

Diseño de Filtros Activos Canalizados en Microondas (1 – 3 GHz)

MIGUEL ANGEL ZURITA AYALA

**UNIVERSIDAD DE LOS ANDES
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRICA Y ELECTRÓNICA
Bogotá D. C, 2006**

Diseño de Filtros Activos Canalizados en Microondas (1 – 3 GHz)

MIGUEL ANGEL ZURITA AYALA

Asesor

NÉSTOR MISAEL PEÑA TRASLAVIÑA

UNIVERSIDAD DE LOS ANDES

FACULTAD DE INGENIERÍA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRICA Y ELECTRÓNICA

Bogotá D. C, 2006

AGRADECIMIENTOS

El autor desea expresar sus sinceros agradecimientos al profesor Néstor Misael Peña Traslaviña por la asesoría brindada en el desarrollo del proyecto y sus aportes en su formación profesional.

También desea agradecer a las personas que brindaron soporte y colaboraron para la realización de las prácticas de laboratorio, especialmente a Julián Herrera.

La ayuda de Alejo en el laboratorio para el ensamblaje de los componentes y el suministro del equipo requerido para la realización de las mediciones fue esencial en la caracterización de los diseños.

Finalmente deseo agradecer a mi familia. Mis padres Maria Teresa y Oscar, y mi hermana Flor Ángela por su comprensión y apoyo incondicional.

TABLA DE CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN	1
2. PRINCIPALES METODOLOGÍAS DE DISEÑO	4
2.1 METODOLOGÍA DE DISEÑO EN CASCA DA	4
2.1.1 ESPECIFICACIÓN DEL DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO CON METODOLOGÍA EN CASCA DA	4
2.1.2 DISEÑO CIRCUITAL INICIAL	5
2.1.3 OPTIMIZACIÓN	6
2.1.4 RESPUESTAS OBTENIDAS EN LA SIMULACIÓN	7
2.2 DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO CON ELEMENTOS TRANSVERSALES	9
2.2.1 ESPECIFICACIÓN DEL DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO CON METODOLOGÍA TRANSVERSAL	10
2.2.2 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE VOLTAJE	11
2.2.3 ANÁLISIS DE LA FIGURA DE RUIDO NF	11
2.2.4 FILTRO CHEBYCHEV PASABANDA	12
2.2.5 RESULTADOS DE SIMULACIÓN DEL FILTRO ACTIVO TRANSVERSAL	15
2.3 FILTROS PASIVOS SIN INDUCTORES PARA IMPLEMENTACIÓN MMIC	17
2.3.1 MODELO HÍBRIDO ENTRE PARÁMETROS CONCENTRADOS Y DISTRIBUIDOS	17
2.4 FILTROS PASABANDA CANALIZADOS	18
2.4.1 FUNCIONAMIENTO DEL FILTRO ACTIVO CANALIZADO	22
3. DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO CANALIZADO	22
3.1 DISEÑO DE FILTROS PASIVOS	23
3.2 DISEÑO DE DIVISOR DE POTENCIA	27
3.3 DISEÑO DE LOS AMPLIFICADORES.	30
3.4 ANÁLISIS NO LINEAL	35
3.5 ESQUEMÁTICA DEL FILTRO ACTIVO CANALIZADO FABRICADO.	36

3.6 RESULTADOS OBTENIDOS PARA EL FILTRO DISEÑADO	37
3.7 OTROS DISEÑOS REALIZADOS.	40
3.7.1 DISEÑO DE FILTROS PASIVOS.	41
3.7.2 DISEÑO DIVISOR DE POTENCIA	43
3.7.3 DISEÑO DE AMPLIFICADORES	46
3.7.4 FABRICACIÓN DEL FILTRO ACTIVO CANALIZADO A 2.4GHZ	47
3.7.5 RESULTADOS OBTENIDOS FILTRO CANALIZADO A 2.4GHZ.	50
3.7.6 ANÁLISIS NO LINEAL	52
CONCLUSIONES	54
4 ANEXOS	55
BIBLIOGRAFIA	59

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Diseño circuital inicial topología en cascada	5
Figura 2: Coeficiente de Transmisión S_{21} (dB) diseño en cascada.....	7
Figura 3: Figura de Ruido NF(dB) del diseño en cascada	8
Figura 5: Filtro Pasabanda Chebychev con elementos concentrados.....	13
Figura 6: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{11} (dB) del filtro Pasabanda Chebychev	14
Figura 7: Coeficiente de Transmisión S_{21} (dB) del filtro activo transversal	15
Figura 8: Factor de estabilidad MU filtro activo transversal.....	16
Figura 9: Modelo híbrido parámetros concentrados.	17
Figura 10: Modelo híbrido parámetros concentrados.	17
Figura 11: Filtro Canalizado.....	19
Figura 12 : Filtro Canalizado Tres Ramas.....	19
Figura 13: Esquemática filtro pasabanda canalizado.....	20
Figura. 14: Filtro pasabanda canalizado de dos ramas a 10 GHZ en tecnología MMIC. Tomado de [19].....	20
Figura 15: Esquemática filtro pasabanda canalizado.....	21
Figura 16: Dimensiones de baquelita usada en el diseño.....	24
Figura 17: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{11} (dB) filtro Edge Coupled de tercer orden.....	26
Figura 18: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{11} (dB) filtro Edge Coupled de cuarto orden.....	26
Figura 19: Layout del filtro Hairpin de quinto orden.....	27
Figura 20: Acople tipo Branch-Line.....	27
Figura 21: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{31} (dB) acople Branch-Line simulación electromagnética.....	28
Figura 22: Circuito de Acople Branch Line diseñado para $f_0 = 1.52$ GHz.....	29
Figura 23: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{31} (dB) medidos y simulados acople Branch Line.....	29
Figura 24: Ubicación de los dos puertos de salida del acople Branch Line.....	30
Figura 25: Obtención del circuito de acople de entrada ideal.....	32
Figura 26: Obtención del circuito de acople de salida ideal	33
Figura 27: S_{21} (dB) Amplificador 7.92dB.....	33
Figura 28: Modelo físico del Amplificador 7.92dB	34
Figura 29: Esquemática Etapa Amplificación.....	35
Figura 30: Análisis no lineal del filtro activo.....	36
Figura 31: Filtro activo canalizado fabricado.....	36
Figura 32: Coeficiente de Transmisión S_{21} (dB) del filtro activo canalizado 1.5GHz	37
Figura 33: Figura de Ruido NF(dB) del Filtro Activo Canalizado	38

Figura 34: Factor estabilidad MU del filtro activo canalizado.....	38
Figura 35: Coeficiente de Reflexión S_{11} (dB) Medido con Analizador de Redes.....	39
Figura 36: S_{21} (dB) Medido y S_{21} (dB) Obtenido en Simulación Circuital.....	40
Figura 37: S_{21} (dB) y S_{11} (dB) simulación electromagnética filtro Hairpin cuarto orden.....	42
Figura 38: S_{21} (dB) y S_{11} (dB) simulación electromagnética filtro Hairpin quinto orden.....	43
Figura 39: Layout del filtro Hairpin de quinto orden.....	43
Figura 40: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{31} (dB) acople Branch-Line simulación electromagnética.....	44
Figura 41: Acople tipo Branch-Line.....	44
Figura 42: Coeficiente S_{11} (dB) acople Branch-Line simulación electromagnética.....	45
Figura 43: Coeficiente S_{21} (dB) acople Branch-Line.....	45
Figura 44: Coeficiente S_{31} (dB) simulación acople Branch-Line.....	46
Figura 45: Fabricación filtro activo canalizado a 2.4GHz.....	48
Figura 46: Optimización del stub en circuito abierto.....	49
Figura 47: Optimización del stub en circuito abierto.....	49
Figura 48: Coeficiente S_{21} (dB) filtro activo canalizado a 2.4GHz.....	50
Figura 49: Figura de Ruido NF(dB) Filtro Activo Canalizado a 2.4GHz.....	51
Figura 50: Factor estabilidad MU filtro activo canalizado a 2.4GHz.....	51
Figura 51: S_{11} (dB) filtro activo canalizado a 2.4GHz.....	52
Figura 52: Análisis no lineal filtro activo a 2.4GHz.....	53
Figura 53: Obtención de función de transferencia diseño en cascada I.....	55
Figura 54: Obtención de función de transferencia diseño en cascada II.....	55
Figura 55: Obtención de función de transferencia diseño en cascada III.....	55
Figura 56: Obtención de función de transferencia diseño en cascada IV.....	56
Figura 57: Modelo híbrido parámetros concentrados.....	57
Figura 58: Modelo híbrido parámetros concentrados.....	57
Figura 59: Esquemática amplificador banda ancha.....	58
Tabla 1: Comparación NF (dB) de distintas topologías.....	12
Tabla 2: Diseño de las dos etapas de amplificación.....	30
Tabla 3: Diseño de las dos etapas de amplificación filtro canalizado a 2.4GHz.....	46

1. INTRODUCCIÓN

La creciente demanda de enlaces de alta capacidad, entre muchas otras aplicaciones ha estimulado el desarrollo de transceptores de alta frecuencia. Para estos sistemas, los filtros son componentes claves ya que pueden suprimir eficientemente señales espurias de la banda de comunicaciones. Esencialmente, los filtros necesitan tener bajas pérdidas por inserción y alta selectividad y convencionalmente los filtros de guía de onda han podido satisfacer estos requerimientos, sin embargo, su gran tamaño hace difícil su integración con circuitos integrados de microondas monolíticos (MMICs). Por el lado contrario, los filtros planares son pequeños, pero tienen el problema de altas pérdidas, especialmente para anchos de banda estrechos. Los filtros activos con una configuración planar son buenos candidatos porque se soluciona el problema de las pérdidas [1]

El trabajo inicial en los filtros de microondas se concentró en el diseño de filtros implementados mediante guías de onda y estructuras coaxiales con respuesta tipo Chebyshev. Actualmente la sintonización automática, la síntesis de filtros activos sin pérdidas (que es nuestro objetivo) y el diseño de redes prototipo con óptimo manejo de potencia, han sido objeto de estudio [2] - [3].

El uso de la tecnología MMIC para fabricar filtros de microondas tiene ventajas muy claras a causa de la buena relación de desempeño y tamaño que puede ser obtenida y la compatibilidad de estas redes con otros circuitos de procesamiento de señal MMIC. Sin embargo, los filtros MMIC incluso de precisión y selectividad moderada no pueden ser elaborados usando solamente elementos pasivos a causa de la disipación indeseada y de los efectos parásitos de estos componentes.

Sin embargo el uso de transistores en si mismo no es ideal y sus parámetros dependen de una manera complicada de la frecuencia, la polarización DC y el nivel de la señal.

De esta forma un filtro activo de microondas debe contener suficientes grados de libertad para obtener la respuesta deseada del filtro pese a las imperfecciones de los componentes activos y pasivos. Otros problemas con los cuales hay que tratar incluyen la disminución de la figura de ruido, garantizar la estabilidad, reducir los efectos parásitos de los elementos y minimizar la sensibilidad a variaciones en los parámetros de los transistores [4]. Sin embargo de la misma forma en que estas dificultades han sido superadas en el diseño de amplificadores MMIC, también es posible el diseño de filtros activos MMIC.

Los filtros activos se pueden clasificar de acuerdo a similitudes topológicas, básicamente se podría hablar de cuatro técnicas : una clase desarrollada a partir de la adaptación de técnicas de síntesis de filtros activos de baja frecuencia para diseño de microondas, otra clase que emplea el uso de resistencia negativa para compensar las pérdidas de resonadores de media longitud de onda, una clase que incorpora la aproximación tipo filtro transversal, filtros canalizados y una clase final que usa los métodos de sustitución de inductor [4].

En las diferentes clases de aproximaciones se deben afrontar dos problemas de los componentes MMIC, la dependencia de la frecuencia de los transistores y el bajo Q y efectos parásitos de los elementos concentrados. También hay que tener en cuenta que cuando se introducen dispositivos activos en filtros de microondas hay que tener en cuenta nuevos parámetros que no se tienen en cuenta en los filtros pasivos. Algunos de estos son la estabilidad eléctrica y térmica, la figura de ruido, el comportamiento respecto a la potencia en general y la potencia disipada [5].

Por último cabe anotar que el diseño de filtros activos de microondas no se ha limitado tan solo al uso de transistores. En algunas aplicaciones es requerido que los filtros de microondas sintonicen su banda de paso. La sintonización automática es preferible ya que la sintonización manual causa mayor costo, menor productividad y se convierte en un cuello de botella en la producción en masa. Una forma de obtener una sintonización automática es mediante el uso de diodos varactores [6].

Las principales ventajas de los filtros canalizados activos son estabilidad incondicional, bajo ruido, comportamiento altamente lineal y posibilidad de síntesis de respuestas selectivas en circuitos de reducidas dimensiones.

Asimismo, la viabilidad de los filtros canalizados activos para la síntesis de todo tipo de respuestas (paso-bajo, paso-alto, paso-banda y banda-eliminada) con un número de ramas reducido ha quedado demostrada [7] - [8].

Actualmente, el principal inconveniente para el diseño de este tipo de estructuras reside en la falta de un método teórico de diseño que permita la síntesis de una función de transferencia general a partir de ciertas especificaciones de partida [9].

Esto se puede comprobar en trabajos previos [7], [8], donde todos los prototipos fueron diseñados experimentalmente.

En [10] se presentó un exhaustivo análisis mediante métodos numéricos de las estructuras canalizadas de dos ramas, proponiéndose un método de aproximación para este tipo de estructuras.

En este documento se describe la metodología de desarrollo de filtros activos canalizados, basándose principalmente en el trabajo desarrollado por C. Rauscher sobre filtros activos de microondas canalizados en [7] y [8], de igual forma se presenta el proceso de diseño y fabricación de un filtro activo canalizado de dos ramas haciendo uso de la metodología sugerida y de la herramienta ANSOFT DESIGNER®, el circuito fabricado tiene una frecuencia central de 1.52GHz y un ancho de banda de 130MHz, al final se realiza la respectiva caracterización del circuito obtenido con el analizador de redes, de la misma forma se presenta el proceso de análisis y diseño de un filtro canalizado con frecuencia central de 2.4GHz y ancho de banda de 100MHz.

2. PRINCIPALES METODOLOGÍAS DE DISEÑO

2.1 METODOLOGÍA DE DISEÑO EN CASCADA

Una de las técnicas de diseño de filtros activos más simple (y muy usada en los comienzos de este tipo de arquitecturas) es la metodología de diseño por etapas en cascada, esta metodología hace uso de técnicas usadas en el diseño de circuitos de baja frecuencia para realizar implementaciones en la banda de microondas [11].

Básicamente se realiza una descomposición de la función de transferencia deseada en factores bicuadráticos, de forma tal que cada uno de estos factores pueda ser sintetizado posteriormente en su respectivo circuito o sección de segundo grado, logrando de esta manera que mediante la implementación en cascada de los circuitos sintetizados en conjunto, se pueda obtener la función de transferencia deseada. Cabe anotar que como se requiere una respuesta lo más plana posible de la función de transferencia, para llevar a cabo el diseño se lleva a cabo una aproximación similar a la tenida en cuenta para el diseño de amplificadores de microondas de banda ancha [11].

La principal desventaja de esta topología es que al estar implementada en su totalidad mediante elementos concentrados como capacitores e inductores (los cuales presentan un Q limitado) hace que se presenten altas pérdidas al trabajar en frecuencias superiores a las bandas L y S, ya que elementos como los inductores presentan altas pérdidas en este rango de frecuencias.

2.1.1 Especificación del diseño de un filtro activo con metodología en cascada.

- Se desea realizar un filtro pasabanda en la banda ISM (*Industrial Scientific and Medical*, alrededor de 2.4GHz)

- Ambos terminales, tanto de entrada como de salida son resistencias de 50 Ohm
- La frecuencia central de operación será de 2.4GHz ($f_0 = 2.4 \text{ GHz}$)
- A continuación se presenta la función de Transferencia $H(s)$ deseada

$$S_{21}(s) = T(s) = \frac{(\omega_o / q)S}{S^2 + (\omega_o / q)S + \omega_o^2} \quad (1)$$

2.1.2 Diseño Circuital Inicial

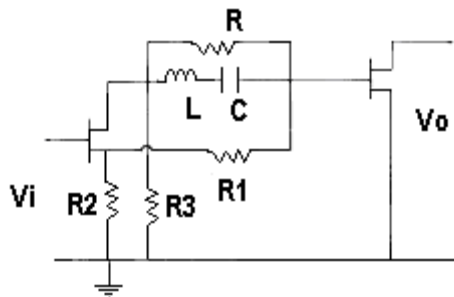


Figura 1: Diseño circuital inicial topología en cascada [11]

En la Figura 1 se presenta la implementación de un filtro activo mediante la metodología de diseño en cascada.

El diseño del transistor de salida se lleva a cabo de tal manera que se comporte como un *buffer* de ganancia unitaria, además los valores de las resistencias R_1 y R_3 son seleccionados de manera tal que su valor en paralelo sea mucho menor que el inverso de la transconductancia del transistor, como se expresa en la siguiente ecuación [11].

$$(1/R_1 + 1/R_3) \gg g_m \quad (2)$$

Los valores de las resistencias R_2 son seleccionados de manera tal que $R_2 = R_3$ y $R = R_1$.

La función de transferencia obtenida con los valores anteriormente seleccionados es la siguiente

$$S_{21}(s) = 2 * \frac{(R/2L)S}{S^2 + (R/2L)S + 1/LC} \quad (3)$$

Realizando el respectivo análisis, el cual se presenta de manera detallada en el ANEXO A, se determina que ω_0 y q tendrán el siguiente valor:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4)$$

$$q = (2/R)\sqrt{L/C} \quad (5)$$

Realizando el cálculo respectivo se halla que se puede obtener una frecuencia central de 2.4GHz con un q de 2 seleccionando:

- $L = 19.89\text{nH}$
- $C = 0.2221\text{pf}$
- $R = 300 \text{ Ohm}$
- $R_2 = R_3$ arbitrarios, inicialmente son de 50 Ohm
- Inductores y capacitores no ideales (presentan perdidas)

El diseño se llevo a cabo con un transistor de efecto de campo NE34018 de NEC®, el cual se selecciono por presentar una alta ganancia de 12.7dB a la frecuencia de operación para los valores de polarización que se presentan a continuación:

$$V_{DS} = 2.5 \text{ V}$$

$$I_{DS} = 5\text{mA}$$

2.1.3 Optimización

Normalmente es necesario llevar a cabo una optimización ya sea de todo el sistema o de etapa por etapa, para obtener una función de transferencia $H(s)$ lo más parecida a la respuesta deseada, ya que normalmente en las ecuaciones de diseño no se tienen en cuenta variables tales como los efectos parásitos del transistor, las pérdidas respectivas de los elementos reactivos y el error de respuesta en

frecuencia producido por la red de polarización, cabe anotar que para la optimización del sistema es más importante la forma de la función de transferencia que la ganancia ya que la función principal del circuito diseñado es la de filtraje más que la ganancia la cual corresponde a la etapa respectiva de amplificación [12].

Básicamente en el proceso de optimización se tienen como variables a los valores de R , R_2 , R_3 , L y C de tal forma que mediante su respectiva variación se pueda obtener la respuesta deseada de la función de transferencia $H(s)$ [12].

2.1.4 Respuestas obtenidas en la simulación

2.1.4.1 Coeficiente de transmisión S_{21} (dB)

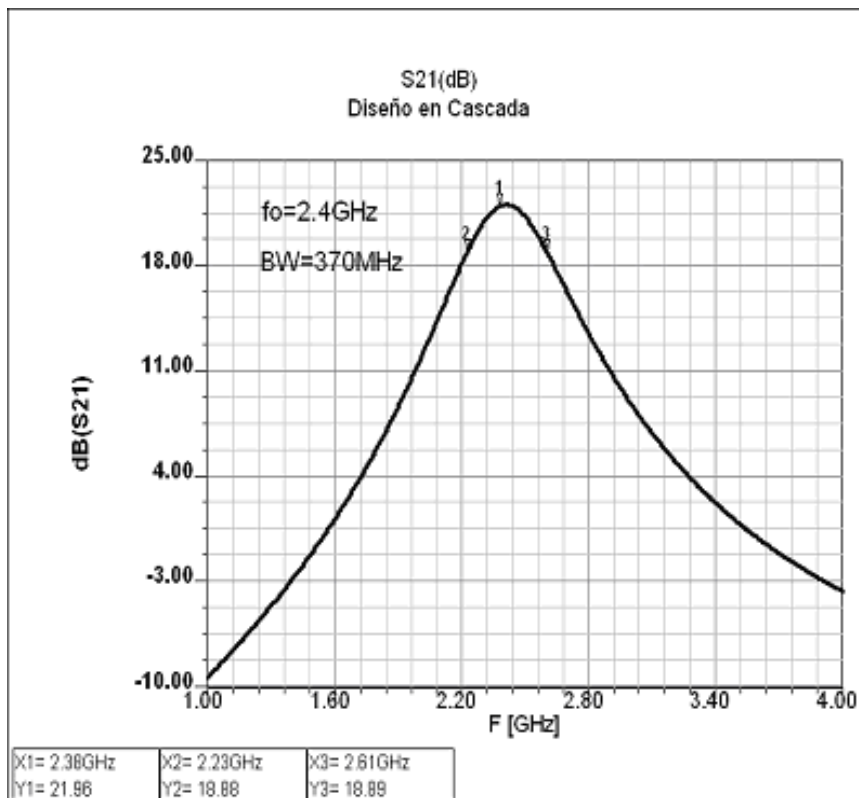


Figura 2: Coeficiente de Transmisión S_{21} (dB) diseño en cascada

Como se puede observar en la Figura 2 donde se observa el coeficiente de transmisión S_{21} (dB) del filtro activo, se presenta una ganancia de 21.96dB con un ancho de banda de 370MHz y una frecuencia central de operación $f_o=2.4$ GHz

2.1.4.2 Figura de ruido NF(dB)

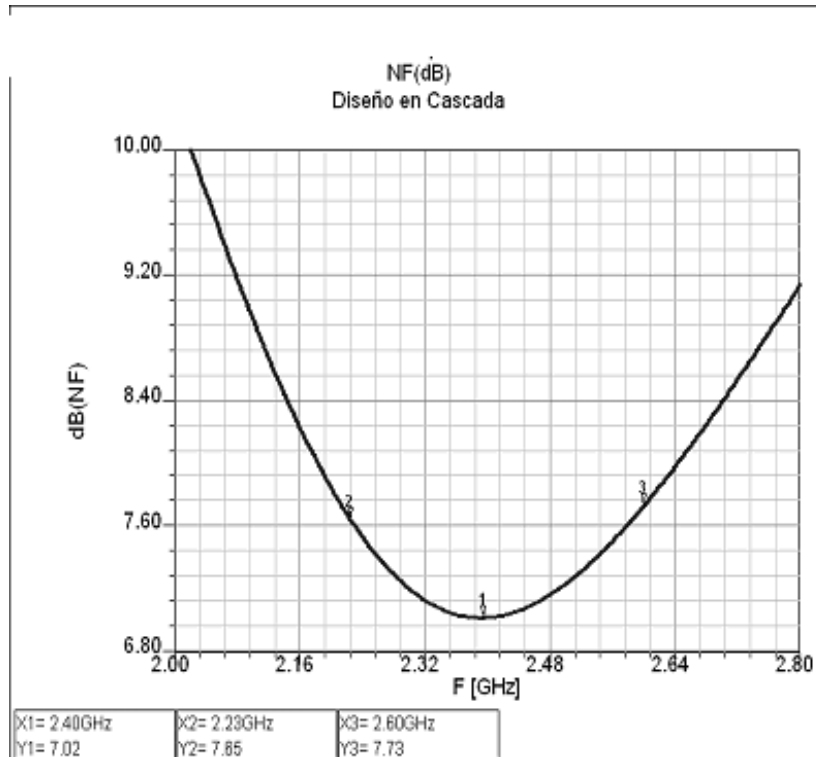


Figura 3: Figura de Ruido NF(dB) del diseño en cascada

En la Figura 3 se puede observar la figura de ruido NF(dB), la cual tiene un valor de 7.02dB para la frecuencia central de operación de 2.4GHz. Aunque inicialmente se puede considerar que es un valor alto de figura de ruido NF(dB), es un valor típico para la metodología de diseño en cascada [12].

Como se puede observar de los anteriores resultados la topología en cascada permite obtener un ancho de banda selectivo y alta ganancia aunque presentando una figura de ruido NF(dB) considerable, la cual puede ser reducida significativamente en las configuraciones de filtros activos transversales y canalizados como se analizara a continuación.

2.2 DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO CON ELEMENTOS TRANSVERSALES

La topología de diseño con elementos transversales es importante para este trabajo, ya que la metodología de diseño de filtros activos canalizados es una derivación de esta técnica inicial de diseño, la cual es aún muy usada en la actualidad [13].

Los filtros transversales como su nombre lo indica hacen uso de un amplificador sintonizado como elemento transversal, este amplificador permite manipular la ganancia del filtro, normalmente se hace uso de un filtro para el filtraje de la frecuencia superior y de otro filtro para el filtraje de la frecuencia inferior [13].

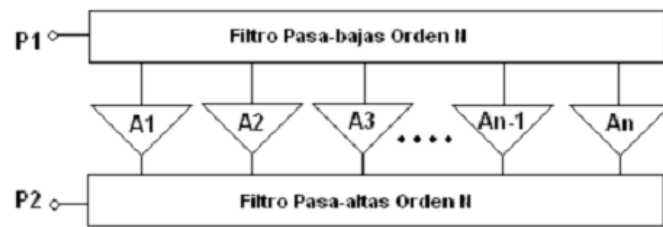
En los últimos años, los filtros transversales han sido considerados una buena opción para el diseño de filtros activos en muchas aplicaciones de radiofrecuencia.

Efectivamente, los problemas típicos inherentes a las técnicas de diseño de filtros activos tradicionales, tales como alta figura de ruido o inestabilidad potencial, pueden ser solucionados con configuraciones transversales [14].

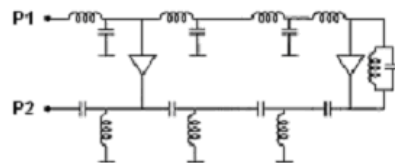
Las técnicas de diseño de filtros transversales en el rango de microondas evolucionan de conceptos teóricos de estructuras digitales transversales [14].

Las configuraciones transversales iniciales están constituidas por secciones de desfasaje y bloques transversales de amplitud. De esta forma, la respuesta en transmisión de potencia es lograda a través de la interferencia entre las diferentes componentes de señal, en la cual la señal de entrada es dividida entre las configuraciones transversales [15].

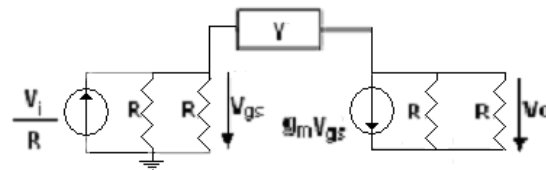
En la Figura 4 se muestra una configuración típica de un filtro activo transversal, como se puede observar existe un amplificador que conecta cada una de las etapas iniciales del filtro pasa-bajas, con la entrada de cada una de las etapas finales del filtro pasa-altas, implementándose de esta forma retroalimentaciones múltiples y logrando de esta manera el efecto de interferencia deseado.



a) Topología Transversal



b) Topología con elementos concentrados



$$R=50 \Omega$$

$$Y=sC + \frac{1}{sI}$$

$$g_m = \text{transconductancia}$$

c) Control de Ganancia en el Amplificador

Figura 4: Esquemática filtro transversal. Tomado de [13]

2.2.1 Especificación del diseño de un filtro activo con metodología transversal

El objetivo del diseño es elaborar un filtro activo transversal pasabanda con características de filtro de banda ancha, con una frecuencia de operación $f_0=2.4\text{GHz}$.

En la Figura 4 se puede observar la esquemática del filtro activo a elaborar. Para el amplificador sintonizado, se hizo uso de un transistor HJ-FET NE34018 GaAs, el cual trabaja en la banda L y S, se hizo uso de este transistor por presentar una ganancia alta de $S_{21}(\text{dB})=12.7\text{dB}$ a la frecuencia central de operación, $f_0=2.4\text{GHz}$. Ambos terminales tanto de entrada como de salida son resistencias de 50 Ohm.

2.2.2 Función de Transferencia de Voltaje

A partir de la Figura 4 c), la cual es una representación del amplificador sintonizado, se puede deducir la ecuación de ganancia de voltaje (6), a partir de la cual se determina el coeficiente de transmisión S_{21} [13].

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{4 + Rg_m} \left[\frac{s^2 LC - sLg_m + 1}{s^2 LC + s \frac{4L}{R(4 + Rg_m)} + 1} \right] \quad (6)$$

Como sabemos el coeficiente de transmisión es dos veces la ganancia de voltaje, $S_{21} = 2A_v$, de manera tal que el coeficiente de transmisión será:

$$S_{21} = \frac{2}{4 + Rg_m} \left[\frac{s^2 LC - sLg_m + 1}{s^2 LC + s \frac{4L}{R(4 + Rg_m)} + 1} \right] \quad (7)$$

2.2.3 Análisis de la figura de ruido NF

En el diseño de filtros activos hay que tener en cuenta que la figura de ruido NF(dB) del filtro activo diseñado debe ser comparable con la figura de ruido NF(dB) de versiones de filtros pasivos, ya que se desea una figura de ruido sino mejor, por lo menos comparable a la obtenida en las versiones de circuitos pasivos.

Es de considerar que la figura de ruido NF(dB) de los filtros pasivos es proporcional a las pérdidas de inserción y en lo que respecta a circuitos integrados monolíticos de microondas MMIC la figura de ruido se encuentra en el orden de 5-8dB para una frecuencia central $f_0 = 3\text{GHz}$ [13].

A continuación en la Tabla I se realiza un análisis comparativo donde se puede observar el comportamiento óptimo en lo que respecta a la figura de ruido de filtros transversales [16].

TABLA I

Freq(GHz)	Figura de Ruido (dB)			
	Baja Frecuencia	Distribuida	Transversal	Inductor Activo
2.50	14.25	>40	3.48	>40
2.60	13.47	>40	3.39	>40
2.70	12.83	31.55	3.34	>40
2.80	12.31	18.09	3.33	>40
2.90	11.89	9.82	3.37	>40
3.00	11.56	5.62	3.45	>40
3.10	11.31	4.54	3.59	>40
3.20	11.14	5.82	3.80	>40
3.30	11.03	8.86	4.11	>40
3.40	10.99	13.24	4.53	>40
3.50	11.00	18.59	5.11	>40

Tabla 1: Comparación NF (dB) de distintas topologías. Tomada de [16]

Como se puede observar de la Tabla I, el nivel de figura de ruido NF(dB) para topologías transversales es el 25% de la figura de ruido obtenida para implementaciones en cascada y casi el 10% para los otros tipos de implementaciones.

2.2.4 Filtro Chebychev pasabanda

El proceso de diseño es el mismo llevado a cabo para la síntesis de un filtro pasivo tipo Chebychev, en este caso el filtro (tanto el pasa-altas como el pasa-bajas) son de cuarto orden, entre mayor sea el orden de los filtros pasivos mayor es la selectividad del filtro, teniendo en consideración que tanto el filtro pasa-bajas como el pasa-altas deben de ser del mismo orden.

Cabe anotar que para el diseño de este circuito se hizo uso de elementos concentrados, razón por la cual se realizó solamente el proceso de análisis y diseño y no de elaboración del mismo pues los elementos concentrados disponibles comercialmente (específicamente los inductores) presentan pérdidas altas para la frecuencia de operación deseada de $f_0 = 2.4\text{GHz}$, una posible opción es la elaboración de filtros pasivos mediante la tecnología de microcintas, obteniendo de esta forma los mismos resultados. Ya que la tecnología de microcintas hace uso de

elementos distribuidos el hacer uso de este tipo de implementaciones implica un considerable aumento del tamaño del circuito, a no ser que se haga uso de un modelo híbrido entre parámetros concentrados y distribuidos, como se vera más adelante.

En la Figura 5, se muestra la implementación del filtro Chebychev pasabanda obtenido mediante la utilidad *Filter Design* de ANSOFT Designer®, como se puede observar se hace uso de elementos concentrados que sintetizan los filtros pasa-bajas y pasa-altas para un ancho de banda de 800Mhz, pero al sintetizar los inductores y capacitores para valores comerciales de los mismos se presenta un aumento del ancho de banda de los 800MHz iniciales a 810MHz.

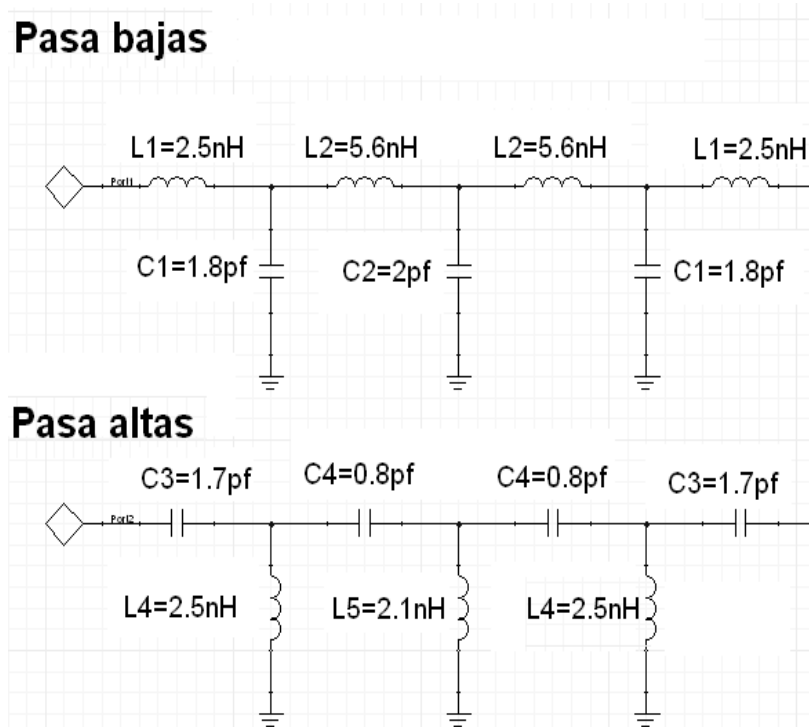


Figura 5: Filtro Pasabanda Chebychev con elementos concentrados.

2.2.4.1 Coeficientes de transmisión S_{21} (dB) y de reflexión S_{11} (dB) del filtro Chebychev

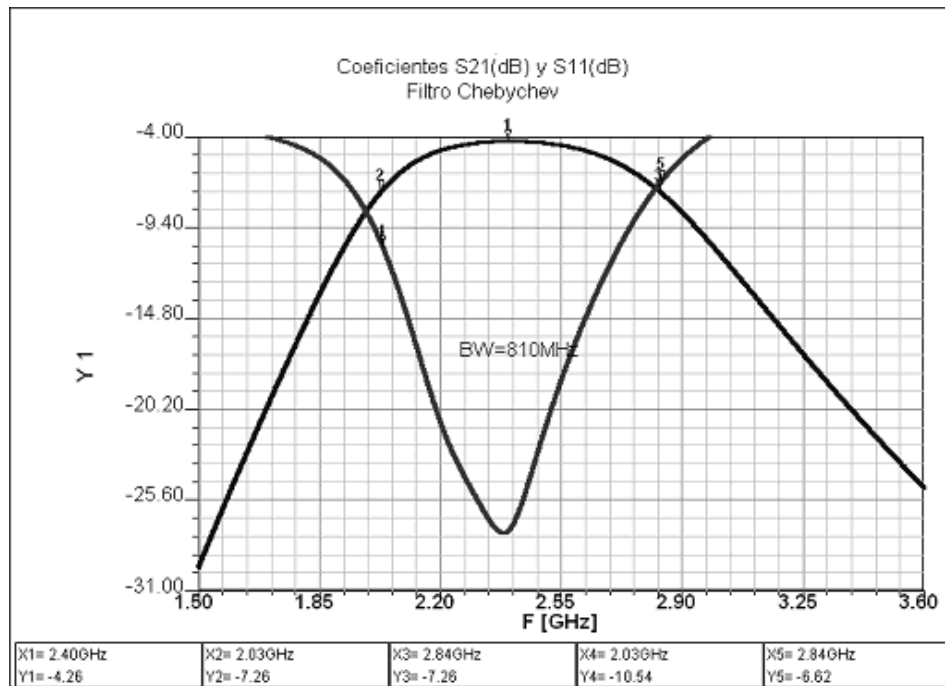


Figura 6: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{11} (dB) del filtro Pasabanda Chebychev

Como se muestra en la Figura 6, se presentan unas pérdidas por inserción en la frecuencia central de operación $f_0 = 2.4\text{GHz}$ de -4.26dB , además el ancho de banda es de 810MHz . En la misma gráfica se puede observar que se obtiene un valor óptimo de coeficiente de reflexión, el cual se sitúa en -27.39dB a la frecuencia central de operación $f_0 = 2.4\text{GHz}$, indicando el bajo nivel de potencia reflejado hacia la carga.

2.2.5 Resultados de Simulación del Filtro Activo Transversal

2.2.5.1 Coeficientes de transmisión S_{21} (dB) y de reflexión S_{11} (dB) del filtro activo transversal

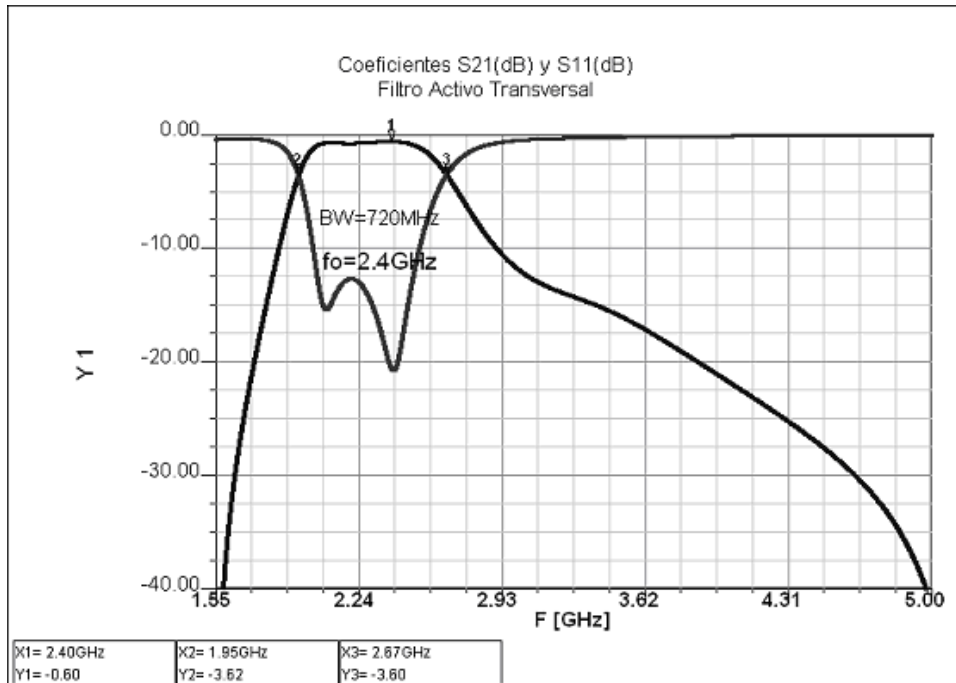


Figura 7: Coeficiente de Transmisión S_{21} (dB) del filtro activo transversal

Como se puede observar de la Figura 7, se obtiene un ancho de banda de 720MHz, una frecuencia central de operación de 2.4GHz, pérdidas por inserción de -0.6dB en la frecuencia central y un valor óptimo de coeficiente de reflexión S_{11} (dB) de -20.74dB para $f = 2.4$ GHz, indicando de esta manera el bajo nivel de potencia reflejada hacia la carga en la frecuencia central de operación. El comportamiento del filtro activo transversal es el esperado ya que se desea un comportamiento de banda ancha y un alto nivel de acople a la carga.

2.2.5.2 Factor de estabilidad MU

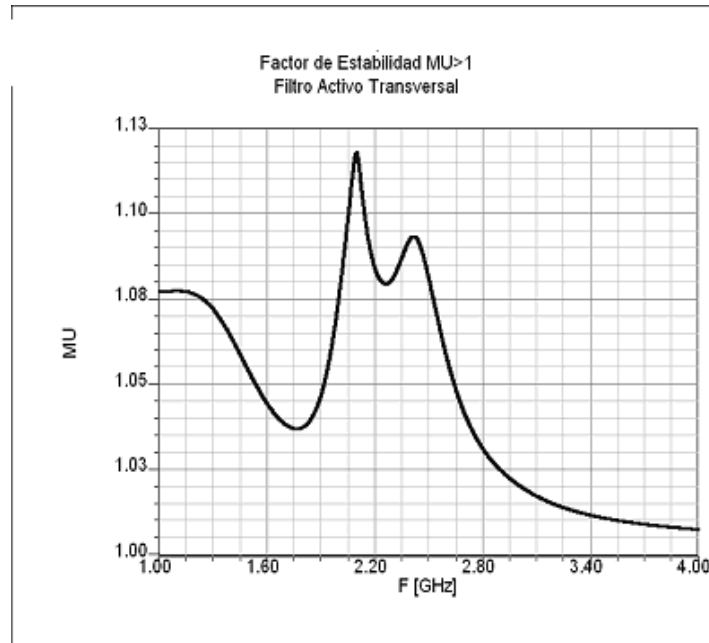


Figura 8: Factor de estabilidad MU filtro activo transversal

Como se puede observar en la Figura 8, el factor de estabilidad MU es mayor a uno en todo el rango de operación, garantizando de esta forma el comportamiento estable del filtro activo canalizado.

2.2.5.3 Figura de ruido NF(dB)

Es interesante el valor obtenido de figura de ruido NF(dB) en el rango de operación de 1.5GHz a 3GHz, ya que luego de varias verificaciones se pudo confirmar el valor para efectos prácticos de NF(dB) igual a 0dB.

Analizando los resultados anteriores se puede deducir que la topología de filtros activos transversales es adecuada para el diseño de filtros activos de banda ancha con mínima figura de ruido NF(dB) y altos niveles de acople a la carga representados en bajos niveles de coeficiente de reflexión S_{11} (dB).

2.3 FILTROS PASIVOS SIN INDUCTORES PARA IMPLEMENTACIÓN MMIC

Uno de los problemas para la implementación de filtros pasivos de microondas para bandas de microondas superiores a la L (1-2GHz) es el que los inductores no tienen un comportamiento ideal y presentan pérdidas demasiado altas en la banda ISM.

Una posible implementación de filtros pasivos y susceptibles de ser sintetizados en circuitos integrados de microondas MMIC, es a través de un modelo híbrido entre parámetros concentrados y distribuidos, opción que se analiza a continuación.

2.3.1 Modelo híbrido entre parámetros concentrados y distribuidos

En la Figura 9 se presenta un circuito equivalente típico para un filtro microondas de 3er orden

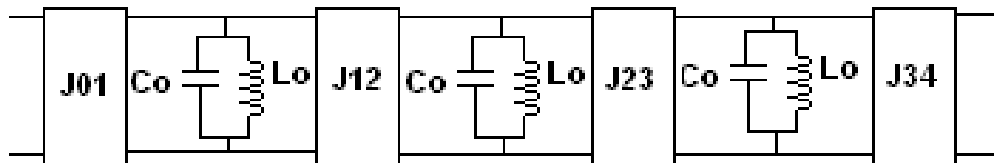


Figura 9: Modelo híbrido parámetros concentrados. Tomado de [17]

Para la implementación del filtro de la Figura 9 mediante una estructura de microcintas, el inductor no puede estar aterrizado a tierra, de forma que se desarrolla una nueva estructura de resonador, como se observa en la Figura 10.

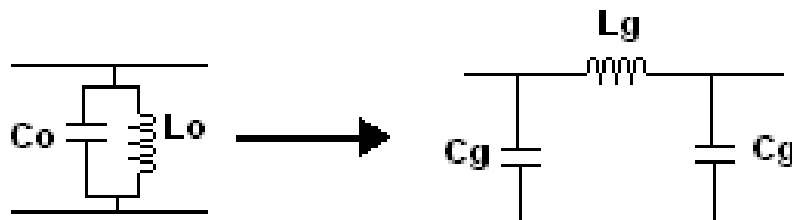


Figura 10: Modelo híbrido parámetros concentrados. Tomado de [17]

A continuación se presenta la frecuencia central de operación f_0 (8), siendo b (10) y b' (11) el parámetro de la pendiente de susceptancia.

En las ecuaciones (8) y (9) se pueden observar las frecuencias de resonancia f_0 y f_0' de ambos esquemas circuitales.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} \quad (8)$$

$$f_0' = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{2}{L_gC_g}} \quad (9)$$

$$b = \omega_0 C_0 \quad (10)$$

$$b' = 2\omega_0' \quad (11)$$

La escogencia de elementos concentrados o distribuidos para la síntesis de circuitos integrados monolíticos de microondas MIC, depende del tipo de circuito integrado, el tamaño aceptable del *chip* y obviamente la frecuencia de operación, la cual determina la longitud de los elementos distribuidos.

Cabe anotar que los elementos concentrados son estructuras atractivas para la realización de circuitos MMIC por la reducción de tamaño [18].

En el anexo B, se presentan algunos de los filtros implementados mediante un modelo híbrido de parámetros concentrados.

2.4 FILTROS PASABANDA CANALIZADOS

Los filtros canalizados se inspiraron a partir del procesamiento digital de señales. Ellos son una derivación de los filtros transversales analizados anteriormente [19].

La potencia es dividida entre un número fijo de canales teniendo cada canal una diferente función de transferencia.

La salida del filtro es la adición de cada una de estas señales, como se observa en la Figura 11 [19]

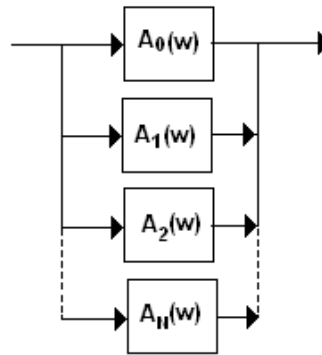


Figura 11: Filtro Canalizado. Tomado de [19]

La aproximación convencional al diseño de filtros pasabanda canalizados requiere tres canales: una rama principal y dos ramas optimizadas, cada una crea interferencia con la señal principal en un extremo de la banda pasante para obtener una respuesta más selectiva, como se observa en la Figura 12 [19].

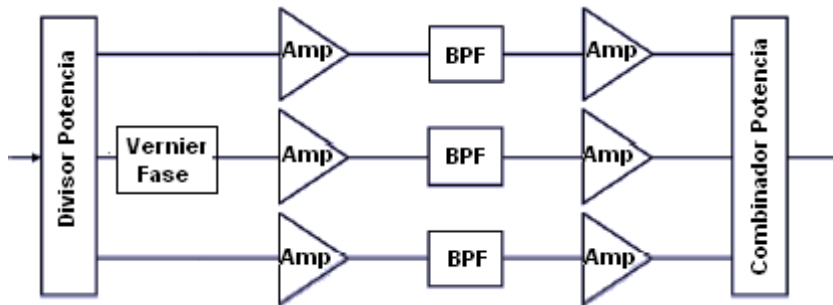


Figura 12: Filtro Canalizado Tres Ramas. Tomado de [19]

Aunque la implementación de un filtro activo canalizado de tres ramas puede ser llevada a cabo, tiene la desventaja de la complejidad de su diseño, requerimiento de espacio, consumo de potencia y desempeño en lo referente a figura de ruido, desventajas que pueden ser subsanadas mediante la implementación de un filtro activo canalizado de dos ramas [7].

El objetivo principal de los filtros canalizados de dos ramas es el de obtener una función de transferencia compuesta, mediante la combinación de la función de transferencia de ambos canales principal y secundario, los cuales (cabe anotar) son de distinto orden [7].

Básicamente los filtros activos canalizados de dos ramas se encuentran compuestos por: un canal principal, un canal secundario, un divisor de potencia a la entrada y un acoplador de potencia a la salida, como se puede observar en la Figura. 13.

Aunque el número de elementos necesario para sintetizar el circuito es considerable el sistema puede ser implementado mediante tecnología MMIC, lo cual permite reducir el tamaño del circuito [7].

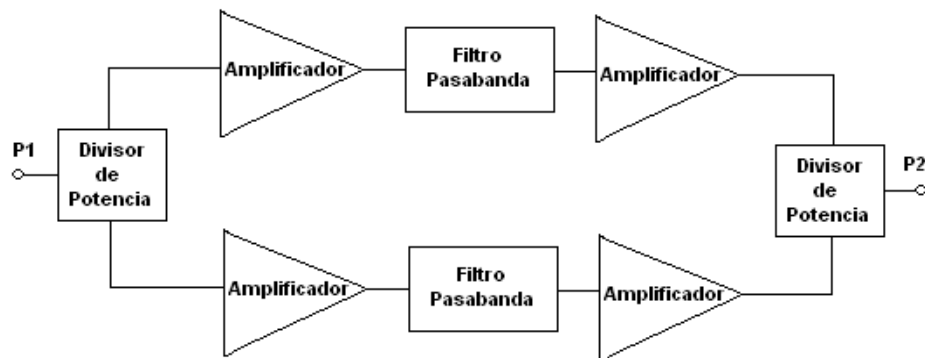


Figura 13: Esquemática filtro pasabanda canalizado. Tomado de [7]

En la Figura 14 se puede observar un filtro activo canalizado fabricado mediante tecnología MMIC. Hay una reducción de tamaño cuando los filtros pasivos son implementados haciendo uso del modelo híbrido entre parámetros concentrados y distribuidos como el que se analizó en la sección anterior.

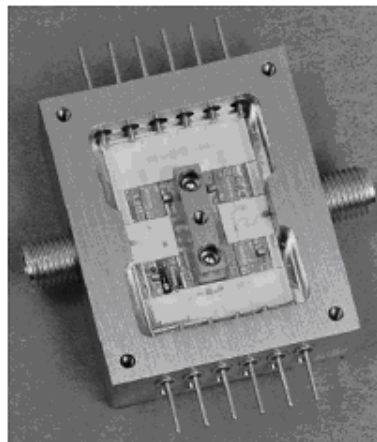


Figura. 14: Filtro pasabanda canalizado de dos ramas a 10 GHz en tecnología MMIC. Tomado de [19]

La aproximación más usada para el diseño de filtros activos de microondas es el uso de transistores con retroalimentación, lo cual permite obtener un mejoramiento del factor de calidad de los elementos pasivos, con una alta selectividad y una cantidad reducida de elementos. Aunque tiene considerables ventajas también tiene desventajas significativas tales como el problema de estabilidad inherente a la retroalimentación y un bajo desempeño respecto a la figura de ruido NF [8]. Una alternativa es el uso de prealimentación tal como se observa en la Figura 15.

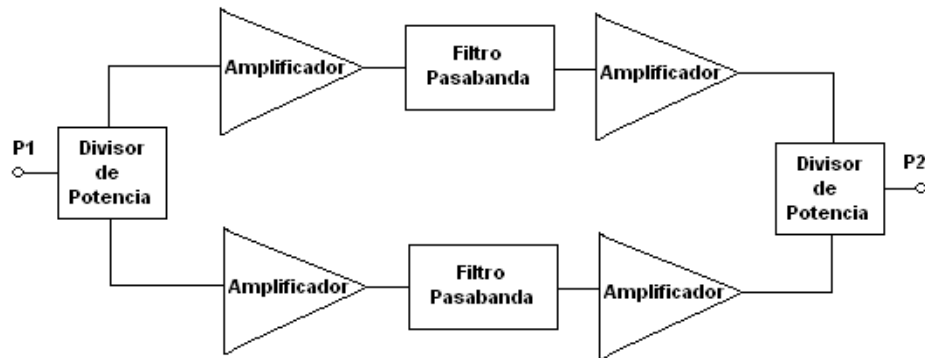


Figura 15: Esquemática filtro pasabanda canalizado. Tomado de [7]

Como se puede observar de la Figura 15. la señal incidente es dividida en subcomponentes, los cuales son procesados en amplitud y frecuencia y posteriormente recombinados en una señal compuesta a la salida.

La función de filtrado es obtenida a partir de la interferencia constructiva y destructiva entre subcomponentes, además hay un buen comportamiento en lo que respecta a la estabilidad como una causa directa de la ausencia de retroalimentación aparte de que hay un buen desempeño en lo que respecta a la figura de ruido NF.

Una de las principales desventajas de esta metodología de diseño es el retardo en tiempo acumulado y número de elementos necesarios para una buena selectividad [7].

2.4.1 Funcionamiento del filtro activo canalizado

Una de las ramas en paralelo es el canal principal de la señal, este canal provee una aproximación de bajo orden a la respuesta del filtro y la otra rama es el canal secundario, siendo ambos canales de distinto orden.

Puede haber uno o más canales auxiliares los cuales proveen la interferencia entre los componentes de la señal, al obtenerse el promedio de todos los canales en el divisor de potencia a la salida, de forma tal que se transforma la aproximación de bajo orden del canal principal en la función de transferencia $H(s)$ deseada.

Lo que se desea es que las señales se complementen en la banda pasante y halla una interferencia destructiva en los extremos de la banda pasante. Habrá un desplazamiento de 360 grados, con cancelación en el primer extremo de la banda pasante, interferencia constructiva en la banda pasante y de nuevo cancelación en el otro extremo de la banda pasante [7]

3. DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO CANALIZADO

A continuación se presenta el método de diseño de filtros canalizados de tres ramas mediante optimización [19]:

- Optimización teórica de los canales usando filtros ideales y amplificadores con ganancia constante.
- Diseño de los amplificadores para el circuito.
- Inserción de los amplificadores en el circuito.
- Re-sintonización y diseño de cada filtro pasabanda de las ramas, para cumplir especificaciones del diseño.
- Sintonización fina con *vernier* de fase

Realizando una extrapolación de esta técnica, con el objetivo de desarrollar un método de diseño de filtros canalizados de dos ramas y teniendo en cuenta que en

el primer paso de optimización teórica de los canales, se lleva a cabo el diseño base de los filtros pasivos y de las etapas de amplificación (las cuales deben compensar la diferencia de pérdidas entre las ramas) se sugieren los siguientes pasos para la síntesis del filtro canalizado de dos ramas:

- Diseño del divisor de potencia
- Diseño de los filtros del canal principal y secundario
- Diseño de los amplificadores, teniendo en cuenta diferencia de pérdidas por inserción de ambos canales.
- Inserción de los amplificadores y filtros en el circuito.
- Re – sintonización y diseño de cada filtro pasabanda de las ramas para cumplir con especificaciones de diseño.

Para obtener una banda pasante del filtro canalizado más plana, se puede hacer uso de etapas de amplificación para banda ancha o *broadband*, las configuraciones típicas de este tipo de amplificadores hacen uso de retroalimentación, tal como se explica en el ANEXO C, cabe anotar que el uso de retroalimentación implica un deterioro significativo de la figura de ruido y una disminución del factor de estabilidad del circuito [7].

Se asignan filtros de diferente orden a cada canal, el divisor de potencia a la entrada divide la señal de entrada entre los dos canales (ambas señales tendrán la misma fase), mientras que el combinador de potencia a la salida mezcla las señales de los dos canales.

3.1 DISEÑO DE FILTROS PASIVOS

El objetivo básico del diseño es la síntesis y elaboración de un filtro activo canalizado con una frecuencia central de 1.5GHz, el filtro debe ser lo más selectivo posible, esto es que tenga un ancho de banda reducido ya que la selectividad es un indicador de la calidad en los filtros de microondas usados en comunicaciones.

El primer paso es proceder a la síntesis de los dos filtros pasivos y de diferente orden a la frecuencia de operación deseada, en nuestro caso se seleccionaron filtros de tercer y cuarto orden, ya que permiten obtener una alta selectividad sin tener un tamaño físico demasiado grande.

El valor de las pérdidas por inserción de cada uno de los filtros a la frecuencia central de operación de $f_0 = 1.5\text{GHz}$, determina la ganancia necesaria del amplificador de la rama principal y el de la secundaria, ya que las etapas de amplificación deben compensar la diferencia de pérdidas por inserción entre los dos filtros pasivos y si se desea proveer una ganancia.

El sustrato seleccionado fue el FR4 el cual posee una permitividad relativa de 4.15, se tiene un grosor de capa de cobre de 0.675mil y un espesor de dieléctrico de 62mil, como se observa en la Figura 16.

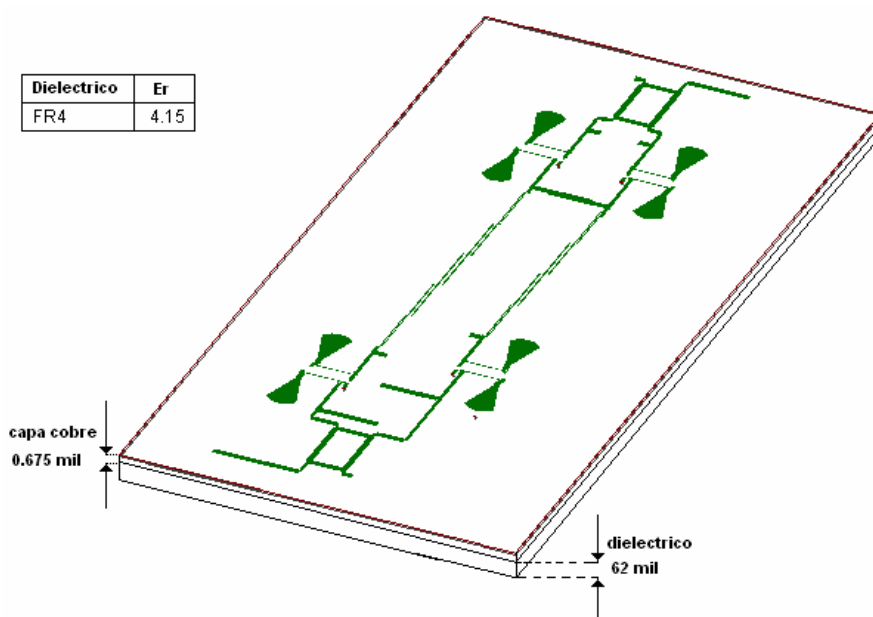


Figura 16: Dimensiones de baquelita usada en el diseño

A continuación se presenta el diseño de los filtros pasivos de tercer y cuarto orden, implementados en tecnología de microcintas en sustrato FR4.

Los filtros de tercer y cuarto orden son sintetizados inicialmente para una frecuencia central de operación de 1.5GHz y un ancho de banda de 200MHz. Luego de haber

diseñado las etapas de amplificación y los divisores de potencia, se procede a realizar una sintonización de los filtros pasivos para obtener la respuesta deseada del filtro activo en todo su conjunto. Al realizar esta sintonización, se presentó un corrimiento en la frecuencia central de los filtros pasivos de 4.66%, tanto para el filtro de tercer como el de cuarto orden al pasar de una frecuencia central de operación de 1.5GHz a 1.57GHz

Los filtros *Edge Coupled* de tercer y cuarto orden fueron sintetizados mediante la herramienta de diseño de filtros pasivos de ANSOFT DESIGNER®, a través de esta herramienta se especifica el ancho de banda escogido de 200MHz, la frecuencia de operación, la impedancia de las líneas de transmisión que conforman el filtro y el coeficiente de acople K.

Siguiendo la metodología anteriormente explicada, para el filtro de tercer orden se obtuvo una frecuencia central de operación de 1.57GHz y un ancho de banda de 200MHz. En la Figura 17, se presentan los coeficientes de transmisión S_{21} (dB) y reflexión S_{11} (dB) obtenidos en la simulación circuital para el filtro *Edge Coupled* de tercer orden. Como se puede observar se presentan pérdidas por inserción de 3.17dB a la frecuencia central de operación de 1.57GHz.

En lo que respecta al filtro de cuarto orden se obtuvo una frecuencia central de operación de 1.57GHz y un ancho de banda de 190 MHz.

En la Figura 18, se presentan los coeficientes de transmisión S_{21} (dB) y reflexión S_{11} (dB) obtenidos en la simulación circuital del filtro *Edge Coupled* de cuarto orden. Como se observa de la gráfica, se presentan pérdidas por inserción de 3.86dB a la frecuencia central de operación de 1.575GHz.

Ya que existe una diferencia de 0.69dB entre las pérdidas de los filtros pasivos de tercer y cuarto orden a la frecuencia de operación de 1.57GHz, las etapas de amplificación del filtro activo deben compensar esta diferencia de pérdidas.

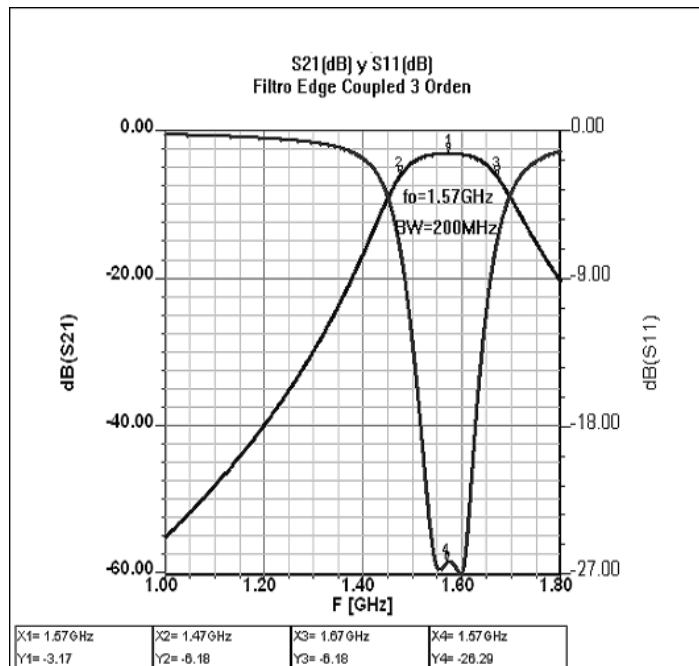


Figura 17: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{11} (dB) filtro *Edge Coupled* de tercer orden

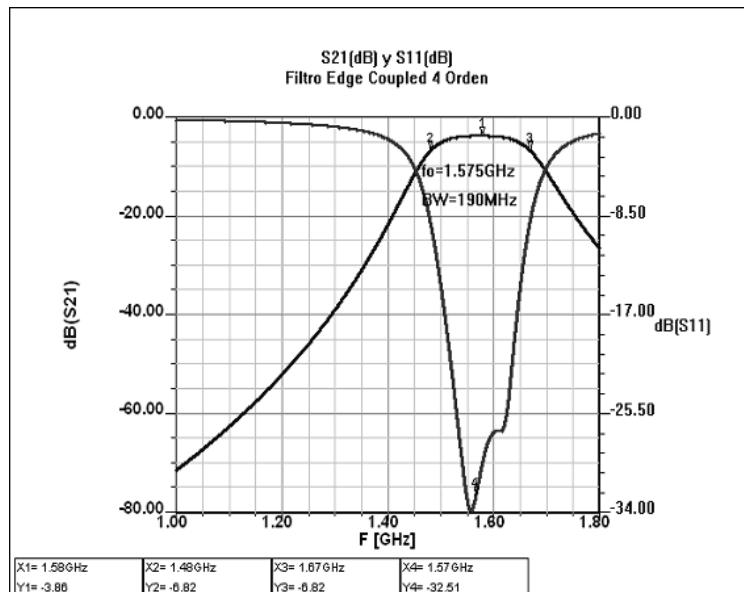


Figura 18: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{11} (dB) filtro *Edge Coupled* de cuarto orden.

En la Figura 19, se puede observar el layout o diseño en líneas de microcinta, que se obtuvo para el filtro *Edge Coupled* de tercer orden

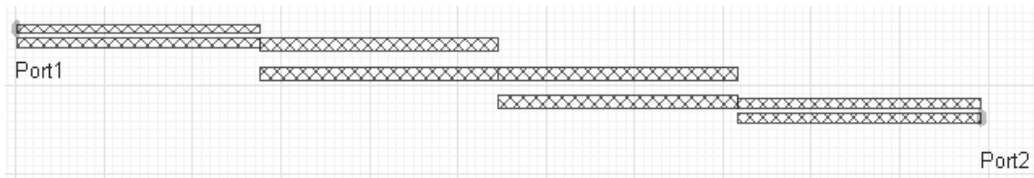


Figura 19: Layout del filtro *Hairpin* de quinto orden

3.2 DISEÑO DE DIVISOR DE POTENCIA

Como se explicaba anteriormente, a la entrada del filtro activo canalizado es necesario un divisor de potencia y a la salida igualmente un combinador de potencia (el cual es simplemente un divisor que tiene sus puertos de entrada a la salida).

Para el divisor de potencia se optó por un acople tipo *Branch Line*, el funcionamiento es tal que si se tiene una carga en el puerto de entrada de 50 Ohm y los otros puertos se encuentran terminados en 50 Ohm, el puerto de entrada vera una carga de acople de 50Ohm [20].

El acople tipo *Branch-Line* es básicamente un híbrido en cuadratura(90°), el cual es un acoplador direccional con una diferencia de fase de 90° entre ambas salidas, es de notar que otros acoples de 3dB como el acople tipo *Lange* pueden ser usados como acoples de cuadratura [21].

En la Figura 20 se puede observar el diseño básico de un acople tipo *Branch-Line*.

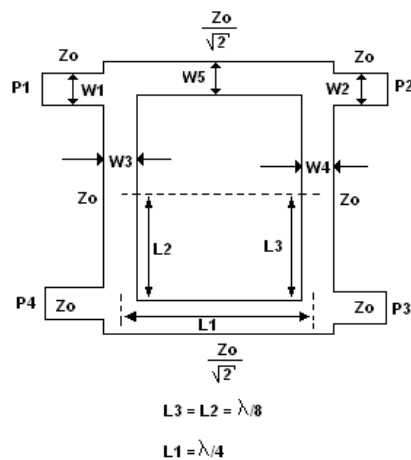


Figura 20: Acople tipo *Branch-Line*. Tomado de [21]

A continuación se presentan los resultados de la simulación circuital y electromagnética para el acople *Branch Line*, el cual fue diseñado inicialmente para una frecuencia de operación de 1.5GHz y posteriormente sintetizado a 1.52GHz que es la frecuencia de operación del filtro activo canalizado.

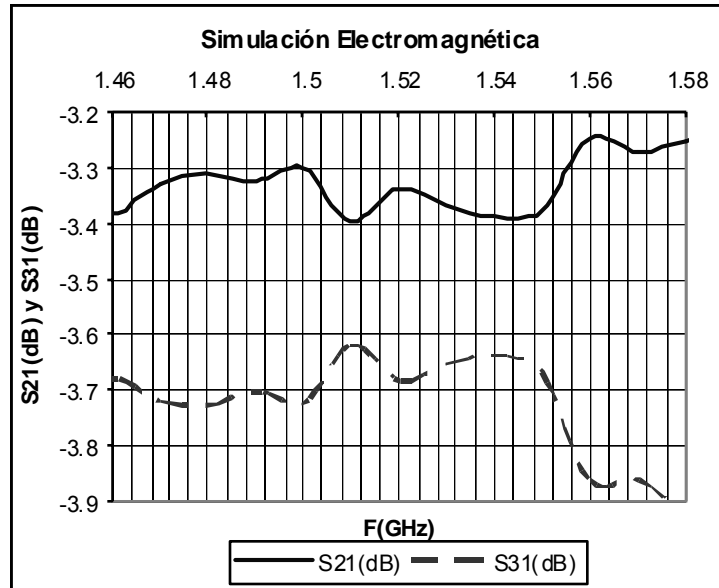


Figura 21: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{31} (dB) acople *Branch-Line* simulación electromagnética

Como se observa de la Figura 21, al realizar la simulación electromagnética se obtienen coeficientes de transmisión de:

$$S_{21}(\text{dB}) = -3.34\text{dB}$$

$$S_{31}(\text{dB}) = -3.68\text{ dB}$$

Para la frecuencia central de operación $f_0 = 1.52\text{GHz}$.

Existiendo una diferencia de aproximadamente 0,34dB entre ambos coeficientes de transmisión al realizar la simulación electromagnética en el rango de operación, se procedió a llevar a cabo el proceso de fabricación y caracterización del acople *Branch Line* diseñado, la grafica del circuito obtenido se presenta en la Figura 29.

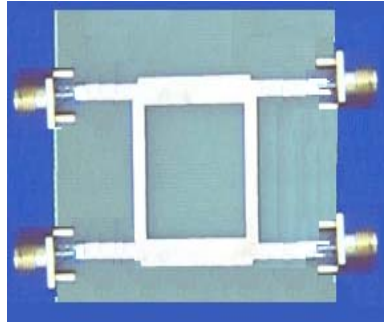


Figura 22: Circuito de Acople *Branch Line* diseñado para $f_0 = 1.52\text{GHz}$

Luego de realizar la respectiva caracterización del acople *Branch Line* con el analizador de redes, se obtuvieron las gráficas comparativas de los coeficientes de transmisión $S_{21}(\text{dB})$ y $S_{31}(\text{dB})$ obtenidos a través de la simulación electromagnética y las mediciones llevadas a cabo con el analizador de redes, como se puede observar en la Figura 23.

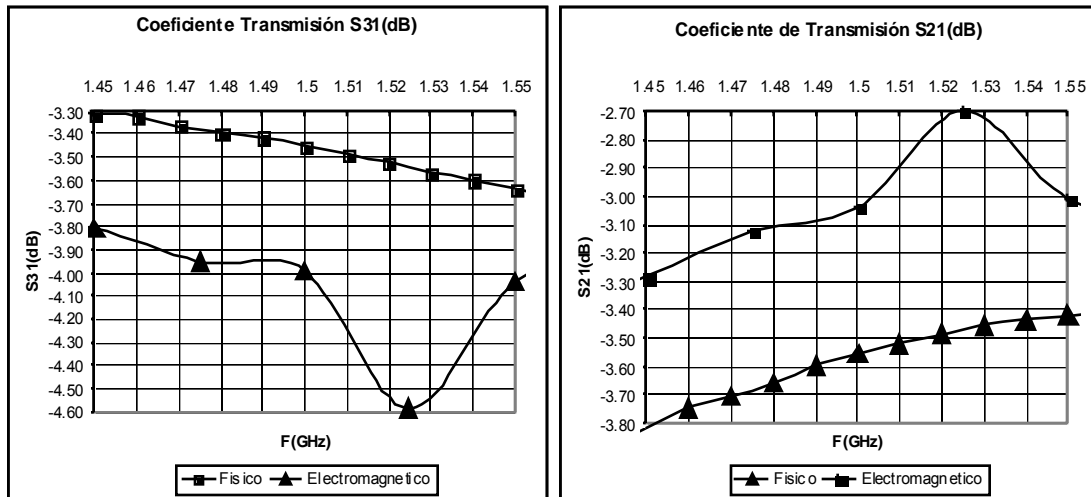


Figura 23: Coeficientes $S_{21}(\text{dB})$ y $S_{31}(\text{dB})$ medidos y simulados acople *Branch Line*.

Para compensar la asimetría de los coeficientes de transmisión $S_{21}(\text{dB})$ y $S_{31}(\text{dB})$ del divisor de potencia ubicado en la entrada del filtro activo, se realiza un intercambio de la ubicación de los dos puertos del combinador de potencia que se muestran como *Port2* y *Port3* en la Figura 24, los cuales están ubicados a la salida del filtro activo, de tal forma que se reduzca esta asimetría y no se afecte el comportamiento del filtro activo canalizado.

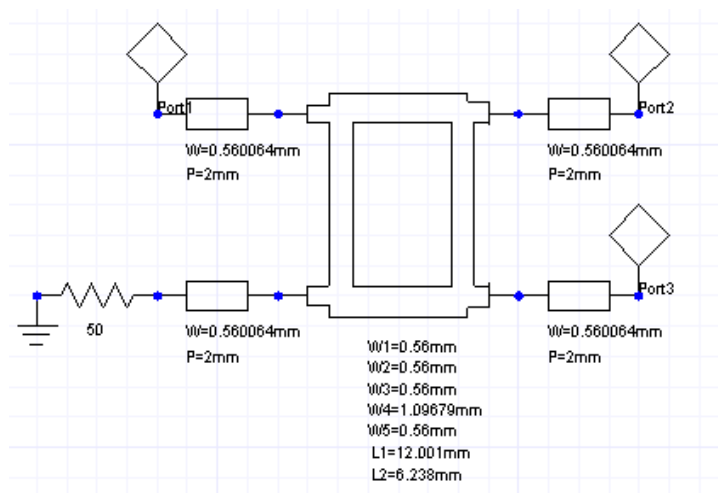


Figura 24: Ubicación de los dos puertos de salida del acople *Branch Line*

3.3 DISEÑO DE LOS AMPLIFICADORES.

Ya que los filtros pasivos tienen una diferencia en sus pérdidas por inserción a la frecuencia de operación $f_0 = 1.57\text{GHz}$ de 0.69dB , las etapas de amplificación deben ser diseñadas de forma tal que la ganancia de la rama principal y la ganancia de la rama secundaria sean las mismas y compensen esta diferencia en pérdidas.

En la Tabla 2, se pueden observar los valores obtenidos para los amplificadores sintetizados en el modelo físico, el cual tiene en cuenta los efectos de las uniones entre las líneas de transmisión y los *stubs* en circuito abierto o cortocircuito de los acoples, difiriendo de esta manera del circuito ideal de los amplificadores obtenidos con la herramienta *Smith Tool* de ANSOFT DESIGNER®

	Filtro Cuarto Orden	Filtro Tercer Orden	Diferencia entre filtro de Tercer y Cuarto Orden	
Perdidas por inserción a 1.57GHz	-3.86dB	-3.17dB	0.69 dB	

	Amplificador Rama principal	Amplificador Rama secundaria	Ganancia ideal Rama principal	Ganancia ideal Rama Secundaria	Diferencia de ganancia entre ramas sin pérdidas por inserción
Ganancia	7.92dB	7.55dB	($2 \times 7.92\text{dB}$) - 3.86dB	($2 \times 7.55\text{dB}$) - 3.17dB	$2(7.92\text{dB} - 7.55\text{dB})$
Ganancia	7.92dB	7.55dB	11.98 dB	11.93 dB	0.74dB

Tabla 2: Diseño de las dos etapas de amplificación

3.3.1 Diseño de las etapas de acople a la entrada y salida del amplificador.

Ya que se desea obtener una diferencia de ganancias entre la rama principal y secundaria (sin tener en cuenta las pérdidas por inserción de los filtros pasivos) de 0.69dB esto se puede obtener con dos amplificadores con una diferencia entre sus ganancias de 0,345dB.

Ya que el modelo físico (que tiene en cuenta el efecto real de uniones entre líneas de transmisión) difiere del ideal, se diseñaran dos amplificadores ideales, uno con 7.9dB de ganancia y el otro con 7.55dB de ganancia proveyendo así una diferencia de ganancias de 0.35dB

De esta forma se procede al diseño de los dos amplificadores, los cuales proveerán una ganancia de 7.9dB y 7.55dB a la frecuencia de 1.57GHz para las ramas principal y secundaria del filtro activo canalizado.

El transistor seleccionado para el diseño fue el BFP420 de INFINEON® el cual es un transistor NPN de RF de bajo ruido y alta ganancia, que permite obtener una máxima ganancia estable de 19dB a 1.5GHz para las siguientes condiciones de polarización:

$$V_{ce} = 1.5V$$

$$I_c = 20mA.$$

A continuación se muestra el proceso de síntesis de las etapas de acople para el amplificador de 7.9dB de ganancia.

Circuito de acople de entrada: Se inicia en el centro de la carta (50Ω) y se termina en Γ_s , como se observa en la Figura 25. La herramienta *Smith Tool* de ANSOFT DESIGNER® exporta automáticamente el circuito de acople el cual se conecta a la entrada de la red de dos puertos del transistor.

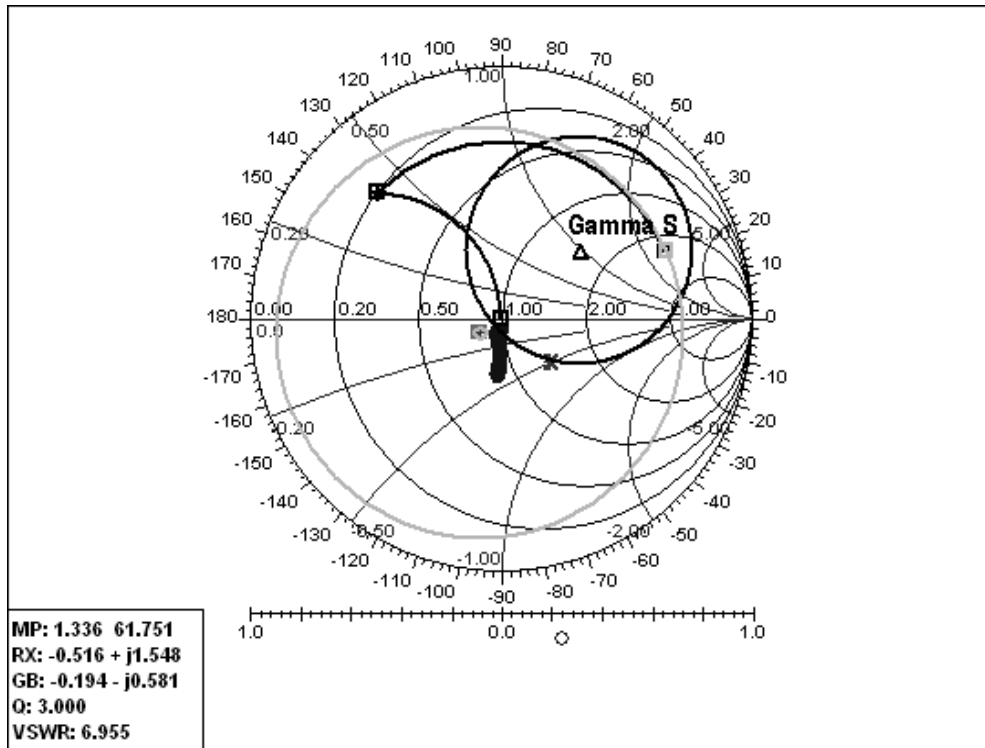


Figura 25: Obtención del circuito de acople de entrada ideal

Circuito de acople de salida: Se inicia ubicando primero Γ_L' en la carta y se termina en el centro de la carta (50Ω), como se observa en la Figura 26.

Aunque el stub en circuito abierto (del circuito de acople a la salida), tiene una longitud demasiado grande y fuera posible otro tipo de implementación para obtener la ganancia deseada (a la frecuencia de operación $f_0 = 1.57\text{GHz}$), se escogió este tipo de topología entre varias analizadas por presentar la respuesta en ganancia más plana en la banda de operación. Como se puede observar en la figura 27, de esta forma se puede obtener una respuesta más plana en la banda pasante para el filtro activo canalizado a diseñar.

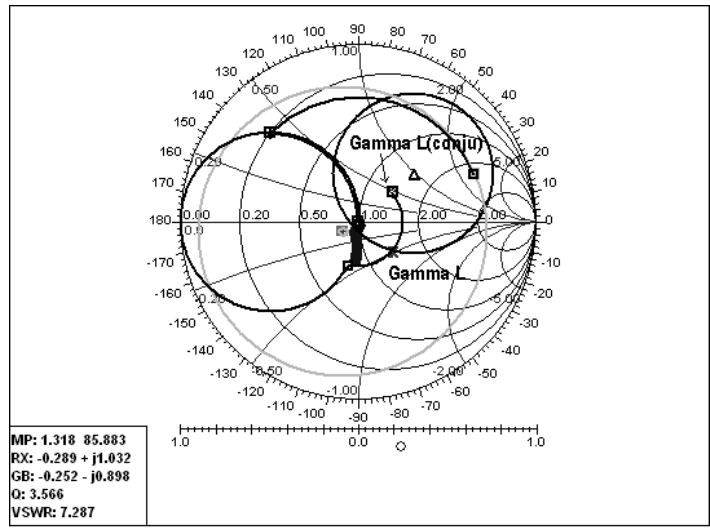


Figura 26: Obtención del circuito de acople de salida ideal

En la Figura 27 se muestra el coeficiente de transmisión del amplificador sintetizado físicamente (esto es, teniendo en cuenta los efectos de las uniones entre las líneas de transmisión), como se puede observar se obtiene una ganancia exacta de los 7.92dB deseados a la frecuencia central de operación $f_0 = 1.57\text{GHz}$.

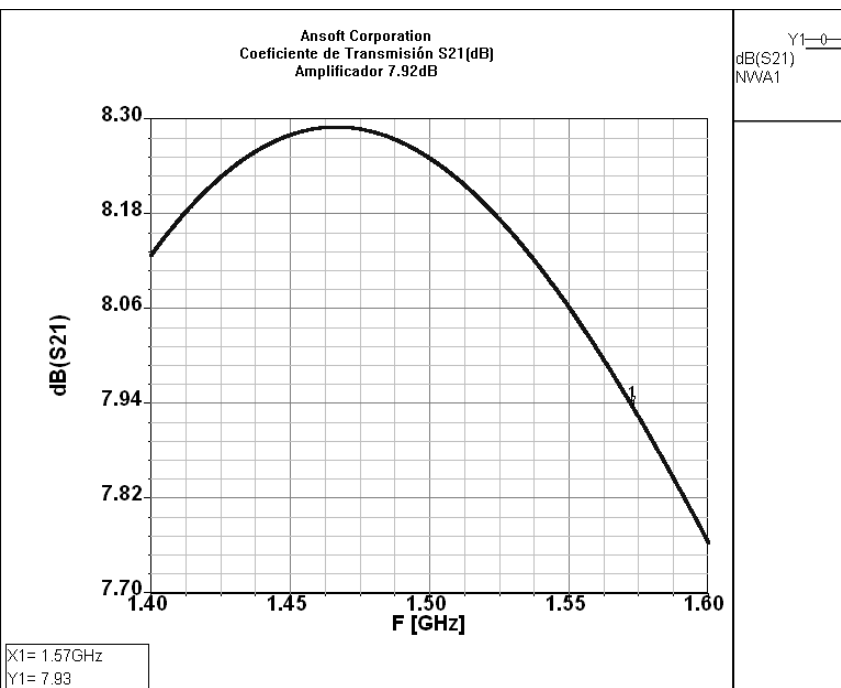


Figura 27: S21(dB) Amplificador 7.92dB

En la Figura 28, se puede observar el modelo físico del amplificador diseñado, donde se tienen en cuenta los efectos de las uniones entre las líneas de transmisión.

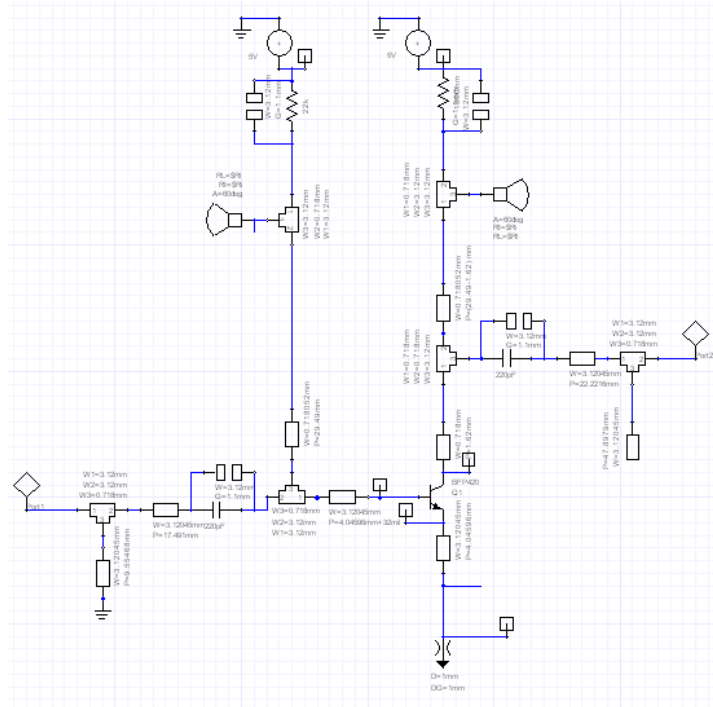


Figura 28: Modelo físico del Amplificador 7.92dB

Al seleccionar un amplificador con ganancia de 7.92dB para la rama principal y otro de 7.55dB para la rama secundaria se están asegurando 0.74dB de diferencia de ganancias entre la rama principal y la secundaria, aparte de obtenerse a la salida del filtro activo 11.96dB de ganancia (sin tener en cuenta los efectos de los acoples y el carácter no ideal de los divisores de potencia).

En lo que respecta a la arquitectura de las etapas de amplificación, ésta es igual para los dos amplificadores, variando tan sólo los circuitos de acople a la entrada y salida, los cuales determinan la ganancia del amplificador.

En la Figura 29 se puede observar la arquitectura usada para los dos amplificadores

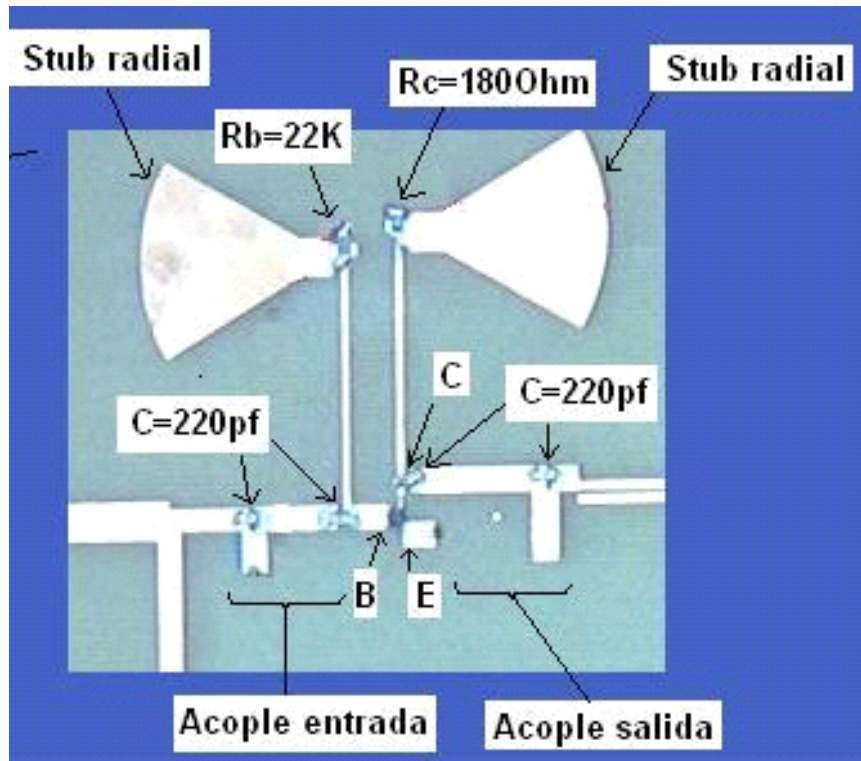


Figura 29: Esquemática Etapa Amplificación

3.4 ANÁLISIS NO LINEAL

A continuación se presentan los resultados obtenidos al realizar un balance armónico para el análisis no lineal del filtro activo.

Como se puede observar en la Figura 30, los resultados del balance armónico implican un aumento del ancho de banda desde los 130MHz del análisis lineal a un valor de 140MHz para el análisis no lineal.

Cabe anotar que aunque se presenta un incremento respecto al ancho de banda obtenido, la frecuencia central de operación sigue siendo de 1.52GHz.

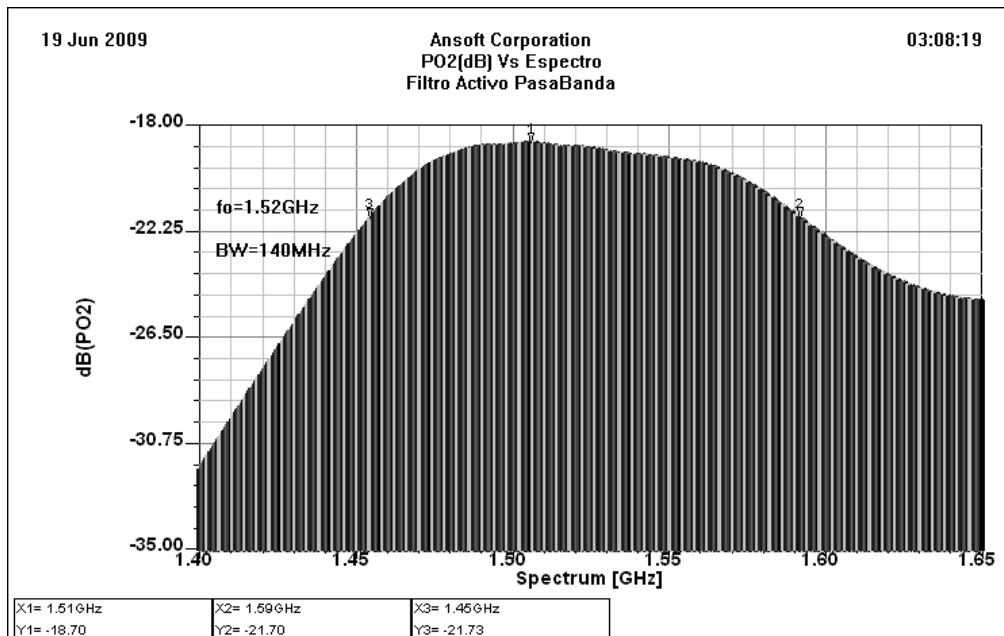


Figura 30: Análisis no lineal del filtro activo

3.5 ESQUEMÁTICA DEL FILTRO ACTIVO CANALIZADO FABRICADO.

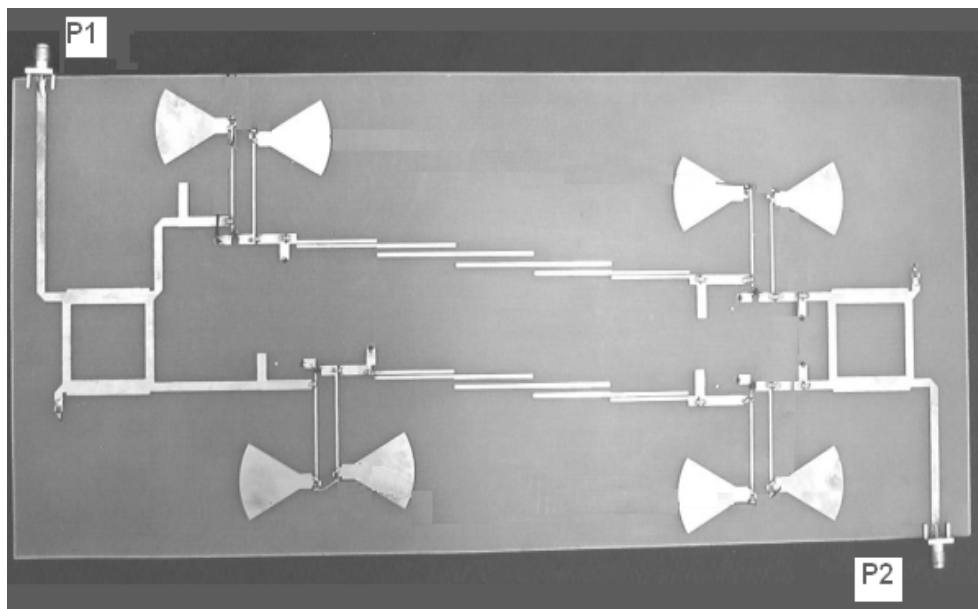


Figura 31: Filtro activo canalizado fabricado.

3.6 RESULTADOS OBTENIDOS PARA EL FILTRO DISEÑADO

A continuación se presentan los resultados obtenidos al realizar la simulación con ANSOFT DESIGNER® y luego la posterior caracterización con el analizador de redes del filtro activo canalizado.

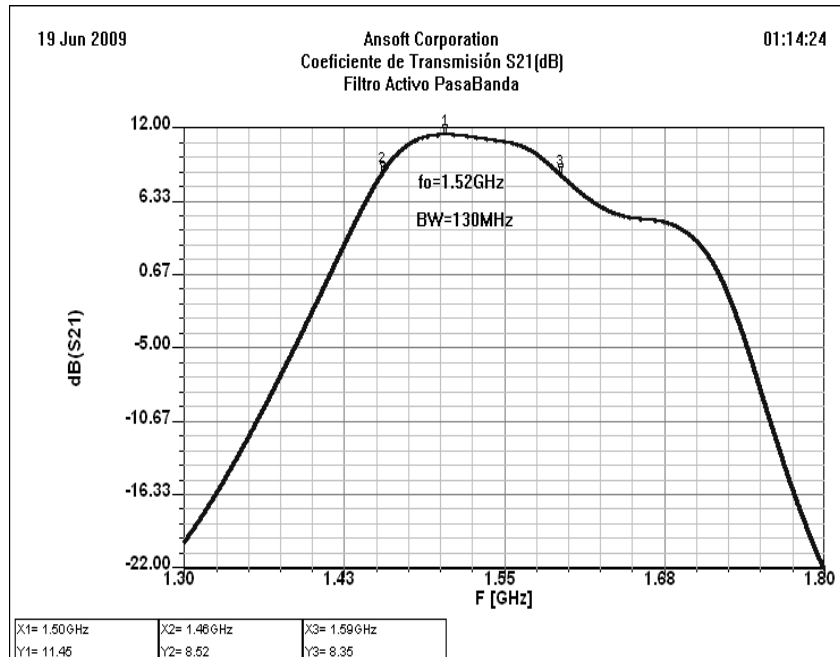


Figura 32: Coeficiente de Transmisión S_{21} (dB) del filtro activo canalizado 1.5GHz

Como se observa en la Figura 32, los puntos de 3dB obtenidos mediante la simulación circuital (y que determinan la frecuencia central de operación y el ancho de banda) se encuentran ubicados en 1.46GHz y 1.59GHz, obteniéndose de esta forma un ancho de banda de 130MHz que representa el 8.6% de la frecuencia central de operación de 1.52GHz.

Como se observa en la Figura 33, se obtuvo una figura de ruido NF(dB) alrededor de 6.31 dB, un valor aceptable ya que en este tipo de topologías los valores típicos de figura de ruido NF(dB) se encuentran en el orden de 6dB [7]

En la Figura 34 se puede observar que el factor de estabilidad MU es mayor a uno en todo el rango de frecuencia de operación, de lo cual se puede deducir que el circuito es incondicionalmente estable.

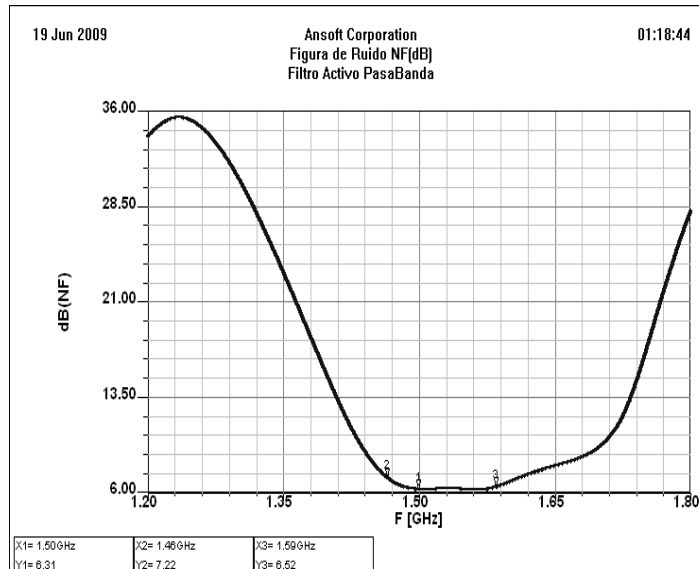


Figura 33: Figura de Ruido NF(dB) del Filtro Activo Canalizado

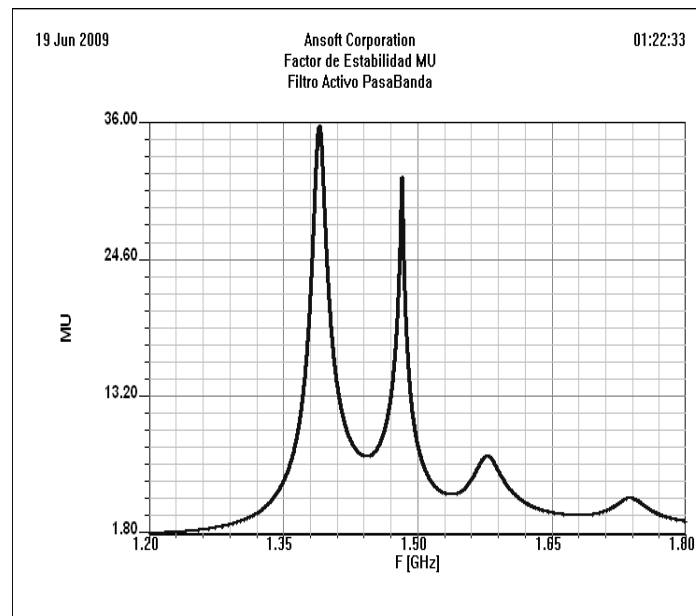


Figura 34: Factor estabilidad MU del filtro activo canalizado

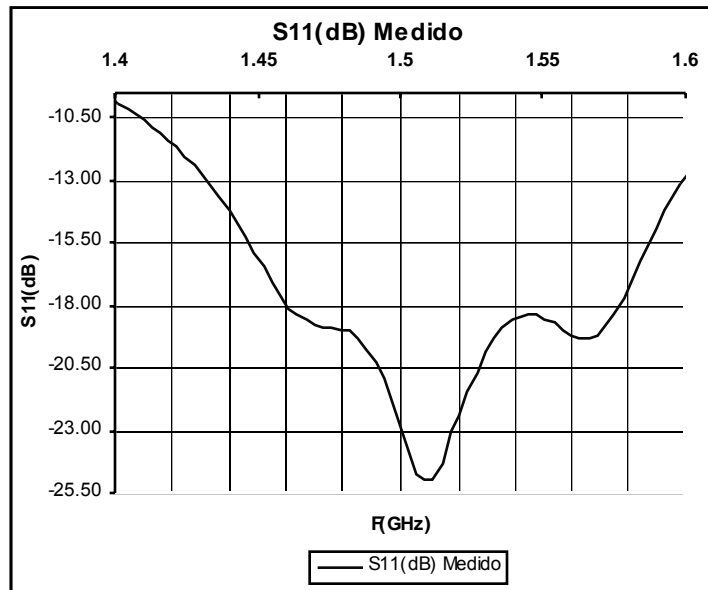


Figura 35: Coeficiente de Reflexión S₁₁(dB) Medido con Analizador de Redes

En la Figura 35 se observa que al realizar la medición con el analizador de redes se obtiene un coeficiente de reflexión S₁₁(dB) de -23dB para la frecuencia central de operación $f_0 = 1.52$ GHz, este es un valor óptimo de coeficiente de reflexión ya que al ser un valor mínimo, indica el bajo nivel de potencia reflejada hacia la carga.

En la Figura 36 se puede obtener la frecuencia central de operación del filtro activo canalizado a partir de los puntos de 3dB medidos con el analizador de redes, los puntos de 3dB se encuentran ubicados en 1.46GHz y 1.59GHz, obteniéndose de esta forma una frecuencia central de operación de 1.52GHz y un ancho de banda de 130MHz. Es de resaltar que con la simulación circuital también se obtuvo una frecuencia de operación de 1.52GHz y un ancho de banda de 130MHz, por lo que el comportamiento del filtro en la simulación circuital fue exacto al obtenido al caracterizar el circuito con el analizador de redes.

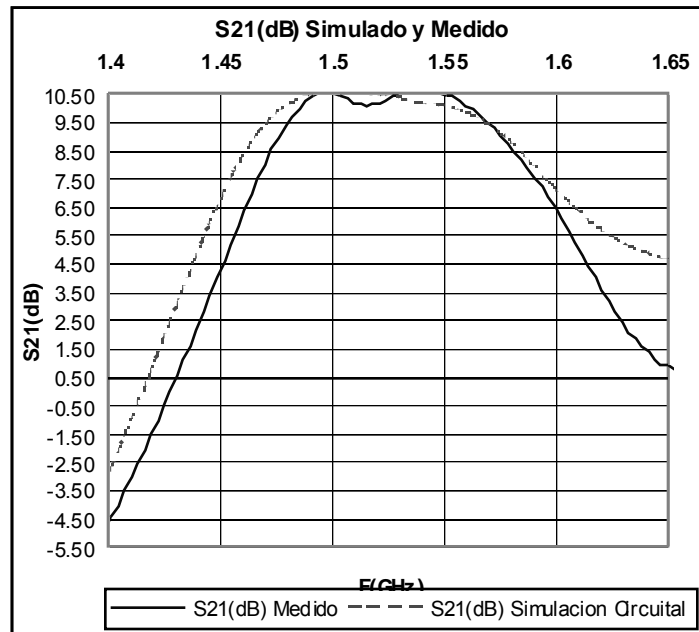


Figura 36: S_{21} (dB) Medido y S_{21} (dB) Obtenido en Simulación Circuital.

3.7 OTROS DISEÑOS REALIZADOS.

A continuación se presenta el proceso de análisis y diseño mediante la herramienta ANSOFT DESIGNER®, de un filtro activo canalizado de dos ramas, con una frecuencia central de 2.4GHz y un ancho de banda de 100MHz, se realizan los correspondientes análisis de los diferentes resultados y se presenta el circuito obtenido el cual tiene un tamaño de 11cmx12cm x0.7mm.

El primer paso es proceder a la síntesis de los dos filtros pasivos de diferente orden a la frecuencia de operación deseada, en nuestro caso se seleccionaron filtros de cuarto y quinto orden. Respecto a la selección del sustrato, se tuvo en cuenta el valor de la permitividad relativa del dieléctrico, ya que el escoger valores altos de permitividad permite minimizar significativamente el tamaño del circuito.

El valor de las pérdidas de cada uno de los filtros a la frecuencia central de operación, determinan la ganancia necesaria del amplificador de la rama principal y el de la secundaria, ya que las etapas de amplificación deben compensar la

diferencia de pérdidas entre los dos filtros pasivos de diferente orden y si se desea proveer una ganancia.

El sustrato ROGERS RO3010 seleccionado, tiene una permitividad relativa de 10.2 (considerada alta respecto a otros tipos de sustrato como el FR4 el cual tiene un $\epsilon_r=4.4$), se tiene un grosor de capa de cobre de 0.035mm y un espesor del dieléctrico de 0.635mm.

Se escogió para el diseño, la topología de filtros *Hairpin Tapped Input* ya que permite una disminución significativa del tamaño del circuito respecto a otros tipos de diseño, como el *Edge Coupled* o el diseño *Interdigital* [22].

A continuación se presenta el diseño de los filtros pasivos de cuarto y quinto orden, implementados en tecnología de microcintas en sustrato ROGERS RO3010®.

3.7.1 Diseño de Filtros Pasivos.

El filtro de cuarto orden se diseño para una frecuencia central de operación de 2.4GHz y un ancho de banda de 160MHz. El filtro *Hairpin* de cuarto y quinto orden fueron sintetizados mediante la herramienta de diseño de filtros que hace parte de ANSOFT DESIGNER®.

Es de anotar que es necesario llevar a cabo una simulación electromagnética del filtro sintetizado ya que la síntesis del mismo se hace a partir del modelo de simulación circuital y al trabajar en rangos altos de frecuencia se presentan corrimientos en la frecuencia de operación central o del mismo ancho de banda que deben ser corregidos en la simulación electromagnética.

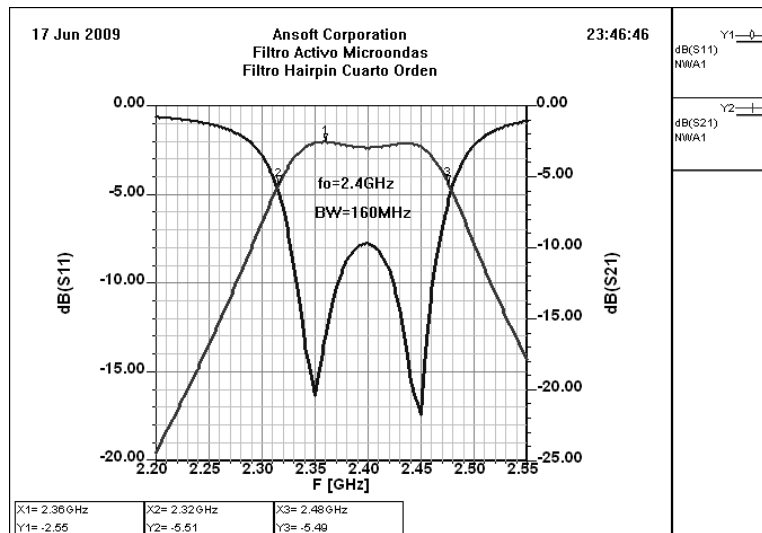


Figura 37: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{11} (dB) simulación electromagnética filtro *Hairpin* cuarto orden

En la Figura 37, se presentan los coeficientes de transmisión S_{21} (dB) y reflexión S_{11} (dB) obtenidos en la simulación electromagnética para el filtro de *Hairpin* de cuarto orden.

Como se puede observar de la gráfica, se presentan pérdidas por inserción de 2.97dB a la frecuencia central de operación de 2.4GHz

El filtro de quinto orden se diseño para una frecuencia central de operación de 2.4GHz y un ancho de banda de 90 MHz.

En la Figura 38, se presentan los coeficientes de transmisión S_{21} (dB) y reflexión S_{11} (dB) obtenidos en la simulación electromagnética del filtro *Hairpin* de quinto orden. Como se observa de la gráfica, se presentan perdidas de 4.43dB a la frecuencia central de operación de 2.4GHz.

Ya que existe una diferencia de 1.46dB entre las perdidas de los filtros pasivos de cuarto y quinto orden a la frecuencia de operación, las etapas de amplificación del filtro activo deben compensar esta diferencia de pérdidas.

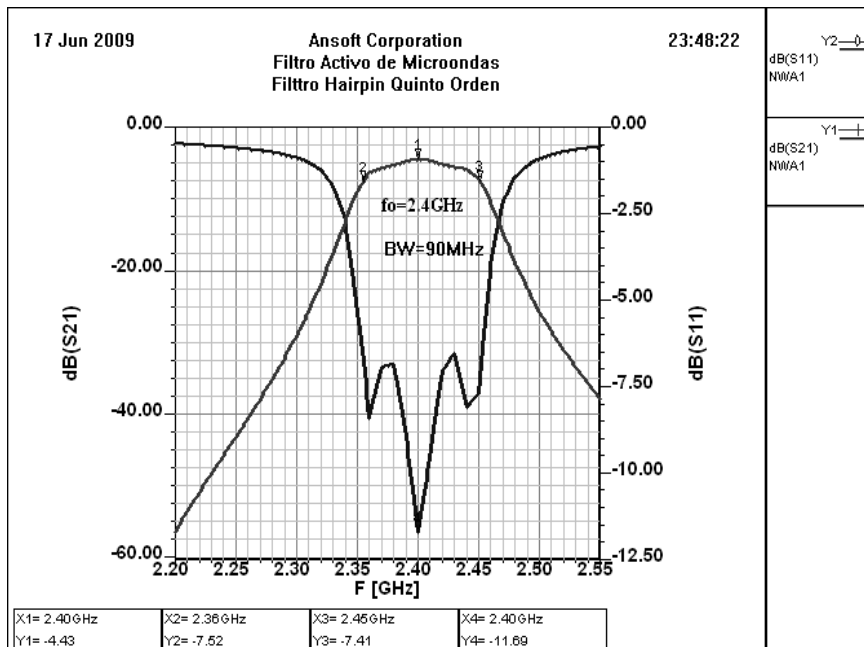


Figura 38: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{11} (dB) simulación electromagnética filtro *Hairpin* quinto orden.

En la Figura 39, se puede observar el *layout* o diseño en líneas de microcinta, que se obtuvo para el filtro *Hairpin* de quinto orden

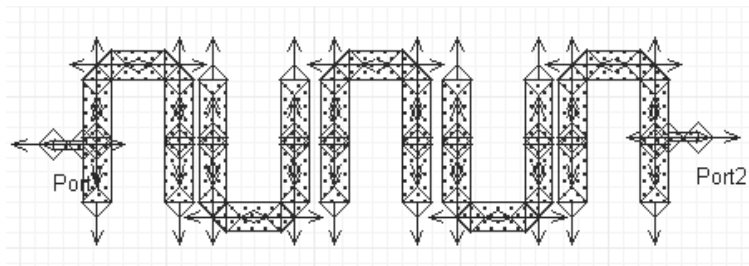


Figura 39: *Layout* del filtro *Hairpin* de quinto orden

3.7.2 Diseño Divisor de Potencia

A continuación en la Figura 40, se presentan los resultados de la simulación circuital y electromagnética para el acople *Branch Line*, el cual fue diseñado para una frecuencia de operación de 2.4GHz.

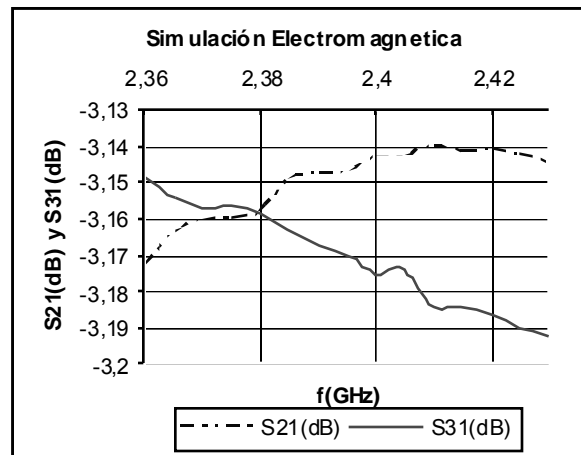


Figura 40: Coeficientes S_{21} (dB) y S_{31} (dB) acople *Branch-Line* simulación electromagnética

El dimensionamiento del acople *Branch Line* se muestra en la Figura 41, indicándose la impedancia característica y la longitud de cada una de las líneas (características que varían de acuerdo a la escogencia del sustrato).

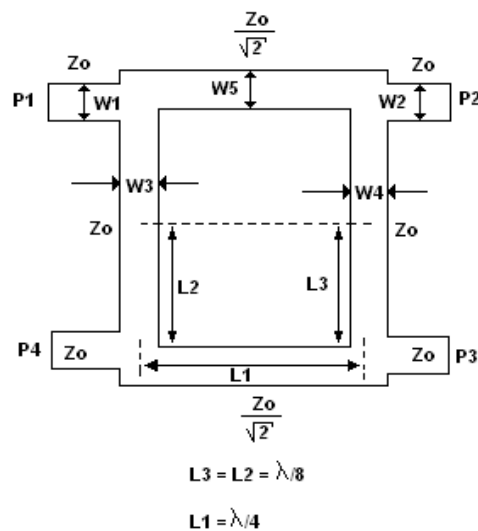


Figura 41: Acople tipo *Branch-Line*. Tomado de [21]

En la Figura 40 se puede observar que para la frecuencia central de operación $f_0=2.4\text{GHz}$, se obtienen coeficientes de transmisión de:

$$S_{21}(\text{dB}) = -3.14\text{dB}$$

$$S_{31}(\text{dB}) = -3.175\text{dB}$$

De esta forma se presenta un porcentaje de error aproximado del 3% respecto al valor de -3dB deseado para la frecuencia central de 2.4GHz.

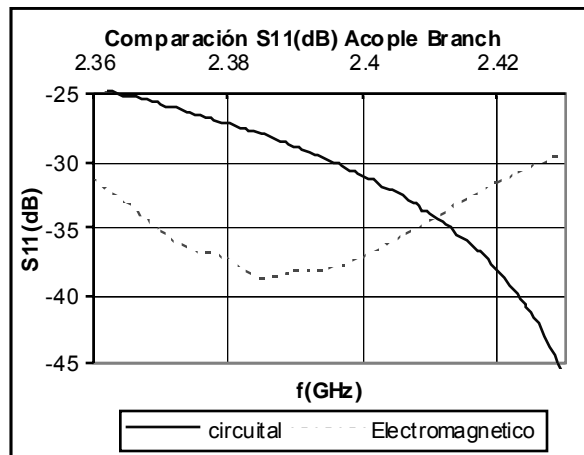


Figura 42: Coeficiente S_{11} (dB) acople *Branch-Line* simulación electromagnética

Como se observa en la Figura 42, se obtiene un coeficiente de reflexión S_{11} (dB) de -37.2 dB en la frecuencia central de operación $f_0 = 2.4$ GHz para la simulación electromagnética y de -31dB para la simulación circuital, estos valores indican el bajo nivel de potencia reflejada hacia la carga.

Aunque haya una diferencia de 6dB entre la simulación circuital y la electromagnética del coeficiente de reflexión S_{11} (dB), el carácter detallado de la simulación electromagnética para rangos superiores de frecuencia la hace más confiable que la simulación circuital.

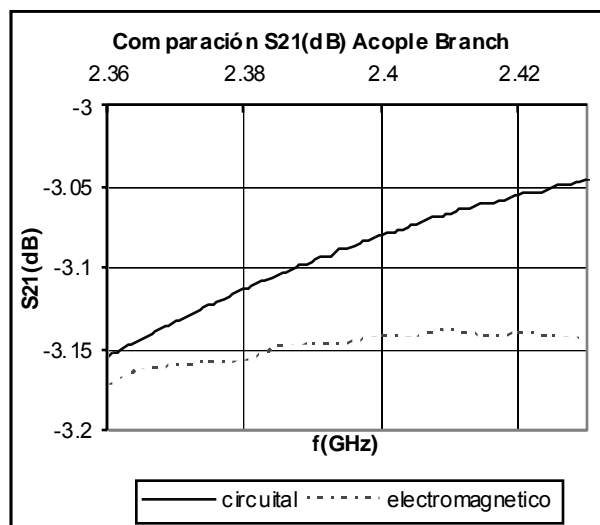


Figura 43: Coeficiente S_{21} (dB) acople *Branch-Line*

En la Figura 43 y la Figura 44, se muestra que existe una gran similitud entre la simulación circuital y la electromagnética, de hecho al observar la tabla de valores para el coeficiente de transmisión S_{21} (dB) y S_{31} (dB) de la simulación circuital y la electromagnética la diferencia es solo de décimas de decibeles.

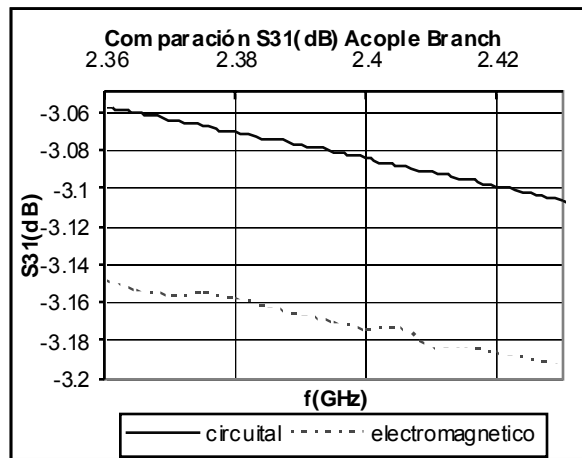


Figura 44: Coeficiente S_{31} (dB) simulación acople *Branch-Line*

3.7.3 Diseño de Amplificadores

Ya que los filtros pasivos tienen una diferencia en sus pérdidas por inserción de 1.46dB a la frecuencia de operación $f_0 = 2.4\text{GHz}$, las etapas de amplificación deben ser diseñadas de forma tal que la ganancia de la rama principal sea igual a la de la rama secundaria.

	Filtro Quinto Orden	Filtro Cuarto Orden	Diferencia entre filtro de Cuarto y Quinto Orden
Perdidas por inserción a 2.4GHz	4.43dB	2.97dB	1.46dB

	Amplificador rama principal	Amplificador Rama secundaria	Ganancia ideal Rama principal	Ganancia ideal Rama Secundaria	Diferencia de ganancia entre ramas sin pérdidas por inserción
Ganancia	10.26dB	9.54dB	$2 \times 10.26\text{dB} - 4.43\text{dB}$	$2 \times 9.54\text{dB} - 2.97\text{dB}$	1.44dB
Ganancia	10.26dB	9.54dB	16.09dB	16.11dB	1.44dB

Tabla 3: Diseño de las dos etapas de amplificación filtro canalizado a 2.4GHz

Al seleccionar un amplificador con ganancia de 10.26dB para la rama principal y otro de 9.54dB para la secundaria, se compensan las diferencias de pérdidas por inserción de ambos canales y se obtendrá a la salida del filtro activo (promediando la ganancia de ambos canales y sin tener en cuenta el efecto de los acoples y del comportamiento no ideal de los divisores de potencia) aproximadamente 16.1dB de ganancia, tal como se puede apreciar en la Tabla 3.

El transistor seleccionado para el diseño fue el BFP620 de INFINEON® el cual es un transistor NPN de RF para aplicaciones CDMA y WLAN de bajo ruido que permite obtener una máxima ganancia estable de 19.5dB a 2.4GHz y de 11dB para 6GHz.

3.7.4 Fabricación del Filtro Activo Canalizado a 2.4GHz

En la Figura 45 se puede observar el circuito del filtro activo canalizado, fabricado mediante tecnología de microcintas, haciendo uso del sustrato ROGERS RO3010.

El circuito fabricado presenta un tamaño de 11cm x 12cm x 0.7mm.

Normalmente para obtener el efecto de desacople del amplificador RF de la señal DC se hace uso de un stub radial (el cual se diseña para que a la frecuencia de operación se comporte como un corto circuito) gracias a una línea de transmisión de alta impedancia que funciona como transformador de $\lambda/4$, se obtiene el comportamiento deseado de circuito abierto y el efecto de desacople del amplificador RF (para la frecuencia de diseño $f_0 = 2.4\text{GHz}$) de la señal DC.

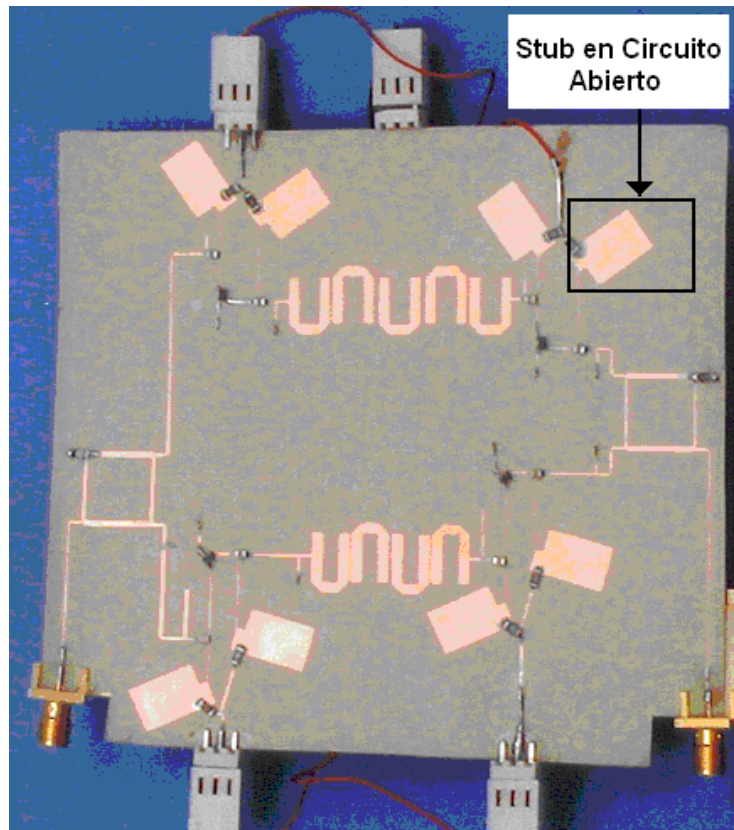


Figura 45: Fabricación filtro activo canalizado a 2.4GHz

Ya que para facilidad de diseño del *layout* es más fácil implementar el cortocircuito a la frecuencia de diseño haciendo uso de un *stub* en circuito abierto que con un *stub* radial (ya que este ocupa más espacio), se realiza la optimización del ancho y largo del *stub* en circuito abierto para que a la frecuencia de operación $f_0 = 2.4\text{GHz}$, este se comporte como un cortocircuito, esto es $Z_{11}=0$.

En la Figura 45 se puede observar la implementación del *stub* en circuito abierto.

En la Figura 46 y la Figura 47 se puede ver la configuración de la optimización llevada a cabo con la herramienta *optimetrics* de ANSOFT DESIGNER®.

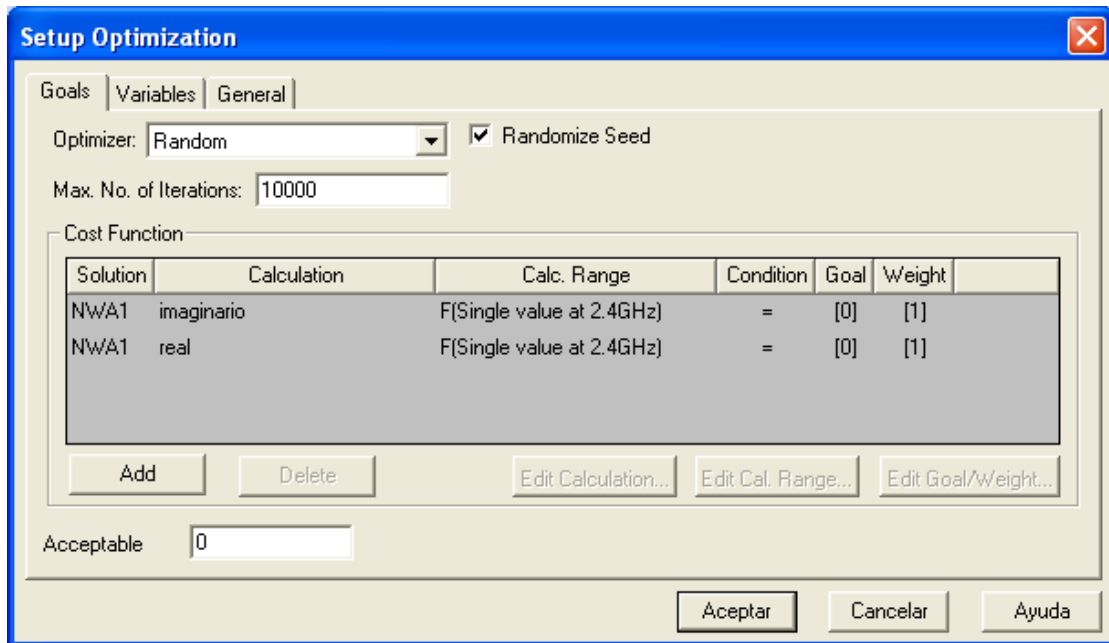


Figura 46: Optimización del stub en circuito abierto

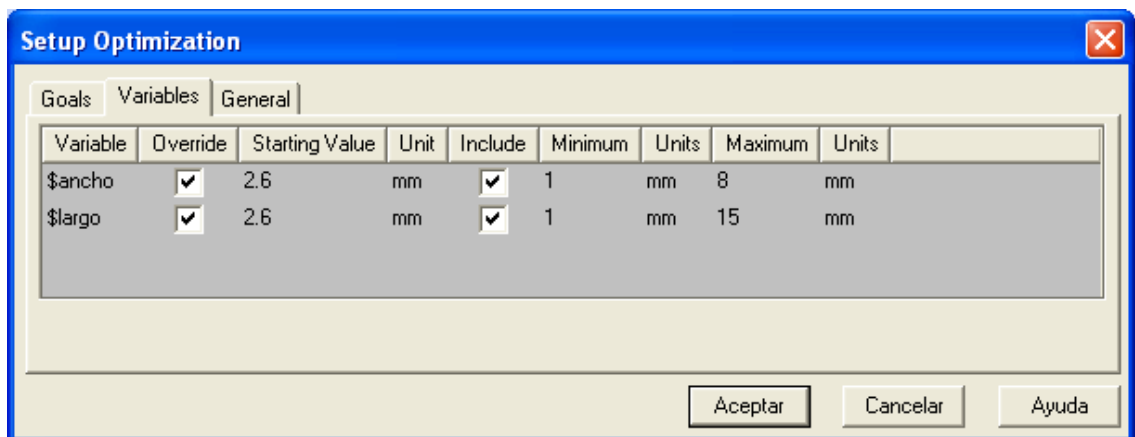


Figura 47: Optimización del stub en circuito abierto

3.7.5 Resultados obtenidos filtro canalizado a 2.4GHz.

A continuación se presentan los resultados obtenidos en la simulación con la herramienta ANSOFT DESIGNER® del filtro activo canalizado a 2.4GHz.

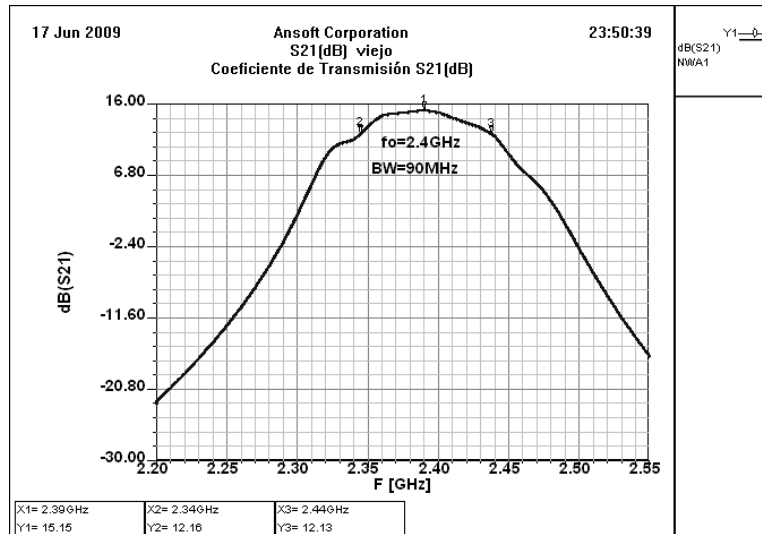


Figura 48: Coeficiente S_{21} (dB) filtro activo canalizado a 2.4GHz

Como se observa en la Figura 48, los puntos de 3dB (los cuales determinan la frecuencia central de operación y el ancho de banda) se encuentran ubicados en 2.35GHz y 2.45GHz respectivamente, obteniéndose de esta forma un ancho de banda de 100MHz, lo cual implica que este valor representa el 4% de la frecuencia central de operación. El filtro elaborado tiene aplicaciones prácticas, especialmente en sistemas de radiocomunicaciones en la banda IMS, ya que para los sistemas de comunicaciones inalámbricos se desean filtros con alta selectividad para rechazar las señales en bandas no deseadas y transmitir información por varios canales de banda angosta al mismo tiempo.

Como se observa en la Figura 49, se obtuvo una figura de ruido NF(dB) alrededor de 3.61dB, un muy buen valor ya que en este tipo de topologías los valores típicos de figura de ruido NF(dB) se encuentra en el orden de 6dB [8]

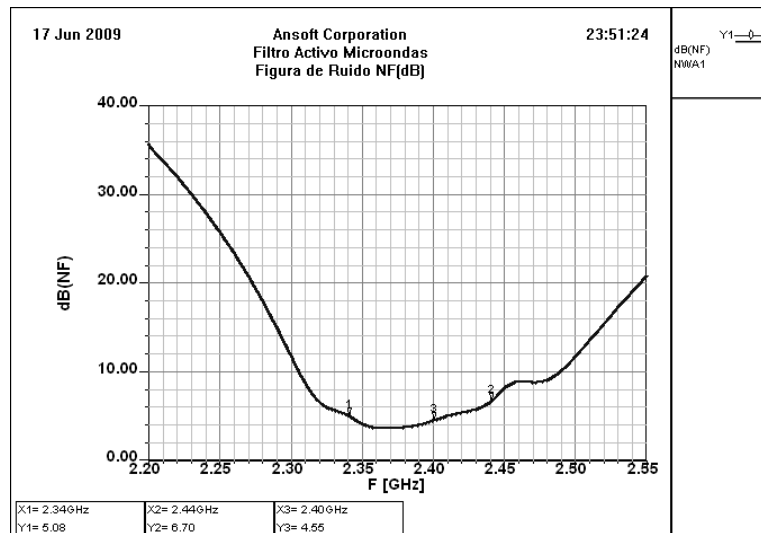


Figura 49: Figura de Ruido NF(dB) Filtro Activo Canalizado a 2.4GHz

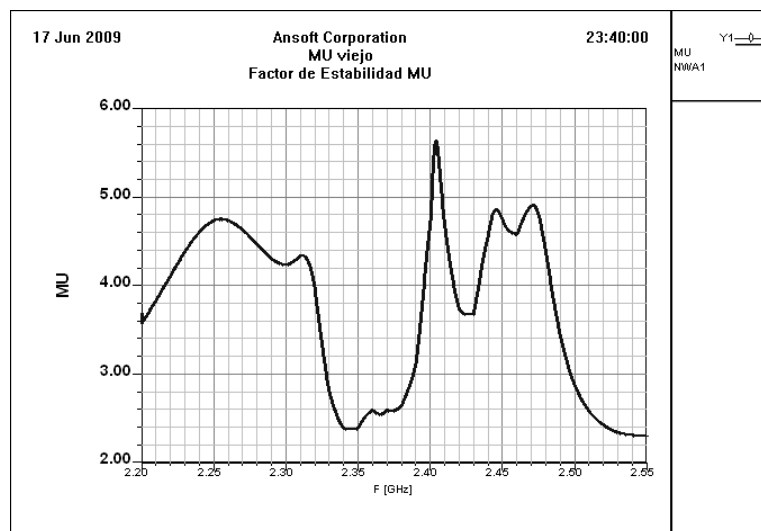


Figura 50: Factor estabilidad MU filtro activo canalizado a 2.4GHz

Como se puede observar en la Figura 50, el factor de estabilidad MU, es mayor a uno en todo el rango de frecuencia de operación, de lo cual se puede deducir que el circuito es incondicionalmente estable.

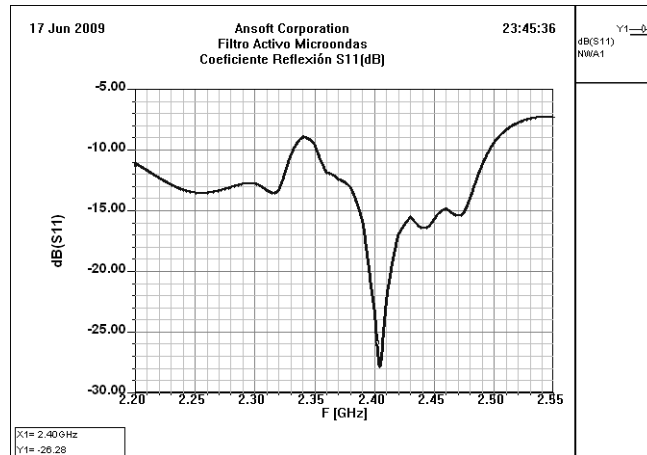


Figura 51: S_{11} (dB) filtro activo canalizado a 2.4GHz

Como se puede observar en la Figura 51, se obtiene un coeficiente de reflexión S_{11} (dB) de -26.38dB en la frecuencia central de operación $f_0 = 2.4$ GHz. Al tener el S_{11} (dB) un valor mínimo para la frecuencia de diseño es un valor óptimo pues hay un bajo nivel de potencia reflejado hacia la carga.

3.7.6 ANÁLISIS NO LINEAL

A continuación se presentan los resultados obtenidos al realizar un balance armónico para el análisis no lineal del filtro activo.

Como se puede observar en la Figura 52, los resultados del balance armónico implican una reducción del ancho de banda desde los 100MHz del análisis lineal a un valor de 90MHz para el análisis no lineal, lo cual obviamente implica un aumento de la selectividad del filtro activo (la cual es una de las principales características que permiten medir la calidad de funcionamiento de un filtro para sistema de transcepción).

Cabe anotar que aunque se presenta una reducción del ancho de banda, la frecuencia central de operación obtenida del análisis sigue siendo de 2.4GHz.

Por limitaciones en la disponibilidad de los componentes no se realizó la caracterización del circuito fabricado, la cual será llevada a cabo del interior del grupo de investigación GEST.

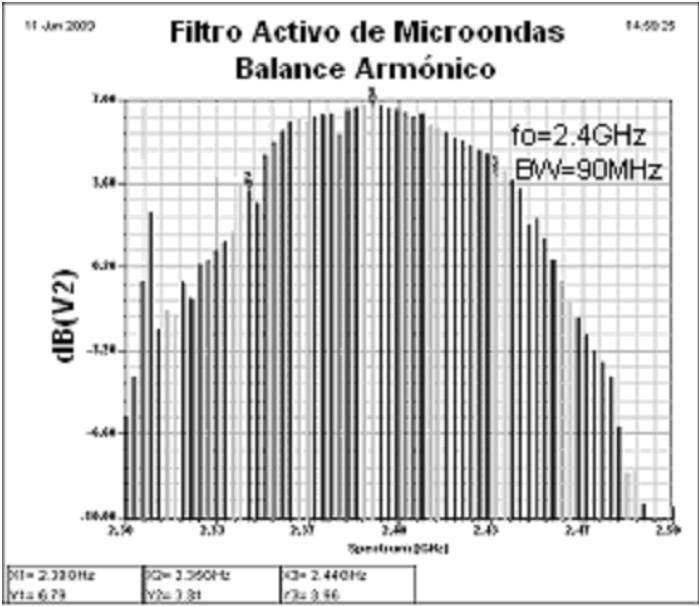


Figura 52: Análisis no lineal filtro activo a 2.4GHz

CONCLUSIONES

Una de las principales ventajas de los filtros activos canalizados al ser diseñados con herramientas CAD, es que se poseen suficientes grados de libertad para obtener la respuesta deseada pese a las imperfecciones de los componentes activos y pasivos.

La metodología de diseño de filtros activos canalizados es fácilmente implementable en tecnología MMIC cuando los filtros pasivos de la rama principal y secundaria son sintetizados mediante un modelo híbrido de parámetros concentrados y distribuidos.

Las herramientas de diseño CAD como ANSOFT DESIGNER® permiten obtener una gran exactitud en el modelamiento de diseños circuitales a alta frecuencia, con porcentajes mínimos de error

La gran ventaja del diseño de filtros activos haciendo uso de la metodología de filtros activos canalizados, subyace en la simplicidad de la topología, la cual puede ser implementada haciendo uso de diversas configuraciones, ya sea en la etapa de división de potencia, donde se puede hacer uso de acoples *Branch Line*, tipo *Lange Coupler* o divisor en anillo, o en la etapa de filtros pasivos, donde se puede hacer uso de elementos concentrados, distribuidos o un modelo híbrido entre los dos anteriores, por último las etapas de amplificación pueden ser diseñadas de acuerdo a las especificaciones requeridas para el diseño (por ejemplo bajo ruido o óptimos niveles de acople).

4 ANEXOS

A. OBTENCIÓN FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA S_{21} DEL DISEÑO EN CASCA DA

En las Figuras 53, 54, 55 y 56 se puede observar el proceso para la obtención del voltaje de salida V_o del filtro activo con topología en cascada y en las ecuaciones (14) hasta (22) se puede observar el procedimiento para obtener el coeficiente de transmisión S_{21} del mismo.

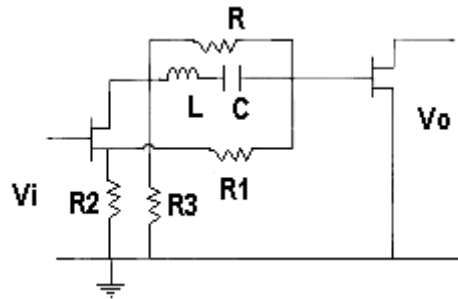


Figura 53: Obtención de función de transferencia diseño en cascada I. Tomado de [11]

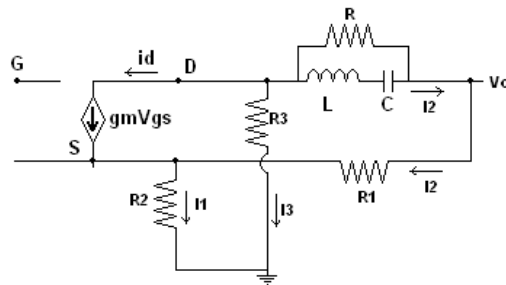


Figura 54: Obtención de función de transferencia diseño en cascada II

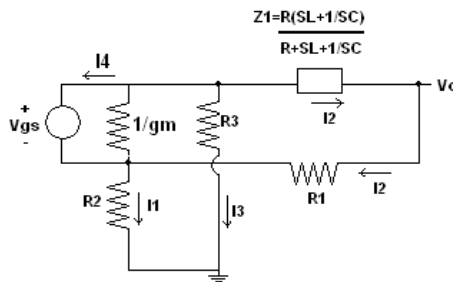


Figura 55: Obtención de función de transferencia diseño en cascada III

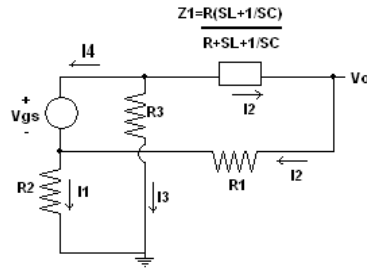


Figura 56: Obtención de función de transferencia diseño en cascada IV

$$R_2 = R_3 \quad (14)$$

$$R = R_1 \quad (15)$$

$$V_o = V_{gs} \frac{(R - Z_1)}{2(Z_1 + R)} \quad (16)$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(R - Z_1)}{(Z_1 + R)} \quad (17)$$

$$Z_1 = \frac{R(SL + 1/SC)}{R + SL + 1/SC} \quad (18)$$

$$A_v = \frac{(R/2L)S}{S^2 + (R/2L)S + 1/LC} \quad (19)$$

$$S21 = 2A_v \quad (20)$$

$$S21 = 2 * \frac{(R/2L)S}{S^2 + (R/2L)S + 1/LC} \quad (21)$$

La función de transferencia que se deseaba sintetizar es la siguiente

$$S21 = 2 * \frac{(\omega\omega/q)S}{S^2 + (\omega\omega/q)S + \omega\omega^2} \quad (22)$$

B. FILTROS IMPLEMENTADOS MEDIANTE MODELO HÍBRIDO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS Y DISTRIBUIDOS

En la Figura 57 se pueden observar algunos de los filtros implementados mediante un modelo híbrido de parámetros concentrados y distribuidos publicados [17]

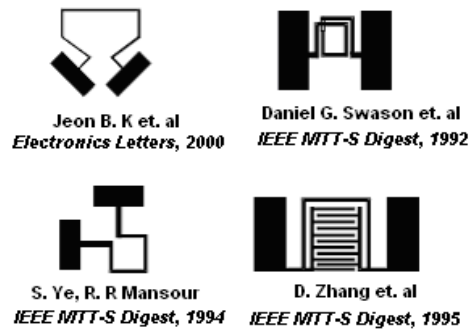


Figura 57: Modelo híbrido parámetros concentrados. Tomado de [17]

La Figura 58 que sigue a continuación, muestra un filtro pasabanda en topología tubular, como se puede observar de la figura, la red pi de capacitores es realizada usando dos parches de microcinta acoplados en paralelo [24].

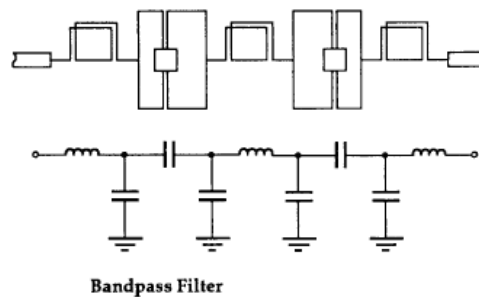


Figura 58: Modelo híbrido parámetros concentrados. Tomado de [23]

C. Diseño de un amplificador de Banda Ancha.

Ya que se desea que el comportamiento de la función de transferencia sea lo más plana posible en la banda pasante, es necesario llevar a cabo el diseño de un amplificador de banda ancha o tipo *broadband*, la síntesis de un amplificador con estas características es obtenida básicamente mediante la adición de retroalimentación en el transistor, mediante resistores en serie y paralelo como se puede observar en la Figura 59 [25].

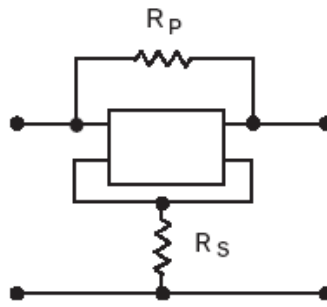


Figura 59: Esquemática amplificador banda ancha. Tomada de [24]

A continuación se presentan las ecuaciones de diseño [24]:

$$R_p \cong Z_o (1 + G_{AMP}) \quad (23)$$

$$R_s \cong \frac{Z_o^2}{R_p} - \frac{2Z_o}{|S_{21L}|} \quad (24)$$

$$G_{AMP} = 10^{\frac{G_{dBAMP}}{20}} \quad (25)$$

Siendo:

- S_{21L} la magnitud de la ganancia básica del transistor a la frecuencia más baja que aplique al amplificador.
- G_{dBAMP} la ganancia en decibeles deseada [24]

BIBLIOGRAFIA

- [1]M. Ito, K. Maruhashi, S. Kishimoto and K. Ohata. "60- GHz-Band Coplanar MMICActive Filters". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 52, No 3, March 2004.
- [2]I. C. Hunter, L. Billonnet, B. Jary and P. Guillon. "Microwave Filters, Applications and Technology". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 50, No 3, March 2002.
- [3]K. Fan, C. Weng, Z. Tsai, H. Wang, S. Kang. "K-Band MMIC Active Band-Pass Filters". IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol 15, No 1, January 2005.
- [4]E. Krantz and G. Branner. "Active Microwave Filters with Noise Performance Considerations". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 42, No 7, July 1994.
- [5]H. Ezzedine, L. Billonnet, B. Jary and P. Guillon. "Optimization of Noise Performance for Various Topologies of Planar Microwave Active Filters Using Noise Wave Techniques". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 46, No 12, December 1998.
- [6]K. Kageyama, K. Saito, H. Murase, H. Utaki and T. Yamamoto. Tunable Active Filters Having Multilayer Structure Using LTCC". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 49, No 12, December 2001.
- [7]C. Rauscher, "Two-Branch Microwave Channelized Active Bandpass Filters" IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 3, March 2000
- [8]C. Rauscher. "Microwave Channelized Active Filters-Modular Approach to Achieving Compactness and High Selectivity". IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 1, January 1996
- [9]Roberto G. García, José I. Alonso, " Diseño, construcción y medida de un filtro canalizado activo paso-banda de tres ramas a 2.5GHz". Universidad Politécnica de Madrid, 2004.
- [10]Roberto Gómez-García, César Briso-Rodríguez and José I. Alonso, *Theoretic Analysis and Design Procedure of Two-Branch Microwave Channelized Filter Design*, Proceedings of the 32th European Microwave Conference, pp. 673-676, Milan (Italy), September 2002.
- [11]S. E. Sussman-Fort. "Design Concepts for Microwave GaAs FET Active Filters". IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol 37. NO. 9. September 1989.
- [12]S. E. Sussman-Fort. "A Realization of a GaAs FET Microwave Active Filter", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 10, October 1990.
- [13]C. Rauscher. "Microwave Active Filters Based. On Transversal and Recursive Principles", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, No. 12, December 1985.

- [14]R. Gómez, C. Rodríguez, M. Mahfoudi, J. Alonso. "MMIC Aunable Transversal Bandpass Active Filter at 9-12GHz". 11th GAAS Symposium, Universidad Politécnica de Madrid, Munich 2003.
- [15]C. W. Jutzi, Microwave Bandwidth Active Transversal Filter Concepts with MESFETs, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 19, pp 760-767, Sep 1971.
- [16]C. Rauscher. "Active Microwave Filters with Noise Performance Considerations". IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol 4, No 7. July 1994.
- [17]H. Su. "Superconducting Microwave Filters and Delay Lines", Dept. of Electronic, Electrical and Computer Engineering, University of Birmingham, 20 April 2004.
- [18]Pettenpaul, Kapusta, Weisgerber, Mampe, Luginland, And Wolff. "CAD Models of Lumped Elements on GaAs up to 18 GHz". IEEE MTT-S, VOL 36, NO 2. February 1988
- [19]E. Thibodeau, F. Boone, J. Beauvais, A. Houle, " Design of a Microwave Channelized Active Filter for MMIC ". Université de Sherbrooke, Sherbrooke, Canada, 2003.
- [20]Guillermo Gonzalez. "Microwave Transistor Amplifiers", Prentice Hall, 1997, pags327-330
- [21]David M. Pozar, "Microwave Engineering", University of Massachusetts, Second Edition, Edit Wiley, 1998 , pag 379-383
- [22]G. Matthaei, N. Fenzi, R. Forse, S. Rohlfing. "Hairpin-Comb Filters for HTS and Other Narrow-Band Applications". IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques Vol. 45, No. January 1997
- [23]D. Swanson, "Thin-film lumped-element microwave filters," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, June 1989, pp. 671–674.
- [24]Rowan Gilmore and Les Besser. "Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems". Volume II. Artech House. London 2003.