



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO PASA-TODO DE PRIMER ORDEN MEDIANTE UN AMPLIFICADOR DIFERENCIAL DE CORRIENTE

TESIS

Para obtener el título de:

Licenciado en Electrónica

PRESENTA:

Ricardo Michell Rocha Torres

Asesores:

Dr. Gregorio Zamora Mejía (Asesor Interno)

Dr. Alejandro Díaz Sánchez (Asesor Externo)

Puebla, Puebla

Agosto de 2021

Resumen

A pesar de los grandes avances logrados por los filtros digitales, los filtros analógicos aún son motivo de investigación y de aplicaciones en muchos campos de la ingeniería. Algunas de sus aplicaciones están enfocadas en áreas como medicina y ciencia de la salud. La mayoría de estas configuraciones de filtros analógicos hacen uso de los Amplificadores Operacionales (OPAMPs). Sin embargo, estos no son los únicos amplificadores que pueden ser usados para estas aplicaciones. Uno de los amplificadores menos conocidos a nivel licenciatura son los Amplificadores Diferenciales de Corriente (CDA), los cuales pueden ser usado para generar diferentes tipos de filtros con las siguientes ventajas:

- Debido a que su funcionamiento es en modo corriente, pueden alcanzar mayores frecuencias de operación.
- Por tener nodos de baja impedancia, tienen menores excursiones de voltaje. Por esta razón, poseen una mayor linealidad.
- Tienen un mayor rango dinámico.
- Es adecuado para operación en bajo voltaje.
- Puede ser utilizado para aplicaciones de baja potencia.

En este trabajo se presenta el diseño, simulación y caracterización de un filtro pasa-todo (All-Pass, AP por sus siglas en inglés), analógico y en modo corriente, el cual esta basado en el amplificador diferencial de corriente (CDA por sus siglas en inglés). El filtro propuesto posee las ventajas de ser simple, consume poca potencia, tiene buena linealidad, y consume poca área de silicio. Además de validar el circuito propuesto mediante simulaciones, se presenta la implementación con transistores discretos MOS. El presente reporte de tesis está organizado de la siguiente manera.

El Capítulo 1 presenta una breve introducción que pone el marco de referencia de los CDAs, expone los objetivos y la justificación que dio pie al presente trabajo.

El Capítulo 2 introduce el marco teórico sobre el cual se basa el diseño del filtro usando el CDA, se muestra una visión general sobre el retardo de grupo y el retardo de fase. Además de los diferentes tipos de filtros analógicos, sus características ideales y no ideales y las ecuaciones que rigen su comportamiento. También se presenta la estructura del transistor MOS y las ecuaciones básicas que lo modelan en sus diferentes regiones de operación. Posteriormente se muestra el análisis de los espejos de corriente simple, cascode y de alto rango dinámico (high-swing current mirror), contrastando sus ventajas y desventajas entre ellos. Al final del capítulo se exhibe el circuito principal del trabajo, el CDA, y las ecuaciones que lo rigen bajo sus casos

ideales y no ideales.

El Capítulo 3 ilustra la idea principal para la implementación del filtro pasa-todo propuesto, tomando en cuenta la aproximación en magnitud, fase, retado de grupo y retardo de fase. Posteriormente se realiza una tabla que compara la aproximación entre el modelo ideal que se busca.

Finalmente, el Capítulo 4 presenta los resultados de simulaciones y mediciones experimentales de la implementación del filtro propuesto con el uso de transistores discretos ALD 1116/7. Al final del documento se muestran las conclusiones obtenidas del desarrollo de este trabajo, la bibliografía y los apéndices que lo conforman.

Índice general

1. Introducción	11
1.1. Objetivos específicos	12
1.2. Justificación	12
2. Marco Teórico	15
2.1. Retardo de Grupo	15
2.2. Retardo de Fase	16
2.2.1. Base matemática	16
2.3. Filtros analógicos	19
2.3.1. Filtros pasivos	19
2.3.2. Filtros activos	19
2.4. Características de los filtros	20
2.4.1. Frecuencia de corte	20
2.4.2. Respuesta en frecuencia	21
2.5. Transistor MOS	28
2.5.1. Estructura del transistor MOS	28
2.5.2. Regiones de Operación	29
2.5.3. Curvas características	31
2.5.4. Transconductancia g_m	32
2.5.5. El transistor PMOS	32
2.5.6. Modelo de pequeña señal	33
2.6. Espejos de Corriente	34
2.6.1. Espejo de corriente NMOS simple	35
2.6.2. Espejo de Corriente Cascode.	36
2.6.3. Comparación entre espejos de corriente.	36
2.7. Amplificador diferencial de corriente (CDA)	38
2.7.1. Amplificador diferencial de Corriente con transistores MOS	39
2.7.2. Amplificador diferencial de corriente: Análisis en AC	40

3. Filtro pasa-todo basado en CDA	43
3.1. Filtro pasa-todo ideal	43
3.2. Desarrollo conceptual del filtro pasa-todo	45
3.3. Bloque pasa-bajas	46
3.4. Filtro pasa-todo: Efectos de primer orden	48
3.4.1. Tabla comparativa	53
4. Simulación y resultados	55
4.1. Simulación con fuentes ideales	55
4.2. Punto de operación simulado	55
4.3. Barrido en AC	56
4.4. Análisis transitorio ideal	57
4.5. Filtro pasa-todo con diferentes espejos de corrientes	58
4.6. Filtro pasa-todo en modo voltaje	59
4.7. Simulación en AC y transitoria del filtro pasa-todo en modo voltaje	60
4.8. Medición con transistores discretos	63
4.9. Corrección de magnitud	65
4.10. Respuesta transitoria medida	66
5. Conclusión y trabajo a futuro.	69
6. Anexos	71

Índice de figuras

2.1. Señal $x(t)$ construida con una envolvente y una onda portadora.	17
2.2. Ejemplo visual sobre retardo de grupo y retardo de fase en filtro pasa-bajas. . .	18
2.3. Características de un filtro pasa bajas ideal y no ideal	20
2.4. Figura: Respuesta de un filtro pasa-bajas de Primer Orden	22
2.5. Respuesta de un filtro pasa-altas.	23
2.6. Respuesta de un filtro pasa-Bandas de Segundo Orden Orden	25
2.7. Respuesta de un filtro Rechaza-Bandas de caso 1	27
2.8. Respuesta de un filtro Rechaza-Bandas de caso 2	27
2.9. Estructura del transistor MOS, canal P y canal N.	28
2.10. Símbolos de Transistores Usados	29
2.11. Transistor N en región de Corte	30
2.12. a) Transistor canal N en región de triodo b) Efecto de variación del voltaje v_{DS} .	30
2.13. Transistor N en región de operación de saturación	31
2.14. Curvas características del transistor NMOS ($\mu_n C_{ox}/2 = 56.8 [\mu A/V^2]$).	32
2.15. Gráfica de i_D en función de v_{GS}	33
2.16. Modelo de pequeña señal del transistor MOS.	34
2.17. Modelo de pequeña señal tomando en cuenta el efecto de modulación de canal. .	34
2.18. Espejo Simple NMOS con Fuente Ideal	35
2.19. Espejo Simple NMOS	36
2.20. Espejos a) Espejo simple, b) Espejo cascode	37
2.21. Espejo de corriente de alto rango esquema de polarización.	37
2.22. Esquemáticos de simulación con transistores ALD 1106: a) Espejo simple b) Espejo Cascode c) Espejo de alto rango dinámico.	38
2.23. Simulación de las fuentes de corrientes en tecnología $0.5\mu m$	38
2.24. Símbolo del amplificador diferencial de corriente (CDA)	39
2.25. Esquemático del amplificador diferencial de corriente.	40
2.26. Amplificador diferencial de corriente en AC	40
2.27. Error de ganancia versus r_o	41
3.1. Fase y retardo ideales.	44
3.2. Diagrama principal	46

3.3. Filtro pasa-bajas propuesto.	47
3.4. Diagrama completo del filtro pasa-todo propuesto.	47
3.5. Equivalente Norton de una fuente de corriente.	48
3.6. Integrador usando transistor NMOS, (a) sin r_o , (b) con r_o , (c) realización MOS.	49
3.7. Filtro pasa-todo propuesto, (a) con fuentes ideales, (b) tomando en cuenta la resistencia finita de la fuente de corriente.	50
3.8. ϵ_p, ϵ_z versus r_o	51
3.9. Error de ganancia, error de fase y porcentaje de error de la fase, versus r_o	52
4.1. All-pass esquemático ideal	56
4.2. Diagrama de Bode ideal del sistema	57
4.3. Análisis transitorio simulado	58
4.4. AP con espejos de alto rango dinámico (HS) contra AP con espejos simples	59
4.5. Esquemático practico	60
4.6. Diagrama de Bode del filtro-pasa todo en modo voltaje	61
4.7. Comparación del filtro pasa-todo en modo voltaje contra modo corriente	62
4.8. Análisis transitorio en modo voltaje simulado	63
4.9. Esquemático propuesto para mejorar el rango dinámico en modo voltaje.	63
4.10. Medición real	64
4.11. Funcionamiento real del CDA	65
4.12. Medición real con compensación	66
4.13. Respuesta transitoria medida	67

Índice de tablas

3.1. Tabla comparativa de las características de un filtro pasa-todo, ideal, primera aproximación de Padé y el sistema propuesto con efectos de primer orden. . . .	53
4.1. Valores usados para el barrido de AC y punto de operación	56
4.2. Valores usados para el análisis transitorio	58
4.3. Valores usados para el análisis en AC en modo voltaje	61

Capítulo 1

Introducción

El presente capítulo presenta los objetivos generales y específicos, así como una justificación breve que llevó a plantear el presente trabajo de tesis.

Los filtros pasa-todo (APF) analógicos son bloques que se utilizan para el procesamiento de señales debido a su ganancia unitaria y su retardo constante ideal [1]. Sus principales aplicaciones en el área de las comunicaciones [1] [2] son: ecualizadores para comunicaciones inalámbricas [3], compensar el retardo en diferentes rutas de señales, broadband beamforming [4], etc. A su vez, los filtros pasa-todo son implementados en el área de instrumentación [5] para cambiar la fase de una señal manteniendo su amplitud.

Desde la década de 1970, el Amplificador de Corriente, también llamado Amplificador Norton, se ha considerado como el primer bloque activo de construcción [6] con la capacidad de hacer diferencias de corrientes [7]. Luego llegaría el amplificador operacional de transresistencia (OTRA) [8], el current conveyer diferencial (DCCII) [9], el current differencing buffered amplifier (CDBA) [10], y el current differencing transconductance amplifier (CDTA) [11]. Todos estos han sido utilizados para implementar diferentes filtros pasa-todo.

En la literatura se han documentado varias configuraciones para obtener un filtro pasa-todo, tanto en modo voltaje como en modo corriente. Dentro de estas configuraciones podemos citar el uso de elementos activos como:

- Amplificadores Operacionales (Opamps): [12] [13] [14] [15] [16] [17].
- Amplificadores Operacionales completamente diferenciales (Fully-differential Opamps): [18].
- Current-Feedback Opamps (CFOPAMPS): [19].
- Four-Terminal Floating Nullors (FTFN): [20] [21] [22] [23].

- Amplificadores de Trasconductancia (OTA): [24].
- Current Conveyors First and Secound Generation y sus variaciones (CC / CCII): [25] [26] [27] [28] [29].
- Amplificadores de Diferencia de Corrientes con Buffers (CDBA): [30] [31] [32] [33] [34] [35].
- Amplificadores Diferenciales de Transconductancia (CDTA): [36] [37] [38] [39] [40] [41] [42].

1.1. Objetivos

1.1.1. Objetivo general

Simular e implementar un filtro pasa-todo ideal mediante un amplificador diferencial de corriente con transistores discretos.

1.1.2. Objetivos específicos

- Simular e implementar un espejo de corriente simple con transistores discretos.
- Estudiar, caracterizar y analizar en simulación distintos espejos de corriente.
- Simular y medir el amplificador diferencial de corriente con elementos discretos (con los respectivos modelos del ALD1116 y ALD1117) e implementarlo.
- Estudiar y analizar los diferentes tipos de filtros analógicos ideales.
- Implementar y medir el filtro pasa todo propuesto.

1.2. Justificación

Como ya se ha mencionado, los filtros pasa-todo tienen muchas aplicaciones en varias áreas de la electrónica. Lo anterior se puede corroborar al revisar los artículos que aún siguen apareciendo sobre este tema [1] [2] [3] [4]. Muchas de las implementaciones reportadas están basadas en el OPAMP [16] , en Current Conveyors [2] de segunda generación, y sus respectivas variaciones que han surgido con los años.

La mayoría de los filtros analógicos modernos se basan en modo voltaje [43] [44] [45][46] [47] sobretodo usando como base el Current Conveyor. Sin embargo, también hay trabajos en modo corriente [48] cuyas características, como ancho de banda, son superiores a los de modo

voltaje.

Dada la importancia de este bloque, resulta valioso investigar más sobre él, y de ser posible, proponer nuevas arquitecturas basadas en transistores MOS que contribuyan al estado del arte. Además, a nivel académico, el trabajo que se va a realizar con transistores discretos, puede ser usado como material de apoyo en las prácticas en nuestra Facultad, en las materias de filtros analógicos, control lineal, diseño de circuitos, entre otros. En su forma integrada puede ser de ayuda para la creación de bloques más complejos, como líneas de retardo y filtros adaptivos.

Capítulo 2

Marco Teórico

En este capítulo se presenta el marco teórico necesario para desarrollar los capítulos subsecuentes y que es necesario para lograr implementar el filtro pasa-todo a nivel discreto. En las primeras dos secciones se abarca el concepto de retardo de grupo y retardo de fase, junto con su análisis matemático. En la Sección 2.3 se ahonda en los filtros analógicos, su definición, sus principales usos y sus tipos, para posteriormente, en la Sección 2.4 determinar las características que poseen. El capítulo finaliza presentando y explicando el funcionamiento del circuito principal de este trabajo, el amplificador diferencial de corriente (CDA).

2.1. Retardo de Grupo

El retardo de grupo se define de acuerdo a la Real Academia de Ingeniería [49] como:

El retardo aproximado inducido en la envolvente de una onda al propagarse entre dos puntos determinados de un sistema lineal. Para una frecuencia dada, es igual a la primera derivada del desplazamiento de fase, expresado en radianes, entre dichos puntos, con respecto a la frecuencia angular, expresada en radianes/segundo. Las variaciones del retardo de grupo en una banda de frecuencias causan distorsión.

Otras definiciones halladas en la literatura la definen como [50]:

- También conocido como retardo envolvente, es el retardo de transmisión de información modulada sobre una portadora
- El tiempo que necesita una señal sinusoidal en recorrer todo el dispositivo con respecto a la frecuencia.
- La derivada de la fase con respecto a la frecuencia.

En el área de diseño de circuitos integrados, esta última definición es la más utilizada.

2.2. Retardo de Fase

Un concepto fuertemente relacionado al anterior es el de retardo de fase, el cual lo define la Real Academia de Ingeniería [51] como:

Relación entre el desplazamiento total de fase de una señal senoidal transmitida a través de un sistema o transductor y la frecuencia, en radianes por segundo, de la señal.

A continuación, se hará una descripción matemática del retardo de grupo y del retardo de fase, conceptos que son de relevancia en el diseño de un filtro pasa todo.

2.2.1. Base matemática

Asumiendo que un filtro está descrito por su respuesta al impulso $h(t)$. Sea $x(t)$ la señal de entrada y $y(t)$ la señal de salida, por lo tanto el sistema se puede representar de acuerdo con la ecuación (2.1) como [52]:

$$y(t) = h(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(u) \cdot h(t - u) du \quad (2.1)$$

Al realizar la transformada de Laplace de la ecuación (2.1), obtenemos la respuesta a la frecuencia dado por la ecuación (2.2).

$$Y(s) = H(s) \cdot X(s) \quad (2.2)$$

Donde:

$$X(s) = \mathcal{L}\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-s \cdot t} dt$$

$$Y(s) = \mathcal{L}\{y(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)e^{-s \cdot t} dt \quad (2.3)$$

$$H(s) = \mathcal{L}\{h(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-s \cdot t} dt \quad (2.4)$$

De acuerdo a la ecuación (2.1), la salida de nuestro sistema es el resultado de la convolución de la respuesta al impulso del filtro con respecto a la señal de entrada.

Ahora, consideremos el caso especial donde la señal de entrada $x(t)$ posee una onda portadora con frecuencia f_o y una función envolvente $a(t)$, como se puede observar en la ecuación (2.5). Un ejemplo de la señal de entrada se ilustra en la Figura 2.1.

$$x(t) = a(t) \cdot \sin(2\pi f_o t) \quad (2.5)$$

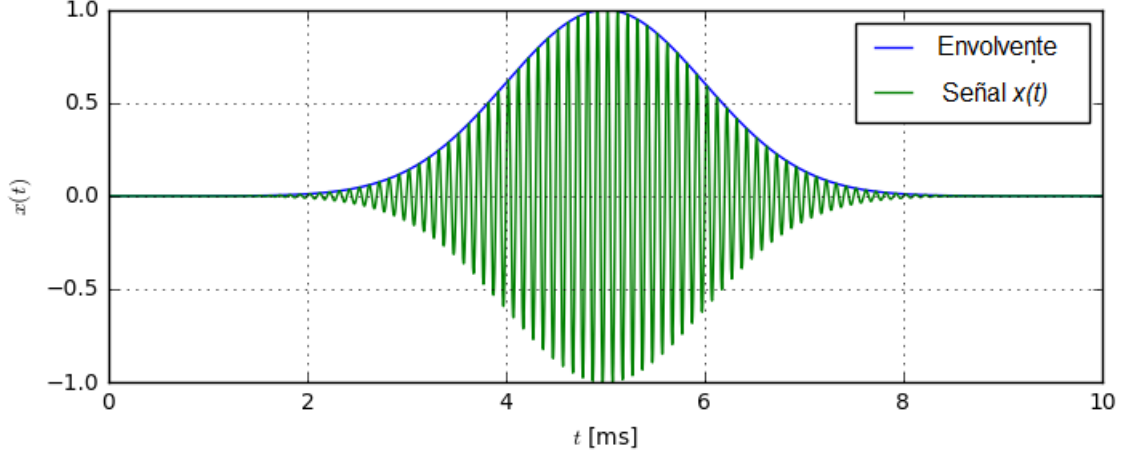


FIGURA 2.1: Señal $x(t)$ construida con una envolvente y una onda portadora.

Bajo esta aproximación, la salida del filtro $x(t)$ puede expresarse con la ecuación (2.6) donde τ_g es el retardo del sistema y τ_ϕ es el retardo de fase del sistema [52].

$$y(t) = h(t) * x(t) \approx |H(f_o)| a(t - \tau_g) \cdot \sin(2\pi f_o(t - \tau_\phi)) \quad (2.6)$$

La ecuación (2.6) nos dice que en el dominio del tiempo, la señal de salida $y(t)$ se puede aproximar como el producto de la envolvente y de la señal portadora, desfasadas por el retardo de grupo y el retardo de fase, respectivamente, y escaladas en amplitud por $|H(f_o)|$. Las ecuaciones (2.7) y (2.8) muestran las expresiones matemáticas para el cálculo del retardo de grupo y del retardo de fase donde ϕ es el cambio de fase del sistema y ω es la frecuencia del sistema.

$$\tau_g = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (2.7)$$

$$\tau_\phi = -\frac{\phi(\omega)}{\omega} \quad (2.8)$$

En la Figura 2.2 se puede apreciar un ejemplo ilustrativo. La Figura 2.2a, muestra el desfase de las envolventes de la entrada y la salida la cual se denomina retardo de grupo (τ_g). La Figura 2.2c realiza un acercamiento para resaltar el desfase. La Figura 2.2b muestra el desfase en la señal portadora, de entrada y la salida. La diferencia de fase en las señales portadoras se denominan retardo de fase (τ_ϕ) como se muestra en la Figura 2.2d

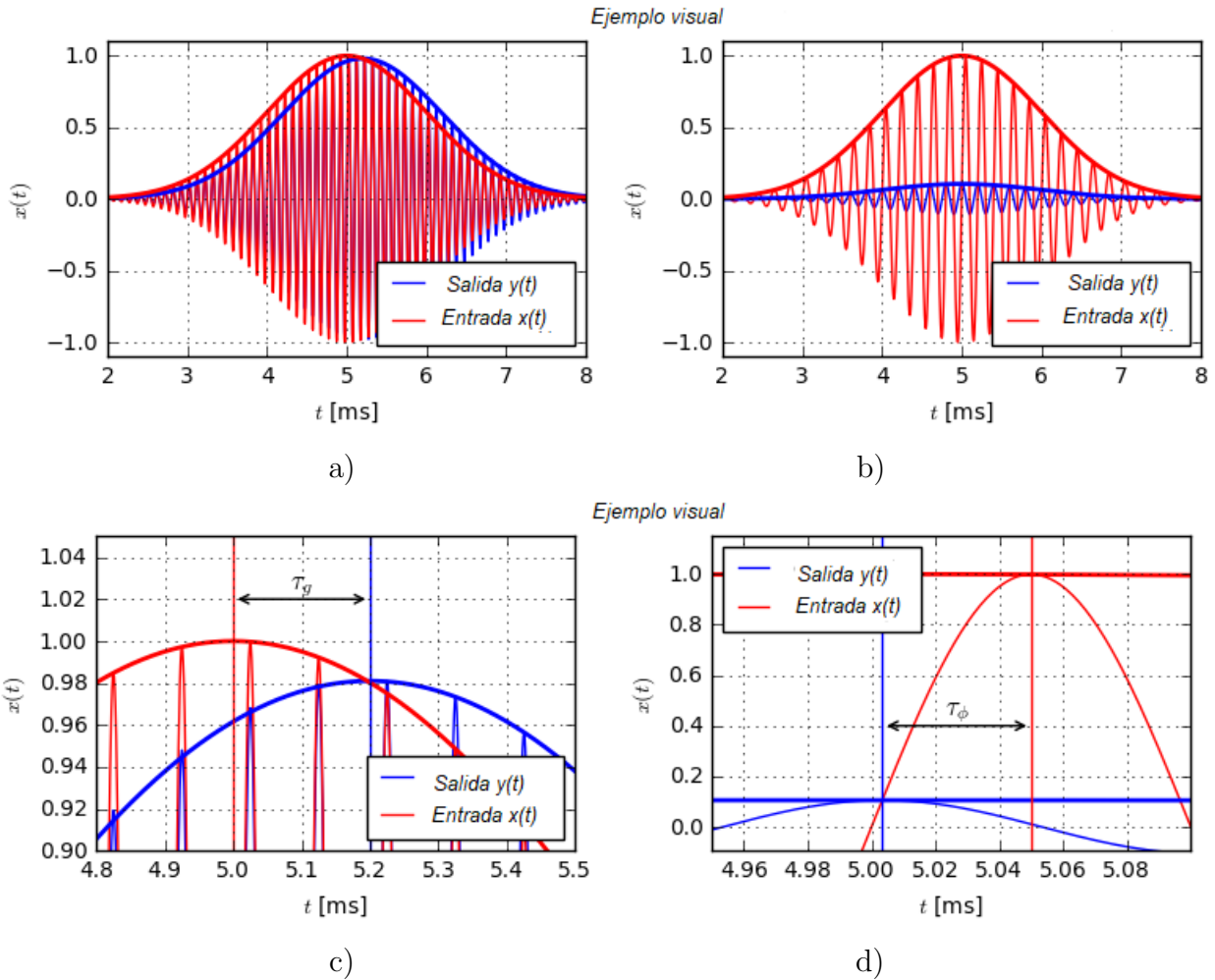


FIGURA 2.2: *Ejemplo visual sobre retardo de grupo y retardo de fase en filtro pasa-bajas.*

El ejemplo anterior de la Figura 2.2 es obtenido de un filtro pasa-bajas de segundo orden cuya función de transferencia está dada por la ecuación (2.9). Donde $\tau_g(f_0) = 0.20ms$, $\tau_\phi(f_0) = 0ms$, $\tau_g(f_1) = 0.01ms$ y $\tau_\phi(f_1) = -0.047ms$ donde su máximo retardo grupal está en f_0 y su máximo retardo de fase está en f_1 . Debido a esto, la amplitud de la Figura 2.2a y la Figura 2.2b son distintas, ya que su máximo retardo de fase se encuentra posterior a la frecuencia de corte. La diferencia visual entre retardo de grupo y retardo de fase se encuentra en el desfase de la envolvente como se muestra en la Figura 2.2c y en el desfase de la portadora en la Figura 2.2d.

$$H(\omega) = \frac{CRs}{CLs^2 + CRs + 1} \quad (2.9)$$

2.3. Filtros analógicos

Se define como *filtro analógico* a un sistema eléctrico compuesto elementos pasivos y/o activos cuya función de transferencia es continua; su función principal es limitar las frecuencias que pueden salir mediante la atenuación de su ganancia. Los filtros eléctricos, tanto analógicos como digitales, son usados para delimitar la frecuencia de una señal o manipular la fase en la señal de salida.

Algunas de las aplicaciones más usadas son:

- Demodular señales.
- Ecuilibradores de fase.
- Atenuador de ruido.
- Acondicionamientos de señales, etc.

2.3.1. Filtros pasivos

Se le considera como filtros pasivos a todos aquellos sistemas donde sus elementos que lo conforman no depende de una alimentación para su funcionamiento. Los filtros pasivos están compuestos por:

- Resistencias
- Capacitores
- Inductores.

2.3.2. Filtros activos

Se denomina filtro activo a todo sistema donde al menos uno de sus elementos necesita de una fuente de alimentación para su funcionamiento. Algunos de los elementos activos más empleados son:

- Amplificadores Operacionales (Opamps).
- Amplificadores Operacionales completamente diferenciales (Fully-differential Opamps).
- Current-Feedback Opamps (CFOPAMPS).
- Amplificadores de Transconductancia (OTA).
- Current Conveyors First and Second Generation y sus variaciones (CC/CCII).

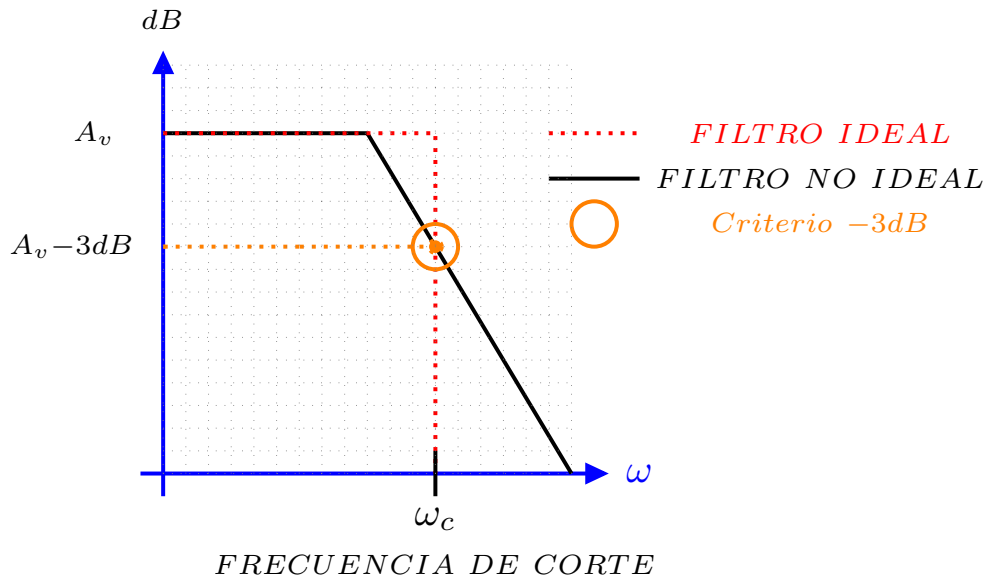


FIGURA 2.3: Características de un filtro pasa bajas ideal y no ideal

- Amplificadores de Diferencia de Corrientes con Buffers (CDBA).
- Amplificadores Diferenciales de Transconductancia (CDTA).

2.4. Características de los filtros

La función principal de un filtro analógico ideal es dejar pasar sin alteración un (unos) rango(s) de frecuencias. Sin embargo, los filtros analógicos usados no son ideales, debido a que requieren que la función de transferencia sea no-causal. Por lo tanto solo podemos aproximarnos a la característica ideal. Algunos parámetros importantes de los filtros se describen a continuación.

2.4.1. Frecuencia de corte

Un filtro ideal debe dejar pasar/atenuar las señales cuya frecuencia este por arriba/abajo de una frecuencia característica denominada *frecuencia de corte* ω_c . La frecuencia de corte es la frecuencia donde la señal posee la mitad del total de su potencia. No obstante, es más común definir ω_c en términos del diagrama de Bode, donde el valor absoluto de la amplitud decae al 70%, o bien en decibeles, donde la magnitud decae -3dB. La Figura 2.3 muestra un ejemplo, para el caso de un filtro pasa bajas.

2.4.2. Respuesta en frecuencia

Existen diferentes tipos de filtros, cada uno de ellos con una respuesta en frecuencia específica, la cual depende de la necesidad del usuario y su aplicación. En total existen cinco posibles tipos de filtros, los cuales son:

- Pasa-bajas (Low-Pass).
- Pasa-altas (High-Pass).
- Pasa-bandas (Band-Pass).
- Rechaza-bandas (Notch).
- Pasa-todo (All-Pass).

2.4.2.1. Filtro pasa-bajas (low-pass filter)

Un filtro pasa-bajas, como su nombre lo indica, permite el paso de las frecuencias bajas, y atenúa todas las frecuencias altas a partir de una frecuencia de corte ω_c . Los filtros pasa bajas básicos son el filtro de primer orden y el filtro de segundo orden.

2.4.2.2. Filtro pasa-bajas de primer orden

Un filtro de primer orden, ya sea pasivo o activo, posee la función de transferencia genérica que se muestra en la ecuación (2.10).

$$H(s) = \frac{v_o}{v_i} = A_o \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = A_o \frac{1}{\frac{s}{\omega_c} + 1} \quad (2.10)$$

Donde:

- A_o es la ganancia a baja frecuencia.
- ω_c es la frecuencia de corte [rad/s]

La Figura 2.4 muestra el caso práctico de un filtro pasa bajas normalizado en amplitud. La frecuencia w_P define el fin de la banda de paso, mientras que w_S define el inicio de la banda de rechazo. La banda de frecuencias entre w_P y w_S define la banda de transición. El valor de $\epsilon = 1 - A_{max}$ define el rizo permitido en el filtro. Los valores típicos en decibeles para ϵ son 0.1dB, 0.5dB, 1dB y 3dB.

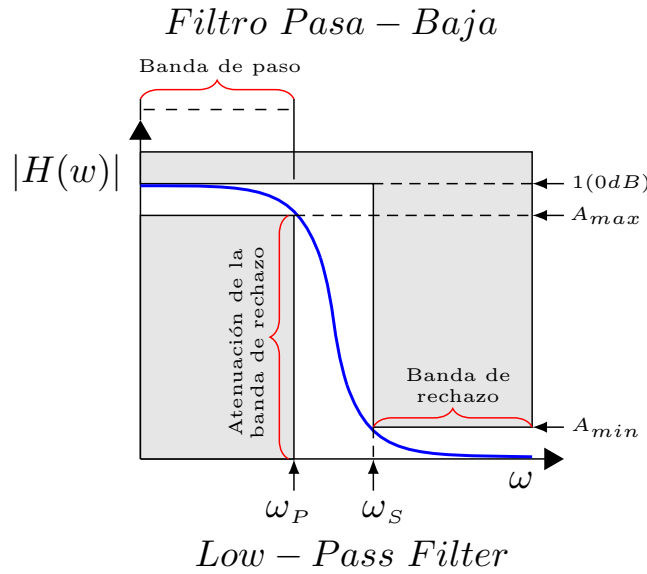


FIGURA 2.4: *Figura: Respuesta de un filtro pasa-bajas de Primer Orden*

2.4.2.3. Filtro pasa-bajas de segundo orden

Un filtro pasa-bajas de segundo orden, posee la función de transferencia genérica que se muestra en la ecuación (2.11).

$$H(s) = \frac{v_o}{v_i} = A_o \cdot \frac{\omega_o^2}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \quad (2.11)$$

Donde:

- A_o es la ganancia de baja frecuencia
- ω_o : es la frecuencia de corte [rad/s]
- Q es el factor de calidad.

En este caso podemos tener un pico (*peaking*) en la magnitud cuando el factor de calidad es mayor de $\frac{1}{\sqrt{2}}$. Para conocer la frecuencia en donde se presenta esta cresta podemos usar la ecuación (2.12) y la magnitud que tendrá dicha cresta mediante la ecuación (2.13).

$$\omega_p = \omega_o \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \quad (2.12)$$

$$|H(j\omega_p)| = A_o \frac{2Q^2}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \tag{2.13}$$

2.4.2.4. Filtro pasa-altas

Un filtro pasa-altas, como su nombre lo indica, permite el paso de las frecuencias altas y atenúa todas las frecuencias bajas a partir de una frecuencia de corte ω_c . Los filtros pasa altos básicos son el filtro de primer orden y el filtro de segundo orden.

2.4.2.5. Filtro pasa-altas de primer orden

Un filtro de primer orden, ya sea pasivo o activo, posee la función de transferencia genérica que se muestra en la ecuación (2.14). La Figura 2.5 muestra este tipo de filtro.

$$H(s) = \frac{v_o}{v_i} = A_o \cdot \frac{s}{s + \omega_c} \tag{2.14}$$

Donde:

- A_o es la ganancia de baja frecuencia
- ω_c es la frecuencia de corte [rad/s]

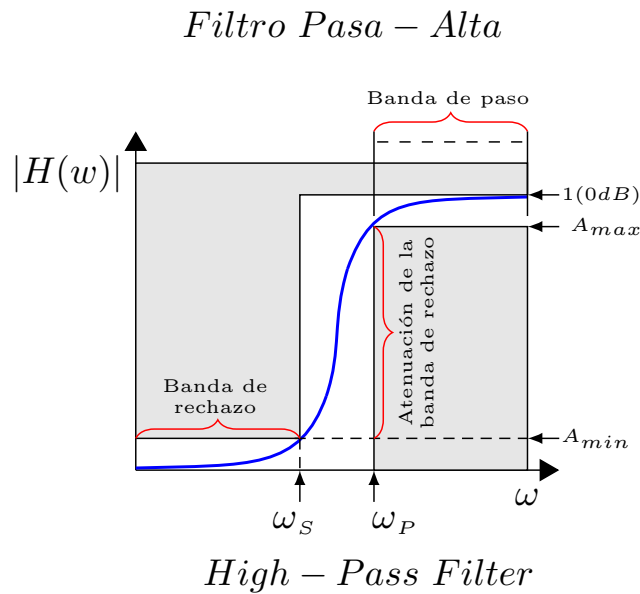


FIGURA 2.5: Respuesta de un filtro pasa-altas.

2.4.2.6. Filtro pasa-altas de segundo orden

Un filtro pasa-altas de segundo orden posee la función de transferencia genérica que se muestra en la ecuación (2.15).

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = A_o \cdot \frac{s^2}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \quad (2.15)$$

Donde:

- A_o es la ganancia de baja frecuencia
- ω_o es la frecuencia de central [rad/s]
- Q es el factor de calidad.

Cuando el factor de calidad es mayor a $\frac{1}{\sqrt{2}}$ el filtro presenta *peaking*. La frecuencia en donde se presenta esta cresta puede ser calculada por la ecuación (2.16) y la magnitud que tendrá dicha cresta mediante la ecuación (2.17).

$$\omega_p = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}} \quad (2.16)$$

$$|H(j\omega_p)| = A \frac{2Q^2}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \quad (2.17)$$

2.4.2.7. Filtro pasa-Banda

Un filtro pasa-banda permite el paso de una banda de frecuencias y atenúa todas las demás como se muestra en la Figura 2.6. La función de transferencia genérica está dada por la ecuación (2.18).

$$H(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{s \cdot \frac{\omega_o}{Q}}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \quad (2.18)$$

Donde:

- ω_o es la frecuencia de central [rad/s]
- Q es el factor de calidad

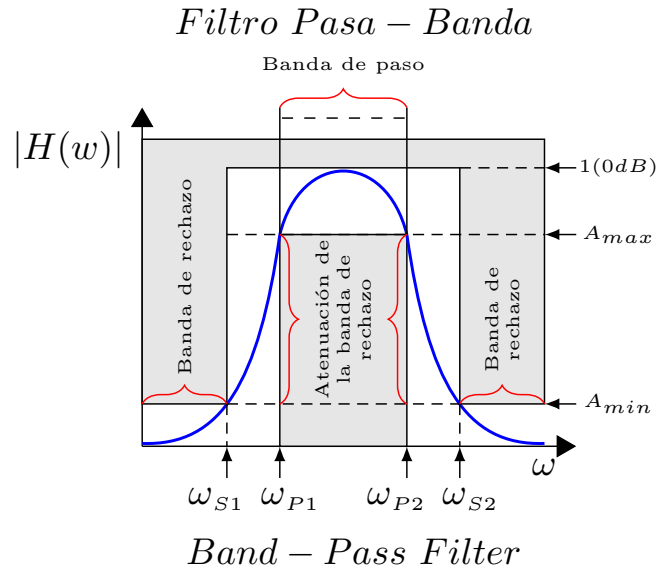


FIGURA 2.6: Respuesta de un filtro pasa-Bandas de Segundo Orden Orden

Considerando la Figura 2.6 se puede observar la existencia de dos frecuencias de corte, ω_{p1} y ω_{p2} . Se define el ancho de banda como $BW = \omega_{p2} - \omega_{p1} = \omega_o/Q$, con lo cual podemos reescribir la ecuación (2.18) como (2.19).

$$H(s) = \frac{v_o}{v_i} = A \cdot \frac{s \cdot BW}{s^2 + s \cdot BW + \omega_o^2} \tag{2.19}$$

Las frecuencias de corte pueden ser halladas mediante las ecuaciones (2.20) y (2.21).

$$\omega_1 = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 + \frac{1}{2Q^2} + \sqrt{\left(1 + \frac{1}{2Q^2}\right)^2 - 1}}} \tag{2.20}$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_o}{\sqrt{1 + \frac{1}{2Q^2} - \sqrt{\left(1 + \frac{1}{2Q^2}\right)^2 - 1}}} \tag{2.21}$$

2.4.2.8. Filtro Rechaza-Banda

Un filtro rechaza-banda también llamado filtro elimina-banda o filtro notch atenúa una banda de frecuencias determinada, y permite el paso de todas las demás. La función de transferencia general para un filtro rechaza banda de segundo orden se muestra en la ecuación (2.22).

$$H(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{s + \omega_z}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o} \quad (2.22)$$

Donde:

- ω_o es la frecuencia de central [rad/s]
- ω_z es la frecuencia del cero [rad/s]
- Q es el factor de calidad

El filtro rechaza-banda se divide en dos casos: Caso 1, cuando $\omega_z = \omega_o$ y el Caso 2, cuando $\omega_z \neq \omega_o$.

2.4.2.9. Filtro rechaza-bandas caso 1

En este caso $\omega_z = \omega_o$, por lo que la función de transferencia esta dada por la ecuación (2.23). Como se puede ver en la Figura 2.7 la función de transferencia es simétrica, es decir, la ganancia en ambos lados de la banda de paso es la misma.

$$H(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{s + \omega_o}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o} \quad (2.23)$$

2.4.2.10. Filtro rechaza-bandas Caso 2

En este caso $\omega_z \neq \omega_o$, por lo que la función de transferencia presenta una forma asimétrica dependiendo de donde ω_z , ya sea que sea mayor o menor, esta presentará mas ganancia en una parte o en la otra, Figura 2.8.

2.4.2.11. Filtro pasa-todo

Un filtro pasa-todo (*all-pass*), deja pasar todas las frecuencias de la señal de entrada con una ganancia unitaria. Se usa para cambiar la fase de la señal de entrada de acuerdo a la ubicación de su polo. El filtro pasa-todo más común es el de primer orden, su función de transferencia se muestra en la ecuación (2.24), donde ω_c es la frecuencia de corte.

$$H(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{s - \omega_c}{s + \omega_c} \quad (2.24)$$

A partir de la ecuación (2.24) podemos calcular la magnitud y el ángulo de la función de transferencia, como se muestra en la ecuación (2.25). En este trabajo, nos centraremos en este tipo de filtro, el cual será discutido con mucho más detalle en el Capítulo 3.

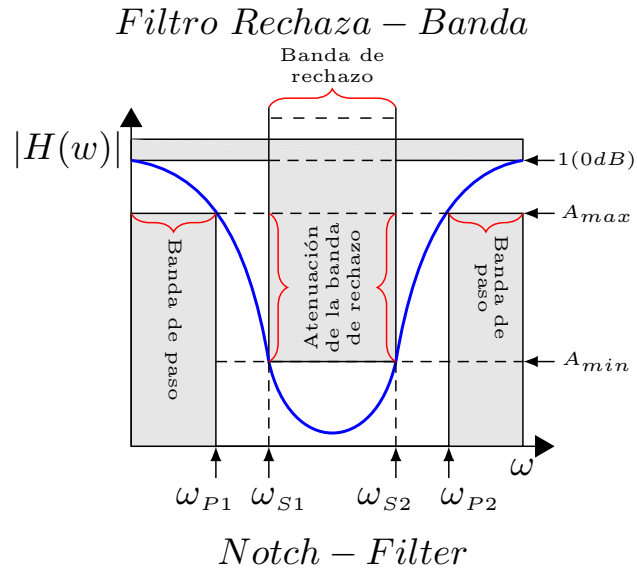


FIGURA 2.7: Respuesta de un filtro Rechaza-Bandas de caso 1

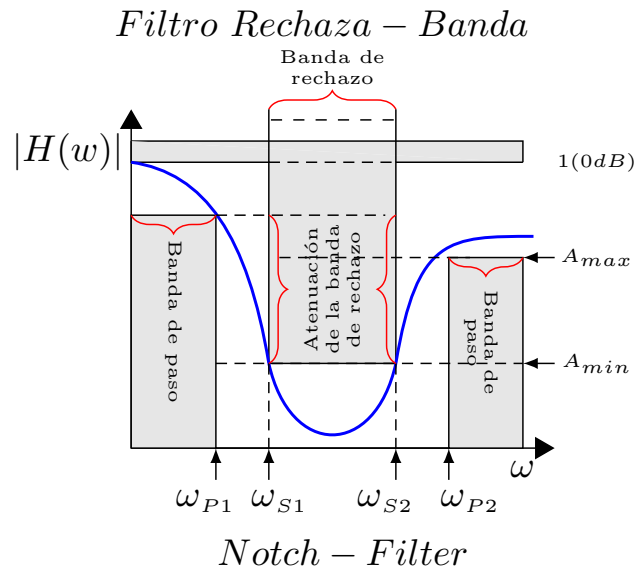


FIGURA 2.8: Respuesta de un filtro Rechaza-Bandas de caso 2

$$|H(s)| = 1, \quad \angle H(\omega) = -2tg^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad (2.25)$$

La siguiente sección presenta al transistor MOS y algunos de sus bloques básicos que serán el sustento del circuito propuesto.

2.5. Transistor MOS

El bloque fundamental sobre el cual se basa el diseño del amplificador diferencial de corriente de esta tesis es el transistor MOS. Por ende, es necesario presentar su funcionamiento en base a su estructura física, las tres regiones de operación y las ecuaciones que describen el comportamiento en cada una de las mismas. Esto con el objetivo de entender su rol en bloques básicos como espejos de corriente, etapas de amplificación simples, amplificadores, etc.

2.5.1. Estructura del transistor MOS

La estructura de los transistores MOS, a diferencia de los transistores bipolares o BJT, es que son construidos a partir de sustratos (el cuerpo del transistor o *bulk*), al cual se le implantan dos regiones de dopado contrario al sustrato, separadas entre sí, las cuales son nombradas como *fuelle* (*S*) y *drenaje* (*D*). En medio de las dos regiones se crea una capa que cubre parte de estas regiones, hecha de un material dieléctrico, usualmente oxido de silicio (SiO_2), que impide la comunicación entre las regiones, posteriormente se añade una capa de material conductor directamente encima del material dieléctrico, usualmente polisilicio, a esta capa se le conoce como *compuerta* (*G*), Figura 2.9.

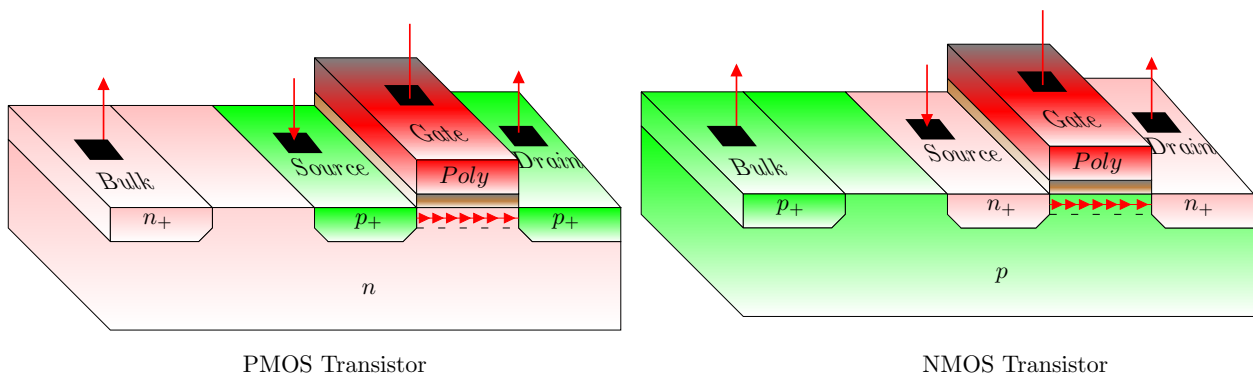


FIGURA 2.9: Estructura del transistor MOS, canal P y canal N.

Debido a este diseño, se crean dos uniones PN, las cuales se polarizan inversamente conectando el cuerpo (B) al potencial más positivo si es canal P, o al más negativo si es canal N. Nótese que el transistor MOS es un dispositivo de 4 terminales.

Para un proceso de fabricación dado, el diseñador solo puede variar el tamaño físico del canal a través de su largo (L) y su ancho (W), todos los demás parámetros están fijos. La funcionalidad y el desempeño de cualquier circuito, sea digital o analógico, dependen de cómo el diseñador selecciona la relación (W/L) de cada transistor. La Figura 2.10 muestra los símbolos del transistor canal N y canal P.

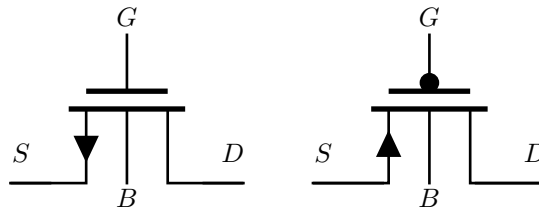


FIGURA 2.10: *Simbolos de Transistores Usados*

2.5.2. Regiones de Operación

La operación de un transistor MOS se puede dividir en tres regiones de operación diferentes, dependiendo de las tensiones en sus terminales, las cuales son: región de corte, región de triodo y región de saturación.

2.5.2.1. Región de Corte

Se considera que un transistor MOS se encuentra en la región de corte cuando el voltaje aplicado en la compuerta con respecto a la fuente satisface la condición expuesta en la ecuación (2.26). Esto indica que mientras no se alcance el voltaje de umbral del canal no se creará y por ende no habrá circulación de corriente entre la fuente y el drenaje.

$$V_{GS} < V_{TH} \quad (2.26)$$

2.5.2.2. Región de Triodo

Para que un transistor pueda operar en esta región es necesario que cumpla con las condiciones dadas por la ecuación (2.27).

$$V_{GS} \geq V_{TH}, \quad V_{DS} < V_{GS} - V_{TH} \quad (2.27)$$

En el momento que $V_{GS} = V_{TH}$ se crea un canal de conducción, hay electrones atraídos a la compuerta, los cuales invierten el tipo de región (N o P) como se puede apreciar en la Figura 2.12a. La condición $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$ significa que la corriente de drenaje aún no alcanza su

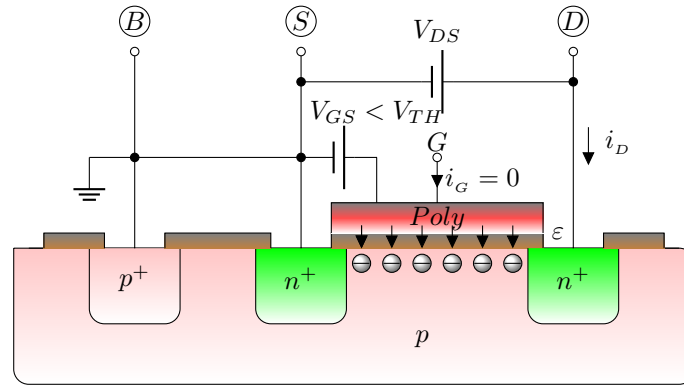


FIGURA 2.11: Transistor N en región de Corte

nivel de saturación. Bajo estas condiciones comienza a circular una corriente de fuente a drenaje regida por la ecuación (2.28).

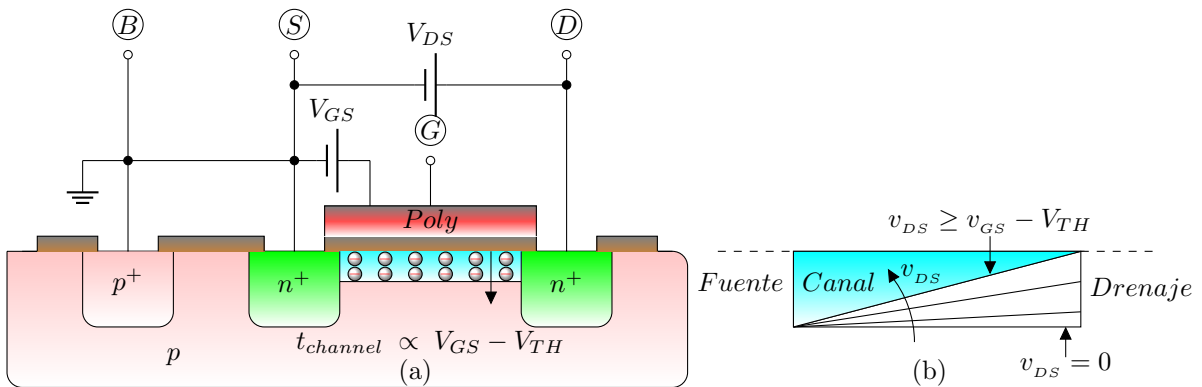


FIGURA 2.12: a) Transistor canal N en región de triodo b) Efecto de variación del voltaje v_{DS}

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2 \right] \quad (2.28)$$

Si el voltaje $V_{GS} \geq V_{TH}$ y el voltaje V_{DS} comienza a incrementarse, entonces el canal comenzará a reducirse del lado del drenaje, tal como se ilustra en la Figura 2.12b. Si se sigue incrementando el voltaje de drenaje a fuente al punto de llegar a $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH} = V_{DS}^{sat}$, el canal desaparece por completo del lado del drenaje y en ese momento pasa a operar en la región de saturación.

2.5.2.3. Región de saturación

Las condiciones de polarización que debe cumplir el transistor para operar en esta región están dadas por la ecuación (2.29). En este caso la corriente de drenaje está modelada por la ecuación (2.30).

$$V_{GS} \geq V_{TH}, \quad V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}, \quad (2.29)$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.30)$$

El factor $(1 + \lambda V_{DS})$ describe el efecto de modulación de longitud de canal. Tal y como se puede observar en la Figura 2.13, la longitud efectiva del canal se reduce cuando se incrementa V_{DS} . Una consecuencia del efecto de modulación de longitud de canal es la aparición de una resistencia de salida descrita con la ecuación (2.31).

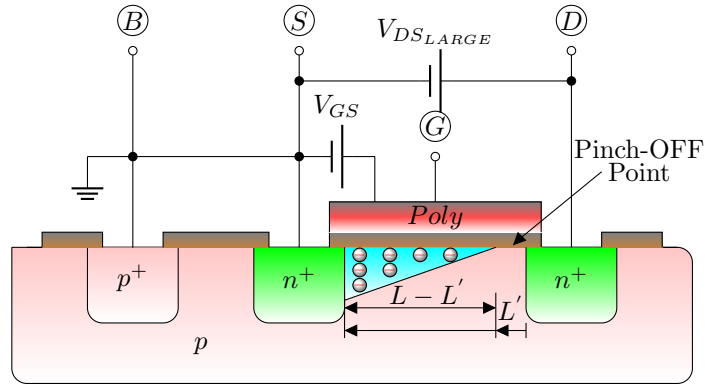


FIGURA 2.13: Transistor N en región de operación de saturación

$$r_o = \left[\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right]_{V_{GS}=cte}^{-1} \approx \frac{1}{\lambda I_D} \quad (2.31)$$

2.5.3. Curvas características

En la Figura 2.14 se muestran las curvas características de un transistor NMOS del nodo tecnológico de $500nm$, con $W = 10\mu m$ y $L = 1.2\mu m$. En color azul se muestran las curvas de corriente de drenaje I_D en función del voltaje de drenaje a fuente V_{DS} , para determinados valores de voltaje de compuerta V_{GS} . En color verde se muestra una función cuadrática que delimita la región de triodo y de saturación.

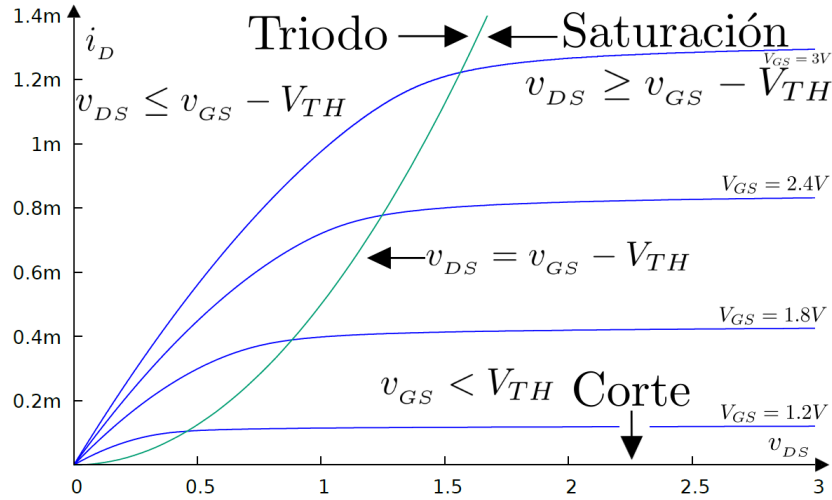


FIGURA 2.14: Curvas características del transistor NMOS ($\mu_n C_{ox}/2 = 56.8 [\mu A/V^2]$).

2.5.4. Transconductancia g_m

Un parámetro importante del transistor MOS es la transconductancia g_m . La Figura 2.15 se muestra una representación gráfica de este parámetro. En saturación, la transconductancia se está descrita por las ecuaciones en (2.32).

$$\begin{aligned}
 g_m &= \frac{i_d}{v_{gs}} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \\
 g_m &= \sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \\
 g_m &= \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_{TH})}
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

2.5.5. El transistor PMOS

Se puede considerar al transistor PMOS como la contra-parte del transistor NMOS dado que su estructura es similar, con la diferencia de que el cuerpo del PMOS es un sustrato tipo N, y las terminales de drenaje y fuente son regiones P fuertemente dopadas. Debe tenerse cuidado en la polarización del transistor PMOS. De manera resumida, las ecuaciones son las siguientes:

- Región de corte

$$V_{SG} < |V_{TH}|, \quad I_D \approx 0 \tag{2.33}$$

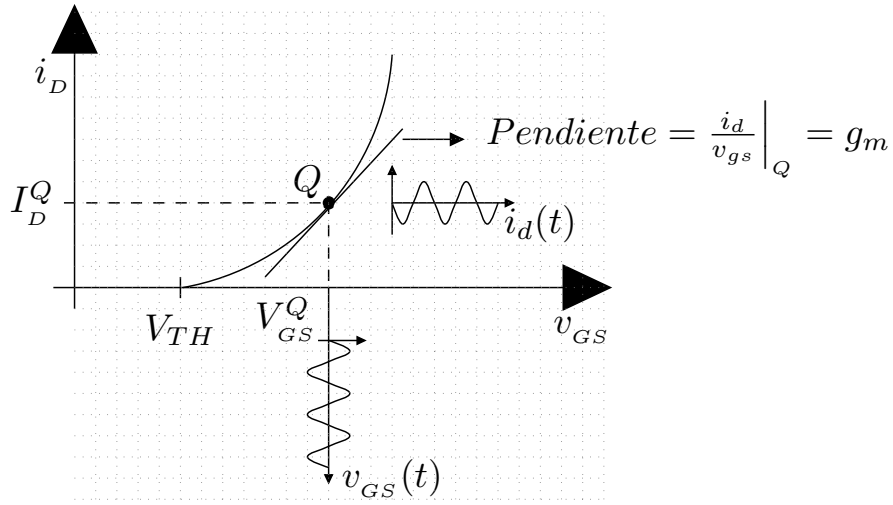


FIGURA 2.15: Gráfica de i_D en función de v_{GS} .

- Región de triodo

$$V_{SG} > |V_{TH}|, \quad V_{SD} < V_{SG} - |V_{TH}| \quad (2.34)$$

$$I_D = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[(|V_{GS}| - |V_{TH}|) |V_{DS}| - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (2.35)$$

- Región de saturación,

$$V_{SG} > |V_{TH}|, \quad V_{SD} > V_{SG} - |V_{TH}| \quad (2.36)$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (|V_{GS}| - |V_{TH}|)^2 (1 + \lambda |V_{DS}|) \quad (2.37)$$

Nótese que $V_{GS} < 0$ y $V_{TH} < 0$.

2.5.6. Modelo de pequeña señal

El modelo de pequeña señal permite el análisis en AC. Si consideramos un transistor MOS con un punto de operación fija, el circuito ideal equivalente para AC se muestra en la Figura 2.16. La Figura 2.16 no toma en cuenta el efecto de modulación de canal, si se considera, el modelo se modifica al mostrado en la Figura 2.17.

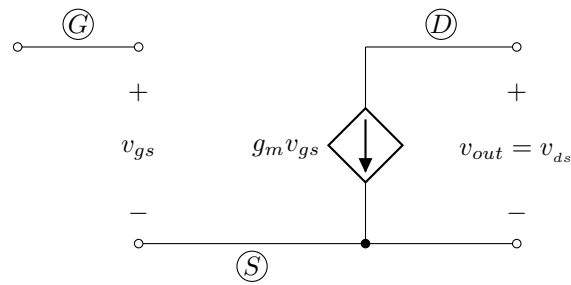


FIGURA 2.16: Modelo de pequeña señal del transistor MOS.

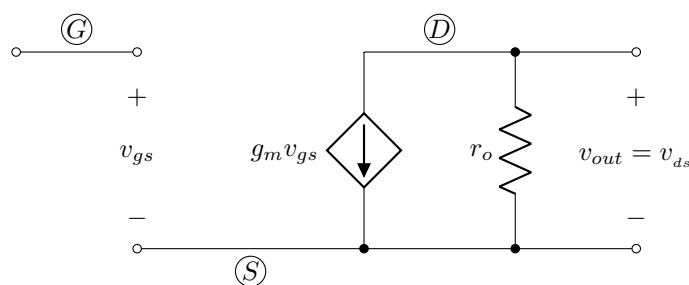


FIGURA 2.17: Modelo de pequeña señal tomando en cuenta el efecto de modulación de canal.

2.6. Espejos de Corriente

Un espejo de corriente consiste en una configuración de transistores, bipolares o MOS, cuyo propósito es replicar la corriente que pasa por uno de los transistores en los demás transistores que la componen. Los espejos de corriente son ampliamente utilizados en circuitos electrónicos integrados como elementos de polarización y como cargas activas en etapas amplificadoras. Las fuentes de corriente son más estables ante variaciones en los voltajes de polarización y ante variaciones de temperatura. Aunado a lo anterior, son más económicas que los elementos resistivos en términos de área de silicio, especialmente cuando las corrientes son bajas.

Las fuentes de corriente como cargas activas proporcionan resistencias en AC de alto valor, dando como resultado etapas amplificadoras con una elevada ganancia, las cuales pueden operar incluso con bajos niveles de tensiones de polarización. Para obtener una gran ganancia, debe utilizarse una RC muy grande que resulta un solución inviable en un circuito integrado por dos motivos: una resistencia de difusión alta ocupa un área prohibitiva y una RC grande tiene una caída de tensión muy elevada que complicaría la polarización del amplificador. Las fuentes de corriente eliminan ambos inconvenientes y permiten lograr ganancias altas.

2.6.1. Espejo de corriente NMOS simple

La Figura 2.18 muestra el espejo de corriente simple. El transistor M_0 está en una configuración de diodo, su función es convertir la corriente I_1 en un voltaje V_{GS} el cual se aplica a M_1 . Si los transistores tienen las mismas dimensiones, (W/L) , la corriente I_2 es una réplica de la corriente I_1 (despreciando el efecto de modulación de canal) puesto que obedecen a la misma ecuación (2.30). Si se toma en cuenta el efecto de modulación de canal, las corrientes son iguales solo cuando se cumple que $V_{DS_2} = V_{GS_1}$.

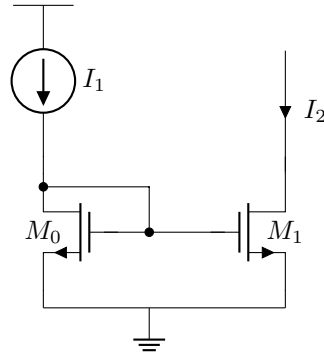


FIGURA 2.18: *Espejo Simple NMOS con Fuente Ideal*

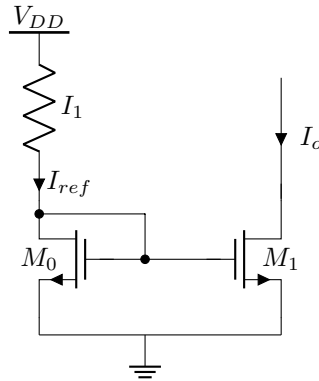
La fuente de corriente ideal I_1 es usada para entender el concepto. Sin embargo, en la práctica esta es sustituida por una resistencia, Figura 2.19. La relación cuadrática entre I_D y V_{GS} dificulta el análisis del punto de operación de los circuitos con transistores MOS cuando se compara con la relación más simple que obedecen los transistores BJT. Las ecuaciones (2.38) y (2.39) nos dan el punto de operación del espejo simple.

$$I_{ref} = I_o = \frac{k}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS_0} - V_T)^2 \quad (2.38)$$

$$V_{DD} = I_{ref} \cdot R + V_{GS_0} \quad (2.39)$$

En el caso de que las dimensiones de los transistores sea diferente, la relación de corrientes está dado por la ecuación (2.40)

$$\frac{I_{D0}}{I_{D1}} = \frac{I_{ref}}{I_o} = \frac{\left(\frac{W}{L} \right)_0}{\left(\frac{W}{L} \right)_1} \quad (2.40)$$

FIGURA 2.19: *Espejo Simple NMOS*

2.6.2. Espejo de Corriente Cascode.

La etapa cascode se caracteriza por presentar una impedancia de salida alta en comparación con los amplificadores de etapa única, lo cual es deseable si se requiere implementar una fuente de corriente con transistores NMOS o PMOS. Por otra parte, también pueden emplearse para aumentar la ganancia de los amplificadores con MOS, debido a que a mayor impedancia de salida mayor es la ganancia.

La Figura 2.20a y Figura 2.20b muestran el espejo de corriente simple y el cascode normal, respectivamente. En esencia, el espejos cascode normal son dos espejos simples uno encima del otro. En este caso r_{o2} hace el papel de R_S . Su resistencia de salida es del orden de $g_m r_o^2$, a expensas de requerir un mínimo de $2V_{GS}$ para operar.

La Figura 2.21 muestra el espejo de alto rango (*high-swing cascode*), el cual disminuye el voltaje mínimo de operación a $V_{min} = V_{GS}$. El espejo de corriente de alto rango, es una variante del espejo cascode normal. A partir de la Figura 2.21 vemos que M_1 y M_4 actúan como diodo para crear una diferencia de potencial que se aplica a la compuerta de M_2 . El motivo incluir a M_4 es para reducir V_{DS1} y hacer que tanto M_1 como M_2 estén cerca de entrar a Saturación. Es posible mostrar que si las dimensiones se eligen como se muestra en la Figura 2.21, el espejo queda bien polarizado. Típicamente se elige $n = 1, 2$.

2.6.3. Comparación entre espejos de corriente.

Para finalizar esta sección, se realizó una comparación entre los tres espejos analizados anteriormente usando los modelos de los transistores ALD 1106. La Figura 2.22 muestra los detalles de la simulación, mientras que la Figura 2.23 presenta las respectivas gráficas. Las

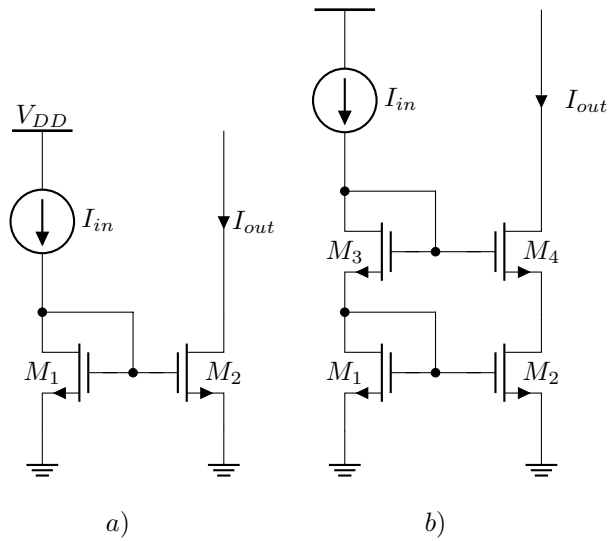


FIGURA 2.20: Espejos a) Espejo simple, b) Espejo cascode

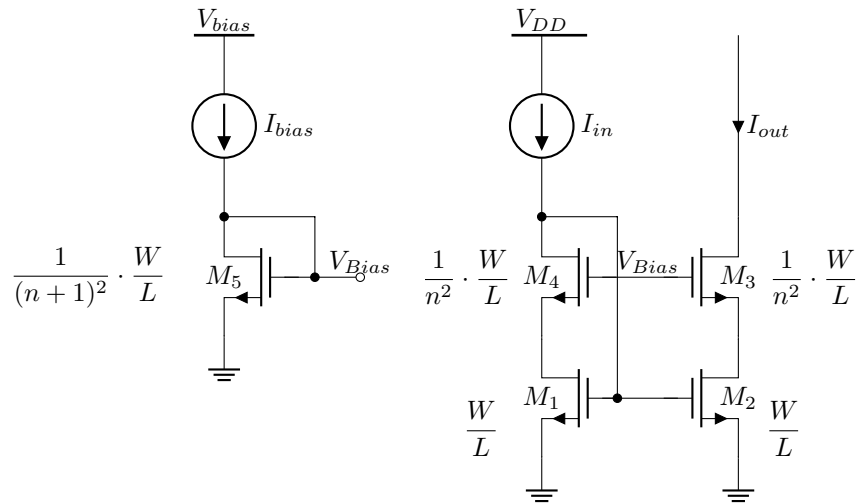


FIGURA 2.21: Espejo de corriente de alto rango esquema de polarización.

corrientes de referencia se indican en el eje Y, el eje X es el voltaje aplicado a la salida. Los dos espejos cascode (normal y high-swing) realizan una mejor copia. Sin embargo, el voltaje mínimo de operación lo logra el espejo de alto rango.

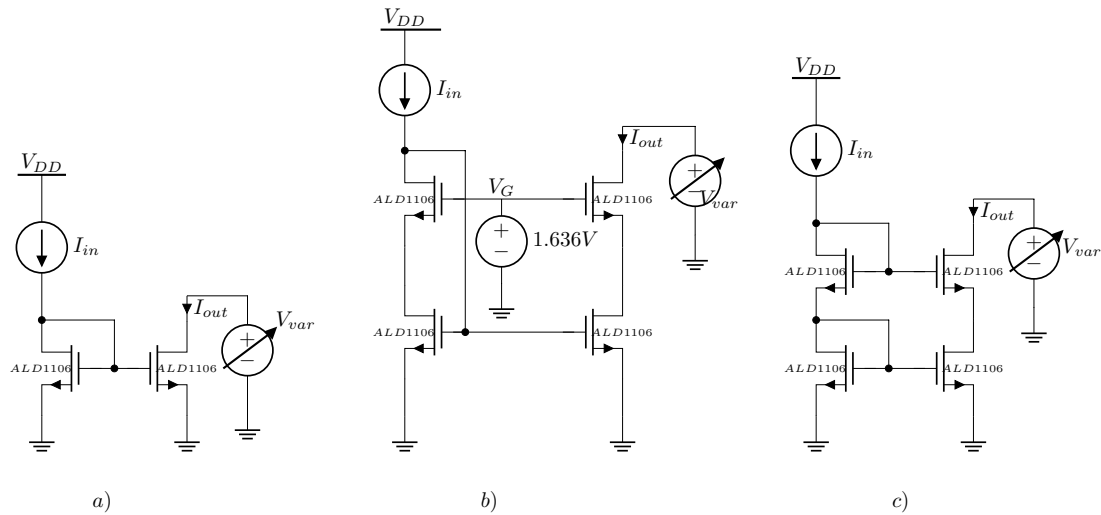


FIGURA 2.22: Esquemáticos de simulación con transistores ALD 1106: a) Espejo simple b) Espejo Cascode c) Espejo de alto rango dinámico.

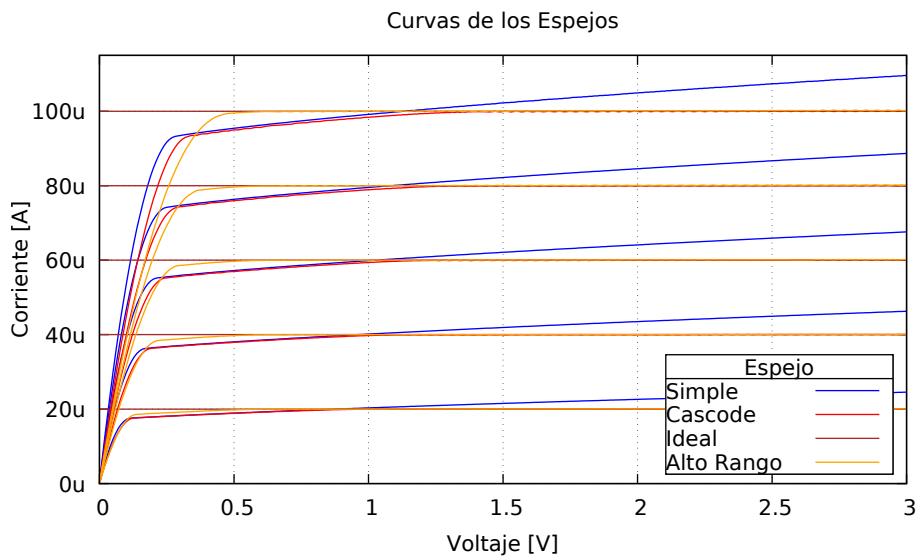


FIGURA 2.23: Simulación de las fuentes de corrientes en tecnología $0.5\mu m$

2.7. Amplificador diferencial de corriente (CDA)

El Amplificador Diferencial de Corriente (CDA) también llamado Amplificador Norton, Figura 2.24, realiza en esencia la diferencia entre dos corrientes de entrada y la presenta a su

salida escalados por un factor K . Este amplificador se conoce desde hace mucho tiempo [53], aunque en la literatura aparecen pocas aplicaciones de este bloque operacional. El símbolo es muy similar con el usado en los amplificadores operacionales con la diferencia de tener una fuente de corriente entre las terminales. En algunos libros usan directamente el símbolo del amplificador operacional, aunque esto es técnicamente incorrecto.

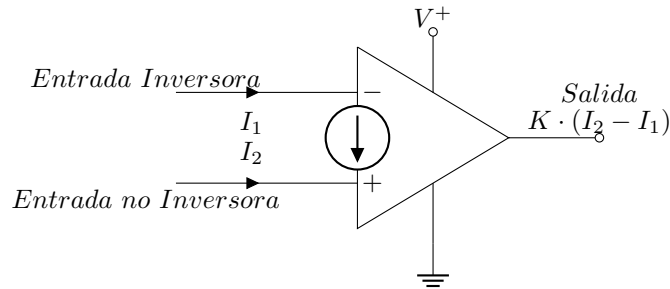


FIGURA 2.24: Símbolo del amplificador diferencial de corriente (CDA)

2.7.1. Amplificador diferencial de Corriente con transistores MOS

La versión del CDA que se va a utilizar en este trabajo es la mostrada en la Figura 2.25. Su principio de operación se describe a continuación. Si las corrientes i_1 e i_2 son cero y las dimensiones de los transistores son iguales, entonces una corriente I_{ss} fluirá en todos los transistores $M_1 - M_4$. Ahora, si suponemos que la corriente i_1 es mayor de cero, pero menor a I_{ss} , esto ocasiona que la corriente de M_1 y M_2 incremente. Como resultado la corriente de drenaje en M_3 decrece para mantener la condición $i_{D2} + i_{D3} = 2 \cdot I_{SS}$. La disminución de la corriente M_3 es copiada en M_4 forzando que la corriente i_1 salga del amplificador. Cuando se incrementa i_2 , se incrementa la corriente i_{D3} la cual se copia a en i_{D4} forzando a que una corriente i_2 entre a M_4 . El tamaño de $M_1 - M_4$ puede ser diferentes para pesar las corrientes de entrada y darle una ganancia total al circuito, es decir, podemos tener una corriente de la forma presentada en la ecuación (2.41).

$$i_o = K \cdot (k_1 i_1 - k_2 i_2) \quad (2.41)$$

La impedancia de entrada del Amplificador Diferencial de Corriente es la resistencia en pequeña señal del transistor conectado como diodo.

$$r_{in} = \frac{1}{g_{m1}} \quad r_{out} = r_{o4} \quad (2.42)$$

Esta configuración es aplicada en diseños de bajo consumo y de alta velocidad.

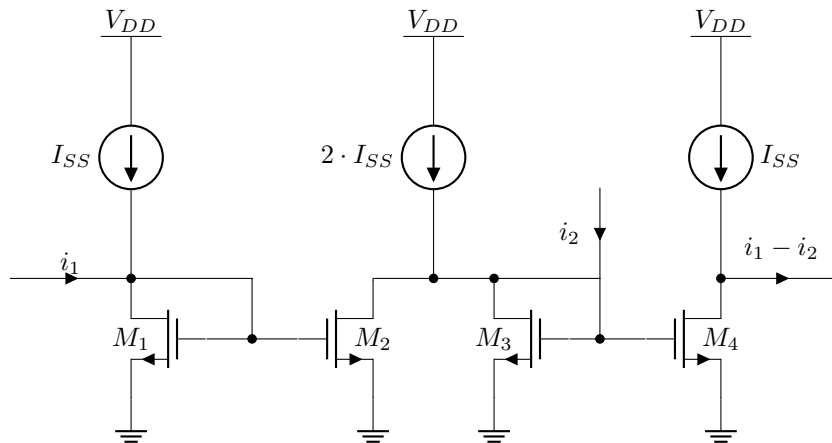


FIGURA 2.25: Esquemático del amplificador diferencial de corriente.

2.7.2. Amplificador diferencial de corriente: Análisis en AC

El modelo en AC del CDA se muestra en la Figura 2.26, donde por simplicidad se han despreciado las capacitancias parásitas. Al analizar la Figura 2.26 se obtienen las relaciones nodales descritas por la ecuación (2.43).

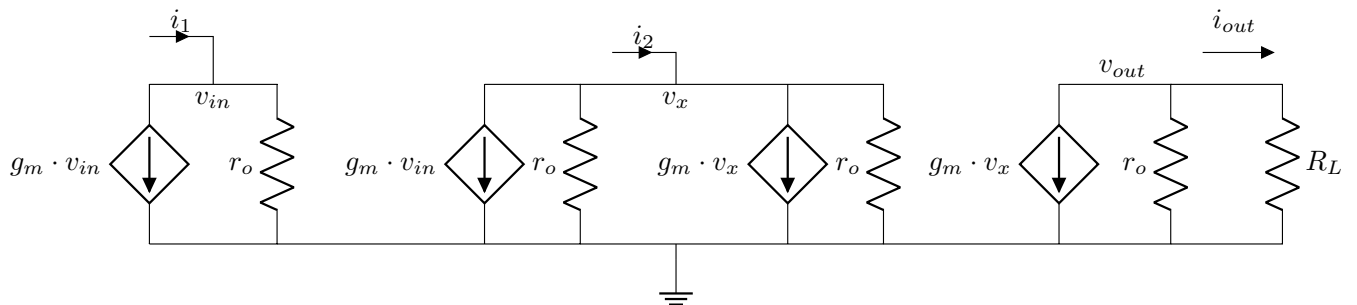


FIGURA 2.26: Amplificador diferencial de corriente en AC

$$\begin{aligned}
 \frac{v_{in}}{r_o} &= i_1 - g_m v_{in} \\
 \frac{2v_x}{r_o} &= -g_m(v_{in} + v_x) + i_2 \\
 v_{out} \cdot \left(\frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_L} \right) &= -g_m v_x
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

La función de transferencia de pequeña señal de la Figura 2.26 está dada en la ecuación (2.44), donde para calcular la corriente de salida se toma el límite cuando $R_L \rightarrow 0$. K_G es un error de ganancia (idealmente debe ser 1) debido al valor finito de r_o , ecuación (2.45), K_2 es un factor de ganancia de corriente para i_2 (idealmente debe ser 1), ecuación (2.46), y ϵ es el error del CDA debido a la resistencia finita r_o .

$$i_{out} = \frac{(g_m \cdot r_o)^2 (i_1 - i_2 \cdot K_d)}{(g_m^2 \cdot r_o^2 + 3g_m \cdot r_o + 2)} = K_G \cdot (i_1 - K_2 \cdot i_2) \quad (2.44)$$

$$K_G = \frac{(g_m \cdot r_o)^2}{(g_m^2 \cdot r_o^2 + 3g_m \cdot r_o + 2)} \quad (2.45)$$

$$K_2 = \left(1 + \frac{1}{g_m r_o}\right) = (1 + \epsilon) \quad (2.46)$$

El efecto del error introducido por el valor de r_o se puede observar en la Figura 2.27, donde se observa que al incrementar este parámetro la magnitud tiende a ser unitaria. La Figura 2.27 se obtuvo con las siguientes relaciones: $g_m = 1mS$, $r_o = 10K\Omega$, $K_G = 0.75$ (25% de error), $K_2 = 0.9$ (10% de error) e $i_{out} = 0.75 \cdot (i_1 - 0.9i_2)$.

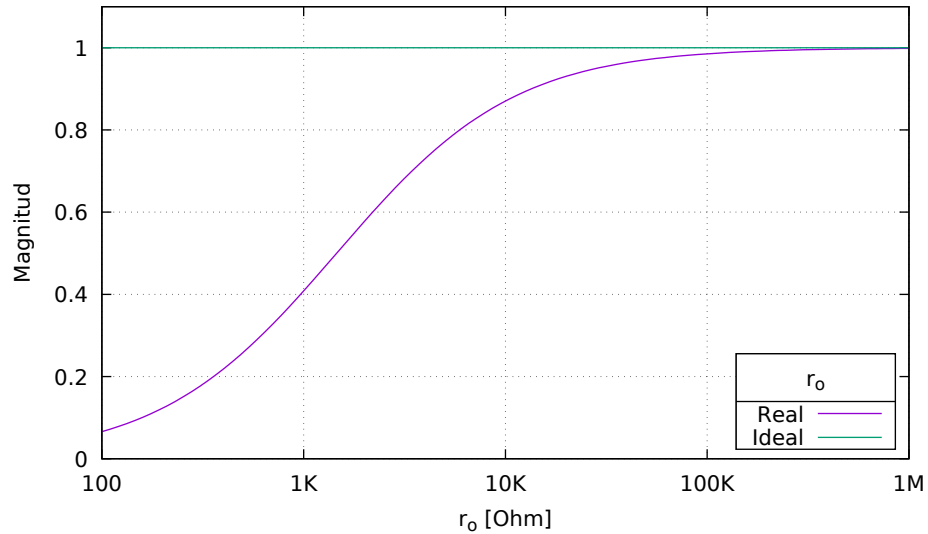


FIGURA 2.27: Error de ganancia versus r_o

Capítulo 3

Filtro pasa-todo basado en CDA

En este capítulo se presenta el filtro pasa-todo ideal, se muestra la aproximación de primer y segundo orden, para finalmente mostrar la propuesta del nuevo circuito pasa todo. Aunado a lo anterior, se ilustra la idea general a nivel bloque para después llevar el diseño a nivel transistor.

3.1. Filtro pasa-todo ideal

El modelo de un filtro pasa-todo ideal posee la función de transferencia dada por la ecuación (3.1), de donde podemos obtener la magnitud, fase, retardo de grupo y el retardo de fase, como se muestra en las ecuaciones (3.2) – (3.5), respectivamente.

$$H(s) = e^{-(\tau_o \cdot s)} \quad (3.1)$$

$$|H(j\omega)| = 1 \quad (3.2)$$

$$\angle H(j\omega) = -\tau_o \cdot \omega \quad (3.3)$$

$$\tau_g(\omega) = \tau_o \quad (3.4)$$

$$\tau_\phi(\omega) = \tau_o \quad (3.5)$$

Como puede verse, el filtro pasa-todo ideal tiene fase lineal y un retardo de grupo constante, Figura 3.1. Sin embargo, las características ideales no pueden realizarse en la práctica, de modo que se tienen que realizar aproximaciones a ella. Las aproximaciones más frecuentes en la literatura son las aproximaciones de primer y segundo orden.

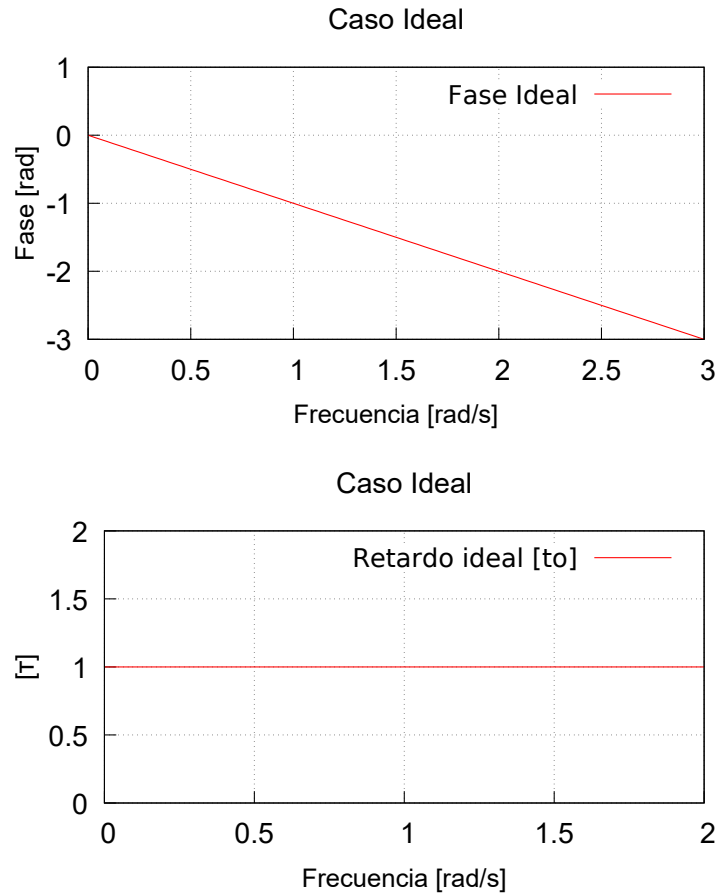


FIGURA 3.1: Fase y retardo ideales.

La aproximación de Padé, creado por Henri Padé, es una aproximación de una función exponencial a través una función racional de un orden dado. Sea la función de un filtro pasa-todo ideal la cual puede ser obtenida a partir de la aproximación de Padé de orden n . Las aproximaciones de orden uno y orden dos se muestran en las ecuaciones (3.6) y (3.7).

$$H_I(s) = e^{-(\tau_o \cdot s)} \approx \frac{s - a}{s + a} = F_1(s) \quad (3.6)$$

$$H_I(s) = e^{-(\tau_o \cdot s)} \approx \frac{s - (w_n/Q)s + w_n^2}{s + (w_n/Q)s + w_n^2} = F_2(s) \quad (3.7)$$

En este trabajo nos centraremos solo en la aproximación de primer orden. Su magnitud, fase, retardo de grupo y retardo de fase, están dados por las ecuaciones (3.8)–(3.12), respectivamente. Como se puede observar, la magnitud es la ideal, sin embargo, las demás características

son solo aproximaciones.

$$F_1(s) = \frac{s - a}{s + a} \quad (3.8)$$

$$|F_1(j\omega)| = 1 \quad (3.9)$$

$$\angle F_1(j\omega) = \phi = -2 \cdot \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\omega}{a} \right) \quad (3.10)$$

$$\tau_g(w) = 2 \cdot \left(\frac{\frac{1}{a}}{1 + \left(\frac{\omega}{a} \right)^2} \right) \quad (3.11)$$

$$\tau_\phi(w) = \frac{-2 \cdot \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\omega}{a} \right)}{\omega} \quad (3.12)$$

Existen otras aproximaciones a un filtro pasa-todo. Por ejemplo, usando de series de Taylor o de Maclaurin. Las ecuaciones (3.13)-(3.15) muestran las aproximaciones de Maclaurin para la fase, retardo de grupo y retardo de fase.

$$\angle F(j\omega) = \phi = -2 \left(\frac{\omega}{a} - \frac{1}{3} \left(\frac{\omega}{a} \right)^3 \right) \quad (3.13)$$

$$\tau_g(w) = 2 \left(\frac{1}{a} - \left(\frac{\omega^2}{a^3} \right) \right) \quad (3.14)$$

$$\tau_\phi(w) = 2 \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{3} \left(\frac{\omega^2}{a^3} \right) \right) \quad (3.15)$$

3.2. Desarrollo conceptual del filtro pasa-todo

La idea general del circuito se presenta en la Figura 3.2, en la cual se suma una función de transferencia, pasa-bajas o pasa-altas, con la señal de entrada utilizando un punto de suma a la salida.

De acuerdo con la Figura 3.2, al restar la señal *in* con la señal que se procesa en un filtro pasa bajas de la forma (3.16), se obtiene la función de transferencia de un filtro pasa-todo, ecuación (3.17).

$$H(s) = \frac{2 \cdot a}{s + a} \quad (3.16)$$

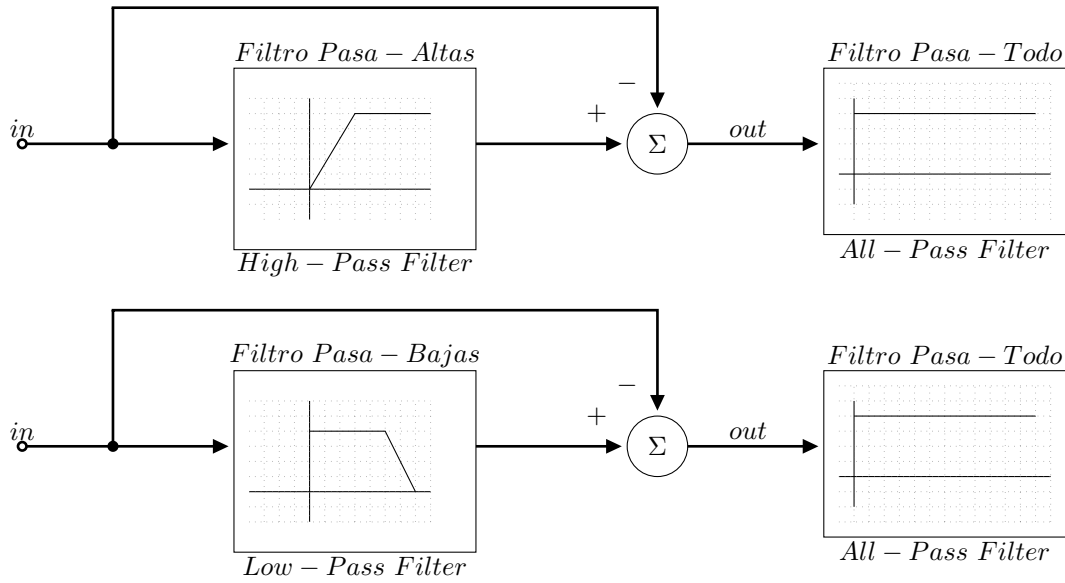


FIGURA 3.2: Diagrama principal

$$F_1(s) = \frac{2a}{s+a} - 1 = \frac{2a}{s+a} - \frac{s+a}{s+a} = -\frac{s-a}{s+a} \tag{3.17}$$

De igual manera, y de acuerdo con la Figura 3.2, al restar la señal *in* con la señal que se procesa en un filtro pasa altas de la forma (3.18), se obtiene la función de transferencia de un filtro pasa-todo, ecuación (3.19).

$$G(s) = \frac{2 \cdot s}{s+a} \tag{3.18}$$

$$F_1(s) = \frac{2s}{s+a} - 1 = \frac{2s}{s+a} - \frac{s+a}{s+a} = \frac{s-a}{s+a} \tag{3.19}$$

Como se puede observar las funciones de transferencia de las ecuaciones (3.17) y (3.19) son similares salvo por signo. Este signo indica en donde iniciará la fase, en caso de ser negativo su fase inicia en 180° por el contrario, si su signo es positivo, su fase inicia en 0°.

3.3. Bloque pasa-bajas

Para realizar un filtro pasa-bajas con las características de la ecuación (3.16) se requiere un integrador con pérdidas (pasa bajas) y un multiplicador por dos. El circuito de la Figura 3.3 puede ser usado para este propósito. Al analizar el circuito de la Figura 3.3 se obtienen las ecuaciones nodales (3.20) y la función de transferencia pasa bajas (3.21).

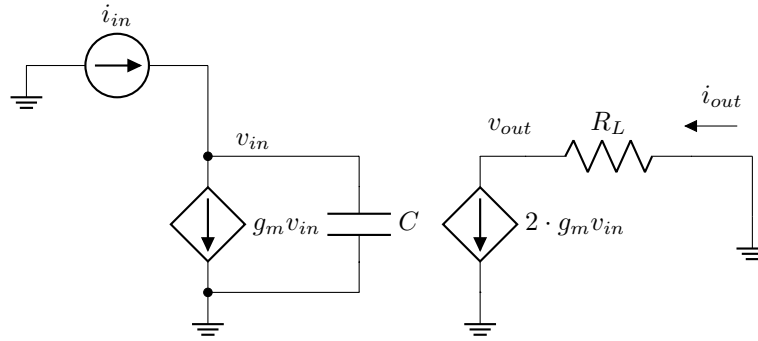


FIGURA 3.3: Filtro pasa-bajas propuesto.

$$\begin{aligned}
 sC \cdot v_{in} &= i_{in} - g_m v_{in} \\
 \frac{v_{out}}{R_L} &= -2 \cdot g_m \cdot v_{in}
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

$$H(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{v_{out}}{R_L \cdot i_{in}} = -\frac{2 \cdot \frac{g_m}{C}}{s + \frac{g_m}{C}} = -\frac{2a}{s + a} \tag{3.21}$$

La ecuación (3.21) es la función pasa bajas a la cual se le debe sumar +1 para obtener el filtro pasa-todo de acuerdo con la ecuación (3.17). Para este propósito, usaremos el CDA como se muestra en el esquemático de la Figura 3.4.

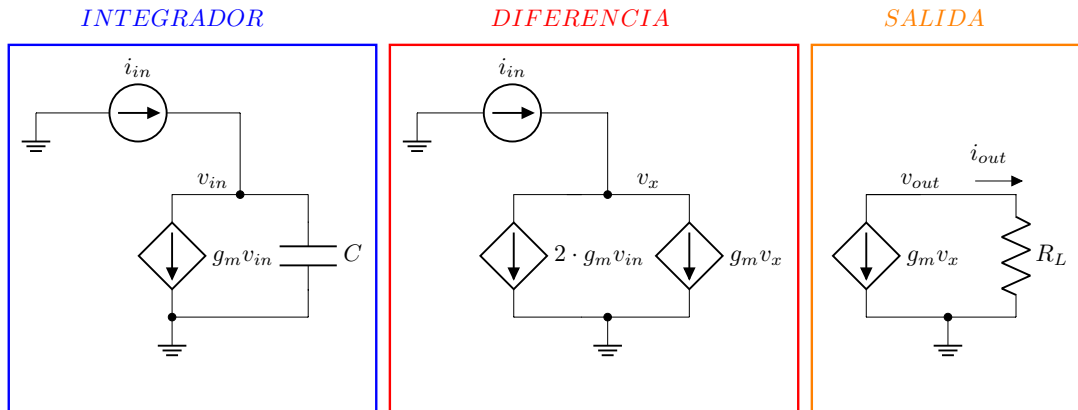


FIGURA 3.4: Diagrama completo del filtro pasa-todo propuesto.

Al analizar el circuito de la Figura 3.4 se obtienen las ecuaciones nodales (3.22) y la función de transferencia pasa-todo (3.23).

$$\begin{aligned}
i_{in} - g_m v_{in} &= v_{in} \cdot sC \\
i_{in} &= 2 \cdot g_m v_{in} - g_m v_x \\
\frac{v_{out}}{R_L} &= -g_m v_x
\end{aligned} \tag{3.22}$$

$$F_1(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{V_{out}}{R_L \cdot i_{in}} = \frac{s - \frac{g_m}{C}}{s + \frac{g_m}{C}} \tag{3.23}$$

3.4. Filtro pasa-todo: Efectos de primer orden

El diagrama de la Figura 3.4 usa fuentes de corrientes ideales. Sin embargo, en una implementación cualquiera, como en las fuentes vistas en la Sección 2.6.1, existe una resistencia de salida finita r_o . Así pues, una fuente de corriente controlada por voltaje más real es representada por un equivalente Norton como el mostrado en la Figura 3.5. Un ejemplo de esta modificación, que incluye la resistencia de salida finita, la podemos observar en el circuito integrador el cual se muestra en la Figura 3.6.

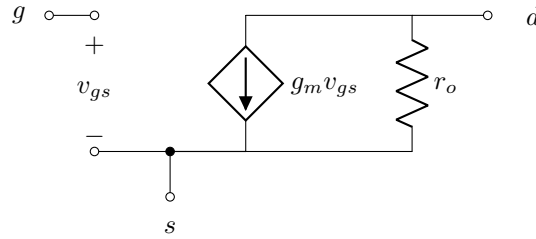


FIGURA 3.5: *Equivalente Norton de una fuente de corriente.*

La Figura 3.7a presenta el circuito pasa-todo propuesto de manera ideal, mientras que la Figura 3.7b presenta el pasa todo incluyendo la resistencia de salida finita de cada transistor que lo compone. A partir de la Figura 3.7b se obtiene el conjunto de ecuaciones nodales (3.24).

$$\begin{aligned}
v_{in} \left(s \cdot C + \frac{1}{r_o} \right) &= i_{in} - g_m \cdot v_{in} \\
v_x \left(\frac{2}{r_o} + \frac{1}{r_o} \right) &= i_{in} - 2 \cdot g_m \cdot v_{in} - g_m \cdot v_x \\
v_{out} \cdot \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{r_o} \right) &= -g_m \cdot v_x
\end{aligned} \tag{3.24}$$

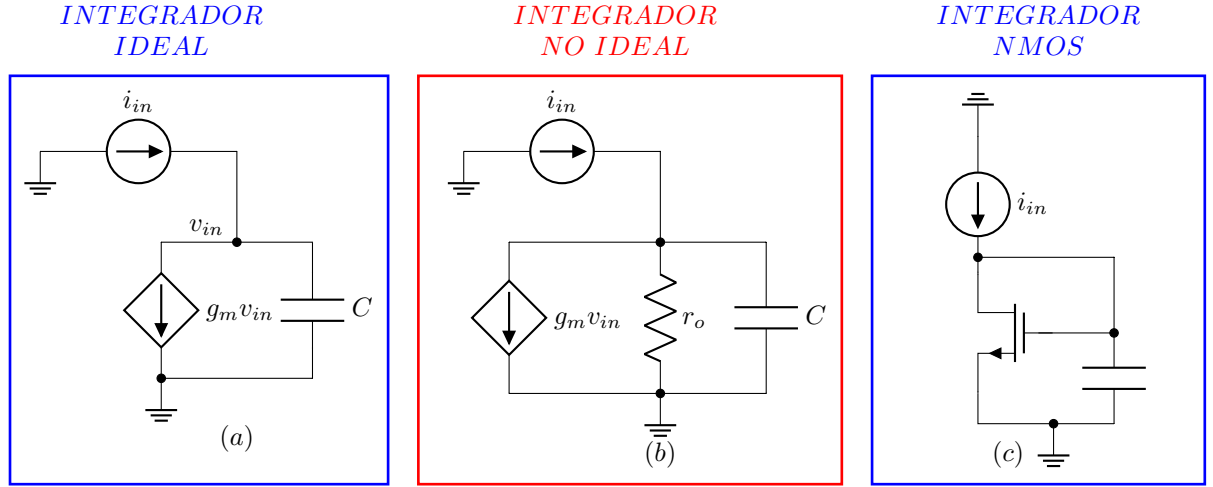


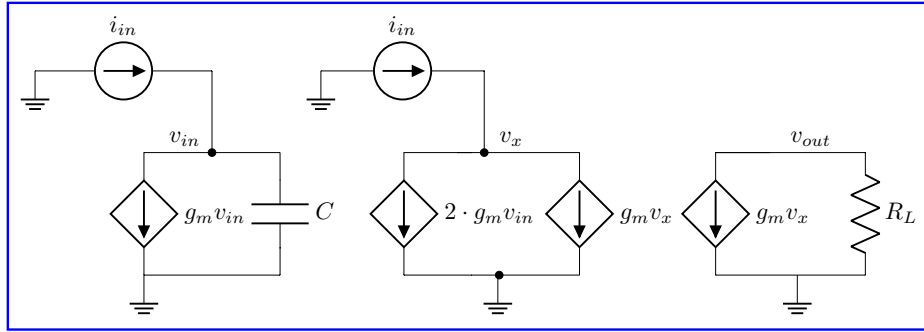
FIGURA 3.6: Integrador usando transistor NMOS, (a) sin r_o , (b) con r_o , (c) realización MOS.

A partir del conjunto de ecuaciones (3.24) se puede calcular la función de transferencia del circuito pasa-todo que incluye las no idealidades como se muestra en la ecuación (3.25). Después de algunas manipulaciones algebraicas, la ecuación (3.25) se puede simplificar en la ecuación (3.26), donde ϵ_z y ϵ_p son el factor de error del cero, ecuación (3.27), y factor de error del polo, ecuación (3.28), con respecto al caso ideal de la ecuación (3.23).

$$F(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_m r_o (s C r_o - g_m r_o + 1)}{s C g_m r_o^2 + g_m^2 r_o^2 + 3 s C r_o + 4 g_m r_o + 3} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned}
 &= -\frac{s C r_o - g_m r_o + 1}{s C r_o + g_m r_o + \frac{3 s C}{g_m} + 4 + \frac{3}{g_m r_o}} \\
 &= -\frac{s - \frac{g_m r_o - 1}{r_o C}}{s + \frac{(g_m r_o + 4 + \frac{3}{g_m r_o})}{C r_o + 3 \frac{C}{g_m}}} \\
 &= -g_m r_o \frac{s - \frac{g_m r_o - 1}{r_o C}}{s + \frac{(g_m^2 r_o^2 + 4 g_m r_o + 3)}{C g_m r_o^2 + 3 C r_o}} \\
 &= -\frac{s - \frac{g_m}{C} \epsilon_z}{s + \frac{g_m}{C} \epsilon_p} \quad (3.26)
 \end{aligned}$$

FILTRO PASA – TODO IDEAL



FILTRO NO IDEAL PASA – TODO

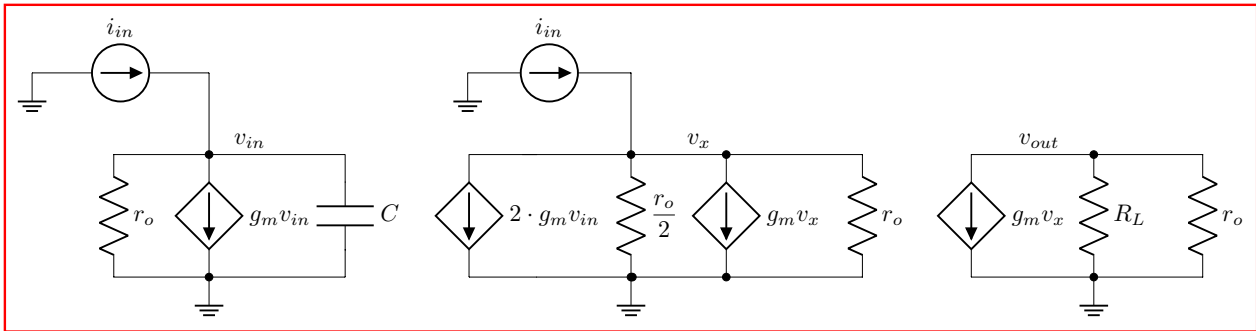


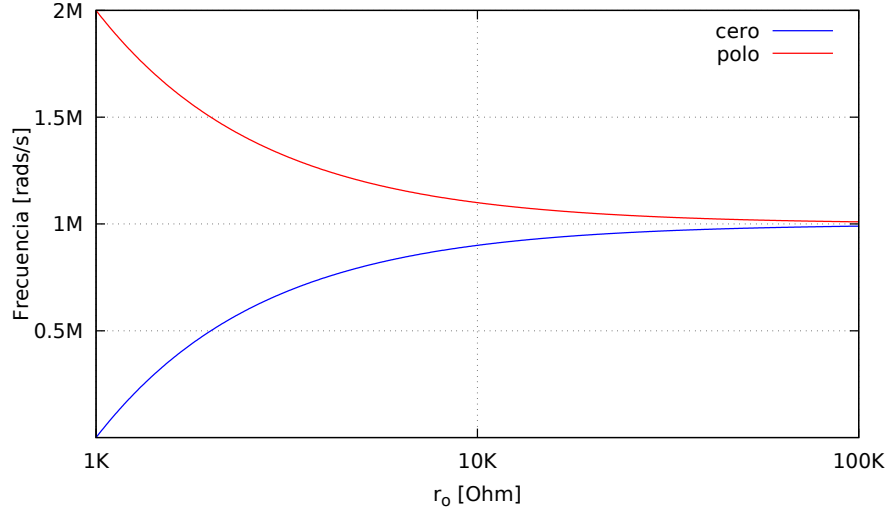
FIGURA 3.7: Filtro pasa-todo propuesto, (a) con fuentes ideales, (b) tomando en cuenta la resistencia finita de la fuente de corriente.

$$\epsilon_z = 1 - \frac{1}{g_m r_o} \tag{3.27}$$

$$\epsilon_p = \frac{g_m r_o^2 + 4r_o + \frac{3}{g_m}}{g_m r_o^2 + 3r_o} = 1 + \frac{g_m r_o + 3}{g_m r_o (g_m r_o + 3)} = 1 + \frac{1}{g_m r_o} \tag{3.28}$$

La Figura 3.8 muestra la ubicación del polo y del cero de la ecuación (3.26) en función de r_o asumiendo $g_m/C = 1\text{Mrad/s}$. A partir de esta gráfica, podemos ver que el cero ocurre siempre primero que el polo. Esto produce un efecto no deseado en la magnitud, fase y retardo de grupo esperados, y no puede evitarse, solo pueden mitigarse incrementando el valor de r_o .

La magnitud, fase, retardo de grupo, y retardo de fase se pueden calcular mediante las ecuaciones (3.29), (3.30), (3.31), y (3.32), respectivamente. Al evaluar las ecuaciones de magnitud y fase, y asumiendo $g_m = 1\text{mS}$, $C = 1\text{nF}$ y $\omega_c = 1\text{Mrad/s}$, la resistencia r_o debe ser mayor a $10\text{K}\Omega$ para que el error de fase sea menor del 5%, Figura 3.9.

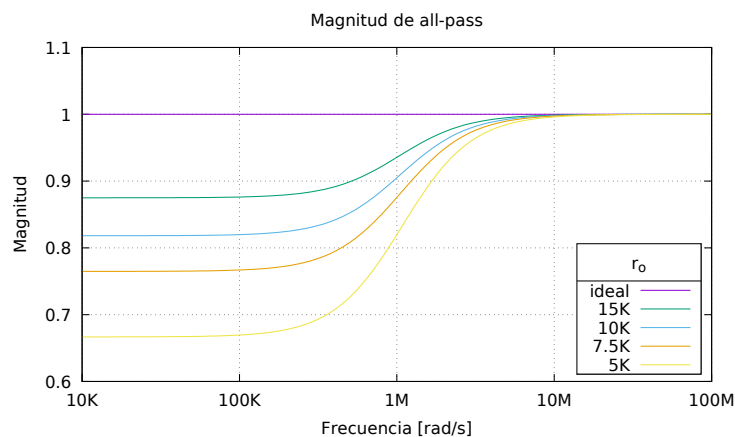
FIGURA 3.8: ϵ_p , ϵ_z versus r_o

$$|F_1(j\omega)| = \frac{|j\omega - \frac{g_m}{C}\epsilon_z|}{|j\omega + \frac{g_m}{C}\epsilon_p|} = \sqrt{\frac{\omega^2 + \left(\frac{g_m}{C}\right)^2 \epsilon_z^2}{\omega^2 + \left(\frac{g_m}{C}\right)^2 \epsilon_p^2}} = \sqrt{\frac{\omega^2 + \left(\frac{g_m}{C}\right)^2 \left(1 - \frac{1}{g_m r_o}\right)^2}{\omega^2 + \left(\frac{g_m}{C}\right)^2 \left(1 + \frac{1}{g_m r_o}\right)^2}} \quad (3.29)$$

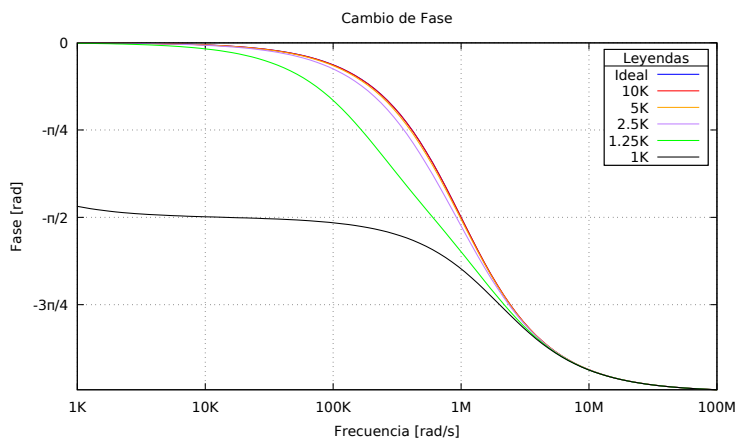
$$\phi = -tg^{-1}\left(\frac{\omega}{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 + \frac{1}{g_m r_o}\right)}\right) - tg^{-1}\left(\frac{\omega}{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 - \frac{1}{g_m r_o}\right)}\right) \quad (3.30)$$

$$\tau_g = \frac{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 + \frac{1}{g_m r_o}\right)}{1 + \left(\frac{\omega}{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 + \frac{1}{g_m r_o}\right)}\right)^2} + \frac{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 - \frac{1}{g_m r_o}\right)}{1 + \left(\frac{\omega}{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 - \frac{1}{g_m r_o}\right)}\right)^2} \quad (3.31)$$

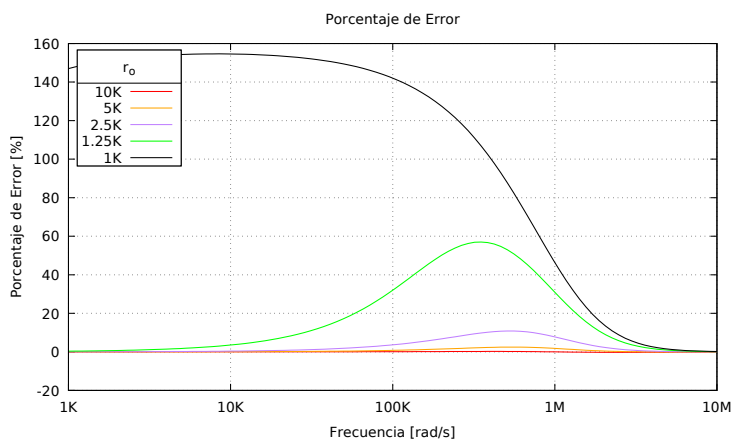
$$\tau_\phi = \frac{tg^{-1}\left(\frac{\omega}{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 + \frac{1}{g_m r_o}\right)}\right)}{\omega} + \frac{tg^{-1}\left(\frac{\omega}{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 - \frac{1}{g_m r_o}\right)}\right)}{\omega} \quad (3.32)$$



a)



b)



c)

FIGURA 3.9: Error de ganancia, error de fase y porcentaje de error de la fase, versus r_o .

3.4.1. Tabla comparativa

La función de transferencia pasa-todo ideal es una exponencial. Sin embargo, con la ayuda de la aproximación de Padé, esta se puede reescribir como un polinomio de orden n ; en este caso solo nos enfocaremos en el primero orden. Por otra parte, el sistema propuesto trata de tener una similitud a la aproximación de Padé de primer orden pero este cuenta con un error ϵ , el cual se discutió en este capítulo.

La Tabla 3.1 muestra las principales características de un filtro pasa-todo de primer orden ideal, primera aproximación de Padé y la del filtro propuesto en este manuscrito.

	Ideal	Aproximación	Sistema
Función de Transferencia	$e^{-(\tau_0 \cdot s)}$	$\frac{s-a}{s+a}$	$-\frac{s - \left(\frac{g_m}{C} \cdot \epsilon_z\right)}{s + \left(\frac{g_m}{C} \cdot \epsilon_p\right)}$
Magnitud	1	1	$\sqrt{\frac{\omega^2 + \left(\frac{g_m}{C} \cdot \epsilon_z\right)^2}{\omega^2 + \left(\frac{g_m}{C} \cdot \epsilon_p\right)^2}}$
Fase	$-\tau_0 \cdot \omega$	$-2tg^{-1}\left(\frac{\omega}{a}\right)$	$-tg^{-1}\left(\frac{\omega}{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 + \frac{1}{g_m \tau_0}\right)}\right) - tg^{-1}\left(\frac{\omega}{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 - \frac{1}{g_m \tau_0}\right)}\right)$
Retardo de Grupo	τ_0	$\frac{2}{a} \left(\frac{1}{1 + (a\omega)^2}\right)$	$\frac{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 + \frac{1}{g_m \tau_0}\right)}{\left(\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 + \frac{1}{g_m \tau_0}\right)\right)^2 + \omega^2} + \frac{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 - \frac{1}{g_m \tau_0}\right)}{1 + \left(\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 - \frac{1}{g_m \tau_0}\right)\right)^2 + \omega^2}$
Retardo de Fase	τ_0	$\frac{2tg^{-1}(a\omega)}{\omega}$	$\frac{tg^{-1}\left(\frac{\omega}{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 + \frac{1}{g_m \tau_0}\right)}\right)}{\omega} + \frac{tg^{-1}\left(\frac{\omega}{\frac{g_m}{C} \cdot \left(1 - \frac{1}{g_m \tau_0}\right)}\right)}{\omega}$

CUADRO 3.1: *Tabla comparativa de las características de un filtro pasa-todo, ideal, primera aproximación de Padé y el sistema propuesto con efectos de primer orden.*

Capítulo 4

Simulación y resultados

De acuerdo con el análisis desarrollado en el capítulo anterior, se procederá a simular el filtro pasa todo propuesto para posteriormente medirlo experimentalmente, con el uso del simulador Top Spice y modelo de los dispositivos ALD 1116 y ALD 1117 cuya especificaciones se encuentra en el apartado Anexos. Primero se hará una análisis con fuentes ideales de corriente, con el fin de compararlo con el análisis hecho en el capítulo anterior. Posteriormente, se sustituirán las fuentes ideales de corrientes por espejos de corrientes simples, con el fin de acércanos al diseño que se puede implementar. Por último sustituimos las fuentes de corriente alterna de las entradas del circuito por fuentes de voltajes alternas con resistencias, debido a que no contamos con fuentes de corriente para la implementación. El esquemático de esta última simulación, nos ayudará para armar el circuito en forma práctica y con ello medirlo.

4.1. Simulación con fuentes ideales

El circuito esquemático del filtro pasa-todo propuesto utilizando fuentes de corriente ideales se muestra en la Figura 4.1, donde el cuerpo de todos los transistores se conecta al menor potencial del circuito. De acuerdo con el Capítulo 2, el circuito necesita ser polarizado por una corriente I_b , mientras que las corrientes de entrada de señal deben de ser menores a la corriente de polarización.

Los valores de los elementos utilizados para esta simulación se listan en la Tabla 4.1. La resistencia de salida R_L se usó debido a que el simulador utilizado no permite graficar la corriente en AC de los transistores. Con ello se procede a realizar el punto de operación.

4.2. Punto de operación simulado

Debido a que se usa una fuente de corriente ideal, cada transistor entra en la región de saturación. Por lo cual se puede concluir que este circuito, a diferencia de otros, posee la características de ser auto-polarizable.

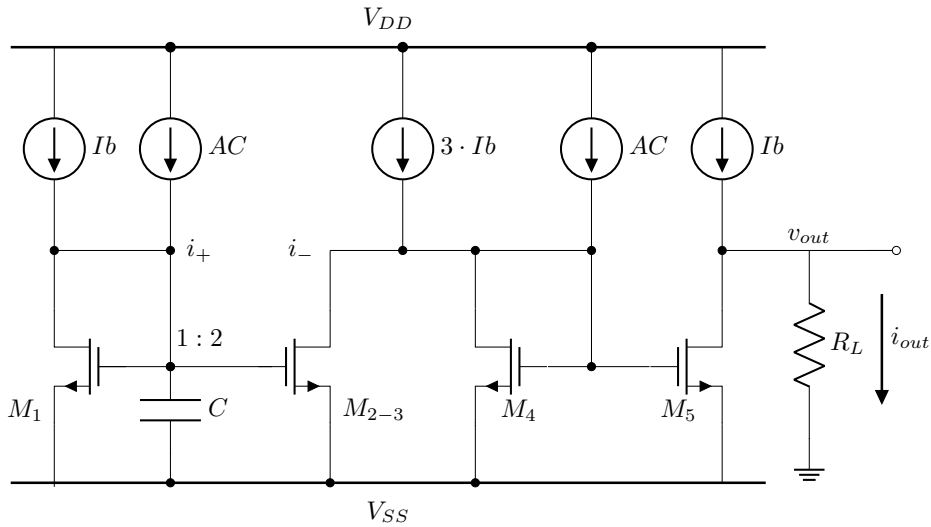


FIGURA 4.1: All-pass esquemático ideal

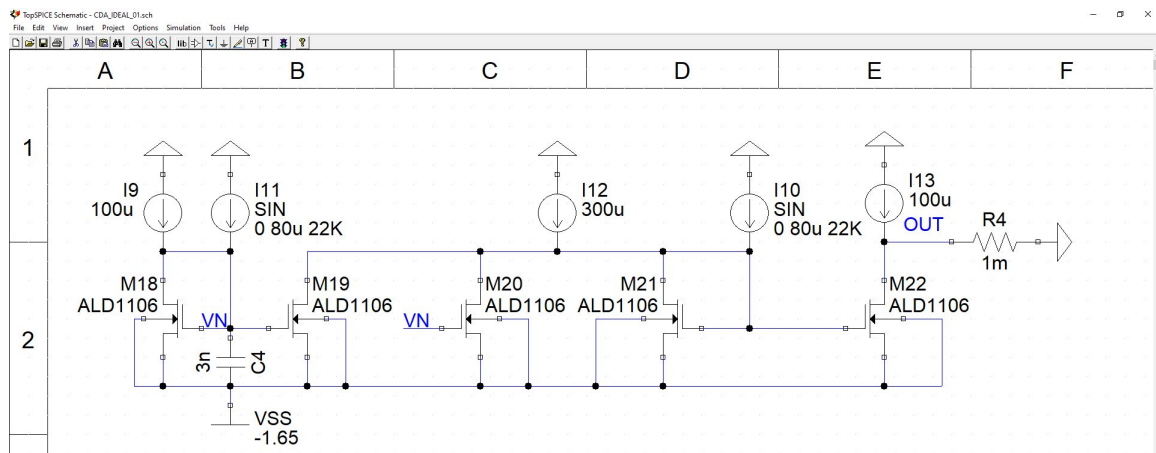


FIGURA 4.2: Esquemático del filtro pasa-todo en Top-Spice

4.3. Barrido en AC

Después de asegurarnos de que el circuito está correctamente polarizado, se procede a realizar un barrido en AC para determinar el rango de frecuencias donde puede operar. El resultado de esta simulación se muestra en la Figura 4.2, donde se utiliza el circuito de la Figura 4.1 y las fuentes de corriente en AC se barren de los 100Hz a los 100MHz. Considerando que g_m en los ALD 1116 ronda los 1 mS y el capacitor del filtro pasa-bajas es de 3 nF, se espera la frecuencia de corte sea de aproximadamente 60 KHz.

Elemento	Valor
I_b	$100\mu A$
C	$3nF$
R_L	$1m\Omega$
$M_{(1-5)}$	ALD 1116

CUADRO 4.1: Valores usados para el barrido de AC y punto de operación

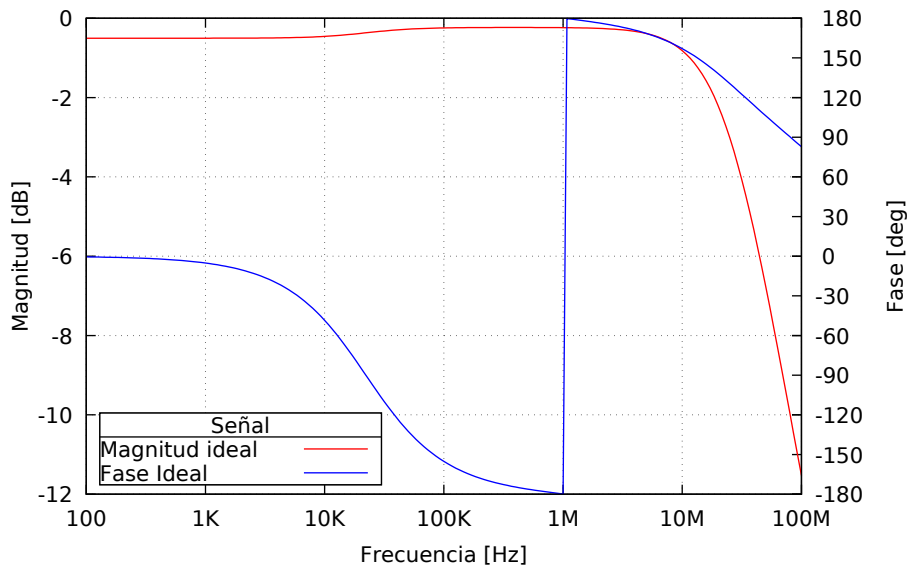


FIGURA 4.3: Diagrama de Bode ideal del sistema

Como se puede observar en la gráfica de la Figura 4.2, el comportamiento es el esperado en un filtro pasa-todo de primer orden. Aproximadamente a 60 KHz la ganancia se acerca a los 0 dB. Esto se debe al error ϵ de la función de transferencia, además de tener un desfase de 90 grados. Como se puede observar en la Figura 4.2 el filtro mantiene la magnitud y desfase esperado hasta antes de llegar a los 10 MHz.

A nivel de simulación podemos concluir que posee un gran ancho de banda, teniendo en cuenta la corriente que se está usando a comparación de diferentes trabajos modernos. Por último, se realizará un análisis transitorio para corroborar la fidelidad de la señal.

4.4. Análisis transitorio ideal

Después de determinar el máximo ancho de banda del filtro pasa-todo diseñado, se propone una frecuencia de operación para poder variar la amplitud de las señales de entrada y así determinar la corriente máxima que podemos introducir al sistema manteniendo su correcto funcionamiento.

En la Tabla 4.2 se presentan los valores que se usaron para la simulación transitoria, donde la corriente de la fuente AC se varió de $20\mu A$ a $100\mu A$. Esta simulación nos permite determinar si la señal de entrada y la señal de salida son iguales o similares junto con un desfase de 90° por ser de primer orden.

Elemento	Valor
I_b	$100\mu A$
C	$3nF$
R_L	$1m\Omega$
f_c	$22KHz$
IN_+, IN_-	$20\mu A - 100\mu A$

CUADRO 4.2: Valores usados para el análisis transitorio

De acuerdo con la Figura 4.3, podemos determinar que el filtro pasa todo propuesto posee un gran rango dinámico. Esto se debe a que incluso trabajando con niveles de corriente de entrada AC similares a la fuente de corriente de polarización I_b , la diferencia entre el pico de la señal de $100\mu A$ de la salida con respecto a la entrada es de $\approx 6\%$. Esta variación es muy pequeña, teniendo en cuenta que la corriente de entrada es igual a la de polarización. En comparación con trabajos del estado del arte [43] [44] [45] [46] [47] [48]. A nivel de simulación los resultados obtenidos son excelentes.

4.5. Filtro pasa-todo con diferentes espejos de corrientes

Con la finalidad de observar un comportamiento más real, los espejos de corriente ideales de la Figura 4.1 serán sustituidos por los espejos de corriente simple y de alto rango dinámico mostrados en la Figura 2.22a y Figura 2.22b. Al realizar una simulación en AC con los parámetros de la Tabla 4.1, se obtuvo la respuesta en frecuencia mostrada en la Figura 4.4.

Como se puede observar en la Figura 4.4, la diferencia entre usar un espejo simple respecto al de alto rango dinámico es un cambio de magnitud de alrededor de 3% y un cambio de fase

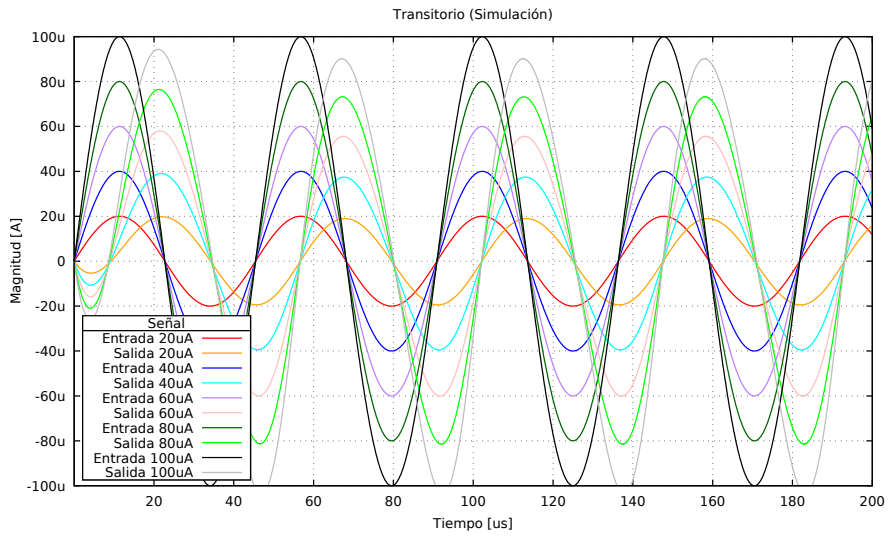


FIGURA 4.4: Análisis transitorio simulado

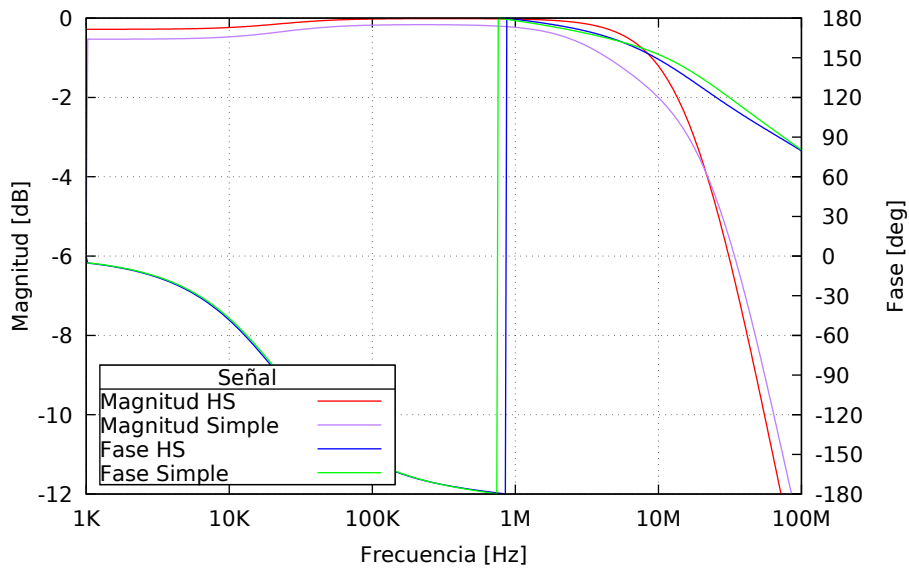


FIGURA 4.5: AP con espejos de alto rango dinámico (HS) contra AP con espejos simples

similar. Al considerar las ventajas y desventajas que se tienen durante la implementación física, el espejo de corriente de alto rango dinámico no es factible ya que requiere de un número mayor de transistores y fuentes de polarización. Por esta razón que se ha optado por utilizar el espejo simple.

4.6. Filtro pasa-todo en modo voltaje

Una vez que se ha justificado el uso del espejo de corriente simple como el que espejo que se usará para construir el pasa-todo propuesto, nace un nuevo problema. Los instrumentos que se tienen para caracterizar el filtro pasa-todo trabajan en modo voltaje. En otras palabras es necesario convertir de manera lineal la corriente a la entrada y salida del circuito propuesto.

Debido a que la resistencia de entrada del pasa todo propuesto es $\frac{1}{g_m}$, solo se debe de colocar una resistencia entre el generador de señales que provee el voltaje v_{in} y los nodos v_{\pm} ; dicha resistencia debe de cumplir la relación $R_{1,2} \geq \frac{10}{g_m}$. Por otro lado, a la salida del filtro se conecta una resistencia al alto valor para convertir la corriente que circule a un voltaje que se pueda medir. Estos cambios se presentan en el circuito de la Figura 4.5.

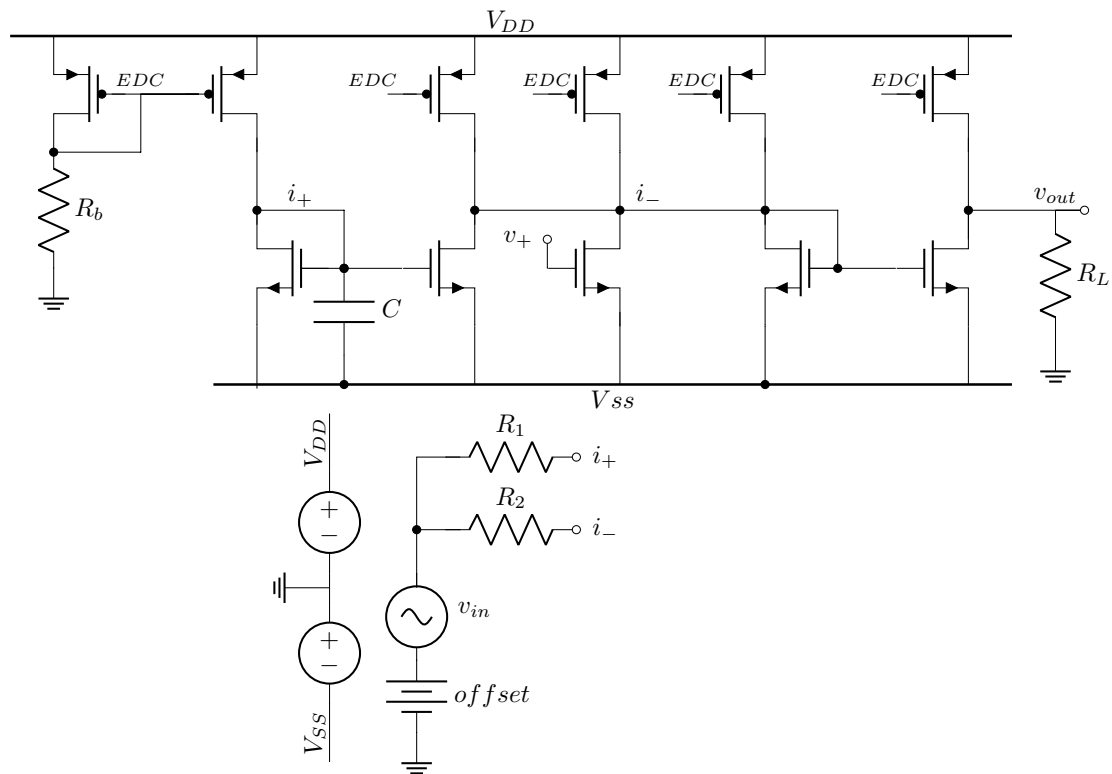


FIGURA 4.6: Esquemático práctico

Debido a las modificaciones anteriores, es necesario realizar los análisis en AC y transitorio, como ocurrió en la versión de modo corriente, para determinar si existe cambio considerable en algunos de los parámetros simulados.

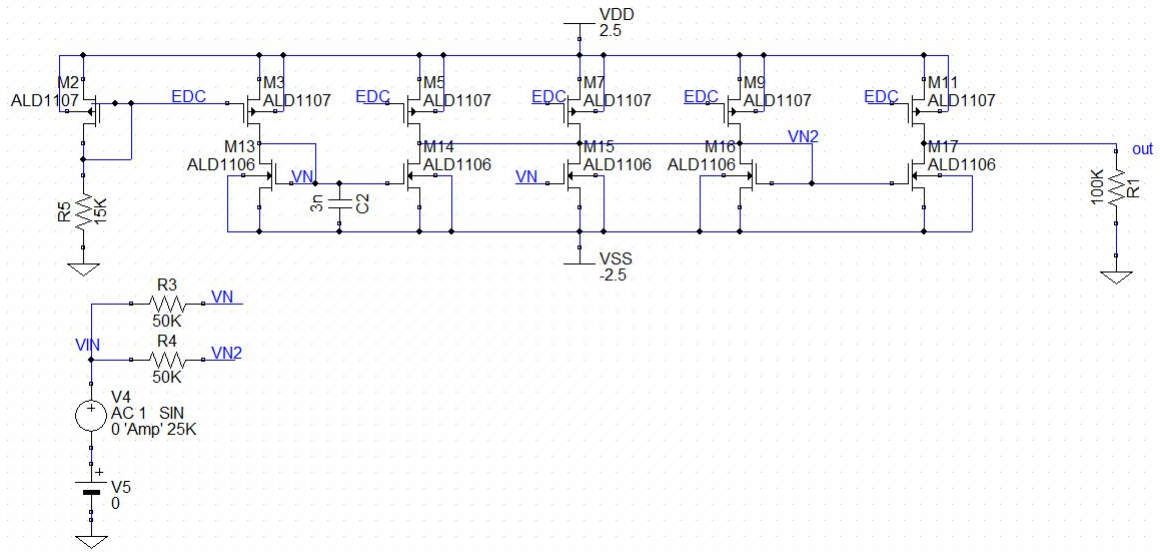


FIGURA 4.7: Esquemático del filtro pasa-todo en modo voltaje en Top Spice

4.7. Simulación en AC y transitoria del filtro pasa-todo en modo voltaje

Usando de referencia el esquemático de la figura 4.5 procedemos a realizar una simulación en AC, donde la corriente a través de la resistencia R_b es de $100\mu A$. Los valores que se usaron en la simulación de barrido en AC se muestran en la Tabla 4.3.

Elemento	Valor
V_{DD}	$2.5V$
V_{SS}	$-2.5V$
R_b	$15K\Omega$
C	$3nF$
R_L	$100K\Omega$
$R_1 = R_2$	$50K\Omega$
v_{in}	$1V AC$

CUADRO 4.3: Valores usados para el análisis en AC en modo voltaje

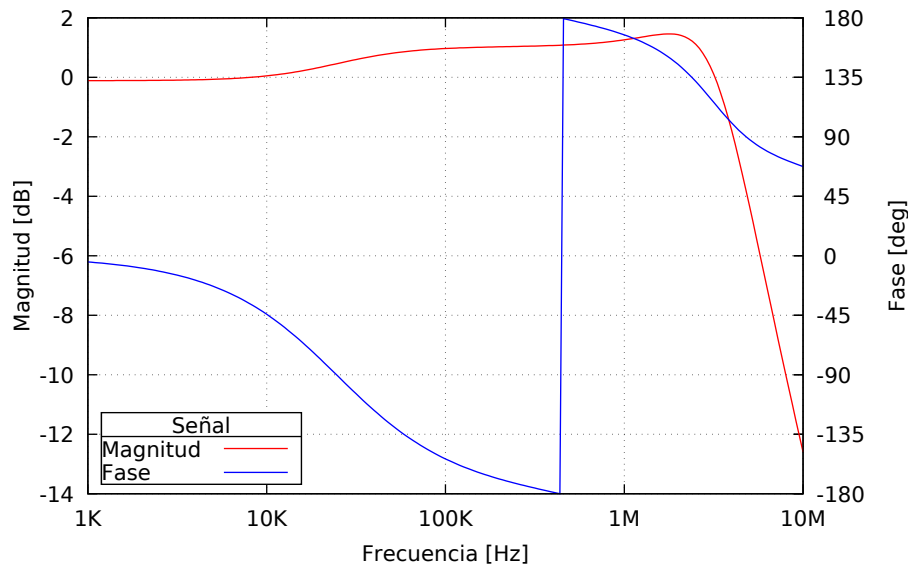


FIGURA 4.8: *Diagrama de Bode del filtro-pasa todo en modo voltaje*

Como se puede apreciar en la Figura 4.6, la respuesta en modo voltaje es muy similar a la de modo corriente, teniendo en cuenta que la magnitud es mayor debido a que podemos modificar la ganancia de salida con los valores de la resistencia R_L . La diferencia y semejanza de magnitud y fase entre la respuesta en modo corriente y modo voltaje se puede apreciar en Figura 4.7.

Debido a que el sistema original trabaja en modo corriente, la adaptación en modo voltaje puede ocasionar diferencias. La más destacada es la magnitud donde en la versión en modo corriente tiende a comportarse de una manera más plana y constante. En cambio, la adaptación en modo voltaje tiende a tener cambios más notorios en la magnitud.

El cambio en la magnitud de la respuesta en modo voltaje se debe a que el factor de ganancia corriente-voltaje en la etapa de salida del pasa-todo propuesto es mayor que la unidad. Aunado a lo anterior, el incremento en el factor de ganancia en la etapa de salida incrementa el efecto Miller en el nodo v_- , aumentando el valor de la capacitancia vista en el mismo nodo v_- , reduciendo la el ancho de banda del filtro pasa-todo propuesto. El ancho de bando de la versión en modo voltaje se reduce al menos una década en comparación al modo corriente, hemos tenido una caída de -12dB en 100MHz en modo corriente contra los 10MHz que se muestra en la figura.

A partir de análisis en AC podemos concluir que el pasa-todo pro puesto puede tener ventajas al manejarlo en modo voltaje, como el control del voltaje de salida, pero a cambio de un ancho de banda inferior al que podemos conseguir en modo corriente.

En la Figura 4.8 se muestra la respuesta transitoria del pasa-todo en modo voltaje. Al comparar la respuesta del pasa-todo en modo voltaje con la del modo corriente, Figura 4.8 y

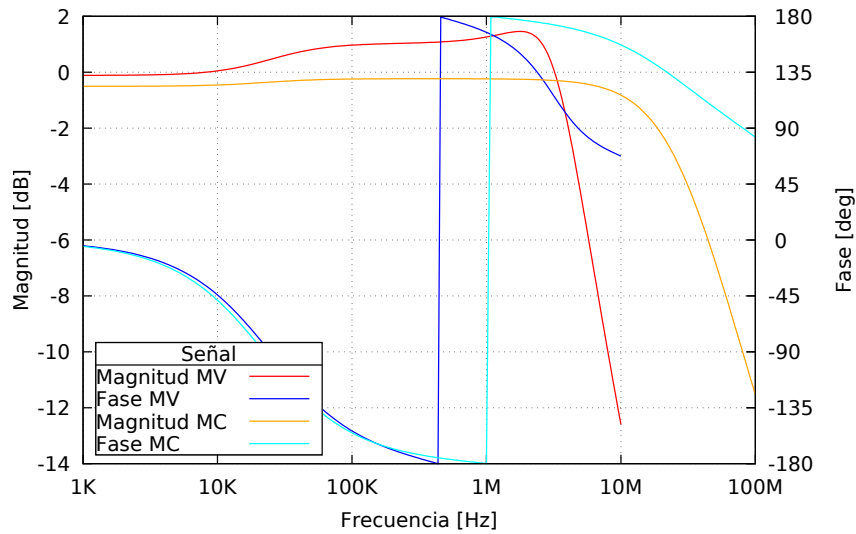


FIGURA 4.9: Comparación del filtro pasa-todo en modo voltaje contra modo corriente

Figura 4.3 respectivamente, podemos observar ciertas similitudes. Ambos comienzan de manera similar, con una onda inicial de baja amplitud que al paso del primer ciclo desaparece. Ambos llegan a alcanzar los valores de la entrada, con la excepción de que la distorsión se presenta en las crestas inferiores en el caso de modo corriente y la distorsión se presenta en las crestas superiores en modo voltaje.

Una solución que se puede implementar para reducir la distorsión es el uso de una entrada cascode. La configuración Flipped Voltage Follower (FVF) es una posible implementación, Figura 4.9. Esta solución se deja como una propuesta, mas no será abordada en este trabajo.

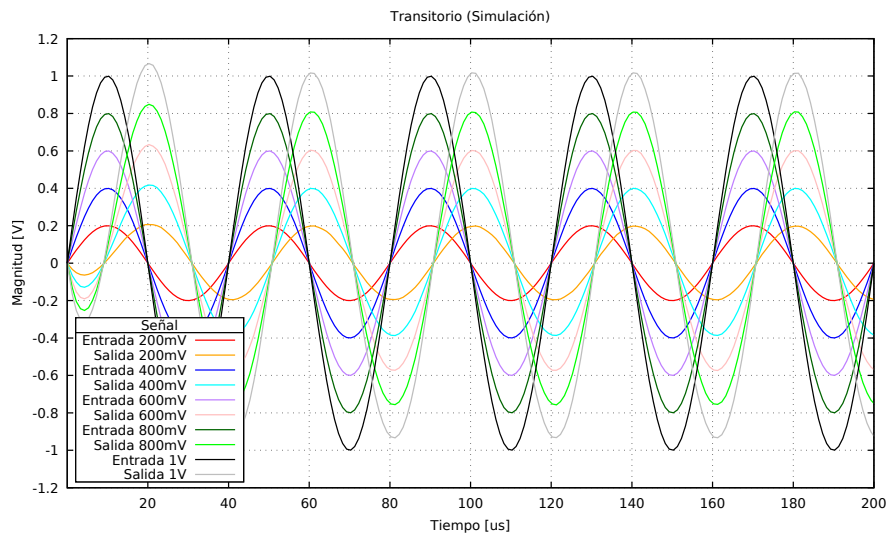


FIGURA 4.10: *Análisis transitorio en modo voltaje simulado*

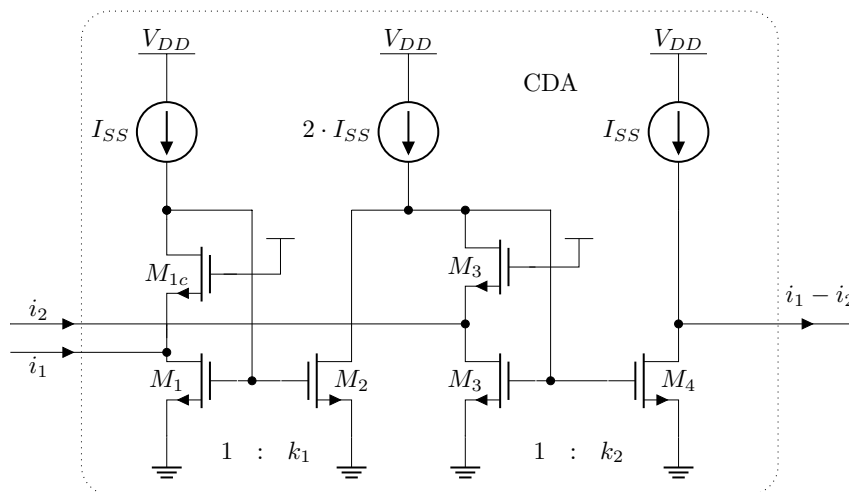


FIGURA 4.11: *Esquemático propuesto para mejorar el rango dinámico en modo voltaje.*

4.8. Medición con transistores discretos

Como de discutió previamente en la sección previa, al no contar con equipo capaz de medir nuestro circuito en modo corriente, este fue adaptado para poder medirlo en modo voltaje como se muestra en la Figura 4.5. Los valores que se usaron para esta implementación se presentan en la Tabla 4.8.

Componente	Valor
R_B	$150K\Omega$
R_1	$50K\Omega$
R_2	$50K\Omega$
R_L	$100K\Omega$
V_{DD}	$2.5V$
V_{SS}	$-2.5V$

La Figura 4.10 presenta las mediciones realizadas al circuito de la Figura 4.5, donde se presenta una variación de capacitor que conforma el integrador a la entra del pasa-todo propuesto. Se puede observar que la medición más precisa ocurre para un valor de capacitancia de 1nF obteniendo un cambio de fase 90°. Posterior a la frecuencia de 33KHz, tanto la magnitud como la fase ya no son de nuestro interés debido a los efectos de polos y ceros creados por capacitancias parásitas del circuito y el protoboard.

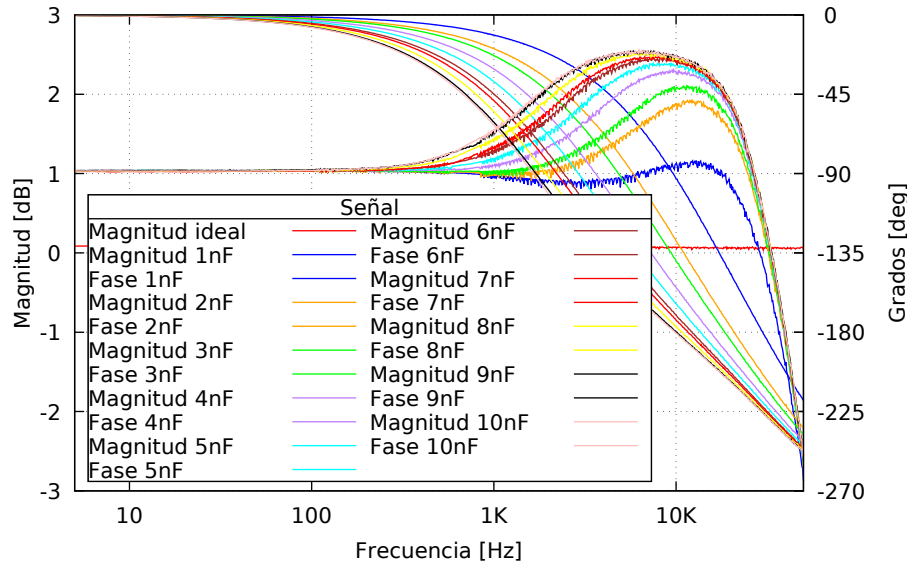


FIGURA 4.12: *Medición real*

Sin embargo, a diferencia de la simulación, el circuito propuesto se ve limitado en ancho de banda, llegando a perder hasta tres veces de su ancho de banda esperado. Por esta razón se procede a realizar un análisis en AC sin capacitor para determinar el ancho de banda máximo del CDA y con ello explicar la diferencia con la versión simulada y la versión de implementación física. Para realizar esto consideramos el esquemático de la Figura 4.5 asignando el capacitor

$C = 0F$. Esto nos ayudará a encontrar el ancho de banda máximo del sistema sin la limitación del pasa-baja que se propuso.

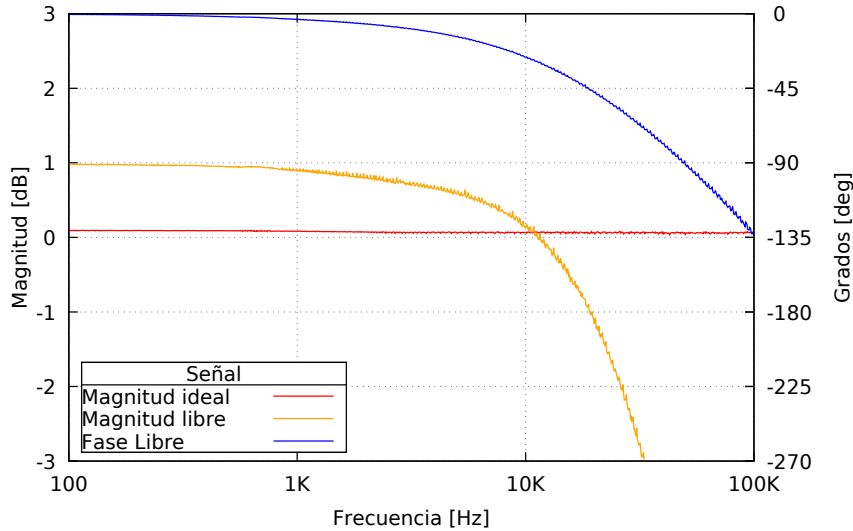


FIGURA 4.13: *Funcionamiento real del CDA*

Como se puede observar en la Figura 4.11, el ancho de banda del CDA es diferente al simulado, esto es debido a que no se consideró en la sección anterior un capacitor de carga de alrededor de $50pF$ y una resistencia de $100K\Omega$, lo cual limita el ancho de banda. Esta problemática no puede ser disminuida debido a que está asociada a la placa protoboard donde se monta el circuito. Una posible solución sería crear una placa impresa y montar los componentes sobre ella. Para poder medir el filtro, la capacitancia debe ser mayor a $50pF$, para ello, los capacitores usados tienen valores de $1nF$ a $10nF$ como se muestra en la Figura 4.10.

4.9. Corrección de magnitud

Existe una manera de compensar la magnitud de nuestro filtro, la cual consiste en disminuir o aumentar la corriente en alguna de las entradas. En este caso, se aumentó la resistencia del filtro pasa-bajas con el fin de disminuir la corriente de entrada. Con esta modificación se reduce el efecto de *peaking* cerca de la frecuencia de corte del pasa-todo. Esta mejoría se muestra en las mediciones de la Figura 4.12, donde se observa una magnitud más plana. Aunado a lo anterior, la corrección de la magnitud también corrige la fase de nuestro sistema, la cual estaba ligeramente desplazada, y por consecuencia, la frecuencia de corte se corrige a la esperada.

Al comparar las mediciones realizadas entre la versión no-compensada, Figura 4.10, y la

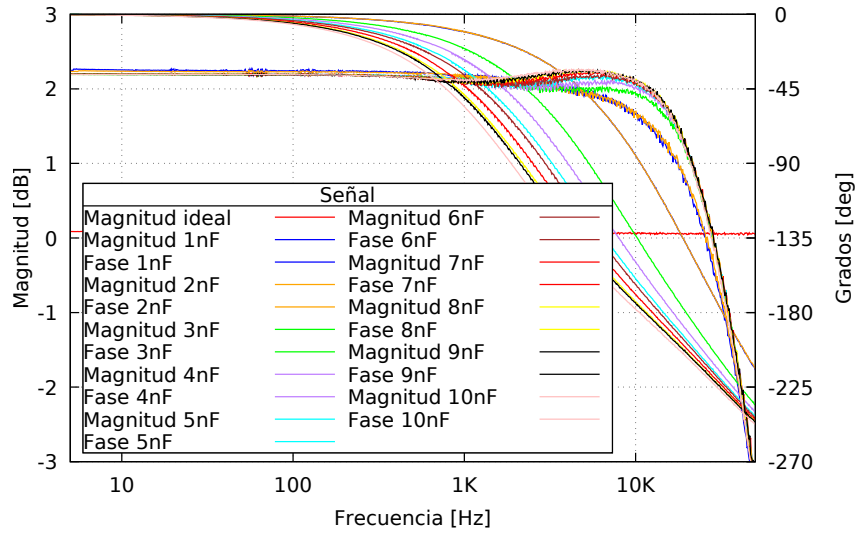


FIGURA 4.14: Medición real con compensación

versión compensada, Figura 4.12, se ha llegado a la siguiente conclusión: *El cambio de la frecuencia de corte de nuestro filtro pasa-todo es directamente proporcional al cambio de corriente de nuestro filtro pasa-bajas.*

En este caso, al disminuir la corriente del filtro pasa-bajas en un 12% con respecto a la versión sin compensar, la frecuencia de corte de nuestro sistema disminuyó un 12%. Con esto podemos concluir que la mejora con respecto a la versión no corregida es del 12%.

4.10. Respuesta transitoria medida

La medición transitoria del pasa-todo propuesto se muestra en la Figura 4.13. Esta medición se realizó utilizando un capacitor de $3nF$, n offset a la entrada de $-1.5V$, y una señal senoidal con una frecuencia de $5.16KHz$ cuya amplitud fue variada de los $400mV$ a $1V$ en pasos de $200mV$.

Como se puede observar, las señales por debajo de los $600mV$ son las que poseen una distorsión menor, esto se debe al offset del generador, el cual posee un valor negativo considerable y por ello nos limita la señal de salida a medida que aumenta. Esta última medición comprueba el correcto funcionamiento del filtro pasa-todo propuesto, validando el análisis teórico desarrollado en las secciones anteriores con su implementación física.

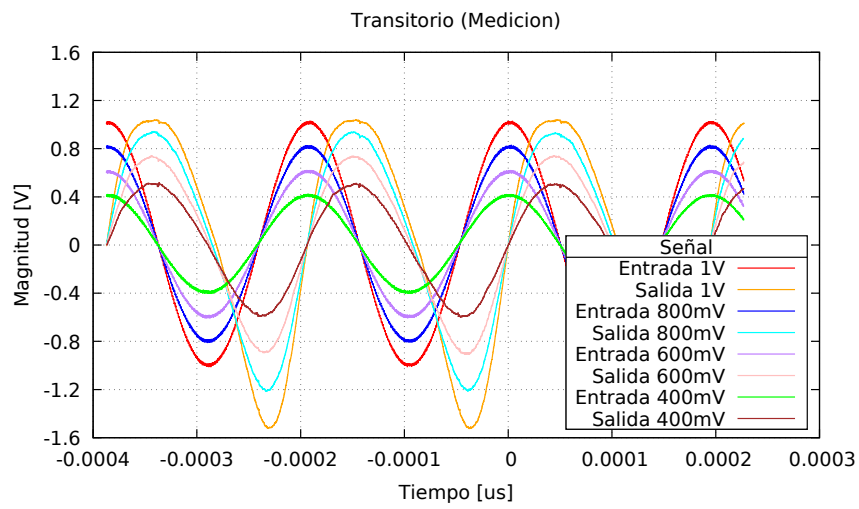


FIGURA 4.15: Respuesta transitoria medida

Capítulo 5

Conclusión y trabajo a futuro.

Como se discutió a lo largo de este trabajo, los filtros pasa-todo de primer orden son de vital importancia ya que aún siguen en uso y en constante investigación. En este trabajo se ha demostrado como una topología en modo corriente puede llegar a tener enormes ventajas como un gran rango dinámico y alto ancho de banda en comparación a su contra parte en modo voltaje.

Se demostró que es posible implementar un filtro pasa-todo basado en un amplificador diferencial de corriente, el cual puede construirse mediante diferentes espejos de corriente, lo cual implica nuevas topologías para una investigación futura.

Se llegó a demostrar que la implementación del pasa-todo mediante transistores discretos posee problemas en placas protoboard debido a una capacitancia de carga parásita de alrededor de $50pF$ junto con la resistencia de carga de alrededor de $100K\Omega$. Sin embargo, esta problemática solamente se debe al banco de pruebas requerido para realizar la medición en modo voltaje; no se cuenta con el instrumental en modo corriente. Si la medición se realizará en modo corriente, dicho inconveniente desaparecería.

Otro aspecto a destacar es la corrección de magnitud y cambio de fase mediante la disminución o aumento de la corriente en alguna de los dos terminales con el fin de igual de manera manual las corrientes que entran al sistema, logrando así mejorar el filtro propuesto. Destacando de igual manera el bajo consumo de corriente de polarización tomando en cuenta que los transistores discretos usados están diseñados para soportar mayores corrientes.

Como trabajo a futuro se propone migrar el filtro pasa-todo propuesto, y sus variaciones con diferentes espejos de corriente, a tecnologías CMOS submicrométricas y nanométricas como 180nm, 90nm, 45nm, etc. Esta migración permitirá la reducción de las capacitancias parásitas en el nodo de integración, volviendo más precisa la ubicación del polo y cero utilizado por el pasa-todo. A su vez, la migración del filtro propuesto nos permitirá alcanzar mayores anchos

de banda, reducción en el consumo de área, y la reducción en el consumo de potencia mediante la disminución de los voltajes de alimentación y las corrientes de polarización.

Anexos

* Modelos de los transistores ALD1106 y ALD 1107

**NMOS: l=7.8e-6 w=194.2e-6 as=0.603e-8 ps=0.478e-3 ad=0.161e-8

```
.model ALD1106 nmos (level=2
+ gamma=1.09
+ vto=.750
+      Uo=650
+      Ucrit=0.7e4 Uexp=.1 Vmax=1.6e5
+      phi=.70 tpg=+1
+      nsub=1e16 neff=10 nss=.7e11 nfs=1.17e11
+      tox=.055u
+      Cgso=.94n Cgdo=.59n Cgbo=.138n Xqc=.42
+      cj=.39m cjsw=264p
+      xj=2.0u
+ ld=1.6u
+ wd=1.05u
+      pb=.9 js=20e-6 mj=.5 mjsw=0.18
+      kf=.75e-28 rsh=10 )
```

*=====

*** Transistor ALD1107

*PMOS: l=7.8e-6 w=740e-6 as=0.603e-8 ps=0.478e-6 ad=0.161e-8

```
.model ALD1107 pmos (level=2
+ vto=-.74
+      gamma=.58
+      Uo=260
+      Ucrit=1.0e4 Uexp=.16 Vmax=3.0e5
+      phi=.70 tpg=-1
+      nsub=1e16 Neff=1 nss=1e11 nfs=1.06e11
+      tox=.055u
+      Cgso=.31n Cgdo=.39n Cgbo=.138n Xqc=.42
```

+ cj=.18m cjsw=322p
+ xj=1.2u ld=.96u wd=.5u pb=.9 js=20e-6 mj=.57 mjsw=0.33
+ kf=.75e-28 rsh=90

*

*=====

Referencias

- [1] S. K. Garakoui, E. A. M. Klumperink, B. Nauta and F. E. vanVliet, "Frequency Limitations of First-Order $g_m - RC$ All-Pass Delay Circuits," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 60, no. 9, pp. 572-576, Sept. 2013, doi: 10.1109/TC-SII.2013.2268418.
- [2] J. Bajer and D. Bielek, "Voltage-mode electronically tunable all-pass filter employing CCCII+, One capacitor and differential-input voltage buffer," 2010 IEEE 26-th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, Eliat, 2010, pp. 000934-000937, doi: 10.1109/EEEI.2010.5661939.
- [3] J. Buckwalter and A. Hajimiri, "An active analog delay and the delay reference loop," in *Proc. IEEE RFIC Symp.*, 2004, pp. 17-20.
- [4] T. -S. Chu, J. Roderick, and H. Hashemi, "An integrated ultra-wideband timed array receiver in 0.13 μm CMOS using a path-sharing true time delay architecture," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2834- 2850, Dec. 2007.
- [5] N. Herencsar, A. Lahiri, J. Koton, M. Sagbas, U. E. Ayten and K. Vrba, "New MOS-C realization of transadmittance type all-pass filter using modified CBTA," 2011 International Conference on Applied Electronics, Pilsen, 2011, pp. 1-4.
- [6] Abuelma'atti, Muhammad. (1996). *New Current-Mode Notch and Allpass Filters with Single Current Difference Amplifier*. Active and Passive Electronic Components. 19. 10.1155/1996/48649.
- [7] N. Herencsar, R. Sotner, B. Metin, J. Koton and K. Vrba, "VDDDA - New 'voltage differencing' device for analog signal processing," 2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), Bursa, 2013, pp. 17-20, doi: 10.1109/ELECO.2013.6713927.
- [8] J. J. Chen, H. W. Tsao, and C. Chen, "Operational transresistance amplifier using CMOS technology", *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 22, pp. 2087-2088, 1992.
- [9] H. O. Elwan and A. M. Soliman, "A CMOS differential current conveyor and applications for analog VLSI", *Analog Integr. Circ. Sig. Process.*, vol. 11, pp. 35-45, 1996.

-
- [10] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", *Microelectron. J.*, vol. 30, pp. 157–160, 1999.
- [11] D. Biolek, "CDTA - building block for current-mode analog signal processing", in *Proc. of the 16th European Conf. on Circuit Theory and Design - ECCTD 2003*, Krakow, Poland, pp. 397–400, 2003.
- [12] J. E. B. Ponsonby, "Active all-pass filter using a differential operational amplifier," *Electronics Letters*, vol. 2, pp. 134-135, 1966.
- [13] R. Genin, R. "Realization of an all-pass transfer function using operational amplifiers," *Proceedings of the IEEE*, vol. 56, pp. 1746-1747, 1968.
- [14] P. Aronhime and A. Budak, "An operational amplifier all-pass network," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, pp. 1677-1678, 1969.
- [15] B. B. Bhattacharyya, "Realization of an all-pass transfer function," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, pp. 2092-2093, 1969.
- [16] A. M. Soliman, "Realization of operational amplifier all-pass networks," *Electronics Letters*, vol. 9, pp. 67-68, 1973.
- [17] T. C. Donald, J. C. David and R. G. Jason, "A high frequency integrable band-pass filter configuration," *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II*, vol. 44, pp. 856-860, 1997.
- [18] D. Biolek and V. Biolkova, "All-Pass Filters Employing Differential Op-Amps," *Electronics World*, vol. 116, Issue 1891, pp. 44-45, 2010.
- [19] S. Kilinc and U. Cam, "Current-mode first-order allpass filter employing single current operational amplifier," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 41, no. 47–53, 2004.
- [20] S. Liu and C. S. Hwang, "Realization of current-mode filters using single FTFN," *International Journal of Electronics*, vol. 82, pp. 499-502, 1997.
- [21] [10] M. Higashimura, "Current-mode allpass filter using FTFN with grounded capacitor," *Electronics Letters*, vol. 27, pp. 1182-1183, 1991.
- [22] U. Cam, O. Cicekoglu, M. Gulsoy and H. Kuntman, "New voltage and current mode first-order all-pass filters using single FTFN," *Frequenz*, no. 7/8, pp. 177-179, 2000.
- [23] W. Tangsrirat, "Electronically tunable multi-terminal floating nullor and its applications," *Radioengineering*, vol. 17, no. 4, pp. 3-7, 2008.
-

-
- [24] L. Acosta, J.R-Angulo, A. J. L-Martín and R.G. Carvajal, “Low-voltage first-order fully differential CMOS all-pass filter with programmable pole-zero,” *Electronics Letters*, vol. 45, no. 8, pp. 385-386, 2009.
- [25] A. Toker, S. Ozoguz, O. Cicekoglu and C. Acar, “Current-mode allpass filters using current differencing buffered amplifier and a new high-Q bandpass filter configuration,” *IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 47, pp. 949-954, 2000.
- [26] B. Metin, O. Cicekoglu and K. Pal, “Voltage mode all-pass filter with a single current differencing buffered amplifier,” In *Proc. of the MWSCAS 2008*, pp. 734-737, 2008.
- [27] S. Maheshwari, “Voltage-mode all-pass filters including minimum component count circuits,” *Active and Passive Electronic Components*, Article ID 79159, 5 pages, 2007.
- [28] A. Lahiri, “Comment on ‘Voltage-mode all-pass filters including minimum component count circuits’,” *Active and Passive Electronic Components*, Article ID 595324, 4 pages, 2009.
- [29] A. Ü. Keskin, “Multi-function biquad using single CDBA,” *Electrical Engineering*, vol. 88, pp. 353-356, 2006.
- [30] A. Uygur and H. Kuntman, “Low-voltage current differencing transconductance amplifier in a novel allpass configuration,” *Proc. of the 13th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON’06)*, pp. 23-26, 2006.
- [31] A. Ü. Keskin and D. Biölek, “Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA),” *IEE Proceedings: Circuits, Devices and Systems*, vol. 153, no. 3, pp. 214- 218, 2006.
- [32] N. A. Shah, M. Quadri, and S. Z. Iqbal, “CDTA based transimpedance type first-order all-pass filter,” *WSEAS Transactions on Electronics*, vol. 5, no. 6, pp. 280-284, 2008.
- [33] W. Tanjaroen and W. Tangsrirat, “Resistorless current-mode first-order allpass filter using CDAs,” *Proc. Int. Conf. ECTI-CON 2008*, pp. 721– 724, 2008.
- [34] C. Tanaphatsiri, W. Jaikla and M. Siripruchyanun, “An electronically controllable voltage-mode first-order all-pass filter using only single CCCDTA,” *Proc. 2008 Int. Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2008)*, pp. 305-309, 2008.
- [35] N. A. Shah, M. Quadri and S.Z. Iqbal, “High output impedance currentmode allpass inverse filter using CDTA,” *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, vol. 46, pp. 893-896, 2008.
- [36] A. M. Soliman, “Inductorless Realization of an All-Pass Transfer Function Using the Current Conveyor,” *IEEE Transactions on Circuit Theory*, vol. CT-20, pp. 80-81, 1973.
-

-
- [37] A. M. Soliman, "Another Realization of an All-Pass or a Notch Filter Using a Current Conveyor," *Int. J. Electron.*, vol. 35, pp. 135-136, 1973.
- [38] J. W. Horng, "Current conveyors based allpass filters and quadrature oscillators employing grounded capacitors and resistors," *Computers and Electrical Engineering*, vol. 31, pp. 81-92, 2005.
- [39] U. Cam, "A new transadmittance type first-order allpass filter employing single third generation current conveyor," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 43, pp. 97-99, 2005.
- [40] S. Maheshwari and I. A. Khan, "Novel first-order allpass sections using a single CCIII," *Int. J. Electron.*, vol. 88, pp. 773-778, 2001.
- [41] S. Maheshwari, I. A. Khan and J. Mohan, "Grounded capacitor firstorder filters including canonical forms," *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, vol. 15, no. 2, pp.289-300, 2006.
- [42] M. A. Ibrahim, H. Kuntman and O. Cicekoglu, "First-order all-pass filter canonical in the number of resistors and capacitors employing a single DDCC," *Circuits Systems Signal Processing*, vol. 22, no. 5, pp. 525-536,2003.
- [43] V. K. Dixit, R. Gupta and K. Pal, "High-input impedance first order all-pass filters using DDCC," 2013 Annual IEEE India Conference (INDICON), Mumbai, 2013, pp. 1-5, doi: 10.1109/INDICON.2013.6726073.
- [44] N. Herencsar, J. Koton, K. Vrba and O. Cicekoglu, "Low-voltage fully cascable resistorless transadmittance-mode all-pass filter," 2014 IEEE 57th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), College Station, TX, 2014, pp. 185-188, doi: 10.1109/MWSCAS.2014.6908383.
- [45] N. Herencsar, R. Sotner, B. Metin, J. Koton and K. Vrba, "VDDDA - New 'voltage differencing' device for analog signal processing," 2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), Bursa, 2013, pp. 17-20, doi: 10.1109/ELECO.2013.6713927.
- [46] N. Herencsar, J. Jerabek, J. Koton, K. Vrba, S. Minaei and İ. C. Gökner, "Pole frequency and pass-band gain tunable novel fully-differential current-mode all-pass filter," 2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Lisbon, 2015, pp. 2668-2671, doi: 10.1109/ISCAS.2015.7169235.
- [47] F. Khateb, S. B. A. Dabbous, M. Kumngern and T. Kulej, "Novel current controlled differential-input buffered output active element and its application in all-pass filter," 2015 38th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Prague, 2015, pp. 335-338, doi: 10.1109/TSP.2015.7296279.
-

-
- [48] J. Horng, S. Hu and Y. Jhao, "High Output Impedance Current-Mode First-Order All-pass Filter Employing One DXCCII," 2018 IEEE International Conference on Consumer Electronics-Taiwan (ICCE-TW), Taichung, Taiwan, 2018, pp. 1-2, doi: 10.1109/ICCE-China.2018.8448652.
- [49] Recuperado el 10 de Enero de 2021 en <http://diccionario.raing.es/es/lema/retardo-de-grupo>
- [50] Recuperado el 10 de Enero de 2021 en:
[http : //na.support.keysight.com/pna/help/latest/Tutorials/Group_Delay6_5.htm](http://na.support.keysight.com/pna/help/latest/Tutorials/Group_Delay6_5.htm)
- [51] Recuperado el 10 de Enero de 2021 en <http://diccionario.raing.es/es/lema/retardo-de-fase>
- [52] Recuperado el 10 de Enero de 2021 en: <https://dspillustrations.com/pages/posts/misc/group-delay-and-phase-delay-example.html>
- [53] R. Jacob Baker, (2005). Differential Amplifiers. In CMOS Circuit Design, Layout, and Simulations (Second Edition, Vol. 1, pp. 737). Wiley - Interscience.