

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR Y UN FILTRO BANDA BASE
INTEGRADO EN TECNOLOGÍA CMOS.

TRABAJO DE GRADO REQUERIDO
PARA OBTENER EL GRADO DE
INGENIERO ELECTRÓNICO.

AUTOR
ERLIN V. REY ARRIETA.

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER.
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES.
BUCARAMANGA - SANTANDER.
MAYO 2006.



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Perfecta combinación entre Energía e Intelecto



**DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR Y UN FILTRO BANDA BASE
INTEGRADO EN TECNOLOGÍA CMOS.**

**TRABAJO DE GRADO REQUERIDO PARA OBTENER EL GRADO DE
INGENIERO ELECTRÓNICO.**

AUTOR

ERLIN V. REY ARRIETA.

DIRECTOR

MSc. ELKIM FELIPE ROA

CODIRECTOR

MSc. JAIME BARRERO

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER.
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES.
BUCARAMANGA - SANTANDER.
MAYO 2006.**

Este trabajo está dedicado a mis padres, que con su amor, paciencia y sabiduría, hicieron esto posible. A mis docentes, que me formaron como profesional y como persona. Y a mis amigos, que me acompañan cada día de mi vida.



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Perfecta combinación entre Energía e Intelecto



TITULO
DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR Y UN FILTRO BANDA BASE
INTEGRADO EN TECNOLOGÍA CMOS.¹

AUTOR
ERLIN V. REY ARRIETA.

Palabras claves— CMOS, IC, OTA, filtro pasa bajos, G_m -C, *Bluetooth*, *Butterworth*, secciones bicuadradas.

Este proyecto presenta el diseño de un filtro pasa bajos G_m -C con función de transferencia *butterworth* de sexto orden. La implementación del filtro se basa en la interconexión en cascada de tres etapas bicuadradas de segundo orden. El filtro pasa bajos está ajustado para cumplir con los requisitos básicos del estándar *Bluetooth*.

El diseño del filtro se realizó bajo un concepto selectivo, es decir, cada etapa de desarrollo se sustentó en la comparación entre diferentes opciones y la selección de la alternativa más ajustada de acuerdo a los objetivos del proyecto. En ese orden de ideas, se realizó un estudio de las arquitecturas de receptores, las funciones de transferencia y la implementación de los filtros. Además, se estudiaron diferentes topologías de circuito para el amplificador de transconductancia de cada sección bicuadrada. Como resultado de este proceso se generó una estrategia de diseño para comprometer ruido, linealidad, ancho de banda, atenuación y retraso de grupo para el filtro.

Entre los resultados alcanzados con el diseño del filtro G_m -C se puede mencionar una atenuación de 40 dB en 2 MHz, un ancho de banda de 1 MHz, ruido referido a la entrada de $2 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ en 100 Hz y una diferencia de retraso de grupo de 0.12 μs .

Finalmente, en este trabajo se elaboró un *layout* para el filtro integrado, el cual cumple con las reglas de diseño vigentes para el proceso de fabricación 0,35 μm CMOS C35B4C3 de AMS.

¹Tesis.



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Perfecta combinación entre Energía e Intelecto



TITLE
DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR Y UN FILTRO BANDA BASE
INTEGRADO EN TECNOLOGÍA CMOS.²

AUTHOR
ERLIN V. REY ARRIETA.

Key words— CMOS, IC, OTA, low pass filter, G_m -C, *Bluetooth*, *Butterworth*, biquad sections.

This project presents the full custom design of a G_m -C integrated low pass filter with a sixth order *butterworth* transfer function. The filter implementation scheme is based on the cascade interconnection of three second-order biquad configuration. The final outcome is well suited to fulfill the basic requirements of *Bluetooth* for short-range radio.

The filter's design was developed under a selective concept, in other words, each design stage appears as the result of the study of several former works and the selection of the best system's choice according to the project's objectives. Thus, receiver architecture, transfer function and filter's implementations techniques analysis, were made. Moreover, different circuit topologies for the transconductance amplifier were discussed. As a result of this process, a G_m -C integrated low pass filter design strategy was generated. This strategy finds filter's trade-off between noise, linearity, BW, attenuation and group delay.

The G_m -C CMOS integrated filter achieves a 40dB attenuation level at 2MHz, a 1MHz BW, a $2 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ at 100Hz and a in band time delay variation of 0.12 μs .

Finally, a system layout was realized for the CMOS integrated filter presented in this work. The construction of this layout accomplish with the 0.35 μm CMOS C35B4C3 AMS rule process.

²Thesis.

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a Dios por darme la vida para poder lograr esta meta. Por colocar en mí camino las herramientas para trabajar día a día por este sueño. A mis padres, Erlin V. Rey Caraballo y Rosalba M. Arrieta, y a mis hermanos Juan Pablo y Andrés David Rey, por brindarme ese apoyo incondicional en todo momento, por los sacrificios que solo Dios sabe han echo por mi, sin ellos jamás lo hubiese logrado. A mis abuelos, porque sé que siempre estuve en sus oraciones.

Quiero agradecer a la Universidad Industrial de Santander, a todos y cada uno de los docentes que me han ayudado a crecer tanto a nivel personal como profesional. En especial a mi director Elkim F. Roa Fuentes y mi co-director Jaime Barrero, por guiarme a través de este proyecto, por su apoyo, su respaldo, sus consejos y hasta por sus regaños. Con ellos madure un poco más. Al profesor Alfredo R. Acevedo Picón por todas sus enseñanzas. A mis amigos que me sacaron de más de una duda en este proyecto, en especial, a Hugo Daniel Hernández, Armando Ayala, Jorge E. Prada, Juan jose Carrillo y Jorge Vargas. Al grupo CIDIC y sus miembros, por su colaboración y por brindarme la oportunidad de diseñar circuitos integrados.

No podía faltar mi novia, Jenny E. Massey, y su familia, que me acompañaron a través de todo el camino y crearon un segundo hogar lejos de mi tierra. A mis amigos y compañeros de aventuras, en especial a Ronal y Oscar Sánchez, Sergio Martínez, Hernando Camargo, Yamil Yubran Tobias y Guillermo Castillo.

Finalmente quiero agradecer a todas las personas que de una u otra forma han tocado mi vida en este tiempo. Que Dios nos bendiga y nos colme de mil bendiciones hoy y siempre.

Contenido general

1. Introducción	3
1.1. <i>Bluetooth</i>	4
1.1.1. Bandas de frecuencia y canales de operación	5
1.1.2. Especificaciones del transmisor	5
1.1.3. Especificaciones del receptor	6
1.2. Arquitecturas para <i>receptores</i>	7
1.2.1. Arquitectura heterodina	7
1.2.2. Arquitectura homodina o de conversión directa	8
1.2.3. Arquitectura de baja frecuencia intermedia	9
1.2.4. Selección de la arquitectura para el receptor	10
1.3. Estructuras de banda base	10
1.3.1. Selección analógica	11
1.3.2. Selección digital	11
1.3.3. Selección de señal mixta	11
1.3.4. Selección de la estructura banda base	12
2. Tipos de filtros	15
2.1. Generalidades	15
2.2. Clases de los filtros	17
2.2.1. Clasificación por implementación	17
2.2.2. Clasificación por selección del rango de frecuencia	22
2.2.3. Clasificación según la función de transferencia	22
2.3. Especificaciones del filtro	29
2.3.1. Reseña de filtros integrados	30
2.3.2. Cálculo de las especificaciones del filtro	30
3. Arquitectura del filtro	35
3.1. Técnicas de implementación de filtros	35
3.1.1. Criterios de selección para las técnica de implementación	36
3.1.2. Conexión en cascada de etapas de segundo orden (CF)	36
3.1.3. Filtros de múltiples lazos de realimentación (MLF)	39
3.1.4. Emuladores de escaleras LC (LC Ladders)	40
3.1.5. Resumen	41
3.2. OTAs	41
3.2.1. Generalidades	41

3.2.2.	Parámetros fundamentales de los <i>OTA</i>	42
3.2.3.	Variables de diseño	44
3.3.	Análisis de la técnica de implementación del filtro	44
3.3.1.	Métodos para calcular la función de transferencia del filtro	44
3.3.2.	Cálculo de los parámetros del <i>OTA</i>	46
3.3.3.	Análisis de los aspectos no ideales de los <i>OTA</i>	48
3.3.4.	Análisis de potencia dinámica y ruido	51
3.3.5.	Resumen del análisis teórico	55
4.	Diseño del <i>OTA</i>	57
4.1.	Análisis de configuraciones	58
4.1.1.	Etapas de entrada	58
4.1.2.	Etapas de salida	60
4.1.3.	Circuito final	62
4.2.	Implementación del <i>OTA</i>	63
4.2.1.	Análisis de banda media	63
4.2.2.	Análisis de linealidad	65
4.2.3.	Análisis de ruido	65
4.2.4.	Resistencia de salida	68
4.2.5.	Análisis de comportamiento en frecuencia	68
4.2.6.	Consideraciones de diseño para el <i>OTA</i>	69
4.2.7.	Cálculo de los parámetros del <i>OTA</i> .	70
4.3.	Resultados de simulación	70
4.3.1.	Ganancia, ancho de banda y resistencia de salida	71
4.3.2.	Ruido	72
4.3.3.	Consumo de potencia	73
4.3.4.	Transconductancia	73
5.	Diseño del filtro y análisis de resultados	75
5.1.	Secciones bicuadradas	75
5.1.1.	Implementación	75
5.1.2.	Selección de G_m para las secciones bicuadradas	76
5.1.3.	Capacitancias de carga	76
5.1.4.	Cálculo de las resistencias de carga	77
5.1.5.	Diseño de las etapas bicuadradas	77
5.2.	Filtro gm-C	82
5.2.1.	Respuesta en frecuencia	84
5.2.2.	Ruido	84
5.2.3.	Retraso de grupo	84
5.2.4.	Consumo de potencia	85
5.2.5.	Análisis de los resultados obtenidos.	86
5.3.	Estrategia de diseño	87
5.3.1.	Especificaciones	87
5.3.2.	Análisis de la topología del filtro	87
5.3.3.	Diseño del <i>OTA</i>	89
5.3.4.	Diseño de las etapas bicuadradas	93

5.3.5. Acople de las secciones bicuadradas del Filtro	93
5.3.6. Verificación de especificaciones y generación de resultados	93
5.4. <i>Layout</i>	93
5.5. Observaciones, conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros	94
5.5.1. Observaciones y conclusiones	94
5.5.2. Recomendaciones para trabajos futuros	96
A. Retraso de grupo	97
B. Componentes de <i>offset</i>	99

Contenido de figuras

1.1. Receptor con arquitectura heterodina.	8
1.2. Receptor con arquitectura de conversión directa.	8
1.3. Receptor con arquitectura de baja frecuencia intermedia.	10
1.4. Selección de canal analógica.	11
1.5. Selección de canal digital.	12
1.6. Selección de canal mixta.	13
2.1. Parámetros de un filtro.	16
2.2. Clasificación de los filtros según la implementación.	18
2.3. Clases de filtros según la frecuencia: (a) Pasa bajos; (b) Pasa altos; (c) Pasa banda; (d) Rechaza banda.	23
2.4. Diagramas para el filtro <i>Butterworth</i> : (a) Magnitud de la función de transferencia para filtros <i>Butterworth</i> .; (b) Diagrama de polos y ceros para un filtro <i>Butterworth</i> de cuarto orden.	24
2.5. Diagramas para el filtro <i>Chebyshev</i> : (a) Magnitud de la función de transferencia para filtros <i>Chebyshev</i> .; (b) Diagrama de polos y ceros para un filtro <i>Chebyshev</i> de cuarto orden.	25
2.6. Diagramas para el filtro <i>Elliptic</i> : (a) Magnitud de la función de transferencia para filtros <i>Elliptic</i> . ; (b) Diagrama de polos y ceros para un filtro <i>Elliptic</i>	26
2.7. Magnitud de la función de transferencia para filtros <i>Bessel</i>	26
2.8. Magnitudes de respuestas de filtros pasa bajos para diferentes funciones de transferencia.	27
2.9. Retraso de grupo normalizado para filtros pasa bajos en diferentes funciones de transferencia.	28
2.10. Comparación de filtros <i>Butterworth</i> para diferentes valores de la función e transferencia: (a) magnitud de la respuesta en frecuencia; (b) respuesta en fase del filtro.	29
3.1. Sección bicuadrada de primer orden: (a) salida única; (b) salida diferencial. . .	37
3.2. Configuración del lazo de dos integradores.	38
3.3. Configuración Kewin-Huelsman-Newcomb.	39
3.4. Configuración de suma de realimentaciones.	39
3.5. Configuración salto de rana (<i>Leapfrog</i>).	40
3.6. Símbolo de circuito para los OTAs: (a) con figuración diferencial; (b) integrador con salida única.	42

3.7. Método gráfico para determinar los polos de un filtro <i>Butterworth</i> : (a) caso general; (b) $n=6$	45
3.8. Comparación de las funciones de transferencia.	47
3.9. Resultados de simulación para el exceso de fase: (a) Qe; (b) BW; (c) movimiento de los polos con el incremento de W_g ; (d) diagrama final de polos y ceros del sistema ($f_g = 20 * 10^6$); (e) magnitud de final la respuesta en frecuencia ($f_g = 20 * 10^6$); (f) atenuación.	50
3.10. Esquema de una sección bicuadrada con las impedancias de entrada y salida. . .	51
3.11. Resultados de simulación el incremento de la resistencia de salida del <i>OTA</i> : (a) Qe; (b) BW; (c) cambio de la ubicación de los polos para el incremento de la resistencia de salida; (d) diagrama de polos y ceros final; (e) ganancia del sistema; (f) atenuación.	52
3.12. Diagrama de bloques para el modelo de potencia dinámico.	53
3.13. Potencia dinámica para diferentes valores de G_m :	54
3.14. Diagrama de bloques para el modelado del ruido.	54
3.15. Ruido a la salida del filtro para diferentes valores de G_m	55
4.1. Algunas opciones para la etapa de entrada de un <i>OTA</i> : (a) Pseudo par diferencial. ; (b) Par diferencial; (c) Par diferencial con degeneración de fuente.	59
4.2. Algunas opciones para la etapa de salida de un <i>OTA</i> : (a) Simple. ; (b) Cascodo. ; (c) Cascodo doblado.	61
4.3. Esquema del circuito seleccionado.	63
4.4. Esquema del circuito para el cálculo de la transconductancia del par diferencial. .	64
4.5. Esquema del circuito para el cálculo de la transconductancia de salida del <i>OTA</i> . .	64
4.6. Algunos parámetros de la etapa de entrada del filtro para diferentes valores de N : (a) HD3 para $V_{gs} = 0,8$; (b) HD3 para $V_{gs} = 0,9$; (c) rango dinámico; (d) NF.	66
4.7. Ruido para diferentes valores de $\frac{g_{m1}}{g_{m8}}$	67
4.8. Resultados de simulación para el incremento de la longitud de canal de los transistores del par: (a) C_{gs} de un transistor del par; (b) ruido referido a la entra medido a 100 Hz	68
4.9. Magnitud de la respuesta en frecuencia del <i>OTA</i> para diferentes valores de polarización.	71
4.10. Resultados de simulación para la resistencia de salida y el ancho de banda del <i>OTA</i> para varios valores de polarización: (a) resistencia de salida; (b) ancho de banda.	72
4.11. Ruido referido a la entrada del <i>OTA</i>	73
4.12. Transconductancia del <i>OTA</i>	74
5.1. Esquema de la sección bicuadrada implementada.	76
5.2. Esquema para la corrección del exceso de fase del filtro.	78
5.3. Resultados de simulación de la primera sección bicuadrada: (a) retraso de grupo; (b) magnitud de la respuesta en frecuencia; (c) ruido referido a la entrada; (d) ruido referido a la salida	79
5.4. Resultados de simulación de la primera sección bicuadrada: (a) retraso de grupo; (b) magnitud de la respuesta en frecuencia; (c) ruido referido a la entrada; (d) ruido referido a la salida.	81

5.5. Comparación de las tres secciones bicuadradas del filtro: (a) retraso de grupo; (b) magnitud de la respuesta en frecuencia; (c) ruido referido a la entrada; (d) ruido referido a la salida.	82
5.6. Configuración final del filtro gm-C.	83
5.7. Magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro completo.	84
5.8. Ruido referido a la entrada del filtro.	85
5.9. Retraso de grupo a la salida del filtro.	85
5.10. Estrategia de diseño general del filtro.	88
5.11. Estrategia de diseño para el <i>OTA</i>	90
5.12. <i>Layout</i> del filtro diseñado.	95
 B.1. Automezclado	 99
B.2. Voltaje de <i>offset</i> de entrada para un par diferencial CMOS	101

Contenido de Tablas

1.1. Bandas de frecuencia de operación para <i>Bluetooth</i> .	5
1.2. Potencias de transmisión para <i>Bluetooth</i> .	5
1.3. Sensibilidad para receptores <i>Bluetooth</i> .	6
1.4. Interferencia para receptores <i>Bluetooth</i> .	6
1.5. Bloqueo fuera de banda para receptores <i>Bluetooth</i> .	6
1.6. Resumen de las arquitecturas de <i>transceivers</i> .	10
1.7. Resumen de diseños banda base.	13
2.1. Cuadro comparativo de filtros discretos.	19
2.2. Cuadro comparativo de filtros integrados.	21
2.3. Cuadro comparativo de filtros pasa bajos.	28
2.4. Características más representativas de los filtros para <i>Bluetooth</i> .	31
2.5. Atenuación para el filtro a 2, 3 y 4 <i>MHz</i> .	31
2.6. Especificaciones del sistema en cascada del LNA y el mezclador de señal.	32
2.7. Resumen de las especificaciones del filtro.	33
3.1. Comparación de las configuraciones de sistema.	41
3.2. Variables de diseño del <i>OTA Bluetooth</i> .	44
3.3. Especificaciones del filtro.	56
4.1. Algunos parámetros en la tecnología AMS $C_{35} B_4$ 0,35 μm CMOS.	57
4.2. Parámetros de las etapas de entrada del <i>OTA</i> .	60
4.3. Valores para las variables de diseño.	70
4.4. Dimensiones de los transistores.	70
5.1. Capacitancias para cada sección bicuadrada.	77
5.2. Resistencias para cada sección bicuadrada.	77
5.3. Resumen de parámetros para las secciones bicuadradas.	78
5.4. Consumo de potencia estático para el filtro.	86
5.5. Cuadro comparativo de filtros integrados para <i>Bluetooth</i> .	86

Capítulo 1

Introducción

Una manifestación de la tendencia humana por generar entornos confortables, se evidencia en su afán por suplir la necesidad básica de comunicación. Tener la posibilidad de acceder a la información en cualquier lugar, condición y tiempo, ha impulsado la demanda de sistemas portátiles. Como respuesta a esta creciente demanda, la academia y la industria electrónica han desarrollado sistemas de transmisión y recepción inalámbricos (*transceivers*)¹ los cuales han adquirido gran importancia en el escenario tecnológico mundial.

El aumento de densidad de la información, implica la evolución de los *transceivers* hacia dispositivos altamente selectivos. Tener la capacidad de recibir una señal que presente niveles de potencia bajos comparados con las interferencias del medio, es una característica deseada en la actualidad. Por lo tanto, el filtrado de las señales constituye un proceso importante en el diseño de los sistemas de telecomunicaciones. En este orden de ideas, se propone el diseño de un filtro integrado que permita realizar la selección de señales banda base, satisfaciendo requerimientos de operación básicos como selectividad, consumo de potencia, área, costo, linealidad y DR (Rango Dinámico), propios del filtrado de señales en un *receiver* inalámbrico para aplicaciones de corto alcance.

Asimismo, este trabajo contribuirá al desarrollo de un proyecto que ha sido planteado por el grupo CIDIC de la Universidad Industrial de Santander, el cual consiste en el diseño e implementación de un *transceiver* integrado en tecnología CMOS de muy bajo consumo de potencia, para ser usado en aplicaciones de corto alcance cumpliendo con las especificaciones mínimas del estándar *Bluetooth*². Adicionalmente, se pretende dar continuidad al diseño de circuitos integrados en nuestro país, y contribuir a la formación del recurso humano en esta área para Colombia. El filtro integrado resultante se suma a los trabajos reportados en las referencias [?, ?, ?].

Con el fin de facilitar la comprensión de este trabajo, este documento cubre la mayor parte de las etapas de diseño del filtro. En primer lugar, el capítulo 1 enmarca el diseño dentro del protocolo de comunicaciones *Bluetooth*, presentando los parámetros que establecen los crite-

¹En algunos textos es traducido al español como Transceptor, sin embargo este término no encierra la esencia del dispositivo al que se hace referencia. Por lo tanto, a lo largo de este texto se utilizará el termino en inglés.

²En secciones posteriores se presenta una definición formal de este protocolo.

rios de selección básicos para este trabajo. Posteriormente, se exponen varias arquitecturas de *transceivers* y de estructuras de banda base. Con esta base teórica, es posible comprender la función del filtro en estos sistemas. Una vez conocida la importancia del filtrado de señales en un sistema de comunicaciones, el siguiente paso consiste en profundizar conceptos acerca de los filtros. Por esta razón, el capítulo 2 inicia con un breve resumen sobre las generalidades de los mismos. Luego, se presenta una clasificación de los filtros desde varios puntos de vista, el objetivo es seleccionar la forma de implementación, la función de transferencia y el orden del filtro integrado. Más adelante, se puntualizan ejemplos de circuitos reportados en la literatura, con el fin de demostrar la viabilidad del diseño para el filtro escogido. La parte final del capítulo 2, resume los requerimientos para el filtro que han sido presentados hasta el momento. Estas especificaciones sirven como punto de partida para estudiar las configuraciones de sistema de los filtros que están reportadas en la literatura .

El capítulo 3 sintetiza el concepto del amplificador de transconductancia (*OTA*), y lo relaciona con las diferentes técnicas para implementar filtros G_m -c. Con base en estos resultados, se determina la arquitectura más adecuada para los objetivos de este proyecto. Adicionalmente, se realiza un análisis de diagrama de bloques que permite encontrar los requerimientos de circuito para el *OTA*.

Teniendo en cuenta los resultados del capítulo 3, el capítulo 4 presenta el diseño del *OTA* desde el punto de vista de circuito. Se presentan diferentes topologías para los amplificadores de transconductancia y se escoge la más adecuada para este trabajo. Se detallan las consideraciones de linealidad, ruido, ganancia, ancho de banda y consumo de potencia para el amplificador. En la parte final del capítulo se condensan los resultados obtenidos en el proceso de diseño. Por último, el capítulo 5 presenta los resultados finales del filtro completo. Además se incluyen el *layout*³, la estrategia de diseño, las conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros.

1.1. *Bluetooth*

Este es el momento de conocer el estándar de comunicación para el cual está diseñado este proyecto. ¿Qué es? ¿para qué sirve? y, principalmente, ¿cuáles son las características de operación?, con el fin de establecer varios parámetros que permitan continuar con el proceso de selección de la arquitectura del filtro.

Bluetooth es un estándar de comunicación inalámbrica para redes de área personal, que permite la comunicación de voz y datos. El principal objetivo de esta tecnología, es reemplazar los numerosos cables que conectan los dispositivos mediante un enlace de radio universal de corto alcance. Surgió en 1998, de la unión de varias empresas líderes en telecomunicaciones: Ericsson, Nokia, Intel, IBM, Toshiba, Motorola y, más tarde, 3Com (Palm), que constituyeron el SIG (Special Interest Group). La tecnología recibe su nombre del rey vikingo Harald II *Bluetooth* el cual reinó Dinamarca entre 990 y 1000 d.C, reunificó bajo su reinado numerosos

³Término en inglés usado aquí para describir el dibujo que se realiza mediante software y que representa el diseño final de las máscaras utilizadas en el proceso de fabricación de un circuito integrado (IC).

Tabla 1.1: Bandas de frecuencia de operación para *Bluetooth*.

Rango (GHz)	Canales ISM (MHz)
2,4 – 2,4835	$f = 2402 + k; k = 0, \dots, 78$

Tabla 1.2: Potencias de transmisión para *Bluetooth*.

Clase	Máxima (mW)	Mínima (mW)
1	100	1
2	2.5	0.25
3	1	

reinos pequeños que funcionaban con reglas distintas (lo mismo que busca la tecnología *Bluetooth*) [?]. En las siguientes secciones se presentarán las especificaciones más relevantes del estándar [?, ?, ?].

1.1.1. Bandas de frecuencia y canales de operación

La tecnología *Bluetooth* opera en la banda de 2.4 GHz ISM (Industria Ciencia Medicina). El ancho de banda por canal es de 1 MHz. En la tabla 1.1 se registran los rangos para las bandas y canales de operación.

1.1.2. Especificaciones del transmisor

Potencia de transmisión

La potencia de transmisión está asociada con el alcance requerido, el cual está comprendido entre 10cm y 100 m a línea de vista. De acuerdo a la potencia de transmisión se distinguen las tres clases de dispositivos que se describen en la tabla 1.2.

Características de modulación

La modulación usada es GFSK (*Gaussian Frequency Shift Keying*), con un ancho de banda normalizado (BT) de 0.5. El índice de modulación debe estar entre 0.28 y 0.35. Un uno binario es representado por una desviación positiva de frecuencia y un cero por una desviación negativa de frecuencia. La tasa de transferencia alcanza a ser de 1 MB/s.

Otros

- Cambio de canal y tiempo de establecimiento $\leq 224 \mu s$.

Tabla 1.3: Sensibilidad para receptores *Bluetooth*.

Velocidad	Máxima (dBm)	Mínima (dBm)
1 MB/s	-20	-70

Tabla 1.4: Interferencia para receptores *Bluetooth*.

Frecuencia	$M \pm 1MHz$	$M \pm 2MHz$	$M \pm 3MHz$
Atenuación	0	-30	-40

- Tolerancia de frecuencia de transmisión = $f \pm 60kHz$.

1.1.3. Especificaciones del receptor

Sensibilidad de receptor

Es el rango de la amplitud de la señal de entrada que debe ser captada por el receptor, en términos técnicos es el nivel de entrada para el cual se obtiene un BER (tasa de error de bit) de 0,1 %. Los valores están dados en la tabla 1.3.

Interferencia

Esta característica determina la atenuación del *transceiver* para los canales adyacentes a la señal deseada. La interferencia se mide con una señal de 10 dBm por encima de la sensibilidad del receptor, es decir, una señal de -60 dBm. Los valores mínimos de interferencia están dados por la tabla 1.4, en donde M es el número del canal que contiene la información.

Bloqueo fuera de banda

Las señales por fuera de la banda ISM son suprimidas por medio de filtros en el receptor, los niveles máximos de interferencia están dados por la tabla 1.5.

Tabla 1.5: Bloqueo fuera de banda para receptores *Bluetooth*.

Frecuencias	Potencia (dBm)
30 – 2000 MHz	-10
2000 – 2399 MHz	-27
2498 – 3000 MHz	-27
3000 MHz - 12,7 GHz	-10

Otros

- Protección contra intermodulaciones; debe ser mayor de 30 dB para velocidades de transmisión de 1MB/s.
- Punto de intermodulación de tercer orden referido a la entrada $\geq -21dBm$.
- Rango de temperatura; debe estar comprendido entre 0 y 40 °C para equipos de oficina y entre -30 y 70 °C para equipos industriales.

1.2. Arquitecturas para *receptores*

Antes de enfocarse en los filtros, es necesario ubicarlos como un bloque funcional dentro del *transceiver*, y comprender mejor su papel dentro de un sistema de recepción de información. Con base en lo anterior, esta sección presenta un resumen de algunas de las arquitecturas de *transceivers* que se han desarrollado hasta la actualidad [?, ?, ?, ?], y establece las ventajas y desventajas de cada una de ellas. Adicionalmente, este estudio permite conocer y comprender la arquitectura del *Transceiver* bajo el cual se diseña el filtro integrado.

1.2.1. Arquitectura heterodina

Esta arquitectura utiliza varias etapas de traslación de frecuencia para convertir el espectro de la señal a banda base, como se muestra en la figura 1.1. Usualmente, la señal pasa en primer lugar por un filtro RF (radio frecuencia), el filtro cumple dos funciones principales: amplificar la señal de entrada, y acoplar las impedancias entre la antena y el receptor. Posteriormente, llega a un amplificador de bajo ruido (LNA) que incrementa la relación señal a ruido (SNR) del sistema [?]. Después, se utiliza un filtro de rechazo de imagen (IR) para eliminar la señal imagen propia del sistema. La siguiente etapa comprende el traslado del espectro de la señal a la frecuencia intermedia (*IF*), por la acción mutua de un mezclador de señal y de un oscilador local (OL). Una vez en la *IF*, la señal es filtrada y amplificada, para ser trasladada a banda base por otra etapa consistente en mezcladores y osciladores. Al llegar a banda base, la función del filtro es seleccionar el canal que contiene la información. A la salida del filtro, la señal es digitalizada por el conversor analógico digital (ADC) para su posterior tratamiento en el procesador de datos.

Uno de los desafíos para el diseño de esta arquitectura, es seleccionar la *IF*. Una *IF* alta permite una mayor atenuación de la señal imagen. Sin embargo, esto implica especificaciones de diseño más estrictas para los amplificadores y los filtros. Por el contrario, una *IF* baja representa un fuerte desafío para eliminar la señal imagen del sistema, pero relaja las especificaciones de la configuración de banda media y banda base del receptor. Con base en lo anterior, la mejor decisión es un punto medio que comprometa la relación entre el rechazo de la señal imagen y los parámetros para los bloques del *transceiver*.

La arquitectura heterodina presenta buen desempeño de selectividad, sensibilidad, rango dinámico (DR) y eliminación del ruido *flicker*. Esto se debe principalmente, a que cada etapa se implementa con la tecnología de fabricación que permite obtener el mejor desempeño para

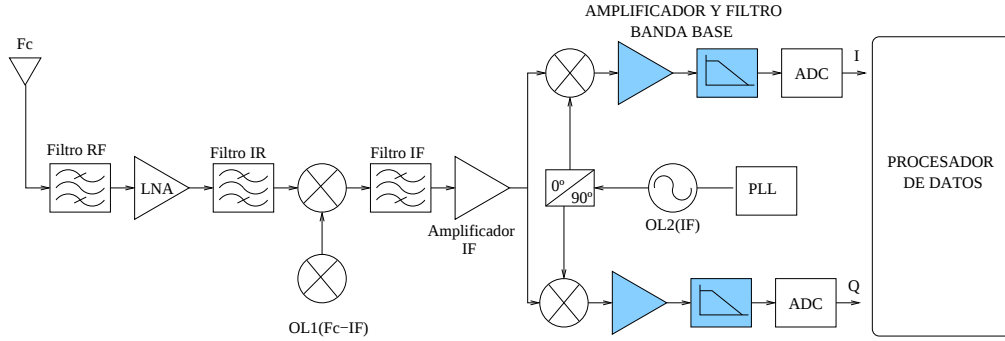


Figura 1.1: Receptor con arquitectura heterodina.

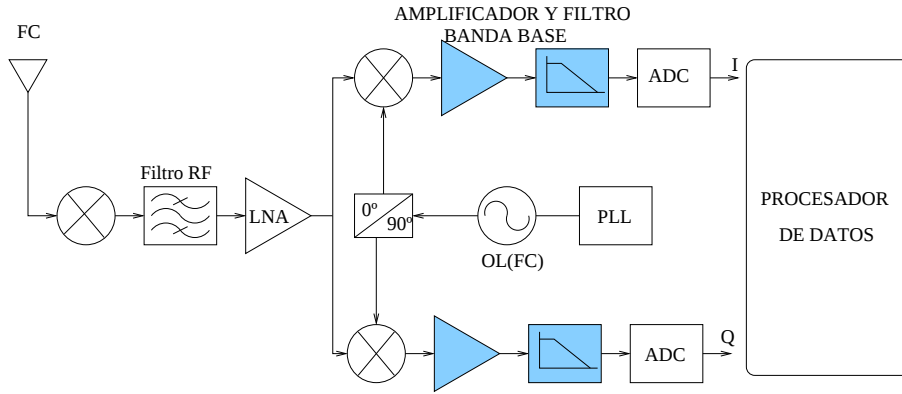


Figura 1.2: Receptor con arquitectura de conversión directa.

la función deseada⁴. Las grandes desventajas de esta arquitectura se encuentran en los elevados costos de fabricación, los altos niveles de consumo de potencia y las dificultades para implementar receptores que cumplan con varios estándares de comunicación [?].

1.2.2. Arquitectura homodina o de conversión directa

A diferencia de la arquitectura heterodina que traslada las frecuencias de la señal a una frecuencia intermedia, esta configuración lleva el espectro directamente a banda base, con lo cual, se elimina el problema de la señal imagen del sistema. Esta configuración se observa en la figura 1.2.

En primer lugar, la señal es recibida en la antena, luego pasa por un filtro RF y un LNA⁵. Posteriormente el mezclador y el OL trasladan el espectro a banda base a través de dos caminos paralelos, en fase (I), y en cuadratura (Q), en donde la señal es filtrada y amplificada antes de ser digitalizada por el ADC.

⁴Pueden mencionarse, los elementos discretos para los filtros, arseniuro de galio para el LNA y las tecnologías bipolar y CMOS para amplificadores y mezcladores.

⁵ Las funciones de estos bloques son similares a las especificadas para la arquitectura heterodina.

Las principales ventajas de la arquitectura homodina son:

- Esta arquitectura presenta un número reducido de componentes, dado que al eliminar los bloques de frecuencia intermedia, se reducen significativamente el número de etapas del *transceiver*.
- El bajo costo de fabricación que resulta de disminuir el número de componentes.
- Facilidad para integrar la arquitectura, ya que prácticamente todos los bloques funcionales de esta arquitectura son fácilmente integrables en la tecnología CMOS.
- No existe señal imagen para esta arquitectura.
- Bajo consumo de potencia, debido a que un menor número de componentes, generalmente presentan un menor consumo. Asimismo, amplificar y filtrar la señal a bajas frecuencias usualmente consume menos potencia que a frecuencias altas o medias.

A pesar de lo atractivo que resultan estas características, la configuración homodina presenta fuertes desafíos de diseño que han retardado la masificación de esta arquitectura en el mercado. Las más importantes son [?]:

- Ruido *Flicker* [?, ?]. Las bajas frecuencias experimentan magnitudes grandes de ruido *Flicker*. Por lo tanto, minimizar el ruido es un desafío importante para el diseño de cada bloque, en especial el mezclador de señal y los bloques de banda base.
- Voltaje de *Offset*. En el apéndice se especifican algunas de las componentes de voltaje de desnivel que pueden presentarse en la arquitectura homodina. Estos voltajes son perjudiciales porque pueden deteriorar el rango dinámico de los bloques banda base o incluso cambiar la región de operación los amplificadores y filtros.
- Productos de intermodulaciones de orden par. Debido a las componentes de *Offset*, en algunos casos no es posible eliminar las componentes de intermodulación de orden par que se presentan a la salida de los bloques del *transceiver*, lo cual deteriora la linealidad del sistema. Por esta razón, es importante obtener valores elevados de IP2 e IP3 [?].

1.2.3. Arquitectura de baja frecuencia intermedia

Para evitar los efectos de *offset* y de ruido *flicker* que se producen en la arquitectura homodina, una alternativa es realizar la conversión analógica a digital en la frecuencia intermedia, de esta forma, los procedimientos de filtrado, amplificación y selección de canal de la señal, se realizan digitalmente. La selección de la *IF* está directamente comprometida con las especificaciones de muestreo y velocidad de conversión de los ADCs (a mayor frecuencia, las especificaciones son más rigurosas). Por tal razón, en la actualidad se manejan frecuencias intermedias relativamente bajas [?]. La desventaja principal de esta arquitectura, es la cercanía de la señal imagen con respecto a la señal deseada, es decir, al manejar bajas *IF*, las frecuencias imagen están más cerca de la información, haciendo necesario la implementación de técnicas más rigurosas para atenuar la señal no deseada.

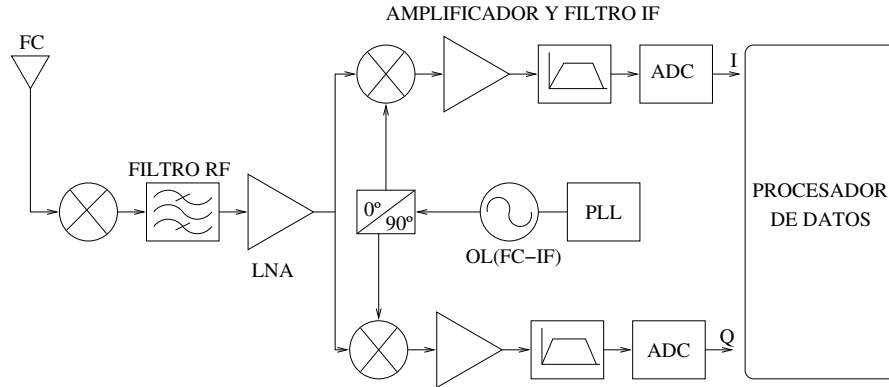


Figura 1.3: Receptor con arquitectura de baja frecuencia intermedia.

Tabla 1.6: Resumen de las arquitecturas de *transceivers*.

Arquitectura	Ventajas	Desventajas	Guías de diseño
Heterodina	Excelente desempeño de sensibilidad y selectividad	Muchos componentes discretos, lo cual dificulta la integración del dispositivo	El número de transceivers a fabricar es muy bajo. No se cuenta con los recursos económicos o tecnológicos para integrar el <i>transceiver</i>
Homodina	mínimo número de componentes	<i>offset</i> y ruido <i>flicker</i>	Para sistemas de comunicación que presenten amplio ancho de banda,
Baja IF	Elimina los efectos de <i>offset</i> y ruido <i>flicker</i>	Altas frecuencias de muestreo para ADC, problemas de rechazo de imagen	Para sistemas de comunicación que presenten poco ancho de banda y bajos requerimientos de rechazo de señal imagen

1.2.4. Selección de la arquitectura para el receptor

Enmarcando el trabajo en el diseño de un filtro para aplicaciones *Bluetooth*, la arquitectura homodina es la que mejor se ajusta a las guías de diseño presentadas en la tabla 1.6. Además, esta arquitectura permite minimizar el número de componentes del *transceiver*, eliminar el problema de la señal imagen y relajar las especificaciones de muestreo y procesamiento.

1.3. Estructuras de banda base

Luego que el LNA, el mezclador de señal y el OL trasladan el espectro la señal a banda base, se debe filtrar el rango de frecuencias que se llevan a la etapa de procesamiento de datos. Con base en lo anterior, esta sección presenta varios métodos para seleccionar el canal de información del espectro de frecuencias de banda base. La elección de la estructura afecta

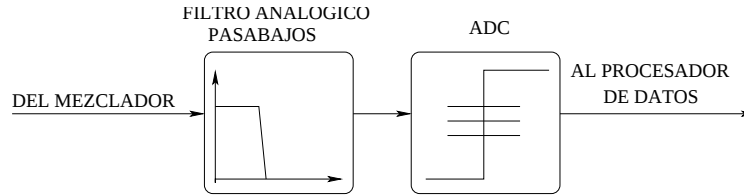


Figura 1.4: Selección de canal analógica.

los circuitos de banda base en linealidad, DR, consumo de potencia y área ocupada [?].

1.3.1. Selección analógica

La estructura es simple y esta formada por 2 bloques como se muestra en la figura 1.4. El primero es un filtro analógico pasa bajos de alta selectividad que debe presentar un alto DR sin distorsionar considerablemente la señal de entrada. El segundo es un ADC que digitaliza la señal de datos para su posterior procesamiento. Los requerimientos para la resolución y la frecuencia de muestreo del ADC son los mínimos establecidos por el protocolo de comunicación, esto se debe a que la selectividad del filtro cumple con las especificaciones del estándar y solo permite el paso del canal de información requerido. La ventaja principal de esta configuración es que permite minimizar el número de componentes del sistema, al tiempo que facilita la integración del *Transceiver*. Por otro lado, la desventaja fundamental es la dificultad para diseñar estructuras de banda base que cumplan con múltiples protocolos de comunicación, esto se debe a que generalmente el filtro se diseña bajo requerimiento específicos de un protocolo, y el rango de sintonización no es muy amplio.

1.3.2. Selección digital

Como se observa en la figura 1.5, esta configuración consiste en tres bloques funcionales: un filtro pasa bajos analógico, un ADC y un filtro pasa bajos digital. Hay que resaltar que, a diferencia de la selección analógica, el filtro de entrada no permite la selección específica de canales de datos o el cumplimiento de las especificaciones de un estándar, simplemente, regula el ancho de banda que pasa al ADC para evitar problemas de muestreo. El ADC es robusto, es decir, presenta requerimientos de frecuencia de muestreo, resolución, DR y linealidad altos comparados con el ADC de la estructura analógica, ya que debe digitalizar datos de múltiples canales. Finalmente, el filtro digital debe seleccionar el canal deseado. Por lo tanto, presenta valores de selectividad similares al filtro analógico de la estructura anterior. Entre las ventajas de esta configuración se puede mencionar que el ADC y el filtro digital se pueden programar fácilmente para que el receptor cumpla con varios estándares de comunicación [?].

1.3.3. Selección de señal mixta

Los requerimientos de selectividad del estándar de comunicación están repartidos entre el bloque analógico y el bloque digital, es decir, la selectividad del receptor se cumple con la

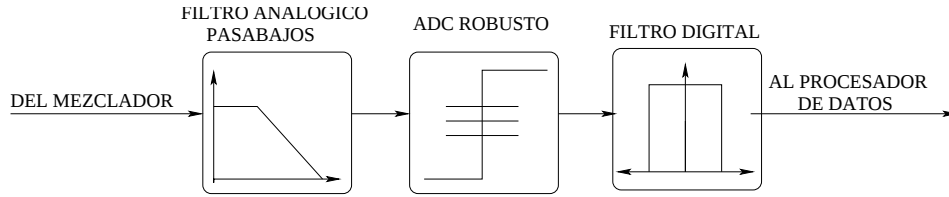


Figura 1.5: Selección de canal digital.

conexión en cascada de los tres bloques, y no por un bloque en específico como en el caso de la estructura analógica y la estructura digital. La estructura de señal mixta se muestra en la figura 1.6. Como en el caso de la estructura digital, el receptor se puede programar para cumplir con varios estándares de comunicación.

1.3.4. Selección de la estructura banda base

En la tabla 1.7, se observan las ventajas y desventajas de cada estructura presentada en esta sección. Como en el caso de la arquitectura del receptor, se selecciona la alternativa que minimice el número de componentes, con el propósito de reducir el consumo de potencia y el área del dispositivo. Con base en lo anterior, la estructura analógica se ajusta más a los objetivos de este trabajo. Dado que el filtro se diseña solo para el estándar *Bluetooth*, los problemas de multi-estandarización no son críticos, además, se ha demostrado que la implementación conjunta de filtrado analógico y un ADC de menor resolución, consume menos potencia que un ADC más robusto [?, ?].

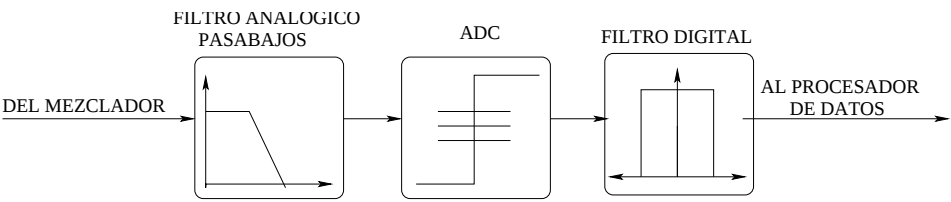


Figura 1.6: Selección de canal mixta.

Tabla 1.7: Resumen de diseños banda base.

Estructura	Ventajas	Desventajas
Analógica	Bajos requerimientos para el ADC, mínimo numero de componentes.	Problemas con multi-estandarización
Digital	Multi-estandarización	Especificaciones muy altas para el ADC
Señal mixta	Multi-estandarización	Conflicto de responsabilidades entre bloque digital y analógico

Capítulo 2

Tipos de filtros

En este capítulo se presentan conceptos necesarios para el diseño de un sistema de filtrado. Inicialmente, se exponen las características más importantes de un filtro, los términos y los parámetros que determinan el comportamiento de la función de transferencia. Posteriormente, se presentan varias de las formas en que se pueden clasificar los filtros, entre ellas, la clasificación de acuerdo a la implementación, el rango de frecuencias, la función de transferencia y la selectividad. En cada una de ellas se hará una breve descripción de las configuraciones encontradas en la literatura, con el fin de establecer cual se adapta más a los objetivos de este trabajo. Finalmente, se presenta un resumen de topologías descritas en la literatura, que demuestran la viabilidad de la configuración escogida. Estos argumentos y las especificaciones del estándar, permiten establecer varios de los parámetros de diseño del filtro, entre ellos, máximo consumo de potencia, sensibilidad, ganancia y voltaje de alimentación.

2.1. Generalidades

Un filtro es un dispositivo que permite el paso de señales eléctricas a ciertas frecuencias, o rango de frecuencias, mientras previene el paso de otras. Las frecuencias que no son seleccionadas se atenúan para que no interfieran con el funcionamiento de circuitos posteriores. En la figura 2.1 se presenta la magnitud de la respuesta en frecuencia para una función de transferencia real de un filtro. Con base en esta figura, se pueden determinar los siguientes parámetros fundamentales de un filtro real:

- **Banda de paso (PB):** constituye el rango de frecuencias que pasan por el filtro, es decir, es el ancho de banda ideal del circuito. En la figura 2.1, la PB es el rango de frecuencias comprendido entre w_{p1} y w_{p2}
- **Banda de rechazo (SB):** es el conjunto de frecuencias que son atenuadas por el filtro. En la figura 2.1, se presentan dos SB, una comprendida entre w_{s1} y w_{s2} , y la otra se presenta para frecuencias mayores que w_{s2}
- **Banda de transición (TB):** es la banda existente entre la PB y la SB. En la figura 2.1 se presenta una TB entre w_{s1} y w_{p1} y otra entre w_{p2} y w_{s2} . El ancho de esta banda está directamente relacionado con la selectividad del filtro.

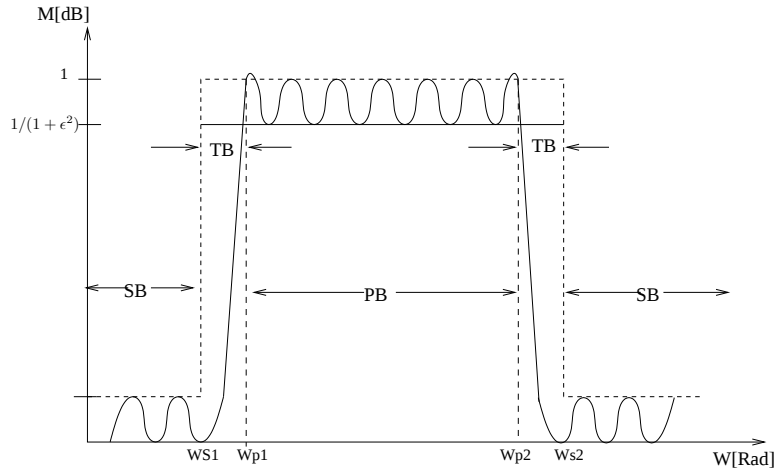


Figura 2.1: Parámetros de un filtro.

- **Ondulación de banda (ε):** determina el nivel que puede oscilar la ganancia del filtro en la PB.
- **Frecuencia de corte de la PB (w_p):** es la frecuencia que demarca el fin de la PB y el inicio de la TB.
- **Frecuencia de corte de la SB (w_s):** es la frecuencia que demarca el fin de la TB y el inicio de la SB. La medida dada por w_s/w_p recibe el nombre de **factor de selectividad** (para los filtros pasa bajos).
- **Atenuación de la SB (A):** es la magnitud, en decibelios, que son atenuadas las señales en la SB.

Los filtros constituyen un bloque estructural y funcional muy importante dentro de muchas arquitecturas de *transceivers*. Debido a que cumplen funciones muy importantes dentro del proceso de recepción de la señal deseada. Entre estas funciones, es importante mencionar:

- **Selección:** así como el LNA y el mezclador de señal determinan la sensibilidad del *transceiver*, el filtro determina su selectividad. Este debe establecer que señales del espectro deben ser amplificadas y cuales señales deben ser atenuadas.
- **Rechazo de señales espurias** permite eliminar señales producto de intermodulaciones de etapas anteriores.
- **Prevención del *aliasing* en circuitos de muestreo:** determina un ancho de banda fijo para que el proceso de muestreo cumpla con los requerimientos de Nyquist.
- **Suavizar especificaciones para conversores analógico digitales (ADC):** la implementación de un ADC sobre el espectro completo de señales, requeriría una resolución muy alta y unas especificaciones muy rigurosas.

El mercado en expansión de aplicaciones inalámbricas, tales como: celulares, *modems* inalámbricos, redes de área local inalámbricas, *beepers* y sistemas de posicionamiento global, entre otros, demandan el desarrollo de dispositivos más eficientes. Por lo tanto, el filtro para señales de RF y banda base en los *transceivers* debe ser cada vez más selectivo, consumir menos potencia, ocupar menos área de silicio, ser más lineal y generar menos cantidad de ruido. Este trabajo intenta aportar elementos de diseño, mediante la adaptación de arquitecturas reportadas en la literatura, que ayuden al perfeccionamiento del filtro con el fin de alcanzar las metas antes mencionadas.

2.2. Clases de los filtros

Los filtros son ampliamente utilizados en circuitos electrónicos para diferentes aplicaciones. Pueden ser clasificados de varias formas, según la implementación, el rango de frecuencias, la función de transferencia y la selectividad. En esta sección se analiza cada una de ellas de manera independiente, y se presenta el proceso de selección de acuerdo a los requerimientos de ancho de banda, consumo de potencia, DR, área ocupada, atenuación, rango de frecuencias, entre otros.

2.2.1. Clasificación por implementación

De acuerdo a [?, ?, ?], según la implementación los filtros se pueden clasificar en discretos e integrados. Dentro de los filtros discretos se encuentran los pasivos RLC, cerámicos y SAW (Onda Acústica Superficial). En los filtros integrados se citan los filtros MOSFET-C, capacitor conmutado y G_m -C. Como una clasificación híbrida se presentan los filtros activos RC, los cuales pueden ser implementados mediante las dos técnicas antes mencionadas [?]. La clasificación presentada en esta sección se muestra en la figura 2.2

Detallando las necesidades existentes para el *transceiver*, se observa que sobre el filtro recae la obligación de la selectividad del receptor. Para cumplir con esta tarea, se recurrió en un principio a filtros diseñados mediante elementos discretos, los cuales presentaban mayor DR y mayor factor de calidad. Sin embargo, el consumo de potencia elevado, los altos costos de fabricación y el gran tamaño de los filtros, se convirtieron en un problema para los receptores. Los filtros integrados solucionaron el problema de las dimensiones, y disminuyeron los costos de producción. No obstante, impusieron restricciones de linealidad, sintonización, DR y ruido de muestreo¹. Con base en esto, se puede afirmar que los problemas existentes para la selección del filtro son muchos. Por lo tanto, es importante obtener un punto medio que comprometa el desempeño del filtro en términos de rechazo de señales espurias, consumo de potencia, rechazo de señal de *offset*, rechazo al ruido *flicker*, tamaño y costo. Con base en lo anterior, se presenta un breve resumen sobre las características principales de cada configuración.

¹Aunque no es la denominación correcta referirse al ruido como una señal aleatoria, el término ruido es definido aquí como una señal no deseada producida debido al cambio de nivel de señal entre alto y bajo del oscilador, este ruido es inducido al circuito a través del sustrato común del integrado.

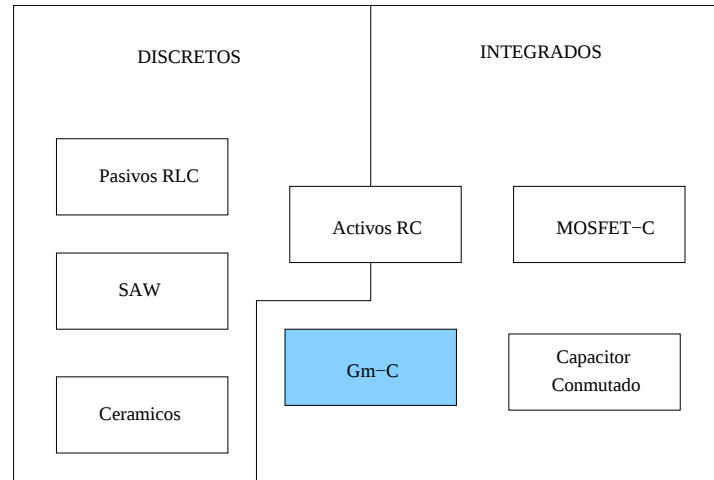


Figura 2.2: Clasificación de los filtros según la implementación.

Filtros discretos.

Los filtros discretos presentan alto desempeño para los sistemas de filtrado. Sin embargo, debido a su alto consumo de potencia, elevados costos de fabricación y gran tamaño, actualmente solo se implementan como filtros RF en receptores que requieran muy alto desempeño para la etapa de entrada [?]. Entre las clases de filtros discretos más conocidas se tienen:

- **Filtros pasivos RLC:** son filtros discretos contruidos mediante resistores, capacitores e inductores. Como todos los filtros discretos, los filtros RLC presentan un rango dinámico y un factor de calidad excelente. Sin embargo, la desventaja fundamental de estos filtros, radica en que incrementan significativamente los costos de producción al necesitar de elementos externos al circuito integrado (IC). Adicionalmente, estos filtros dificultan la implementación de receptores que operen bajo múltiples estándares de comunicación.
- **Filtros SAW (Onda Acústica Superficial):** constan de dos transductores electro-mecánicos conectados a electrodos sobre un material piezo-eléctrico (sensible al esfuerzo mecánico). Cuando se aplica una tensión a los electrodos de entrada, el sustrato piezo-eléctrico reacciona dilatándose o contrayéndose, lo cual, origina una onda elástica en la superficie. Una vez se produce este fenómeno, el transductor de salida es el encargado de realizar la conversión mecánica-eléctrica. La respuesta en frecuencia del filtro está determinada tanto por la longitud como por la posición de los electrodos. Las ventajas que presentan estos filtros son básicamente iguales a las de los filtro RLC, es decir, presentan magnitudes elevadas de rango dinámico y factor de calidad. Sin embargo, la tecnología de fabricación no es compatible con la tecnología CMOS, lo cual impide integrarlos dentro de un mismo sustrato con los demás bloques del *transceiver*.
- **Cerámicos:** los filtros cerámicos están hechos de una cerámica piezo-eléctrica de alta estabilidad, la cual funciona como transductor electro-mecánico. Presentan características muy similares a los filtros RLC y SAW. La respuesta en frecuencia del filtro está determinada por el tamaño y el espesor de los elementos cerámicos. Por otra parte, la

Tabla 2.1: Cuadro comparativo de filtros discretos.

Clase	Pérdidas (dB)	Atenuación	Área mm^2	Consumo de potencia	Frecuencia (GHz.)
RLC	3 - 5	Buena	200 - 400	<i>Watts</i>	0.5
Cerámicos	2 - 3	Buena	20 - 50	<i>Varios Watts</i>	0.7 - 5
SAW	2 - 4	Excelente	5 - 14	<i>0.01 - 1 W</i>	0.7 - 5

incompatibilidad de los materiales de fabricación entre estos filtros y las tecnologías de circuitos integrados, incrementan los costos y las dimensiones de los filtros cerámicos.

Tomando en cuenta los resultados de la literatura, la tabla 2.1 [?] presenta las características más importantes de los filtros discretos. Con base en estos resultados, se puede determinar que los filtros SAW exhiben mejor desempeño para los parámetros de atenuación, consumo de potencia y área. Por estas razones, los filtros SAW son los más usados en los receptores portátiles que aún emplean elementos discretos en la etapa de entrada .

Filtros integrados.

Los filtros integrados disminuyen considerablemente los costos de producción por dos razones básicas, por un lado, los filtros integrados son mucho más pequeños que los filtros discretos, lo cual disminuye el área del receptor. Y por otro, evitan los costos de ensamble y medición que requieren la conexión de elementos externos al circuito integrado. Otra ventaja importante es el ahorro de potencia, este ahorro se produce al evitar la carga y descarga de capacitancias parásitas asociadas a los pines de entrada y salida para cada circuito integrado del receptor. Por estas y otras razones, la tendencia actual apunta hacia la implementación de filtros integrados. Con base en esto, a continuación se presenta un resumen de las principales formas de implementación de los filtros integrados, con el fin de seleccionar la que más de adapta a los objetivos de este trabajo.

- **Filtros activos RC:** nacen como respuesta al pésimo factor de calidad de los inductores integrados. La teoría de circuitos expone que los inductores son necesarios para obtener polos complejos, mientras las redes RC permiten implementar ceros complejos. Por lo tanto, si se ubican las redes RC en lazo de realimentación de los amplificadores operacionales, se pueden generar los polos complejos a pesar de la ausencia de bobinas. Los filtros RLC permiten disminuir el tamaño de los filtros y , a diferencia de los filtros pasivos, pueden amplificar la señal de entrada. Entre las desventajas principales de esta configuración se pueden mencionar el bajo rango dinámico y la baja linealidad [?].
- **MOSFET-C.** El principio de operación es igual al de los filtros activos RC. Sin embargo, debido a que los resistores integrados pueden llegar a ser de gran tamaño, se opta por reemplazarlos por transistores en la región de triodo. Esto disminuye considerablemente el área, disminuye los costos y facilita la integración del filtro. Por otra parte, los

filtros MOSFET-C heredan las desventajas de los filtros activos RC, además, presentan inconvenientes debido a la poca linealidad de la región de operación del transistor y su rango de excursión se ve severamente limitado por las tensiones de operación de los MOSFETs [?].

- **Filtros de capacitor conmutado (SC).** Son filtros de tiempo discreto que usan *switches* y capacitores para remplazar los resistores de las redes activas RC. El principio de operación se basa en transferir muestras de una señal continua (representadas por cargas en un capacitor) de un elemento de carga a otro. De esta forma, la resistencia de carga equivalente está dada por $R_c = T/C$, donde T es el período del oscilador asociado y C la capacitancia de carga [?]. En lo referente al desempeño, los filtros de SC presentan niveles de linealidad elevados, y la precisión alcanzada es alta comparada con los filtros de tiempo continuo (alrededor de 0.1 %) [?]. Por otro lado, al ser sistemas muestreados incorporan algunas desventajas que vale la pena mencionar: requieren filtros de *antialiasing*, el proceso de muestreo debe cumplir con los requerimientos de *Nyquist* exigiendo un oscilador con frecuencia de oscilación entre 5 y 10 veces la máxima frecuencia del filtro, esto limita el máximo ancho de banda permitido e introduce el ruido de muestreo. Presentan limitaciones de conmutaciones para bajos voltajes y su consumo de potencia es elevado [?]. En general, los filtros SC son muy utilizados para implementarlos en sistemas con poco ancho de banda.
- **Filtros G_m -C:** son filtros de tiempo continuo que utilizan amplificadores de transconductancia y capacitores (por esta razón también son conocidos como *OTA-C*) para implementar la función de transferencia deseada. Al igual que los filtros de capacitor conmutado, las configuraciones G_m -C reducen el tamaño de los integrados al eliminar la necesidad de implementar resistores de gran tamaño. Además, los efectos no lineales de la región de triodo son, generalmente, ajenos a estas configuraciones. Por otra parte, la principal característica que presentan los filtros *OTA-C* con respecto a los SC, es que permiten operar a frecuencias más altas. Adicionalmente, eliminan el proceso de muestreo evitando el diseño de osciladores y filtros *antialiasing* adicionales [?]. Entre las desventajas que presentan la configuración G_m -C se encuentran el pobre rango de operación lineal y el bajo rango dinámico. Aparte de esto, el punto de operación es afectado seriamente por variaciones de proceso y de temperatura [?].

Estado del arte de los filtros integrados.

En la tabla 2.2 se presenta una relación de las principales características de los trabajos más recientes sobre filtros, los cuales son el reflejo de la transición del uso masivo de transistores bipolares a transistores de efecto de campo. En las publicaciones referenciadas se evidencia la relación existente entre el ancho de banda de un filtro y su consumo de potencia: a mayor ancho de banda se obtiene mayor consumo de potencia por cada polo del filtro. Un enfoque global de los artículos revisados muestra una tendencia clara hacia la reducción del área de silicio ocupada por el filtro, un mayor rechazo de la banda no deseada, un incremento de la linealidad, una disminución considerable del consumo de potencia por polo, y un aumento en el número de polos del circuito con el fin de obtener filtros más selectivos. La técnica de implementación de filtros más frecuente es G_m -C, la cual permite obtener una respuesta en frecuencia más amplia con un incremento moderado de potencia. Adicionalmente, esta técnica

Tabla 2.2: Cuadro comparativo de filtros integrados.

Ref.	Técnica	orden / I/P[mA] ^a / V_{dd} (V)	BW (MHz)	Ganancia (dB)	IIP3 (dBm)	Atenuación en SB (dB)	Área (μm^2)	Oscilación en PB [dB]
[?]	G_m -C CMOS (0.5 μm)	3 / 1.2 / 3.3	5.5	0	26.7	70	1.2	–
[?]	G_m -C CMOS (0.5 μm)	5 / 0.77 / 2.5	2	0	7	77	2.4	1
[?]	G_m -C CMOS (0.8 μm)	5 / 0.67 / 3	4	0	10.8	45	2.0	2.5
[?]	G_m -C CMOS (0.6 μm)	5 / 11.2 / 3.3	4-18	45	22.5	50	–	3
[?]	SC CMOS (0.5 μm)	6 / 1.6 / 3.3	0.7	42	47	50	1.4	3
[?]	OP-AMP BiCMOS (0.65 μm)	5 / 0.94 / 2.7	2.1	30	48	100	4.8	0.3
[?]	DCCF-RC CMOS (0.5 μm)	6 / 0.375 / 2.7	2.1	18	51.4	70	1.2	0.2

^aDebido a que generalmente los filtro presentan funciones de transferencia con diferentes órdenes, un forma de comparar el consumo de potencia de cada uno es expresar el consumo total dividido entre el número de polos del circuito. Esto se conoce como consumo de potencia por polo.

reduce los efectos del ruido que se generan al muestrear señales en el caso de los filtros SC.

Selección de la implementación del filtro

En las secciones anteriores se realizó un estudio sobre las diferentes implementaciones de filtros que han sido reportadas en la literatura. Adicionalmente, se presentó un resumen del estado del arte de los filtros integrados. Con base en esto, se determinó que los más utilizados son los G_m -C y los SC. Sin embargo, analizando las ventajas y desventajas de cada configuración con respecto al ancho de banda del filtro, se selecciona la configuración G_m -C por las siguientes razones:

- La configuración G_m -C minimiza el número de componentes del filtro. Esto se debe a que no requiere de pre-filtros de *antialiasing* ni osciladores adicionales que incrementen el número de bloques del sistema. De esta forma, se reduce el consumo de potencia y el área del integrado.
- La tecnología *Bluetooth* presenta un ancho de banda alto comparado con otros protocolos de comunicación (GSM, DECK entre otros). Por esta razón, es importante seleccionar una configuración que presente buen desempeño para operar en frecuencias relativamente altas para el filtrado de banda base. Esta característica es una de las principales de los filtros G_m -C.

- Actualmente en la literatura se encuentran técnicas que permiten minimizar las desventajas de los filtros G_m -C [?, ?, ?, ?, ?, ?]. Garantizando así el desempeño requerido por el filtro integrado [?, ?, ?, ?, ?, ?, ?].

2.2.2. Clasificación por selección del rango de frecuencia

De acuerdo al rango de frecuencias que pasen y/o se atenúen en el filtro se clasifican en:

- **Filtros pasa bajos.** Estos dispositivos permiten el paso de las señales cuya frecuencia sea menor que una frecuencia de corte denominada w_p . La magnitud de la función de transferencia se observa en la figura 2.3(a).
- **Filtros pasa altos.** Estos filtros permiten el paso de las señales cuya frecuencia sea mayor que una frecuencia de referencia w_p . El comportamiento de la respuesta en frecuencia se indica en la figura 2.3(b).
- **Filtros pasa banda.** Como se observa en la figura 2.3(c), estos filtros otorgan el paso de las señales cuyas frecuencias estén comprendidas entre un rango delimitado por w_{p1} y w_{p2} ².
- **Filtros rechaza banda.** Este tipo de filtro presenta un comportamiento opuesto a los filtros pasa banda, es decir, permiten el paso de las señales a excepción de aquellas cuya frecuencia este comprendida entre w_{p1} y w_{p2} . La magnitud de la función de transferencia de estos filtros se observa en la figura 2.3(d).

2.2.3. Clasificación según la función de transferencia

De acuerdo a la función de transferencia se pueden determinar cuatro clases básicas de filtros: *Butterworth*, *Chebyshev*, *Bessel* y *Elliptic*. La diferencia principal entre estas funciones, se encuentra en la magnitud y la fase de la respuesta en frecuencia del filtro, es decir, para una función de transferencia de igual orden, cada tipo de filtro presenta diferentes especificaciones de atenuación, retraso de grupo, consumo de potencia y área [?, ?, ?].

Butterworth

La ventaja principal de este tipo de filtro, es que presenta una respuesta de amplitud máximamente plana en la banda de paso. Adicionalmente la función de transferencia es monótonamente decreciente para todas las frecuencias. Por esta razón, son ideales para el diseño de filtros en sistemas de comunicación. Sin embargo, los filtros *Butterworth* presenta bajos niveles de atenuación en la SB. Por lo tanto, las especificaciones con altos niveles de selectividad requieren funciones de transferencia de orden elevado [?].

En la figura 2.4 se observa la magnitud de la respuesta en frecuencia y la ubicación de los polos y los ceros en un filtro *Butterworth*. Los polos se ubican en un círculo de magnitud unitaria, mientras que los ceros se encuentran en el infinito. Por lo tanto, no existen los ceros

² $w_{p1} < w_{p2}$

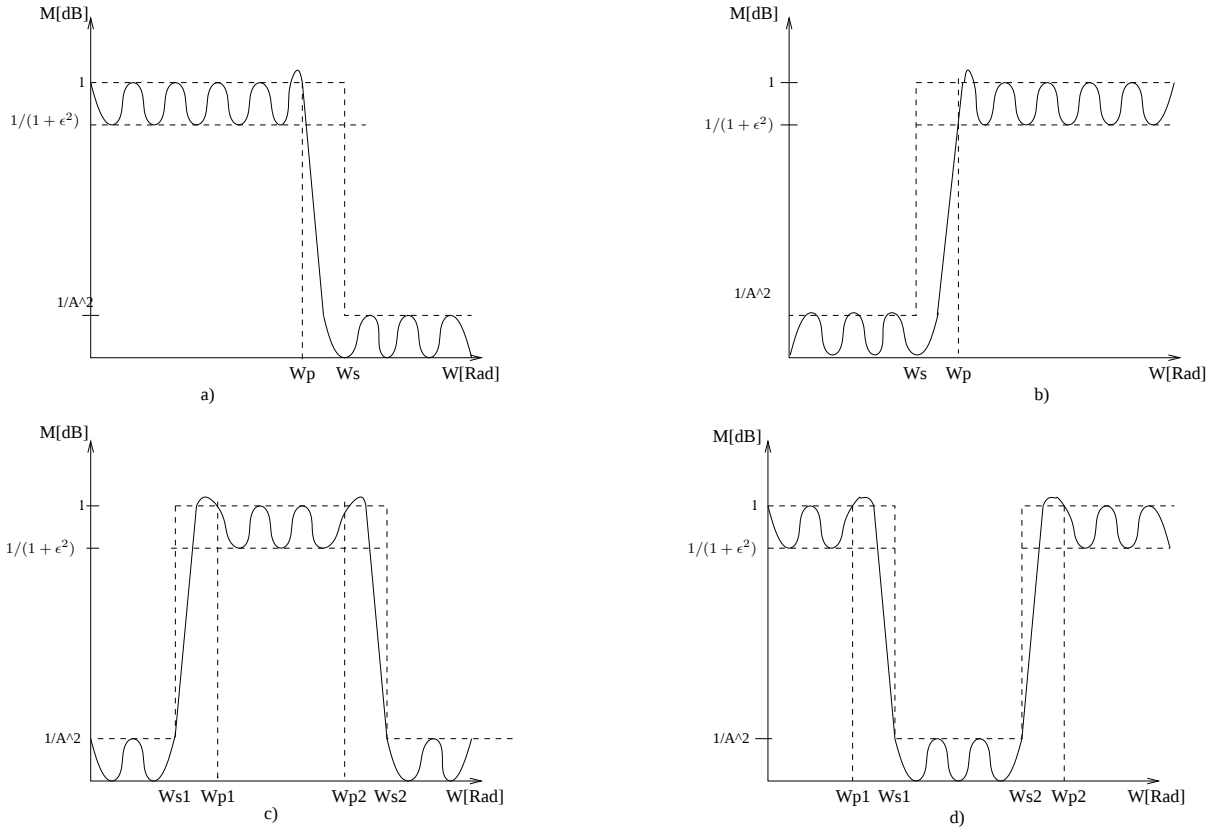


Figura 2.3: Clases de filtros según la frecuencia: (a) Pasa bajos; (b) Pasa altos; (c) Pasa banda; (d) Rechaza banda.

de transmisión [?].

La magnitud de la función de transferencia de orden n y frecuencia de corte de 3dB w_p , está dada por [?]:

$$|H(w)|^2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \frac{w^{2n}}{w_p^{2n}}}} \quad (2.1)$$

Dadas las especificaciones de un filtro pasa bajos, el mínimo orden del filtro está dado por la ecuación 2.2 [?].

$$n = \frac{\frac{\log((10^{0.1A} - 1))}{(\epsilon^2)}}{2 \log \frac{w_s}{w_p}} \quad (2.2)$$

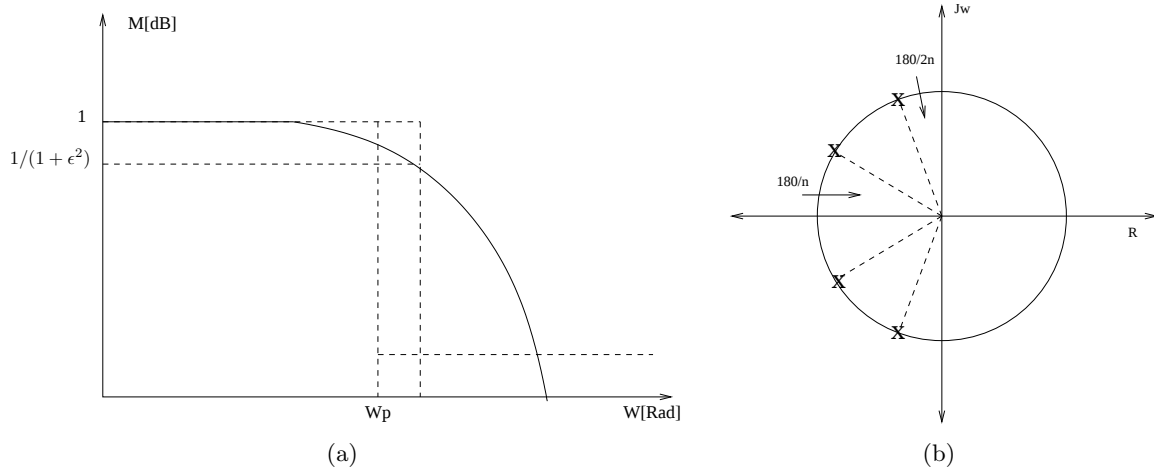


Figura 2.4: Diagramas para el filtro *Butterworth*: (a) Magnitud de la función de transferencia para filtros *Butterworth*.; (b) Diagrama de polos y ceros para un filtro *Butterworth* de cuarto orden.

Chebyshev

Para una función de transferencia de orden n , los filtros *Chebyshev* permiten obtener mayor atenuación en la banda de rechazo que los filtros *Butterworth*. Además, debido a las ondulaciones de la banda de paso, se obtienen anchos de banda más estrechos para las TB en los filtros *Chebyshev*. Este comportamiento se puede observar en la figura 2.5(a). Sin embargo, el uso de estos filtros está restringido a aplicaciones que no requieran una respuesta monótona en la banda de paso y que toleren altos niveles de distorsión lineal para la respuesta de fase del filtro [?].

En lo referente a la ubicación de los polos y ceros, la figura 2.5 permite establecer que los ceros de transmisión del filtro *Chebyshev* se encuentran en $w = \infty$, y que los polos de la función de transferencia se encuentran sobre una elipse.

La función de transferencia del filtro de orden n está dada por [?]:

$$|H(w)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_n^2(\frac{w}{w_p})} \quad (2.3)$$

donde la función $C_n(x)$ es un polinomio de *Chebyshev* dado por:

$$C_n(x) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(x)) & \text{Si } |x| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(x)) & \text{Si } |x| > 1 \end{cases} \quad (2.4)$$

La magnitud de $C_n(x)$ oscila entre ± 1 para $|x| \leq 1$ y crece como x^n para $|x| > 1$. El mínimo orden del filtro se calcula mediante [?]:

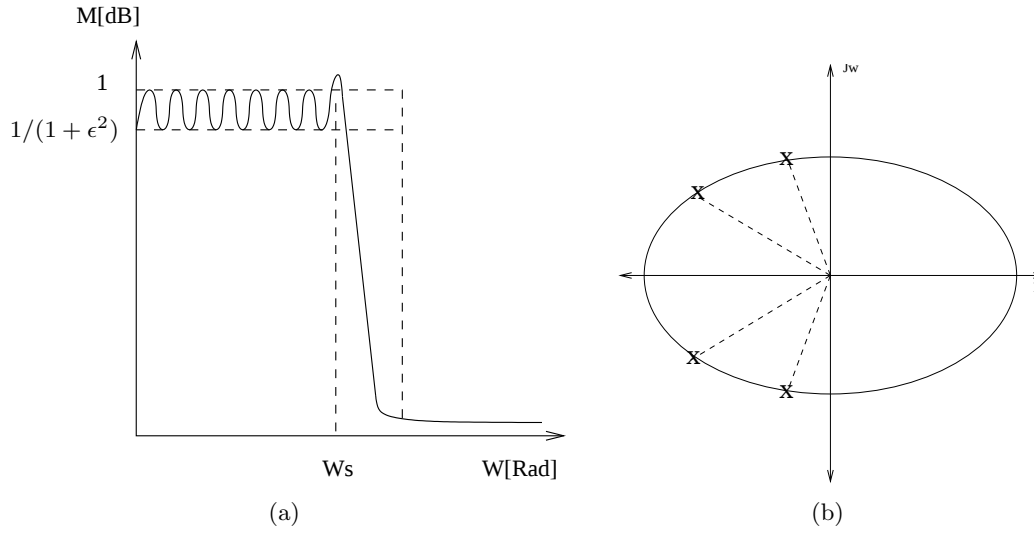


Figura 2.5: Diagramas para el filtro *Chebyshev*: (a) Magnitud de la función de transferencia para filtros *Chebyshev*.; (b) Diagrama de polos y ceros para un filtro *Chebyshev* de cuarto orden.

$$n = \frac{\cosh^{-1}(\sqrt{(A^2 - \frac{1}{\epsilon})})}{\cosh^{-1}(\frac{W-s}{W_p})} \quad (2.5)$$

Elliptic

Si el protocolo de comunicaciones permite ondulaciones tanto en la banda de rechazo como en la banda de paso, los filtros *Elliptic* son la mejor elección. Esto se debe a que para una función de transferencia de orden n , estos filtros presentan la mayor atenuación en la banda de rechazo y el menor ancho de banda en la TB. Este comportamiento se indica en la figura 2.10(a). Sin embargo, como consecuencia de la ubicación de los polos y ceros que se muestran en la figura 2.10(b), la respuesta en fase de estos filtros es muy pobre en comparación con las otras funciones de transferencia [?].

La magnitud de la función de transferencia está dada por [?]:

$$|T(W)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 Z_n^2(\frac{W}{W_c})} \quad (2.6)$$

donde la función $Z_n(x)$ es una función elíptica de orden n dado por:

$$Z_n(x) = \int_0^x \frac{dy}{\sqrt{(1-y^2)(1-n^2y^2)}} \quad (2.7)$$

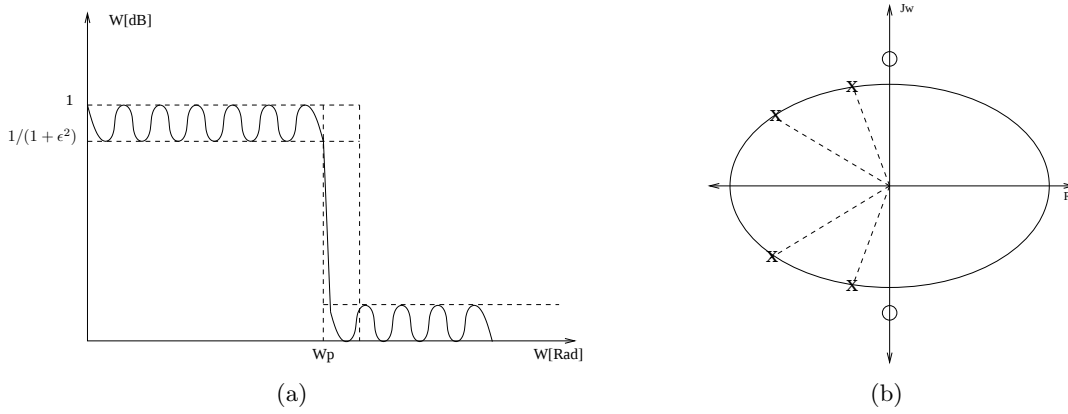


Figura 2.6: Diagramas para el filtro *Elliptic*:(a) Magnitud de la función de transferencia para filtros *Elliptic*. ; (b)Diagrama de polos y ceros para un filtro *Elliptic*.

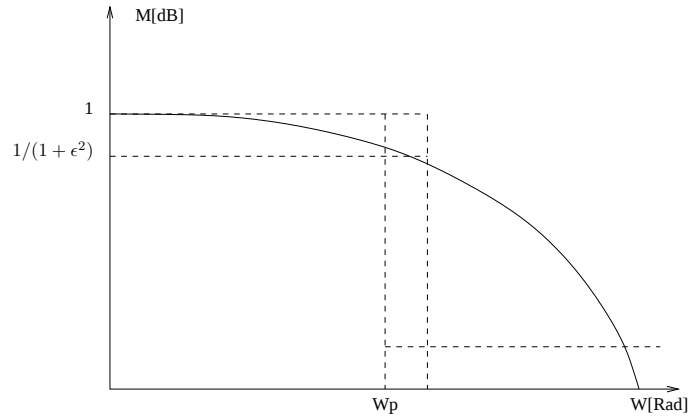


Figura 2.7: Magnitud de la función de transferencia para filtros *Bessel*.

Bessel

Es la única función de transferencia que presenta una respuesta en fase lineal. Sin embargo, su respuesta en magnitud en la PB no es tan plana como en los filtros *Butterworth*, y su TB es la más extensa de las configuraciones expuestas. Este comportamiento se observa en la figura 2.7.

La magnitud de la función de transferencia está dada por [?]:

$$|H(w)|^2 = \frac{1}{\left(\frac{W}{W_c}\right)^{n+1} \sqrt{\frac{\pi}{2} \left(\frac{W_c}{w}\right) \left(J_{-n-1/2}^2\left(\frac{W}{W_c}\right) + J_{n+1/2}^2\left(\frac{W}{W_c}\right)\right)}} \quad (2.8)$$

Donde $J_n(x)$ es la función de *Bessel* de n -ésimo orden de primer tipo, la cual está dada por:

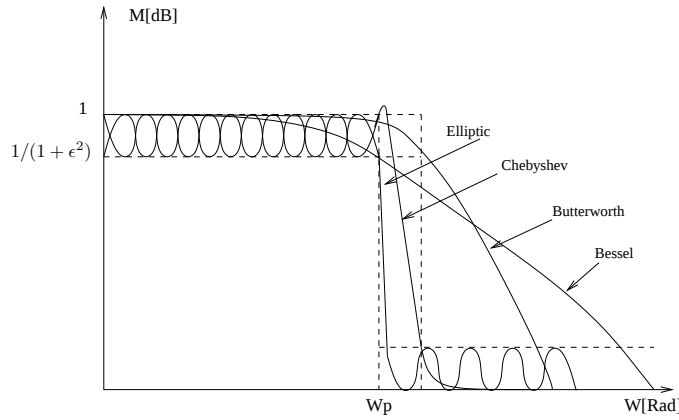


Figura 2.8: Magnitudes de respuestas de filtros pasa bajos para diferentes funciones de transferencia.

$$J_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(x \sin y - ny)} dy \quad (2.9)$$

Resumen

En las secciones anteriores se presentaron las diferentes funciones de transferencia para implementar el filtro. Con base en esto, se presenta un estudio comparativo de la magnitud y la fase de la respuesta en frecuencia de cada una de estas funciones. Como resultado de este estudio, se determina la función de transferencia que más se adapta a este proyecto.

En la figura 2.8 se expone la magnitud de la respuesta en frecuencia de las configuraciones estudiadas en esta sección. El análisis de estos resultados, permite establecer los siguientes resultados:

- La función *Elliptic* presenta la mayor atenuación de todas las configuraciones. Sin embargo, presenta oscilaciones tanto en la banda de paso como en la banda de rechazo.
- La respuesta más plana se obtiene mediante la función de transferencia de los filtros *Butterworth*. Además, la TB de estos filtros no es la más extensa de las configuraciones presentadas.
- La función de transferencia de *Bessel* presenta la TB con mayor ancho de banda de todas las configuraciones.

Idealmente todos los componentes espectrales serían retrasados de la misma manera al pasar por un filtro. Sin embargo, en la práctica esto no es cierto. Este fenómeno se conoce como retraso de grupo³ y está íntimamente relacionado con la respuesta en fase del filtro. La figura 2.9 muestra los resultados del análisis de fase para las configuraciones estudiadas. Con base en estos resultados se puede concluir que los filtros *Bessel* presentan la mejor respuesta

³Para mayor información sobre este concepto puede referirse al apéndice A

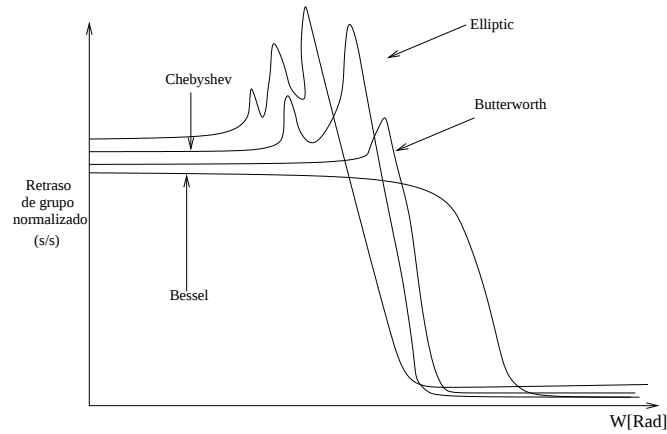


Figura 2.9: Retraso de grupo normalizado para filtros pasa bajos en diferentes funciones de transferencia.

Tabla 2.3: Cuadro comparativo de filtros pasa bajos.

Parámetro	Butterworth	Chebyshev	Elliptic	Bessel
Respuesta en magnitud	plana	Ondulación en PB	Ondulación en PB y SB	Plana
Respuesta en fase	Lineal	Menos lineal	Pobre	Muy lineal
Número de Orden (Con igual atenuación)	Alta	Medio	Bajo	Muy alto

en fase, mientras los *Elliptic* presentan la más pobre.

Si se realiza un análisis teniendo en cuenta respuestas en magnitud, respuesta en fase y las condiciones de diseño para *Bluetooth*, se concluye que la función de transferencia de *Butterworth* presenta los mejores compromisos para el diseño, porque ofrecen la máxima respuesta plana que es necesaria para el filtrado de la señal de banda base en un *Transceiver*. Además, permiten obtener una buena respuesta en fase y no incrementa en exceso el orden del filtro. La tabla 2.3 ofrece un resumen de estas características.

Selectividad del filtro

La función de transferencia de un filtro relaciona la señal de salida con la señal de entrada. Esta función puede ser representada por la razón entre dos polinomios, tal como se muestra en la ecuación 2.10. Donde el grado del denominador (n) es el orden del filtro. Para que el circuito sea estable, se debe cumplir tres condiciones básicas: Que el grado del denominador debe ser mayor o igual al grado del numerador. Que los polos de la función (raíces del denominador), tengan partes reales negativas. Y, finalmente, que los coeficientes $a_0, a_1, \dots, a_m$ y $b_0, b_1, \dots, b_n$, sean números reales.

$$H(S) = \frac{V_o(S)}{V_i(S)} = \frac{a_m S^m + a_{m-1} S^{m-1} + a_{m-2} S^{m-2} + a_{m-3} S^{m-3} + \dots + a_0}{b_n S^n + b_{n-1} S^{n-1} + b_{n-2} S^{n-2} + b_{n-3} S^{n-3} + \dots + b_0} \quad (2.10)$$

La selectividad depende del orden del filtro, es decir, a medida que se incrementa el orden del dispositivo, el circuito es generalmente más selectivo. La desventaja de este incremento se manifiesta principalmente en el aumento de la fase aportada por el filtro. Por lo tanto, el valor de n debe ser el mínimo necesario para obtener las especificaciones de *Bluetooth*. Un claro ejemplo de este concepto puede visualizarse en la figura 2.10, en la cual se presentan tres funciones de transferencia para filtros pasa bajos *Butterworth*, una de cuarto orden, otra de sexto orden y una de octavo orden. Tal como se esperaba, la mayor atenuación se obtiene para el caso de la función de mayor orden. Sin embargo, el filtro de menor orden presenta la mejor respuesta en fase.

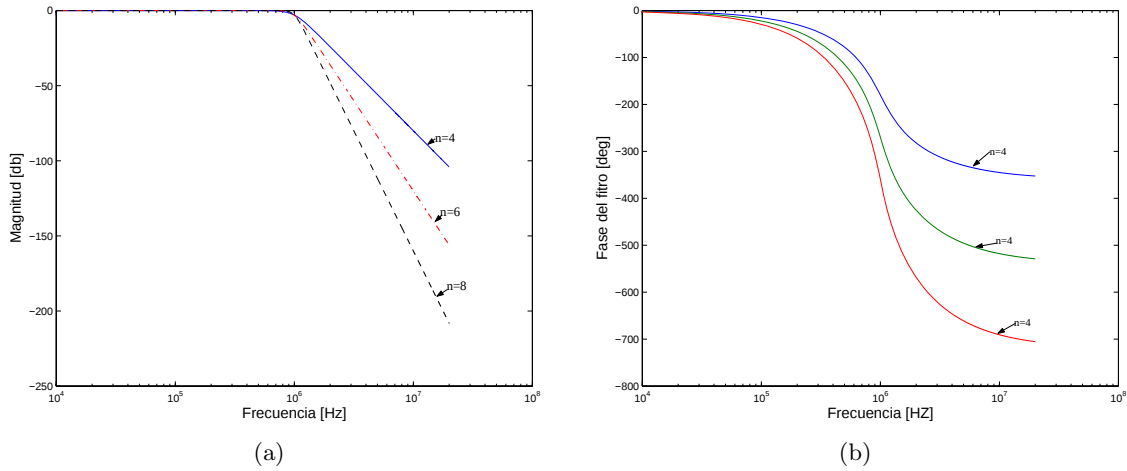


Figura 2.10: Comparación de filtros *Butterworth* para diferentes valores de la función e transferencia: (a) magnitud de la respuesta en frecuencia; (b) respuesta en fase del filtro.

El mínimo orden del filtro a diseñar debe satisfacer los requerimientos del estándar para *Bluetooth*, particularmente en este trabajo, $\varepsilon = 0,2$, $w_s = 2\pi * 1e6$, $w_p = 2\pi * 3e6$, $A = 40dB$ ⁴. De la ecuación 2.2 se obtiene el valor de $n = 6$.

2.3. Especificaciones del filtro

En esta sección se estiman las especificaciones para el diseño del filtro integrado, las cuales sirven como punto de partida para la selección de la técnica de implementación, y la elección de la topología del OTA. En primer lugar, se presentan dos ejemplos de filtro reportados en la literatura que permiten mostrara la viabilidad del diseño seleccionado. En segundo, se

⁴Con el objetivo de diseñar un filtro más selectivo que lo que indican las especificaciones de *Bluetooth*, no se toma la atenuación de 40 dB a 4MHz sino a 3MHz.

muestra el cálculo de los parámetros básicos de la función de transferencia de filtro. basado en las especificaciones de *Bluetooth* y [?] .

2.3.1. Reseña de filtros integrados

En las secciones anteriores se presentó, discutió y seleccionó, un filtro pasa bajos de tiempo continuo G_m -C con función de transferencia *Butterworth* de sexto orden. Para verificar la viabilidad de la selección, esta sección presenta dos configuraciones similares que han sido reportadas previamente en la literatura para el estándar de comunicaciones *Bluetooth*. Las características estos filtros se muestran en la tabla 2.4.

Por un lado, la referencia [?], presenta un filtro *Butterworth* de orden doce, implementado mediante tecnología CMOS de $0.8\mu\text{m}$. Por otro, la referencia [?], expone un filtro *Butterworth* G_m -C de orden 14, implementado en tecnología CMOS de $0.35\mu\text{m}$. En ambos casos, se describen filtros pasa banda centrados en 2 y 3 *MHz* respectivamente. Un análisis comparativo de estos dos filtros, permite establecer que el retraso de grupo está muy por debajo del valor mínimo del estándar ⁵, en parte, esto se debe a la implementación con una función de transferencia *Butterworth*. Además, los valores de atenuación y ancho de banda, cumplen con los requerimientos del estándar. Es importante resaltar que el orden de las funciones de transferencia presentadas en esta sección es bastante alto. Esto se debe principalmente a que en los filtros *Butterworth*, el orden de un filtro pasa banda es el doble del orden de un filtro pasa bajos que presenta la misma atenuación [?]. Para finalizar esta breve comparación, hay que puntualizar que a pesar de operar a 2 y 3 *MHz*, donde la influencia del ruido *flicker* no es tan fuerte como en banda base, los valores de ruido obtenidos por estos diseños son relativamente altos, especialmente para en [?]. Por lo tanto, el diseño del filtro pasa bajos debe concentrarse en reducir las fuentes de ruido del filtro.

2.3.2. Cálculo de las especificaciones del filtro

Una vez terminada la selección de la configuración del filtro, el siguiente paso consiste en examinar las especificaciones de *Bluetooth* descritas en el capítulo 1, con el fin de establecer los requerimientos que debe cumplir el filtro. Sin embargo hay que establecer que las especificaciones de *Bluetooth*, están típicamente determinadas para el receptor completo, así, que no pueden ser usadas directamente sobre la etapa de filtrado. No obstante, existen algunas aproximaciones que permiten identificar la mayoría de los parámetros que pueden ser aplicados al diseño del filtro [?].

Atenuación. Como se ha mencionado anteriormente, una de las funciones principales del filtro es determinar la selectividad del receptor. Por lo tanto, una buena estrategia de diseño consiste en asignar la atenuación completa del receptor al filtro integrado. Con base en esto, los niveles de atenuación del filtro están dados por la tabla 2.5. Donde M es el canal de la señal en banda base.

⁵En el capítulo 1 se especifica que el valor máximo de retors de grupo es de 1 μs .

Tabla 2.4: Características más representativas de los filtros para *Bluetooth*.

Parámetro	[?]	[?]
Frecuencia central	$2MHz$	$3MHz$
BW	$1.47 MHz - 2.53 MHz [-1dB]$	$2,42MHz - 3,62MHz [-3dB]$
Ganancia	$15 dB$	$0 dB$
Ruido referido a la entrada	$29 \mu V_{rms}$	$170 \mu V_{rms}$
V_{dd}	$2.7 V$	$2.3 V$
Corriente de drenaje del filtro	$4.7 mA$	$3.2 mA$
Rechazo de señal imagen	$> 45dB$	$> 53dB$
Atenuación en $f_c + 1MHz$	$27dB$	$40dB$
Atenuación en $f_c + 2MHz$	$58dB$	—
CMRR	$> 50dB$	—
SDFR en banda	$45.2 dB$	$72dB$
variación de TD en banda	$0.6 \mu s$	$0,5 \mu s$
Área (Filtro +sintonizado)	$(1.28 \pm 0.4) mm^2$	$0,374 mm^2$

Tabla 2.5: Atenuación para el filtro a 2, 3 y 4 MHz.

Frecuencia	$M \pm 1MHz$	$M \pm 2MHz$	$M \pm 3MHz$
Atenuación [dB]	0	-30	-40

Ancho de banda. El ancho de banda del filtro está determinado por el ancho de banda de un canal de información. Por lo tanto, de las especificaciones de *Bluetooth* se establece que este parámetro es igual a un $1MHz$.

Voltaje de alimentación. Basándose en los estándares de la tecnología de fabricación $0.35 \mu m$ CMOS C35B4, 4 capas de metal y 2 capas de polisilicio de AMS (Austria Microsystems), el filtro presentará un voltaje de alimentación de $3,3V$.

Consumo de corriente. El consumo de corriente de los filtros es una especificación propia del diseño y no del protocolo de comunicación. Por lo tanto, no está establecida en los parámetros de *Bluetooth*. Con base en esto, es necesario estudiar varias configuraciones que han sido presentadas en la literatura, con el fin de establecer un rango de valores reales para el diseño del filtro. En ese orden de ideas, en las tablas 2.2, y 2.4 se observa que los filtros implementados con la técnica G_m -C presentan un consumo de corriente entre 3 y 6 mA, para anchos de banda comprendidos entre 1 y 5 MHz.

Sensibilidad del filtro. La sensibilidad del filtro está condicionada a las etapas de entrada del receptor, es decir, la ganancia conjunta entre el LNA y el mezclador de señal. Por esta razón, en la tabla 2.6 [?] se presentan dos trabajos que permiten establecer una ganancia entre 25 y 27 dB. Con base en estos resultados, la sensibilidad del receptor se puede establecer como:

$$V_{in,min} = -70 + 87 = 17dB \quad (2.11)$$

donde $-70 dB$ es la sensibilidad del receptor para *Bluetooth*.

Tabla 2.6: Especificaciones del sistema en cascada del LNA y el mezclador de señal.

Especificación	[?]	Reporte MOSIS
Tensión de alimentación	3.3 [V]	3[V]
Consumo de potencia	15,6mW	30MW
Figura de ruido (NF_{SSB})	7,9dB	8,5dB
Sensibilidad $P_{in,min}$	-85dB	-
Ganancia de voltaje	27dB	25dB
P_{IIP3}	-14,4dBm	-9dBm
Frecuencia central de entrada	2,45GHz	2,45GHz
Frecuencia intermedia salida	1MHZ	2MHZ
Área utilizada	1,2mm ²	-

Ruido referido a la entrada. El ruido referido a la entrada es otro parámetro que depende del diseño de la etapa de entrada del receptor. Por lo tanto, para el cálculo de esta especificación se puede utilizar la ecuación 2.12 [?]. Donde los valores de NF_{rf} , $A_{v,rf}$ corresponden a la figura de ruido y la ganancia de la etapa de entrada. K es la constante de Boltzman, T la temperatura en Kelvin, B el ancho de banda del filtro en Hz , R_s es igual a 50Ω y $\overline{V_{n,BB}}$ es el límite superior para el voltaje de ruido referido a la entrada.

$$\overline{V_{n,BB}} = A_{v,rf} \sqrt{(10 - 10^{NF_{rf}/10}) KTB R_s} = 19,4\mu V_{rms} \quad (2.12)$$

Retraso de grupo. Este parámetro no está definido específicamente para el bloque de filtrado del receptor. Sin embargo, se debe limitar la variación del retraso de grupo por debajo de $1\mu s$ para evitar la interferencia entre símbolos [?].

Ganancia. Al igual que con el consumo de corriente, la ganancia del sistema está determinada por el diseño. Por lo tanto, un análisis de las tablas 2.2 y 2.4 permite establecer que la función de transferencia del filtro puede o no tener ganancia. Como resultado del análisis de las especificaciones, se obtienen los valores de la tabla 2.7.

Tabla 2.7: Resumen de las especificaciones del filtro.

Parámetro	Valor
BW	$1MHz [-3dB]$
Ganancia	$0 dB$
Ruido referido a la entrada	$< 19\mu V_{rms}$
V_{dd}	$3.3 V$
Corriente consumida	$3-6 mA$
Atenuación en $f_c + 2MHz$	$> 30dB$
Atenuación en $f_c + 3MHz$	$> 40dB$
Variación de TD en banda	$< 1\mu s$
Sensibilidad	$< 17dBm$

Capítulo 3

Arquitectura del filtro

En el capítulo anterior se realizó un estudio de los filtros y sus clases, con base en esto, se seleccionó la función de transferencia y el tipo de implementación para el filtro. Sin embargo, hasta el momento no se ha definido la arquitectura que permita diseñar el filtro bajo las especificaciones de *Bluetooth*. Este capítulo expone las principales características de varias configuraciones para filtros G_m -C, con el propósito de definir la configuración de las *OTAs* que permita obtener la función de transferencia para un filtro *Butterworth* de orden seis. Adicionalmente, se profundiza en el concepto del amplificador de transconductancia, definiendo así las variables de diseño y las expresiones que gobiernan el comportamiento del *OTA*. Los resultados obtenidos, permitirán calcular la función de transferencia de la arquitectura seleccionada en términos de los parámetros de cada *OTA*.

3.1. Técnicas de implementación de filtros

En muchos casos la selectividad de un filtro de segundo orden no es suficiente para cumplir con las especificaciones de un sistema. Por lo tanto, se deben realizar funciones de transferencia para filtros de mayor orden. Con el fin de implementar estas funciones a nivel de circuito integrado, se han reportado tres métodos principales. El primero consiste en la conexión en cascada de etapas de segundo orden (CF). El segundo extiende al concepto del primer método, al aplicar lazos de realimentación a la primera configuración. Esta configuración se conoce como filtros de múltiples lazos de realimentación (MLF). El tercer método usa combinaciones de elementos activos (ej. OPAMS), y pasivos (resistores y capacitores) para simular, ya sea el comportamiento de los inductores, o las ecuaciones de la respuesta en frecuencia completa de un filtro RLC pasivo. Este último método recibe el nombre de Emuladores de escaleras LC (LC Ladders)¹.

¹Es importante resaltar que las configuraciones que se presentan en esta sección se conforman por la interconexión de amplificadores de transconductancia (*OTAs*). Los cuales están caracterizados, idealmente, por el valor de G_m . Este parámetro recibe el nombre de transconductancia, y se define como la relación existente entre la corriente de salida del amplificador, sobre el voltaje de entrada al mismo, es decir, $G_m = I_{sal}/V_{ent}$. Sin embargo, Si se desea conocer más acerca de este tipo de amplificadores, puede adelantarse a la sección 3.2, en donde se presenta un análisis más detallado de los mismos.

Para estudiar los métodos descritos anteriormente, es necesario establecer los parámetros que permitirán diferenciar el desempeño de cada uno de ellos. Por este motivo, antes de analizar las técnicas de implementación de las configuraciones, se presenta una descripción de los criterios [?, ?].

3.1.1. Criterios de selección para las técnica de implementación

Esta sección presenta los criterios que el diseñador debe satisfacer para que el diseño esté ajustado a las necesidades específicas del problema:

- Algunas configuraciones son más sensibles que otras a las variaciones de parámetros en el proceso de fabricación del dispositivo.
- Economía: algunos métodos requieren más componentes que otros lo cual incrementa el costo de producción.
- La posibilidad de integración depende del número de componentes a fabricar, si son pocos, el precio sería excesivamente costoso. Los circuitos integrados reducen su valor al ser fabricados en grandes series, uno pocos circuitos pueden costar millones mientras que millones pueden costar unos pocos pesos.
- El circuito debe consumir el mínimo de potencia posible para incrementar su eficiencia y permitir que el dispositivo sea portable.
- Facilidad de sintonizado, es decir, el circuito debe permitir ajustar el punto de operación final para minimizar las variaciones del proceso de fabricación.
- Presentar el mayor rango dinámico posible.
- Generar el menor ruido posible para etapas anteriores y posteriores.

Es necesario enfatizar que todos los criterios no pueden ser cubiertos al tiempo. Por tanto, el diseñador debe seleccionar la configuración que más se ajuste al problema particular al que se enfrenta. Un ejemplo específico se presenta para la relación directa que existe entre el rango dinámico y el consumo de potencia en algunas de las configuraciones [?]. En este caso, para incrementar el rango dinámico hay que aumentar el consumo de potencia del filtro y de esta forma los dos criterios (Bajo consumo de potencia y alto rango dinámico), no pueden ser cumplidos al tiempo. Por otra parte, los circuitos de baja sensibilidad generalmente están constituidos por un gran número de amplificadores, los cuales consumen niveles de potencia más altos y generan mayor niveles de ruido, que los filtros de mayor sensibilidad formados por unos pocos amplificadores.

3.1.2. Conexión en cascada de etapas de segundo orden (CF)

Este método consiste en colocar en cascada varios bloques básicos denominadas secciones bicuadradas. En general, se puede implementar fácilmente cualquier función de transferencia representada como el cociente de dos polinomios. Para ello, es importante que la impedancia

de salida de cada etapa sea muy baja comparada con la impedancia de entrada de la siguiente en todo el rango de frecuencias de interés. Para filtros de orden par, se utilizan varias secciones de segundo orden, para filtros de orden impar, se antecede una etapa de primer orden. Así, la función de transferencia ($T(s)$), se representa por la ecuación 3.1, donde $t(s)$ puede ser un factor de primer orden o la unidad, y $t_i(s)$ representa las secciones de segundo orden.

$$T(s) = t(s) * \prod_{i=1}^n t_i(s) \quad (3.1)$$

El diagrama de bloques del término de primer orden en configuraciones diferencial y salida única, se observa en la figura 3.1. Para ambos casos, la función de transferencia está dada por:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{G_{m1}}{S_{C1} + G_{m2}} \quad (3.2)$$

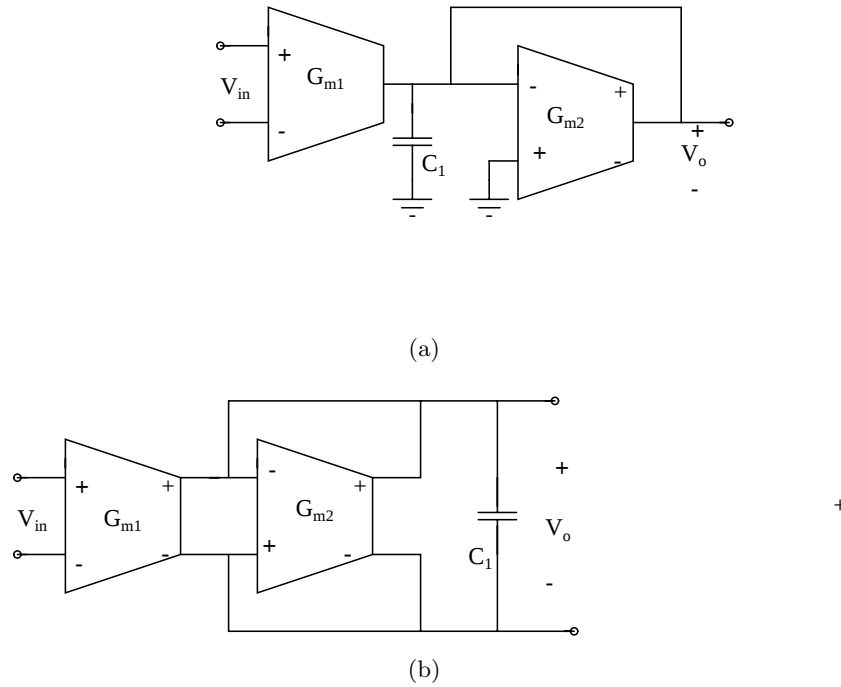
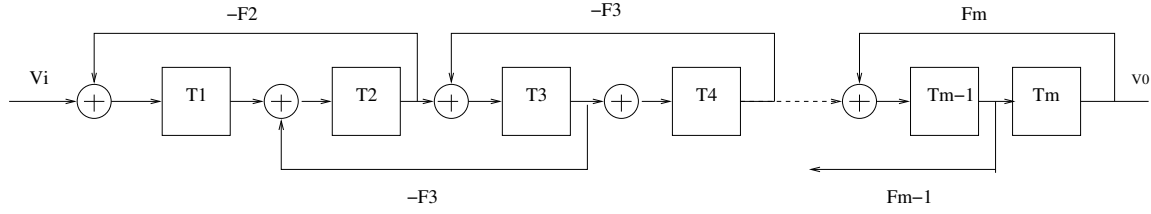


Figura 3.1: Sección bicuadrada de primer orden: (a) salida única; (b) salida diferencial.

Para las secciones bicuadradas de segundo orden, existen varias configuraciones típicas, entre ellas las más conocidas son la el lazo de dos integradores (TILB) y la Kewin-Huelsman-Newcomb [?, ?, ?, ?].

Bicuadrado del lazo de dos integradores

Es una configuración muy popular para el diseño de circuitos pasa bajos y pasa banda [?, ?, ?, ?, ?, ?, ?, ?, ?]. El esquema general de entrada y salida diferencial para esta configuración se muestra en la figura 3.2. Su función de transferencia pasa bajas está dada por la

Figura 3.5: Configuración salto de rana (*Leapfrog*.)

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{T_1 T_2 T_3}{1 + a T_1 T_2 + b T_1 T_2 T_3} \quad (3.6)$$

Si asumimos que los bloques representan integradores sin pérdidas ($1/S$), se obtiene la relación dada por la ecuación 3.7. En el caso de integradores con pérdidas ($\frac{1}{s+p}$), se obtiene la función de transferencia de 3.8.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{S^3 + aS + b} \quad (3.7)$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{(S + p)^3 + a(S + p) + b} \quad (3.8)$$

Es importante resaltar que para la configuración MLF, el ajuste de los polos no es tan trivial como en el caso de las secciones bicuadradas. Esto se debe a que un los cambios que se realicen sobre un integrador afectan el comportamiento de las demás etapas del filtro. Sin embargo, esa misma realimentación permite reducir la sensibilidad a las variaciones de los elementos del sistema [?, ?].

3.1.4. Emuladores de escaleras LC (LC Ladders)

El objetivo fundamental de este tipo de arquitecturas es obtener la función de transferencia de los filtro RLC sin implementar inductores integrados. La emulación de estos filtros, se puede lograr de dos formas diferentes. La primera consiste en reemplazar la inductancia de las de filtros pasivos RLC por un arreglo de amplificadores, resistencias y condensadores. En esta configuración, la arquitectura de la original se mantiene. La segunda consiste simular la función de transferencia completa del filtro, es decir, presentar un arreglo de resistencias, condensadores y amplificadores, que implementan directamente las ecuaciones que describen el desempeño del prototipo pasivo del filtro. Una de las técnicas más usadas para implementar este método es conocida como *Leapfrog*, o salto de rana, cuya arquitectura básica se muestra en la figura 3.5 [?, ?, ?].

La gran ventaja de estas configuraciones es que presentan la sensibilidad más bajas de las configuraciones estudiadas. Sin embargo, el proceso de diseño y sintonizado es bastante complejo. Además, el numero de elementos puede llegar a ser bastante grande lo que aumenta el consumo e potencia del filtro.

3.1.5. Resumen

En las secciones anteriores se han descrito tres configuraciones de sistema para implementar la función de transferencia del filtro. Basado en esto, la tabla 3.1 resume las características más importantes de cada una de ellas. El objetivo principal es seleccionar la arquitectura que más se adapte a los objetivos de este proyecto.

Tabla 3.1: Comparación de las configuraciones de sistema.

Parámetros	TILB	KHN	MLF	Lc Ladder
Sensitividad	Alta	Alta	Media	Baja
Sintonizado	Fácil	Fácil	Medio	Difícil
Número de componentes	Medio	Alto	Medio	Alto
Consumo de potencia	Medio	Alto	Medio	Alto

La sencillez de ajuste que presenta La configuración de *TILB*, es la característica más importante de esta arquitectura. Además, a pesar de los problemas de sensibilidad, esta configuración ha reportado excelente resultados para implementar filtro integrados, y por tanto, es una de las configuraciones más populares en los filtro reportados en la literatura [?, ?, ?, ?, ?, ?, ?, ?, ?]. Con base en lo anterior, se selecciona el TILB como técnica de implementación de filtros.

3.2. OTAs

En la sección anterior se estudiaron diferentes técnicas de implementación de filtros. Con base en esto, se obtuvo la arquitectura de la función de transferencia del filtro. En ese orden de ideas, el siguiente paso consiste en estudiar el bloque funcional más importante dentro de la arquitectura seleccionada. Esta sección presenta las generalidades de los amplificadores de transconductancia, con el objetivo de determinar las variables de diseño, para transformar las especificaciones de sistema en especificaciones de circuito.

3.2.1. Generalidades

En el caso ideal, un *OTA* puede definirse como una fuente de corriente controlada por voltaje [?] que presenta resistencias de salida, de entrada y ancho de banda infinitos. Bajo este concepto, la relación corriente voltaje está dada por la ecuación 3.9, donde G_m es la transconductancia del amplificador.

$$I = G_m(V_+ - V_-) \quad (3.9)$$

La figura 3.6 presenta los símbolos de circuito para los *OTA* en configuración diferencial e integrador con salida única. Ambos circuitos se puede descomponer en dos partes fundamentales:

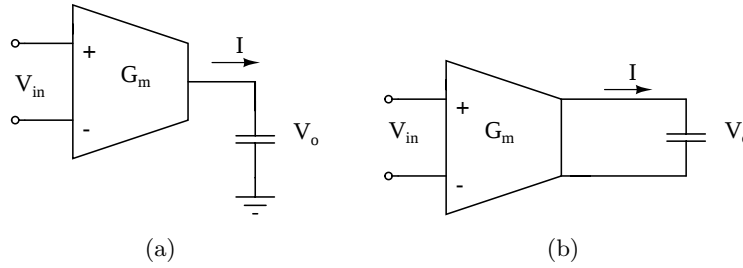


Figura 3.6: Símbolo de circuito para los *OTAs*: (a) con figuración diferencial; (b) integrador con salida única.

- Conversor voltaje-corriente(V-I): Convierte el voltaje de entrada V en la corriente i superpuesta a la corriente de polarización nominal I .
- La fuente de corriente ideal de carga: que brinda una impedancia de salida muy alta para el *OTA*.

3.2.2. Parámetros fundamentales de los *OTA*

Una vez identificado el *OTA*, se procede a exponer varios parámetros básicos de operación.

Transconductancia. Se define como la relación existente entre la corriente de salida y el voltaje de entrada del amplificador. Es una de la especificaciones más importantes debido a que esta relacionada directamente en la función de transferencia de la arquitectura seleccionada.

Corrientes de polarización. Junto con los voltajes de polarización y las dimensiones de los transistores, establecen el punto de operación del circuito. Por lo tanto, son determinantes para el cálculo de varios parámetros, como la transconductancia, el consumo de potencia y la resistencia de salida.

Capacitancia de entrada. La capacitancia de entrada de un *OTA* (C_{in}) es importante por dos factores. En primer lugar, esta capacitancia se convierte en parte de la impedancia de carga de la etapa anterior afectando el desempeño de la misma. En segundo lugar, genera polos parásitos dentro del filtro que degeneran la respuesta en frecuencia de *OTAs* [?]. El valor de este parámetro está ligado la longitud de canal de los transistores de entrada del circuito.

Potencia. El consumo de potencia es trascendental en sistemas portátiles. Por lo tanto, es importante mantener los valores de corriente y voltaje tan bajos como las especificaciones del filtro lo permitan.

Resistencia de salida. Junto con las capacitancias parásitas, esta resistencia puede generar polos indeseados para el circuito. Por lo tanto, es importante determinar su valor de forma tal que dichos polos no degraden el comportamiento en frecuencia del filtro.

Ancho de banda. Las señales del estándar de *Bluetooth* presentan un ancho de banda de 1MHz . No obstante, el diseño de la arquitectura seleccionada determina si el valor del ancho de banda del *OTA* debe ser igual o mayor que esta referencia.

Aspectos importantes del diseño. En esta sección se presentan algunas consideraciones importantes para diseñar amplificadores de transconductancia. El objetivo principal es puntualizar varias recomendaciones encontradas en la literatura.

Linealidad de la etapa de entrada. La mayor desventaja de los filtros *OTA-C* es su baja linealidad y poca eficiencia. La mayor parte de las componentes no lineales se generan en el convertor V-I en la etapa de entrada. Sin embargo, en los últimos años se han desarrollado configuraciones que incrementan de manera significativa estas características permitiendo obtener resultados muy satisfactorios [?, ?, ?, ?, ?, ?, ?, ?, ?].

Mismatch. Muchos esquemas de linealización funcionan bien bajo condiciones nominales, pero se degradan fuertemente si algunos de los parámetros de la tecnología cambian. Por lo tanto, los circuitos que son construidos con transistores del mismo tipo, con relaciones (W/L) idénticas, juntos y con la misma orientación en un sustrato, se desempeñarán mucho mejor que circuitos que no cumplen estas condiciones. De esta forma, un *Layout* adecuado puede reducir las variaciones sistemáticas y aleatorias de los parámetros de la tecnología y permitir obtener un amplificador de transconductancia que presente baja sensibilidad a errores de *Mismatch*²

Sintonización. La transconductancia G_m debe ser ajustable para permitir ajustes debido a errores de imprecisión de los componentes del integrado.

Consideraciones de circuitos. Las referencias [?, ?] presenta un par de análisis para *OTAs*. Las consideraciones más importantes son:

- Para la misma relación de geometría de transistores, la magnitud de G_m en la región de triodo es más pequeña que en la región de saturación.
- Los nodos de alta impedancia, producto de configuraciones de muchas ramas, reducen el ancho de banda del *OTA*, incrementan el ruido y el consumo de potencia.
- El *Mismatch* presente entre los diferentes parámetros de los transistores tipo N y tipo P, hace difícil el acople necesario para la cancelación de armónicos, por tanto, las configuraciones basadas en esta técnica deben, en lo posible, evitar este fenómeno.
- Las configuraciones de salida diferencial permiten incrementar la simetría del circuito, el rechazo de señales de modo común (CMRR), eliminar componentes no lineales de orden par, incrementar el rango de excursión a la salida, entre otras.
- Los circuitos de realimentación de modo común permiten incrementar la estabilidad del punto de operación del sistema.

²Término en inglés que puede ser traducido como asimetría, sin embargo, la traducción no condensa el significado completo de la palabra. A lo largo de este texto se utilizará el término en inglés.

Tabla 3.2: Variables de diseño del *OTA Bluetooth*.

Variable	Significado
G_m	Transconductancia del amplificador
I_d	Corrientes de polarización
V_{pol}	Voltajes de Polarización
C_{in}	Capacitancia de entrada
R_{sal}	Resistencia de salida
W y L	Dimensiones de los transistores
C_{eq1} y C_{eq2}	Capacitancias de carga de el TILB

3.2.3. Variables de diseño

Con base en las secciones 3.1.1, y 3.2.2, es claro que existen ciertas magnitudes que pueden determinar el comportamiento del circuito. Por lo tanto, se seleccionan como variables de diseño del amplificador. Dichas variables están resumidas, junto con su símbolo de circuito en la tabla 3.2.

3.3. Análisis de la técnica de implementación del filtro

Esta sección compromete las variables de diseño con las especificaciones de *Bluetooth*, con el fin de obtener las especificaciones del OTA. El procedimiento seguido es el siguiente: Primero se describen los métodos para hallar el orden y los coeficientes de la función de transferencia ideal del filtro. Posteriormente, se introducen los parámetros no ideales del *OTA*, incluyendo el exceso de fase (Q_e) y los elementos reales de circuito. Luego, se realiza un análisis de consumo de potencia y ruido del sistema. Al finalizar esta sección, se tienen los valores de transconductancia, resistencia de salida, ancho de banda y capacitancia de carga para cada *OTA*.

3.3.1. Métodos para calcular la función de transferencia del filtro

Esta sección presenta dos métodos para calcular la función de transferencia del filtro. El primero es un método de diseño asistido por computadora (CAD), mediante el programa MATLAB. El segundo es un método gráfico que ha sido reportado en la literatura [?].

Mediante MATLAB

EL comando *butter*, es permite obtener como parámetros de salida la estructura de polos, ceros y ganancia de un filtro *Butterworth*. La sintaxis de dicho comando está dada por: $[z, p, k] = \text{butter}(n, 2 * \pi * fp, 's')$ donde z, p, k corresponden a los valores de salida de un sistema de ceros, polos y ganancia respectivamente. El valor de n indica el orden del filtro, fp es la frecuencia de corte en Hz , y la opción ' s ' especifica que es un filtro analógico. En el

caso particular de este trabajo, los argumentos de entrada son: $n = 6$ y $fp = 10^6$. Con estos parámetros de entrada, la función de transferencia es:

$$\begin{aligned} \frac{V_0}{V_{in}} &= \frac{6,1528 * 10^{40}}{(S^2 + 1,21 * 10^7 S + 3,94 * 10^{13})(s^2 + 8,886 * 10^6 S + 3,94 * 10^{13})(s^2 + 3,252 * 10^6 S + 3,94 * 10^{13})} \\ &= \frac{\sqrt[3]{6,1528 * 10^{40}}}{(S^2 + 1,21 * 10^7 S + 3,94 * 10^{13})} \frac{\sqrt[3]{6,1528 * 10^{40}}}{(s^2 + 8,886 * 10^6 S + 3,94 * 10^{13})} \frac{\sqrt[3]{6,1528 * 10^{40}}}{(s^2 + 3,252 * 10^6 S + 3,94 * 10^{13})} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Método Gráfico

Esta técnica describe un procedimiento práctico, para determinar la función de transferencia de un filtro *Butterworth*. El proceso es el siguiente:

1. Definir los valores de ε , A , w_p y w_s . Los cuales están dados por las especificaciones de diseño.
2. Utilizar la ecuación 3.11 para encontrar el orden mínimo del filtro.

$$n = \frac{\log((10^{0,1A} - 1))}{2 \log \frac{w_s}{w_p}} \quad (3.11)$$

3. Usar la figura 3.7(a), para determinar la ubicación de los polos de la función de transferencia. Es importante resaltar que todos los polos se encuentran en el semiplano negativo del plano jw , que se ubican sobre la superficie de un círculo de radio $W_o = w_p(1/\varepsilon)^{1/2}$, y que se encuentran espaciados por ángulos iguales de π/n , con el primer módulo a un ángulo de $\frac{\pi}{2n}$ del eje $+jw$.

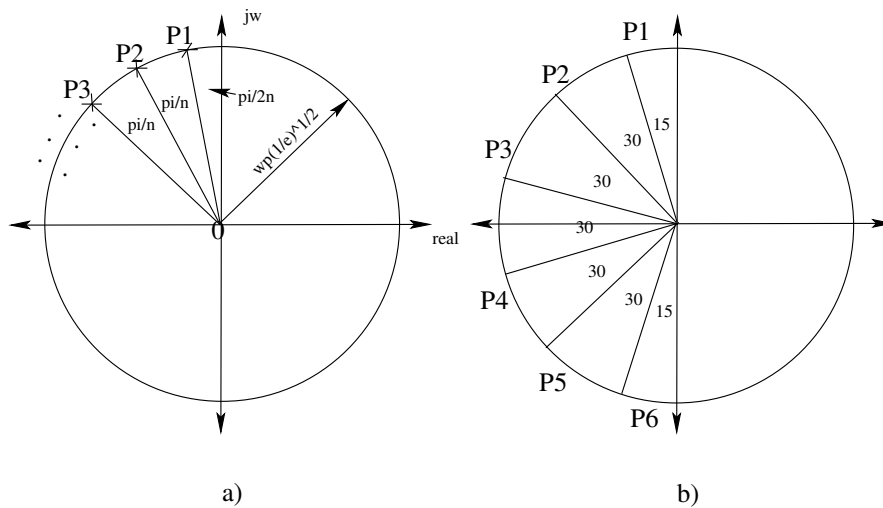


Figura 3.7: Método gráfico para determinar los polos de un filtro *Butterworth*: (a) caso general; (b) $n=6$.

4. Organizar la función de transferencia.

Particularmente para este trabajo, $\varepsilon = 0,2$, $w_s = 2\pi * 10^6$, $w_p = 2\pi * 3 * 10^6$. De la ecuación 3.11 se obtiene $n = 6$. El ángulo de separación entre polos está dado por $\pi/n = 30^\circ$, por lo cual estos se ubican como se muestra en la figura 3.7(b). El radio se calcula mediante $W_o = w_p(1/\varepsilon)^{1/n}$, obteniendo $W_o = 8,2163 * 10^6$. Como consecuencia, los valores de los polos están dados por:

$$\begin{aligned}
 P1 &= W_o(-\cos 75^\circ + j\sen 75^\circ) = 7,9363 * 10^6 + j2,1265 * 10^6 \\
 P2 &= W_o(-\cos 45^\circ + j\sen 45^\circ) = 5,8098 * 10^6 + j5,8098 * 10^6 \\
 P3 &= W_o(-\cos 15^\circ + j\sen 15^\circ) = 2,1265 * 10^6 + j7,9363 * 10^6 \\
 P4 &= W_o(-\cos 15^\circ - j\sen 15^\circ) = 2,1265 * 10^6 - j7,9363 * 10^6 \\
 P5 &= W_o(-\cos 45^\circ - j\sen 45^\circ) = 5,8098 * 10^6 - j5,8098 * 10^6 \\
 P6 &= W_o(-\cos 75^\circ - j\sen 75^\circ) = 7,9363 * 10^6 - j2,1265 * 10^6
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Finalmente, la función de transferencia se obtiene mediante la unión de los resultados obtenidos.

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{W_o^n}{(S - p1)(S - p2)(S - p3)(S - p4)(S - p5)(S - p6)} \\
 H(s) &= \frac{6,152e40}{(S^2 - 1,58e7S + 6,75e13)(S^2 - 1,16e7S + 6,75e13)(S^2 - 4,25e6S + 6,75e13)}
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Comparación de los métodos

Luego de revisar las alternativas para determinar la función de transferencia del filtro, es necesario establecer cual de ellas se adapta más a las especificaciones requeridas por el diseño. Por lo tanto, en la figura 3.8 se comparan la respuesta en frecuencia de ambas aproximaciones. Con base en los resultados obtenidos, se observa que la función obtenida mediante el método CAD, presenta mayor atenuación y mejor precisión para el ancho de banda del filtro. Por esta razón, se selecciona la función de transferencia estimada mediante MATLAB.

3.3.2. Cálculo de los parámetros del OTA

Esta sección expone el procedimiento para calcular los parámetros del OTA que permiten satisfacer las especificaciones del filtro. Especialmente se busca determinar los valores de G_m y de las capacitancias C_1 y C_2 de la configuración adoptada en la sección 3.1.

La función de transferencia de una sección bicuadrada está dada por la ecuación 3.3. Sin embargo, para reducir la sensibilidad del filtro al *mismatch*, se asumen todas las transconductancias iguales, es decir, $G_{m1} = G_{m2} = G_{m3} = G_{m4} = G_m$ [?]. por esta razón la ecuación de una sección bicuadrada puede ser redefinida como:

$$\frac{V_{02}}{V_{in}} = \frac{\frac{G_m^2}{C_1 C_2}}{(S^2 + \frac{G_m}{C_2} S + \frac{G_m^2}{C_1 C_2})} \tag{3.14}$$

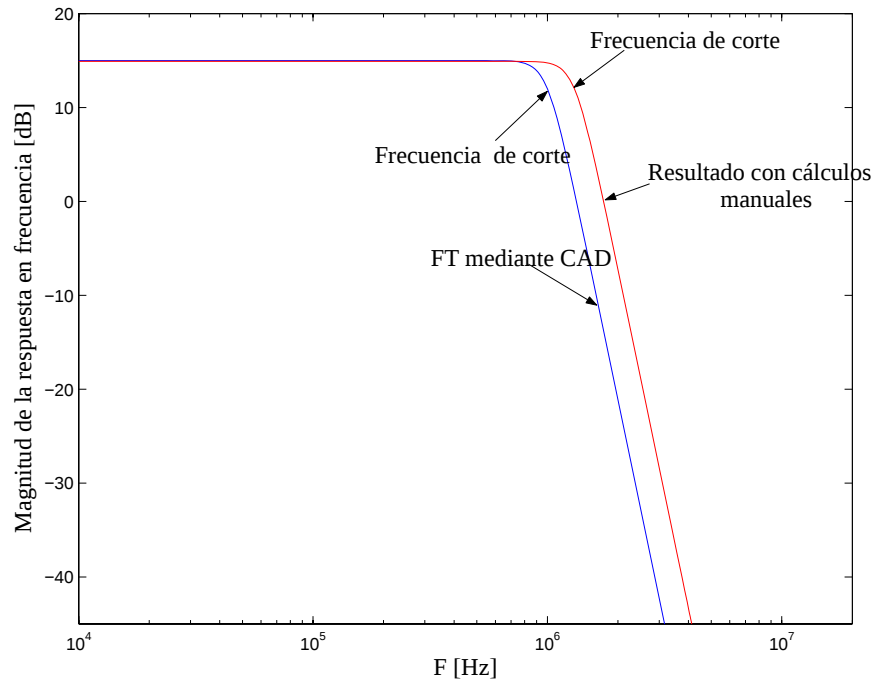


Figura 3.8: Comparación de las funciones de transferencia.

Por simple inspección de estas funciones con las dadas por la ecuación 3.10, se obtienen las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned}
 T1 &\Rightarrow G_m/C_2 = 1,214e7; C_1/C_2 = 3,73 \\
 T2 &\Rightarrow G_m/C_2 = 8,886e6; C_1/C_2 = 2,00 \\
 T3 &\Rightarrow G_m/C_2 = 3,252e6; C_1/C_2 = 0,27
 \end{aligned}
 \tag{3.15}$$

Donde $T1$, $T2$ y $T3$, corresponden con la primera, la segunda y la tercera sección bicuadrada.

En caso de tener el valor de las capacitancias C_2 de cada etapa, se podría estimar el valor de las transconductancias y las capacitancias de carga C_1 . Sin embargo, no se cuenta hasta el momento con ningún argumento de diseño para determinar esta magnitud. Una posible solución al problema se encuentra en la referencia [?], en donde se sustentan 3 compromisos importantes:

- El ruido de salida depende inversamente de la capacitancia del circuito.
- El consumo de potencia depende directamente de la capacitancia del circuito.
- El rango dinámico depende directamente de la capacitancia del circuito.

Con esta información, es claro que el valor de la capacitancia debe ser pequeño para evitar ruido y consumo de potencia. No obstante, no se puede disminuir tanto que afecte significativamente el DR del filtro. De esta forma, se selecciona un valor inicial para de C_2 de $5pF$ [?],

con lo cual se obtienen 3 valores posibles de transconductancias: $60,5\mu A/V$, $44,4\mu A/V$ y $16,2\mu A/V$. Con base en estos resultados se toma el punto medio de las transconductancias como valor inicial para este parámetro, es decir, $G_{m,ini} = 40,3\mu A/V$.³

3.3.3. Análisis de los aspectos no ideales de los *OTA*

En la sección 3.2.2 se describen varios factores que afectan el desempeño del *OTA*. Con base en la anterior, esta sección, estudian 2 efectos importantes: el exceso de fase y las impedancias de entrada y salida de los amplificadores. El estudio analiza los efectos de estos fenómenos sobre la función de transferencia del filtro, proponiendo las alternativas de solución para cada caso.

Como nota preliminar, se adiciona que la función de transferencia para una sección bicuadrada, se puede representar de una forma más general por:

$$\frac{V_{02}}{V_{in}} = \frac{Gm^2}{Y_1 Y_2 + Y_1 Gm + Gm^2} \quad (3.16)$$

donde $Y_1 = SC_1$, $Y_2 = SC_2$. Esta expresión será de gran utilidad para los análisis posteriores.

Exceso de fase (Qe)

Hasta el momento, se ha modelado el *OTA* como un amplificador de ganancia G_m invariante con respecto a la frecuencia. Sin embargo, en la práctica el modelo real de un *OTA* presenta una ganancia dependiente de la frecuencia que puede ser modelada como una función de transferencia pasa bajos con un polo en W_g [?, ?]. Este concepto se puede expresar matemáticamente como:

$$Gm \Rightarrow \frac{G_m * w_g}{S + w_g} \quad (3.17)$$

Por consiguiente la función de transferencia de una sección bicuadrada cambia a:

$$\frac{V_{02}}{V_{in}} = \frac{\frac{G_m^2 w_g^2}{C_1 C_2}}{S^4 + S^3 2w_g + S^2(w_g^2 + \frac{G_m w_g}{C_1 C_2}) + S \frac{G_m w_g^2}{C_2} + \frac{G_m^2 w_g^2}{C_1 C_2}} \quad (3.18)$$

Resultados de simulación

El análisis de simulación consiste en variar la frecuencia del polo de la transconductancia, para estimar el comportamiento de cada sección bicuadrada y del filtro completo. Interesan en especial, los cambios que tienen efecto sobre el Qe , el ancho de banda, la atenuación del filtro y el movimiento de la ubicación de los polos del sistema. Con base en los resultados que

³ Hay que resaltar que estos valores son solo aproximaciones a los valores de la capacitancia y la transconductancia. En secciones posteriores se establecen criterios de selección para escoger los valores reales de estos parámetros.

se muestran en la figura 3.9, es necesario hacer las siguientes observaciones:

- Para valores de f_g menores de $2,36\text{MHz}$ existen polos en el semiplano positivo. Por esta razón, no se toman en cuenta para los resultados de simulación presentados en esta sección.
- A medida que el polo que modela la dependencia en frecuencia de la transconductancia del OTA , entra en frecuencias más altas, la función de transferencia se acerca más al comportamiento ideal que se discutió en secciones anteriores. Sin embargo, incluso para frecuencias mayores a 20MHz , el comportamiento de ambas funciones presenta diferencias marcadas en la respuesta en frecuencia. Este diferencia se observa en las figuras 5.5(a), 5.5(d) y 3.11(e).
- El exceso de fase se estabiliza, aproximadamente, cuando el polo de la transconductancia sobrepasa los 10MHz . Sin embargo, como se observa en la figura 5.5(a), la magnitud del exceso de fase es cercana a los 20° incluso para frecuencias mayores que 20MHz . Por lo tanto, se decide seleccionar un ancho de banda cercano a los $2,5\text{MHz}$, e implementar un esquema de compensación de fase para el filtro⁴ [?, ?].
- La presencia del polo introduce una mayor atenuación a la función de transferencia.

Elementos circuitales del amplificador

Los circuitos reales presentan resistencias y capacitancias de entrada y salida, estos elementos deben ser tomados en cuenta a la hora de diseñar, ya a que modifican la ubicación de los polos, y por tanto, cambian la respuesta en frecuencia del dispositivo. En la figura 3.10 se observa la ubicación de las resistencias de salida (R_x) de cada OTA , junto con las capacitancias de Entrada (C_{inx}) y salida(C_{ox}) respectivamente.

Con el objetivo de reducir la sensibilidad al *mismatch* [?] Todos los OTA de una misma sección bicuadrada son iguales. Por lo tanto:

$$\begin{aligned}
 R &= R2 = R3 = R4 = R1 \\
 C_o &= Co1 = Co2 = Co3 = Co4 \\
 C_{in} &= C_{in2} = C_{in3} = C_{in4} \\
 C_{eq1} &= C_1 + 2C_o + C_{in} \\
 C_{eq2} &= C_2 + 2C_o + 2C_{in}
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Con estas modificaciones, las admitancias son respectivamente:

$$\begin{aligned}
 Y1 &= \frac{2 + sC_{eq1}R}{R} \\
 Y2 &= \frac{2 + sC_{eq2}R}{R}
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

⁴El esquema de compensación de fase se explicará en detalle en el capítulo 4

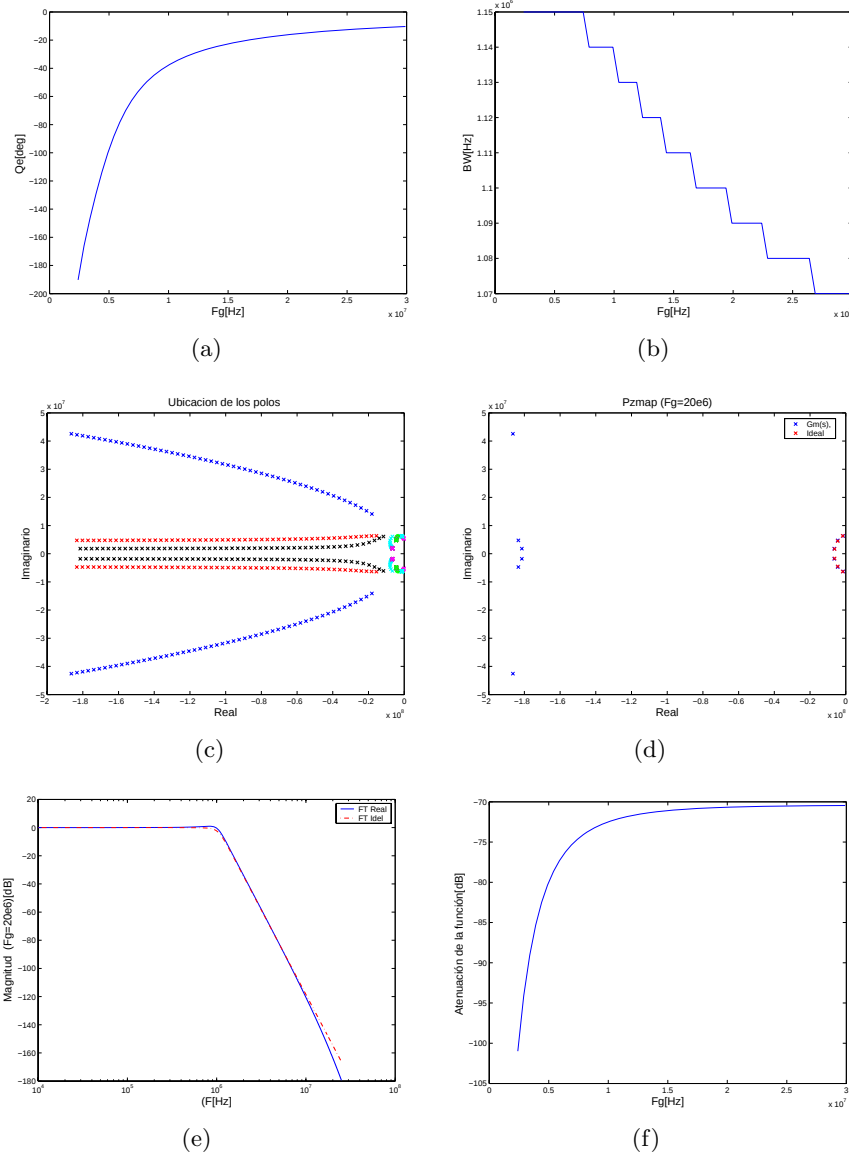


Figura 3.9: Resultados de simulación para el exceso de fase: (a) Q_e ; (b) BW ; (c) movimiento de los polos con el incremento de W_g ; (d) diagrama final de polos y ceros del sistema ($f_g = 20 \times 10^6$); (e) magnitud de final la respuesta en frecuencia ($f_g = 20 \times 10^6$); (f) atenuación.

y por tanto, la función de transferencia de una sección bicuadrada es:

$$\frac{V_{02}}{V_{in}} = \frac{G_m^2}{S^2 C_{eq1} C_{eq2} + S(C_{eq1} G_m + \frac{2C_{eq1} + 2C_{eq2}}{R}) + (G_m^2 + \frac{4}{R^2} + \frac{2G_m}{R})} \quad (3.21)$$

Es importante hacer dos observaciones acerca de la función de transferencia: La primera es que las resistencias de salida grandes, disminuyen los factores que modifican la ubicación de los polos del filtro, y mantienen la respuesta en frecuencia dentro de los límites esperados. La segunda es que se deben minimizar las capacitancias parásitas del circuito para que no

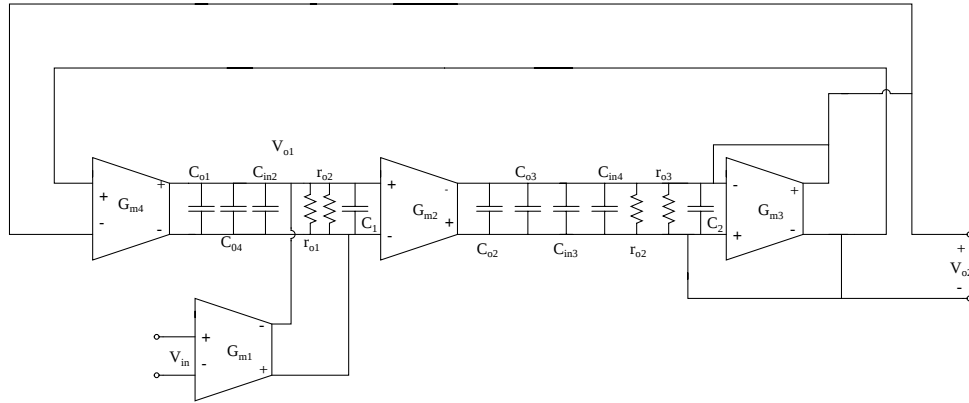


Figura 3.10: Esquema de una sección bicuadrada con las impedancias de entrada y salida.

degraden la respuesta en frecuencia del filtro.

Resultados de simulación

Los resultados de simulación están basados en el incremento de la resistencia de los amplificadores, de modo que se pueda observar los efectos sobre la respuesta en frecuencia del filtro. En la figura 3.11 se detallan los cambios que se producen en la función de transferencia. Con base en los resultados obtenidos, se puede establecer que el incremento de la resistencia de salida del *OTA* permite incrementar el ancho de banda del filtro. Sin embargo, aumentar la resistencia de salida del amplificador implica disminuir las corrientes de polarización dificultando el diseño de amplificadores con amplios anchos de banda. Por lo tanto, es importante encontrar un valor de resistencia que comprometa el valor de la resistencia de salida y el ancho de banda del filtro⁵. De esta forma, por el momento se establece el rango de resistencia de salida entre 1y 5 $M\Omega$.

3.3.4. Análisis de potencia dinámica y ruido

En secciones anteriores se han aproximado los valores de la frecuencia de corte y la resistencia de salida del *OTA*. Sin embargo, estos cálculos se basaron en un valor aproximado para G_m . A continuación se presentan argumentos para determinar un valor real para este parámetro, específicamente, el consumo de potencia dinámica y el ruido referido a la salida del *OTA*.

El consumo de potencia promedio de una sección bicuadrada está dado por la expresión 3.22 [?], donde H_{im} representa la función de transferencia desde la entrada de los terminales de la sección bicuadrada hasta la entrada de los terminales del *OTA* (ver figura 3.12), V_s es el voltaje de alimentación del circuito (3,3V) y V_i es el valor pico del voltaje de entrada.

⁵El análisis de el ancho de banda del amplificador deberá ser aplazado para el capítulo 4 cuando se halla seleccionado la topología del *OTA*

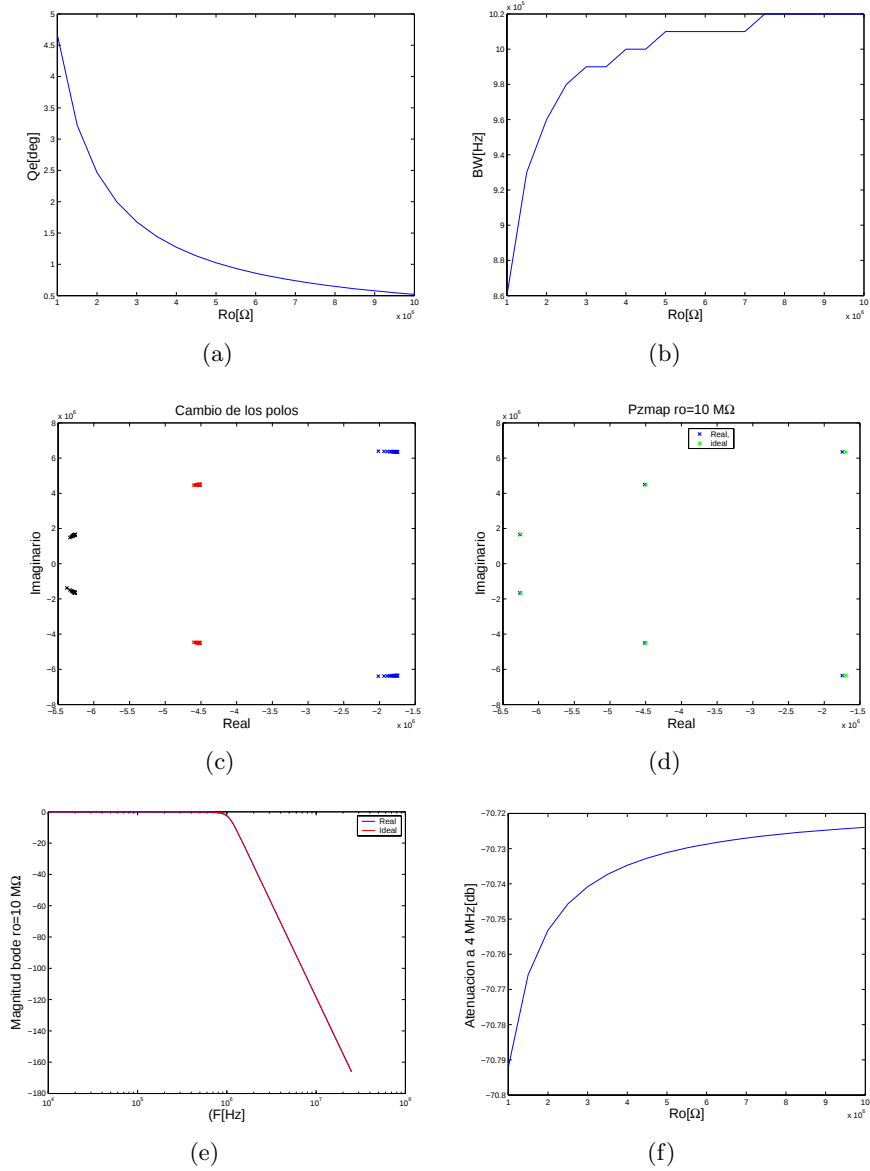


Figura 3.11: Resultados de simulación el incremento de la resistencia de salida del *OTA*: (a) Q_e ; (b) BW ; (c) cambio de la ubicación de los polos para el incremento de la resistencia de salida; (d) diagrama de polos y ceros final; (e) ganancia del sistema; (f) atenuación.

$$P = \sum \frac{1}{\pi} (|V_i H_{im}| G_m V_s) \quad (3.22)$$

Para la sección bicuadrada de *TILB* las expresiones para H_{im} son:

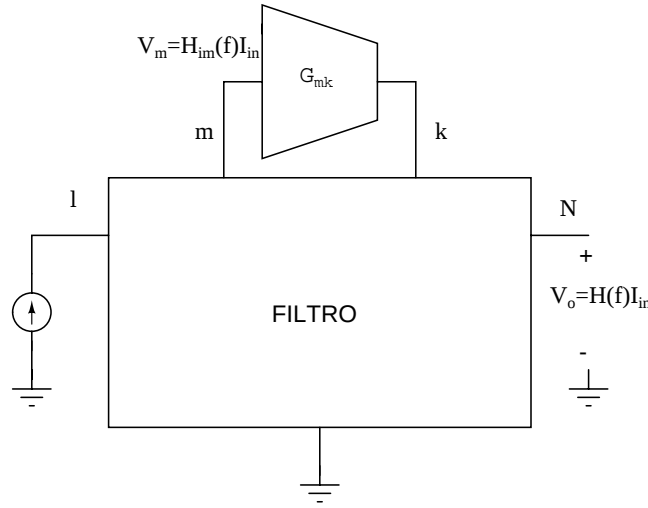


Figura 3.12: Diagrama de bloques para el modelo de potencia dinámico.

$$\begin{aligned}
 H_{i1} &= 1 \\
 H_{i3} = H_{i4} &= \frac{\frac{SG_m}{C_2}}{S^2 + S\frac{G_m}{C_2} + \frac{G_m^2}{C_1C_2}} \\
 H_{i2} &= \frac{\frac{G_m^2}{C_1C_2}}{S^2 + S\frac{G_m}{C_2} + \frac{G_m^2}{C_1C_2}}
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

Los resultados de simulación muestran un incremento lineal del consumo de potencia con el aumento de G_m , esto se debe a la relación directa que existe entre el valor de la capacitancia y la transconductancia, en el cálculo de los coeficientes de la función de transferencia que se muestra en la ecuación 3.15.

En lo concerniente al ruido, la densidad espectral de potencia de una sección bicuadrada, debido a un *OTA*, está dada por: [?]:

$$S_g = \sum 4kT\xi G_l |H_{ko}(f)|^2 \tag{3.24}$$

por consiguiente, el valor medio del ruido a la salida es:

$$N_g = \int_0^\infty 4kT\xi G_l |H_{ko}(f)|^2 df \tag{3.25}$$

Los coeficientes H_{ko} , representan la función de transresistencia entre el voltaje de salida del filtro y el nodo de salida del *OTA_k*, (ver la figura 3.14). Para la sección bicuadrada de TILB las expresiones para H_{ko} están dadas por la ecuación 3.26:

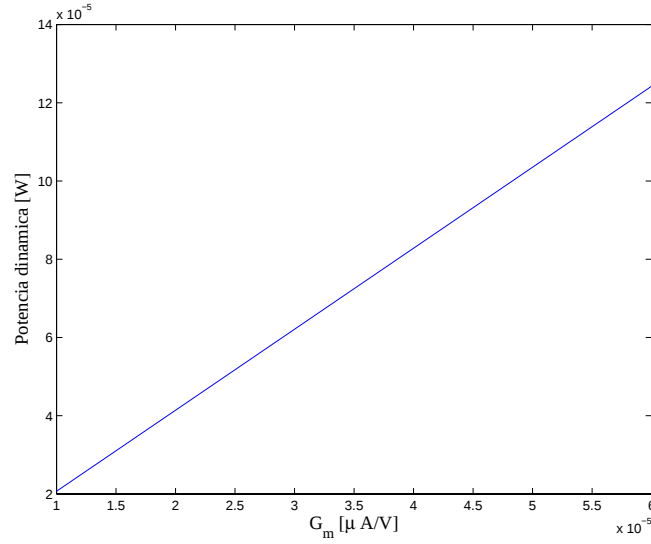


Figura 3.13: Potencia dinámica para diferentes valores de G_m :

$$\begin{aligned}
 H_{k1} = H_{k4} &= \frac{\frac{G_m}{C_1 C_2}}{S^2 + S \frac{G_m}{C_2} + \frac{G_m^2}{C_1 C_2}} \\
 H_{k2} = H_{i3} &= \frac{\frac{S C_1}{C_1 C_2}}{S^2 + S \frac{G_m}{C_2} + \frac{G_m^2}{C_1 C_2}}
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

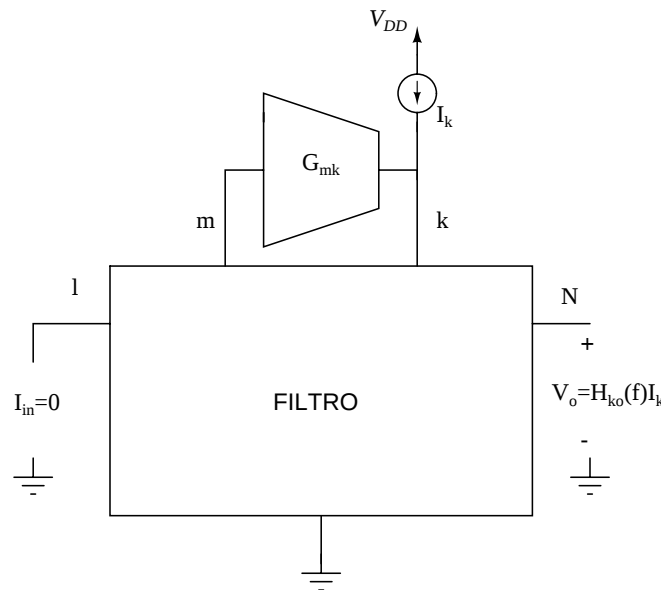


Figura 3.14: Diagrama de bloques para el modelado del ruido.

Los resultados de simulación del cálculo del ruido blanco a la salida del filtro, con respecto a diferentes valores de G_m se observan en la figura 3.15. Como era esperado, la relación directa entre la transconductancia y la capacitancia de carga, hace que el ruido a la salida del filtro disminuye con relación al aumento de G_m .

Con base en los resultados obtenidos para el análisis de potencia y de ruido para la función de transferencia del filtro, es necesario establecer un punto medio para el valor de la transconductancia. Una transconductancia muy grande generaría un consumo excesivo de potencia, por el contrario, una transconductancia pequeña no limita el ruido a la salida del filtro. De esta forma, se selecciona el valor de $45\mu A/V$ como la transconductancia del OTA.

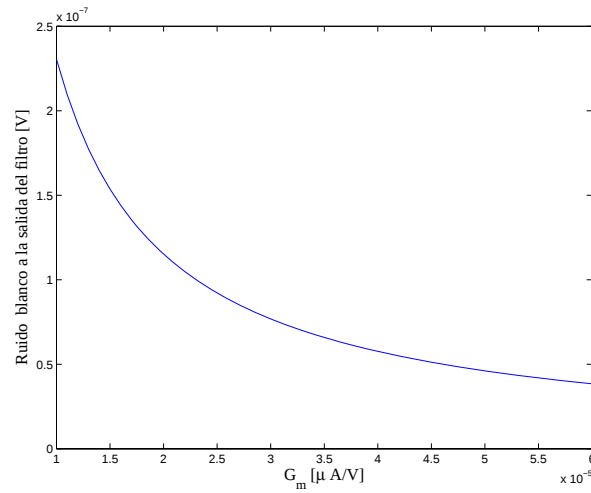


Figura 3.15: Ruido a la salida del filtro para diferentes valores de G_m .

3.3.5. Resumen del análisis teórico

En esta sección se encontraron las variables más importantes de la función de transferencia del filtro, las cuales están resumidas en la tabla 3.3.

Las magnitudes de estas variables sirven como punto de partida para el siguiente capítulo en donde se sintetiza el diseño del filtro.

Tabla 3.3: Especificaciones del filtro.

Parámetro	Valor
Tecnología	$0,35\mu m$
Fuente de alimentación	$3,3V$
Ancho de banda del <i>OTA</i>	$\geq 2,5MHz$
Resistencia de salida del <i>OTA</i>	$1M\Omega \leq r_o \leq 5M\Omega$
Orden	6
G_m	$45\mu A/V$
C_{11}, C_{12}, C_{13}	$\geq 13,85pF, 10,13pF, 3,7pF$
C_{21}, C_{22}, C_{23}	$\geq 3,7pF, 6,3pF, 13,85pF$

Capítulo 4

Diseño del *OTA*

En el capítulo anterior se estimaron las especificaciones del filtro en función de la transconductancia, la resistencia de salida y el ancho de banda del *OTA*. Este capítulo presenta el diseño de un amplificador de transconductancia que cumpla con dichos parámetros. En primer lugar, se analizan varias configuraciones de etapas de entrada y de salida de *OTAs*. De esta forma, se determina cual de ellas permite obtener el mejor compromiso entre las variables de diseño que se definieron en la sección 3.2.3. Posteriormente, se establecen las expresiones que relacionan las variables del circuito con las dimensiones de los transistores, y se busca mejorar el comportamiento del filtro, basado en las consideraciones de diseño expuestas en capítulos anteriores y en las estrategias ya existentes en la literatura. Por último, se presentan los resultados de simulación del *OTA* diseñado.

Los diseños presentados en este capítulo se desarrollan para la tecnología de fabricación $0.35\ \mu\text{m}$ CMOS C35B4, 4 capas de metal y 2 capas de polisilicio de AMS (Austria Microsystems). Algunos de los parámetros de proceso utilizados para el diseño del filtro se presentan en la tabla 4.1.

Tabla 4.1: Algunos parámetros en la tecnología AMS $C_{35}\ B_4\ 0.35\mu\text{m}$ CMOS.

Parámetro	Unidades	Valor nMOS	Valor pMOS
Longitud mínima de canal	μm	0.35	0.35
Movilidad	$\frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$	370	126
C_{ox}	$\frac{\text{fF}}{\mu\text{m}^2}$	4.86	4.86
Voltaje de umbral(V_t)@ $V_{sb} = 0[\text{V}]$	V	0.5	-0.7
Factor de ganancia (Kp)	$\frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$	170	58
Capacitancia de unión de área (C_j)	$\frac{\text{fF}}{\mu\text{m}^2}$	0.94	1.36
Capacitancia de unión lateral (C_{jsw})	$\frac{\text{fF}}{\mu\text{m}}$	0.25	0.32

4.1. Análisis de configuraciones

En esta sección se analizan varias topologías para el *OTA*, con el propósito de seleccionar la configuración que, además de satisfacer las especificaciones de la tabla 3.3, permita obtener el mejor desempeño para los parámetro de ruido, rango dinámico, consumo de potencia y área. El desarrollo de esta sección seguirá las recomendaciones establecidas en 3.2.1, es decir, se estudiará el *OTA* en dos bloques: la etapa de entrada, o conversor de voltaje a corriente, y la etapa de salida.

4.1.1. Etapas de entrada

La etapa de entrada es la mayor fuente de distorsión lineal para el *OTA* [?]. Por esta razón, es importante estudiar el comportamiento de las diferentes configuraciones reportadas en la literatura, y determinar la que más se adapta a los objetivos de este trabajo.

Pseudo-par diferencial. Como se muestra en la figura 4.1(a), es un par diferencial sin circuito de polarización en el terminal de la fuente de los transistores. Debido a esto, esta arquitectura permite bajos voltajes de alimentación y bajos consumos de potencia. Sin embargo, presenta baja relación de rechazo de señales de modo común, por lo cual requiere circuitos complejos de CMFB (Realimentación de modo común) para obtener alto desempeño [?].

Par diferencial. Al contrario del caso anterior, una alta resistencia de la fuente de corriente que sirve como etapa de polarización al par diferencial, permite alcanzar un alto CMRR (relación de rechazo a voltajes de modo común), y un alto PSRR (relación de rechazo a las variaciones de la fuente de alimentación). No obstante, estas configuraciones generalmente requieren mayor tensión de alimentación debido a las caídas de voltaje en los circuitos polarización. EL esquema de la configuración se muestra en la figura 4.1(b).

Par diferencial con degeneración resistiva. Como lo indica la figura 4.1(c), esta configuración agrega una resistencia en el terminal de fuente de los transistores del par diferencial. De esta forma, se aumenta el DR, IIP3, IIP2, y se disminuye la THD [?, ?]. Sin embargo, para mantener una ganancia alta en esta la etapa, es necesario incrementar las dimensiones de los transistores y la corriente de polarización. Por lo cual, esta topología tiene la tendencia a incrementar el área y el consumo de potencia del filtro.

Selección de la etapa de entrada. Como se mostró en el capítulo 1, una de las grandes desventajas que tiene la arquitectura homodina es la presencia de niveles de voltaje de *offset*, los cuales se acoplan como señales de modo común a la etapa de entrada del filtro. Por lo tanto, el bajo *CMRR* que posee el *pseudo-* par diferencial, demanda la implementación de complejos circuitos de CMFB (circuitos de realimentación de modo común) para obtener buen desempeño. Por otro lado, el circuito de polarización del par diferencial y del par diferencial degenerado, evita este problema. Sin embargo, es necesario realizar un estudio más profundo de estas dos etapas para determinar cual presenta el mejor desempeño.

En ese orden de ideas, la tabla 4.2 [?], presenta un paralelo entre el comportamiento de

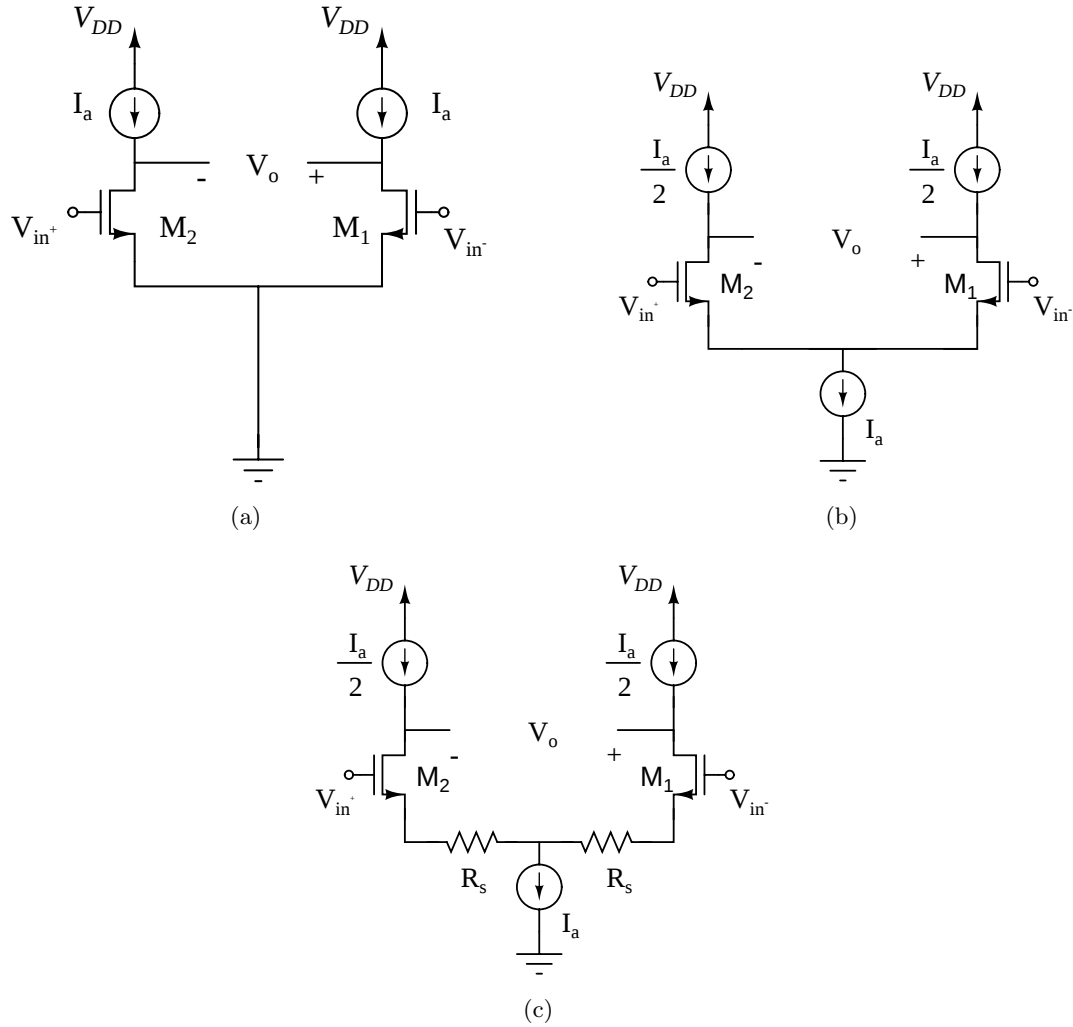


Figura 4.1: Algunas opciones para la etapa de entrada de un OTA: (a) Pseudo par diferencial.; (b) Par diferencial.; (c) Par diferencial con degeneración de fuente.

ambas configuraciones para los parámetros de transconductancia ruido, linealidad, consumo de corriente y área. Los parámetros definidos en esta tabla son:

- $N = g_m R_s$, se denomina factor de degeneración de fuente.
- K es la constante de Boltzman.
- I_b es la corriente de polarización.
- g_{mn} y g_{mp} son las transconductancias de los transistores p y n que forman las fuentes de corriente.
- NF_{sd} ¹ es la figura de ruido y está dado por la ecuación 4.1.

¹ $NF = NF_{sd}$ con $R_s = 0$.

Tabla 4.2: Parámetros de las etapas de entrada del *OTA*.

Parámetro	Par diferencial	Degeneración de fuente
G_m	$gm = \sqrt{2\mu_n C_{ox}(W/L)I_b}$	$G_{msd} = \frac{gm}{1+N}$
HD3 ^a	$HD3 = \frac{1}{32}(\frac{V_{in}}{V_{dsat}})^2$	$HD3_{sd} = (\frac{1}{1+N})^2 HD3$
Ruido Térmico referido a la entrada	$\frac{16KT}{3g_m}(1 + \frac{g_{mp}}{g_m})$	$\frac{16KT}{3g_{msd}}(1 + \frac{g_{mp} + (\frac{N}{1+N})^2 g_{mn}}{g_{msd}})$
DR	$DR = \sqrt{\frac{HD3C_l}{NF}} 10^{11} V_{dsat}(1 + \frac{g_{mp}}{g_m})$	$DR_{sd} = \sqrt{\frac{NF}{NF_{sd}}}(1 + N)DR$
Consumo de corriente	$2I_b$	$2(1 + N)I_b$
Dimensiones del Transistor	W/L	$(1 + N)W/L$

^aHD3 es la distorsión armónica de tercer orden

- Para la comparación de la corriente de polarización y de las dimensiones de los transistores, se selecciona la misma transconductancia y el mismo V_{dsat} para ambas etapas.

$$NF_{sd} = 1 + \frac{g_{mp} + (\frac{N}{1+N})^2 g_{mn}}{g_m} \quad (4.1)$$

Como se estudió en las secciones 2.2.1 y 3.2.1, la baja linealidad es uno de los problemas más importantes que presentan los filtros G_m -C. Por esta razón, es importante seleccionar la topología que reduzca los efectos no lineales del filtro. En ese sentido, los resultados de la tabla 4.2, sugieren que el par diferencial degenerado incrementa el rango dinámico y la HD3 para el *OTA*. Adicionalmente, los resultados [?, ?, ?] han demostrado que el par diferencial degenerado incrementa significativamente los valores de V_{IIP2} y V_{IIP3} en los filtro G_m -C. Por estas razones, se selecciona la etapa del par diferencial degenerado como etapa de entrada.

4.1.2. Etapa de salida

Una de las funciones más importantes de esta etapa, es brindar una resistencia de salida y un rango dinámico altos para el amplificador de transconductancia [?]. Por esta razón, en esta sección se analizarán varias topologías previamente reportadas en la literatura, con el fin de determinar la configuración que presente la mayor resistencia de salida sin dañar el desempeño del filtro.

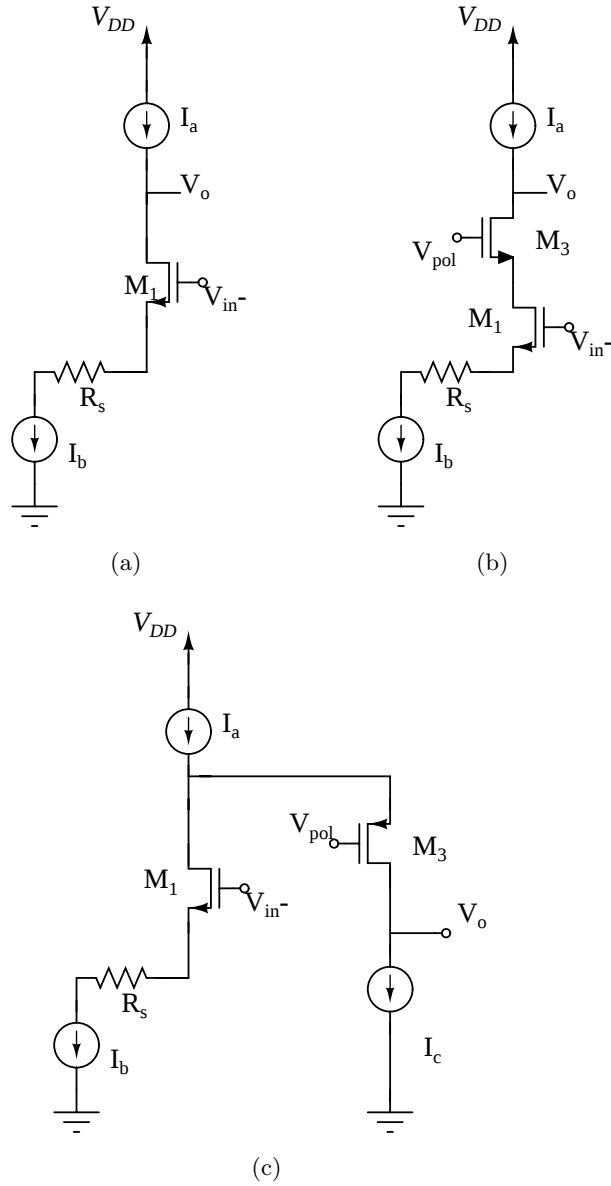


Figura 4.2: Algunas opciones para la etapa de salida de un OTA: (a) Simple. ; (b) Cascodo. ; (c) Cascodo doblado.

Carga activa sencilla. La configuración de esta etapa se observa en la figura 4.2(a). La resistencia de salida está dada por:

$$R_{sal} = R_a || (r_{o1}(1 + (g_{m1} + g_{mb1})R_s) + R_s) \quad (4.2)$$

Los valores de r_{o1} , g_{m1} y g_{mb1} son la resistencia de salida, la transconductancia y la transconductancia del cuerpo de los transistores del par diferencial respectivamente. Además, el valor de R_a corresponde a la resistencia de la fuente de polarización I_a .

Cascodo telescópico. La resistencia de salida de esta configuración está dada por:

$$R_{sal} = R_a || (r_{03} + r_{0par}(1 + r_{03}(g_{m3} + g_{mb3}))) \quad (4.3)$$

donde r_{0par} es:

$$r_{0p} = (r_{01}(1 + (g_{m1} + g_{mb1})R_s) + R_s) \quad (4.4)$$

Para un mismo valor de corriente de polarización, esta topología permite incrementar la resistencia de salida del amplificador de transconductancia con relación a la carga activa sencilla. Sin embargo, la figura 4.2(b) muestra un incremento en el número mínimo de transistores en una rama de V_{DD} a tierra. Con lo cual, se aumenta el voltaje mínimo de alimentación del circuito, y se reduce el rango de excursión a la salida.

Cascodo doblado. La configuración que se muestra en la figura 4.2(c), integra las ventajas de las configuraciones vistas anteriormente, es decir, bajo las mismas condiciones de polarización, esta etapa presenta una resistencia de salida más grande que la topología de carga activa sencilla, y adicionalmente, no sufre del incremento de tensión de alimentación que experimenta el cascodo telescópico. Por lo tanto, para un buen diseño, esta configuración permite incrementar el rango de excursión a la salida. La desventaja principal de esta etapa es el aumento del consumo de potencia, generado por la rama adicional entre V_{DD} y tierra. El valor de la resistencia de salida está dada por:

$$R_{sal} = R_c || (r_{03} + (R_a || r_{0par})(1 + r_{03}(g_{m3} + g_{mb3}))) \quad (4.5)$$

Selección de la etapa de salida. El criterio de selección para esta etapa será tanto el valor de la resistencia de salida, como el rango de excursión del circuito. En ese sentido, hay que aclarar que aunque todas la configuraciones pueden alcanzar el valor de la resistencia de salida propuesto en la sección 3.3.5, lo importante es determinar cual topología puede hacerlo con la corriente de polarización más alta² y manteniendo el máximo rango de excursión posible. Con base en esto, la configuración cascodo doblado presenta las mejores características, y por lo tanto, será la configuración seleccionada.

4.1.3. Circuito final

Luego del análisis y selección individual de la etapa de entrada y de salida del *OTA*, la figura 4.3 presenta el circuito completo que fue seleccionado. El objetivo fundamental es empezar a familiarizarse con la configuración que será analizada en secciones posteriores. Además, es importante resaltar las siguientes consideraciones respecto al circuito.

- Se implementa una configuración completamente diferencial para incrementar el rango dinámico y el CMRR del *OTA* [?]
- Los transistores M_8 , M_9 y M_5 son los transistores de polarización para el circuito.

²Debido a las especificaciones de ancho de banda y de transconductancia para el filtro, las corrientes necesarias serán elevadas. En secciones posteriores se hará mayor claridad sobre el cálculo de estas corrientes.

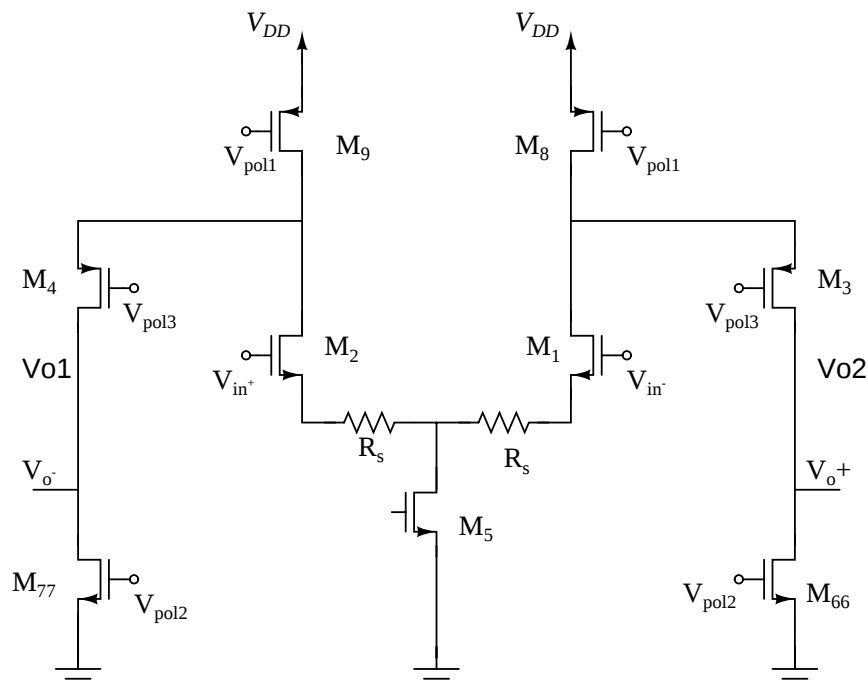


Figura 4.3: Esquema del circuito seleccionado.

4.2. Implementación del *OTA*

En el capítulo 3 se presentó el comportamiento de la función de transferencia del filtro. Con base en esto, se establecieron valores preliminares para las variables de diseño del sistema. Dichos valores se resumen en la tabla 3.3. Teniendo en cuenta estos resultados, en la sección 4.1 se seleccionó la topología del *OTA*. El siguiente paso consiste en diseñar el *OTA* que cumpla con las consideraciones de diseño y resultados teóricos que se han presentado hasta el momento ³.

4.2.1. Análisis de banda media

La topología del circuito consiste en un cascode doblado totalmente balanceado. Para facilitar los cálculos, primero se estima la transconductancia de salida del par diferencial degenerado, y con base en este resultado, se aproxima la transconductancia de salida del circuito completo.

Para el cálculo de la transconductancia de la etapa de entrada se usa el modelo de la figura 4.4. El resultado obtenido está dado por:

$$G_{mpar} = \frac{g_{m1}}{1 + R_s(g_{m1} + g_{mb1})} \quad (4.6)$$

³Las ecuaciones usadas en esta sección hacen referencia al comportamiento del circuito mostrada en la figura 4.3.

donde G_{mpar} es la transconductancia de salida del par diferencial, g_{m1} y g_{mb1} son la transcon-

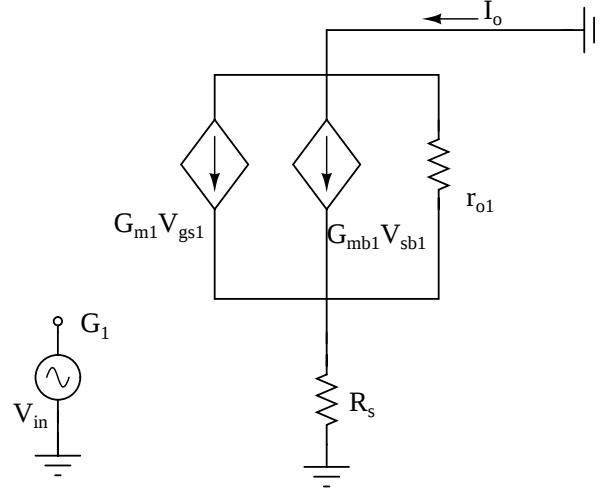


Figura 4.4: Esquema del circuito para el cálculo de la transconductancia del par diferencial. ductancia y la transconductancia de cuerpo del transistor M_1 .

Para el circuito completo, el cálculo de la transconductancia se aproxima mediante el modelo de la figura 4.5. El resultado obtenido es:

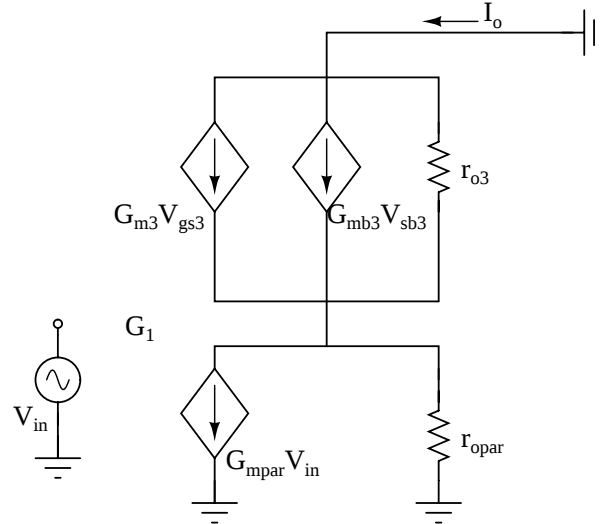


Figura 4.5: Esquema del circuito para el cálculo de la transconductancia de salida del *OTA*.

$$G_m = G_{mpar} \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{(r_{0par} || R_a)}{r_{o3}} + (r_{0par} || R_a)(g_{m3} + g_{mb3})} \right) \quad (4.7)$$

donde G_{mpar} y r_{0par} están dadas por las ecuaciones 4.6 y 4.2 respectivamente [?]. El resultado de este análisis es que la transconductancia de salida del *OTA* puede ser aproximada a la

transconductancia de salida del par diferencial degenerado.

4.2.2. Análisis de linealidad

La principal fuente de distorsión armónica del *OTA* se presenta en la etapa de entrada [?]. Por lo tanto, es importante determinar un buen comportamiento lineal para esta etapa. Un ejemplo concreto se muestra para el caso de la HD3, la cual puede ser representada por [?]:

$$HD3 = \frac{1}{32} \left(\frac{1}{1+N} \right)^2 \left(\frac{V_{in}}{V_{gs} - V_t} \right)^2 \quad (4.8)$$

Para disminuir la distorsión armónica, una buena estrategia es incrementar el valor de N hasta obtener el resultado deseado. Sin embargo, hay que tener en cuenta que la corriente del circuito para mantener una transconductancia determinada, se incrementa por el factor de $(1+N)$.

En la figura 4.6, se observa el comportamiento del circuito para diferentes valores del factor de degeneración de fuente. Como lo indicó la teoría, el valor de $HD3$ se disminuye al incrementar N . Sin embargo, disminuir la tensión V_{ds} y aumentar V_{gs} , incrementa el desempeño del circuito para un mismo valor de N ; estas consideraciones también se aplican al DR. Adicionalmente, se presenta un análisis del factor de ruido de la etapa de entrada. Se observa que el cambio de magnitud en el factor de ruido está comprendido entre 1.26 y 1.38, lo cual es poco significativo en este caso. En resumen, teniendo en cuenta los efectos de N en la linealidad y el consumo de potencia del circuito, se puede concluir que un factor de $N = 6$ permite obtener un punto medio de desempeño para el circuito.

4.2.3. Análisis de ruido

En [?, ?] se describen varias fuentes de ruido que afectan el desempeño de los transistores MOS, para el caso particular de este trabajo, los modelos de ruido están dados por [?]:

$$\begin{aligned} \overline{V_{n,flicker}}^2 &= \frac{A_f}{cox n W L} \frac{\delta f}{f} \\ \overline{V_{n,termico}}^2 &= \frac{8KT}{3gm} (\delta f) \end{aligned} \quad (4.9)$$

En donde A_f es una constante propia de la tecnología, $cox n$ es capacitancia del oxido de la compuerta, W y L son las dimensiones del transistor, f es la frecuencia de interés para el calculo del ruido, K es la constante de *Boltzmann* y T la temperatura en Kelvin.

El ruido referido a la entrada producido por los transistores del par diferencial está dado en su expresión más simple por⁴:

$$\overline{V_{eqTot}}^2 = \overline{V_{eq1}}^2 + \overline{V_{eq2}}^2 + \left(\frac{gm_8}{gm_1} \right)^2 \left(\overline{V_{eq3}}^2 + \overline{V_{eq4}}^2 \right) \quad (4.10)$$

⁴Debido a que se busca un resultado cualitativo, en esta expresión se omite el efecto de la resistencia de fuente, con lo cual se simplifica el análisis.

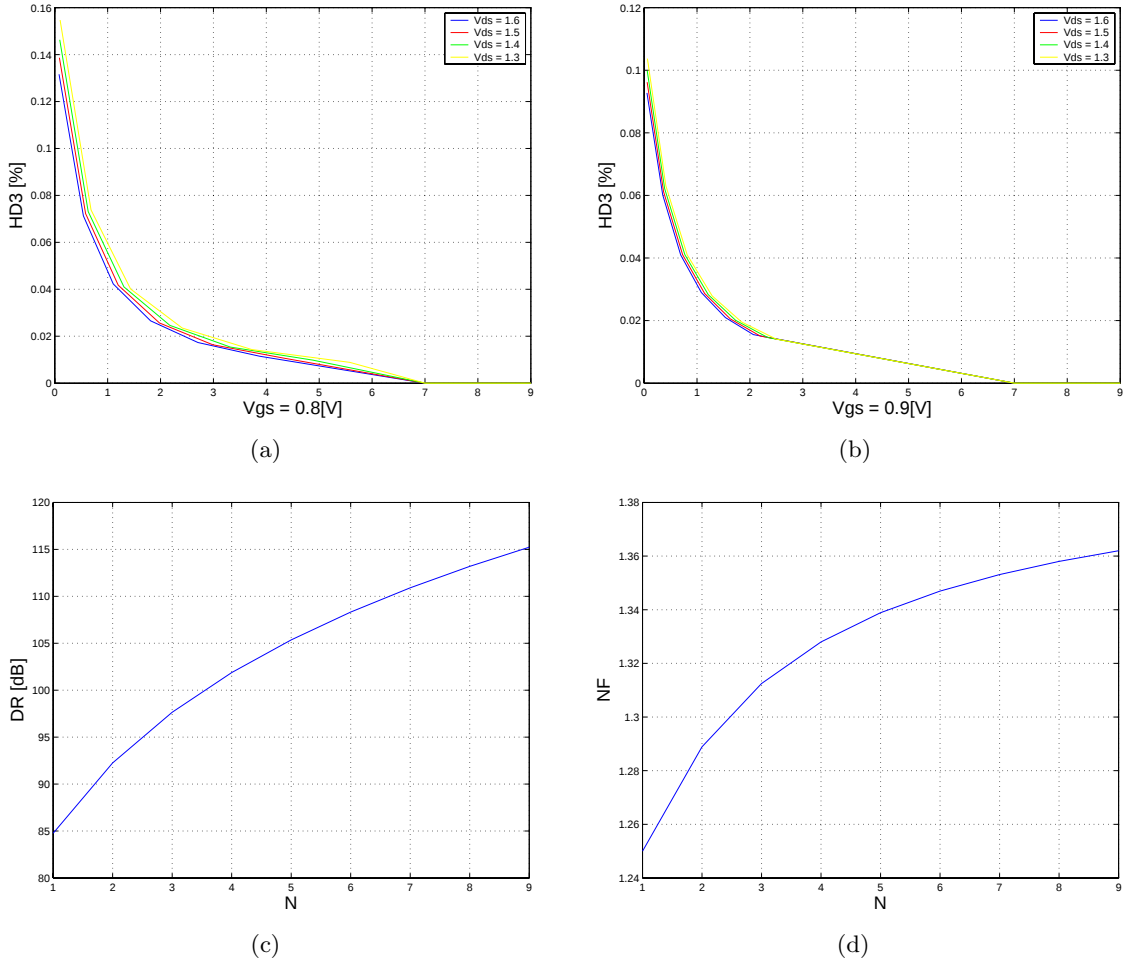


Figura 4.6: Algunos parámetros de la etapa de entrada del filtro para diferentes valores de N : (a) HD3 para $V_{gs} = 0,8$; (b) HD3 para $V_{gs} = 0,9$; (c) rango dinámico; (d) NF.

donde $\overline{V_{eq1}}^2$ y $\overline{V_{eq2}}^2$ son las contribuciones de ruido del par diferencial de entrada, mientras $\overline{V_{eq3}}^2$ y $\overline{V_{eq4}}^2$ constituyen el aporte de la etapa de polarización. Es importante resaltar que la componente del ruido debido a las etapas de polarización está escalada por la relación al cuadrado de las transconductancias de los transistores. Por lo tanto, una buena aproximación para reducir el ruido del filtro es disminuir el ruido producido por la etapa de entrada y hacer que la relación de transconductancias minimice los efectos del ruido producido por las fuentes de corriente.

Una alternativa para disminuir el ruido generado por la etapa de entrada del filtro, es incrementar el valor de longitud del canal de los transistores del par diferencial. Sin embargo, aumentar las dimensiones del transistor, incrementa las capacitancias parásitas⁵. En la figura

⁵Debido al efecto de las capacitancias parásitas, la capacitancia de carga de cada sección bicuadrada está dada por: $C_{eq1} = C_1 + 2C_0 + C_{in}$ y $C_{eq2} = C_2 + 2C_0 + 2C_{in}$. Para mayor detalle sobre este tema puede revisar la sección 3.3.3.

4.8 se presentan los resultados de simulación para la capacitancia de entrada y el ruido referido a la entrada (medido a 100 Hz) para diferentes valores de la longitud de canal de M_1 . Con base en estos resultados, se observa que para un valor de longitud de canal de $1,65\mu m$ la magnitud capacitancia C_{gs} es la mitad del valor de la capacitancia de carga que se determinó en el capítulo 3. Por lo tanto, se selecciona este valor como magnitud máxima de la longitud de canal para los transistores M_1 y M_2 .

La segunda parte del problema se puede solucionar expresando la relación de las transconductancias como:

$$g_{m8} = \frac{g_{m1}}{A} \quad (4.11)$$

En la figura 4.7 se presentan los resultados de incrementar la relación entre la transconductancia del par diferencial y la transconductancia de las fuentes de polarización. El factor de escalamiento del ruido disminuye conforme esta relación aumenta, y se estabiliza luego de una relación cercana a 6.

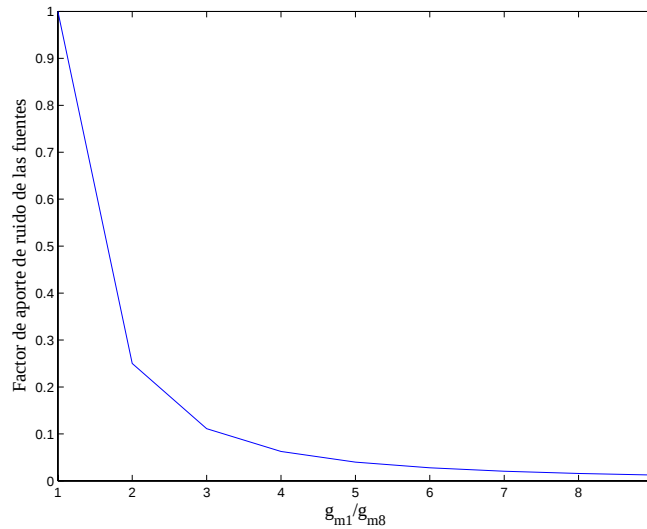


Figura 4.7: Ruido para diferentes valores de $\frac{g_{m1}}{g_{m8}}$.

Siguiendo un procedimiento similar al de la etapa de entrada, se puede estimar el ruido referido a la entrada que es generado por circuito completo. De esta forma, la expresión para ruido *flicker* está dada por⁶ [?]:

$$V_{eq}^2 = \frac{2K_n}{W_1 L_1} \left(1 + \frac{2K_p \mu_p}{K_n \mu_n} \left(\frac{L_1}{L_8} \right)^2 + \left(\frac{L_1}{L_{66}} \right)^2 \right) \quad (4.12)$$

De la ecuación 4.12, se pueden abstraer dos aspectos importantes para el diseño. El primero sugiere que el ruido generado por el transistor que forma el cascode (M_3 o M_4) no es sig-

⁶Solo se presenta la expresión para el ruido flicker debido a que para muy bajas frecuencias, esta componente del ruido es mas grande que el ruido térmico [?, ?].

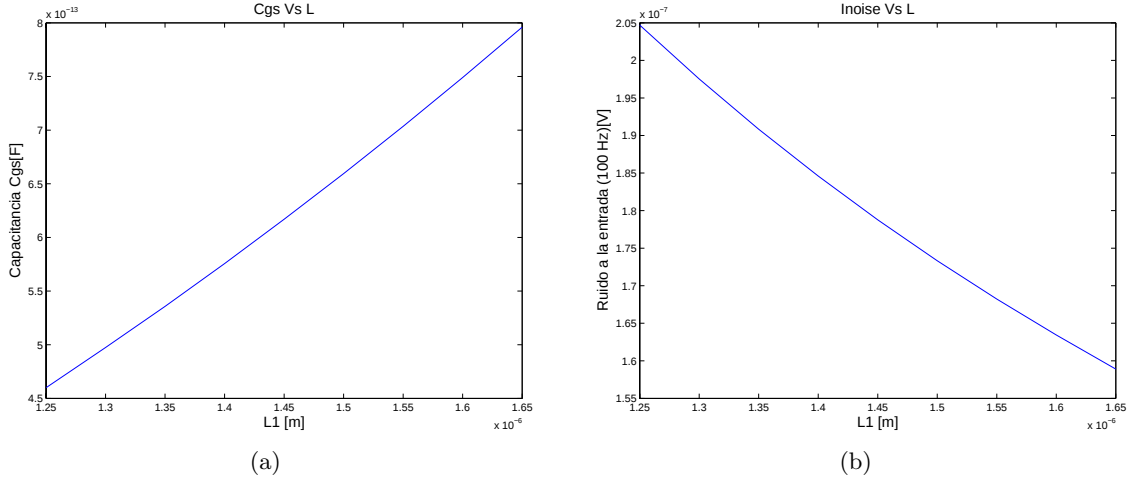


Figura 4.8: Resultados de simulación para el incremento de la longitud de canal de los transistores del par: (a) C_{gs} de un transistor del par.; (b) ruido referido a la entra medido a 100 Hz .

nificativo para el circuito. El segundo establece que para minimizar esta expresión, se debe disminuir las relaciones entre la longitud de canal del transistor de entrada del par, y los transistores de las fuentes de polarización L_8 y L_{66} .

4.2.4. Resistencia de salida

Los resultados de la tabla 3.3 establecen el valor de la resistencia de salida del *OTA*. Por consiguiente, la expresión dada por la ecuación 4.13 debe ser mayor o igual que dicho valor.

$$R_{sal} = R_c || (r_{o3} + (R_a || r_{opar})(1 + r_{o3}(g_{m3} + g_{mb3}))) \quad (4.13)$$

4.2.5. Análisis de comportamiento en frecuencia

Debido a la importancia del ancho de banda y el retraso de grupo en las especificaciones del filtro. Se decide realizar los cálculos de la respuesta en frecuencia tomando la función de transferencia completa del *OTA*. La cual esta dada por:

$$\begin{aligned}
\frac{V_o}{V_{in}} &= \frac{Y_2 + CY_4 + gm_1(C - 1)}{A(Y_2 + Y_4 + Y_5 + Y_6 + gm_3) - B(gm_1 + Y_4) - Y_6} \\
A &= \frac{Y_7 + Y_6}{Y_6 + gm_3} \\
B &= \frac{AY_4}{Y_3 + Y_4 + gm_1} \\
C &= \frac{gm_1}{Y_3 + Y_4 + gm_1} \\
Y_1 &= Sc_{gs1} \\
Y_2 &= Sc_{gd1} \\
Y_3 &= \frac{1}{R_s} \\
Y_4 &= \frac{1}{R_1} \\
Y_5 &= \frac{1}{R_8} + c_{dg8} + c_{gs3} \\
Y_6 &= \frac{1}{R_3} \\
Y_7 &= \frac{1}{R_f} + c_{dg3} + c_{gd7}
\end{aligned} \tag{4.14}$$

4.2.6. Consideraciones de diseño para el *OTA*

Las consideraciones de diseño que se presentan en esta sección se aplican al amplificador de transconductancia en la configuración de cascodo doblado con degeneración resistiva que se muestra en la figura 4.3.

- Como se muestra en la figura 4.8, la longitud de canal del transistor de entrada debe ser seleccionada de tal forma que comprometa la magnitud del ruido referido a la entrada y la capacitancia parásita C_{gs} .
- Debido a que la magnitud del ruido *flicker* puede llegar a ser muy alta en bajas frecuencias, es necesario diseñar transistores grandes para la etapa de entrada. De esta forma se reducen los valores de la ecuación 4.9 y se incrementa la transconductancia de la etapa del par diferencial.
- Para reducir el ruido del *OTA*, las longitudes de canal de los transistores que no afectan el nodo de salida o de entrada del amplificador deben ser seleccionadas por lo menos 3 o 4 veces más grandes que la longitud de canal de los transistores del par diferencial.
- Para facilitar la interconexión de los amplificadores de transconductancia en la configuración de etapas bicuadradas, se impone que la tensión de polarización en la puerta de los transistores de la etapa de entrada, debe ser la misma tensión de polarización en los drenos de los transistores de la etapa de salida del *OTA*.

- Como se mostró en la sección anterior, la relación existente entre la transconductancia del par y la resistencia de degeneración, es muy importante para aumentar la linealidad del *OTA*
- La tensión del dreno del transistor cinco que se muestra en la figura 4.3, debe permanecer tan baja como sea posible. Una tensión alta incrementaría el efecto cuerpo para los transistores del par diferencial. Además, reduciría el rango dinámico del *OTA* al incrementar la tensión mínima a la que puede oscilar la señal en el nodo de salida.
- Con base en las ecuaciones 4.14 y 4.13. La transconductancia de dreno fuente de los transistores M_{66} y M_{77} , debe ser estimada de forma que se obtenga el mejor compromiso entre ancho de banda y resistencia de salida del *OTA*.

4.2.7. Cálculo de los parámetros del *OTA*.

En las secciones anteriores se presentaron las ecuaciones que relacionan las variables de diseño *OTA*. Con base en esto, se encuentran los valores de dichas variables para el circuito que cumpla con las especificaciones de la tabla 3.3⁷. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 4.3.

Tabla 4.3: Valores para las variables de diseño.

Variable	Valor
g_{m1}	$623\mu S$
g_{m3}	$283\mu S$
I_{d1}	$30\mu A$
I_{d3}	$81\mu A$
$V_{in}BIAS$	$1,03V$
$V_{out}BIAS$	$1,03V$

Finalmente, las variables de diseño permiten calcular las dimensiones de cada dispositivo del amplificador. Dichos valores se resumen en la tabla 4.4

Tabla 4.4: Dimensiones de los transistores.

	M_1 y M_2	M_3 y M_4	M_5	M_8 y M_9	M_{66} y M_{77}
Ancho	$122\mu m$	$26,4\mu m$	$305\mu m$	$99\mu m$	$6,77\mu m$
Canal	$0,8\mu m$	$0,4\mu m$	$5,6\mu m$	$8\mu m$	$4,95\mu m$

4.3. Resultados de simulación

En la sección anterior se determinaron los valores de polarización y las dimensiones de los transistores del amplificador de transconductancia. El siguiente paso consiste en verificar,

⁷ En la sección 5.3 se presenta un análisis más detallado de los pasos de diseño para el *OTA*.

mediante simulación, que los resultados obtenidos satisfacen las especificaciones de la tabla 3.3. Es importante señalar que todas las simulaciones presentadas se realizaron con el software HSPICE usando el modelo BSIMB3 de nivel 49 para tecnología de fabricación $0.35\ \mu\text{m}$ CMOS C35B4, 4 capas de metal y 2 capas de polisilicio de AMS (Austria Microsystems).

4.3.1. Ganancia, ancho de banda y resistencia de salida

En la figura 4.9 se gráfica la magnitud de la respuesta en frecuencia para varios valores de polarización para el par diferencial de entrada. Es claro que a medida que se disminuye la tensión de entrada, la ganancia del amplificador se incrementa. Esto se debe básicamente a que la resistencia de salida del *OTA* presenta el comportamiento dado por la figura 4.10(a).

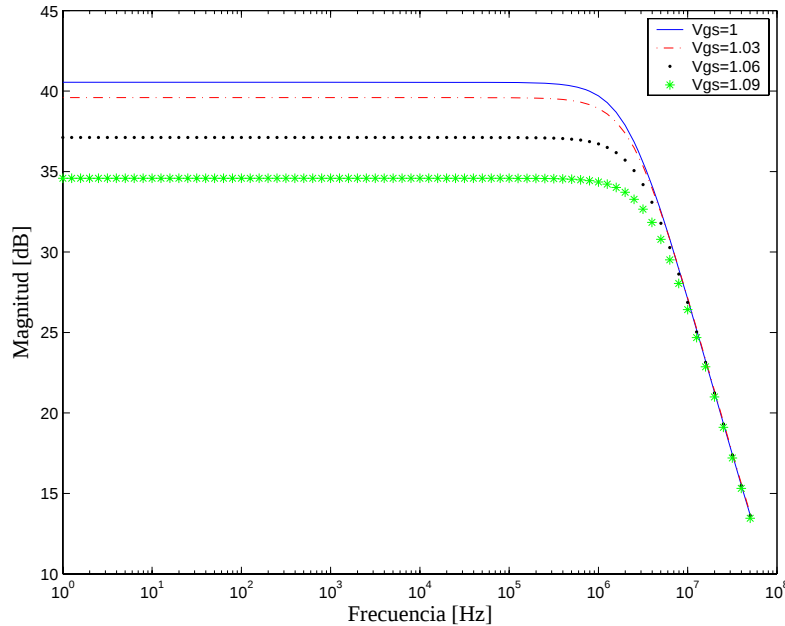
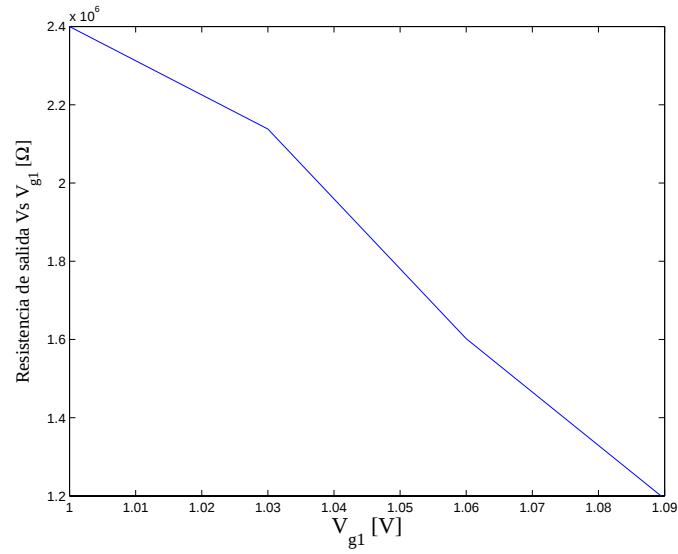


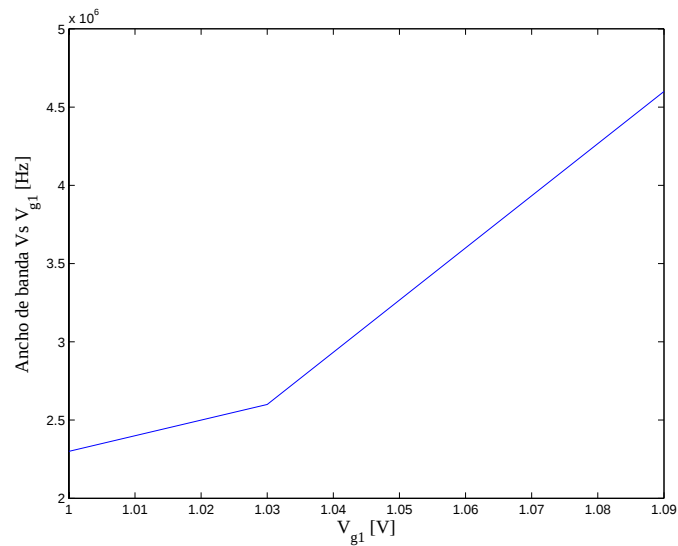
Figura 4.9: Magnitud de la respuesta en frecuencia del *OTA* para diferentes valores de polarización.

El ancho de banda del amplificador también puede ser modificado mediante la tensión de polarización de la etapa de entrada del circuito. Los resultados de este cambio se aprecian en la figura 4.10(b). Los polos que determinan esta respuesta en frecuencia están dominados principalmente por la transconductancia del transistor de la etapa de salida (M_3 o M_4) y la resistencia de salida del amplificador [?].

En resumen, se puede determinar que la tensión de polarización que presenta la mejor relación entre ganancia, ancho de banda y resistencia de salida es 1.03V , con la cual se obtiene una ganancia de aproximadamente 39.5 dB y un ancho de banda de 2.6 MHz . Por esta razón, se selecciona como tensión de puerta para el transistor $M1$.



(a)



(b)

Figura 4.10: Resultados de simulación para la resistencia de salida y el ancho de banda del *OTA* para varios valores de polarización: (a) resistencia de salida; (b) ancho de banda.

4.3.2. Ruido

De las especificaciones del filtro se obtiene que la relación señal a ruido mínima es $16dB$ [?], y la sensibilidad del filtro es aproximadamente $40dBm$ ⁸. Con base en estos resultados, el ruido máximo que se puede tener para cumplir con la especificación del protocolo es $0.32\mu V$. Comparando este valor con la figura 4.11, donde se gráfica el ruido referido a la entrada del amplificador de transconductancia, se obtiene que el *OTA* de entrada del filtro cumple esta

⁸Asumiendo una ganancia media de $30dB$ entre el LNA y el mezclador de señal

especificación a partir de los 300Hz .

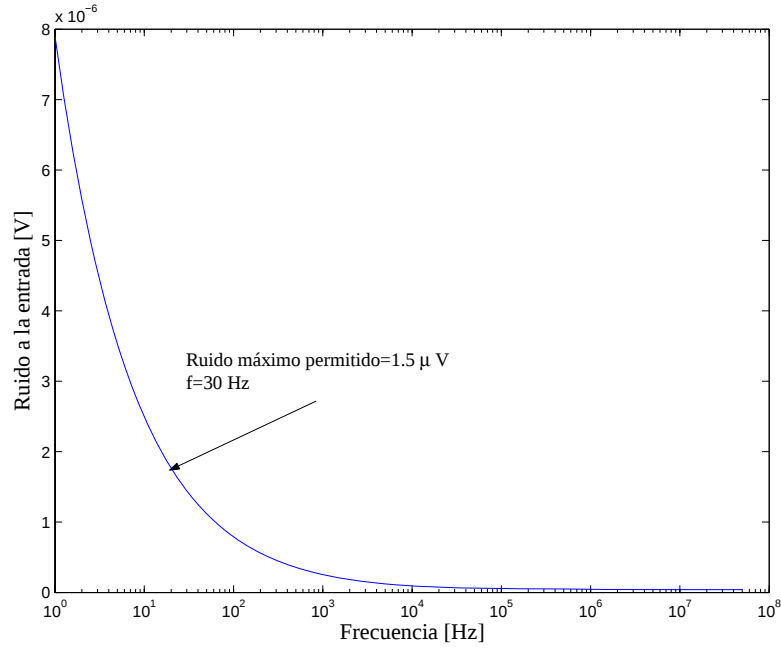


Figura 4.11: Ruido referido a la entrada del *OTA*.

Por otra parte, la señal de entrada máxima del transceiver es de -20 dBm , asumiendo las mismas consideraciones de ganancia que en el caso anterior, la entrada máxima al filtro es -50 dB . En este caso, la relación señal a ruido máxima es $-50\text{ dB} - 132\text{ dB} = 82\text{ dB}$, donde -132 dB es ruido mínimo del filtro.

4.3.3. Consumo de potencia

Como se comentó en secciones anteriores, el *OTA* es el bloque estructural y funcional de los filtros G_m -C. Por lo tanto, el consumo de potencia del filtro está ligado al consumo de potencia del amplificador de transconductancia. Los resultados de simulación permiten estimar el consumo de potencia estático en aproximadamente $2,1\text{ mW}$. Con respecto a esto, hay que resaltar que la mayor contribución al consumo de potencia se realiza en la etapa de salida, debido a que esta etapa consume más corriente que la etapa de entrada.

4.3.4. Transconductancia

Este es el parámetro clave para la función de transferencia de las secciones bicuadradas. En la sección 3.3.5 se determinó un valor teórico de $45\mu\text{A/V}$. En simulación se obtuvo un valor de $44,8\mu\text{A/V}$. Teniendo en cuenta que la transconductancia real de un *OTA* no es constante, este valor es válido para la componente de continua. El valor de la transconductancia para

todo el rango de frecuencias está dado por la figura 4.12.

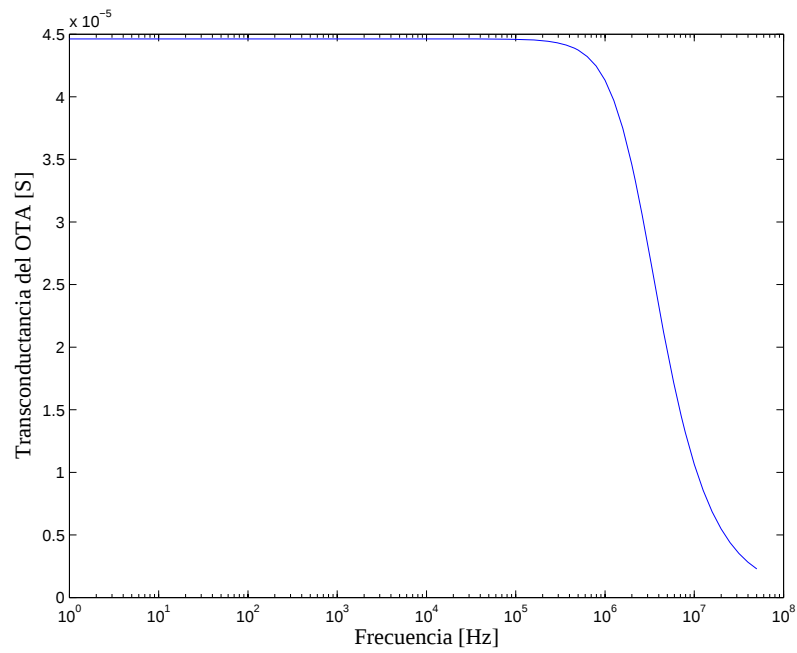


Figura 4.12: Transconductancia del *OTA*.

Capítulo 5

Diseño del filtro y análisis de resultados

En el capítulo 4 se analizaron varias topologías de circuito para los OTAs, con el propósito de determinar e implementar la más adecuada para la técnica seleccionada. Con base en los resultados obtenidos para el *OTA*, este capítulo presenta la interconexión de las *OTAs* para formar las secciones bicuadradas del filtro, y el acople de las secciones bicuadradas para formar el filtro completo. Adicionalmente, se expone la estrategia de diseño desarrollada para el filtro integrado de G_m -C. Se presenta el *layout* del filtro diseñado. El capítulo finaliza con las observaciones, conclusiones y las recomendaciones para trabajos futuros en esta área.

5.1. Secciones bicuadradas

En esta primera sección se describen las consideraciones tomadas para el diseño de las secciones bicuadradas. Se hace énfasis en la implementación y el cálculo de los parámetros que definen la función de transferencia de cada una de ellas.

5.1.1. Implementación

Dado que el sistema es de orden 6, el filtro se compone de la interconexión en cascada de 3 secciones bicuadradas como la que se muestra en la figura 5.1. La función de transferencia de cada bloque está dada por:

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{G_m^2}{S^2 C_1 C_2 + S C_1 G_m + G_m^2} \quad (5.1)$$

De donde se deduce que la magnitud de los polos, y el factor de calidad, son respectivamente:

$$w_0 = \sqrt{\frac{G_m^2}{C_2 C_1}} \quad (5.2)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad (5.3)$$

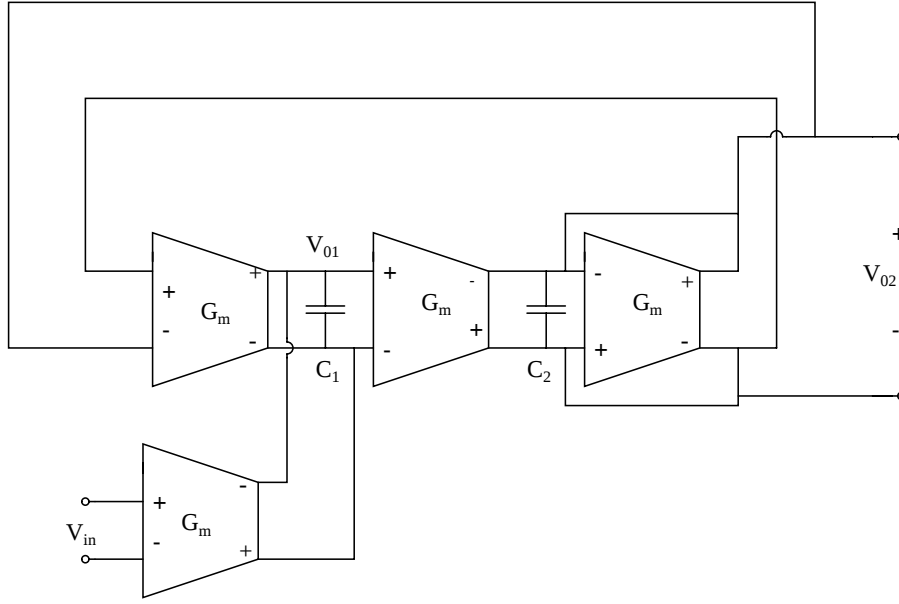


Figura 5.1: Esquema de la sección bicuadrada implementada.

5.1.2. Selección de G_m para las secciones bicuadradas

Para determinar el valor de G_m en las secciones bicuadradas, es necesario tener en cuenta que el *mismatch* se presenta fácilmente cuando los OTAs que conforman el filtro tienen diferentes valores de transconductancia [?]. Por lo tanto, con base en la tabla 3.3, se toma el valor de $G_m = 45[\mu A/V]$ para todos los *OTA* de las secciones. De esta forma, el ajuste de los polos para la función de transferencia se realiza mediante las capacitancias de carga.

5.1.3. Capacitancias de carga

Como se demostró en el capítulo 3, la función de transferencia del filtro está dado por la ecuación 5.4. Con base en esto, y utilizando las ecuaciones 5.1 , 5.2 y 5.3, es posible calcular las capacitancias de carga para cada etapa. Los resultados se resumen en la tabla 5.1

$$\begin{aligned} \frac{V_0}{V_{in}} &= \frac{6,1528 * 10^4 0}{(S^2 + 1,21 * 10^7 S + 3,94 * 10^{13})(s^2 + 8,886 * 10^6 S + 3,94 * 10^{13})(s^2 + 3,252 * 10^6 S + 3,94 * 10^{13})} \\ &= \frac{\sqrt[3]{6,1528 * 10^4 0}}{(S^2 + 1,21 * 10^7 S + 3,94 * 10^{13})} \frac{\sqrt[3]{6,1528 * 10^4 0}}{(s^2 + 8,886 * 10^6 S + 3,94 * 10^{13})} \frac{\sqrt[3]{6,1528 * 10^4 0}}{(s^2 + 3,252 * 10^6 S + 3,94 * 10^{13})} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Es importante resaltar que debido a las capacitancias parásitas que presentan los *OTAs*, las capacitancias de carga (C_1 y C_2) para cada sección bicuadrada deben ser más pequeñas que lo estimado. El cambio que generan estas capacitancias parásitas está dada por la ecuación 5.5, donde C_{in} es la capacitancia de entrada, y C_{out} es la capacitancia de salida del *OTA*.

Tabla 5.1: Capacitancias para cada sección bicuadrada.

	$C_1[pF]$	$C_2[pF]$
Sección 1	13.85	3.7
Sección 2	10.13	5.07
Sección 3	3.7	13.85

$$\begin{aligned} C_{1eq} &= C_1 + C_{in} + 2C_{out} \\ C_{2eq} &= C_2 + 2C_{in} + 2C_{out} \end{aligned} \quad (5.5)$$

5.1.4. Cálculo de las resistencias de carga

Para corregir el exceso de fase que se produce a la salida del filtro, es necesario modificar la estructura de la figura 5.1. Básicamente, la solución consiste en adicionar resistencias de carga (R_1 y R_2) en serie a las capacitancias de carga (C_{eq1} y C_{eq2}), respectivamente [?]. Como resultado de estos cambios se obtiene la configuración mostrada en la figura 5.2. Los valores de R_1 y R_2 están dados por:

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{w_b C_{eq1}} \\ R_2 &= \frac{1}{w_b C_{eq2}} \end{aligned} \quad (5.6)$$

donde w_b es la frecuencia de corte del *OTA*. Los valores para cada sección se resumen en la tabla 5.2. Sin embargo, debido a las capacitancias parásitas y los efectos de carga que se pueden producir al acoplar las etapas del filtro, este valor puede ser diferente en la implementación final.

Tabla 5.2: Resistencias para cada sección bicuadrada.

	$R_1(k\Omega)$	$R_2(k\Omega)$
Sección 1	4.5	17.2
Sección 2	6.3	12.56
Sección 3	17.2	4.5

5.1.5. Diseño de las etapas bicuadradas

En la sección anterior se presentó la selección de los componentes para cada sección bicuadrada. Como resultado de este estudio, en la tabla 5.3 se resumen: la función de transferencia, la transconductancia, la resistencia y la capacitancia de carga obtenidas mediante las aproximaciones teóricas tomadas para el circuito. Sin embargo, el comportamiento real de

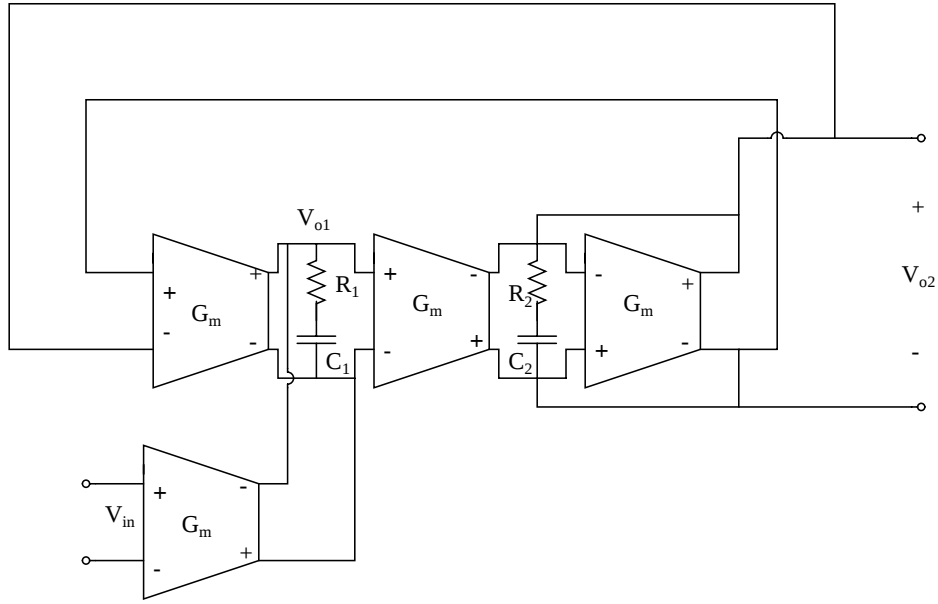


Figura 5.2: Esquema para la corrección del exceso de fase del filtro.

los transistores, las capacitancias parásitas y los efectos de carga que se producen al interconectar los OTAs, hacen que el desempeño real de cada sección bicuadrada sea diferente al esperado. Por lo tanto, una alternativa de diseño es optimizar cada etapa mediante el ajuste de la impedancia de carga.

Ajuste de la resistencia de carga

Esta sección analiza el comportamiento de la primera sección bicuadrada del filtro para diferentes valores de resistencia de carga, con el fin de optimizar el desempeño del sistema no

Tabla 5.3: Resumen de parámetros para las secciones bicuadradas.

	FT	$Gm[\mu A/V]$	$C_{eq1}[pF]$	$C_{eq2}[pF]$	$R_1[k\Omega]$	$R_2[k\Omega]$
Sección 1	$\frac{3,94 \cdot 10^{13}}{(S^2 + 1,21 \cdot 10^7 + 3,94 \cdot 10^{13})}$	45	13.85	3.7	4.5	17.2
Sección 2	$\frac{3,94 \cdot 10^{13}}{(S^2 + 8,86 \cdot 10^6 + 3,94 \cdot 10^{13})}$	45	10.13	5.07	6.3	12.56
Sección 3	$\frac{3,94 \cdot 10^{13}}{(S^2 + 3,25 \cdot 10^6 + 3,94 \cdot 10^{13})}$	45	3.7	13.85	17.2	4.5

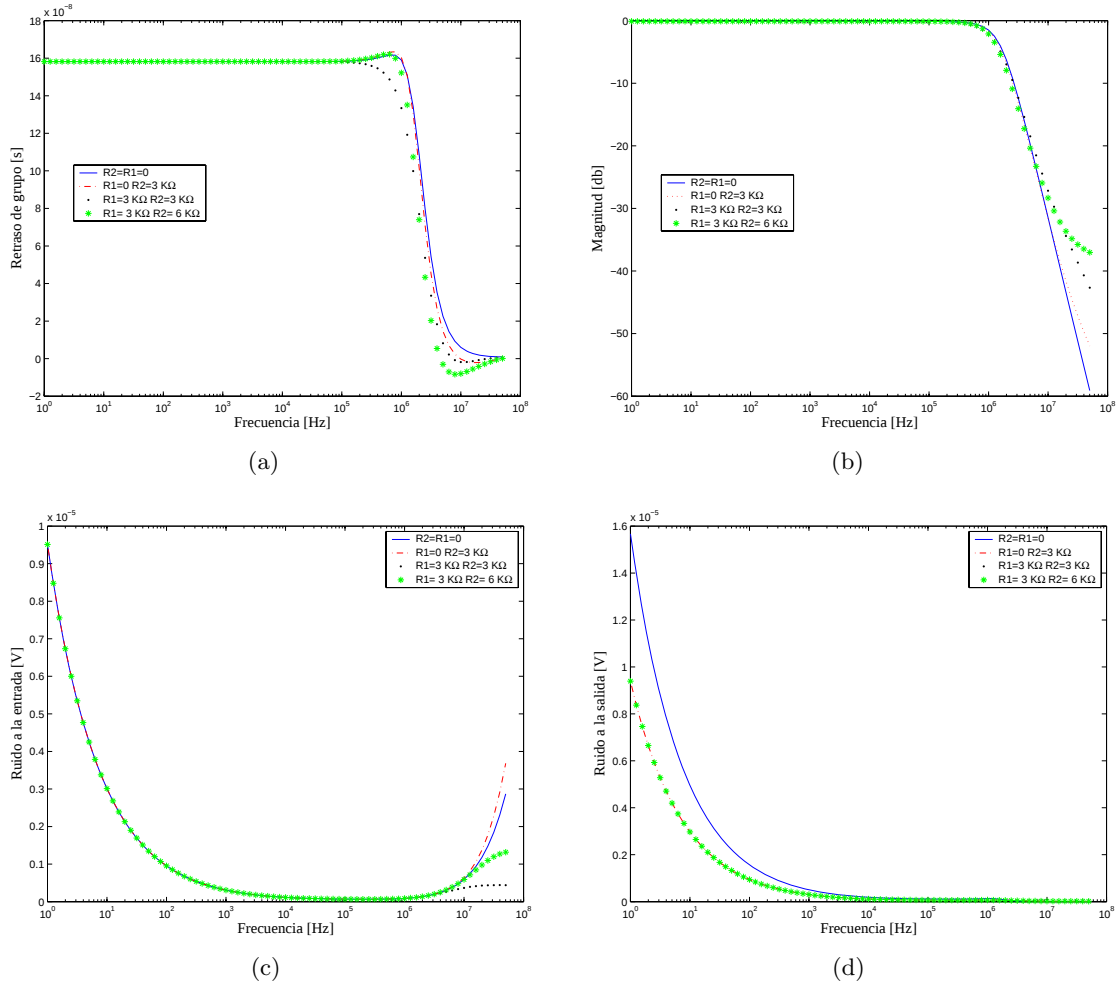


Figura 5.3: Resultados de simulación de la primera sección bicuadrada: (a) retraso de grupo; (b) magnitud de la respuesta en frecuencia; (c) ruido referido a la entrada; (d) ruido referido a la salida

solo en exceso de fase, sino también en ruido, atenuación y ancho de banda¹.

Los resultados obtenidos para este análisis se muestran en la figura 5.3. Con base en estos resultados, es importante hacer las siguientes observaciones.

- Una medida del exceso de fase del sistema es el retraso de grupo (TD)², el cual representa el atraso y/o adelanto que sufre las señales al pasar por el filtro. En la figura 5.3(a) se muestra que la resistencia de carga permite reducir el valor máximo de este retraso de 165ns a 135ns, es decir, en aproximadamente 30ns para las frecuencias cercanas a la frecuencia de corte. Hay que resaltar que el efecto dominante está representado por el

¹Para el estudio de esta sección no se toma en cuenta el efecto de la variación de las capacitancias de carga. Por lo tanto, se toman los valores dados en la tabla 5.3.

²Para tener mayor claridad sobre este concepto revisar el apéndice A

cambio de R_1 entre 0Ω y $3k\Omega$. Por otra parte, otro factor importante del retraso de grupo es la diferencia entre el máximo y el mínimo retraso que sufren las señales; entre más pequeño sea este valor, las señales atraviesan el filtro de una manera más uniforme. En ese orden de ideas, el sistema presenta un mejor desempeño para $R_1 = 0\Omega$ donde la diferencia es de $9ns$. La diferencia del retraso de grupo para las frecuencias por encima de $1MHz$ es considerablemente grande. Sin embargo, las señales que presentan este retraso no son de interés para el funcionamiento del receptor.

- En la figura 5.3(b) se presenta la magnitud de la respuesta en frecuencia para diferentes valores de resistencia de carga. El incremento de las resistencias de carga presenta 2 efectos muy marcados. Por un lado, incrementar R_1 disminuye tanto el ancho de banda como la atenuación del sistema, este fenómeno se observa claramente para el caso donde la carga es $R_1 = 3k\Omega$ y $R_2 = 3k\Omega$. Por otra parte, para el rango de aumento de R_2 no se presenta un cambio significativo en el ancho de banda, pero si en la atenuación del filtro, es mas, para el caso en que $R_1 = 3k\Omega$ y $R_2 = 6k\Omega$, la sección bicuadrada no alcanza los $40dB$ de atenuación en el rango de frecuencias para el cual se presenta la gráfica.
- El ruido referido a la entrada y a la salida de una sección bicuadrada es otro parámetro que cambia con la magnitud de la impedancia de carga. Por lo tanto, las figuras 5.3(c) y 5.3(d), muestran el comportamiento del sistema ante el cambio de las resistencias. Por el lado del ruido referido a la entrada, la variación se presenta fuera del rango de frecuencias de interés. Mientras que por el lado del ruido referido a la salida, se presenta un cambio aproximadamente de $6,3\mu V$ para cuando $R_2 > 3k\Omega$.

Ajuste de la capacitancia de carga.

Una vez definido el comportamiento con respecto al cambio del valor de la resistencia de carga, el paso lógico consiste en determinar el comportamiento del circuito para diferentes valores de capacitancia de carga. Los resultados obtenidos se observan en la figura 5.4. De la gráfica se pueden sacar las siguientes observaciones:

- A menor valor de la capacitancia C_{eq1} se produce menor retraso de grupo, esto se observa en la figura 5.4(a). El rango de variación del retraso de grupo medio está comprendido entre $0,25\mu s$ y $0,17\mu s$ para el cambio de la capacitancia entre 12 y $7 pF$
- El efecto de la capacitancia de carga C_2 es reducir el valor máximo del retraso de grupo, lo cual se evidencia en la figura 5.4(a) para el cambio de C_2 entre 3.7 y $2.5 pF$.
- La capacitancia C_1 permite sintonizar el valor del ancho de banda del sistema. Para el rango de variación mostrado en la figura 5.4(b) el ancho de banda (con frecuencia de corte de $-3dB$), cambia entre 750 y $1250 MHz$. Además, la atenuación del sistema no experimenta un cambio significativo con este ajuste.
- Como se mencionó en secciones anteriores, el efecto de las capacitancias parásitas obliga a que la capacitancia de carga del sistema sea de un valor más pequeño que el estimado teóricamente. Este fenómeno se observa claramente en la figura 5.4(b), en donde, C_1 debe ser reducida por debajo de los $10pF$ para que el ancho de banda de la sección bicuadrada sea $> 1MHz$ y cumpla con los requerimientos de *Bluetooth*

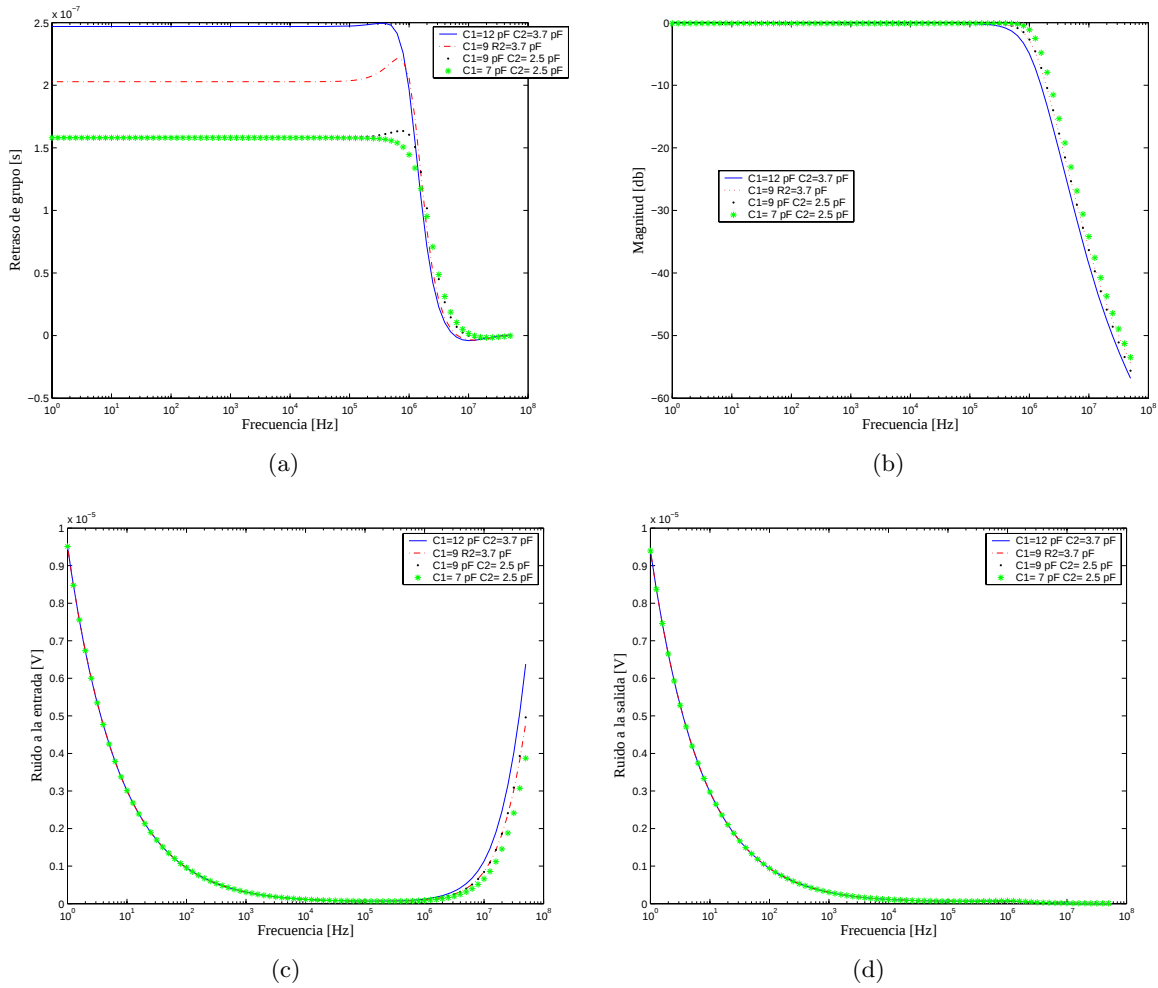


Figura 5.4: Resultados de simulación de la primera sección bicuadrada: (a) retraso de grupo; (b) magnitud de la respuesta en frecuencia; (c) ruido referido a la entrada; (d) ruido referido a la salida.

Bajo consideraciones similares a las tomadas para el análisis de la etapa de entrada, se puede optimizar el comportamiento de cada una de las siguientes secciones bicuadradas del filtro.

Análisis comparativo de las tres etapas

Terminado el proceso de optimización de cada etapa, el siguiente paso consiste en comparar los resultados obtenidos para cada sección bicuadrada, con el fin de establecer la función de cada sección dentro del filtro. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 5.6, de donde se pueden anotar las siguientes observaciones:

- Debido a estrategias reportadas previamente en la literatura [?], Las funciones de transferencia están conectadas de menor a mayor factor de calidad. De esta forma se busca

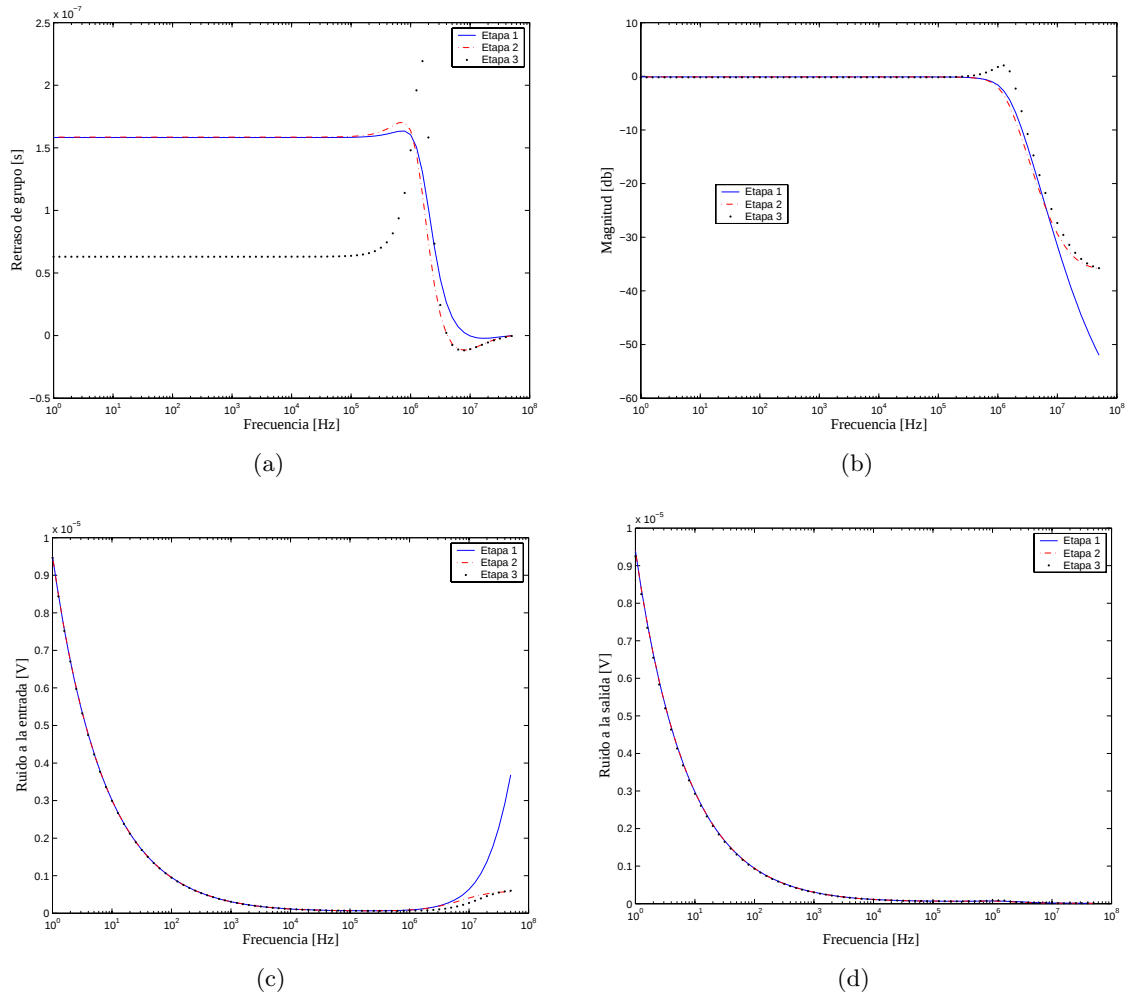


Figura 5.5: Comparación de las tres secciones bicuadradas del filtro: (a) retraso de grupo; (b) magnitud de la respuesta en frecuencia; (c) ruido referido a la entrada; (d) ruido referido a la salida.

mejorar el desempeño del filtro.

- Debido a la configuración seleccionada y los factores de calidad de cada etapa, la etapa de salida del filtro es la que menos aporta retraso de grupo al sistema. Asimismo, La mayor atenuación del filtro está dada por la etapa de entrada. Si embargo, esta etapa aporta el mayor retraso de grupo a las señales que pasan por el filtro.
- Tanto el ruido referido a la salida como el ruido referido ala entrada de cada sección bicuadrada son iguales para las tres secciones

5.2. Filtro gm-C

Una vez definidos los valores de capacitancias, transconductancias y resistencias para cada sección bicuadrada, el siguiente paso consiste en interconectar las secciones para obtener el fil-

tro pasa bajos que se observa en la figura 5.6. Con base en esto, se realizan las simulaciones que permiten caracterizar el filtro diseñado. El objetivo de esta sección es presentar el análisis de los resultados obtenidos para verificar que el filtro cumple con las especificaciones de *Bluetooth*.

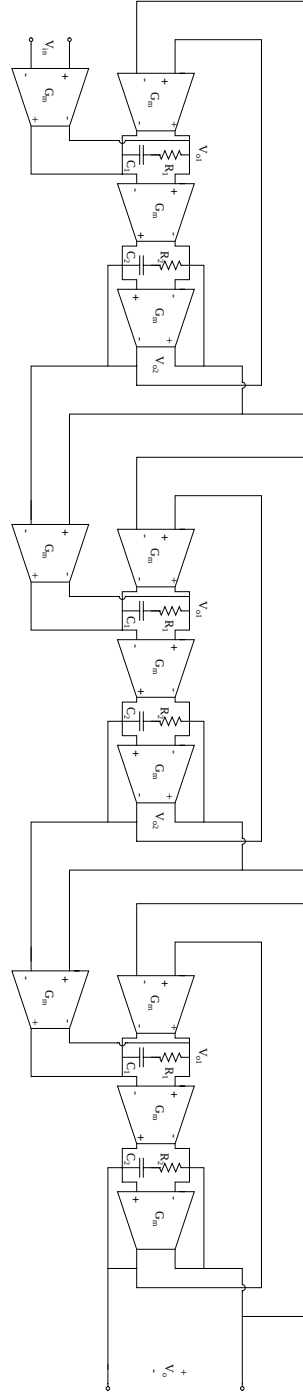


Figura 5.6: Configuración final del filtro gm-C.

5.2.1. Respuesta en frecuencia

En la figura 5.7, se aprecia la respuesta en frecuencia del filtro completo. El diseño final presenta una frecuencia de corte de -3 dB a 1 MHz , y aproximadamente -40 dB de atenuación a 2 MHz . Estos resultados cumplen las especificaciones del estándar *Bluetooth* expuestas en el capítulo 1.

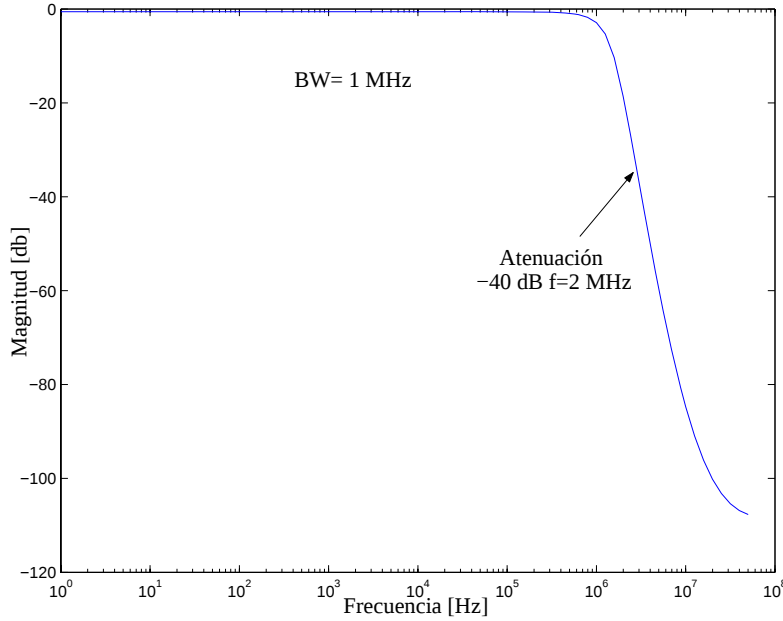


Figura 5.7: Magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro completo.

5.2.2. Ruido

De las especificaciones del filtro se obtiene que la relación señal a ruido mínima es 16 dB . Si la sensibilidad del filtro es aproximadamente de 55 dB (Asumiendo una ganancia media de 30 dB entre el LNA y el mezclador de señal), entonces el ruido máximo que se puede tener para cumplir con la especificación del protocolo es de $1.5\mu\text{V}$. Comparando este valor con la figura 5.8, se obtiene que el filtro cumple esta especificación a partir de los 120 Hz .

5.2.3. Retraso de grupo

Otro de los parámetros importantes de un filtro es la diferencia del retraso de grupo que presenta la señal a la salida, el cual, de acuerdo a las especificaciones de *Bluetooth*, no debe superar $1\mu\text{s}$. En la figura 5.9, se observa la comparación entre el retraso de grupo del filtro sin compensar, y del filtro compensado mediante las resistencias de carga. El máximo retraso presentado por el filtro compensado en intervalo de frecuencias de interés es de $0.89\mu\text{s}$, con una variación máxima de $0.12\mu\text{s}$ en este mismo rango de frecuencias.

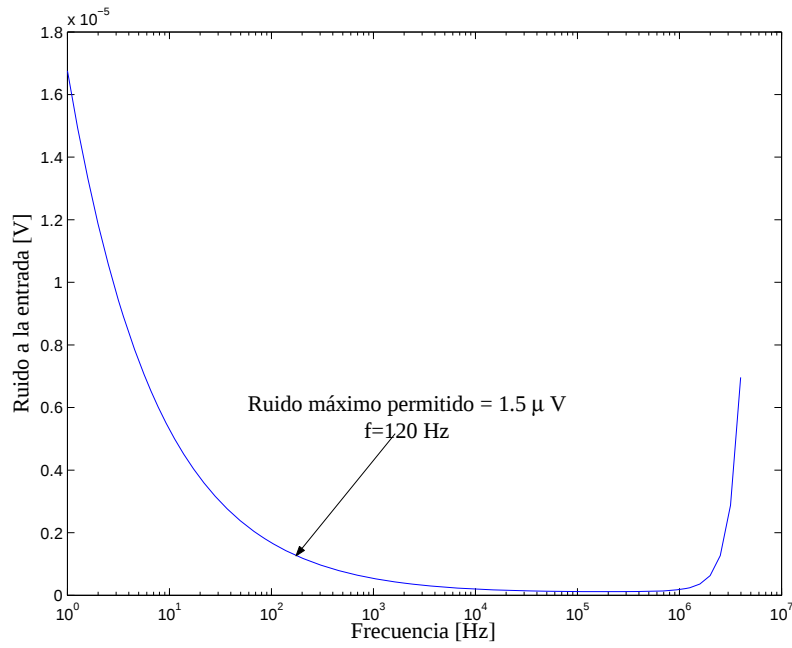


Figura 5.8: Ruido referido a la entrada del filtro.

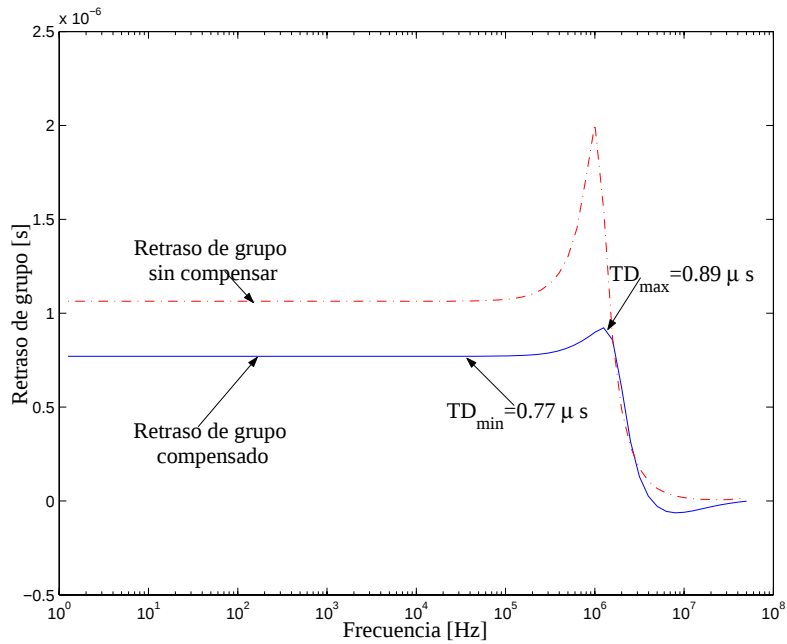


Figura 5.9: Retraso de grupo a la salida del filtro.

5.2.4. Consumo de potencia

Debido a que el filtro pasa bajos opera a bajas frecuencias, el consumo de potencia más importante para el circuito es el consumo de potencia estático. Los resultados se condensan

en la tabla 5.4

Tabla 5.4: Consumo de potencia estático para el filtro.

	Consumo [mW]
<i>OTA</i>	1.5
Sección 1	6.3
Sección 2	6.3
Sección 3	6.3
Filtro	18.9

Debido a que los filtros no siempre son del mismo orden, en la literatura se utiliza el consumo de potencia por polo para comparar los diferentes diseños reportados anualmente. El cálculo de este parámetro para este trabajo está dado por $P_{polo} = 28,74/6 = 4,8mW$, donde 6 es el orden del filtro.

5.2.5. Análisis de los resultados obtenidos.

En la tabla 5.5 se presenta un paralelo entre los resultados obtenidos para el filtro y otros trabajos reportados previamente en la literatura. el objetivo principal es identificar las fortalezas y debilidades del diseño final. Con base en estos resultados, se puede determinar que este diseño presenta una disminución considerable del ruido referido a la entrada del filtro, además, los niveles de atenuación se encuentran en los rangos normales presentados en esta tabla. Sin embargo, hay que resaltar que el consumo de potencia por polo es más alto que en los otros trabajos presentados.

Tabla 5.5: Cuadro comparativo de filtros integrados para *Bluetooth*.

Parámetro	[?]	[?]	Este
Frecuencia central	$2MHz$	$3MHz$	$0 MHz$
BW	$1.06 MHz [-1dB]$	$1,2MHz [-3dB]$	$1,1MHz [-3dB]$
Ganancia	$15 dB$	$0 dB$	$0 dB$
Ruido referido a la entrada	$29 \mu V_{rms}$	$170 \mu V_{rms}$	$17 \mu V_{rms}$
V_{dd}	$2.7 V$	$2.3 V$	3.3
Consumo de corriente	$4.7 mA$	$3.2 mA$	$5.7mA$
Atenuación en $f_c + 1MHz$	$27dB$	$40dB$	$40dB$
Atenuación en $f_c + 2MHz$	$58dB$	—	$50dB$
variación de TD en banda	$0.6 \mu s$	$0,5 \mu s$	$0.12 \mu s$
Área (Filtro +sintonizado)	$(1.28 +0.4) mm^2$	$0,374mm^2$	$0,78mm^2$

5.3. Estrategia de diseño

En la sección anterior se presentaron los resultados finales de la simulación del filtro integrado. Con esto, el proceso de diseño *pre-layout* llega a su final. Como resultado de este trabajo, se desarrolla una guía (o estrategia) que resume todo el proceso de diseño realizado. El objetivo principal es obtener una referencia de fácil consulta, que permita conocer los aspectos básicos para un diseño de filtros pasa bajos de tiempo continuo gm-C.

Antes de describir esta estrategia, es necesario establecer varios puntos importantes:

- Algunos de los pasos de diseño del filtro fueron adaptados de estrategias reportadas previamente en la literatura, y que han demostrado ser útiles para el diseño de filtros.
- Antes que ser un procedimiento para optimizar el diseño de filtros de tiempo continuo, el valor de esta estrategia consiste en proporcionar una ruta fácil y rápida para discretizar y aproximar el comportamiento de los dispositivos mediante ecuaciones. Con esto se obtienen relaciones entre las variables que permitan diseñar un filtro, para cumplir con las especificaciones de un protocolo de comunicaciones específico.
- Los resultados teóricos obtenidos a lo largo de este trabajo, son solo una aproximación al desempeño real de las configuraciones y topologías estudiadas.

La estrategia de diseño adoptada para este trabajo se resume en la figura 5.10. En general, el primer paso para el diseño del filtro es establecer las especificaciones de *Bluetooth*. Con base lo anterior, se selecciona y analiza la técnica de implementación para el filtro. El siguiente paso consiste en diseñar un *OTA* que cumpla con los requerimientos previamente establecidos en la fase anterior. Posteriormente, se realiza la unión de los *OTAs* para formar la sección bicuadrada, en esta fase se determinan la impedancia de carga que mejore el desempeño del filtro. Finalmente se realiza la interconexión en cascada de estas secciones para obtener la función de transferencia del filtro. En las siguientes secciones se presentará un breve resumen de cada una de estas fases.

5.3.1. Especificaciones

Como punto de partida lógico, el primer paso es establecer las especificaciones que deben ser cumplidas por el filtro. Cada protocolo es diferente y por tanto es importante determinar los valores de ancho de banda, atenuación en la banda de rechazo, consumo de potencia, linealidad, relación señal a ruido, entre otros. Para el caso específico de este trabajo, dichos valores están resumidos en la tabla 2.7

5.3.2. Análisis de la topología del filtro

Esta etapa es importante para el diseñador, debido a que puede seleccionar desde la función de transferencia del filtro, hasta la topología de circuito para el *OTA*. Sin ser un orden riguroso, las decisiones básicas que se deben tomar son:

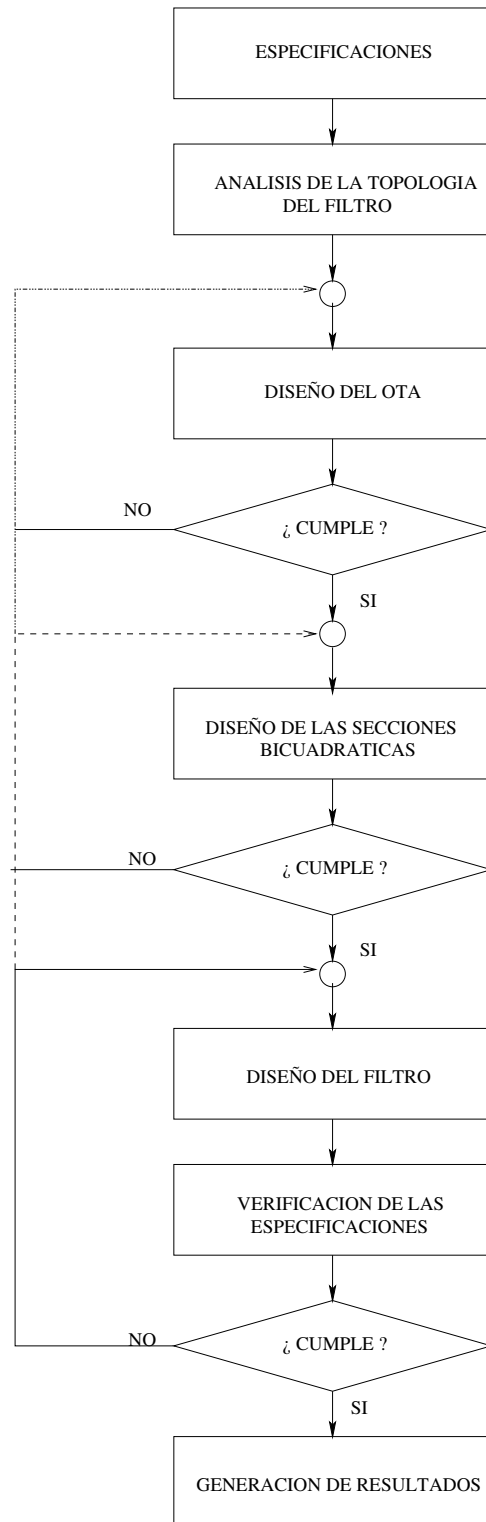


Figura 5.10: Estrategia de diseño general del filtro.

Selección de la función de transferencia del filtro

De acuerdo a las especificaciones definidas anteriormente, se puede optar entre varios tipos de función de transferencia para el filtro, las opciones principales son los filtros *Butterworth*, *Chebyshev*, *Elliptic* y *Bessel*³. Una vez escogida la función de transferencia, el siguiente paso consiste en determinar el orden del filtro, lo cual, para el caso del filtro *Butterworth* seleccionado para este trabajo, se puede obtener mediante la ecuación 2.2 .

Selección de la técnica de implementación del filtro.

Una vez determinada la función de transferencia y el orden del filtro, es necesario revisar las diferentes arquitecturas reportadas en la literatura para implementarlo. El objetivo principal es determinar cual de ellas permite facilitar el diseño para las especificaciones del protocolo. Cabe destacar la importancia de identificar claramente las variables de diseño de la arquitectura, ya que estas permiten traducir los requerimientos del sistema en parámetros del circuito. Para el caso específico de este trabajo dichas variables se resumen en la tabla 3.2. El análisis de la técnica seleccionada se presenta en la sección 3.3 y los resultados están resumidos en la tabla 3.3. Otro aspecto interesante de esta fase de diseño, se relaciona con la documentación de las ventajas y desventajas de la arquitectura seleccionada. Un buen conocimiento de estas características permitirá escoger una topología de circuito más ajustada para el filtro.

Selección de la topología del OTA.

El desempeño del OTA es determinante para el filtro gm-C. Por lo tanto, se debe seleccionar una arquitectura que permita tanto reforzar las ventajas de la configuración de sistema, como minimizar las desventajas de la misma. En ese sentido, el capítulo 4 describe las razones para seleccionar un par diferencial con degeneración resistiva para la etapa de entrada, y una etapa de salida en cascodo doblado totalmente diferencial.

Al final del análisis de la topología del filtro, se tiene clara su arquitectura general y las variables de diseño más importantes para cumplir con las especificaciones del sistema, lo cual es un paso muy importante para el resto del trabajo.

5.3.3. Diseño del OTA

En la etapa anterior se determinaron la topología de circuito y las principales variables de diseño del sistema. Con base en estos resultados, esta etapa resume los pasos necesarios para obtener las especificaciones de circuito que garantizan el cumplimiento de los requerimientos del filtro. El diagrama de esta etapa se indica en la figura 5.11.

Estimación de N

Como ya se ha indicado en secciones y capítulos anteriores, el parámetro N representa el factor de degeneración de fuente de la etapa de entrada del OTA. Su valor está dado por $N = g_{m1}R_s$, donde g_{m1} y R_s son la transconductancia y la resistencia de degeneración

³En el capítulo 2 se presentaron y analizaron estas configuraciones

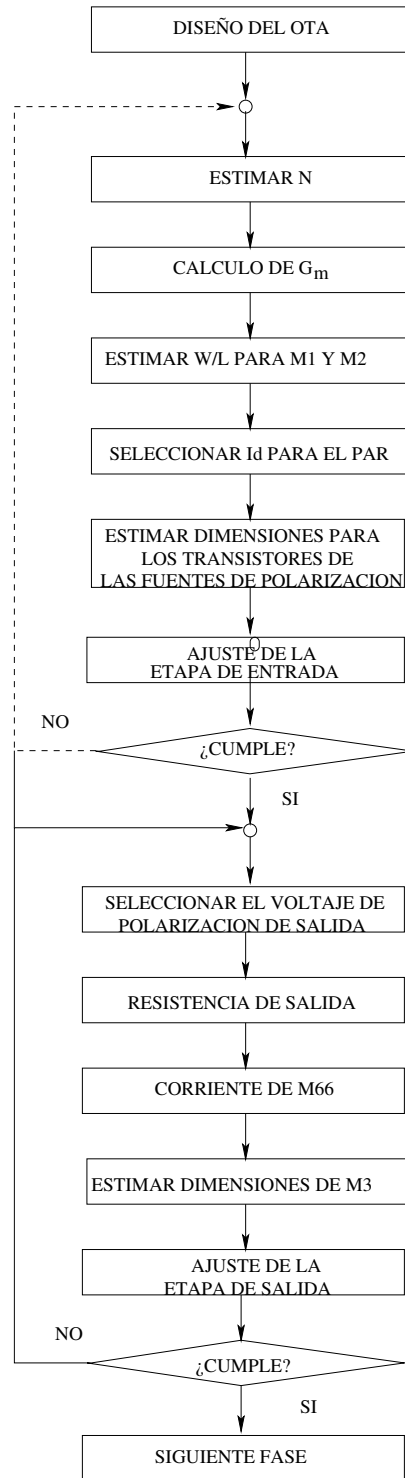


Figura 5.11: Estrategia de diseño para el *OTA*.

respectivamente⁴. Este parámetro está relacionado con la linealidad del filtro [?, ?, ?]. Por lo

⁴Los nombres de los transistores corresponden a los de la figura 4.3

tanto, una buena aproximación puede obtenerse al analizar la ecuación 4.8. la cual se gráfica en la figura 4.6 para algunos valores de V_{in} y V_{gs} . De acuerdo con estos resultados, en la sección 4.2.2 se asignó a N un valor de 6.

Cálculo de la transconductancia de salida

Del análisis de la sección 3.3 se determinaron los valores para la transconductancia de salida del *OTA*. Con base en estos resultados, y tomando en cuenta la ecuación 4.7, la transconductancia de salida del circuito se puede aproximar a la transconductancia del par diferencial de entrada [?], la cual está dada por:

$$\begin{aligned} G_{mpar} &= \frac{g_{m1}}{1 + R_s(g_{m1} + g_{mb1})} \\ &= \frac{g_{m1}}{1 + N} \end{aligned} \quad (5.7)$$

Cálculo de las dimensiones de los transistores del par diferencial

En la sección 4.2.3, se plantea que se puede minimizar el ruido referido a la entrada del *OTA* mediante la relación de las transconductancias y las longitudes de canal entre la etapa de entrada y su circuito de polarización, y la reducción del ruido generado por los transistores del par diferencial. De la ecuación 4.9 se observa que para reducir el ruido de los transistores es necesario incrementar su tamaño. Sin embargo, este incremento eleva el valor de las capacitancias parásitas. Para encontrar un punto medio entre estas dos especificaciones puede hacer un paralelo entre el ruido generado por los transistores del par, y la capacitancia de entrada C_{gs} . Este análisis se presenta en la figura 4.8, del cual se estima el valor de las dimensiones de los transistores de entrada del *OTA*.

Cálculo de la corriente por el par diferencial

Con los valores obtenidos hasta el momento para el circuito y utilizando las relaciones de voltaje-corriente para los transistores MOS [?, ?, ?], es posible determinar un valor de corriente para el par diferencial que cumpla con las condiciones de transconductancia y tamaño de los transistores.

Calculo de las dimensiones de las fuentes de polarización

De la ecuación 4.11 representada en la figura 4.7 se puede estimar el valor de la transconductancia de la fuente de polarización para minimizar el ruido referido a la entrada. Con este valor y asumiendo corriente cero⁵ por la etapa de salida, se puede obtener una buena aproximación al valor de las dimensiones de los transistores M_{p8} y M_{p9} ; siguiendo un procedimiento similar se puede determinar las dimensiones de M_{n5} . Es importante resaltar que para reducir el ruido *flicker*, las dimensiones de las longitudes de canal de los transistores de polarización, se seleccionan grandes con respecto a la longitud de canal de los transistores de entrada [?].

⁵Aún no se incorpora la etapa de salida al diseño y por tanto se puede asumir que la corriente es cero

Ajuste del punto de operación y realimentación

Una vez calculadas las dimensiones y las corrientes de todos los transistores de la etapa de entrada, el procedimiento es ajustar las magnitudes obtenidas para asegurar que el punto de operación del *OTA* sea lo más estable posible. Seguidamente, se comprueba que los resultados correspondan con los valores esperados. De lo contrario la estrategia realimenta al cálculo de N para ajustar nuevamente los valores.

Definición del voltaje de polarización de salida

La figura 5.6 muestra que los *OTAs* presentan un acople directo para la estructura de las secciones bicuadradas. Por lo tanto, una buena elección para el voltaje de polarización de salida, es hacerlo igual al voltaje de polarización de entrada. De esta forma, se asegura que el acople de los diferentes amplificadores no afecte su punto de operación.

Diseño de la etapa de salida

El diseño de la etapa de salida se sustenta en la búsqueda de dos parámetros básicos: el ancho de banda y la resistencia de salida del amplificador. Para solucionar el primer problema se parte del análisis del ancho de banda del *OTA* en el capítulo anterior, y de $[?, ?, ?]$, con lo cual se puede aproximar la respuesta en frecuencia del amplificador, a las constantes de tiempo producidas por capacitancias conectadas en los nodos del drenó del par diferencial, y de salida del *OTA*. La estimación de las resistencias que generan los polos se exponen en la ecuación 5.8.

$$\begin{aligned} R_a &= \frac{r_{03} + r_{066}}{r_{03}(g_{m3} + g_{mb3} + r_{03})} \\ R_b &= \frac{1}{g_{ds66}} \end{aligned} \quad (5.8)$$

A la luz de estos resultados, es posible establecer dos caminos de diseño paralelos:

- El valor de la resistencia de salida se calcula mediante la transconductancia drenó-fuente del transistor M_{n66} , teniendo en cuenta tanto el ruido generado por el dispositivo, como el voltaje de polarización a la salida. Como resultado de este análisis se obtiene la corriente, la transconductancia y las dimensiones de este transistor.
- Con la corriente obtenida anteriormente, se diseña M_{p3} y M_{p4} para minimizar la resistencia (R_a) dada por 5.8. Posteriormente, se calcula la respuesta en frecuencia del amplificador y se hacen los ajustes necesarios para incrementar el ancho de banda.

Si los resultados de este proceso son satisfactorios, el siguiente paso consiste en el diseño de las etapas bicuadradas. De lo contrario, el diseño se realimenta a recalcular la resistencia de salida para el transistor M_{n66} .

5.3.4. Diseño de las etapas bicuadradas

Una vez que el OTA satisface los parámetros requeridos para el diseño, se procede a realizar la interconexión de los amplificadores mostrada en la figura 5.2. Para el diseño de las secciones bicuadradas, el primer paso consiste en estimar el valor de las transconductancias, las resistencias y las capacitancias de cada etapa. En ese orden de ideas, el cálculo de la transconductancia se base en reducir los efectos de *mismatch*. Por lo tanto, se selecciona el mismo valor de transconductancia para todos los OTA de todas las secciones bicuadradas [?]. El segundo parámetro importante en las secciones bicuadradas el valor de las capacitancias de carga. Por esta razón, tanto en la sección 3.3.2 como en la sección 5.1.3, se describe un método para calcular el valor de cada una de ellas. Los resultados se muestran en la tabla 5.1. Finalmente, las resistencias de carga ayudan a eliminar el exceso de fase que se produce debido al ancho de banda real del OTA. El valor de las resistencias está dado por la ecuación:

$$R = \frac{1}{w_b C} \quad (5.9)$$

donde w_b es el ancho de banda del amplificador de transconductancia y C es la capacitancia de carga. Los resultados obtenidos se resumen en la tabla 5.2. El último paso para el diseño de las secciones bicuadradas, es el ajuste del punto de operación del filtro para mejorara el desempeño. Si todos los resultados de simulación son satisfactorios, se continua a la siguiente fase de diseño del filtro, de lo contrario se realimenta el diseño al cálculo de las capacitancias de carga.

5.3.5. Acople de las secciones bicuadradas del Filtro

Esta es la etapa final del diseño, básicamente el trabajo consiste en optimizar el acople entre las secciones bicuadradas para incrementar el desempeño del filtro. Entre otros, los parámetros que se busca mejorar son: El retraso de grupo, la atenuación, el consumo de potencia, el ancho de banda y el ruido.

5.3.6. Verificación de especificaciones y generación de resultados

Cuando el acople de de las secciones bicuadradas es satisfactorio, el siguiente paso es comprobar si el diseño cumple con las especificaciones del sistema para documentar los resultados obtenidos. En caso contrario, es necesario realimentar el diseño a los cálculos de las secciones bicuadradas.

5.4. Layout

Las características geométricas anteriormente ofrecidas por la estrategia de diseño se materializan en un circuito integrado. Allí algunos fenómenos pronosticados, como capacitancias parásitas, son evidentes debido a las importantes extensiones de metal y difusión que demandan tanto elementos activos como pasivos. Debido a la importancia que representa un buen diseño del *layout* para el desempeño del filtro, se hacen las siguientes consideraciones:

- La entrada del sistema se coloca cerca de los *Pads* de conexión, con el fin de evitar las capacitancias parásitas que ocasionan largas pistas de metal para interconectar elementos, lo cual puede degradar el desempeño del filtro.
- Los transistores del amplificador de transconductancia fueron diseñados lo más cerca posible, en la misma orientación e intentando crear un eje de simetría entre las ramas del amplificador diferencial, el objetivo es reducir en lo posible los efectos de *mismatch* que son perjudiciales para la linealidad del filtro.
- Algunos de los transistores dividieron en múltiples secciones o dedos (transistores en paralelo), lo cual reduce la resistencia y capacitancia parásita asociada con la compuerta, y conlleva un mejor desempeño con respecto a ruido. Adicionalmente, los transistores fueron rodeados por contactos conectados al sustrato para reducir el ruido inducido por la resistencia del sustrato.
- Para evitar caídas de voltaje en las líneas de tierra, se realizó una adecuada conexión al sustrato utilizando varios contactos y empleando líneas de conexión suficientemente anchas, para reducir la resistencia asociada con la conexión.
- El ancho de las pistas de metal fue seleccionado de acuerdo a la densidad de corriente soportada por el material de interconexión utilizado y la corriente máxima que se espera que circule por cada trazo de metal.

Para finalizar la figura 5.12 presenta el *layout* correspondiente en al filtro diseñado e integrado en un chip. Se utilizaron 4 niveles de metal para realizar la interconexión entre los diferentes dispositivos; el layout realizado cumple con las reglas de diseño vigentes para el proceso de fabricación 0,35 μm CMOS C35B4C3 de AMS. El área acupada por el circuito es 0,78mm²

5.5. Observaciones, conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros

5.5.1. Observaciones y conclusiones

Este trabajo describió el proceso de selección y diseño de un filtro de tiempo continuo pasa bajos. La función de transferencia corresponde a un filtro *Butterworth* de orden seis y está formada por la interconexión en cascada de tres etapas de segundo orden cada una. Este filtro se presenta como una alternativa para el sistema de filtrado de los receptores integrados, que operan bajo el protocolo de comunicaciones *Bluetooth*.

Con el fin de establecer un compromiso adecuado entre las especificaciones de desempeño, se planteó una estrategia de diseño para el filtro integrado por medio de la adaptación de metodologías de diseño reportadas en la literatura. La estrategia de diseño propuesta se muestra en la figura 5.10. Esta estrategia compromete ruido, transconductancia, consumo de potencia, ancho de banda y resistencia de salida, utilizando como variables de diseño las dimensiones de los dispositivos y las condiciones de operación.

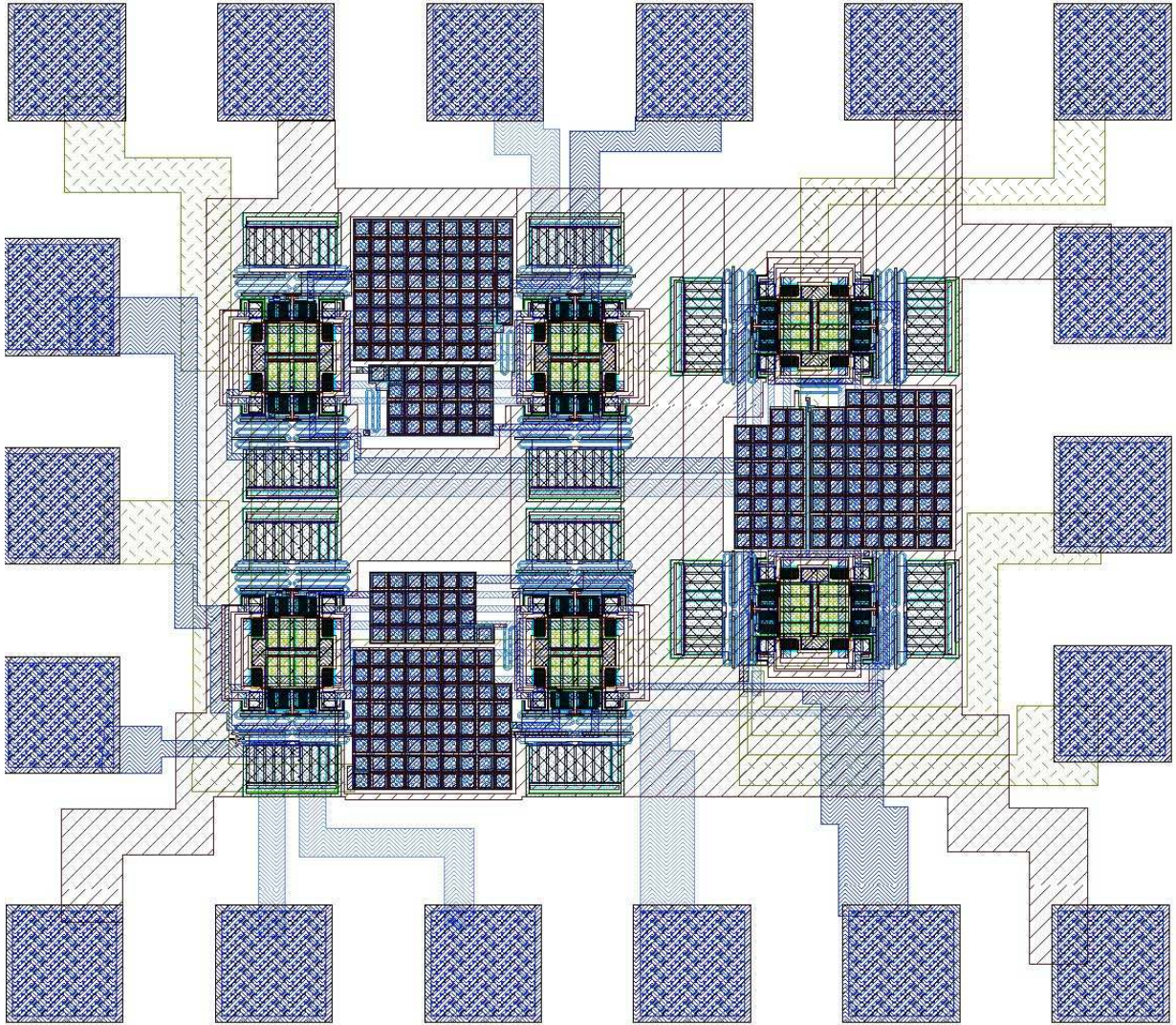


Figura 5.12: *Layout* del filtro diseñado.

Los resultados obtenidos mediante simulación con HSPICE muestran que el desempeño para el filtro integrado cumple con todos los requerimientos del protocolo de comunicaciones *Bluetooth*. Adicionalmente, se redujo el ruido del filtro y se incrementó el valor de la atenuación fuera de banda en comparación con varios trabajos presentados en la literatura.

Entre los resultados alcanzados con el diseño del filtro G_m -C se puede mencionar una atenuación de 40 dB en 2 MHz, un ancho de banda de 1 MHz, ruido referido a la entrada de $2 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ en 100 Hz, una diferencia de retraso de grupo de 0.12 μs .

El diseño final del filtro diseñado en este trabajo presenta bajo consumo de potencia. Por lo tanto, este diseño se ajusta a las necesidades de los receptores portátiles actuales.

La tarea de diseño analógico contextualizada en los circuitos integrados brinda una visión

básica de la cadena de producción de componentes electrónicos, desde la aplicación de herramientas CAD, hasta los pormenores de su implementación en un circuito integrado. Esta visión, hasta ahora recogida de la experiencia de otras personas e instituciones, comienza a materializarse en forma de investigación en la academia local. Este trabajo brinda su cuota al cumplimiento del objetivo estratégico que consiste en el establecimiento de un precedente sobre la viabilidad de diseñar e investigar en el área de microelectrónica en Colombia.

5.5.2. Recomendaciones para trabajos futuros

La estrategia de diseño presentada en este trabajo surge de la identificación de los modelos lineales presentados en la literatura, y el análisis de las relaciones entre variables de diseño por medio de tales modelos. Por tanto, la estrategia planteada no explora todo el espacio de variables, y recurre de correcciones basadas en modelos de una sola variable, es decir, cada realimentación se propone para el barrido de una sola característica. Se recomienda a trabajos futuros allanar el camino para el análisis de modelos no lineales, y búsqueda sobre un espacio de variables más amplio.

Como se mencionó en secciones anteriores, las variaciones del proceso de fabricación pueden dar lugar a desajustes de los parámetros del filtro. De esa forma, es necesario diseñar un sistema de sintonizado que permita ajustar los valores de ancho de banda, atenuación y ruido. Ejemplos de estos sistemas de ajuste se pueden encontrar en [?, ?, ?].

Junto con los resultados alcanzados en este proyecto, en la Universidad Industrial de Santander se han reportado varios proyectos recientes sobre el diseño de circuitos integrados [?, ?, ?]. Por consiguiente, se recomienda fabricar y probar estos circuitos, con el fin de verificar los resultados obtenidos mediante simulación. Además, comprobar que los bloques individuales satisfacen las especificaciones de *Bluetooth*, es el primer paso para el posterior acople de todos los bloques del *transceiver* integrado.

Para finalizar, se recomienda seguir adelantando trabajos en el área de diseño de circuitos integrados, con el fin de formar recurso humano en Colombia que permita una participación más activa en el desarrollo tecnológico mundial.

Apéndice A

Retraso de grupo

La respuesta en frecuencia de un filtro está dada por $H(s)$, si la señal de entrada es una componente senoidal de la forma $A\cos(\omega t)$ entonces se obtiene:

$$H(s) = |H(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)} \quad (\text{A.1})$$

Donde $\varphi(j\omega) = \arg[H(j\omega)]$, el retraso de grupo ($t_g(\omega)$) se define como el negativo de la razón de cambio de $\varphi(\omega)$ respecto de ω , es decir, se define como:

$$t_g(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (\text{A.2})$$

Tiene dimensiones de tiempo y representa el retraso de grupo que experimentan las componentes de frecuencia en el espectro de señal al pasar por el filtro.

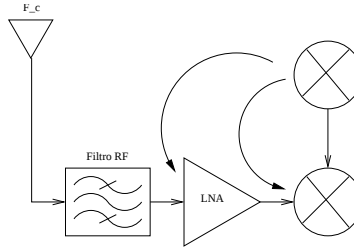
Apéndice B

Componentes de *offset*

Las componentes de *offset* son perjudiciales por dos razones básicas: pueden saturar los filtros y los amplificadores de banda base y/o deterioran la relación señal a ruido del sistema completo. Estas componentes pueden ingresar a un receptor en conversión directa por cuatro medios:

1. *Self-mixing*

Se produce cuando existe auto-mezclado de la señal de salida del oscilador local, es decir, la señal del oscilador ingresa al mezclador por dos caminos diferentes, uno es su entrada normal, y el otro por acoples a la ruta de señal en el LNA o el puerto RF del mezclador, ver figura B.1



OL1 F c-F if

Figura B.1: Automezclado

Matemáticamente se puede representar como:

$$\begin{aligned} S &= Am_1 \cos(2\pi f_c t) * Am_2 \cos(2\pi f_c t) \\ &= \frac{Am_1 Am_2}{2} (1 + \cos(2\pi 2f_c t)) \end{aligned} \quad (B.1)$$

En donde puede observarse claramente la componente de continua, junto con una señal senoidal del doble de la frecuencia del OL.

2. Distorsión armónica (DH) de orden par

La señal de salida proveniente del LNA y el mezclador no es completamente lineal, es decir, la señal de salida de estos dispositivos puede expresarse como:

$$S_0 = a_1 s_i + a_2 s_i^2 + a_3 s_i^3 + \dots \quad (\text{B.2})$$

Donde el primer término representa la ganancia, los demás factores representan el comportamiento no lineal. Para el caso de la DH de segundo orden y una entrada senoidal dada por $s_i = A_1 \cos(2\pi f_1 t)$, la señal de salida es:

$$S_0 = \frac{a_2 A_1^2}{2} * (1 + \cos(2\pi 2f_1 t)) \quad (\text{B.3})$$

Se observa nuevamente la componente de continua y la componente del doble de frecuencia de la señal de entrada. Aunque este ejemplo solo considera la DH de segundo orden, todos los términos de distorsiones de orden par presentan una componente de DC.

3. Distorsión por intermodulación

Si bien no resultan en una componente de DC, si afectan el filtrado de la señal deseada y contribuyen al incremento de interferencia de muy baja frecuencia. Las intermodulaciones son el resultado del producto entre señales con diferentes componentes de frecuencia en la señal de entrada a un dispositivo, para el caso de dos señales dadas por $s_i = A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)$, la señal de salida es:

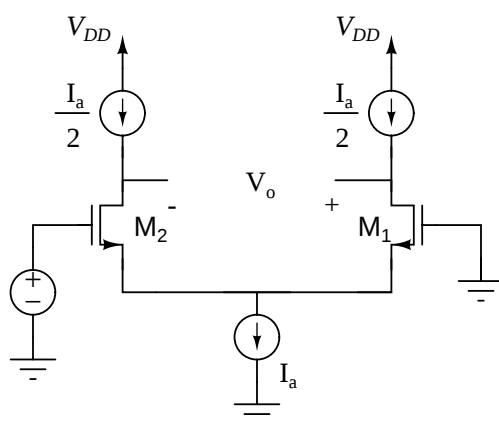
$$\begin{aligned} S &= [Am_1 \cos(2\pi f_1 t)] * [Am_2 \cos(2\pi f_2 t)] \\ &= Am_1 Am_2 a_2 (\cos(2\pi(f_1 + f_2)t) + \cos(2\pi(f_1 - f_2)t)) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Si las componentes de frecuencias son muy cercanas, la diferencia $(f_1 - f_2)$, determinara una componente muy cercana a la componente de dc, la cual corrompe la señal de banda base.

4. Asimetría de circuitos

finalmente, la asimetría que se presenta en los transistores que conforman los diferentes dispositivos de banda base, como filtros y amplificadores, producen componentes de dc. Para el caso específico de un par diferencial de entrada, como el de la figura B.2 se obtiene [?]:

$$V_{os} = \Delta V_t + \frac{V_{gs} - V_t}{2} * \left(\frac{-\Delta R_l}{R_l} - \frac{\Delta(w/l)}{(w/l)} \right) \quad (\text{B.5})$$

Figura B.2: Voltaje de *offset* de entrada para un par diferencial CMOS