

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	21

Donde L y R representan respectivamente la inductancia y resistencia de las uniones del condensador con el resto del circuito, C es condensador propiamente tal y R' representa las fugas en el dieléctrico.

Básicamente, existen tres tipos básicos de condensadores: chips condensadores, condensadores interdigitalizados y condensadores MIM (Metal Insulate Metal). Los chips condensadores pueden tener una amplia gama de estructuras internas y por tanto muchas características eléctricas. Para utilizar correctamente el condensador, es necesario conocer los parámetros del circuito equivalente de éste, generalmente entregados por el fabricante. Para construir condensadores relativamente grandes, en un espacio reducido se utilizan materiales cerámicos de constantes dieléctricas de 100×10^0 los que además casi no presentan corrientes de fuga.

Para lograr condensadores pequeños se utilizan los condensadores realizados en microstrip, como los que se muestran en la Figura 3.2.

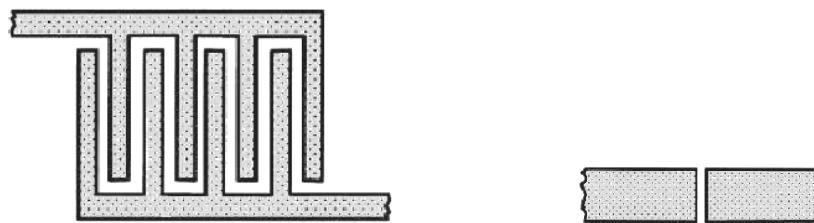


Figura 3.2: (a) Condensador interdigitalizado; (b) condensador de fin de línea

Estas realizaciones distan de ser condensadores ideales. Por ejemplo, el condensador de fin de línea de la Figura 3.2(b) presenta dos capacitancias a tierra debido a la interacción entre el plano de tierra y el conductor de la línea. Además existe una inductancia debida al paso de corriente por el condensador. Circuitos equivalentes y ecuaciones de diseño para este tipo de estructuras se encuentran en [33].

Los condensadores MIM son utilizados en circuitos integrados para microondas, pues pueden ser fácilmente construidos sobre un sustrato. Constan de una placa de metal sobre la que se deposita una delgada capa de material dieléctrico, luego se deposita una placa de conductor, tal como se ve en la Figura 3.3

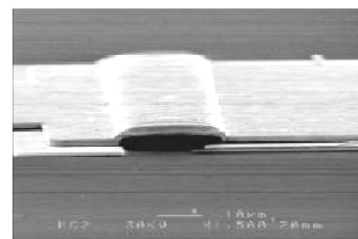
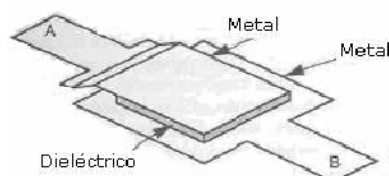


Figura 3.3: Condensador MIM, (a) esquema, (b) Realización física

Como materiales dieléctricos se utilizan SiO_2 Si_3N_4 , materiales que presentan una alta resistencia al paso de corriente, y por tanto, se puede decir que no tienen pérdidas [32].

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	22

Los inductores

El comportamiento de una inductancia en alta frecuencia es muy variable dependiendo del tipo de bobina que se esté considerando. Si consideramos una inductancia construida en base a un cable enrollado sobre un núcleo cilíndrico de aire veremos aparecer una serie de efectos.

En primer lugar aparece la resistencia propia del cable que se utilizó. Además aparece una serie de capacitancias parásitas entre una espira y otra, tal como se ilustra en la figura 1.4

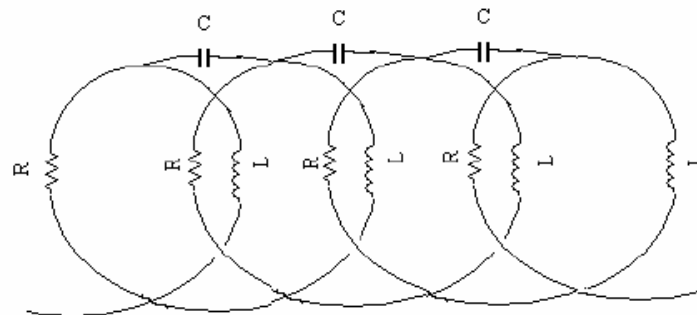


Figura 1.4: Modelo físico de una bobina

Finalmente, el circuito equivalente de este elemento quedara compuesto por condensadores, resistencias y una inductancia. Tal como se muestra en la siguiente figura:

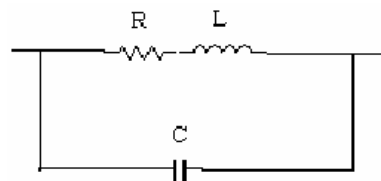


Figura 1.5: Circuito equivalente de una bobina

La forma más simple de realizar una inductancia es a través de una línea de alta impedancia, de (2.7) sabemos que la impedancia de una línea sin pérdida viene dada por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad [3.1]$$

Si esta impedancia es grande entonces $L \gg C$ y podemos considerar el segmento de línea como una inductancia. En la Figura 3.4 se muestra este tipo de inductancias realizada en una línea de microstrip.



Figura 3.4: Línea de alta impedancia

Otra implementación común de inductor realizado en microstrip corresponde a líneas ubicadas de tal forma que realizan un camino casi cerrado. El campo magnético inducido al interior de este camino será enlazado por el mismo conductor, produciéndose así un efecto inductivo. Un ejemplo de este tipo de inductores se muestra en la figura 3.5. Es posible encontrar ecuaciones de diseño para estos tipos de inductores en [34]

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	23

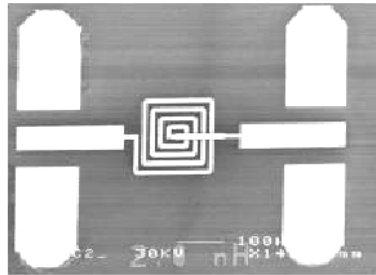


Figura 3.5: Inductor de 4 vueltas en Microstrip [33]

Para realizar inductancias más pequeñas es posible realizar espirales en doble nivel, es decir utilizar los dos lados de un substrato para realizar dos inductancias en serie, en el mismo espacio que ocuparía una sola [35].

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	24

DIODOS PIN

Los diodos PIN son principalmente usados como dispositivos de control tanto para RF como para microondas en las siguientes aplicaciones:

- Conmutadores
- Atenuadores
- Corredores de fase
- Limitadores

Conmutadores

Los diodos PIN son extensamente utilizados como elementos conmutadores para controlar potencia de RF y microondas desde UHF hasta la banda de KU en una gran variedad de configuraciones de conmutación como serie, shunt, serie-shunt, multithrow y configuraciones más complejas.

La polarización de corriente continua controla la impedancia del dispositivo en modo de conmutación: cuando la polarización se conmuta entre alta y baja impedancia, el circuito se comporta como un simple interruptor. En conexión serie, el interruptor está cerrado (circula corriente) cuando el diodo se polariza directamente (baja impedancia), y abierto cuando se polariza inversamente (alta impedancia). En configuración shunt, este comportamiento se invierte: polarización directa = abierto; polarización inversa = cerrado.

La atenuación que existe cuando el interruptor está cerrado se llama “pérdida de inserción”, y cuando está abierto, se llama “aislamiento”.

Compromisos de diseño

Hay una gran variedad de diodos PIN para microondas disponibles. El espesor de la región “I” (al igual que su resistividad) y el área de la juntura puede variar dentro un rango casi infinito de combinaciones. Las consideraciones de diseño como la capacidad de la juntura, resistencia serie, velocidad de conmutación, tiempo de vida de los portadores, capacidad de manejo de potencia y resistencia térmica pueden hacer parecer difícil a la elección de un determinado diodo. Las siguientes tres consideraciones pueden ayudar a simplificar la tarea:

Manejo de Potencia vs Frecuencia

Para mantener una baja pérdida a altas frecuencias, C_j debería ser mínima. Sin embargo, reduciendo el área de la juntura eleva la resistencia térmica, y por ende reduce la capacidad de manejar elevadas potencias.

Manejo de Potencia vs Velocidad de conmutación

Para elevar la capacidad de manejo de potencia sin incrementar la capacidad de la juntura, el espesor de la región “I” y su resistividad pueden ser aumentados para permitir más área de juntura. Sin embargo, incrementando el ancho de la región “I” se aumenta el tiempo de vida de los portadores, lo cual reduce la velocidad de conmutación.

Rendimiento vs Frecuencia y Ancho de banda

En configuración shunt con polarización inversa, la relación de conmutación disminuye conforme aumenta la frecuencia de operación¹. Para disminuir este efecto de degradación del rendimiento, es posible hacer entrar en resonancia a la capacidad de juntura del diodo, a

¹ $ISO = \frac{20 \cdot \log(Z_0 / 2 \cdot R_f)}{160 \cdot R_R \cdot Z_0 \cdot f^2 \cdot C_j^2}$ Es la relación entre aislamiento y pérdidas de inserción.

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	25

expensas del ancho de banda. A mayor frecuencia de operación del diodo, menor porcentaje de ancho de banda va a poder ser utilizado dentro del cual se mantenga el rendimiento.

Corredores de fase

La mayoría de los corredores de fase actúan como interruptores shunt ubicados a intervalos de $\frac{1}{4}$ de longitud de onda en una línea de transmisión y configurados para conmutar tanto una capacidad como una inductancia en la línea. De esta forma se introducen cambios de longitud eléctrica en la línea, produciendo el correspondiente corrimiento de fase. Como observación adicional, deben tenerse en cuenta las corrientes parásitas tanto como las características del diodo a la hora de su selección, ya ambas que contribuyen al corrimiento de fase.

Limitadores

Los limitadores son diodos PIN diseñados para proteger componentes de microondas para potencia sensibles (detectores, mezcladores y amplificadores) de una variedad de ondas de choque de gran potencia de señales de microondas pulsantes. Los limitadores PIN poseen regiones "I" delgadas, que provocan baja pérdida de inserción a niveles bajos de potencia y una velocidad de respuesta muy elevada.

Normalmente se coloca los limitadores en cascada, de forma tal que el primer diodo atenúe la mayor parte de la energía incidente, el siguiente (más delgado) duplique prácticamente la atenuación, mientras un tercer diodo (más delgado aún) se encargue de "limpiar" la energía incidente que supera los anteriores diodos.

Los limitadores se caracterizan básicamente por su gran capacidad de potencia y velocidad de conmutación, que determinan la cantidad de energía incidente que no será atenuada. Esta energía que logra pasar a través de los diodos se llama "pico de fuga"² y es función del tiempo de respuesta del diodo más veloz de la "cascada". La energía que no es atenuada por los limitadores cuando el dispositivo está "encendido y en régimen" se denomina "fuga plana"³, y es función de la impedancia total del arreglo de diodos.

² En inglés, „*spike leakage*“

³ En inglés, „*flat leakage*“

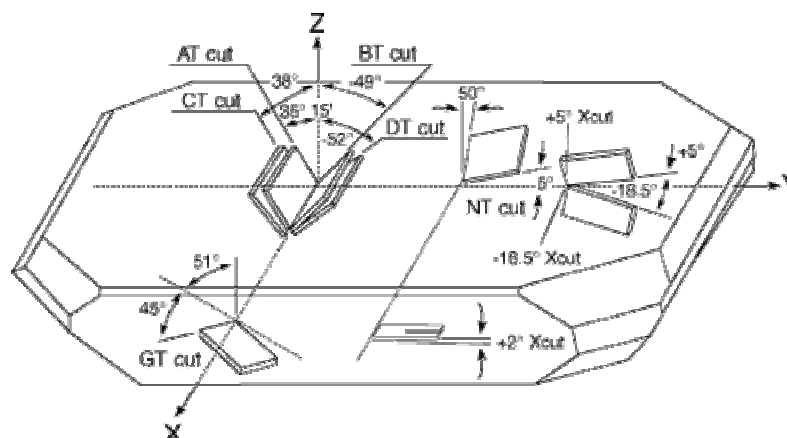
Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	26

CRISTALES DE CUARZO

El cristal de cuarzo es utilizado como componente de control de la frecuencia de circuitos osciladores convirtiendo las vibraciones mecánicas en voltajes eléctricos a una frecuencia específica. Esto ocurre debido al efecto "piezoeléctrico". La piezo-electricidad es electricidad creada por una presión mecánica. En un material piezoeléctrico, al aplicar una presión mecánica sobre un eje, dará como consecuencia la creación de una carga eléctrica a lo largo de un eje ubicado en un ángulo recto respecto al de la aplicación de la presión mecánica.

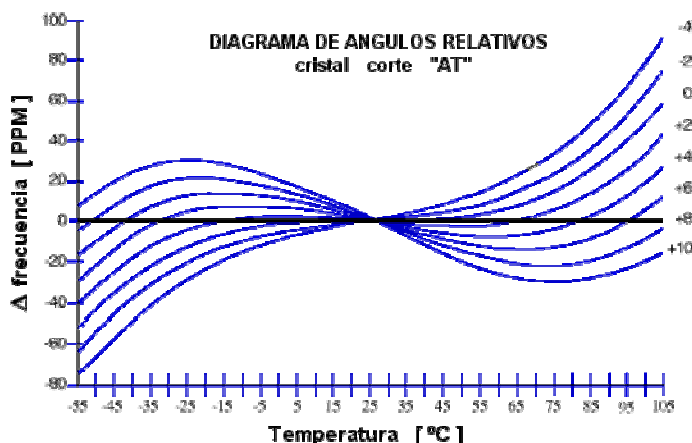
En algunos materiales, se encuentra que aplicando un campo eléctrico según un eje, produce una deformación mecánica según otro eje ubicado a un ángulo recto respecto al primero.

Por las propiedades mecánicas, eléctricas, y químicas, el *cuarzo* es el material más apropiado para fabricar dispositivos con frecuencia bien controlada. La siguiente figura muestra la ubicación de elementos específicos dentro de una piedra de cuarzo.



De los cortes que se pueden hacer, el corte "AT" es el más popular y es fabricado hasta frecuencias relativamente altas, mostrando una excelente estabilidad de frecuencia frente a las variaciones de la temperatura.

La siguiente gráfica muestra la variación en *partes por millón* (PPM) con respecto a la temperatura.



Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	27

Frecuencia Fundamental vs. Frecuencia de Sobretono

Esto es de importancia cuando se especifica un cristal. Cuando se incrementa la frecuencia solicitada, el espesor del cuerpo del cristal disminuye y por supuesto existe un límite en el proceso de fabricación. Alrededor de 30MHz, el espesor de la placa del cristal comienza a ser muy delgada. Debido a que el corte "AT" resonará a números enteros impares múltiplos de la frecuencia fundamental, es necesario especificar el orden del sobretono deseado para cristales de altas frecuencias.

Potencia de trabajo (Drive Level)

Es la potencia disipada por el cristal. Está normalmente especificada en micro o milivatios, siendo un valor típico 100 microvatios.

Tolerancia en la frecuencia

La tolerancia en la frecuencia se refiere a la máxima desviación permitida y se expresa en *partes por millón* (PPM) para una temperatura especificada, usualmente 25°C.

Estabilidad de la frecuencia

La estabilidad de la frecuencia se refiere a la máxima desviación en PPM, en un determinado rango de temperatura. La desviación esta tomada con referencia a la frecuencia medida a 25°C.

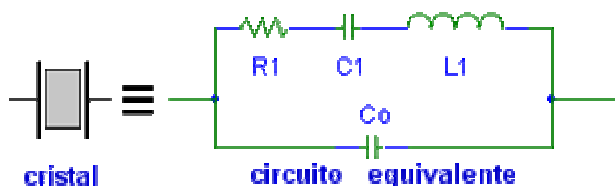
Envejecimiento

El envejecimiento se refiere a los cambios acumulativos en la frecuencia del cristal con el transcurrir del tiempo. Los factores que intervienen son: exceso en la potencia disipada, efectos térmicos, fatiga en los alambres de armado y pérdidas en la elasticidad del cristal. El diseño de circuitos considerando bajas temperaturas ambientales y mínimas potencias en el cristal reducirán el envejecimiento.

Circuito Eléctrico Equivalente

El circuito eléctrico equivalente que se muestra a continuación es un esquema del cristal de cuarzo trabajando a una determinada frecuencia de resonancia. El capacitor C_0 o *capacidad en paralelo*, representa en total la capacidad entre los electrodos del cristal más la capacidad de la carcasa y sus terminales. R_1, C_1 y L_1 conforman la rama principal del cristal y se conocen como componentes o parámetros *motional* donde:

- L_1 representa la masa vibrante del cristal,
- C_1 representa la elasticidad del cuarzo y
- R_1 representa las pérdidas que ocurren dentro del cristal.

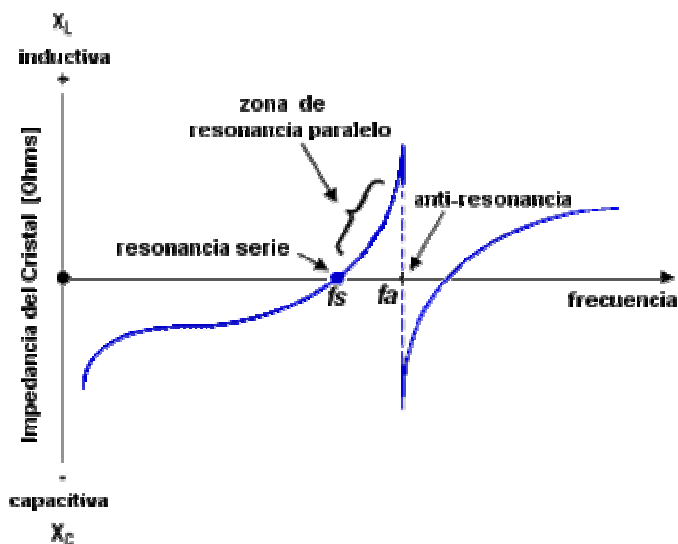


Curva de Impedancia

Un cristal tiene dos frecuencias de fase cero, como se ven en la siguiente figura. La más baja es la Frecuencia de Resonancia Serie indicada como f_s . En éste punto el cristal se comporta como una resistencia en el circuito, la impedancia está en un mínimo y la corriente que circula

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	28

es la máxima. A medida que se incrementa la frecuencia, el cristal pasa por la Frecuencia de Resonancia Paralelo y llega a la frecuencia de Antiresonancia f_a en la cual la impedancia es máxima, y las reactancias de la L_1 y la C_0 se cancelan. En éste punto, la corriente que circula por el cristal es la mínima.-



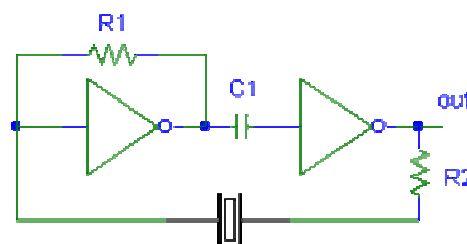
Factor de Calidad (Q)

El factor de calidad (Q) es una medida de la eficiencia de la oscilación. La máxima estabilidad obtenible de un cristal depende de el valor de "Q". En la figura de la impedancia del cristal, la separación entre las frecuencias serie y paralelo se llama *ancho de banda*. Cuanto más pequeño el ancho de banda mayor es el "Q". Cambios en la reactancia del circuito externo tienen menos efecto (menos "pullability") en un cristal de alto "Q" por lo tanto la frecuencia es en definitiva más estable.-

Circuitos Osciladores

Circuitos Osciladores Serie

Un circuito básico oscilador resonante serie, utiliza un cristal que está diseñado para oscilar en su frecuencia resonante serie natural. En éste circuito no hay capacitores en la realimentación. Los circuitos resonantes serie son usados por la baja cantidad de componentes que se utilizan, pero estos circuitos pueden tener componentes parásitos que intervienen en la realimentación. y en el caso que el cristal deje de funcionar oscilarán a una frecuencia impredecible. El esquema del circuito oscilador serie es:

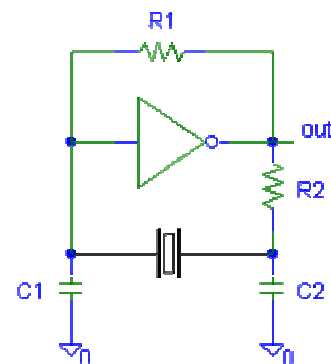


De la figura del circuito básico del oscilador resonante serie se ve que no existen componentes para ajustar la frecuencia de oscilación. R_1 es utilizado para polarizar el inversor en su región lineal de operación y además provee realimentación negativa al inversor. C_1 es un capacitor de acople para bloquear la componente de continua. R_2 está para controlar la potencia que se entrega al cristal, limitando la corriente a través de él.

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	29

Circuitos Osciladores Paralelo

Un circuitos oscilador paralelo utiliza un cristal que está diseñado para operar con un valor específico de capacidad de carga. Esto resultará en un cristal que tendrá una frecuencia mayor que la frecuencia resonante serie, pero menor que la verdadera frecuencia resonante paralelo. Un circuito básico se muestra a continuación.



Este circuito utiliza un inversor simple para hacer el oscilador, donde R1 y R2 cumplen las mismas funciones que en el circuito del oscilador resonante serie, con dos capacitores en la realimentación, que componen la capacidad de carga y en conjunto con el cristal darán lugar a la frecuencia a la cual oscilará el circuito. O sea que ajustes en los capacitores de carga, darán lugar a una variación pequeña en la frecuencia de oscilación, permitiendo un ajuste fino de la misma. El cristal es resonante paralelo, especificado para trabajar con una determinada capacidad de carga a la frecuencia deseada y con la tolerancia y estabilidad deseadas. La capacidad de carga para el cristal en este circuito puede ser calculada con la siguiente fórmula:

$$C_L = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_s$$

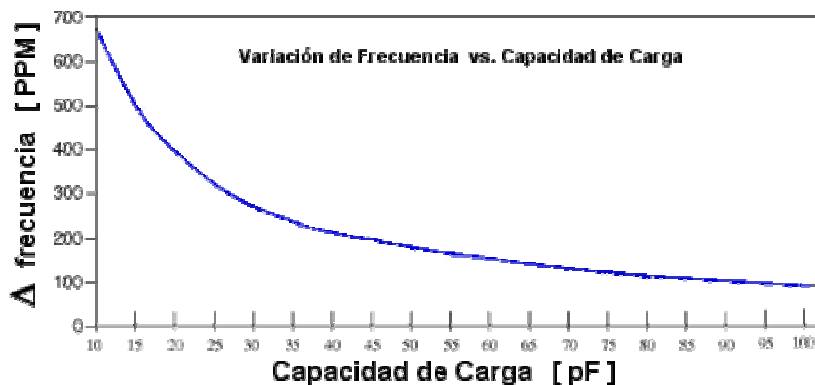
donde para inversores de las familias lógicas CMOS de alta velocidad:

- C_s es la capacidad parásita del circuito y normalmente se estima entre 3pf a 10pf.
- R1 es del orden de 8.2 MOhm a 10 MOhm
- R2 es del orden de 470 Ohm a 2200 Ohm

Capacidad de ser cargado (Pullability)

Son los cambios de frecuencia de un cristal, ya sea de su frecuencia de resonancia natural F_r a una frecuencia F_L de una carga resonante, o desde una carga resonante a otra. Esta cantidad depende de la capacidad en paralelo C_o , de la C_1 del cristal y la C_L de carga.

En la siguiente figura se muestra la variación de frecuencia en función de la capacidad de carga, expresada en PPM.



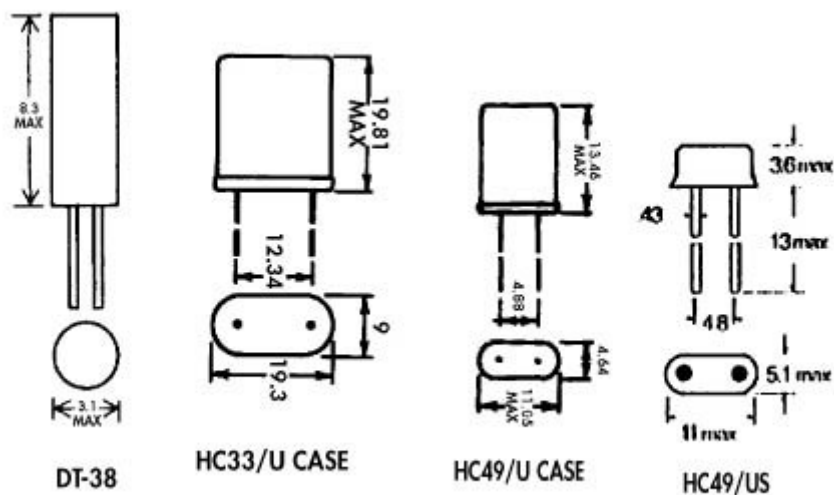
Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	30

Tabla de cristales de cuarzo

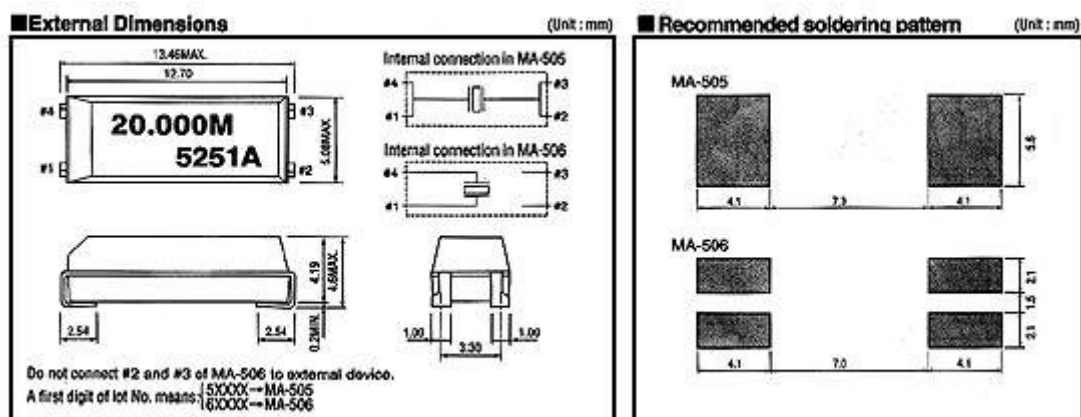
Frecuencia de oscilación	DT-38	HC-33/U	HC-49/U	HC-49/US	MA-505 MA-506
32.768 KHz	0-32.768K				
1.8432 MHz		0B-1.8432M	0-1.8432M		
2 MHz		0B-2M	0-2M		
2.4 MHz			0-2.4M		
2.4576 MHz		0B-2.4576M	0-2.4576M		
2.7648 MHz		0B-2.7648M			
3 MHz			0-3M		
3.072 MHz			0-3.072M		
3.2768 MHz				0S-3.2768M	
3.579545 MHz		0B-3.579545M	0-3.579545M	0S-3.579545M	
3.58 MHz			0-3.58M		
3.6864 MHz			0-3.6864M		
3.9936 MHz			0-3.9936M		
4 MHz			0-4M		
4.194304 MHz			0-4.194M		
4.433 MHz			0-4.433M		
4.9152 MHz			0-4.9152M		
5 MHz			0-5M		
5.0688 MHz			0-5.0688M		
5.12 MHz			0-5.12M		
5.5 MHz					MA505-5.5M
5.837 MHz			0-5.837M		
6 MHz			0-6M		
6.144 MHz			0-6.144M		
7.3728 MHz			0-7.3728M	0S-7.3728M	
8 MHz			0-8M		
9.6 MHz			0-9.6M		
10 MHz			0-10M		
10.24 MHz			0-10.24M		
10.245 MHz			0-10.245M		
10.68 MHz			0-10.68M		
11.0592 MHz			0-11.0592M	0S-11.0592M	
12 MHz			0-12M		
14 MHz			0-14M		
14.31818 MHz			0-14.31818M	0S-14.31818M	
15 MHz			0-15M		
16 MHz			0-16M	0S-16M	
18 MHz			0-18M		
18.432 MHz			0-18.432M		
20 MHz			0-20M	0S-20M	
21.7324 MHz			0-21.7324M		
24 MHz			0-24M		
32 MHz			0-32M		
32.67 MHz			0-32.670M		
32.768 MHz					MA505-32.768M MA506-32.768M
33.264 MHz			0-33.264M		
35.912 MHz			0-35.912M		

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	31

40 MHz			0-36M		
40 MHz			0-40M		
45.458 MHz			0-45.458M		
48 MHz			0-48M		
55 MHz					MA505-55M MA506-55M



ENCAPSULADOS SMD MA-505 / MA-506



Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	32

ACOPLADORES DIRECCIONALES

Un acoplador direccional es un dispositivo pasivo que acopla una parte conocida de la potencia de una transmisión hacia un puerto de salida, normalmente usando dos líneas de transmisión colocadas suficientemente cerca de tal forma que la energía que transporta una, se acople a la otra. Como se ve en la Figura 1, el dispositivo tiene 4 puertos: entrada, transmitido, acoplado y aislado. El término “línea principal” se refiere a la sección entre los puertos 1 y 2. En algunos acopladores direccionales, la línea principal es diseñada para trabajar con elevada potencia (conectores grandes), mientras que el puerto acoplado puede usar un pequeño conector SMA. Con frecuencia el puerto aislado es terminado con una carga adaptada interna o externa (normalmente 50 Ohms). Debe ser destacado que ya que el acoplador direccional es un dispositivo lineal, las notaciones en la Figura 1 son arbitrarias. Cualquier puerto puede ser la entrada (como en la Figura 3), lo que resulta en que el puerto conectado de forma directa sea el puerto de transmisión, el adyacente sea el acoplado, y el diagonal, el aislado.

Consideraciones físicas como la carga interna en el puerto aislado determinarán los límites de operación del puerto. La salida acoplada del acoplador direccional puede ser utilizada para obtener información (frecuencia y nivel de potencia, por ejemplo) de la señal sin interrumpir el flujo principal de potencia en el sistema (excepto por una reducción de potencia – ver Figura 2). Cuando la salida acoplada de potencia en el puerto 3 es la mitad de la potencia de entrada (3dB por debajo del nivel de potencia de entrada), la potencia en la línea de transmisión principal está también 3dB por debajo de la potencia de entrada e iguala a la potencia acoplada. El rango de frecuencias para acopladores coaxiales especificados por los fabricantes es el del brazo de acoplamiento. La respuesta del brazo principal es mucho más extensa (por ejemplo: si la especificación es 2-4GHz, el brazo principal puede trabajar entre 1 y 5GHz – ver Figura 3). Sin embargo debe ser reconocido que la respuesta acoplada es periódica con la frecuencia. Por ejemplo: un acoplador de línea acoplado a $\lambda/4$ responderá a longitudes de onda de $n * \lambda/4$, siendo n un número impar.

Factor de acoplamiento

El factor de acoplamiento se define como:

$$\text{Coupling factor (dB)} = -10 \log \frac{P_3}{P_1}$$

donde P_1 es la potencia de entrada en el puerto 1 y P_3 es la potencia de salida en el puerto acoplado. (ver Figura 1)

El factor de acoplamiento representa la propiedad principal de un acoplador direccional. El acoplamiento no es constante, y varía con la frecuencia. Los acopladores direccionales se especifican en términos de la precisión del acoplamiento en el centro de la banda de frecuencias. Por ejemplo, un acoplamiento de 10dB \pm 0,5dB significa que el acoplador direccional puede tener entre 9,5dB y 10dB de acoplamiento a la frecuencia central del ancho de banda.

Otra especificación del acoplamiento es la sensibilidad en frecuencia. Una sensibilidad mayor permitirá mayor ancho de banda de frecuencias de operación.

Pérdidas

En un acoplador direccional ideal, la pérdida de la línea principal del puerto 1 al puerto 2 ($P_2 - P_1$) debida a la potencia acoplada a la salida del puerto acoplado es:

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	33

$$\text{Insertion Loss (dB)} = 10 \log \left[1 - \frac{P_3}{P_1} \right]$$

La pérdida real del acoplador direccional será una combinación de pérdida de acoplamiento, pérdidas dieléctricas, pérdidas en el conductor, y pérdidas VSWR. Dependiendo del rango de frecuencias, la pérdida de acoplamiento pierde protagonismo por arriba de 15dB de acoplamiento, donde las otras pérdidas constituyen la mayor parte de la pérdida total. Un gráfico de la pérdida de inserción (dB) versus acoplamiento (dB) para un acoplador libre de disipación se muestra en la Figura 2.

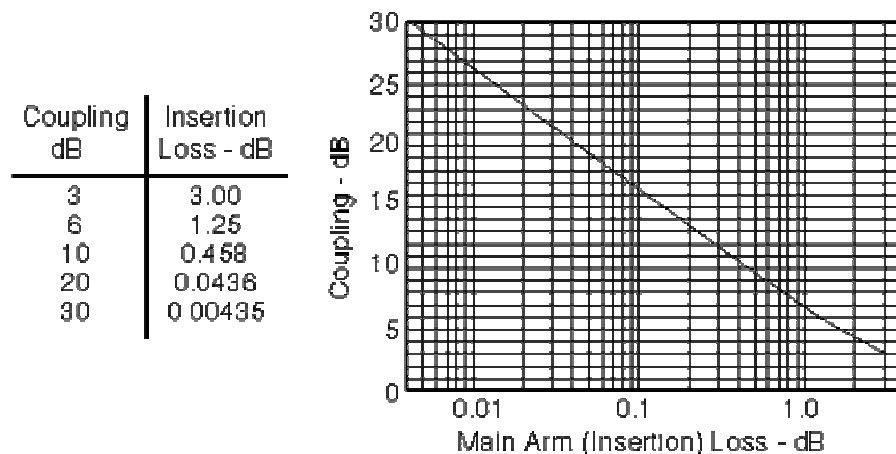


Figure 2. Coupling Insertion Loss

Aislamiento

El aislamiento de un acoplador direccional puede ser definido como la diferencia entre niveles de señal en dB de la entrada y del puerto aislado cuando los dos puertos de salida son terminados en cargas adaptadas. El aislamiento también puede ser definido entre los dos puertos de salida. En este caso, uno de los puertos de salida se usa como entrada. El otro se considerado como puerto de salida mientras los otros dos puertos (entrada y aislado) son terminados en cargas adaptadas.

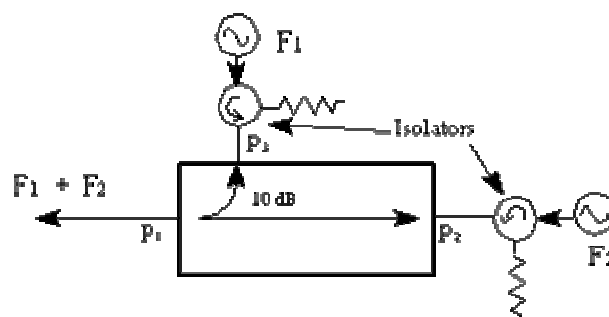


Figure 3. Two-Tone Receiver Tests

Consecuentemente:

$$\text{Isolation (dB)} = -10 \log \frac{P_3}{P_2}$$

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	34

El aislamiento entre la entrada y los puertos aislados puede ser diferente al de los dos puertos de salida. Por ejemplo: el aislamiento entre puertos 1 y 3 puede ser 30dB mientras que entre los puertos 2 y 3 puede ser 25dB. Si no están disponibles ambas mediciones, puede asumirse que es el mismo valor para ambas. Si ninguna de las mediciones está disponible, una estimación del aislamiento es el acoplamiento más la pérdida de retorno (ver VSWR). El aislamiento debería ser tan alto como fuera posible. En acopladores reales el puerto aislado nunca está completamente aislado. Una porción de la potencia de RF estará siempre presente. Los acopladores direccionales de guía de onda son los que proveen mayor aislamiento.

Si el aislamiento es alto, los acopladores direccionales son excelentes para combinar señales que alimentan una línea simple hacia un receptor para pruebas de receptor de dos tonos. En la Figura 3, una señal entra al puerto P3 y una entra al puerto P2, y ambas salen por el puerto P1. La señal del puerto P3 hacia el puerto P1 experimentará una atenuación de 10dB (pérdida), y la señal del puerto P2 hacia el puerto P1 tendrá 0,5dB de pérdida. La carga interna en el puerto aislado disipará las pérdidas de las señales provenientes de los puertos P3 y P2. Si los aisladores en la Figura 3 son [neglected], la medición del aislamiento (puerto P2 hacia puerto P3) determina la cantidad de potencia proveniente del generador de señal F2 que será inyectada en el generador de señal F1. A medida que incrementa el nivel de la señal inyectada, esto puede causar modulación del generador F1, o incluso bloqueo de fase por inyección. Debido a la simetría del acoplador direccional, la inyección inversa ocurrirá con los mismos posibles problemas de modulación producida por el F1 al F2. Es por ello que los aisladores son utilizados como en la Figura 3 para efectivamente aumentar el aislamiento (o directividad) del acoplador direccional. Consecuentemente, la pérdida por inyección de señal será el aislamiento del acoplador direccional más el aislamiento inverso del aislador.

Directividad

La directividad se relaciona directamente con el aislamiento. Se define como:

$$\text{Directivity (dB)} = -10 \log \frac{P_4}{P_3} = -10 \log \frac{P_4}{P_1} + 10 \log \frac{P_3}{P_1}$$

donde P3 es la potencia de salida del puerto acoplado y P4 es la potencia de salida del puerto aislado.

La directividad debería ser lo más alta posible. Acopladores direccionales de guías de onda proveen la mejor directividad. La directividad no es directamente medible, pero puede ser calculada a partir del aislamiento y el acoplamiento de la siguiente forma:

$$\text{Directivity (dB)} = \text{Isolation (dB)} - \text{Coupling (dB)}$$

CIRCULADORES

Un circulador de microondas es un dispositivo de derrite no recíproco que contiene tres o más puertos. La entrada del puerto n se presentará únicamente como salida en el puerto $n + 1$, y en ningún otro puerto. Se suele utilizar en circulador de junta de ferrite de tres puertos (comúnmente llamado *circulador de junta Y*). Están disponibles tanto en forma de guía de onda como en forma de *tiras (strip-line)*. Se asume que el flujo de señal en un circulador de tres puertos sea: 1 a 2, 2 a 3 y 3 a 1, tal como se muestra en la Figura 1.

Si el puerto 1 es la entrada, entonces la señal saldrá por

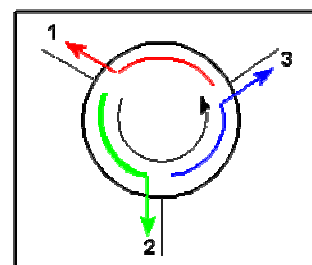


Figure 1. Symbolic Expression for a Y-Junction Circulator

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	35

el puerto 2; en una situación ideal, no deberá salir señal por el puerto 3, el cual se llama *puerto aislado*. La pérdida de inserción del circulador es la pérdida de 1 a 2, mientras que la pérdida de 1 a 3 se denomina *aislamiento*. Un circulador típico tendrá unas pocas décimas de dBs de pérdida de inserción entre el puerto 1 y el 2, y 20dB de aislamiento entre el puerto 1 y el 3, en el caso de un circulador coaxial. (30dB o más para circuladores de guías de onda). Cuando la entrada es el puerto 2, la señal saldrá por el puerto 3 y el puerto 1 será el puerto aislado. Lo mismo se aplica a una señal ingresada por el puerto 3.

Como los circuladores contienen imanes, no deben ser montados cerca de metales ferrosos ya que la proximidad de metales como el hierro pueden hacer variar la respuesta en frecuencia del dispositivo.

Como se muestra en la Figura 2, si un puerto de un circulador está cargado, se vuelve un aislador. Es decir que la potencia pasará del puerto 1 al 2, pero la energía reflejada por el puerto 2 pasará a la carga en el puerto 3 en lugar de volver al puerto 1.

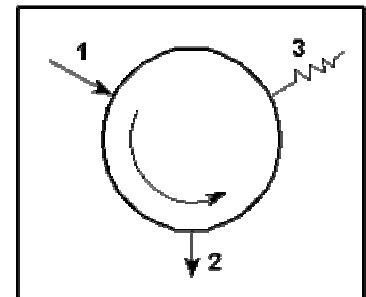


Figure 2. Isolator from a Circulator

Como se muestra en la figura 3, este circulador se convierte en un diplexor al colocar un filtro pasa altos en el puerto 2. Las frecuencias provenientes del puerto 1 inferiores a 10GHz serán reflejadas hacia el puerto 2. A la frecuencia de corte (10GHz) una señal de 10GHz llegará tanto al puerto 2 como al puerto 3, pero en cada puerto con la mitad de la potencia original. Diplexores o triplexores (una entrada y tres salidas) deben ser específicamente diseñados para una aplicación en particular.

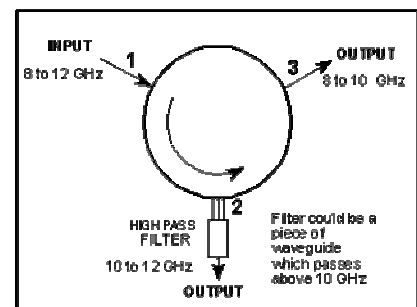


Figure 3. Diplexer from a Circulator

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	36

FILTROS SAW

Los dispositivos de ondas acústicas superficiales (surface acoustic waves, SAW) se han convertido en la solución más utilizada para componentes de alta frecuencia en los sistemas de comunicación actuales por su estabilidad, precisión y compacidad. Los filtros SAW constituyen además una plataforma ideal para su utilización como sensores, al modificar sus características de operación en función del ambiente externo, con aplicaciones en automoción (sensores de torque y presión), industriales (sensores físicos, de humedad, temperatura, o masa), medioambientales y médicas (sensores químicos y biológicos). Los sensores SAW ofrecen la ventaja adicional de poder transmitir la información sin necesidad de hilos ni de fuente de potencia cercana, lo que permite su uso en lugares de difícil acceso y en atmósferas agresivas.

La estructura de un dispositivo SAW consiste en una lámina de material piezoeléctrico sobre la que se fabrican dos transductores interdigitados (IDT) de tamaño micrométrico, capaces de convertir campos eléctricos de alta frecuencia (MHz-GHz) en ondas acústicas superficiales y viceversa. La figura 1.a muestra el esquema de operación: el IDT de entrada convierte la tensión aplicada en perturbaciones elásticas que se propagan por la superficie del material hasta el IDT de salida, que a su vez las transforma en tensión alterna que entrega a la carga. La onda elástica se excita de manera eficiente cuando la frecuencia de la señal de entrada f es tal que $f = v_s / L$, donde v_s es la velocidad de propagación de la onda en la superficie, y $L = 4d$ la periodicidad del IDT. Así, el rango de frecuencia de trabajo de los dispositivos está limitado por la velocidad de propagación y por los límites impuestos por la resolución litográfica en la fabricación de los electrodos. Para $v_s = 4000 \text{ ms}^{-1}$, con $d = 1 \text{ } \mu\text{m}$, se obtienen filtros de frecuencia central 1 GHz. Por su parte, el ancho de banda relativo, $\Delta f / f$, que define la selectividad en frecuencia del filtro, es inversamente proporcional al número de periodos del interdigitado.

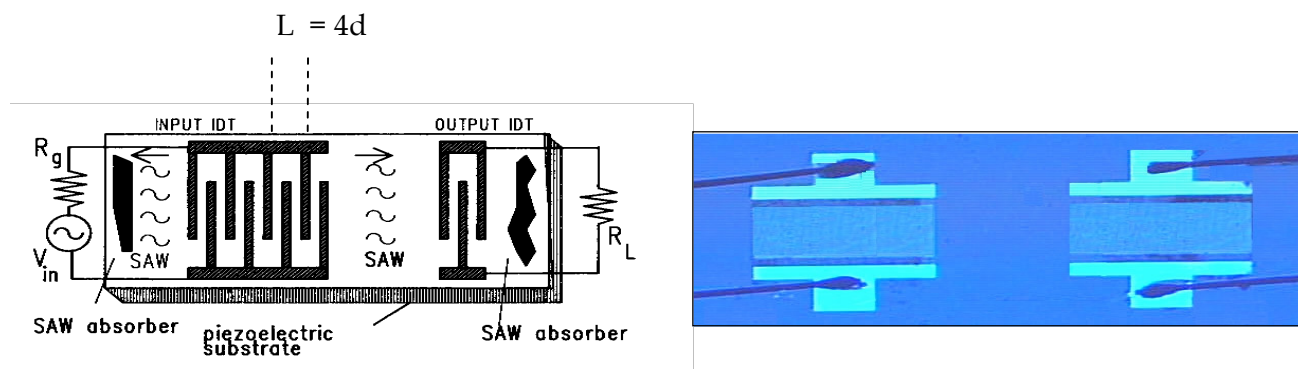


Figura 1. a) Esquema de un dispositivo SAW; b) Filtro SAW en AlN fabricado con litografía electrónica ($d = 0.6 \text{ } \mu\text{m}$, $N = 100$).

La distorsión más significativa en un transductor SAW es la producida por el triple tránsito, lo cual produce un retardo en el tiempo y ondulaciones en la respuesta del filtro en su banda pasante. Esto es debido a la regeneración eléctrica de las ondas acústicas en el transductor de salida y que viajan de regreso hacia el transductor de entrada el cual vuelve a regenerar la onda acústica retornando al transductor de salida. La señal finalmente cuando deja la salida, lo hará con una atenuación que es aproximadamente igual a dos veces la pérdida por inserción mas algunos dB.

Con el diseño de filtros unidireccionales se logra una notable reducción de este efecto. En el caso de filtros bidireccionales se puede reducir este efecto de triple tránsito, produciendo una fuerte absorción de energía acústica al desadaptar la impedancia de salida del transductor,

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	37

consiguiéndose niveles aceptables de ondulaciones debido al triple transito. Los ejemplos visibles del efecto de triple transito es el que se puede observar, como los fantasmas en la transmisión de video, o la interferencia intersímbolo en la transmisión de datos.

Otro efecto de distorsión, es la transmitancia directa de señal electromagnética a través del acoplamiento capacitivo interelectrodos de entrada y salida que puentea la señal acústica.

Otro elemento que agrega distorsión es el hecho de que como los electrodos deben construirse con metal y estos tienen un ancho finito, por lo que, producen discontinuidad en la superficie del cristal, que introducen desplazamientos en la velocidad de propagación y reflexiones dependientes de la frecuencia, asimismo introduce resistencia parásita lo cual produce pérdidas en los electrodos.

Por lo general un filtro SAW bien diseñado y conectado adecuadamente es capaz de tener un rechazo de mas de 60 dB, pero los efectos de la transmitancia directa debido a lo indicado anteriormente puede llegar a degradar totalmente esta capacidad.

Se los puede entender si se estudia su funcionamiento en el dominio del tiempo. Se los puede modelar como un filtro de respuesta a impulsos finitos (FIR); éste estará compuesto por una serie de elementos de retardo de tiempo en cascada, los cuales son muestreados en puntos intermedios a lo largo de la línea de retardo como lo podemos observar en la figura 7.

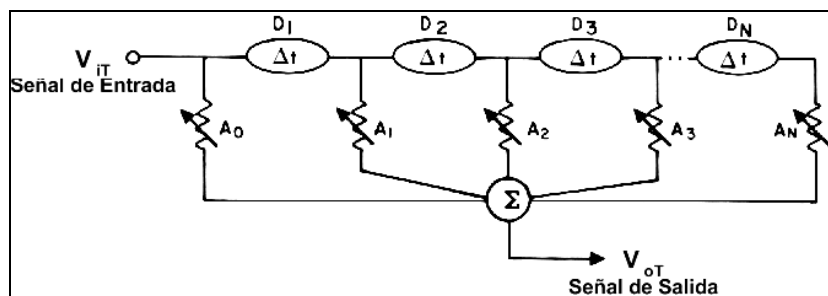


Figura 7.- Esquema de un filtro transversal.

La salida es un señal de tiempo finita en longitud y no tiene realimentación. Los electrodos o dedos poseen la habilidad de muestrear dentro del filtro y la distancia entre los dichos electrodos determina el retardo relativo. Para un muestreo uniforme en un transductor SAW, los retardos entre los puntos de muestreo Δt , están dados por

$$\Delta t = \frac{D}{v_a}$$

; donde D es la separación entre

electrodos y v_a es la velocidad de propagación acústica (ver figura 8). La forma típica de variar la atenuación en el diseño es establecer diferentes inserciones de los electrodos entre electrodos adyacentes, que es la distancia A en la figura 8.

El proceso de la señal a través de una serie de retardos D, que se puede apreciar en la figura 8, esta acompañada por retardos cuya magnitud es controlada por los atenuadores A, y todas las salidas son totalizadas en el sumador Σ . Los retardos se ajustaran de manera tal que algunas frecuencias se suman (banda pasante) y otras se sustraen (banda de rechazo) conformando la función de filtrado.

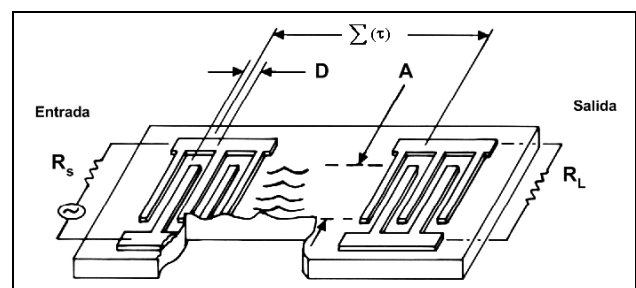


Figura 8.- Esquema elemental del filtro SAW.

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	38

Es importante notar que el ancho de banda de -4 dB es igual a la inversa del retardo total del filtro.

$$\sum \tau = D1 + D2 + D3 + \dots + Dn$$

Por lo tanto, lo angosto del ancho de banda requerido depende de cuan largo es el retardo y de la longitud física. La respuesta $(\sin x)/x$ tendrá el primer lóbulo lateral 13 dB por debajo del principal. Como esto último no es una condición satisfactoria para la mayoría de los requerimientos de filtrado, se realiza una distribución no uniforme de la inserción de los dedos. El resultado de esta técnica es la obtención de un filtro cuyas características dan una respuesta en frecuencia que tiene una característica rectangular y un rechazo de 50 dB o mayor para el primer lóbulo lateral. Es importante tener en cuenta que en un filtro transversal los retardos de las atenuaciones son números reales puros, por lo tanto no hay polos, por lo tanto la característica de fase será lineal.

Propiedades de los materiales

Table 1. Common substrate materials

Material	SAW velocity, m/s	k^2	Max. bandwidth	TCD (ppm/deg C)
Quartz, 34° Y-X	3152	0.13 %	4 %	0
LiNbO ₃ , 128° Y-X	3978	5.4 %	20 %	75
LiTaO ₃ , X-112° Y	3302	0.84 %	8 %	18
LiTaO ₃ , 42° Y-X	4214	5.0 %	20 %	32

El coeficiente k^2 , denominado coeficiente de acoplamiento, determina la eficiencia del acoplamiento electrostático, es decir, controla el ancho de banda fraccional vs. La mínima perdida por inserción para un material en particular y una estructura determinada del filtro.

La capacidad C_s depende del tipo de estructura de los electrodos y de las propiedades dieléctricas del substrato, siendo esta especificada por pares de electrodos de un cuarto de longitud de onda espaciados a media longitud de onda.

vo es la velocidad de propagación superficial, siendo esta función del tipo de material, ángulo de corte y dirección de propagación.

El coeficiente de retardo por temperatura (TCD) da una indicación del desplazamiento de frecuencia en función de la temperatura y es particular para un ángulo de corte y la dirección de propagación.

Especificaciones

- Frecuencia central (f_0)
- Ancho de la banda de paso (B_p)
- Variación de la amplitud dentro de la banda de paso (A_p)
- Variación de la fase dentro de la banda de paso ($\Delta\phi$)
- Banda de transición (B_s)
- Rechazo de la banda atenuada (REJ)
- Pérdidas por inserción (IL)

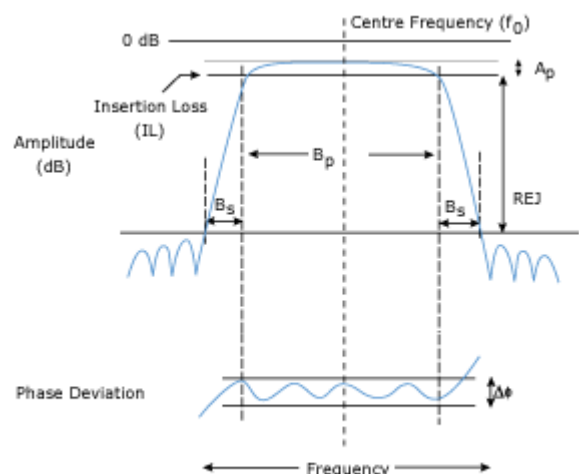


Fig. 1 SAW Parameters

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	39

Otros puntos importante para tener en cuenta:

- El ancho de banda fraccional es $B_p \div f_0$. Esta relación tiene un peso importante en el material elegido para ser usado en el sustrato (ver tabla 1), y por ello también el coeficiente de temperatura. La primera consideración para el diseñador de un filtro SAW es la selección de un material adecuado y un tipo de dispositivo (la tabla 2 es una lista parcial).

Table 2. Performance capabilities of SAW Bandpass Filters (partial list)

Type	material	Centre freq. MHz (approx)	Loss db	bandwidth MHz	stopband suppression	amplitude ripple	shape factor
Transversal	any	30–1500	15–30	< 20 %	< 60 dB	0.1 dB	1.1:1
SPUDT	Quartz	30–1000	5–10	< 2 %	< 45 dB	0.5 dB	2:1
TCR	Quartz	50–400	1–2	< 0.2 %	< 40 dB	1 dB	3:1
LCR	LiTaO ₃	20–2000	> 2	< 3 %	< 40 dB	1 dB	3:1
IEF	LiTaO ₃ or LiNbO ₃	800–3000	1–3	2–5 %	< 40 dB	2 dB	2:1

- El Factor de forma es el ancho de banda hasta los extremos de la banda de paso, dividido por el ancho de la banda de paso, es decir: $(B_p + 2 \cdot B_s) \div B_p$. El mínimo valor posible para este factor depende del tipo de filtro. Los filtros transversales pueden tener un factor de forma tan bajo como 1.1. El tamaño efectivo del filtro es principalmente determinado por (B_s) . El mínimo valor para (B_s) es aproximadamente 200KHz.
- En la banda de paso es necesario especificar las variaciones de amplitud y fase permitidas, y éstas deben ser especificadas en relación a los anchos de banda definidos. Usualmente la misma banda puede ser utilizada para ambos parámetros. La banda debe ser especificada porque los resultados dependen de ella.

La variación de fase se puede especificar de varias maneras: una forma es especificar la variación del retardo de grupo aceptable, $\Delta\tau$, dentro de una banda específica. Otra forma es especificar la variación de fase permitida, $\Delta\phi$, dentro de una banda determinada. Alternativamente, suele indicarse la desviación de fase RMS. Para un filtro SAW, la variación de fase es normalmente el parámetro de mayor relevancia en cuanto a la medición de su desempeño.

La distorsión de fase o retardo se suele especificar solo para la región de la banda de paso, o cercanas. Dicha distorsión puede despreciarse para la banda de rechazo, ya que debido a la respuesta del filtro está en niveles bajos para esos rangos de frecuencia.

Modelo equivalente

El modelo de un transductor SAW uniforme, está compuesto por tres elementos que conforman un circuito equivalente, donde uno de los elementos es pasivo y los dos restantes son función de la frecuencia, los cuales estarán configurados de acuerdo a los parámetros constructivos.

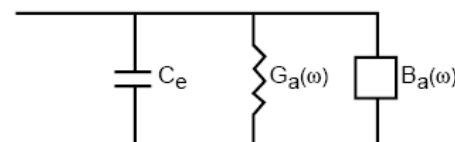


Figura 14: Circuito Equivalente

Donde los elementos de este modelo vienen definidos por:

$$C_e = C_s \cdot W_a \cdot NP$$

donde C_s es la capacidad dada en la tabla 2, NP es el número de pares de electrodos que interactúan en el transductor, y W_a es el ancho del transductor.

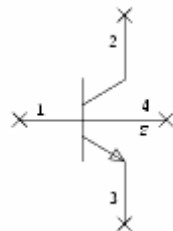
Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	40

MICROWAVE OFFICE

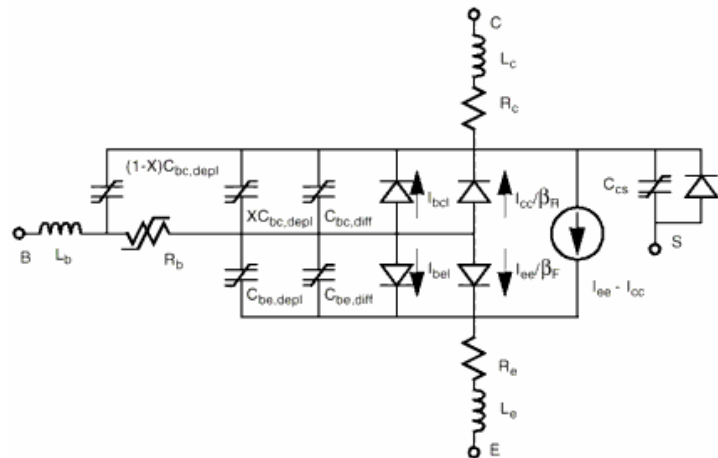
Es un software que incluye simuladores de circuitos lineales y no lineales, herramientas de análisis electromagnético y capacidades de diseño estadístico, entre otras características para facilitar, a los diseñadores de equipo de RF y microondas, las pruebas realizadas sobre los sistemas y la implementación física de sus diseños.

A continuación, los modelos para radiofrecuencia de algunos componentes.

El transistor BJT para radiofrecuencias



Símbolo

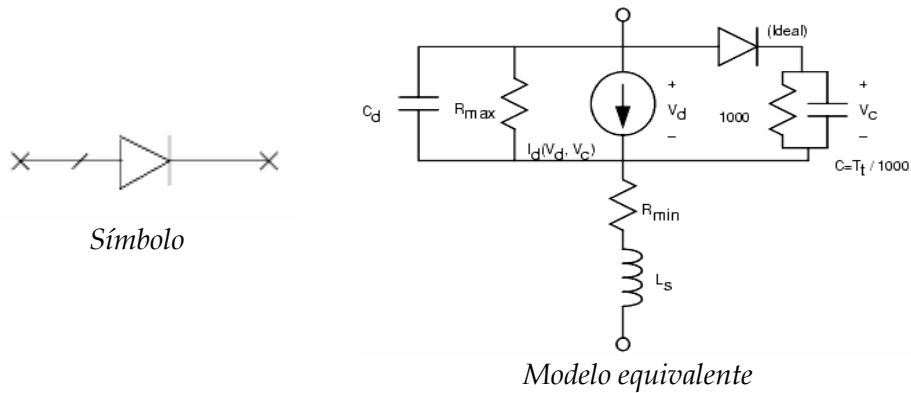


Modelo equivalente

Nombre	Descripción	Nombre	Descripción
ID	Device ID	CJC	CJ0 for BC junction
IS	Saturation current	VJC	BC built-in potential
BF	Fwd current gain	MJC	BC grading coefficient
NF	Fwd ideality factor	XCJC	Fraction of CBC to internal node
VAE	Fwd Early voltage	TR	Rev transit time
IKF	Fwd current knee	CJS	CJ0 for substrate capacitance
ISE	BE leakage current param	VJS	Built-in potential for substrate cap
NE	BE leakage ideality factor	MJS	Substrate cap grading coeff
BR	Rev current gain	XTB	(Not implemented)
NR	Rev ideality factor	EG	(Not implemented)
VAR	Rev Early voltage	XTI	(Not implemented)
IKR	Rev current knee	KF	(Not implemented)
ISC	BC leakage current param	AF	(Not implemented)
NC	BC leakage ideality factor	FC	Coef for fwd-bias depletion
RB	Base resistance	TYPE	(Not implemented)
IRB	Current where RB falls halfway to min	NK	(Not implemented)
RBM	Min base resistance	TNOM	Temperature
RE	Emitter resistance	FFE	(Not implemented)
RC	Collector resistance	KB	(Not implemented)
CJE	CJ0 for BE junction	AB	(Not implemented)
VJE	BE built-in potential	ISS	Collector-substrate current param
MJE	BE grading coefficient	NS	Collector-substrate ideality factor
TF	Fwd transit time	TS	Collector-substrate diode storage time
XTF	Coef for bias dependence of TF	LB	Base inductance
VTF	Voltage for VBC dependence of TF	LE	Emitter inductance
ITF	High-current parameter for TF	LC	Collector inductance
PTF	Excess phase param	AFAC	Area scale factor

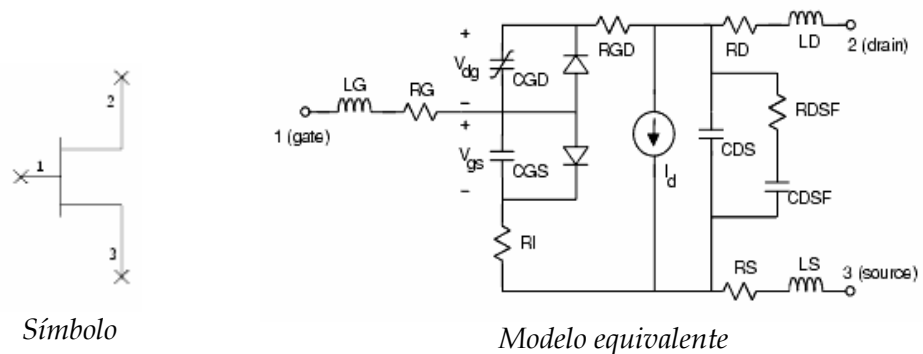
Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	41

El diodo PIN para radiofrecuencias



Nombre	Descripción	Nombre	Descripción
ID	Device ID	CD	RF junction capacitance
IS	Reverse saturation current	RMIN	Min jcn resistance
N	Ideality factor	RMAX	Max jcn resistance
TT	Storage time	LS	Series inductance
GD	Parameter for jcn resistance	T	Temperature
KD	Current exponential	AFAC	Area scale factor

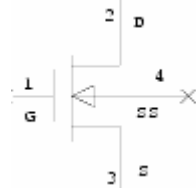
El transistor JFET para radiofrecuencias



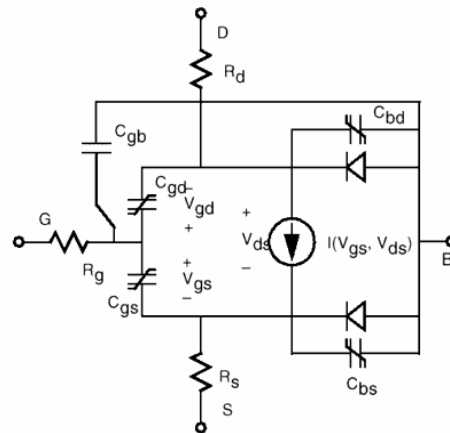
Nombre	Descripción	Nombre	Descripción
ID	Device ID	P40	Gate-drain capacitance polynomial coef.
P1	I/V polynomial coefficient	P41	Gate-drain capacitance polynomial coef.
P2	I/V polynomial coefficient	P400	Gate-drain capacitance polynomial coef.
P3	I/V polynomial coefficient	ISG	Gate diode current parameter
B1	Subthreshold polynomial coefficient	NG	Gate diode ideality factor
B2	Subthreshold polynomial coefficient	BVG	Gate breakdown voltage
VDB	Subthreshold voltage parameter	RG	Gate resistance
VPK	Gate voltage at peak Gm	RS	Source resistance
ALPHA	Drain I/V knee parameter	RI	Intrinsic resistance
LAMBDA	Drain-source resistance parameter	RD	Drain resistance
IPK	Current at peak Gm	RGD	Gate-drain resistance
TAU	Gate-drain time delay	RDSF	RF drain-source resistance
CGS0	Gate-source capacitance parameter	CDSF	Capacitance that determines Rds break frequency
P10	Gate-source capacitance polynomial coef.	CDS	Drain-source capacitance
P11	Gate-source capacitance polynomial coef.	TNOM	Temperature
P20	Gate-source capacitance polynomial coef.	LS	Source inductance
P21	Gate-source capacitance polynomial coef.	LG	Gate inductance
CGD0	Gate-drain capacitance parameter	LD	Drain inductance
P30	Gate-drain capacitance polynomial coef.	AFAC	Gate width scale factor
P31	Gate-drain capacitance polynomial coef.	NFING	Number of fingers scale factor

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	42

El transistor MOSFET para radiofrecuencias



Símbolo



Modelo equivalente

Nombre	Descripción	Nombre	Descripción
VTO	Threshold voltage at zero bias	TPG	Gate material flag; metal=0, same=-1, diff=+1
KP	Transconductance parameter	LD	Lateral diffusion length
GAMMA	Bulk-effect parameter	UO	Mobility (cm ² /v*s); must not be zero if TOX=0
PHI	Surface potential	FC	Depletion capacitance linearization parameter
LAMBDA	Channel-length modulation parameter	RG	Gate resistance
RD	Drain resistance	RDS	Drain-source resistance
RS	Source resistance	N	Bulk PN ideality factor
CBD	Bulk-drain capacitance at zero bias	TT	Bulk PN storage time
CBS	Bulk-source capacitance at zero bias	TNOM	Temperature
PB	Bulk junction built-in voltage Voltage 0.8 V	ER	Substrate dielectric constant
IS	Bulk junction current parameter Current 1e-11 mA	EOX	Oxide dielectric constant
CGSO	Gate-source overlap capacitance per meter of gate width	NI	Substrate intrinsic carrier concentration (cm ⁻³)
CGDO	Gate-drain overlap capacitance per meter of gate width	KF	Drain flicker (1/f) noise coefficient
CGBO	Gate-bulk overlap capacitance per meter of gate length	AF	Drain flicker (1/f) noise exponential term
RSH	Drain & source diffusion sheet resistance	FFE	Drain flicker (1/f) noise frequency exponent
CJ	Bulk bottom capacitance per square meter at zero bias	L	Gate length
MJ	Bulk junction grading parameter	W	Gate width
CJSW	Bulk junction periphery capacitance per meter at zero bias	AS	Source diffusion bottom area m ²
MJSW	Bulk junction periphery capacitance grading parameter	AD	Drain diffusion bottom area, m ²
JS	Bulk junction saturation current per square meter	PS	Source diffusion perimeter
TOX	Oxide thickness	PD	Drain diffusion perimeter
NSUB	Bulk doping density (cm ⁻³)	NRD	Number of squares in drain area (for RD)
NSS	Surface state density (cm ⁻²)	NRS	Number of squares in source area (for RS)

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	43

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA

Se procederá al diseño de un amplificador de RF con entrada de 1 mW y salida de 2W, con impedancias de fuente y de carga de 50 Ω , y que opera en la banda de VHF a una frecuencia de 100 MHz, y es modulado en frecuencia.

La ganancia de potencia del amplificador debe ser de:

$$G = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{2\text{ W}}{1\text{ mW}} = 2000$$

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = 10 \log_{10} \frac{2\text{ W}}{1\text{ mW}} = 33\text{ dBm}$$

Profesor	Curso	Hoja N°
Buraschi – Garino – Ferrino – Maigua – Picciuolo	5R1	44

Fuentes

<http://www.epirsa.com/contenido/productos/pcoaxiales/coax2.htm#tnc> (Cables coaxiales)

<http://www.epcos.com> (Acopladores)

<http://www.frbb.utn.edu.ar/electronica/ea-iii> (Filtros SAW)

<http://web.appwave.com> (Microwave Office)

<http://www.epirsa.com/contenido/productos.htm> (Conectores)

<http://www.cbsite.nl/modif/onderdelen/smallsig.htm> (BJT)

<http://www.cbsite.nl/modif/onderdelen/fet.htm> (JFET)