

# ESTUDIO, DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO DE ANTENA MICROSTRIP PARA LA BANDA DE FRECUENCIAS DE LA TELEFONÍA MÓVIL CELULAR EN EL ECUADOR.

Julio César Galárraga Calero, Ing.  
Héctor Fiallo, Phd.

## RESUMEN

Basándose en criterios de diseño de microstrips y de sistemas radiantes, se planteó un modelo de antena que opere en el rango de frecuencias de telefonía móvil celular, cuyo diseño fue computarizado.

Se realizó el proceso de sinterización de los materiales óptimos y de construcción de la antena, así como la medición de las características de los materiales y de las antenas. Se utilizó materiales de muy alta constante de permitividad dieléctrica.

Se logró antenas miniatura de características requeridas, de dimensiones hasta tres veces menores a las existentes en el mercado, mediante un planteamiento físico de su funcionamiento y formulaciones empíricas para su diseño fáciles de aplicar y entender.

**Palabras Claves:** Antenas microstrip. Materiales alta permitividad dieléctrica.

## ABSTRACT

In the base of criteria of microstrip and radiating systems design we created an computarized antenna model that is able to operate within the celular movil telephonic range frequencies.

We made a sinterization process of optimal material and antenna construction, as well as measur of material and antennas characteristics, using very high dielectric permitivitty material.

We built microantennas - three times lesser than the commercial ones - through physical planning of their function and design empirical formulations with easy aplication and understanding.

**Key Words:** Microstrip antenna  
High dielectric permitivitty material

**Correspondencia a:** Ing. Julio Galárraga Calero  
Nogales N47-281 y Av. El Inca

Quito - Ecuador

## 1. INTRODUCCIÓN

El campo de trabajo de la telefonía móvil celular es importante debido al crecimiento de su demanda y aplicaciones. El presente trabajo pretende ser un aporte investigativo en este sentido.

Se plantea un modelo de antena miniatura con tecnología microstrip para uso en la banda de frecuencias de 824 Mhz a 894 Mhz. Los procesos y construcción de elementos para: la obtención de un sustrato de alta constante dieléctrica y el diseño, construcción y pruebas de la antena son presentados.

En base al entendimiento físico del modelo se buscaron formulaciones empíricas para el diseño de la antena microstrip.

Para la construcción de la antena se fabricó un sustrato dieléctrico cerámico de alta constante dieléctrica y se modeló adecuadamente las características dieléctricas de varios sustratos y los de otros sustratos desarrollados en una investigación anterior<sup>1</sup>.

La determinación de las características de las antenas y de sus lóbulos de radiación se basaron en el uso de esquemas de mediciones implementados con el analizador de redes HP8712B.

Los resultados que se obtienen son satisfactorios, pues se logró tener antenas miniatura (la más pequeña es 3 veces menor a la más pequeña de las antenas que se encuentran en el mercado nacional) cuyas características de trabajo son comparables con las de cualquier antena convencional usada para la misma aplicación.

<sup>1</sup> Hechos por el Dr. Héctor Fiallo en sus investigaciones de post - grado.

## 2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

### 2.1 PLANTEAMIENTO DEL MODELO DE ANTENA.

La microstrip tiene las dimensiones y configuración mostradas en la siguiente figura:

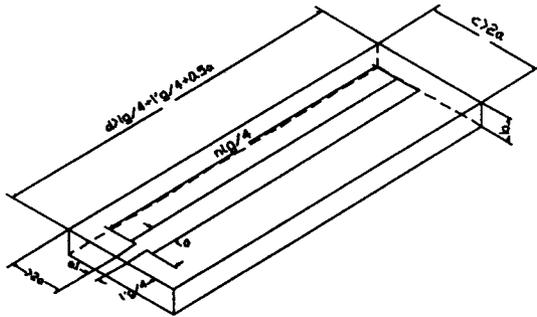


Fig. 2. 1 Dimensiones de la antena microstrip que se diseñará.

La dimensión de  $n \cdot \lambda_g / 4$  para el lado mayor de la lámina conductora, donde  $\lambda_g$  es la longitud de onda de propagación, se debe, además de la necesidad de lograr la resonancia de la onda al trabajar con dimensiones múltiplos de  $\lambda / 4$ , a la posibilidad de tener polarización opuesta entre ondas ubicadas a los extremos de la lámina y lograr que las componentes del campo se sumen en fase y den una máxima radiación normal al elemento<sup>2</sup>.

La relación  $a/b$  es determinante para el diseño de la microstrip, pues de ésta depende en gran medida la impedancia característica que se pueda tener.

La sección de microstrip que se ubica desde la mitad de la sección de microstrip que trabaja como elemento radiante hasta el extremo del substrato cumple tres funciones:

a) Es la rama de la alimentación<sup>3</sup> al elemento radiante, por lo cual aquí se tiene diseñado monopolos o ramas de dipolos con alimentación central.

b) Es la sección de acoplamiento de la impedancia característica.

c) Ayuda a que se presente el fenómeno de resonancia en el conjunto de microstrips, puesto que la microstrip de radiación presentará un comportamiento predominantemente inductivo, la rama de alimentación debido a su ubicación y disposición permite la inclusión de componentes capacitivas con las cuales se podrá presentar la resonancia con las componentes inductivas.

Se encuentra  $\lambda_g/4$  así:

$$\frac{\lambda_g}{4} = \frac{c}{4 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{Ec. 2. 1}$$

En esta ecuación se ve que para la microstrip se considera la influencia de la existencia de las interfaces dieléctrico - aire - conductor, con la introducción de un concepto importante y útil al trabajar con microstrips; la definición del  $\epsilon_{eff}$  cuya ecuación viene dada por:

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad \text{Ec. 2. 2}$$

que representa varias interpretaciones del mismo fenómeno; trabajar con una guía onda equivalente a la microstrip llena de un substrato distinto del aire:

\* Es un parámetro con el que se percibe la variación cuando se trabaja con una microstrip que tenga como dieléctrico el aire, o un substrato distinto del aire.

\* En una microstrip se encuentran típicamente los modos llamados quasi-TEM, que son combinaciones lineales de modos TE y TM, los campos se encuentran parcialmente en el substrato y en el aire; por tanto, el  $\epsilon_{eff}$  nos permite tomar en cuenta la naturaleza no-TEM de los campos y trabajar con una guía onda equivalente, tal como se representa en el siguiente gráfico:

<sup>2</sup> BALANIS, C. A.; *Antenna Theory, analysis and Design*, Harper & Row Publishers, New York; 1982, pág 489.

<sup>3</sup> Este tipo de alimentación se la conoce como alimentación en línea de la antena microstrip, se encuentra la forma en que se la hace en FINK D.G.; CHRISTIANSEN D.; *Electronics Engineer's Handbook*; 3era. Edic.; Edit. Mc. Graw - Hill; 1989; U.S.A.

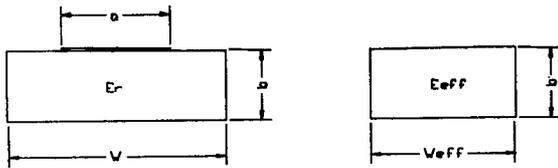


Fig. 2.2 Representación gráfica del modelo equivalente de la microstrip.

El valor de  $\epsilon_{eff}$  se convierte en un factor de corrección en el diseño de la microstrip para las ecuaciones en las que se utilicen las definiciones dadas para una guía de onda paralela normal, con lo que para las ecuaciones 3.2 en adelante hay que tomar en cuenta este factor.

El valor de  $W_{eff}$  se obtiene de una de las expresiones para  $Z_0$  de la guía de onda paralela, de la cual encontramos:

$$W_{eff} = b \cdot \eta / (Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}})$$

donde  $\eta = 376,7$  ohmios

## 2.2 CÁLCULO DE LAS DIMENSIONES DE LA ANTENA.

La determinación de los parámetros de diseño con una formulación teórica estricta requiere de un estudio especializado de matemáticas; por lo que se buscó una formulación simplificada que permita diseñar la antena propuesta con sus elementos fundamentales:

a)  $\lambda_g$ , con el que se logrará obtener la dimensión del elemento radiante y en idéntica forma la longitud de la sección de acoplamiento; para llegar a obtener esta longitud de onda de propagación de la microstrip se necesita encontrar  $\epsilon_{eff}$  tal como sugiere la Ec.2.1

b)  $Z_0$  de la sección de línea de la microstrip para procurar un acoplamiento de impedancias con el elemento de alimentación de la microstrip y así lograr un trabajo adecuado de la antena.

Formulaciones empíricas de estos parámetros y que son válidas hasta 2 Ghz corresponden a estudios hechos por Presser<sup>4</sup> (que llega a establecer un proceso iterativo con el uso de un

gráfico) y Wheeler<sup>5</sup>. Las expresiones de aquellos se usaron para desarrollar un paquete computacional para el cálculo de las dimensiones de la antena microstrip: SIDAM(Sistema Informático para el Diseño de Antenas Microstrip).

### Cálculo del elemento de radiación:

Se parte de un valor adecuado de impedancia característica para el elemento de radiación ( $Z_{01}$ ) tal que se puedan encontrar valores adecuados de ancho de la lámina conductora ( $a$ ) con el espesor del substrato dieléctrico ( $b$ ) con el que se trabaja, se tendrá a de:

$$\frac{a}{b} = \frac{8 * \sqrt{\left[ \exp\left(\frac{Z_{01}}{42.4} \sqrt{\epsilon'_r + 1}\right) - 1 \right]^{7 + \frac{4}{\epsilon'_r}} + \frac{1}{0.81}}}{\exp\left(\frac{Z_{01}}{42.4} \sqrt{\epsilon'_r + 1}\right) - 1}$$

Ec. 2.3

Donde:  $\epsilon'_r$  = parte real del coeficiente de permitividad dieléctrica relativa del substrato.

Con lo que se obtiene  $q$  (factor de llenado de la microstrip) de:

$$q = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 10 \frac{b}{a}}} \right) \text{ Ec. 2.4}$$

Para luego obtener  $\epsilon_{eff}$  de:

$$\epsilon_{eff} = q(\epsilon_r - 1) + 1 \quad \text{Ec. 2.5}$$

Que es el coeficiente de permitividad dieléctrica efectiva de la guía onda equivalente a la microstrip, con este parámetro y luego de obtener el ancho efectivo con la ecuación presentada al final de la sección 2.1, se revisa cuál sería la frecuencia de corte para el trabajo de esta guía onda equivalente en su primer modo TEM: el modo  $TEM_{11}$ , pues se mantendrá el comportamiento típico de la microstrip (los modos quasi-TEM) hasta la frecuencia en que no

<sup>4</sup> PRESSER, A; "RF Properties of microstrip lines"; Microwaves, 7; March 1968; pág. 53-55

<sup>5</sup> WHEELER H.A.; "Transmission-Line Properties of a strip on a dielectric sheet on a plane"; IEEE; Vol. MTT-25; N° 8; August 1977; págs.:635-636

se presenten modos TEM, la que se calcularía con la ecuación:

$$f_c = \frac{c}{2 * \pi * \sqrt{\epsilon_{eff}}} * \sqrt{\left(\frac{m * \pi}{w_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n * \pi}{b}\right)^2}$$

### Ec. 2. 6

si esta frecuencia es mayor a la que se quiere hacer trabajar a la microstrip como antena en su modo natural, se procede al cálculo de la dimensión fundamental del elemento radiante  $\lambda_g/4$  de la Ec.1.1.

*Para calcular la sección de acoplamiento con respecto a la alimentación de la microstrip:*

Se obtienen los parámetros característicos de esta sección en idéntica forma que la anterior, con la diferencia de que la impedancia característica del elemento de acoplamiento viene dado por:

$$Z_{o_{acop}} = \sqrt{Z_{o_m} * Z_{o_1}} \text{ Ec. 2. 7}$$

donde  $Z_{o_m}$  es la impedancia de la línea para alimentar la antena que puede ser otra microstrip o un cable coaxial.

A partir del valor encontrado de  $Z_{o_{acop}}$  se obtiene para la sección de acoplamiento sus propios valores de  $a_1$ ,  $q'$ ,  $\epsilon'_{eff}$ ,  $w'_{eff}$ ,  $f'_c$  y  $\lambda'_g$  si es que la alimentación se la hace con microstrip.

Estas son las ecuaciones que se han programado en el SIDAM.

## 3. MÉTODO

### 3.1.- DISEÑO ASISTIDO POR COMPUTADOR (SIDAM).

Esta ayuda computacional permite el trabajo con selección de distintos substratos dieléctricos y canal de trabajo en las distintas bandas de operación de la telefonía celular, pues ambas variables se encuentran en una base de datos.

Los resultados dados por el SIDAM para el diseño de una antena microstrip fabricada con un substrato de  $\epsilon_{rr} = 94.2095$ , son:

$$\epsilon_{eff} = 67.95325$$

$$f(\text{Mhz}) = 859.04$$

$$Z_o \text{ del elemento radiante de la antena} (\Omega) = 10$$

$$\text{Ancho del elemento radiante de la antena (a) (mm)} = 2.268228$$

$$\text{Espesor del substrato dieléctrico (b) (mm)} = 0.963$$

$$\text{Para el trabajo con equipo de } Z_o(\text{eq}) = 50$$

$$Z_o \text{ de la sección de acoplamiento} = 22.36068$$

$$\text{Ancho de la sección de acoplamiento (a1) (mm)} = 0.474463$$

$$\text{Longitud de la antena } \lambda \text{ (mm)} = 42.36456$$

$$\text{Longitud de la sección de acoplamiento a la antena (mm)} = 11.49334$$

$$\text{Frecuencia máxima de trabajo como microstrip (Mhz)} = 19342.7$$

$$W_{eff} \text{ (mm)} = 4.40065$$

### 3.2.- FABRICACIÓN, CONSTRUCCIÓN Y AJUSTES.

#### 3.2.1 Fabricación de substratos dieléctricos y obtención de sus características dieléctricas

Se realiza el proceso de preparado del polvo para el substrato dieléctrico, se hace el proceso de sinterización del dieléctrico<sup>6</sup>, por lo que llega a ser un cerámico.

Se calculan las características dieléctricas en baja frecuencia con el modelo del capacitor de placas paralelas.

La tangente de pérdidas se obtiene aplicando el concepto de la medición de la impedancia (en su parte real e imaginaria) del elemento, con la que se tiene:

$$\text{tg}\delta = \frac{R(\text{parte real de la impedancia medida})}{X(\text{parte imaginaria de la impedancia medida})}$$

Mientras que para la determinación de las características dieléctricas en altas frecuencias se utiliza el modelo del  $p$  intrínseco:

$$\epsilon_r^* = \frac{1 - \rho_s^*}{j\omega C_o Z_o [1 + \rho_s^*]} \quad \text{Ec. 3. 1}$$

<sup>6</sup> MOULSON A.J. y HERBERT J.M.; "Electroceramics Materials properties application"; Chapman & Hall; 1990.

de la que se obtiene, separando la parte real e imaginaria:

$$\epsilon_r' = \frac{2\rho_s \text{sen } \theta}{wC_o Z_o [\rho_s^2 + 2\rho_s \cos \theta + 1]}$$

**Ec. 3. 2**

$$\epsilon_r'' = \frac{\rho_s^2 - 1}{wC_o Z_o [\rho_s^2 + 2\rho_s \cos \theta + 1]}$$

**Ec. 3. 3**

en las que se considera:  $\rho_s^* = |\rho_s| e^{-i\theta}$

Es importante notar que la validez del planteamiento de este modelo está supeditada al comportamiento capacitivo de la muestra con que se obtiene las características dieléctricas del material, aspecto que es observable con el analizador de redes en la carta de Smith<sup>7</sup>.

El comportamiento del mejor material con el que se construyó la antena microstrip se encuentra en la Fig3.1

En la tabla 3.1 se presentan las características físicas medidas de todos los substratos preparados para esta investigación.

### 3.2.2 Construcción de la antena

Con los mejores substratos dieléctricos se procede a implantar el diseño de las láminas conductoras para la antena cuyas dimensiones entrega el SIDAM y usando la técnica de screen printing.

### 3.2.3 Procedimientos de ajuste

Se hacen ajustes mecánicos de las dimensiones hasta lograr el trabajo adecuado de la antena en la banda de frecuencias de telefonía móvil celular, por lo que es necesario que esta cumpla:

$$45 \text{ Mhz} \leq \text{banda de rechazo de la antena}$$

Que en la banda de absorción, presente:

$$1 \leq \text{SWR} \leq 2$$

Si trabaja con la banda de absorción mínima, se tenga:

$$846.54 \text{ Mhz} \leq f_c \leq 871.47 \text{ Mhz.}$$

Donde  $f_c$  es la frecuencia central a la que se presenta un pico de máxima absorción de potencia.

Es importante hacer notar que el ajuste de la frecuencia a la que se presenta el pico de máxima absorción se logra variando la longitud del elemento de radiación y el ajuste de la impedancia de entrada se hace variando el ancho del elemento de acoplamiento, por lo que teóricamente son ajustes independientes entre sí. Las variaciones entre los valores dados por el SIDAM y los obtenidos con los ajustes son pequeños como se muestra en la tabla 5.2.

<sup>7</sup> Es recomendable usar el manual del usuario de estos dos equipos.

**Tabla 3.1** Resumen de las propiedades de las muestras trabajadas para la investigación.

COMPUESTO	SOBRE PROCESO DE QUEMADO Y MUESTRA	$\epsilon_r$ entre 824.04 y 893.97 Mhz	Pérdidas <sup>8</sup> entre 824.04 y 893.97 Mhz	$\delta$ (gm/cm <sup>3</sup> )	% mejor $\delta$	% peor $\delta$
TiO <sub>2</sub>	A 1200°C; 3 horas y muestra circular en el interior del refractario.	85 <sup>9</sup>	<60 <sup>9</sup>	3.043	75.598	76.847
TiO <sub>2</sub>	A 1200°C; 3 horas y muestra rectangular en el exterior del refractario.	94.2	<103	3.889	96.626	98.222
TiO <sub>2</sub>	A 1100°C; 2 horas y muestra circular en el interior del refractario inferior.	55.41	<84	3.009	74.746	75.981
TiO <sub>2</sub>	A 1100°C; 2 horas y muestra circular en el interior del refractario superior.	11.16	<1956	2.917	72.470	73.667
TiO <sub>2</sub>	A 1100°C; 2 horas y muestra circular en el exterior del refractario superior.	49.87	<1469	2.742	68.131	69.257
TiO <sub>2</sub>	A 1100°C; 7 horas y muestra circular en el exterior de refractarios.	87.6	<108	3.972	98.670	100.30
TiO <sub>2</sub>	A 1100°C; 7 horas y muestra circular en el interior de refractarios.	90.47	<120	3.956	98.275	99.899
Sr <sub>0.75</sub> Ba <sub>0.25</sub> TiO <sub>3</sub>	A 1350°C y muestra rectangular pequeña	1038.26	<139.5	5.0492	98	100
Si <sub>0.6</sub> Ba <sub>0.4</sub> TiO <sub>3</sub>	A 1400°C y muestra es rectang. pequeña	803.53	<177	4.9283	98	100

<sup>8</sup> Los valores de las pérdidas en el dieléctrico están multiplicadas por 10<sup>4</sup>

<sup>9</sup> Los valores de  $\epsilon_r^*$  en el rango de frecuencias anotado para esta muestra ha sido estimado pues no se contó con una muestra adecuada para su cálculo.

CARACTERÍSTICAS DIELECTRICAS DEL TITANATO DE BARIO SILICIO ENCONTRADAS CON EL MODELO DEL PHO INTRÍNSECO

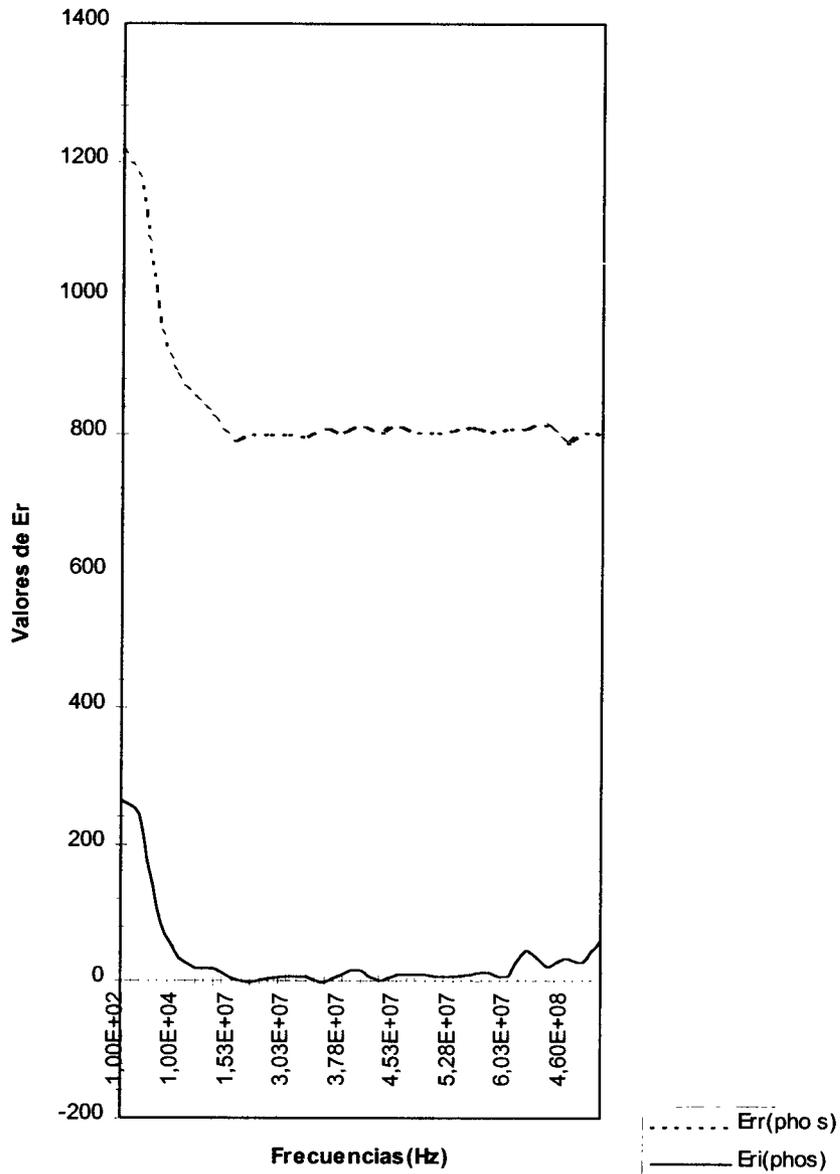
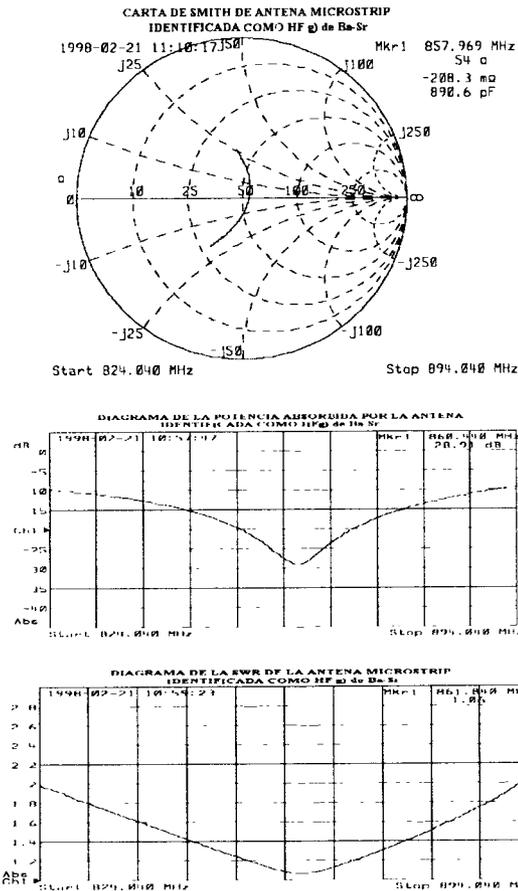


Fig. 3. 1 Características dieléctricas respecto de la frecuencia de las muestras de  $S_{10.6} B_{a0.4} TiO_3$ .

### 4. RESULTADOS OBTENIDOS

Luego de un proceso de calibración adecuado, en el puerto RF - OUT del analizador de redes se obtiene las características de reflexión de la antena microstrip propiamente dicha.

Las mejores características de una antena que se obtuvo durante la investigación son las siguientes:



**Fig. 4.1** Características de la antena microstrip identificada como HF g) de Ba - Sr

Las dimensiones (en mm) de la antena, luego de hechos los ajustes, con las que se obtuvo estas características son:

**Tabla 4.1** Dimensiones de la antena identificada como HF g) de Ba - Sr.

MATERIA	a	B	a1	lg	l'g/4
Si <sub>0.6</sub> Ba <sub>0.4</sub> TiO <sub>3</sub>	3.879	1.706	0.2	14.0	4.184

Tiene una banda de absorción de potencia sumamente pronunciada que cubre todo el rango de frecuencias de telefonía móvil celular.

La frecuencia central de trabajo ( $f_{c0}$ ) sugerida para esta antena viene indicada como dato del marcador en el gráfico y aquí es de: 861.84 Mhz

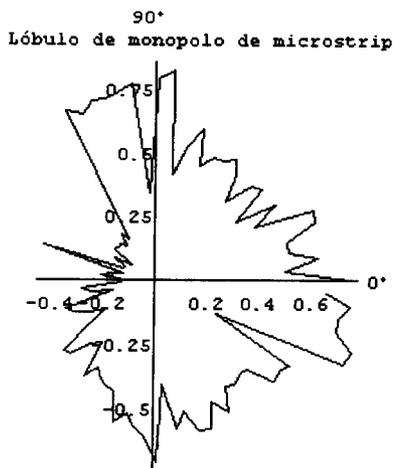
El ancho de banda estimado que se obtiene de los datos de absorción de potencia para esta antena es de: 10 Mhz.

El valor de SWR cumple con los valores óptimos para toda esta banda de:  $1.06 \leq SWR \leq 2$

Por lo que es una antena que cubriría todo el margen frecuencias de trabajo de la telefonía móvil celular en forma óptima.

#### 4.1 LÓBULOS DE RADIACIÓN

Para tener una idea comparativa del patrón de radiación de la antena de alambre delgado monopolo en  $\lambda/2$  con la antena microstrip monopolo en  $\lambda/2$ , ambas medidas con polarización vertical, se presenta el siguiente gráfico en el que se tiene como valor de normalización el que se utilizó para obtener el lóbulo de radiación experimental de la antena de alambre delgado monopolo en  $\lambda/2$ , así:

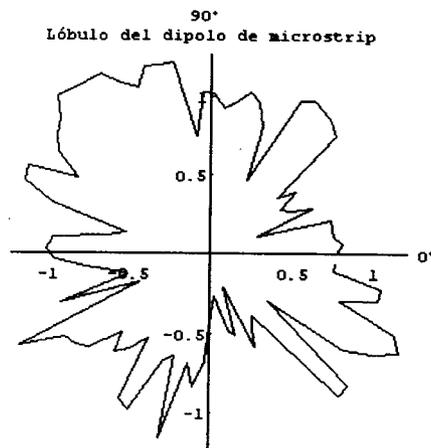


**Fig. 4. 2** Patrón de radiación de la antena microstrip monopolo en  $\lambda/2$  con el mismo valor de normalización que antena monopolo en  $\lambda/2$  de alambre delgado.

Este gráfico fue medido a 2 metros de distancia entre antena transmisora y receptora.

De este gráfico se desprende que el nivel de captación de señal de la antena microstrip monopolo en  $\lambda/2$  en las mejores ubicaciones está alrededor del 75% con respecto del nivel de captación de señal de la antena de alambre delgado monopolo en  $\lambda/2$ , lo que implica que existen pérdidas debido al desacoplamiento de la impedancia de entrada de la antena y por la inexistencia de una transición suave entre el sustrato dieléctrico y el aire.

Para tener una idea comparativa del patrón de radiación de la antena de alambre delgado dipolo de  $\lambda$  con la antena microstrip dipolo de  $\lambda$ , ambas medidas con polarización horizontal, se obtuvo el siguiente gráfico en el que se tiene como valor de normalización el que se utilizó para obtener el lóbulo de radiación experimental de la antena de alambre delgado dipolo de  $\lambda$ , así:



**Fig. 4. 3** Patrón de radiación de la antena microstrip dipolo de  $\lambda$  con el mismo valor de normalización que el usado con la antena dipolo de  $\lambda$  hecha con alambre delgado

De este gráfico se desprende que la antena microstrip dipolo de  $\lambda$  presenta regiones de ganancia respecto de la antena de alambre delgado dipolo de  $\lambda$ , lo que implica que aquí se ha logrado un mejor acoplamiento de la impedancia de entrada de la antena, aunque tampoco se cuenta con una transición suave entre el sustrato dieléctrico y el aire.

Estas gráficas mantienen la tendencia de diagrama de radiación de una especie de cardioide, con un comportamiento difícil de interpretar en la región donde se realiza la alimentación a los ramales que son antenas microstrip en  $\lambda/2$ .

Estos resultados y los que se obtuvieron para la antena microstrip monopolo en  $\lambda/2$  permiten visualizar que el comportamiento de la antena microstrip alimentada de la forma hecha en este estudio es el de un elemento radiante con la presencia de un elemento parásito lo suficientemente grande respecto del elemento radiante para que actúe como director; la distancia eléctrica a la que estará ubicado este elemento parásito vendrá dada en el aire por:  $b \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}$ , donde  $b$  es el espesor del sustrato dieléctrico.

## 5.- CONCLUSIONES

1.- Se experimentó con la fabricación de substratos dieléctricos cerámicos de alta constante dieléctrica, obteniéndose un proceso probado en el que se logra un material de alto  $\epsilon_{rr}$  y bajas pérdidas con una medición bastante exacta de sus características, tal como muestra la tabla 5.1 en la que se compara los valores obtenidos experimentales con valores encontrados en referencias bibliográficas.

La modelación de los valores para  $\epsilon_{rr}$  son altamente precisos, mas no la modelación de  $\epsilon_{ri}$  que resulta bastante defectuosa; el diseño de la antena microstrip considera un material de bajas pérdidas como el que teóricamente fue propuesto.

La calidad del substrato dieléctrico cerámico se determina con el parámetro físico de la densidad del material con respecto de los valores teóricos esperados, éste y los materiales que se usaron para la construcción de las antenas tienen valores de densidad muy cercanos al teórico como se muestra en la tabla 3.1, por lo que se puede trabajar con el valor encontrado de  $\epsilon_{rr}$  y asumir que los materiales son efectivamente de bajas pérdidas.

2.- Los materiales usados en la construcción de la antena resultaron óptimos para el trabajo en que se los requería, pues se cumplió que son predominantemente isotrópicos con un alto valor de  $\epsilon_{rr}$  y bajas pérdidas.

3.- Tanto el planteamiento físico del funcionamiento de la antena como las formulaciones empíricas que se usaron para el diseño de la antena microstrip resultan ser fáciles de aplicar y entender; además se logran antenas de las características requeridas.

4.- La formulación empírica con la que se trabaja el diseño de la antena presenta bajos márgenes de errores, respecto de las dimensiones de las antenas ajustadas para la respuesta óptima en la banda de interés.

Esto es especialmente meritorio considerando que el proceso de construcción de la antena microstrip es artesanal.

5.- El objetivo de tener una antena miniatura al trabajar con tecnología microstrip se cumplió en forma satisfactoria.

Es importante resaltar que con respecto a otras antenas usadas para telefonía móvil celular, la antena que se diseñó con el mejor substrato dieléctrico es aproximadamente tres veces menor que las antenas convencionales que se usan para esta aplicación.

6.- La elaboración de antenas que trabajan en el rango de frecuencias de microondas, que puedan ser miniatura y respondan adecuadamente para una aplicación es posible hacerlo en nuestro medio.

## 6.- RECONOCIMIENTOS

A todas las personas que apoyaron la realización y culminación de este trabajo.

## 7.- REFERENCIAS:

DENLINGER E.J.; "A frequency Dependent Solution for Microstrip Transmission Lines": IEEE Transaction on MTT; Vol. MTT-19, No.1, Enero 1971

BALANIS, C. A.; Antenna Theory, analysis and Design, Harper & Row Publishers, New York; 1982

FIALLO, H.; Multilayer metal -semiconductor-relaxor microstrip line; Thesis for PhD; Dic, 1993

COLLIN, R. E.; Field Theory of Guided Waves; Second Edition; IEEE Press; N. Y. - Usa; 1991

FINK D.G.; CHRISTIANSEN D.; Electronics Engineer's Handbook; 3era. Edic.; Edit. Mc. Graw - Hill; 1989

EDWARDS T.; "Foundation for Microstrip Circuit Design": John Wiley & Sons; Second Edition; New York; 1992.

AUTORES



**HÉCTOR FIALLO**, Quito, 1962.  
Ingeniero Eléctrico, EPN, Suma Cum Laude, 1987  
M.Sc., The Pennsylvania State University, 1991  
Ph. D., The Pennsylvania State University, 1993  
Entre 1993 y 1994 estuvo en Japón como científico invitado de TDK R&D center.  
Autor de varios artículos en la IEEE y en revistas de Ciencias de Materiales de reconocido prestigio internacional.  
Ha dirigido varias tesis de grado en la Escuela Politécnica Nacional en temas relacionadas con el uso de nuevos materiales para la fabricación de dispositivos y sensores miniatura.

Hasta 1997 fue profesor de la EPN. Está en la empresa privada desde 1995 y es uno de los diseñadores y creadores de Banco Directo donde trabaja actualmente como Gerente de procesos, productividad y planificación.



**GALÁRRAGA CALERO, JULIO CÉSAR**: nacido en Quito - Ecuador el 27 de Febrero de 1968. Obtuvo el título de Bachiller en Humanidades especialización Físico Matemático en el Colegio Nacional Juan Pío Montúfar en 1985. Graduado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica Especialización en Electrónica y Telecomunicaciones en Agosto de 1998.

**Tabla 5. 1** Comparación de los valores dados en tablas con los obtenidos experimentalmente de las características dieléctricas del material.

MUESTRA	VALOR DE $\epsilon_{rr}$			VALOR DE $\epsilon_{ri}$		
	Dado en tablas	Experimental	% de error	Dado en tablas	Experimental	% de error
TiO <sub>2</sub> 1200/3h/out	96	94,2095	1,8651	3,4	103	- 2929,4117

**Tabla 5. 2** Dimensiones dadas por SIDAM y corrección por el ajuste de características de las antenas; errores.

IDENTIFICACIÓN DE ANTENA	$\lambda_g / 2$			al		
	Dimens. SIDAM	Dimens. ajuste	% error	Dimens. SIDAM	Dimens. ajuste	% error
1200/3h/out/XVIII	21.1823	20	5.5814	0.4745	0.4	15.694
HF g')/ Ba-Sr	7.2984	7.1	2.7191	0.1225	0.15	-22.4237
HF l)	6.2088	6	3.3632	0.1123	0.1	10.9970