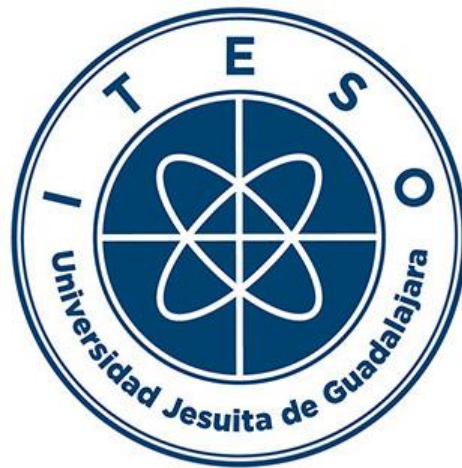


Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Occidente

Reconocimiento de validez oficial de estudios de nivel superior según acuerdo secretarial 15018, publicado en el Diario Oficial de la Federación del 29 de noviembre de 1976.

Departamento de Electrónica, Sistemas e Informática
Maestría en Diseño Electrónico



Reporte de Formación Complementaria en Área de Concentración en Alta Frecuencia

TRABAJO RECEPTACIONAL que para obtener el **GRADO** de
MAESTRO EN DISEÑO ELECTRÓNICO

Presenta: **ERNESTO MORALES GUERRERO**

Asesor **JOSE LUIS CHÁVEZ HURTADO**

Tlaquepaque, Jalisco. 23 de abril de 2019.

Contenido

Introducción	1
1 Resumen de los proyectos realizados	2
1.1 SIMULACIÓN DE UN SENSOR DE PULSO CARDIACO CON WINSPICE.	3
1.1.1 Introducción	3
1.1.2 Desarrollo.....	3
1.1.4 Resultados	4
1.1.4 Conclusiones	5
1.2 FILTRO RECHAZA BANDA EN TECNOLOGÍA DE MICROCINTA	6
1.2.1 Introducción	6
1.2.2 Desarrollo.....	6
1.2.3 Resultados	10
1.2.4 Conclusiones	11
1.3 OPTIMIZACIÓN DE UN FILTRO PASA BANDA USANDO AMPLIFICADORES COMERCIALES ..	12
1.3.1 Introducción	12
1.3.2 Desarrollo.....	12
1.3.3 Resultados	14
1.3.4 Conclusiones	16
2. Conclusiones	17
Apéndices	18
A. SIMULACIÓN DE UN SENSOR DE PULSO CARDIACO CON WINSPICE.....	19
B. FILTRO RECHAZA BANDA EN TECNOLOGÍA DE MICROCINTA	29
C. OPTMIZACIÓN DE UN FILTRO PASA BANDA USANDO AMPLIFICADORES COMERCIALES	54

Introducción

En el mundo de la tecnología de hoy en día, se observa que la industria de las comunicaciones, tales como la radio, los celulares, la televisión, las conexiones inalámbricas, el GPS, así mismo como la industria de semiconductores y de medicina están teniendo la necesidad cada día más de tener una mayor cantidad de aplicaciones de alta frecuencia. Los dispositivos utilizados en estas nuevas tecnologías cuentan con filtros, amplificadores, acopladores etc. En particular el diseño de un filtro es fundamental ya que con este regula el paso de cierto intervalo de frecuencia ya sean altas o bajas para el cual el dispositivo fue diseñado.

En el presente documento engloba los resultados de los proyectos realizados para el área de concentración de Diseño Electrónico en Alta Frecuencia impartido en la institución ITESO basado en tres principales materias:

- Métodos de Simulación de Circuitos Electrónicos
- Diseño Electrónico en Alta Frecuencia
- Modelado y Diseño de Circuitos Basado en Optimización

En particular, los proyectos seleccionados enlazan conocimientos sobre el diseño, análisis, simulación y la optimización de un filtro. Dichos proyectos presentan una introducción a como se construye un filtro en herramientas CAD tales como Winspice, Aplac y Sonnet, herramientas las cuales fueron de gran aporte en la obtención de resultados confiables y muy completos. Así mismo se presenta el diseño de un filtro rechaza banda en tecnología microcinta y la optimización de filtros en dispositivos electrónicos comerciales.

1 Resumen de los proyectos realizados

El primer proyecto por presentar llamado “Simulación de un sensor de pulso cardiaco con Winspice” fue realizado en la materia de Métodos de Simulación de Circuitos Electrónicos el cual se basó en diseñar y desarrollar un sensor a través de la implementación de un código en la herramienta de Winspice. Dicha simulación engloba todas las fases electrónicas que el sensor requiere. Los resultados obtenidos podrían ser aprovechados posteriormente para algún proyecto comercial.

El segundo proyecto denominado “Filtro Rechaza Banda en Tecnología Microcinta” corresponde a la materia de Diseño Electrónico en Alta Frecuencia en el cual con ayuda de herramientas de Aplan y Sonnet se desarrolla un filtro rechaza banda Chebyshev de tercer orden con frecuencia central de 3.4GHz.

El tercer proyecto por exponer es titulado “Optimización de un Filtro Pasa Banda usando Amplificadores Comerciales” el cual fue desarrollado en la materia de Modelado y Diseño de Circuitos Basado en Optimización. En dicho proyecto, con ayuda de Winspice y Matlab se optimiza la respuesta de un filtro pasa banda con frecuencia central de 38kHz usando los amplificadores comerciales LM324 y uA741.

1.1 Simulación de un sensor de pulso cardiaco con Winspice.

1.1.1 Introducción

Un sensor de pulso cardiaco está basado en un sensor piezo film, dos seguidores de tensión, dos filtros de primer orden (uno paso alto y otro paso bajo) y una única etapa de amplificación mediante una configuración no inversora. El objetivo de este trabajo es diseñar el funcionamiento de un sensor de pulso cardiaco a través de la plataforma de Winspice. En el proyecto se explica cada fase del sensor, empezando por el cálculo de los valores de los componentes, para así posteriormente hacer su simulación con base al código fuente de Winspice.

1.1.2 Desarrollo

El sensor piezoeléctrico se puede modelar como una fuente de tensión con un condensador en serie. La sensibilidad de este circuito vendrá limitada por la constante de carga eléctrica piezoeléctrica que es $k = 2.3 \text{ pC/N}$, el sensor viene dado por 1 cm^2 de área y un dieléctrico de 1 mm . Tomando en cuenta que simularemos una fuerza de 10 g el voltaje de salida será simulado de 0.23 mV (1-1).

1-1

$$V = \frac{kf}{C} = \frac{kfx}{\epsilon_0 \epsilon_r A} = 0.23 \text{ mV}$$

Para el cálculo del filtro pasa altas y pasa bajas fijamos la frecuencia de corte en 0.5 Hz , ya que el rango de frecuencia en la que actúa una señal de pulso sanguíneo es entre 0.5 y 5 Hz , además se fijó el valor de C_1 y C_2 en $2.2 \mu\text{F}$, por lo cual obtenemos el valor de R_2 y R_3 . (1-2).

1-2

$$R = \frac{1}{2\pi f C} = 150 \text{ k}\Omega$$

1.1 SIMULACIÓN DE UN PULSO CARDIACO CON WINSPIICE

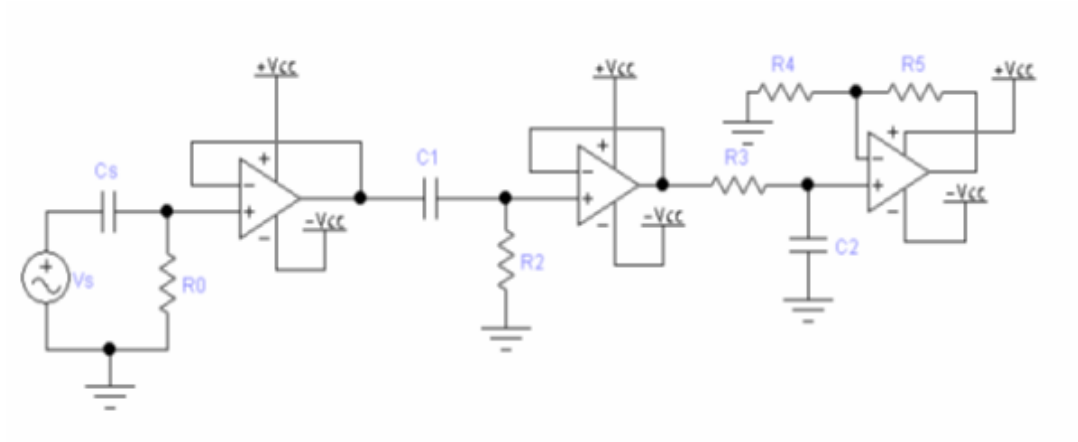


Fig. 1-1-2-1 Esquemático de sensor de pulsos cardiacos realizado con una fuente de tensión, un filtro pasa baja, un filtro pasa baja y un amplificador no inversor.

En caso del amplificador no inversor el valor de los componentes de esta etapa serán los que determinarán la ganancia total del circuito, por lo cual se decidió que el circuito tenga una ganancia aproximada de 10 por lo que se fijaron los valores de las resistencias en $R_4 = 1 \text{ K}\Omega$ y $R_5 = 10 \text{ K}\Omega$ (1-3).

1-3

$$V_o = V_i \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right)$$

1.1.4 Resultados

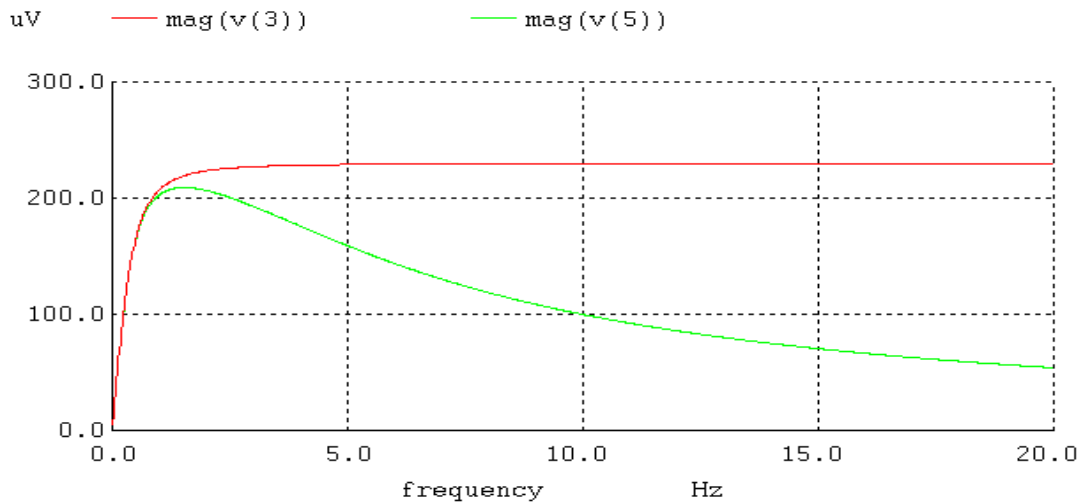


Fig. 1-2-3-1 Línea roja describe el comportamiento de V_o para el filtro pasa altas mientras que línea verde describe el comportamiento de V_o para el filtro pasa bajas

1.1 SIMULACIÓN DE UN PULSO CARDIACO CON WINSPIICE

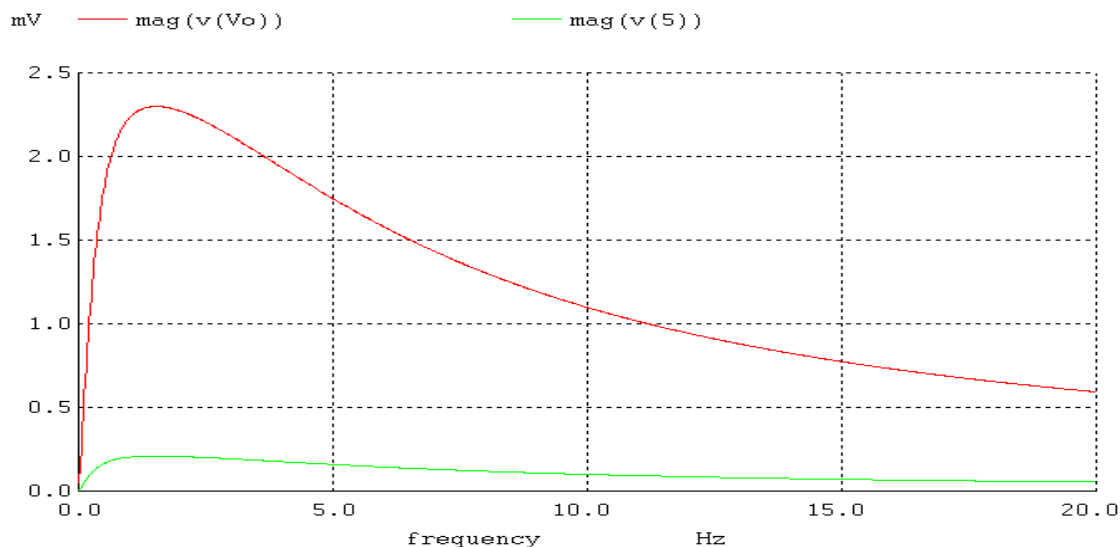


Fig. 1-1-3-2 Línea roja describe el comportamiento de V_o al final del amplificador por lo que línea verde describe el comportamiento de V_o para el filtro pasa altas

1.1.4 Conclusiones

El objetivo principal de este proyecto fue la verificación de un sistema electrónico bastante básico por medio de la creación un código fuente de Winspice. En este código se realizó la declaración inicial de cada componente donde se menciona su rama y su nodo al que están conectados internamente así mismo como el valor de cada uno de los componentes. Se demuestra que en un simple código se logra simular todas las etapas del sensor de pulsos cardiacos, en el cual se realizaron diferentes simulaciones para la obtención de un gráfico y un comportamiento confiable.

Este diseño con otro acoplamiento digital podría ser aprovechado para detectar el ritmo cardíaco, muestrearlo y mostrarlo al usuario en cualquier interfaz electrónica. Cabe resaltar que para lograr este acople se tendría que mejorar el sistema de amplificación ya que el actual diseño nos entrega valores de salida muy pequeños.

1.2 Filtro Rechaza Banda en Tecnología de Microcinta

1.2.1 Introducción

En los servicios de microondas los equipos utilizados como celulares, televisión, localizadores satelitales, radios etc., se deben utilizar ciertos dispositivos que conectados entre sí determinen su funcionamiento y capacidades. Estos dispositivos normalmente cuentan con filtros, amplificadores, acopladores, resonadores. En particular un filtro es un dispositivo que permite el paso de cierto intervalo de frecuencia para el cual fue diseñado, y es el que limita el intervalo de frecuencias donde puede funcionar.

En este trabajo se va a documentar el proceso de diseño, construcción y funcionamiento de un filtro rechaza banda en tecnología microcinta en el cual se va a utilizar unos programas especializados en simulación electromagnética tales como Aplan y Sonnet. El filtro seleccionado fue un filtro rechaza banda Chebyshev de tercer orden con frecuencia central de 3.4GHz y un ancho de banda fraccional de 5%, además de contar con una respuesta de frecuencia de 0.1db Chebyshev, una impedancia de referencia de 50Ω y estar fabricado con base a Rogers RO4003 ($h=0.81mm$; $cladding=0.5oz$; $er=3.55$)

1.2.2 Desarrollo

Una microcinta es una línea de transmisión que consiste en una franja de metal y de un plano de tierra metálico separados por un dieléctrico, la cual se construye sobre una placa de metal. Esa se muestra en la figura 1.2.1.1 (a) y (b).

Donde h = Espesor del sustrato [m].

Wm = Ancho de la franja de metal [m].

t = Espesor de la franja de metal [m]

\mathcal{E} = Permitividad dieléctrica del sustrato [F/m].

1.2 FILTRO RECHAZA BANDA EN TECNOLOGÍA DE MICROCINTA

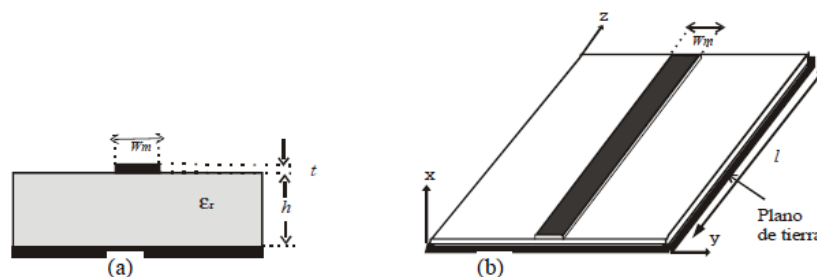


Fig. 1-2-2-2 Microcinta. (a) Vista frontal (b) Vista lateral

Normalmente ϵ se expresa en múltiplos de la permitividad dieléctrica del vacío $\epsilon_0 = 8.854e^{-12}$ F/m², por lo que se define el parámetro de permitividad dieléctrica relativa dado por la ecuación (2-1).

$$\epsilon_r = \frac{\text{Permitividad del medio}}{\text{Permitividad del vacío}} = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (2-1)$$

La impedancia característica Z_0 de la microcinta es función de ϵ_r , h , W_m . Las ecuaciones para el cálculo de Z_0 son la siguientes (2-2):

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{(60/\sqrt{\epsilon_e}) \ln(8h/w_m + w_m/4h)}{120\pi} & \text{para } w_m/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [w_m/h + 1.393 + 0.667 \ln(w_m/h + 1.444)]} & \text{para } w_m/h \geq 1 \end{cases} \quad (2-2)$$

Donde ϵ_e es la permitividad dieléctrica efectiva y está dada por (2-3):

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w_m}} \quad (2-3)$$

La razón $\frac{w_m}{h}$ está dada por (2-4):

$$\frac{w_m}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } w_m/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } w_m/h > 2 \end{cases} \quad (2-4)$$

Las constantes A y B se calculan con (2-5)

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (2-5)$$

$$B = \frac{0.377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

1.2 FILTRO RECHAZA BANDA EN TECNOLOGÍA DE MICROCINTA

Los filtros Chebyshev son filtros cuya característica es que en la banda de paso presenta máximos y mínimos, pero en la banda de rechazo no presenta oscilaciones sino una respuesta plana. El número de máximos depende del orden del filtro, siendo el orden del filtro 2 veces la cantidad de máximos que presente; así, un filtro Chebyshev de tercer orden presentara un máximo y un medio. Un orden mayor también representa una atenuación más rápida. La atenuación que presentan los mínimos se le conoce como rizo y es igual a la atenuación de la frecuencia de corte.

Un filtro rechaza banda permite la transferencia de energía de la fuente hasta la carga en dos bandas de frecuencia, una desde $f=0$ hasta la frecuencia de corte inferior, y otra desde la frecuencia de corte superior a una frecuencia infinita.

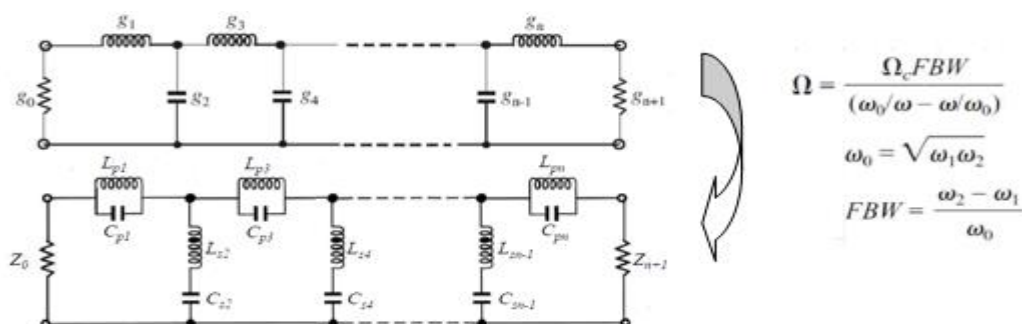


Fig. 1-2-2-3 Transformación de filtro rechaza bandas

$$L_p = \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \gamma_0 g \quad L_s = 1 / (\omega_0^2 C_s)$$

$$C_p = 1 / (\omega_0^2 L_p) \quad C_s = \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0}$$

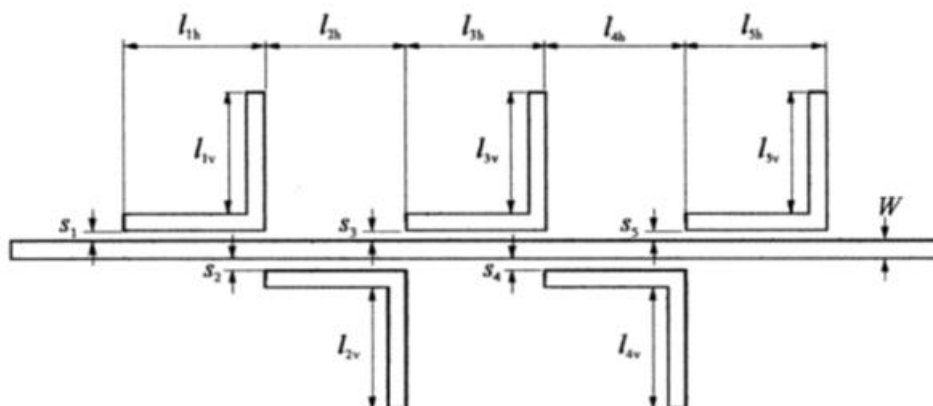


Fig. 1-2-2-3 Transformación de filtro rechaza bandas usando resonadores L

1.2 FILTRO RECHAZA BANDA EN TECNOLOGÍA DE MICROCINTA

La fórmula que relaciona el valor de X_x / Z_0 se muestra en la Figura 1-2-1-3 (a). Para realizar la extracción de parámetros X / Z_0 en cada simulación de un “S” específico se utilizó el método descrito en la Figura 1-2-1-3 (b).

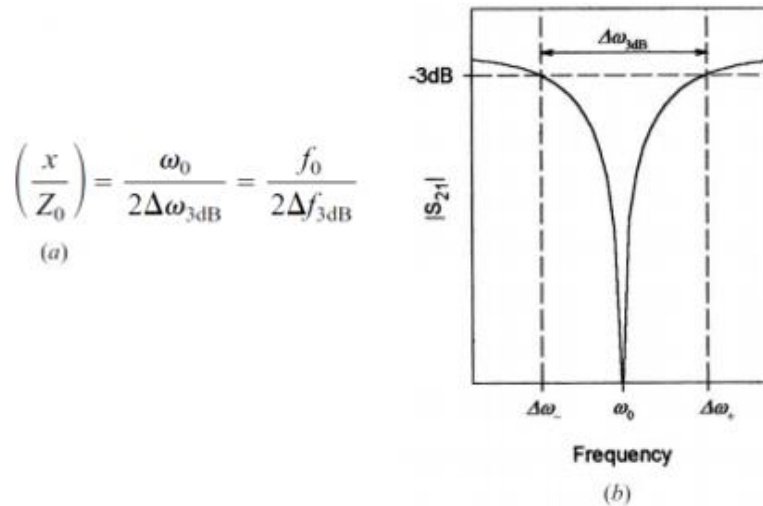


Fig. 1-2-2-4 (a) Fórmula para relacionar x/Z_0 y la respuesta en frecuencia. (b) Ejemplo de medición.

Un barrido en S para cada resonador fue realizado para así encontrar los puntos donde X_x/Z_0 se acercará a nuestros resultados esperados.

Los valores obtenidos para realizar la integración de los tres resonadores son:

- S1= 0.162 mm
- S2= 0.133 mm
- S3= 0.162 mm

1.2 FILTRO RECHAZA BANDA EN TECNOLOGÍA DE MICROCIANTA

1.2.3 Resultados

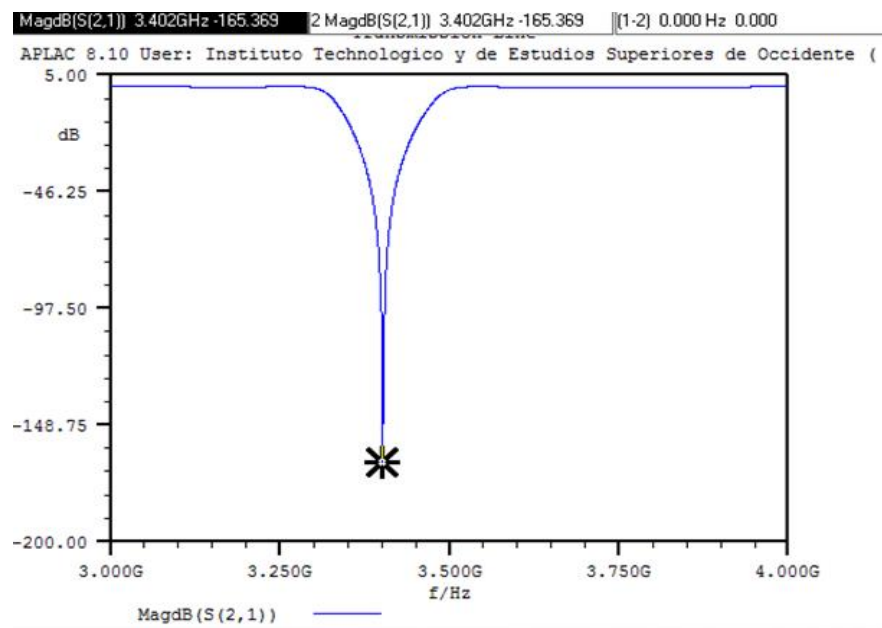


Fig. 1-2-3-1 Respuesta en frecuencia central a 3.4GHz del filtro rechaza bandas simulado en Aplan

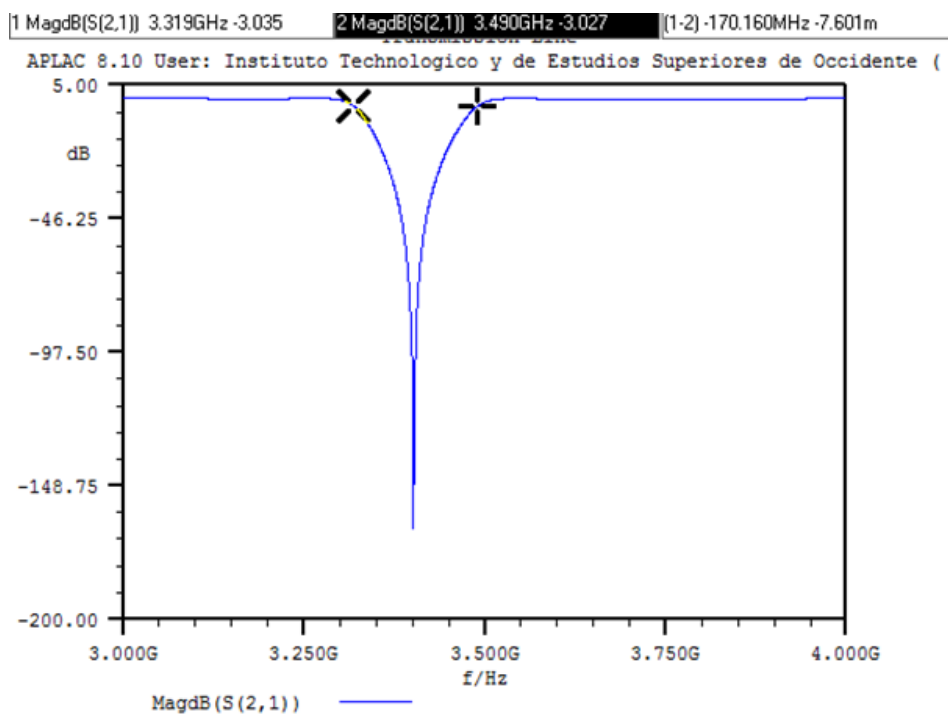


Fig. 1-2-3-2 FBW del filtro rechaza bandas Chebyshev 3^{er} orden

1.2 FILTRO RECHAZA BANDA EN TECNOLOGÍA DE MICROCINTA

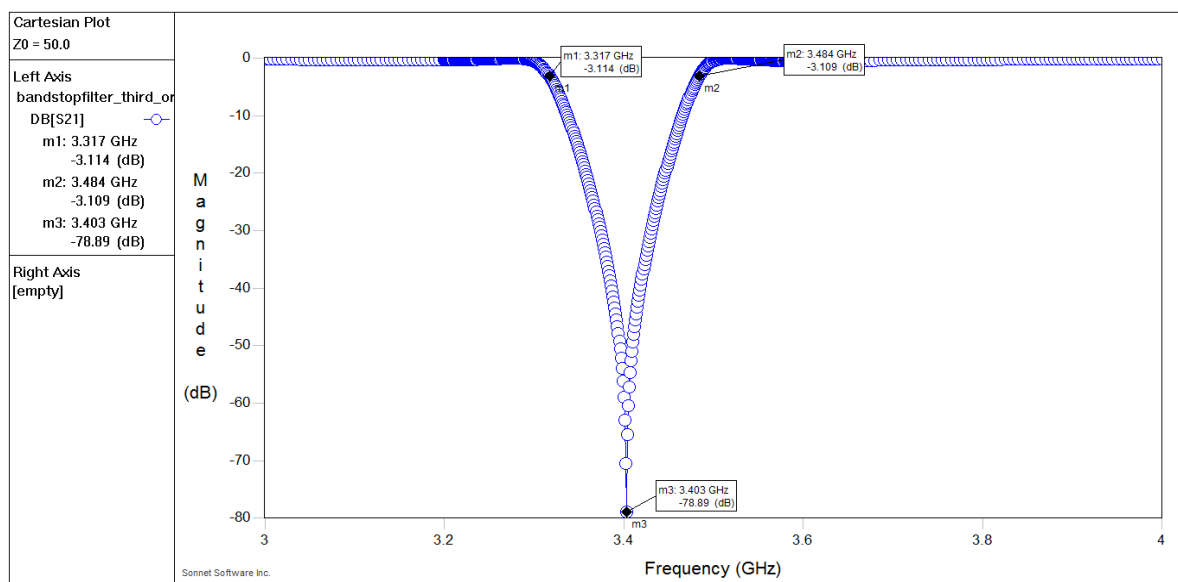


Fig. 1-2-3-4 Respuesta en frecuencia central a 3.4GHz del filtro rechaza bandas simulado en Sonnet

1.2.4 Conclusiones

Durante el desarrollo de la práctica en APLAC se tuvieron que hacer ajustes finos en los valores de S para así cumplir con los requerimientos establecidos. La frecuencia central está directamente relacionada con la longitud del resonador y a lo largo de las pruebas se tuvo que estar ajustando la longitud total del resonador para obtener la frecuencia central deseada y de lo contrario la distancia “ S ” es el parámetro que más influencia tiene en el FBW. Además, cabe destacar que es de suma importancia la impedancia de las líneas de transmisión y también así del resonador por lo que el parámetro destacado es “ W ” dada las características del substrato

El diseño en SONNET difiere un poco contra los resultados de APLAC, se atribuye este comportamiento a que APLAC no existe un componente que simule enteramente el acoplamiento de una “ L ”; por lo tanto, el codo que une el brazo inferior con el brazo superior de la “ L ” no se acopla en la simulación. En cambio, en SONNET se realiza el diseño en “ $LAYOUT$ ” de la figura completa “ L ”, teniendo así más área de acoplamiento y por lo tanto el área cubierta es mayor y difieren los resultados.

1.3 Optimización de un filtro pasa banda usando amplificadores comerciales

1.3.1 Introducción

El objetivo de este proyecto es que con la ayuda de las herramientas Winspice y Matlab se logra el diseño y la optimización de respuesta de un filtro pasa banda usando dos amplificadores operacionales muy comunes en el mercado de la electrónica

El proyecto se basa en el diseño de un filtro pasa banda con una frecuencia central de 38 kHz; -3db es localizado entre 34.8 – 41.1 kHz y una ganancia de $H = 1$. El filtro es diseñado con amplificadores comerciales tales como LM324 y uA741. El rendimiento del filtro deberá ser optimizado de tal forma que su funcionamiento sea igual a un amplificador ideal. La técnica de extracción de parámetros por medio de la formulación Manhattan y Chebyshev son los encargados de optimizar la respuesta de los amplificadores.

1.3.2 Desarrollo

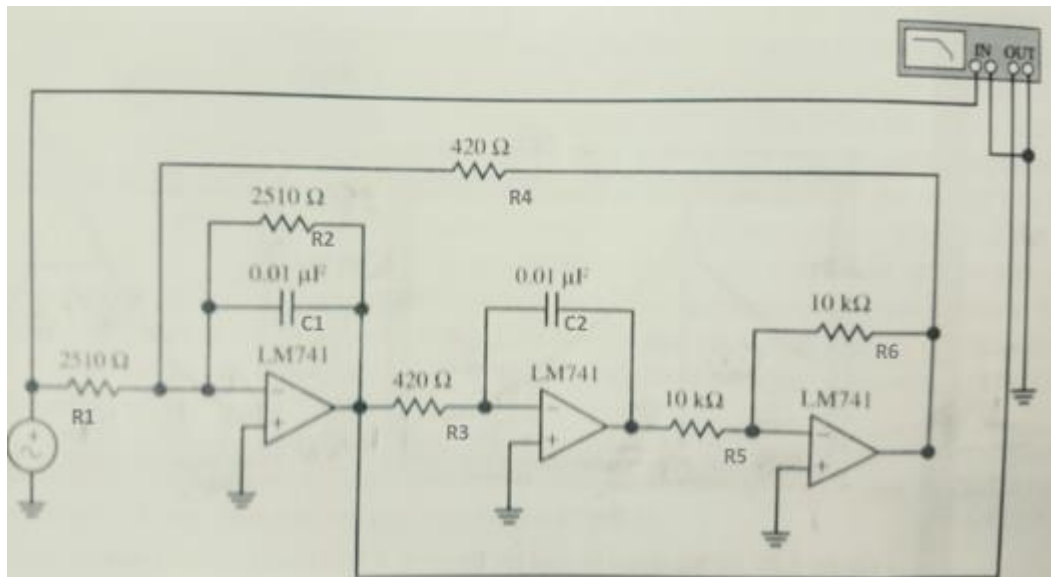


Fig. 1-3-2-1 Filtro pasa banda el cual consiste en dos amplificadores integradores y un amplificador inversor. La variable $s = j\omega$, donde $\omega = 2\pi f$. El denominador especifica la frecuencia ω_0 y el factor Q

1.3 OPTIMIZACIÓN DE UN FILTRO PASA BANDA USANDO AMPLIFICADORES COMERCIALES

La solución del filtro pasa banda se muestra a continuación:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{38 \text{ kHz}}{41.1 \text{ kHz} - 34.8 \text{ kHz}} \approx 6 \quad 3-1$$

$R_3 = R_4$ y $C_1 = C_2$ se determina la frecuencia central ω_0 y eligiendo $C_1 = C_2 = 0.01 \mu\text{F}$, entonces;

$$R_3 = R_4 = \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{10^6 \Omega}{(0.01)(2\pi)(38000)} = 419 \quad 3-2$$

$$R_1 = R_2 = QR_3 = (6)(419 \Omega) = 2.513 \text{ k}\Omega.$$

El inversor tiene dos resistencias iguales de $10 \text{ k}\Omega$

Con base a los resultados obtenidos, se realizó una primera simulación en Winspice, donde se evalúa tres diferentes amplificadores operacionales: amplificador ideal, LM324 y uA741. Los resultados se muestran a continuación:

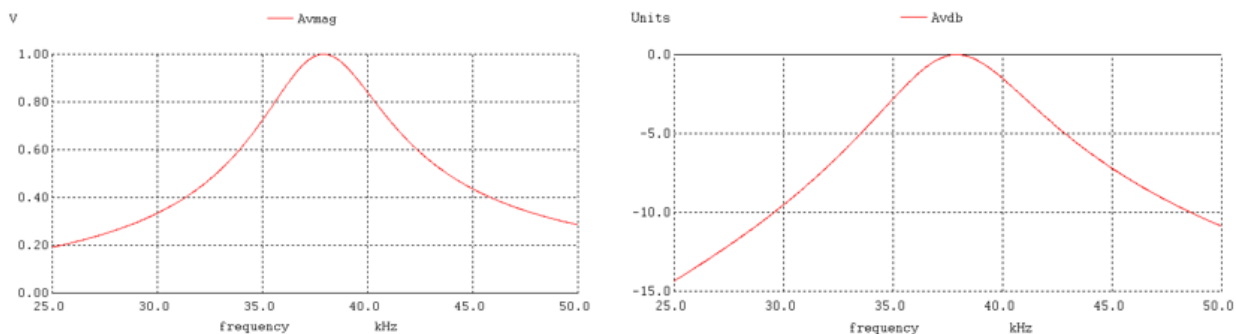


Fig. 1-3-2-1 Resultados en Magnitud y en dB para un amplificador ideal

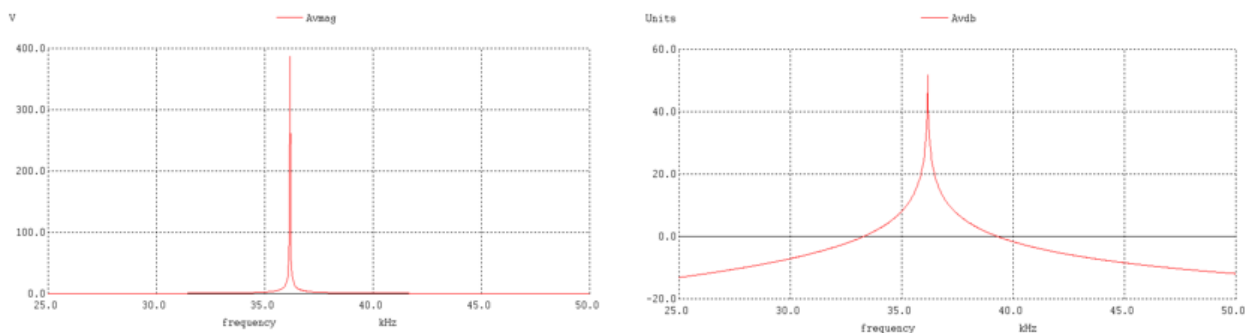


Fig. 1-3-2-2 Resultados en Magnitud y en dB para un amplificador LM324

1.3 OPTIMIZACIÓN DE UN FILTRO PASA BANDA USANDO AMPLIFICADORES COMERCIALES

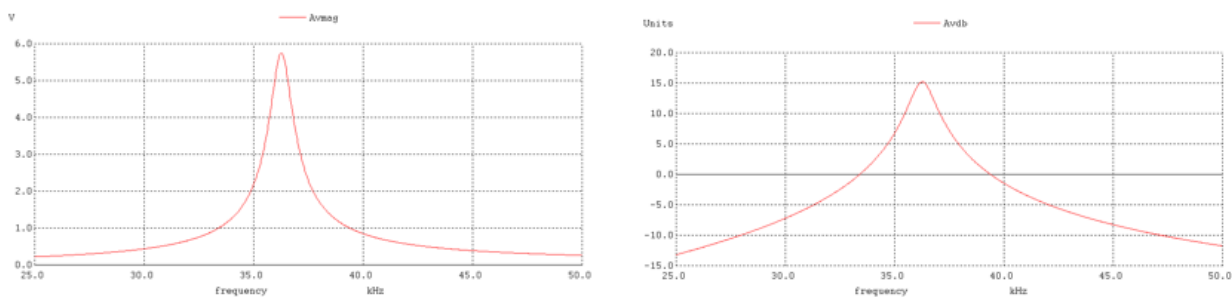


Fig. 1-3-2-2 Resultados en Magnitud y en dB para un amplificador uA741

Los resultados obtenidos usando LM324 y uA741 son muy lejanos a los esperados, solamente el comportamiento del amplificador ideal cumple con las expectativas; por lo cual, la técnica de extracción parámetros Manhattan y Chebyshev fue necesaria para así poder optimizar la respuesta de los amplificadores comerciales.

1.3.3 Resultados

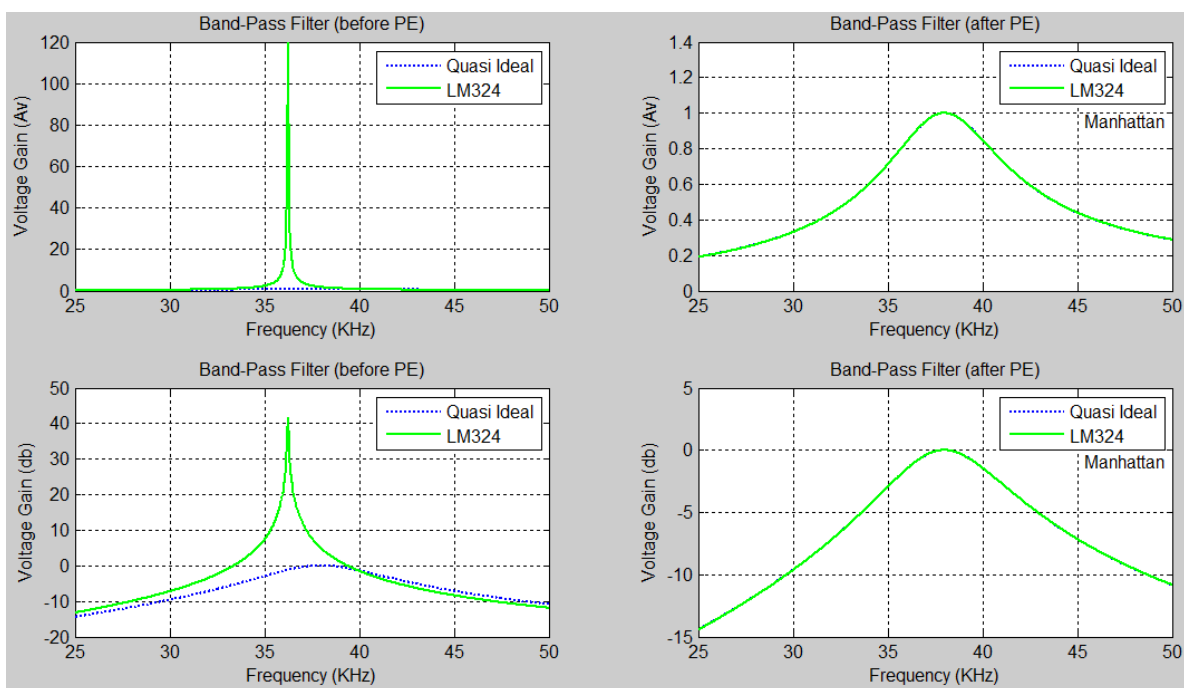


Fig. 1-3-3-1 Respuesta en Magnitud y dB para amplificador LM324 usando 1001 puntos de frecuencia utilizando la formulación de Manhattan

1.3 OPTIMIZACIÓN DE UN FILTRO PASA BANDA USANDO AMPLIFICADORES COMERCIALES

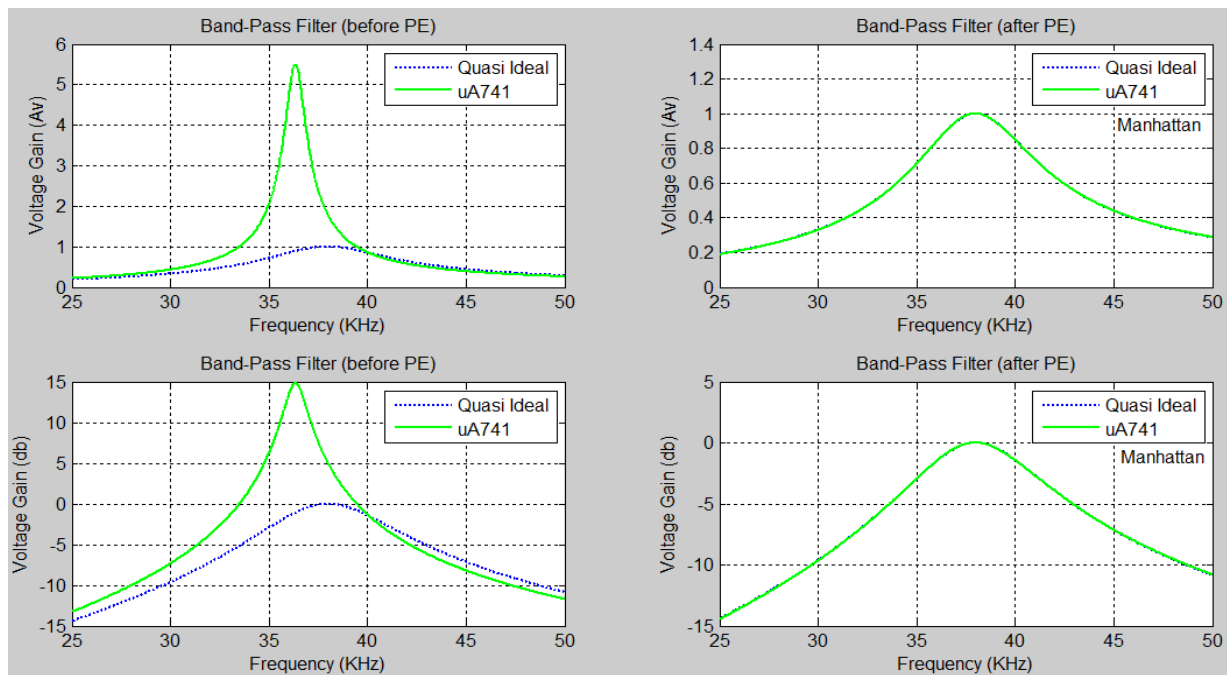


Fig. 1-3-3-2 Respuesta en Magnitud y dB para amplificador uA741 usando 1001 puntos de frecuencia utilizando la formulación de Manhattan

LM324 - 1001 frequency points						
Formulation	(X0)	x	Iter	FunEval	EF	e (x)= R(x)- R ^t
Manhattan	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.104645050775599 Kohms R2 = 9.572674187842953 Kohms R3 = 1.512789848126070 Kohms R4 = 95.750133986318900 ohms	200	347	1	1.345E-04
Chebyshev	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.862538931783651 Kohms R2 = 9.107116099218438 Kohms R3 = 368.3026194416281 ohms R4 = 432.4174522703145 ohms	269	465	1	6.188E-02

Fig. 1-3-3-3 Valores iniciales y finales optimizados para cada componente del amplificador LM324

uA741 - 1001 frequency points						
Formulation	(X0)	x	Iter	FunEval	EF	e (x)= R(x)- R ^t
Manhattan	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.250405507603623 Kohms R2 = 4.966572709271956 Kohms R3 = 966.3301858474654 ohms R4 = 158.5590946506528 ohms	131	232	1	7.708E-04
Chebyshev	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 3.821714507915704 Kohms R2 = 3.461899297741675 Kohms R3 = 218.7081777030232 ohms R4 = 723.0286041571841ohms	281	477	1	1.572E-01

Fig. 1-3-3-4 Valores iniciales y finales optimizados para cada componente del amplificador uA741

1.3 OPTIMIZACIÓN DE UN FILTRO PASA BANDA USANDO AMPLIFICADORES COMERCIALES

1.3.4 Conclusiones

El objetivo de este proyecto fue alcanzado ya que, implementando la norma de Manhattan, la respuesta del filtro optimizada en comparación con la respuesta inicial fue claramente mejorada, los valores de las resistencias fueron optimizados de tal forma que se logró obtener una respuesta muy parecida al amplificador ideal.

La normal de Chebyshev también brindó una mejoría significativa pero su optimización no fue tan buena como Manhattan. El amplificador LM324 fue optimizado ampliamente comportándose muy parecido al amplificador ideal. El amplificador uA741 no fue optimizado tanto como el LM324 pero en ambos los resultados fueron muy satisfactorios.

2. Conclusiones

El presente documento engloba solamente una pequeña parte de todo el conocimiento adquirido a lo largo del estudio de esta maestría. Los tres documentos anteriormente descritos presentan la conclusión de una formación profesional retadora dedicada al amplio mundo del diseño electrónico en alta frecuencia. El aprendizaje que uno se lleva como estudiante es amplio, retador y a su vez motivante para seguirse preparando en futuros programas complementarios. La meta fue cumplida en cada uno de los proyectos donde se demuestra que la teoría puede ser aplicada a la práctica y una vez obteniendo algunos resultados estos aún pueden ser optimizados.

Con estos proyectos se logró incrementar el aprendizaje sobre la codificación en WinSpice y Matlab, así como el desarrollo de ciertas habilidades para la realización de bancos de pruebas en los diferentes simuladores como AplaC y Sonnet para así obtener un mejor análisis y una mejor optimización de dichos resultados. El desarrollo y análisis de un filtro es un tema muy extenso pero algunos conceptos básicos fueron detallados en dichos proyectos presentados independientemente en la tecnología en la cual fueron desarrollados.

Apéndices

A. SIMULACIÓN DE UN SENSOR DE PULSO CARDIACO CON WINSPIICE

INTRODUCCIÓN

El objetivo de este trabajo es diseñar el funcionamiento de un sensor de pulso cardiaco a través de la plataforma de WinSpice. Este proyecto englobará los conocimientos obtenidos dentro del curso “Métodos de simulación de circuitos electrónicos” impartido por el Dr. Ernesto Reyes dentro de la institución del ITESO.

De esta forma los resultados de la simulación se podrán utilizar para posteriormente adaptarlo a un sistema digital y crear un prototipo real. En este proyecto solo será estudiado el sistema analógico, el cual consistirá en la simulación de un sensor piezo filme con dos seguidores de tensión, dos filtros de primer orden (uno paso alto y otro paso bajo) y una única etapa de amplificación mediante una configuración no inversora.

El proyecto fue elegido por el auge que ha tenido en la medicina moderna la utilización de los instrumentos electrónicos para medir las variables fisiológicas del ser humano. La bioingeniería, como aplicación de los principios de la ingeniería para entender, controlar o modificar sistemas biológicos, desarrolla métodos de medida cada vez más complejos y a su vez menos invasivos, que proporcionan mayor fiabilidad en el diagnóstico.

MARCO TEÓRICO

1. Descripción de circuito

1.1 Sensor:

El efecto piezoeléctrico consiste en la aparición de una polarización eléctrica en un material al deformarse bajo la acción de un esfuerzo. Es un efecto reversible de modo que, al aplicar una diferencia de potencial eléctrico entre dos caras de un material piezoeléctrico, aparece de una deformación.

La piezoelectricidad (del griego piezein, "estrujar o apretar") es un fenómeno que ocurre en determinados cristales que, al ser sometidos a tensiones mecánicas, en su masa adquieren una polarización eléctrica y aparecen una diferencia de potencial y cargas eléctricas en su superficie.

El efecto piezoeléctrico tiene las siguientes limitaciones:

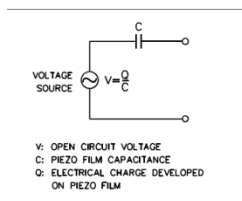
- Al ser cargado el condensador (material piezoeléctrico) por efecto de una fuerza constante aplicada al material, la carga adquirida inicialmente será drenada tarde que temprano a tierra, por esto, los sensores piezoeléctricos no responden a excitaciones en corriente continua.
- Los materiales piezoeléctricos presentan un pico de frecuencia muy alto, por lo tanto, esto obliga a trabajar por debajo de la frecuencia de resonancia del sensor.
- Existe una gran dependencia entre la banda pasante del sensor y la sensibilidad de éste.
- La impedancia de salida del sensor es muy alta. Capacitancia muy pequeña con alta resistencia de fugas. Presentando problemas para su acondicionamiento.

Ventajas de los sensores piezoeléctricos.

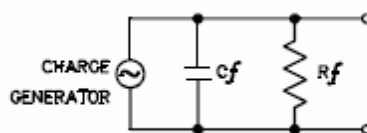
- Alta sensibilidad
- Bajo costo
- Alta rigidez mecánica

De acuerdo con estas definiciones fue por la cual se llegó a la conclusión de que como transductor utilizaremos un sensor de tipo piezoeléctrico. La finalidad de este sensor es proporcionarnos una carga (energía eléctrica) a partir de la deformación (energía mecánica) que sufrirá debido al impulso producido por el bombeo de sangre arterial (pulsaciones).

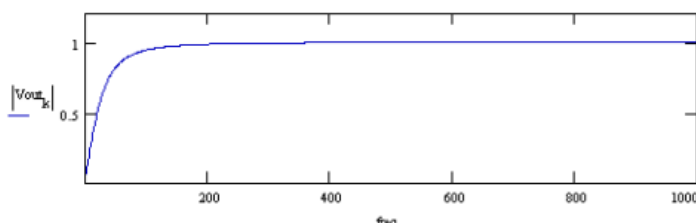
El sensor se puede modelar de dos formas distintas: como una fuente de corriente en paralelo con un condensador y una resistencia o bien, como una fuente de tensión con un condensador en serie.



a) Modelo de tensión del sensor



b) Modelo de corriente del sensor



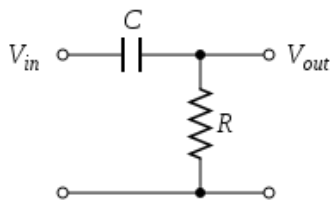
c) Respuesta en frecuencia del sensor en magnitud

Como se observa un sensor piezoeléctrico está compuesto de una capacitancia y una resistencia de fuga, la cual hace que su impedancia de salida sea muy grande. La resistencia de fuga R_f hace que el sensor piezoeléctrico derive carga a tierra en un tiempo finito, deduciéndose que su respuesta es nula a cargas constantes. El valor de las fuentes de tensión y de corriente será proporcional a la deformación sufrida por el sensor.

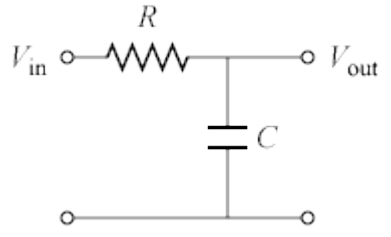
1.2 Filtros paso alto y paso bajo

Un filtro es aquel dispositivo que modifica de cierto modo una señal que pasa a través de él. Los filtros activos son aquellos que utilizan amplificadores operacionales, lo cual significa que no introducen pérdidas y se puede tener ganancia.

Un filtro paso alto (HPF) es un tipo de filtro electrónico en cuya respuesta en frecuencia se atenúan las componentes de baja frecuencia, pero no las de alta frecuencia,



Un filtro paso bajo corresponde a un filtro caracterizado por permitir el paso de las frecuencias más bajas y atenuar las frecuencias más altas.

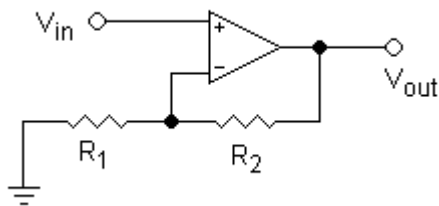


1.3 Amplificador:

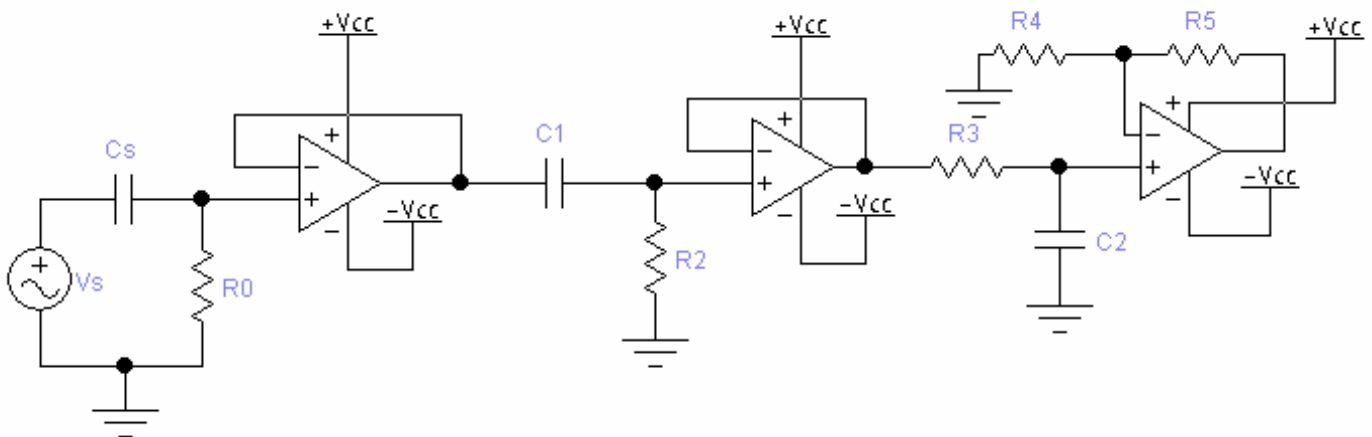
Un amplificador satisface las siguientes especificaciones:

- Impedancias de entrada de modos diferencial y común muy altas (infinitas, en forma ideal)
- Impedancia de salida muy baja (idealmente, de cero).
- Ganancia exacta y estable por lo común en el rango de 1 a 10^3
- Razón de rechazo, extremadamente elevada.

En este caso el amplificador que usaremos será una configuración no inversora.



Este proyecto solo va a evaluar el comportamiento del circuito conformado con una fuente de tensión, es decir el circuito completo es de la siguiente manera:



2. Cálculos Teóricos

La función de transferencia de este circuito es:

$$H(s) = \left(\frac{s}{\frac{1}{R_2 C_1} + s} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_3 C_2}}{s + \frac{1}{R_3 C_2}} \right) \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right)$$

2.1 Sensor piezoeléctrico

La carga total inducida q es directamente proporcional a la fuerza aplicada

$$q = kf$$

La sensibilidad de este circuito vendrá limitada por la constante de carga eléctrica piezoeléctrica que es $k = 2.3 \text{ pC/N}$, el sensor viene dado por 1 cm^2 de área y un dieléctrico de 1 mm . Tomando en cuenta que simularemos una fuerza de 10 g el voltaje de salida estará dado por:

$$V = \frac{kf}{C} = \frac{kfx}{\epsilon_0 \epsilon_r A} = 0.23 \text{ mV}$$

2.2 Filtro paso alto

Un aspecto muy importante para tener en cuenta a la hora de diseñar un circuito es el offset (nivel de tensión continua, DC), ya que las corrientes de polarización generaran tensiones de offset al circular por los valores elevados de resistencia que se utilizan. Como nos interesa eliminar al máximo las posibles aportaciones de DC, decidimos colocar un filtro paso alto pasivo de primer orden a la salida del seguidor de tensión para eliminarlo.

El cálculo será de la siguiente manera:

$$f = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

Fijamos la frecuencia de corte en 0.5 Hz .

Fijamos el valor de $C_1 = 2.2 \mu\text{F}$.

Sustituyendo los valores obtenemos que $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$.

2.3 Filtro paso bajo

Para este filtro fijamos la frecuencia de corte en 5 Hz. ya que el rango de frecuencia en la que actúa una señal de pulso sanguíneo es entre 0.5 y 5 Hz.

El cálculo será de la siguiente manera:

$$f = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$$

Fijamos la frecuencia de corte en 5Hz.

Fijamos el valor de $C_2 = 220\text{nF}$.

Sustituyendo los valores obtenemos $R_3 = 150 \text{ k}\Omega$.

Después de haber eliminado las señales no deseadas ya podemos hacer el diseño de la etapa de amplificación. En este caso será una configuración no inversora.

El valor de los componentes de esta etapa serán los que determinarán la ganancia total del circuito, para poder asignar estos valores primero hacemos un análisis teórico de la relación salida entrada de este circuito:

$$V_o = V_i \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right)$$

Decidí que el circuito tenga una ganancia aproximada de 10 por lo que fije los valores de las resistencias en $R_4 = 1\text{K}$ y $R_5 = 10\text{K}$.

3. Código en WinSpice.

Simulación de Sensor de pulsos cardiacos

```
* -----  
* Ing. Ernesto Morales Guerrero      Mayo 21, 2014  
* -----  
* Simulation Methods for Electronic Circuits
```

```
R2 3 0 150K  
R3 4 5 150K  
R4 0 6 1K  
R5 6 Vo 10K  
C1 2 3 2.2u  
C2 5 0 220n  
V5 1 0 DC 0V AC .23mV  
X1 1 2 V1 V11 2 uA741  
X2 3 4 V2 V22 4 uA741  
X3 5 6 V3 V33 Vo uA741
```

```
V1 V1 0 3  
V11 V11 0 -3  
V2 V2 0 3  
V22 V22 0 -3  
V3 V3 0 3  
V33 V33 0 -3
```

```
* op-amp subcircuit  
.subckt uA741 1 2 3 4 5  
* connections:  |||||  
*              |||||  
* non-inverting input |||||  
* inverting input |||  
* positive power supply ||  
* negative power supply |  
* output  
*  
*
```

```
c1 11 12 8.661E-12  
c2 6 7 30.00E-12  
dc 5 53 dx  
de 54 5 dx  
del 90 91 dx  
dln 92 90 dx  
dp 4 3 dx
```

```

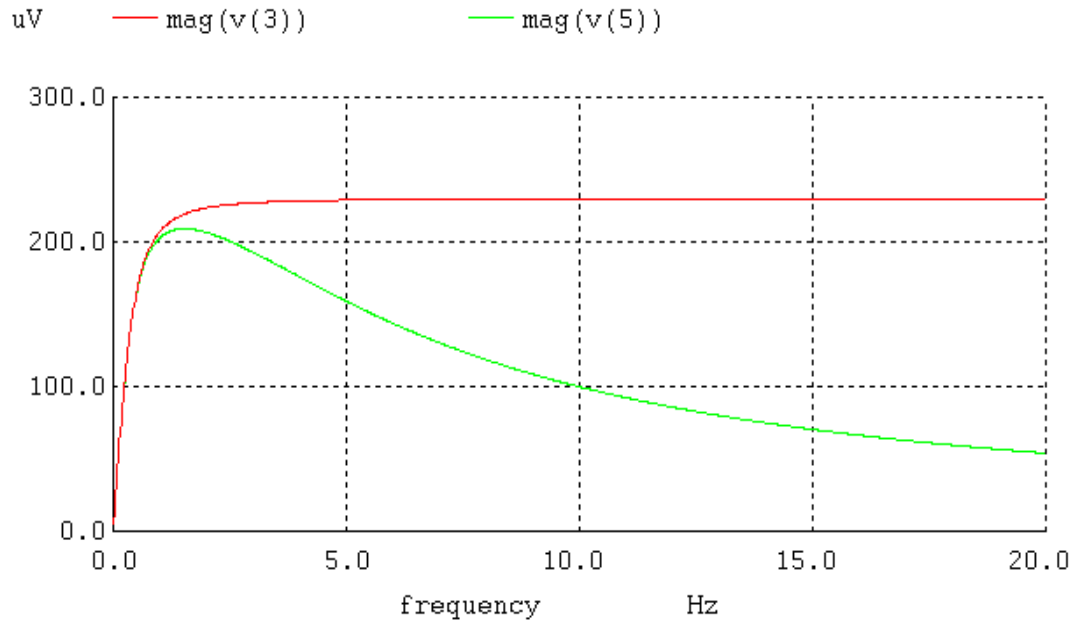
egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 10.61E6 -10E6 10E6 10E6 -10E6
ga 6 0 11 12 188.5E-6
gcm 0 6 10 99 5.961E-9
iee 10 4 dc 15.16E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1 11 2 13 qx
q2 12 1 14 qx
r2 6 9 100.0E3
rc1 3 11 5.305E3
rc2 3 12 5.305E3
re1 13 10 1.836E3
re2 14 10 1.836E3
ree 10 99 13.19E6
ro1 8 5 50
ro2 7 99 100
rp 3 4 18.16E3
vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 1
ve 54 4 dc 1
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 40
vln 0 92 dc 40
.model dx D(Is=800.0E-18 Rs=1)
.model qx NPN(Is=800.0E-18 Bf=93.75)
.ends uA741
.control
destroy all

AC LIN 1000 0.01Hz 20Hz
set units=degrees
plot V(3), V(5)
plot V(Vo), V(5)

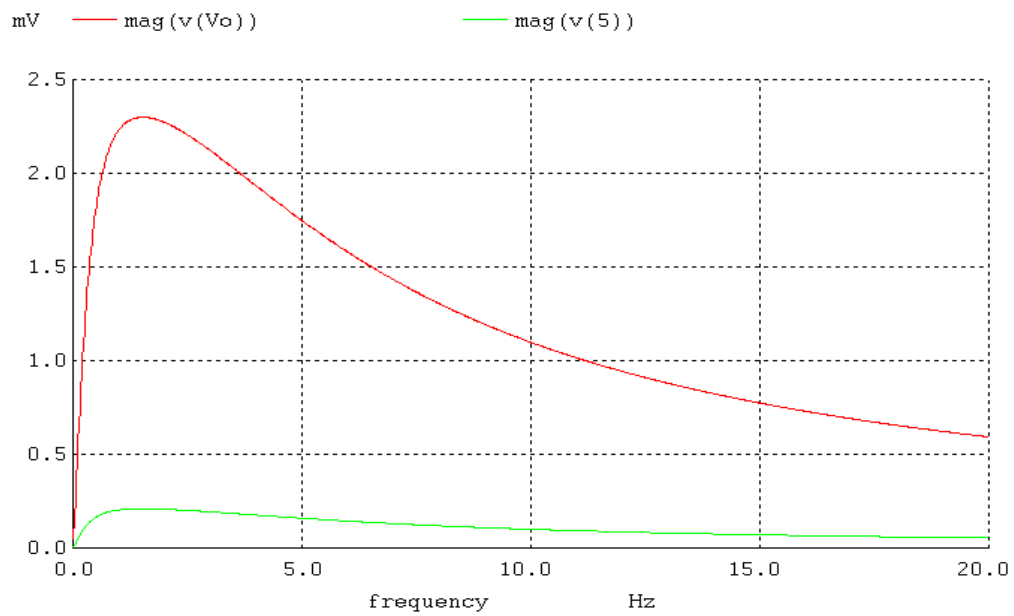
.endc
.end

```

3.1 Resultados



a) Comportamiento de los filtros



b) Comportamiento de Vo.

CONCLUSIÓN

El objetivo principal de este proyecto fue la verificación del funcionamiento de un sensor de pulso cardiacos reemplazándolo con un sensor piezoeléctrico, ya que este es un transductor que cuenta con grandes ventajas que pueden ser muy importantes, tales como contar con un con amplio rango de frecuencias (0.001Hz a 1Ghz), baja impedancia acústica, alta sensibilidad, un bajo costo y una alta rigidez mecánica.

Este diseño con otro acoplamiento digital podría ser aprovechado para detectar el ritmo cardiaco, muestrearlo y mostrarlo al usuario en cualquier interfaz electrónica. Cabe resaltar que para lograr este acople se tendría que mejorar el sistema de amplificación ya que el actual diseño nos entrega valores de salida muy pequeños.

Un detalle por comentar es que el piezo film en ocasiones son extremadamente sensibles a cualquier movimiento, creando así una gran inestabilidad y poco confiable.

Con este proyecto se logró incrementar el aprendizaje sobre la codificación en Spice y el cómo obtener un mejor análisis de respuesta frecuencial en base a un corrido de alterna.

BIBLIOGRAFÍA

Medical Instrumentation, Application and Design, John G. Webster Fourth Edition.

<http://medicioni2007.blogspot.mx/2007/06/sensor-piezoelctrico-de-presin.html>

<http://www.tufts.edu/programs/mma/emid/piezo.pdf>

B. FILTRO RECHAZA BANDA EN TECNOLOGÍA DE MICROCINTA

INTRODUCCIÓN

Se observa que la industria de las comunicaciones se está encaminado hacia las frecuencias de microondas, esto debido principalmente por el respectivo ancho de banda que se puede utilizar, ya que las bajas frecuencias actualmente están saturadas. Esto se ve reflejado en los servicios que se encuentran disponibles, tales como telefonía celular, localizadores de satélites, difusión de televisión o radio entre otras tecnologías.

En los servicios de microondas los equipos utilizados como celulares, televisión etc., se deben utilizar ciertos dispositivos que conectados entre sí determinen su funcionamiento y capacidades. Estos dispositivos normalmente cuentan con filtros, amplificadores, acopladores, resonadores etc. En particular un filtro es un dispositivo que permite el paso de cierto intervalo de frecuencia para el cual fue diseñado, y es el que limita el intervalo de frecuencias donde puede funcionar.

En este trabajo se va a documentar el proceso de diseño, construcción y funcionamiento de un filtro rechaza banda en tecnología microstrip (microcinta) en el cual se va a utilizar unos programas especializados en simulación electromagnética tales como APlac y Sonnet. Este proyecto englobará los conocimientos obtenidos dentro del curso “Diseño de alta Frecuencia” impartido por el Dr. Zabdiel Brito Brito dentro de la institución del ITESO en la ciudad de Tlaquepaque Jalisco.

OBJETIVOS

Diseño, construcción y caracterización de un filtro rechaza banda Chebyshev de tercer orden con frecuencia central de 3.4GHz y ancho de banda fraccional de 5%.

Adicionales especificaciones técnicas:

- Tipo de respuesta de frecuencia: 0.1db Chebyshev
- Impedancia de referencia: 50Ω
- Rogers RO4003 (h= 0.81mm; cladding = 0.5 oz; er=3.55)

Para la verificación del correcto funcionamiento del filtro utilizar los siguientes simuladores electromagnéticos:

- Sonnet
- Aplac

Comparar los resultados obtenidos entre ambos simuladores, así como comparar el funcionamiento de los filtros con los valores previamente calculados

MARCO TEÓRICO

1. MICROCINTA

Una microcinta es una línea de transmisión que consiste en una franja de metal y de un plano de tierra metálico separados por un dieléctrico, la cual se construye sobre una placa de metal. Esa se muestra en la figura 1.1 (a) y (b).

Donde h = Espesor del sustrato [m].

W_m = Ancho de la franja de metal [m].

t = Espesor de la franja de metal [m].

\mathcal{E} = Permitividad dieléctrica del sustrato [F/m].

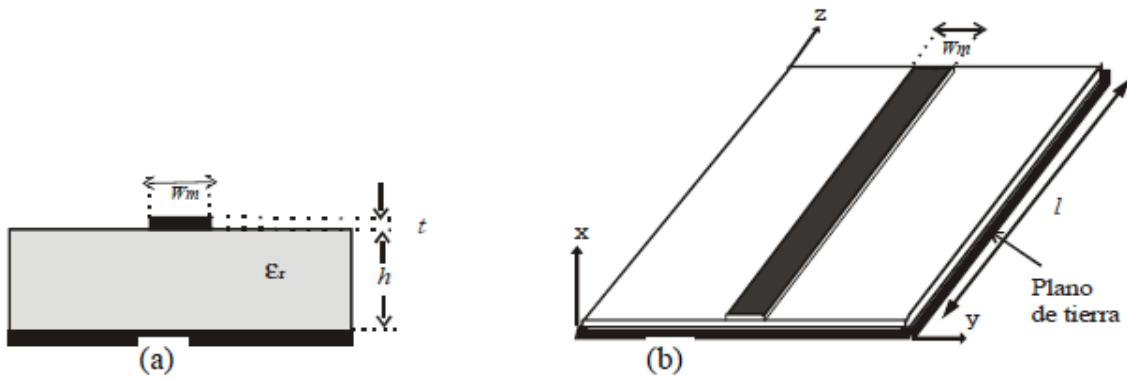


Figura 1.1 Microcinta. (a) Vista frontal. (b) Vista lateral

Normalmente \mathcal{E} se expresa en múltiplos de la permitividad dieléctrica del vacío $\mathcal{E}_0 = 8.854 \text{ e-}12 \text{ F/m}^2$, por lo que se define el parámetro de permitividad dieléctrica relativa dado por la ecuación 1.

$$\mathcal{E}_r = \frac{\text{Permitividad del medio}}{\text{Permitividad del vacío}} = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{E}_0} \quad (1)$$

\mathcal{E}_r siempre tiene un valor mayor a 1.

La impedancia característica Z_0 de la microcinta es función de \mathcal{E}_r , h , W_m . Las ecuaciones para el cálculo de Z_0 son:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{(60/\sqrt{\mathcal{E}_r}) \ln(8h/W_m + W_m/4h)}{120\pi} & \text{para } W_m/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\mathcal{E}_r} [W_m/h + 1.393 + 0.667 \ln(W_m/h + 1.444)]} & \text{para } W_m/h \geq 1 \end{cases} \quad (2)$$

Donde ϵ_e es la permitividad dieléctrica efectiva y está dada por

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w_m}} \quad (3)$$

La razón $\frac{w_m}{h}$ está dada por:

$$\frac{w_m}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } w_m/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } w_m/h > 2 \end{cases} \quad (4)$$

Las constantes A y B se calculan con:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (5)$$

$$B = \frac{0.377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

A las ecuaciones anteriores se les conoce como ecuaciones de síntesis. LAR

2. LINEAS DE TRANSMISION ACOPLADAS

Una línea de transmisión acoplada consta de dos tiras metálicas de longitud l, ancho W_m y separación s, las cuales se pueden construir sobre un substrato dieléctrico de permitividad relativa ϵ_r y espesor h.

En la figura 2.1 (a) se muestra una vista lateral de esta estructura y en la figura 2.1 (b) una vista superior. El espesor t de la película conductora con la que está realizada tiene influencia en las pérdidas de energía que tienen las ondas a medida que se propagan a través de ella.

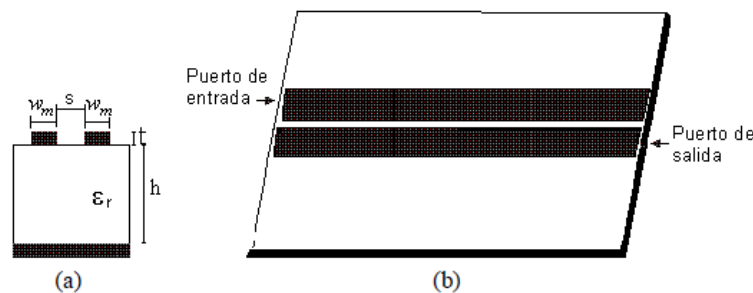


Figura 2.1 Línea de transmisión acoplada. (a) Vista Lateral. (b) Vista superior

El parámetro más importante de una línea de transmisión es la impedancia característica Z_0 , sin embargo, por la forma que tienen las líneas de transmisión acopladas presentan características particulares, que son:

- La impedancia característica es función de dos parámetros llamados impedancia par Z_{oe} e impedancia impar Z_{oo} .
- Como no existe contacto eléctrico entre las líneas parte de la energía que transporta una línea se induce en la otra y a esta razón se le llama factor de acoplamiento J .
- Todas las impedancias son función del ancho de las pistas W_m , la separación de las pistas s , el espesor del sustrato h y la permitividad dieléctrica relativa ϵ_r .

3. FILTROS CHEBYSHEV

Los filtros Chebyshev son filtros cuya característica es que en la banda de paso presenta máximos y mínimos en lugar de una respuesta plana, pero en la banda de rechazo no presenta oscilaciones sino una respuesta plana. El número de máximos depende del orden del filtro, siendo el orden del filtro 2 veces la cantidad de máximos que presente; así, un filtro Chebyshev de tercer orden presentara un máximo y un medio. Un orden mayor también representa una atenuación más rápida. La atenuación que presentan los mínimos se le conoce como rizo y es igual a la atenuación de la frecuencia de corte.

La generación del filtro rechaza banda parte de los elementos del prototipo pasa bajas que se encuentran normalizados; tanto para “ $g_0=1$ ” y “ $W_0=1$ ”. Para cumplir los requerimientos del proyecto, en la Tabla 3.1 se muestran los elementos del prototipo pasa bajas Chebyshev con respuesta en frecuencia de 0.1 dB.

For passband ripple $L_{dr} = 0.1$ dB										
n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

Tabla 3.1 Prototipo L-P Chebyshev 0.1 dB.

La obtención de la reactancia normalizada utilizando los elementos del prototipo pasa bajas se realiza con la ecuación 6.

$$x_i = \omega_0 L_i = \frac{1}{\omega_0 C_i} = Z_0 \left(\frac{Z_U}{Z_0} \right)^2 \frac{g_0}{g_i \Omega_c FBW} \quad \text{for } i = 1 \text{ to } n \quad (6)$$

4. FILTRO RECHAZA BANDAS – TRANSFORMACIÓN

Un filtro rechaza banda permite la transferencia de energía de la fuente hasta la carga en dos bandas de frecuencia, una desde $f=0$ hasta la frecuencia de corte inferior, y otra desde la frecuencia de corte superior a una frecuencia de corte superior a una frecuencia infinita.

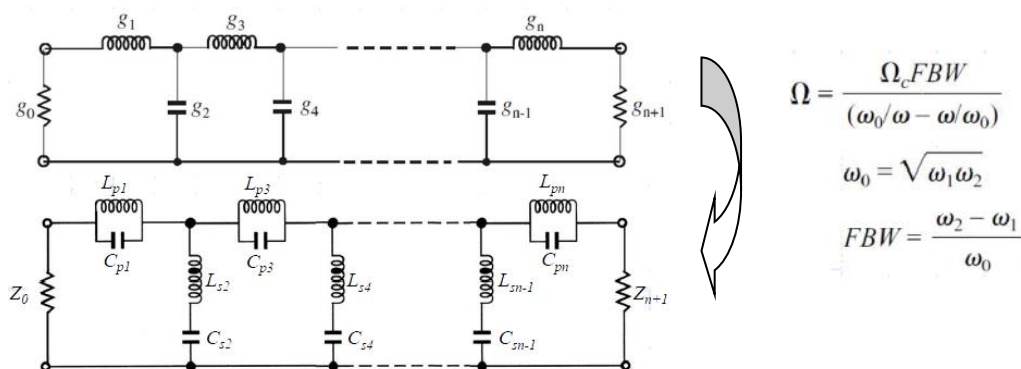


Figura 4.1 Transformación de filtro rechaza bandas

$$L_p = \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \gamma_0 g \quad L_s = 1/(\omega_0^2 C_s)$$

$$C_p = 1/(\omega_0^2 L_p) \quad C_s = \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0}$$

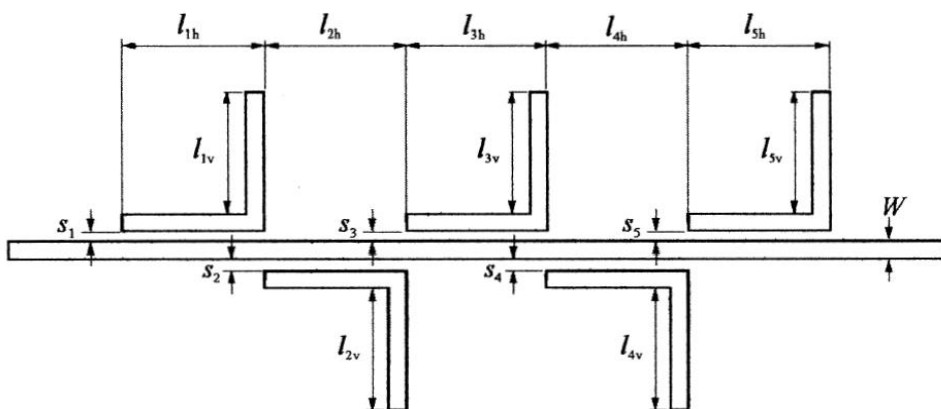


Figura 4.2 Transformación de filtro rechaza bandas usando Resonadores L

DISEÑO DEL FILTRO

A continuación, se describirá el método seguido para la creación de un filtro rechaza banda que cumpla con las especificaciones de diseño previamente mencionados en la sección de objetivos. Este capítulo mencionara las siguientes etapas de diseño.

1. Simulación en Matlab
2. Creación de esquemático en Aplac
3. Barrido de S en Aplac para cada resonador
4. Integración de los tres resonadores en APLAC
5. Implementación del filtro en tecnología Microcinta en Sonnet
6. Barrido de S en Sonnet para cada resonador (sección L)
7. Integración de los tres resonadores en SONNET

5. SIMULACIÓN EN MATLAB

% Declaración de variables

```
c = 0.3e9; % Velocidad de la luz en espacio libre (m/s).
fc=3.4e9; % Frecuencia central
FBR=0.05; % Ancho de banda fraccional
Zo=50; % Impedancia característica
er=3.55; % Permitividad dialéctrica de RO4003
H=0.81e-3; % Altura de RO4003
```

% Cálculo de Constantes A y B acorde con la relación W_m/H

```
A=((Zo/60)*(((er+1)/2)^0.5))+(((er-1)/(er+1))*((0.23+(0.11/er)))); % Formula (5)
```

```
u=(8*exp(A))/(exp(2*A)-2); % Formula (4)
```

```
if (u<=2)
```

```
    A;
```

```
    u;
```

```
else
```

```
    B=(60*pi*pi)/(Zo*sqrt(er)); % Formula (5)
```

```
    u=(2/pi)*((B-1)-log((2*B)-1)+(((er-1)/(2*er))*(log(B-1)+0.39-(0.61/er)))); % Formula (4)
```

```
end
```

% Cálculo de permitividad dialéctrica efectiva

```
ere=((er+1)/2)+(((er-1)/2))*(((1+(12/u))^-0.5)); % Formula (3)
```

```
W=u*H
```

% Cálculo de velocidad de propagación y Longitud Eléctrica λ

```
vp = c/sqrt(ere);
```

```
lambda_Zo = vp/fc
```

%Frecuencia mínima y máxima a FBW = 5%

fmin = fc-((fc*FBR)/2)

fmax = fc+((fc*FBR)/2)

% Valores de reactancias para rechaza bandas con Chebyshev g0 = 1.0 $\Omega_c = 1$ LAR = 0.1 dB

g0 = 1;

g1 = 1.0316;

g2 = 1.1474;

g3 = g1;

g4 = g0;

X1_Z0 = g0 / (g1*1*FBR)

X2_Z0 = g0 / (g2*1*FBR)

X3_Z0 = g0 / (g3*1*FBR)

Lquarts=lambda_Z0/4

Resultados:

W = 0.0018;

lambda_Z0 = 0.0529;

fmin = 3.3150e+09;

fmax = 3.4850e+09;

X1_Z0 = 19.3874;

X2_Z0 = 17.4307;

X3_Z0 = 19.3874;

Lquarts = 0.0132;

6. CREACIÓN DEL ESQUEMÁTICO EN APLAC

Dado que APLAC es un simulador circuital, se requiere de un elemento específico que represente un acoplamiento magnético. MCLIN, Figura 6.1 (a), es un componente de APLAC que define una línea microcinta simétrica acoplada y que cuenta con 4 puertos, Figura 6.1 (b).

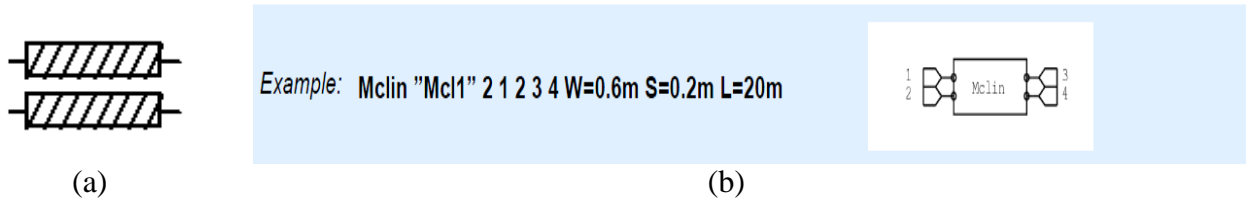


Figura 6.1 MCLIN (Symmetric coupled microstrip line)

MCLIN requiere parámetros de entrada para la definición del componente, los cuales están representados en la Tabla 6.2, así como parámetros del sustrato de la microcinta. En la Figura 6.3 se muestra la definición del sustrato ROGERS esto para cumplir con los requerimientos del proyecto tomando un modelo de simulación sin pérdidas.

Par	Arg	Description
	name	Name of the element
	m	Number of the coupled strips
	nii	Input node of the i th strip
	nio	Output node of the i th strip
L	x	Strip length l
S	x	Edge-to-edge distance s between adjacent strips
SEP	x	Alias of S
W	x	Strip width w

Tabla 6.2 Parámetros de entrada del componente MCLIN en APLAC.

```

MSub ROGERS
ER = 3.55
H = 0.81mm
TAND=0
LEVEL=1
    
```

Figura 6.3 Definición del sustrato ROGERS

Paso previo a realizar el barrido paramétrico del espaciamiento entre las líneas acopladas, se realiza el armado del esquemático para una sola “L”. En la Figura 6.4 se puede observar las conexiones realizadas sobre los puertos del componente MCLIN para lograr el prototipo en “L” de la línea acoplada y que se describe a continuación:

- El puerto 1 de MCLIN se conecta a una resistencia de $1000e9 \Omega$ simulando un circuito abierto.
- El puerto 2 de MCLIN se conecta a un componente “Mloc” conformando así la “L” acoplada.
- El puerto 3 y 4 de MCLIN se conectan a la línea de transmisión.
- Puertos de entrada y salida a 50Ω con un barrido en frecuencia de 3GHz hasta 4.2 GHz.
- La longitud total de nuestro resonador “L” es la mitad de nuestra Longitud Eléctrica Lambda.

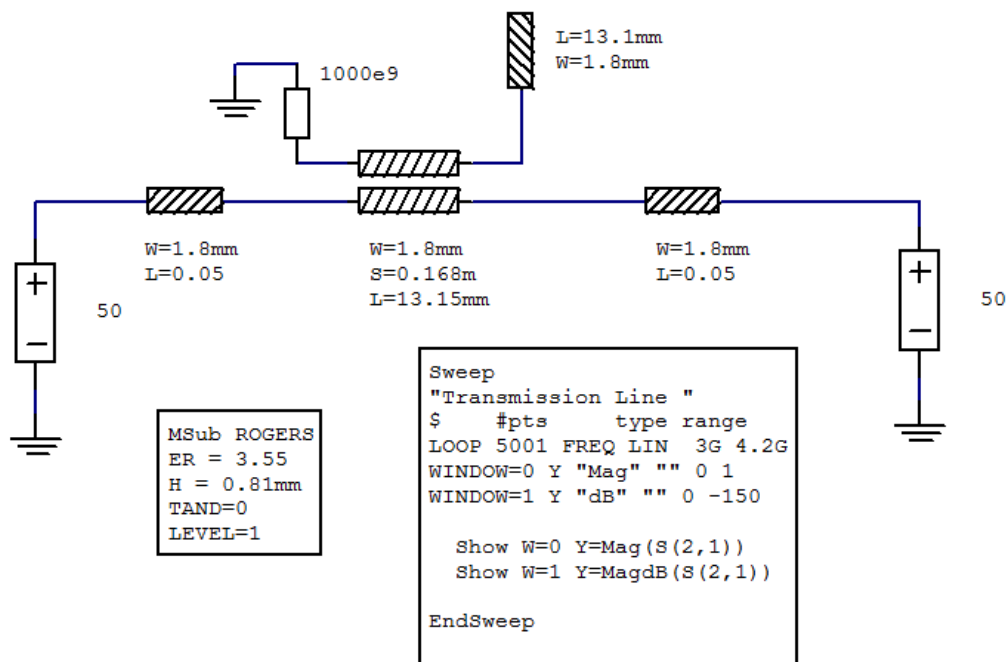


Figura 6.4 Esquemático en APLAC para realizar el barrido en “S”

7. BARRIDO DE S EN APLAC PARA CADA RESONADOR

La fórmula que relaciona los resultados de cada simulación con el valor de Xx/Z_0 se muestra en la Figura 7.1 (a). Para realizar la extracción de parámetros X/Z_0 en cada simulación de un “S” específico se utilizó el método descrito en la Figura 7.1 (b).

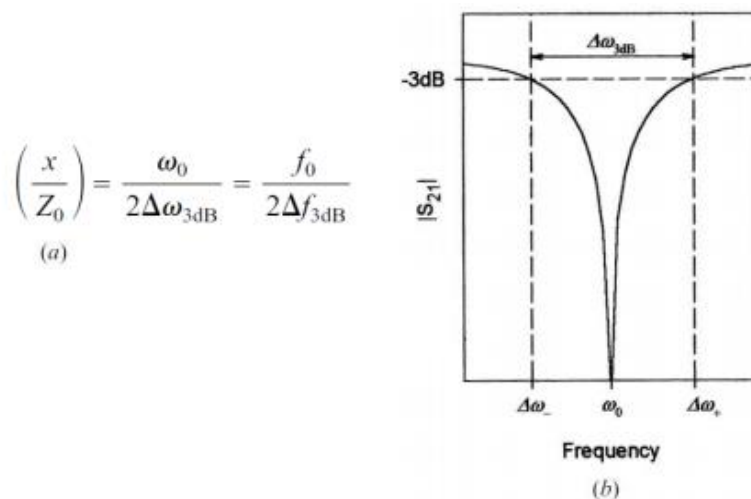


Figura 7.1 (a) Fórmula para relacionar x/Z_0 y la respuesta en frecuencia. (b) Ejemplo de medición.

Primeramente, un barrido burdo en “S” fue realizado para encontrar los puntos de interés donde Xx/Z_0 se acerca a nuestros resultados obtenidos en MATLAB para $X1/Z_0=19.38$ y $X2/Z_0=17.43$. Los resultados son mostrados en la Tabla 7.2 y la Grafica 7.3; marcando en verde los puntos de interés.

Fmin(3dB)	Fmax(3dB)	F0	Xx/Z0	Valores de S
3.34	3.453	3.394	15.0176991	0.1
3.342	3.45	3.394	15.712963	0.11
3.344	3.447	3.394	16.4757282	0.12
3.346	3.445	3.393	17.1363636	0.13
3.347	3.442	3.393	17.8578947	0.14
3.349	3.44	3.393	18.6428571	0.15
3.35	3.438	3.392	19.2727273	0.16
3.351	3.436	3.392	19.9529412	0.17

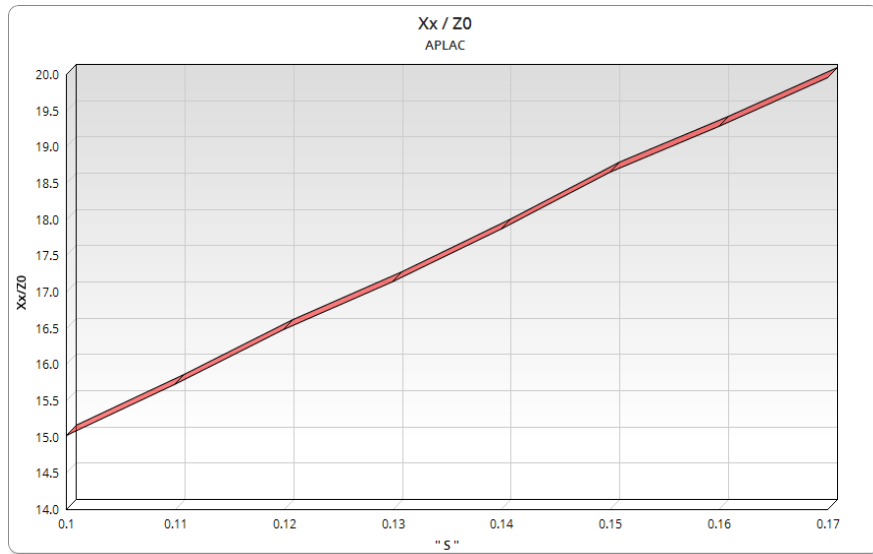
→

S

→

S

Tabla 7.2 Barrido burdo sobre “S” en APLAC

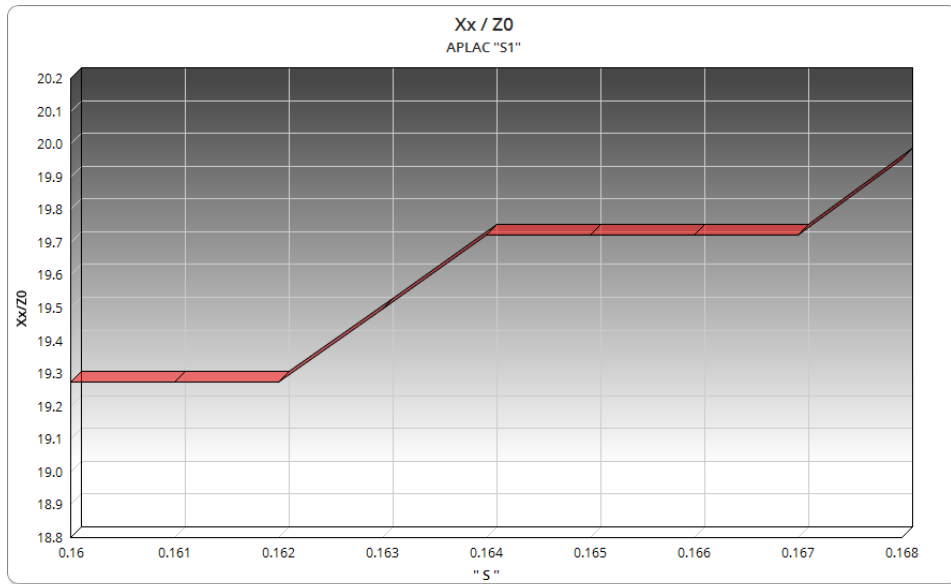


Gráfica 7.3 Barrido burdo sobre “S” en APLAC

Un **barrido más fino en “S1”** es realizado sobre el rango de interés ($0.16 < S1 < 0.17$) para localizar el punto más cercano posible en donde $X1/Z0=19.38$, obteniendo los resultados mostrados en la Tabla 7.4 y la Gráfica 7.5. Se remarca en verde los puntos más cercanos entre los cuales estará el valor deseado y sobre el cual se tratarán de hacer los ajustes finales al momento de acoplar los tres resonadores.

FBW		Target	S1 = 19.38	
Fmin(3dB)	Fmax(3dB)	F0	Xx/Z0	Valores de "S"
3.35	3.438	3.392	19.2727273	0.16
3.35	3.438	3.392	19.2727273	0.161
3.35	3.438	3.392	19.2727273	0.162
3.35	3.437	3.392	19.4942529	0.163
3.351	3.437	3.392	19.7209302	0.164
3.351	3.437	3.392	19.7209302	0.165
3.351	3.437	3.392	19.7209302	0.166
3.351	3.437	3.392	19.7209302	0.167
3.351	3.436	3.392	19.9529412	0.168

Tabla 7.4 Barrido fino sobre “S1” en APLAC

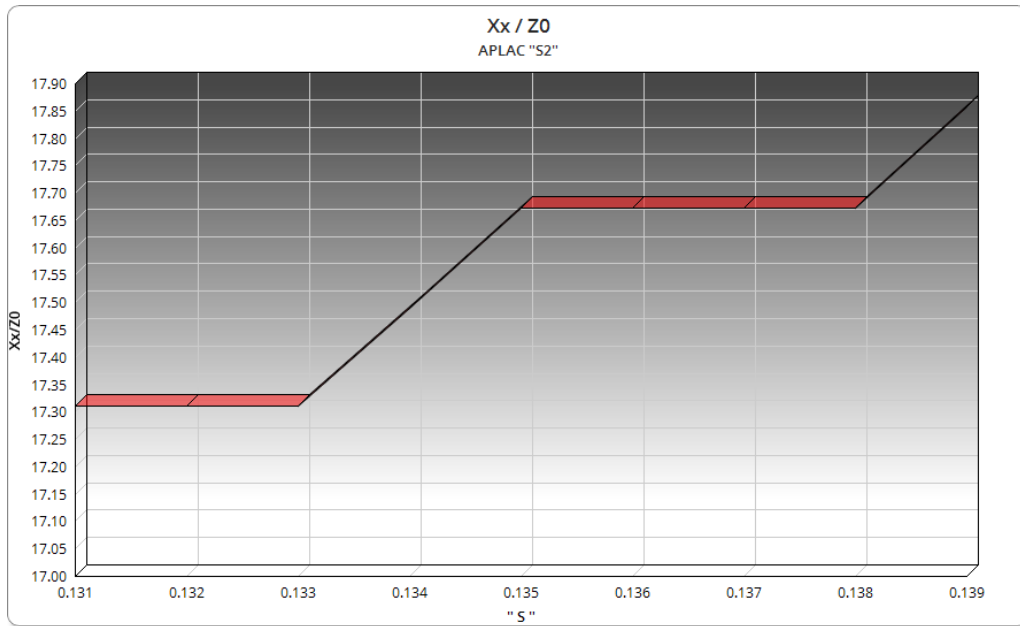


Gráfica 7.5 Barrido fino sobre "S1" en APLAC.

A continuación, se realiza el **barrido fino en "S2"** sobre el rango $[0.13 < S2 < 0.14]$ obteniendo los resultados mostrados en la Tabla 7.6 y la gráfica 7.7; remarcando en verde los valores de "S" donde se obtiene el valor de $X2/Z0$ más cercano a 17.43.

FBW		Target	S2 = 17.43	
Fmin(3dB)	Fmax(3dB)	F0	Xx/Z0	Valores de "S"
3.346	3.444	3.393	17.3112245	0.131
3.346	3.444	3.393	17.3112245	0.132
3.346	3.444	3.393	17.3112245	0.133
3.347	3.444	3.393	17.4896907	0.134
3.347	3.443	3.393	17.671875	0.135
3.347	3.443	3.393	17.671875	0.136
3.347	3.443	3.393	17.671875	0.137
3.347	3.443	3.393	17.671875	0.138
3.347	3.442	3.393	17.8578947	0.139

Tabla 7.6 Barrido fino sobre "S2" en APLAC



Gráfica 7.7 Barrido fino sobre "S2" en APLAC.

En base a los gráficos previamente encontrados los valores seleccionados para realizar la integración de los tres resonadores son:

- S1= 0.162 mm
- S2= 0.133 mm
- S3= 0.162 mm

8. INTEGRACIÓN DE LOS TRES RESONADORES EN APLAC

La separación entre el punto medio de cada resonador y el siguiente tiene que ser de un cuarto de la medida de longitud eléctrica Λ , razón por la cual se decidió establecer la longitud del brazo inferior como $\Lambda/4 = 13.15 \text{ mm}$ y tener los tres resonadores uno tras otro, formando así la separación requerida por el tipo de filtro. En la Figura 8.1 se muestra el esquemático del filtro Rechaza Bandas de tercer orden Chebyshev 0.1 dB.

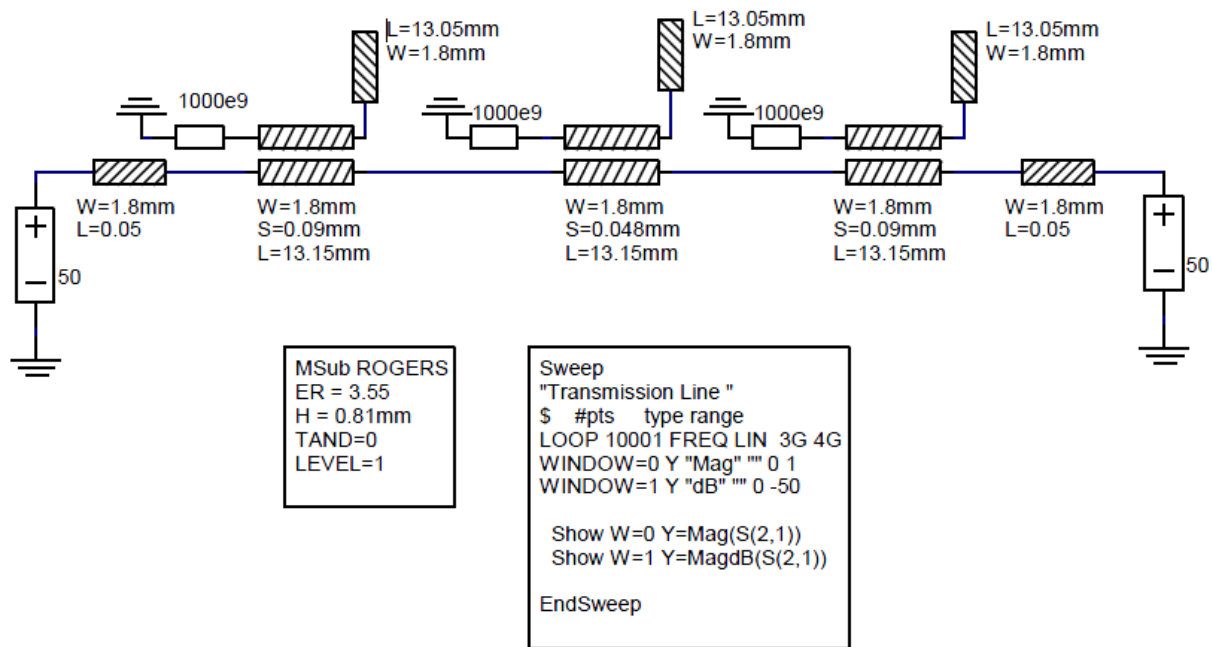


Figura 8.1 Esquemático del Filtro Rechaza Banda Chebyshev 0.1 dB

Nota: Los valores de “S” mostrados en la figura no concuerdan con los obtenidos en el barrido paramétrico. La razón se explicará en los siguientes párrafos.

Los resultados obtenidos al correr la simulación no fueron los esperados, ya que se obtuvo un Ancho de Banda Fraccional (FBW por sus siglas en ingles) de 118 MHz, siendo que el requerimiento era de 5% de F_0 ; 170MHz. Para solucionar lo anterior se realizaron “ajustes finos” sobre los valores de “S” para ampliar el FBW.

La siguiente tabla nos muestra los valores con los que se logró obtener el FBW del 5% y la F_0 de 3.4GHz de forma individual y de forma conjunta hablando del acoplamiento de los tres resonadores “L”

Valores finales obtenidos para S1, S2, S3			
"S"	Valor del barrido	Valor Ajustado	Relación de reducción
S1 = S3	0.162	0.09	1.8
S2	0.133	0.048	2.77

Tabla 8.2 Diferencias entre el barrido de "S" y la simulación final.

Ajustados los valores de "S" se obtienen las gráficas de la simulación mostrando que los requerimientos son cumplidos. En la Figura 8.3 se puede observar la frecuencia central F0 a 3.4 GHz, mostrada en los cursores en la parte superior de la figura.

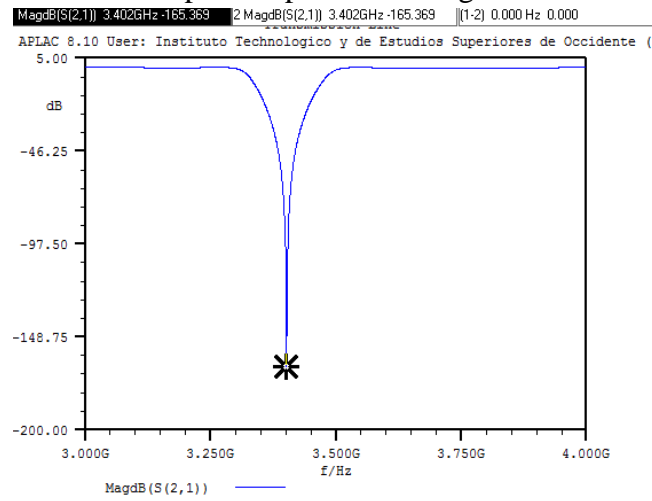


Figura 8.3 Frecuencia central del filtro Rechaza Bandas Chebyshev 3er orden.

El FBW de 170MHz es mostrado en la parte superior derecha como la diferencia entre los dos cursores de la Figura 8.4

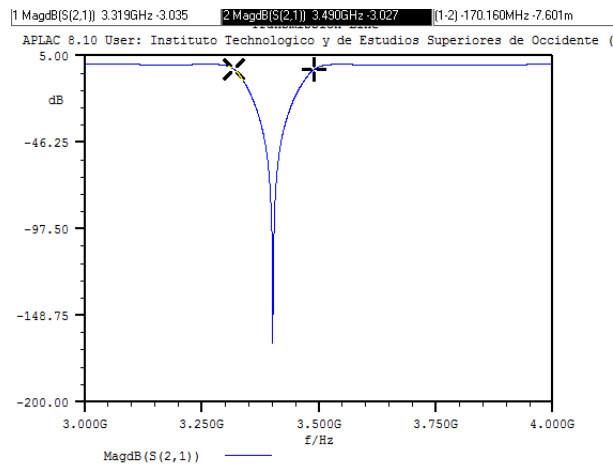


Figura 8.4 FBW del filtro Rechaza Bandas Chebyshev 3er orden.

9. IMPLEMENTACIÓN DEL FILTRO EN TECNOLOGÍA MICROCINTA EN SONNET

La definición de los “Dielectric Layers” de SONNET se tiene que hacer siguiendo los requerimientos de ROGERS dictados en los Objetivos de este proyecto. En la Figura 9.1 se tiene la definición utilizada en SONNET para realizar la simulación. La capa de aire se define de 5mm y la metalización se declaró sin pérdidas (LOSSLESS en inglés). Un barrido en frecuencia fue seleccionado en esta simulación como lo muestra la Figura 9.2.

	Thickness (mm)	Mat. Name	Erel	Dielectric Loss Tan	Cnd, Res S/m, Ohm-cm
0	5.0	Air	1.0	0.0	Cnd:0.0
GNE	0.81	ROGERS	3.55	0.0	Cnd:0.0

Figura 9.1 Configuración de “Dielectric Layers” para ROGERS en SONNET.

Analysis Control

Adaptive Sweep (ABS)

Start [GHz] 3.0

Stop [GHz] 4.0

Figura 9.2 Barrido en frecuencia para SONNET.

10. BARRIDO DE S EN SONNET PARA CADA RESONADOR (L-SECTION)

A diferencia de APLAC, en SONNET se realizó el diseño del “Layout” con las medidas requeridas para realizar el barrido en “S”.

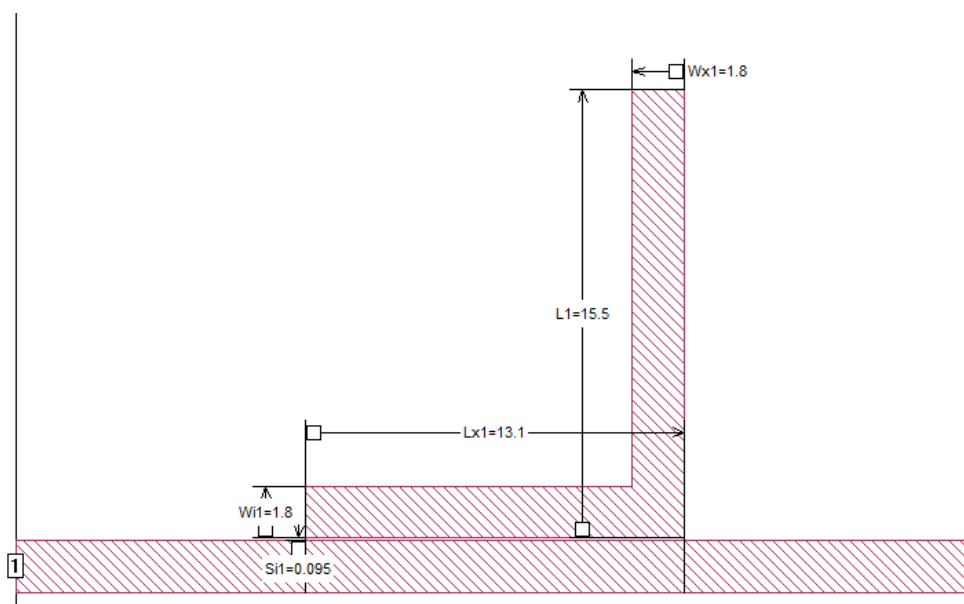


Figura 10.1 Layout en SONNET para el barrido de “S”.

Se puede notar que el valor de L1 es de 15.5 mm y esto se debe a que se tiene que agregar el ancho del brazo inferior al valor de cuarto de Lambda. En APLAC no era necesario, ya que no se contaba con el componente acoplado en forma de codo para unir los dos brazos de la “L”.

Con los datos anteriores se procede a realizar el barrido burdo en “S” con SONNET y obtener así los puntos de interés mostrados en la Tabla 10.2 y la Gráfica 10.3. Se marca en verde los rangos donde se encuentran los valores de $Xx/Z0$ que más se acercan a los valores calculados.

Fmin(3dB)	Fmax(3dB)	F0	Xx/Z0	Valores de S
3.345	3.474	3.408	13.2093023	0.05
3.355	3.45	3.405	17.9210526	0.1
3.37	3.447	3.41	22.1428571	0.15
3.367	3.43	3.395	26.9444444	0.2
3.373	3.426	3.399	32.0660377	0.25
3.378	3.423	3.4	37.7777778	0.3

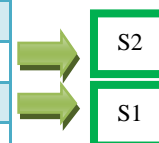
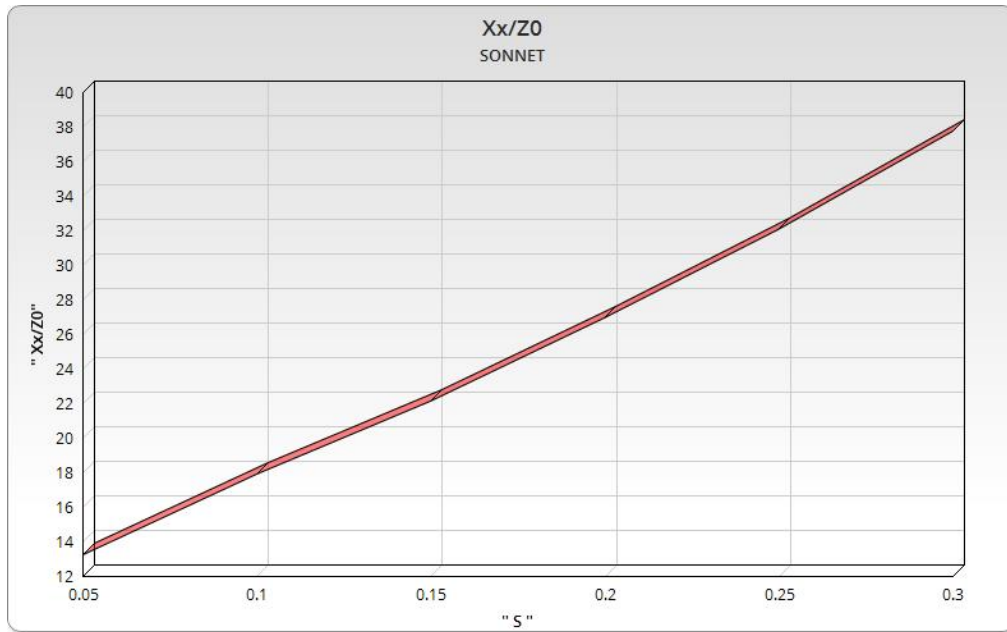


Tabla 5.6 Barrido burdo sobre “S” en SONNET

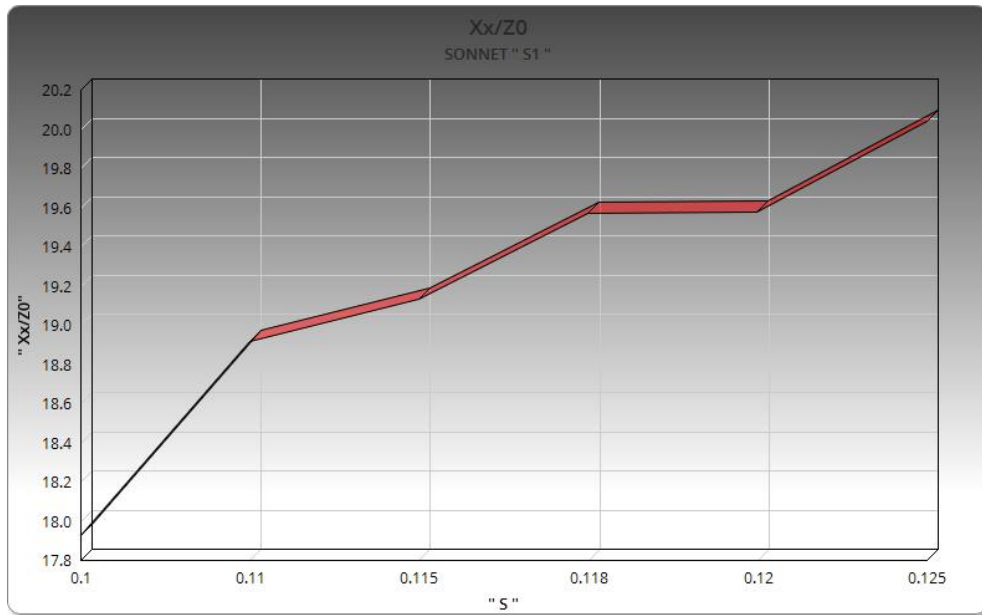


Gráfica 10.3 Barrido burdo sobre "S" en SONNET

Con los rangos de interés obtenidos en el anterior barrido se prosigue a hacer un barrido fino sobre "S1" en el rango $[0.1 < S1 < 0.125]$. En la Tabla 10.4 se puede observar que el valor de $X1/Z0=19.38$ se cumple dentro del rango de $0.115 < S1 < 0.118$. También se debe de notar que los incrementos en los puntos del barrido no son simétricos y esto se debe al "grid" utilizado en SONNET para realizar las simulaciones.

FBW		Target	S1 = 19.38	
Fmin(3dB)	Fmax(3dB)	F0	Xx/Z0	Valores de "S"
3.355	3.45	3.405	17.9210526	0.1
3.36	3.45	3.405	18.9166667	0.11
3.361	3.45	3.405	19.1292135	0.115
3.362	3.449	3.405	19.5689655	0.118
3.363	3.45	3.406	19.5747126	0.12
3.364	3.449	3.406	20.0352941	0.125

Tabla 10.4 Barrido fino sobre "S1" en SONNET

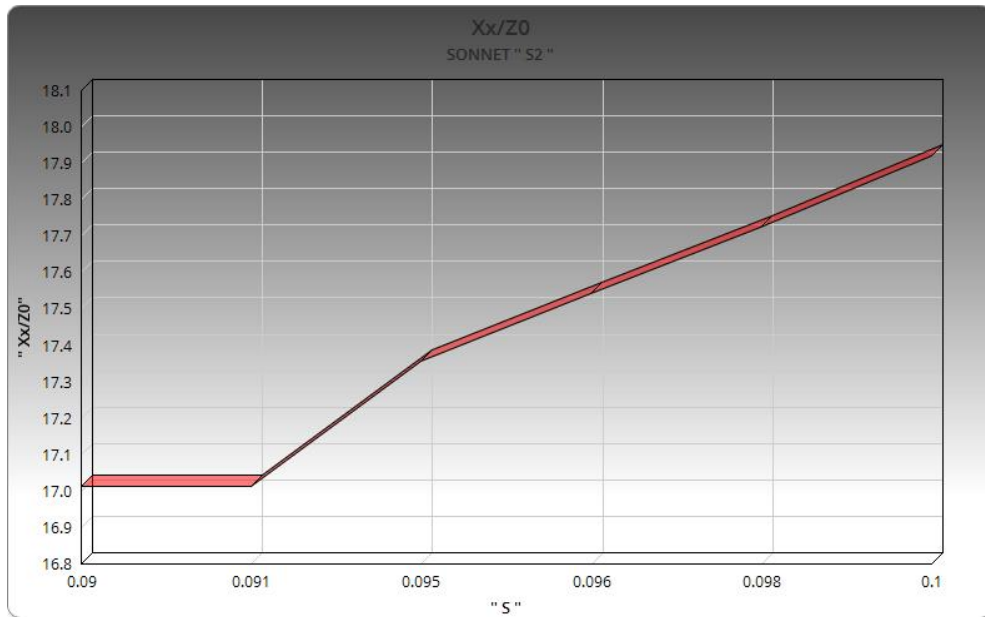


Gráfica 10.5 Barrido fino sobre "S1" en SONNET.

Solo resta hacer un **barrido fino sobre el rango [0.09<S2<0.1]** en "S2" para obtener el valor más cercano a 17.43 de X2/Z0.

FBW		Target	S2= 17.43	
Fmin(3dB)	Fmax(3dB)	F0	Xx/Z0	Valores de S
3.353	3.453	3.402	17.01	0.09
3.353	3.453	3.402	17.01	0.091
3.354	3.452	3.402	17.3571429	0.095
3.355	3.452	3.403	17.5412371	0.096
3.356	3.452	3.403	17.7239583	0.098
3.355	3.45	3.405	17.9210526	0.1

Tabla 10.9 Barrido fino sobre "S2" en SONNET



Gráfica 10.10 Barrido fino sobre "S2" en SONNET.

En base a los gráficos anteriores los valores seleccionados para realizar la integración de los tres resonadores son:

- S1= 0.115 mm
- S2= 0.095 mm
- S3= 0.115 mm

11. INTEGRACIÓN DE LOS TRES RESONADORES EN SONNET

Al igual que en APLAC la separación entre el punto medio de cada resonador y el siguiente tiene que ser de un cuarto de la medida de longitud eléctrica Λ , razón por la cual se decidió establecer la longitud del brazo inferior como $\Lambda/4 = 13.15$ mm y tener los tres resonadores uno tras otro, formando así la separación requerida por el tipo de filtro. En la Figura 11.1 se muestra el layout del filtro Rechaza Bandas de tercer orden Chebyshev 0.1 dB.

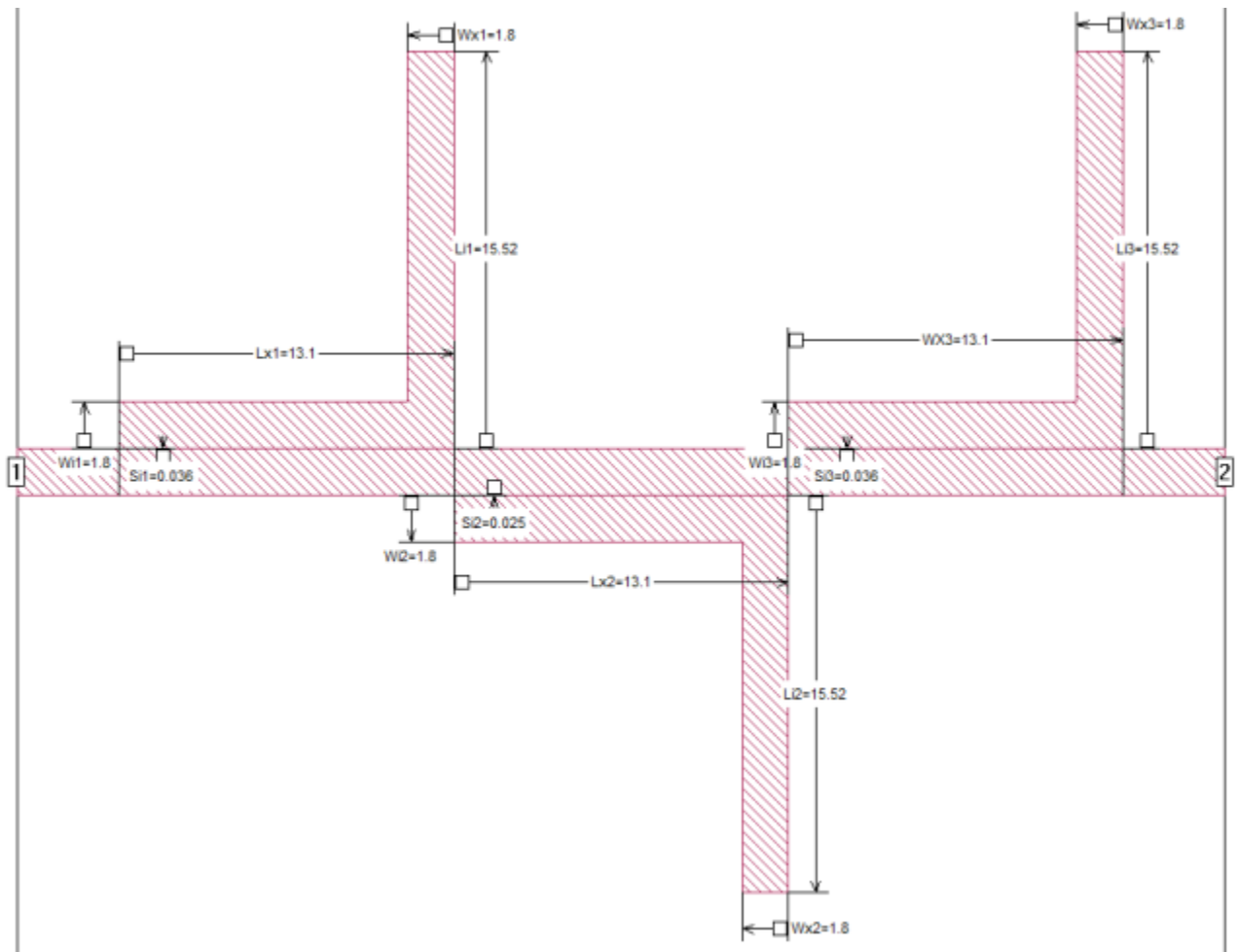


Figura 11.1 Layout filtro Rechaza Banda Chebyshev 3er orden

Nota: En SONNET se tiene un comportamiento similar a APLAC, en donde al hacer la integración de los tres resonadores y simular, no se obtiene el ancho de banda fraccional requerido

del 5% ni la F0 de 3.4GHz. Se debe notar en la Figura 11.1 que los valores de “S” no son los resultantes del barrido paramétrico.

La siguiente Tabla 11.2 nos muestra los valores con los que se logró obtener el FBW del 5% y la F0 de 3.4GHz.

Valores finales obtenidos para S			
"S"	Valor del barrido	Valor Ajustado	Relación de reducción
S1_S3	0.115	0.036	3.19
S2	0.095	0.025	3.8

Tabla 11.2 Diferencias entre el barrido de “S” y la simulación final con SONNET

Con los valores ajustados de “S” se procede a obtener las gráficas de simulación que nos permitan demostrar que se cumplen los requerimientos previamente establecidos.

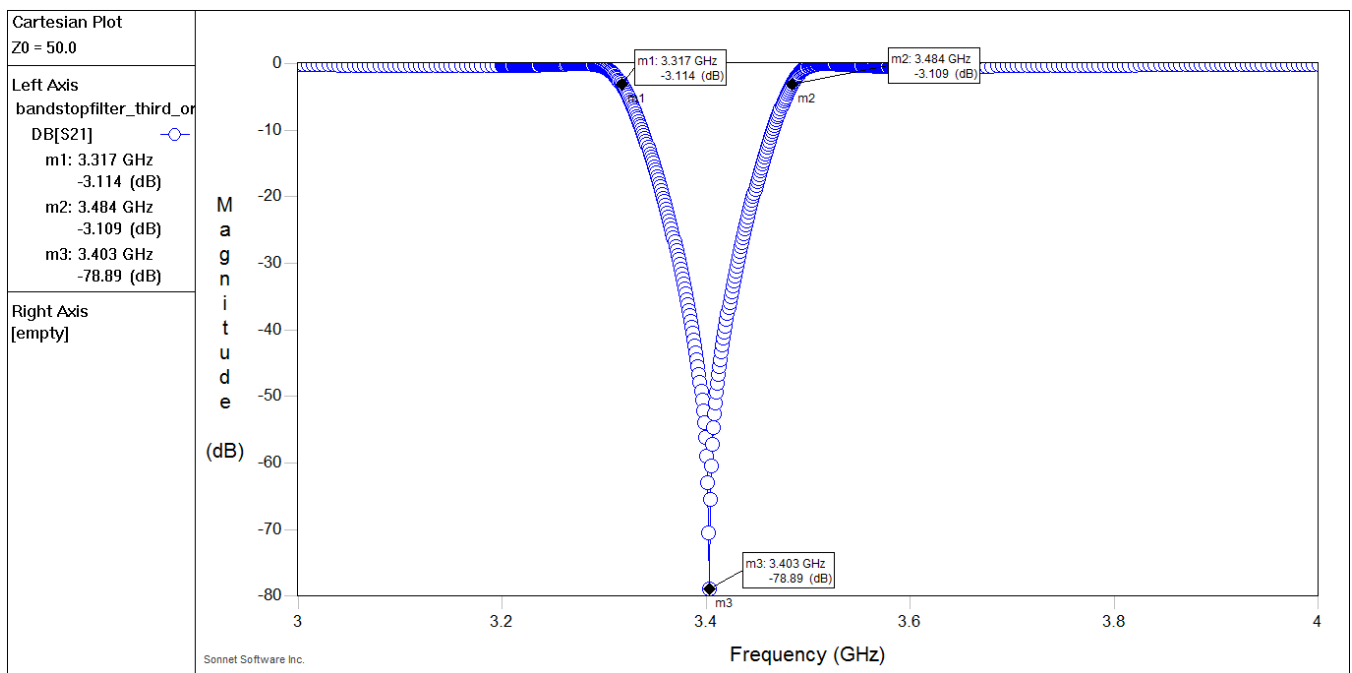


Figura 11.3 Respuesta en frecuencia del filtro Rechaza Bandas Chebyshev 3er orden.

La frecuencia central de los resultados de simulación es de 3.403 GHz, como se muestra en la Figura 11.3 con el marcador “m3” en la parte central inferior de la imagen. Con los

marcadores “m1” y “m2” en las frecuencias de 3.317GHz y 3.484GHz (3dbs) respectivamente, podemos obtener el FBW que es de 167MHz.

CONCLUSIONES

Con ayuda de este proyecto se logró obtener el conocimiento adecuado para el desarrollo de un filtro Rechaza Bandas en una tecnología de microcinta respetando los requerimientos de funcionamiento previamente establecidos, además del desarrollo de habilidades para la realización de las pruebas y ajustes necesarios en los simuladores electromagnéticos adecuados.

Durante el desarrollo del filtro se presentaron muchos desafíos y aprendizajes de los cuales podemos enumerar los siguientes:

1. El simulador circuital utilizado, APLAC, fue un problema porque debido a que es un poco obsoleto, presentaba algunas fallas de licencia en los laboratorios del ITESO. Lo anterior obstaculizó el desarrollo del proyecto, ya que las horas productivas de uso del simulador fueron disminuidas alrededor del 90%. Por lo que se recomienda utilizar otro simulador para futuros cursos.
2. Nos percatamos que cada uno de los parámetros (distancia “S”, longitud del resonador, dimensiones de la caja en SONNET, Dieléctrico del Aire, pérdidas del material) afectaban de manera directa el funcionamiento del filtro. La frecuencia central está directamente relacionada con la longitud del resonador y a lo largo de las pruebas se tuvo que estar ajustando la longitud total del resonador para obtener la frecuencia central deseada y de lo contrario la distancia “S” es el parámetro que más influencia tiene en el FBW. Además, cabe destacar que es de suma importancia la impedancia de las líneas de transmisión y también así del resonador por lo que el parámetro destacado es “W” dada las características del sustrato. La configuración de los simuladores, tal como dimensiones de la caja, pérdidas del material y dieléctrico del aire; son factores que tienen que ser tomados en cuenta y establecidos de manera adecuada para tener una respuesta más limpia y evitar cualquier tipo de resonancias.

3. El comportamiento de los resonadores de manera individual difiere a los resultados obtenidos al integrar los tres resonadores; por lo cual el barrido de “S” fue muy importante para así lograr indicar el punto sobre el cual se comenzaría a ajustar el filtro en relación de una tercera parte de los valores originales obtenidos en el barrido.
4. El diseño en SONNET difiere un poco contra los resultados de APLAC, atribuimos este comportamiento a que APLAC no existe un componente que simule enteramente el acoplamiento de una “L”; por lo tanto, el codo que une el brazo inferior con el brazo superior de la “L” no se acopla en la simulación. En cambio, en SONNET se realiza el diseño en “LAYOUT” de la figura completa “L”, teniendo así más área de acoplamiento y por lo tanto el área cubierta es mayor y difieren los resultados.

BIBLIOGRAFÍA

- APLAC Online Documentation
- Manuals for APLAC
- D. M. Pozar, Microwave Engineering, Wiley, 2005

C. OPTIMIZACIÓN DE UN FILTRO PASA BANDA USANDO AMPLIFICADORES COMERCIALES

INTRODUCTION

The goal of this project is design and optimizes the response of a bandpass filter using two commercial operational amplifiers handling WinSpice and Matlab tools. The project will include the knowledge gained during the course “Optimization-Based Modeling and Design of Electronic Circuits” by the professor Dr. Ernesto Rayas in the institution of ITESO.

The project will design a bandpass biquad filter with a center frequency of $f_0 = 38$ kHz; the -3-dB passband should be located between 34.8 - 41.1 kHz, and the midband gain must be $H = 1$. The filter is going to be designed with commercial opamps such as LM324 and uA741. The performance of the filters should be as specified in the design requirements and it are going to be optimized in order to work same as a circuit with ideal opamps.

The filter will be optimized using the nominal parameter extraction (PE) technique where it is assumed that there is already available a reasonable starting point for PE. The norm formulations to PE which are going to be used are the Manhattan Norm and the Chebyshev Norm. The target response is going to be simulated using 51, 501 and 1001 frequency points.

THEORY

1. Bandpass biquad filter description:

Operational amplifiers can be used to realize a linear system with an arbitrary biquadratic transfer function. The complex variable $s = j\omega$, where $\omega = 2\pi f$. This function is the ratio of two quadratic expressions in s . The denominator specifies the characteristic frequency ω_0 and the Q-factor Q . The parameter Q has an easily appreciated meaning in the case of the bandpass filter. A biquad active filter consists in two integrators and one integrator used as inverting amplifier. The bandpass biquad filter is designed as below:

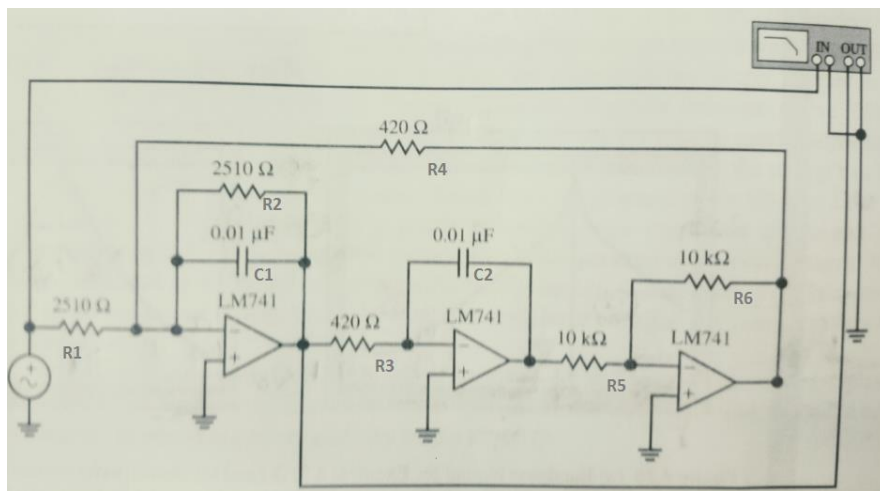


Image 1.0 – Bandpass biquad filter

1.1 Bandpass solution:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{38 \text{ kHz}}{41.1 \text{ kHz} - 34.8 \text{ kHz}} \approx 6$$

$R_3 = R_4$ and $C_1 = C_2$ determine the center frequency ω_0 and choosing $C_1 = C_2 = 0.01 \mu\text{F}$; therefore:

$$R_3 = R_4 = \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{10^6 \Omega}{(0.01)(2\pi)(38000)} = 419 \Omega \quad R_1 = R_2 = QR_3 = (6)(419 \Omega) \\ = 2.513 \text{ k}\Omega.$$

The inverter will use two equal 10 k Ω resistor.

2. Basic definitions of nominal parameter extraction:

- The parameters to be extracted are restricted to a region X of valid parameters.
- The problem of parameter extraction can be formulated as a nonlinear least-squares problem:

$$\mathbf{x}^* = \underbrace{\arg \min}_x \|\mathbf{R}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}^t\|_2^2 \quad \text{where } \mathbf{x}^* \text{ contains the extracted parameters}$$

- \mathbf{x}^* is the solution that makes $\mathbf{R}(\mathbf{x}^*)$ as close as possible to \mathbf{R}^t
- The error between the circuit response and the target should be zero.

$$\mathbf{e}(\mathbf{x}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}^t$$

- ℓ_1 formulation (Manhattan)

$$\mathbf{x}^* = \underbrace{\arg \min}_x \sum_{i=1}^k |e_i(\mathbf{x})|$$

- Chebyshev formulation

$$\mathbf{x}^* = \underbrace{\arg \min}_x \max_i |e_i(\mathbf{x})| = \{ \dots |e_i(\mathbf{x})| \dots \}$$

WinSpice Simulation

Firstly, the filter was designed and evaluated directly into WinSpice tool with the previous calculated values using the three different operational amplifiers: ideal opamp, LM324 and uA741.

The results are shown in the below images:

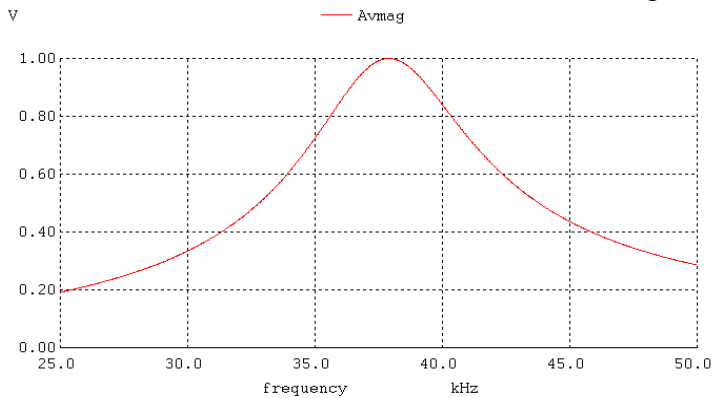


Image 2.0 - Avmag for a Quasi Ideal opamp

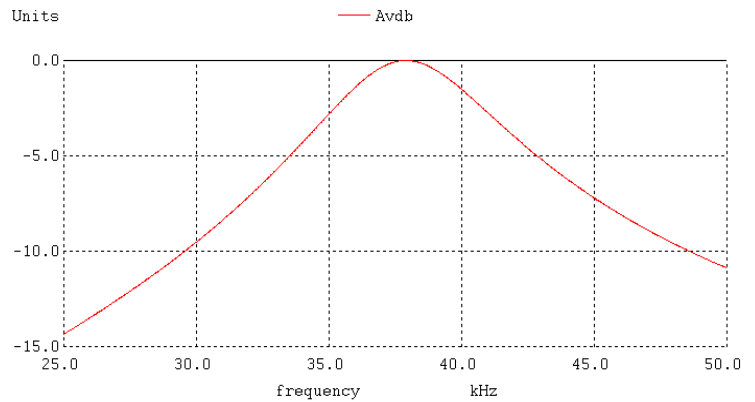


Image 2.1 - Avdb for a Quasi Ideal opamp

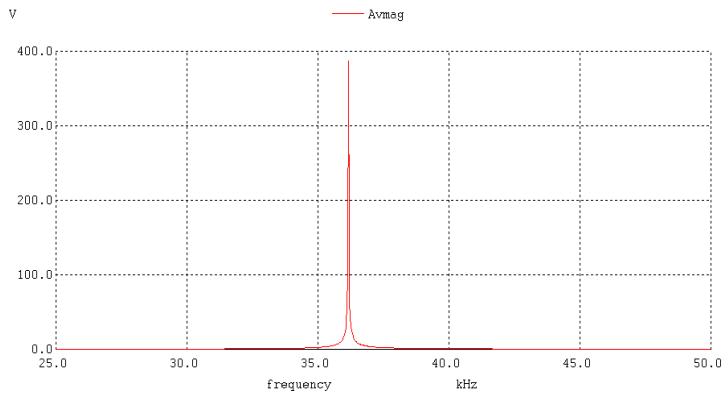


Image 3.0 - Avmag for a LM324 opamp

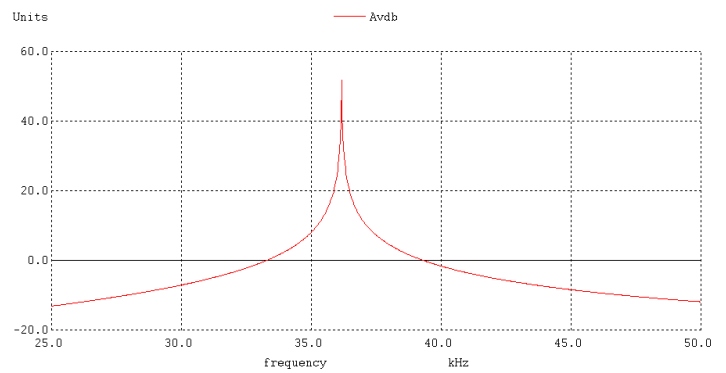


Image 3.1 - Avdb for a LM324 opamp

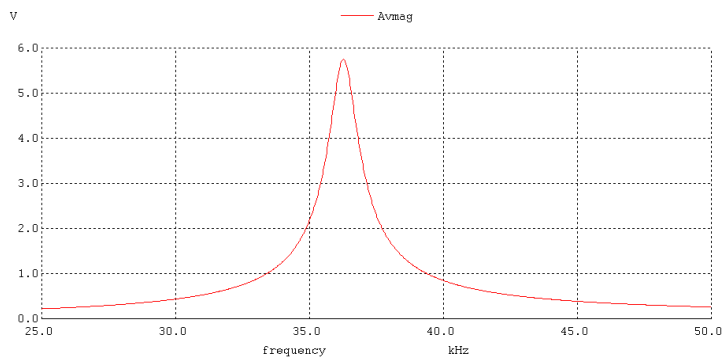


Image 4.0 - Avmag for a uA741 opamp

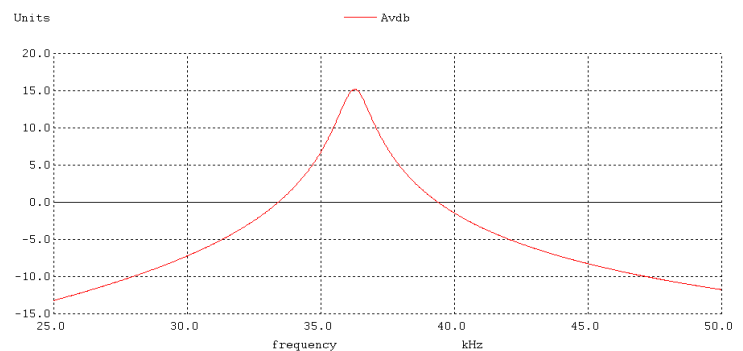


Image 3.1 - Avdb for a uA741 opamp

Results using LM324 and uA741 are too far from the expected design. Only the performance of the ideal opamp is really accurate; hence, a parameter extraction technique is needed in order to optimize the performance of the commercial opamps

SOLUTION – LM324

Matlab driver was written in order to manipulate the WinSpice circuit performance besides an error function and an objective function. The circuit was simulated with 51, 501 and 1001 frequency points. Refer to Appendix for Matlab codes.

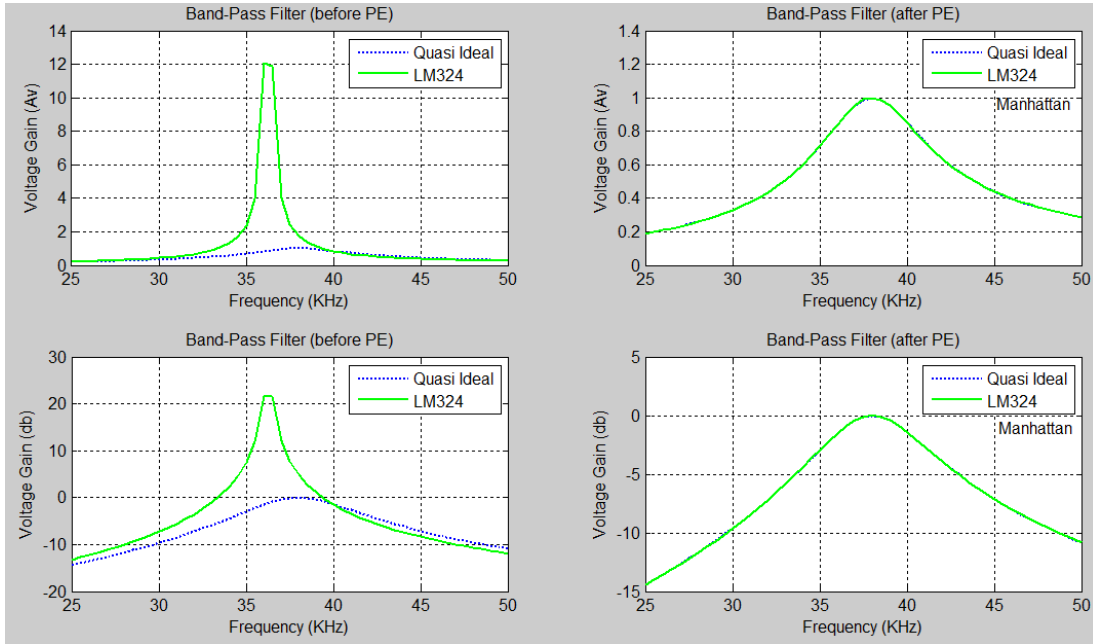


Image 5.0 – Avmag and Avdb using Manhattan formulation with 51 frequency points

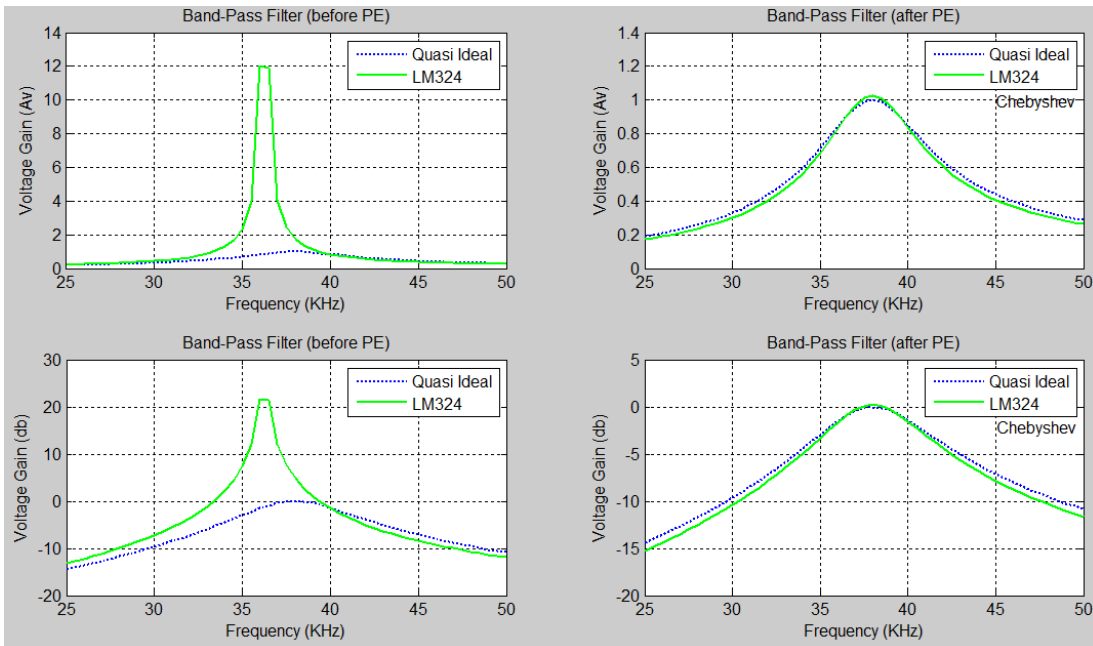


Image 5.1 – Avmag and Avdb using Chebyshev formulation with 51 frequency points

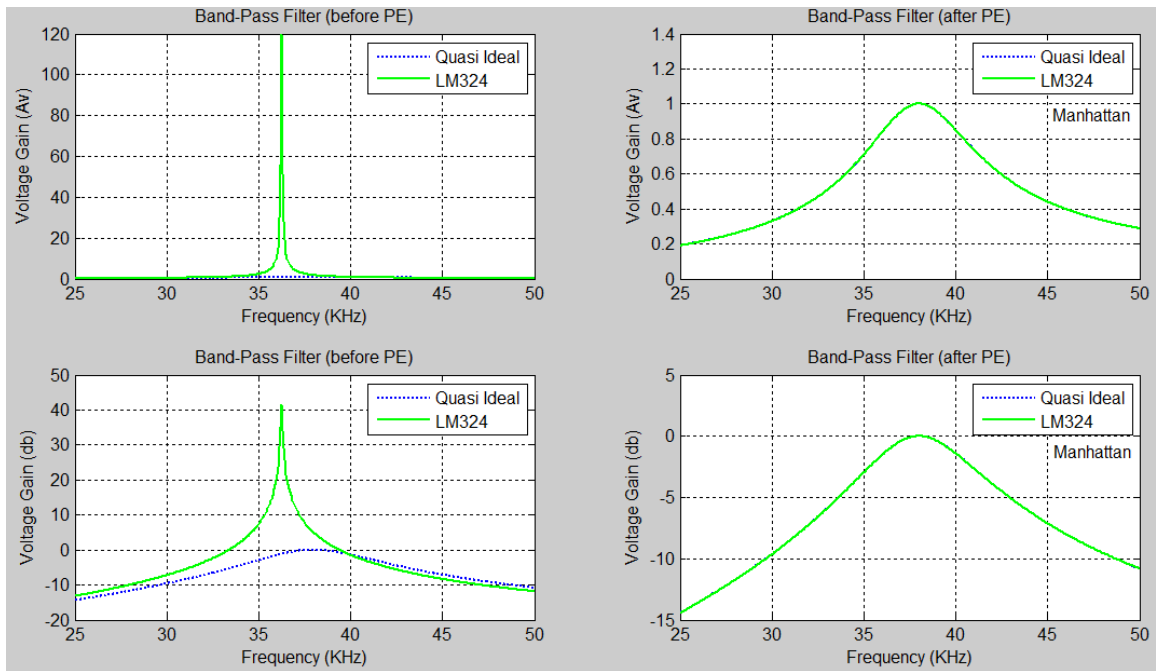


Image 6.0 – A_{vmag} and A_{vdb} using Manhattan formulation with 501 frequency points

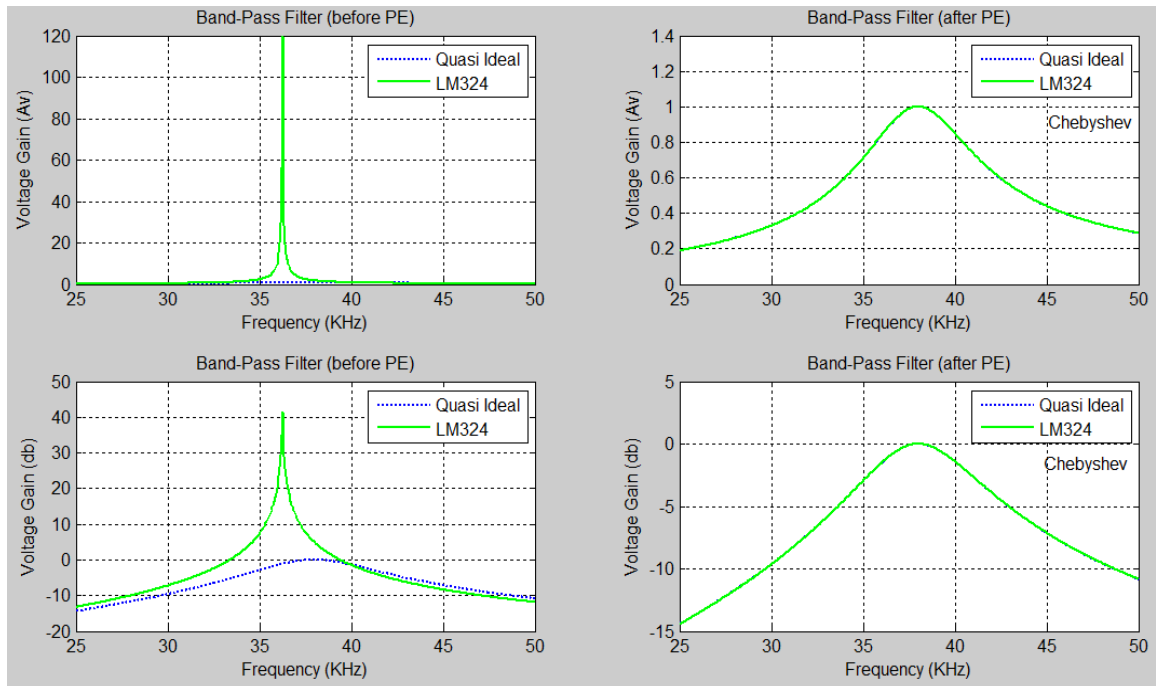


Image 6.1 – A_{vmag} and A_{vdb} using Chebyshev formulation with 501 frequency points

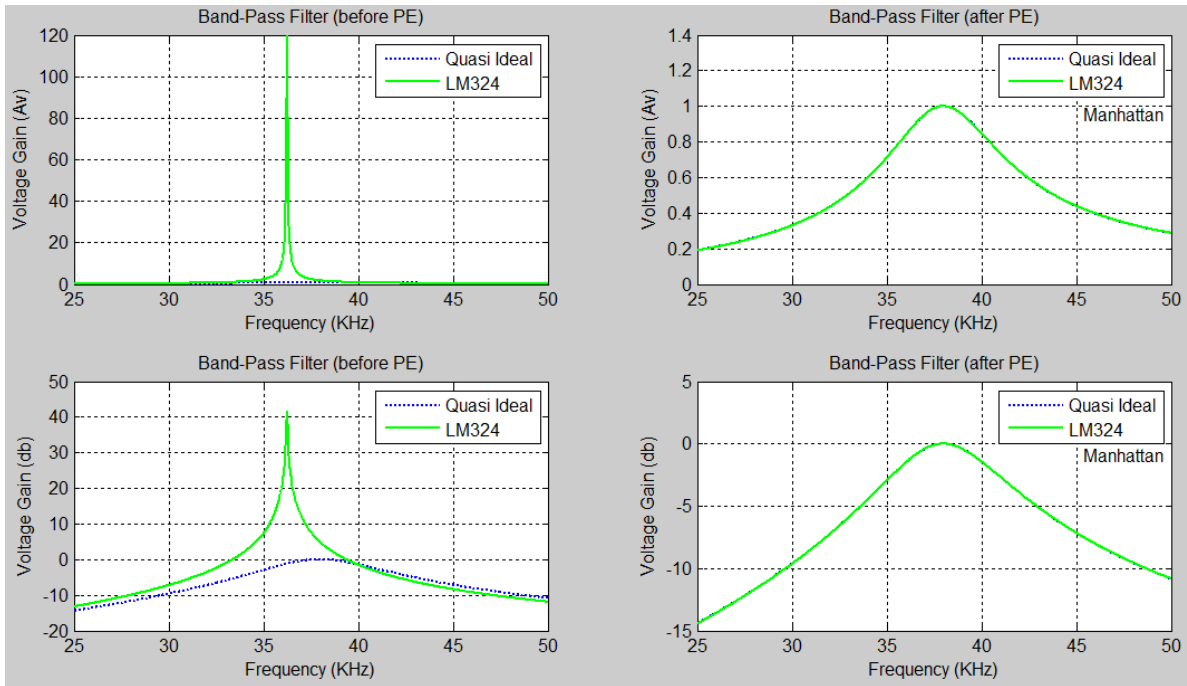


Image 7.0 – A_{vmag} and A_{vdb} using Manhattan formulation with 1001 frequency points

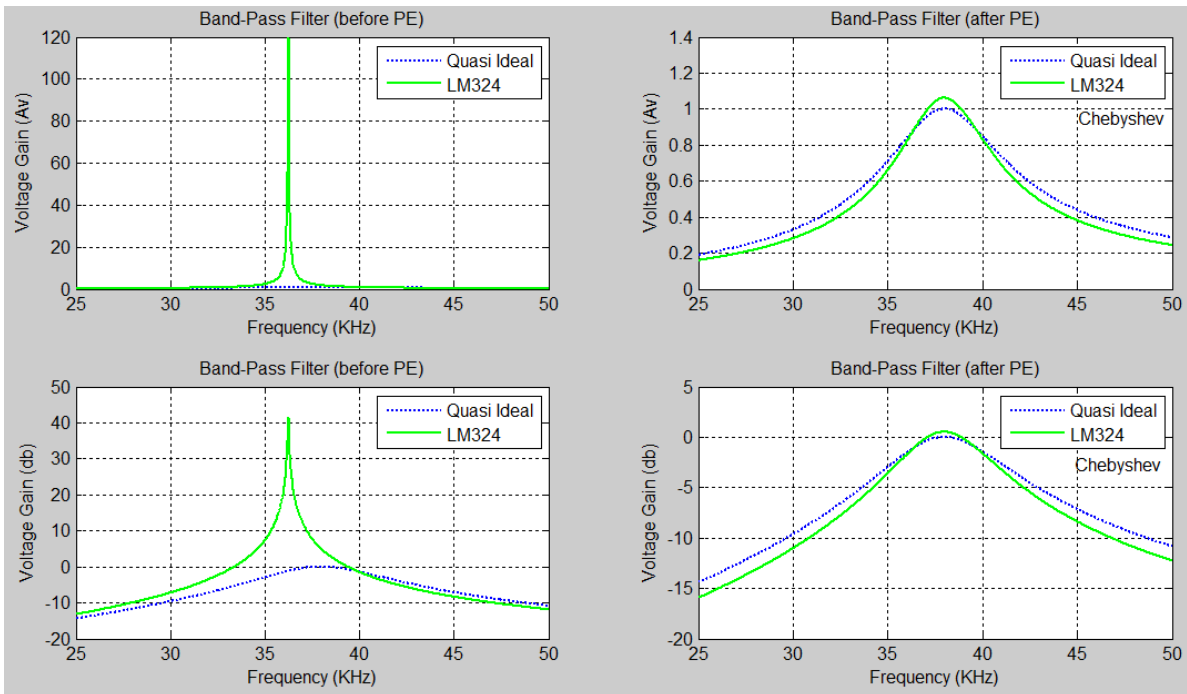


Image 7.1 – A_{vmag} and A_{vdb} using Chebyshev formulation with 1001 frequency points

SOLUTION – uA741

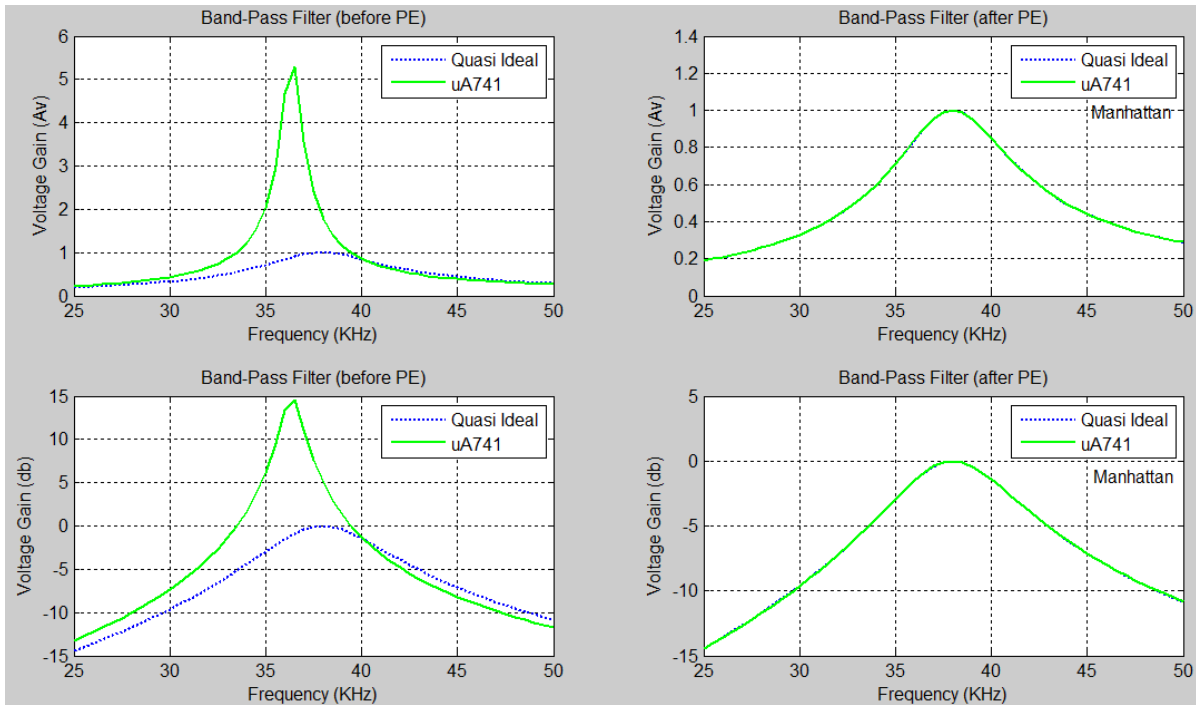


Image 8.0 – A_{vmag} and A_{vdb} using Manhattan formulation with 51 frequency points

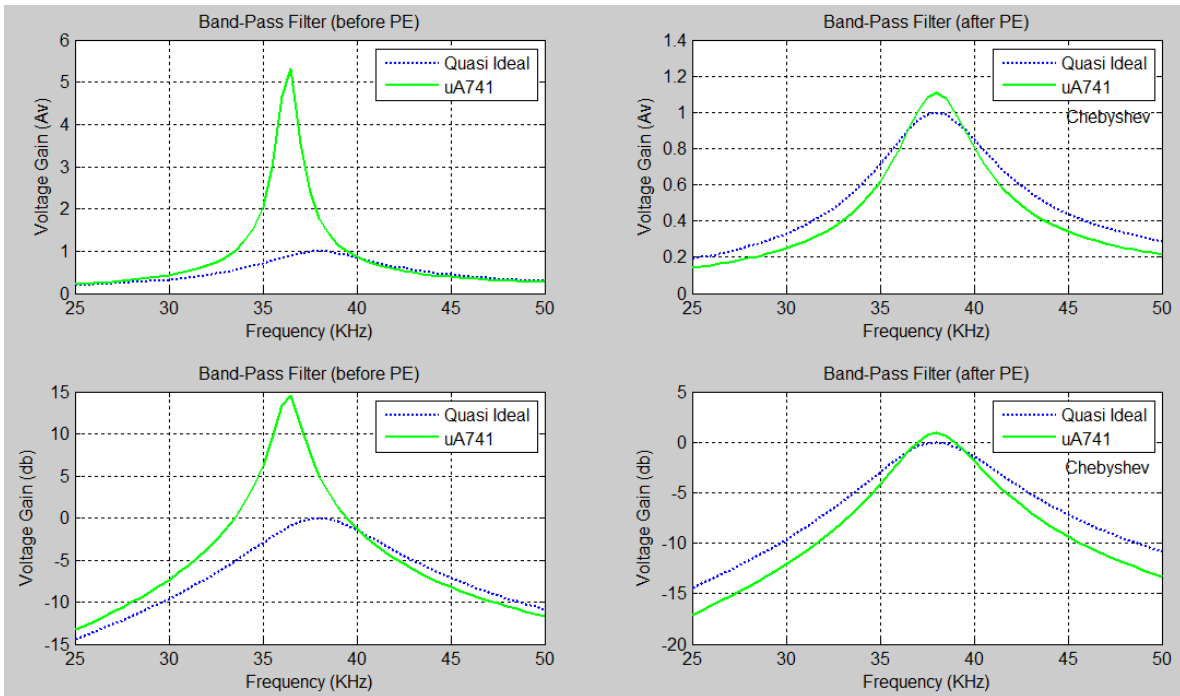


Image 8.0 – A_{vmag} and A_{vdb} using Chebyshev formulation with 51 frequency points

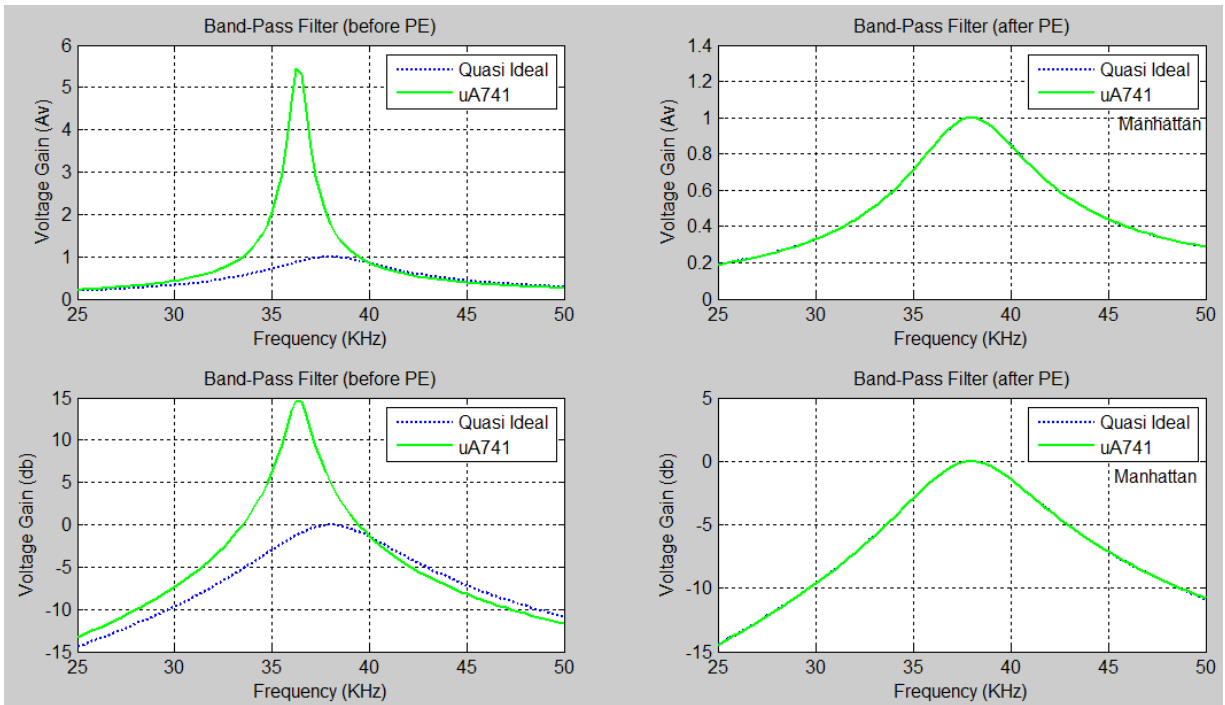


Image 9.0 – Avmag and Avdb using Manhattan formulation with 501 frequency points

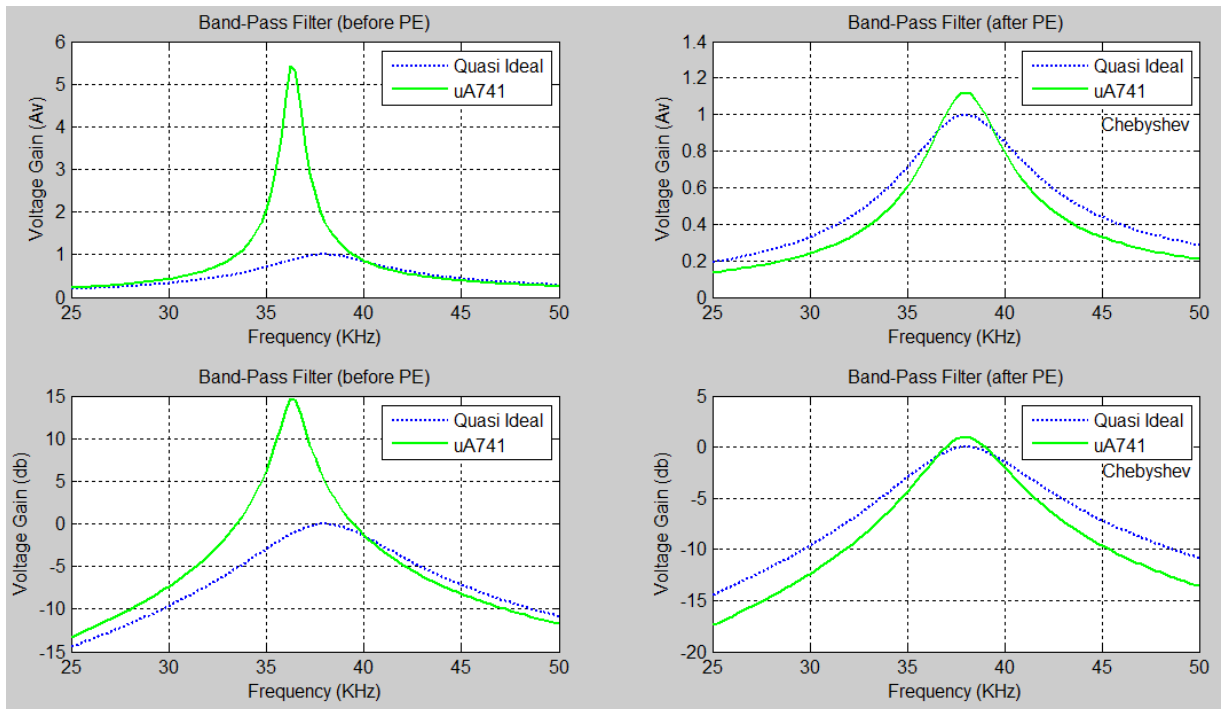


Image 9.1 – Avmag and Avdb using Chebyshev formulation with 501 frequency points

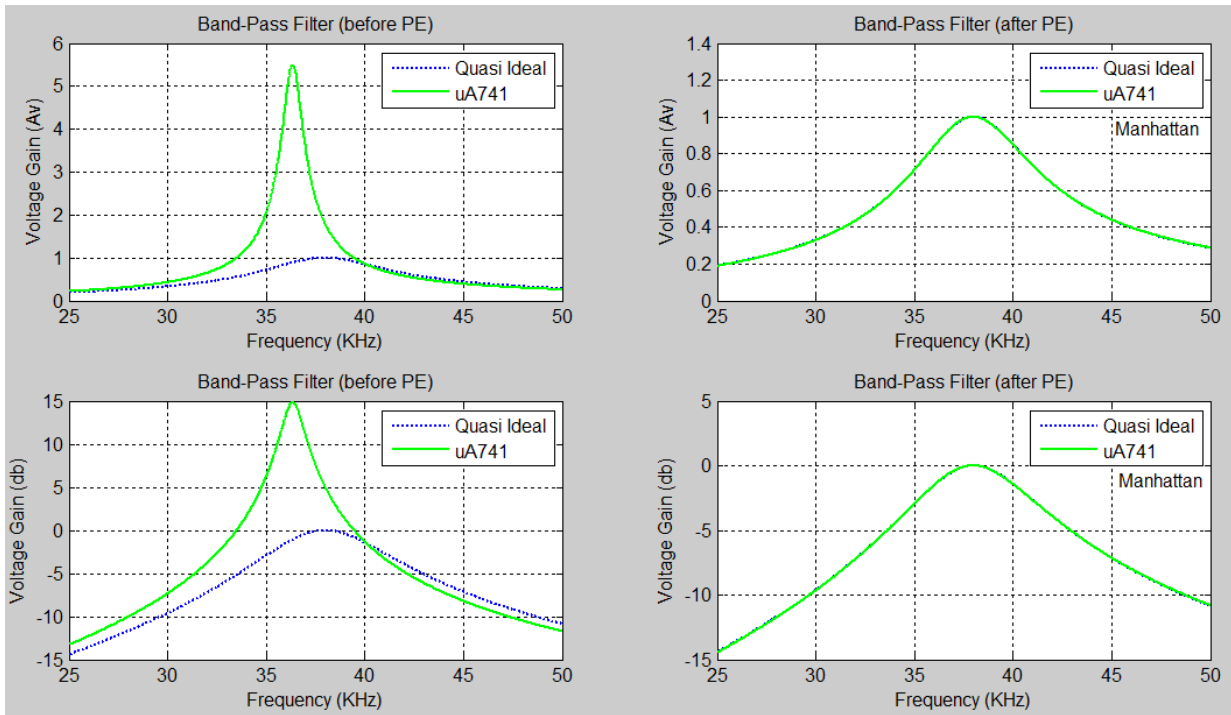


Image 10.0 – Avmag and Avdb using Manhattan formulation with 1001 frequency points

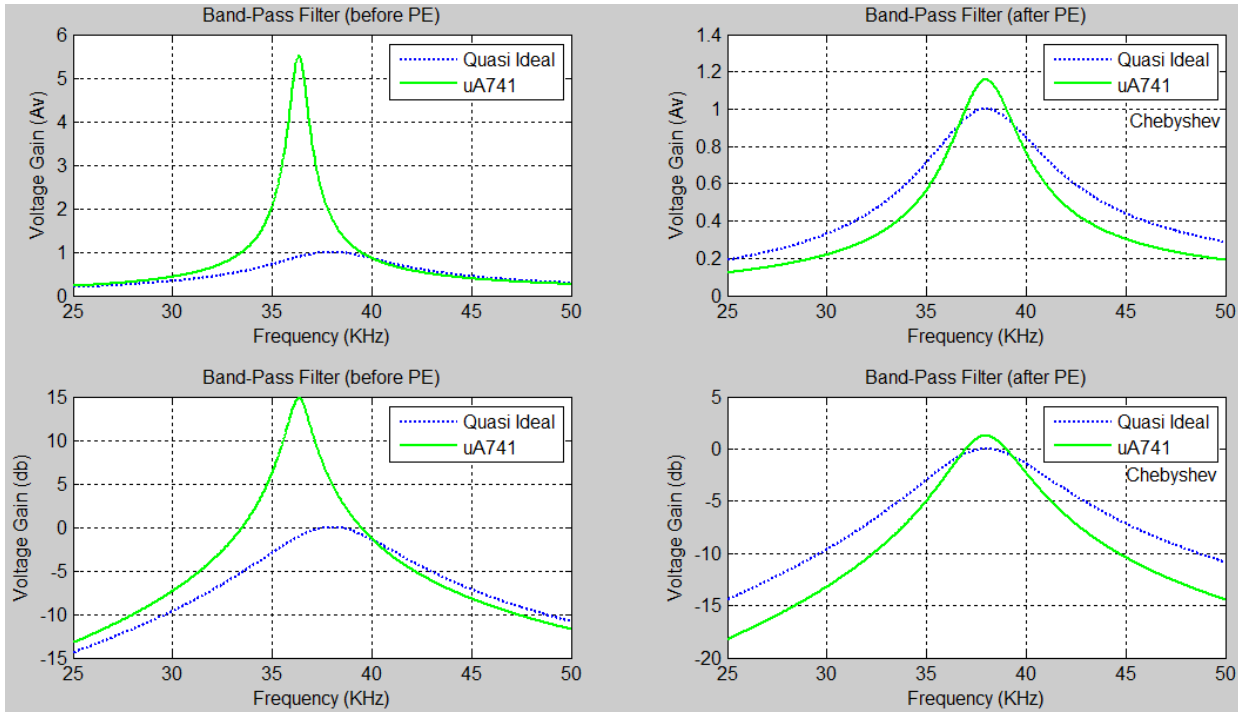


Image 11.0 – Avmag and Avdb using Chebyshev formulation with 1001 frequency points

LM324 - 51 frequency points						
Formulation	(X0)	x	Iter	FunEval	EF	e (x)= R(x)- R ^t
Manhattan	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.24844182996727 Kohms R2 = 4.92718537867076 Kohms R3 = 973.1246341619752 ohms R4 = 157.3322911170914 ohms	179	308	1	7.080E-06
Chebyshev	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.33.4908033940055 Kohms R2 = 6.20950635495522 Kohms R3 = 1.50632220786525 Kohms R4 = 96.279759925807326 ohms	566	953	1	3.575E-02

Table 11.1 – Summary of 51 frequency points using LM324

LM324 - 501 frequency points						
Formulation	(X0)	x	Iter	FunEval	EF	e (x)= R(x)- R ^t
Manhattan	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.104658516447748 Kohms R2 = 9.573068080074278 Kohms R3 = 1.512759617799297 Kohms R4 = 95.752536578087444 ohms	203	353	1	6.744E-05
Chebyshev	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.433784053146347 Kohms R2 = 15.91636861605714 Kohms R3 = 80.969094557476893 Kohms R4 = 1.74700695666492 Kohms	1000	1668	0	7.601E-04

Table 11.1 – Summary of 501 frequency points using LM324

LM324 - 1001 frequency points						
Formulation	(X0)	x	Iter	FunEval	EF	e (x)= R(x)- R ^t
Manhattan	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.104645050775599 Kohms R2 = 9.572674187842953 Kohms R3 = 1.512789848126070 Kohms R4 = 95.750133986318900 ohms	200	347	1	1.345E-04
Chebyshev	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.862538931783651 Kohms R2 = 9.107116099218438 Kohms R3 = 368.3026194416281 ohms R4 = 432.4174522703145 ohms	269	465	1	6.188E-02

Table 11.1 – Summary of 1001 frequency points using LM324

uA741 - 51 frequency points						
Formulation	(X0)	x	Iter	FunEval	EF	e (x)= R(x)- R ⁿ t
Manhattan	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.24844182996727 Kohms R2 = 4.92718537867076 Kohms R3 = 973.1246341619752 ohms R4 = 157.3322911170914 ohms	148	260	1	4.031E-05
Chebyshev	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.24844182996727 Kohms R2 = 4.92718537867076 Kohms R3 = 1702957880458515 ohms R4 = 912.6671385755635 ohms	365	624	1	1.082E-01

Table 11.1 – Summary of 51 frequency points using uA741

uA741 - 501 frequency points						
Formulation	(X0)	x	Iter	FunEval	EF	e (x)= R(x)- R ⁿ t
Manhattan	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.250412901220002 Kohms R2 = 4.966559711606838 Kohms R3 = 966.3331338259450 ohms R4 = 158.5588971463494 ohms	136	241	1	3.864E-04
Chebyshev	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 4.26589897830608 Kohms R2 = 3.113875579737917 Kohms R3 = 210.3480054873300 ohms R4 = 750.5987465294103ohms	373	635	1	1.967E-01

Table 11.1 – Summary of 501 frequency points using uA741

uA741 - 1001 frequency points						
Formulation	(X0)	x	Iter	FunEval	EF	e (x)= R(x)- R ⁿ t
Manhattan	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 2.250405507603623 Kohms R2 = 4.966572709271956 Kohms R3 = 966.3301858474654 ohms R4 = 158.5590946506528 ohms	131	232	1	7.708E-04
Chebyshev	R1 = 2.513 Kohms R2 = 2.513 Kohms R3 = 419 ohms R4 = 419 ohms	R1 = 3.821714507915704 Kohms R2 = 3.461899297741675 Kohms R3 = 218.7081777030232 ohms R4 = 723.0286041571841ohms	281	477	1	1.572E-01

Table 11.1 – Summary of 1001 frequency points using uA741

CONCLUSION

The main goal of this project was the design and the optimization for a bandpass biquad filter using commercial opamps since the performance of the circuit using the resistors and capacitors values previously calculated were not as the design requirements specifications.

Using the Manhattan norm, the optimization was reached, and it was really accurate in all the frequency points for both LM324 and uA741. Even when with the initial values the midband gain for uA741 and LM324 was ~5.5 and ~120 respectively doing a proper parameter extraction the performance was optimized. The number of iterations was lower in comparison against Chebyshev

Using the Chebyshev norm, the optimization solution was not as good as Manhattan norm. Using LM324 the midband gain was quite of higher than 1 and -3 db was slightly larger using Quasi Ideal Opamp. Using uA741 the optimization was not accurate as LM324 but the results for both of them were obtained with a low number of iterations with a low TolX (0.1).

REFERENCES

- J.E. Rayas-Sánchez, "Circuit design using classical optimization methods", ITESO, 2017
- Rolf Schaumann, Mac E. Van Valkenburg, Design of Analog Filters, New York, Oxford, Oxford University Press, 2001
- J. B Calvert, "Biquad Active Filter", University of Denver, September 2008

APPENDIX

```
% ~~~~~ %  
% Driving MFBP2 from Matlab  
%  
% This function drives the WinSpice file MFBP3_m.cir from Matlab, and returns %  
% the simulation results in vectors f, mAv, and pAv. %  
% Usage: [f,mAv,pAv] = MFBP2_SPICE(x,IF,FF,FP) %  
% x: vector of selected design variables. %  
% IF: Initial frequency (Hz). %  
% FF: Final frequency (Hz). %  
% FP: Number of frequency points per frequency sweep. %  
% f: column vector containing the FP simulated frequency points (Hz). %  
% mAv: column vector containing the magnitude of the voltage gain (V/V). %  
% pAv: column vector containing the phase of the voltage gain (degrees). %
```

```
function [f,mAv,pAv] = MFBP3_SPICE(x,IF,FF,FP)
```

```
R1 = x(1);  
R2 = x(2);  
R3 = x(3);  
R4 = x(4);
```

```
ss{1} = 'Multiple-Feedback Band-Pass biquad Filter';  
ss{2} = 'Vcc vp 0 DC 12V';  
ss{3} = 'Vee vn 0 DC -12V';  
ss{4} = 'Vi in 0 DC 0V AC 1V';  
ss{5} = ['R1 in ni1 ' mat2str(R1)];  
ss{6} = ['R2 ni1 out1 ' mat2str(R2)];  
ss{7} = ['R3 out1 ni2 ' mat2str(R3)];  
ss{8} = ['R4 ni1 out3 ' mat2str(R4)];  
ss{9} = ['R5 out2 ni3 10k'];  
ss{10} = ['R6 ni3 out3 10k'];  
ss{11} = ['C1 ni1 out1 0.01u'];  
ss{12} = ['C2 ni2 out2 0.01u'];  
ss{13} = 'XOA1 0 ni1 vp vn out1 LM324';  
ss{14} = 'XOA2 0 ni2 vp vn out2 LM324';  
ss{15} = 'XOA3 0 ni3 vp vn out3 LM324';  
ss{16} = '.lib D:\Respaldo\ITESO\Simulacion electronica\WINSPICE\spice_models.txt';  
ss{17} = '.control';  
ss{18} = 'delete all';  
ss{19} = ['AC LIN ' mat2str(FP) ' ' mat2str(IF) ' ' mat2str(FF)];  
ss{20} = 'mAv = mag(v(out1)/v(in))';  
ss{21} = 'pAv = phase(v(out1)/v(in))';  
ss{22} = 'write MFBP3_AC_out.csv mAv pAv';  
ss{23} = 'quit';  
ss{24} = '.endc';
```

```

ss{25} = '.end';
% Save SPICE Script as a Circuit File in Matlab Working Directory
CircuitFileName = 'MFBP3_m.cir';
ckt_file = str2mat(ss);
[rows,columns] = size(ckt_file);
fid = fopen(CircuitFileName,'w+'); % File identifier opened.
for i = 1:rows
fprintf(fid, '%s', ckt_file(i,:)); % Save each row of ckt_file.
fprintf(fid, '%s\r\n', "");
end
fclose(fid); % File identifier closed.

% Run WinSpice Circuit File
ExecFile = 'C:\WinSpice2\wspice3.exe ';
system([ExecFile CircuitFileName]);

% Read WinSpice Output Files
RespAC = csvread('MFBP3_AC_out.csv',1,0); % Read AC responses.
f = RespAC(:,1);
mAv = RespAC(:,3);
pAv = RespAC(:,5)*180/pi;

% Erase Data Files
delete MFBP3_AC_out.csv;

% ----- %
% Objective Function for a bandpass biquad filter %
% Eng. Ernesto Morales Guerrero %

% Read Target Response csv File
Resp = csvread('target_1001pts.csv',0,1);
Rt = Resp(:,1); % Read responses mAv responses.
Rtdb = Resp(:,2); % Read responses Avdb responses.
Rt = Rt';
Rtdb = Rtdb';

% Starting Point values calculated
R1= 2513;
R2= 2513;
R3= 419;
R4= 419;
x=[R1; R2; R3; R4];

% Parameters of the simulator.
IF = 25e3; % Initial frequency (Hz).

```

```

FF = 50e3; % Final frequency (Hz).
FP = length(Rt); % Number of frequencies per sweep.
ft = 1e-3*linspace(IF,FF,FP); % Vector of frequency points (KHz).

% Result before parameter extraction - Calculate Circuit Response
[f,mAv,pAv] = MFBP3_SPICE(x,IF,FF,FP);
f = f*1e-3; % Frequency (KHz).
Avdb = 20*log10(mAv);

% Plot Circuit and Target Responses Magnitude
subplot(2,2,1),plot(ft,Rt,':b',f,mAv,'-g','LineWidth',1.5)
legend('Quasi Ideal','LM324','Location','Northeast');
grid on
title('Band-Pass Filter (before PE)')
xlabel('Frequency (KHz)')
ylabel('Voltage Gain (Av)')

% Plot Circuit and Target Responses DB
subplot(2,2,3),plot(ft,Rtdb,':b',f,Avdb,'-g','LineWidth',1.5)
legend('Quasi Ideal','LM324','Location','Northeast');
grid on
title('Band-Pass Filter (before PE)')
xlabel('Frequency (KHz)')
ylabel('Voltage Gain (db)')

% Nominal Parameter extraction
options = optimset('MaxFunEvals',1000,'MaxIter',1000,'TolX',0.1);
[x,FunVal,EF,output]=fminsearch('OF_PE_MFBP2',x,options,Rt,IF,FF,FP);
R1_opt = x(1)
R2_opt = x(2)
R3_opt = x(3)
R4_opt = x(4)
disp(['Exit flag =' num2str(EF)]);
disp(['Iterations =' num2str(output.iterations)]);
disp(['Function evaluations =' num2str(output.funcCount)]);

% RESULTS AFTER PARAMETER EXTRACTION
[f,mAv,pAv] = MFBP3_SPICE(x,IF,FF,FP);
f = f*1e-3; % Frequency (KHz).
Avdb = 20*log10(mAv);

% Plot Circuit and Target Responses Magnitude after parameter extraction
subplot(2,2,2),plot(ft,Rt,':b',f,mAv,'-g','LineWidth',1.5)
legend('Quasi Ideal','LM324','Location','Northeast');
grid on

```



```

title('Band-Pass Filter (after PE)')
xlabel('Frequency (KHz)')
ylabel('Voltage Gain (Av)')
gtext('Manhattan')
% gtext('Chebyshev')

% Plot Circuit and Target Responses db after parameter extraction
subplot(2,2,4),plot(ft,Rtdb,':b',f,Avdb,'-g','LineWidth',1.5)
legend('Quasi Ideal','LM324','Location','Northeast');
grid on
title('Band-Pass Filter (after PE)')
xlabel('Frequency (KHz)')
ylabel('Voltage Gain (db)')
gtext('Manhattan')
% gtext('Chebyshev')

% ----- %
%           Maximum Error Function           %
%           Eng. Ernesto Morales Guerrero    %

function u = OF_PE_MFBP2(x,Rt,IF,FF,FP)
% Calculate Filter Response and Error Vector
% IF = Initial frequency (Hz).
% FF = Final frequency (Hz).
% FP = Number of frequencies per sweep.
% Rt = [...]; Target Response

[f,mAv,pAv] = MFBP3_SPICE(x,IF,FF,FP);
f = f*1e-3; % Frequency (KHz).
e = mAv - Rt';

% Calculate norm of the error vector
u = norm(e,2)^2%Manhattan
% u = norm(e,inf)%Chebyshev

```

OPERATIONAL AMPLIFIERS WINSPICE

```

* UA741 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
* Texas Instruments
* CREATED USING PARTS RELEASE 4.01 ON 07/05/89 AT 09:09
* (REV N/A) SUPPLY VOLTAGE: +/-15V
* CONNECTIONS: NON-INVERTING INPUT
*           | INVERTING INPUT
*           || POSITIVE POWER SUPPLY

```

```

*      ||| NEGATIVE POWER SUPPLY
*      |||| OUTPUT
*      |||||
.SUBCKT UA741  1 2 3 4 5
*
C1  11 12 4.664E-12
C2  6 7 20.00E-12
DC  5 53 DX
DE  54 5 DX
DLP 90 91 DX
DLN 92 90 DX
DP  4 3 DX
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB  7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 10.61E6 -10E6 10E6 10E6 -10E6
GA 6 0 11 12 137.7E-6
GCM 0 6 10 99 2.574E-9
IEE 10 4 DC 10.16E-6
HLIM 90 0 VLIM 1K
Q1  11 2 13 QX
Q2  12 1 14 QX
R2  6 9 100.0E3
RC1 3 11 7.957E3
RC2 3 12 7.957E3
RE1 13 10 2.740E3
RE2 14 10 2.740E3
REE 10 99 19.69E6
RO1 8 5 150
RO2 7 99 150
RP  3 4 18.11E3
VB  9 0 DC 0
VC 3 53 DC 2.600
VE 54 4 DC 2.600
VLIM 7 8 DC 0
VLP 91 0 DC 25
VLN 0 92 DC 25
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL QX NPN(IS=800.0E-18 BF=62.50)
.ENDS

```

```

* op-amp subcircuit
.subckt uA741      1 2 3 4 5
* connections:    |||||
*                |||||
* non-inverting input ||||
*   inverting input  |||
* positive power supply ||
* negative power supply |
*                output
*
*
c1  11 12 8.661E-12

```

```

c2 6 7 30.00E-12
dc 5 53 dx
de 54 5 dx
dlp 90 91 dx
dln 92 90 dx
dp 4 3 dx
egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 10.61E6 -10E6 10E6 10E6 -10E6
ga 6 0 11 12 188.5E-6
gcm 0 6 10 99 5.961E-9
iee 10 4 dc 15.16E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1 11 2 13 qx
q2 12 1 14 qx
r2 6 9 100.0E3
rc1 3 11 5.305E3
rc2 3 12 5.305E3
re1 13 10 1.836E3
re2 14 10 1.836E3
ree 10 99 13.19E6
ro1 8 5 50
ro2 7 99 100
rp 3 4 18.16E3
vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 1
ve 54 4 dc 1
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 40
vln 0 92 dc 40
.model dx D(Is=800.0E-18 Rs=1)
.model qx NPN(Is=800.0E-18 Bf=93.75)
.ends uA741

```

* LM324 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT

* Texas Instruments

* CREATED USING PARTS RELEASE 4.01 ON 09/08/89 AT 10:54

* (REV N/A) SUPPLY VOLTAGE: 5V

* CONNECTIONS: NON-INVERTING INPUT

```

*      | INVERTING INPUT
*      || POSITIVE POWER SUPPLY
*      ||| NEGATIVE POWER SUPPLY
*      |||| OUTPUT
*      |||||

```

.SUBCKT LM324 1 2 3 4 5

*

```

C1 11 12 5.544E-12
C2 6 7 20.00E-12
DC 5 53 DX
DE 54 5 DX
DLP 90 91 DX

```

```

DLN 92 90 DX
DP 4 3 DX
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB 7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 15.91E6 -20E6 20E6 20E6 -20E6
GA 6 0 11 12 125.7E-6
GCM 0 6 10 99 7.067E-9
IEE 3 10 DC 10.04E-6
HLIM 90 0 VLIM 1K
Q1 11 2 13 QX
Q2 12 1 14 QX
R2 6 9 100.0E3
RC1 4 11 7.957E3
RC2 4 12 7.957E3
RE1 13 10 2.773E3
RE2 14 10 2.773E3
REE 10 99 19.92E6
RO1 8 5 50
RO2 7 99 50
RP 3 4 30.31E3
VB 9 0 DC 0
VC 3 53 DC 2.100
VE 54 4 DC .6
VLIM 7 8 DC 0
VLP 91 0 DC 40
VLN 0 92 DC 40
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL QX PNP(IS=800.0E-18 BF=250)
.ENDS

```

```

* Subcircuit for a Quasi Ideal OpAmp
.SUBCKT QuasiIdealOpAmp N P OUT
Ri N P 1000MEGAohms
Ro I OUT 1ohm
Eo I 0 P N 100E6
.ENDS

```

```

* UA741 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
* Texas Instruments
* CREATED USING PARTS RELEASE 4.01 ON 07/05/89 AT 09:09
* (REV N/A) SUPPLY VOLTAGE: +/-15V
* CONNECTIONS: NON-INVERTING INPUT
* | INVERTING INPUT
* || POSITIVE POWER SUPPLY
* ||| NEGATIVE POWER SUPPLY
* |||| OUTPUT
* |||||
.SUBCKT UA741 1 2 3 4 5
*
C1 11 12 4.664E-12
C2 6 7 20.00E-12
DC 5 53 DX
DE 54 5 DX

```

```
DLP 90 91 DX
DLN 92 90 DX
DP 4 3 DX
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB 7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 10.61E6 -10E6 10E6 10E6 -10E6
GA 6 0 11 12 137.7E-6
GCM 0 6 10 99 2.574E-9
IEE 10 4 DC 10.16E-6
HLIM 90 0 VLIM 1K
Q1 11 2 13 QX
Q2 12 1 14 QX
R2 6 9 100.0E3
RC1 3 11 7.957E3
RC2 3 12 7.957E3
RE1 13 10 2.740E3
RE2 14 10 2.740E3
REE 10 99 19.69E6
RO1 8 5 150
RO2 7 99 150
RP 3 4 18.11E3
VB 9 0 DC 0
VC 3 53 DC 2.600
VE 54 4 DC 2.600
VLIM 7 8 DC 0
VLP 91 0 DC 25
VLN 0 92 DC 25
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL QX NPN(IS=800.0E-18 BF=62.50)
.ENDS
```