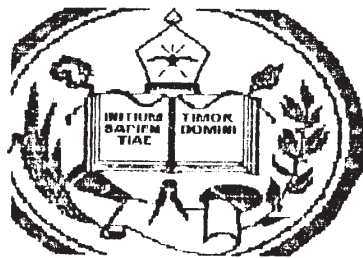


UNIVERSIDAD DE LOS ANDES  
FACULTAD DE INGENIERIA  
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA



UNIVERSIDAD  
DE LOS ANDES  
MERIDA VENEZUELA


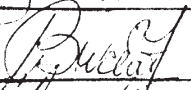


**MEDICION DE PARAMETROS  
CARACTERISTICOS EN ANTENAS**

*Ing. José Manuel Albornoz M.*

MERIDA – 1995

Tesis presentada en cumplimiento parcial de  
acuerdo a los requisitos exigidos para el  
ascenso a la categoría de Profesor Asistente.

Aprobada por:

  
\_\_\_\_\_  
  
\_\_\_\_\_  
  
\_\_\_\_\_  
  
\_\_\_\_\_

Este Trabajo fué financiado por el Consejo de Desarrollo Científico, Técnico y Humanístico  
(C.D.C.H.T.) de la Universidad de Los Andes bajo el Proyecto No. I-467-94

## INDICE

PREFACIO .....	v
<b>CAPITULO I: MEDICIONES EN ANTENAS. GENERALIDADES</b>	
1.1 Impedancia de Entrada .....	1
1.2 Acople de Impedancias.....	6
1.3 Balance de Corrientes. ....	13
1.4 Patrón de Radiación .....	17
1.5 Ganancia.....	28
1.6 Polarización.....	33
REFERENCIAS.....	37
<b>CAPITULO II: DISEÑO EXPERIMENTAL / RESULTADOS</b>	
2.1 Simulación.....	39
2.2 Medición de la Impedancia de Entrada.....	42
2.3 Medición de la Relación de Onda Estacionaria (ROE).....	60
2.4 Medición de la Eficiencia de Balanceamiento.....	69
2.5 Medición de Patrones de Radiación.....	76
2.6 Medición de Ganancia .....	92
2.7 Medición del Patrón de Polarización.....	96
REFERENCIAS.....	100
CONCLUSIONES.....	102

## PREFACIO

En el año 1993, la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Los Andes pone en el aire dos señales de televisión correspondientes a los canales 22 y 46 de la banda de UHF. Debido a que la potencia con la que se transmiten estas señales es del orden de los 10 vatios, es necesario disponer de antenas de alta ganancia que permitan la recepción en zonas relativamente alejadas de la Facultad de Ingeniería. A tal propósito se diseñaron y construyeron varios tipos de antenas, algunas de las cuales dieron resultados bastante satisfactorios; sin embargo, no fué posible evaluar objetivamente la consecución de las premisas del diseño. Paralelamente, en el Laboratorio de Comunicaciones de la Escuela, se llevaban a cabo experiencias relacionadas con la transmisión de datos vía radio utilizando técnicas de espectro esparcido. Este tipo de transmisión necesita de una antena con un ancho de banda bastante grande y que, al mismo tiempo, permita operar eficientemente a bajas potencias. Se realizaron algunos diseños de acuerdo a los criterios expuestos en la literatura; sin embargo, las características de estas antenas no pudieron ser verificadas experimentalmente de una manera confiable.

A pesar de los múltiples criterios de diseño existentes para la construcción de antenas, el funcionamiento de las mismas queda completamente especificado por algunos parámetros fundamentales. Para asegurar que las antenas construidas satisfagan las especificaciones de diseño, es necesario poder realizar mediciones confiables y repetibles de estos parámetros. Del mismo modo, para realizar ajustes en una antena se necesita disponer de alguna técnica de medición que permita registrar la variación del parámetro ajustado. La posibilidad de realizar estas mediciones hace posible la construcción de antenas para satisfacer requerimientos específicos y, al mismo tiempo, permite elaborar demostraciones destinadas a la cátedra.

Con el ánimo de satisfacer tales necesidades, este trabajo presenta una investigación acerca de algunos métodos de medición de parámetros eléctricos de antenas en la banda de UHF. La limitación en frecuencia obedece a las dimensiones físicas de las antenas y a la disponibilidad de equipos; sin embargo, muchas de las técnicas presentadas son en esencia asimilables a otras bandas de frecuencia. La metodología que se ha seguido consistió en la construcción de algunas antenas descritas extensivamente en la literatura, para posteriormente realizar mediciones de sus

características eléctricas. Debido a las restricciones relativas a la instrumentación e instalaciones apropiadas, la realización práctica de algunas de las técnicas de medición resulta necesariamente cruda en cuanto a la exactitud de los resultados ( registro de patrones de radiación, por ejemplo ); sin embargo, las experiencias realizadas permiten ilustrar los principios básicos de la medición y los factores que afectan su confiabilidad.

En el Primer Capítulo de este trabajo se establecen los parámetros que describen el desempeño eléctrico de una antena, y se exponen los fundamentos y limitaciones de las técnicas empleadas para su medición.

En el Segundo Capítulo se exponen los criterios seguidos para el diseño y la construcción de las antenas utilizadas, así como los montajes experimentales requeridos para cada tipo de medición. Asimismo, se presentan y discuten los resultados obtenidos en cada uno de los casos investigados.

Muchas personas, de una u otra manera, hicieron posible la realización de este trabajo. Entre todas ellas no puedo dejar de mencionar a los Profesores Zulima Barboza de Vielma, Hildemaro Briceño y Manuel Rodríguez, y muy especialmente a los Técnicos Alex Ramirez, Alvaro Araque y Néstor Albarrán.

  
Mérida, Octubre de 1995.

## CAPITULO I: MEDICIONES EN ANTENAS. GENERALIDADES.

Cuando se diseña una antena para satisfacer determinados requerimientos, éstos pueden expresarse de varias maneras; pero en todo caso esta información puede reducirse a ciertos parámetros bien definidos, entre otros:

- Impedancia de Entrada
- Patrón de Radiación
- Ganancia
- Polarización

Para verificar si una antena satisface los requerimientos de diseño es preciso realizar mediciones de los parámetros arriba mencionados. Del mismo modo, muchas veces es necesario llevar a cabo ajustes que directa ó indirectamente implican tales mediciones. Ahora bien, dado que una antena es un elemento radiante sujeto a multitud de señales de radiofrecuencia provenientes de otras antenas y/o de objetos reflectores, es esencial realizar la medición en un ambiente adecuado para poder obtener resultados confiables y repetibles. A este propósito lo ideal es disponer de una instalación acondicionada para suprimir cualquier interferencia que pudiese falsear los resultados. Esto no siempre es posible, por lo que una alternativa es realizar la medición en el lugar donde la antena va a ser instalada. Por lo tanto, es necesario alcanzar un compromiso entre confiabilidad y viabilidad cuando se realizan mediciones en una antena. Con el objeto de acercarnos a tal compromiso, muchas de las mediciones realizadas en este trabajo fueron realizadas en antenas provistas de planos de tierra. Este tipo de montaje reduce las interferencias debidas a otros equipos y al ambiente de trabajo, a la par que elimina la necesidad de trabajar con balunes o líneas de transmisión balanceadas. Por otra parte, el tamaño necesariamente finito de estos planos de tierra y la conductividad del material con el que están contruidos puede hacer que los valores obtenidos en la medición difieran de los que suministra la teoría, en la que se supone un plano de tierra perfectamente conductor y de dimensiones infinitas.

## 1.1 IMPEDANCIA DE ENTRADA.

La impedancia que una antena presenta en los terminales a través de los cuales es conectada a una línea de transmisión puede representarse por una red de un puerto, la cual es denominada la *impedancia de entrada* ( $Z_A$ ) de la antena; ella consta de una parte real o *resistencia de entrada* ( $R_A$ ), y una parte compleja denominada *reactancia de entrada* ( $X_A$ ). Esta impedancia afecta la interacción entre la antena y los circuitos asociados a ella, por lo que es un factor importante cuando se considera la eficiencia con la que la antena transfiere energía desde una línea de transmisión al medio de propagación y viceversa; de hecho, es la impedancia de entrada la que frecuentemente limita el ancho de banda útil de una antena [ANSI/IEEE, 1980, p. 119]. Por esta razón, es necesario realizar mediciones de este parámetro para determinar el comportamiento de la antena como elemento transductor de potencia.

Existen dos métodos básicos que pueden ser empleados para la medición de la impedancia de entrada de una antena. Para frecuencias inferiores a 30 MHz resulta práctico emplear variaciones de los puentes de impedancia convencionales. Por encima de los 1000 MHz, la medición indirecta mediante el uso de líneas de transmisión ranuradas es casi universal. En el rango comprendido entre 30 y 1000 MHz cualquiera de los dos métodos mencionados puede ser utilizado, dependiendo de la aplicación y de la disponibilidad de equipos.

En la banda de UHF (300 - 3000 MHz), las formas modificadas de los puentes de impedancia no se pueden utilizar debido a que las dimensiones de los elementos de un circuito de parámetros concentrados resultan comparables con las longitudes de onda de las señales. Esto produce efectos de radiación que no son tomados en cuenta en el análisis circuital de un puente de impedancia convencional. Por otra parte, a medida que la frecuencia aumenta, resulta muy fácil utilizar el fenómeno de inducción en un pequeño lazo presente en el interior de una línea coaxial con el objeto de obtener una muestra de la señal que se propaga en la misma. El valor de la muestra así obtenida será entonces proporcional a la admitancia de terminación de la línea coaxial [Estevez, 1980, p. 678]. En este principio se basa la operación del Medidor de Admitancia General Radio 1602B, instrumento que fué utilizado en este trabajo. La Fig. 1.1 ilustra el principio básico de esta técnica, en donde  $I'$  representa la corriente inducida en el lazo de muestreo, mientras que  $I$  representa la corriente que fluye por la línea coaxial.

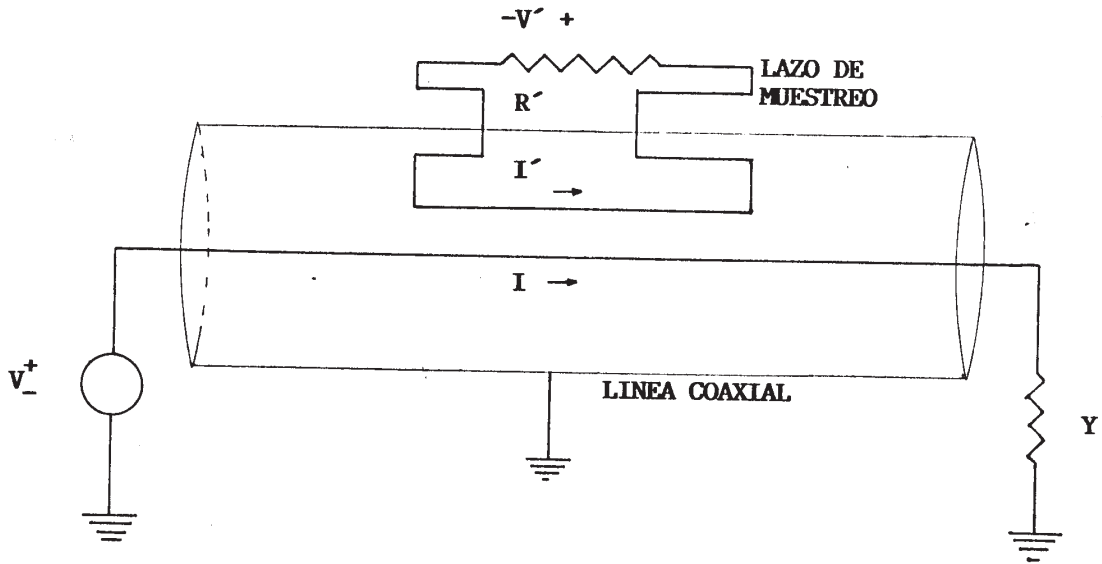


Figura 1.1

De acuerdo con la Ley de Faraday, la tensión inducida en la carga  $R'$  será proporcional a la corriente  $I$  que fluye en la línea coaxial; es decir:

$$V' \propto I \quad (1.1)$$

Por otro lado:

$$V' = I' R' \quad (1.2)$$

Comparando (1.1) y (1.2) se tiene:

$$I' \propto I \quad (1.3)$$

Pero se cumple que

$$I = VY, \text{ con } Y = \frac{1}{Z}$$



donde  $Y$  es la admitancia de terminación de la línea coaxial. Luego, de acuerdo con (1.3):

$$I' \propto Y \quad (1.4)$$

Es decir, la corriente inducida en el lazo de muestreo será proporcional a la admitancia presente en el circuito coaxial donde es muestreada la señal.

Como se observa en la Fig. 1.2, el Medidor de Admitancia 1602B está constituido por una estructura con impedancia característica de 50 ohmios provista de cuatro puertos coaxiales, en tres de los cuales existen lazos destinados a muestrear las señales existentes en ellos. Un generador conectado al puerto I alimenta una conductancia de referencia  $G_S$  (puerto II), una susceptancia conocida  $B_S$  (puerto III) y una admitancia desconocida  $Y_X$  cuyo valor se desea determinar (puerto IV). La orientación de los lazos de muestreo dentro de cada brazo del instrumento, y por lo tanto el grado de acoplamiento entre cada lazo y su línea coaxial asociada, puede variarse a voluntad.

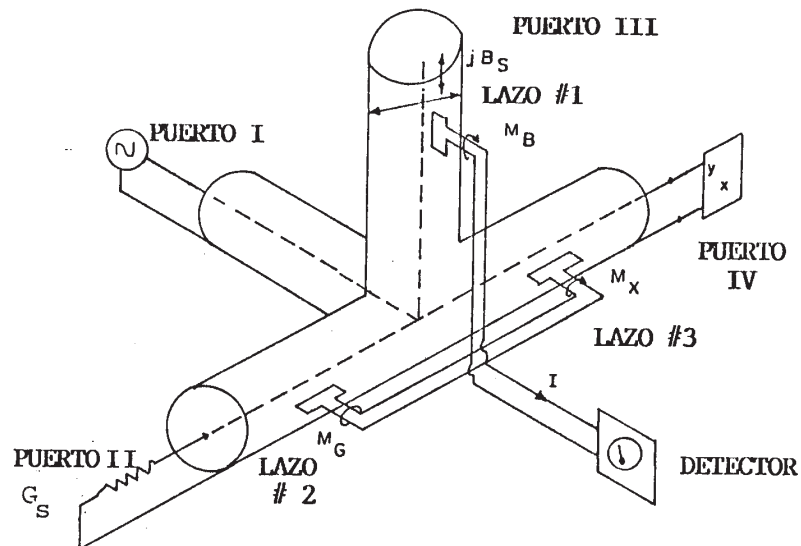


Figura 1.2

Como se vió anteriormente, la corriente inducida en cada lazo es proporcional a la admitancia presente en cada puerto. De este modo tenemos:

$$I_G = kM_G G_S \quad (1.5)$$

$$I_B = jkM_B B_S \quad (1.6)$$

$$I_X = kM_X Y_X \quad (1.7)$$

Donde  $k$  es un factor que depende de la geometría del lazo, y  $M_G$ ,  $M_B$  y  $M_X$  son factores de acoplamiento que dependen de la orientación de cada lazo en relación al campo magnético existente en el respectivo puerto. Debido a que los tres lazos están conectados en paralelo, para una cierta orientación de los lazos la corriente resultante  $I$  es:

$$I_G + I_B + I_X = 0 \quad (1.8)$$

Sustituyendo las ecuaciones (1.5), (1.6) y (1.7) en (1.8) se tiene:

$$kM_G G_S + jkM_B B_S + kM_X (G_X + jB_X) = 0 \quad (1.9)$$

o sea:

$$B_X = -\frac{M_B}{M_X} B_S \quad (1.10)$$

$$G_X = -\frac{M_G}{M_X} G_S \quad (1.11)$$

Ya que se conocen los valores de  $G_S$  y  $B_S$ , la determinación de la admitancia  $Y_X$  dependerá de la variación que haya sido necesario introducir en  $M_G$ ,  $M_B$  y  $M_X$  para anular la corriente  $I$ . En vista de que  $M_X$  es un factor común a las ecuaciones (1.10) y (1.11), el mismo puede ser tomado como un factor de escala. De este modo la determinación de la admitancia desconocida  $Y_X$  dependerá de los valores de  $M_G$  y  $M_B$ , respectivamente.

La admitancia registrada con esta técnica es la que existe en un punto localizado en el centro del lazo de muestreo acoplado al puerto terminado por la admitancia desconocida  $Y_X$ . Por lo tanto, si se desea realizar la medición en el punto donde tal admitancia es conectada al instrumento o en cualquier otro punto, es necesario tener en cuenta la longitud eléctrica de la línea de transmisión empleada para esta conexión. El efecto de transformación de impedancias de una línea de

transmisión puede ser tomado en cuenta empleando la Carta de Smith o las correspondientes ecuaciones que describen tal efecto. En nuestro caso, la conexión entre el instrumento y las antenas que fueron medidas se hizo a través de la Línea Coaxial Ajustable General Radio 874-LK20. La longitud física de esta línea puede ser ajustada a conveniencia del operador manteniendo una impedancia característica constante de 50 ohmios. Esto representa una ventaja con respecto a los cables coaxiales convencionales, los cuales tienen una impedancia característica que no es uniforme a lo largo del cable y que presenta una amplia tolerancia en sus valores. Adicionalmente, la longitud física de la línea 874-LK20 es lo suficientemente pequeña para poder despreciar las pérdidas introducidas por ella.

Frecuentemente, cuando se requiere realizar mediciones en una antena balanceada (tal como un dipolo), la impedancia de entrada de la antena se puede determinar sin la complicación adicional de un balun o línea de conductores paralelos. En estos casos, la mitad de la antena puede ser reemplazada por un plano de tierra, lo que además de reducir la interferencia producida por reflexiones, permite efectuar convenientemente la medición con la antena resultante. La impedancia de la antena original es entonces el doble de la impedancia registrada con este arreglo. Este fué el método utilizado para varias de las antenas que han sido investigadas en este trabajo.

## 1.2 ACOUPLE DE IMPEDANCIAS

Como se mencionó anteriormente, la impedancia de entrada de una antena es un parámetro que determina la interacción entre la antena y los circuitos a ella asociados. Es necesario tener control sobre dicha impedancia si se desea la máxima transferencia de potencia entre una línea de transmisión y una antena. Al proceso de ajustar la impedancia de entrada de una antena para lograr estos objetivos se le denomina *acople de impedancia*.

Una carga con impedancia variable (tal como una antena) asociada a una determinada fuente recibirá la máxima potencia posible cuando su impedancia sea igual al conjugado complejo de la impedancia de la fuente. Se dice en este caso que existe un acople conjugado de impedancias. Para lograr esta condición no es necesario variar la impedancia de la fuente o de la carga, ya que conectando entre ambas una red apropiadamente diseñada se puede obtener el acoplamiento deseado. Esta red de acople transformará la impedancia de la carga en el complejo conjugado de la impedancia de la fuente y viceversa. Cuando una antena es alimentada a través de una línea de transmisión, esta última puede operar como red de acople entre la fuente y la antena si el valor de la impedancia de carga ( $Z_A$  en este caso) es el apropiado y si se seleccionan correctamente la longitud y la impedancia característica de la línea. En general, el ancho de banda sobre el que este tipo de arreglo funciona es pequeño debido a que tanto la impedancia de entrada de una antena como la longitud eléctrica de una línea de transmisión varían en función de la frecuencia.

Por otra parte, en una línea de transmisión existirán en general dos ondas propagándose simultáneamente: una progresiva que se desplaza hacia la carga y otra regresiva que viaja en sentido contrario. Esta última se produce por un proceso físico de reflexión, el cual ocurre en los terminales de carga de la línea, y estará presente siempre que el valor de la impedancia de la carga sea distinto al valor de la impedancia característica de la línea. Una medida de la magnitud de este efecto es el *coeficiente de reflexión*  $\Gamma$ , el cual es definido como la relación fasorial entre una onda de amplitud unitaria incidente sobre la carga y la correspondiente onda reflejada:

$$\Gamma = \frac{\text{onda reflejada}}{\text{onda unitaria incidente}} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (1.12)$$

donde :  $Z_A$  = impedancia de entrada de la antena, en ohmios.

$Z_0$  = impedancia característica de la línea de transmisión, en ohmios.

Este coeficiente de reflexión puede ser también expresado en términos de la admitancia característica de una línea de transmisión  $Y_0$  y de la admitancia de la antena  $Y_A$  conectada a dicha línea:

$$\Gamma = \frac{Y_A - Y_0}{Y_A + Y_0} \quad (1.13)$$

La existencia simultánea de una onda regresiva y una onda progresiva en una línea de transmisión produce un patrón de interferencia conocido como *patrón de onda estacionaria*. Este patrón presenta una secuencia de máximos y mínimos de voltaje o de corriente, regularmente espaciados entre sí a lo largo de la línea (Fig. 1.3-a). En caso de que no exista onda regresiva ( $Z_A = Z_0$ ), el patrón degenera en una línea recta (Fig. 1.3-b). En tal caso, la impedancia observada en cualquier punto de la línea de transmisión será la impedancia característica  $Z_0$ .

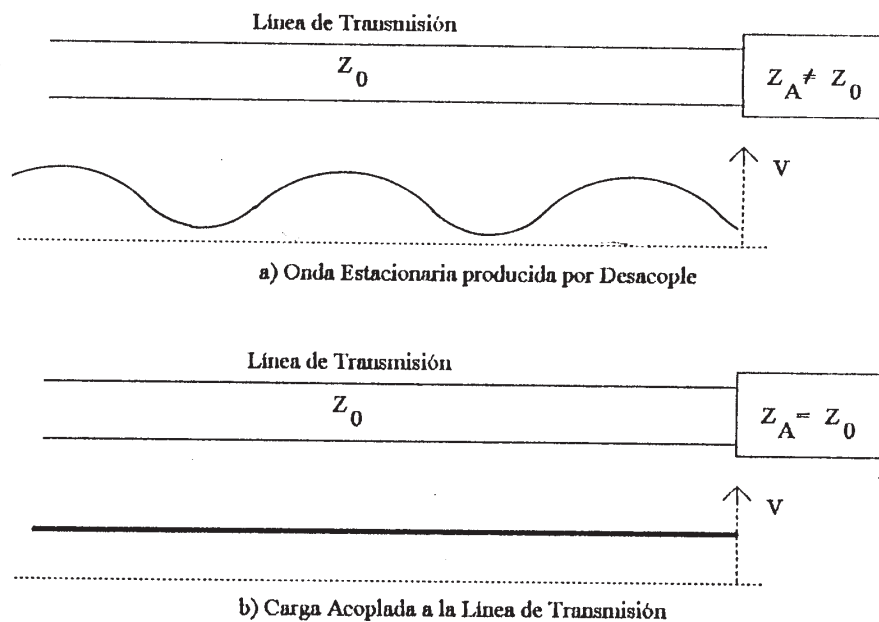


Figura 1.3

La descripción del patrón de onda estacionaria existente en una línea de transmisión se hace mediante la *relación de onda estacionaria* (o ROE):

$$ROE = \frac{|V(d)|_{max}}{|V(d)|_{min}} \quad (1.14)$$

donde:  $|V(d)|_{max}$  = magnitud del voltaje en un máximo del patrón de onda estacionaria.

$|V(d)|_{min}$  = magnitud del voltaje en un mínimo del patrón de onda estacionaria.

La ROE puede expresarse en términos del coeficiente de reflexión  $\Gamma$  como:

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.15)$$

Dadas las dificultades asociadas con la medición de voltajes y corrientes en una línea de transmisión, se define el *coeficiente de reflexión de potencia*  $\phi$ , el cual es un parámetro análogo al coeficiente de reflexión y que depende de mediciones fácilmente realizables de las potencias asociadas a las ondas progresiva y regresiva:

$$\phi = \frac{\text{potencia reflejada por la carga}}{\text{potencia incidente sobre la carga}} \quad (1.16)$$

De modo que en términos del coeficiente de reflexión de potencia, la ROE queda expresada como:

$$ROE = \frac{1 + \sqrt{\phi}}{1 - \sqrt{\phi}} \quad (1.17)$$

La calidad del acople existente entre una línea de transmisión y una antena se describe por lo general en base a la ROE observada en la línea. Así, para una carga no reflexiva, se tendrá  $\phi = 0$  y en consecuencia  $ROE = 1$ , lo que representa una condición ideal. En caso de que la línea esté terminada en una impedancia distinta a su impedancia característica, ocurrirá que  $0 \leq \phi \leq 1$  y  $ROE > 1$ .

Frecuentemente, el ancho de banda de una antena se expresa en función de la ROE observada para una línea de transmisión con una determinada impedancia característica.

En las líneas de transmisión utilizadas en alta frecuencia, en las cuales la atenuación es baja y la impedancia característica es aproximadamente una cantidad real, la presencia de ondas estacionarias puede ser responsable de cualquiera de los siguientes efectos adversos [Chipman, 1971, p. 176]:

- En los máximos del patrón de onda estacionaria de voltaje, la diferencia de potencial entre los conductores de la línea sobrepasa el valor requerido para suministrar la misma cantidad de potencia a una carga no reflexiva ( $Z_A = Z_0$ ). La capacidad de manejo de potencia de la línea se ve entonces reducida, ya que dicha capacidad depende de la rigidez dieléctrica del material existente entre los conductores y del calentamiento sufrido por el mismo.
- En los máximos del patrón de onda estacionaria de corriente, la corriente que fluye por los conductores de la línea sobrepasa el valor requerido para suministrar la misma cantidad de potencia a una carga no reflexiva. Esto reduce la capacidad de manejo de potencia de la línea debido a que ésta también depende del calentamiento sufrido por los conductores.
- En la presencia de ondas estacionarias, las pérdidas por longitud de onda atribuibles a la resistencia y a la conductancia distribuidas a lo largo de una línea de transmisión son mayores de lo que serían si una misma cantidad de potencia fuese entregada a una carga no reflexiva.
- La presencia de ondas estacionarias en una línea significa que la impedancia de carga no es igual a la impedancia característica de la línea, por lo que las propiedades de transformación de impedancia de una línea de transmisión implican que la impedancia vista por la fuente de alimentación variará con la frecuencia (es decir, con la longitud eléctrica de la línea), afectando la eficiencia con que la potencia es transmitida. Este efecto puede ser aún más severo si el valor de la impedancia terminal varía con la frecuencia, tal como sucede en el caso de la impedancia de entrada de una antena.

A la luz de los fenómenos arriba considerados puede afirmarse que si la línea de transmisión empleada para alimentar una antena tiene un coeficiente de atenuación finito, la máxima

transferencia de potencia desde la fuente hacia la antena ocurrirá al satisfacerse las siguientes condiciones [Jasik, 1961, p. 31-3]:

- La impedancia vista por la fuente de alimentación es el conjugado complejo de su impedancia interna.
- La línea de transmisión está terminada en su impedancia característica.

La primera condición asegura que la potencia entregada por la fuente sea máxima. La segunda asegura una mínima disipación de potencia en la línea al ser eliminada la onda regresiva. La Fig. 1.4 muestra un sistema acoplado bajo estos dos criterios.

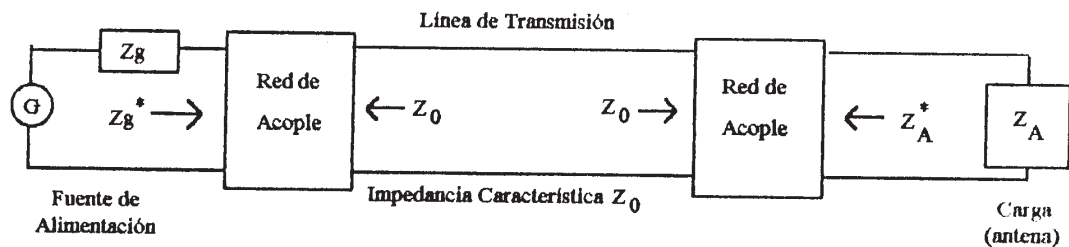


Figura 1.4

La primera condición es satisfecha por medio de redes de acople que por lo general están incluidas en los equipos con los que la antena va a operar, por lo que nuestro problema es hacer variar la impedancia de la antena de modo que  $Z_A = Z_0$  a la frecuencia de operación. Por lo tanto, se necesitan instrumentos que permitan monitorear la calidad del acople conforme se hace variar dicha impedancia. En este trabajo se empleó el Medidor de Admitancia General Radio 1602B, equipo que puede usarse ventajosamente para acoplar una antena o cualquier otra carga a una línea coaxial con una impedancia característica de 50 ohmios (admitancia característica de 20 milisiemens). En esta aplicación, una terminación con una conductancia de 20 mS es conectada al puerto III; mientras que el lazo de muestreo asociado al puerto II es orientado de manera que no se induzcan corrientes en él. Esto puede lograrse haciendo que el plano del lazo sea perpendicular a la línea coaxial presente en el interior del puerto II. Los lazos asociados a los puertos III y IV, por el contrario, se orientan de modo que el plano de cada lazo sea paralelo a la línea coaxial del puerto respectivo, con el objeto de maximizar la corriente inducida en ellos. La carga cuyo ROE se va a determinar es conectada al puerto III. El circuito equivalente en estas condiciones se muestra en la Fig. 1.5.



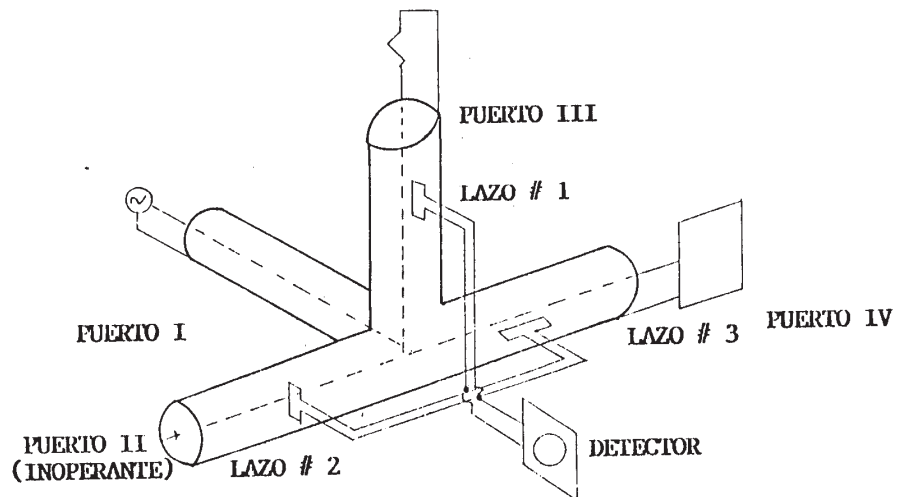


Figura 1.5

En este circuito, la tensión inducida en el lazo #1 es proporcional a la corriente que fluye hacia la terminación de 20 mS, y en consecuencia puede expresarse como  $KY_0$ , donde  $K$  es una constante de proporcionalidad y  $Y_0$  es la admitancia característica del instrumento (20 mS). Al rotar  $180^\circ$  el lazo #1, se invierte la polaridad de la tensión inducida en él, por la que esta será  $-KY_0$ . Por otra parte, la tensión inducida en el lazo #3 será  $KY_L$ , donde  $Y_L$  es el valor de la admitancia de la carga. Así, la tensión presente a la entrada del detector en la posición inicial del lazo #1 será:

$$V_1 = KY_L + KY_0 \quad (1.18)$$

y cuando el lazo #1 es rotado se tendrá:

$$V_2 = KY_L - KY_0 \quad (1.19)$$

Así, la relación entre ambas tensiones será proporcional al módulo del coeficiente de reflexión  $\Gamma$ :

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \left| \frac{Y_L - Y_0}{Y_L + Y_0} \right| = |\Gamma| \quad (1.20)$$

por lo que de acuerdo a la ecuación (1.15):

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

En combinación con un detector apropiado, el Medidor de Admitancia General Radio 1602B proporciona una indicación continua de la calidad del acople, lo que simplifica la manipulación de los elementos del arreglo empleado para lograr la transformación de impedancias requerida. Con alguna modificación, esta técnica puede ser usada en líneas con impedancias características distintas a 50 ohmios.

### 1.3 BALANCE DE CORRIENTES

Las líneas de transmisión coaxiales son bastante populares para conectar antenas debido a que en ellas pueden monitorearse fácilmente tanto la potencia como la ROE; adicionalmente, los cables coaxiales no requieren técnicas de montaje especiales, a diferencia de lo que ocurre con las líneas bifilares. Debido a su geometría, las líneas coaxiales son líneas *desbalanceadas*, ya que el conductor interno del coaxial está a un potencial respecto a tierra distinto al del conductor externo. Por otra parte, las líneas bifilares son un ejemplo de lo que es una línea *balanceada*, en la que cada uno de sus conductores tiene potenciales con respecto a tierra iguales en magnitud y opuestos en fase.

Algunas antenas, tales como el dipolo y las antenas basadas en él, son antenas balanceadas dado que para su correcto funcionamiento requieren ser alimentadas por una línea de transmisión balanceada, lo que no se cumple si son conectadas a una línea coaxial. Al alimentar una antena balanceada (tal como un dipolo) con una línea coaxial, la superficie exterior del conductor externo del coaxial constituye un camino independiente hacia tierra en virtud del efecto pelicular (Fig. 1.6-a). En consecuencia, esta trayectoria presenta una cierta impedancia, la cual se encuentra en paralelo con el brazo #2 del dipolo (brazo conectado al conductor externo del coaxial). Si la longitud eléctrica de dicha trayectoria es un múltiplo impar de un cuarto de longitud de onda, la impedancia a ella asociada es muy alta, por lo que las corrientes en el dipolo casi no son perturbadas. En cambio, si esta longitud eléctrica es un múltiplo cualquiera de media longitud de onda, la impedancia asociada es baja (casi un corto circuito a tierra), y en consecuencia fluye una corriente  $\Delta I$  en la superficie externa del coaxial. (Fig. 1.6-b). En estas condiciones, las corrientes en los brazos del dipolo son distintas, y tanto la impedancia de entrada como el patrón de radiación del dipolo son diferentes a los que se pueden esperar normalmente. Asimismo, ya que la superficie externa de la línea está conectada a uno de los brazos del dipolo, dicha superficie será parte de la antena (y en consecuencia radiará), por lo que tanto la impedancia como la ROE observada en el punto de alimentación variarán con la longitud de la línea coaxial. La corriente que fluye por la superficie externa del coaxial no sólo crea problemas operacionales; además significa un factor de riesgo para el operador del equipo conectado al coaxial cuando los niveles de potencia que se manejan son grandes.

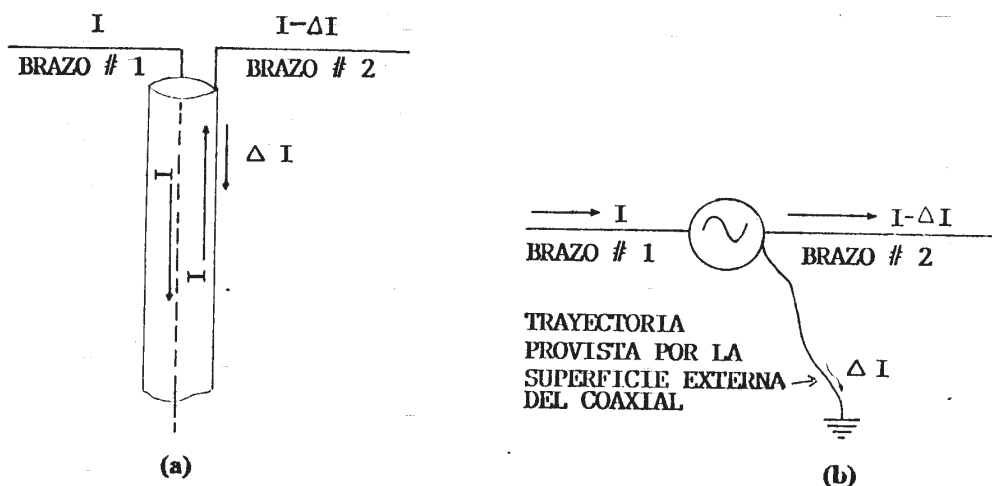


Figura 1.6

Para poder alimentar una antena balanceada con una línea coaxial sin que se produzcan estos inconvenientes es necesario utilizar un dispositivo denominado *balun* (del inglés *balanced to unbalanced*). La función de un balun es proporcionar aislamiento entre la superficie exterior del conductor externo del coaxial y el brazo de la antena conectado a dicho conductor, suprimiendo la corriente  $\Delta I$ . De esta manera, las corrientes que fluyen en los brazos del dipolo (o en los brazos de cualquier otra antena balanceada) son iguales entre sí e iguales a la corriente  $I$  que fluye en el interior de la línea coaxial. En ese caso, existe un *balance de corrientes* en el sistema antena-línea de transmisión. Si se omite el balun o si su funcionamiento es pobre, se producirá un desbalance de corrientes con las consecuencias ya descritas. Por lo tanto, es necesario evaluar el desempeño de un balun si se desea que el comportamiento de la antena asociada se ajuste a las expectativas del diseño. Una figura que permite cuantificar este desempeño es la *eficiencia de balanceamiento EB* [Esteves, 1980, pp. 700-705]:

$$EB = \left( \frac{I_a - I_b}{I_a + I_b} \right) \times 100 \quad (1.21)$$

donde  $I_a$  e  $I_b$  están dadas por:

$$I_a = I - \frac{\Delta I}{2} \quad (1.22a)$$

$$I_b = \frac{\Delta I}{2} \quad (1.23b)$$

En esta expresión,  $I_b$  representa aquella componente de corriente asociada al desbalance, mientras que  $I_a$  representa la corriente balanceada en la carga. En efecto, refiriendonos a la Fig. 1.7, de acuerdo a las ecuaciones (1.22a) y (1.22b) la corriente  $I_a + I_b$  que fluye en el brazo inferior de la carga  $R_L/2$  es igual a  $I$ , mientras que en el brazo superior fluye una corriente  $I_a - I_b$  igual a  $I - \Delta I$ . El eficiencia de balanceamiento será del 100% cuando  $I_b = 0$ .

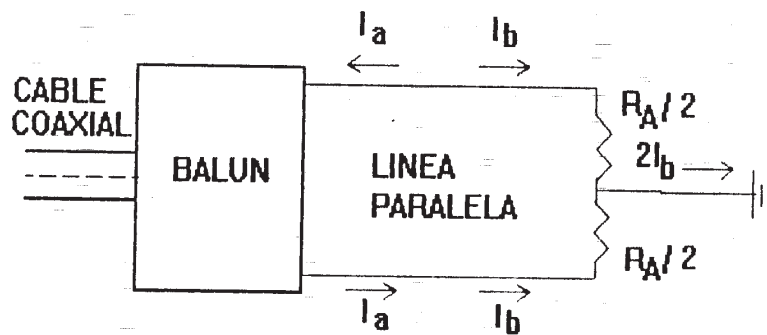


Figura 1.7

En este trabajo, la determinación de la eficiencia de balanceamiento fué realizada con el Medidor de Admitancia General Radio 1602B. En esta aplicación, el instrumento suministra indicaciones proporcionales a  $I_a$  e  $I_b$ . Para ello se requiere que los puertos asociados a la admitancia desconocida  $Y_x$  y al generador (puertos I y IV) estén terminados por la impedancia característica del instrumento ( $50 \Omega$ ). El lazo de muestreo #3 asociado al puerto IV es orientado de modo que su plano sea perpendicular a la línea coaxial del puerto, de manera que no se induzca corriente alguna en dicho lazo. Los lazos #1 y #2, por otra parte, se orientan paralelos a las líneas coaxiales de sus respectivos puertos con el objeto de que la corriente inducida en ellos sea máxima. El balun que va a ser evaluado es alimentado a través de su terminal coaxial, mientras que sus terminales balanceados se conectan a los puertos II y III. El circuito equivalente resultante se muestra en la Fig. 1.8:

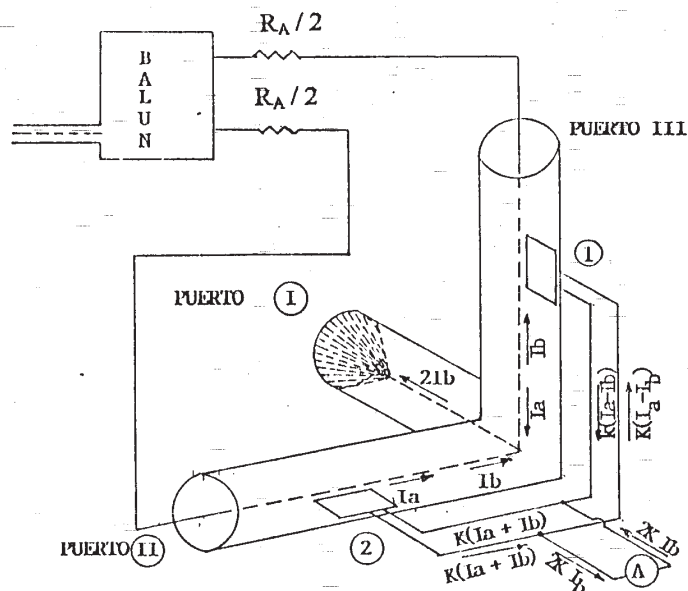


Figura 1.8

Para la orientación del lazo #1 mostrada en la Fig. 1.8, la corriente resultante que fluye hacia el detector es:

$$k \cdot (I_a + I_b) - k \cdot (I_a - I_b) = 2kI_b \quad (1.24)$$

por lo que la lectura obtenida en este caso es proporcional a  $I_b$ . Si el lazo # 1 es rotado  $180^\circ$ , el sentido de las corrientes inducidas en él se invierte. En este caso, la corriente que va hacia el detector es:

$$k \cdot (I_a + I_b) + k \cdot (I_a - I_b) = 2kI_a \quad (1.25)$$

y por lo tanto la indicación del detector es proporcional a  $I_a$ .

#### 1.4 PATRON DE RADIACION

El patrón de radiación es una representación de la intensidad de campo eléctrico o de la densidad de potencia radiadas por una antena a una distancia fija de la misma, expresada en función de ángulos medidos respecto a ciertas direcciones de referencia. Para el caso de una antena transmisora, el patrón de radiación representa la distribución espacial de la energía electromagnética radiada por ésta. En el caso de que dicha antena sea utilizada en recepción, su patrón de radiación contiene información acerca de cómo varía el voltaje inducido en los terminales de la antena en relación a la dirección de la que proviene un frente de onda plano y uniforme que incide sobre la misma. Si la antena no contiene elementos activos, el principio de reciprocidad nos permite asegurar que los patrones de radiación correspondientes a transmisión y recepción son idénticos [Barboza, 1991, p. 55], por lo que es indiferente referirse al patrón en términos de cualquiera de estas dos situaciones. El patrón de radiación es tridimensional, y en principio su registro requiere mediciones de la intensidad de campo eléctrico en muchos puntos del espacio; pero para antenas con patrones de radiación simétricos basta realizar mediciones en uno o más planos particulares, denominados *planos principales*.

Teóricamente, el patrón de radiación de una determinada antena puede obtenerse a partir de la expresión del campo eléctrico radiado por ésta. En general, la magnitud de dicho campo puede expresarse en coordenadas esféricas como:

$$E = K \cdot F(\theta, \varphi) \quad (1.26)$$

donde  $K$  es una constante, y  $F(\theta, \varphi)$  se denomina *patrón de radiación normalizado*, el cual puede definirse como la relación entre la intensidad de campo eléctrico en una dirección determinada a la magnitud de la intensidad de campo en la dirección de máxima radiación:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{E(\theta, \varphi)}{E(\theta, \varphi)_{max}} \quad (1.27)$$

A una determinada distancia de la antena, comenzará una región en la que el campo radiado es esencialmente una onda plana uniforme. Esta zona se conoce como de *campo lejano* o de

*Fraunhofer.* En este trabajo, nos concretamos a realizar mediciones del patrón de radiación normalizado en la zona de campo lejano, razón por la cual en nuestra definición del patrón de radiación hemos impuesto la condición de que el frente de onda que ilumina la antena es plano y de amplitud constante.

En el registro del patrón de radiación de una antena (a la que denominaremos en lo sucesivo la *antena bajo prueba*) es necesario especificar varios ángulos en el espacio con respecto a la misma, por lo que se requiere un sistema coordinado que por lo general es el esférico. En el sistema coordinado que utilizaremos (Fig. 1.9), la antena estará situada en el origen de coordenadas con su lóbulo principal orientado en la dirección positiva del eje 'x'. En estas condiciones, los ángulos en base a los cuales será definido el patrón de radiación serán el ángulo polar  $\theta$  y el ángulo azimutal  $\phi$ . Distinguiremos así dos planos principales para los que representaremos el patrón de radiación: el plano vertical  $xz$  ( $\phi = 0$ ,  $0 \leq \theta \leq \pi$ ) y el plano horizontal  $xy$  ( $\theta = \pi/2$ ,  $0 \leq \phi \leq 2\pi$ ).

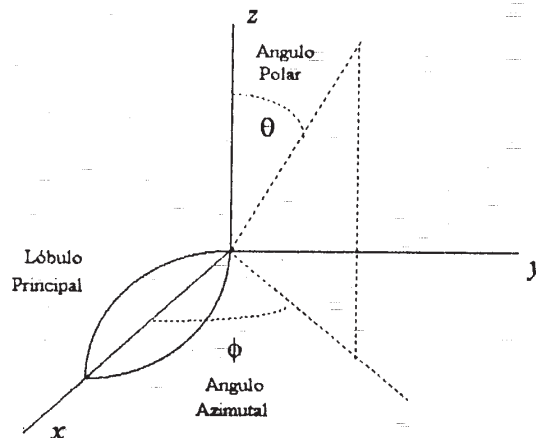


Figura 1.9

Para la medición del patrón de radiación, la antena bajo prueba se hace rotar alrededor de un eje vertical (el eje 'z' en nuestro sistema de referencia), estando convenientemente iluminada por un frente de onda plano y uniforme proveniente de una antena transmisora fija. Asumiendo que ambas antenas están linealmente polarizadas, el patrón de radiación en el plano horizontal puede ser registrado rotando la antena bajo prueba alrededor del eje 'z' con ambas antenas colocadas horizontalmente, y registrando la intensidad de la señal recibida en función del ángulo de rotación. Para medir el patrón en el plano vertical, bastará con orientar las antenas verticalmente, rotando de nuevo la antena bajo prueba alrededor del eje 'z' y registrando la señal recibida en esas condiciones.



La salida proporcionada por la antena bajo prueba es procesada por un receptor bastante sensible, con un ancho de banda lo suficientemente estrecho para suprimir interferencias, y con buena linealidad.

El ambiente en el que es realizada la medición del patrón de radiación afecta profundamente los resultados obtenidos, al punto de que el diseño de las instalaciones o *campos de pruebas* destinados a tal fin constituye de por sí una especialidad. En cualquier caso, la idea es lograr que la antena bajo prueba sea iluminada por una onda plana y uniforme, con el objeto de simular las condiciones existentes en la zona de campo lejano de la antena. A este propósito existen dos configuraciones básicas: el *campo elevado* y el *campo con reflexión*.

En la configuración de campo elevado, se procura eliminar aquellas señales que no siguen la trayectoria de línea de vista entre la antena bajo prueba y la antena transmisora, haciendo que las señales provenientes del lóbulo principal de esta última no sean reflejadas por el terreno existente entre dicha antena y la antena bajo prueba (Fig. 1.10). Esto se logra por una combinación de factores tales como [Esteves, 1980, p. 644]:

- Control de la directividad y del nivel de los lóbulos secundarios de la antena transmisora.
- Control de las alturas de las antenas transmisora y receptora sobre la superficie del campo.
- Control del perfil del terreno en relación a la línea de vista entre las antenas.
- Técnicas especiales para el procesamiento de la señal recibida

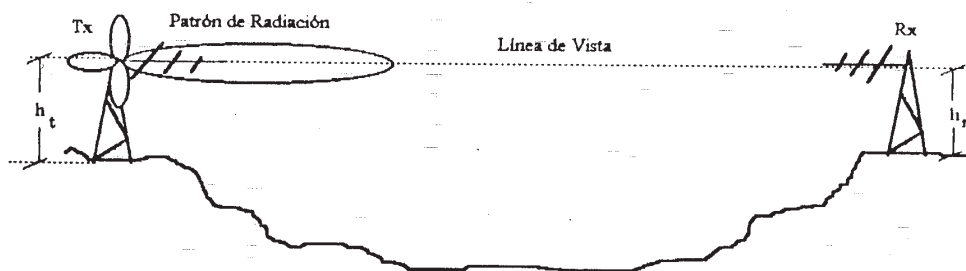


Figura 1.10

En el campo con reflexión, la energía reflejada por la superficie del campo de prueba es aprovechada con el objeto de originar una interferencia constructiva entre las señales que siguen la línea de vista entre las antenas y las señales reflejadas por el terreno (Fig. 1.11). La geometría de esta configuración es controlada con el propósito de obtener una atenuación pequeña pero esencialmente simétrica de la iluminación de la antena bajo prueba.

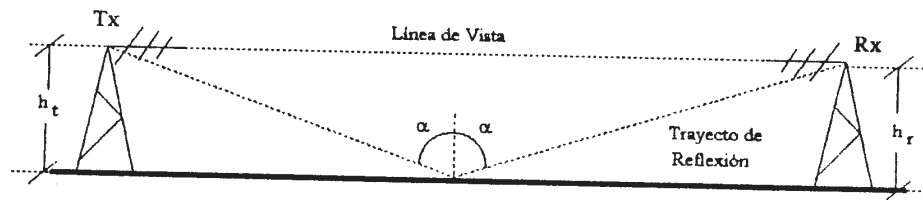


Figura 1.11

Independientemente del tipo de campo utilizado, existen varios criterios básicos que deben ser satisfechos en estas instalaciones [Evans, 1990, p. 17]:

- Ausencia de interferencias producidas por el hombre.
- Suficiente potencia en el extremo transmisor y suficiente sensibilidad en el receptor asociado a la antena bajo prueba para asegurar que el ruido térmico sea despreciable cuando se registren nulos o lóbulos secundarios del patrón.
- Capacidad para detectar grandes diferencias en el nivel de la señal con precisión.
- Medios para variar y medir el ángulo subtendido por la antena transmisora desde la región ocupada por la antena bajo prueba.
- Ausencia de acoplamiento entre las antenas transmisora y receptora.
- Control de la variación de amplitud del frente de onda que incide sobre la antena bajo prueba.

- Control de la variación de fase del frente de onda que incide sobre la antena bajo prueba.

De todos estos requisitos, los dos últimos son los más críticos, ya que las variaciones en la fase y la amplitud debidas a una instalación inadecuada son virtualmente indistinguibles de aquellas variaciones asociadas a errores en el diseño de la antena. Examinaremos a continuación las pautas que rigen el adecuado dimensionamiento de los campos de prueba.

*Acoplamiento entre antenas:* Los efectos del acoplamiento mutuo entre la antenas transmisora y la antena bajo prueba se consideran despreciables cuando se satisface la condición [Esteves, 1980, p. 645]:

$$R \geq 10. \lambda_0 \quad (1.28)$$

donde R representa la distancia entre las antenas transmisora y receptora y  $\lambda_0$  representa la longitud de onda a la que se realiza la medición. Este criterio está basado en las ecuaciones que describen los campos radiados por un dipolo corto, las cuales establecen que a una distancia equivalente a 10 longitudes de onda, el valor del campo inductivo del dipolo (responsable del acoplamiento mutuo) estará 36 dB por debajo del nivel del campo de radiación [ANSI/IEEE, 1980, p. 19].

*Variación de la fase del frente de onda incidente sobre la antena bajo prueba:* Si la antena bajo prueba está en la región de campo lejano de la antena transmisora, y si está iluminada por la radiación proveniente del lóbulo principal de esta última, se verifica que la variación de fase sobre la antena bajo prueba es aquella correspondiente a un frente de onda esférico con centro en la antena transmisora. En estas condiciones, se demuestra que la expresión para la diferencia de fase  $\Delta\varphi$  entre puntos que se encuentran en el centro y en los extremos de la abertura de la antena bajo prueba está dada por [Esteves, 1980, p. 647]:

$$\Delta\varphi = \frac{\pi. D^2}{4. \lambda_0. R} \quad (1.29)$$

donde  $D$  es la máxima dimensión de la antena bajo prueba,  $\lambda_0$  es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia a la que se realiza la medición, y  $R$  es la separación entre las antenas.

Para que la variación de fase descrita por (1.29) sea despreciable, es necesario en primer lugar que la distancia entre las antenas transmisora y bajo prueba sea lo suficientemente grande. Un criterio comúnmente aceptado es que la diferencia de fase  $\Delta\phi$  debe ser menor que  $\pi/8$ . Esto resulta en una distancia mínima  $R$  dada por [Jasik, 1961, p. 34-14]:

$$R \geq 2 \cdot \frac{D^2}{\lambda_0} \quad (1.30)$$

Variación de la amplitud del frente de onda incidente sobre la antena bajo prueba: Para que las condiciones existentes en la región en la que se sitúa la antena bajo prueba se aproximen a las del campo lejano, es necesario que las variaciones de amplitud del frente de onda sean lo suficientemente pequeñas a lo largo de la línea de vista, así como en planos normales a la misma. Considérese una antena bajo prueba con una región activa de longitud  $L$  a lo largo de la línea de vista entre dicha antena y la antena transmisora. La razón  $\rho_p$  entre las densidades de potencia entre los extremos de la región activa está determinada por [ANSI/IEEE, 1980, p. 20]:

$$\rho_p \text{ (dB)} = 20 \cdot \log \frac{R + \frac{L}{2}}{R - \frac{L}{2}} \quad (1.31)$$

Para la mayoría de las antenas con una región activa grande, los efectos de la variación de la densidad de potencia dentro de dicha región son considerados despreciables cuando  $\rho_p$  es menor que 1 dB. Esto conduce a la relación:

$$R \geq 10 \cdot L \quad (1.32)$$

Respecto a las variaciones de amplitud del frente de onda en planos perpendiculares a la línea de vista entre las antenas, se estima que la máxima variación de amplitud permisible sobre la antena bajo prueba es del orden de 0.25 dB [ANSI/IEEE, 1980, p. 19]. Esta variación puede calcularse a

partir de la geometría del campo, indicada en la Fig. 1.12. Despreciando la energía reflejada por la superficie del campo, la variación de la amplitud del campo incidente sobre la antena bajo prueba estará determinada por la forma del lóbulo principal de la antena transmisora [Esteves, 1980, p. 650].

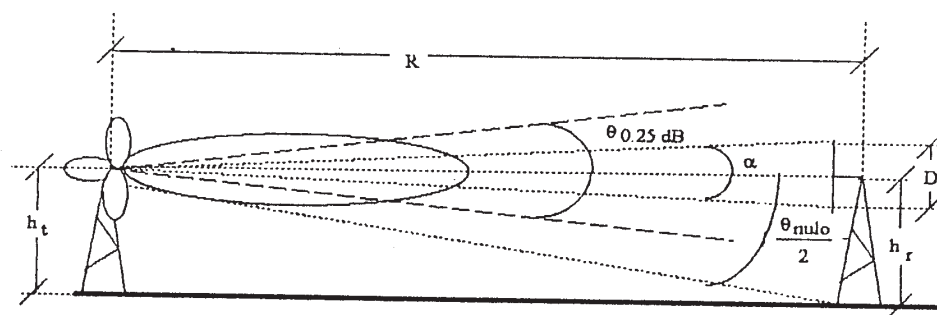


Figura 1.12

Sea  $\alpha$  el ángulo subtendido por la antena bajo prueba en relación a la antena transmisora. Este ángulo está determinado por:

$$\alpha = 2 \cdot \operatorname{tg}^{-1} \frac{D}{2R} \approx \frac{D}{R} \quad (1.33)$$

Sea además  $\theta_{0.25 \text{ dB}}$  el ancho del lóbulo principal de la antena transmisora en el plano vertical entre los puntos en los que la amplitud del campo está 0.25 dB por debajo del máximo de dicho lóbulo. Para que la variación de la amplitud del frente de onda sobre la antena bajo prueba sea menor que 0.25 dB, la distancia  $R$  debe elegirse de modo que se cumpla [Esteves, 1980, p. 652]:

$$\alpha \leq \theta_{0.25 \text{ dB}} \quad (1.34)$$

es decir,

$$R \geq \frac{D}{\theta_{0.25 \text{ dB}}} \quad (1.35)$$

Del mismo modo, la máxima variación de amplitud en el plano horizontal estará dada por

$$R \geq \frac{D}{\varphi_{0.25 \text{ dB}}} \quad (1.36)$$

donde  $\varphi_{0.25 \text{ dB}}$  representa el ancho del lóbulo principal de la antena transmisora en el plano horizontal entre los puntos en los que la amplitud del campo está 0.25 dB por debajo del máximo de dicho lóbulo.

A fines de que la energía contenida en el lóbulo principal de la antena transmisora no sea reflejada por la superficie del campo, se requiere que el primer nulo del patrón de radiación de dicha antena esté dirigido hacia la base de la estructura que sostiene la antena bajo prueba (Fig. 1.12). Asumiendo que la antena bajo prueba es iluminada por el lóbulo principal de la antena transmisora y que la distancia  $R$  es fija, la altura mínima  $h_{r \text{ min}}$  de la antena bajo prueba estará dada por [ANSI/IEEE, 1980, p. 21]:

$$h_{r \text{ min}} \geq R \cdot \text{tg} \left( \frac{\theta_{\text{nulo}}}{2} \right) \quad (1.37)$$

donde  $\theta_{\text{nulo}}$  es el ancho entre nulos del lóbulo principal de la antena transmisora en el plano vertical. La altura  $h_t$  de la antena transmisora será entonces la misma que la de la antena bajo prueba.

La aplicación de este último criterio no siempre es posible. Por ejemplo, algunas antenas en la banda de U.H.F. poseen lóbulos principales bastante anchos, lo que implica una altura exagerada para la estructura que soporta la antena bajo prueba. En estas situaciones, la solución es emplear un *campo con reflexión*. Las antenas transmisoras utilizadas en este tipo de instalación poseen baja directividad, de manera que la superficie del campo es iluminada por una señal aproximadamente igual a la que se propaga a lo largo de la línea de vista entre las antenas. Si la superficie del campo de prueba es plana, puede considerarse que las reflexiones producidas por ella son especulares, y por lo tanto pueden ser descritas en términos de la óptica geométrica [Evans, 1990, p. 44]. Para ello debe cumplirse el criterio de rugosidad de Rayleigh [Barboza, 1991, p. 325]:

$$C = \frac{4\pi \cdot \sigma_r \cdot \text{Sen } \varphi}{\lambda_0} \quad (1.38)$$

donde  $\sigma_r$  es la desviación standard de las alturas de las irregularidades del terreno respecto a la media y  $\varphi$  es el ángulo de incidencia de las ondas sobre el terreno. La reflexión será especular para  $C < 0.1$ .

Las señales que llegan a la antena bajo prueba siguen dos trayectorias: una directa y una producida por reflexión. Se tiene entonces el equivalente a un arreglo de dos antenas: la antena transmisora y su imagen, las cuales producen un patrón de interferencia (Fig. 1.13) cuyo lóbulo principal ilumina la zona en la que se encuentra la antena bajo prueba.

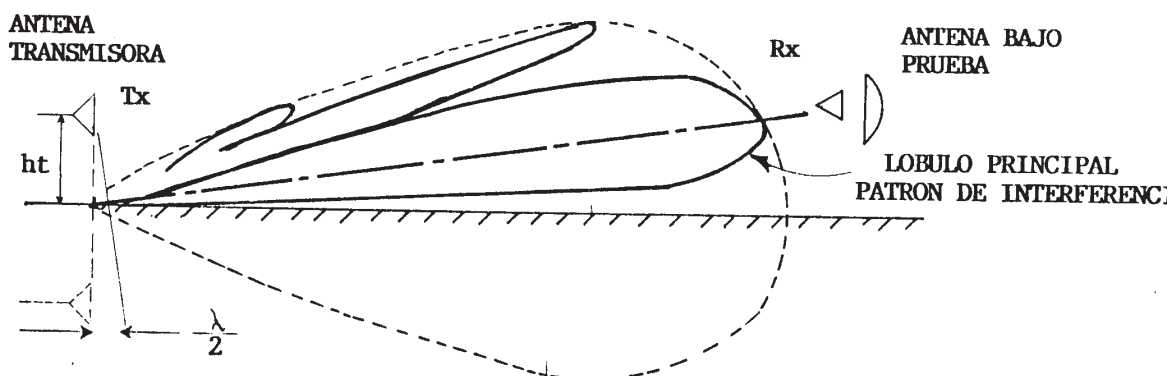


Figura 1.13

Si la incidencia de las ondas sobre el terreno es casi rasante, el cambio de fase producido por la reflexión será aproximadamente de  $180^\circ$  para ambas polarizaciones; en consecuencia, para producir una interferencia constructiva, las longitudes  $R_D$  y  $R_R$  de las trayectorias directa y reflejada deben diferir en un múltiplo impar de  $\lambda_0/2$  [Esteves, 1980, p. 654]:

$$R_x - R_D = (2n - 1) \cdot \frac{\lambda_0}{2} \quad (1.39)$$

Normalmente se escoge el primer lóbulo del patrón de interferencia, por lo que  $n = 1$ . De acuerdo a la geometría mostrada en la Fig. 1.14 se tendrá:

$$R_x = \sqrt{R^2 + (h_t + h_r)^2} \quad (1.40)$$

$$R_D = \sqrt{R^2 + (h_t - h_r)^2} \quad (1.41)$$

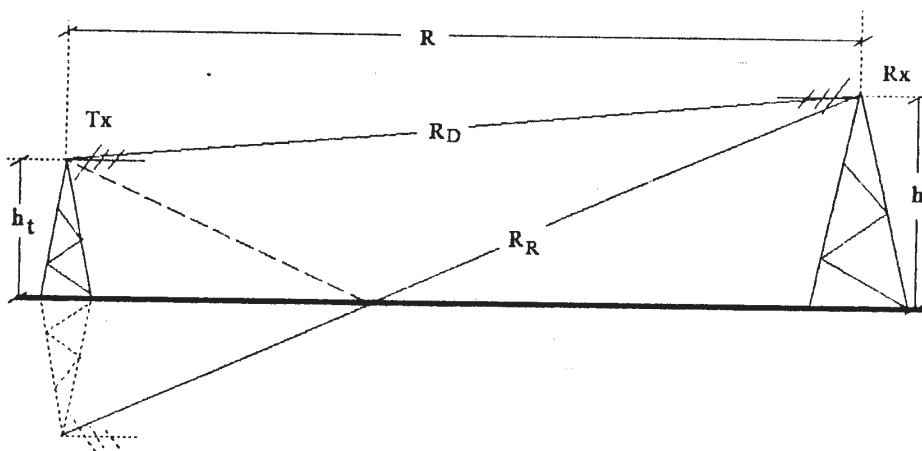


Figura 1.14

Si se supone que  $R \gg h_t$ ,  $R \gg h_r$ , al combinar las ecuaciones (1.39), (1.40) y (1.41) obtenemos

$$h_t \approx \frac{\lambda_0 \cdot R}{4 \cdot h_r} \quad (1.42)$$

La variación del campo incidente sobre la antena bajo prueba en el plano vertical estará dada por [Barboza, 1991, p. 322]:

$$E_i \propto \text{Sen} \left( \frac{2 \cdot \pi \cdot h_t \cdot h}{\lambda_0 \cdot R} \right) \quad (1.43)$$

Al combinar (1.42) y (1.43) se tiene

$$E_i \propto \text{Sen} \left( \frac{\pi \cdot h}{2 \cdot h_r} \right) \quad (1.44)$$



Para que la variación de amplitud entre el centro y los extremos de la antena bajo prueba sea menor que 0.25 dB deberá cumplirse que:

$$h_r \geq 3.3D \quad (1.45)$$

Los criterios presentados para el campo elevado y el campo con reflexión obedecen a un sólo propósito: producir una onda plana uniforme en una determinada región del campo. Ellos establecen los requisitos mínimos que debe cumplir una instalación destinada a realizar mediciones sobre el patrón de radiación de una antena. El tamaño y la complejidad de tal instalación dependerán de la banda de frecuencias en las que se va a operar y de grado de precisión deseado. A continuación se presenta un resumen de los criterios presentados en esta sección:

Tabla 1.1 : Criterios a cumplirse en un Campo de Pruebas

ECUACION	CRITERIO	PARAMETRO	Campo Elevado	Con Reflexión
(1.28)	$R \geq 10 \lambda_0$	Acoplamiento Mutuo	X	X
(1.30)	$R \geq 2 D^2 / \lambda_0$	Variación de Fase	X	X
(1.32)	$R \geq 10 L$	Variación de Amplitud	X	X
(1.35)	$R \geq D / \theta_{0.25 \text{ dB}}$	Variación de Amplitud	X	
(1.36)	$R \geq D / \varphi_{0.25 \text{ dB}}$	Variación de Amplitud	X	X
(1.37)	$h_{r \text{ min}} \geq R \text{ Tg}(\theta_{\text{milo}}/2)$	Variación de Amplitud	X	
(1.38)	$C \leq 0.1$	Reflexión Especular		X
(1.42)	$h_t \approx \lambda_0 R / 4 h_r$	Variación de Amplitud		X
(1.45)	$h_r \geq 3.3 D$	Variación de Amplitud		X

## 1.5 GANANCIA

La *ganancia* se define como la relación existente entre la densidad de potencia  $P_{max}$  en el máximo del lóbulo principal de una determinada antena y la máxima densidad de potencia  $P_{ref}$  radiada por una antena de referencia, medidas a una distancia fija en la zona de campo lejano [Sosa, 1989, p. 111]:

$$G = 10. \log \left( \frac{P_{max}}{P_{ref}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (1.46)$$

En la medición de este parámetro se asume que ambas antenas poseen la misma polarización, que están correctamente acopladas a las líneas de transmisión que las alimentan y que se les suministra la misma potencia. La ganancia puede también expresarse como el cuadrado de la relación entre la máxima intensidad de campo eléctrico producida por una determinada antena y la máxima intensidad de campo eléctrico radiada por la antena de referencia a una distancia fija, asumiendo de nuevo que ambas antenas están acopladas, que poseen la misma polarización y que se les suministra la misma potencia:

$$G = 10. \log \left( \frac{E_{max}^2}{E_{ref}^2} \right) = 20. \log \left( \frac{E_{max}}{E_{ref}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (1.47)$$

Las definiciones anteriores incluyen las pérdidas debidas a los efectos ohmicos en los conductores con los que la antena está construida. La antena usada como referencia puede ser cualquiera, por lo que es preciso indicar la antena empleada cuando se especifica la ganancia. Cuando la antena de referencia es un radiador isotrópico, se habla de *ganancia referida a una fuente isotrópica* o *ganancia absoluta*:

$$G_i = 10. \log \left( \frac{P_{max}}{P_i} \right) \quad [\text{dB}] \quad (1.48)$$

donde  $P_1$  es la densidad de potencia producida por el radiador isotrópico en el punto en el que se realiza la medición. En general, cualquier radiador apropiadamente calibrado puede ser utilizado como antena de referencia; sin embargo, la elección de una determinada antena dependerá de la frecuencia de operación. Así, en las bandas de microondas, el empleo de las antenas de bocina es casi universal, mientras que en la banda de U.H.F. se utilizan los dipolos de media onda. Ambos tipos de antena tienen la ventaja de poseer una ganancia fácilmente predecible y de ofrecer pureza de polarización [Evans, 1990, p. 64].

Las técnicas empleadas para la determinación de la ganancia de una antena dependen de la frecuencia de operación [ANSI/IEEE, 1980, p. 94-95]. Por encima de 1 GHz, por ejemplo, resulta práctico emplear campos de prueba elevados. Para frecuencias entre 0.1 y 1 GHz resulta más difícil obtener un frente de onda plano y uniforme sobre la antena bajo prueba, por lo que se impone el uso de campos con reflexión. A frecuencias por debajo de 0.1 GHz, el efecto del terreno es cada vez más pronunciado, haciendo que la medición de la ganancia sea muy difícil. Las antenas directivas que operan a estas frecuencias son físicamente grandes y deben ser medidas *in situ*. A frecuencias por debajo de 1 MHz, la medición de la ganancia ya no resulta práctica, realizándose en su lugar mediciones de la intensidad del campo radiado por la antena.

Para aquellas frecuencias en las que la medición de la ganancia es posible existen dos técnicas básicas de medición: el *método comparativo* y el *método absoluto*. Dado que la ganancia es una comparación entre dos antenas, el método comparativo es una aproximación lógica al problema de determinar este parámetro en una antena. En este método, ilustrado en la Fig. 1.15, la antena bajo prueba es conectada a un receptor adecuado, estando iluminada por un frente de onda plano y uniforme proveniente de una antena transmisora con la polarización apropiada. La potencia  $P_1$  recibida en estas condiciones es registrada. La antena bajo prueba es substituida por la antena de referencia, tomándose nota del valor de la potencia  $P_2$  recibida en ese caso. La ganancia absoluta de la antena bajo prueba será entonces:

$$G_i = 10. \log \left( \frac{P_1}{P_2} \right) + G_{ref} \quad [\text{dBi}] \quad (1.49)$$

donde  $G_{ref}$  es la ganancia absoluta de la antena de referencia utilizada.

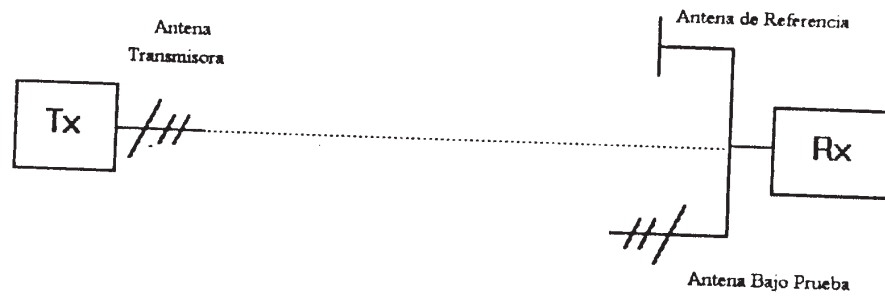


Figura 1.15

Si se utiliza un dipolo de  $\lambda/2$  como referencia, la ganancia absoluta será

$$G_t = 10 \cdot \log\left(\frac{P_1}{P_2}\right) + 2.15 \text{ [dBi]} \quad (1.50)$$

Una técnica alternativa consiste en variar la potencia radiada por la antena transmisora utilizando un atenuador calibrado, ajustado de modo que la indicación en el extremo receptor sea la misma para la antena bajo prueba y la antena de referencia. La razón entre  $P_1$  y  $P_2$  puede entonces ser obtenida de las lecturas del atenuador.

El *método absoluto* es especialmente apropiado para la calibración de las antenas de referencia [Kraus, 1988, p. 826]. En este método se utilizan dos antenas idénticas, una transmisora y una receptora, tal como se muestra en la Fig. 1.16.

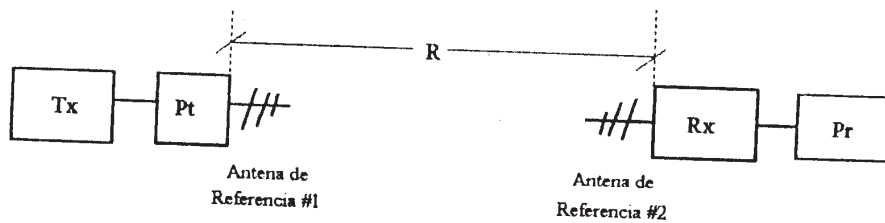


Figura 1.16

De acuerdo con la fórmula de transmisión de Friis, la relación entre las potencias recibida y transmitida es directamente proporcional a las áreas efectivas de las antenas e inversamente proporcional a la longitud de onda y a la distancia que separa ambas antenas:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{A_{ar} \cdot A_{at}}{\lambda_0^2 \cdot R^2} \quad (1.51)$$

donde:  $P_t$  = potencia transmitida, en vatios.

$P_r$  = potencia recibida, en vatios.

$A_{ar}$  = área efectiva de la antena receptora, en metros cuadrados.

$A_{at}$  = área efectiva de la antena transmisora, en metros cuadrados.

$R$  = distancia entre antenas, en metros.

La distancia  $R$  debe ser lo suficientemente grande para satisfacer las condiciones de campo lejano y para que los errores en su medición no afecten significativamente los resultados. Dado que el área efectiva de una antena se expresa como [Barboza, 1991, p. 33]:

$$A_e = G_t \cdot \frac{\lambda_0^2}{4\pi} \quad (1.52)$$

donde  $G_t$  es la ganancia absoluta de la antena, y dado que las antenas transmisora y receptora son idénticas, se tiene que  $A_{ar} = A_{at}$ . Esto nos lleva a

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_t \cdot \lambda_0^2}{(4\pi)^2 \cdot R^2} \quad (1.53)$$

de donde

$$G_t = \frac{4\pi \cdot R}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} \quad [\text{dBi}] \quad (1.54)$$

De esta manera, conociendo la relación entre la potencia transmitida y recibida, la distancia  $R$  y la longitud de onda  $\lambda_0$ , es posible determinar la ganancia de una antena.

Varios factores afectan la precisión de este tipo de medidas. En primer lugar, la antena de referencia y la antena bajo prueba deben estar cuidadosamente alineadas con la antena transmisora. En segundo lugar, la antena bajo prueba y la antena de referencia deben estar acopladas a la línea de transmisión que las conecta al receptor. En este sentido, se recomienda que la ROE del sistema línea de transmisión-antenas sea menor que 1.3 [Evans, 1990, p. 63]. En tercer lugar, la direccionalidad de la antena de referencia puede ser baja en determinados planos, por lo que puede ser sensible a las reflexiones producidas en el campo de prueba. Por último, la apropiada iluminación de la antena bajo prueba es importante si se desean resultados confiables.

En el caso especial de antenas con polarización circular, es posible diseñar y calibrar antenas de referencia con la polarización adecuada al caso. Sin embargo, las ganancias de este tipo de antenas son por lo general medidas utilizando antenas de referencia con polarización lineal. Esto es posible debido a que la potencia radiada por una antena puede ser separada en dos componentes ortogonales linealmente polarizadas [ANSI/IEEE, 1980, p. 100]. De esta manera pueden realizarse mediciones de ganancia parciales usando dos antenas de referencia linealmente polarizadas, a partir de las cuales se puede determinar la ganancia total. Usualmente se emplea una sola antena de referencia que es rotada  $90^\circ$  para obtener ambas polarizaciones.

## 1.6 POLARIZACION

La polarización es una propiedad de la radiación electromagnética monocromática, la cual describe la forma y orientación del lugar geométrico descrito por los vectores de campo en el tiempo con respecto a una dirección específica (ordinariamente la dirección de máxima radiación por ser la más utilizada) [ANSI/IEEE, 1980, p. 76]. Cuando se consideran ondas planas el vector de campo magnético  $\vec{H}$  es perpendicular a  $\vec{E}$ , por lo que en ese caso es suficiente especificar la polarización del vector de campo eléctrico  $\vec{E}$ .

El campo lejano de una antena es comúnmente observado en una pequeña región donde puede ser considerado una onda plana que se propaga radialmente alejándose de la antena transmisora. El vector campo eléctrico estará entonces en un plano perpendicular a la dirección de propagación. El lugar geométrico descrito por el extremo del vector campo eléctrico será en general una elipse que puede degenerar en un círculo o en un segmento de recta; por lo que se tendrá polarización elíptica, circular o lineal respectivamente. Por conveniencia, consideraremos que las polarizaciones circular y lineal son casos particulares de la polarización elíptica.

El sentido de rotación de la extremidad de  $\vec{E}$  cuando éste describe un círculo o una elipse es llamado el sentido de polarización. Se tendrá entonces polarización a la derecha (o a la izquierda) si el sentido de rotación del campo eléctrico es horario (o antihorario) para un observador que mira en la dirección de propagación de la onda.

La polarización elíptica puede ser considerada como la combinación de dos ondas linealmente polarizadas de la misma frecuencia. Usando el sistema de coordenadas de la Fig. 1.17, en el que se considera que la onda se propaga en la dirección positiva del eje 'z', las dos ondas mencionadas pueden describirse como [Kraus, 1988, p. 70]:

$$\begin{aligned} E_x &= E_1 \cdot \text{sen}(wt - \beta z) \\ E_y &= E_2 \cdot \text{sen}(wt - \beta z + \delta) \end{aligned} \quad (1.55)$$

donde:  $\beta$  = constante de propagación =  $2\pi / \lambda$ .

$\delta$  = diferencia de fase entre  $E_x$  y  $E_y$ .

Combinando  $E_x$  y  $E_y$  tenemos:

$$\vec{E} = E_1 (wt - \beta z) \cdot \vec{a}_x + E_2 (wt - \beta z + \delta) \cdot \vec{a}_y \quad (1.56)$$

Si para un valor particular de la variable 'z' se determina el lugar geométrico descrito por  $\vec{E}$ , se encuentra que con  $E_1 \neq E_2$  se tendrá polarización elíptica, mientras que con  $E_1 = E_2$  y  $\delta = 90^\circ$  se tendrá polarización circular. En el caso de polarización lineal, se requiere que  $E_1 = 0$  o  $E_2 = 0$ , o que la diferencia de fase  $\delta$  sea  $0^\circ$  o  $180^\circ$ .

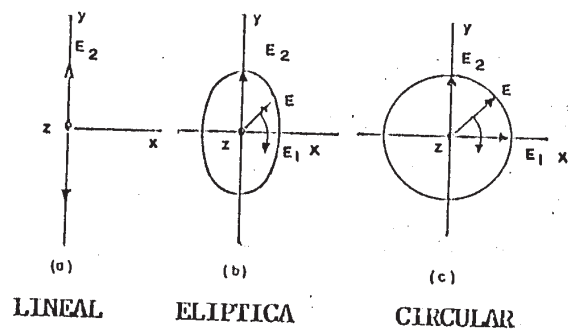


Figura 1.17

El cociente  $E_1 / E_2$  se conoce como *razón axial*, y nos da una idea de la "elipticidad" de la polarización. La orientación del semieje mayor de la elipse en relación a una dirección de referencia en el plano que contiene dicha elipse está descrita por el *ángulo de inclinación*  $\tau$ . Para una onda plana, el ángulo de inclinación es medido en sentido horario cuando el plano de polarización es visto en la dirección de propagación. En muchas situaciones, es conveniente establecer un sistema de coordenadas local en un plano perpendicular a la línea que separa la antena transmisora y la antena bajo prueba, con un eje horizontal y otro vertical. El eje horizontal es entonces la dirección de referencia para la medición del ángulo  $\tau$ . [ANSI/IEEE, 1980, pp. 77-78]



Cuando una antena recibe una onda plana proveniente de una determinada dirección, la respuesta de la antena (en términos de voltaje en circuito abierto, corriente en corto circuito o potencia disponible en los terminales) será máxima cuando la elipse de polarización del campo incidente tenga la misma razón axial, el mismo sentido de polarización y la misma orientación espacial que la elipse de polarización de la antena receptora para esa dirección particular. Si la onda incidente tiene una polarización distinta a aquella de la antena receptora, habrá una pérdida de potencia achacable a esta diferencia.

El patrón de radiación de una antena diseñada para una polarización específica es usualmente descrito en términos de la componente de campo correspondiente a esa polarización. Esto es una descripción parcial, ya que pueden existir otras componentes que son ignoradas. Por lo tanto, una representación completa del patrón de radiación requiere mediciones de la polarización en función de la dirección. En particular, en direcciones distintas a la del máximo del lóbulo principal la polarización puede ser distinta a la esperada del diseño y, aún dentro del lóbulo principal, sus variaciones pueden ser de importancia.

La técnica que emplearemos para describir la polarización de una antena en el máximo de su lóbulo principal será la del *patrón de polarización* [Jasik, 1961, p. 34-31]. En este método, una antena linealmente polarizada, tal como un dipolo de  $\lambda / 2$ , es conectada a un receptor calibrado para medir voltajes relativos. La antena es entonces rotada en un plano perpendicular a la dirección de propagación, por lo que el voltaje registrado en cada posición será proporcional a la máxima componente de  $\vec{E}$  en la dirección de la antena. Este tipo de medición nos proporciona el llamado *patrón de polarización*. Así, si el extremo del vector  $\vec{E}$  describe la elipse mostrada en la Fig. 1.18 (representada en línea punteada), las variaciones registradas por medio de una antena linealmente polarizada estarán dadas por el patrón de polarización (representado en línea continua). Para una determinada orientación OP de la antena, la respuesta obtenida en ella será proporcional a la mayor dimensión de la elipse medida perpendicularmente al segmento OP; esto corresponde a la distancia OP', como se muestra en la Fig. 1.18. Para los casos de polarización circular o lineal, el patrón de polarización degenera en un círculo o en una figura con forma de ocho respectivamente. Utilizando una construcción gráfica similar a la mostrada, es posible obtener la elipse descrita por el vector  $\vec{E}$  conociendo el patrón de polarización y viceversa. El sentido de rotación de  $\vec{E}$  puede ser determinado

comparando las señales recibidas en dos antenas circularmente polarizadas con sentidos opuestos; dicho sentido corresponderá al de la antena que produzca la mejor respuesta.

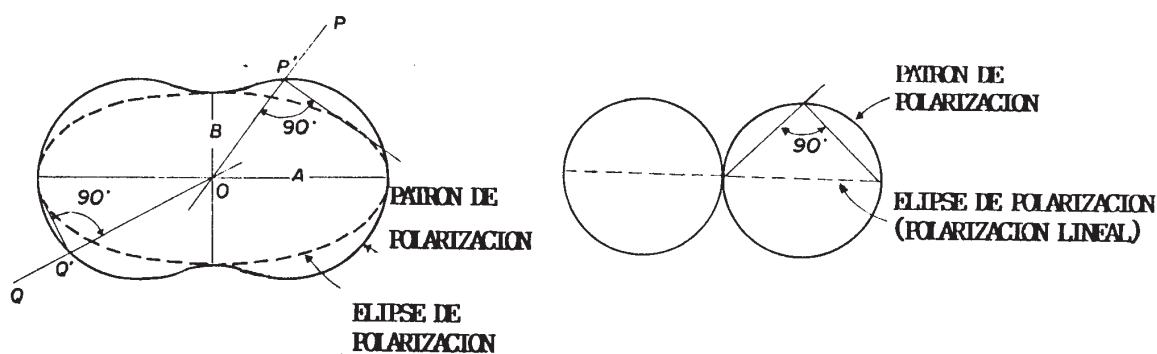


Figura 1.18

Aunque el método descrito permite obtener todas las características de polarización de una señal radiométrica, es más sencillo medir las amplitudes máxima y mínima del patrón de polarización (las cuales corresponden a los semiejes mayor y menor de la elipse de polarización) y obtener de esta manera la razón axial AR [Kraus, 1988, p. 837-838]. Haciendo referencia a la figura 1.18, tenemos que:

$$AR = \frac{A}{B} \quad (1.57)$$

Así, todas las características de la polarización pueden ser descritas especificando la razón axial AR, el ángulo de inclinación  $\tau$  y el sentido de rotación del campo eléctrico.

**REFERENCIAS**

ANSI/IEEE; **IEEE Standard Test Procedures for Antennas**, ANSI/IEEE Std. 149-1979, U.S.A., Wiley-Interscience, 1980.

BARBOZA, ZULIMA; **Antenas y Propagación**, Mérida, Universidad de Los Andes, Facultad de Ingeniería, 1991.

CHIPMAN, ROBERT; **Teoría y Problemas de Líneas de Transmisión**, México, McGraw-Hill/Schaum, 1971.

ESTEVES, LUIZ; **Antenas: Teoría Básica e Aplicações**, São Paulo, McGraw-Hill do Brasil, 1980.

EVANS, GARY; **Antenna Measurement Techniques**, U.S.A., Artech House, 1990.

JASIK, HENRY; **Antenna Engineering Handbook**, U.S.A., McGraw-Hill, 1961.

KRAUS, JOHN; **Antennas**, U.S.A., McGraw-Hill, 1988.

SOSA, JORGE; **Radiación Electromagnética y Antenas**, México, Editorial LIMUSA, 1989.

## CAPITULO II: DISEÑO EXPERIMENTAL / RESULTADOS.

En este Capítulo se describen los montajes experimentales utilizados para la medición de los parámetros definidos en el Capítulo I, así como los criterios de diseño empleados para la construcción de las antenas que fueron evaluadas en este trabajo. Cabe mencionar que en el caso de aquellos parámetros relacionados con las propiedades de radiación de una antena (patrón de radiación, ganancia, polarización), los resultados obtenidos deben considerarse el producto de una medición *in situ*, ya que fueron obtenidos en una instalación que no está acondicionada para realizar este tipo de mediciones de una manera confiable. Sin embargo, ellos permiten obtener una apreciación cualitativa de las características más resaltantes de las antenas que fueron investigadas.

Para cada uno de los parámetros estudiados se realizaron al menos dos mediciones. Las tablas y/o gráficos presentados en este Capítulo representan el promedio de todas las mediciones realizadas. Siempre que fué posible, se incluyeron los correspondientes valores teóricos a fines de establecer las comparaciones de rigor.

## 2.1 SIMULACION

Algunas antenas estudiadas en este trabajo fueron diseñadas con la ayuda de simulaciones realizadas en el computador personal, lo que adicionalmente permitió establecer comparaciones entre los valores resultantes de la medición y aquellos correspondientes a la teoría. El programa utilizado para dichas simulaciones fué FRENEC, una modificación de MININEC (Mini Numerical Electromagnetic Code). MININEC simula antenas alámbricas situadas en el espacio libre o sobre un plano de tierra ideal, suministrando la distribución de corrientes, el patrón de radiación y la impedancia de entrada de la antena. El programa resuelve la ecuación integral del campo eléctrico asociado a la antena utilizando una técnica basada en el método de los momentos [Barboza, 1991, p. 99].

Para simular una antena con MININEC, es necesario en primer lugar definir la geometría de la antena. Inicialmente, el usuario debe especificar el número de conductores que componen la estructura que será simulada. Luego, para cada conductor se requiere el número de segmentos en que será subdividido. Este es un parámetro especialmente importante, ya que de él depende la precisión de la simulación. Para una simulación confiable, la relación entre la longitud de los segmentos ( $\Delta$ ) y el radio del conductor ( $a$ ) debe ser mayor que 2.5 ( $\Delta/a > 2.5$ ).

A continuación, el programa solicita las coordenadas de los extremos de cada conductor en el sistema coordenado cartesiano; junto a ellas se suministra un código que representa conexiones con otros conductores, con un plano de tierra ideal o extremos libres. Por último, el usuario suministra el radio de cada conductor. La versión del programa con la que se trabajó permite hasta 52 conductores, divididos en un total de 248 segmentos.

Finalizado este paso, el programa presenta las coordenadas de cada segmento junto con los códigos de conexión entre conductores. Esta información permite verificar la configuración de la antena. Luego, el usuario suministra los datos de control del programa: la frecuencia de operación, el ambiente en el que la antena va a ser simulada (espacio libre o tierra ideal situada en el plano  $xy$ ), el número de generadores, los segmentos donde éstos serán aplicados y las amplitudes y fases de cada uno. MININEC permite definir hasta 72 generadores simultáneamente.

La versión disponible de MININEC requería que los datos correspondientes a la geometría de la antena fuesen suministrados al programa cada vez que se realizaba una simulación. Este proceso puede llegar a ser bastante laborioso si el diseño es relativamente complejo. Por esta razón, el programa fué modificado para que dichos datos pudiesen ser guardados en un archivo y posteriormente recuperados a voluntad del usuario. Por otra parte, una vez que la geometría de la antena era definida, la simulación sólo podía hacerse a una sola frecuencia; si se deseaba repetir la simulación a otra frecuencia era necesario volver a definir la geometría del diseño. Este inconveniente se eliminó modificando el programa para que realice iteraciones entre dos frecuencias especificadas por el usuario con un incremento previamente definido (también determinado por el usuario). La versión resultante del programa fué llamada FRENEC, y fué la utilizada para las simulaciones realizadas en este trabajo.

Previamente a la utilización de FRENEC, era necesario determinar entre que límites la simulación es confiable. Para ello, se simuló un monopolo sobre un plano de tierra ideal con una relación radio/longitud de onda fija ( $a/\lambda = 0.001588$ ), cuya admitancia fué determinada por R.W.P. King. [1971, p. 29]. En las Figs. 2.1 y 2.2 se presenta una comparación entre los valores de conductancia y susceptancia suministrados por King y los resultantes de la simulación de esta antena. Como puede apreciarse, la coincidencia entre simulación y teoría es excelente excepto para valores pequeños de la relación tamaño/longitud de onda (menores a 0.1), en los que se encuentra una pequeña diferencia entre la susceptancia teórica y aquella provista por la simulación. Esto correspondería al caso de antenas eléctricamente pequeñas, las cuales no son investigadas en este trabajo. Cabe mencionar que cuando la relación tamaño/longitud de onda es 0.25 (primera resonancia) se produce una singularidad en la susceptancia, la cual no se observa en la Fig. 2.2 dado que el gráfico une puntos adyacentes en la data; sin embargo, el cambio de signo asociado a la resonancia es evidente.

La versión disponible de MININEC requería que los datos correspondientes a la geometría de la antena fuesen suministrados al programa cada vez que se realizaba una simulación. Este proceso puede llegar a ser bastante laborioso si el diseño es relativamente complejo. Por esta razón, el programa fué modificado para que dichos datos pudiesen ser guardados en un archivo y posteriormente recuperados a voluntad del usuario. Por otra parte, una vez que la geometría de la antena era definida, la simulación sólo podía hacerse a una sola frecuencia; si se deseaba repetir la simulación a otra frecuencia era necesario volver a definir la geometría del diseño. Este inconveniente se eliminó modificando el programa para que realice iteraciones entre dos frecuencias especificadas por el usuario con un incremento previamente definido (también determinado por el usuario). La versión resultante del programa fué llamada FRENEC, y fué la utilizada para las simulaciones realizadas en este trabajo.

Previamente a la utilización de FRENEC, era necesario determinar entre que límites la simulación es confiable. Para ello, se simuló un monopolo sobre un plano de tierra ideal con una relación radio/longitud de onda fija ( $a/\lambda = 0.001588$ ), cuya admitancia fué determinada por R.W.P. King. [1971, p. 29]. En las Figs. 2.1 y 2.2 se presenta una comparación entre los valores de conductancia y susceptancia suministrados por King y los resultantes de la simulación de esta antena. Como puede apreciarse, la coincidencia entre simulación y teoría es excelente excepto para valores pequeños de la relación tamaño/longitud de onda (menores a 0.1), en los que se encuentra una pequeña diferencia entre la susceptancia teórica y aquella provista por la simulación. Esto correspondería al caso de antenas eléctricamente pequeñas, las cuales no son investigadas en este trabajo. Cabe mencionar que cuando la relación tamaño/longitud de onda es 0.25 (primera resonancia) se produce una singularidad en la susceptancia, la cual no se observa en la Fig. 2.2 dado que el gráfico une puntos adyacentes en la data; sin embargo, el cambio de signo asociado a la resonancia es evidente.

## 2.2 MEDICION DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA

Como se mencionó en el Capítulo I, el Medidor de Admitancia General Radio 1602B fué el instrumento utilizado para realizar mediciones de impedancia de entrada en este trabajo. El Medidor 1602B permite la medición de admitancia en un amplio rango de frecuencias (40 a 1500 MHz) basándose en un principio similar al de un puente de impedancia convencional. En esta aplicación, la magnitud de la componente conductiva de una admitancia desconocida es indicada directamente en una escala calibrada desde 0 hasta 20 milisiemens. La magnitud de la componente susceptiva es indicada en otra escala calibrada desde -20 hasta +20 milisiemens. Una tercera escala indica el factor de multiplicación que debe aplicarse a las escalas anteriores. Los valores de dicho factor de multiplicación varían entre 1 e infinito; por lo que teóricamente el instrumento puede utilizarse para registrar cualquier valor de admitancia comprendido entre cero e infinito. Sin embargo, en cada uno de estos extremos la exactitud ofrecida es pobre debido a que las escalas no pueden ser leídas o ajustadas con precisión.

La Fig. 2.3 muestra el diagrama de bloques del arreglo necesario para la utilización del instrumento. El Medidor 1602B debe ser alimentado con una señal proveniente de un generador adecuadamente blindado y con salida coaxial. La admitancia  $Y_x$  que va a ser medida, así como las referencias de conductancia y susceptancia requeridas para la medición, son conectadas al Medidor a través de los puertos provistos a tal fin.

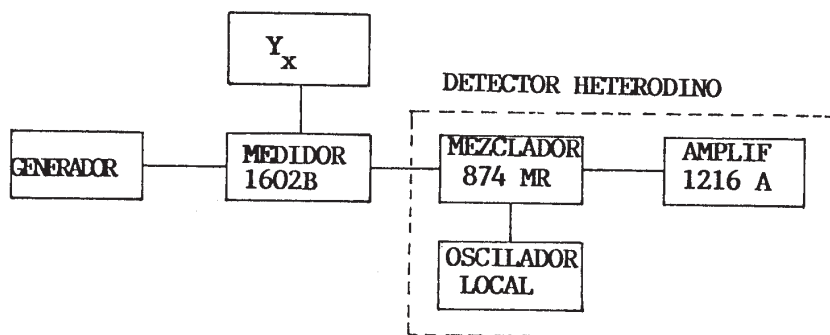


Figura 2.3



La salida proporcionada por el Medidor de Admitancia es recibida por un receptor heterodino conformado por el Mezclador/Rectificador General Radio 874MR, un oscilador local y el Amplificador de IF General Radio 1216A. El oscilador local se ajusta para producir una señal con una frecuencia que difiere en 30 MHz de aquella con la que se alimenta al Medidor de Admitancia. El Mezclador/Rectificador realiza la heterodinación de ambas señales, resultando una señal de IF de 30 MHz cuya amplitud es proporcional a la salida proporcionada por el Medidor. La señal de IF es entregada al Amplificador 1216A, el cual es un amplificador de banda estrecha sintonizado alrededor de los 30 MHz. Este último proporciona una indicación que depende del nivel relativo de la señal presente a su entrada. El sistema descrito funciona como un detector de nulos, el cual permite realizar el balance del Medidor de Admitancia ajustando las escalas de conductancia, susceptancia y factor de multiplicación. Al alcanzarse dicho balance, los valores de la conductancia y la susceptancia desconocida  $Y_x$  pueden ser leídas directamente en las referidas escalas.

La linealidad de este detector de nulos es satisfactoria siempre que el nivel de la señal proporcionada por el oscilador local sea el apropiado. Esta consideración limitó la banda en la que se realizaron las mediciones a un intervalo comprendido entre 300 y 700 MHz, rango en el cual la intensidad de la señal producida por el oscilador (General Radio 1021A) permite la operación confiable del detector.

Las lecturas proporcionadas por el Medidor 1602B corresponden a la admitancia registrada en el puerto asociado a la admitancia desconocida  $Y_x$ . Para determinar la impedancia de entrada de una antena, es necesario tomar en cuenta el efecto de transformación de impedancias de la línea de transmisión utilizada para conectar la antena al instrumento. Esto puede hacerse utilizando la expresión

$$Z_A = \frac{1}{Y_0} \cdot \frac{Y_0 - j \cdot Y_m \cdot \tan(2\pi \cdot L)}{Y_m - j \cdot Y_0 \cdot \tan(2\pi \cdot L)} \quad [\Omega] \quad (2.1)$$

donde:  $Z_A$  = impedancia de entrada de la antena.

$Y_0$  = admitancia característica de la línea de transmisión utilizada = 20 milisiemens.

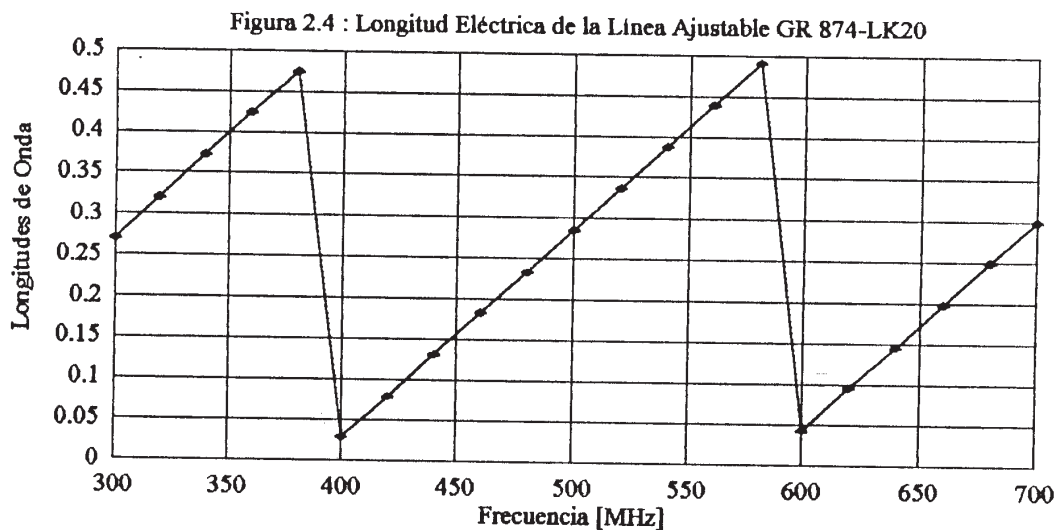
$Y_m$  = admitancia registrada por el instrumento.

$L$  = longitud eléctrica de la línea de transmisión utilizada.

La determinación de la longitud eléctrica de la línea coaxial existente entre el Medidor 1602B y el puerto de entrada de la antena puede llevarse a cabo cortocircuitando la línea en dicho puerto y tomando nota de la susceptancia  $B_{sc}$  registrada por el instrumento. La longitud eléctrica  $L$  estará dada entonces por:

$$L = \frac{1}{360} \cdot \text{Cot}^{-1} \left( -\frac{B_{sc}}{Y_0} \right) \quad [\text{longitudes de onda}] \quad (2.2)$$

En este trabajo, las líneas de transmisión utilizadas fueron el cable coaxial RG58 y la Línea Coaxial Ajustable General Radio 874-LK20. Los resultados de la determinación de la longitud eléctrica de esta última están presentados en la Fig. 2.4. Se observa que los valores obtenidos varían entre cero y 0.5 longitudes de onda, tal como lo establece la teoría [Vásquez, 1983, p. VII-12]. Las mediciones correspondientes a este gráfico fueron realizadas desde 300 hasta 700 MHz a intervalos de 20 MHz. Esta secuencia de medición fue seguida para todas las antenas estudiadas.



Se presentan a continuación los resultados de las mediciones, junto con los criterios de diseño empleados en cada caso.

a) Monopolo sobre un Plano de Tierra de dimensiones finitas:

Se construyeron 3 monopolos resonantes a 500 MHz ( $\lambda_0 = 0.6$  m) con conductores de diferentes diámetros, a objeto de corroborar experimentalmente la influencia del calibre del conductor sobre la longitud de resonancia de este tipo de antena. Cada uno de los monopolos fué provisto de un plano de tierra cuadrado de 70 cm de lado. Los valores de diseño resumidos a continuación fueron obtenidos mediante simulaciones realizadas con FRENEC.

Tabla 2.1 : Valores de Diseño para MON1, MON2 y MON3

Nombre del Diseño	Radio (m)	Longitud	Relación $\lambda_0/\text{radio}$
MON1	0.0007	0.1425	857.14
MON2	0.0013	0.1414	461.54
MON3	0.0048	0.1393	125.00

Las Figs. 2.5 a 2.10 presentan los valores de resistencia y reactancia registrados, así como los valores teóricos generados por las simulaciones. Como puede apreciarse, la concordancia entre los valores generados por FRENEC y los obtenidos de la medición es bastante buena. Las diferencias observadas son explicables si se considera que la simulación asume un plano de tierra infinito y si se toma en cuenta el hecho de que la medición no fué realizada en el ambiente más apropiado. La correspondencia entre simulación y medición es particularmente buena a la frecuencia de diseño para MON1 y MON2; en efecto, la reactancia de estos diseños es aproximadamente cero a 500 MHz. La exactitud ofrecida por la simulación disminuye conforme aumenta el radio del conductor, razón por la cual la resonancia de MON3 no coincide con la pronosticada por FRENEC; aún así, la frecuencia a la que ésta ocurre se halla muy cerca del valor esperado. Tanto la simulación como la medición ponen de relieve el hecho de que la longitud de resonancia de un monopolo se reduce cuando disminuye la relación longitud de onda / radio del conductor ( $\lambda_0 / a$ ), de acuerdo a lo establecido en la teoría. Los valores experimentales de la longitud de resonancia concuerdan con aquellos calculados utilizando el gráfico de reducción porcentual de la longitud física de un dipolo resonante suministrado por Barboza [1991, p. 82].

Figura 2.5 : Resistencia de MON1

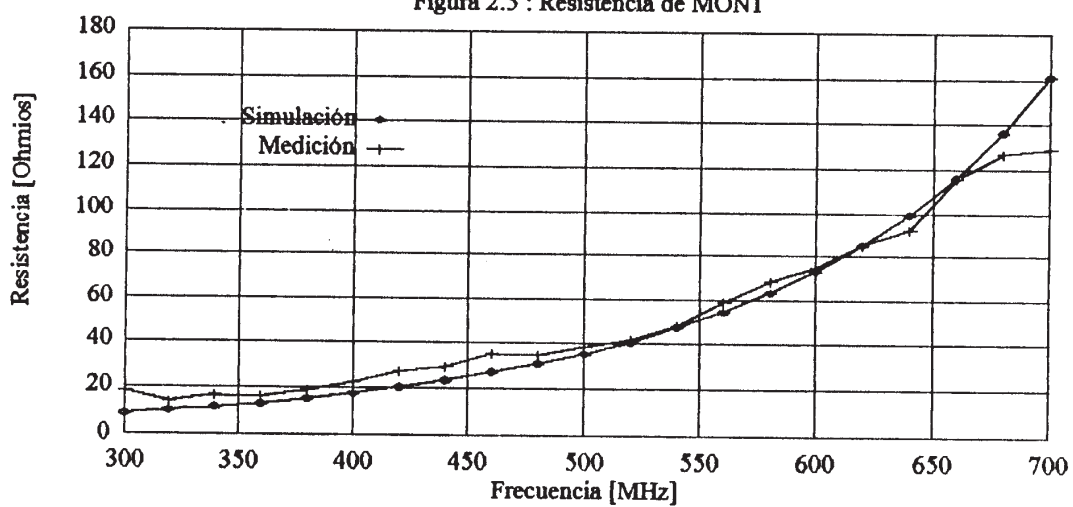


Figura 2.6 : Reactancia de MON1

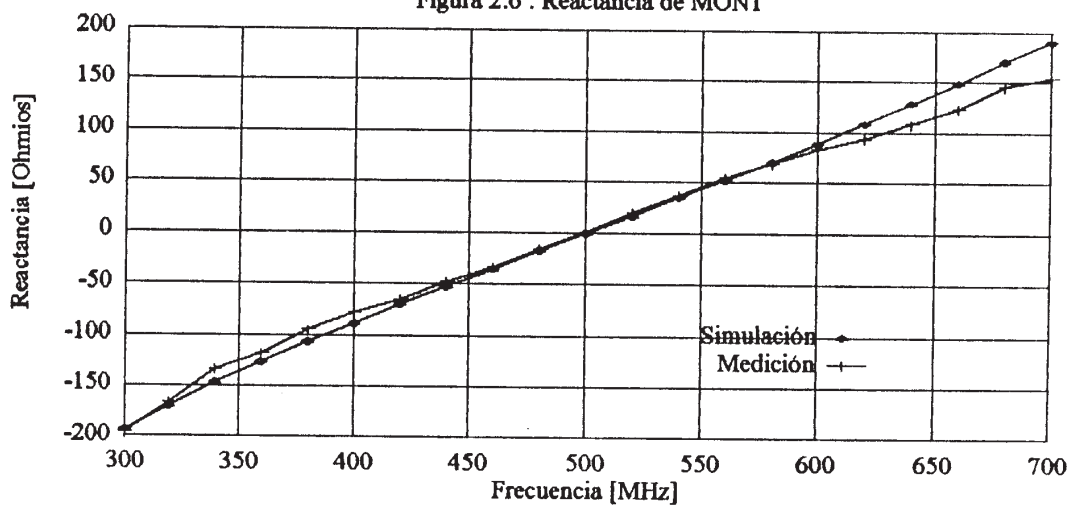


Figura 2.7 : Resistencia de MON2

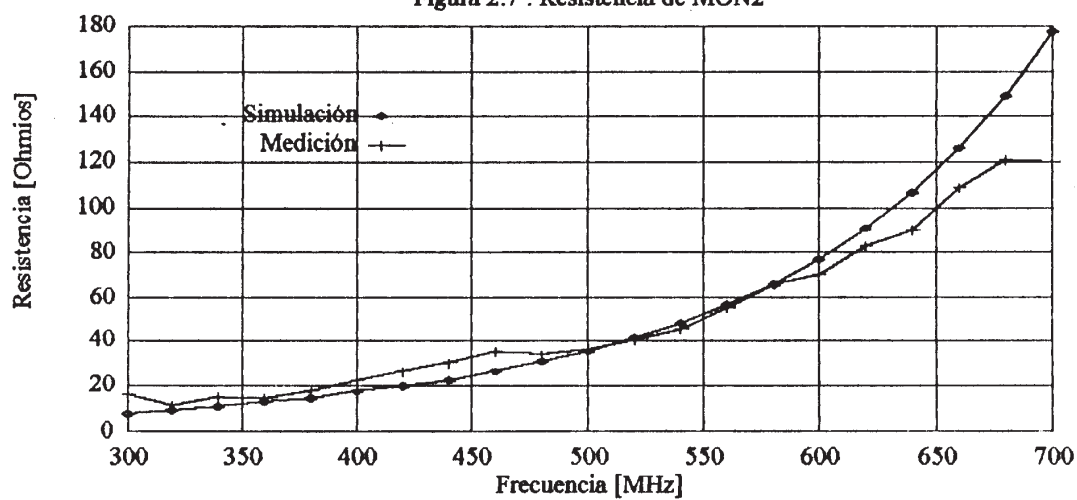


Figura 2.8 : Reactancia de MON2

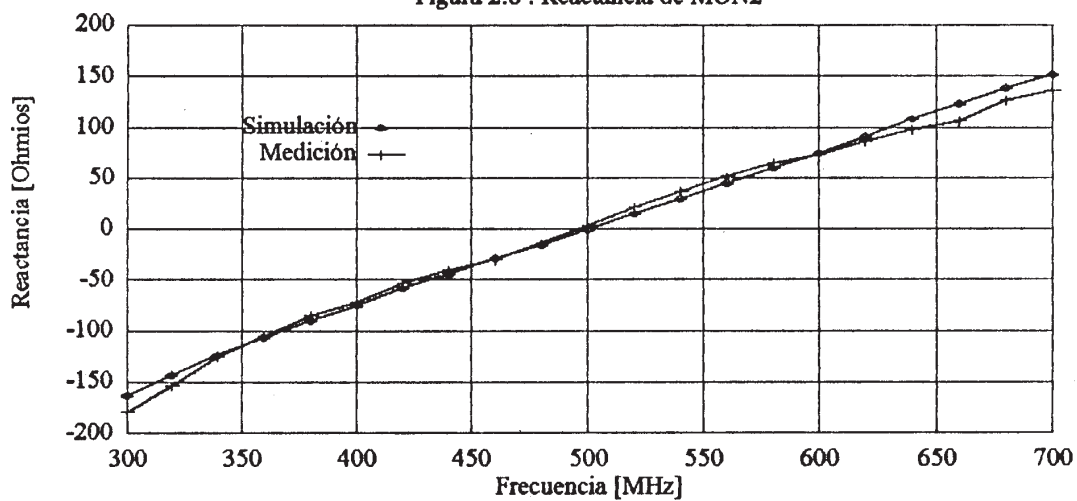


Figura 2.9 : Resistencia de MON3

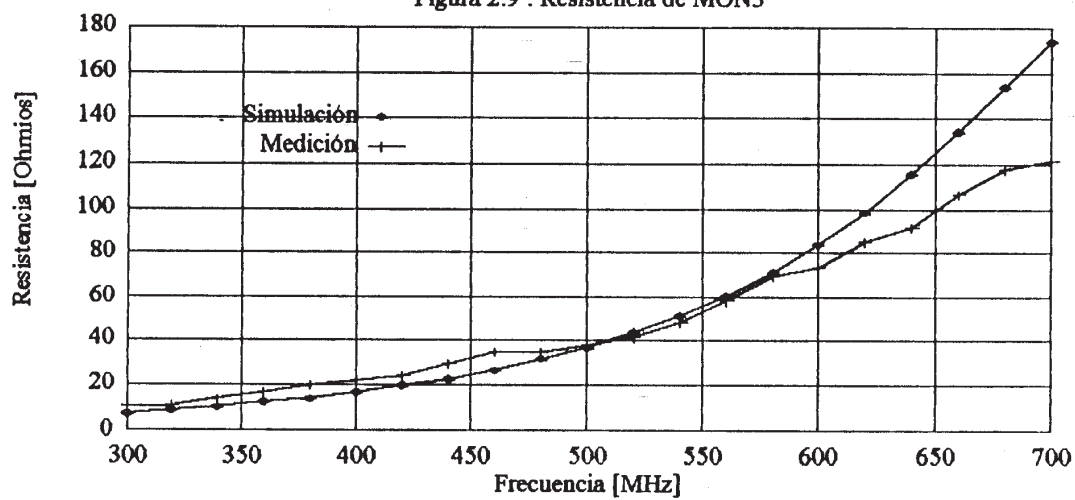
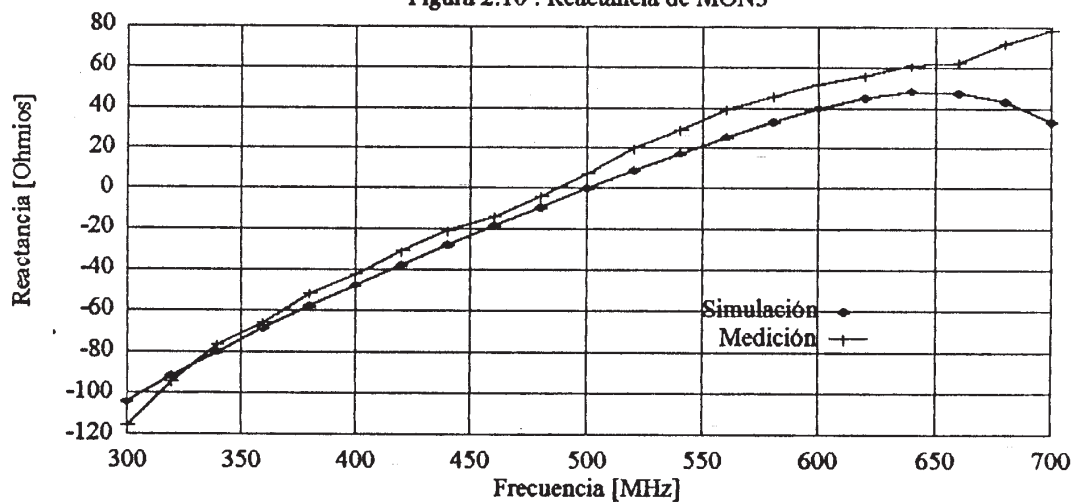


Figura 2.10 : Reactancia de MON3



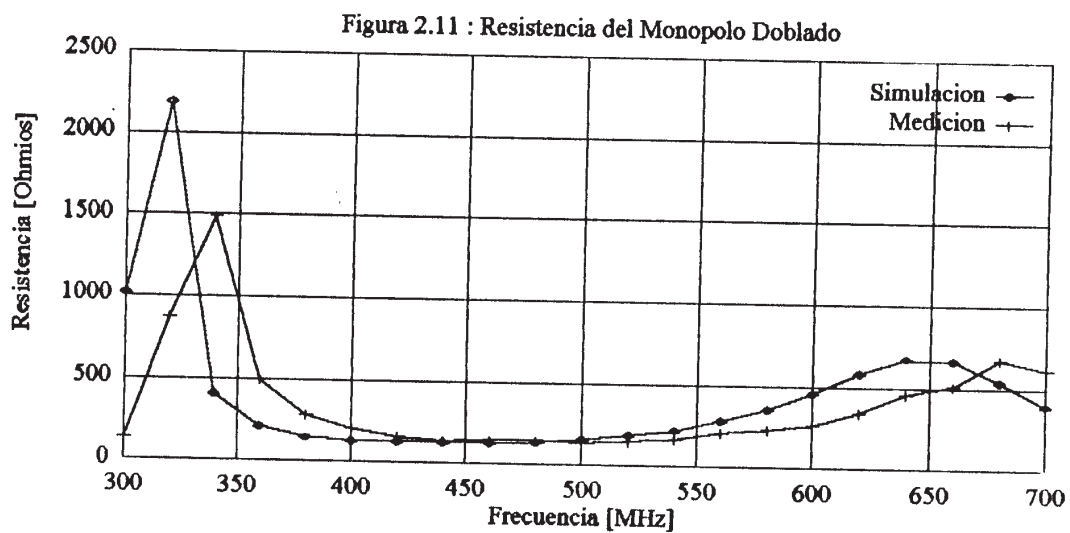
**b) Monopolo Doblado sobre un Plano de Tierra de dimensiones finitas:**

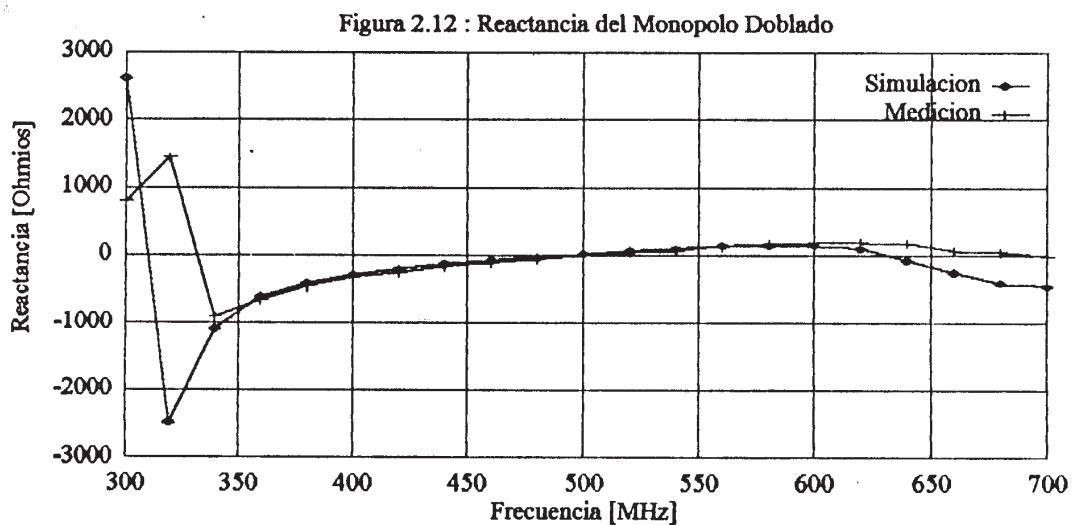
Se construyó un monopolo doblado resonante a 500 MHz provisto de un plano de tierra cuadrado de 70 cm de lado. Las dimensiones de dicho monopolo fueron establecidas realizando una simulación con FRENEC. La Tabla 2.2 presenta los valores utilizados en el diseño.

Tabla 2.2 : Valores de Diseño para Monopolo Doblado

Radio del Conductor (m)	Longitud (m)	Separación entre Conductores (m)
0.0007	0.1393	0.01

En las Figs. 2.11 y 2.12 se muestran los valores de resistencia y reactancia suministrados por la simulación, así como los resultantes de la medición de esta antena.





En este caso, se observó que la resonancia de esta antena ocurre precisamente a la frecuencia de diseño y que, tal como lo establece la teoría [Barboza, 1991, p. 190], a dicha frecuencia la resistencia del monopolo doblado es del orden de los  $150 \Omega$  ( $R_A = 137.42 @ 500 \text{ MHz}$ ). La concordancia entre la simulación y los valores de la medición se mantiene dentro de un intervalo de casi 100 MHz para el caso de la resistencia, y en un rango algo mayor para la reactancia. Se verifica que el ancho de banda ofrecido por esta antena es superior al de un monopolo diseñado para la misma frecuencia [Balanis, 1982, p. 346]



c) Antena de Medio Lazo:

La antena de medio lazo es el análogo de un monopolo, ya que la mitad faltante de la antena es simulada por un plano de tierra que en el caso ideal es de dimensiones infinitas. Las características eléctricas de esta antena suelen expresarse en términos de la relación circunferencia / longitud de onda:

$$\frac{2 \pi \cdot b}{\lambda_0} = \beta \cdot b \quad (2.3)$$

En el diseño examinado, el medio lazo es una semicircunferencia de radio  $b = 6.9$  cm construida con varilla de bronce de radio  $a = 1.2$  mm, colocada sobre un plano de tierra cuadrado de 70 cm de lado. Para el rango de frecuencias en el que se realizó la medición, la relación  $\beta b$  varía entre 0.4455 y 1.0394, valores que implican una antena eléctricamente grande. El efecto del radio del conductor es tomado en cuenta mediante el *factor de grosor*  $\Omega$ :

$$\Omega = \ln\left(\frac{2 \pi \cdot b}{a}\right) \quad (2.4)$$

En el caso que nos ocupa, se tiene que  $\Omega \approx 12$ . Usualmente, la resistencia y la reactancia de la antena de lazo se expresan en función de la relación  $\beta b$ , con el factor de grosor  $\Omega$  como parámetro.

En las Figs. 2.13 y 2.14 se muestran la resistencia y la reactancia de una antena de medio lazo de acuerdo a los valores calculados por King [1971, p. 157], mientras que en las Figs. 2.15 y 2.16 se presentan los resultados de la medición. Puede apreciarse la similitud entre ambos juegos de curvas, especialmente en los picos que se dan alrededor de 350 MHz, correspondientes a la primera antiresonancia ( $\beta b \approx 0.5$ ); la cual, considerando las dimensiones de nuestra antena, ocurre a 344.5 MHz. A esa frecuencia, la resistencia del lazo se hace muy alta, mientras que la reactancia se hace nula [Jasik, 1984, p. 5-11]. Por otra parte, se verifica que la resistencia del lazo es aproximadamente  $50 \Omega$  para  $\beta b \approx 1$  (689.02 MHz), lo que permite su utilización con cables coaxiales convencionales dentro de un considerable ancho de banda.

Figura 2.13 : Resistencia de la Antena de Medio Lazo según KING

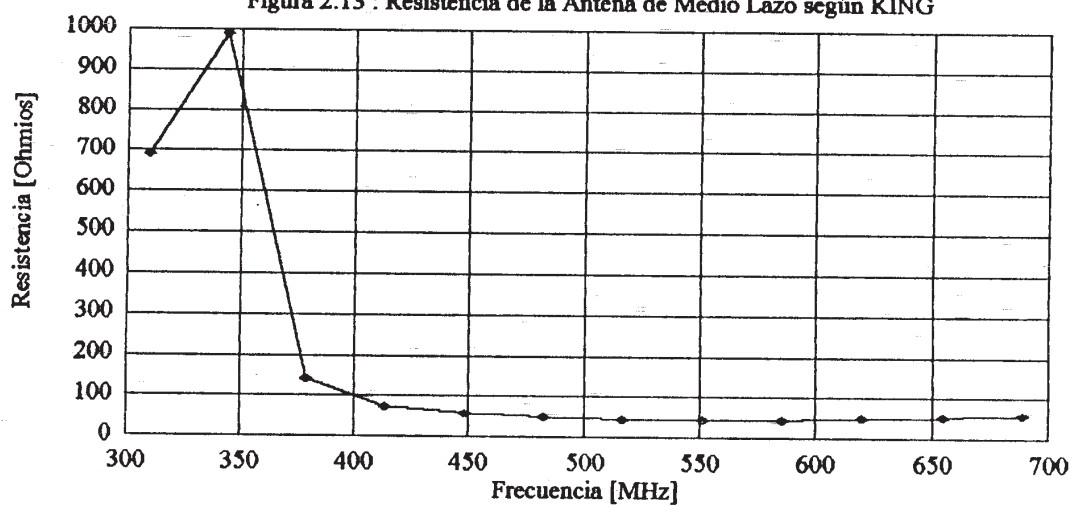


Figura 2.14 : Reactancia de la Antena de Medio Lazo según KING

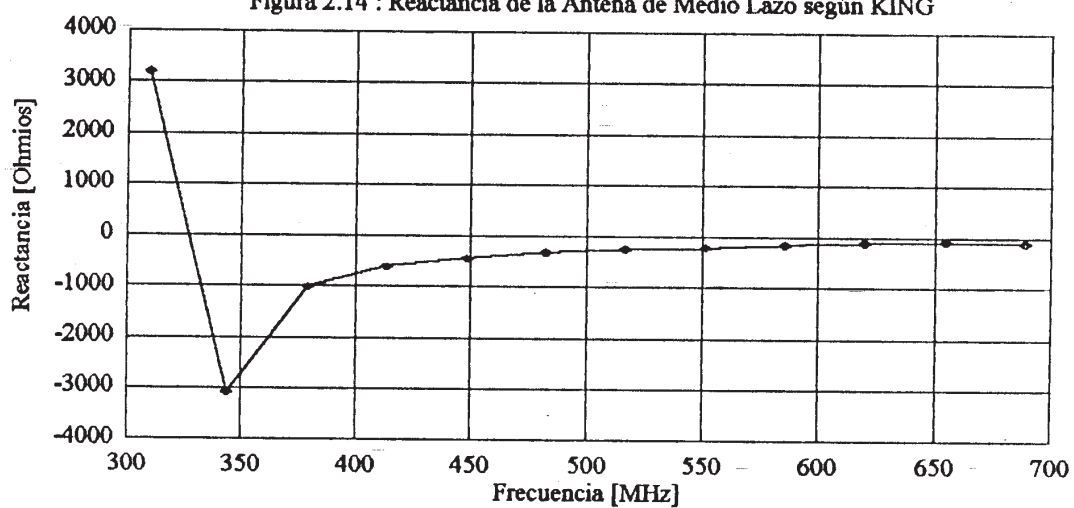


Figura 2.15 : Resistencia de la Antena de Medio Lazo (Medición)

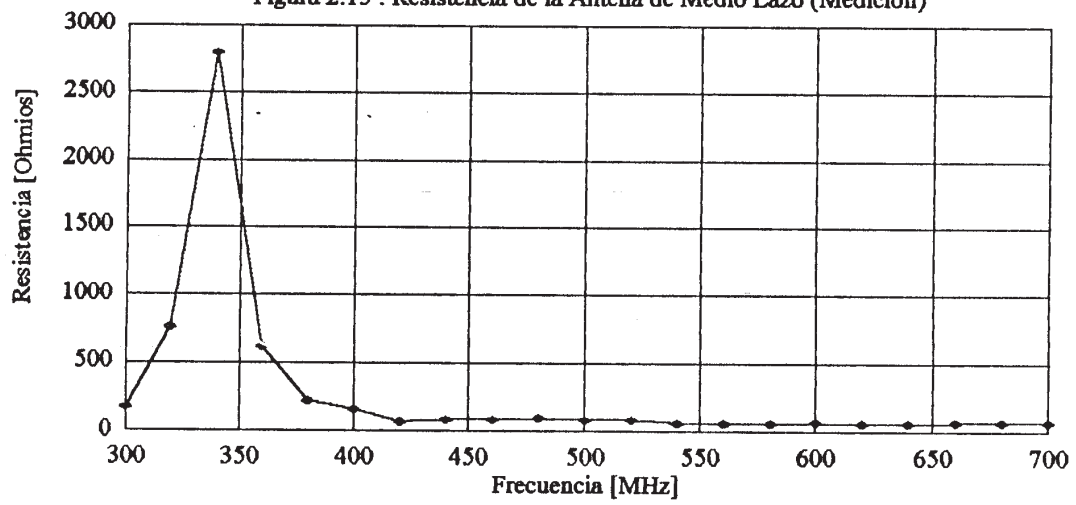
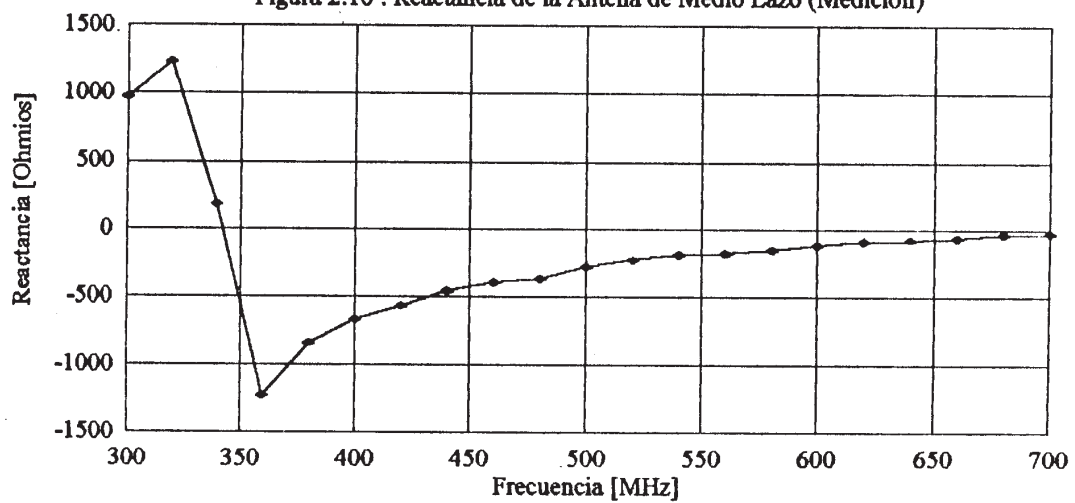


Figura 2.16 : Reactancia de la Antena de Medio Lazo (Medición)



d) Antena Helicoidal:

Se diseñó una antena helicoidal con alimentación axial a una frecuencia central de 500 MHz, a objeto de disponer de una antena altamente directiva con polarización no lineal y gran ancho de banda. Los criterios de diseño utilizados en esta sección siguen los lineamientos establecidos por Kraus [1988, pp. 276-288].

El diseño de una antena helicoidal usualmente se plantea en función de la circunferencia de la hélice  $C_\lambda$ , el paso o separación entre espiras  $S_\lambda$  y el número de espiras utilizadas. La combinación de estos parámetros determina el ancho del lóbulo principal, la ganancia y la impedancia de esta antena. El diámetro del plano de tierra utilizado debe ser al menos  $3\lambda_0/4$  a la frecuencia de diseño (0.45 m @ 500 MHz), por lo que el empleo de un plano de tierra de 70 cm de lado resulta satisfactorio. El diámetro del conductor utilizado no es crítico, pudiendo variar desde  $0.005\lambda_0$  hasta  $0.05\lambda_0$ .

Con el objeto de optimizar las características de radiación de esta antena, se requiere que a la frecuencia nominal de diseño la circunferencia de la hélice sea aproximadamente  $1\lambda_0$ . Esto asegura la operación de la antena en el llamado *modo axial*, en el cual la radiación de la antena está circularmente polarizada con un lóbulo principal bien definido en la dirección del eje de la hélice. Este requisito es satisfecho con  $C_\lambda \approx 0.6$  m, lo que implica un diámetro de la hélice de 19 cm. En el rango de frecuencias en el que se realizaron las mediciones, los valores de  $C_\lambda$  están comprendidos entre  $0.6\lambda_0$  ( $f = 300$  MHz) y  $1.4\lambda_0$  ( $f = 700$  MHz).

La directividad de esta antena está determinada por la circunferencia, el paso y el número de espiras de la hélice, de acuerdo a la siguiente relación empírica:

$$D \approx 12 \cdot C_\lambda^2 \cdot n \cdot S_\lambda \quad (2.5)$$

donde "n" representa el número de espiras. Aunque puede aumentarse la directividad aumentando el número de espiras, el ancho de banda (entendido en términos de la impedancia, ganancia y ancho del lóbulo principal) tiende a reducirse. La máxima directividad ocurrirá a una frecuencia que está de un 10 a un 20 por ciento por encima de aquella a la que  $C_\lambda = 1$ . Los valores óptimos del paso  $S_\lambda$  varían

entre  $0.21\lambda_0$  y  $0.25\lambda_0$ , lo que corresponde a valores del ángulo de paso  $\alpha$  comprendidos entre  $12^\circ$  y  $14^\circ$ . En nuestro diseño tomaremos  $\alpha = 13^\circ$ , por lo que se tendrá un paso  $S_\lambda = 0.23\lambda_0$  a la frecuencia central de diseño ( $S_\lambda = 0.1385$  m). Con 7 espiras, la directividad D será entonces 12.19 dBi.

Utilizando alimentación axial, la resistencia de entrada de esta antena está dada (dentro de un 20%) por:

$$R = 140 \cdot C_\lambda \quad [\Omega] \quad (2.6)$$

La resistencia de entrada estará entonces comprendida entre  $112 \Omega$  y  $168 \Omega$  a 500 MHz. Esta relación aplica para  $0.8 \leq C_\lambda \leq 1.2$ ,  $12^\circ \leq \alpha \leq 14^\circ$  y  $n \geq 4$ . Con una sección de acople apropiada, la parte resistiva de la impedancia de entrada puede ser llevada a cualquier valor deseado en un rango que va desde menos de  $50 \Omega$  hasta más de  $150 \Omega$ .

Se muestran en las Figs. 2.17 y 2.18 los valores de resistencia y reactancia resultantes de la medición de esta antena.

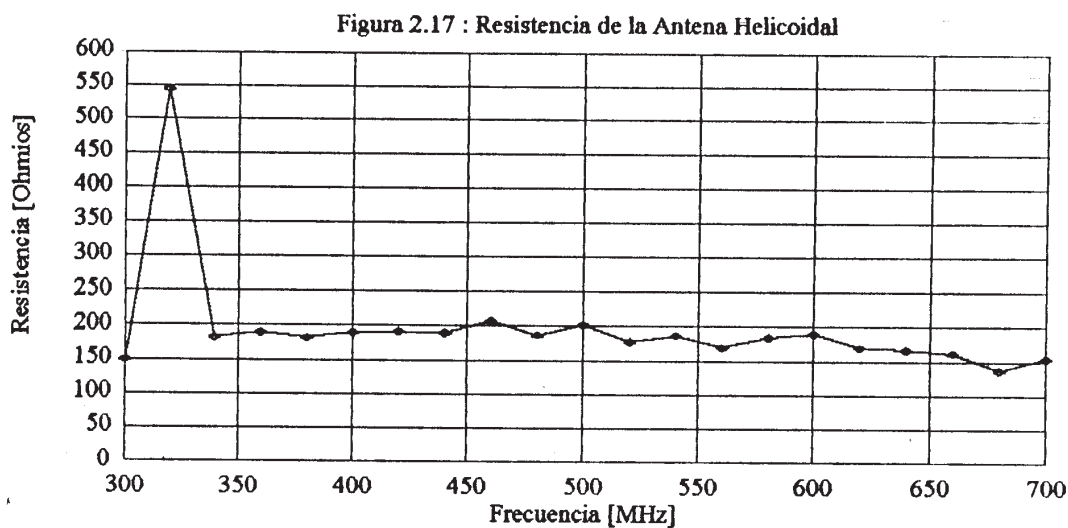
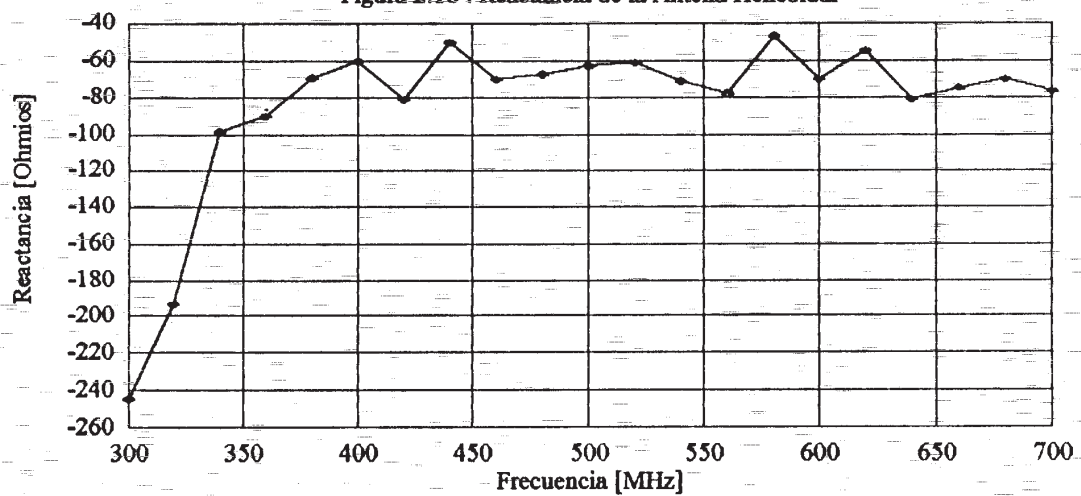


Figura 2.18 : Reactancia de la Antena Helicoidal



Los resultados obtenidos ponen de manifiesto algunas características de esta antena reseñadas en la literatura. Para frecuencias superiores a 375 MHz ( $C_\lambda \geq 0.75$ ), es decir, una vez que la antena opera en el modo axial [Barboza, 1991, p. 207], la resistencia y la reactancia muestran muy poca variación dentro de un ancho de banda considerable. A la frecuencia nominal de diseño, se encontró que la resistencia de entrada fue de 201.53  $\Omega$ , 20% por encima del máximo esperado de 168  $\Omega$ . Esta diferencia puede atribuirse, como se verá más adelante, a la geometría del conductor de la hélice en las cercanías del punto de alimentación de la antena. Las curvas de resistencia y reactancia obtenidas son similares a las presentadas por Kraus [1988, p. 286].

e) Monopolo Triangular:

En este caso, la medición realizada sirvió para investigar una antena cuya literatura es relativamente escasa y que, sin embargo, tiene importantes aplicaciones. El monopolo triangular posee muchas de las características eléctricas del monopolo cónico, entre las cuales resalta un gran ancho de banda; esto lo hace una antena especialmente adecuada para la recepción de TV en la banda de UHF. En efecto, la combinación de un dipolo triangular y una línea de transmisión de  $300 \Omega$  presenta una ROE aceptable en toda la banda de TV-UHF (470–800 MHz) [Jasik, 1984, p. 29-12].

El monopolo triangular estudiado en este trabajo fué construido utilizando dimensiones sugeridas por Jasik [1984, p. 29-13]. La geometría de esta antena se muestra en la Fig. 2.19.

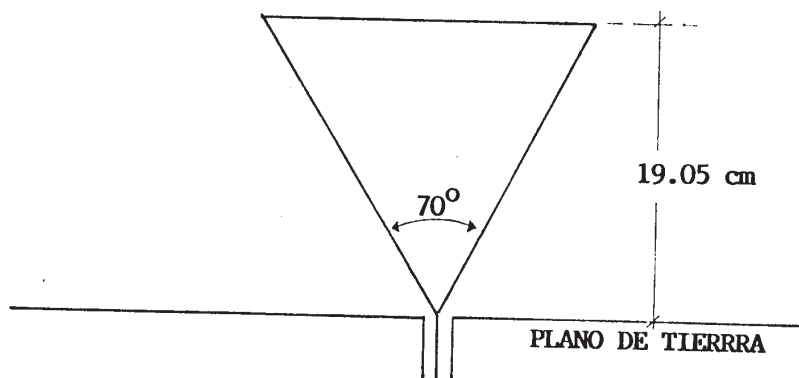


Figura 2.19

En las Figs. 2.20 y 2.21 se muestran los resultados de la medición de esta antena, mientras que en la Fig. 2.22 se presenta la ROE calculada en base a dichos resultados para una línea de transmisión con impedancia característica de  $150 \Omega$ . Se verifica que la relación de onda estacionaria es satisfactoria en toda la banda de TV-UHF ( $\text{ROE} \leq 2.5$ ), tal como se menciona en la referencia anteriormente citada.

Figura 2.20 : Resistencia del Monopolo Triangular

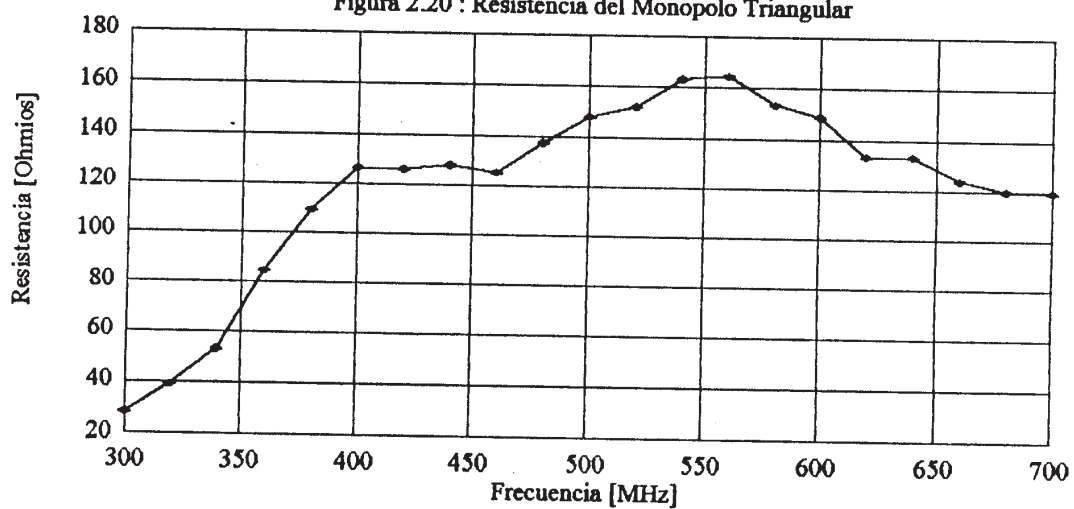
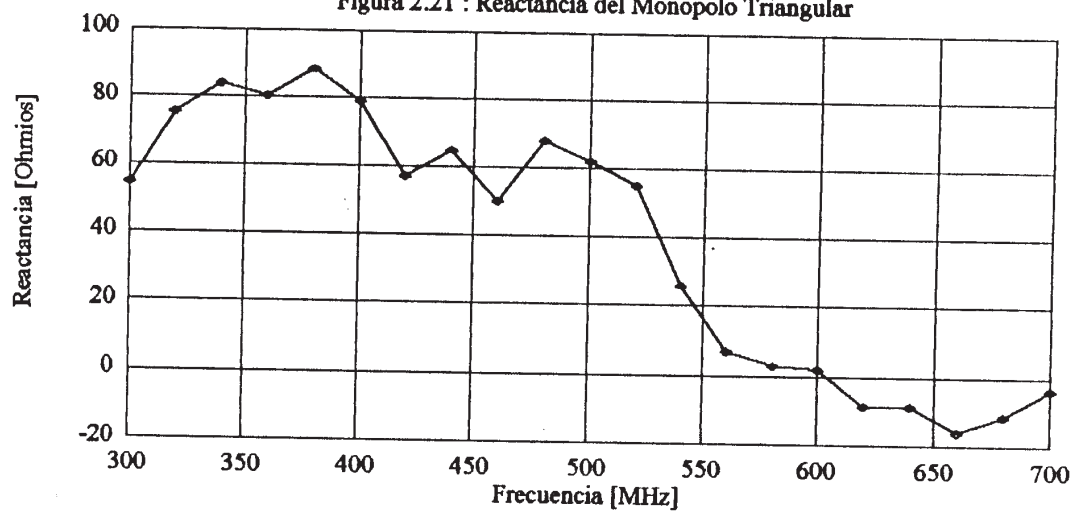
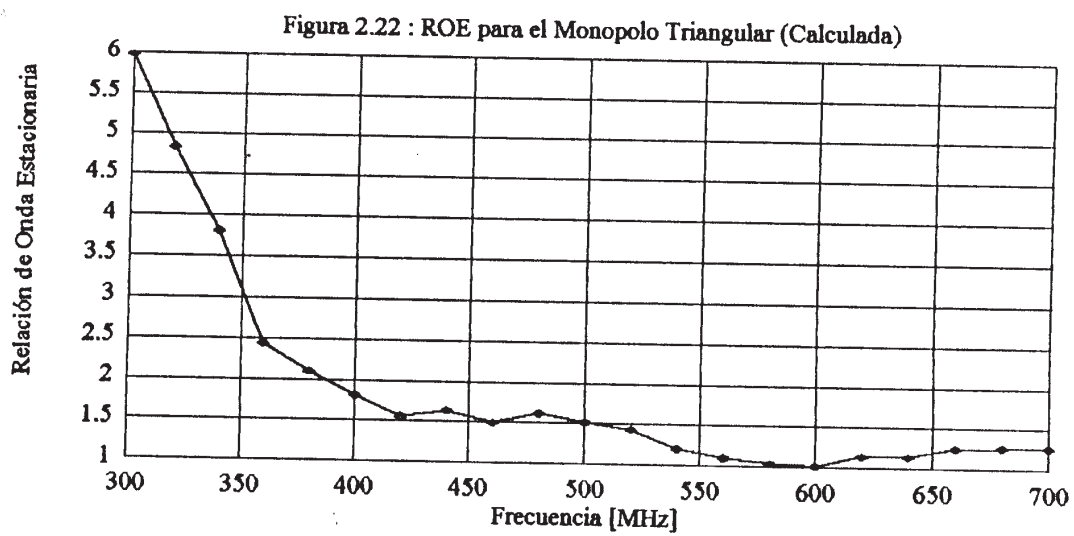


Figura 2.21 : Reactancia del Monopolo Triangular







### 2.3 MEDICION DE LA RELACION DE ONDA ESTACIONARIA (ROE)

Con el propósito de realizar el acople de impedancias entre una línea de transmisión coaxial (cable RG 58) y algunas de las antenas que fueron construidas en este trabajo, se llevaron a cabo mediciones de la relación de onda estacionaria (ROE), utilizando el Medidor de Admitancia General Radio 1602B. Como se explicó en el Capítulo I, este instrumento permite realizar una medición indirecta del módulo del coeficiente de reflexión  $\Gamma$  en base a una relación entre dos voltajes: un voltaje  $V_1$ , proporcional a la diferencia entre la admitancia de la antena  $Y_A$  y la admitancia característica de la línea de transmisión  $Y_0$  [ $V_1 \propto (Y_A - Y_0)$ ]; y un voltaje  $V_2$ , proporcional a la suma de estas dos admitancias [ $V_2 \propto (Y_A + Y_0)$ ]. La determinación del módulo de  $\Gamma$  permite a su vez el cálculo de la ROE existente en la línea de transmisión asociada a la antena.

El arreglo necesario para esta aplicación es análogo al empleado para la medición de impedancias, en el que se utiliza un detector heterodino conformado por el Mezclador/Rectificador General Radio 874MR, un oscilador local y el Amplificador de IF General Radio 1216A. Este último suministra dos lecturas en decibeles,  $A_1$  y  $A_2$ , correspondientes a los voltajes  $V_1$  y  $V_2$ .

De acuerdo a la ecuación (1.13), el módulo del coeficiente de reflexión  $\Gamma$  está dado por

$$|\Gamma| = \left| \frac{Y_A - Y_0}{Y_A + Y_0} \right|$$

Teniendo en cuenta que  $A_1 \propto (Y_A - Y_0)$  y  $A_2 \propto (Y_A + Y_0)$ , el módulo del coeficiente de reflexión será:

$$|\Gamma| = \frac{V_1}{V_2} = \text{antilog}_{10} \left( \frac{A_1 - A_2}{20} \right) \quad (2.7)$$

La ROE puede entonces ser determinada empleando la ecuación (1.15):

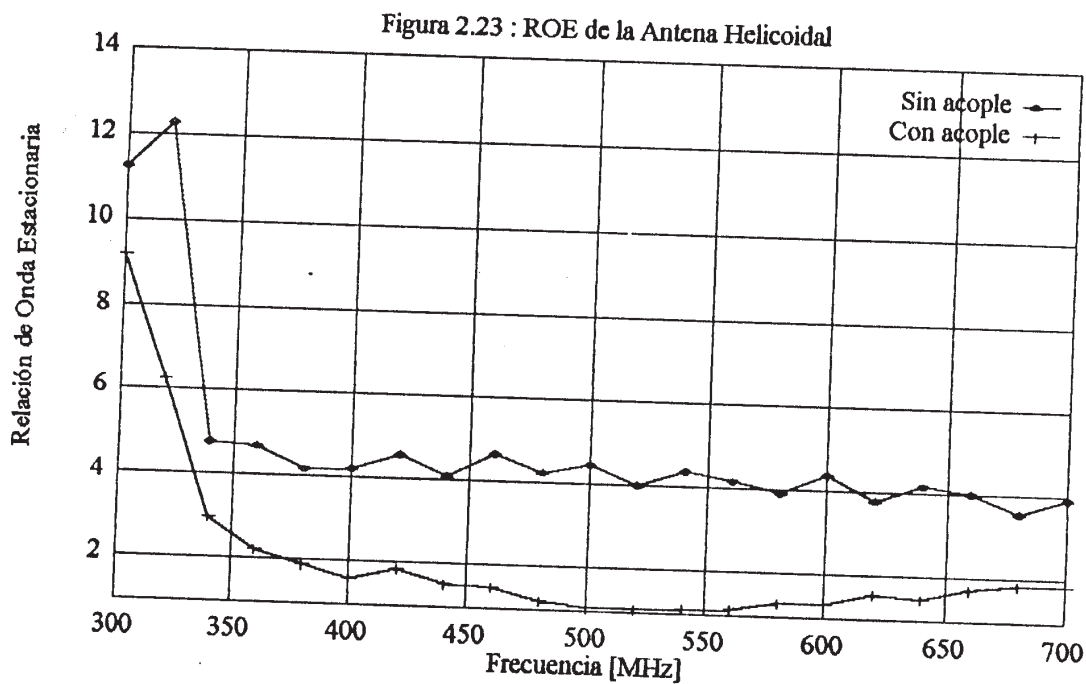
$$\text{ROE} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Se presentan a continuación los casos estudiados en esta sección, junto con los resultados obtenidos en cada uno de ellos.

*a) Antena Helicoidal:*

De acuerdo a Kraus [1977], es posible ajustar la impedancia de entrada de una antena helicoidal para lograr su acople a una línea coaxial convencional, incrementando el tamaño del conductor en las cercanías del punto de alimentación. Esta modificación disminuye la impedancia característica de la línea de transmisión conformada por el plano de la tierra y el conductor de la hélice, lográndose la transformación de impedancia requerida dentro de un ancho de banda considerable. De hecho, aún en ausencia de un acople, la geometría de dicha línea de transmisión afecta la impedancia de entrada de la antena.

En el caso de la antena helicoidal con alimentación axial construida en este trabajo, la modificación arriba descrita se realizó soldando una lámina metálica al segmento del conductor existente entre el punto de alimentación y el comienzo de la hélice, a objeto de obtener acople con un cable coaxial RG 58 ( $Z_0 = 50 \Omega$ ). El acople óptimo se logró a la frecuencia de diseño de la antena (500 MHz), variando el espaciamiento entre la lámina y el plano de tierra. En la Fig. 2.23 se presentan los resultados de la medición de la relación de onda estacionaria antes y después del acople. La mejora en el desempeño de la antena es evidente: una vez que la antena acoplada opera en el modo axial ( $f > 375$  MHz), los valores de la ROE se mantienen por debajo de 2 hasta los 700 MHz.



A objeto de corroborar los resultados obtenidos en la medición de la ROE, se realizaron mediciones de la impedancia de entrada de la antena helicoidal acoplada. Los resultados de estas mediciones se muestran en las Figs. 2.24 y 2.25. Dichos resultados demuestran la transformación de impedancias producida por el acople. Se observa que una vez que la antena opera en el modo axial, los valores de la resistencia de entrada se apartan muy poco del valor nominal de  $50 \Omega$ : la máxima desviación observada es de aproximadamente  $7 \Omega$  a 460 MHz. El comportamiento de la reactancia es casi lineal por encima de los 375 MHz, observándose una resonancia que ocurre a 520 MHz. Dicho comportamiento es el responsable de la forma presentada por la curva de la ROE, dada la escasa variación que se produce en la resistencia de esta antena.

Figura 2.24 : Resistencia de la Antena Helicoidal Acoplada

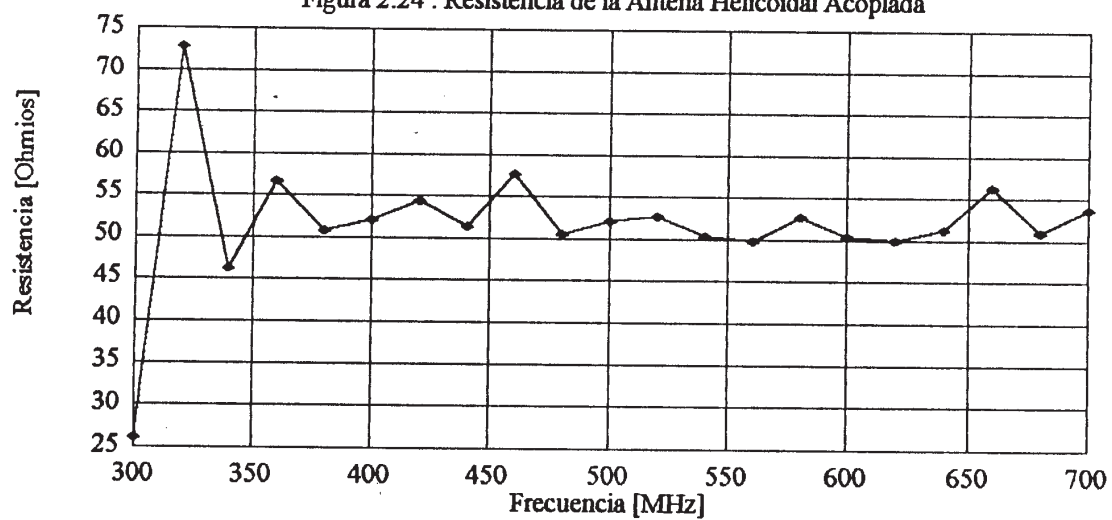
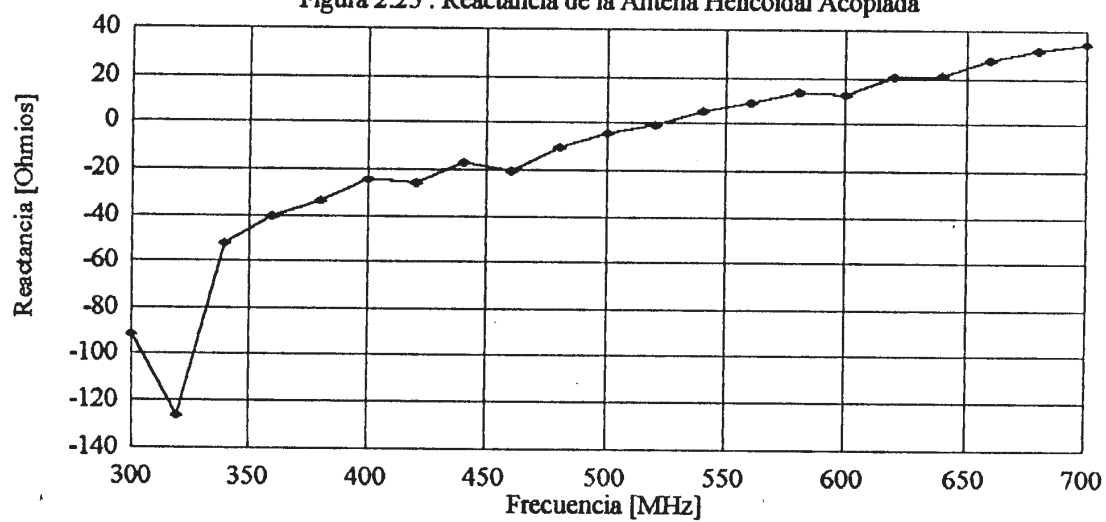
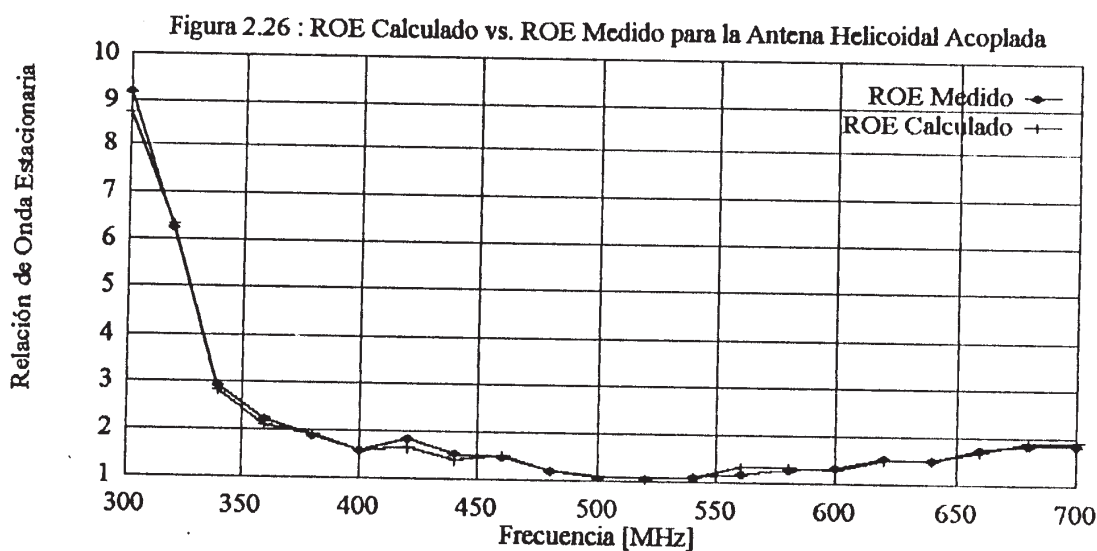


Figura 2.25 : Reactancia de la Antena Helicoidal Acoplada



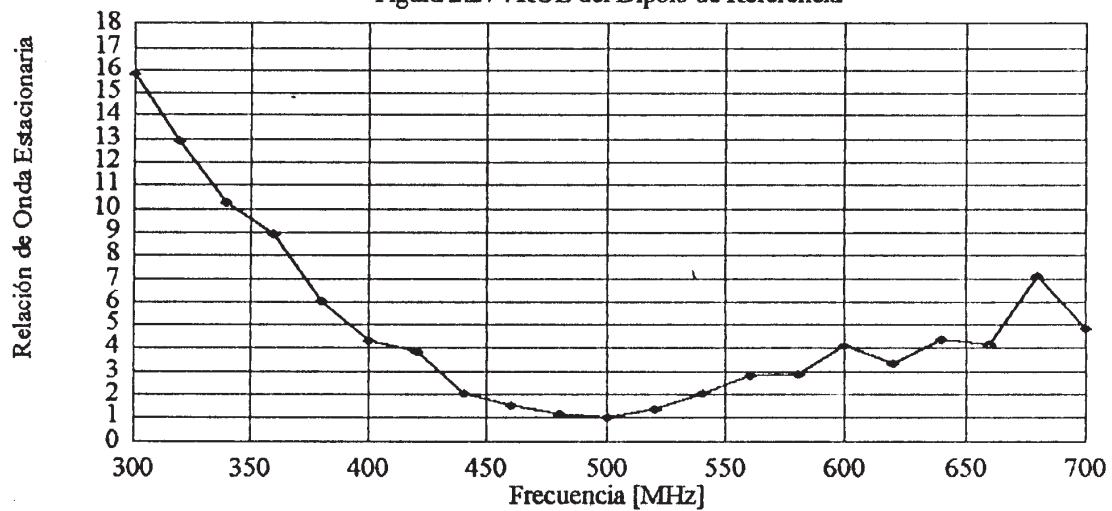
Por último, a fines de validar la técnica de medición utilizada, se muestran los valores de la ROE resultantes de la medición versus aquellos calculados a partir de los valores de resistencia y reactancia anteriormente presentados (Fig. 2.26). Como puede apreciarse, la coincidencia entre las dos curvas es bastante buena.



#### b) Dipolo de Referencia con Acople Gamma:

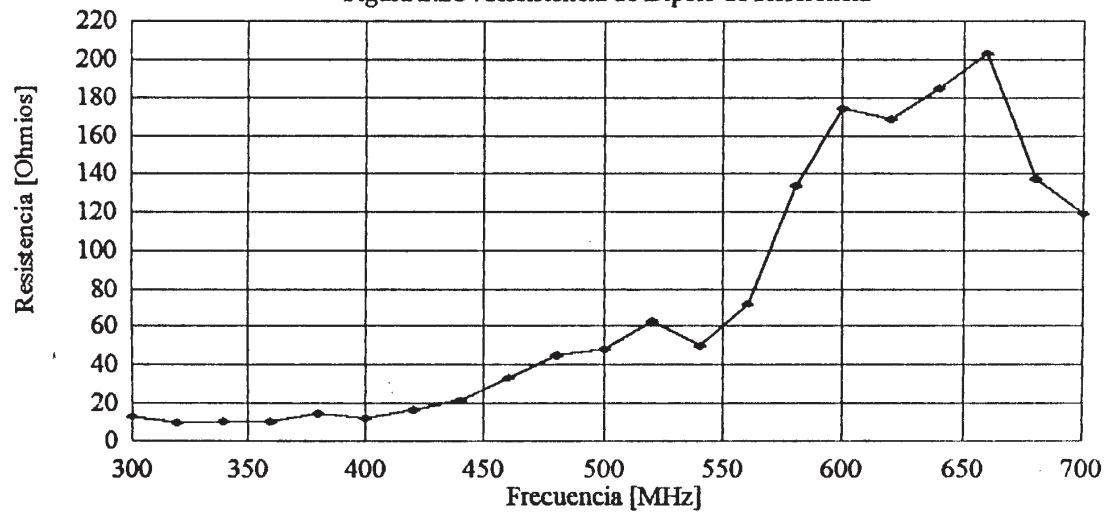
A objeto de disponer de una antena de referencia que permitiese realizar mediciones de ganancia y polarización, se diseñó un dipolo resonante a 500 MHz utilizando conductor de aluminio macizo de 0.66 cm de diámetro. Las dimensiones de esta antena fueron obtenidas realizando una simulación con FRENEC. Posteriormente, se agregó un acoplamiento gamma para hacer que la impedancia de entrada de esta antena fuese  $50 \Omega$  a la frecuencia de diseño [Balanis, 1982, p. 360-364]. En serie con el acople se incluyó un pequeño condensador variable (1.5 – 3 pF), con el propósito de cancelar la reactancia inductiva introducida por este tipo de acoplamiento. Los resultados de la medición de la ROE para esta antena se presentan en la Fig. 2.27. El acople óptimo se logró a 500 MHz, con un ancho de banda de aproximadamente 60 MHz para una ROE menor que 2.

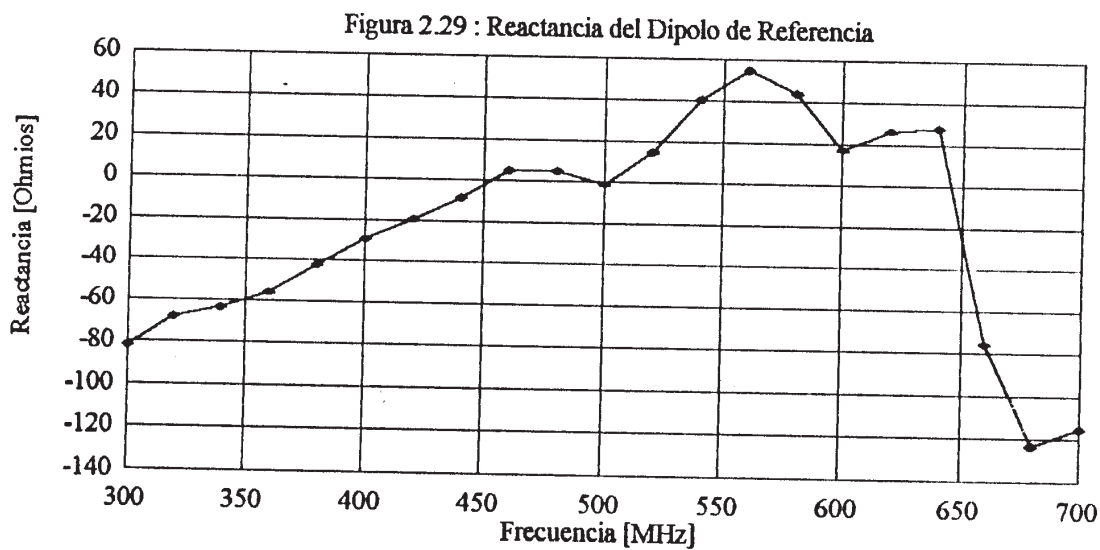
Figura 2.27 : ROE del Dipolo de Referencia



Para confirmar la transformación de impedancia producida por el acople se realizaron mediciones de la impedancia de entrada de esta antena. Los resultados de estas mediciones se muestran en las Figs. 2.28 y 2.29.

Figura 2.28 : Resistencia de Dipolo de Referencia





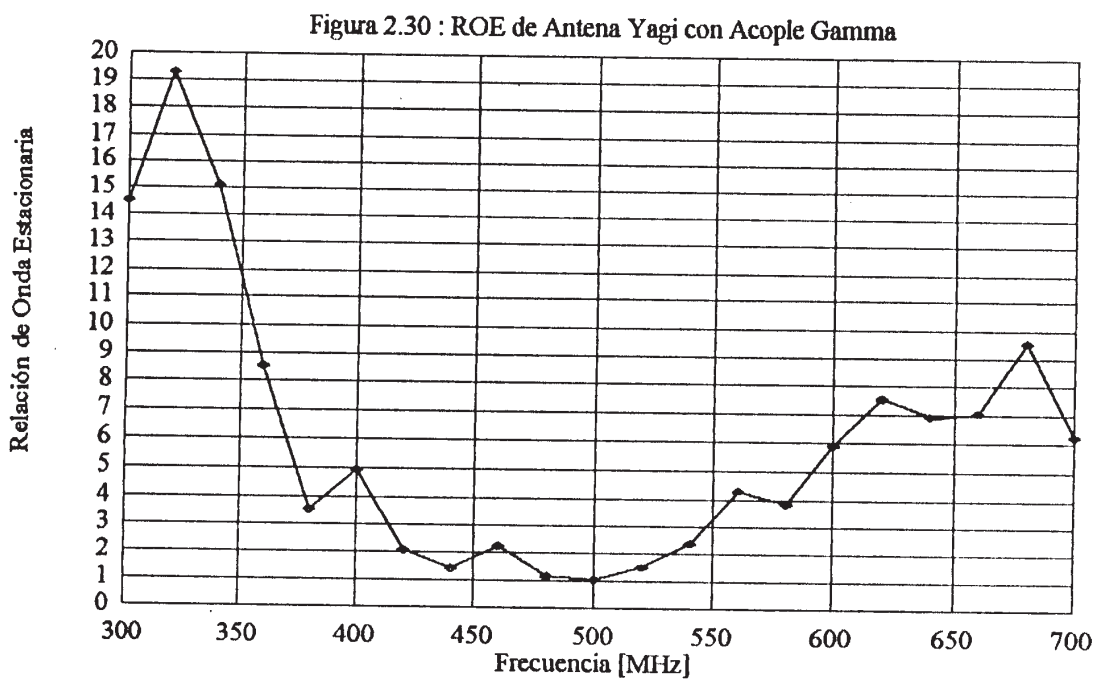
Se encontró que a la frecuencia de diseño, el valor de la impedancia de entrada de esta antena fue  $Z_A = 48.66 - j 0.66 \Omega$ , bastante cercano a los  $50 \Omega$  que asegurarían un acople óptimo. Conforme nos alejamos de dicha frecuencia, la resistencia y la reactancia varían rápidamente, lo cual es consistente con el escaso ancho de banda asociado a este tipo de antena. Llama la atención las múltiples resonancias que se advierten en la Fig. 2.29, en contraste con la única resonancia que normalmente estaría asociada a este dipolo (véanse por ejemplo las curvas de reactancia de los monopolos presentadas en las Figs. 2.6, 2.8 y 2.10).

### c) Antena Yagi con Acople Gamma:

Se construyó una antena Yagi de 6 elementos basada en el dipolo con acople gamma anteriormente examinado, siguiendo las especificaciones proporcionadas por Takla y Shen [1977]. El diseño consta de un reflector, un elemento activo y cuatro directores idénticos irregularmente espaciados,



a objeto de maximizar la directividad a la frecuencia central de operación (500 MHz). Se muestra a continuación la ROE registrada para esta antena una vez que se obtuvo el acople.



La forma de esta curva de la ROE es muy similar a la obtenida anteriormente para el dipolo de referencia (Fig. 2.27), al punto de que el ancho de banda para una ROE menor a 2 sigue siendo aproximadamente 60 MHz. Esto sugiere que el ancho de banda de este tipo de antena está limitado en principio por el elemento activo empleado en el diseño. Los resultados de la medición de la impedancia de entrada (Figs 2.31 y 2.32) confirman la variación observada para la ROE. Al igual que para el dipolo de referencia estudiado en la sección anterior, la curva de reactancia de esta antena revela varias frecuencias de resonancia.

Figura 2.31 : Resistencia de la Antena Yagi con Acople Gamma

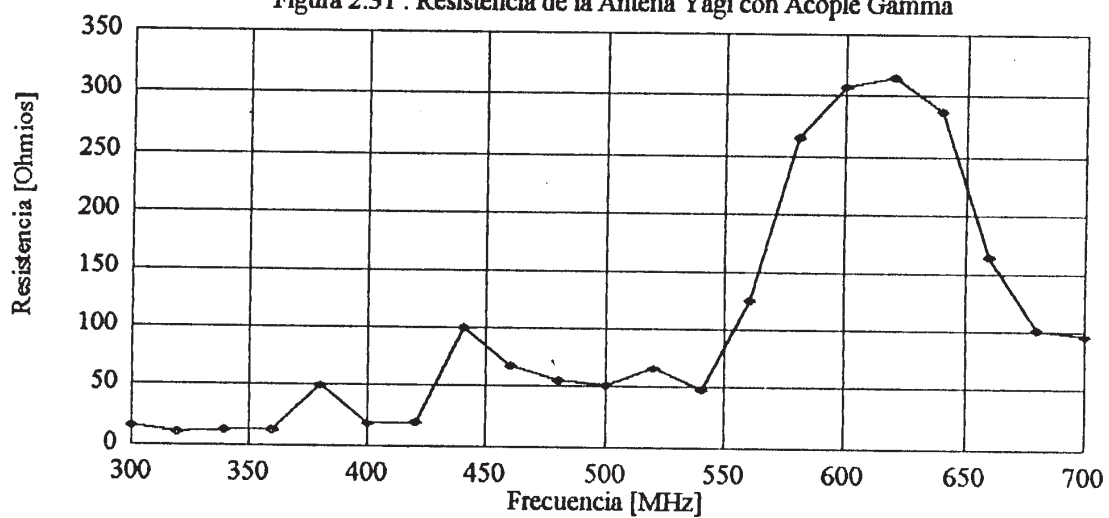
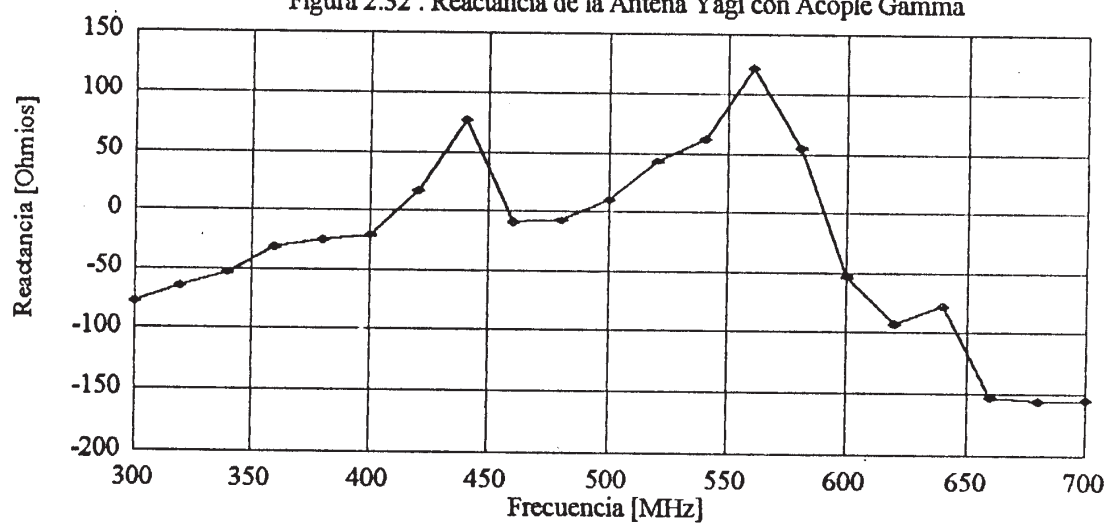


Figura 2.32 : Reactancia de la Antena Yagi con Acople Gamma



## 2.4 MEDICION DE LA EFICIENCIA DE BALANCEAMIENTO

La carencia de un balun apropiado limita la utilización de antenas balanceadas en sistemas provistos de líneas de transmisión coaxiales. Por otra parte, la eficiencia de balanceamiento de un balun es un factor que puede afectar severamente las características eléctricas de una antena. Por estas razones, en este trabajo se examinó una técnica que permite evaluar el desempeño de un balun en las bandas de VHF-UHF utilizando el Medidor de Admitancia General Radio 1602B.

El arreglo necesario para esta aplicación es similar al empleado en las mediciones de impedancia y relación de onda estacionaria anteriormente descritas (Fig. 2.33). El receptor heterodino conformado por el oscilador local, el mezclador y el amplificador de IF suministra dos indicaciones en decibels correspondientes a las corrientes que fluyen en el balun: una indicación  $A_1$  proporcional a la corriente balanceada  $I_a$ , y una indicación  $A_2$  proporcional a la corriente de desbalance  $I_b$ .

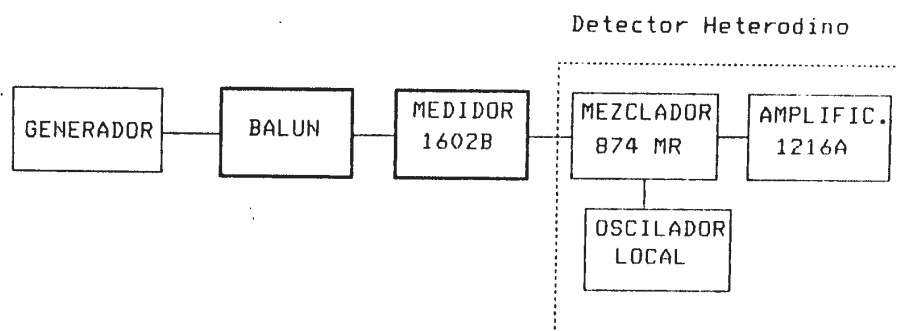


Figura 2.33

De acuerdo a la ecuación (1.21), la eficiencia de balanceamiento está dada por:

$$EB = \left( \frac{I_a - I_b}{I_a + I_b} \right) \times 100$$

Podemos reescribir esta expresión como

$$EB = \left( \frac{\frac{I_a}{I_b} - 1}{\frac{I_a}{I_b} + 1} \right) \times 100 \quad (2.8)$$

Dado que se tienen dos lecturas en decibeles proporcionales cada una a  $I_a$  e  $I_b$ , la diferencia entre estas será a su vez proporcional a la relación  $I_a / I_b$ :

$$A_1 - A_2 = 20 \cdot \log \left( \frac{I_a}{I_b} \right) \quad (2.9)$$

de donde

$$\frac{I_a}{I_b} = \text{antilog}_{10} \left( \frac{A_1 - A_2}{20} \right) \quad (2.10)$$

La relación  $I_a / I_b$  permite a su vez calcular la eficiencia de balanceamiento utilizando la ecuación (2.8).

Con el objeto de verificar esta técnica de medición se construyeron dos balunes: un balun con núcleo de ferrita y un balun trombón o balun de media onda. A continuación, se presentan los resultados obtenidos de la medición de la eficiencia de balanceamiento de cada uno.

a) Balun con Núcleo de Ferrita:

Un balun es básicamente un dispositivo que proporciona aislamiento entre la superficie exterior del conductor externo de un cable coaxial y el brazo de la antena balanceada conectada a dicho conductor. Para ello, la impedancia presentada por la superficie exterior del cable debe ser tan grande como sea posible, lo que puede lograrse haciendo que el coaxial forme un arrollado con varias espiras.

Asumiendo que dicho arrollado se comporte como un inductor lineal, la reactancia inductiva del mismo será proporcional a la frecuencia. Por lo tanto, habrá una frecuencia por debajo de la cual el balun no proveerá el aislamiento requerido, y que representará el límite inferior de la banda de operación del balun. Por otra parte, a medida que aumenta la frecuencia, se llegará a un punto en el que la capacitancia parásita del arrollado resonará en paralelo con su inductancia. En ese momento, la impedancia del dicho arrollado será máxima, lo que representa una condición deseable para la operación del balun. Si la frecuencia sigue aumentando, la reactancia del balun se hace capacitiva y disminuye con la frecuencia hasta que se produce resonancia en serie en el arrollado [Nagle, 1985]. La impedancia del balun será entonces muy baja, por lo que no suministrará suficiente aislamiento. El límite superior de la banda de operación estará entonces en un punto comprendido entre las frecuencias de resonancia en paralelo y resonancia en serie.

El aislamiento proporcionado por el balun puede aumentarse sin incrementar el número de espiras si el arrollado se hace sobre un núcleo toroidal de material magnético con alta permeabilidad, tal como la ferrita. En nuestro caso, el núcleo utilizado fue un toroide proveniente de un transformador de RF, sobre el cual se devanó cable coaxial RG 58 de acuerdo al esquema del "supertoroide" publicado por Reiser [1978]. En este diseño, la mitad de las espiras del balun se arrollan en una dirección, y la mitad restante en la dirección contraria, tal como puede apreciarse en la Fig. 2.34. Este arreglo contribuye a la supresión de la corriente en la superficie externa del cable coaxial, a la par que reduce la sensibilidad del arrollado toroidal ante campos magnéticos externos [Nagle, 1985].

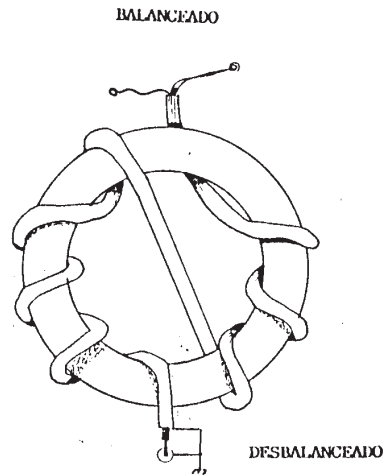
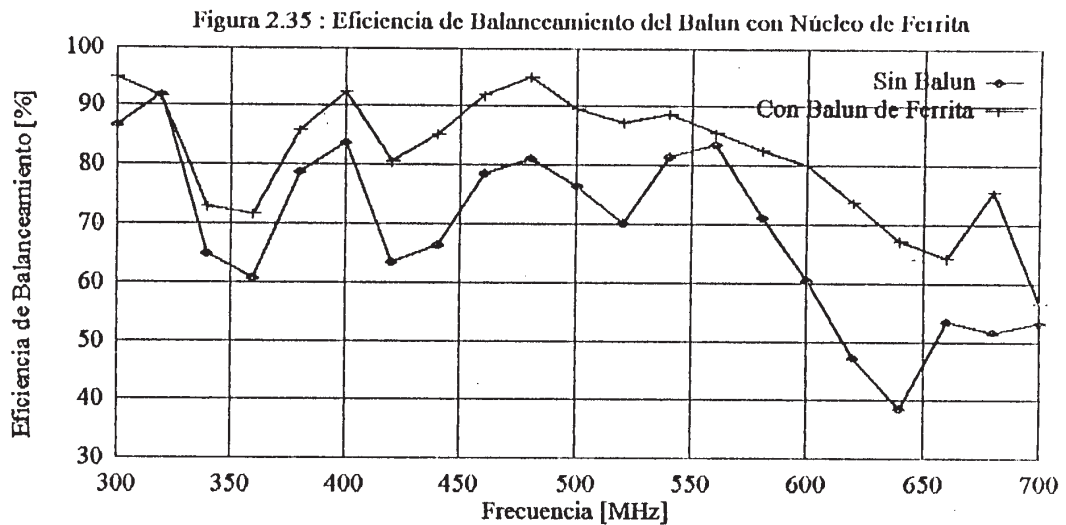


Figura 2.34

A efectos de hacer patente el efecto del balun con núcleo de ferrita arriba descrito, se realizaron mediciones de la eficiencia de balanceamiento en un cable coaxial antes y después de incluir dicho balun. La Fig. 2.35 muestra que, en todo el rango de frecuencias en en que se realizó la medición, la presencia del balún resulta en un incremento de la eficiencia de balanceamiento. El resultado del diseño es un balun de banda ancha que puede utilizarse con una eficiencia de balanceamiento superior al 80 % en un rango de casi 200 MHz (400–600 MHz).



b) Balun Trombón:

El balun trombón o balun de media onda es un balun de banda estrecha que a la vez permite realizar acople entre antenas balanceadas y líneas coaxiales con relación de impedancias de 4:1. Un esquema de este balun se muestra en la Fig. 2.36. Como puede apreciarse, su construcción es bastante simple: basta disponer de una porción de cable coaxial con una longitud eléctrica de media longitud de onda a la frecuencia de interés.

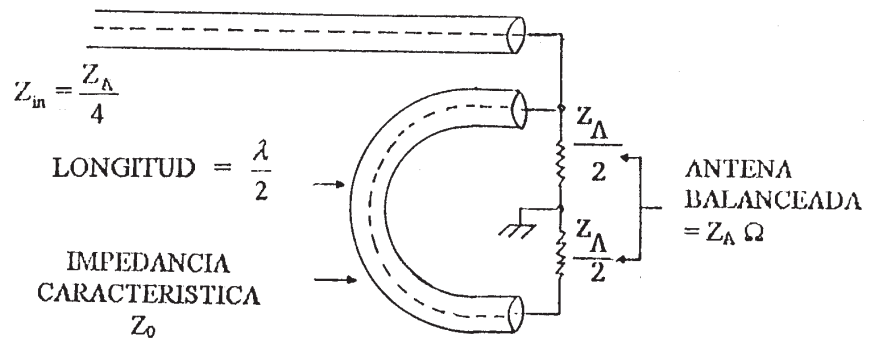


Figura 2.36

A objeto de describir el principio de operación de este balun, es conveniente representar su circuito equivalente (Fig. 2.37):

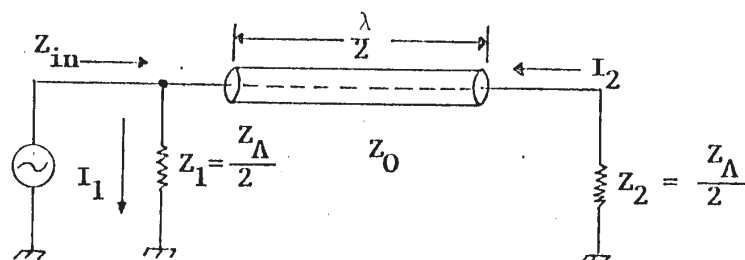


Figura 2.37

A la frecuencia central de diseño, para la cual la longitud eléctrica del “trombón” del balun es de media longitud de onda, la mitad de la impedancia de la antena balanceada (representada en la figura como  $Z_2 = Z_A/2$ ) aparece en paralelo con la impedancia de la otra mitad ( $Z_1 = Z_A/2$ ) debido a las propiedades de transformación de impedancia del cable coaxial. Por lo tanto, la impedancia  $Z_{in}$  vista en el terminal de entrada del balun es  $Z_A/4$ . Ello permite el acople entre antenas y cables coaxiales con una relación de impedancias de 4:1, como se mencionó anteriormente. El ancho de banda en el que el acople se mantiene es pequeño, ya que a medida que la frecuencia de operación cambia, la longitud eléctrica del “trombón” ya no es  $\lambda_0/2$  y, por lo tanto,  $Z_{in} \neq Z_A/4$ .

De acuerdo al análisis realizado por Nagle [1980], el ancho de banda en términos de la eficiencia de balanceamiento también es pequeño, y depende de la relación entre la impedancia característica del cable coaxial empleado y la impedancia de la antena balanceada que se desea utilizar. En dicho análisis, la eficiencia de balanceamiento del balun trombón puede expresarse como:

$$EB = \frac{(\cos\theta + 1) + j \cdot k \cdot \text{Sen } \theta}{(\cos\theta - 1) + j \cdot k \cdot \text{Sen } \theta} \quad (2.11)$$

Donde  $\theta$  es la longitud del trombón expresada en grados eléctricos, y ‘k’ es la relación entre la impedancia de la antena y la impedancia característica del cable coaxial ( $Z_0$ ):

$$k = \frac{Z_0}{Z_A / 2} \quad (2.12)$$

En la expresión (2.11), la eficiencia de balanceamiento es definida como:

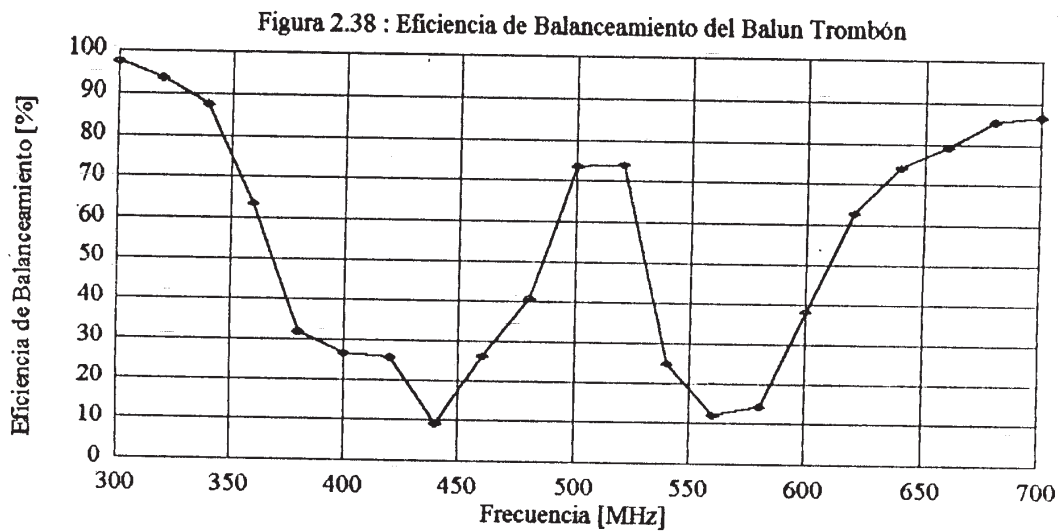
$$EB = \frac{|I_1 - I_2|}{|I_1 + I_2|} \quad (2.13)$$

Donde  $I_1$  e  $I_2$  son las corrientes que fluyen en el interior del cable coaxial. Con esta definición, el desempeño del balun será óptimo cuando  $EB = 0$  ( $I_1 = I_2$ ).



En la expresión (2.11) se verifica que  $EB = 0$  cuando  $\theta = 180^\circ$ , es decir, la eficiencia de balanceamiento será óptima a la frecuencia de diseño del balun. Para el mayor ancho de banda posible, se requiere que  $k < 1$ , por lo que la impedancia de la antena debe ser grande en comparación con la impedancia característica del cable coaxial. En estas condiciones, una relación de impedancias de 4:1 representa un compromiso aceptable.

Se presentan a continuación (Fig. 2.38) los resultados de la medición de la eficiencia de balanceamiento de un balun trombón diseñado para una frecuencia central de 500 MHz y contruido con cable coaxial RG 58. Se advierte que la eficiencia de balanceamiento muestra un máximo entre 500 y 520 MHz, con una rápida disminución a medida que nos alejamos de dicho máximo, lo que nos demuestra el limitado ancho de banda de este tipo de dispositivo.



## 2.5 MEDICION DE PATRONES DE RADIACION

Para realizar mediciones de las características de radiación de una antena, es necesario disponer de una instalación que permita obtener datos confiables y repetibles. A tal fin, deben satisfacerse los criterios expuestos en la Sección 1.4, los cuales establecen las condiciones bajo las cuales la antena bajo prueba es iluminada por un frente de onda plano, uniforme y con la polarización adecuada. La geometría de un campo de pruebas obedece a estos criterios, los cuales a su vez dependen principalmente de la frecuencia de operación. Examinaremos a continuación el dimensionamiento del campo de pruebas utilizado en este trabajo, considerando que las mediciones fueron realizadas a 500 MHz ( $\lambda_0 = 0.6$  m).

Acoplamiento Mutuo (Ecuación 1.28): Los efectos del acoplamiento mutuo entre las antenas transmisora y bajo prueba se consideran despreciables cuando se satisface

$$R \geq 10 \cdot \lambda_0$$

donde R representa la distancia entre las antenas. En nuestro caso, esto supone  $R \geq 6$  m.

Variación de Fase sobre la Antena bajo Prueba (Ecuaciones 1.29 y 1.30): Para que la variación de fase del frente de onda que ilumina la antena bajo prueba sea menor que  $\pi/8$ , es necesario cumplir con

$$R \geq 2 \cdot \frac{D^2}{\lambda_0}$$

donde D es la máxima dimensión de la antena bajo prueba. En lo sucesivo, consideraremos que en el peor de los casos tendremos  $D = \lambda_0/2$ ; por tanto, debe cumplirse que  $R \geq 0.3$  m. Con  $R = 6$  m, la máxima variación de fase será sobre la apertura de la antena será

$$\Delta\varphi = \frac{\pi \cdot D^2}{4 \cdot \lambda_0 \cdot R} = 0.0196 \text{ rad} \ll \frac{\pi}{8}$$

Variación de Amplitud sobre la Antena bajo Prueba (Ecuaciones 1.32, 1.35 y 1.36): Para que la iluminación de la antena bajo prueba no sufra variaciones de amplitud a lo largo de la línea de vista mayores a 1 dB se requiere que

$$R \geq 10 \cdot L$$

donde  $L$  es la longitud de la región activa de la antena. Asumiendo  $L = 1$  m para las antenas investigadas en este trabajo (un valor exagerado para una antena en la banda de UHF), tendremos que  $R \geq 10$  m. Los criterios anteriores quedan ampliamente satisfechos con este nuevo valor de  $R$

A fines de que la variación de amplitud en planos perpendiculares a la línea de vista no sea mayor que 0.25 dB, es necesario cumplir con

$$R \geq \frac{D}{\theta_{0.25 \text{ dB}}} \quad \text{y} \quad R \geq \frac{D}{\varphi_{0.25 \text{ dB}}}$$

donde  $\theta_{0.25 \text{ dB}}$  y  $\varphi_{0.25 \text{ dB}}$  representan el ancho del lóbulo principal de la antena transmisora en el plano vertical y en el plano horizontal, respectivamente, entre los puntos en los que la amplitud del campo está 0.25 dB por debajo del máximo de dicho lóbulo. La antena transmisora empleada en este trabajo fué la Yagi con 6 elementos y acople gamma estudiada en la Sección 2.3. La simulación de esta antena con FRENEC arrojó  $\theta_{0.25 \text{ dB}} = 18^\circ = 0.3142 \text{ rad}$  y  $\varphi_{0.25 \text{ dB}} = 14^\circ = 0.2443 \text{ rad}$ . Estos valores suponen

$$R \geq \frac{D}{\theta_{0.25 \text{ dB}}} = 0.95 \text{ m} \quad \text{y} \quad R \geq \frac{D}{\varphi_{0.25 \text{ dB}}} = 1.23 \text{ m}$$

Ambos criterios quedan cabalmente cumplidos con  $R \geq 10$  m.

Supresión de las Reflexiones producidas por el Suelo (Ecuación 1.37): En un campo elevado, se precisa que la antena bajo prueba sea iluminada solamente por la radiación contenida en el lóbulo principal de la antena transmisora. Esto requiere que

$$h_{r \min} \geq R \cdot \operatorname{tg} \left( \frac{\theta_{\text{nulo}}}{2} \right)$$

donde  $h_{r \min}$  es la altura mínima de la estructura que soporta la antena bajo prueba, y  $\theta_{\text{nulo}}$  es el ancho entre nulos del lóbulo principal de la antena transmisora en el plano vertical. Mediante la simulación con FRENAC se obtuvo  $\theta_{\text{nulo}} = 42.5^\circ$ , lo que nos lleva a  $h_{r \min} \geq 5.5$  m. En el espacio disponible para la medición era imposible cumplir con este requisito; en consecuencia, fué necesario utilizar la geometría de un campo con reflexión. Los suelos de la instalación utilizada (losas de granito pulido) satisfacen el criterio de rugosidad de Rayleigh (Ecuación 1.38), por lo que las reflexiones producidas por ellos pueden considerarse especulares.

Ajuste de la Iluminación de la Antena bajo Prueba en el Campo con Reflexión (Ecuaciones 1.42 y 1.45): En un campo con reflexión, la antena transmisora y su imagen determinan un patrón de interferencia, cuyo lóbulo principal debe iluminar la antena bajo prueba. Para que ello suceda hay que cumplir con

$$h_r \geq 3.3 D \quad \text{y} \quad h_t \approx \frac{\lambda_0 R}{4 \cdot h_r}$$

donde  $h_r$  y  $h_t$  son las alturas de las antenas receptora y transmisora, respectivamente. En el caso que nos ocupa resulta  $h_r \approx 0.9$  m y  $h_t \geq 1$  m.

Las mediciones presentadas en este trabajo fueron realizadas en un lugar que, aunque cuenta con suficiente espacio para que los requisitos arriba expuestos sean satisfechos, no permite tener control sobre las reflexiones espúreas que afectan la precisión de la medición, tales como las producidas por las paredes, el techo y los objetos metálicos presentes en el área de trabajo. Por otra parte, la presencia del operador afecta los resultados obtenidos, especialmente cuando se registran nulos o lóbulos secundarios del patrón. Este inconveniente fué resuelto realizando las lecturas con

prismáticos, ubicando el operador a una distancia lo suficientemente grande como para que las variaciones introducidas por su presencia sean mínimas. La geometría resultante para nuestro campo de pruebas se muestra en la Fig. 2.39

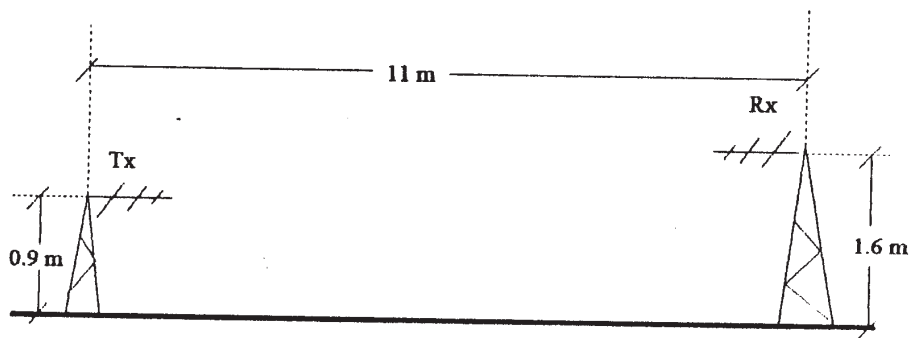


Figura 2.39

El registro de los patrones de radiación se realizó iluminando la antena bajo prueba y rotándola alrededor de un eje vertical de soporte en incrementos de  $5^\circ$ . La señal recibida es procesada por el detector heterodino anteriormente empleado en las mediciones de impedancia, ROE y eficiencia de balanceamiento anteriormente discutidas. Dicho detector permite obtener una indicación precisa del nivel relativo (en decibeles) del voltaje inducido en la antena bajo prueba, en función del ángulo  $\phi$  de rotación de la misma. La Fig. 2.40 muestra el diagrama de bloques del arreglo empleado.

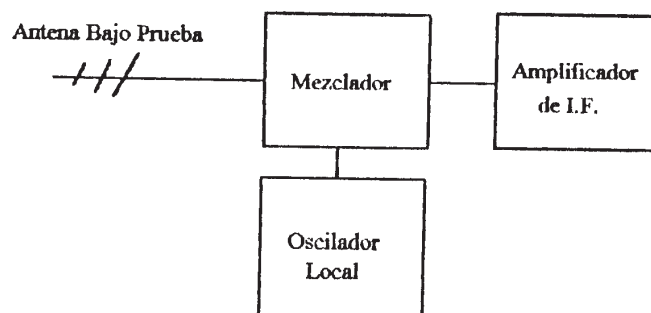


Figura 2.40

Los valores relativos obtenidos de la medición fueron llevados a valores de voltaje absolutos y posteriormente normalizados, utilizando:

$$V_i = \frac{\text{antilog}_{10}\left(\frac{A_i}{20}\right)}{\text{antilog}_{10}\left(\frac{A_{\max}}{20}\right)} ; \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (2.14)$$

en donde  $V_i$  es el voltaje normalizado correspondiente a cada posición de la antena bajo prueba,  $A_i$  es la lectura en decibeles obtenida en cada una de dichas posiciones, y  $A_{\max}$  es el máximo valor obtenido en la medición. Por lo tanto, los gráficos polares mostrados en este trabajo representan el patrón de campo eléctrico normalizado de la antena.

Presentamos a continuación los resultados obtenidos para las antenas estudiadas en esta Sección.

*a) Dipolo de Referencia:*

La primera antena para la que se registró el patrón de radiación fué el dipolo con acople gamma estudiado en la Sección 2.3. Escogimos esta antena debido a la sencillez de su patrón y al hecho de que es la referencia que utilizaremos en la mediciones de ganancia y polarización. Por otra parte, la comparación del patrón de radiación teórico (obtenido mediante una simulación con FRENEC) con aquel resultante de la medición nos permitirá evaluar la idoneidad de la instalación utilizada. Las Figs. 2.41 y 2.42 muestran los patrones experimental y teórico en los planos E y H del dipolo, respectivamente.

Figura 2.41 : Patrón de Radiación del Dipolo de Referencia, Plano E

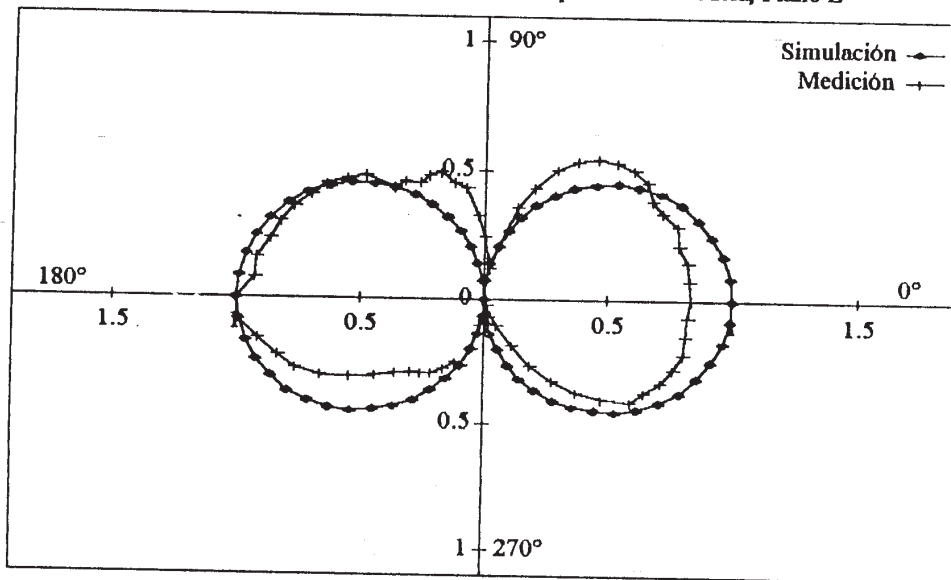
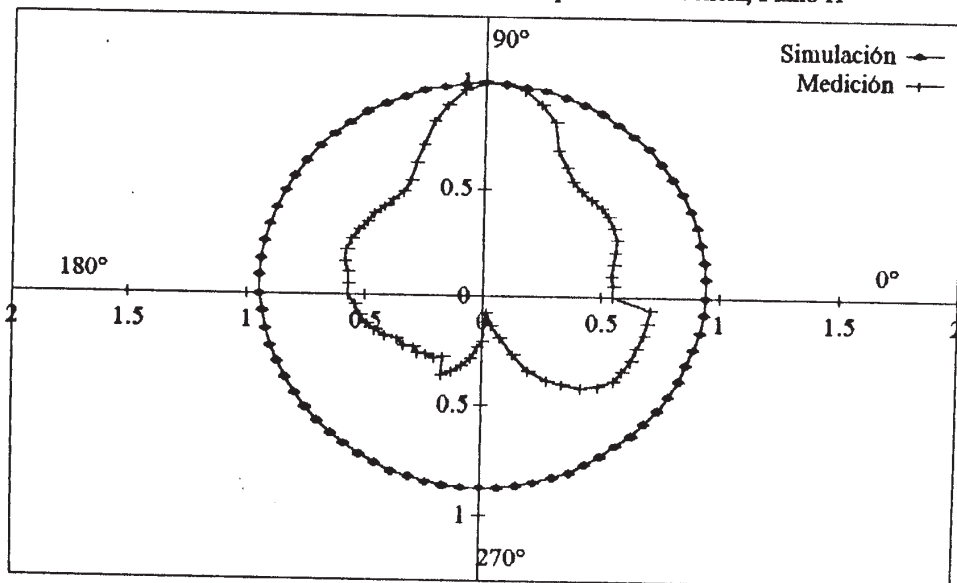


Figura 2.42 : Patrón de Radiación del Dipolo de Referencia, Plano H



La Fig. 2.41 muestra buena correspondencia entre los resultados teóricos y experimentales: en estos últimos se pueden apreciar los dos lóbulos correspondientes a un dipolo de media onda, con nulos en la dirección del eje del dipolo ( $\varphi = 90^\circ$ ,  $\varphi = 270^\circ$ ). En el patrón experimental se encuentra igualmente asimetría con respecto al eje vertical, la cual en principio puede atribuirse a la presencia del acople gamma. El patrón experimental obtenido para el plano H no muestra semejanza alguna con el patrón teórico. Esto sugiere que el ambiente de trabajo no responde de igual forma a las distintas polarizaciones en la iluminación de la antena bajo prueba, lo que se hará más evidente en los resultados presentados a continuación

b) Antena Yagi con Acople Gamma:

Como se mencionó anteriormente, la antena transmisora empleada en este trabajo fue la Yagi de 6 elementos y acople gamma estudiada en la Sección 2.3. Se escogió este tipo de antena debido a su direccionalidad, su sencillez y al hecho de que puede ser fácilmente simulada; adicionalmente, esta antena presenta un buen acoplamiento ( $ROE \approx 1$ ) a la frecuencia de operación. En este caso, la medición del patrón de radiación era necesaria para verificar algunas de las premisas sobre las cuales se basó el dimensionamiento de nuestro campo de pruebas, tales como la geometría del lóbulo principal y la posición de los nulos. Las Figs. 2.43 y 2.44 muestran los patrones teórico y experimental en los planos horizontal y vertical de la antena. Al igual que en el caso del dipolo de referencia, la mejor concordancia entre medición y teoría ocurrió para polarización horizontal. La forma del lóbulo principal es muy aproximadamente la predicha por la simulación, pudiéndose notar además los lóbulos secundarios y los nulos del patrón. En el caso del patrón en el plano vertical, se observa que el lóbulo principal y los nulos adyacentes presentan buena correlación con los valores teóricos, en tanto que para el resto del patrón no se presenta tal correspondencia.



Figura 2.43 : Patrón de Radiación de Antena Yagi con Acople Gamma, Plano Horizontal

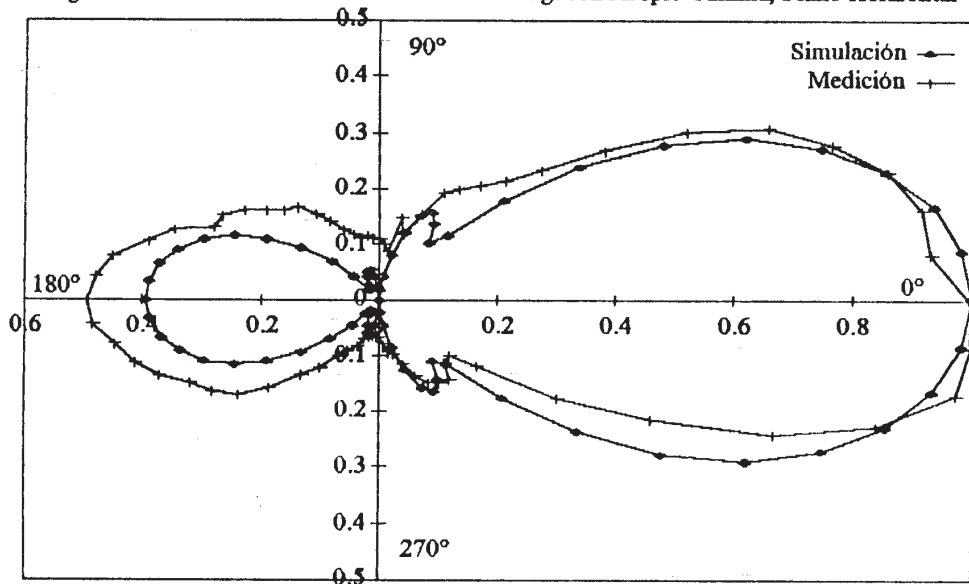
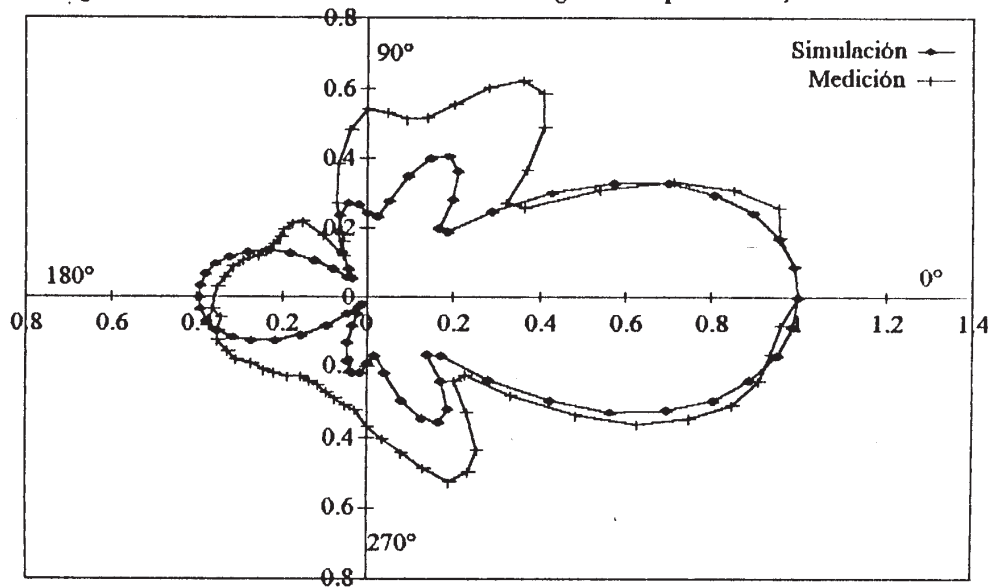


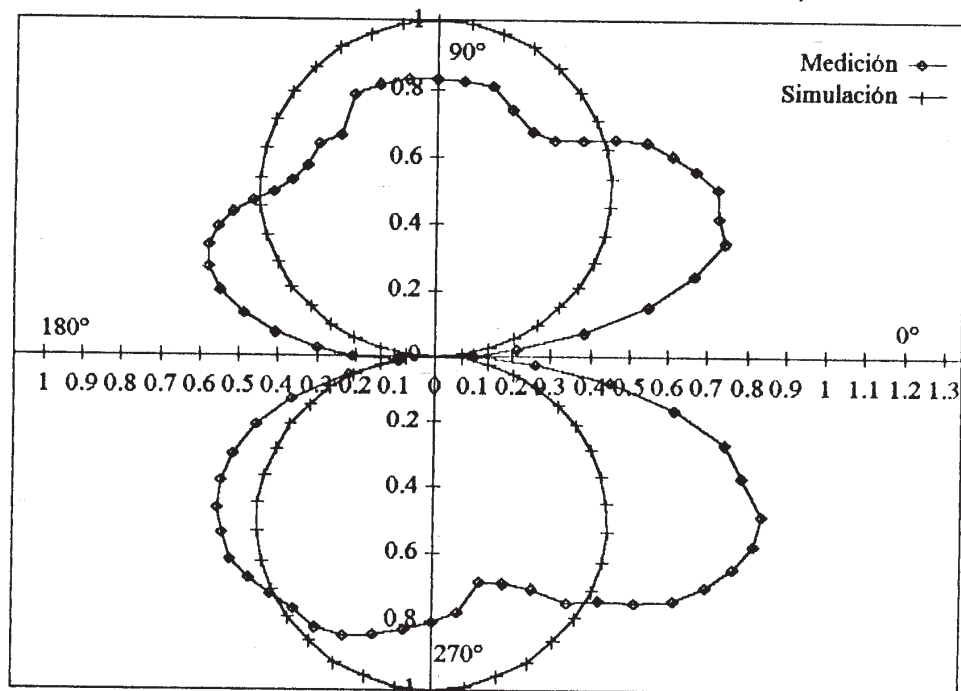
Figura 2.44 : Patrón de Radiación de Antena Yagi con Acople Gamma, Plano Vertical



c) Monopolo con Plano de Tierra:

La antena que presentamos a continuación es uno de los monopolos resonantes a 500 MHz estudiados en la Sección 2.2, y es la primera de una serie de antenas provistas de planos de tierra para las que se registraron los respectivos patrones de radiación. La versión actual de FRENEC no permite tomar en cuenta el efecto de un plano de tierra finito; por lo tanto, a efectos de comparación, se simuló un dipolo que corresponde a las dimensiones y orientación de esta antena. La medición del patrón se realizó para polarización horizontal, en vista de los resultados anteriormente obtenidos para las distintas polarizaciones de la iluminación de la antena bajo prueba. Los resultados obtenidos pueden observarse en la Fig. 2.45.

Figura 2.45 : Patrón de Radiación del Monopolo con Plano de Tierra, Plano E



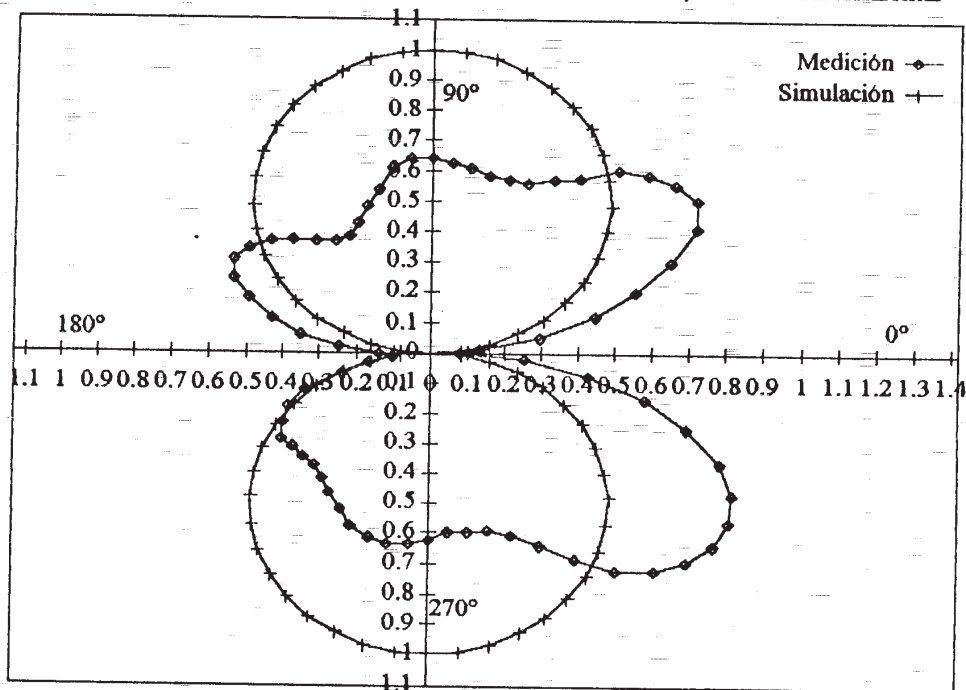
En esta figura, el eje del monopolo está orientado en la dirección  $\varphi = 0^\circ$ ; por tanto, el plano de tierra coincide con el eje vertical del diagrama ( $\varphi = 90^\circ$ ). Pueden apreciarse dos lóbulos en el patrón experimental, los cuales corresponderían al dipolo conformado por el monopolo y su

respectiva imagen. La orientación de dichos lóbulos, así como la de los nulos adyacentes, coincide con la del patrón teórico obtenido de la simulación. La asimetría con respecto al eje vertical del patrón y las imperfecciones en la forma de los lóbulos eran de esperarse, dados el tamaño y la conductividad finita del plano de tierra utilizado. Por otra parte, las asimetrías que se advierten con respecto al eje horizontal del patrón no pueden atribuirse al diseño de la antena, en vista de la sencilla geometría de un monopolo recto. Por lo tanto, estas irregularidades aparecen como consecuencia de reflexiones indeseadas en el área de trabajo. Esta conclusión se apoya en el hecho de que la deformación aparece consistentemente en una misma región del patrón ( $0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ ), tal como se apreciará en las antenas que analizaremos seguidamente.

#### d) Antena de Medio Lazo:

A objeto de efectuar comparaciones entre teoría y medición, se simuló con FRENEC el patrón de radiación de una antena de lazo con las dimensiones y orientación de la antena de medio lazo construida en este trabajo. A tal efecto, la circunferencia del lazo fué substituída por 16 segmentos rectilíneos idénticos, correspondientes a las cuerdas determinadas por los 16 arcos de circunferencia en los que se subdividió el perímetro de la antena. Esto nos proporciona una razonable aproximación a la geometría de un lazo circular, lo cual era necesario ya que FRENEC sólo permite simular antenas constituidas por conductores rectilíneos. La medición de la antena de medio lazo se llevó a cabo orientando el plano del lazo verticalmente e iluminándolo con polarización horizontal. Los resultados de dicha medición se presentan en la Fig. 2.46. En dicha figura, el medio lazo está dirigido en la dirección  $\varphi = 0^\circ$ , mientras que el plano de tierra coincide con el eje vertical del diagrama.

Figura 2.46 : Patrón de Radiación de la Antena de Medio Lazo, Polarización Horizontal

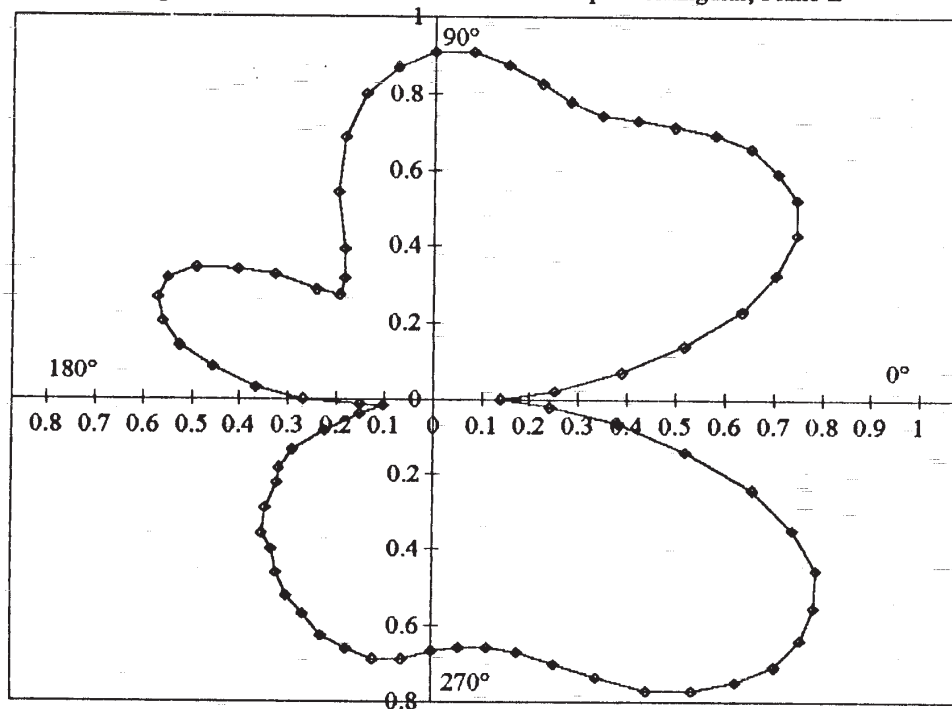


De acuerdo a Jasik [1984, p. 5-12], el patrón de radiación en el plano horizontal de una antena de lazo eléctricamente grande orientada verticalmente presenta una figura semejante a la de un ocho, con máximos ubicados sobre el eje del lazo y nulos en el plano del mismo. Esto es consistente con los resultados obtenidos de la simulación: en la Fig. 2.46, el eje del lazo coincide con el eje vertical. A semejanza de lo que ocurre para el patrón teórico de la antena de lazo, el patrón experimental de la antena de medio lazo muestra dos nulos situados en el plano de la antena y dos lóbulos con aproximadamente la misma orientación mostrada por el patrón teórico; sin embargo, no existe mayor semejanza en el aspecto de estos últimos. Esto era de esperarse, ya que el tamaño y la conductividad necesariamente finitos del plano de tierra no permiten simular eficientemente la mitad faltante de la antena. A este respecto, es de notarse la asimetría del patrón con respecto al eje vertical, asociada al efecto del plano de tierra, así como aquella que se produce con respecto al eje horizontal y que se debe a reflexiones indeseables en la instalación, como se mencionó anteriormente.

*e) Monopolo Triangular:*

En este caso, examinaremos el patrón de radiación del monopolo triangular estudiado en la Sección 2.2. Para la medición de este patrón, el monopolo fué colocado horizontalmente con su plano en posición vertical (perpendicular a la polarización de la iluminación). La Fig. 2.47 muestra los resultados obtenidos en la medición de esta antena. En este diagrama, el eje del monopolo está orientado en la dirección  $\varphi = 0^\circ$ , mientras que el plano de tierra coincide con el eje vertical del patrón.

Figura 2.47 : Patrón de Radiación del Monopolo Triangular, Plano E



A semejanza de lo observado para el monopolo recto, se encuentra un patrón compuesto por dos lóbulos con sus respectivos nulos en la dirección del eje de la antena; asimismo se advierte asimetría respecto al eje vertical, imputable al efecto de un plano de tierra finito. Llama la atención el lóbulo secundario que aparece en el segundo cuadrante del patrón ( $90^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ ), el cual no puede atribuirse a la geometría de esta antena. Si dicho lóbulo fuese parte de la estructura fina del patrón de radiación, su presencia también debería notarse en el tercer cuadrante ( $180^\circ \leq \varphi \leq 270^\circ$ ), dada la

resolución angular de la medición ( $\Delta\phi = 5^\circ$ ). Esta irregularidad sólo puede ser explicada en términos de reflexiones indeseables en nuestra instalación de medida, tal como fué notado en casos precedentes.

f) Antena Helicoidal:

Presentamos a continuación los resultados obtenidos de la medición del patrón de radiación de la antena helicoidal estudiada en secciones anteriores.

Figura 2.48 : Patrón de Radiación de la Antena Helicoidal, Polarización Horizontal

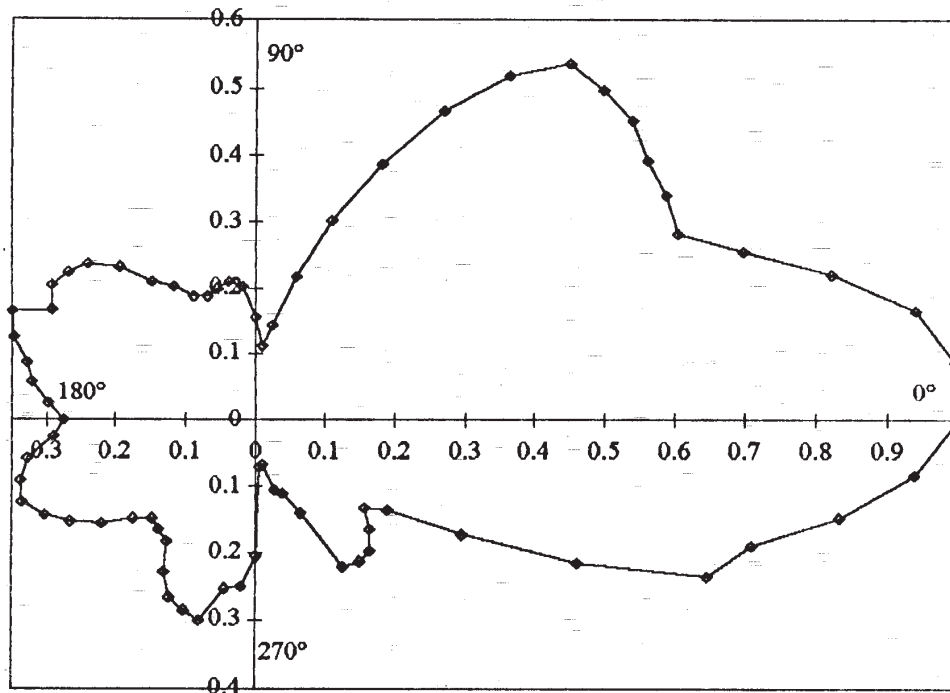
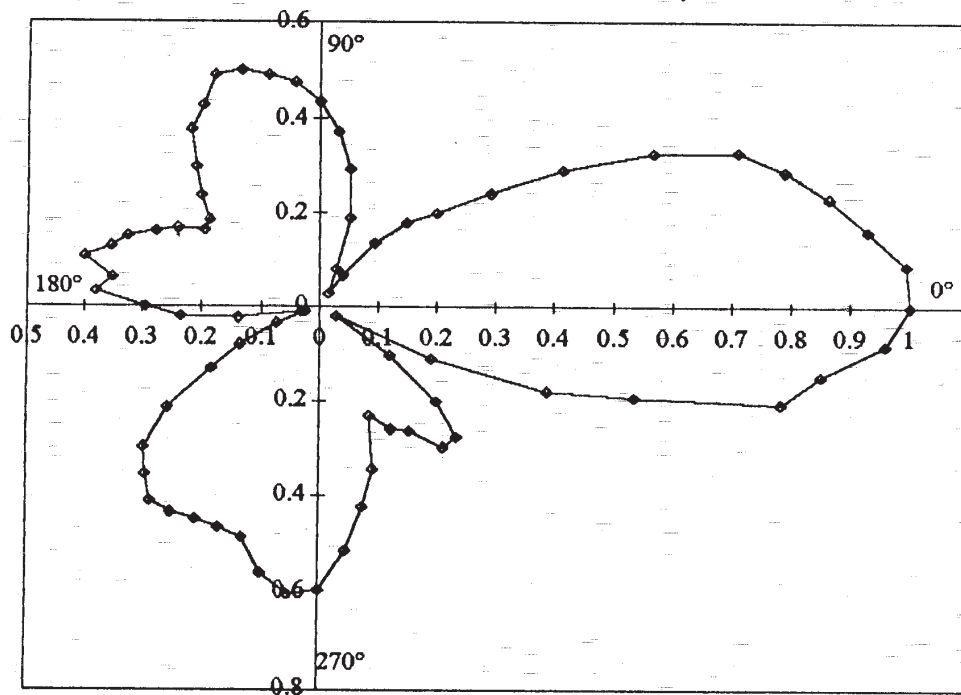


Figura 2.49 : Patrón de Radiación de la Antena Helicoidal, Polarización Vertical



Los patrones presentados en las Figs. 2.48 y 2.49 ponen de manifiesto varias características de la antena helicoidal reseñadas en la literatura. En primer lugar, se observa que para ambas polarizaciones el lóbulo principal del patrón está dirigido a lo largo del eje de la antena ( $\varphi = 0^\circ$ ); lo cual era de esperarse, ya que a la frecuencia a la que se efectuó la medición (500 MHz), la antena opera en el modo axial. En ambos casos, los patrones obtenidos muestran semejanza con los presentados por Kraus [1988, p. 283], los cuales corresponden a una hélice análoga a la construida en este trabajo (con 6 espiras, circunferencia  $C_\lambda \approx 1$  y ángulo de paso  $\alpha = 14^\circ$ ). En estos últimos son de notarse las diferencias que se aprecian en el patrón de una misma antena para polarización horizontal y vertical, diferencias que también se advierten en los patrones resultantes de la medición. En ambos casos se nota la asimetría respecto al eje de la antena observada en mediciones anteriores.

g) Dipolo Triangular con Reflector de Esquina:

Para concluir esta sección, presentamos los patrones correspondientes a un dipolo triangular provisto de un reflector de esquina de  $90^\circ$ , construido por alumnos de la Escuela de Ingeniería Eléctrica para la recepción de televisión en la banda de UHF. Un arreglo de este tipo debe en principio aumentar la directividad del dipolo triangular, preservando sus características de ancho de banda. El reflector empleado fué construido con varillas de aluminio paralelas al eje del dipolo, separadas 5 cm entre sí ( $0.08\lambda_0$ ). La distancia entre el vértice del reflector y el eje del elemento activo fué de 13 cm ( $0.22\lambda_0$ ). El registro de este patrón nos ofreció la oportunidad de utilizar el balun con núcleo de ferrita estudiado en la Sección 2.4, ya que en este caso se requería realizar mediciones de una antena balanceada. Las Figs. 2.50 y 2.51 muestran los resultados obtenidos. En ambas figuras, la apertura del reflector está orientada en la dirección  $\varphi = 0^\circ$ .

Figura 2.50 : Patrón de Radiación de Dipolo Triangular con Reflector de Esquina, Plano E

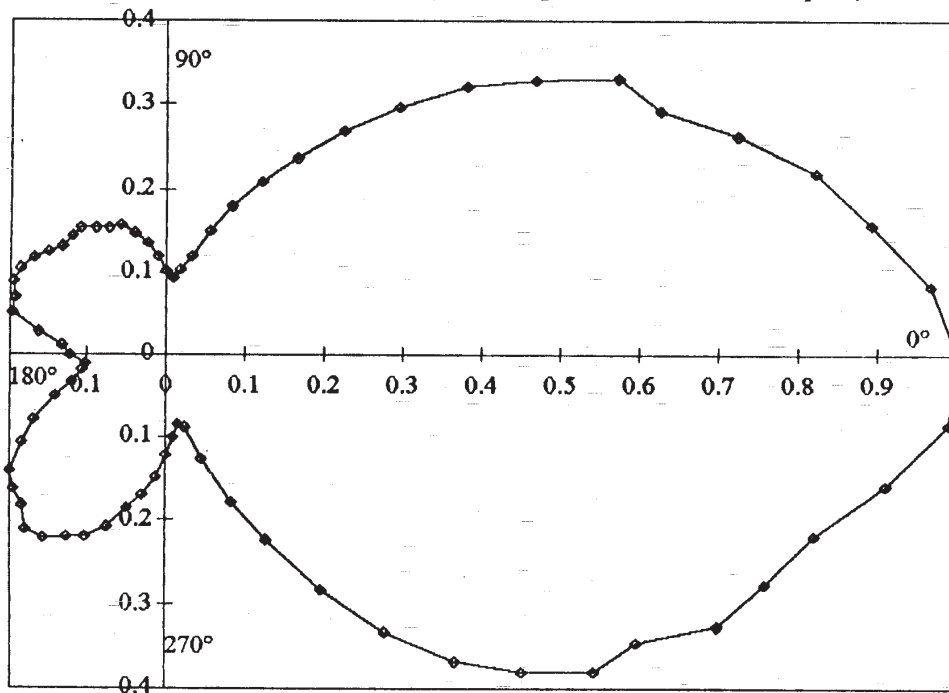
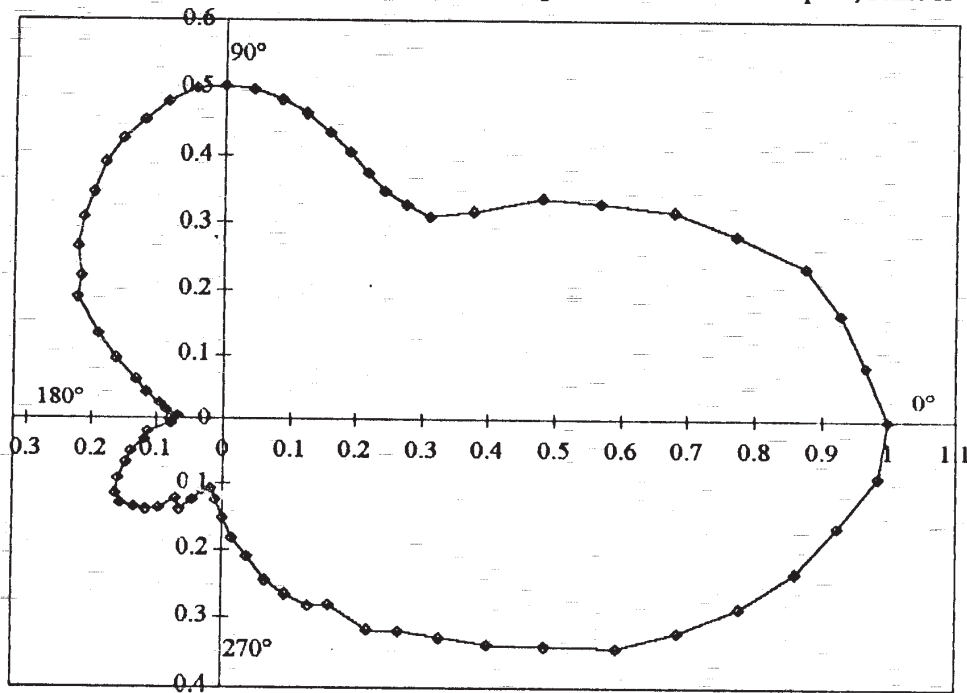




Figura 2.51 : Patrón de Radiación de Dipolo Triangular con Reflector de Esquina, Plano H



Los resultados obtenidos confirman el logro de la principal premisa del diseño: aumentar la directividad de la antena. La forma presentada por el lóbulo principal del patrón en el plano horizontal (Fig 2.50) es semejante a la presentada por el patrón de un reflector de esquina de  $90^\circ$ , en combinación con un dipolo de media onda ubicado a  $0.2\lambda_0$  de su vértice. [Jasik, 1961, p. 11-6]. La simetría de dicho patrón, por otra parte, hace patente la eficiencia del balun empleado en la medición. El patrón para el plano vertical presenta las asimetrías que afectan los resultados en la instalación utilizada cuando la antena bajo prueba es iluminada con polarización vertical.

## 2.6 MEDICION DE GANANCIA

La técnica empleada para las mediciones de ganancia realizadas en este trabajo está basada en el método comparativo, en el cual se registra la diferencia entre las potencias recibidas por la antena bajo prueba y una antena de referencia, estando ambas convenientemente iluminadas por un frente de onda plano, uniforme y con la polarización adecuada. Bajo estas condiciones, la ganancia de la antena bajo prueba con respecto a la antena de referencia estará dada por la mencionada diferencia de potencias, la cual normalmente se expresa en decibeles. Si se desea expresar la ganancia con respecto a otra antena (un radiador isotrópico, por ejemplo), es necesario conocer la ganancia de la antena de referencia utilizada en la medición con respecto al nuevo patrón.

La antena de referencia utilizada en este trabajo fue el dipolo con acople gamma estudiado en secciones precedentes. Todas las mediciones fueron realizadas a la frecuencia de resonancia de dicho dipolo (500 MHz). Se escogió este tipo de antena por su sencillez, su estabilidad mecánica y por poder simularse con facilidad. La desventaja del uso de un dipolo recto como antena de referencia radica en la omnidireccionalidad de su patrón de radiación en el plano H, lo que lo hace susceptible a las reflexiones indeseables producidas en el ambiente de trabajo. Por esta razón se prefiere el empleo de antenas más direccionales, tales como arreglos de dipolos con reflectores planos o dipolos con reflectores de esquina, los cuales necesitan ser previamente calibrados por un laboratorio especializado [ANSI/IEEE, 1980, p. 95]. En nuestro caso esto no era posible, por lo que se prefirió utilizar una antena cuya ganancia respecto al radiador isotrópico pudiese ser fácilmente predecida por medio de la simulación.

El instrumento utilizado para registrar la potencia recibida fue el detector heterodino empleado en anteriores ocasiones. Este detector proporciona indicaciones de los niveles relativos de potencia recibidos por la antena de referencia y la antena bajo prueba, por lo que la ganancia de esta última (con respecto al dipolo utilizado) corresponderá a la diferencia entre ambas lecturas, asumiendo que las antenas están perfectamente acopladas a la línea de transmisión que las conecta al detector (cable coaxial RG-58). Las pérdidas en la potencia recibida ocasionadas por los posibles desacoples entre dicha línea y las antenas fueron tomadas en cuenta utilizando la expresión [Vásquez, 1983, p. VII-2]

$$P_{\text{perd}} = 10 \log (1 - |\Gamma|^2) \text{ [dB]} \quad (2.15)$$

en donde  $\Gamma$  es el coeficiente de reflexión registrado para cada antena. Esta cantidad fue medida utilizando el procedimiento descrito en la Sección 2.3. Los resultados obtenidos para las antenas estudiadas se presentan en la Tabla 2.3.

**Tabla 2.3 : Pérdidas por Desacople**

Antena	$ \Gamma $	$P_{\text{perd}}$ [dB]
Dipolo de Referencia	0.1957	0.17
Yagi con Acople Gamma	0.0653	0.02
Helicoidal Polarizada a la Derecha	0.1165	0.06
Helicoidal Polarizada a la Izquierda	0.0537	0.013
Dipolo Triangular con Reflector de 90°	0.8318	5.11

La simulación de nuestra antena de referencia con FRENEC arrojó una ganancia de 2.28 dB con respecto a un radiador isotrópico, lo cual está razonablemente cerca de los 2.15 dB que predice la teoría para un dipolo de media onda. Si llamamos  $\Delta P$  a la diferencia entre la potencia recibida por la antena bajo prueba y la antena de referencia, la ganancia de la primera con respecto al radiador isotrópico será entonces:

$$G_i = \Delta P + P_{\text{perd}_{\text{ant}}} - P_{\text{perd}_{\text{ref}}} + 2.28 \text{ [dBi]} \quad (2.16)$$

donde  $P_{\text{perd}_{\text{ant}}}$  y  $P_{\text{perd}_{\text{ref}}}$  son las pérdidas por desacople asociadas a las antenas bajo prueba y de referencia, respectivamente.

Para cada antena se realizaron dos series de mediciones: una correspondiente a iluminación con polarización horizontal, y otra con polarización vertical. Aunque se recomienda realizar este tipo de medición con polarización horizontal debido a la rápida variación del coeficiente de reflexión del suelo para polarización vertical [ANSI/IEEE, 1980, p. 97], se prefirió realizar la medición con ambas

polarizaciones para poner de manifiesto las posibles variaciones introducidas por el ambiente de trabajo. Las Tablas 2.4 y 2.5 presentan los resultados obtenidos de las mediciones.

**Tabla 2.4 : Resultados de la Medición de Ganancia, Polarización Horizontal**

Antena	$\Delta P$ [dB]	$P_{\text{perd. ant}}$ [dB]	$G_1$ [dBi]
Yagi con Acople Gamma	21.7	0.02	24.13
Helicoidal con Polarización a la Derecha	21.87	0.06	24.04
Helicoidal con Polarización a la Izquierda	17.57	0.013	19.52
Dipolo Triangular con Reflector de 90°	12.90	5.11	20.12

**Tabla 2.5 : Resultados de la Medición de Ganancia, Polarización Vertical**

Antena	$\Delta P$ [dB]	$P_{\text{perd. ant}}$ [dB]	$G_1$ [dBi]
Yagi con Acople Gamma	8.93	0.02	11.06
Helicoidal con Polarización a la Derecha	6.20	0.06	8.37
Helicoidal con Polarización a la Izquierda	3.60	0.013	5.72
Dipolo Triangular con Reflector de 90°	-0.97	5.11	6.25

Una inspección superficial de los resultados de la Tabla 2.4 revela valores de ganancia que no corresponden a las prestaciones de las antenas examinadas. Por otra parte, los resultados obtenidos para polarización vertical son más cercanos a los valores que cabría esperar de la teoría. Por ejemplo, la simulación con FRENEC predice una ganancia de 11.31 dBi para la antena Yagi, lo cual es notablemente cercano a los 11.06 dBi registrados para polarización vertical. La ganancia correspondiente a las antenas helicoidales estudiadas sería la suma de las ganancias parciales registradas para cada polarización; pero en vista de los resultados obtenidos, asumiremos que los valores de la Tabla 2.5 son representativos de la ganancia parcial de estas antenas para ambas polarizaciones. Con esta consideración, resultan ganancias de 16.74 dBi y 11.44 dBi para las hélices con polarización a la derecha y a la izquierda, respectivamente. Ambas antenas son virtualmente idénticas en su construcción, difiriendo sólo en el sentido de polarización de las hélices; por lo que no era de esperarse que presentasen ganancias distintas. Esto nos sugiere que la instalación empleada

produce distorsiones que afectan la polarización de la iluminación de la antena bajo prueba, como se verá en la siguiente Sección. En base a los criterios de diseño aplicados, la directividad de estas antenas es del orden de 12.19 dBi, valor que se aproxima al obtenido para la hélice con polarización a la izquierda.

A fines de evaluar la ganancia del dipolo triangular con reflector de esquina, tomaremos como referencia un dipolo de media onda ubicado a  $0.22\lambda_0$  del vértice de un reflector de  $90^\circ$ , con planos de extensión infinita. Para esta antena la ganancia está alrededor de los 7.7 dBi [Jasik, 1961, p. 11-2], valor que está en el orden de los 6.25 dBi encontrados para el dipolo triangular (polarización vertical).

## 2.8 MEDICION DEL PATRON DE POLARIZACION

El procedimiento de medición de la polarización utilizado en este trabajo fué el registro del *patrón de polarización*. En esta técnica, una antena de referencia con polarización lineal es iluminada por la radiación proveniente de lóbulo principal de la antena bajo prueba, siendo rotada en un plano perpendicular a la dirección de propagación. Al graficarse en forma polar el voltaje registrado en la antena de referencia para cada posición angular de la misma, se obtiene un patrón cuya forma está determinada por la elipse de polarización radiada por la antena bajo prueba; así, para polarización lineal, el patrón presenta una figura semejante a un ocho con su semieje mayor en la dirección del plano de polarización, en tanto que para otros tipos de polarización la forma del patrón recuerda a la de una elipse que degenera en un círculo para polarización circular.

La antena de referencia utilizada en este trabajo fué el dipolo con acople gamma utilizado en la Sección anterior para la medición de ganancia. Este dipolo fué montado sobre un eje horizontal que permite rotar la antena a intervalos de  $5^\circ$ . Si llamamos  $\tau$  a dicho ángulo de rotación, la posición horizontal del dipolo de referencia corresponde a  $\tau = 0^\circ$ . La señal recibida por el dipolo fué registrada utilizando el detector heterodino empleado en ocasiones anteriores. En la Fig. 2.52 se muestra un esquema del arreglo descrito.

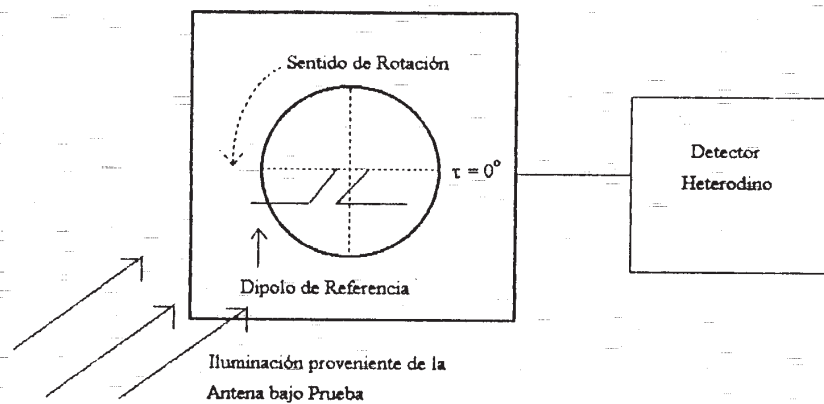
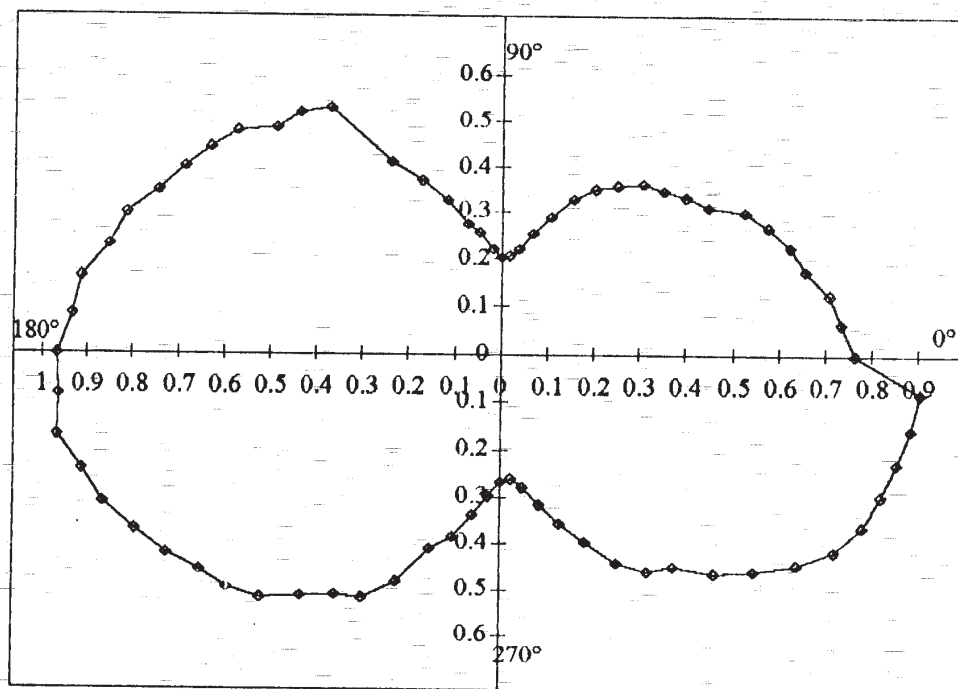


Figura 2.52

Las mediciones de ganancia y patrón de radiación discutida en secciones previas requieren que la antena bajo prueba sea iluminada por un frente de onda con la polarización adecuada. A fines de corroborar esta premisa, se registró el patrón de polarización de la antena Yagi con acople gamma utilizada como antena transmisora en dichas mediciones (Fig. 2.53).

Figura 2.53 : Patrón de Polarización para Antena Yagi con Acople Gamma



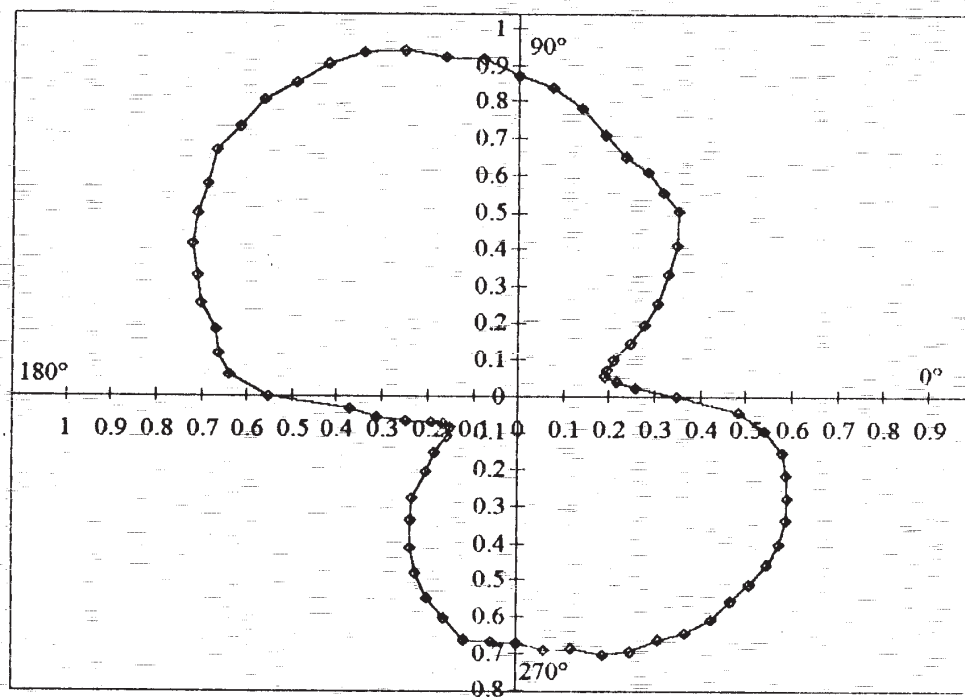
El patrón arriba mostrado muestra algunas características de un frente de onda con polarización lineal. La forma del patrón recuerda a la de un ocho con su semieje mayor en el plano de polarización de la iluminación, que en este caso es el plano horizontal. El patrón de polarización debe ser tangente a la elipse de polarización del frente de onda en los extremos de los semiejes mayor y menor de dicha elipse. Si se considera polarización lineal en el plano horizontal, el patrón debería ser tangente al eje horizontal de la figura, presentando nulos en una dirección ortogonal al plano de polarización (correspondientes al momento en que el dipolo de referencia está orientado verticalmente). Por lo tanto, la iluminación producida por la antena Yagi presenta un cierto grado de elipticidad. Esto puede deberse a la influencia del ambiente de trabajo o de la línea de transmisión empleada para alimentar la antena transmisora [ANSI/IEEE, 1980, p. 95]. Otra característica que



llama la atención es la asimetría del patrón con respecto al eje vertical, la cual puede deberse a la presencia del acople gamma en nuestro dipolo de referencia.

A objeto de registrar el patrón de polarización para una antena con una polarización distinta a la lineal, se hicieron mediciones para la antena helicoidal con polarización a la derecha previamente investigada. El patrón de polarización obtenido para esta antena se muestra en la Fig. 2.54.

Figura 2.54 : Patrón de Polarización para Antena Helicoidal



Teóricamente, una antena helicoidal operando en el modo axial radia con polarización circular en su lóbulo principal [Barboza, 1991, p. 208], por lo que el correspondiente patrón de polarización debería presentar una figura aproximadamente circular. Puede verse que la forma del patrón experimental dista mucho de ser una circunferencia; de hecho, este patrón correspondería a una elipse cuyo semieje mayor mostrase una inclinación de aproximadamente  $135^\circ$ , medida en sentido antihorario. Si consideramos la correspondencia entre teoría y medición obtenida en las mediciones de impedancia, ROE y patrón de radiación anteriormente realizadas para la antena helicoidal, no parece



probable que la forma resultante del patrón de polarización sea debida a errores en el diseño o construcción de la antena. En consecuencia, dicho patrón debe ser producto de la superposición de múltiples reflexiones producidas por el ambiente de trabajo. La asimetría notada en la medición del patrón de la antena Yagi aparece de nuevo en este patrón, lo que refuerza la suposición de que tal deformación se debe a la antena de referencia utilizada.

**REFERENCIAS**

ANSI/IEEE; **IEEE Standard Test Procedures for Antennas**, ANSI/IEEE Std. 149-1979, U.S.A., Wiley-Interscience, 1980.

BALANIS, CONSTANTINE; **Antenna Theory, Analysis and Design**, New York, John Wiley & Sons, 1982.

BARBOZA, ZULIMA; **Antenas y Propagación**, Mérida, Universidad de Los Andes, Facultad de Ingeniería, 1991.

GENERAL RADIO COMPANY; **Type 1021A Standard Signal Generators Operating Instructions**, Massachusetts, U.S.A., 1964.

GENERAL RADIO COMPANY; **Type 1216A Unit IF Amplifier and Type DNT Detectors Operating Instructions**, Massachusetts, U.S.A., 1963.

GENERAL RADIO COMPANY; **Type 1602B Admittance Meter Operating Instructions**, Massachusetts, U.S.A., 1958.

JASIK, HENRY; **Antenna Engineering Handbook**, U.S.A., McGraw-Hill, 1961.

JASIK, HENRY; **Antenna Engineering Handbook**, U.S.A., McGraw-Hill, 1984.

KING, RONOLD WYETH P.; **Tables Of Antenna Characteristics**, New York, IFI/Plenum, 1971.

KRAUS, JOHN; **A 50-Ohm Input Impedance for Helical Beam Antennas**, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-25, No. 6, Noviembre 1977, p. 913.

KRAUS, JOHN; **Antennas**, U.S.A., McGraw-Hill, 1988.

MAXWELL, WALTER; **Some Aspects of the Balun Problem**, QST, Marzo 1983, p. 38-40.

NAGLE, JOHN; **Balun Chop Suey**, Ham Radio, Mayo 1985, p. 113-121

NAGLE, JOHN; **The Half Wave Balun, Theory And Applications**, Ham Radio, Septiembre 1980, p. 32-35.

REISERT, JOE; **Simple and Efficient Broadband Balun**, Ham Radio, Septiembre 1978, p. 12-15.

TAKLA, NABIL y SHEN, LIANG SHI; **Bandwidth of a Yagi Array with Optimum Directivity**, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-25, No. 6, Noviembre 1977, p. 913-914.

VASQUEZ, NELSON; **Teoría de Ondas Guiadas, Parte I**, Valle de Sartenejas, Universidad Simón Bolívar, 1983

## CONCLUSIONES

Se han llevado a cabo mediciones de los parámetros característicos de un conjunto de antenas en la banda de UHF, las cuales han servido para verificar experimentalmente aspectos teóricos fundamentales, así como para corroborar la consecución de las premisas inherentes al diseño de cada antena. Aunque las técnicas de medición aquí presentadas fueron utilizadas en antenas que operan en la banda de UHF, ellas son asimilables a otros tipos de antenas empleando los equipos apropiados.

La instrumentación empleada consistió en el Medidor de Admitancia General Radio 1602B y el detector heterodino conformado por el Mezclador/Rectificador GR 874MR, el Amplificador de IF GR 1216A y el oscilador GR 1021A. La medición de todos los parámetros estudiados fué realizada utilizando estos equipos, los cuales fueron recuperados para la realización de este trabajo. A pesar de su antigüedad, estos instrumentos resultaron bastante confiables y versátiles (el Medidor 1602B, por ejemplo, permitió la medición de impedancia, ROE y eficiencia de balanceamiento). La precisión de las mediciones podría mejorar de contarse con una instalación exclusivamente destinada a tal efecto. En este sentido, se están tomando provisiones para la creación de un Laboratorio de Antenas en la futura sede de la Facultad de Ingeniería en La Hechicera. Dicho Laboratorio, además de cumplir funciones de docencia, permitirá iniciar una línea de investigación que posteriormente haría posible el desarrollo de antenas de calidad comercial.

Cabe mencionar que como resultado de este trabajo, se construyeron varias antenas, que en combinación con los equipos arriba mencionados permitirán efectuar demostraciones destinadas a la cátedra. Con algunas modificaciones, estos diseños podrían utilizarse para proveer soluciones a necesidades existentes en otras bandas.