



INAOE

**Metodología y diseño de un filtro de
microondas tipo pasa banda con ceros de
transmisión utilizando el retardo de grupo.**

por

Luis Octavio Arredondo Martínez.

Tesis presentada en cumplimiento parcial de los requisitos para el
grado de:

M en C. en Electrónica

en

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE)

Agosto, 2020

Santa María Tonantzintla, Puebla

Asesor:

Dr. Jose Luis Olvera Cervantes.

Departamento de Electrónica INAOE

©INAOE 2020

Todos los derechos reservados

El autor otorga a INAOE el permiso para reproducir y distribuir
copias de esta tesis en su totalidad o en partes mencionando la
fuente.



Resumen

Los filtros de microondas de resonadores acoplados consisten en un arreglo de resonadores que resuenan a una frecuencia de operación establecida. En la teoría de acoplamientos, cuando dos resonadores se acoplan a la misma frecuencia, se dice que presentan un acoplamiento simple síncrono; pero cuando mas de dos resonadores se acoplan a la misma frecuencia se dice que existen acoplamientos cruzados entre ellos. Los acoplamientos cruzados son de gran importancia porque se utilizan para agregar ceros de transmisión a la respuesta del filtro, lo cual mejora su selectividad.

La metodología de diseño propuesta por John Ness para filtros pasa banda se basa en el GD, la cual es ampliamente utilizada por su eficacia en el diseño de filtros de microondas basados en resonadores con acoplamientos simples. Es importante mencionar que la metodología de Ness no permite introducir ceros de transmisión ya que no toma en cuenta los acoplamientos cruzados. En este trabajo de tesis, se presenta una nueva metodología basada en el GD que permite diseñar filtros de microondas tipo pasa banda de cuarto orden que incluyen un acoplamiento cruzado, con respuesta Chebyshev y con ceros de transmisión controlados.

La metodología propuesta fue comprobada exitosamente para un filtro pasa banda en tecnología de microcinta que opera a la frecuencia de 2.45 GHz, la cual corresponde a esquemas de comunicación inalámbrica de corto alcance como Bluetooth. El filtro tiene un par de ceros de transmisión situados en 2.3 GHz y 2.6 GHz los cuales

son establecidos mediante un acoplamiento cruzado.

Palabras clave: acoplamientos cruzados, filtro pasa banda, cambios de fase, ceros de transmisión, circuito equivalente, matriz ABCD, parámetros S, respuesta asimétrica, retardo de grupo.

Abstract

Coupled-resonators microwave filters consist of a resonators array that resonate at established operation frequency. The couplig theory states that when two resonators are coupled at the same frequency they present a simple synchronous coupling but, when more than two resonators are coupled at the same frequency then they present a cross synchronous coupling. Cross couplings are important because introduce the transmission zeros to the filter response in order to improve its selectivity.

Design methodology proposed by John Ness for bandpass filters is based on Group Delay which is widely used and effective on coupled-resonator microwave filter design with simple couplings. Is important to note that Ness methodology does not allow the introduction of transmission zeros to filter response, since it does not consider cross couplings. In this tesis work, is presented a new methodology based on Group Delay which allows the design of of fourth order microwave bandpass filters with a cross coupling, Chebyshev response and controled transmission zeros.

The proposed methodology was tested successfully for one microstrip bandpass filter with an operating frequency of 2.45 GHz for short-range wireless communication such as bluetooth. The filter has a pair of transmission zeros located at 2.3 GHz and 2.6 GHz which are established by cross coupling.

Key words: Cross couplings, bandpass filter, phase changes, Transmission Zeros, Equivalent circuit, ABCD matrix, S parameters, Asimetric Response, Group delay.

Índice general

1. Introducción.	1
1.1. Antecedentes y estado del arte.	1
1.2. Justificación.	4
1.3. Objetivos.	5
1.3.1. Objetivo general.	5
1.3.2. Objetivos específicos	5
2. Fundamento teórico.	5
2.1. Ingeniería de Microondas	5
2.1.1. Tecnología de microcinta.	5
2.2. Filtros.	7
2.2.1. Tipos de respuesta de un filtro.	8
2.2.2. Filtros con cerros de transmisión.	9
2.3. Diseño de filtro pasa banda.	11

2.3.1.	Especificaciones.	11
2.3.2.	Síntesis con TZ's.	12
2.3.3.	Síntesis del circuito equivalente.	17
2.3.4.	Acoplamientos entre resonadores.	20
2.4.	Cálculo de retardos de grupo.	21
2.4.1.	Diseño de un filtro pasabanda mediante el retardo de grupo. . .	23
2.4.2.	Acoplamiento cruzado mediante GD.	26
3.	Filtro y metodología de diseño propuestos	26
3.1.	Definición del filtro.	26
3.2.	Metodología de diseño	27
3.2.1.	Establecimiento de circuito y extracción de elementos.	27
3.2.2.	Cálculo de valores de retardo de grupo.	33
3.2.3.	Selección de configuración.	34
3.2.4.	Análisis de un acoplamiento cruzado con retardo de grupo. . .	35
3.2.5.	Diseño de filtro con TZ's	38
4.	Resultados y discusión de resultados.	42
4.1.	Desarrollo de interfaz de apoyo.	42
4.2.	Implementación del filtro.	47

4.3. Fabricación y medición	49
4.3.1. Resultados medidos.	49
5. Conclusiones	54
Anexos	55
A. Programa de síntesis y pre-diseño	56
A.1. Definición del filtro	56
A.2. Síntesis polinómica.	57
A.3. Programación del recorrido de extracción del CE.	59
A.3.1. Transformación a matriz ABCD	59
A.3.2. Extracción de los elementos del CE	61
A.4. Cálculo de los retardos de grupo.	68
Bibliografía	68

Índice de figuras

2.1. Línea de transmisión en microcinta.	6
2.2. Respuesta en frecuencia un filtro.	8
2.3. Respuesta en frecuencia para las funciones Elíptica, Chebyshev, Bessel y Butterworth.	9
2.4. Cambios en la respuesta de un filtro Chebyshev al asignar TZ's.	10
2.5. Red de acoplamientos equivalente.	17
2.6. Ecuaciones de extracción en matriz ABCD, tomadas de [1]	19
2.7. Tipos de acoplamiento en un resonador de anillo abierto.	21
2.8. Circuito básico de filtro paso bajo.	22
2.9. Extracción de Γ_{d1} , curva de referencia tomada de [2].	24
2.10. Extracción de Γ_{dn} caso par, curva de referencia tomada de [2].	25
2.11. Extracción de Γ_{dn} caso impar, curva de referencia tomada de [2].	25
3.1. Pasos de desarrollo de un filtro con TZ.	27

3.2. Circuito equivalente implementado.	28
3.3. Configuración implementada.	34
3.4. Comportamiento del acoplamiento eléctrico en GD.	36
3.5. Caso S_1 y ajuste de curva.	37
3.6. Caso S_2 y ajuste de curva.	37
3.7. Diagrama a pasos del diseño de filtro con TZ.	39
3.8. Etapas de diseño de filtro con TZ.	40
4.1. Interfaz de usuario.	43
4.2. Uso del botón de carga y presentación de la información medida.	45
4.3. Diferentes casos de síntesis. a) caso asimétrico, b) caso sin TZ's.	46
4.4. Respuesta del filtro ideal y simulada.	48
4.5. Diagrama del dispositivo.	50
4.6. Filtro fabricado.	51
4.7. Respuesta medida.	51

Índice de tablas

2.1. Retardos de grupo en función de parámetros g	22
4.1. Características del filtro.	47
4.2. Valores extraídos del circuito equivalente.	48
4.3. Medidas del diseño	49
4.4. Retardos de grupo obtenidos.	52
4.5. Análisis de las ventajas del diseño con GD en este trabajo.	53

Siglas y abreviaciones

BPF : BandPass Filter

GD : Group Delay

TZ : Transmission Zero

FIR : Frequency-Independent Reactance

Capítulo 1

Introducción.

1.1. Antecedentes y estado del arte.

A lo largo de la literatura, los filtros pasa banda en microcinta de banda estrecha se han diseñado con alta selectividad para funcionar con un mejor rendimiento en rangos específicos. La selectividad elimina interferencias en las bandas de supresión y mejora el aislamiento con otros dispositivos de un sistema. La inclusión de ceros de transmisión ha destacado por ser muy utilizada para dicho propósito.

En 1996 en [3] se presentó un filtro en tecnología de microcinta construido con resonadores de anillo abierto cuadrados (Square Open Loop) que presenta un acoplamiento cruzado. El trabajo analizó distintos tipos de acoplamientos producidos por un par de resonadores SOL para conocer la dependencia de éstos al material y forma del resonador. El filtro construido es de cuarto orden y presenta una respuesta elíptica con una selectividad alta de -40 dB en la zona de rechazo. Se muestra la utilidad de los acoplamientos eléctricos cruzados para producir pares de TZ's a los costados de la banda de paso. La inclusión de TZ's es utilizada hasta la actualidad y su estudio se ha concentrado en el control de su posición en las últimas décadas.

En el 2007 en [4] se presentó un filtro en miniatura que puede asignar o quitar un par de ceros de transmisión al cambiar la longitud de una extensión de su estructura, el cambio permite asignar los TZ's en el plano imaginario o real de la respuesta del filtro.

En [5] se reporta un filtro con un par conjugado de TZ's sintonizables de manera independiente mediante varactores conectados a los puertos. El trabajo muestra la capacidad de ajustar la supresión a favor de la aplicación del filtro. En el presente año en [6] se propone una estructura basada en resonadores SOL en diferentes capas para producir dos bandas de paso mientras que las bandas de rechazo presenten una supresión por debajo de los -20 dB en un rango 7.5 GHz completo. Los trabajos anteriormente mencionados fueron diseñados mediante la matriz de acoplamientos y la posición de los TZ's fueron localizados mediante el parámetro de transmisión S_{21} ,

Otro tema importante en los filtros de microondas es el control del rizo en la banda de paso. Todas las componentes en frecuencia de una señal se retrasan cuando pasan a través de un filtro, el retardo es un efecto debido a las variaciones de fase que presenta la respuesta de filtrado. En filtros de microondas, el GD es el tiempo que tarda la energía en transferirse y salir de un dispositivo bajo prueba. El GD es medido en la banda de paso de los filtros y se busca que sea lo más constante posible con el fin de lograr un retraso similar para todo el rango de frecuencias acotado.

El GD es una herramienta que ha tenido muchos usos en el diseño de filtros. En 1998 en [2] se reportó la aplicación del concepto como curva de sintonización para filtros pasa banda de configuración en cascada. El trabajo muestra la simplicidad de sintonizar filtros tipo Chebyshev con un rizo estable en la banda de paso sin la necesidad de la matriz de acoplamientos.

Otros trabajos reportados aplican el GD solo para extraer el valor del Q_e [3, 7-10], que es el primer paso cuando se diseña cualquier filtro.

En [11] se mide el GD en el parámetro de transmisión S_{21} para establecer un valor constante que permita producir una respuesta de filtrado de fase lineal. Y en los últimos años ha sido retomado como curva de diseño de filtros diferenciales en serie [12, 13], estos últimos trabajos muestran que el GD puede tomarse como una herramienta de diseño alternativa a la matriz de acoplamientos con la condición de ser filtros con configuraciones en cascada.

Actualmente el GD es utilizado en la fabricación de ecualizadores y elementos de compensación para resolver el rizado en las bandas de paso de los filtros [14, 15], aplicándose como máscaras para aplanar la banda. Por último, en el presente año se reportó un filtro pasa banda de retardo de grupo negativo (NGD) [16] con el objetivo de compensar las distorsiones de la fase en sistemas de amplificación. El filtro producido muestra que con las características NGD se puede eliminar la necesidad de ecualizadores o de filtros de banda plana.

Con base a los antecedentes y estado del arte investigados, se concluye que los filtros en microcinta con TZ's son una buena elección debido a sus ventajas de fabricación y simplicidad de diseño. El resonador SOL es un elemento muy bien estudiado que puede alcanzar las características de una variada cantidad de respuestas de filtrado. En la actualidad no existen trabajos que reporten el uso del GD para diseñar filtros pasa banda con acoplamientos cruzados, sin embargo, diseñar con el GD presenta un potencial para extraer mucha información de utilidad en una sola curva de sintonización.

1.2. Justificación.

Los filtros de microondas son dispositivos utilizados para seleccionar rangos de componentes de frecuencia en señales. Los filtros son parte de muchos sistemas de comunicación, como los dispositivos móviles, las redes inalámbricas, los sistemas de radar, equipos de radio frecuencia, comunicación satelital, etc. Debido a su gran utilidad en varios sistemas, es una necesidad producir filtros de bajo costo, buen rendimiento, selectividad y dimensiones que faciliten su integración a los sistemas.

La motivación para realizar este trabajo de tesis es ofrecer una solución a la limitación que presenta el GD en el diseño de filtros pasa banda al incluir ceros de transmisión. La técnica que usa el GD fue desarrollada y es aplicada para sintonizar solo filtros pasa banda en cascada, impidiendo su aplicación directa en filtros con resonadores multi-acoplados. La importancia de querer mejorar esta parte de la técnica es por su utilidad para extraer información de interés antes y después de la fabricación de un filtro. El diseño con GD no necesita la matriz de acoplamientos, tiene un mejor control del rizo en la banda de paso y proporciona una prevista de la posición de los ceros de transmisión. Diseñar mediante el GD elimina las incertidumbres por acomodo entre resonadores ya que va ajustando la respuesta conforme se agrega cada resonador hasta llegar al puerto de salida.

1.3. Objetivos.

1.3.1. Objetivo general.

Proponer una metodología basada en el retardo de grupo que tome en cuenta acoplamientos cruzados y que permita el desarrollo de filtros pasa banda de cuarto orden con un par de ceros de transmisión con la finalidad de mejorar su selectividad.

1.3.2. Objetivos específicos

- Proponer una metodología de diseño utilizando el retardo de grupo como medio de sintonización, que sea capaz de medir acoplamientos cruzados para insertar pares de ceros conjugados al diseño de un filtro.
- Diseñar, simular y fabricar un filtro de cuarto orden tipo pasa banda y respuesta Chebyshev, que incluya un par conjugado de ceros de transmisión.

Capítulo 2

Fundamento teórico.

2.1. Ingeniería de Microondas

2.1.1. Tecnología de microcinta.

La microcinta es una tecnología donde sus líneas de transmisión eléctrica son impresas en ambas caras de un dieléctrico. Las líneas de microcinta presentan un modo de propagación cuasi-TEM (Transversal Eléctrico y Magnético). Ésta tecnología sirve para construir dispositivos de microondas, tales como antenas, diplexores, filtros, switches de RF, etc. Los campos electromagnéticos en la microcinta se propagan en dos medios distintos produciendo una interfaz de cambio de flujo de campos entre el aire y dieléctrico. [17]. La naturaleza de la microcinta y la distribución de sus campos se muestran en la figura 2.1.

Las ecuaciones propuestas por Trivedi y Bahl [18] para el diseño de líneas de

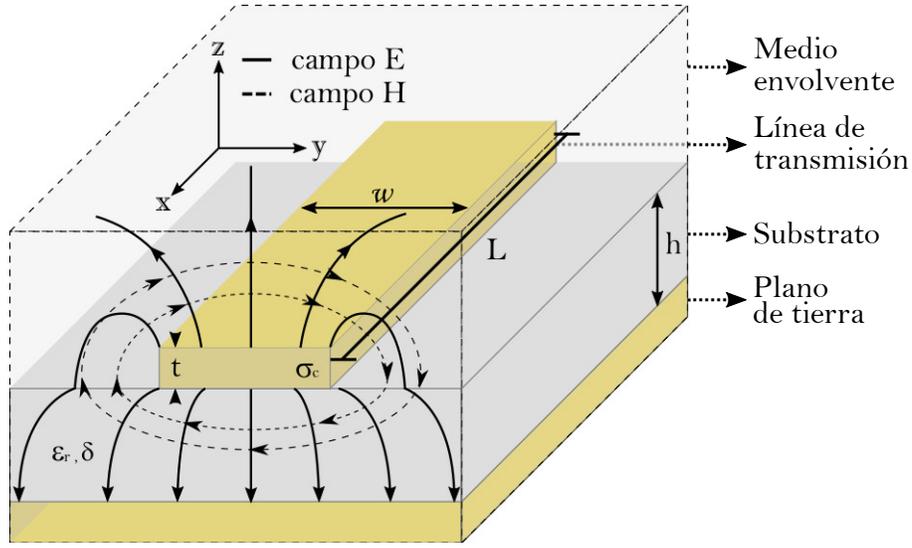


Figura 2.1: Línea de transmisión en microcinta.

transmisión en microcinta se presentan a continuación.

$$\varepsilon_{ef} = \frac{(\varepsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\varepsilon_r - 1)}{2 \left(1 + 12 \left(\frac{h}{w}\right)\right)^{\frac{1}{2}}} , \quad 1 < \varepsilon_{ef} < \varepsilon_r \quad (2.1.1)$$

Donde ε_r es la constante dieléctrica isotrópica únicamente del sustrato, ε_{ef} es la permitividad efectiva que representa el valor de constante dieléctrica que involucra ambas permitividades de la interfaz de la microcinta como un medio homogéneo. w es el ancho de la línea de transmisión y h la altura del sustrato. El ancho de la línea w indicará la impedancia de acoplamiento con el medio de transmisión y recepción.

$$Z_0 = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{60}{\varepsilon_{ef}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) & \text{para } \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ef}} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + \left(\frac{2}{3}\right) \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)} & \text{para } \frac{w}{h} \geq 1 \end{array} \right\} \quad (2.1.2)$$

Donde Z_0 es la impedancia de la línea de transmisión.

Si se quiere conocer el w de la línea para una determinada altura de sustrato, impedancia de acoplamiento y constante dieléctrica conocidas, se utilizan las expre-

siones 2.1.3-2.1.5.

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \text{para } \frac{w}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \right) \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\} & \text{para } \frac{w}{h} \geq 2 \end{cases} \quad (2.1.3)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r - 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (2.1.4)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.1.5)$$

Por último, para conocer la longitud de la línea de transmisión se utiliza la expresión 2.1.6.

$$L = \frac{c}{nf\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \quad , \quad \text{para } \frac{\lambda}{n} \quad (2.1.6)$$

Donde n es la fracción de longitud de onda que se requiere, c es la velocidad de la luz y f es la frecuencia de trabajo de la línea. La longitud L nos permite saber la frecuencia de onda que puede transferirse entre el medio y la línea.

2.2. Filtros.

Un filtro en un término general puede distinguir, seleccionar o discriminar componentes y/o rangos de frecuencia en una señal. La amplitud o su fase son algunas de las propiedades eléctricas que son modificadas en una señal filtrada. Un filtro en microondas teóricamente se representa como una red de dos puertos constituida por elementos resonantes. Dependiendo de la configuración de sus elementos, la red produce una respuesta de filtrado admitiendo o rechazando ciertas componentes de frecuencia.

2.2.1. Tipos de respuesta de un filtro.

La respuesta de un filtro se puede clasificar por modelo y por tipo de función [19]. La primera clase se divide en cuatro tipos que definen el rango de frecuencias que son filtradas:

- ▶ Pasa bajas (LPF)
- ▶ Pasa altas (HPF)
- ▶ Pasa banda (BPF)
- ▶ Rechaza banda (SBF)

En la figura 2.2 se muestra una representación ilustrativa del comportamiento de cada modelo de filtro.

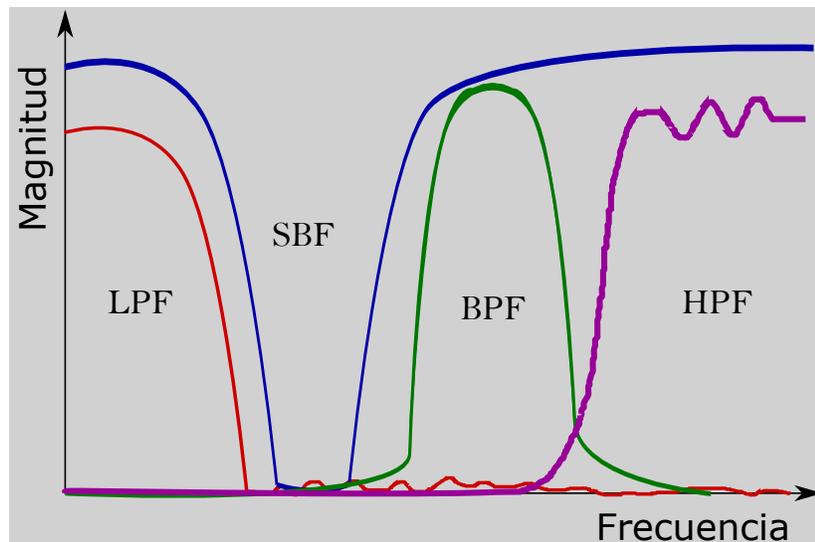


Figura 2.2: Respuesta en frecuencia un filtro.

En la segunda clase están los tipos de función que establecen el rizo en la banda de paso, la selectividad y el rizo en la banda de rechazo. A continuación se listan algunas de las funciones más conocidas.

- ▶ Butterworth
- ▶ Chebyshev
- ▶ Elíptico
- ▶ Bessel

De la lista anterior, las primeras tres funciones son las más utilizadas en el diseño de filtros analógicos de microondas. En la figura 2.3 se muestra una comparativa de las funciones listadas.

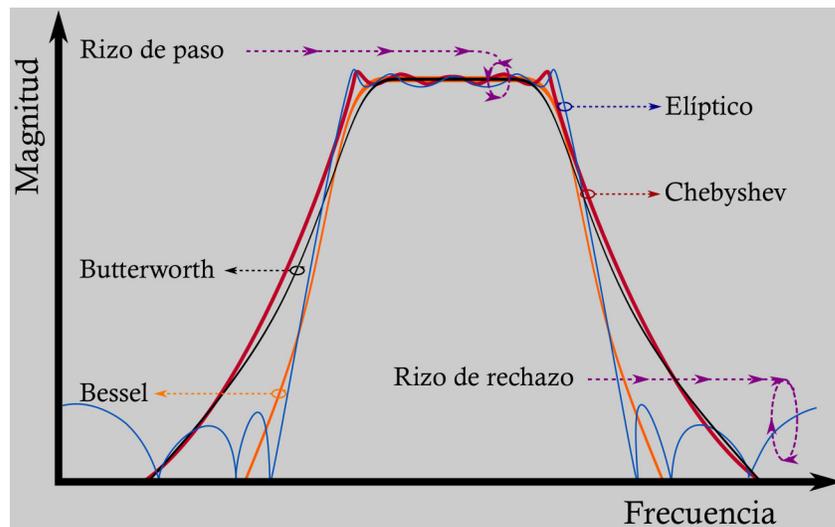


Figura 2.3: Respuesta en frecuencia para las funciones Elíptica, Chebyshev, Bessel y Butterworth.

2.2.2. Filtros con ceros de transmisión.

La selectividad de un filtro tipo pasa banda puede mejorarse mediante la inserción de ceros de transmisión en su síntesis. Al insertar TZ's, el descenso de corte de la banda es más pronunciado dando como resultado una banda más selectiva.

Los TZ's son asignados a la respuesta de un filtro cuando se realiza su síntesis polinómica. En una aplicación real es necesario producir acoplamientos cruzados para asignar los TZ's. En cualquier tecnología es requerido producir acoplamientos predominantemente eléctricos, los cuales provocan cambios en fase de $\frac{\lambda}{2}$. En la figura 2.4 se muestra la diferencia que presenta un filtro pasa banda Chebyshev cuando se le asignan TZ's.

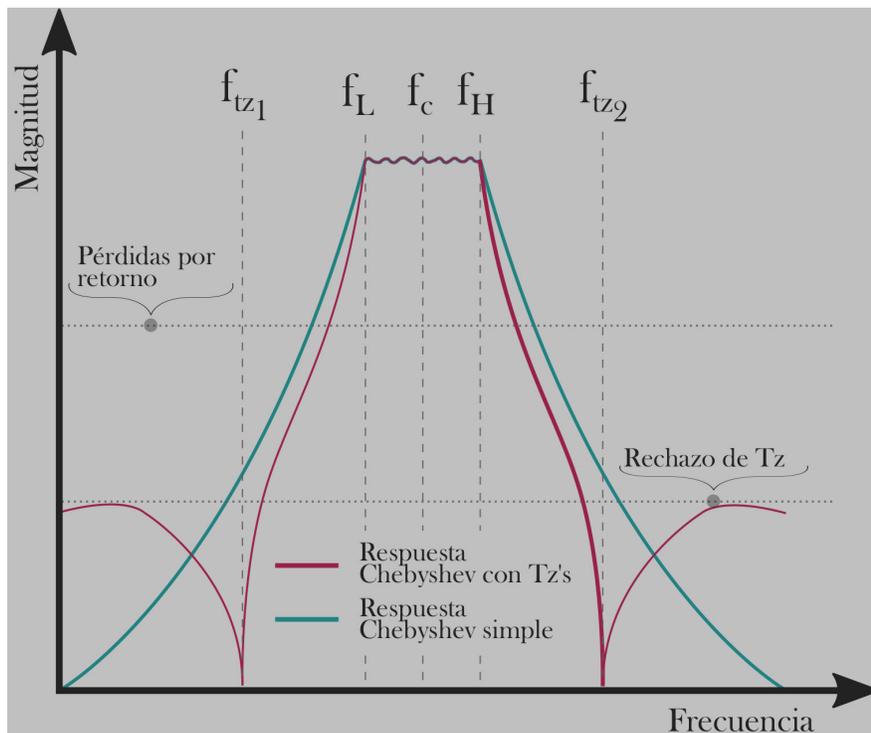


Figura 2.4: Cambios en la respuesta de un filtro Chebyshev al asignar TZ's.

En la figura 2.4 se observa un filtro pasa banda donde se localizan las posiciones en frecuencia de los TZ f_{TZ_1} y f_{TZ_2} y las frecuencias laterales correspondientes a los límites de la banda f_L y f_H , que son equidistantes a la frecuencia central f_c . Los TZ's eliminan el comportamiento creciente de la banda de paso, produciendo un mejor rechazo en el resto del espectro.

2.3. Diseño de filtro pasa banda.

En esta sección se presenta el procedimiento para el diseño de filtros con respuesta Chebyshev tipo pasa banda.

2.3.1. Especificaciones.

A continuación se listan los parámetros que definen a un filtro pasa banda tipo Chebyshev con la inclusión de TZ's.

- 1.– Orden del filtro
- 2.– Número de TZ's
- 3.– Pérdidas por retorno
- 4.– Frecuencia de trabajo
- 5.– Ancho de banda
- 6.– Posición de los TZ's
- 7.– Impedancia de los puertos

Los parámetros 1 – 5 se utilizan en la síntesis de los polinomios que describen la respuesta del filtro. La frecuencia de trabajo f_c y el ancho de banda fraccionario FBW escalan la respuesta en frecuencia. La ecuación (2.3.1) se utiliza para transformar y escalar el prototipo de filtro pasa bajas a filtro pasa banda.

$$\omega^1 = \frac{\omega_0}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.3.1)$$

Donde ω^1 es la frecuencia normalizada del plano complejo s , ω_0 es la frecuencia central $2\pi f_c$ de la banda, ω es la variable de frecuencia y Δ es la diferencia de las frecuencias superior e inferior de los límites de la banda ω_H y ω_L [1].

$$\Delta = f_c \times FBW = \omega_H - \omega_L \quad (2.3.2)$$

La posición en frecuencia de los ceros de transmisión se asigna utilizando la misma expresión (2.3.1) pero resuelta para ω . El valor de ω es sustituido por $\omega_{TZ_n} = 2\pi f_{TZ_n}$ para cada TZ asignado. De las expresiones (2.3.2) y (2.3.3) se obtiene cada par conjugado de raíces asignadas.

$$f_{TZ_L} = \frac{\omega_c \omega_{TZ_L} \Delta}{4\pi} + \frac{\left[\frac{(\omega_c \omega_{TZ_L} \Delta)^2}{2} + \omega_c^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{4\pi} \quad (2.3.3)$$

$$f_{TZ_H} = \frac{\omega_c \omega_{TZ_H} \Delta}{4\pi} + \frac{\left[\frac{(\omega_c \omega_{TZ_H} \Delta)^2}{2} + \omega_c^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{4\pi} \quad (2.3.4)$$

Donde ω_{TZ_L} es el cero negativo y ω_{TZ_H} es el cero positivo de un par conjugado normalizado [19].

Por último, la impedancia de los puertos es elegida para realizar los ajustes de acoplamiento al circuito equivalente (CE) asignado al tipo de respuesta en frecuencia.

2.3.2. Síntesis con TZ's.

En este trabajo se siguió la metodología de síntesis polinómica desarrollada en [1] para filtros pasa banda con respuesta tipo Chebyshev incluyendo TZ's.

La metodología propone una red de dos puertos recíproca, simétrica y sin pérdidas, donde los parámetros de dispersión $S_{21} = S_{12}$ y $S_{11} = S_{22}$. Establece únicamente

tres polinomios de identificación para S_{11} y S_{21} en función de ω ,

$$S_{11}(s) = \frac{(F(s)/\varepsilon_R)}{E(s)} \quad (2.3.5)$$

$$S_{21}(s) = \frac{(P(s)/\varepsilon)}{E(s)} \quad (2.3.6)$$

Donde $F(\omega)$, $P(\omega)$ son las funciones de ceros de transmisión y $E(\omega)$ la función de ceros de reflexión. Las constantes ε_R y ε son utilizadas para normalizar las funciones polinómicas correspondientes al numerador de las funciones de los parámetros S .

Cada polinomio característico es calculado en el dominio de $j\omega$ y después es transformado al dominio s . A continuación se presenta el procedimiento de cálculo de cada polinomio.

Polinomio $P(\omega)$

Inicialmente se definen los valores de los TZ's que portará la función $P(\omega)$ y cuantos de ellos se desean agregar. $P(\omega)$ se describe con la siguiente expresión,

$$P(\omega) = \prod_{n=1}^{n_{fz}} (\omega - \omega_n) \quad (2.3.7)$$

Donde n_{fz} es el número de posiciones finitas y ω_n el valor de lo TZ's respectivamente. La expresión (2.3.7) muestra la construcción del polinomio $P(\omega)$ a través de una productoria de binomios. Por último se obtiene $P(s)$ sustituyendo los binomios por $(s - s_n)$ donde $s = j\omega$.

Polinomio $F(\omega)$

$F(\omega)$ es el polinomio numerador del parámetro S_{11} . Para su construcción se consideran las siguientes condiciones.

- 1.— La simetría sobre el eje imaginario del plano s debe conservarse para asegurar la condición unitaria, es decir, se usa al menos un par de ceros separados a una distancia equivalente entre ellos con respecto a su eje.
- 2.— $n_{fz} \leq N$, donde N representa el orden del filtro. Los ceros de transmisión que no tienen una posición finita definida deben colocarse al infinito, es decir, al introducir un número menor a N de n_{fz} , los espacios que no son utilizados se evalúan en $\omega = \infty$.
- 3.— Cuando $n_{fz} < N$, se dice que se trabaja con un caso no canónico [1], para estos casos se puede definir a la constante $\varepsilon = 1$ desde un inicio. El polinomio $F(\omega)$ estará normalizado a su coeficiente de orden mas alto y su grado será N .

El polinomio $F(\omega)$ es calculado de manera iterativa con el numerador de la función de filtrado $G_N(\omega)$ para respuesta Chebyshev. En este trabajo se presenta únicamente el procedimiento para construir a $F(\omega)$. Un desarrollo completo de su definición se puede seguir en [1].

La función G_N se es definida con los valores de los ceros de transmisión y el orden del filtro. En la expresión (2.3.8) se presenta su equivalencia.

$$G_N(\omega) = \prod_{n=1}^N [c_n - d_n] \quad (2.3.8)$$

Donde c_n y d_n son sub funciones de la variable de frecuencia ω :

$$c_n = \left(\omega - \frac{1}{\omega_n} \right) \quad (2.3.9)$$

$$d_n = \omega' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right)} \quad (2.3.10)$$

$$\omega' = \sqrt{\omega^2 - 1} \quad (2.3.11)$$

Se calcula $G_n(\omega)$ de manera sucesiva, obteniendo N funciones G_n . Las sub funciones c_n y d_n se acomodan en términos de ω y ω' en $U_n(\omega) + V_n(\omega)$ para tomar los valores anteriores requeridos en la siguiente iteración. Como ejemplo, la primera iteración de G_n es $G_1(\omega) = [c_1 + d_1] = U_1(\omega) + V_1(\omega)$ y la segunda iteración es $G_2(\omega) = G_1(\omega)[c_2 + d_2] = U_2(\omega) + V_2(\omega)$. Acomodando los términos de ambas iteraciones, se obtienen las siguientes expresiones:

$$U_2(\omega) = \omega U_1(\omega) - \frac{U_1(\omega)}{\omega_2} + \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_2^2}} V_1(\omega) \quad (2.3.12)$$

$$V_2(\omega) = \omega V_1(\omega) - \frac{V_1(\omega)}{\omega_2} + \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_2^2}} U_1(\omega) \quad (2.3.13)$$

El acomodo anterior de las primeras iteraciones permite generalizar todo el procedimiento iterativo de la productoria de G_N de la siguiente manera:

$$U_n(\omega) = \omega U_{n-1}(\omega) - \frac{U_{n-1}(\omega)}{\omega_2} + \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_2^2}} V_{n-1}(\omega) \quad (2.3.14)$$

$$V_n(\omega) = \omega V_{n-1}(\omega) - \frac{V_{n-1}(\omega)}{\omega_2} + \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_2^2}} U_{n-1}(\omega) \quad (2.3.15)$$

Entonces $U_n(\omega)$ y $V_n(\omega)$ representan agrupaciones de los términos de c_n y d_n . Siguiendo las expresiones (2.3.14) y (2.3.15) se calcula desde 1 a N la función de

filtrado compuesta por los polinomios $U_N(\omega)$ y $V_N(\omega)$. Si el número de ceros no es igual al orden, entonces los valores faltantes de ω_n antes de N son evaluados en $\omega_n = \infty$.

El polinomio U_N corresponde a $F(\omega)$ el cual se divide entre el coeficiente de la potencia más alta para normalizarse. Por último, se transforma al dominio de la frecuencia compleja $F(s)$.

Polinomio $E(\omega)$

Ya que se conocen $F(\omega)$ y $P(\omega)$ se calcula $E(\omega)$, esta función tiene la característica de ser un polinomio de Hurwitz, es decir, que sus raíces están localizados en el semiplano izquierdo del plano s , dando a entender que la parte real de cada raíz es cero o negativa.

Para calcular $E(\omega)$ es necesario definir la constante de normalización ε mediante la expresión (2.3.16):

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{R_L}{10}} - 1}} \left| \frac{P(\omega)}{\left(\frac{F(\omega)}{\varepsilon_R}\right)} \right|_{\omega=\pm 1} \quad (2.3.16)$$

Donde R_L representa las pérdidas por retorno que se propone para la zona de transmisión sin pérdidas.

Utilizando el principio de la singularidad alternante, se construye la siguiente expresión.

$$\frac{(P(\omega))}{\varepsilon} - j \frac{F(\omega)}{\varepsilon_R} = 0 \quad (2.3.17)$$

El principio de la singularidad alternante indica que aquellas raíces del polinomio complejo que se encuentren localizadas en la parte inferior del plano s , serán cam-

biadas por su conjugado. Este principio se aplica para satisfacer la condición del polinomio de Hurwitz. Una vez realizado lo anterior, el polinomio resuelto se divide entre su constante de normalización ε_R . El valor de ε_R dependerá de la condición del filtro. Si el filtro es canónico ($n_{fz} = N$), $\varepsilon_R \neq 1$ y su nuevo valor se calcula mediante la siguiente relación.

$$\varepsilon_R = \frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon^2 - 1}} \quad (2.3.18)$$

El polinomio resultante de la división corresponde a $E(\omega)$ y se pasa al dominio de s .

2.3.3. Síntesis del circuito equivalente.

Para pasar de la síntesis teórica de un filtro a su implementación, es necesario asignar un circuito equivalente. El CE o red establece la configuración del filtro basada en elementos capacitivos e inductivos, de inversores de admitancia y de cargas. La red prototipo es un modelo pasa bajas [19] compuesto de capacitores, inductores y cargas (figura 2.8), del prototipo se parte para establecer la red correspondiente al filtro sintetizado. En [1] se desarrolla una síntesis de CE que incluye TZ's llamada también red de acoplamientos. El comportamiento de la red se analiza mediante la matriz ABCD. En la figura 2.5 se muestra la red de acoplamientos propuesta en [1].

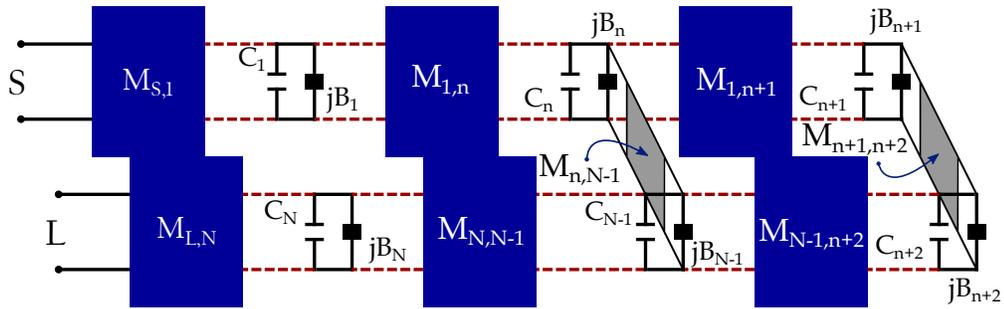


Figura 2.5: Red de acoplamientos equivalente.

El circuito se compone de cuadros azules que representan los acoplamientos sim-

ples, cuadros de color gris que son los acoplamientos cruzados, la entrada de la fuente y la salida a la carga representadas con las letras S y L (Source y Load respectivamente). Por último los elementos conectados en paralelo entre los acoplamientos son capacitores y reactancias invariantes en frecuencia (FIR's).

El circuito es analizado utilizando los valores de admitancia de cada uno de los elementos. En el CE presentado se utilizan inversores o también llamados transformadores por que transforman un inductor en serie a un capacitor en paralelo entre dos inversores de admitancia, es decir, son ocupados estos elementos inversores como líneas de acoplamiento ideales de $\frac{\lambda}{4}$ para comprender un circuito con un mismo tipo de impedancia a lo largo del mismo. La propiedad anterior es usada para producir una red con elementos en paralelo únicamente. Los inversores son usados para producir los acoplamientos entre los elementos resonadores, la fuente y carga. Estos inversores son analizados como líneas de transmisión de $\frac{\lambda}{4}$ [1, 17, 19] que mantienen su valor de admitancia en su entrada y salida para toda frecuencia, esta es una manera teórica de representar un circuito de resonadores acoplados.

Los FIR son componentes que son agregados al sistema cuando se tiene un diseño de filtro que es asimétrico, son útiles y necesarios para realizar la correcta extracción de los acoplamientos de la red o circuito[1]. Los elementos capacitivos acoplados a la red por medio de los inversores, producen la frecuencia de trabajo establecida en la definición del filtro, se debe aclarar que los inversores no son los que producen la frecuencia, esto lo causa un capacitor o un inductor cuando resuena gracias a un acoplamiento con su sistema.

Todos los elementos en el CE tienen una respuesta en parámetros ABCD, estos parámetros permiten extraer su valor correspondiente de las funciones polinómicas relacionando el CE con la síntesis [1]. Por lo tanto, es necesario transformar los polinomios $P(s), F(s)$ y $E(s)$ a matriz ABCD. En la figura 2.6 se muestran las matrices ABCD de extracción en definidas para cada elemento del CE. 2.5.

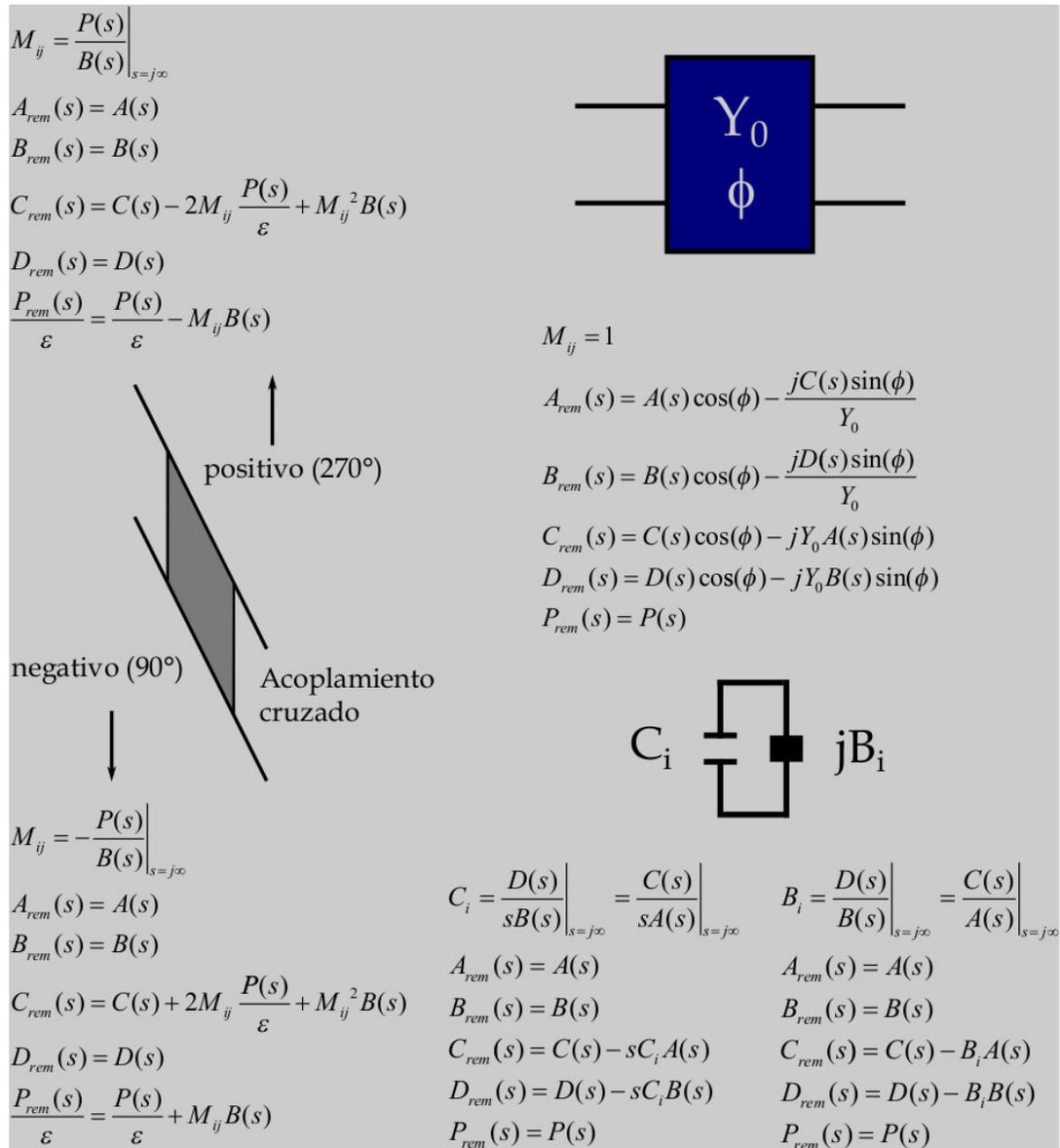


Figura 2.6: Ecuaciones de extracción en matriz ABCD, tomadas de [1]

Las equivalencias ABCD para los polinomios $P(s)$, $F(s)$ y $E(s)$ se presentan en las siguientes ecuaciones.

Para un orden Par:

$$\begin{aligned}
 A(s) &= j\text{Im}(e_0 + f_0) + \text{Re}(e_1 + f_1)s + j\text{Im}(e_2 + f_2)s^2 + \dots + j\text{Im}(e_N + f_N)s^N \\
 B(s) &= \text{Re}(e_0 + f_0) + j\text{Im}(e_1 + f_1)s + \text{Re}(e_2 + f_2)s^2 + \dots + \text{Re}(e_N + f_N)s^N \\
 C(s) &= \text{Re}(e_0 - f_0) + j\text{Im}(e_1 - f_1)s + \text{Re}(e_2 - f_2)s^2 + \dots + j\text{Re}(e_N - f_N)s^N \\
 D(s) &= j\text{Im}(e_0 - f_0) + \text{Re}(e_1 - f_1)s + j\text{Im}(e_2 - f_2)s^2 + \dots + j\text{Im}(e_N - f_N)s^N
 \end{aligned}
 \tag{2.3.19}$$

Para un orden Impar:

$$\begin{aligned}
 A(s) &= \text{Re}(e_0 + f_0) + j\text{Im}(e_1 + f_1)s + \text{Re}(e_2 + f_2)s^2 + \dots + \text{Re}(e_N + f_N)s^N \\
 B(s) &= j\text{Im}(e_0 + f_0) + \text{Re}(e_1 + f_1)s + j\text{Im}(e_2 + f_2)s^2 + \dots + j\text{Im}(e_N + f_N)s^N \\
 C(s) &= j\text{Im}(e_0 - f_0) + \text{Re}(e_1 - f_1)s + j\text{Im}(e_2 - f_2)s^2 + \dots + j\text{Im}(e_N - f_N)s^N \\
 D(s) &= \text{Re}(e_0 - f_0) + j\text{Im}(e_1 - f_1)s + \text{Re}(e_2 - f_2)s^2 + \dots + j\text{Re}(e_N - f_N)s^N
 \end{aligned}
 \tag{2.3.20}$$

Donde f y e representan los coeficientes de los polinomios $F(s)$ y $E(s)$ respectivamente.

Con la transformación a parámetros ABCD, se hace compatible el circuito con los polinomios, permitiendo conocer los valores de los acoplamientos cruzados y elementos resonantes. Los valores extraídos otorgan la información necesaria para proceder al diseño.

2.3.4. Acoplamientos entre resonadores.

Como se mencionó en la sección 2.2.2, los ceros de transmisión producen cortes de filtro mucho más abruptos, al implementarlos, el efecto puede lograrse usando acoplamientos cruzados predominantemente eléctricos. La banda del filtro se forma mediante los acoplamientos mutuos (mixtos o predominantemente magnéticos). En consecuencia, dependiendo del orden y la cantidad de los TZ's asignados, se decide la configuración física.

Se decidió utilizar el resonador SOL tomando en cuenta el estudio realizado por [3], el trabajo corrobora que este tipo de resonador es adecuado para aplicaciones en filtros de microcinta con un ancho de banda estrecho. En la figura 2.7 se muestra la clasificación de los acoplamientos producidos dependiendo del acomodo entre un par de resonadores.

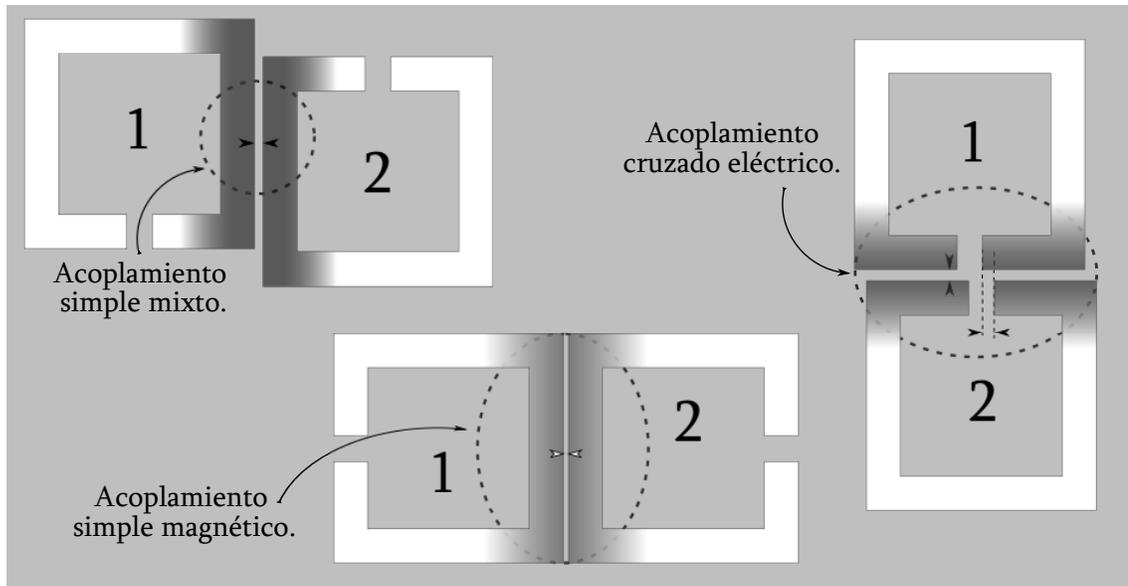


Figura 2.7: Tipos de acoplamiento en un resonador de anillo abierto.

2.4. Cálculo de retardos de grupo.

El retardo de grupo es definido como el tiempo necesario para que la energía entre y salga de un dispositivo. Matemáticamente es expresado como:

$$\Gamma(\omega) = -\frac{\delta\phi}{\delta\omega} \quad (2.4.1)$$

Ésta es la razón de cambio de la fase respecto a la frecuencia angular en una señal reflejada. La teoría desarrollada por [2] utiliza la configuración del prototipo paso bajo para definir los GD de un Filtro pasa banda utilizando los parámetros g (ver

figura 2.8).

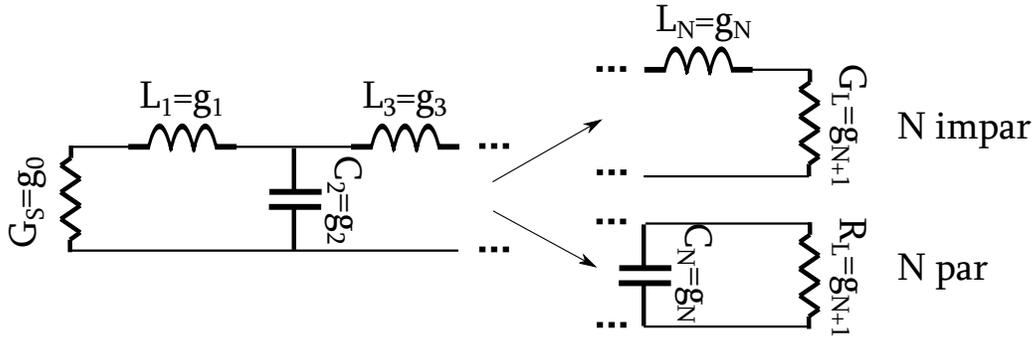


Figura 2.8: Circuito básico de filtro paso bajo.

Los parámetros g representan los elementos capacitivos e inductivos de la red y dependiendo del acomodo y su valor producen una clase de filtro en específico, el orden del filtro, lo define el número de elementos en la red excluyendo las cargas. La tabla 2.1 muestra las expresiones para el cálculo de GD en un filtro pasa banda de n orden.

Número de resonadores	Pasa bajas normalizado
$n=1$	$\Gamma_{d1} = \frac{4g_0g_1}{\Delta}$
$n=2$	$\Gamma_{d2} = \frac{4g_2}{g_0\Delta}$
$n=3$	$\Gamma_{d3} = \frac{4g_0(g_1+g_3)}{\Delta}$
$n=4$	$\Gamma_{d4} = \frac{4(g_2+g_4)}{g_0\Delta}$
$n=5$	$\Gamma_{d5} = \frac{4g_0(g_1+g_3+g_5)}{\Delta}$
$n=6$	$\Gamma_{d6} = \frac{4(g_2+g_4+g_6)}{g_0\Delta}$
$n=N_{impar}$	$\Gamma_{dN_{impar}} = \frac{4g_0 \left(\sum_{k=1}^{N_{impar}} g_k \right)}{\Delta}, k = 1, 3, 5, \dots, N_{impar}$
$n=N_{par}$	$\Gamma_{dN_{par}} = \frac{4 \left(\sum_{k=2}^{N_{par}} g_k \right)}{g_0\Delta}, k = 2, 4, 6, \dots, N_{par}$

Tabla 2.1: Retardos de grupo en función de parámetros g .

Cuando la aproximación del filtro es Chebyshev o Butterworth de orden impar, los GD aumentan conforme el orden lo hace. Si la aproximación es Butterworth o Chebyshev de orden par, la mitad de los valores g del modelo serán idénticos en

espejo a su primer mitad, lo que señala una red recíproca, simétrica y sin pérdidas. Por consecuencia, los últimos dos retardos de grupo serán idénticos, ya que los GD son una suma de valores g sucesivos pares e impares.

2.4.1. Diseño de un filtro pasabanda mediante el retardo de grupo.

El proceso de sintonización por GD desarrollado en [2] sirve para filtros seriados relacionados con el prototipo de la figura 2.8. El procedimiento se separa en 3 pasos de construcción.

- Extracción de Q_e de entrada mediante Γ_{d1}
- Extracción de cada Γ_{dn} : casos par e impar.
- Extracción de Q_e de salida mediante $\Gamma_{dN+1} = \Gamma_{d1}$.

Para la extracción de cada Γ_d se utiliza la fase del parámetro S_{11} . La respuesta en fase se calcula mediante la siguiente expresión.

$$\varphi = -\tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(S_{11}(\omega))}{\text{Re}(S_{11}(\omega))} \right) \quad (2.4.2)$$

2.4.1.1. Extracción de Γ_{d1}

Primero se acopla la línea del puerto de entrada con el primer resonador del filtro. Se utiliza el parámetro de reflexión S_{11} y se realiza la conversión a GD mediante la siguiente expresión.

$$\Gamma_d = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{d\omega} \quad (2.4.3)$$

Donde Γ_{d1} es el primer retardo de grupo y es un equivalente de Q_e mediante la siguiente ecuación.

$$Q_e = \frac{\omega_0 \Gamma_{d1}}{4} \quad (2.4.4)$$

Se alcanza el valor Γ_{d1} calculado, medido en el pico de la curva de Γ_d obtenida. El pico debe encontrarse situado en la frecuencia de resonancia ω_0 como se muestra en la figura 2.9.

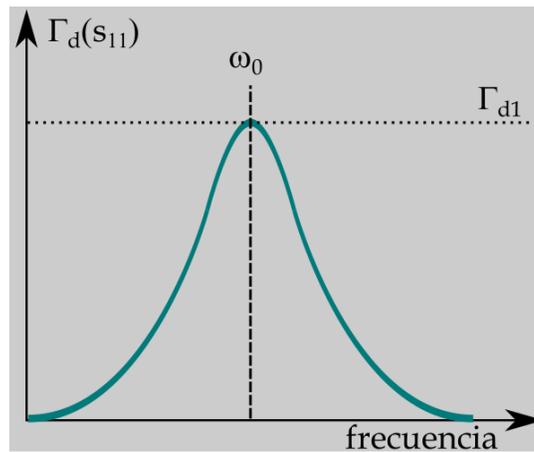


Figura 2.9: Extracción de Γ_{d1} , curva de referencia tomada de [2].

El segundo paso de construcción es la extracción de todos los GD entre resonadores. Existen dos casos de extracción: cuando el GD corresponde a un número par de resonadores acoplados y cuando el GD corresponde a un número impar de resonadores.

2.4.1.2. Extracción de Γ_{dn} , caso par.

Γ_{dn} se extrae midiéndose en el valle producido en ω_0 . La curva obtenida tendrá un total de n picos equivalente al número par de resonadores configurados hasta ese punto. La figura 2.10 muestra un ejemplo del alcance de un Γ_{dn} para el caso par de resonadores acomodados.

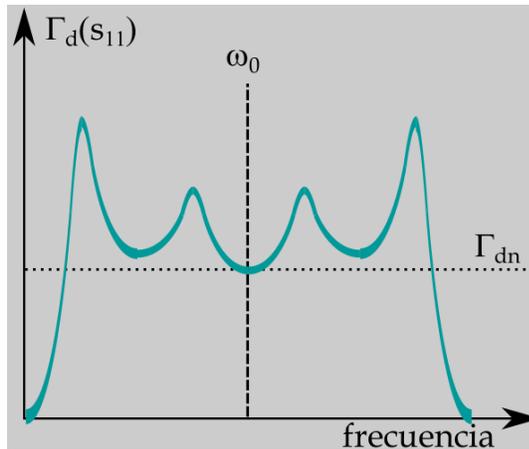


Figura 2.10: Extracción de Γ_{dn} caso par, curva de referencia tomada de [2].

2.4.1.3. Extracción de Γ_{dn} , caso impar.

Γ_{dn} se extrae y alcanza midiéndose en el máximo local producido en ω_0 , semejante al caso de Γ_{d1} . La curva obtenida presentará un total de n picos equivalente al número impar de resonadores configurados hasta ese punto. Se presenta un bosquejo del comportamiento de la curva para un caso impar en la figura 2.11. Los casos par e

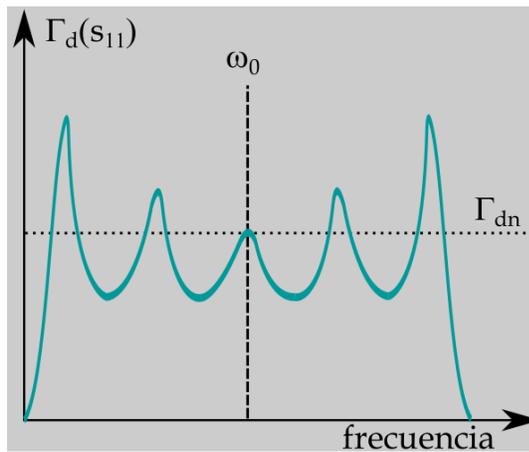


Figura 2.11: Extracción de Γ_{dn} caso impar, curva de referencia tomada de [2].

impar se aplicarán para cada resonador que se agregue a la configuración, alcanzando el valor calculado de Γ_{dn} teórico respectivamente.

2.4.1.4. Extracción de Γ_{dN+1}

Γ_{dN+1} se considera una extracción extra a los GD establecidos, ya que en realidad es el mismo valor que Γ_{d1} pero visto desde el último resonador y la línea del puerto de salida. Este valor puede ser alcanzado de manera distinta al obtenido en la línea de entrada con el primer resonador. La curva de comportamiento será igual que la de la figura 2.9. El alcance de Γ_{dN+1} puede variar debido a su último resonador, éste podría presentar una configuración física distinta al primer resonador aún manteniendo la misma resonancia y longitud eléctrica. Por consiguiente es necesario realizar el mismo proceso para Γ_{dN+1} .

2.4.2. Acoplamiento cruzado mediante GD.

Si bien, la teoría del GD fue desarrollada para filtros en serie en específico, también se puede utilizar para analizar acoplamientos cruzados.

Un acoplamiento eléctrico puede ser analizado mediante la ecuación (2.4.5), que determina el valor del acoplamiento en función de dos retardos de grupo Γ_{d1} y Γ_{d2} medidos en la frecuencia de trabajo.

$$k_{12} = -\left(\frac{4}{(\pi f_0)^2 \Gamma_{d1} \Gamma_{d2}}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.4.5)$$

Donde k_{12} es el valor del acoplamiento negativo y los subíndices 1 y 2 en k y Γ_d representan a los dos resonadores acoplados. La expresión es derivada de las ecuaciones para acoplamiento externo y entre resonadores presentadas en [2].

La ecuación (2.4.5) establece una relación entre el retardo de grupo y el acoplamiento negativo, mostrando que Γ_{d2} es inversamente proporcional al acoplamiento entre el par de resonadores.

Capítulo 3

Filtro y metodología de diseño propuestos

3.1. Definición del filtro.

Se propone el diseño de un filtro tipo pasa banda de cuarto orden, con banda de paso estrecha del 10% centrada en 2.45 GHz. El filtro incluirá un par de ceros de transmisión posicionados a 150 MHz laterales a la frecuencia central. Se utilizará el resonador de anillo abierto implementado en microcinta. Las características del filtro son seleccionadas para construirse con la metodología de diseño por GD propuesta en esta sección, la base de la metodología es la teoría desarrollada en [2] para filtros pasa banda de respuesta Chebyshev.

3.2. Metodología de diseño

Para diseñar un filtro se requieren al menos 7 pasos de desarrollo. En la figura 3.1 se muestra el diagrama de flujo con todos los pasos para desarrollar un filtro con TZ. La definición y síntesis se consideran parte del planteamiento teórico.

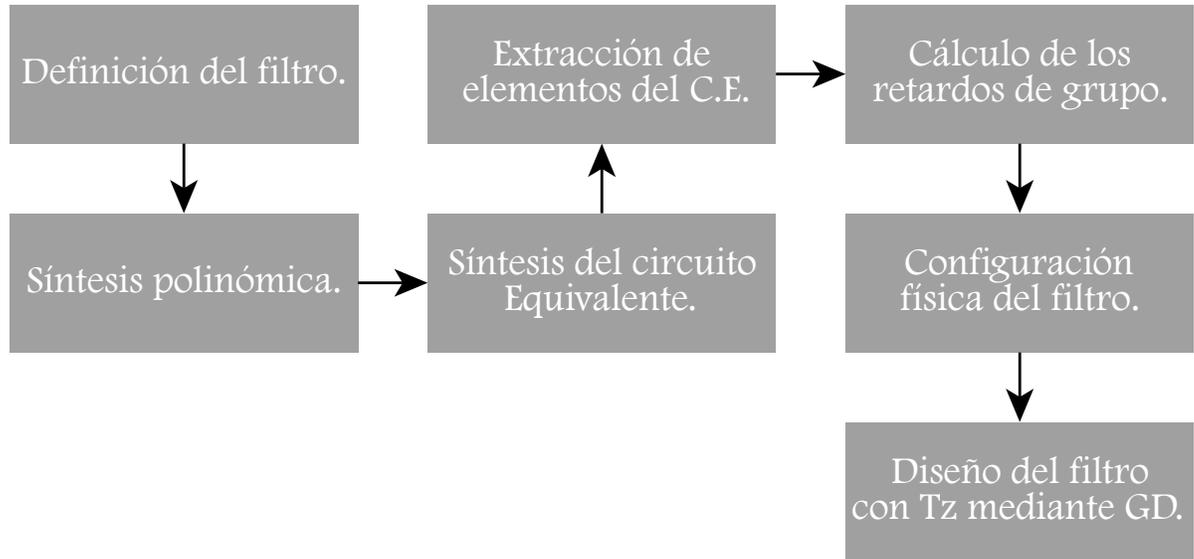


Figura 3.1: Pasos de desarrollo de un filtro con TZ.

3.2.1. Establecimiento de circuito y extracción de elementos.

Los polinomios del filtro se transforman a matriz ABCD para vincularlos con el circuito equivalente y extraer información. Una vez transformadas, se procede con el circuito para seguir con el trabajo de diseño.

Utilizando la red propuesta por [1] para la síntesis de un circuito, se propone el circuito equivalente CE para el diseño del filtro en este trabajo. En la figura 3.2 se muestra el CE numerado. El orden se estableció para recorrer y extraer correctamente cada elemento.

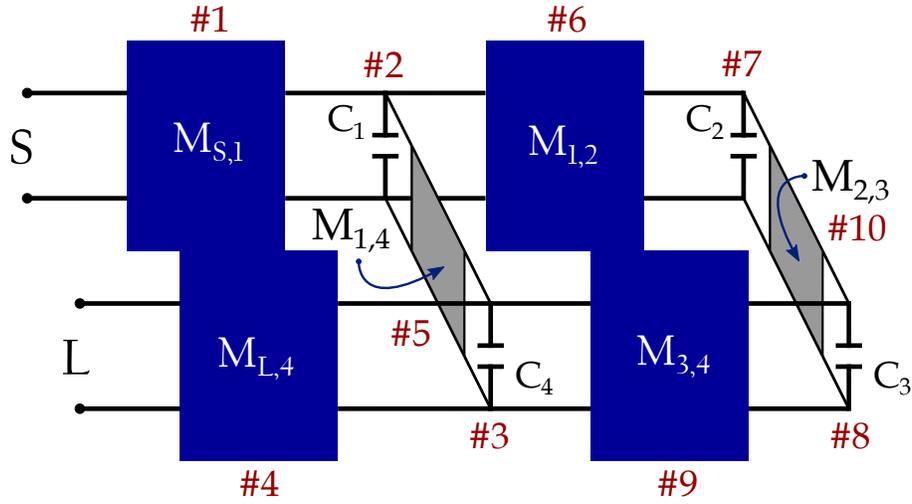


Figura 3.2: Circuito equivalente implementado.

Se puede observar que no se presentan elementos FIR, esto es por que la red es simétrica.

3.2.1.1. Extracción de los elementos del CE.

Siguiendo la numeración del CE de la figura 3.2 se realiza la extracción de los valores de todos los elementos.

#1.— Se remueve M_{S1} utilizando las ecuaciones de extracción (figura 2.6) definidas para un inversor. Para $Y_0 = 1$ y $\phi = \frac{\lambda}{4} = 90^\circ$.

$$\begin{aligned}
 M_{S1} &= 1 \\
 A_{rem_1}(s) &= A(s) \cos(90^\circ) - jC(s) \sin(90^\circ) = -jC(s) \\
 B_{rem_1}(s) &= B(s) \cos(90^\circ) - jD(s) \sin(90^\circ) = -jD(s) \\
 C_{rem_1}(s) &= C(s) \cos(90^\circ) - jA(s) \sin(90^\circ) = -jA(s) \\
 D_{rem_1}(s) &= D(s) \cos(90^\circ) - jB(s) \sin(90^\circ) = -jB(s) \\
 P_{rem_1}(s) &= P(s)
 \end{aligned}$$

Donde el subíndice rem_1 identifica a las nuevas componentes $ABCD(s)$ y

polinomio $P(s)$ de los cuales se ha extraído el acoplamiento simple M_{S1} .

#2.— Se calcula el valor de C_1 y se remueve del circuito utilizando las ecuaciones de extracción definidas para un capacitor.

$$C_1 = \frac{D_{rem_1}(s)}{sB_{rem_1}(s)} \Big|_{s=j\infty} = \frac{C_{rem_1}(s)}{sA_{rem_1}(s)} \Big|_{s=j\infty}$$

$$A_{rem_2}(s) = A_{rem_1}(s)$$

$$B_{rem_2}(s) = B_{rem_1}(s)$$

$$C_{rem_2}(s) = C_{rem_1}(s) - sC_1A_{rem_1}(s)$$

$$D_{rem_2}(s) = D_{rem_1}(s) - sC_1B_{rem_1}(s)$$

$$P_{rem_2}(s) = P_{rem_1}(s)$$

Las componentes A_{rem_2} y D_{rem_2} serán permutadas para voltear la red y proceder con la extracción de M_{L4} . La permutación se realiza para extraer posteriormente de manera correcta un acoplamiento cruzado estando libres ambos nodos de su componente.

$$[ABCD]_{rem_2} \rightarrow [DCBA]_{rem_2}$$

#3.— Se remueve M_{L4} para $Y_0 = 1$ y $\phi = \frac{\lambda}{4} = 90$.

$$M_{L4} = 1$$

$$A_{rem_3}(s) = -jC(s)_{rem_2}$$

$$B_{rem_3}(s) = -jD(s)_{rem_2}$$

$$C_{rem_3}(s) = -jA(s)_{rem_2}$$

$$D_{rem_3}(s) = -jB(s)_{rem_2}$$

$$P_{rem_3}(s) = P(s)_{rem_2}$$

#4.— Se calcula el valor de C_4 y se remueve el elemento del circuito

$$C_4 = \frac{D_{rem_3}(s)}{sB_{rem_3}(s)} \Big|_{s=j\infty} = \frac{C_{rem_3}(s)}{sA_{rem_3}(s)} \Big|_{s=j\infty}$$

$$A_{rem_4}(s) = A_{rem_3}(s)$$

$$B_{rem_4}(s) = B_{rem_3}(s)$$

$$C_{rem_4}(s) = C_{rem_3}(s) - sC_4A_{rem_3}(s)$$

$$D_{rem_4}(s) = D_{rem_3}(s) - sC_4B_{rem_3}(s)$$

$$P_{rem_4}(s) = P_{rem_3}(s)$$

#5.— Se extrae M_{14} (acoplamiento cruzado de valor negativo) y se remueve el elemento.

$$M_{14} = - \frac{P_{rem_4}(s)}{B_{rem_4}(s)} \Big|_{s=j\infty}$$

$$A_{rem_5}(s) = A_{rem_4}(s)$$

$$B_{rem_5}(s) = B_{rem_4}(s)$$

$$C_{rem_5}(s) = C_{rem_4}(s) + 2M_{14} \frac{P_{rem_4}(s)}{\varepsilon} + M_{14}^2 B_{rem_4}(s)$$

$$D_{rem_5}(s) = D_{rem_4}(s)$$

$$\frac{P_{rem_5}(s)}{\varepsilon} = \frac{P_{rem_4}(s)}{\varepsilon} + M_{14} B_{rem_4}(s)$$

Las componentes A_{rem_5} y D_{rem_5} serán permutadas para voltear la red para continuar por el nodo de C_2 según el orden asignado.

$$[ABCD]_{rem_5} \rightarrow [DBCA]_{rem_5}$$

#6.- Se remueve M_{12} para $Y_0 = 1$ y $\phi = \frac{\lambda}{4} = 90$.

$$\begin{aligned}
 M_{12} &= 1 \\
 A_{rem_6}(s) &= -jC(s)_{rem_5} \\
 B_{rem_6}(s) &= -jD(s)_{rem_5} \\
 C_{rem_6}(s) &= -jA(s)_{rem_5} \\
 D_{rem_6}(s) &= -jB(s)_{rem_5} \\
 P_{rem_6}(s) &= P(s)_{rem_5}
 \end{aligned}$$

#7.- Se calcula el valor de C_2 y se remueve el elemento del circuito

$$\begin{aligned}
 C_2 &= \left. \frac{D_{rem_6}(s)}{sB_{rem_6}(s)} \right|_{s=j\infty} = \left. \frac{C_{rem_6}(s)}{sA_{rem_6}(s)} \right|_{s=j\infty} \\
 A_{rem_7}(s) &= A_{rem_6}(s) \\
 B_{rem_7}(s) &= B_{rem_6}(s) \\
 C_{rem_7}(s) &= C_{rem_6}(s) - sC_2A_{rem_6}(s) \\
 D_{rem_7}(s) &= D_{rem_6}(s) - sC_2B_{rem_6}(s) \\
 P_{rem_7}(s) &= P_{rem_6}(s)
 \end{aligned}$$

Se intercambian A_{rem_7} y D_{rem_7} una vez más para cambiar de nodo en la red.

$$[ABCD]_{rem_7} \rightarrow [DBCA]_{rem_7}$$

#8.- Se remueve M_{34} para $Y_0 = 1$ y $\phi = \frac{\lambda}{4} = 90$.

$$\begin{aligned}
 M_{34} &= 1 \\
 A_{rem_8}(s) &= -jC(s)_{rem_7} \\
 B_{rem_8}(s) &= -jD(s)_{rem_7} \\
 C_{rem_8}(s) &= -jA(s)_{rem_7} \\
 D_{rem_8}(s) &= -jB(s)_{rem_7} \\
 P_{rem_8}(s) &= P(s)_{rem_7}
 \end{aligned}$$

#9.— Se calcula el valor de C_3 y se remueve el elemento del circuito

$$C_3 = \frac{D_{rem_8}(s)}{sB_{rem_8}(s)} \Big|_{s=j\infty} = \frac{C_{rem_9}(s)}{sA_{rem_8}(s)} \Big|_{s=j\infty}$$

$$A_{rem_9}(s) = A_{rem_8}(s)$$

$$B_{rem_9}(s) = B_{rem_8}(s)$$

$$C_{rem_9}(s) = C_{rem_8}(s) - sC_2A_{rem_8}(s)$$

$$D_{rem_9}(s) = D_{rem_8}(s) - sC_2B_{rem_8}(s)$$

$$P_{rem_9}(s) = P_{rem_8}(s)$$

#10.— Se extrae M_{23} como acoplamiento cruzado (aunque no lo es) como consecuencia de posicionarse en paralelo según la configuración de la red.

$$M_{23} = - \frac{P_{rem_9}(s)}{B_{rem_9}(s)} \Big|_{s=j\infty}$$

$$A_{rem_{10}}(s) = A_{rem_9}(s)$$

$$B_{rem_{10}}(s) = B_{rem_9}(s)$$

$$C_{rem_{10}}(s) = C_{rem_9}(s) + 2M_{23} \frac{P_{rem_9}(s)}{\varepsilon} + M_{23}^2 B_{rem_9}(s)$$

$$D_{rem_{10}}(s) = D_{rem_9}(s)$$

$$\frac{P_{rem_{10}}(s)}{\varepsilon} = \frac{P_{rem_9}(s)}{\varepsilon} + M_{23} B_{rem_9}(s)$$

3.2.2. Cálculo de valores de retardo de grupo.

Con los valores obtenidos de la extracción se pueden calcular los retardos de grupo utilizando las siguientes expresiones.

$$\Gamma_{d1} = \frac{4g_0}{\Delta} C_1 \quad (3.2.1)$$

$$\Gamma_{d2} = \frac{4}{\Delta g_0} C_2 \quad (3.2.2)$$

$$\Gamma_{d3} = \frac{4g_0}{\Delta} (C_1 + C_3) \quad (3.2.3)$$

$$\Gamma_{d4} = \frac{4}{\Delta g_0} (C_2 + C_4) \quad (3.2.4)$$

$$\Gamma_{d5} = \frac{4g_5}{\Delta} C_4 \quad (3.2.5)$$

donde g_0 y g_5 representan el valor normalizado de la fuente y de la carga respectivamente y C son los valores de los capacitores extraídos del CE.

Los valores de M_{ij} pueden ser utilizados para corroborar los valores de Γ_d utilizando las equivalencias presentadas por [2] para un circuito en serie. Para el acoplamiento cruzado se utilizará un análisis cualitativo sobre la influencia de éste en el GD.

Se debe aclarar que si $C_1 = C_4$ y $C_2 = C_3$ entonces $\Gamma_{d3} = \Gamma_{d4}$, esta condición se presenta en la topología utilizada en esta síntesis y es un evento que no ocurre en un circuito común en cascada Chebyshev [2]. Esta condición no genera inconvenientes en la implementación del filtro usando el retardo de grupo, pero es importante mencionar el evento causado debido a la igualdad de valores.

3.2.3. Selección de configuración.

El diseño tomará la forma que más se adapte para ofrecer la respuesta sintetizada. Debido a que posee un acoplamiento cruzado, se ha planteado la forma en función de los acoplamientos del CE. La configuración respeta la posición de manera semejante a la geometría del modelo teórico, en la figura 3.3 se muestra el acomodo propuesto.

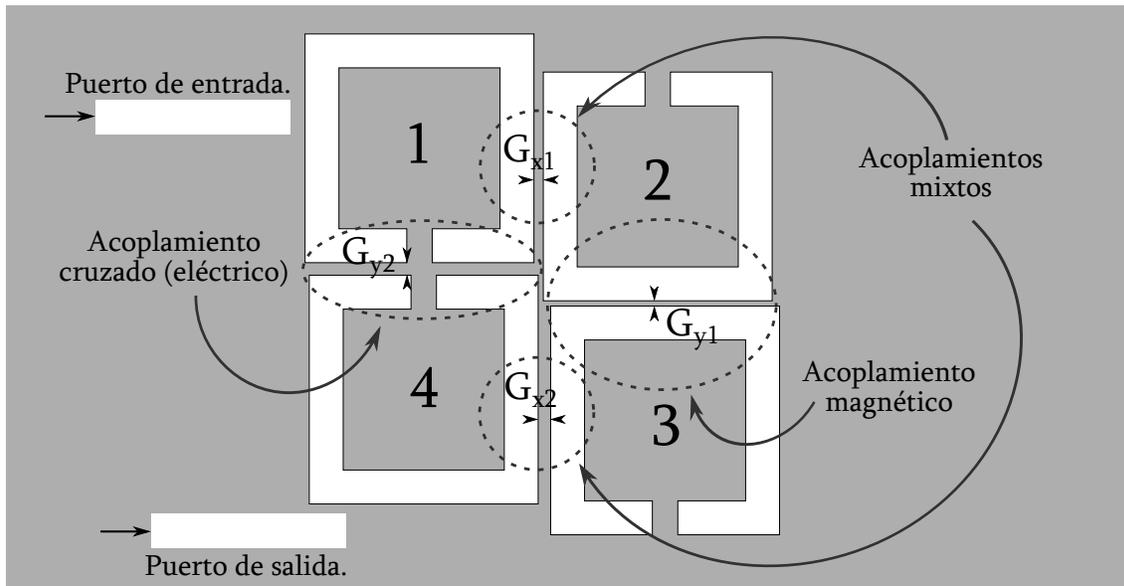


Figura 3.3: Configuración implementada.

De la figura 3.3 se muestran las cuatro variables de configuración. Las separaciones G_{x1} y G_{x2} manipulan el nivel de acoplamiento mixto que se produce en los laterales entre resonadores. La separación G_{y1} controla un acoplamiento magnético y G_{y2} a uno eléctrico, este último de signo negativo debido a su abertura que produce un cambio de fase en la zona. El acoplamiento eléctrico es el efecto de interés que permitirá implementar los TZ.

3.2.4. Análisis de un acoplamiento cruzado con retardo de grupo.

Cuando analizamos la configuración de acoplamiento predominantemente eléctrico de la figura 2.7 en simulación, se pueden observar múltiples comportamientos en la curva del GD en función de la separación del par. Primero se establece que la longitud eléctrica para la línea de alimentación es de $\frac{\lambda}{4}$ y para los resonadores de $\frac{\lambda}{2}$, lo anterior mencionado mantiene una coherencia entre el primer máximo del GD y la fase en $\frac{\lambda}{2}$ para f_0 . Las longitudes eléctricas utilizadas respetan el cruce por cero en la teoría de [2].

A continuación se presentan simulaciones en el software *Advanced Design System* de *Keysight* del GD para analizar el acoplamiento cruzado de un par de resonadores SOL.

En la figura 3.4 se muestra una gráfica de la simulación del GD para el acoplamiento eléctrico a una distancia S entre los resonadores.

La figura anterior es un análisis correspondiente al primer y último resonador para una configuración de cuarto orden. Se comparan los resultados en simulación con los valores calculados en teoría. La curva de GD muestra un máximo cuando alcanza su acoplamiento negativo y Γ_{d2} para la expresión 2.4.1 corresponde al valor de Γ_{d4} en síntesis. Las variables ℓ_1 y ℓ_2 son las longitudes correspondientes a las líneas donde $\ell_2 = 2(\ell_1)$, asignado de esta forma para producir un diseño síncrono entre resonadores [19]. La curva de fase se presenta para mostrar el par de transiciones equidistantes a f_0 que aseguran el acoplamiento de ambos resonadores aunque la curva del GD solo muestre un máximo y no dos. La distancia S obtenida será la referencia de separación para colocar el acoplamiento cruzado en la configuración completa del filtro, así la asignación del último resonador no se vuelve tan ambigua para este caso. Incluso, si no se tiene la información del acoplamiento negativo, el comportamiento mostrado en las curvas de la gráfica será la referencia del alcance

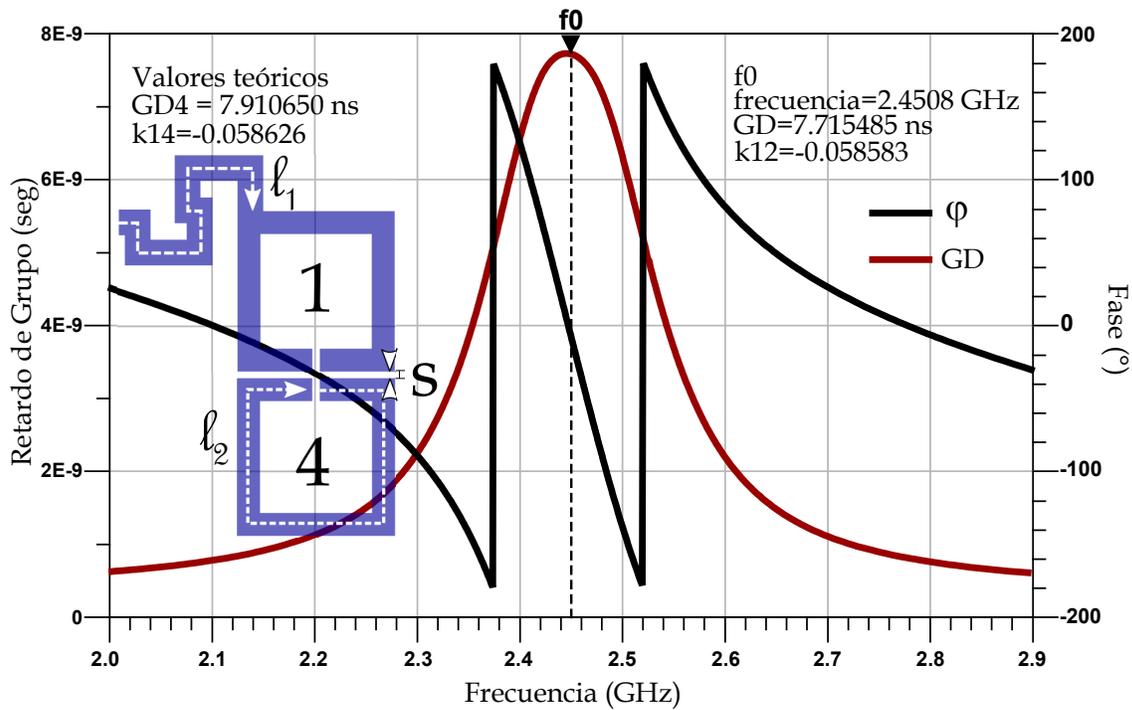


Figura 3.4: Comportamiento de acoplamiento eléctrico en GD.

de éste. En las figuras 3.5 y 3.6 se muestran los casos para S_1 y S_2 que son menor y mayor a S de la figura 3.4 respectivamente.

Para la figura 3.5 se muestra que si S_1 es un valor pequeño produce un acoplamiento negativo mayor y reduce el retardo de grupo. Por otra parte ℓ_3 es un parámetro de ajuste para la curva que puede darle una equidad a los picos de resonancia. Sin embargo, modificar este parámetro significa realizar ajustes asíncronos ya que la longitud eléctrica entre resonadores es diferente. Para valores pequeños de ajuste no se produce un corrimiento en frecuencia significativo lo cual no afecta la comparativa con el análisis teórico.

Para la figura 3.6 se muestra el caso cuando hay una separación S_2 produciendo una disminución en el acoplamiento negativo e incrementando considerablemente el GD. Como en cualquier otro caso, también se necesitaría hacer un ajuste pequeño usando el parámetro ℓ_4 .

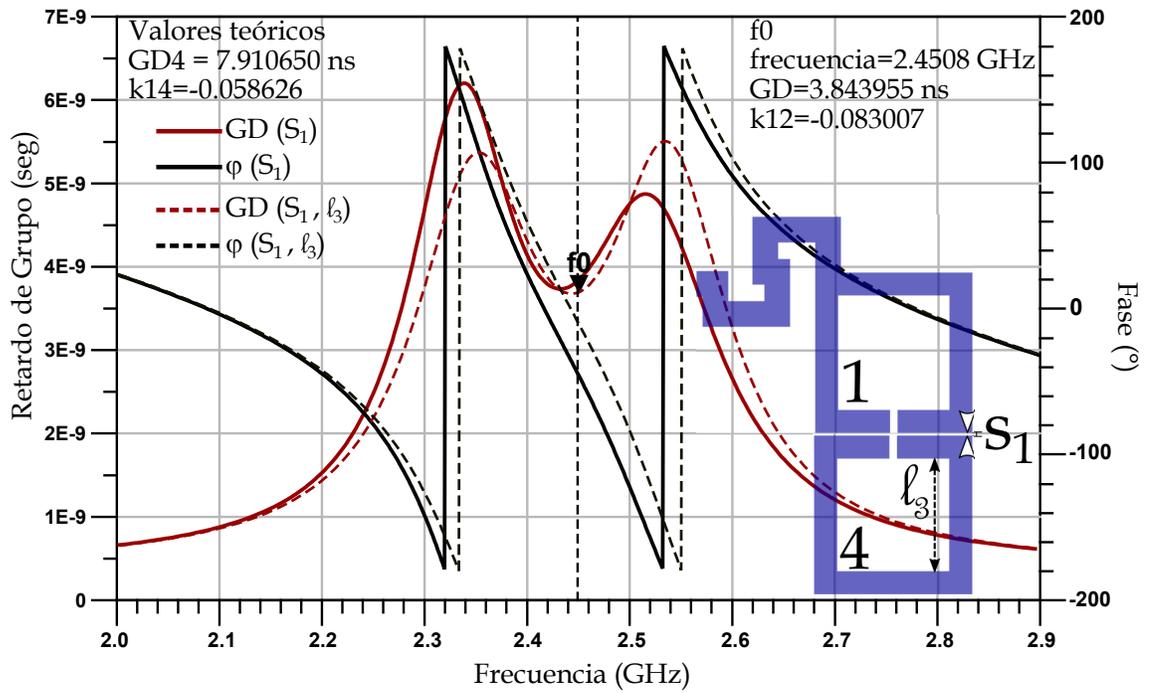


Figura 3.5: Caso S_1 y ajuste de curva.

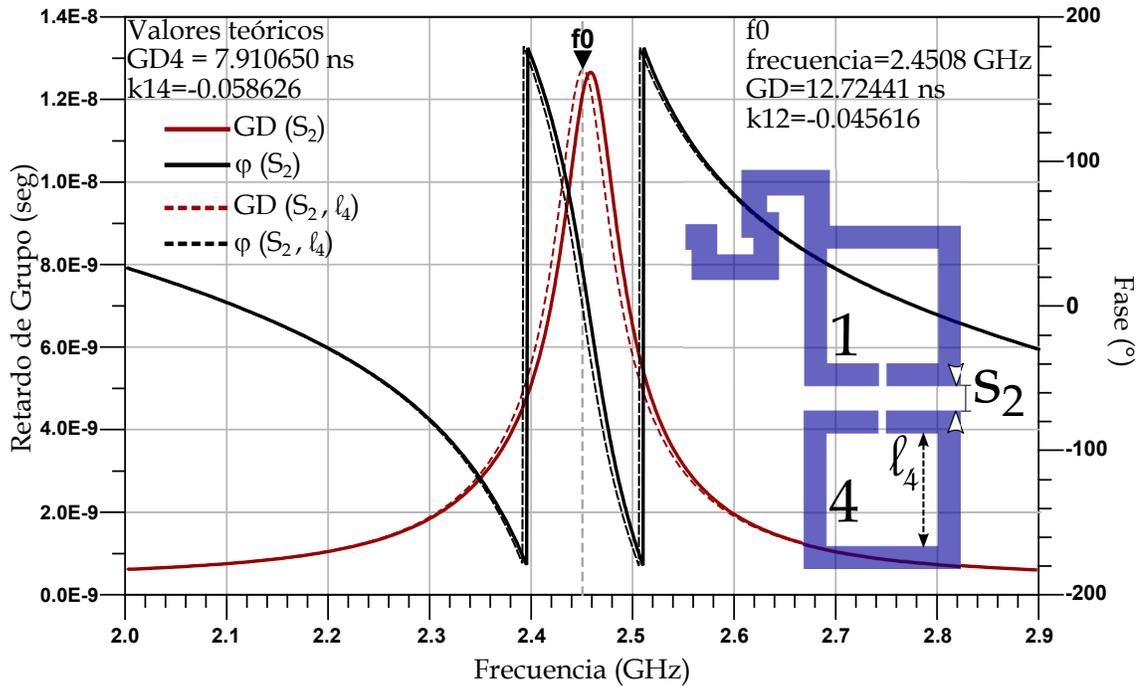


Figura 3.6: Caso S_2 y ajuste de curva.

Se pueden asociar patrones a la variable de separación y a la de ajuste. Si la separación S es poca, las transiciones de la fase se separan, al igual que la separación de los picos del GD. Conforme se hace mas grande la separación S , se juntan las transiciones de la fase y el GD termina formando un solo máximo. La variable ℓ_3 o ℓ_4 sirven para correr en frecuencia las respuestas y le da el mismo nivel a los máximos del GD. Los patrones mencionados concuerdan con la ecuación 2.4.5 anteriormente establecida.

3.2.5. Diseño de filtro con TZ's

En este apartado se mostrará el procedimiento paso a paso para diseñar el filtro de cuarto orden propuesto mediante el retardo de grupo. En la figura 3.7 se muestra un diagrama de flujo del proceso de diseño.

3.2.5.1. Extracción del primer retardo de grupo.

Observando el GD en simulación para la estructura $NET1$ del inciso a) en la figura 3.8. La configuración se compone por un resonador y la línea de alimentación, se inspecciona que el máximo de la curva ocurra en la frecuencia de resonancia. El valor máximo debe corresponder al Γ_{d1} calculado, el GD especificado se alcanza moviendo el alimentador a lo largo de los costados del resonador.

3.2.5.2. Extracción del segundo retardo de grupo.

Se simula la estructura $NET2$ constituida por $NET1$ y un segundo resonador como se muestra en el inciso b) de la figura 3.8. Entre $R1$ y $R2$ se produce un acoplamiento mixto que satisface al acoplamiento simple teórico. De la simulación se corrobora que la frecuencia de resonancia se presente en un valle y que el GD corresponda al valor

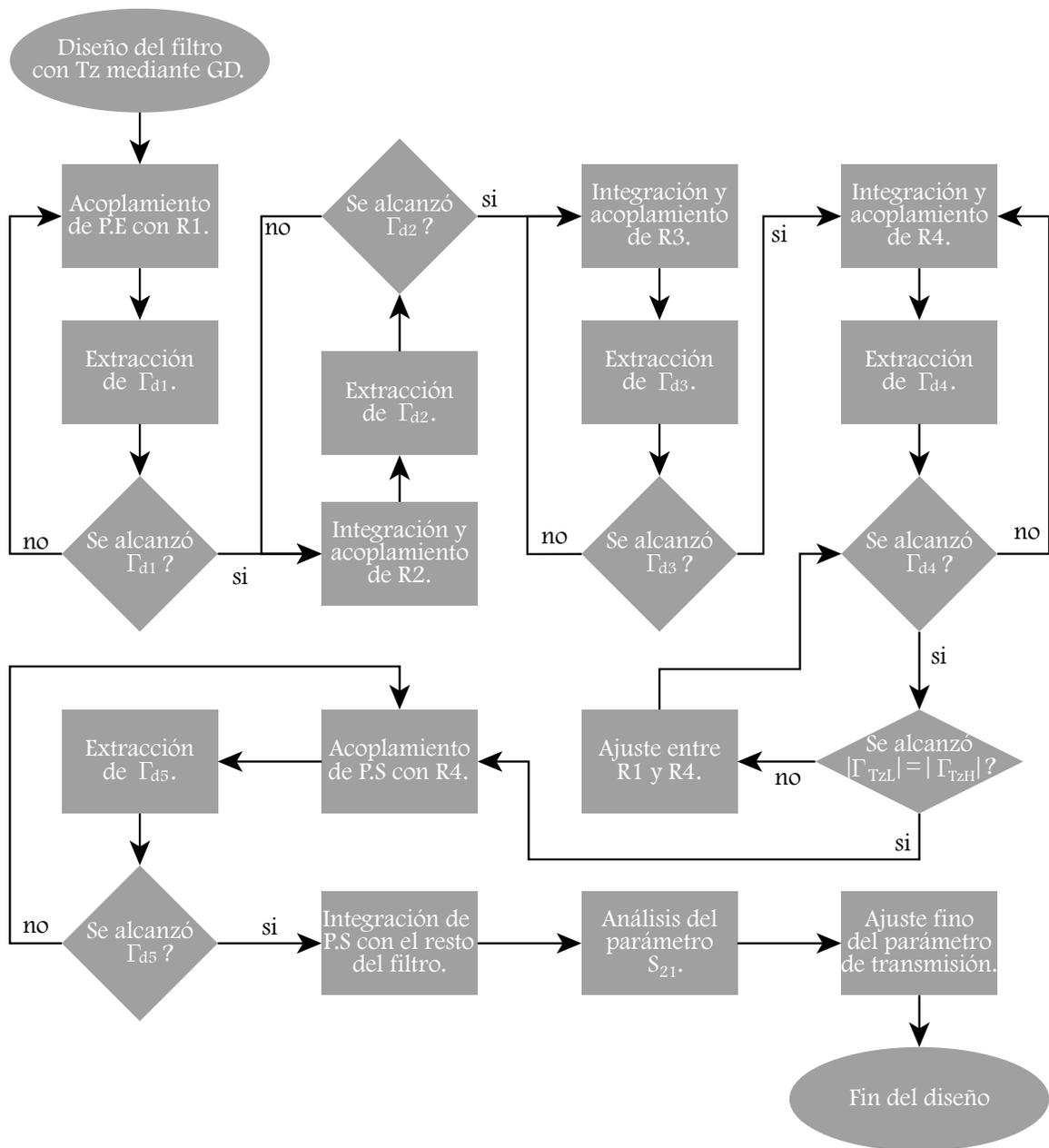


Figura 3.7: Diagrama a pasos del diseño de filtro con TZ's.

calculado Γ_{d2} . Para ajustar el GD, se modifica la separación G_{x1} entre resonadores.

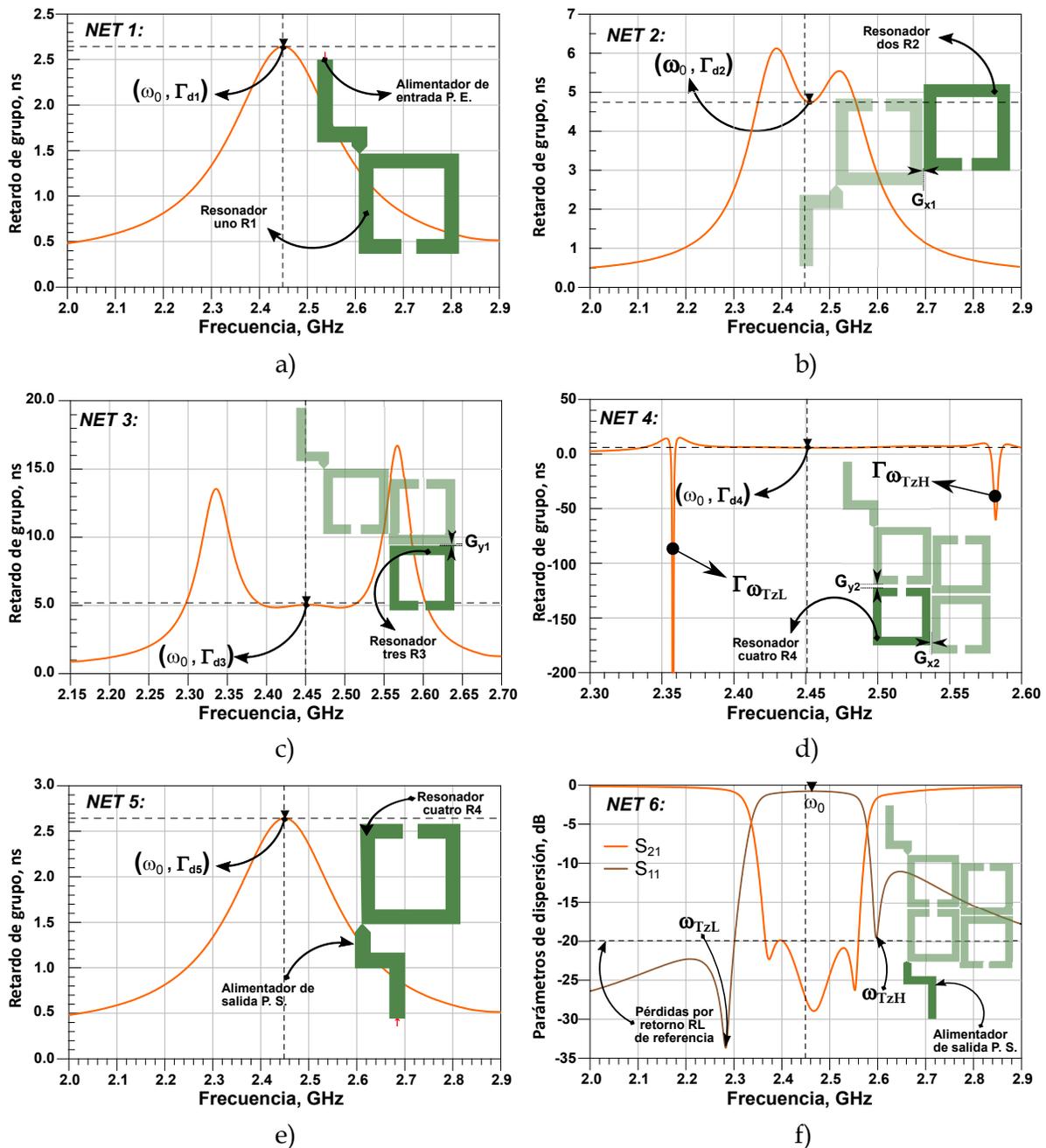


Figura 3.8: Etapas de diseño para filtro con TZ. a) Γ_{d1} , b) Γ_{d2} , c) Γ_{d3} , d) Γ_{d4} , e) Γ_{d5} y f) S_{21} y S_{11} .

3.2.5.3. Extracción del tercer retardo de grupo.

Se realiza la simulación para *NET3* mostrado en la figura 3.8 inciso c), al integrar el R3 al circuito *NET2* la respuesta produce tres picos. La orientación de los resona-

dores $R2$ y $R3$ genera un acoplamiento magnético entre ellos también positivo. De la simulación se comprueba que un máximo local posicionado en ω_0 alcance el valor de Γ_{d3} . Para afinar el GD se modifica la separación G_{y1} .

3.2.5.4. Extracción de cuarto GD e introducción de acoplamiento cruzado.

Para este paso se realiza la simulación de NET_4 agregando el último resonador a NET_3 como se muestra en la figura 3.8 d). La orientación de los resonadores se ha elegido para producir un acoplamiento mixto entre $R3$ y $R4$ (correspondiente a un acoplamiento simple) y un acoplamiento eléctrico entre $R1$ y $R4$ (que corresponde al acoplamiento cruzado). De la simulación se confirma que en ω_0 se presente un valle con un valor correspondiente a Γ_{d4} . Para obtener el GD calculado se modifica la separación G_{x2} entre $R3$ y $R4$.

De la misma curva se verifica que aparezcan dos inversiones (GD negativo). Las inversiones son equidistantes a ω_0 y aproximadas a las frecuencias escaladas concuerntes a los ceros de transmisión asignados. La posición en frecuencia de los ceros se obtiene de las ecuaciones 2.3.2 y 2.3.3. Se debe tratar de cumplir que $|\Gamma_{T_{zL}}| = |\Gamma_{T_{zH}}|$ para asegurar que la banda de paso sea simétrica. Es preciso mencionar que de no aparecer ambas inversiones se debe modificar la separación G_{y2} hasta lograr el par de inversiones. La coexistencia de ambos acoplamientos produce variaciones a la respuesta, por lo cual, debe establecerse un compromiso entre el acoplamiento eléctrico y el acoplamiento mixto para $R3$ y $R4$. Se recomienda dar prioridad a las inversiones que al valor del GD, ya que el valor teórico no está siendo influido por un acoplamiento cruzado.

3.2.5.5. Extracción del quinto retardo de grupo.

Observando la simulación del retardo de grupo de la figura 3.8 e) de la estructura *NET5*. La configuración se compone por el último resonador y la línea de salida. Se inspecciona que el máximo de la curva ocurra en la frecuencia de resonancia. El valor máximo debe corresponder al Γ_{d5} que es igual a Γ_{d1} . Para alcanzar el GD especificado se mueve el puerto de salida *P.S* a lo largo de los costados del resonador.

3.2.5.6. Integración del puerto de salida, análisis del parámetro S_{21}

Se realiza la simulación de parámetro de dispersión S_{21} de la estructura final *NET6* como se muestra en la figura 3.8 f). De la simulación se verifica que el filtro cumpla con las especificaciones establecidas, es decir, con la frecuencia central, el ancho de banda, la posición de los ceros de transmisión y las pérdidas por retorno en la banda de paso deseadas. Si se requiere afinar algún parámetro, se modifica ligeramente bajo criterio y cuidado del diseñador la línea *P.S* y de ser necesario, los parámetros de separación G_{x1} , G_{y1} , G_{x2} y G_{y2} hasta alcanzar el objetivo.

Capítulo 4

Resultados y discusión de resultados.

En esta sección se presenta una aplicación de apoyo desarrollada en el software Matlab R2019a los resultados de la fabricación de un filtro pasa banda con aproximación Chebyshev de cuarto orden con un par conjugado de TZ's.

4.1. Desarrollo de interfaz de apoyo.

La aplicación se encarga de la síntesis del filtro y entrega los retardos de grupo para su diseño en simulación. Se estableció como interfaz gráfica para que el usuario o diseñador realice cambios de manera dinámica al filtro antes de pasar a su diseño.

En la figura 4.1 se muestra la ventana de usuario. La interfaz tiene 6 componentes interactivos.

1. Definición de datos para el filtro.
2. Botón de mando para producir la síntesis y GD.
3. Caja de despliegue para la posición en frecuencia de los TZ.

4. Cajas de presentación para los polinomios sintetizados.
5. Gráfica de la respuesta sintetizada.
6. Caja con los retardos de grupo calculados.
7. Botón para cargar las respuestas de un archivo *.s2p*.

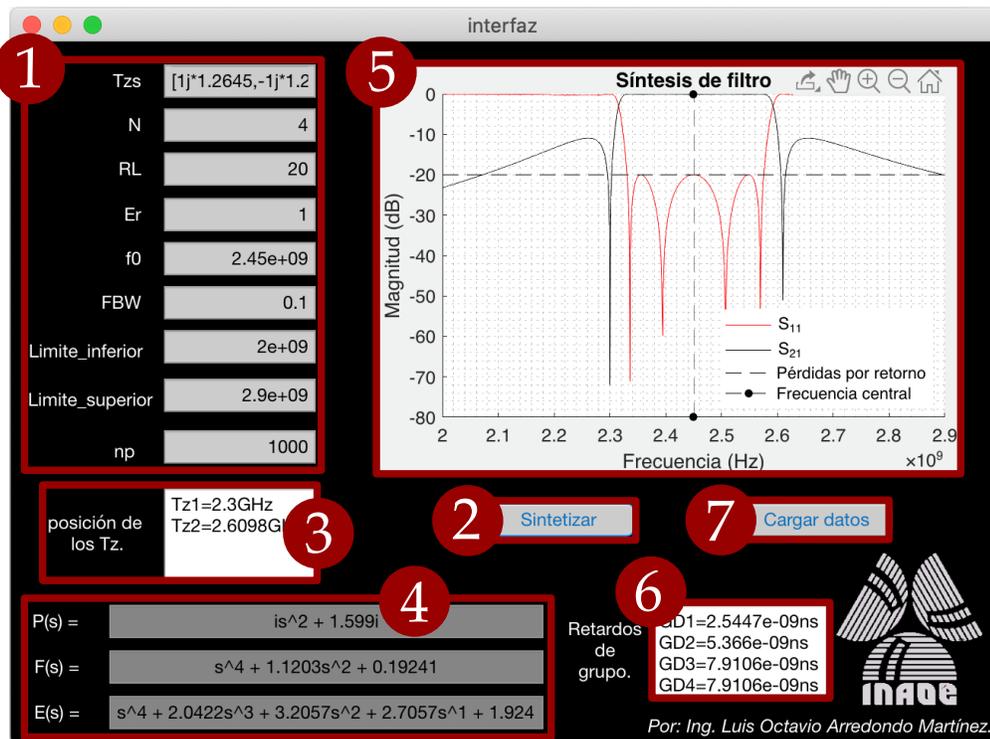


Figura 4.1: Interfaz de usuario.

Las variables que son ingresadas en el componente 1, corresponden al código mostrado en el apéndice de la sección A.1. El botón de *sintetizar* se encarga de ejecutar todos los códigos del apéndice A, que son la traducción de la metodología de síntesis y extracción de GD al CE en forma de algoritmo. La acción del botón sigue un orden de ejecución, primero comienza con la traslación de los TZ's a su posición en frecuencia, el algoritmo continúa con la síntesis de los polinomios y procede a realizar la extracción de elementos del CE y cálculo de GD. El botón *cargar datos* sirve

para buscar un archivo de tipo *.s2p* y traza las respuestas S_{11} y S_{21} junto con la síntesis del filtro para comparar una respuesta medida o simulada y una ideal.

La interfaz es capaz de sintetizar filtros con o sin TZ's, si la estructura es par y los TZ's son conjugados, la interfaz ejecutará la extracción del CE y calculará los retardos de grupo. Estructuras impares o asimétricas no son contempladas en este trabajo y solo se desplegará la posición en frecuencia de los TZ's si se da el caso asimétrico, que ocurre cuando los TZ's no son conjugados.

En la figura 4.2 se presentan un par de ejecuciones en la interfaz para mostrar el uso del botón de carga de datos, las señales se despliegan en la misma gráfica. Y en la figura 4.3 se presentan un par de ejecuciones con condiciones diferentes en los TZ's, mostrando la capacidad del programa.

Cuando se sintetizan filtros sin TZ's, la interfaz deja en blanco la caja de posición con los TZ y cuando se sintetiza un caso asimétrico, se queda en blanco la caja con los retardos de grupo.

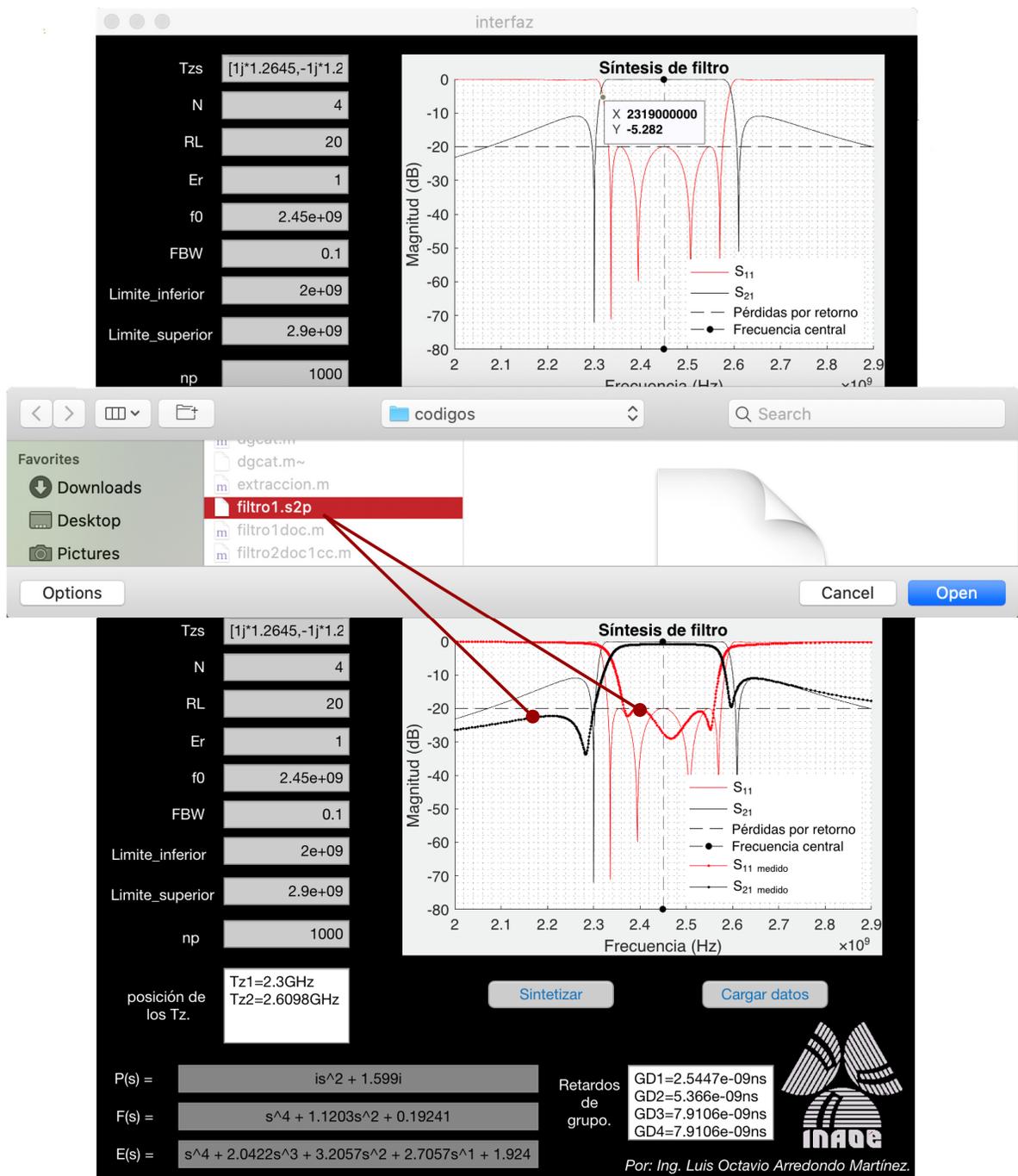


Figura 4.2: Uso del botón de carga y presentación de la información medida.

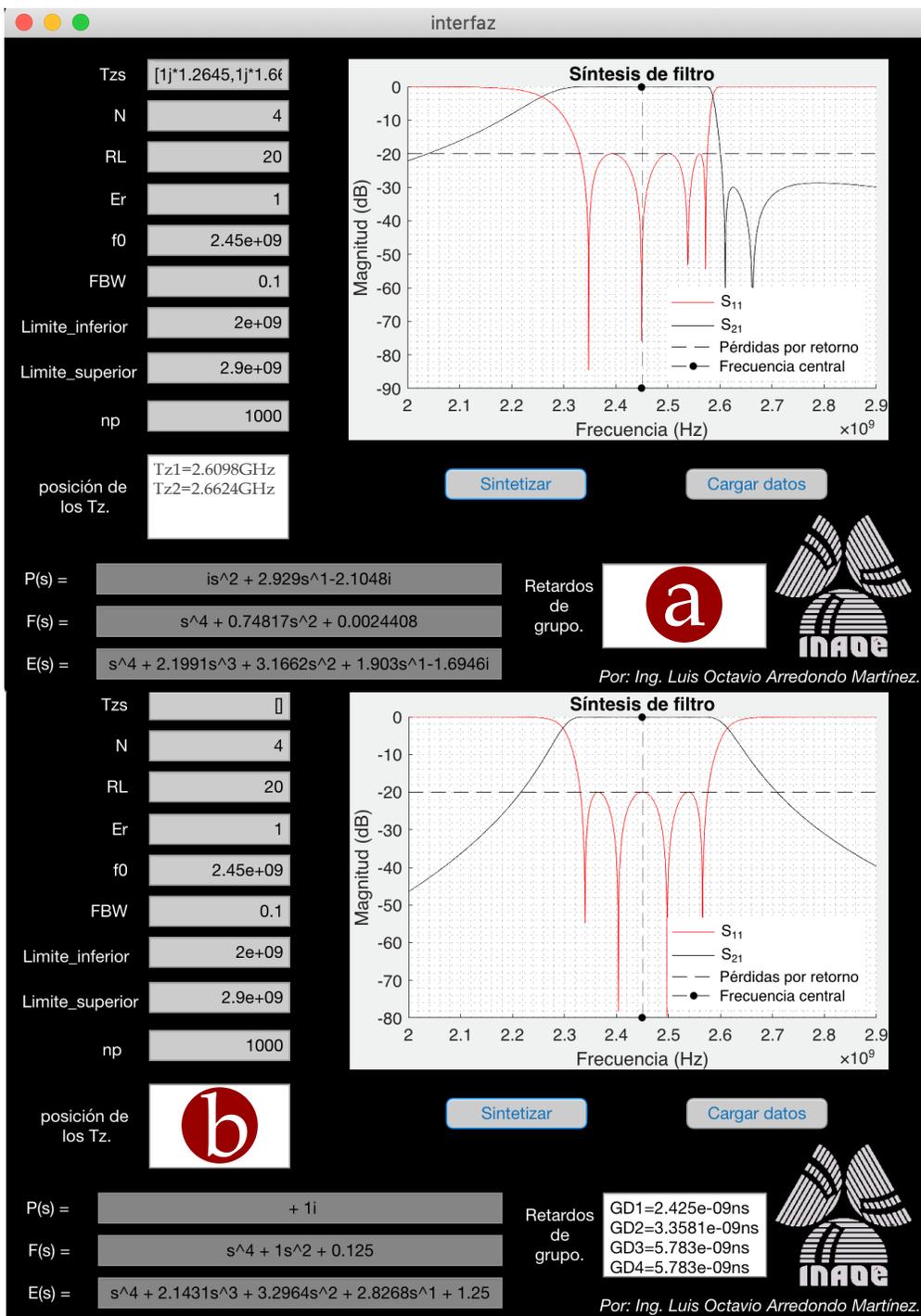


Figura 4.3: Diferentes casos de síntesis. a) caso asimétrico, b) caso sin TZ's.

4.2. Implementación del filtro.

En la tabla 4.1 se muestran las características del filtro.

Característica.	Valor.
Frecuencia central.	2.45 GHz
FBW.	0.1
Orden del filtro.	4
TZ's	$\pm 1.2645j$
Impedancia de los puertos.	50Ω
Pérdidas por retorno (RL).	20dB

Tabla 4.1: Características del filtro.

Los polinomios del filtro se presentan a continuación.

$$P(s) = js^2 + 1.599j \quad (4.2.1)$$

$$F(s) = s^4 + 1.12033s^2 + 0.192405 \quad (4.2.2)$$

$$E(s) = s^4 + 2.0422s^3 + 3.2057s^2 + 2.7057s + 1.9241 \quad (4.2.3)$$

Y su forma en parámetros ABCD son.

$$A(s) = 2.0422s^3 + 2.7057s \quad (4.2.4)$$

$$B(s) = 2s^4 + 4.3261s^2 + 2.1165 \quad (4.2.5)$$

$$C(s) = 2.0854s^2 + 1.7317 \quad (4.2.6)$$

$$D(s) = 2.0422s^3 + 2.7057s \quad (4.2.7)$$

En la tabla 4.2 se presentan los valores extraídos del CE. Los acoplamientos y

capacitores se presentan con la numeración del recorrido.

Elemento.	Valor.	Elemento.	Valor.
#1 M_{S1}	1	#6 M_{12}	1
#2 C_1	0.9793	#7 C_2	2.0651
#3 M_{4L}	1	#8 M_{34}	1
#4 C_4	0.9793	#9 C_3	2.0651
#5 M_{14}	-0.5741	#10 M_{23}	1

Tabla 4.2: Valores extraídos del circuito equivalente.

La respuesta del diseño final previo a la fabricación se muestra en la figura 4.4, el diseño del filtro fue simulado en el software *Advanced Design System* de Keysight .

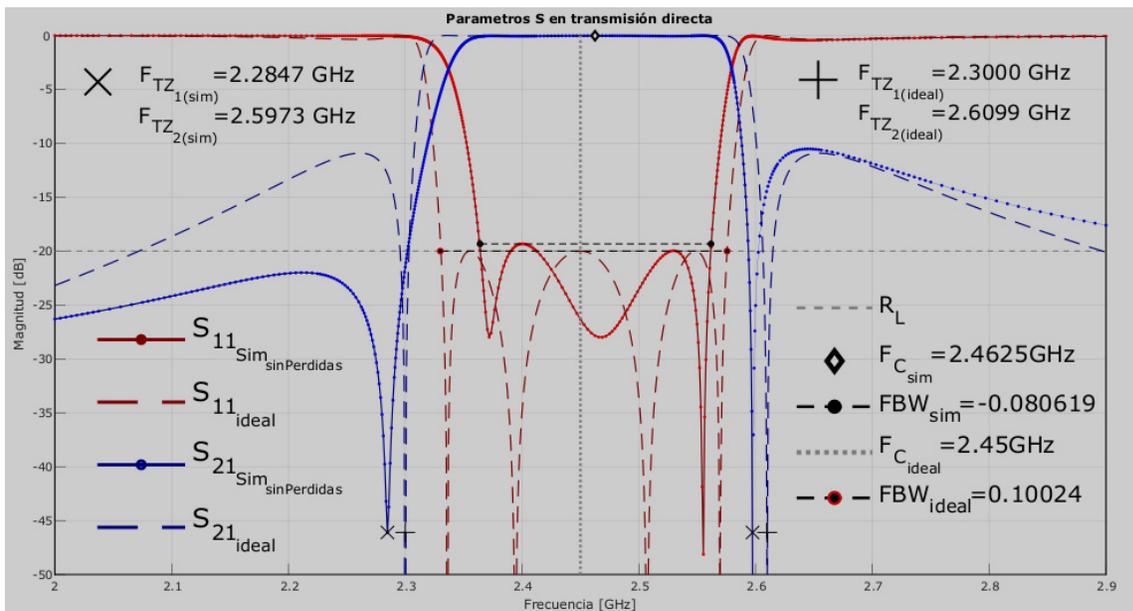


Figura 4.4: Respuesta del filtro ideal y simulada.

En la figura 4.4 la comparativa entre respuestas muestra que la simulación tiene un ancho de banda menor al esperado idealmente. Debido a las diferencias en el FBW, se ven comprometidas ligeramente las posiciones de los TZ's. A pesar de ello, la respuesta es muy similar a la ideal e incluso se obtuvo un mejor rechazo en el lóbulo izquierdo del filtro.

4.3. Fabricación y medición

El filtro se diseñó en un sustrato ULTRALAM2000. El material tiene una constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.5$ y una tangente de pérdidas $Tan\delta = 0.002$, el ancho del sustrato es de 0.762mm y el ancho del conductor es 0.017mm. Se utilizaron líneas de transmisión de $\frac{\lambda}{2}$ para la construcción de los resonadores y $\frac{\lambda}{4}$ para líneas de los puertos. En la figura 4.5 se presenta la estructura diseñada y sus dimensiones se muestran en la tabla 4.3.

Variable.	Medida (mm).	Variable.	Medida (mm).	Variable.	Medida (mm).
A	11.13	F	0.5	K	0.3
B	4.63	G	3.5	L	1.5
C	2.63	H	6.43	M	0.31
D	1	I	11.13	N	2.14
E	0.74	J	2	O	2

Tabla 4.3: Medidas del diseño

El prototipo fue fabricado en una placa impresa de doble cara conductora. El dispositivo fue medido con un analizador de redes vectoriales de Keysight Technologies modelo N9918A. En la figura 4.6 se exhibe el filtro fabricado y en la figura 4.7 se presenta su respuesta comparada con la obtenida en simulación con pérdidas.

4.3.1. Resultados medidos.

Revisando la figura 4.7, se puede observar que la frecuencia central varió por un total de 50MHz entre la respuesta ideal y la medida, es decir, la frecuencia de trabajo se recorrió a 2.4550 GHz. Respecto a los ceros de transmisión, para $TZ_1 = 2.3$ GHz idealmente, la simulación muestra un corrimiento a $TZ_1 = 2.2835$ GHz y para la respuesta medida es $TZ_1 = 2.261$ GHz. En cuanto a $TZ_2 = 2.6099$ GHz idealmente, en la respuesta simulada se obtuvo $TZ_2 = 2.5973$ GHz y $TZ_2 = 2.6040$ GHz para la

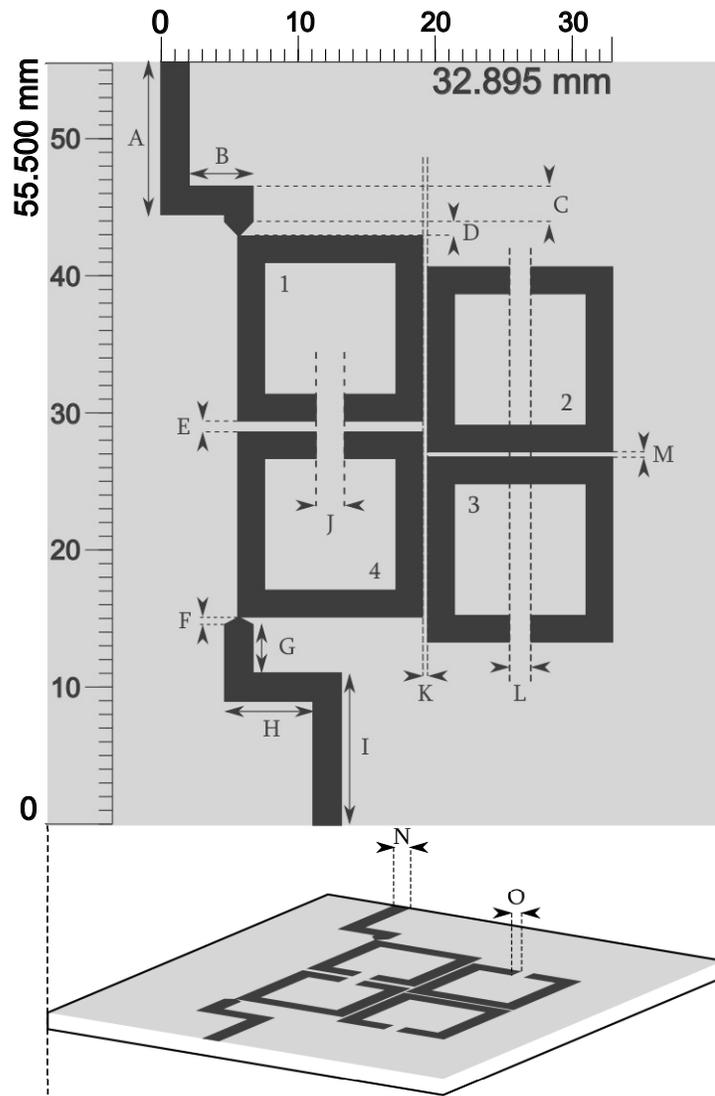


Figura 4.5: Diagrama del dispositivo.

respuesta medida. El ancho de banda se redujo a 8 % en simulación y resultó en 8.8 % una vez fabricado. La mitad izquierda del filtro medido no alcanzó por completo la especificación de -20dB . Los ceros de transmisión se presentan con una diferencia de nivel en magnitud, ambos lados cumplen y superan con el nivel establecido para los lóbulos. Por último, referente a las pérdidas en transmisión, la respuesta simulada presenta -0.7689 dB y -0.941 dB en el dispositivo medido. El filtro fabricado tiene una respuesta de reflexión $< -15\text{dB}$ en la banda de paso y no presenta una señal ruidosa en el espectro de interés.

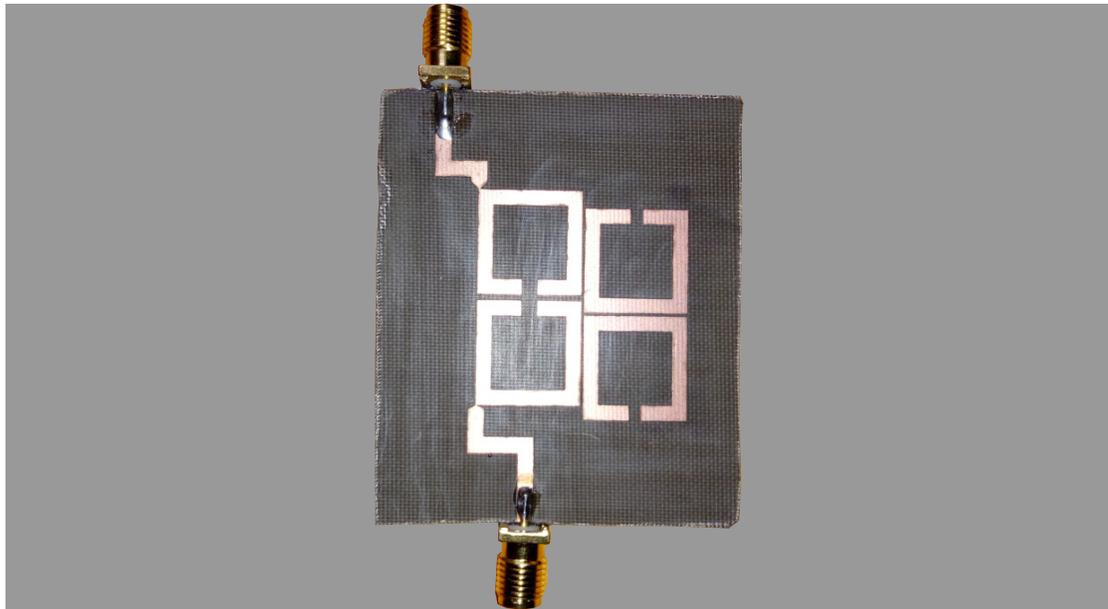


Figura 4.6: Filtro fabricado.

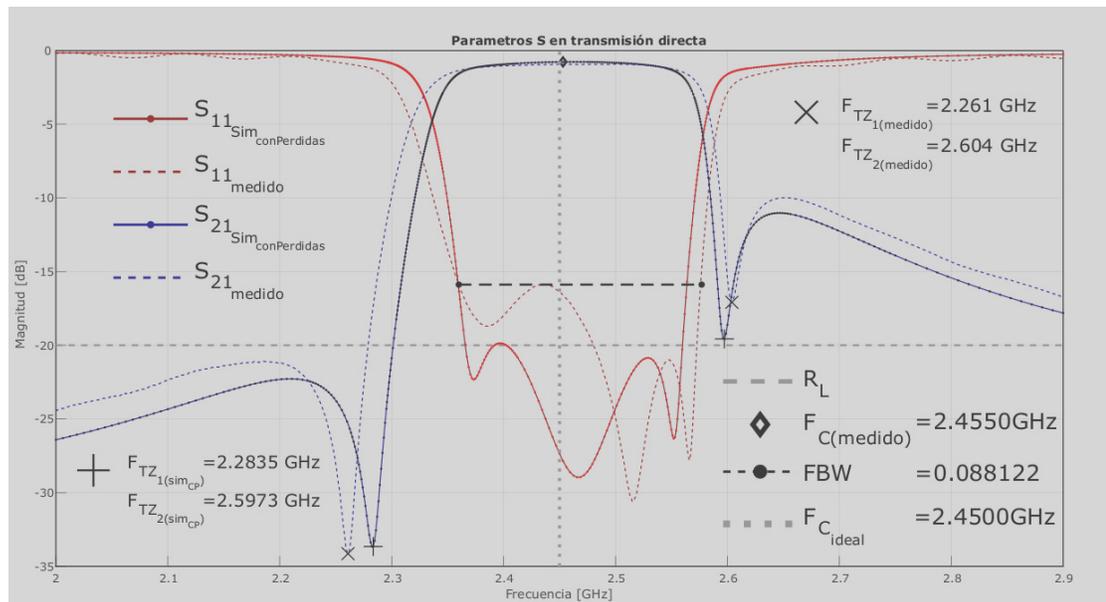


Figura 4.7: Respuesta medida.

Con relación al diagrama de la figura 3.7, los valores resultantes del diseño con GD se muestran a continuación con la intención de corroborar similitudes entre la teoría e implementación.

Datos.	Teoría. (ns)	Simulado. (ns)
Γ_{d1}	2.5446	2.5438
Γ_{d2}	5.3659	5.3663
Γ_{d3}	7.9106	7.9105
Γ_{d4}	7.9106	6.9192
Γ_{d5}	2.5446	2.5402

Tabla 4.4: Retardos de grupo obtenidos.

De la tabla 4.4, Γ_{d4} presenta una diferencia de 0.9914 ns respecto al valor teórico, esto se debe principalmente a la influencia del acoplamiento cruzado. El valor real que teóricamente está contemplado cambia, ya que existen dos acoplamientos que se interfieren y redistribuyen la señal reflejada por dos caminos. Este efecto en el último retardo de grupo, justo antes de asignar la línea de alimentación de salida P.S. Se puede compensar poniendo especial atención a las inversiones, buscando que éstas sean lo más iguales posible. Los retardos Γ_{Tz_L} y Γ_{Tz_H} en 3.8 d) se muestran disparajes de manera significativa. En un contexto computacional, se producen asíntotas negativas que pueden ser bastante pronunciadas. La medida de éstas es meramente cualitativa y detectar su valor exacto podría resultar en un error que se puede evitar.

Se utilizaron cuatro cifras en la tabla comparativa 4.4 tomando como criterio la resolución de diseño en simulación, que es de 0.01mm. Una variación de 0.01mm produce cambios significativos en la tercer y cuarta cifra después del punto decimal.

Siguiendo la ecuación (4.3.1), se muestra el factor de calidad del filtro, por definición, el factor de calidad Q es una relación de la energía almacenada con respecto a la energía suministrada por cada ciclo resonancia en un resonador. Se contempla en los resultados ya que es una medida relacionada con el FBW de los filtros, la cual nos indica que tan selectiva es la banda.

$$Q = \frac{F_0}{F_{3dB}} = \frac{\sqrt{F_L F_H}}{F_H - F_L} \quad (4.3.1)$$

Donde F_H y F_L son las frecuencias laterales límite donde es medido el ancho de banda.

- $Q_{ideal} = 10.00$
- $Q_{simulado} = 12.68$
- $Q_{medido} = 11.36$

Por último, se muestra una tabla con las ventajas y limitaciones que se presentan al utilizar el retardo de grupo como herramienta de diseño

Ventajas.	Limitaciones.
Solo necesita del parámetro S_{11} .	Teoría desarrollada solo para BPF.
Puede utilizarse en filtros con acoplamientos cruzados.	Solo presenta su patrón de diseño en cascada con aproximaciones Chebyshev.
Permite un diseño tomando en cuenta efectos en conjunto.	Depende de un análisis cualitativo para ajustar los TZ's.
Se tiene una vista previa de la banda de rechazo sin necesidad del puerto de salida.	Está estudiado solo para configuraciones con pares conjugados de ceros de transmisión.
No requiere de la matriz de acoplamientos	— — —
Engloba varios efectos importantes como acoplamientos negativos y cambios de fase en una sola curva de respuesta.	— — —

Tabla 4.5: Análisis de las ventajas del diseño con GD en este trabajo.

Capítulo 5

Conclusiones

Se presentó una metodología basada en la sintonización por GD que considera e interpreta los acoplamientos cruzados para incluir ceros de transmisión a la respuesta de un filtro pasa banda. La metodología es apta para filtros pasa banda con baja Q en tecnología planar de microcinta.

Fue creada una interfaz gráfica de síntesis y extracción de acoplamientos y retardos de grupo para el diseño de filtros pasa banda como herramienta de apoyo. La interfaz sintetiza cualquier respuesta solicitada dentro de los límites establecidos a los parámetros de diseño y los GD son extraídos para toda las redes de orden par y que sean simétricas, es decir, para pares de TZ's conjugados.

Un filtro de cuarto orden con un par conjugado de TZ's fue sintetizado y diseñado mediante el GD. El prototipo fue fabricado y se realizaron las mediciones correspondientes con la intención de corroborar la teoría con la práctica.

De los resultados conseguidos, se puede concluir que las respuestas simulada y medida son semejantes en la mayoría de las características establecidas. La posición de los TZ's en el filtro medido se acerca más a la posición establecida ideal. Las

variaciones en la banda de paso como el ensanchamiento y el corrimiento en frecuencia, se deben a las variaciones físicas que se producen al momento de la fabricación, como un ligero escalamiento en dimensiones, el verdadero valor de permitividad del substrato y las pérdidas reales. La curva medida presenta todas las propiedades definidas en la síntesis. Las diferencias notables son la baja atenuación alcanzada en la reflexión del lado izquierdo de la banda de paso respecto a las pérdidas por retorno simuladas, esta diferencia se debe principalmente al mal acoplamiento que se produjo por un desgaste en una de las líneas de alimentación durante la fabricación. La otra diferencia notable está en los niveles de magnitud de los lóbulos producidos por los TZ's, esta diferencia se debe a la desigualdad entre asíntotas como fue explicado en los resultados.

Respecto al factor de calidad medido, se observa que los ceros de transmisión se presentan bien definidos para un valor de 11.36. Un filtro de cuarto orden es viable para una implementación ya que es económico, simple de fabricar en microcinta, su tamaño actual puede reducirse.

Del diseño mediante el retardo de grupo se observa una respuesta medida que es coherente con la respuesta ideal. El análisis de las inversiones es una solución particular útil para incluir un acoplamiento cruzado a la teoría de sintonización por GD, limitada a casos en serie. Se muestra que el GD es una herramienta de diseño útil, bastante simple y que elimina ciertas incertidumbres al realizar la construcción física de los filtros, permite continuar utilizando solo el parámetro de reflexión S_{11} .

Los resonadores de anillo abierto en conjunto con el retardo de grupo son una combinación con potencial para producir filtros con TZ's sin volver su análisis más complejo y tienen la clara ventaja de ser tecnología planar. Un análisis con GD requiere de un conocimiento sólido de los efectos producidos por acoplamientos. El GD llevado a la práctica produce una mejora del criterio y experiencia sobre los diseñadores que lo utilizan.

Apéndice A

Programa de síntesis y pre-diseño

Este trabajo se apoyó de algoritmos para verificar todos los conceptos planteados y citados de la bibliografía en este trabajo. Se desarrolló un algoritmo en el software de *MATLAB R2019a* dando seguimiento a los pasos de la metodología propuesta en el capítulo 3. Como muestra el diagrama de flujo 3.1, el algoritmo se divide en fases de construcción y sub-funciones de trabajo.

A.1. Definición del filtro

```
% Definicion de características del filtro%
N=4;                                % orden
RL=20;                               % perdidas por retorno (S11)
Tz=[1j*1.2645, -1j*1.2645];        % ceros de transmision propuestos
Er=1;                                % constante de normalizacion de F(w)
f0=2.45e9;                           % frecuencia de trabajo
FBW=0.1;                             % ancho de banda fraccionario
nn=1000;                             % numero de puntos de la respuesta
np=linspace(2e9, 2.9e9, nn);        % limites en frecuencia
```

A.2. Síntesis polinómica.

```

function [E,F,P,e,SS11,SS21]=chevyPol(N,Tz,RL,Er,f0,FBW,np)
    % definicion de variables
    syms w; % variable simbolica para Tz
    c=(w-(1./wn)); % eq (2.3.10)
    5 wp=(w^2 - 1)^(1/2); % eq (2.3.12)
    d=wp*((1-(1./(wn.^2))).^(1/2)); % eq (2.3.11)
    U(1)=c(1); % agrupacion U1
    V(1)=d(1); % agrupacion V1
    % Generacion de polinomios U y V
    10 for i=2:1:N % ciclo de iteracion
        U(i)=U(i-1)*c(i) + d(i)*V(i-1); % eq (2.3.15)
        U(i)=simplify(U(i)); % simplificacion simbolica
        V(i)=V(i-1)*c(i) + d(i)*U(i-1); % eq (2.3.16)
        V(i)=simplify(V(i)); % simplificacion simbolica
    15 end % final de ciclo
    % construccion de polinomios p(w) y f(w)
    p=poly(Tz./1j); % Polinomio simbolico P(w)
    f = sym2poly(U(N)); % Polinomio F(w) en coeficientes
    % generacion de polinomio F(s) normalizado
    20 d = roots(f)*(1j); % raices en dominio s=jw
    F = poly(d); % polinomio F(s) normalizado simbolico
    % generacion de polinomio P(s) normlizado
    if (mod(N-nfz,2)==0) % si N-nfz es par
        P=poly(Tz)*(1j); % conservacion de condicion unitaria
    25 else % si N-nfz es impar
        P=poly(Tz); % polinomio P(s) normalizado simbolico
    end % final de condicion
    % calculo de e de normalizacion para E(s)
    w=-1; % valor de evaluacion eq (2.3.6)
    30 e=(1/(sqrt((10^(RL/10))-1))); % valores constantes
    pf=polyval(p/p(1),w); % evaluacion el polinomio P(w)
    ff=polyval(f/f(1)*-1,w); % evaluacion el polinomio F(w)

```

```

e=e*abs(pf/(ff/Er));           % valor de la e para E(s)
% aplicacion de la singularidad alternante
35 p = poly2sym(p/p(1));         % polinomio normalizado P(w) simbolico
f = poly2sym(f/f(1));         % polinomio normalizado F(w) simbolico
X=p/e - 1j*(f/Er);           % ecuacion (2.3.17) compleja simbolica
d=double(solve(X));           % raices del polinomio complejo
c = length(d);               % numero de raices calculadas
40 for i=1:1:c                 % recorrido de las raices
    if(imag(d(i))<0)           % si la parte compleja es negativa
        d(i)=conj(d(i));       % aplicacion del conjugado
    end                         % final de condicion
end                             % final de recorrido
45 % generacion de polinomio E(s) normalizado
E=poly(d*1j);                 % polinomio simbolico E(s)
% construccion de parametros S
syms s;                       % definicion de variable s simbolica
E2 = poly2sym(E,s);           % polinomio E(s) con variable s
50 P2 = poly2sym(P,s);         % polinomio P(s) con variable s
F2 = poly2sym(F,s);           % polinomio F(s) con variable s
S21=(1j*P2/e)/E2;             % parametro S21 simbolico
S11=(F2/Er)/E2;               % parametro S11 simbolico
SS21=zeros(1,length(np));    % vector de puntos establecido
55 SS11=zeros(1,length(np));  % vector de puntos establecido
% evaluacion de parametros S
w0=2*pi*f0;                   % conversion a w de f0
np=np*2*pi;                   % conversion a w de np
np=1/FBW*(np./w0 - w0./np);  % escalado para BPF
60 for i=1:1:length(np)       % ciclo de evaluacion
    s=1j*np(i);               % paso al dominio s=jw
    SS21(i)=eval(S21);        % evaluacion de componente i para S21
    SS11(i)=eval(S11);        % evaluacion de componente i para S11
end                             % termino de ciclo de evaluacion
65 end                         % termino de funcion de sintesis

```

La síntesis del filtro se hace llamando a la función *chevyPol()*; que toma como parámetros de entrada a las variables establecidas en la definición del filtro. Como salida, entrega los polinomios $E(s)$, $F(s)$ y $P(s)$ en su forma simbólica. La variable de normalización ε y las respuestas en frecuencia de los parámetros S . Ésta función consume una cantidad mayor en tiempo que las demás funciones debido a que realiza manipulaciones de polinomios simbólicos y evaluaciones de éstos.

A.3. Programación del recorrido de extracción del CE.

La etapa de extracción se implementa usando la función *extraccion()*; que se compone de dos fases:

- 1.– La transformación de los polinomios $E(s)$, $F(s)$ y $P(s)$ a su forma $[ABCD]$.
- 2.– La extracción de cada elemento del circuito equivalente.

La primera fase llama a la función *chevyPol2ABCD()*, que utiliza como variables de entrada a los polinomios $E(s)$ y $F(s)$ para entregar a su salida los parámetros ABCD. La función fue desarrollada traduciendo las ecuaciones 2.3.20 y 2.3.21 a un algoritmo de cálculo general. La segunda fase se encarga de extraer los elementos de un circuito equivalente. El algoritmo que extrae los capacitores verifica que se trate de una estructura simétrica y calcula cuantos acoplamientos paralelos tiene, de esta manera generaliza la extracción para cualquier orden de filtro par. A continuación se muestra el algoritmo interno de la función *chevyPol2ABCD()*; y después el algoritmo de *extraccion()*;

A.3.1. Transformación a matriz ABCD

```

function [A,B,C,D]=chevyPol2ABCD(E,F,N)
c1=numel(E);      % numero de coeficientes del polinomio E(s)
b=1;              % definicion de bandera de cambio
if (mod(N,2)==0) % si N es de grado par, eq. (2.3.20)
5   for i=c1:-1:1 % ciclo de recorrido de coeficientes
       if(b==1) % coeficientes impares
           A(i)=1j*imag(E(i)+F(i)); B(i)=real(E(i)+F(i));
           C(i)=real(E(i)-F(i)); D(i)=1j*imag(E(i)-F(i));
           b=0;
10      else      % coeficientes pares
           A(i)=real(E(i)+F(i)); B(i)=1j*imag(E(i)+F(i));
           C(i)=1j*imag(E(i)-F(i)); D(i)=real(E(i)-F(i));
           b=1;
       end
15   end
else      % si N es de grado impar, eq. (2.3.21)
   for i=c1:-1:1 % ciclo de recorrido de coeficientes
       if(b==1) % coeficientes impares
           A(i)=real(E(i)+F(i)); B(i)=1j*imag(E(i)+F(i));
20      C(i)=1j*imag(E(i)-F(i)); D(i)=real(E(i)-F(i));
           b=0;
       else      % coeficientes pares
           A(i)=1j*imag(E(i)+F(i)); B(i)=real(E(i)+F(i));
           C(i)=real(E(i)-F(i)); D(i)=1j*imag(E(i)-F(i));
25      b=1;
       end
   end
end
end
end

```

A.3.2. Extracción de los elementos del CE

La función *extraccion()*; toma como parámetros de entrada a los polinomios $P(s)$, $E(s)$, $F(s)$, la constante de normalización para $P(s)$, el orden del filtro y los ceros de transmisión. Como salida regresa el valor de los capacitores extraídos.

```
function Ct=extraccion(Prem,F,E,e,N,Tz)
    cc=numel(Tz);      % numero de Tz
    b=0;              % verificacion: 0 simetrico, 1 asimetrico
    for i=2:2:cc      % recorrido en pares
5       if (cc==0)    % si el vector esta vacio
            b=0;      % es simetrico
        elseif (abs(Tz(i-1))~=abs(Tz(i)))
            b=1;      % es asimetrico
        else
10         continue; % se sigue el recorrido
        end
    end
    if (b~=0)        % caso asimetrico
        Ct=0;        % no se realizan extracciones.
    else              % Construccion de la matriz ABCD
15         [Arem,Brem,Crem,Drem]=chevyPol2ABCD(E,F,N);
        Prem=(Prem/e)*(1j);
        % extraccion de elementos del CE.
        cu=N/2;      % numero de pares
20         lib=cu-(cc/2); % pares donde no hay C.C
        Ct=zeros(1,N); % vector de C extraidos
        y0=1;        % valor de admitancia de S y L
        if (lib~=0)  % existe pares sin acop. paralelos
            % primer par(conexion con S y L)
25         [Arem,Brem,Crem,Drem]=remABCDInverter(Arem,Brem,Crem,Drem,
            y0);
            [Arem,Brem,Crem,Drem,Ct(1)]=remABCDcapacitor(Arem,Brem,Crem
            ,Drem);
```

```

[Arem ,Brem ,Crem ,Drem]=remABCDInverter (Drem ,Brem ,Crem ,Arem ,
y0);
[Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Ct (N)]=remABCDcapacitor (Arem ,Brem ,Crem
,Drem);
aux=Arem; Arem=Drem; Drem=aux; % retorno de permutacion
30 for i=2:1:lib % pares restantes sin acop. cruzados
[Arem ,Brem ,Crem ,Drem]=remABCDInverter (Arem ,Brem ,Crem ,
Drem ,y0);
[Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Ct (i)]=remABCDcapacitor (Arem ,Brem ,
Crem ,Drem);
[Arem ,Brem ,Crem ,Drem]=remABCDInverter (Drem ,Brem ,Crem ,
Arem ,y0);
[Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Ct (N-i+1)]=remABCDcapacitor (Arem ,
Brem ,Crem ,Drem);
35 aux=Arem; Arem=Drem; Drem=aux; % retorno de permutacion

end
for i=lib+1:1:cu % pares restantes del CE con acop.
paralelos
[Arem ,Brem ,Crem ,Drem]=remABCDInverter (Arem ,Brem ,Crem ,
Drem ,y0);
40 [Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Ct (i)]=remABCDcapacitor (Arem ,Brem ,
Crem ,Drem);
[Arem ,Brem ,Crem ,Drem]=remABCDInverter (Drem ,Brem ,Crem ,
Arem ,y0);
[Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Ct (N-i+1)]=remABCDcapacitor (Arem ,
Brem ,Crem ,Drem);
[Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Prem ,~]=remABCDcrossCoupling (Arem ,
Brem ,Crem ,Drem ,Prem);
aux=Arem; Arem=Drem; Drem=aux; % retorno de permutacion
45 end
aux=Arem; Arem=Drem; Drem=aux; % retorno de permutacion
else % todos los pares con acop. paralelos

```

```

50      % primer par(conexion con S y L)
      [Arem ,Brem ,Crem ,Drem]=remABCDInverter (Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,
          y0);
      [Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Ct (1)]=remABCDcapacitor (Arem ,Brem ,Crem
          ,Drem);
      [Arem ,Brem ,Crem ,Drem]=remABCDInverter (Drem ,Brem ,Crem ,Arem ,
          y0);
      [Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Ct (N)]=remABCDcapacitor (Arem ,Brem ,Crem
          ,Drem);
      [Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Prem ,~]=remABCDcrossCoupling (Arem ,Brem
          ,Crem ,Drem ,Prem);
55      aux=Arem; Arem=Drem; Drem=aux; % retorno de permutacion
      for i=2:1:cu % pares restantes del CE con acop. paralelos
          [Arem ,Brem ,Crem ,Drem]=remABCDInverter (Arem ,Brem ,Crem ,
              Drem ,y0);
          [Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Ct (i)]=remABCDcapacitor (Arem ,Brem ,
              Crem ,Drem);
          [Arem ,Brem ,Crem ,Drem]=remABCDInverter (Drem ,Brem ,Crem ,
              Arem ,y0);
60          [Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Ct (N-i+1)]=remABCDcapacitor (Arem ,
              Brem ,Crem ,Drem);
          [Arem ,Brem ,Crem ,Drem ,Prem ,~]=remABCDcrossCoupling (Arem ,
              Brem ,Crem ,Drem ,Prem);
          aux=Arem; Arem=Drem; Drem=aux; % retorno de permutacion
      end
      aux=Arem; Arem=Drem; Drem=aux; % retorno de permutacion
65      end
      end
      end

```

La segunda fase se compone de funciones desarrolladas para cada tipo de componente en un circuito simétrico. Cada función será llamada cuando su respectivo componente sea extraído. En total son necesarias 4 funciones ya que existen cua-

tro elementos distintos, las funciones fueron desarrolladas utilizando las ecuaciones de extracción presentadas en la figura 2.6. A continuación se presentan todas las funciones que se llaman en la extracción.

A.3.2.1. **rectificador**

```

function A=rectificador(A)
    for i=1:1:numel(A)
        if (abs(real(A(i)))<1e-14 && abs(imag(A(i)))<1e-14)
            A(i)=0;
        end
    end
end

```

La función *rectificador()*; encuentra residuos erróneos de cálculo, que son eliminados del vector de coeficientes en un polinomio. La tolerancia utilizada para esta tarea fue de 1×10^{-14} . Valores más pequeños a la tolerancia asignada son forzados a cero.

A.3.2.2. **Extracción de inversor**

```

function [Arem,Brem,Crem,Drem]=remABCDInverter(A,B,C,D,y0)
    A=rectificador(A); % rectificacion de parametro A
    B=rectificador(B); % rectificacion de parametro B
    C=rectificador(C); % rectificacion de parametro C
    D=rectificador(D); % rectificacion de parametro D
    phi=pi/2; % longitud electrica del inversor
    a=cos(phi); % coseno del angulo
    b=sin(phi); % seno del angulo
    g1=poly2sym(A); % representacion simbolica de A(s)
    g2=poly2sym(C); % representacion simbolica de C(s)
    Arem=sym2poly(g1*a - 1j*g2*(b/y0)); % residuo de A(s)

```

```

15 Crem=sym2poly(g2*a - 1j*g1*(b*y0)); % residuo de C(s)
    g1=poly2sym(B); % representacion simbolica de B(s)
    g2=poly2sym(D); % representacion simbolica de D(s)
    Brem=sym2poly(g1*a - 1j*g2*(b/y0)); % residuo de B(s)
    Drem=sym2poly(g2*a - 1j*g1*(b*y0)); % residuo de D(s)
end

```

La función *remABCDInverter()*; se encarga de extraer los acoplamientos simples del circuito. Ya que el valor del acoplamiento es la unidad, no es necesario definirlo como un parámetro de salida en la función. Por consiguiente, solo entrega los residuos de las componentes ABCD.

A.3.2.3. Extracción de C

```

function [Arem,Brem,Crem,Drem,Capacitor]=remABCDcapacitor(A,B,C,D)
    A=rectificador(A); % rectificacion de parametro A
    B=rectificador(B); % rectificacion de parametro B
    C=rectificador(C); % rectificacion de parametro C
5    D=rectificador(D); % rectificacion de parametro D
    syms s; % declaracion de variable simbolica s
    syms w; % declaracion de variable simbolica w
    g=poly2sym(B,s); % representacion simbolica de B(s)
    g2=poly2sym(D,s); % representacion simbolica de D(s)
10    s = 1j*w;
    g=eval(g); % evaluacion de D(s) para s=jw
    g2=eval(g2); % evaluacion de D(s) para s=jw
    u=g2/((1j*w)*(g)); % eq. de evaluacion de capacitor
    r=symvar(u); % deteccion de formato vacio o ambiguo
15    if (isempty(r)) % si la eq. esta indeterminada
        Capacitor=u; % capacitor toma la forma simbolica
    else
        Capacitor=double(limit(u,inf)); % eq. evaluada en w=inf

```

```

end
20 clear s w; % limpieza de variables simbolicas
syms s; % redefinicion de variable simbolica s
Arem=A; % residuo de A(s)
Brem=B; % residuo de B(s)
g = poly2sym(C,s); % representacion simbolica de C(s)
25 g2 = poly2sym(A,s); % representacion simbolica de A(s)
r = g-s*g2*Capacitor; % construccion del residuo de C(s)
Crem = sym2poly(r); % residuo de C(s)
g = poly2sym(D,s); % representacion simbolica de D(s)
g2 = poly2sym(B,s); % representacion simbolica de B(s)
30 r = g-s*g2*Capacitor; % construccion del residuo de D(s)
Drem = sym2poly(r); % residuo de D(s)
end

```

La función *remABCDcapacitor()*; se encarga de calcular y extraer los elementos capacitivos. La salida de esta función, son la variable *Capacitor* y los residuos en la matriz ABCD. Cuando la evaluación no converge a ningún valor o es indefinido, la función regresa una expresión simbólica del polinomio que describe al capacitor.

A.3.2.4. Extracción de M cruzado

```

function [Arem,Brem,Crem,Drem,Prem,M]=remABCDcrossCoupling(A,B,C,D,
P)
A=rectificador(A); % rectificacion de parametro A
B=rectificador(B); % rectificacion de parametro B
C=rectificador(C); % rectificacion de parametro C
5 D=rectificador(D); % rectificacion de parametro D
P=rectificador(P); % rectificacion de parametro P
syms s; % declaracion de variable simbolica s
syms w; % declaracion de variable simbolica w
g=poly2sym(B,s); % representacion simbolica de B(s)

```

```

10  g2=poly2sym(P,s);           % representacion simbolica de P(s)
    s = 1j*w;
    g=eval(g);                 % evaluacion de B(s) para s=jw
    g2=eval(g2);               % evaluacion de P(s) para s=jw
    u=-g2/g;                   % eq. de evaluacion de capacitor
15  g1=symvar(u);               % deteccion de formato vacio o ambiguo
    if(isempty(g1))             % si la eq. esta indeterminada
        M=u;                    % el acoplamiento toma la forma simbolica
    else
        M=double(limit(u,inf)); % eq. evaluada en w=inf
20  end
    Arem=A;                    % residuo de A(s)
    Brem=B;                    % residuo de A(s)
    Drem=D;                    % residuo de A(s)
    clear s w;                 % limpieza de variables simbolicas
25  syms s;                     % redefinicion de variable simbolica s
    g = poly2sym(B,s);         % representacion simbolica de B(s)
    g1 = poly2sym(P,s);        % representacion simbolica de P(s)
    g2 = poly2sym(C,s);        % representacion simbolica de C(s)
    u = g2+(2*M*g1)+(M^2)*g;   % construccion del residuo de C(s)
30  Crem=sym2poly(u);          % residuo de C(s)
    u=(g1 + M*g);              % construccion del residuo de P(s)
    Prem=sym2poly(u);          % residuo de P(s)
end

```

La función *remABCDcrossCoupling()*; se utiliza para extraer a todos los acoplamientos que se encuentran en paralelo dentro de la red del CE. Las variables de entrada son los parámetros ABCD y el polinomio $P(s)$ y sus variables de salida son los residuos de la matriz ABCD, el residuo del polinomio $P(s)$ y el valor del acoplamiento cruzado M .

A.4. Cálculo de los retardos de grupo.

```
function GD=delayG(Ct,N,FBW,f0)
    if (Ct==0)
        GD=0;
    else
5         g0=1;
        GD=zeros(1,N+1);
        y0=1;
        for i=1:1:N
            if (y0==1)
10                 GD(i)= (4*g0/(FBW*f0*2*pi))*sum(Ct(1:2:i));
                y0=2;
            else
                GD(i)= (4/(g0*FBW*f0*2*pi))*sum(Ct(2:2:i));
                y0=1;
15            end
            GD(N+1)=GD(1);
        end
    end
end
```

La última etapa del algoritmo se encarga de calcular los retardos de grupo Γ_d mediante la función *delayG()*; El algoritmo produce la traducción directa de las ecuaciones 3.2.1 – 3.2.5 pero es general y sirve para cualquier orden de filtro simétrico.

A la función *extraccion()*; se le puede agregar una matriz con los acoplamientos M como salida ya que las sub-funciones entregan los m paralelos y los m simples ya se conoce su valor. Se aclara esto si se desea tener la matriz para desarrollar cualquier comprobación de la síntesis o para la implementación en alguna otra tecnología de diseño.

Bibliografía

- [1] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications*. John Wiley & Sons, 2018.
- [2] J. B. Ness, “A unified approach to the design, measurement, and tuning of coupled-resonator filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 4, pp. 343–351, 1998.
- [3] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, “Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters,” *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques*, vol. 44, no. 11, pp. 2099–2109, 1996.
- [4] A. Gorur and C. Karpuz, “Miniature dual-mode microstrip filters,” *IEEE microwave and wireless components letters*, vol. 17, no. 1, pp. 37–39, 2007.
- [5] F. Cheng, X.-T. Li, P. Lu, and K. Huang, “A microstrip bandpass filter with 2 independently tunable transmission zeros,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 62, no. 5, pp. 1951–1956, 2020.
- [6] H. Chang, W. Sheng, J. Cui, and J. Lu, “Multilayer dual-band bandpass filter with multiple transmission zeros using discriminating coupling,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2020.
- [7] M. Yu and Y. Wang, “Synthesis and beyond,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, no. 6, pp. 62–76, 2011.

- [8] J. D. Martínez, M. Taroncher, and V. E. Boria, “Capacitively loaded resonator for compact substrate integrated waveguide filters,” in *The 40th European Microwave Conference*, pp. 192–195, IEEE, 2010.
- [9] J. D. Martinez, S. Sirci, M. Taroncher, and V. E. Boria, “Compact cpw-fed combline filter in substrate integrated waveguide technology,” *IEEE microwave and wireless components letters*, vol. 22, no. 1, pp. 7–9, 2011.
- [10] J. D. Martínez, H. Galindo, S. Sirci, and V. E. Boria, “Miniaturized filters based on siw quasi-lumped elements,” in *2018 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, pp. 1–4, IEEE, 2018.
- [11] O. O. Ozturk, S. Oruc, B. Alicioglu, and N. Yildirim, “Design of selective linear phase cross-coupled dielectric resonator filters,” in *2018 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, pp. 218–220, IEEE, 2018.
- [12] E. C. Pérez, *Diseño de filtros balanceados para aplicaciones en WLAN*. PhD thesis, INAOE, 07 2014.
- [13] A. A. Nieto., *Dispositivos Balanceados para Aplicaciones en Telecomunicaciones vía Microondas*. PhD thesis, INAOE, 10 2016.
- [14] T. Shao, Z. Wang, S. Fang, H. Liu, and Z. N. Chen, “A group-delay-compensation admittance inverter for full-passband self-equalization of linear-phase band-pass filter,” *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 123, p. 153297, 2020.
- [15] M. Shafeghati, B. Ahmadi, and A. Torabi, “A comparative study of group delay equalizers for satellite communications,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 30, no. 6, p. e22191, 2020.

- [16] Z. Wang, Z. Fu, C. Li, S.-J. Fang, and H. Liu, “A compact negative-group-delay microstrip bandpass filter,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 90, pp. 45–51, 2020.
- [17] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [18] I. J. Bahl, “A designer’s guide to microstrip line.,” 1977.
- [19] J.-S. G. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*, vol. 167. John Wiley & Sons, 2004.
- [20] R. Levy, R. V. Snyder, and G. Matthaei, “Design of microwave filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 783–793, 2002.
- [21] S. Setoodeh, P. D. Laforge, and R. R. Mansour, “Realization of a highly miniaturized wideband bandpass filter at the uhf band,” *IEEE transactions on applied superconductivity*, vol. 21, no. 3, pp. 538–541, 2010.