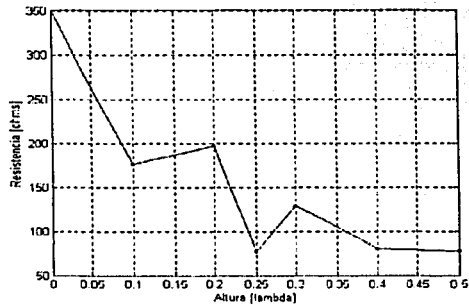
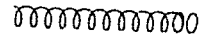


Figura 2.42 Impedancia de entrada.



b) Sin elemento recto

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

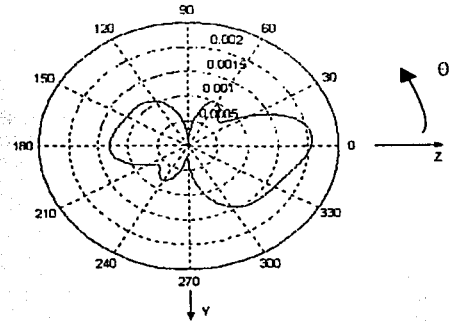
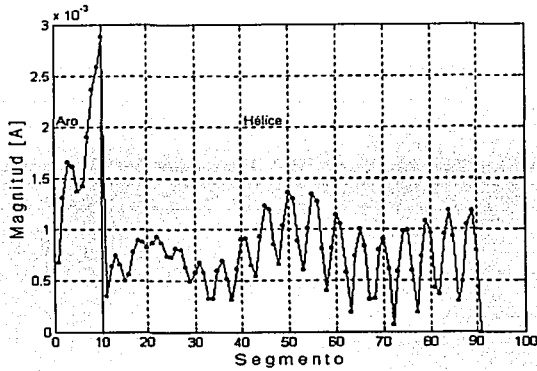


Figura 2.42 Distribución de corrientes y plano de elevación sin elemento recto.

c) Elemento recto igual a 0.1 [lambdas]

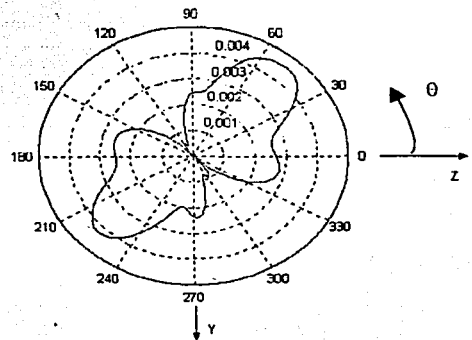
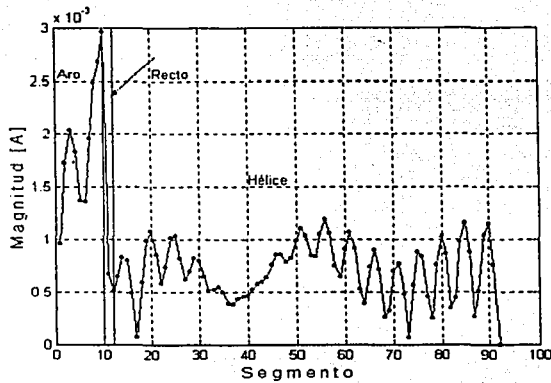
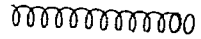


Figura 2.43 Distribución de corrientes y plano de elevación con elemento recto igual a 0.1 [lambdas].



d) Elemento recto igual a 0.2 [lambdas]

HECIS CON FALLA DE ORIGEN

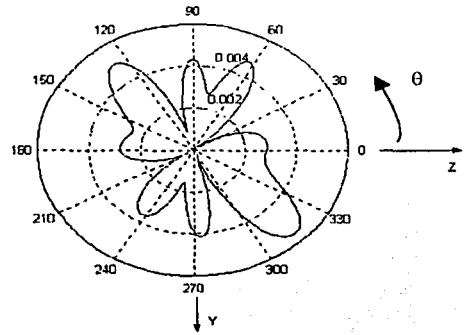
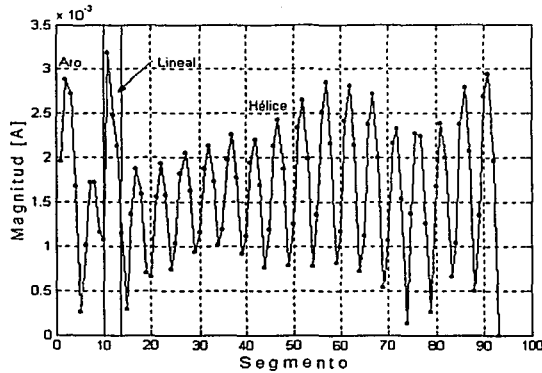


Figura 2.44 Distribución de corrientes y plano de elevación con elemento recto igual a 0.2 [lambdas].

e) Elemento recto igual a 0.25 [lambdas]

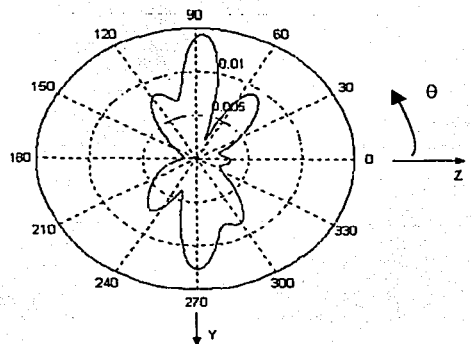
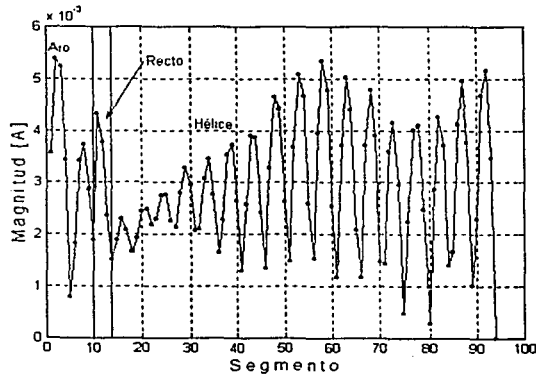
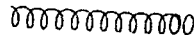


Figura 2.45 Distribución de corrientes y plano de elevación con elemento recto igual a 0.25 [lambdas].



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

f) Elemento recto igual a 0.3 [lambdas]

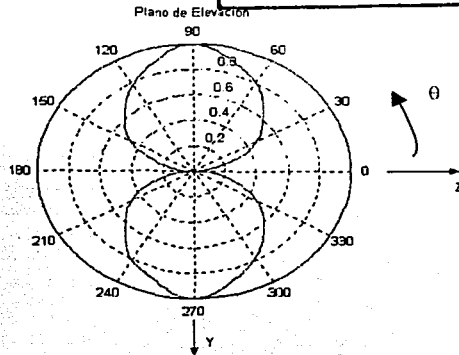
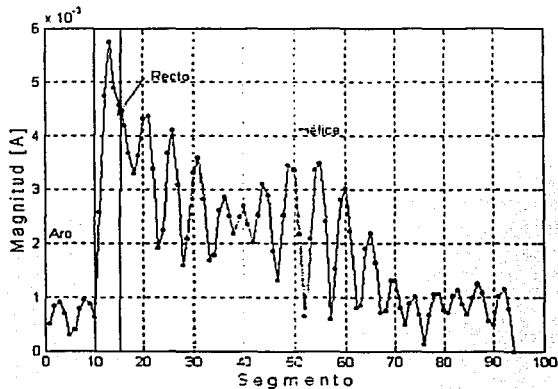


Figura 2.46 Distribución de corrientes y plano de elevación con elemento recto igual a 0.3 [lambdas].

g) Elemento recto igual a 0.4 [lambdas]

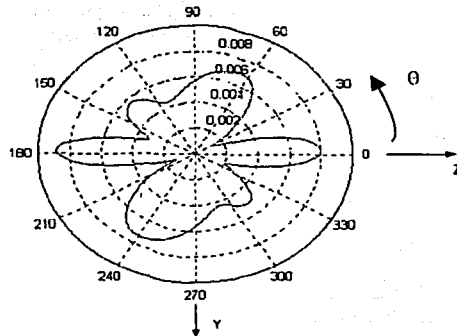
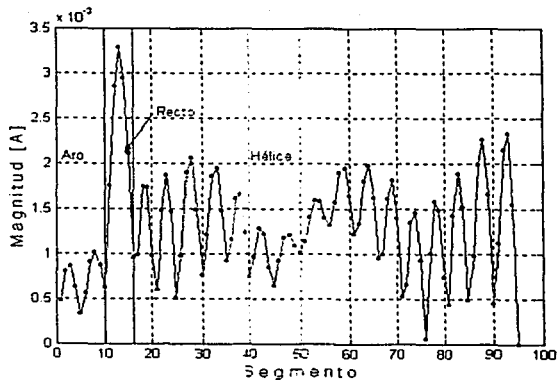
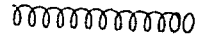
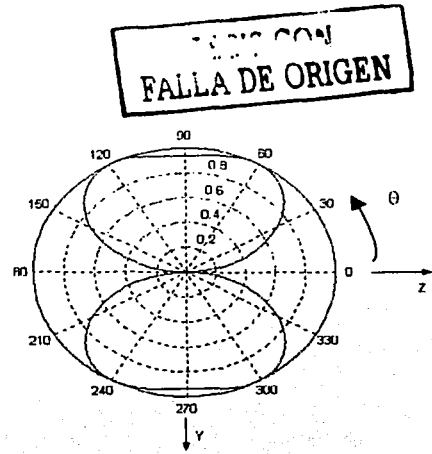
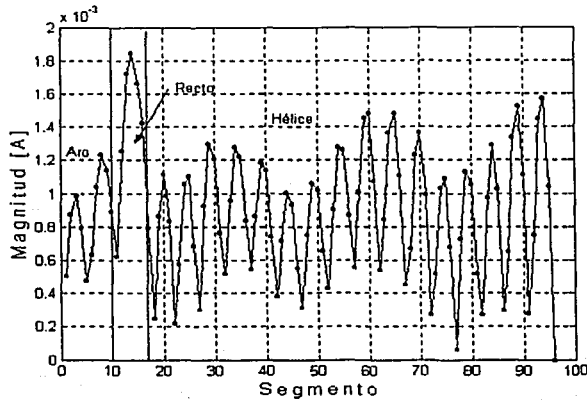


Figura 2.47 Distribución de corrientes y plano de elevación con elemento recto igual a 0.4 [lambdas].



## h) Elemento recto igual a 0.5 [lambdas]



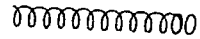
RESULTADO CON  
**FALLA DE ORIGEN**

Figura 2.48 Distribución de corrientes y plano de elevación con elemento recto igual a 0.5 [lambdas].

Con las anteriores figuras se concluye que incluir un elemento recto en la simulación de la antena helicoidal alimentada periféricamente no es conveniente, ya que cuanto más tiende la longitud del elemento recto a 0.5 lambda, es mayor la tendencia hacia la radiación normal. Con una longitud de 0.1 lambda, su patrón tiene un giro con respecto al eje de la antena, es decir en la dirección de máxima radiación (Figura 2.43). Además, se observa que con la inclusión del aro como elemento radiador, se tiene una radiación endfire, aunque existe una notoria presencia del lóbulo hacia atrás. Es menester señalar que la circunferencia es igual a 1.1 lambdas, ya que para una circunferencia menor o igual a 1 lambda y bajo los mismos parámetros, la radiación es backfire, como se presenta más adelante. Por lo anterior, las siguientes pruebas se realizaron con la ausencia del recto.

Un error que influye es la longitud de cada segmento, ya que se presenta una diferencia en las impedancias de entrada según la longitud de cada segmento. Así, para longitudes menores de cada segmento se obtendrán mejores resultados. Esto no afecta notoriamente en los patrones de radiación, siempre y cuando se simule con longitudes menores a 0.1 lambdas, tal cual está indicado en el Método de Momentos.





### 2.6.1.2 Variación del número de vueltas

Se presentan los resultados de los efectos causados por la variación del número de vueltas. Así, la antena en esta sección consta de aro radiador y hélice, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

Circunferencia igual a 1.1 lambdas.

Angulo de disparo igual a  $12^\circ$ .

Diámetro del conductor igual a 0.005 lambdas.

El número de segmentos de la hélice varía, en función del número de vueltas.

La longitud del segmento varía entre 0.08 a 0.092 lambdas, en función del número de vueltas.

El número de vueltas es de 3 a 7 vueltas.

La figura 2.49 muestra la hélice simulada a analizar.

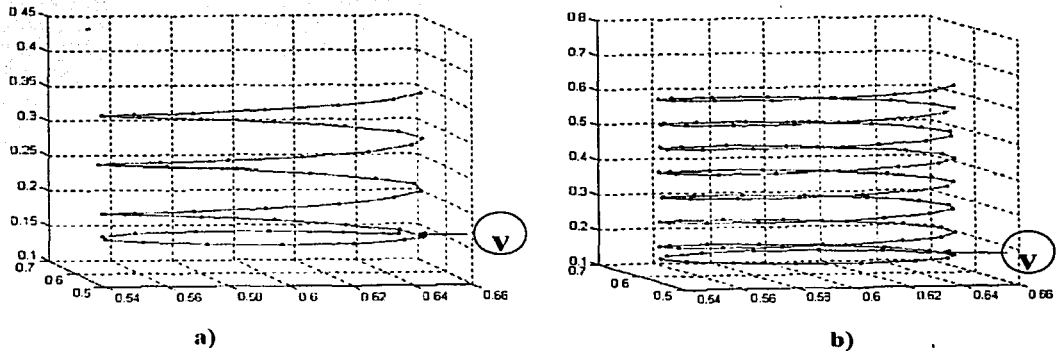
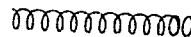


Figura 2.49 Hélice simulada sin aro parásito. a)  $N=3$  vueltas, b)  $N=7$  vueltas

FALLA DE ORIGEN



a) Impedancia de entrada

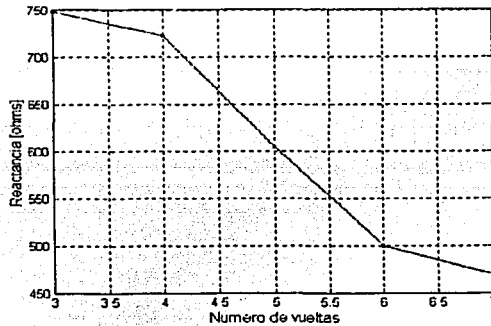
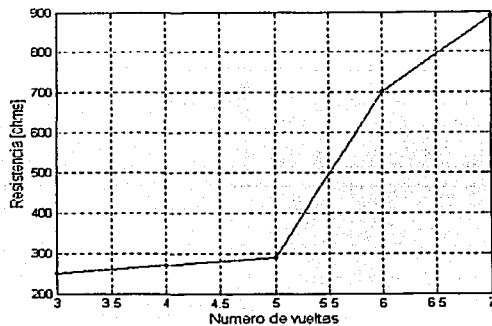
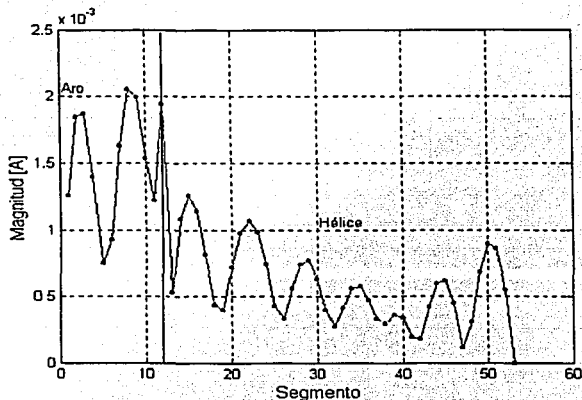


Figura 2.50 Impedancia de entrada.

b) Número de vueltas igual a 3



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

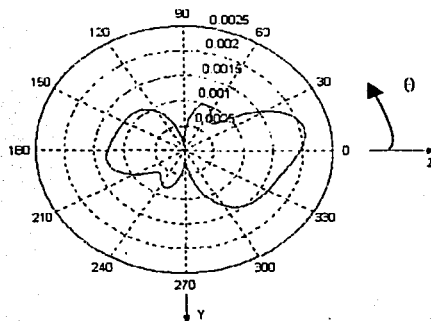
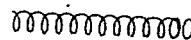


Figura 2.51 Distribución de corrientes y plano de elevación con N=3.



c) Número de vueltas igual a 4

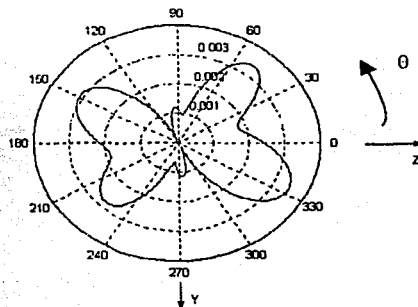
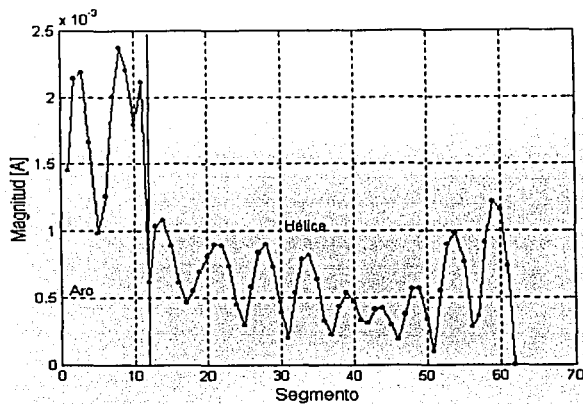


Figura 2.52 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $N=4$ .

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

d) Número de vueltas igual a 5

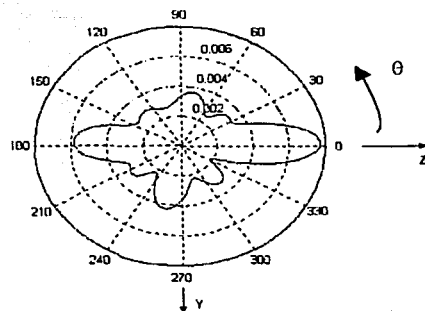
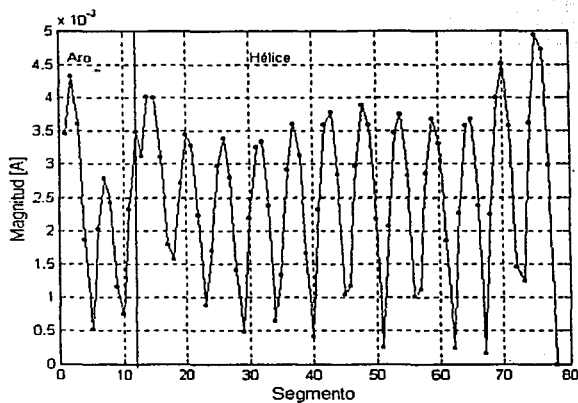
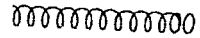


Figura 2.53 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $N=5$ .



e) Número de vueltas igual a 6

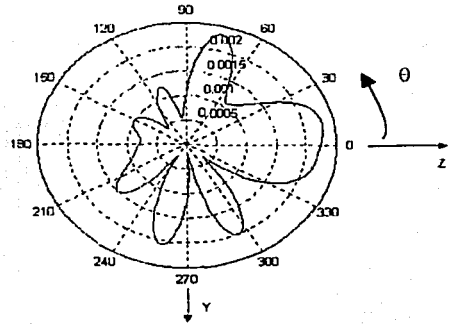
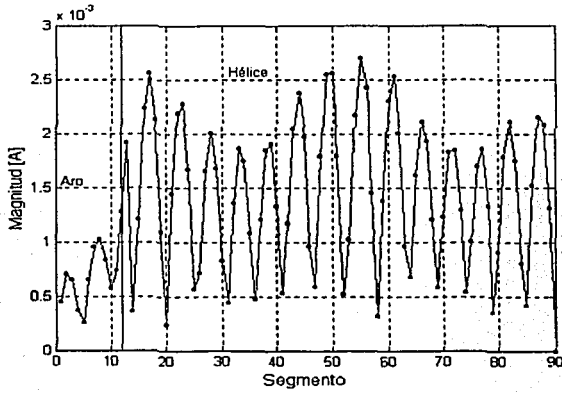
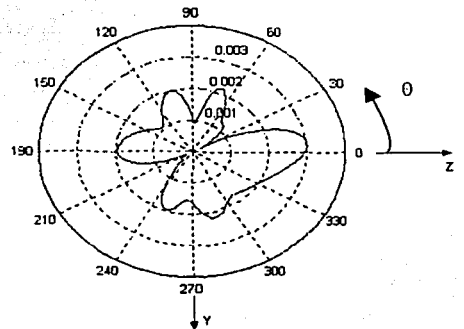
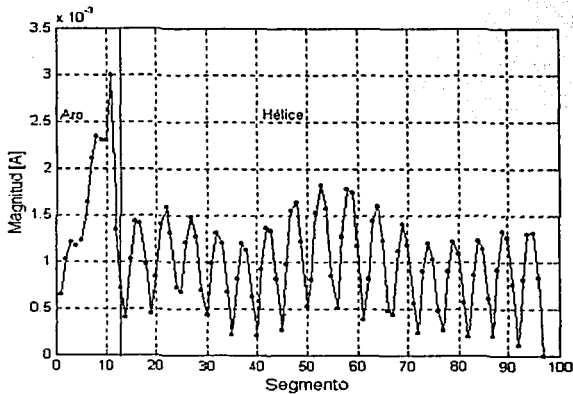


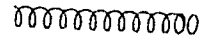
Figura 2.54 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $N=6$ .

f) Número de vueltas igual a 7



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 2.55 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $N=7$ .



Las distribuciones de corrientes mostradas en las anteriores figuras revelan una gran diferencia entre ellas. Se observa que la contribución de corriente del aro radiador es notoria para el número de vueltas 3, 4 y 5, pero también existe un rebote en el extremo abierto de la hélice, por lo que existe una gran reflexión de la potencia. En sus patrones se observa que el aro ayuda a la radiación endfire, aunque sus lóbulos principales no sean muy bien definidos, excepto en el de 5 vueltas, en el que se observa un haz endfire bien definido y en el de 4 vueltas se observa un haz cónico con una radiación predominante hacia adelante. Para el caso del número de vueltas 6 y 7, sus distribuciones de corrientes muestran sus máximas amplitudes aproximadamente a la mitad de la hélice. Sus patrones de radiación muestran que sus lóbulos principales no son muy bien definidos y predominantemente endfire, y se observa que la radiación backfire ha disminuido en comparación a los de menores vueltas. Además, en las distribuciones de para las vueltas 5, 6 y 7 se observa una onda estacionaria.

### 2.6.1.3 Variación de la circunferencia

Se presentan los resultados de los efectos causados por la variación de la circunferencia. Así, la antena en esta sección consta de aro radiador y hélice, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

Número de vueltas es igual 3 vueltas.

Circunferencia varía de 1.00 a 1.1 lambdas.

Angulo de disparo igual a  $12^\circ$ .

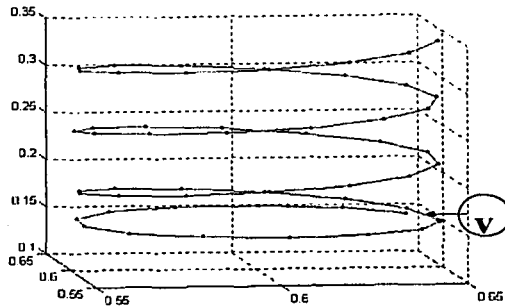
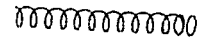
Diámetro del conductor igual a 0.005 lambdas.

El número de segmentos de la hélice varía, en función de la circunferencia.

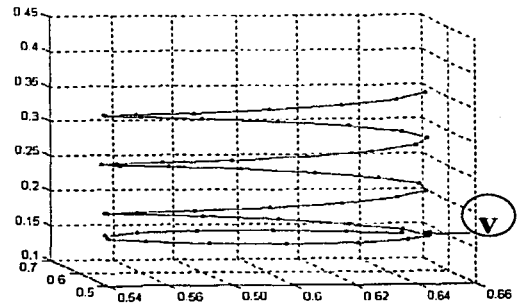
La longitud del segmento varía entre 0.08 a 0.084 lambdas, en función de la circunferencia.

La figura 2.56 muestra la hélice simulada a analizar.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



a)



b)

Figura 2.56 Hélice simulada sin aro parásito. a)  $C=1.02$ [lambdas], b)  $C=1.1$  [lambdas].

a) Impedancia de entrada

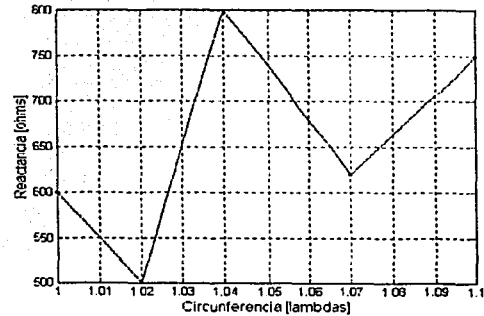
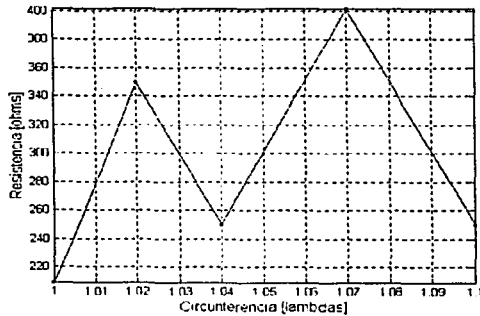
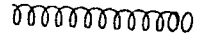
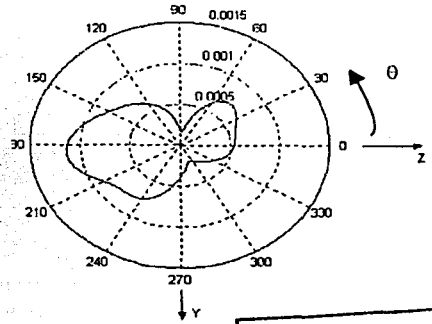
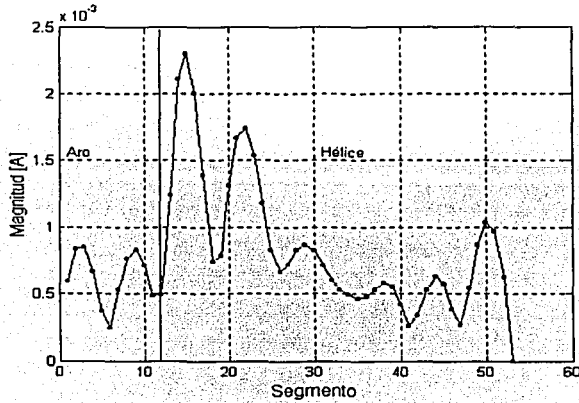


Figura 2.57 Impedancia de entrada.

TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN



b) Circunferencia igual a 1.00



FALLA DE ORIGEN

Figura 2.58 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $C=1.00$  [lambdas].

c) Circunferencia igual a 1.02

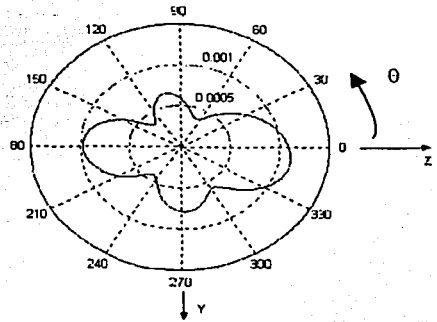
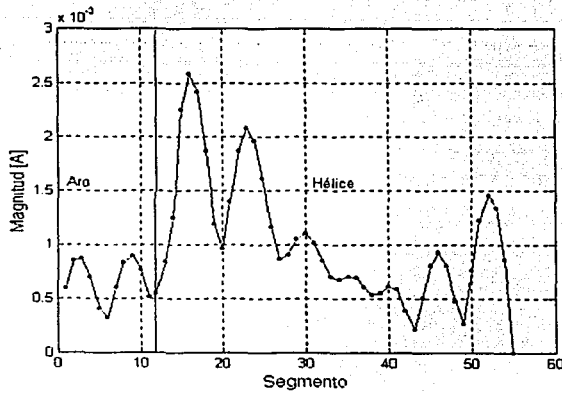
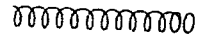


Figura 2.59 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $C=1.02$  [lambdas].



d) Circunferencia igual a 1.04

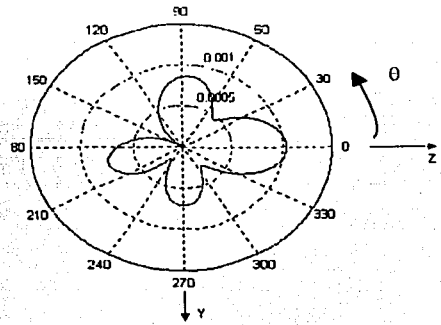
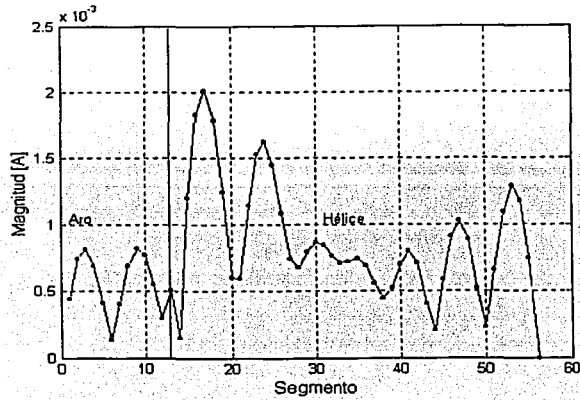


Figura 2.60 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $C=1.04$  [lambdas].

e) Circunferencia igual a 1.07

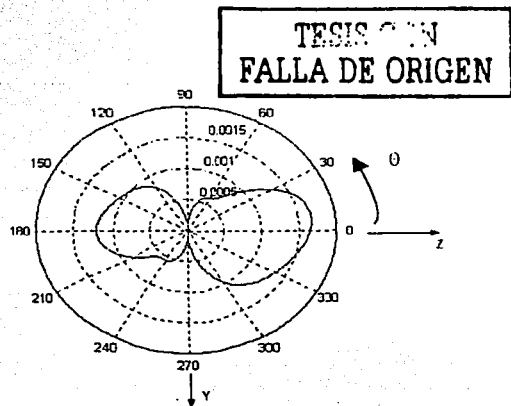
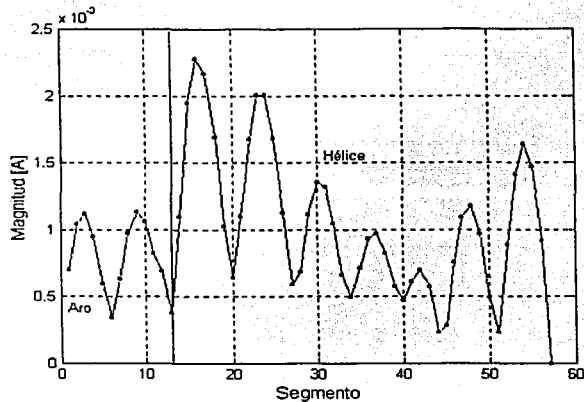
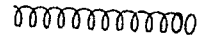


Figura 2.61 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $C=1.07$  [lambdas].





e) **Circunferencia igual a 1.1**

Ver figura 2.51, ya que son los mismos parámetros de diseño.

En todas las distribuciones de corriente de esta sección se observa siempre un reflexión de la potencia. No se observa una onda estacionaria constante, disminuyéndose aproximadamente a la mitad de la hélice, pero su presencia es indiscutible. Sus patrones de radiación muestran que para una hélice con circunferencia igual a 1.00 lambdas su radiación es backfire, pero en la medida que la circunferencia sea mayor a 1.00 lambdas se observa que la radiación endfire es más predominante, pero sin llegar a eliminar los lóbulos hacia atrás.

#### 2.6.1.4 Variación del ángulo de disparo

Se presentan los resultados de los efectos causados por la variación del ángulo de disparo. Así, la antena en esta sección consta de aro radiador y hélice, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

Número de vueltas es igual 3 vueltas.

Circunferencia igual a 1.1 lambdas.

Angulo de disparo varía de  $8^\circ$  a  $14^\circ$ .

Diámetro del conductor igual a 0.005 lambdas.

El número de segmentos de la hélice varía, en función del ángulo de disparo.

La longitud del segmento varía entre 0.079 a 0.081 lambdas, en función del ángulo de disparo.

La figura 2.62 muestra la hélice simulada a analizar.

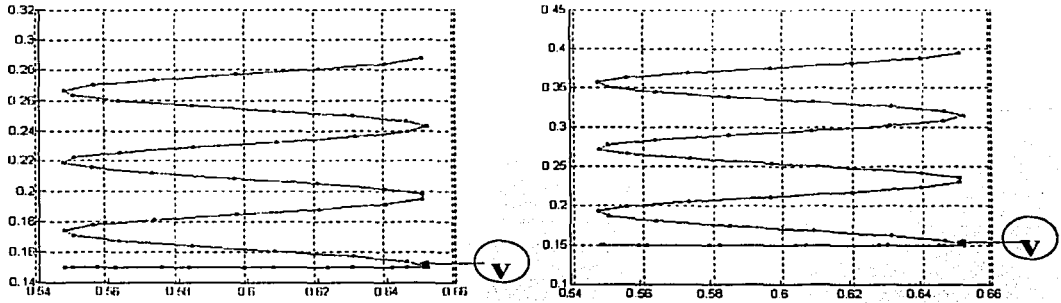
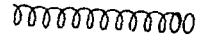


Figura 2.62 Hélice simulada sin aro parásito. a)  $\alpha=8$  [grados]. b)  $\alpha=14$  [grados].

a) Impedancia de entrada

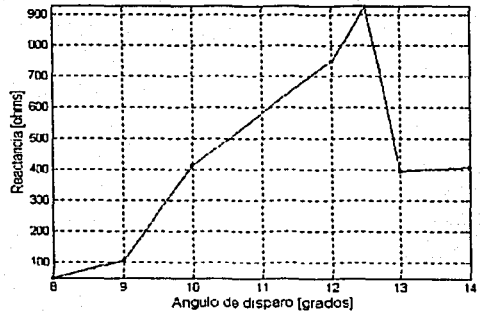
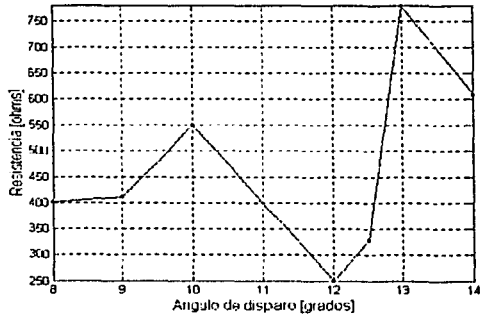
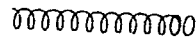


Figura 2.63 Impedancia de entrada.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN



b) Angulo de disparo igual a 8

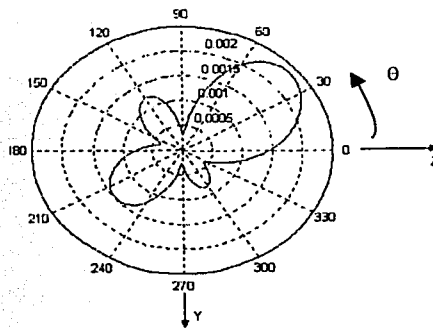
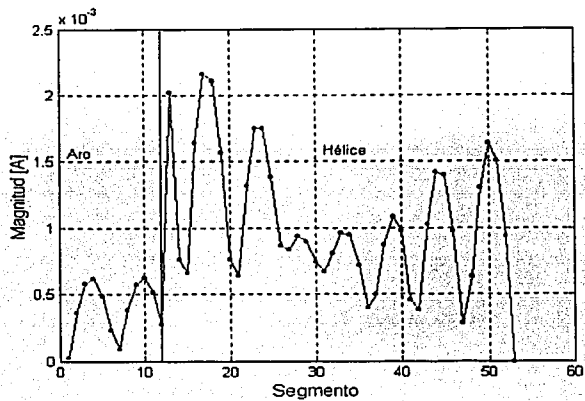
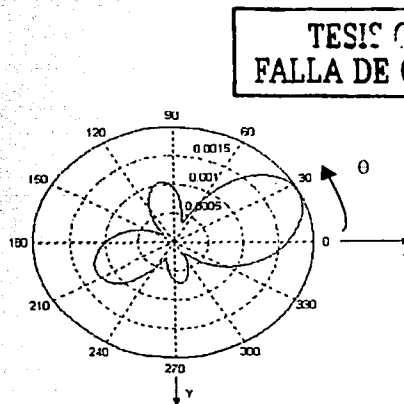
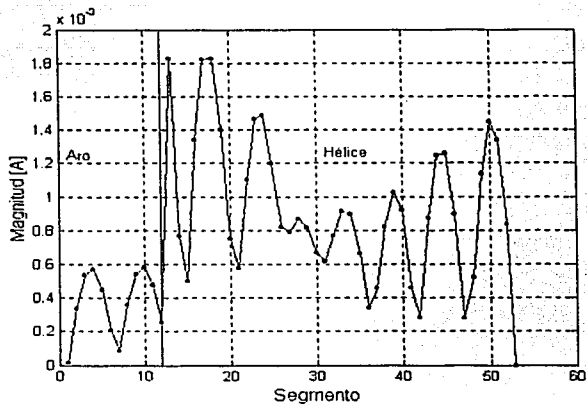


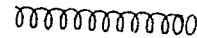
Figura 2.64 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $\alpha=8$  [grados].

c) Angulo de disparo igual a 9



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 2.65 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $\alpha=9$  [grados].



d) Angulo de disparo igual a 10

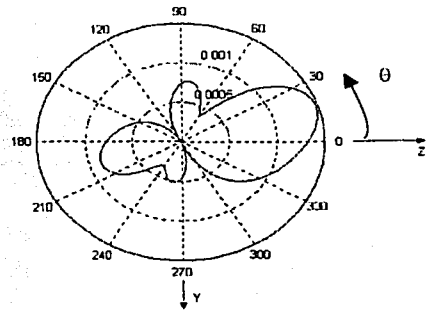
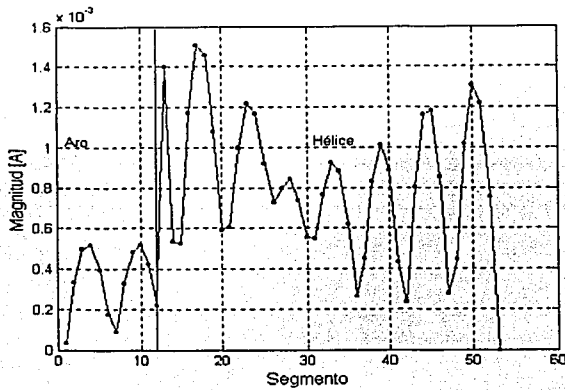
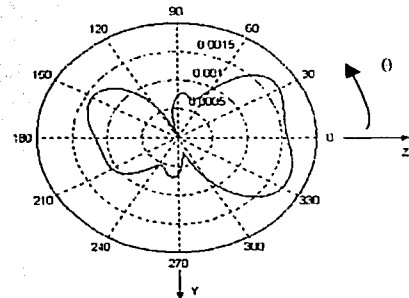
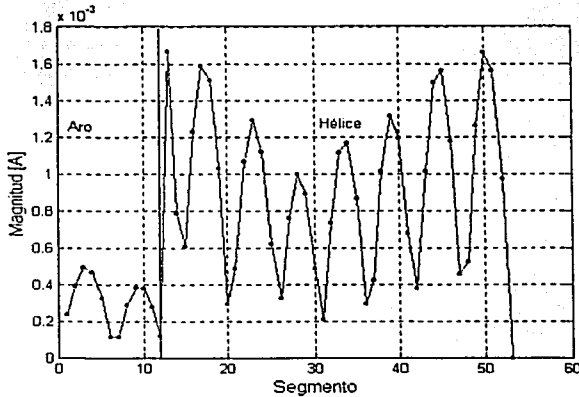


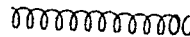
Figura 2.66 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $\alpha=10$  [grados].

e) Angulo de disparo igual a 12.5



TEXIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 2.67 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $\alpha=12.5$  [grados].



f) Angulo de disparo igual a 13

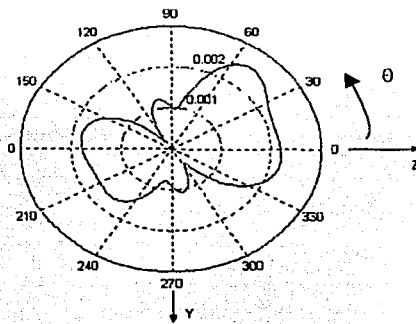
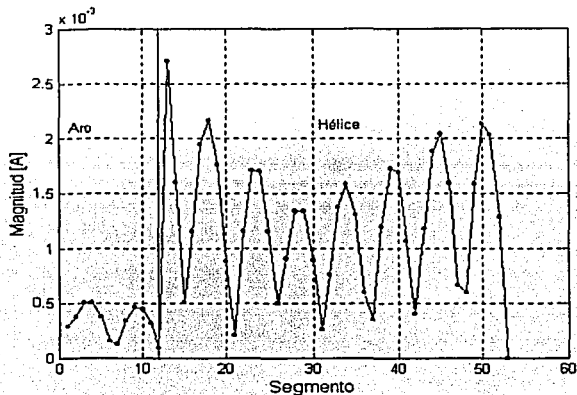
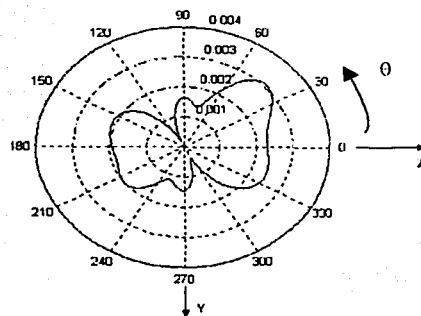
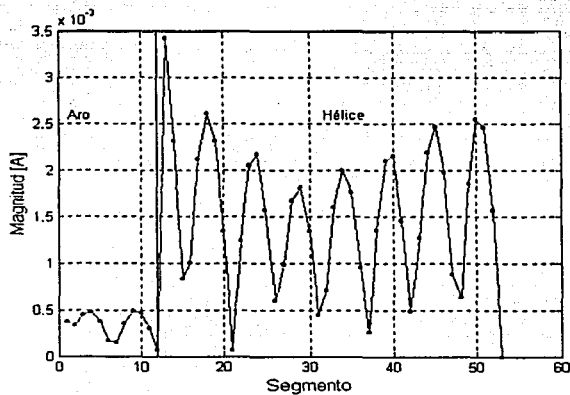


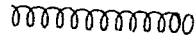
Figura 2.68 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $\alpha=13$  [grados].

g) Angulo de disparo igual a 14



FALLA DE ORIGEN

Figura 2.69 Distribución de corrientes y plano de elevación con  $\alpha=14$  [grados].



### h) Angulo de disparo igual a 12°

Ver Figura 2.59 y 2.60, ya que son los mismos parámetros de diseño.

Por lo observado en las anteriores figuras de esta sección, se puede concluir que, variar el ángulo de disparo de 8 a 14 grados, bajo los parámetros de diseños ya señalados, no se modifica en gran medida las distribuciones de corriente ni sus patrones de radiación. Es notoria la reflexión en el extremo abierto de la hélice en todas las distribuciones, así como de la onda estacionaria que existe. Sin embargo en los patrones de radiación se observa que el lóbulo principal se gira hacia una radiación predominantemente endfire, en función del aumento del ángulo de disparo.

#### 2.6.1.5 Variación del diámetro del conductor

Se presentan los resultados de los efectos causados por la variación del diámetro del conductor. La antena en esta sección consta de aro radiador y hélice, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

Número de vueltas es igual 3 vueltas.

Circunferencia igual a 1.1 lambdas.

Angulo de disparo varía de 12°.

Diámetro del conductor es de 0.001 lambdas a 0.05 lambdas.

Número de segmentos de la hélice es 40.

La longitud del segmento es igual a 0.078.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

#### a) Impedancia de entrada

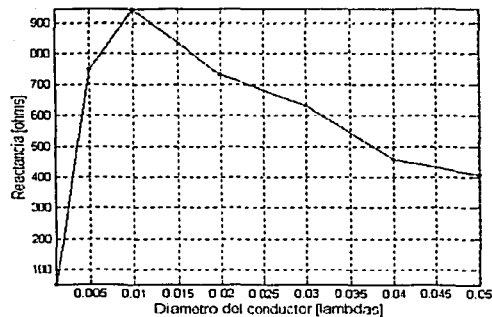
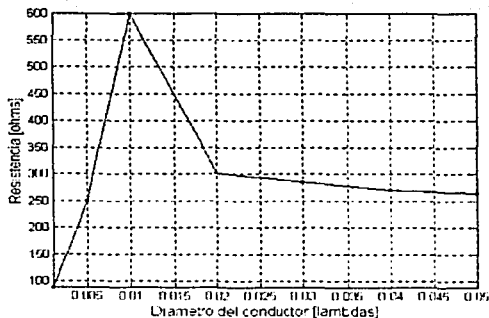
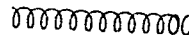


Figura 2.70 Impedancia de entrada



**b) Diámetro del conductor igual a 0.001**

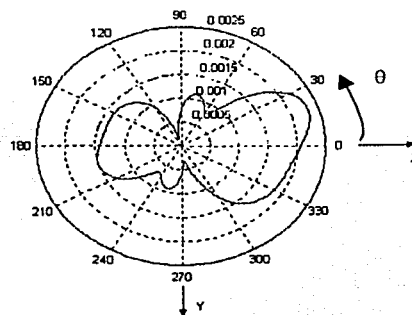
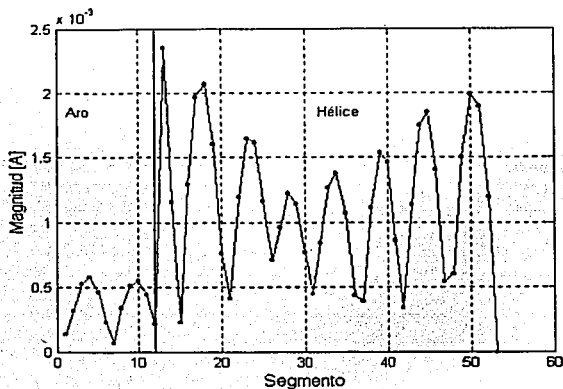
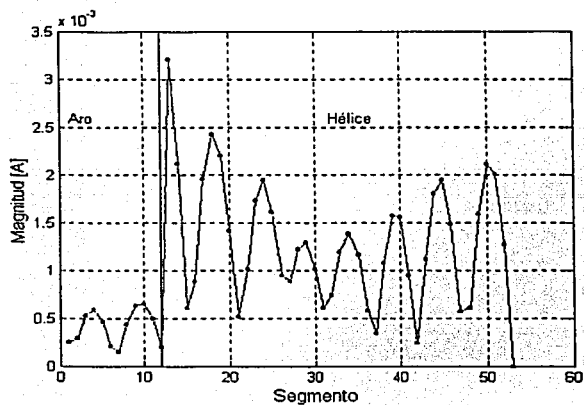


Figura 2.71 Distribución de corrientes y plano de elevación  $\phi=0.001$  [lambdas].

**c) Diámetro del conductor igual a 0.01**



TERCERA  
 FALLA DE ORIGEN

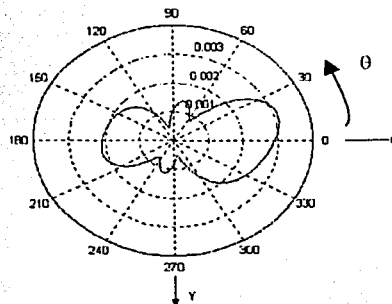
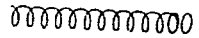


Figura 2.72 Distribución de corrientes y plano de elevación  $\phi=0.01$  [lambdas].



d) Diámetro del conductor igual a 0.02

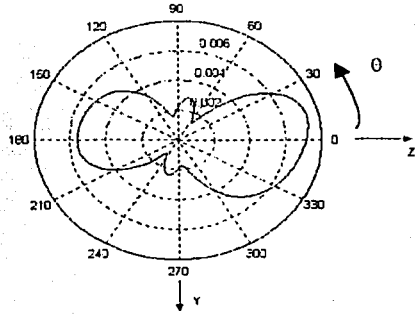
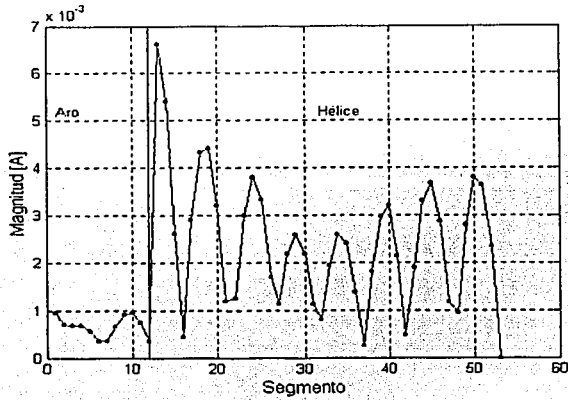
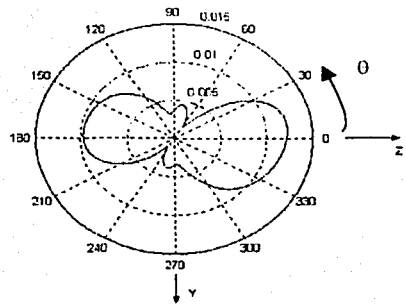
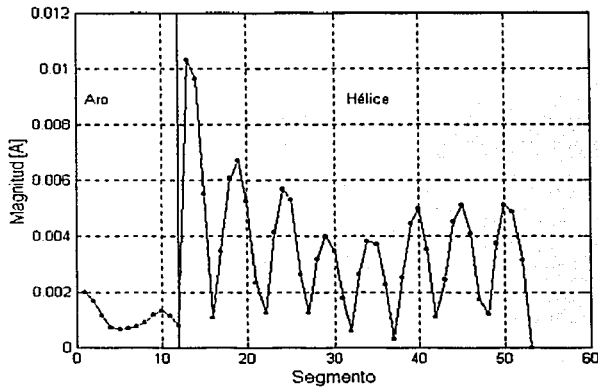


Figura 2.73 Distribución de corrientes y plano de elevación  $\phi=0.02$  [lambdas].

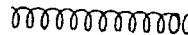
d) Diámetro del conductor igual a 0.03



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 2.74 Distribución de corrientes y plano de elevación  $\phi=0.03$  [lambdas].





**c) Diámetro del conductor igual a 0.04**

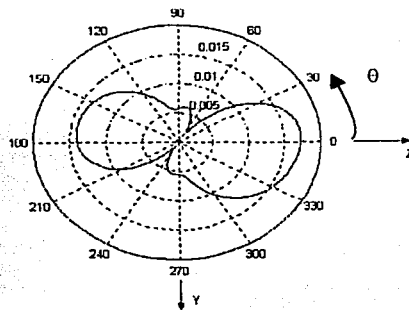
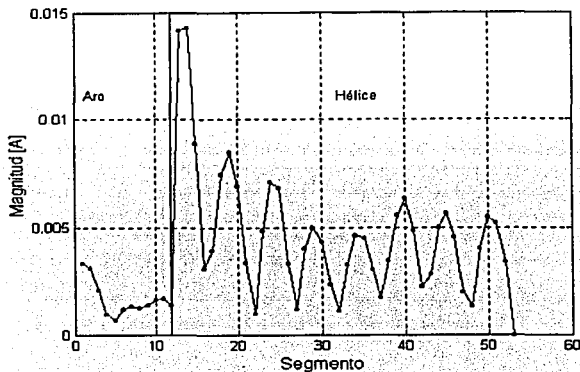


Figura 2.75 Distribución de corrientes y plano de elevación  $\phi=0.04$  [lambdas].

**f) Diámetro del conductor igual a 0.05**

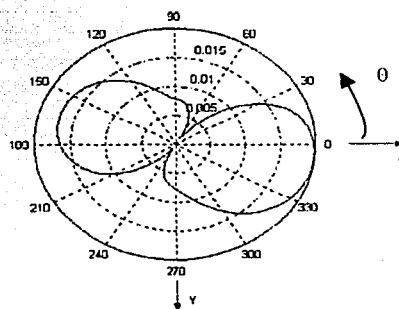
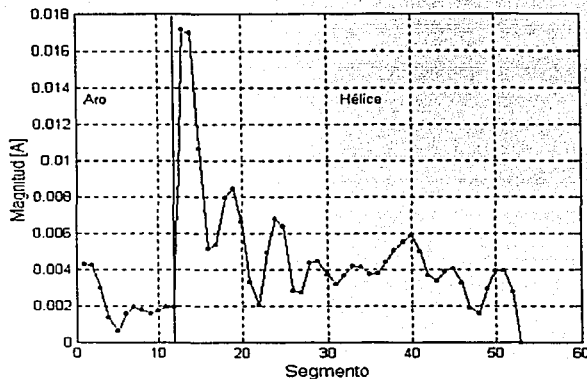
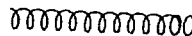


Figura 2.76 Distribución de corrientes y plano de elevación  $\phi=0.05$  [lambdas].

FALLA DE ORIGEN



Los patrones mostrados en esta sección muestran que, al variar el diámetro del conductor, varían apreciablemente. El patrón para el diámetro de 0.001 y 0.01 presenta una radiación endfire predominante, pero en la medida en que el diámetro se aumenta, la radiación backfire también. Además se observa que en la medida en que el diámetro aumenta, se incrementa la magnitud de la distribución de corrientes, y también, existe un giro del lóbulo principal.

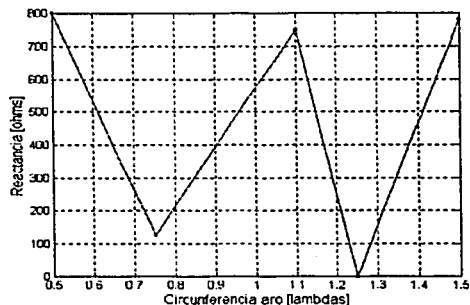
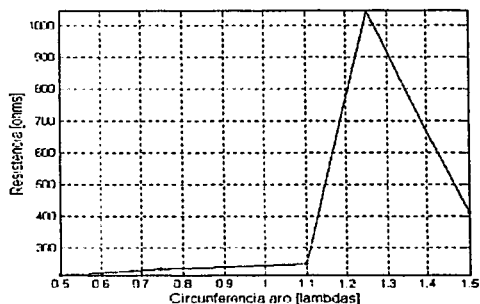
**2.6.1.6 Variación de la circunferencia del aro.**

Se presentan los resultados de los efectos causados por la variación del ángulo de disparo. Así, la antena en esta sección consta de aro radiador y hélice, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

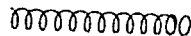
- Número de vueltas es igual 3 vueltas.
- Circunferencia igual a 1.1 lambdas.
- Angulo de disparo varía de 12°.
- Diámetro del conductor es de 0.001 lambdas a 0.05 lambdas.
- Número de segmentos de la hélice es 40.
- La longitud del segmento es igual a 0.078.
- Radio del aro varía de 0.5 lambdas a 1.5 lambdas.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

**a) Impedancia de entrada.**



**Figura 2.77** Impedancia de entrada.



b) Circunferencia del aro igual a 0.5 [lambdas]

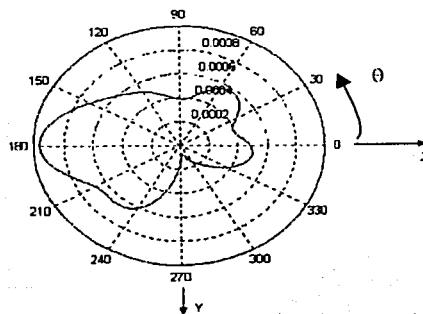
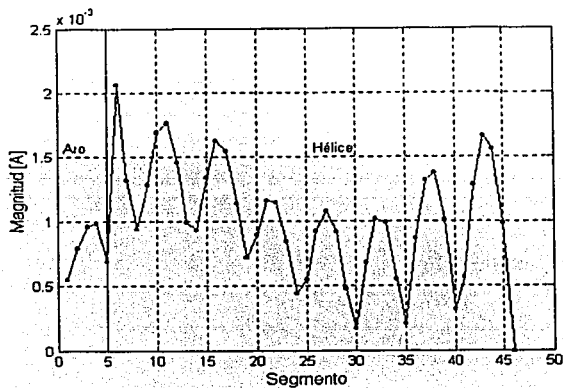
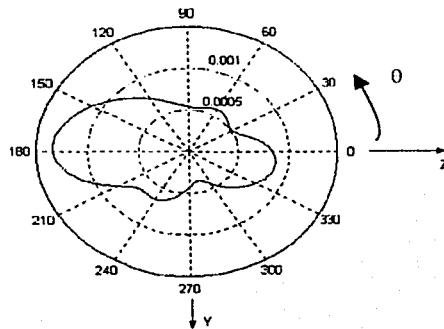
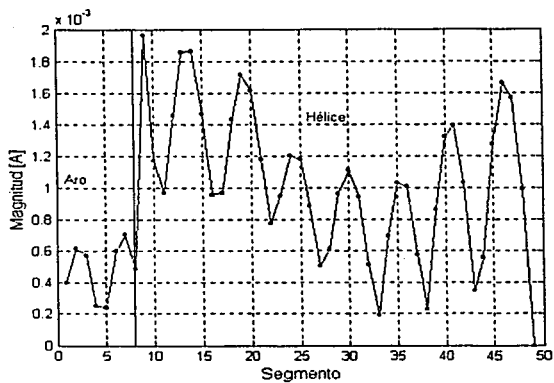


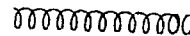
Figura 2.78 Distribución de corrientes y plano de elevación  $C_{aro}=0.5$  [lambdas].

c) Circunferencia del aro igual a 0.75 [lambdas]



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 2.79 Distribución de corrientes y plano de elevación  $C_{aro}=0.75$  [lambdas].



d) Circunferencia del aro igual a 1.25 [lambdas]

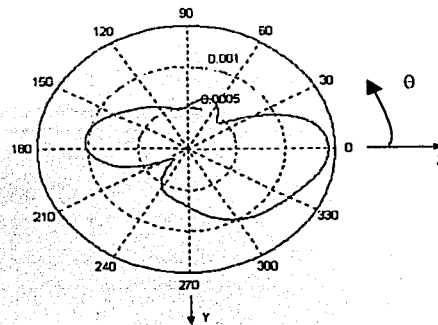
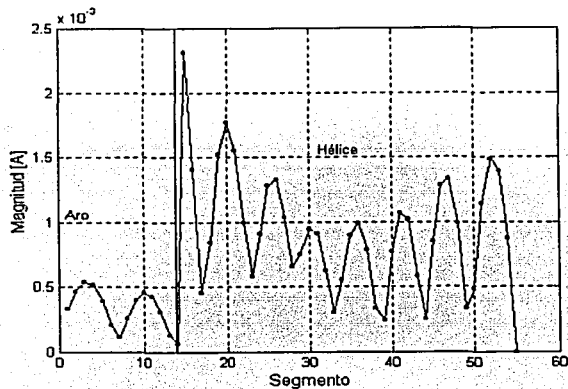


Figura 2.80 Distribución de corrientes y plano de elevación  $C_{aro}=1.25$  [lambdas].

e) Circunferencia del aro igual a 1.5 [lambdas]

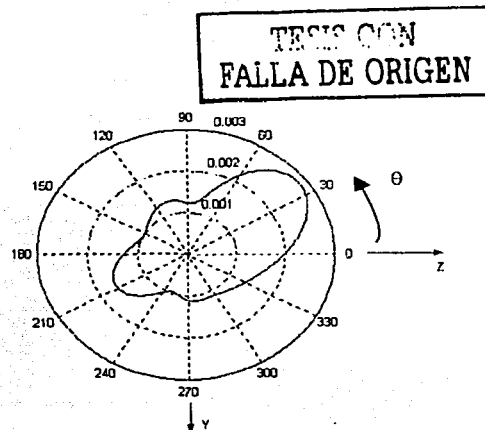
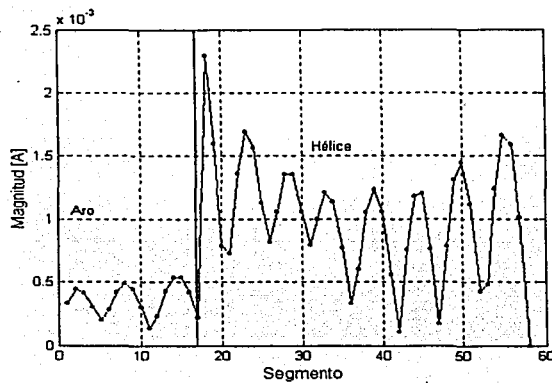
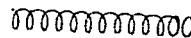


Figura 2.81 Distribución de corrientes y plano de elevación  $C_{aro}=1.5$  [lambdas].



Observando las figuras de distribución de corrientes, se nota un comportamiento semejante entre ellas, es decir, que la magnitud de la contribución de corrientes del aro permanece casi siempre igual, existiendo también una reflexión de la señal en cada una de las distribuciones y una disminución de la magnitud de la corriente aproximadamente a la mitad de la hélice. Sin embargo en las figuras del patrón de radiación existe gran diferencia entre ellas. Se observa una radiación bakfire predominante cuando la circunferencia del aro es de 0.5 y 0.75 lambdas, y para las circunferencias de 1.25 y 1.5 lambdas se nota una radiación endfire predominante. Los resultados para cuando la circunferencia del aro es del orden de la circunferencia de la hélice fueron mostrados en la figura 2.51. En estas últimas también se observa una radiación endfire. Por lo anterior se concluye que la circunferencia óptima del aro es aquella que es igual a la de la hélice.

## 2.6.2 Hélice con parásito

Se realizaron las simulaciones para la antena con hélice, aro radiador y un aro reflector, es decir un aro parásito, siendo las dimensiones del parásito similares a las del aro radiador. A continuación los resultados de impedancia de entrada, distribución de corrientes y patrón de radiación, variando solo la separación entre el aro parásito y el aro radiador.

### 2.6.2.1 Variación de la separación del parásito.

Se presentan los resultados de los efectos causados por la separación del parásito. Así, la antena en esta sección consta de hélice, aro radiador y aro parásito, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

Circunferencia igual a 1.1 lambdas.

Número de vueltas igual a 3.

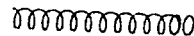
Angulo de disparo igual a  $12^\circ$ .

Diámetro del conductor igual a 0.005 lambdas.

Número de segmentos de la hélice igual a 40.

Longitud del segmento igual a 0.0833 lambdas.

Separación del parásito es de 0.1 lambda a 0.5 lambda (d).



La figura 2.82 muestra la hélice simulada a analizar.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

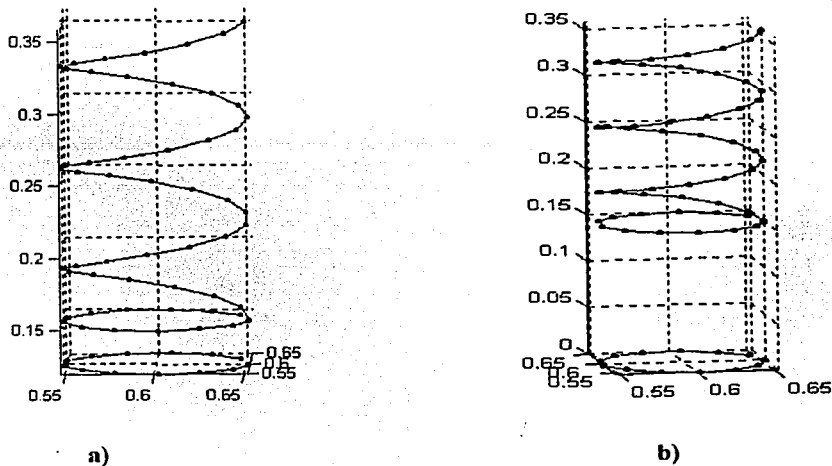


Figura 2.82 Hélice simulada con aro parásito. a)  $d = 0.1$  [lambda], b)  $d = 0.5$  [lambda].

a) Impedancia de entrada.

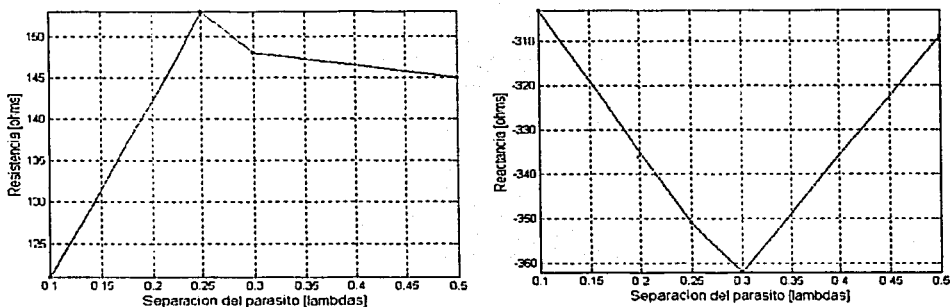
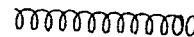
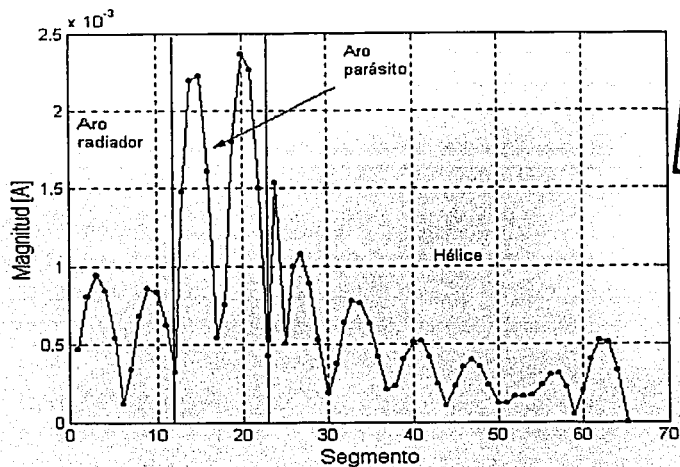


Figura 2.83 Impedancia de entrada.

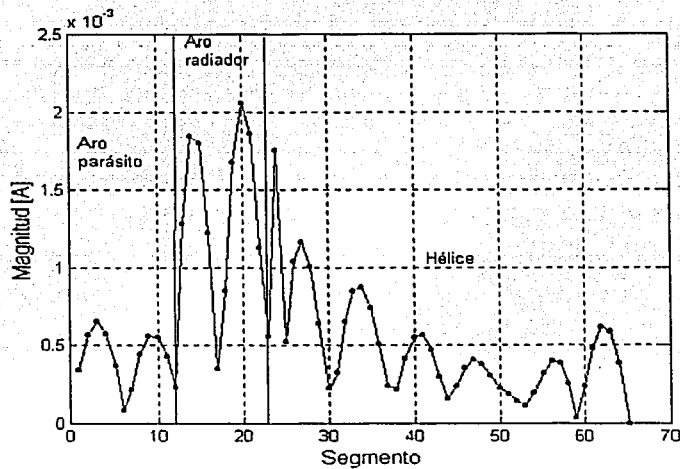


b) **Distribución de corrientes**



TRABAJA CON  
FUELLA DE ORIGEN

**Figura 2.84** *Distribución de corrientes  $d=0.1$  [lambdas].*



**Figura 2.85** *Distribución de corrientes  $d=0.25$  [lambdas].*

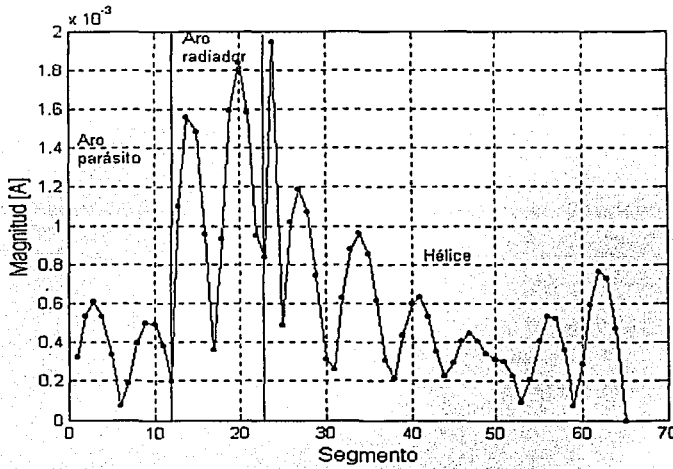
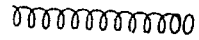


Figura 2.86 Distribución de corrientes  $d=0.3$  [lambdas].

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

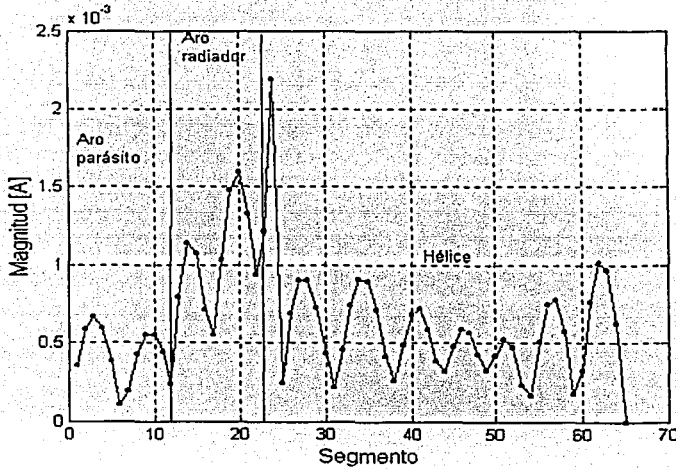
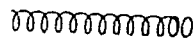


Figura 2.87 Distribución de corrientes  $d=0.5$  [lambdas].





c) Patrones de radiación.

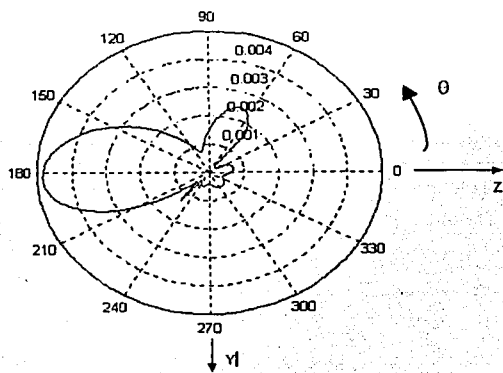


Figura 2.88 Patrón de radiación  $d=0.1$  [lambdas].

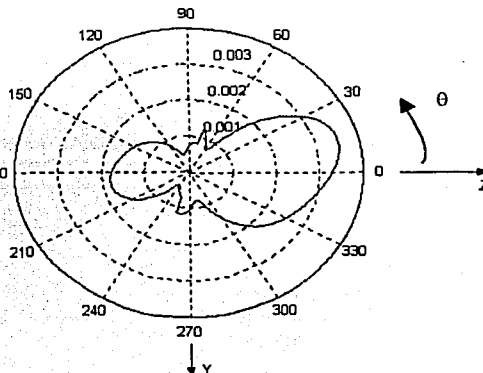


Figura 2.89 Patrón de radiación  $d=0.25$  [lambdas].

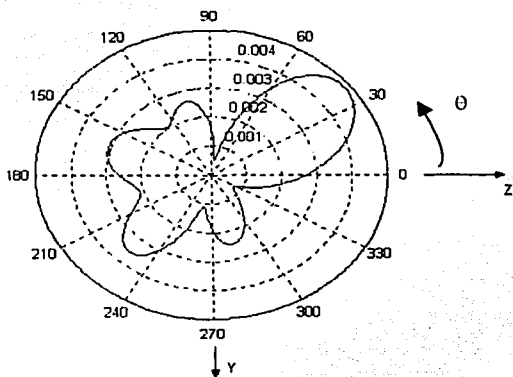


Figura 2.90 Patrón de radiación  $d=0.3$  [lambdas].

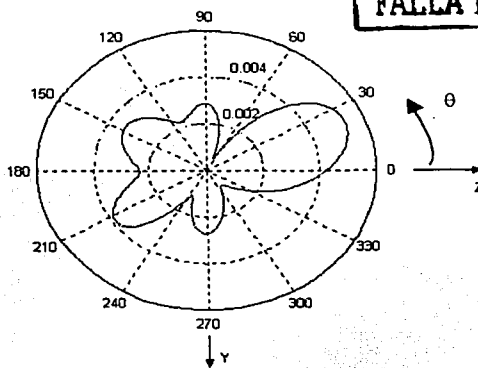
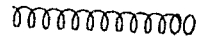


Figura 2.91 Patrón de radiación  $d=0.5$  [lambdas].

TESIS CON FALLA DE ORIGEN



En las cuatro figuras de distribución de corrientes se observa que el aro radiador presenta una gran contribución de corrientes, y la magnitud de la corriente del aro parásito es relativamente pequeña, además de la reflexión al extremo abierto de la hélice. Además, la contribución de corrientes del aro parásito para la distancia igual a  $0.1 \lambda$  es mayor que los otros tres casos. Así, la distribución de corrientes entre los cuatro casos es semejante, pero no ocurre lo mismo en los patrones de radiación, ya que para una distancia de  $0.1 \lambda$  la radiación es backfire y para distancias de  $0.25$ ,  $0.3$  y  $0.5 \lambda$  la radiación es endfire. Es necesario señalar, que los resultados obtenidos en esta tesis con respecto al aro parásito no se parecen a los publicados por Kraus [Kraus, 1995], aunque en su publicación no especifica como es la alimentación, ni tampoco publica su distribución de corrientes.

### 2.6.3 Antena óptima

En este trabajo se han presentado muchos resultados variando el valor de varios parámetros, con las intenciones de corroborar resultados y de mostrar una visión amplia de distintas configuraciones con la antena helicoidal monofilar. Ahora se pretende brindar los valores óptimos de tales parámetros, considerando que proponer una antena óptima siempre es con la reserva del propósito para el cual se quiera emplear. Así, en esta tesis se propone los valores para que la helicoidal tenga la mejor radiación endfire, teniendo el menor valor de haz de media potencia y gran directividad, y la impedancia de entrada más puramente resistiva; las anteriores características son requeridas para enlaces estación terrena-satélite, y obviamente sin olvidar la polarización circular que genera la helicoidal.

De tal manera, los valores son:

Circunferencia igual a  $1.1 \lambda$ .

Número de vueltas igual a 7.

Angulo de disparo igual a  $12.5^\circ$ .

Diámetro del conductor igual a  $0.005 \lambda$ .

Número de segmentos de la hélice igual a 150.

Longitud del segmento igual a  $0.0531 \lambda$ .

Separación del parásito es igual  $0.25 \lambda$ .

La figura 2.92 muestra la antena propuesta.

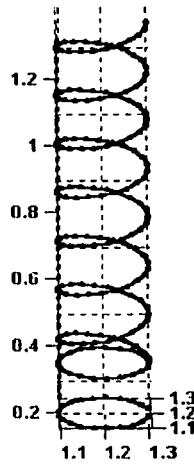
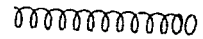
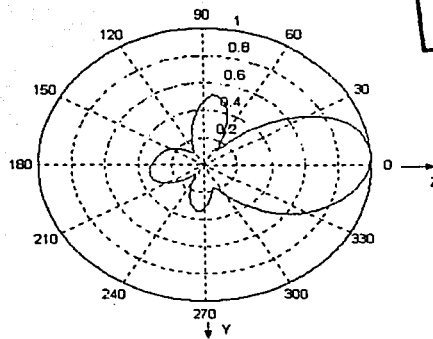
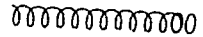


Figura 2.92 Hélice óptima simulada



TECNOLOGIA  
FALLA DE ORIGEN

Figura 2.93 Plano de elevación.



Para generar una radiación de modo axial los textos han marcado que  $3/4 < C/\lambda < 4/3$ , y para que sea endfire, se debe de contar un gran plano de tierra. En esta tesis se determinó que para que se tenga radiación endfire un buen valor de  $C_\lambda$  es 1.1, considerando que la configuración es con un aro conectado y un aro parásito de la misma circunferencia, así también, se considera que para que el aro parásito contribuya positivamente a la radiación endfire debe estar a una distancia mayor a 0.25  $\lambda$ s, siendo la distancia óptima ésta última; además para generar un haz con gran directividad un número mayor a 3 vueltas es necesario. Con lo que respecta al método de momentos [Neri, 1999], se determina por observación y comparación que la longitud de cada segmento para una geometría helicoidal debe ser no mayor a 0.05  $\lambda$ s, de lo contrario la distribución de corrientes, la impedancia de entrada y el patrón de radiación, difieren de los resultados considerados como referencias, y conforme sea menor a 0.05  $\lambda$ s los resultados son mejores. Por último se señala que la impedancia de entrada de la antena considerada como óptima resultó  $Z_0 = 185.02 - j64.1j$  con un ancho de haz de media potencia igual a  $HPBW = 49^\circ$ .



## CAPÍTULO 3

# Modelado matemático de una hélice cuadrifilar sin plano de tierra

### 3.1 Introducción

Las antenas más utilizadas en los satélites son monopolos, dipolos, helicoidales, bicónicas, cornetas, platos parabólicos y arreglos de diversos tipos [Neri, 2003]. En este capítulo se presenta un análisis matemático de la antena helicoidal cuadrifilar aplicando el método de momentos [Neri, 1999].

Se define un antena helicoidal cuadrifilar como: un arreglo especial de cuatro hélices igualmente espaciadas en un cilindro y alimentadas con una amplitud igual y con fases relativas de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$  respectivamente [Arlon, 1974], y fue inventada por Gerst y Worden en 1967 [Gerst, 1967]. Su operación es similar en algunos aspectos a la antena monofilar, la cual radia normal (cuando  $C_\lambda$  es menor a 0.75) y axial (cuando  $C_\lambda$  está entre 0.75 y 1.25). Sus resultados experimentales muestran que la QHA opera en modo axial para valores de  $C_\lambda$  comprendidos en 0.4 y 2.0, por lo tanto la QHA tiene un ancho de banda mayor que la monofilar en la que opera en este modo. Así la QHA ofrece dos ventajas sobre la monofilar: 1) incrementa el ancho de banda y, 2) una frecuencia menor para el modo axial [Adams, 1974].

Así, durante más de 30 años, la QHA, por su traducción del inglés *Quadrifilar Helical Antenna*, ha sido estudiada, modificada y sobre todo muy empleada en las telecomunicaciones.

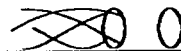
En este capítulo, la QHA sin plano de tierra es alimentada en cada uno de los extremos iniciales de las hélices conectadas a un aro. A la configuración se le sumará un aro como elemento parásito reflector a diferentes distancias del aro conectado, para señalar los efectos que el parásito tiene sobre la configuración original.

Nuevamente, para el cálculo de la impedancia y de la distribución de corriente se empleará el método de momentos [Neri, 1999]. presentando las ecuaciones integrales que resultan de su



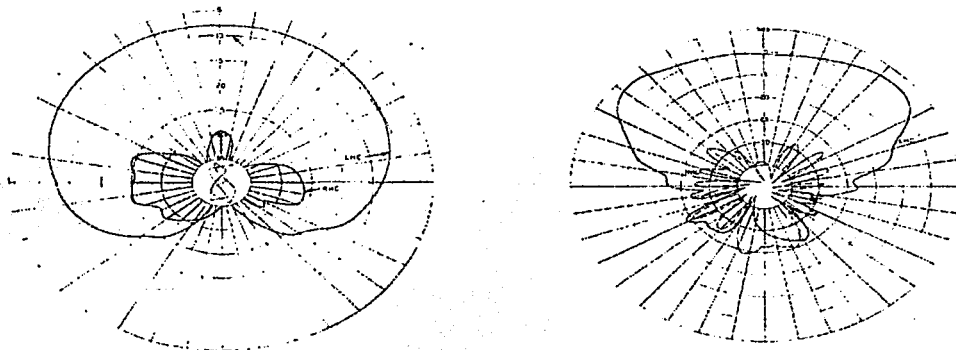
análisis matemático, idealizado una excitación inicial y eludiendo el análisis del control de fase de los elementos de la QHA.

También se presentan los resultados, como patrón de radiación y distribución de corrientes, que se generan al cambiar el valor de sus parámetros más importantes, como el número de vueltas, la circunferencia y el desfaseamiento de la alimentación.

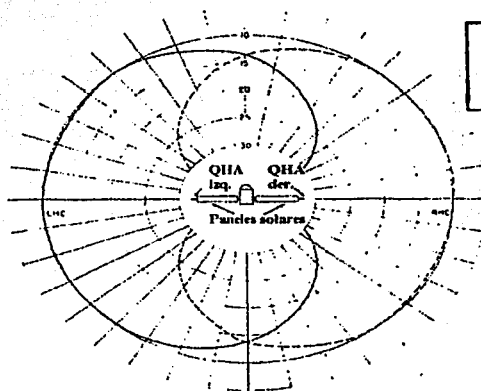


### 3.2 Aplicaciones de las Antenas Helicoidales Cuadrifilares (QHA)

Desde su invención en 1967 [Gerst, 1967] a la QHA se le ha aplicado en un sin número de programas para el espacio y considerable información de la QHA está disponible incluyendo expresiones integrales para las características de radiación e información en las técnicas de diseño. Una comparación con otras antenas indica que la QHA provee un gran ancho de banda, pudiéndose diseñar patrones con forma de cardioide, con polarización circular y una configuración física muy compacta. Impedancias de entrada en el rango de 10 a 20 ohms fueron logradas con hélices con una longitud de media  $\lambda$ , y se observó que incrementado la longitud de cada una de las cuatro hélices a una  $\lambda$  se obtienen impedancias de 50 ohms aproximadamente [Kilgus, 1970]. Lo anterior se realizó alimentando en antifase a las hélices opuestas, y las hélices contiguas en cuadratura; de esta manera las hélices opuestas radian con la forma de un toroide con polarización circular, pero si las hélices opuestas son alimentadas en cuadratura producen un patrón en forma de cardioide (ver figura 3.1a). Las características del patrón de radiación son una función complicada de los parámetros de la hélice, y se pueden obtener anchos de haz de  $90^\circ$  a  $240^\circ$  con una buena relación frente atrás y polarización circular. Muchas aplicaciones requieren un haz con una forma que concentre la energía dentro de un determinado sector y datos experimentales muestran que con un QHA se puede lograr esto configurando una QHA de 7 vueltas con una longitud total igual a 7  $\lambda$  por cada elemento y una longitud axial igual a 3  $\lambda$  (ver figura 3.1b). Diversos Laboratorios de Física aplicada han empleado estas antenas para las tareas de telemetría en una variedad extensa de programas aeronavales como lo fue la RCA Astro Electronics Division en la frecuencia de 130MHz, siendo las dimensiones de la QHA de 16 pulgadas de diámetro y una longitud de 2.4 pulgadas. Los sistemas de navegación con satélite necesitan de excelente polarización circular, para disminuir las pérdidas de energía que se presentan en las capas atmosféricas, y estas antenas han sido empleadas con mucho éxito para estos casos. Otra aplicación es la antena QHA omnidireccional en la banda S, configurándose dos QHA (ver figura 3.2), orientadas en la misma dirección pero en sentidos opuestos, una con polarización circular derecha y la otra con izquierda montadas en cada extremo de los dos paneles solares, permitiendo que una estación de tierra reciba una señal lejana de su línea de vista. Otra aplicación es en una aeronave interplanetaria de la NASA en el proyecto Vikingo, el cual consistió en dos orbitadores, Vikingo 1 lanzado en agosto de 1975 y el Vikingo 2 lanzado en septiembre de 1975, y cuya misión fue recolectar fotografías de la superficie marciana y su antena QHA fue diseñada para soportar severas vibraciones y temperaturas extremas.



**Figura 3.1** Patrones con aplicación aeroespacial. a) patrón de QHA de media vuelta  
b) patrón de QHA de 7 vueltas [Kilgus, 1970].



TECIS CON  
FALLA DE ORIGEN

**Figura 3.2** Patrón con dos QHA's [Kilgus, 1970].





Los enlaces satélite-móvil son transmitidos en polarización circular, la cual es afectada regularmente por algunos efectos atmosféricos [Howell, 1962]. La difracción y la reflexión causada por árboles y edificios tiene un gran impacto en la polarización de la señal recibida [Agius, 1998], causando polarización cruzada; y si la antena receptora esta diseñada para un cierta polarización resultará una degradación e incoherencia en el sistema. Así, un sistema antena que ajuste su polarización a aquella de la señal recibida significaría una extra ganancia. Una antena que puede cambiar su polarización puede establecer comunicación en cualquier situación. La extra ganancia se presentará siempre y cuando los cuatro conductores de la antena cuadrifilar helicoidal inteligente sean completamente correlacionados. La QHA es la antena para sistemas de comunicación satélite-móvil más ampliamente propuesta [Agius, 1998].

La Universidad de Surrey ha propuesto la aplicación de las antenas cuadrifilares inteligentes para sistemas móviles [Leach, Agosto 2000]. Este arreglo se presenta como una propuesta para la implementación de las terminales móviles de tercera generación. El propósito de esta configuración es adaptar la antena a los cambios de la señal de entrada provocados por el ambiente, el sistema y el usuario final. Por ejemplo, la QHA opera en los teléfonos del sistema ICO, que es una constelación de satélites en la órbita media (MEO) y que opera en la banda S (1980-2010, 2170-2200 MHz), lo que significa una antena de reducidas dimensiones y de fácil construcción a diferencia de una QHA para las bandas L/S. Sus dimensiones son 6.5cm x 1 cm (ver figura 3.3).

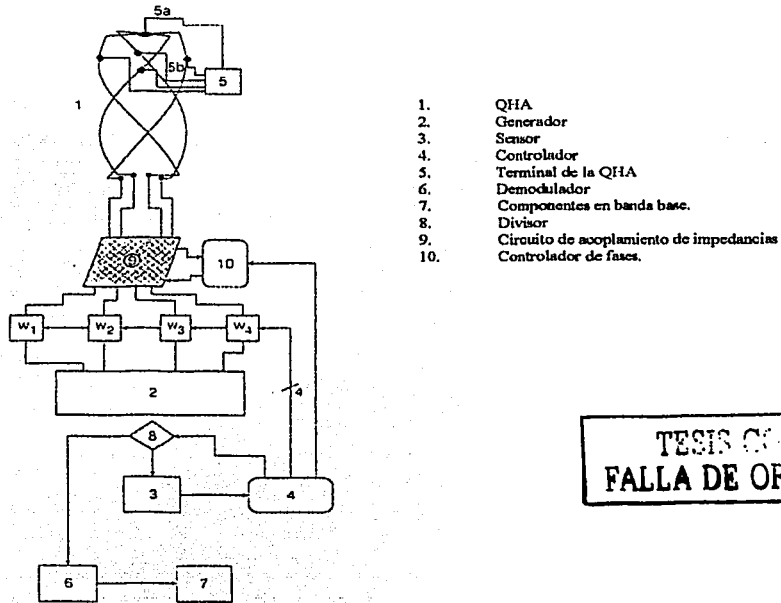


TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

**Figura 3.3** Terminal típica para GSM [Leach, Agosto 2000].

Esta antena helicoidal cuadrifilar inteligente está constituida por tres partes: la estructura de la antena, la cual es una antena helicoidal cuadrifilar (QHA), componentes adaptativos, factores de

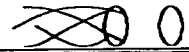
peso (desfasadores), circuitos de comparación e interruptores, y el área de control (ver figura 3.4) [Leach, Junio 2000].



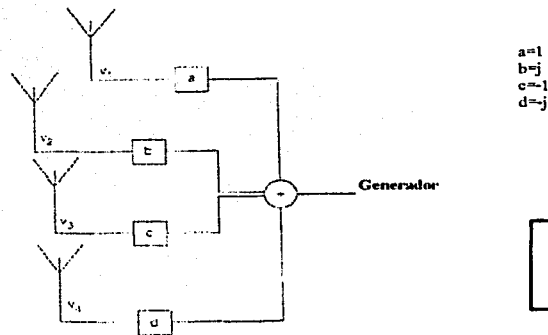
TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 3.4 Configuración de la QHA [Leach, Junio 2000].

Su funcionamiento es el siguiente, inicialmente la QHA operará en su modo con un patrón hemisférico y con polarización circular. El arreglo para la alimentación será implantado con un ajustador de fase y magnitud incorporado en el bloque de las variables de peso (10) (ver figura 3.5). Las salidas de este bloque serán combinadas con el sumador / mezclador, y la señal total será revisada por el sensor. El sensor podrá responder a uno de los posibles criterios de calidad de la señal: señal recibida máxima, relación señal a ruido (SNR) o relación señal a ruido más interferencia (SINR). El controlador continuamente revisará la salida del sensor. Si toda la señal es aceptada, el sensor enviará una bandera al controlador, el cual habilitará al divisor y la señal será enviada hacia el demodulador y al resto de los elementos en banda base. Pero si la señal no es aceptada en el estado del sensor, entonces el mensaje será enviado de regreso al controlador para iniciar un proceso de optimización. El controlador puede permitir diferentes combinaciones



de fase y/o amplitud, y lograr diferentes patrones de radiación y polarizaciones [Leach, 2000]. El controlador también puede abrir y cerrar los interruptores de la estructura QHA para permitir un mejor ajuste en una frecuencia en particular. Finalmente, el circuito comparador adaptativo con su propio controlador corregirá los errores provocados por los objetos circunvecinos, o bien cambiará el sistema de la antena a otra banda de frecuencia requerido por el sistema y dirigido por el controlador [Leach, Junio 2000]. Además, si el valor de los desfases cambia, el patrón de radiación y la distribución de corrientes también cambian, como se muestra en la tabla 1.



**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

Figura 3.5 Sistema de fases de la QHA.

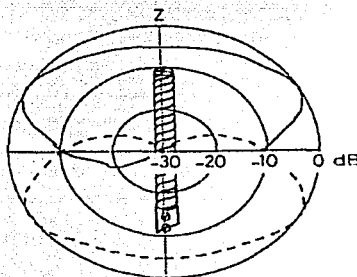
Las señales recibidas por los cuatro elementos de la QHA serán almacenadas en diferentes registros. Estas señales pueden ser, por ejemplo, los efectos de la presencia de los edificios y los árboles. Ganancias relativas mayores a 14dB por encima del estándar para QHA han sido observadas en áreas donde la señal es muy atenuada. Aunque hay un castigo cuando se está a 6dB por encima del estándar, ya que se tiene la presencia del ruido provocado en las áreas en donde la señal es no correlacionada o en área donde existe atenuación o efecto de dispersión (multipath).



| Tipo de fase | hélice 1 | hélice 2 | hélice 3 | hélice 4 | patrón | Distribución de corrientes |
|--------------|----------|----------|----------|----------|--------|----------------------------|
| 0            | 0°       | 90°      | 180°     | 270°     |        |                            |
| 1            | 0°       | 0°       | 90°      | 90°      |        |                            |
| 2            | 0°       | 0°       | 180°     | 180°     |        |                            |
| 3            | 0°       | 90°      | 0°       | 90°      |        |                            |
| 4            | 0°       | 180°     | 0°       | 180°     |        |                            |
| 5            | 0°       | 0°       | 0°       | 0°       |        |                            |

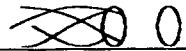
Tabla 1. Patrón de radiación (elevación) y distribución de corrientes de la QHA con diferentes fases de alimentación [Leach, 2000].

Ahora bien, dadas las relaciones entre los patrones de radiación de las QHA y su alimentación, ha resultado que cambiando la fase de alimentación de cada hélice pueden generarse dos modos de radiación, backfire y endfire (ver figura 3.6) [Tereda, 1991].



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 3.6 QHA cambiando su alimentación. (—) radiación endfire.  
(-- ) radiación backfire.



Otra aplicación de las QHA es en equipos terminales de SPCN (Satellite Personal Communication Networks), la red de comunicación global personal que provee siempre de comunicación al usuario independientemente de su localización, brindando alta calidad [Agius, 1996]. El objetivo es posicionarse como una alternativa segura de la red pública ya existente, y competir contra cualquier sistema inalámbrico en el mercado, compitiendo en costos con aquellos sistemas que no emplean esta tecnología. Emplea las redes de satélites en órbita baja (LEO: Low Earth Orbits) y en órbita media (MEO: Médium Earth Orbit) y de la combinación de ambas, efectuando una excelente cobertura en cualquier parte del globo, conviviendo con la redes de comunicación en Tierra. El punto interesante es el diseño de la antena para esta tecnología, y resulta compleja esta tarea, dado que se pretende la comunicación con redes satelitales y con los sistemas en Tierra, como las radio bases; así que el diseño debe ser eficiente en propagación y ajustarse a las diversas hidrografías del globo, y se deben de considerar características de polarización, acoplamientos, anchos de banda, efectos del plano de tierra, figura de ruido, la eficiencia del transmisor, el material, los métodos de manufactura, los posibles efectos con el propio dispositivo terminal (handset), costos y finalmente los efectos con el cuerpo humano. La mayoría de los diseñadores de sistemas SPCN proponen la combinación de las diferentes órbitas y en diferentes bandas de frecuencia, por lo que la antena a emplear ha de cumplir con estas exigencias, por lo que la forma del patrón deberá ser hecho con gran cuidado, tomando en cuenta, primeramente, la posición relativa del transmisor y del receptor, y en segundo término, que los usuarios no han de intervenir en corregir la orientación de sus equipos terminales a fin de alcanzar una comunicación óptima. En las constelaciones LEO, la comunicación con un equipo móvil puede ser muy sensible a pérdidas por multitrayectorias presentándose por las diferencias de ángulos de elevación, frecuencias de operación y de condiciones ambientales. Pero la pregunta importante es dónde tales características de las antenas deben ser implementadas, ¿en la constelación de satélites o en los equipos móviles?. En un sentido o en otro las antenas deber tener patrones que logren la eficiencia del SPCN. Los puntos importantes del diseño del patrón son: ángulo en el cual la ganancia es máxima ( $\theta_{G_{\max}}$ ), el haz de media potencia (HPBW) medido desde  $\theta_{G_{\max}}$ , tal como se muestra en la figura 3.7, para después determinar tales valores.

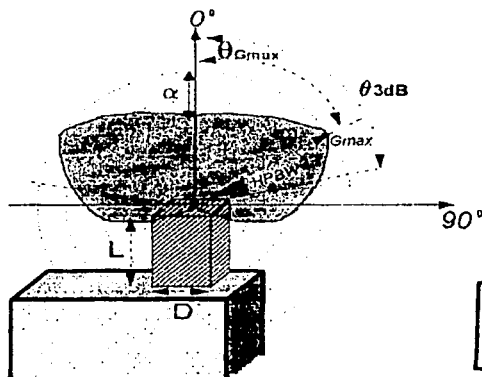
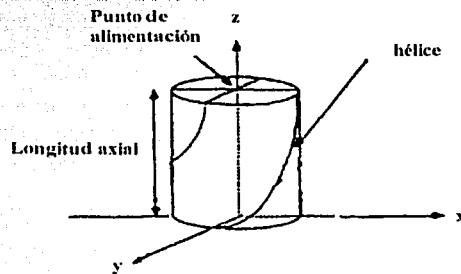


Figura 3.7 Patrón de radiación de la antena de la terminal SPCN.

Diversos estudios han mostrado que una buena antena es la que genere un patrón con forma de cardioide [DET Y COM, 1994], y la polarización debe ser circular para evitar problemas por el efecto Faraday (rotación de la polarización) a altas frecuencias y un factor importante es la banda de frecuencias a operar. La mayoría de SPCN emplean la banda L (1.61-1.6265GHz) para la transmisión y la banda S (2.4835-2.5GHz) para recepción. El servicio ofrecido por IRIDIUM emplea la banda L tanto para transmisión como para recepción. Así, las opciones de bandas de frecuencias hacen más complejo el asunto del diseño de la antena, y peor aún, ya que con el mismo equipo móvil también debe servir con el sistema celular terrestre (GSM 800-900MHz). El último punto en el diseño de la antena es su tamaño. Actualmente, el tamaño de los equipos SPCN son igual al GSM (209x83x34mm) [5]. Consecuentemente la antena deberá tener una longitud cercana a los 10-12cm y un ancho de 1 a 3cm, además de ser bien rígida y bien ajustada al equipo. Como referencia [Tranquilla, 1989], la QHA puede ofrecer un patrón cardioide, aunque otras antenas como la dipolo cruzado pueden ofrecer las misma características, pero la QHA es preferida por su reducidas dimensiones y su ventaja de no ser tan sensible a los efectos del plano de tierra y que para obtener diferentes patrones es cuestión de cambiar el valor de los parámetros diámetro, ángulo de salida y número de vueltas.

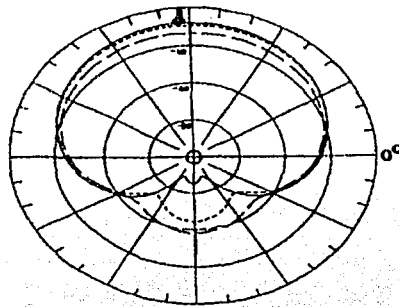


La QHA es una de las antenas comúnmente empleadas en GPS por sus reducidas dimensiones y su polarización circular [Tranquilla, 1989]. Diferentes fabricantes para estas aplicaciones necesitan de dos frecuencias, por ejemplo  $L1=1.57542\text{GHz}$  ó  $L2=1.2276\text{GHz}$ . Los experimentos de Kilgus [Kilgus, 1975] y Adams [Adams, 1974] son particularmente muy empleados para diseñar las QHA con radiaciones predeterminadas. La operación de GPS requiere de una antena capaz de tener siempre una recepción del satélite que se encuentra por arriba del móvil, por tanto la señal, sea cual sea la posición del móvil y del satélite, siempre deberá ser recibida con excelente ganancia, dado que el satélite no realizará ajustes a los ángulos de elevación de su sistema de antenas, además de evitar multitrayectorias, causados por la hidrografía, y de los efectos de la troposfera. Así, dentro de la región de cobertura del satélite los enlaces no deberán de caer por problemas de antena, y de esta manera se evita el reorientamiento de antenas, y más allá de esto, la antena deberá ser efectivamente filtradora de las frecuencias que no sean deseadas y que su patrón no posea lóbulos laterales. El método de momentos es empleado para analizar la QHA sin la presencia de un plano de tierra que se observa en la figura 3.8, siendo su alimentación central. Sus patrones obtenidos son mostrados en la figura 3.9. Regresando a la frecuencia dual que necesita la aplicación GPS, es menester señalar que para lograr ambas frecuencias en la misma configuración de antena, se utilizan dos métodos, el primero es expandiendo el ancho de banda de la antena y el segundo, y más efectivo, es mediante un arreglo de dos QHA dentro del mismo cilindro imaginario, llamándole al segundo como "piggyback".



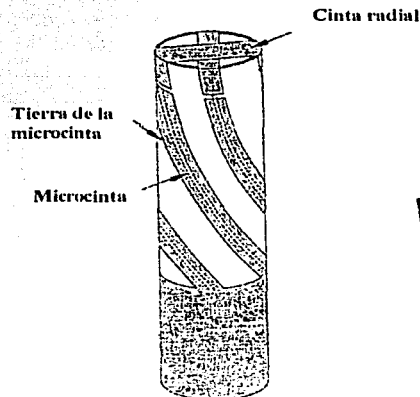
TESIS CON  
TALLA DE ORIGEN

Figura 3.8 Geometría de la QHA.



**Figura 3.9** Patrones. (—) longitud axial igual a  $0.20\lambda$ . (...) longitud axial igual a  $0.27\lambda$  (- - -). Longitud axial igual a  $0.35\lambda$  (—)

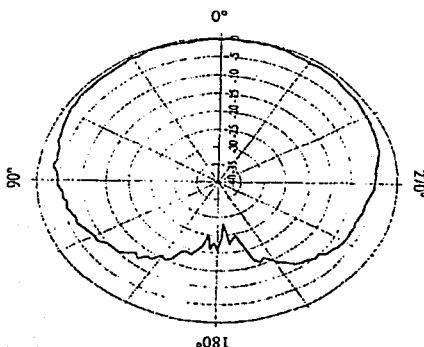
Shumaker [Shumaker, 1996] presenta una QHA impresa de media longitud de onda para aplicaciones GPS de la marina. Esta antena tiene bajo costo, facilita su producción en serie y provee de polarización circular y una amplia recepción, siendo su ancho de haz mayor a  $145^\circ$ . El equipo GPS del usuario de la marina requiere de una antena con polarización circular derecha y un patrón de cobertura uniforme por arriba del equipo. La figura 3.10 muestra la QHA con cuatro elementos helicoidales de microcinta y cuatro microcintas radiales, sustituyendo con esta técnica a la convencional QHA y obteniendo patrones muy parecidos (ver figura 3.11).



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

**Figura 3.10** QHA de media vuelta impresa.





TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 3.11 Patrón de radiación de la QHA de media vuelta impresa.

Ahora se expone el caso de una antena cuadrifilar helicoidal impresa en un dieléctrico [Nakano, 1998] con plano de tierra, y ha sido analizada en condiciones de espacio libre, empleando el método FDTD (Finite Difference Time Domain) [Yee, 1966], el cual emplea las transformaciones de Fourier para calcular los campos eléctricos y magnéticos en el dominio de la frecuencia. La figura 3.12 muestra la configuración de la antena en análisis, pudiéndose observar que el plano de tierra es cuadrado y utilizado como reflector siendo uno de sus lados denominado  $g$ ; además, cada hélice es configurada como una serie de segmentos rectos horizontales y verticales con un número  $n$  de vueltas, y su alimentación es  $1, -j, -1, j$ , es decir desfasada  $90^\circ$  la alimentación para cada uno de las cuatro hélices. Se presenta el análisis a la antena considerando los efectos del prisma y del plano de tierra con el conocimiento de que la QHA sin plano de tierra tiene una radiación backfire con polarización circular [Kilgus, 1969] [Nakano, 1997], siendo sus resultados los siguientes: Primero, considerando un plano de tierra infinito determina, en base a su patrón de radiación, que tiene un ancho de haz de media potencia de  $106^\circ$  con polarización circular. Segundo, considerando el 80% de reducción del prisma obtiene resultados que el haz de media potencia es de  $100^\circ$  con polarización circular. Y tercero, considerando el incremento del plano de tierra determina que la radiación endfire llega a ser dominante.

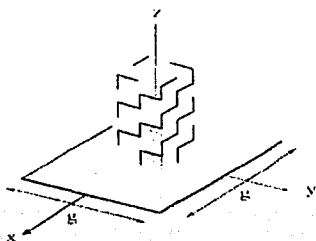
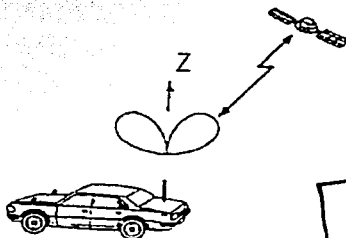


Figura 3.12 Configuración de una antena cuadrifilar.

Otro empleo de la QHA es para la generación de un haz cónico con polarización circular [Nakano, 1990]. En comunicaciones por satélite, el uso de la polarización circular elimina la necesidad de controlar la orientación de la antena, y en comunicaciones terrenas un haz cónico con polarización circular es comúnmente deseado para no realizar ajustes de orientación (ver figura 3.13). Un haz de estas características también es posible lograrlo con una antena espiral o microcinta en altos modos de transmisión (ver sección 1.4.5). Sin embargo, empleando una convencional QHA en modo endfire y backfire es posible lograrlo empleado el primer modo de transmisión [Nakano, 1983]. Aunque la QHA genera un haz cónico en un amplio rango de frecuencias, su sistema de alimentación es complicado. La figura 3.14 muestra la configuración de la antena y su alimentación es configurada con dos excitadores, la circunferencia es  $C_\lambda = 1.896$ , la frecuencia de operación es 3 GHz, el ángulo de salida es  $12.5^\circ$  con 4 vueltas por hélice.



TEMA CON  
FALLA DE ORIGEN

Figura 3.13 Sistema de comunicación satelital empleando una QHA con haz cónico.

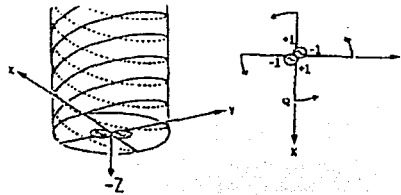
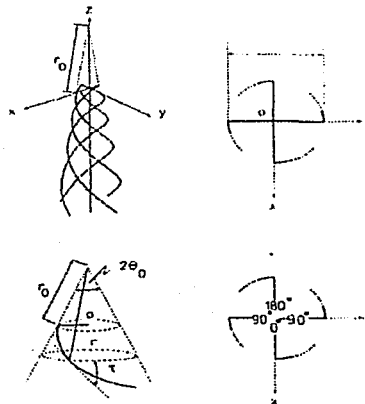


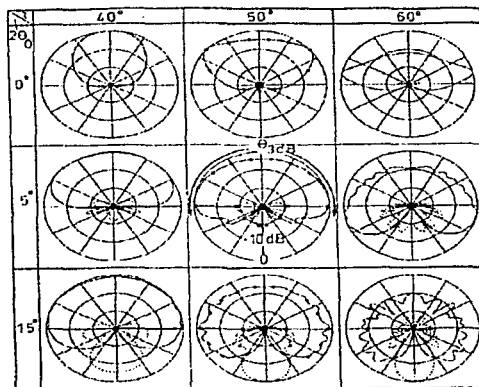
Figura 3.14 Configuración y alimentación de una QHA

Otra cuadrifilar propuesta por Nakano es la Antena Helicoidal Cónica Cuadrifilar (QCoHA) con distribución de corriente progresiva [Nakano, 1997]. La presencia de onda estacionaria en las QHA ha llevado a la invención de la QCoHA, ofreciendo las mismas características de las QHA como polarización circular, baja impedancia de entrada, y diferentes patrones de radiación, pero es una antena que a diferencia de la QHA no está dentro de un cilindro imaginario, sino dentro de un cono imaginario, con las dificultades que esto representa (ver figura 3.15). Aquí el parámetro  $2\theta$  juega un papel importante, ya que como se muestra en la figura 3.16, variando este parámetro y ángulo de disparo se obtienen diferentes patrones de radiación.



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 3.15. Configuración y alimentación de una QCoHA



**Figura 3.16** Patrones de radiación variando  $2\theta$  y  $\tau$  de una QCoHA

Una nueva QHA doblada es presentada con un patrón deseable y sus dimensiones más reducidas que la QHA convencional, conservando las mismas características que la QHA estándar [Petros, 2001]. La QHA doblada puede ser ocupada en aplicaciones aeroespaciales donde se requiera una antena reducida con las propiedades de las QHA, una aplicación pudiera ser GPS (Global Positioning System), y lo anterior se logra doblando las antenas helicoidales, siendo una de sus ventajas su estructura compacta

Recientemente la necesidad de implementar enlaces satelitales en la frecuencia 2.3GHz en los equipos móviles [5], ha llevado a la QHA como primera antena candidata a esta aplicación. Se ha estudiado por más de 30 años [Gerst, 1967] [Kilgus, 1969] [Kilgus, 1975] [Adams, 1974] y puede producir patrones en forma de cardioide con excelente polarización circular y un gran ancho de haz. Una típica QHA es mostrada en la figura 3.17a, consiste de cuatro hélices igualmente espaciadas dentro de una estructura cilíndrica y cada extremo de las hélices es conectado a una red de alimentación o a una fuente con cuatro desfases con  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$ . Diseñar una QHA es generalmente una tarea delicada, porque parámetros como longitud, diámetro y ángulo de disparo determinan su patrón de radiación; más su red de alimentación resulta lo más complejo de la tarea y normalmente una gran cantidad de tiempo es invertido en diseñar su alimentación además del acoplamiento de impedancias entre la línea de transmisión y la antena.



Para aplicaciones de enlaces móviles satelitales, la altura de la antena debe ser ajustada a un espacio determinado, por ejemplo en automóviles; y la altura de la antena está relacionada con su impedancia de entrada y, consecuentemente, un cambio en la longitud axial de la antena afectará la  $Z_0$ , implicando también un reajuste en el sistema de alimentación. Además, una reducción de la longitud de las hélices se debe considerar en valores enteros y múltiplos de un cuarto de longitud de onda. La técnica de QHA doblada (ver figura 3.17b) es un método que balancea la relación de alturas con la QHA estándar, y la figura 3.18 muestra su patrón de radiación.

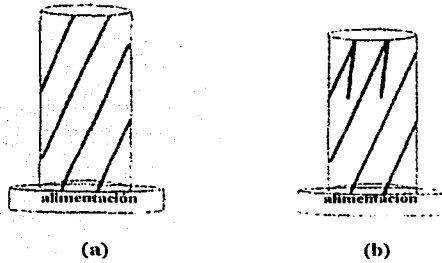


Figura 3.17 (a) QHA estándar (b) QHA doblada.

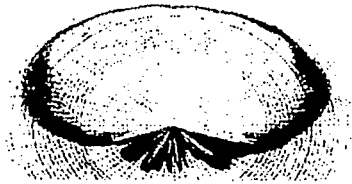
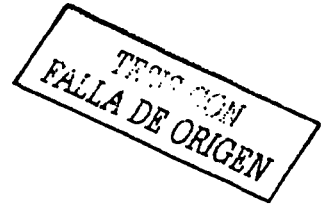
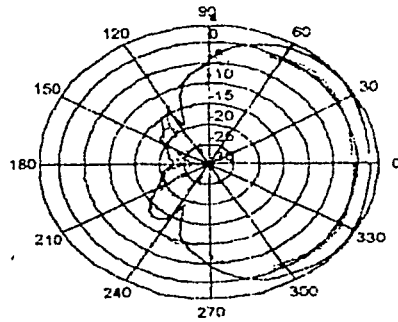
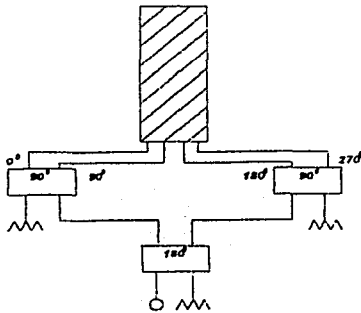


Figura 3.18 Patrón de radiación.

Otra QHA modificada fue propuesta por Ermutlu [Ermutlu, 1991] como una antena para teléfonos con comunicación vía satélite, diseñada para 1.6GHz, y consiste en que cada hélice tendrá diferentes longitudes, ganando con esto una disminución de la longitud total de 2cm. Su análisis fue llevado con la teoría de no linealidad. Las figuras 19 y 20 muestran su sistema de alimentación y su patrón de radiación respectivamente.



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 3.19 Sistema de alimentación de la QHA.

Figura 3.20 Patrón de radiación de la QHA.

### 3.3. Método de momentos aplicado al análisis de una hélice cuadrifilar con aros reemplazando al plano de tierra.

Se presenta el análisis matemático, según el método de momentos, de la hélice cuadrifilar con aros en lugar de plano de tierra. En la figura 3.21 se muestra la antena simulada en tres dimensiones, constituida por dos geometrías diferentes, la helicoidal y la circular, conformando un arreglo de cuatro elementos helicoidales de media vuelta y dos elementos circulares. En la cuadrifilar se omite el elemento recto periférico que se contempló en el análisis de la hélice monofilar del capítulo anterior, ya que como se mostraron los resultados de impedancia de entrada y de patrón de radiación, no es conveniente incluirlo porque su presencia es dominante en los mencionados resultados. Es necesario señalar que sólo un aro es parásito, ya que el otro sí está conectado y la alimentación se simula en el extremo inferior de cada hélice.

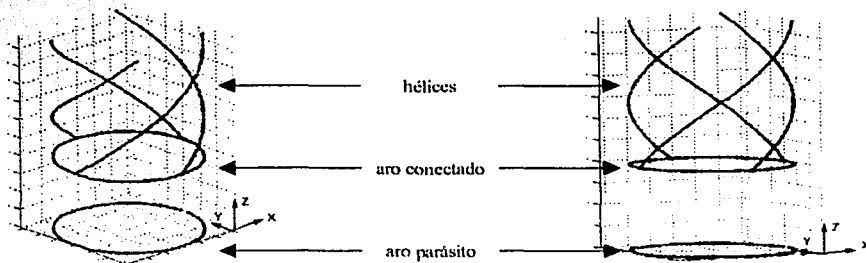


Figura 21. QHA simulada en matlab.

Un acercamiento a la alimentación eléctrica de la cuadrifilar es la figura 3.22, en la que se muestra cómo debería ser tal alimentación para un modelo físico. Sin embargo, la simulación de la alimentación es la que se muestra en la figura 3.23, en la que se omiten los desfasadores. Como se observa en esta figura, la fase de la alimentación para cada antena puede ser variable, es decir que todas las hélices tengan la misma fase o bien otro arreglo. También se observa que el sentido de giro de cada hélice es derecha, y resulta el mismo análisis y los mismo resultados si éste fuera a la izquierda. Debido a que el modelo propuesto para la antena está compuesto de dos geometrías diferentes, seis elementos en total, es necesario conocer las impedancias propias y mutuas de cada uno de los ocho elementos. A continuación el desarrollo matemático realizado para la simulación de la antena. Se presenta análisis de las impedancias mutuas entre hélices, entre aros y entre hélices y aros, ya que en el capítulo anterior se presentaron los análisis de las impedancias propias de cada elemento.

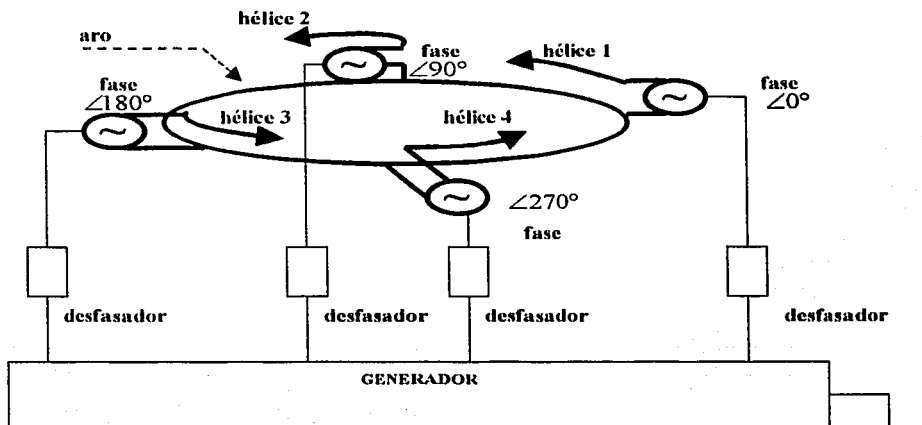


Figura 3.22 Alimentación considerando desfasadores.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

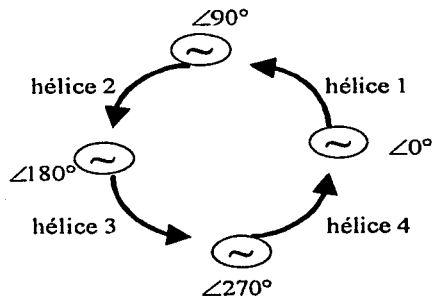


Figura 3.23. Alimentación sin considerar desfases.

### 3.3.1 Impedancias mutuas entre hélices.

La figura 3.24 muestra un bosquejo de los parámetros a tomarse en cuenta en este análisis, tomando en cuenta que ambas hélices se encuentran dentro del mismo cilindro, pero para una presentación más clara se muestran así.

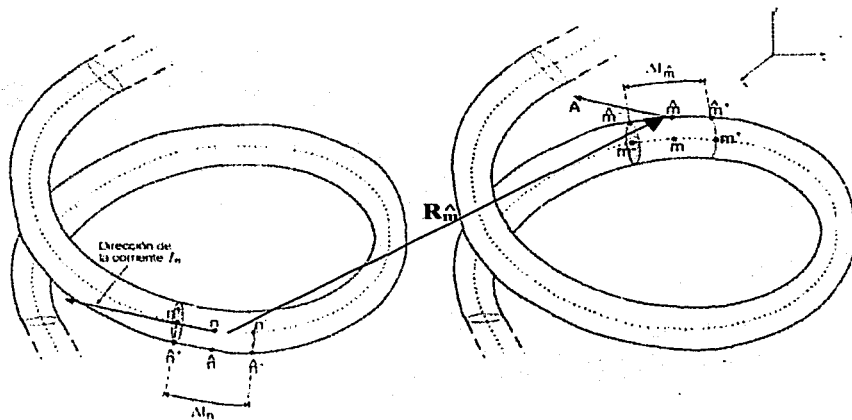


Figura 3.24 Análisis de dos hélices de la QHA..

TESIS CON FALLA DE ORIGEN





Tomando en cuenta las ecuaciones (2.28) y (2.29) y sustituyéndolas en la (2.31), resulta la ecuación (3.1).

$$R_m^\wedge = \left[ \left( \frac{C_{\lambda m}^\wedge}{2\pi} \cos(t_m^\wedge) - \frac{C_{2m}}{2\pi} \cos(t_n) + x_{0m}^\wedge - x_{0n} \right)^2 + \left[ \left( \frac{C_{\lambda m}^\wedge}{2\pi} \operatorname{sen}(t_m^\wedge) - \frac{C_{2m}}{2\pi} \operatorname{sen}(t_n) + y_{0m}^\wedge - y_{0n} \right)^2 + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + \left( S_\lambda (t_m^\wedge - t_n) + z_{0m}^\wedge - z_{0n} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

$$\cos \beta = \frac{C_{\lambda n} C_{\lambda m}^\wedge \cos(t_m^\wedge - t_n) + S_\lambda^2}{\sqrt{\left[ (C_{\lambda n}^2 + S_\lambda^2) (C_{\lambda m}^{\wedge 2} + S_\lambda^2) \right]}} \quad (3.2)$$

Así, considerando la ecuación (2.15), las ecuaciones que permiten calcular la contribución de corrientes y de cargas son las (3.3) y (3.4) respectivamente.

$$\psi(n, m^\wedge) = \frac{1}{2\pi \Delta l_n (C_{\lambda m}^{\wedge 2} + S_\lambda^2)^{\frac{1}{2}}} \int_{t_n^-}^{t_n^+} \frac{[C_{\lambda n} C_{\lambda m}^\wedge \cos(t_m^\wedge - t_n) + S_\lambda^2] \exp(-jkR_m^\wedge)}{R_m^\wedge} dt_n \quad (3.3)$$

$$\psi(n, m^\wedge) = \frac{(C_{\lambda m}^{\wedge 2} + S_\lambda^2)^{\frac{1}{2}}}{2\pi \Delta l_n} \int_{t_n^-}^{t_n^+} \frac{\exp(-jkR_m^\wedge)}{R_m^\wedge} dt_n \quad (3.4)$$

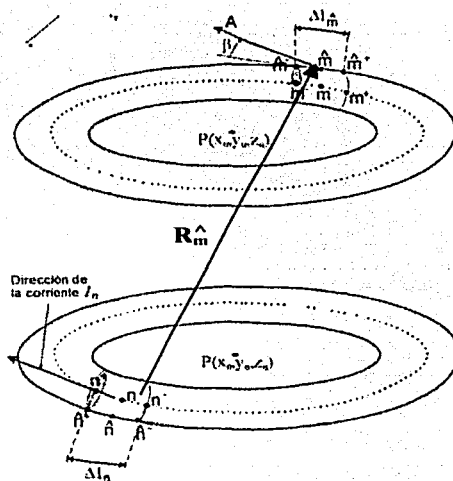
### 3.3.2 Impedancias mutuas entre los aros.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

La figura 3.25 muestra un bosquejo de los parámetros a tomarse en cuenta en este análisis, tomando en cuenta que ambos aros se encuentran dentro del mismo cilindro.

Tomando en cuenta las ecuaciones (2.46) y (2.47) y sustituyéndolas en la (2.31), resulta la ecuación (3.5).

$$R_m = \left[ \left( r_{\lambda_m} \cos(t_m) - r_{\lambda_n} \cos(t_n) + x_{0_m} - x_{0_n} \right)^2 + \left[ \left( r_{\lambda_m} \operatorname{sen}(t_m) - r_{\lambda_n} \operatorname{sen}(t_n) + y_{0_m} - y_{0_n} \right)^2 + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + \left( z_{0_m} - z_{0_n} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.5)$$



TESIS CON FALLA DE ORIGEN

Figura 3.25 Análisis de los dos aros de la QHA..

$$\cos \beta = \cos(t_m - t_n) \quad (3.6)$$



Así, considerando la ecuación (2.15), las ecuaciones que permiten calcular la contribución de corrientes y de cargas son las (3.7) y (3.8) respectivamente.

$$\psi(n, \hat{m}) = \frac{r_{\lambda n}}{2\pi\Delta l_n} \int_{t_n^-}^{t_n^+} \frac{\cos(t_{\hat{m}} - t_n) \exp(-jkR_{\hat{m}})}{R_{\hat{m}}} dt_n \quad (3.7)$$

$$\psi(n, \hat{m}) = \frac{r_{\lambda n}}{2\pi\Delta l_n} \int_{t_n^-}^{t_n^+} \frac{\exp(-jkR_{\hat{m}})}{R_{\hat{m}}} dt_n \quad (3.8)$$

### 3.3.3 Impedancias mutuas entre el aro y las hélices

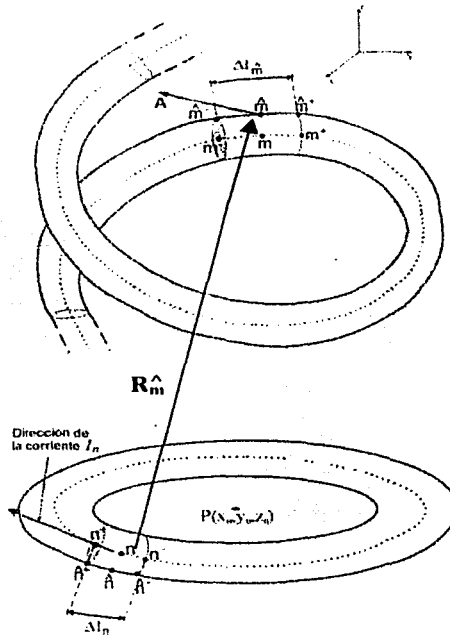


Figura 3.26 Análisis de la hélice y el aro de la QHA..



La figura 3.26 muestra un bosquejo de los parámetros a tomarse en cuenta en este análisis, considerando que ambas geometrías se encuentran dentro del mismo cilindro, y que el mismo análisis es válido para cada hélice y aro, siendo que los segmentos  $n$  tiene la geometría circular y los  $\hat{m}$  la helicoidal.

Tomando en cuenta las ecuaciones (2.29) y (2.46) y sustituyéndolas en la (2.31), resulta la ecuación (3.9).

$$R_{\hat{m}} = \left[ \left( \frac{C_{\lambda \hat{m}}}{2\pi} \cos(t_{\hat{m}}) - r_{\lambda \hat{m}} \cos(t_n) + x_{o_{\hat{m}}} - x_{o_n} \right)^2 + \left( \frac{C_{\lambda \hat{m}}}{2\pi} \text{sen}(t_{\hat{m}}) - r_{\lambda \hat{m}} \text{sen}(t_n) + y_{o_{\hat{m}}} - y_{o_n} \right)^2 + \dots \right. \\ \left. \dots + \left( \frac{S_{\lambda \hat{m}}}{2\pi} t_{\hat{m}} + z_{o_{\hat{m}}} - z_{o_n} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \tag{3.9}$$



$$\cos \beta = \frac{C_{\lambda \hat{m}} \cos(t_{\hat{m}} - t_n)}{\left( C_{\lambda \hat{m}}^2 + S_{\lambda}^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \tag{3.10}$$

Así, considerando la ecuación (2.15), las ecuaciones que permiten calcular la contribución de corrientes y de cargas son las (3.11) y (3.12) respectivamente.

$$\psi(n, \hat{m}) = \frac{r_{\lambda n}}{\Delta I_n} \int_{t_n^-}^{t_n^+} \frac{C_{\lambda \hat{m}} \cos(t_{\hat{m}} - t_n) \exp(-jkR_{\hat{m}})}{\left( C_{\lambda \hat{m}}^2 + S_{\lambda}^2 \right)^{\frac{1}{2}} R_{\hat{m}}} dt_n \tag{3.11}$$

$$\psi(n, \hat{m}) = \frac{r_{\lambda n}}{\Delta I_n} \int_{t_n^-}^{t_n^+} \frac{\exp(-jkR_{\hat{m}})}{R_{\hat{m}}} dt_n \tag{3.12}$$



### 3.3.4 Matriz de impedancias e impedancia de entrada.

Para poder conformar la matriz de impedancias es necesario agrupar todas la impedancias mutuas y propias obtenidas de la diferentes geometrías. Una forma para realizar la matriz de impedancias completa es la siguiente:

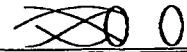
$$Z = \begin{bmatrix} Z_{cir\_cir} & Z_{cir\_hel1} & Z_{cir\_hel2} & Z_{cir\_hel3} & Z_{cir\_hel4} \\ Z_{hel1\_cir} & Z_{hel1\_hel1} & Z_{hel1\_hel2} & Z_{hel1\_hel3} & Z_{hel1\_hel4} \\ Z_{hel2\_cir} & Z_{hel2\_hel1} & Z_{hel2\_hel2} & Z_{hel2\_hel3} & Z_{hel2\_hel4} \\ Z_{hel3\_cir} & Z_{hel3\_hel1} & Z_{hel3\_hel2} & Z_{hel3\_hel3} & Z_{hel3\_hel4} \\ Z_{hel4\_cir} & Z_{hel4\_hel1} & Z_{hel4\_hel2} & Z_{hel4\_hel3} & Z_{hel4\_hel4} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

donde los subíndices indican las geometrías que se están analizando.

En el caso que se tengan aros parásitos, la matriz de impedancia puede ser formada como:

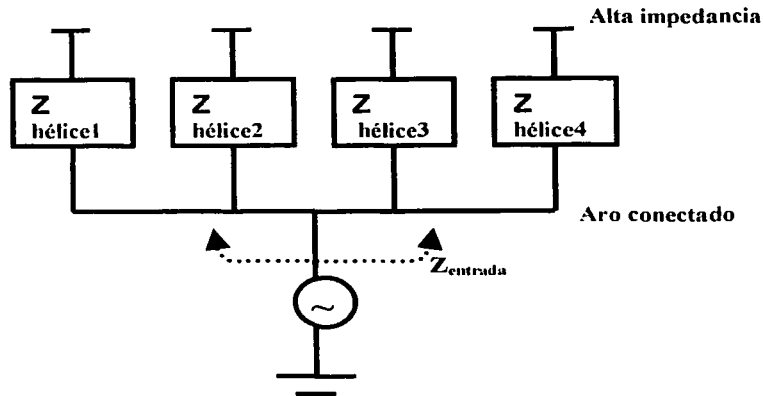
$$Z = \begin{bmatrix} Z_{parasito\_parasito} & Z_{parasito\_cir} & Z_{parasito\_hel1} & Z_{parasito\_hel2} & Z_{parasito\_hel3} & Z_{parasito\_hel4} \\ Z_{cir\_parasito} & Z_{cir\_cir} & Z_{cir\_hel1} & Z_{cir\_hel2} & Z_{cir\_hel3} & Z_{cir\_hel4} \\ Z_{hel1\_parasito} & Z_{hel1\_cir} & Z_{hel1\_hel1} & Z_{hel1\_hel2} & Z_{hel1\_hel3} & Z_{hel1\_hel4} \\ Z_{hel2\_parasito} & Z_{hel2\_cir} & Z_{hel2\_hel1} & Z_{hel2\_hel2} & Z_{hel2\_hel3} & Z_{hel2\_hel4} \\ Z_{hel3\_parasito} & Z_{hel3\_cir} & Z_{hel3\_hel1} & Z_{hel3\_hel2} & Z_{hel3\_hel3} & Z_{hel3\_hel4} \\ Z_{hel4\_parasito} & Z_{hel4\_cir} & Z_{hel4\_hel1} & Z_{hel4\_hel2} & Z_{hel4\_hel3} & Z_{hel4\_hel4} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

En ambos casos, si la matriz de impedancias es correcta será simétrica.



Tomando en cuenta estas consideraciones es posible conocer la distribución de corriente de la antena y por lo tanto el patrón de radiación.

Para determinar la impedancia de entrada de la cuadrifilar, es necesario considerar la figura 3.22 y realizar una segunda representación de ella; considerando que las cuatro hélices se encuentran en paralelo entre ellas, teniendo como punto común el aro conectado y su alta impedancia en su extremo abierto resulta la figura 3.27.



TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN

Figura 3.27 Análisis de la impedancia de entrada de la QHA..

En la figura 3.27 se considera que las impedancias de los desfases son incluidas en la impedancia de cada hélice respectivamente. De esta manera, la impedancia de entrada resulta como el paralelo de cada una de las impedancias absolutas de cada hélice:

$$Z_{ent} = Z_{hélice1} \parallel Z_{hélice2} \parallel Z_{hélice3} \parallel Z_{hélice4} \quad (3.15)$$

Definiéndose la impedancia absoluta de cada hélice como aquella que resulta de la impedancia propia de la hélice y las impedancias mutuas de todos los elementos con la hélice, cuando tal hélice es considerada como la única con alimentación.



$$Z_{\text{hélice1}} = \frac{1}{Y_{\text{alimentada\_hélice\_1}}} \quad (3.16)$$

$$Z_{\text{hélice2}} = \frac{1}{Y_{\text{alimentada\_hélice\_2}}} \quad (3.17)$$

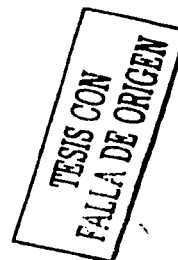
$$Z_{\text{hélice3}} = \frac{1}{Y_{\text{alimentada\_hélice\_3}}} \quad (3.18)$$

$$Z_{\text{hélice4}} = \frac{1}{Y_{\text{alimentada\_hélice\_4}}} \quad (3.19)$$

### 3.4 Cálculos y presentación de resultados

También se utilizó como software el paquete Matlab [Matlab, 2000] y la Regla Compuesta de Simpson (Apéndice B), para la programación de las ecuaciones descritas en la sección 3.3. Empleando las ecuaciones presentadas en la sección 3.3, se realizaron estudios al variar algunos parámetros de la antena QHA y del aro parásito. Tales variaciones son la variación de la circunferencia de la hélice, la variación de la distancia del parásito, etc.

A continuación se presentan los resultados obtenidos por medio de la simulación de QHA y los resultados de Adams, que también empleo el método de momentos aunque considero un plano de tierra [Adams, 1974] y elementos radiales. La figura 3.28 muestra la configuración de la antena simulada, cuyas características son: 1.42 vueltas, circunferencia igual a  $0.42\lambda$ , ángulo de disparo igual a  $53^\circ$ , y radio del conductor igual a  $0.025\lambda$ , considerando una QHA con un aro como plano de tierra.



**Figura 3.28** Configuración de la QHA simulada.

En la simulación de esta QHA, se consideraron 264 segmentos rectos, con un longitud de  $0.0137\lambda$ , condición suficiente, según el método de momentos (Ver sección 2.2) para obtener buenos resultados. Además la alimentación en la simulación fue en el elemento 1 de cada antena, siendo  $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$  y  $270^\circ$  el desfaseamiento respectivo.

Tomando como sistema de referencia aquel mostrado en la figura 2.22 para la hélice monofilar, se presenta la siguiente tabla de componentes de la distribución de corrientes para una hélice con 60 segmentos de la QHA, ya que Adams sólo muestra su resultado de distribución de corrientes para una hélice.

| Seg. | I                | I      | I <sub>x</sub>    | I <sub>y</sub>    | I <sub>z</sub>   |
|------|------------------|--------|-------------------|-------------------|------------------|
| 1    | 0.0175 + 0.2526i | 0.2532 | -0.0142 + 0.2058i | -0.0015 + 0.0215i | 0.0100 - 0.1449i |
| 2    | 0.0295 + 0.4310i | 0.432  | -0.0230 + 0.3360i | -0.0074 + 0.1082i | 0.0169 - 0.2472i |
| 3    | 0.0392 + 0.5482i | 0.5496 | -0.0279 + 0.3899i | -0.0159 + 0.2228i | 0.0225 - 0.3144i |
| 4    | 0.0470 + 0.6124i | 0.6142 | -0.0288 + 0.3748i | -0.0256 + 0.3334i | 0.0270 - 0.3513i |
| 5    | 0.0528 + 0.6387i | 0.6408 | -0.0257 + 0.3108i | -0.0348 + 0.4208i | 0.0303 - 0.3663i |
| 6    | 0.0564 + 0.6370i | 0.6395 | -0.0192 + 0.2168i | -0.0420 + 0.4746i | 0.0323 - 0.3653i |
| 7    | 0.0575 + 0.6131i | 0.6158 | -0.0103 + 0.1099i | -0.0460 + 0.4900i | 0.0330 - 0.3516i |
| 8    | 0.0561 + 0.5708i | 0.5736 | -0.0006 + 0.0061i | -0.0460 + 0.4675i | 0.0322 - 0.3274i |
| 9    | 0.0521 + 0.5131i | 0.5157 | 0.0083 - 0.0813i  | -0.0419 + 0.4124i | 0.0299 - 0.2943i |
| 10   | 0.0456 + 0.4423i | 0.4447 | 0.0146 - 0.1419i  | -0.0344 + 0.3334i | 0.0262 - 0.2537i |
| 11   | 0.0367 + 0.3607i | 0.3625 | 0.0172 - 0.1693i  | -0.0246 + 0.2421i | 0.0210 - 0.2069i |
| 12   | 0.0256 + 0.2701i | 0.2713 | 0.0153 - 0.1614i  | -0.0144 + 0.1513i | 0.0147 - 0.1549i |
| 13   | 0.0129 + 0.1725i | 0.173  | 0.0090 - 0.1208i  | -0.0055 + 0.0733i | 0.0074 - 0.0990i |





|    |                   |        |                   |                   |                   |
|----|-------------------|--------|-------------------|-------------------|-------------------|
| 14 | -0.0012 + 0.0698i | 0.0698 | -0.0009 - 0.0540i | 0.0003 + 0.0189i  | -0.0007 - 0.0400i |
| 15 | -0.0161 - 0.0362i | 0.0396 | -0.0131 + 0.0294i | 0.0017 - 0.0038i  | -0.0092 + 0.0208i |
| 16 | -0.0312 - 0.1436i | 0.147  | -0.0255 + 0.1173i | -0.0020 + 0.0092i | -0.0179 + 0.0824i |
| 17 | -0.0460 - 0.2506i | 0.2548 | -0.0362 + 0.1969i | -0.0106 + 0.0578i | -0.0264 + 0.1437i |
| 18 | -0.0600 - 0.3553i | 0.3603 | -0.0433 + 0.2563i | -0.0233 + 0.1378i | -0.0344 + 0.2038i |
| 19 | -0.0727 - 0.4558i | 0.4616 | -0.0455 + 0.2853i | -0.0384 + 0.2408i | -0.0417 + 0.2615i |
| 20 | -0.0834 - 0.5504i | 0.5567 | -0.0420 + 0.2772i | -0.0539 + 0.3556i | -0.0478 + 0.3157i |
| 21 | -0.0919 - 0.6371i | 0.6437 | -0.0330 + 0.2291i | -0.0676 + 0.4690i | -0.0527 + 0.3654i |
| 22 | -0.0978 - 0.7141i | 0.7208 | -0.0196 + 0.1428i | -0.0777 + 0.5673i | -0.0561 + 0.4096i |
| 23 | -0.1008 - 0.7794i | 0.7859 | -0.0032 + 0.0249i | -0.0825 + 0.6379i | -0.0578 + 0.4470i |
| 24 | -0.1009 - 0.8307i | 0.8368 | 0.0139 - 0.1143i  | -0.0815 + 0.6708i | -0.0579 + 0.4765i |
| 25 | -0.0980 - 0.8656i | 0.8711 | 0.0295 - 0.2607i  | -0.0746 + 0.6594i | -0.0562 + 0.4965i |
| 26 | -0.0921 - 0.8809i | 0.8857 | 0.0416 - 0.3980i  | -0.0630 + 0.6019i | -0.0528 + 0.5052i |
| 27 | -0.0836 - 0.8721i | 0.8761 | 0.0487 - 0.5084i  | -0.0481 + 0.5018i | -0.0480 + 0.5002i |
| 28 | -0.0727 - 0.8321i | 0.8352 | 0.0501 - 0.5734i  | -0.0322 + 0.3685i | -0.0417 + 0.4773i |
| 29 | -0.0598 - 0.7481i | 0.7505 | 0.0458 - 0.5728i  | -0.0174 + 0.2179i | -0.0343 + 0.4291i |
| 30 | -0.0454 - 0.6023i | 0.604  | 0.0367 - 0.4874i  | -0.0058 + 0.0765i | -0.0260 + 0.3455i |
| 31 | -0.0300 - 0.3939i | 0.395  | 0.0245 - 0.3222i  | 0.0013 - 0.0167i  | -0.0172 + 0.2259i |
| 32 | -0.0141 - 0.1499i | 0.1506 | 0.0112 - 0.1187i  | 0.0030 - 0.0315i  | -0.0081 + 0.0860i |
| 33 | 0.0016 + 0.0973i  | 0.0973 | -0.0012 + 0.0711i | -0.0006 + 0.0359i | 0.0009 - 0.0558i  |
| 34 | 0.0168 + 0.3153i  | 0.3158 | -0.0107 + 0.2016i | -0.0086 + 0.1614i | 0.0096 - 0.1809i  |
| 35 | 0.0309 + 0.4770i  | 0.478  | -0.0161 + 0.2481i | -0.0195 + 0.3018i | 0.0177 - 0.2736i  |
| 36 | 0.0434 + 0.5830i  | 0.5846 | -0.0164 + 0.2207i | -0.0315 + 0.4235i | 0.0249 - 0.3344i  |
| 37 | 0.0541 + 0.6507i  | 0.6529 | -0.0119 + 0.1435i | -0.0427 + 0.5133i | 0.0310 - 0.3732i  |
| 38 | 0.0626 + 0.6925i  | 0.6954 | -0.0033 + 0.0368i | -0.0512 + 0.5661i | 0.0359 - 0.3972i  |
| 39 | 0.0689 + 0.7153i  | 0.7186 | 0.0080 - 0.0834i  | -0.0559 + 0.5800i | 0.0395 - 0.4103i  |
| 40 | 0.0728 + 0.7229i  | 0.7265 | 0.0205 - 0.2033i  | -0.0560 + 0.5561i | 0.0418 - 0.4146i  |
| 41 | 0.0744 + 0.7179i  | 0.7218 | 0.0323 - 0.3115i  | -0.0517 + 0.4988i | 0.0427 - 0.4118i  |
| 42 | 0.0739 + 0.7024i  | 0.7062 | 0.0419 - 0.3988i  | -0.0436 + 0.4147i | 0.0424 - 0.4029i  |
| 43 | 0.0713 + 0.6778i  | 0.6815 | 0.0483 - 0.4591i  | -0.0328 + 0.3122i | 0.0409 - 0.3888i  |
| 44 | 0.0670 + 0.6455i  | 0.649  | 0.0507 - 0.4892i  | -0.0208 + 0.2008i | 0.0384 - 0.3703i  |
| 45 | 0.0612 + 0.6068i  | 0.6098 | 0.0493 - 0.4888i  | -0.0091 + 0.0898i | 0.0351 - 0.3480i  |
| 46 | 0.0544 + 0.5626i  | 0.5653 | 0.0445 - 0.4607i  | 0.0012 - 0.0120i  | 0.0312 - 0.3227i  |
| 47 | 0.0468 + 0.5142i  | 0.5163 | 0.0373 - 0.4098i  | 0.0089 - 0.0975i  | 0.0269 - 0.2949i  |
| 48 | 0.0389 + 0.4625i  | 0.4642 | 0.0288 - 0.3426i  | 0.0136 - 0.1619i  | 0.0223 - 0.2653i  |
| 49 | 0.0310 + 0.4086i  | 0.4098 | 0.0202 - 0.2666i  | 0.0154 - 0.2023i  | 0.0178 - 0.2344i  |
| 50 | 0.0234 + 0.3534i  | 0.3542 | 0.0126 - 0.1896i  | 0.0145 - 0.2188i  | 0.0134 - 0.2027i  |
| 51 | 0.0165 + 0.2980i  | 0.2985 | 0.0065 - 0.1184i  | 0.0118 - 0.2135i  | 0.0095 - 0.1709i  |
| 52 | 0.0104 + 0.2432i  | 0.2434 | 0.0025 - 0.0586i  | 0.0081 - 0.1904i  | 0.0059 - 0.1395i  |
| 53 | 0.0053 + 0.1900i  | 0.1901 | 0.0004 - 0.0141i  | 0.0043 - 0.1550i  | 0.0030 - 0.1090i  |
| 54 | 0.0013 + 0.1394i  | 0.1394 | -0.0001 + 0.0133i | 0.0011 - 0.1134i  | 0.0007 - 0.0800i  |
| 55 | -0.0015 + 0.0925i | 0.0925 | 0.0004 + 0.0242i  | -0.0012 - 0.0718i | -0.0009 - 0.0531i |
| 56 | -0.0032 + 0.0506i | 0.0507 | 0.0013 + 0.0210i  | -0.0023 - 0.0357i | -0.0019 - 0.0290i |
| 57 | -0.0040 + 0.0155i | 0.016  | 0.0022 + 0.0086i  | -0.0024 - 0.0094i | -0.0023 - 0.0089i |
| 58 | -0.0039 - 0.0095i | 0.0103 | 0.0026 - 0.0063i  | -0.0019 + 0.0045i | -0.0023 + 0.0054i |
| 59 | -0.0033 - 0.0201i | 0.0203 | 0.0025 - 0.0150i  | -0.0011 + 0.0066i | -0.0019 + 0.0115i |
| 60 | -0.0022 - 0.0153i | 0.0155 | 0.0018 - 0.0123i  | -0.0004 + 0.0026i | -0.0013 + 0.0088i |

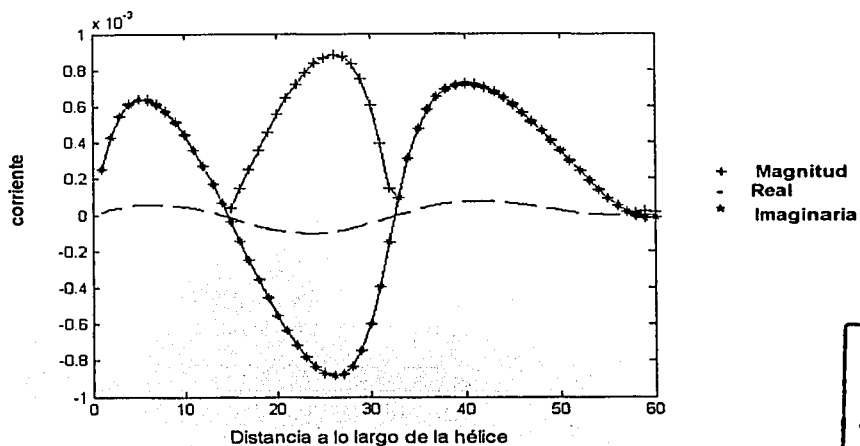


Figura 3.29 Distribución de corrientes de una hélice de la QHA simulada.

TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN

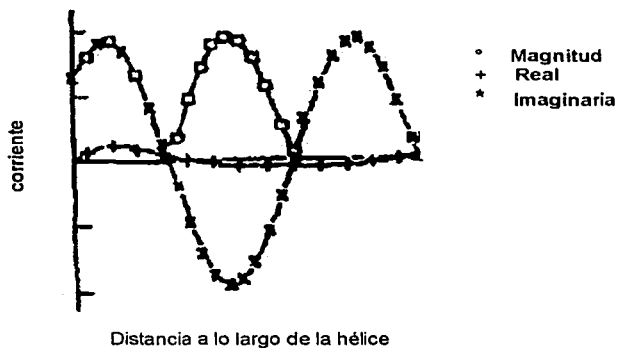


Figura 3.30 Distribución de corrientes de una hélice de la QHA de Adams.

La figura 2.39 muestra la distribución de corrientes obtenida en la simulación de la QHA con el método de momentos [Neri, 1999] empleado en esta tesis, y la figura 2.30 muestra la distribución obtenida por Adams empleando el método de momentos de Harrington. Se nota que entre ambas figuras existe gran semejanza entre las magnitudes y la parte imaginaria, y la parte real es un poco



diferente sobre todo en la fase, pudiendo atribuir esta diferencia a que Adams no consideraba un aro como plano de tierra, y sí consideraba elementos radiales. Con el anterior resultado se concluye que la simulación brinda buenos resultados. Así, la hipótesis de este trabajo es: con el método de momentos [Neri, 1999] es posible modelar y analizar la QHA con aros, y de esta manera generar resultados de patrones de radiación como los mostrados a lo largo de este capítulo; y por lo tanto lo más importante en esta sección es presentar tales patrones.

### 3.4.1 Cuadrifilar sin parásito

Se realizaron las simulaciones para la QHA con el aro radiador, es decir sin el aro parásito. A continuación los resultados de impedancia de entrada, distribución de corrientes y el plano de elevación del patrón de radiación, variando los parámetros de diseño.

#### 3.4.1.1 Variación de la fase de alimentación

Se presentan los resultados de los efectos causados a la QHA por la variación de la fase de alimentación. Así, la antena en esta sección consta de aro radiador y cuatro hélices, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

Circunferencia igual a 0.33 lambdas.

Número de vueltas igual a 0.73

Angulo de disparo igual a 35°.

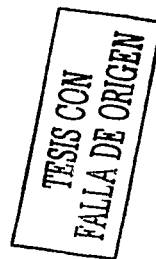
Diámetro del conductor igual a 0.005 lambdas.

Número de segmentos de cada hélice igual a 30.

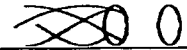
Longitud del segmento igual a 0.0133 lambdas.

Fase de alimentación variable:

|        |    |      |      |      |
|--------|----|------|------|------|
| Tipo 1 | 0° | 90°  | 180° | 270° |
| Tipo 2 | 0° | 0°   | 90°  | 90°  |
| Tipo 3 | 0° | 90°  | 0°   | 90°  |
| Tipo 4 | 0° | 180° | 0°   | 180° |



La mayoría de las investigaciones sobre la QHA emplean valores de circunferencia, vueltas y ángulo de disparo casi siempre como estos, y por ello se seleccionaron.



La figura 3.31 muestra la hélice simulada a analizar.

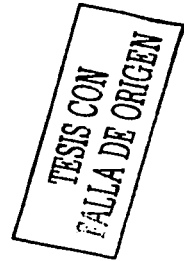
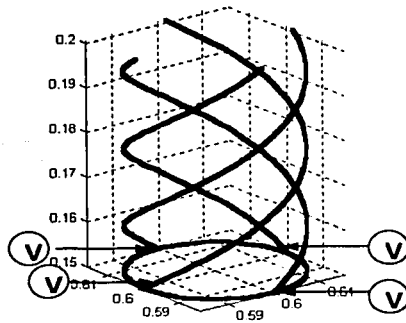


Figura 3.31 QHA simulada.

a) Impedancia de entrada

La impedancia de entrada es igual a  $4.8895+11.5985i$ , independientemente del tipo de alimentación.

b) Tipo I

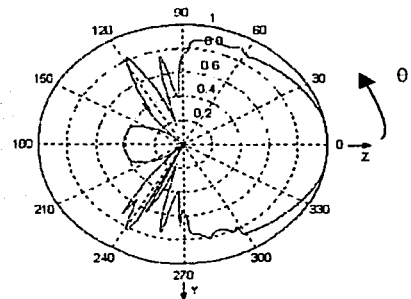
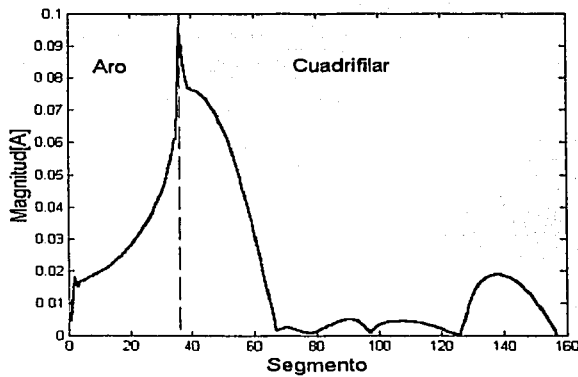


Figura 3.32 Distribución de corrientes y plano de elevación para Tipo I.



c) Tipo 2

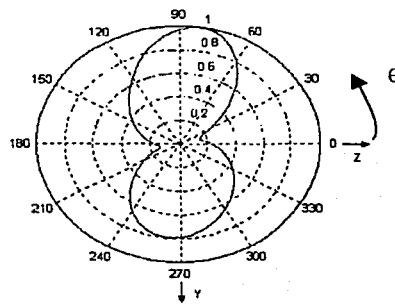
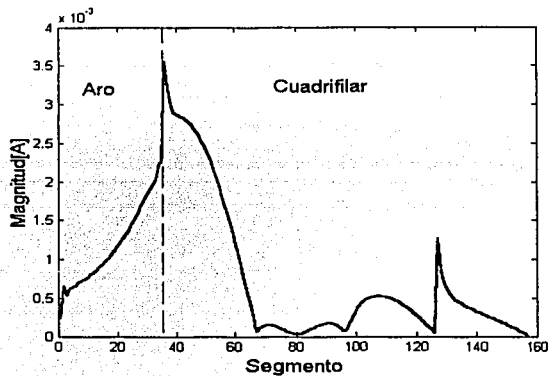
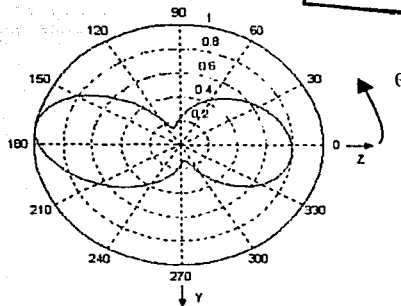
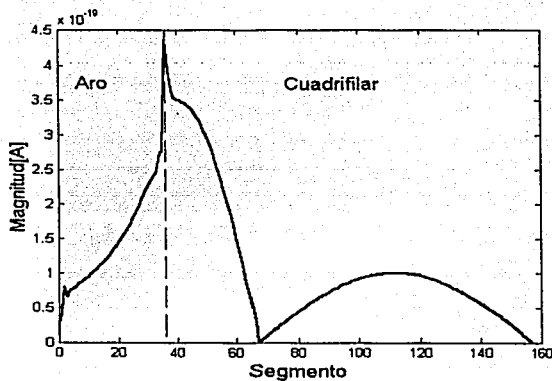


Figura 3.33 Distribución de corrientes y plano de elevación para Tipo 2.

d) Tipo 3



TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN

Figura 3.34 Distribución de corrientes y plano de elevación para Tipo 3.



c) Tipo 4

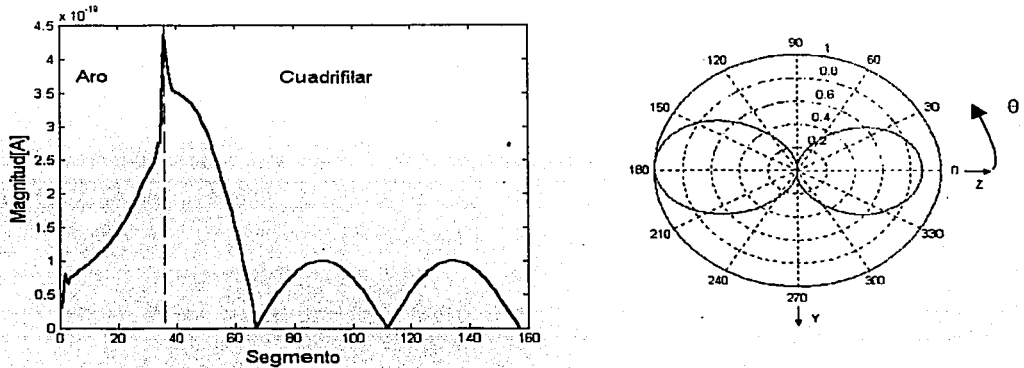


Figura 3.35 Distribución de corrientes y plano de elevación para Tipo 4.

Se puede concluir con la observación del patrón de radiación de las anteriores figuras que el sistema de alimentación llega a determinar la forma del patrón, siendo la alimentación tipo 1 la que genera un patrón que se desea en este trabajo, por lo tanto, las siguientes variaciones a los parámetros serán con esta alimentación. El tipo 2 genera una radiación normal, y las tipo 3 y 4 una radiación axial predominantemente backfire.

3.4.1.2 Variación del número de vueltas

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Se presentan los resultados de los efectos causados a la QHA por la variación del número de vueltas. Así, la antena en esta sección consta de aro radiador y cuatro hélices, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

- Circunferencia igual a 0.33 lambdas.
- Número de vueltas variable: 0.73, 1 y 2
- Angulo de disparo igual a 35°.
- Diámetro del conductor igual a 0.005 lambdas.
- Fases de alimentación iguales a 0°, 90°, 180° y 270°



La figura 3.36 muestra la hélice simulada a analizar.

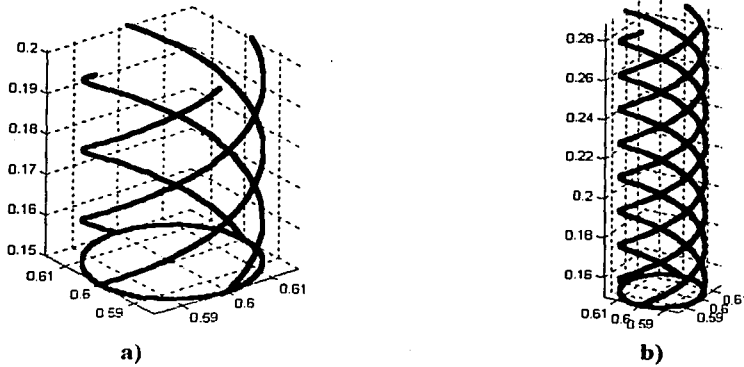


Figura 3.36 QHA simulada. a) 0.73 vueltas, b) 2 vueltas

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

a) Impedancia de entrada

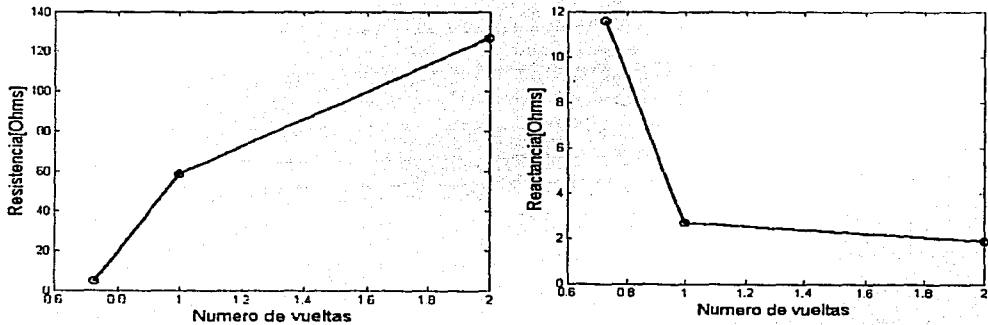


Figura 3.37 Impedancia de entrada



b) Número de vueltas igual a 0.73

Vcr la sección 3.4.1.1 b)

c) Número de vueltas igual a 1

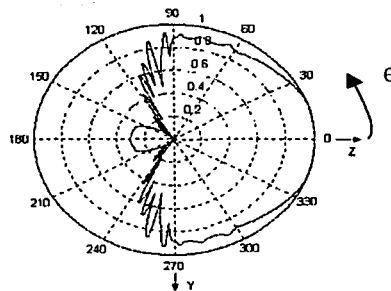
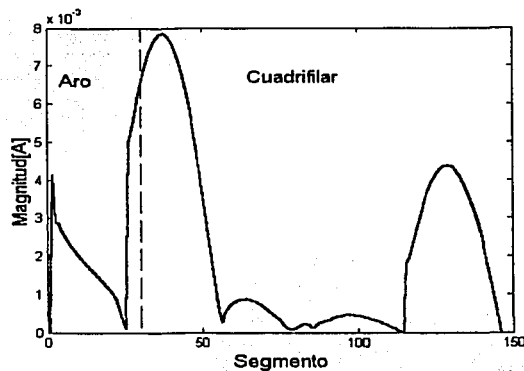


Figura 3.38 Distribución de corrientes y plano de elevación para 1 vuelta.

d) Número de vueltas igual a 2

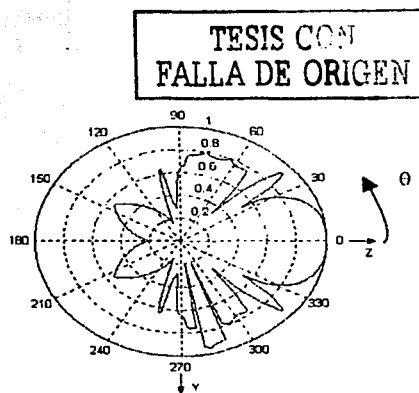
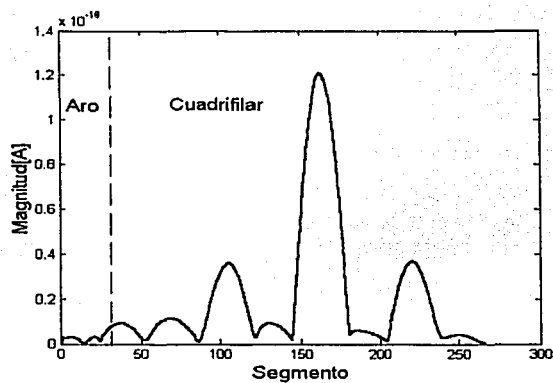


Figura 3.39 Distribución de corrientes y plano de elevación para 2 vueltas.





Se puede concluir con la observación del patrón de radiación de las anteriores figuras que el número de vueltas afecta considerablemente la forma del patrón de radiación disminuyendo el ancho de haz de media potencia, y también afecta notablemente en los resultados de impedancia de entrada, incrementando la resistencia y disminuyendo la reactancia, ambas en relación al aumento de las vueltas. Por lo tanto, las siguientes variaciones a los parámetros serán con 0.73 vueltas.

### 3.4.1.3 Variación de la circunferencia

Se presentan los resultados de los efectos causados a la QHA por la variación de la circunferencia. Así, la antena en esta sección consta de aro radiador y cuatro hélices, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

Circunferencia variable: desde  $0.24\lambda$  a  $2.4\lambda$ .

Número de vueltas igual a 0.73.

Angulo de disparo igual a  $35^\circ$ .

Diámetro del conductor igual a 0.005 lambdas.

Fases de alimentación iguales a  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$

La figura 3.40 muestra la hélice simulada a analizar.

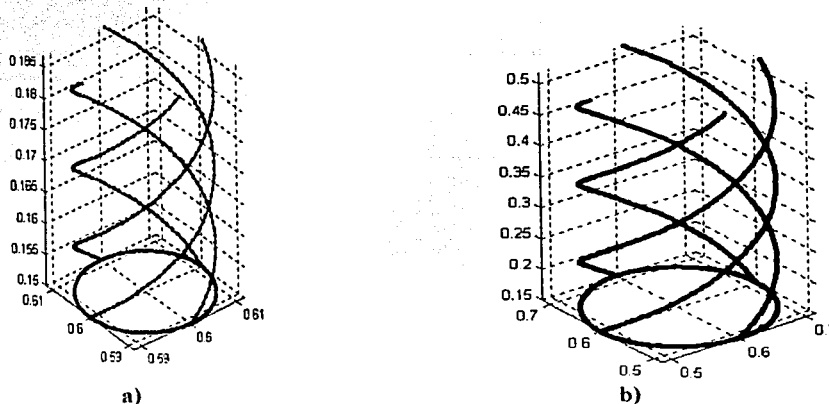


Figura 3.40 QHA simulada. a)  $C_\lambda=0.24$ , b)  $C_\lambda=2.40$



a) Impedancia de entrada

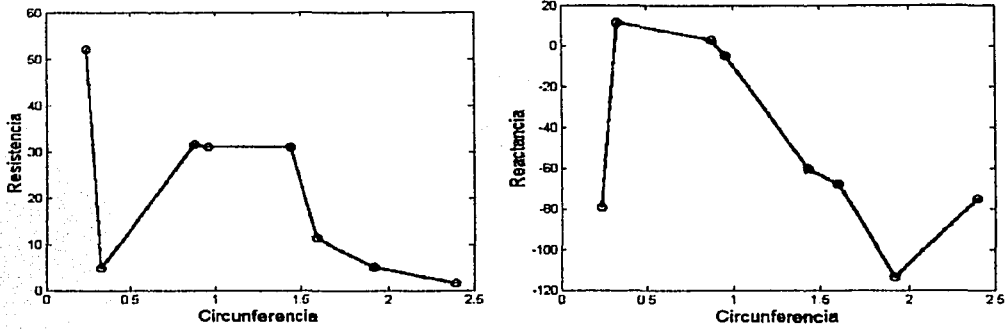


Figura 3.41 Impedancia de entrada.

b) Circunferencia igual a 0.24

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

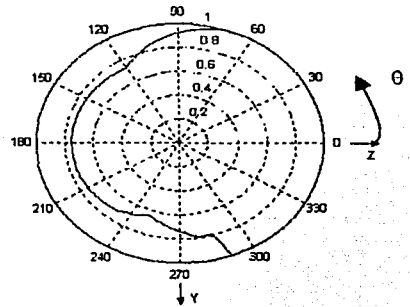
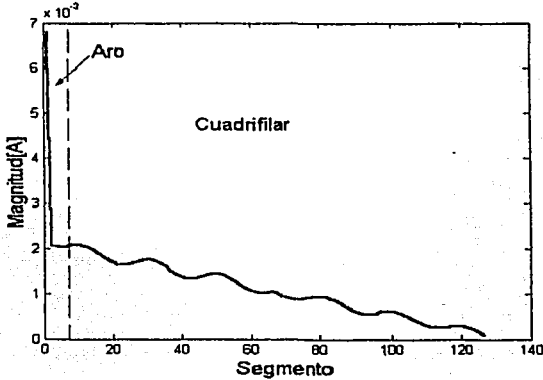
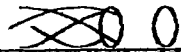


Figura 3.42 Distribución de corrientes y plano de elevación para  $C_A$  igual a 0.24.



c) Circunferencia igual a 0.33

Ver la sección 3.4.1.1 b)

d) Circunferencia igual a 1.44

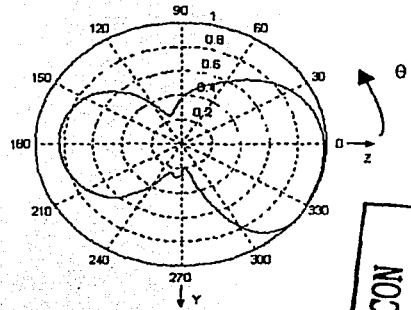
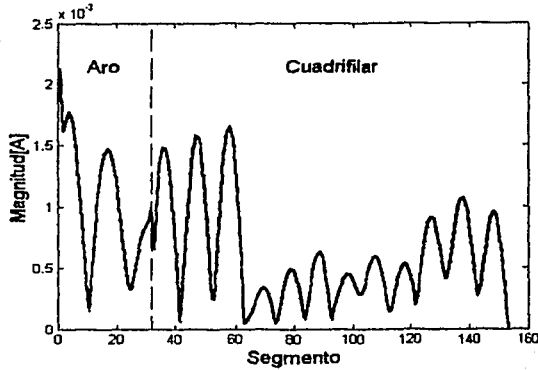


Figura 3.43 Distribución de corrientes y plano de elevación para  $C_\lambda$  igual a 1.44

TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN

e) Circunferencia igual a 2.4

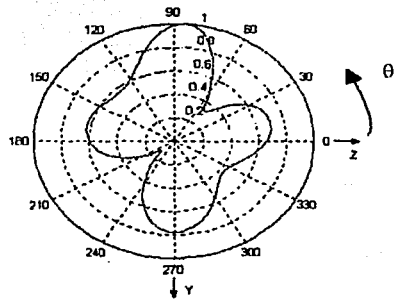
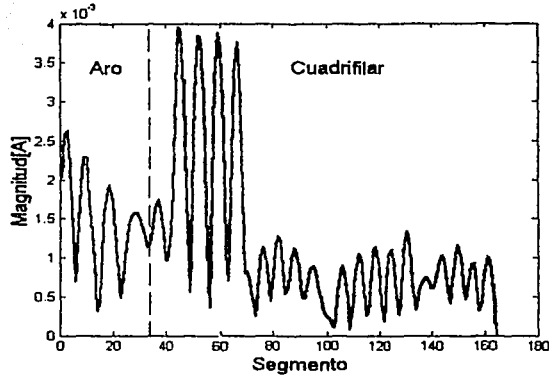


Figura 3.44 Distribución de corrientes y plano de elevación para  $C_\lambda$  igual a 2.4



La circunferencia también afecta notablemente la forma del patrón de radiación corroborándose en las figuras anteriores ya que con una circunferencia del orden de  $0.24\lambda$  se tiene un ancho de haz considerablemente grande y con la presencia de una radiación backfire, aunque la radiación endfire es dominante, y para circunferencias mayores a  $1.44\lambda$  el ancho del haz es menor, y por último para mayores a  $2.4\lambda$  resulta una forma descompuesta del patrón de radiación que pareciera que tiende a un haz cónico. Y con relación a su impedancia de entrada, pues también afecta bastante y tiende a disminuir la resistencia en relación al aumento de la circunferencia.

#### 3.4.1.4 Variación del ángulo de disparo

Se presentan los resultados de los efectos causados a la QHA por la variación de la circunferencia. Así, la antena en esta sección consta de aro radiador y cuatro hélices, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

Circunferencia igual a  $0.33\lambda$

Número de vueltas igual a 0.73.

Ángulo de disparo variable:  $12^\circ$  a  $70^\circ$ .

Diámetro del conductor igual a  $0.005\lambda$ .

Fases de alimentación iguales a  $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$  y  $270^\circ$

La figura 3.45 muestra la hélice simulada a analizar.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

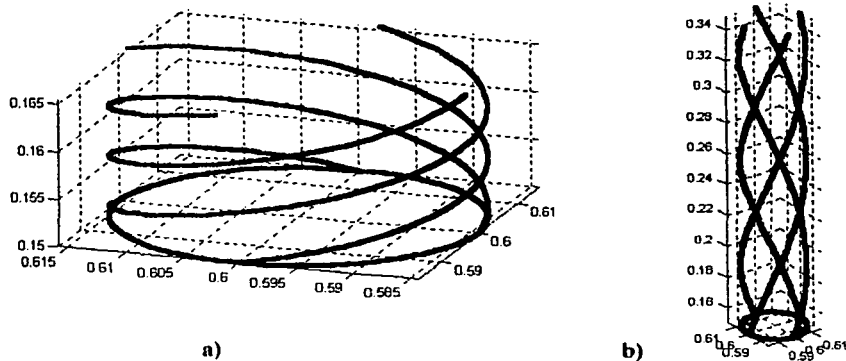
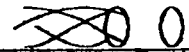


Figura 3.45 QHA simulada. a)  $\alpha=12^\circ$ , b)  $\alpha=70^\circ$



a) Impedancia de entrada

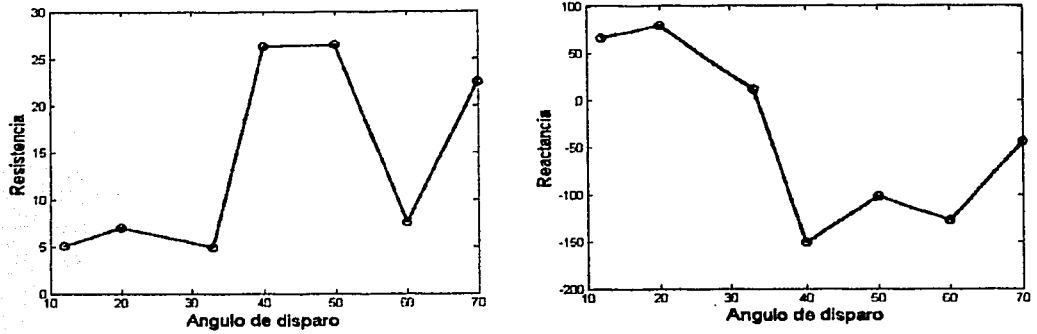


Figura 3.46 Impedancia de entrada.

b) Ángulo de disparo igual a 12°

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

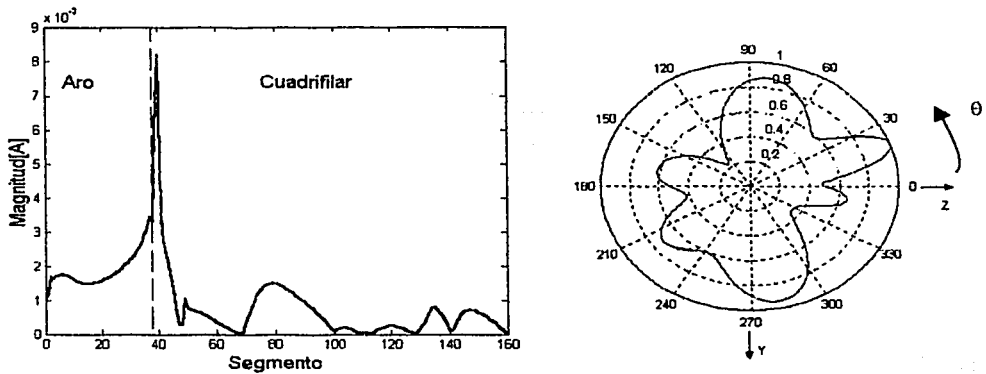


Figura 3.47 Distribución de corrientes y plano de elevación para  $\alpha$  igual a 12°

c) Ángulo de disparo igual a 33°

Ver la sección 3.4.1.1 b)



d) Ángulo de disparo igual a  $50^\circ$

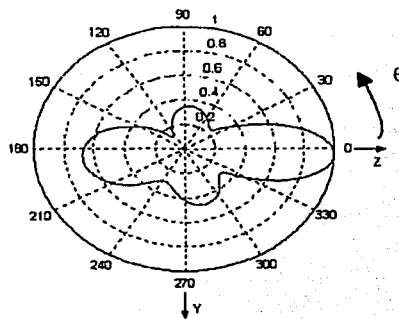
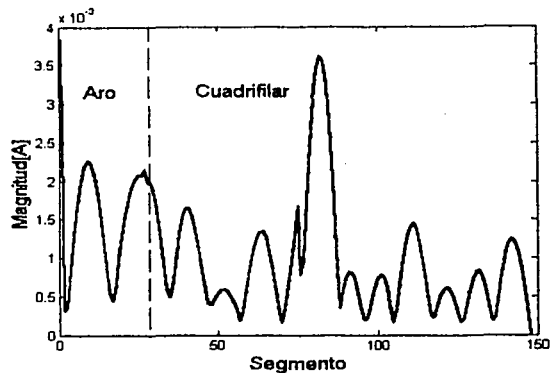
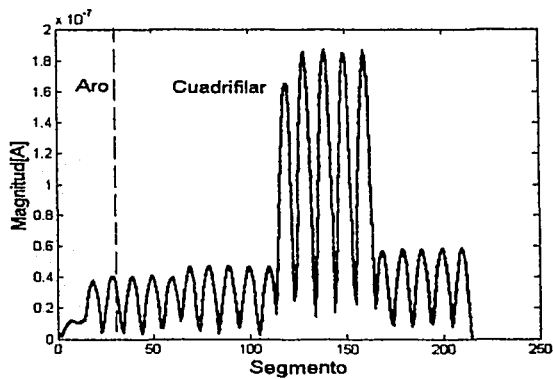


Figura 3.48 Distribución de corrientes y plano de elevación para  $\alpha$  igual a  $50^\circ$

e) Ángulo de disparo igual a  $70^\circ$



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

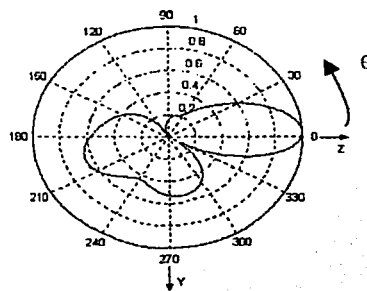


Figura 3.49 Distribución de corrientes y plano de elevación para  $\alpha$  igual a  $70^\circ$



El ángulo de disparo también afecta notablemente la forma del patrón de radiación corroborándose en las figuras anteriores ya que con un ángulo de disparo de  $12^\circ$  se tiene una forma descompuesta del patrón de radiación, mientras que para  $33^\circ$  se obtiene casi la forma de un cardioide, y para  $50^\circ$  la directividad aumenta siendo su ancho de haz de media potencia de  $33.5^\circ$ .

### 3.4.1.5 Variación del diámetro del conductor

Se presenta el resultado del efecto causado a la QHA por la variación del diámetro del conductor. Así, la antena en esta sección consta de aro radiador y cuatro hélices, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

Circunferencia igual a 0.33  $\lambda$ s

Número de vueltas igual a 0.73.

Angulo de disparo variable:  $35^\circ$ .

Diámetro del conductor variable:  $0.005\lambda$ ,  $0.001\lambda$ ,  $0.05\lambda$  y  $0.01\lambda$ .

Fases de alimentación iguales a  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

#### a) Impedancia de entrada

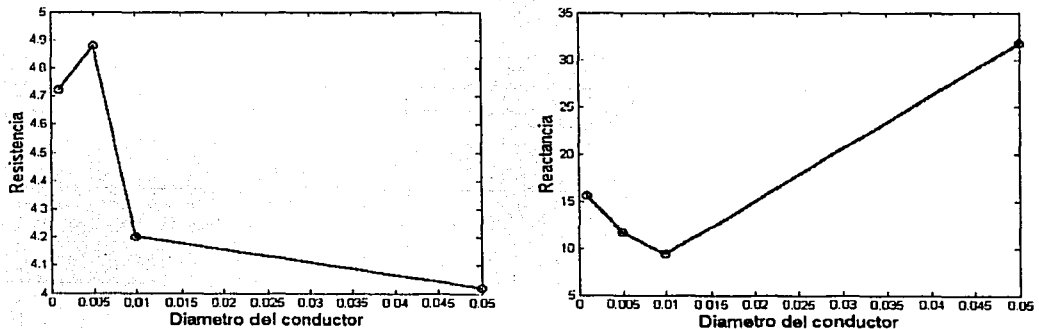


Figura 3.50 Impedancia de entrada.



No se presentan los patrones de radiación debido a que entre ellos existe mínimas diferencias, por lo que el diámetro del conductor (al menos en los valores aquí simulados) no es un parámetro cuyo valor afecta mucho. Se observa en la gráfica de impedancia de entrada que la resistencia no varía mucho.

### 3.4.2 Cuadrifilar con parásito

Se realizaron las simulaciones para la QHA, que consiste de cuatro helicoidales, el aro radiador y una aro reflector, es decir un aro parásito, siendo las dimensiones del parásito similares a las del aro radiador. A continuación los resultados de impedancia de entrada, distribución de corrientes y patrón de radiación, variando sólo la separación entre el aro parásito y el aro radiador.

#### 3.4.2.1 Variación de la separación del parásito.

Se presenta el resultado del efecto causado a la QHA por la variación de la separación entre los aros. Así, la antena en esta sección consta de aro radiador y cuatro hélices, siendo su alimentación periférica. Sus parámetros son:

Circunferencia igual a  $0.33 \lambda$

Número de vueltas igual a 0.73.

Angulo de disparo variable:  $35^\circ$ .

Diámetro del conductor igual a  $0.005 \lambda$ .

Fases de alimentación iguales a  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$

Separación del aro parásito:  $0.1 \lambda$ ,  $0.2 \lambda$ ,  $0.25 \lambda$ ,  $0.5 \lambda$ .

La figura 3.51 muestra la hélice simulada a analizar.



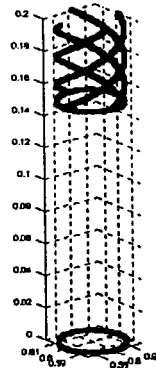
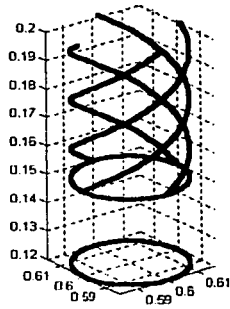


Figura 3.51 QHA simulada. a) parásito a  $0.1\lambda$ , b) parásito a  $0.5\lambda$ .

a) Impedancia de entrada

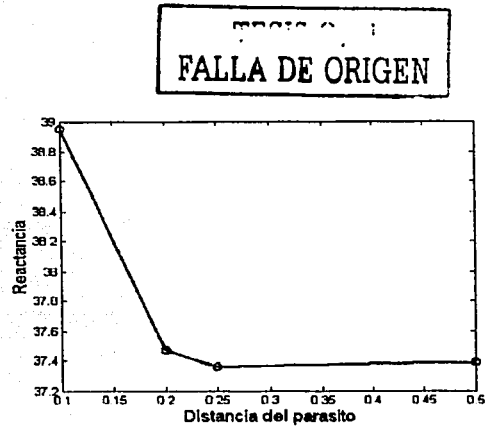
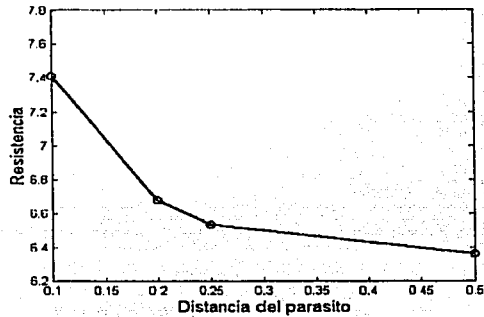


Figura 3.52 Impedancia de entrada.



b) Distancia del parásito igual a  $0.1\lambda$ .

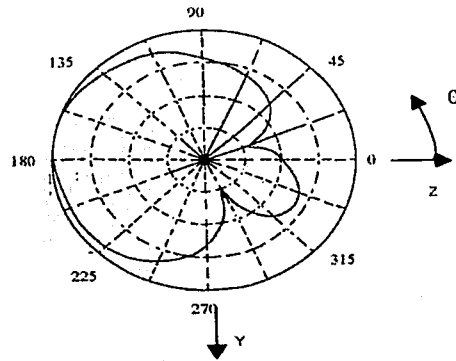
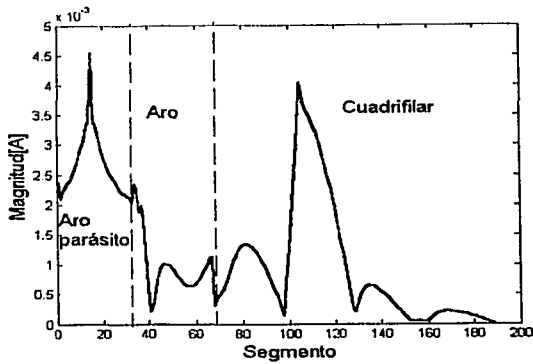


Figura 3.53 Distribución de corrientes y plano de elevación para separación  $0.1\lambda$

c) Distancia del parásito igual a  $0.2\lambda$ .

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

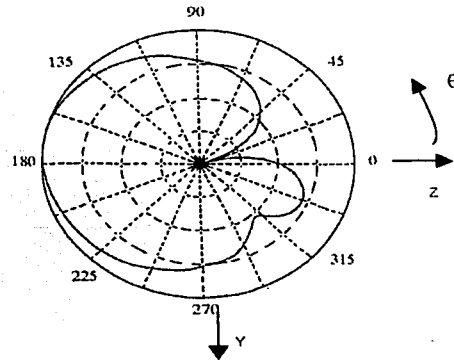
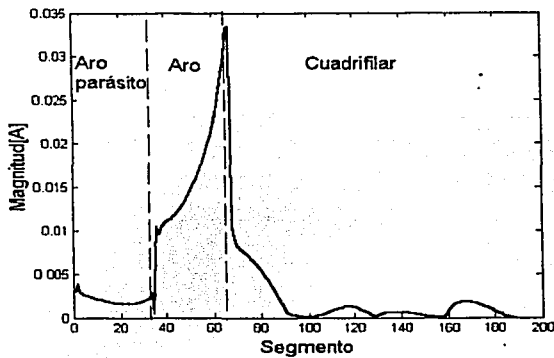


Figura 3.54 Distribución de corrientes y plano de elevación para separación  $0.2\lambda$



d) Distancia del parásito igual a  $0.25\lambda$

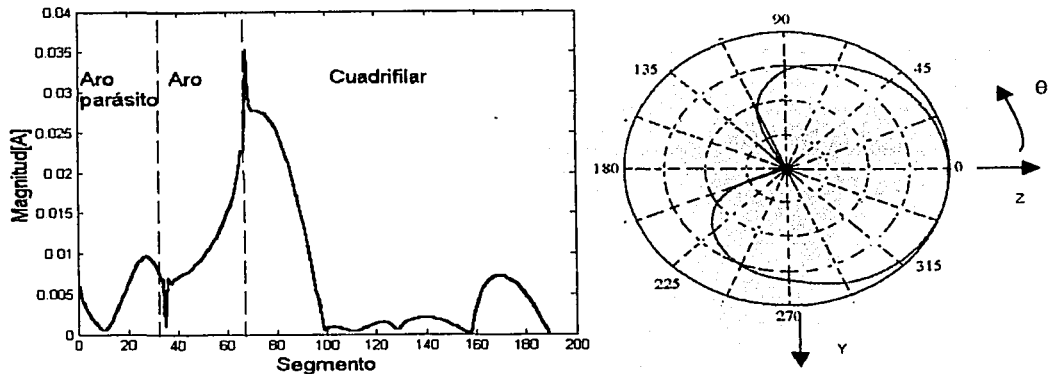


Figura 3.55 Distribución de corrientes y plano de elevación para separación  $0.25\lambda$

e) Distancia del parásito igual a  $0.50\lambda$

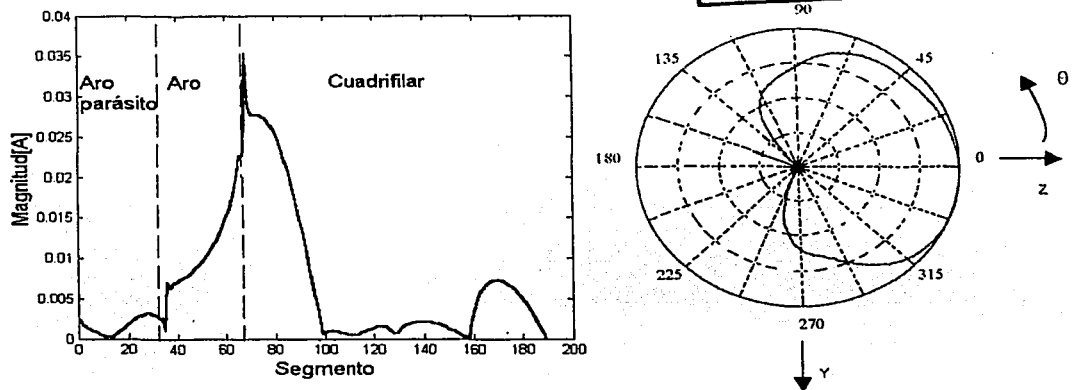


Figura 3.56 Distribución de corrientes y plano de elevación para separación  $0.5\lambda$



Se ha presentado el diseño de una QHA con un aro parásito, y que en base a los resultados obtenidos en esta sección y los obtenidos en la sección 2.6.2.1 ha resultado que tal parásito afecta importantemente en el patrón de radiación, siendo la distancia entre aros un parámetro que define si la radiación es hacia delante o hacia atrás. Se concluye pues que, con la QHA propuesta, si la distancia es igual o mayor a  $0.25\lambda$  el aro parásito contribuye con la radiación hacia delante, pero si es menor el parásito contribuye a la radiación hacia atrás.

### 3.4.2 Cuadrifilar óptima

En este trabajo se han presentado muchos resultados variando el valor de varios parámetros, con las intenciones de corroborar resultados y de mostrar una visión amplia de distintas configuraciones con la antena helicoidal cuadrifilar. Ahora, en base a tales resultados, se pretende brindar los valores óptimos de tales parámetros, considerando que proponer una antena óptima siempre es con la reserva del propósito para el cual se quiera emplear. Así, en esta tesis se propone los valores para que la helicoidal tenga la mejor radiación endfire, teniendo un patrón de radiación lo más semejante a la forma de una cardioide, ya que según las aplicaciones expuestas en la sección 3.2 es la más empleada en servicios de GPS, y obviamente sin olvidar la polarización circular que genera la helicoidal. Así, los valores óptimos logrados en esta tesis se encuentran en la sección 3.4.2.1 e).

## CAPÍTULO 4

### Conclusiones

En esta tesis se ha presentado un amplio panorama de las características y aplicaciones de las antenas helicoidales monofilares, incluyendo un análisis matemático basado principalmente en el Método de Momentos. Además, como era el objetivo, se ha indicado un análisis matemático, también basado en el Método de Momentos, de las antenas helicoidales cuadrifilares (QHA), así como el marco histórico de su desarrollo y aplicaciones a nivel mundial. También se ha realizado el análisis de un nuevo diseño de QHA's, sumándole los efectos de un aro parásito.

Se han presentado las distintas radiaciones que se generan con las helicoidales (normal, axial y cónica), dándole, en este trabajo, más importancia a la axial por su gran aplicación en enlaces satelitales, donde la alta directividad y polarización circular son requeridas. En un primer diseño, la antena se alimentó periféricamente y se conformaba por tres geometrías bien definidas: helicoidal, recta y circular, pero debido a que se observó que la geometría recta influía mucho en la impedancia de entrada y principalmente en el patrón de radiación, ya que con su presencia se generaba radiación normal, se optó por eliminar tal geometría de la configuración, sin embargo, se conservó la alimentación periférica aún con la eliminación del elemento recto. Además, se han mostrado las diferentes geometrías con las que se puede sustituir el plano de tierra, siendo el aro materia de estudio para reemplazarlo, obteniendo, en términos generales, resultados satisfactorios, ya que si no elimina totalmente la radiación backfire sí contribuye mucho, y si se agrega a la configuración original un aro parásito sí es posible generar una radiación predominantemente endfire, con sus respectivas reservas como lo son: la distancia de separación entre el parásito y el aro radiador deberá ser mayor a  $0.25 \lambda$  para que el efecto del parásito contribuya a la radiación endfire, y en caso de ser menor, la radiación backfire será predominante. Así, con el aro se evita la fuerza de empuje que el aire ejercería sobre un plano, y además es posible realizar esta configuración en microcinta, configuración que no se podría emular si se empleara una malla circular, que aunque también evita la fuerza de empuje del aire dificulta su construcción en microcinta. También, se han presentado los resultados de impedancia de entrada, distribución de corrientes y patrón de radiación cuando se varían algunos de sus parámetros, como los son: diámetro del conductor, ángulo de disparo, circunferencia, número de vueltas, y proponiendo los valores de estos parámetros para una antena óptima, señalando que el término óptima se refiere a que la antena posea la mejor radiación axial en su modo endfire con

una buena impedancia de entrada según los resultados obtenidos. Cabe mencionar que este tipo de antena posee una gran versatilidad, ya que es posible generar muchas formas de patrón de radiación variando alguno de sus parámetros.

La antena helicoidal es relativamente sencilla de construir, pero compleja en su diseño y en el análisis matemático de sus características de propagación, ya que tiene muchos parámetros.

La helicoidal monofilar es empleada como antena transmisora-receptora en las estaciones terrenas y en los propios satélites, o como alimentadora de platos parabólicos, y también en diversos estudios de radioastronomía. Con arreglos de helicoidales o hélices y elementos rectos, es posible tener la frecuencia dual, que es empleada en la comunicación de teléfonos celulares. Estas antenas son usadas normalmente en radios de comunicación portátiles en las bandas de baja frecuencia (30 a 150 MHz), con el fin de reducir el tamaño del radiador a longitudes confortables. Con una adecuada selección de parámetros, el dipolo helicoidal de modo normal, es una estructura de radiación eficiente, con desempeño de patrón y de ganancia similar a los dipolos de media onda.

Con el Método de Momentos, se emplearon ecuaciones vectoriales parametrizadas para la representación y cálculo de las características de la antena, y también se empleó el método numérico de Regla Compuesta de Simpson (ver apéndice B) y el software Matlab para simplificar, de forma notable, los cálculos y la implementación del método. Esta metodología vectorial bien puede aplicarse a otras antenas lineales cuya geometría sea representada por medio de funciones vectoriales paramétricas. Visto de esta manera, el Método de Momentos es una poderosa herramienta matemática de análisis de antenas y propagación, con sus reservas, como lo son: empleando segmentos rectos a una antena con geometría helicoidal es necesario que tales segmentos no tengan una longitud mayor a  $0.05\lambda$ , de lo contrario el error es grande, ya que por observación y comparación para longitudes mayores la convergencia con otros resultados no es del todo aceptable. Sin embargo, con longitudes iguales o menores la convergencia es buena, aunque con diferencias mínimas.

Con lo que respecta a la QHA, también se han mostrado sus vastas aplicaciones y su análisis matemático, que resultó más complicado aunque manteniendo la misma lógica de análisis. Su configuración básica siempre fue: 4 hélices con el mismo centro conectadas a un solo aro, presentando los resultados de impedancia de entrada, distribución de corrientes y patrón de radiación cuando se varían algunos de sus parámetros, como los son: la fase de alimentación,

ángulo de disparo, circunferencia, número de vueltas, y proponiendo los valores de estos para una antena óptima. Aquí cabe señalar que el parámetro con más importancia, en lo que a patrón de radiación se refiere, fue la fase de alimentación, ya que cualquier sistema de fase diferente a  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$  resultaba un patrón no deseable, es decir un patrón que no era axial. Esta antena, en términos generales, posee un patrón cuyo haz de media potencia es mayor a los  $140^\circ$ , y generalmente tiene forma de cardioide; además de su característica importante de generar polarización circular. La mayoría de los resultados fueron con valores de 0.7 vueltas y  $35^\circ$  como ángulo de disparo, dado que otras investigaciones los proponían. Se presentó un nuevo diseño con la QHA y aro parásito, cuyo análisis resultó que su presencia tuvo un efecto importante en el patrón de radiación porque disminuyó la radiación backfire, pero no fue así en su impedancia de entrada.

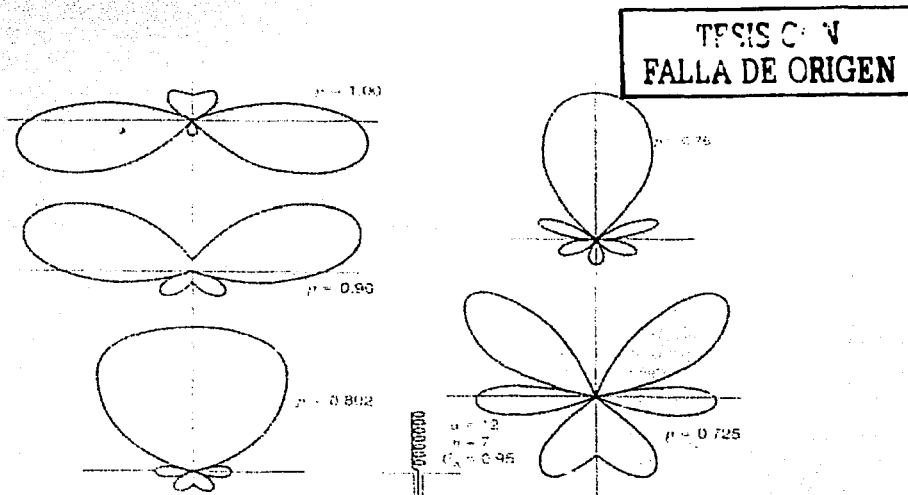
La QHA es una antena potencial para aplicaciones en terminales móviles para comunicación terrestre y satelital, y es empleada en la tecnología de GPS, dadas sus reducidas dimensiones, su baja impedancia y su gran ancho de haz de media potencia.

El presente trabajo constituye un gran respaldo para futuras investigaciones sobre la antena helicoidal.

**APÉNDICE A [Kraus, 1988]**  
**Velocidad de fase relativa para el primer modo de transmisión en las antenas helicoidales.**

| Condición                  | Velocidad de fase relativa  |
|----------------------------|---|
| End-fire                   | $p = \frac{L_\lambda}{S_\lambda + 1} = \frac{1}{\sin \alpha + [(\cos \alpha) / C_\lambda]}$ |
| Incremento de directividad | $p = \frac{L_\lambda}{S_\lambda + [(2n + 1) / 2n]}$   |

El patrón de radiación de una hélice es muy sensitivo a la velocidad de fase que la onda presenta a largo de la antena (ver figura A.1). En particular, se nota que con un 5% de diferencia en la velocidad de fase el comportamiento de la directividad se modifica (notar en la figura cuando  $p=0.76$  y  $p=0.802$  existe un 5% de diferencia, notar también cuando  $p=0.76$  y  $p=0.725$  también hay un 5%).



**Figura A.1** Patrones para  $12^\circ$ , 7 vueltas con  $C_\lambda=0.95$ . Condición de end-fire  $p=1$ , 0.9 y 0.802. Condición de incremento de directividad  $p=0.76$  y 0.725. La sensibilidad del patrón a la velocidad de fase es evidente. Un cambio del 5% produce un drástico cambio.



## Apéndice B

### Regla Compuesta de Simpson

En este apéndice se mostrará el estudio de métodos numéricos para el cálculo numérico de integrales de la forma

$$I(f) = \int_a^b f(x) dx \quad (B.1)$$

Un método común para aproximar  $I(f)$  es reemplazando  $f(x)$  con un polinomio de interpolación. Este procedimiento se conoce como las reglas de *Cuadratura de Newton*. Un caso de este método donde se usan polinomios de interpolación cuadráticos es la regla compuesta de Simpson.

**Regla de Simpson:** Utilizamos ahora un polinomio de interpolación cuadrático. Sea  $p_2(x)$  el polinomio de grado dos (máximo) que interpola a  $f(x)$  en  $x=a$ ,  $x=(a+b)/2$ ,  $x=b$ . Este polinomio se puede escribir como:

$$\begin{aligned} p_2(x) &= \frac{(x-c)(x-b)}{(a-c)(a-b)} f(a) + \frac{(x-a)(x-b)}{(c-a)(c-b)} f(c) + \frac{(x-a)(x-c)}{(b-a)(b-c)} f(b) \\ &\equiv L_1(x)f(a) + L_2(x)f(c) + L_3(x)f(b) \end{aligned} \quad (B.2)$$

Tenemos ahora que

$$\begin{aligned} I(f) &\approx \int_a^b p_2(x) dx = \int_a^b [L_1(x)f(a) + L_2(x)f(c) + L_3(x)f(b)] dx \\ &= f(a) \int_a^b L_1(x) dx + f(c) \int_a^b L_2(x) dx + f(b) \int_a^b L_3(x) dx \end{aligned} \quad (B.3)$$

Pero con  $h=(b-a)/2$  y  $u=x-a$  tenemos que

$$\begin{aligned} \int_a^b L_1(x) dx &= \int_a^b \frac{(x-c)(x-b)}{(a-c)(a-b)} dx = \frac{1}{2h^2} \int_a^{a+2h} (x-c)(x-b) dx \\ &= \frac{1}{2h^2} \int_0^{2h} (u-h)(u-2h) du = \frac{h}{3} \end{aligned} \quad (B.4)$$

En forma similar se obtiene que

TIENE UNA  
 FALLA DE ORIGEN

$$\int_a^b L_2(x) dx = \frac{4h}{3} \quad , \quad \int_a^b L_3(x) dx = \frac{h}{3} \quad (B.5)$$

Tenemos pues que

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

$$I(f) \approx \frac{h}{3} [f(a) + 4f\left(\frac{a+b}{2}\right) + f(b)] \quad (B.6)$$

Argumentando en forma similar a en método del trapecoide, tenemos que si n es un entero, entonces

$$I(f) = \sum_{j=1}^{n/2} \int_{x_{2(j-1)}}^{x_{2j}} f(x) dx \quad (B.7)$$

Usando la fórmula (B.6) podemos aproximar

$$\int_{x_{2(j-1)}}^{x_{2j}} f(x) dx \approx \frac{h}{3} [f(x_{2(j-1)}) + 4f(x_{2j-1}) + f(x_{2j})] \quad (B.8)$$

Ahora

$$\begin{aligned} I(f) \approx S_n(f) &= \frac{h}{3} \sum_{j=1}^{n/2} [f(x_{2(j-1)}) + 4f(x_{2j-1}) + f(x_{2j})] \\ &= \frac{h}{3} [f(x_0) + 4f(x_1) + 2f(x_2) + 4f(x_3) + 2f(x_4) + \dots + 2f(x_{n-2}) + 4f(x_{n-1}) + f(x_n)] \end{aligned} \quad (B.9)$$

Esta fórmula se conoce como la *regla compuesta de Simpson* para aproximar a I(f).

**Ejemplo 1:** Usando la regla de Simpson con n=2 y n=4 aproximamos:

$$\int_1^2 \frac{dx}{x}$$

cuyo valor exacto es  $\ln(2) \approx 0.6931472$ . Para  $n=2$  tenemos que  $h=(2-1)/2=0.5$ ,  $x_0=1$ ,  $x_1=1.5$ ,  $x_2=2$ . Ahora

$$\ln(2) \approx \frac{0.5}{3} [1/1 + 4(1/1.5) + 1/2] = 0.69444$$

Con  $n=4$  tenemos  $h=(2-1)/4=0.25$ ,  $x_0=1$ ,  $x_1=1.25$ ,  $x_2=1.5$ ,  $x_3=1.75$ ,  $x_4=2$ , de modo que

$$\ln(2) \approx \frac{0.25}{3} [1/1 + 4(1/1.25) + 2(1/1.5) + 4(1/1.75) + 1/2] = 0.693254$$

MATLAB no tiene una rutina *Simpson*. Así que se programó esta función para poder calcular las integrales del método de momentos. Esta subrutina implementa una forma vectorizada del método de Simpson que se ejecuta eficientemente en MATLAB. Recuerde también que en MATLAB los índices de los arreglos corren empezando en uno. Aquí los siguientes resultados empleando la Regla compuesta de Simpson para el ejemplo 1, denominándose  $c_n$  como el error para  $n$ :

| n    | $S_n(f)$ | $c_n = I(f) - S_n(f)$ | $c_n / c_{2n}$ |
|------|----------|-----------------------|----------------|
| 2    | 0.694444 | -0.00129726           | -----          |
| 4    | 0.693254 | -0.000106788          | 12.1481        |
| 8    | 0.693155 | -7.35009e-006         | 14.5288        |
| 16   | 0.693148 | -7.35009e-006         | 14.5288        |
| 32   | 0.693147 | -2.97299e-008         | 15.885         |
| 64   | 0.693147 | -1.86151e-009         | 15.9708        |
| 128  | 0.693147 | -1.16398e-010         | 15.9927        |
| 256  | 0.693147 | -7.27562e-012         | 15.9983        |
| 512  | 0.693147 | -4.54747e-013         | 15.9993        |
| 1024 | 0.693147 | -2.84217e-014         | 16.0000        |

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Estos resultados confirman claramente la convergencia de la regla de Simpson en este ejemplo particular. Podemos ver que cada vez que se duplica la  $n$ , lo cual equivale a dividir la  $h$  entre dos, el error disminuye por un factor de 16 aproximadamente (última columna de la tabla).

## REFERENCIAS

## Capítulo 1

- [Kraus, 2002] Kraus, J. D., *Antennas*, Mc Graw Hill, New York, 2002.
- [Stutzman, 1998] Stutzman, W., *Antenna Theory and Design*, 2ª edición, John Wiley & Sons, E.U., 1998.
- [Nakano, 1987] Nakano, H., *Helical and spiral antennas- a numerical approach*, John Wiley & Sons Inc., Inglaterra, 1987.
- [Vaughan, 1985] Vaughan, R. y Andersen, J., *Polarization properties of axial-mode HA*, IEEE Int Symposium, 1985.
- [King, 1980] King, E. y Wong, J.L., *Characteristics of 1 to 8 wavelength uniform helical antennas*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1980.
- [King, 1979] King, E. y Wong, J.L., *Broadband Quasi-Taper Helical Antennas*, IEEE Trans. On Antennas & Propagation, E.U., 1979.
- [Markov, 1978] Markov, G. y Sazonov, D., *Antenas*. Editorial MIR, Moscú, 1978.
- [Kraus, 1949] Kraus, J. D. y Tice, T.E., *The influence of conductor size on the properties of helical beam antennas*, Proceedings of I.R.E., 1949.
- [Glasser, 1947] Glasser, O. y Kraus, J., *Measured Impedances of Helical Beam Antennas*, Department of Electrical Engineering, Ohio State University, 1947.
- [1] Página electrónica:  
[http://mailweb.udlap.mx/~lgojcda/telecomsis/mobile\\_communications\\_antenna/T3.htm](http://mailweb.udlap.mx/~lgojcda/telecomsis/mobile_communications_antenna/T3.htm)
- [2] Páginas electrónicas :  
<http://www3.sympatico.ca/b.zauhar/SatAnt/2400Dish.htm>  
<http://helix.remco.tk/>  
<http://www.amsat.org/amsat/sats/n7hpr/history.html>

[3] Páginas electrónicas :  
<http://www.acro.org/publications/crosslink/winter2002/01.html>  
[http://www.fas.org/spp/military/program/com/milstar2.htm#N\\_3](http://www.fas.org/spp/military/program/com/milstar2.htm#N_3)  
<http://www.geocities.com/Athens/Forum/5417/Milstar.htm>  
<http://www.space-technology.com/projects/milstar/>  
[http://www.lanceurs.aeromatra.com/launch\\_kit\\_arianc/flight139/139\\_satellite.asp](http://www.lanceurs.aeromatra.com/launch_kit_arianc/flight139/139_satellite.asp)

[4] Página electrónica:  
<http://www.caluro.com/cnvisat.html>

## Capítulo 2

[Matlab, 2000] Software Matlab, *The Language of technical computing*, Version 6.0.0.88, 2000.

[Neri, 2000] Neri, R., Martínez, J. y Carrasco., E., *On the radiation and impedance effects of coupling between helices of a two element array without a ground plane*, ICT, México, 2000

[Neri, 1999] Neri, R., *Análisis de antenas lineales por el método de momentos*, Ingeniería Investigación y Tecnología, Vol. 1, No. 2, México, 1999.

[Zainud, 1998] Zainud-Decn. S.H., *Analysis of axial-mode helix without a ground plane*, 15 National Radio Science Conference, Egipto, 1998.

[O'Neil, 1998] O'Neil, P.V., *Matemáticas avanzadas para ingeniería*, 3ª edición, Compañía editorial continental, México, 1998.

[Ying, 1996] Ying, Z. Y. Kildal, P-S, *Improvements of dipole, helix, spiral, microstrip patch and aperture antennas with ground plane by using corrugated soft surfaces*. IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 143, No. 3, 1996

- [Awadalla, 1995] Awadalla, K.H., Zainud-Deen, S.H. y Sharshar, H.A., *Analysis of normal mode helical antenna on finite ground plane*, IEEE Proceedings, 1995.
- [Kraus, 1995] Kraus, J., *A helical-beam antenna without a ground Plane*, IEE Antennas and propagation Magazine, Vol. 37, No. 2, 1995
- [Lehmann, 1995] Lehmann, C.H., *Geometria analitica*, Limusa, México, 1995.
- [Llena, 1994] Llena, C., *Antenas parabólicas de tv*, 1ª edición, Marcombo, España, 1994.
- [Solís, 1994] Solís, R., Nolasco, J. y Victoria, A., *Geometria analitica*, Limusa, México, 1994.
- [Konishi, 1994] Konishi, Y., Ohtsuka, M. y Matsunaga M., *A linear array antenna using bifilar helical elements for mobile satellite communications*, IEEE, 1994.
- [Kildal, 1993] Kildal, P-S. y Ying, Z., *Reduced sidelobes and cross-polarization of axial mode helix using a soft corrugated ground plane*, IEEE, 1993.
- [Nakano, 1988] Nakano, H., *Backfire Radiation from a Monofilar Helix with a Small Ground Plane*, IEEE, 1988.
- [Kildal, 1988] Kildal, P-S., *Defintion of artificially soft and hard surfaces for electromagnetic waves*, Electronic Letters, Vol. 24, No. 3, pp. 168-170, 1988.
- [Kraus, 1988] Kraus, J. D., *Antennas*, 2ª edición, Mc Graw Hill, New York, 1988.
- [Nakano, 1986] Nakano, H., Samada, Y. y Yamauchi, J., *Axial-mode helical antena*, IEEE Trans. on antenna & propagation, 1986.
- [Neri, 1980] Neri, R., *Self and mutual impedances between sub-elements of dipole antennas: contributions from currents and charges*. Int. J. Electronics. Vol. 48, No. 5, 1980

[Nakano, 1980] Nakano, H. y Yamauchi, J., *Radiation characteristics of helix antenna with parasitic elements*, Electronic Letters, Vol. 16, No. 8, pp. 687-688, 1980

[Neri, 1978] Neri, R. y Maclean, T.S.M., *Axial-line-current approximation for Short Cylindrical Wires*, Electronics Letters, Vol. 14, No. 24, 1978.

### Capítulo 3

[Neri, 2003] Neri, R., *Comunicaciones por satélite*, Thomson, México, 2003.

[Petros, 2001] Petros, A., *Folded Quadrifilar Helix Antena*, IEEE, 2001.

[Leach, Junio 2000] Leach, S.A., Agius, A.A. y Saunders, S.R., *Intelligent quadrifilar helix antenna*, IEEE, Proceedings-Microwaves, Antennas and propagation, Junio 2000, Vol. 147, No. 3.

[Leach, Agosto 2000] Leach, S.A., Agius, A.A. y Saunders, S.R., *Diversity performance of the intelligent quadrifilar helix antenna in mobile satellite systems*, IEEE, Proceedings-Microwaves, Antennas and propagation, Agosto 2000, Vol. 147, No. 4.

[Leach, 2000] Leach, S.A., Agius, A.A. y Saunders, S.R., *The intelligent quadrifilar helix antenna for mobile satellite communications*, IEEE, 2000.

[Agius, 1998] Agius, A.A., Leach, S.M., Suvannapattana, P. y Saunders, S.R., *Intelligent handset antenna research within mobile VCE*, Proceedings of second Surrey symposium on Intelligent antennas for mobile communications, Reino Unido, 1998.

[Nakano, 1998] Nakano, H., Sakai, M. y Yamauchi, J., *A Quadrifilar helical antenna printed on a dielectric prism*, Hosc University, 1998.

[Nakano, 1997] Nakano, H., Ikeda, J. y Yamauchi, J., *Quadrifilar conical helical antenna with travelling wave current distribution*, IEE Proc.-Microw. Antennas Propaga., vol 144, no. 1, pp 53-55, 1997



- [Shumaker, 1996] Shumaker, P., Ho, C. y Smith, K., *Printed half-wavelength quadrifilar helix antenna for GPS marine applications*, Electronics Letters, 1996
- [Agius, 1996] Agius, A., Mahmoud, M., Tafazolli, R. y Evans, B., *Quadrifilar helical antennas for a handheld terminal in Satellite Personal Communication Networks (SPCN)*, IEE, 1996.
- [DET Y COM, 1994] A.I.E., *Executive summary on antennas for new applications on personal and mobile communications*, Madrid, 1994.
- [Tereda, 1991] Tereda, N. y Kagoshima, K., *Backfire/endfire radiation performance of quadrifilar helical antennas*, Electronics Letters, vol. 27, 1991.
- [Ermutlu, 1991] Ermutlu, M., *Modified Quadrifilar helix antennas for mobile satellite communication*, Nokia Research Center, 1991.
- [Nakano, 1990] Nakano, H., Mimaki, H. y Yamauchi, J., *Generation of a circularly polarised conical beam from a backfire helical antennas*, Hosci University, 1990.
- [Tranquilla, 1989] Tranquilla, J., *A study of the Quadrifilar Helix Antenna for Global Positioning System (GPS) applications*. IEEE, 1989.
- [Nakano, 1983] Nakano, H., Yamauchi, J. y Hashimoto, S., Electronics Letters, 78-80, 1983.
- [Kilgus, 1975] Kilgus, C., *Shaped-conical radiation pattern performance of the backfire quadrifilar helix*, IEEE Trans. Antennas Propaga, 1975.
- [Adams, 1974] Adams, T., Greenough R., Wallenberg, R., Mendelovicz, A. y Lumjiak, C., *The quadrifilar helix antenna*, IEEE Trans. Antennas Propaga, vol. AP-22, pp. 173-178, 1974.
- [Arlon, 1974] Arlon, T., *The quadrifilar helix antenna*, IEEE, Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-22, No. 2, 1974.
- [Kilgus, 1970] Kilgus, C., *Spacecraft and ground station applications of the resonant Quadrifilar Helix*, The Johns Hopkins University. 1970.

- [Kilgus, 1969] Kilgus, C., *Resonant quadrifilar helix*, IEEE Trans. Vol. AP-17, pp. 349-351, 1969.
- [Gerst, 1967] Gerst, C. y Worden, R., *Multifilar contrawound helical antenna study and analysis*, Surveillance Technology Study and Analysis, Vol. 1, 1967.
- [Yee, 1966] Yee, K., *Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media*, IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 14, no. 3, pp. 302-307, 1966.
- [Howell, 1962] Howell, R.G., Harris, J.W. y Mehler, M., *Satellite crosspolar measurements at BT laboratories*, BT Technol., 1962.
- [5] Página electrónica:  
<http://www.xmradio.com>