



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**DISEÑO DE UNA ANTENA RECEPTORA DE  
TELEVISIÓN DE ALTA DEFINICIÓN EN UHF  
POR EL MÉTODO DE MOMENTOS**

TESIS QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

PRESENTA

**JOSUÉ ORTIZ RAMÍREZ**

DIRECTOR DE TESIS:

**DR. RODOLFO NERI VELA**

MAYO DE 1998

260973

6  
241



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**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.

***" El conocimiento envanece, pero el amor edifica.***

***Y si alguno se imagina que sabe algo,  
aún no sabe nada como debe saberlo.***

***Pero si alguno ama a Dios,  
es conocido por Él "***

***1a Corintios 8:1-3***

Con amor y gratitud a mis padres, Rubén y María Elena.

A mis hermanos, Rubén, María Elena e Itzel, con mucho cariño.

Agradezco profundamente al Dr. Rodolfo Neri Vela  
por su consejo y guía a lo largo de estos meses de trabajo.

# ÍNDICE

## Capítulo 1 INTRODUCCIÓN

1.1 Antecedentes	
1.1.1 Importancia de las antenas y su desarrollo histórico tecnológico	1
1.1.2 Televisión convencional (VHF y UHF)	3
1.1.2.1 Ancho de banda	3
1.1.2.2 Asignación de canales en México	4
1.1.2.3 Polarización	4
1.1.2.4 Ganancia de la antena receptora y relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás	5
1.1.2.5 Impedancia de la antena receptora	
1.1.2.6 Antenas receptoras para televisión convencional	5
1.1.3 Televisión de alta definición (TVAD)	6
1.1.3.1 Tendencias actuales de la televisión	6
1.1.3.2 Definición actual de TVAD	10
1.1.3.3 Evolución de los sistemas de TVAD	12
1.1.3.4 Parámetros de diseño de la antena receptora de TVAD	15
1.2 Objetivos	16
1.3 Metodología	17
Referencias	18

## **Capítulo 2**

# **TEORÍA GENERAL SOBRE ANTENAS RECEPTORAS DE T.V. EN UHF**

2.1	Importancia de la antena receptora de T.V.	21
2.2	Características de operación de diversos tipos de antenas receptoras en UHF	
2.2.1	Dipolo de media onda	22
2.2.2	Dipolos de banda ancha	24
2.2.2.1	Dipolo doblado	24
2.2.2.2	Dipolo bicónico	26
2.2.2.3	Dipolo triangular	26
2.2.3	Antenas largas	27
2.2.3.1	Antena en V	27
2.2.3.2	Dipolo tipo <i>fan</i>	28
2.2.3.3	Antena rómbica	29
2.2.4	Arreglos parásitos	29
2.2.4.1	Arreglos tipo Yagi	30
2.2.4.2	Arreglos logoperiódicos	35
2.2.4.3	Placa reflectora	38
2.2.4.4	Reflector en V	40
2.3	Posibles geometrías para recibir TVAD en UHF	
2.3.1	Requerimientos particulares de las antenas de TVAD	46
2.3.2	Selección de una geometría particular	48
	Referencias	51

## **Capítulo 3**

### **EL MÉTODO DE MOMENTOS**

3.1 Descripción general del método	53
3.2 Obtención de las propiedades de la antena	
3.2.1 Patrón de radiación	59
3.2.2 Ancho del haz de radiación principal	62
3.2.3 Relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás	63
3.2.4 Impedancia de entrada	63
3.2.5 Ganancia	63
3.3 Verificación del método de momentos para tres tipos de antenas	
3.3.1 Dipolo de media onda	64
3.3.2 Antena Yagi	71
3.3.3 Reflector en V alimentado por un dipolo de media onda	78
Referencias	85

## **Capítulo 4**

# **APLICACIÓN DEL MÉTODO DE MOMENTOS A UNA ANTENA REFLECTORA EN V ALIMENTADA POR ARREGLOS TIPO YAGI**

4.1 Descripción geométrica	87
4.2 Segmentación de los conductores de la antena	89
4.3 Estructura de la matriz de impedancias	92
4.4 Particularización de las ecuaciones para obtener la matriz Z	93
4.4.1 Ecuaciones para calcular la matriz de impedancias del reflector en V	95
4.4.1.1 Coordenadas del segmento "m"	98
4.4.1.2 Coordenadas del segmento "n"	101
4.4.2 Ecuaciones para calcular la matriz de impedancias del alimentador	102
4.4.2.1 Coordenadas del segmento "m"	105
4.4.2.2 Coordenadas del segmento "n"	106
4.5 Particularización de las ecuaciones para obtener el patrón de radiación	108

## **Capítulo 5**

### **RESULTADOS Y CONCLUSIONES**

5.1 Orientación óptima del alimentador tipo Yagi	118
5.1.1 Resultados del análisis relativo a la orientación del alimentador	123
5.1.1.1 Comparación entre las antenas analizadas	123
5.1.1.2 Comparación entre las antenas analizadas y las antenas Yagi sin el reflector en V	123
5.1.2 Conclusiones del análisis relativo a la orientación del alimentador	124
5.2 Ángulo óptimo entre los brazos del reflector	125
5.2.1 Resultados del análisis relativo al ángulo del reflector	129
5.2.1.1 Comparación entre las antenas analizadas	129
5.2.1.2 Comparación entre las antenas analizadas y las antenas Yagi sin el reflector en V	130
5.2.2 Conclusiones del análisis relativo al ángulo del reflector	130
5.3 Distancia óptima entre el reflector en V y el alimentador Yagi	131
5.4 Diseño para recibir TVAD por difusión terrestre	136
5.4.1 Descripción geométrica de la antena	136
5.4.2 Características de operación de la antena	137
5.4.2.1 Comparación con los parámetros de diseño	137
5.4.2.2 Operación de la antena en función de la frecuencia	139
5.5 Conclusiones generales y perspectivas futuras	144
Referencias	146



# **1 Introducción**

# 1 Introducción

## 1.1 Antecedentes

### 1.1.1 Importancia de las antenas y su desarrollo histórico tecnológico

Las antenas constituyen uno de los elementos más importantes de los sistemas transmisores y receptores de radiocomunicación, ya que una antena adecuada permite que el sistema aproveche eficientemente la energía. En el caso particular de la recepción, una antena bien diseñada detecta todo el ancho de banda de la señal transmitida hacia ella, proporciona calidad en la señal recibida, aprovecha al máximo la potencia disponible de la señal y, como consecuencia de todo lo anterior, repercute benéficamente en la inversión económica que requiere el sistema.

Hoy en día, las antenas son indispensables: Se utilizan en diversos sistemas que proporcionan servicios muy variados, para satisfacer necesidades de comunicación muy distintas.

El desarrollo histórico y tecnológico que hizo de las antenas un dispositivo indispensable se inició apenas el siglo pasado. Al principio de la década de 1880-1890 la Academia de Ciencias de Berlín ofreció un premio a la investigación acerca de la relación entre las fuerzas electromagnéticas y la polarización de materiales dieléctricos. Heinrich Hertz consideró la posibilidad de resolver el problema utilizando oscilaciones; aunque no logró resolver el problema en cuestión, sí desarrolló un interés especial por las oscilaciones. En 1886 construyó un aparato que ahora describiríamos como un sistema completo de radio. Utilizó como antena transmisora un dipolo cargado y como antena receptora un lazo resonante rectangular\*. Al generar chispas en la abertura del dipolo se producían chispas también en la abertura del lazo, que estaba colocado cerca del dipolo. Durante los siguientes dos años, Hertz demostró la reflexión, la refracción y la polarización. Los primeros experimentos de Hertz involucraron longitudes de onda alrededor de los 8 m. Posteriormente utilizó longitudes de onda de 30 cm.

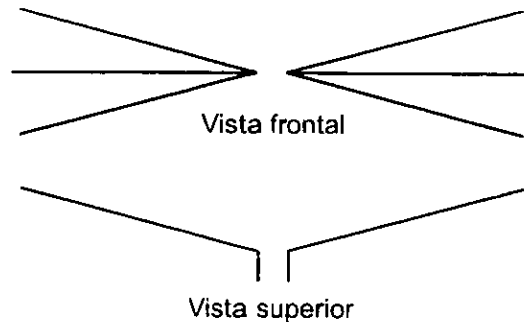
Aproximadamente diez años después, Guglielmo Marconi se cuestionó si sería posible utilizar las ondas Hertzianas para enviar mensajes. Para comprobar su hipótesis, Marconi repitió los experimentos de Hertz y concluyó que tenía razón. Marconi logró añadir la sintonía al sistema de radio, construyó antenas y sistemas de tierra grandes para utilizar longitudes de onda mayores y logró transmitir a grandes distancias.

A mediados de 1901 Marconi anunció que había recibido ondas de radio generadas al otro lado del Atlántico. En 1903 Marconi inició un servicio trasatlántico de mensajería entre Poldhu, Inglaterra, Glace Bay, Nueva Escocia y South Wellfleet en Cape Cod.

---

\* Al dipolo se le llamó dipolo Hertziano y a las ondas de radio ondas Hertzianas.

En 1901 la antena transmisora de Polduh era de tipo *fan* (Fig. 1.1) y era soportada por dos postes de madera de 60 m de altura. En el extremo receptor colocó como antena un cable de 200 metros sobre un arreglo de cables tendido en el piso. Posteriormente, la antena de Poldhu consistía de una jaula cónica de cable, sostenida por cuatro torres de 60 m. Pocos inventos han causado un impacto tan grande como el de Marconi, ahora conocido como radio y en su época como *wireless* (inalámbrico).



**Fig 1.1** La antena tipo *fan* consiste de dos o más dipolos conectados en paralelo en su punto de alimentación y separados entre sí en los extremos.

El radio se desarrolló utilizando longitudes de onda grandes, porque la tecnología de la época no permitía detectar longitudes de onda pequeñas a distancias considerables. La electrónica era incipiente y el bulbo no se había inventado (mucho menos el transistor). Las longitudes de onda típicas eran de 2000 m a 20000 m. Las antenas tenían de altura una pequeña fracción de la longitud de onda (eran dipolos cortos), y sus resistencias de radiación eran de  $1\Omega$  o menos. La eficiencia era, por lo tanto, severamente reducida por el calor y el efecto de corona\*. Marconi estuvo también a la vanguardia de los que preferían el uso de longitudes de onda menores (alrededor de los 600 m.).

Antes de 1916, todas las transmisiones de radio eran telegráficas: Utilizaban pulsos de encendido y apagado en código Morse. En este año, los científicos del NRL (*National Research Laboratory*), en Virginia, transmitieron la primera señal práctica de radio en amplitud modulada (AM). Después de la primera guerra mundial, se inició la radiodifusión en el rango de 200 a 600 m.

El 12 de diciembre de 1921, 20 años después de que Marconi recibió su primera señal transatlántica, se comenzaron a utilizar longitudes de onda menores a los 200m. para transmisiones a grandes distancias.

\* Fenómeno de irradiación de cargas eléctricas que se presenta alrededor de los conductores. Las causas del efecto son la elevada magnitud de la intensidad de campo eléctrico producido en el entorno de los conductores y la humedad del ambiente. Se manifiesta por un intenso halo luminoso y un zumbido continuo. [GRU86]

Con la invención del RADAR (*Radio Detection and Ranging*), durante la segunda guerra mundial, se utilizaron nuevamente las ondas con longitudes de centímetros. A partir de este momento el espectro radioeléctrico comenzó a utilizarse mucho más ampliamente, poco a poco los nuevos sistemas se fueron acomodando en frecuencias más altas y ocuparon anchos de banda mayores. En la actualidad la variedad y requerimientos de los servicios de radiocomunicación son inmensos y demandan antenas apropiadas y eficientes. [KRA88] [CAR94]

### 1.1.2 Televisión convencional (VHF y UHF)

Es indudable que uno de los servicios de radiodifusión más redituable es el servicio de televisión. El 30 de abril de 1941 la FCC (*Federal Communications Commission*) aprobó el estándar de televisión monocromática del NTSC (*National Television Systems Committee*); en 1953 el NTSC modificó su estándar para añadir color al sistema de televisión y la FCC autorizó el servicio de difusión terrestre\* de televisión a color, utilizando el estándar M/NTSC, a partir del 22 de enero de 1954 [FCC93]. En numerosos países del mundo, entre ellos México, se adoptó este estándar de televisión a color.

A lo largo de las siguientes décadas, este servicio se convirtió en una industria activa e importante; una encuesta de 1989 mostró que en el mundo existía un televisor por cada nueve habitantes y el 54% de los 605,000,000 televisores en uso eran a color. [BEN91]

En el mismo año, en México existían 15.7 millones de televisores, de los cuales 6.9 eran a color; la densidad de televisores era de una televisión por cada cinco habitantes\*\*. [BEN91]

Desde el punto de vista del diseño de la antena receptora, los seis parámetros más importantes del servicio de televisión son: El ancho de banda de la señal, la zona o banda del espectro radioeléctrico asignada para el servicio, la polarización de la señal, la ganancia de la antena, la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás y la impedancia de la antena. A continuación se describe cada uno de estos parámetros, de acuerdo con los estándares y normas adoptadas en México.

#### 1.1.2.1 Ancho de banda

De acuerdo con el estándar M/NTSC, para la señal de audio se utiliza modulación en frecuencia F3, y para el video se utiliza modulación en amplitud banda lateral residual A5C negativa. El ancho de banda de la banda lateral principal y, por lo tanto,

---

\* Se llama servicio de difusión terrestre al servicio convencional de televisión inalámbrica, se utiliza este nombre para diferenciarlo del servicio por cable o satélite.

\*\* En contraste, en 1995 existían en México 8,736,000 líneas telefónicas, 1 línea por cada 10 habitantes [INEGI95].

el ancho de banda nominal de video es de 4.2 MHz; por su parte, el ancho de banda de la banda lateral suprimida es de 0.75 MHz. En total, el ancho de banda asignado para cada canal de televisión es de 6 MHz. [SCT93]

### 1.1.2.2 Asignación de canales en México

En México, el uso del espectro radioeléctrico está reglamentado en el cuadro de atribución nacional de frecuencias. Este documento muestra el uso del espectro radioeléctrico por los servicios de radiocomunicación. De acuerdo con el cuadro nacional de atribución de frecuencias, las bandas de VHF (*Very High Frequency*) y UHF (*Ultra High Frequency*) corresponden a las siguientes frecuencias:

Tabla 1.1 Espectro de VHF y UHF

Banda núm.	Nombre común de la banda	Rango de frecuencias
8	VHF (Frecuencia muy Alta)	30-300 MHz
9	UHF (Ultra Alta Frecuencia)	300-3000 MHz

Dentro de estas bandas se tienen asignados diferentes rangos de frecuencias para la transmisión de televisión convencional. En la tabla 1.2 se muestran estos rangos, los canales asignados y el ancho de banda.

### 1.1.2.3 Polarización

En la radiodifusión comercial de televisión se utilizan ondas electromagnéticas con polarización lineal horizontal. De acuerdo con resultados experimentales, al radiar con este tipo de polarización se detecta la máxima potencia y se minimiza la reflexión de las señales con frecuencias en las bandas de VHF y UHF. Por otra parte, la directividad horizontal de la antena receptora ayuda a reducir los "fantasmas" de la imagen. [GRO64]

### 1.1.2.4 Ganancia de la antena receptora y relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás

En algunos cálculos, que involucran a los receptores de televisión M/NTSC, se asume que para obtener una buena recepción de televisión convencional en la banda de UHF la antena receptora debe tener una ganancia de 13 dB y una relación de intensidad de campo eléctrico hacia el frente y hacia atrás de 6 dB. [LER92]

Sin embargo, se ha comprobado que la ganancia promedio de todas las antenas es significativamente menor. Para las antenas de VHF se ha determinado una ganancia promedio de 6 dB, mientras que este valor es de 8 dB para las antenas de UHF. [BEN92]

**Tabla 1.2 Asignación de canales de televisión en México**

Rangos de Frecuencia [MHz]	Servicio	Canal	Ancho de banda [MHz]
54-72	Radiodifusión de televisión en VHF	2	54-60
		3	60-66
		4	66-72
76-88	Radiodifusión de televisión en VHF	5	76-82
		6	82-88
174-216	Radiodifusión de televisión en VHF	7	174-180
		8	180-186
		9	186-192
		10	192-198
		11	198-204
		12	204-210
		13	210-216
470-608*	Radiodifusión de televisión en UHF	14-36	6 MHz cada uno
614-806	Radiodifusión de televisión en UHF	38-69	6 MHz cada uno

#### 1.1.2.5 Impedancia de la antena receptora

Es recomendable que la impedancia de la antena receptora tenga un valor entre 72-300  $\Omega$ . En este rango de valores es posible disminuir considerablemente las pérdidas por el acoplamiento imperfecto que existe entre la antena y la línea de transmisión que transporta la señal hacia el televisor.

#### 1.1.2.6 Antenas receptoras para televisión convencional

De acuerdo con las características anteriores, las antenas receptoras de televisión convencional en VHF y UHF deben ser capaces de recibir señales con polarización lineal horizontal, con un ancho de banda mínimo de 6 MHz, para recibir cuando menos un canal. Existe una gran variedad de antenas receptoras para televisión, algunas son capaces de detectar muchos canales, mientras que otras se sintonizan

\* Esta banda se comparte con los servicios fijo y móvil terrestre en poblaciones cercanas a la frontera con E.U.A. o con una gran densidad de población.

---

para canales específicos. En el segundo capítulo se incluye un estudio comparativo de las características principales de las antenas receptoras de televisión convencional más utilizadas en la banda de UHF.

### 1.1.3 Televisión de alta definición (TVAD)

#### 1.1.3.1 Tendencias actuales de la televisión

Durante más de treinta años, las empresas televisoras han brindado un servicio técnicamente satisfactorio utilizando los sistemas a color convencionales. Hasta 1984 la única mejora a la calidad de la señal que transmitían estos sistemas fue la inserción de audio en estéreo. [WEY93]

La señal de M/NTSC tiene algunas deficiencias. En primer lugar, el sistema utiliza técnicas de multiplexaje en frecuencia para entrelazar la información de color con la imagen monocromática. Este proceso origina fenómenos espurios en la imagen recibida, que son mucho más notorios cuando la pantalla es grande. En segundo lugar, se presentan errores de fase que se generan en la transmisión y en la recepción, y que ocasionan que en la pantalla se desplieguen colores equivocados [SLA91]. En tercer lugar, la resolución que utiliza el sistema M/NTSC es insuficiente para imágenes que contienen detalles muy finos. Si estas imágenes se proyectan en pantallas grandes, estas deficiencias son perceptibles y molestas [SLA91]

En los últimos años se han propuesto numerosos sistemas que pretenden mejorar la calidad de la señal del sistema M/NTSC. Estos sistemas se pueden agrupar en diferentes categorías [POY91]:

1) IDTV (*Improved Definition Television*): Sistemas de televisión que ofrecen una mejor calidad de imagen utilizando receptores convencionales. Estos sistemas utilizan un procesamiento que involucra el almacenamiento de campos y/o cuadros de la imagen y se realiza enteramente en el receptor. No involucran ningún cambio en la generación de la señal ni en la emisión de la misma.

2) EDTV (*Enhanced [or Extended] Definition Television*): Sistemas de televisión que ofrecen una mejor calidad de imagen utilizando técnicas que afectan al transmisor y al receptor, pero que son transparentes para los receptores convencionales. Estos sistemas efectúan cambios en la generación de la señal pero cumplen con todas las especificaciones de emisión. Un ejemplo de este tipo de técnicas es la reducción de los efectos espurios del barrido entrelazado mediante el uso de barrido progresivo\* en la generación de la señal, transmisión entrelazada y reconstrucción de una imagen progresiva en el despliegue.

---

\* En el barrido entrelazado las líneas alternas de un cuadro son desplazadas verticalmente y temporalmente en la mitad del tiempo de cuadro, mientras que en el progresivo las líneas sucesivas en cada cuadro completo son vertical y temporalmente adyacentes.

3) Televisión digital: Si bien las señales de televisión son inherentemente analógicas, el uso de técnicas digitales en la generación, procesamiento, transmisión y recepción de señales de televisión tiene numerosas ventajas técnicas y económicas.

Dentro de estas ventajas destacan la capacidad de regenerar la señal digital original a partir de una señal digital degradada; la capacidad de multiplexar en tiempo diferentes señales digitales, lo cual acelera la transmisión, el almacenamiento y el procesamiento de señales; la capacidad de integrar el sistema de televisión con los sistemas de cómputo y la capacidad de aprovechar eficientemente los canales. [BEN92 ]

Existen diferentes esquemas de televisión digital, desde los que utilizan técnicas digitales en algunos subsistemas hasta los que integran un sistema de televisión totalmente digital. Es necesario destacar que un sistema de televisión digital no es necesariamente de alta definición.

4) DBS (*Direct Broadcast Satellite*) ó DTH (*Direct to Home*): Sistema de televisión digital por satélite que utiliza la compresión y corrección de datos para transmitir numerosos canales directamente del satélite a la antena receptora del usuario y garantiza que la señal recibida por el usuario sea de la misma calidad que la señal transmitida. La compresión digital permite que la antena receptora esté fija hacia una sola posición orbital y que el sistema transmita hasta 200 canales a través de un solo transpondedor [COL97]. En estos sistemas la señal transmitida es digital. Sin embargo los receptores no lo son, por lo que es necesario contar con un decodificador que transforme la señal digital en una señal compatible con los receptores convencionales. Estos sistemas tienen la posibilidad de interactuar con los sistemas de cómputo.

Todos estos sistemas constituyen mejoras desarrolladas a partir del sistema M/NTSC; sin embargo, ninguno de estos sistemas puede mejorar la calidad de la imagen más allá de los límites impuestos por el estándar M/NTSC. Los requerimientos de compatibilidad de la señal con el receptor y las restricciones en el ancho de banda disponible para cada canal imponen un límite para la máxima resolución y para el formato de la imagen que pueden ser transmitidos por difusión terrestre.

Es por ello que en los últimos años se ha intentado establecer un nuevo estándar de televisión que permita proporcionar una señal con una calidad muy superior a la de cualquier sistema basado en M/NTSC, PAL\* o SECAM\*\* , y conforme con las características de la visión humana. A esta nueva generación de servicio de televisión se le ha denominado ATV (*Advanced Television*).

---

\* *Phase Alternate Line*. Estándar de televisión similar a M/NTSC adoptado en numerosos países europeos, asiáticos y sudamericanos.

\*\**Sequential Couleur avec Memoire*. Estándar de televisión a color adoptado en numerosos países europeos y africanos.



---

La idea original de ATV nació a partir de las películas para la pantalla ancha. Cuando se introdujeron estas películas, se descubrió que los individuos sentados en las primeras filas disfrutaban de una sensación de presencia. Esta sensación se debe a que la pantalla ancha ocupa un campo visual periférico mayor. [KUH]

ATV se define como cualquier sistema que distribuye señales de televisión para una pantalla ancha con una resolución mayor a la del sistema M/NTSC, lo cual implica una modificación considerable a las normas de emisión de este sistema. La televisión de alta definición (TVAD)\* es un tipo particular de ATV y es el sistema que se ha tratado de establecer como sucesor del M/NTSC. Debido a la necesidad, por lo menos temporal, de que coexistan el sistema M/NTSC y el nuevo sistema de televisión, se han propuesto diferentes modalidades de transmisión [POY91]:

1) *ATV compatible con el canal*: La señal se transmite utilizando un espectro que se adecua a los canales de 6 MHz asignados en VHF y UHF. La compatibilidad con el canal no implica que necesariamente se utilice un solo canal para la transmisión, lo cual significa que es posible transmitir la señal completa de ATV en varios fragmentos distribuidos en canales de 6 MHz.

2) *ATV compatible con el receptor*: Transmisión de material de ATV adaptado para los receptores M/NTSC. Este tipo de sistema es particularmente importante dado que existen cerca de 600 millones de televisores en el mundo y aproximadamente el 70% de ellos son a color. [BEN91]

3) *Augmentation ATV*: Transmisión de una señal adicional, íntimamente asociada con otra señal de un canal principal. Ambas señales se conforman a las normas de emisión del M/NTSC. Si el receptor es de ATV, en él se combinan la señal principal y la señal adicional para formar una señal completa de ATV. Si el receptor es M/NTSC, solamente hace uso de la señal principal. Estos sistemas proporcionan automáticamente compatibilidad con el receptor. La principal desventaja de estos sistemas es que la separación y recombinación de señales es susceptible de introducir ruido en la recepción. [REI91]

4) *Self Contained ATV*: Sistema que transmite una señal completa de ATV en su propio canal de RF (*Radio Frequency*). Si el canal es de 6 MHz, entonces el sistema es compatible con el canal. El sistema será compatible con el receptor si simultáneamente transmite, en otro canal, el mismo material adaptado para un receptor M/NTSC. A este proceso se le conoce como *Simulcast* ATV.

La combinación ideal de estos sistemas es un sistema de *Self Contained* ATV con canales de 6 MHz y *Simulcast* ATV.

Con base en las propuestas anteriores, diferentes naciones del mundo han iniciado el diseño de estándares para televisión de alta definición. La naturaleza de la

---

\* En la sección 1.1.3.2 se tratará con detalle la definición y las características de la TVAD.

difusión de televisión y de la electrónica de consumo demanda el establecimiento de estándares aplicables por varias décadas, a pesar de los rápidos avances tecnológicos. Este tipo de estándares son esenciales para mantener la inversión de los consumidores y permitir que el sistema evolucione continuamente. [REI91]

Considerando todos estos parámetros, se ha establecido que los principales requisitos técnicos de un nuevo estándar para TVAD son los siguientes [REI91]:

1) Uso eficiente del ancho de banda: La principal limitación al diseñar un nuevo sistema de televisión es el espectro de 6 MHz asignado para los canales de televisión. Para transmitir señales de TVAD en este ancho de banda se requiere una reducción en el ancho de banda de la señal original de cuatro veces más que la que proporciona el sistema M/NTSC.

2) Múltiples medios de transmisión: El nuevo estándar deberá conceder la capacidad de distribuir material de TVAD a través de los sistemas disponibles en la actualidad: difusión terrestre, cable, DTH y casetes grabados. Además, deberá conceder la capacidad de distribución a través de métodos nuevos tales como la fibra óptica, discos ópticos, etc.

3) Capacidad de mejoramiento del sistema: Para que un estándar sea útil durante muchos años debe permitir que el sistema evolucione, mejorando su desempeño a lo largo del tiempo, en lugar de limitarlo a un desempeño estricto.

4) Capacidad de integrar nuevas aplicaciones: El estándar de TVAD debe permitir el uso de nuevas aplicaciones relacionadas con la TVAD. Tales aplicaciones pueden incluir la interacción con los sistemas de cómputo, aplicaciones médicas y militares, etc.

Se ha concluido que la tecnología ideal para cubrir todos estos requisitos es la tecnología digital. En particular, la necesidad de hacer uso eficiente del espectro hace indispensable comprimir la señal de video, lo cual puede lograrse con gran eficiencia utilizando la compresión digital de datos. Por otra parte, la tecnología digital permite añadir señales a la transmisión, ya sea para mejorar la resolución de la señal o para disminuir efectos indeseables. [REI91]

En la sección 1.1.3.3 se resumirán los esfuerzos y las tendencias de diferentes naciones para desarrollar sistemas y estándares de TVAD.

### 1.1.3.2 Definición actual de TVAD

De acuerdo con el CCIR (*Comité Consultatif International Radio*) el término "televisión de alta definición" se refiere a sistemas diseñados para desplegar imágenes con una calidad similar a la que percibiría un observador en la escena original, incluyendo el realismo en el movimiento y la percepción de profundidad. Lo anterior implica que un sistema de TVAD deberá tener las siguientes características, comparativas con los sistemas convencionales de televisión:

- 1) Por lo menos el doble de resolución espacial, en ambas direcciones: vertical y horizontal.
- 2) Mejoramiento de la resolución temporal.
- 3) Mejoramiento del color de la imagen.
- 4) Uso de pantallas más anchas.
- 5) Distancia óptima de observación de aproximadamente tres veces la altura de la imagen.
- 6) Sonido de alta fidelidad multicanal. [SLA91]

Dado que el objetivo de la TVAD es ofrecer al espectador una imagen más realista, con una mayor sensación de presencia, incrementado el porcentaje del campo visual contenido por la imagen y conforme con las características de la visión natural, a las características anteriores se deben añadir el uso de pantallas más grandes y la ausencia de efectos espurios.

En la actualidad un sistema de TVAD se caracteriza por su relación de aspecto, su distancia óptima de observación y su resolución.

#### 1.1.3.2.1 Relación de aspecto

La relación de aspecto de la imagen se define como el cociente del ancho de la imagen  $W$  y su altura  $H$ . La mayor parte de los estándares de TVAD modifican la relación de aspecto de la pantalla, de 4:3 a 16:9. Es así, que la imagen de TVAD es 25% más ancha que la convencional. Este cambio intenta crear la sensación de presencia de la ancha pantalla cinematográfica.

### 1.1.3.2.2 Distancia óptima de observación

La distancia óptima de observación (expresada en alturas de la imagen  $H$ ), es la distancia a la cual el ojo percibe todo el detalle de la imagen. En el sistema M/NTSC la distancia óptima de observación es de seis veces la altura de la imagen, en TVAD la distancia óptima es de solo tres veces la altura de la imagen. Es por ello que la pantalla de TVAD debe ser más ancha si se desea observar a la misma distancia, en metros, que en el sistema M/NTSC y al mismo tiempo percibir plenamente la resolución de la imagen.

### 1.1.3.2.3 Resolución

Se ha calculado que un sistema de TVAD requeriría un mínimo de 2280 líneas para igualar la resolución que es capaz de percibir el ojo humano. Sin embargo, pruebas subjetivas han demostrado que a una distancia de observación de  $3H$ , una resolución de 1000 líneas es suficiente para igualar la capacidad de percepción del ojo. También se ha encontrado que las mejores imágenes se obtienen cuando la resolución horizontal es igual a la resolución vertical. [SLA91]

Es así, que la imagen de TVAD tiene aproximadamente el doble de definición en luminancia horizontal y vertical que el sistema M/NTSC; por lo tanto, el número total de elementos luminiscentes (*pixeles*) es cuatro veces mayor. A esta resolución, se le agrega un cuarto más en el número de *pixeles* debido a la pantalla más ancha.

El incremento en la resolución vertical se obtiene empleando más de 1000 líneas en el patrón de muestreo; el incremento en el detalle luminiscente se logra empleando un ancho de banda de video aproximadamente cinco veces mayor que el empleado en el sistema M/NTSC. Se utiliza un ancho de banda adicional para transmitir los valores de color (crominancia), por lo que el ancho de banda total, de la señal en banda base, es de seis a ocho veces mayor que el utilizado en los sistemas convencionales.\*

Por otra parte, se ha descubierto que la resolución subjetiva que percibe el ojo es mayor si el barrido es progresivo que si es entrelazado. Se calcula que para que una imagen proyectada con barrido entrelazado produzca la misma sensación de resolución que una imagen proyectada con barrido progresivo, se requiere utilizar 1.5 veces más líneas en la imagen entrelazada que en la imagen progresiva. [SLA91]

---

\* Utilizando técnicas de compresión de video el ancho de banda requerido para cada canal se puede reducir a 6 MHz, como se indica en la sección 1.1.3.3.3.

---

### 1.1.3.3 Evolución de los sistemas de TVAD

#### 1.1.3.3.1 Desarrollo de TVAD en Japón

En 1968 la *NHK (Japan Broadcasting Corporation)* inició un programa de investigación para desarrollar un sistema de televisión de alta definición no compatible con el sistema M/NTSC. En 1974 la NHK dio su primera demostración pública de televisión de alta definición.

A partir de 1978, Sony y NHK desarrollaron un sistema analógico de televisión de alta definición denominado *NHK Hi-vision*. En junio de 1989 la NHK inició la transmisión regular de TVAD vía satélite con un programa diario de una hora. Este sistema utiliza 1125 líneas de barrido entrelazado y proporciona imágenes de una calidad extraordinaria, sin embargo tiene dos grandes desventajas: La primera de ellas es que es totalmente incompatible con cualquier sistema de televisión en uso y, la segunda, es que requiere un ancho de banda muy grande. Posteriormente, los japoneses desarrollaron un sistema denominado MUSE (*SubNyquist Sampling Coding*) que utiliza canales de 8 MHz lo cual genera un cierto deterioro en la calidad de la señal; este sistema utiliza procesamiento digital de la señal, sin embargo la señal transmitida y recibida es analógica. [NIN95]

En noviembre de 1995 existían en Japón más de 100,000 receptores de Hi-Vision, se estima que en 1998 este número se habrá incrementado a 1.5 millones de unidades. [MAT95]

Los japoneses prevén que en el futuro el sistema de TVAD será digital y han iniciado investigaciones para definir un estándar de TVAD digital.

#### 1.1.3.3.2 Desarrollo de TVAD en Europa

Los países europeos consideran a la TVAD como una opción más en la difusión de señales de televisión. Es por ello que los sistemas que han diseñado no pretenden eliminar a los sistemas convencionales, sino que prevén el uso simultáneo de sistemas digitales de TVAD con sistemas convencionales.

En 1987 se inició en Europa un proyecto de investigación y desarrollo denominado *Eureka EU95*. El objetivo principal de este proyecto era proponer un estándar de TVAD de la más alta calidad, de tal forma que las señales de TVAD pudieran ser transmitidas como tales, pero también utilizadas como una fuente de la cual se derivaran señales de menor calidad que se transmitirían a través de los medios convencionales y se recibirían en los receptores convencionales. El segundo objetivo de este proyecto era que se aceptara dicho estándar como el estándar mundial de TVAD.

El primer objetivo del proyecto sí se cumplió. Se diseñó y construyó una gran variedad de equipo que demostró que el sistema funcionaba con una calidad inigualable hasta entonces. Con este sistema se generaba en el estudio una señal de TVAD, la cual se procesaba para generar dos versiones de menor calidad, una denominada D2-MAC y otra llamada HD-MAC. Estas señales eran compatibles con una familia de estándares denominada MAC (*Multiplexed Analog Component*) que se transmitía vía satélite. Así, los usuarios que tuvieran la primera generación de receptores MAC, podrían recibir alguna de las dos versiones; la versión D2-MAC ofrecía una calidad intermedia, mientras que la señal HD-MAC se consideraba de alta definición. En el futuro, los usuarios que contaran con un receptor adecuado recibirían la señal completa de TVAD.

Paralelamente a este sistema, los europeos desarrollaron un sistema 16:9 para difusión terrestre, este sistema se llama *PALplus* y proyectaban su aparición para 1995. Este sistema era totalmente compatible con el sistema *PAL*: Utilizaba los canales disponibles para la televisión convencional y el mismo ancho de banda.

En 1990 se entregó a la asamblea plenaria del CCIR la propuesta oficial del estándar; sin embargo parece claro que definir un estándar mundial será prácticamente imposible y será necesario tomar algunos puntos de acuerdo a partir de los cuales se generen diferentes estándares de TVAD.

En 1993 los europeos contaban ya, a nivel comercial, con el sistema D2-MAC y se preparaban para comercializar el sistema HD-MAC. Sin embargo, el escaso interés del público por adquirir televisores MAC ocasionó que el estándar cayera en desuso y, finalmente, desapareciera. Cabe destacar que este estándar contemplaba la integración de sistemas digitales en el futuro. [SLA91] [FOX95]

Si bien oficialmente los esfuerzos europeos se concentraban en el proyecto *Eureka EU95*, de manera paralela numerosos proyectos independientes realizaban diseños y pruebas en sistemas digitales de TVAD. Entre estos proyectos destacó un escandinavo que en 1992 demostró un sistema de TVAD digital denominado *HD-Divine (Digital Video Narrow-band Emission)* el cual utilizaba compresión de datos para reducir el ancho de banda de la señal transmitida.

Con la finalidad de unificar todos estos esfuerzos, se estableció en 1993 un marco europeo de investigación en televisión digital y en TVAD. Este grupo se denominó *Digital Video Broadcasting Group* y ha realizado pruebas en TVAD digital por satélite y por cable; se espera que próximamente proponga su estándar de TVAD digital para difusión terrestre. [FOX95]

### 1.1.3.3.3 Desarrollo de TVAD en los Estados Unidos

Por su parte, los Estados Unidos de América han dirigido sus esfuerzos en dos direcciones: La televisión totalmente digital y el uso del mismo ancho de banda que el disponible para la televisión convencional.

En 1987 la FCC estableció el ACATS (*Advisory Comitee on Advanced Television Service*) con la finalidad de aconsejar a la FCC en los aspectos técnicos y legislativos de ATV. Este comité se encargó durante los siguientes nueve años de recibir diferentes propuestas de sistemas de ATV, estudiarlas y decidir cuál de ellas era más adecuada para utilizarse como un estándar de ATV en Estados Unidos. En 1993 el ACATS decidió que el nuevo estándar de televisión utilizaría tecnología totalmente digital. En mayo de ese mismo año, las empresas que habían propuesto los mejores cuatro sistemas decidieron formar un solo bloque que propoñdría al comité un único estándar de TVAD. A este bloque se le conoce como *Grand Alliance*. En abril de 1995 se iniciaron las pruebas del sistema *Grand Alliance* y se completaron en agosto del mismo año. A partir de entonces, el ATSC (*Advanced Television Systems Comitee*) se encargó de desarrollar y documentar las especificaciones técnicas detalladas que conformarían un estándar de ATV basado en la propuesta del *Grand Alliance* [RIC96]. Este sistema es digital, *Self Contained*, compatible con el canal (por lo tanto utiliza canales de 6 MHz) y con la capacidad de proveer *Simulcast*. Está diseñado para difusión terrestre, pero contempla el uso de otros medios de distribución.

El 24 de diciembre de 1996 la FCC adoptó los principales elementos del estándar digital de TVAD del ATSC. Esta decisión implica que la difusión terrestre de TVAD estará regida por éste estándar. [ATSC]

En Estados Unidos existen diferentes estaciones experimentales de TVAD que transmiten por difusión terrestre, utilizando el estándar del ATSC. Los estadounidenses predicen que a partir de la introducción comercial del sistema de TVAD se alcanzará entre el 5% y el 8% del mercado después de 5 años, y entre el 37% y el 57% después de 10 años [ACA93]. De acuerdo con la información más reciente, a partir de diciembre de 1998, 26 televisoras de los 10 principales mercados de Estados Unidos empezarán a transmitir programas en el sistema digital de TVAD. Estas estaciones combinarán, por algún tiempo, las emisiones en el formato M/NTSC con las emisiones de TVAD. A partir del año 2006 la transmisión será solamente digital. [REF97]

En la actualidad se considera que el estándar de TVAD del ATSC es el más avanzado del mundo, y se han hecho demostraciones del estándar en diferentes países del mundo, entre ellos están Australia, China, Suiza y México [ATSC]; por su parte, Canadá y Corea del Sur han aceptado el estándar del ATSC como su estándar de TVAD.

Dado que México participó activamente en la elaboración del estándar del ATSC, se prevé que también en México se adopte como el estándar de TVAD [ATSC97]. Hasta el momento se han otorgado permisos a Televisa y a Televisión Azteca para iniciar transmisiones experimentales de televisión digital en Guadalajara y en el D.F. Para realizar dichas pruebas, se utilizarán los canales 48, 24, 53 y 40. [PER97]

### 1.1.3.4 Parámetros de diseño de la antena receptora de TVAD

#### 1.1.3.4.1 Especificaciones del estándar del ATSC

El estándar del ATSC especifica algunos parámetros de diseño para la antena receptora de TVAD por difusión terrestre. Debido a los antecedentes planteados en la sección anterior, consideramos que en la actualidad estos parámetros constituyen los principales lineamientos para diseñar una antena receptora de TVAD por difusión terrestre. En esta sección se resumen dichos parámetros.

**Tabla 1.3 Parámetros de diseño de la antena receptora de TVAD del ATSC [ATSC95]**

Parámetros de Diseño	VHF Inferior	VHF Superior	UHF
Frecuencia de prueba (MHz)	69	94	615
Impedancia de la antena (Ohms)	75	75	75
Ancho de banda (MHz)	6	6	6
Ganancia de la antena (dB)	4	6	10
Relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás (dB)	10	12	14

#### 1.1.3.4.2 Asignación de canales

El estándar del ATSC contempla la difusión terrestre de TVAD en cualquiera de las tres bandas de canales asignadas para TV convencional. Por su parte, la FCC ha concluido que se asignará a las televisoras un segundo canal, en VHF ó UHF, para que transmitan la señal de TVAD, a la vez que continúan transmitiendo la señal convencional; cuando se interrumpan las transmisiones de la señal convencional, se regresará el canal original al gobierno para su uso posterior. Sin embargo, todas las transmisiones experimentales de TVAD se han efectuado en canales de UHF y las televisoras planean transmitir la señal de TVAD en canales de UHF. Es por ello, que en la práctica se prevé el uso de canales en UHF para transmitir TVAD.

En México se ha iniciado un camino similar, ya que los canales otorgados para las pruebas de televisión digital están dentro de la banda de UHF asignada para televisión convencional.



### 1.1.3.4.3 Polarización

Si bien el estándar del ATSC no especifica la polarización de la señal de TVAD, es muy probable que sea la misma que la utilizada en la transmisión de señales de televisión M/NTSC. Existen dos razones prácticas para ello: En primer lugar, si se asignan canales disponibles de televisión convencional en las bandas de VHF y UHF para transmitir TVAD, los argumentos técnicos que fundamentaron la elección de la polarización lineal horizontal para la transmisión de televisión convencional seguirán siendo válidos; en segundo lugar, dado que el servicio de difusión terrestre de TVAD no desplazará inmediatamente al servicio de televisión M/NTSC y dado que las tendencias son hacia el *Simulcast*, resulta más conveniente transmitir con la misma polarización, de tal manera que sea posible recibir ambas señales con una sola antena.

## 1.2 Objetivos

La difusión terrestre de TVAD es una realidad inminente. El uso del estándar del ATSC es un hecho cierto en diferentes países del mundo y una posibilidad en México. Por lo tanto, resulta necesario diseñar antenas receptoras de televisión de alta definición de difusión terrestre en UHF.

De acuerdo con esta necesidad, el objetivo principal de esta tesis es analizar exhaustivamente una antena, con una geometría particular, para determinar la factibilidad de utilizarla en la recepción de señales de TVAD y, en caso afirmativo, determinar las características geométricas de un diseño óptimo.

De este objetivo principal se derivan cuatro objetivos adicionales:

- 1) Comparar diversos diseños existentes de antenas de UHF para recibir TV.
- 2) Determinar un tipo de antena factible de utilizarse en la recepción de TVAD.
- 3) Elaborar un programa versátil que permita analizar el tipo de antena en cuestión.
- 4) Presentar los resultados del análisis de manera gráfica, ordenada y comparativa.

### 1.3 Metodología

La estructura de este trabajo escrito reflejará el proceso que seguiremos para alcanzar los objetivos proyectados. En primer lugar, en este capítulo, analizamos la necesidad de diseñar una antena receptora de TVAD en UHF y estudiamos los principales requerimientos de la antena: Ancho de banda, frecuencias de operación, polarización, ganancia, relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás, e impedancia.

En el segundo capítulo, estudiaremos el funcionamiento básico y las características principales de las antenas receptoras de televisión en UHF. Haremos también un análisis comparativo de las diferentes antenas receptoras de televisión en UHF, con la finalidad de determinar qué tipo de antena podría utilizarse para recibir TVAD. Las propiedades estudiadas en este capítulo serán una base comparativa importante para los resultados de nuestro análisis.

El análisis de la antena seleccionada se efectuará utilizando el método de momentos. Este método es adecuado para analizar muchas de las geometrías que se utilizan en la recepción de TV en UHF y permite obtener todas las características de operación involucradas. Es por ello que, en el tercer capítulo, describiremos este método y comprobaremos la validez de los resultados obtenidos con este método para algunas antenas básicas utilizadas en recepción de T.V. convencional.

Posteriormente estudiaremos las características geométricas de la antena seleccionada. Una correcta descripción geométrica de la antena es indispensable para determinar un sistema coordenado adecuado para el análisis mediante el método de momentos, y para obtener las ecuaciones particulares que se deben resolver para analizar la antena. Todo esto quedará registrado en el capítulo cuatro.

Una vez que hayamos establecido las ecuaciones necesarias, elaboraremos un programa de computadora que resuelva estas ecuaciones. El programa será lo suficientemente versátil para modificar los principales parámetros geométricos de la antena y mostrará los resultados de manera gráfica.

Con la ayuda del programa, obtendremos las principales características de operación de la antena, para diferentes frecuencias y para diferentes parámetros geométricos. Estos resultados se graficarán y se ordenarán en tablas comparativas. Posteriormente compararemos estos resultados con los previamente conocidos y obtendremos las conclusiones de este análisis, sobre todo en relación a la recepción de televisión de alta definición. Los resultados y conclusiones quedarán registrados en el capítulo cinco.

## Referencias

- [ACA93] ACATS, **ATV System Recommendation**,  
<http://www.atsc.org/papers/atvreport/>
- [ATSC] ATSC, **ATSC News**, <http://www.atsc.org>
- [ATSC95] ATSC, **Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard**,  
4/octubre/95, p.102.
- [ATSC97] [http://131.193.178.211/Presshtml/PR-Canada&SKorea\\_Adopt\\_ATSC.html](http://131.193.178.211/Presshtml/PR-Canada&SKorea_Adopt_ATSC.html)
- [BEN91] Benson, Blair K.; Fink, Donald G., **HDTV: Advanced Television for the 1990's**,  
1991, p. 1.3-1.5.
- [BEN92] Benson, Blair K., **Television Engineering Handbook. Featuring HDTV Systems**,  
1992, p. 13.58, 18.2-18.3.
- [CAR94] Carr, Joseph J., **Practical Antenna Handbook**, 1994, pp. 1-4.
- [COL97] Collazo Llerandi, Sergio; Díaz Mazadiego, Juan; Echavarría Ayuso, Ruy;  
**Tecnología Digital y Operación de los Sistemas de Recepción de T.V. Vía Satélite en la Banda Ku**, 1997, p. 82.
- [FCC93] Advisory Comitee on Advanced Television Service, FCC,  
**ATV System Recommendation** , 24/febrero/1993, pp. 7-9.
- [GRO64] Grob, Bernard, **Basic Television: Principles and Servicing**, 1964, p.458.
- [GRU86] Grupo Editorial Océano, **Gran Enciclopedia de la Ciencia y de la Técnica**,  
1986, t. III, p. 808.
- [CHE93] Cheung, Nim K., "*High Definition Television and Digital Video Communications*"  
**IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, enero 1993, pp. 1-3.
- [FOX95] Fox, Barry, "*The Digital Dawn in Europe*", **IEEE Spectrum**, abril 1995, pp. 51,52.
- [INEGI95] [http://www.inegi.gob.mx/homepara/conteo/rep\\_mex.html](http://www.inegi.gob.mx/homepara/conteo/rep_mex.html),  
<http://www.aqs.inegi.gob.mx/homeing/estadistica/infraestructura/comunicaciones/com-1.html>
- [KRA88] Kraus, John D., **Antennas**, 1988, pp. 1-8
- [KUH] Kuhn, Kelin J., **HDTV Television: An introduction**,  
<http://www.ee.washington.edu/conselec/CE/kuhn/tvad/95x5.htm>

- 
- [LER92] Lery, Scott A.; Paik, Woo H.; Rust, Robert M.,  
"Extending HDTV Coverage Using Low Power Repeaters. A Cellular Approach",  
**IEEE Transactions on Broadcasting**, Septiembre 1992, p. 145.
- [MAT95] Matsuzaki, Junji, **HDTV as the Creator of a New Visual Culture**,  
<http://www.current.org/atvnhk.html>
- [NIN95] Ninomiya, Yuichi, "The Japanese Scene", **IEEE Spectrum**, abril 1995, p. 54.
- [REF97] Nueva York (AP), **Reforma**, Sección Gente, 23 abril 1997.
- [PER97] Pérez Lince, Bernardo, "Otorgan a TV Azteca y a Televisa Canales", **Reforma**,  
21 de octubre de 1997.
- [POY91] Poynton, Charles A., "TN32- High Definition Television (HDTV) and Advanced  
Television (ATV) Glossary", **High Definition Television (HDTV) Technology**,  
28 de julio-2 de agosto de 1991, pp. 20.3-20.6.
- [REI91] Reitmer G.; Carlson C.; Geiger E.; Westerkamp D.,  
"The Digital Hierarchy – A Blueprint for the Television in the 21st Century",  
**High Definition Television (HDTV) Technology**,  
28 de julio-2 de agosto de 1991, pp. 19.2- 19.5.
- [RIC96] Richer, Mark S., **The Vision of HDTV**, <http://www.atsc.org/Hdtv96b.htm/>
- [SCT93] Secretaría de Comunicaciones y Transportes, **NOM-03-SCT1-93**, 1993.
- [SLA91] Slater, Jim, **Modern Television Systems to HDTV and Beyond**, 1991,  
pp. 32,33,130,133,136,138,141,142, 165-168.
- [WEY93] Weyand Associates, **Comm-Notes**,  
[http://www.mcs.net/~weyand/www/weyand\\_assoc/comm-notes/9312cn08.html](http://www.mcs.net/~weyand/www/weyand_assoc/comm-notes/9312cn08.html)

## **2 Teoría general sobre antenas receptoras de T.V. en UHF**

## 2 Teoría General sobre Antenas Receptoras de T.V. en UHF

### 2.1 Importancia de la antena receptora de T.V. convencional

La antena es uno de los sistemas más importantes del receptor de televisión, ya que la capacidad del receptor para proyectar una imagen de buena calidad está limitada por la intensidad de la señal que recibe de la antena.

Dos características esenciales de una imagen de buena calidad son la ausencia de "nieve" y la ausencia de "fantasmas". Estos efectos se relacionan directamente con la calidad y cantidad de señal que detecta la antena y que transporta, a través de la línea de transmisión, hacia el receptor.

El efecto conocido como "nieve" es ruido que se introduce en la señal. Este efecto puede evitarse con una antena de alta ganancia, ya que la relación señal a ruido del audio y del video dependen principalmente de la capacidad de la antena para detectar la señal y transmitirla íntegramente al receptor. Debido a que una ganancia alta generalmente implica una reducción en el ancho de banda de la antena, es necesario armonizar estos dos parámetros de acuerdo con las necesidades de recepción.

Un "fantasma" es una imagen duplicada, que aparece movida a un lado de la imagen original. Cuando la señal de televisión experimenta un multitrayecto, debido a reflexiones durante la propagación, a la antena receptora llegan señales desde direcciones diferentes y, por lo tanto, en tiempos diferentes. Esta variedad de señales ocasiona que el receptor proyecte varias veces la misma imagen, en diferentes regiones de la pantalla. Si la diferencia temporal de las señales no es muy grande, no aparecerá una segunda imagen fuera de lugar, pero la imagen se verá borrosa.

Para evitar este fenómeno es indispensable que la antena receptora tenga una buena relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás, y un lóbulo principal estrecho con respuesta lateral prácticamente nula. En los sistemas analógicos es imposible cancelar los "fantasmas" una vez que las señales desfasadas han llegado al receptor. La única solución está en la antena.

Por otra parte, la recepción de T.V. en UHF requiere de consideraciones adicionales respecto a la antena receptora: En primer lugar, se ha demostrado\* que las antenas diseñadas para recibir televisión únicamente en la banda de UHF tienen un mejor desempeño que las antenas receptoras para VHF y UHF; en segundo lugar, debido a que en la banda de UHF la atenuación por propagación es mayor que en VHF, se requieren antenas de mayor ganancia; y, en tercer lugar, para recibir señales de T.V. en todo el rango de UHF se requieren antenas anchas.

---

\*[BEN92], [JAS84], [GRO64]

En la actualidad existen numerosas antenas receptoras de T.V. en UHF que se han diseñado en conformidad con los requerimientos especiales que se mencionaron anteriormente. En la siguiente sección se describirán y compararán algunos de los diseños más utilizados.

## 2.2 Características de operación de diversos tipos de antenas receptoras en UHF

### 2.2.1 Dipolo de media onda

El dipolo de media onda es la antena más simple de construir y de analizar; además, es la base de estudio para muchas antenas que se derivan de ella. Es por ello que se describirá su funcionamiento y sus características esenciales, aunque no es muy utilizado en la recepción de T.V. en UHF.

Esta antena consiste de dos elementos con longitudes de un cuarto de longitud de onda, colocados en línea recta y conectados en el centro a una línea de transmisión formada por dos conductores paralelos. En la figura 2.1 se muestra esta geometría.

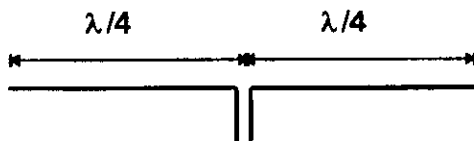


Fig. 2.1 Geometría de un dipolo de media onda.

La presencia de un campo electromagnético en el entorno de la antena induce en ella una corriente que presenta la misma variación que el voltaje aplicado. En la figura 2.2 se muestran las distribuciones de corriente y voltaje a lo largo de la antena. Las líneas punteadas indican las envolventes de los valores pico de las señales de ac en diferentes puntos de la antena.



Fig. 2.2 Distribuciones de voltaje y corriente en un dipolo de media onda.

El flujo de electrones en el conductor no es instantáneo, sino que viaja a largo de él, aproximadamente a la velocidad de la luz en el espacio libre. Cuando los electrones llegan al final del conductor, la acumulación de cargas resultante genera un potencial que invierte la dirección del flujo de corriente. La corriente resultante en los extremos es cero, con dos corrientes de igual amplitud fluyendo en direcciones opuestas. A lo largo del conductor, las corrientes que viajan en ambos sentidos no son iguales, ya que las cargas que generan las corrientes llegan a la antena en diferentes momentos del ciclo de la señal. El máximo de la corriente se encuentra en el centro de la antena, donde la corriente reflejada de los extremos se suma a la corriente original. Por su parte, el máximo de voltaje ocurre en los extremos de la antena.

En la realidad, debido a la capacitancia de los extremos, la corriente en ellos no es cero, sino que tiene un valor definido, por ello, es necesario reducir el tamaño de la antena para que presente la misma distribución de corriente que se tendría en el espacio libre.

Los valores máximos de corriente y de voltaje se presentan, solamente, cuando la frecuencia de la señal es tal, que la carga de electrones en la antena viaja del centro de ella a los extremos y de regreso al centro, en un tiempo igual a medio ciclo de la señal electromagnética. En este caso, el dipolo es resonante. Para todas las demás frecuencias se presentan cancelaciones parciales entre la señal incidente y los electrones que viajan de regreso hacia el centro, lo cual reduce la intensidad de la señal que puede entregar la antena.

Las principales características de operación del dipolo de media onda pueden obtenerse mediante cálculos teóricos, lo cual resulta muy complicado en otro tipo de antenas, y por ello constituye una base teórica importante. A continuación presentamos algunas de estas características.

El ancho del haz de radiación principal (-3 dB) de un dipolo de media onda es de  $78^\circ$  y la resistencia de radiación de  $73 \Omega$ . [KRA88]

El dipolo de media onda tiene un ancho de banda reducido; su valor depende de la relación entre el diámetro del conductor y su longitud; mientras más grande es el cociente del diámetro entre la longitud, más grande es el ancho de banda de la antena. La impedancia del dipolo es la característica de operación más susceptible de variar con la frecuencia; es por ello, que frecuentemente se define el ancho de banda como la zona del espectro en que una línea acoplada al dipolo presenta un VSWR menor a dos. Así, por ejemplo, un dipolo con un radio de  $0.005 \text{ m}$  y con una frecuencia de resonancia de  $285 \text{ MHz}$  presenta un ancho de banda de aproximadamente el 16%, mientras que un dipolo de  $0.0001 \text{ m}$  y con una frecuencia de operación de  $294 \text{ MHz}$  tiene un ancho de banda alrededor del 8%. [FON84]



## 2.2.2 Dipolos de banda ancha

El ancho de banda de un dipolo se puede aumentar si se incrementa el diámetro del conductor, por ejemplo, utilizando cilindros y conos en lugar de conductores delgados. En general, se considera que un dipolo es ancho si tiene un diámetro igual o mayor a  $0.1\lambda$ .

Al incrementar el diámetro del conductor, disminuye muy poco el valor de la resistencia de radiación, aumenta la capacitancia por unidad de longitud y disminuye la inductancia por unidad de longitud. La disminución en el cociente  $\frac{L}{C}$  ocasiona que el factor de la calidad disminuya también, de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$Q = \frac{\pi}{4R_{rad}} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

Como consecuencia, la antena tiene una impedancia relativamente uniforme en un rango más amplio de frecuencias; se mantiene un patrón uniforme en la dirección de recepción óptima en un ancho de banda mayor; y, se requiere recortar aún más la antena para que la longitud física corresponda a la longitud eléctrica.

Esta técnica para incrementar el ancho de banda se usa mucho en recepción de T.V. en UHF, y es muy frecuente encontrar formas cilíndricas, cónicas y triangulares. En esta sección se describirán las principales antenas dipolares de banda ancha.

### 2.2.2.1 Dipolo doblado

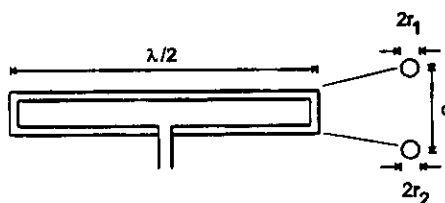


Fig. 2.3 Geometría de un dipolo doblado.

El dipolo doblado presenta las mismas características direccionales que el dipolo de media onda y recibe la misma cantidad de señal; sin embargo, la resistencia es aproximadamente de  $300\Omega$ , lo cual resulta conveniente dada la existencia de líneas de transmisión con esta impedancia. El dipolo doblado tiene dos diferencias esenciales respecto al dipolo de media onda; la primera de ellas es que el centro del

dipolo doblado es un punto de voltaje máximo; la segunda es, que cuando el dipolo doblado opera con una frecuencia del doble que la resonante, recibe poca señal de la dirección principal.

Es posible modificar la impedancia del dipolo doblado. Para ello, se modifica el radio del elemento de media longitud de onda y el radio de los elementos de un cuarto de longitud de onda, así como la separación entre estos elementos. La tabla 2.1 muestra, de manera aproximada, los factores de transformación de impedancia, referidos a un dipolo de media onda. Estos factores dependen del cociente de la separación de los elementos entre el radio del elemento de media onda ( $v = d/r_1$ ), así como del cociente de los radios de los elementos ( $\mu = r_2/r_1$ ). Así, por ejemplo, para  $\mu = 3$  y  $v = 8$  la impedancia del dipolo doblado será aproximadamente 8.5 veces la del dipolo de media onda.

Tabla 2.1 Factores de transformación de impedancia para dipolos doblados, referidos a un dipolo de media onda. [BEN92]

$v = d/r_1$ / $\mu = r_2/r_1$	1	2	3	4	5	6	7
2	4						
3	4	10					
4	4	7.5	15				
5	4	7	12	30			
6	4	6.5	11	17	50		
7	4	6.2	10	15	30	55	
8	4	6	8.5	13	20	35	
9	4	6	9	11.5	17	28	
10	4	5.8	8	11	14	20	40

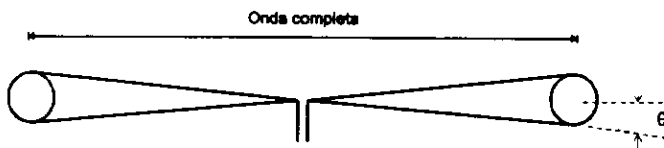


Fig. 2.4 Geometría de un dipolo bicónico.

### 2.2.2.2 Dipolo bicónico

Este tipo de antena no se utiliza mucho en recepción de T.V., pero constituye la base de diseño para otras antenas similares. En la figura 2.4 aparece la geometría de esta antena.

El dipolo bicónico se comporta como un dipolo de onda completa: cuando la longitud de onda es del doble de sus dimensiones presenta una resistencia muy baja en el centro y tiene una ganancia de aproximadamente 3 dB.

Cuando el dipolo bicónico opera en onda completa y  $\theta = 30^\circ$ , la antena presenta una resistencia de aproximadamente  $300\Omega$ .

### 2.2.2.3 Dipolo triangular

Esta antena es capaz de recibir todos los canales de UHF. Se construye con una placa de metal triangular, tal como se muestra en la figura 2.5. La placa puede ser reemplazada por una malla, siempre y cuando la separación de los conductores sea pequeña. Al igual que el dipolo bicónico, es una antena de onda completa y presenta una resistencia aproximada de  $300\Omega$  cuando  $\theta = 70^\circ$ .

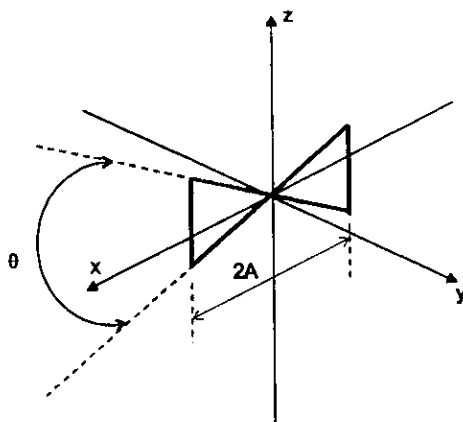


Fig. 2.5 Geometría de un dipolo triangular.

El patrón de radiación de esta antena es muy similar al de la antena bicónica, excepto que en el plano  $YZ$  deja de ser circular. Los lóbulos laterales predominan más mientras más grandes son la distancia  $A$  y el ángulo  $\theta$ .

En la figura 2.6 se muestran las características de ganancia de distintos tipos de dipolos triangulares.

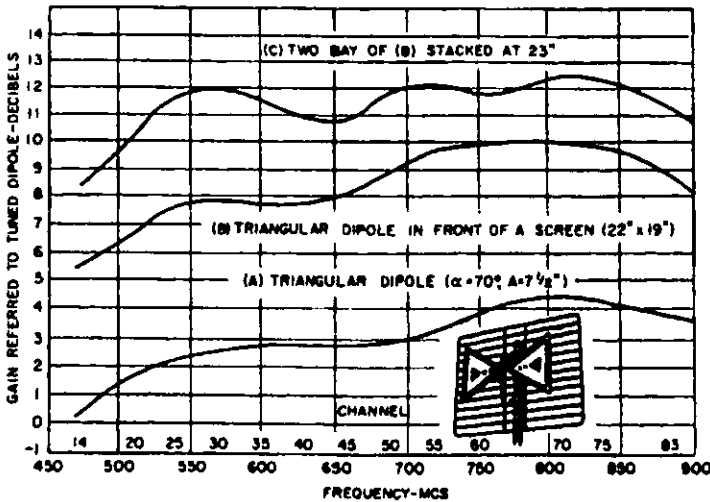


Fig. 2.6 Características de ganancia de:

- (a) Dipolo triangular  $\alpha = 70^\circ$ ,  $A = 19.05 \text{ cm}$ .
- (b) Dipolo triangular enfrente de una malla reflectora de  $55.8 \times 48.26 \text{ cm}$ .
- (c) Dos antenas tipo (b) colocadas una encima de otra a  $58.42 \text{ cm}$ . [JAS84]

## 2.2.3 Antenas largas

### 2.2.3.1 Antena en V

Una antena con dimensiones de varias longitudes de onda tiene una mejor ganancia y una directividad más elevada; cuando la longitud de una antena excede  $1.2\lambda$ , la recepción hacia el frente comienza a disminuir y los lóbulos laterales comienzan a crecer. Sin embargo, si el dipolo se dobla hacia el frente para formar una V, como en la figura 2.7, se restaura el patrón de radiación y la relación de intensidad hacia el frente y hacia atrás mejora porque los lóbulos laterales se abren más lejos de la antena; por otro lado, también se obtiene una respuesta adecuada en un ancho de banda mayor.

Mientras más pequeño es el ángulo de la V, mayor es la frecuencia a la que el dipolo en V mantiene un patrón adecuado. Sin embargo, aunque la respuesta es buena para frecuencias altas, se disminuye la ganancia en frecuencias bajas porque la distancia entre los extremos de la antena es menor a media longitud de onda. Por lo tanto, para obtener la máxima ganancia, mientras más larga sea la antena, menor debe ser el ángulo entre sus elementos.

En UHF esta antena presenta ganancias entre 8 y 12 dB en toda la banda. Para ello es necesario que los elementos de la V tengan una longitud de  $2.1\lambda$  en el canal 14 y un ángulo de  $50^\circ$  entre los elementos. [BEN92]

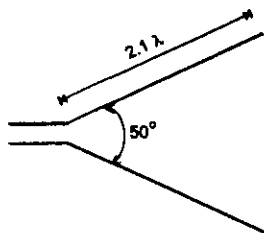


Fig. 2.7 Geometría de una antena en V para UHF.

### 2.2.3.2 Dipolo tipo fan

Esta antena está basada en la antena en V. En la figura 1.1 se muestra la geometría de esta antena, la cual consiste de dos o más dipolos conectados en paralelo en el punto de alimentación y abiertos en los extremos.

Una combinación en paralelo de dos dipolos cercanos es equivalente a un dipolo ancho, cuyo radio es la media geométrica de los radios de los dipolos individuales y de la distancia entre ellos. Si bien esta relación no es válida en el caso de la antena tipo fan, el efecto es similar y la antena proporciona una respuesta en banda ancha similar a la de los dipolos anchos.

En la siguiente figura se muestra el patrón de radiación de una antena tipo fan. Al analizar dicho patrón resulta evidente que la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás de esta antena es muy baja y, por lo tanto, la antena no protege al receptor de señales de multitrayecto.

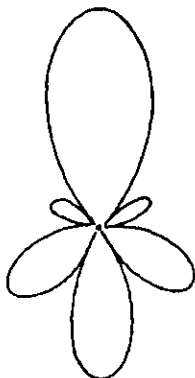


Fig. 2.8 Patrón de radiación de la antena tipo fan. [BEN92]

### 2.2.3.3 Antena rómbica

La antena rómbica es más eficiente que la antena en V. Para que sea unidireccional, se puede terminar con una resistencia de  $470\Omega$ , de tal forma que tenga un acoplamiento aproximado con una línea de  $300\Omega$ . Cada pata debe medir, cuando menos, dos longitudes de onda a la frecuencia de operación más baja; la ganancia y directividad de la antena aumentan con la longitud.

En la figura 2.9 se muestra la geometría de una antena rómbica y las características de ganancia para una antena de  $139.7\text{ cm}$ , con ángulo interior de  $65^\circ$  y terminación de  $470\Omega$ . Esta antena tiene una excelente característica de impedancia en toda la banda de UHF, sin embargo, la ganancia experimenta severas variaciones entre frecuencias con una relación de 2:1.

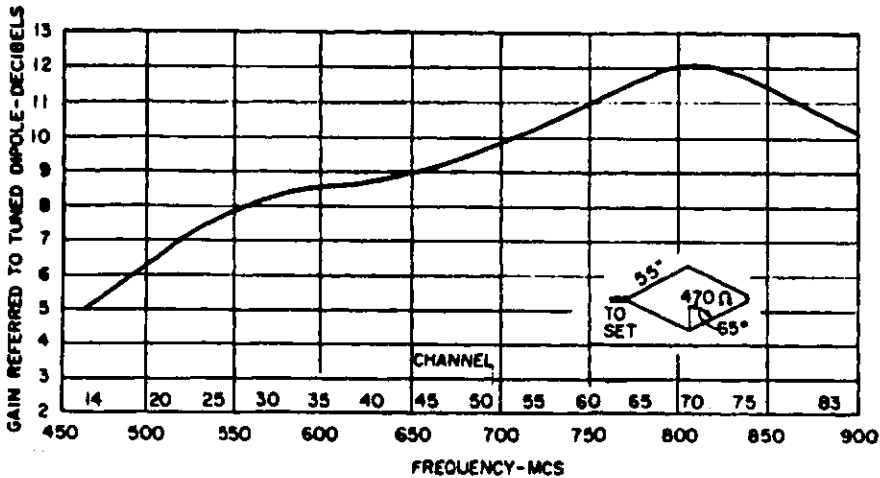


Fig. 2.9 Ganancia de una antena rómbica en UHF. [JAS84]

### 2.2.4 Arreglos parásitos

La corriente que fluye en una antena receptora radia parte de la señal interceptada, de manera similar a una antena transmisora. Parte de esta energía radiada puede ser recuperada si se coloca un conductor de aproximadamente media longitud de onda, paralelo al dipolo de media onda, pero sin conectarlos entre sí. Este conductor libre radiará de nuevo parte de esta señal, la cual será recibida por el dipolo de media onda, lográndose así un mejoramiento en la ganancia y directividad de la antena. Por otra parte, este elemento adicional disminuye la intensidad de las señales recibidas desde la parte trasera de la antena, lo cual convierte su respuesta en unidireccional y con ello se reduce la intensidad de señales de multitrayecto.

Al conductor libre se le conoce como parásito; si se coloca detrás del dipolo se llama reflector y si se coloca frente a él se llama director; al dipolo de media onda se le conoce como elemento alimentado. Una antena con uno o más elementos parásitos se conoce como arreglo parásito.

Generalmente el reflector se coloca a  $0.2\lambda$  del elemento alimentado para reforzar las señales que llegan del frente de la antena. Normalmente, su longitud es aproximadamente 5% mayor que la del elemento alimentado. La respuesta de la antena con un reflector depende de la separación entre ellos y de la sintonía del reflector, la cual se ajusta modificando su longitud. Mientras más pequeña es la separación entre la antena y el reflector, más pequeña es la impedancia y el ancho de banda. Es importante destacar que el reflector es efectivo solamente alrededor de la frecuencia para la cual está sintonizado y la ganancia y directividad disminuyen drásticamente para frecuencias por debajo de esta frecuencia.

Un director opera de manera contraria a un reflector, la ganancia y la directividad disminuyen drásticamente por encima de la frecuencia a la cual está entonado.

Los arreglos parásitos son las antenas más usadas en la recepción de televisión, debido a que su construcción es sencilla, pueden orientarse fácilmente, proporcionan una ganancia adecuada y una mejor directividad que un dipolo aislado, y ayudan a eliminar los "fantasmas" de la imagen.

En esta sección se describirán los arreglos parásitos más empleados.

### 2.2.4.1 Arreglos tipo Yagi

El arreglo tipo Yagi-Uda consiste de un dipolo de media onda alimentado, un elemento reflector de longitud mayor a  $\lambda/2$  y de 1 a  $n$  directores de longitud menor a  $\lambda/2$ , con una separación entre ellos de alrededor de  $0.25\lambda$  (Fig. 2.10).

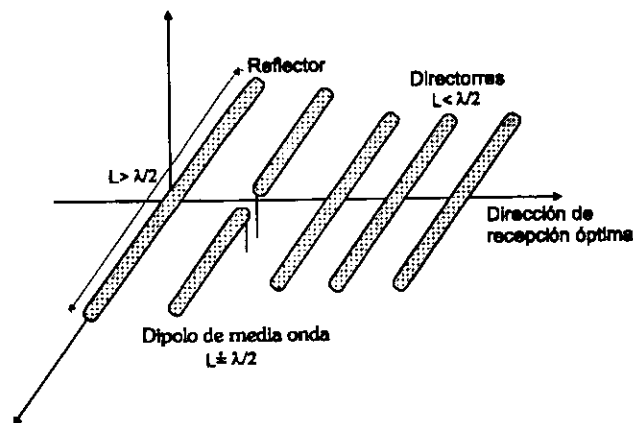


Fig. 2.10 Arreglo Yagi-Uda.

Este tipo de antena tiene un ancho de banda muy reducido, de uno a dos canales, esta limitación se puede resolver colocando directores un poco más pequeños que el valor teórico y un reflector un poco más grande. Una segunda alternativa es diseñar el reflector para la frecuencia más baja, los directores para la frecuencia más alta y el elemento alimentado para la frecuencia intermedia. También es posible incluir elementos muy pequeños entre los directores nominales, de tal manera que se entrelacen elementos para frecuencias altas y elementos para frecuencias bajas. Una última alternativa es el uso de varios elementos alimentados y algunos elementos parásitos, lo cual incrementa el ancho de banda y evita una disminución en la ganancia para las frecuencias centrales.

La mayoría de las antenas de este tipo se diseñan empíricamente, ya que la gran cantidad de variables involucradas dificulta sobremanera un estudio teórico completo. Sin embargo, se conocen ciertas propiedades que ayudan en el diseño de este tipo de antenas [JAS84], [BAL97], [FON84]:

- 1) Se ha comprobado experimentalmente que añadir más de un reflector no mejora las características de operación de la antena, pero el uso de un reflector más complejo, por ejemplo tres elementos colocados uno encima de otro (similar a una placa), puede mejorar el ancho de banda y la ganancia de la antena.
- 2) Si la separación entre los elementos es pequeña se obtendrá una buena relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás, y el ancho de haz será amplio. Si se utilizan separaciones más grandes el ancho de banda se incrementa y el ancho de haz se reduce, pero aparecen más y mayores lóbulos laterales.
- 3) La longitud y separación del reflector tienen poca influencia en la ganancia pero influyen notablemente en la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás.
- 4) La longitud y el radio del alimentador influyen muy poco en la ganancia pero notablemente en la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás y en la impedancia de entrada. Por lo tanto, resulta conveniente diseñar este elemento en función de las características de impedancia deseadas.
- 5) Los directores constituyen los elementos más críticos en el diseño de la antena porque su longitud y la separación entre ellos influyen notablemente en la ganancia, en la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás, y en la impedancia de entrada.
- 6) Diferentes investigaciones han demostrado que la ganancia de la antena es proporcional a la longitud eléctrica del arreglo, siempre y cuando las longitudes y separaciones de los elementos sean adecuadas. El resultado de uno de estos estudios se muestra en la figura 2.11a; aparece la ganancia en función del número de



elementos de la Yagi, asumiendo que la longitud de cada arreglo coincide con las longitudes eléctricas mostradas en la figura 2.11b.

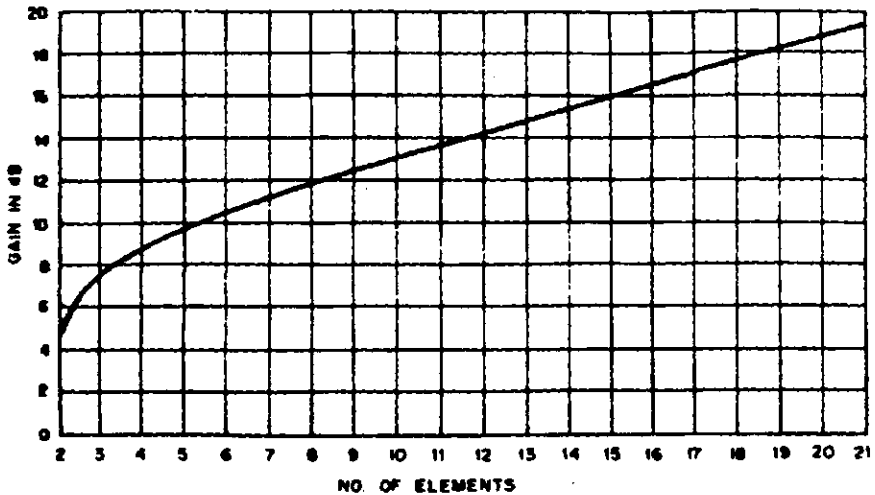


Fig. 2.11a Ganancia respecto a un dipolo de media onda en función del número de elementos de la Yagi. Se asume que el arreglo tiene una longitud eléctrica como se muestra en la figura 2.11b. [ARR91]

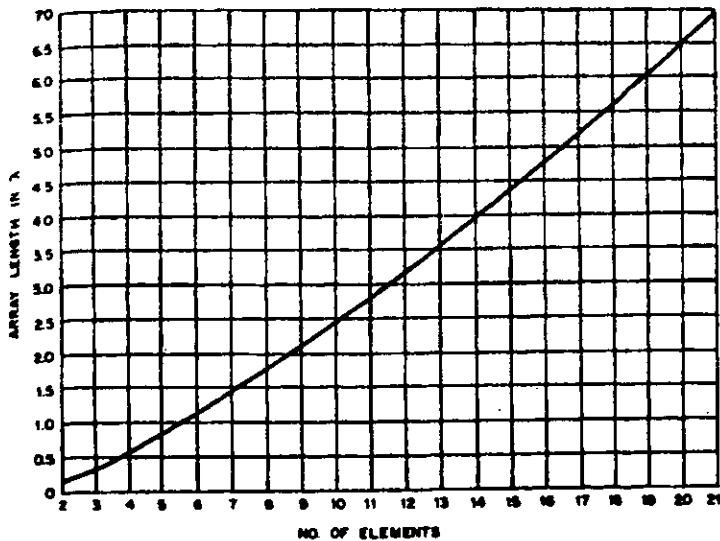


Fig. 2.11b Longitud eléctrica óptima de una antena Yagi en función del número de elementos. [ARR91]

En las siguientes tablas y figuras resumimos las principales características de operación de algunas antenas Yagi.

En las tablas 2.2a y 2.2b aparecen las características de operación más importantes de antenas Yagis con diferentes números de elementos. Se consideran conductores con diámetro de  $0.005\lambda$  y separaciones iguales entre ellos. En la tabla 2.2b se asumen elementos con las mismas longitudes que en la tabla 2.2a.

Para concluir el estudio sobre la antena Yagi, se muestra, en la figura 2.12, el patrón de radiación de una antena Yagi formada por nueve elementos.

**Tabla 2.2a Ganancia y FBR\* de antenas Yagi, con elementos de diámetro igual a  $0.005\lambda$  y con la misma separación entre sus elementos. [FON84]**

Num. de Elementos	Separación $\lambda$	Longitud de los Elementos			Ganancia dB	FBR dB
		Reflectores $\lambda$	Alimentador $\lambda$	Directores $\lambda$		
3	0.25	0.479	0.453	0.451	9.4	5.6
4	0.15	0.486	0.459	0.453	9.7	8.2
4	0.20	0.503	0.474	0.463	9.3	7.5
4	0.25	0.486	0.463	0.456	10.4	6.0
4	0.30	0.475	0.453	0.446	10.7	5.2
5	0.15	0.505	0.476	0.456	10.0	13.1
5	0.20	0.486	0.462	0.449	11.0	9.4
5	0.25	0.477	0.451	0.442	11.0	7.4
5	0.30	0.482	0.459	0.451	9.3	2.9
6	0.20	0.482	0.456	0.437	11.2	9.2
6	0.25	0.484	0.459	0.446	11.9	9.4
6	0.30	0.472	0.449	0.437	11.6	6.7
7	0.20	0.489	0.463	0.444	11.8	12.6
7	0.25	0.477	0.454	0.434	12.0	8.7
7	0.30	0.475	0.455	0.439	12.7	8.7

\* Relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás, en inglés *Front to Back Ratio*.

Tabla 2.2b Impedancia y ancho de haz de antenas Yagi, con elementos de diámetro igual a  $0.005\lambda$  y con la misma separación entre sus elementos.

Num. de Elementos	Separación $\lambda$	Impedancia Ohms	HPB <sub>(H)</sub> * Grados	HPB <sub>(E)</sub> * Grados
3	0.25	22.3 + 15j	84	66
4	0.15	36.7 + 9.6j	84	66
4	0.20	5.6 + 20.7	64	54
4	0.25	10.3 + 23.5j	60	52
4	0.30	25.8 + 23.2j	64	56
5	0.15	9.6 + 13.0j	76	62
5	0.20	18.4 + 17.6j	68	58
5	0.25	53.3 + 6.2j	66	58
5	0.30	19.3 + 39.4j	42	40
6	0.20	51.3 - 1.9j	68	58
6	0.25	23.2 + 21.0j	56	50
6	0.30	61.2 + 7.7j	56	52
7	0.20	20.6 + 16.8j	58	52
7	0.25	57.2 + 1.9j	58	52
7	0.30	35.9 + 21.7j	50	46

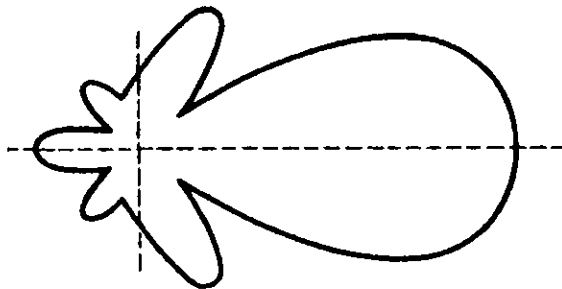


Fig. 2.12 Patrón de radiación de antena Yagi de nueve elementos. [ZAR79]

\* Ancho de haz de media potencia, en inglés *Half Power Beamwidth*. Se muestran para la intensidad de campo magnético (H) y para la intensidad de campo eléctrico (E).

### 2.2.4.2 Arreglos logoperiódicos

Este tipo de antena se diseña considerando que las propiedades eléctricas de la antena (impedancia de entrada, directividad, ganancia) se deben repetir periódicamente con el logaritmo de la frecuencia. Así, por ejemplo, si el diseño establece que a 50 MHz la ganancia tiene un valor de 5 dB, y la impedancia un valor de 70 Ω, entonces la antena presentará los mismos valores para todos los múltiplos de la frecuencia de diseño, es decir, para 100 MHz, 200 MHz, 400 MHz, etc. [ZAR79]. La figura 2.13 describe la geometría de esta antena.

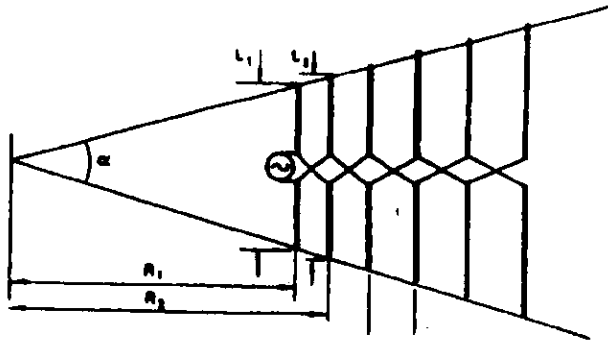


Fig. 2.13 Arreglo logoperiódico. La dirección de máxima recepción es a la izquierda.

La antena consiste de una serie de dipolos alimentados; todos ellos conectados a una línea de transmisión, de tal forma que la fase entre cualquier par de dipolos adyacentes esté invertida. Frecuentemente se conecta al dipolo más corto la línea de transmisión que transporta la señal al televisor.

Existe una relación particular entre la longitud de los dipolos y la separación entre ellos, esta relación obedece a las siguientes ecuaciones:

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{L_2}{L_1} \quad (2.2)$$

$$\tau^{n-1} = \frac{f_1}{f_n} \quad (2.3)$$

$$\tau < 1.0 \quad (2.4)$$

$$\sigma = \frac{R_{n-1}}{2L_n} \quad (2.5)$$

$$\sigma = \left(\frac{1}{4}\right) (1 - \tau) \cot \frac{\alpha}{2} \quad (2.6)$$

Donde  $\alpha$  representa el ángulo que forma la envolvente de la antena,  $\tau$  representa un cociente geométrico que constituye una constante de diseño,  $R$  representa la distancia del vértice a cada elemento,  $L$  la longitud de cada elemento,  $f_1$  la frecuencia de operación más baja,  $f_n$  la  $n$ -ésima frecuencia de operación y  $\sigma$  una constante de separación relativa entre los elementos de la antena.

Consideremos que la antena recibe una señal de frecuencia igual a la cual resuena el elemento  $n$ . Este elemento tendrá la reactancia más baja del arreglo y por lo tanto recibirá una mayor cantidad de energía que cualquier otro elemento. Por su parte, los elementos más cortos presentarán una reactancia más alta, de tal forma que la cantidad de energía interceptada por los elementos más cortos irá en aumento conforme su tamaño se aproxima al elemento  $n$ , para disminuir de nuevo en los elementos más grandes. La parte activa de la antena queda restringida a unos cuantos elementos, colocados a ambos lados del dipolo resonante; los elementos más cortos actúan como directores, mientras que los más largos actúan como reflectores. Al incrementar la frecuencia de la señal, la región activa de la antena simplemente se desplaza hacia un elemento más pequeño. Por lo tanto, podemos considerar a la antena logoperiódica como una serie de antenas cortas, optimizadas para las frecuencias de resonancia de los elementos sucesivos; la operación de la antena es muy similar a una serie de antenas Yagi. [RUD83]

El número de elementos que conforman la región activa depende de los parámetros  $\tau$ ,  $\sigma$ ; también de ellos depende la ganancia de la antena y el ancho de banda de la región activa  $B_{ra}$ .

Para un ancho de banda de diseño  $B$ , donde:

$$B = \frac{f_{m\acute{a}x}}{f_1} \quad (2.7)$$

existe un ancho de banda de la estructura  $B_s$  tal que:

$$B_s = B \times B_{ra} \quad (2.8)$$

El ancho de banda de diseño depende de la longitud de los elementos colocados en los extremos de la antenna. La longitud del elemento más largo determina la frecuencia de operación más baja ( $f_1$ ), y la del elemento más corto la frecuencia de operación más alta ( $f_{max}$ ).

El comportamiento descrito anteriormente permite que las características de operación de la antenna sean prácticamente constantes en toda la banda de operación. Sin embargo, la calidad de operación de la antenna entre las frecuencias de resonancia depende de la periodicidad de la antenna, y debe ser evaluada respecto al número de elementos que componen la antenna.

La antenna logoperiódica tiene un comportamiento mucho más uniforme que cualquier antenna cuya operación dependa fundamentalmente de elementos resonantes, tales como la Yagi y los dipolos anchos. Cuando este tipo de antenas operan fuera de su frecuencia de resonancia, la reactancia aumenta notablemente, lo cual genera un incremento en el VSWR de la línea de transmisión con la consiguiente reducción del ancho de banda efectivo de la antenna.

En las figuras siguientes aparecen algunas características de operación importantes de la antenna logoperiódica. En la figura 2.14 se muestra la ganancia en función de los parámetros  $\tau, \sigma$ . En la figura 2.15 se muestra una gráfica de diseño que involucra el ancho de banda de la región activa, el ángulo  $\alpha$  y el factor  $\tau$ . Por último, en la tabla 2.3 aparecen el FBR y al ancho de haz de una antenna logoperiódica.

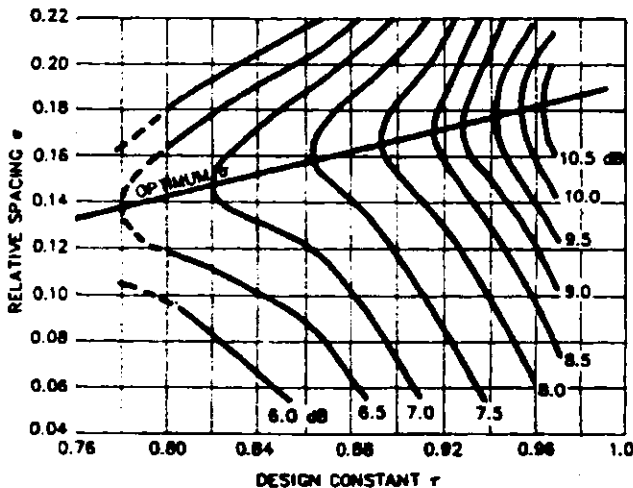


Fig. 2.14 Ganancia de una antenna logoperiódica respecto a una antenna isotrópica\* en función de  $\tau, \sigma$ . El cociente de la longitud de los elementos entre su diámetro es de 125. [ARR91]

\* Para obtener la ganancia respecto a un dipolo de media onda basta restar 2.14 dB a los valores mostrados en la gráfica.

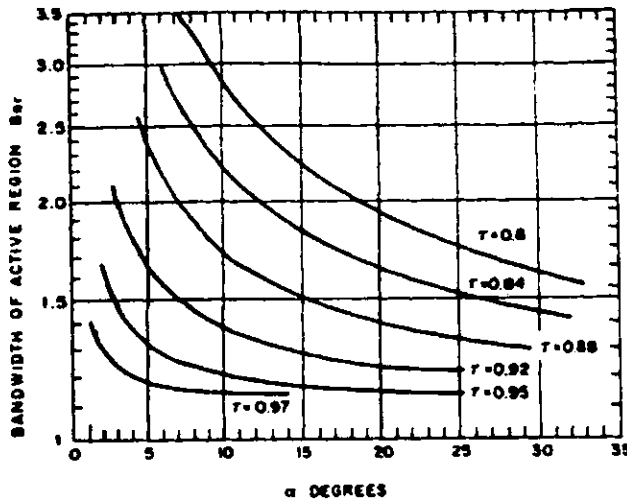


Fig. 2.15 Gráfica de diseño de una antena logoperiódica. Relación entre el ancho de banda de la región activa, el factor  $\tau$  y el ángulo  $\alpha$ . [ARR91]

Tabla 2.3 FBR y ancho de haz de una antena logoperiódica. [BEN92]

Canal (frec. Mhz)	14 (473)	24 (533)	34 (593)	44 (653)	54 (713)	64 (773)	74 (833)	84 (887)
FBR dB	17.5	17.3	14.8	15.1	13.4	4.4	15.9	15.4
Ancho del Haz Grados	57.0	58.0	56.0	55.0	60.0	58.0	51.0	52.5

### 2.2.4.3 Placa reflectora

Una manera sencilla de mejorar la directividad de cualquier dipolo es el uso de una placa reflectora plana colocada detrás del dipolo. Teóricamente, para una placa infinita y hecha de un conductor perfecto, mientras más cerca esté el dipolo de la placa, más alta será la ganancia, hasta un límite de 2.3 veces la de un dipolo en el espacio libre. Sin embargo, en la práctica el dipolo no se coloca muy cerca de la placa porque las pérdidas óhmicas en la placa ocasionan que la ganancia disminuya drásticamente, y porque, a esta distancia la impedancia es muy baja y cambia rápidamente con la frecuencia, lo cual resulta en un ancho de banda muy reducido.

Si la placa se coloca a una distancia entre  $\lambda/16$  y  $\lambda/4$ , se puede incrementar la ganancia del dipolo en un factor de dos; por su parte, el patrón de radiación se acerca más a una esfera que el patrón del dipolo de media onda. Es común utilizar este

tipo de reflectores con dipolos cilíndricos y triangulares, para aumentar el ancho de banda.

Para disminuir la resistencia que ofrece al aire una placa sólida, es frecuente utilizar una malla de conductores o conductores paralelos. En este caso, se debe elegir el diámetro del conductor y la separación entre cada conductor de acuerdo con un criterio específico. Este criterio indica que cuando la inductancia propia del conductor es igual y opuesta a la inductancia mutua entre los conductores, la malla se comportará como una placa sólida. Cuando se utilizan conductores paralelos, es frecuente colocar barras verticales en los extremos del reflector para producir un efecto de ensanchamiento del reflector.

En la figura 2.16 se muestra la geometría de una antena formada por cuatro dipolos triangulares colocados uno encima de otro frente a una malla reflectora; en la tabla 2.4 se muestran las principales características de operación de esta antena.

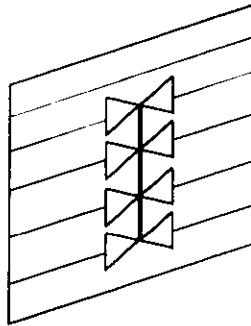


Fig. 2.16 Antena formada por cuatro dipolos triangulares y una malla reflectora

Tabla 2.4 Principales características de operación de una antena formada por cuatro dipolos triangulares colocados uno encima de otro frente a una malla. [BEN92]

Canal (frec. MHz)	Ganancia dB	FBR dB	Ancho del haz Grados
14 (473)	9.0	10.4	66.0
24 (533)	8.5	13.5	55.2
34 (593)	10.3	15.4	54.2
44 (653)	13.5	16.1	51.6
54 (713)	11.5	14.9	48.0
64 (773)	16.0	13.0	43.2
74 (833)	11.0	10.6	35.4
84 (887)	5.0	13.2	39.6



### 2.2.4.4 Reflector en V

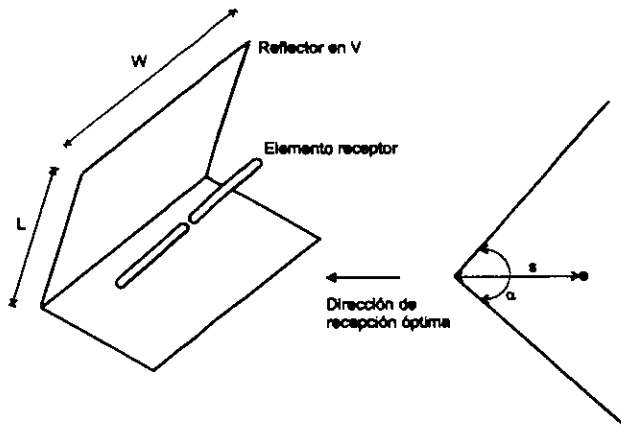


Fig. 2.17 Antena dipolar con un reflector en V, la placa puede sustituirse por una malla o por un arreglo de conductores paralelos..

Las antenas con reflector en V son excelentes opciones en recepción de T.V. en UHF, ya que tienen una alta ganancia y un ancho de banda amplio.

La ganancia es función del ángulo del reflector y de la distancia entre el reflector y el dipolo (Fig. 2.18); mientras más pequeño es el ángulo, más grande debe ser la longitud de los elementos parásitos. Por otra parte, la separación entre los elementos no influye notablemente en la ganancia, sin embargo esta variable sí repercute en la impedancia; mientras más pequeña es la separación, más pequeña será la impedancia en el punto de alimentación.

Para utilizar la antena en un rango amplio de frecuencias, la longitud de los elementos del reflector ( $W$ ) y la longitud del brazo que los sostiene ( $L$ ) deben elegirse para la frecuencia más baja; en contraste, la separación entre los elementos debe seleccionarse para la frecuencia más alta. El ancho de banda también se ve afectado por la separación entre el vértice del reflector y el alimentador, al aumentar dicha separación aumenta también el ancho de banda. Al igual que en las antenas dipolares, es posible incrementar el ancho de banda de estas antenas utilizando dipolos anchos.

En la figura 2.19 se muestra la resistencia de radiación terminal\* de una antena reflectora en V alimentada por un dipolo de media onda.

\* La impedancia representativa de una antena, a la cual se conecta una línea de transmisión, se conoce como impedancia terminal. Si la antena no tiene pérdidas y está aislada, la impedancia terminal tiene el mismo valor que la impedancia propia de la antena. A la parte real de esta impedancia se le llama resistencia de radiación terminal. [KRA88]

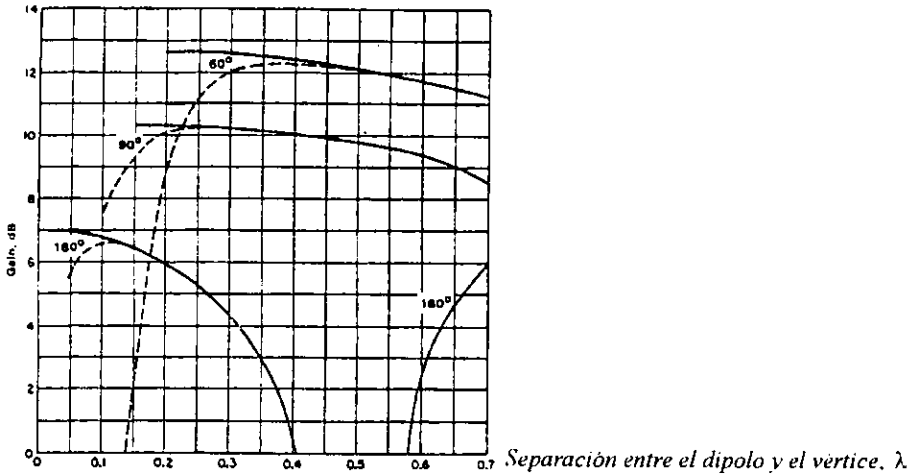


Fig 2.18 Ganancia de una antena reflectora en V alimentada por un dipolo de media onda, respecto a una antena isotrópica en el espacio libre. Se muestra la ganancia en la dirección  $\Phi = 0$  para reflectores con tres ángulos diferentes, cada uno con resistencia de pérdida igual a cero (líneas sólidas) y con resistencia de pérdida de  $1 \Omega$  (líneas punteadas). [BEN92]

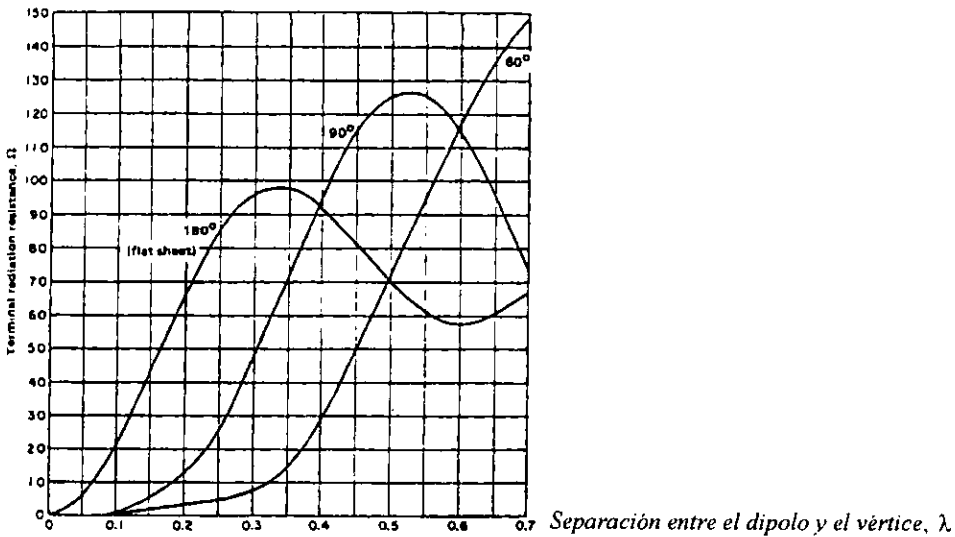
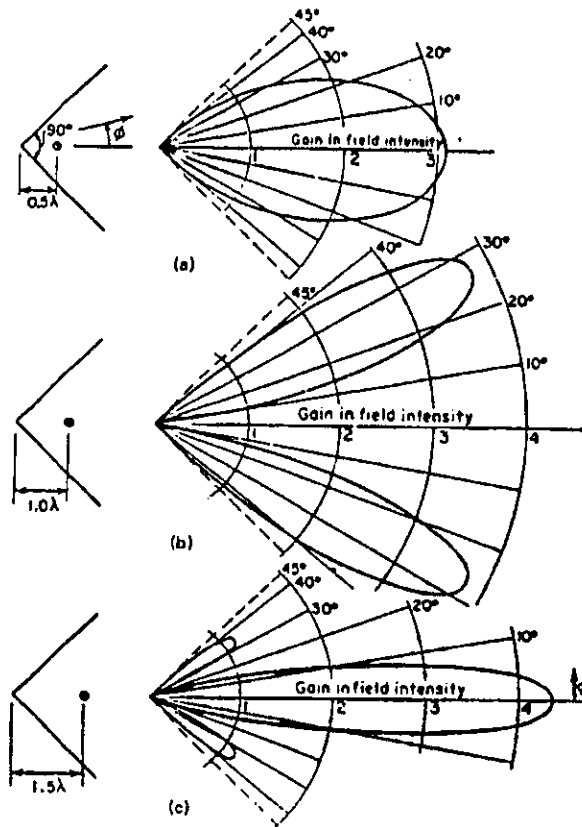


Fig 2.19 Resistencia de radiación terminal de antenas reflectoras en V alimentadas por dipolos de media onda, se muestra el comportamiento para reflectores con tres ángulos diferentes. [BEN92]



**Fig 2.20 Patrones de radiación de antenas reflectoras en V, referidos a un dipolo de media onda en el espacio libre con la misma potencia de entrada. Se muestran los patrones para separaciones entre reflector y antena de: (a)  $0.5\lambda$ , (b)  $\lambda$ , (c)  $1.5\lambda$ . [BEN92].**

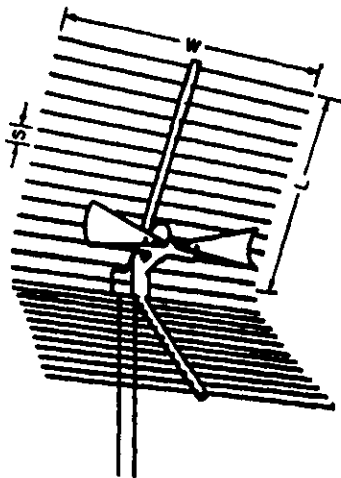
Existen diseños de antenas que involucran un reflector en V y un alimentador distinto de un dipolo de media onda. A continuación examinaremos las características de algunos de ellos.

Un diseño simple consiste en un reflector en V alimentado por un dipolo triangular. En la tabla 2.5 se muestran las principales características de operación de esta antena en la banda de UHF. En la figura 2.21 se muestra una variante del diseño anterior: el ángulo que define al dipolo triangular es de  $40^\circ$  y cada monopolo está girado  $90^\circ$  sobre su propio eje, de manera que cada monopolo es paralelo a uno de los dos lados del reflector. Los comportamientos de ganancia y de impedancia de esta

antena se muestran en las figuras 2.22 y 2.23 respectivamente. Las figuras 2.24 y 2.25 muestran resultados experimentales útiles en el diseño de este tipo de antenas.

**Tabla 2.5** Parámetros principales de una dipolo triangular con un reflector en V, en UHF. [BEN92]

Canal (frec. MHz)	Ganancia dB	FBR dB	Ancho del haz Grados
14 (473)	4.0	4.8	48.0
24 (533)	6.5	14.2	61.2
34 (593)	5.8	13.4	64.2
44 (653)	8.0	13.9	60.0
54 (713)	8.0	14.7	57.0
64 (773)	12.0	14.0	52.8
74 (833)	10.3	14.6	48.0
84 (887)	4.0	11.7	50.4



**Fig 2.21** Antena reflectora en V alimentada por un dipolo triangular con un ángulo de  $40^\circ$  y con sus monopolos girados  $90^\circ$  sobre sus propios eje.

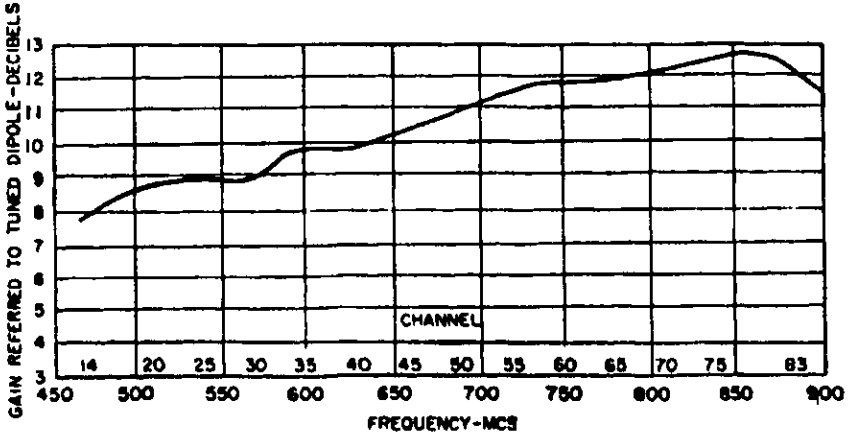


Fig. 2.22 Ganancia respecto a un dipolo sintonizado, de una antena reflectora en V alimentada por un dipolo triangular con sus monopolos girados 90° sobre sus ejes. [JAS84]

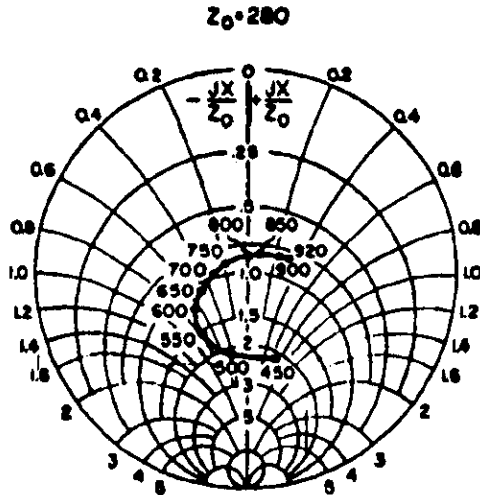


Fig. 2.23 Características de impedancia en UHF de un reflector en V alimentado por un dipolo triangular con sus monopolos girados 90° sobre sus propios ejes. [JAS84]

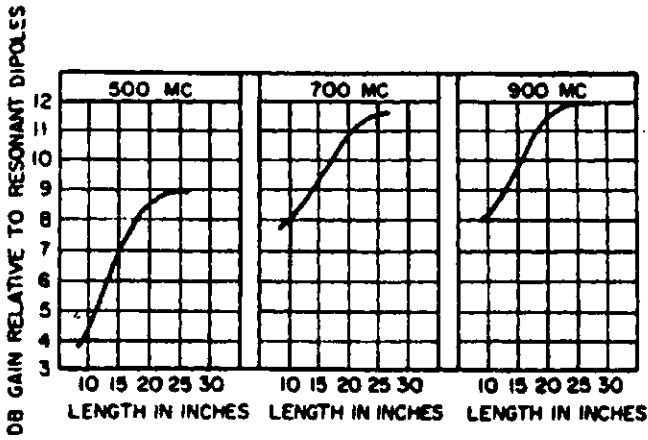


Fig 2.24 Ganancia en función de la longitud ( $L$ ) de un reflector en V alimentado por un dipolo triangular con sus monopolos girados  $90^\circ$  sobre sus ejes. [JAS84]

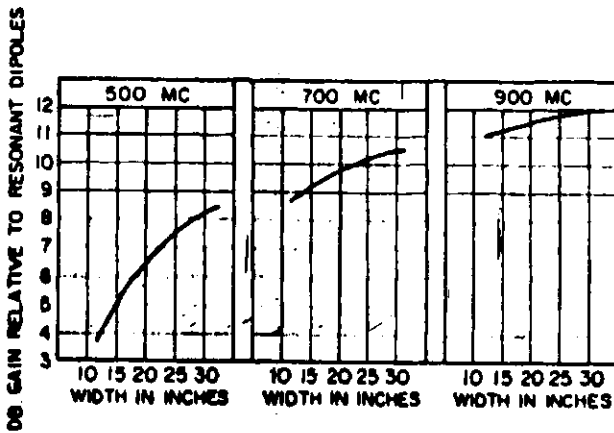


Fig. 2.25 Ganancia en función el ancho ( $W$ ) de un reflector en V alimentado por un dipolo triangular con sus monopolos girados  $90^\circ$  sobre sus ejes. [JAS84]

## 2.3 Posibles geometrías para recibir TVAD en UHF

### 2.3.1 Requerimientos particulares de la antena receptora de TVAD

En la sección anterior se mencionaron algunas propiedades que debe tener la antena receptora de televisión en UHF. Estas propiedades también serán una necesidad para la antena receptora de TVAD. Por otra parte, en la sección 1.1.3.4 se describieron los parámetros de diseño de la antena receptora de TVAD. Además de estas propiedades y de estos parámetros, existen requerimientos adicionales que debe cubrir la antena receptora de TVAD.

En primer lugar, para que la señal de TVAD sea recuperable por el receptor, deberá tener un mínimo de intensidad; esto significa que debajo de este límite el receptor no proyectará ninguna imagen. La naturaleza digital de la señal de TVAD ocasiona que la imagen exista o no exista; no habrá imágenes de mediana o mala calidad. Esta particularidad de la TVAD hace necesario que las antenas receptoras tengan características de operación estables en todo el ancho de banda que se desee recibir, idealmente en toda la banda de UHF.

Las características de operación que requieren de mayor estabilidad para garantizar la recepción de TVAD son la ganancia y la impedancia, ya que de ellas depende la intensidad de la señal que la antena entrega a la línea de transmisión. Es por ello, que la antena deberá tener una ganancia cercana a los 10 dB y una impedancia alrededor de los  $75 \Omega$ , establecidos para UHF, no solamente en la frecuencia de prueba (615 MHz) sino en todos los canales que se deseen recibir.

En segundo lugar, la imagen de TVAD no debe presentar efectos espurios, tales como "nieve" y "fantasmas". Si bien el receptor tendrá circuitos de eliminación de ruido y de señales de multitrayecto, la antena seguirá siendo responsable de proporcionar al receptor una señal lo más fiel posible. Esta segunda propiedad de la TVAD implica que la antena receptora debe bloquear de manera eficiente las señales de multitrayecto. Por lo tanto, la antena receptora debe mantener, en todo el ancho de banda deseado, una directividad alta y una relación de intensidad hacia el frente y hacia atrás cercana a los 14 dB establecidos para UHF.

Al seleccionar una geometría factible de usarse en la recepción de TVAD es necesario considerar todos estos requerimientos; los cuales, de manera general, implican que las características de la TVAD demandan antenas receptoras con geometrías y características similares a las de T.V. convencional, pero de mejor calidad. Pruebas iniciales de TVAD indicaron que las antenas receptoras de televisión convencional, de buena calidad, podrían resultar adecuadas para recibir tanto la señal analógica de T.V. convencional, como la señal digital de TVAD [PRE94]. Sin embargo, se han desarrollado investigaciones para diseñar antenas receptoras de TVAD óptimas, de acuerdo con los requerimientos específicos de este sistema.

En general, estos diseños involucran reflectores en V y arreglos parásitos. En la figuras 2.26 y 2.27 se muestran dos diseños experimentales. Ambas antenas tienen un ancho de banda que cubre las dos bandas de VHF y la banda de UHF. La antena de la figura 2.26 fue diseñada para zonas urbanas y la de la figura 2.27 para zonas suburbanas. Se muestran algunas características de la antena en UHF.

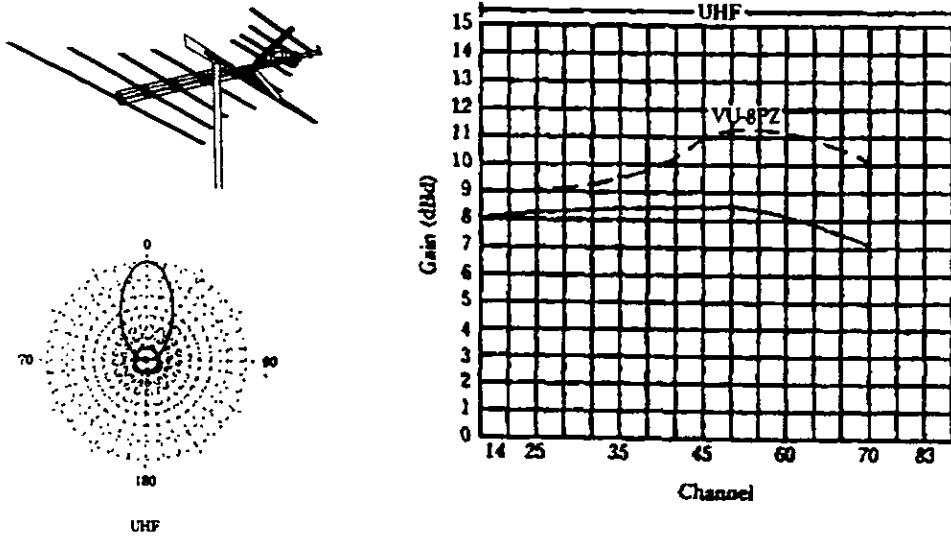


Fig. 2.26 Antena experimental para zonas urbanas, patrón de radiación y ganancia.

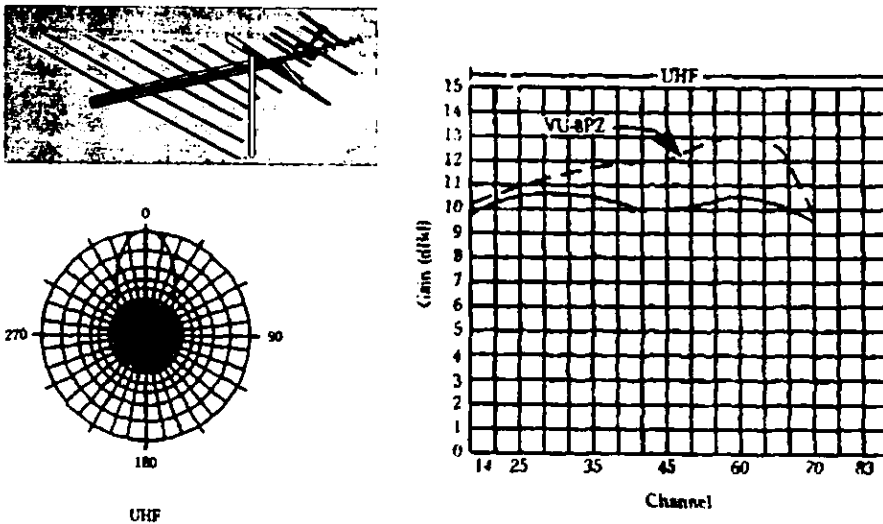


Fig. 2.27 Antena experimental para zonas suburbanas, patrón de radiación y ganancia. [PRE94]



### 2.3.2 Selección de una geometría particular

El estudio de las antenas receptoras de T.V. en UHF nos permite obtener algunas conclusiones respecto a la posible geometría de una antena receptora de TVAD:

1) Comparando los parámetros de diseño y los requerimientos especiales de las antenas receptoras de TVAD con las propiedades de las diferentes antenas descritas en este capítulo, encontramos que ninguna de las antenas estudiadas cumple por completo con las necesidades de TVAD.

Varias antenas presentan alguna característica de operación que resulta ideal para TVAD, sin embargo no se acercan a los valores deseados en alguna otra característica. Tal es el caso, por ejemplo, de la antena formada por dos dipolos triangulares frente a un reflector plano. Esta antena presenta un comportamiento de ganancia que satisface por completo las necesidades de TVAD; sin embargo, dado que su funcionamiento depende esencialmente de un elemento resonante, el par de dipolos triangulares, la impedancia de la antena cambiará rápidamente para señales con frecuencias alejadas de la de resonancia, con la consiguiente reducción del ancho de banda efectivo de la antena. Otro caso es la antena logoperiódica. Su ganancia es inferior a la requerida para una antena receptora de TVAD, sin embargo su relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás es justamente la requerida para TVAD.

Resulta pues indispensable diseñar otro tipo de geometría o combinar los mejores elementos de diferentes antenas en busca de una antena receptora adecuada para TVAD. Considerando lo explicado en la sección 2.3.1 optamos por la segunda alternativa.

2) El uso de un reflector es indispensable para obtener una ganancia estable y cercana al parámetro de diseño de TVAD (10 dB). Para alcanzar este valor, el reflector debe ser más complejo que un conductor único.

3) Al integrar una nueva geometría, a partir de un conjunto de elementos seleccionados de diferentes antenas, se deberá garantizar la posibilidad de modificar notablemente la operación de la antena. Es decir, la nueva geometría deberá tener un número suficiente de variables que al modificar su valor afecten notablemente el desempeño de la antena.

Para integrar esta nueva geometría se estudiarán primero los posibles reflectores y después los posibles alimentadores.

Al comparar las antenas formadas por un dipolo triangular con reflector en V y por un dipolo triangular con reflector plano, se observa que, aparentemente, el reflector en V contribuye más a mejorar la ganancia, pero genera un comportamiento de

ganancia menos estable que el del reflector plano. Sin embargo, una antena reflectora en V alimentada por un dipolo triangular con sus monopolos girados  $90^\circ$  sobre sus propios ejes tiene un comportamiento de ganancia más estable que la antena formada por el reflector plano y el dipolo triangular.

Por otra parte, el excelente desempeño en ganancia de la antena formada por dos reflectores triangulares frente a un reflector plano depende, esencialmente, de la apertura efectiva que ofrecen los dos dipolos y no del reflector; la única razón por la que se utiliza un reflector plano, en lugar de uno en V, es porque la inclinación del reflector en V imposibilita el uso de más de un dipolo.

Lo anterior nos lleva a concluir que el reflector en V resulta ser el más adecuado para incrementar la ganancia, y que la estabilidad de las características de operación de la antena depende fuertemente del alimentador.

Un alimentador en V formado por conductores paralelos, tiene por lo menos cinco variables que influyen significativamente en las características de operación de la antena: el número de conductores que lo forman, el diámetro de los conductores, la longitud de los conductores, la separación entre los conductores y el ángulo de la V.

Si el reflector estuviera formado por láminas sólidas y no por conductores paralelos, las primeras cuatro variables se resumirían en una sola variable: el área de las láminas. El uso de conductores tiene varias ventajas sobre el uso de placas sólidas. Por una parte la resistencia que la antena ofrece al aire es menor cuando se utilizan conductores, esto le proporciona mayor estabilidad a la antena. A la vez, el peso de una antena construida con conductores será menor que el de una antena construida con láminas. Finalmente, la cantidad de material requerido para la fabricación es menor cuando se utilizan conductores y, por lo tanto, el costo de la materia prima es menor.

Considerando todo lo anterior concluimos que el reflector en V resulta esencial en una geometría factible de recibir TVAD.

En cuanto al alimentador, resulta claro que la ganancia dependerá fuertemente de él. Por su parte, la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás y el ancho del haz dependerán fundamentalmente del reflector en V. La impedancia de entrada depende de toda la geometría en conjunto. Por lo tanto, el principal criterio para elegir un alimentador es la ganancia de la antena.

La antena yagi proporciona ganancias cercanas a las necesarias en TVAD en un ancho de banda reducido. Dicho ancho de banda puede aumentarse mediante algunas técnicas explicadas en la sección 2.2.4.1. Sin embargo, el limitado ancho de banda de las antenas yagi no es un problema mayor en recepción de TVAD en UHF dado que el extenso ancho de la banda asignada para T.V. en UHF hace prácticamente

imposible recibir todos los canales con una sola antena. Adicionalmente, al inicio de las transmisiones existirán pocos canales y, por lo tanto, resulta práctico tener una antena óptima para algunos canales.

Por otra parte, comparando los diferentes alimentadores estudiados en este capítulo, encontramos que varios de ellos proporcionan ganancias adecuadas. Sin embargo, las geometrías de estos alimentadores ya han sido optimizadas y sus características de operación no satisfacen los requerimientos de TVAD. Solamente los arreglos parásitos cuentan con un número significativo de variables geométricas. Estas variables, sumadas a las variables de un reflector en V formado por conductores paralelos, proveen la capacidad de modificar considerablemente las características de operación de la antena, sin alterar su geometría original ni su funcionamiento esencial.

Consideramos pues, que una antena factible de utilizarse en la recepción de TVAD en UHF es la antena reflectora en V alimentada por un arreglo tipo yagi. Esta factibilidad es esencialmente técnica, pero también económica, ya que las dimensiones necesarias en UHF son adecuadas para su fabricación, y la antena es fácil de construir y de instalar. Por otra parte, la geometría de este tipo de antena es ideal para utilizar el método de momentos como herramienta de análisis y de diseño.

Por otra parte, existe muy poca información acerca de antenas con este tipo de geometría, por lo cual consideramos que la aportación de este trabajo será mayor de lo que sería si diseñamos una antena más conocida. Jhon D. Kraus realizó algunas investigaciones muy breves [KRA88]. De un estudio sobre las características de operación de reflectores en V con alimentadores yagi, concluyó que este tipo de antena es adecuada para recibir T.V. convencional en UHF. Otro diseño involucró un arreglo triple, con reflector en V, yagi y logoperiódica. En este diseño el objetivo de la antena logoperiódica era recibir en las bandas de 54 a 108 MHz y de 174 a 216 MHz, mientras que la recepción en UHF se lleva a cabo mediante la combinación del reflector en V con la yagi.

En Europa se utilizan, en recepción de T.V. convencional, antenas cuya apariencia es similar a la geometría que hemos seleccionado. Estas antenas utilizan reflectores en V con un conjunto de directores cuya función es emular la acción de un número determinado de arreglos apilados. Este tipo de antenas presentan ganancias muy altas, y normalmente se utilizan para bandas relativamente pequeñas que agrupan un número limitado de canales. [BUN86]

Con la finalidad de extender la contribución de este trabajo estudiaremos el caso en que la dirección de máxima radiación de la yagi apunta hacia el vértice del reflector en V, y el caso en que la dirección de máxima radiación apunta hacia el lado contrario. Ambas geometrías se muestran en la figura 4.6.

---

## Referencias

- [ARR91] American Radio League, **The ARRL Antenna Book**, pp. 11-12, 11-13, 10-1 a 10-3, 18-14 a 18-16
- [BAL97] Balanis, Constantine A., **Antenna Theory: Analysis and Design**, p. 516.
- [BEN92] Benson, Blair K., **Television Engineering Handbook. Featuring HDTV Systems**, 1992, pp. 13.46, 13.61.
- [BUN86] Bunney, Roger, **Televisión a larga distancia**, pp. 153-161.
- [FON84] Fong, Lee K., **Principles of Antenna Theory**, pp. 109, 186-188.
- [GRO64] Grob, Bernard, **Basic Television: Principles and Servicing**, 1964, pp. 456-469.
- [JAS84] Jasik, Henry, Johnson, Richard; **Antenna Engineering Handbook**, 1984, pp. 24.1-24.30.
- [KRA88] Kraus, John D., **Antennas**, 1988, pp. 222, 227, 409, 483, 484, 708-710.
- [PRE94] Prentiss, Stan, **HDTV High Definition Television**, 1994, pp. 196-200.
- [RUD83] Rudge, A.W.; Milne, K.; Oliver A.D.; Knight P., **The Handbook of Antenna Design**, pp. 767, 768.
- [ZAR79] Zarach, J.S.; Morris, Noel, **Television Principles and Practice**, p. 253, 256.

## **3 El método de momentos**

## 3 El Método de Momentos

### 3.1 Descripción general del método\*

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 tener todos la misma longitud o no. Cada segmento tiene una impedancia propia asociada; además, debido a la proximidad física entre todos los elementos del conductor, también existe una impedancia mutua entre cada par de ellos. Por otra parte, al haber un flujo de corriente a lo largo del conductor, existe forzosamente una diferencia de voltaje entre los extremos de cada segmento. La relación entre los voltajes y las corrientes de los segmentos, con las impedancias propias y mutuas se puede expresar como:

$$\begin{aligned} V_1 &= I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} + \dots + I_N Z_{1N} \\ V_2 &= I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} + \dots + I_N Z_{2N} \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ V_N &= I_1 Z_{N1} + I_2 Z_{N2} + \dots + I_N Z_{NN} \end{aligned} \tag{3.1}$$

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 " $j$ ".

Cuando se tiene un arreglo de dos o más conductores, también se puede escribir un sistema de ecuaciones simultáneas semejante al anterior.

La ecuación (3.1) se puede representar en forma matricial:

$$[V] = [Z] [I] \tag{3.2}$$

donde  $[V]$  e  $[I]$  son arreglos de  $N$  elementos y  $[Z]$  es una matriz de impedancias, cuadrada 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.

\* Neri Vela, Rodolfo, Ph.D. Thesis, Faculty of Engineering, University of Birmingham, 1979.

A partir de la ecuación 3.2 se tiene que:

$$[I] = [Z]^{-1}[V] \quad (3.3)$$

Estos conceptos pueden aclararse mediante la figura 3.1, en 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:

$$\vec{E}'(\hat{m}) = -j\omega\vec{A}(\hat{m}) - \vec{\nabla}V(\hat{m}) \quad (3.4)$$

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

$$Z_{mn} = \frac{-\vec{E}'(\hat{m}) \cdot \Delta\vec{l} \hat{m}}{I_n} \quad (3.5)$$

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.

El producto escalar de la ecuación (3.5) indica que si  $\Delta\vec{l}_{\hat{m}}$  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 bruscos de orientación.

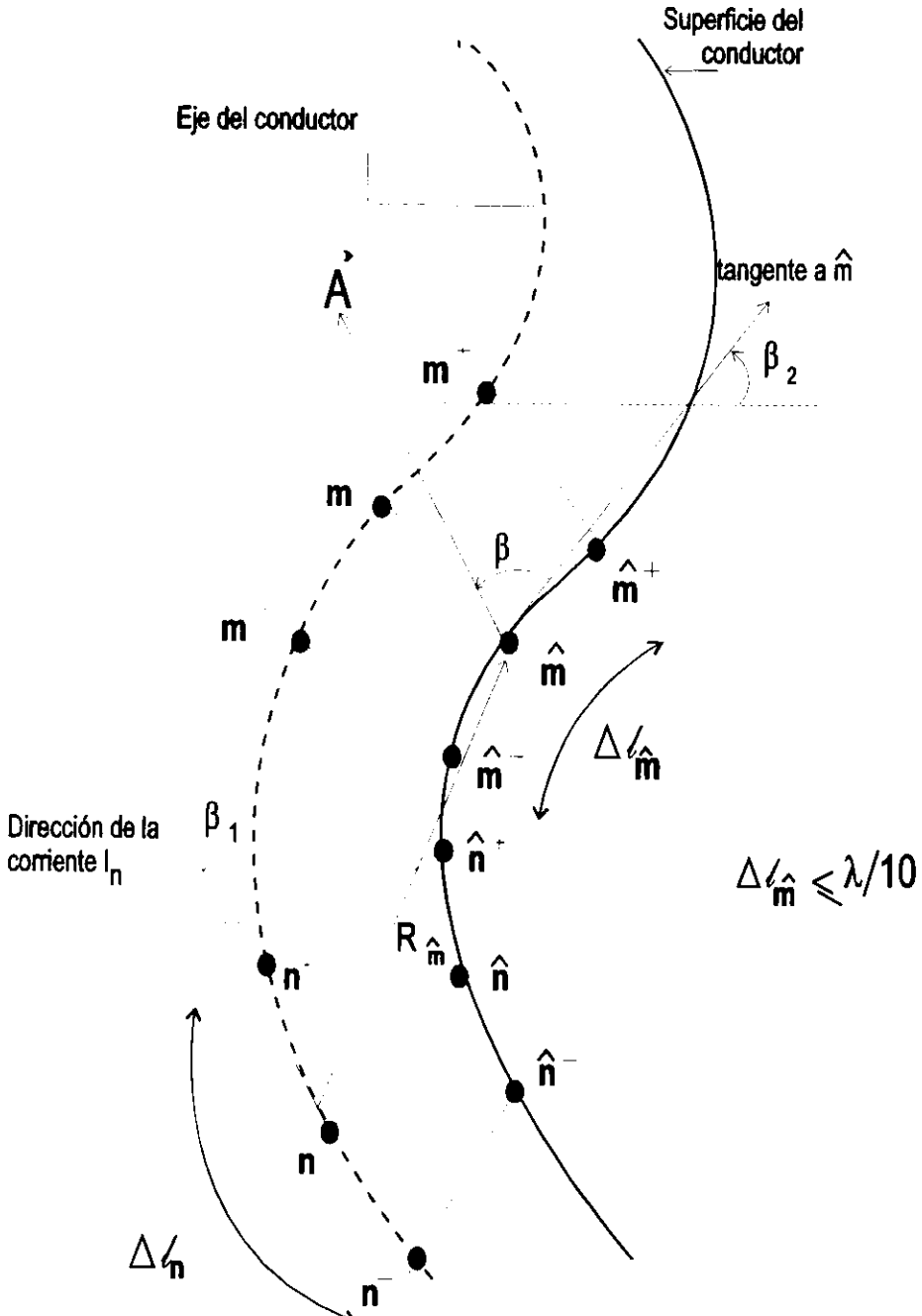


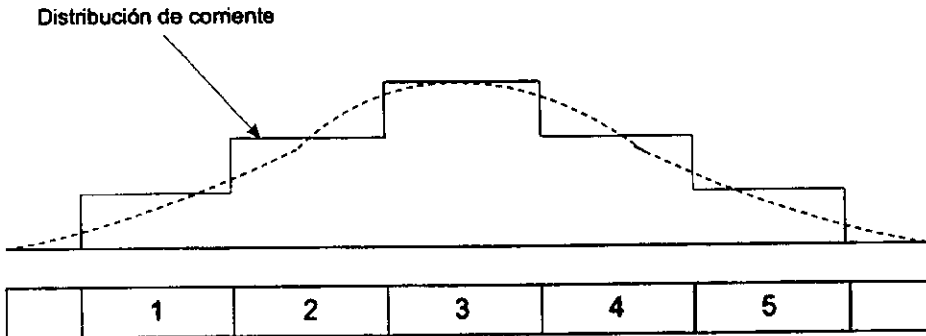
Fig. 3.1 Sección de un conductor dividido en dos segmentos,  $m$  y  $n$ .



Para poder calcular  $\vec{E}'(\hat{m})$  con la ecuación (3.4), se requiere obtener inicialmente la componente tangencial de  $\vec{A}(\hat{m})$ . En la figura 3.1, esta componente forma un ángulo  $\beta$  con  $\vec{A}$ , y puede expresarse como:

$$A_T(\hat{m}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\Delta l_n} I_n \cos \beta \frac{e^{-jkR_{\hat{m}}}}{R_{\hat{m}}} dl \quad (3.6)$$

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 constantes. De aquí que la corriente  $I_n$  en la ecuación (3.6) anterior se pueda escribir fuera del símbolo de integración, lo que conduce a aproximar la distribución de corrientes a lo largo del conductor por una distribución escalonada. Esto se ejemplifica en la figura 3.2 para un conductor arbitrario dividido en 5 segmentos iguales y 2 semi-segmentos extremos. Por conveniencia, la corriente en estos semi-segmentos extremos se asume igual a cero, basados en la teoría de líneas de transmisión, ya que una antena se puede interpretar como una línea terminada en circuito abierto.



**Fig 3.2 Conductor recto dividido en cinco segmentos y una posible distribución de corriente escalonada.**

Aun cuando la corriente en un segmento específico se considere constante en magnitud y fase, su dirección puede cambiar y por lo tanto debe tomarse en cuenta este efecto. De ahí que el ángulo  $\beta$ , que es función de  $l$ , debe permanecer en el integrando. La ecuación 3.6 se puede, entonces, escribir como:

$$A_T(\hat{m}) = \frac{\mu}{4\pi} I_n \int_{\Delta l_n} \cos\beta \frac{e^{-jkR_{\hat{m}}}}{R_{\hat{m}}} dl \tag{3.7}$$

ó

$$A_T(\hat{m}) = \frac{\mu}{4\pi} \Delta l_n I_n \Psi(n, \hat{m}) \tag{3.8}$$

en donde:

$$\Psi(n, \hat{m}) = \frac{1}{\Delta l_n} \int_{\Delta l_n} \cos\beta \frac{e^{-jkR_{\hat{m}}}}{R_{\hat{m}}} dl \tag{3.9}$$

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

En la ecuación (3.4) 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 3.3 da resultados prácticos muy satisfactorios.

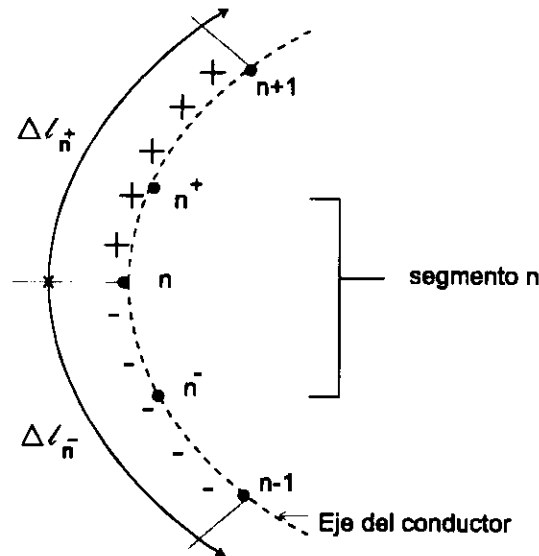


Fig. 3.3 Modelo de distribución de carga para el segmento n.

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  $\left(\frac{I_n}{j\omega}\right)\left(\frac{1}{\Delta l_{n^+}}\right)$ ; acordemente, 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:

$$V(\hat{m}^+) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left[ \int_{\Delta l_{n^+}} \left(\frac{I_n}{j\omega \Delta l_{n^+}}\right) \left(\frac{e^{-jKR_{\hat{m}^+}}}{R_{\hat{m}^+}}\right) dl - \int_{\Delta l_{n^-}} \left(\frac{I_n}{j\omega \Delta l_{n^-}}\right) \left(\frac{e^{-jKR_{\hat{m}^+}}}{R_{\hat{m}^+}}\right) dl \right] \quad (3.10)$$

$$A_T(\hat{m}^-) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left[ \int_{\Delta l_{n^+}} \left(\frac{I_n}{j\omega \Delta l_{n^+}}\right) \left(\frac{e^{-jKR_{\hat{m}^-}}}{R_{\hat{m}^-}}\right) dl - \int_{\Delta l_{n^-}} \left(\frac{I_n}{j\omega \Delta l_{n^-}}\right) \left(\frac{e^{-jKR_{\hat{m}^-}}}{R_{\hat{m}^-}}\right) dl \right] \quad (3.11)$$

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

$$\nabla V = \frac{\partial V}{\partial l} \quad (3.12)$$

en donde  $l$  denota la variable de longitud a lo largo de la cual varía  $V$ . La derivada de la ecuación (3.12) se puede aproximar por una diferencia finita sobre el intervalo de diferenciación:

$$\nabla V \approx \frac{V(\hat{m}^+) - V(\hat{m}^-)}{\Delta l_{\hat{m}}} \quad (3.13)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.10), (3.11) y (3.9) con  $\cos\beta = 1$ , en la ecuación (3.13) se tiene:

$$\nabla V = \frac{I_n}{4\pi\epsilon j\omega \Delta l_{\hat{m}}} [\Psi(n^+, \hat{m}^+) - \Psi(n^-, \hat{m}^+) - \Psi(n^+, \hat{m}^-) - \Psi(n^-, \hat{m}^-)] \quad (3.14)$$

en 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 este intervalo hacia el punto  $m^+$ . El resto de las funciones  $\Psi$  tienen una interpretación similar.

Al sustituir las ecuaciones (3.8) y (3.14) en la ecuación (3.4), y utilizando la ecuación (3.5), se llega a la expresión final que permite calcular las impedancias propias y mutuas:

$$Z_{mn} = \underbrace{\frac{j\omega\mu}{4\pi} \Delta l_n \Delta l_m \Psi(n, \hat{m})}_{\text{Contribución de las corrientes}} + \underbrace{\frac{1}{4\pi\epsilon_j \epsilon_0} [\Psi(n^+, \hat{m}^+) - \Psi(n^-, \hat{m}^+) - \Psi(n^+, \hat{m}^-) + \Psi(n^-, \hat{m}^-)]}_{\text{Contribución de las cargas}} \quad (3.15)$$

Es importante recordar que el factor  $\cos\beta$  siempre es igual a 1 en las cuatro funciones  $\Psi$  del segundo término de la ecuación (3.15). Al aplicar esta ecuación a todas las parejas posibles de segmentos, para calcular las impedancias mutuas, y a 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 (3.3), se obtiene la distribución de corrientes en el conductor (o conductores, si es que se trata de un arreglo).

Todos los elementos del vector de voltajes en la ecuación (3.3) son iguales a cero, con excepción del correspondiente al segmento en donde se alimenta la antena. Por conveniencia, este voltaje se toma igual a 1[0 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  $i$ .

### 3.2 Obtención de las propiedades de la antena

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

#### 3.2.1 Patrón de radiación

Para graficar el patrón de radiación se requiere calcular la intensidad de campo eléctrico producida por la distribución de corrientes  $[I]$  en puntos de observación  $P(x, y, z)$ . Estos puntos se encuentran sobre la superficie de una esfera imaginaria cuyo centro coincide 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 de campo de radiación. En la figura 3.4 se muestra el sistema de referencia de ejes coordenados para una antena arbitraria y uno de los puntos  $P$  de observación.

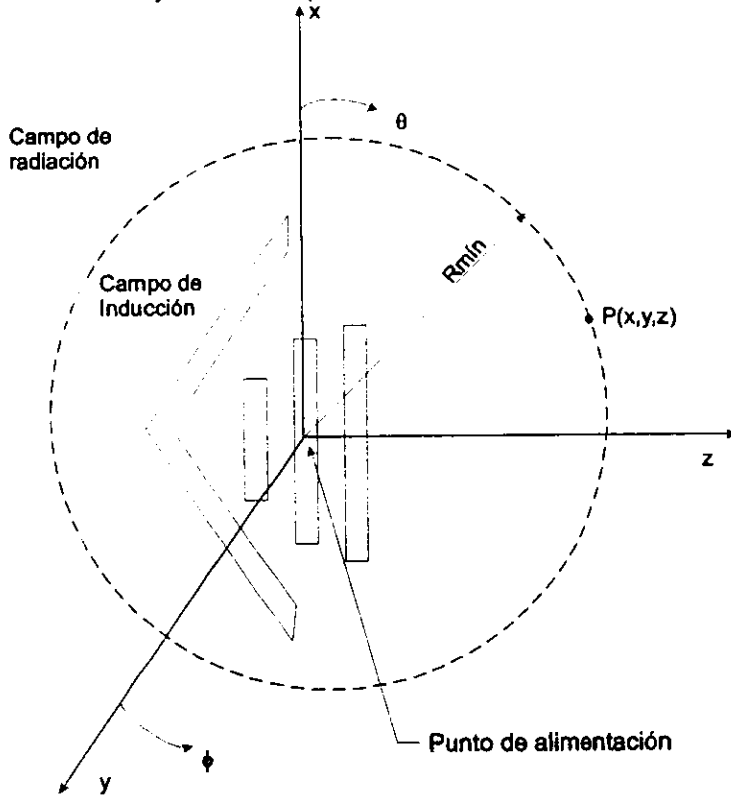


Fig. 3.4 Sistema de ejes coordenados para calcular el patrón de radiación de la antena.

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

$$A_x(P) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{n_x} \int_{\Delta l_n} \frac{e^{-jk r_n}}{r_n} dx' \quad (3.16)$$

$$A_y(P) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{n_y} \int_{\Delta_n} \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} dy' \quad (3.17)$$

$$A_z(P) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{n_z} \int_{\Delta_n} \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} dz' \quad (3.18)$$

en donde  $\mu$  es la permeabilidad del espacio libre,  $N$  es el número 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.

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

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (3.19)$$

y finalmente, el campo eléctrico se obtiene como:

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \vec{\nabla} \times \vec{H} \quad (3.20)$$

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":

$$|E_t| = [Re(E_x)^2 + Re(E_y)^2 + Re(E_z)^2 + Im(E_x)^2 + Im(E_y)^2 + Im(E_z)^2]^{\frac{1}{2}} \quad (3.21)$$

De esta manera, variando los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  de la figura 3.4, se puede calcular la intensidad de campo eléctrico en puntos  $P$  de observación suficientes para graficar los patrones de radiación en cualquier plano.

### 3.2.2 Ancho del haz de radiación principal

En la dirección de máxima radiación, el ancho del haz,  $\alpha$ , se define como se indica en la figura 3.5. Es el ángulo formado entre las rectas que pasan por el origen y los puntos en donde la intensidad de campo eléctrico es igual a  $0.707 E_{\text{máximo}}$ . Nótese, que como la radiación puede ser diferente en los planos E y H, los ángulos correspondientes, que definen el ancho del haz, son diferentes en cada caso.

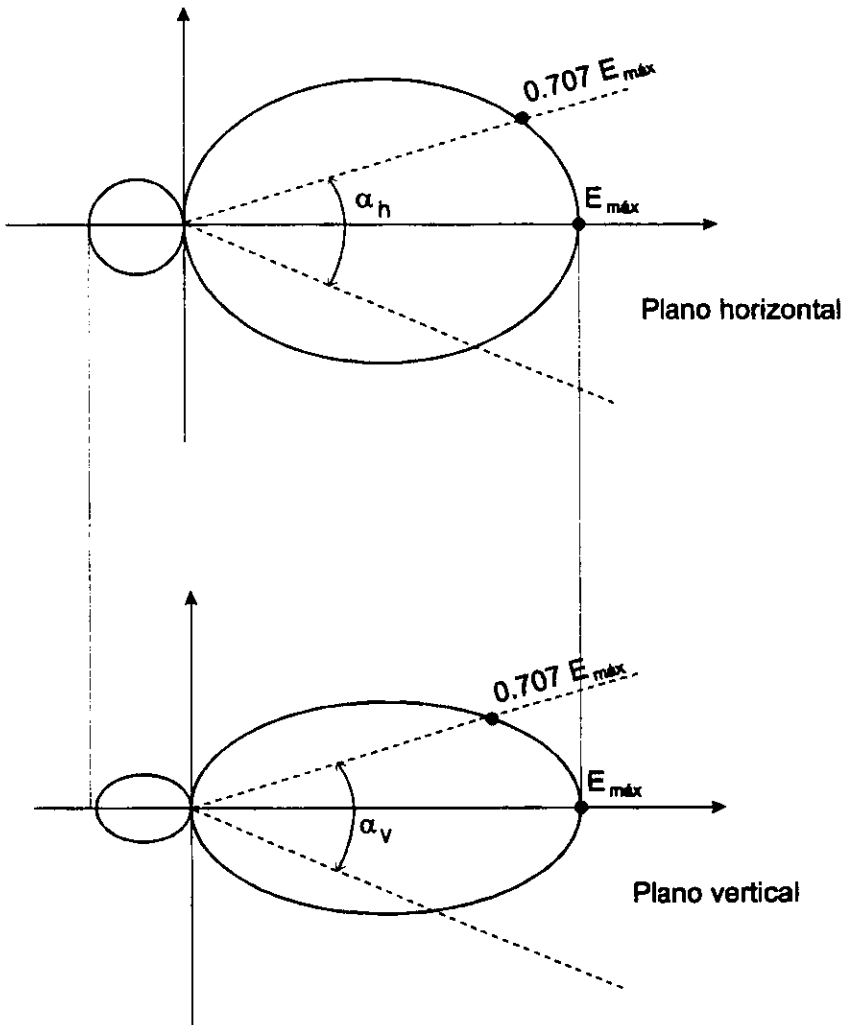


Fig. 3.5 Definición del ancho del haz de radiación principal.

### 3.2.3 Relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás

Basándose en las figuras 3.4 y 3.5, esta relación se define como:

$$R = \frac{E(\theta=90^\circ, \phi=90^\circ)}{E(\theta=90^\circ, \phi=270^\circ)} \quad (3.22)$$

suponiendo que la máxima radiación ocurre en la dirección positiva de  $\hat{z}$ .

### 3.2.4 Impedancia de entrada

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

$$Z_{entrada} = \frac{1}{Y_{i,i}} \quad (3.23)$$

En donde,  $i$  es el número correspondiente al segmento donde se alimenta el conductor.

### 3.2.5 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 de campo eléctrico en la dirección de máxima radiación,  $E_{max}$ , el numerador de la relación anterior se calcula como:

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{E_{m\acute{a}x}^2}{2Z_0} \quad (3.24)$$

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



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

$$P_{prom} = \left( \frac{1}{2} I_o^2 R_{ent.} \right) / 4\pi R^2 \quad (3.25)$$

Por lo tanto, sustituyendo las ecuaciones (3.24) y (3.25) en la relación original, se tiene que:

$$Ganancia = \frac{4\pi R^2 E_{m\acute{a}x}^2}{Z_o I_o^2 R_{ent}} \quad (3.26)$$

### 3.3 Verificación del método de momentos para cuatro tipos de antenas

Los resultados que presentamos en esta sección son producto de un análisis de las antenas básicas de las cuales se compondrá la antena en estudio del capítulo cuatro: El dipolo de media onda, la antena yagi, la antena logoperiódica y el reflector en V alimentado por un dipolo.

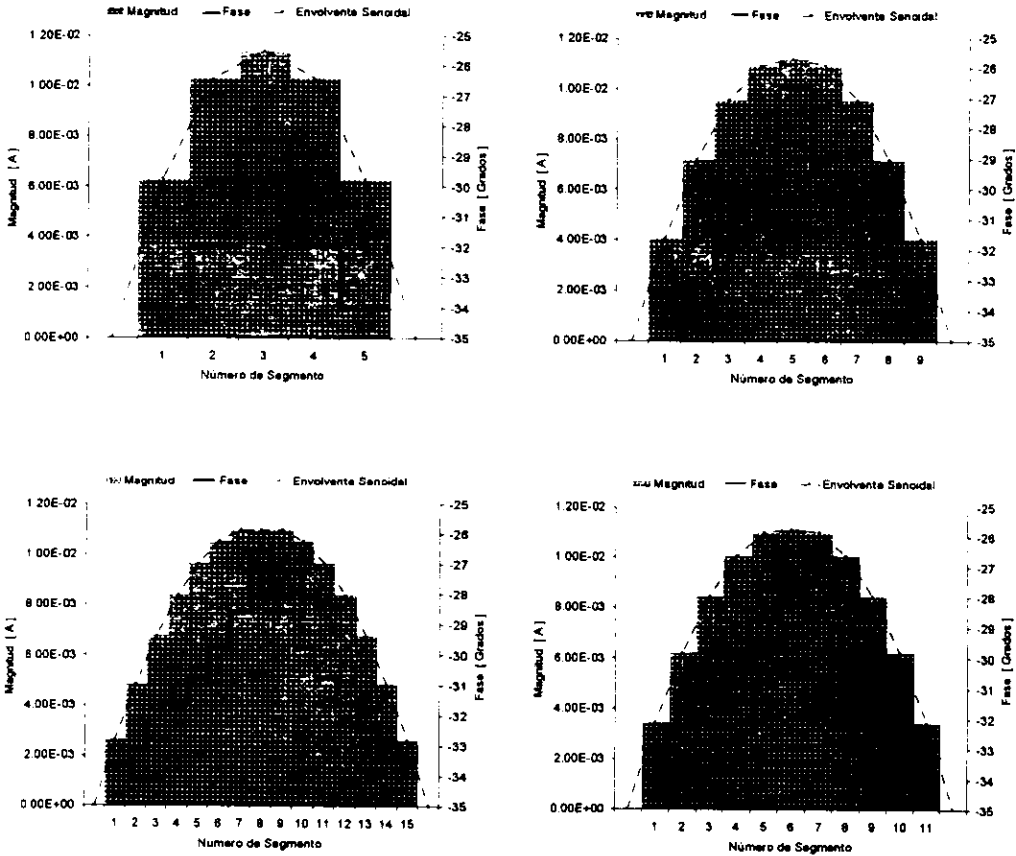
Todos estos resultados fueron generados con programas propios, y comparados con datos conocidos de la aplicación del método de momentos, y con datos medidos y calculados por diferentes autores, para demostrar la validez de nuestros programas.

#### 3.3.1 Dipolo de media onda

El método de momentos supone un filamento de corriente a lo largo del eje de los conductores de la antena. Asimismo, asume que la magnitud y fase de la corriente es constante en cada segmento; mientras más grande sea el número de segmentos en que se divide cada conductor, la forma de la corriente se acercará más a la forma senoidal que efectivamente exhibe la corriente a lo largo de los conductores. Naturalmente, las corrientes calculadas mediante el método de momentos deben presentar estas características.

Por otra parte, sabemos que la magnitud de la corriente en un dipolo de media onda, alimentado en su centro, es máxima en el punto de alimentación e igual a cero en los extremos del conductor.

La figura 3.6 muestra el comportamiento de la magnitud y fase de las corrientes en cada segmento de un dipolo de media onda. El conductor se dividió sucesivamente en 5, 9, 11 y 15 segmentos. Podemos apreciar que, en efecto, la magnitud y fase de la corriente en cada segmento son constantes y que mientras más segmentos utilizamos la distribución de corriente se acerca más a la forma real de la corriente.



**Fig. 3.6** Magnitudes y fases de las corrientes en cada segmento de un dipolo de media onda. Los bordes superiores del área sombreada representan la magnitud. La línea punteada representa la aproximación de la magnitud a una senoide. Esta aproximación tiene un valor de cero en los extremos del conductor, justamente a medio segmento del primero y del último segmento. Las líneas sólidas representan la fase. Observamos que la magnitud y la fase son constantes a lo largo de cada segmento y que el incremento sucesivo del número de segmentos mejora la aproximación a una senoide. (N = 5, 9, 11, 15)

Es conocido que, al aproximar la corriente a un filamento a lo largo del eje de los conductores y la distribución de cargas a la mostrada en la figura 3.3, el método de momentos introduce errores en el cálculo de la matriz de impedancias de la antena. Estos errores son significativos si el cociente entre la longitud y el radio de cada segmento es muy pequeño. En el caso de la impedancia de entrada de un dipolo, la solución del método de momentos se aleja lentamente del valor real si este cociente se disminuye gradualmente. Este efecto se muestra en la figura 3.7 [NER79]

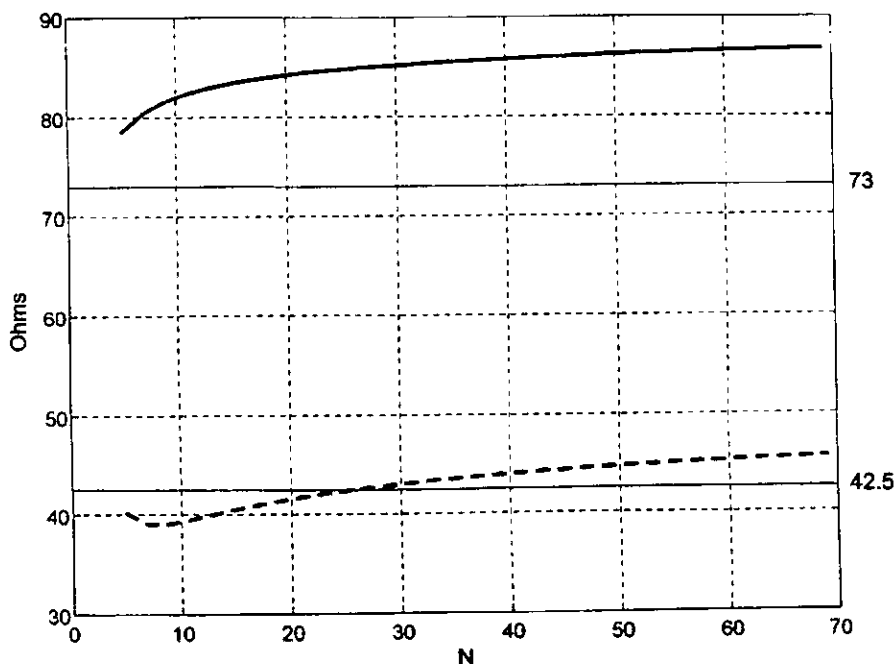


Fig. 3.7 Comportamiento de la resistencia (—) y de la reactancia (- - -) de entrada para un dipolo de media onda con  $\frac{l}{R} = 400$ . Se incrementa sucesivamente N, con lo cual disminuye gradualmente el cociente entre la longitud y el radio de cada segmento del dipolo. Inicialmente la reactancia de entrada converge hacia el valor real de  $42.5 j\Omega$ , para después converger hacia  $44 j\Omega$ . La resistencia de entrada se aleja lentamente del valor real y se estabiliza alrededor de  $88 \Omega$ . Este mismo comportamiento se muestra en [NER79] donde se analizan conductores más delgados.

Hemos comprobado que los resultados obtenidos para la corriente y para la impedancia de entrada de un dipolo de media onda corresponden con los datos esperados de la aplicación del método de momentos. Ahora comprobaremos que los resultados obtenidos son congruentes con el fenómeno físico de radiación.

La impedancia de entrada de un dipolo de media onda es de  $73 + 42.5j$  [ $\Omega$ ] [KRA88]. En la sección 2.2.1 explicamos que las distribuciones de corriente y voltaje de un dipolo de exactamente media onda no corresponden con las distribuciones teóricas. Sin embargo, al reducir un poco la longitud del dipolo sí se presentan las distribuciones óptimas; en estas condiciones el dipolo es resonante, lo que significa que la impedancia de entrada es esencialmente resistiva y por lo tanto la reactancia de entrada es prácticamente igual a cero.

En la tabla 3.1 resumimos el comportamiento de la impedancia de entrada de dipolos de longitud cercana a la media onda. Dicho comportamiento es congruente con lo explicado en el párrafo anterior.

**Tabla 3.1 Impedancia de entrada calculada para dipolos de longitud cercana a la media onda y  $\frac{L}{D} = 200$**

Longitud del Dipolo	Resistencia N = 5 [Ohms]	Resistencia N = 9 [Ohms]	Reactancia N = 5 [Ohms]	Reactancia N = 9 [Ohms]
0.5 $\lambda$	78.5217	81.6170	40.1151	39.0625
0.49 $\lambda$	73.5493	76.2709	22.3338	21.1799
0.48 $\lambda$	68.8956	71.7812	4.5313	3.3091
<b>0.4775 <math>\lambda</math></b>	<b>67.7789</b>	<b>70.0861</b>	<b>.0737</b>	<b>-1.1605</b>
0.475 $\lambda$	66.6803	68.9110	-4.3878	-5.6319
0.47 $\lambda$	64.5354	66.6194	-13.3242	-14.5819

Un estudio del comportamiento de las impedancias de entrada de dipolos con relaciones diferentes entre longitud y radio, para diferentes frecuencias, demuestra que un dipolo ancho presenta un comportamiento más estable en su impedancia de entrada que un dipolo angosto. En la sección 2.2.2 explicamos esta propiedad y ha sido ilustrada en [COL??] mediante gráficas de mediciones hechas sobre dipolos con relación  $\frac{L}{D}$  variable. En las figuras 3.8a y 3.8b comparamos la resistencia y la impedancia de entrada medidas con los datos obtenidos por nuestro programa.

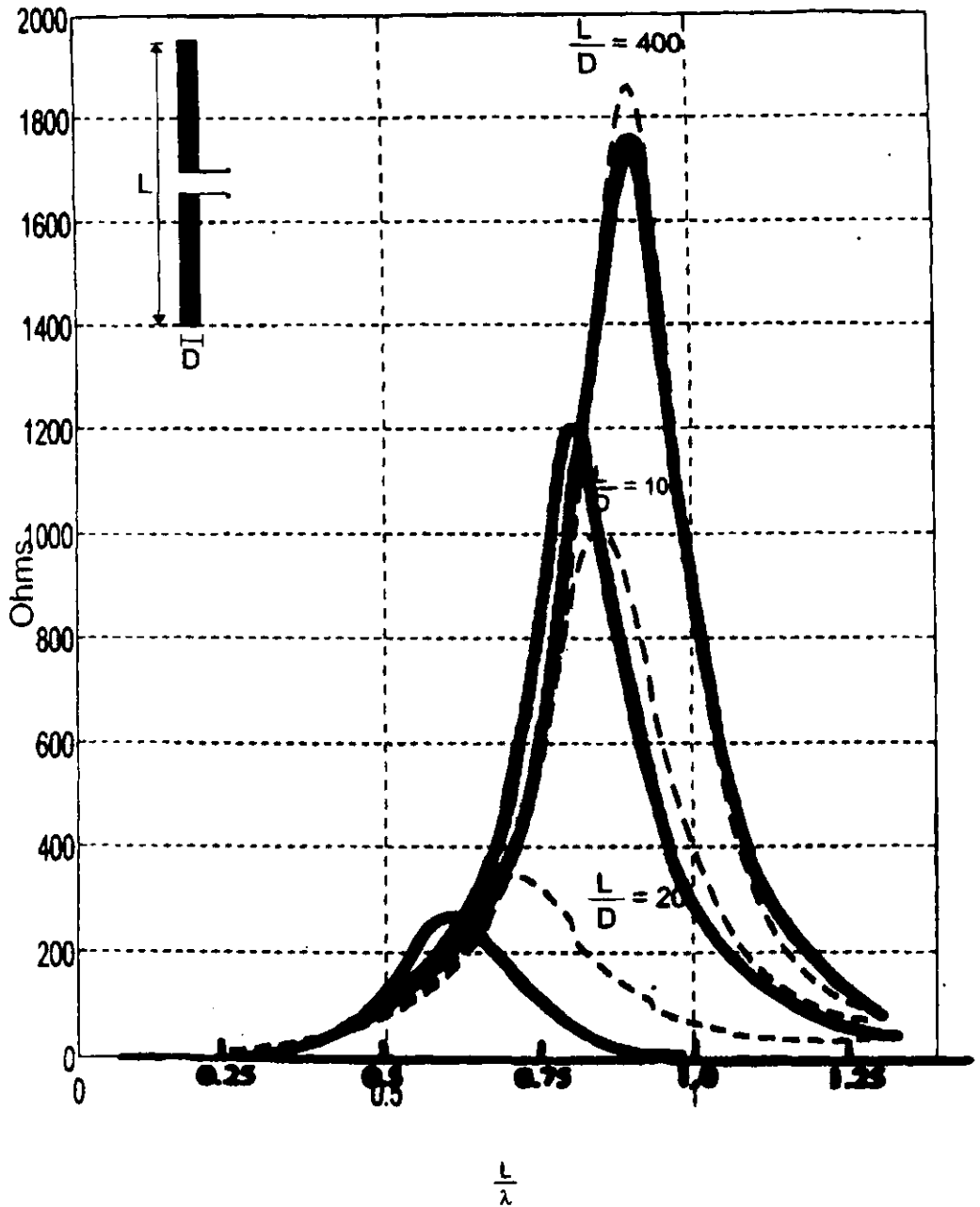


Fig. 3.8a Resistencias de entrada de dipolos de longitud  $L$  y diámetro  $D$ .  
 La línea sólida representa los valores medidos. [COL85]  
 La línea punteada representa nuestros cálculos con  $\Delta = \frac{\lambda}{20}$

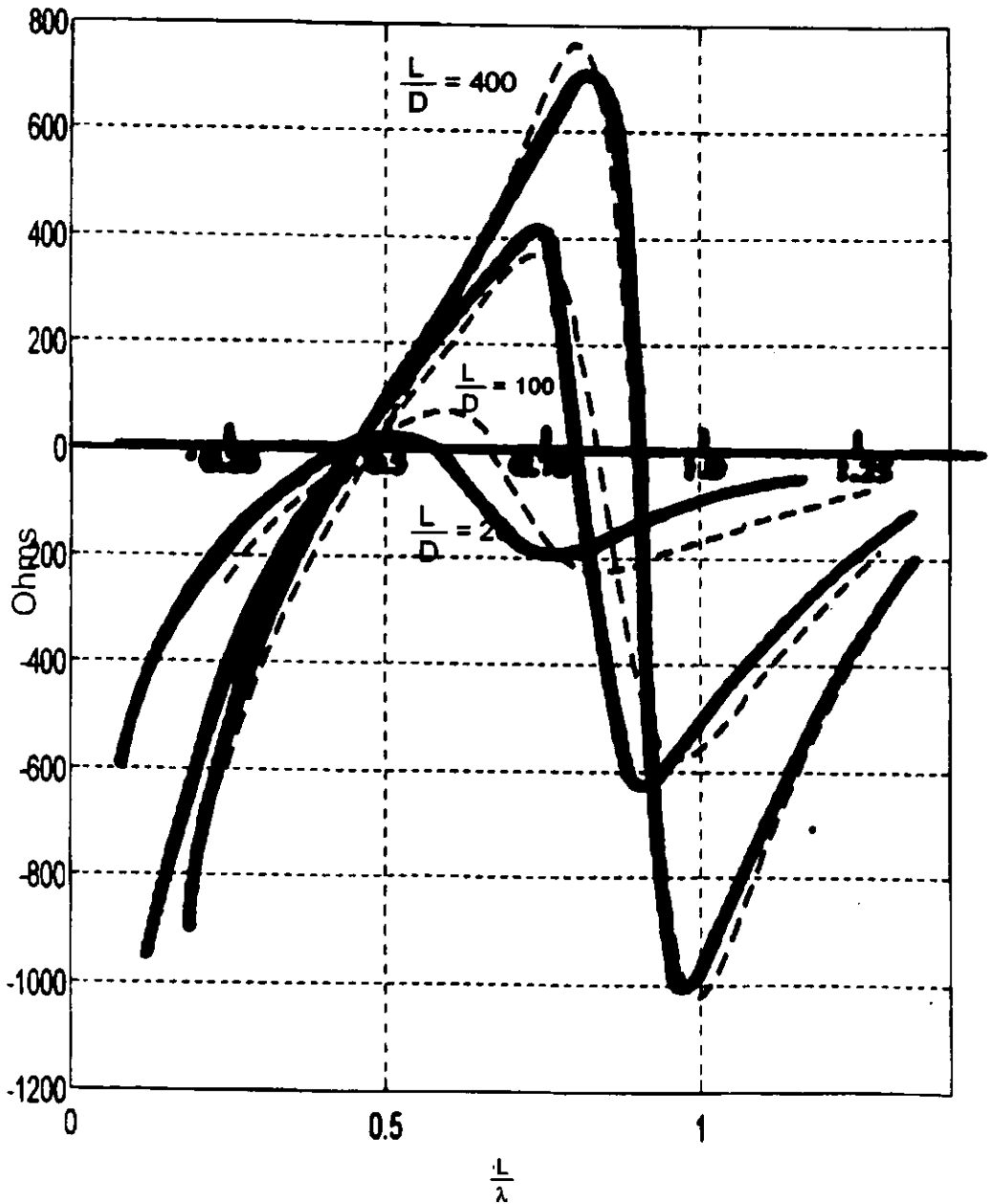


Fig. 3.8b Reactancias de entrada de dipolos de longitud  $L$  y diámetro  $D$ .  
 La línea sólida representa los valores medidos. [COL85]  
 La línea punteada representa nuestros cálculos con  $\Delta = \frac{\lambda}{20}$

Aunque el comportamiento de la impedancia calculada es esencialmente igual al comportamiento de la impedancia medida, existen algunas discrepancias entre los valores calculados y los valores medidos. El origen de estas discrepancias es la aproximación de la corriente a un filamento a lo largo del eje del conductor, de acuerdo con lo explicado con relación a la figura 3.7. Naturalmente, las discrepancias son mayores cuando el conductor es más ancho. Es por ello, que un radio de  $\frac{\lambda}{400}$  es adecuado para obtener una buena precisión.

Con relación a las propiedades de radiación, conocemos con exactitud el patrón de radiación de un dipolo de media onda. Sabemos también que el ancho del haz de esta antena es de  $78^\circ$  [KRA88]. En la figura 3.9 reproducimos el patrón de radiación calculado y mostramos el ancho del haz. Estos dos parámetros representan una muy buena aproximación a los parámetros teóricos. Es necesario destacar que el patrón de la figura tiene 360 puntos, es decir uno para cada grado, si utilizamos menos puntos el valor del ancho del haz será menos preciso porque el error en la interpolación será mayor. Este error puede ser del orden de uno a dos grados.

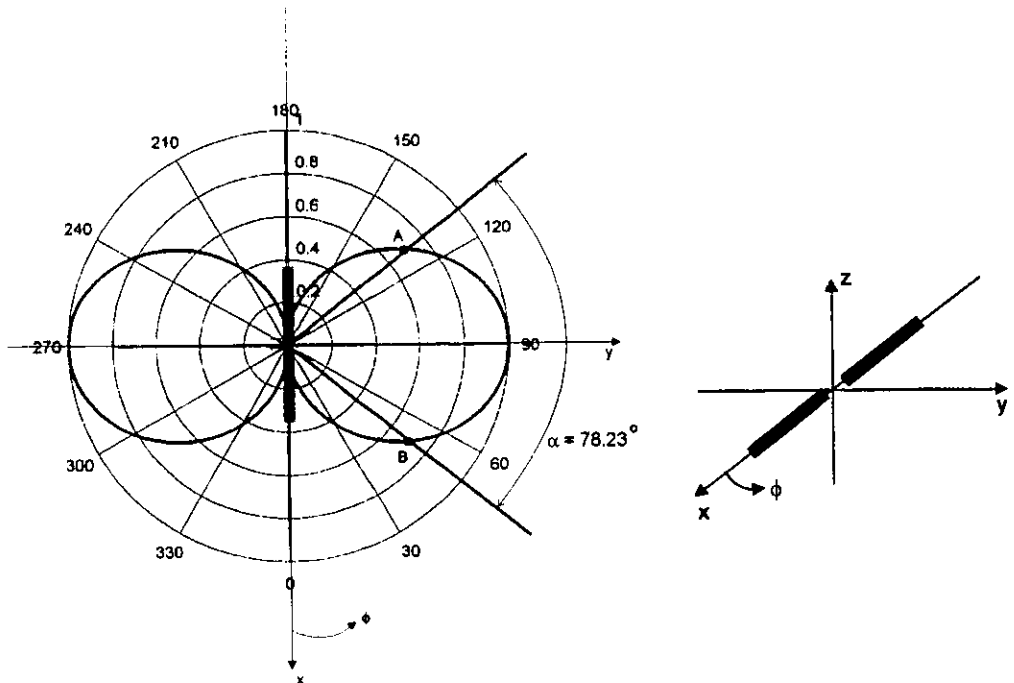


Fig. 3.9 Patrón de radiación normalizado y ancho del haz de un dipolo de media onda.

$$|E|_A = |E|_B = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad \frac{L}{D} = 200, \quad N=9$$

### 3.3.2 Antena yagi

El comportamiento de la corriente en cada uno de los conductores individuales que forman una antena yagi es similar al comportamiento de la corriente en un dipolo de media onda: Su magnitud y fase son constantes para cada segmento de la antena; mientras más segmentos utilizamos, la forma de la distribución de corriente será más similar a una senoide; si los conductores miden cerca de media longitud de onda, presentarán una magnitud de corriente máxima en el centro de cada conductor y ceros en los extremos. De tal forma que si graficamos la magnitud y fase de la corriente, el resultado será equivalente a una serie de gráficas para dipolos cercanos a la media onda.

En la figuras 3.10b y 3.10c corroboramos estas propiedades. El análisis corresponde a una antena yagi de 5 conductores, las dimensiones del arreglo se ilustran en la figura 3.10a. Cuando la antena está diseñada correctamente, la magnitud de corriente máxima de toda la antena debe presentarse justo en el segmento central del conductor alimentado, es decir, en el centro del segundo conductor de derecha a izquierda, tal como se muestra en la figura 3.10b.

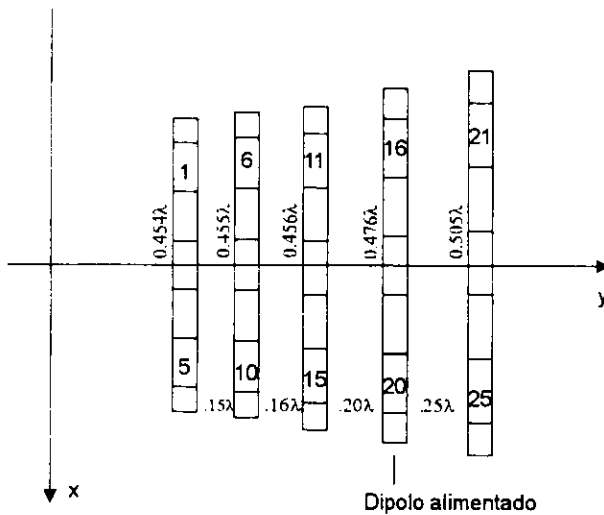
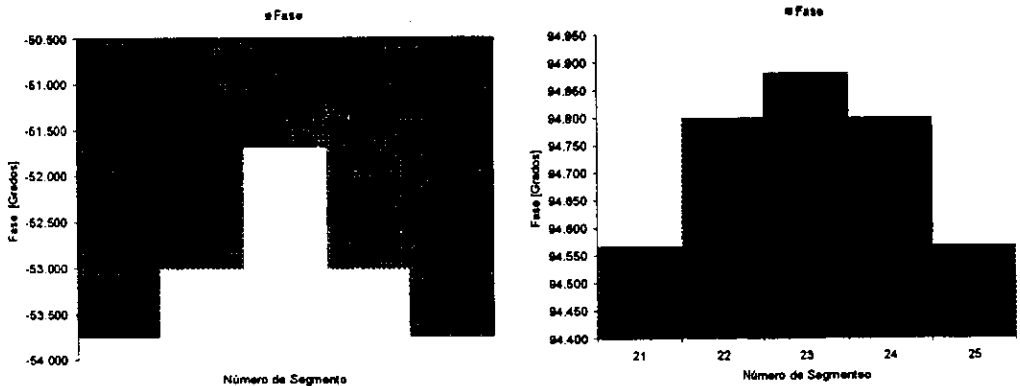
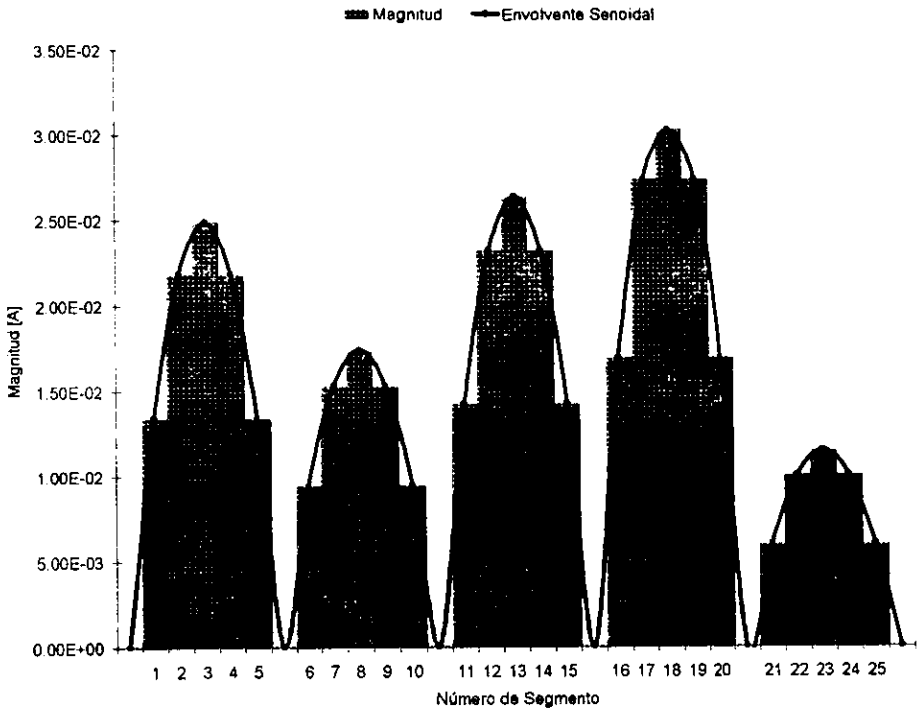
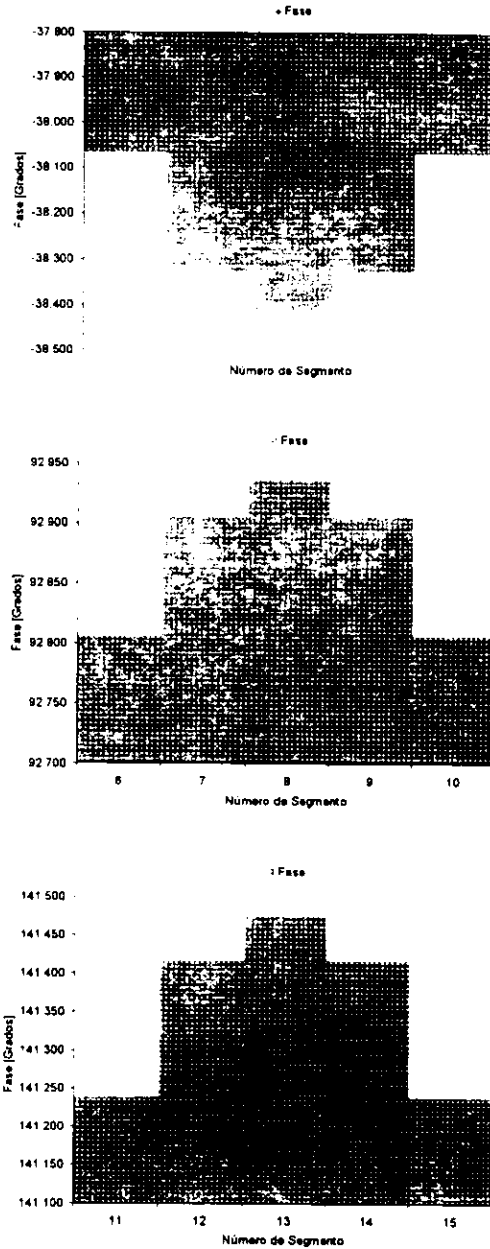


Fig 3.10a Antena yagi con tres directores, un dipolo alimentado y un reflector.







**Fig. 3.10c** Fase de las corrientes en cada uno de los segmentos de la antena yagi de la figura 3.10a. Estas tres gráficas corresponden a los directores.

En la tabla 3.2 mostramos las principales características de operación de tres antenas yagi. Estas características son comparables con las registradas en las tablas 2.2a y 2.2b. Dichas tablas también fueron calculados mediante el método de momentos, sin embargo, no podemos esperar una igualdad entre ambos cálculos porque desconocemos parámetros relativos a la precisión de los cálculos.

Existen pequeñas diferencias entre las reactancias de entrada calculadas por nosotros y aquellas de las tablas de referencia. Estas diferencias disminuyeron notablemente al incrementar sucesivamente el número de segmentos en que se dividen los conductores. En la tabla aparecen los datos para 5 y 13 segmentos. Para un número intermedio de segmentos la aproximación es mejor que para 5 segmentos y menor que para 13 segmentos, lo cual sugiere que si analizamos las antenas con exactamente el mismo número de segmentos que las tablas de referencia (este dato no está disponible) los resultados sin duda convergerán aún más.

**Tabla 3.2 Principales características de operación de tres antenas yagi con  $\frac{\lambda}{D} = 200$ .  
Estos resultados son comparables con las tablas 2.2a y 2.2b.**

	N=5	N=13	N=5	N=13	N=5	N=13
Número de conductores	3	3	5	5	7	7
Separación entre los conductores [ $\lambda$ ]	0.25	0.25	0.15	0.15	0.30	0.30
Longitud del reflector [ $\lambda$ ]	0.479	0.479	0.505	0.505	0.475	0.475
Longitud del alimentador [ $\lambda$ ]	0.453	0.453	0.476	0.476	0.455	0.455
Longitud de los directores [ $\lambda$ ]	0.451	0.451	0.456	0.456	0.439	0.439
Ganancia [dB]	9.3553	9.9478	10.395	11.919	14.325	14.9026
FBR [dB]	6.3355	6.1346	19.2936	17.2036	13.3423	11.3778
Resistencia de entrada [Ohms]	21.2836	22.7824	13.1741	11.6839	32.8536	36.3862
Reactancia de entrada [Ohms]	2.3832	9.3147	1.1007	7.7613	3.9934	15.6615
* Ancho del haz [°]	55.59	54.75	47.8	46.8	30.33	29.26

\* En toda la sección 3.3 el patrón de radiación se calcula en el plano  $z=0$ . (Ver Figs. 3.9, 3.10a, 3.12, 3.13a, 4.2, 4.7) Por lo tanto, el ancho de haz corresponde al patrón de campo eléctrico en dicho plano y puede ser diferente al correspondiente al plano  $x=0$ .

En la sección 2.2.4.1 mencionamos algunas propiedades conocidas de la antena yagi que son útiles en el diseño de este tipo de antenas. En las figura 3.11a y 3.11b y en la tabla 3.3 comprobamos dos de estas propiedades para el caso de una antena yagi de tres elementos. Tomamos como base comparativa la antena con las características descritas en la primera columna de la tabla 3.2

En primer lugar, sabemos que una separación pequeña entre los conductores de la antena garantiza una buena relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás con un ancho de haz amplio. Si aumentamos la separación entre los conductores de la antena, disminuyen el ancho del haz y la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás; a su vez, aparecen más y mayores los lóbulos laterales y aumenta ligeramente el ancho de banda de la antena.

La antena de referencia en la tabla 3.2 tiene un ancho de haz de  $55.59^\circ$  y una relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás de  $6.3355 \text{ dB}$ . En contraste, una antena con las mismas características, excepto que la separación entre los conductores sea de  $0.10\lambda$  debe tener una mejor relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás, y un ancho de haz más amplio.

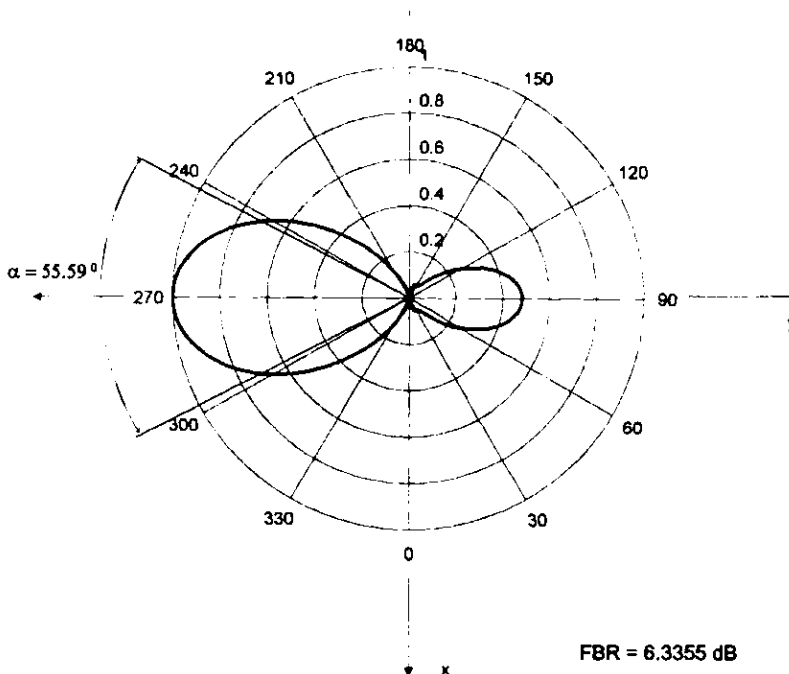
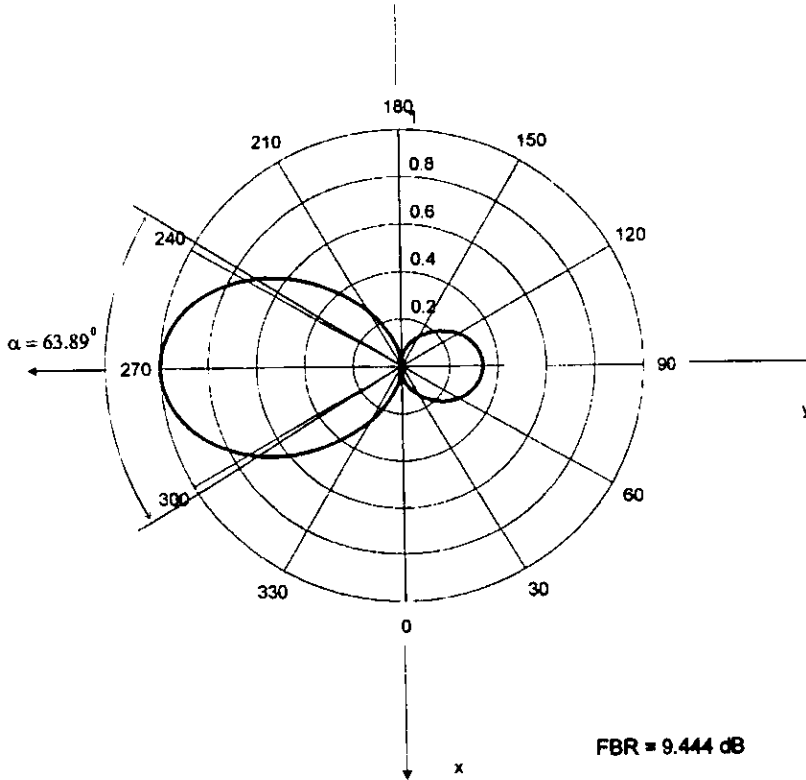


Fig 3.11a Patrón de radiación de la antena yagi de referencia.

Esta condición se verifica en las figuras 3.11a y 3.11b donde comparamos los patrones de radiación de estas dos antenas. Observamos que la antena de referencia (3.11a) presenta unos pequeños lóbulos laterales mientras que la antena con una separación más pequeña (3.11b) no los tiene y presenta un ancho de haz más amplio y una mejor relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás



**Fig. 3.11b** Patrón de radiación de una antena yagi de similar a la antena de referencia, pero con una separación entre conductores de  $0.10\lambda$ . Es importante notar que el FBR y el ancho del haz son mayores para esta antena que para la de referencia. (Fig 3.11a)

En segundo lugar, la longitud y separación del reflector tienen poca influencia en la ganancia, pero influyen notablemente en la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás y en la impedancia de entrada.

Para comprobar esta propiedad, calculamos la ganancia, la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás y la impedancia para antenas con las mismas características de la antena de referencia pero con reflectores de diferentes tamaños y con diferentes distancias de separación con el alimentador.

En la tabla 3.3 mostramos los datos de interés. Además, a la derecha de cada parámetro aparece una comparación con el parámetro de la antena referencia. Esta comparación representa el porcentaje de variación entre el parámetro de la antena de referencia y el parámetro de la antena modificada.

Para cada antena, el porcentaje de variación de la ganancia respecto a la ganancia de la antena de referencia es menor que el porcentaje de variación de la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás y que el de la impedancia. Esto demuestra la propiedad en cuestión.

Adicionalmente, notamos que la reactancia experimenta la mayor variación. Por otra parte, las variaciones en la longitud del reflector alteran mucho más la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás que las variaciones en la separación entre el reflector y el dipolo alimentado.

**Tabla 3.3 Ganancia, relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás e impedancia de entrada de antenas yagi de 3 elementos. Comparamos los parámetros de la antena descrita en la primera columna de la tabla 3.2 con antenas similares pero con reflectores de diferentes longitudes y separaciones respecto al dipolo alimentado. N=5**

Lr [λ]	G [dBi]	Comp. con ref.	FBR [dB]	Comp. con ref.	Rin [Ohms]	Comp. con ref.	Xin [Ohms]	Comp. con ref.
0.46	8.3648	10.07%	2.011	68.26%	18.1491	14.72%	-6.7541	383.4%
0.49	9.0923	2.24%	7.746	22.27%	25.1438	18.14%	5.4435	128.4%
0.51	8.4331	9.33%	7.6516	20.77%	31.7471	49.15%	6.8898	189.0%
Sr [λ]	G [dBi]	Comp. con ref.	FBR [dB]	Comp. con ref.	Rin [Ohms]	Comp. con ref.	Xin [Ohms]	Comp. con ref.
0.22	9.4276	1.36%	6.4807	2.29%	16.3284	23.28%	-2.676	212.3%
0.27	9.1626	1.49%	6.1856	2.37%	25.1018	17.94%	5.1611	116.6%
0.3	8.8804	4.52%	5.8943	6.96%	31.5762	48.36%	8.1698	242.8%

### 3.3.3 Reflector en V alimentado por un dipolo de media onda

En la sección 2.3.2 enumeramos algunas ventajas de utilizar un reflector en V en recepción de T.V.A.D en UHF. Una ventaja importante del reflector en V es su capacidad para bloquear las señales de multitrayecto, lo cual queda reflejado en las elevadas relaciones de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás que proporciona. Adicionalmente, los reflectores en V contribuyen a mejorar la ganancia de la antena.

Comprobaremos estas propiedades mediante una comparación entre dos dipolos de media onda, el primero de ellos reforzado con un reflector recto y el segundo reforzado por un reflector en V.

En la figura 3.12 aparece la descripción geométrica de estas antenas. Los dipolos son de media onda y el radio de todos los conductores es de  $\frac{\lambda}{400}$ . El reflector en V se forma por 9 conductores de  $1.5\lambda$  de longitud, separados entre ellos una distancia de  $0.1\lambda$  y formando un ángulo de  $90^\circ$ . El dipolo de media onda se encuentra a una distancia de  $0.2\lambda$  del reflector en ambos casos. La longitud del reflector simple es de  $0.53\lambda$ .

En la tabla 3.4 comparamos los parámetros de operación de estas dos antenas y en las figuras 3.13a y 3.13b los patrones de radiación. Podemos notar que, efectivamente, el reflector en V proporciona una ganancia mayor, así como un notable incremento en la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás. Adicionalmente, el ancho de haz es menor para el caso con reflector en V que para el caso con reflector simple. Todas estas propiedades justifican nuestra decisión de utilizar un reflector en V. Si bien la resistencia de entrada disminuye respecto a la de un dipolo aislado y respecto a la del dipolo con reflector simple, en cálculos posteriores mostraremos que con una distancia apropiada entre el vértice del reflector y el dipolo, este valor aumenta considerablemente. La geometría utilizada en esta comparación no es óptima y solamente se utilizó para demostrar las ventajas que ofrece el reflector en V respecto a una antena similar.

**Tabla 3.4 Comparación entre las características de operación de un dipolo de media onda con reflector recto simple y un dipolo de media onda con reflector en V.**

Tipo de Reflector	Ganancia [dBi]	FBR [dB]	Impedancia [Ohms]	Ancho del Haz [°]
Conductor Recto	5.1902	9.4985	82.9 + 69.16j	73.81
Reflector en V	8.9172	13.4815	27.88 + 87.33j	45.19

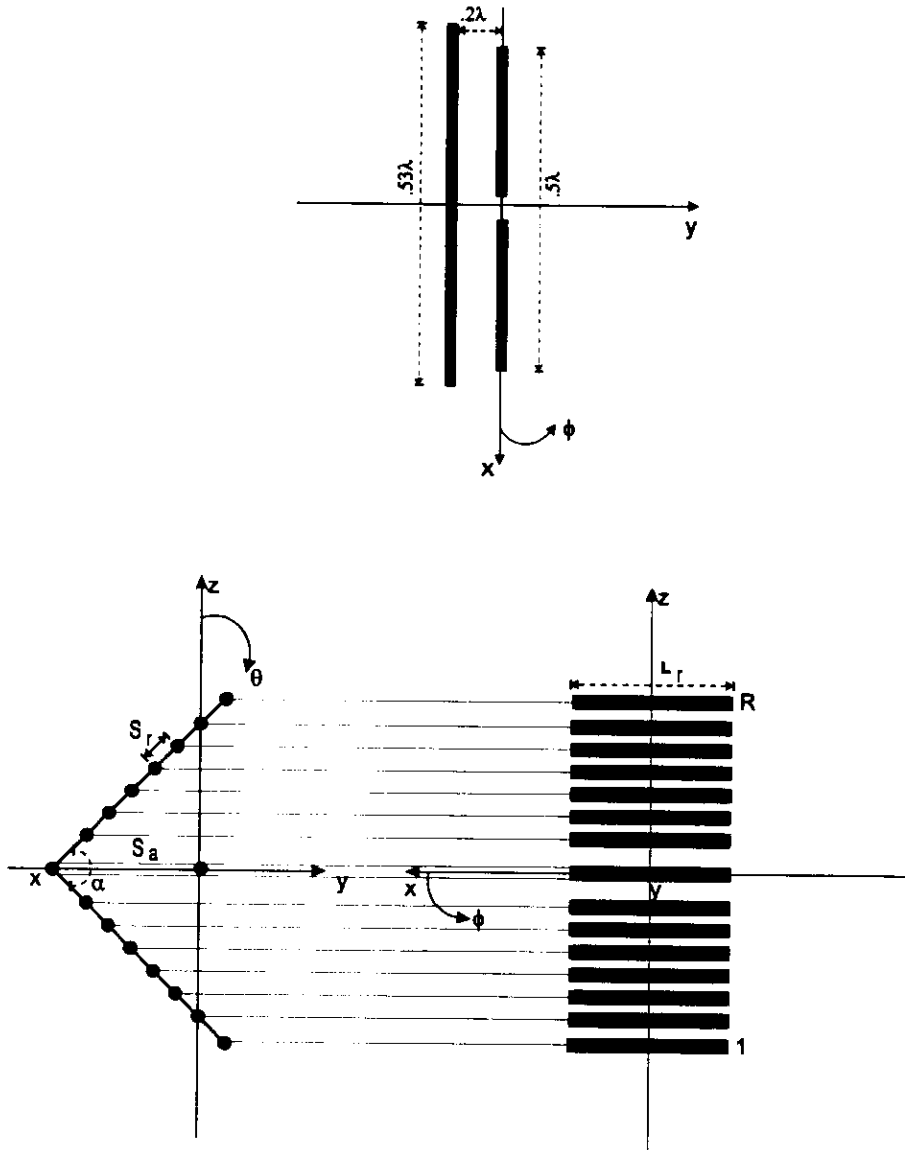


Fig. 3.12 Geometría de antenas formadas por dipolo de media onda y reflector.  
 La figura superior es para reflector simple y la inferior para reflector en V.

$$S_r = 0.1\lambda, L_r = 1.5\lambda, S_a = 0.2\lambda, R = 9, \alpha = 90^\circ, \Delta \leq \frac{\lambda}{10}$$

ESTR. DEBE  
 BIBLIOTECA



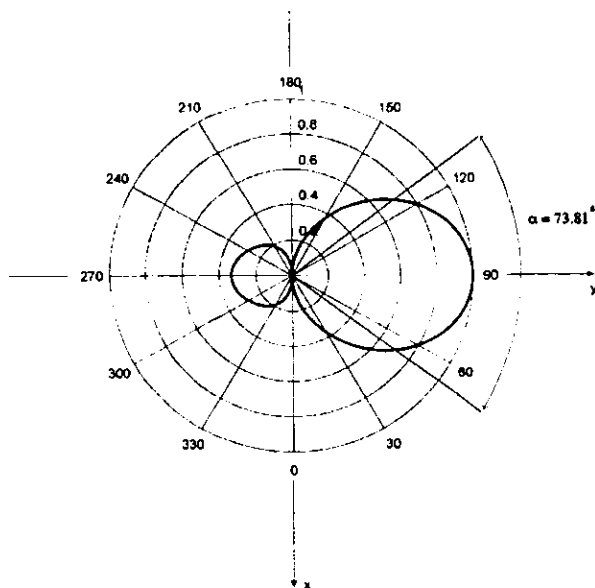


Fig. 3.13a Patrón de radiación de la antena mostrada en la parte superior de la figura 3.12. Se calculó un punto cada dos grados.

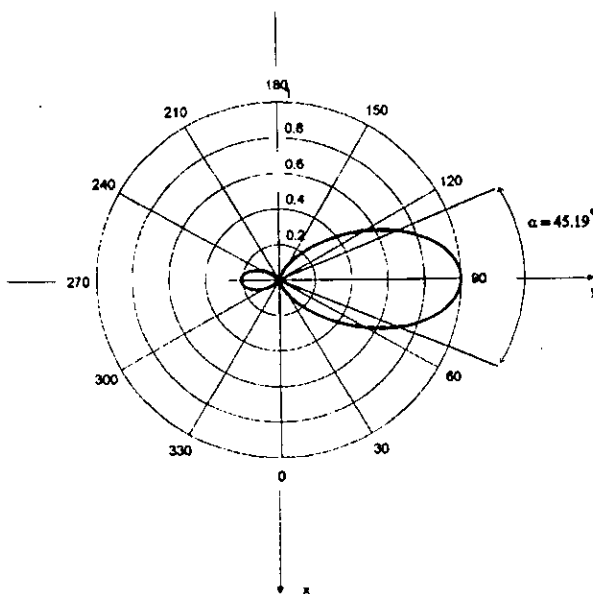


Fig. 3.13b Patrón de radiación de la antena mostrada en la parte inferior de la figura 3.12.

Sabemos que un reflector en V formado por conductores paralelos tendrá un comportamiento similar a un reflector en V formado por placas sólidas, siempre y cuando las separaciones entre los conductores sean lo suficientemente pequeñas. Si no es así, la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás disminuye notablemente.

Por otro lado, cuando los brazos de un reflector finito, con  $\alpha = 90^\circ$ , tienen una longitud de aproximadamente el doble de la distancia que separa al dipolo del vértice del reflector, los parámetros de operación son comparables con los obtenidos para reflectores infinitos.

De acuerdo con lo anterior, resulta interesante comparar los resultados de nuestro programa con algunos cálculos teóricos relativos a reflectores en V formados por placas sólidas infinitas, alimentados con un dipolo de media onda. [KRA88]

En la tabla 3.5a aparece esta comparación para 4 antenas diferentes. Todas tienen la misma forma que se describe en la parte inferior de la figura 3.12, pero en cada caso modificamos alguna de sus características geométricas. Las variables geométricas aparecen arriba de cada conjunto de parámetros. Naturalmente las únicas variables geométricas aplicables al reflector infinito son el ángulo del reflector ( $\alpha$ ) y la separación entre el dipolo y el vértice del reflector ( $Sa$ ).

Necesariamente existirán diferencias entre los valores teóricos y los calculados. Estas diferencias se originan por las aproximaciones propias del método de momentos y por el uso de reflectores finitos formados por conductores paralelos. Sin embargo, si comparamos el comportamiento general de nuestros cálculos con el comportamiento de los valores teóricos, no con los valores precisos, podemos corroborar la validez de nuestros resultados.

En primer lugar, resulta claro que la ganancia de una antena con un reflector finito debe ser menor que la ganancia teórica de una antena con reflector infinito. Este comportamiento aparece en cada uno de los cálculos de la tabla.

En segundo lugar, las primeras dos subtablas demuestran que efectivamente una separación pequeña entre los conductores que forman el reflector garantiza una buena relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás. Por otra parte, los parámetros calculados se acercan más a los teóricos mientras más pequeña sea la separación entre los conductores del reflector. En las figuras 3.13a y 3.13b aparecen el patrón de radiación y el ancho de haz de las antenas descritas en las primeras dos subtablas.

En tercer lugar, tanto en el caso teórico como en nuestros cálculos, la separación entre el dipolo y el vértice del reflector no influye notablemente en la ganancia, pero sí en la resistencia de entrada.

**Tabla 3.5 Comparación de algunos parámetros de operación de antenas reflectoras en V alimentadas por un dipolo de media onda. Los datos para el reflector infinito son teóricos [KRA88] y los datos para el reflector finito son calculados con segmentos de  $\Delta \leq \frac{\lambda}{10}$ . Los datos geométricos aparecen arriba de cada subtabla.**

$$\alpha = 90^\circ, R = 9, Sr = 0.2\lambda, Lr = 1.5\lambda, Rr = Ra = \frac{\lambda}{400}, Sa = 0.5\lambda$$

	Ganancia [dBi]	FBR [dB]	Rin [Ohms]
Reflector Infinito	11.8	—	125
Reflector Finito	10.2048	11.7860	103

$$\alpha = 90^\circ, R = 15, Sr = 0.1\lambda, Lr = 1.5\lambda, Rr = Ra = \frac{\lambda}{400}, Sa = 0.5\lambda$$

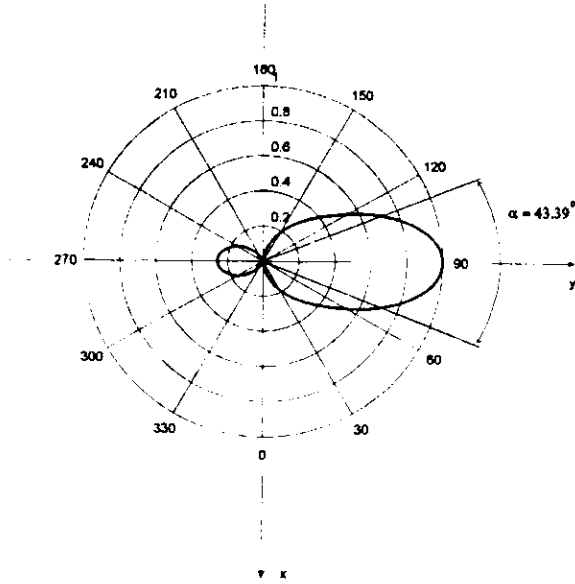
	Ganancia [dBi]	FBR [dB]	Rin [Ohms]
Reflector Infinito	11.8	—	125
Reflector Finito	10.4242	18.3685	134.7

$$\alpha = 90^\circ, R = 13, Sr = 0.1\lambda, Lr = 1.5\lambda, Rr = Ra = \frac{\lambda}{400}, Sa = 0.35\lambda$$

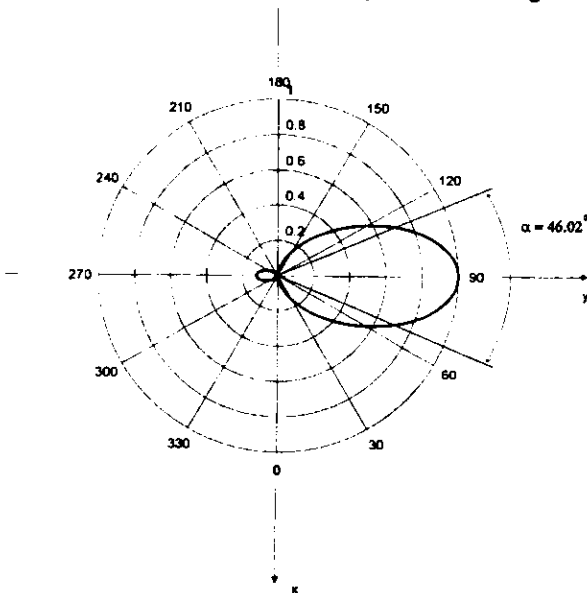
	Ganancia [dBi]	FBR [dB]	Rin [Ohms]
Reflector Infinito	12.2	—	70
Reflector Finito	10.3496	17.2199	112.3

$$\alpha = 90^\circ, R = 17, Sr = 0.1\lambda, Lr = 1.5\lambda, Rr = Ra = \frac{\lambda}{400}, Sa = 0.65\lambda$$

	Ganancia [dBi]	FBR [dB]	Rin [Ohms]
Reflector Infinito	11	—	96
Reflector Finito	9.7296	15.9203	73.4525



**Fig. 3.14a** Patrón de radiación de la antena descrita en la primera subtabla de la tabla 3.5. Se calculó un punto cada 2 grados.



**Fig. 3.14b** Patrón de radiación de la antena descrita en la segunda subtabla de la tabla 3.5. Se calculó un punto cada 2 grados. Es notable el incremento en el FBR.

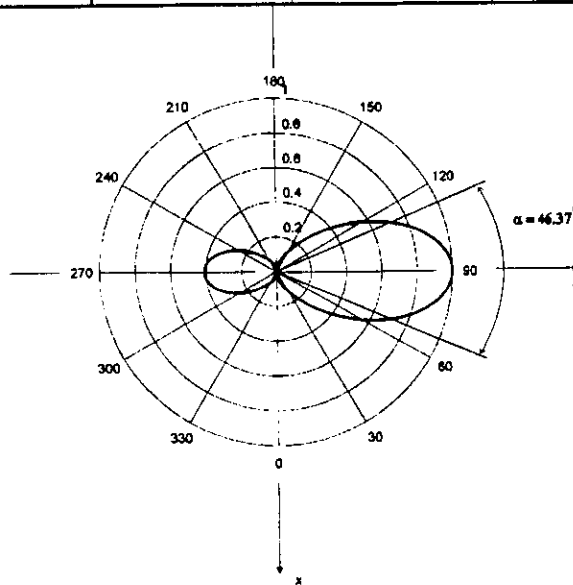
Por otro lado, con un reflector infinito, una reducción en el ángulo del reflector genera un incremento en la ganancia de la antena. Sin embargo, en el caso de un reflector finito de dimensiones fijas, la ganancia disminuye si el ángulo del reflector es menor. Para mantener un nivel de ganancia similar con un ángulo menor, es necesario incrementar la distancia entre el dipolo y el reflector o bien aumentar considerablemente la longitud de los brazos del reflector. Si alguno de estos incrementos es adecuado se puede incluso lograr un incremento en la ganancia.

Este hecho se demuestra en la siguiente tabla para dos antenas con un ángulo de  $60^\circ$  y una separación de  $0.2\lambda$  entre el dipolo y el reflector. En el primer caso la longitud de los brazos es del doble de dicha distancia, en el segundo caso es de 4.5 veces dicha distancia y aún así no se alcanza la misma ganancia que para una antena idéntica pero con  $\alpha = 90^\circ$ . (Ver tabla 3.4)

**Tabla 3.6 Parámetros de operación de antenas reflectoras en V alimentadas por un dipolo de media onda.**

$$\alpha = 60^\circ, S_r = 0.1\lambda, L_r = 1.5\lambda, R_r = R_a = \frac{\lambda}{400}, S_a = 0.2\lambda, \Delta \leq \frac{\lambda}{10}$$

	Ganancia [dBi]	FBR [dB]	Resistencia [Ohms]
R = 9	6.8178	7.7537	6.2094
R = 17	8.4184	7.7182	6.2017



**Fig. 3.15 Patrón de radiación y ancho de haz de la antena descrita en el primer renglón de la tabla 3.6. Se calculó un punto cada dos grados.**

## Referencias

- [COL85] Colin, **Antennas and Radiowave Propagation**, 1985, pp.37, 38.
- [KRA88] Kraus, Jhon D., **Antennas**, 1988, pp. 222, 420, 549-552
- [NER79] Neri Vela, Rodolfo, "*Input Impedance of Thin Dipoles By Moment Method*", **Electronic Letters**, Julio 1979, pp.418-420

**4 Aplicación del método de momentos  
a una antena reflectora en V  
alimentada por arreglos  
tipo Yagi**

## 4 Aplicación del Método de Momentos a una Antena Reflectora en V Alimentada por Arreglos Tipo Yagi

### 4.1 Descripción geométrica

La figura siguiente muestra un esquema de una antena reflectora en forma de V, alimentada por una antena Yagi.

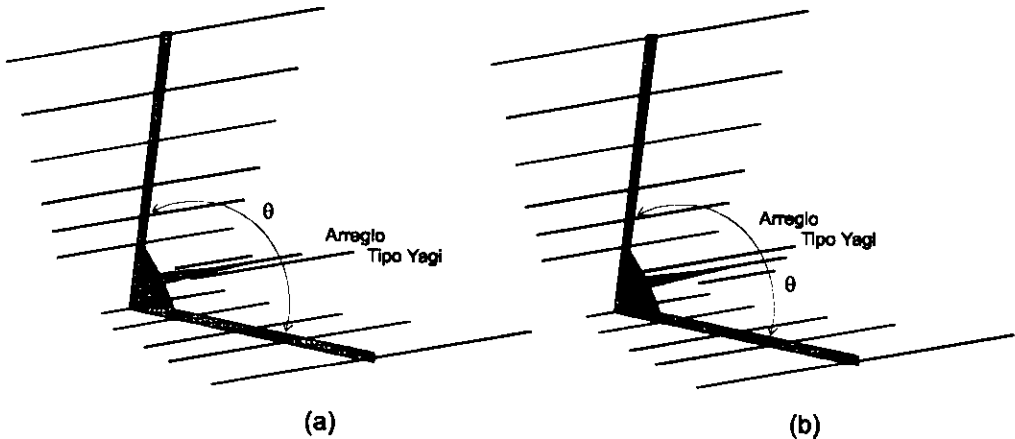


Fig. 4.1 Descripción geométrica de la antena reflectora en V, alimentada por arreglos tipo yagi.

El reflector de esta antena se forma por dos brazos, de un material aislante rígido, que forman un ángulo  $\theta$  entre ellos (Fig. 4.1). Perpendicularmente a estos brazos se colocan elementos conductores parásitos, paralelos entre sí, de la misma longitud  $L_r$  y radio  $R_r$ , y con la misma separación entre ellos  $S_r$  (Fig. 4.2). Por convención, en el vértice formado por los dos brazos siempre habrá un elemento parásito. El reflector en V se forma de  $R$  conductores y, por lo tanto,  $R$  siempre será impar.

El alimentador de la antena es un arreglo tipo yagi. En este trabajo se estudia el caso en que la dirección de máxima recepción de la yagi apunta hacia el vértice del reflector en V (Fig. 4.1 (a)), y el caso en que la dirección de máxima recepción apunta hacia el lado contrario (Fig. 4.1 (b))



La antena Yagi se forma por un dipolo de media onda alimentado en su centro, un elemento reflector y  $D_{A-2}$  elementos directores, donde  $A$  representa el número total de conductores que forman al alimentador; este número puede ser par o impar.

Todos los conductores tienen el mismo radio  $R_a$ , pero cada uno tiene una longitud diferente  $L_{a1}, L_{a2}, \dots, L_{aA}$ . La separación entre el vértice del reflector en  $V$  y el primer conductor de la Yagi se denomina  $S_{a1}$ . Este primer conductor puede ser el reflector o un director, dependiendo de la orientación de la yagi.

Las separaciones entre los elementos adyacentes se denominan  $S_{a2}, S_{a3}, \dots, S_{aA}$ . No existe ninguna relación fija entre las longitudes de los conductores y las separaciones entre ellos. Los principios de diseño de la antena Yagi se explicaron en la sección 2.2.4.1.

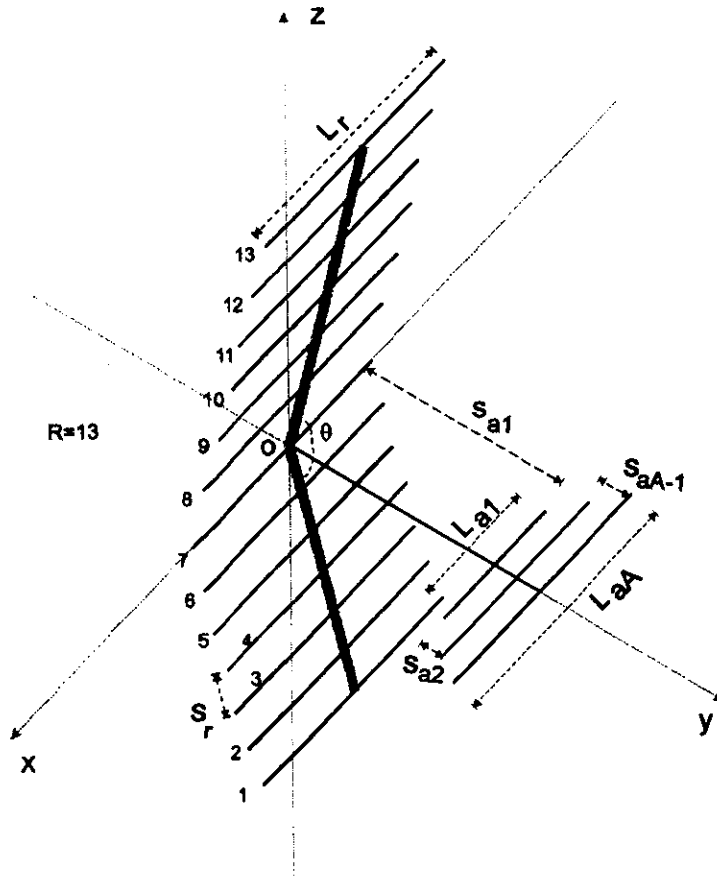


Fig. 4.2 Posición de la antena en el sistema coordenado utilizado para aplicar el MM.

Todas las características geométricas de la antena mencionadas en los párrafos anteriores son variables y podrán ser modificadas al aplicar el método de momentos.

En la figura 4.2 se muestra la posición de la antena en el sistema coordenado elegido para calcular la matriz de impedancias mediante el método de momentos. Aparece también una descripción las variables geométricas de la antena.

## 4.2 Segmentación de los conductores de la antena

En las figuras 4.3a y 4.3b se muestran tres proyecciones diferentes del reflector en V y del alimentador, así como la convención de numeración para los segmentos en que se divide cada uno de ellos y la nomenclatura de los puntos de interés de cada segmento.

La numeración de los conductores que forman el reflector se inicia por el conductor de más abajo y termina en el de más arriba, pasando por el del vértice. A cada conductor se le llama reflector 1, reflector 2, etc.  $(r_1, r_2, \dots, r_{R-1}, r_R)$ . Por su parte, los conductores que forman el alimentador se numeran iniciando por el más cercano al vértice y terminando con el conductor más alejado del vértice. A cada conductor se le llama alimentador 1, alimentador 2, etc.  $(a_1, a_2, \dots, a_{A-1}, a_A)$ .

Cada conductor se divide en segmentos menores o iguales a  $\frac{\lambda}{10}$ , con un semisegmento de  $\frac{\lambda}{20}$  en cada extremo. Dada la geometría de la antena, todos los conductores del reflector en V tendrán el mismo número de segmentos  $G_r$ , mientras que cada conductor del alimentador tiene un número diferente de segmentos:  $G_{a_1}, G_{a_2}, \dots, G_{a_A}$ .

Posteriormente, se numeran por separado los segmentos del reflector en V y del alimentador (en el siguiente inciso se apreciarán las ventajas de ello).

La numeración de los segmentos del reflector en V (Fig 4.3a) se inicia por el segmento localizado en el extremo derecho del conductor de más abajo (1) y pasa por cada uno de los conductores del reflector en V, terminando en extremo superior izquierdo del conductor de más arriba ( $R \times G_r$ ). Es así, que el segmento localizado en el extremo izquierdo del conductor de más abajo tiene el número  $G_r$  y que el número total de segmentos del reflector en V es  $N_r = R \times G_r$ .

La numeración del alimentador (Fig 4.3b) inicia en el extremo derecho del conductor más cercano al vértice del reflector en V (1) y termina en el extremo izquierdo del reflector del alimentador ( $G_{a_1} + G_{a_2} + \dots + G_{a_A}$ ). Los segmentos localizados en los extremos izquierdo de cada conductor tendrán, respectivamente, los números  $G_{a_1}, G_{a_1} + G_{a_2}, \dots, G_{a_1} + G_{a_2} + \dots + G_{a_A}$ . El número total de segmentos en que se

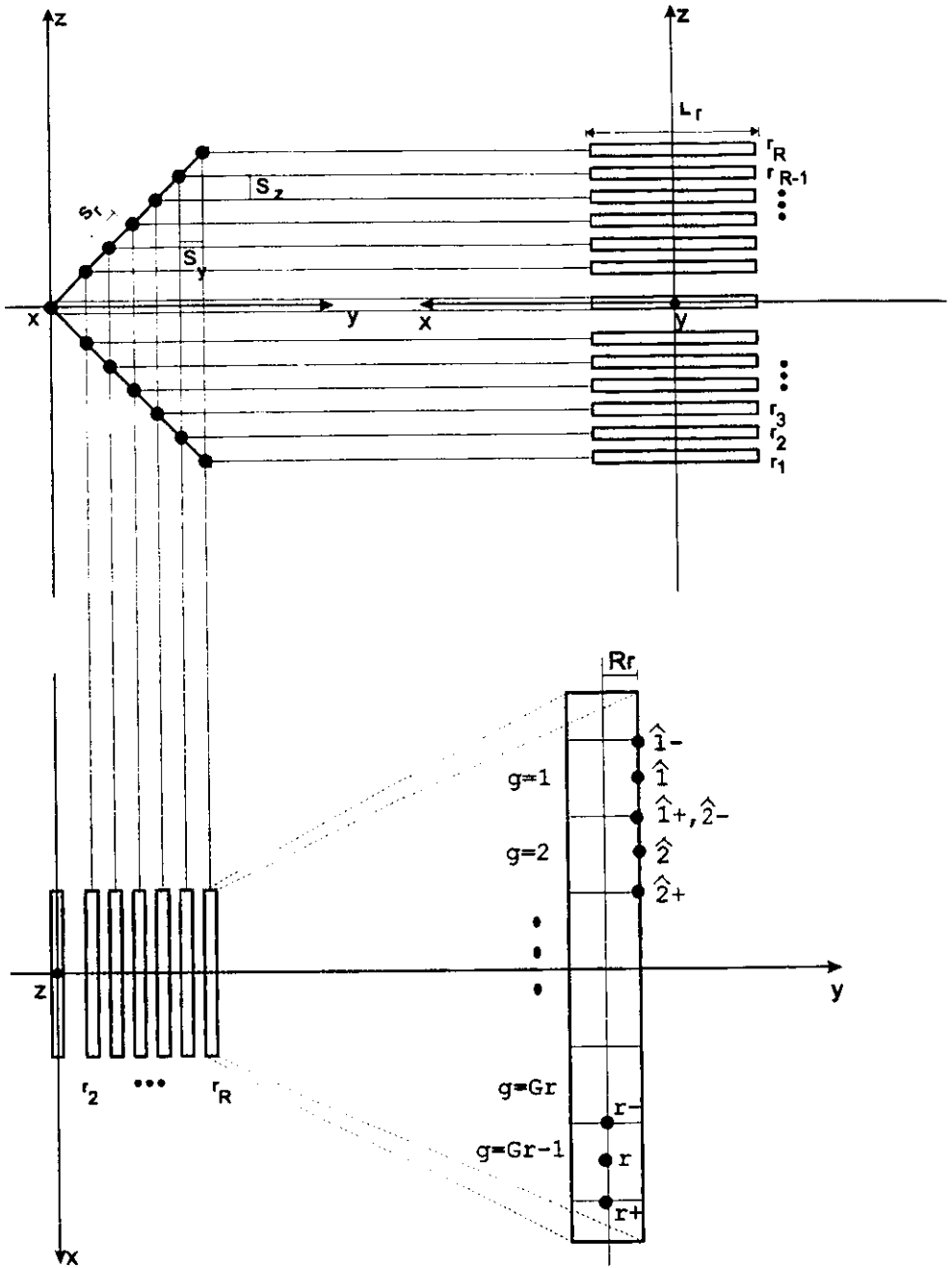


Fig. 4.3a Proyecciones del reflector en  $V$ , nomenclatura y segmentación.

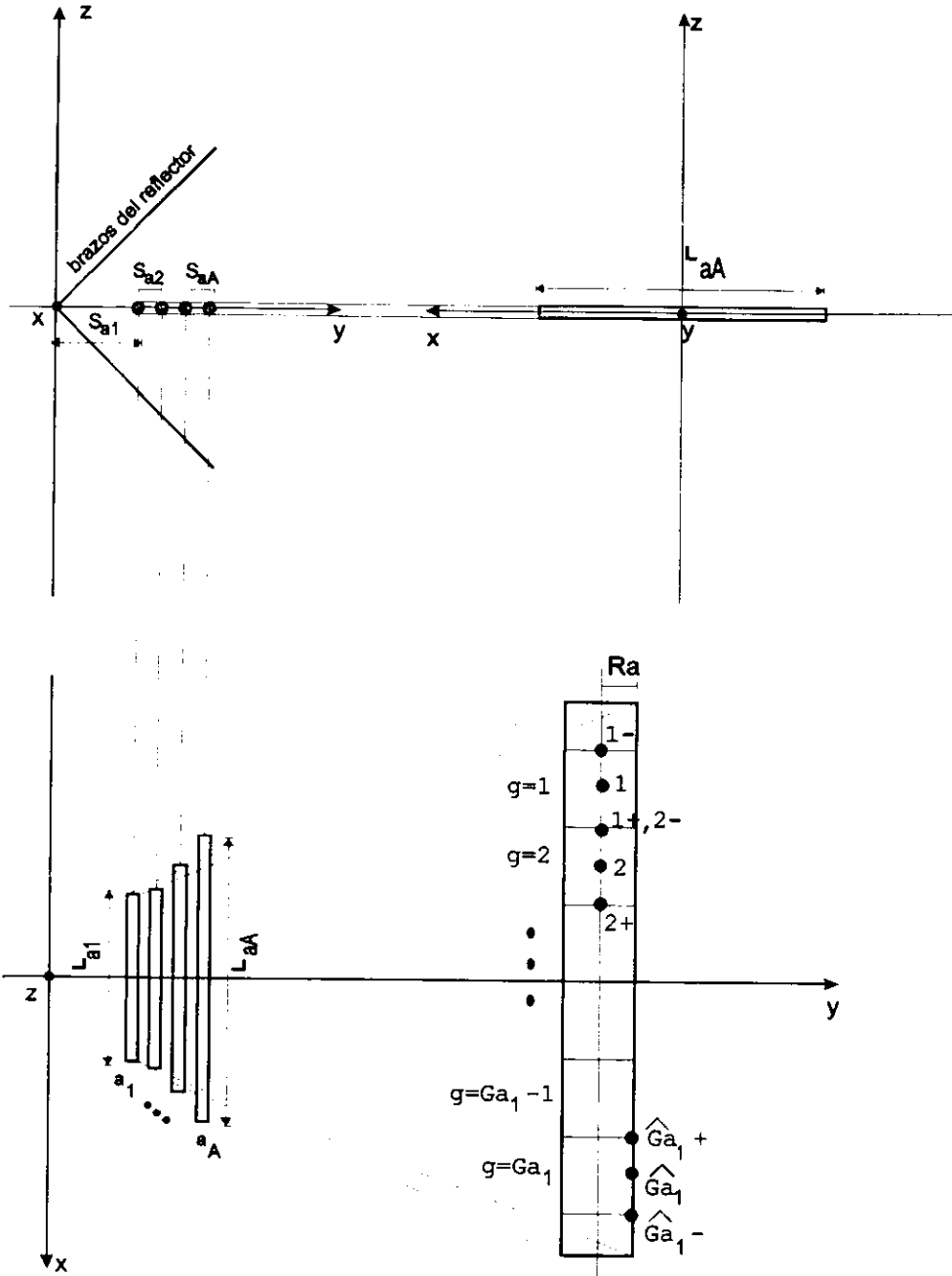


Fig. 4.3b Proyecciones del alimentador, nomenclatura y segmentación.

divide el alimentador es  $Na = Ga_1 + Ga_2 + \dots + Ga_A$ ; mientras que  $N = Nr + Na$  es el número total de segmentos de la antena completa.

Los seis puntos de interés en cada segmento tienen una nomenclatura específica, que permite identificarlos inequívocamente: un número ( $g$ ) identifica el segmento al que pertenece cada punto (recordemos que los segmentos del reflector y del alimentador se numeran por separado). Si el punto se localiza sobre la superficie del conductor, se coloca un tilde sobre el número de segmento ( $\hat{g}$ ), si el punto está sobre el eje del conductor simplemente permanece el número de segmento. Un signo +, a la derecha del número de segmento, significa que el punto se localiza en el extremo izquierdo del segmento, un signo - que el punto está en el extremo derecho. Si el punto está en el centro del segmento no lleva ningún signo a su derecha. Por ejemplo,  $\hat{3}+$  significa que el punto pertenece al segmento 3 y se localiza en el extremo izquierdo del segmento, sobre la superficie del conductor. Por otro lado, 15 significa que el punto se localiza justo en el centro y sobre el eje del segmento que tiene dicho número.

### 4.3 Estructura de la matriz de impedancias

Como consecuencia de la convención de numeración de segmentos establecida en el inciso anterior, la matriz de impedancias de la antena en estudio tendrá la siguiente estructura:

$$\begin{bmatrix} R1R1 & R1R2 & R1R3 & \dots & R1RNr & R1A1 & R1A2 & R1A3 & \dots & R1ANa \\ R2R1 & R2R2 & R2R3 & \dots & R2RNr & R2A1 & R2A2 & R2A3 & \dots & R2ANa \\ R3R1 & R3R2 & R3R3 & \dots & R3RNr & R3A1 & R3A2 & R3A3 & \dots & R3ANa \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ RNrR1 & RNrR2 & RNrR3 & \dots & RNrRNr & RNrA1 & RNrA2 & RNrA3 & \dots & RNrANa \\ A1R1 & A1R2 & A1R3 & \dots & A1RNr & A1A1 & A1A2 & A1A3 & \dots & A1ANa \\ A2R1 & A2R2 & A2R3 & \dots & A2RNr & A2A1 & A2A2 & A2A3 & \dots & A2ANa \\ A3R1 & A3R2 & A3R3 & \dots & A3RNr & A3A1 & A3A2 & A3A3 & \dots & A3ANa \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ ANaR1 & ANaR2 & ANaR3 & \dots & ANaRNr & ANaA1 & ANaA2 & ANaA3 & \dots & ANaANa \end{bmatrix}$$

Donde  $R_jA_i$  representa la impedancia mutua entre el segmento  $j$  del reflector en V y el segmento  $i$  del alimentador. El número  $Nr$  representa el número total de segmentos en que se ha dividido el reflector en V y  $Na$  representa el número total de segmentos en que se divide al alimentador. Se puede apreciar que el orden de la matriz es de  $(Nr + Na) \times (Nr + Na)$ .

Dada la igualdad entre  $Z_{mn} = Z_{nm}$ , esta matriz es simétrica y es posible dividirla en cuatro submatrices. La primera submatriz ocupa las primeras  $N_r$  columnas y los primeros  $N_r$  renglones; esta submatriz contiene las impedancias propias y mutuas de los segmentos del reflector en V, aislados del alimentador. La segunda submatriz ocupa las últimas  $N_a$  columnas y los últimos  $N_a$  renglones; contiene las impedancias propias y mutuas de los segmentos del alimentador, aislados del reflector. La tercera submatriz ocupa las últimas  $N_a$  columnas y los primeros  $N_r$  renglones; contiene las impedancias mutuas entre los segmentos del reflector y los segmentos del alimentador. La submatriz que ocupa las primeras  $N_r$  columnas y los últimos  $N_a$  renglones es la transpuesta de la submatriz anterior y no necesitamos calcularla.

Esta estructura matricial, derivada directamente de la convención de segmentación y numeración, permite calcular por separado y de manera totalmente independiente la matriz de impedancias del reflector en V, la matriz de impedancias del alimentador, y la matriz de impedancias que contiene la información que relaciona al reflector y al alimentador. Posteriormente se unen estas tres submatrices en una sola matriz total que representa a la antena completa.

El procedimiento anterior ofrece ventajas importantes al analizar este tipo de antenas. En primer lugar, proporciona una gran flexibilidad de análisis, ya que es posible almacenar en disco las matrices de impedancias de diferentes reflectores y alimentadores, para luego intercambiarlas y formar diferentes antenas, para analizar estas antenas diferentes solamente es necesario completar la matriz total, para lo cual se calcula únicamente la submatriz que representa la relación entre el alimentador y el reflector específicos. En segundo lugar, esta flexibilidad conduce a un ahorro considerable de tiempo de cálculo ya que no es necesario repetir cálculos si solamente se modifica el alimentador o el reflector. En tercer lugar, este diseño ofrece una notable capacidad de expansión, en este trabajo solamente se considera un tipo de reflector y dos orientaciones posibles de un mismo alimentador, sin embargo, es posible expandir el programa a cualquier tipo de reflectores y alimentadores mediante la programación e integración de los algoritmos específicos para ellos.

#### **4.4 Particularización de las ecuaciones para obtener la matriz de impedancias**

Las ecuaciones que se requieren para calcular cada una de las tres submatrices que forman la matriz de impedancias de la antena son diferentes para cada una de ellas; esto se debe a las diferencias geométricas entre el alimentador y el reflector. Sin embargo, existen simplificaciones a las ecuaciones generales del método de momentos que son aplicables en el cálculo de cualquiera de las tres submatrices.

Dado que todos los conductores que forman la antena son rectos y paralelos entre sí y con el eje  $x$ , se tienen las siguientes simplificaciones para cualquier par de segmentos, localizados en cualesquiera conductores de la antena (Ver Fig 4.4):

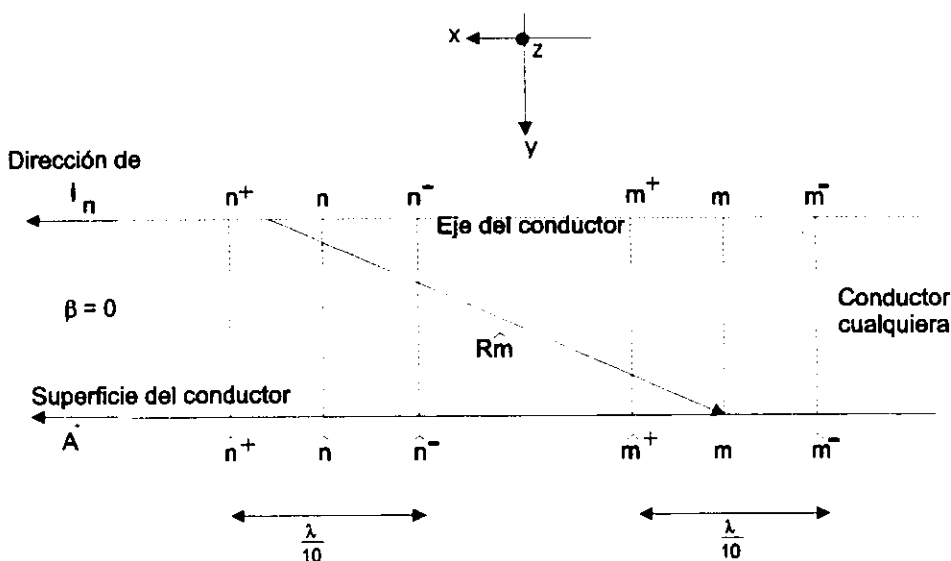


Fig 4.4 Sección de un elemento parásito, se muestran dos segmentos, m y n.

- 1) Las direcciones de la corriente  $I_n$  y, por lo tanto, del potencial vectorial magnético  $\vec{A}$  coinciden con la dirección del eje  $x$ .
- 2) El ángulo formado entre la dirección del potencial magnético vectorial  $\vec{A}$  y la tangente a cualquier punto sobre la superficie de cualquier conductor es constante e igual a cero grados, por lo tanto el factor  $\cos \beta$  que aparece en los integrandos de las funciones  $\Psi$  es igual a uno.
- 3) El integrando de todas las funciones  $\Psi$  involucrará el módulo del vector  $R\hat{m}$  multiplicado por el factor  $jk$ . Este módulo se define mediante la siguiente expresión:

$$Rm = \sqrt{(Xf - Xi)^2 + (Yf - Yi)^2 + (Zf - Zi)^2} \quad (4.1)$$

Donde  $Xf, Yf, Zf$  representan las coordenadas del punto final del vector y  $Xi, Yi, Zi$  las coordenadas del punto inicial del vector. En un caso general, al efectuar la integral de línea que especifican las funciones  $\Psi$ , los valores  $Xf, Yf, Zf$  serían constantes del integrando porque representan el punto fijo al que "llega" el vector, sin embargo los valores  $Xi, Yi, Zi$  serían variables del integrando porque representan los puntos a lo largo del intervalo de integración sobre los cuales se efectúa la integral de línea. En nuestro caso particular, los puntos a lo largo de un intervalo de integración específico (para dos segmentos particulares) están localizados en dirección paralela al eje  $x$

y todos ellos tienen las mismas coordenadas  $y, z$ . Por tanto, también  $Y_i, Z_i$  serán constantes del integrando y la única variable será  $X_i$ , es decir que la integral de línea se convierte en una integral en la dirección de  $x$ , dentro de intervalos que contienen puntos que solamente varían en esta dirección. Cabe aclarar que para diferentes parejas de segmentos,  $X_f, Y_f, Z_f, Y_i, Z_i$  tendrán valores diferentes, pero serán constantes para cada integral  $\Psi$  que debe calcularse para obtener la impedancia mutua entre dos segmentos específicos. Lo anterior implica que las integrales tendrán la siguiente forma general:

$$\Psi = \int_{l_x} \frac{\exp(jk \sqrt{(X_f - x)^2 + (Y_f - Y_i)^2 + (Z_f - Z_i)^2})}{\sqrt{(X_f - x)^2 + (Y_f - Y_i)^2 + (Z_f - Z_i)^2}} dx \quad (4.2)$$

Donde se indica que la integral se efectúa a lo largo de un intervalo de  $x$  y que el argumento de la exponencial está formado por diferencias al cuadrado que serán constantes excepto por la primera diferencia al cuadrado. Esto significa que para calcular cualquiera de las impedancias propias o mutuas de la matriz es necesario determinar, para cada una de las cinco integrales involucradas, los límites de integración (siempre a lo largo de  $x$ ), las coordenadas  $X_f, Y_f, Z_f$  del punto sobre la superficie del segmento  $m$  al que "llega" el vector  $R\hat{m}$  y las coordenadas  $Y_i, Z_i$  de cualquier punto sobre el eje del segmento  $n$ .

El cálculo de estos parámetros está directamente relacionado con la geometría de la antena y por lo tanto será diferente para cada una de las submatrices que se calcularán. En los siguientes incisos se establecerán las ecuaciones necesarias para calcular estos parámetros en el caso de la submatriz del reflector en V y en el caso de la submatriz del alimentador. Para el cálculo de las impedancias propias y mutuas de la submatriz que relaciona a ambos se utilizan conjuntamente las ecuaciones de las otras dos submatrices.

#### 4.4.1 Ecuaciones para calcular la matriz de impedancias del reflector en V

En la siguiente página se muestra un esquema de la parte inferior del reflector en V. De acuerdo con lo establecido en el capítulo 3, la ecuación que permite calcular la impedancia mutua de dos segmentos cualesquiera del reflector en V es la siguiente:

$$Z_{mn} = \frac{j\omega\mu}{4\pi} \Delta r \Psi(n, \hat{m}) + \frac{1}{4\pi\epsilon_f\omega\Delta r} [\Psi(n^+, \hat{m}^+) - \Psi(n^-, \hat{m}^+) - \Psi(n^+, \hat{m}^-) - \Psi(n^-, \hat{m}^-)] \quad (4.3)$$



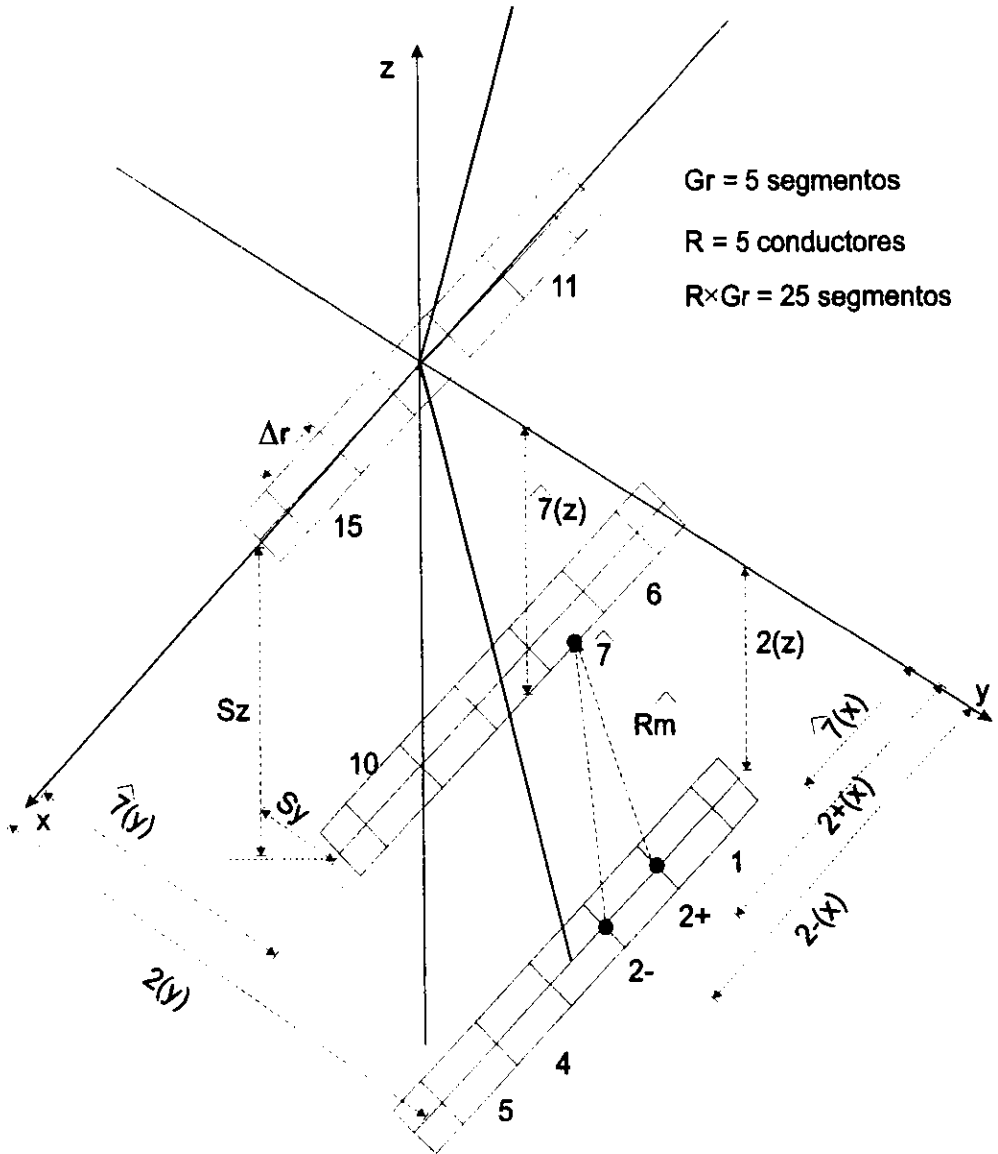


Fig. 4.5 Contribución de la corriente a  $Z_{mn}$  de segmentos del reflector en V

El único cambio que presenta esta ecuación respecto de la ecuación (3.15) es el factor  $\Delta r$  que representa la longitud constante de todos los segmentos del reflector en V. En el caso del alimentador esta longitud no es igual para todos los segmentos, por lo que este factor deberá cambiar dependiendo de la pareja de segmentos en consideración.

Las cinco integrales que deben resolverse para calcular cada  $Z_{mn}$  son las siguientes:

1) Para la contribución de la corriente  $I_n$ :

$$\Psi(n, \hat{m}) = \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{m}(x)-x)^2 + (\hat{m}(y)-n(y))^2 + (\hat{m}(z)-n(z))^2})}{\sqrt{(\hat{m}(x)-x)^2 + (\hat{m}(y)-n(y))^2 + (\hat{m}(z)-n(z))^2}} dx \quad (4.4)$$

A partir de este momento  $\hat{m}(x)$  representa la coordenada  $x$  del punto central del segmento  $m$ , sobre la superficie del conductor. De manera análoga  $\hat{m}^+(x)$  y  $\hat{m}^-(x)$  representan las coordenadas  $x$  de los puntos extremos del mismo segmento, sobre la superficie. Por otro lado, en los límites de integración  $n^-(x)$  representa la coordenada  $x$  del punto extremo izquierdo del segmento  $n$ , sobre el eje del conductor; mientras que  $n^+(x)$  representa la coordenada  $x$  del punto extremo derecho del segmento  $n$  sobre el eje del conductor. De tal manera que la integral de línea se realiza a lo largo la dirección  $x$  del segmento  $n$ . Las demás coordenadas tienen una interpretación similar.

En la figura 4.5 está ilustrado un caso particular. En este caso el segmento  $m$  es el segmento 7 de la figura,  $\hat{m}(x)$  está indicado con  $\hat{7}(x)$ . El segmento  $n$  corresponde al segmento 2 de la figura y los límites de integración  $n^-(x)$  y  $n^+(x)$  están indicados como  $2^-(x)$  y  $2^+(x)$  respectivamente. De acuerdo con esto, la ecuación para calcular la contribución de la corriente a la impedancia mutua entre los segmentos 2, 7 será:

$$\Psi(2, \hat{7}) = \int_{2^-(x)}^{2^+(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{7}(x)-x)^2 + (\hat{7}(y)-2(y))^2 + (\hat{7}(z)-2(z))^2})}{\sqrt{(\hat{7}(x)-x)^2 + (\hat{7}(y)-2(y))^2 + (\hat{7}(z)-2(z))^2}} dx \quad (4.5)$$

2) Para la contribución de la distribución de carga:

$$\begin{aligned} \Psi(n^+, \hat{m}^+) &= \int_{n(x)}^{n+1(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{m}^+(x)-x)^2 + (\hat{m}(y)-n(y))^2 + (\hat{m}(z)-n(z))^2})}{\sqrt{(\hat{m}^+(x)-x)^2 + (\hat{m}(y)-n(y))^2 + (\hat{m}(z)-n(z))^2}} dx \\ \Psi(n^-, \hat{m}^+) &= \int_{n-1(x)}^{n(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{m}^+(x)-x)^2 + (\hat{m}(y)-n(y))^2 + (\hat{m}(z)-n(z))^2})}{\sqrt{(\hat{m}^+(x)-x)^2 + (\hat{m}(y)-n(y))^2 + (\hat{m}(z)-n(z))^2}} dx \\ \Psi(n^+, \hat{m}^-) &= \int_{n(x)}^{n+1(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}(y)-n(y))^2 + (\hat{m}(z)-n(z))^2})}{\sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}(y)-n(y))^2 + (\hat{m}(z)-n(z))^2}} dx \\ \Psi(n^-, \hat{m}^-) &= \int_{n-1(x)}^{n(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}(y)-n(y))^2 + (\hat{m}(z)-n(z))^2})}{\sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}(y)-n(y))^2 + (\hat{m}(z)-n(z))^2}} dx \end{aligned} \quad (4.6)$$

La interpretación de los componentes de cada integral es similar a la expuesta para la contribución de la corriente.

A continuación explicamos las ecuaciones necesarias para calcular cada una de las coordenadas involucradas en las cinco integrales, que deben resolverse para obtener la matriz de impedancias del reflector en V.

#### 4.4.1.1 Coordenadas del segmento "m"

1) Coordenada  $x$  del punto central del segmento  $m$ , sobre la superficie del conductor:

$$\hat{m}(x) = -Gr \left( \frac{\Delta r}{2} \right) \quad (4.7)$$

Esta ecuación solamente es válida para los segmentos localizados en el extremo izquierdo de cada uno de los conductores que forman al alimentador, es decir, para los segmentos  $1, Gr + 1, 2Gr + 1, \dots, (R - 1)(Gr) + 1$ . El lado derecho de la ecuación es una constante y constituye un valor inicial para calcular el resto de las coordenadas  $\hat{m}(x)$  de los segmentos de cada conductor individual.

Consideremos cualquiera de los conductores del reflector. La coordenada del segundo segmento, situado inmediatamente a la izquierda del segmento cuya coordenada es el valor de la ecuación 4.7, se obtiene sumando  $\Delta r$  al valor de la ecuación 4.7. Si a este nuevo valor le sumamos también  $\Delta r$ , obtendremos la coordenada del tercer segmento. Obtenemos el resto de las coordenadas de cada segmento del conductor sumando sucesivamente  $\Delta r$  a la cantidad inmediata anterior, hasta llegar al segmento situado en el extremo izquierdo del conductor. La coordenada de dicho segmento será:

$$\hat{m}(x) = -Gr \left(\frac{\Delta r}{2}\right) + Gr (\Delta r) \quad (4.8)$$

El procedimiento anterior se repite para cada conductor, comenzando siempre por el segmento del extremo derecho y con la ecuación 4.7.

Evidentemente, todos los segmentos que ocupan la misma posición relativa dentro de su conductor tendrán el mismo valor de  $\hat{m}(x)$ ; esto sucede solamente en el caso del reflector en V, debido a que todos los conductores tienen la misma longitud y están alineados entre sí. En particular, todos los segmentos situados en el extremo izquierdo de los diferentes conductores, es decir,  $Gr, 2Gr, 3Gr, \dots, RGr$  tendrán como coordenada el valor de la ecuación 4.8.

2) Coordenadas  $x$  de los puntos extremos del segmento  $m$ , sobre la superficie del conductor:

Para el extremo derecho:

$$\hat{m}^-(x) = \hat{m}(x) - \frac{\Delta r}{2} \quad (4.9)$$

Para el extremo izquierdo:

$$\hat{m}^+(x) = \hat{m}(x) + \frac{\Delta r}{2} \quad (4.10)$$

Donde  $\hat{m}(x)$  se calcula de acuerdo con lo establecido en el punto anterior.

3) Coordenada  $y$  de cualquier punto sobre la superficie del segmento  $m$ :

Dado que los conductores son rectos, y están colocados horizontalmente, la coordenada  $y$  será la misma para todos los puntos situados en la superficie de un mismo conductor. Considerando esto, nuevamente definimos una coordenada inicial, a partir de la cual obtenemos todas las demás. En este caso el valor inicial es la coordenada  $\hat{m}(y)$  de la superficie del conductor de más abajo, y se calcula con la siguiente ecuación:

$$\hat{m}(y) = - [ Sr \text{ mod } \left(\frac{R}{2}\right) + Rr ] \text{ sen}\theta \quad (4.11)$$

Donde la operación *mod* significa la parte entera de  $\frac{R}{2}$  y  $Sr \text{ sen}\theta = S_y$ .

La coordenada del siguiente conductor, hacia arriba, tendrá el mismo valor más  $S_y$ . Para obtener las coordenadas de los siguientes conductores se debe sumar sucesivamente  $S_y$  a la cantidad inmediata anterior. La única excepción resulta al llegar al primer conductor que está por encima del vértice. En este caso la coordenada será:

$$\hat{m}(y) = ( Sr + Rr ) \text{ sen}\theta \quad (4.12)$$

Para los siguientes conductores se continua sumando sucesivamente  $S_y$ .

4) Coordenada  $z$  de cualquier punto sobre la superficie del segmento  $m$ :

La coordenada  $z$  también es la misma para todos los puntos situados en la superficie de un mismo conductor. Definimos el valor inicial para el conductor de la sección inferior del reflector que está más alejado del vértice:

$$\hat{m}(z) = [ Sr \text{ mod } \left(\frac{R}{2}\right) + Rr ] \text{ cos}\theta \quad (4.13)$$

Donde  $Sr \text{ cos}\theta = S_z$ .

Para obtener la coordenada  $\hat{m}(z)$  de los siguientes conductores, hacia el vértice, debe restarse sucesivamente  $S_z$  hasta llegar al conductor que coincide con el vértice del reflector. A partir de dicho conductor debe sumarse  $S_z$  sucesivamente para obtener las coordenadas  $\hat{m}(z)$  de los conductores colocados en la parte superior del reflector, alejándose del vértice.

#### 4.4.1.2 Coordenadas del segmento "n"

El cálculo de estas coordenadas requiere de una metodología similar a la expuesta para las coordenadas del segmento  $m$ ; sin embargo, existen diferencias en algunos de los valores iniciales.

1) Coordenada  $x$  del punto central del segmento  $n$ , sobre el eje del conductor:

$$n(x) = -Gr \left( \frac{\Delta r}{2} \right) \quad (4.14)$$

En este caso el método de cálculo y el valor inicial son exactamente iguales que para  $\hat{m}(x)$ . Cabe aclarar que si calculamos la impedancia propia de cualquier segmento del reflector, es decir  $m = n$ , entonces  $\hat{m}(x) = n(x)$ . Lo mismo sucederá si calculamos la impedancia mutua entre dos segmentos que tienen la misma posición relativa dentro de su conductor. En cualquier otro caso  $\hat{m}(x) \neq n(x)$ .

Las coordenadas  $n-1(x)$  y  $n+1(x)$  se refieren también a puntos sobre el eje del conductor, situados en el centro de los segmentos  $n-1$  y  $n+1$  respectivamente. Por lo tanto, dichas coordenadas se obtienen a partir de  $n(x)$ ; para el segmento  $n-1$  se resta  $\Delta r$  al valor de  $n(x)$ , mientras que para el segmento  $n+1$  se le suma  $\Delta r$ .

2) Coordenadas  $x$  de los puntos extremos del segmento  $n$ , sobre el eje del conductor:

Para el extremo derecho:

$$n^-(x) = n(x) - \frac{\Delta r}{2} \quad (4.15)$$

Para el extremo izquierdo:

$$n^+(x) = n(x) + \frac{\Delta r}{2} \quad (4.16)$$

Donde  $n(x)$  se calcula de acuerdo con lo establecido en el punto anterior.

3) Coordenada  $y$  de cualquier punto sobre el eje del segmento  $n$ :

El método de cálculo es muy similar al de la coordenada  $\hat{m}(y)$ ; sin embargo, el valor inicial es diferente y está dado por la siguiente ecuación:

$$n(y) = - [ Sr \operatorname{mod} \left( \frac{R}{2} \right) ] \operatorname{sen} \theta \quad (4.17)$$

Este valor inicial corresponde al mismo conductor que el valor inicial de la ecuación 4.11, es decir, al conductor de más abajo. Para obtener la coordenada del resto de los conductores debe sumarse sucesivamente  $Sy$ ; en este caso no hay ninguna excepción.

4) Coordenada  $z$  de cualquier punto sobre el eje del segmento  $n$ :

En este caso el método de cálculo es idéntico al de la coordenada  $\hat{m}(z)$ , la única diferencia consiste en el valor inicial. Dicho valor corresponde al conductor de la parte inferior del reflector que está más alejado del vértice y está dado por la siguiente ecuación:

$$n(z) = [ Sr \operatorname{mod} \left( \frac{R}{2} \right) ] \cos \theta \quad (4.18)$$

#### 4.4.2 Ecuaciones para calcular la matriz de impedancias del alimentador

La ecuación general que debe resolverse para el alimentador es la siguiente:

$$Z_{mn} = \frac{j\omega\mu}{4\pi} \Delta a_m \Psi(n, \hat{m}) + \frac{1}{4\pi\epsilon j\omega \Delta a_n} [ \Psi(n^+, \hat{m}^+) - \Psi(n^-, \hat{m}^+) - \Psi(n^+, \hat{m}^-) - \Psi(n^-, \hat{m}^-) ] \quad (4.19)$$

En esta ecuación aparecen los factores  $\Delta a_m$ ,  $\Delta a_n$  que representan la longitud de los segmentos  $m, n$  respectivamente. Dada la geometría del alimentador, no todos los segmentos de él tienen la misma longitud, pero sí todos los segmentos de un conductor particular tienen la misma longitud.

Las cinco integrales que deben calcularse para obtener la impedancia mutua de dos segmentos cualesquiera  $m, n$  del alimentador son las siguientes:

1) Para la contribución de la corriente  $I_n$ :

$$\Psi(n, \hat{m}) = \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}^+(y)-n(y))^2})}{\sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}^+(y)-n(y))^2}} dx \quad (4.20)$$

2) Para la contribución de la distribución de cargas:

$$\Psi(n^+, \hat{m}^+) = \int_{n(x)}^{n+1(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{m}^+(x)-x)^2 + (\hat{m}^-(y)-n(y))^2})}{\sqrt{(\hat{m}^+(x)-x)^2 + (\hat{m}^-(y)-n(y))^2}} dx$$

$$\Psi(n^-, \hat{m}^+) = \int_{n-1(x)}^{n(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}^+(y)-n(y))^2})}{\sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}^+(y)-n(y))^2}} dx$$

$$\Psi(n^+, \hat{m}^-) = \int_{n(x)}^{n+1(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}^-(y)-n(y))^2})}{\sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}^-(y)-n(y))^2}} dx$$

$$\Psi(n^-, \hat{m}^-) = \int_{n-1(x)}^{n(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}^-(y)-n(y))^2})}{\sqrt{(\hat{m}^-(x)-x)^2 + (\hat{m}^-(y)-n(y))^2}} dx$$

(4.21)

En todas estas integrales no aparecen las coordenadas  $z$  porque el alimentador está en el plano  $z = 0$  y por lo tanto no hay variación en dirección  $z$ . La interpretación de las coordenadas de los integrandos es igual a la de las integrales para el reflector en V.



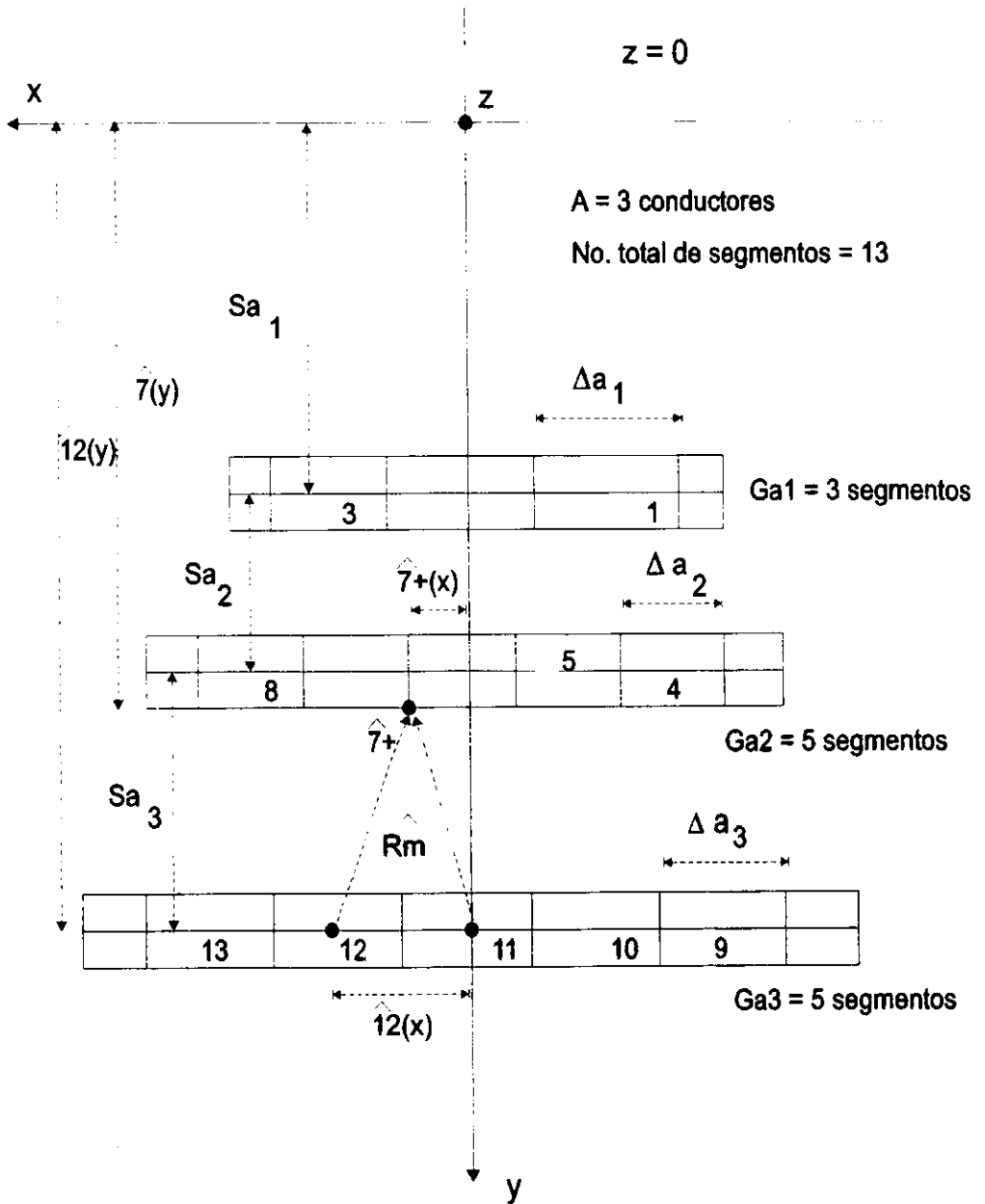


Fig 4.6 Parte de la contribución de la carga a  $Z_{mn}$  de segmentos del alimentador.

En la figura 4.6 aparece un alimentador y una parte de la contribución de la distribución de cargas a la impedancia mutua entre los segmentos  $n = 12$ ,  $m = 7$ , esta parte corresponde a la primera de las cuatro integrales anteriores. La primera integral será entonces:

$$\Psi(12^+, \hat{7}^+) = \int_{12(x)}^{13(x)} \frac{\exp(jk \sqrt{(\hat{7}^+(x) - x)^2 + (\hat{7}^+(z) - 12(y))^2}}{\sqrt{(\hat{7}^-(x) - x)^2 + (\hat{7}^-(z) - 12(y))^2}} dx \quad (4.22)$$

La metodología para calcular las coordenadas involucradas en estas cinco integrales es muy similar a la utilizada para el reflector en V. Sin embargo, las ecuaciones tienen diferencias considerables. En la siguiente sección se explican estas ecuaciones.

#### 4.4.2.1 Coordenadas del segmento "m"

1) Coordenada  $x$  del punto central del segmento  $m$ , sobre la superficie del conductor:

$$\hat{m}(x) = -Ga_n \left( \frac{\Delta a_n}{2} \right) \quad (4.23)$$

Donde  $n = 1, 2, \dots, 4$  representa el número de conductor en cuestión. Esta ecuación solamente es válida para los segmentos del extremo derecho de cada conductor del alimentador. El procedimiento para calcular el resto de las coordenadas es similar al descrito para la ecuación 4.7. En el caso del alimentador, el valor inicial es diferente para cada conductor, y está dado por la ecuación 4.22. También el valor que se suma sucesivamente es diferente según el conductor al que pertenece cada segmento y es justamente  $\Delta a_n$ .

2) Coordenadas  $x$  de los puntos extremos del segmento  $m$ , sobre la superficie del conductor:

Para el extremo derecho;

$$\hat{m}^-(x) = \hat{m}(x) - \frac{\Delta a_n}{2} \quad (4.24)$$

Para el extremo izquierdo:

$$\hat{m}^+(x) = \hat{m}(x) + \frac{\Delta a_n}{2} \quad (4.25)$$

Donde  $\hat{m}(x)$  se calcula de acuerdo con lo establecido en el punto anterior.

3) Coordenada  $y$  de cualquier punto sobre la superficie del segmento  $m$ :

Todos los puntos sobre la superficie de un mismo conductor del alimentador tienen la misma coordenada  $y$ . El cálculo de la coordenada de cada conductor involucra un valor inicial que corresponde al conductor más cercano al vértice del reflector y es el siguiente:

$$\hat{m}(y) = Sa_1 - Ra \quad (4.26)$$

Para obtener la coordenada del siguiente conductor se debe sumar al valor anterior la separación entre ambos conductores, es decir  $Sa_2$ . Si a este nuevo valor le sumamos la separación entre el segundo y el tercer conductor,  $Sa_3$ , obtendremos la coordenada del tercer conductor. Repitiendo el procedimiento anterior sucesivamente obtenemos las coordenadas para todos los conductores del alimentador.

#### 4.4.2.2 Coordenadas del segmento "n"

El cálculo de estas coordenadas requiere de una metodología similar a la expuesta para las coordenadas del segmento  $m$ ; sin embargo, existen diferencias en algunos de los valores iniciales.

1) Coordenada  $x$  del punto central del segmento  $n$ , sobre el eje del conductor:

$$n(x) = -Ga_n \left( \frac{\Delta a_n}{2} \right) \quad (4.27)$$

En este caso el método de cálculo y el valor inicial son exactamente iguales que para  $\hat{m}(x)$ . Cabe aclarar que si calculamos la impedancia propia de cualquier segmento del alimentador, es decir  $m = n$ , entonces  $\hat{m}(x) = n(x)$ . Debido a que cada conductor del alimentador tiene una longitud diferente, siempre que calculemos la impedancia mutua entre dos segmentos,  $m \neq n$ , los valores de  $\hat{m}(x)$  y de  $n(x)$  serán diferentes.

Las coordenadas  $n-1(x)$  y  $n+1(x)$  se refieren también a puntos sobre el eje del conductor, situados en el centro de los segmentos  $n-1$  y  $n+1$  respectivamente. Por lo tanto, dichas coordenadas se obtienen a partir de  $n(x)$ ; para el segmento  $n-1$  se resta  $\Delta a_n$  al valor de  $n(x)$ , mientras que para el segmento  $n+1$  se le suma  $\Delta a_n$ .

2) Coordenadas  $x$  de los puntos extremos del segmento  $n$ , sobre el eje del conductor:

Para el extremo derecho:

$$n^-(x) = n(x) - \frac{\Delta a_n}{2} \tag{4.28}$$

Para el extremo izquierdo:

$$n^+(x) = n(x) + \frac{\Delta a_n}{2} \tag{4.29}$$

Donde  $n(x)$  se calcula de acuerdo con lo establecido en el punto anterior.

4) Coordenada  $z$  de cualquier punto sobre el eje del segmento  $n$  :

En este caso el método de cálculo es idéntico al de la coordenada  $\hat{m}(z)$ , la única diferencia consiste en el valor inicial. Dicho valor corresponde al conductor más cercano al vértice del reflector y está dado por la siguiente ecuación:

$$n(z) = S a_1 \tag{4.30}$$

#### 4.5 Particularización de las ecuaciones para obtener el patrón de radiación

En la sección 4.4 establecimos que la dirección del vector de corriente  $y$ , por lo tanto, del potencial vectorial magnético  $\vec{A}$ , coincide con la dirección  $x$  del sistema de ejes coordenados utilizado para calcular la matriz de impedancias. Considerando esto, resulta práctico calcular el patrón de radiación de la antena utilizando un sistema de ejes coordenados similar al utilizado para calcular la matriz de impedancias.

El único cambio en esta nueva referencia es que el origen será desplazado para coincidir con el punto de alimentación de la antena. Este sistema de referencia aparece en la figura 4.7.

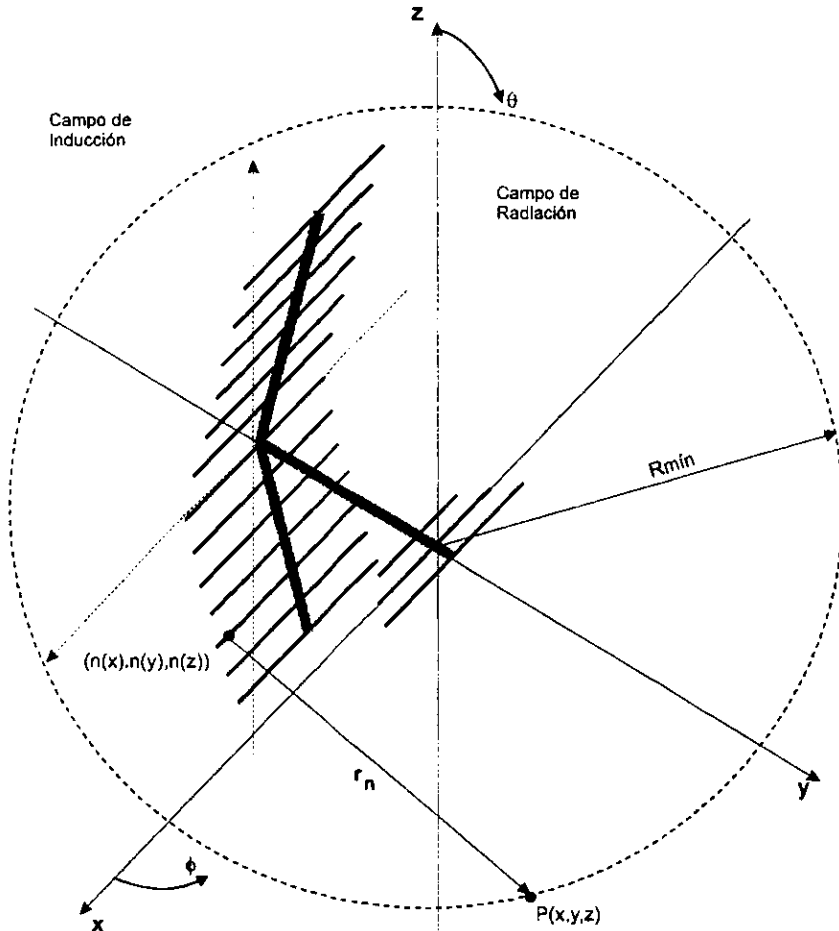


Fig. 4.7 Sistema de ejes coordenados para calcular el patrón de radiación de la antena reflectora en V alimentada por arreglos de conductores paralelos. Los ejes punteados son los utilizados en el cálculo de la matriz Z.

Resulta claro que con la nueva referencia únicamente la coordenada  $y$  de todos los puntos de interés de la antena será alterada. Para ello debemos restarle a cada coordenada  $y$  la distancia del vértice del reflector al dipolo alimentado de la Yagi. A partir de este momento asumimos que todas las coordenadas se refieren al nuevo sistema de referencia.

De acuerdo con lo anterior y con lo establecido en la sección 3.2.1, las ecuaciones que definen al potencial vectorial magnético son las siguientes:

$$A_x(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{n_x} \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} dx' \quad (4.31)$$

$$A_y(x, y, z) = 0 \quad (4.32)$$

$$A_z(x, y, z) = 0 \quad (4.33)$$

$$r_n = \sqrt{(x-x')^2 + (y-n(y))^2 + (z-n(z))^2} \quad (4.34)$$

Es importante notar que la variable de integración es  $x'$ . Esta variable representa el conjunto de valores que toma la coordenada  $n(x)$  a lo largo del segmento  $n$ . Ciertamente la integral se realiza en la dirección del vector unitario  $u_x$ , el cual define al eje coordenado  $x$ , pero la variable no es la misma que la variable llamada simplemente  $x$ . Esta segunda variable representa la coordenada  $x$  de diferentes puntos en el espacio de campo de radiación de la antena.

A partir de las cuatro ecuaciones anteriores obtendremos el campo eléctrico. En el desarrollo que sigue a continuación omitiremos los límites de integración y el intervalo de la sumatoria para facilitar la lectura de las ecuaciones.

La ecuación 3.19 establece que el campo magnético puede obtenerse calculando el rotacional del potencial vectorial magnético. Al sustituir las ecuaciones 4.31 a 4.33 en la ecuación 3.19 resulta:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial A_x}{\partial z} u_y - \frac{\partial A_x}{\partial y} u_z \right] \quad (4.35)$$

Debemos notar que las derivadas parciales se realizarán respecto a las variables  $x, y, z$ , que representan las coordenadas de los puntos  $P$ , situados en el espacio de campo de radiación y en los cuales deseamos obtener el campo eléctrico. Sustituyendo el valor de  $A_x$ , establecido en la ecuación 4.31, la expresión del campo magnético será:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \left\{ \left[ \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{\mu}{4\pi} \sum I_{n_x} \int \frac{e^{-jk r_n}}{r_n} dx' \right) \right] u_y - \left[ \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{\mu}{4\pi} \sum I_{n_x} \int \frac{e^{-jk r_n}}{r_n} dx' \right) \right] u_z \right\} \quad (4.36)$$

Dado que para cada segmento  $n$  la corriente es una constante, es posible sacar el factor  $I_{n_x}$  de la integral. Por otra parte, podemos realizar primero las derivadas parciales y posteriormente integrar respecto a  $x'$ . La expresión del campo magnético será entonces:

$$\vec{H} = \frac{1}{4\pi} \left\{ \left[ \sum I_{n_x} \int \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{e^{-jk r_n}}{r_n} \right) dx' \right] u_y - \left[ \sum I_{n_x} \int \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{e^{-jk r_n}}{r_n} \right) dx' \right] u_z \right\} \quad (4.37)$$

Utilizamos las ecuaciones 3.18 y 4.37 para obtener el campo eléctrico:

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[ \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) u_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} u_y + \frac{\partial H_y}{\partial x} u_z \right] \quad (4.38)$$

Resulta práctico llamar  $F = \frac{e^{-jk r_n}}{r_n}$ . Sustituimos en la ecuación 4.38 la función  $F$  y las componentes del campo magnético de la ecuación 4.37. La expresión que define al campo eléctrico queda de la siguiente manera:

$$\vec{E} = \frac{1}{4\pi\epsilon j\omega} \left\{ \left[ -\sum I_{n_x} \int \frac{\partial^2}{\partial y^2} (F) dx' - \sum I_{n_x} \int \frac{\partial^2}{\partial z^2} (F) dx' \right] u_x + \right. \\ \left. + \left[ \sum I_{n_x} \int \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial y} (F) dx' \right] u_y + \left[ \sum I_{n_x} \int \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial z} (F) dx' \right] u_z \right\} \quad (4.39)$$

A continuación obtendremos las derivadas involucradas en la ecuación anterior.

$$\frac{\partial F}{\partial y} = \frac{r_n \frac{\partial}{\partial y} \exp(-j k r_n) - \exp(-j k r_n) \frac{\partial}{\partial y} r_n}{r_n^2} \quad (4.40)$$

Desarrollando la expresión anterior obtenemos lo siguiente:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial y} = & \frac{-jk}{2} \frac{1}{r_n} \exp(-j k r_n) ( (x-x')^2 + (y-n(y))^2 + (z-n(z))^2 )^{-0.5} (2)(y-n(y)) - \\ & - \frac{1}{2 r_n^2} \exp(-j k r_n) ( (x-x')^2 + (y-n(y))^2 + (z-n(z))^2 )^{-0.5} (2)(y-n(y)) \end{aligned}$$

Simplificando, reducimos a:

$$\frac{\partial F}{\partial y} = \frac{-jk}{r_n^2} (y-n(y)) \exp(-j k r_n) - \frac{1}{r_n^3} (y-n(y)) \exp(-j k r_n) \quad (4.41)$$

A partir del resultado anterior obtenemos la segunda derivada:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 F}{\partial y^2} = & -jk \left[ \frac{1}{r_n^2} (y-n(y)) \frac{\partial}{\partial y} \exp(-j k r_n) + \frac{1}{r_n^2} \exp(-j k r_n) \frac{\partial}{\partial y} (y-n(y)) + \right. \\ & \left. + (y-n(y)) \exp(-j k r_n) \frac{\partial}{\partial y} \frac{1}{r_n^2} \right] - \\ & - \left[ \frac{1}{r_n^3} (y-n(y)) \frac{\partial}{\partial y} \exp(-j k r_n) + \frac{1}{r_n^3} \exp(-j k r_n) \frac{\partial}{\partial y} (y-n(y)) + \right. \\ & \left. + (y-n(y)) \exp(-j k r_n) \frac{\partial}{\partial y} \frac{1}{r_n^3} \right] \quad (4.42) \end{aligned}$$

Efectuando las derivadas en cuestión llegamos a:



$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 F}{\partial y} = & -\frac{k^2}{r_n^3}(y-n(y))^2 \exp(-j k r_n) - \frac{j k}{r_n^2} \exp(-j k r_n) + 3 \frac{j k}{r_n^4}(y-n(y))^2 \exp(-j k r_n) - \\ & - \frac{1}{r_n^3} \exp(-j k r_n) + \frac{3}{r_n^5}(y-n(y))^2 \exp(-j k r_n) \end{aligned}$$

Factorizando obtenemos:

$$\frac{\partial^2 F}{\partial y} = \frac{\exp(-j k r_n)}{r_n^2} \left[ -\frac{k^2}{r_n}(y-n(y))^2 - j k + 3 \frac{j k}{r_n^2}(y-n(y))^2 - \frac{1}{r_n} + \frac{3}{r_n^3}(y-n(y))^2 \right] \quad (4.43)$$

Las derivadas restantes se calculan de manera similar. A continuación escribimos cada una de ellas:

$$\frac{\partial^2 F}{\partial z} = \frac{\exp(-j k r_n)}{r_n^2} \left[ -\frac{k^2}{r_n}(z-n(z))^2 - j k + 3 \frac{j k}{r_n^2}(z-n(z))^2 - \frac{1}{r_n} + \frac{3}{r_n^3}(z-n(z))^2 \right] \quad (4.44)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial y} (F) = \frac{(y-n(y))(x-x') \exp(-j k r_n)}{r_n^2} \left[ -\frac{k^2}{r_n} + \frac{3 j k}{r_n^2} + \frac{3}{r_n^3} \right] \quad (4.45)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial z} (F) = \frac{(z-n(z))(x-x') \exp(-j k r_n)}{r_n^2} \left[ -\frac{k^2}{r_n} + \frac{3 j k}{r_n^2} + \frac{3}{r_n^3} \right] \quad (4.46)$$

La expresión para obtener el campo eléctrico se completa sustituyendo las ecuaciones 4.43 a 4.46 en la ecuación 4.39. Este resultado se muestra para cada componente del campo eléctrico en las siguientes tres ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 E_x(P) = & \frac{1}{4 \pi \epsilon \omega j} \sum_{n=1}^N I_{n_x} \left\{ \left[ k^2((y - n(y))^2 + (z - n(z))^2) + 2 \right] \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{\exp(-j k r_n)}{r_n^3} dx' + \right. \\
 & + 2jk \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{\exp(-j k r_n)}{r_n^2} dx' - 3jk[(y - n(y))^2 + (z - n(z))^2] \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{\exp(-j k r_n)}{r_n^4} dx' - \\
 & \left. - 3[(y - n(y))^2 + (z - n(z))^2] \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{\exp(-j k r_n)}{r_n^5} dx' \right\}
 \end{aligned}
 \tag{4.47}$$

$$\begin{aligned}
 E_y(P) = & \frac{1}{4 \pi \epsilon \omega j} \sum_{n=1}^N I_{n_x} (y - n(y)) \left[ -k^2 \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{(x-x') \exp(-j k r_n)}{r_n^3} dx' + \right. \\
 & \left. + 3jk \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{(x-x') \exp(-j k r_n)}{r_n^4} dx' + 3 \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{(x-x') \exp(-j k r_n)}{r_n^5} dx' \right]
 \end{aligned}
 \tag{4.48}$$

$$\begin{aligned}
 E_z(P) = & \frac{1}{4 \pi \epsilon \omega j} \sum_{n=1}^N I_{n_x} (z - n(z)) \left[ -k^2 \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{(x-x') \exp(-j k r_n)}{r_n^3} dx' + \right. \\
 & \left. + 3jk \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{(x-x') \exp(-j k r_n)}{r_n^4} dx' + 3 \int_{n^-(x)}^{n^+(x)} \frac{(x-x') \exp(-j k r_n)}{r_n^5} dx' \right]
 \end{aligned}
 \tag{4.49}$$

El patrón de radiación debe calcularse punto por punto. Esto significa que para cada punto del espacio  $P(x, y, z)$  se deben resolver las ecuaciones 4.47 a 4.49. La solución de cada ecuación es un número complejo, que representa una de las componentes del vector de campo eléctrico en el punto  $P$ . Finalmente, se sustituyen en la ecuación 3.21 las partes real e imaginaria de cada una de las componentes, para obtener el módulo del campo eléctrico en dicho punto.

## **5 Resultados y conclusiones**

## 5 Resultados y Conclusiones

En este capítulo describiremos, basados en los resultados del método de momentos, la operación en UHF de la antena reflectora en V alimentada por arreglos tipo Yagi. De acuerdo con los objetivos planteados al principio de este trabajo, propondremos al final del capítulo un diseño particular para recibir señales terrestres de televisión de alta definición y algunas conclusiones en este sentido.

La antena reflectora en V alimentada por arreglos tipo Yagi permite dos orientaciones distintas del arreglo alimentador. En la primera de ellas, la dirección de máxima recepción de la Yagi apunta hacia el vértice del reflector en V (en dirección negativa del eje "y" para nuestro sistema de referencia); en el segundo caso, dicha dirección apunta en sentido opuesto, hacia afuera del reflector en V (en dirección positiva del eje "y").

En la figura 5.1a aparecen las variables geométricas de la antena en estudio. Las variables del alimentador quedan detalladas en la figura 5.1b, para las dos orientaciones posibles. En todos los resultados se hará referencia a las variables descritas en estas figuras.

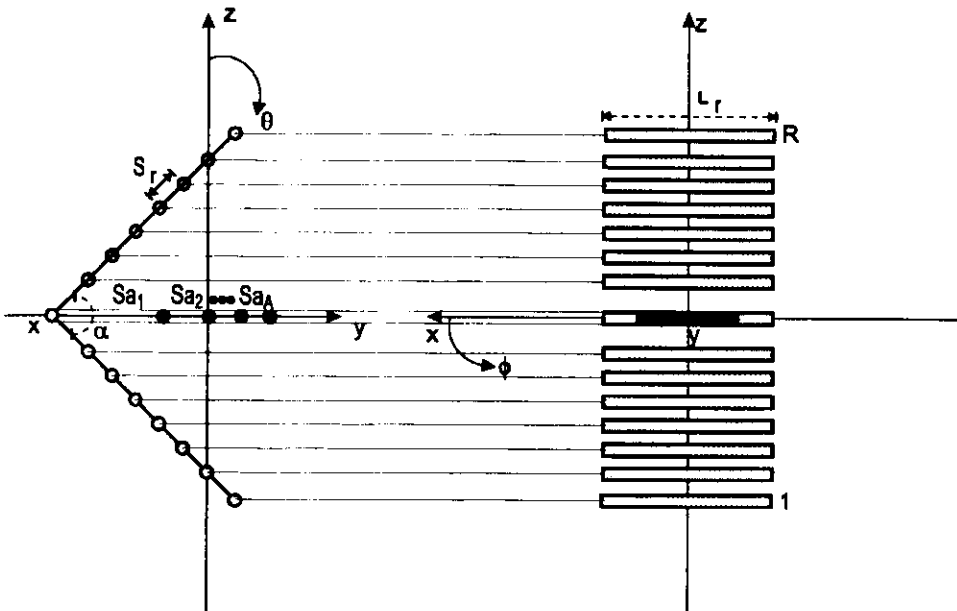


Fig. 5.1a Variables geométricas de la antena reflectora en V alimentada por arreglos tipo Yagi. Los conductores más oscuros sobre el eje "y" representan el alimentador. En todos los casos el radio de los conductores será de  $\frac{\lambda}{400}$ .

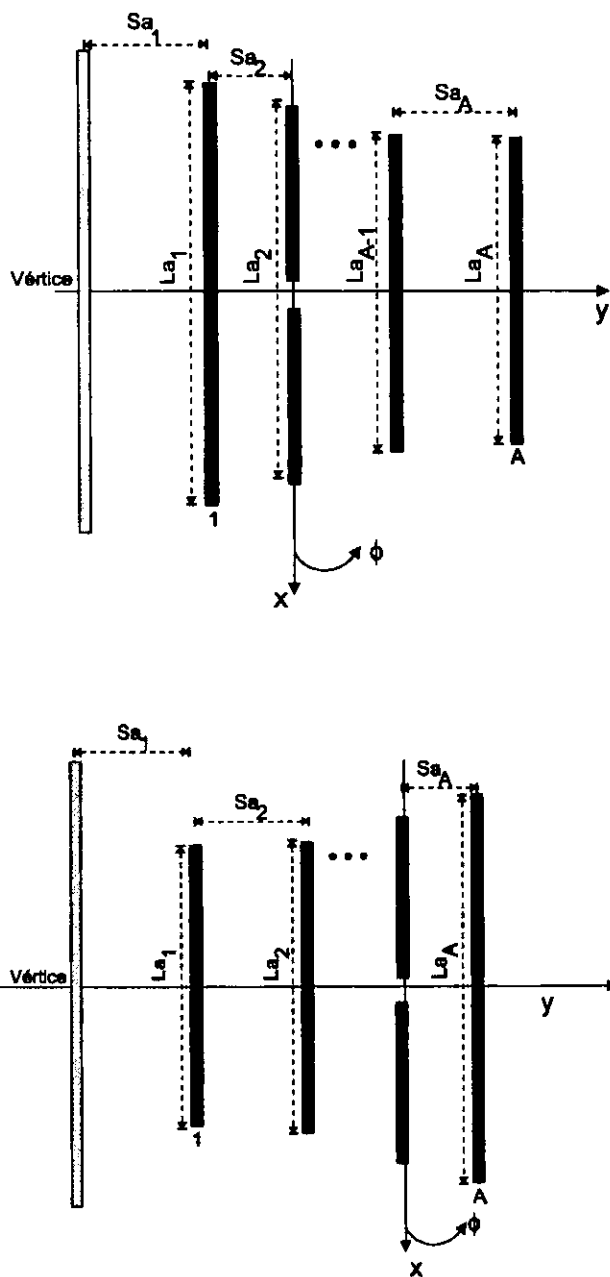


Fig. 5.1b Detalles geométricos del alimentador tipo Yagi en las dos direcciones posibles. El conductor más claro representa el vértice del reflector en V.

El conjunto de variables descrito en las figuras anteriores permite modificar las características de operación de la antena. Para obtener un diseño capaz de recibir TVAD debemos seleccionar correctamente los valores de cada una de las variables geométricas de la antena. En capítulos anteriores hemos obtenido ya los valores correspondientes a algunas de estas variables y en este capítulo analizaremos el comportamiento de la antena en función del resto de las variables. Con base en los resultados obtenidos determinaremos una geometría capaz de recibir TVAD.

En las figuras 3.8a y 3.8b comparamos la impedancia de entrada de dipolos de diferentes grosores. Encontramos que el método de momentos resulta más preciso para conductores delgados, de radio aproximadamente igual a  $\frac{\lambda}{400}$ . Por lo tanto, los conductores de las antenas en estudio tendrán dicho radio. De acuerdo con esto, el diámetro de los conductores será de aproximadamente  $0.25 \text{ cm}$ . Este valor resulta pequeño, pero es posible construir una antena con conductores de dicho diámetro. También es factible construir la antena con conductores de un octavo de pulgada de diámetro sin alterar demasiado la operación de la antena. Este diámetro representa un radio de aproximadamente  $\frac{\lambda}{307}$ .

Descartando el radio de los conductores, las variables del reflector son: el número de conductores que lo forman, la separación entre dichos conductores, la longitud de los conductores y el ángulo entre los brazos del reflector. En la sección 3.3.3 estudiamos la antena reflectora en V alimentada por un dipolo de media onda. Establecimos que una separación de  $0.1\lambda$  es adecuada para obtener buenas relaciones de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás. Determinamos, también, que los brazos del reflector tienen influencia notable sobre la operación de la antena solamente en una longitud de dos veces la distancia que separa al vértice del reflector del dipolo alimentado. La separación de  $0.1\lambda$  entre los conductores y la longitud útil de los brazos establece un límite sobre el número de conductores del reflector. Fijaremos el número de conductores a 25, en consecuencia, los brazos medirán  $1.3\lambda$ . Esta dimensión es adecuada para colocar el dipolo alimentado de la Yagi hasta  $0.65\lambda$  del vértice del reflector. Por otro lado, las tablas de la sección 2.2.4.4 indican que la longitud óptima de los conductores del reflector en V es de  $1.5\lambda$  y adoptaremos dicho valor.

De acuerdo con lo anterior, la única variable del reflector que no ha sido determinada es el ángulo entre sus brazos, lo cual haremos más adelante en este capítulo.

En cuanto a la Yagi, en este capítulo determinaremos su orientación óptima y la distancia óptima entre el vértice del reflector en V y el reflector de la Yagi. Las longitudes de los conductores de la Yagi y las separaciones entre ellos se tomarán de la tabla 2.2a, debido a que algunas de las antenas descritas allí presentan características de operación adecuadas, que ya han sido optimizadas y que se verán reforzadas por el reflector en V.

## 5.1 Orientación óptima del alimentador tipo Yagi

Para determinar cual de las dos orientaciones posibles del alimentador tipo Yagi proporciona la mejor operación, comparamos las características de operación de tres pares de antenas reflectoras en V con alimentadores de tres, cuatro y cinco elementos, orientados en las dos direcciones posibles.

Cada par tiene exactamente el mismo reflector y el mismo alimentador. La única diferencia entre las dos antenas de cada par es la orientación del arreglo Yagi y, por lo tanto, la distancia entre el vértice del reflector y el primer conductor del alimentador.

En la siguiente tabla se resumen las características geométricas y de operación de cada antena. En las figuras 5.2a, 5.2b, 5.3a, 5.3b se reproducen los patrones de radiación de las antenas con alimentadores de cuatro y cinco elementos.

**Tabla 5.1 Comparación entre antenas reflectoras en V alimentadas por arreglos tipo Yagi con orientaciones diferentes. Las dimensiones están expresadas en  $\lambda$ .**

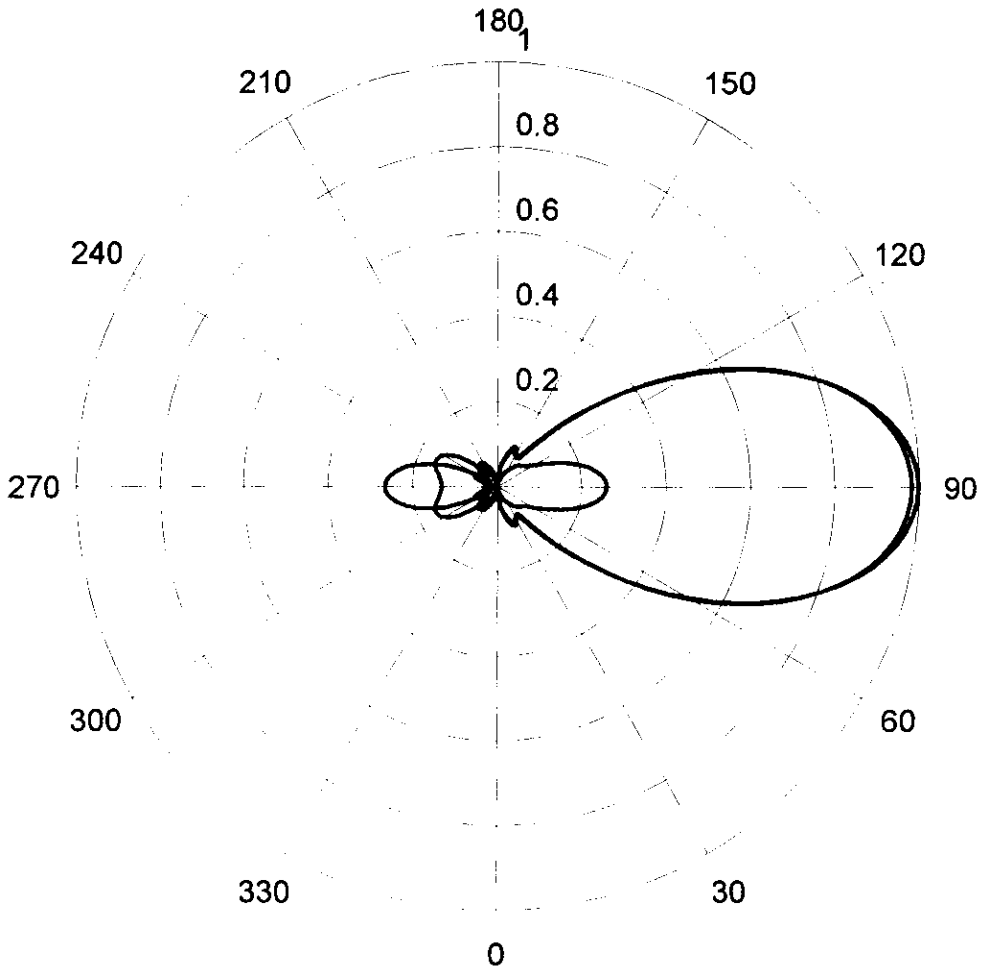
**Todas las antenas tienen el siguiente reflector:**

$$\alpha = 90^\circ, R = 25, Sr = 0.1\lambda, Lr = 1.5\lambda$$

$$f = 615 \text{ [MHz]}^*, \Delta = \frac{\lambda}{10}^*$$

Máxima recepción del alimentador	Hacia vértice	Hacia afuera	Hacia vértice	Hacia afuera	Hacia vértice	Hacia afuera
A	3	3	4	4	5	5
$Sa_1$	0.25	0.25	0.15	0.25	0.15	0.35
$Sa_2 = Sa_3 = \dots = Sa_A$	0.25	0.25	0.25	0.25	0.15	0.15
Dist. del vértice al dipolo alimentado	0.5	0.5	0.75	0.5	0.6	0.5
Longitud del reflector	0.479	0.479	0.486	0.486	0.505	0.505
Longitud del dipolo alimentado	0.453	0.453	0.463	0.463	0.476	0.476
Longitud de los directores	0.451	0.451	0.456	0.456	0.456	0.456
G [dBi]	8.99	9.15	5.61	10.41	9.04	9.82
FBR [dB]	12.72	20.3	6.15	31.23	8.42	24.85
Rin [Ohms]	8.54	18.83	8.04	13.01	5.34	13.19
Xin [Ohms]	4.82	2.73	-22.16	4.67	-20.19	1.18

\* Frecuencia a la cual se analiza la antena y tamaño máximo de los segmentos en que se dividió la antena para el análisis por el método de momentos.



PLANO $z = 0$	<u>Orientación de la antena</u>	<u>Ancho de haz</u>
—	Hacia afuera del RFV	46.67°
—	Hacia el vértice del RFV	33.47°
—	Antena Yagi aislada	45.24°

Fig 5.2a \*Comparación entre los patrones de radiación de antenas reflectoras en V con alimentadores de cuatro elementos orientados en direcciones opuestas. Se incluye una comparación con el patrón de radiación de la Yagi sin reflector en V.

\* En cada figura, los patrones de radiación serán normalizados respecto a la máxima intensidad de campo eléctrico, presente en alguna de las antenas que se comparan en ella.



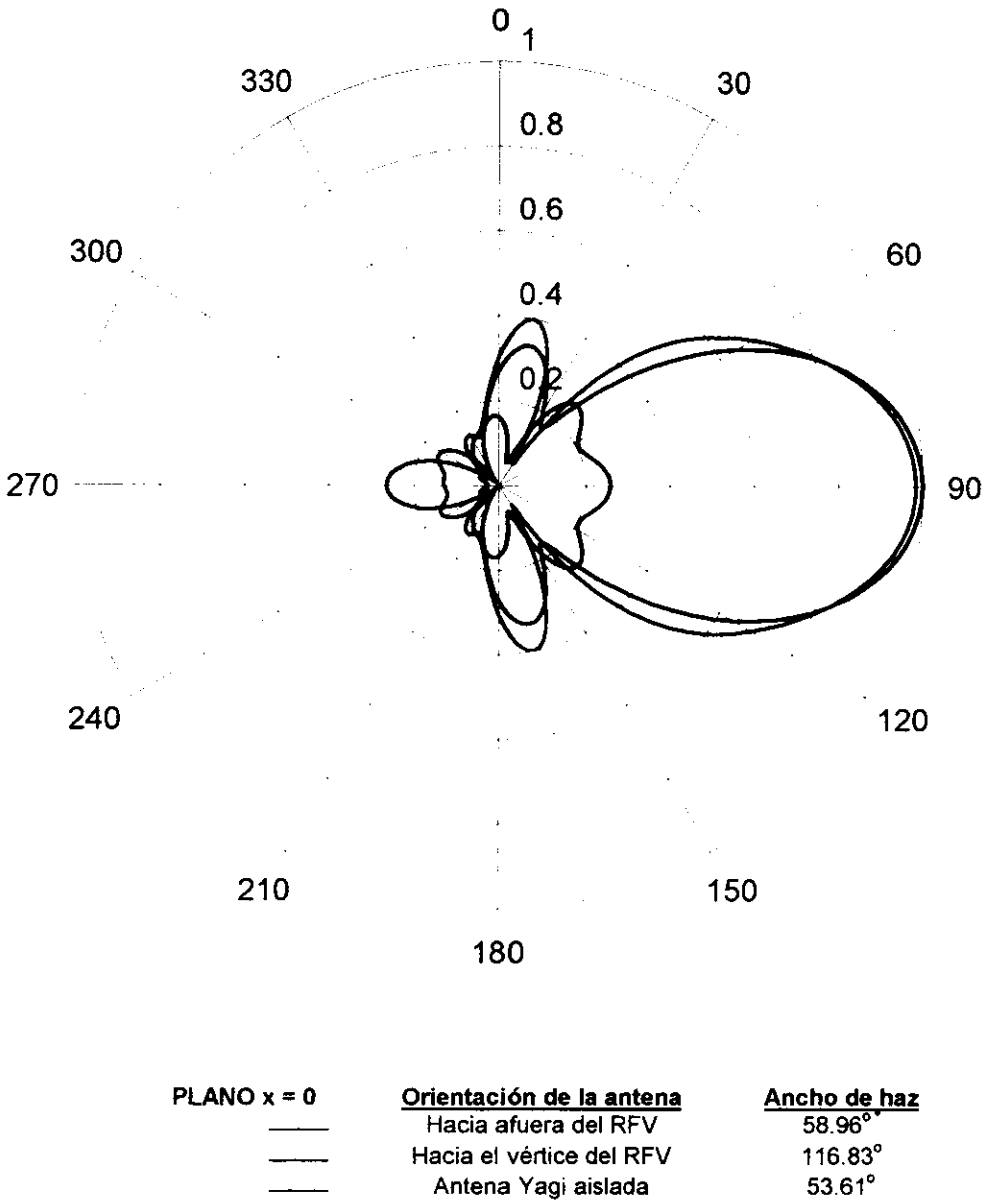
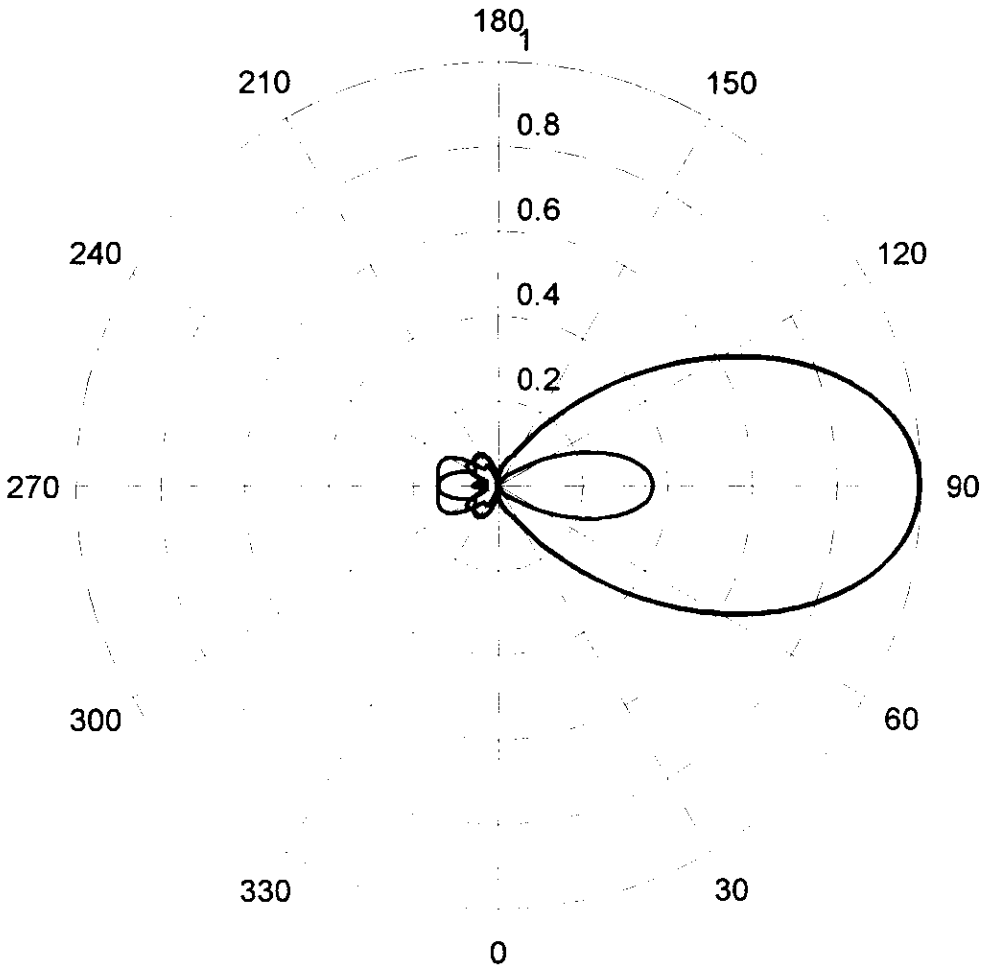
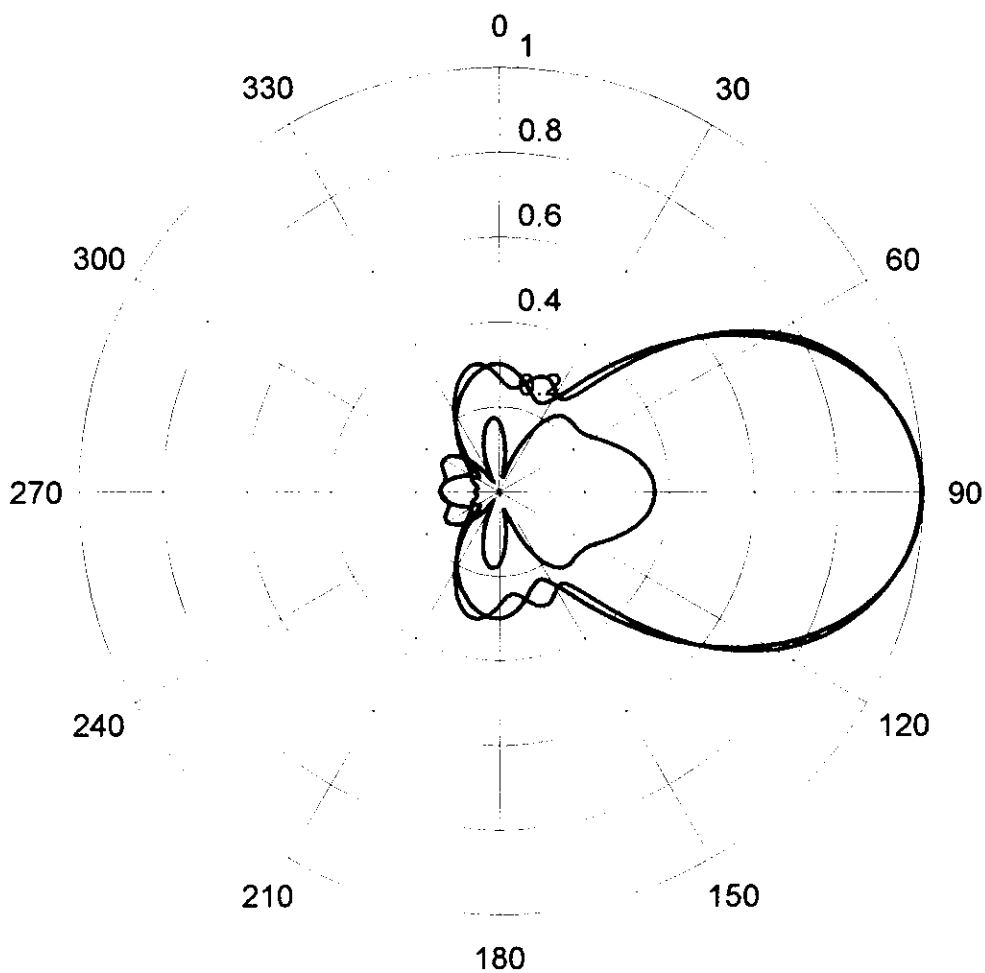


Fig 5.2b Comparación entre los patrones de radiación de antenas reflectoras en V con alimentadores de cuatro elementos orientados en direcciones opuestas. Se incluye una comparación con el patrón de radiación de la Yagi sin reflector en V.



<b>PLANO <math>z = 0</math></b>	<b><u>Orientación de la antena</u></b>	<b><u>Ancho de haz</u></b>
—	Hacia afuera del RFV	50.83°
—	Hacia el vértice del RFV	34.35°
—	Antena Yagi aislada	50.04°

Fig 5.3a Comparación entre los patrones de radiación de antenas reflectoras en V con alimentadores de cinco elementos orientados en direcciones opuestas. Se incluye una comparación con el patrón de radiación de la Yagi sin reflector en V.



<u>PLANO x = 0</u>	<u>Orientación de la antena</u>	<u>Ancho de haz</u>
—	Hacia afuera del RFV	64.95°
—	Hacia el vértice del RFV	58°
—	Antena Yagi aislada	62.55°

Fig 5.3b Comparación entre los patrones de radiación de antenas reflectoras en V con alimentadores de cinco elementos orientados en direcciones opuestas. Se incluye una comparación con el patrón de radiación de la Yagi sin reflector en V.

### **5.1.1 Resultados del análisis relativo a la orientación del alimentador**

A partir de los resultados mostrados en la tabla 5.1 y de los patrones de radiación relativos a dicha tabla, podemos obtener resultados importantes, tanto cualitativos como cuantitativos, con relación a la orientación óptima del alimentador y al comportamiento de la Yagi en presencia de un reflector en V.

#### **5.1.1.1 Comparación entre las antenas analizadas en la tabla 5.1**

1. En todos los casos la ganancia es mayor cuando el alimentador se orienta hacia afuera del reflector que cuando se orienta hacia el vértice del reflector. Esta diferencia oscila entre el 1.79% para el alimentador de tres elementos y el 46.12% para el alimentador de cuatro elementos.

2. El FBR es el parámetro que presenta la diferencia más notoria entre las dos orientaciones y es claro que es mucho mejor cuando el alimentador apunta hacia afuera del reflector. La diferencia oscila entre el 37.34% y el 80.31%.

3. Los patrones de radiación indican que cuando la Yagi se orienta hacia el reflector en V la intensidad de campo eléctrico disminuye considerablemente, aparece un lóbulo trasero muy grande y el lóbulo principal es angosto. Por su parte, con la orientación opuesta, prácticamente no existe un lóbulo trasero, lo cual explica el elevado FBR, pero sí existen lóbulos laterales, lo cual explica el moderado incremento en la ganancia. Una Yagi sin reflector en V muestra un lóbulo trasero importante, sin ser excesivo, sin lóbulos laterales. Su lóbulo principal es más angosto que en el caso de la existencia de un reflector en V, lo cual explica también que al agregar un reflector no se incremente notablemente la ganancia.

4. La resistencia de entrada es entre 38.20% y 59.51% mayor cuando el alimentador apunta hacia afuera del reflector. Sin embargo, los valores de las resistencias de entrada son muy pequeños.

#### **5.1.1.2 Comparación entre las antenas analizadas y las antenas Yagi sin reflector en V.**

Los resultados mostrados en la tabla 5.1 son comparables con algunos de los mostrados en las tablas 2.2a y 2.2b. A continuación mencionamos los resultados cualitativos más importantes. Todos los resultados se expresan de la antena reflectora en V con alimentador tipo Yagi, respecto a la antena Yagi aislada.

**PARA YAGI DE TRES ELEMENTOS:**

1. La ganancia baja un poco sin importar la orientación del alimentador.
2. El FBR mejora notablemente con las dos orientaciones, mucho más si el alimentador se orienta hacia afuera del reflector.
3. La resistencia de entrada disminuye notablemente si el alimentador se orienta hacia el vértice y disminuye un poco si la orientación es hacia afuera del reflector.

**PARA YAGI DE CUATRO ELEMENTOS:**

1. La ganancia baja notablemente si el alimentador se orienta hacia el vértice del reflector, si se orienta en sentido contrario el valor es muy similar.
2. El FBR es muy similar si el alimentador se orienta hacia el vértice, pero mejora mucho si el alimentador se orienta hacia afuera del reflector.
3. La resistencia de entrada es muy similar sin importar la orientación del alimentador. Sin embargo es un poco menor si la orientación del alimentador es hacia el vértice, mientras que es un poco mayor si el alimentador se orienta hacia afuera.

**PARA YAGI DE CINCO ELEMENTOS:**

1. La ganancia baja muy poco sin importar la orientación del alimentador. Cuando la orientación del alimentador apunta hacia afuera del reflector el valor es todavía más cercano.
2. El FBR disminuye notablemente cuando la orientación del alimentador apunta hacia el vértice del reflector, y mejora notablemente si el alimentador se orienta hacia afuera del reflector.
3. La resistencia de entrada disminuye si el alimentador se orienta hacia el vértice, y mejora si la orientación es hacia afuera del reflector.

**5.1.2 Conclusiones del análisis relativo a la orientación del alimentador**

El conjunto de los resultados anteriores nos permite concluir lo siguiente:

1. La mejor orientación del alimentador tipo Yagi es aquella en que su dirección de máxima recepción apunta hacia afuera del reflector en V, en nuestra referencia, en dirección positiva del eje "y".
2. En los casos estudiados hasta ahora, la principal contribución del RFV es el notable incremento del FBR.
3. Requerimos un diseño que proporcione mayor ganancia y mayor resistencia de entrada.

## 5.2 Ángulo óptimo entre los brazos del reflector

El ángulo formado entre los brazos del reflector puede influir en distintos parámetros de operación de la antena. Para determinar un ángulo que proporcione resultados satisfactorios comparamos la operación de antenas formadas por reflectores en V con ángulos de  $\alpha = 90^\circ, \alpha = 60^\circ, \alpha = 45^\circ$ , combinados, cada uno, con cuatro alimentadores diferentes, de tres, cuatro, cinco y siete elementos. Analizamos también reflectores con ángulos de  $\alpha = 40^\circ, \alpha = 35^\circ$ , combinados, solamente, con alimentadores de siete elementos. En total, analizamos catorce antenas distintas. En todos los casos el alimentador tiene la orientación óptima.

Los resultados de este análisis y las variables geométricas de las antenas aparecen en las tablas 5.2a. y 5.2b. Los resultados para  $\alpha = 90^\circ$ , con alimentadores de tres, cuatro y cinco elementos ya se estudiaron en la tabla 5.1.

**Tabla 5.2a Comparación entre antenas reflectoras en V con diferentes ángulos, alimentadas por arreglos tipo Yagi orientados en la dirección óptima.**

Las dimensiones están expresadas en  $\lambda$ .

Todos los reflectores comparten las siguientes características:

$$R = 25, S_r = 0.1\lambda, L_r = 1.5\lambda$$

$$f = 615 \text{ [MHz]}, \Delta = \frac{\lambda}{10}$$

$\alpha$	$60^\circ$	$45^\circ$	$60^\circ$	$45^\circ$	$60^\circ$	$45^\circ$
A	3	3	4	4	5	5
Sa <sub>1</sub>	0.25	0.25	0.25	0.25	0.35	0.35
Sa <sub>2</sub> = Sa <sub>3</sub> = ... = Sa <sub>A</sub>	0.25	0.25	0.25	0.25	0.15	0.15
Dist. del vértice al dipolo alimentado	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
Longitud del reflector	0.479	0.479	0.486	0.486	0.505	0.505
Longitud del dipolo alimentado	0.453	0.453	0.463	0.463	0.476	0.476
Longitud de los directores	0.451	0.451	0.456	0.456	0.456	0.456
G [dBi]	9.44	11.02	10.69	11.39	9.76	13.36
FBR [dB]	24.69	19.59	25.66	28.02	25.42	37.41
Rin [Ohms]	19.68	7.78	12.95	12.88	13.18	13.55
Xin [Ohms]	3.20	-5.89	4.94	4.79	1.15	1.82

**Tabla 5.2b Comparación entre antenas reflectoras en V con diferentes ángulos, alimentadas por arreglos tipo Yagi orientados en la dirección óptima.**

**Las dimensiones están expresadas en  $\lambda$ .**

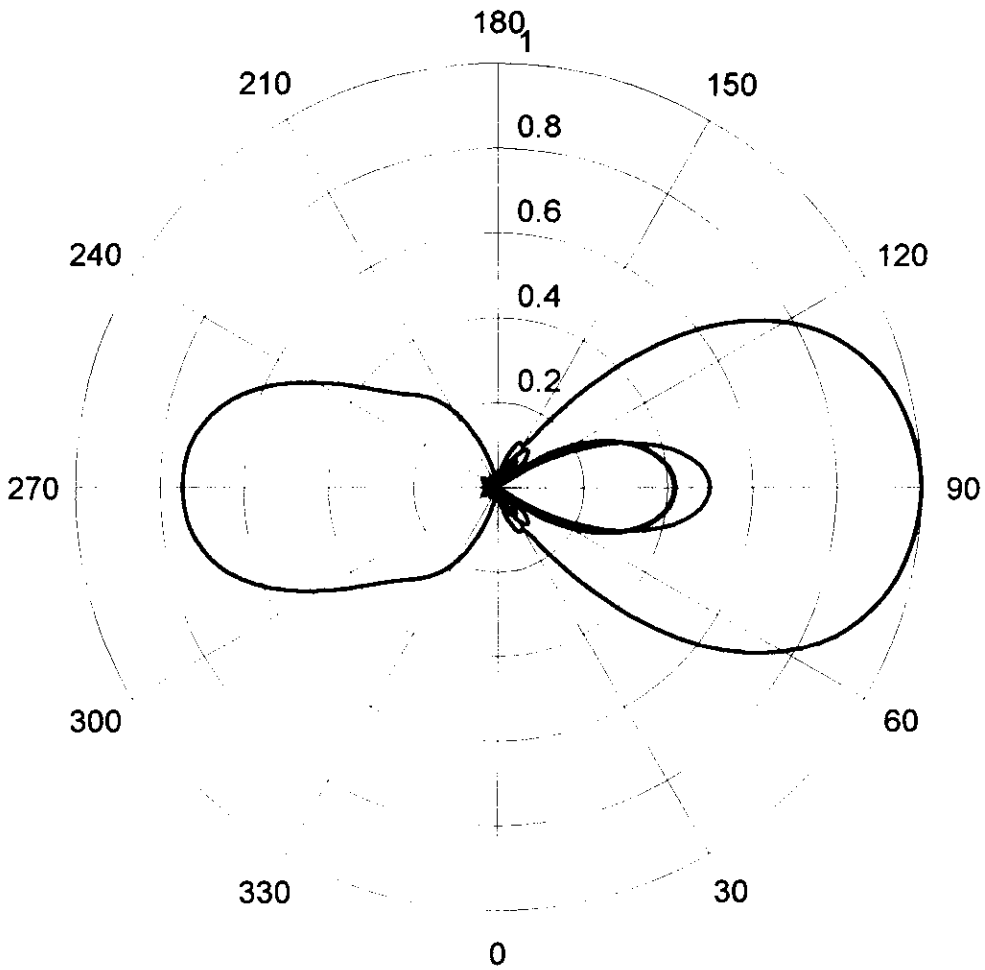
**Todos los reflectores comparten las siguientes características:**

$$R = 2.5, S_r = 0.1\lambda, L_r = 1.5\lambda$$

$$f = 615 \text{ [MHz]}, \Delta = \frac{\lambda}{10}$$

$\alpha$	90°	60°	45°	40°	35°
A	7	7	7	7	7
Sa <sub>1</sub>	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25
Sa <sub>2</sub> = Sa <sub>3</sub> = ... = Sa <sub>A</sub>	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25
Dist. del vértice al dipolo alimentado	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
Longitud del reflector	0.477	0.477	0.477	0.477	0.477
Longitud del dipolo alimentado	0.454	0.454	0.454	0.454	0.454
Longitud de los directores	0.434	0.434	0.434	0.434	0.434
G [dBi]	11.99	12.05	14.11	14.61	11.49
FBR [dB]	23.11	23.08	23.49	2.57	18.44
Rin [Ohms]	45.33	46.69	51.9	14.67	10.71
Xin [Ohms]	3.08	2.08	0.80	0.75	-4.28

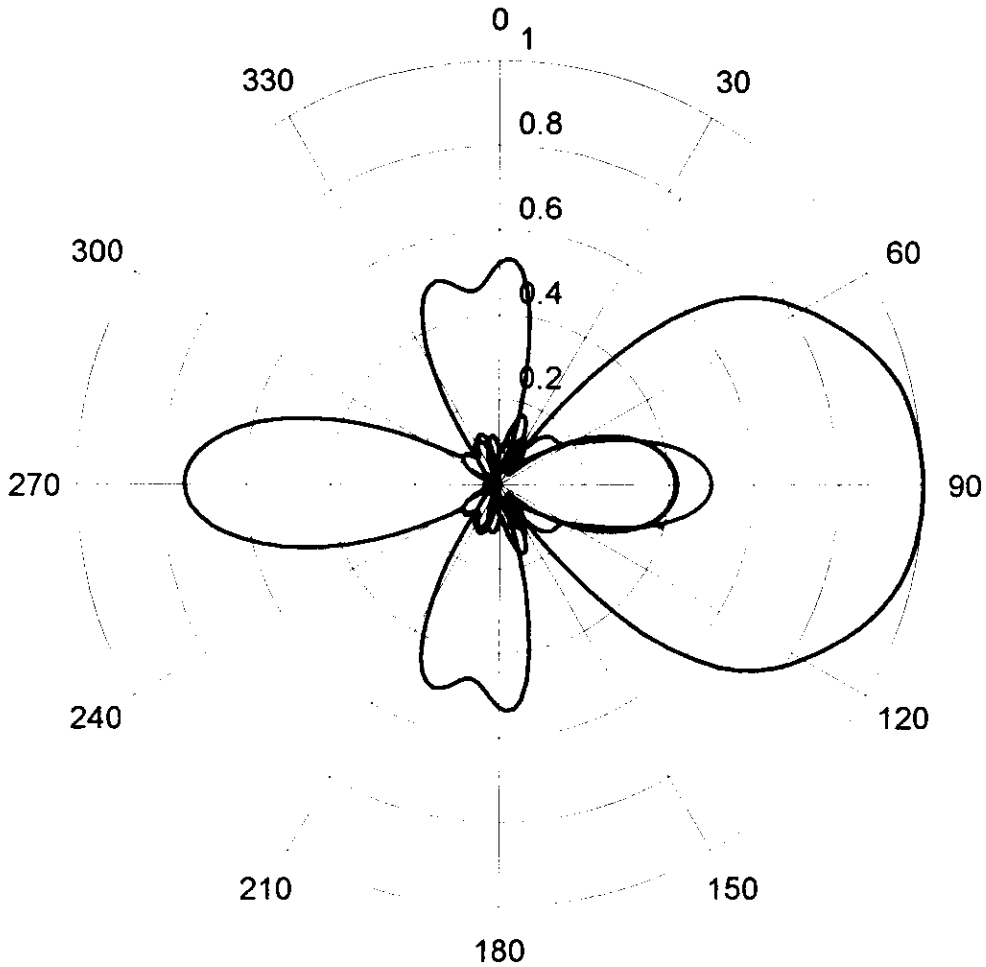
En las figuras 5.4a y 5.4b comparamos los patrones de radiación de las antenas descritas en la tabla 5.2b.



<u>PLANO <math>z = 0</math></u>	<u>Ángulo del reflector</u>	<u>Ancho de haz</u>
—	90°	42.82°
—	60°	42.4°
—	45°	33.7°
—	40°	67.41°

Fig 5.4a Comparación entre los patrones de radiación de antenas reflectoras en V con ángulos diferentes y alimentadores de siete elementos orientados en la dirección óptima.





<u>PLANO x = 0</u>	<u>Ángulo del reflector</u>	<u>Ancho de haz</u>
—	90°	43.93°
—	60°	44.89°
—	45°	32.9°
—	40°	76.62°

Fig 5.4b Comparación entre los patrones de radiación de antenas reflectoras en V con ángulos diferentes y alimentadores de siete elementos orientados en la dirección óptima.

### 5.2.1 Resultados del análisis relativo al ángulo del reflector en V

A partir de los resultados mostrados en las tabla 5.2a y 5.2b, y de los patrones de radiación relativos a dichas tablas, podemos obtener resultados importantes, tanto cualitativos como cuantitativos, con relación al ángulo óptimo del alimentador y al comportamiento de la Yagi en presencia de un reflector en V.

#### 5.2.1.1 Comparación entre las antenas analizadas en las tablas 5.2

1. Para las antenas con alimentadores de tres, cuatro y cinco conductores, se tiene siempre mayor ganancia para un ángulo de  $45^\circ$  entre los brazos del reflector. La mejoría en la ganancia respecto a las antenas con ángulos de  $90^\circ$  y  $60^\circ$  oscila entre el 8.60% y el 26.95%. Siendo la mejoría más notable para la antena con alimentador de cinco conductores y la menos notable para la antena con alimentador de cuatro elementos.
2. Para las antenas con alimentadores de siete elementos la máxima ganancia se presenta para un ángulo de  $40^\circ$ . El valor de la ganancia para  $35^\circ$  es solamente 1.03% menor y para  $45^\circ$  es 3.42% menor. Estas tres antenas presentan un incremento en la ganancia cercano al 15% respecto a aquellas con ángulos de  $90^\circ$  y  $60^\circ$ .
3. El FBR se mantiene estable en todas las antenas, excepto para un ángulo de  $40^\circ$  y alimentador de siete elementos. En este caso, el FBR disminuye en un 93% respecto al máximo nivel, que se presenta para un ángulo de  $45^\circ$  y alimentador de cinco conductores.
4. Los patrones de radiación indican que con un ángulo de  $45^\circ$  la antena recibe la energía de manera más eficiente. Esta antena presenta lóbulos laterales y trasero más pequeños que las otras tres, su lóbulo principal es más angosto. Los patrones son muy similares para ángulos de  $90^\circ$  y  $60^\circ$ ; en el primer caso se distribuye un poco más de energía en los lóbulos laterales que en los traseros, mientras que en el segundo caso sucede lo contrario. Para un ángulo de  $40^\circ$  el patrón es muy ancho, y aparece un lóbulo trasero demasiado grande.
5. La resistencia de entrada presenta valores aceptables solamente para las antenas con alimentadores de siete elementos y para ángulos de  $90^\circ$ ,  $60^\circ$  y  $45^\circ$ . La antena con un ángulo de  $45^\circ$  presenta la mejor resistencia de entrada, su valor, cercano a los  $50 \Omega$  permite acoplar la antena con cable coaxial.

### **5.2.1.2 Comparación entre las antenas analizadas y las antenas Yagi sin reflector en V.**

Los resultados mostrados en las tablas 5.2a y 5.2b son comparables con algunos de los mostrados en las tablas 2.2a y 2.2b. A continuación mencionamos los resultados cualitativos más importantes. Todos los resultados se expresan de la antena reflectora en V con alimentador tipo Yagi, respecto a la antena Yagi aislada.

1. Para el alimentador con tres elementos la ganancia es un poco menor con un ángulo de  $90^\circ$ , con  $60^\circ$  es prácticamente idéntica. Sin embargo para  $45^\circ$  es perceptiblemente mayor. Al aumentar el número de elementos en el alimentador la ganancia mejora respecto a la Yagi aislada. Para  $45^\circ$  la ganancia es notoriamente mayor, sin importar el número de elementos del alimentador.
2. El FBR es mucho mayor en todos los casos.
3. La resistencia de entrada es menor para un alimentador de tres y de siete elementos sin importar el ángulo del reflector. Sin embargo, se puede mejorar el valor de la resistencia de entrada de Yagis de cuatro y cinco elementos. Esta mejoría es mínima en algunos casos y perceptible en otros. A pesar de que la resistencia de entrada de cualquier antena reflectora en V con alimentador de siete conductores es menor que la de una Yagi aislada de siete conductores, el valor es mucho mejor que con cualquier otro alimentador.

### **5.2.2 Conclusiones del análisis relativo al ángulo del reflector**

1. En general, un ángulo de  $45^\circ$  entre los brazos del reflector en V es mejor que un ángulo de  $60^\circ$ , a su vez, este es mejor que un ángulo de  $90^\circ$ .
2. En los casos estudiados hasta ahora, la principal contribución del RFV sigue siendo el mejoramiento notable del FBR. Este parámetro no representa un problema de diseño y puede sacrificarse un poco para obtener mejores ganancias y/o resistencias de entrada. (Ver. tabla 1.3 )
3. Se requiere utilizar un número mayor a cinco conductores en el alimentador para obtener ganancias adecuadas y resistencias de entrada aceptables.
4. La antena reflectora en V con un ángulo de  $45^\circ$  y un alimentador tipo Yagi con siete conductores es la única que satisface la mayoría de los parámetros de diseño planteados en la sección 1.1.3.4. El único parámetro que no se satisface es la resistencia de entrada (véase tabla 5.5 en la página 137).

### 5.3 Distancia óptima entre el reflector en V y el alimentador Yagi

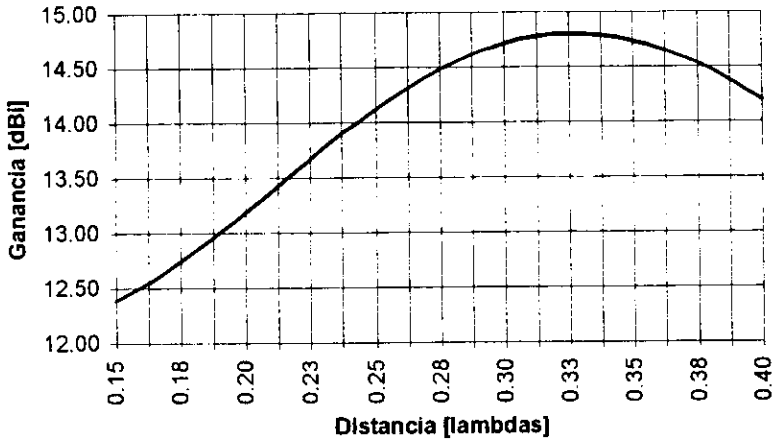
En la sección 3.3.3 estudiamos la antena formada por un reflector en V alimentado por un dipolo de media onda. Encontramos que la distancia entre el vértice del reflector y el dipolo influye notablemente en la resistencia de entrada pero muy poco en la ganancia. La antena reflectora en V alimentada por arreglos tipo Yagi no necesariamente presenta el mismo comportamiento, por lo tanto, es necesario determinar la distancia entre el reflector en V y el reflector de la Yagi, que resulta óptima para los requerimientos de diseño.

En esta parte del estudio analizamos únicamente el comportamiento de la antena cuyas características han resultado óptimas en función del ángulo del reflector en V, de la geometría de la Yagi y de su orientación. Esta antena particular se forma por un reflector con un ángulo entre sus brazos de  $45^\circ$ , alimentado por una antena Yagi de siete elementos, orientada hacia afuera del reflector. Estudiamos las características de operación de esta antena para diferentes separaciones entre el vértice del reflector en V y el reflector de la Yagi.

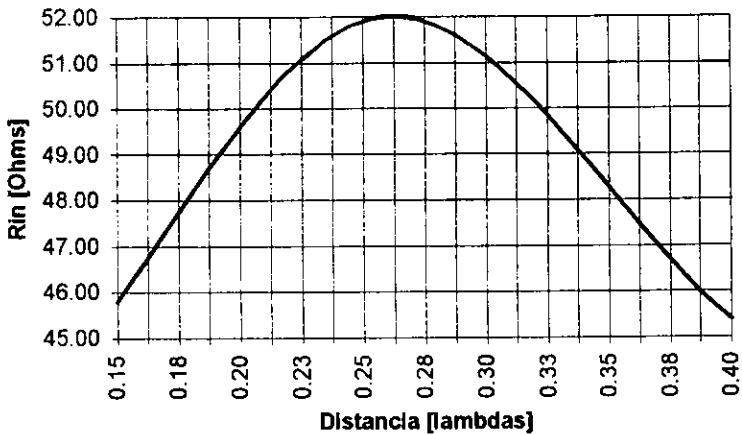
En las siguientes páginas aparecen los resultados de este análisis: en la figuras 5.5a y 5.5b aparecen gráficas del comportamiento de la ganancia y de la resistencia de entrada en función de la distancia entre el reflector en V y el reflector de la Yagi; en la tabla 5.3 mostramos el resto de las características de operación para seis distancias diferentes; en las figuras 5.6a y 5.6b aparecen los patrones de radiación.

Estos resultados indican que, cuando la distancia entre el reflector y el dipolo alimentado está alrededor de los valores calculados, el comportamiento de la antena es poco sensible a dicha distancia. Los patrones de radiación reflejan esta estabilidad. El parámetro sobre el que influye más notoriamente la distancia es la ganancia, que presenta una variación máxima del 15.95%; por su parte, el FBR presenta una variación máxima del 14.74%; la distancia influye muy poco sobre la resistencia de entrada, presenta una variación máxima de solamente el 11.28%. Por otro lado, al incrementar la distancia de separación más allá de  $0.35\lambda$ , la tendencia es hacia un deterioro de las características de operación.

La conclusión general de este análisis es que la distancia entre el reflector y el dipolo de la Yagi no resulta crítica para ninguna de las características de operación. Sin embargo, si es posible determinar una distancia óptima. Esta distancia corresponde a una separación de  $0.25\lambda$  entre el reflector en V y el reflector de la Yagi, es decir,  $0.55\lambda$  entre el reflector en V y el dipolo alimentado. Con esta distancia, la resistencia de entrada es máxima y la ganancia está solamente 0.14% por debajo del valor máximo. Es necesario destacar que si bien esta distancia es óptima, la mejoría respecto a distancias entre  $0.5\lambda$  y  $0.6\lambda$  no es muy significativa.



**Fig 5.5a** Ganancia de la antena descrita en la tabla 5.3 en función de la distancia entre el vértice del reflector en V y el reflector de la Yagi.

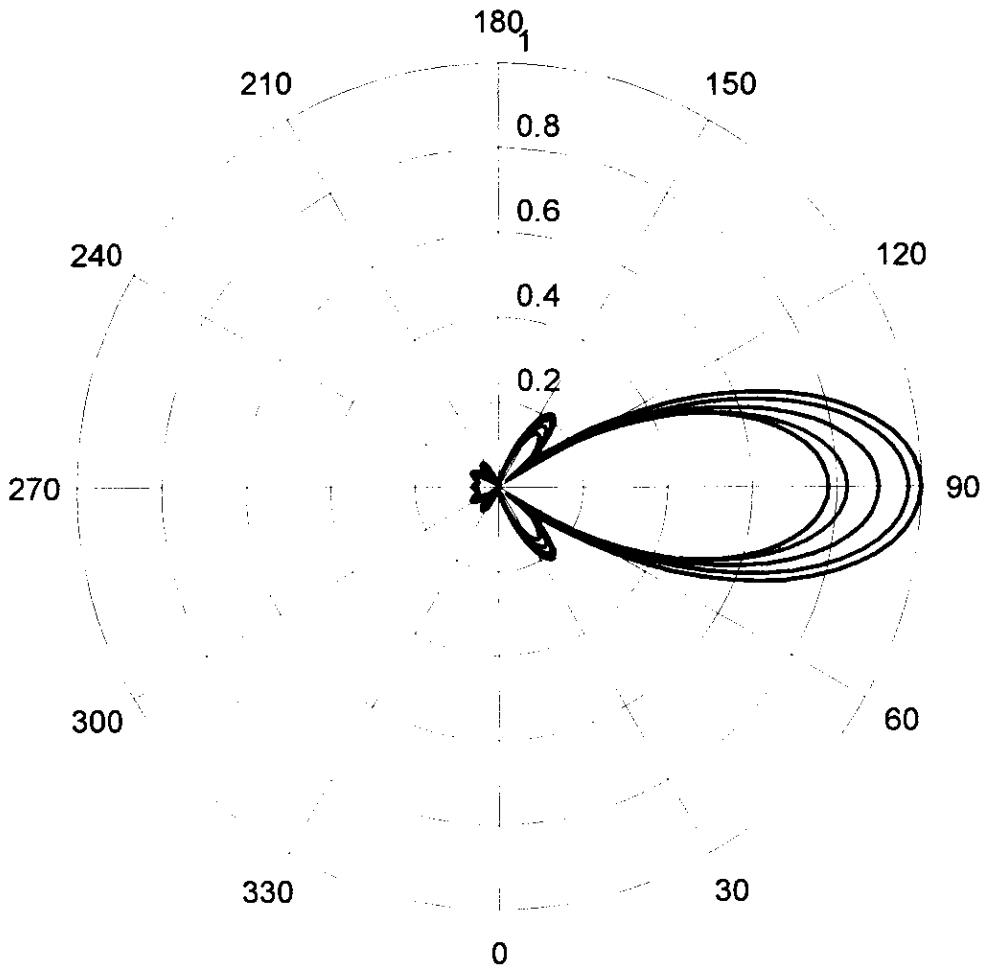


**Fig 5.5a** Resistencia de entrada de la antena descrita en la tabla 5.3 en función de la distancia entre el vértice del reflector en V y el reflector de la Yagi.

**Tabla 5.3 Características de operación de antenas reflectoras en V con  $\alpha = 45^\circ$   
El alimentador es una Yagi de siete elementos y está colocada a  
diferentes distancias del vértice del reflector en V.**

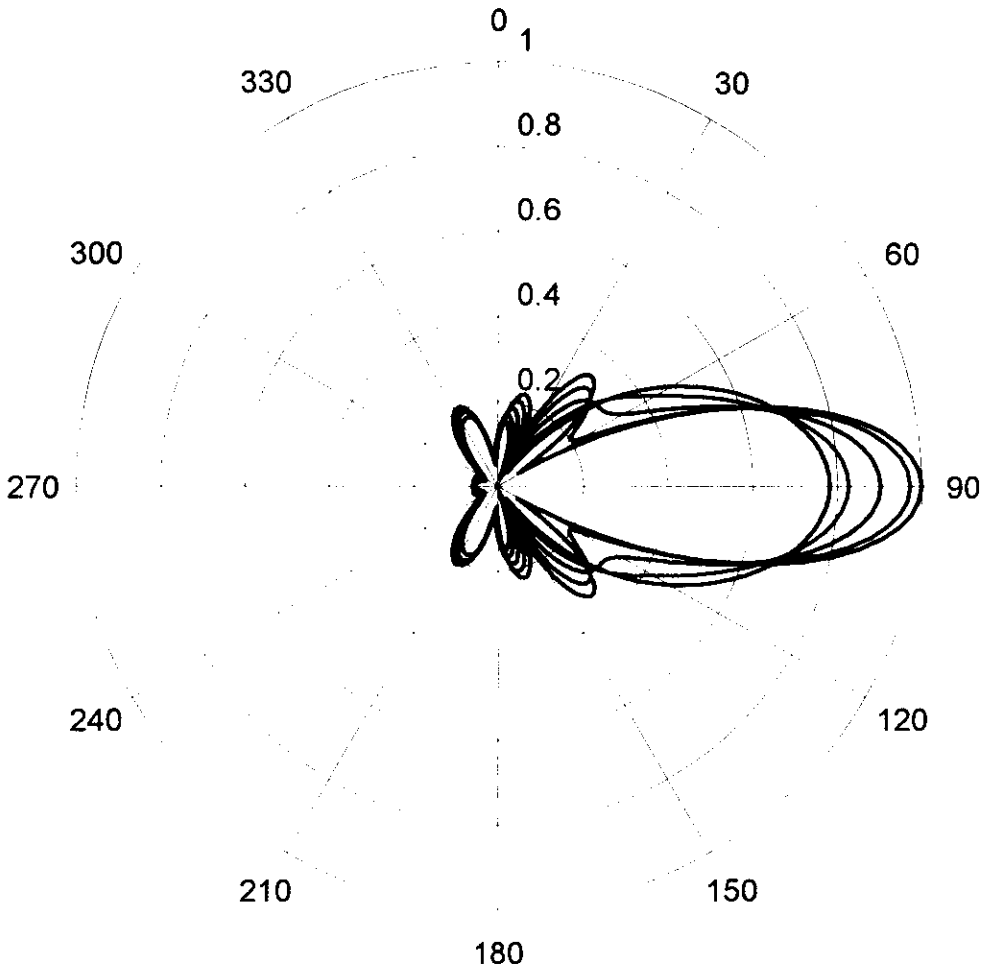
$$R = 25, S_r = 0.1\lambda, L_r = 1.5\lambda, f = 615 \text{ [MHz]}, \Delta = \frac{\lambda}{10}$$

$\alpha$	$45^\circ$	$45^\circ$	$45^\circ$	$45^\circ$	$45^\circ$	$45^\circ$
A	7	7	7	7	7	7
Sa <sub>1</sub>	0.15	0.20	0.25	0.30	0.35	0.40
Sa <sub>2</sub> = Sa <sub>3</sub> = ... = Sa <sub>A</sub>	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25
Dist. del vértice al dipolo alimentado	0.4	0.45	0.5	0.55	0.6	0.65
Longitud del reflector	0.477	0.477	0.477	0.477	0.477	0.477
Longitud del dipolo alimentado	0.454	0.454	0.454	0.454	0.454	0.454
Longitud de los directores	0.434	0.434	0.434	0.434	0.434	0.434
G [dBi]	12.38	13.18	14.11	14.71	14.73	14.19
FBR [dB]	26.86	22.90	23.49	24.4	25.24	25.68
Rin [Ohms]	45.77	49.58	51.9	51.14	48.27	45.37
Xin [Ohms]	5.40	4.22	0.80	-3.06	-4.95	-4.61



<b>PLANO <math>z = 0</math></b>	<b><u>Distancia del RFV a la Yagi</u></b>	<b><u>Ancho de haz</u></b>
—	0.15 $\lambda$	36.16°
—	0.20 $\lambda$	34.28°
—	0.25 $\lambda$	33.70°
—	0.30 $\lambda$	34.54°
—	0.35 $\lambda$	36.63°

Fig 5.5a Comparación entre los patrones de radiación de antenas reflectoras en V con ángulo de 45°, alimentador de siete elementos orientado en la dirección óptima y colocado a diferentes distancias del vértice del reflector en V.



PLANO $x = 0$	<u>Distancia del RFV a la Yagi</u>	<u>Ancho de haz</u>
—	$0.15 \lambda$	$49.01^\circ$
—	$0.20 \lambda$	$39.91^\circ$
—	$0.25 \lambda$	$32.90^\circ$
—	$0.30 \lambda$	$30.48^\circ$
—	$0.35 \lambda$	$30.27^\circ$

Fig 5.5b Comparación entre los patrones de radiación de antenas reflectoras en V con ángulo de  $45^\circ$ , alimentador de siete elementos orientado en la dirección óptima y colocado a diferentes distancias del vértice del reflector en V.



## 5.4 Diseño para recibir TVAD por difusión terrestre

En esta sección describiremos las características geométricas y de operación de una antena reflectora en V alimentada por arreglo tipo Yagi, diseñada para recibir TVAD de acuerdo con los parámetros establecidos en la sección 1.1.3.4.

### 5.4.1 Descripción geométrica de la antena

En la siguiente tabla aparecen los valores de las variables geométricas de la antena reflectora en V alimentada por arreglos tipo Yagi que proponemos como antena receptora de TVAD.

Tabla 5.4 Descripción de una antena reflectora en V alimentada por arreglo Yagi de siete elementos, diseñada para recibir TVAD por difusión terrestre.

Variables Geométricas	Dimensiones	Dimensiones
Ángulo entre los brazos del reflector	45°	45°
Número de conductores del reflector	25	25
Separación entre los conductores del reflector	0.1 $[\lambda]$ *	4.878 [cm]
Longitud de los conductores del reflector	1.5 $[\lambda]$	73.171 [cm]
Longitud mínima de los brazos del reflector	1.3 $[\lambda]$	63.415 [cm]
Número de elementos de la Yagi	7	7
Orientación de la Yagi	Hacia afuera	Hacia afuera
Longitud del reflector de la Yagi	0.477 $[\lambda]$	23.268 [cm]
Longitud del dipolo alimentado de la Yagi	0.454 $[\lambda]$	22.146 [cm]
Longitud de los cinco directores de la Yagi	0.434 $[\lambda]$	21.171 [cm]
Separación entre conductores adyacentes de la Yagi	0.25 $[\lambda]$	12.195 [cm]
Separación entre el vértice del reflector en V y el reflector de la Yagi	0.30 $[\lambda]$	14.634 [cm]
Separación entre el vértice del reflector en V y el dipolo alimentado de la Yagi	0.55 $[\lambda]$	26.829 [cm]
Longitud mínima del soporte de la Yagi	1.8 $[\lambda]$	87.805 [cm]
Diámetro de todos los conductores	0.005 $[\lambda]$	0.244 [cm]

\* La frecuencia de prueba establecida en la tabla 1.3 es de 615 MHz. La antena se diseñó para esta frecuencia. La longitud de onda a dicha frecuencia es de 0.4878 m.

La distancia entre el vértice del reflector en V y el dipolo alimentado de la Yagi depende de la distancia entre el vértice del reflector en V y el reflector de la Yagi, sin embargo se anotaron ambas distancias para proporcionar mayor información.

Los brazos del reflector y el soporte de la Yagi son de material dieléctrico, y sus longitudes pueden ser mayores a las indicadas en la tabla 5.4 para acomodar mejor a los conductores respectivos.

## 5.4.2 Características de operación de la antena

### 5.4.2.1 Comparación con los parámetros de diseño

En la tabla 5.5 aparecen las principales características de operación de la antena para la frecuencia de prueba. Estas características constituyeron parámetros de diseño y se comparan con la tabla 1.3.

**Tabla 5.5 Características de operación de una antena reflectora en V alimentada por arreglo Yagi de siete elementos, diseñada para recibir TVAD por difusión terrestre.**

Característica de operación	Valor obtenido	Valor de diseño	Mejoría del valor obtenido respecto al de diseño
Ganancia [dBi]	14.71	10	47.1%
FBR [dB]	23.49	14	67.79%
Impedancia [Ohms]	51.14	75	-31.81%
Ancho de banda [MHz]	24	6 *	

Resulta claro que el diseño propuesto supera las expectativas de diseño en todos los parámetros excepto en la impedancia de entrada. Este problema puede resolverse mediante el acoplamiento de la impedancia de la antena con la impedancia de la línea de transmisión que transporta la señal al televisor de alta definición. Para ello existen diferentes alternativas.

En primer lugar, la antena propuesta presenta una reactancia de entrada de solamente  $-3.06\Omega$ . Por lo tanto, podemos aproximar la impedancia de entrada de la antena a un valor real de  $51.14\Omega$ . En estas condiciones, es posible acoplar la antena a una línea de  $75\Omega$  mediante una línea intermedia, de longitud igual a  $\frac{\lambda}{4}$  e impedancia característica de  $61.24\Omega$  [BAD93]. Estos conceptos se ilustran en la figura 5.7.

\* El ancho de banda de diseño garantiza que la antena pueda recibir por lo menos un canal de TVAD. El ancho de banda de la antena se estudiará en la sección 5.4.2.2.

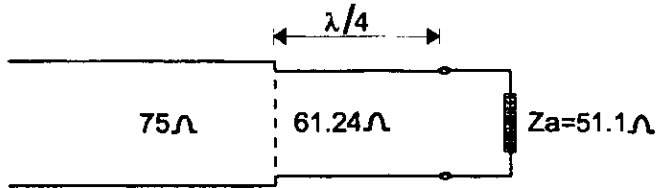


Figura 5.7 Acoplamiento de impedancias mediante un fragmento de línea de transmisión.  $Z_a$  representa a la antena como carga del coaxial de  $50\Omega$ .

Este tipo de acoplamiento solamente es efectivo a la frecuencia de diseño. Para otras frecuencias, la longitud eléctrica del fragmento de línea, que originalmente era de  $\frac{\lambda}{4}$ , puede ser muy distinta y generar niveles considerables de VSWR\*. Para acoplar impedancias en señales de banda ancha se requiere insertar múltiples fragmentos de líneas con impedancias características diferentes.

Una segunda alternativa consiste en realizar el acoplamiento de impedancias mediante acopladores *delta* o acopladores *balun*, para coaxial en ambos casos. Estos acopladores se conectan entre el punto de alimentación de la antena y la línea de transmisión. En [ARR91] se puede encontrar una descripción de este tipo de acoplamiento.

Considerando la posibilidad de acoplar la impedancia de la antena con aquella de la línea de transmisión, proponemos un diseño que supera los parámetros originales y que garantiza la recepción fiel de señales de TVAD.

La ganancia de la antena garantiza una recepción con un nivel adecuado de ruido. Además dicha ganancia permitirá la recepción de TVAD en zonas de baja intensidad de señal. A su vez, la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás garantiza que la antena bloqueará eficientemente las señales de multitrayecto, contribuyendo así a eliminar los fantasmas de la imagen.

En las figuras 5.8a y 5.8b aparece el patrón de radiación de la antena, comparados con el patrón de radiación de la antena Yagi aislada del reflector en V. Podemos apreciar que la antena tiene un ancho de haz angosto, de  $34.54^\circ$  en el plano de polarización y de  $30.48^\circ$  en el plano perpendicular a los conductores de la Yagi. El lóbulo trasero es considerablemente menor que aquel de la Yagi aislada, lo cual influye en el elevado FBR. El patrón de esta antena es un poco más angosto que el de la Yagi. Existen dos pequeños lóbulos laterales orientados en la dirección de máxima recepción de la antena.

\* *Voltage Standing Wave Ratio*. Medida adimensional del nivel de onda estacionaria dentro de una línea de transmisión. Mientras más pequeña sea esta cantidad la línea transporta la energía de manera más eficiente,

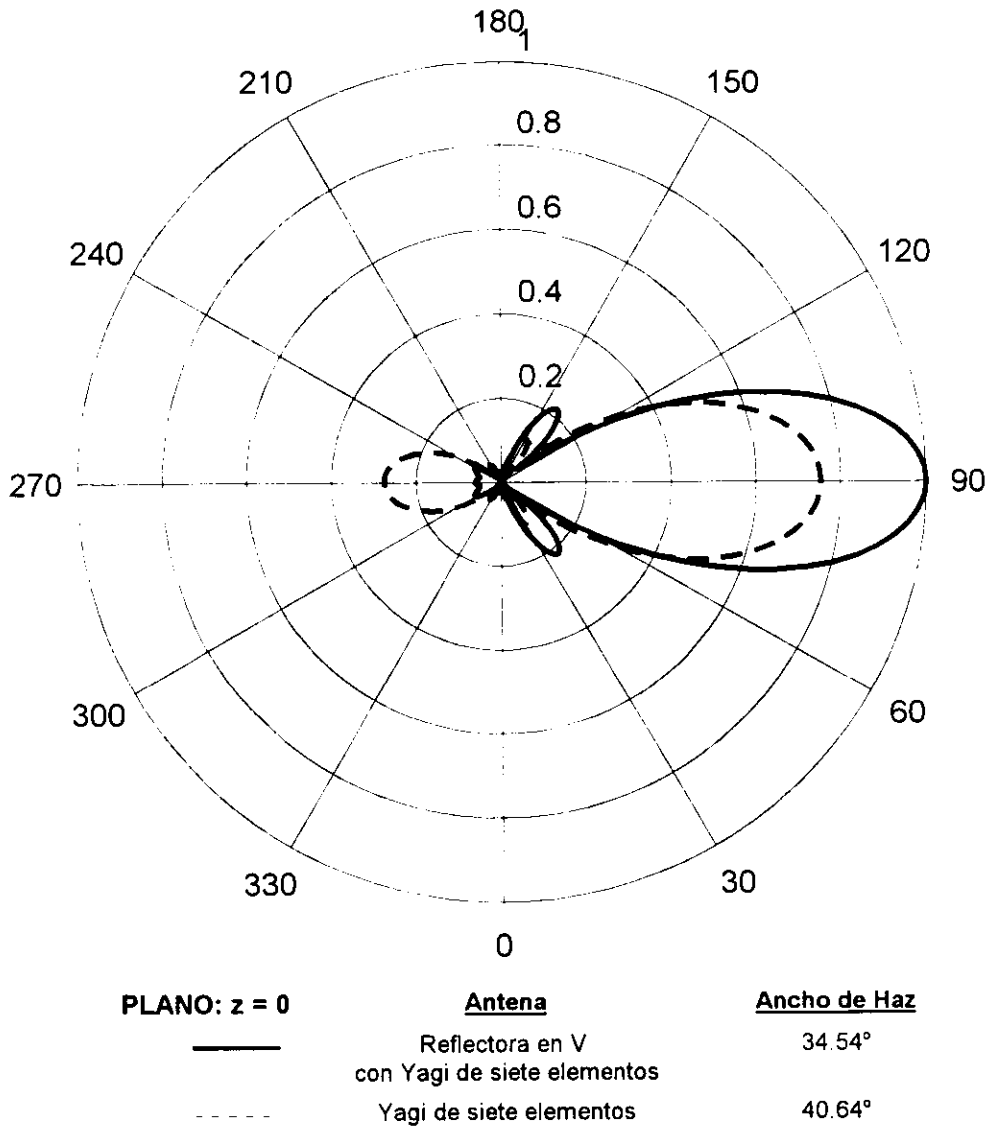
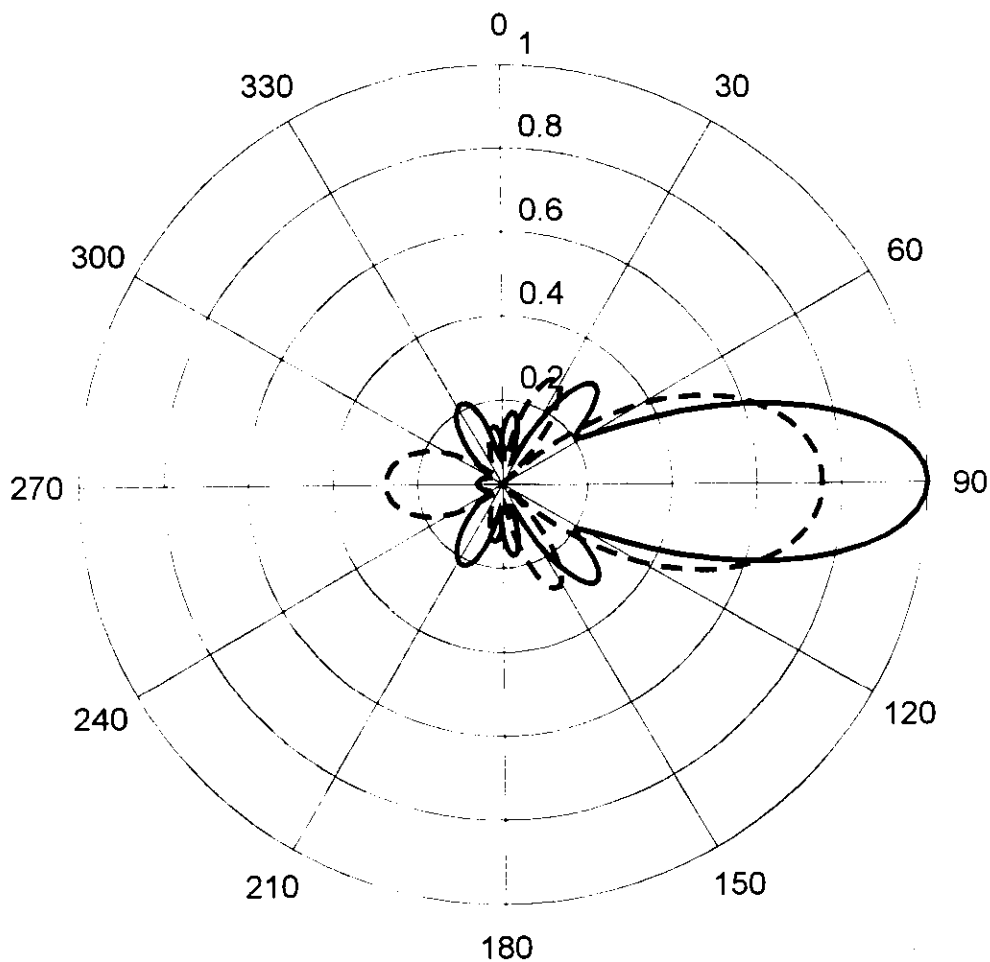


Fig 5.8a Patrón de radiación de la antena reflectora en V, alimentada por arreglo Yagi de siete elementos, diseñada para recibir TVAD. Se compara con el patrón de la Yagi, aislada del reflector en V.



PLANO:  $x = 0$

—————

-----

Antena

Reflector en V  
con Yagi de siete elementos

Yagi de siete elementos

Ancho de Haz

30.48°

45.85°

Fig 5.8b Patrón de radiación de la antena reflectora en V, alimentada por arreglo Yagi de siete elementos, diseñada para recibir TVAD. Se compara con el patrón de la Yagi, aislada del reflector en V.

### 5.4.2.2 Operación de la antena en función de la frecuencia

Existen diferentes definiciones del ancho de banda de una antena. Comúnmente se considera que el ancho de banda es aquella zona del espectro para la cual la antena tiene una ganancia de, por lo menos, 3 dB por debajo de su valor máximo. Cuando existe un requerimiento específico, el ancho de banda se puede definir como aquella zona del espectro para la cual la ganancia, el FBR, el ancho de haz, o cualquier parámetro de la antena, está por encima del requerimiento particular. Una tercera alternativa involucra a la impedancia. En este caso, puede definirse el ancho de banda como la zona del espectro para la cual una línea de transmisión acoplada a la antena, presenta un VSWR menor a dos, o algún otro valor.

En esta sección presentamos el ancho de banda de la antena de acuerdo con los tres criterios anteriores. En la tabla 5.5 aparece el ancho de banda que resulta menor, y corresponde a la definición relacionada con el VSWR.

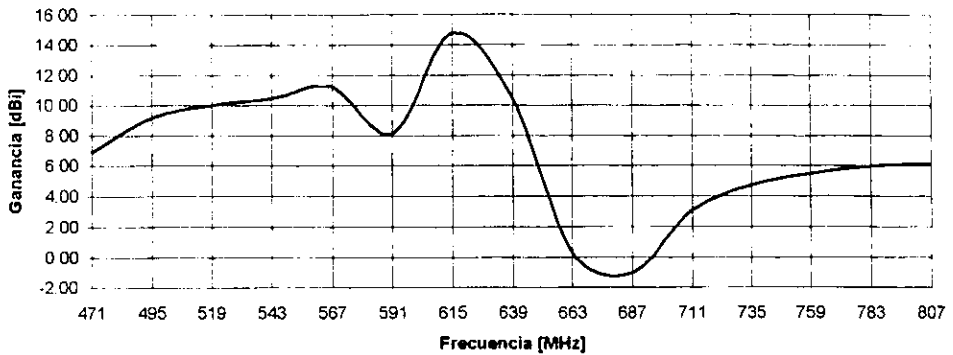
En la figura 5.9 aparece la ganancia de la antena en función de la frecuencia de operación. En primer lugar encontraremos el ancho de banda de acuerdo con la primera definición.

Podemos apreciar que la ganancia máxima es de 14.71 dBi. Las frecuencias de corte serán aquellas para las cuales la ganancia es de 11.71 dBi, es decir 3 dBi por debajo del máximo. Las frecuencias de corte son 599 MHz y 635 MHz, es decir, un ancho de banda de 36 MHz. Esto significa que, de acuerdo con este criterio, la antena será capaz de recibir seis canales distintos, entre el canal 35 y el canal 41.

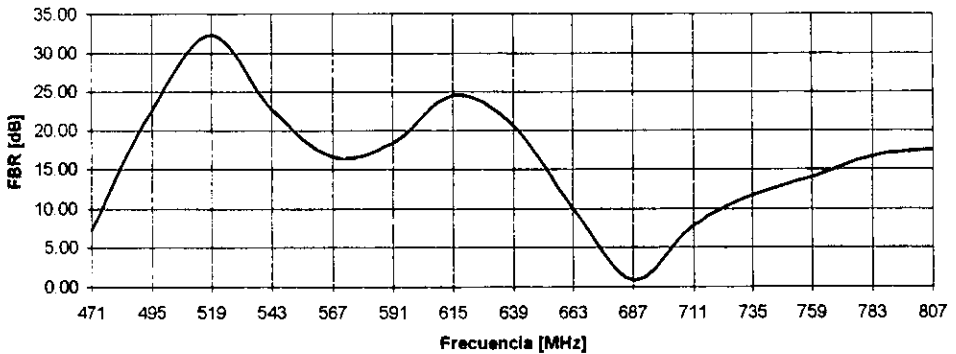
Por otra parte, el requerimiento de ganancia para TVAD es de 10 dBi. Por lo tanto consideramos más útil definir el ancho de banda, en función de la ganancia, de acuerdo con este parámetro. En este caso, las frecuencias de corte serán aquellas para las cuales la ganancia es de 10 dBi. Encontramos cuatro frecuencias de corte que corresponden a dos bandas de operación de la antena. La primera banda es de 56 MHz y comprende de 519 MHz a 575 MHz, para un total de nueve canales, del 22 al 31. La segunda banda es de 40 MHz, entre 599 MHz y 639 MHz, un total de 7 canales, entre el 35 y el 42.

Un segundo requerimiento para TVAD es la relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás. En este caso, el valor asociado es de 14 dB. En la figura 5.10 aparece el FBR en función de la frecuencia. Si tomamos como frecuencia de corte aquella para la cual el FBR es de 14 dB, existirán dos bandas de operación. La primera entre 483 y 651 MHz, la segunda entre 771 y 806 MHz.

Considerando ambos criterios, el ancho de banda será aquella zona del espectro donde se cumplen los dos requerimientos, es decir de 56 MHz, canales 22 al 31.

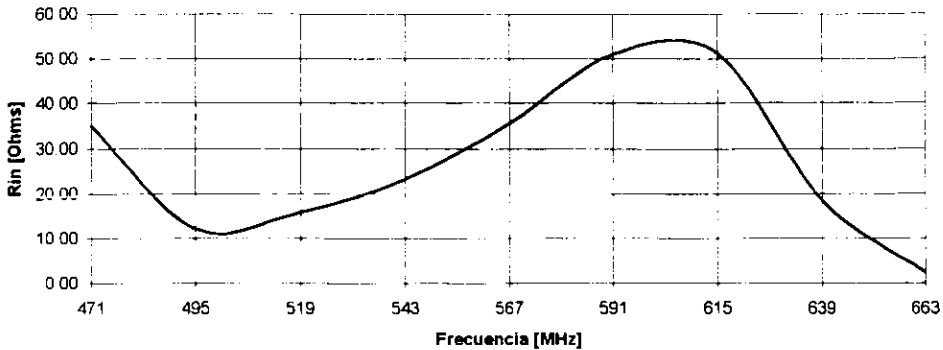


**Fig 5.9** Ganancia, en función de la frecuencia, de la antena reflectora en V alimentada por arreglo Yagi de siete elementos.

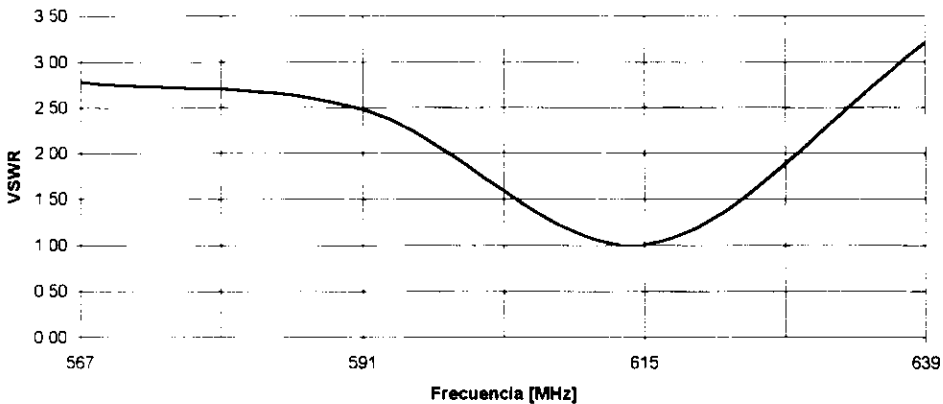


**Fig 5.10** Relación de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás, en función de la frecuencia, de la antena reflectora en V alimentada por arreglo Yagi de siete elementos.

En el caso particular de la antena que proponemos, la impedancia de entrada es el parámetro menos estable en función de la frecuencia. Por lo tanto, resulta útil definir el ancho de banda en función del VSWR presente en una línea de transmisión acoplada a la antena.



**Fig 5.11 Resistencia de entrada, en función de la frecuencia, de la antena reflectora en V, alimentada por arreglo Yagi de siete elementos.**



**Fig 5.12 VSWR presente, a diferentes frecuencias, en una línea de transmisión acoplada a la antena reflectora en V alimentada por arreglo Yagi de siete elementos.**

En la figura 5.9 podemos encontrar que el VSWR tiene un valor menor a dos en una pequeña zona del espectro: entre 602 MHz y 624 MHz, es decir, un ancho de banda de 24 MHz, capaz de recibir cuatro canales. Los canales asociados son del 44 al 48. Si ampliamos el ancho de banda hasta un VSWR máximo de 2.5, entonces el ancho de banda se extiende de 591 MHz a 635 MHz, un total de 7 canales.



Para concluir, encontramos que el ancho de banda de la antena no es muy amplio. Esta es una característica natural de las antenas Yagi. Por otro lado, en este análisis hemos sido extremadamente rigurosos y la antena es susceptible de operar eficazmente en un ancho de banda mucho más grande.

## 5.5 Conclusiones generales y perspectivas futuras

Hemos estudiado con detalle las características de operación de diferentes antenas reflectoras en V alimentadas por arreglos tipo Yagi. De este estudio hemos podido determinar una geometría adecuada para recibir TVAD.

El diseño propuesto es superior a todos los diseños analizados en el capítulo dos y supera los parámetros de diseño propuestos al inicio de este trabajo. Por otra parte, este diseño puede construirse fácilmente, con materiales ligeros y económicos, sus dimensiones físicas son adecuadas.

Sin embargo, todavía es posible mejorar el diseño propuesto, especialmente en dos sentidos diferentes: La impedancia de entrada y el ancho de banda.

La resistencia de entrada pudiera elevarse si sustituimos el dipolo alimentado de la Yagi por un dipolo doblado. Incluso son posibles dipolos con más de un doblez, lo cual incrementa geométricamente la resistencia de entrada. Para determinar si el uso de un dipolo doblado es factible y benéfico, debe realizarse un análisis completo de la antena en esas condiciones.

En cuanto al ancho de banda, sabemos que cualquier antena que depende de un elemento resonante tiene un ancho de banda limitado porque fuera de la frecuencia de resonancia sus propiedades cambian drásticamente. En el diseño propuesto el reflector en V proporciona estabilidad en frecuencia al FBR y en cierto grado a la ganancia; sin embargo, la impedancia de entrada cambia fuertemente con la frecuencia. Para resolver este problema, puede utilizarse como alimentador una antena cuya operación sea "independiente de la frecuencia". La opción natural para sustituir a la Yagi es la antena logoperiódica. De nuevo, se hace necesario un análisis completo de la antena para determinar bajo qué condiciones mejora su operación.

La televisión de alta definición será una realidad en nuestro país, será indispensable diseñar y construir antenas apropiadas para dicho fin. En este trabajo hemos dado el primer paso en este sentido, consideramos que con investigaciones acerca de la impedancia de entrada y el ancho de banda este estudio podría enriquecerse.

---

Por otra parte, en este trabajo no agotamos las posibles variaciones geométricas de la antena reflectora en V alimentada por un arreglo tipo Yagi. Es posible modificar muchos aspectos geométricos de la antena que contribuyan a mejorar la operación de la antena, ya sea en la recepción de TVAD, de T.V. convencional o para algún otro servicio que demande ganancias altas y relaciones de intensidad de campo hacia el frente y hacia atrás elevadas.

El programa de computadora que diseñamos como herramienta de análisis y diseño puede mejorarse para convertirlo en un paquete completo, capaz de analizar cualquier combinación de alimentadores y reflectores. Una herramienta de este tipo puede ser útil tanto en el diseño como en el trabajo de laboratorio de la materia de antenas.

Podemos resumir las contribuciones de este trabajo en cuatro aspectos: El diseño de una antena adecuada para recibir TVAD, el extenso conocimiento proporcionado acerca de la operación de antenas reflectoras en V alimentadas por arreglos tipo Yagi, el inicio en el área de diseño de infraestructura propia para TVAD y la posibilidad de desarrollar un paquete completo de análisis de antenas mediante el método de momentos.

## Referencias

[BAD93] Baden Fuller, A.J., **Engineering Electromagnetism**, 1993, pp. 91-99.

[ARR91] American Radio League, **The ARRL Antenna Book**, pp. 18.4-18.6