

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

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

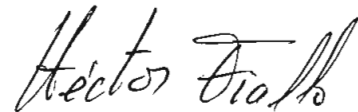
JULIO CÉSAR GALÁRRAGA CALERO

TESIS PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO
ELECTRÓNICO EN TELECOMUNICACIONES

QUITO, JUNIO DE 1998

CERTIFICACIÓN

Certifico que la presente tesis
de grado ha sido realizada
completamente por el señor Julio
César Galárraga Calero.

A handwritten signature in black ink, reading "Héctor Fiallo". The signature is written in a cursive style with a large, stylized initial 'H'.

Dr. Héctor Fiallo
Director de Tesis

DEDICATORIA

A MI PADRE, que no deja de acompañarme y guiarme con su ejemplo.

A MI MADRE, que siempre ha sabido esperarnos.

AGRADECIMIENTOS

A todas las personas que colaboraron para la realización de este trabajo; en especial a mi familia y al Dr. Héctor Fiallo por su acertada dirección.

ÍNDICE

Lista de Figuras	
Lista de Tablas	
Lista de Planos	
CAP. 1: INTRODUCCIÓN	1
1.1 Generalidades.	1
1.2 Caracterización de la banda de trabajo.	3
1.3 Principales características de la telefonía móvil celular en el Ecuador.	7
CAP. 2: CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS PARA LA BANDA DE FRECUENCIAS DE OPERACIÓN.	13
2.1 Características de las antenas para la banda de frecuencias de operación existentes en el mercado ecuatoriano.	13
2.2 Características de las antenas que trabajan en la banda de frecuencia para telefonía celular, y de las cuales contemos con la información requerida	34
CAP. 3: ESTUDIO DE LA NUEVA CONFIGURACIÓN DE ANTENA MICROSTRIP.	45
3.1 Planteamiento del modelo de la antena.	45
3.2 Hipótesis de funcionamiento.	51
3.3 Desarrollo de las funciones de radiación e impedancia.	57
3.3.1 Para las funciones de radiación	58
3.3.1.1 Modelo de radiación con modo LSM predominante. Determinación de los campos electrodinámicos	61
3.3.2 Determinación de la impedancia característica (Z_0)	70
3.3.2.1 El modelo de Presser	71
3.3.2.2 El modelo de Wheeler	76

3.4 Selección del material más conveniente para el diseño de la antena.	78
3.5 Ecuaciones para el cálculo de las dimensiones de la antena.	85
CAP. 4: IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA INFORMÁTICO PARA EL DISEÑO DE ANTENAS MICROSTRIP (SIDAM)	88
4.1 Breve descripción de las ayudas computacionales requeridas y su aplicación en nuestro problema concreto.	89
4.2 Descripción mínima de las herramientas seleccionadas	92
4.3 Utilización e integración de las ayudas en el SIDAM.	94
CAP. 5: PROTOTIPO DE ANTENA Y PRUEBAS EXPERIMENTALES.	104
Proceso de fabricación de las antenas microstrip	105
5.1 Elección de los parámetros del prototipo de antena: sus límites.	124
5.1.1 Determinación del coeficiente de permitividad dieléctrica relativa y de la tangente de pérdidas de las muestras	124
5.1.1.2 Determinación del coeficiente de permitividad dieléctrica relativa y de la tangente de pérdidas a altas frecuencias.	126
5.2 Circuitos y elementos necesarios para realizar las medidas en la antena de prueba	140
5.3 Obtención de parámetros de radiación y característicos de la antena. Pruebas experimentales.	148
5.3.1 Calibración del analizador de redes para obtener las características de trabajo de la antena microstrip	148
5.3.2 Ajuste de características de trabajo de la antena microstrip	149
5.3.2.1 Ajuste para la obtención del pico de máxima absorción de potencia en la banda de frecuencias de la telefonía celular	149
5.3.1.2 Ajuste para la obtención de la impedancia de entrada a la antena más cercana a 50Ω	153
5.3.2 Forma en la que se logra la calibración del esquema de medición para determinar el lóbulo de radiación de la antena microstrip	155
5.3.4 Diagramas de radiación de las antenas patrón y de las antenas microstrip, características de estas últimas	164

5.3.4.1 Diagramas de radiación y características de las antenas monopolo en $\lambda/2$ con polarización vertical	165
CAP. 6:	186
6.1 Discusión de resultados.	186
6.2 Perspectivas para trabajos futuros y recomendaciones.	190
REFERENCIAS	193
ANEXO 1: ESTÁNDARES MÍNIMOS RECOMENDADOS PARA UNIDADES SUSCRIPTORAS DE TELEFONÍA CELULAR EN LA BANDA DE 800 Mhz	197
ANEXO 2: ECUACIONES DE CAMPO PARA UN ELEMENTO MICROSTRIP DE CORRIENTE	205
ANEXO 3: MANUAL DE USUARIO DEL SIDAM	220
ANEXO 4: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA MATRIZ PARALELEPÍPEDA RECTANGULAR PARA CONFORMADO DE POLVO PARA FABRICACIÓN DE CERÁMICAS	228
ANEXO 5: CRITERIOS DE DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL ELEMENTO DE MEDICIÓN Y CALIBRACIÓN DE MICROSTRIPS	232
ANEXO 6: CRITERIOS DE DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE EQUIPO DE ROTACIÓN CONTROLADA PARA LA MEDICIÓN DE ANTENAS	241

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1. 1 Relación frecuencia - intensidad media del campo en el área urbana.	5
Fig. 2. 1 Aspecto físico de la antena BCD - 8007 y BCD 8707	14
Fig. 2. 2 VSWR de la antena BCD - 8707 referido a 50Ω	15
Fig. 2. 3 Patrón de radiación horizontal de la antena BCD - 8007	16
Fig. 2. 4 Patrón vertical de la antena BCD - 8007	17
Fig. 2. 5 Porcentaje de potencia reflejada vs. VSWR	21

Fig. 2. 6 Aspecto físico de la antena DB 738	23
Fig. 2. 7 Patrón de radiación horizontal de la antena DB 738	25
Fig. 2. 8 Aspecto físico de la antena DB 741B	27
Fig. 2. 9 Patrón de radiación horizontal de la antena DB 741	28
Fig. 2. 10 Aspecto físico de la antena DB 726	31
Fig. 2. 11 Patrón de radiación horizontal de la antena DB 726	32
Fig. 2. 12 Aspecto físico de la antena RWA 80013	35
Fig. 2. 13 VSWR de la antena RWA 80013 referido a 50Ω	36
Fig. 2. 14 Patrón de radiación horizontal de la antena RWA 80013	37
Fig. 2. 15 Patrón de radiación vertical de la antena RWA 80013	38
Fig. 2. 16 Configuración de una antena duplexora de dos capas de dieléctricos	41
Fig. 2. 17 Características de aislamiento como una función del ángulo ϕ	42
Fig. 2. 18 Ubicación de los puntos de alimentación en la antena microstrip	43
Fig. 3. 1 Aspecto físico de la antena microstrip básica	48
Fig. 3. 2 Campo eléctrico en una microstrip rectangular	49
Fig. 3. 3 Campo magnético en una microstrip rectangular	49
Fig. 3. 4 Dimensiones de la antena microstrip que se diseñará	51
Fig. 3. 5 Representación gráfica del modelo equivalente de la microstrip	55
Fig. 3. 6 Semicorte del modelo y sus coordenadas	58
Fig. 3. 7 Sistema de coordenadas del monopolo de tecnología microstrip con alimentación central tipo línea con corrección para la fase.	68
Fig. 3. 8 Estructura microstrip con la que trabaja Presser para la determinación del ϵ_{eff}	72
Fig. 3. 9 Curvas generales para el análisis o síntesis de microstrip	75
Fig. 3. 10 Variación típica de ϵ'_r y ϵ''_r con respecto a la frecuencia.	80
Fig. 4. 1 Pantalla de presentación inicial del SIDAM	96
Fig. 4. 2 Opciones de edición de datos de entrada que tiene el SIDAM	98
Fig. 4. 3 Pantalla en la que se realiza el diseño de la antena	100

Fig. 4. 4	Presentación de un diseño de antena microstrip	102
Fig. 5. 1	Visión microestructural aproximada del material antes del proceso de sinterización	114
Fig. 5. 2	Visión aproximada del proceso de transporte de material entre granos adyacentes	115
Fig. 5. 3	Perfil de quemado ideal para el dióxido de titanio rutilico	116
Fig. 5. 4	Diagrama de la estructura de antena microstrip con sus respectivas dimensiones y elementos usados para determinar ϵ_r y la δ de la muestra	121
Fig. 5. 5	Curva de sinterización de la pintura conductora para los electrodos.	123
Fig. 5. 6	Dimensiones límites de elementos con los que trabaja el conector HP16092 A	127
Fig. 5. 7	Circuito equivalente del elemento de medición de características dieléctricas y la muestra	127
Fig. 5. 8	Características dieléctricas con respecto a la frecuencia de la muestra de TiO_2	131
Fig. 5. 9	Características dieléctricas con respecto a la frecuencia de la muestra de $\text{Sr}_{0.75} \text{Ba}_{0.25} \text{TiO}_3$	132
Fig. 5. 10	Características dieléctricas con respecto a la frecuencia de la muestra de $\text{Sr}_{0.6} \text{Ba}_{0.4} \text{TiO}_3$	133
Fig. 5. 11	Dimensiones esperadas para la antena microstrip diseñada.	139
Fig. 5. 12	Diagrama que muestra el esquema utilizado para determinar características de transmisión de antena patrón	143
Fig. 5. 13	Efecto de la presencia de un plano de tierra con la teoría de imágenes	145
Fig. 5. 14	Transición cable coaxial a microstrip	147
Fig. 5. 15	Relación de dimensiones para la transición entre cable coaxial y la microstrip	147
Fig. 5. 16	Visualización en todo el rango de frecuencias de trabajo de las características de reflexión de la antena en estudio	157
Fig. 5. 17	Carta de Smith de la antena microstrip identificada como HF g) de Ba - Sr	159
Fig. 5. 18	Potencia absorbida de la antena microstrip identificada como HF g) de Ba - Sr	159
Fig. 5. 19	SWR de la antena microstrip identificada como HF g) de Ba - Sr	160
Fig. 5. 20	Características de antena diseñada con el modelo de Presser	161
Fig. 5. 21	Características de antena diseñada con el modelo de Wheeler	162
Fig. 5. 22	Diagrama de radiación de la antena patrón monopolo en $\lambda/2$	166

Fig. 5. 23 Patrón de radiación de la antena microstrip monopolo en $\lambda/2$	167
Fig. 5. 24 Características de la antena microstrip monopolo en $\lambda/2$ identificada como 1200/3h/out/XVIII	169
Fig. 5. 25 Lóbulo medido a una distancia de 2 metros	171
Fig. 5. 26 Lóbulo medido a 2 metros con una disposición espacial perpendicular a la anterior en el cuarto de trabajo	172
Fig. 5. 27 Lóbulo medido a una distancia de 5 metros	173
Fig. 5. 28 Diagrama de radiación de la antena patrón dipolo en λ	174
Fig. 5. 29 Patrón de radiación de la antena microstrip dipolo en λ	175
Fig. 5. 30 Carta de Smith del primer ramal de la antena microstrip dipolo de λ identificada como HF g') de Ba - Sr	176
Fig. 5. 31 SWR del primer ramal de la antena microstrip dipolo de λ identificada como HF g') de Ba - Sr	177
Fig. 5. 32 Diagrama de la potencia absorbida por el primer ramal de la antena microstrip dipolo de λ identificada como HF g') de Ba - Sr	177
Fig. 5. 33 Carta de Smith del segundo ramal de la antena microstrip dipolo de λ identificada como HF h) de Ba - Sr	179
Fig. 5. 34 Diagrama de la potencia absorbida por el segundo ramal de la antena microstrip dipolo de λ identificada como HF h) de Ba - Sr	180
Fig. 5. 35 Lóbulo medido a una distancia de 2 metros	182
Fig. 5. 36 Lóbulo medido a 2 metros con una disposición espacial perpendicular a la anterior en el cuarto de trabajo	183
Fig. 5. 37 Diagrama de radiación de la antena microstrip dipolo en λ	184
Fig. A3. 1 Dimensiones literales de la antena que entrega el SIDAM	221
Fig. A5. 1 Gráfica del cuerpo del elemento de medición y calibración	235
Fig. A6. 1 Datos de placa del motor paso a paso	241
Fig. A6. 2 Secuencia que debe ser generada para el control del motor paso a paso	242
Fig. A6. 3 Estudio de la generación de señales en el circuito de secuencia de control	244
Fig. A6. 4 Placa frontal del equipo construido	254

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. 1 Banda A concedida a CONECELL. Ejemplos de numeración de canales con frecuencia de transmisión y recepción	9
Tabla 1. 2 Banda B concedida a OTECEL. Ejemplos de numeración de canales con frecuencia de transmisión y recepción	
Tabla 2. 1 Especificaciones mecánicas de las antenas BCD - 8007 y BCD - 8707	18
Tabla 2. 2 Especificaciones eléctricas de la antena BCD - 8007 y BCD - 8707	18
Tabla 2. 3 Códigos de banda de frecuencia y de tipo de montaje para uso en el código de identificación de antenas de la casa DECIBEL.	19
Tabla 2. 4 Códigos de configuración y de tipos de conectores y de cables para uso en el código de identificación de antenas de la casa DECIBEL	20
Tabla 2. 5 Especificaciones mecánicas de la antena DB 738	25
Tabla 2. 6 Especificaciones eléctricas de la antena DB 738	26
Tabla 2. 7 Especificaciones mecánicas de la antena DB 741	29
Tabla 2. 8 Especificaciones eléctricas de la antena DB 741	30
Tabla 2. 9 Especificaciones mecánicas de la antena DB 726	33
Tabla 2. 10 Especificaciones eléctricas de la antena DB 726	33
Tabla 2. 11 Especificaciones mecánicas de la antena RWA - 80013	39
Tabla 2. 12 Especificaciones eléctricas de la antena RWA - 80013	40
Tabla 2. 13 Especificaciones eléctricas de la antena microstrip duplexora	42
Tabla 3. 1 Características de materiales dieléctricos para su selección	82
Tabla 3. 2 Características de materiales conductoras para su selección	84
Tabla 4. 1 Requerimientos de los programas utilizados	93
Tabla 5. 1 Muestras que son construidas en esta investigación	109
Tabla 5. 2 Valores de carga aplicados a las muestras para moldear las cerámicas	112
Tabla 5. 3 Resumen de los procesos seguidos para la elaboración de las muestras que se utilizarán para el diseño de la antena	120
Tabla 5. 4 Resumen de las propiedades de las muestras trabajadas para la investigación	136
Tabla 5. 5 Composición del dióxido de titanio empleado para la elaboración de las muestras	138
Tabla 5. 6 Características de antena microstrip dependiendo del formato de trabajo que se use	141

en el puerto de reflexión RF - OUT	
Tabla 5. 7 Dimensiones de la antena identificada como HF g) de Ba - Sr	158
Tabla 5. 8 Dimensiones obtenidas con el modelo de Presser de la antena identificada como HF l)	162
Tabla 5. 9 Dimensiones obtenidas con el modelo de Wheeler de la antena identificada como HF l)	162
Tabla 5. 10 Dimensiones ajustadas a partir del modelo de Wheeler de la antena identificada como TiO ₂ /3h/out/XVIII	168
Tabla 5. 11 Dimensiones de la antena identificada como HF g') de Ba - Sr	176
Tabla 5. 12 Dimensiones de la antena identificada como HF h) de Ba - Sr	178
Tabla 6. 1 Comparación de valores dados en las tablas con los obtenidos experimentalmente de las características dieléctricas del material	186
Tabla 6. 2 Dimensiones dadas por el SIDAM y corrección por el ajuste de características de las antenas; errores	188
Tabla A1. 1 Principales parámetros de AMPS	198
Tabla A1. 2 Niveles de potencia nominales de una estación móvil	202
Tabla A4. 1 Materiales usados para la construcción de la matriz	229

LISTA DE PLANOS

NOMBRE	Nº	Pág.
MACHO DE LA MATRIZ	01	230
HEMERA DE LA MATRIZ	02	231
CUERPO DEL ELEMENTO DE MEDICIÓN Y CALIBRACIÓN PARA MICROSTRIPS	03	237
ALOJAMIENTO PARA CONECTOR BNC TIPO CHASIS	04	238
ELEMENTOS PARA EL TRABAJO CON MICROSTRIPS QUE TIENEN SUBSTRATO DIELÉCTRICO DE DISTINTO ESPESOR	05	239
ELEMENTO COMPLEMENTARIO PARA LA CALIBRACIÓN DE CARGA	06	240

GENERADOR DE SECUENCIA DE CONTROL	07	243
FUENTE DE ALIMENTACIÓN	08	246
RELOJ Y TEMPORIZADOR	09	249
CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES	10	251
MANEJO DE ENTRADAS MOTOR DE PASOS	11	253

CAPÍTULO 1

INTRODUCCION

1.1. GENERALIDADES

Se plantea un modelo de antena con tecnología microstrip física y matemáticamente. Los procesos y construcción de elementos para: la obtención de un sustrato de alta permitividad dieléctrica adecuado y el diseño, construcción y pruebas de la antena es presentado explícitamente.

El estudio riguroso de los campos en una microstrip es un problema que aún no encuentra una solución completa para todas las alternativas que se presentan en el diseño con esta tecnología.

Por esto, en la presente investigación se presenta una propuesta de desarrollo de los campos para una antena microstrip basada en adecuar y encontrar en forma rigurosa las expresiones del campo de una línea microstrip dada por Denlinger. La solución matemática de las expresiones sugeridas requieren un nivel superior y especializado para su resolución, por lo que la posibilidad de confrontar soluciones teóricas y experimentales de este trabajo queda limitada a la confrontación de soluciones experimentales de el problema.

Dadas las anteriores dificultades, en base con el entendimiento físico del modelo se buscaron formulaciones empíricas para el diseño de la antena microstrip¹

Para la construcción de la antena se fabricó un sustrato dieléctrico cerámico y se modeló las características dieléctricas de este sustrato y las de otros desarrollados en una investigación anterior².

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

Los resultados que obtenidos 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.

¹ Debido a la dificultad de resolución de los modelos teóricos sobre los campos en la microstrip, hasta en la actualidad se requiere de formulaciones empíricas para el uso de tecnología microstrip en distintas aplicaciones.

² Fabricados por el Dr. Héctor Fiallo en sus investigaciones de post - grado.

1.2. CARACTERIZACION DE LA BANDA DE TRABAJO

El trabajo en la banda de frecuencias que utiliza la telefonía móvil celular es uno de los más requeridos en la actualidad, debido a su importancia económica y al avance de este campo. Así, los aportes y datos que van a mencionarse en este primer capítulo, procuran presentar criterios generales y especificaciones que deben ser consideradas tanto en la investigación como en las conclusiones.

Se debe tener en cuenta las características de la banda de trabajo en el diseño de una antena que actúe en dicha banda; estas características se relacionan con el tipo de propagación predominante de las ondas en el rango de frecuencias y en consecuencia, con sus principales causas de atenuación. La asignación internacional de la correspondiente banda de trabajo (para ser ubicada entre las investigaciones y otros aportes que puedan encontrarse), y el uso de la banda para cierta aplicación específica en el país.

El tipo de propagación dominante en la banda de trabajo que se utiliza en telefonía móvil es el de la **onda directa**, puesto que la propagación por onda terrestre presenta gran atenuación de las ondas de trabajo, lo que hace imposible que la onda se transmita por estos medios. La propagación ionosférica, con todas sus posibilidades, no es adecuada para las distancias con que se trabaja en la comunicación móvil celular y presenta muchas pérdidas en estas frecuencias. Por estas consideraciones es necesario que los diagramas de irradiación de la antena sean omnidireccionales en el plano horizontal y altamente

directivos en el plano vertical³ . La atenuación que ocurre en la onda directa, se presenta por la existencia de zonas de sombra que se cubren con una adecuada planificación del sistema radioeléctrico y con un mejoramiento de la calidad del sistema radiante.

El rango de frecuencias en el que está trabajando la telefonía móvil celular en nuestro país va desde los 824 Mhz hasta los 894 Mhz, rango en el que los problemas de atenuación de la señal se distinguen respecto de frecuencias inferiores, así:

"La existencia de árboles frondosos (parques públicos, arboledas) puede provocar una atenuación adicional de 10 a 12 dB por cada 100m para señales con polarización vertical trabajando en la banda de 450 Mhz"⁴. Siendo la atenuación mayor en la banda de telefonía móvil celular por ser frecuencias superiores.

"Para una antena de altura fija"⁵, la atenuación en función de la distancia puede expresarse en términos de un parámetro n tal que la potencia media de la señal recibida (P_r) es directamente proporcional a la frecuencia (f)⁶ elevada al exponente $-n$, esto es:

$$P_r \propto f^{-n}$$

³ La definición de la orientación de los planos es respecto de la tierra

⁴Seminario AHCIET, 1987, pág. 41

⁵Se considera la antena móvil de altura fija pues presenta una altura física generalmente no mayor a 3m.

⁶Seminario AHCIET, 1987, pág. 40

Además, para las dos bandas de frecuencia cuyo uso es común en los modernos sistemas de telefonía celular, la relación de la frecuencia con la distancia se puede considerar idéntica tal como lo muestra el siguiente gráfico:

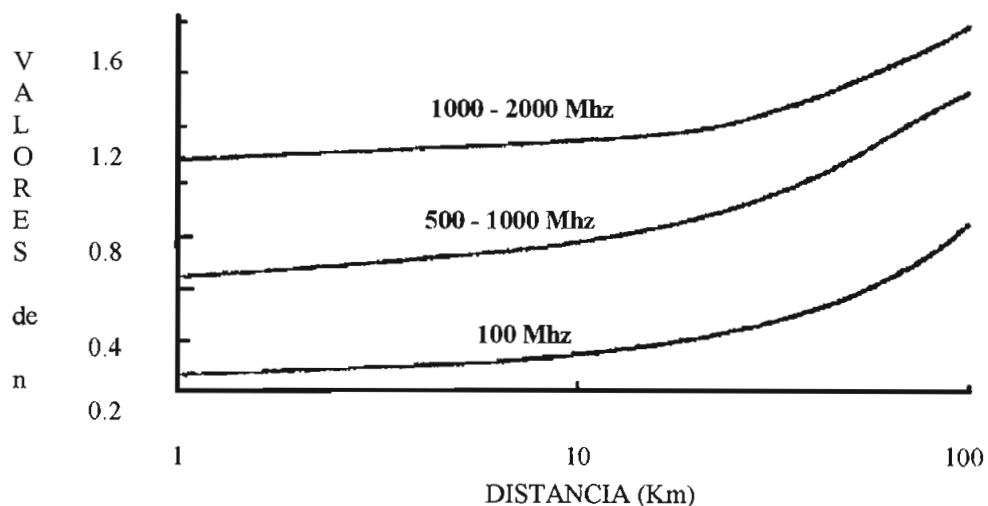


Fig. 1. 1 *Relación frecuencia - intensidad media del campo en el área urbana.*

Existen intentos internacionales de clasificación de las bandas de frecuencias de microondas. Uno de ellos es el estructurado por el Departamento de Defensa de los Estados Unidos de Norteamérica en 1970 (última información de la que se dispone), en el cual el rango de frecuencias de 0.5 Ghz a 1 Ghz se conoce como **banda C**. En la actualidad al rango de frecuencias entre 0.824 Ghz a 0.894 Ghz por la facilidad de identificarlo de acuerdo a su utilidad, se denomina **Rango de Frecuencia de la**

Telefonía Móvil Celular, por convenio establecido en los países donde se trabaja con los sistemas AMPS⁷ (U.S.A.) de dicho servicio.

Por estar ubicada la telefonía móvil celular en este rango de frecuencia, la utilización de circuitos concentrados siempre ha sido una dificultad, para enfrentar este problema se fabrican componentes para esta aplicación con la tecnología **microstrip** y otras de la microelectrónica, un aporte en este sentido es el presente trabajo de investigación.

⁷ AMPS: Advanced Mobile Phone System (Sistemas de Telefonía Móvil Avanzado).

1.3 PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE LA TELEFONÍA MÓVIL CELULAR EN EL ECUADOR.

-NORMAS QUE SIGUE:

La telefonía móvil en el Ecuador se desarrolla bajo las normas de tendencia estadounidense, por lo que los equipos aquí usados son compatibles con los que provienen de dicho país.

La Superintendencia de Telecomunicaciones, para otorgar las concesiones y permitir el trabajo de las estaciones fijas o móviles, se basa en las normas para Radioteléfonos de la EIA INTERIM STANDARD⁸.

Las principales normas que se usarán a lo largo de la investigación, que se mencionan cuando se requiere hacerlo, se encuentran en el Anexo 1.

-CONCESIONES HECHAS:

Son dos las empresas adjudicadas el manejo y operación de este servicio: Otecel y Conecell.

⁸ Organismo de reglamentación estadounidense.

-MANEJO DE LAS CONCESIONES:

Datos importantes para la presente investigación acerca de la operación de éstas concesiones, son los siguientes:

Es de utilidad saber que a Conecell se le concedió para su administración la llamada banda A de trabajo y a Otecel la banda B, cuya distribución de frecuencias viene dada (siguiendo las normas EIA) en las tablas 1 y 2, respectivamente.

BANDA A CONCEDIDA A CONECELL

Número de canal	v_{Tx}(Mhz)	v_{Rx}(Mhz)
1	824.04	869.04
2	824.07	869.07
3	824.1	869.1
.	.	.
.	.	.
.	.	.
366	834.99	879.99
367	845.01	890.01
.	.	.
.	.	.
.	.	.
416	846.48	891.48

Tabla 1. 1 *Banda A concedida a CONECELL. Ejemplos de numeración de canales con frecuencias de transmisión y recepción.*

BANDA B CONCEDIDA A OTECEL

Número de canal	v_{Tx} (Mhz)	v_{Rx} (Mhz)
1	835.02	880.02
.	.	.
.	.	.
.	.	.
333	844,98	889.98
334	846,51	891.51
.	.	.
.	.	.
.	.	.
416	848.97	983.97

Tabla 1. 2 *Banda B concedida a OTECEL. Ejemplos de numeración de canales con frecuencias de transmisión y recepción.*

La banda de frecuencia en que trabajan dichas concesiones está de acuerdo con las normas EIA y con las especificaciones de trabajo de estaciones móviles utilizadas en nuestro país.

-PRINCIPALES DIFICULTADES QUE SE TIENE:

Son bien conocidas y sentidas las deficiencias de la red de telefonía pública, debido fundamentalmente a la falta de inversión en la red externa (tanto en mantenimiento como en incremento de recursos y servicios); esto obliga al diseño de una red privada altamente eficiente para la operación de la telefonía móvil celular que compense las falencias de la red pública.

En el país no existen centros de investigación que se dediquen a diseñar alternativas específicas que respondan a problemas propios de nuestra geografía; se tiene comercialización, utilización y mantenimiento de equipos y sistemas que vienen fundamentalmente de Estados Unidos.

-VENTAJAS QUE SE PRESENTAN:

En nuestro país no se hace investigación constante en este campo, y la mayoría de inversión existente se canaliza al aspecto de comercialización, por tanto en el área técnica es difícil que exista inversión.

-PROYECCIÓN DEL SERVICIO DE TELEFONÍA MÓVIL CELULAR EN EL PAÍS:

Se podría pensar que es un servicio con poca proyección, pero la definición del servicio depende, entre otros factores de un estudio de la demanda y del tipo de cliente que exige este servicio. Existen datos de investigación del mercado hechos por las empresas que compiten en esta área: OTECEL Y CONECELL, como datos de investigadores independientes de ellas (p.e.: H. Carrión⁹) que hacen notar el ritmo inesperado de aumento de la demanda de este servicio, respecto de las proyecciones que se tenían para él.

Hoy existen aproximadamente 200000 abonados en la telefonía móvil celular.

⁹ CARRIÓN, H.; Estudio de mercado de la telefonía móvil celular en el Ecuador; Tesis de Post-Grado en Ingeniería Industrial; E:P:N:, Quito; Marzo; 1995.

CAPÍTULO 2

CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS PARA LA BANDA DE FRECUENCIAS DE OPERACIÓN.

Los modelos de antenas que se describen a continuación corresponden a los utilizados actualmente tanto a nivel nacional como internacional. Dado que esta información no es de acceso público, no se encontraron todos los nuevos modelos de antenas.

2.1 CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS PARA LA BANDA DE FRECUENCIAS DE OPERACIÓN QUE EXISTEN EN EL MERCADO ECUATORIANO.

Esta información corresponde a algunos modelos de antenas que se utilizan en nuestro país, constan sus características fundamentales. Se cuenta con antenas que utilizan en las estaciones base de la telefonía móvil y las utilizadas en las estaciones móviles para vehículos. No se encontró datos de las antenas utilizadas en estaciones móviles portátiles.

ANTENAS DE LAS ESTACIONES BASE:

ANTENA OMNIDIRECCIONAL BCD-8007¹

BCD-8707

ASPECTO FÍSICO DE LA ANTENA:



Fig. 2. 1 *Aspecto físico de la antena BCD-8007 y BCD-8707*

¹ ANTEL; Manual de antenas

Las antenas BCD-8007 y BCD-8707 son óptimas para ambientes severos y es sugerible montarlas con torres para darles mayor firmeza, pues su constitución es la de una vara delgada. Proveen un patrón altamente direccional en el plano horizontal en las bandas de frecuencia de 800-900 Mhz y de 870-970 Mhz. Presentan un diámetro de 65 mm y un peso de 9 Kg.

Estas antenas presentan una ganancia de 6.5 dBd y manejan potencias de entrada cercanas e inferiores a 500 vatios.

RELACIÓN DE ONDAS ESTACIONARIAS (VSWR) referidos a 50Ω (BCD-8707)

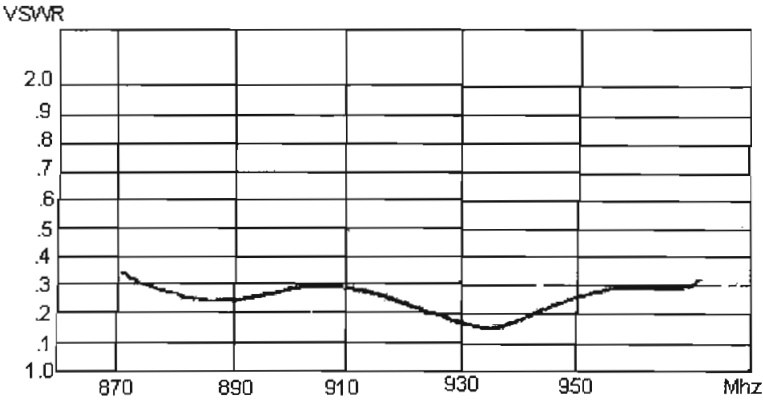


Fig. 2. 2 *VSWR de antena BCD-8707 referido a 50Ω*

Gráfico en el que se observa que estas antenas tienen un ancho de banda de 100 Mhz con una relación de onda estacionaria (VSWR) típico entre 1 y 1.35, y un VSWR máximo entre 1 y 1.43.

PATRONES DE RADIACIÓN (a media banda)

HORIZONTAL.

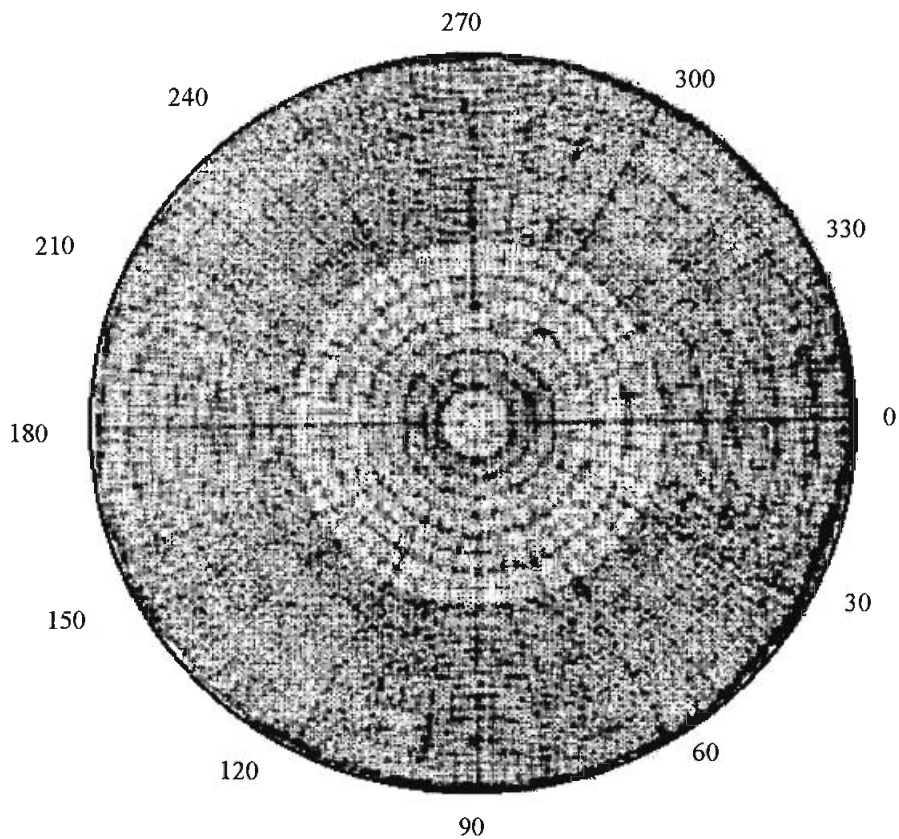


Fig. 2. 3 Patrón de radiación horizontal de la antena BCD-8007

De esta gráfica se aprecia que esta antena es omnidireccional en el plano de radiación horizontal o plano H.

VERTICAL

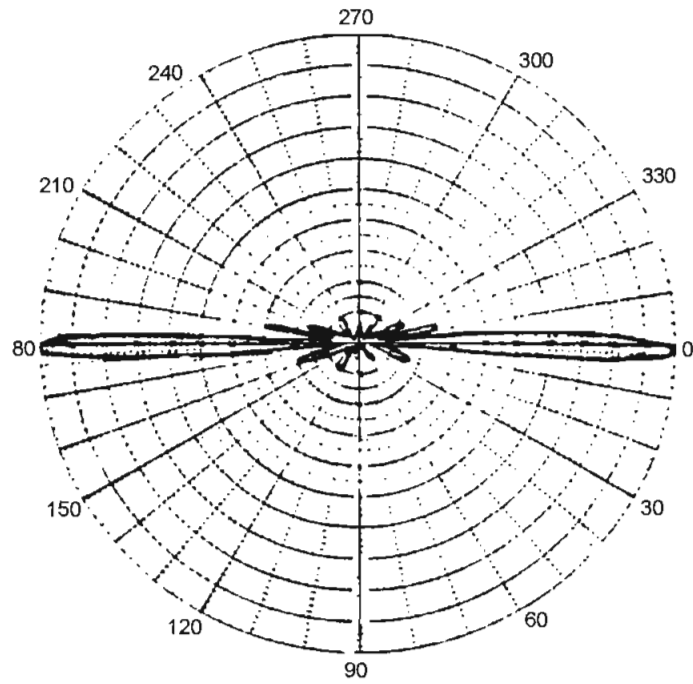


Fig. 2. 4 *Patrón vertical de la antena BCD-8007*

Se observa aquí que esta antena es directiva en el plano de radiación vertical o plano E.

ESPECIFICACIONES MECÁNICAS	MAGNITUDES
Longitud BCD-8007	2183 mm
Longitud BCD 8707	2158 mm
Diámetro	65 mm
Peso	9 Kg.

Tabla 2.1 Especificaciones mecánicas de las antenas BCD-8007 y BCD-87707

La antena está hecha de aleación de aluminio. Los dipolos están cubiertos por una especie de vidrio fibroso pintado con poliuretano.

ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS	DESCRIPCIÓN
Rango de frecuencia BCD-8007	800-900 Mhz
Rango de frecuencia BCD-8707	870-970 Mhz
Impedancia	50 Ω
Conector	7/16 o N
Polarización	Vertical
Ganancia ²	6,5 dBd
Clase de potencia ³	500 W
Ángulo de media potencia	
Plano H	360 °
Plano E	14 °
Inclinación del lóbulo	1.25 °
Protección contra relámpagos	Directo a tierra

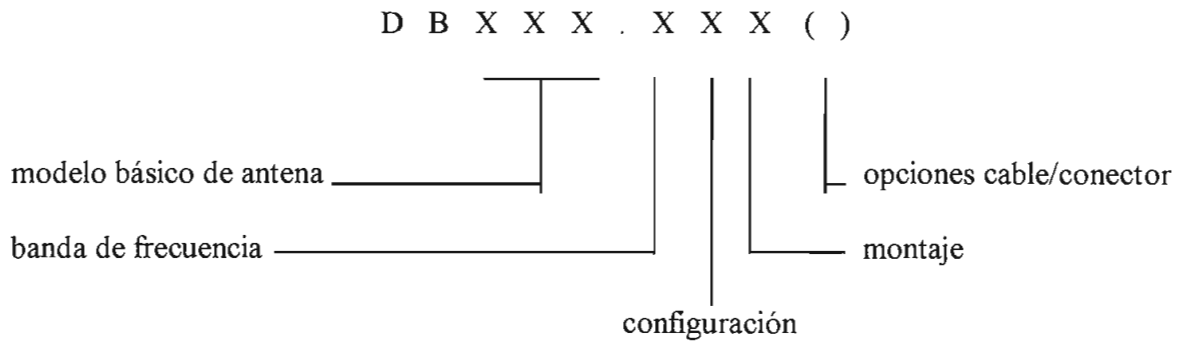
Tabla 2.2 Especificaciones eléctricas de las antenas BCD-8007 y BCD-87707

² Valores típicos

³ Clase de potencia limitada sólo por el conector

ANTENA DE LAS ESTACIONES MÓVILES PARA VEHÍCULOS

Características de antenas de este tipo, se consiguieron de la casa DECIBEL, la cual tiene el siguiente código de identificación para sus diferentes antenas móviles:



CÓDIGO DE BANDA DE FRECUENCIA	MONTAJE
L:806-870 Mhz	0= No montaje
P:806-960 Mhz	1= Standard .75" (19.05 mm) 2= Con broche de presión .375" (9.53 mm) 6= sin agujero 7= magnético 8= .75" (19.05mm) adaptador de bajo perfil

Tabla 2.3 *Códigos de banda de frecuencia y de tipo de montaje para uso en el código de identificación de las antenas de la casa DECIBEL.*

CÓDIGO DE CONFIGURACIÓN	CONECTORES Y OPCIONES DE CABLE ⁴
0= Inelástico	Z: .25" (6.35mm) SUPERFLEXIBLE
1= con resorte	U: PL259
2= propósito especial	N: Tipo N (soldable)
	T: TNC rizado
	NC: Tipo N rizado
	UC: UHF rizado
	MU: UHF rizado en miniatura

TABLA 2.4 *Códigos de configuración y de tipos de conectores y de cables para uso en el código de identificación de antenas de la casa Decibel.*

El catálogo de la casa DECIBEL, presenta la relación de ondas estacionarias (VSWR) en relación con la potencia reflejada mediante el siguiente gráfico:

⁴ Disponible como estándar en pocos modelos. Otros podrían ser especiales y requieren órdenes mínimas.

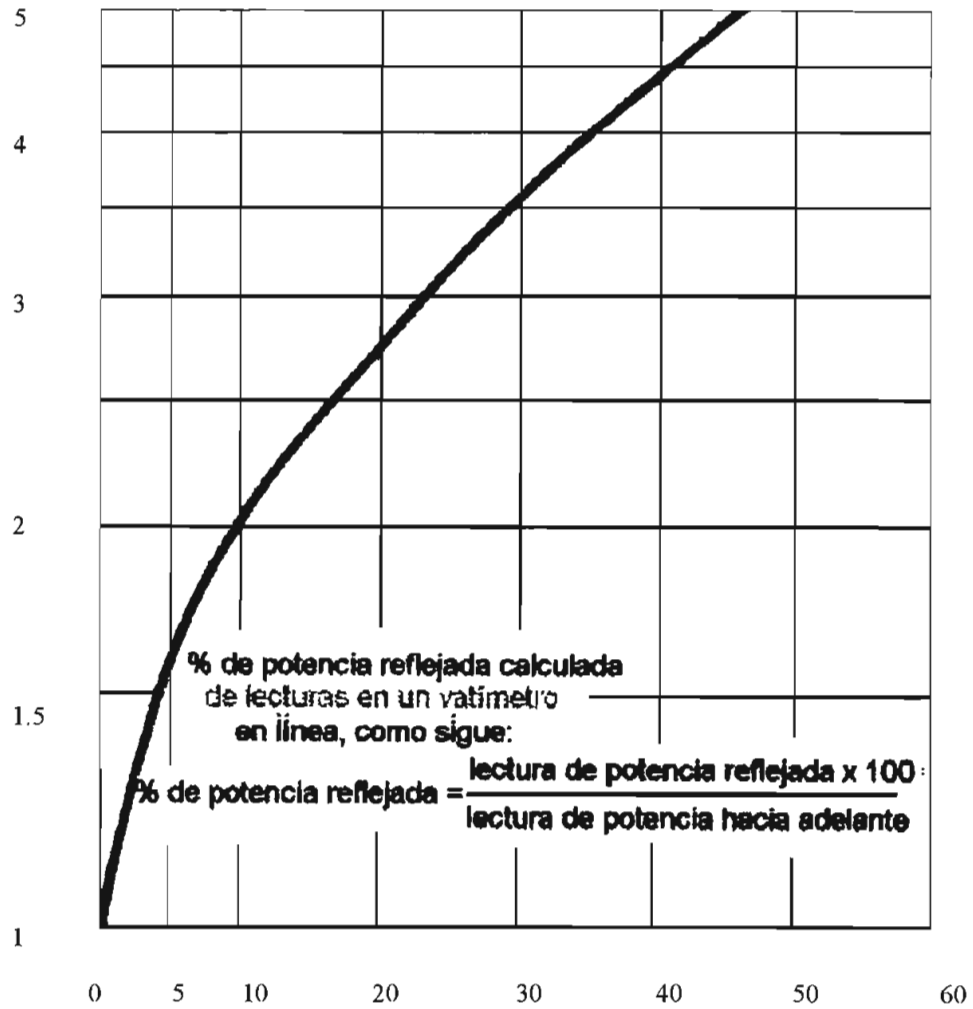


Fig. 2. 5 *Porcentaje de Potencia Reflejada vs. VSWR*

De este gráfico se observa que para un porcentaje de potencia reflejada mayor a 10%, tendremos un valor de VSWR mayor a dos, que serían valores inconvenientes para trabajar con antenas.

En situaciones reales siempre existirá cierto porcentaje de potencia reflejada, por lo que el valor de VSWR igual a uno, difícilmente se presentará.

Por tanto, el rango recomendado de trabajo con la VSWR será:

$$1 > \text{VSWR} \leq 2$$

ANTENA OMNIDIRECCIONAL DB738:

ASPECTO FÍSICO DE LA ANTENA:

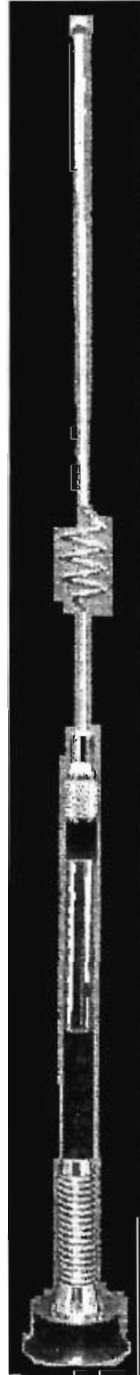


Fig. 2. 6 *Aspecto físico de la antena DB738*

“La antena DB738 es de ganancia 3 dB, para su montaje se necesita hacer un hueco de 24.4 mm de diámetro, sea en la trompa o en el guardafaros del vehículo con 15° de inclinación respecto a la vertical.

Maneja hasta 50 vatios de entrada para los trabajos convencionales, radio trunked y celular en el rango de 806-960 Mhz.

Debido a que el DB738 trabaja independientemente de la superficie de montaje, es ideal para carros y botes de fibra de vidrio. Al ser antenas de 533.4 mm de altura, minimiza la obstrucción y presenta excelentes características de trabajo.”⁵

En la gráfica siguiente se presenta el patrón de radiación horizontal de una antena de cuarta parte de longitud de onda, la línea llena corresponde al patrón de radiación de la antena ubicada en la trompa del vehículo; mientras que la línea vacía corresponde a la misma antena ubicada en la parte superior central del vehículo; se aprecia que son radiaciones omnidireccionales con leve ventaja de la ubicación de la antena en la parte superior central del vehículo para señales traseras y con igualmente leve ventaja de la ubicación de la antena en la trompa del vehículo para señales laterales y frontales al vehículo.

⁵ Mobile Antennas; DECIBEL; pág.99

PATRONES DE RADIACIÓN (a media banda)

HORIZONTAL

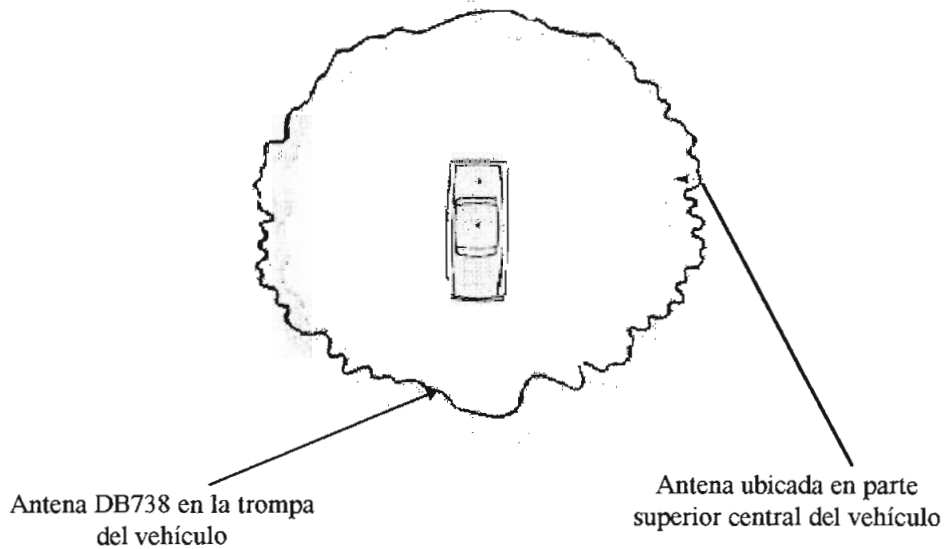


Fig. 2. 7 Patrón de radiación horizontal de antena DB738

A continuación se describen las características eléctricas y mecánicas más importantes que provee el manual de la casa DECIBEL

ESPECIFICACIONES MECÁNICAS	MAGNITUDES
Longitud	533.4 mm
Diámetro de agujero para el montaje	25.4 mm
Peso	1.13 Kg.
Material de construcción	acero inoxidable

Tabla 2.5 Especificaciones mecánicas de la antena DB738

ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS	DESCRIPCIÓN
Rango de frecuencia	806-906 Mhz
Impedancia	50 Ω
Conector	Tipo N, Tipo N rizado, TNC rizado, Mini UHF rizado.
Ganancia	3 dB
Máxima potencia de entrada	50 W
VSWR	de 1.9 a 1.
Cable	Rg-58U

Tabla 2.6 *Especificaciones eléctricas de la antena DB738*

ANTENA OMNIDIRECCIONAL DB741:

ASPECTO FÍSICO DE LA ANTENA:



Fig. 2. 8 *Aspecto físico de la antena DB741B*

“La antena DB741 es de 381 mm de alto, maneja hasta 100 vatios de entrada y provee una ganancia de 3 dB para trabajo convencional de radio trunked y celular en el rango de frecuencias de 806-960 Mhz. Se la monta haciendo un agujero de 19.05 mm de diámetro en la

El modelo conocido como DB741B es una antena con silueta de material negro.⁶

PATRONES DE RADIACIÓN (a media banda)

HORIZONTAL

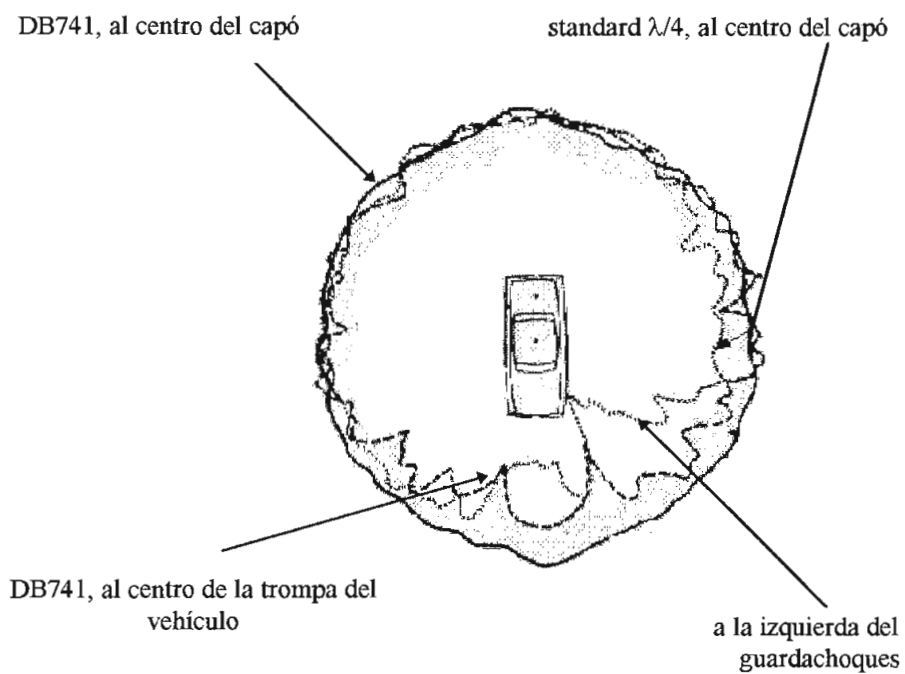


Fig. 2. 9 *Patrones de radiación horizontal de antenas DB741*

⁶ DECIBEL, *Mobile Antennas*; pág. 98.

La localización de la antena en el vehículo permite obtener distintos patrones , que son elaborados por la casa Decibel. Se observa que el mejor de ellos es el que se logra al ubicar la antena DB741 al centro del capó (línea continua), mantiene características omnidireccionales aceptables, la antena $\lambda/4$ estándar al centro del capó (línea vacía); la característica de omnidireccionalidad de la antena para la parte trasera del vehículo se presenta disminuida al colocar la antena al centro de la trompa del vehículo (patrón de radiación hecho con la línea discontinua) y claramente se ve que la peor ubicación es a la izquierda del guardachoques (gráfica hecha con línea punteada).

En las tablas siguientes se presentan las especificaciones eléctricas y mecánicas más importantes que son dadas por la casa DECIBEL.

ESPECIFICACIONES MECÁNICAS	MAGNITUDE
Longitud	381 mm
Diámetro del agujero para el montaje	19.05 mm
peso	0.23 Kg.
Material de construcción	acero inoxidable

Tabla 2.7 *Especificaciones mecánicas de la antena DB741*

ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS	DESCRIPCIÓN
Rango de frecuencia	806- 960 Mhz
Impedancia	50 Ω
Conector	Tipo N, Tipo N rizado, TNC rizado Mini UHF rizado.
Ganancia	3 dB
Máxima potencia de entrada	100 W
VSWR	de 1.5 a 1.
Cable	Rg-58U

Tabla 2.8 *Especificaciones eléctricas de la antena DB741*

ANTENA OMNIDIRECCIONAL DB726

ASPECTO FÍSICO DE LA ANTENA:

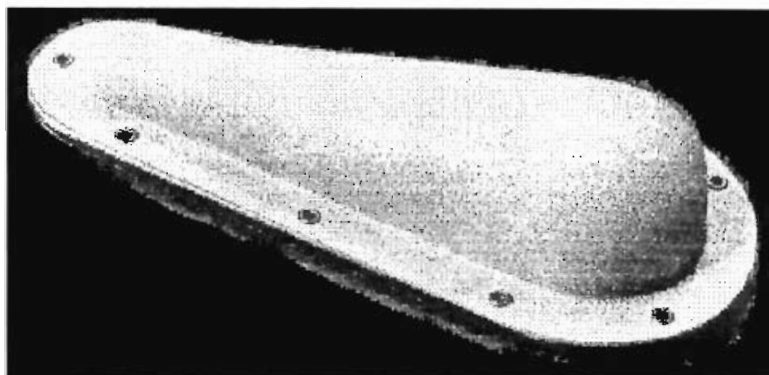


Fig. 2. 10 *Aspecto físico de la antena DB726*

"La antena DB726 tiene forma de gota de lágrima, es diseñada para ambientes severos y provee un patrón omnidireccional en la banda de frecuencia de 806 a 896 Mhz. Su contorno tiene 38.1 mm de diámetro menor y 261.62 mm de máximo diámetro, dado en una atractiva forma que ayuda a la protección de: obstrucciones en el capó, lavado del carro y vándalos. Trabaja con aplicaciones convencionales de radio celular y trunked. El montaje del DB726 es sobre cualquier superficie lisa y no necesita de un plano de tierra de metal. Esto le hace ideal para vehículos con fibra de vidrio como botes o carros y edificios.

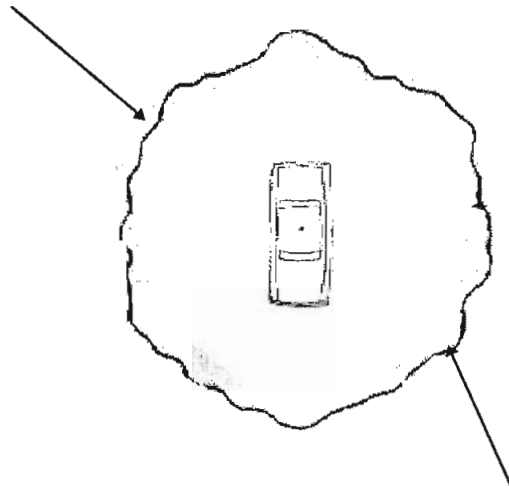
La gota de lágrima tiene una ganancia unitaria y maneja potencia de entrada de máximo 100 vatios. Provee un ancho de banda de 64 Mhz con un VSWR de 2 a 1. Se la monta con tornillos metálicos y con adhesivo en todo su contorno para asegurar que no se filtre el agua entre la antena y la superficie del montaje".⁷

⁷ op. cit. pág. 102

PATRONES DE RADIACIÓN (a media banda)

HORIZONTAL

standard $\lambda/4$ de ganancia unitaria, al centro del capó



Db726 con ganancia unitaria, al centro del capó

Fig. 2. 11 *Patrón de radiación horizontal de antena DB726*

Estas gráficas de radiación han sido obtenidas por la casa DECIBEL. Se observa que la mejor ubicación de este tipo de antenas está al centro del capó, como todas las antenas usadas en vehículos, anteriormente descritas.

Las tablas siguientes corresponden a las principales especificaciones eléctricas y mecánicas de la antena DB726.

ESPECIFICACIONES MECÁNICAS	DESCRIPCIÓN
Altura	38.1 mm
Diámetro máximo	261.62 mm
Diámetro del hueco para el montaje	0.79 mm
Peso	0.91 Kg.
Color	negro decibel (se ofrece otros colores en grandes cantidades)
Material del plano de tierra	aluminio
Material radiador	cobre, latón o bronce

Tabla 2.9 Especificaciones mecánicas de la antena DB726

Se necesitan cuatro pequeños huecos para atornillarlo a la superficie donde va a ser colocada la antena DB726.

ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS	DESCRIPCIÓN
Rangos de frecuencia	806-870, 824-896 Mhz
Ancho de banda	64 Mhz
Impedancia	50 Ω
Ganancia	Unidad (0)
Conector	Tipo N, TNC rizado
Máxima potencia de entrada	100 W
VSWR	de 2 a 1
Cable	4.57m con bajas pérdidas AA3096
Polarización	Vertical
Patrón de radiación horizontal	Omnidireccional

Tabla 2.10 Especificaciones eléctricas de la antena DB726

2.2 CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS QUE TRABAJAN EN LA BANDA DE FRECUENCIA PARA TELEFONÍA CELULAR.

En los nuevos modelos de antena que trabajan en la telefonía celular se deja la característica de omnidireccionalidad de la antena para trabajar con cierto ángulo de direccionalidad en el plano horizontal, con lo que se trata de conseguir una antena en la que se eliminen los riesgos que significan exponer al cuerpo a las microondas y además se tiende a no desperdiciar energía en la transmisión de la estación móvil a la base y viceversa. Es evidente que la precisión y el sistema celular han tenido que mejorar para lograr trabajar con una antena móvil de este tipo, en especial el enrutamiento y la búsqueda del abonado que aumenta su dificultad.

Las siguientes son las características de una antena direccional utilizada en telefonía móvil celular:

ANTENA DE LAS ESTACIONES BASE:

ANTENA DIRECCIONAL RWA-80013⁸

ASPECTO FÍSICO DE LA ANTENA:



Fig. 2. 12 *Aspecto físico de la antena RWA-80013*

⁸ Manual de antenas; ANTEL.

La antena RWA-8013 debido a la forma presentada en el gráfico anterior, consigue trabajar direccionalmente tanto en el plano vertical como en el horizontal, cubriendo un rango de frecuencia de 800-960 Mhz.

Se la monta en una torre para darle mayor firmeza, presenta una ganancia de 13 dBd y maneja potencia de entrada cercana e inferior a 500 vatios. Trabaja con un ancho de banda de 160 Mhz con un VSWR entre 1 y 1.4, lo cual se muestra claramente en el siguiente gráfico:

RELACIÓN DE ONDAS ESTACIONARIAS (VSWR) referidos a 50 Ω

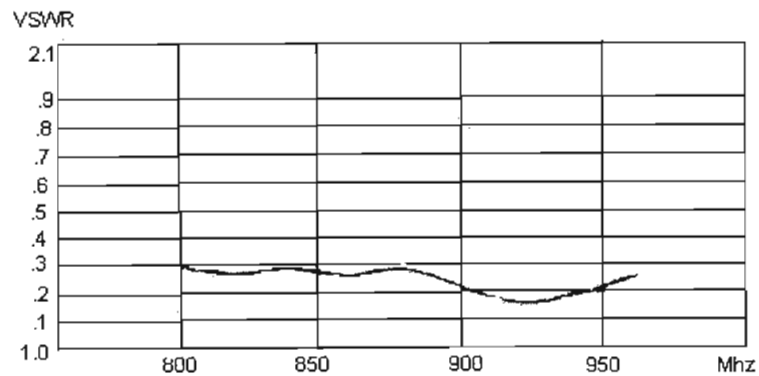


Fig. 2. 13 *VSWR de antena RWA-80013 referido a 50 Ω*

Los gráficos de radiación que están descritos en el manual de antenas de ANTEL y se presentan a continuación, verifican las características de direccionalidad tanto en el plano horizontal como vertical de la antena RWA-80013, especificando los valores de los ángulos en los que se encuentra que la potencia de la señal se reduce a la mitad en la tabla de características eléctricas.

PATRONES DE RADIACIÓN (a media banda)

HORIZONTAL

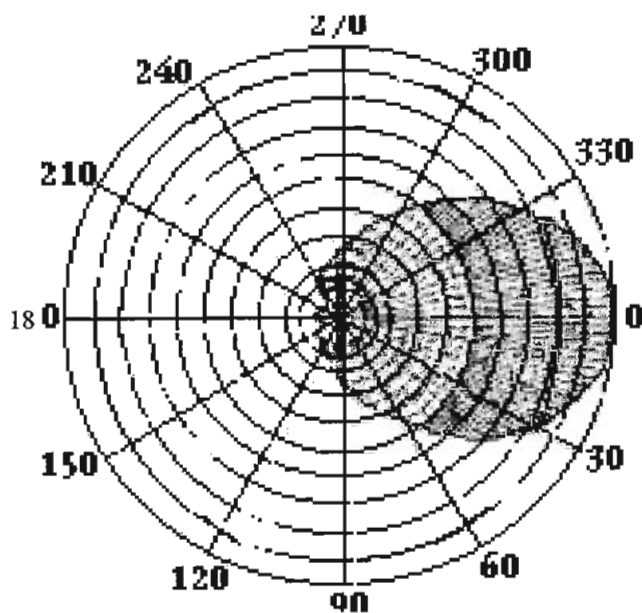


Fig. 2. 14 Patrón de radiación horizontal de antena RWA-80013

VERTICAL

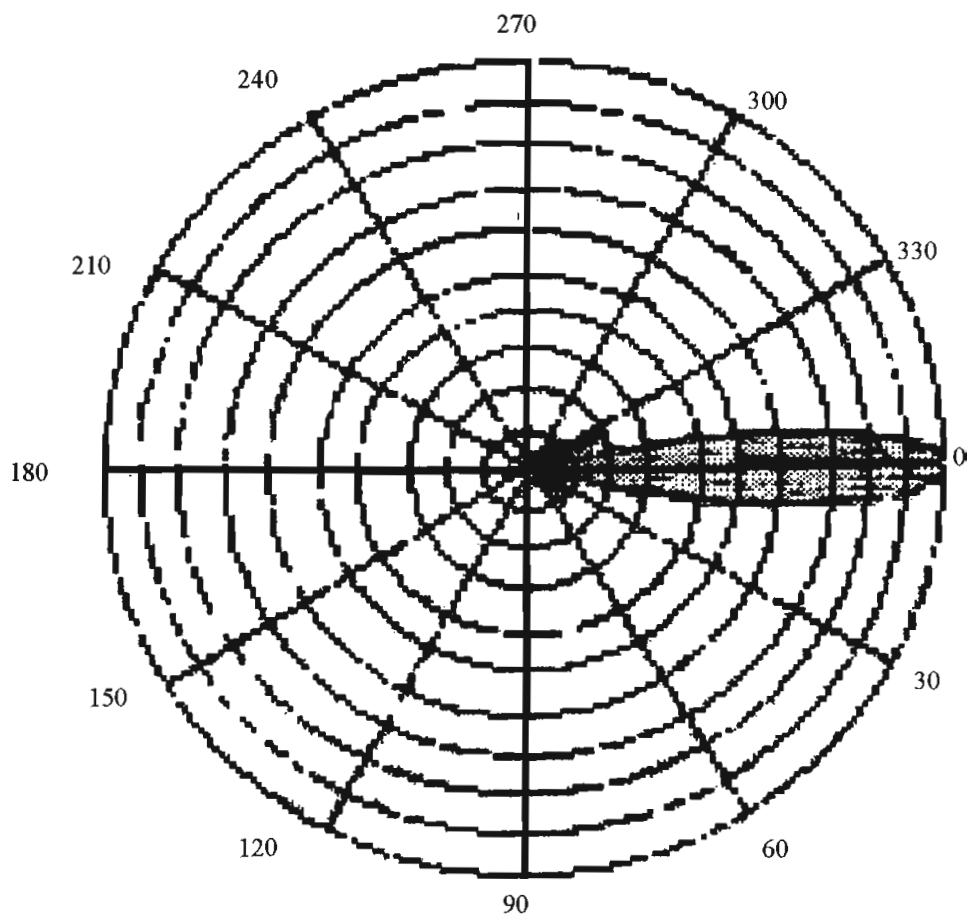


Fig. 2. 15 *Patrón de radiación vertical de la antena RWA-80013*

ESPECIFICACIONES MECÁNICAS	MAGNITUDES
Longitud	1225 mm
Ancho	295 mm
Profundidad	160 mm
Peso de las grapas	4.5 kg.
Peso	6.5 kg.

Tabla 2.11 *Especificaciones mecánicas de la antena RWA-80013*

Montaje:

A través de dos pares de grapas al tubo de diámetro de 50 a 160 mm o por grapas en forma de U a un segundo tubo.

La antena está hecha de una aleación de aluminio y cubierta por un policarbonato.

ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS	DESCRIPCIÓN
Rango de frecuencia	800-900 Mhz
Impedancia	50 Ω
Conector	7/16 N
Polarización	Vertical
Ganancia ⁹	13 dBd
Clase de potencia ¹⁰	500 W
Ángulo de media potencia	
Plano H	78°
Plano E	14°
Inclinación del lóbulo	1.25°
Protección contra relámpagos	directo a tierra

Tabla 2.12 *Especificaciones eléctricas de la antena RWA-80013*

⁹ Valores Típicos

¹⁰ Clase de potencia limitada sólo por el conector

Otra antena que trabaja para las frecuencias de telefonía móvil celular es la siguiente configuración de antena microstrip¹¹:

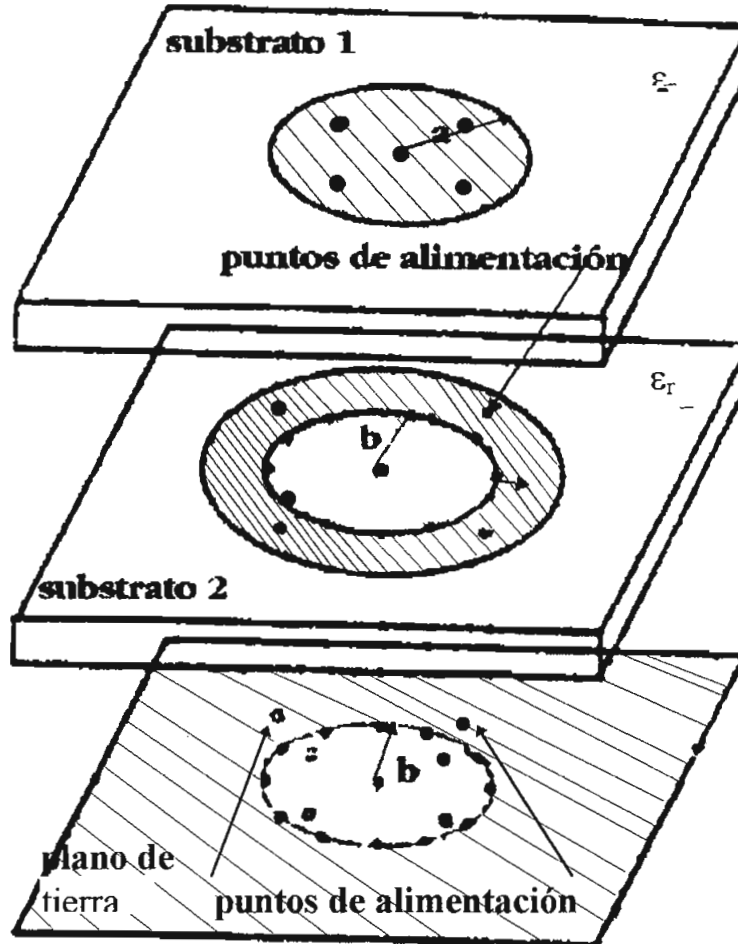


Fig. 2. 16 Configuración de una antena duplexora de dos capas de dieléctricos.

La antena duplexora está formada por un plano de tierra común y dos capas de dieléctricos distintos, donde todas las dimensiones son múltiplos de la longitud de onda de transmisión o recepción dividida para cuatro, según el caso.

¹¹ Chujo, Wataru y Fujise, Masayukii, "Active array antennas for mobile communications," MWE'93 en Microwave Workshop Digest.

"La antena superior es una microstrip circular usada para la transmisión y la antena inferior es una microstrip anular usada para la recepción"¹²

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS	DESCRIPCIÓN
Bandas de frecuencias	L (.39 - 1.55 Ghz), milimétrica (30 -300 Ghz)
Polarización	circular

Tabla 2.13 Especificaciones eléctricas de la antena microstrip duplexora

Sobre el nivel de aislamiento entre transmisión y recepción, es recomendable tener 50 dBd; este parámetro es muy importante determinar al trabajar la antena duplexora, en la antena dada, depende del aislamiento causado por la polarización circular. Se tiene un ejemplo de los resultados que se presentan, en el siguiente gráfico:

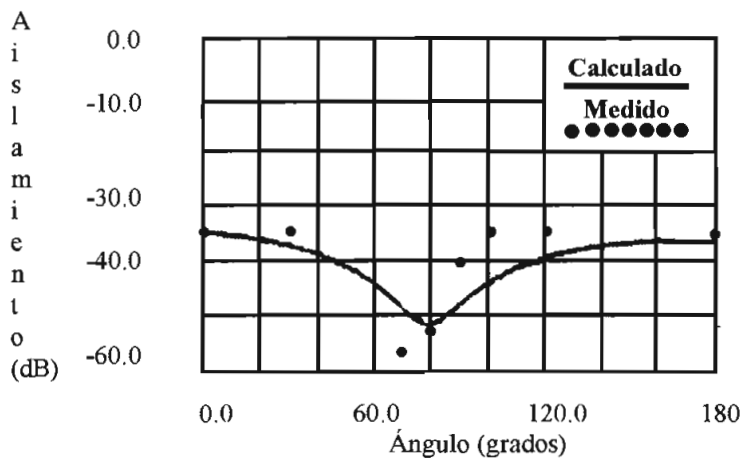
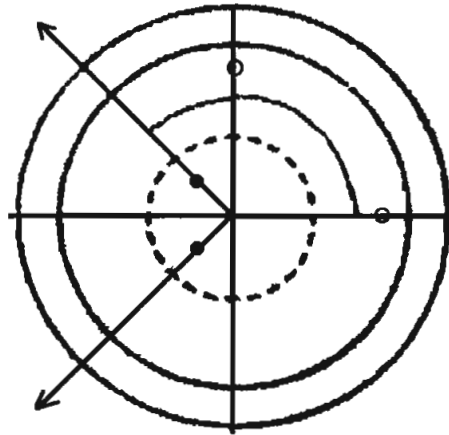


Fig. 2.17 Características de aislamiento como una función del ángulo Φ

¹² Op. Cit. pág. 166

El ángulo del que depende el gráfico anterior, es el que se forma entre los puntos de alimentación para el anillo y para la microstrip circular, tal como se indica en el siguiente gráfico:



- Ubicación de los puntos de alimentación en el anillo
- Ubicación de los puntos de alimentación en la microstrip circular.

Fig. 2. 18 *Ubicación de los puntos de alimentación en la antena microstrip*

Los dos últimos gráficos indican que las características de aislamiento cambian según el ángulo entre los puntos de alimentación y cuando dicho ángulo (Φ) es igual a 80 grados, un aislamiento mayor que 50 dB puede ser obtenido.

"Estos resultados muestran que el aislamiento puede ser mejorado escogiendo una configuración de alimentación conveniente."¹³

El artículo en mención indica en sus conclusiones que las bandas de frecuencia más efectivas para la comunicación con esta antena son la **milimétrica** (30 - 300 Ghz) y en especial la **K_a** (33-36 Ghz) que utilizan substratos de alta constante dieléctrica para reducir el tamaño de la antena.

¹³ Ibid.

CAPITULO 3

ESTUDIO DE LA NUEVA CONFIGURACION DE LA ANTENA MICROSTRIP.

3.1 PLANTEAMIENTO DEL MODELO DE LA ANTENA

Entre los requerimientos más usuales de los equipos para telefonía móvil en la actualidad, podemos mencionar:

- Miniaturización de componentes¹
- Compatibilidad con normas que se establecen²
- Facilidad para el manejo del usuario¹
- Peso reducido¹
- Baja potencia¹ (máximo 1W³)
- Inmunidad al polvo y a las vibraciones típicos del entorno en que funcionan¹.

La antena que se usará en la comunicación móvil debe contribuir al cumplimiento y mejora de estos requerimientos, la antena planteada en el presente estudio permitirá trabajar de esta forma con las características de miniaturización de los componentes,

¹ Kenward, G.W. y Callendar, M. , "Las tendencias en el diseño de los equipos móviles terrestres de abonado y los posibles servicios", en Boletín de Telecomunicaciones, Vol 54, Julio, 1987.

² "Actividades de la UIT en materia de servicios móviles", en Boletín de Telecomunicaciones, vol 54, julio, 1987.

³ DR. Vancek K., Eligiús; Seminario Nuevas tecnologías y tendencias en Telecomunicaciones, enero, 1995.

condición que es decisiva al momento de la elección de una antena para la comunicación móvil.

* La miniaturización de los componentes se obtiene con la introducción de los distintos tipos de microstrip que, hechas resonar a la frecuencia requerida y diseñadas de una forma adecuada, pueden trabajar como estructuras radiantes diminutas debido al uso del substrato dieléctrico de alta permitividad dieléctrica relativa ϵ a temperatura ambiente.

Esto se puede explicar con las siguientes relaciones:

Para que se tenga una estructura sintonizada:

❶ El dieléctrico debe tener su espectro de resonancia en el que esté(n) incluida(s) la(s) frecuencia(s) a la(s) que va a trabajar la antena.

❷ La lámina conductora debe tener una longitud de $n*\lambda/4$, para que la onda a una frecuencia dada al viajar por la lámina, entre en resonancia, determinándose la longitud de onda (λ_g) de:

$$V = \lambda_g * \nu \quad \text{Ec. 3. 1}$$

V= velocidad de propagación en un medio dieléctrico de la onda electromagnética.

λ_g = longitud de onda de la radiación.

ν = frecuencia de la radiación.

La velocidad en el medio dieléctrico(V) de la onda electromagnética está determinada para las substancias diamagnéticas, en las que $\mu \approx 1^4$, por:

⁴ B.M. TARÉIEV; Física de los materiales dieléctricos; Edit. MIR; 1978; pág. 136.

$$V = C / \sqrt{\epsilon_r} \quad \text{Ec. 3. 2}$$

ϵ_r = constante de permitividad dieléctrica relativa.

C= velocidad de la luz en el espacio libre.

Como la frecuencia no se altera por la presencia del medio dieléctrico, utilizando

Ecuaciones 3.1 y 3.2, encontramos $\lambda/4$ así:

$$\frac{\lambda_g}{4} = \frac{C}{4 * v * \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Ec. 3. 3}$$

En el vacío, la longitud de onda para estas frecuencias está en el orden de decenas de centímetros, pero por la relación antes encontrada, por la presencia del parámetro ϵ_r que estará en el orden de 10^2 y 10^3 , tendremos una longitud de onda en el orden de unidades de centímetros, por lo que se le conoce a esta longitud de onda λ_g como reducida.

Obsérvese que en este planteamiento no está considerada la presencia de la discontinuidad entre el medio dieléctrico y el aire, situación que se expondrá posteriormente.

Se consigue entonces una estructura miniaturizada.

Antenas de este tipo se usan actualmente en comunicaciones móviles, tal como lo muestran los últimos artículos de las distintas sociedades de investigadores internacionales como la IEEE, MWE, etc. (Ver referencias del Capítulo 2).

Los factores antes anotados se los puede tener en valores apropiados con la siguiente estructura de antena microstrip (Fig. 3.1), que es la base de la estructura propuesta para este estudio:

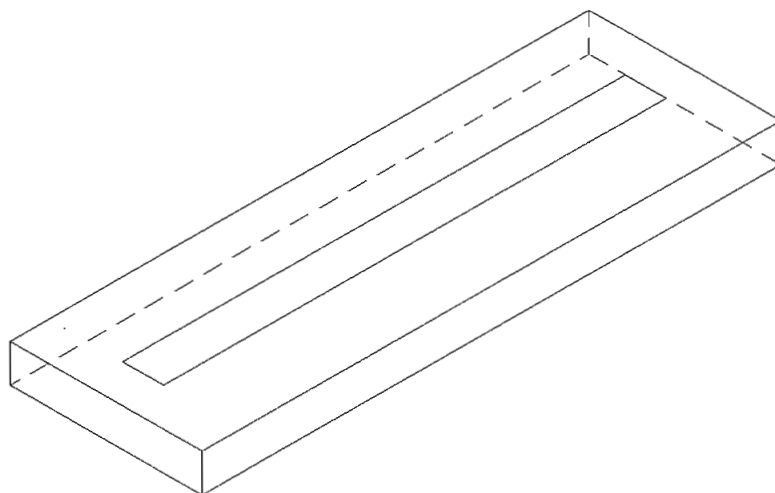


Fig. 3. 1 *Aspecto fisico de la antena microstrip básica.*

al estar hecha con tecnología de microstrip, se espera que cumpla ampliamente con el requerimiento de miniaturización.

Los campos cercanos que se obtienen con esta microstrip lo presentan muchos autores de la siguiente forma⁵:

⁵ Edwards, T.; Foundation for Microstrip Circuit Design; John Wiley & Sons; Second Edition; New York 1992, págs, 45 y 67

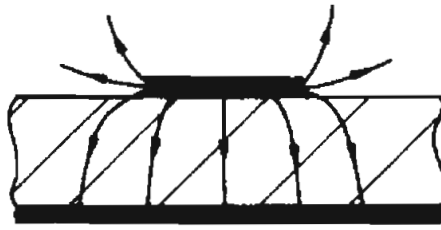


Fig. 3. 2 *Campo eléctrico en una microstrip rectangular.*

Puede verse que existen líneas de campo disperso en los extremos de la lámina conductora, hay trabajos que certifican una tendencia del comportamiento de estos campos que resulta lógica: a mayor espesor de la hoja conductora, mayores pérdidas por dispersión debidas a esta causa.

Existe también un campo que está concentrado en el sustrato dieléctrico, la concentración del campo será mayor si el ϵ_r es mayor. Así, la transmisión o recepción de señales está supeditado a la calidad del sustrato dieléctrico.

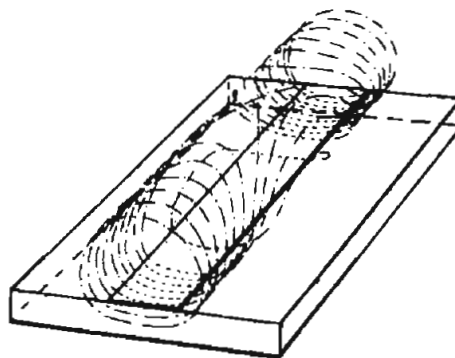


Fig. 3. 3 *Campo magnético en una microstrip rectangular.*

Al apreciar esta gráfica es importante reconocer la influencia de las corrientes longitudinales presentes en la lámina conductora para generar el campo magnético de la microstrip, el que aquí se lo ve concentrado alrededor de la lámina.

Las gráficas anteriores de los campos en la microstrip dejan en evidencia que los campos se presentan en modos distintos a los transversales, una visión más completa sobre la formación y las características de estos campos está dada en esta tesis en el capítulo 3 punto 3.1.

3.2 HIPÓTESIS DE FUNCIONAMIENTO

En telefonía móvil celular las antenas deben trabajar receptando y transmitiendo señales simultáneamente, por tanto, es necesario que cualquier antena que se diseñe para este servicio trabaje adecuadamente de esta forma.

La antena propuesta en esta investigación se someterá a pruebas de recepción y transmisión para asegurar el trabajo funcional en el servicio para el que se le requiere. La microstrip tiene las dimensiones y configuración mostradas en la siguiente figura:

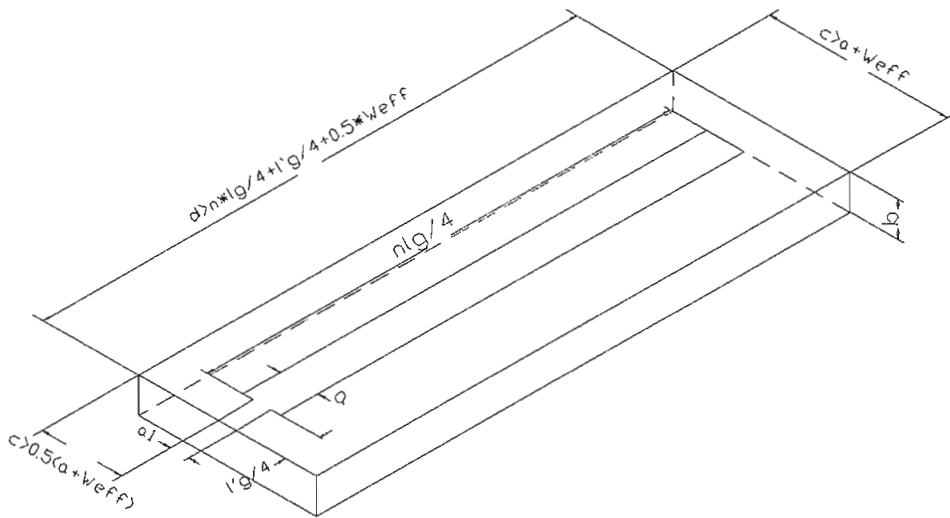


Fig. 3. 4 Dimensiones de la antena microstrip que se diseñará.

De la microstrip básica para esta antena se tienen extensos trabajos de investigación, entre los que se destacan y serán usados en esta tesis, entre otros: el

trabajo de sistematización del estudio de este tipo de microstrip, realizado por EDWARDS, que en su mayoría es válido para microstrips que trabajan con un substrato dieléctrico cuyo coeficiente de permitividad dieléctrica relativa es:

$$\epsilon_r < 10$$

Se usarán también los trabajos de WHEELER, con los que se ha obtenido fórmulas empíricas sobre la impedancia característica de la microstrip en un amplio rango de frecuencia y hasta valores considerablemente grandes de ϵ_r .

Las dimensiones anotadas en la Figura 3.4, tienen plena justificación en el comportamiento del modelo.

La dimensión de $n \cdot \lambda_g / 4$ para el lado mayor de la lámina conductora, donde λ_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 elemento⁶.

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.

⁶ Balanis, C. A.; Antenna Theory, analysis and Design, Harper & Row Publishers, New York; 1982, pág 489.

La hoja metálica se encuentra centrada:

Por su lado mayor, a una distancia de $0.5 * w_{\text{eff}}$ del extremo del sustrato dieléctrico, pues este valor es adecuado para impedir pérdidas de radiación debido a la interrelación de la lámina conductora con las esquinas⁷. Debido a esta relativa gran distancia, se considera a los bordes del sustrato como pared magnética ubicada a una distancia arbitraria del centro de la microstrip, pues la influencia del campo en ellas es casi nula⁸.

Por su lado menor, a una distancia de $0.5 * w_{\text{eff}}$ del extremo del sustrato dieléctrico, esta distancia es suficiente, pues, dadas las dimensiones del rectángulo conductor, la conducción predominante va a ser a lo largo de éste, por lo que, los efectos de radiación por el lado menor del rectángulo conductor van a ser inferiores, y para despreciarlos se requiere una menor distancia entre el filo del conductor y el filo del sustrato, que la distancia dejada respecto del lado mayor.

La sección de microstrip que se la incluye desde la mitad de la microstrip⁹ que trabaja como elemento radiante hasta el extremo del sustrato cumple tres funciones:

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

b) Es la sección de acoplamiento de la impedancia característica del elemento microstrip radiante y el elemento de alimentación a la antena microstrip (que en las

⁷ Fiallo, H.; Multilayer metal -semiconductor- relaxor microstrip line; Thesis for PhD; Dic, 1993, pág 141.

⁸ Collin, R. E.; Field Theory of Guided Waves; Second Edition; IEEE Press; N. Y. - Usa; 1991; pág 265.

⁹ 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.

pruebas experimentales efectuadas en esta tesis fueron cables coaxiales y líneas microstrips con impedancia característica de 50 ohmios). Es por ello que se pudieron encontrar distintas posibilidades para el diseño de este conjunto de microstrips (el elemento de radiación propiamente dicho y la sección microstrip de acoplamiento), las cuales serán presentadas al final de este ítem. Como toda sección de acoplamiento de impedancias en microondas, su longitud debe ser igual a $\lambda_g / 4$.

c) Aunque rigurosamente no sea correcto hablar de elementos concentrados para el circuito equivalente del modelo diseñado, es un planteamiento que no se aleja totalmente de la verdad el decir que la existencia de esta rama de alimentación o acoplamiento ayuda a que se presente el fenómeno de resonancia en el conjunto de microstrips, puesto que la microstrip de radiación va a presentar 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.

Con todas las consideraciones anteriores, se busca que la radiación se concentre en la lámina metálica para que pueda ser dirigida. Se intenta aumentar lo máximo posible la radiación de la antena microstrip, por lo que se cuida que los efectos de dispersión del campo no afecten su concentración en la hoja conductora que se encuentra entre el aire y el dieléctrico.

En el ítem 3.1 cuando se hablaba de la obtención de λ_g para un medio dieléctrico se mencionó que para la microstrip había que considerar la influencia de la existencia de las interfaces dieléctrico - aire - conductor, por lo que se introduce un concepto importante y útil al trabajar con microstrips; la definición del ϵ_{eff} cuya ecuación viene dada por:

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad \text{Ec. 3.4}$$

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 ϵ_{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:

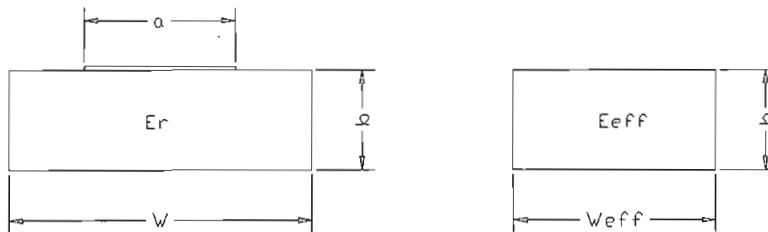


Fig. 3.5 Representación gráfica del modelo equivalente de la microstrip.

El valor de ϵ_{eff} se convierte en un factor de corrección en el diseño de la microstrip para las ecuaciones donde 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:

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

donde $\eta = 376,7$ ohmios

El rectángulo conductor que hace como plano a un voltaje V_0 , deberá ser lo suficientemente ancho para evitar cualquier acoplamiento entre las señales que llegan o salen de la antena, con otras señales del circuito, para lo que se calculará la profundidad de penetración de las ondas en el plano conductor, con la relación¹⁰:

$$\delta = \left(2 / (w * \mu_c * \rho_c) \right) \quad \text{Ec. 3. 5}$$

w = frecuencia de la onda incidente en el medio conductor.

μ_c = coeficiente de permeabilidad del plano conductor.

ρ_c = conductividad del plano conductor.

δ = profundidad de penetración.

que para un buen conductor y a la frecuencia en la que se encuentran las ondas receptada y transmitida está en el orden de 10^{-6} m., por lo cual podemos trabajar sin problema con un prisma rectangular regular conductor de espesor de 0,1 mm.

El nivel de aislamiento recomendado entre la transmisión y la recepción es de 30 dB.¹¹

¹⁰ Jackson, J.D. Electrodinámica clásica, págs, 304, 342 y 343.

¹¹ I Seminario AHCET sobre Telefonía Móvil Celular; pág. 112 y pág. 124

3.3 DESARROLLO DE LAS FUNCIONES DE RADIACION E IMPEDANCIA

Para poder desarrollar estas funciones, se trabaja con el modelo físico del funcionamiento de la estructura en estudio, que fue planteado anteriormente.

En el modelo planteado para esta investigación se utilizan como coordenadas del elemento de radiación, las coordenadas rectangulares (x,y,z) con sus respectivos vectores unitarios. Estas coordenadas son las que presentan mayor facilidad para trabajar debido a la simetría con la que nos permiten considerar al modelo, mientras que las coordenadas del punto en el que se quiere encontrar los campos de radiación E y H , serán tratadas siempre con un subíndice P (ver Fig. 3.6). La distancia $R_P(x_P, y_P, z_P)$ a la que se determina el campo lejano del elemento radiante se considerará la misma respecto de todos los puntos del elemento radiante pues la diferencia de fase que va a presentar el punto extremo de la microstrip respecto de su punto medio no va a ser significativa debido fundamentalmente a la pequeña dimensión del elemento radiante.

Una de las características más importantes del modelo es que su elemento básico de radiación es una microstrip rectangular. Esta microstrip ha sido ampliamente estudiada por Wheeler, Edwards, Collin, H. Fiallo y otros, dichos estudios sirven de referente para el presente trabajo.

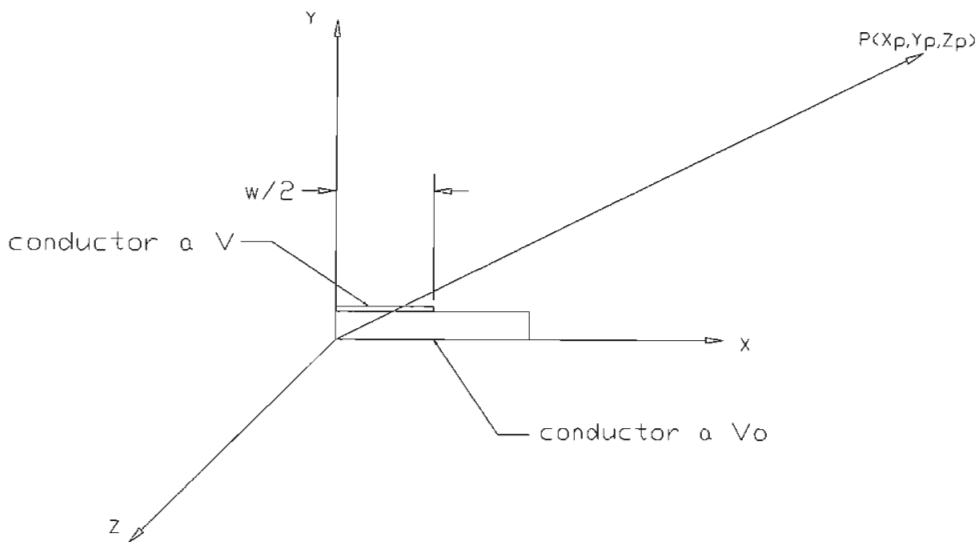


Fig. 3. 6 Semicorte del modelo y sus coordenadas

3.3.1 PARA LAS FUNCIONES DE RADIACION

El comportamiento práctico de la antena será aproximadamente como se detalla a continuación:

Por tener como sustrato un dieléctrico de alto coeficiente de permitividad dieléctrica real (ϵ'_r) que, o bien, tiene la capacidad de seguir a la señal aplicada en los conductores de la microstrip, o bien alcance a la frecuencia de la señal aplicada un estado de polarizabilidad electrónica estable, cualquiera de las dos situaciones le permite acumular energía en su interior, que será proporcional a la magnitud del ϵ'_r . El efecto de la radiación de esta energía acumulada se expresa por la posibilidad de usar un conductor de menor dimensión de longitud adecuada con el cual se puede obtener la misma energía radiada que con un conductor de longitud adecuada y de mayor dimensión en el

aire. Se espera una considerable eficiencia de radiación de la energía acumulada en la microstrip hacia el medio exterior.

Del comportamiento de la radiación desde las láminas conductoras se presentarán los siguientes fenómenos:

- La radiación proveniente de los costados de la hoja conductora, no se verá interrumpida por ningún obstáculo. Será mucho menor que la que se generará desde la lámina propiamente dicha pero va a provocar efectos de distorsión de los campos en esas regiones. Por su poca contribución y su difícil planteamiento no será considerada en el modelo de radiación de la antena.

- La radiación que proviene de la región en la que se da la interacción entre el rectángulo conductor y el dieléctrico, región en la que se presenta acumulación de carga superficial sobre el conductor, presentará un comportamiento peculiar dependiente del espesor de la hoja conductora, con estas condiciones:

Si se cuenta con una hoja conductora considerada gruesa¹², se afirma que los campos electrodinámicos pueden ser encontrados por medio del potencial magnético y eléctrico hertziano, se tiene la combinación de *dos modos de propagación quasi TEM*, conocidos como el modo *L.S.E* (Longitudinal Section Electric), y el modo *L.S.M*.

¹² La consideración del grosor de la hoja conductora se hace tomando como parámetro la relación t/h , donde t es el espesor de la hoja conductora y h el espesor del dieléctrico de la microstrip, así:

$t/h < 0.1$ entonces la strip es delgada

$t/h > 0.1$ entonces la strip es gruesa.

(Longitudinal Section Magnetic), que son los modos naturales de propagación en una microstrip¹³, los cuales se forman debido a la presencia de la lámina conductora sobre el dieléctrico y a la acción de las corrientes superficiales sobre la strip.

Si se tiene una hoja conductora delgada para la generación del campo electrodinámico, este campo puede ser encontrado por medio del potencial eléctrico hertziano, pues se tiene que el modo de propagación *quasi TEM* dominante es el *L.S.M.*

La hoja conductora de la presente investigación se considera delgada, por lo que predominará el modo *L.S.M.* Además se tendrá que encontrar que la microstrip utilizada pueda presentar los modos *quasi TEM*, lo cual se puede comprobar utilizando la guía onda equivalente de la microstrip, concepto que ya ha sido mencionado antes, pues se sabe que para una guía onda normal se dan las frecuencias de corte de los modos *TEM* de la siguiente ecuación:

$$f_c = \frac{c}{2 * \pi} \sqrt{\left(\frac{m * \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n * \pi}{b}\right)^2} \quad \text{Ec. 3. 6}$$

esta ecuación para la guía onda equivalente de la microstrip será de la siguiente forma:

$$f_c = \frac{c}{2 * \pi * \sqrt{\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m * \pi}{w_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n * \pi}{b}\right)^2} \quad \text{Ec. 3. 7}$$

donde ϵ_{eff} y w_{eff} representan el coeficiente de permitividad dieléctrica efectiva y el ancho efectivo de la guía onda equivalente a la microstrip, respectivamente.

¹³ COLLIN R. E., Field Theory of Guided Waves, Second Edition, Edit. IEEE, N.Y. , 1991, pág. 300

En la guía onda equivalente debe presentarse modos TE y TM para que ocurran combinaciones de estos, lo que es usual en la microstrip donde se tiene en forma característica los modos quasi-TEM: L.S.E. y L.S.M.

3.3.1.1 MODELO DE RADIACIÓN CON MODO L.S.M. PREDOMINANTE¹⁴

DETERMINACIÓN DE LOS CAMPOS ELECTRODINÁMICOS.

Siendo los modos L.S.E. y L.S.M. predominantes en las estructuras microstrip¹⁵, y en este caso el modo L.S.M. por el trabajo con la strip delgada, los campos se desarrollan partiendo de estas consideraciones.

Los campos que se obtengan considerarán la influencia del potencial eléctrico Hertziano y del potencial tipo magnético Hertziano, para posteriormente incluir la restricción del trabajo con la strip delgada y comprobar que los modos L.S.M. son predominantes, tal como sugiere Denlinger en su trabajo¹⁶.

CAMPOS PARA UN ELEMENTO DE CORRIENTE CON TECNOLOGÍA MICROSTRIP.

Para la modelación de la antena microstrip se parte de encontrar los campos en forma general para un elemento de corriente con tecnología microstrip, “entendiéndose por éste que se trata de una corriente filamentosa I circulando a lo largo de una longitud elemental dz . Esto ocurre aproximadamente si la longitud dz considerada es tan corta

¹⁴ Una exposición más detallada de cómo se encontraron las expresiones que serán dadas a continuación se la puede revisar en el Apéndice 2 de esta tesis.

¹⁵ COLLIN, R.; Field Theory of Guided waves; Second Edition; Edit. IEEE; N.Y.; 1991; pág. 299

¹⁶ DENLINGER E.J.; “A Frequency Dependent Solution for Microstrip Transmission Lines”; IEEE Transaction on MTT; Vol. MTT-19, No. 1, Enero 1971; pág. 39.

que la corriente es esencialmente constante a lo largo de dicha longitud. Aunque un elemento de corriente aislado pueda parecer un concepto irreal, la antena de interés puede considerarse como consistente de un gran número de tales elementos unidos por sus extremos. Por tanto, si se conoce el campo electromagnético de este bloque puede calcularse el campo electromagnético de cualquier antena real que tenga una distribución de corriente especificada”¹⁷.

El potencial Hertziano de tipo eléctrico para el elemento microstrip de corriente presenta la forma siguiente:

$$\vec{\Pi}_e = \vec{a}_z * \Psi_e(x, y) * e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{Ec. 3. 8}$$

y el potencial Hertziano de tipo magnético en igual forma, se tiene:

$$\vec{\Pi}_h = \vec{a}_z * \Psi_h(x, y) * e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{Ec. 3. 9}$$

Trabajando con las ecuaciones de Maxwell, llegamos a:

$$\nabla^2 \Pi_{e,h} + \omega^2 \mu \epsilon_o * k(y) \Pi_{e,h} = 0 \quad \text{Ec. 3. 10}$$

donde $k(y)$ es la constante dieléctrica relativa respecto del medio donde se están calculando los campos y $\mu = \mu_o * \mu(y)$; por la definición de $\Pi_{e,h}$ tenemos:

$$\nabla_t^2 \Psi_{e,h} + (\omega^2 \mu \epsilon_o * k(y) - k^2) \Psi_{e,h} = 0 \quad \text{Ec. 3. 11}$$

se usa transformada de Fourier con respecto a x para aprovechar las propiedades de simetría y de infinidad que se presentan en este eje, así:

¹⁷ JORDAN E. y BALMAIN K.; Ondas electromagnéticas y sistemas radiantes; 3era. Edición; Edit. Paraninfo; 1983; Madrid; pág. 365

$$\Psi(x, y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi(\alpha, y) * e^{j\alpha x} d\alpha = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi d\alpha \quad \text{Ec. 3. 12}$$

trabajando con 3.11 y 3.12, se llega a:

$$\begin{aligned} \left(\frac{d^2}{dy^2} + P_2^2 - \alpha^2 \right) \begin{Bmatrix} \Psi_e(\alpha, y) \\ \Psi_h(\alpha, y) \end{Bmatrix} &= 0 \quad y > d \\ \left(\frac{d^2}{dy^2} + P_1^2 - \alpha^2 \right) \begin{Bmatrix} \Psi_e(\alpha, y) \\ \Psi_h(\alpha, y) \end{Bmatrix} &= 0 \quad y < d \end{aligned} \quad \text{Ec. 3. 13}$$

se define: $P_1^2 = w^2 * \mu * \epsilon_0 * \epsilon_r - k^2$ para $y < d$, entonces $i=1$

$P_2^2 = w^2 * \mu_0 * \epsilon_0 - k^2$ para $y > d$, entonces $i=2$

de la ecuación 3.13 se define como número de onda transversal:

$$\beta_2 = (\alpha^2 - P_2^2)^{1/2} \quad \text{Ec. 3. 14}$$

Los campos se obtendrán de las contribuciones dadas por los modos L.S.E. y L.S.M. a los mismos:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= (-j\omega\mu\nabla \times \vec{\Pi}_h + \nabla \times \nabla \times \vec{\Pi}_e) e^{-j\beta_0 R_p} \\ \vec{H} &= (-j\omega\epsilon\nabla \times \vec{\Pi}_e + \nabla \times \nabla \times \vec{\Pi}_h) e^{-j\beta_0 R_p} \end{aligned} \quad \text{Ec. 3. 15}$$

Se incluye el factor exponencial de fase $e^{-j\beta_0 R_p}$ debido a que la distancia entre el foco generador puntual y el de observación introduce un retraso de fase cuya variación está expresada por el factor antes anotado.

Factor del que sin olvidarlo, se puede prescindir para continuar con el análisis de cómo se obtienen los campos.

Las componentes de campo en las dos regiones (i=1,2) se obtienen por medio de las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 E_{zi} &= \frac{P_i^2}{jk} \Psi_{ei}(x, y) \\
 H_{ti} &= -\frac{wk_i}{k} \bar{a}_z \times \nabla_t \Psi_{ei} - \nabla_t \Psi_{hi} \\
 H_{zi} &= \frac{P_i^2}{jk} \Psi_{hi}(x, y) \\
 E_{ti} &= \frac{w\mu_i}{k} \bar{a}_z \times \nabla_t \Psi_{hi} - \nabla_t \Psi_{ei}
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 3. 16}$$

Las condiciones de borde en el plano de tierra y al infinito, así como la simetría alrededor del plano $x=0$ sugieren que las funciones de potencial de los modos fundamentales tengan la forma:

$$\begin{aligned}
 \Phi_e &= \Psi_e(\alpha, y) \cos \alpha x \\
 \Psi_e(\alpha, y) &= A \text{ sen } \beta_1 y \quad y < d \\
 &= B e^{[-\beta_2(y-d)]} \quad y > d \\
 \Phi_h &= \Psi_h(\alpha, y) \text{ sen } \alpha x \\
 \Psi_h(\alpha, y) &= C \text{ cos } \beta_1 y \quad y < d \\
 &= D e^{[-\beta_2(y-d)]} \quad y > d
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 3. 17}$$

donde:

$$\beta_1 = (P_1^2 - \alpha^2)^{1/2} \tag{Ec. 3. 18}$$

Los coeficientes A, B, C, y D, y en consecuencia, todas las expresiones del campo pueden ser determinadas considerando las siguientes condiciones de borde relativas al comportamiento de los campos sobre la lámina perfectamente conductora y al interfaz entre el substrato (región 1) y el aire (región 2), siendo estas condiciones:

$$\begin{aligned}
 E_x &= E_z & a & \quad y = d \\
 H_{x1} - H_{x2} &= J_z(\alpha) & a & \quad y = d \quad -\frac{w}{2} \leq x \leq \frac{w}{2} \\
 H_{y1} &= H_{y2} & a & \quad y = d \\
 H_{z1} - H_{z2} &= -J_x(\alpha) & a & \quad y = d \quad -\frac{w}{2} \leq x \leq \frac{w}{2}
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 3. 19}$$

presentándose las continuidades de los campos en los límites de separación de dos medios diferentes. Las expresiones para los campos pueden obtenerse por el uso de 3.16, 3.17 y 3.19.

Considerando que $w/\lambda < 0.1$, con lo que la densidad de corriente transversal (J_x) es mucho menor que la densidad de corriente longitudinal (J_z)¹⁸, por lo que $J_x \approx 0$, se llega a:

$$\tau\beta_2 \frac{\cot(\beta_1 d)}{\beta_1} = \frac{k^2(\tau - 1) + w^2\mu_r(\epsilon_o\tau - \epsilon_r)}{k(\tau - 1) - w^2\mu_o(\epsilon_o\tau - \epsilon_r)}
 \tag{Ec. 3. 20}$$

donde: $\tau = P_1^2 / P_2^2$

ecuación que expresa una relación entre las constantes de propagación y las características del material en una microstrip del tipo estudiado, es una expresión para este problema específico. Del análisis de la misma se obtienen las siguientes

¹⁸ DENLINGER E.J.; "A Frequency Dependent Solution for Microstrip Transmission Lines"; IEEE Transaction on MTT; Vol. MTT-19, No. 1, Enero 1971; pág. 39.

confirmaciones acerca del comportamiento del modelo como microstrip y del supuesto incluido para su análisis: $J_x \approx 0$, así, al determinar los valores para los cuales no se va a cumplir la Ec. 3.20 se tiene que esta será incumplible si los denominadores de la misma toman un valor igual a cero, esto sería si:

a) $\beta_1 \approx 0$, condición con la que llegaríamos a tener que para $\alpha \approx 0$ no es posible considerar que $J_x \approx 0$, con lo que se tendría que para análisis del campo cercano en la microstrip no es posible hacer esta suposición, mientras que para el campo lejano si es válida

b) Al hacer cero el denominador del miembro derecho de la Ec.3.20 se llega a una nueva ecuación, que es:

$$\frac{K^2}{K_o^2} = \frac{(\tau - \epsilon_r)}{(\tau - 1)} \quad \text{Ec. 3. 21}$$

Siendo la importancia de esta ecuación el hecho de que esta se cumpliría si el medio que se encuentre como substrato de la microstrip fuese el aire, por lo que podemos afirmar que el modelo de análisis es válido para substratos cuya $\epsilon_r > 1$.

Esto último se verifica al seguir con el análisis de la Ec. 3.21, pues de la misma se llega a que: $(\tau - \epsilon_r) > (\tau - 1)$ es la condición que se debería cumplir para que el denominador sea igual a cero, lo que es matemáticamente imposible para materiales cuya $\epsilon_r > 1$.

La Ec. 3.20 también será incumplible si el argumento de la función cotangente es cero, lo que se da si $\beta_1 \approx 0$, caso que ya se analizó lo que significa; y será cero este argumento si

$d=0$, con lo que se comprueba que el caso es extraño pues no existiría la microstrip, sino solo una lámina conductora a voltaje V_o .

De la última Condición de Borde:

$$H_{x1} - H_{x2} = J_z(\alpha) \quad \text{Ec. 3. 22}$$

con la que se llega a:

$$A = \frac{J_z(\alpha)}{\frac{\alpha^2}{Kw\mu_o[1-\mu_r]} \left\{ \frac{[(\tau-1)K^2 - K_o^2(\tau-\epsilon_r)]}{\beta_1} \cos \beta_1 d - \frac{[(\tau-1)K^2 - K_o^2\mu_r(\tau-\epsilon_r)]}{\beta_2} \sin \beta_1 d \right\} + \frac{w\epsilon_o}{K} [\epsilon_r\beta_1 \cos \beta_1 d + \beta_2 \tau \sin \beta_1 d]}$$

Ec. 3. 23

expresión con la que se definen las otras constantes para determinar los campos.

La expresión para J_z puede venir dada para cada elemento de corriente por:

$$dJ_z = I_o * dz \quad \text{Ec. 3. 24}$$

debido a que la corriente I_o se supone constante a lo largo del elemento de corriente, pero no así a lo ancho de él. La magnitud I_o para cada punto viene dada por H. Fiallo¹⁹ como

$$I_o = \begin{cases} |x| & -\frac{w}{2} \leq x \leq \frac{w}{2} \quad y = d \\ 0 & \text{cualquier - otro - caso} \end{cases} \quad \text{Ec. 3. 25}$$

que es una expresión adecuada para las frecuencias de trabajo en esta investigación y para materiales con alto valor de ϵ'_r .

¹⁹ H. Fiallo; Multilayer Ferrite Dielectric One Ghz Low - Pass Filters; Thesis for the Degree of Master of Science; Dic. 1991; Penn University; pág. 23.

RADIACIÓN DE UNA ANTENA CON TECNOLOGÍA MICROSTRIP MONOPOLO O DIPOLO.

Como “la antena vertical (de altura $H=L/2$), alimentada respecto a un plano grande perfectamente conductor, tiene la misma característica de radiación sobre el plano que la de antena dipolo de longitud L en el espacio libre”²⁰, pueden resolverse los modelos de radiación para este tipo de antenas como un problema único.

Se toma el elemento de corriente con tecnología microstrip como base para el desarrollo de las funciones de radiación para las antenas aquí planteadas; aquí se considera que la corriente está distribuida sinusoidalmente:

$$dJ_z = I_o * \text{sen } K(h - z) dz \quad \text{Ec. 3. 26}$$

pues podemos suponer una distribución de este tipo debido a la característica de ser una franja larga conductora²¹.

Como se tendrá la siguiente disposición del elemento de radiación con respecto del punto donde se quieren hallar los campos:

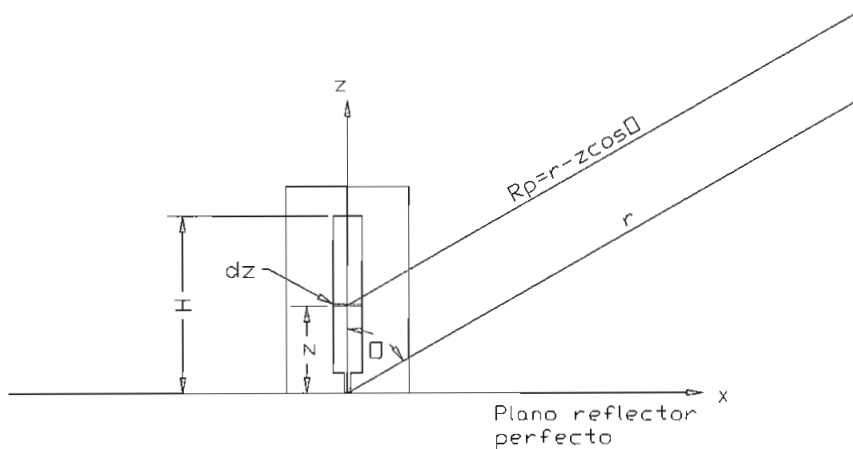


Fig. 3. 7 *Sistema de Coordenadas del Monopolo de tecnología microstrip con alimentación central tipo línea, con corrección para la fase.*

²⁰ E.C. Jordan y K.G. Balmain; *Ondas Electromagnéticas y Sistemas Radiantes*; 3era. Edición; Edit. Paraninfo; Madrid - España; 1983; pág. 376

²¹ Id. Ant. ; pág. 375

Se considera para el factor de fase que la diferencia entre R_p y r es importante. Para grandes valores de R las líneas al punto P son esencialmente paralelas, pudiéndose escribir para R_p en el factor de fase y de un modo aproximado: $R_p = r - z \cos\theta$, donde puede expresarse $\cos\theta = z / \sqrt{(\alpha^2 + y^2 + z^2)}$

Por tanto, las siguientes son las expresiones con las que se podrán determinar los campos lejanos para las antenas propuestas:

para $y > d$ los campos serían:

$$\hat{E}_t = \left(-j\alpha B + \frac{w\mu_o\beta_2}{K} D \right) e^{[-\beta(y-d) - j\beta_o R_p]} \bar{a}_x + \left(\frac{j\alpha w\mu_o}{K} D + B\beta_2 \right) e^{[-\beta(y-d) - j\beta_o R_p]} \bar{a}_y$$

Ec. 3. 27

$$\hat{H}_t = \left[\left(-j\alpha D - \frac{w\varepsilon_o\beta_2}{K} B \right) \bar{a}_x - \left(\frac{jw\alpha\varepsilon_o}{K} B - D\beta_2 \right) \bar{a}_y \right] e^{[-\beta_2(y-d) - j\beta_o R_p]} \quad \text{Ec. 3. 28}$$

$$\hat{E}_z = -j \frac{P_2^2}{K} B e^{[-\beta_2(y-d) - j\beta_o R_p]} \quad \text{Ec. 3. 29}$$

$$\hat{H}_z = -j \frac{P_2^2}{K} D e^{[-\beta_2(y-d) - j\beta_o R_p]} \quad \text{Ec. 3. 30}$$

Ecuaciones en las que β_o representa la constante de propagación de la señal en el aire, por lo que: $\beta_o = 2\pi/\lambda$

La ecuación 3.23 con la que se encuentra A será la misma para este caso con la diferencia de que la expresión de J_z será la que se ha anotado en este ítem. Es evidente que para la determinación de los campos totales habrá que integrarse todas las expresiones encontradas con respecto a z en una variación de 0 a H .

3.3.2 DETERMINACIÓN DE LA IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA (Z_0)

No ha sido posible encontrar una relación para la impedancia característica de la antena, pero de acuerdo con la configuración de la antena propuesta (ver Fig. 3.4) es evidente que es posible manejar criterios de diseño a partir de la determinación de la impedancia característica de una línea microstrip, pues en teoría la Z_0 va a ser la misma que la de una sección de ella, y puede decirse que la antena está formada por la conexión en paralelo de dos secciones de línea microstrip: una de ellas actúa como elemento radiante y la otra como elemento de alimentación.

Es conocido que para la determinación de la impedancia característica no existe una definición exacta; por tanto, se van a presentar dos modelos que resultaron adecuados para la presente investigación:

3.3.2.1 EL MODELO DE PRESSER

Se trabajará con una expresión que es adecuada sobre un rango de frecuencias en el cual las aproximaciones electrostáticas son utilizadas($f < 2 \text{ Ghz}$)²² , frecuencias en las cuales los efectos de dispersión son pequeños, se da de la siguiente manera²³:

$$Z_o = \frac{1}{c * \sqrt{C * C_o}} \quad \text{Ec. 3. 31}$$

donde c es la velocidad de la luz, C es la capacitancia estática por unidad de longitud de la microstrip con el dieléctrico y C_o representa la capacitancia estática por unidad de longitud de la microstrip sin el dieléctrico, en el vacío.

Expresión propuesta primeramente por Mittra e Itoh para una línea microstrip abierta con dimensiones mucho menores que la longitud de onda. Estos investigadores encontraron relaciones²⁴ en las que Z_o estaba determinado por los parámetros geométricos de la microstrip y por las características del dieléctrico, estas relaciones no se presentan confiables para microstrip con substrato dieléctrico delgado.

Entonces, se considera la obtención de una guía de onda equivalente a la microstrip llena de un substrato distinto al aire, que presente constantes ϵ_{eff} y μ_{eff} que fenomenológicamente lleguen a representar todas las particularidades de la estructura inicialmente propuesta. Este es el mismo concepto que se introdujo al final del ítem 3.2, de donde recordemos que la definición del ϵ_{eff} viene dada por la ecuación:

²² TERRY EDWARDS; Foundations for Microstrip Circuit Design; Second Edition; John Wiley & Sons; 1992; N.Y.; pág.55

²³ Id. Ant.; pág.54

²⁴ RAJ MITTRA and TATSUO ITOH; Analysis of Microstrip Transmission Lines; 1973; pág. 74.

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad \text{Ec. 3. 32}$$

Por lo cual, se encuentra la impedancia característica de la microstrip en términos del coeficiente de permitividad dieléctrica efectiva, así:

$$Z_o = \frac{1}{c * C_o * \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{Ec. 3. 33}$$

De esta última expresión se puede ver una regla importante: que para obtener la influencia de un dieléctrico en los parámetros de diseño en el espacio libre se divide para $\sqrt{\epsilon_{eff}}$ o $\sqrt{\epsilon_r}$, según sea el caso; y obviamente, teniendo parámetros de diseño con el dieléctrico, para conocer como se los “sentiría” en el espacio libre, se los multiplica por $\sqrt{\epsilon_{eff}}$ o $\sqrt{\epsilon_r}$, según sea el caso.

Está por determinarse el valor de ϵ_{eff} para la microstrip con la que se esté trabajando. Este valor se lo obtiene de utilizar el desarrollo realizado por Presser²⁵ el cual trabaja la microstrip con la siguiente estructura:

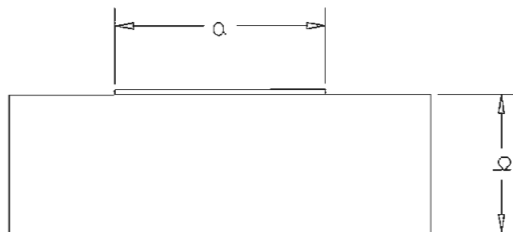


Fig. 3. 8 Estructura microstrip con la que trabaja Presser para la determinación del ϵ_{eff}

²⁵ PRESSER A. ; “RF Properties of Microstrip Lines”; Microwaves, 7 ; March 1968; págs.:53-55.

Presser considera un material dieléctrico homogéneo, isotrópico y libre de disipación, por lo que es completamente descrito por una constante ϵ ; tal es el caso con el que estamos trabajando éste modelo de antena microstrip.

Basado en el trabajo de Wheeler²⁶, define valores de factor efectivo de llenado del dieléctrico (q , que es un factor que describe el llenado parcial del dieléctrico en la guía onda equivalente) como función de la relación de las dimensiones de la microstrip a/b y de la impedancia característica del mismo. La impedancia varía según la relación de dimensiones citada. Del factor q , se determina el coeficiente de permitividad dieléctrica efectiva mediante la fórmula:

$$q = \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_r - 1} \quad \text{Ec. 3. 34}$$

El trabajo de Presser permite llevar adelante un proceso iterativo para encontrar el mejor valor para el diseño de la microstrip²⁷:

- a) Se hace inicialmente una aproximación gruesa: $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$ para obtener valores iniciales.
- b) Se calcula la impedancia característica aproximada, con $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$, usando la ecuación:

$$Z_{o1} = \sqrt{\epsilon_r} * Z_o$$

Se toma la impedancia característica (Z_o) de la microstrip en aire como el valor máximo para realizar la iteración.

- c) Se usa las dos curvas de la Figura 3. dada por Presser para encontrar a/b aplicable para este Z_{o1} , y notar el correspondiente valor del factor de llenado de la microstrip q .

²⁶ WHEELER, H.A.; "Transmission - Lines Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet"; IEEE Transaction on MTT, Vol. MTT-13, March 65; pág. 172-185.

²⁷ PRESSER, A; "RF Properties of microstrip lines"; Microwaves, 7; March 1968; pág. 53-55.

d) De aquí se calcula el siguiente valor de ϵ_{eff} usando la ecuación:

$$\epsilon_{\text{eff}} = 1 + q * (\epsilon_r - 1)$$

Hasta aquí se ha terminado una iteración. Pasos b) a d) deben ser repetidos usando progresivamente los nuevos valores de ϵ_{eff} (en lugar de ϵ_r en pasos a) y b)). La convergencia se obtiene cuando ϵ_{eff} está finalmente entre el 1% de su valor previo.

Esta forma de encontrar el ϵ_{eff} tiene como límite que es una resolución gráfica en la que no se cuenta con los equipos para poder hacer uso de medios computacionales, pero es una solución que es utilizada para el diseño de circuitos con microstrip dada su adecuada exactitud.

Fracción de llenado de la microstrip (q)

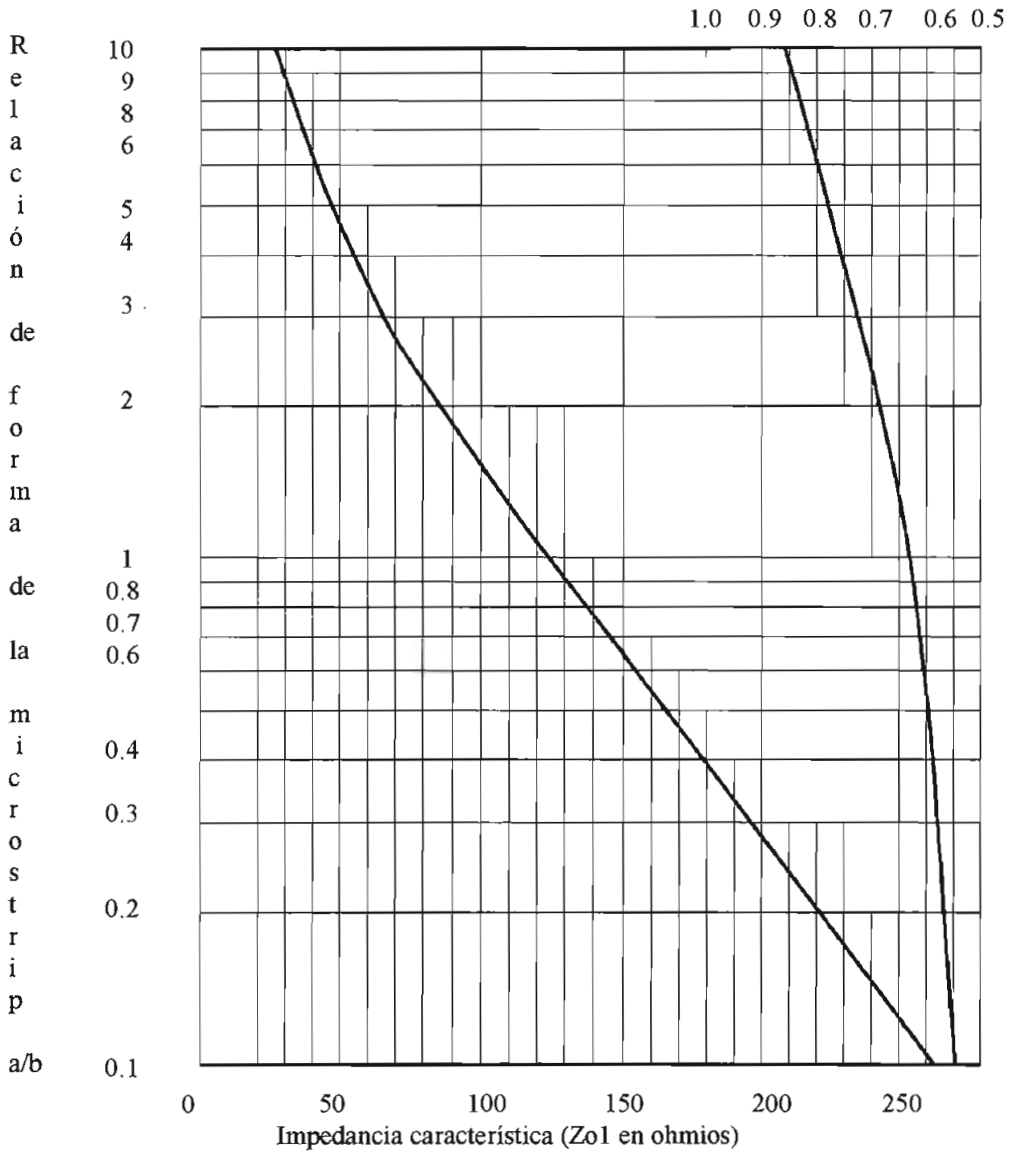


Fig. 3. 9 Curvas generales para el análisis o síntesis de microstrip.

3.3.2.2 EL MODELO DE WHEELER

Wheeler establece una fórmula empírica con la que el supera el comportamiento asintótico que encontró en anteriores trabajos donde se consideraban los casos:

a) Hoja conductora angosta, con extremos en bajos valores de ϵ_r y altos valores de ϵ_r , en las que se hacía una interpolación entre ellos.

b) Hoja conductora ancha, con cualquier valor de ϵ_r .

La ventaja del modelo de Wheeler sobre el de Presser es que puede ser computarizado totalmente. Además es un modelo importante pues Wheeler encontró que es válido para cualquier dieléctrico y para cualquier ancho de la lámina conductora delgada con la que aquí se trabaja.

La fórmula empírica que propone²⁸ es la siguiente:

$$\frac{w}{h} = \frac{8 * \sqrt{\left[\exp\left(\frac{Z_{o1}}{42.4} \sqrt{\epsilon_r + 1}\right) - 1 \right] \frac{7 + \frac{4}{\epsilon_r}}{11} + \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r}}{0.81}}}{\exp\left(\frac{Z_{o1}}{42.4} \sqrt{\epsilon_r + 1}\right) - 1} \quad \text{Ec. 3. 35}$$

Donde: w = ancho de la hoja conductora de la microstrip

h = espesor del substrato dieléctrico

Z_{o1} = impedancia característica esperada de la microstrip

ϵ_r = coeficiente de permitividad dieléctrica relativa del substrato

²⁸ WHEELER H. A.; "Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane"; IEEE; Vol. MTT-25; No. 8; August 1977; págs.: 635-636.

Para poder obtener los restantes parámetros de diseño de la microstrip Wheeler y Fiallo utilizan la fórmula empírica dada por Schneider²⁹, basada en un trabajo de Wheeler³⁰, la que es suficiente para propósitos prácticos:

$$q = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{w}}} \right) \quad \text{Ec. 3. 36}$$

Expresión última con la que se encuentra el ϵ_{eff} al utilizar la ecuación dada aquí como Ec. 3.34.

²⁹ SCHNEIDER M.V.; "Microstrip Lines for microwave Integrated circuits"; Bell Syst. Tech. J.; Vol. 48; May 1969; págs. 1421-1444

³⁰ WHEELER H.A.; "Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet"; IEEE Trans. on MTT ; Vol. MTT-13; Mar.1965; págs. 172-185

3.4 SELECCIÓN DEL MATERIAL MÁS CONVENIENTE PARA EL DISEÑO DE LA ANTENA.

En este punto se define el tipo de material que se utilizará en la antena.

Dada la necesidad de contar con un material dieléctrico que tenga la facilidad de seguir las variaciones de la señal aplicada al par de placas conductoras paralelas convenientemente conectadas, éste dieléctrico debe tener una alta polarizabilidad con respecto al campo eléctrico (por lo cual tendrá un alto valor de ϵ) y ser homogéneo e isotrópico, esto último porque la influencia del campo aplicado debe “sentirse” de la misma manera en cierta dirección del material ya que nos interesa que se vea reforzado el efecto que ejerce dicho campo.

Se aspira que la constante de permitividad dieléctrica relativa del material dispuesto entre las placas sea bastante alta ($\epsilon_r \geq 10$) en la banda de frecuencias en la que queremos trabajar con nuestra antena (824 a 894 Mhz). Como en toda antena se presenta su resonancia con la onda en la frecuencia de trabajo, también la banda de frecuencia de resonancia del dieléctrico debe contener la banda de trabajo. Se habla de *banda de resonancia del dieléctrico* porque los materiales en estado sólido tienen una banda de resonancia que llega hasta cierto valor máximo de frecuencia, que se ve limitado cuando el sólido llega a la temperatura característica de Debye, en esta situación, el dieléctrico sólido se encontrará en la máxima frecuencia del espectro de vibraciones³¹.

³¹ A&J KIKOIN; Física molecular; Segunda Ed.; 1979; Edit. MIR; págs. 508-514

En la presente investigación, dado que la antena es un elemento que fundamentalmente debe sus características de radiación a la distribución de la corriente (generada por la aplicación del voltaje alterno a las hojas metálicas de la microstrip) en el elemento radiante; el dieléctrico por su parte debe presentar una alta polarizabilidad por deformación (electrónica e iónica)³², que es la característica del dieléctrico para que sus átomos e iones se muevan simultáneamente con un campo eléctrico aplicado externamente al material, por esto se encuentra que es necesario utilizar medios diamagnéticos en los que $\mu_r \approx 1$. Además, se contará con independencia de temperatura en un rango apreciable, de 0°C a 60°C, que estaría acorde con las normas dadas por la EIA y con las condiciones normales de trabajo de una antena.

Es necesario revisar el comportamiento de los materiales dieléctricos con respecto a la frecuencia para poder apreciar el mecanismo de trabajo de estos en la antena microstrip en la banda de frecuencias de la telefonía móvil celular. Se encuentra que la respuesta con la frecuencia de los materiales dieléctricos tiene la siguiente variación típica mostrada en el gráfico a continuación³³:

³² B.M. TARÉIEV; Física de los materiales dieléctricos; Edit. MIR - Moscú; 1978; págs. 157 a 160

³³ Para el estudio de este comportamiento se consultó en: Op. Cit. de Jordan; págs 342-356 y en L. SOLYMAR y D. WALSH; Lectures on the Electrical Properties of Materials; 4ta. Edición; Oxford Science Publications; 1991; N.Y.; págs. 269-273

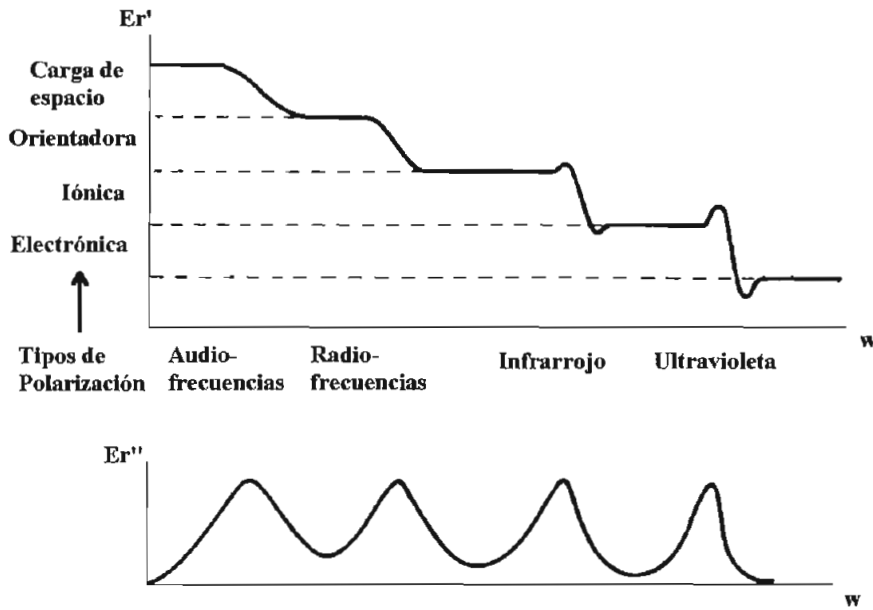


Fig. 3. 10 Variación típica de ϵ_r' y ϵ_r'' con respecto a la frecuencia.

En el anterior gráfico se considera al coeficiente de permitividad dieléctrica relativa como: $\epsilon_r = \epsilon_r' + j\epsilon_r''$ de cuya definición se llega a obtener una más útil conocida como la tangente de pérdidas ($\text{tg}\delta$) la que se encuentra de:

$$\text{tg } \delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad \text{Ec. 3. 37}$$

Que expresa un criterio cuantitativo de las pérdidas en el dieléctrico, a mayor valor de la $\text{tg}\delta$, mayor cantidad de pérdidas y viceversa.

Como puede apreciarse del gráfico anterior, en la banda de frecuencias a la que va a trabajar la antena microstrip el dieléctrico se encontrará en un estado estable de sus características, luego de haber presentado un comportamiento de relajación al decaimiento de la polarización por orientación que presentaba el material hasta frecuencias anteriores a la banda de trabajo; la parte real del coeficiente de permitividad dieléctrica relativa (ϵ_r') tendrá un valor estable que representa la polarización iónica y electrónica del material, mientras que la parte imaginaria del coeficiente de permitividad dieléctrica relativa (ϵ_r'') tendrá un valor estable luego de haber alcanzado un máximo cuando la frecuencia de la señal aplicada para ver el comportamiento del material tuvo un valor igual al inverso del tiempo de relajación característico del momento dipolar de la molécula.

Es importante tener presente el comportamiento respecto de la frecuencia del material dieléctrico para poder establecer la validez de los modelos teóricos de determinación de las características del material a distintas frecuencias. Los modelos son estudiados para lograr un diseño adecuado de las antenas microstrip, cuyos procesos de construcción se encuentran en el capítulo 5.

Para la selección del substrato dieléctrico, a continuación se presenta una tabla de materiales y compuestos con características que son de interés para el diseño de la antena³⁴:

³⁴ VON HIPPEL; Dielectric Materials and Applications; The M.I.T. Press; 1966; págs. 301, 304 y 305

DIELÉCTRICO	T(°C)	PROPIEDAD	f=10 ⁸	f=3x10 ⁸	f=3x10 ⁹	f=10 ¹⁰	f=2.5x10 ¹⁰
Cerámicas							
Oxido de Aluminio	25	ϵ_r' $\tan\delta$	8.6 <10	8.6 <1	---	---	8.6 14
Oxido de Magnesio	24	ϵ_r' $\tan\delta$	9.65 3	---	---	---	---
Porcelana, con proceso de lavado	24	ϵ_r' $\tan\delta$	5.02 98	---	---	4.74 156	---
Tam Ticon T-J, T-L y T-M (TiO ₂)	24	ϵ_r' $\tan\delta$	---	---	96 3.4	---	91 33
Tam Ticon S (SrTiO ₃)	25	ϵ_r' $\tan\delta$	232 1	---	---	230 28	---
Tam Ticon B (BaTiO ₃)	25	ϵ_r' $\tan\delta$	---	1100 500	600 3000	150 5000	100 6000
Tam Ticon BS (Titanato de Ba-Sr)	25	ϵ_r' $\tan\delta$	8000 400	7000 900	2000 5000	200 4000	---
Vidrios							
Cuarzo Fundido	24	ϵ_r' $\tan\delta$	3.78 1	---	---	3.78 1	---
Silica Fundida	24	ϵ_r' $\tan\delta$	3.78 0.3	---	---	3.78 1.7	---
Plásticos							
Bakelita	24	ϵ_r' $\tan\delta$	4.4 770	---	---	3.52 366	---
Poliestireno	24	ϵ_r' $\tan\delta$	2.55 1	---	---	2.54 4.3	---
Polietileno	24	ϵ_r' $\tan\delta$	2.25 2	---	---	2.24 6.6	---
Teflón	24	ϵ_r' $\tan\delta$	2.1 2	---	---	2.08 3.7	---

NOTAS:

Las propiedades son típicas para cada clase de materiales. Hay que consultar al proveedor o fabricante para conocer las propiedades exactas del material.

Frecuencia f, (Hz); valores de $\tan\delta$ (pérdidas en el dieléctrico) están multiplicados por 10⁴.

Tabla 3.1: Características de materiales dieléctricos para su selección.

Es conveniente anotar aquí algunas particularidades de trabajar con el sustrato dieléctrico como un cerámico³⁵:

- Al trabajar con cerámicos se logran estructuras cristalinas concentradas (granos) que tienen una tendencia a crecer en las esquinas debido a procesos de difusión.
- Algunas de las propiedades de la cerámica diferirán de aquellas del material de cristal simple correspondiente. Esto es porque las estructuras cristalinas están ubicadas randómicamente. La permitividad puede no estar muy afectada, pues el campo a.c. medido causa un incremento de polarización en algunos cristales, pero decrece en otros.
- Las propiedades de los materiales pueden ser controladas al trabajarse como cerámicos, sea por cambios en el proceso de fabricación como por adición de elementos y lograr compuestos adecuados.

Las características de las láminas conductoras y el plano de tierra son similares, puesto que necesitamos trabajar con un buen conductor al que se le pueda dar la forma requerida para el prototipo, por tanto es importante establecer una tabla³⁶ con las características de interés, así:

³⁵ BURFOOT J.C.; Ferroelectrics: An Introduction to the Physical Principles; D. Van Nostrand Company Ltda.; Londres; 1967; págs.10 y 11.

³⁶ RESNICK y HALLIDAY; Física; pág. 585

CONDUCTOR	Resistividad (a 20°C)	Coefficiente térmico de resistividad	Densidad	Punto de Fusión
	(ohm-m)	(por °C)	(g/cm ³)	(°C)
Aluminio	2.8x10 ⁻⁸	3.9x10 ⁻³	2.7	659
Acero	1.8x10 ⁻⁷	3x10 ⁻³	7.7	1510
Cobre	1.7x10 ⁻⁸	3.9x10 ⁻³	8.9	1080
Hierro	1.0x10 ⁻⁷	5.0x10 ⁻⁷	7.8	1530
Níquel	6.8x10 ⁻⁸	6x10 ⁻³	8.9	1450
Oro ³⁷	2.44x10 ⁻⁸	3.4x10 ⁻³	19.3	1063
Plata	1.6x10 ⁻⁸	3.8x10 ⁻³	10.5	960

Tabla 3.2: *Características de materiales conductores para su selección.*

Para seleccionar los materiales de los prototipos que se construirán, se tomará en cuenta las características dadas en estas tablas; es de esperar que al combinarse los materiales se pueda lograr el mejor efecto de radiación en forma experimental; los mejores materiales teóricamente son:

* **El dieléctrico** que más se ajusta a las características requeridas para el diseño de la antena microstrip es el **Tam Ticon T - M (TiO₂ o rutilo)** el cual presenta la mejor independencia de frecuencia, el más alto y estable valor de ϵ y las menores pérdidas a una temperatura de trabajo. Existen nuevos cerámicos que superan las características tanto del Tam Ticon T-M como de los materiales detallados en la tabla, los cerámicos antes anotados fueron usados en el presente trabajo; sus características -obtenidas experimentalmente - serán detalladas con oportunidad.

* Mientras que como **materiales conductores** técnicamente adecuados para el trabajo propuesto estarían la **Plata, el Cobre y el Oro** cuya alta conductividad representa una ventaja respecto de los otros, pues la característica de dependencia de la temperatura, es adecuada en todos ellos. El conductor que será usado en las antenas deberá ser uno de estos tres materiales o un compuesto que en su estructura tenga uno de los conductores mencionados.

³⁷ REFERENCE DATA FOR RADIO ENGINEERS; Howard W. Sams & Co.; 1979; págs. 4-19 y 4-21

3.5 ECUACIONES PARA EL CÁLCULO DE LAS DIMENSIONES DE LA ANTENA.

Las expresiones para el diseño de la antena microstrip que servirán para la implementación del SIDAM en el siguiente capítulo, luego de todas las consideraciones planteadas en este capítulo son:

Para el elemento de radiación:

Se parte de un valor adecuado de impedancia característica para el elemento de radiación (Z_{o1}) tal que se puedan encontrar valores adecuados de ancho de la lámina conductora (a) con el espesor del sustrato dieléctrico (b) con el que se trabaja, se tendrá a de la Ec. 3.35, así:

$$\frac{a}{b} = \frac{8 * \sqrt{\left[\exp\left(\frac{Z_{o1}}{42.4} \sqrt{\epsilon'_r + 1}\right) - 1 \right] \frac{7 + \frac{4}{\epsilon'_r}}{11} + \frac{1 + \frac{1}{\epsilon'_r}}{0.81}}{\exp\left(\frac{Z_{o1}}{42.4} \sqrt{\epsilon'_r + 1}\right) - 1}}{\quad} \quad \text{Ec. 3. 38}$$

Donde: ϵ'_r = parte real del coeficiente de permitividad dieléctrica relativa del sustrato

Con lo que se obtiene q de Ec.3.36:

$$q = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 10 \frac{b}{a}}} \right) \quad \text{Ec. 3. 39}$$

Para luego obtener de Ec.3.34:

$$\varepsilon_{eff} = q(\varepsilon_r - 1) + 1 \quad \text{Ec. 3. 40}$$

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:

$$w_{eff} = \frac{b * \eta}{Z_{o1} * \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad \text{Ec. 3. 41}$$

donde $\eta = 376.7 \Omega$

, la que fue presentada con anterioridad, se revisa cuál sería la frecuencia de corte para el trabajo de esta guía onda equivalente en su primer modo TEM: el modo TEM₁₁, pues se mantendrá el comportamiento típico de la microstrip (los modos quasi-TEM) hasta la frecuencia en que no se presenten modos TEM, la que se calcularía con la ecuación 3. 7 que es:

$$f_c = \frac{c}{2 * \pi * \sqrt{\varepsilon_{eff}}} * \sqrt{\left(\frac{m * \pi}{w_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n * \pi}{b}\right)^2} \quad \text{Ec. 3. 42}$$

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.3.4, esta es:

$$\frac{\lambda_g}{4} = \frac{C}{4 * v * \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{Ec. 3. 43}$$

Para la sección de acoplamiento entre la sección de microstrip radiante y el puerto de alimentación o recepción, según se trabaje con la antena como transmisora o receptora:

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

$$Z_{o_{acop}} = \sqrt{50 * Z_{o_1}} \quad \text{Ec. 3. 44}$$

debido a que para la alimentación en línea de la microstrip se utilizó otra microstrip con impedancia característica de 50 ohmios o cable coaxial RG - 58U con el mismo valor aproximado de Z_o , pues el equipo de medición con el que se determinarán las características de trabajo de la antena funciona con este mismo valor normalizado.

A partir del valor encontrado de $Z_{o_{acop}}$ se obtiene para la sección de acoplamiento sus propios valores de a_l , q^2 , ϵ'_{eff} , w'_{eff} , f_c y λ'_g con el uso de las ecuaciones anteriores.

Con todos estos valores es posible continuar con la elaboración del SIDAM y la construcción de la antena microstrip.

CAPÍTULO 4

IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA INFORMÁTICO PARA EL DISEÑO DE ANTENAS MICROSTRIP (SIDAM).

La necesidad de presentar el diseño de la antena en el computador se debe a las exigencias actuales y a la posibilidad de tener una presentación más amigable de los resultados y los cálculos para las personas que estén interesadas en hacer uso de este trabajo.

El SIDAM es el proceso computarizado de determinación de las dimensiones de la antena microstrip que hace uso del esquema presentado en el capítulo 3 ítem 5 de esta investigación y considera restricciones de carácter constructivo de la antena, así: el ancho de las láminas conductoras, sean del elemento radiante o del elemento de acoplamiento, debe cumplir que: $0.1 \text{ mm} \leq a_i \leq 4 \text{ mm}$

4.1 BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA PARA LA ELECCIÓN DE LAS HERRAMIENTAS A UTILIZARSE PARA EL DESARROLLO DEL “SIDAM”.

Las necesidades de trabajo que debe satisfacer el sistema, son las siguientes:

- Se trabajará con distintos materiales dieléctricos como sustrato de la microstrip, lo que permitirá decidir cuál es el más conveniente para determinada circunstancia. También se debe disponer de la posibilidad de escoger la banda de frecuencia con la que se realizará el diseño; estas bandas se elegirán entre las que ya existen y han sido concedidas para el trabajo de la telefonía móvil celular, o se crearán hasta frecuencias menores a 2 Ghz.

Por tanto, el sistema requiere almacenar datos en los que se presenten las propiedades físicas de los materiales dieléctricos e información de las bandas de frecuencias concedidas o nuevas, por lo que se necesita manejar bases de datos.

- El sistema debe trabajar con expresiones numéricas. Los cálculos de las dimensiones de las antenas se presentarán en forma transparente para el usuario.

- Se requiere de pantallas de presentación amigables que permitan la interacción adecuada del usuario con los distintos paquetes computacionales que sean utilizados. El sistema deberá presentar una interfaz amigable, de fácil entendimiento y uso.

Por tanto, se hace necesario usar paquetes computacionales que permitan la integración de tareas y cubran con las necesidades antes expuestas, por eso se ha elegido trabajar con:

- Microsoft Access, versión 2.0, para elaboración de las bases de datos que contienen las características de los diferentes sustratos y de las bandas de frecuencia en las que se va a trabajar.

- Microsoft Visual Basic, versión 3.0 para las pantallas de presentación que permitan integrar los distintos paquetes computacionales con sus distintas aplicaciones.

4.2 DESCRIPCIÓN MÍNIMA DE LAS HERRAMIENTAS SELECCIONADAS.

EL MICROSOFT ACCESS 2.0

Permite la administración de bases de datos usando una lógica organizacional de matriz de elementos. Access permite crear nuevas bases de datos, actualizar, borrar, ingresar datos, que son las operaciones básicas de un manejador de datos, con absoluta exactitud y seguridad.

Access cuenta con un conjunto de controles para el diseño de la presentación y manipulación de los datos, pero es recomendable utilizar otra herramienta para la “presentación final al usuario”(conocida como “front end”) como el Visual Basic; manteniéndose el procesamiento de los datos con un manejador de base de datos como en este caso es el Access 2.0.

De esta manera se aprovecha mejor la utilización específica de cada una de las herramientas, facilitando el uso y consiguiendo una presentación más amigable para el usuario.

Los archivos formados al guardar las hojas de trabajo toman la extensión *.MDB (Bases de datos); Acces tiene la posibilidad de trabajar con archivos de otras bases de datos, de hojas de cálculos, de procesadores de palabras.

EL MICROSOFT VISUAL BASIC 3.0

Permite la presentación de proyectos de manera personalizada, el usuario puede diseñar las pantallas como su creatividad se lo sugiera y la necesidad de información lo requieran.

Visual Basic 3.0 posee un conjunto extenso y variado de controles que amplían las posibilidades de diseño, facilitando la presentación de los datos, puede enlazarse con una base de datos y acceder a los datos que esta contenga. Guarda bajo un solo proyecto, uno o más archivos tipo formulario. El archivo proyecto tiene la extensión *.MAK (Project Files) y los archivos tipo formulario tienen la extensión *.FRM (Form Files); además, puede importar archivos del tipo Form Files(*.FRM); Basic Files(*.BAS); y Custom Files(*.VBX).

PROGRAMA	CAPACIDAD DE MEMORIA DISPONIBLE EN DISCO
Microsoft Access 2.0	11.9 Mb
Microsoft Visual Basic 3.0	4.7 Mb

Tabla 4. 1 *Requerimientos de los programas utilizados.*

CARACTERÍSTICAS COMUNES A ESTOS PROGRAMAS:

- Presentan ayudas en línea y un menú de ayudas completo que permite la navegación en los programas para el aprendizaje de ellos.
- En un computador con 8 Mb en RAM los programas trabajan satisfactoriamente.

4.3 UTILIZACIÓN E INTEGRACIÓN DE LAS AYUDAS EN EL “SIDAM”.

El sistema informático para el diseño de antenas microstrip necesita de los siguientes requerimientos de software:

- 1.- Ingreso de datos: la información almacenada en la base de datos que corresponden a las características de los materiales dieléctricos y los datos de los canales para uso en telefonía móvil celular.
- 2.- Permitir la selección del sustrato y del canal de trabajo.
- 3.- Determinar el diseño de la antena: esto es, calcular las dimensiones de la antena como: longitud y ancho de la sección de acoplamiento, espesor del sustrato, ancho y longitud de la hoja conductora radiante.
- 4.- Presentar el diseño de la antena: esto es, presentación a escala del modelo de la antena.
- 5.- Guardar en un archivo los datos principales del diseño de la antena.
- 6.- Presentación de interfaces amigables con el usuario.

El Sistema Informático para el Diseño de Antenas Microstrip permite la utilización e integración de las herramientas computacionales tomando como base el trabajo de un proyecto en Visual Basic 3.0.

Como base para la integración de las herramientas en el proyecto de Visual Basic 3.0, se trabajó:

- La creación de la base de datos en el ACCESS 2.0 que contiene las características de los distintos materiales dieléctricos y de las bandas de trabajo para la telefonía móvil celular con sus respectivas frecuencias de transmisión y recepción.
- Los archivos *.BAS con los procedimientos para el diseño de la antena microstrip adecuada.

Al ser el Visual Basic un paquete adecuado y versátil para la creación de interfaz de trabajo entre computador y usuario, se logra la integración de los resultados obtenidos en los otros paquetes mediante el uso de pantallas de trabajo que permiten que para el usuario sean transparentes: la realización de cálculos, generación de gráficas, uso y creación de bases de datos; tareas que fueron mencionadas como son ejecutadas.

Para tener una visión concreta de como se presentan los resultados de la integración de trabajos bajo el ambiente del Visual Basic 3.0, presentamos a continuación las gráficas secuenciales con las que trabajará el usuario del "SIDAM" y una sucinta explicación de ellas y algunas de sus opciones:

Pantalla de presentación inicial:

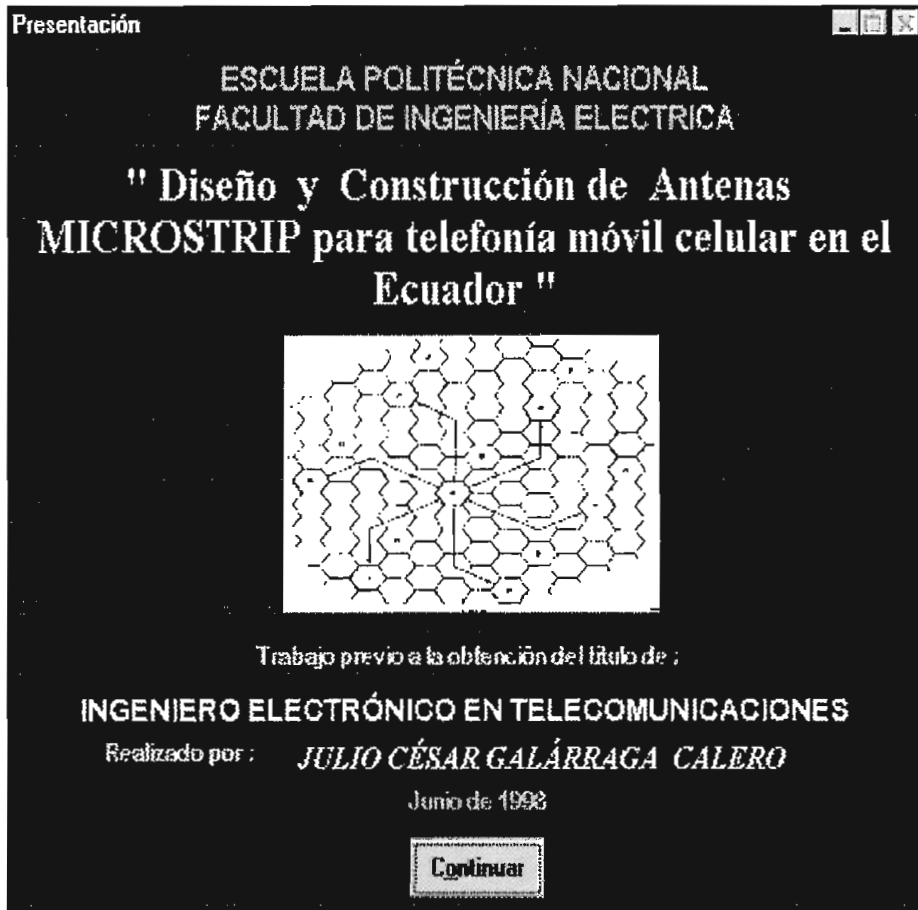


Fig. 4. 1 *Pantalla de presentación inicial del SIDAM.*

Se debe presionar sobre el botón “Continuar” por medio del dispositivo apuntador (mouse), ó presionando la barra espaciadora para poder ingresar al sistema. Al hacer esto se presentará la pantalla del menú principal.

En dicha pantalla se presentan cuatro menús con submenús respectivos para ejecución del programa a voluntad del usuario, a cualquiera de estas se puede acceder mediante el dispositivo apuntador o con las teclas de control Alt + Letra subrayada.

Al seguir con la ejecución del programa se encuentra la necesidad del ingreso de datos para diseñar la antena; esta opción está en el menú Edición que contiene los submenús: dieléctrico y frecuencia, que al seleccionarlos presentan las pantallas para las distintas tareas de ingreso de datos. En el gráfico se les presenta aplicadas la opción cascada del menú ventanas que también es una opción con la que permite trabajar el SIDAM, así:

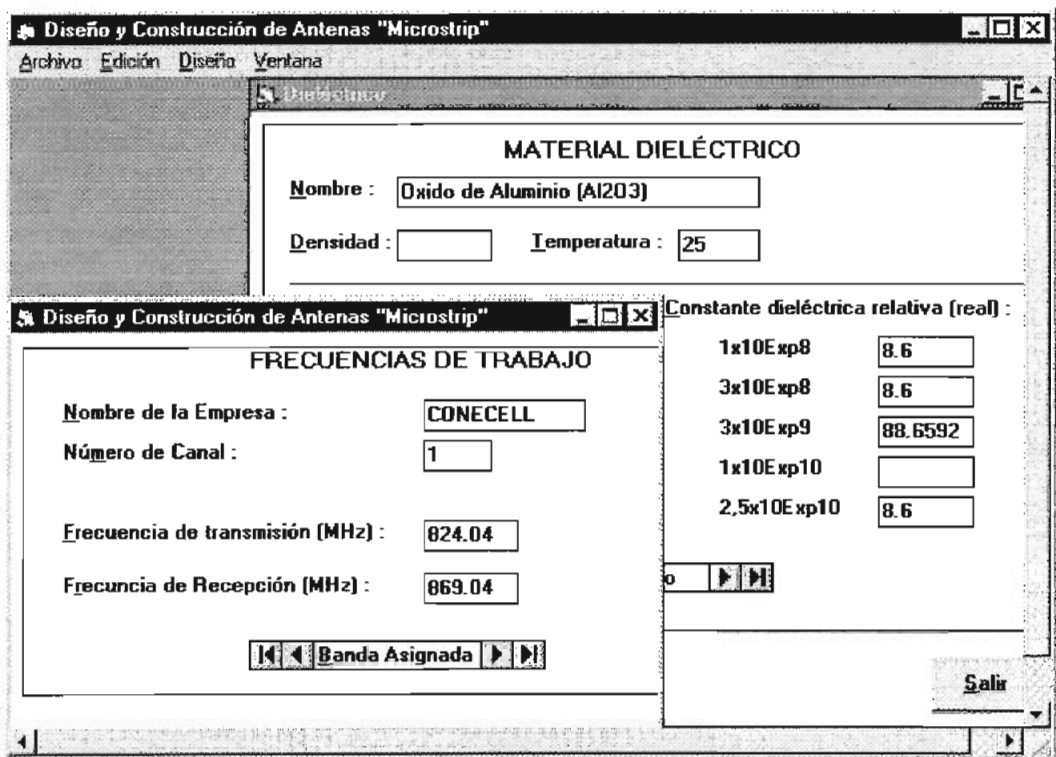


Fig. 4. 2 Opciones de edición de datos de entrada que tiene el SIDAM, aquí se les presenta en cascada.

- Si se habilita la pantalla para la selección de Frecuencias, aquí se podrán consultar las frecuencias de trabajo de las bandas ya asignadas para telefonía móvil celular e ingresar frecuencias de trabajo nuevas.
- Si se habilita la pantalla para la selección del Dieléctrico, aquí se permite el acceso a la base de datos de los dieléctricos (con sus respectivas características con las que se va a trabajar) y el ingreso de nuevos materiales (con las características que se dispongan) con los que se quiera trabajar.

Luego, se puede continuar con la opción de diseño de antena: Diseño, que contiene los siguientes submenús para las distintas tareas del diseño:

- Cálculo directo: que contiene los cálculos del diseño de la antena, el que puede hacerse con los datos seleccionados desde el menú Edición, descrito anteriormente, o con los datos que pueden escogerse en esta pantalla desde las barras de selección de dieléctrico o frecuencia. La siguiente gráfica permite observar el estado de la pantalla luego de la realización de un diseño, así:

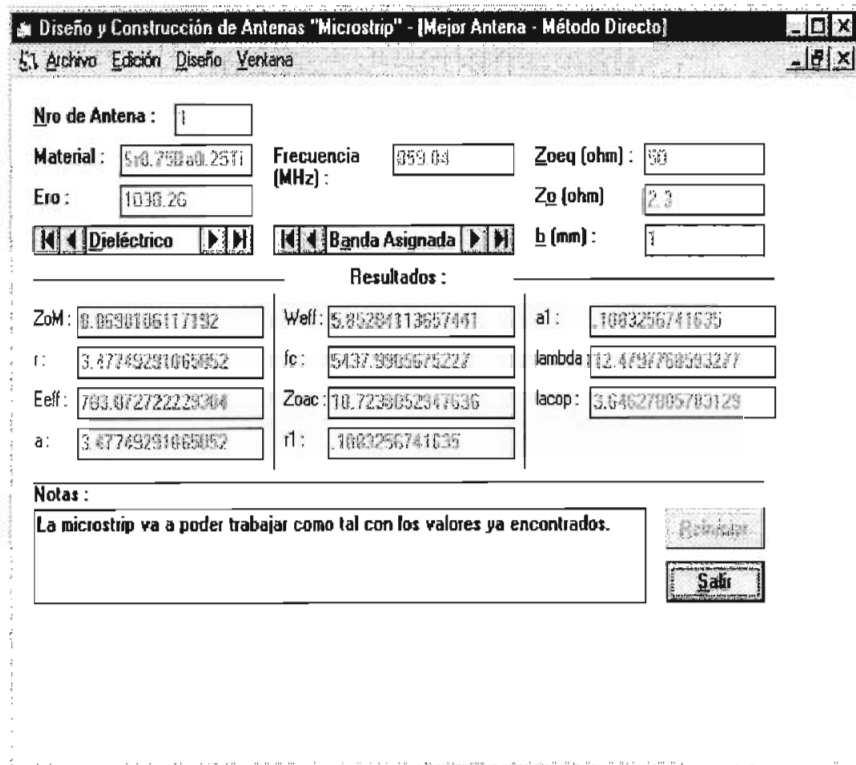


Fig. 4. 3 Pantalla en la que se realizará el diseño de la antena.

- **Gráfico:** en esta pantalla, como puede verse en la siguiente figura, se presentan los gráficos de las antenas microstrips diseñadas en la opción cálculo directo con la escala indicada.

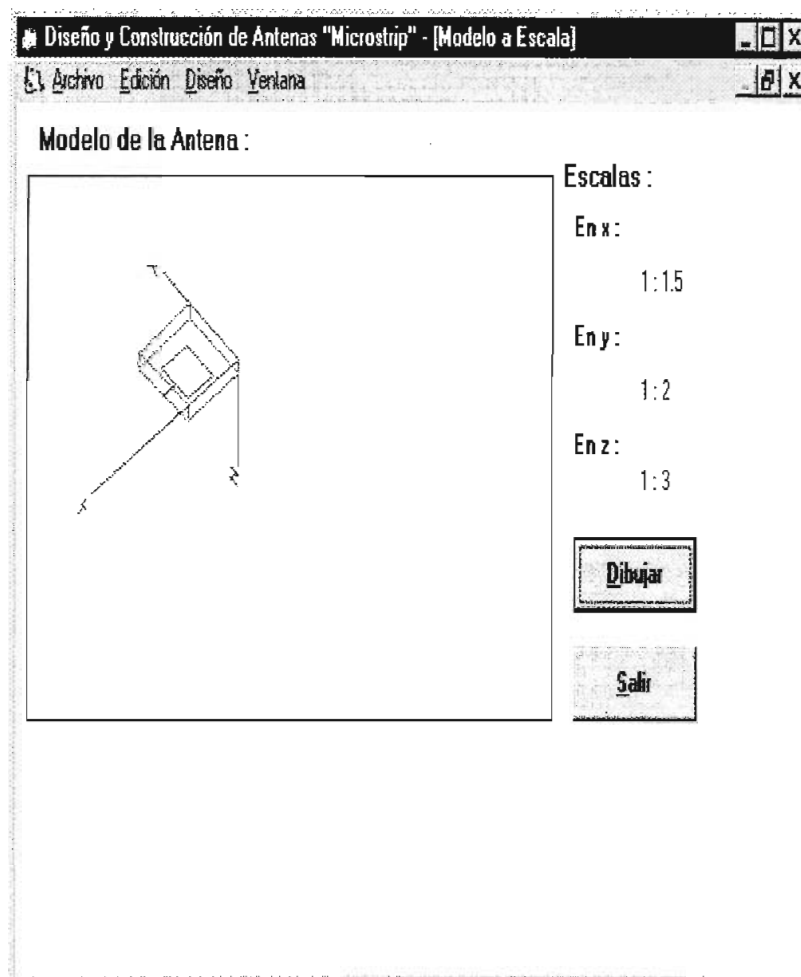


Fig. 4. 4 *Presentación de un diseño de antena microstrip.*

Al presionar el botón Salir luego de Detener el gráfico, podría decirse que el diseño de la antena se ha terminado, por lo que es sugerible salir guardando las dimensiones de los elementos de la antena, en la opción Archivo del menú principal se pueden grabar los resultados en un archivo *.txt.

Un ejemplo de cómo se van a presentar los datos que han sido guardados es el siguiente:

Datos del Cálculo de la Antena

Antena Nro: 1

Material: Tam Ticon T-J, T-L, T-M(TiO₂)

Frecuencia de Diseño (Mhz): 859.04

Coefficiente de Permitividad Dieléctrica (Ero): 94.2095

(Todas las dimensiones son en milímetros)

Ancho del Elemento de radiación (a): 2.26822802203337

Espesor del Substrato Dieléctrico (b): .963

Ancho de la sección de Acoplamiento (a1): .474462971557503

Longitud de Onda de Propagación (lambda): 42.3645651251481

Longitud de la Sección de acoplamiento (l_{acop}): 11.4933379527592

Ancho Efectivo de la Antena (W_{eff}): 4.40064962555518

CAPÍTULO 5

PROTOTIPO DE ANTENA Y PRUEBAS EXPERIMENTALES.

La antena microstrip está constituida por: un substrato dieléctrico en estado sólido, cerámica, una lámina metálica que, ubicada en su parte inferior ayuda a la condición de direccionalidad de la antena y una hoja metálica ubicada en su parte superior, que va a actuar como el vivo; este es el elemento en el que se presentan las corrientes superficiales de conducción y que al ser alimentado y tener las dimensiones adecuadas, actuará como el elemento resonante.

Para describir la elección de los prototipos de antenas que se construyeron, es necesario conocer el proceso de fabricación de ellas.

PROCESO DE FABRICACIÓN DE LAS ANTENAS MICROSTRIP.

Es importante anotar que todo este proceso de fabricación está hecho de una forma artesanal, lo que hace que las antenas resultantes sean un poco rústicas, pues no se dispone de muchos elementos especializados para la fabricación precisa de una antena microstrip.

D) OBTENCIÓN DE CERÁMICAS ADECUADAS PARA LA ANTENA MICROSTRIP UTILIZANDO POLVO DEL SUBSTRATO DIELECTRICO.

Generalmente en el mercado se consigue polvo de substratos dieléctricos, por lo que el proceso siguiente es común a la mayoría de casos de diseño de microstrip con substrato cerámico que se dan en la práctica:

a) OBTENCIÓN DE POLVO MÁS FINO, HOMOGÉNEO Y SIN AGLOMERACIONES DE GRANO

La importancia de obtener un polvo de estas características radica en que al tener partículas pequeñas, se facilitará la transferencia de materia que se presenta en la sinterización del material (el que será descrito más adelante)¹.

Para realizar este proceso se necesita:

- Polvo del substrato dieléctrico elegido.

¹ W.D Kingery, H.K. Bowen, D.R. Uhlmann; "Introduction to Ceramics"; 2da. Edición; Jhon Wiley and Sons; N.Y.; 1976; pág. 470

- Molino de rodillo.
- Recipiente plástico resistente y con tapa.
- Bolitas de circonia (óxido de circonio) en cantidad pertinente.
- Alcohol antiséptico.
- Mufla.
- Jeringuilla.
- Recipiente PYREX de tamaño adecuado.
- Tamiz extrafino.
- Balanza de precisión.
- Guantes quirúrgicos.

Contando con estos elementos se procede de la siguiente manera:

a.1.- En la botella plástica resistente se pone las bolitas de circonia (que es un material lo suficientemente duro para ayudar al disgregamiento de partículas y como otros óxidos su dureza está entre 7 y 9) limpias de procesos anteriores, luego se mezclan: alcohol antiséptico (con el mínimo contenido posible de agua) con el polvo del substrato dieléctrico conseguido en el mercado. Se observa que el alcohol cubra casi en su totalidad a las bolitas de circonia para luego aumentar el polvo hasta que la mezcla de éste con el alcohol cubra totalmente las bolitas.

a.2.- La botella resistente, convenientemente protegida con masking para evitar cualquier rotura en las esquinas de la misma o la apertura de la tapa de la botella con la mezcla en su interior, se ubica en el molino de bolas por un tiempo mayor a 24 horas². Esto permitirá que el polvo del substrato dieléctrico sea aún más fino y se eviten las aglomeraciones de grano que luego provocarían un crecimiento exagerado de grano en forma localizada, situación que es inconveniente para lograr una alta densificación de la muestra y, en consecuencia, un elevado coeficiente de permitividad dieléctrica relativa del cerámico³.

a.3.- PROCESO DE SECADO DE LA MEZCLA:

a.3.1 Se determina la masa del recipiente PYREX vacío y limpio.

a.3.2 Luego de usar el molino de rodillo, se procede a la recuperación de la mayor cantidad posible del material: la mezcla alcohol - polvo del substrato que no se encuentren adheridas a las bolitas de circonio se ponen directamente en el recipiente PYREX, se separan las bolas de circonia en otro recipiente para lavarlas y recuperar material de la mezcla, lo que se aumenta al material que ya está en el recipiente PYREX, se deja decantar la mezcla por aproximadamente una hora.

a.3.3 Se elimina suavemente el mayor contenido de alcohol que sea posible con una jeringuilla para no permitir que la mezcla asentada se levante.

² José F. Fernández Lozano; “Influencia del Procesamiento Cerámico en las Relaciones Microestructurales y Propiedades del BaTiO₃”; Tesis para Doctorado en Ciencias Físicas; Instituto de Cerámica y Vidrio C.S.I.C.; Madrid 1990; Universidad Autónoma de Madrid; pág. 114

³ Ídem ant. págs.: 47, 48 y 57.

a.3.4 Se coloca el PYREX con su contenido en la mufla por aproximadamente 3 horas y a 70°C, ejerciendo control visual para decidir si el contenido de alcohol ha sido evaporado de la mezcla. Esto se nota al observar que la mezcla no se comporta como una solución acuosa al moverla.

a.4.- Luego de sacar la mezcla ya seca de la mufla, pesar el conjunto mezcla + PYREX y con el valor obtenido en 3.1 encontrar la masa de la mezcla, combinar ésta con PVA(polivinyl alcohol) al 5% en peso utilizando el mortero, se machaca la mezcla hasta que ya no permanezca pegada a las paredes del mortero. El PVA permite la mejor compactación de los granos del substrato dieléctrico ayudando en el proceso de conformado a presión del cerámico.

a.5.- Se pasa el nuevo polvo por el tamiz , se contó con un tamiz tipo ASTM marca RETSCH de 0,045 mm de diámetro de objetos (aquí, serían granos) que se permiten pasar.

Con todo este proceso se ha obtenido un polvo más fino, homogéneo y en el que se evitan las aglomeraciones de grano.

NOTA: Todo el proceso en que se requiere manipular la mezcla es recomendable usar guantes quirúrgicos para evitar el contacto de las manos con los recipientes y los elementos de la mezcla, esto se hace necesario para no aumentar el contenido de agua en los recipientes y elementos. Por estas mismas razones, los recipientes y las bolas de zirconia se lavan con alcohol y los guantes puestos.

b) OBTENCIÓN DE LAS CERÁMICAS PROPIAMENTE DICHAS CON LA FORMA QUE SE REQUIERA.

Las formas y tamaños de cerámicas que son necesarias para la investigación y su correspondiente utilidad son las siguientes:




Formas de las muestras	Dimensiones teóricas en el conformado	Serán utilizadas para	Nombre de identificación
	$\phi \leq 4 \text{ mm}$ $t \leq 1 \text{ mm}$	Determinación de ϵ_r del material hasta 500 Mhz	cilíndricas diminutas
	$\phi \leq 15 \text{ mm}$ $t \leq 3 \text{ mm}$	Determinación de ϵ_r del material hasta 100 Khz y determinación de la densidad de la muestra.	cilíndricas medianas
	largo $\leq 44 \text{ mm}$ ancho $\leq 15 \text{ mm}$	Diseño de líneas y antenas microstrip	Paralelepípedo grande

Tabla 5. 1 Muestras que son construidas en esta investigación: dimensiones, utilidad y nombre para identificarlas.

Para realizar los procesos involucrados en esta parte, se debe tener:

- Elementos para la manipulación y cuidado de el polvo de la mezcla: cucharillas, recipientes plásticos herméticos.
- Matrices de los tamaños y formas que se requiera.
- Prensas de precisión y carga elevada.
- Elementos de trabajo de las matrices en la prensa: elevadores de nivel, punzones, retenedores, etc.
- Reloj o cronómetro.
- Elementos para la manipulación y cuidado de la mezcla comprimida: recipientes cómodos, adecuados y seguros para el transporte de la mezcla comprimida, navajas para su manipulación.
- Horno con control de temperatura y especificaciones de trabajo pertinentes.
- Refractarios: recipientes y ladrillos.

b.1) Las matrices de forma y tamaño adecuado.

Para el conformado de las muestras, para disponerlas de las formas y tamaños adecuados, se utiliza elementos conocidos como matrices (debido a que su principal objetivo es reproducir una determinada forma o característica a otros elementos de la misma especie, en este caso: polvo para cerámicas), existen matrices para las distintas

investigación se incluye como Anexo 4 el diseño de la matriz para obtener los paralelepípedos rectangulares, pues la cerámica fue elaborada dentro de ella; otras matrices eran elementos existentes en el laboratorio, por ello se presentan en fotos con el Anexo 4 junto con otros elementos que se usaron y se obtuvieron en este capítulo.

b.2) Proceso para la obtención de las cerámicas.

El proceso que se describirá a continuación es el conocido como conformado de la cerámica por presión:

b.2.1.- Se pone una cantidad de tres veces la altura de material que se pretenda conseguir como cerámica de cierto espesor en las matrices⁴ que tengan la forma que se requiera; se sugiere utilizar una cucharilla para efectuar el proceso de llenado .

b.2.2.- Se apisona el polvo de la cerámica que se dispone de la forma más uniforme posible en la cavidad formada por las paredes de el agujero de la hembra de la matriz y el elemento que sirve de base, con el punzón del macho de la matriz.

b.2.3.- Como las matrices son construidas en forma adecuada para poder prensar el contenido que hay en ellas, se dispone las matrices con su material incluido en la prensa que entregue la suficiente presión que se necesite; dada la dureza del dióxido de Titanio se requiere de 15000 p.s.i⁵; la carga que se aplique variará dependiendo del área donde se aplicará la presión, tal como viene dada por el siguiente cuadro:

⁴ Los planos de la matriz diseñada para el proceso de conformado por presión se encuentran en el anexo 4 de esta investigación.

⁵ W.D. Kingery, editor; "Ceramic Fabrication Processes"; The Technology Press of M.I.T. and Jhon Wiley and Sons, Inc.; N.Y.; 2da. edición; 1960; Kingery encuentra que para presiones mayores a 10000 p.s.i. se logra el incremento de la densidad final de la muestra y se reduce el encogimiento.

FORMA DE MUESTRA	ÁREA DE PRESIÓN		CARGA REQUERIDA	
	mts ²	pulg ²	Tonf	lbf
Cilíndrica grande	0.00058965	0.91396	9658.91	13709.39
Cilíndrica mediana	0.00012668	0.1963544	2075.12	2945.32
Cilíndrica diminuta	0.00006793	0.1052903	1112.729	1579.35
Paralelepípedo rectang.	0.0006286	0.97433	10296.94	14614.98

Tabla 5. 2 *Valores de carga aplicados a las muestras para moldear las cerámicas*

Se usa una prensa que esté trabajando adecuadamente; con una aplicación de presión constante y al valor que le corresponde. Se mantiene prensada la muestra por mínimo 5 minutos

Cuidadosamente se saca la muestra de la matriz, se obtiene la muestra con la forma requerida y compacta.

b.2.4.- PROCESO DE QUEMADO DE LA MUESTRA:

Se puede hablar de lograr un óptimo perfil de quemado para cada substrato, este perfil tiene que ver con el proceso de sinterización del mismo en particular; generalmente se

logra mejor sinterización con una elevación más lenta y controlada de la temperatura; y una mayor temperatura final de la curva de quemado. En el quemado de la muestra se evapora el PVA(Polivinyl Alcohol), con lo que se pretende obtener una cerámica con la mayor pureza posible del material que está sometido a estudio.

La *sinterización* es un proceso en que se logra la compactación del material al quemar un material previamente comprimido, siguiendo un perfil de quemado adecuado, de tal forma que se tiene finalmente un material con la consistencia de la cerámica.

El material presenta esta estructura final pues en el proceso de quemado se habrán evaporado las impurezas orgánicas y en el tiempo en el que el perfil de quemado se mantiene a mayor temperatura se presenta la mayor densificación del material, con lo que se llega a tener un valor cercano a su densidad teórica, debido a acontecimientos que son explicables a un nivel microestructural, a breves rasgos⁶:

- Al material inicialmente se lo verá como aglomerados de átomos, que se conoce como *granos*, los que existirán en distintas formas y tamaños (aunque éstos no serán extremadamente grandes por el proceso de desagregación al que fue sometido

⁶ W.D Kingery, H.K. Bowen, D.R. Uhlmann; "Introduction to Ceramics"; 2da. Edición; Jhon Wiley and Sons; N.Y.; 1976

anteriormente el material) y se encontrarán distribuidos randómicamente formando el material comprimido, esto puede verse en la siguiente figura:

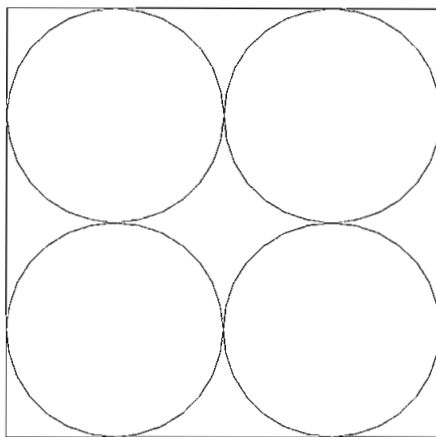


Fig. 5. 1 *Visión microestructural aproximada del material antes del proceso de sinterización.*

En los bordes de estos granos se habrá ubicado predominantemente el PVA que se mezcló con el material.

- En el proceso de elevación de la temperatura hasta el máximo en el perfil de quemado; el PVA que está en los bordes de grano toma un estado líquido que al mezclarse con el material toma el nombre de *líquido eutéctico*, que ayuda al proceso de transporte del material entre granos adyacentes, esto se puede ver para mayor claridad y simplicidad entre cuatro granos adyacentes, así:

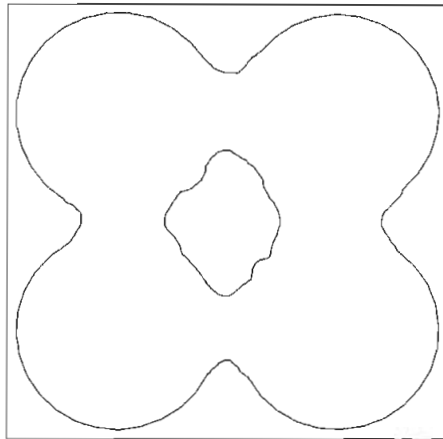


Fig. 5. 2 *Visión aproximada del proceso de transporte de material entre granos adyacentes.*

- La especie de puente que se tiende entre los granos adyacentes se conoce como *cuello de sinterización* y el proceso de transporte del material que se presenta en todo el material comprimido hace que se produzca un encogimiento (conocido también como *shrinkage*) del elemento que teóricamente está en el orden del 10% al 15%, aspecto que debe ser considerado cuando se diseña la matriz para el proceso de conformado a presión, también existirán regiones en que se habría la tendencia a las aglomeraciones, así se logra que la densidad del material se aproxime a la teórica. Estos “enlaces” que se producen entre los granos adyacentes y las aglomeraciones hacen que existan regiones con granos más grandes que otros y que por eso las propiedades esperadas del material no sean totalmente uniformes. Es evidente que la consistencia de una

cerámica que hoy tiene el material se debe a este proceso de compactación antes descrito.

En la investigación, se partirá del siguiente perfil ideal de quemado para cerámica con dióxido de titanio:

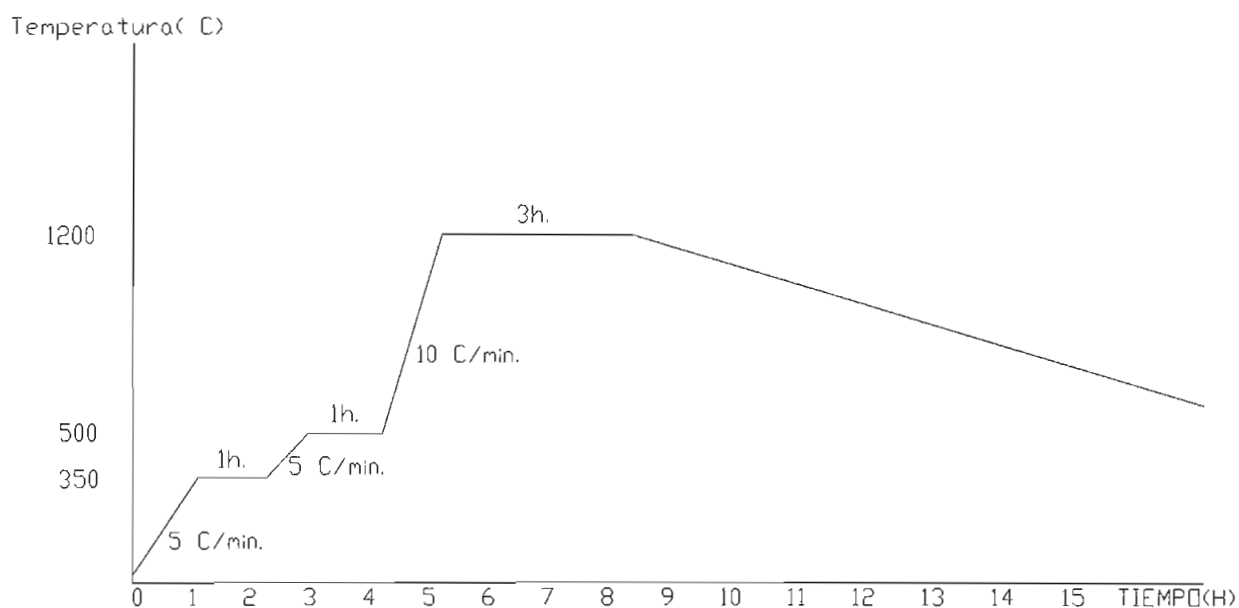


Fig. 5. 3 Perfil de quemado ideal para el dióxido de titanio rutilico.

De acuerdo con este gráfico, en el proceso de quemado se procede de la siguiente forma:

b.2.4.1.- Las muestras se introducen al horno en quemadores de material refractario. Se procura subir la temperatura a la pendiente dada por el gráfico anterior inicialmente hasta

350°C. Al llegar a este valor, se deja a la muestra por una hora. Esta temperatura constante y este tiempo, se denominan *iniciales de evaporación de materia orgánica*, pues se produce la descomposición del polímero, se evaporan algunas materias orgánicas existentes en el material, los enlaces que contienen carbono comienzan a romperse y quedan aún residuos orgánicos como compuestos de carbono.

b.2.4.2.- Luego, se incrementa la temperatura hasta llegar a 500°C a la pendiente dada. Se deja la muestra por una hora a esta temperatura constante. Se podría denominar a este tiempo y temperatura como *finales de evaporación de materia orgánica*, pues se terminará de evaporar toda la materia orgánica existente en el material, todos los enlaces que contengan carbono se habrán roto y evaporado de la estructura como CO₂.

b.2.4.3.- Se lleva la muestra con la pendiente de 10° C/min. hasta la temperatura de 1200°C⁷, llegado a este valor, se deja la muestra por 3 horas a esta temperatura constante. A los que se les podría llamar como de *finalización del proceso de sinterización de la muestra*. En esta parte del proceso, en el dióxido de titanio se produce lo que se conoce como el proceso de sinterización, con todas las características que fueron anotadas en el inicio de este ítem b.2.4.

b.2.4.4.- Luego de haber sometido a la muestra a toda esta parte del perfil de quemado, se apaga el horno y se deja que se enfríe por lo menos 24 horas para abrirlo y sacar la muestra ya quemada y como cerámica.

⁷ José F. Fernández Lozano; “Influencia del Procesamiento Cerámico en las Relaciones Microestructurales y Propiedades del BaTiO₃”; Tesis para Doctorado en Ciencias Físicas; Instituto de Cerámica y Vidrio C.S.I.C.; Madrid 1990; Universidad Autónoma de Madrid; pág. 116; aquí plantea que la temperatura final es “ligeramente superior a aquellas en las que se ha completado las pérdidas de peso determinadas por termogravimetría.”

PROCESO DE SELECCIÓN DE LAS MUESTRAS:

Con una inspección visual inicial en la que se ubica la existencia de fisuras o desmoronamientos que impidan lograr contar con un elemento radiador de una longitud de onda, o al menos $\lambda/2$, o por la existencia de fisuras o desmoronamientos no se pueda contar con el ancho adecuado que se mencionó en el capítulo 3, para el trabajo de la microstrip; también visualmente se comprueba la imposibilidad de tener la muestra plana para el diseño de la microstrip; luego de hecho esto, se puede determinar cual de las muestras es válida para continuar con el tratamiento que se va a detallar a continuación:

- 1.- Se lija las asperezas de las muestras escogidas⁸ utilizando arcilla y agua que se colocan encima de un vidrio, por ser éste uno de los materiales más lisos y planos fácil de conseguir. Si las muestras resultan muy ásperas, se puede lijarlas con una lija de agua N° 300 o mayor, también colocada la lija sobre vidrio.
- 2.- Habrán muestras que se rompen al someterles al proceso de lijado anterior, de ellas deberá apreciarse si todavía pueden ser utilizadas o no, sea para la construcción de la antena microstrip o para medir el coeficiente de permitividad dieléctrica relativa; este será otro proceso de selección visual.

⁸ Las asperezas que se presentan a nivel de las superficies de las muestras quemadas son debidas al proceso de encogimiento que se presenta en todas las dimensiones.

3.- Las muestras que presenten una constitución sólida y una buena compactación (lo que se comprueba observando si al poner agua sobre su superficie, ésta no penetra fácilmente), se obtiene su densidad, se escogen las que tengan al menos el 95% de la densidad teórica esperada del material que se está trabajando; los porcentajes del valor de densidad teórica del material utilizado en esta investigación vienen dados en la tabla a continuación:

La tabla siguiente es un resumen de los resultados de todo este proceso de obtención de las cerámicas de esta investigación y de las muestras donadas por el Dr. Héctor Fiallo.

CUADRO DE RESUMEN DE LAS PROPIEDADES DE LAS MUESTRAS TRABAJADAS PARA LA INVESTIGACIÓN:

COMPUESTO	SOBRE PROCESO DE QUEMADO Y MUESTRA	δ (gm/cm ³)	% Encogimiento	% mejor δ	% peor δ
TiO ₂	A 1200°C; 3 horas y muestra circular en el interior del refractario.	3.043	30.477	75.598	76.847
TiO ₂ ⁹	A 1200°C; 3 horas y muestra rectangular en el interior del refractario.	3.889	41.686	96.626	98.222
TiO ₂	A 1100°C; 2 horas y muestra circular en el interior del refractario inferior.	3.009	27.309	74.746	75.981
TiO ₂	A 1100°C; 2 horas y muestra circular en el interior del refractario superior.	2.917	14.411	72.470	73.667
TiO ₂	A 1100°C; 2 horas y muestra circular en el exterior del refractario superior.	2.742	10.25	68.131	69.257
TiO ₂	A 1100°C; 7 horas y muestra circular en el exterior de refractarios.	3.972	39.972	98.670	100.300
TiO ₂	A 1100°C; 7 horas y muestra circular en el interior de refractarios.	3.956	39.972	98.275	99.899
Sr _{0.75} Ba _{0.25} TiO ₃ ¹⁰	A 1350°C y muestra rectangular pequeña	5.0492	18%	98	100
Si _{0.6} Ba _{0.4} TiO ₃	Faltan datos y muestra es rectangular mediana	4.9283	18%	98	100

Tabla 5. 3 Resumen de los procesos seguidos para la elaboración de las muestras que se utilizarán para el diseño de la antena, comparaciones con la densidad teórica y resultados de encogimiento.

II) IMPRESIÓN DE LAS LÁMINAS CONDUCTORAS EN LAS CARAS DEL SUBSTRATO DIELECTRICO.

Luego del proceso de selección y acondicionamiento para el uso de las cerámicas en fabricación de antenas microstrip, corresponde imprimir la lámina conductora que actúa

⁹ Este dióxido de titanio no es totalmente puro pues se difundió en él pequeñas cantidades de Al₂O₃

¹⁰ Datos de % de encogimiento, % de mejor δ y % de peor δ proporcionados por el Dr. Héctor Fiallo de sus trabajos de investigación.

como el elemento radiador de la antena; esta hoja conductora para alimentación de la microstrip se imprime en la cara elegida como superior del sustrato y en la cara elegida como inferior se imprime toda la base conductora, con lo que se tendrá la estructura de antena microstrip propiamente dicha; sus dimensiones fueron justificadas en el capítulo 3 y aquí se muestra por fines prácticos, junto con los distintos tipos de cerámicos que se fabricaron para otras utilidades:

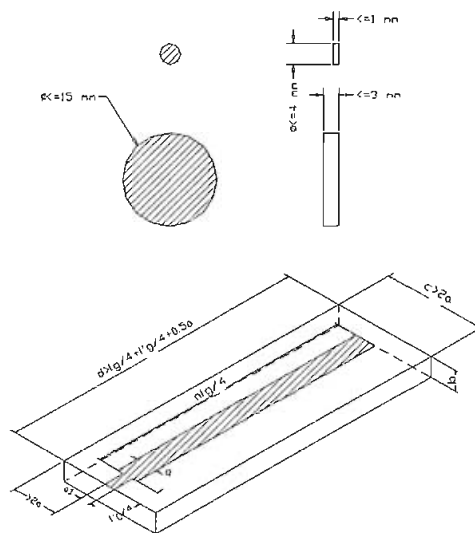


Fig. 5. 4 *Diagrama de la estructura de antena microstrip con sus respectivas dimensiones y elementos usados para determinar ϵ_r y la δ de la muestra.*

El proceso para la impresión de los conductores en una cerámica que va a ser el sustrato de una antena microstrip es el siguiente:

- a) Se efectúa dentro de moldes el perfil con las dimensiones precisas de la cerámica en que se va a pintar las láminas conductoras para que dicha cerámica sea el sustrato de

la antena microstrip; las dimensiones de estas láminas conductoras se indican en el SIDAM. Es necesario considerar el encogimiento que se va a presentar en todas las dimensiones al hacer la sinterización del conductor con el substrato dieléctrico (teóricamente se encuentra en el orden del 10% al 15%)

b) Se traza sobre la cara del substrato elegido como superior: el diseño de la antena microstrip mediante un lápiz.

c) Con pinceles de tamaño y forma convenientes, para evitar la dispersión de la pintura conductiva en las regiones donde debe ir colocado el conductor se coloca la pintura conductiva en la forma más uniforme y correcta posible¹¹ en las regiones anteriormente trazadas.

d) Luego de tener correctamente impresa la cara superior del substrato con las dimensiones del diseño de la antena, se somete a una fuente de calor uniforme para lograr el secado más rápido y uniforme. Dependiendo de la potencia de la fuente de calor se demorará mayor o menor tiempo en secarse.

e) Secada la cara impresa superior, se procede a pintar de la misma forma descrita en c) la cara inferior del substrato con las dimensiones que le corresponden en el diseño de la antena. Se deja secar la impresión en la forma ya descrita.

f) Se procede a la sinterización de la pintura conductora en las caras del substrato dieléctrico siguiendo la curva de sinterización siguiente¹²:

¹¹ Además de que tenga las dimensiones esperadas, no olvidar lo que en el Cap. 3 se anotaba como indispensable para el correcto funcionamiento de la antena: ser una lámina delgada ($t/h < 0.1$), continua y de espesor uniforme.

¹² MOULSON A.J. Y HERBERT J.M.; "Electroceramics Materials properties application"; Chapman & Hall; 1990; pág. 98

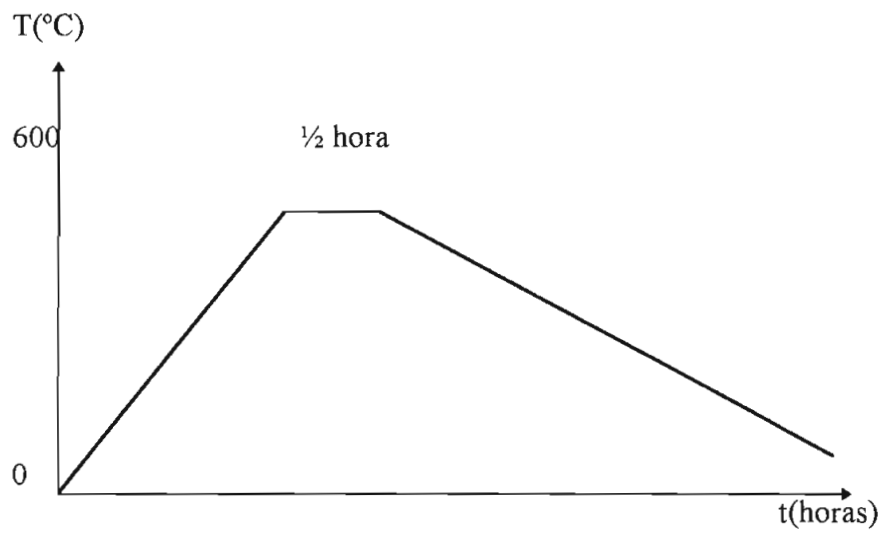


Fig. 5. 5 *Curva de sinterización de la pintura conductora para los electrodos*

5.1 ELECCIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL PROTOTIPO DE ANTENA: SUS LÍMITES.

Para poder diseñar la antena microstrip de manera adecuada, se debe determinar las características del dieléctrico que utilizará como substrato de la microstrip. Las características que interesa conocer para observar el comportamiento del dieléctrico en la antena son: el coeficiente de permitividad dieléctrica y la tangente de pérdidas, para lo que se usa el LCR Meter (HP4263B) con valores discretos de hasta frecuencias de 120 Khz; y el analizador de redes (HP8712B) para un barrido de frecuencias desde 0.3 Mhz hasta 1,3 Ghz. Ambos en la configuración de medición de características de un DBP(Dispositivo Bajo Prueba).

5.1.1 DETERMINACIÓN DEL COEFICIENTE DE PERMITIVIDAD DIELECTRICA RELATIVA Y DE LA TANGENTE DE PÉRDIDAS DE LAS MUESTRAS:

Es importante vislumbrar el comportamiento de los materiales con respecto a la frecuencia para:

- a) Caracterizar al material a una frecuencia o distintos rangos de frecuencia.
- b) Definir las posibles aplicaciones que se infieran de las propiedades que se presenten.

Para tener una idea más completa del comportamiento de las muestras con la frecuencia y contar con un parámetro de comparación de la validez de los coeficientes obtenidos en

altas frecuencias, que resultan ser los más críticos para la investigación, se determina sus características a bajas y altas frecuencias.

5.1.1.1 DETERMINACIÓN DEL COEFICIENTE DE PERMITIVIDAD DIELECTRICA RELATIVA Y DE LA TANGENTE DE PÉRDIDAS A BAJAS FRECUENCIAS.

Para la determinación del coeficiente de permitividad dieléctrica relativa y de la tangente de pérdidas a bajas frecuencias se utiliza el método del capacitor de placas paralelas. Se recomienda el uso de este método de medición desde 5 Hz hasta 30 Mhz.¹³

Se construyó pastillas con los distintos substratos dándoles la forma de capacitor de placas planas paralelas, con lo que se encontró el mencionado coeficiente mediante la siguiente fórmula:

$$\epsilon'_r = \frac{C * t}{\epsilon_o * A} \quad \text{Ec. 5. 1}$$

donde: ϵ'_r es el coeficiente de permitividad dieléctrica relativa real del substrato

C es la capacitancia medida de la pastilla construida

A es el área de las caras paralelas de la pastilla en las que se aplicaron los electrodos a la misma

t el espesor de la pastilla capacitadora

¹³ A frecuencias mayores los efectos de dispersión en los bordes no permiten encontrar un valor adecuado del coeficiente de permitividad dieléctrica, según se lo reporta en el HP Application Note 1217-1; "Basics of measuring the dielectric properties of materials"; pág. 12.

ϵ_0 = coeficiente de permitividad dieléctrica del vacío, que en el sistema

M.K.S. = $8,85E-12$ F/m

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:

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

Para las mediciones a bajas frecuencias se utiliza el LCR Meter(HP4263B) en los modos de medición de $C_p - R_p$ (capacitancia y resistencia en paralelo que presenta el DBP), con lo cual se aplica la ecuación 6.1 para encontrar ϵ'_r y de medidor de componente R y X (componente resistiva y reactiva de la impedancia que presenta el DBP), con lo cual se aplica la última relación mencionada para hallar la $tg\delta$ (tangente de pérdidas del dieléctrico).

5.1.1.2 DETERMINACIÓN DEL COEFICIENTE DE PERMITIVIDAD DIELECTRICA RELATIVA Y DE LA TANGENTE DE PÉRDIDAS A ALTAS FRECUENCIAS.

Con el analizador de redes HP8712B, se tiene el equipo de medición de características de materiales HP16092A que trabaja hasta 500 Mhz con elementos que tengan las siguientes dimensiones límites¹⁴:

¹⁴ HP, "Accessories Selection Guide for Impedance Measurements", April 1995; pág. 10

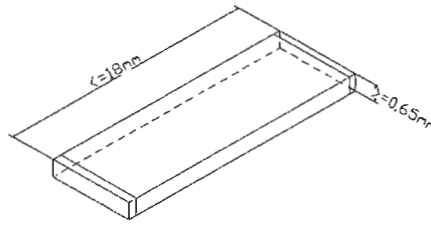


Fig. 5. 6 Dimensiones límites de elementos con los que trabaja el conector HP16092A.

Basándose en estas dimensiones límites se planteó la posibilidad de trabajar con las muestras cilíndricas diminutas mostradas en tabla 5.1 para la determinación del coeficiente de permitividad dieléctrica relativa en altas frecuencias.

El circuito equivalente que se tendrá para el elemento de medición y la muestra en su conjunto es el siguiente:



Fig. 5. 7 Circuito equivalente del elemento de medición de características dieléctricas y la muestra.

El modelo de determinación de las características de la muestra que dio resultados coherentes con los valores esperados anotados en el capítulo 3 y con el comportamiento respecto a la frecuencia de los dieléctricos es el que se basa en la determinación del

coeficiente de reflexión intrínseca del material (ρ_s), que se plantea a partir de un circuito idéntico al presentado aquí como Fig. 5.7, de donde:

$$\rho_s^* = \frac{Z_c - Z_o}{Z_c + Z_o} \quad \text{Ec. 5. 2}$$

se tiene que:

$$Z_T = \frac{1}{j\omega C} \quad y \quad \frac{C}{C_o} = \varepsilon_r^* \quad \text{Ec. 5. 3}$$

, aquí:

$$Z_c \equiv Z_T = \frac{1}{j\omega C_o \varepsilon_r^*} \quad \text{Ec. 5. 4}$$

Por lo que se llega a:

$$\varepsilon_r^* = \frac{1 - \rho_s^*}{j\omega C_o Z_o [1 + \rho_s^*]} \quad \text{Ec. 5. 5}$$

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

$$\varepsilon_r' = \frac{2\rho_s \text{sen } \theta}{wC_o Z_o [\rho_s^2 + 2\rho_s \cos \theta + 1]} \quad \text{Ec. 5. 6}$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{\rho_s^2 - 1}{wC_o Z_o [\rho_s^2 + 2\rho_s \cos \theta + 1]} \quad \text{Ec. 5. 7}$$

en las que se considera: $\rho_s^* = |\rho_s|e^{-j\theta}$ **Ec. 5. 8**

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 Smith¹⁵.

De hecho, los datos de la Ec. 5.8 son obtenidos de los valores de impedancia con respecto a la frecuencia que en un archivo TRACE#.PRN se obtienen en forma de una lista en la que se presentan frecuencia, parte real de la impedancia y parte imaginaria; hay que cuidar que el ángulo que tiene ρ_s sea el que se espera al ver la carta de Smith.

Para ello, se construyó pastillas con los distintos substratos y se les dio la forma de capacitor de placas planas paralelas.

¹⁵ Es recomendable usar el manual del usuario de estos dos equipos; se los encuentra en la Facultad de Ciencias.

Mientras se quiera determinar este coeficiente a mayor frecuencia, más diminutas deben hacerse las pastillas, para evitar que aparezcan modos de radiación; además se debe tomar más en cuenta los efectos de dispersión que se puedan presentar.

El circuito con el que se hicieron las mediciones de los parámetros necesarios para determinar el ρ_s está conformado por el analizador de redes HP8712B al que se le conecta en su puerto RF OUT el kit de medición HP16092A mediante el cable coaxial de 50Ω tipo N. En el kit de medición irá conectada la muestra diminuta del material en estudio.

Es necesario anotar que para la calibración del elemento de medición se realizó la calibración del canal 1 como un puerto de reflexión hasta el pórtico en el que se va a conectarlo; luego de conectado el kit, se hace la corrección de longitud eléctrica que está como dato de placa del elemento, se comprobó que el valor de Port Extension Reflection que permite una óptima calibración del elemento está en el orden de 19 ps. Para incluir este valor en la calibración del elemento, se hace lo siguiente: en el analizador de redes: luego de hecha la calibración hasta el pórtico con el kit de calibración HP 85032B/E, se oprime CAL, luego se selecciona More Cal, donde aparecerá la opción Port Extension Reflection, la que se activa y se digita 19 ps. Es conveniente grabar esta calibración en un diskette.

Con los resultados obtenidos para la determinación de ϵ^* , tanto con el modelo a bajas frecuencias como con el modelo a altas frecuencias, se llegaron a las siguientes curvas

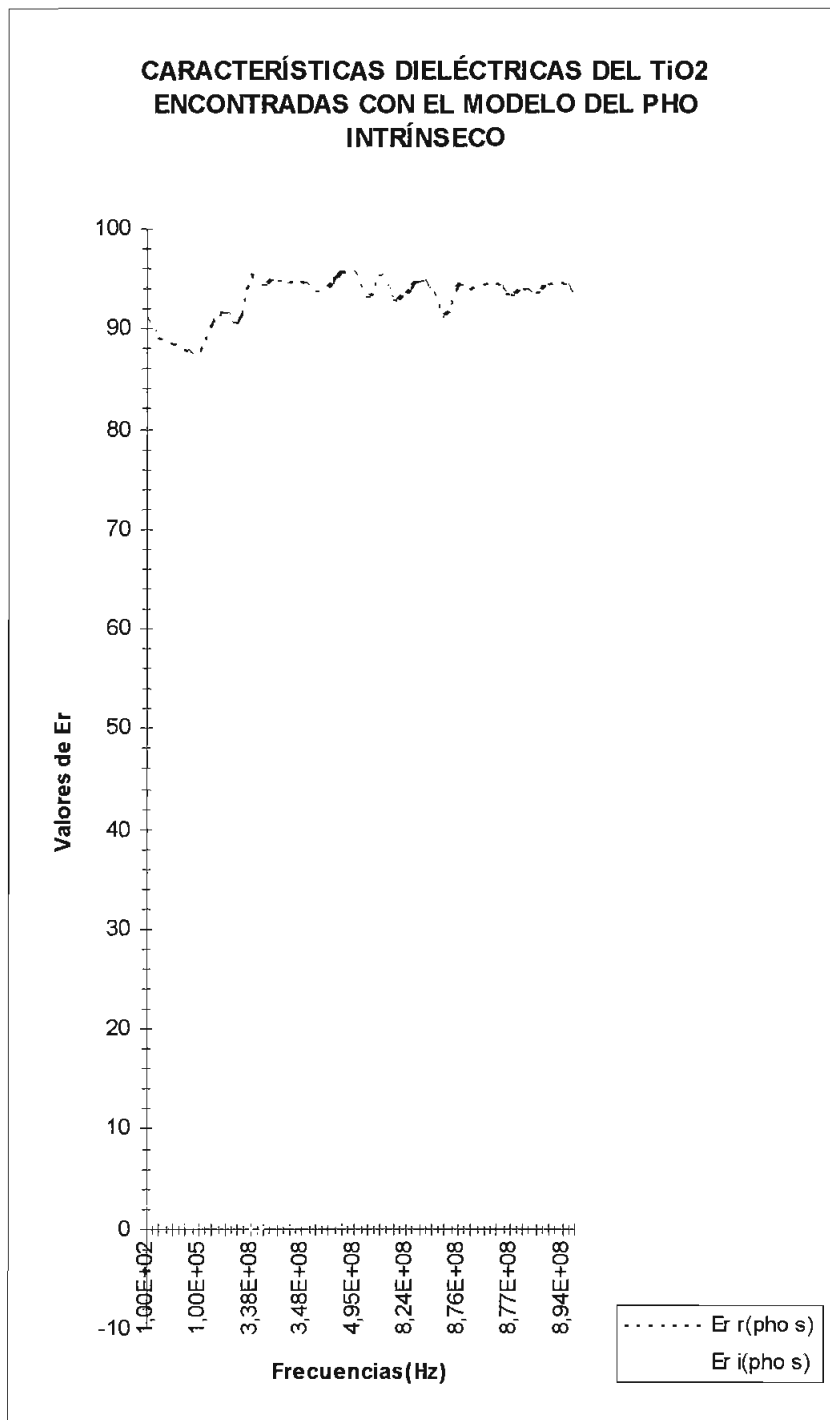


Fig. 5. 8 Características dieléctricas con respecto a la frecuencia de las muestras de dióxido de titanio rutilico que tuvieron un proceso en el que la temperatura final de sinterización fue de 1200 °C, durante 3 horas y fuera de los refractarios.

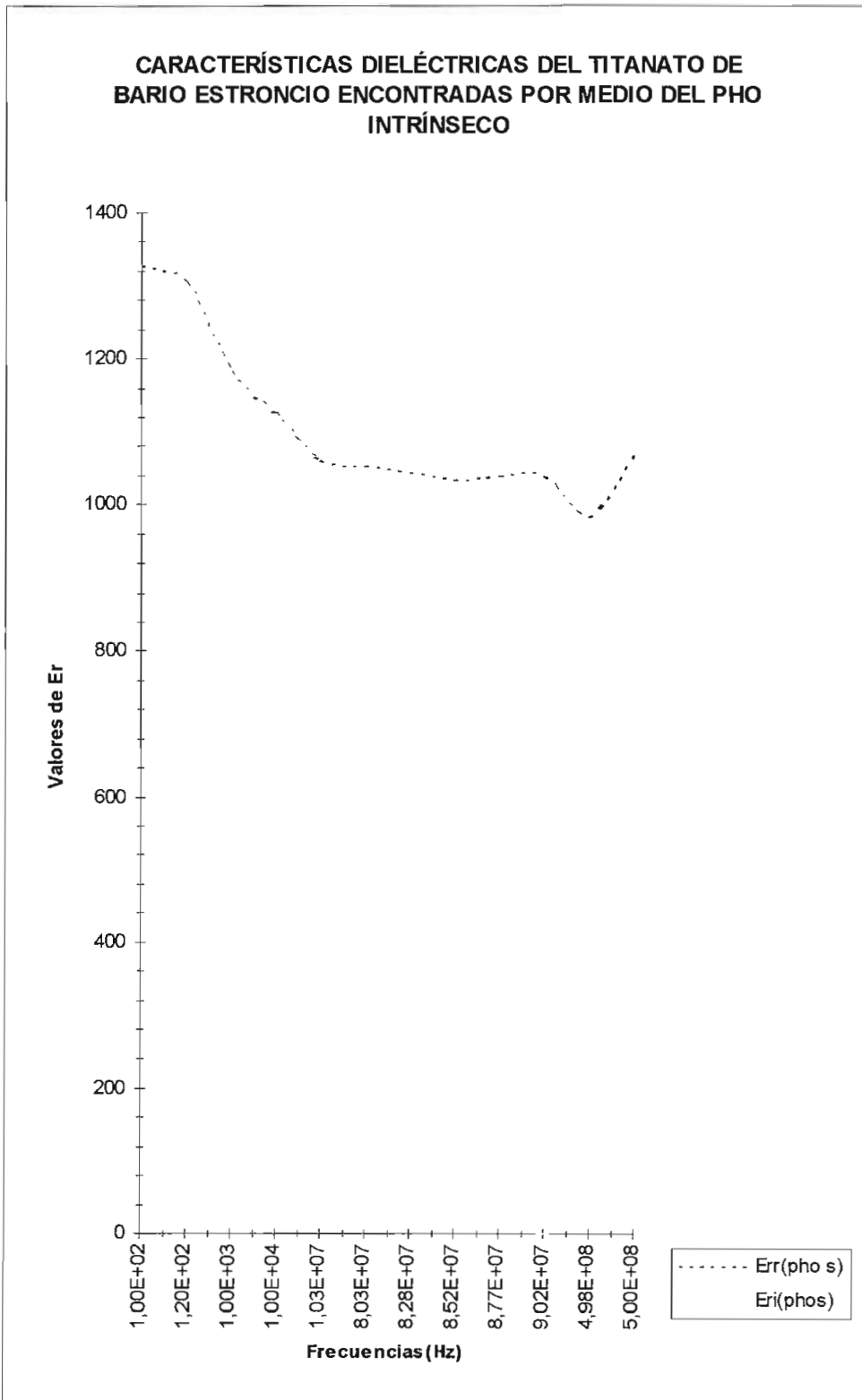


Fig. 5. 9 Características dieléctricas con respecto a la frecuencia de las muestras de $Sr_{0.75}Ba_{0.25}TiO_3$.

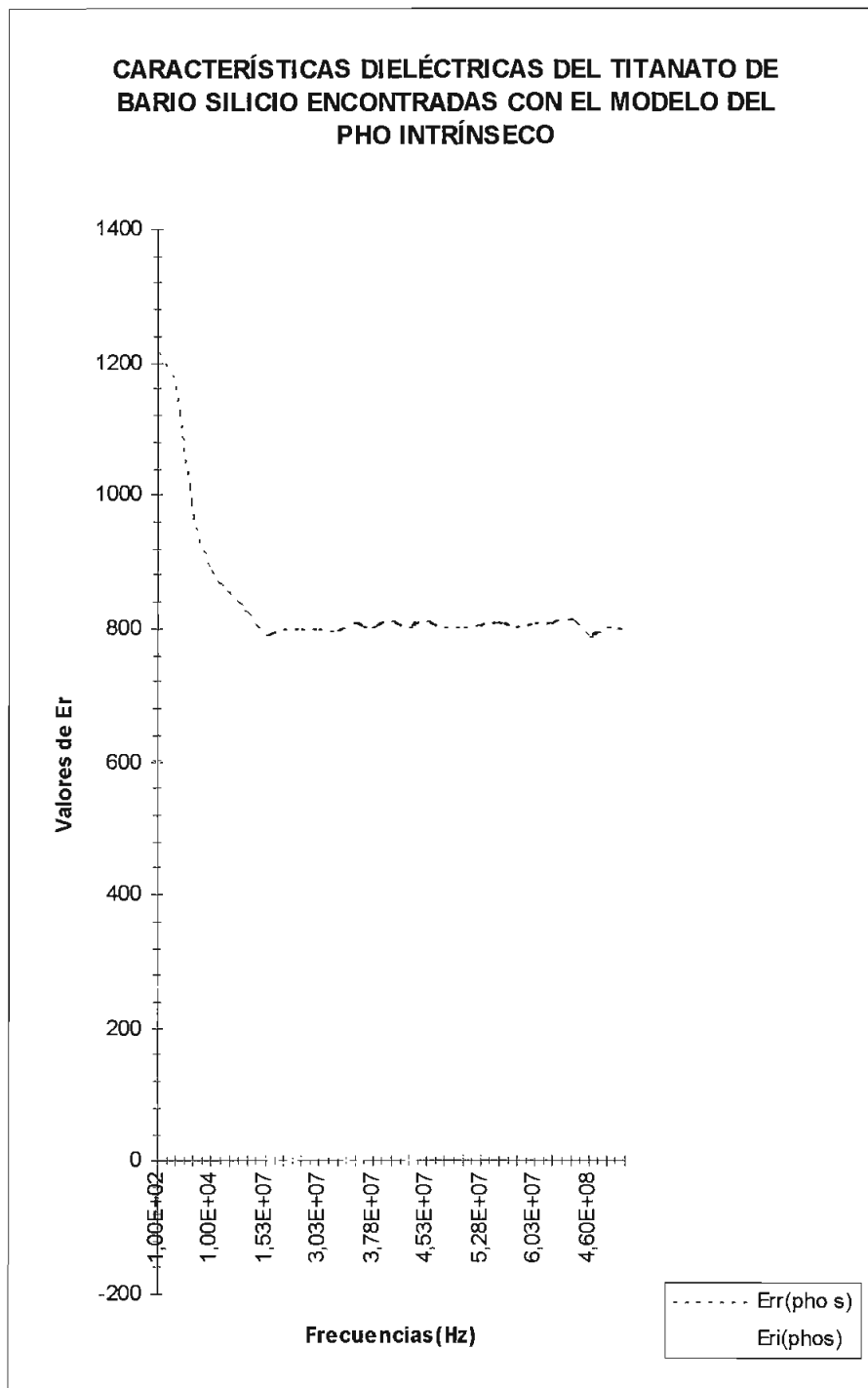
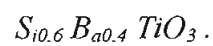


Fig. 5. 10 Características dieléctricas respecto de la frecuencia de las muestras de



En estos gráficos se puede notar que se tiene una aproximación bastante buena del esquema experimental y el modelo usado en esta tesis con respecto del comportamiento esperado para los dieléctricos en el rango de frecuencias en el que se ha determinado sus características que es presentado en los textos.

Se pueden tomar los valores a la más alta frecuencia que fue posible medir con el elemento de medición (500 Mhz) como constantes hasta la región de frecuencias de infrarrojo (aproximadamente de 10^{12} Hz a 10^{14} Hz) donde se presentará un pico de resonancia debido a la polarización iónica que se expresará en una alteración de los valores de las características dieléctricas del material. Por tanto, para la región de frecuencias de trabajo de la telefonía móvil celular se asumen como válidos los valores de las características dieléctricas a 500 Mhz.

El comportamiento del dióxido de titanio rutilico, con el tipo de procesamiento indicado presenta un comportamiento muy interesante, pues sus características se presentan relativamente constantes en un amplio margen de frecuencias, desde bajas frecuencias hasta la región del infrarrojo por lo menos; de lo que se puede apreciar que la contribución a las características dieléctricas del material de la polarización por carga espacial y de orientación, es muy pequeña, y la contribución predominante es iónica y electrónica. Una de las razones para que este compuesto tenga estas características es que se difundió pequeñas cantidades de alúmina en el proceso de quemado del material,

esta fue una “impureza” que ayudó a la densificación y a la fijación de las características dieléctricas del material al minimizar la porosidad de la muestra.

Con todas las consideraciones anteriores, las características dieléctricas de todas las muestras que se experimentó en esta investigación serían las que se presentan en la siguiente tabla:

CUADRO DE RESUMEN DE LAS PROPIEDADES DIELECTRICAS Y FÍSICAS DE LAS MUESTRAS TRABAJADAS PARA LA INVESTIGACIÓN:

COMPUESTO	SOBRE PROCESO DE QUEMADO Y MUESTRA	ϵ_r entre 824.04 y 893.97 Mhz	Pérdidas ¹⁶ entre 824.04 y 893.97 Mhz	δ (gm/cm ³)	% mejor δ	% peor δ
TiO ₂	A 1200°C; 3 horas y muestra circular en el interior del refractario.	85 ¹⁷	<60 ¹⁴	3.043	75.598	76.847
TiO ₂	A 1200°C; 3 horas y muestra rectangular en el exterior del refractario.	94.2	<103	3.889	96.626	98.222
TiO ₂	A 1100°C; 2 horas y muestra circular en el interior del refractario inferior.	55.41	<84	3.009	74.746	75.981
TiO ₂	A 1100°C; 2 horas y muestra circular en el interior del refractario superior.	11.16	<1956	2.917	72.470	73.667
TiO ₂	A 1100°C; 2 horas y muestra circular en el exterior del refractario superior.	49.87	<1469	2.742	68.131	69.257
TiO ₂	A 1100°C; 7 horas y muestra circular en el exterior de refractarios.	87.6	<108	3.972	98.670	100.30
TiO ₂	A 1100°C; 7 horas y muestra circular en el interior de refractarios.	90.47	<120	3.956	98.275	99.899
Sr _{0.75} Ba _{0.25} TiO ₃	A 1350°C y muestra rectangular pequeña	1038.26	<139.5	5.0492	98	100
Si _{0.6} Ba _{0.4} TiO ₃	A 1400°C y muestra rectangular pequeña	803.53	<177	4.9283	98	100

Tabla 5. 4 Resumen de las propiedades de las muestras trabajadas para la investigación.

¹⁶ Los valores de las pérdidas en el dieléctrico están multiplicadas por 10⁴

¹⁷ Los valores de ϵ_r^* en el rango de frecuencias anotado para esta muestra ha sido estimado pues no se contó con una muestra adecuada para su cálculo.

Con los valores encontrados de ϵ'_r de las distintas muestras que se usarán para el diseño de las antenas, se puede definir la longitud máxima que ha de tener la antena y todas las dimensiones complementarias de ella (ver Cap.3). La longitud máxima es uno de los límites fundamentales: la matriz construida para prensar el substrato en polvo y así lograr la forma del substrato de la antena microstrip en diseño es de un largo máximo de 44 mm, de un ancho máximo de 15 mm y se pueden construir muestras de un espesor máximo de 4 mm. Estas limitaciones en las dimensiones se deben a la posibilidad de moldear el polvo del substrato dieléctrico y obtener una pastilla lo suficientemente firme para continuar con su proceso de quemado; se presenta como una limitación el espesor máximo del substrato pues con una magnitud mayor se va a tener menor uniformidad de densidad en la muestra.

Otra limitación que afecta sobre todo a las dimensiones de la antena descrita en este estudio, tiene que ver con el valor esperado del ϵ'_r , dado teóricamente para el dióxido de titanio en el Cap. 3; pues el material aquí usado, es el Ti - Pure* R-902, que según la hoja de datos proporcionada por DUPONT, empresa proveedora del material, tiene la siguiente composición en peso¹⁸:

¹⁸ Los datos anotados se basan en el historial de producción de DUPONT. Dicha empresa no garantiza el que estos valores se mantengan sin variación.

COMPONENTE	Nº CAS ¹⁹	% EN PESO
Dióxido de Titanio	13463-67-7	91.0% mín.
Hidróxido de Aluminio	21645-51-2	4.7% máx.
Sílica amorfa	7631-86-9	2.0% máx.

Tabla 5. 5 *Composición del dióxido de titanio empleado para la elaboración de las muestras.*

así; el Ti - Pure* R - 902, por su composición anotada, tiene las siguientes densidades teóricas:

mejor δ teórica: 4.02519 gm./cm³

peor δ teórica: 3.95976 gm./cm³

El que las muestras tengan un espesor pequeño también se debe a la necesidad de trabajar con ellas hasta cerca de 1 Ghz de frecuencia y lograr la miniaturización del elemento.

El mínimo ancho de la lámina conductora de la antena microstrip que se pudo lograr es de aproximadamente 0.1 mm. La mejor, pero la más cara pasta para poner electrodos es

¹⁹ Referencia al "Chemical Abstracts Services"

la que tenga mayor contenido de plata²⁰ u oro, la pasta que se utilizó para poner electrodos en las muestras de este trabajo es el Product 6010 de la Dupont Electronic Materials que tiene entre otros los siguientes componentes: tolueno, aceite de pino, resina hidrogenada, gel ethyl y plata.

Por tanto, con todas las limitaciones antes anotadas, se espera tener las siguientes dimensiones en la antena microstrip:

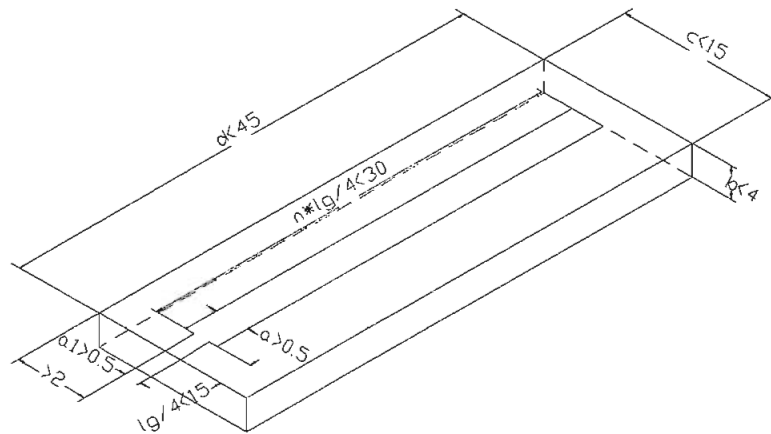


Fig. 5. 11 Dimensiones esperadas para la antena microstrip diseñada.

²⁰ A.J. Moulson y J.M. Herbert; ELECTROCERAMICS; Chapman and Hall; University Press, Cambridge; 1990; pág. 241.

5.2 CIRCUITOS Y ELEMENTOS NECESARIOS PARA REALIZAR LAS MEDIDAS EN LA ANTENA DE PRUEBA.

Los equipos utilizados en las medidas de la antena de prueba son los siguientes:

- Analizador de redes HP8712B
- Elementos adicionales a este equipo: kit de calibración tipo N de 50Ω HP85032B/E, cables coaxiales tipo N de 50Ω HP8120-6469, etc.
- Elementos de medición y calibración para las antenas microstrip.
- Cables coaxiales de 50Ω tipo RG58/U, que trabajan con conectores BNC.
- Oscilador GR 1362UHF, que trabaja de 220 a 920 Mhz (según datos de placa), Serie 1126.
- Fuente de poder GR tipo 1269-A Serie 135.
- Juegos de conectores, elementos de acoplamiento y extensión tipos: N, BNC y General Radio.
- Equipo de rotación controlada para medición de antenas²¹.
- Teléfono celular ordinario.
- Dos antenas comerciales de radiodifusión.

Se utiliza el principio de la caracterización de elementos bajo prueba por medio de la medición de sus propiedades de reflexión con la que cuenta el analizador de redes HP8712B, para determinar los parámetros de diseño y trabajo de las antenas microstrips

²¹ Detalles importantes sobre el diseño y la construcción de este equipo están en el ANEXO 6.

que se construyeron. Con este fin se diseñó y construyó un elemento de medición y calibración para microstrip, cuyo diseño y principio de funcionamiento se encuentra detallado en el anexo 5; con éste se logra que, luego del proceso de calibración adecuado, en el puerto RF - OUT del analizador de redes se obtenga las características de reflexión de la antena microstrip propiamente dicha, de las que se obtienen:

FORMATO USADO EN LA REFLEXIÓN	PARÁMETRO QUE SE OBTIENE
LOG - MAG	Diagrama de la potencia absorbida por la antena
SWR	Relación de onda estacionaria en el rango de frecuencia elegido
SMITH CHART	Impedancia de entrada a la antena microstrip
IMAG	Parte imaginaria de la impedancia de entrada

Tabla 5. 6 Características de antena microstrip que se obtienen dependiendo del formato de trabajo que se use en el puerto de reflexión RF - OUT.

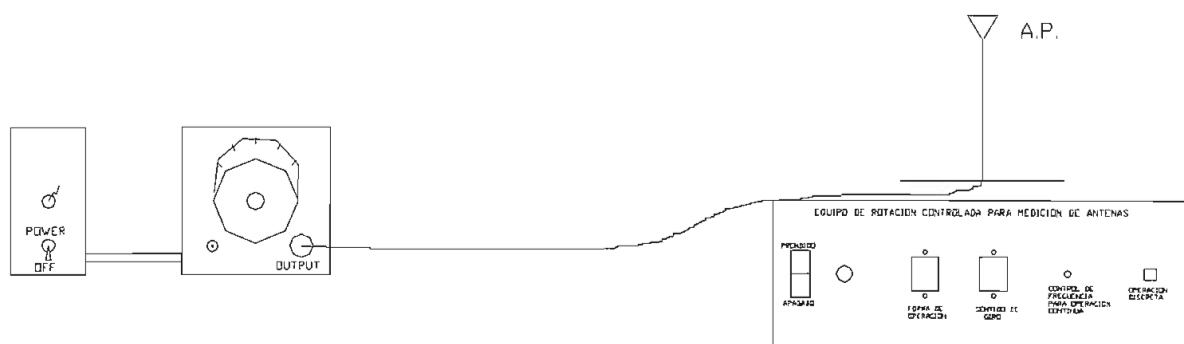
La frecuencia a la que se presenta la máxima absorción de potencia de la antena microstrip se considera como la frecuencia óptima para el diseño de ella.

El circuito con el que se hicieron las mediciones de las características de reflexión de la antena microstrip está conformado por el analizador de redes HP8712B al que se le conecta en su puerto RF OUT el elemento de medición y calibración de antenas microstrip, construido como parte de esta investigación, mediante el cable coaxial de 50 Ω RG-58/U. En el elemento de medición irá adecuadamente conectada la antena en estudio.

Para tener una referencia experimental de los parámetros de radiación de las antenas de prueba se encuentra inicialmente los parámetros de radiación de una antena que nos sirva de patrón, se escogió como antenas patrón las antenas hechas de alambre delgado. Cabe mencionar que para antenas de este tipo se han hecho muchas investigaciones y se trabaja adecuadamente con esta antena como antena monopolo en $\lambda/2$ con polarización vertical y como antena dipolo en λ con polarización horizontal, a la frecuencia de diseño de la antena microstrip. De este tipo de antena existe la suficiente información en la que es posible basarse para establecer relaciones y comparaciones con las mediciones que se hagan. Las mediciones para las antenas patrón se realizan con los siguientes esquemas:

a) Se determina las características de transmisión con el esquema diagramado en la Figura 5.12:

CIRCUITO DE TRANSMISION



CIRCUITO DE RECEPCION

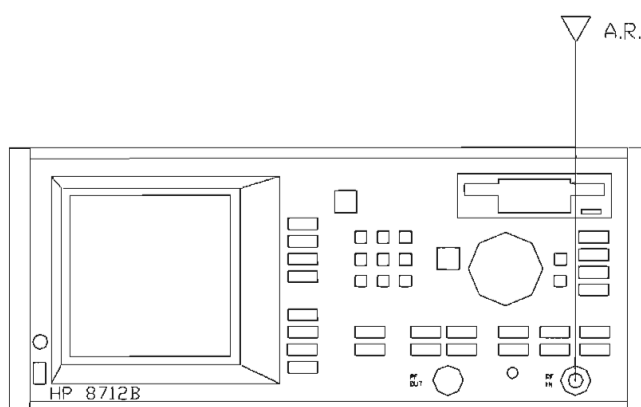


Fig. 5. 12 Diagrama que muestra el esquema utilizado para determinar características de transmisión de antena patrón.

El circuito de transmisión anterior para determinar las características de transmisión de la antena patrón está implementado de la siguiente manera:

- La fuente de poder alimenta al oscilador GR1362 UHF de tal forma que la frecuencia de operación de este oscilador sea la frecuencia a la que se diseñó la antena microstrip.
- La señal del oscilador principal alimenta a un cable coaxial que a su vez está alimentando al extremo de una de las antenas patrón.

- La antena patrón monopolo en $\lambda/2$ o dipolo en λ actúa como el elemento radiador de la señal transmitida. A este elemento radiador se acondiciona convenientemente de tal forma que se mantenga adherido al equipo de rotación controlada para medición de antenas y tenga el tipo de polarización que le corresponda.

- El equipo de rotación controlada para medición de antenas funciona de tal forma que permite que la señal transmitida se emita manteniendo una distancia constante del elemento de recepción; el frente de ondas de transmisión es rotado cada 4° hasta alcanzar la rotación completa, o sea 360° , en un total de 90 posiciones para medición. Los detalles de diseño y funcionamiento de este equipo se encuentran en el anexo 6.

El circuito de recepción para determinar las características de transmisión de la antena patrón está implementado de la siguiente manera:

- La antena comercial de radiodifusión en $\lambda/2$ permanece conectada en una posición fija al puerto RF IN del analizador de redes HP8712B.

-El analizador de redes HP8712B trabaja con su canal de recepción RF IN en el formato de Log Mag, en que se obtiene el nivel de señal en potencia que recepta la antena comercial de radiodifusión para las distintas posiciones que presenta el frente de ondas transmitidas. Se ubica la frecuencia de trabajo de la antena transmisora como frecuencia central del equipo de recepción, que presenta un span en pantalla de 5 Mhz para apreciar posibles variaciones en la señal.

Hecho esto, se procede a determinar las características de las antenas de prueba utilizando prácticamente los mismos circuitos planteados anteriormente, sustituyendo la antena patrón (A.P.) por la antena de prueba(a.p.) en la Fig. 5.12 en el circuito de Tx.

Para poder encontrar dos diagramas fundamentales de radiación y comparar los resultados de las antenas patrón con los que se obtengan de las antenas de prueba es necesario considerar el efecto de las imágenes para lograr una respuesta óptima de las antenas frente a los dos tipos de polarización de señal que se utilizan, así:

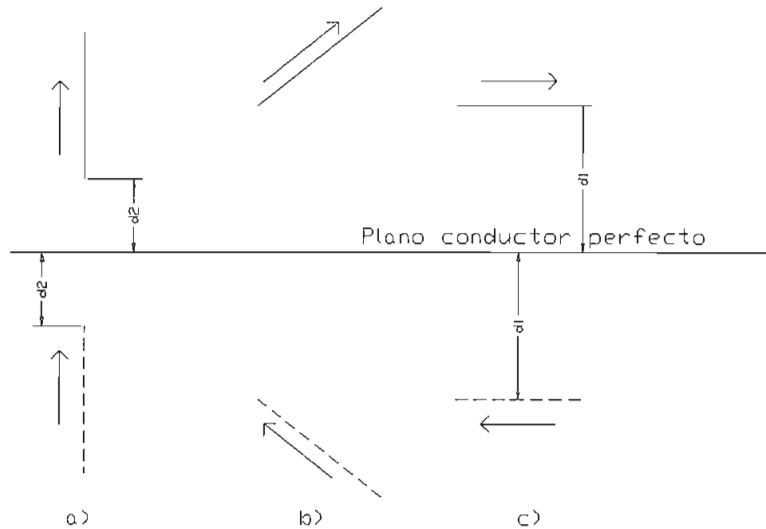


Fig. 5. 13 Efecto de la presencia de un plano de tierra con la teoría de imágenes.

En esta figura se evidencia que el efecto de la presencia del plano de tierra para una antena polarizada verticalmente respecto de la tierra es reforzar la señal radiada de tal forma que este efecto se puede reemplazar al colocar una antena de iguales características de la forma mostrada en a), eliminando el plano de tierra; mientras que la

presencia del plano de tierra para una antena polarizada horizontalmente tiende a anular la radiación de tal forma que es lo mismo que tener una antena igual y simétrica, con respecto al plano de tierra, pero con su corriente en sentido contrario al de la original.

Por tanto, para poder obtener las respuestas de la antena de prueba en polarización vertical, se implementó la configuración de antena monopolo microstrip en $\lambda/2$ con un plano de tierra perpendicular al elemento de radiación con lo que se refuerzan las propiedades de radiación de la antena debido al principio de imágenes antes anotado. Mientras que para obtener las respuestas de la antena de prueba en polarización horizontal, se implementó una configuración de antena dipolo microstrip de λ evitando la presencia de objetos metálicos al menos una distancia de $\lambda/2$.

Es necesario anotar que para la conexión entre los equipos de medición y las antenas de prueba se utiliza la transición entre cable coaxial y microstrip, experimento ya hecho por E.H. England²², quien presenta el siguiente esquema con el que se debe hacer la transición:

²² E.H. ENGLAND; A coaxial to microstrip transition; IEEE Transactions on MTT; January 1976

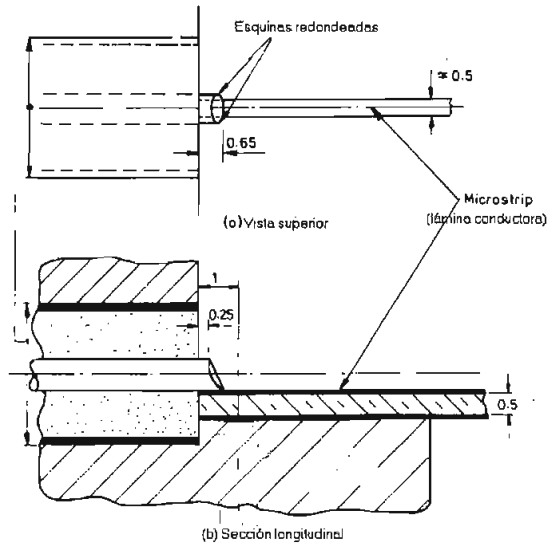


Fig. 5. 14 *Transición cable coaxial a microstrip propuesta por England.*

Esta transición desarrollada por England presenta un coeficiente de reflexión menor a 0,01(según el mismo artículo), valor adecuado para el tipo de investigación que se realiza..

No se dispuso del mismo tipo de cables coaxiales, por lo que se tomó las mismas relaciones entre las dimensiones del cable coaxial que encontró England en su trabajo y las relaciones entre las dimensiones de los cables coaxiales utilizados en estas pruebas experimentales. Esto puede verse en el siguiente gráfico:

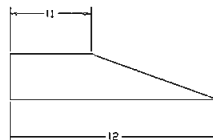


Fig. 5. 15 *Relación de dimensiones para la transición entre cable coaxial (o conector de cable coaxial) y la microstrip.*

Por tanto, se debe tratar de mantener la relación: $l_2/l_1 = 2.6$

5.3 OBTENCIÓN DE PARÁMETROS DE RADIACIÓN Y CARACTERÍSTICOS DE LA ANTENA. PRUEBAS EXPERIMENTALES.

5.3.1 CALIBRACIÓN DEL ANALIZADOR DE REDES PARA OBTENER LAS CARACTERÍSTICAS DE TRABAJO DE LA ANTENA MICROSTRIP.

Dada la necesidad de indagar las características de las antenas diseñadas y el comportamiento de estas con respecto a la frecuencia, se usa el puerto RF OUT del analizador de redes para, haciendo una correcta calibración y usando los elementos adecuados, obtener las características de la antena al tener su comportamiento de reflexión respecto de la señal emitida en el analizador de redes.

Las características que pueden obtenerse para la antena microstrip, están dadas en la tabla 5.6

Para poder apreciar el comportamiento de la antena, respecto de la frecuencia y ajustar sus características en la banda de trabajo de esta investigación, es necesario observar el comportamiento de la antena en todo el rango de frecuencias de trabajo del analizador (0.3 Mhz a 1.3 Ghz) y en el rango de frecuencias de trabajo de la telefonía móvil celular (824.04 Mhz a 894.04 Mhz), por lo que se tuvo que hacer las respectivas calibraciones en el puerto RF OUT para estos rangos de frecuencia, así:

a) Calibración del analizador de redes en el rango de frecuencias de trabajo de telefonía móvil celular.

proceso de calibración del canal 1, para que trabaje en la obtención de características de reflexión, será válido únicamente para el rango de frecuencias aquí seleccionado, o para un rango de frecuencias intermedias en el rango.

- Se hace la calibración del canal 1 como puerto de reflexión de la forma indicada en el manual del analizador de redes HP8712B; los patrones de calibración se construyeron en un solo elemento llamado *de calibración y medición de microstrips*, que está más ampliamente tratado en el anexo 5.

b) Calibración del analizador de redes en todo el rango de su frecuencia de trabajo: 0.3 Mhz a 1.3 Ghz: Es idéntico al proceso anterior; difiere en que las frecuencias *START* y *STOP* son los límites de frecuencias del nuevo rango.

5.3.2 AJUSTE DE CARACTERÍSTICAS DE TRABAJO DE ANTENA MICROSTRIP.

Al ser el objetivo de esta investigación el diseño de las antenas microstrip para el trabajo en la banda de frecuencias de la telefonía móvil celular, se tuvo que realizar ajustes en el diseño de estas para lograr el trabajo adecuado en dicha banda, así:

5.3.2.1 AJUSTE PARA LA OBTENCIÓN DEL PICO DE MÁXIMA ABSORCIÓN DE POTENCIA EN LA BANDA FRECUENCIAS DE LA TELEFONÍA CELULAR:

Luego de realizado el diseño de la antena microstrip sobre uno de los substratos de características adecuadas, se implementa el circuito para la determinación de las características de la antena en todo el rango de frecuencias del analizador, por medio de

sus respuestas de reflexión, en el modo LOG - MAG de trabajo se observa el pico de máxima absorción de potencia, con el uso de un marcador (que es un elemento indicador que se presenta en la pantalla del analizador de redes) es posible ubicar la frecuencia a la que se presenta, esta es la llamada *frecuencia central* (f_c).

Para el trabajo óptimo de la antena en la telefonía celular, es necesario que esta cumpla:

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

En la que el mínimo ancho de banda de absorción es 45 Mhz, debido a que esta es la separación entre la frecuencia de las señales transmitidas y receptadas de un mismo canal; en la banda de absorción, lo óptimo es que se cumpla que: $1 \leq \text{SWR} \leq 2$

Si se trabaja con la banda de absorción mínima se tiene que :

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

Si a la f_c obtenida aquí y en la banda de absorción mínima se tienen valores de $3 \leq \text{SWR}$, se comprueba que la antena diseñada *no presenta características mejorables*.

A) Si dicha frecuencia central es superior(f_s) a la banda de frecuencias de la telefonía móvil celular, se infiere que la dimensión del elemento de radiación es más pequeña de lo que se esperaba, por tanto, para que este pico de absorción se encuentre en la banda deseada es necesario aumentar la dimensión del elemento fundamental de radiación usando la siguiente corrección aproximada de esta longitud:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{C}{f_s * \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{Ec. 5.9}$$

- De esta ecuación se obtendrá el valor de ϵ_{eff} corregido con el que podemos calcular usando esta misma ecuación la dimensión (l') de la antena microstrip para que presente su pico de absorción de señal a una frecuencia f (la más conveniente vendría a ser la frecuencia central de la banda: 859.04 Mhz) que se encuentre en la banda de frecuencias para telefonía móvil celular.

- Repintada la antena con esta nueva dimensión (l'), se procede a verificar si la presencia del pico de absorción está dentro de la banda de frecuencias que interesa.

- Si el máximo pico de absorción se encuentra fuera de la banda de interés se debe observar si la frecuencia a la que este se encuentra es superior o inferior; si es superior se repite el proceso anteriormente dicho, si es inferior, se siguen las consideraciones sugeridas en el caso B) de este acápite.

- Cuando el máximo pico de absorción se encuentra en la banda de interés, se cambia la calibración del circuito para el rango de trabajo de telefonía móvil celular, con el uso de un marcador se ubica la frecuencia a la que se presenta el pico; esta es la *frecuencia central de trabajo* (f_{c_0})

Casos en los que se tenía que hacer este tipo de corrección: aumentar la dimensión del elemento de radiación, fueron más bien escasos.

B) Si la frecuencia central es inferior (f_i) a la banda de frecuencias de la telefonía móvil celular, la dimensión (l) utilizada en el elemento de radiación es mayor que la requerida para que la resonancia se presente en la banda mencionada, por lo que usando la Ec. 5.9

se disminuye la longitud(l') hasta lograr que el pico de mayor absorción se presente a una frecuencia adecuada. Es recomendable que a la par que se va haciendo esta reducción en la longitud usando lijas muy finas o estilete para remover la pintura conductiva, se observe el comportamiento del corrimiento del pico de absorción a frecuencias superiores, pues la longitud corregida (l') suele no ser exactamente la requerida.

Generalmente debido al raspado de la pintura conductiva, se observa que el pico de absorción que se tenía en f_i presentaba mejores características respecto de las características de el pico de absorción que se presenta a la nueva frecuencia f superior a f_i ; esto se puede explicar porque el raspado deja regiones microscópicas de pintura conductora que forman una especie de islas conductivas que aumentan los efectos de dispersión y por ende degeneran las características iniciales de la antena.

- Si el máximo pico de absorción se encuentra fuera de la banda de interés se debe observar si la frecuencia a la que este se encuentra es superior o inferior; si es inferior se repite el proceso anteriormente dicho, si es superior, se siguen las consideraciones sugeridas en el caso A) de este acápite.

- Cuando el máximo pico de absorción se encuentra en la banda de interés, se cambia la calibración del circuito para el rango de trabajo de telefonía móvil celular, con el uso de un marcador se ubica la frecuencia a la que se presenta el pico; esta es la *frecuencia central de trabajo* (f_{c_0})

5.3.1.2 AJUSTE PARA LA OBTENCIÓN DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA A LA ANTENA MÁS CERCANA A 50 OHMIOS:

Este ajuste es importante por la necesidad de lograr una buena SWR para la antena en la banda de frecuencias de interés; es conocido que para una antena lo óptimo es tener:

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

El formato de presentación de las características de reflexión de la antena que da más facilidades para el ajuste de este valor es el de la Carta de Smith pues en la misma se visualizan los valores de la impedancia de entrada que presenta el elemento.

Es necesario recordar el criterio ya dado en el Capítulo 3 acerca de la impedancia característica de la microstrip con respecto de la relación de sus dimensiones físicas: la impedancia característica aumenta al disminuir el valor de la relación a/b , y viceversa.

Por tanto, si el elemento presenta a la frecuencia de resonancia un valor menor de impedancia de entrada al de la impedancia característica del equipo, que es de 50 ohmios, se logra incrementar el valor de esta impedancia disminuyendo el ancho de la sección de microstrip de acoplamiento a la antena (a_1).

En caso contrario, si el elemento presenta a la frecuencia de resonancia un valor mayor de impedancia de entrada al de la impedancia característica del equipo, se logrará la disminución de esa impedancia aumentando el ancho de la sección de microstrip de acoplamiento a la antena. Este es un proceso más dificultoso pues supone repintar, requemar y probar que se logró disminuir la impedancia de entrada en un valor adecuado.

Con los modelos de determinación de la impedancia característica a partir de las dimensiones físicas de la antena microstrip, fue común encontrar que la impedancia de entrada a la antena microstrip era menor que la óptima, por tanto se procedía a despintar por lo ancho al elemento de acoplamiento, probando siempre la variación de la impedancia de entrada en cada cambio que se hacía a la antena.

Generalmente se presenta la necesidad de hacer los dos tipos de ajustes antes mencionados (de pico de máxima absorción y de impedancia de entrada) en el diseño de la antena microstrip, se recomienda realizarlos en el orden en que fueron presentados, pues si no se logra en primera instancia que se presente la resonancia a la frecuencia que interesa, no sirven los cambios en la impedancia de entrada de la antena.

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.

Obviamente, si el pico de absorción que se presenta a una frecuencia superior (f_s) o inferior (f_i) a la banda de frecuencias que nos interesan no es lo suficientemente pronunciado, es de esperarse que no se logre mejorar el mismo al hacer el ajuste de frecuencia. Se comprobó que conviene probar cual va a ser el mejor diseño de antena (la que usa el modelo de Wheeler o la que usa el modelo de Presser) para cada una de las distintas muestras que se utilizan, antes que pretender hacerle correcciones al diseño que no presenta características mejorables.

Luego de lograr una antena microstrip que trabajará en buena forma en la banda de frecuencias de interés, se procede a efectuar las mediciones y grabaciones de las características de ella tomando como base para esto lo sugerido en la tabla 5.6.

5.3.2 FORMA EN LA QUE SE LOGRA LA CALIBRACIÓN DEL ESQUEMA DE MEDICIÓN PARA DETERMINAR EL LÓBULO DE RADIACIÓN DE LA ANTENA MICROSTRIP.

Como es necesario tener el equipo de transmisión generando su señal a la frecuencia en el que se espera que el trabajo de la antena microstrip sea óptimo (frecuencia de máxima potencia absorbida), es necesario calibrarlos conjuntamente al equipo de transmisión y recepción.

La posibilidad de hacer esta calibración con mucha precisión se tiene por las opciones de trabajo que presenta el analizador de redes HP8712B; así, se procede de la siguiente manera:

- Se realiza en primera instancia y en forma independiente la calibración de los puertos de reflexión y transmisión, así:

- Se hace la calibración del canal 1 como puerto de reflexión en el rango de la frecuencia de trabajo de la telefonía celular de la forma como se indica en 5.3.1.1.
- Se escoge el canal 2 del analizador de redes HP8712B para realizar las medidas de la capacidad de transmisión de las antenas microstrip, por lo que trabaja en este modo presionando CHANNEL 2, *TRANSMISSION*; para su calibración se presiona CAL,

TRANSMISSION, RESPONSE, luego de lo cual el analizador pedirá un patrón de conexión normalizada conectada entre el puerto 1 y el puerto 2; se probó que la mejor opción de conexión entre estos dos puertos para realizar la calibración de Transmission es la del cable coaxial con terminales tipo N que tiene el mismo valor de impedancia característica que el escogido para trabajar como base en el analizador de redes, y es un elemento adicional cuyo código es HP8120-6469. La forma de comprobar que la calibración es correcta es que la traza que se presenta en el diagrama de formato LOG - MAG tenga niveles de señal cercana a cero.

- Cuando se sigue el proceso anterior, la última calibración del canal 2 se presentará con brillo y la del canal 1 se verá ubicada detrás de la anterior y opaca; por tanto las calibraciones en ambos canales se encontrarán activas. Se procede a guardar estas calibraciones, para lo que se selecciona el elemento en el que van a ser guardadas, es conveniente hacerlo en DISK INT 3.5'; realizada esta selección, se guarda las calibraciones de la forma sugerida en el manual del analizador, se generará un archivo tipo STATE#.STA en el diskette utilizado; este estado de calibración será el mismo para todas las mediciones de antenas que se vayan a realizar en el rango de frecuencias elegido.

- Obtenido ya el archivo que guarda el estado de calibración requerido, se ubica en el puerto de reflexión el elemento de medición construido con la antena microstrip en estudio, se trabaja en el formato LOG - MAG con lo que se podrá observar en el canal 1 el pico de absorción máxima de la antena, se activan los marcadores y se ubica uno de ellos en este mínimo.

El equipo de transmisión debe permanecer encendido al menos un cuarto de hora para poder trabajar con una señal lo más estable posible²³, se hace que la frecuencia de esta señal sea lo más cercana a la frecuencia que estará indicando el marcador; es posible captar esta señal pues la antena de radiodifusión se mantiene conectada al puerto 2, esto es lo que muestra el analizador en estas condiciones:

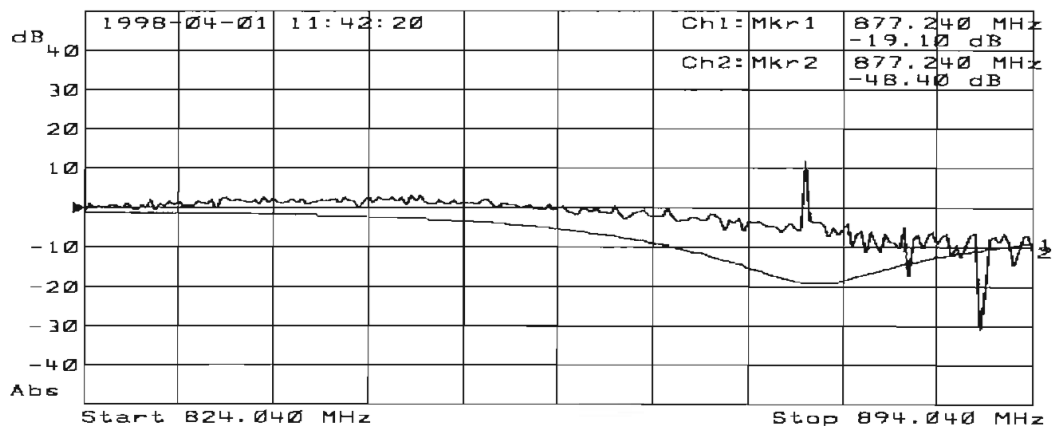


Fig. 5. 16 Visualización en todo el rango de frecuencias de trabajo de las características de reflexión de la antena en estudio y de la señal que es transmitida y captada en el canal 2.

- La calibración anterior del sistema de medición se puede considerar gruesa, por lo que a la frecuencia en que se realizó se la pone como frecuencia central en el analizador de redes, para la observación de cambios alrededor de ella, pero para que estos cambios

²³ Se comprobó que la señal del equipo transmisor, que funciona con tubos y tiene ya un buen tiempo de trabajo, tarda al menos un cuarto de hora en estabilizarse, presenta un pequeño corrimiento de frecuencia, ventajosamente no muy significativo y luego de media hora de uso el nivel de su señal empieza a desvanecerse, aunque sin afectar en gran medida la validez del nivel de referencia de señal tomado.

sean más apreciables, se reduce el span del equipo a 5 Mhz; ya en estas condiciones se reubica el valor de la frecuencia en la que se presenta el mínimo en el canal 1, se mueve la señal transmitida hasta que coincida con la frecuencia central y se procede a sintonizar el circuito de transmisión en la forma que fue indicada con anterioridad.

5.3.3 RESULTADOS RELEVANTES OBTENIDOS DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENA MICROSTRIP.

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

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

MATERIAL	a	b	a1	lg	l'g/4
Si _{0.6} Ba _{0.4} TiO ₃	3.879	1.706	0.2	14.0	4.184

Tabla 5. 7 Dimensiones de la antena identificada como HF g) de Ba - Sr.

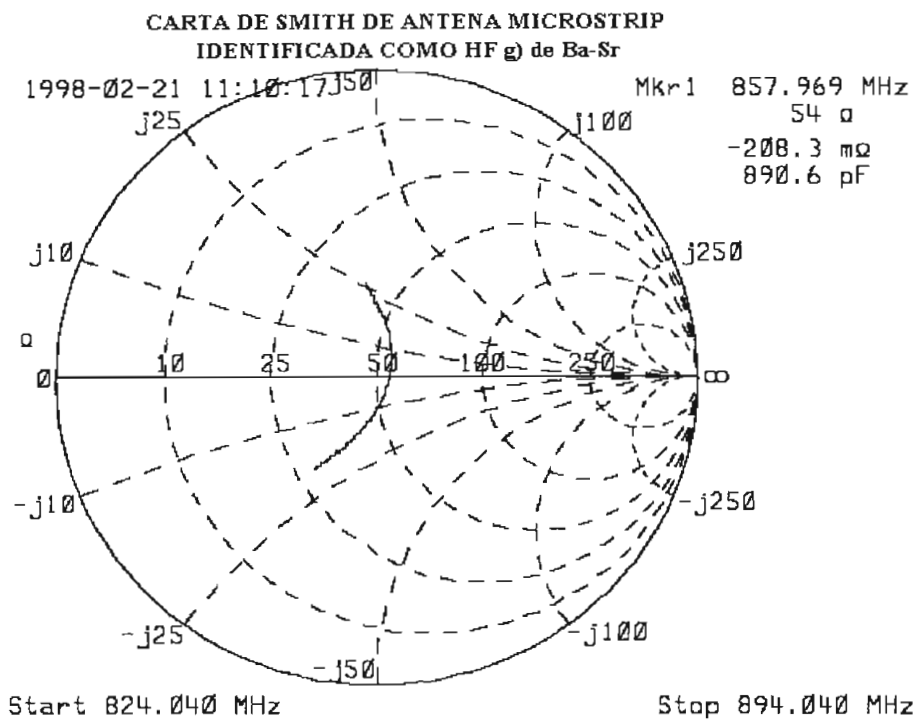


Fig. 5. 17 Carta de Smith de la antena microstrip identificada como Hfg) de Ba - Sr

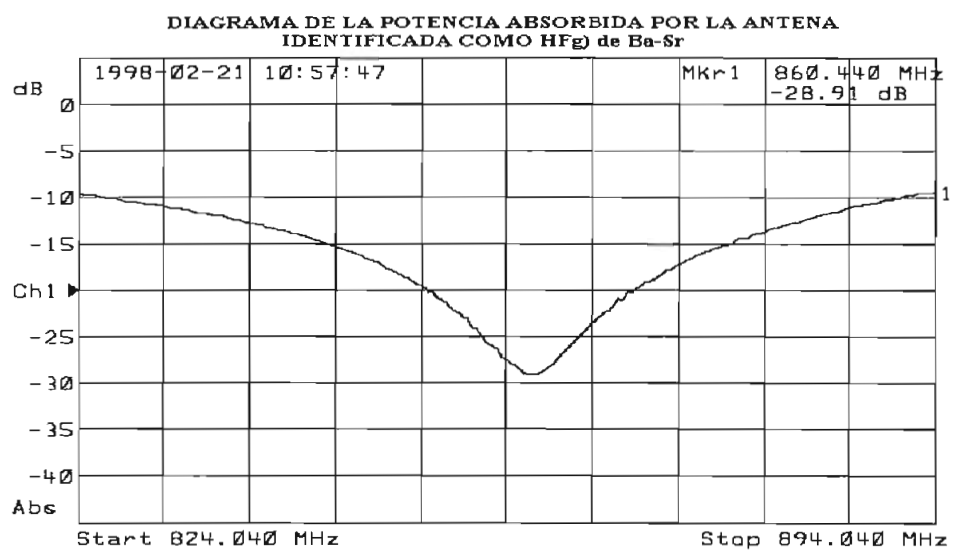


Fig. 5. 18 Potencia absorbida de la antena microstrip identificada como Hfg) de Ba - Sr

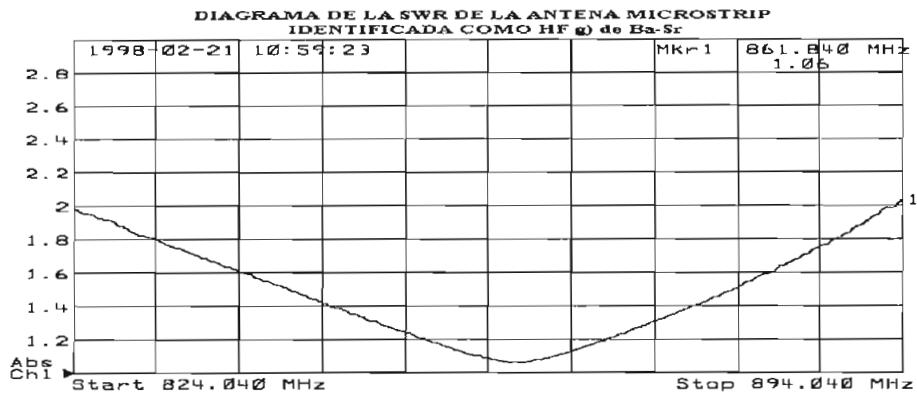


Fig. 5. 19 *SWR de la antena microstrip identificada como HFg) de Ba - Sr*

De la figura 5.18 se puede ver que tiene una banda de absorción de potencia sumamente pronunciada que cubre todo el rango de frecuencias de telefonía móvil celular.

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

La frecuencia central de trabajo(f_{c_0}) sugerida para esta antena viene indicada como dato del marcador en el gráfico 5.19 y aquí es de: 861.84 Mhz

El valor de SWR, que se aprecia en Figura 5.19 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.

Resulta interesante anotar que las propiedades de esta antena se fueron degenerando debido a la manipulación y a las reiteradas conexiones y desconexiones a las que fue sometida, por lo que se intentó restituir las características alcanzadas inicialmente por la

antena; esto resultó imposible por la inexistencia de elementos de trabajo que permitan una reproducción idéntica del diseño inicial.

DIFERENCIAS EN LAS CARACTERÍSTICAS EXPERIMENTALES DE ANTENAS DISEÑADAS BASADAS EN LOS MODELOS DE WHEELER Y PRESSER.

Para tener una idea práctica de las diferencias que se presentan en las características de antenas al diseñarlas con el modelo de Presser o de Wheeler, se diseñaron antenas $\lambda/2$ en un mismo substrato identificado como Hfl), de los que se obtuvieron las siguientes gráficas:

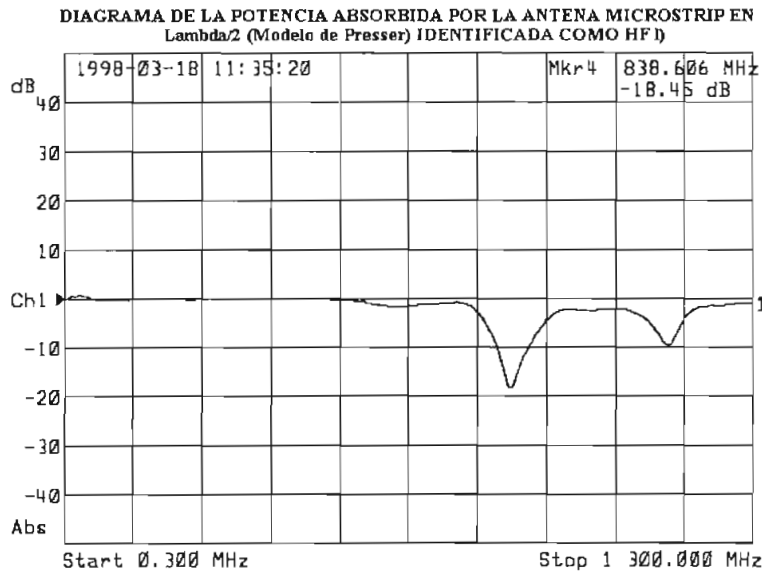


Fig. 5. 20 Característica de antena diseñada con el modelo de Presser en el mismo substrato y con los mismos datos de partida que para el diseño con el modelo de Wheeler.

MATERIAL	a	b	a1	lg	l'g/4
$\text{Sr}_{0.75}\text{Ba}_{0.25}\text{TiO}_3$	2.560	0.921	0.1	12.94	3.235

Tabla 5. 8 Dimensiones obtenidas con el modelo de Presser de la antena identificada como HF I).

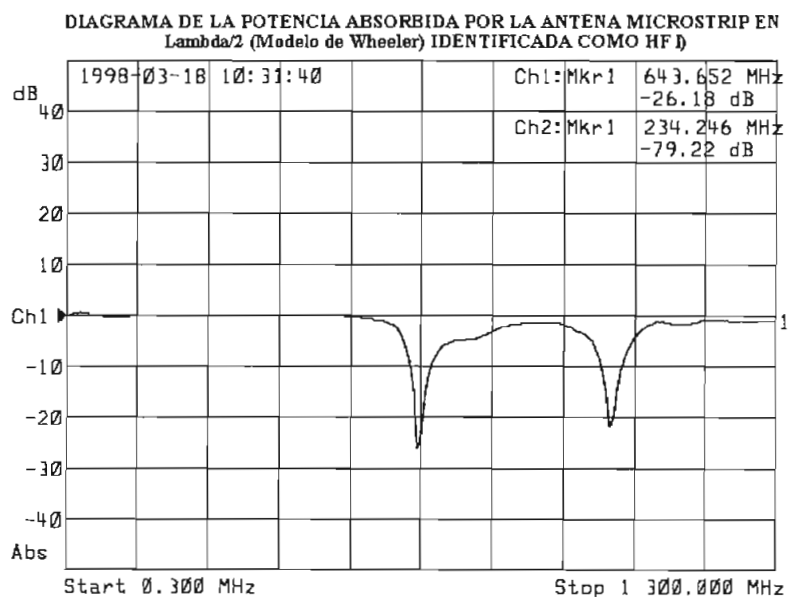


Fig. 5. 21 Característica de antena diseñada con el modelo de Wheeler en el mismo sustrato y con los mismos datos de partida que para el diseño con el modelo de Presser.

MATERIAL	a	b	a1	lg	l'g/4
$\text{Sr}_{0.75}\text{Ba}_{0.25}\text{TiO}_3$	3.469	0.921	0.1	12	3.635

Tabla 5. 9 Dimensiones obtenidas con el modelo de Wheeler de la antena identificada como HF I).

En las que las diferencias de resultados que presentan los diseños pueden explicarse por las distintas dimensiones de antenas que cada modelo genera: el largo del elemento radiador tiene pequeñas variaciones entre los dos modelos, pero resulta evidente la gran diferencia del ancho del elemento radiador que los modelos entregan: el ancho del elemento radiador del modelo de Presser es mucho menor que el ancho del elemento radiador del modelo de Wheeler.

De las gráficas anteriores puede decirse que:

- En la antena microstrip más ancha aparecerán modos de oscilación superiores a menor frecuencia que para la antena microstrip delgada, esto es debido a que en la microstrip ancha comienza a notarse la influencia de las corrientes transversales a la lámina conductora que en una lámina delgada son consideradas despreciables.
- Como un corolario a la anterior situación se tiene que el pico de absorción del modo natural de oscilación de la microstrip será el primero que se presente en una antena diseñada con el modelo de Presser, mientras que no necesariamente será el primer pico en una antena diseñada con el modelo de Wheeler, sino que por la influencia de las corrientes transversales conductoras pueden haber modos de oscilación a menores frecuencias que a la que se tendría el modo natural de oscilación.
- El pico de absorción en el modelo de Wheeler es más pronunciado que en el modelo de Presser debido a que se presentará mayor dispersión en este último al tener su elemento radiador mayor longitud.

5.3.4 DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE LAS ANTENAS PATRÓN Y DE LAS ANTENAS MICROSTRIP, CARACTERÍSTICAS DE ESTAS ÚLTIMAS.

Del trabajo con el esquema de la Figura 5.12, se obtuvo trabajando punto a punto el diagrama de radiación de potencia de las antenas patrón y de prueba, se graficó en un diagrama polar que es el requerido para graficar este tipo de característica utilizando el paquete Mathematica 2.1.

Para determinar su lóbulo de radiación, la alimentación en línea de la antena microstrip necesita de un elemento que conecte esta con la lengüeta que se forma al acondicionar el pin BNC como transición coaxial - microstrip; para este fin se utilizó una pasta epóxica conductiva (Silver epoxy E-SOLDER No.3025® de la casa INSULATING MATERIALS INC.)

Para determinar las características de reflexión de la antena en el elemento de medición y calibración se utilizó un bloque de teflón, que por presión ayudó a la conexión entre la línea microstrip del elemento y la antena microstrip.

Para la determinación de los diagramas de radiación no se cuenta con una cámara anecoica con la que se podría aproximar a obtener valores reales de estos diagramas.

se mantiene las antenas en el campo lejano para las mediciones haciendo que la distancia (r) entre estas sea²⁴: $r > (2L^2)/\lambda$

donde L es la mayor dimensión que tiene la antena a la que se le está encontrando su diagrama de radiación.

Por tanto, al cumplir las condiciones anteriores en las mediciones, se podrán obtener valores referenciales de las características de radiación de las antenas que permitirán definir tendencias de comportamiento de las antenas.

Se fija la frecuencia a la que se encontrará el diagrama de radiación observando en el analizador de redes, previamente calibrado como se indica en 5.3.2, en que frecuencia se tiene el máximo pico de recepción de señal, generalmente varía un máximo de 5 Mhz de la frecuencia esperada.

5.3.4.1 DIAGRAMAS DE RADIACIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS MONOPOLO EN $\lambda/2$ MEDIDAS CON POLARIZACIÓN VERTICAL.

Los diagramas de radiación que aquí se presentan son los más representativos de una serie de mediciones hechas para su estudio, pues para poder determinar una tendencia en estos se determinaron diagramas de radiación a distintas distancias(2, 3 y 5 mts.) entre la antena transmisora y receptora(se mantuvo fija la posición del circuito de transmisión procurando mantener el mismo patrón de reflexión en todas las mediciones); luego se obtuvo el diagrama de radiación en una disposición perpendicular de los circuitos de

²⁴ E.C. JORDAN y K.G. BALMAIN; "Ondas Electromagnéticas y sistemas radiantes"; Tercera Edición; Edit. Paraninfo S.A.; Madrid; pág. 561

recepción y transmisión con respecto a las anteriores mediciones, en esta disposición solo se midió a una distancia de 2 metros entre la antena transmisora y receptora. En cada una de las alternativas de medición se obtuvo 3 lóbulos de radiación.

Para la antena monopolo en $\lambda/2$ hecha con alambre delgado y medida con polarización vertical se presenta el diagrama mostrado en la figura 5.22:

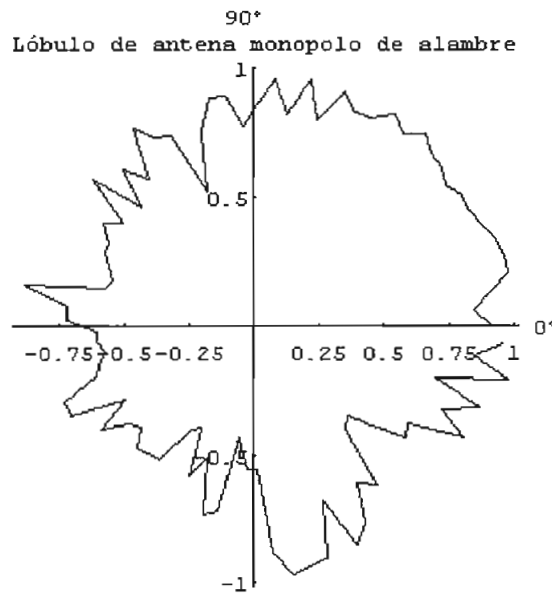


Fig. 5. 22 Diagrama de radiación de la antena patrón monopolo en $\lambda/2$.

Se aprecia que las tendencias que se encuentran en este diagrama de radiación experimental coinciden con las que son expresadas en los textos y en la teoría.

fig. 5.23 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 $\lambda/2$.

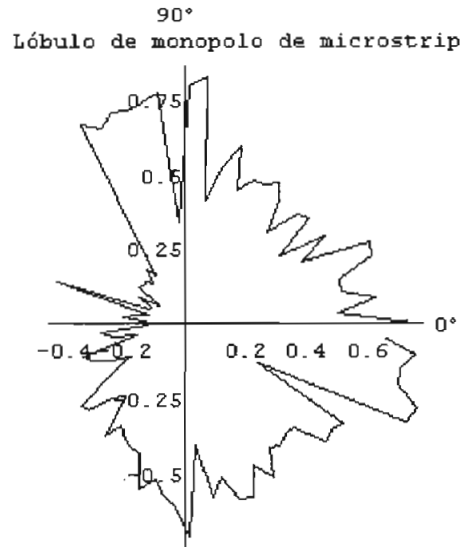


Fig. 5. 23 Patrón de radiación de la antena microstrip monopolo en $\lambda/2$ con el mismo valor de normalización que antena monopolo en $\lambda/2$ de alambre delgado.

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

De este gráfico se desprende que el nivel de captación de señal de 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

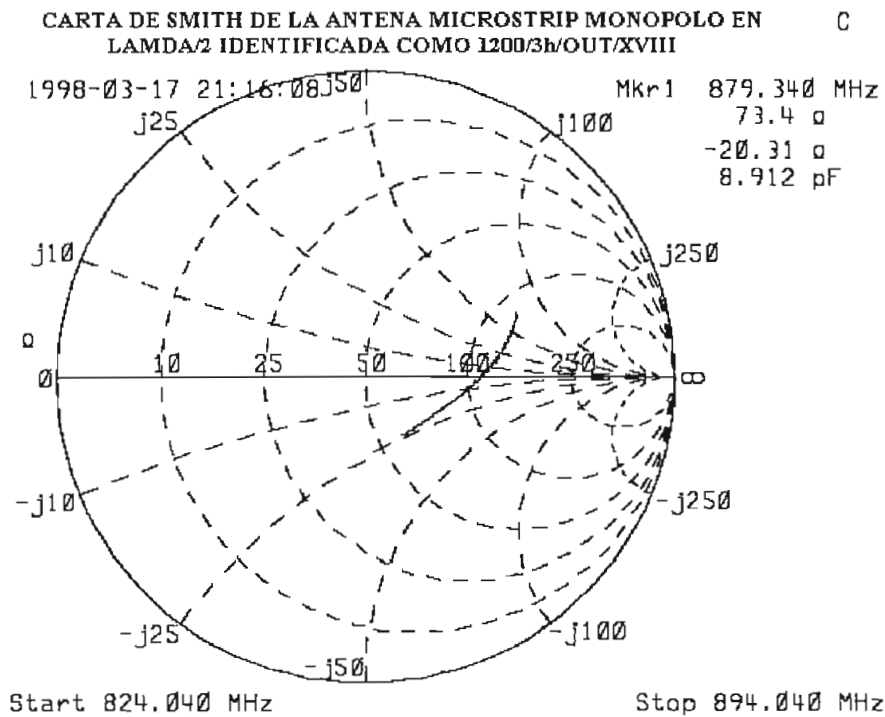
implica que existen pérdidas debido al desacoplamiento de la impedancia de entrada de la antena y por la inexistencia de una transición suave entre el sustrato dieléctrico y el aire.

Las dimensiones con las que se trabajó con la antena monopolo en $\lambda/2$ tanto para obtener sus características como para determinar sus diagramas de radiación son las siguientes:

MATERIAL	a	b	a1	lg	l'g/4
TiO ₂	2.268	0.963	0.4	40	6

Tabla 5. 10 Dimensiones ajustadas a partir del modelo de Wheeler de la antena identificada como TiO₂/3h/OUT/XVIII.

Las características de la antena monopolo en $\lambda/2$ se las presenta en los siguientes gráficos, Figura 5.24:



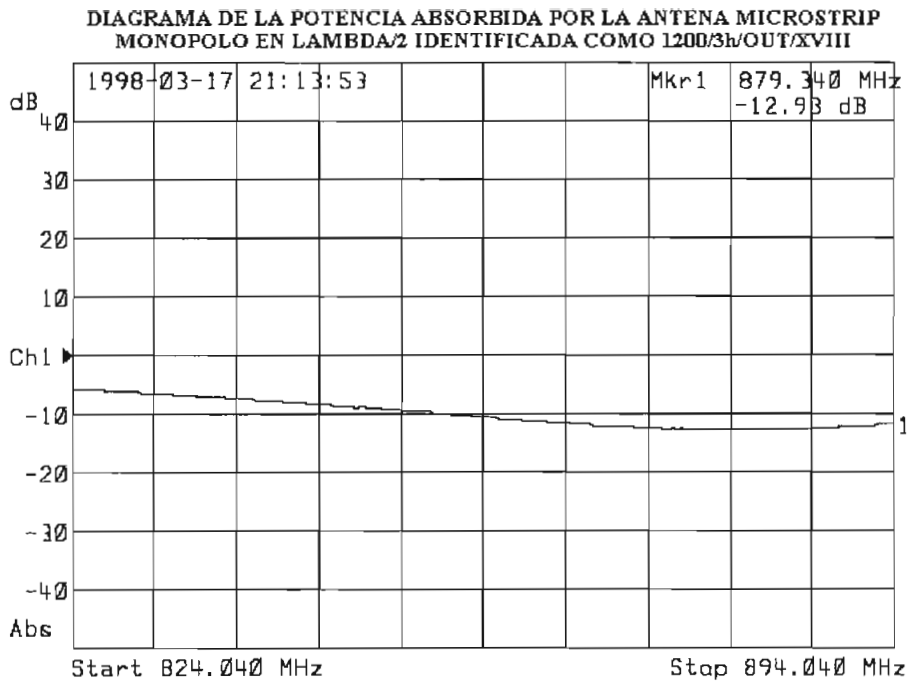


Fig. 5. 24 *Características de la antena microstrip monopolo en $\lambda/2$ identificada como 1200/3h/out/XVIII.*

De estos gráficos se observa que esta antena tiene una banda de absorción de potencia sin un pronunciamiento importante, y presenta valores adecuados (en los que la señal que deja pasar la antena se disminuye en al menos 10 dB) en un rango de frecuencias que van desde 855.04 Mhz hasta valores superiores a 894.04 Mhz.

El ancho de banda estimado que se obtiene de los datos de absorción de potencia para esta antena sería de: 42 Mhz.

La frecuencia central de trabajo(f_{c_0}) sugerida para esta antena viene indicada como dato del marcador en el gráfico y aquí es: 879.34 Mhz

Por lo que es una antena que cubriría el margen de frecuencias superior a 855.04 Mhz en forma adecuada.

Los diagramas de radiación experimentales de otras mediciones para la antena microstrip monopolo en $\lambda/2$ vienen dados en las figuras 5.25, 5.26 y 5.27:

90°
Lóbulo del monopolo de microstrip

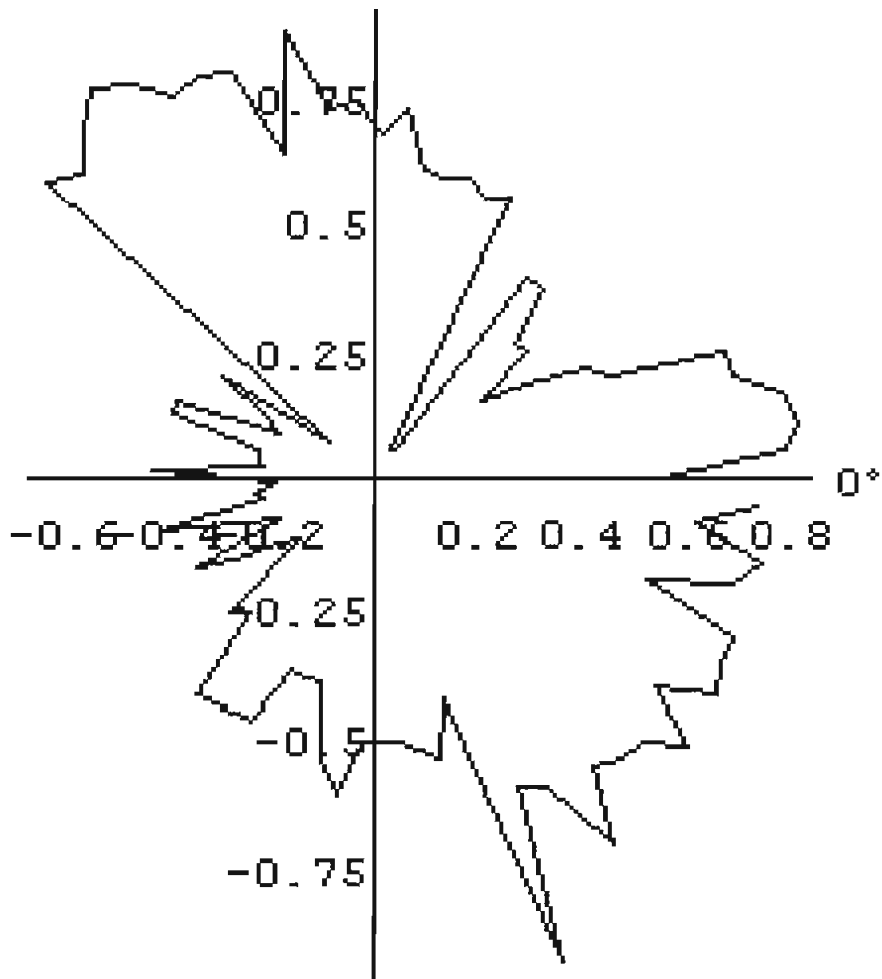


Fig. 5. 25 *Lóbulo medido a una distancia de 2 metros.*

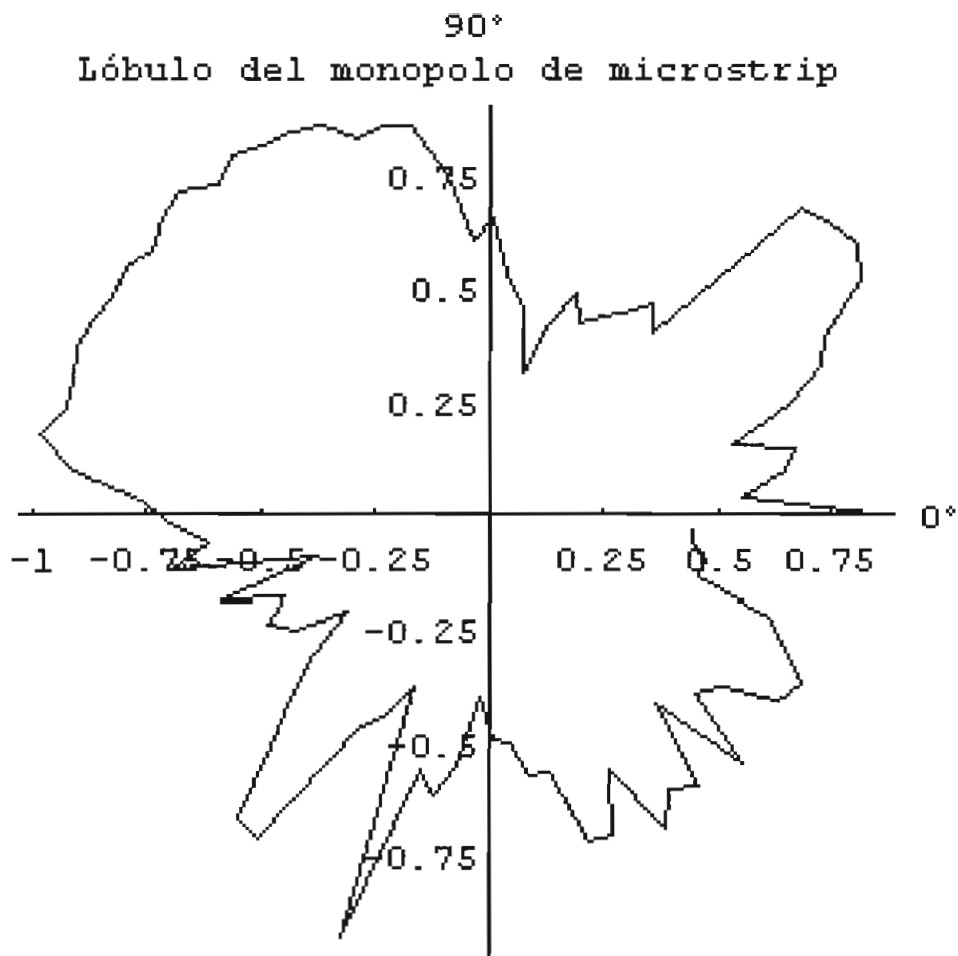


Fig. 5. 26 *Lóbulo medido a 2 metros con una disposición espacial perpendicular a la anterior en el cuarto de trabajo.*

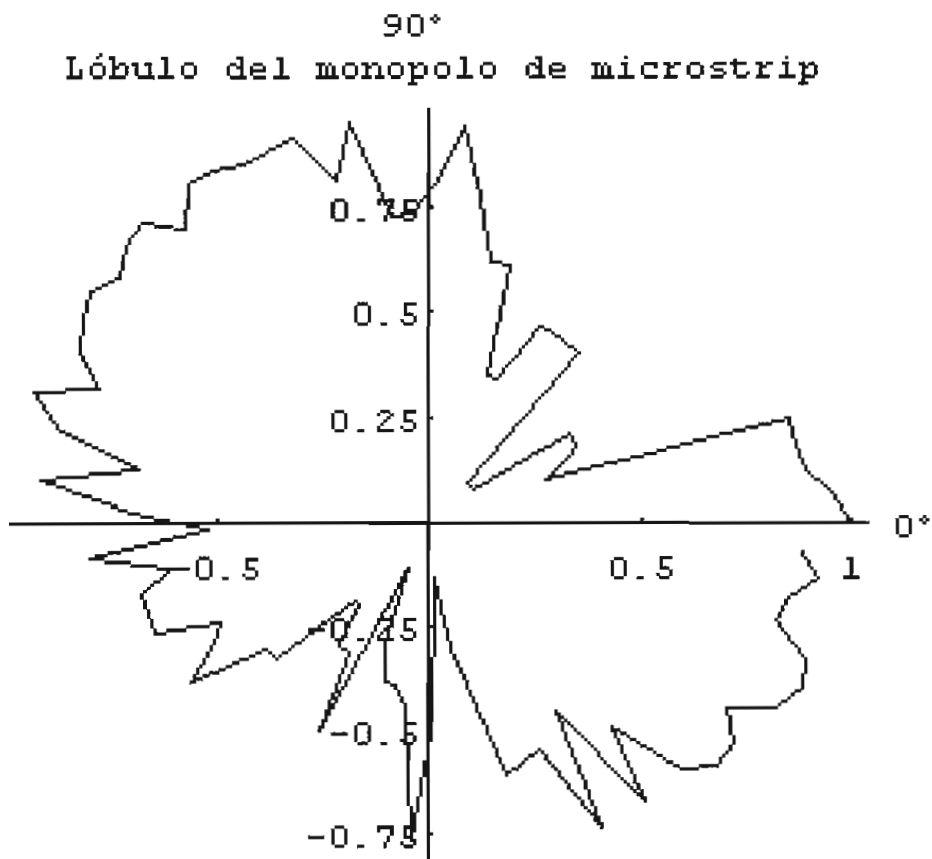


Fig. 5. 27 *Lóbulo medido a una distancia de 5 metros*

Estas gráficas muestran una tendencia de diagrama de radiación de una especie de cardioide, lo que explicaría por qué una de las últimas aplicaciones que tienen las antenas microstrip: son el elemento radiante que ayuda en la navegación aérea²⁵.

5.3.4.2 DIAGRAMAS DE RADIACIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS DIPOLO DE λ MEDIDAS CON POLARIZACIÓN HORIZONTAL.

Para la antena dipolo de λ hecha con alambre delgado y medida con polarización horizontal se midió el diagrama de radiación de la figura 5.28:

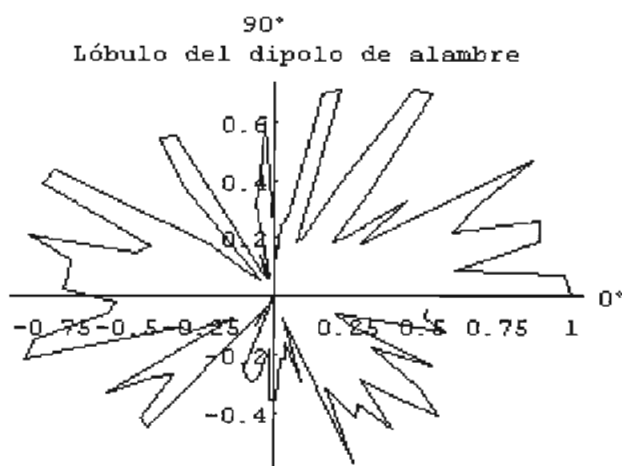


Fig. 5. 28 *Diagrama de radiación de la antena patrón dipolo de λ .*

²⁵ H. JASIK; "Antennas Engineering Handbook"; 1961; Chapter 27

Donde se aprecia que las tendencias que se encuentran en este diagrama de radiación experimental coinciden con las que son expresadas en los textos y en la teoría.

Para tener una idea comparativa del patrón de radiación de la antena de alambre delgado dipolo de λ con la antena microstrip dipolo de λ , se obtuvo el gráfico de la figura 5.29 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 λ :

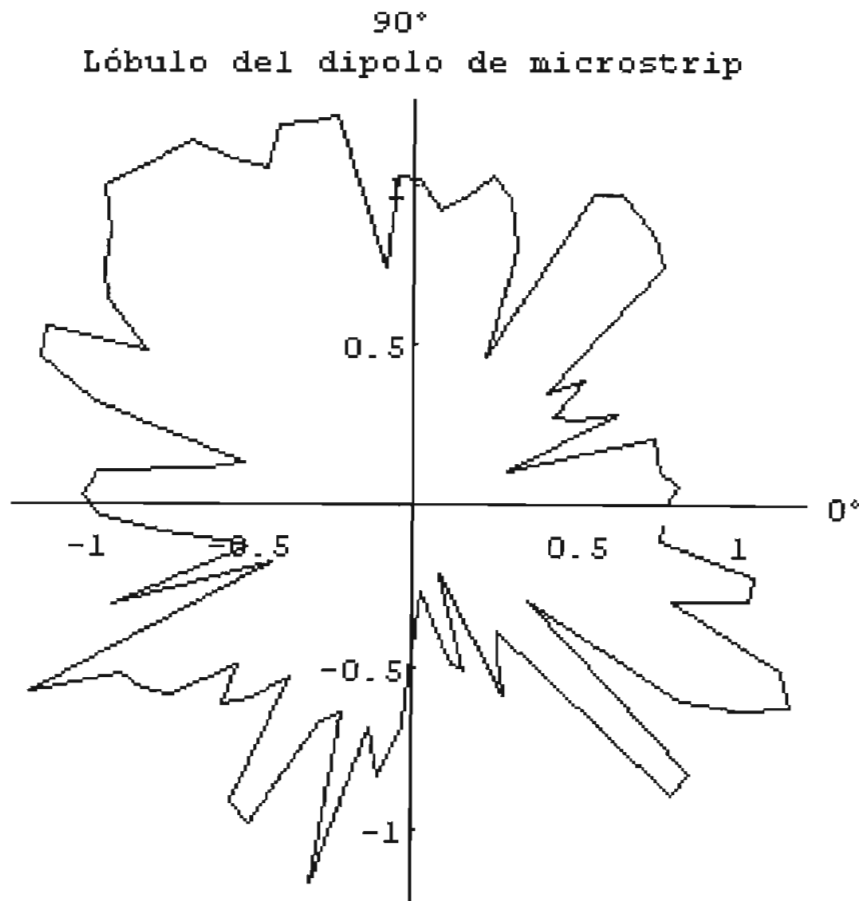


Fig. 5. 29 Patrón de radiación de la antena microstrip dipolo de λ con el mismo valor de normalización que el usado con la antena dipolo de λ hecha con alambre delgado

De este gráfico se desprende que la antena microstrip dipolo de λ presenta regiones de ganancia respecto de la antena de alambre delgado dipolo de λ , 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.

Las dimensiones ajustadas del material que sirvió como ramal de la antena dipolo son:

MATERIAL	a	b	a1	lg	l'g/4
Si _{0,6} Ba _{0,4} TiO ₃	3.738	1.706	0.15	14.2	4.180

Tabla 5. 11 Dimensiones de la antena identificada como HF g') de Ba - Sr.

Las características del primer ramal de la antena microstrip dipolo de λ se las presenta en los gráficos 5.30, 5.31 y 5.32:

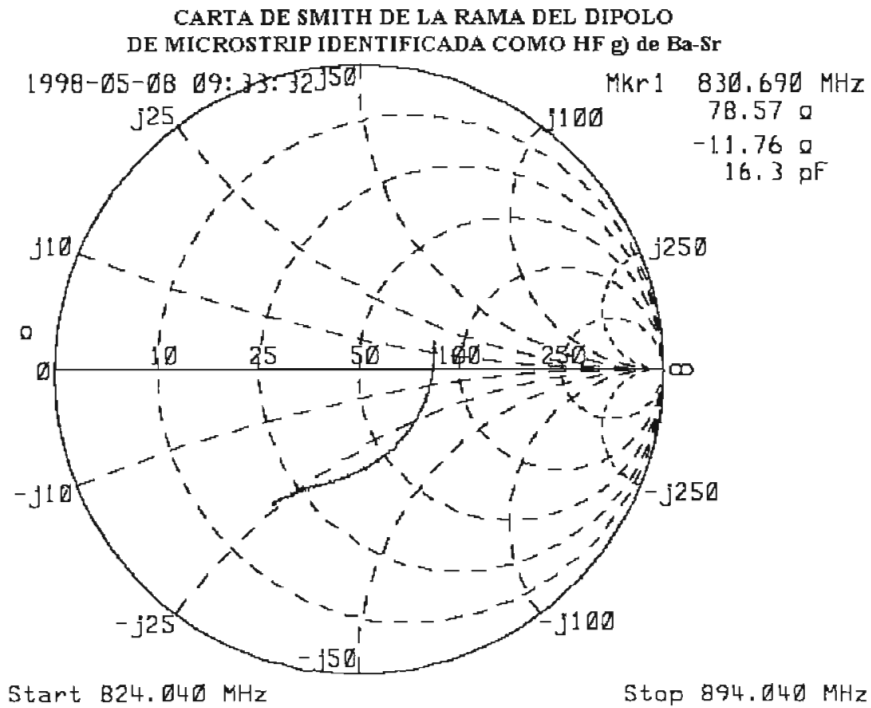


Fig. 5. 30 Carta de Smith del primer ramal de la antena microstrip dipolo de λ identificada como Hfg') de Ba - Sr.

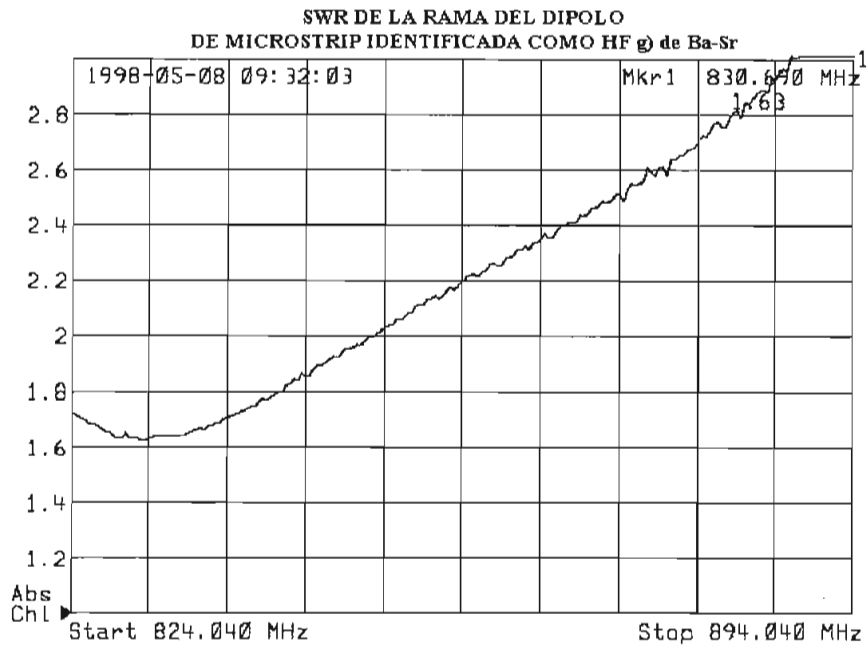


Fig. 5. 31 *SWR de la primera rama del dipolo microstrip de λ identificada como Hfg') de Ba - Sr.*

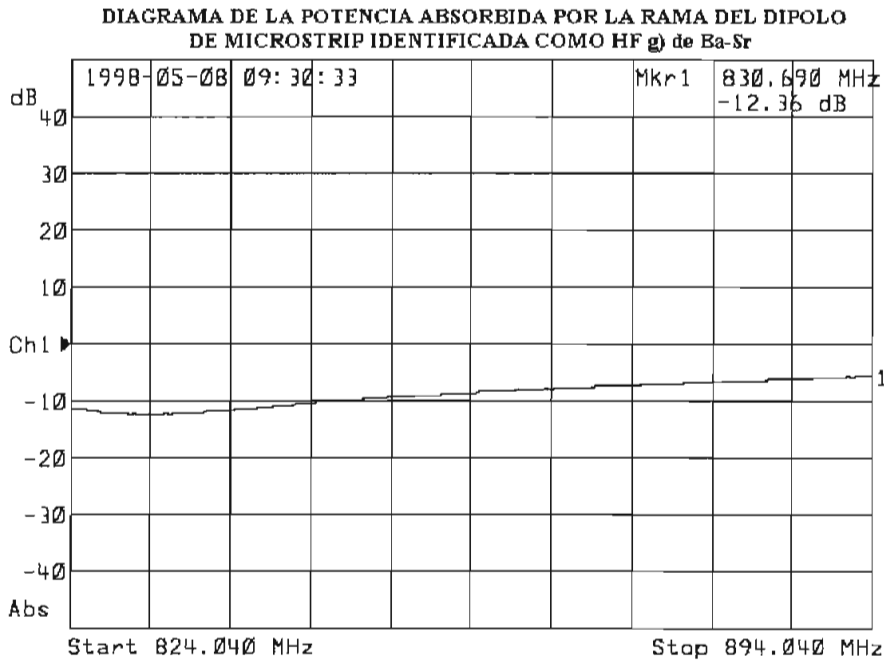


Fig. 5. 32 *Diagrama de la potencia absorbida por el primer ramal de la antena microstrip dipolo de λ identificada como Hfg') de Ba - Sr.*

Se observa de la Figura 5.32 que la frecuencia central para el trabajo de este ramal está en: 830.69 Mhz; que tiene una banda de absorción de potencia sin un pronunciamiento importante, y presenta valores adecuados en un rango de frecuencias que van desde valores inferiores a 824.04 Mhz hasta 848.04 Mhz.

El ancho de banda estimado que se obtiene de los datos de absorción de potencia para este ramal de la antena sería de: 35 Mhz

De la figura 5.31 se nota que el valor de SWR cumple con valores adecuados:

$$1.63 \leq \text{SWR} \leq 3$$

Por lo que este ramal de la antena dipolo de λ cubriría el margen inferior de frecuencias de trabajo de la telefonía móvil celular hasta la frecuencia de 848.04 Mhz de una forma conveniente.

Las dimensiones ajustadas del material que sirvió como segundo ramal de la antena dipolo son:

MATERIAL	a	b	a1	lg	l'g/4
Si _{0.6} Ba _{0.4} TiO ₃	3.738	1.706	0.2	13	4.180

Tabla 6. 12 Dimensiones de la antena identificada como HF h) de Ba - Sr.

Las características del segundo ramal de la antena dipolo de λ se las presenta en los gráficos 5.33 y 5.34:

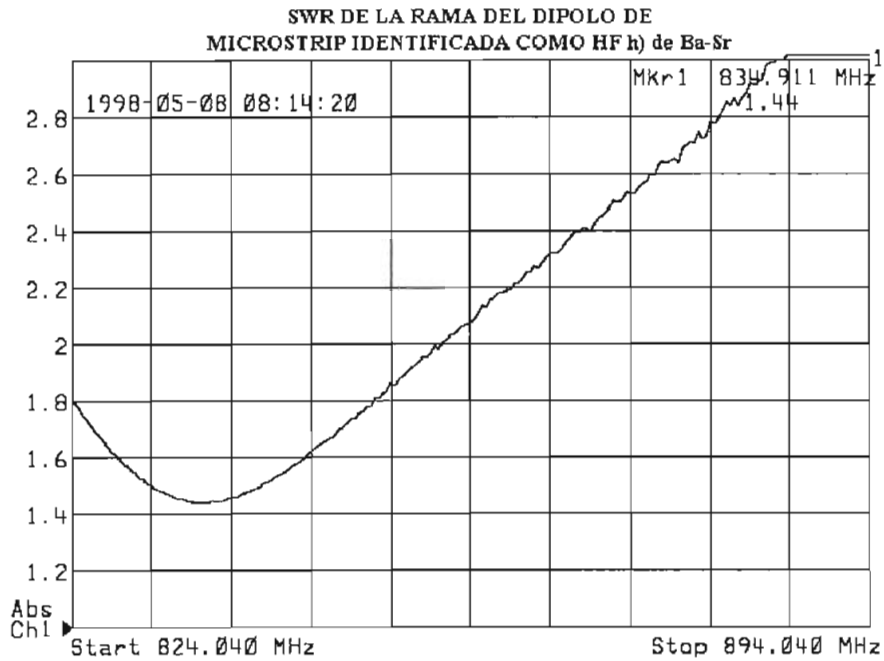
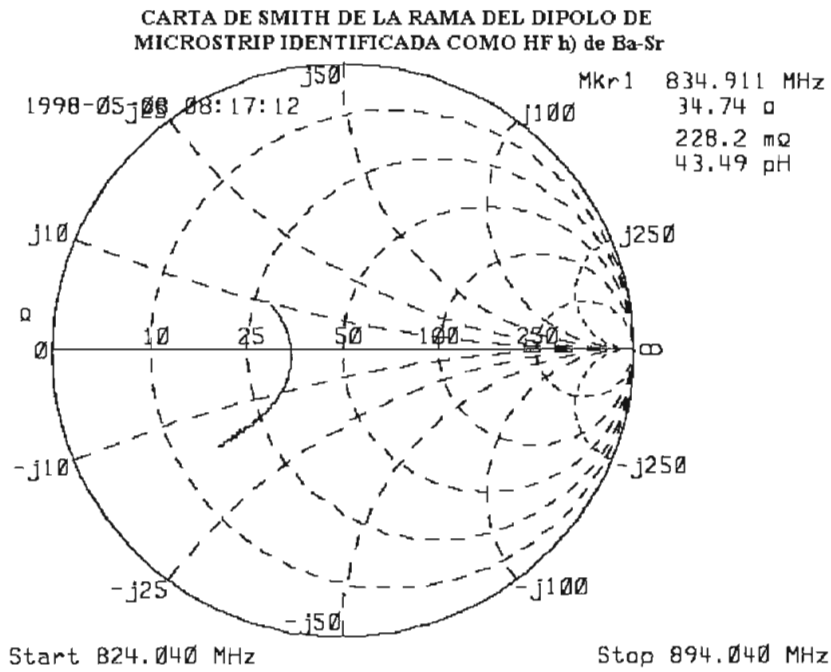


Fig. 5.33 Carta de Smith y SWR del segundo ramal de la antena microstrip dipolo de λ identificada como HF h) de Ba - Sr.

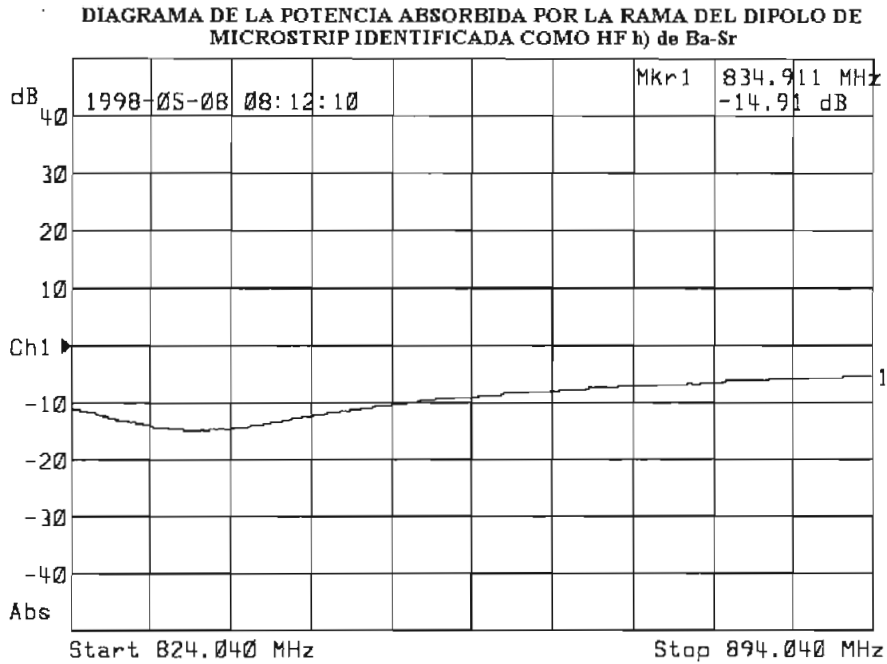


Fig. 5. 34 *Diagrama de la potencia absorbida del segundo ramal de la antena microstrip dipolo de λ identificada como HF h) de Ba - Sr.*

De esta última figura se tiene que la frecuencia central para el trabajo de este ramal está en: 834.91 Mhz

Tiene una banda de absorción de potencia sin un pronunciamiento importante, y presenta valores adecuados en un rango de frecuencias que van desde valores inferiores a 824.04 Mhz hasta 854.04 Mhz.

El ancho de banda estimado que se obtiene de los datos de absorción de potencia para este ramal de la antena sería de: 25 Mhz

De la figura 5.33 se tiene que el valor de SWR cumple con los valores adecuados de:

$$1.44 \leq \text{SWR} \leq 3$$

Por lo que este ramal de la antena dipolo de λ cubriría el margen inferior de frecuencias de trabajo de la telefonía móvil celular hasta la frecuencia de 854.04 Mhz de una forma conveniente.

Los diagramas de radiación experimentales de otras mediciones para la antena microstrip dipolo de λ vienen dados en los gráficos 5.35, 5.36 y 5.37:

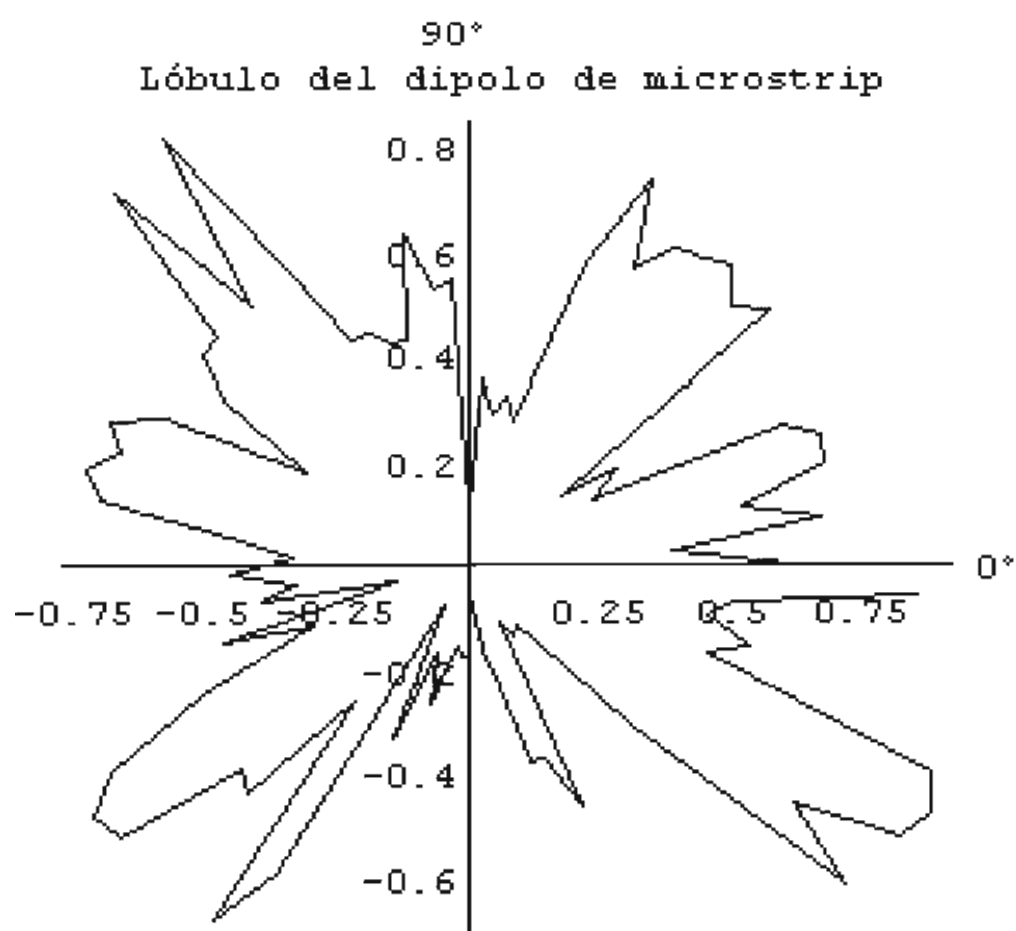


Fig. 5. 35 *Lóbulo medido a una distancia de 2 metros*

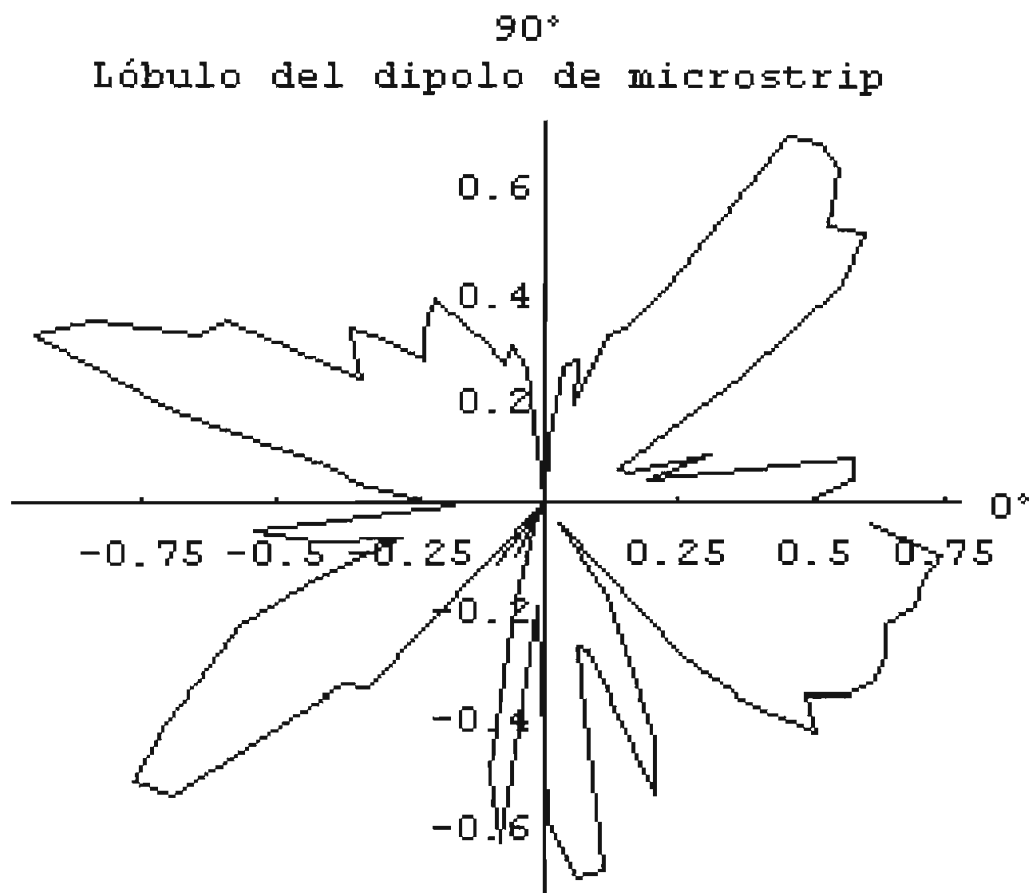


Fig. 5. 36 *Lóbulo medido a 2 metros con una disposición espacial perpendicular a la anterior en el cuarto de trabajo.*

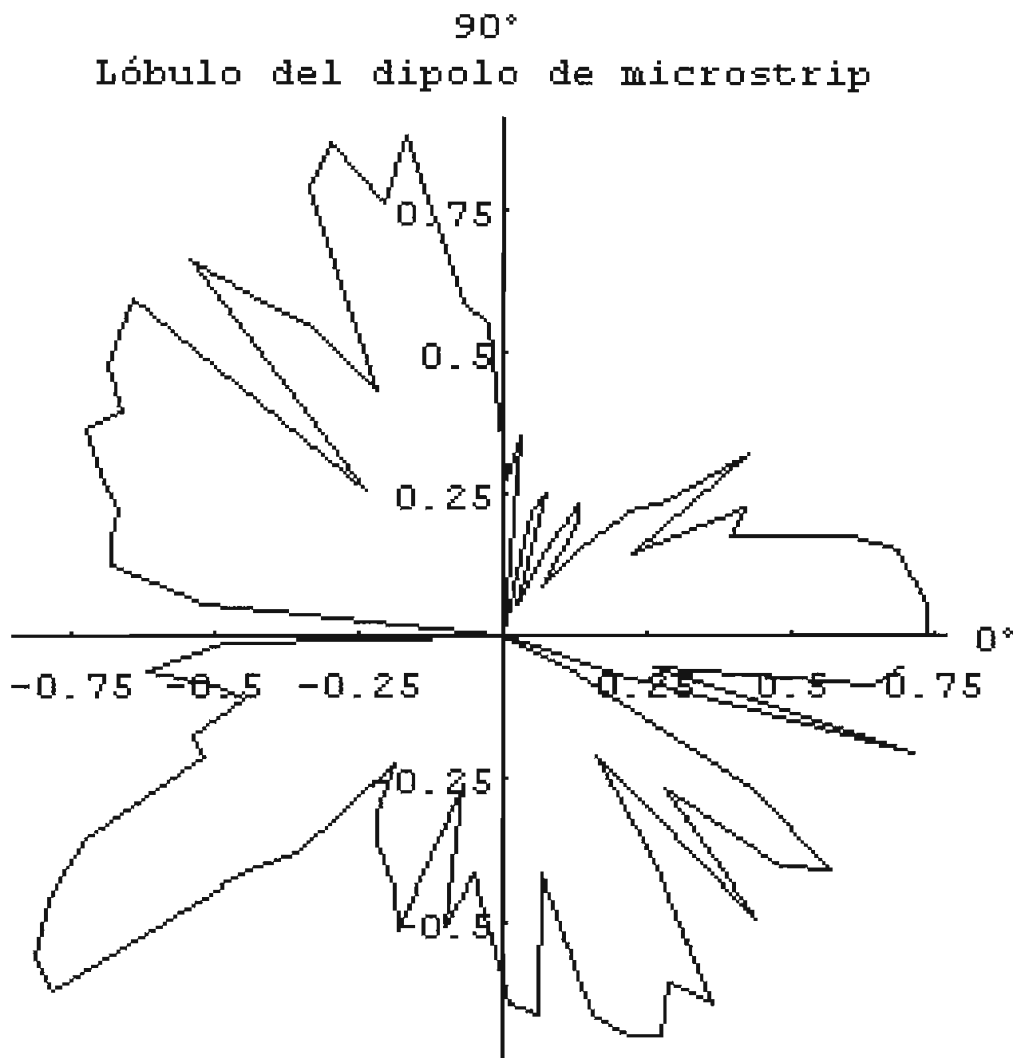


Fig. 5. 37 *Diagrama de radiación de la antena microstrip dipolo de λ . La distancia a la que se efectuaron las mediciones fueron de 3 metros, los lóbulos de radiación que se obtuvieron en las experiencias fueron todos similares.*

Es de destacar de estas tres gráficas que el dipolo de microstrip en estudio tiene un diagrama de radiación multilobial, las regiones donde coinciden nodos en estos gráficos es a 90° y 180° , presentándose en la fig. 5.35 y 5.36 otra región donde existe coincidencia de un nodo: a 270° .

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 $\lambda/2$.

Resultados estos últimos y los que se obtuvieron para la antena microstrip monopolo en $\lambda/2$ que nos permiten visualizar que el comportamiento de la antena microstrip alimentada de la forma en que aquí lo ha sido 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: $b \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$, donde b es el espesor del substrato dieléctrico.

CAPÍTULO 6

6.1 DISCUSIÓN DE RESULTADOS

1.- Se experimentó con la fabricación de substratos dieléctricos cerámicos de alta constante de permitividad dieléctrica, obteniéndose un proceso probado en el que se logra un material de alto ϵ_r y bajas pérdidas con una medición aceptable de sus características, tal como muestra la siguiente tabla en la que se compara los valores obtenidos experimentales con los encontrados en las referencias bibliográficas anotadas en el capítulo 3, tabla 3.1:

MUESTRA	VALOR DE ϵ_r			VALOR DE $\text{tg}\delta$		
	Dado en tablas	Experimental	% de error	Dado en tablas	Experimental	% de error
TiO ₂ 1200/3h/out	96	94,2095	1,8651	$3,4 \cdot 10^{-4}$	$<103 \cdot 10^{-4}$	-2929,4117

Tabla 6. 1 *Comparación de los valores dados en tablas con los obtenidos experimentalmente de las características dieléctricas del material.*

La modelación de los valores para ϵ_r son altamente precisos, mas no la modelación de las pérdidas en el dieléctrico que resulta bastante defectuosa; el diseño de la antena microstrip considera un material de bajas pérdidas como el que teóricamente fue propuesto.

Estos resultados comprueban la mayor dificultad que se tiene para medir las pérdidas en el dieléctrico; en esta investigación se debe fundamentalmente a la falta de una mejor resolución del analizador de redes, pues este para un valor de coeficiente de reflexión (ρ) cercano a 1 presenta una incertidumbre de fase en la medida de reflexión¹ de 7° , valor extremadamente alto con respecto del ángulo que presenta la impedancia en elementos de alta permitividad dieléctrica y bajas pérdidas, para el material citado aquí, este ángulo es teóricamente: 0.0034° , mientras que en las mediciones hechas el ángulo que se obtiene es de: 0.10263° ; por tanto, estos dos valores de ángulos caen en el valor de incertidumbre en la medición que tiene el analizador. Por tanto, para poder medir las pérdidas en un dieléctrico se requiere de analizadores especializados que tengan una resolución de al menos 0.01° .

Dado que un criterio válido para determinar la calidad del substrato dieléctrico cerámico es por medio de la comparación de la densidad del material fabricado 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 5.3, por lo que se puede trabajar con el valor encontrado de ϵ_r y asumir que los materiales son efectivamente de bajas pérdidas. Los materiales usados en la construcción

¹ HP 8712B User's Guide; pág. 11-11

de la antena por tanto son óptimos para el trabajo en que se los requiere, pues se cumple que son predominantemente isotrópicos con un alto valor de ϵ_r y bajas pérdidas.

2.- 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 con un proceso de ajuste que también se explica con los parámetros mencionados inicialmente; no hay que descuidar que las formulaciones empíricas utilizadas aquí han probado que funcionan hasta 2 Ghz.

3.- 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 se puede apreciar en la tabla:

IDENTIFICACIÓN DE ANTENA	$\lambda_g / 2$			a1		
	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

Tabla 6. 2 Dimensiones dadas por SIDAM y corrección por el ajuste de características de las antenas; errores.

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

4.- El objetivo de tener una antena miniatura, para la banda de frecuencias de la telefonía móvil celular, al trabajar con tecnología microstrip se cumplió en forma satisfactoria.

Es importante resaltar que con respecto a otras antenas usadas para telefonía móvil celular, el mejor diseño de antena que se obtuvo (en el que se usó el substrato dieléctrico $\text{Si}_{0.6}\text{Ba}_{0.4}\text{TiO}_3$) es aproximadamente tres veces menor que las antenas convencionales que se usan para esta aplicación.

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

6.2 PERSPECTIVAS PARA TRABAJOS FUTUROS Y RECOMENDACIONES.

1. Es posible lograr una mayor eficiencia de transmisión - recepción de la antena microstrip estudiada y fabricada en esta tesis, con la fabricación de un polímero de características dieléctricas específicas, de tal manera que este permita el acoplamiento entre el aire y la microstrip elaborada aquí.

2. Al final del capítulo 2 se presenta un modelo de configuración de antena microstrip duplexora; hacer el estudio, diseño y construcción de una antena microstrip con alimentación central por cable coaxial (que es la que tiene la antena mencionada) puede ser importante también para continuar con esta línea de investigación.

Una de las ventajas de este tipo de alimentación de antena sería su conveniente conexión con las unidades móviles de los abonados, aunque las características de radiación no mejorarán de acuerdo con la teoría de imágenes.

3. Para hacer investigaciones sobre ciencia de materiales (como en muchos otros campos) se requiere un trabajo multidisciplinario; es evidente que se debería contar con

un grupo de trabajo que eventualmente pueda fabricar pintura conductiva, epóxica conductiva y aplicaciones para nuevos materiales, en nuestro país.

4. Uno de los escollos más importantes para no poder avanzar con celeridad en el tipo de investigación efectuado así, fue el hecho de no contar en la EPN con los elementos idóneos para fabricar cerámicas, obtener los parámetros característicos y de radiación de la antena. Por ello, para dar continuidad a la línea de investigación en la que se ha desarrollado este trabajo, es necesario diseñar y construir como parte de una o varias tesis:

- Patrones para la calibración con diferentes tipos de conectores
- Elementos de medición de características de los materiales, para frecuencias superiores a 500 Mhz, con la respectiva modelación de los parámetros de interés.
- En el anexo 5 de esta tesis se presentan criterios de diseño y construcción de un elemento de medición y calibración para microstrips en que se pueda trabajar con microstrips de distinto espesor, mas no de distinta longitud. Se sugiere trabajar en el diseño y construcción de un elemento de medición y calibración de microstrips en el que se pueda trabajar con microstrips de un espesor constante, pero en el que se pueda variar la longitud.
- Es un reto que la EPN llegue a tener una adecuada cámara anecoica con la que se pueda hacer investigaciones, al menos hasta la frecuencia máxima en la que trabaja el analizador de redes: 1.3 Ghz

5. Si se eleva el nivel tecnológico para la construcción de microstrips, es posible lograr mejores elementos de este tipo. Así, una técnica mejorada para la impresión de los diseños de las láminas conductoras en los cerámicos, necesariamente debe ser implementada para el desarrollo de componentes a más altas frecuencias donde pequeños errores tienen mayor repercusión.

6. Una de las grandes razones por las que es necesario acumular tecnología y experiencia es el estudio de nuevos materiales abundantes en nuestro país (el laboratorio de materiales de la Facultad de Ciencias de la EPN está estudiando la obsidiana y la piedra pómez) y en la obtención de materiales de altísima calidad como el $\text{Sr}_{0.75}\text{Ba}_{0.25}\text{TiO}_3$ y $\text{Si}_{0.6}\text{Ba}_{0.4}\text{TiO}_3$, que fueron utilizados en este estudio. Para lograrlo hay que implementar, entre otras cosas, procesos de fabricación de temperatura - presión controladas.

7. Se sugiere que en la EPN se elabore catálogos en el que se dé a conocer los equipos y herramientas con los que cuentan, además del estado en el que se encuentran, y los tipos de ensayos, pruebas e investigaciones en los que podrían ser útiles, tanto para los graduandos como para el público en general, y que esta publicación se hiciera por cada facultad y unidad de investigación.

Fue apreciable el tiempo que se empleó para ubicar los lugares en los que se podía encontrar equipos o herramientas adecuados para una aplicación determinada.

REFERENCIAS

1. AHCIET Seminario, 1987
2. ANTEL; Manual de antenas
3. BALANIS, C. A.; Antenna Theory, analysis and Design, Harper & Row Publishers, New York; 1982
4. Boletín de Telecomunicaciones "Actividades de la UIT en materia de servicios móviles", vol 54, julio, 1987.
5. BURFOOT J.C.; Ferroelectrics: An Introduction to the Physical Principles; D. Van Nostrand Company Ltda.; Londres; 1967
6. CARRIÓN, H.; Estudio de mercado de la telefonía móvil celular en el Ecuador; Tesis de Post- Grado en Ingeniería Industrial; E:P:N:, Quito; Marzo; 1995.
7. COLLIN, R. E.; Field Theory of Guided Waves; Second Edition; IEEE Press; N. Y. - Usa; 1991
8. CHEVALIER A. ; Dibujo Industrial; Montaner y Simon, S.A.; 1979; Barcelona - España.
9. CHUJO, WATARU y FUJISE, Masayukii, "Active array antennas for mobile communications," MWE"93 en Microwave Workshop Digest.
10. DECIBEL, Mobile Antennas.
11. DENLINGER E.J.; "A Frequency Dependent Solution for Microstrip Transmission Lines"; IEEE Transaction on MTT; Vol. MTT-19, No. 1, Enero 1971
12. DUPONT historial de producción

13. EDWARDS TERRY; Foundations for Microstrip Circuit Design; Second Edition; John Wiley & Sons; 1992; N.Y.
14. EIA INTERIM STANDARD; “Normas para Radio teléfonos”
15. ENGLAND E.H.; “A coaxial to microstrip transition”; IEEE Transactions on MTT; January 1976
16. FERNÁNDEZ LOZANO José F.; Influencia del Procesamiento Cerámico en las Relaciones Microestructurales y Propiedades del BaTiO₃ ; Tesis para Doctorado en Ciencias Físicas; Instituto de Cerámica y Vidrio C.S.I.C.; Madrid 1990; Universidad Autónoma de Madrid
17. FIALLO H.; Multilayer Ferrite Dielectric One Ghz Low - Pass Filters; Thesis for the Degree of Master of Science; Dic. 1991; Penn University
18. FIALLO, H.; Multilayer metal -semiconductor- relaxor microstrip line; Thesis for PhD; Dic, 1993
19. FINK D.G.; CHRISTIANSEN D.; Electronics Engineer's Handbook; 3era. Edic.; Edit. Mc. Graw - Hill; 1989; U.S.A.
20. HP 8712B User's Guide
21. HP Application Note 1217-1; “Basics of measuring the dielectric properties of materials”
22. HP Product Note 83040-2 “Calibration and Modeling using the HP 83040 Modular Microcircuit Package”; May 1990; USA
23. HP; “Accesories Selection Guide for Impedance Measurements”; April 1995
24. IVAN Bohman C.A.; “Catálogo de aceros especiales de la ASSAB”
25. JACKSON, J.D. Electrodinámica clásica

26. JASIK H.; Antennas Engineering Handbook; 1961
27. JORDAN E. y BALMAIN K.; Ondas electromagnéticas y sistemas radiantes; 3era. Edición; Edit. Paraninfo; 1983; Madrid
28. KENWARD, G.W. y CALLENDAR, M. , "Las tendencias en el diseño de los equipos móviles terrestres de abonado y los posibles servicios", en Boletín de Telecomunicaciones, Vol 54, Julio, 1987.
29. KIKOIN A&J; Física molecular; Segunda Ed.; 1979; Edit. MIR
30. KINGERY W.D, BOWEN H.K., UHLMANN D.R.; Introduction to Ceramics; 2da. Edición; Jhon Wiley and Sons; N.Y.; 1976
31. KINGERY W.D., editor; Ceramic Fabrication Processes; The Technology Press of M.I.T. and Jhon Wiley and Sons, Inc.; N.Y.; 2da. edición; 1960
32. MARKUS J.; Guía Práctica de Circuitos Electrónicos. Proyectos Electrónicos; Edit. Mc Graw - Hill; México; 1994
33. MOULSON A.J. Y HERBERT J.M.; Electroceramics Materials properties application; Chapman & Hall; 1990
34. PRESSER A. ; "RF Properties of Microstrip Lines"; Microwaves, 7 ; March 1968
35. RAJ MITTRA and TATSUO ITOH; Analysis of Microstrip Transmission Lines; 1973
36. REFERENCE DATA FOR RADIO ENGINEERS; Howard W. Sams & Co.; 1979
37. RESNICK y HALLIDAY; Física
38. SCHNEIDER M.V.; "Microstrip Lines for microwave Integrated circuits"; Bell Syst. Tech. J.; Vol. 48; May 1969
39. SOLYMAR L. y WALSH D.; Lectures on the Electrical Properties of Materials; 4ta. Edición; Oxford Science Publications; 1991; N.Y.

40. TARÉIEV B.M.; Física de los materiales dieléctricos; Edit. MIR - Moscú; 1978
41. VANCEK K., Eligius; “Seminario Nuevas tecnologías y tendencias en Telecomunicaciones “, enero, 1995.
42. VON HIPPEL; Dielectric Materials and Applications; The M.I.T. Press; 1966
43. WHEELER H. A.; “Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane”; IEEE; Vol. MTT-25; No. 8; August 1977;
44. WHEELER, H.A.; “Transmission - Lines Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet”; IEEE Transaction on MTT, Vol. MTT-13, March 65
45. WILLIAMS A.B.; Manual de Circuitos Integrados; Selección, Diseño y Aplicaciones; Edit. Mc. Graw Hill; México; 1992

ANEXO 1

EIA INTERIM STANDARD¹

ESTÁNDARES MÍNIMOS RECOMENDADOS PARA UNIDADES SUSCRIPTORAS DE TELEFONÍA CELULAR EN LA BANDA DE 800 Mhz.

Cobertura de Red.

La relación de distancias entre dos celdas que usan las mismas frecuencias como función del radio de la celda se define como factor de rehuso de frecuencia y esta generalmente entre 4.5 y 6.5.

Si el abonado esta dentro del área de su base local, es registrado en el registro local, si su base local esta en otra celda, el será registrado en el registro de visitantes.

Niveles de potencia.

La potencia de salida debe ser seleccionada para ajustar la distancia entre el abonado móvil y la estación base particular.

¹ EIA INTERIM STANDARD; Normas para Radio teléfonos;

Para un móvil mas alejado se requerirá las mas altas potencias para transmisión (5 a 10 vatios). Dentro de la vecindad de la estación base será suficiente baja potencia de transmisión (hasta los 5 milivatios).

Sistema	AMPS
Número de canales	832
Espaciamiento entre canales	30 Khz
Espaciamiento dúplex	45 Mhz
Banda de frecuencia(Mhz)	825-890

Tabla A1.1 *PRINCIPALES PARÁMETROS DE AMPS²*

VISIÓN GENERAL:

Estos estándares detallan definiciones, métodos de medición y características mínimas de rendimiento de los Teléfonos Celulares en la banda de 800 Mhz.

1.2 Descripción General del Sistema de Telefonía Móvil Celular.

El sistema esta diseñado para suministrar servicio de telefonía móvil usando un plan de cobertura de radio celular. Este plan divide un área metropolitana en un numero de áreas de cobertura o celdas con cada celda asignada a una porción de canales de radio

² Advanced Mobile Phone System.

disponibles. Los canales usados en cada celda son nuevamente usados en celdas espacialmente separadas en la misma **ÁREA DE SERVICIO MÓVIL (MSA)**.

Una llamada entre la red terrestre y la unidad suscriptora es encaminada a través del sistema de control celular hacia la estación fija situada en la celda que mejor sirva a la unidad suscriptora. Una llamada en progreso puede procesarse indefinidamente aun cuando la unidad suscriptora se mueva de una celda a otra a través de todo el MSA, reasignando la llamada en forma automática hacia un canal disponible dentro de la nueva celda.

1.3.6 Definiciones y Términos Suplementarios.

ERP(Effective Radiated Potency).- Potencia radiada efectiva con respecto a una antena de referencia dipolar de media onda.

EIRP(Equivalent Isotropic Radiated Potency).- Potencia radiada isotrópica equivalente con respecto a una fuente isotrópica de radiación.

SAT(Supervisor Audio Tone).- Tono supervisor de audio, puede ser de 5970, 6000 o 6030 Hz.

SINAD(Signal - Noise).- Es la tasa entre la señal+ruido+distorsión y ruido+distorsión, usualmente en dB.

ST(Señalizacion Tone).- Tono de señalización, 10000 Hz.

2.- ESTÁNDARES MÍNIMOS DEL RECEPTOR.-

2.1 Requerimientos de Frecuencia.-

2.1.1 Cobertura de Frecuencia.-

El receptor de la unidad suscriptora debe cubrir la banda de 20 Mhz desde el canal numero 1 hasta el canal 832. Opcionalmente, el receptor de la unidad del suscriptor deberá cubrir la banda entera de 25 Mhz.

3.- ESTÁNDARES MÍNIMOS DEL TRANSMISOR.-

3.1 Requerimientos de Frecuencia.-

3.1.1 Cobertura de Frecuencia.-

El transmisor de la unidad de abonado cubrirá la banda de 20 Mhz desde el canal 1 hasta el 666. Opcionalmente, el transmisor de la unidad de abonado puede cubrir toda la banda de 25 Mhz.

3.2 Requerimientos de salida de potencia RF

3.2.1 Salida de potencia RF

La potencia radiada efectiva (ERP) de la unidad de abonado (estación móvil) controlada por las regulaciones FCC³ y definida en OST (Oficina de Ciencia y Tecnología) Boletín No. 53 se muestra en la tabla 4. El fabricante debe recomendar la ganancia de potencia de red o las pérdidas del sistema de antena que debe instalarse con la unidad de abonado, tal que la potencia medida en los terminales de salida del transmisor puede ser relacionada directamente a la ERP que se requiere.

3.2.1.1 Definición

El rango de potencia de salida del transmisor es la potencia disponible en los terminales de salida del transmisor cuando ellos están conectados al circuito normal de carga.

3.2.1.3 Estándar mínimo

El transmisor deberá ser capaz de manejar 8 distintos niveles de potencia conforme se los define en la tabla A1.2

³ Federal Communications Commission

Tabla A1. 2 *Niveles de potencia nominales de una estación móvil.*

Estación móvil	Atenuación móvil	ERP Nominal dBW		
		Clase de potencia de la estación móvil		
Nivel de Potencia (PL)	Código (MAC)	I	II	III
0	000	6	2	-2
1	001	2	2	-2
2	010	-2	-2	-2
3	011	-6	-6	-6
4	100	-10	-10	-10
5	101	-14	-14	-14
6	110	-18	-18	-18
7	111	-22	-22	-22

NOTA: Clase I → unidades suscriptoras montadas en vehículos

Clases II y III → unidades personales

Las potencias de salida mostradas en la tabla anterior deberán mantenerse dentro del rango de +2 dB, - 4 dB del valor nominal sobre el rango de temperatura de -30 °C a +60 °C y sobre el rango de voltaje de la fuente de poder de $\pm 10\%$ del valor nominal, acumulativo.

3.3 Requerimientos de modulación.-

3.3.1 Tipo de Modulación y Estabilidad de Modulación.-

3.3.1.1 Definición

El transmisor deberá ser capaz de generar señales RF moduladas en frecuencia con una desviación pico de frecuencia de ± 12 KHz para voz, una desviación pico de frecuencia de ± 8 KHz para datos en banda ancha, y una desviación pico de frecuencia de ± 2 KHz para SAT. Voz y SAT simultáneos producen una desviación pico de frecuencia de ± 14 KHz. Estabilidad de modulación es la habilidad del transmisor para mantener una desviación de frecuencia constante.

3.3.4 Tono de Supervisión de Audio (SAT)

3.3.4.1 Definición

Los tonos de supervisión de audio son tonos fuera de la banda de voz usados para señalización. Tres frecuencias han sido asignadas: 5970, 6000 y 6030 Hz.

La transmisión de SAT por medio de una unidad de abonado deberá ser suspendida durante la transmisión de datos en banda ancha sobre el canal de voz reverso pero no deberá ser suspendida cuando el tono de señalización (ST) es enviado.

3.3.5 Tono de Señalización (ST).-

3.3.5.1 Definición

El tono de señalización es un tono de 10 Khz generado por la unidad de abonado y transmitido al sitio de la celda.

3.3.5.3 Estándar mínimo

La frecuencia del tono de señalización debe ser de 10 Khz \pm 1 Hz. La desviación pico nominal de frecuencia de la portadora producida por el tono de señalización debe ser \pm 8 Khz \pm 0.8 Khz.

3.4 Limitaciones Sobre las Emisiones.-

3.4.1.3 Estándar mínimo

Dentro de una banda de 30 Khz centrada en cualquier parte entre 869 y 894 Mhz, la potencia media de las emisiones del transmisor con portadora modulada no deberá exceder los -80 dBm.

ANEXO 2

ECUACIONES DE CAMPO PARA UN ELEMENTO MICROSTRIP DE CORRIENTE

Es necesario dar cuenta en forma más explícita de cómo se llegaron a las relaciones para los campos presentadas en el Cap. 3, así:

“La arbitrariedad en el potencial vectorial es solo en la parte laminar. En una región libre de fuentes conviene usualmente encontrar una función de potencial vector con una divergencia distinta de cero, y los campos son luego determinados por:

$$\begin{aligned}\vec{B} &= \nabla \times A = \mu \vec{H} \\ \vec{E} &= -j\omega A + \frac{\nabla \nabla \cdot A}{j\omega \epsilon \mu} = \frac{\vec{D}}{\epsilon}\end{aligned} \quad \text{Ec. A2. 01}$$

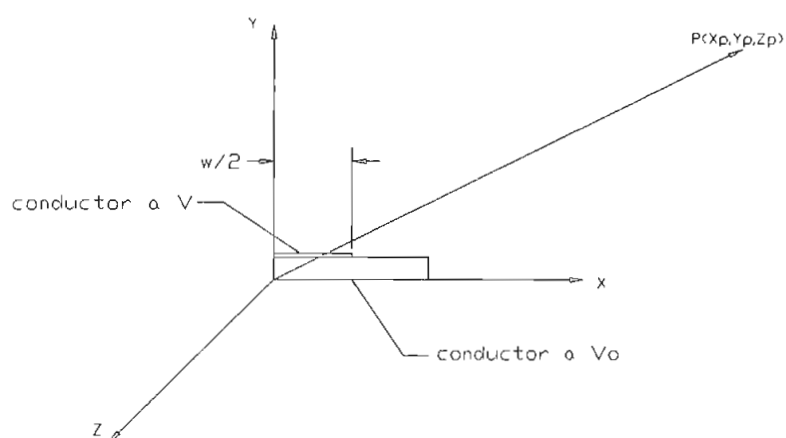
Mientras el vector de campo eléctrico E tiene una divergencia igual a cero en una región libre de fuentes, es bastante aparente que el campo eléctrico E esté bien identificado al ser igual al rotacional de una función del potencial vector. Los detalles para este caso son considerados bajo el nombre de potenciales Hertzianos”.⁴

Para la modelación de la antena microstrip se parte de encontrar los campos en forma general para un elemento de corriente con tecnología microstrip, “entendiéndose por éste que se trata de una corriente filamentosa I circulando a lo largo de una longitud

⁴ COLLIN, R.E.; Field Theory of Guided Waves; 2da. Edición; IEEE; 1991; New York; pág. 32

elemental dz . Esto ocurre aproximadamente si la longitud dz considerada es tan corta que la corriente es esencialmente constante a lo largo de dicha longitud. Aunque un elemento de corriente aislado pueda parecer un concepto irreal, la antena de interés puede considerarse como consistente de un gran número de tales elementos unidos por sus extremos. Por tanto, si se conoce el campo electromagnético de este bloque puede calcularse el campo electromagnético de cualquier antena real que tenga una distribución de corriente especificada”⁵.

El sistema de coordenadas con el que se le trabajaría al elemento es el siguiente:



donde la anterior gráfica resulta ser igual a la presentada del semicorte del modelo de antena con el que se trabaja aquí (Fig. 3.7) con su sistema de coordenadas elegido.

⁵ JORDAN E. y BALMAIN K.; Ondas electromagnéticas y sistemas radiantes; 3era. Edición; Edit. Paraninfo; 1983; Madrid; pág. 365

Se trabaja con los modos Longitudinal Section Electric (L.S.E.) y Longitudinal Section Magnetic (L.S.M.) que son los modos naturales de propagación en una microstrip⁶, y para los que se utilizan el potencial Hertziano de tipo eléctrico(Ec. 3.8):

$$\vec{\Pi}_e = \vec{a}_z N \Psi_e(x, y) e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{Ec. A2. 1}$$

y el potencial Hertziano de tipo magnético(Ec. 3.9):

$$\vec{\Pi}_h = \vec{a}_z N \Psi_h(x, y) e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{Ec. A2. 2}$$

que son expresiones del tipo sugerido por Denlinger⁷ en su trabajo. N es una constante arbitraria que depende de la magnitud de la fuente que se logre.

Se trata el problema de forma general, se introduce la presencia de la microstrip (con la densidad de corriente que tenga) en la región que le corresponda al usar las Condiciones de Borde.

Se llega a Ec. 3.10, haciendo:

Al considerar el trabajo en una región isotrópica, homogénea y libre de fuente, la ecuación de Maxwell llega a ser:

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad \text{Ec. A2. 3}$$

con lo que se considera que:

⁶COLLIN, R.E.; Field Theory of Guided Waves; 2da. Edición; IEEE; 1991; New York ; pág. 300 y sigs.

⁷Denlinger; E.J.; A Frequency Dependent Solution for Microstrip Transmission Lines; IEEE Transaction on MTT; Vol. MTT-19, No. 1, Enero 1971; pág.32

$$\vec{E} = -j\omega\mu\nabla \times \vec{\Pi}_h \quad \text{Ec. A2. 4 ,}$$

que es la contribución al campo eléctrico del modo L.S.E.

De la ecuación de Maxwell:

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad \text{Ec. A2. 5}$$

llegamos a:

$$\nabla \times \vec{H} = K^2 \nabla \times \vec{\Pi}_h \quad \text{Ec. A2. 6}$$

, donde $K^2 = \omega^2 \mu_{\text{eff}} \epsilon_{\text{eff}}$ con $\epsilon_{\text{eff}} = \epsilon_0 \epsilon_{\text{eff}}$ y $\mu_{\text{eff}} = \mu_0 \mu_{\text{eff}}$ y también $K = 2\pi/\lambda_g$

con lo que H puede representarse de la forma:

$$\vec{H} = K^2 \vec{\Pi}_h + \nabla \Phi \quad \text{Ec. A2. 7}$$

, que es la contribución al campo magnético del modo L.S.E.

Usando Ec. A2.4, otras anteriores relaciones, la siguiente ecuación de Maxwell:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Ec. A2. 8}$$

y expresiones vectoriales, se llega a:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{\Pi}_h = \frac{\nabla \times \vec{E}}{-j\omega\mu} = \vec{H} = K^2 \vec{\Pi}_h + \nabla \Phi = \nabla \nabla \cdot \vec{\Pi}_h - \nabla^2 \vec{\Pi}_h \quad \text{Ec. A2. 9}$$

como Φ y $\nabla \cdot \vec{\Pi}_h$ son arbitrarios, para satisfacer la condición tipo de Lorentz, se escoge: $\nabla \cdot \vec{\Pi}_h = \Phi$; de los dos últimos miembros de la Ec. A2.9, se obtiene:

$$\nabla^2 \vec{\Pi}_h + K^2 \vec{\Pi}_h = 0 \quad \text{Ec. A2. 10}$$

ésta es conocida como ecuación vectorial de Helmholtz

Por Ec. De Maxwell:

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{Ec. A2. 11}$$

, con la condición tipo de Lorentz, sin olvidar que $\nabla \cdot \nabla \phi = \nabla^2 \phi$ y de Ec. A2.7, se obtiene:

$$\nabla^2 \Phi + K^2 \Phi = 0 \quad \text{Ec. A2. 12}$$

El potencial eléctrico Hertziano es introducido en la misma manera que el potencial vectorial A. Así:

$$\vec{H} = j\omega\epsilon\nabla \times \vec{\Pi}_e \quad \text{Ec. A2. 13}$$

, que es la contribución al campo magnético del modo L.S.M.

con Ec. anterior y de Ec. A2.8, se llega a:

$$\nabla \times \vec{E} = \omega^2 \mu\epsilon \nabla \times \vec{\Pi}_e = K^2 \nabla \times \vec{\Pi}_e \quad \text{Ec. A2. 14}$$

con lo que se puede decir que:

$$\vec{E} = K^2 \vec{\Pi}_e + \nabla \Phi \quad \text{Ec. A2. 15}$$

, que es la contribución al campo eléctrico del modo L.S.M.

con Ec. A2.5 y A2.13, se llega a:

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \epsilon \nabla \times \vec{\Pi}_e = j\omega \epsilon \vec{E} \quad \text{Ec. A2. 16}$$

ordenando esta ecuación, utilizando la Ec A2.15 y una expresión vectorial:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{\Pi}_e = \frac{\nabla \times \vec{H}}{j\omega \epsilon} = K^2 \vec{\Pi}_e + \nabla \Phi = \nabla \nabla \cdot \vec{\Pi}_e - \nabla^2 \vec{\Pi}_e \quad \text{Ec. A2. 17}$$

como Φ y $\nabla \cdot \vec{\Pi}_e$ son arbitrarios, para satisfacer la condición tipo de Lorentz, se escoge: $\Phi = \nabla \cdot \vec{\Pi}_e$; de los dos últimos miembros de la Ec. A2.17, se obtiene:

$$\nabla^2 \vec{\Pi}_e + K^2 \vec{\Pi}_e = 0 \quad \text{Ec. A2. 18}$$

ésta es conocida como ecuación vectorial de Helmholtz

usando expresión vectorial, la Ec. de Maxwell (Ec. A2.3) y de Ec. A2.15, se llega

a:

$$\nabla^2 \Phi + K^2 \Phi = 0 \quad \text{Ec. A2. 19}$$

Se obtiene de esta forma la ecuación presentada como Ec. 3.10:

$$\nabla^2 \vec{\Pi}_{e,h} + \omega^2 \mu \epsilon_0 k(r) \vec{\Pi}_{e,h} = 0 \quad \text{Ec. 3. 10}$$

Ec. 3.11 se obtiene por definición dada de $\vec{\Pi}_{e,h}$:

$$\nabla_t^2 N\Psi_{e,h} + (w^2 \mu \varepsilon_0 k(r) - K^2) N\Psi_{e,h} = 0 \quad \text{Ec. 3. 11}$$

Ec. 3.12 es la transformada de Fourier

$$\Psi(x, y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi(\alpha, y) * e^{j\alpha x} d\alpha = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi d\alpha \quad \text{Ec. 3. 12}$$

Usando en la Ec. 3.11:

$$\begin{aligned} \mathfrak{J} \left[\frac{d^n X(t)}{dt^n} \right] &= (jw)^n X(w) \\ \mathfrak{J} \left[\frac{\partial D(x, y)}{\partial y} \right] &= \frac{\mathfrak{J} [D(x, y)]}{\partial y} = \frac{\partial D(\alpha, y)}{\partial y} \end{aligned} \quad \text{Ec. A2. 20}$$

Se llega a Ec. 3.13:

$$\begin{aligned} \left(\frac{d^2}{dy^2} + P_2^2 - \alpha^2 \right) \begin{Bmatrix} \Psi_e(\alpha, y) \\ \Psi_h(\alpha, y) \end{Bmatrix} &= 0 \quad y > d \\ \left(\frac{d^2}{dy^2} + P_1^2 - \alpha^2 \right) \begin{Bmatrix} \Psi_e(\alpha, y) \\ \Psi_h(\alpha, y) \end{Bmatrix} &= 0 \quad y < d \end{aligned} \quad \text{Ec. 3. 13}$$

donde se definen:

$$\begin{aligned} \beta_1 &= (P_1^2 - \alpha^2)^{1/2} & y & \quad P_1^2 = w^2 \mu_r \varepsilon_r \mu_0 \varepsilon_0 - K^2 \\ \beta_2 &= (\alpha^2 - P_2^2)^{1/2} & y & \quad P_2^2 = w^2 \mu_0 \varepsilon_0 - K^2 \end{aligned} \quad \text{Ec. 3. 14}$$

$$\begin{aligned}\vec{E} &= (-j\omega\mu\nabla \times \vec{\Pi}_h + \nabla \times \nabla \times \vec{\Pi}_e) * e^{-j\beta_o R_P} \\ \vec{H} &= (-j\omega\varepsilon\nabla \times \vec{\Pi}_e + \nabla \times \nabla \times \vec{\Pi}_h) * e^{-j\beta_o R_P}\end{aligned}\quad \text{Ec. 3. 15}$$

Se incluye el factor exponencial de fase $e^{-j\beta_o R_P}$ debido a que la distancia entre el foco generador puntual y el de observación introduce un retraso de fase cuya variación está expresada por el factor antes anotado.

Factor del que sin olvidarlo, se puede prescindir para continuar con el análisis de cómo se obtienen los campos.

Estas contribuciones se calculan así:

se halla:

$$\nabla \times \vec{\Pi}_{ez} = \frac{\partial \Pi_{ez}}{\partial y} \vec{a}_x - \frac{\partial \Pi_{ez}}{\partial x} \vec{a}_y \quad \text{Ec. A2. 21}$$

con lo que:

$$\vec{E}_e = \nabla \times \left[N \left(\frac{\partial \Psi_e}{\partial y} \vec{a}_x - \frac{\partial \Psi_e}{\partial x} \vec{a}_y \right) e^{j(\omega t - Kz)} \right] \quad \text{Ec. A2. 22}$$

$$\text{como: } \nabla \times \vec{V} = \vec{a}_x \left(\frac{\partial V_z}{\partial y} - \frac{\partial V_y}{\partial z} \right) + \vec{a}_y \left(\frac{\partial V_x}{\partial z} - \frac{\partial V_z}{\partial x} \right) + \vec{a}_z \left(\frac{\partial V_y}{\partial x} - \frac{\partial V_x}{\partial y} \right) \quad \text{Ec. A2. 23}$$

por lo que:

$$\vec{E}_e = \left[-jK \left(\frac{\partial \Psi_e}{\partial x} \vec{a}_x + \frac{\partial \Psi_e}{\partial y} \vec{a}_y \right) - \nabla_t^2 \Psi_e \vec{a}_z \right] N e^{j(\omega t - Kz)} \quad \text{Ec. A2. 24}$$

y de forma análoga:

$$\vec{H}_h = \left[-jK \nabla_t \Psi_h - \nabla_t^2 \Psi_h \vec{a}_z \right] N e^{j(\omega t - Kz)} \quad \text{Ec. A2. 25}$$

Las otras contribuciones serían:

$$\vec{E}_h = -j\omega \mu_i \nabla \times \vec{\Pi}_h = -j\omega \mu_i \left(\frac{\partial \Psi_h}{\partial y} \vec{a}_x - \frac{\partial \Psi_h}{\partial x} \vec{a}_y \right) N e^{j(\omega t - Kz)} = (j\omega \mu_i \vec{a}_z \times \nabla_t \Psi_h) N e^{j(\omega t - Kz)}$$

Ec. A2. 26

y de forma análoga:

$$\vec{H}_e = (-j\omega \varepsilon_i \vec{a}_z \times \nabla_t \Psi_e) N e^{j(\omega t - Kz)} \quad \text{Ec. A2. 27}$$

dividiendo las expresiones anteriores de campo para $jK N e^{j(\omega t - Kz)}$, se llega a la siguiente expresión general de los campos en un elemento microstrip de corriente en el dominio espacial:

$$\begin{aligned} E_t &= \frac{\omega \mu_i}{K} \vec{a}_z \times \nabla_t \Psi_{hi} - \nabla_t \Psi_{ei} \\ H_t &= -\frac{\omega \varepsilon_i}{K} \vec{a}_z \times \nabla_t \Psi_{ei} - \nabla_t \Psi_{hi} \\ \text{usando Ec.3.11: } E_{zi} &= \frac{P_i^2}{jK} \Psi_{ei} \\ \text{idem anterior: } H_{zi} &= \frac{P_i^2}{jK} \Psi_{hi} \end{aligned} \quad \text{Ec. A2. 28}$$

Esta última ecuación está considerada como la Ec. 3.16.

Las condiciones de borde en el plano de tierra y al infinito, así como la simetría alrededor del plano $x=0$ sugieren que las funciones de potencial de los modos fundamentales tengan la forma:

$$\begin{aligned}
 \Phi_e &= \Psi_e(\alpha, y) \cos \alpha x \\
 \Psi_e(\alpha, y) &= A \operatorname{sen} \beta_1 y \quad y < d \\
 &= B e^{[-\beta_2(y-d)]} \quad y > d \\
 \Phi_h &= \Psi_h(\alpha, y) \operatorname{sen} \alpha x \\
 \Psi_h(\alpha, y) &= C \cos \beta_1 y \quad y < d \\
 &= D e^{[-\beta_2(y-d)]} \quad y > d
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 3.17}$$

También se comprobó que Ec. 3.17 cumple Ec. 3.13; con lo que con anteriores expresiones, Ec. A2.28 los campos en el dominio de Fourier serían:

$$\begin{aligned}
 \hat{E}_t &= -j\alpha \hat{\Psi}_e \bar{a}_x - \frac{\partial \hat{\Psi}_e}{\partial y} \bar{a}_y + \frac{w\mu_i}{K} \left(j\alpha \hat{\Psi}_h \bar{a}_y - \frac{\partial \hat{\Psi}_h}{\partial y} \bar{a}_x \right) \\
 \rightarrow \hat{E}_t &= \left(-j\alpha \hat{\Psi}_e - \frac{w\mu_i}{K} \frac{\partial \hat{\Psi}_h}{\partial y} \right) \bar{a}_x + \left(\frac{w\mu_i}{K} j\alpha \hat{\Psi}_h - \frac{\partial \hat{\Psi}_e}{\partial y} \right) \bar{a}_y \\
 \hat{H}_t &= \left(-j\alpha \hat{\Psi}_h - \frac{w\varepsilon}{K} \frac{\partial \hat{\Psi}_e}{\partial y} \right) \bar{a}_x - \left(\frac{w\varepsilon}{K} j\alpha \hat{\Psi}_e + \frac{\partial \hat{\Psi}_h}{\partial y} \right) \bar{a}_y \\
 \hat{E}_z &= \frac{P_i^2}{jK} \hat{\Psi}_e \\
 \hat{H}_z &= \frac{P_i^2}{jK} \hat{\Psi}_h
 \end{aligned}
 \tag{Ec. A2.29}$$

de aquí, al usar Ec.3.17 los campos para $y < d$ serían:

$$\hat{E}_t = \left(-j\alpha A + \frac{w\mu_r\mu_o\beta_1}{K} C \right) \text{sen } \beta_1 y \vec{a}_x + \left(\frac{j\alpha w\mu_r\mu_o}{K} C - A\beta_1 \right) \text{cos } \beta_1 y \vec{a}_y, \quad \text{Ec. A2. 30}$$

$$\hat{H}_t = \left(-j\alpha C + \frac{w\varepsilon_r\varepsilon_o\beta_1}{K} A \right) \text{cos } \beta_1 y \vec{a}_x - \left(\frac{jw\alpha\varepsilon_r\varepsilon_o}{K} A - C\beta_1 \right) \text{sen } \beta_1 y \vec{a}_y, \quad \text{Ec. A2. 31}$$

$$\hat{E}_z = \frac{P_1^2}{jK} A \text{sen } \beta_1 y \quad \text{Ec. A2. 32}$$

$$\hat{H}_z = \frac{P_1^2}{jK} C \text{cos } \beta_1 y \quad \text{Ec. A2. 33}$$

y para $y > d$ al usar la Ec.3.17 los campos serían:

$$\hat{E}_t = \left(-j\alpha B + \frac{w\mu_o\beta_2}{K} D \right) e^{[-\beta_2(y-d)]} \vec{a}_x + \left(\frac{j\alpha w\mu_o}{K} D + B\beta_2 \right) e^{[-\beta_2(y-d)]} \vec{a}_y, \quad \text{Ec. A2. 34}$$

$$\hat{H}_t = \left[\left(-j\alpha D - \frac{w\varepsilon_o\beta_2}{K} B \right) \vec{a}_x - \left(\frac{jw\alpha\varepsilon_o}{K} B - D\beta_2 \right) \vec{a}_y \right] e^{[-\beta_2(y-d)]} \quad \text{Ec. A2. 35}$$

$$\hat{E}_z = \frac{P_2^2}{jK} B e^{[-\beta_2(y-d)]} \quad \text{Ec. A2. 36}$$

$$\hat{H}_z = \frac{P_2^2}{jK} D e^{[-\beta_2(y-d)]} \quad \text{Ec. A2. 37}$$

Trabajando con las condiciones de borde.

Cuando $y=d$, tenemos:

$$E_{z1} = E_{z2} \quad \text{Ec. A2. 38}$$

, de donde:

$$B = \frac{P_1^2}{P_2^2} * A * \text{sen } \beta_1 d \quad \text{Ec. A2. 39}$$

haciendo $\tau = P_1^2 / P_2^2$, de otra condición de borde:

$$E_{x1} = E_{x2} \quad \text{Ec. A2. 40}$$

$$\rightarrow \left(-j\alpha A + \frac{w\mu_r\mu_o\beta_1}{K}C\right) \text{sen } \beta_1 d = -j\alpha\tau A \text{sen } \beta_1 d + \frac{w\mu_o\beta_2}{K}D \quad \text{Ec. A2. 41}$$

, se llega a relación:

$$D = \frac{\left[-j\alpha A(1-\tau)K + w\mu_r\mu_o\beta_1 C\right] \text{sen } \beta_1 d}{w\mu_o\beta_2} \quad \text{Ec. A2. 42}$$

al usar la C. de Borde:

$$H_{y1} = H_{y2} \quad \text{Ec. A2. 43}$$

$$\rightarrow \left(-\frac{j\alpha w\epsilon_r\epsilon_o}{K}A + C\beta_1\right) \text{sen } \beta_1 d = \beta_2 D - \frac{j\alpha w\epsilon_o}{K}\tau \text{sen } \beta_1 d A \quad \text{Ec. A2. 44}$$

se llega a:

$$D = \frac{[-j\omega\alpha A(\varepsilon_r\varepsilon_o - \varepsilon_o\tau) + K\beta_1 C] \text{sen } \beta_1 d}{\beta_2 K} \quad \text{Ec. A2. 45}$$

con lo cual, se iguala: Ec. A2.43 con Ec. A2.46:

$$j\alpha A(\tau - 1)K^2 + w\mu_r\mu_o\beta_1 CK = j\alpha Aw^2\mu_o(\varepsilon_o\tau - \varepsilon_r\varepsilon_o) + w\mu_o K\beta_1 C \quad \text{Ec. A2. 46}$$

$$\rightarrow C = \frac{j\alpha A[(\tau - 1)K^2 - K_o^2(\tau - \varepsilon_r)]}{Kw\beta_1\mu_o[1 - \mu_r]} \quad \text{Ec. A2. 47}$$

Se reemplaza en Ec. A2.46:

$$D = \frac{j\alpha A[K_o^2\mu_r(\tau - \varepsilon_r) + K^2(\tau - 1)] \text{sen } \beta_1 d}{Kw\beta_2\mu_o[1 - \mu_r]} \quad \text{Ec. A2. 48}$$

Uso las otras C. de Borde:

$$H_{z1} - H_{z2} = -J_x(\alpha) \quad \text{Ec. A2. 49}$$

considerando en esta ecuación que: $w/\lambda < 0,1$; se asume que: $J_x \ll J_z$, con lo que: $J_x \approx 0$; y como $A \neq \alpha \neq 0$, se llega a:

$$\tau\beta_2 \frac{\cot(\beta_1 d)}{\beta_1} = \frac{K^2(\tau - 1) + K_o^2\mu_r(\tau - \varepsilon_r)}{K^2(\tau - 1) - K_o^2(\tau - \varepsilon_r)} \quad \text{Ec. A2. 50}$$

De la C. de Borde final:

$$H_{x_1} - H_{x_2} = J_z(\alpha) \quad \text{Ec. A2. 51}$$

con la cual se llega a:

$$A = \frac{J_z(\alpha)}{\frac{\alpha^2}{Kw\mu_o[1-\mu_r]} \left\{ \frac{[(\tau-1)K^2 - K_o^2(\tau-\epsilon_r)]}{\beta_1} \cos \beta_1 d - \frac{[(\tau-1)K^2 - K_o^2\mu_r(\tau-\epsilon_r)]}{\beta_2} \sin \beta_1 d \right\} + \frac{w\epsilon_o}{K} [\epsilon_r \beta_1 \cos \beta_1 d + \beta_2 \tau \sin \beta_1 d]}$$

$$\text{Ec. A2. 52}$$

expresiones con las que se definen las otras constantes para determinar los campos.

La expresión para J_z puede venir dada para cada elemento de corriente por:

$$dJ_z = I_o * dz \quad \text{Ec. 3. 24}$$

debido a que la corriente I_o se supone constante a lo largo del elemento de corriente, pero no así a lo ancho de él. La magnitud I_o para cada punto viene dada por H. Fiallo⁸ como

⁸ H. Fiallo; Multilayer Ferrite Dielectric One Ghz Low - Pass Filters; Thesis for the Degree of Master of Science; Dic. 1991; Penn University; pág. 23.

$$I_o = \begin{cases} |x| & -\frac{w}{2} \leq x \leq \frac{w}{2} \quad y = d \\ 0 & \text{cualquier - otro - caso} \end{cases} \quad \text{Ec. 3. 22}$$

que es una expresión adecuada para las frecuencias de trabajo en esta investigación y para materiales con alto valor de ϵ' .

No olvidar que K se define como:

$$K = \frac{2\pi}{\lambda_g} = w \sqrt{\mu_{eff} \epsilon_{eff}} \quad \text{Ec. A2. 53}$$

ANEXO 3

MANUAL DE USUARIO DEL SIDAM

Presentación del programa:

El SIDAM (Sistema Informático para Diseño de Antenas Microstrip) permite el diseño de antenas microstrip haciendo uso de la formulación empírica encontrada por Wheeler y la definición de la guía onda equivalente de la microstrip. Se cuida que el requerimiento de miniaturización de la antena se cumpla obligando a que las dimensiones límites se mantengan en un rango escogido, aquí: $0.1 \text{ mm} \leq a_i \leq 4 \text{ mm}$; donde a_i representa el ancho de la sección de microstrip de radiación o el ancho de la sección de microstrip de acoplamiento¹.

Propósito del Programa:

Al usar este programa se obtiene una antena microstrip que tiene las siguientes dimensiones expresadas literalmente:

¹ El principio de funcionamiento de la antena microstrip que se diseña con el SIDAM se encuentra en el capítulo 3 de esta investigación.

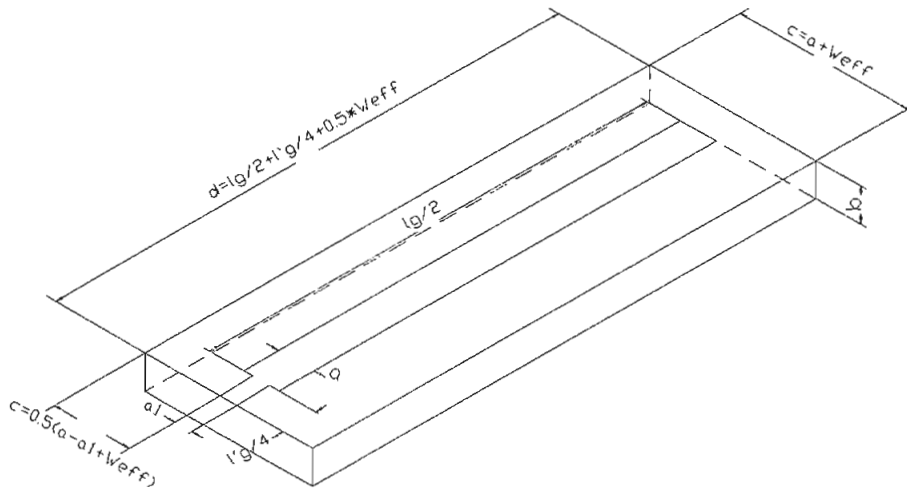


Fig. A3. 1 Dimensiones literales de la antena que entrega el SIDAM.

Requerimientos del programa:

Para poder trabajar con este programa es necesario disponer de 450 Kb en el disco y contar con ambiente de trabajo en Windows 3.X o superior.

Uso del programa:

Al instalar el SIDAM, se debe hacerlo escogiendo que se genere dentro del disco duro el directorio ANTENA , en el que se encontrarán el programa SIDAM.exe y todos los archivos adicionales que permitirán trabajar con el programa bajo los requerimientos antes anotados.

Para iniciar con el trabajo del diseño de la antena, ejecute el programa SIDAM.exe.

Luego de ejecutar el archivo SIDAM.exe aparecerá la pantalla de presentación inicial (ver Fig. 4.1).

La selección - ejecución de comandos, menús o submenús se la puede hacer mediante el dispositivo apuntador, con las teclas de control Alt + Letra subrayada o alguna combinación de teclas que se encuentren explícitamente sugeridas.

Al presionar Continuar se presenta la pantalla del menú principal.

En la pantalla del menú principal se muestran las siguientes opciones:

Archivo Edición Diseño Ventana

El menú Archivo tiene los siguientes submenús:

Archivo Acerca de
 Guardar CTR + G
 Salir CTR + S

La opción “Acerca de” muestra el cuadro de información sobre el autor y el programa.

En la opción Guardar se crea un archivo tipo texto (.txt) al que se le puede asignar cualesquier nombre.

NOTA: Si se ejecuta la opción grabar sin asignar un nuevo nombre a la última corrida del programa, “se sobrescribe al anterior, si existiere”.

Al escoger la opción Salir aparecerá una caja de mensajes en la que se pregunta si se está seguro de salir del programa o no.

La opción Edición tiene los siguientes submenús:

Edición Dieléctrico

Frecuencia

Al seleccionar una de las dos opciones, se presenta la pantalla concerniente a la selección hecha para: consultar o ingresar los datos con los que se va a trabajar. Los datos visualizados serán de la base de datos correspondiente, y en esta pantalla se puede ingresar un nuevo valor que interese estudiar; ó la actualización de algún valor de la base de datos.

Al escoger la opción dieléctrico se presenta la pantalla que se aprecia en la figura 4.2.

si es necesario se actualizan sus datos, o en uno de los casilleros vacíos que se presentarán se puede ingresar un nuevo material y sus datos.

Los datos pueden ser de temperatura a la que se realizaron las mediciones, densidad, tangente de pérdidas y coeficiente de permitividad dieléctrica relativa real a las frecuencias discretas anotadas.

Refiérase a la sección 3.4 o 5.1.1.2 de esta investigación para revisar la adquisición y el papel de estos datos para el diseño.

Los datos ingresados se almacenan en la base de datos respectiva.

Al escoger la opción frecuencia se presenta la pantalla que aparece activa en la figura 4.2

Haciendo clic en las flechas de la barra de selección de frecuencia se escoge el canal con el que se va a trabajar a sus frecuencias asignadas. Se presentan los canales con el nombre de la empresa a la que ha sido asignada en el país.

Refiérase a la sección 1.3 de esta investigación para revisar la obtención de estos datos para el diseño.

Los datos ingresados se almacenan en la base de datos respectiva.

Las pantallas que se presentan en las opciones al escoger la opción del menú principal Diseño se los encuentran en la Fig. 4.3 (de opción Cálculo Directo) y en la Fig. 4.4 (de opción Gráfico).

- A la opción Cálculo directo de la antena se accede desde el menú principal al hacer clic en diseño y seleccionando cálculo directo.

Aquí se tiene el proceso computarizado que está planteado haciendo uso del esquema de determinación de las dimensiones de la antena presentado en el capítulo 3 ítem 5 de esta investigación y considerando restricciones de carácter constructivo de la antena, así: el ancho de las láminas conductoras, sean del elemento radiante o del elemento de acoplamiento, debe cumplir que: $0.1 \text{ mm} \leq a_i \leq 4 \text{ mm}$

En la pantalla de cálculo directo (ver Fig. 4. 3) se permite: el ingreso de los datos para el cálculo de la antena adecuada, siguiendo el proceso de la obtención de sus dimensiones. También se presenta al usuario los datos que se van obteniendo durante el cálculo, junto con mensajes en el cuadro de notas, al pie de la pantalla; adicionalmente, al presionar el botón Salir se almacenarán dichos datos para la posterior presentación gráfica de la antena o creación de el archivo *.txt con los datos del diseño actual de la antena. El botón reiniciar obliga a seguir en la búsqueda del diseño

sección de acoplamiento era físicamente imposible construirlo en forma artesanal; este botón obliga al usuario a encontrar un nuevo diseño, a partir de la selección de la impedancia característica esperada del elemento radiante.

Nota: Para el diseño de los controles de esta interfaz se puso énfasis en evitar posibles errores de usuarios no experimentados y en entregar mensajes de la situación del programa sea en el cuadro de notas al pie de la pantalla o como caja de mensajes que aparecerán en el centro de la pantalla; se recomienda leerlos pues en ellos se sugerirán el rango de valores a los que conviene asignarlos.

- A la opción gráfico se accede desde el menú principal al hacer clic en diseño y seleccionar gráfico.

En la pantalla que aparece (ver Fig. 4.4) se tendrá una presentación gráfica de los datos establecidos por el programa para el diseño de la antena adecuada, de acuerdo a la escala establecida para la mejor visión del usuario. Los procesos que se tienen sobre la generación y presentación de esta gráfica son los siguientes:

1. Al principio se deben cargar los datos de la antena haciendo clic en el botón Cargar.

2. Para que se presente el modelo se debe hacer clic en Dibujar y
3. Para detener la rotación de la imagen se debe hacer clic en Detener.

El gráfico que se genera es un modelo en perspectiva ampliado de la antena que permanecerá rotando hasta que se haga clic en el botón detener y solo en esta condición es posible salir del programa al presionar el botón respectivo.

El menú Ventana tiene los siguientes submenús:

Ventana Cascada
 Mosaico
 Arreglar iconos

Que son opciones típicas que cumplen idéntico papel al que tienen en cualesquier programa que se desarrolla en ambiente Windows.

ANEXO 4

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA MATRIZ PARALELEPÍPEDA RECTANGULAR PARA CONFORMADO DE POLVO PARA FABRICACIÓN DE CERÁMICAS.

Los criterios de dimensionamiento para el diseño y la construcción de la matriz se basaron en las dimensiones límites planteadas para la antena (ver la Fig. 3.4, n=2) y en el porcentaje de encogimiento teórico esperado (10 - 15%) que se presenta en el proceso de sinterización del polvo para la fabricación de la cerámica.

CRITERIOS DE DISEÑO - CONSTRUCCIÓN - FUNCIONAMIENTO:

- Hay la necesidad de que la muestra ya comprimida tenga un deslizamiento lo más suave y pequeño posible al sacarla de la matriz. Esta condición se facilitó haciendo que todos los elementos de la matriz sean interdependientes, pero a la vez separables; de esta forma es posible ajustar y aflojar a voluntad la constitución de la matriz.
- Se usaron materiales de características tales que soporten la mayor carga a la que será sometida la matriz, estos son mostrados en la tabla A4.1¹

¹ Catálogo de aceros especiales de la ASSAB; Ivan Bohman C.A.

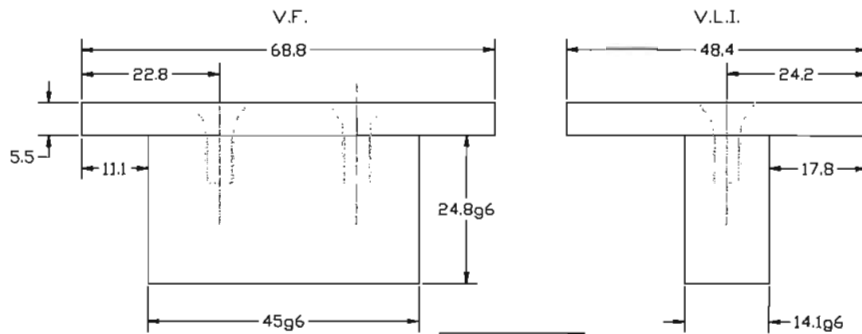
Identificación de acero	Tratamiento térmico	Uso en la matriz
DF2	Cementación 1 mm	Punzón del macho
SKF 356A	Sin tratamiento	Para el resto de elementos

Tabla A4. 1 Materiales usados para la construcción de la matriz para el conformado del polvo para la cerámica.

Los diseños para la construcción de la matriz son presentados en los siguientes planos²:

² Los criterios para presentar normalizadamente los acotamientos se tomaron de: CHEVALIER A. ; "Dibujo Industrial"; Montaner y Simon, S.A.; 1979; Barcelona - España.

N6



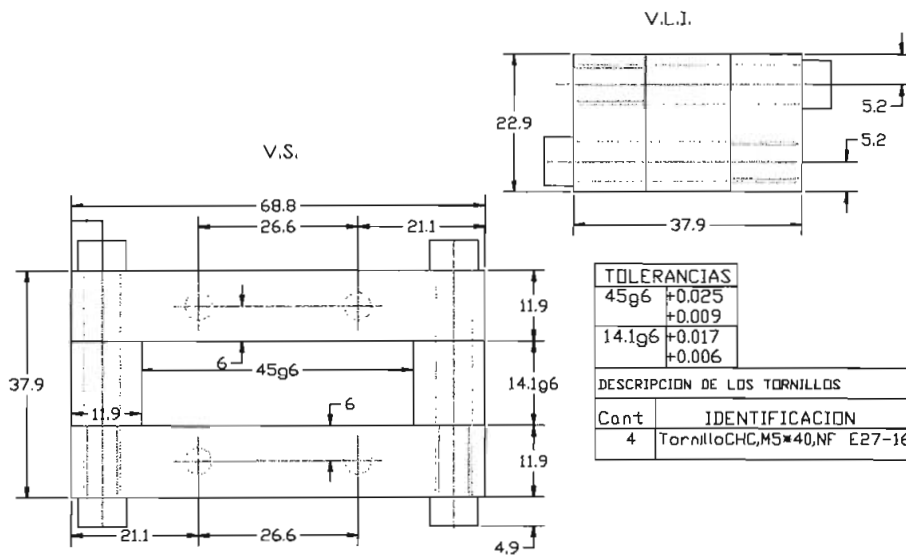
TOLERANCIAS	
45g6	-0.009 -0.025
14.1g6	-0.005 -0.017
24.8g6	-0.007 -0.020

DESCRIPCION DE LOS TORNILLOS.	
Cont.	IDENTIFICACION
2	Tornillo FHC/90, M5x14, N° E 27-160

NOTAS: Eliminar aristas vivas
La cabeza del punzón está cementada 1 mm

Trat. térmico		E.P.N.	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
Recubrimiento			Dib. GALARRAGA JULIO	
Material DF2 Para cabeza del punzón SKF356A todo lo demás	Tol. grad. 0.01	Escala 1 : 1	Dis. GALARRAGA JULIO	Rev. Dr. FIALLO HECTOR
MACHO DE LA MATRIZ		PLANO: 01	Fecha 98/06/19	

N6



NOTAS: Eliminar aristas vivas.

Trat. térmico		E.P.N.	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
Recubrimiento		Escala	Dib.	GALARRAGA JULIO
Material	SKF356A	Tol. gral.	Dis.	GALARRAGA JULIO
		0.01	Rev	Dr. FIALLO HECTOR
HEMBRA DE LA MATRIZ		PLANO:	Fecha	
		02	98/06/19	

ANEXO 5

CRITERIOS DE DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL ELEMENTO DE MEDICIÓN Y CALIBRACIÓN DE MICROSTRIPS.

Se estudió el HP 83040 Series Modular Microcircuit Package¹, para poder establecer criterios de diseño y construcción del elemento planteado en este anexo.

El elemento en mención es un elemento de medición y calibración de microstrips de espesor constante y longitud variable que es usado en el analizador vectorial de redes HP 8510B y sus características se ajustan para lograr con él una calibración del tipo TRL (Through - Reflect - Line), es de destacar la simetría y precisión en la construcción del elemento y la exactitud con la que se realizan las transiciones entre el conector de 3.5 mm que usa para la conexión con el puerto del analizador de redes y la sección de microstrip con la cual se le conectará a la microstrip en estudio.

También se observó el elemento de medición y calibración de microstrips que usa conectores de 3.5 mm construido por el Dr. Héctor Fiallo.

CRITERIOS SEGUIDOS PARA LA CONSTRUCCIÓN DEL ELEMENTO DE MEDICIÓN Y CALIBRACIÓN DE MICROSTRIPS.

¹ "Calibration and Modeling using the HP 83040 Modular Microcircuit Package"; HP Product Note 83040-2; May 1990; USA

1. Como es un elemento que se construye para determinar las características de reflexión de las antenas microstrip, se necesita lograr un buen corto circuito, circuito abierto y una carga de 50Ω , que son los patrones que pide el analizador para la calibración del puerto de reflexión.
 - El elemento de cortocircuito y las microstrips de impedancia característica igual a 50Ω son prefabricados y fueron donados por el Doctor Héctor Fiallo para la investigación.
 - El circuito abierto se considera a la región que queda donde luego se va a conectar la microstrip en estudio.
 - Para la carga de 50Ω en un inicio se utilizaron los puertos donde se iban a conectar la microstrip en estudio, pero se generaban problemas por las continuas conexiones y desconexiones; por ello se construyó un elemento adicional en el que exclusivamente se encuentre conectada la carga de 50Ω que es una sección de microstrip normalizada cuya impedancia característica es de 50Ω y su dimensión es igual a la longitud máxima esperada de microstrip: 14 mm.
2. Como se trabajan con microstrip de distinto espesor pero de una longitud máxima, el elemento de medición y calibración permite un trabajo con microstrips que guarden estas características; por ello se consideró para la construcción de la región del elemento de medición y calibración que va a alojar a la microstrip en estudio una longitud y ancho máximo, y se construyeron elementos para lograr la conexión de microstrips de distinto espesor.

3. Se procuró lograr una perfecta simetría de construcción para mantener las mismas longitudes eléctricas entre los distintos puertos de conexión al analizador y el puerto de medición de la microstrip en estudio.
4. Para la conexión entre el pin del conector BNC tipo chasis y el elemento microstrip ha ser medido se usan secciones de línea microstrip cuya impedancia característica sea de 50Ω . Para procurar una mejor conexión y reducir las pérdidas de inserción:
 - entre los pines del conector BNC tipo chasis y la sección de línea microstrip se realizan las transiciones microstrip - cable coaxial presentadas en el capítulo 6 ítem 2 y
 - entre la sección de línea microstrip y la microstrip en estudio se usaron bloques pequeños de teflón que por presión ayudaron a que se mantenga esta conexión
5. Se usa cobre de buena calidad para asegurar una buena conducción eléctrica.

Es de utilidad indicar cuáles se les denomina los puertos de conexión al analizador y los puertos de medición de la microstrip en estudio. Esto se muestra en la siguiente figura:

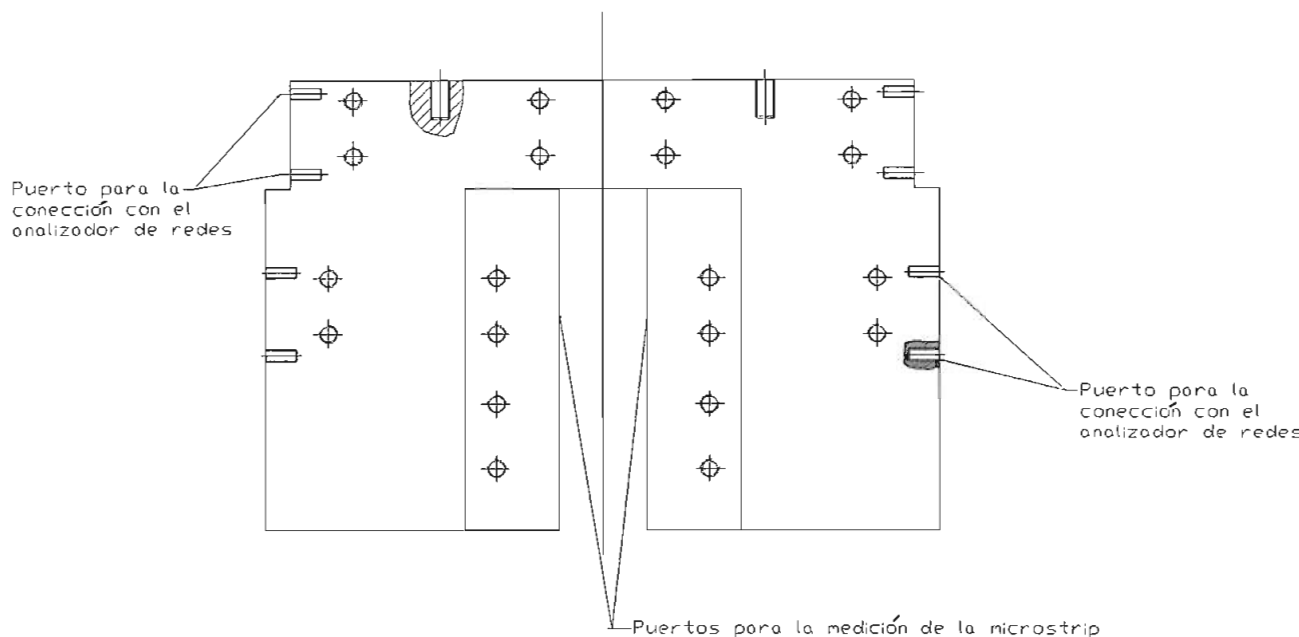


Fig. A5. 1 *Gráfica del cuerpo del elemento de medición y calibración construido con indicación de los puertos de conexión y medición.*

Es importante notar de la anterior gráfica que el elemento está hecho de tal forma que en el puerto de medición se puedan conectar las microstrip en estudio y obtener las características de reflexión de estas.

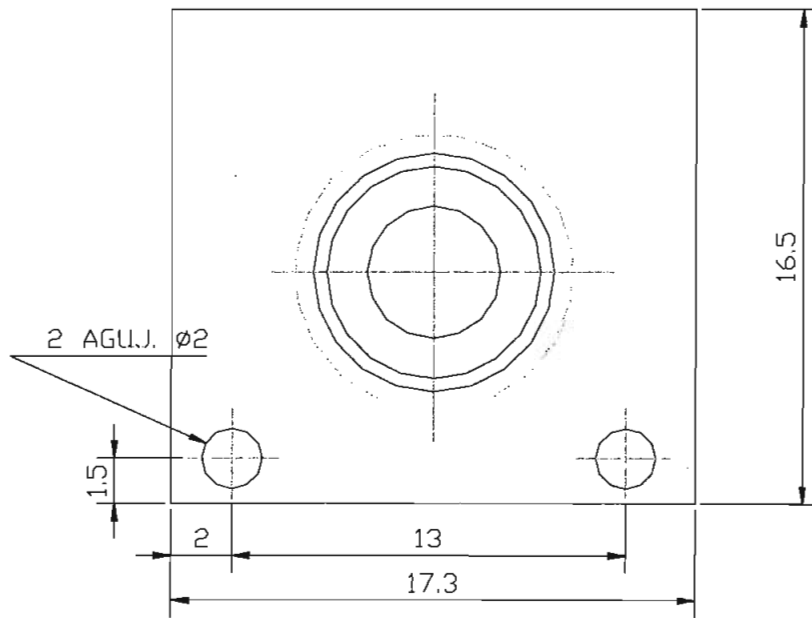
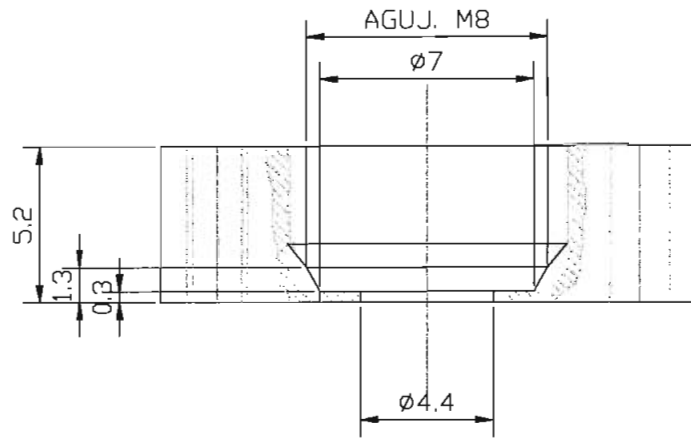
COMPROBACIÓN DE ELEMENTO DE MEDICIÓN Y CALIBRACIÓN

Se realiza un proceso de calibración del puerto de recepción en el canal 1 del analizador de redes haciendo las conexiones de elementos que el analizador pide; se comprobó que el corto circuito, el circuito abierto y la carga obtenidos eran precisos observándolos en la carta de Smith.

Los elementos construidos en el proceso de calibración generaron las constantes de calibración adecuadas en el algoritmo de calibración tal que las mediciones hechas por el analizador corresponden efectivamente a los elementos conectados en el puerto de medición del elemento de calibración y medición aquí construido. Se guardaron calibraciones para todo el rango de frecuencias de trabajo del analizador de redes (0.3 Mhz a 1.3 Ghz) y para el rango de frecuencias de operación de la telefonía móvil celular (824.04 Mhz a 894.04 Mhz).

Los planos de construcción de los elementos son mostrados a continuación:

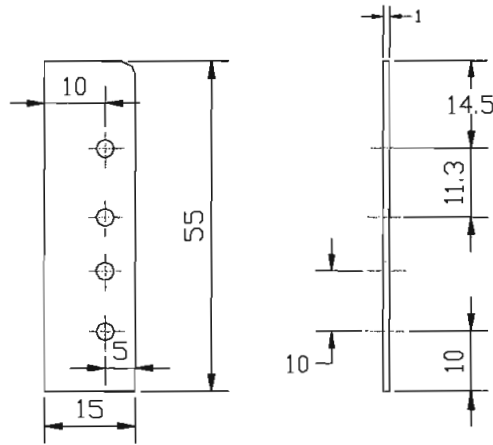
N6/



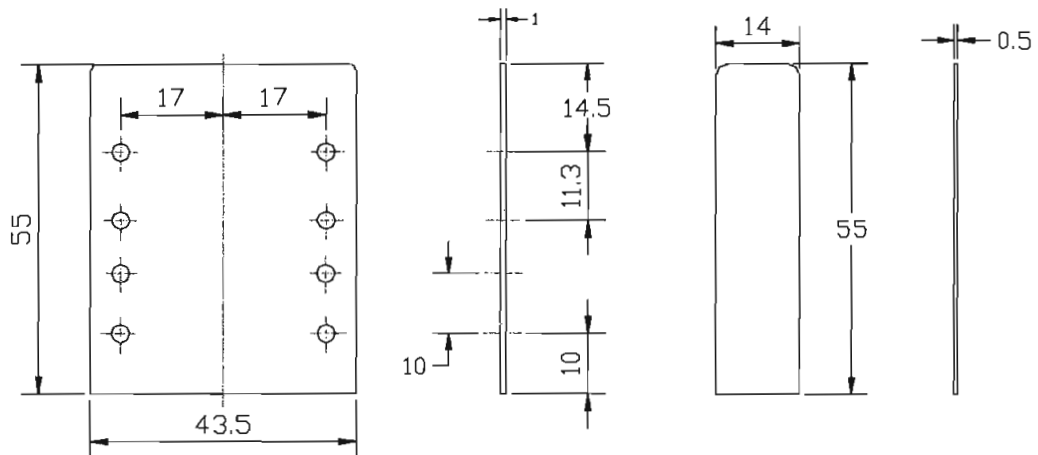
NOTAS: Eliminar aristas vivas.

Trat. térmico		E.P.N.	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
Recubrimiento				
Material	COBRE	Tol. gral.	Escala	Dib. GALARRAGA JULIO
		0.01	5:1	Dis. GALARRAGA JULIO
				Rev. Dr. FIALLO HECTOR
ALOJAMIENTO PARA CONECTOR BNC TIPO CHASIS.			PLANO:	Fecha
			04	98/06/19

Ejemplo del elemento que va a servir para el ajuste del espesor de las microstrip:



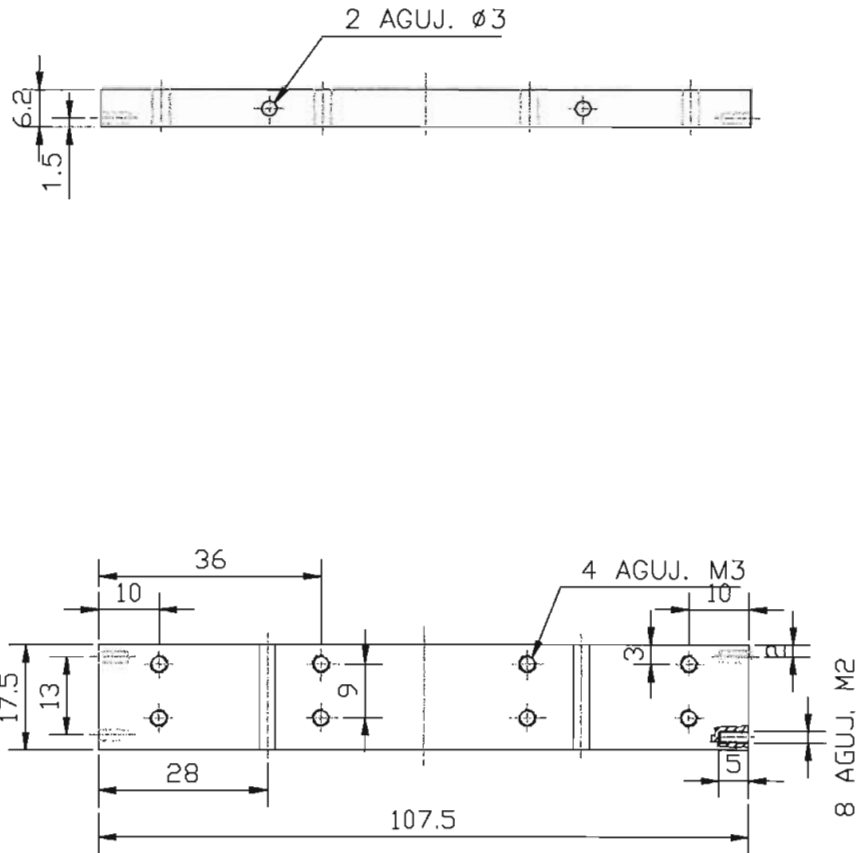
Elementos con los que se le pondría a un voltaje V_0 la cara de la microstrip opuesta a la del elemento radiante.



NOTAS: Eliminar aristas vivas
Redondear los bordes indicados

Trat. térmico		E.P.N.	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
Recubrimiento			Dib.	GALARRAGA JULIO
Material COBRE	Tol. gral. 0.1	Escala 1:1	Dis.	GALARRAGA JULIO
			Rev.	Dr. FIALLO HECTOR
ELEMENTOS PARA EL TRABAJO CON MICROSTRIPS QUE TIENEN SUBSTRATO DIELECTRICO DE DISTINTO ESPESOR.		PLANO:	05	Fecha 98/06/19

N6/



NOTA: Los 8 agujeros perpendiculares a la superficie son pasantes
 Eliminar aristas vivas

Trat. térmico		E.P.N.	FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
Recubrimiento		Escala	Dib. GALARRAGA JULIO	
Material	Tol. gral.	1:1	Dis. GALARRAGA JULIO	
COBRE	0.01		Rev. Dr. FIALLO HECTOR	
ELEMENTO COMPLEMENTARIO PARA CALIBRACION DE CARGA.		PLANO:	06	Fecha 98/06/19

ANEXO 6

CRITERIOS DE DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE EQUIPO DE ROTACIÓN CONTROLADA PARA LA MEDICIÓN DE ANTENAS.

Este es un equipo que no reúne las mejores condiciones de diseño que se podrían tener (por ejemplo, se podría construir un equipo totalmente digital cuyas opciones de trabajo sean comandadas por un microcontrolador, esto es tema de una tesis de grado), pero es un equipo que cumple con los requerimientos de operación necesarios para esta tesis y otras aplicaciones que se le podría dar.

El equipo se basa en el control de rotación de un motor paso a paso, cuyos datos de placa están en la siguiente figura:

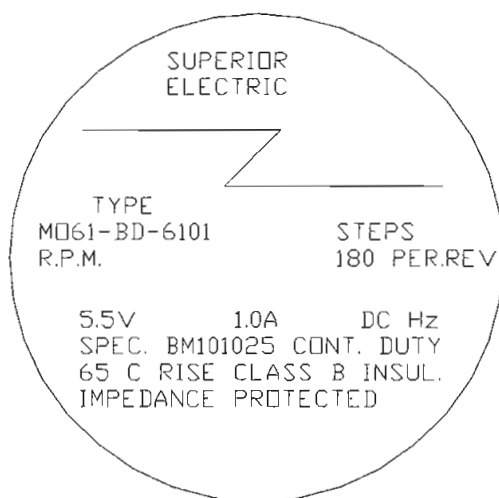


Fig. A6. 1 *Datos de placa del motor paso a paso con el que se construye el equipo presentado en este anexo.*

A este motor se le controla y adecua para el trabajo como equipo de rotación controlada para medición de antenas.

DATOS SOBRE EL DISEÑO DEL CIRCUITO GENERADOR DE CONTROL DE SECUENCIA:

El circuito básico de control del motor paso a paso viene dado en el primer plano de este anexo, el que está en la hoja contigua.

La secuencia que genera y el tipo de rotación que se obtienen son los siguientes¹ :

Paso de la secuencia		C1	C2	C3	C4	Código Binario
↑	1 AR	1	0	1	0	1010
	2	1	0	0	1	1001
	3	0	1	0	1	0101
	4 ↓	0	1	1	0	0110
CAR	1	1	0	1	0	1010

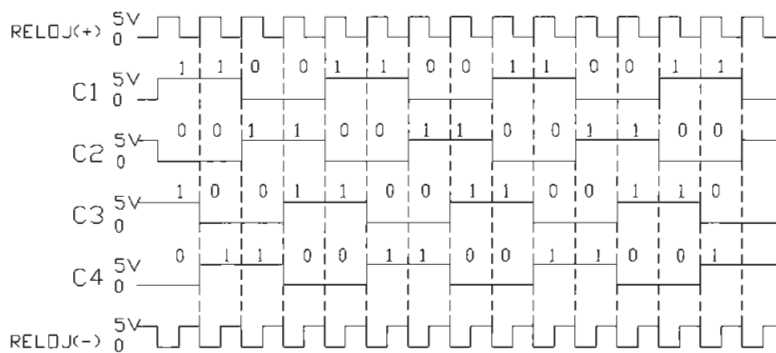
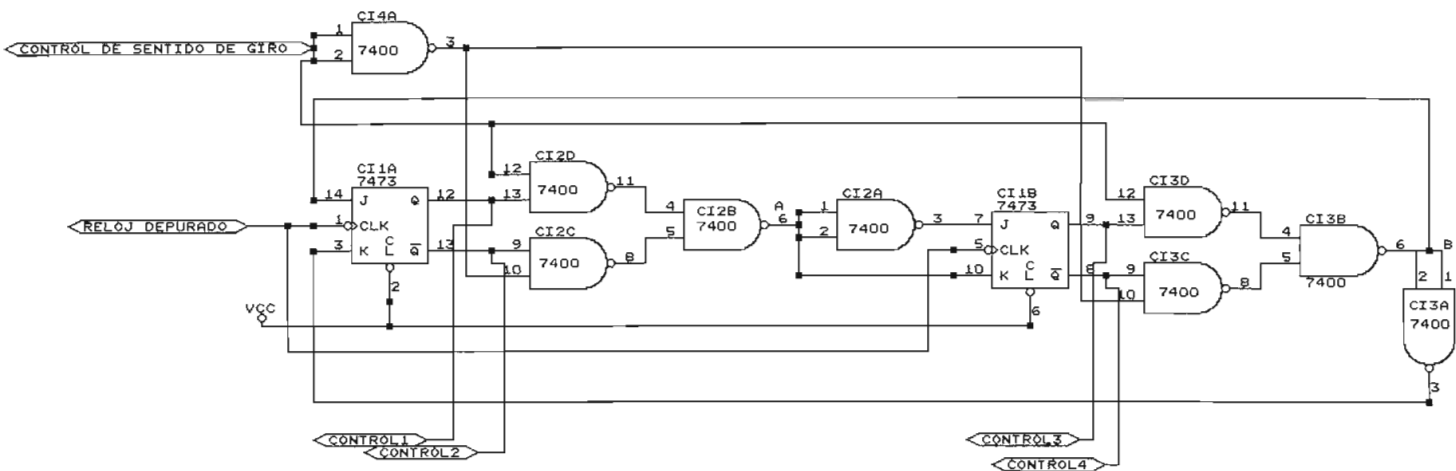


Fig. A6. 2 Secuencia que debe ser generada para el control del motor paso a paso.

¹ MARKUS J.; "Guía Práctica de Circuitos Electrónicos. Proyectos Electrónicos"; Edit. Mc Graw - Hill; México; 1994; pág. 106



E.P.N.		
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA		
ELECTRONICA EN TELECOMUNICACIONES		
Dib. por: GALARRAGA CALERO JULIO		
Title		
GENERADOR DE SECUENCIA DE CONTROL		
Size	Document Number	REV
A	07	H.F
Date:	June 19, 1998	Sheet of

Para el mayor entendimiento de la forma en la que se genera la secuencia de control del motor paso a paso, se muestra una secuencia de control adicional que se presenta en los puntos indicados del circuito del plano anterior.

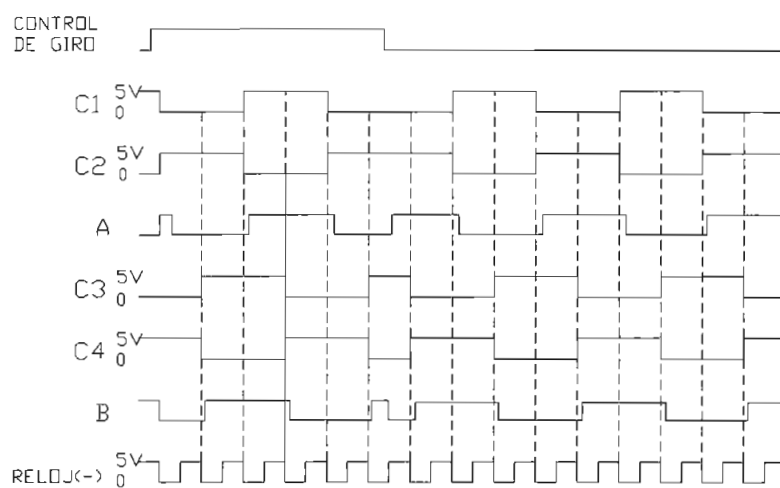


Fig. A6. 3 Estudio de la generación de señales en el circuito de secuencia de control.

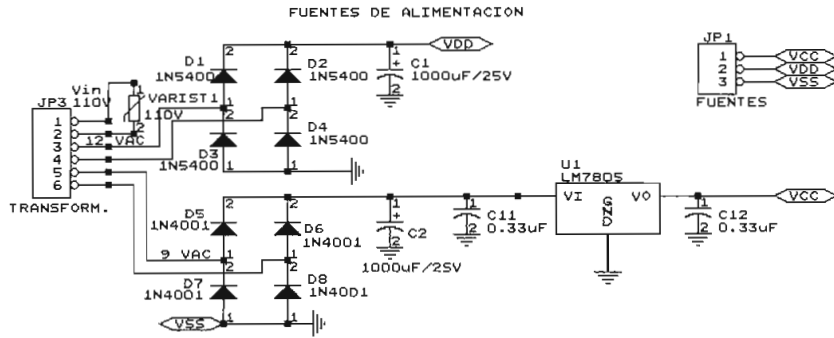
Es importante notar el papel de las transiciones y los retardos (que se presentan exagerados) para la generación de la secuencia de control.

DATOS SOBRE EL DISEÑO DE LA FUENTE:

Dados los datos de placa del motor paso a paso, es evidente que se necesita tener dos fuentes para el trabajo:

- Una que alimente la sección de control del motor, por lo que esta tendrá niveles de voltaje TTL y soportará una carga máxima de 1 A y
- Otra que alimente en forma controlada a las entradas del motor, se dimensionó a esta fuente para que entregue 12 V y 2 A.

El diagrama de las fuentes se presenta en el plano a continuación:



E.P.N.			
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA			
ELECTRONICA EN TELECOMUNICACIONES			
Dib. por: GALARRAGA CALERO JULIO			
Title FUENTES DE ALIMENTACION			
Size	Document Number		REV
A	08		H.F
Date:	June 19, 1998	Sheet	of

CRITERIOS DE DISEÑO DEL CIRCUITO DE TEMPORIZACIÓN Y DEL RELOJ:

Como resulta conveniente hacer que el trabajo del motor paso a paso sea de tal forma que pueda rotar en forma continua a una frecuencia dada y pueda moverse en pasos discretos a voluntad del operador, entonces se diseñaron dos circuitos temporizadores mediante el uso de un C.I. LM 556² que posee dos LM 555 en un mismo C.I. con lo que se asegura un funcionamiento en conjunto más confiable.

El primer circuito temporizador se diseña con la parte identificada como B del LM 556, trabaja como a estable generando el circuito de reloj que comandará las transiciones para los cambios de la secuencia de control, en la salida del reloj se cuenta con indicadores luminosos que facilitan el control de las transiciones que se presentan y el trabajo a una mediana distancia (esta puede ser mayor o menor dependiendo de la sensibilidad visual del operador). El control del reset de esta parte B del LM 556 trabaja de tal forma que el circuito de reloj no se genere cuando la opción de trabajo en forma discreta se escoja; en esta opción solo deben generarse pulsos de reloj cuando se haya dado un pulso a voluntad del operador para el movimiento del motor. Los límites de la frecuencia de rotación del motor (f_{RM}) que controla este circuito son:

$$0.02 \text{ Hz} \leq f_{RM} \leq 1 \text{ Hz}$$

² WILLIAMS A.B.; "Manual de Circuitos Integrados; Selección, Diseño y Aplicaciones"; Edit. Mc. Graw Hill; México; 1992

El segundo circuito temporizador se diseña con la parte identificada como A del LM 556, trabaja como monoestable de tal forma que al aplicar un pulso externo a su entrada genere una salida que conectada al reset de la parte B del C.I. LM 556 permita que este emita la frecuencia de reloj y se produzca un movimiento del motor paso a paso. Para lograr esto los elementos que controlan el tiempo de temporización cumplieron:

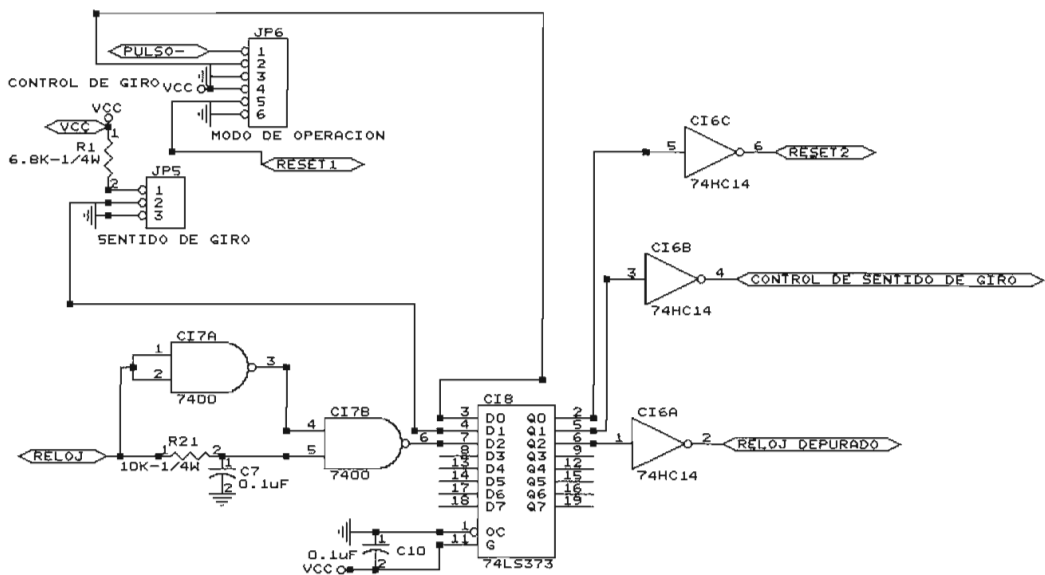
Asumiendo $R_M = R_a$, se tendrá el comportamiento deseado con: $C_M = 2 * C_a$

El pulso de ingreso a la parte A del LM 556 presenta un circuito que ayuda a eliminar el rebote de contacto. El reset de esta parte está controlado por el switch con el que se escogerá el tipo de operación del motor: en forma continua o discreta, lógicamente la parte A del LM 556 deberá trabajar cuando se haya escogido como modo de operación el discreto.

En el siguiente plano se presentan los circuitos de operación:

CRITERIOS DE DISEÑO DEL CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO DE
SEÑALES DE SELECCIÓN DE MODOS DE OPERACIÓN , DE SENTIDO DE
ROTACIÓN Y RELOJ:

Debido a que las selecciones anotadas fueron implementadas con switches electromecánicos, se procuró controlar los rebotes de contacto al usar circuitos de retardo y un C.I. 74LS373 que contiene 8 flip flops tipo D. Para que las señales lleguen recompuestas en sus niveles TTL antes de entrar al circuito de control de secuencia, se usaron los Smith Triguier del C.I. 74HC14 para cada señal. Esto se ve en el circuito a continuación:



E.P.N.		
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA		
ELECTRONICA EN TELECOMUNICACIONES		
Dib. por: GALARRAGA CALERO JULIO		
Title		
CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO DE SENIALES		
Size	Document Number	REV
A	10	H.F
Date:	June 19, 1998	Sheet of

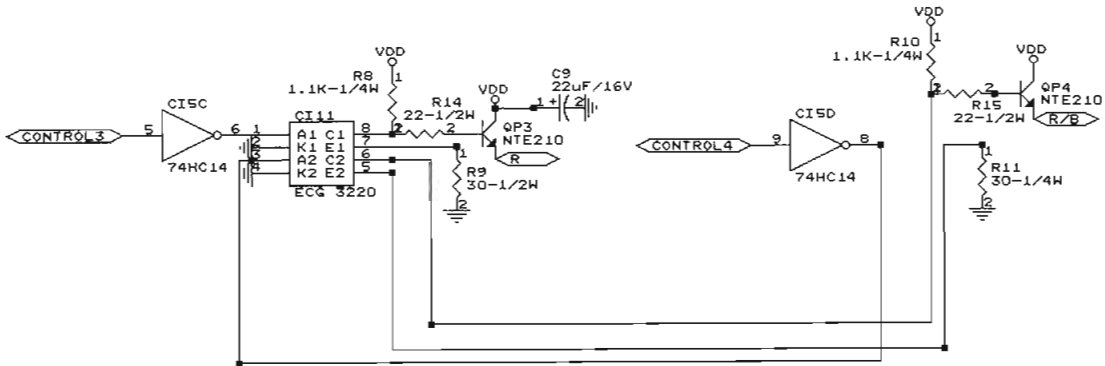
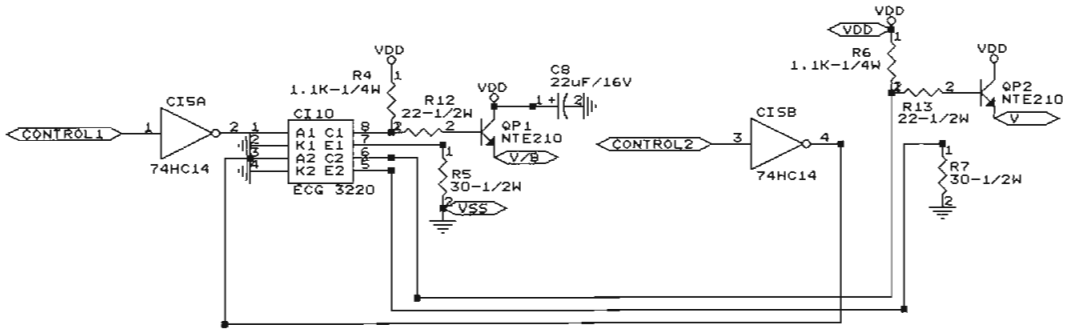
DATOS DEL DISEÑO DEL CIRCUITO DE ACTIVACIÓN CONTROLADA DE LAS ENTRADAS DEL MOTOR.

Se vio la conveniencia de recomponer las señales digitales que entrega el circuito generador de la secuencia de control antes de hacer que esta secuencia comande la alimentación a las entradas al motor. Por tanto, también se utilizó el C.I. 74HC14.

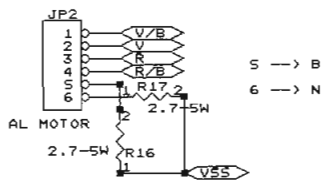
Con el fin de lograr una mejor independencia entre eventos que se podrían dar en la activación del motor paso a paso y el circuito generador de secuencia de control, se conectaron las señales recompuestas del circuito generador de la secuencia de control a optotransistores ECG3220 de tal forma que trabajen en las regiones de corte y saturación para así mantener la secuencia de control para el trabajo del motor paso a paso.

Se logra alimentar en los niveles adecuados de señal las entradas del motor paso a paso usando en corte y saturación los transistores de potencia NTE210 cuyas salidas están conectadas a las entradas del motor.

El siguiente circuito presenta el diseño que se implementó:



AL MOTOR DE PASOS



E.P.N. FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA ELECTRONICA EN TELECOMUNICACIONES Dib. por: GALARRAGA CALERO JULIO		
Title MANEJO DE ENTRADAS MOTOR DE PASOS		
Size	Document Number	REV
A	11	H.F
Date:	June 19, 1998	Sheet of

NOTA RELATIVA A TODOS LOS DIAGRAMAS AQUÍ PRESENTADOS: Las salidas o entradas de cada circuito indican la interconexión que se presentará entre ellos.

Los elementos identificados como JP_i se les conoce como jumpers y representan conexiones externas al plano en el que se va a tener el circuito impreso.

Se considera importante presentar el diseño de la placa donde se identifican los distintos modos de operación y estados de trabajo del equipo para el futuro reconocimiento del equipo aquí construido. Esto se presenta en la figura A6.4.

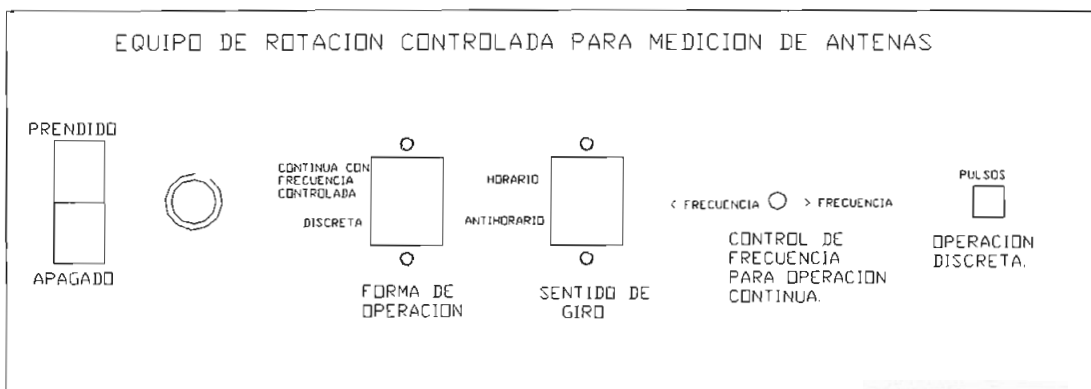


Fig. A6. 4 Placa frontal del equipo construido, se observan las opciones de trabajo que este tiene.