

TEMA 1Introducción a los Circuitos en frecuencias
de Microondas

El objetivo de este tema introductorio es describir el entorno en el que se han de desenvolver los circuitos de microondas, desde el punto de vista histórico, económico, de aplicación y tecnologías. Para ello partimos de una base: las frecuencias de microondas son consideradas como la parte de más alta frecuencia de las señales de Radio Frecuencia RF.

1. INTRODUCCIÓN CONCEPTUAL E HISTÓRICA

Las microondas (*microwave frequencies* en inglés) no son más que una parte del espectro de frecuencia que se extiende desde 300MHz a 300GHz, extremo éste en el que comienza la parte óptica del espectro conocido. Por supuesto los límites no son, en realidad, tan precisos y admiten tolerancias en sus extremos. También son conocidas como frecuencias milimétricas debido al rango de longitudes de onda:

$1 \text{ mm} < \lambda = c/f < 1\text{m}$ donde c es la velocidad de la luz en el medio de propagación, en este caso el espacio libre $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$, y la *longitud de onda* es la distancia mínima entre dos puntos en fase de la onda electromagnética que se propaga.

Esta sería la aproximación más genérica al término que da título a la asignatura pero, por extensión, también se va a abarcar mucho de lo que hace a estas frecuencias útiles para lo que es el fundamento de cualquier uso del espectro: el envío y recepción de mensajes, de información al fin y al cabo. Para ello vamos a necesitar generadores, cargas y medios de transmisión *útiles* en este rango frecuencial.

Por supuesto todos ellos han ido evolucionando a lo largo del siglo anterior, que ha sido el del uso militar –primero- e industrial –después- de estas frecuencias. Podríamos hacer un somero repaso histórico destacando los siguientes acontecimientos desde el punto de vista de Sistemas de Transmisión Eléctrica:

- 1729: primera constatación de que la energía electrostática generada por un vidrio frotado puede “fluir” a lo largo de un hilo humedecido y producir su efecto a distancia.
- 1753: lo anterior se convierte en un telégrafo electrostático muy poco útil, pero que inicia ya el concepto de Línea de Transmisión.
- 1880 -1850: al descubrir Volta la pila electroquímica y Oersted el efecto magnético de una corriente en un conductor, se desarrolla primero el Telégrafo Magnético y después el Telégrafo Electromagnético (Wheatstone-Cook y Morse). Se tienden miles de Km. de líneas telegráficas aéreas.
- La invención del teléfono en 1876 con frecuencia 100 veces superiores en la transmisión pone en evidencia los problemas de las líneas y empuja el estudio de la propagación de señales de Oliver Heaviside, la invención del amplificador de triodo, y el uso de la multiplexación en frecuencia en las líneas telefónicas.

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

- En paralelo, se va desarrollando la tecnología de las comunicaciones por propagación libre de ondas electromagnéticas: con Marconi se demuestra su utilidad y la invención tanto de tubos termoiónicos para transmisores como de tubos de vacío para receptores durante la 1ª Guerra Mundial lanza su uso. Entre 1920 y 1930 se lanzan los servicios de Radiodifusión en el rango de los MHz, desde 1MHz la MW (Mid Wave) a 30MHz la SW (Short Wave).
- En los años 40 y con la 2ª Guerra Mundial el rango de frecuencias va subiendo y se introduce de lleno en las denominadas Microondas, con servicios como la Radiodifusión de TV, los Radioenlaces de comunicaciones, la tecnología de Radar, y la exploración del espacio.

En las siguientes figuras podemos ver un resumen del espectro electromagnético del que forman parte las frecuencias de Microondas y de la distribución de las Aplicaciones en el mismo.

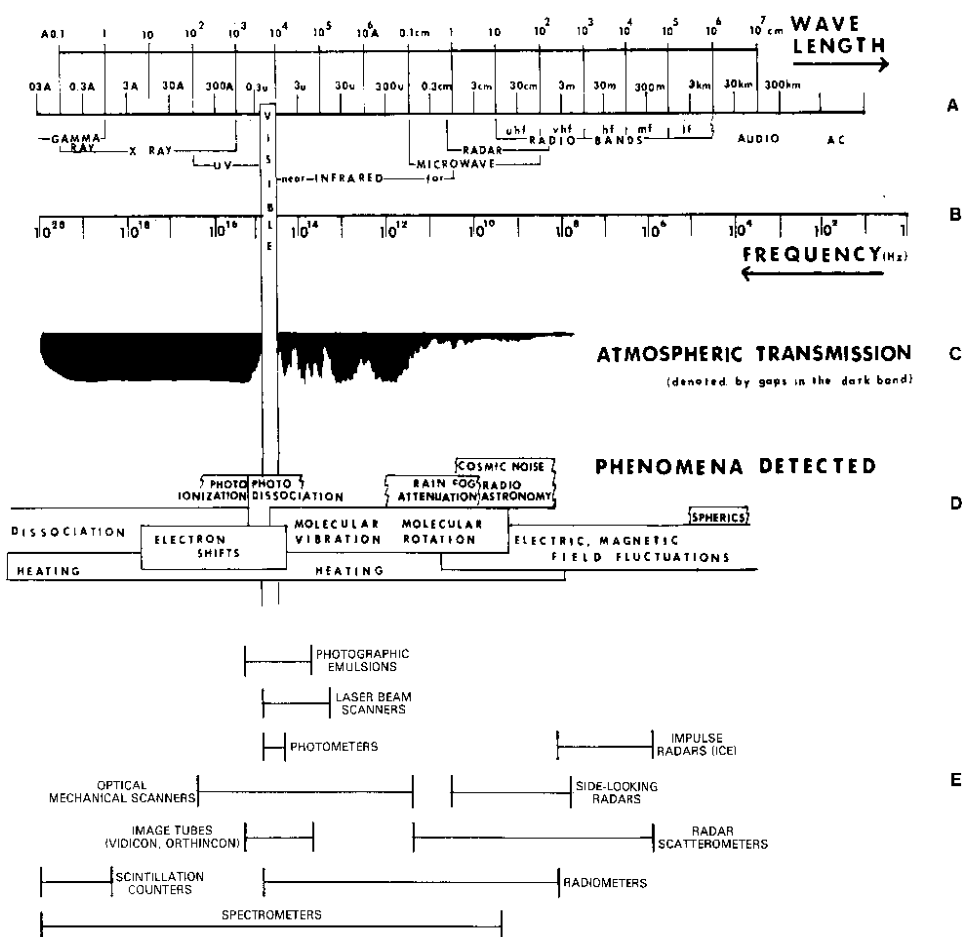


Figure 1-1. The electromagnetic spectrum, atmospheric windows, and the spectral operating range of sensors. Modified from R. Colwell (upper diagram), and from *Remote Sensing of Environment*, J. Lintz, Jr. and D. S. Simonett (Editors), with permission of the Publisher, Addison-Wesley, Reading, Mass. (lower diagram, E).

Figure 2

Frequency band	Designation	Typical service
3-30 kHz	Very low frequency (VLF)	Navigation, sonar
30-300 kHz	Low frequency (LF)	Radio beacons, navigational aids
300-3,000 kHz	Medium frequency (MF)	AM broadcasting, maritime radio, Coast Guard communication, direction finding
3-30 MHz	High frequency (HF)	Telephone, telegraph, and facsimile; shortwave international broadcasting; amateur radio; citizen's band; ship-to-coast and ship-to-aircraft communication
30-300MHz	Very high frequency (VHF)	Television, FM broadcast, air-traffic control, police, taxicab mobile radio, navigational aids
300-3,000MHz	Ultrahigh frequency (UHF)	Television, satellite communication, radio-sonde, surveillance radar, navigational aids
3-30 GHz	Super-high frequency (SHF)	Airborne radar, microwave links, common-carrier land mobile communication, satellite communication
30-300 GHz	Extreme high frequency (EHF)	Radar, experimental

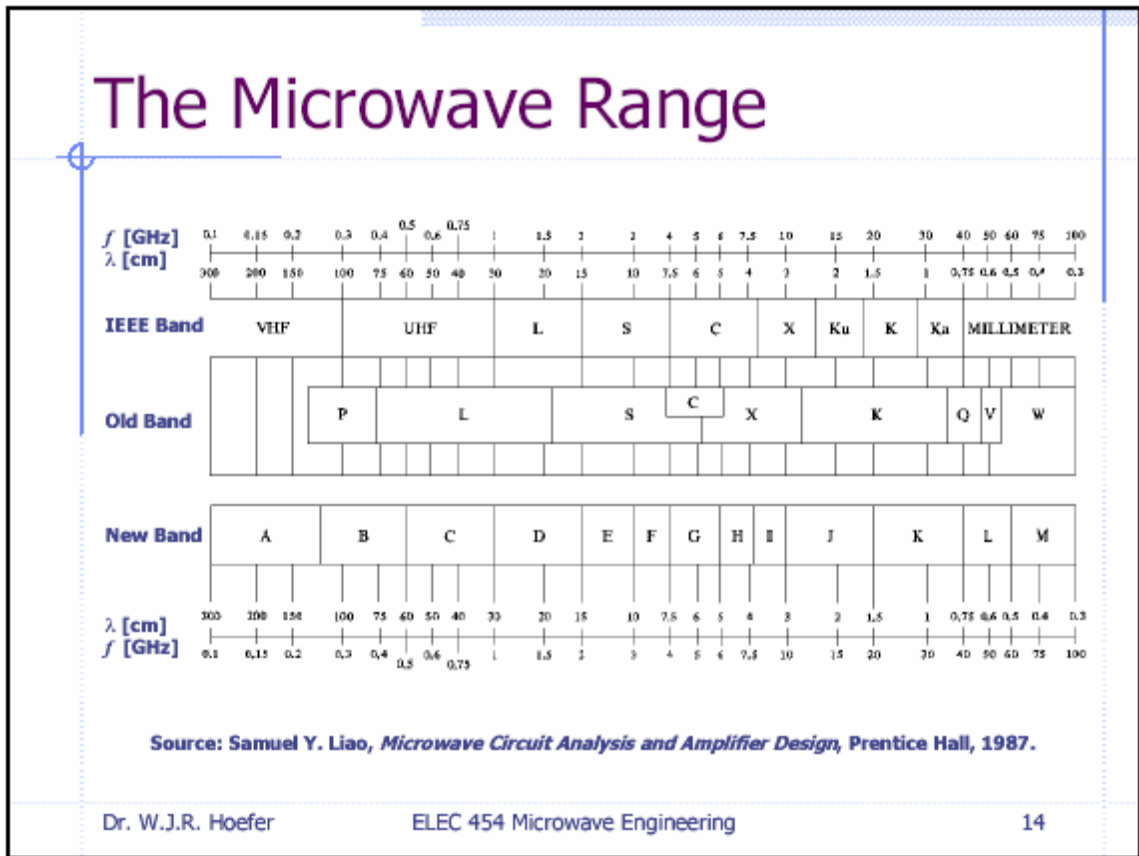
Fuente: <http://www.ccem.uiuc.edu/bands.html>

Microwave frequency band designation

Frequency	OLD band designation	NEW band designation
500-1,000 MHz	UHF	C
1-2 GHz	L	D
2-3 GHz	S	E
3-4 GHz	S	F
4-6 GHz	C	G
6-8 GHz	C	H
8-10 GHz	X	I
10-12.4 GHz	X	J
12.4-18 GHz	Ku	J
18-20 GHz	K	J
20-26.5 GHz	K	K
26.5-40 GHz	Ka	K

Fuente: <http://www.ccem.uiuc.edu/bands.html>

A continuación tenemos otro gráfico más completo con las denominaciones de las diferentes bandas,



Fuente: <http://www.ece.uvic.ca/~whoefer/>

De todas formas, no hay una sola correspondencia entre denominaciones y frecuencias en la especificación de equipos de microondas por parte de los diferentes fabricantes, con lo que la confusión es bastante alta hoy en día.

Lo más seguro es referirnos a las frecuencias concretas en las que se desarrolla la aplicación estudiada; así y todo las más utilizadas siguen siendo las de la columna **OLD band designation (las de IEEE)**.

A día de hoy, las técnicas y dispositivos de Microondas están teniendo un desarrollo considerable, asociado a la cada vez mayor presencia de tecnologías inalámbricas que se mueven en el rango de 1 a 5GHz y al uso intensivo de Circuitos Integrados llamados de RF, con lo que empieza a aparecer una ligera confusión entre terminologías:

¿Qué es RF (**Radio Frecuencia**) y qué Microondas? En principio se entiende que todas las frecuencias que pueden ser RADIADAS forman el conjunto de las Radio Frecuencias. Por tanto, las frecuencias de Microondas serían parte de las mismas.

Desde el punto de vista histórico RF era lo que iba de 300KHz. a 300MHz y Microondas de ahí a 300GHz, pero en la práctica se puede decir que la RF y sus técnicas se están extendiendo hasta la frontera de los 3GHz e incluso de los 10GHz. De todas formas, no deja de ser una distinción formal puesto que en los dos casos se han de tener en cuenta las restricciones que impone la proximidad entre dimensiones y longitudes de onda.

Quizá, lo que definitivamente es más claro que diferencia ambos mundos es el uso de diferentes componentes y técnicas de fabricación:

- SMD por refusión convencional en el caso de RF con abundancia de circuitos integrados encapsulados y con componentes concentrados estándar.
- SMD en uW, pero con técnicas y componentes no convencionales y circuitos integrados en gran parte no encapsulados, con abundante utilización de la técnica del bonding (soldadura directa al chip o *die attach*).
- Utilización de la propagación guiada en uW, pues las estructuras guía onda son de tamaños manejables y sus propiedades muy útiles en estas frecuencias.

Volveremos a hacer una distinción entre RF y uW desde el punto de vista de las aplicaciones

2. REQUISITOS DE CONOCIMIENTOS, FILOSOFÍA Y OBJETIVOS

Esta asignatura bebe directamente de la de REDES del 1er cuatrimestre de 3º y de la de ELECTROMAGNETISMO del 2º semestre de 3º, soportado a su vez por ELECTRICIDAD Y MAGNETISMO de 1º. También asume ciertos conocimientos de la realidad de Instrumentos y Equipos provenientes de LABORATORIO DE MEDIDAS E INSTRUMENTACIÓN del 2º semestre de 3º. Se considera que una vez cursados, se tiene suficiente conocimiento electromagnético y de líneas de transmisión como para, con un breve recordatorio, pasar cuanto antes a la parte fuerte del Temario que constituyen los capítulos 2 a 6.

A partir del capítulo 2 se enfatizan las realizaciones prácticas de los circuitos estudiados con el objeto de que el alumno vaya aterrizando desde el plano teórico de los campos electromagnéticos y las Ecuaciones de Maxwell hacia la parte más industrial de la tecnología de microondas, con un ánimo de utilidad, creatividad y motivación. Es aquí donde las soluciones a partir de la teoría de campos, que dan una información completa sobre los mismos en cualquier punto espacial y temporal, las intentamos reducir a conceptos de Teoría de Circuitos, con elementos concentrados, de forma que podamos manejar conceptos como Potencia, Impedancia, Voltaje y Corriente.

En esta parte se utilizan conceptos que se estudiaron en SISTEMAS DE TRANSMISIÓN de 3º, como el ruido y la intermodulación y coincide en paralelo con lo que se estudia en la asignatura ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES, aunque las realizaciones prácticas sean diferentes debido a que las dimensiones físicas imponen sus restricciones a la hora de trabajar en frecuencias de Microondas.

Por último en los capítulos finales, se sube un peldaño hacia los sistemas de microondas, con un mayor detalle en las partes específicas que hacen posible la existencia hoy en día de comunicaciones y aplicaciones en el rango hasta 100GHz e incluso superiores.

De esta forma, se trata de llegar preparado para la realización suficientemente autónoma de las prácticas de LABORATORIO DE MICROONDAS en el siguiente semestre y además tener los suficientes conocimientos básicos como para iniciar una carrera en el mundo industrial, tanto en diseño como en desarrollo y fabricación de componentes y sistemas de RF y uW.

Hay, a lo largo del curso, varios ejemplos que se desarrollan con la herramienta de simulación ADS de Agilent™, de forma que el entorno ya será conocido cuando lo utilicemos en el Laboratorio de 5º.

3. DIMENSIONES FISICAS Y LONGITUD DE ONDA

Como ya se ha dicho, a medida que la frecuencia de trabajo de las aplicaciones va subiendo, las dimensiones físicas de los componentes y líneas se van acercando a órdenes de magnitud cercanos a la longitud de onda y como consecuencia se han de tener en cuenta comportamientos no ideales, que son obviados en frecuencias más bajas.

Así, los elementos concentrados habituales R, L, C:

- Las resistencias presentan una parte inductiva de valor creciente y que modifica su valor.
- Las inductancias aumentan sus pérdidas y su reactancia varía, dependiendo de su construcción física, de manera imprevisible.
- Los condensadores aumentan sus pérdidas resistivas y pueden presentar, incluso, reactancias inductivas.

Vamos a ver varios **EJEMPLOS ELEMENTALES** sucesivos que nos lleven a centrar lo que supone el trabajar en dimensiones físicas del orden de la longitud de onda de propagación.

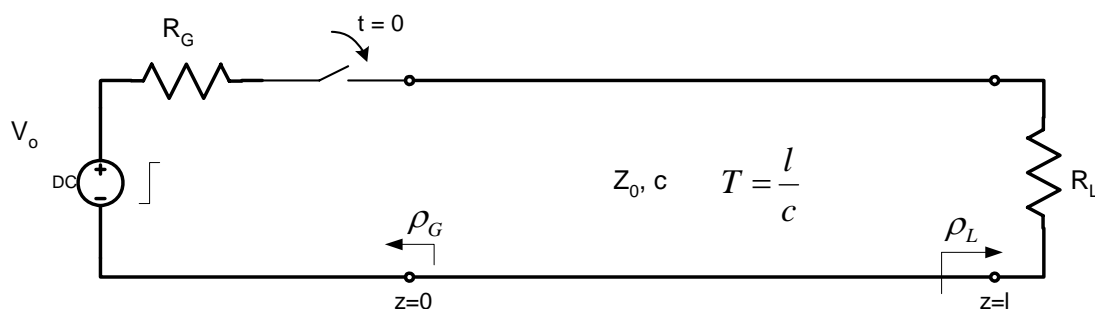
EJEMPLO 1: Por un lado, se han de considerar los retardos que se producen al propagarse las señales de un punto a otro del circuito.

Así, si consideramos una línea de longitud L en la que viaja una señal de 750MHz (T = 1,33 nsg.) a la velocidad de la luz, su retardo valdrá:

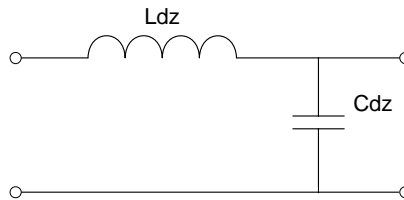
$\tau = L/c = 33,3 \times L$ psg. \rightarrow Si L es de 10 cm., $\tau = 333$ psg $\rightarrow 1,33 / 0,33 = 4 \rightarrow$ el retardo corresponde a $1/4$ de periodo (90°) \rightarrow es equivalente al introducido por un condensador o una inductancia ideal.

Abundamos con otro ejemplo en el que observamos la influencia de la existencia de estos retardos sobre las formas de onda que podemos observar en una línea de transmisión ideal.

EJEMPLO 2 (Ejemplo 1, pag. 20 del libro “Circuitos de Microondas con Líneas de Transmisión”, Javier Bará Temes, Ediciones UPC, ref. [1.1]): sea un generador de tensión continua de magnitud V_0 e impedancia interna $R_G = 0$ que se conecta en el instante $t = 0$ a una línea de transmisión ideal de longitud l e impedancia característica Z_0 en su posición $z = 0$ y terminada por una resistencia de carga R_L en $z = l$. Se trata de esbozar la forma de onda en el punto medio de la línea para diferentes valores de carga: $0, \infty, R_L < Z_0, R_L > Z_0$



Sabemos que la línea de transmisión ideal, sin pérdidas por tanto, la podemos modelar por una sección LC infinitesimal de longitud dz , con L y C la inductancia y la capacidad por unidad de longitud.



En la referencia [1.1] podemos encontrar el estudio completo de la línea ideal, como repaso de lo que ya conocemos de 3º. La conclusión es que las ecuaciones que gobiernan el comportamiento de $v(z,t)$ e $i(z,t)$, que son la diferencia de potencial y la corriente en cada sección transversal de la línea de transmisión, son las siguientes:

$$\frac{\partial v}{\partial z} = -L \frac{\partial i}{\partial t}, \quad \text{y} \quad \frac{\partial i}{\partial z} = -C \frac{\partial v}{\partial t},$$

, combinado ambas y operando tendremos la ecuación:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 v}{\partial t^2}$$

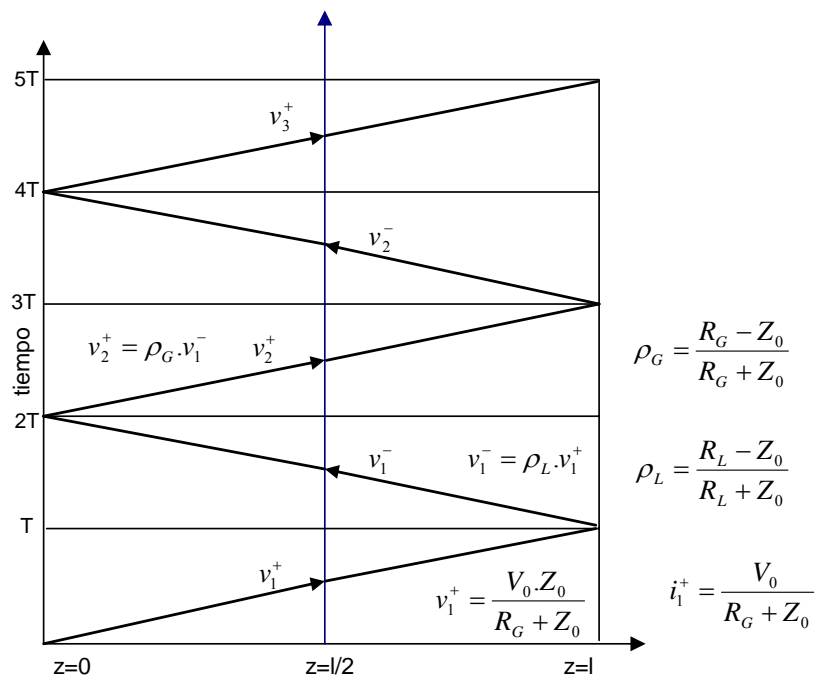
, que es la ecuación de ondas en una dimensión, con $c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ la velocidad de propagación de la onda en el eje longitudinal z .

Sabemos que la solución de esto es una onda progresiva y una regresiva, v^+ y v^- , que viajan la primera en sentido de z creciente y la segunda en sentido de z decreciente. La onda de corriente se relaciona con la de tensión a través de la denominada Impedancia Característica $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$. En cada punto e instante, tanto la tensión como la corriente serán la suma de ambas ondas:

$$v = v^+ + v^-, \quad i = i^+ + i^- = \frac{1}{Z_0}(v^+ - v^-).$$

El signo negativo en la onda de tensión negativa

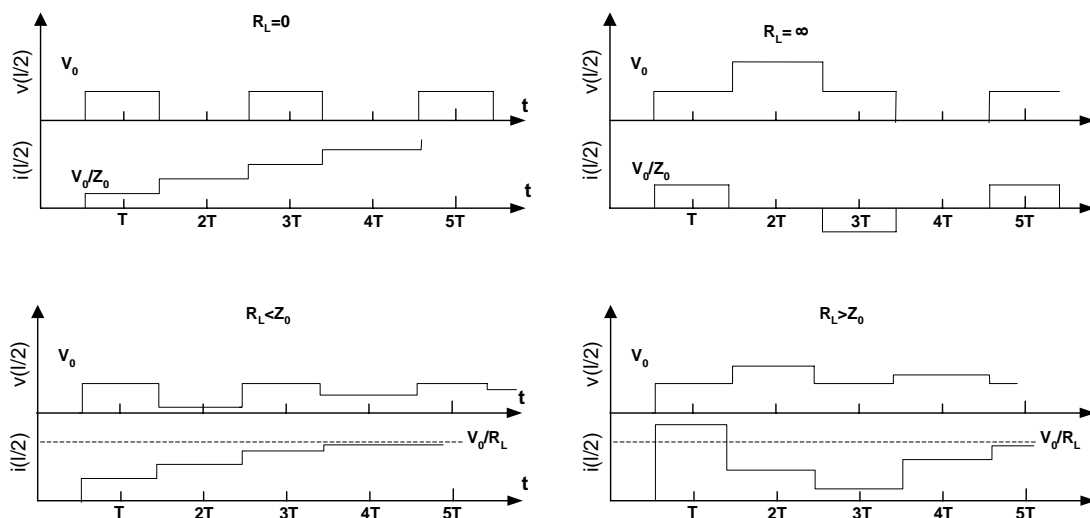
en la corriente instantánea se deduce por sustitución de la onda de tensión en la ecuación diferencial elemental de la inductancia Ldz . Ver la referencia [1.1]



Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

Por lo tanto, la propagación del escalón de tensión originado al cerrar el conmutador en $t = 0$, dará lugar al diagrama espacio-tiempo de la figura anterior, en el que observamos las sucesivas reflexiones que sufrirá la tensión en ambos extremos de la línea ideal. Esta propagación constituirá el estado transitorio hasta que se alcance el equilibrio en estado estacionario.

Si esbozamos la tensión y la corriente en el punto medio de la línea para los casos de $R_G = 0$ y $R_L = 0, \infty, < Z_0, > Z_0$, tendremos:



Al no haber pérdidas en la línea y suponer $R_G = 0$, las formas de onda dependerán exclusivamente de la relación entre R_L y Z_0 . Del análisis de los diferentes casos extremos se extraen estas conclusiones:

1. Los casos de $R_L = 0, R_L = \infty$, al ser sin pérdidas, dan lugar a situaciones no reales; en un caso la corriente crece indefinidamente, como corresponde a un cortocircuito, y en otro la tensión se mantiene en un valor medio más alto que el de la propia fuente y la corriente media es cero, como corresponde a un circuito abierto.

2. Los casos de $R_L < Z_0, R_L > Z_0$ dan como resultado ondas reflejadas con menor amplitud cada vez, debido a que $|\rho_L| < 1$ y un valor final que, evidentemente, corresponderá a la tensión continua final:

$$v(l/2) = \frac{V_0 \cdot R_L}{R_G + R_L}$$

Un caso también típico del efecto de los retardos de propagación en líneas de transmisión sería el de la evolución de un pulso en condiciones de cortocircuito.

EJEMPLO 3 (Ejemplo 2, pag. 22 del libro “Circuitos de Microondas con Líneas de Transmisión”, Javier Bará Temes, Ediciones UPC, ref. [1.1]): Se trata de un pulso cuadrado incidiendo en un cortocircuito a una distancia l del generador. ¿Qué pasa con el pulso en las proximidades del corto?

El caso se puede asimilar al de un generador en $-l$, simétrico respecto al cortocircuito y generando un pulso del mismo valor pero negativo, de forma que se mantenga la condición de voltaje cero en $z = l$. La combinación de ambos pulsos al mismo tiempo en las proximidades del corto hará que, tras la reflexión, se transmita un pulso negativo hacia el generador $\rightarrow \rho = -1$. Lo vemos en el gráfico de la página siguiente

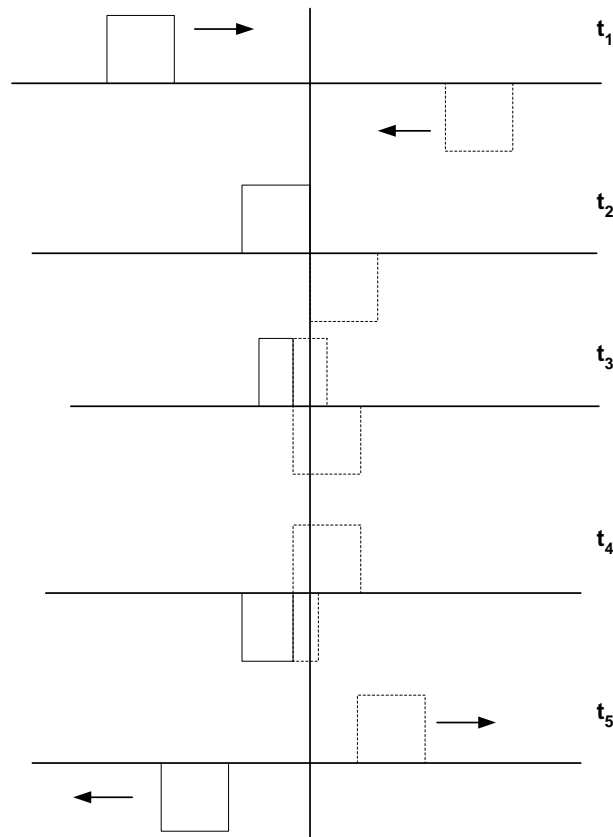
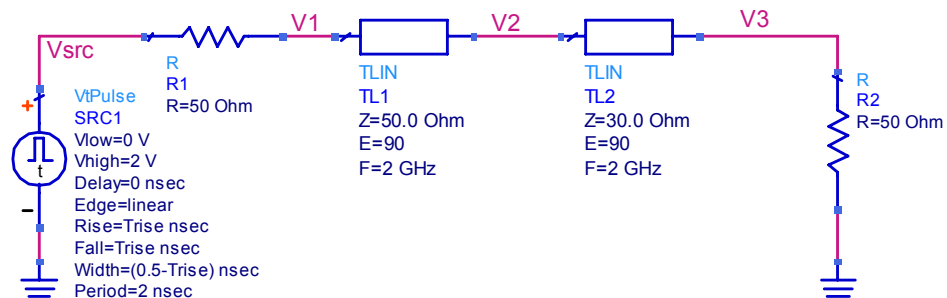


Figura del libro “Circuitos de Microondas con Líneas de Transmisión”, Javier Bará Temes, Ediciones

EJEMPLO 4 (Ejemplo 3, pag. 22 del libro “Circuitos de Microondas con Líneas de Transmisión”, Javier Bará Temes, Ediciones UPC, ref. [1.1]): Podemos estudiar el caso en el que una resistencia R se coloca en paralelo en una línea de transmisión, produciendo múltiples reflexiones. Lo mismo ocurre si colocamos la R en serie.

Ambos casos se pueden generalizar colocando líneas de impedancia característica diferente a cada lado de la R (con lo que la generalización es mayor), y se pueden seguir analizando paso a paso con un diagrama espacio-tiempo como el del ejemplo 2.

Para evitar los cálculos tediosos y repetitivos, podemos acelerar algo en la visualización del ejercicio utilizando el simulador de Microondas Advanced Design System ADS de Agilent TM, que nos permite realizar estos análisis denominados **TDR o Time Domain Reflectometry**. Veamos el caso de dos líneas ideales de impedancias características diferentes que al presentar una discontinuidad en la propagación, suponen una deformación en la forma de onda transmitida.



Este circuito genera un pulso de, aproximadamente, 500 picosegundos y junto con un elemento de control del tipo de simulación TDR, permiten evaluar como se manifiestan las

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

diferentes reflexiones que se producen cuando ponemos líneas con diferentes impedancias características.

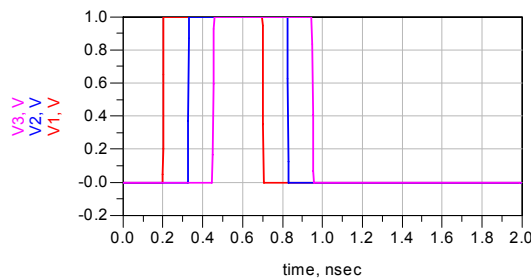
Var
Eqn

VAR
VAR1
Trise=0.0045

TRANSIENT

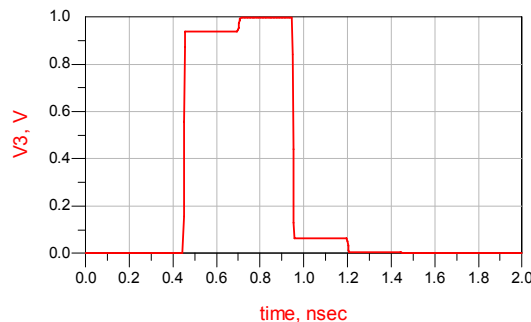
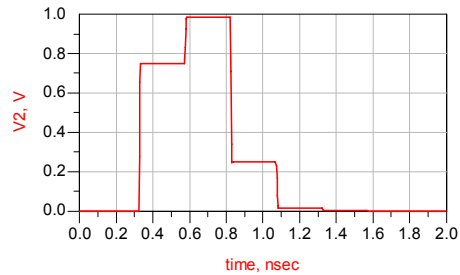
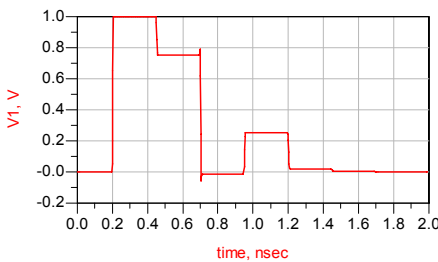
Tran
Tran1
StartTime=0.0 nsec
StopTime=2.0 nsec
MaxTimeStep=(Trise/2) nsec
LimitStepForTL=yes

Si las dos líneas son de 50 ohmios, sin pérdidas, y con un tiempo de subida y bajada casi-ideal, vemos los resultados sin distorsionar, sólo retardadas el tiempo correspondiente a la longitud de la línea, que en este caso podemos inferir directamente de la longitud eléctrica de cada línea (nº de longitudes de onda): 90º (λ/4) en cada una de ellas para la frecuencia central de 2GHz.

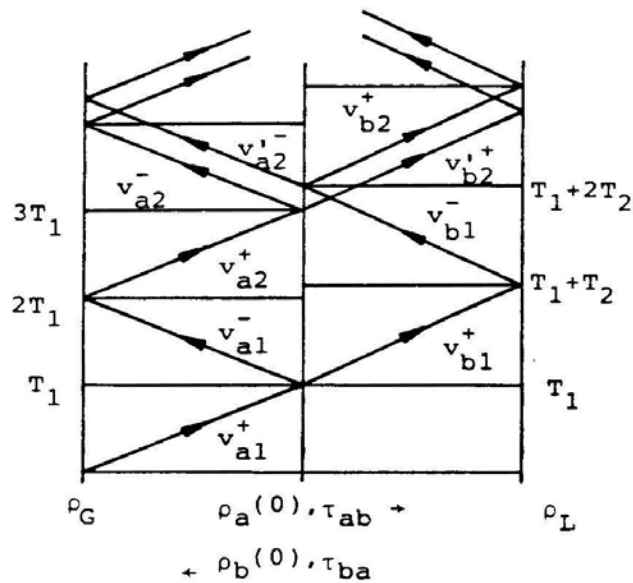


$$Retardo = \frac{l}{c} = \frac{\lambda/4}{c} = \frac{(c/f)/4}{c} = \frac{1}{4f} = \frac{1}{8GHz} = 0,125nsg, \text{ donde } \lambda = c/f = 150mm.$$

Veamos ahora lo que supone introducir una reflexión entre las dos líneas a base de bajar la impedancia característica de la TL2 a **30 ohmios**.



En el análisis de los pulsos resultantes podemos ver:



1. El pulso en V_1 se ve alterado por la primera reflexión, de valor negativo $-0,25$ voltios en este caso porque $Z_{02} < Z_{01}$ y el coeficiente de reflexión es, siguiendo la nomenclatura y el diagrama tiempo-espacio de la figura 2.9 del libro de referencia [1], pag. 24:

$$\rho_a(0) = \frac{30 - 50}{30 + 50} = -0,25$$

$$v_{a1}^- = \rho v_{a1}^+ = -0,25 * 1 \text{ voltio} = -0,25$$

2. El tiempo que tarda esta reflexión en llegar a V_1 es, claramente, $2 * \text{Retardo} = 0,25 \text{ nsg}$. Ahí se combina con el pulso original al absorberse en la carga del generador. Por lo tanto no se genera la nueva reflexión v_{a2}^+ al estar adaptado el generador.
3. La duración de esa reflexión, como la de todas las que se produzcan, será de $0,5 \text{ nsg}$ que es la del pulso original, pero se combinarán en V_1 decaídas $0,25 \text{ nsg}$ debido a la longitud de cuarto de longitud de onda de TL1.
4. En $0,5 \text{ nsg}$, que es 4 veces el tiempo de retardo, llegan más contribuciones a V_1 : se suma la onda reflejada en la carga que regresa a través de TL2 y TL1. Lo hará con un valor:

$v_{a2}'^- = \tau_{ba} v_{b1}^-$, con $\tau_{ba} = 1 + \rho_b(0)$ el coeficiente de transmisión en el punto medio, al que hemos denominado $z = 0$, de la onda que viaja hacia el generador. A su vez,

$v_{b1}^- = \rho_L v_{b1}^+$, y $v_{b1}^+ = \tau_{ab} v_{a1}^+$, estando las ondas reflejadas y transmitidas en cada punto ligadas por los correspondientes coeficientes de transmisión y reflexión. Aplicando los valores concretos:

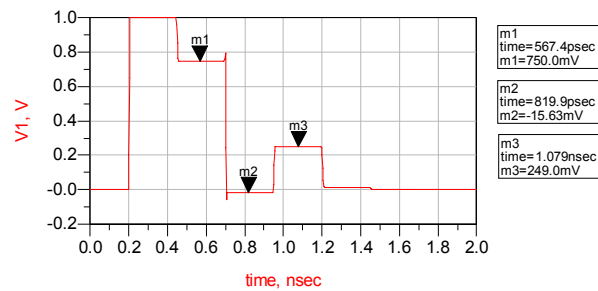
$$v_{b1}^+ = \tau_{ab} v_{a1}^+ = (1 + \rho_a(0)) v_{a1}^+ = (1 - 0,25) \cdot 1 = 0,75$$

$$v_{b1}^- = \rho_L v_{b1}^+ = 0,25 \cdot 0,75 = 0,1875$$

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

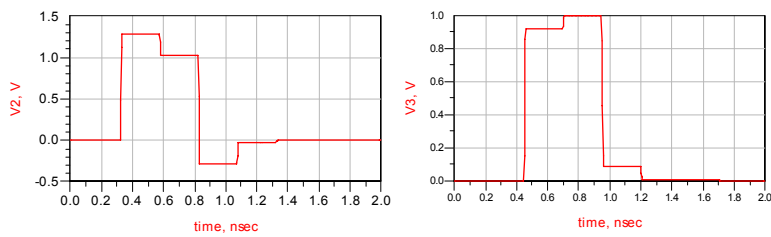
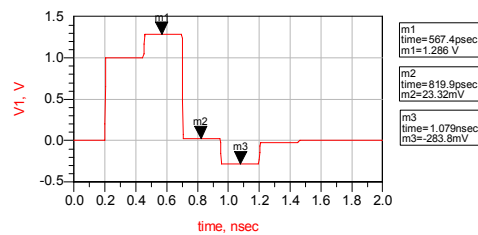
$v_{a2}^- = \tau_{ba} v_{b1}^- = (1 + 0,25)0,1875 = 0,234375$, y se suma a la señal que ya teníamos en ese instante, dando como resultado:

$$V1 = -0,25 + 0,234375 = -0,015625$$



5. En 0,75nsg se incorpora una nueva reflexión proveniente de la carga y de la incidencia en ella de la señal v_{b2}^+ , $v_{b2}^- = \rho_L v_{b2}^+$. Se transmite hacia el generador con τ_{ba} y llega con un valor de 0,01465 voltios (calcularlo es un buen ejercicio) que combinado con los 0,234375 del pulso anterior da los 0,249 entre 0,75 y 1 nsg.
6. En ese momento se acabará el pulso que empezaba en 0,5nsg y quedarán los 0,01465, que se sumarán a una nueva reflexión proveniente de la carga. El efecto continúa, cada vez con menor valor, tendiendo a cero.
7. Así hemos confeccionado el mismo resultado visualizado por el simulador, e igualmente se puede hacer para V2 y V3. Sin ejecutar los cálculos es muy útil hacer un análisis cualitativo del comportamiento de ambas tensiones y extraer alguna conclusión generalizable a los medios de transmisión no homogéneos, como es el caso.

Si cambiamos a una impedancia mayor de 50 ohmios en TL2, por ejemplo, 90 ohmios, el resultado es el siguiente:



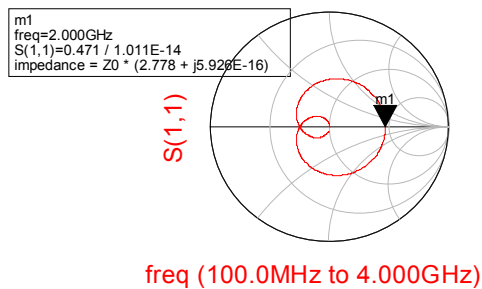
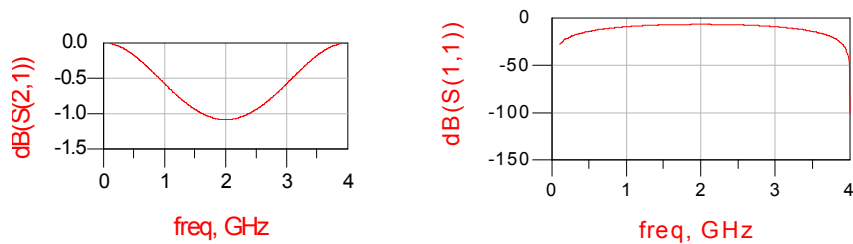
Vemos que en este caso las reflexiones provocan sobre-tensiones debido al signo positivo del coeficiente de reflexión en la unión de las líneas. Pero ambas situaciones coinciden en el efecto final: la deformación del pulso transmitido, su esparcimiento (conocido como spread pulse en inglés), algo común cuando tratamos de transmitir información a altas velocidades en medios reales.

De hecho, este problema de tener que considerar a los conductores como líneas de transmisión con efectos atenuadores y deformadores de señales ya ha llegado al rango de productos consumo, como los ordenadores personales que funcionan con frecuencias de reloj de varios GHz, con lo que la correcta sincronización de las operaciones se ve severamente afectada por el trazado de las pistas en los circuitos impresos o boards.

Para terminar con este ejemplo vamos a hacer un **análisis frecuencial** de la misma discontinuidad e intentaremos relacionar el resultado con lo visto en el dominio del tiempo. Para ello utilizaremos los conceptos que se están viendo en la asignatura de Electrónica de Comunicaciones: impedancia de las líneas, coeficientes de reflexión, pérdidas de retorno. Y que ya se han visto previamente en la asignatura de Redes de 3º.

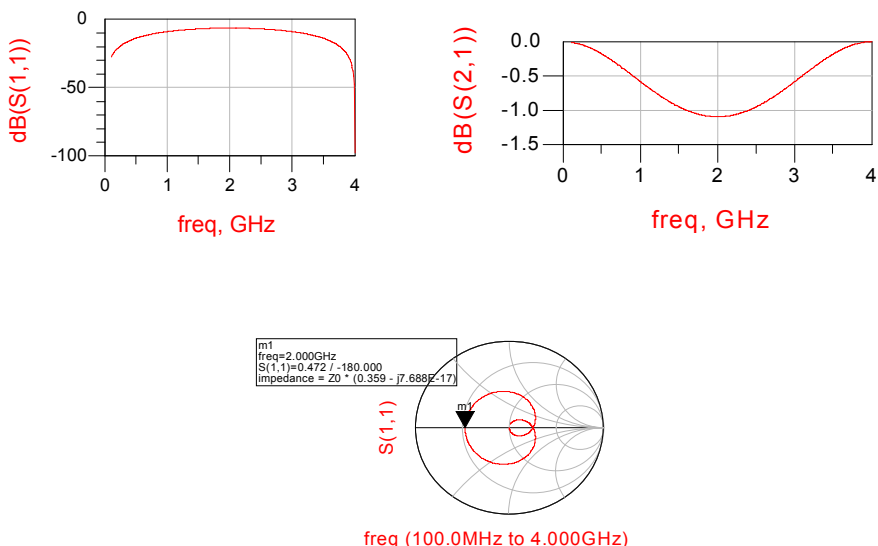
Existen múltiples sitios en Internet con soporte teórico y simulaciones que permiten dar un extenso repaso al tema de las Líneas de Transmisión. Por apuntar un par, son muy útiles tanto <http://www.educatorscorner.com/index.cgi> de Agilent™, como <http://www.amanogawa.com/index.html> : en ésta podemos ver diversos Java™ Applets sobre Líneas, Campos, Antenas,...etc. que nos pueden servir para repasar conceptos y reforzarlos con imágenes.

Vemos primero el caso **TL2 = 30Ω**,



Y ahora el caso **TL2 = 83,5Ω**

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

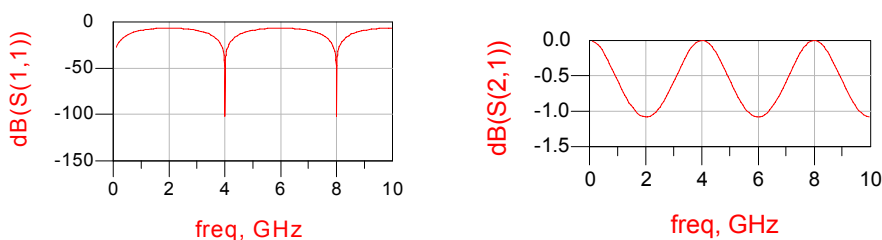


Evidentemente, si las dos secciones de línea son de 50 ohmios de impedancia característica, al ser líneas ideales, el resultado será una adaptación perfecta y unas pérdidas cero. En cambio si vemos el resultado para dos casos: $TL2 = 30\Omega$ y $TL2 = 83,5\Omega$, donde en ambos casos, el coeficiente de reflexión es del orden del 0,25 pero de signos contrarios, observaremos que tenemos máximos y mínimos de transmisión, es decir *pérdidas no nulas a pesar de tener conductores perfectos ideales*.

Vemos que en ambos casos se produce un mínimo de transmisión, que coincide con un máximo del coeficiente de reflexión - tal y como se ve en el diagrama de Smith (con menores pérdidas de retorno)- en 2GHz, que es la frecuencia en la que la longitud eléctrica de las líneas es $90^\circ (\lambda/4)$. En esa frecuencia, la longitud del circuito es tal que las señales reflejadas en los puntos de desadaptación –punto medio y carga – llegan en fase a la entrada de modo que la señal reflejada es máxima y, por lo tanto, lo es el coeficiente de reflexión.

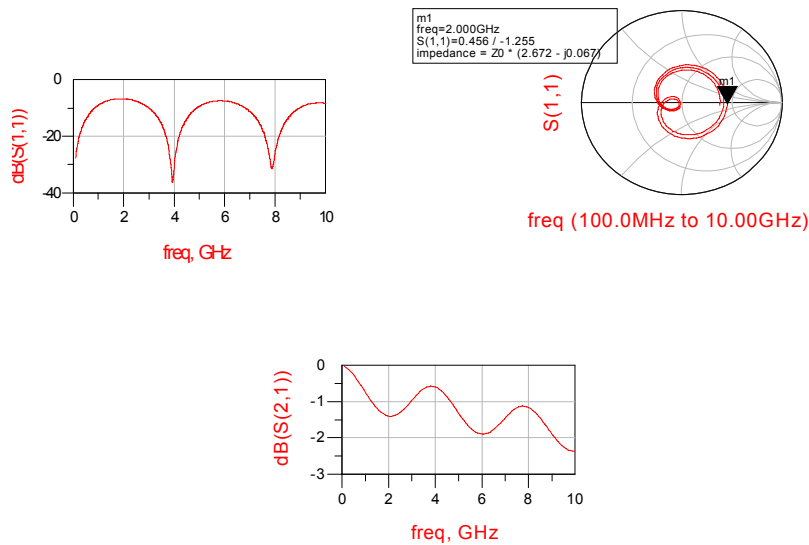
Otra forma de verlo: sabemos por teoría de Líneas de Transmisión (ver ref. [1] pag. 32) que la impedancia a lo largo de la línea es una función periódica de la longitud de la misma, con periodo $\lambda/2$ (V e I son de longitud de onda λ).

Por tanto también el coeficiente de reflexión será del mismo periodo y su vector llegará al mismo punto en la carta tras un recorrido de esa longitud. De ahí que la periodicidad de las pérdidas de retorno, vista en función de la frecuencia, será $\lambda = c/f \rightarrow f_1 = c / (\lambda/2) \rightarrow f_1 = 2 * f_{90^\circ}$, donde f_{90° es la frecuencia en la que la longitud corresponde a una longitud eléctrica de 90° : en este caso ese periodo será 4GHz tal y como vemos en la figura siguiente,



Con el mismo razonamiento vemos que la frecuencia de repetición de las pérdidas de transmisión es la misma y que la representación en el Diagrama se repite exactamente entre 0 y

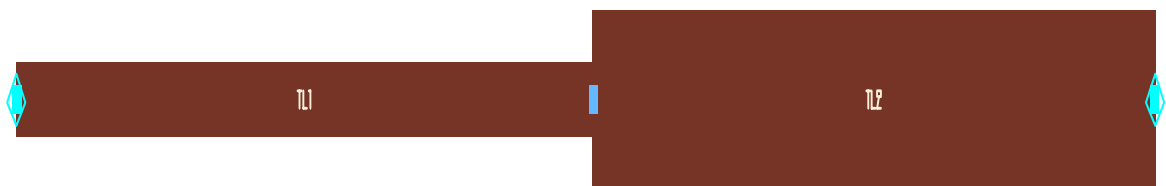
4GHz y 4 y 8GHz. Caso de introducir líneas con pérdidas las cosas cambian ligeramente, como vemos:



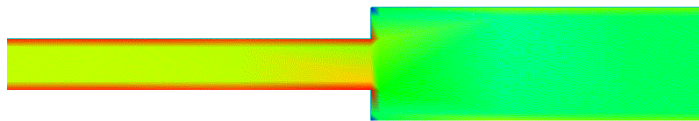
La repetitividad de las figuras se mantiene, pero aparecen las diferencias causadas por las pérdidas en el material dieléctrico y en los conductores. Lo que lleva a perder en una estructura tan sencilla casi 3dB en 10GHz: casi la mitad de la potencia transmitida. Seamos por tanto conscientes de lo que significan las desadaptaciones en estas frecuencias.

Para completar el Ejemplo en todas sus vertientes, análisis de tiempo, frecuencial y electromagnético nos quedaría este último aspecto. Hoy en día existen infinidad de simuladores de este tipo, que podríamos clasificar en 2,5D o 3D dependiendo de si la simulación que llevan a cabo es realmente en 3D o la hacen en 2D y luego extrapolan la 3ª dimensión.

Al primer tipo de simuladores pertenece el HFSS[®] (High Frequency Structure Simulator) de ANSOFT[™]. Al segundo pertenece el MOMENTUM que está integrado dentro de ADS de Agilent[™]. Sigamos con el ejemplo, viendo lo que sería un layout de la estructura simulada, en el caso de $TL1 = 50 \Omega$ y $TL2 = 30 \Omega$ en tecnología Microstrip.



Si ejecutamos una simulación electromagnética veremos cuál es la distribución de los campos en la estructura -en realidad de las corrientes de superficie asociadas a los mismos- y podremos analizar con mayor detalle cual es el efecto que en los mismos produce la implementación física de los conductores. Vamos a ver uno de los posibles resultados.



Fri Feb 11 10:51:23 2005

SP_freqsweep

Observamos la magnitud de las corrientes en la superficie del conductor en una escala de colores, observando claramente que éstas son de mayor valor en los bordes de la línea de 50Ω (color rojo, gris más denso) que en el interior y que en la transición se produce una reflexión que produce una dispersión de la energía, incluyendo máximos y mínimos (color azul, gris menos denso). Estas propiedades de la línea microstrip las veremos más adelante en el Tema.

Si aplicáramos la animación veríamos el comportamiento dinámico de la corriente superficial de desplazamiento (debida a la propagación del campo en el seno del dieléctrico) en las dos líneas de transmisión, en función de la fase de la señal de entrada. E incluso, podríamos visualizar la parte radiada de los campos, permitiendo el análisis de la estructura como antena planar.

EJEMPLO 5: Figuras extraídas de “Time Domain Reflectometry Theory”, Application Note 1304-2 de Agilent TM, en la web <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5966-4855E.pdf>

Abundamos en el dominio del tiempo para explicar con otro ejemplo que podemos desvelar la naturaleza de la carga y la consiguiente desadaptación a través del análisis de la onda reflejada. Sea un reflectrómetro como el de la figura,

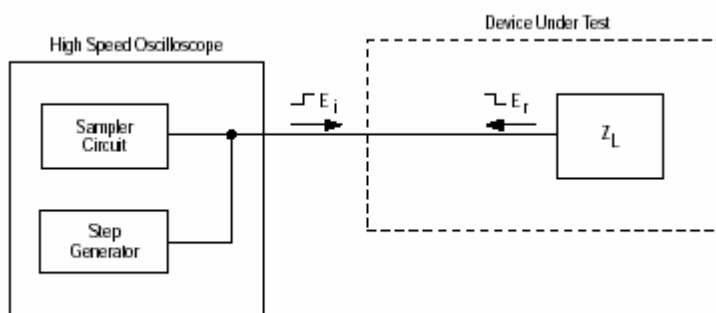
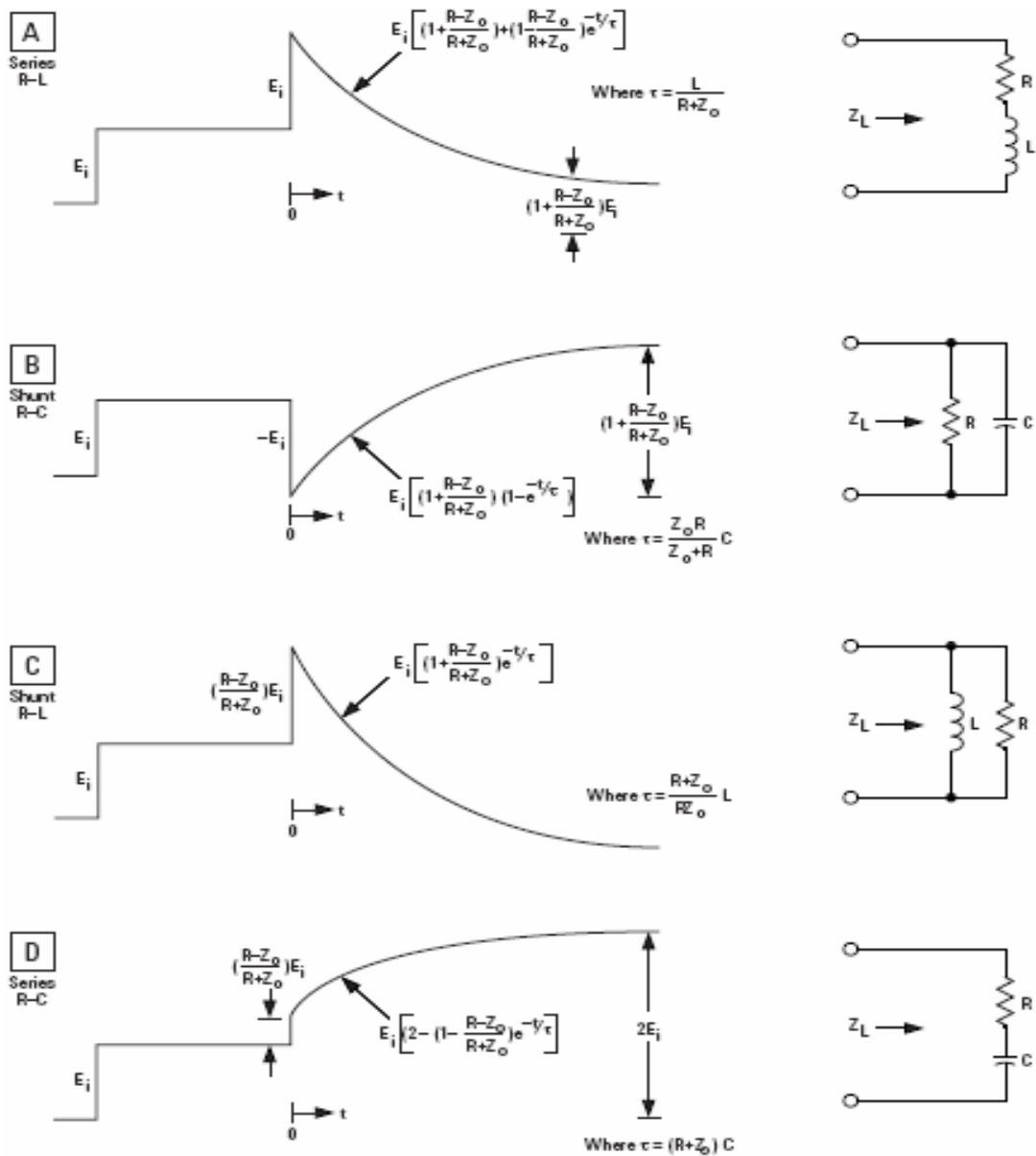


Figure 3. Functional block diagram for a time domain reflectometer

, con el que vamos a medir diversas cargas de diferente naturaleza: resistiva, inductiva y capacitiva.

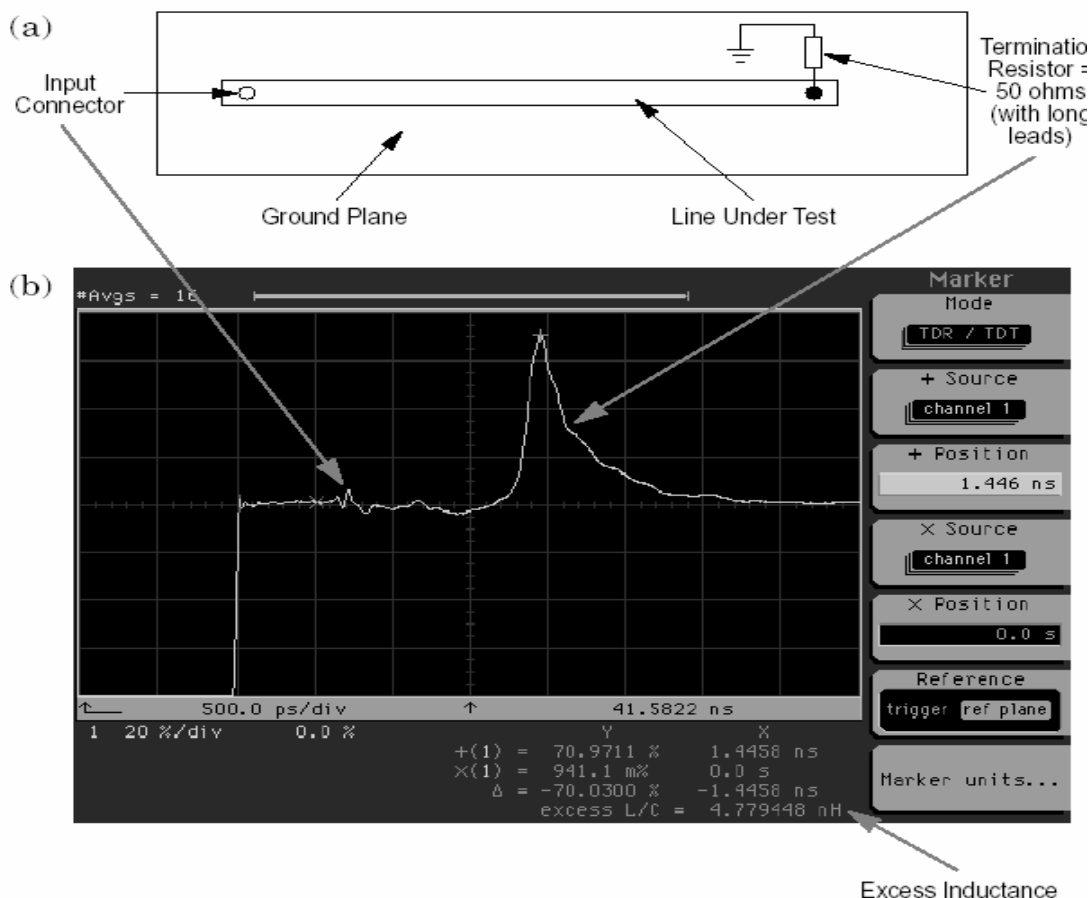


El camino habitual para calcular las formas de onda es usar la Transformada de Laplace, de forma que podamos ver como es $e_r(t)$ a través de la ecuación $e_r(s) = \rho(s) \cdot e_i(s)$ y la transformada inversa (recordar que la transformada de una función escalón es E_i/s). Pero podemos analizar de manera sencilla la forma de onda reflejada si pensamos que cualquier tipo de transición en la misma será de forma exponencial y evaluamos el valor en $t = 0$ y $t = \infty$.

Por ejemplo, está el caso de la R-L serie, carga inductiva con pérdidas: el razonamiento es que en $t = 0$ la bobina es un abierto porque no admite un cambio brusco de la corriente en la misma; con lo que se refleja la onda incidente completa, que se suma al escalón. Luego va llegando la reflexión de la carga exponencial de la L, que hace que la impedancia tienda a cero según la ecuación $E_i \left[\left(1 + \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \right) + \left(1 - \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \right) e^{-t/\tau} \right]$, y llegue a la tensión al valor final que se ve en la figura de $E_i \left(1 + \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \right)$, con $\rho(t \rightarrow \infty)$ dependiendo sólo de R y con una constante de tiempo que toma el valor de $\tau = \frac{L}{R_{eff}}$, siendo R_{eff} la resistencia efectiva o de carga que ve la bobina, que es: $R + Z_0$. Así,

$$\tau = \frac{L}{R + Z_0}$$

Apliquemos cifras al ejemplo: sea una línea microstrip de 50 ohmios terminada por una resistencia de 50 ohmios con unos pines de longitud de 1 pulgada (25,4mm).



En este caso $R = Z_0$ y la exponencial queda $E_i \left[1 + e^{-\frac{t}{\tau}} \right]$. El valor en $t = 0$ pasa a ser de $2E_i$ teórico en el momento de la llegada de la reflexión.

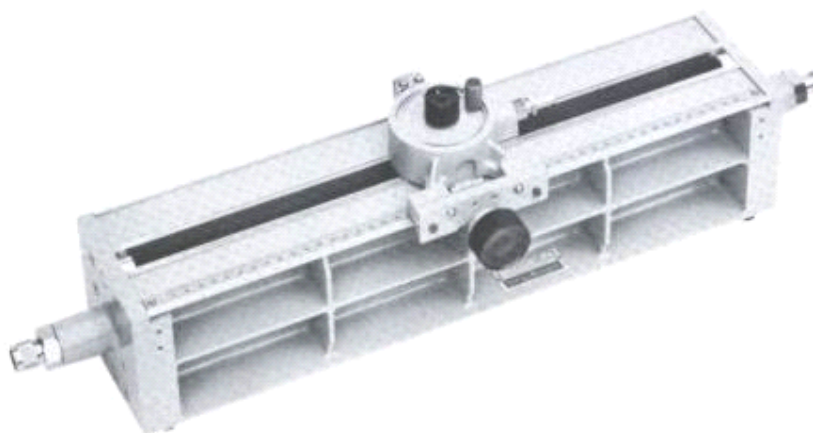
La realidad de la medida nos dice que hay un coeficiente de reflexión del 71% y que la constante de tiempo coge un valor de $\tau = \frac{L}{R + Z_0} = \frac{L}{100} \rightarrow L = 100 * 500 \text{ psg} = 50 \text{ nH}$, que lleva al valor final de E_i . Vemos que desde un análisis de la reflexión podemos delimitar exactamente el valor de la carga.

Apliquemos ahora los criterios anteriores a un nuevo ejemplo elemental en el que se propagará una señal senoidal y utilizaremos la Carta de Smith para visualizar las variaciones de impedancia y coeficientes de reflexión a lo largo de la línea.

EJEMPLO 6: Extraído del documento “High-Frequency Practical Course Slotted Line: Determination of Complex Impedances with the Standing Wave Slotted Line” written by Ralf Ihmels/Ingo D. Rullhusen, Universität Bremen translated by Ingo D. Rullhusen, Universität Bremen

Sea una línea de transmisión en guía onda o coaxial terminada en una carga determinada, de forma que podamos en todo momento tomar una muestra de la intensidad de campo eléctrico de la onda estacionaria a lo largo de la misma, resultado de la composición de la onda progresiva y la regresiva producida en la reflexión en la carga. La toma de la muestra no debe perturbar la propagación de la onda, debe ser constante a lo largo de la línea y se transforma a un valor medible a través de un detector cuadrático (tensión). Además una escala métrica visible nos permite saber en qué posición de la línea tengo colocada la sonda. Esto se denomina como **Línea Ranurada o Slotted Line**.

En la foto podemos ver un caso concreto de este tipo de guía ranurada, del fabricante AgilentTM, aunque en este caso sea de una línea coaxial ranurada. En la referencia [1.3], podemos ver en la figura 2.13 una en guía en banda X.



Como consecuencia de conocer el VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) y las distancias a la carga en cualquier punto de la línea podemos inferir cuál es la impedancia desconocida de carga que produce la onda estacionaria. Este tipo de líneas ha sido muy útil hasta nuestros días, aunque ha sido sustituida por los modernos Analizadores de Redes de RF y μ W salvo en los casos en los que se quieran evitar las imprecisas transiciones que nos adaptan los puertos de analizador y carga a medir, sobretodo en frecuencias muy altas.

De todas formas sigue siendo un dispositivo muy útil para visualizar lo que es una onda estacionaria y ver los efectos de desadaptaciones y reflexiones en líneas de transmisión. Vamos a verlo.

Con el truco de medir cuál es la diferencia que hay en distancia entre el mínimo de tensión con un cortocircuito como carga y el mínimo de tensión con la carga, podremos con la ayuda de la Carta de Smith saber el valor de esa carga.

DATOS: Los mínimos con el corto están en $l = 0.2\text{cm}$, 2.2cm y 4.2cm . Con la carga desconocida Z_A la Relación de Onda Estacionaria ($ROE = SWR = VSWR = S$, en cuanto a denominaciones), se mide de valor 1.5 y el mínimo de voltaje, no tan brusco en este caso, en $l = 0.72\text{ cm}$, 2.72 cm , 4.72 cm .

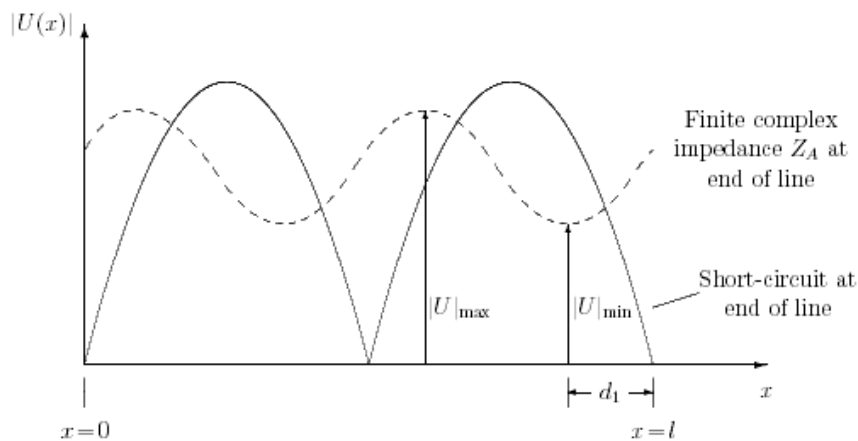


Figure 5: Voltage distribution on the slotted line.

SOLUCIÓN: Del estudio de la línea de transmisión sin pérdidas acabada en una impedancia compleja cualquiera Z_L y de su representación en la Carta de Smith sabemos que el coeficiente de reflexión es un fador $\rho = |\rho|.e^{j\theta}$ y que podemos escribir generalizando el coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea: $\rho(l) = \frac{V_0^- e^{-j\beta l}}{V_0^+ e^{j\beta l}} = \rho(0)e^{-2j\beta l}$ estando la carga situada en $z = 0$ y siendo l la longitud medida desde la carga hacia el generador ($-z$).

También en el mismo estudio inferimos que la impedancia en cualquier punto de la línea para $z = -l$ era:

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{V_0^+ [e^{j\beta l} + \rho.e^{-j\beta l}]}{V_0^+ [e^{j\beta l} - \rho.e^{-j\beta l}]} \cdot Z_0 = \frac{1 + \rho.e^{-2j\beta l}}{1 - \rho.e^{-2j\beta l}} Z_0$$

, y que para el caso concreto en que

$l = 0$, es decir en la carga,

$$Z_L = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} Z_0$$

, y por tanto debemos conocer el módulo y argumento del coeficiente de reflexión para poder calcular el valor de Z_L .

Del dato de la ROE podemos fácilmente extraer el módulo del coeficiente de reflexión, porque sabemos que,

$$|\rho| = \frac{ROE - 1}{ROE + 1}, \text{ por tanto } |\rho| = \frac{1.5 - 1}{1.5 + 1} = 0.2$$

Ahora necesitamos el argumento o fase de ρ para poder calcular la impedancia desconocida. Sabemos que en cualquier punto de la línea podremos escribir la expresión del módulo del voltaje de la onda estacionaria:

$$|V(z)| = |V_0^+| |1 + \rho.e^{2j\beta z}| = |V_0^+| |1 + \rho.e^{-2j\beta l}| = |V_0^+| |1 + |\rho|.e^{j(\theta - 2\beta l)}|$$

El mínimo de la OE se producirá cuando $e^{j(\theta - 2\beta l)} = -1 \rightarrow \theta - 2\beta l = \pi \rightarrow \theta = \pi + 2\beta l_{min}$, siendo l_{min} la distancia desde la carga hasta el primer mínimo. El problema es que no sabemos a qué distancia se encuentra el punto donde se colocan la carga y el corto porque la regla no llega a ese punto. Pero si conocemos que cualquier mínimo estará a una distancia de $\lambda/2$ en el caso del corto y por tanto podemos considerar que, en el caso del corto, los terminales de la carga están en cualquier mínimo de los medidos. Nos hemos situado en un corto virtual.

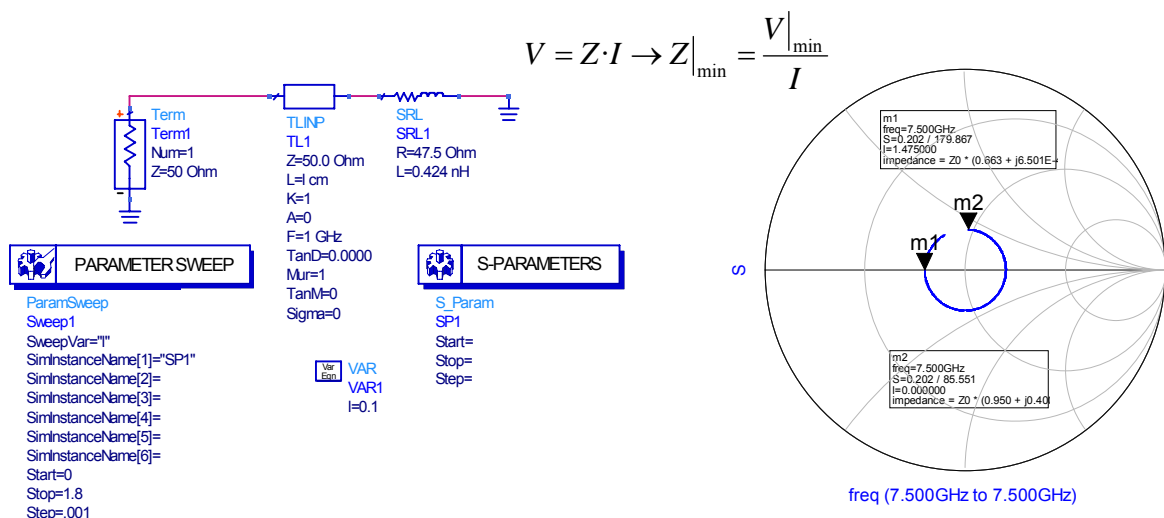
Nos situamos, por tanto, en el primer mínimo del corto que está dentro de nuestro rango de medida, en este caso 4.2cm y calculamos la l_{min} al 1er mínimo en el caso de la carga: $4.2 - 2.72 = 1.48\text{cm}$. De aquí, y conocido que la longitud de onda es 4cm (2 veces la distancia entre mínimos de la OE),

$$\theta = \pi + 2 \frac{2\pi}{\lambda} l_{min} = \pi + \frac{4\pi}{4} (1.48) = 86.4^\circ \rightarrow \rho = 0.2 \cdot e^{j86.4} = 0.0126 + j0.1996 \rightarrow$$

$$Z_L = \frac{1 + (0.0126 + j0.1996)}{1 - (0.0126 + j0.1996)} \cdot 50 = 47.3 + j19.7$$

De la misma forma que en este caso hemos calculado el valor de una carga desconocida, el estudio de la OE que se produce en una línea de transmisión nos puede servir en otros casos para extraer otras características de la misma, como pueden ser la Impedancia Característica o la Constante Dieléctrica e incluso la Tangente de Pérdidas del medio.

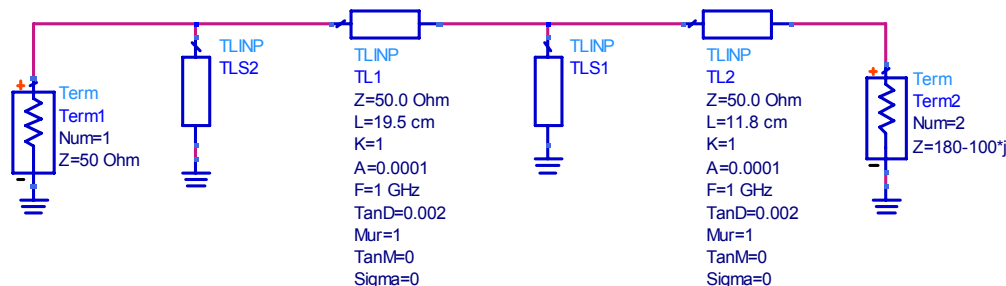
Se deja como ejercicio el uso de la Carta de Smith para resolver el ejemplo. Se verá que la cosa es mucho más rápida que haciéndolo analíticamente. Lo podemos hacer manualmente (interesante) o utilizando alguna de las herramientas de simulación de las que podemos disponer; a continuación se presenta cómo verlo usando el ADS de Agilent.



$$V = Z \cdot I \rightarrow Z|_{min} = \frac{V|_{min}}{I}$$

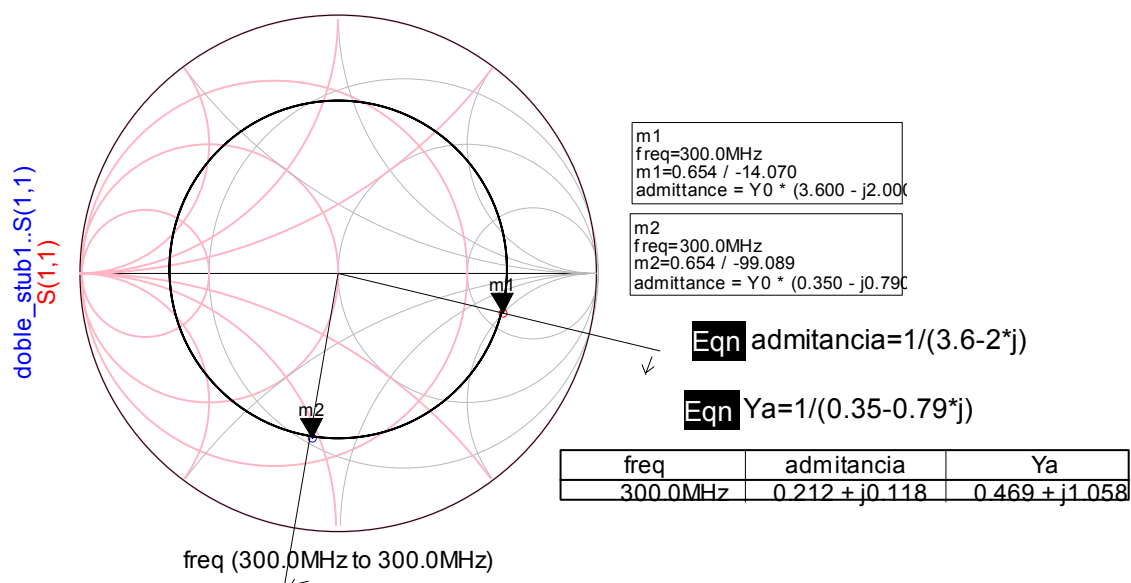
También se pueden utilizar herramientas presentes en la Red como es el caso de <http://www.amanogawa.com/index.html>, que en su apartado de Transmission Lines nos puede servir para dar un repaso a todos estos conceptos.

EJEMPLO 7: Dando un paso más en las aplicaciones de las líneas de transmisión vamos a ver un caso típico de adaptación de impedancias con doble stub (en este caso dos líneas en cortocircuito) con líneas de transmisión ideales. Se trata de adaptar la carga compleja de la figura al generador de 50Ω, haciendo uso de la Carta de Smith.



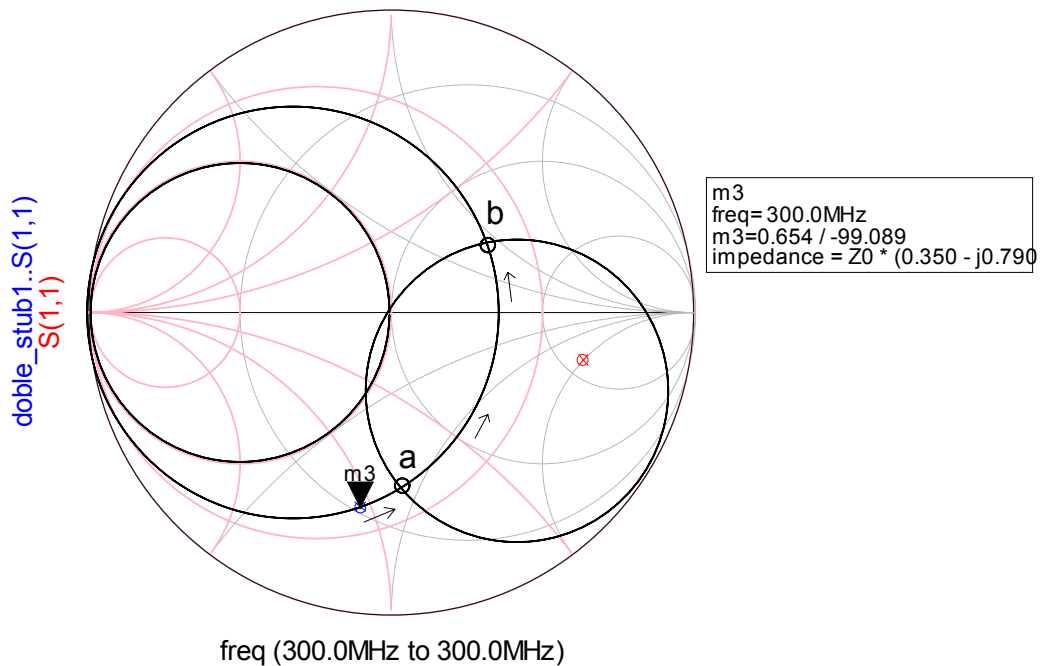
La frecuencia de trabajo es 300MHz y las líneas son ideales. Vamos por pasos:

1. La impedancia de carga normalizada sobre 50Ω es 3.6-2j. La admitancia correspondiente es 0.212+0.118j. Hemos pasado a admitancia porque la estructura con stub en paralelo así lo aconseja. Sabemos que aquí tenemos dos opciones: trabajar con la Carta de Smith como si fuera admitancias (a partir de la impedancia sabemos que la admitancia estará situada sobre el mismo radio $|\rho|$, en un punto simétrico respecto al origen) o utilizar la Carta con las dos familias de curvas. El programa ADS nos permite visualizar esta última opción.



2. Una vez situada la admitancia de carga, nos desplazamos 11.8 cm $\rightarrow (11.8 / 100) * \lambda \rightarrow 0.118\lambda$ sobre el círculo de $|\rho|$ constante hacia el generador y estaremos justo antes del punto donde hemos situado el 1er stub TLS1, llamémosle $Y_A = 0.469 + j1.058$ a la admitancia que se ve desde ahí hacia la carga. Desconocemos la longitud de TLS1 (es una de las incógnitas), por tanto partiremos ahora del generador e iremos hacia la carga.

3. Sabemos que la admitancia normalizada en el generador es = 1. El stub 2 TLS2 le añadirá una parte imaginaria determinada → la admitancia tras el stub estará sobre el círculo unidad.
4. Ese círculo unidad completo lo podemos trasladar hacia la carga $19.5\text{cm} \rightarrow 0.195\lambda$, de forma que el valor de impedancia imaginaria (susceptancia B/Y_0) del stub TLS1 será la distancia en parte imaginaria, medida sobre el círculo de parte real constante en el que estamos, desde el punto Y_A (m_2) hasta el círculo desplazado. Las admitancias que están sobre este círculo serán las que podemos adaptar con esta estructura de doble stub y las longitudes dadas. Deducimos por tanto, que si ambos círculos no se cortan (tangentes) la adaptación no será posible con esta estructura.



Tal y como vemos en la gráfica tenemos dos puntos posibles a y b de admitancia → por tanto habrá dos longitudes de stub TLS1 que nos permitan llegar a adaptar la carga. Podemos calcular estos valores con gran exactitud utilizando las herramientas de la página web AMANOAWA o con algo menos de exactitud manualmente sobre una carta de Smith.

Primero veremos cuál es el valor de la parte imaginaria de TLS1 y después utilizaremos un truco para no utilizar ninguna fórmula: calcularemos su equivalente en longitudes de onda partiendo del infinito de admitancia (corto de impedancia) en la misma carta de Smith, teniendo en cuenta que estamos con stubs en cortocircuito.

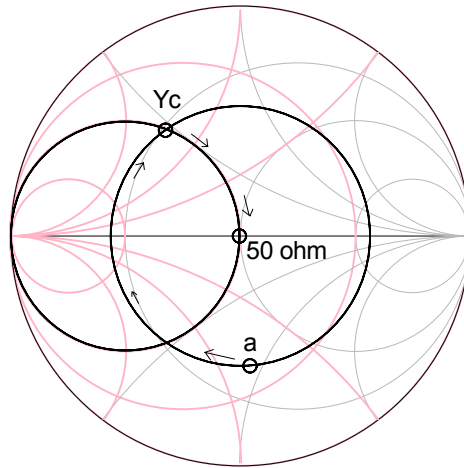
El resultado es que Y_B puede ser, o bien $0,469 + j 0,916$ o bien $0,469 - j 0,196$.

Cogemos el 1er caso.

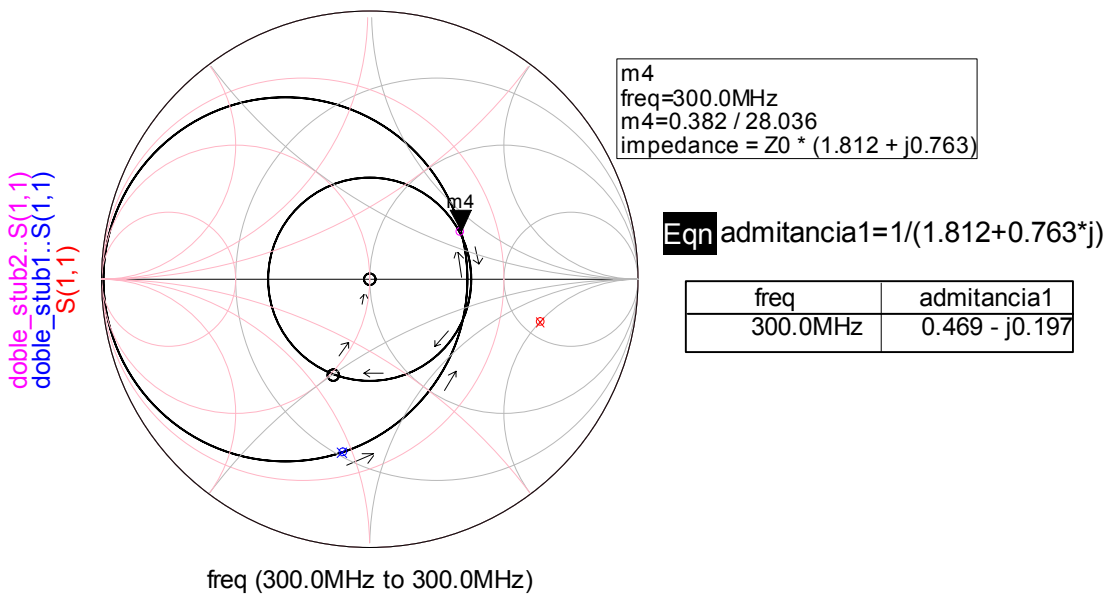
5. La admitancia normalizada del stub Y_{TLS1} será la resta de Y_B y de Y_A . Esto da un valor de $-j 0,142$. La longitud la leemos también en la carta partiendo del abierto de admitancia y viendo que hasta el círculo $-0,142j$ hay 0.228λ . Esto equivale, con $\lambda = 100\text{cm}$ en 300MHz, a **22.8cm** de longitud para TLS1.

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

6. A partir de aquí y con coeficiente de reflexión constante vamos hacia el generador $0,195\lambda$. Estaré en un punto de $Y_C = 1 - j 1,548$ y haremos la misma jugada de añadir un stub que cancele la parte imaginaria y conseguir así la adaptación. Este stub será de valor de admitancia de entrada $+1,548j$ que equivale a una longitud $0,408\lambda$. TLS2 será, por tanto, de **40.8cm**. En la figura podemos ver los últimos movimientos.



Si cogiéramos el 2º caso, la longitud de TLS1 sería de $0.107\lambda \rightarrow 10.7\text{cm}$ y la de TLS2 $0.14\lambda \rightarrow 14\text{cm}$. En este caso la carta quedaría de la siguiente forma, resumiendo todos los movimientos en una sola:



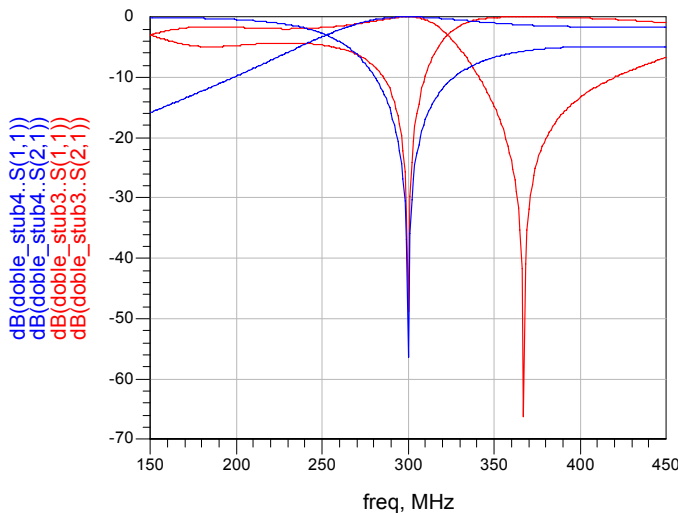
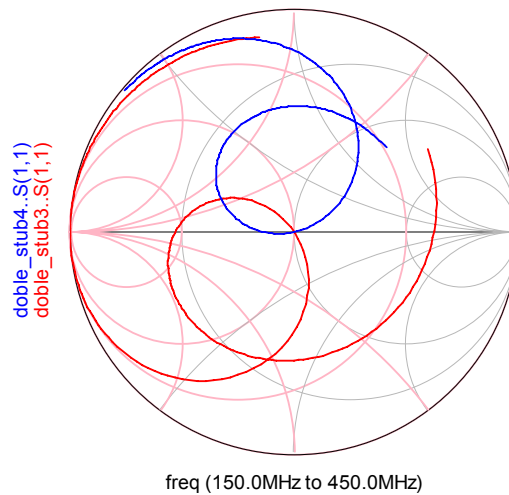
- Esta adaptación se ha calculado para una sola frecuencia, pero si analizamos la **respuesta frecuencial** de las dos opciones veremos que no se comportan igual.

La primera solución, con líneas más largas da lugar a una respuesta paso-bajo, con menor ancho de banda (14.7MHz @ VSWR<1.5 → 0.05%) y un cero de transmisión muy cercano a la banda de paso, pues la línea más larga se hace $\lambda/2$ en 370MHz ($\lambda = 81.08\text{cm}$), lo que hace que el corto se reproduzca exactamente en la línea de transmisión por donde va la señal.

En cambio la segunda, con líneas más cortas, es paso alto y con ancho de banda algo mayor → 29.1MHz @ VSWR<1.5 → aprox. 1%, el doble.

Como vemos cada solución tiene sus ventajas e inconvenientes. Estas características diferentes pueden venir predeterminadas por el tipo de diseño que nos pidan, con lo que se nos reducirán los grados de libertad y nos dirigirán a una estructura de las varias posibles.

Vemos que el punto de adaptación se nos ha convertido en una curva. Como ejercicio, se pueden extraer conclusiones de la longitud y forma de las mismas para ver la coherencia con las conclusiones anteriores.



CONCLUSIONES A LOS EJEMPLOS:

1. La primera conclusión es que incluso en medios sin pérdidas las señales se ven distorsionadas si los mismos no son homogéneos, cosa habitual en el mundo real. La forma de onda sufre una extensión o dispersión denominado en inglés spread. Hay por tanto una extensión en la respuesta temporal que implica de alguna forma una limitación en el espectro útil.
2. Vemos que la existencia de estos retardos nos puede causar problemas, pero también darnos soluciones (¿!?) en algunos casos.

Problema: en los circuitos de μW hay que controlar los conductores (líneas de transmisión) cuidadosamente, teniendo en cuenta su longitud eléctrica y su impedancia característica, para evitar las reflexiones y consiguientes pérdidas de potencia.

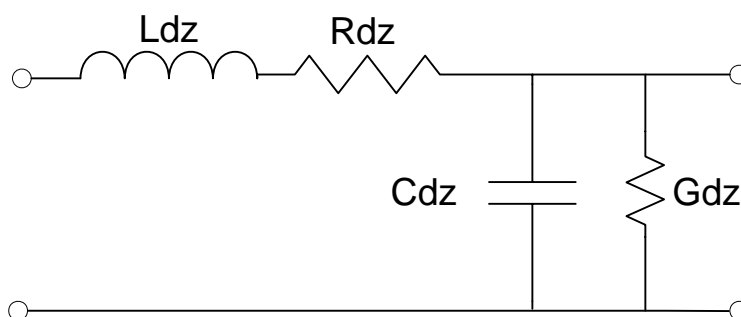
Solución: en los circuitos de μW los conductores pueden sustituir, en ciertos casos y de modo práctico, a componentes reactivos convencionales tipo L, C; con lo que se pueden realizar estructuras complejas como filtros, acopladores direccionales e híbridos, etc.

3. A efectos prácticos, ¿dónde ponemos la frontera de verdadero efecto de estos retardos? La convención propone la cifra de $T/20$ para tener en cuenta el efecto $\rightarrow L \geq 0,05\lambda \rightarrow L \geq 2\text{cm}$ para 750MHz y $L \geq 7,5\text{mm}$ para 2GHz Teniendo en cuenta las dimensiones de componentes, circuitos y tecnologías podemos ceñir las microondas a la siguiente definición relativa: ***serían aquellas bandas de frecuencias en las que las dimensiones de componentes, circuitos o sistemas implicados son comparables a una fracción de la longitud de onda de la señal***
4. Ya hemos dicho que hemos denominado Time Domain Reflectometry a la técnica de evaluar un medio de transmisión determinado por el análisis de las reflexiones que se producen en ese medio. Esta técnica está siendo muy utilizada para analizar la respuesta de los circuitos impresos que sirven de soporte a las placas base de los PC actuales que ya alcanzan velocidades de reloj de 3GHz, y los buses son cada vez más rápidos, con lo que la integridad de las señales digitales transmitidas empieza a depender de forma crítica de los trazados de las pistas. Las Notas de Aplicación de Agilent™ AN1304-1 “Evaluating Microstrip with Time Domain Reflectometry” y AN 1304-2 “Time Domain Reflectometry Theory” son una buena introducción a este tema.
5. La Carta de Smith se presenta como una herramienta muy útil y potente para trabajar con todo tipo de líneas de transmisión en sus múltiples aplicaciones como medios por los que se propaga la señal y como emuladores de elementos concentrados (bobinas, condensadores) en las frecuencias de microondas, donde la construcción física de estos elementos es prácticamente imposible. Esto permite su uso en las redes de adaptación, de una importancia crucial en el diseño de sistemas de recepción y transmisión de frecuencias de microondas.
6. Las Líneas de Transmisión se vislumbran como los elementos fundamentales de interconexión de dispositivos de microondas. Con su estudio y manejo podremos optimizar la integridad de las señales que queramos transmitir o recibir. Dispositivos Activos y Pasivos y Líneas de Transmisión, formarán por tanto el núcleo de los Sistemas de Microondas.
7. Respecto al comportamiento en una banda frecuencial, sabemos que la adaptación perfecta la conseguiremos en una única frecuencia, pero admitiremos que, con un cierto valor de desadaptación ($VSWR < 1.5$ por ejemplo), la red será útil en un determinado ancho de banda. A mayor ancho de banda necesario, más secciones de líneas habrá que implementar. Para mayor precisión en el comportamiento frecuencial de la adaptación ver el apartado 2.10 de la referencia [1.1].

4. LINEAS DE TRANSMISIÓN EN MICROONDAS

Vamos a ver las principales estructuras que nos pueden servir como líneas de transmisión, que compararemos entre sí con un cuadro final. Algunas de ellas ya se han estudiado en otras asignaturas con lo que nos limitamos a un pequeño resumen y a complementar lo ya estudiado con conceptos más relacionados con la tecnología de fabricación de las mismas.

Como caso más general y útil en frecuencias de microondas tenemos las líneas de bajas pérdidas, en las que se aprecia la aparición de un efecto de pérdidas, tanto en el dieléctrico como en los conductores, y un efecto imperceptible (en caso de bajas pérdidas) sobre la constante de fase β . Además la existencia de pérdidas hace que la Impedancia Característica pase a ser compleja, con una parte imaginaria de forma que podemos describir, de forma general, cualquier línea de transmisión de pérdidas bajas con un circuito diferencial y ecuaciones descriptivas adecuadas.



R y G son la Resistencia y Conductancia por unidad de longitud. La presencia de estos elementos de pérdidas provoca la aparición de una atenuación de la señal a medida que se propaga y además un efecto de *dispersión*, que hace que diferentes frecuencias se propaguen a velocidades de fase diferentes.

Sabemos, por lo visto en asignaturas anteriores como Redes y Electromagnetismo, que las ecuaciones diferenciales que gobiernan la propagación de ondas en forma senoidal son las denominadas como *ecuación de onda*, derivación de las ecuaciones de Maxwell en medios homogéneos, isótropos y lineales. *Existe, por tanto, una total analogía entre el fenómeno de propagación de una onda electromagnética plana en un medio así y las ondas de voltaje y corriente que se propagan en las líneas de transmisión.*

Por tanto, en principio, cualquier medio de propagación será modelable por una célula básica de parámetros concentrados y de esta forma esta célula básica será generalizable en régimen permanente senoidal por una red con una impedancia serie Z y una admitancia paralelo Y , ambas por unidad de longitud.

Como ya hemos dicho, la solución de las ecuaciones diferenciales, en este caso conocidas como *ecuaciones de ondas*, da lugar a las conocidas ecuaciones de una onda progresiva y otra regresiva, con variación del tipo exponencial amortiguada $e^{\mp\gamma z}$ y con la constante de propagación $\gamma = \alpha + j\beta$, donde α es la constante de atenuación ($e^{-\alpha z}$) y β la constante de fase ($e^{-j\beta z}$). Por su parte, la impedancia característica será $Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = R_0 + jX_0$, compleja como se ve.

También como consecuencia de las pérdidas los coeficientes de reflexión que se representan en la Carta de Smith pasan a ser, en función de la posición, $\rho(z) = \rho(0)e^{2\alpha z} e^{2j\beta z} \rightarrow$ lo que son círculos para las líneas ideales, pasan a ser espirales logarítmicas, al ir disminuyendo

el módulo del coeficiente a medida que se avanza por la línea. Normalmente, los cálculos en la Carta se hacen sin pérdidas incluidas.

Con estos principios básicos y la suposición de que las pérdidas son bajas, podemos desarrollar en Serie de Taylor la expresión de la constante de propagación bajo las condiciones $R \ll \omega L$ y $G \ll \omega C$, concluyendo las tres expresiones que gobiernan cualquier propagación en líneas de bajas pérdidas:

$$\alpha \cong \frac{R}{2\sqrt{\frac{L}{C}}} + \frac{G\sqrt{\frac{L}{C}}}{2} = \alpha_c + \alpha_d, \quad \beta \cong \omega\sqrt{LC} \quad \text{y} \quad Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \left[1 - j \left(\frac{R}{2\omega L} - \frac{G}{2\omega C} \right) \right], \quad \text{con las}$$

pérdidas como suma de pérdidas en el conductor y en el dieléctrico y donde vemos que la constante de fase no se ve afectada por las pérdidas bajas.

Con estas bases se pueden analizar las líneas de transmisión más utilizadas en frecuencias de microondas, salvo las Guías de Onda que necesitan de un análisis electromagnético detallado. De este resumen descartamos la línea bifilar, con una atenuación alta, dificultad de construcción alta y, sobretodo, por ser una estructura abierta susceptible de radiar y ser interferida.

Vamos a ver primero las líneas con **dieléctrico homogéneo** (apartados 4.1 a 4.3), con ciertas propiedades comunes a destacar:

$$a) \quad \mu = \mu_0, \quad v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \rightarrow \lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

b) Constante dieléctrica imaginaria debido a las pérdidas en el dieléctrico:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon' \left(1 - j \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right) = \epsilon' (1 - j \tan \delta_\ell), \quad \text{se deduce a partir de una conductividad}$$

equivalente σ_e que engloba a los diferentes mecanismos físicos que causan las pérdidas en el dieléctrico y producen la misma tangente de pérdidas $\tan \delta_\ell$. Por tanto, $\sigma_e = \omega \epsilon \tan \delta_\ell$. Como consecuencia, las medidas de pérdidas que se realicen a partir de propagación de ondas proporcionan valores de $\tan \delta_\ell$ y no permiten distinguir el efecto de conducción de otros efectos.

Valga un ejemplo numérico: valor típico de $\tan \delta_\ell$ del orden de 10^{-4} \rightarrow para teflón (PTFE = PolyTetraFluorEtileno), un dieléctrico profusamente usado en frecuencias de microondas, el valor es $0,00015$ ($1,5 \cdot 10^{-4}$) a 22°C y 3GHz ; para Polietileno 0.00031 .

c) Se puede demostrar que cuando las pérdidas son bajas, la relación entre conductancia por unidad de longitud y la capacidad C es: $\frac{G}{C} = \omega \tan \delta_\ell = \frac{\sigma_e}{\epsilon}$

d) Podemos deducir por tanto las pérdidas en el dieléctrico en función de la tangente de pérdidas:

$$\alpha_d = \frac{1}{2} G \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2} \frac{\sigma_e}{\epsilon} C \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2} \frac{\sigma_e}{\omega \epsilon} \frac{\omega}{v_p} = \frac{\pi}{\lambda} \tan \delta_\ell.$$

Podemos hacer un ejercicio numérico útil: la tangente de pérdidas suele ser prácticamente constante en frecuencias de microondas, por lo tanto la atenuación que va a sufrir la señal en su

amplitud al cabo de una distancia de una longitud de onda es $\alpha_d = \frac{\pi}{\lambda} \tan \delta_\ell \rightarrow \alpha_d \lambda = \pi \tan \delta_\ell$ es constante e independiente de la frecuencia. Para el valor típico de tangente de 10^{-4} , las pérdidas por longitud de onda son, convertidos de Neper a dB: $8,686 * \pi \tan \delta_\ell = 2,7 * 10^{-3} = 0,0027dB$ por cada longitud de onda.

Recordar que el paso de Neper a dB es $20 \log e = 8,686$.

La cifra es suficientemente baja como para despreciarla frente a las pérdidas en los conductores, por lo menos a frecuencias bajas, tal y como veremos a continuación.

4.1 Línea de Placas Paralelas

Es un caso meramente teórico de guía onda con dos placas infinitas, pero muy interesante para utilizar como 1ª aproximación de los órdenes de magnitud de las pérdidas en un medio dieléctrico y poder comparar las de conducción con las del propio dieléctrico.

Sean dos placas metálicas de ancho W separadas por un dieléctrico homogéneo de altura h. Con $W \gg h \rightarrow$ podemos despreciar el efecto del borde, con lo que el campo eléctrico es uniforme entre ellas y la Capacidad C la podemos calcular como la del condensador plano:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{W}{h} \rightarrow Z_0 = \frac{1}{v_p C} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c C} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h}{W}$$

Para conocer la resistencia por unidad de longitud (pérdidas de dieléctrico y conductor) suponemos que la distribución de la corriente es uniforme en las placas:

$R = 2 \frac{R_s}{W}$, con $R_s = \frac{1}{\sigma \delta}$ en ohmios y siendo σ la conductividad del metal y δ la profundidad de penetración de los campos en el mismo (skin-depth). Si utilizamos la conocida expresión de esta última:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \rightarrow R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}}$$

Con lo ya conocido hasta ahora podemos deducir fácilmente que

$\alpha_d = \frac{1}{2} \omega \sqrt{\mu \epsilon} \tan \delta_\ell$, y $\alpha_c = \frac{1}{2} \frac{R}{Z_0} = R_s \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{1}{h}$. Si suponemos que $\tan \delta_\ell$ es aproximadamente constante con la frecuencia, podemos deducir que las pérdidas en el dieléctrico aumentan linealmente con la misma, mientras en el conductor lo es con la raíz cuadrada a través de R_s .

Veamos cuál es la relación entre ambas y su dependencia con la frecuencia. A frecuencias bajas y en dieléctricos de calidad predomina α_c pero a medida que subimos en frecuencia α_d se va haciendo mayor y termina por ser el factor de pérdidas más importante. ¿Cuál es el orden de magnitud de esta frecuencia para el sistema de placas paralelas?

$\frac{\alpha_d}{\alpha_c} = \frac{1}{2} \frac{\omega \mu}{R_s} h \tan \delta_\ell$, y aplicando las fórmulas anteriores da, $\frac{\alpha_d}{\alpha_c} = \frac{h}{\delta} \tan \delta_\ell \rightarrow$ si lo hago 1 hallaré la frecuencia para la que se igualan. Lo hacemos para $\tan \delta_\ell = 2 * 10^{-4}$ y conductor cobre para el que conocemos que $\delta = \frac{66}{\sqrt{f}} mm$.

$$1 = \frac{\alpha_d}{\alpha_c} = \frac{h}{\delta} \tan \delta_\ell \rightarrow \sqrt{f_0} = \frac{66}{2 \cdot 10^{-4} h} \rightarrow f_0 \cong \frac{10^{11}}{h^2}, \text{ con } h \text{ en mm. Para } h \text{ de } 10 \text{ mm, la}$$

frecuencia de cruce de ambas pérdidas es de 1GHz, mientras que para h de 1mm da 100GHz. Estos órdenes de magnitud se pueden emplear de manera aproximada para líneas de transmisión de 2 conductores con dieléctrico de altura h .

Podemos corroborar estas conclusiones con un ejemplo del simulador ADS[®] que tiene dentro de sus herramientas un programa de Análisis/Síntesis de Líneas de Transmisión en sus configuraciones más comunes.

EJEMPLO 8:

```

LineCalc (*) 2002C.400 Aug 20 2002
Fri Jan 09 18:29:54 2004
Element type: MLIN
Element ID: MLIN_DEFAULT
Units
Freq = GHz
Length = mm
Res = Ohm
Angle = deg
Frequency = 10.000
Shared Parameters:
Substrate: MSUB = MSUB_DEFAULT
Er = 9.200
Mur = 1.000
H = 1.000 mm
Hu = 3.9e+34 mm

T = 0.010 mm
Cond = 4.1e7
TanD = 2.000e-9 y 2.000e-4
Rough = 0.001 mm
Physical Parameters
W = 4.500 mm
L = 10.000 mm
Wall1 = n/a mm
Wall2 = n/a mm
Electrical Parameters
Z0 = 20.539 Ohm
E_Eff = 341.539 deg
Result Parameters
K_Eff = 8.089
A_DB = 0.036
SkinDepth = 7.860e-4 mm
    
```

Con estos parámetros podemos analizar la influencia de las pérdidas de conductor y dieléctrico en diversas frecuencias (en GHz) y observar que a frecuencias altas las pérdidas de dieléctrico son más altas incluso que las de conductor.

Frecuencia	10	100	500
A_dB conductor	0,036	0,103	0,183
A_db conductor+dieléctrico	0,041	0,158	0,459
A_dB dieléctrico	0,005	0,055	0,276

4.2 Línea Coaxial

Esta línea es ampliamente utilizada en frecuencias de Microondas por sus buenas características en todos los sentidos:

a) permite fabricar cables flexibles o semirrígidos de forma que sea fácil trabajar con ellos en diferentes posiciones a partir de un conductor interno rígido, un dieléctrico -de teflón o polietileno normalmente- y un conductor externo que es en realidad una malla tupida conductora.

b) y además por su construcción física es una estructura cerrada y por tanto blindada. Dependiendo del número de capas de conductor exterior el blindaje (shielding) oscila entre 50 y 120dB. Vemos que puede ser un medio de transmisión prácticamente ideal en ese sentido.

c) permite una fácil conectorización con lo que puede ser una forma ideal de realizar transiciones entre diferentes dispositivos.

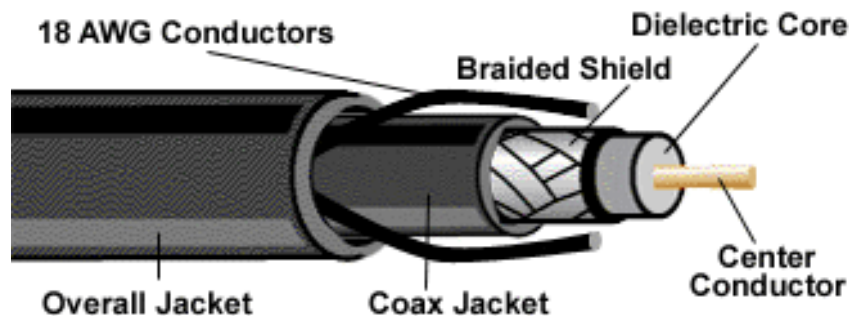


Fuente: la Red

Desde el punto de vista de propagación sabemos que se propagan modos TEM puros en las frecuencias de utilización típicas <50 GHz y por tanto el cálculo de sus características sencillas es relativamente fácil, tal y como se vio en Electromagnetismo. Son éstas:

$$Z_0 = \frac{120\pi/\sqrt{\epsilon_r}}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

, donde a es el radio del conductor interno y b el del radio externo.



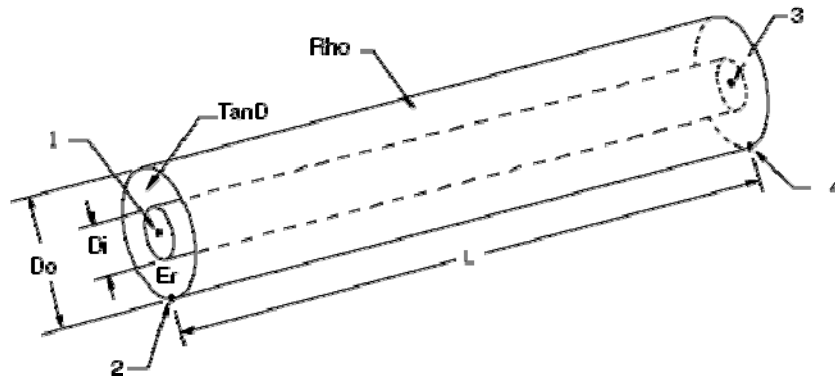
Fuente: la Red

En cuanto a las pérdidas, las dividimos en dos, como siempre, conductores y dieléctrico:

$$\alpha_c = \frac{R}{2Z_0} = \frac{R_s \sqrt{\epsilon_r}}{120 \cdot 2\pi b} \cdot \frac{\left(1 + \frac{b}{a}\right)}{\ln \frac{b}{a}}, \text{ y } \alpha_d = \frac{\pi}{\lambda} \tan \delta_e$$

Parece claro que las pérdidas de conducción se van a minimizar aumentando el diámetro del cable coaxial y además coincide con la tendencia necesaria para poder manejar potencias altas de señal, que suele ser una de las aplicaciones típicas de los cables coaxiales: la alimentación de las antenas de transmisión.

EJEMPLO 9: Podemos ver órdenes de magnitud de pérdidas con la herramienta LineCalc de ADS.



Fuente: [Manual de Componentes de ADS de Agilent™](#)

Para un cable de precisión utilizado como patrón de impedancias, del fabricante ya extinto General Radio, con dieléctrico aire y conductores de plata, las pérdidas α_c que da LineCalc son del orden de 0.25dB/metro para 10GHz y un cable del orden de 1cm de diámetro; y para α_d con dieléctrico polietileno, a 10GHz las pérdidas suben a 0.4dB/metro → por tanto son el 37% de las pérdidas totales.

Como vemos al ser un medio con mejores conductores y más cantidad de dieléctrico, las pérdidas en éste representan mayor proporción en las pérdidas totales que en el caso anterior de las placas paralelas.

Si lo comparamos con un cable coaxial real del fabricante:



Cable Attenuation

Nominal **attenuation** values @ +25°C ambient temperature

Freq.	Nom.Attenuation	Freq.	Nom.Attenuation	Freq.	Nom.Attenuation
(GHz)	(dB/m)				
		0.60	0.120	1.80	0.214
0.01	0.015	0.80	0.140	1.90	0.220
0.05	0.034	0.85	0.144	2.00	0.226
0.10	0.048	0.90	0.149	3.00	0.281
0.15	0.059	0.95	0.153	5.00	0.371
0.20	0.069	1.00	0.157	7.50	0.464
0.30	0.084	1.20	0.173	10.00	0.545
0.40	0.098	1.40	0.187	12.50	0.619
0.45	0.104	1.50	0.194	18.00	0.764
0.50	0.110	1.60	0.201		

Fuente: <http://www.hubersuhner.com/hs/index.htm>

Si calculamos las pérdidas con ADS para un cable como este, vemos que la atenuación es algo mayor que la puramente teórica (es la de la tabla anterior), del orden de 0,68dB/m. A esto tendremos que añadir las pérdidas de los conectores que normalmente tendremos que poner para conectar cable y dispositivos. De ellos hablaremos algo en 4.2.2.

4.2.1 Modos superiores en la Línea Coaxial

Además de la onda dominante TEM, también se podrán propagar modos TE y TM, pero con frecuencias de corte superiores. Este hecho lo que hace es limitar el ancho de banda en el que se pueden utilizar los cables sin que se produzca dispersión. El estudio de estos modos en el cable coaxial se hace de una forma similar a la guía circular, que ya se vio en la asignatura de Electromagnetismo.

De todas formas, en primera aproximación se puede despreciar la curvatura de los conductores y, en ese caso, tenemos dos placas paralelas con la limitación de que los campos deben ser iguales en los extremos, pues son en realidad un mismo punto

El primer modo no TEM que se da en el cable coaxial es el TE_{11}^z , que se da para frecuencias superiores a la de corte:

$$k_c = \frac{2\pi}{\lambda_c} \approx \frac{2}{a+b} \rightarrow \lambda_c = \pi(a+b) \rightarrow f_c = \frac{c}{\pi(a+b)}$$

El siguiente será el modo TM_{11}^z , con $\frac{\lambda_c}{2} = (b-a)$. Estos cálculos se pueden encontrar en la bibliografía de la asignatura, por ejemplo en las referencias [1.3] y [1.4].

Como ejemplo numérico, para un cable coaxial de dieléctrico aire y radios $a = 1,524$ y $b = 3,5052$, la impedancia característica es de 50Ω y el 1er modo parásito TE_{11}^z se propaga a partir de 19GHz, mientras que el 2º TM_{11}^z lo hace a partir de 75GHz.

La regla parece clara: reducir los diámetros inhibe la propagación de modos superiores; pero por otro lado esto aumenta las pérdidas y disminuye la posibilidad de transportar potencia. He ahí los límites de uso de este medio de transmisión.

4.2.2 Conectores de Microondas para Línea Coaxial

Sirva esta pequeña sección para remarcar algo que va a ser una constante cuando trabajemos en frecuencias de microondas: *las dimensiones son pequeñas y críticas y, por tanto, todo lo que pueda tener influencia en ello va a tener una extrema importancia en el rendimiento conseguido en los diseños realizados.*

Por tanto tendremos que tener mucho cuidado con: compatibilidad de conectores macho/hembra, rango de frecuencia de los mismos, potencia a soportar, pares de apriete entre macho/hembra, suciedad que evite un buen contacto y por tanto pueda aumentar la resistividad de los conductores y de las transiciones entre ellos, mala realización en la conectorización de los cables.

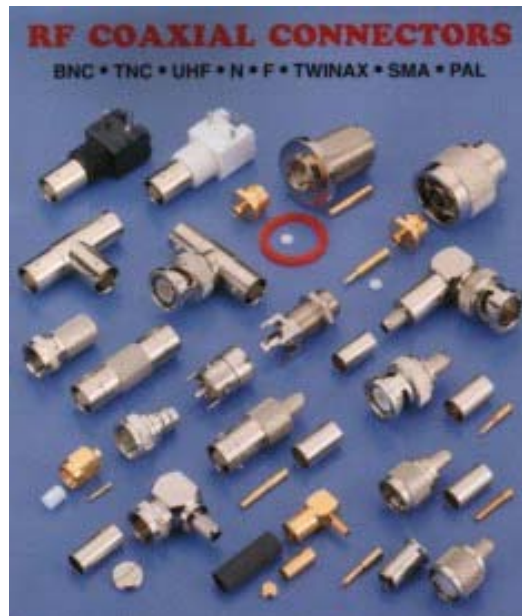
Todo esto explica el alto precio que tenemos que pagar por estos cables cuando los compramos y las dificultades para poder fabricarlos personalmente. La conclusión es clara: deberemos ser muy concienzudos y delicados para poder trabajar con componentes en estas frecuencias si queremos alcanzar las especificaciones de pérdidas y adaptación.

En general los conectores de RF están especificados para un rango determinado de frecuencia y para una impedancia característica. En cuanto a ésta, los valores típicos son 75Ω y

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

50Ω. Y en cuanto a la primera, el límite lo impondrá el comportamiento mecánico para conseguir una resistividad cero en la conexión y la generación de modos superiores como en cualquier línea coaxial.

- a) La primera consideración es que los conectores de 75Ω se utilizan exclusivamente en frecuencias de distribución de TV, en CATV y equipos de consumo, es decir en RF. La razón de su elección es histórica y reside en que corresponde a 77Ω la impedancia característica en la que presenta un mínimo de atenuación un cable coaxial con dieléctrico aire – ver ref. [1.3] - . Los conectores más conocidos en este rango de frecuencias son: IEC-DIN 75Ω, F, RCA, N 75Ω , BNC 75Ω, etc. Los tres primeros son los que tradicionalmente se están usando en los sintonizadores en la electrónica de consumo, tanto de receptores de TV como de IRD.



Fuente: http://www.transfer.pnet.pl/rf_connectors.htm

- b) Los conectores que se utilizan en frecuencias de Microondas son exclusivamente de 50Ω . Son más fáciles de construir debido a su menor relación de diámetros, también se utilizan históricamente por que están más cerca de la impedancia que da una máxima capacidad de transportar potencia que es 30Ω - ver ref. [1.3]- → 50Ω sería la impedancia de compromiso entre ambos valores de 30 y 77 ohmios.
- c) Los conectores se caracterizan por: baja ROE, bajas pérdidas, no excitación de modos superiores, repetitividad después de las conexiones/desconexiones, fuerza mecánica, rango de frecuencia, potencia manejable e intermodulación (¡?!).

Para una frecuencia de utilización superior a 10GHz, los principales tipos son:

- *Conector N 50Ω* : utilizable hasta una frecuencia superior de 18GHz, con una ROE típica <1,07 y dimensiones relativamente grandes con diámetros externos del orden de 15mm.

!!!MUY IMPORTANTE!!!: los N de 50 y los N de 75 no son compatibles y, de hecho, el emparejamiento de un macho 50 puede dañar irreversiblemente el comportamiento de un conector hembra de 75. Mucho ojo con las especificaciones mecánicas y de uso de los diferentes conectores coaxiales.



Fuente: La Red

Vemos la pareja de macho/hembra para poder ensamblar a un cable coaxial.

- *Conector SMA*: es el sustituto natural del N con un tamaño inferior, del orden de 6,5mm. Su utilización está siendo masiva en todas las aplicaciones Wireless, por tanto es un conector compacto y relativamente barato que, atendiendo siempre a las especificaciones del fabricante, podemos usar hasta una frecuencia de incluso 26,5GHz o superiores.



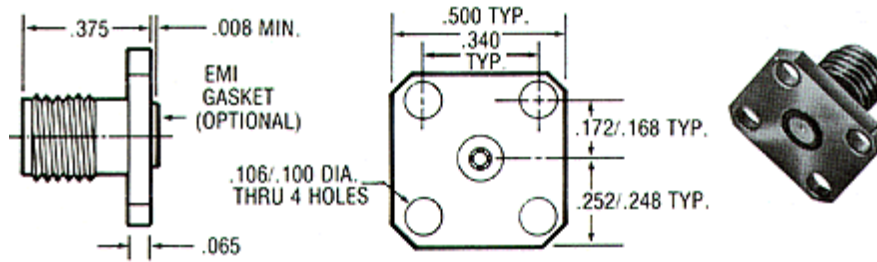
Fuente: <http://ece-www.colorado.edu/~kuester/Coax/connchart.htm>

Material and Finishes

Body:	Stainless steel; gold over nickel or passivated
Contact:	Beryllium copper, heat treated; gold-plated
Insulator:	Teflon®
Metal Gasket:	Cold rolled steel, case hardened; nickel-plated
Pin:	Kovar; gold over nickel plate
Glass:	Corning 7070

General Design Specifications

Interface Dimensions:	MIL-C-39012/SMA Series
Frequency Range:	DC to 26.5GHz
Insertion Loss, dB max:	.04db x \sqrt{f} GHz
Hermeticity, min. leak rate:	1x 10 ⁻⁸ cc/sec
RF leakage, min. dB down:	100db-FGHz
Temperature range:	-65°C to +165°C
Construction:	No internal solder connections, mounting temperature 250°C max.



Desarrollos posteriores de este conector para hacerlo válido en frecuencias más altas han llevado al *conector K*, válido hasta 40GHz, y que es mecánicamente compatible con el SMA. Claro, caso de interconectarlos, la respuesta frecuencial quedará limitada a la de este último.

- *Conector SSMA*: es simplemente un SMA escalado con una dimensión externa de 4,9mm y con un rango de frecuencia hasta 38GHz.

- *Conector 2,4 mm*: es el conector más utilizado en dispositivos e instrumentación de 50GHz, con un primer modo superior situado en 52GHz. Si aplicamos la fórmula del modo TE₁₁ a las dimensiones del conector da una $f_c = 55,5\text{GHz}$, pero con un 5% de margen para cubrir las tolerancias da la f_c anterior.

Físicamente es muy parecido al SMA, aunque de tamaño algo menor (2,4mm de diámetro interno del conductor exterior y 4,7mm) y con partes mecánicas reforzadas para aumentar la robustez del componente, además de aumentar la presión de conexión entre macho y hembra. Las roscas de interconexión no son compatibles, con lo que se necesitan transiciones para interconectar SMA y 2,4mm. De todas formas conviene analizar cuidadosamente el interior de los conectores para decidir si estamos ante un conector tipo SMA o uno de tipo 2,4mm.



PRECISION 2.4mm (GPC2.4) COAXIAL CONNECTORS

INTERFACE DIMENSIONS

Description

Precision 2.4mm (GPC2.4) connectors are miniature, instrument grade, air-interface connectors that operate mode-free up to 50 GHz. They feature extremely low VSWR and insertion loss, and are designed to non-destructively mate with standard

2.4mm connectors. These connectors generally have a high performance support bead and comply with proposed IEEE standard 287 general precision connector, instrument grade—GPC2.4.

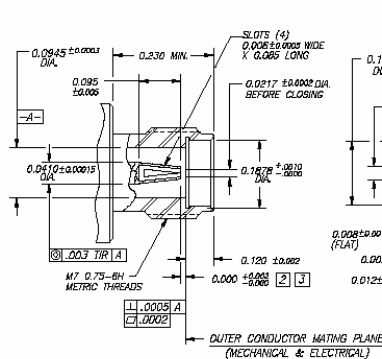


Figure 1: Female 2.4mm connector

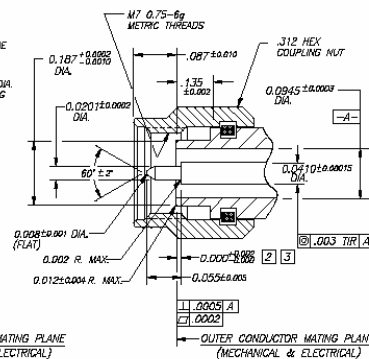
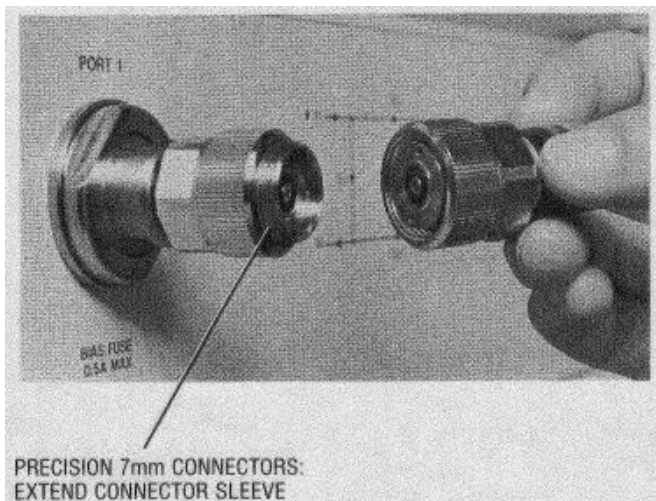


Figure 2: Male 2.4mm connector

Este tipo de geometría y construcción mecánica se está extendiendo hacia frecuencias más altas, dando lugar a los conectores más sofisticados que hay hoy en día: 1,85mm y 1mm en el fabricante Agilent™ y V y W en el fabricante Wiltron/Anritsu Corporation™. En ambos casos se ha extendido el rango de aplicación hasta los 110GHz sin necesidad de pasar a estructuras tipo guía de onda.

- *Conector APC-7*: es un conector muy utilizado en instrumentación de microondas hasta 18GHz con una ROE < 1.04. Es un conector sin “sexo” con una transición por contacto, no por inserción.



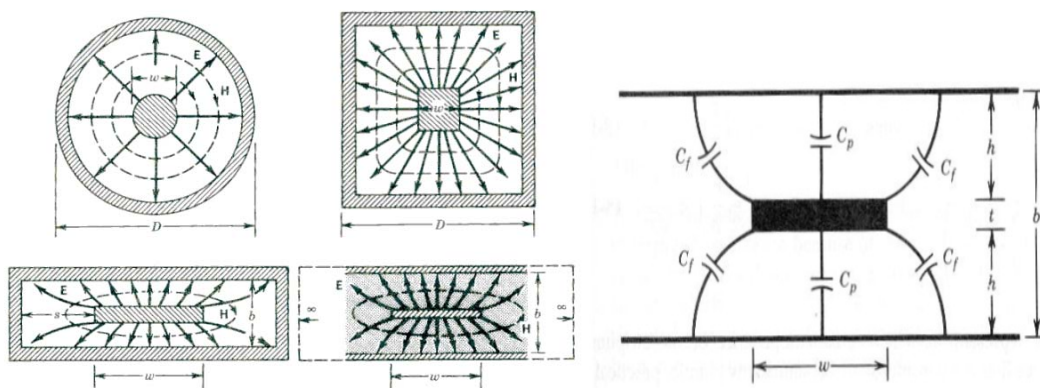
Fuente de la información → <http://ece-www.colorado.edu/~kuester/Coax/connchart.htm> es una página interesante en la que aparece una tabla resumen de todos estos conectores.

<http://www.walmba.org/rfconn.htm> es otra dirección útil en el mismo sentido.

4.3 Líneas Stripline

Es la evolución natural de la línea coaxial, de geometría circular, a la geometría rectangular, de forma que la línea está constituida por una tira conductora interna rodeada de dieléctrico, emparedada entre dos placas conductoras.

Sería como un coaxial plano con una interrupción del conductor externo en los bordes que produciría una distorsión sobre el modo dominante TEM, que para dimensiones de tira central estrecha comparando con el ancho de los planos de tierra (caso habitual) se puede despreciar. Por tanto, podemos decir que la Stripline propaga un modo principal TEM. Y que también tendrá modos superiores como en la línea coaxial con una frecuencia de corte a partir de la cuál tendrán efectos sobre la propagación.



Fuente: [Apuntes de Electromagnetismo 3º, de I. Sancho, Tecnun.](#)

Ya podemos imaginar que con esa estructura física no es la tecnología más adecuada para integrar componentes como resistencias, transistores, diodos, etc., con lo que su uso se limita sobretodo a aplicaciones directas de las líneas de transmisión: filtros, divisores, etc.

En cuanto a la fabricación, en realidad se parte de un soporte dieléctrico en el que se graba por fotolitografía y ataque químico la tira conductora, y se cubre todo ello con otro soporte igual, pero sin tira. Posteriormente y para garantizar la uniformidad del plano de masa de los dos lados, se insertan unos tornillos a distancia conveniente para evitar propagación de modos superiores.

Se verá este tipo de proceso con algo más de detalle en el apartado posterior sobre la línea microstrip que, al posibilitar una tecnología híbrida con líneas y componentes sobre el mismo sustrato, es la técnica preferida hoy en día a la hora de abordar el diseño de circuitos de microondas

Las fórmulas de la Impedancia Característica y de las Pérdidas serán, en todo caso, más complejas que en el coaxial, al haber perdido la simetría cilíndrica de los campos en el interior de la línea. En Electromagnetismo, apartado 8.3, se dio una aproximación a la impedancia característica de este tipo de línea y en las referencias [1.1], a [1.4] podemos encontrar fórmulas aproximadas para las pérdidas en las líneas Stripline.

Respecto a las líneas con **dieléctrico no homogéneo** (apartados 4.4 a 4.7), se abordan desde el concepto teórico de la *permitividad relativa efectiva*, con la que podemos calcular la impedancia característica a través del cálculo de la Capacidad por unidad de longitud C.

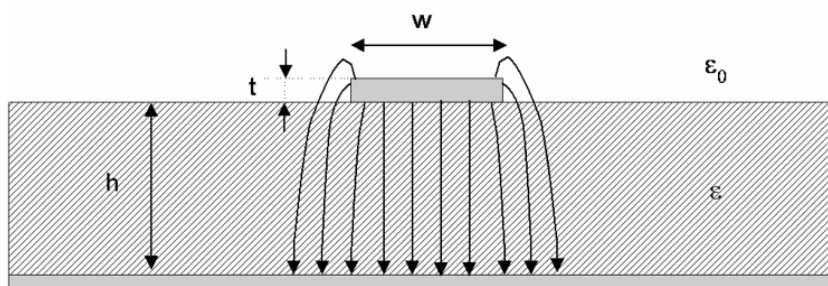
$$\mu = \mu_0, v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon_{ef}}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r,ef}}} \rightarrow \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r,ef}}}$$

Esta presencia de medios no homogéneos puede darse en cualquier tipo de línea que se construya con más de un medio, tanto en placas paralelas, como en coaxiales. En todos los casos se hallan las soluciones a partir del conocimiento de esa *permitividad relativa efectiva*. Veamos el primer caso de esto.

4.4 Líneas Microstrip

Tomando como base la Stripline, ¿qué ocurre si eliminamos la parte superior del sustrato? Estaremos en presencia de la línea más utilizada por su facilidad de fabricación y de uso junto con componentes activos y pasivos: la línea microstrip. No soportará un modo propiamente TEM al tener un dieléctrico no homogéneo (sustrato y aire), sino lo que se denomina una casi-TEM.

Ya se estudió en 3º, nos limitamos a usar las fórmulas allí establecidas, complementadas por las de las referencias bibliográficas.



Fuente: Apuntes de Electromagnetismo 3º, de I. Sancho, Tecnun.

Podemos citar algunas características de la microstrip que nos ayuden en su estudio cualitativo *en frecuencias altas del orden de varios GHz*:

- Si las dimensiones involucradas son $\ll \lambda$, podemos suponer que las desviaciones del modo híbrido que realmente se propaga respecto al modo TEM son despreciables. Como ejemplo, se puede decir que las desviaciones son $<1\%$ si el espesor h del sustrato no es superior al 3% de la longitud de onda en el material dieléctrico. Por tanto si $h \downarrow$, la frecuencia a la que se puede usar la microstrip en modo TEM sube. Las cifras que salen no son exactas, pero si sirven como indicadores de orden de magnitud.

Ejemplo 10:

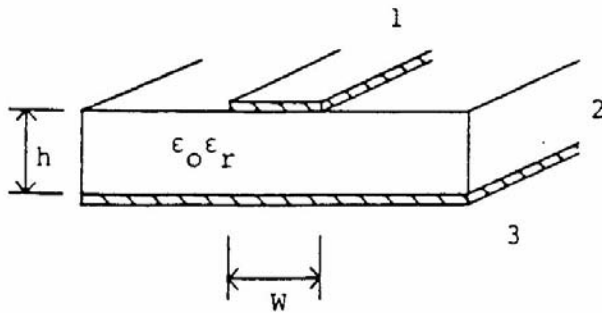
Supongamos que aceptamos un error del 1% en los valores a calcular debido a la aparición de modos superiores. Para dieléctrico teflón con $\epsilon_r = 2,2$ y frecuencia 10GHz, la longitud de onda en el dieléctrico es $\lambda = 20,23\text{mm} \rightarrow 3\% = 0,6\text{mm} \rightarrow$ en $h < 0,6\text{mm}$ es válida la aproximación de ondas TEM.

Si la frecuencia aumenta a 30GHz $\rightarrow \lambda = 6,74\text{mm} \rightarrow$ solo se podrá admitir la aproximación con $h < 0,2\text{mm}$. Mas adelante veremos que implica trabajar con sustratos de estos espesores.

Seguimos con más características de la microstrip:

- Si el dieléctrico es de alta permitividad las dimensiones resultantes serán más pequeñas para la misma frecuencia que con baja permitividad.
- Podremos despreciar el efecto de los bordes si $w \gg h$. Pero esto no es posible para anchuras pequeñas. Entra en contradicción con el punto anterior.
- Parte de la energía se propaga por el aire con lo que la Capacidad real de la línea será algo mayor, pues los campos se extienden a un área mayor de los conductores. Por eso hablamos de una anchura efectiva algo mayor de los conductores (ver 8.2.1 en Electromagnetismo 3º), es decir una Z_0 menor.
- La constante dieléctrica efectiva ϵ_{ef} aumenta (λ disminuye) cuando w/h crece \rightarrow tiende a $\epsilon_r \rightarrow$ se corresponde con el hecho de que al crecer es ancho de la tira o pista w , es mayor la fracción de campos dentro del dieléctrico.
- Existen múltiples aproximaciones numéricas de numerosos autores –Wheeler, Hammerstad and Jensen,..etc- a las complejas fórmulas que nos dan la impedancia característica y las pérdidas de las microstrip. Lo habitual es acudir a la abundante bibliografía sobre el asunto y usar Tablas y Gráficas como las de la referencia [1.2], donde se incluye el comportamiento frecuencial de estos parámetros. Otra referencia es el simulador ADS de Agilent y su herramienta de análisis y síntesis de líneas de transmisión LineCalc. Como ejemplo valgan las gráficas de la siguiente página y las fórmulas aproximadas que se nos dan en la referencia [1.1]:

a) Línea microtira (microstrip)



$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.25\frac{W}{h}\right) \quad \left(\frac{W}{h} \leq 1\right)$$

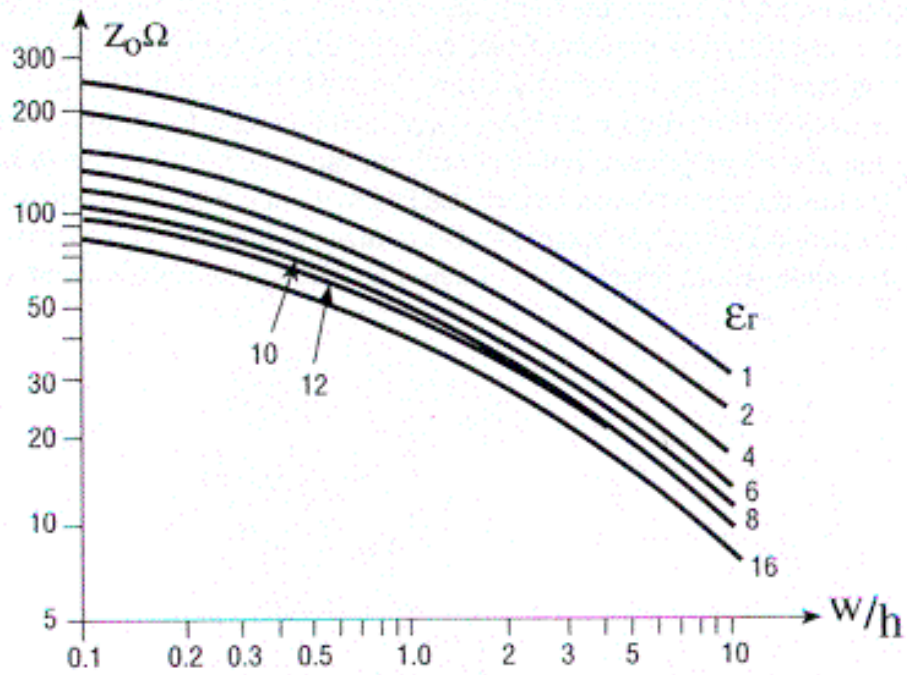
$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right) \right]^{-1} \quad \left(\frac{W}{h} \geq 1\right)$$

(Para $W/h=1$ ambas expresiones difieren en un 0.4%)

1. Tira conductora 2. Dieléctrico 3. Plano de masa

Fuente: "Circuitos de Microondas con Líneas de Transmisión", Javier Bará Temes, Ediciones UPC, ref. [1.1]

- El espesor t de la tira tiene un efecto de aumentar la anchura efectiva de la pista, a través del aumento de las líneas de campo en el borde y, por tanto una mayor Capacidad. También se extrae de tablas y gráficos este aumento de la anchura efectiva.
- Las líneas microstrip reales, suelen estar rodeadas por un encapsulado metálico que implementa el blindaje necesario para un correcto cumplimiento de las normas de EMC en cuanto a emisión e inmunidad y también para un correcto funcionamiento de los circuitos en condiciones adversas de humedad, polvo, etc. Estas paredes laterales y la superior también se suelen dar habitualmente cuando necesito evacuar el calor generado por elementos activos de potencia. Las influencias sobre las características de la Microstrip se pueden analizar desde el punto de vista de modos superiores en cavidades, que veremos en otro capítulo. Intuitivamente podemos inferir que apenas influirán si están lejos ($H-h/h > 10$) y cuando se acerquen tenderán a bajar el valor de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} y también de la Z_0 .
- En cuanto a las pérdidas, es habitual limitarse a las pérdidas en los conductores a los que se atribuye un orden de magnitud superior a las del dieléctrico –siempre que usemos sustratos de microondas-. Ahora bien, a medida que sube la frecuencia de utilización el campo eléctrico se ve más confinado en la región entre la tira y el plano de masa. Esto hace que aumenten la constante dieléctrica efectiva y la impedancia característica (se pierde el efecto de la anchura efectiva) y que las pérdidas en el dieléctrico tomen mayor peso en las pérdidas del conjunto. Podemos ver unas gráficas ilustrando estos efectos en [1.2]. Son los llamados efectos dispersivos de la línea microstrip en frecuencias altas.



Variation of Z_0 for Different Dielectric Constants and Aspect Ratio

Fuente: La Red

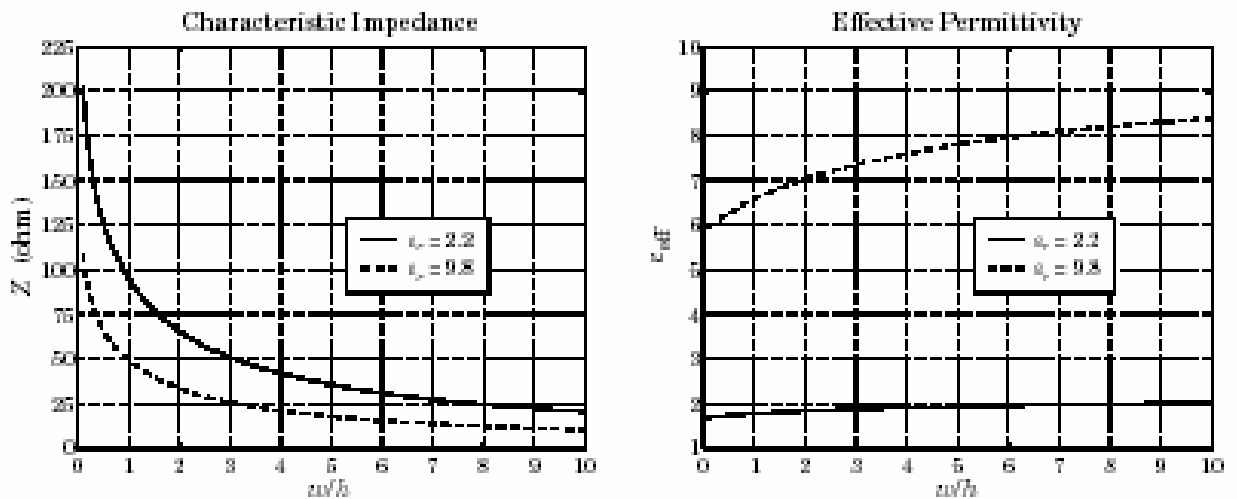


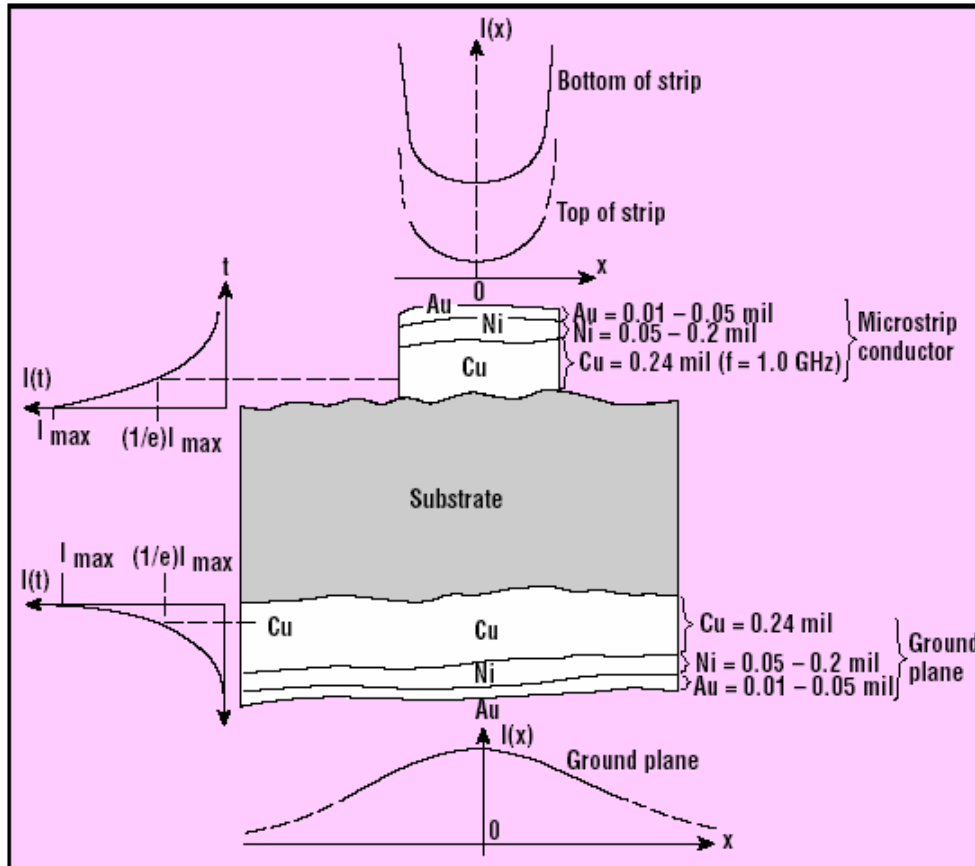
Fig. 9.3.2 Characteristic impedance and effective permittivity of microstrip line.

Fuente: La Red

- El mayor confinamiento del campo hace que la densidad de carga y, por tanto, la corriente sea mucho mayor en la parte inferior del conductor, con lo que las pérdidas debido a la baja profundidad de penetración y la alta Resistencia de efecto pelicular hace que también aumenten las pérdidas de conducción. Vemos que si $f \uparrow$, la línea microstrip va degenerando en su consideración de línea efectiva y con bajas pérdidas.

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

- Hay un factor de pérdidas más: las pérdidas por radiación, mayores en dieléctricos de ϵ_r baja, que tienden a concentrar menos el campo en su interior. Su valor dependerá sobretodo de la geometría de la microstrip con lo que el análisis de las mismas es muy local. Normalmente suelen estar muy por debajo de las pérdidas por conducción.



7. This cross-sectional view shows the current distribution across a microstrip conductor and its ground plane.

Fuente: "Reviewing The Basics of Microstrip Lines", Leo G. Maloratsky, Microwave & RF, March 2000

- Para abundar en lo mismo, hay otro efecto que también aumenta las pérdidas totales: las irregularidades de la superficie conductora, sobretodo en su parte de unión con el dieléctrico, lo que se caracteriza con el parámetro denominado Rugosidad, Roughness en inglés. Pensemos en una unión superficial con surcos de tipo triangular entre conductor y dieléctrico: el resultado parece claro \rightarrow las pérdidas óhmicas aumentarán debido a un aumento efectivo de la longitud de la línea.

4.4.1 Especificidades tecnológicas de las Líneas Microstrip

Al ser la línea de transmisión más usada, nos interesará saber algo de los métodos de fabricación de las mismas y de los posibles efectos de los mismos sobre las pérdidas y dispersiones.

La fabricación parte de un material base, que es el sustrato dieléctrico, sobre el cual y con procedimientos industriales, como la laminación en caliente y la electro-deposición, se depositan las láminas de cobre inferior y superior. Una de las caras dará lugar a la tira de microstrip tras un proceso típico de fotolitografiado y atacado químico, con todas las fuentes de errores que puede tener un proceso de ese tipo.

Como hemos dicho, para el comportamiento en alta frecuencia son muy importantes el aumento de las pérdidas y los efectos de dispersión, y por ello tendremos que prestar especial atención a varios aspectos a cuál más importante:

4.4.2 Sustrato dieléctrico revestido con láminas metálicas

Fuente: <http://www.ce.surrey.ac.uk/Personal/D.Jefferies/mstrip.html>

Important qualities of the dielectric substrate include:

- a) *The microwave dielectric constant: $\epsilon_r \rightarrow \epsilon_{ef}$*
- b) *The frequency dependence of this dielectric constant which gives rise to "material dispersion" in which the wave velocity is frequency-dependent: $\epsilon_r(f) \rightarrow \epsilon_{ef}(f) \cong \epsilon_r$*

$$(f) \Rightarrow v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon_{ef}(f)}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r,ef}(f)}}$$
- c) *El espesor del dieléctrico, de 0,125mm a 1mm, habitualmente. El espesor de las láminas de cobre depositadas sobre él: habitualmente se miden en onzas (peso de la cantidad de cobre por pie cuadrado) o en sus espesor en micras equivalente:*
 $\frac{1}{4}$ onza (1/4oz) = $9\mu\text{m}$, $\frac{1}{2}$ onza = $18\mu\text{m}$, 1 onza = $36\mu\text{m}$. Cuanto menor es el espesor del cobre mejor es la definición conseguida en el proceso de fabricación del circuito, pero también son mayores las pérdidas. Hay que tener en cuenta que el proceso de fabricación del circuito, modifica los espesores de metal y también hace más irregulares las superficies.
- d) *The surface finish and flatness: el parámetro que define esta característica es la Rugosidad o Roughness en inglés. Se entiende intuitivamente lo que es, normalmente se da en micras (10^{-3} mm) y tiene mucho que ver con el proceso de fabricación con el que se consigue adherir, depositar, imbricar las láminas de cobre sobre el sustrato. Los procesos industriales más utilizados por los fabricantes son la laminación en caliente en los sustratos de plástico y la electro-metalización en los sustratos cerámicos.*
- e) *The dielectric loss tangent, or imaginary part of the dielectric constant, which sets the dielectric loss $\rightarrow \text{tg}\delta$*
- f) *The cost : €/dm²*
- g) *The thermal expansion and conductivity: es muy importante en las aplicaciones de potencia, donde el calor generado puede derivar en roturas de componentes por contraste de coeficientes de expansión térmica y se da en vatios por centímetro cuadrado y*
- h) *The dimensional stability with time*
- i) *The surface adhesion properties for the conductor coatings (revestimiento)*
- j) *The manufacturability (ease of cutting, shaping, and drilling) \rightarrow costo*
- k) *The porosity (for high vacuum applications we don't want a substrate which continually "outgases" when pumped)*

Types of substrate include plastics, sintered (sinterizado) ceramics, glasses, and single crystal substrates (single crystals may have anisotropic dielectric constants; "anisotropic" means they are different along the different crystal directions with respect to the crystalline axes.)

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

- 1. Plastics are cheap, easily manufacturability, have good surface adhesion, but have poor microwave dielectric properties when compared with other choices. They have poor dimensional stability, large thermal expansion coefficients, and poor thermal conductivity.*
 - *Dielectric constant: 2.2 (fast substrate) or 10.4 (slow substrate)*
 - *Loss tangent 1/1000 (fast substrate) 3/1000 (slow substrate)*
 - *Surface roughness about 6 microns (electroplated)*
 - *Low thermal conductivity, 3/1000 watts per cm sq per degree*
- 2. Ceramics are rigid and hard; they are difficult to shape, cut, and drill; they come in various purity grades and prices each having domains of application; they have low microwave loss and are reasonably non-dispersive; they have excellent thermal properties, including good dimensional stability and high thermal conductivity; they also have very high dielectric strength. They cost more than plastics. In principle the size is not limited.*
 - *Dielectric constant 8-10 (depending on purity) so slow substrate*
 - *Loss tangent 1/10,000 to 1/1,000 depending on purity*
 - *Surface roughness at best 1/20 micron*
 - *High thermal conductivity, 0.3 watts per sq cm per degree K*
- 3. Single crystal sapphire is used for demanding applications; it is very hard, needs orientation for the desired dielectric properties which are anisotropic; is very expensive, can only be made in small sheets; has high dielectric constant so is used for very compact circuits at high frequencies; has low dielectric loss; has excellent thermal properties and surface polish.*
 - *Dielectric constant 9.4 to 11.6 depending on crystal orientation (slow substrate)*
 - *Loss tangent 5/100,000*
 - *Surface roughness 1/100 micron*
 - *High thermal conductivity 0.4 watts per sq cm per degree K*
- 4. Single crystal Gallium Arsenide (GaAs) and Silicon (Si) are both used for monolithic microwave integrated circuits (MMICs).*

Dealing with GaAs first we have.....

- *Dielectric constant 13 (slow substrate)*
- *Loss tangent 6/10,000 (high resistivity GaAs)*
- *Surface roughness 1/40 micron*
- *Thermal conductivity 0.3 watts per sq cm per degree K (high)*

GaAs is expensive and piezoelectric; acoustic modes can propagate in the substrate and can couple to the electromagnetic waves on the conductors.

Now dealing with Silicon we have.....

- *Dielectric constant 12 (slow substrate)*
- *Loss tangent 5/1000 (high resistivity)*
- *Surface roughness 1/40 micron*
- *Thermal conductivity 0.9 watts per sq cm per degree K (high)*

The dielectric strength of ceramics and of single crystals far exceeds the strength of plastics, and so the power handling abilities are correspondingly higher, and the breakdown of high Q filter structures correspondingly less of a problem.

It is also a good idea to have a high dielectric constant substrate and a slow wave propagation velocity; this reduces the radiation loss from the circuits. However at the higher frequencies the circuits get impossible small, which restricts the power handling capability. For these applications one often chooses fused quartz (dielectric constant 3.8).

Fuente: <http://www.ee.surrey.ac.uk/Personal/D.Jefferies/mstrip.html>

En la tabla siguiente vemos la tabla comparativa que proporciona un fabricante de estos sustratos basados en teflón.

Dielectric Constant Dk@10 GHz.	Supplier	Grade/Name	Construction	Dissipation Factor Df@10 GHz.	CTE (ppm°C)			MIL-S-13949	IPC-L-125A
					X	Y	Z		
2.08±.02	Neltec	NY920B	P,W	0.0006	25	35	260	*	*
2.08±.02	Neltec	NY9208IM	P,W	0.0006	25	35	260	*	*
2.10	Polyflon	CuFlon	P	0.0005	227	227	227	*	*
2.10	Rogers	RTiduroid 5890	P	0.0005	227	227	227	*	*
2.15	Taconic	605	P,W	0.0010				GY	125/05
2.17, 2.20±.02	Arlon	CuClad 217LX	P,W,CP	0.0009	29	28	246	GY	125/05
2.17, 2.20±.02	Arlon	DiClad 880	P,W	0.0009	25	34	252	GY	125/05
2.17, 2.20±.02	Arlon	Isoclad 917	P,R	0.0009	46	47	311	GP,GR	125/04
2.17±.02	Neltec	NY9217	P,W	0.0008	25	35	260	GY	125/05
2.17±.02	Neltec	NY9217IM	P,W	0.0008	25	35	260	GY	125/05
2.17±.02	Rogers	Ultralam 1217	P,W	0.0009	20	20	260	GY	125/05
2.17±.02	Taconic	TLY-5A	P,W	0.0009	20	35	290	GY	125/05
2.20±.02	Neltec	NY9220	P,W	0.0009	25	35	260	GY	125/05
2.20±.02	Neltec	NY9220IM	P,W	0.0009	25	35	260	GY	125/05
2.20±.02	Rogers	RTiduroid 5880	P,R	0.0009	31	48	237	GP,GR	125/04
2.20±.02	Taconic	TLY-5	P,W	0.0009	25	35	290	GY	125/05
2.20±.02	Taconic	605	P,W	0.0010				GY	125/05
2.32±.005	Polyflon	Polyguide			108	108	108	*	*
2.33±.02	Arlon	CuClad 233LX	P,W,CP	0.0013	23	24	194	GY	125/05
2.33±.02	Arlon	DiClad 870	P,W	0.0010	17	29	217	GY	125/05
2.33±.02	Arlon	Isoclad 933	P,R	0.0013	31	35	203	GP,GR	125/04
2.33±.02	Neltec	NY9233	P,W	0.0011	25	35	260	GY	125/05
2.33±.02	Neltec	NY9233IM	P,W	0.0011	25	35	260	GY	125/05
2.33±.02	Rogers	RTiduroid 5870	P,R	0.0012	22	28	173	GP,GR	125/04
2.35	Taconic	TLY-3	P,W	0.0013	25	35	290	GY	125/05
2.40-2.60±.05	Taconic	605	P,W	0.0010				GY	125/05
2.40-2.60±.05	Arlon	CuClad 250GT	P,W,CP		18	19	177	GT	125/01
2.40-2.60±.04	Arlon	CuClad 250GX	P,W,CP	0.0022	18	19	177	GX	125/02
2.40-2.60±.05	Arlon	DiClad 522	P,W		14	21	173	GT	125/01
2.40-2.60±.04	Arlon	DiClad 527	P,W	0.0022	18	19	182	GX	125/02
2.40, 2.50, 2.60	Rogers	Ultralam 2000	P,W	0.0019	10	10	120	GX	125/02
2.43±.04	Taconic	601, 602	P,W	0.0020				GT,GX	125/02
2.43±.04	Neltec	NX9243	P,W	0.0016	12	18	150	GX	125/02
2.43±.04	Neltec	N9243IM	P,W	0.0016	12	18	150	GX	125/02
2.45±.04	Neltec	NX9245	P,W	0.0016	12	18	150	GX	125/02
2.45±.05	Neltec	NX9245IM	P,W	0.0016	12	18	150	GX	125/02
2.45±.05	Taconic	TLT-0	P,W	0.0017	9	12	140	GT	125/01
2.45±.04	Taconic	TLX-0	P,W	0.0017	9	12	140	GX	125/02
2.48±.04	Neltec	NX9248	P,W	0.0017	12	18	150	GX	125/02
2.48±.04	Neltec	NX9248IM	P,W	0.0017	12	18	150	GX	125/02

Extraído de la web: www.parknelco.com

Hay un tipo de circuito impreso que, por ser cada día más utilizado en frecuencias de microondas merece especial atención: el sustrato de Teflón o PTFE y dentro de él, el HEAVY METAL BACKED, que consiste en un circuito impreso con una parte posterior metálica de varios milímetros de espesor (desde 1 a 3 o 4 mm es lo típico) que se utiliza para poder evacuar el calor generado por los dispositivos de potencia de estado sólido que se colocan sobre el circuito y además da solidez mecánica a todo el conjunto ensamblado.

4.4.3 Procesos fotolitográficos y acabados.

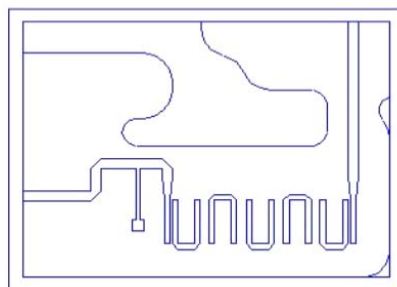
Se aplican a los sustratos de tipo plástico (fibra de vidrio, etc.) para conseguir mi trazado de pistas sobre una de las caras. Una vez que ya tengo el sustrato metalizado elegido lo debo someter a un proceso de grabado y atacado químico con el que consigo lo que denominamos como Circuito Impreso o PCB. Serán muy importantes las precisiones que se consigan al final del proceso, pues influirán directamente sobre las características de amplitud y frecuencia de los elementos distribuidos que queramos diseñar (stub, línea de transmisión, etc.)

Hagamos una enumeración de los pasos fundamentales y de su importancia sobre la estabilidad y precisión dimensionales:

- a) Previamente debemos elegir el sustrato del cual partir para llegar a un espesor final deseado de lámina metalizada. A mayor espesor de cobre, mayores serán los errores que el atacado provoca en la anchura uniforme de las pistas (UnderCut).
- b) Los errores que se producen en la fabricación de los fotolitos que sirven para iluminar el circuito impreso con el negativo o positivo del dibujo que queremos grabar, normalmente los podemos despreciar debido a la gran precisión de los Photoplotters que se dedican para ello. De todas formas, la temperatura de trabajo ha de ser controlada para que no influya en la estabilidad dimensional de los poliésteres utilizados como base.
- c) Tanto el proceso de iluminación como de atacado electroquímico tienen fuerte influencia, como es lógico, sobre la precisión final. Esto es parte de la *sabiduría* del fabricante del circuito, sobretodo si es un proceso que se hace manualmente.
- d) Quedaría el acabado: podemos pensar en dejar el cobre tal cuál, pero nos encontraremos con la mayor resistividad del óxido de cobre y por tanto con unas mayores pérdidas de conducción. Lo habitual es dar una capa de dorado que me evita la oxidación y además me permite una conductividad superficial óptima.

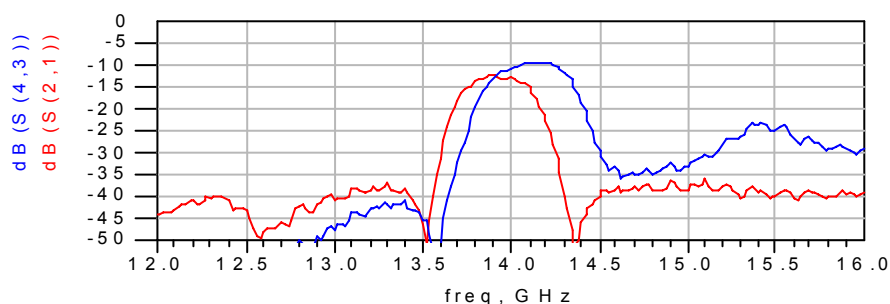
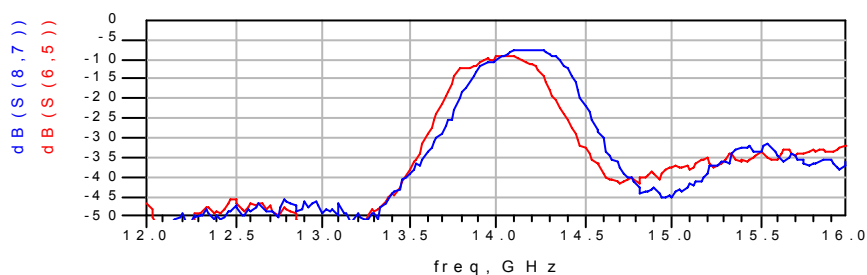
EJEMPLO 11: Basado en el transceiver de VSAT VSA-111, producto descatalogado de la empresa guipuzcoana **IKUSI™**.

Vamos a ver un **EJEMPLO REAL** de lo que puede suponer la elección del sustrato y el proceso de fabricación del mismo en la consecución de características típicas de un elemento sencillo como un Filtro Paso Banda en $f = 14\text{GHz}$, diseñado con líneas tipo Hair-Pin (Peine):



Vemos que la estructura, que estudiaremos en el tema 2, consta de una serie de líneas de transmisión acopladas entre sí, con una disposición física que declara el porqué del nombre.

Los resultados medidos fueron:



Caso a):

Color azul: curva de mayor ganancia → Circuito impreso de espesor 0,254mm (0,1 pulgadas), tipo Park-Nelco® N-9000 con $\epsilon_r = 2,17$ y $\text{tg}\delta = 0,0008$, con espesor de cobre de $30\mu\text{m}$, y adherido posteriormente con soldadura de Indio a baja Temperatura (150°) a un soporte de latón.

Color rojo: curva de menor ganancia → El mismo material de circuito impreso pero con el metal back de 3mm de Cu fabricado por laminación y por tanto ya incorporado al circuito como tal.

Caso b):

Los materiales de circuitos impresos son los mismos pero el espesor del cobre es de 5-10 μm .

La incógnita a despejar es, ¿Qué característica de la línea de transmisión que forma parte del filtro ha sido afectada por un cambio en el material base del circuito impreso realizado por el proveedor?

CONCLUSIONES:

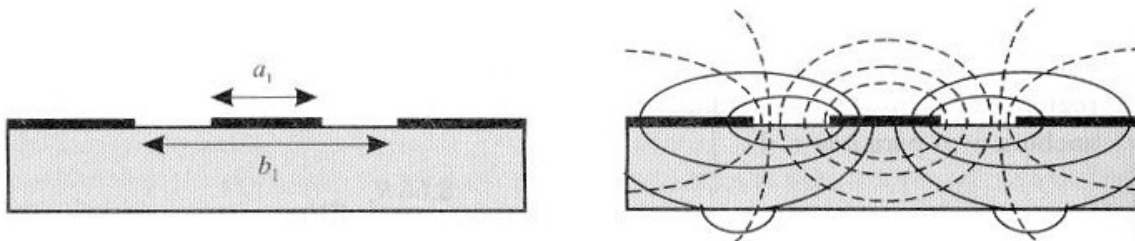
A la vista de los resultados cabe pensar en una o varias causas para el diferente comportamiento del filtro:

1. La longitud eléctrica de las líneas ha aumentado debido a la muy rugosa superficie entre conductor de masa y dieléctrico. De ahí el desplazamiento hacia frecuencias más bajas. Esa misma mayor longitud hace que las pérdidas de conducción hayan aumentado.
2. La constante dieléctrica ha aumentado en el caso del soporte laminado con la plancha (back metal) de 3mm, debido a irregularidades en la fabricación del mismo.

3. Las simulaciones llevadas a cabo con ADS® parecen apoyar el punto 1.
4. Hasta en el circuito más sencillo, como éste con sólo líneas impresas, el proceso de fabricación es suficientemente complejo como para que los cambios de proveedor o de material se conviertan en una fuente de problemas. Por eso lo más habitual suele ser, definir un proceso, validarlo y no modificarlo, si no es por causa mayor.
5. El razonamiento anterior nos limita mucho, si lo que buscamos es una optimización de los costos; hay que tener en cuenta que en los sistemas de microondas de rango de consumo, el peso del costo del circuito impreso suele ser una parte importante del costo total.

4.5 Líneas Coplanar

La línea Coplanar es muy utilizada cuando los sustratos dieléctricos son cerámicos o cuarzo, que al ser extremadamente duros son, por tanto, muy difíciles de perforar y, con ello, de implementar los contactos a masa. Por tanto es más utilizado en sustratos de tipo cerámico o cristal. Otra aplicación clara es en los circuitos integrados de microondas, donde la propia densidad puede derivar en una estructura Coplanar para las líneas de transmisión.



Fuente: [Apuntes de Electromagnetismo 3º de I. Sancho, Tecnun.](#)

Su análisis es muy diferente a la microstrip, sobretodo en frecuencias altas, y de momento se queda fuera de lo que es el objetivo de este curso. Hay una descripción bastante detallada en la referencia [1.2].

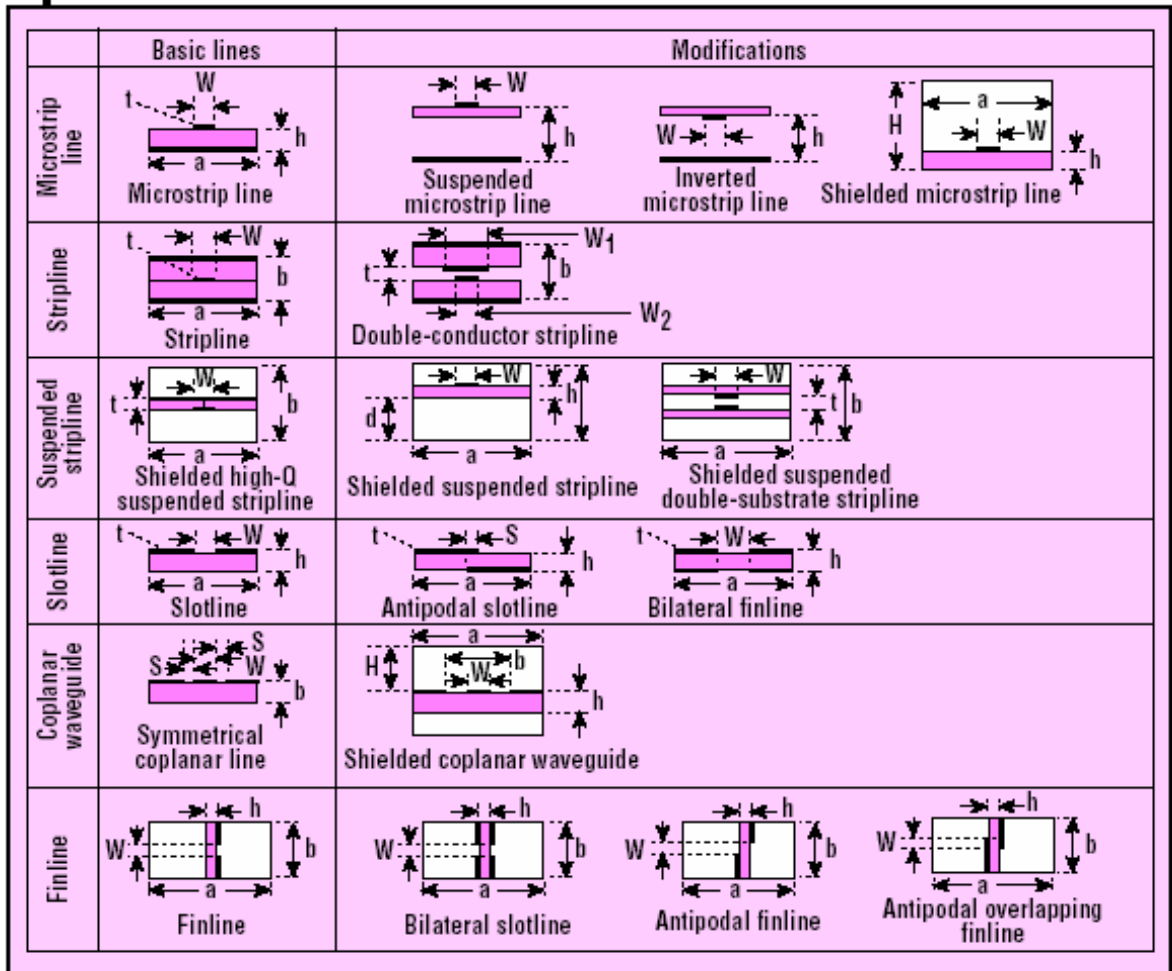
4.6 Líneas Slot-Line y Fin-Line

Son líneas basadas en un solo plano de masa asimétrico, a diferencia de la línea Coplanar. Si esa línea se encierra en una caja metálica, recibe el nombre de Fin-Line y es muy utilizada como elemento en guías rectangulares.

4.7 Líneas Suspended Microstrip

Son líneas Microstrip pero con el sustrato suspendido sobre el conductor de tierra. En la figura-tabla inferior podemos ver un compendio de líneas de transmisión planares

4.8 Resumen Líneas Transmisión Planares



1. These are commonly used types of printed transmission lines for MICs.

A comparison of various transmission-line types					
Transmission line	Q factor	Radiaton	Dispersion	Impedance range	Chip mounting
Microstrip (dielectric) (GaAs, Si)	250 100 to 150	Low High	Low	20 to 120	Difficult for shunt, easy for series
Stripline	400	Low	None	35 to 250	Poor
Suspended stripline	500	Low	None	40 to 150	Fair
Slotline	100	Medium	High	60 to 200	Easy for shunt, difficult for series
Coplanar waveguide	150	Medium	Low	20 to 250	Easy for series and shunt
Finline	500	None	Low	10 to 400	Fair

Fuente: "Reviewing The Basics of Microstrip Lines", Leo G. Maloratsky, Microwave & RF, March 2000

Por fin, tenemos los dispositivos que, hasta la aparición de la tecnología planar, sobretodo microstrip, fueron las grandes protagonistas de los dispositivos y sistemas de microondas: las guías de onda. Y lo siguen siendo cuando se trata de manejar grandes potencias de microondas o de subir a frecuencias que se aproximen a las centenas de GHz.

5. GUÍAS DE ONDA

Sus fundamentos teóricos y características principales se estudiaron en la asignatura de Electromagnetismo en 3º, con lo que simplemente remarcaremos conceptos importantes y abundaremos algo más sobre aspectos menos tratados como los materiales y las precisiones mecánicas necesarias para un correcto manejo de la energía de la señal:

- La propagación se produce por medio de un solo conductor, con lo que los Modos de Propagación serán TE o TM. Habrá pues una frecuencia de corte a partir de la cuál la propagación será posible.

- El objetivo es la propagación de un único modo, que dependerá de las dimensiones de la guía, del medio de propagación y del modo en que excitemos la guía. El resto de modos excitados será considerado como una pérdida de potencia

- Las pérdidas las descompondremos en Pérdidas de Conductor, por no ideal, y Pérdidas de Dieléctrico, en forma de una conductividad no cero que da lugar a una permitividad compleja. El resultado es una atenuación que normalmente se da en dB, en tablas de guía estándares, como la siguiente.

- Como vemos en la tabla del Apéndice 1 en la referencia [1.3] se utiliza el modo TE₁₀ para caracterizar la frecuencia más baja de corte que permite cada guía en concreto. Ya sabemos que este modo es el de más baja frecuencia excitable para unas dimensiones dadas. El 1 se refiere al número de lazos de media longitud de onda en la sección de la guía. En este caso n =1, y por convención, se identifica con la dimensión más larga.

- Atención a las diferentes denominaciones que se utilizan para las guía sean americanas o europeas.



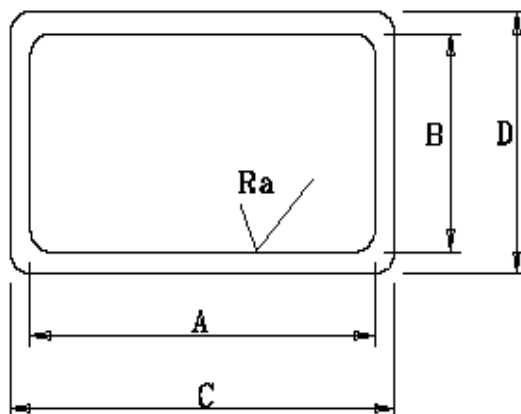
Tabla catálogo guías rectangulares



STANDARD RECTANGULAR WAVEGUIDE

DATA SHEET No. T110

Waveguide Size Europe And USA			Internal Dimensions A x B				External Dimensions C x D				Wall Thickness		Internal Surface Finish (Ra)	
R	Wg	Wr	mm	tol.±	inches	tol.±	mm	tol.±	Inches	tol.±	mm	Inch	μ meter	μ inches
14	6	650	165.10x82.55	0.25	6.500x3.250	.01	170.30x87.75	0.25	6.704x3.455	0.01	2.6	0.1	40	1.6
22	8	430	109.22x54.61	0.14	4.300x2.150	.006	113.28x58.67	0.15	4.460x2.310	0.006	2.03	0.08	40	1.6
26	9A	340	86.36x43.18	0.11	3.400x1.700	.005	90.42x47.24	0.13	3.560x1.860	0.005	2.03	0.08	40	1.6
32	10	284	72.14x34.04	0.08	2.840x1.340	.004	76.20x38.10	0.1	3.000x1.500	0.004	2.03	0.08	25	1
40	11A	229	58.17x29.083	0.06	2.290x1.145	.003	61.42x32.33	0.08	2.418x1.273	0.003	1.625	0.064	25	1
48	12	187	47.55x22.149	0.05	1.872x0.872	.003	50.80x25.40	0.08	2.000x1.000	0.002	1.625	0.064	25	1
58	13	159	40.39x20.139	0.05	1.590x0.795	.002	43.64x23.44	0.05	1.718x0.923	0.002	1.625	0.064	25	1
70	14	137	34.85x15.799	0.04	1.372x0.622	.002	38.10x19.05	0.05	1.500x0.750	0.002	1.625	0.064	25	1
84	15	112	28.499x12.624	0.03	1.122x0.497	.002	31.75x15.88	0.05	1.250x0.625	0.001	1.625	0.064	25	1
100	16	90	22.86 x10.16	0.03	0.900x0.400	.001	25.40x12.70	0.03	1.000x0.500	0.001	1.27	0.05	25	1
120	17	75	19.05x9.525	0.02	0.750x0.375	.001	21.59x12.06	0.03	0.850x0.475	0.001	1.27	0.05	25	1
140	18	62	15.799x7.899	0.02	0.622x0.311	.0008	17.83x9.930	0.03	0.702x0.391	0.001	1.016	0.04	25	1
180	19	51	12.954x6.477	0.02	0.510x0.255	.0008	14.99x8.510	0.03	0.590x0.335	0.001	1.016	0.04	25	1
220	20	42	10.668x4.318	0.02	0.420x0.170	.0008	12.70x6.350	0.03	0.500x0.250	0.001	1.016	0.04	25	1
280	21	34	8.636x4.318	0.02	0.340x0.170	.0008	10.57x6.350	0.03	0.420x0.250	0.001	1.016	0.04	25	1
320	22	28	7.112x3.556	0.02	0.280x0.140	.0008	9.14x5.590	0.03	0.360x0.220	0.001	1.016	0.04	25	1
400	23	22	5.690x2.845	0.02	0.224x0.112	.0008	7.72x4.880	0.03	0.304x0.192	0.001	1.016	0.04	25	1
500	24	19	4.775x2.388	0.02	0.188x0.094	.0008	5.81x4.420	0.03	0.268x0.174	0.001	1.016	0.04	25	1
620	25	15	3.759x1.880	0.02	0.148x0.074	.0008	5.79x3.910	0.03	0.228x0.154	0.001	1.016	0.04	25	1
740	26	12	3.099x1.549	0.02	0.122x0.61	.0008	5.13x3.580	0.03	0.202x0.141	0.001	1.016	0.04	25	1
900	27	10	2.540x1.270	0.02	0.100x0.050	.0008	4.57x3.300	0.03	0.160x0.130	0.001	1.016	0.04	25	1



Length: 3050 mm (Other upon request)
Alloy: 6063 (Other upon request)

Straightness and twist:
DIN 17615

Availability from stock ensures a swift delivery worldwide

Data subject to change without notice

m.e.c
MICROWAVE ENGINEERING CORPORATION
1551 OSGOOD STREET, NORTH ANDOVER, MA 01845 • TEL (978) 685-2776 • FAX (978) 975-4363
Website: www.microwaveeng.com, Email: sales@microwaveeng.com

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

Como vemos no deja de ser una pieza mecánica especificada como tal y de ahí que cuando tratemos con guía de onda debamos resaltar y prestar atención a diversos parámetros no demasiado conocidos en el mundo de las Telecomunicaciones pero si de la Ingeniería en general.

Del mismo modo se pueden fabricar y especificar las guías de onda circulares, a las que prestaremos menor atención, por falta de tiempo y su menor uso en general, al ser más habituales las polarizaciones lineales.

Otra tabla que nos resume mejor las diferentes denominaciones que se da a las guías según sea el estándar utilizado:

Agilent band designation	Frequency range TE ₁₀ mode (GHz)	Waveguide band designator ¹						Materials ¹	Flange designator ¹						
		EIA		IEC	British	JAN	MIL-W-		Other common usage	Cover			Choke		
		WR-()	R-()	WG-()	RG-()/U	85/()	MIL-F-3922/()			JAN	EIA	CMR-()	MIL-F-3922/()	JAN	EIA
S	2.6 to 3.95	284	32	10	75	1-041		Alum alloy	56B-002	584	284	61-001	585A	284	
G	3.95 to 5.85	187	48	12	95	1-053	C, H	Alum alloy	57B-001	407	187	62-001	406B	187	
J	5.85 to 8.2	137	70	14	106	1-065	Xn, C, G	Alum alloy	55B-002	441	137	60-002	440B	137	
H	7.05 to 10	112	84	15	51	1-073	Xb, W	Copper alloy	54C-005	51	112	59D-015	522B		
								Alum alloy	54C-006	138	—	59D-016	137B	112	
X	8.2 to 12.4	90	100	16	52	1-079		Copper alloy	54C-007	39	90	59D-013	40B	—	
								Alum alloy	54C-008	135	—	59D-014	136B	90	
M	10 to 15	75	120	17	346	1-085		Copper alloy	70A-004	—	75	59D-010	—	—	
								Alum alloy	70A-005	—	—	—	—	—	
P	12.4 to 18	62	140	18	91	1-089	Ku, Y, U	Copper alloy	70A-007	419	—	59D-001	541A	—	
								Alum alloy	70A-008	—	—	59D-002	—	—	
N	15 to 22	51	180	19	353	1-096		Copper alloy	70A-010	—	—	59D-004	—	—	
								Alum alloy	70A-011	—	—	59D-005	—	—	
K	18 to 26.5	42	220	20	53	1-102		Copper alloy	54C-001	595	—	59D-003	596A	—	
								Alum alloy	54C-002	597	—	59D-004	598A	—	
R	26.5 to 40	28	320	22	96	3-007	V, Ka, L	Copper alloy	54C-003	599	—	59D-005	600A	—	
								Alum alloy	—	—	—	—	—	—	
Q	33 to 50	22	400	23	272	3-011		Copper alloy	67B-006	383	—	—	—	—	
								Alum alloy	67B-013	—	—	—	—	—	
U	40 to 60	19	500	24	358	3-015		Copper alloy	67B-007	383 (mod)	—	—	—	—	
								Alum alloy	—	—	—	—	—	—	
V	50 to 75	15	620	25	273	3-018	M	Copper alloy	67B-002	385	—	—	—	—	
								Alum alloy	—	—	—	—	—	—	
W	75 to 110	10	900	27	359	3-024		Copper alloy	67B-010	387 (mod)	—	—	—	—	
								Alum alloy	—	—	—	—	—	—	

¹ The waveguide/flange designator is provided to determine interface dimensions and generic material of Agilent products.

Abbreviations

EIA – Electronic Industries Association
 IEC – International Electrotechnical Commission
 JAN – Joint Army Navy

Fuente: <http://www.home.agilent.com/agilent/home.jspx>

Y esta otra nos da ya parámetros de RF, como la frecuencia de corte, la atenuación en los extremos de la banda y la potencia de RF manejable, en forma de potencia de pico y potencia de onda continua. También tenemos que observar el abundante uso que se hace de las unidades de medida no métricas: pulgadas, milésimas de pulgada, pies, etc.

Es una complicación añadida a la muchas veces confusa información que se maneja en denominaciones de bandas, servicios, etc.

Agilent band designation	Waveguide dimensions						Nom. wall thickness mm (in)	Cutoff frequency (GHz)	Theoretical attenuation low to high frequency (dB/100 ft)	Theoretical peak power rating- low to high frequency megawatts (kw)	Theoretical CW power rating- low to high frequency kilowatts (watts)
	Inside dimensions			Outside dimensions							
	Width mm (in)	Height mm (in)	Tol ± mm (in)	Width mm (in)	Height mm (in)	Tol ± mm (in)					
S	72.14 [2.84]	34.04 (1.34)	0.15 (0.006)	76.20 (3.0)	38.10 (1.5)	0.15 (0.006)	2.03 (0.08)	2.08	0.950 - 0.651	7.645 - 10.85	13.42 - 19.59
G	47.55 (1.872)	22.15 (0.872)	0.13 (0.005)	50.80	25.40 (2.0)	0.13 (1.0)	1.63 (0.005)	3.155 (0.064)	1.785 - 1.238	3.296 - 4.69	5.165 - 7.446
J	34.85 (1.372)	15.80 (0.622)	0.10 (0.004)	38.10 (1.5)	19.05 (0.75)	0.10 (0.004)	1.63 (0.064)	4.285	3.532-1.999	1.975 - 2.53	2.076 - 3.667
H	28.50 (1.122)	12.62 (0.497)	0.10 (0.004)	31.75 (1.250)	15.88 (0.625)	0.10 (0.004)	1.63 (0.064)	5.260	4.114 - 3.197	1.264 - 1.702	1.607 - 2.067
X	22.86 (0.900)	10.16 (0.40)	0.10 (0.004)	25.40 (1.0)	12.70 (0.5)	0.10 (0.004)	1.27 (0.05)	6.560	6.424 - 4.445	0.758 - 1.124	0.8621 - 1.246
M	19.05 (0.75)	9.53 (0.375)	0.08 (0.003)	21.59 (0.850)	12.07 (0.475)	0.08 (0.003)	1.27 (0.05)	7.847	7.601 - 5.309	0.622 - 0.903	0.6621 - 0.9479
P	15.80 (0.622)	7.90 (0.311)	0.06 (0.0025)	17.83 (0.702)	9.93 (0.391)	0.08 (0.003)	1.02 (1.02)	9.490	9.578 - 7.041	0.457 - 0.633	0.4513 - 0.6139
N	12.95 (0.51)	6.48 (0.255)	0.06 (0.0025)	14.99 (0.59)	8.51 (0.335)	0.08 (0.003)	1.02 (0.04)	11.54	13.08 - 9.477	0.312 - 0.433	0.2899 - 0.4000
K	10.67 (0.42)	4.32 (0.17)	0.06 (0.002)	12.70 (0.5)	6.35 (0.25)	0.08 (0.003)	1.02 (0.04)	14.08	20.48 - 15.04	0.171 - 0.246	0.1565 - 0.2132
R	7.11 (0.280)	3.56 (0.14)	0.04 (0.0015)	9.14 (0.36)	5.59 (0.22)	0.05 (0.002)	1.02 (0.04)	21.10	23.02 - 15.77	[96.0 - 146]	[109.7 - 160.1]
Q	5.69 (0.224)	2.84 (0.112)	0.03 (0.001)	7.72 (0.304)	4.88 (0.192)	0.05 (0.002)	1.02 (0.04)	26.35	32.44 - 22.05	[64.4 - 97.0]	[88.89 - 101.4]
U	4.78 (0.188)	2.39 (0.094)	0.03 (0.001)	6.81 (0.268)	4.42 (0.174)	0.05 (0.002)	1.02 (0.04)	30.69	39.81 - 28.60	[48.0 - 70.0]	[51.32 - 71.43]
V	3.76 (0.148)	1.88 (0.074)	0.03 (0.001)	5.79 (0.228)	3.91 (0.154)	0.05 (0.002)	1.02 (0.04)	39.90	60.25 - 41.17	[30.0 - 40.0]	[30.27 - 44.30]
W	2.54 (0.100)	1.27 (0.05)	0.03 (0.001)	4.57 (0.18)	3.30 (0.13)	0.05 (0.002)	1.02 (0.04)	58.85	105.6 - 74.26	[14.0 - 20.0]	[14.73 - 20.86]

Fuente: <http://www.home.agilent.com/agilent/home.jsp>

5.1 Procesos y Parámetros mecánicos y de fabricación

Las dimensiones a –anchura- y b –altura- vienen fijadas por la expresión $b/a \cong 0,5$ que optimiza el ancho de banda para TE₁₀ sin modos superiores y la capacidad de transportar potencia. Vemos en las tablas anteriores que las dimensiones están estandarizadas con la relación b/a oscilando alrededor de ese valor.

Siendo las dimensiones, y por tanto sus tolerancias, de extrema importancia en el comportamiento eléctrico de las guías de onda, cobra especial importancia el control de los Métodos de Fabricación de las mismas, pues dependiendo de cuál sea conseguiremos una determinada precisión. Podemos citar los más conocidos métodos:

- Mecanizado: a partir de material en bruto se mecanizan los agujeros, cavidades, etc. hasta llegar a la forma deseada. Las herramientas pueden ser convencionales (taladros y fresadoras controladas numéricamente), de tipo corte por láser, o por chorro de agua, etc.
- Inyección con molde, sigue la misma sistemática que la inyección de plástico → se inyecta el metal líquido en el interior de un molde con la forma de la pieza a ejecutar → se abre el molde y se expulsa la pieza una vez enfriada.
- Extrusión, se utiliza para fabricar perfiles de guías y consiste en hacer pasar el metal o aleación a través de una forma, con lo que se saca el perfil en continuo por el otro lado. Normalmente es la utilizada en la fabricación de guías de onda rectangulares y circulares.
- Electroforming o Electro-conformado: se trata de depositar una capa de metal sobre un molde y luego eliminar ese molde, con lo que el propio baño forma la pieza. Se consiguen paredes muy finas y con gran precisión.

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

Normalmente la técnica utilizada es la de mecanizado, que es la que da mayor precisión y menor rugosidad, a un costo razonable. Esta última afecta directamente sobre la tolerancia en las dimensiones.

También es importante el material utilizado, normalmente aleaciones de Aluminio o de Cobre, con acabados de plata (plateado) y oro (dorado) para los casos en los que las mínimas pérdidas sean un parámetro de 1er orden: por ejemplo en los diplexores de antena, donde las pérdidas de atenuación influyen tanto en la Figura de ruido en recepción, como en la Potencia Transmitida.

5.2 Guías de onda en la electrónica de consumo: la LNB.

El *iluminador*, feed-horn en su acepción inglesa, es el elemento que junto con la parábola más influye en la calidad de recepción de la señal proveniente de satélites. Básicamente es una guía rectangular o circular (dependiendo del tipo de polarización a recibir) abierta y se coloca en el foco de la antena donde se concentra la energía electromagnética reflejada por la parábola.

Su salida se lleva a una guía onda adecuada para la banda en uso y en algún punto concreto de ella (no elegido al azar precisamente, como veremos más adelante) tomamos la muestra de la señal por medio de un terminal en abierto o sonda, de forma que podamos inyectarla al amplificador de bajo ruido. El mismo proceso se lleva a cabo cuando queremos transmitir una señal iluminando toda la parábola con la energía proveniente de la guía en abierto presente en el foco.

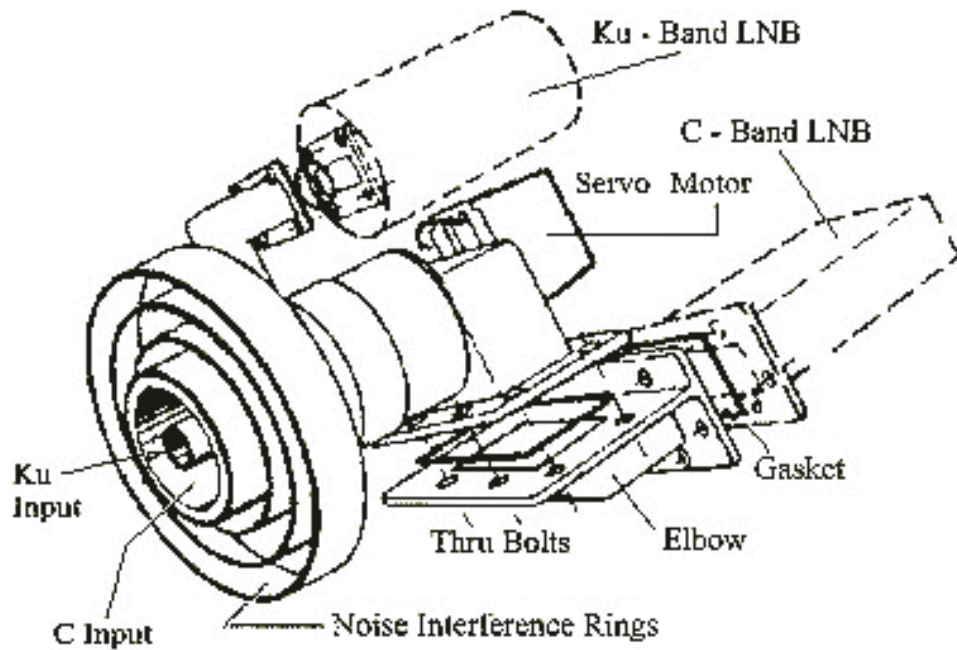
Si en la guía de onda, colocamos dos sondas de forma que cada una capte su polarización, vertical u horizontal, podremos doblar la capacidad de canales en una banda determinada en base a utilizar ambas polarizaciones y solaparlas en frecuencia. Es lo que se hace en los sistemas de difusión de TV vía satélite actuales, y es lo que se utiliza en las LNB universales comerciales para usuario individual.

Por otro lado, también podemos discriminar las polaridades con una transición realizada con la propia guía onda, de forma que dispongamos de ambas polaridades simultáneamente. Estamos ante otro elemento al que denominamos *ortomodo*.

En las figuras a continuación podemos ver un iluminador sencillo para banda C, un ortomodo para banda Ku y un despiece de una LNB bi-banda C y Ku de las que el iluminador doble y las guías de onda forman parte.



Fuente: <http://www.nasasat.co.kr/product/feedhorn.htm>

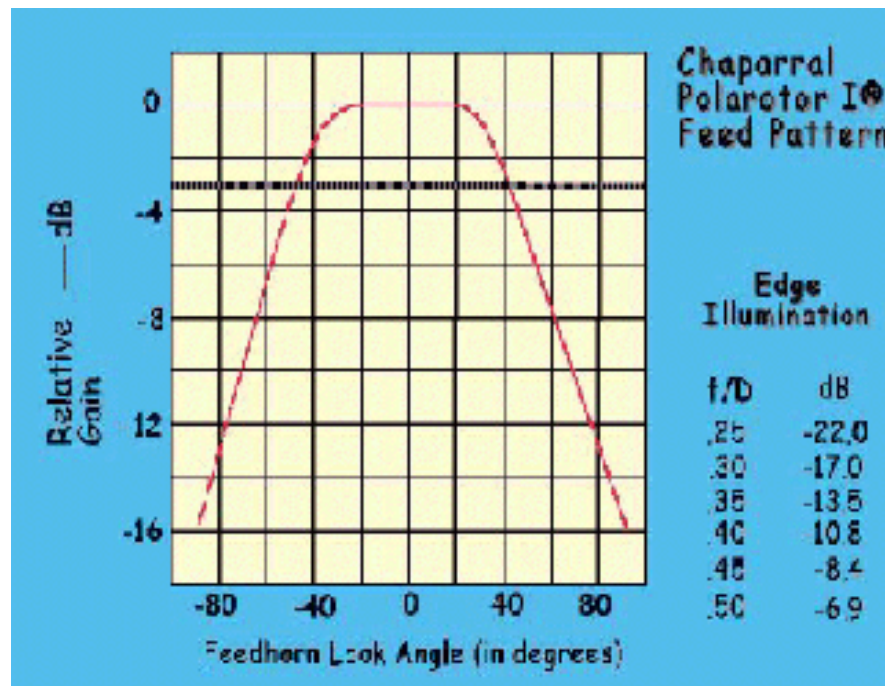


Fuente: <http://perso.wanadoo.fr/rri/accesoir.htm>

Elbow = codo

Una breve explicación del funcionamiento del iluminador, llamado escalar, se puede encontrar en <http://www.mlesat.com/Article1.html>. Tal y como se ve en las figuras, alrededor de la guía abierta se monta una pletina metálica que ayuda a aumentar la señal captada en la guía al aumentar el tamaño del foco y así compensar las deformaciones de la parábola. Además tenemos tres o cuatro anillos concéntricos cuyo objetivo es minimizar el ruido de la tierra captado por la antena.

En la gráfica vemos como se comporta el iluminador en cuanto a ganancia relativa en función del ángulo de iluminación. Vemos que la contribución de la señal se atenúa a medida que el ángulo aumenta, con lo que las partes externas de la parábola no contribuyen a la ganancia pero si a atenuar el ruido captado, en contribución con los anillos concéntricos.



Fuente: www.mlesat.com/Article1.html

6. RESUMEN LÍNEAS Y GUÍAS; TRANSICIÓN ENTRE ELLAS.

Todos los elementos de conexión estudiados hasta ahora nos servirán para enfrentar el desarrollo de sistemas en frecuencias de microondas, con posibilidades y herramientas suficientes para poder encaminar correctamente la señal a transmitir y/o recibir sin que las reflexiones / desadaptaciones nos inutilicen el sistema.

Típicamente las tecnologías planares (microstrip, etc.) serán de mayor utilización en aplicaciones de baja-media potencia (bajo-medio costo) y las de ondas guiadas serán imprescindibles en aplicaciones de potencia, donde la atenuación de la señal cobre una importancia especial.

Veamos las principales características de varios sistemas de transporte de la señal resumidos de forma cualitativa en una tabla.

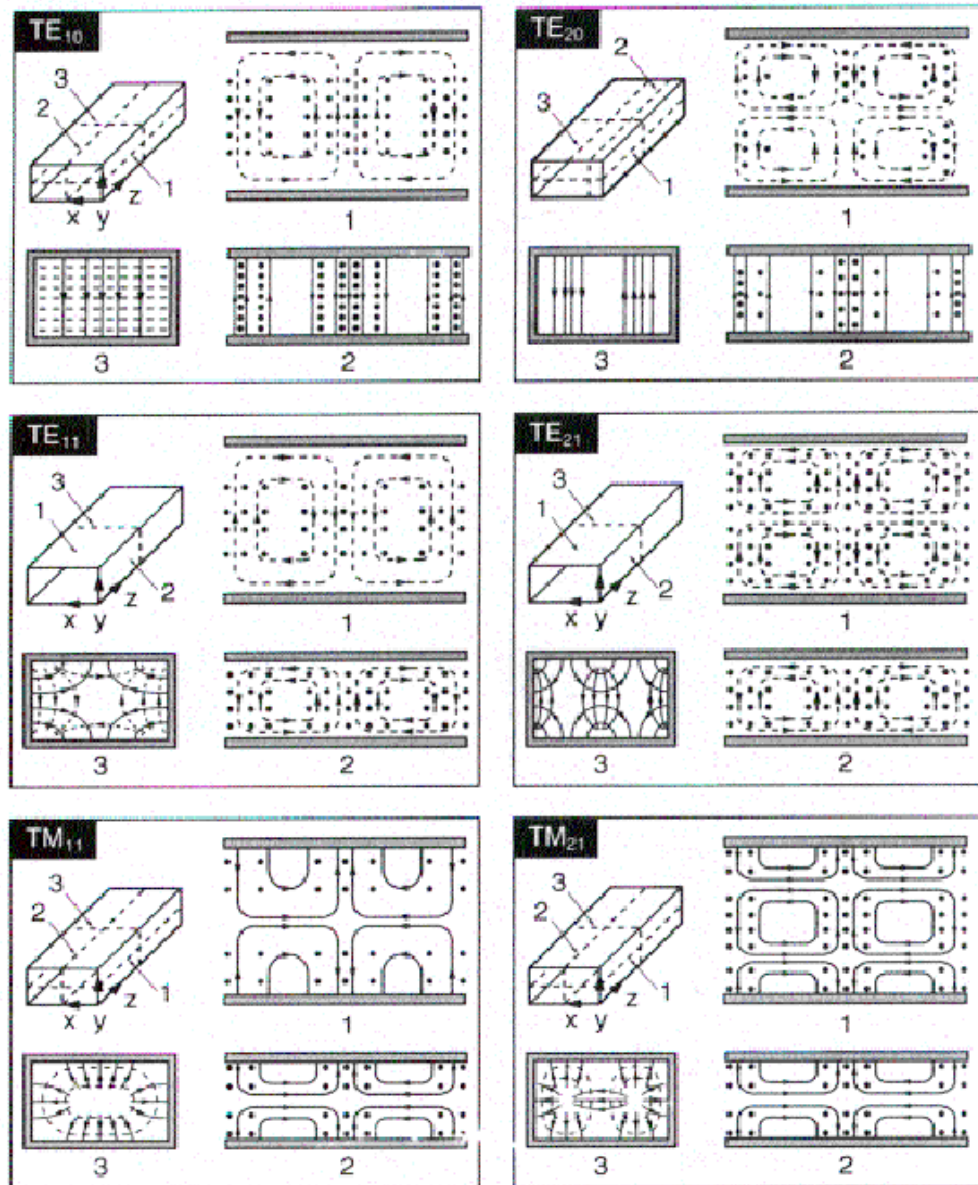
Característica	Coaxial	Guía de Onda	Stripline	Microstrip
Modo: Preferido	TEM	TE ₁₀	TEM	Casi-TEM
Otros	TM, TE	TM, TE	TM, TE	TM, TE Híbrido
Dispersión	No	Media	No	Baja
Ancho de Banda	Alto	Bajo	Alto	Alto
Pérdidas	Medias	Bajas	Altas	Altas
Capacidad de manejo Potencia	Media	Alta	Baja	Baja
Tamaño	Grande	Grande	Medio	Bajo
Facilidad de Fabricación	Media	Media	Alta	Alta
Integración con resto componentes	Difícil	Difícil	Moderado	Fácil

De todas formas hay que prestar especial atención a la transición de ambos mundos, es decir al modo en el que vamos a excitar en las guías la propagación de la energía y al modo en el que vamos a recoger esa misma energía en modo recepción. Para ello hay dos métodos: a) la utilización de transiciones guía-conector de forma que podamos atacar la guía con un coaxial adecuado y el correspondiente conector o b) la excitación/transición directa con la línea de transmisión en abierto en puntos adecuados de la guía.

Para esta última opción nos interesa conocer exactamente la distribución de campos en la guía para poder diseñar convenientemente los elementos excitadores y receptores adecuados. Este conocimiento nos permite colocar las sondas o lazos que hacen esa función en posiciones de la guía que posibiliten la utilización de un solo modo, el principal.

Para ello seguimos unas reglas generales:

- El punto debe tener simetría para excitar el modo deseado y no tenerla para el modo no deseado. Por ejemplo, para excitar TE_{10} y no TE_{20} , utilizaremos un punto en la mitad de la cara ancha de la guía, donde se tiene un nulo del modo superior. Ver las gráficas a continuación que representan las líneas de campo E y H de los diferentes modos. Al contrario, para excitar TE_{20} podemos usar dos sondas colocadas a $\frac{1}{4}$ y $\frac{3}{4}$ de distancia en la cara ancha y con desfase de 180° entre ellas. Si excitáramos en fase, sería otra manera de hacerlo con TE_{10} . Este método se puede aplicar para otras guías y otros modos.



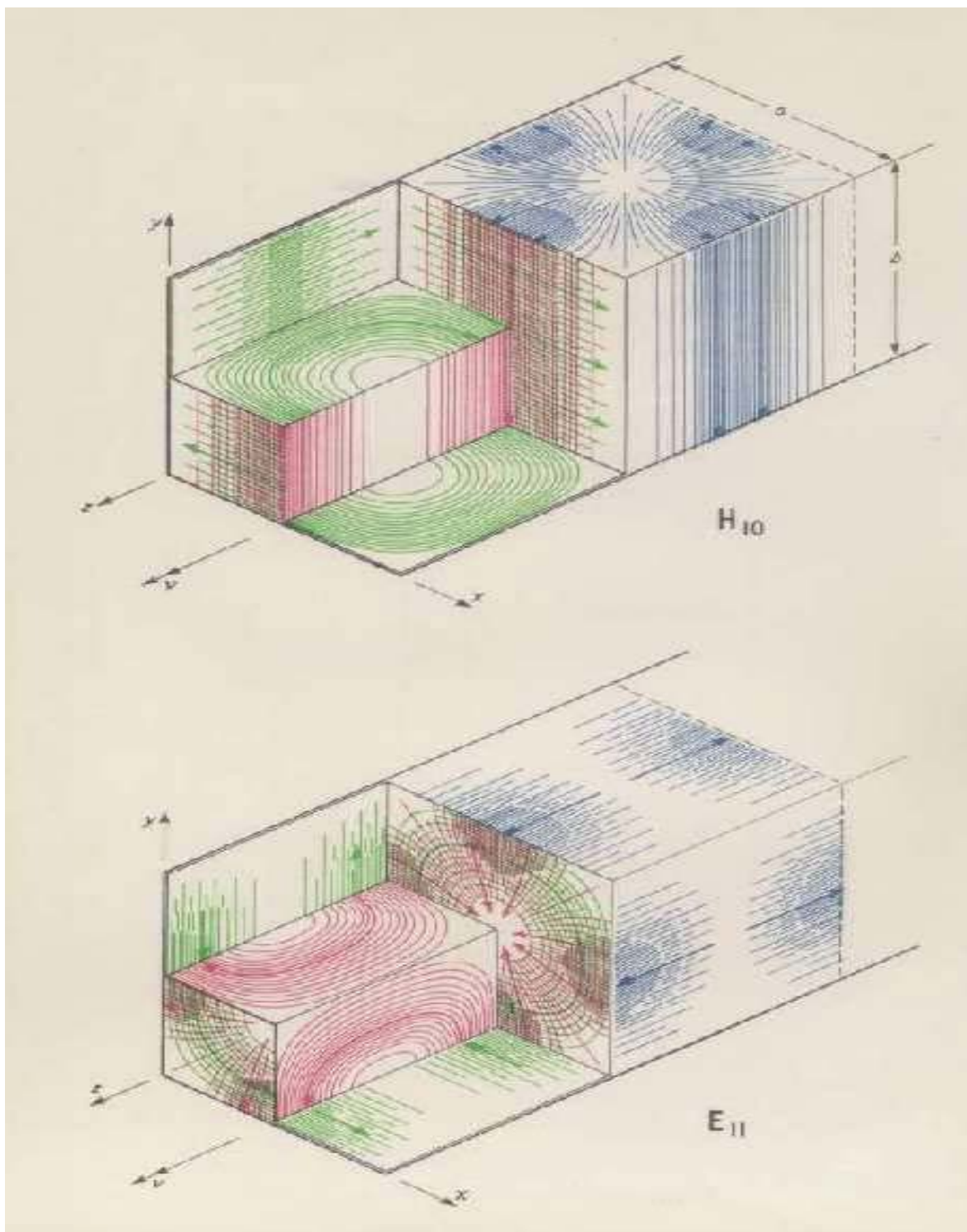
Modes in Rectangular Waveguide

Fuente: <http://www.ee.surrey.ac.uk/Personal/D.Jefferies/wguide.html>

- Además, sabemos que las corrientes inducidas en las paredes de la guía son perpendiculares a las líneas de campo magnético H y, por tanto, tendremos puntos de las paredes donde la corriente es mínima y otros donde es máxima. Eso nos permite hacer

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

ranuras no radiantes en el primer caso y ranuras radiantes en el segundo. Veamos como son las líneas de corriente para los modos TE_{10} (H_{10} en la gráfica según denominación inglesa) y TM_{11} (E_{11} en denominación inglesa).

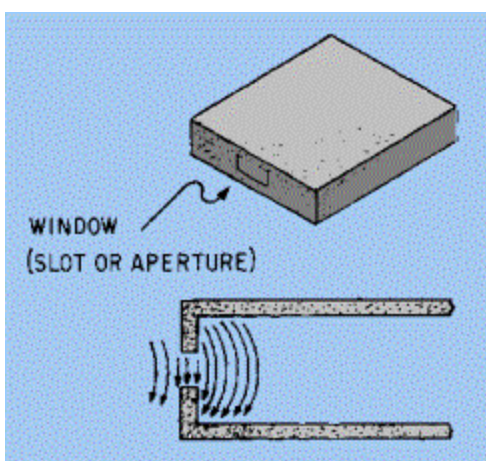
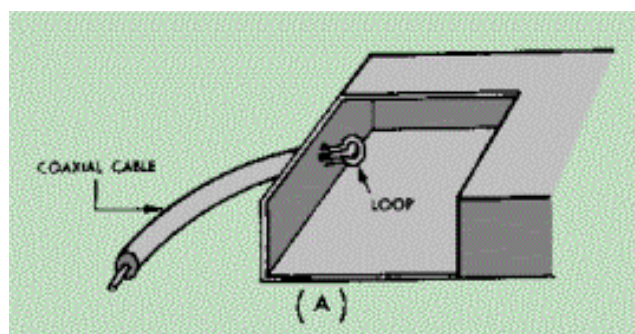
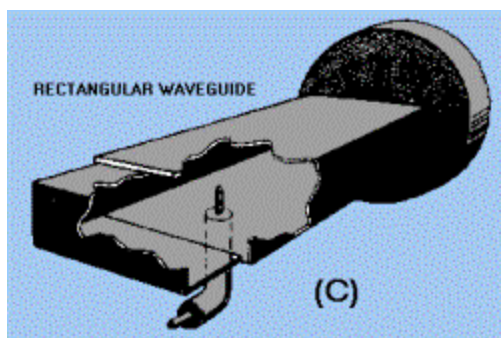


Fuente: <http://www.ee.surrey.ac.uk/Personal/D.Jefferies/wguide.html>

- Las ranuras radiantes las utilizaremos como antenas, para poder extraer la señal de la guía.
- La idea de ranura que no interrumpe las corrientes inducidas, nos permite construir lo que en el EJEMPLO 6 anterior denominábamos como Slotted Line o Línea Ranurada, que

nos permitía medir el VSWR o ROE dentro de la guía. Del mismo modo podemos excitar o acoplar la señal desde y hacia el exterior.

- Es importante, por tanto, conocer la distribución de corrientes en la superficie de las guías, para inferir dónde colocar la ranura o agujero por donde introducir la sonda excitadora o captadora.
- Como siempre, tendremos que adaptar la sonda a la impedancia que presenta la guía para evitar las reflexiones y maximizar la transferencia de energía. Para ello podemos jugar con varios parámetros que nos permiten un ajuste: diámetro del agujero, la profundidad de penetración de la sonda, el diámetro del conductor interno de la sonda, las propiedades del dieléctrico usado en la sonda.
- En las figuras podemos ver los diferentes modos de ataque a las guía y en la referencia [1.2] apartado 4.12 tenemos un estudio detallado de las mismos.



Fuente: http://www.tpub.com/content/et/14092/css/14092_75.htm

7. APLICACIONES DE MICROONDAS.

También desde este punto de vista afirmaríamos que la frontera entre RF y Microondas está hoy en día entre los 3GHz y los 10GHz. Por debajo de esta frecuencia quedarían las siguientes aplicaciones, que llamaríamos de RF:

- Radiodifusión de TV y Radio analógica y digital
- WLAN 802.11
- Telefonía móvil 2ª y 3ª generaciones: GSM, GPRS, UMTS
- UWB: transmisión por pulsos RF modulados en posición o amplitud. Grupo de estudio IEEE 802.15.3a

Y por encima, las de uW:

- LMDS punto a multipunto en 3,5GHz

Tema 1 – Introducción a los Circuitos en frecuencias de Microondas

- Difusión directa de TV vía satélite: LNB como aplicación de consumo masivo.
- LMDS en 28 y 40GHz
- Radioenlaces punto a punto
- Aplicaciones Militares: Radar,...
- Exploración radio-métrica de la Tierra
- VSAT
- Etc.



Fuente: [La Red](#)

En todas estas aplicaciones se utilizan las ventajas inherentes de estas frecuencias tan altas (ya hemos citado los inconvenientes):

- La Ganancia de las antenas es mayor cuanto mayor es la dimensión eléctrica de las mismas, es decir, aumenta con la frecuencia de trabajo. Podemos por tanto conseguir buenas antenas con dimensiones cada vez menores.
- Asimismo, el contar con dimensiones físicas de varios órdenes de magnitud de longitud de onda permite altas directividades en las antenas, con lo que los enlaces punto a punto terrestres y de satélite se hacen posibles con gran posibilidad de reutilización de frecuencias en zonas cercanas. Además las propiedades de la ionosfera terrestre en estas frecuencias hace que sean las utilizadas para los enlaces tierra-espacio bi-direccionales.
- El Ancho de Banda y, por tanto, la capacidad de transmitir información es mayor → un BW del 1% en 800MHz es 8MHz, que corresponde a 1 programa analógico de TV transmitido o 4 programas digitales en OFDM. Esa misma proporción en 80GHz sería de 800MHz con lo que se podría llegar a transmitir hasta 400 programas con el mismo sistema digital. Este dato es muy importante, teniendo en cuenta que la Sociedad de Información de hoy en día está necesitada de un recurso escaso como es el espectro, de ahí el esfuerzo en superar y dominar los problemas tecnológicos que causa el uso de frecuencias cada vez más altas.
- Intuitivamente podemos ver que los sistemas Radar, que se basan en el procesado del eco de un pulso de radio reflejado en un cuerpo, son más eficientes cuanto mayor sea el Área Efectiva de Reflexión y, por tanto, menor sea la longitud de onda utilizada.
- Por último, no podemos olvidar que los diferentes efectos que produce la radiación electromagnética a nivel molecular, permiten fenómenos como el calentamiento de materia, ayuda al diagnóstico médico, etc.
- Enlaces interesantes para abundar en este panorama de aplicaciones: ver apartado final capítulo.

Para mayor detalle de algunos de estos sistemas se puede pasar a leer el último capítulo, en el que se destacan los aspectos técnicos de estos sistemas como conjuntos formados de subsistemas que analizaremos en los capítulos previos.

7.1 Sectores Industriales y de empleo en Aplicaciones de Microondas.

Los sectores industriales más vinculados al uso de las frecuencias de Microondas los podríamos resumir en varias divisiones, con diferente peso económico según el país en el que centremos el análisis:

- El sector de Fabricación de equipos Militares, dónde el amplio gasto destinado al mismo posibilita la existencia de toda una Industria dedicada a la fabricación de sofisticados equipos de comunicación y de detección de objetivos móviles: transmisores, receptores, radares, etc.
- El sector de la Instrumentación Electrónica que da soporte al diseño y fabricación de los equipos de medida necesarios
- El sector de fabricación de Componentes específicos de Microondas, desde las resistencias y condensadores hasta los amplificadores de potencia y los circuitos impresos de gran calidad.
- El sector de las Comunicaciones avanzadas, con los Radioenlaces usados por los grandes operadores de comunicaciones, los Enlaces Punto a Punto de datos y gran parte de las Comunicaciones entre Tierra y Satélites, incluido lo que tiene que ver con la carrera espacial.
- El sector Seguridad, donde la proliferación de Comunicaciones Inalámbricas con amplio espectro de frecuencia ha hecho aumentar la preocupación social por la influencia de las emisiones sobre la salud humana, aumentando así la participación de los Ingenieros de Telecomunicación expertos en Microondas en labores de Consultoría y asesoramiento.
- El sector Comercial, con las típicas actividades de Distribución y Asesoramiento Técnico
- Los Centros de Investigación Universitarios, donde se tiende a estar al día en todo lo que tiene que ver con la tendencia actual de hacer uso de mayores anchos de banda, necesarios para el mayor flujo de información entre usuarios.

Como ya hemos dicho, el peso de cada país en este conjunto de sectores es muy variado pero, por desgracia, tenemos que adelantar que el peso del sector en España es mínimo, a diferencia de países como Francia, Alemania, Inglaterra y EEUU, presentes en todos los sectores o en gran parte de ellos.

8. BIBLIOGRAFIA Y ENLACES

Circuitos de Microondas con Líneas de Transmisión. Javier Bará Temes. Ediciones UPC.	[1.1]
Foundation for Microwave Engineering. Second Edition. Robert E. Collin. Wiley-Interscience	[1.2]
Microwave Engineering. David M. Pozar. John Wiley & Sons, Inc	[1.3]
Fields and waves in communication electronics / Simon Ramo. -- 2ª ed. -- New York : John Wiley & Sons Limited, 1965	[1.4]
Microwave Component Mechanics. H. y P. Eskelinen	[1.5]
http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5966-4855E.pdf	
http://www.educatorscorner.com/index.cgi	
http://www.amanogawa.com/index.html	
http://www.hubersuhner.com/hs/index.htm	
<p>Diccionario útil en circuitos impresos</p> <p>Alloy: Aleación</p> <p>Brittle: Quebradizo</p> <p>Cladding: Revestimiento</p> <p>Etching: Grabado</p> <p>Lead: Plomo</p> <p>Ribon: Cinta</p> <p>Woven Glass Fibre: Fibra de vidrio Entrelazada</p> <p>Non Woven Glass Fibre: Fibra de vidrio no Entrelazada</p> <p>Peel : Despegado</p> <p>Buried: Enterrado</p> <p>Caul: Caldero</p> <p>To Roll: Laminar</p> <p>To Anneal: Recocer</p>	