

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA
NACIONAL

Facultad Regional Bahía Blanca
Departamento Electrónica

FILTRO DE ONDA ACÚSTICA
SUPERFICIAL

Parte I

CONCEPTOS TEÓRICOS



Ing. Nestor Hugo Mata
Profesor Titular
Electrónica Aplicada III

1999

ONDAS ACÚSTICAS DE SUPERFICIE U ONDAS DE RAYLEIGH

Este efecto que se produce sobre una superficie cristalina, primordialmente en materiales con características piezo eléctricas, se compone de dos ondas, una de compresión y la otra de cizallamiento, que confinan en la superficie del cristal la energía de las ondas acústicas de superficie. Esta compresión y cizallamiento, como es sabido producirán en el substrato cristalino piezo eléctrico, una onda electrostática asociada a las anteriores. Esto último es lo que permite con facilidad la excitación y/o la detección de la onda acústica.

Otra característica particular de este efecto, es que, la velocidad de propagación de estas ondas superficiales es de cuatro ordenes de magnitud inferiores a la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas. esto permite que tanto las magnitudes de las longitudes de onda λ como los retardos de tiempo que se producen en su traslación sean cantidades manejables a nivel de integración de un substrato. En la tabla 1 podemos observar magnitudes comparativas entre una onda electromagnética y una onda electroacústica superficial.

TABLA COMPARATIVA DE LONGITUDES DE ONDA ENTRE ONDAS SAW Y EM

Parámetro	Onda SAW	Onda EM
$f_0 = 10 \text{ MHz}$	$\lambda_{SAW} = 300 \text{ mm}$	$\lambda_{EM} = 30 \text{ m}$
$f_0 = 2 \text{ GHz}$	$\lambda_{SAW} = 1.5 \text{ mm}$	$\lambda_{EM} = 0.15 \text{ m}$
retardo= 1 nseg	$L_{SAW} = 3 \text{ mm}$	$L_{EM} = 0.3 \text{ m}$
retardo= 10 mseg	$L_{SAW} = 30 \text{ mm}$	$L_{EM} = 3.000 \text{ m}$

Tabla N° 1

A partir de esto podemos simplificar el comportamiento de la onda acústica de superficie considerando que es una onda sonora de alta frecuencia que viaja a través de

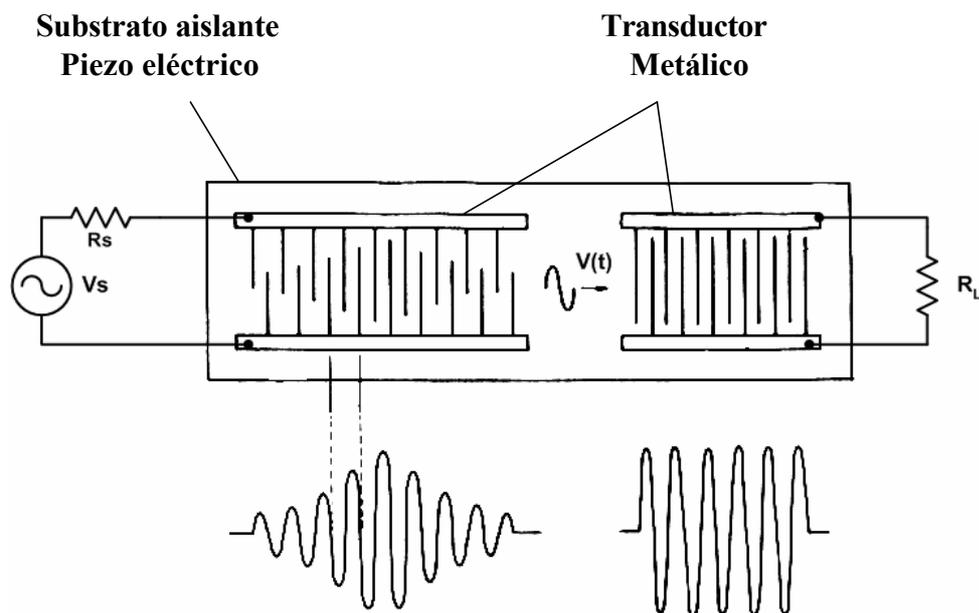


Figura N° 1

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL "SAW"

la superficie pulida de un substrato cristalino piezo eléctrico. La conversión de energía eléctrica en energía acústica se produce mediante un transductor interdigital depositado sobre la superficie del substrato como puede apreciarse en la figura 1 en la cual se describe un transductor SAW de primera generación con pérdidas de inserción entre 20 y 35 dB.

Otro inconveniente presentado por la primera generación, es la producción de ecos de triple tránsito, como se puede observar en la figura 2, que trae como consecuencia ondulaciones de fase y amplitud en la banda pasante de los filtros SAW transversales.

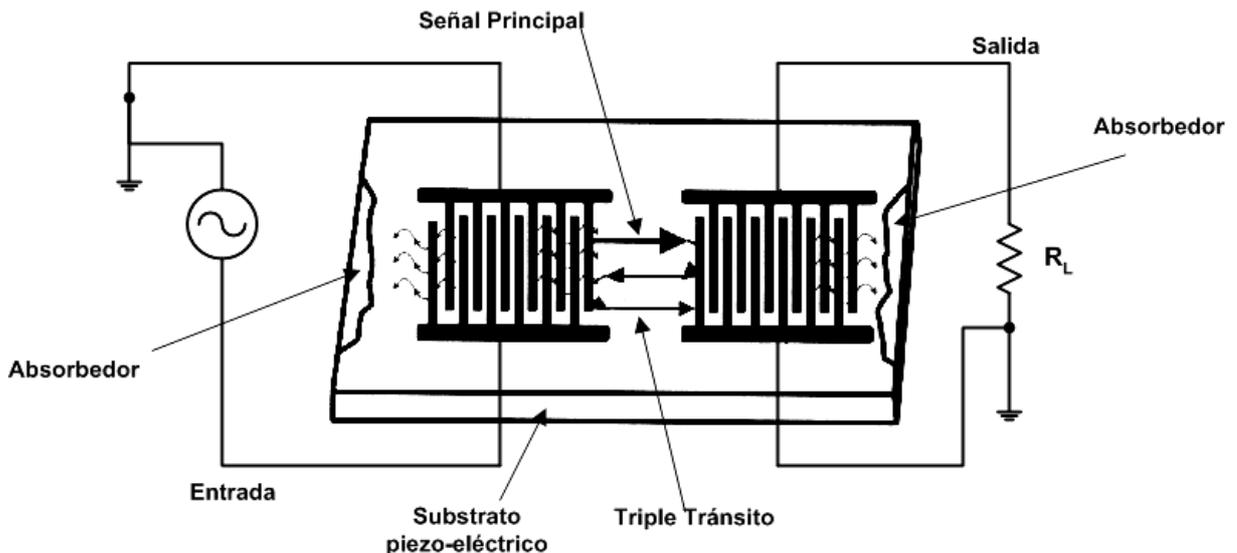


Figura 2

La atenuación es debida principalmente al modo de onda bidireccional y a la desadaptación de impedancias. El filtro de la figura 1 usa dedos interdigitales espaciados a media longitud de onda con lo cual la energía acústica se propaga en dos direcciones a través de la superficie del substrato. cuando se trata de adaptar la impedancia en la puerta de salida, haciendo la carga igual a la impedancia presentada por el filtro, produce una regeneración de la onda que viaja hacia el puerto de entrada, lo cual produce las ondulaciones que presenta el filtro en la respuesta de la banda pasante. La forma de eliminar este efecto consiste en cargar la salida con una resistencia de carga mucho mas baja que la de la impedancia del puerto, pero esto redunda en una gran pérdida de inserción.

El efecto de las ondas acústicas superficiales presenta las siguientes propiedades:

- 1.- Transducción
- 2.- Regeneración
- 3.- Reflexión
- 4.- Alinealidades Elásticas

cada una de estas propiedades se aplican separadamente o en conjunto para lograr los efectos deseados, por lo tanto la estructura física de un elemento SAW se estudiará para cada aplicación en particular.

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL “SAW”

Si bien el material primario con los cuales se inicio el estudio de las estructuras SAW fue el cuarzo, por sus características piezo eléctricas perfectamente definidas, en la actualidad son de uso común el Niobato de Litio (LiNbO_3) y el Tantalato de Litio (LiTa_2O_5). Estos últimos materiales son anisotrópicos y por lo tanto sus característica cambian de acuerdo con el plano de corte respecto a sus ejes óptico, mecánico, y eléctrico. En la Tabla 2 se puede observar algunos de los materiales más comunes.

PROPIEDADES COMUNES DE LOS MATERIALES UTILIZADOS EN SAW

Parámetro	Material			
	ST-Cuarzo	YZ-LiNbO ₃	128°YX LiNbO ₃	YZ LiTa ₂ O ₃
k^2 (%)	0.16	4.8	5.6	0.72
C_s (pf/cm - par)	0.05	4.6	5.4	4.5
n_0 (m/s)	3159	3488	3992	3230
Temp.coef. de retar. (ppm/°C)	0	94	76	35

Tabla 2

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

n_0 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.

Otro aspecto a tener en cuenta en función de la selección del ancho de banda fraccional, la temperatura de operación, y la atenuación por inserción, es el de la selección del tipo de sustrato de acuerdo a las especificaciones a obtener. Normalmente se utiliza un sustrato de cuarzo, lo que permite cierta estabilidad con la temperatura. El uso de otros materiales para el sustrato obedece a requerimientos de un ancho de banda mayor, pero esto implica una pérdida de la performance en cuanto a la estabilidad con la temperatura. En la figura 3 se observa el comportamiento de los distintos materiales de sustrato en cuanto a las pérdidas por inserción en función del ancho de banda fraccional.

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL "SAW"

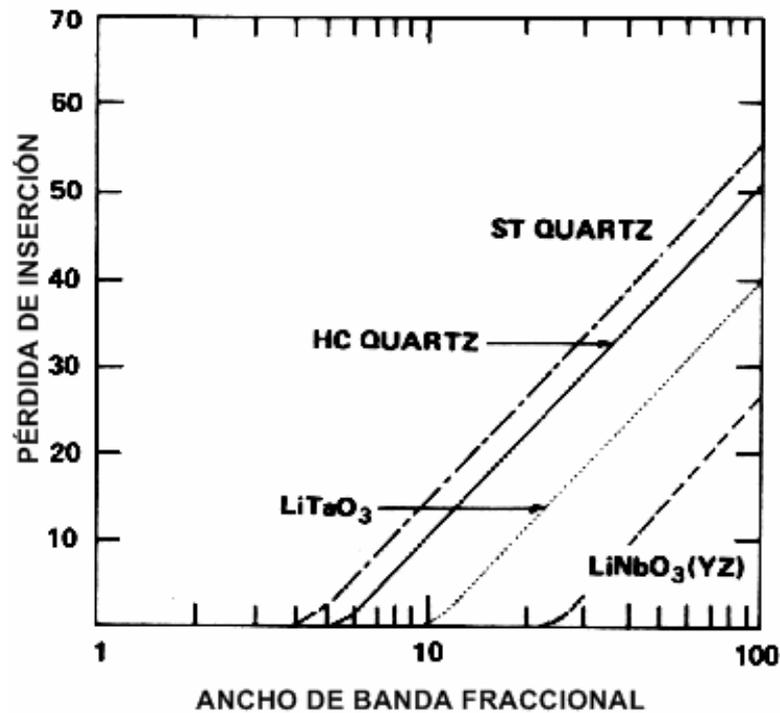


Figura 3: Pérdidas de inserción mínima teórica para distintos sustrato de un transductor unidireccional

FILTROS SAW

Filtros transversales de baja pérdidas: Los filtros SAW de baja pérdida se obtienen por medio de una construcción física que produce la propagación de energía acústica en una sola dirección evitando las pérdidas que una configuración de propagación bidireccional. El transductor se construye como se observa esquemáticamente en la figura 4.

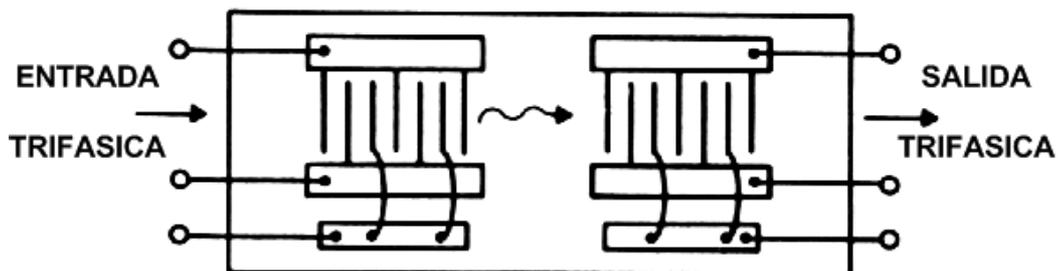


Figura 4: Filtro SAW elemental

En este caso se conforman como un elemento de dos puertos los cuales se pueden cargar con impedancias adaptadas sin que se produzcan reflexiones. Las únicas pérdidas que se mantienen son las producidas por resistencia parásita, difracción y propagación acústica, siendo estas pérdidas entre 3 a 6 dB como máximo. Esta configuración trabaja como transductor de 3 fases y lo podemos observar en la figura 5.

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL "SAW"

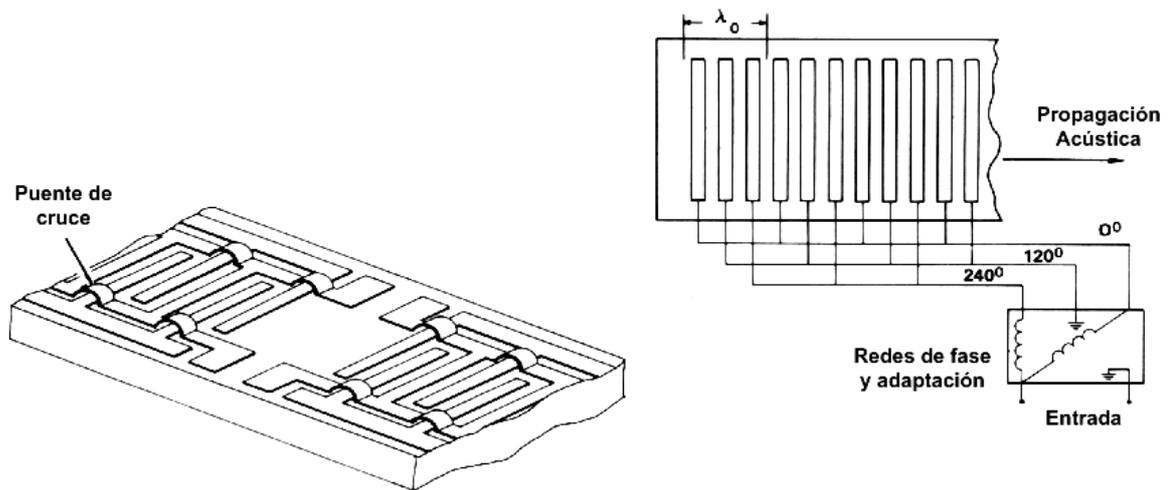
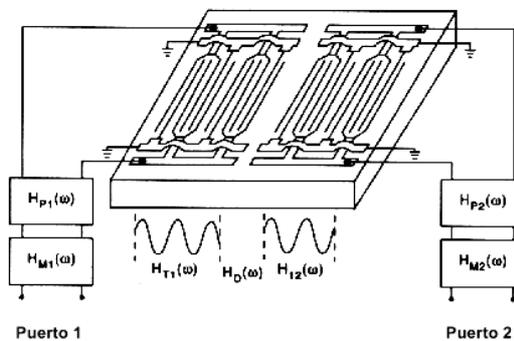
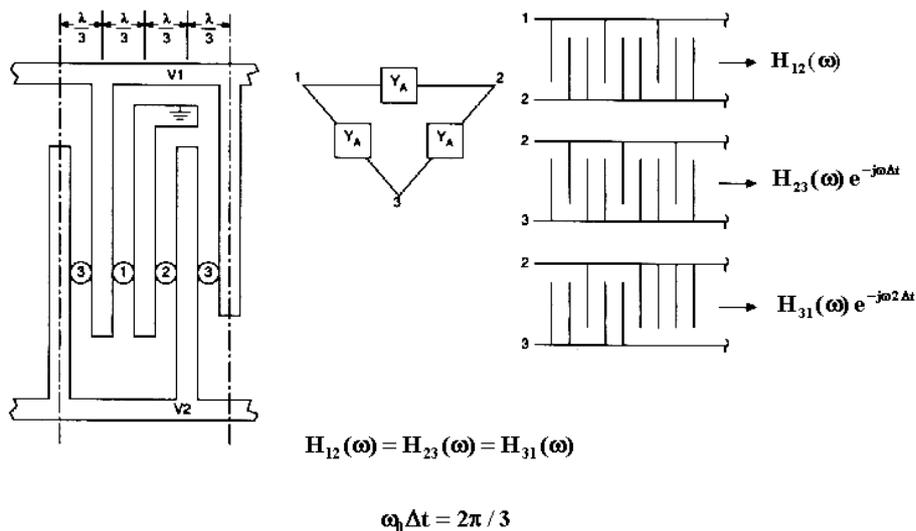


Figura 5 : Celda Trifásica

En la estructura de un transductor unidireccional de tres fases, la celda unitaria consiste de tres electrodos, cada uno conectado a una barra de conexión, con una separación de período electródico de $l_0/3$. Una de las barras está puesta a tierra y las otras dos barras son conducidas por una red eléctrica donde $V_1 = V_2 \cdot 60^\circ$ como se observa en la figura 6.



$$H(\omega) = H_{M1}(\omega) \cdot H_{P1}(\omega) \cdot H_{T1}(\omega) \cdot H_D(\omega) \cdot H_{T2}(\omega) \cdot H_{P2}(\omega) \cdot H_{M2}(\omega)$$

Figura 6 : a) Celda unitaria de tres fases y su circuito equivalente. b) Diagrama esquemático de un transductor unilateral de tres fases con las respectivas respuestas y redes de adaptación.

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL “SAW”

Para el análisis de este tipo de transductor se puede hacer uso del análisis de un transductor interdigital simple, considerando que el transductor de tres fases, está constituido por tres transductores simples colinales con desplazamiento de fase espacial como se puede apreciar en la figura 6-a . En conjunción con este desplazamiento espacial se utiliza una red desfasadora eléctrica constituida por uno o dos elementos reactivos, con esto se logra que la energía se enfoque en una sola dirección. Esto permite adaptar la impedancia de la carga por medio de la adecuada selección de los elementos eléctricos reactivos. en general este tipo de construcción produce un incremento del ancho de banda de un 20 % o menor que el del transductor bidireccional. En la figura 6-b se puede observar un esquema de un transductor doble con sus respectivas respuestas y redes de adaptación para la carga.

La fabricación de transductores de fases múltiples es algo compleja debido a las bajas capacidades que se logran en los cruces, pero con el uso de técnicas de fabricación de transistores de borde de ataque, es posible lograr hasta 500 cruces por transductor.

En las técnicas de filtrado que usan circuitos LC, cristales o cavidades, puede entenderse mejor su funcionamiento, cuando se las estudia como una red de resonadores en el dominio de la frecuencia, modificando las impedancias para obtener una respuesta deseada en frecuencia. Como los filtros SAW son transversales, se los puede entender mejor, si se estudia su funcionamiento en el dominio del tiempo. Como se puede tomar como un filtro de respuesta a impulsos finitos (FIR), este 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.

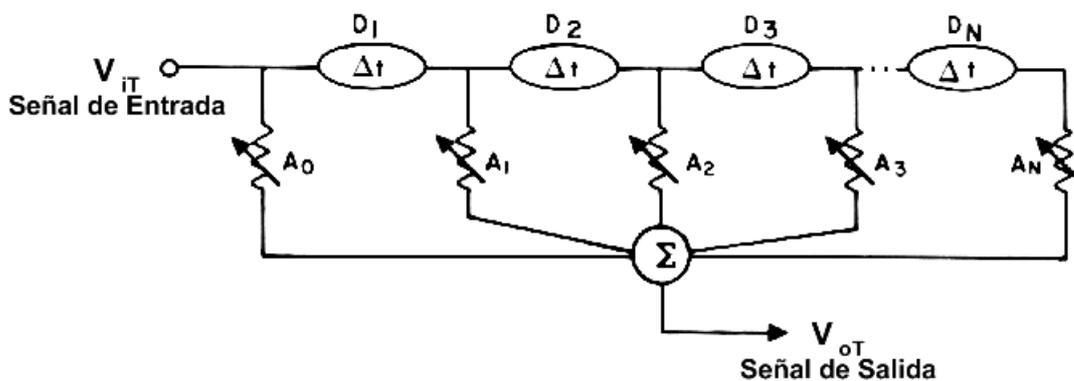


Figura 7.- Esquema de un filtro transversal.

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 Dt , están dados por

$$Dt = \frac{D}{v_a}$$

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.

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL "SAW"

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 S . 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.

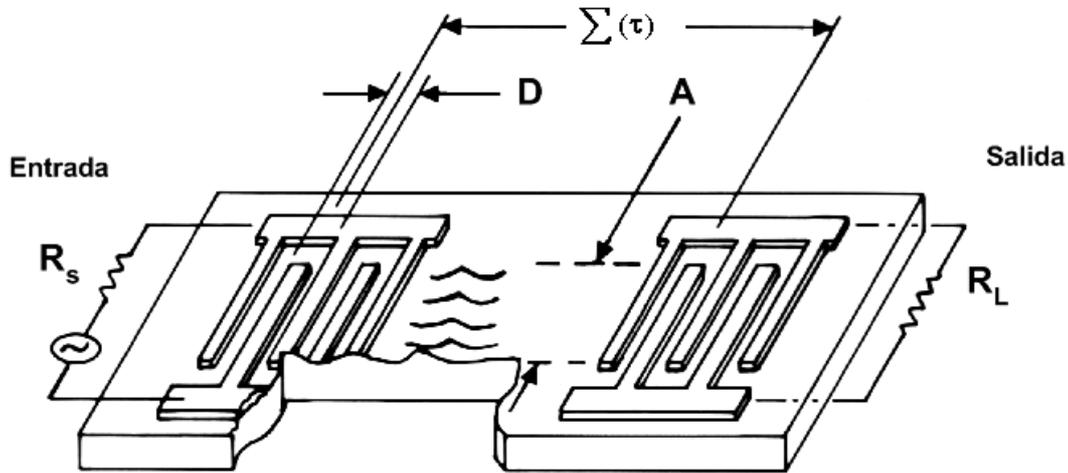


Figura 8.- Esquema elemental del filtro SAW.

Como ejemplo supongamos un filtro de 15 dientes (o sea quince derivaciones) donde cada una de ellas provee una retardo D iguales y la atenuación A de cada dedo es uniforme (Figura 8), lo cual dará una respuesta en frecuencia como podemos observar en la figura 9 que responde a una función $(\text{sen } x)/x$.

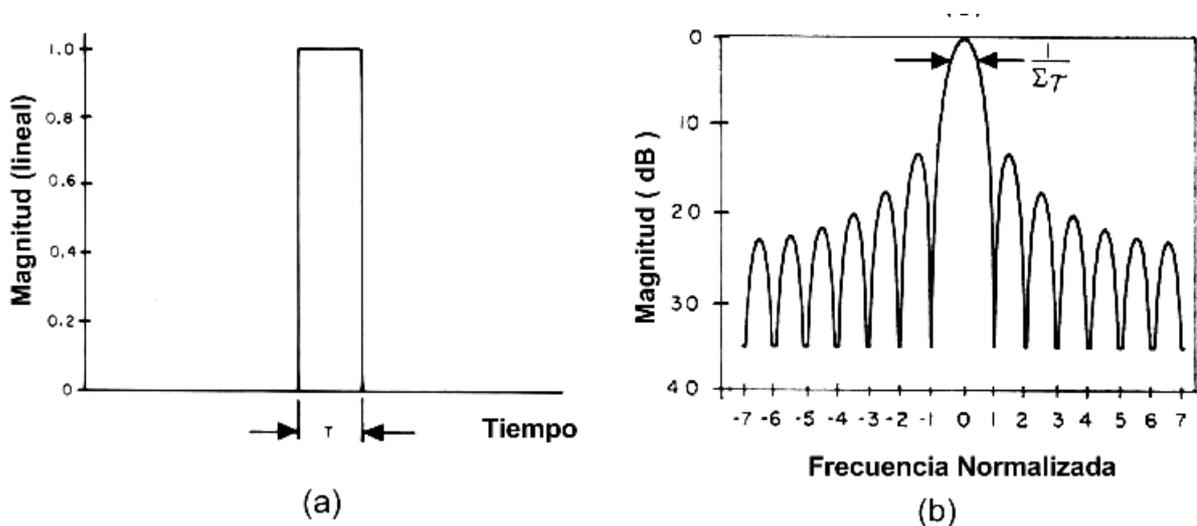


Figura 9.- a) Filtro transversal con distribución uniforme b) Respuesta en frecuencia.

Es importante notar que el ancho de banda de 40 dB es igual a la inversa del retardo total del filtro.

$$St = D_1 + D_2 + D_3 + \dots + D_n$$

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL "SAW"

Por lo tanto, lo angosto del ancho de banda requerido depende de cuan largo es el retardo y de la longitud física. La respuesta $(\text{sen } x)/x$ 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, de acuerdo a una función distribución como la de la figura 10-a, lo que físicamente se implementa de acuerdo a lo que se puede observar en la figura 10-c. El resultado de esta técnica es la obtención de un filtro cuyas características las podemos apreciar en la figura 10-b, donde, como se observa, la respuesta en frecuencia tiene una característica rectangular y un rechazo de 50 dB o mayor para el primer lóbulo lateral.

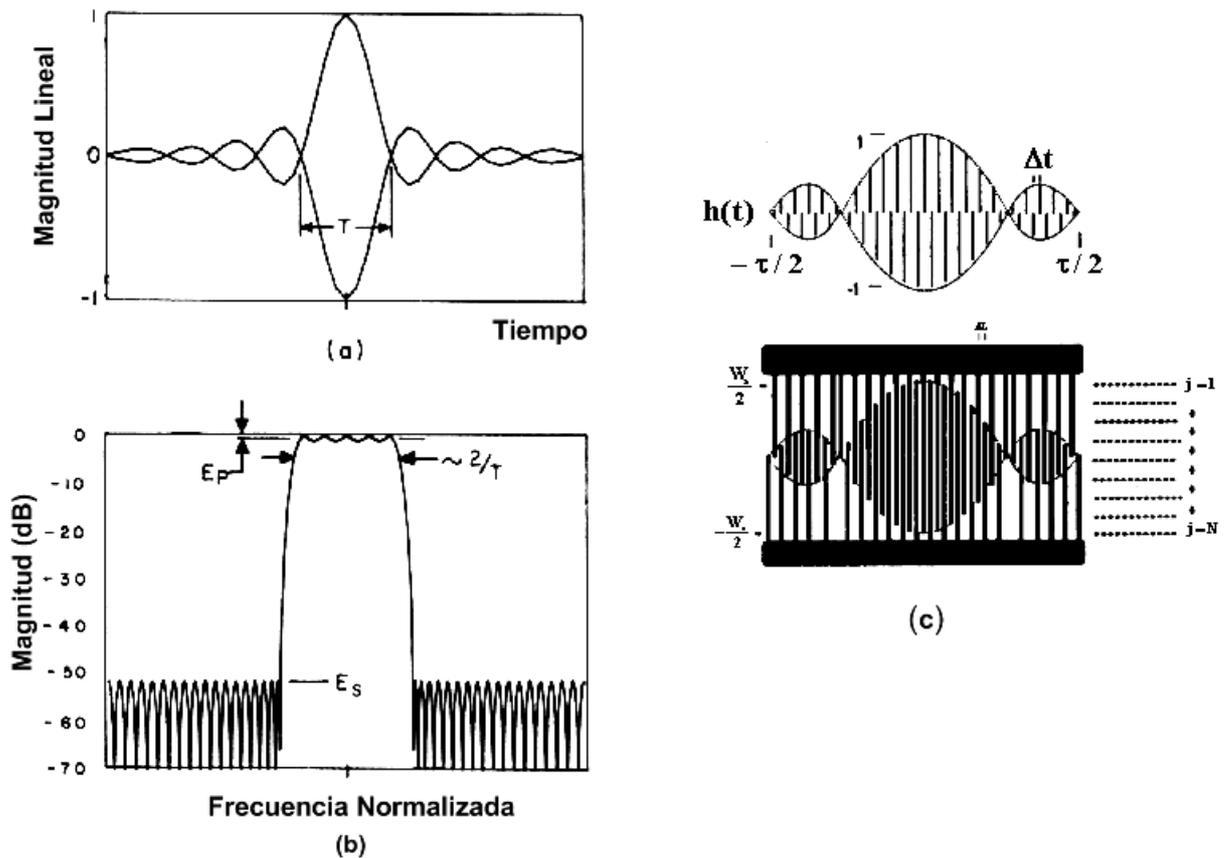


Figura 10.- Filtro transversal con inserción de dedos variable de acuerdo a la función de la fig. a) y con respuesta como la de la fig. b). Forma de los dedos en distribución sopesada fig. c).

Es importante tener en cuenta que un filtro transversal, los retardos de las atenuaciones son números reales puros, por lo tanto no hay polos en consecuencia resultará en una característica de fase lineal.

Desde el punto de vista de las especificaciones de diseño de un filtro SAW, conviene estudiar tanto el dominio del tiempo como el dominio de la frecuencia, ya que las especificaciones en el dominio de la frecuencia, describe la banda de frecuencia de paso y los niveles que se desean con respecto a un nivel de referencia dado. La especificación en el dominio del tiempo, se define normalmente para la respuesta impulsiva deseada y cualquier otra respuesta espuria en el tiempo. Por lo tanto las especificaciones totales deberán definirse con una combinación de ambos dominios. Es por esto que, aprovechando

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL “SAW”

la transformación de Fourier, podemos relacionar las respuestas en el dominio del tiempo y la frecuencia con el uso de las siguientes transformadas

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega$$

debiéndose lograr la autoconsistencia entre los dominios del tiempo y la frecuencia. Teniendo en cuenta que los electrodos de un filtro de onda acústica superficial, actúa como conexiones de muestreo tanto para la transducción, como para la recepción, será necesario muestrear la forma de onda para obtener una modulación de la respuesta en el tiempo de acuerdo a los requerimientos deseados. Si se desea una respuesta en frecuencia simétrica es suficiente muestrear a dos veces la frecuencia central f_0 . Si se desea una respuesta en frecuencia asimétrica será necesario un muestreo a dos veces la frecuencia de la armónica mayor de las componentes, pero es común como solución de compromiso usar cuatro veces f_0 . La respuesta en frecuencia del filtro a obtener, es la convolución de la respuesta en frecuencia deseada con una serie de impulsos separados en f_s (frecuencia de muestreo) en el dominio del tiempo. El efecto de muestreo producirá un conjunto continuo de armónicas en el dominio de la frecuencia conjuntamente con la respuesta deseada en f_0 . La función de muestreo la podemos escribir como una función periódica

$$S(t_p) = \sum_{-p/2}^{p/2} a_p \cdot \delta(t - t_p)$$

donde el coeficiente a_p es el valor muestreado, $t_p = p \cdot Dt$ y p es el p -ésimo período muestreado y Dt es el tiempo del período de muestreo entre muestras p y $(p-1)$.

La respuesta en frecuencia estará dada por

$$\begin{aligned} G(f) &= \sum_{-p/2}^{p/2} S(t_p) \cdot e^{-j2\pi f t_p} \\ &= \sum_{-p/2}^{p/2} S(t_p) \cdot e^{-j2\pi p \frac{f}{f_s}} \end{aligned}$$

donde la frecuencia de muestreo es $f_s = 1/Dt$. El efecto de muestreo en el dominio del tiempo puede observarse si hacemos $f = f + m f_s$, donde m es un entero, con lo cual obtendremos

$$G(f + m f_s) = G(f)$$

con lo que se verifica que es una respuesta en frecuencia con períodos armónicos.

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL "SAW"

Como el filtro SAW está constituido por dos transductores, los cuales pueden tener distintas f_0 , ancho de banda, etc., se podrá dar una gran flexibilidad al diseño del filtro para alcanzar las especificaciones, puesto que permite el producto de dos respuestas en frecuencia.

APODIZACIÓN DE TRANSDUCTORES SAW

La apodización consiste en estructurar la longitud de los dedos para obtener una función distribución de la forma y longitud de interinsertado. Este es el método más difundido de sopesar la interacción de los dedos del transductor (ver fig. 10-c). Con este método, se controla el tiempo de muestreo para la respuesta a un impulso, al asignar un interinsertado dado de los dedos de polaridad opuesta y una posición relativa, de manera de lograr un muestreo sopesado y normalizado en un tiempo definido. Si normalizamos, tomando como referencia el dedo de mayor longitud de interinsertado, el cual se le asigna un peso unitario, éste actuará dentro de todo el ancho de banda, mientras que para aquellos dedos que tienen un interinsertado pequeño contribuirán con un peso limitado. La respuesta en el tiempo de cada impulso se puede tomar para cada dedo, como se observó en la fig. 7, suponiendo igual peso pero con longitudes de tiempo y respuesta al impulso variables. Cada uno de estos caminos son realizados a lo largo del ancho de banda del transductor, seleccionando el interinsertado de los electrodos (dedos) en la posición apropiada, para obtener la contribución esperada.

Tomando como referencia la distribución indicada en la figura 10-c, la respuesta impulsiva puede representarse con precisión, como la suma de muestras uniformes colocadas en la posición apropiada en el tiempo, en un camino asignado. Esto se puede expresar matemáticamente como

$$h(t) = \dot{\mathbf{a}}_{i=1}^1 h_i(t)$$

con

$$H(\omega) = \dot{\mathbf{a}}_{i=1}^1 H_i(\omega) = \dot{\mathbf{a}}_{i=1}^1 \left\{ \dot{\mathbf{a}}_{t/2}^{t/2} h_i(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \right\}$$

en esta última expresión podemos observar que es totalmente dependiente de la respuesta impulsiva t que se desee. Si se tiene en cuenta el sopesado espacial se complicará sustancialmente el circuito equivalente del transductor, por lo tanto, cada camino se evalúa por separado teniendo en cuenta las capacidades, conductancias y susceptancias acústicas. Con esto se procede a sumar los valores obtenidos de los diferentes caminos para obtener los parámetros del circuito equivalente del transductor completo.

Como se producen efectos secundarios debido a la apodización, no se puede obtener un rendimiento uniforme, ya que toda la potencia de un transductor SAW no uniforme no podrá ser extraída por un transductor uniforme y viceversa, por lo tanto la eficiencia se calcula como

$$\mathbf{h} = \frac{\left| \dot{\mathbf{a}}_{i=1}^1 H(\omega_0) \right|^2}{I \cdot \dot{\mathbf{a}}_{i=1}^1 H^2(\omega_0)}$$

donde ω_0 es la frecuencia central de la banda pasante

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL “SAW”

La pérdida por apodización se calcula como

$$\text{Pérdida por Apodización} = 10 \log (h)$$

siendo un valor típico el de 1 dB.

Si se desea colocar en cascada transductores apodizados, se encontrará que el resultado no es el producto de las respuestas de cada uno de los transductores apodizados. Esto se debe a que el perfil del haz irradiado no es uniforme, por lo tanto la respuesta de los transductores apodizados en cascada puede expresarse como

$$H_{12}(w) = \dot{\mathop{a}}_{i=1}^I H_{1i}(w) \cdot H_{2i}(w)$$

$${}^1 \dot{\mathop{a}}_{i=1}^I H_{1i}(w) \cdot \dot{\mathop{a}}_{i=1}^I H_{2i}(w)$$

En general el diseño de los filtros se realiza haciendo, uno un transductor apodizado y el otro transductor uniforme, o bien con dos transductores apodizados acoplados por medio de un componente de conversión espacial a amplitud acústico, como por ejemplo un acoplador multi-cinta (multistrip).

EFFECTOS DE SEGUNDO ORDEN Y DISTORSIÓN EN FILTROS SAW

No se puede completar la discusión de los filtros SAW, sin un tratamiento de los efectos secundarios que existen, en un determinado número, y que puede distorsionar la respuesta a partir de la ideal que se desea. 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, tal como ya lo observamos en la figura 2. 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, consiguiéndose niveles aceptables de ondulaciones debido al triple tránsito. Los ejemplos visibles del efecto de triple tránsito 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. Este efecto produce pérdidas de retorno que gráficamente en una carta de Smith aparecen como capacitiva (ver figura 11).

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL "SAW"

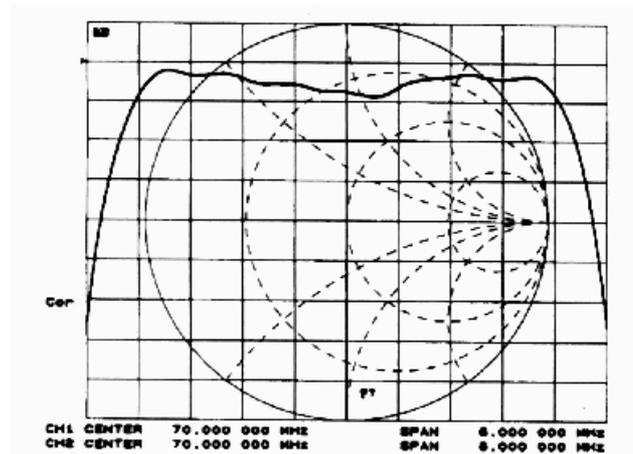


Figura 11.- SAW desadaptado con pérdida de retorno capacitivo y pérdida de 25dB en total.

Esta pérdida, debida a potencia de rf reflejada, se puede reducir por medio de la adaptación de impedancia en el elemento, pero esto agravará el efecto de triple tránsito, esta señal espuria experimenta un retardo de $3t$ donde t es el tiempo de retardo que demora la señal desde la entrada del filtro hasta la salida del mismo como lo observamos en la figura 12-a . Esto produce una ondulación periódica en la banda de paso cuya frecuencia es la reciproca de $2t$, o sea la diferencia de las dos señales como se observa en la figura 12-b.

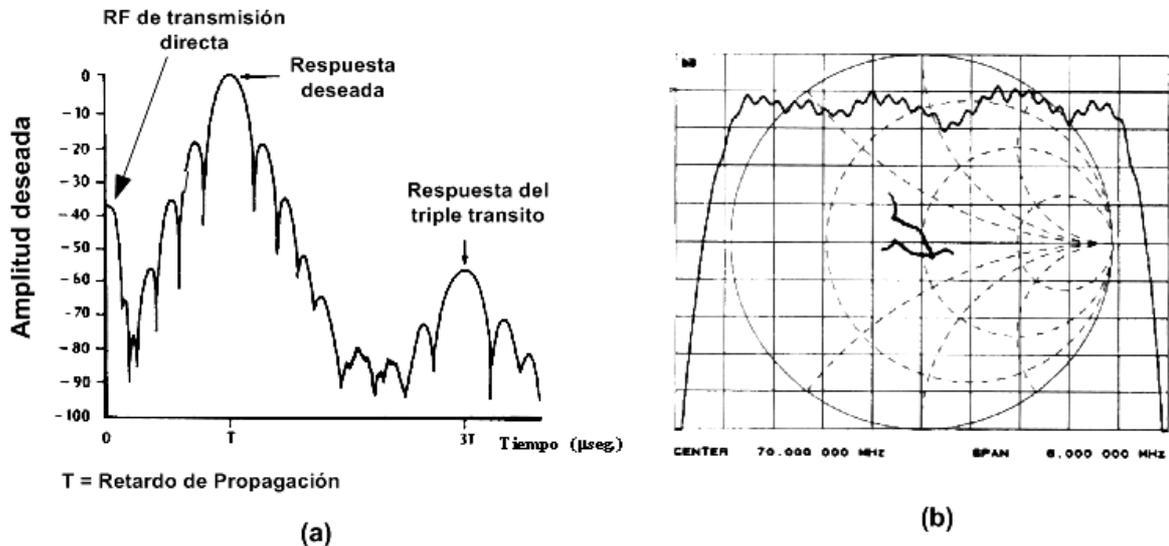


Figura 12.- a) Espectro típico en el dominio de tiempo de un filtro transversal. b) Filtro SAW adaptado en el que se observa la ondulación inducida por el triple tránsito

Esta ondulación se produce tanto en la respuesta de fase como en la de retardo. En la práctica se usan los filtros SAW sin adaptar para minimizar la ondulación en la banda pasante si la pérdida de inserción es aceptable. Otro método es simplemente elegir una inductancia en serie para cancelar la capacitancia del SAW y con esto reducir las pérdidas sin incrementar el efecto de triple tránsito dentro de límites aceptables. En algunos casos se usa una resistencia para obtener un bajo VSWR. Otras aplicaciones requieren una adaptación LC para obtener puertos de 50 Ohms o para minimizar las pérdidas. En

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL “SAW”

general este efecto se puede reducir con un diseño adecuado del transductor como del montaje circuital del filtro de acuerdo a los requerimientos.

Otros modos acústicos espurios se producen en el filtro, y que al ser generados y recibidos dentro del filtro, producirán una distorsión en la banda pasante o alteraciones en la pérdida establecida para la banda de rechazo. Estas ondas espurias se las conoce como BAW (Bulk Acoustic Waves) las cuales se pueden disminuir por medio de, la selección adecuada del material, introduciendo rugosidad de los extremos de la pastilla para producir la dispersión, y con el uso de acopladores multicinta (micro strip).

Como el comportamiento de las ondas acústicas en el medio se difractan análogamente como una onda luminosa plana, esta difracción produce desplazamientos efectivos en la fase y el sopesado de los dedos, lo cual redundará en un incremento de la amplitud de los lóbulos laterales, medidos en la respuesta en frecuencia. Estos problemas se resuelven con el diseño adecuado del substrato en relación a su espesor.

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.

Otro efecto espurio de la respuesta en el tiempo se debe a la transmitancia directa de RF (crosstalk) entre los puertos de entrada y salida. Teniendo en cuenta que la velocidad de propagación de la onda electromagnética es aproximadamente la de la luz, esta tendrá un retardo aproximadamente nulo cuando se lo compara con el retardo t del filtro (ver figura 12-a). Este efecto se desdobra en dos contribuciones en el dominio de la frecuencia, uno causará modificaciones en la amplitud, fase, y el retardo de la misma manera que lo hace el triple tránsito, mientras que el otro será obviamente una desmejora en el rechazo en la banda correspondiente (crosstalk).

Si las conexiones de masa son inadecuadas y no existe un blindaje apropiado entre los pines de la entrada y la salida, o hay acoplamiento inductivo o capacitivo en el filtro SAW o con los componentes de las redes de adaptación, se producirá un puenteo del retardo que teóricamente debe introducir el filtro, con lo que la señal se transmite directamente.

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

RESPUESTA DE LOS FILTROS SAW

En el caso de los filtros bidireccionales, estos están constituidos por dos transductores en cascada, por lo tanto la función transferencia total del filtro, será el producto compuesto por dos funciones transferencia acústicas, dos funciones de transferencia eléctrica y una función de línea de retardo, como se observa en la figura 13. De estas funciones transferencia, la correspondiente a la parte acústica, tendrá un comportamiento particularizado de acuerdo al diseño del filtro como ya hemos visto anteriormente. La función transferencia del camino de propagación $D(w)$, es una función de la línea de retardo que depende de varios parámetros, siendo los de mayor peso la frecuencia y la distancia de separación entre los transductores. Por lo general la función $D(w)$ se la toma

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL “SAW”

como unitaria, siendo esto cierto para frecuencias entre algunas decenas de Mhz y los quinientos Mhz. Los circuitos eléctricos pueden producir distorsión en la respuesta acústica pero por lo general esto se compensa en el diseño del filtro.

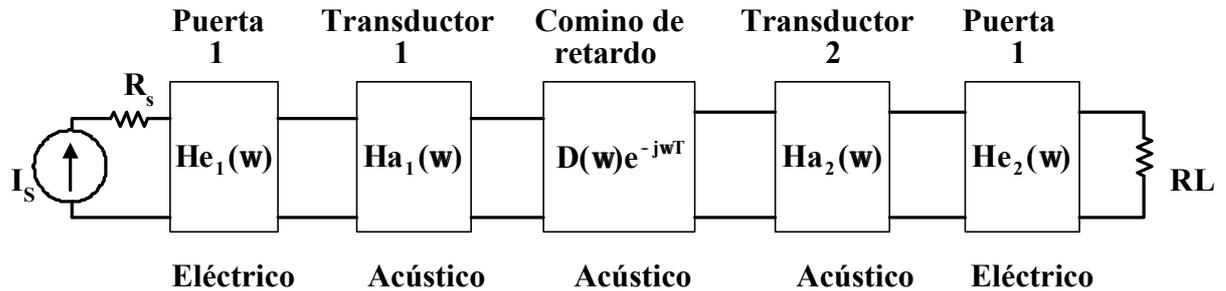


Figura 13: Modelo de un transductor SAW

El modelo de un transductor SAW uniforme, está compuesto por tres elementos que conforman un circuito equivalente como el indicado en la figura 14, 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 del material del transductor, número de electrodos del transductor y la configuración del mismo.

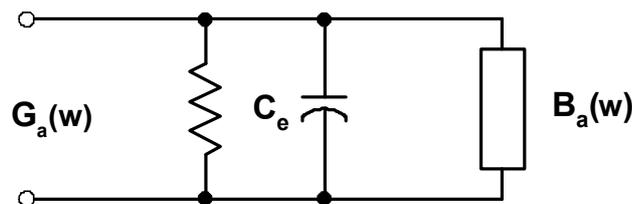


Figura 14: Circuito Equivalente

donde los elementos de este modelo vienen definidos por

$$C_e = C_s \cdot W_a \cdot N_p$$

donde C_s es la capacidad dada en la tabla 2, N_p es el número de pares de electrodos que interactúan en el transductor, y W_a es el ancho del transductor. (ver figura 10-c)

La susceptancia dependiente de la frecuencia asociada a la parte real, está dada por la siguiente expresión

$$B_a(w) = \frac{1}{p} \int_{-p}^p \frac{G_a(u)}{(u-w)} du = G_a(w) * \frac{1}{w}$$

donde * indica convolución y $G_a(w)$ viene dada por

$$G_a(f) = 8 k^2 f_0 C_s N_p^2 \frac{\text{sen}^2(x_n)}{x_n^2}$$

FILTROS DE ONDA ACÚSTICA SUPERFICIAL “SAW”

donde

$$X_n = \frac{w - w_0}{w_0} p \cdot N_p$$

donde la constante k es la dada en la tabla 1 y f_0 es la frecuencia central del filtro. En la figura 15 podemos observar la respuesta en frecuencia y tiempo de un transductor uniforme, y la conductancia dependiente de la frecuencia así también como la transformada de Hilbert de la susceptancia. Se debe tomar en cuenta que esta es una respuesta del modelo ideal, al cual habría que agregar los efectos de segundo orden y distorsiones que se producen en el transductor.

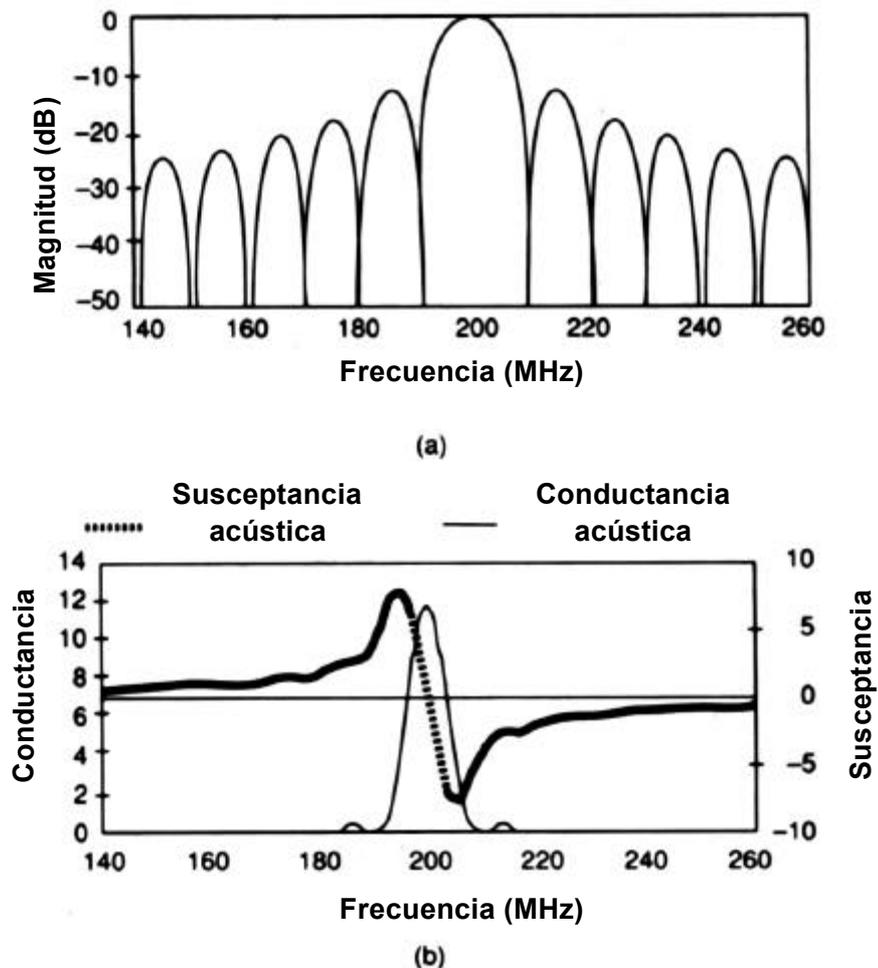


Figura N° 15

- a) respuesta en frecuencia teórica de un transductor SAW. b) Conductancia y susceptancia teórica de un transductor uniforme SAW

La modelación para un transductor unidireccional se toma del comportamiento de los transductores de tres fases, que ya fueron descriptos anteriormente en las figuras 6-a y 6-b, y se puede representar de la forma indicada en la figura N° 16.

