



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
ELÉCTRICA – SISTEMAS ELECTRÓNICOS

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN OSCILADOR CON BASE EN ONDAS
ACÚSTICAS SUPERFICIALES

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA
ALEJANDRO ERASMO ORTEGA Y AGUILAR ÁLVAREZ

TUTOR PRINCIPAL
DR. PABLO ROBERTO PÉREZ ALCÁZAR
FACULTAD DE INGENIERÍA

Ciudad Universitaria, Cd Mx.

ENERO 2018



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

RESUMEN

Se presenta el diseño y construcción de un oscilador con base en una línea de retardo de ondas acústicas superficiales, que pueda ser aplicado en sistemas de sensado. Parte de este trabajo involucra estudiar y aprovechar el comportamiento y las características de los transductores interdigitales así como la construcción de un amplificador con las características necesarias que permita tener diversas frecuencias de operación, dependiendo de las propiedades de las líneas de retardo.

Lo anterior con el fin de desarrollar diversos tipos de sensores activos, tales como acelerómetros, giróscopos, medidores de presión y de temperatura, detectores de gases, etc.

ÍNDICE

PREFACIO	3
1.- ANTECEDENTES	5
2.- LÍNEA DE RETARDO	12
2.1.- Introducción	12
2.2.- El modelo de la función delta	12
2.2.1.- Consideraciones conceptuales	12
2.2.2.- Respuesta al impulso y geometría de la apodización	17
2.2.3.- Respuesta total de un dispositivo SAW	23
2.3.- El modelo de campo-cruzado	24
2.3.1.- Equivalencias electroacústicas	24
2.3.2.- Aplicación de la red eléctrica de dos puertos	28
2.4.- El modelo de la respuesta al impulso	30
3.- OSCILADORES	34
3.1.- Aspectos generales	34
3.2.- Osciladores de bajo ruido	35
3.3.- Amplificadores	42
3.3.1.- Bipuertos	42
3.3.2.- Estabilidad	46
3.3.3.- Ganancia	47
3.3.4.- Ruido	48
3.3.5.- Consideraciones finales	51
4.- DISEÑO DEL OSCILADOR	52
4.1.- Metodología	52
4.2.- Consideraciones iniciales	52
4.3.- Diseño del amplificador	54
4.4.- Diseño del oscilador	59
5.- RESULTADOS Y CONCLUSIONES	68
6.- ANEXOS	73
7.- REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA	75

PREFACIO

Un área que ha cobrado gran relevancia en los últimos años dentro del diseño electrónico es el de los sistemas micro-electromecánicos (MEMS), consistente en dispositivos miniaturizados que comprenden tanto elementos mecánicos integrados (palancas, resortes, membranas deformables, estructuras vibratorias, etc.) como eléctricos (resistencias, condensadores, inductores, etc.), diseñados para trabajar en conjunto con el fin, ya sea de detectar e informar sobre las propiedades físicas, o para realizar algún tipo de interacción física controlada con su entorno inmediato o local; debido a esta doble funcionalidad, los dispositivos MEMS pueden clasificarse como microsensores o microactuadores. Los microsensores y microactuadores son considerados apropiadamente como transductores, ya que son elementos que convierten un tipo de energía a otra. Por lo general, en el caso de los microsensores, el dispositivo convierte señales mecánicas en eléctricas.

En las últimas décadas, los desarrolladores de MEMS han creado un gran número de microsensores para casi todas las posibles modalidades de detección, incluyendo temperatura, presión, fuerzas de inercia, sustancias químicas, campos magnéticos, radiación, etc. Muchos de estos microsensores han demostrado desempeños superiores a los de sus contrapartes macroscópicas. Es decir, la versión micro de, por ejemplo, un transductor de presión, suele superar a un sensor de presión fabricado con las técnicas macroscópicas más precisas. No sólo el rendimiento de los dispositivos MEMS es excepcional, sino que su método de producción aprovecha las mismas técnicas de fabricación de lotes utilizadas en la industria de los circuitos integrados, lo que puede traducirse en bajos costos de producción por dispositivo, así como en muchos otros beneficios. En consecuencia, es posible no sólo lograr un rendimiento óptimo del dispositivo, sino hacerlo a un nivel de costo relativamente bajo.

Una clase muy importante de microsensores son los denominados sensores de ondas acústicas superficiales (SAW) que se basan en la modulación de las ondas acústicas de superficie para detectar un fenómeno físico. El sensor convierte una señal eléctrica de entrada en una onda SAW que, a diferencia de una señal eléctrica, puede ser fácilmente influenciada por fenómenos físicos. El dispositivo, entonces, convierte esta onda de nuevo a una señal eléctrica. Los cambios de amplitud, fase, frecuencia o retardo entre las señales eléctricas de entrada y salida pueden usarse para medir la presencia del fenómeno deseado.

Muchos de estos sensores SAW tienen como componente básico un oscilador, por lo que se hace necesario establecer un procedimiento que facilite su diseño y construcción.

El propósito del presente trabajo consiste en elaborar dicho procedimiento mediante el estudio de los distintos componentes del oscilador que puedan ser aplicados en sistemas de sensado de diversos tipos de variables. Como se verá más adelante, un oscilador de tipo SAW, en su forma más general, consta de diversas partes, pero de entre éstas, dos destacan en importancia: el dispositivo SAW y el amplificador.

Debido a esto, se comenzará con una introducción donde se vean los aspectos más generales de funcionamiento de un dispositivo SAW, específicamente de una línea de retardo, la cual será el elemento empleado en este trabajo; también se hará una descripción de los osciladores y de las condiciones requeridas para su operación.

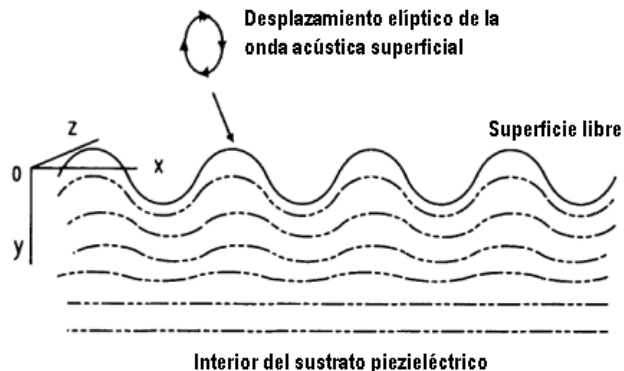
Posteriormente se presentará un capítulo dedicado al análisis de la línea de retardo, enfocándose en las partes del diseño que afectan las características de la oscilación resultante, tales como amplitud y frecuencias de oscilación, desfase y factor de calidad.

Se proseguirá con una sección dedicada al estudio de osciladores, con el fin de tener los criterios necesarios para el diseño de un oscilador de buen desempeño. También se incluirá en esta sección un estudio sobre los diversos dispositivos electrónicos que componen al oscilador, haciendo énfasis en el amplificador, ya que si bien es cierto que la línea de retardo determinará las características esenciales del oscilador, se requiere de un amplificador con una ganancia específica para lograr la oscilación; asimismo, el desempeño del amplificador repercutirá en la nitidez de la señal resultante.

Por último, se presentará el diseño propuesto con base en los criterios expuestos en las secciones precedentes y considerando los recursos básicos que se tienen, así como la electrónica adicional necesaria para conseguir la oscilación. Se mostrarán los resultados obtenidos en simulaciones con los que se podrán establecer las condiciones de operación y las limitaciones del sistema diseñado, así como las pruebas y evaluación bajo diferentes condiciones de trabajo del dispositivo ya construido.

1 ANTECEDENTES

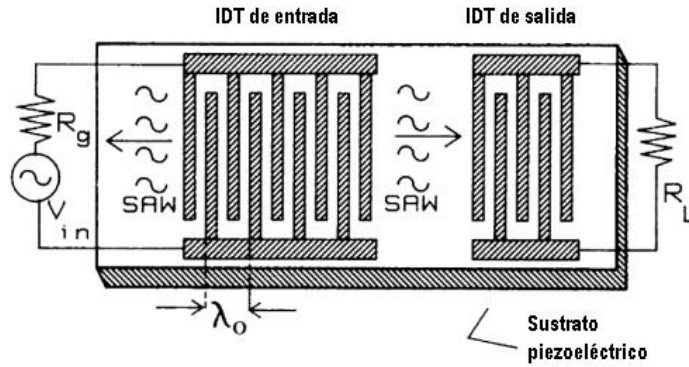
Las ondas acústicas superficiales se pueden generar en las superficies libres de un sólido elástico. Aunque hay varios tipos de estas ondas, las más utilizadas en sistemas electrónicos son las denominadas ondas Rayleigh, llamadas así en honor a Lord Rayleigh, físico inglés quien fue el primero en estudiarlas en el siglo XIX. Las ondas Rayleigh presentan la característica de tener tanto un desplazamiento longitudinal, paralelo al eje de propagación de la onda, como uno transversal, normal a la superficie; sin embargo, el movimiento de cada partícula individual que compone la superficie es elíptico [1]. Esto se puede apreciar en la figura 1.1.



1.1 Representación pictórica (no a escala) del movimiento de una onda acústica superficial sobre la superficie de un sólido elástico. Aunque la ilustración se refiere a un material piezoeléctrico, esto no es un requerimiento para la propagación SAW [1].

El uso de las ondas SAW en dispositivos electrónicos comenzó con el descubrimiento del transductor interdigital (IDT) [2]. Este dispositivo utiliza la propiedad de piezoelectricidad, presente en algunos materiales, para la generación y aprovechamiento de las ondas SAW. El IDT consiste esencialmente en un par de placas en forma de peine acopladas entre sí.

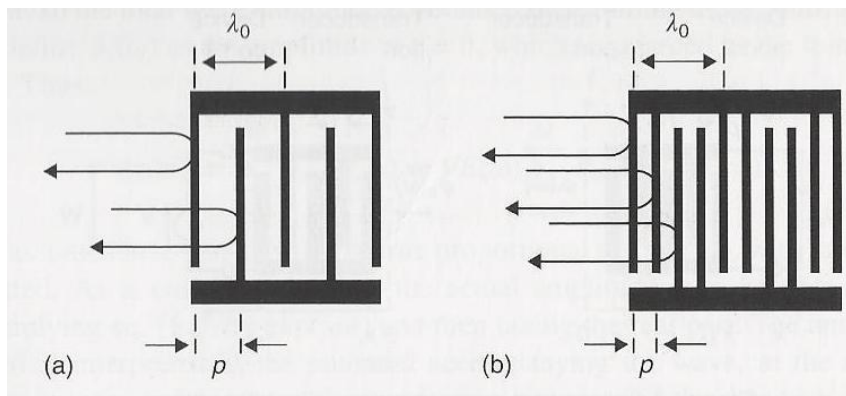
El diseño básico de una línea de retardo SAW consta de dos IDT depositados en un sustrato de material piezoeléctrico, uno de los cuales será la entrada del dispositivo y el otro la salida, tal como se muestra en la figura 1.2. Su funcionamiento es el siguiente: al aplicar un voltaje de entrada se genera un campo eléctrico entre los dientes (electrodos) del primer IDT; este campo produce en el sustrato una deformación, ya que es piezoeléctrico, la cual se propaga a lo largo del mismo en forma de onda SAW. Se debe notar que la onda, al viajar por el sustrato, crea deformaciones en éste, las cuales, a su vez, crean campos eléctricos, debido a la reciprocidad del efecto piezoeléctrico. Al alcanzar la onda el segundo IDT, y debido al campo eléctrico que produce a su paso, se polarizan los electrodos de este IDT, lo que conlleva a tener un voltaje a la salida. Para este caso, la señal de salida sería igual a la señal de entrada, pero retardada en un factor que dependerá de la velocidad de la SAW a través del sustrato.



1.2 Fabricación básica de una línea de retardo SAW sobre un sustrato piezoeléctrico. Se emplea una capa metálica delgada para los transductores interdigitales de entrada y salida [1].

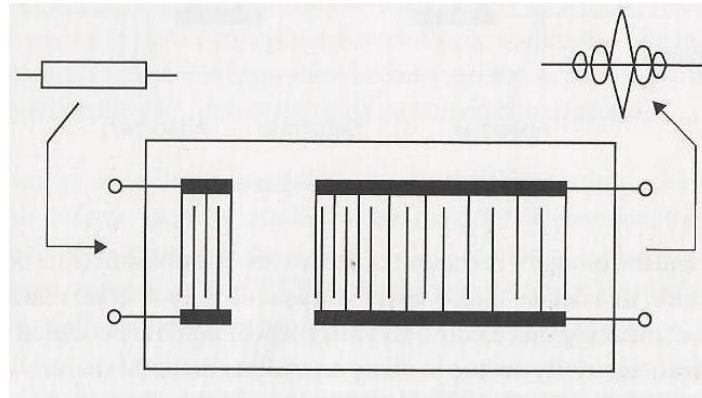
Se observa de la figura 1.2 que, puesto que el campo generado entre dos electrodos consecutivos tiene dirección opuesta al siguiente (ya que se invierte la polaridad), y posteriormente se repite, la longitud de onda central de la SAW generada es igual a la distancia entre dos electrodos consecutivos del mismo peine, es decir λ_0 [1].

La respuesta que se obtenga del dispositivo SAW está íntimamente relacionada con la geometría de los IDT que lo componen. Asimismo, esta geometría también se utiliza para eliminar o minimizar problemas que comprometan su eficiencia. Uno de estos problemas es el referente a ondas reflejadas, indeseadas en el dispositivo. Estas se producen cuando la SAW original alcanza el segundo IDT; parte de ésta se refleja en dirección al primer IDT y nuevamente se refleja en este último en dirección al segundo, mezclándose con la señal de salida, lo que produce un ruido en la respuesta. Un método que se utiliza para contrarrestar este inconveniente es el de utilizar transductores de doble electrodo, los cuales tienen electrodos en pares en el mismo peine, dando como resultado que la distancia entre electrodos consecutivos, p , sea un cuarto de λ_0 . Con esto se consigue que ondas reflejadas de electrodos sucesivos difieran en fase por 180° y se cancelen. Debido a esto, los transductores de doble electrodo se emplean con mayor frecuencia que los de electrodo individual. La figura 1.3 muestra un transductor de electrodo individual (a) y uno de doble electrodo (b) [3].



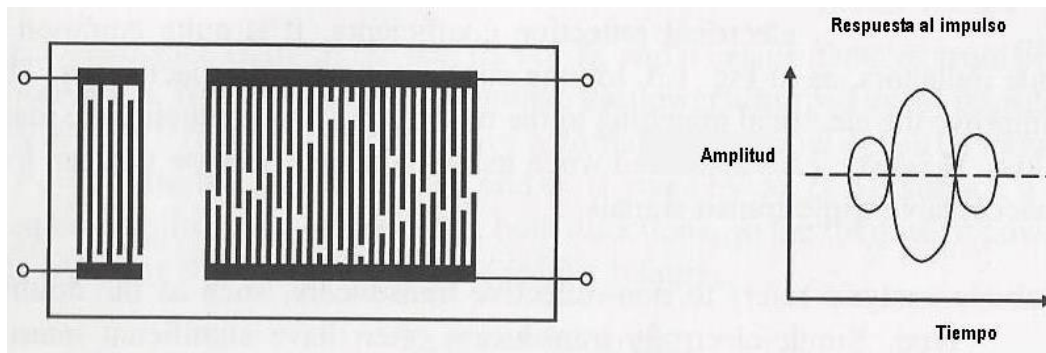
1.3 Reflexión interna de las ondas superficiales. a) Transductor de electrodos sencillos y b) transductor de electrodos dobles [3].

Una línea de retardo SAW puede ser utilizada como lo que se denomina filtro de compresión de pulso. En este caso, el espaciamiento entre los electrodos del segundo IDT tiene una periodicidad graduada, de tal manera que dos electrodos consecutivos responderán solo a una onda cuya longitud de onda sea dos veces la separación entre ellos; por lo tanto, el retardo en la señal de salida variará con la frecuencia. Este tipo de filtro es usado en los sistemas de radar. La figura 1.4 muestra este dispositivo [3].



1.4 Filtro de compresión de pulso interdigital [3].

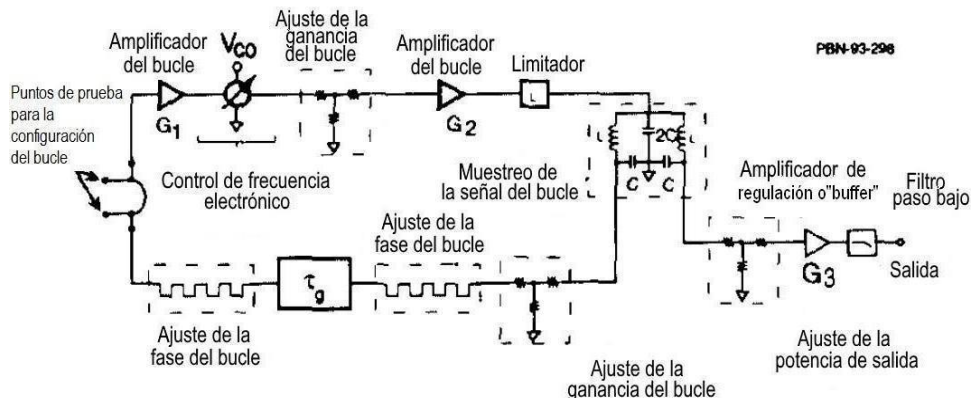
Otra variante del IDT básico es el transductor de apodización. La apodización describe el grado de superposición de los electrodos a lo largo del transductor. Eligiendo adecuadamente el grado de superposición se pueden diseñar dispositivos que den una respuesta en frecuencia específica. Su funcionamiento se puede entender analizando su respuesta al impulso y consiste en lo siguiente: se aplica un pulso en el IDT de entrada, el cual genera un pulso SAW que se propaga a lo largo del dispositivo hasta alcanzar el IDT de salida; conforme el pulso pase a través de este IDT, cada par de electrodos superpuestos tendrá una misma polarización, sin embargo, si sus longitudes son diferentes, habrá una mayor concentración de cargas en el más largo, dando origen a una diferencia de potencial entre ellos; en cualquier instante, la señal producida por esa diferencia de potencial será proporcional a la superposición de los electrodos en ese punto. Por lo tanto, la respuesta al impulso corresponderá a la función de superposición del IDT. Este tipo de filtro pasa banda es usado frecuentemente en televisores domésticos. En la figura 1.5 se muestra un ejemplo de este dispositivo con su respectiva respuesta [3].



1.5 (a) Filtro paso banda básico que emplea un transductor con apodización y otro sin apodización. (b) Respuesta al impulso correspondiente [3].

Las líneas de retardo con base en ondas acústicas superficiales no solo se pueden utilizar para realizar filtros y sensores, sino también para el desarrollo de osciladores. Los osciladores con base en ondas acústicas superficiales han recibido gran atención y han encontrado un rango amplio de aplicaciones tanto militares como comerciales desde su introducción en 1969. El interés por desarrollar este tipo de osciladores radica en varios factores [4], entre los cuales se tiene: la gran estabilidad en frecuencia, comparable con los osciladores realizados con cristales de cuarzo que operan con ondas volumétricas; la capacidad de tener un rango más amplio de frecuencias de oscilación (hasta 2 GHz) que los osciladores con ondas volumétricas, los cuales pueden alcanzar 30 MHz [2]; pérdidas de inserción bajas; la aplicación directa como sistema de sensado; el bajo costo y la alta sensibilidad; y la facilidad de establecer la frecuencia de trabajo mediante el ajuste de la geometría de los electrodos del transductor [5]. Una configuración típica de oscilador SAW consiste en una línea de retardo de onda

superficial, conjuntamente con un amplificador, que provea retroalimentación de la salida del amplificador a la entrada del mismo. En la figura 1.6 se observa el diagrama de bloques del diseño general de un oscilador SAW, donde τ_g representa la línea de retardo SAW.



1.6 Diagrama del circuito oscilador de bucle retroalimentado para propósitos generales [6].

Los osciladores construidos utilizando esta tecnología tienen una malla de realimentación estabilizada mediante sistema de onda acústica superficial y aunque ellos difieren en aspectos específicos, comparten algunas características con los osciladores usados convencionalmente, como: tienen uno o más amplificadores en la malla de realimentación, con ganancia suficiente para compensar las pérdidas en esta malla; un medio que limita la ganancia en la malla de realimentación para asegurar una oscilación estable; un medio para tomar muestras de la señal en la malla de realimentación (salida del circuito), el cual puede ser un simple capacitor o inductor; un medio para ajustar la fase en la malla de realimentación; y un medio que permita aislar la malla de realimentación de variaciones en la carga. Por otra parte, el dispositivo SAW a utilizar puede ser un elemento de dos puertos, ya sea una línea de retardo o un resonador, o un resonador de un solo puerto y para el análisis y diseño del oscilador se puede utilizar uno de dos métodos: el método de realimentación/malla o el de resistencia negativa. Aunque cualquiera de los dos métodos se puede utilizar para el análisis de estos circuitos, en el caso de osciladores utilizando dispositivos SAW de dos puertos conviene utilizar el método de malla [6, 7].

La mayoría de los diseños de osciladores SAW utilizan líneas de retardo o resonadores de dos puertos en una configuración básica de bucle retroalimentado. Rompiendo el bucle del oscilador, en cualquier lugar conveniente, se consigue una configuración de bucle abierto. De acuerdo con el criterio de Barkhausen para oscilaciones sostenidas, un circuito oscilará solo si:

- La ganancia neta del bucle abierto, que comprende el amplificador y el elemento que determina la frecuencia, colocado en la ruta de retroalimentación, es mayor a la unidad (> 0 dB), y
- El bucle abierto tiene una transmisión total de 0° o 360° (cambio de fase).

La condición para una oscilación sostenida es:

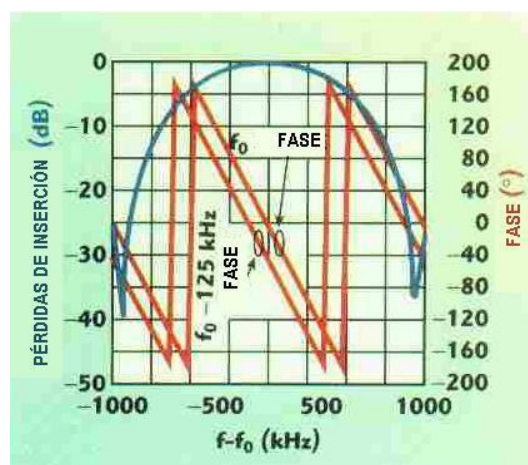
$$(2\pi vL/s) + \phi_A(n) + \phi_T(n) = 2\pi n$$

Donde v es la frecuencia de oscilación, L es la longitud efectiva de la línea de retardo acústica, s es la velocidad de la SAW, n es un entero y ϕ_A y ϕ_T son los cambios de fase del amplificador y de los transductores (entrada y salida) [8].

El requisito de ganancia se satisface al seleccionar un amplificador que tenga una ganancia mayor que las pérdidas de inserción de la línea de retardo. La ganancia del bucle se ajusta a la unidad con el limitador del amplificador.

El requisito de cambio de fase se alcanza controlando la fase del bucle. Asumiendo que se consigue el requerimiento de ganancia, el bucle oscilará a la frecuencia que cumpla con $n \cdot 360^\circ$ de cambio de fase (n entero).

Debido al retraso que sufrirán las ondas acústicas superficiales, se presentará un cambio de fase, el cual será dependiente de la frecuencia; al variar el cambio de fase del bucle se provocará que el oscilador cambie a una nueva frecuencia que satisfaga $n \cdot 360^\circ$. El efecto de variar el cambio de fase del bucle se muestra en la figura 1.7, donde se puede observar que al incrementar la fase en 45° , el oscilador cambia a una frecuencia diferente, la frecuencia para la que el cambio de fase del bucle es de $n \cdot 360^\circ$ (equivalente a 0°). Para este ejemplo, la frecuencia es $f_0 - 125 \text{ kHz}$ [9].



1.7 Sintonización del oscilador [9].

Los valores en que generalmente se encuentra el retraso de la línea SAW (δ_d) están entre 0.3 y $1.5 \mu\text{s}$. Dependiendo del rango de sintonización deseado, la línea de retardo se diseña de tal forma que un ancho de banda de -3 dB sea aproximadamente igual a $1/\delta_d$ para garantizar que el cambio de fase, sobre el ancho de banda de la línea de retardo SAW, tenga un solo valor.

El desempeño en cuanto al ruido de fase es por lo general una característica importante en los osciladores SAW. El mejor desempeño se logra usando el mayor retardo (mayor Q) y la menor pérdida de inserción en el diseño de la línea de retardo. Sin embargo, esto crea un conflicto con el ancho del rango de sintonización. Una regla general es hacer el ancho de banda de la línea de retardo de por lo menos el doble del rango de sintonización requerido. Esto permite ajustes en la frecuencia central y una banda de protección para prevenir “discontinuidades de frecuencia”. El oscilador no puede distinguir entre $n \cdot 360^\circ$ y $(n + 1) \cdot 360^\circ$. Cuando la frecuencia del oscilador se acerca a la frecuencia de los -3dB en uno de los límites de respuesta de la línea de retardo SAW, ésta saltará a la frecuencia de los -3dB del otro límite de la banda, si la diferencia de fase entre ellas es de 360° . Estas “discontinuidades de frecuencia” se deben evitar [9], ya que resultaría en una señal compuesta de la suma de dos señales de distintas frecuencias.

Debido a que la energía de una SAW se conserva cerca de la superficie del sustrato piezoeléctrico, una perturbación superficial conlleva a cambios significativos en las propiedades de la SAW, tales como la velocidad de propagación, la fase, la atenuación

y la forma de la onda. Esta característica se puede usar para desarrollar sensores acústicos con un buen desempeño [10].

Como parte de los trabajos que se han estado realizando en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Facultad de Ingeniería, en relación con el desarrollo de un microacelerómetro, se ha encontrado conveniente trabajar con una versión que combina la tecnología MEMS y la de ondas acústicas superficiales, debido a que abre un amplio campo de aplicaciones en otras áreas como la electrónica, las telecomunicaciones, la instrumentación y el procesamiento de señales [11, 12]. La parte SAW se desarrolló con base en una línea de retardo, que es un dispositivo de dos puertos, en la que cada puerto está constituido por un transductor interdigital, depositado sobre un sustrato de material piezoeléctrico. Al aplicar una polaridad alternante en los electrodos se produce una SAW, si las características de los electrodos, de la señal y de los materiales son propicias [13]. De estas líneas de retardo se mandaron a fabricar dos tipos, ambas con sustrato de niobato de litio, pero una con corte $Y-128^{\circ}$ y la otra con corte $Y-41^{\circ}$, tal como se describe en [14]. La frecuencia de operación del dispositivo se estableció en 76 MHz y se diseñó con un arreglo de electrodos dobles como mecanismo para minimizar las reflexiones de las SAW, como se mencionó anteriormente. Asimismo, el patrón de los IDT es tal que el ancho de banda de éstos es de 2 MHz. Estas líneas de retardo se utilizarán en la malla de realimentación de un amplificador con ganancia adecuada y con los elementos necesarios para obtener osciladores a las frecuencias fundamentales o terceros armónicos establecidos por la geometría y operación de los transductores IDT.

Para el diseño, es necesario contar con un circuito equivalente de la línea de retardo SAW. En este punto, cabe mencionar que existen tres distintos modelos para lograr tal objetivo, los cuales son: 1) el modelo de función delta, 2) el modelo de campo-cruzado y 3) el modelo de respuesta al impulso. La razón para escoger estos modelos en particular es que cada uno de ellos revela una característica importante para el diseño de filtros SAW. El modelo de función delta relaciona la restricción impuesta sobre la apodización de ambos IDT's en un filtro SAW. El modelo de campo-cruzado provee información sobre los niveles de impedancia de los IDT's de entrada y salida, y también sobre los niveles de interferencia de triple tránsito en el filtro paso banda. El modelo de respuesta al impulso también provee información sobre los niveles de impedancia de los IDT's de entrada y salida, así como de la sensibilidad en frecuencia de los electrodos del IDT [1].

Por otra parte, se ha obtenido teóricamente y mediante simulaciones que cuando se agregan inductores, con valores tales que la frecuencia de resonancia del circuito formado por estos y la capacitancia del electrodo es igual a la frecuencia en la que el IDT es acústicamente activo, entonces se produce un efecto de doble resonancia [15]. Esto permitiría obtener respuestas en frecuencia bien determinadas y adecuadas para aplicaciones muy particulares.

De lo anterior se desprende que el tipo de circuito y componentes que integren al oscilador SAW está relacionado con la respuesta que se obtendrá, y el diseño óptimo dependerá en mucho del tipo de medición que se desee realizar.

En este punto cabe mencionar algunos osciladores SAW utilizados para medir presión. Aunque existen los tipos piezo-resistivos y cerámico-capacitivos, éstos presentan limitaciones, especialmente al medir micro fuerzas. Se han presentado osciladores SAW en los cuales la línea de retardo SAW actúa como el elemento de detección de micro fuerzas, los cuales requieren, para una detección precisa, una alta estabilidad en frecuencia, ya que su funcionamiento se basa precisamente en la detección de cambios

en la frecuencia de la SAW ante variaciones de presión; ésta depende, como se ha mencionado, de la fase del bucle de retroalimentación. Para ello, estos osciladores utilizan el diseño de un circuito Pierce, ya que éste tiene una mejor estabilidad en frecuencia comparada con la de circuitos tales como el Colpitts y el Clapp. El sensor SAW, utilizando este oscilador, tiene un mejor desempeño que los otros tipos ya mencionados. Cabe mencionar que los amplificadores empleados en este circuito son de tipo TBJ [16].

Como consecuencia de lo anterior, un circuito Pierce presenta menor ruido de fase que un Colpitts, aunque esta diferencia solo es significativa a bajas frecuencias (menores a 1 MHz). Es poco probable que esto sea muy relevante en sensores SAW, que típicamente involucran señales a más altas frecuencias. A frecuencias mayores, los osciladores Colpitts presentan estabilidad constante en un amplio rango dinámico de variaciones de la señal, lo que puede resultar en un desempeño vigoroso de los sensores, y en algunos casos, incluso presentar ventajas sobre otro tipo de configuraciones. Por ejemplo, cuando los osciladores SAW son empleados para medir vapores, específicamente dimetil metilfosfanato, se ha encontrado que el Colpitts presenta mayor sensibilidad que un Pierce. Por otra parte, aun cuando el Colpitts tiene mayor ruido, su sensibilidad de masa es mayor y su sensibilidad viscoelástica menor, lo que, en este caso, hace que sea un mejor sensor [17]. Asimismo, existen sensores de luz ultravioleta, compuestos de un dispositivo SAW y un amplificador de alta frecuencia (desde 30 hasta 300 MHz), que usan la configuración del oscilador Colpitts [18].

Otro caso en el que se ha empleado un dispositivo SAW junto a un circuito Colpitts es en el diseño de osciladores controlados por tensión (VCO) para terminales inalámbricas, con los que se consiguen una alta relación C/N (carrier-to-noise ratio) y una amplia gama de sintonización en frecuencia, utilizando un JFET como amplificador y frecuencias centrales de 170 y 420 MHz [19].

También se han empleado otros tipos de configuraciones; por ejemplo, un circuito Hartley para sintonizadores de banda ancha de doble conversión [20], así como también un circuito XCP (Cross-Coupled Pair) para proveer una señal sincronizada en circuitos digitales [21].

Aparte de las ya mencionadas, también existen otro tipo de topologías que se pueden emplear, como el circuito con amplificador diferencial y el circuito con amplificador de transimpedancia. La topología que se escoja dependerá de los requerimientos del diseño, la ganancia unitaria del bucle y el cambio de fase igual a cero [22].

También existen diferencias en la respuesta dependiendo del tipo de amplificador que se utilice. Por ejemplo, en osciladores SAW que operan en las frecuencias de VHF, UHF y microondas, aquellos que usan amplificadores FET, de arsenurio de galio, tienen usualmente niveles de ruido de fase residuales substancialmente más altos que los que usan amplificadores TBJ [23]. Asimismo, se ha observado, en osciladores con líneas de retardo SAW de un solo puerto y que utilizan un amplificador operacional, buena linealidad y sensibilidad en las variaciones de amplitud en términos de pulsos eléctricos [24]. También se han desarrollado sensores para gas metano que funcionan con osciladores diferenciales a base de dispositivos SAW y cuyo amplificador es un circuito MMIC (monolithic microwave integrated circuits), con lo que se consigue disminuir la figura de ruido [25]. Cabe mencionar el caso de ciertos osciladores SAW que utilizan MOSFETs, no como parte del elemento amplificador, sino como parte del circuito para controlar la sintonía del oscilador [26].

2 LÍNEA DE RETARDO

2.1 INTRODUCCIÓN

Las líneas de retardo son una clase de dispositivos denominados filtros de fase lineal, también conocidos como filtros no dispersivos. En este tipo de filtros, tanto la velocidad de fase, $v_p = \omega/\beta$ (donde ω es la frecuencia angular y β es la constante de fase), como la velocidad de grupo, $v_g = d\omega/d\beta$, son idealmente constantes e iguales en el intervalo de frecuencias deseado; esto quiere decir que todos los componentes de frecuencia de una señal de entrada dada, experimentan el mismo retardo y atenuación al pasar por el filtro, dando como resultado una señal de salida sin distorsión.

En un oscilador, la línea de retardo será la responsable de seleccionar el rango de frecuencias donde se encontrará la respuesta deseada, así como su ángulo de fase. Ya que la línea de retardo será la que marque la pauta para el resultado final del oscilador, habrá que hacer consideraciones generales sobre su diseño. Recordando lo visto con anterioridad, se puede decir que la geometría de los IDT, la separación entre ellos y el índice de metalización de los mismos, serán determinantes en la frecuencia de la onda resultante, la existencia y características de frecuencias armónicas, el ancho de banda al cual operará, el factor de calidad y el desfase entre la señal de entrada y la de salida.

Para poder hacer este diseño, es necesario disponer de un modelo matemático adecuado que permita analizar el comportamiento de la línea de retardo, tanto cualitativa como cuantitativamente. Una técnica ampliamente utilizada en el análisis de sistemas dinámicos, como por ejemplo en los filtros L-C, es la del modelo de polos y ceros; sin embargo, ésta no es aplicable en dispositivos SAW. La razón es que el concepto de "polos" se relaciona con la energía almacenada en los campos eléctricos y magnéticos de los componentes reactivos. Los procesos en los dispositivos SAW no se relacionan con almacenamiento de energía, sino con transferencia de energía entre los IDT de entrada y salida; como resultado, la función de transferencia de polos-ceros de un dispositivo SAW solo contienen ceros. Esto conlleva a aplicar enfoques de modelado completamente diferentes para el diseño de este tipo de dispositivos.

Como se mencionó anteriormente (Antecedentes), se han desarrollado modelos que permiten analizar y diseñar este tipo de dispositivos. En lo que resta de este capítulo, se expondrán los elementos de dichos modelos que nos ayuden a entender el comportamiento de la línea de retardo, y con ello, proporcionarnos una herramienta de diseño que permita obtener la respuesta deseada para los propósitos requeridos.

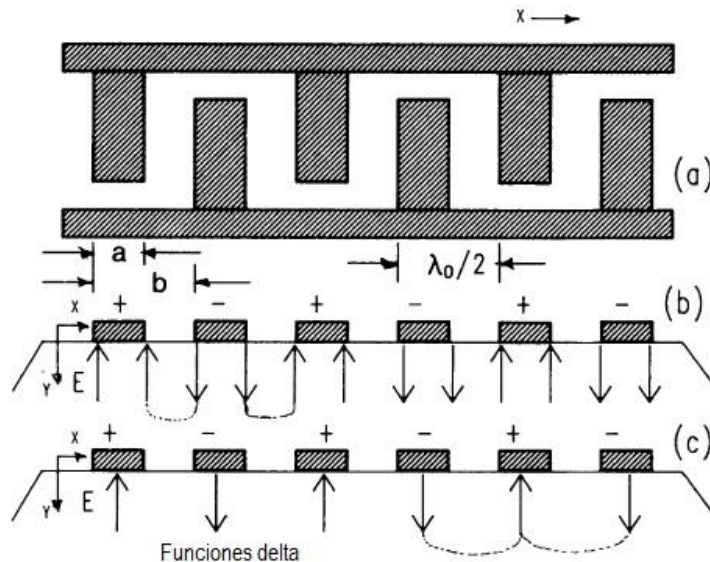
2.2 EL MODELO DE LA FUNCIÓN DELTA

2.2.1 CONSIDERACIONES CONCEPTUALES

El modelo de la función delta provee información básica sobre la función de transferencia de un dispositivo SAW. Aunque tiene ciertas limitantes, entre las cuales se destaca el no poder dar información sobre las impedancias de entrada y salida del dispositivo, datos cuantitativos sobre las pérdidas de inserción, ni sobre el

comportamiento de frecuencias armónicas, proporciona datos muy útiles de la respuesta del SAW para diseños preliminares.

En este modelo, la distribución del campo eléctrico a través de los electrodos de un IDT excitado, se representa como un número discreto de funciones delta. Aunque la distribución del campo eléctrico bajo los electrodos es compleja, se puede aproximar como normal a la superficie de la línea de retardo. En la figura 2.1, esta superficie estaría contenida en el plano xy .



2.1 a) IDT bidireccional con espaciamiento y superposición constantes entre los electrodos. b) Modelado de función delta. c) Modelo de función delta de mayor sencillez que emplea solo una fuente bajo cada electrodo.

En esta misma figura se puede observar que la polaridad de los electrodos es alternante, los centros de cada uno de ellos están separados una distancia $\lambda_0/2$, por lo que la frecuencia central del IDT es $f_0 = v/\lambda_0$, es decir, las emisiones SAW por debajo del IDT interferirán constructivamente a esta frecuencia. La razón de metalización $\eta = b/a$, relaciona el ancho de los electrodos con el espacio entre ellos. Como se verá más adelante, esta razón determinará la cantidad relativa de frecuencias armónicas con respecto a la fundamental.

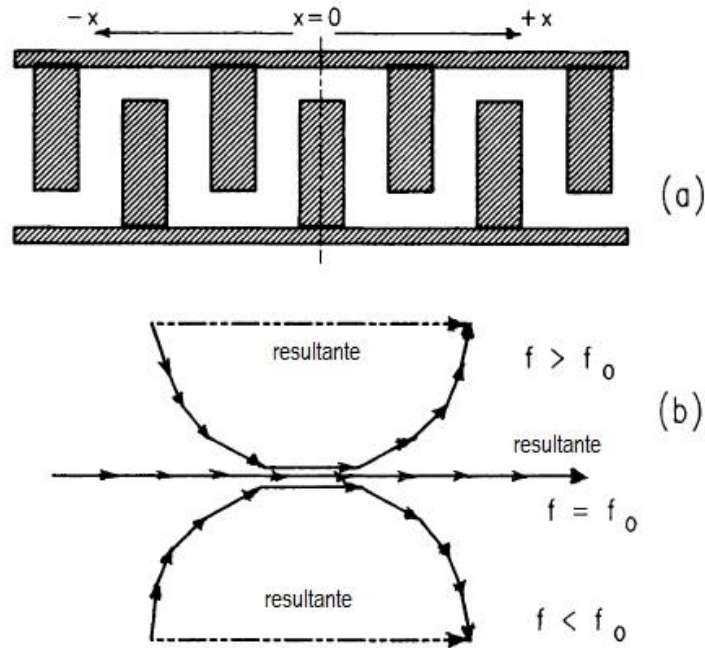
Para un instante dado, la distribución del campo eléctrico será proporcional a la acumulación de carga en los electrodos debida al voltaje de la señal de entrada. En cada momento, electrodos adyacentes tendrán polaridad opuesta, tanto en voltaje como en carga. Debido a que las cargas opuestas se atraen, éstas se acumularán en los bordes de los electrodos; por lo que la distribución de carga resultante se puede modelar como funciones delta ubicadas en los bordes de los electrodos, como se muestra en la figura 2.1 (b), cuya intensidad asociada de campo eléctrico E_y será proporcional al voltaje aplicado. La suma de todas estas funciones delta darán como resultado la intensidad total del campo eléctrico de un IDT excitado.

Aunque el modelo de función delta se puede aplicar tal como se ha expuesto, se puede hacer una consideración adicional con el fin de simplificar los cálculos. Ya que este modelo no proporciona información sobre la respuesta a frecuencias armónicas, no es necesario utilizar una razón de metalización determinada. Debido a esto, no es necesario asociar dos funciones delta a cada electrodo; éstas se pueden reemplazar

por una sola función delta equivalente en el centro de cada electrodo, como se observa en la figura 2.1 (c).

La distribución espacial de las contribuciones de cada una de las funciones delta se puede sumar en cualquier punto de referencia, por conveniencia este punto se tomará en $x=0$ en el centro del IDT, como se observa en la figura 2.2 (a). También, por el momento, se hará la suposición que el IDT tiene un número N impar de electrodos, lo que garantiza que el punto $x=0$ se encuentre en el centro de un electrodo (se llegaría al mismo resultado tomando un número par de electrodos, aunque el cálculo sería un poco diferente debido a que el punto de referencia se encontraría en el centro de un espacio entre electrodos). Por último, se asigna un valor unitario a la amplitud correspondiente de cada una de las funciones delta por sencillez de cálculo, $|E_y| = 1$; lo anterior no tendrá repercusión en el análisis, ya que este modelo solo proporciona valores relativos de las pérdidas de inserción.

Aunque las amplitudes de las funciones delta son constantes, sus ángulos de fase dependerán de la distancia x_n de cada electrodo con respecto al punto de referencia $x=0$. El término correspondiente de cambio de fase para cada electrodo ubicado en puntos discretos entre $-x_N \leq x_0 \leq +x_N$ a lo largo del IDT será $e^{-j\beta x_n}$.



2.2 a) Eje de referencia $x=0$ en el centro de un IDT uniforme. b) Cuando el modelo de la función delta se aplica a un IDT excitado, el ángulo de fase relativo resultante de la función de transferencia asociada siempre será 0 o 180° en $x=0$.

La respuesta en frecuencia resultante, $H_1(\beta) = H_1(f)$ es:

$$H_1(f) = \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} (-1)^n A_n e^{-j\beta x_n} \quad 2.1$$

Donde el término $(-1)^n$ se debe a la polaridad alternante de los electrodos, mientras que A_n es un parámetro de amplitud proporcional a la longitud de cada electrodo. Éste se puede normalizar a uno si el IDT es de apodización uniforme.

La ecuación 2.1 se puede reformular utilizando el equivalente trigonométrico del término exponencial, dando como resultado:

$$H_1(f) = \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} (-1)^n A_n \{ \cos(\beta x_n) - j \operatorname{sen}(\beta x_n) \} \quad 2.2$$

Ahora se puede entender porque se escogió el punto de referencia $x=0$ en el centro del IDT. De las identidades trigonométricas $\cos(\theta) = \cos(-\theta)$ y $\operatorname{sen}(\theta) = -\operatorname{sen}(-\theta)$ se puede ver que los términos imaginarios en la ecuación 2.2 ($j \operatorname{sen}$) se cancelan en pares, por lo que la sumatoria de $H_1(f)$ solo queda en términos de $\cos(\beta x)$ y será puramente real. Generalizando, se puede decir que si el eje de referencia se toma en el centro de simetría del IDT, el fador correspondiente a $H_1(f)$, como función de la frecuencia, siempre se encontrará sobre el eje real del plano complejo, como se observa en la figura 2.2 (b). Su fase relativa en este punto siempre será 0° o 180° , dependiendo de la forma en que estén conectadas las terminales eléctricas.

Para obtener la respuesta en frecuencia del IDT con respecto a la frecuencia central f_0 , se procede de la siguiente manera. Recordando que $\beta = 2\pi/\lambda$, $f\lambda = v$, $x_n = n\lambda_0/2$ y que los términos de seno se anulan obtenemos a partir de la ecuación 2.2:

$$H_1(f) = \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} (-1)^n A_n \cos\left(\frac{n\pi f}{f_0}\right)$$

$$H_1(f) = A_0 + \sum_{n=1}^{(N-1)/2} (-1)^n 2A_n \cos\left(\frac{n\pi f}{f_0}\right)$$

$$H_1(f) = A_0 - 2A_1 \cos\left(\frac{\pi f}{f_0}\right) + 2A_2 \cos\left(\frac{2\pi f}{f_0}\right) - 2A_3 \cos\left(\frac{3\pi f}{f_0}\right) + \dots$$

Para poder simplificar aún más, expresamos la frecuencia f como $f = \{(f - f_0) + f_0\}$ y hacemos los términos A iguales a uno, con lo que se obtiene:

$$H_1(f) = 1 - 2\cos\left(\frac{\pi(f - f_0)}{f_0} + \pi\right) + 2\cos\left(\frac{2\pi(f - f_0)}{f_0} + 2\pi\right) - 2\cos\left(\frac{3\pi(f - f_0)}{f_0} + 3\pi\right) + \dots$$

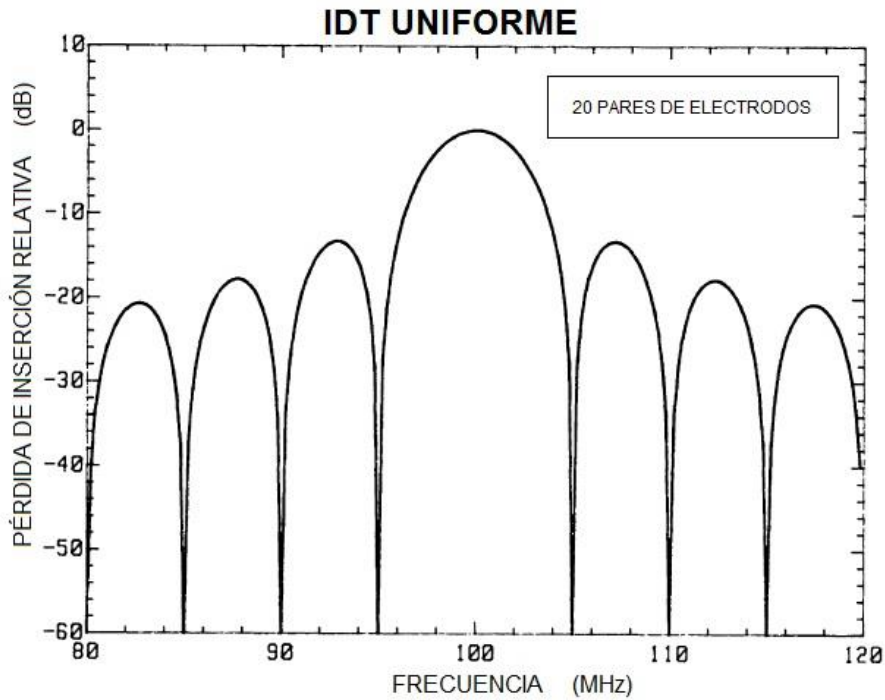
$$H_1(f) = 1 + 2\cos\left(\frac{\pi(f - f_0)}{f_0}\right) + 2\cos\left(\frac{2\pi(f - f_0)}{f_0}\right) + \dots + 2\cos\left(\frac{N_p\pi(f - f_0)}{f_0}\right) \quad 2.3$$

Donde N_p representa el número de pares de electrodos en el IDT ($N_p = (N - 1)/2 \cong N/2$ para N impar muy grande y $N_p = N/2$ para N par). Cerca de la frecuencia central f_0 , la ecuación 2.3 se puede aproximar a la función sinc (donde $\operatorname{sinc}(\theta) = \operatorname{sen}(\theta)/\theta$) dada por:

$$|H_1(f)| \cong N \left| \frac{\operatorname{sen}\{N_p\pi(f - f_0)/f_0\}}{N_p\pi(f - f_0)/f_0} \right| \quad 2.4$$

En la figura 2.3 se ilustra la respuesta en frecuencia de un IDT excitado con respecto a las pérdidas de inserción relativa, con apodización constante, tal como se derivó a partir de la ecuación 2.1. El IDT se diseñó para una frecuencia central $f_0 = 100 \text{ MHz}$ y 20 pares de electrodos. Se puede observar que los picos del primer par de lóbulos que están inmediatamente después del lóbulo principal se encuentran aproximadamente 12

dB por debajo del pico principal, en la frecuencia central, lo cual es característico de la respuesta de una función sinc.



2.3 Respuesta de un IDT uniforme con 20 pares de electrodos y frecuencia central de 100 MHz, calculado con el modelo delta.

Hasta ahora se ha examinado la respuesta de un solo IDT, el de entrada, $|H_1(f)|$. La respuesta en frecuencia del IDT de salida, $|H_2(f)|$, se obtiene de la misma manera. Como en el caso de un solo IDT, el desfase relativo existente entre ellos siempre será de 0° o 180° ; por lo que el cambio de fase total en el dispositivo se deberá exclusivamente a la separación entre los IDT. Esto se puede derivar de la siguiente manera, tomando como punto de partida la figura 2.4. El IDT de entrada posee N electrodos y el de salida M electrodos. El eje de referencia para este caso se tomará en el extremo derecho del IDT de salida (punto a en la figura 2.4). Haciendo la suma de las funciones delta de cada electrodo del IDT de entrada, en el punto x_m , un electrodo cualquiera en el IDT de salida, llegamos a la siguiente expresión:

$$H_{1x_m}(f) = \sum_{n=1}^N (-1)^n A_n e^{-j\beta(x_n - x_m)} \quad 2.5$$

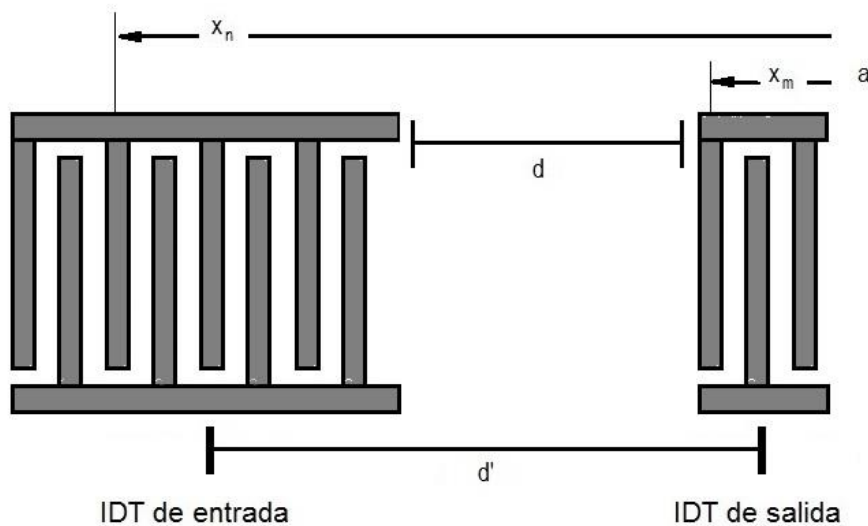
La ecuación 2.5 proporciona la contribución del IDT de entrada en una sola ubicación a lo largo del IDT de salida. Para obtener la respuesta total, es necesario sumar a través de todos los electrodos de salida, con lo que se obtiene:

$$H(f) = \sum_{m=1}^M (-1)^m A_m \sum_{n=1}^N (-1)^n A_n e^{-j\beta(x_n - x_m)}$$

$$H(f) = \sum_{n=1}^N (-1)^n A_n e^{-j\beta x_n} \sum_{m=1}^M (-1)^m A_m e^{j\beta x_m} \quad 2.6$$

Hay que hacer notar que la separación d entre los IDT se encuentra incluida en x_n , pero puede ser extraída de ese término. De la ecuación 2.6 se observa que la respuesta total es el resultado de la multiplicación de la respuesta del IDT de entrada por el complejo conjugado de la respuesta del IDT de salida; como se vio en el caso de un solo IDT, cada una de estas respuestas son equivalentes a una fuente ubicada en el centro del respectivo IDT. Por lo que el desfase entre uno y otro se deberá a la distancia d' existente entre sus centros; por lo anterior, la ecuación 2.6 se puede reducir a:

$$H(f) = H_1(f)H_2^*(f)e^{-j\beta d'} \quad 2.7$$



2.4 Dispositivo SAW con IDTs de apodización y espaciamento entre electrodos constante.

La ecuación 2.7 muestra que el cambio de fase de un dispositivo SAW de estas características será completamente lineal en función de la frecuencia. Si la separación entre electrodos no es constante, lo anterior ya no es válido y d' en el exponente de la ecuación 2.7 debe ser sustituida por la expresión más general $x(f)$, una función que dependerá de la frecuencia. Esto se debe al hecho de que ondas acústicas de mayor longitud de onda se producirán entre electrodos con mayor separación y viceversa; por lo que la distancia que recorrerán ondas con diferente frecuencia será diferente, dependiendo de la ubicación de dichas separaciones, pudiendo provocar que el cambio de fase ya no sea lineal. Cuando la apodización no es uniforme, los términos de amplitud, A , tampoco lo serán, aunque serán proporcionales a la superposición de los electrodos. Sin embargo, mientras el patrón de apodización sea simétrico con respecto al eje central del IDT, el desfase relativo entre los IDT será nuevamente 0° o 180° , y el cambio de fase será lineal.

Aunque la discusión anterior se ha centrado en dispositivos SAW con comportamiento de fase lineal, hay muchas situaciones donde se necesitan dispositivos con respuesta de fase no lineal. Del análisis precedente se puede concluir que una respuesta en fase no lineal se puede obtener de dos maneras: usar IDTs con espaciamento entre electrodos constante y apodización asimétrica con respecto al eje central de cada IDT, o bien apodización constante y espaciamento asimétrico [1].

2.2.2 RESPUESTA AL IMPULSO Y GEOMETRÍA DE LA APODIZACIÓN

En esta sección se considerará la relación existente entre la respuesta en frecuencia y la respuesta al impulso de un dispositivo SAW. La respuesta al impulso de cualquier

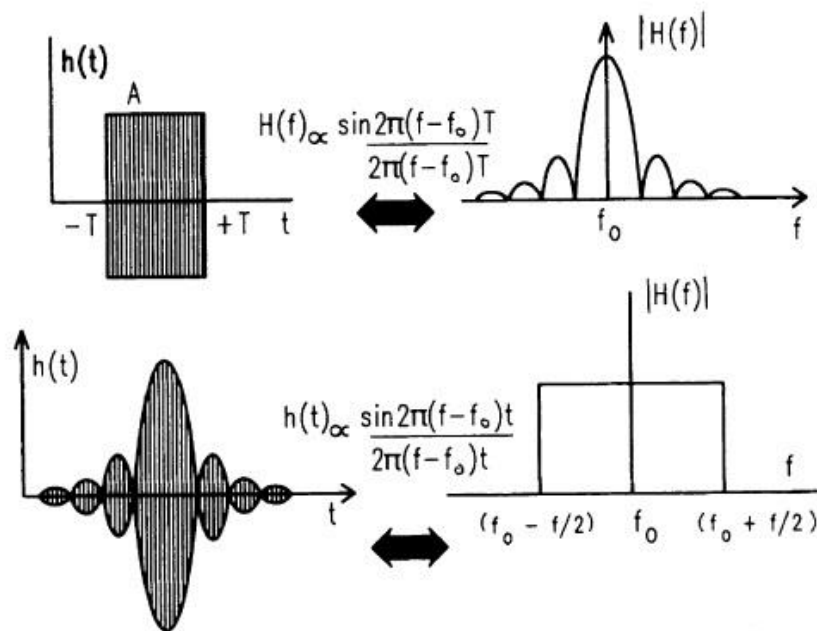
sistema se relaciona con su respuesta en frecuencia por el par de transformadas de Fourier:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad 2.7 a$$

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)e^{j2\pi ft} df \quad 2.7 b$$

Con una correspondencia uno a uno entre $h(t)$ y $H(f)$, donde $h(t)$ es la respuesta al impulso y $H(f)$ es la respuesta en frecuencia. El conocimiento de una de ellas permite derivar la otra.

La geometría del patrón de un IDT es una característica única en el diseño de dispositivos SAW y corresponde a una réplica espacial de la respuesta al impulso de un IDT. Por lo tanto, si se parte de la respuesta en frecuencia deseada, se puede deducir la respuesta al impulso correspondiente y utilizar este resultado para sintetizar el patrón del IDT. Esto se puede apreciar reexaminando la figura 2.3, la cual es una función sinc que corresponde a la respuesta de un IDT con apodización constante. Ahora compárese esto con las transformadas de Fourier de la figura 2.5.



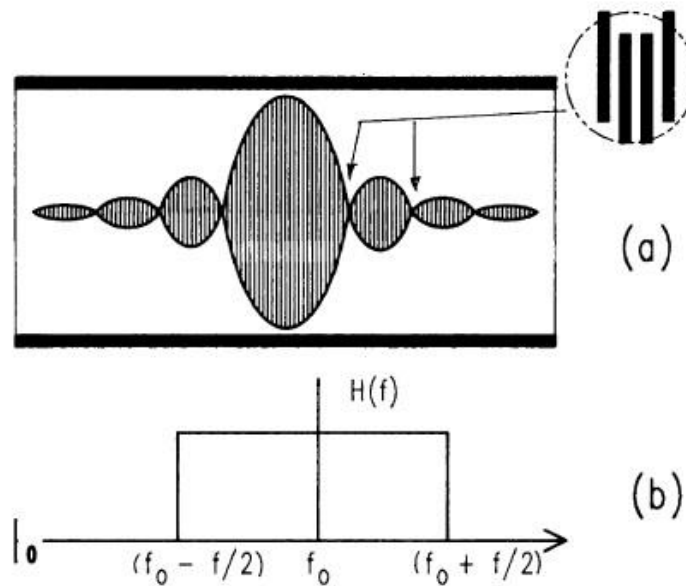
2.5 Pares de transformadas de Fourier para las relaciones de la función sinc en pasa banda.

Se puede observar que la respuesta en el tiempo de la primera tiene aproximadamente la misma forma que la respuesta en frecuencia de la segunda y viceversa, por lo que se puede concluir que con un diseño cuidadoso se pueden elaborar dispositivos SAW con excelente concordancia entre las respuestas teórica y experimental. Sin embargo, hay que tomar en cuenta dos puntos:

Primero, que los límites de integración en las relaciones 2.7 se extienden hasta el infinito. Sin embargo, la respuesta al impulso de un dispositivo SAW no tiene duración infinita; éste dura solo el tiempo que le lleva a las ondas superficiales propagarse a lo largo del IDT. Si bien esto impone un límite en el diseño, la correspondencia entre las respuestas teórica y experimental se incrementará con el largo del IDT.

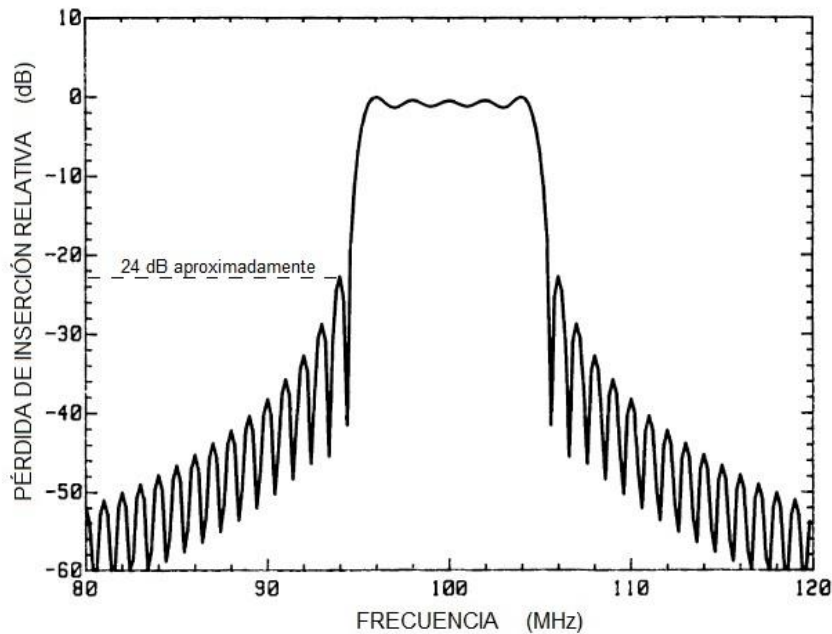
Por otro lado, las relaciones 2.7 se asocian a señales continuas tanto en el tiempo como en la frecuencia, mientras que los electrodos de un IDT solo dan una aproximación espacial a la respuesta al impulso deseada del dispositivo SAW.

Teniendo esto en cuenta, consideremos el efecto que habría si ahora se le da una apodización en forma de función sinc a un IDT como la mostrada en la figura 2.6. Se puede anticipar que la respuesta en frecuencia de este IDT será aproximadamente rectangular. Idealmente, se tendría la forma rectangular de la figura 2.5 si la respuesta al impulso del dispositivo SAW fuese de duración infinita. Este no es caso en la práctica ya que la respuesta estará truncada en los límites del IDT. En la ausencia de cualquier retroalimentación externa, un dispositivo SAW tiene una respuesta al impulso finita (FIR).



2.6 a) IDT con apodización en forma de función sinc (nótese que la polaridad de los electrodos cambia en los cruces por cero de la función sinc) b) Respuesta pasabandas ideal para dicha apodización.

En la expansión por serie de Fourier, el truncamiento da origen al fenómeno de Gibbs; en la operación de un dispositivo SAW, esto se manifiesta como un rizo indeseable en la banda de paso. La respuesta de amplitud también sufre una degradación adicional en la zona adjunta a la banda de paso. El efecto del rizo de Gibbs se ilustra en la figura 2.7, la cual muestra la respuesta en frecuencia de un IDT con espaciamiento entre electrodos constante y apodización de función sinc. Este IDT está diseñado para operar a una frecuencia central de 100 MHz, con 100 pares de electrodos. Asimismo, el patrón de apodización del IDT se truncó en el quinto cruce por cero de la función sinc, a cada lado del lóbulo principal. Se pueden notar tres características indeseables: 1) el rizo de Gibbs en la banda de paso, 2) la pendiente en la zona de transición y 3) la amplitud máxima en la zona de transición de aproximadamente 24 dB. El cálculo de la respuesta en frecuencia se obtuvo con el modelo de la función delta.



2.7 Amplitud de la función de transferencia de un IDT con apodización sinc que se extiende hasta el quinto cruce por cero a cada lado del lóbulo principal.

Como se mencionó anteriormente, una forma de reducir este problema es aumentando la longitud del IDT, aunque desafortunadamente esto incrementaría el costo y el tamaño del dispositivo, haciéndolo poco funcional.

Una alternativa es usar la técnica de la función ventana, la cual modifica el patrón de apodización del IDT para alcanzar la respuesta en frecuencia deseada, con longitudes de IDT modestas. Ésta consiste en “afinar” la respuesta al impulso del IDT, en vez de truncarlo abruptamente.

Esta técnica implica la convolución, ya sea entre dos señales en el dominio del tiempo o bien entre dos respuestas en frecuencia. Para explicar brevemente el proceso de convolución, considérese dicha operación en el dominio del tiempo con dos señales $f_1(t)$ y $f_2(t)$. La integral:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(\tau)f_2(t - \tau)d\tau = f_1(t) * f_2(t) \quad 2.8$$

define la convolución de estas funciones. El término a la derecha de la ecuación 2.8 es la notación abreviada de la integral de convolución, donde el símbolo * significa convolución. Aunque la convolución mostrada se lleva a cabo en el dominio del tiempo, también podría llevarse a cabo en el dominio de la frecuencia.

Existen dos teoremas importantes que implican la convolución y relacionan el dominio temporal y frecuencial. Estos nos dicen que la transformada de Fourier de la convolución de dos funciones en el dominio del tiempo es igual a la multiplicación de sus respectivas transformadas de Fourier. De forma análoga, la transformada inversa de Fourier de la convolución de dos funciones en el dominio de la frecuencia es igual a la multiplicación de sus respectivas transformadas inversas de Fourier (multiplicada por un término adicional). Esto es, si:

$$f_1(t) \leftrightarrow F_1(\omega) \quad f_2(t) \leftrightarrow F_2(\omega)$$

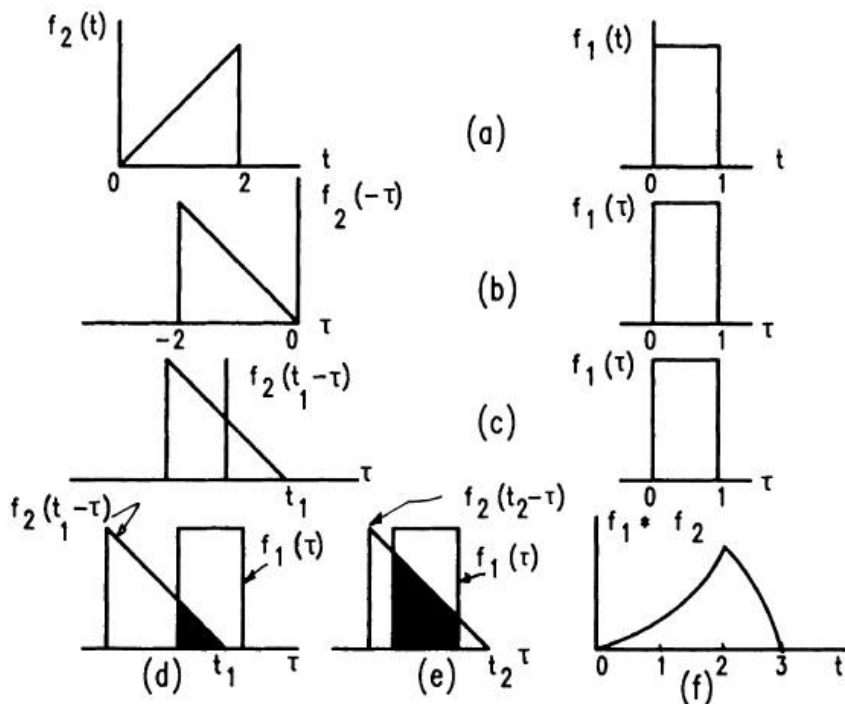
Entonces:

$$\mathcal{F}[f_1(t) * f_2(t)] = F_1(\omega)F_2(\omega) \quad 2.9a$$

$$\mathcal{F}^{-1}\left[\frac{1}{2\pi}F_1(\omega) * F_2(\omega)\right] = f_1(t)f_2(t) \quad 2.9b$$

Se puede observar que en las ecuaciones 2.8 y 2.9 no se ha impuesto ninguna restricción en la forma de las señales $f_1(t)$ y $f_2(t)$; alguna de éstas, o ambas, podrían representar respuestas al impulso.

En términos sencillos, la convolución representa una “reflexión” (debido al signo menos de τ) junto con un desplazamiento temporal relativo de una de las señales, seguido de la multiplicación por la segunda señal, para obtener el área sobrepuesta entre ambas señales (dada por el símbolo de integración). Este proceso se muestra de forma ilustrativa en la figura 2.8.

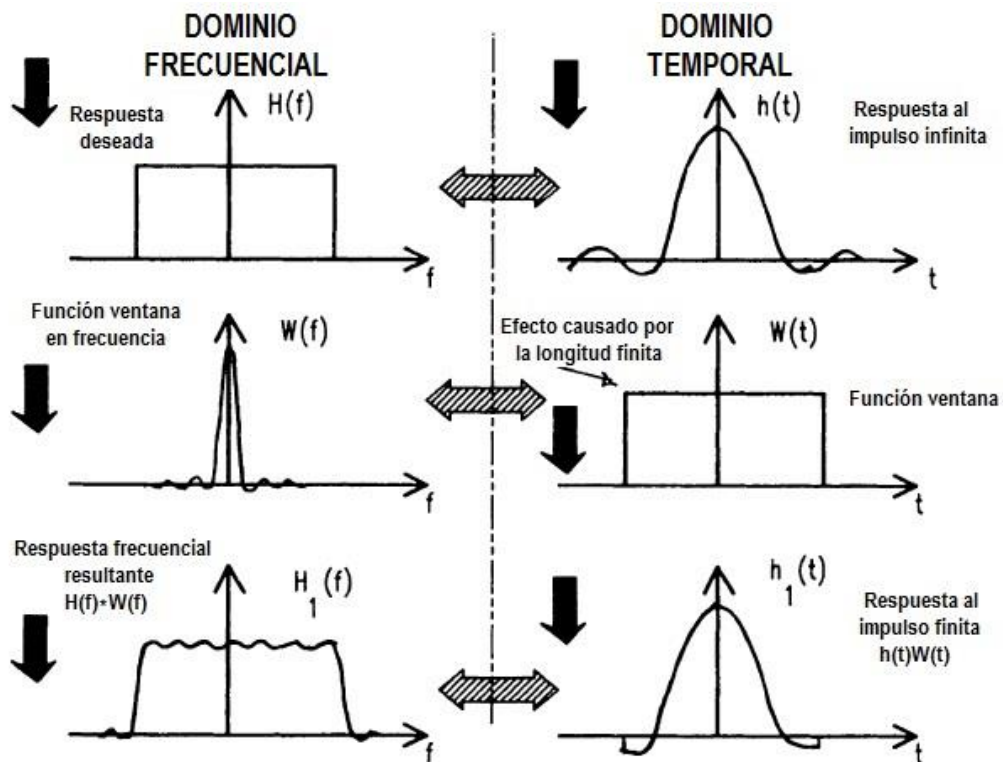


2.8 Ejemplo de convolución en el dominio del tiempo a) Señales iniciales $f_1(t)$ y $f_2(t)$. b) Se hace un cambio de variable y se “refleja” f_2 c) Muestreo en el tiempo t_1 de f_2 d) y e) Ejemplo de dos superposiciones en t_1 y t_2 . f) Convolución resultante.

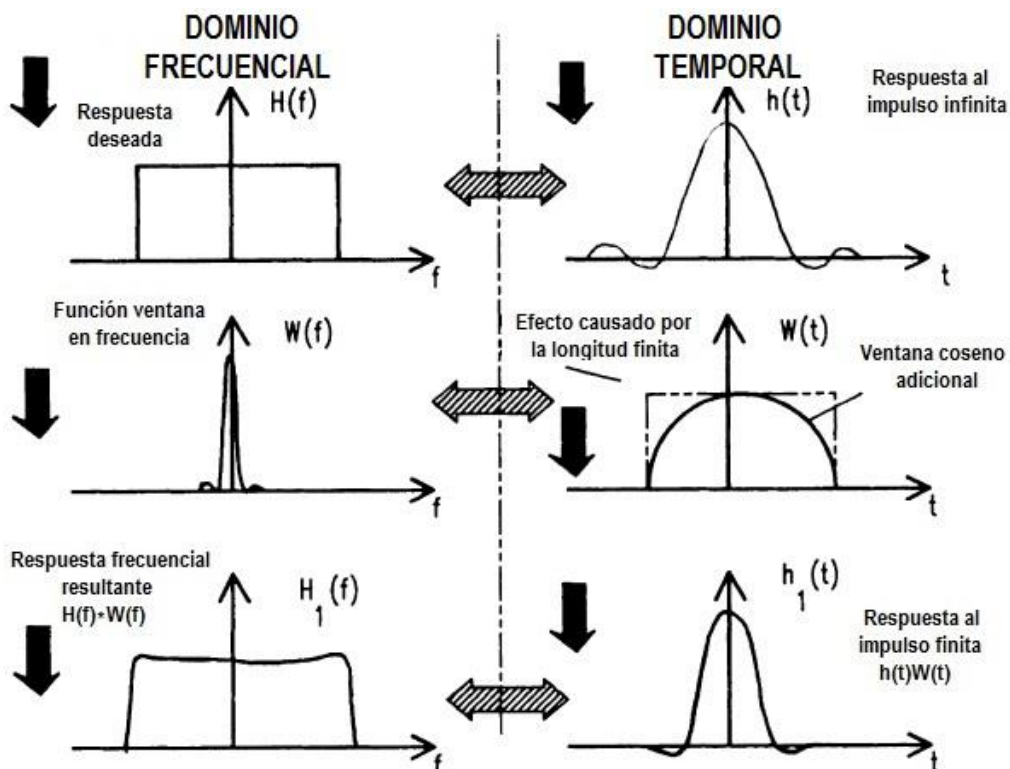
Tras este recordatorio, se procede a considerar cómo todo esto aplica en el diseño de dispositivos SAW. Observando la figura 2.9, se puede apreciar que todo IDT tiene una función ventana “incorporada”. Ésta es una función ventana rectangular asociada con la longitud finita del IDT. En la figura también se observa las respectivas respuestas en el dominio de la frecuencia. Aquí, el dominio del tiempo corresponde con el patrón espacial del IDT. Las oscilaciones de Gibbs resultantes en la respuesta pasabandas aparecen en la última ilustración a la izquierda.

Ahora considérese el ejemplo de la figura 2.10, donde una función ventana coseno se ha agregado para modificar la apodización del IDT. Aquí, el producto de funciones ventana es: (ventana rectangular) X (ventana coseno). En cada ubicación donde se encuentra un electrodo, el valor de la función sinc que apodiza el IDT y, por consiguiente, la respectiva longitud de ese electrodo, se multiplica con el correspondiente valor de la ventana coseno, dando como resultado una nueva apodización. En la figura 2.11 se

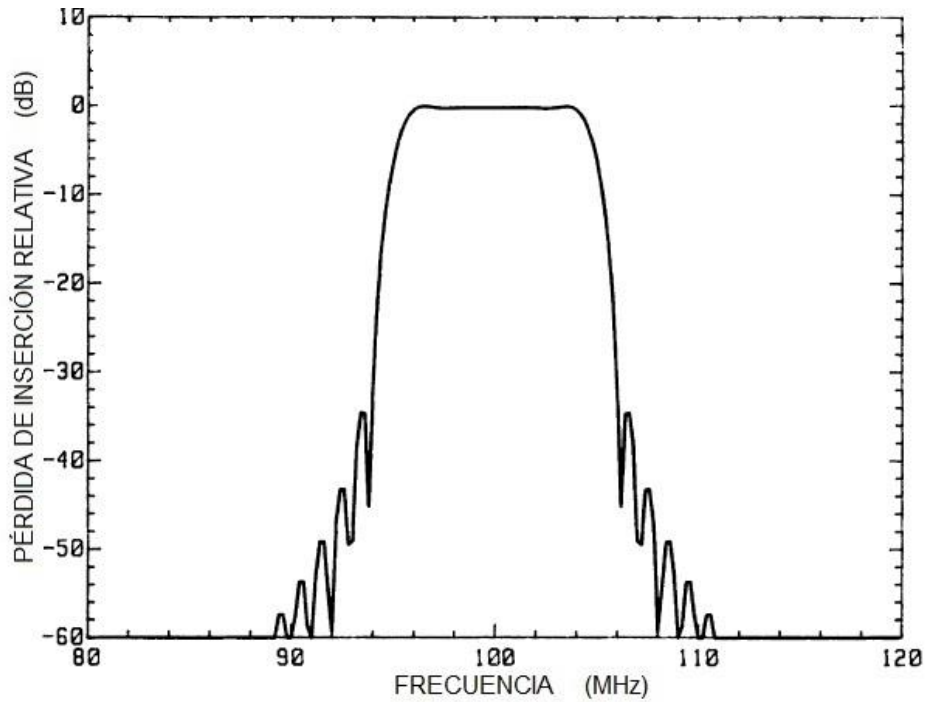
observa la respuesta del mismo IDT de la figura 2.7, pero ahora con una función ventana coseno incorporada. Se puede notar la drástica mejora en la respuesta pasobanda [1].



2.9 Función ventana rectangular en el dominio de la frecuencia y del tiempo y su influencia sobre la respuesta general del IDT.



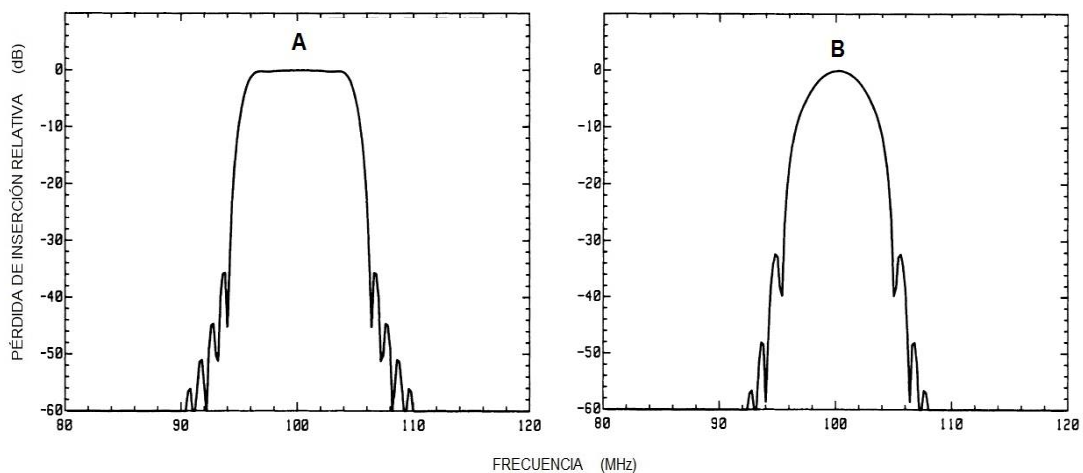
2.10 Función coseno adicional a la función ventana rectangular para reducir el rizado de Gibbs en la respuesta pasobanda del IDT.



2.11 Respuesta de amplitud del IDT de la figura 2.7 con una función coseno adicional en el patrón de apodización de los electrodos.

2.2.3 RESPUESTA TOTAL DE UN DISPOSITIVO SAW

Hasta este momento, solo se ha considerado la respuesta de un IDT, $H_1(f)$. La respuesta total, $H(f) = H_1(f)H_2^*(f)e^{-j\beta d}$ (ecuación 2.7 derivada en la sección 2.2.1), puede determinarse incluyendo la respuesta $H_2(f)$ del segundo IDT. Este IDT debería tener relativamente pocos pares de electrodos para que de esta forma, no degrade la respuesta diseñada en el primer IDT.

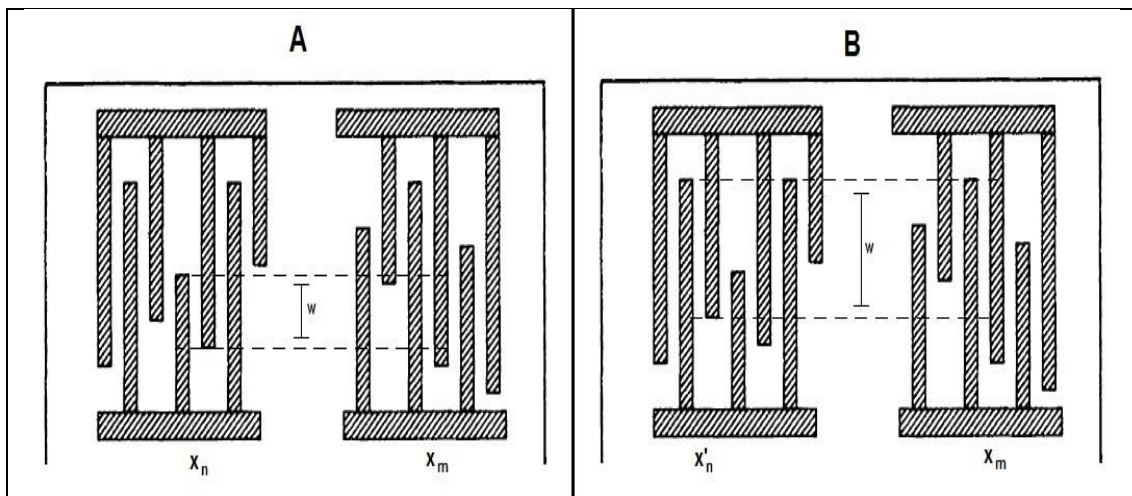


2.12 Respuesta total de dos dispositivos SAW obtenido con el modelo de la función delta. En ambos casos, el IDT de entrada tiene 100 pares de electrodos y se utilizó apodización sinc adicional con una función ventana coseno. En el caso A, el IDT de salida tiene 4 pares de electrodos; en el B, tiene 20 pares.

En la figura 2.12 se observa la respuesta de dos dispositivos SAW con IDT de entrada iguales. Sin embargo, el IDT de salida del caso A tiene un ancho de banda mayor que

el del caso B. Si lo que se desea es tener una respuesta en amplitud constante en un determinado intervalo de frecuencias, el caso A posee un mejor desempeño.

Otro punto a considerar es el caso cuando ambos IDTs están apodizados. En tal situación, la respuesta total estará multiplicada por un factor C_{nm} , el cual será proporcional al ancho del haz acústico “visto” por el electrodo x_m en el IDT de salida. En otras palabras, si $W(x_n)$ representa la superposición de electrodos en el punto x_n del IDT de entrada, y $W(x_m)$ la superposición en el punto x_m del IDT de salida, el factor C_{nm} será el menor de $W(x_n)$ o $W(x_m)$, debido a que la parte de la onda acústica “perdida” no contribuirá a la excitación del IDT de salida. En la figura 2.13 se puede apreciar la contribución de dos puntos diferentes del IDT de entrada, x_n y x_n' , al punto x_m en el IDT de salida. El ancho del haz acústico, w , corresponde a la intersección entre las apodizaciones de dichos puntos.



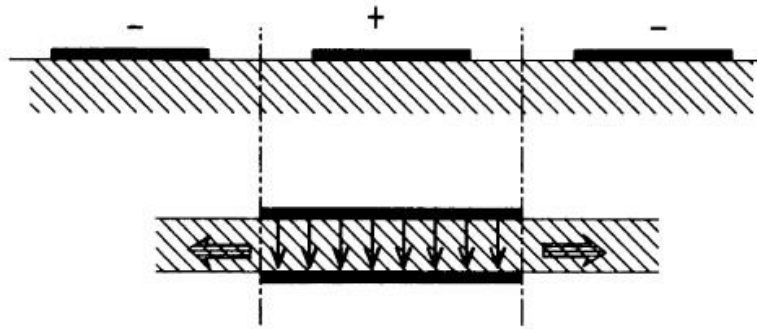
2.13 Dispositivo SAW con apodización diferente en cada IDT.

Para concluir esta sección, hay que mencionar que los dispositivos SAW son recíprocos, es decir, no importa qué IDT se use como entrada (teóricamente). Sin embargo, en la práctica se observará generalmente una diferencia en la respuesta, dependiendo del grado de acoplamiento que haya entre las impedancias de cada IDT y la carga (o fuente) a la que estén conectados [1].

2.3 EL MODELO DE CAMPO-CRUZADO

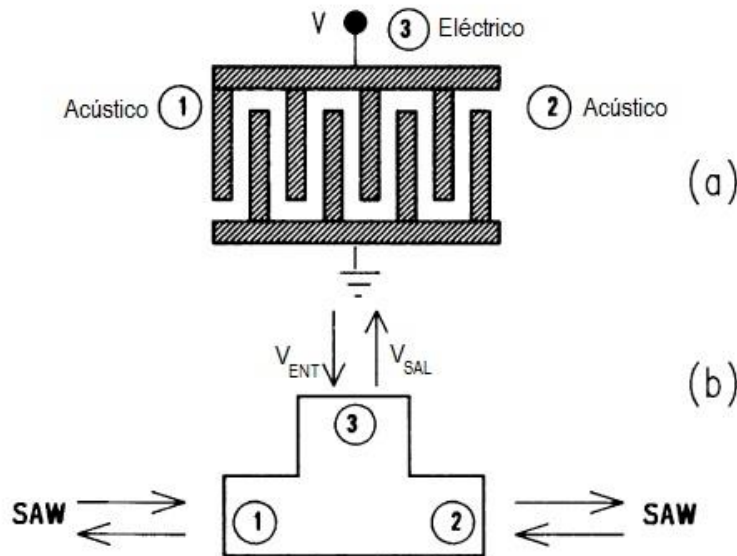
2.3.1 EQUIVALENCIAS ELECTROACÚSTICAS

El modelo de campo-cruzado se deriva del circuito equivalente elaborado por Warren Perry Mason, con el cual se modelan ondas acústicas volumétricas en dispositivos piezoeléctricos. En este modelo, la distribución del campo eléctrico debajo de los electrodos de un IDT excitado se considera normal a la superficie piezoeléctrica, como si se tratase de las placas de un capacitor, tal como se puede observar en la figura 2.14.



2.14 Dirección del campo eléctrico en un instante dado en el modelo de campo-cruzado.

En la adaptación del modelo de Mason para dispositivos SAW, cada IDT se representa como una red de tres puertos, el cual puede verse en la figura 2.15. Los puertos 1 y 2 son los equivalentes eléctricos de los puertos acústicos, líneas de transmisión SAW pasivas; mientras que el puerto 3 es un puerto eléctrico verdadero, donde de hecho se aplica (o detecta) la señal eléctrica.



2.15 a) IDT como una red de tres puertos. b) En el modelo de campo-cruzado, las ondas acústicas en los puertos 1 y 2 se transforman en parámetros de una línea de transmisión eléctrica.

Para que los tres puertos sean tratados en términos eléctricos, los parámetros acústicos de los puertos 1 y 2 se deben convertir en sus equivalentes eléctricos. En estos puertos, las fuerzas acústicas F , se convierten en voltajes equivalentes V , y las velocidades mecánicas de las SAW, v , en corrientes equivalentes I . En términos de una constante de proporcionalidad común, ϕ , estas transformaciones son:

$$V = F/\phi \quad 2.10a$$

$$I = v\phi \quad 2.10b$$

A su vez, estas definiciones permiten expresar la impedancia mecánica característica, $Z_m = F/v$, del sustrato piezoeléctrico, como la impedancia característica, Z_0 , de una línea de transmisión eléctrica.

Considerando una propagación uniforme de ondas acústicas en un sustrato de densidad ρ , con una sección transversal de área A , la impedancia mecánica se puede escribir como:

$$Z_m = \rho v A \quad 2.11$$

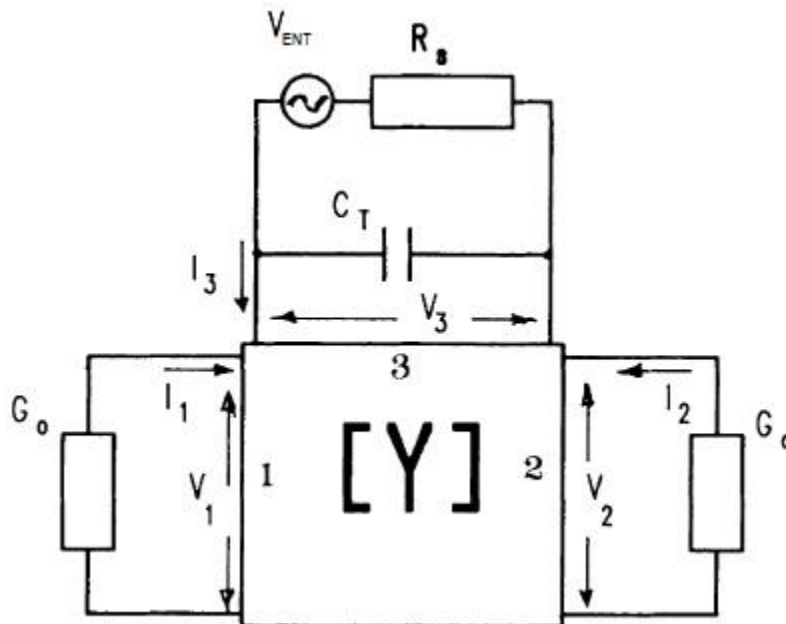
Mientras que la impedancia característica del equivalente eléctrico es:

$$Z_0 = \frac{Z_m}{\phi^2} \quad 2.12$$

Con estas definiciones se puede derivar la admitancia característica equivalente, $G_0 = 1/Z_0$, de la línea de transmisión SAW como:

$$G_0 = K^2 C_s f_0 \quad 2.13$$

Donde K^2 es la constante de acoplamiento electromecánica, f_0 es la frecuencia central del IDT y C_s es la capacitancia estática en una sección de un periodo (es decir, capacitancia entre electrodos adyacentes). Esta última también puede expresarse como $C_s = C_0 W$, donde C_0 es la capacitancia por par de electrodos entre unidad de longitud y W es la superposición de apodización de los electrodos.



2.16 Representación de la red de tres puertos equivalente para un IDT, utilizando admitancias, en el modelo de campo-cruzado. G_0 es la admitancia característica equivalente de la línea de transmisión SAW. La capacitancia total del IDT, C_T , se puede considerar afuera del resto de la configuración.

En términos de admitancias, las relaciones entre voltaje y corriente de la red de tres puertos equivalente de un IDT, tal y como se muestra en la figura 2.16, están dadas por:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} = [Y] \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} \quad 2.14$$

Donde la matriz de admitancias, $[Y]$, puede expandirse como:

$$[Y] = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} \quad 2.15$$

Bajo la notación utilizada en la figura 2.16, el subconjunto de elementos Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22} son los relacionados con la línea de transmisión SAW equivalente.

La forma general de la matriz 2.15 puede ser simplificada haciendo ciertas consideraciones. Debido a la simetría y reciprocidad de la línea de transmisión, $Y_{11} = Y_{22}$, y $Y_{21} = Y_{12}$. Con respecto a los elementos restantes que involucran el puerto 3, se puede afirmar que el efecto que tendrá el puerto 3 sobre el puerto 1 será el mismo que tendrá el puerto 1 sobre el 3; esto mismo es válido entre el puerto 3 y el 2, por lo que $Y_{13} = Y_{31}$ y $Y_{23} = Y_{32}$. Asimismo, un voltaje aplicado en el puerto 3 originará la propagación de ondas SAW de la mismas características tanto en el puerto 1 como en el 2, pero en sentido contrario, por lo que $Y_{13} = -Y_{23}$. Con todo lo anterior, la matriz 2.15 se reduce a:

$$[Y] = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{12} & Y_{11} & -Y_{13} \\ Y_{13} & -Y_{13} & Y_{33} \end{pmatrix} \quad 2.16$$

Se puede demostrar [32] que los elementos de la matriz $[Y]$ para el modelo de campo cruzado son:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= -jG_0 \cot(N\theta) \\ Y_{12} &= jG_0 \csc(N\theta) \\ Y_{13} &= -jG_0 \tan(\theta/4) \\ Y_{33} &= j\omega C_T + j4NG_0 \tan(\theta/4) \end{aligned} \quad 2.17$$

Donde $G_0 = 1/Z_0$ es la admitancia característica, $C_T = NC_S$ es la capacitancia total del IDT, N es la cantidad de pares de electrodos (periodos), C_S es la capacitancia de un solo par de electrodos, y $\theta = 2\pi(f/f_0)$ es el ángulo de tránsito eléctrico a través de un par de electrodos (es decir, un periodo).

Desafortunadamente, los elementos de la matriz definidos en 2.17 se vuelven infinitos en la frecuencia central. Sin embargo, la impedancia y la función de transferencia permanecen finitos y se pueden calcular expandiendo la matriz para frecuencias cercanas a la frecuencia central, con lo cual, la admitancia de entrada Y_3 se puede expresar, en la frecuencia central f_0 , como:

$$Y_3(f_0) = \left. \frac{I_3}{V_3} \right|_{f_0} = G_a(f_0) + j2\pi f_0 C_T \quad 2.18$$

$$G_a(f_0) = 8K^2 f_0 C_S N^2 \quad 2.19$$

Donde G_a es la conductancia de radiación en la frecuencia central. No obstante, sustituyendo la ecuación 2.13 en 2.19, la conductancia de radiación se reduce a:

$$G_a(f_0) = 8N^2 G_0 \quad 2.20$$

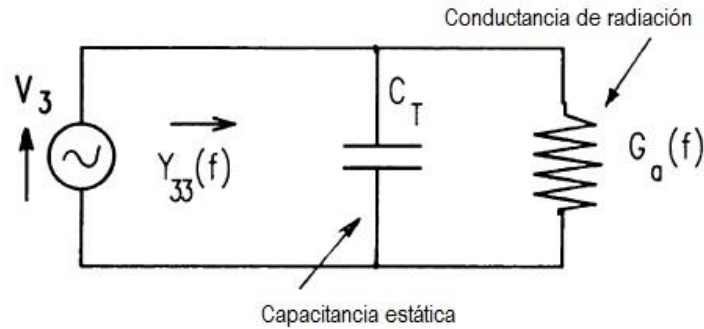
Para frecuencias cercanas a la central, la ecuación 2.20 se puede generalizar como:

$$G_a(f) \cong G_a(f_0) \left| \frac{\text{sen} \left[\frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \right]}{\left(\frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \right)} \right|^2 \cong 8N^2 G_0 \left| \frac{\text{sen} \left[\frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \right]}{\left(\frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \right)} \right|^2 \quad 2.21$$

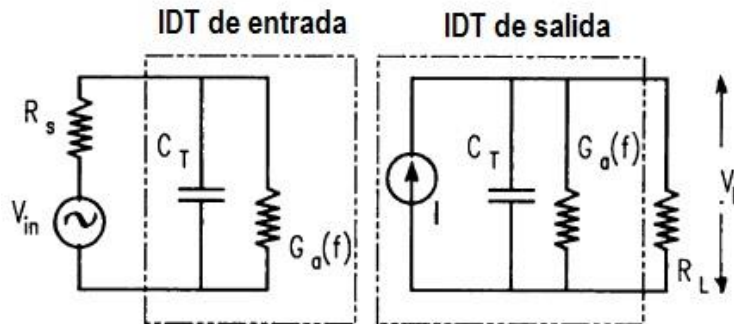
Asimismo, la ecuación 2.18 también se puede generalizar, en aproximación a la admitancia de entrada como:

$$Y_3(f) = G_a(f) + j2\pi f C_T \quad 2.22$$

Ahora, el circuito equivalente de la figura 2.16 se puede reducir al observado en la figura 2.17. Los mismos principios se pueden aplicar para modelar el IDT de salida; solo que en este caso, es más conveniente utilizar como fuente de excitación equivalente, una fuente de corriente. Esto se puede entender por el hecho de que un dispositivo SAW presenta una impedancia muy alta, por lo que el IDT de salida puede visualizarse como conectado a una fuente de alta impedancia. El circuito equivalente total de un dispositivo SAW, incluyendo las impedancias tanto de la fuente como de la carga, se observa en la figura 2.18 [1].



2.17 Admitancia de entrada equivalente en el puerto 3 para un IDT con el modelo de campo-cruzado. $G_a(f)$ es una conductancia ficticia relacionada con la potencia de las ondas SAW emitidas por el IDT. C_T es la capacitancia estática total debida a los electrodos del IDT.



2.18 Circuito equivalente total de un dispositivo SAW en el modelo de campo-cruzado. Se puede considerar que el IDT de salida es excitado por una fuente de corriente proporcional a las ondas SAW. R_s y R_L representan la resistencia de la fuente y de la carga, respectivamente.

2.3.2 APLICACIÓN DE LA RED ELÉCTRICA DE DOS PUERTOS

Lo que realmente interesa al obtener la respuesta total de un dispositivo SAW es la razón de voltajes en los puertos eléctricos 3, del IDT de entrada y del de salida, V_a y V_b en la figura 2.19. De la teoría de circuitos para obtener parámetros de admitancia, se usan relaciones de corriente y voltaje a la entrada y salida, obteniendo:

$$I_a = Y_{aa}V_a + Y_{ab}V_b \quad 2.23a$$

$$I_b = Y_{ba}V_a + Y_{bb}V_b \quad 2.23b$$

Con lo que se puede obtener las admitancias de entrada y de salida de todo el dispositivo:

$$Y_{aa} = \left. \frac{I_a}{V_a} \right|_{V_b=0} \quad 2.24a$$

$$Y_{bb} = \left. \frac{I_b}{V_b} \right|_{V_a=0} \quad 2.24b$$

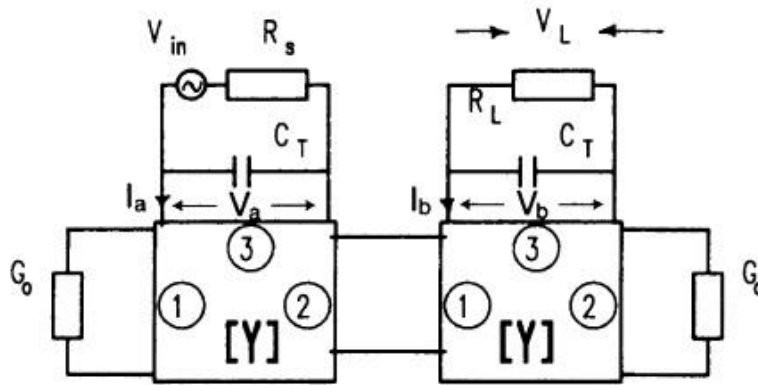
Igualmente, las admitancias de transferencia en directa e inversa son:

$$Y_{ba} = \left. \frac{I_b}{V_a} \right|_{V_b=0} \quad 2.25a$$

$$Y_{ab} = \left. \frac{I_a}{V_b} \right|_{V_a=0} \quad 2.25b$$

El voltaje de entrada V_{in} se relaciona con V_a por medio de la relación $V_{in} = V_a + I_a R_s$, donde R_s es la resistencia de la fuente, mientras que el voltaje a través de la resistencia de carga R_L es $V_L = V_b$. De las ecuaciones 2.23, 2.24 y 2.25 la función de transferencia entre los puertos de entrada y salida es:

$$H(f) = \frac{V_L}{V_{in}} = \frac{Y_{ab} R_L}{(1 + Y_{aa} R_s)(1 + Y_{bb} R_L) - Y_{ab}^2 R_s R_L} \quad 2.26$$



2.19 La respuesta de un dispositivo SAW se puede calcular usando redes de tres puertos con admitancias eléctricas equivalentes para los IDTs de entrada y de salida.

Los términos de admitancia asociados a la red de tres puertos vistos anteriormente se pueden transferir a la ecuación 2.26. En esta última ecuación, y_{aa} es la impedancia de entrada medida con el IDT de salida en corto circuito ($V_b = 0$). Sin embargo, esta admitancia corresponde a la admitancia del IDT de entrada en la red de tres puertos de la ecuación 2.22, por lo tanto:

$$Y_{aa} = G_a(f) + j2\pi f C_T \quad 2.22a$$

$$G_a(f) = 8N^2 G_0 \left| \frac{\text{sen} \left[\frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \right]}{\left(\frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \right)} \right|^2 \quad 2.22b$$

Donde N indica el número de pares de electrodos del IDT de entrada. De la misma manera, la impedancia de salida y_{bb} es:

$$Y_{bb} = G_a^0(f) + j2\pi f C_T^0 \quad 2.23a$$

$$G_a^0(f) = 8M^2G_0 \left| \frac{\text{sen} \left[\frac{M\pi(f - f_0)}{f_0} \right]}{\left(\frac{M\pi(f - f_0)}{f_0} \right)} \right|^2 \quad 2.23b$$

Donde el superíndice indica los valores de G_a y C_T del IDT de salida y M su número de pares de electrodos. Un punto a notar es que las funciones sinc en las ecuaciones 2.22b y 2.23b deben elevarse al cuadrado, ya que la conductancia es un parámetro real puro en dispositivos pasivos.

El término restante Y_{ab} , en la ecuación 2.26 es una admitancia de transmisión, que involucra tanto a los parámetros de entrada como a los de salida. Relacionándolo éste con los parámetros de la red de tres puertos se obtiene:

$$Y_{ab} = 8NMG_0 \frac{\text{sen}(N\pi\Delta f/f_0)}{N\pi\Delta f/f_0} \frac{\text{sen}(M\pi\Delta f/f_0)}{M\pi\Delta f/f_0} e^{j[\pi(1-(N+M)\Delta f/f_0)-\phi]} \quad 2.24$$

Donde $\Delta f = f - f_0$ y ϕ es un parámetro de fase relacionado con la separación entre los centros de los IDTs. En este caso, las funciones sinc no se elevan al cuadrado ya que en ellas está incluida información de fase, la cual viene dada por su parte imaginaria [1].

2.4 EL MODELO DE RESPUESTA AL IMPULSO

El modelo de respuesta al impulso proporciona información adicional a la dada por el modelo de la función delta, en la que las impedancias del circuito y las redes de acoplamiento se pueden incluir. En esencia, este modelo utiliza las relaciones de pares de transformadas de Fourier para determinar la respuesta al impulso $h(t)$ de un dispositivo SAW, a partir de la respuesta en frecuencia $H(f)$ deseada.

En el procedimiento de diseño, se ubica la mitad de un ciclo de una onda sinusoidal en la respuesta al impulso $h(t)$, entre electrodos de distinta polaridad, como se observa en el ejemplo de la figura 2.20, dado un espaciado arbitrario de electrodos, superposición uniforme y una razón de metalización η constante. La localización de los cruces por cero de cada muestra de $h(t)$ es una elección arbitraria; en el ejemplo, estos ocurren en medio de cada electrodo. Después, la amplitud de cada medio ciclo se multiplica por un parámetro de escala de frecuencia $f_i^{3/2}(t)$, donde f_i es la frecuencia instantánea correspondiente al espaciado entre electrodos en ese punto del IDT. El factor 3/2 se requiere por principios de conservación de energía, como se verá más adelante. Finalmente, la respuesta $h(t)$ total se multiplica por $F\sqrt{W}$, donde F es una medida de la eficiencia del acoplamiento electromecánico entre el voltaje de excitación del IDT y la generación de ondas SAW en un sustrato piezoeléctrico dado; el parámetro W es el ancho de superposición de un par de electrodos.

La constante F se puede evaluar resolviendo la respuesta al impulso para un IDT, con N pares de electrodos, para luego comparar el resultado con el obtenido con el modelo de campo-cruzado. De esta forma, se encuentra que:

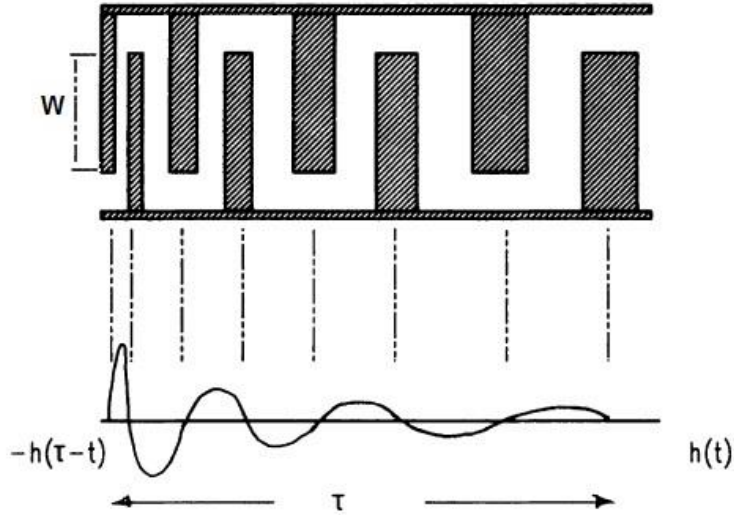
$$F\sqrt{W} = 4\sqrt{(K^2C_s)} \quad 2.25$$

Donde C_s varía linealmente con respecto al ancho del haz acústico W. La respuesta al impulso que se obtiene siguiendo estos pasos es:

$$h(t) = 4\sqrt{(K^2 C_s)} f^{3/2}(t) \text{sen}[\theta(t)] \quad 2.26$$

Donde:

$$\theta(t) = 2\pi \int_0^t f_i(\tau) d\tau \quad 2.27$$



2.20 Construcción de la respuesta al impulso de un IDT con superposición de electrodos constante y espaciamento variable.

En la ecuación 2.27, τ es el tiempo que le lleva a la onda SAW atravesar toda la longitud del IDT, mientras $t = x/v$ es el tiempo que le toma a la SAW llegar a un determinado punto x , a la velocidad v , a lo largo del eje de referencia x . Para un IDT con N electrodos, la respuesta al impulso de la ecuación 2.26 es:

$$\begin{aligned} h(t) &\propto 4\sqrt{(K^2 C_s)} f_0^{3/2} \text{sen}[2\pi f_0 t] && \text{para } 0 \leq t \leq N/f_0 \\ h(t) &= 0 && \text{para cualquier otro caso} \end{aligned} \quad 2.28$$

Donde f_0 es la frecuencia de sincronía apropiada, de acuerdo al espaciamento entre cada par de electrodos, y es constante para un IDT de espaciamento uniforme. La transformada de Fourier de la ecuación 2.28 está dada aproximadamente por:

$$|H(f)| \cong 2\sqrt{(K^2 C_s f_0)} N \frac{\text{sen} \left[\left(\frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \right) \right]}{\left(\frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \right)} \quad 2.29$$

La ecuación 2.29 tiene la misma dependencia de la función sinc que los otros modelos. En el dominio de la frecuencia, la energía SAW total, $E(f)$, radiada por el IDT en ambas direcciones, cuando es excitado por un voltaje con función de impulso unitario $V_{in}(f) = 1$, será:

$$E(f) = 2|H(f)|^2 \quad 2.30$$

Donde el factor 2 se debe a la bidireccionalidad del IDT. Ahora bien, aunque la SAW se emite en ambas direcciones, la conductancia equivalente de radiación $G_a(f)$ corresponde a la energía total $E(f)$, por lo que la mitad de ésta se pierde en cada IDT para propósitos de procesamiento de señales. Por lo tanto:

$$G_a(f) = E(f) = 2|H(f)|^2 \quad 2.31$$

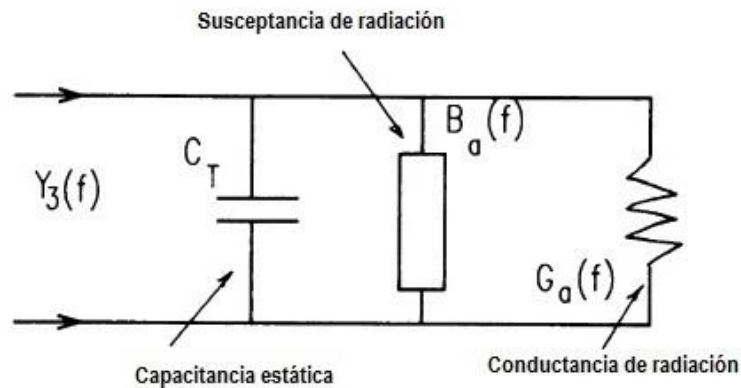
Con las ecuaciones 2.29 y 2.31 se puede derivar la conductancia de radiación, la cual es:

$$G_a(f) = 8K^2 C_s f_0 N^2 \left| \frac{\text{sen} \left[\frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \right]}{\left(\frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \right)} \right|^2 \quad 2.32$$

Esta última ecuación está acorde con el resultado de la ecuación 2.21, derivada a partir del modelo de campo-cruzado. Además, la susceptancia de radiación $B_a(f)$ se puede obtener aplicando la transformada de Hilbert a la ecuación 2.32, con lo que se obtiene:

$$B_a(f) = \frac{8N^2 G_0 [\text{sen}(2X) - 2X]}{2X^2} \quad 2.33$$

Donde $X = N\pi(f - f_0)/f_0$. La susceptancia de radiación puede considerarse como almacenamiento de energía en los campos de tensión-deformación asociados con la excitación SAW. Es un parámetro eléctrico reactivo (es decir $\pm jB$) que tiende a cero en la frecuencia central. Cerca de dicha frecuencia, este parámetro por lo general es muy pequeño comparado con la capacitancia del IDT C_T y a menudo se omite en los cálculos. El circuito equivalente del IDT con todos estos componentes se puede observar en la figura 2.21 [1].



2.21 Admitancia de entrada de un IDT en el modelo de respuesta al impulso. La susceptancia de radiación es cero en la frecuencia central y a menudo es pequeña comparada con la capacitancia estática en la vecindad de la frecuencia central.

Normalmente, el factor de escala de frecuencia $f_0^{3/2}$ no se aplica salvo en unos pocos casos, por ejemplo, cuando se usa como filtro de compresión de pulsos. En tales casos es necesario escalar la superposición de los electrodos por un factor de $f^{-3/2}$ en el caso de que se requiera una respuesta al impulso constante y una respuesta en frecuencia de amplitud plana.

La razón del factor 3/2 es la siguiente. Supóngase que se tienen dos IDTs con el mismo número de pares de electrodos y misma superposición (es decir, un haz acústico del mismo ancho), pero con diferente espaciado entre electrodos. La admitancia de entrada del IDT de mayor frecuencia será igual a la admitancia del IDT de menor frecuencia escalada a esa frecuencia mayor y multiplicada por un factor de escala α .

$$Y_s(f) = \alpha Y_0 \frac{f}{\alpha} \quad 2.34$$

De la misma manera, la respuesta al impulso de ambos IDTs será similar, excepto por un factor de escala en la amplitud β .

$$h_s(t) = \beta h_0(\alpha t) \quad 2.35$$

Ya que la energía en ambas respuestas al impulso se obtiene integrando sobre el mismo número de medios-ciclos en cada momento:

$$\frac{E_s}{E_0} = \frac{\beta^2}{\alpha} \quad 2.36$$

La energía absorbida por cada admitancia de entrada se obtiene por una integración similar, en el dominio de la frecuencia, dando como resultado:

$$\frac{E_s}{E_0} = \alpha^2 \quad 2.37$$

De las ecuaciones 2.36 y 2.37 se obtiene el factor de escala de 3/2:

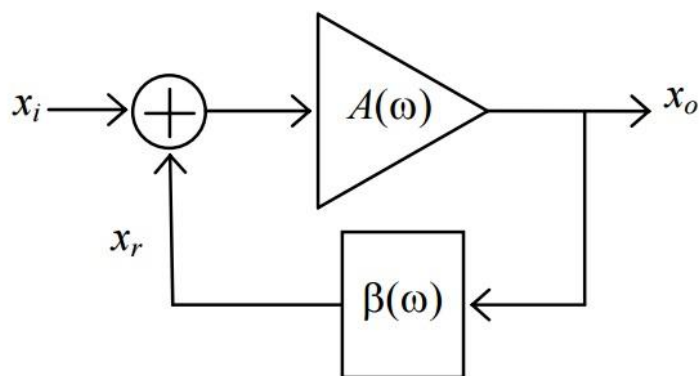
$$\beta = \alpha^{3/2} \quad 2.38$$

3 OSCILADORES

3.1 ASPECTOS GENERALES

Un oscilador es un circuito que genera una señal periódica, es decir, que produce una señal periódica a la salida sin tener ninguna entrada periódica. Los osciladores se clasifican en armónicos, cuando la salida es sinusoidal, o de relajación, si generan una onda cuadrada.

Para hallar el criterio de oscilación se puede entender el oscilador como un circuito con realimentación positiva, como el que se muestra en la figura 3.1, donde x_i , x_o y x_r son las señales de entrada, salida y realimentación respectivamente.



3.1 Diagrama de bloques de un circuito lineal con realimentación positiva

A es la ganancia del amplificador inicial, o ganancia en lazo abierto, β es el factor de realimentación y $A\beta$ es la ganancia de lazo. Todos son números complejos cuyo módulo y fase varían con la frecuencia angular ω . La ganancia del circuito realimentado es:

$$\frac{x_o}{x_i} = \frac{A}{1 - A\beta}$$

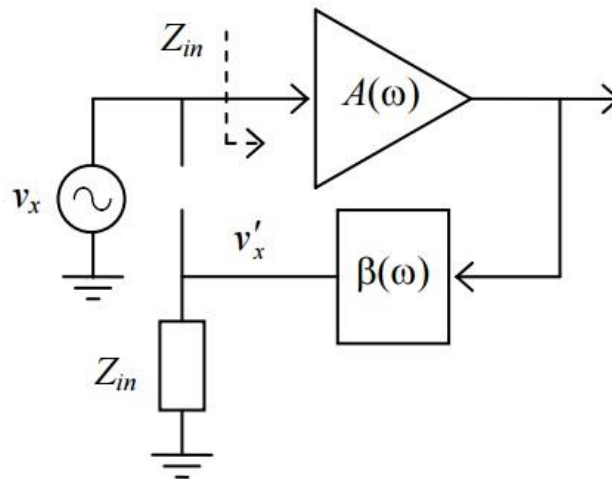
El comportamiento del circuito se puede predecir conociendo el módulo $|A\beta|$ y la fase $\varphi_{A\beta}$ de la ganancia de lazo. Se pueden presentar 3 casos:

- Si $|A\beta| < 1$, el circuito es estable sea cual sea el valor de $\varphi_{A\beta}$.
- Si a una frecuencia determinada $|A\beta| = 1$ y $\varphi_{A\beta} = 0$, cualquier oscilación presente en la entrada a esa frecuencia se mantiene indefinidamente, a la misma amplitud.
- Si a una frecuencia determinada $|A\beta| > 1$ y $\varphi_{A\beta} = 0$, cualquier oscilación presente en la entrada a esa frecuencia se amplifica indefinidamente hasta que la saturación del amplificador lo devuelve a la condición anterior; como la saturación es un fenómeno no lineal, esta misma provoca la aparición de armónicos.

Si el circuito tiene $|A\beta| > 1$, podemos prescindir de la señal de entrada puesto que el ruido, siempre presente, contiene componentes a todas las frecuencias. La componente de ruido a la frecuencia en la que se cumpla esta condición, conocida como condición

de arranque, se amplifica indefinidamente hasta la saturación del amplificador o hasta que un circuito auxiliar consiga que para esa frecuencia $|A\beta| = 1$. A partir de entonces la amplitud de la oscilación se mantiene, por eso a la condición $|A\beta| = 1$ se la denomina condición de mantenimiento. Estas condiciones para que un circuito oscile se conocen como criterio de Barkhausen.

Para analizar el circuito en condiciones de oscilación, primero se debe identificar el lazo de realimentación y el sentido del lazo. Después el lazo debe abrirse en un punto cualquiera, situar al inicio de éste un generador de tensión auxiliar v_x , y al final un impedancia, Z_{in} , equivalente a la impedancia de entrada que se ve desde el inicio, tal como se muestra en la figura 3.2.



3.2 Ruptura del lazo de realimentación para calcular la ganancia de lazo.

A continuación debemos calcular la señal que llega al final del lazo v'_x , y la ganancia de lazo como:

$$A\beta = \frac{v'_x}{v_x}$$

Finalmente, aplicando el criterio de Barkhausen: $|A\beta| > 1$ y $\varphi_{A\beta} = 0$, obtendremos la frecuencia de oscilación y la condición de arranque.

3.2 OSCILADORES DE BAJO RUIDO

Idealmente, un oscilador genera una señal de salida de la forma:

$$V(t) = A\cos(\omega_0 t) = A\cos(2\pi f_0 t)$$

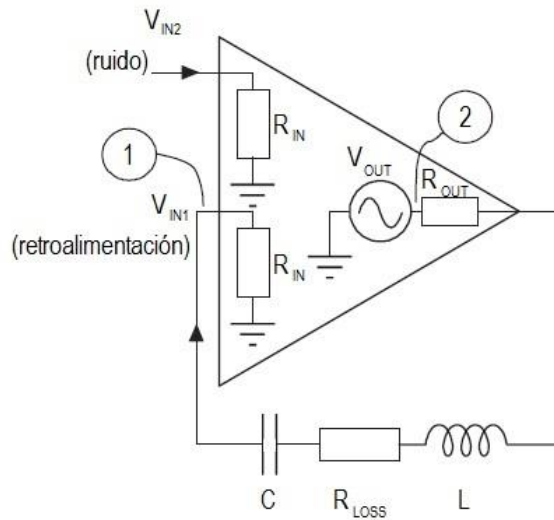
Es decir, una señal sinusoidal pura, representada por un único fasor de frecuencia f_0 . En la práctica, tanto A como f_0 fluctuarán alrededor de un valor promedio. La primera fluctuación es llamada ruido de amplitud y generalmente es de menor potencia que la segunda fluctuación, conocida como ruido de fase. El objetivo en el diseño de cualquier oscilador consiste en reducir en la medida de lo posible estas fluctuaciones, minimizando las fuentes de ruido.

En esta sección se describe un modelo de oscilador que contiene los parámetros que afectan el desempeño con respecto al ruido.

Siguiendo el desarrollo de J. Everart, el análisis del oscilador, se realiza a partir de su circuito equivalente, mostrado en la figura 3.3, el cual consta de un amplificador y un resonador [27].

El amplificador está constituido con dos impedancias de entrada del mismo valor (R_{IN}), una para modelar el ruido (V_{IN2}) y la otra como parte del circuito retroalimentado (V_{IN1}). Estas dos entradas se sumarán a la salida del amplificador, la cual también posee una impedancia (R_{OUT}).

El resonador o tanque del circuito se representa como un circuito RLC en serie, donde R_{LOSS} define el factor de calidad del resonador sin carga (Q_0) como: $Q_0 = \omega L / R_{LOSS}$. Cualquier variación en la impedancia se puede implementar al modelo modificando los valores RLC.



3.3 Circuito equivalente de un oscilador [27]

A partir de este modelo, como se mencionó en la sección precedente, se puede calcular la función de transferencia del oscilador asumiendo ruido blanco en V_{IN2} y aplicando la condición de Barkhausen: $G\beta_0 = 1$ donde G es la ganancia del amplificador y β_0 es el coeficiente de retroalimentación en condición de resonancia. El voltaje a la salida del amplificador estará dado por:

$$V_{OUT} = G(V_{IN2} + V_{IN1}) = G(V_{IN2} + \beta V_{OUT}) \quad (3.1)$$

$$V_{OUT} = \frac{GV_{IN2}}{1 - G\beta} \quad (3.2)$$

La función de transferencia resultará:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN2}} = \frac{G}{1 - G\beta} \quad (3.3)$$

Por otra parte, el coeficiente de retroalimentación entre los nodos 1 y 2 tiene la forma:

$$\beta = \frac{R_{IN}}{R_{LOSS} + R_{IN} + R_{OUT} + j(\omega L - 1/\omega C)} \quad (3.4)$$

Donde ω es la frecuencia angular. Suponiendo $\Delta\omega \ll \omega_0$ (donde $\Delta\omega$ es la diferencia entre la frecuencia angular en cuestión y la frecuencia angular central ω_0) se tiene:

$$(\omega L - 1/\omega C) = \pm 2\Delta\omega L \quad (3.5)$$

Por otro lado, se tiene que el factor de calidad con carga (Q_L) es:

$$Q_L = \omega_0 L / (R_{OUT} + R_{LOSS} + R_{IN}) \quad (3.6)$$

Despejando L de 3.6 y sustituyendo este valor y la aproximación hecha en 3.5 en 3.4 resulta:

$$\beta = \frac{R_{IN}}{(R_{LOSS} + R_{IN} + R_{OUT}) \left(1 \pm 2jQ_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)} \quad (3.7)$$

Para expresar el coeficiente de retroalimentación en términos de los factores de calidad Q_0 y Q_L , se obtienen las siguientes expresiones:

$$\frac{Q_L}{Q_0} = \frac{R_{LOSS}}{(R_{LOSS} + R_{IN} + R_{OUT})} \quad (3.8)$$

$$\left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right) = \frac{(R_{IN} + R_{OUT})}{(R_{LOSS} + R_{IN} + R_{OUT})} \quad (3.9)$$

Entonces, el coeficiente de retroalimentación en la frecuencia de resonancia, β_0 , entre los nodos 1 y 2 es:

$$\beta_0 = \frac{R_{IN}}{(R_{LOSS} + R_{IN} + R_{OUT})} = \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right) \left(\frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{OUT}}\right) \quad (3.10)$$

Y la respuesta del resonador en frecuencia es:

$$\beta = \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right) \left(\frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{OUT}}\right) \frac{1}{\left(1 \pm 2jQ_L \frac{\Delta f}{f_0}\right)} \quad (3.11)$$

Donde df y f_0 están medidos en Hertz. De hecho, si $R_{OUT} = R_{IN}$ se puede demostrar que $S_{21} = 2\beta$ con lo que se tiene [27]:

$$S_{21} = \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right) \frac{1}{\left(1 \pm 2jQ_L \frac{\Delta f}{f_0}\right)} \quad (3.12)$$

El primer término de esta ecuación describe la variación de las pérdidas de inserción con respecto a la selectividad de la frecuencia central y la máxima pérdida de inserción ocurre cuando Q_L tiende a Q_0 . El segundo término describe la respuesta en frecuencia del resonador cuando $\Delta f/f_0 \ll 1$.

Por lo tanto, la función de transferencia de voltaje del bucle, cerrado cuando V_{out} es el voltaje de salida del amplificador, es:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN2}} = \frac{G}{1 - \frac{G(1 - Q_L/Q_0) \left(\frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{OUT}} \right)}{\left(1 \pm 2jQ_L \frac{\Delta f}{f_0} \right)}} \quad (3.13)$$

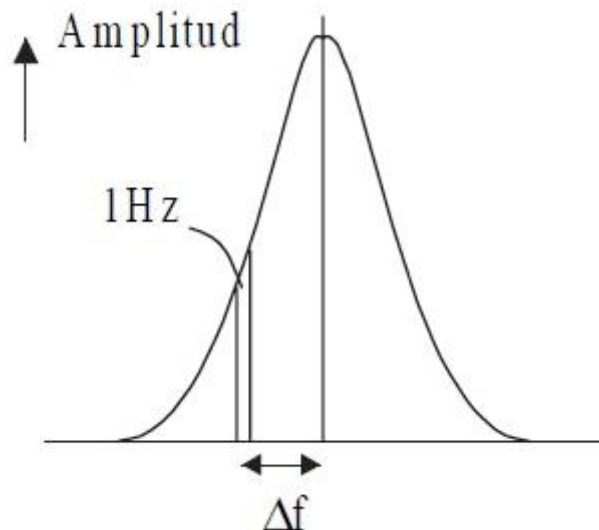
En la frecuencia central, Δf es igual a cero y V_{OUT}/V_{IN2} es muy grande. El voltaje de salida se define como el mayor voltaje que es capaz de entregar el amplificador y el voltaje de entrada es el voltaje de ruido. El denominador en la función de transferencia es aproximadamente cero y por lo tanto:

$$G = \frac{1}{(1 - Q_L/Q_0) \left(\frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{OUT}} \right)} \quad (3.14)$$

Se puede afirmar que en la frecuencia de resonancia la ganancia del amplificador es igual a las pérdidas de inserción y que el amplificador está ajustado a las condiciones de operación, por lo tanto la función de transferencia del oscilador es:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN2}} = \frac{G}{1 - \frac{1}{\left(1 \pm 2jQ_L \frac{\Delta f}{f_0} \right)}} = \frac{1}{(1 - Q_L/Q_0) \left(\frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{OUT}} \right) \left(1 - \frac{1}{\left(1 \pm 2jQ_L \frac{\Delta f}{f_0} \right)} \right)} \quad (3.15)$$

Toda señal que aparezca fuera de la frecuencia central se denomina ruido de fase. Generalmente se refiere a éste en términos de un cociente, L_{FM} , el cual se define como el ruido existente en 1 Hz de ancho de banda a una distancia Δf de la frecuencia central entre la potencia total del oscilador.



3.4 Variación del ruido de fase con respecto a Δf

La potencia de ruido a la entrada, existente en 1 Hz de ancho de banda, es FkT (k es la constante de Boltzman y T es la temperatura de operación), donde kT es la potencia de ruido que estaría disponible a la entrada si la impedancia de la fuente fuera igual a la impedancia de la entrada (R_{IN}). F es la figura de ruido de operación, la cual incluye los parámetros del amplificador bajo las condiciones de oscilación, así como la resistencia

del resonador (R_{LOSS}). Por lo tanto, el cuadrado del voltaje de entrada es $FkTR_{IN}$ y el cuadrado del voltaje de salida es:

$$(V_{OUT}(\Delta f))^2 = \frac{FkTR_{IN}}{4(Q_L)^2 \left(\frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{OUT}}\right)^2 (1 - Q_L/Q_0)^2} \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.16)$$

Esta ecuación puede reescribirse en términos de Q_0 , que es un valor fijo y depende del tipo de resonador, y de Q_L/Q_0 , el cual puede variar según las características del circuito total, como:

$$(V_{OUT}(\Delta f))^2 = \frac{FkTR_{IN}}{4(Q_0)^2(Q_L/Q_0)^2 \left(\frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{OUT}}\right)^2 (1 - Q_L/Q_0)^2} \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.17)$$

Haciendo la suposición de que la mayor parte de la potencia se concentra en un ancho de banda muy estrecho, se puede hacer un análisis lineal del comportamiento del oscilador; dicha suposición no limita los resultados si se considera que la mayoría de los osciladores utilizan resonadores con factores de calidad muy elevados. Luego, esto se puede representar como la suma de una señal portadora ideal más un ruido de banda, compuesto tanto de ruido de amplitud como de ruido de fase y del cual existirá uno a cada lado de la portadora; el ruido de banda sería entonces una pequeña perturbación resultante de un vector girando alrededor de la punta de la señal portadora.

Aunque este modelo sea lineal, puede incorporar no-linealidades tales como la limitación en la salida del amplificador, modificando el valor absoluto del ruido. Si la señal de salida del amplificador se limita a casi $1/\sqrt{2}$ de su valor máximo (-3 dB), el ruido en amplitud desaparecería y el ruido de fase se reduciría a la mitad, debido a que el ruido a la entrada está minimizado en la misma proporción. La limitación también introduce una forma de coherencia entre las frecuencias que están por encima de la señal portadora y las que están por debajo, la cual ha sido definida como "conformabilidad". De esta forma, el cuadrado del voltaje de salida queda:

$$(V_{OUT}\Delta f)^2 = \frac{FkTR_{IN}}{8(Q_0)^2(Q_L/Q_0)^2 \left(\frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{OUT}}\right)^2 (1 - Q_L/Q_0)^2} \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.18)$$

Una vez obtenida esta expresión, ya se puede calcular L_{FM} . Si el voltaje total a la salida es $V_{OUT MAX RMS}$, la razón entre el ruido de fase en 1 Hz de ancho de banda y el ruido total es:

$$L_{FM} = \frac{(V_{OUT}(\Delta f))^2}{(V_{OUT MAX RMS})^2} \quad (3.19)$$

$$L_{FM} = \frac{FkTR_{IN}}{8(Q_0)^2(Q_L/Q_0)^2 \left(\frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{OUT}}\right)^2 (1 - Q_L/Q_0)^2 (V_{OUT MAX RMS})^2} \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.20)$$

Ya que $V_{OUT MAX RMS}$ se determina en función de la potencia P, es necesario definirla primeramente. Ésta se puede definir de dos formas: la primera, P_{RF} , es la potencia disipada en la fuente, en la carga y en las pérdidas de inserción del resonador, es decir,

la potencia en el sistema; la segunda, P_{AVO} , es la máxima potencia disponible a la salida del amplificador, la cual se consigue en condiciones de carga acoplada.

Cuando la potencia se considera como P_{RF} y se asume que la mayoría de ésta está concentrada cerca de la portadora, la potencia estará limitada por el máximo voltaje que pueda entregar el amplificador y el valor de $R_{LOSS} + R_{IN} + R_{OUT}$.

$$P_{RF} = \frac{(V_{OUT\ MAX\ RMS})^2}{R_{LOSS} + R_{IN} + R_{OUT}} \quad (3.21)$$

Despejando $V_{OUT\ MAX\ RMS}$ de la expresión anterior L_{FM} queda como:

$$L_{FM} = \frac{FkT(R_{IN} + R_{OUT})^2}{8(Q_0)^2(Q_L/Q_0)^2 R_{IN}(1 - Q_L/Q_0)^2 P_{RF}(R_{LOSS} + R_{IN} + R_{OUT})} \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.22)$$

Como:

$$\left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right) = \frac{(R_{IN} + R_{OUT})}{(R_{LOSS} + R_{IN} + R_{OUT})} \quad (3.23)$$

La razón de ruido contenido en 1 Hz de ancho de banda, a una distancia Δf de la portadora, entre la potencia total es:

$$L_{FM} = \frac{FkT}{8(Q_0)^2(Q_L/Q_0)^2(1 - Q_L/Q_0)P_{RF}} \left(\frac{R_{IN} + R_{OUT}}{R_{IN}}\right) \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.24)$$

Si R_{OUT} es cero, el cual sería una buena aproximación para un oscilador de gran eficiencia, esta ecuación se simplifica a:

$$L_{FM} = \frac{FkT}{8(Q_0)^2(Q_L/Q_0)^2(1 - Q_L/Q_0)P_{RF}} \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.25)$$

Hay que notar que F bien puede variar con la impedancia de la fuente, la cual variará conforme Q_L/Q_0 .

Si R_{OUT} se iguala a R_{IN} , la ecuación anterior se simplifica a:

$$L_{FM} = \frac{FkT}{4(Q_0)^2(Q_L/Q_0)^2(1 - Q_L/Q_0)P_{RF}} \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.26)$$

Cabe reiterar que P_{RF} es la potencia total del sistema excluyendo las pérdidas en el amplificador, por lo que se puede calcular como: $P_{RF} = (\text{Potencia DC entregada al sistema}) \times \text{eficiencia}$.

Si la potencia del oscilador se define como la potencia disponible a la salida del amplificador, P_{AVO} , entonces se tiene:

$$P_{AVO} = \frac{(V_{OUT\ MAX\ RMS})^2}{4R_{OUT}} \quad (3.27)$$

Con lo que la razón de ruido contenido en 1 Hz de ancho de banda, a una distancia Δf de la portadora, entre la potencia total es:

$$L_{FM} = \frac{FkTR_{IN}}{8(Q_0)^2(Q_L/Q_0)^2(R_{IN}/(R_{IN} + R_{OUT}))^2(1 - Q_L/Q_0)^2P_{AVO}(4R_{OUT})} \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.28)$$

La cual se puede reacomodar como:

$$L_{FM} = \frac{FkT}{32(Q_0)^2(Q_L/Q_0)^2(1 - Q_L/Q_0)^2P_{AVO}} \left(\frac{(R_{IN} + R_{OUT})^2}{R_{IN} \cdot R_{OUT}}\right) \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.29)$$

Se puede demostrar que el término:

$$\left(\frac{(R_{IN} + R_{OUT})^2}{R_{IN} \cdot R_{OUT}}\right)$$

es mínimo cuando $R_{OUT} = R_{IN}$, reduciéndose éste a 4; sin embargo, esto es debido a que la definición de potencia es la potencia disponible a la salida del amplificador. A medida que R_{OUT} se reduce, P_{AVO} se incrementa y el ruido empeora; sin embargo, P_{AVO} se relaciona cada vez menos con la potencia del oscilador. Si $R_{OUT} = R_{IN}$:

$$L_{FM} = \frac{FkT}{8(Q_0)^2(Q_L/Q_0)^2(1 - Q_L/Q_0)^2P_{AVO}} \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.30)$$

Se puede escribir una ecuación general que describa todos los casos presentados, la cual es:

$$L_{FM} = A \cdot \frac{FkT}{8(Q_0)^2(Q_L/Q_0)^2(1 - Q_L/Q_0)^N P} \left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)^2 \quad (3.31)$$

donde:

1. Si $N=1$ y $A=1$, entonces P se define como P_{RF} y $R_{OUT} = 0$.
2. Si $N=1$ y $A=2$, entonces P se define como P_{RF} y $R_{OUT} = R_{IN}$.
3. Si $N=2$ y $A=1$, entonces P se define como P_{AVO} y $R_{OUT} = R_{IN}$.

Esta ecuación describe el comportamiento del ruido dentro de la banda de 3 dB del resonador, el cual decae en la forma $(1/\Delta f)^2$. También se observa que L_{FM} es inversamente proporcional a P_{RF} y que un mejor desempeño se obtiene para potencias de retroalimentación mayores; esto se debe a que la potencia de ruido, a una distancia determinada de la portadora, no varía con la potencia de retroalimentación total.

La situación óptima en la cual el ruido de fase es mínimo, se consigue derivando L_{FM} con respecto a (Q_L/Q_0) . Cuando se utiliza P_{RF} como definición de potencia, se puede determinar que el ruido mínimo ocurre cuando $Q_L/Q_0 = 2/3$; en cambio, cuando se considera P_{AVO} , el ruido mínimo ocurre cuando $Q_L/Q_0 = 1/2$ [27].

3.3 AMPLIFICADOR

Como se mencionó anteriormente, una parte fundamental del oscilador consiste en el amplificador, por lo que su diseño será de suma importancia. Los requerimientos básicos para que un amplificador tenga un buen desempeño son:

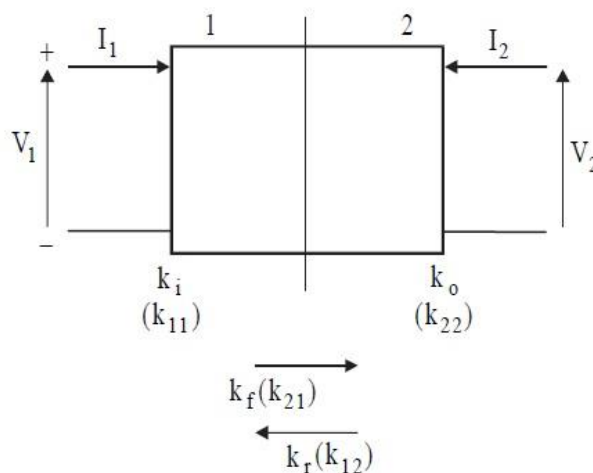
- Ganancia adecuada, conseguida a través del correcto acoplamiento y retroalimentación.
- Bajo ruido.
- Baja distorsión.
- Operación estable.
- Filtrado de señales indeseadas.
- Operación independiente del tiempo mediante una adecuada polarización.

El propósito de las siguientes líneas es presentar las técnicas necesarias para conseguir los objetivos mencionados. Se iniciará con un breve recordatorio de la teoría de bipuertos, ya que será la herramienta con la que se desarrollará el análisis, prosiguiendo con el cálculo de los acoplamientos necesarios para obtener la máxima transferencia de potencia y las condiciones necesarias para obtener la mínima figura de ruido.

3.3.1 BIPUERTOS

Para el análisis de un dispositivo eléctrico, se requiere conocer la respuesta que tendrá éste ante distintos estímulos; como en la mayoría de los casos se puede considerar que el dispositivo tendrá un comportamiento lineal, se puede hacer dicho análisis considerándolo un bipuerto y seleccionando los parámetros adecuados para las mediciones.

Una representación gráfica de un bipuerto se muestra en la siguiente figura:



3.5 Representación general de una red de dos puertos

Como se puede observar, hay cuatro parámetros que deben medirse:

k_{11} =El parámetro de entrada (puerto 1)

k_{22} =El parámetro de salida (Puerto 2)

k_{21} =La función de transferencia en directa

k_{12} =La función de transferencia en inversa

Representando el sistema en forma matricial y expresándolo en términos de variables dependientes (Φ_d) e independientes (Φ_i) se puede llegar a la siguiente expresión:

Variables dependientes	Parámetros	Variables independientes
$\begin{pmatrix} \Phi_{d1} \\ \Phi_{d2} \end{pmatrix}$	$= \begin{pmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \Phi_{i1} \\ \Phi_{i2} \end{pmatrix}$

Obteniendo con ello el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\Phi_{d1} = k_{11}\Phi_{i1} + k_{12}\Phi_{i2}$$

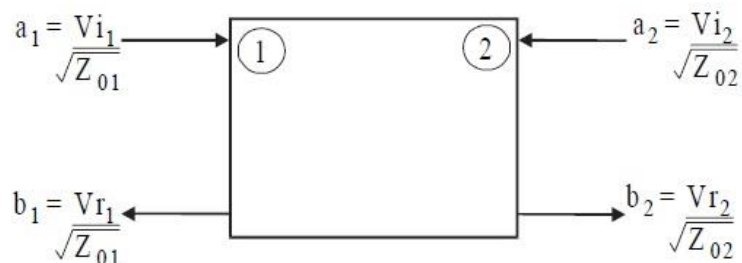
$$\Phi_{d2} = k_{21}\Phi_{i1} + k_{22}\Phi_{i2}$$

Cualquiera de las dos variables independientes se puede hacer cero de la siguiente manera: colocando en el puerto correspondiente un corto circuito, si las variables independientes son voltajes, y un circuito abierto, si las variables independientes son corrientes, o bien terminando la conexión del puerto en una impedancia igual a la de la línea (Z_0), si se está manejando ondas viajeras.

Los parámetros más usados en teoría de bipuertos son los parámetros de impedancia (parámetros Z), los parámetros de admitancia (parámetros Y), los parámetros híbridos (parámetros h) y los parámetros de dispersión (parámetros S). El uso de uno u otro tipo de parámetro dependerá de la facilidad y precisión con que puedan medirse.

Los parámetros más convenientes para dispositivos que trabajan a frecuencias por arriba de los 5-10 MHz son los parámetros S, ya que a frecuencias elevadas, es difícil establecer las condiciones necesarias para realizar un corto circuito o un circuito abierto.

Estos parámetros se basan en ondas de voltaje viajeras normalizadas a una impedancia, de tal manera que al elevarlos al cuadrado se convierten en potencias. En este caso, en vez de tener voltajes y corrientes, se tendrá una onda incidente y una reflejada en cada puerto



3.6 Modelo de bipuerto para parámetros S

En un bipuerto, las ondas incidentes y reflejadas se definen como:

Onda incidente en el puerto1

$$a_1 = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_{01}}}$$

Onda reflejada del puerto 1

$$b_1 = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_{01}}}$$

Onda incidente en el puerto2

$$a_2 = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_{02}}}$$

Onda reflejada del puerto 2

$$b_2 = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_{02}}}$$

Las variables independientes son las ondas incidentes en cada puerto, por lo que los parámetros S pueden expresarse en forma matricial como:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

O de forma expandida:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Cuando se prueba el puerto 1, se aplica una onda incidente en el puerto 1 y la salida, es decir el puerto 2, se conecta a una carga igual a la impedancia de la línea de transmisión del puerto 2, Z_{02} , por lo que no habrá onda reflejada en dicha carga y en consecuencia $a_2 = 0$. Un procedimiento similar se realiza al probar el puerto 2. De esta manera, los parámetros S quedan definidos de la siguiente manera:

El coeficiente de reflexión en la entrada con una carga a la salida igual a Z_{02}

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big| a_2 = 0$$

El coeficiente de transmisión en directa con una carga a la salida igual a Z_{02}

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big| a_2 = 0$$

El coeficiente de reflexión en la salida con una carga a la entrada igual a Z_{01}

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big| a_1 = 0$$

El coeficiente de transmisión en reversa con una carga a la salida igual a Z_{01}

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big| a_1 = 0$$

Para obtener información de los parámetros S, es necesario expresarlos en términos de los voltajes de salida y entrada (V_{out}/V_{in}). Por definición se tiene:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{Vr_2}{\sqrt{Z_{02}}} \cdot \frac{\sqrt{Z_{01}}}{Vi_1}$$

Además, al estar el puerto 2 acoplado, se tiene:

$$\frac{V_{in}}{\sqrt{Z_{01}}} = a_1 + b_1 \qquad \frac{V_{out}}{\sqrt{Z_{02}}} = b_2$$

Por lo tanto:

$$\frac{\sqrt{Z_{01}}}{\sqrt{Z_{02}}} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{b_2}{a_1 + b_1} \right)$$

Con algebra se puede llegar a la siguiente expresión:

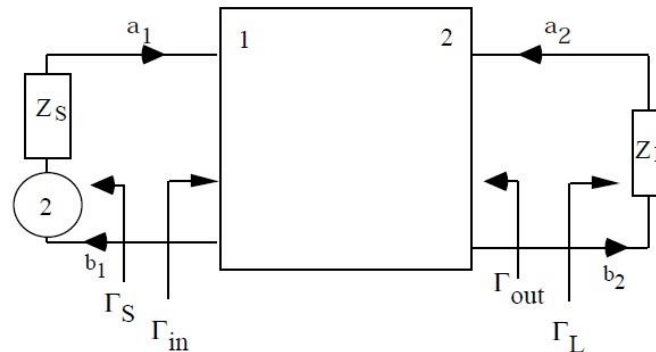
$$S_{21} = \frac{\sqrt{Z_{01}}}{\sqrt{Z_{02}}} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} (1 + S_{11})$$

Para la mayoría de los casos $Z_{01} = Z_{02}$; de hecho, generalmente las impedancias de las líneas se estandarizan a 50Ω o 75Ω , por lo que la expresión anterior se puede simplificar a:

$$S_{21} = \frac{V_{out}}{V_{in}} (1 + S_{11})$$

Si S_{11} es cero, es decir, la impedancia de entrada es igual a la impedancia de la línea, entonces $S_{21} = V_{out}/V_{in}$. Para calcular S_{12} , el procedimiento es igual, haciendo las mediciones desde el puerto 2.

El modelo de parámetros S de un amplificador se muestra en la figura 3.7. En él, las impedancias se expresan en términos de coeficientes de reflexión normalizados a la impedancia característica de la línea. Estos son Γ_{in} , Γ_{out} , Γ_S y Γ_L .



3.7 Modelo de parámetros S de un amplificador

Usando la matriz de parámetros S de un bipuerto, se pueden derivar los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida, con lo que se tiene:

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12} \frac{a_2}{a_1}$$

y como:

$$a_1 = \frac{b_2 - S_{22}a_2}{S_{21}}$$

$$\Gamma_{in} = S_{11} + S_{12}S_{21} \left(\frac{a_2}{b_2 - S_{22}a_2} \right)$$

dividiendo entre b_2 :

$$\Gamma_{in} = S_{11} + S_{12}S_{21} \left(\frac{\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right)$$

De forma similar se puede obtener el coeficiente de reflexión en el puerto de salida:

$$\Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + S_{12}S_{21} \left(\frac{\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right)$$

Se puede observar que el coeficiente de reflexión a la entrada depende de la carga y que el coeficiente a la salida depende de la fuente. Asimismo, Γ_{in} y Γ_{out} se convierten en S_{11} y S_{22} respectivamente cuando las impedancias de la carga y de la fuente son iguales a Z_0 . Esto también ocurre cuando S_{12} es igual a cero.

3.3.2 ESTABILIDAD

Para que un amplificador sea estable, es necesario que tanto la magnitud del coeficiente de reflexión a la entrada como a la salida no excedan la unidad, es decir, que la potencia reflejada sea siempre menor a la potencia incidente. Si esto ocurre para todos los coeficientes de reflexión de la carga y de la fuente, cuya magnitud sea menor a la unidad, se tiene entonces estabilidad incondicional. Para esto se requiere que:

$$|\Gamma_{in}| < 1 \quad ; \quad |\Gamma_{out}| < 1$$

para todo $|\Gamma_S| < 1$ y para todo $|\Gamma_L| < 1$.

Si se examina la ecuación para el coeficiente de reflexión a la entrada, se pueden hacer ciertas conclusiones sobre qué podría producir inestabilidad. Si el producto $S_{12}S_{21}$ es grande, entonces hay una gran probabilidad de que ciertos valores de la carga produzcan inestabilidad. Como no se puede reducir S_{21} , ya que generalmente es la ganancia requerida, es importante tener un buen aislamiento en transmisión inversa para que S_{12} sea bajo. Si además el acoplamiento a la entrada es pobre, provocando que S_{11} sea grande, el valor del segundo término de la ecuación será más determinante. Sin embargo, se puede forzar a que un circuito sea incondicionalmente estable restringiendo el máximo valor de $|\Gamma_L|$. La forma más sencilla de lograr esto es colocando una resistencia en paralelo (o incluso conjuntamente con una resistencia en serie) al puerto de salida; también podría servir colocar la resistencia en el puerto de entrada, sin embargo, esto no es muy recomendable ya que degrada la figura de ruido. Este mismo análisis debe hacerse con respecto al puerto de salida para garantizar $|\Gamma_S| < 1$.

Otra forma de determinar si un dispositivo es incondicionalmente estable es usando el factor de estabilidad de Rollett, K, el cual garantiza la estabilidad siempre que sea mayor a uno; este factor se formula de la siguiente manera:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2S_{12}S_{21}} > 1$$

Es importante garantizar la estabilidad en todo el rango de frecuencias, incluso aquellas que están fuera de la banda de operación, debido a que frecuencias inestables podrían afectar el comportamiento de las impedancias de la fuente o de la carga [27].

3.3.3 GANANCIA

La ganancia depende de la ganancia interna del dispositivo y de lo preciso que sea el acoplamiento del dispositivo tanto a la entrada como a la salida. Siempre y cuando el dispositivo sea estable, la ganancia máxima se obtendrá con el mejor acoplamiento. En lo subsecuente se entenderá por ganancia la proporción existente entre la potencia entregada a la carga entre la potencia disponible de la fuente, que expresada en función de los parámetros S sería:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

En este punto es conveniente mencionar lo que se conoce como la suposición unilateral, la cual consiste en asumir que el dispositivo carece de transmisión en inversa, por lo que $S_{12} = 0$ y con ello $\Gamma_{in} = S_{11}$. De esta forma:

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

La máxima ganancia, asumiendo la suposición unilateral, MUG, ocurre cuando $\Gamma_S = S_{11}^*$ y $\Gamma_L = S_{22}^*$ (teorema de máxima transferencia de potencia) donde el asterisco representa el complejo conjugado. La ecuación para el MUG es entonces:

$$MUG = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

Cuando S_{12} no es igual a cero o demasiado grande para no poder asumir la suposición unilateral, los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida están dados por:

$$\Gamma_S^* = S_{11} + S_{12}S_{21} \left(\frac{\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right)$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + S_{12}S_{21} \left(\frac{\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right)$$

Se puede demostrar que los coeficientes de reflexión de la fuente y de la carga que satisfacen simultáneamente las ecuaciones anteriores, y que por consiguiente llevan al acoplamiento óptimo, son [27]:

$$\Gamma_{Sopt} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$$

$$\Gamma_{Lopt} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$$

donde:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - S_{22}^* \Delta$$

$$C_2 = S_{22} - S_{11}^* \Delta$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

3.3.4 RUIDO

Las Principales fuentes de ruido en un transistor son:

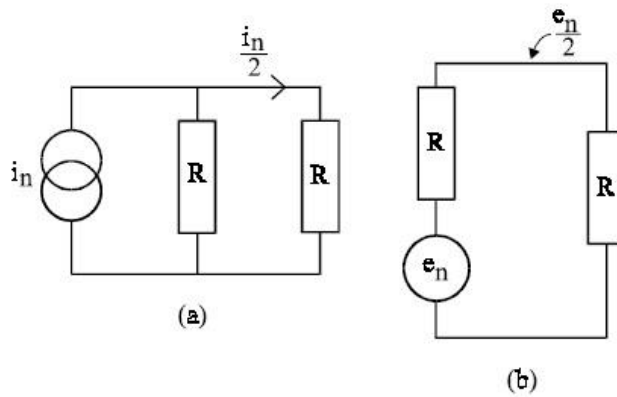
- Ruido térmico, debido al movimiento aleatorio de los portadores de carga
- Ruido de disparo
- Ruido de parpadeo (Flicker noise)

Sin embargo, en transistores de alta movilidad de electrones (HEMT), trabajando a altas frecuencias, la principal causa de ruido se debe al ruido térmico. Por ello será este tipo de ruido el que se trate en los siguientes párrafos.

El ruido generado en un amplificador se cuantifica mediante el factor de ruido y la figura de ruido. Ambos parámetros describen el mismo efecto ya que la figura de ruido se calcula como $10 \log$ (factor de ruido). Estos parámetros muestran la degradación causada por el amplificador. Un amplificador ideal posee un factor de ruido igual a 1 y una figura de ruido de 0 dB. El factor de ruido se define como:

$$NF = \frac{\text{Potencia disponible de ruido total a la salida}}{\text{Potencia disponible de ruido proveniente de la fuente}} = \frac{P_{no}}{G_A P_{ni}}$$

Donde G_A es la ganancia de potencia disponible y P_{ni} es el ruido disponible de la fuente. La potencia disponible de ruido en una resistencia a la temperatura T es kTB , donde k es la constante de Boltzmann y B es el ancho de banda. A partir de ello, se puede derivar un voltaje o corriente de ruido equivalente. Se considera que la impedancia de entrada consiste en una resistencia sin ruido controlada por una resistencia convencional. A su vez, la resistencia convencional puede representarse como una resistencia sin ruido en paralelo con una corriente de ruido o bien en serie con un voltaje de ruido, como se muestra en la figura 3.8.

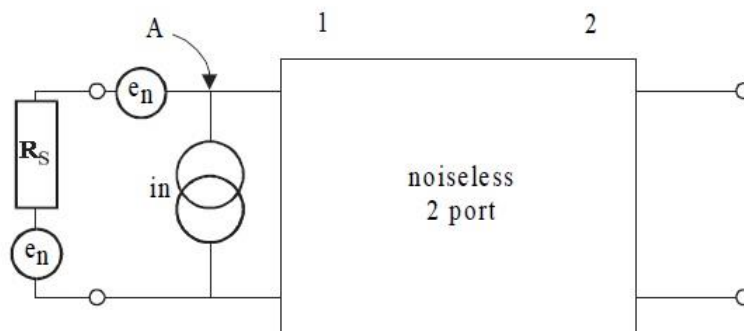


3.8 (a) Fuente de corriente de ruido equivalente (b) Fuente de voltaje de ruido equivalente

De lo anterior se puede calcular los valores de las fuentes de corriente y voltaje respectivamente:

$$i_n^2 = \frac{4kTB}{R} \quad e_n^2 = 4kTBR$$

En dispositivos activos se tendrían fuentes de ruido tanto a la entrada como a la salida, sin embargo, la forma más sencilla de analizarlo es refiriendo todas las fuentes de ruido a la entrada y considerando el dispositivo como no ruidoso. Todas las fuentes de ruido en el interior del dispositivo se pueden reducir a un voltaje de ruido en serie y una corriente de ruido en paralelo como se muestra en la figura 3.9.



3.9 Representación del ruido en un dispositivo de dos puertos

El motivo por el cual se utilizan dos fuentes de ruido para modelar el ruido en un dispositivo activo es debido a que su impedancia es una impedancia dinámica y no una resistencia convencional. En otras palabras, ésta depende de dV/dI más que de V/I . Debido a esto, existirá entre ambas un factor de correlación cuyo valor estará entre 1 y -1. Estas fuentes de ruido pueden agruparse en una sola, cuyo valor sería entonces $e_n^2 + i_n^2 R_S^2 + 2C e_n i_n R_S$ donde C es el coeficiente de correlación, aunque en muchos casos es posible despreciar el último término.

En este punto es conveniente calcular la resistencia de la fuente óptima que minimice la figura de ruido. El factor de ruido del circuito se obtiene calculando la proporción entre el ruido total a la entrada del dispositivo (nodo A en la figura 3.9) y el ruido provocado solo por la impedancia de la fuente R_S .

$$NF = \frac{4kTBR_S + e_n^2 + (i_n R_S)^2}{4kTBR_S} = 1 + \frac{e_n^2 + (i_n R_S)^2}{4kTBR_S}$$

Diferenciando el factor de ruido con respecto a R_S :

$$\frac{dNF}{dR_S} = \frac{1}{4kTB} \left(\frac{-e_n^2}{R_S^2} + i_n^2 \right)$$

Igualando a cero esta expresión y despejando se obtiene la impedancia de fuente óptima para el menor ruido:

$$R_{SO} = \frac{e_n}{i_n}$$

La mínima figura de ruido para fuentes no correlacionadas se obtiene sustituyendo esta última expresión en la fórmula para el factor de ruido, obteniendo:

$$F_{min} = 1 + \frac{e_n i_n}{2kTB}$$

Este resultado es válido siempre y cuando se esté trabajando en el rango de bajas frecuencias; en altas frecuencias, el factor de correlación será lo suficientemente alto como para no poder ignorarlo, por lo que la figura de ruido estará determinada por:

$$F = F_{min} + \frac{r_n}{g_n} |Y_S - Y_0|^2$$

donde r_n es la resistencia de ruido normalizada:

$$r_n = \frac{R_N}{Z_0}$$

La resistencia de ruido equivalente es un concepto usado para representar fuentes de ruido tanto de voltaje como de corriente y que estaría definida como $R_N = e_n/i_n$.

Asimismo $Y_S = g_S + jb_S$ es la admitancia de la fuente y $Y_0 = g_0 + jb_0$ representa la admitancia de la fuente que resulta en la mínima figura de ruido. Estos parámetros se pueden convertir en coeficientes de reflexión para obtener:

$$Y_S = \frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} \quad Y_0 = \frac{1 - \Gamma_0}{1 + \Gamma_0}$$

$$F = F_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_S - \Gamma_0|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) |1 + \Gamma_0|^2}$$

Es importante resaltar que por lo general la máxima ganancia, el acoplamiento óptimo y el mínimo ruido no ocurren en el mismo punto en un dispositivo activo. Este hecho se ve incluso exagerado en los transistores mosfet de doble puerta operando en la banda VHS, debido a la alta impedancia de entrada [27, 28].

También es importante notar que al conectar varios dispositivos en cascada, el ruido equivalente estará compuesto de alguna forma por el ruido de cada uno de los dispositivos. La ecuación de Friis es una ecuación que relaciona el factor de ruido total

con las respectivas contribuciones de cada uno de los dispositivos que integran el circuito y se enuncia como:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots$$

Donde F_n y G_n son el factor de ruido y la ganancia del dispositivo n respectivamente.

Se puede observar de esta ecuación que el primer término, es decir, el factor de ruido del primer dispositivo, será el que tenga mayor peso en el ruido total, ya que los otros se verán disminuidos por las respectivas ganancias [29].

3.3.5 CONSIDERACIONES FINALES

Un punto que hay que hacer notar es el referente a la polarización del transistor, específicamente de transistores bipolares (TBJ). A bajas frecuencias es común utilizar resistencias de desacople a la salida del emisor y un voltaje de polarización bastante alto en la base para reducir los efectos que tiene la variación de V_{be} en la corriente del colector. A frecuencias más altas, los componentes a la salida del emisor a menudo causan inestabilidad y pueden incrementar el ruido. Por lo tanto es importante desarrollar circuitos de polarización para compensar las variaciones de β y de V_{be} por variaciones de temperatura.

Esto se puede lograr colocando una resistencia en el circuito del colector R_c , con el fin de reducir el voltaje de polarización en la base a medida que se incremente la corriente. Se pueden obtener valores de R_c inferiores, añadiendo una resistencia conectada de base a tierra.

Actualmente también es bastante común un circuito de polarización activo que mida el voltaje a través de la resistencia del colector y aplique la correcta polarización.

4 DISEÑO DEL OSCILADOR

4.1 METODOLOGÍA

Dado que el resonador o tanque del circuito oscilador, en este caso la línea de retardo SAW, ya está fabricada, se procederá a diseñar y construir un dispositivo que, junto con dicha línea, satisfaga las condiciones de Barkhausen; es decir, ganancia de lazo unitaria y fase cero para las frecuencias de interés en el estado estable (78 MHz y 235 MHz).

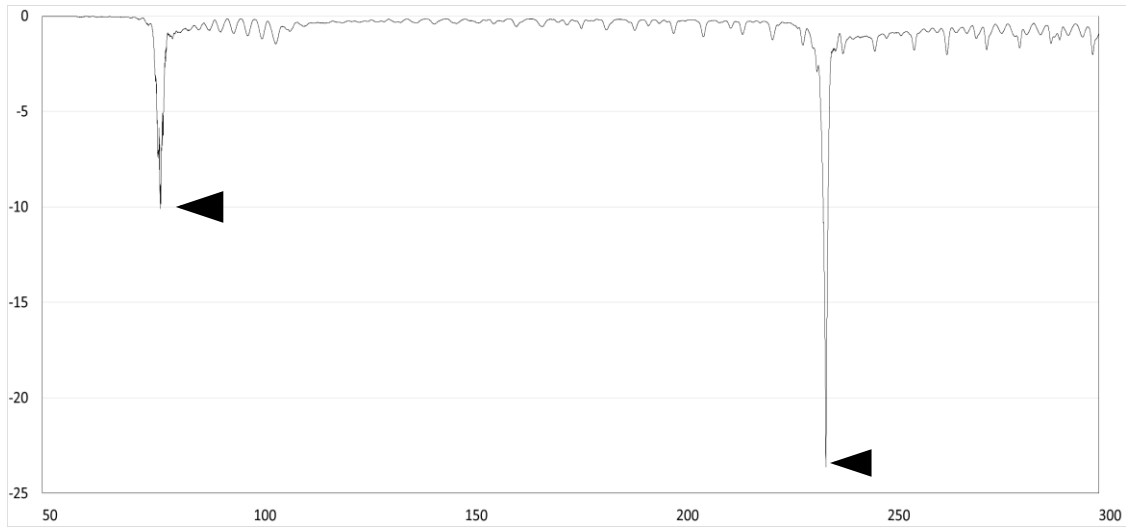
Sin embargo, como se mencionó en el capítulo 3, para que el circuito comience a oscilar, es necesario que la ganancia de lazo sea mayor a uno. Por lo tanto, el dispositivo a fabricar de alguna manera deberá tener la capacidad de, llegado a una cierta amplitud de voltaje, reducir la ganancia a uno.

Por lo antes expuesto, se empezará por diseñar un amplificador cuya ganancia supere las pérdidas a través del lazo. Una vez alcanzado cierto voltaje, determinado por la impedancia de la carga conectada a la salida del amplificador, se utilizarán las mismas características alineales del amplificador para reducir la ganancia de lazo a uno, satisfaciendo así la primera condición de Barkhausen. Para satisfacer la segunda condición, se calcularán los desfases correspondientes al circuito amplificador y a la línea de retardo; si la suma de estos dos desfases no alcanza los 360° , se completará con los acoplos necesarios, tanto en la entrada como en la salida del amplificador, para conseguir dicho propósito.

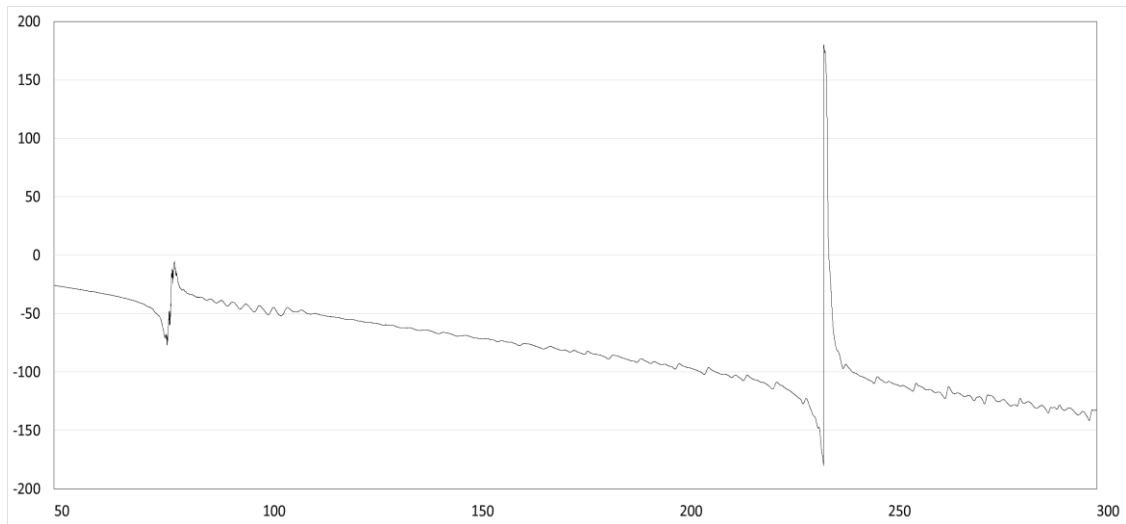
4.2 CONSIDERACIONES INICIALES

La línea de retardo está fabricada de tal forma que permite el paso de una frecuencia fundamental, de aproximadamente 78 MHz, pero por su forma de operación también permite el paso del tercer armónico, a 235 MHz. De la medición de los parámetros de dispersión, se puede corroborar que las caídas mínimas de voltaje entre la entrada y la salida de la línea de retardo (parámetro S_{21}), se encuentran en las frecuencias de 78.1625 MHz y 235.4438 MHz. Asimismo, los coeficientes de reflexión (parámetro S_{11}) son mínimos en dichas frecuencias, como cabe esperar, por la acción de filtraje de la línea de retardo. La caída de voltaje es de 22.797 dB con una fase de -53.0486° para la frecuencia de 78.1 MHz y 22.1876 dB con una fase de 109.3293° para la de 235.4 MHz. Las gráficas de los parámetros S_{11} y S_{21} se pueden observar en las figuras 4.1 a 4.4.

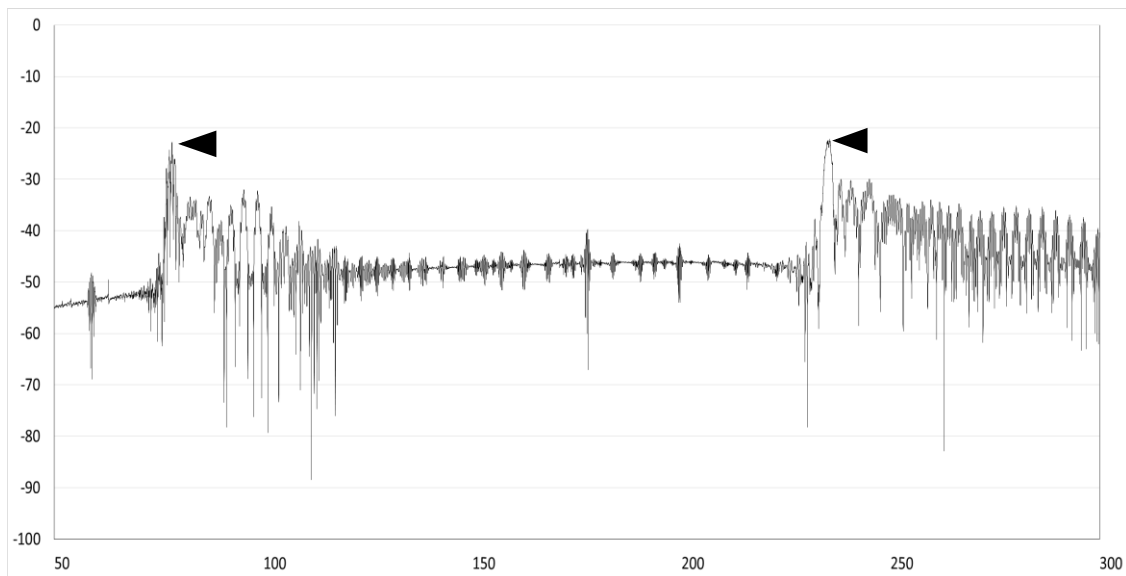
Debido a esto, se debe diseñar un amplificador cuya ganancia pueda compensar las caídas de la línea de retardo, es decir, una ganancia mínima de 23 dB. El primer paso consiste en la elección del elemento activo que dé la amplificación del oscilador. Éste debe ser tal que opere eficientemente en las frecuencias de interés y que tenga una figura de ruido pequeña, ya que ésta repercutirá en el ruido de fase del oscilador. Con este criterio se escogió el transistor de silicio NTE10, cuya frecuencia de transición, según la hoja de especificaciones, es de 5 GHz y tiene una figura mínima de ruido con valor máximo de 4.5 dB; además, sus dimensiones son tales que facilitan su manipulación.



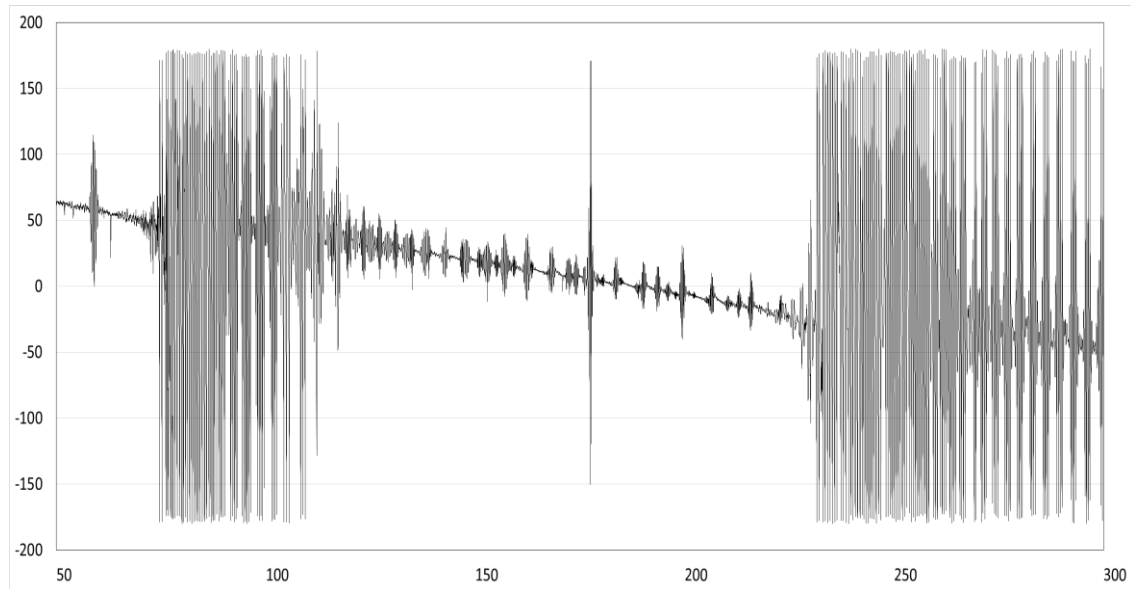
4.1 Magnitud del parámetro S_{11} de la línea de retardo (dB) vs. frecuencia (MHz).
Los picos donde la magnitud es mínima corresponden a las frecuencias de 78.1 y 235.4 MHz.



4.2 Fase del parámetro S_{11} de la línea de retardo (grados) vs. frecuencia (MHz).



4.3 Magnitud del parámetro S_{21} de la línea de retardo (dB) vs. frecuencia (MHz).
Los picos donde la magnitud es máxima corresponden a las frecuencias de 78.1 y 235.4 MHz.

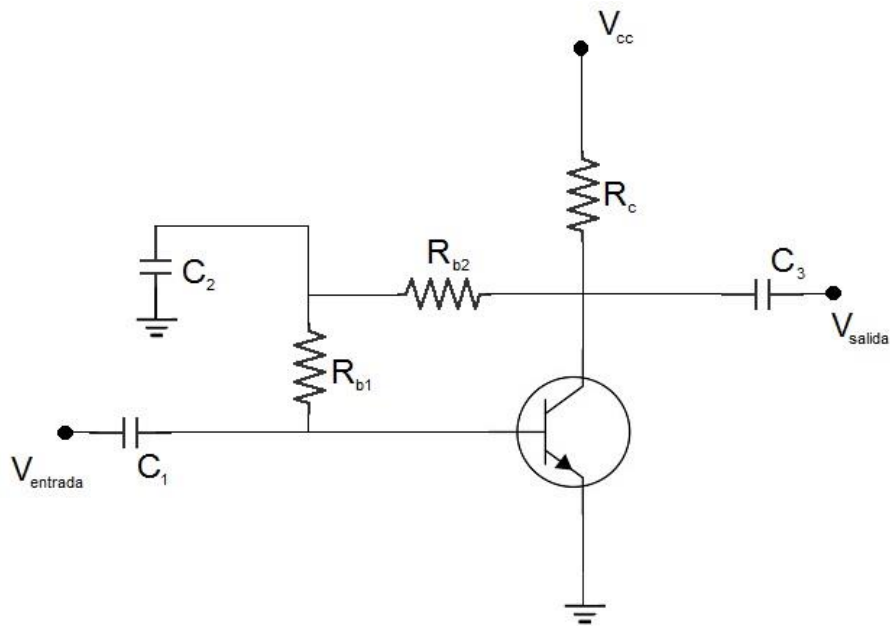


4.4 Fase del parámetro S_{21} de la línea de retardo (grados) vs. frecuencia (MHz).

Asimismo, también conforme a su hoja de especificaciones, su ganancia en directa (S_{21} en configuración emisor común), medida a los 900 MHz, es de 10 dB; por lo que se espera que a frecuencias menores, como en las que se va a trabajar, la ganancia sea mayor, ya que el comportamiento típico de la ganancia de un transistor es decaer conforme aumenta la frecuencia. Debido a lo anterior, se espera que con dos etapas en cascada se satisfaga la condición de ganancia. La hoja de especificaciones del transistor NTE10 se puede encontrar en la sección de Anexos.

4.3 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR

La topología utilizada para la polarización del transistor es la propuesta en el capítulo tres, donde el emisor se conecta directamente a tierra para prevenir la aparición de corrientes parásitas y se utiliza un circuito de retroalimentación negativa para disminuir las variaciones de β y de V_{BE} . El diagrama de polarización se puede observar en la figura 4.5.



4.5 Circuito de polarización del transistor NTE10.

La polarización del amplificador se realizó con una fuente de alimentación y el voltaje DC escogido fue de $V_{cc} = 6V$, situando el punto de operación con valores de $V_{CEQ} = 3.6V$ y $I_{CQ} = 40mA$. Con estas características y tomando $\beta \cong h_{FE} \cong 50$, los valores para las resistencias del circuito son las siguientes:

$$V_{CEQ} - V_{BE} = I_{BQ} R_B = \frac{I_{CQ}}{\beta} R_B$$

$$R_B = \frac{(V_{CEQ} - V_{BE}) \beta}{I_{CQ}} = \frac{(2.9V)(50)}{40mA} = 3,625\Omega \cong 3.6k\Omega$$

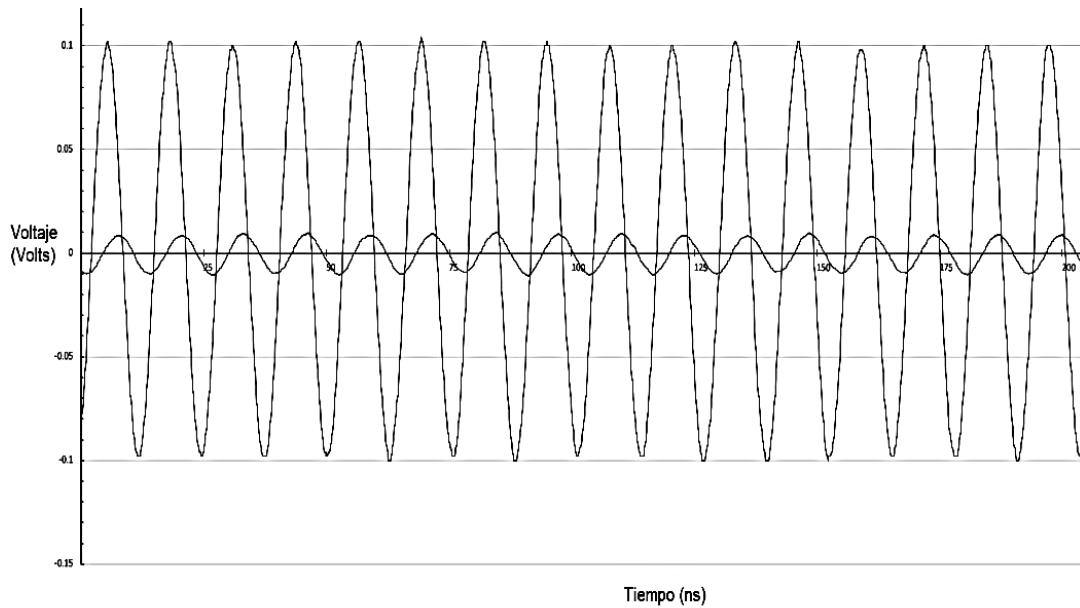
$$V_{cc} - V_{CEQ} = (I_{CQ} - I_{BQ}) R_C = I_{CQ} \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) R_C$$

$$R_C = \frac{(V_{cc} - V_{CEQ})}{I_{CQ} \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} = \frac{2.4V}{(40mA) \left(1 + \frac{1}{50}\right)} = 58.82\Omega \cong 60\Omega$$

Los capacitores de desacoplo de directa se escogieron para que presentaran una impedancia baja en alterna, en especial en las frecuencias de interés. Con un capacitor de 22 nF la impedancia a 80 MHz es:

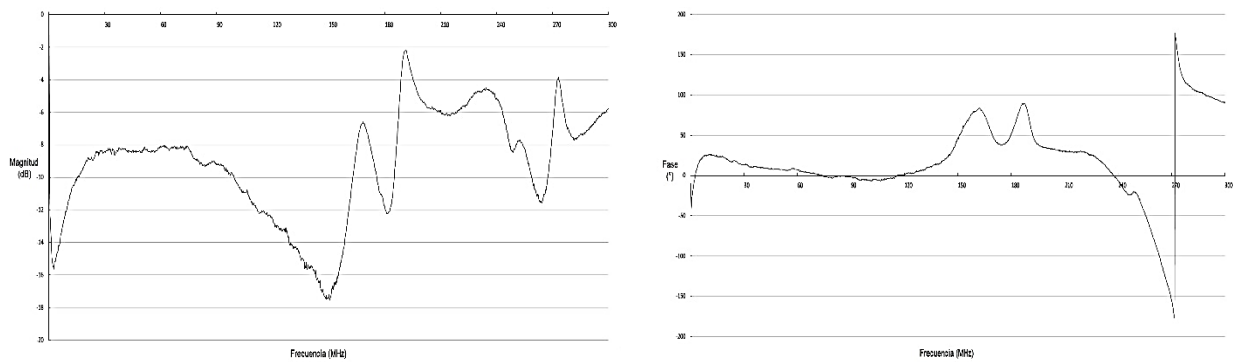
$$X_{cap} = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi(80 \times 10^6 Hz)(22 \times 10^{-9} F)} = 0.09\Omega$$

En la figura 4.6 (la figura original se encuentra en la sección Anexos) se puede observar una medición con osciloscopio de la respuesta del amplificador a una de las frecuencias con las que se trabajará (78.1 MHz); la señal de entrada tiene un voltaje pico de 100 mV y la señal de salida de 10 mV. En dicha figura se puede apreciar que el amplificador tiene la suficiente ganancia (aproximadamente 20 dB) para que, con dos etapas, se satisfaga la condición de ganancia de oscilación. Una vez corroborado ésto, se procedió a la medición de sus parámetros de dispersión con un analizador de redes.

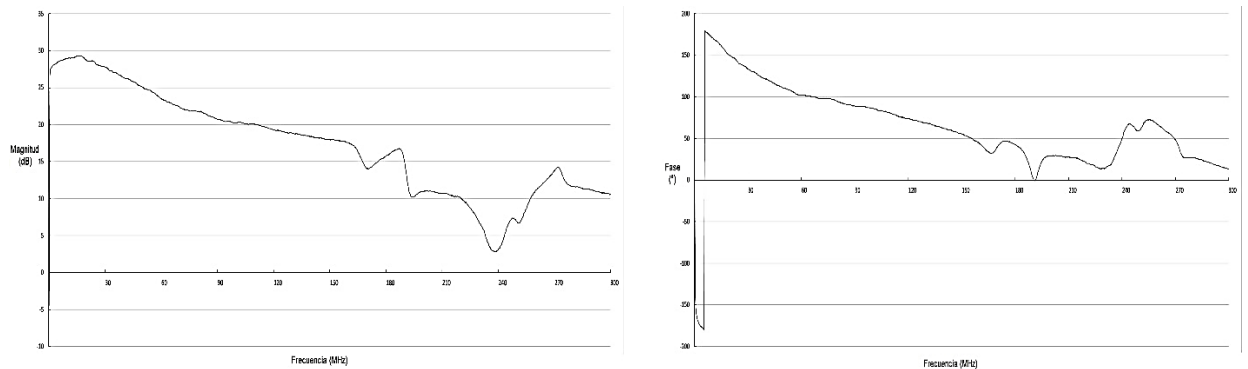


4.6 Respuesta del amplificador a 78.1 MHz.

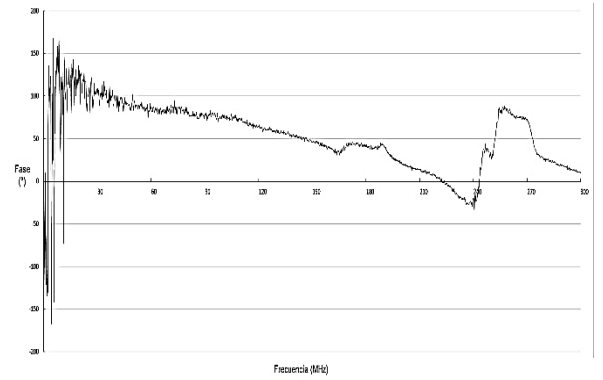
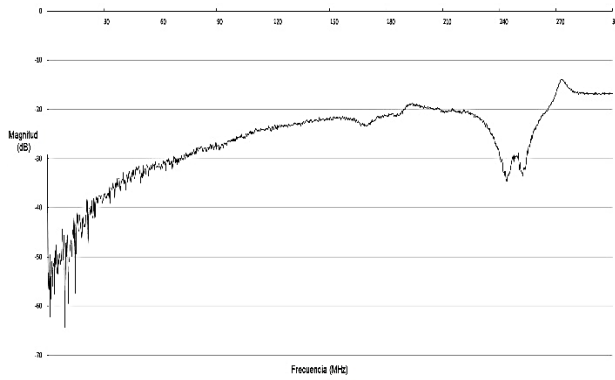
Aunque estrictamente hablando, un oscilador es un dispositivo que trabaja en señal grande, se empezará su modelaje partiendo de un amplificador de señal pequeña; esto permite que se puedan utilizar sus parámetros S y realizar un análisis lineal. Por lo anterior, una vez armado el amplificador, con las especificaciones indicadas, se midieron sus parámetros de dispersión con un analizador de redes Copper Mountain modelo S5048. Los resultados se pueden observar en las figuras 4.7 a 4.10.



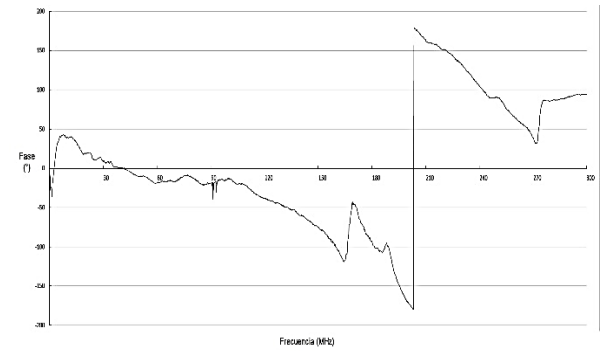
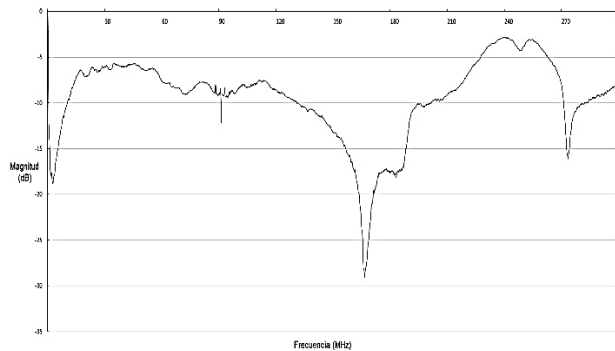
4.7 Parámetro S_{11} del amplificador (1 etapa), magnitud (derecha) y fase (izquierda).



4.8 Parámetro S_{21} del amplificador (1 etapa), magnitud (derecha) y fase (izquierda).



4.9 Parámetro S_{12} del amplificador (1 etapa), magnitud (derecha) y fase (izquierda).



4.10 Parámetro S_{22} del amplificador (1 etapa), magnitud (derecha) y fase (izquierda).

Como se vio anteriormente, el parámetro S_{21} es la relación existente entre el voltaje incidente y el voltaje de salida del dispositivo, por lo que podría pensarse que es equivalente a la ganancia del mismo. Sin embargo, ya que los parámetros de dispersión se midieron en un sistema de 50Ω , S_{21} será representativo de la ganancia solo si, tanto la entrada como la salida del dispositivo están acopladas a una impedancia de 50Ω . Asimismo, ya que el amplificador no es totalmente unilateral, se debe considerar el parámetro S_{12} , la ganancia en inversa del dispositivo.

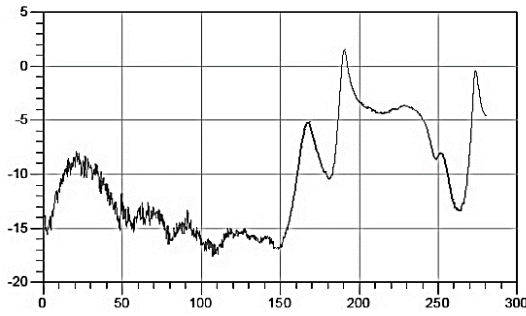
Para poder calcular correctamente la ganancia en el caso de acoplamientos imperfectos y un comportamiento no unilateral, se utiliza la fórmula derivada por Mitch Randall y Terry Hock la cual es [30] [31]:

$$G = \frac{S_{21} - S_{12}}{(1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21} - 2S_{12})} \quad 4.1$$

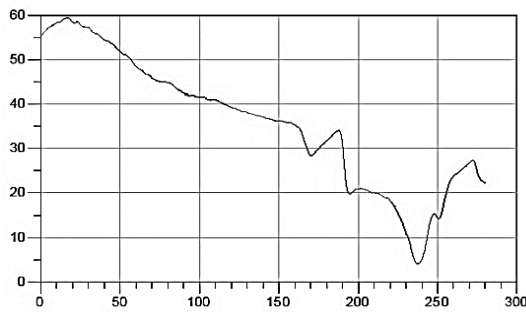
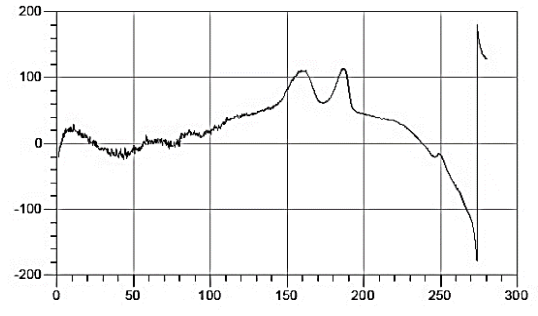
Sin embargo, tomando como una primera aproximación el parámetro S_{21} , es claro que la ganancia no será suficiente para compensar la caída de voltaje de la línea de retardo en las frecuencias de interés, ya que a la frecuencia de 78.1 MHz la magnitud del parámetro S_{21} es de 21.8 dB, y ésta se va reduciendo conforme aumenta la frecuencia. Por lo tanto, es necesario agregar una segunda etapa en cascada para poder asegurar la ganancia necesaria.

Con tal fin, y antes de realizar esto en la práctica, se llevó a cabo una simulación conectando dos etapas idénticas directamente, excepto por el hecho de que solo se colocó un capacitor de desacoplo entre ambas etapas. Esto se realizó con el fin de tener una idea de cómo se comportará el circuito total para que, de no ser satisfactorios los resultados, hacer las modificaciones necesarias.

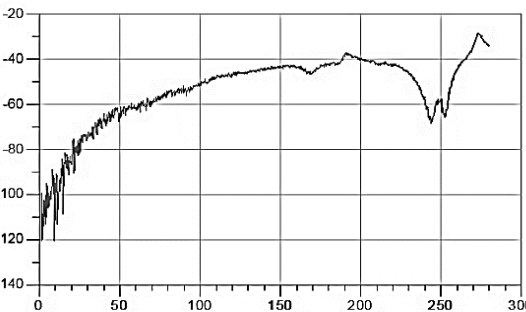
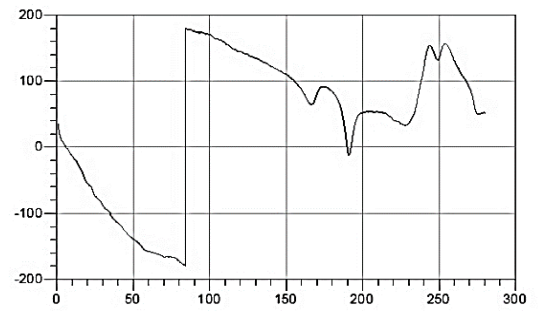
Los resultados de la simulación de dicho arreglo se muestran en las figuras 4.11 a 4.14. Se observa que a la frecuencia fundamental de 78.1 MHz hay una ganancia más que suficiente y, aunque en la frecuencia de 235 MHz la ganancia no lo es, se empezará a trabajar con este diseño.



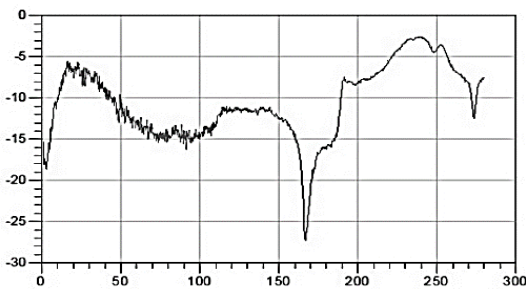
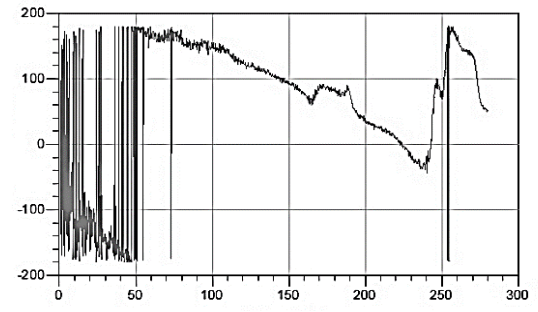
4.11 Parámetro S_{11} del amplificador (2 etapas), magnitud (derecha) y fase (izquierda).



4.12 Parámetro S_{21} del amplificador (2 etapas), magnitud (derecha) y fase (izquierda).



4.13 Parámetro S_{12} del amplificador (2 etapas), magnitud (derecha) y fase (izquierda).

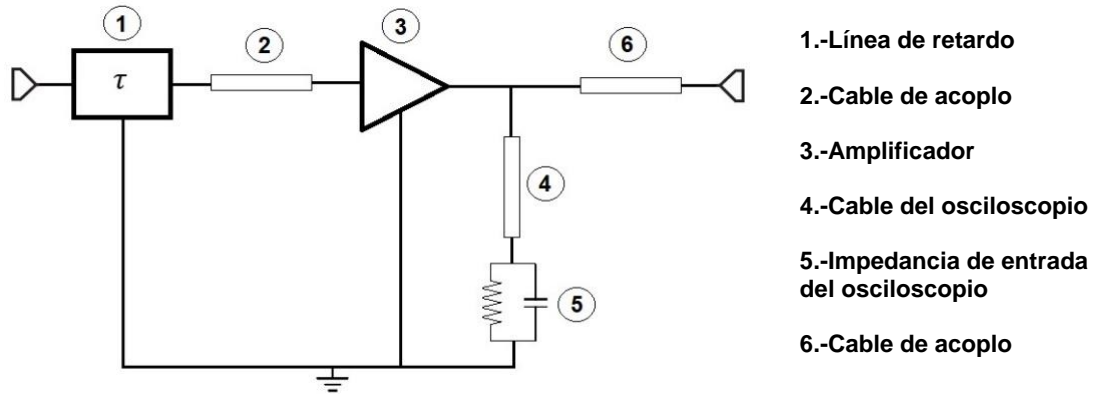


4.14 Parámetro S_{22} del amplificador (2 etapas), magnitud (derecha) y fase (izquierda).

4.4 DISEÑO DEL OSCILADOR

Una vez construido el amplificador, se conectó a la línea de retardo y se observó la señal resultante con un osciloscopio Tektronix TBS1000B-EDU, cuya impedancia de entrada según especificaciones, es de $1\text{ M}\Omega$ en paralelo con 20 pF . Este punto es importante, ya que en este momento, el dispositivo no presenta ningún tipo de aislamiento a la salida; es decir, cualquier carga que se le aplique al circuito, modificará su respuesta. Por lo que la impedancia del osciloscopio pasará a formar parte del oscilador. Los cables coaxiales con los que se harán las conexiones se considerarán ideales, es decir, líneas de transmisión sin pérdidas.

A partir de aquí, se procede a hacer el análisis a bucle abierto del oscilador, empezando con la frecuencia de 78.1 MHz . En la figura 4.15 se observa el circuito de bucle abierto.



4.15 Diagrama del oscilador en bucle abierto.

Ya que los elementos del circuito se encuentran en cascada, conviene manejarlos mediante sus matrices de transmisión (parámetros ABCD); de esta manera, la matriz del circuito equivalente será la multiplicación de las matrices de los elementos que lo componen.

Las fórmulas de conversión de parámetros de dispersión a parámetros ABCD son:

$$A = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad 4.2$$

$$B = Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad 4.3$$

$$C = \frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad 4.4$$

$$D = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad 4.5$$

Y las fórmulas para convertir parámetros ABCD a parámetros de dispersión son:

$$S_{11} = \frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad 4.6$$

$$S_{12} = \frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad 4.7$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad 4.8$$

$$S_{22} = \frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad 4.9$$

Donde Z_0 es la impedancia característica, en este caso $Z_0 = 50\Omega$ [29].

El primer elemento del circuito es la línea de retardo, cuya matriz de parámetros de dispersión a la frecuencia de 78.1 MHz es:

$$\begin{pmatrix} 0.35\angle -19.38 & 0.06\angle 10.41^\circ \\ 0.06\angle 10.38^\circ & 0.4\angle -25.52^\circ \end{pmatrix}$$

La cual, al convertirla en parámetros ABCD mediante las ecuaciones 4.2 a 4.5, resulta en la matriz:

$$M_1 = \begin{pmatrix} 7.4\angle -30.26 & 760.6\angle -22.67 \\ 0.07\angle -35.71 & 7.72\angle -27.43 \end{pmatrix}$$

El segundo elemento es el cable de acoplo, cuya longitud es de 18 cm. Al considerarlo ideal, se puede utilizar la matriz de una línea de transmisión sin pérdidas, la cual es:

$$\begin{pmatrix} \cos(kl) & jZ_0 \sin(kl) \\ jY_0 \sin(kl) & \cos(kl) \end{pmatrix}$$

Donde $k = 2\pi/\lambda$ es la constante de fase y l es la longitud del cable; el producto kl es conocido como la longitud eléctrica.

A la frecuencia de $f = 78.1 \text{ MHz}$, tenemos que la longitud de onda es $\lambda = c/f = 3.84 \text{ m}$.

Por lo tanto: $k = 1.64 \text{ rad/m}$ y la longitud eléctrica es $kl = 0.2952 \text{ rad}$. De esta manera, la matriz ABCD del cable de acoplo es:

$$M_2 = \begin{pmatrix} 0.96 & 14.55j \\ 0.0058j & 0.96 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.96\angle 0^\circ & 14.55\angle 90^\circ \\ 0.0058\angle 90^\circ & 0.96\angle 0^\circ \end{pmatrix}$$

El tercer elemento es el amplificador. Su matriz de parámetros de dispersión a la frecuencia mencionada es:

$$\begin{pmatrix} 0.17\angle -0.91^\circ & 0.002\angle 166.9^\circ \\ 177.71\angle -168.64^\circ & 0.18\angle -9.5^\circ \end{pmatrix}$$

Sin embargo, estos parámetros están medidos a pequeña señal, es decir, cuando el comportamiento del amplificador es lineal; pero como se mencionó anteriormente, la acción limitante del amplificador que estabilizará la amplitud resultante del oscilador, implica que éste trabaje a lo largo de toda su zona activa y sobrepasándola, llegando a la zona de saturación, donde su comportamiento será alineal.

Los parámetros S están concebidos para describir solo sistemas lineales, aunque hay casos alineales que se pueden trabajar como sistemas cuasi-lineales. En estos casos

se utilizan los llamados parámetros S de señal grande, los cuales dependen de la amplitud de la señal de entrada.

Una aproximación que se puede hacer para obtener los parámetros S de señal grande a partir de los de pequeña señal en nuestro caso, es multiplicar la magnitud del parámetro S_{21} por 0.891 para simular la compresión a -1 dB, dejando los demás iguales [30]. De esta manera obtenemos:

$$\begin{pmatrix} 0.17\angle -0.91^\circ & 0.002\angle 166.9^\circ \\ 158.34\angle -168.64^\circ & 0.18\angle -9.5^\circ \end{pmatrix}$$

Y su matriz de parámetros ABCD es:

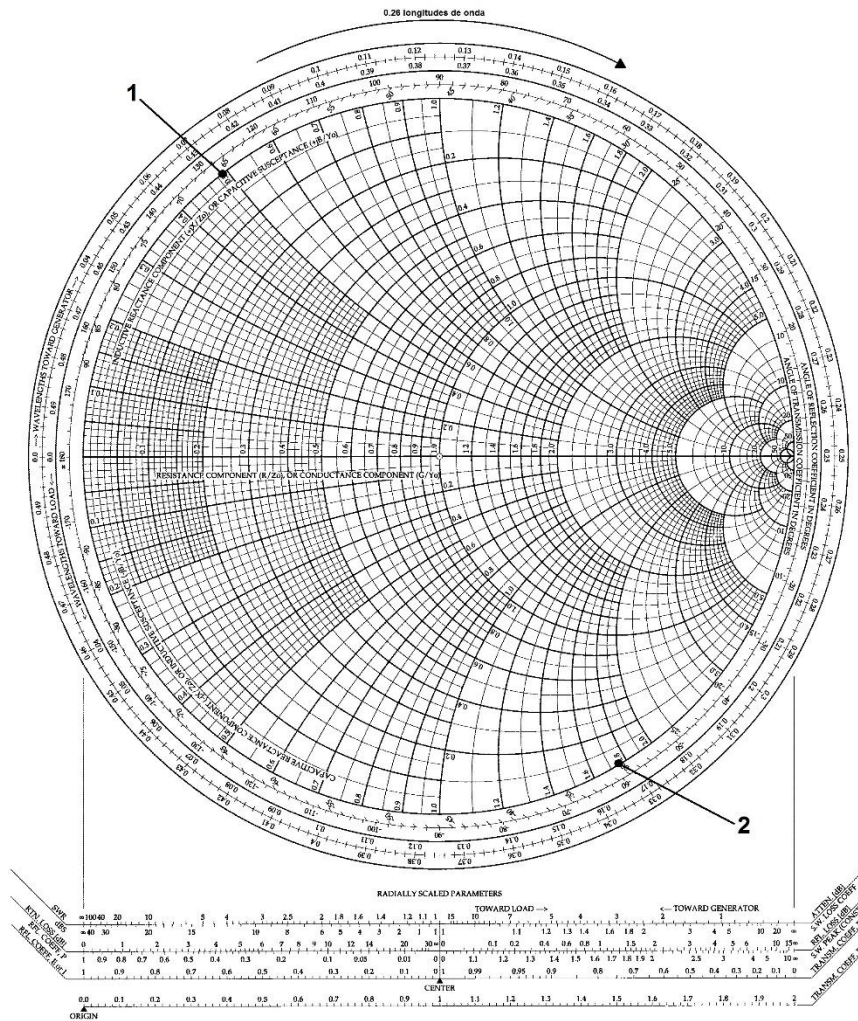
$$M_3 = \begin{pmatrix} 0.0038\angle 166.5^\circ & 0.18\angle 167.1^\circ \\ 2.7 \times 10^{-5}\angle 166^\circ & 0.0039\angle 167^\circ \end{pmatrix}$$

El cuarto elemento es la entrada del osciloscopio. Como los componentes del circuito equivalente de la impedancia de entrada de éste se encuentran en paralelo, es conveniente manejarlo a través de su admitancia, con lo que tenemos:

$$Y = \frac{1}{10^6 \Omega} + j2\pi(78.1 \times 10^6 \text{ Hz})(20 \times 10^{-12} \text{ F}) = 10^{-6} + j(9.81 \times 10^{-3}) \text{ S}$$

Sin embargo, hay que tomar en cuenta que el osciloscopio se conecta mediante un cable coaxial, de longitud 1 m, que transformará esta admitancia en función de la longitud del mismo. Una forma sencilla de calcular esta transformación es utilizando la carta de Smith. El procedimiento es el siguiente (figura 4.16):

- 1) Se normaliza la admitancia con respecto a la admitancia característica ($Y_n = Y/Y_0$, donde $Y_0 = 1/Z_0 = 1/50 \Omega$), y se ubica este punto en la carta de Smith (punto 1 en la figura 4.16). En este caso resulta: $Y_n = 5 \times 10^{-5} + j(0.49)$.
- 2) Se rota este punto en sentido horario la cantidad de longitudes de onda que mide el cable, es decir l/λ . Para el caso $l/\lambda = 1 \text{ m}/3.84 \text{ m} = 0.26$, obteniendo que $Y \cong -j(1.75)$ (punto 2 en la figura 4.16).
- 3) Se multiplica este resultado por la admitancia característica, obteniendo así la admitancia resultante, llegando a que $Y = (1/50)(-j(1.75)) = -j(0.035) \text{ S}$.



4.16 Cálculo de la admitancia mediante la carta de Smith (78.1 MHz).

Se observa que la admitancia resultante tiene la forma de $Y = -j/2\pi fL$, la cual es la susceptancia de un inductor, cuyo valor es $L = 1/2\pi fY = 1/2\pi(78.1 \times 10^6)(0.035) = 58nH$. Este inductor se encuentra en derivación con el resto del circuito, por lo que su matriz de parámetros ABCD es:

$$M_4 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -0.035j & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1\angle 0^\circ & 0 \\ 0.035\angle -90^\circ & 1\angle 0^\circ \end{pmatrix}$$

El último elemento es otro cable de acoplo de las mismas características que el anterior, por lo que su matriz de parámetros ABCD será la misma.

Realizando la multiplicación de estas cinco matrices, obtenemos la matriz de parámetros ABCD total del sistema, la cual es:

$$M_1 M_2 M_3 M_4 M_2 = \begin{pmatrix} 0.11\angle 90^\circ & 5.63\angle 164.43^\circ \\ 0.0011\angle 84.75^\circ & 0.056\angle 159.4^\circ \end{pmatrix}$$

A su vez, esta última matriz se puede transformar a parámetros de dispersión, y una vez obtenida ésta, utilizarla en la fórmula de ganancia de Randall y Hock (ecuación 4.1), obteniendo así la ganancia total del sistema.

De esta manera tenemos que la matriz de parámetros de dispersión es:

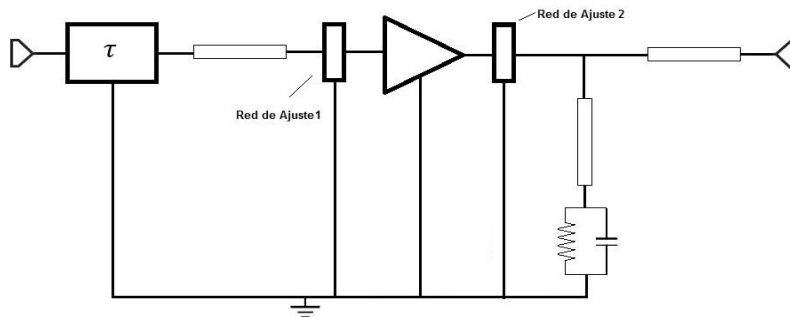
$$\begin{pmatrix} 0.341 \angle 6.57^\circ & 0.0003 \angle 159.54^\circ \\ 7.51 \angle -125.8^\circ & 0.76 \angle -270.78^\circ \end{pmatrix}$$

Con lo que la ganancia resulta ser:

$$G = 6.31 \angle -112.24^\circ$$

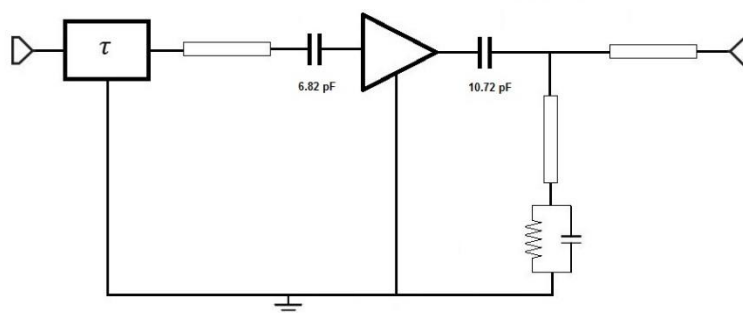
Se observa que, aunque la ganancia es superior a uno, la fase está lejos de ser cero. Asimismo, aunque cualquier ganancia superior a uno podría iniciar una oscilación, una ganancia muy alta provocaría la aparición de frecuencias armónicas que distorsionarían la señal resultante.

Para ajustar la ganancia de bucle abierto es necesario agregar una red de ajuste, ya sea a la entrada o a la salida del amplificador o en ambas. Esta red (o redes) consistirá en elementos sin pérdidas para no aumentar el ruido del amplificador (figura 4.17).



4.17 Bucle abierto con redes de ajuste.

Analizando distintas configuraciones con elementos tanto inductivos como capacitivos se pudo calcular que con una capacitancia a la entrada de 7.78 pF y otra de 10.72 pF a la salida, conectadas como se muestra en la figura 4.18, se obtiene una ganancia que satisface el criterio de Barkhausen. El cálculo es el siguiente:



4.18 Bucle abierto con capacitores de ajuste.

La matriz de parámetros ABCD de un elemento conectado de la manera mencionada tiene la forma $\begin{pmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$. Calculando las impedancias respectivas de cada capacitor se obtiene:

$$Z_1 = \frac{-j}{2\pi f C} = \frac{-j}{2\pi(78.1 \times 10^6)(7.78 \times 10^{-12})} = -261.9j$$

$$Z_2 = \frac{-j}{2\pi f C} = \frac{-j}{2\pi(78.1 \times 10^6)(10.72 \times 10^{-12})} = -190.1j$$

Por lo que la matriz del primer capacitor es:

$$M_{C1} = \begin{pmatrix} 1 & -262j \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 262\angle -90^\circ \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Y la del segundo capacitor es:

$$M_{C2} = \begin{pmatrix} 1 & -190j \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 190\angle -90^\circ \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

La matriz ABCD total del sistema ampliado es la multiplicación de las matrices de los elementos que lo componen, con lo que tenemos:

$$M_1 M_2 M_{C1} M_3 M_{C2} M_4 M_2 = \begin{pmatrix} 0.48\angle -27.84^\circ & 27.91\angle 58.89^\circ \\ 0.0047\angle -30.88^\circ & 0.27\angle 55.84^\circ \end{pmatrix}$$

Convirtiendo a parámetros de dispersión obtenemos la matriz:

$$\begin{pmatrix} 0.346\angle 3.89^\circ & 0.000072\angle -93.14^\circ \\ 1.77\angle -18.46^\circ & 0.94\angle 81.66^\circ \end{pmatrix}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 4.1 obtenemos la ganancia del sistema, la cual resulta:

$$G = 1.73\angle 0.036^\circ$$

Con la cual se satisface las condiciones de Barkhausen.

El análisis de la frecuencia de 235.4 MHz se realiza siguiendo los mismos pasos.

La matriz de parámetros de dispersión de la línea de retardo a la frecuencia de 235.4 MHz es:

$$\begin{pmatrix} 0.082\angle 100.3^\circ & 0.074\angle 140.4^\circ \\ 0.074\angle 140.3^\circ & 0.073\angle 104.4^\circ \end{pmatrix}$$

Por lo tanto, su matriz de parámetros ABCD es:

$$\begin{pmatrix} 6.8\angle -131.94^\circ & 326.6\angle -131.2^\circ \\ 0.14\angle -131.5^\circ & 6.7\angle -131.93^\circ \end{pmatrix}$$

Proseguimos con el cálculo de la matriz de parámetros ABCD del cable de acoplo. A $f = 235.4 \text{ MHz}$, $\lambda = c/f = 1.27 \text{ m}$, por lo tanto: $\beta = 2\pi/\lambda = 4.93 \text{ rad/m}$. Con lo que obtuvimos que su matriz es:

$$\begin{pmatrix} 0.63 & 38.77j \\ 0.015j & 0.63 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.63\angle 0^\circ & 38.77\angle 90^\circ \\ 0.015\angle 90^\circ & 0.63\angle 0^\circ \end{pmatrix}$$

La matriz de parámetros de dispersión del amplificador es:

$$\begin{pmatrix} 0.63\angle 7^\circ & 0.0026\angle -27.16^\circ \\ 1.76\angle 64.21^\circ & 0.72\angle 119.81^\circ \end{pmatrix}$$

Haciendo la misma aproximación que en el caso anterior obtenemos que la matriz de parámetros S de señal grande es:

$$\begin{pmatrix} 0.63\angle 7^\circ & 0.0026\angle -27.16^\circ \\ 1.57\angle 64.21^\circ & 0.72\angle 119.81^\circ \end{pmatrix}$$

Por lo que la matriz de parámetros ABCD del amplificador es:

$$\begin{pmatrix} 0.77\angle -36.84^\circ & 23.03\angle -17.4^\circ \\ 0.004\angle -28.16^\circ & 0.11\angle -8.94^\circ \end{pmatrix}$$

La admitancia del osciloscopio a la frecuencia de 235.4 MHz es:

$$Y = \frac{1}{10^6 \Omega} + j2\pi(235.4 \times 10^6 \text{ Hz})(20 \times 10^{-12} \text{ F}) = 10^{-6} + j(29.581 \times 10^{-3}) \text{ S}$$

Con lo que su admitancia normalizada resulta en:

$$Y_n = Y/Y_0 = 5 \times 10^{-5} + j(1.48)$$

La longitud del cable del oscilador en longitudes de onda para el caso de esta frecuencia es $l/\lambda = 1 \text{ m}/1.27 \text{ m} = 0.79$, con lo que obtenemos que $Y \cong -j(0.38)$ (figura 4.19).

Desnormalizando, obtenemos que la admitancia resultante es:

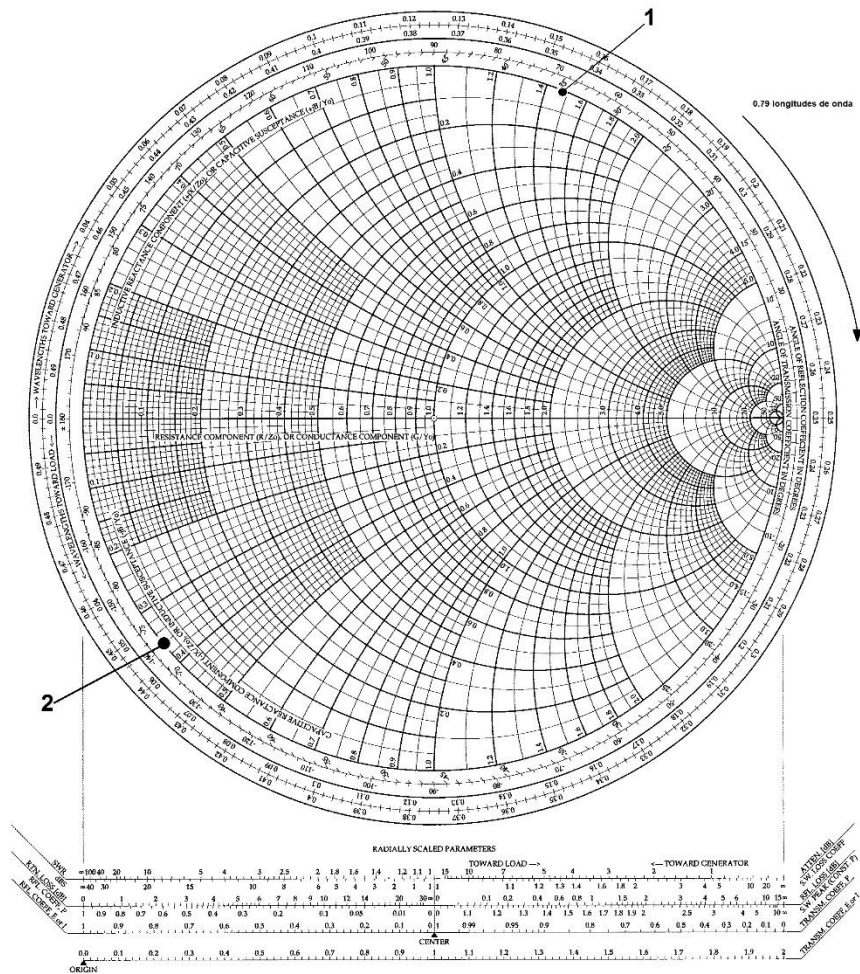
$$Y = \left(\frac{1}{50}\right)(-j(0.38)) = -j(0.0076) \text{ S}$$

Este resultado es una reactancia de un inductor, cuyo valor es:

$$L = 1/2\pi fY = 1/2\pi(235.4 \times 10^6)(0.0076) = 89 \text{ nH}$$

Como en el caso anterior, el inductor se encuentra en derivación, por lo que su matriz de parámetros ABCD es:

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -0.0076j & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1\angle 0^\circ & 0 \\ 0.0076\angle -90^\circ & 1\angle 0^\circ \end{pmatrix}$$



4.19 Cálculo de la admitancia mediante la carta de Smith (235.4 MHz).

El segundo cable de acoplo es igual al primero, por lo que su matriz de parámetros ABCD será la misma. Realizando la multiplicación de estas matrices obtenemos la matriz de parámetros ABCD total:

$$M_1 M_2 M_3 M_4 M_2 = \begin{pmatrix} 3.73 \angle -88.56^\circ & 338.5 \angle -55.81^\circ \\ 0.077 \angle -88.84^\circ & 6.99 \angle -56.1^\circ \end{pmatrix}$$

Convirtiendo estos valores a parámetros de dispersión obtenemos la siguiente matriz:

$$\begin{pmatrix} 0.017 \angle 171.64^\circ & 0.0002 \angle 9.1^\circ \\ 0.097 \angle 67.46^\circ & 0.41 \angle 40.53^\circ \end{pmatrix}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 4.1 obtenemos la ganancia del sistema:

$$G = 0.096 \angle 67.34$$

Como se puede observar, la ganancia no es suficiente para lograr una oscilación sostenida.

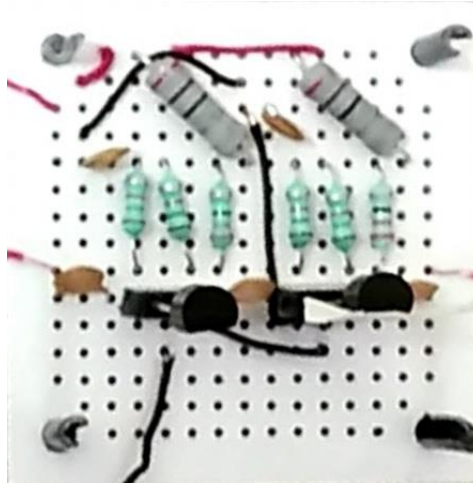
En este caso no se consiguió un cálculo teórico con el que la magnitud de la ganancia superara la unidad y la fase fuera cero (o muy cercana a cero). Sin embargo, se procedió a la construcción del amplificador por tres razones: porque los cálculos teóricos indican que es posible la oscilación en la frecuencia fundamental de 78.1 MHz, el cual es el objetivo principal; empezar a conocer las diferencias que se puedan llegar a presentar entre el diseño teórico y el real, y así realizar los ajustes necesarios para lograr la

oscilación; por último, aunque si bien es cierto que la ganancia de cualquier transistor decae conforme aumenta la frecuencia de la señal de entrada, ésta lo hace de manera suave, por lo que hay razón para creer que la magnitud del parámetro S_{21} del amplificador en el rango de frecuencias de entre 200 y 250 MHz es mayor al observado en la gráfica de la figura 4.12.

Lo anterior se discutirá a mayor detalle en el siguiente capítulo y de ser necesario, se incrementará el número de etapas para conseguir la oscilación en el tercer armónico.

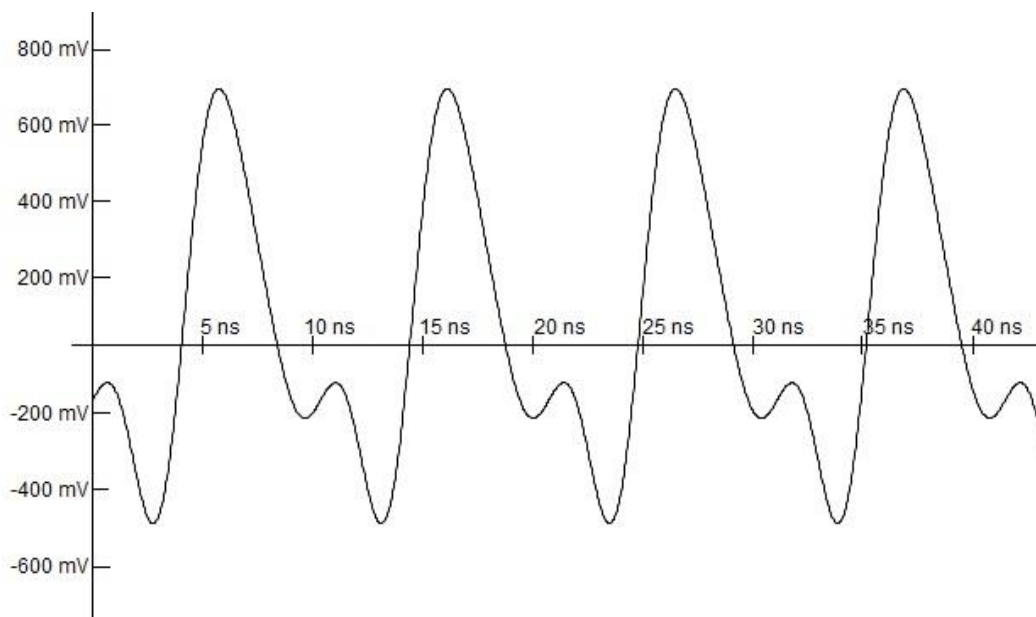
5 RESULTADOS Y CONCLUSIONES

El amplificador descrito en la sección anterior fue armado sobre una placa fenólica cuadrada de 4.5 cm. de lado y alimentado con una fuente de DC, la cual se conectó por medio de un par de cables tipo caimán de 30 cm. de longitud. La entrada y salida del amplificador se conectaron mediante conectores BNC hembra acodados.

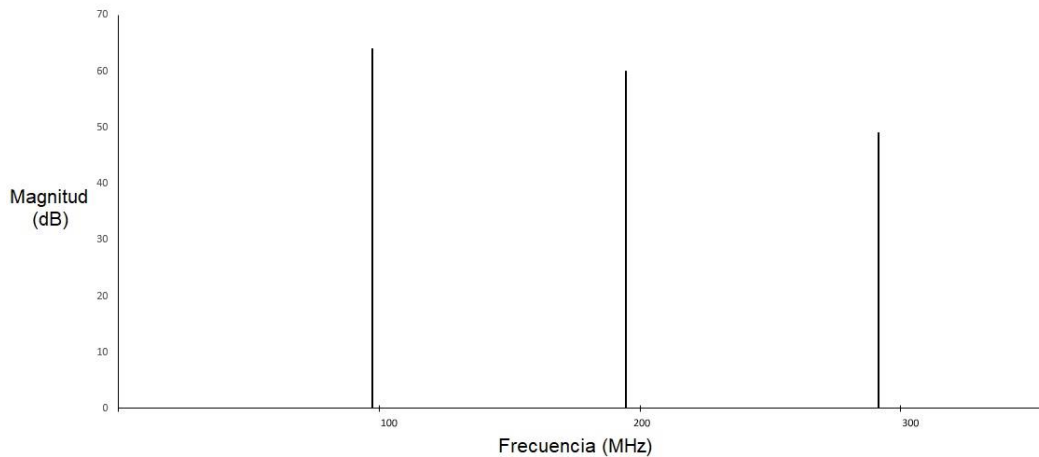


5.1 Amplificador utilizado en el oscilador.

Al intentar el arreglo propuesto se obtuvo una “oscilación” cuya frecuencia estaba por encima de la predicha (96 MHz) y en la cual aparecían muy pronunciados el segundo y tercer armónico como se puede apreciar en las figuras 5.2 y 5.3 (las figuras originales de la 5.2 a la 5.7 se encuentran en la sección Anexos). Cabe notar que la frecuencia fundamental de esta señal coincide con un máximo secundario del parámetro S_{21} de la línea de retardo.



5.2 Señal de 96 MHz en el dominio del tiempo.



5.3 Señal de 96 MHz en el dominio de la frecuencia.

Para intentar obtener la oscilación deseada, se comenzó por variar las reactancias de ajuste tanto a la entrada como a la salida, y después de varios intentos se obtuvo una oscilación a una frecuencia muy cercana a la fundamental (79.5 MHz).

Asimismo, dentro de estas pruebas, se obtuvieron oscilaciones en otras frecuencias, tales como 67, 76, 290, 60 y 85 MHz, aunque las dos últimas presentaban frecuencias armónicas considerables.

Posteriormente, el amplificador fue montado en el interior de una caja de aluminio de dimensiones de 11 cm por 6 cm por 3 cm con la intención de aislarlo de radiaciones electromagnéticas externas. Al mismo tiempo se le agregaron tres conectores BNC con rosca para chasis, dos de los cuales serían para la entrada y salida del amplificador y el tercero para la alimentación DC.

Como resultado de lo anterior, el dispositivo dejó de oscilar. Bajo la hipótesis de que este cambio se debió a la presencia de reactancias parásitas, se probó con diversas combinaciones de acoplamientos. Para poder facilitar lo anterior, se soldaron tanto en la entrada como en la salida conectores para placa (board to board) para poder conectar diversos elementos sin la necesidad de estarlos desoldando. Sin embargo, esta opción presentó el inconveniente de falsos contactos de los dispositivos conectados, ya que los hoyos de los conectores eran de un diámetro superior al de los alambres de conexión. Para evitar esto, se cambiaron dichos conectores por agujas hipodérmicas, ya que el diámetro de éstas era muy similar al de los alambres.

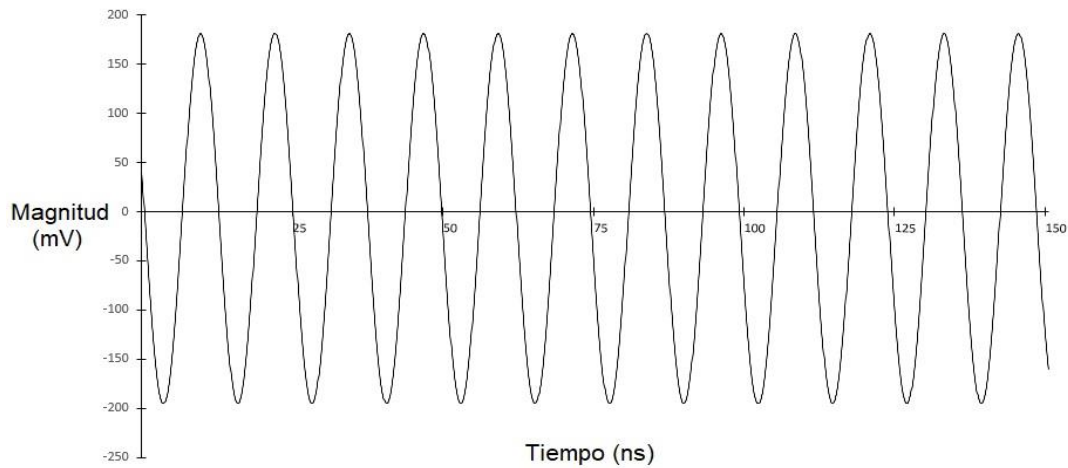
Una vez resuelto este problema, se observó que la variación en la posición y longitud del cable de alimentación DC modificaba la respuesta del oscilador. Esto debido a que dicho cable presenta una impedancia que se encuentra en serie con la resistencia de colector, que a su vez pasará a formar parte de la carga del amplificador.

Para evitar estas modificaciones en la respuesta, se sustituyó la fuente de alimentación por cuatro pilas AAA conectadas en serie, las cuales se conectaron al amplificador mediante cables cuya longitud fue de 5 cm.; no tanto para eliminar la impedancia del cable de alimentación sino para mantenerla constante.

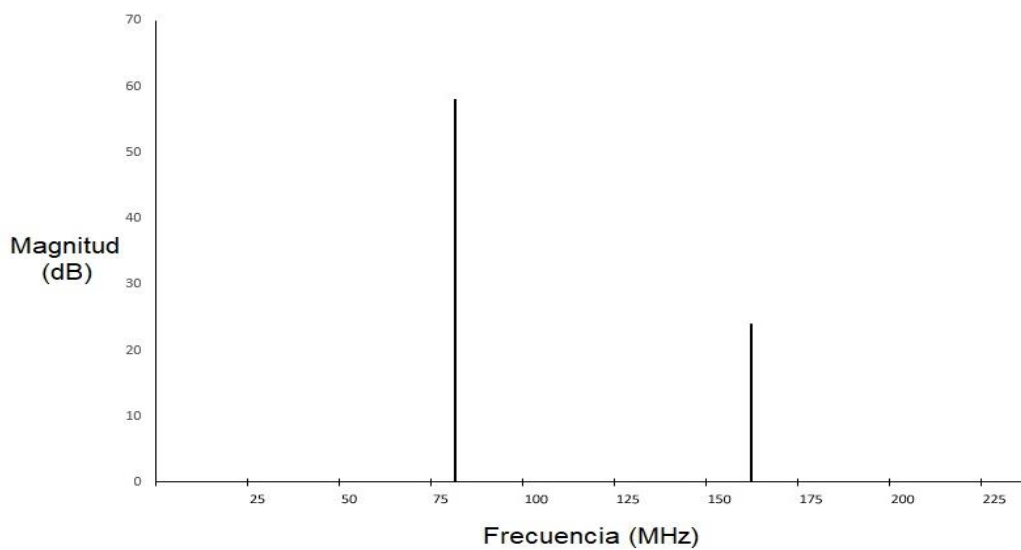
Una vez hechos estos cambios y variando los valores de las reactancias de ajuste se pudo obtener una oscilación muy cercana a la deseada (entre 80 y 81 MHz) y en la cual los armónicos se mantenían en magnitudes lo suficientemente pequeñas como para no

distorsionar de forma substancial a la señal, como se puede apreciar en las figuras 5.4 y 5.5.

Un punto importante a resaltar es que las reactancias con las que se obtuvo la oscilación fueron inductancias, 12.6 nH, a diferencia de las capacitancias predichas en el análisis.



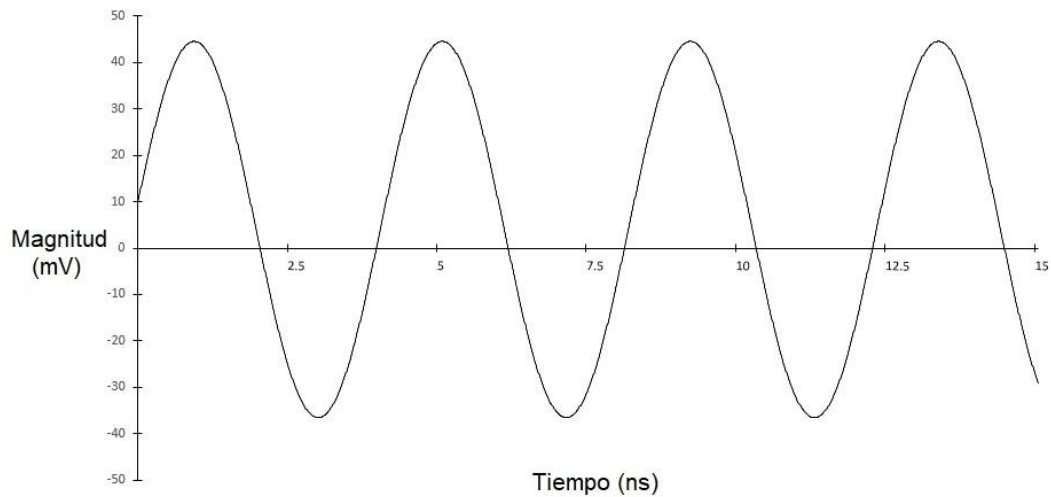
5.4 Señal de 81 MHz en el dominio del tiempo.



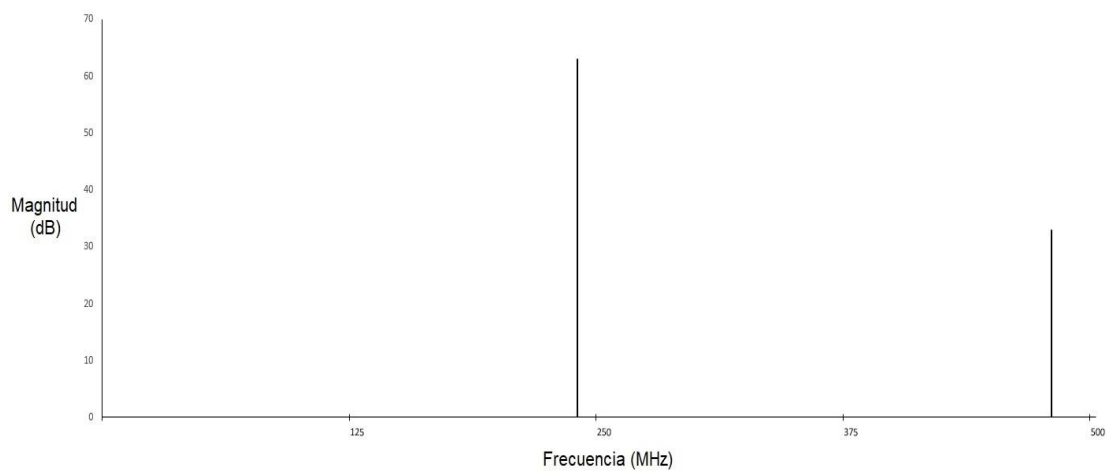
5.5 Señal de 81 MHz en el dominio de la frecuencia.

Asimismo, se probaron otros valores para las reactancias de ajuste y se encontró que con una de éstas, se podía obtener una oscilación muy cercana a la del tercer armónico de la línea de retardo (entre 240 y 241 MHz), y en la cual los armónicos del amplificador, como en el caso anterior, se mantenían en magnitudes suficientemente pequeñas como para no distorsionar la señal resultante.

Las reactancias empleadas en este caso fueron de 37 nH. Las figuras 5.6 y 5.7 muestran la señal obtenida en este caso.



5.6 Señal de 240 MHz en el dominio del tiempo.



5.7 Señal de 240 MHz en el dominio de la frecuencia.

Como se mencionó en el capítulo anterior, hasta este punto el oscilador no se encuentra desacoplado, por lo que distintas cargas producirán variaciones en la respuesta, incluso provocando que desaparezca la oscilación.

Para resolver este problema, se tenía pensado agregar una tercera etapa al amplificador, la cual fuera colector común y cuya impedancia de entrada fuera muy similar a la impedancia de entrada del osciloscopio utilizado en las mediciones. Este punto quedó pendiente, aunque se espera realizar más adelante.

Con respecto a la discordancia entre los resultados teóricos y experimentales de la oscilación a los 240 MHz, hay que hacer notar que cuando se hizo la medición de los parámetros de dispersión del amplificador, éste se encontraba alimentado por la fuente de DC mediante cables de 30 cm. de longitud, lo cual se observó posteriormente que llegaba a modificar substancialmente el comportamiento del amplificador. Esto podría explicar el hecho de haber obtenido una oscilación en una frecuencia donde supuestamente el amplificador no tenía la ganancia suficiente, así como la respuesta atípica que se obtuvo de los parámetros S del amplificador en el rango de frecuencias de entre 180 y 250 MHz.

Por lo anterior, cabe resaltar la importancia que tiene aislar la alimentación DC del resto del amplificador. Aunque para el caso fue suficiente con la sustitución de la fuente por pilas, una mejor solución sería, desde el principio, sustituir la resistencia del colector por

una inductancia tipo choke de tal manera que presente una reactancia muy alta en la frecuencia de interés.

Con respecto a la discrepancia existente entre las reactancias de ajuste teóricas y reales, hay que considerar el hecho que las uniones entre los diversos elementos del oscilador en el modelo teórico son ideales, es decir, su impedancia es igual a cero; sin embargo, en la práctica siempre tendrá un valor distinto de cero y su efecto será cada vez más acentuado conforme aumente la frecuencia. Incluso el hecho de montar el amplificador en el interior de una carcasa conductora puede provocar la aparición de corrientes parásitas.

Otro punto importante para mencionar es la posibilidad de lograr oscilaciones en otras frecuencias. Como se vio en el capítulo 2, la respuesta en frecuencia de un IDT con apodización constante, como los de la línea de retardo empleada en este trabajo, tiene la forma del valor absoluto de una función sinc, por lo que existirán, junto con un máximo principal, máximos secundarios en los cuales se puedan satisfacer las condiciones de Barkhausen. Además, las observaciones experimentales confirman esta posibilidad. Y como la línea de retardo se puede diseñar para permitir el paso de diversos rangos de frecuencia, en principio es posible lograr construir osciladores que trabajen a distintas frecuencias con el mismo dispositivo SAW.

ANEXOS



ELECTRONICS, INC.
44 FARRAND STREET
BLOOMFIELD, NJ 07003
(973) 748-5089

NTE10 Silicon NPN Transistor UHF Low Noise Wide-Band Amplifier

Features:

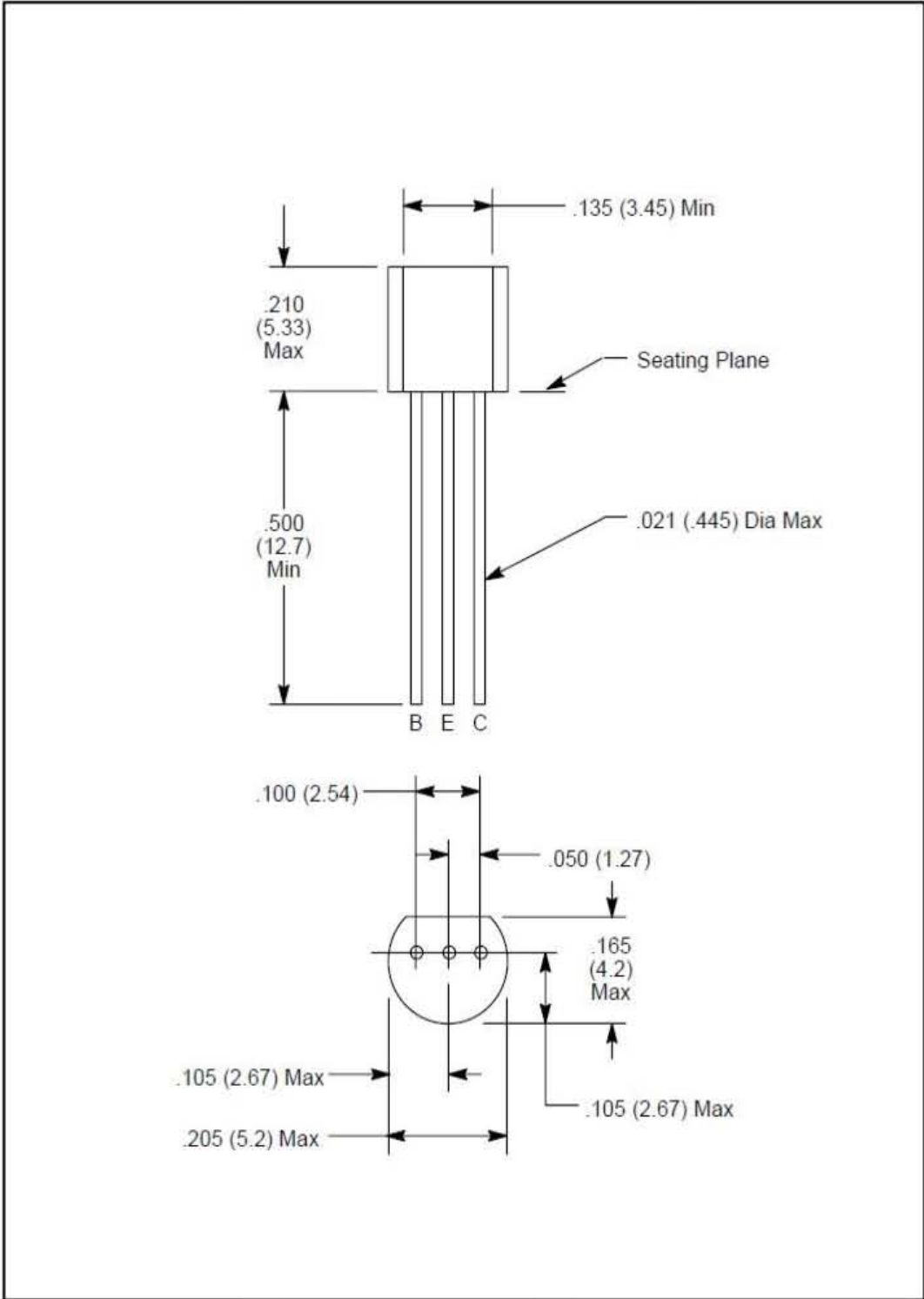
- Low Noise Figure: NF = 2.2dB Typ (f = 0.9GHz)
- High Power Gain: MAG = 14dB Typ (f = 0.9GHz)
- High Cutoff Frequency: f_T = 5GHz Typ

Absolute Maximum Ratings: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Collector-Base Voltage, V_{CBO}	20V
Collector-Emitter Voltage, V_{CER}	12V
Emitter-Base Voltage, V_{EBO}	3V
Collector Current, I_C	70mA
Base Current, I_B	30mA
Collector Power Dissipation, P_C	500mW
Junction Temperature, T_j	+150°C
Storage Temperature Range, T_{stg}	-55° to +150°C

Electrical Characteristics: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Collector Cutoff Current	I_{CBO}	$V_{CB} = 12V, I_E = 0$	-	-	1.0	μA
Emitter Cutoff Current	I_{EBO}	$V_{EB} = 2V, I_C = 0$	-	-	10	μA
DC Current Gain	h_{FE}	$V_{CE} = 10V, I_C = 20mA$	40	-	200	
Gain-Bandwidth Product	f_T	$V_{CE} = 10V, I_C = 20mA$	-	5.0	-	GHz
Output Capacitance	C_{ob}	$V_{CB} = 10V, f = 1MHz$	-	0.8	1.1	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{re}	$V_{CB} = 10V, f = 1MHz$	-	0.5	-	pF
Forward Transfer Gain	$ S_{21e} ^2$	$V_{CE} = 10V, I_C = 20mA, f = 0.9GHz$	8	10	-	dB
Maximum Available Power Gain	MAG	$V_{CE} = 10V, I_C = 5mA, f = 0.9GHz$	-	14	-	dB
Noise Figure	NF	$V_{CE} = 10V, I_C = 5mA, f = 0.9GHz$	-	2.2	4.5	dB



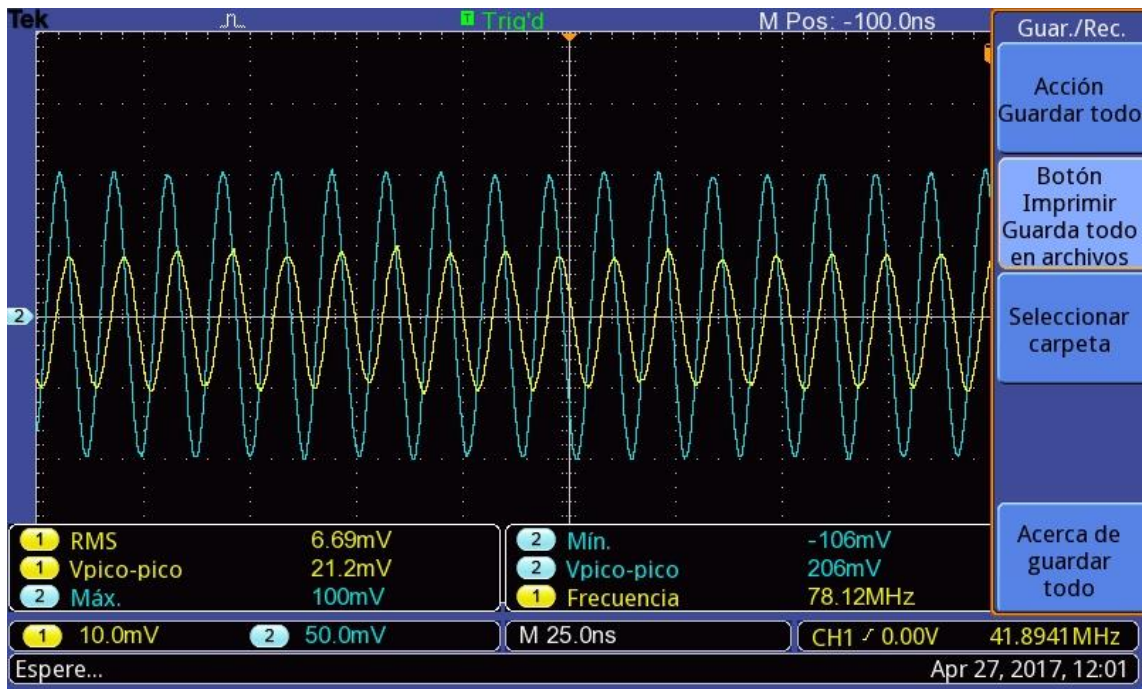


Figura 4.6 original.



Figura 5.2 original.

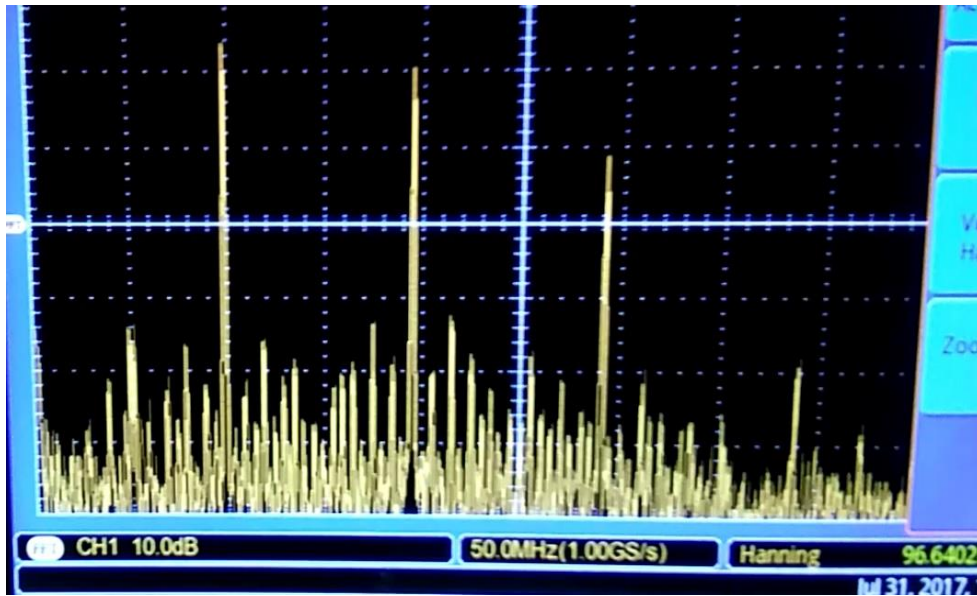


Figura 5.3 original.

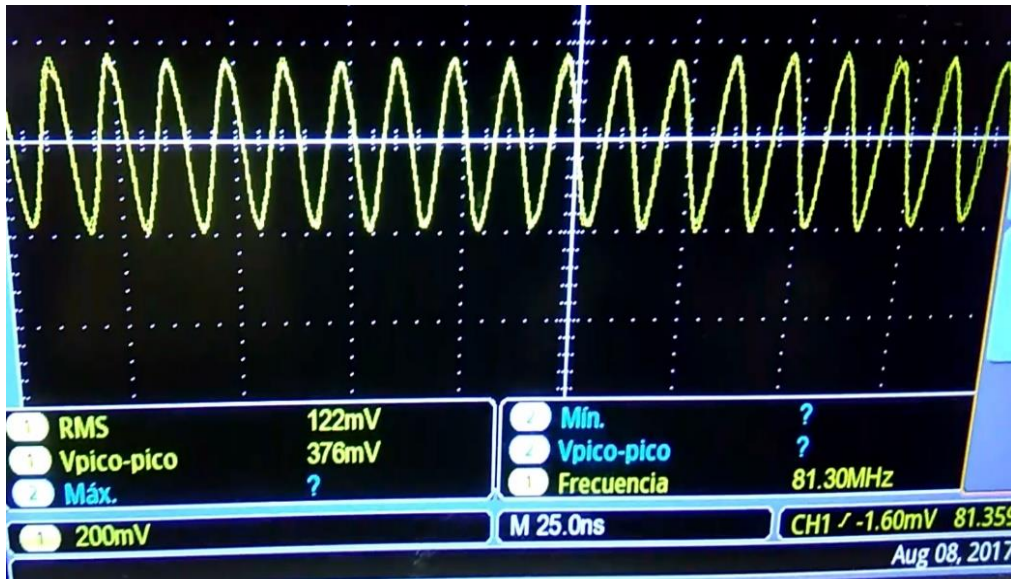


Figura 5.4 original.

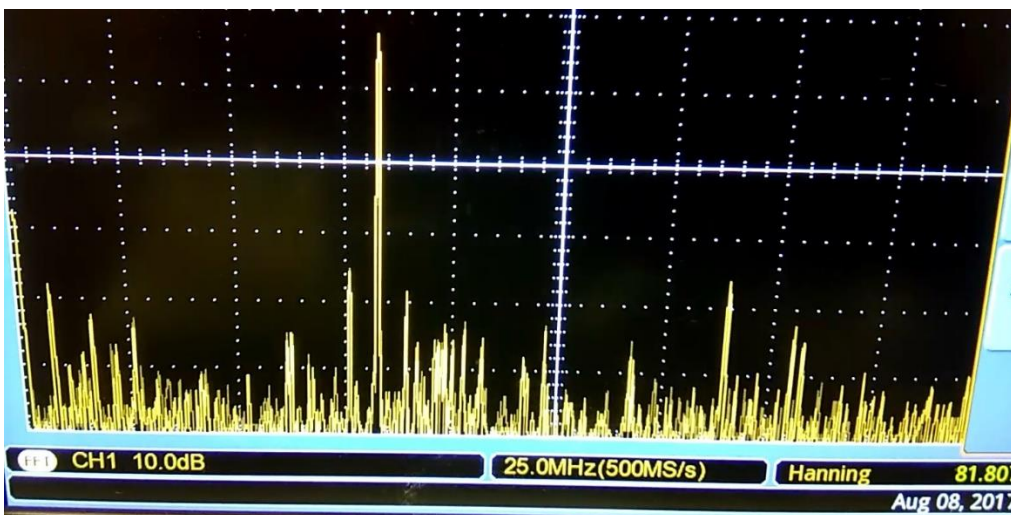


Figura 5.5 original.



Figura 5.6 original.

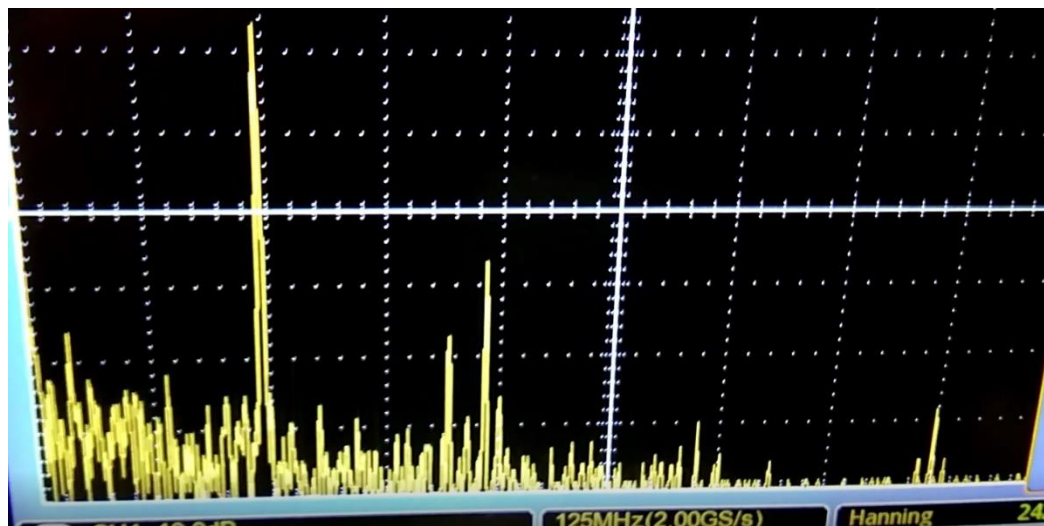


Figura 5.7 original.

Referencias:

- [1] Campbell, C., *“Surface Acoustic Wave Devices and Their Signal Processing Applications”*, Academic Press, London, UK, 1989.
- [2] White, R.M., Voltmer, F.W., *“Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves”*, Appl. Phys. Lett. 1965, vol. 7, N° 12.
- [3] Morgan, D., *“Surface Acoustic Wave Filters with Applications to electronic communications and Signal Processing”*, Academic Press, 2nd edition, Oxford, UK, 2007.
- [4] Parker, T. and Montress, G., *“Precision Surface-Acoustic-Wave (SAW) Oscillators”*, IEEE trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Contr., Vol. 35, No. 3, pp. 342-364, 1988.
- [5] Fontecha, J., Fernández, M., Sayago, I., Santos, J., Gutiérrez, J., Horrillo, M., Gràcia, I., Cané, C., Figueras, E., *“Fine-tuning of the Resonant Frequency Using a Hybrid Coupler and Fixed Components in SAW Oscillators for Gas Detection”*, Sensors and Actuators B, Vol. 103, pp. 139-144, 2004.
- [6] Montress, G. K., Parker, T. E., and Andrea, D., *“Review of SAW Oscillator Performance”* 1994 ULTRASONICS SYMPOSIUM, 1051-0117/94/0000-0043, 1994 IEEE
- [7] Schmitt, R., Allen, J., Wright, R., *“Rapid Design of SAW Oscillator Electronics for Sensor Applications”*, Sensors and Actuators B, Vol. 76, pp. 80-85, 2001.
- [8] Dasgupta, D. and Sreenivas, K., *“Frequency hopping due to acousto-electric interaction in ZnO based surface acoustic wave oscillator”*, Journal of Applied Physics 110, 044502 (2011).
- [9] Bernardo, R. P., *“SAW voltage-controlled oscillators. (Application Note)”*, Microwave Journal, 2002.
- [10] Liu, J. and Lu Y., *“Response Mechanism for Surface Acoustic Wave Gas Sensors Based on Surface-Adsorption”*, Sensors 2014, 14, 6844-6853; doi: 10.3390/s140406844.
- [11] Hashimoto, K., *“Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications: Modelling and Simulation”*, Springer Verlag, Berlin, Germany, 2010.
- [12] Campbell, C., *“Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communications”*, San Diego, USA, 1998.
- [13] Auld, B., *“Acoustic Field and waves in solids”*, Vols. I y II, USA, Krieger Publishing Company, 1990.
- [14] Guerra, J., *“Estudio de un microacelerómetro realimentado con actuación electrostática y transducción SAW”*, Tesis doctoral, Posgrado en Ingeniería, UNAM, 2014.
- [15] Guerra Pulido, J. O. and Pérez Alcázar, P. R., *“Generalised relations between P- and Y-matrices and their applications,” IET JoE*, p. 8, october 2014.
- [16] Li, Y., Lu, W., Zhu, C., Liu, Q., Zhang, H. and Tang, C., *“Circuit Design of Surface Acoustic Wave Based Micro Force Sensor”*, Mathematical Problems in Engineering. 2014, p1-9.

- [17] Nimal A. T., Singh M., Mittal U., Yadava R. D. S., "A comparative analysis of one-port Colpitt and two-port Pierce SAW oscillators for DMMP vapor sensing", *Sensors and Actuators B* 114, 316–325, 2006.
- [18] Ching-Liang Wei, Ying-Chung Chen, Kuo-Sheng Kao, Kuang-Tsung Wu, Da-Long Cheng and Po-Tung Hsieh, "Characterization of ZnO films of surface acoustic-wave oscillators for ultraviolet sensing applications", *Journal of Micro/Nanolithography, MEMS & MOEMS*. Jul2010, Vol. 9 Issue 3.
- [19] Asai K., Hikita M., Isobe A., Sumioka A. and Tada T., "Fabrication method for grating-mode-type SAW resonator used in voltage-controlled oscillator optimum shape for electrode fingers and investigation of accurate process techniques", *Electronics and Communications in Japan, Part 2*, Vol. 84, No. 9, 2001.
- [20] Stadius K., Malinen A., Järviö P., Paatsila P., Halonen K., "A Broadband Double-Conversion RF Tuner", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* Volume 43, Issue 1, pp 15-30, 2005.
- [21] Kao Y. and Wu I., "Balanced SAW Oscillators with Cross-Coupled CMOS Pair", *IEEE*, 2011.
- [22] Karim J., Nordin A. N., Alam A. H. M. Z., "Design of a pierce oscillator for CMOS SAW resonator", *International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE 2012)*, 2012.
- [23] Montress G. K., Parker T. E., Loboda M. J., "Residual Phase Noise Measurements of VHF, UHF, and Microwave Components", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. vol. 41, no. 5, 1994.
- [24] Jung I., Lee K., "Wireless neural probes based on one-port SAW delay line and neural-firing-dependent varicap diode", *Sensors and Actuators B*, 207, 243–253, 2015.
- [25] Wen W., Hu H., Liu X., He S., Pan Y., Zhang C. and Dong C., "Development of a Room Temperature SAW Methane Gas Sensor Incorporating a Supramolecular Cryptophane A Coating", *MDPI*, 2016.
- [26] Amorosi R. I. and Campbell C. K., "Studies of a Tunable SAW Oscillator Using a Differential SAW Delay Line with MOSFET Control", *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics* Volume 32, Issue 4, 1985.
- [27] Everard, J., "Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators", *Wiley*, 2001.
- [28] Fish, P.J., "Electronic Noise and Low Noise Design", *McGraw Hill*, 1994.
- [29] Pozar, D.M., "Microwave Engineering", *Wiley*, 2012.
- [30] Gilmore R., Besser L., "Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems", *Artech House*, 2003.
- [31] Randall M., Hock T., "General Oscillator Characterization Using Linear Open-Loop S-Parameters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-49, No. 6, June 2001, pp. 1094–1100.
- [32] Smith Jr., W. R., "Studies of Microwave Acoustic Transducers and Dispersive Delay Lines", *Ph.D. Thesis in Department of Applied Physics, Stanford University*, 1969.