

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

**ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA**



PROYECTO FIN DE CARRERA

*Diseño de un Filtro Integrado Sintónizable en
Tecnología CMOS 0,35 μ m*

Presidente:

Secretario:

Vocal:

Tutores:

Autor:

Nota:

Titulación: Sistemas Electrónicos

Autor: D. Javier Cáceres Ruiz

Tutores: Dr. Francisco Javier del Pino Suárez

Dr. Sunil Lalchand Khemchandani

Fecha: Mayo 2010

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

**ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA**



PROYECTO FIN DE CARRERA

*Diseño de un Filtro Integrado Sintonizable en
Tecnología CMOS 0,35 μ m*

Titulación: Sistemas Electrónicos

Autor: D. Javier Cáceres Ruiz

Tutores: Dr. Francisco Javier del Pino Suárez

Dr. Sunil Lalchand Khemchandani

Fecha: Mayo 2010

Este Proyecto de Fin de Carrera no se habría podido llevar a cabo sin la generosa colaboración de varias personas a quienes expreso mi agradecimiento.

Deseo expresar mi agradecimiento a mi familia por estar siempre apoyándome y dándome ánimos en los momentos más difíciles. Agradecer a mi novia que nunca ha dejado de creer en mí y a mi madre, pero sobre todo le quiero agradecer y dedicar este proyecto a mi padre que aunque no este aquí conmigo yo se que el va ha estar orgulloso de mí.

Al Tutor principal D. Francisco Javier del Pino Suárez y mi cotutor Sunil Lalchand Khemchandani, por su predisposición permanente e incondicional en aclarar mis dudas y por sus substanciales sugerencias durante la elaboración del presente Proyecto al igual que a mis compañeros por ayudarme. También deseo expresar mi agradecimiento a Olympia Canarias por dejarme la facilidad de estar trabajando con ellos y seguir cursando el proyecto y mis compañeros. Todas aquellas personas que han participado directa e indirectamente en este proyecto por sus consejos y por su colaboración.

Índice

 Capítulo 1: Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Objetivos	4
1.3. Estructura de la memoria	4
 Capítulo 2: Teoría general sobre filtros integrados	7
2.1. Según la función que desempeñan	7
2.2. Según los componentes que lo forman	11
2.2.1. Filtros pasivos	11
2.2.2. Filtros activos	11
2.2.3. Efectos de segundo orden	14
2.2.3.1. DC- <i>offset</i>	14
2.2.3.2. Ruido	14
2.2.3.3. Distorsión	14
2.3. Resumen	16
 Capítulo 3: Diseño de filtros pasivos	19
3.1. Teoría general sobre filtros	19
3.2. Aproximación del filtro paso bajo ideal	20
3.2.1. Aproximación por el método de Butterworth	21
3.2.2. Aproximación por el método de Chebyshev	24
3.2.3. Aproximación por el método de Chebyshev inverso	28
3.2.4. Aproximación por el método Elíptico o de Cauer	29

3.2.5.	Aproximación por el método de Bessel-Thomson	31
3.3.	Aproximación del filtro paso bajo ideal mediante la herramienta ADS	35
3.3.1.	Aproximación por el método de Butterworth	35
3.3.2.	Aproximación por el método de Chebyshev	38
3.3.3.	Aproximación por el método de Chebyshev Inverso	40
3.3.4.	Aproximación por el método Elíptico o de Cauer	42
3.3.5.	Aproximación por el método de Bessel-Thomson	44
3.4.	Comparación entre las distintas aproximaciones	46
3.5.	Resumen	47
 Capítulo 4:	Filtros gm-C	49
4.1.	OTA básico	49
4.2.	Circuitos básicos con OTAs	50
4.3.	Filtros de primer y segundo orden	53
4.4.	Filtros de orden superior	56
4.5.	Implementación del filtro gm-C	57
4.6.	Resumen	61
 Capítulo 5:	Filtros integrados sintonizables	63
5.1.	Teoría sobre filtros integrados sintonizables	63
5.2.	Diseño del filtro básico	68
5.3.	Diseño de filtros sintonizables	70

5.4.	Varactores	72
5.4.1.	Varactor MOS (<i>cvar</i>)	73
5.4.2.	Simulación del varactor MOS (<i>cvar</i>)	77
5.4.3.	Varactor de unión PN (<i>jvar</i>)	80
5.4.4.	Simulación del varactor unión PN (<i>jvar</i>)	82
5.5.	filtros básicos con varactores	84
5.5.1.	Filtro básico con varactor <i>cvar</i>	85
5.5.2.	Filtro básico con varactor <i>jvar</i>	87
5.6.	Resumen	89
	Capítulo 6: OTAs	91
6.1.	Teoría de los OTAs	91
6.2.	Diseño de un transconductor	97
6.2.1.	Obtención de los parámetros del transconductor básico a partir de las simulaciones	100
6.3.	OTAs variables	105
6.3.1.	Diseño de un transconductor variable	108
6.3.2.	Obtención de los parámetros del transconductor variable a partir de las simulaciones	108
6.4.	OTA Pseudodiferencial	112
6.4.1.	Diseño de un transconductor pseudodiferencial	117
6.4.2.	Obtención de los parámetros del transconductor pseudodiferencial a partir de las simulaciones	117
6.5.	Resumen	120
	Capítulo 7: Diseño del filtro integrado sintonizable	121
7.1.	Realización del filtro integrado	121

7.2.	filtro integrado con varactor	135
7.3.	Resumen	139
	Capítulo 8: Conclusión	141
8.1.	Conclusiones	141
	Capítulo 9: Presupuesto	147
9.1.	Baremos utilizados	147
9.2.	Cálculo del presupuesto	148
9.2.1.	Costes debido a los recursos humanos	148
9.2.2.	Costes de amortización de los equipos informáticos y herramientas software	149
9.2.3.	Otros costes	150
9.2.4.	Presupuesto total	151
	Anexo	153
	Bibliografía	159

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

En la actualidad las redes inalámbricas (wireless) van desde redes de voz y datos globales, que permiten a los usuarios establecer comunicaciones a través de largas distancias, hasta las tecnologías de luz infrarroja y radiofrecuencia que están optimizadas para conexiones inalámbricas a distancias cortas. Entre los dispositivos comúnmente utilizados para este tipo de interconexiones se encuentran los equipos portátiles, equipos de escritorio, asistentes digitales personales (PDA), teléfonos móviles, localizadores, etc.

A la par del desarrollo de las redes inalámbricas, se ha venido desarrollando la telefonía móvil. Así, de una primera generación de móviles (1G) totalmente analógicos, se pasó a una segunda generación (2G) las cuales eran digitales, todavía operativos en muchos países sobre todo en vías de desarrollo, y de esta se pasó a desplegar redes de

segunda generación y media (2.5G) y de tercera generación (3G), donde sobresale la transmisión de datos a alta velocidad.

A pesar de que las redes, tanto de comunicaciones inalámbricas como móviles, evolucionan de forma independiente, el reto es lograr la convergencia e interoperabilidad de las redes para ofrecer múltiples aplicaciones y servicios.

La figura 1.1 describe algunas de las tecnologías en redes inalámbricas, su evolución y su posición hacia un sistema inalámbrico de nueva generación que proporcione servicios a través de un sistema común para todas las tecnologías de comunicaciones, lo que será una integración total de tecnologías y servicios.

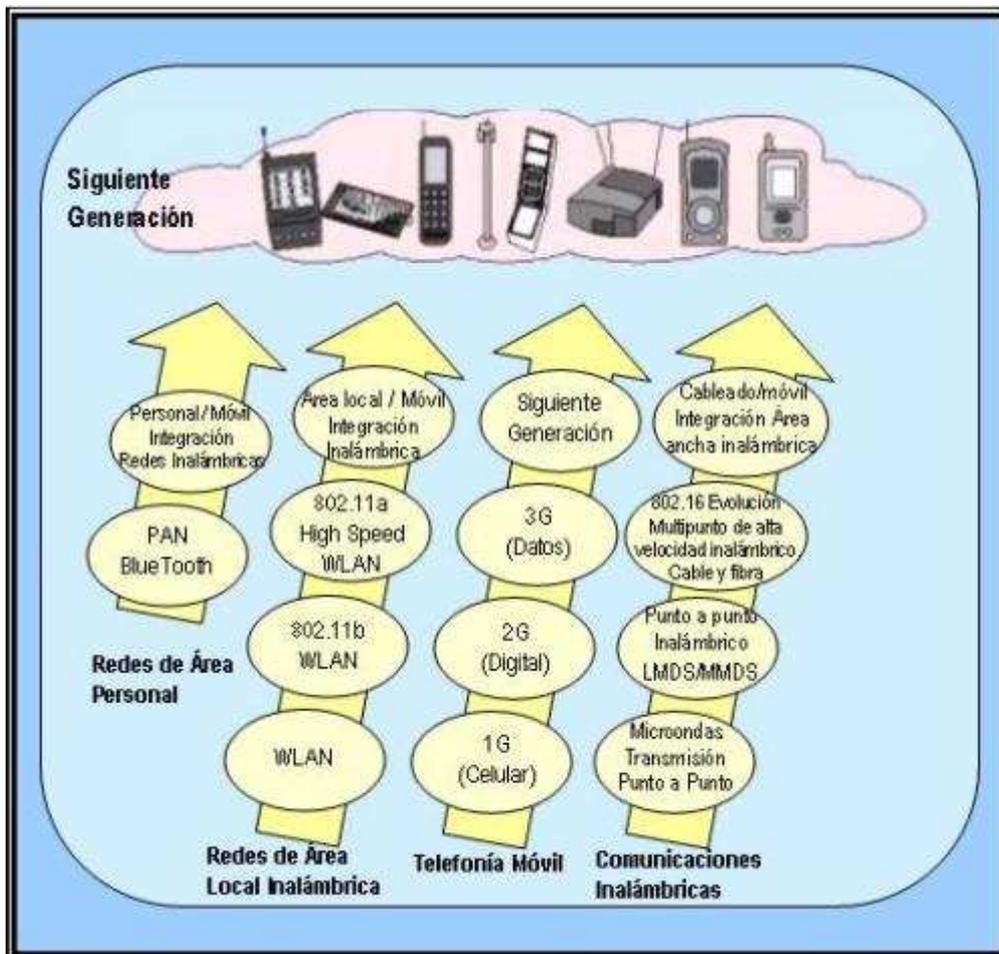


Figura 1.1: Evolución de las tecnologías inalámbricas.

Una de las evoluciones más recientes e interesantes en el área de las comunicaciones inalámbricas es la tendencia hacia la integración de funciones múltiples (teléfono, videoconsolas, PDAs, cámaras digitales fotográficas, etc.), en un dispositivo inalámbrico que puede ser usado en cualquier parte del mundo.

Un factor que permite esta evolución es el aumento en la disponibilidad de terminales multiestándar, integrados en tecnología de silicio de bajo coste, los cuales pueden comunicarse eficientemente dependiendo de la disponibilidad y conveniencia, usando diferentes estándares para voz y datos, como pueden ser el sistema global para las comunicaciones móviles (GSM), el sistema universal de telecomunicaciones móvil (UMTS), usados para la telefonía móvil, y el estándar 802.11 para las comunicaciones inalámbricas.

Por ejemplo, la última solución para un terminal de radio con múltiples funcionalidades sería una radio multiestándar, construida en una tecnología muy barata de CMOS, capaz de ser programada para operar según todos los estándares de comunicaciones importantes. Para que una radio multiestándar tenga valor necesita ser menos costosa que todos los componentes separados de la radio, y aun así tenga un buen funcionamiento y un consumo reducido. Esto sólo puede ser posible a una gran escala de integración, eliminando tantos componentes externos costosos como sea posible, y la reutilización de recursos entre diversos transmisores-receptores para limitar el área del chip al mínimo.

Las arquitecturas del receptor más convenientes para un alto nivel de integración son las de Cero-IF y Bajo-IF. En la figura 1.2 se muestra la estructura de un receptor Cero-IF. Como podemos ver, este tipo de receptores está compuesto por diferentes bloques entre los que destaca el filtro sintonizable. En este proyecto trataremos el diseño de un filtro integrado sintonizable.

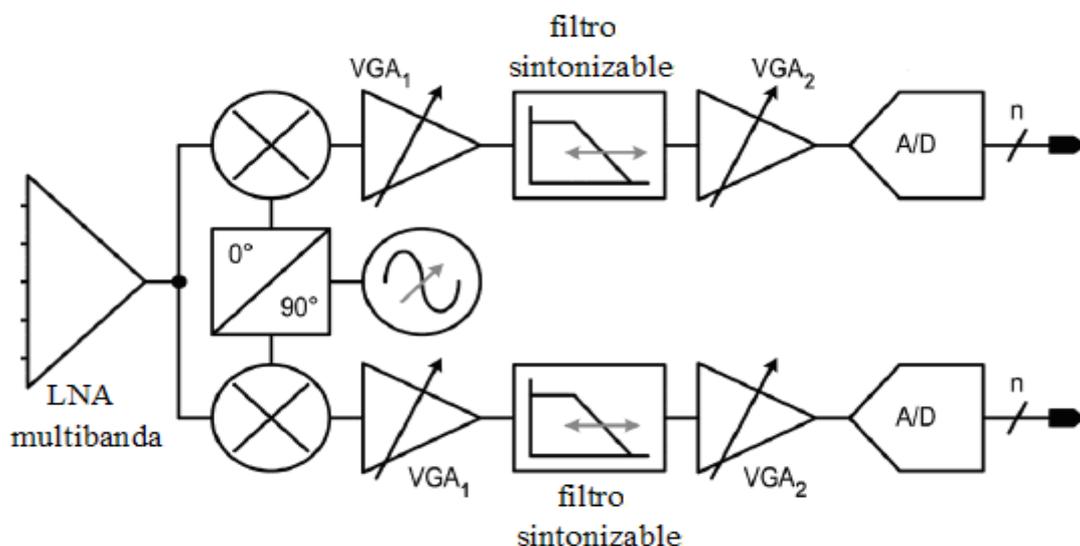


Figura 1.2: Receptor Cero-IF con LNA multibanda y filtros sintonizables.

1.2. Objetivos

El objetivo de este proyecto consiste en el diseño y simulación de un filtro integrado sintonizable en tecnología CMOS 0.35 μ m. Para ello se estudiarán primero las diferentes alternativas para realizar este tipo de filtros y posteriormente se diseñará un filtro sintonizable en la tecnología especificada.

1.3. Estructura de la memoria

La memoria se desarrollará en ocho capítulos acompañados de un anexo, del presupuesto y de la bibliografía. A continuación presentamos un breve resumen de cada capítulo:

- ✚ En el capítulo 2 veremos la teoría general sobre los filtros integrados donde se explicarán los distintos tipos de filtros, sus ventajas, desventajas y los efectos a los que están expuestos.
- ✚ En el capítulo 3 se desarrollará más detalladamente el diseño de filtros pasivos. Este capítulo lo podemos separar en dos partes, una teórica, donde se explica exhaustivamente la teoría de algunas aproximaciones de los filtros paso bajo, y otra práctica, en la cual se desarrollan los mismos filtros a partir de la herramienta software ADS.
- ✚ En el capítulo 4 hablamos de los filtros activos y más concretamente de aquellos realizados con transconductores y condensadores (filtros Gm-C). En este capítulo se verá cómo elementos pasivos, como las bobinas o las resistencias, pueden ser sustituidos por transconductores, disminuyendo el tamaño del circuito y obteniendo mejores resultados de diseño. Como remate a este capítulo veremos un ejemplo de transformación de un filtro paso bajo pasivo prototipo creado por ADS, en un filtro paso bajo activo con transconductores ideales.
- ✚ En el capítulo 5 se hará un estudio teórico del filtro integrado y de los tipos de varactores que hay. Para poner en práctica esta teoría, se ha implementado el filtro integrado con los dos tipos de varactores posibles.
- ✚ En el capítulo 6 descubrimos el transconductor real que vamos a utilizar para nuestro proyecto, el transconductor pseudodiferencial. Estudiaremos el diseño del mismo y los resultados obtenidos tras sustituir los transconductores ideales del filtro paso bajo activo de los capítulos anteriores por los pseudodiferenciales.

- ✚ En el capítulo 7 se diseña el filtro integrado con varactores para que se produzca el desplazamiento en frecuencias del filtro paso bajo y se convierta en un filtro integrado sintonizable. Una vez hecho esto se estudiará los resultados para ver cual es el más fiable y el mejor que nos convenga para nuestro proyecto.
- ✚ Por último, en el capítulo 8 se resumen las principales conclusiones del proyecto.

Capítulo 2

Teoría general sobre filtros integrados

Un filtro es un dispositivo diseñado para dejar pasar todas las frecuencias dentro de un rango especificado (banda de paso) y rechazar todas las frecuencias fuera de ese rango (banda de rechazo). Idealmente, un filtro tiene pérdidas cero en la banda de paso y pérdidas infinitas en la banda de rechazo, no causando ninguna distorsión a la señal que pasa a través de él. Existen diferentes criterios para definir los filtros, éstos se explicarán a medida que se avance en el capítulo.

2.1. Según la función que desempeñan

De acuerdo a la función que realizan los filtros se clasifican como: paso bajo (LPF), paso alto (HPF), paso banda (BPF) y rechazo banda (SBF). En la figura 2.1 se puede observar un ejemplo de ellos.

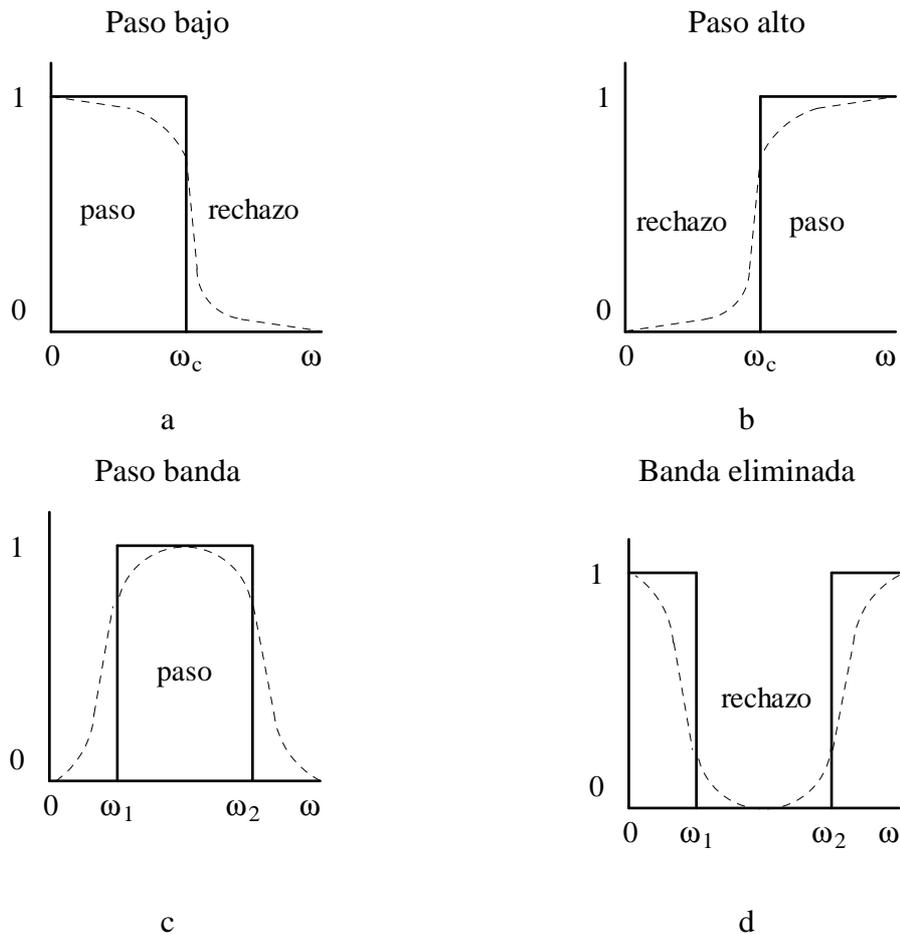


Figura 2.1: Respuesta en frecuencia de los cuatro tipos básicos de filtros. Las líneas continuas son la función ideal y las líneas discontinuas la función real.

Puesto que es imposible realizar filtros con características ideales, es decir, con cambios bruscos entre la banda de paso y la banda de rechazo, los filtros generalmente se hacen dentro de ciertas tolerancias en términos de la atenuación (α) en las bandas de paso (pérdidas de inserción) y de rechazo (véase la figura 2.2).

Existen diferentes aproximaciones que nos permiten diseñar filtros con características parecidas a los filtros ideales, normalmente a expensas de otros parámetros. Las aproximaciones más importantes son:

- Butterworth
- Chebyshev
- Bessel-Thomson
- Elíptico (igual rizado)
- Elíptico (máximamente plano).

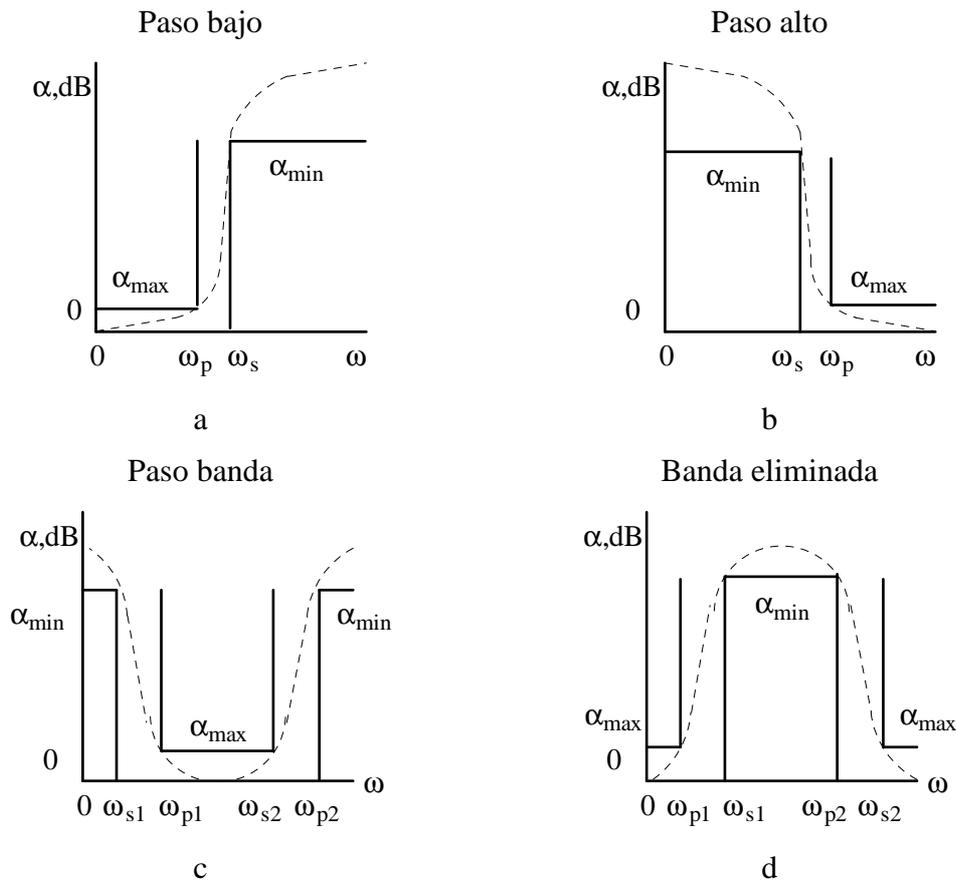


Figura 2.2: Especificaciones prácticas de la atenuación del filtro.

Los filtros Butterworth (en la figura 2.3.a) están diseñados para producir la respuesta más plana posible en la banda de paso. Esto significa que el valor de las pérdidas de inserción de este tipo de filtros es igual a las pérdidas de inserción máximas en el centro de la banda de paso y aumenta hasta un valor determinado en el borde de la banda de transición. A partir de este punto las pérdidas de inserción aumentan mucho más rápidamente que en la banda de paso. Debido a que la respuesta es plana en la banda de paso, este tipo de filtros tiende a manifestar una baja distorsión de amplitud y fase. Como contrapartida, los filtros Butterworth presentan un rechazo fuera de la banda de paso no tan bueno como el de otros tipos de filtro.

La respuesta de los filtros Chebyshev (mostrado en la figura 2.3.c) presenta un rizado en la banda de paso, es decir, las pérdidas de inserción varían entre un mínimo y un máximo a lo largo de toda la banda de paso. Esto implica que la distorsión de amplitud y fase de estos filtros sea mayor pero, como compensación, las características de rechazo de los filtros de Chebyshev son superiores a las de los filtros de Butterworth. De esta forma, con pocos componentes y, a pesar de tener una distorsión en amplitud y fase más alta, se

puede conseguir que las pérdidas de inserción sean las especificadas en la banda de rechazo.

Los filtros de Bessel-Thomson (figura 2.3.b) son una aproximación lineal en fase, es decir, tienen una fase aproximadamente lineal. Fuera de la banda de paso, las pérdidas de inserción aumentan gradualmente. En la banda de rechazo no tiene una respuesta tan buena como en los filtros de Butterworth o de Chebyshev, (la pendiente de bajada tiene un valor $6 \cdot n$ dB/octava, donde n es el orden del polinomio de Bessel en la aproximación paso bajo).

Las respuestas elípticas máximamente plana y de igual rizado son idénticas en la banda de paso a las de los filtros de Butterworth y de Chebyshev, respectivamente (ver la figura 2.3.d). Sin embargo, hay una diferencia muy importante en la banda de rechazo, y es que las pérdidas de inserción alcanzan un valor infinito en una o más frecuencias de la misma banda. La ventaja de este tipo de filtros es que la transición es mucho más rápida, aunque su estructura sea un poco más compleja.

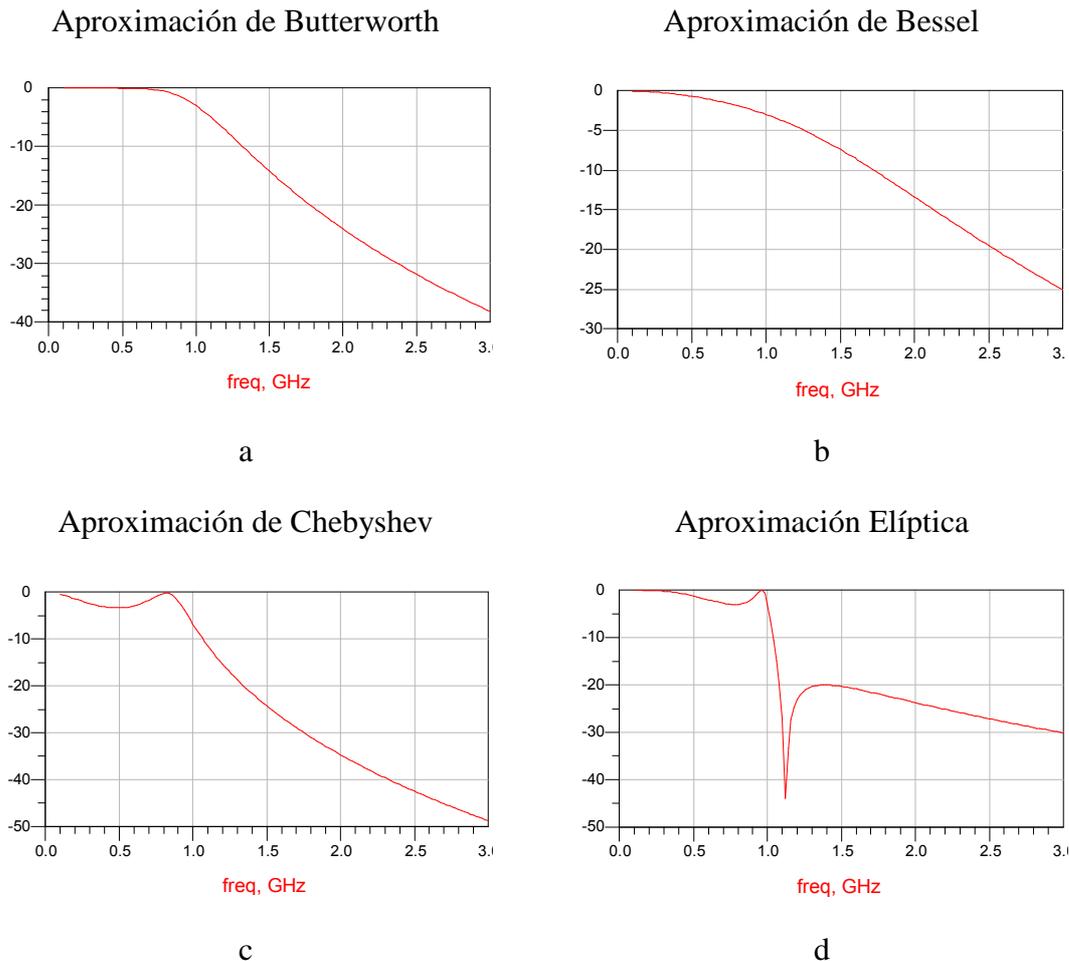


Figura 2.3: Funciones de transferencia típicas para filtros de cuatro polos.

2.2. Según los componentes que lo forman

De acuerdo con la naturaleza de los componentes usados para implementar el filtro podemos distinguir entre dos tipos principales de filtros: los filtros pasivos y los filtros activos.

2.2.1. Filtros pasivos

Un filtro pasivo es simplemente un filtro que no utiliza ningún elemento que amplifica (transistores, amplificadores operacionales, etc.). En términos del número de componentes necesarios, los filtros pasivos son la implementación más simple de una función de transferencia dada. Estos filtros tienen otras ventajas como:

- Debido a que no tienen ningún componente activo, no requieren ninguna fuente de alimentación.
- Su respuesta no está acotada por las limitaciones en ancho de banda de amplificadores operacionales o cualquier otro tipo de circuito activo y, por tanto, pueden trabajar bien en alta frecuencia.
- Los filtros pasivos se pueden utilizar en aquellas aplicaciones que implican corrientes o tensiones elevadas.
- Generan poco ruido en comparación con los circuitos que usan elementos activos.
- El ruido que producen es simplemente ruido térmico de los componentes resistivos y, si tenemos cuidado en el diseño, la amplitud de este ruido puede ser muy baja.

Sin embargo, presentan algunas desventajas importantes en ciertas aplicaciones:

- Al no utilizar ningún elemento activo, no pueden proporcionar ganancia.
- Además, para la síntesis de la mayoría de filtros pasivos son necesarios varios inductores y el coste que implica su uso en circuitos integrados, en términos de área, puede ser prohibitivo.

2.2.2. Filtros activos

Los filtros activos utilizan elementos que amplifican, especialmente amplificadores operacionales (OA) y amplificadores operacionales transconductores (OTA), junto con resistencias y condensadores en sus lazos de realimentación.

Existe una serie de ventajas asociadas a este tipo de filtros:

- Pueden tener ganancia y además su impedancia de entrada y salida se puede ajustar a los valores deseados (en general esto no es siempre posible con los filtros pasivos).
- Son más fáciles de diseñar que los filtros pasivos (sobre todo si los comparamos con los distribuidos).
- Su cualidad más importante es, posiblemente, que carecen de inductores, de tal modo que se eliminan los problemas asociados a estos componentes.

Al igual que los pasivos también poseen una serie de desventajas:

- El funcionamiento en alta frecuencia está limitado por el producto ganancia-ancho de banda de los elementos que amplifican.
- Los filtros activos generan ruido debido a la circuitería de amplificación, aunque haciendo un diseño cuidadoso y usando amplificadores de bajo ruido esto se puede reducir al mínimo.

En [1] se puede encontrar una descripción detallada de los filtros activos basados en OA.

Otro tipo de filtros, llamados filtros de condensadores o capacidades conmutadas, supera algunos de los problemas inherentes a los filtros activos normales y añade algunas nuevas cualidades interesantes. Este tipo de filtros no necesita ningún condensador o inductor externo y su frecuencia de corte se puede fijar en un amplio rango con una exactitud muy alta (típicamente de 0.2%) mediante el uso de una frecuencia de reloj externa. Esto permite hacer diseños robustos y con alta repetibilidad con el coste reducido de osciladores baratos controlados por un cristal. Un detalle a tener en cuenta de este tipo de filtros es su baja sensibilidad a cambios de temperatura.

La principal diferencia entre los filtros de capacidades conmutadas y los filtros activos convencionales es que trabajan con datos muestreados, es decir, trabajan en tiempo discreto en lugar de en tiempo continuo.

El funcionamiento de los filtros de capacidades conmutadas se basa en la posibilidad de simular el funcionamiento de resistencias mediante el uso de condensadores integrados y conmutadores MOS. Si bien la tolerancia en el valor absoluto de las capacidades integradas es alta, su tolerancia con respecto a otros condensadores del chip se puede ajustar muy bien, dando por resultado filtros integrados cuyas frecuencias de corte son proporcionales y determinadas únicamente por la frecuencia del reloj externo.

La principal desventaja de los filtros conmutados es que presentan mucho más ruido a su salida (tanto ruido aleatorio como del propio reloj) que los circuitos activos convencionales. Además, su frecuencia máxima de operación está limitada por el ancho de banda de los dispositivos activos [2]. Debido a esta limitación, la aproximación de capacidades conmutadas no se suele utilizar para el filtrado en alta frecuencia, por lo que la solución más común es utilizar los filtros activos basados en OTA.

La mayoría de los OA se basan en la conexión en cascada de dos o más etapas de amplificación. Esta configuración proporciona una ganancia elevada pero convierte al circuito en inestable. Para evitar esta inestabilidad, se suele usar por lo general una red de realimentación de compensación, la cual disminuye el producto ganancia-ancho de banda (GBW) del OA. Un OTA no es más que un OA sin la segunda etapa. Esto significa que hay menos nodos internos en el circuito y, por tanto, hay un aumento en el ancho de banda del circuito.

Por esta razón, los filtros activos basados en OTA están especialmente indicados a la realización de filtros integrados de alta frecuencia. Este método de diseño utiliza solamente transconductores y condensadores y se denominan filtros gm-C. Aunque la aplicación fundamental de este método de diseño son los filtros de alta frecuencia, los circuitos gm-C se pueden utilizar también para el diseño de filtros integrados en frecuencias bajas.

La figura 2.4 muestra una clasificación de los filtros según el rango de frecuencias de funcionamiento. Como se puede apreciar, la aproximación gm-C es el método más conveniente para diseño de filtros de frecuencias intermedias (FI).

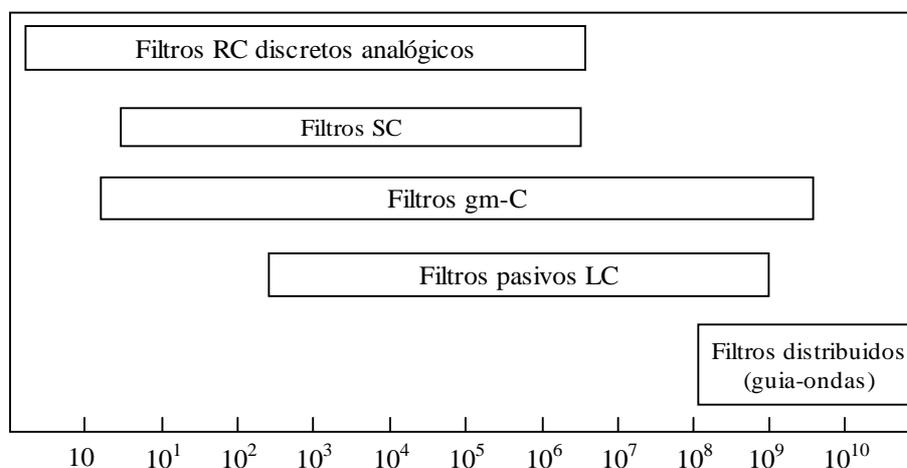


Figura 2.4: Clasificación de los filtros según el rango de frecuencias de funcionamiento.

2.2.3. Efectos de segundo orden

Además de inexactitudes de la aproximación teórica, los efectos de segundo orden más significativos son los siguientes: *DC-offset*, ruido y distorsión.

2.2.3.1. *DC-offset*

Los *offsets* de continua pueden corromper la señal y, peor todavía, podrían saturar las etapas siguientes. Este efecto es más importante en filtros paso bajo puesto que los paso banda no usan la frecuencia cero. En caso necesario habrá que compensar este efecto mediante sistemas más o menos sofisticados que permitan el calibrado.

2.2.3.2. Ruido

El ruido creado por los dispositivos semiconductores está presente en la salida de cualquier filtro construido con componentes activos. En la mayoría de los casos, las últimas etapas del filtro quitan el ruido presente en la banda de rechazo generado por las etapas precedentes, pero no hacen lo mismo con el ruido de la banda de paso. En la mayoría de los sistemas el ruido presenta pocos problemas ya que los filtros de FI están conectados generalmente a un convertidor analógico digital (ADC) y la magnitud del ruido raramente excede del valor del bit menos significativo. Sin embargo, si queremos mejorar la exactitud de los datos deberemos reducir el ruido tanto como sea posible.

2.2.3.3. Distorsión

Si los circuitos activos con los que está hecho el filtro presentan no linealidades, a la salida aparecerán componentes armónicas de la frecuencia de la señal de entrada. Estos armónicos se convierten en entradas al convertidor ADC, que los transforma a digital con el resto de la señal. Igual que sucedía con el ruido, cada etapa del filtro paso bajo quita las componentes de la distorsión de la banda de rechazo que genera la etapa anterior. El nivel de distorsión varía con la frecuencia de la señal de entrada, la amplitud, la función de transferencia y la frecuencia de corte.

La distorsión armónica total (THD) es una especificación usada a menudo como representación numérica de la distorsión presente en la salida de un circuito activo. Este número es la suma del valor eficaz de las distorsiones armónicas

individuales (es decir 2°, 3°...etc.) creada por la no linealidad de los componentes activos y pasivos en el circuito cuando es atacado por una entrada sinusoidal pura con una amplitud y una frecuencia dadas. Su medida requiere una entrada sinusoidal de muy baja distorsión, la eliminación de la componente correspondiente a la frecuencia fundamental de la salida y la medida de amplitud de los armónicos restantes que son, típicamente, de 60 dB a 140 dB menores que el fundamental.

En los filtros activos, la THD se especifica generalmente en dBc (dB relativos a la amplitud de la componente fundamental) en una frecuencia y amplitud específicas (por ejemplo 10Vp-p para una frecuencia de 1 KHz).

La figura de mérito que relaciona los dos parámetros últimos, el ruido y la distorsión, es el rango dinámico (DR). El DR se define generalmente como el nivel de entrada máximo que el circuito puede tolerar respecto al mínimo nivel de entrada para el cual el circuito proporciona una calidad razonable de señal.

En un filtro activo, las no linealidades definen el extremo superior (típicamente: la tensión de entrada máxima para tener un THD del 1%) y el ruido el extremo inferior.

Las no linealidades en un filtro paso bajo se pueden medir mediante el THD (véase la figura 2.5.a). Sin embargo, en el caso de un circuito paso banda, una medida más adecuada es la intermodulación de tercer orden, creada por dos tonos en la banda o combinaciones de dos tonos en la banda de rechazo que producen espurios en la banda de paso (figura 2.5.b). Esta no linealidad es caracterizada por el punto de intercepción de tercer orden (IP3). Cuando la definición del rango dinámico se basa en el comportamiento de la intermodulación, el rango dinámico se llama “rango dinámico libre de espurios” (SFDR), [1].

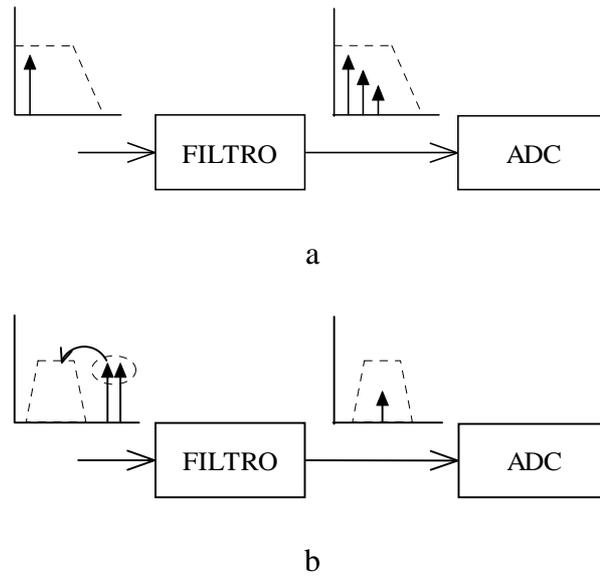


Figura 2.5: Distorsión producida por la no linealidad en un filtro (medida con el THD) (a). Distorsión producida por la intermodulación (medida con el IP3) (b).

2.3. Resumen

A lo largo de este capítulo hemos presentado diferentes clases de filtros, desde los ideales, que nunca se implementarán debido a sus cambios imposibles de señal, hasta los filtros reales, que se clasifican de dos maneras, según la función a desempeñar o según los componentes que lo forman.

Según la función que vayan a desempeñar pueden ser filtros paso bajo (LPF), paso alto (HPF), paso banda (BPF) o rechazo banda (SBF), realizándose a partir de una de las cinco aproximaciones que creamos conveniente (Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverso o Elíptico).

Según los componentes que lo forman pueden ser filtros pasivos, formados por componentes que no ofrecen ganancia, o filtros activos, creados por amplificadores y transconductores que limitan su ancho de banda en alta frecuencia pero más sencillos de diseñar.

El objeto de este proyecto es diseñar un filtro integrado sintonizable con OTAs reales a partir de un filtro paso bajo pasivo, todo ello teniendo en cuenta las limitaciones propias de cada tipo de filtro y ayudándonos de la herramienta software Advanced Design System (ADS), [9], para un diseño óptimo.

Antes de iniciar el diseño del filtro integrado, explicaremos en el próximo capítulo las características de las distintas aproximaciones para la creación de filtros expuestas al

comienzo de este capítulo, así, podremos apreciar sus diferencias desde el punto de vista teórico.

Capítulo 3

Diseño de filtros pasivos

Una vez conocidos los tipos de filtros en el capítulo anterior, vamos a crearlos basándonos en la teoría de cada uno [3]. Como bien se puede deducir, este capítulo será meramente teórico y, si el lector lo desea, se lo puede saltar, ya que, como se verá al final de éste y posteriores capítulos, la herramienta para diseñar filtros en general será software [9].

3.1. Teoría general sobre filtros

En la práctica, las especificaciones de los filtros se dan en términos de la frecuencia (o frecuencias) de corte (ω_c), la desviación o error máximo permitido en la banda de paso ($A_{m\acute{a}x}$), la frecuencia o frecuencias límite de la banda de rechazo (ω_s) y la atenuación mínima en la banda de rechazo (A_{min}). A partir de estas especificaciones podremos dibujar un diagrama en magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro. Un ejemplo de ello se

muestra en la figura 3.1 donde se representa la respuesta de un filtro paso bajo que debe estar dentro de los límites impuestos en el diagrama.

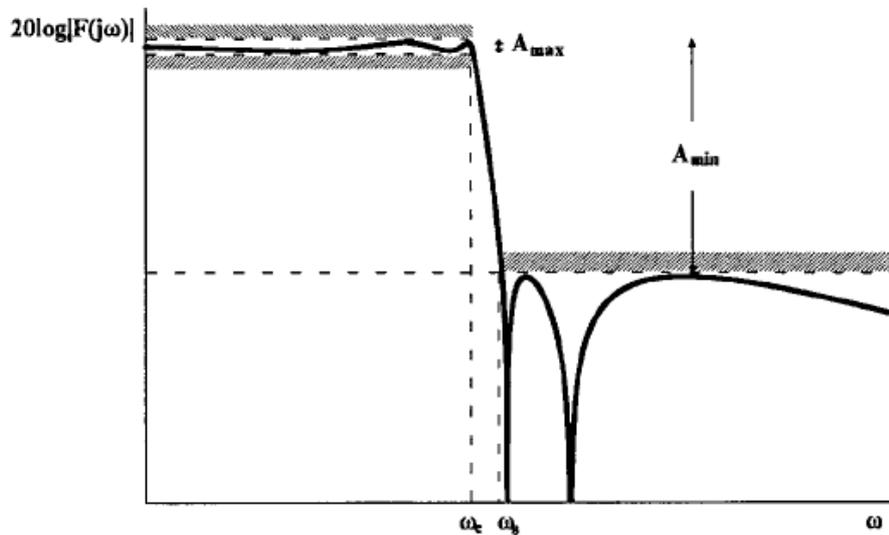


Figura 3.1: Posible respuesta que cumple las especificaciones de un filtro paso bajo.

Por lo general, trabajamos con funciones paso bajo debido a su simplicidad, ya que las respuestas de los otros filtros (HPF, BPF y SBF) pueden obtenerse a partir de filtros paso bajo mediante una transformación conveniente de frecuencia.

La dificultad radica en encontrar una respuesta $F(s)$ en magnitud y/o fase que se aproxime a la curva predefinida. El problema de la aproximación, que así es como nos referiremos a ella, ha sido solventado matemáticamente por varias vías, siendo las funciones más conocidas las de:

- Butterworth (máximamente plano)
- Chebyshev (igual rizado)
- Bessel-Thomson
- Elíptico igual rizado o también conocido como Cauer
- Elíptico máximamente plano.

3.2. Aproximación del filtro paso bajo ideal

En la figura 3.2 se muestra la respuesta en amplitud de un filtro paso bajo ideal con una frecuencia de corte normalizada de $\omega_c = 1$. Si aceptamos un pequeño error en la banda de paso y una banda de transición no muy abrupta, podemos buscar una función $F(s)$ donde la magnitud de la misma se aproxime lo máximo posible a la respuesta ideal. Una función genérica que cumple estas características puede ser la siguiente:

$$|F(j\omega)| = M(\omega) = \frac{1}{[1 + \varepsilon^2 w(\omega^2)]^{1/2}} \quad (3.1)$$

Donde ε es una constante con un valor comprendido entre cero y uno ($0 \leq \varepsilon \leq 1$), dependiendo del error estipulado para la banda de paso, y $w(\omega^2)$ es una función de ω^2 tal que:

- para $0 \leq \omega \leq 1 \rightarrow 0 \leq w(\omega^2) \leq 1$
- para $\omega > 1 \rightarrow w(\omega^2) \gg 1$

En general, el numerador de $M(\omega)$ puede tener otra constante distinta a la unidad, lo que implica la ganancia (o atenuación) en $\omega = 0$ (es decir, en dc).

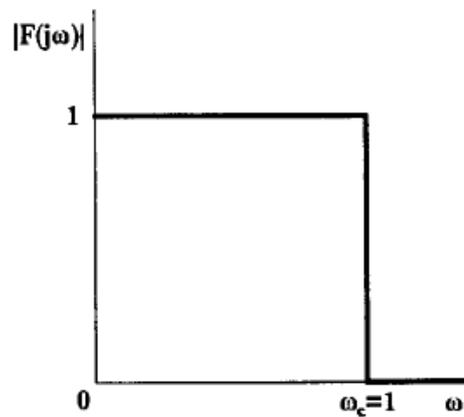


Figura 3.2: Respuesta de la amplitud de un filtro paso bajo ideal.

3.2.1. Aproximación por el método de Butterworth o máximamente plano

Si en la ecuación (3.1), hacemos $\varepsilon = 1$ y $w(\omega^2) = \omega^{2n}$ siendo n un número entero, real y positivo, podemos obtener la siguiente ecuación para la amplitud:

$$M(\omega) = \frac{1}{[1 + \omega^{2n}]^{1/2}} \quad (3.2)$$

Se puede observar que $M(0) = 1$ y que $M(\omega)$ decrece con ω .

Para $\omega_c = 1$:

$$M(1) = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$$

o

$$20 \log M(1) = -10 \log 2 = -3.01 \text{ dB}$$

En otras palabras, para $\omega_c = 1$, la amplitud está 3dB por debajo de su valor en dc. Ésta será la frecuencia de corte del filtro, la cual, no depende del orden del mismo (n). El orden del filtro lo que determina es cuanto se aproxima la función $M(\omega)$ a la ideal.

La ecuación (3.2) expresa la respuesta en amplitud de los filtros de Butterworth. La aproximación de Butterworth es también conocida como aproximación máximamente plana, debido a que las primeras $2n - 1$ derivadas de $M(\omega)$ son cero en $\omega = 0$. El error en la banda de paso es cero en $\omega = 0$ y máximo en la frecuencia de corte (3dB). Entre $\omega = 0$ y $\omega = 1$, el error toma valores intermedios aumentando a medida que crece ω . Para valores de $\omega \gg 1$, $M(\omega)$ se comporta aproximadamente como:

$$M(\omega) = \frac{1}{\omega^n}$$

Es decir, cae alrededor de $20n$ dB/décadas.

$$20 \log M(\omega) = -20n \log \omega \quad (3.3)$$

Para buscar una función de red $F(s)$ cuya magnitud con $s = j\omega$ sea $M(\omega)$, haremos lo siguiente:

$$M^2(\omega) = |F(j\omega)|^2 = F(j\omega)F(-j\omega) = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (3.4)$$

Sustituyendo $j\omega$ por s nos queda:

$$F(s)F(-s) = \frac{1}{1 + (-1)^n s^{2n}} \quad (3.5)$$

Definiendo una función $P(s^2)$ tal que cumpla que:

$$P(s^2) = F(s)F(-s) \quad (3.6)$$

Y que:

$$M^2(\omega) = P(-\omega^2)$$

entonces, puesto que conocemos $P(-\omega^2)$ a partir de $M^2(\omega)$, podemos obtener $P(s^2)$ cambiando $-\omega^2$ por s^2 en la ecuación (3.4). Si expresamos $P(s^2)$ en la forma definida por la ecuación (3.6), podemos observar que los polos de $F(s)$ son simétricos a los de $F(-s)$ sobre el eje $j\omega$. Dado que $F(s)$ debe ser una función estable, sus polos son idénticos a los de $P(s^2)$ pero con la parte real negativa. Los polos de $P(s^2)$ son las raíces de la ecuación:

$$1 + (-1)^n s^{2n} = 0 \quad (3.7)$$

Se puede demostrar que la solución es la siguiente:

$$s_k = \sigma_k + j\omega_k = -\operatorname{sen}\left(\frac{2k-1}{2n}\pi\right) + j\cos\left(\frac{2k-1}{2n}\pi\right) \quad (3.8)$$

Donde k puede tomar los valores $k = 1, 2, \dots, 2n$.

Los n polos de $F(s)$ se obtienen a partir de la ecuación anterior. Todos ellos tienen una magnitud igual a la unidad y caen de forma equidistante sobre la circunferencia unidad.

Por ejemplo, considerando el caso para $n = 4$, tenemos:

$$M^2(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^8}$$

con ello podemos decir que:

$$P(s^2) = \frac{1}{1 + s^8}$$

Los polos de $P(s^2)$ se obtienen de la ecuación (3.8) para $k = 1, 2, \dots, 8$, y se observa que se sitúan en la circunferencia unidad tal y como muestra la figura 3.3.

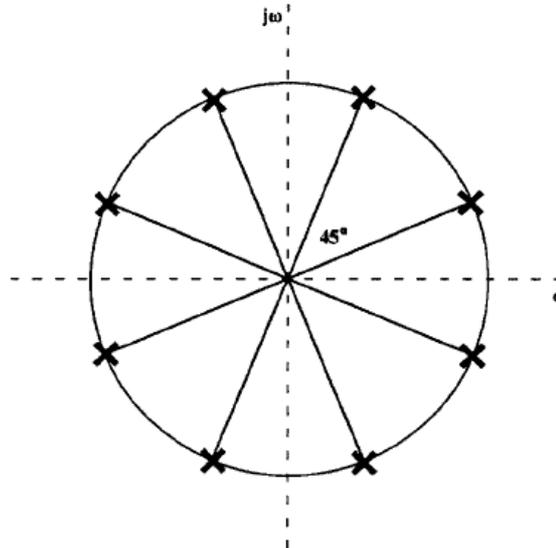


Figura 3.3: Polos de un filtro Butterworth para $n = 4$.

De éstos polos los primeros cuatro ($k = 1, 2, 3$ y 4) se asignan a $F(s)$ puesto que deben caer en la mitad izquierda del plano s . Éstos son:

$$s_1 = -0,3827 + j0,9239$$

$$s_2 = -0,9239 + j0,3827$$

$$s_3 = -0,9239 - j0,3827$$

$$s_4 = -0,3827 - j0,9239$$

Por lo tanto, la función de cuarto orden de un filtro Butterworth paso bajo es:

$$F(s) = \frac{1}{(s - s_1)(s - s_2)(s - s_3)(s - s_4)}$$

Agrupando los términos complejos conjugados tenemos:

$$F(s) = \frac{1}{(s^2 + 0.7654s + 1)(s^2 + 1.8478s + 1)}$$

Y al multiplicarlos entre sí:

$$F(s) = \frac{1}{s^4 + 2.613s^3 + 3.414s^2 + 2.613s + 1}$$

El denominador de esta función se conoce como el polinomio de Butterworth. En la figura 3.4 se muestra la respuesta del filtro expresado por la función $F(s)$.

Los primeros diez polinomios de Butterworth se pueden observar en la Tabla A.1 del Anexo.

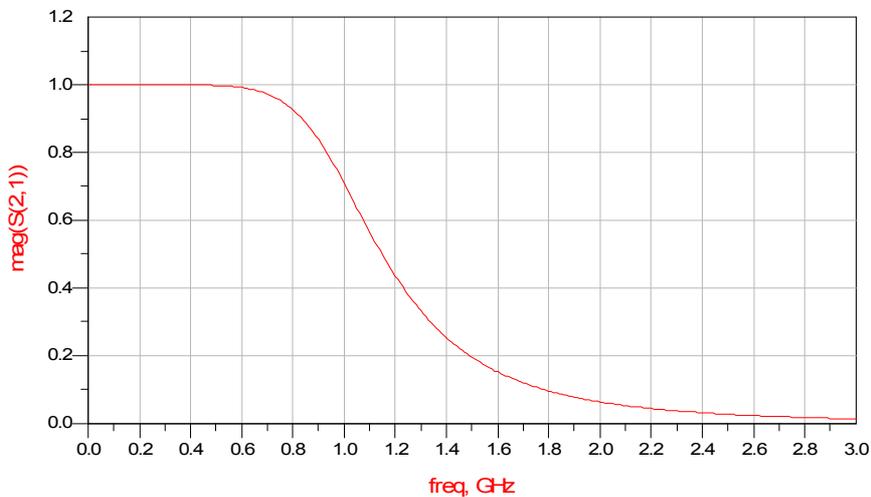


Figura 3.4: Filtro Butterworth de cuarto orden realizado mediante la herramienta ADS.

3.2.2. Aproximación por el método de Chebyshev o igual rizado

Para este caso la ecuación (3.1) toma la siguiente forma:

$$|F(j\omega)|^2 = M^2(\omega) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)} \quad (3.9)$$

Donde ε sigue teniendo un valor comprendido entre cero y uno ($0 \leq \varepsilon \leq 1$) y $C_n(\omega)$ es el polinomio de Chebyshev de grado n , cuyo valor vendrá dado por:

$$C_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \omega) & \rightarrow 0 \leq |\omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \omega) & \rightarrow 1 \leq |\omega| \end{cases} \quad (3.10)$$

$C_n(\omega)$ variará entre +1 y -1 en la banda de paso ($0 \leq \omega \leq 1$), mientras que su valor absoluto aumenta rápidamente con ω por encima de $\omega = 1$. Como consecuencia de ello $M(\omega)$ varia entre 1 y $(1 + \varepsilon^2)^{-1/2}$ en la banda de paso tomando un error con un rizado de $20 \log(1 + \varepsilon^2)^{1/2} = 10 \log(1 + \varepsilon^2)$ dB. De esta forma, el valor de ε determina el error en la banda de paso.

El polinomio de Chebyshev se puede obtener a partir de la siguiente fórmula recursiva:

$$C_{n+1}(\omega) = 2\omega C_n(\omega) - C_{n-1}(\omega) \quad (3.11)$$

Con $C_0(\omega) = 1$ y $C_1(\omega) = \omega$.

En la figura 3.5 se ofrece la representación de los polinomios Chebyshev con $n = 1, 2$ y 3 .

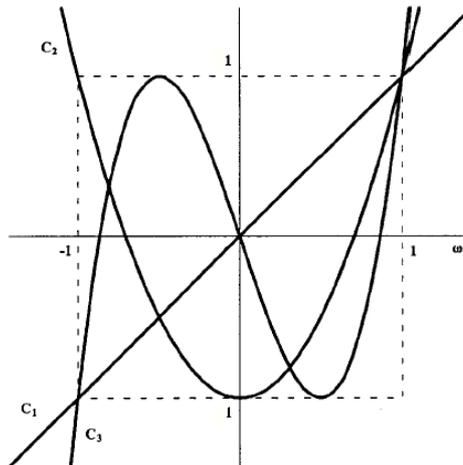


Figura 3.5: Diagrama de los polinomios Chebyshev de grados $n=1, 2$ y 3 .

Por lo tanto en dc ($\omega = 0$) tendremos:

$$M(0) = \begin{cases} 1 & \text{para } n \text{ impar} \\ (1 + \varepsilon^2)^{-1/2} & \text{para } n \text{ par} \end{cases}$$

Fuera de la banda de paso y para $\omega \gg 1$, $M(\omega)$ se comporta aproximadamente como $(\varepsilon 2^{n-1} \omega^n)^{-1}$, es decir, la atenuación para $\omega \gg 1$ será:

$$\begin{aligned} 20 \log(\varepsilon 2^{n-1} \omega^n) &= 20 \log \varepsilon + 20 \log 2^{n-1} + 20 \log \omega^n = \\ &= 20 \log \varepsilon + 6(n-1) + 20n \log \omega \quad \text{dB} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Que si se compara con los $20n \log \omega$ de la función Butterworth, para $\varepsilon \gg 1$, la aproximación de Chebyshev tiene una ventaja de $20 \log \varepsilon + 6(n-1)$ dB sobre la primera (aproximación de Butterworth). Sin embargo, cuando $\varepsilon < 1$ esta ventaja es menos importante debido a que el $\log \varepsilon$ tiene valores negativos.

Por un procedimiento similar al del Butterworth, se hallan los polos de la función del filtro Chebyshev de la siguiente forma:

$$s_k = \sigma_k \pm j\omega_k$$

Donde:

$$\sigma_k = \sinh \beta_k \cdot \sin\left(\frac{2k-1}{2n} \pi\right) \quad (3.13)$$

$$\omega_k = \cosh \beta_k \cdot \cos\left(\frac{2k-1}{2n} \pi\right) \quad (3.14)$$

y
$$\beta_k = \frac{1}{n} \operatorname{senh}^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \quad \text{para } k = 1, 2, \dots, 2n$$

Estos polos se sitúan sobre la elipse definida por la siguiente ecuación:

$$\frac{\sigma_k^2}{\operatorname{senh}^2 \beta_k} + \frac{\omega_k^2}{\cosh^2 \beta_k} = 1 \quad (3.15)$$

El semieje mayor de la elipse cae en el eje $j\omega$, siendo su longitud $\pm \cosh \beta_k$ mientras que la longitud del semieje menor es $\pm \operatorname{senh} \beta_k$.

Los puntos de intersección entre la elipse y el eje $j\omega$ definen la frecuencia a -3dB (frecuencia a potencia mitad), los cuales coinciden con $\pm \cosh \beta_k$. Si los comparamos con los de Butterworth vemos que las frecuencias de éstos son siempre $\omega_c = \pm 1$.

Dividiendo s_k entre $\cosh \beta_k$ podemos normalizar las funciones de los polos del Chebyshev de forma que se puede obtener la frecuencia a potencia mitad en $\omega_c = 1$. La normalización de los polos se hará de la siguiente forma:

$$s'_k = \frac{s_k}{\cosh \beta_k} = \sigma'_k \pm j\omega'_k$$

Con

$$\sigma'_k = \tanh \beta_k \cdot \text{sen} \left(\frac{2k-1}{2n} \pi \right) \quad (3.16)$$

$$\omega'_k = \cos \left(\frac{2k-1}{2n} \pi \right) \quad (3.17)$$

Comparando s'_k con los correspondientes polos de la función de Butterworth se puede observar que tienen idénticas partes imaginarias, mientras que sus partes reales se diferencian en un factor $\tanh \beta_k$. La posición relativa en el plano s de los polos de Butterworth y de los polos normalizados de Chebyshev para $n=3$ se muestran en la figura 3.6. Para el caso de $\varepsilon = 0$, cuando $\beta_k = \infty$ y $\tanh \beta_k = 1$, los polos de Butterworth y Chebyshev coinciden.

Los coeficientes de la función del filtro de Chebyshev, así como sus polos, se pueden buscar fácilmente en una tabla creada con varios valores de rizado, desde 0.1, 0.5, ..., hasta 3dB. Algunos de estos datos están recogidos en la Tabla A.2 del Anexo, pero no son funciones normalizadas.

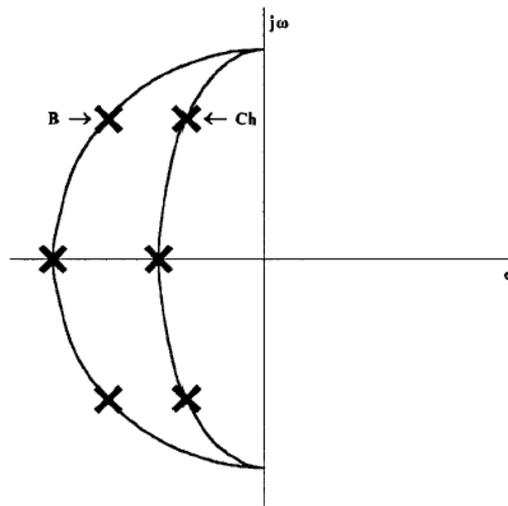


Figura 3.6: Posición de los polos de Butterworth y de los normalizados de Chebyshev.

La respuesta en amplitud de una función paso bajo Chebyshev de tercer orden para 1 y 3dB son las siguientes:

$$F_{1dB}(s) = \frac{0.491}{s^3 + 0.988s^2 + 1.238s + 0.491}$$

$$F_{3dB}(s) = \frac{0.2506}{s^3 + 0.597s^2 + 0.928s + 0.2506}$$

En la figura 3.7 se muestra la comparación de ambas respuestas con la del filtro Butterworth. En ella se observa que los filtros Chebyshev tienen una respuesta de igual rizado en la banda de paso y cae monótonicamente fuera de ella.

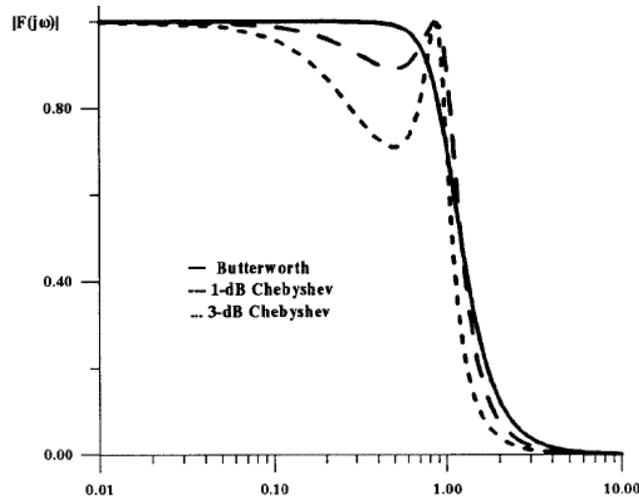


Figura 3.7: Comparación de la respuesta en magnitud del filtro Chebyshev de tercer orden paso bajo de 1 y 3dB de rizado con el correspondiente filtro Butterworth.

3.2.3 Aproximación por el método de Chebyshev inverso

Los polinomios de Chebyshev también se usan para obtener las funciones inversas de los filtros Chebyshev, su magnitud es la siguiente:

$$M^2(\omega) = \frac{\varepsilon^2 C_n^2\left(\frac{1}{\omega}\right)}{1 + \varepsilon^2 C_n^2\left(\frac{1}{\omega}\right)} \quad (3.18)$$

Las propiedades de esta función son las complementarias a las funciones del Chebyshev, en el sentido de que éstas presentan un máximo plano en la banda de paso y tiene igual rizado en la banda de rechazo. Además la respuesta en fase es mejor que la del filtro Chebyshev. En la figura 3.8, podemos ver la diferencia en magnitud entre los filtros Chebyshev y Chebyshev inverso de tercer orden.

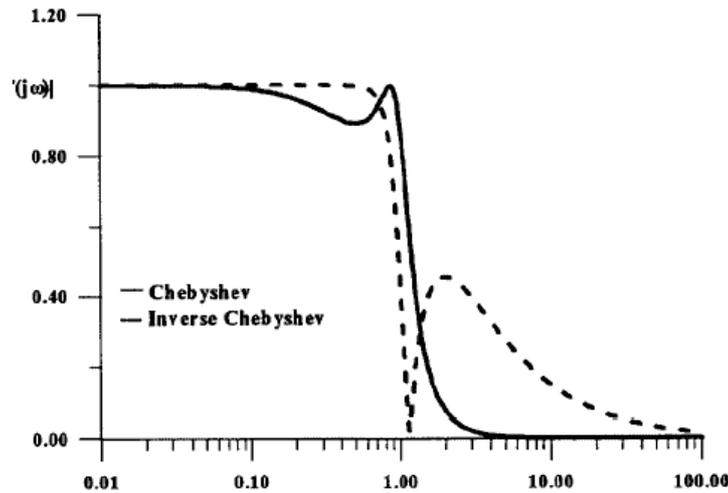


Figura 3.8: Respuesta en magnitud de Chebyshev de tercer orden (1dB) y de su correspondiente Chebyshev inverso.

3.2.4. Aproximación por el método Elíptico o de Cauer

Los filtros examinados hasta ahora tienen todos los ceros en el infinito, sin embargo, en algunos casos, se necesita que la banda de transición caiga más rápidamente, en otras palabras, se necesita una atenuación muy alta cerca de la frecuencia de corte. Este requisito obliga a usar funciones de aproximación elípticas y es, por esta razón, que a estos filtros se les llame filtros elípticos o de Cauer.

Estos filtros presentan un rizado constante tanto en la banda de paso como en la de rechazo. En la figura 3.9 se muestra la respuesta en magnitud típica de un filtro elíptico de tercer orden cuya función es:

$$F(s) = \frac{K(s^2 + \omega_0^2)}{(s + \alpha)(s^2 + \beta s + \gamma)} \quad (3.19)$$

Los parámetros que determinan un filtro elíptico son:

- El error máximo en la banda de paso, dado como atenuación máxima ($A_{m\acute{a}x}$) en la banda de paso
- La mínima atenuación en la banda de rechazo ($A_{m\acute{i}n}$)
- La frecuencia a la cual comienza la banda de rechazo ω_s
- Frecuencia de corte de la banda de transición ω_c .

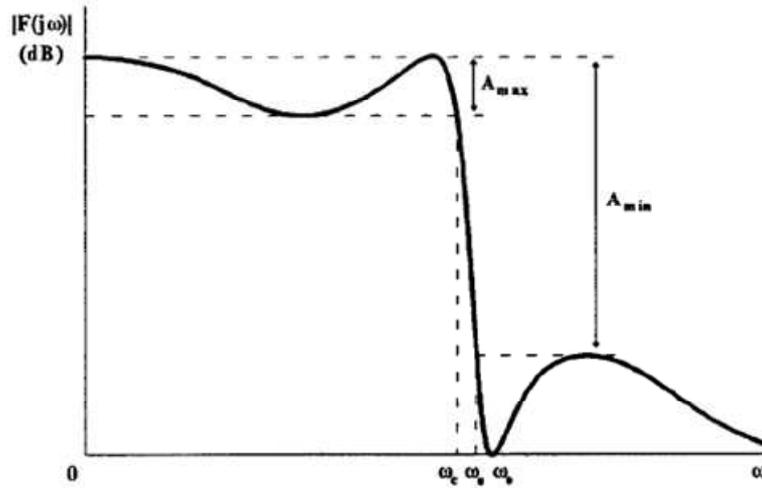


Figura 3.9: Respuesta de un filtro elíptico de tercer orden.

En el caso de los filtros elípticos, la ecuación (3.1) se escribe de la siguiente forma:

$$|F(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_n(\omega^2)} \quad (3.20)$$

Donde R_n , dependiendo de si n es par o impar, puede ser:

$$R_n(\omega) = \frac{\omega(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2)\dots(\omega_k^2 - \omega^2)}{(1 - \omega_1^2 \omega^2)(1 - \omega_2^2 \omega^2)\dots(1 - \omega_k^2 \omega^2)} \quad (3.21)$$

para n impar ($n = 2k+1$), o

$$R_n(\omega) = \frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2)\dots(\omega_k^2 - \omega^2)}{(1 - \omega_1^2 \omega^2)(1 - \omega_2^2 \omega^2)\dots(1 - \omega_k^2 \omega^2)} \quad (3.22)$$

para n par ($n = 2k$).

Podemos deducir a partir de las ecuaciones anteriores que:

$$R_n\left(\frac{1}{\omega}\right) = \frac{1}{R_n(\omega)} \quad (3.23)$$

Esto significa que el valor de $R_n(\omega)$ a una frecuencia ω' en la banda de $0 \leq \omega < 1$ es recíproco a su valor en la frecuencia $1/\omega'$ en la banda comprendida entre $1 < \omega < \infty$. Por lo tanto, si encontramos las frecuencias críticas que ofrecen un comportamiento de rizado plano en la banda de paso, automáticamente la función tendrá el mismo

comportamiento en la banda de rechazo. Dado que $|F|^2$ está limitado, los polos de $F(s)$ no pueden caer en el eje $j\omega$. Además, como $|F(j\omega)|^2$ no puede ser cero dentro de la banda de paso, sus ceros deberían estar colocados fuera de ella. Sin embargo, los ceros de $|F(j\omega)|^2$ son los polos de $R_n(\omega)$, así que todos los polos de $R_n(\omega)$ deberían ser mayor que la unidad. Es decir, que los ceros de $R_n(\omega)$ deberían estar todos dentro de la banda $0 \leq \omega < 1$.

Existen tablas que dan los polos, los ceros y las frecuencias ω_s para varias combinaciones de valores de $A_{m\acute{a}x}$ y $A_{m\acute{i}n}$. En dichas tablas el rizado de la banda de paso viene dado normalmente en términos del coeficiente de reflexión ρ , el cual se relaciona con $A_{m\acute{a}x}$ según la siguiente expresión:

$$A_{m\acute{a}x} = -10 \log(1 - \rho^2) \quad dB \quad (3.24)$$

Debemos tener en cuenta que, conociendo $A_{m\acute{a}x}$, $A_{m\acute{i}n}$, ω_s y ω_c , la solución del problema de aproximación por medio de filtros elípticos es la que menor orden requiere, con lo que este tipo de filtros se pueden fabricar con un bajo coste y, debido a ello, son los más utilizados en la práctica.

En la Tabla A.3 del anexo se muestran algunas funciones de estos filtros para varios valores de atenuación máxima $A_{m\acute{a}x}$ en la banda de paso. Claramente, para la selección del filtro elíptico apropiado, las especificaciones deben incluir los valores de $A_{m\acute{a}x}$, $A_{m\acute{i}n}$, $\Omega_s = (\omega_s / \omega_c)$ y n . Por el contrario, en los filtros de Butterworth sólo se necesitaba el orden n , mientras que en los filtros Chebyshev era necesario especificar los valores de n y ε (o $A_{m\acute{a}x}$).

3.2.5. Aproximación por el método Bessel-Thomson

Para realizar la aproximación por este método procederemos de forma similar tomando una nueva función $F(s)$ adecuada al nuevo filtro:

$$F(s) = \frac{K}{D_n(s)} \quad (3.25)$$

Donde K es una constante y $D_n(s)$ es un polinomio de orden n que está relacionado con los polinomios de Bessel $G_n(s)$ mediante la siguiente relación:

$$D_n(s) = G_n\left(\frac{1}{s}\right) s^n \quad (3.26)$$

Los polinomios de Bessel se definen de la siguiente manera:

$$G_n\left(\frac{1}{s}\right) = \sum_{k=0}^n \frac{(n+k)!}{(n-k)!k!(2s)^k} \quad (3.27)$$

Se puede demostrar que todos los ceros de $D_n(s)$ están situados en la parte izquierda del plano s y que existe al menos un cero en el semieje real negativo.

La fórmula para hallar $D_n(s)$ para cualquier n junto con sus dos primeros polinomios se muestran a continuación:

$$\begin{aligned} D_0 &= 1 \\ D_1(s) &= s + 1 \\ D_n(s) &= (2n-1)D_{n-1}(s) + s^2D_{n-2}(s) \end{aligned} \quad (3.28)$$

En la tabla 3.1 se muestran los 5 primeros polinomios de $D_n(s)$.

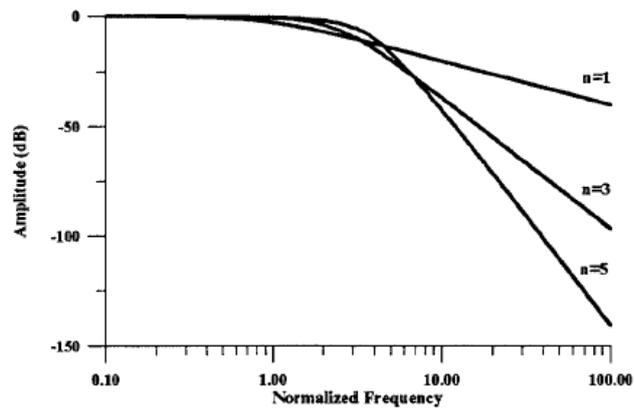
Tabla 3.1: El polinomio $D_n(s)$ y sus primeras cinco raíces.		
n	$D_n(s)$	Roots of $D_n(s)$
1	$s + 1$	-1
2	$s^2 + 3s + 3$	$-1.5 \pm j0.867$
3	$s^3 + 6s^2 + 15s + 15$	$-2.322, -1.839 \pm j1.754$
4	$s^4 + 10s^3 + 45s^2 + 105s + 105$	$-2.896 \pm j0.867, -2.104 \pm j2.657$
5	$s^5 + 15s^4 + 105s^3 + 420s^2 + 945s + 945$	$-3.647, -3.352 \pm j1.743, -2.325 \pm j3.571$

Las funciones $F(s)$ conseguidas por este método se conocen como filtros de Bessel o Thomson, siendo su retraso prácticamente ideal de acuerdo con el criterio de máximo plano.

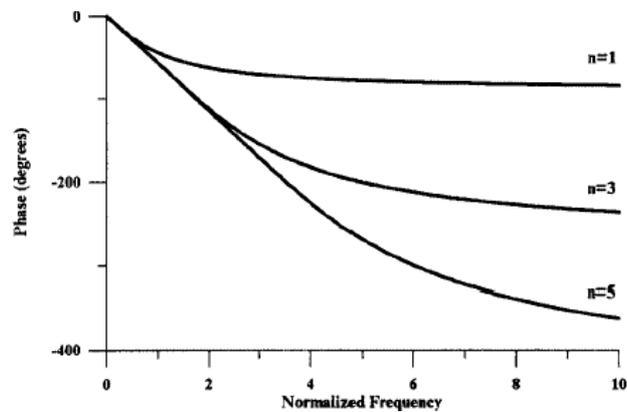
Su respuesta en amplitud es paso bajo con una frecuencia de corte dada por la siguiente fórmula aproximada (para $n \geq 3$):

$$\omega_{3dB} = \sqrt{(2n-1)\ln 2} \quad (3.29)$$

Esto podemos verificarlo en la figura 3.10, en la cual se muestra la respuesta en magnitud y fase de los tres primeros filtros Bessel de orden impar. Podemos observar que el ancho de banda en el que la respuesta en fase es lineal aumenta a medida que aumenta n .



a



b

Figura 3.10: Respuesta en magnitud (a) y en fase (b) de los tres primeros filtros Bessel de orden impar.

En las figuras 3.11 y 3.12 podemos observar la diferencia de la respuesta en magnitud y fase de un filtro Bessel de tercer orden con respecto a la de un filtro Butterworth o Chebyshev del mismo orden.

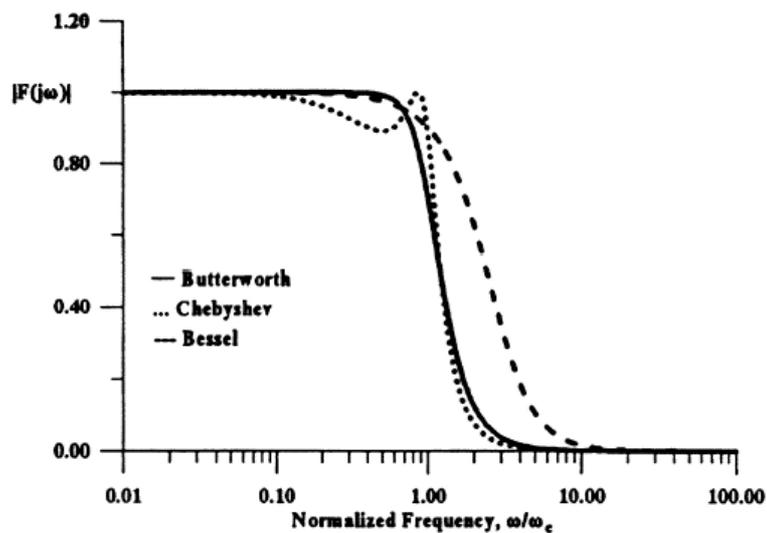


Figura 3.11: Respuesta en magnitud de un filtro Butterworth paso bajo de tercer orden, su correspondiente filtro Chebyshev (con un rizado de 1dB) y por último el filtro Bessel.

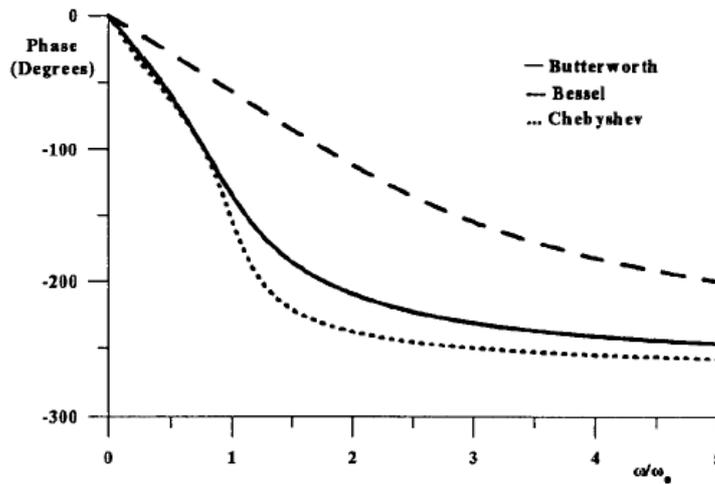


Figura 3.12: Respuesta en fase de los filtros de tercer orden Butterworth, Bessel y Chebyshev (con un rizado de 1dB).

Se puede apreciar que, desde el punto de vista de la selectividad, el filtro de Bessel está en desventaja, pero su respuesta en fase, por lo que a su linealidad se refiere, es bastante superior, sobretodo cuando la comparamos con la respuesta en fase del filtro Chebyshev.

Como consecuencia de ello, la respuesta temporal de los filtros Bessel-Thomson muestra un mejor funcionamiento en cuanto a la fidelidad de las formas de onda de la entrada, comparado con la de los otros filtros paso bajo. En otras palabras, transmiten pulsos cuadrados con menos distorsión que los otros filtros. En la figura 3.13 podemos ver la respuesta a un escalón de los tres filtros considerados anteriormente. Claramente el tiempo de subida, el tiempo de estacionamiento y el sobreimpulso, son menores en el filtro de Bessel que en los otros dos filtros.

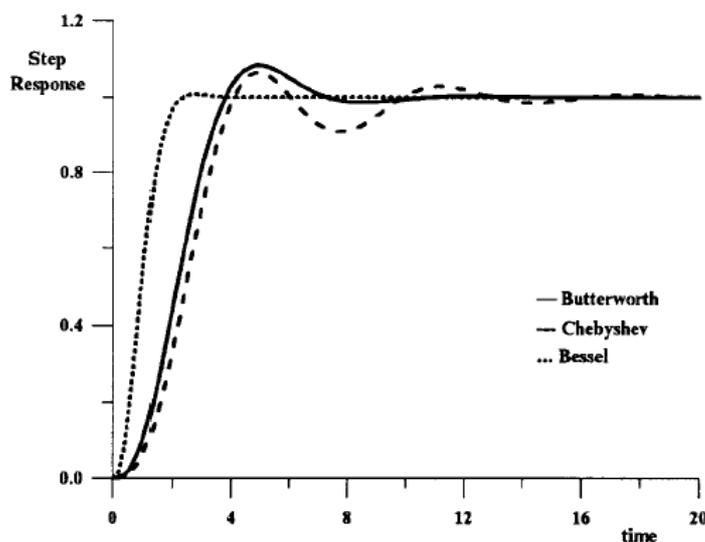


Figura 3.131: Respuesta en escalón de los filtros Bessel, Butterorth y Chebyshev de tercer orden.

3.3. Aproximación del filtro paso bajo ideal mediante la herramienta ADS

Como se ha visto en los apartados anteriores, hemos conseguido, mediante distintos métodos teóricos, una aproximación bastante acertada de los filtros paso bajo ideales, pero hoy día, a la hora de diseñar el filtro pasivo prototipo, se usan herramientas software pudiendo elegir entre una amplia gama de programas de ayuda al diseño. En nuestro caso vamos a diseñar nuevos filtros basados en esas aproximaciones con la ayuda del software de diseño ADS (*Advanced Design System*), concretamente el programa de diseño de filtros que incorpora ADS denominado *Filter Design Guide*, (véase la figura 3.14).

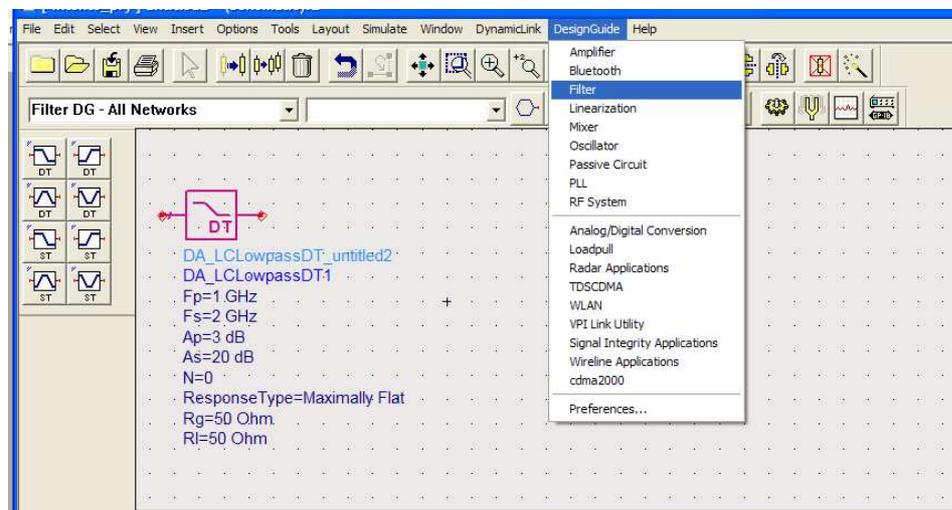


Figura 3.14: Ventana donde se realizan los esquemáticos y se muestra el menú de “Design Guide”.

En los siguientes apartados explicaremos la forma de obtención del filtro paso bajo basándonos en las distintas aproximaciones, éstas irán siguiendo el mismo orden que en el apartado 3.2, por tanto, la primera aproximación será la de Butterworth.

3.3.1. Aproximación por el método de Butterworth

En la figura 3.15 podemos ver la ventana principal donde se indica las características que debe tener el filtro. Los parámetros a definir son las frecuencias donde debe estar la banda de paso ($F_p = 1\text{GHz}$) y la banda de rechazo ($F_s = 2\text{GHz}$), las impedancias de entrada (Source = 50Ω) y salida (Load = 50Ω), la amplitud en dB en las bandas de paso ($A_p = 3\text{dB}$) y rechazo ($A_s = 20\text{dB}$) y, por último, el tipo de respuesta del filtro. En este caso, queremos diseñar un filtro de Butterworth, por lo que elegiremos una respuesta máximamente plana (*Maximally flat*).

Al colocarle todos estos parámetros el asistente automáticamente nos devolverá el orden del filtro que en este caso será cuatro.

Si lo que necesitamos es un orden concreto y con los parámetros introducidos no lo logramos, habrá que modificar los datos y definir un nuevo filtro o utilizar otros métodos, como por ejemplo el nombrado en [10].

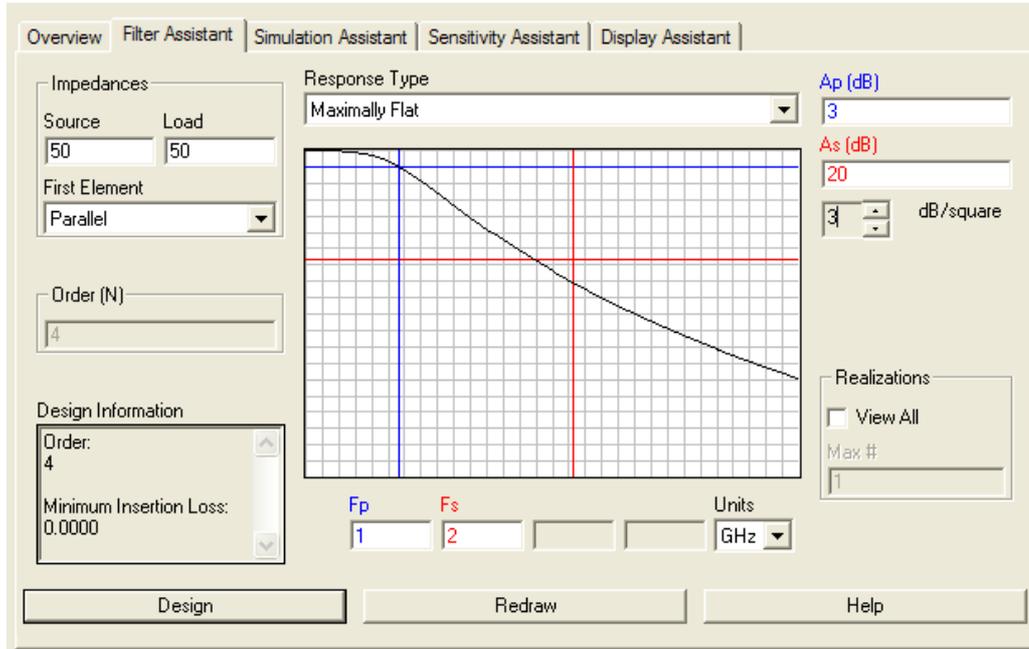


Figura 3.15: Ventana del asistente para el diseño de filtros de Butterworth.

Tomando la opción de diseño (*Design*) la herramienta nos proporciona el circuito que implementa al filtro, pero para trabajar más cómodamente con él lo representa mediante un símbolo junto al que aparecen los parámetros introducidos en la guía de diseño, figura 3.16.



Figura 3.16: Representación en el ADS de un filtro paso bajo de Butterworth.

Para llegar al *ladder* o filtro pasivo propiamente dicho, pulsamos sobre el botón de bajar dentro de la jerarquía de diseño . Con esto se mostrará el esquemático creado por el ADS junto con los valores obtenidos de los componentes (ver figura 3.17).

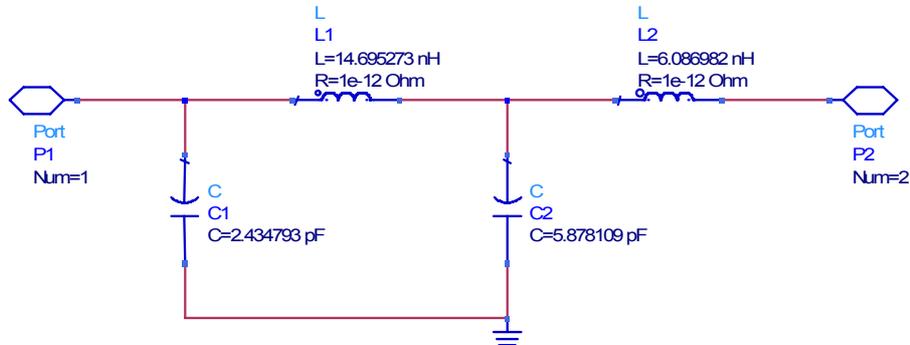


Figura 3.17: *Ladder* realizado por el ADS a partir de los datos propuestos en el asistente.

Para observar el comportamiento del filtro podemos hacer dos cosas, o bien simular dentro del asistente de diseño (*Simulation Assistant*) donde obtendremos la respuesta en frecuencia de varios parámetros del filtro junto con otros exámenes que el software realiza automáticamente, o bien, cerrar el asistente y colocar el circuito como se muestra en la figura 3.18 y simular obteniendo los parámetros S. Nosotros hemos optado por la segunda opción, ya que simularemos sólo lo que nos interesa, en nuestro caso la ganancia del filtro ($S_{2,1}$).

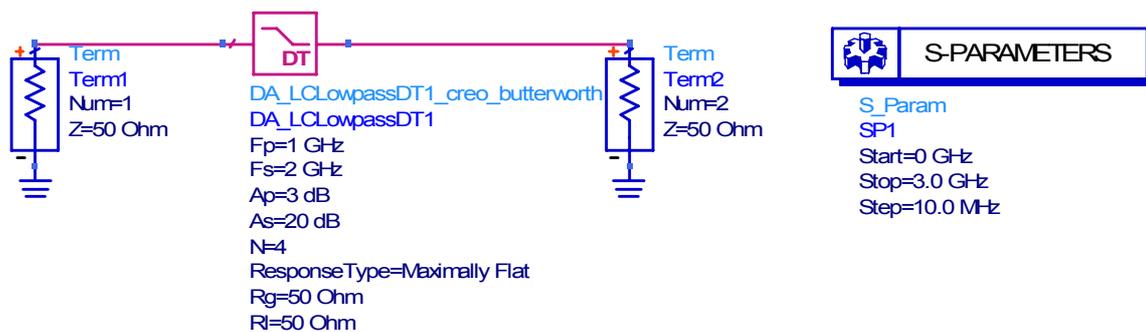


Figura 3.18: Esquema del filtro de Butterworth para la simulación en parámetros S.

La respuesta en magnitud de la ganancia de un filtro Butterworth de tercer orden viene representada en la figura 3.19.

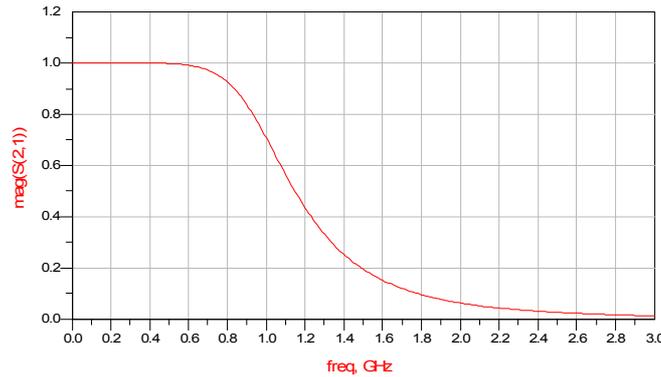


Figura 3.19: Respuesta de un filtro de Butterworth.

3.3.2. Aproximación por el método de Chebyshev

Para el diseño del filtro de Chebyshev seguiremos los mismos pasos que en el caso anterior. En la figura 3.20 se muestra el asistente de la guía de diseño de filtros. En ella podemos apreciar que lo único que se ha cambiado con respecto a la aproximación por Butterworth es la respuesta elegida que, en este caso, se corresponde con la de un filtro de Chebyshev, devolviendo el asistente un filtro de orden 3.

Elijiendo la opción *Design*, se crea el nuevo filtro paso bajo con las características propias del Chebyshev (figura 3.21Figura 3.) y, de la misma forma que para el filtro de Butterworth, al bajar en la jerarquía, podemos observar el *ladder* generado por el ADS con los nuevos valores de los elementos pasivos (figura 3.22).

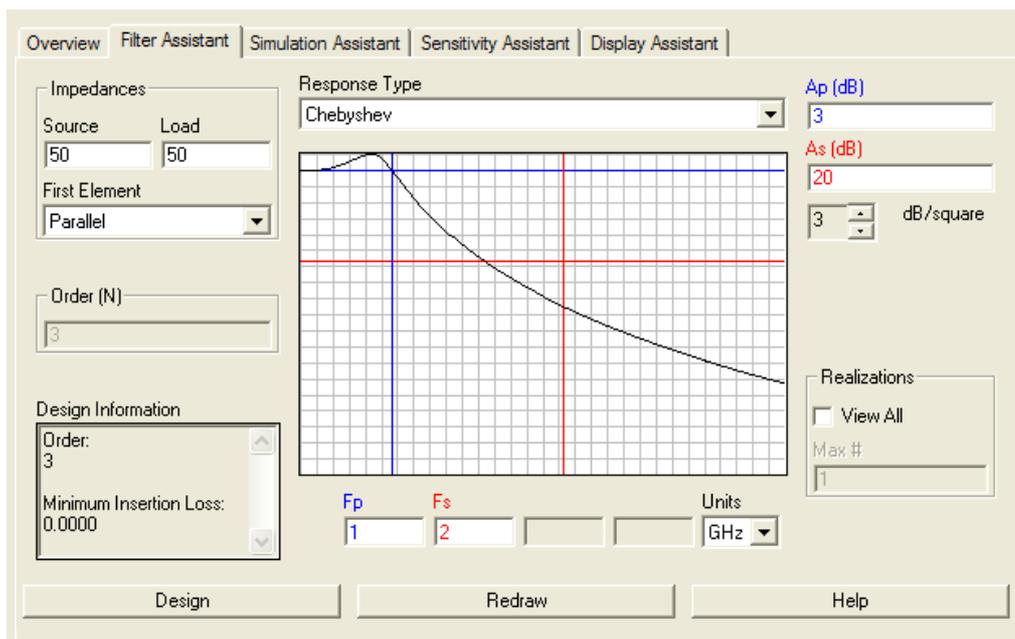


Figura 3.20: Ventana del asistente para el diseño de filtros de Chebyshev.

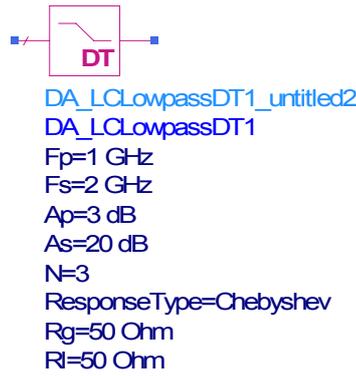


Figura 3.21: Filtro de Chebyshev.

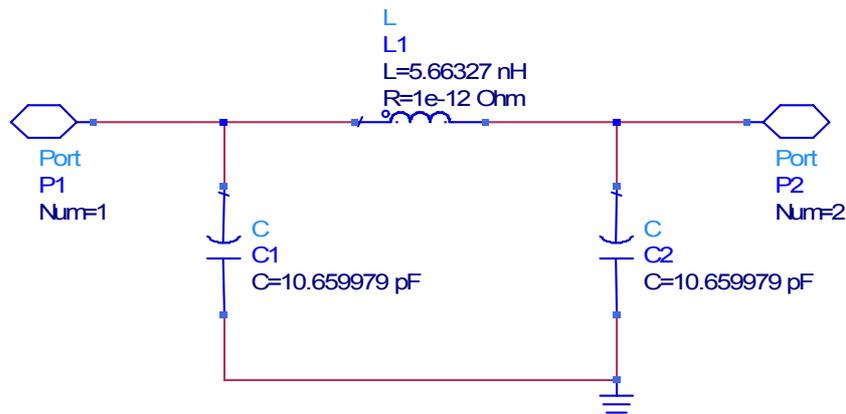


Figura 3.222: Ladder realizado por el ADS a partir de los datos propuestos en el asistente.

El siguiente paso será visualizar la ganancia. Una forma sencilla es verla mediante los parámetros S. Para ello conectaremos el filtro tal y como se muestra en la figura 3.23. Los terminales usados a la entrada y salida del filtro son necesarios para definir la impedancia y poder llevar a cabo la simulación en corriente alterna de dichos parámetros.

En la figura 3.24 se muestra la magnitud del parámetro $S_{2,1}$ representando así la respuesta en frecuencia del filtro Chebyshev.

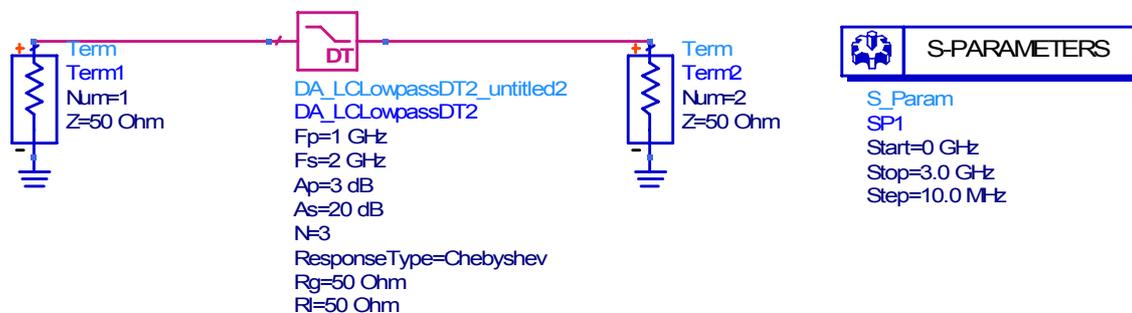


Figura 3.23: Esquema del filtro de Chebyshev para la simulación en parámetros S.

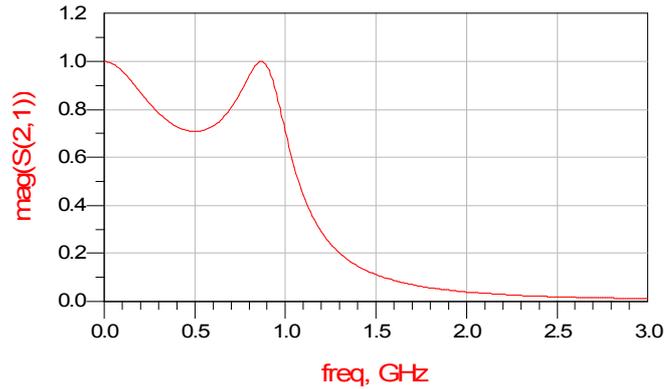


Figura 3.24: Respuesta de un filtro de Chebyshev.

3.3.3. Aproximación por el método de Chebyshev inverso

Para diseñar nuevamente el filtro partimos de la guía de diseño (figura 3.25) que, como puede apreciarse no se ha cambiado ningún parámetro salvo el tipo de respuesta, Chebyshev Inverso (*Inverse Chebyshev*). Por otro lado, el asistente nos devuelve un filtro de orden 3.

Seguidamente, tras pulsar en *Design*, obtenemos el esquemático del circuito (figura 3.26) y, bajando en la jerarquía, los nuevos valores de los componentes pasivos (figura 3.27).

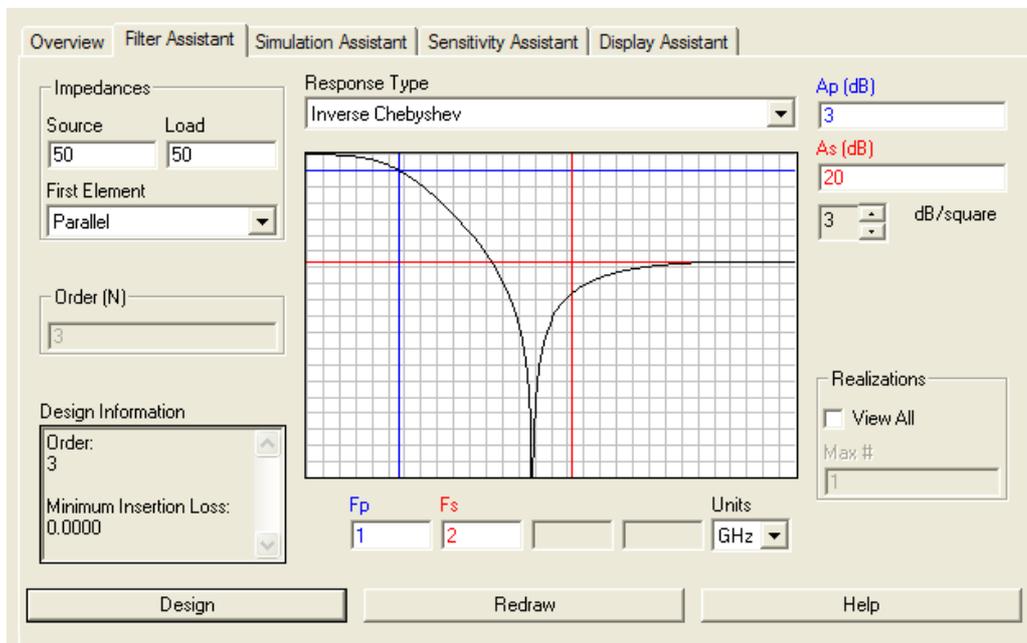


Figura 3.25: Ventana del asistente para el diseño de filtros de Chebyshev Inverso.

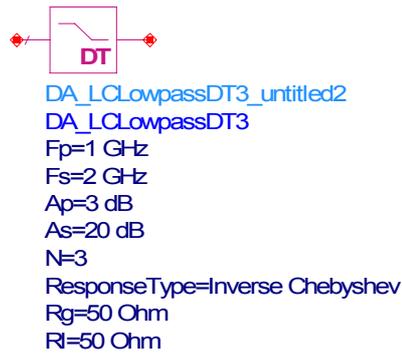


Figura 3.26: Filtro de Chebyshev Inverso.

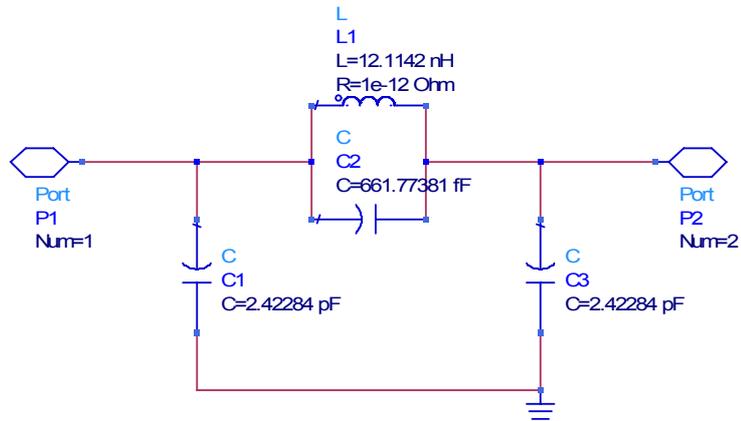


Figura 3.27: Ladder propuesto por el ADS a partir de los datos colocados en el asistente.

De nuevo, para ver la respuesta en frecuencia de este circuito (figura 3.29) haremos una simulación mediante parámetros S, de forma idéntica al resto de los filtros ya vistos, la cual se muestra en la figura 3.28.

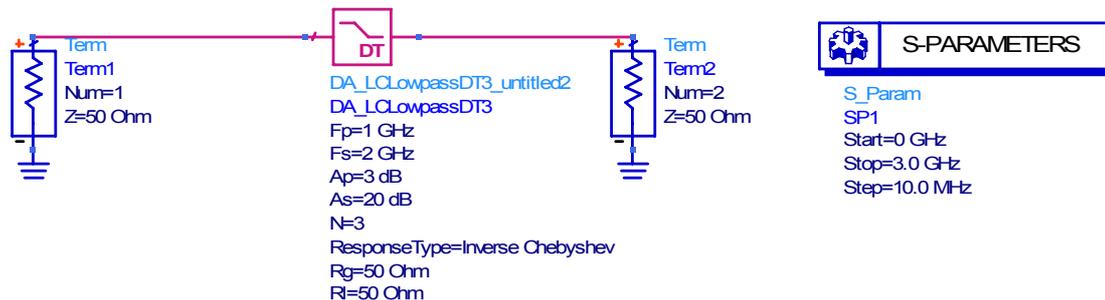


Figura 3.283: Esquema del filtro de Chebyshev Inverso para la simulación en parámetros S.

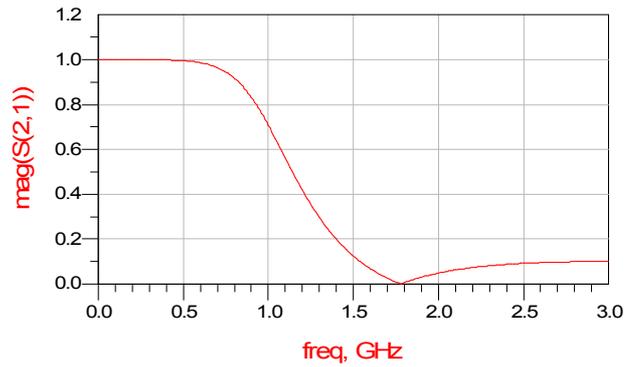


Figura 3.29: Respuesta de un filtro de Chebyshev Inverso.

3.3.4. Aproximación por el método Elíptico o de Cauer

Continuando con el mismo orden que el desarrollo teórico, la siguiente aproximación a realizar es la Elíptica o de Cauer.

Como en todas las aproximaciones de filtros creadas por el ADS, lo primero que debemos consultar es la guía de diseño. En ella, nos encontramos con los huecos designados a colocar los parámetros característicos de los filtros, como estos parámetros van a tener el mismo valor que los de los filtros Chebyshev y Butterworth, sólo tenemos que modificar el tipo de respuesta a elíptica.

Una vez terminada la disposición de los parámetros, el asistente nos devuelve 3 como orden del filtro, (véase la figura 3.30).

Nos queda confirmar la creación del nuevo filtro, para ello nos ayudamos de la opción *Design*, a partir de la cual tenemos el símbolo del filtro (figura 3.31) y, dentro de él, un nuevo *ladder*, (figura 3.32).

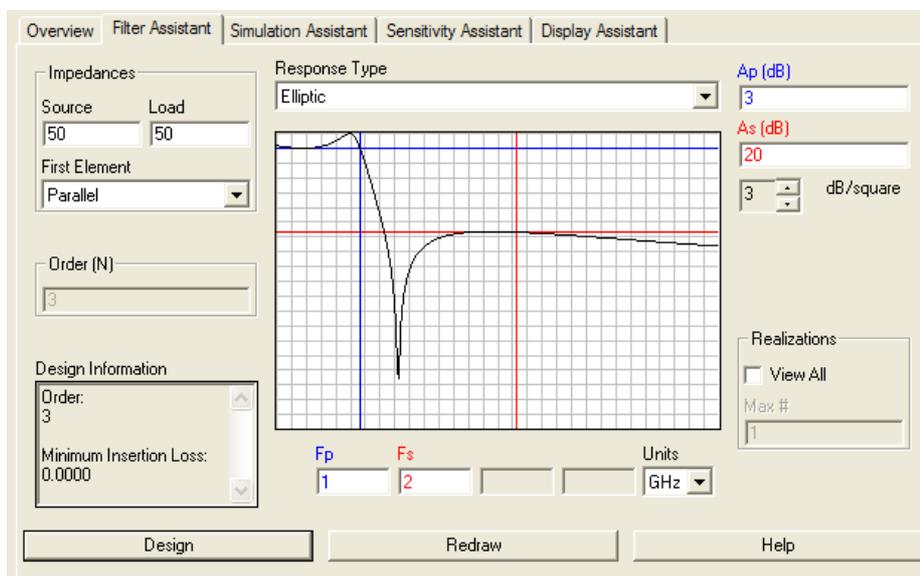


Figura 3.30: Ventana del asistente para el diseño de filtros elípticos o de Cauer.

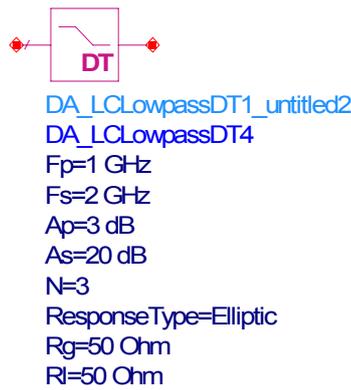


Figura 3.31: Filtro Elíptico o de Cauer.

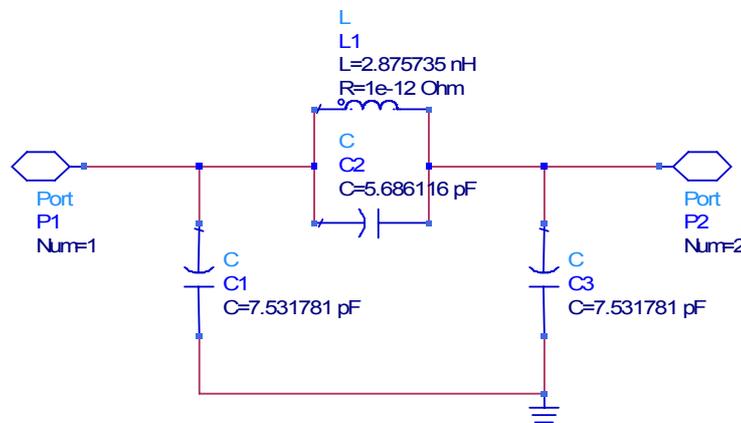


Figura 3.32: Ladder propuesto por el ADS a partir de los datos propuestos en el asistente.

Como ya se ha realizado en varias ocasiones, la simulación se hará por parámetros S, pudiendo visualizarse el circuito utilizado en la figura 3.33 y obteniendo como resultado la gráfica de la figura 3.34.

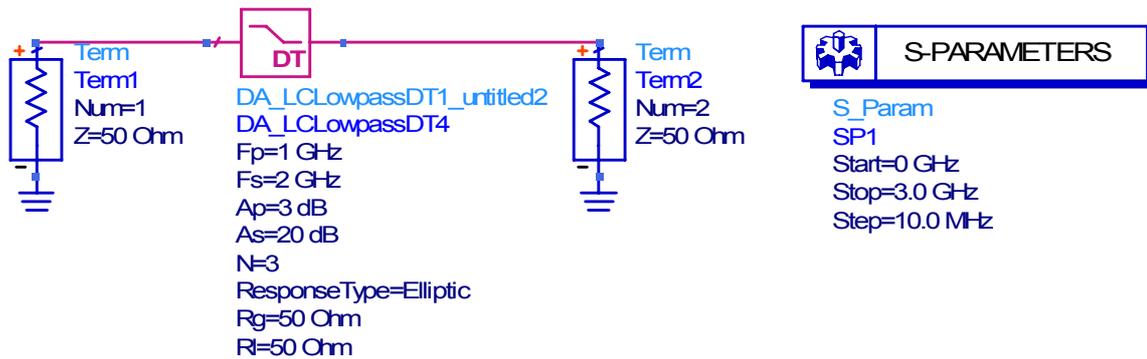


Figura 3.33: Esquema del filtro Elíptico o de Cauer para la simulación en parámetros S.



Figura 3.34: Respuesta de un filtro Elíptico o de Cauero.

3.3.5. Aproximación por el método de Bessel-Thomson

El último filtro que diseñaremos en este capítulo será el que se basa en la aproximación de Bessel-Thomson. El primer paso será abrir la guía de diseño de filtros que nos ofrece el ADS, en ella debemos colocar los parámetros designados por igual para todos los filtros, cambiando el tipo de respuesta a Bessel-Thomson.

Como se ha visto en anteriores apartados, el asistente es quien nos asigna el orden del filtro, pero, sólo en este tipo de respuesta, el ADS admite el orden del filtro como un parámetro más. Para ir acorde con el resto de los circuitos ya creados por el mismo método, optaremos porque el filtro sea de tercer orden (véase la figura 3.35Figura 3).

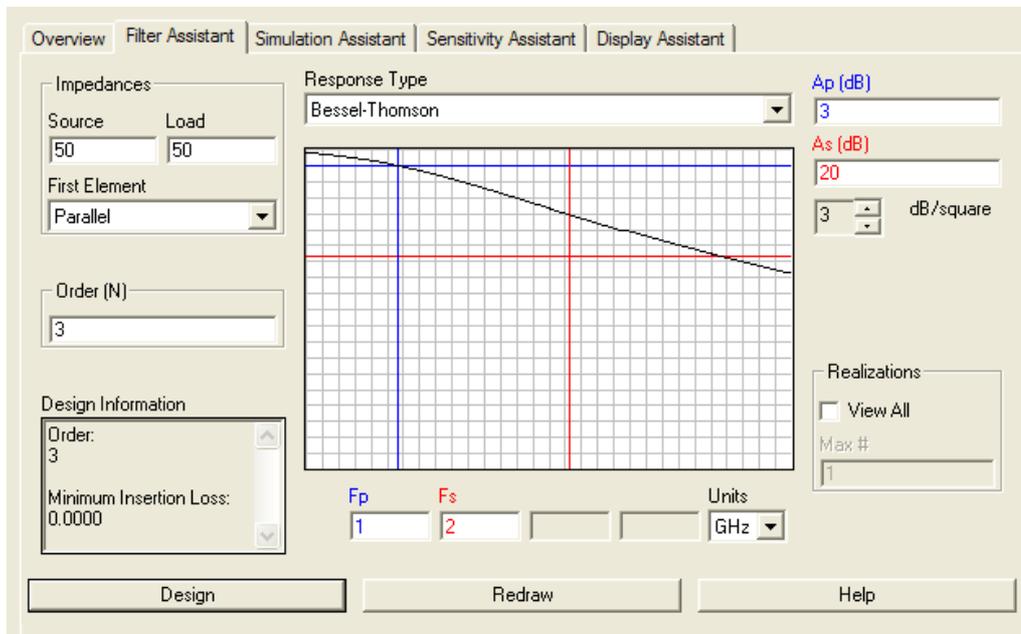


Figura 3.35: Ventana del asistente para el diseño de filtros Bessel-Thomson.

Una vez completado este último campo, pulsamos en “Design” y obtenemos el esquemático y los nuevos valores de *ladder*, (ver figuras 3.36 y 3.37).

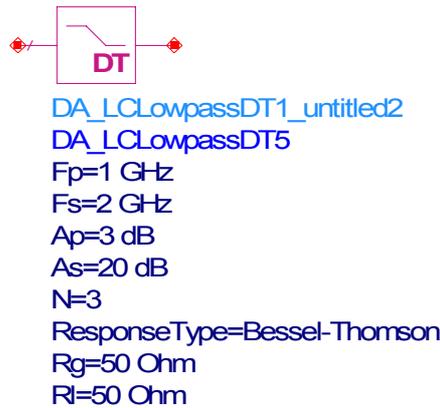


Figura 3.36: Filtro de Bessel-Thomson.

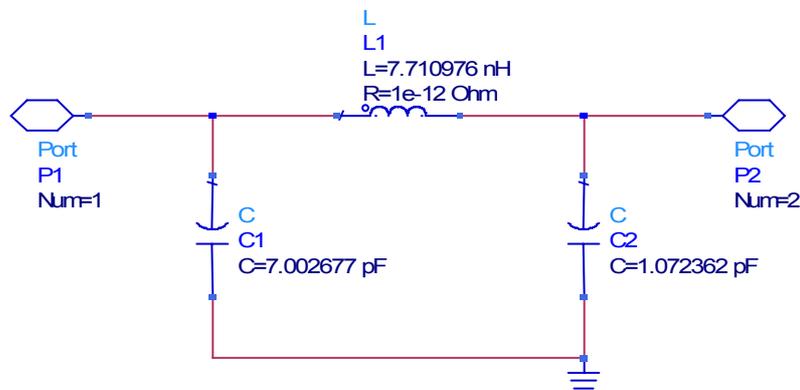


Figura 3.37: Ladder propuesto por el ADS a partir de los datos propuestos en el asistente.

La simulación es realizada mediante los parámetros S de forma idéntica al resto de los filtros ya creados, (véase figura 3.38). La curva de la ganancia viene representada en la figura 3.39

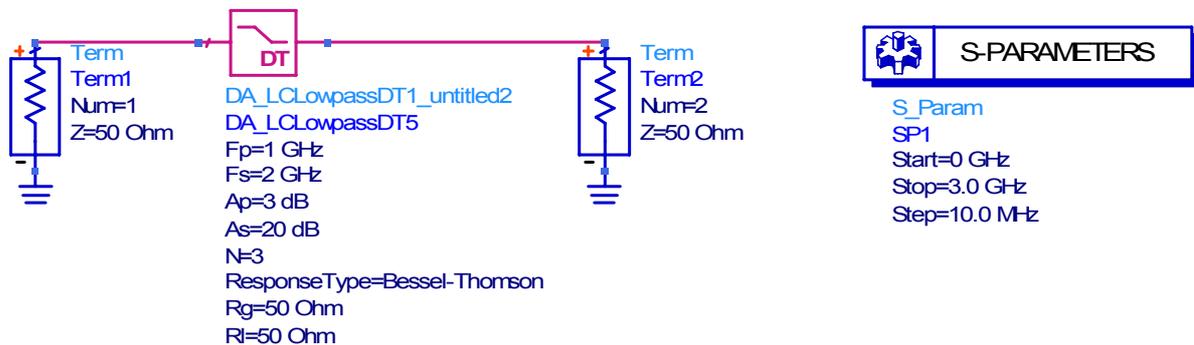


Figura 3.38: Esquema del filtro de Bessel-Thomson para la simulación en parámetros S.



Figura 3.39: Respuesta de un filtro de Bessel-Thomson.

3.4. Comparación entre las distintas aproximaciones

En este apartado vamos a incluir todas las ganancias de los distintos filtros en una sola gráfica, la representaremos en magnitud (figura 3.40) y en fase (figura 3.41), y así podremos apreciar claramente sus diferencias.

Los filtros vendrán dados por distintos colores que coincidirán en ambas gráficas. De este modo tenemos que el filtro de Butterworth vendrá representado por el color rojo, el de Chebyshev por el azul, el Chebyshev Inverso por el color negro, el filtro Elíptico será de color verde y el de Bessel-Thomson vendrá dibujado por la línea rosa.

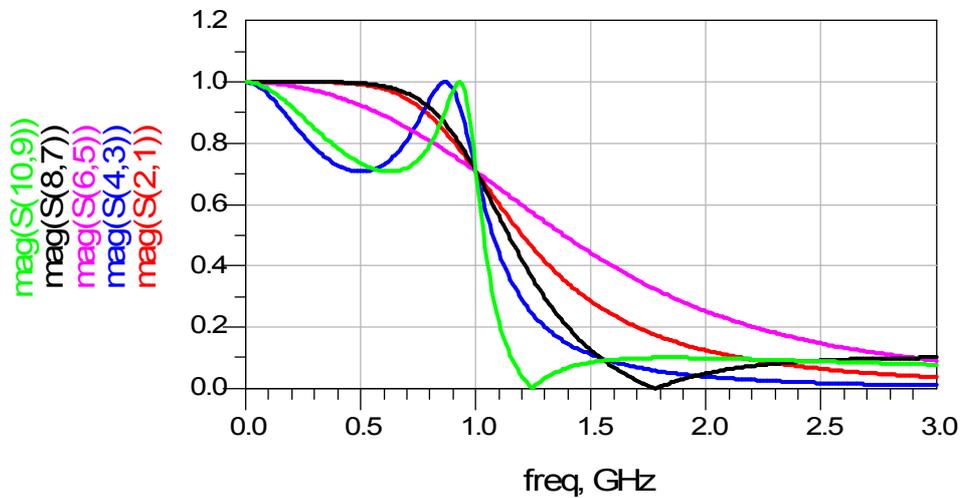


Figura 3.40: Representación de la ganancia en magnitud de los filtros de Butterworth, Chebyshev, Chebyshev Inverso, Elíptico y de Bessel-Thomson.

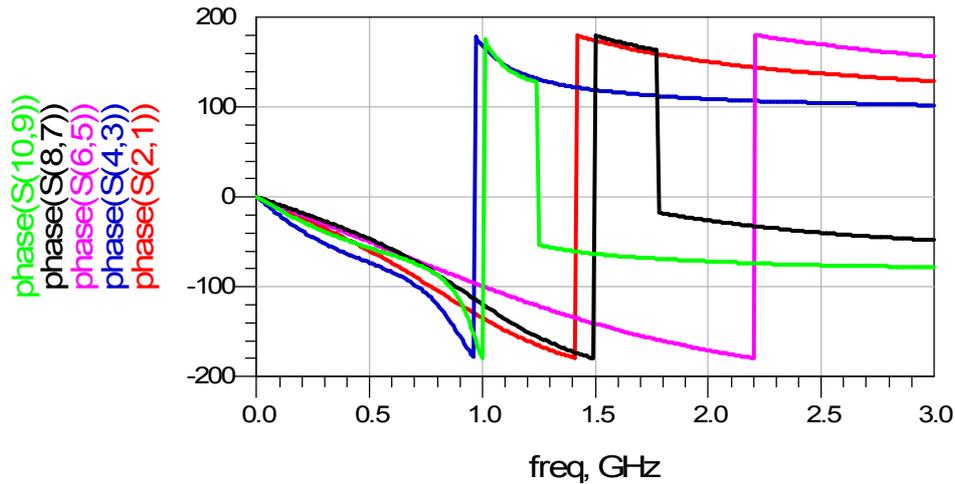


Figura 3.41: Representación de la ganancia en fase de los filtros de Butterworth, Chebyshev, Chebyshev Inverso, Elíptico y de Bessel-Thomson.

3.5. Resumen

Existen varias aproximaciones para crear un filtro. De ellas, cinco son las más utilizadas y, por ello, son objeto de nuestro estudio. En este capítulo hemos estudiado sus características más importantes prestando especial atención al estudio de sus funciones de transferencia. Se ha comprobado que el diseño atendiendo al cálculo de los polos y los ceros de dichas funciones es una tarea repetitiva y, por ello, puede ser reemplazado por herramientas software, como ADS, que automatizan dicho trabajo.

Una vez diseñado el filtro, el problema con el que nos encontramos es que no todos los valores de los elementos pasivos que lo forman están disponibles. El problema se agrava si lo que queremos es diseñar un filtro integrado en el que la disponibilidad de espacio de dichos componentes es aún más reducida. La solución que planteamos es sustituir los elementos pasivos por otros generados a partir de circuitos activos como pueden ser los transconductores (OTAs).

En el siguiente capítulo estudiaremos como conectando convenientemente varios OTAs y modificando su transconductancia podemos simular un componente pasivo determinado.

Capítulo 4

Filtros Gm-C

Como se comentó en el capítulo 2, los filtros gm-C están compuestos por amplificadores de transconductancia y condensadores. En este capítulo, se va presentar los conceptos básicos referidos a los filtros gm-C. El lector interesado puede encontrar una descripción más detallada en [2] y [4].

4.1. OTA básico

Mientras que los amplificadores operacionales son fuentes de tensión controladas por tensión, los OTAs son fuentes de corriente controladas por tensión. De hecho un amplificador de transconductancia ideal no es más que una fuente de corriente controlada por tensión de ancho de banda infinita, con una impedancia de entrada y de salida infinitas.

El símbolo usado para los OTA se muestra en la figura 4.1 junto con el circuito equivalente en pequeña señal.

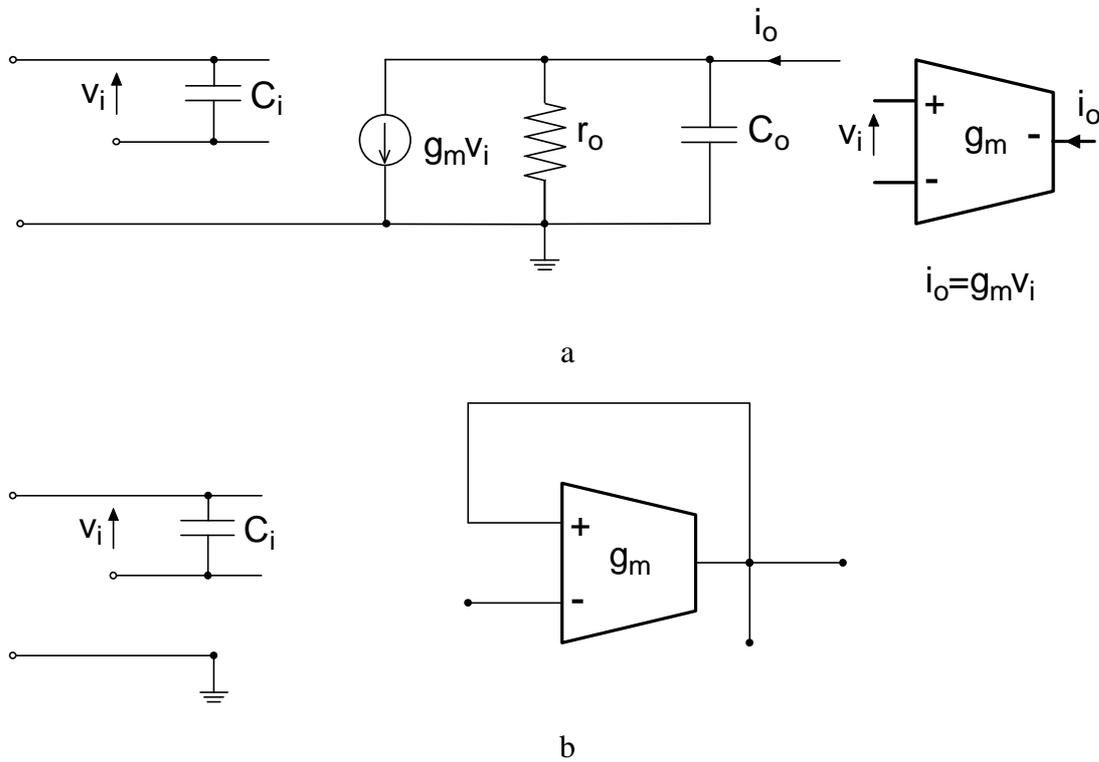


Figura 4.1: Símbolos de los OTA asimétrico (a) y diferencial (b) con sus circuitos equivalentes en pequeña señal.

4.2. Circuitos básicos con OTAs

No es nuestra intención hacer una descripción detallada de todos los circuitos basados en OTAs, por ello dejaremos esta discusión a las referencias antes mencionadas, [2] y [4]. Con el único ánimo de informar, en las figuras 4.2, 4.3 y 4.4 se muestran algunos circuitos básicos: resistencias simuladas, integradores y giradores. Las expresiones y esquemas que describen a estos circuitos se pueden ver a continuación:

Para la resistencia:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{V}{g_m \cdot V} = \frac{1}{g_m}$$

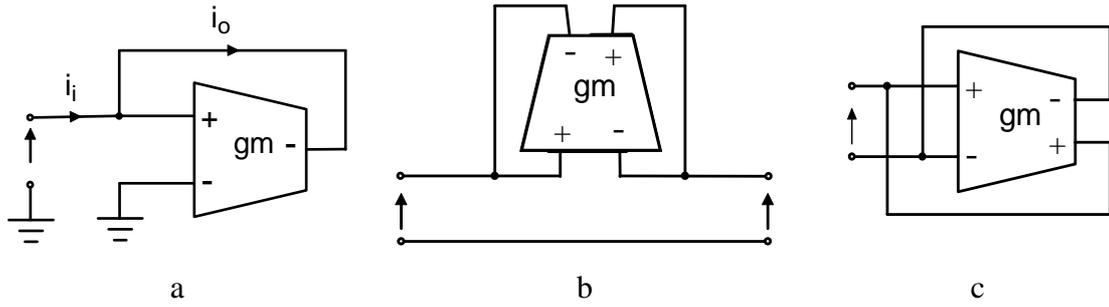


Figura 4.2: Resistencias simuladas con OTA, conectada a tierra (a), flotante (b) y negativa y diferencial (c).

Para el integrador:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m}{s \cdot C}$$

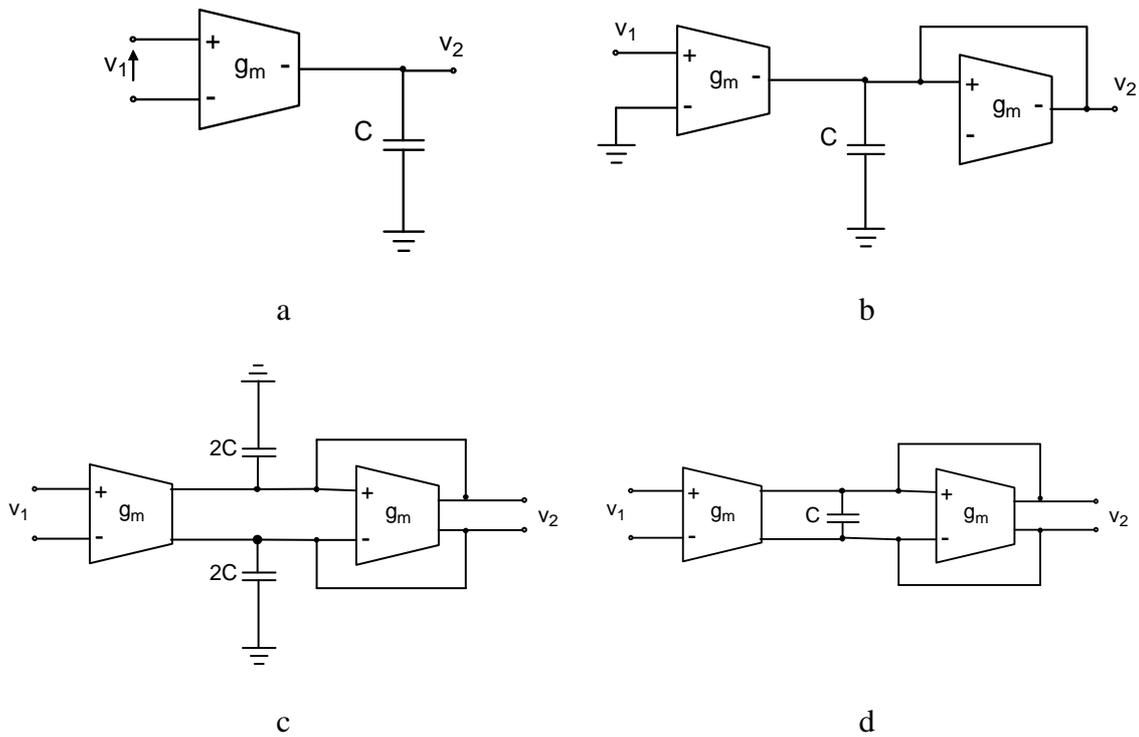


Figura 4.3: Integradores simulados con OTAs, asimétrico(a), asimétrico con carga resistiva (filtro de primer orden) (b), diferencial con carga resistiva con dos condensadores puestos a tierra (c) y diferencial con carga resistiva con condensador flotante (d).

Para el girador:

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{s \cdot C}{g_m^2} \rightarrow L = \frac{C}{g_m^2}$$

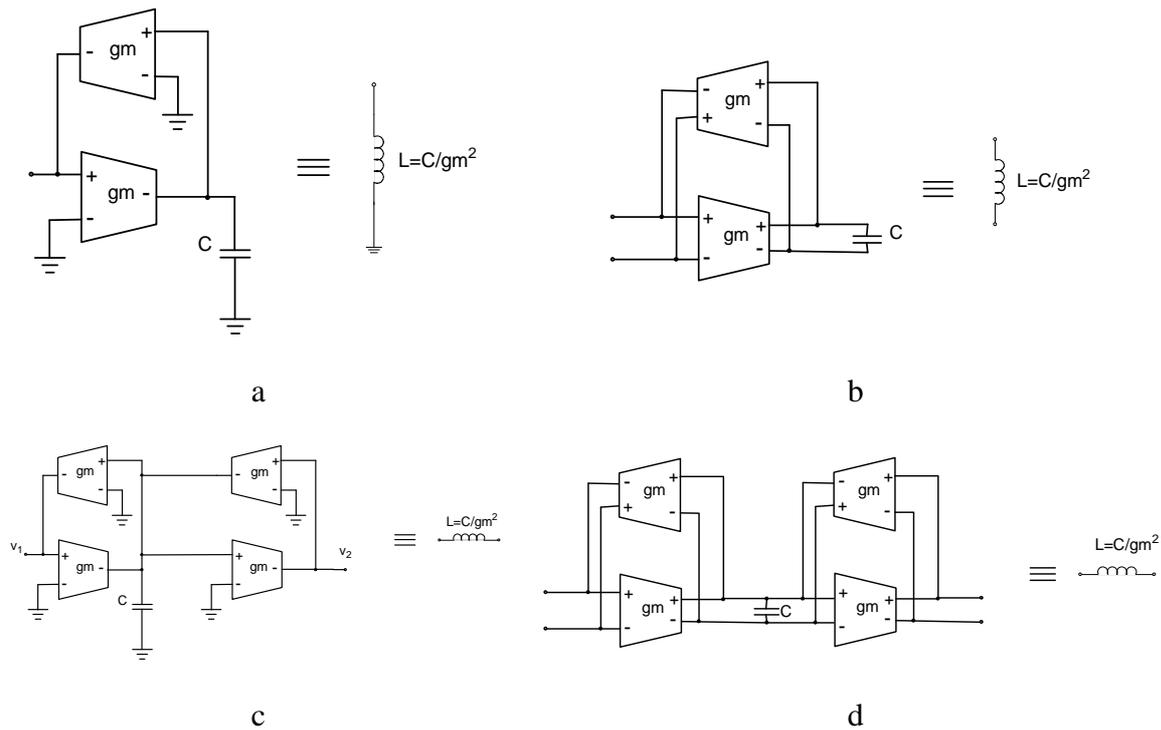


Figura 4.4: Giradores simulados con OTAs, implementación de una bobina conectada a tierra mediante OTAs asimétricos (a), implementación de una bobina conectada a tierra mediante OTAs diferenciales (b), implementación de un bobina flotante mediante OTAs asimétricos (c), implementación de un bobina flotante mediante OTAs diferenciales (d).

Según se muestra en las figuras 4.3 y 4.4, hay dos métodos para diseñar un integrador, o un girador, completamente diferencial: con dos condensadores puestos a tierra de valor $2 \cdot C$ o con un condensador flotante de valor C . Esto significa que si conectamos el condensador de forma diferencial nos ahorramos tres cuartos del área del condensador (necesitamos $1 \cdot C$ en lugar de $4 \cdot C$). Sin embargo, la conexión diferencial tiene una desventaja. En la fabricación de condensadores integrados, la placa inferior, la que está situada al lado del substrato, está conectada a él mediante un condensador parásito cuyo valor no es despreciable (su valor es del orden del 10% del valor del condensador) (véase la figura 4.5.b). Desde el punto de vista del integrador o del filtro completo, estos condensadores parásitos influyen en el comportamiento del circuito. Para eliminar este efecto, el condensador C debería tener su placa inferior conectada a tierra (figura 4.5.c). Si conectamos el condensador de forma diferencial para ahorrar área de silicio, el diseñador debería conectar dos condensadores del valor $C/2$ en paralelo con las placas inferiores invertidas tal y como se muestra en la figura 4.5.d. De esta forma los condensadores $C_g/2$ todavía están presentes pero se mantiene la simetría y el equilibrio del circuito.

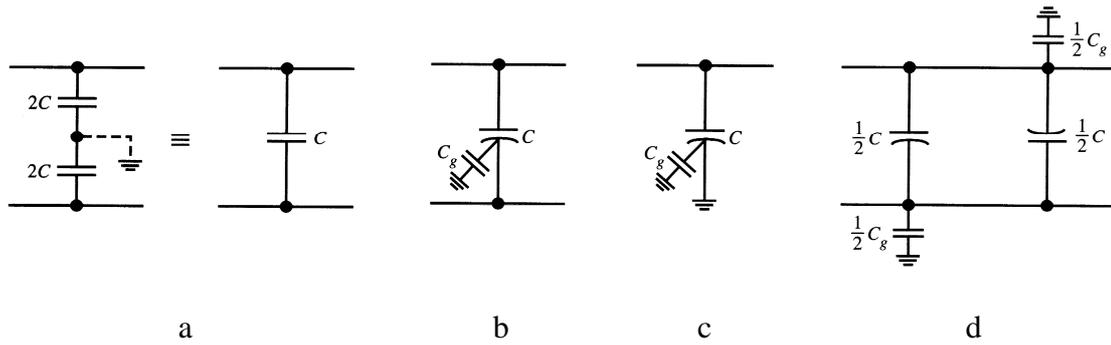


Figura 4.5: Conversión de dos condensadores en uno diferencial (a), representación del condensador parásito (b), forma correcta de conectar el condensador parásito en un condensador conectado a tierra (c) y conexión recomendada de un condensador flotante de valor C (d).

4.3. Filtros de primer y segundo orden

El filtro gm-C de primer orden universal se muestra en la figura 4.6. Este circuito queda descrito por la siguiente función de transferencia:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{a \cdot s \cdot C + gm_1}{s \cdot C + gm_2}$$

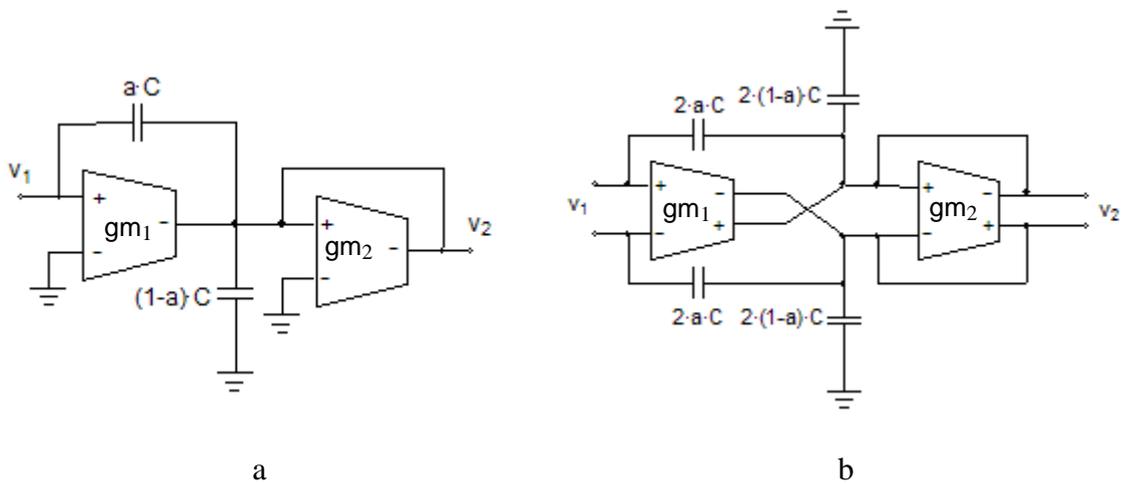


Figura 4.6: Filtro gm-C de primer orden universal asimétrico (a) y diferencial (b).

Las características fundamentales son las siguientes:

- A partir de este circuito podemos obtener un filtro paso alto de primer orden si hacemos gm_1 igual a cero, para ello quitaremos del circuito el transconductor correspondiente.
- La transconductancia gm_1 se puede hacer negativa si quitamos los cables cruzados y conectamos la salida inversora de gm_1 con los condensadores superiores y la salida no inversora con los inferiores.
- El valor de “a” puede variar entre $0 \leq a \leq 1$, permitiendo ajustar el coeficiente de “s” en el numerador. Esto permite que los ceros de la función de transferencia puedan estar en cualquier lado sobre el eje real.
- Para hacer un integrador ideal basta con eliminar la transconductancia gm_2 .
- Si hacemos $gm_1 = -gm_2$ y $a = 1$ obtendremos un filtro paso todo de primer orden que se puede utilizar para hacer correcciones de fase.
- Intercambiando las conexiones + y - de los condensadores $2 \cdot a \cdot C$ de la entrada de gm_1 podemos cambiar el signo de la función de transferencia con lo que el circuito se convierte en inversor.

En la figura 4.7 se muestra el filtro gm-C de segundo orden universal. Se observa que los dos condensadores $2(1-a) \cdot C$ y los dos condensadores $2(1-b) \cdot C$ en la implementación diferencial se pueden sustituir en la implementación asimétrica por un condensador de valor $(1-a) \cdot C$ y $(1-b) \cdot C$, respectivamente. Lo mismo ocurre con los condensadores $2 \cdot a \cdot C$ y $2 \cdot b \cdot C$. La función de transferencia que describe el comportamiento de este circuito viene dada por:

$$T(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{s^2 \cdot \left(b \cdot \frac{V_4}{V_i} \right) + s \cdot \left(b \cdot \frac{gm}{C_1} \cdot \frac{V_4}{V_i} - a \cdot \frac{gm}{C_2} \cdot \frac{V_3}{V_i} \right) + \left(\frac{gm_1}{gm} \cdot \frac{V_1}{V_i} \right) \cdot \frac{gm_2}{C_1 \cdot C_2}}{s^2 + s \frac{gm}{C_1} + \frac{gm^2}{C_1 \cdot C_2}} = \frac{\alpha \cdot s^2 + \beta \cdot s + \omega_z^2}{s^2 + s \cdot \omega_0 / Q + \omega_0^2}$$

donde

$$\omega_0 = \frac{gm}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}; \quad Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}; \quad \omega_z = \sqrt{\frac{gm_1 \cdot V_1}{gm \cdot V_i}}$$

Esta función de transferencia describe una función bicuadrática, la cual puede tener ceros en cualquier lugar, dependiendo de los valores de tensión V_{1-4} que se elijan. En la misma función, las transconductancias gm_2 , gm_3 y gm_4 son iguales ($gm_2 = gm_3 = gm_4 = gm$). La transconductancia gm_1 es ajustable por separado para permitir que $\omega_z \neq \omega_0$. Nótese que la relación entre los condensadores es Q^2 , esto puede dar lugar a algunas dificultades en la implementación práctica si Q es grande. Las ecuaciones de diseño para los dos condensadores son las siguientes:

$$C_1 = \frac{gm}{\omega_0} \cdot Q; \quad C_2 = \frac{gm}{\omega_0} \cdot \frac{1}{Q}$$

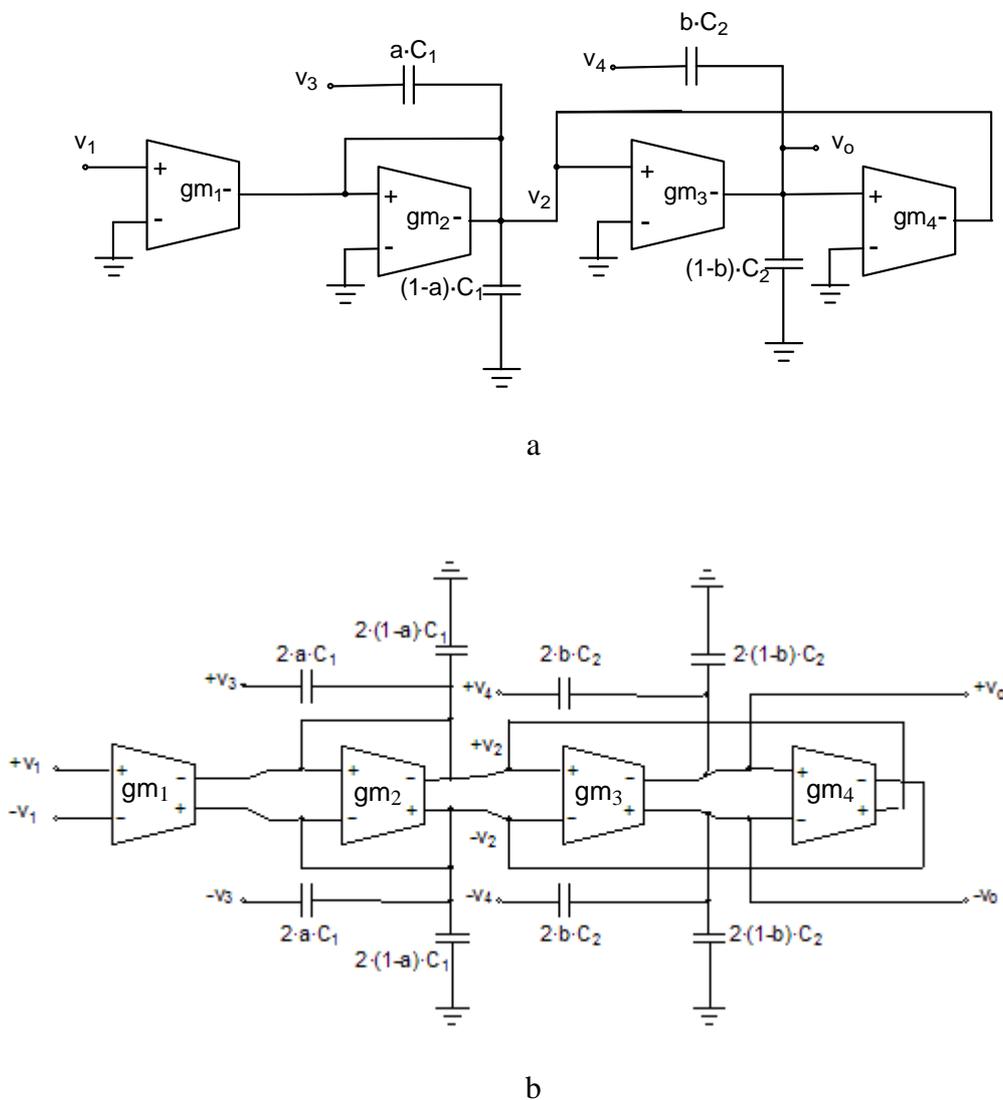


Figura 4.7: Filtro gm-C universal de segundo orden (biquadrático) asimétrico (a) y diferencial (b).

La tabla nos ayuda, de forma sencilla, a construir cualquier filtro bicuadrático.

Tabla 4.1: Guía para el diseño de un filtro bicuadrático.								
FiltroTipo ^(a)	V ₁	V ₃	V ₄	A	b	g _{m1}	H(0)	H(∞)
LP	V _i	0	0	0	0	$\frac{H(0) \cdot g}{m}$	G _{m1} /g _m	0
BP ^(b)	0	V _i	0	H _M /Q ²	0	0	0	0
HP	0	V _i	V _i	A	a·Q ²	0	0	b=a·Q ²
BR ^(c)	V _i	V _i	V _i	A	a·Q ²	$\frac{H(0) \cdot g}{m}$	G _{m1} /g _m	b=a·Q ²
AP	V _i	V _i	V _i	2Q ²	1	G _m	1	b=1

(a) V₃ y/o V₄ deben ser iguales a -V_i para una cierta libertad adicional en la selección de los signos de los coeficientes.

(b) H_M es la ganancia a mitad de banda.

(c) Si g_{m1}/g_m=b se obtiene un filtro de rechazo de banda (notch), si g_{m1}/g_m>b uno paso-bajo, y si g_{m1}/g_m<b uno paso alto de rechazo de banda.

Nota: LP = Low Pass; BP = Band Pass; HP = High Pass; BR = Band Rejection; AP = All Pass.

4.4. Filtros de orden superior

Existen dos métodos para diseñar los filtros gm-C de orden superior:

- Conectar varias estructuras de primer y segundo orden en cascada (Figura 4..a).
- Simulación de filtros pasivos en escalera (ladder) (figura 4.8.b).

La segunda técnica consiste en diseñar primero el filtro pasivo que cumple con las especificaciones requeridas y luego sustituir las bobinas por giradores. Este método suele ser el más sencillo, puesto que diseñar un filtro pasivo es relativamente fácil gracias a la disponibilidad existente de programas de ayuda al diseño de los mismos [9], [10], [11] ó [12]. Además, los filtros desarrollados siguiendo este método son más robustos frente a las tolerancias de los componentes con los que está diseñado [2].

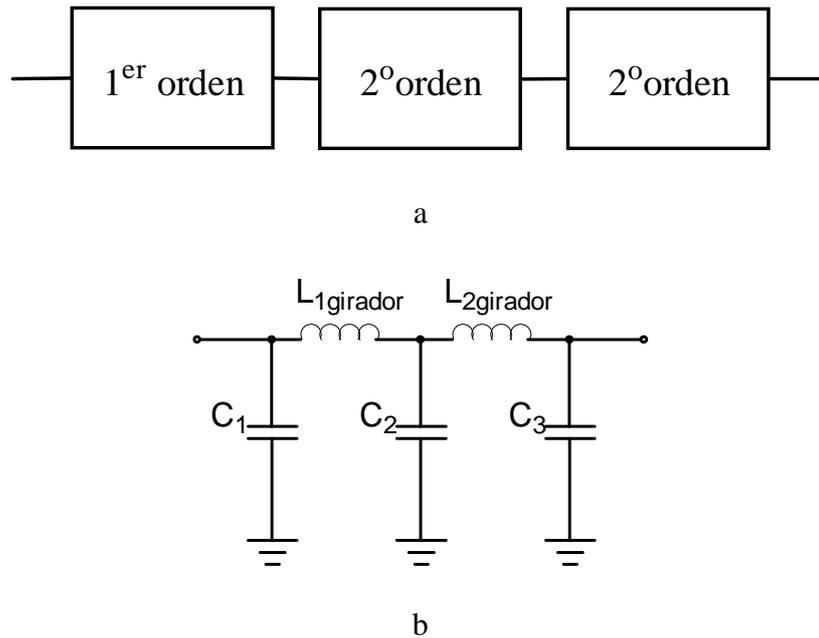


Figura 4.8: Diseño de un filtro de orden cinco conectando en cascada una etapa de primer orden y dos etapas de segundo orden (a), y simulando un circuito pasivo en escalera (b).

4.5. Implementación del filtro gm-C

Lo primero que debemos buscar para la realización de cualquier filtro son sus especificaciones de diseño, en este caso, nuestro objetivo es realizar el filtro integrado paso banda cuyas características son:

- Ancho de banda de 10MHz
- Frecuencia central a 5MHz
- Rechazo de -30dB a 20MHz

Pero para llegar hasta él tenemos que dar varios pasos previos, el primero es la realización del filtro paso bajo pasivo prototipo y, una vez terminado, pasamos a su transformación en filtro activo tipo gm-C.

Como un filtro paso bajo es igual que uno paso banda centrado en el origen, es decir, como un filtro paso bajo es la mitad de uno paso banda, utilizaremos las siguientes características, idénticas a las del filtro integrado sintonizable pero a la mitad de frecuencia:

- Ancho de banda de 10MHz
- Rechazo de -30dB a 30MHz

Como se comentó en el capítulo anterior, a la hora de diseñar el filtro pasivo prototipo existe una amplia disponibilidad de programas de ayuda al diseño y, como igualmente se comentó, hemos utilizado el programa de diseño de filtros que incorpora

ADS, *Filter Design Guide*. En la figura 4.9 podemos ver la ventana principal donde se le indica las características que debe tener el filtro. Al igual que en el capítulo anterior, colocaremos los datos necesarios para satisfacer las especificaciones arriba expuestas, tales como definir las frecuencias donde debe estar la banda de paso y la banda de rechazo ($F_p=10\text{MHz}$ y $F_s=20\text{MHz}$), las impedancias de entrada y salida ($R_{\text{source}} = R_{\text{load}} = 10\text{K}\Omega$, esta elección se explicará en el capítulo 7), la amplitud en dB de las bandas de paso y rechazo ($A_p = 3\text{dB}$ y $A_s = 30\text{dB}$) y, por último, el tipo de respuesta del filtro (Butterworth o Maximally Flat).

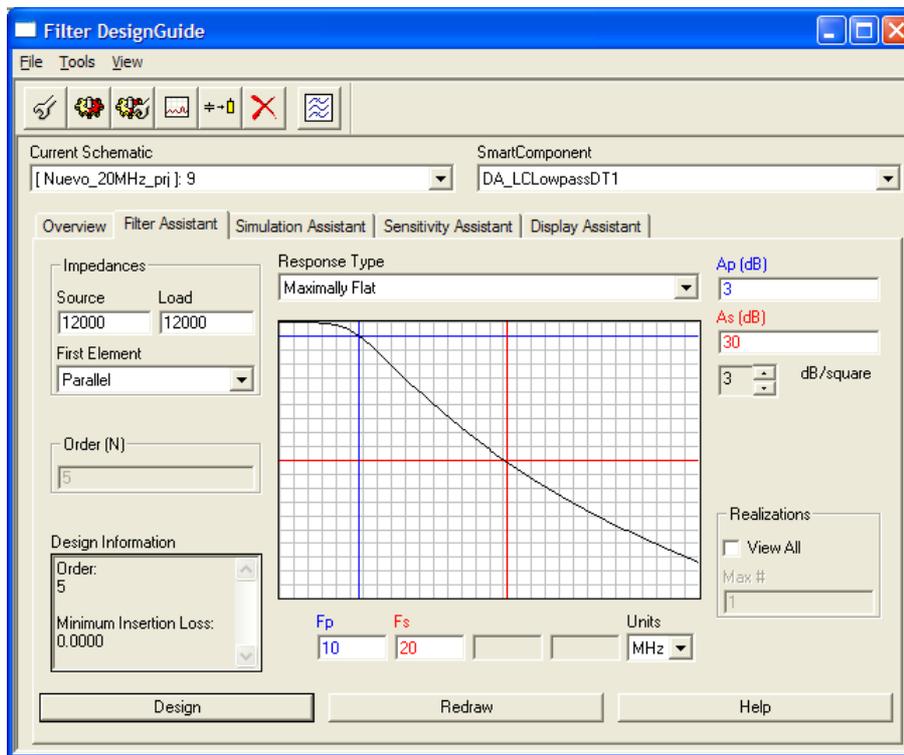


Figura 4.9: Guía de diseños de filtros en ADS.

Junto con el orden del filtro ($N=4$) y su respuesta en frecuencia, la herramienta nos proporciona el circuito que lo implementa (ver figura 4.10).

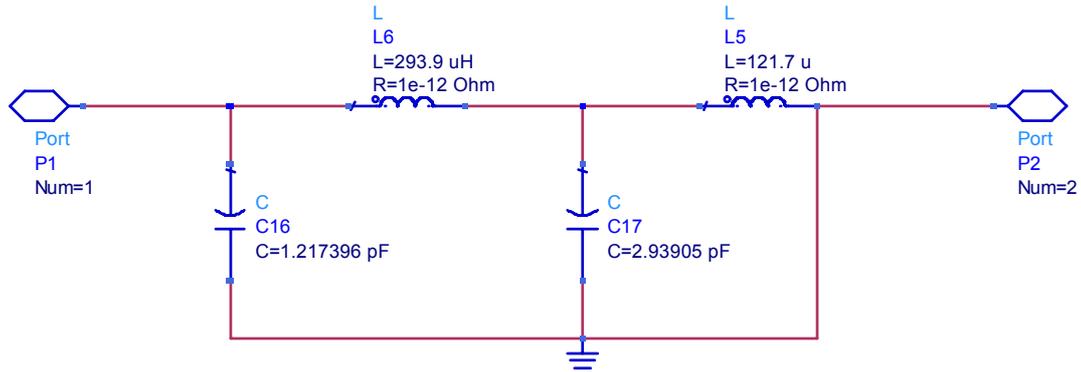


Figura 4.10: Filtro proporcionado por el ADS a partir de la guía de diseño de filtros.

Una vez tenemos la estructura del filtro pasivo pasamos a su implementación con transconductores ideales.

El circuito equivalente del OTA ideal que usaremos es el que se muestra en la figura 4.11. Siguiendo el procedimiento de diseño descrito al principio de este capítulo, el filtro paso bajo activo queda tal y como se muestra en la figura 4.12. Como podemos ver se ha tomado el filtro realizado con elementos pasivos del apartado anterior y se ha sustituido las bobinas por sus circuitos equivalentes con transconductores.

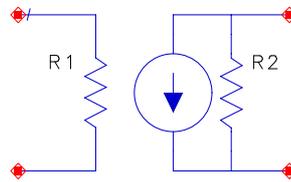


Figura 4.11: Circuito equivalente de OTA ideal utilizado inicialmente en las simulaciones.

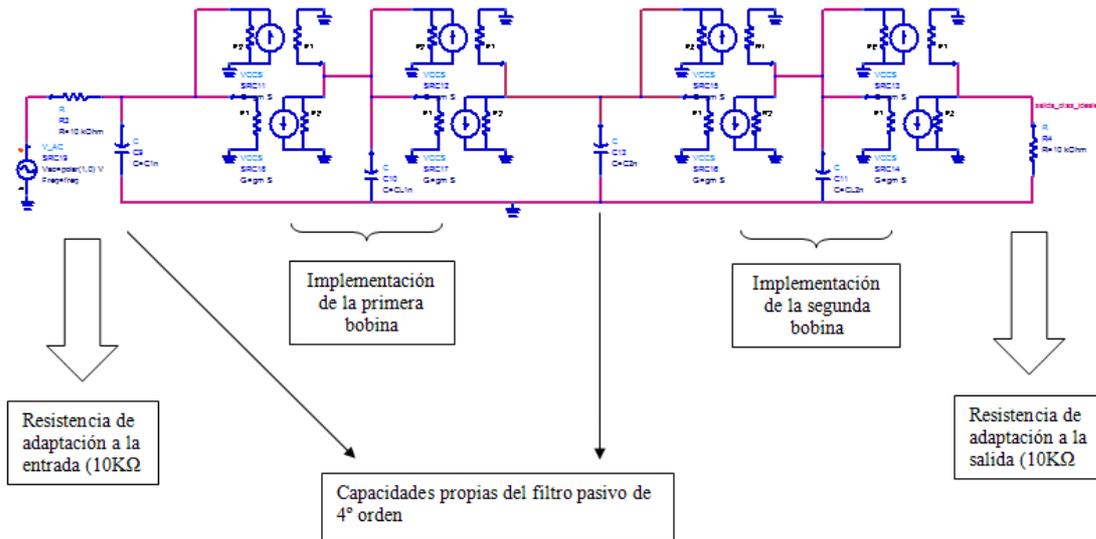


Figura 4.12: Filtro paso bajo activo realizado con OTAs ideales.

La respuesta del circuito, tanto en su versión pasiva como en su versión activa, se muestra en la figura 4.13. Vemos que ambas respuestas se solapan perfectamente, manteniéndose los valores de ganancia y frecuencia de corte en los valores especificados.

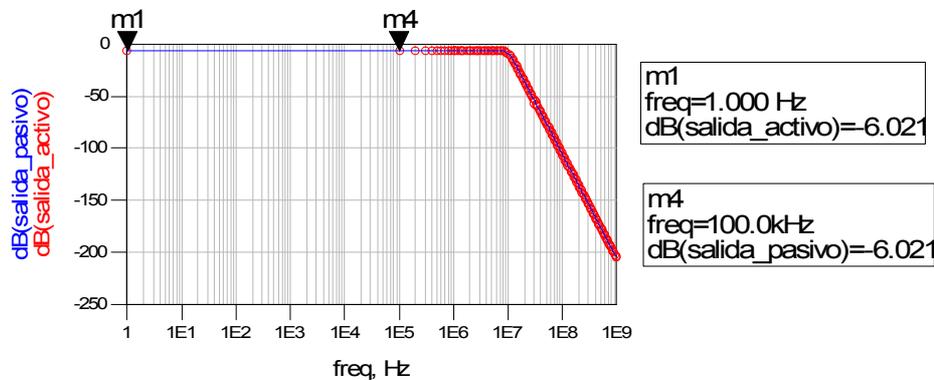


Figura 4.13: Respuesta del filtro en su versión pasiva y activa.

4.6. Resumen

Uno de los componentes activos más utilizados para realizar circuitos básicos son los transconductores, OTA, los cuales poseen un único parámetro, la transconductancia, o gm, que podemos variar dependiendo de las necesidades del diseño.

Estos dispositivos junto con los condensadores, forman los filtros gm-C cuya característica principal es la robustez de sus diseños y versatilidad para usarlos en un gran rango de frecuencias.

Si queremos realizar filtros de primer o segundo orden con OTAs no tendremos problemas, ya que existen tablas con las condiciones de diseño de los transconductores para la realización de distintos tipos de filtros. Pero si por el contrario, queremos filtros de orden alto, podemos construirlo colocando varios filtros de orden bajo en cascada, o mediante la simulación de filtros pasivos en escalera (*ladder simulation*).

Siguiendo la segunda opción hemos desarrollado el filtro paso bajo activo con OTAs ideales que, al compararlo con el filtro pasivo paso bajo prototipo, mantiene la misma respuesta, demostrando así la calidad del diseño. Aprovechando que hemos visto los filtros Gm-C estudiaremos en el siguiente capítulo los filtros integrados sintonizables, además convertiremos el filtro paso bajo con OTAs ideales en su equivalente pero con OTAs reales.

Capítulo 5

Filtros Integrados Sintonizables

Después de haber estudiado en los capítulos anteriores lo que es un filtro y cómo diseñarlo, en este capítulo estudiaremos los filtros integrados sintonizables y las técnicas más usadas para conseguir variar la frecuencia de corte.

Como ya hemos visto anteriormente existen muchos tipos de filtros ya sean de frecuencia de corte fija como sintonizables. Nosotros partiremos de un filtro de frecuencia fija y a partir de ese filtro aplicaremos las dos técnicas más usadas para hacer un filtro sintonizable: variando la transconductancia y variando la capacidad.

5.1. Teoría sobre filtros integrados sintonizables

Los filtros integrados sintonizables se utilizan para poder conseguir una frecuencia de corte adecuada, pudiendo variarla cambiando los valores de la capacidad y/o de la transconductancia.

Para realizar el estudio de los dos tipos de filtros integrados sintonizables que veremos en este capítulo, empezaremos primero desarrollando un filtro básico (filtro paso bajo) de frecuencia de corte (f_c) fija. Programaremos la frecuencia de corte al valor máximo que queremos que alcance nuestro filtro. En nuestro caso será para 10MHz porque queremos realizar un filtro sintonizable de rango de 2MHz a 10MHz.

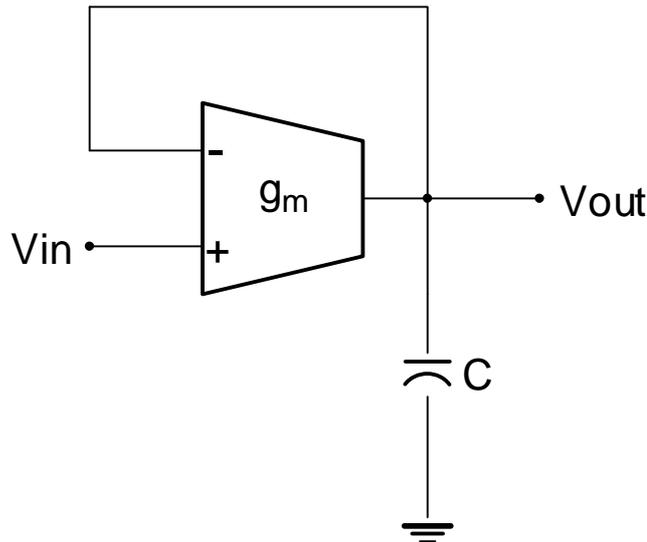


Figura 5.1: Filtro básico.

En la figura 5.1 vemos un filtro gm-C de primer orden diseñado para lograr una frecuencia de corte fija. Para calcular la f_c en este tipo de filtros tenemos las siguientes ecuaciones [5]:

$$f_{c,\max} = \frac{gm}{2\pi C} \quad (5.1)$$

$$\overline{v_{on}^2} = \frac{\eta kT}{C} \quad (5.2)$$

$$P = bgm \quad (5.3)$$

La disipación de energía (P) se supone que es proporcional a la gm , con una constante de proporcionalidad (b), en función de los detalles del diseño, como se muestra

en la ecuación 5.3. El espectro de ruido $\overline{v_{on}^2}$ se calcula con la ecuación 5.2, donde k es la constante de Boltzman y T la temperatura.

Una vez visto el filtro básico estudiamos los dos tipos de filtros sintonizables. En la figura 5.2 vemos sus estructuras.

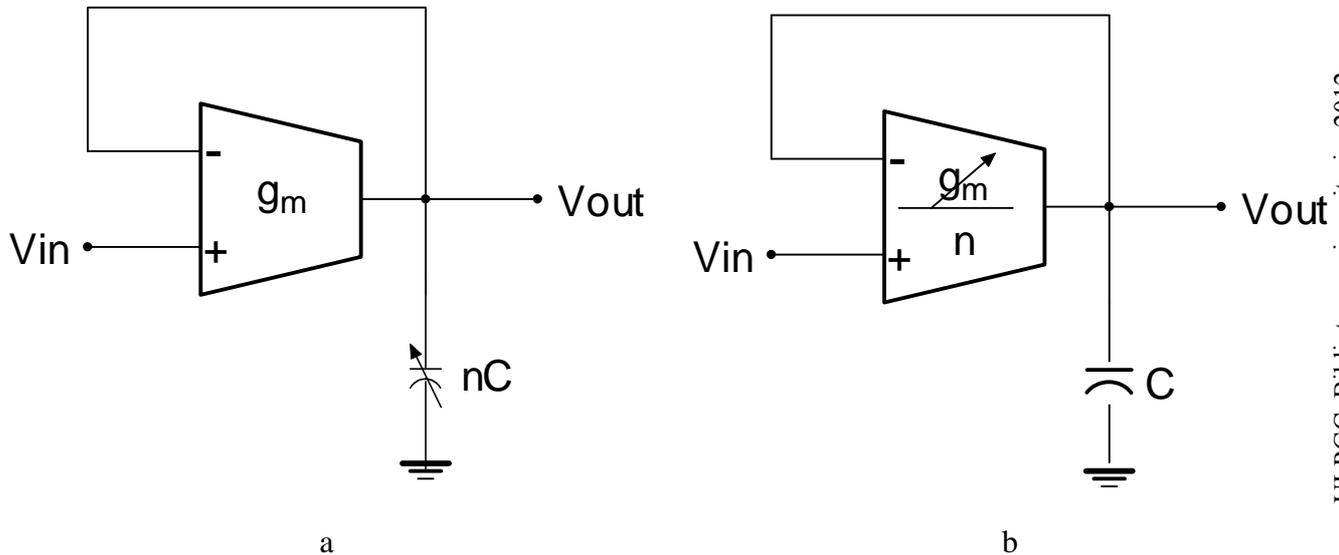


Figura 5.2: Filtros integrados sintonizables.

Hay dos maneras fundamentales de hacer que la f_c sea programable, tal como se muestra en la figura 5.2. La figura 5.2.a corresponde a un filtro sintonizable con g_m constante y la figura 5.2.b a un filtro sintonizable con capacidad constante.

Como el propio nombre indica, los filtros sintonizables con transconductancia constante consisten en mantener la g_m constante y variar el valor de la capacidad para así aumentar la frecuencia de corte o disminuirla. Por el contrario, en los filtros de capacidad constante, se mantiene fija la capacidad y se varía la transconductancia para tener una f_c variable.

Estos dos métodos permiten variar la frecuencia de corte pero tenemos que tener en cuenta varios inconvenientes a la hora de elegir un tipo u otro. En el tipo de capacidad constante, varía la g_m , pero esto implica una variación en la corriente de polarización con lo que el consumo de potencia también varía. En el caso de los filtros de g_m constante se puede conseguir una frecuencia de corte baja pero aumentaríamos mucho la capacidad y aquí está el problema porque puede darse el caso de que no consigamos un valor de capacidad tan alto.

Para el filtro de transconductancia constante utilizaremos las siguientes ecuaciones:

$$f_c = \frac{f_{c,\max}}{n} \quad (5.4)$$

$$\overline{v_{on}^2} = \frac{\overline{v_{on}^2}}{n} \quad (5.5)$$

$$P' = P \quad (5.6)$$

Mientras que para el filtro sintonizable de capacidad constante serán las siguientes ecuaciones:

$$f_c = \frac{f_{c,\max}}{n} \quad (5.7)$$

$$\overline{v_{on}^2} = \overline{v_{on}^2} \quad (5.8)$$

$$P' = \frac{P}{n} \quad (5.9)$$

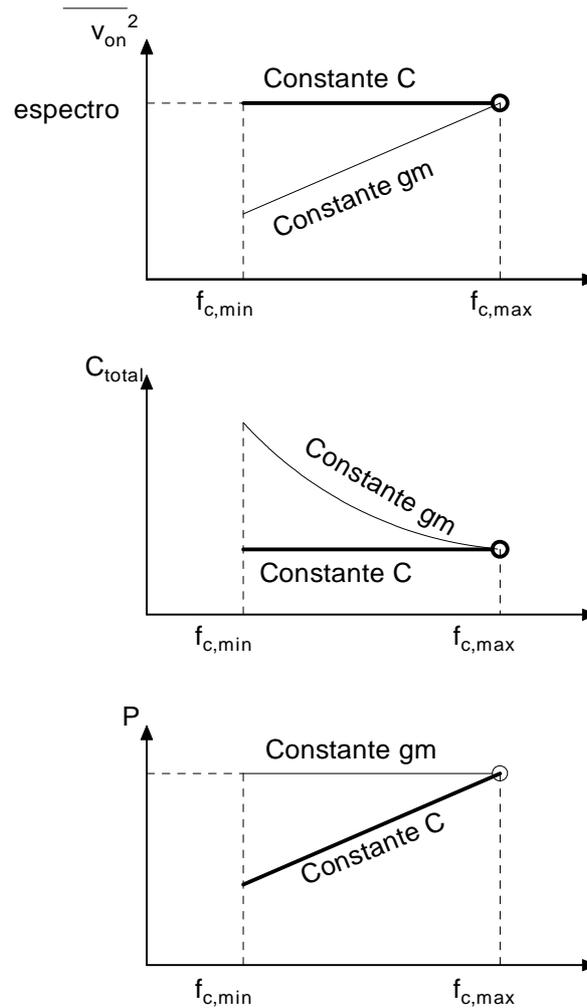


Figura 5.3: Curvas del espectro del ruido, la capacidad total y la potencia.

En la figura 5.3 observamos las curvas de la variación del espectro del ruido, la capacidad total y la potencia, variando la gm y la capacidad. Si nos fijamos en la última gráfica de la figura 5.3 vemos lo que habíamos comentado anteriormente que para el filtro sintonizable de capacidad constante varía mucho la potencia, mientras que para el filtro sintonizable de transconductancia constante ésta se mantiene fija. Para la segunda gráfica de la figura 5.3 vemos que el valor de la capacidad total se mantiene constante para el filtro sintonizable de capacidad constante y para el filtro sintonizable de gm constante el valor de la capacidad total varia. Por último, respecto a la primera gráfica de la figura 5.3 el espectro de ruido se mantiene constante para el filtro sintonizable de capacidad constante, mientras que para el filtro sintonizable de transconductancia constante el espectro de ruido varia dependiendo del valor de la capacidad.

5.2. Diseño del filtro básico

El diseño del filtro básico una vez estudiada su estructura en el apartado anterior y su teoría, se hará a través de la herramienta ADS. Para trabajar en el ADS nos hemos creado nuestro propio símbolo de un transconductor (figura 5.4) que corresponde al circuito equivalente mostrado en la figura 5.5.

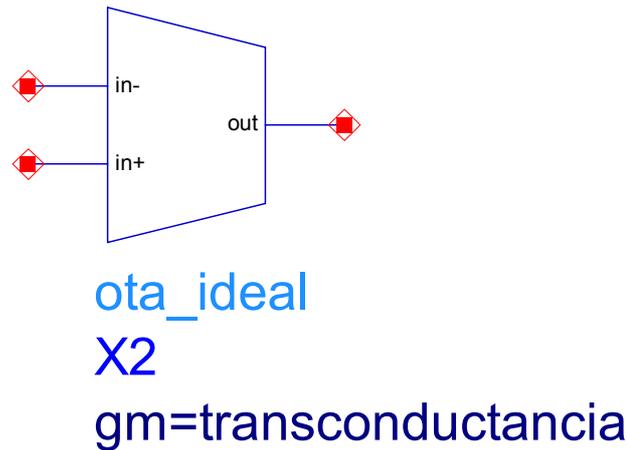


Figura 5.4: Símbolo de un transconductor creado en el ADS.

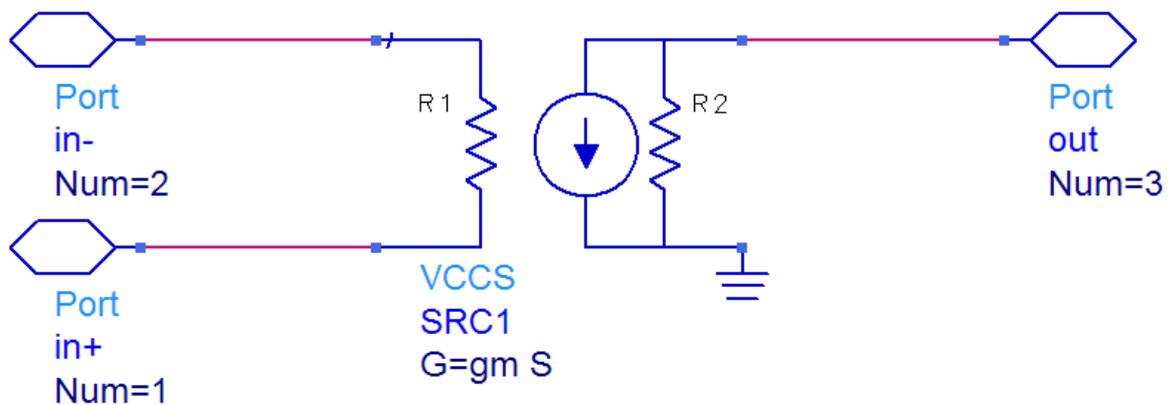


Figura 5.5: Circuito equivalente de un OTA ideal correspondiente al símbolo creado.

Una vez creado el símbolo hacemos el filtro básico mostrado en la figura 5.6. A partir de este circuito obtenemos la respuesta que se muestra en la figura 5.7. Tenemos que explicar que en este proyecto se intentará hacer un filtro integrado sintonizable para un rango de frecuencia entre 2MHz y 10MHz.

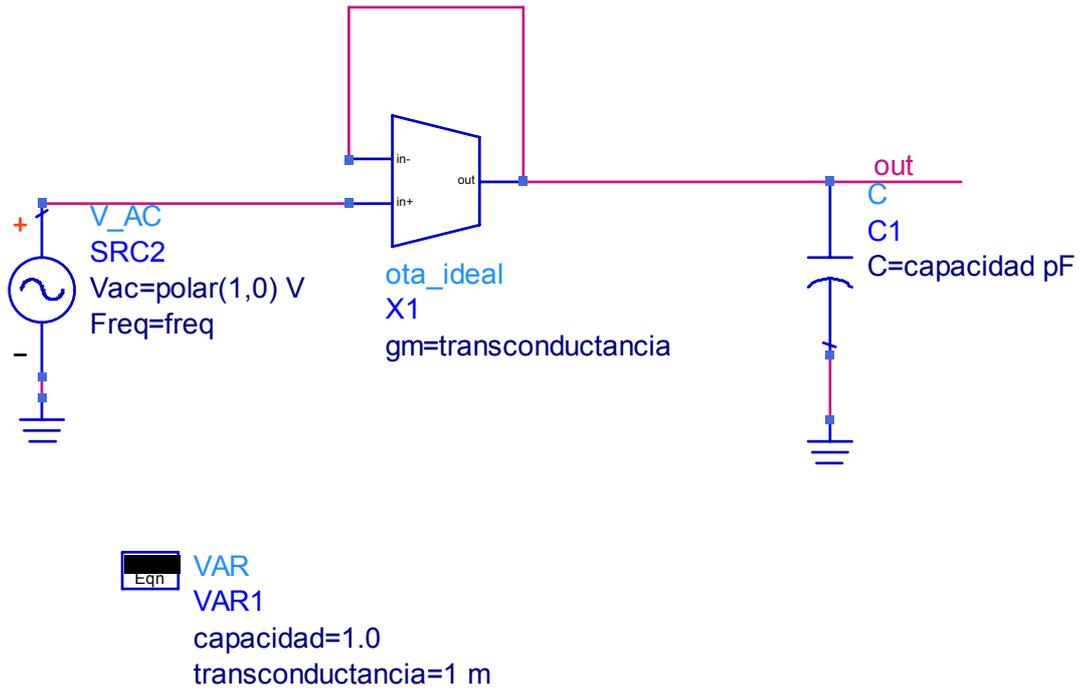


Figura 5.6: Circuito del filtro básico.

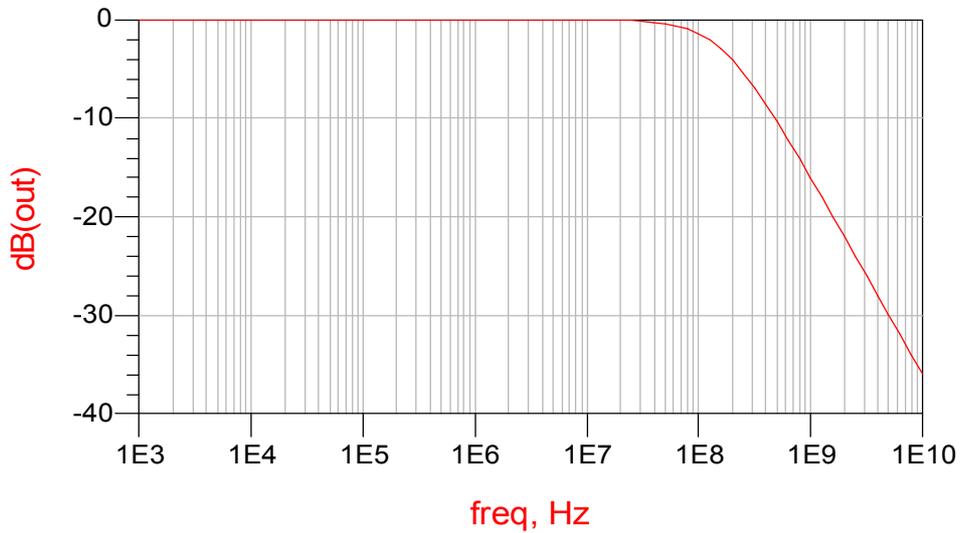


Figura 5.7: Respuesta del filtro básico.

Como comentamos en el apartado anterior el filtro básico lo diseñamos para obtener la frecuencia de corte máxima, que en nuestro caso es de 10MHz para después intentar variar esa frecuencia hasta 2MHz. Observando la figura 5.7 vemos la respuesta del filtro en el que la frecuencia de corte es de 10MHz. Conseguimos esta frecuencia para los siguientes valores: $gm = 1mS$ y $C = 1pF$. Estos valores se pueden observar también en la figura 5.6.

En el siguiente apartado veremos como conseguir que varíe la frecuencia de corte variando tanto la transconductancia como la capacidad del condensador.

5.3. Diseño de filtros sintonizables

El siguiente paso será simular los filtros sintonizables al igual que el filtro básico pero variando los valores de la transconductancia y de la capacidad para ver como varia la frecuencia de corte. Empezaremos con el filtro sintonizable de gm constante en el cual la transconductancia la dejamos fija ($gm = 1mS$) y hacemos un barrido de la capacidad del condensador. Este barrido lo hacemos gracias a la opción “parameter sweep” en el cual el valor de C empieza en 0.5 pF y va creciendo en pasos de 0.5 pF hasta que llegue a 5 pF. En la figura 5.9 vemos la respuesta de la variación de la frecuencia de corte.

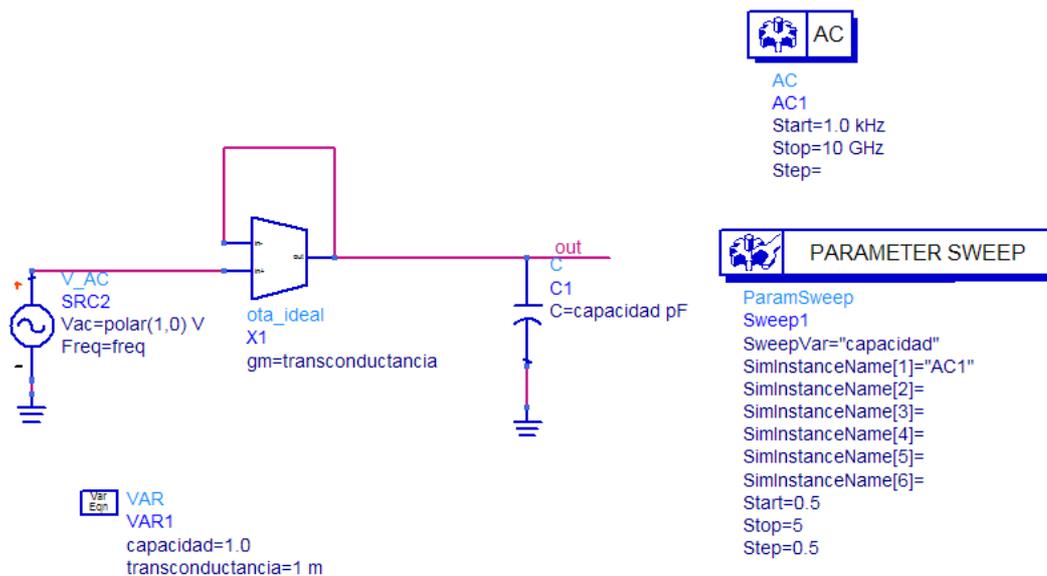


Figura 5.8: Circuito del filtro sintonizable con gm constante.

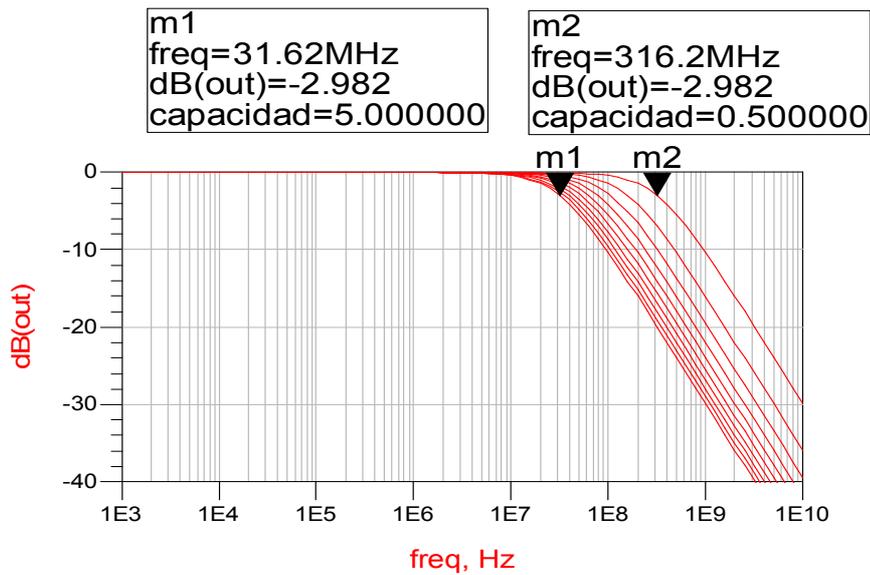


Figura 5.9: Variación de la f_c para el filtro sintonizable de G_m constante.

Como vemos en la figura 5.9 la f_c puede variar de 30MHz a 300MHz, todo depende del valor que tenga la capacidad en ese momento porque la g_m es constante.

Ahora haremos lo mismo para el filtro sintonizable con capacidad constante.

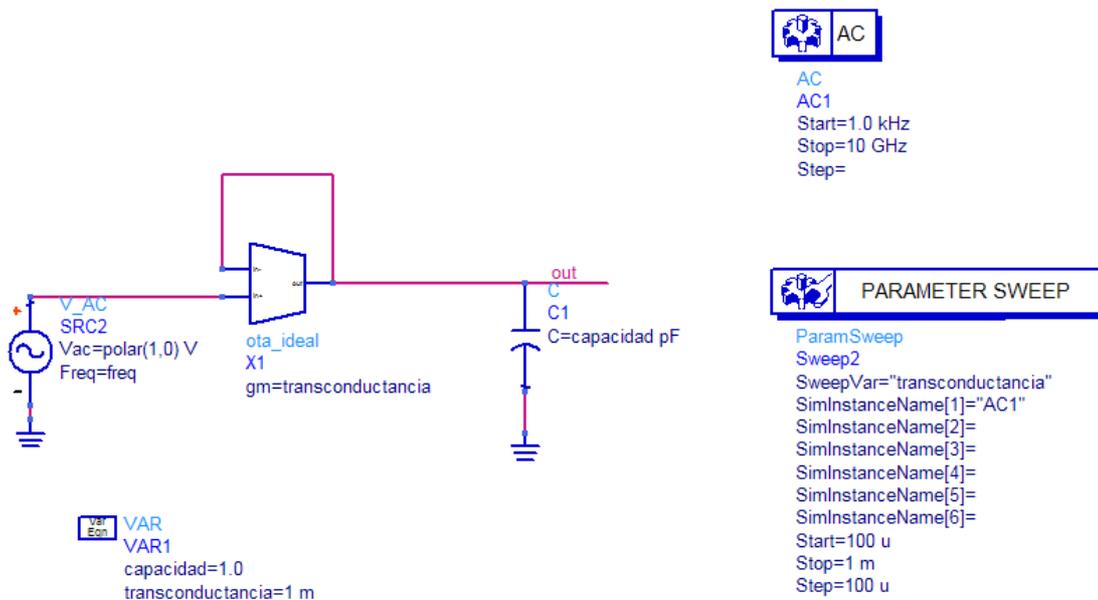


Figura 5.10: Circuito del filtro sintonizable con capacidad constante.

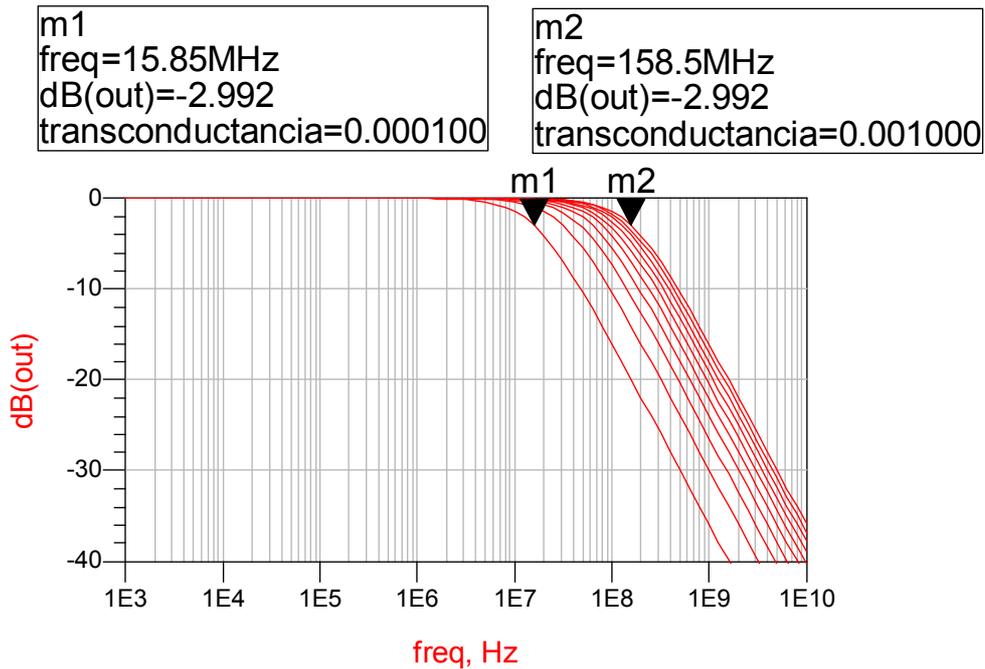


Figura 5.11: Variación de la f_c para el filtro sintonizable de capacidad constante.

Viendo la figura 5.11 observamos que pasa lo mismo que para el filtro sintonizable con g_m constante, que varía la frecuencia de corte (entre 15MHz hasta 150MHz) pero en este caso lo conseguimos variando la transconductancia y dejando constante la capacidad. Fijándonos en la figura 5.10 vemos como la transconductancia varía desde $100\mu S$ hasta $1mS$ en pasos de $100\mu S$.

5.4. Varactores

En la práctica los filtros sintonizables más usados son los de capacidad constante ya que es fácil construir OTAs de transconductancia variable. En este proyecto proponemos hacer el filtro integrado sintonizable de g_m constante mediante el uso de varactores. De esta forma el consumo se mantendría constante y el ruido sería menor. Para ello tenemos que estudiar primero qué es un varactor.

Los varactores son condensadores cuya capacidad se puede modificar mediante la aplicación de una tensión de polarización determinada. A continuación se va a describir cada uno de los parámetros que lo caracterizan:

- El factor de calidad (Q) mide el rendimiento del varactor. Se define como la relación entre la energía almacenada y la cedida. Para su estimación, la expresión más usada es la relación entre el valor absoluto de la parte imaginaria y la parte real del parámetro de reflexión Y_{11} , donde Y_{11} se obtiene a partir de los parámetros S del elemento pasivo, en este caso un varactor. La parte imaginaria del parámetro de reflexión representa la energía almacenada en el elemento pasivo, mientras que la parte real es la energía disipada.

- El rango de sintonización (γ) o Tuning Range se puede considerar el parámetro más importante en cuanto a la funcionalidad del varactor. Se calcula por el cociente C_{\max} / C_{\min} , siendo C_{\max} y C_{\min} , las capacidades máxima y mínima, respectivamente, alcanzadas por el varactor. El rango de sintonización representa la facilidad del varactor para variar su capacidad en el rango de tensiones considerado.

- El área efectiva de silicio es un parámetro que se mide en términos de capacidad por área (fF/ μm^2), e interesa que sea lo más elevado posible, ya que supone una considerable reducción de coste al necesitarse menos área para conseguir la capacidad deseada.

Actualmente los varactores integrados proporcionados por las fundidoras se engloban en dos grandes grupos: los varactores de unión PN y los varactores MOSFET.

En comparación a los varactores de unión PN, los MOSFET presentan un mayor valor de capacidad por unidad de área y de rango de sintonización. Sin embargo, la sintonización tiene una forma más abrupta lo cual puede ser perjudicial para algunas aplicaciones, como los VCOs.

En los siguientes apartados estudiaremos los dos tipos de varactores, ofrecidos por la tecnología SiGe 0.35 de AMS: varactores de unión PN ($jvar$) y varactores MOS ($cvar$).

5.4.1 Varactor MOS ($cvar$)

En este apartado hablaremos del varactor MOS ($cvar$) donde explicaremos sus características, su estructura y su circuito equivalente.

El varactor MOS en modo de acumulación se comporta como un condensador con tres terminales. En la tecnología SiGe 0.35 de AMS las características de tensión y capacidad son modeladas por la capacidad de la puerta-al sustrato (bulk) de un transistor PMOS usando el modelo BSIM3V3.2. Además el modelo del circuito equivalente del varactor contiene resistencias parásitas y diodos usados para modelar la capacidad entre el pozo n y el sustrato tipo p.

El modelo es válido para el siguiente rango:

- Rango de frecuencia: pocos kHz – 6 GHz
- Anchura total: 100 μm – 1000 μm
- Layout: el layout esta formado por una matriz que contiene filas y columnas como se observa en la figura 5.13, la relación de las columnas y filas son de 1-5.

En la figura 5.12 vemos como es la sección transversal de un varactor mientras que en la figura 5.13 vemos el layout del varactor que esta compuesta de filas y columnas.

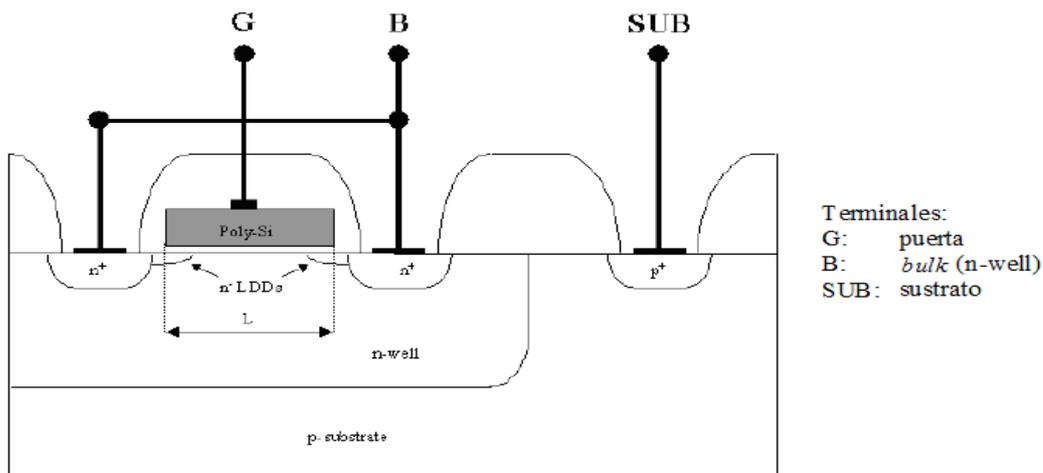


Figura 5.12: Sección transversal del varactor MOS en modo de acumulación.

Los componentes que vamos a utilizar se definen por unos parámetros, los cuales se describen a continuación (ver figura 5.13):

- W : Anchura total del varactor, $W = row * col * wseg$. El layout del varactor MOS consiste en pequeños condensadores MOS conectados en paralelo con el fin de aumentar la calidad (Q). La capacidad se puede ajustar mediante el valor de la W . Esto puede hacerse mediante el valor de las filas y de las columnas.

- $wseg$: Anchura de un segmento.
- L : Longitud del varactor (espacio entre los contactos n-well).

- *row*: Número de filas en dirección vertical.
- *col*: Número de columnas en dirección horizontal.
- *AW*: Área del n-well.
- *PW*: Perímetro del n-well.
- *M*: Multiplicidad o número de dispositivos en paralelo.

En la tabla 5.1 se muestran los valores que pueden tomar los parámetros de los varactores MOS.

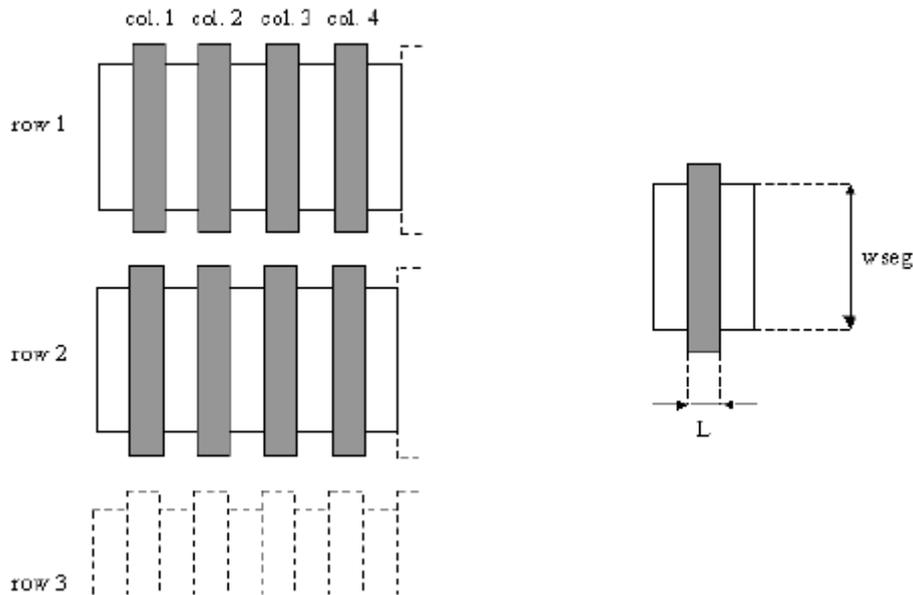


Figura 5.13: Layout de la estructura del varactor MOS.

Tabla 5.1: dimensiones geométricas y valores medidos de C_{\min} y C_{\max}					
$W[\mu m]$	<i>Row</i>	<i>Col</i>	$L[\mu m]$	$C_{\min} [pF]$	$C_{\max} [pF]$
950.4	9	16	0.65	0.81	2.97
633.6	6	16	0.65	0.54	1.98
316.8	3	16	0.65	0.27	0.99
158.4	3	8	0.65	0.14	0.49

Una vez visto el diseño y las dimensiones del varactor MOS veremos el subcircuito y sus características. El circuito equivalente se muestra en la figura 5.14.

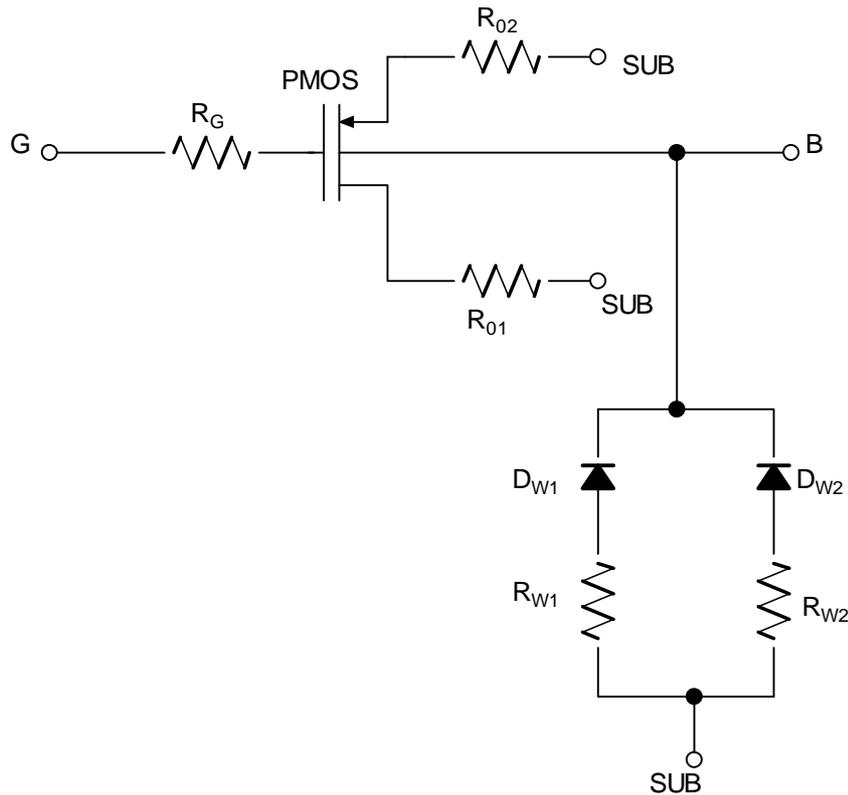


Figura 5.14: Subcircuito del varactor MOS en modo de acumulación.

A continuación definimos los parámetros vistos en el subcircuito:

- R_G : Resistencia en serie con el transistor MOS.
- PMOS : La capacidad puerta-bulk de un transistor MOS se utiliza para modelar la capacidad.
- $R_{o1/2}$: Evita que la capacidad puerta-bulk tome su valor máximo C_{max} en inversión.
- $R_{w1/2}$: Resistencia en serie del pozo.
- $D_{w1/2}$: Modelan la capacidad de deplexión del pozo.

Los parámetros más importantes del varactor cvar se calculan utilizando la impedancia entre la puerta y el bulk. A continuación se muestran las fórmulas más usadas:

$$C = \frac{1}{-\omega \text{Im}(Z)} \quad (5.10)$$

$$R = \text{Re}(Z) = R_G \quad (5.11)$$

$$\gamma = \pm \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\max} + C_{\min}} \quad (5.12)$$

$$Q = \left| \frac{\text{Im}(Z)}{\text{Re}(Z)} \right| = \left| -\frac{1}{\omega RC} \right| \quad (5.13)$$

Con la ecuación 5.10 obtenemos el valor de la capacidad del MOS, con la siguiente fórmula (5.11) la resistencia en serie, con la ecuación 5.12 el rango de sintonía o Tuning Range y por último con la ecuación (5.13) el factor de calidad.

Debemos tener en cuenta que C y R son independientes de la frecuencia mientras que Q si depende de ella.

En la tabla 5.2 observamos que cuanto mayor es la anchura, mayor es el factor de calidad mínimo, mientras que los valores de rango de sintonía y de C_{\max} / C_{\min} prácticamente son los mismos.

Tabla 5.2: Valores de la relación C_{\max} / C_{\min}, rango de sintonía y factor de calidad mínimo.			
$W[\mu m]$	C_{\max} / C_{\min}	$\gamma[\%]$	Q_{\min} (a 2.4GHz)
950.4	3.65	57.0	79.7
633.6	3.66	57.1	58.0
316.8	3.68	57.3	42.6
158.4	3.65	57.0	41.4

5.4.2 Simulación del varactor MOS (*cvar*)

Una vez vistas las características del varactor MOS estudiaremos sus curvas a través de simulaciones. Nos fijaremos en la tabla 5.1 para darle los valores más correctos y ver sus respuestas.

Simulation of a Varactor's Capacitance versus Bias Voltage

In the varactor model, C_0 has been adjusted to set the zero-bias capacitance. Several diodes could be used in parallel to attain a larger capacitance tuning range.

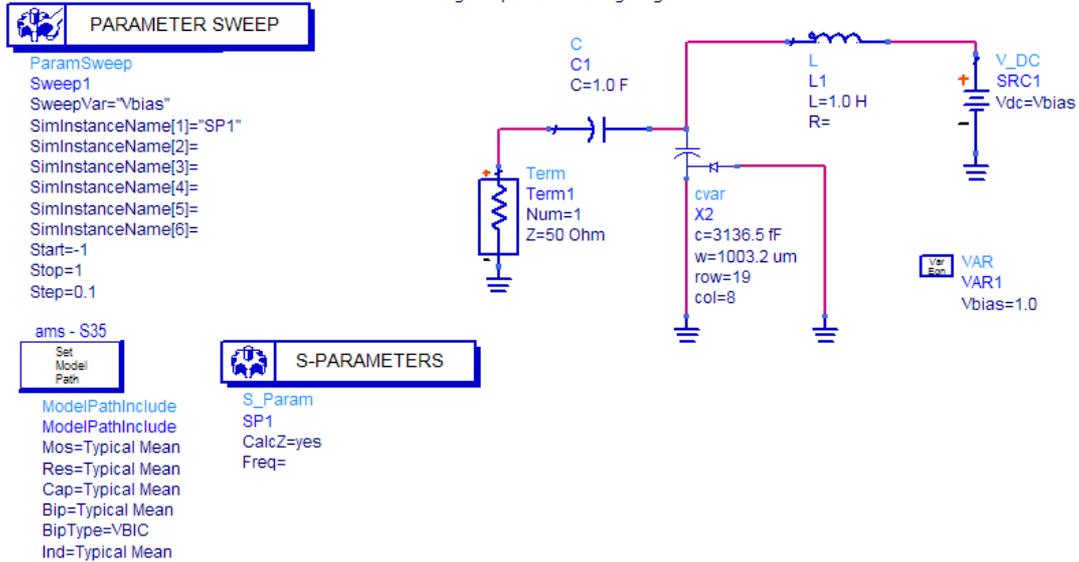


Figura 5.15: *Set_up* de simulación del varactor MOS (*cvar*).

Como vemos en la figura 5.15 y comparando con la tabla 5.1 hemos cogido los valores de la primera fila haciendo un barrido de la tensión de sintonía entre -1 V y 1V y para nuestro rango de frecuencia que es de 2MHz hasta 10MHz. El resultado de esta simulación se muestra en la figura 5.16.

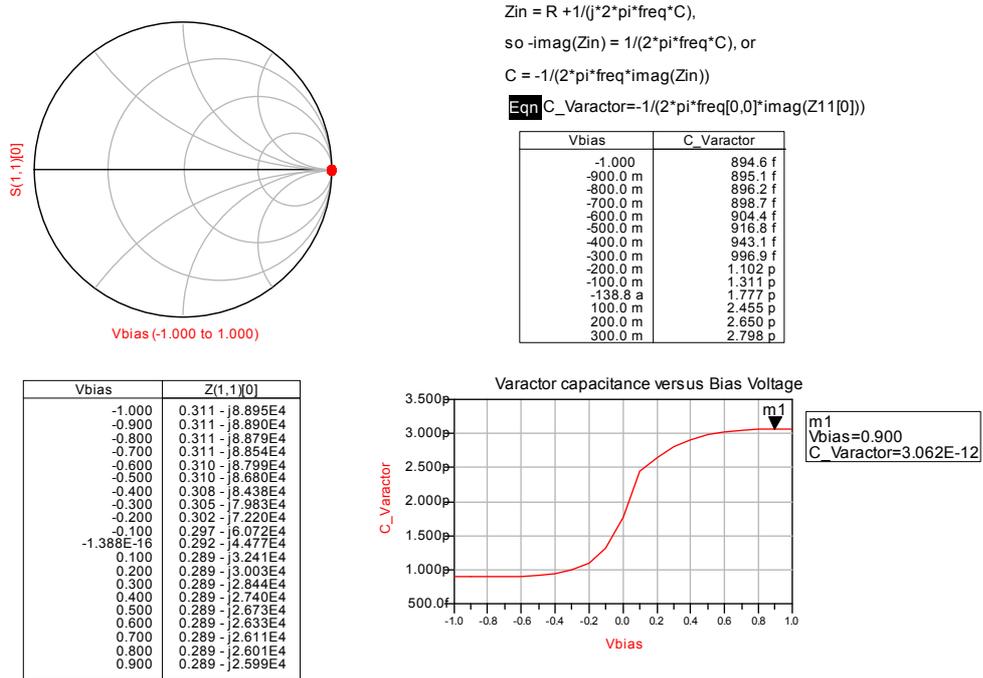


Figura 5.16: Curvas del varactor MOS ($cvar$) ($W = 950.4 \mu m$).

Observamos como el varactor tiene una variación de 850fF hasta aproximadamente 3pF. Conseguimos una variación muy buena del varactor pero el inconveniente es el tamaño, que es el máximo.

Ahora haremos lo mismo pero para el valor de la anchura mínima ($W = 158.4 \mu m$). Los resultados se muestran en la figura 5.17.

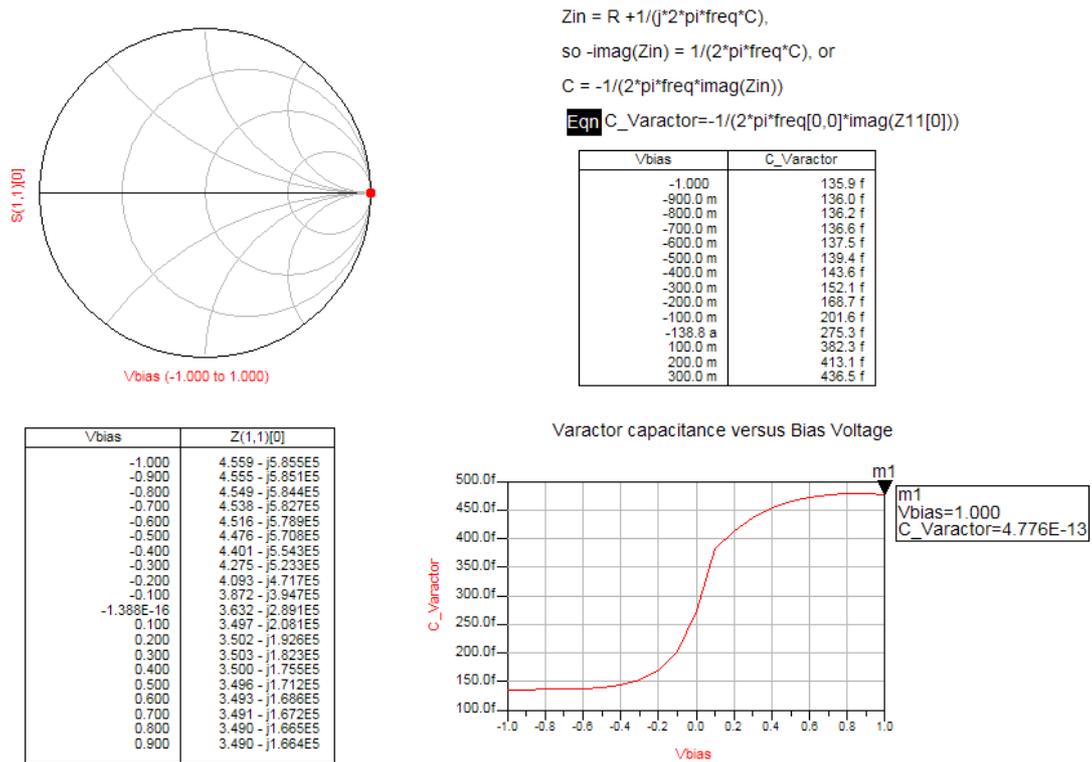


Figura 5.17: Respuesta del varactor MOS (*cvar*) ($W = 158.4 \mu m$).

Fijándonos en la figura 5.17 vemos que el valor del varactor varía poco, de 150fF hasta 500fF. Si comparamos las figuras 5.16 y la figura 5.17 se ve que a mayor anchura mayor va hacer el rango de sintonía del varactor.

5.4.3 Varactor de unión PN (*jvar*)

Los varactores de unión PN están formados por uniones P^+ bipolar y n-well. Se trata de dispositivos de tres terminales (Ánodo, Cátodo y Sustrato) cuyo layout se compone de franjas paralelas conectadas en cascada. El modelo se basa en un modelo simplificado VBIC y es válido para el siguiente rango:

- Rango de frecuencia: pocos kHz – 6 GHz.
- Anchura total: 250 μm – 1000 μm .

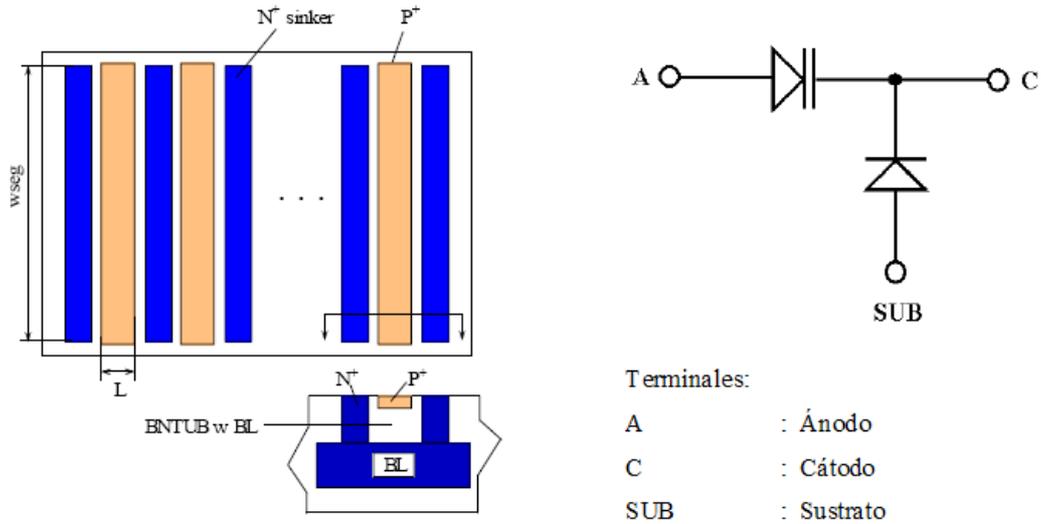


Figura 5.19: Sección transversal y representación del varactor *jvar*.

En la figura 5.19 vemos la sección transversal y el modelo que utiliza este tipo de varactor (*jvar*).

Los parámetros son exactamente igual que en el varactor *cvar* excepto el parámetro *Nstrips* que indica el número de franjas que tiene el varactor.

$W[\mu m]$	N_{strips}	$L[\mu m]$	$C_{\min} [pF]$	$C_{\max} [pF]$
250	5	1.4	0.36	0.70
500	10	1.4	0.76	1.50
1000	20	1.4	1.65	3.30

La tabla 5.3 está hecha para un valor de $V_{ca} = 3V$ para C_{\min} y $V_{ca} = 0V$ para C_{\max} .

Fijándonos en los valores de la tabla 5.3 vemos que pasa lo mismo que para el varactor *cvar* que cuanto mayor sea el valor de la anchura, mayor será el valor de la capacidad.

Los parámetros más importantes del varactor *jvar* se calculan utilizando la impedancia entre el ánodo y el cátodo. Así tenemos las siguientes fórmulas:

$$C = \frac{\text{Im}(Y)}{\omega} \tag{5.14}$$

$$Q = \left| \frac{\text{Im}(Y)}{\text{Re}(Y)} \right| \tag{5.15}$$

Con estas fórmulas obtenemos los valores de la capacidad y del factor de calidad. En la tabla 5.4 vemos como el parámetro de factor de calidad es el más que varía respecto al valor de la anchura [18].

Tabla 5.4: Valores de la anchura, C_{\min} / C_{\max} ($V_{ca} = 0V / 3V$), rango de sintonía y factor de calidad máximo y mínimo.

$W[\mu m]$	C_{\max} / C_{\min}	$\gamma[\%]$	Q_{\min} (a 2.4GHz)	Q_{\max} (a 2.4GHz)
250	1.94	32.0	48	90
500	1.97	32.7	26	50
1000	2.0	33.3	17	31

5.4.4 Simulación del varactor (*jvar*)

Siguiendo los mismos pasos que para el varactor *cvar* veremos su respuesta para los valores de la tabla 5.3.

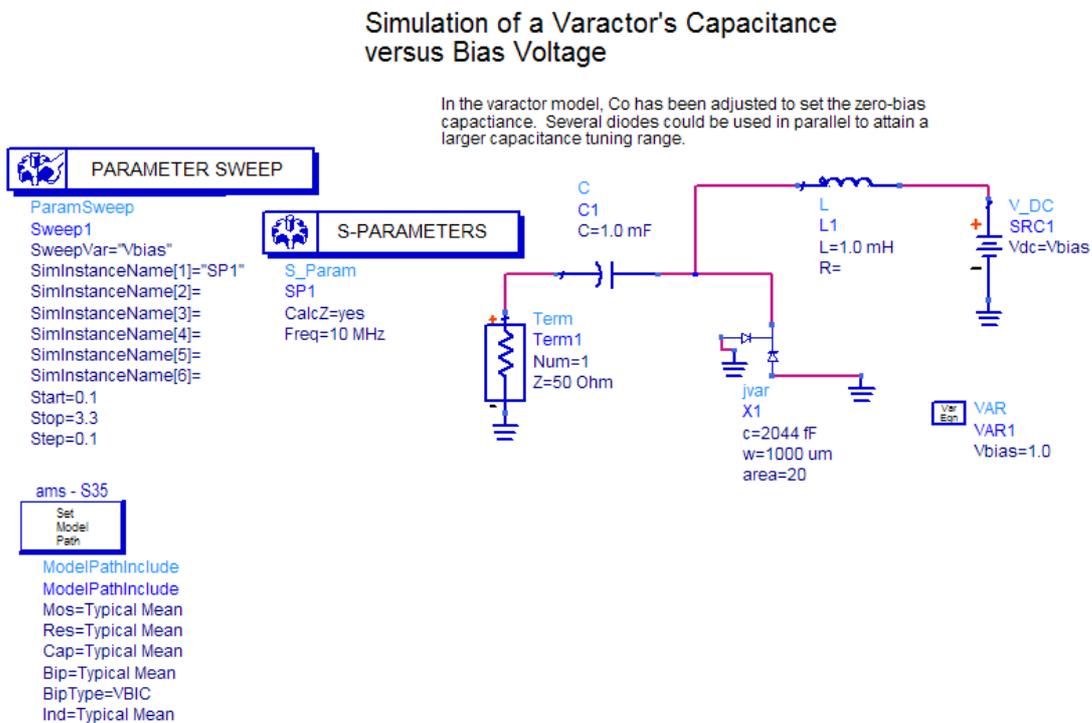


Figura 5.20: Esquema de simulación del varactor *jvar*.

En la figura 5.20 vemos el esquema de simulación del varactor de la primera fila de la tabla 5.3, es decir para una anchura mínima de $W = 250\mu\text{m}$ y para el número de franjas mínimo $N\text{stripes} = 5$. También se hará un barrido de la tensión de sintonía que está comprendida entre 0V y 2V.

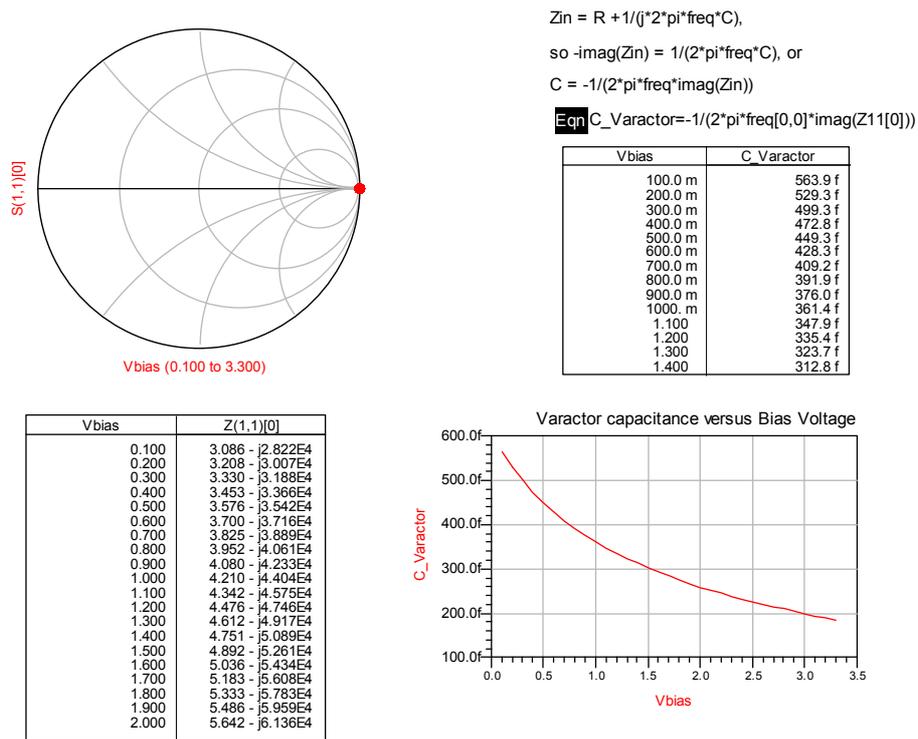


Figura 5.21: Curvas del varactor $jvar$ ($W = 250\mu\text{m}$, $N\text{stripes} = 5$).

En la figura 5.21 tenemos la respuesta del varactor para el valor mínimo de la anchura y del número de franjas. La variación de la capacidad es de aproximadamente de 600fF hasta 180fF.

Ahora escogeremos los valores de la tabla 5.3 pero para la última fila, que nos indica el valor máximo del área ($W = 1000\mu\text{m}$) y el máximo del números de franjas ($N\text{stripes} = 20$). El esquema de simulación es el mismo que en el caso anterior.

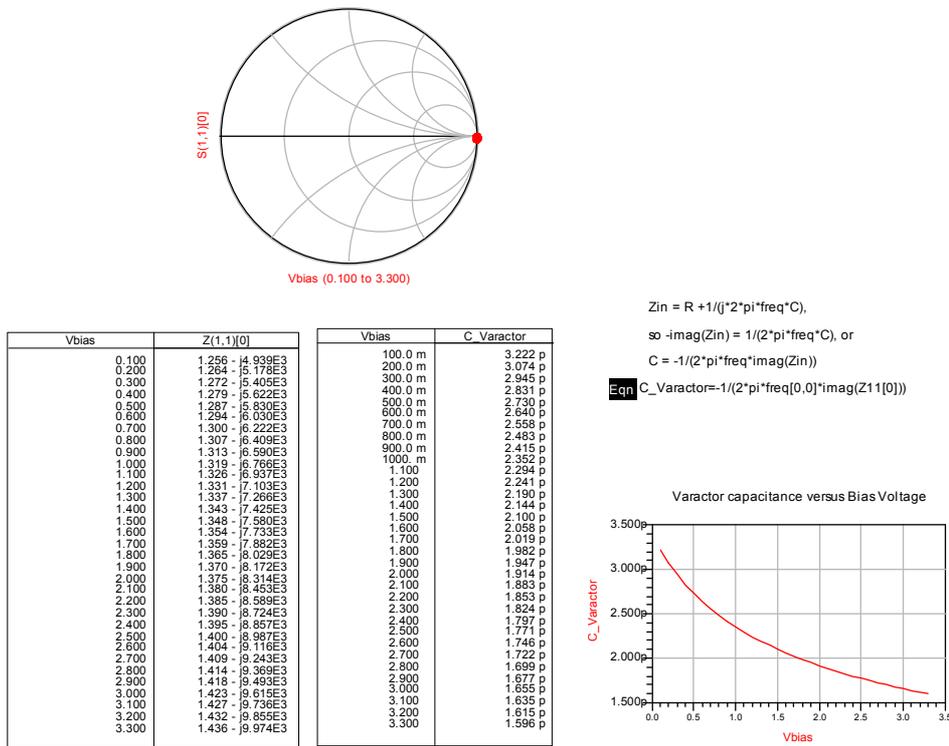


Figura 5.22: Curvas del varactor $jvar$ ($W = 1000\mu m$, $Nstripes = 20$).

En la figura 5.22 vemos la respuesta del varactor $jvar$, en donde se observa un rango de sintonía de 3.2pF hasta 1.6pF.

Si comparamos las respuestas de las figuras 5.22 y 5.21 vemos que el de la figura 5.22 tiene un rango muchísimo más grande que el de la figura 5.21. Esto es debido a que en la figura 5.22 hemos utilizado los valores de la anchura y del número de franjas máximos, mientras que en la figura 5.21 utilizamos los valores mínimos.

5.5. Filtros básicos con varactores

En este apartado estudiaremos un filtro básico hecho con los dos tipos de varactores que hemos visto anteriormente ($cvar$ y $jvar$). Como vimos anteriormente un filtro básico esta constituido por un transistor y un condensador y se puede variar su frecuencia de corte modificando el valor del condensador o el de la transconductancia.

Diseñaremos un filtro básico donde sustuiremos el condensador por los dos tipos de varactores, y haremos que la frecuencia de corte sea regulable a través del valor del varactor el cual dependerá de la tensión de sintonía.

5.5.1 Filtro básico con varactor *cvar*

Una vez visto en el primer apartado de este capítulo como diseñar un filtro básico, haremos el mismo diseño pero cambiando el condensador por el varactor *cvar*. En la figura 5.24 vemos el diseño del filtro básico con este varactor.

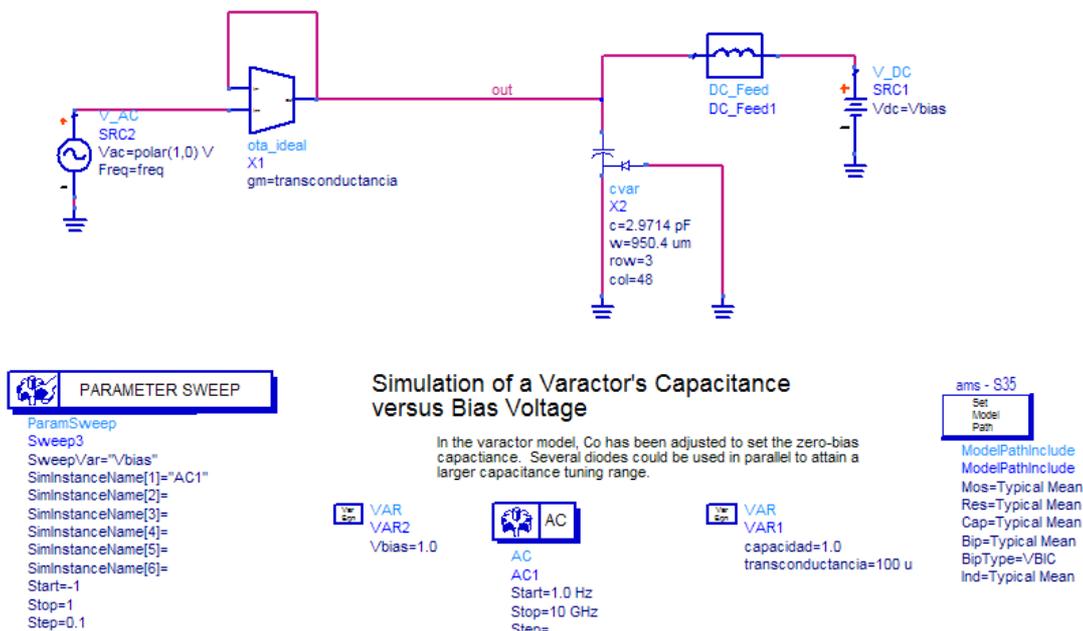


Figura 5.24: Esquemático del filtro básico con el varactor *cvar*.

En la figura 5.24 observamos que estamos simulando el filtro básico con el valor máximo de anchura ($W = 950.4\mu m$). Esto es debido a que de esta manera tiene un mayor rango de variación de la capacidad y entonces conseguimos variar más la frecuencia corte.

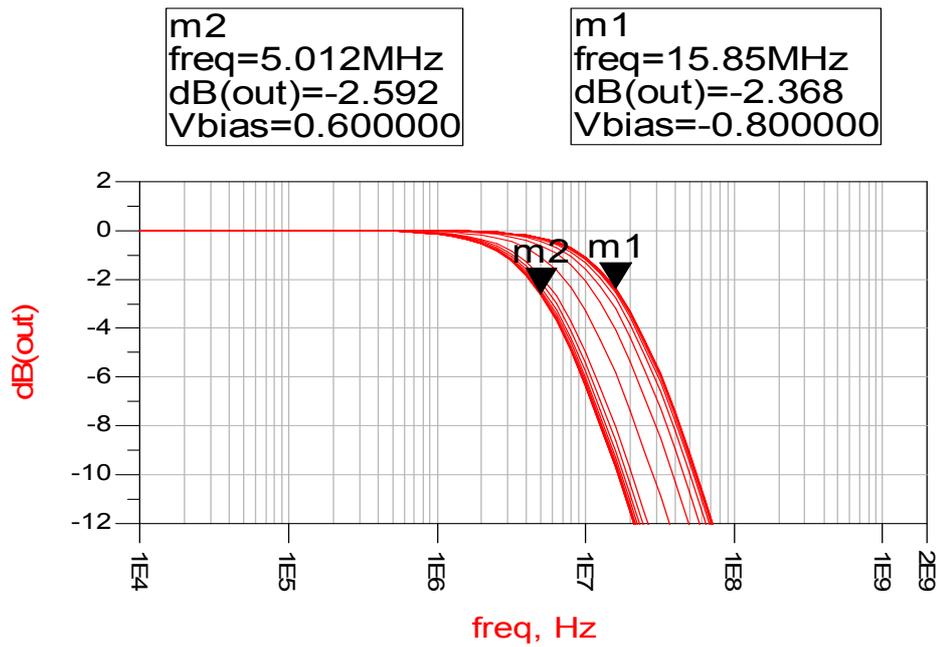


Figura 5.25: Respuesta del filtro básico con varactor *cvar*.

En la respuesta del filtro básico con varactor *cvar* (figura 5.25) observamos que el ancho de banda varía entre 5MHz y 15MHz para tensiones de sintonía entre 1 y -1V.

Vamos a volver a realizar las mismas medidas pero para una anchura mínima que es de $W = 105.6\mu m$. En la figura 5.27 veremos su respuesta para un rango de tensión de sintonía de -1V hasta 1V.

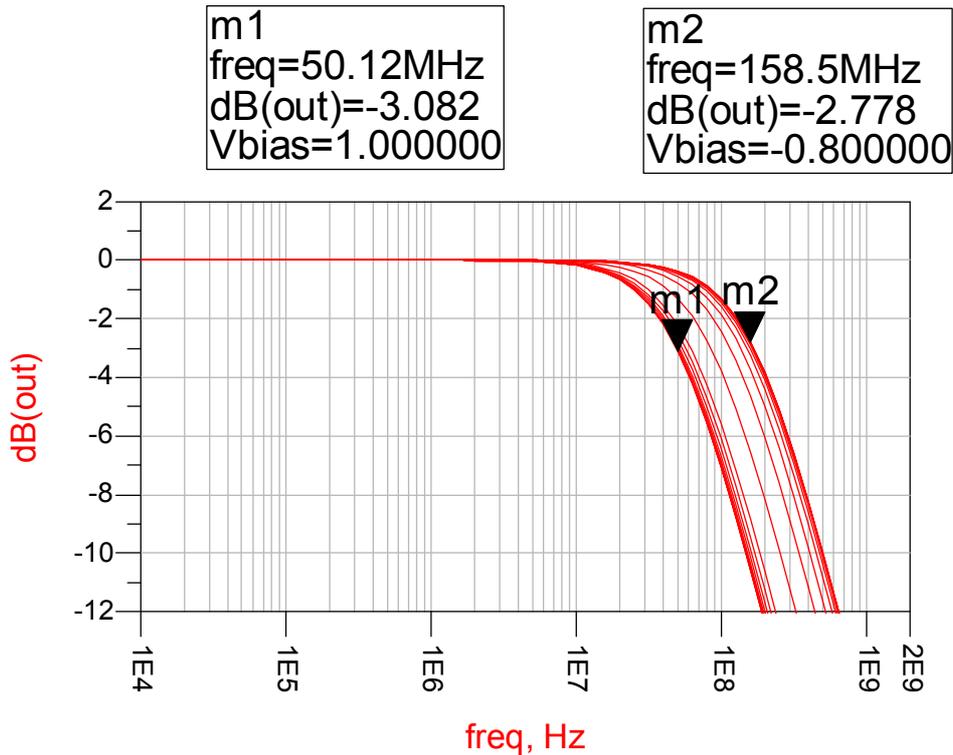


Figura 5.27: Respuesta del filtro básico con varactor *cvar*.

En la respuesta de la figura 5.27 vemos que se consigue variar la frecuencia de corte entre 50MHz hasta 150MHz, siendo por tanto más grande que utilizando la anchura máxima. El inconveniente es que nos da unos rangos de frecuencia muy elevados para hacer el filtro que nosotros deseamos. Por tanto nos interesa más la respuesta obtenida con la anchura máxima porque el rango de sintonía obtenido se asemeja más a las especificaciones de nuestro proyecto (2MHz-10MHz).

5.5.2 Filtro básico con varactor *jvar*

Ahora diseñaremos el mismo filtro básico pero sustituyendo el varactor *cvar* por el varactor *jvar*.

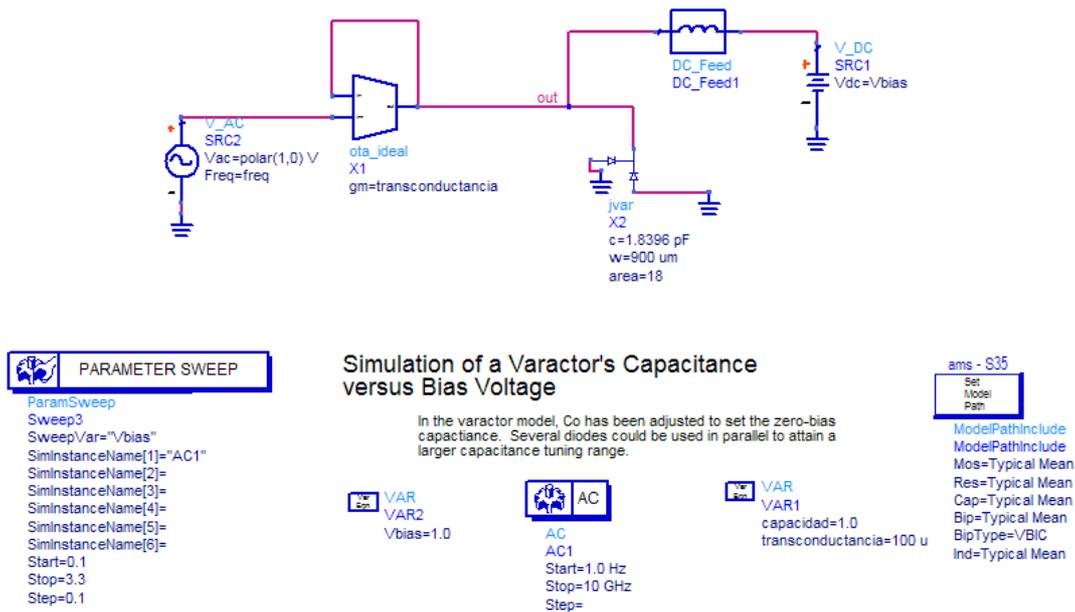


Figura 5.28: Esquemático del filtro básico con varactor *jvar*.

Igual que hicimos con los varactores *cvar*, utilizaremos primero la anchura máxima para el varactor *jvar* y luego la mínima. En la figura 5.28 se muestra el esquema de simulación para la anchura máxima y en la figura 5.29 se muestra los resultados obtenidos. Como se puede observar, para una variación de la tensión de sintonía de -1 a 1V, se obtiene un ancho de banda que varía entre 4 y 8 MHz.

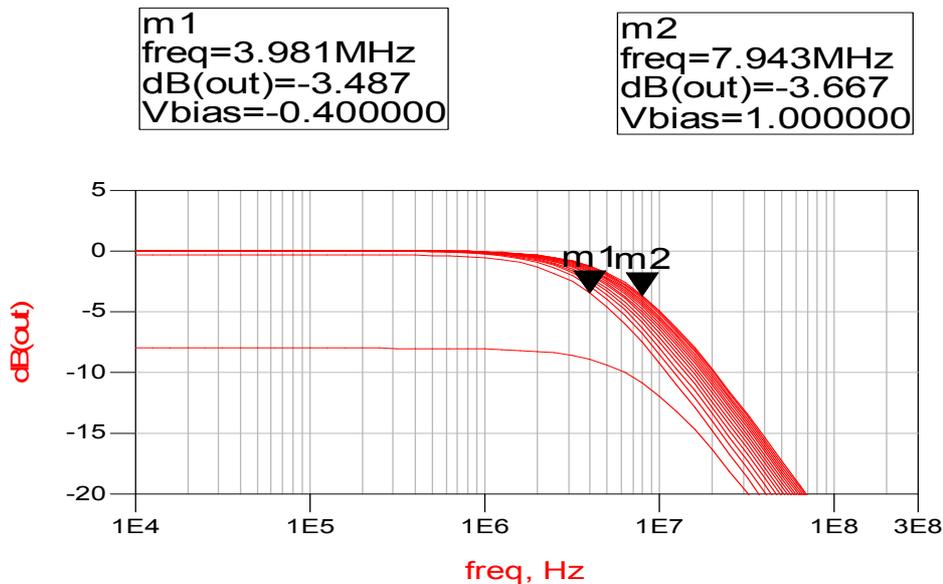


Figura 5.29: Respuesta del filtro básico con varactor *jvar* con anchura máxima.

Si repetimos la simulación para la anchura mínima obtenemos la gráfica de la figura 5.31.

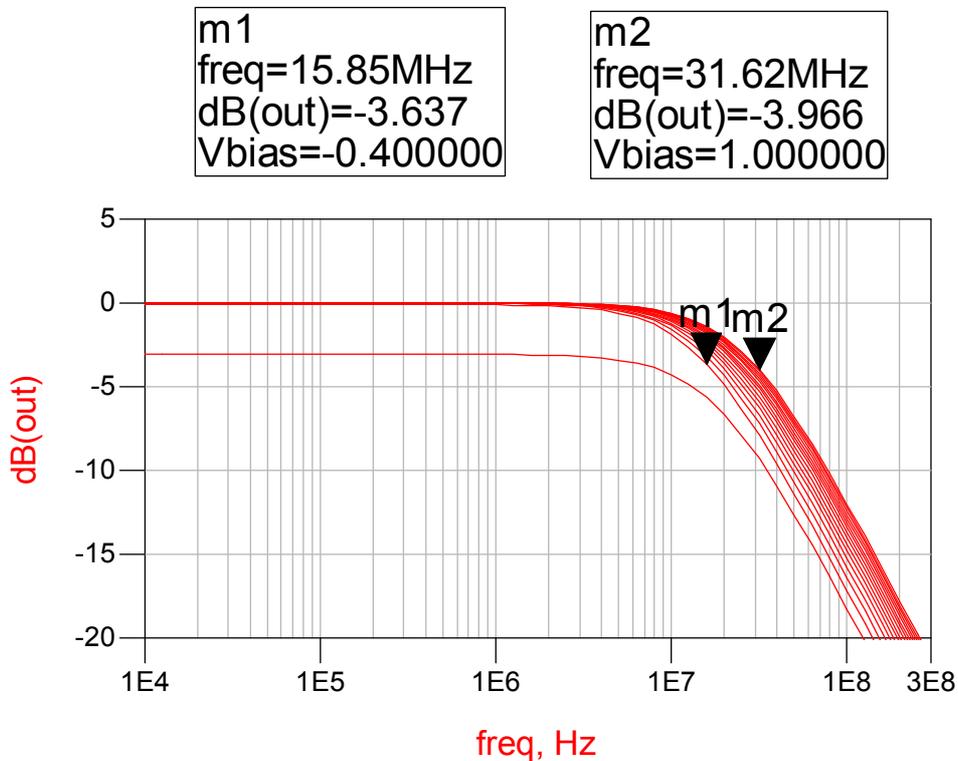


Figura 5.31: Respuesta del filtro básico con varactor *jvar* con anchura mínima.

Al igual que pasaba con el filtro básico con varactor *cvar*, al tener la anchura mínima el ancho de banda es mayor pero la frecuencia de corte es mucho más elevada que con la anchura máxima.

5.6. Resumen

A lo largo de este capítulo hemos estudiado los tipos de filtros integrados sintonizables más usados que son los de *gm* constante y los de capacidad constante. El filtro de *gm* constante se basa en mantener la transconductancia fija y variar la capacidad para así conseguir variar la frecuencia de corte en el rango deseado. Por contra, el filtro de

capacidad constante consigue variar la f_c modificando el valor de la transconductancia y dejando constante el valor de la capacidad.

En nuestro proyecto intentaremos crear un filtro sintonizable entre 2MHz y 10MHz aproximadamente. Nuestro filtro se basará en el filtro sintonizable de gm constante pero teniendo en cuenta que sustituiremos los condensadores por varactores para conseguir el rango de frecuencias especificado.

Los varactores son condensadores cuya capacidad se puede modificar mediante la aplicación de una tensión de polarización determinada. Hemos visto los dos tipos de varactores más importantes que son los varactores $cvar$ y los varactores $jvar$.

Una vez hecho el estudio de los dos tipos de varactores vemos que a priori el más que se adecua a nuestro diseño es el varactor $cvar$ con el valor de la anchura máxima, aunque esta decisión la tomaremos más adelante teniendo en cuenta nuestro diseño final.

Capítulo 6

Amplificadores de Transconductancia (OTAs)

Una vez visto los tipos de filtros integrados sintonizables en el capítulo anterior, estudiaremos en este capítulo los tipos de OTAs.

Los tipos de OTAs que analizaremos son los siguientes: el OTA básico, el OTA variable y el OTA pseudodiferencial. Haremos un estudio más detallado del tipo pseudodiferencial porque es con el que queremos realizar nuestro filtro.

6.1. Teoría de los OTAs

Como ya habíamos comentado en el capítulo cuatro, un transconductor ideal es un amplificador de corriente de ancho de banda infinito controlado por una fuente de corriente, con una impedancia de entrada y de salida infinita. La figura 6.1.a, corresponde al

transconductor más simple que consta de un solo transistor MOS (M1) que opera en la región de saturación. Uno de los varios inconvenientes de este sencillo transconductor es su baja impedancia de salida. Para solucionar este problema se han definido varias alternativas. En la figura 6.1.b-6.1.d se muestran diferentes topologías de transconductores con alta impedancia de salida, obtenidas por medio de configuraciones cascode.

De cara a mejorar la linealidad de los circuitos, en las figuras 6.1.b y 6.1.c se fuerza al transistor M1 a operar en la región óhmica a costa de ver reducida la transconductancia total del circuito. En el circuito 6.1.c se hace uso del amplificador A para incrementar la impedancia de salida del circuito. Este amplificador puede ser implementado mediante un simple inversor MOS, un transistor bipolar o estructuras como las mostradas en las figuras 6.3.a y 6.3.b. Por otro lado el transistor M2 puede ser sustituido por un BJT. Una posible alternativa para mejorar la linealidad del transconductor puede ser la utilización de un cascode doblado como muestra la figura 6.1.d. Finalmente la figura 6.1.e representa el símbolo de un OTA con entradas diferenciales, junto con el circuito ideal equivalente en pequeña señal. Tener en cuenta que la g_m está en función de la corriente de polarización (I_{dc}) del amplificador [15].

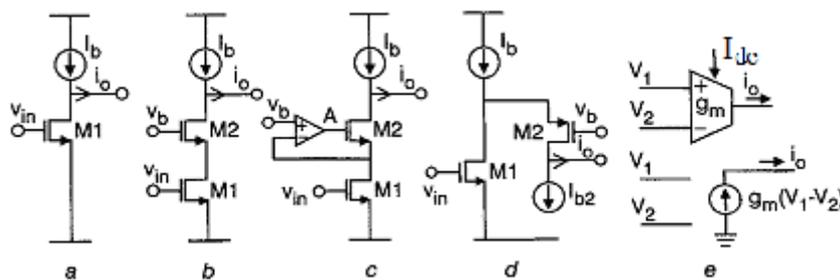


Figura 6.1: Circuitos de una simple entrada.

En la tabla 6.1 se puede ver un resumen de las propiedades de las estructuras cuando los transistores operan en la región de saturación, en la cual calculamos la resistencia de salida (R_{out}) y la tensión de polarización mínima (V_{DD} mínima).

Tabla 6.1: Propiedades de los transconductores		
Estructura	R_{out}	V_{DD} mínima
Simple	$\frac{1}{g_{ds1}}$	$\sqrt{\frac{2I_B}{k(W/L)}} + V_{Tn} + V_{sat,I_B}$
Cascodo	$\frac{g_{m2}}{g_{ds1}g_{ds2}}$	$\sqrt{\frac{2I_B}{k(W/L)}} + V_{Tn} + V_{sat,I_B}$
Cascodo con refuerzo de transconductancia	$\frac{Ag_{m2}}{g_{ds1}g_{ds2}}$	$\sqrt{\frac{2I_B}{k(W/L)}} + V_{Tn} + V_{sat,I_B}$
Cascodo doblado	$\frac{g_{m2}}{g_{ds1}g_{ds2}}$	$(1+m)\sqrt{\frac{2I_B}{k(W/L)}} + V_{Tn} + V_{sat,I_B}$

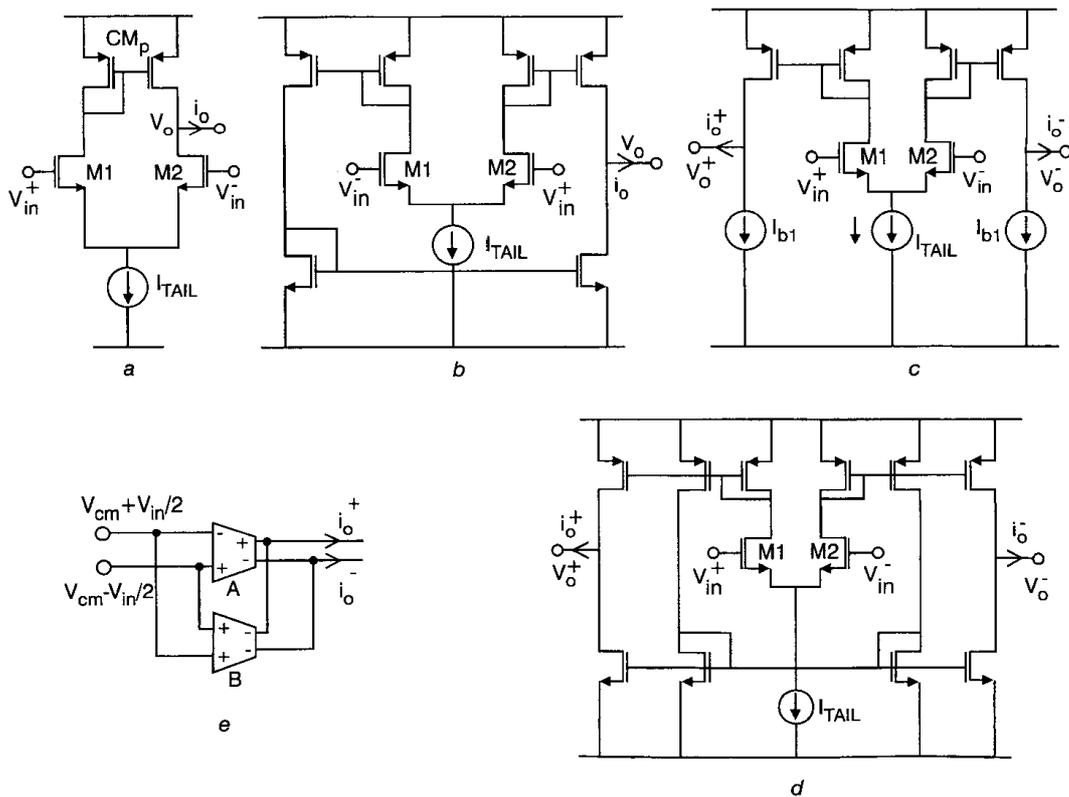


Figura 6.2: OTAs diferenciales.

Tal y como se ha comentado en capítulos anteriores un OTA no ideal tendrá una impedancia de entrada y salida finitas, así como un polo simple que provoca una caída de la transconductancia y en consecuencia un ancho de banda finito.

A continuación, vamos a examinar las características del transconductor básico y sus diferentes topologías con entradas diferenciales. En la figura 6.2.a se muestra un OTA básico con entradas diferenciales y salida asimétrica con un espejo de corriente simple. Por otro lado, en la figura 6.2.b tenemos un OTA equilibrado con tres espejos y salida asimétrica.

El OTA diferencial completo de la figura 6.2.c no dispone de realimentación en modo común (*common-mode feedback* CMFB), y en consecuencia una implementación del mismo presentará problemas de estabilidad del modo común. Para solucionar este problema en la figura 6.2.d se presenta una arquitectura simétrica, que incorpora realimentación del modo común (*common-mode feedforward* CMFF).

Los circuitos de la figura 6.2 no tienen una impedancia de salida muy alta, para conseguir esto, las ramas de salida del OTA deberían ser reemplazadas por las arquitecturas de las figuras 6.1.b-6.1d.

Para aplicaciones de baja tensión una posible arquitectura es el transconductor pseudodiferencial. El pseudodiferencial esta compuesto por dos transconductores asimétricos como los mostrados en la figura 6.1.a – 6.1.d, constituyendo un par diferencial. Estos transconductores necesariamente deben incluir un circuito adicional que controle y reduzca la tensión en modo común.

Una posible solución se muestra en la figura 6.2.e, donde hay que tener en cuenta que el transconductor B no tiene una salida diferencial, pero dispone de dos salidas iguales que se añaden a la salida del transconductor pseudodiferencial de tal forma que la señal en modo común puede ser rechazada. Esta técnica es conocida como: *comon-mode feedforward* (CMFF).

Los diseños con salida simétrica se pueden mejorar mediante el uso de topologías diferenciales como los mostrados en la figuras 6.2.c y 6.2.d. En los circuitos diferenciales el ruido generado es inyectado a ambas salidas del OTA con la misma amplitud y la fase, pudiéndose considerar a éste como ruido de modo común. Si el transconductor diferencial presenta características no lineales, las corrientes de salidas, para $v_2 = v_{i+}$ y $v_1 = v_{i-}$, dichas expresiones se muestran de las siguientes formas:

$$i_{o-} = i_{o1} = I_{B1} + a_1(v_1 - v_2) + a_2(v_1 - v_2)^2 + a_3(v_1 - v_2)^3 + \dots \quad (6.1)$$

$$i_{o-} = i_{o1} = I_{B1} + a_1(v_1 - v_2) + a_2(v_1 - v_2)^2 + a_3(v_1 - v_2)^3 + \dots \quad (6.2)$$

Donde I_{b1} es la corriente de polarización del amplificador. De las expresiones anteriores se deduce que se produce una inversión de la señal diferencial en los términos pares de la serie mientras que no se produce variación de la fase de la señal en los términos cuadráticos (términos impares de la serie). En consecuencia, las componentes de la distorsión armónica aparecen en la salida con la misma amplitud y la misma fase cancelándose en modo diferencial. En la práctica, no se produce una cancelación total de las señales en modo común debido a las posibles dispersiones del proceso, variaciones de temperatura, el correcto apareamiento de los transistores, etc...

Otra ventaja de los sistemas completamente diferencial es que proporcionan una mayor excursión de la señal de salida. Según las ecuaciones (6.1) y (6.2), el componente fundamental en cada salida viene dado por: $-aI_{vid}$, mientras que la salida diferencial viene dada como: $(I_{od} = I_{o1} - I_{o2})$ es $-2aI_{vid}$, donde $vid = v_2 - v_1$.

Una de las principales ventajas de una topología totalmente diferencial es su insensibilidad a las señales en modo común gracias a la simetría del circuito. Sin embargo, los desajustes en los transistores tipo N y tipo P en la fuentes de corrientes podría provocar un desajuste de tensiones entre las ramas. Este efecto no puede ser detectado ni corregido durante la etapa de diseño. Para solventar este problema, se emplea un circuito de retroalimentación en modo común (CMFB) para que controle los niveles de tensión en modo común.

El diseño del CMFB no es sencillo, puesto que las principales señales son diferenciales y las señales en modo común deben ser detectadas y suprimida por un circuito simple y rápido. El circuito debe presentar una impedancia muy pequeña para las señales en modo común, pero que sea transparente (muy alta impedancia) para las señales diferenciales. Una estructura básica del CMFB se muestra en la figura 6.3.

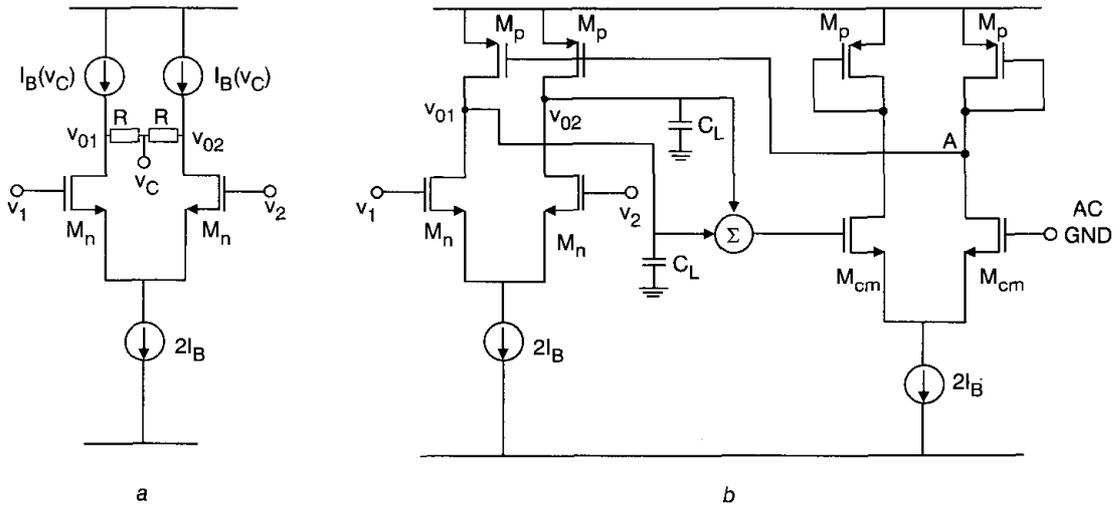


Figura 6.3: Circuito básico del CMFB (*comon-mode feedback*).

La figura 6.3.a muestra un OTA básico con un simple detector de modo común implementado por dos resistencias. En cambio, en la figura 6.3.b se muestra un OTA básico con un circuito de compensación de modo común (CMFB). La señal en el modo común es detectada en las salidas de los OTAs. Posteriormente se compara con la masa AC a través del par diferencial compuesto por los transistores M_{cm} . Una vez detectada cualquier desviación, por medio de la corriente de polarización se procede a compensar la señal del modo común del OTA principal [13].

La impedancia en modo común del lazo abierto viene dada como:

$$R_{cmfb} = \frac{1}{g_{cmfb}} \text{ (S)} \text{ y depende principalmente de la transconductancia en pequeña señal del$$

circuito del modo común. El ancho de banda del OTA estará limitado directamente al ancho de banda de funcionamiento del CMFB. Realizando un análisis en pequeña señal del CMFB se obtiene que la función de transferencia del OTA resultante viene dada por la expresión 6.3, donde el subíndice p , se refiere a los parámetros de M_p y el factor 3 aparece debido a la conexión de tres transistores en el nodo A (figura 6.3.b).

$$g_{cmfb}(s) \cong \frac{g_{cm}}{(1 + s \frac{3C_{gsp}}{g_{mp}})} \quad (6.3)$$

6.2. Diseño de un transconductor básico

El diseño de un transconductor básico (figura 6.4) se hará atendiendo a criterios de consumo de potencia. Lo que haremos será definir las corrientes por cada rama del transconductor a partir de la ecuación en saturación de un MOSFET tipo n:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W_n}{L_n} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (6.4)$$

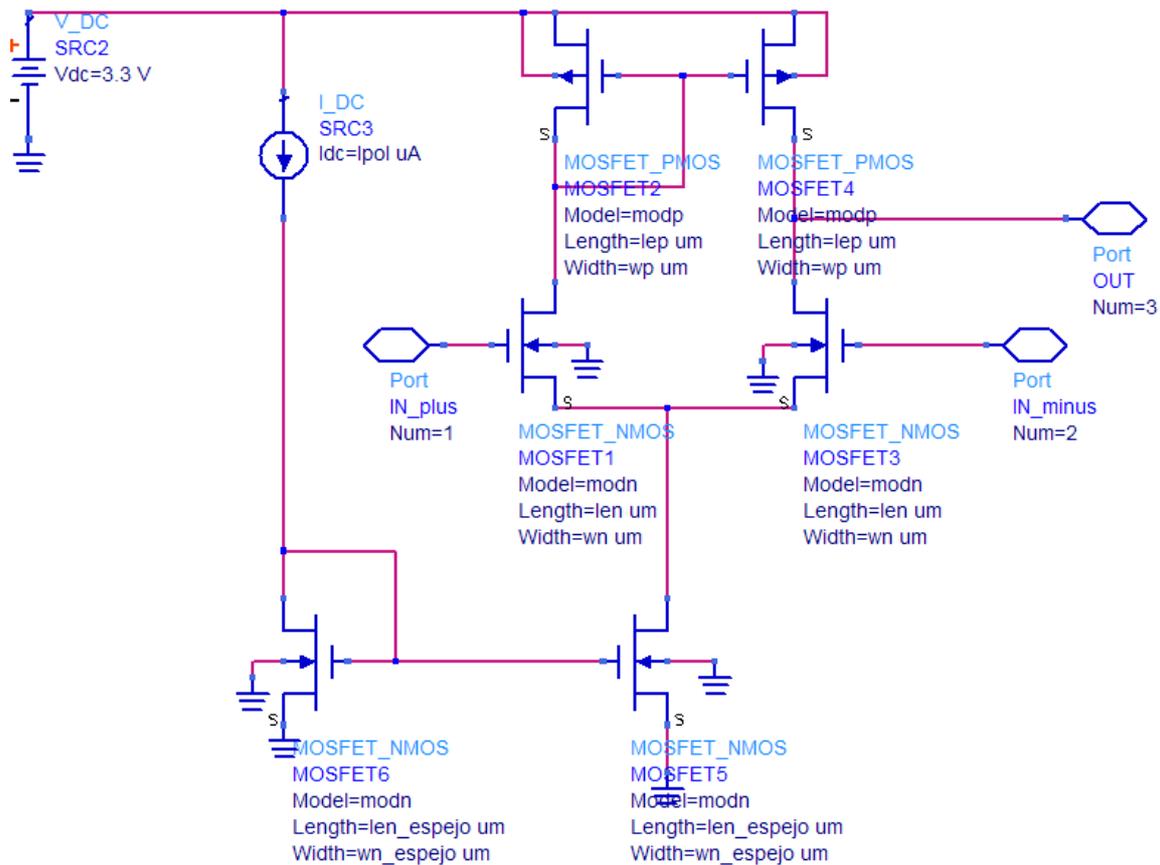


Figura 6.4: Circuito del transconductor básico.

Donde la I_D es la corriente de drenador, $\mu_n C_{ox}$ es un coeficiente proporcionado por la tecnología al que se le denomina factor de ganancia y viene representado por K_n , W_n representa el ancho del canal del transistor y L_n la longitud del mismo. La V_{GS} es la tensión entre la puerta y el surtidor y V_T es la tensión umbral (tensión V_{GS} a partir de la cual se produce un aumento considerable de I_D).

Ya que estamos en saturación llamaremos V_{sat} a:

$$V_{sat} = V_{GS} - V_T$$

Sustituyéndola en la ecuación (6.12), nos queda:

$$I_D = \frac{1}{2} K_n \frac{W_n}{L_n} (V_{sat})^2 \quad (6.5)$$

Por otro lado, tenemos que la gm , responde a la siguiente expresión:

$$gm = K_n \frac{W_n}{L_n} V_{sat} \quad (6.6)$$

Las ecuaciones (6.5) y (6.6) son las que vamos a utilizar para el diseño del transconductor, pero es necesario definir antes los valores de algunos parámetros que las componen. Por ejemplo, y, como hemos dicho, siguiendo el criterio de bajo consumo de potencia, definiremos la $I_D = 160\mu A$. La V_{sat} vendrá limitada por la tensión de alimentación ($V_{DD} = 3.3V$) de forma que distribuiremos la mitad para los transistores, es decir $1.65V$, y el resto queda libre para no saturar el circuito. Así, para el transistor de la fuente de corriente (los dos transistores tipo N que hacen de espejo) le damos un valor de $V_{sat} = 0,2V$ ya que su función es generar la corriente de polarización y no amplificar. Para los transistores del par diferencial fijamos un valor de $V_{sat} = 0,7V$ puesto que en este caso estos transistores son los que realizan la función de amplificación y cuanto más grande sea su V_{sat} mayor será su gm con lo que tendremos mayor ganancia, también hemos fijado la V_{sat} de los transistores tipo P a $V_{sat} = 0,7V$.

Una vez definidas las tensiones de saturación V_{sat} , nos quedaría por fijar las anchuras (W) y las longitudes (L) de los diferentes transistores. Para ello fijaremos las L , y las W vendrán dadas por la ecuación (6.6). Sabiendo que la L mínima de la tecnología es $L = 0.35\mu m$ y que para evitar dispersiones en el proceso de fabricación se suelen usar valores mayores, hemos fijado las longitudes a los valores que se muestran en la tabla 6.2:

Tabla 6.2: Valores dado a la longitud (L)		
$L_{en_espejo} = 0.5\mu m$	$L_{en} = 0.8\mu m$	$L_{ep} = 0.7\mu m$

El criterio que se sigue en esta elección es que, para unos valores fijos de corriente de polarización y de V_{sat} , cuanto menor sea la L mayor será la W con lo que se obtiene una mayor gm (ecuación (6.10)) y, por tanto, en función de la gm que queramos elegiremos la L más adecuada.

El último parámetro que queda por definir es el factor de ganancia K . Este parámetro depende del tipo de transistor con el que estemos trabajando, (tipo p o n), aunque las ecuaciones para ambos sean las mismas (con la salvedad de que para el caso de los p la corriente va en sentido contrario a la de los n). Según la información proporcionada por la fundidora [14] el factor de ganancia de los transistores tipo n es $K_n = 135\mu A/V^2$ y el de los tipo p es $K_p = 45\mu A/V^2$.

Una vez definidos los parámetros con los valores oportunos, pasaremos al diseño teórico. Para calcular las anchuras utilizaremos la ecuación (6.7). Como habíamos dicho anteriormente la corriente tiene un valor de $I_D = 160\mu A$ aunque este se utilizará para calcular el valor de W_{n_espejo} porque por su rama pasa toda la corriente. Para el cálculo de las W_n y W_p se cogerá un valor de la corriente de la mitad porque sus ramas se divide en dos, por tanto, será de $I_D = 80\mu A$. Empezaremos por los transistores tipo n. Partiendo de la ecuación (6.7), calcularemos W_n de la siguiente forma:

$$W_n = \frac{2I_D L_n}{K_n (V_{sat})^2} \quad (6.7)$$

Sustituimos con los valores propuestos y resulta:

$$W_n = \frac{2 \cdot 80\mu \cdot 0,8\mu}{135\mu \cdot (0,7)^2} = 1,9349\mu m$$

Este es el valor obtenido para W_n ahora aplicamos la misma ecuación (6.7) pero para calcular el valor de W_{n_espejo} .

$$W_{n_espejo} = \frac{2 \cdot 160\mu \cdot 0,5\mu}{135\mu \cdot (0,2)^2} = 29,6296\mu m$$

Ahora para calcular la W_p es la misma ecuación que para calcular la W_n (6.7) pero cambia el factor de ganancia. Por eso utilizaremos la ecuación (6.8).

$$W_p = \frac{2I_D L_p}{K_p (V_{sat})^2} \quad (6.8)$$

$$W_p = \frac{2 \cdot 80\mu \cdot 0,7\mu}{45\mu \cdot (0,7)^2} = 0.5079\mu m$$

De esta forma fijando las longitudes y aplicando la ecuación (6.6) obtenemos los valores que se muestran en la tabla 6.3:

Tabla 6.3: Valores obtenidos para la W (anchura)		
$L_{n_espejo} = 0.5\mu m$	$L_{en} = 0.8\mu m$	$L_{ep} = 0.7\mu m$
$W_{n_espejo} = 29.6296\mu m$	$W_n = 1.9349\mu m$	$W_p = 5.079\mu m$

Sustituyendo los valores del transistor tipo n en la ecuación (6.6) resulta una transconductancia de:

$$gm = 135\mu \frac{1,9349\mu}{0,8\mu} (0,7) = 228,56\mu S$$

Para comprobar que se ha hecho bien la operación o, simplemente, para verificar que los resultados obtenidos por las ecuaciones del tipo n se aproximan a los resultados obtenidos por las ecuaciones del tipo p, hallaremos de nuevo la transconductancia, pero ahora con los datos del transistor tipo p en el que utilizaremos la ecuación (6.10):

$$gm = K_p \frac{W_p}{L_p} V_{sat} \quad (6.10)$$

$$gm = 45\mu \frac{5,079\mu}{0,7\mu} (0,7) = 228,555\mu S$$

Podemos confirmar que la transconductancia de cada transistor, hallada por distintas ecuaciones, ofrece resultados similares.

6.2.1 Obtención de los parámetros del transconductor básico a partir de las simulaciones

El siguiente paso será simular el transconductor diseñado con la ayuda del ADS. Para trabajar más cómodamente, en lugar de utilizar el circuito completo del

transconductor básico (figura 6.4), utilizaremos sólo su diagrama de bloques (ver figura 6.5). Para obtener los parámetros característicos del transconductor vamos a emplear un circuito creado en el ADS para este fin (figura 6.6). Gracias a él podremos generar un modelo equivalente del transconductor que luego se podrá comparar con el transconductor real.

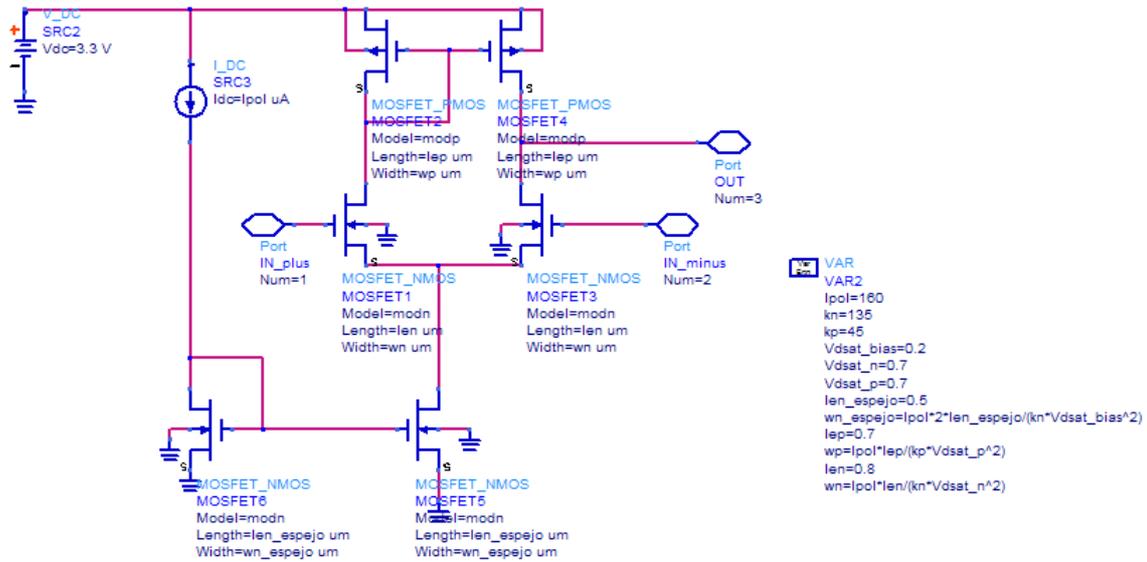


Figura 6.4: Circuito del transconductor básico.

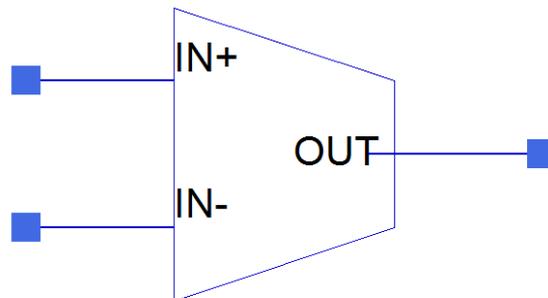


Figura 6.5: Símbolo del transconductor básico.

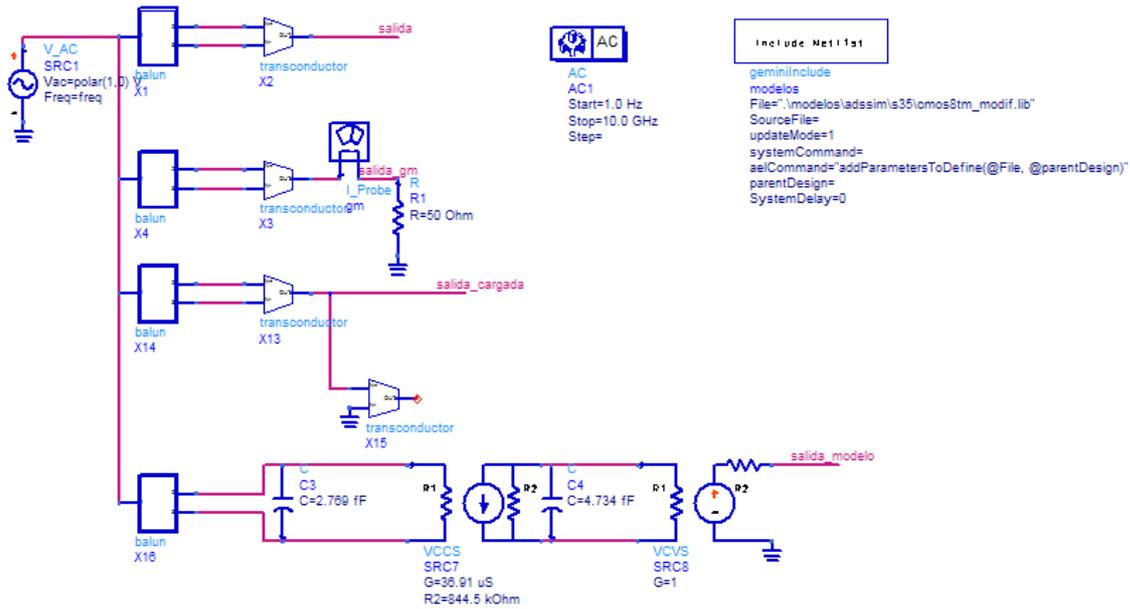


Figura 6.6: Modelo de simulación para medir los distintos parámetros del transconductor básico y compararlos con los del transconductor ideal.

El parámetro principal que vamos a calcular es la g_m . Sabemos que la $g_m = \frac{I_{out}}{V_{in}}$.

Si en un análisis de AC, a la entrada de un transconductor se le aplica 1V, su g_m tendrá el mismo valor que la corriente de salida. El segundo circuito de la figura 6.6 se ha creado especialmente para calcular la corriente de salida del transconductor siendo este el valor de la transconductancia.

Una vez conocido este parámetro, podemos calcular la resistencia de salida del transconductor. Para ello se utiliza la respuesta en magnitud de la ganancia que resulta del primer circuito de la figura 6.6, ya que $r_o = \frac{\text{ganancia}}{g_m}$, dato recogido en la tabla 6.4.

De la misma gráfica de la respuesta en magnitud del transconductor podemos obtener más datos, como el valor de la ganancia en continua (AV_{DC}) y la frecuencia a la que cae 3dB con respecto al valor máximo (f_{3db}). Representando la misma respuesta pero en fase, podemos calcular el margen de fase del transconductor.

Por último nos queda calcular las capacidades. El cálculo más fácil es el de la capacidad de salida, ya que los coeficientes usados en la siguiente fórmula $C_o = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot r_o \cdot f_{3dB})}$ son conocidos.

La medida de la capacidad de entrada es más complicada que la anterior. En este caso utilizamos el tercer circuito de la figura 6.6. Si nos fijamos en él vemos que la conexión de los transconductores ofrecen una salida cargada con las capacidades de entrada y salida del transductor. Por tanto, mediante la expresión

$$C_i = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot r_o \cdot f_{3dB_cargada})} - C_o$$

podemos hallar el último parámetro representado en la tabla

6.4, donde $f_{3dB_cargada}$ es la frecuencia a partir de la cual hay 3dB menos que el valor máximo con respecto a la nueva respuesta “salida cargada”.

Siguiendo el procedimiento explicado en los párrafos anteriores, obtenemos los parámetros representados en la tabla 6.4. La respuesta en frecuencia, tanto en magnitud como en fase del circuito real y su modelo usando los parámetros de la tabla 6.4, se muestran en las figuras 6.7 y 6.8. Podemos observar que prácticamente coinciden, lo cual confirma que hemos modelado correctamente nuestro transductor.

Tabla 6.4: Parámetros del transductor básico diseñado						
AV_{DC}	f_{3dB}	MARGEN DE FASE	gm	r_o	C_o	C_i
28,73	100M	83,35°	102,9μS	265,5kΩ	5,994fF	1,552fF

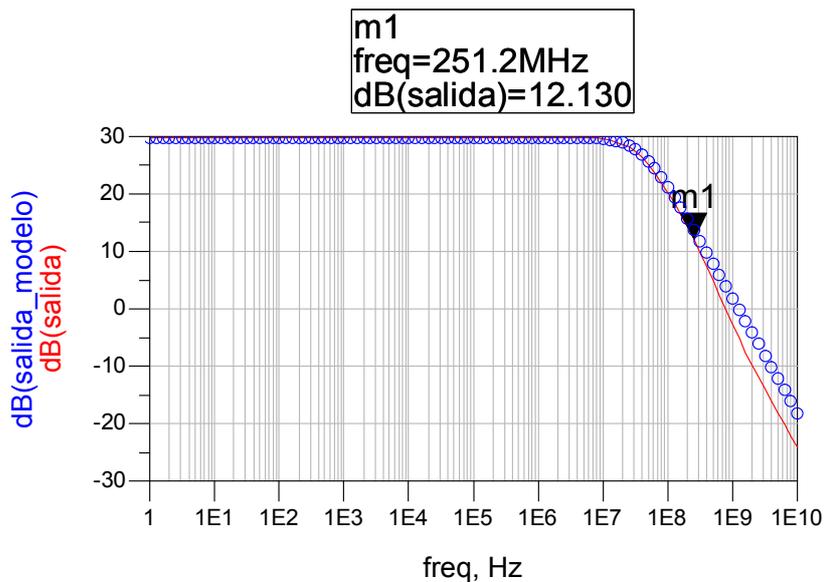


Figura 6.7: Respuesta en magnitud del transductor básico: línea = simulación; circular = modelo.

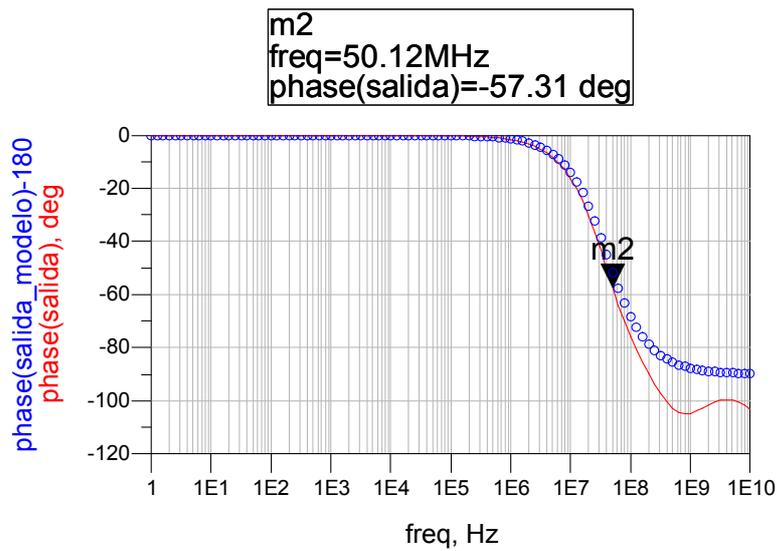


Figura 6.8: Respuesta en fase del transistor básico: línea = simulación; circular = modelo.

6.3. OTAs variables

En este apartado hablaremos de los OTAs variables donde veremos sólo dos tipos. En la figura 6.9 vemos sus estructuras.

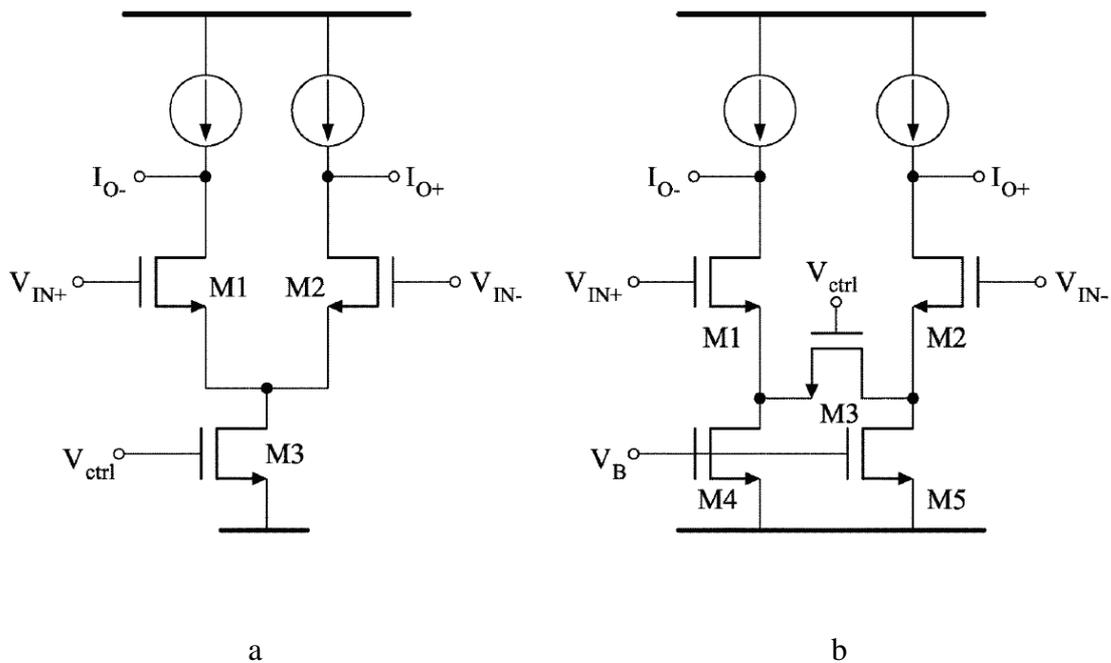


Figura 6.9: Estructuras de OTAs sintonizables.

En la figura 6.9 vemos los dos tipos de OTAs variables, en las cuales se muestran dos implementaciones de como hacer sintonizable la transconductancia. En la figura 6.9.a, la sintonización de la g_m se logra cambiando la corriente de polarización, que se rige por la tensión de entrada de la fuente de corriente del transistor $M3$ (V_{ctrl}). La relación entre la transconductancia y la tensión de control V_{ctrl} puede derivarse, como se muestra en la ecuación (6.13), donde λ es el coeficiente de modulación de longitud del canal.

$$g_m = \sqrt{\frac{K_{pn}^2}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1 \left(\frac{W}{L}\right)_3 (V_{ctrl} - V_{ss} - V_{TH})^2 (1 + \lambda(V_{IN+} - V_{GS1} - V_{ss}))} \quad (6.13)$$

En la figura 6.9.b se muestra otro enfoque de la variación de la transconductancia. La g_m del OTA en pequeña señal se sintoniza mediante el ajuste de la tensión de entrada del transistor $M3$, que opera en la región triodo. Para los factores de la degeneración de surtidor, la g_m del OTA es dominada por la conductancia del transistor $M3$ y puede expresarse por las ecuaciones (6.11) y (6.12).

$$g_m = \frac{g_{m1}}{1 + \frac{g_{m1} R_{M3}}{2}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{V_{IN}}{2 \left(1 + \frac{g_{m1} R_{M3}}{2}\right) (V_{GS1} - V_{TH})} \right)^2} \quad (6.11)$$

$$R_{M3} = K_{pn} \left(\frac{W}{L}\right)_3 (V_{GS3} - V_{TH}) \quad (6.12)$$

Donde g_{m1} es el valor de la transconductancia de $M1$ o $M2$, y en la ecuación (6.12), R_{M3} es la impedancia equivalente a la degeneración de surtidor introducida por $M3$. En ambas ecuaciones (6.11) y (6.12), la g_m depende de la tensión de entrada en modo común, lo que limita la linealidad del OTA. En el diseño del circuito de la figura 6.10, la g_m es a menudo optimizada para lograr la linealidad necesaria. Sin embargo, el cambio de la tensión de control durante el proceso de sintonización varía el valor de la g_m y su rango lineal, que degrada la linealidad del sistema. Por lo tanto, el ajuste de la g_m en un circuito $g_m - C$ a menudo se obtiene sacrificando la linealidad. Además, el rango de variación del OTA esta limitado también por estos dos sistemas variables (figura 6.9).

Difícilmente puede superar el 30% del valor nominal, con el fin de mantener los transistores en la región de operación.

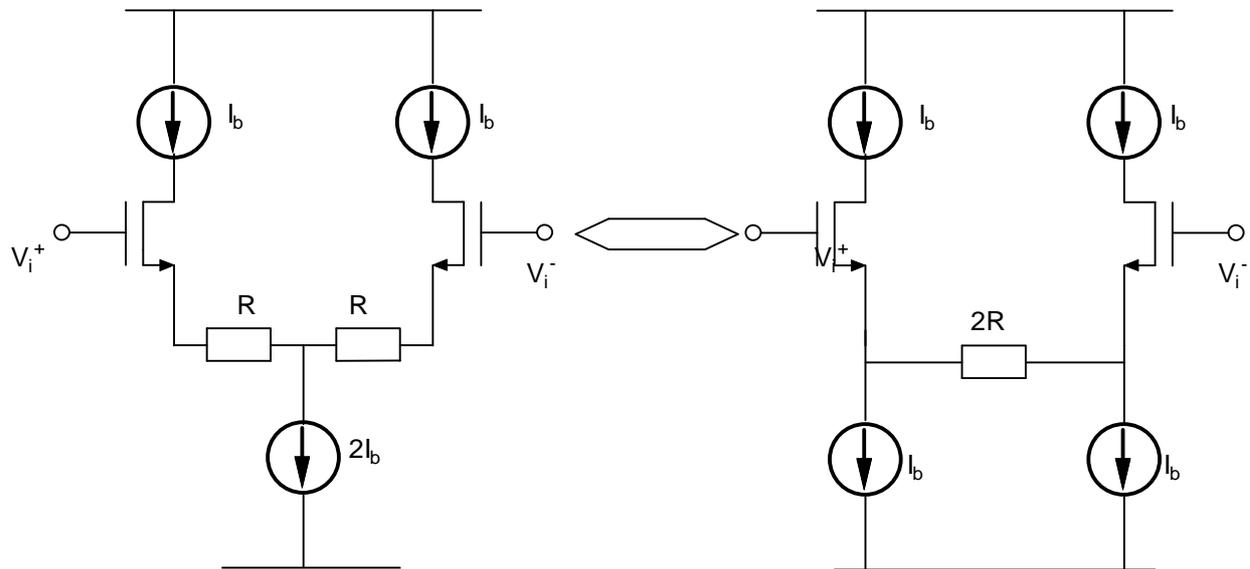


Figura 6.10: Circuito equivalente a fuente de degeneración por resistencia.

En la última figura (figura 6.10) vemos las dos estructuras equivalente a la del circuito de la figura 6.9.b. Con estas dos estructuras también podemos regular el valor de la transconductancia pero a través de los valores que tenga la resistencia.

6.3.1 Diseño de un transconductor variable

Siguiendo la misma filosofía que en el apartado del transconductor básico diseñaremos el transconductor variable. Con objeto de hacer una comparativa entre los dos tipos de transconductores, hemos utilizados los mismos valores de componentes que obtuvimos en el apartado anterior.

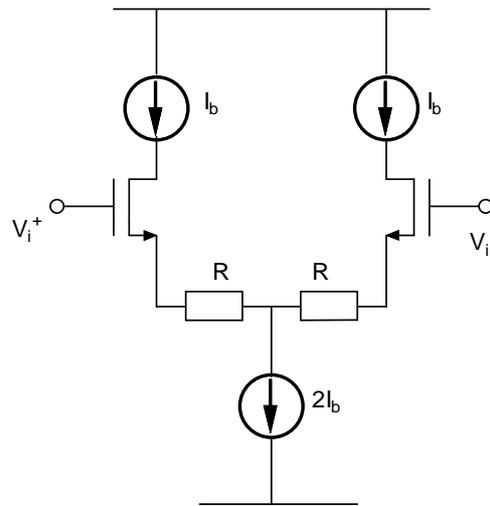


Figura 6.11: OTA variable.

Los valores que van a cambiar son los de la ganancia, la g_m , r_o , C_o y C_i porque van a depender del valor que le pongamos a la resistencia. Esto lo veremos más claro con los valores obtenidos a partir de las simulaciones.

6.3.2 Obtención de los parámetros del transconductor variable a partir de las simulaciones

Al igual que el OTA básico haremos el OTA variable pero la única diferencia es que haremos un barrido del valor de la resistencia para ver como varia la transconductancia del transconductor variable. En lugar de utilizar el circuito completo del transconductor variable (figura 6.12), utilizaremos sólo su diagrama de bloques (ver figura 6.13). Para obtener los parámetros característicos del transconductor vamos a emplear un circuito creado en el ADS para este fin (figura 6.14). Gracias a él podremos generar un modelo equivalente del transconductor que luego se podrá comparar con el transconductor real.

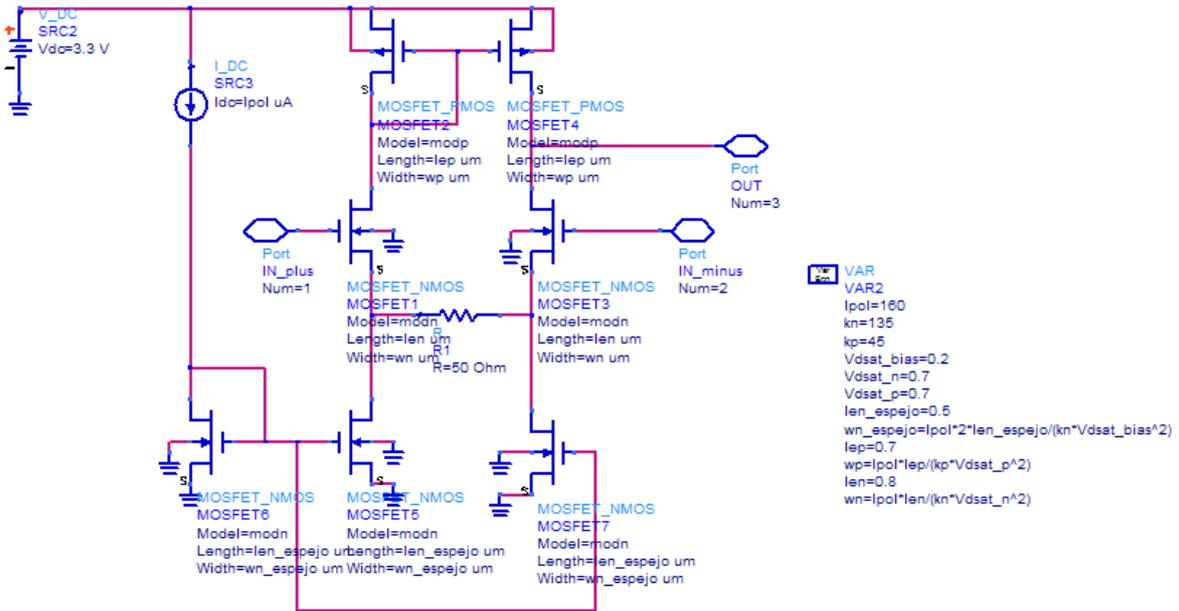


Figura 6.12: Circuito del transconductor variable.

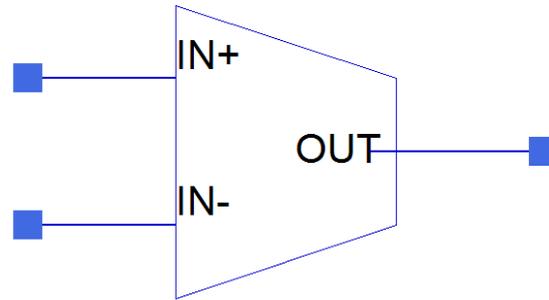


Figura 6.13: Símbolo del transconductor variable.

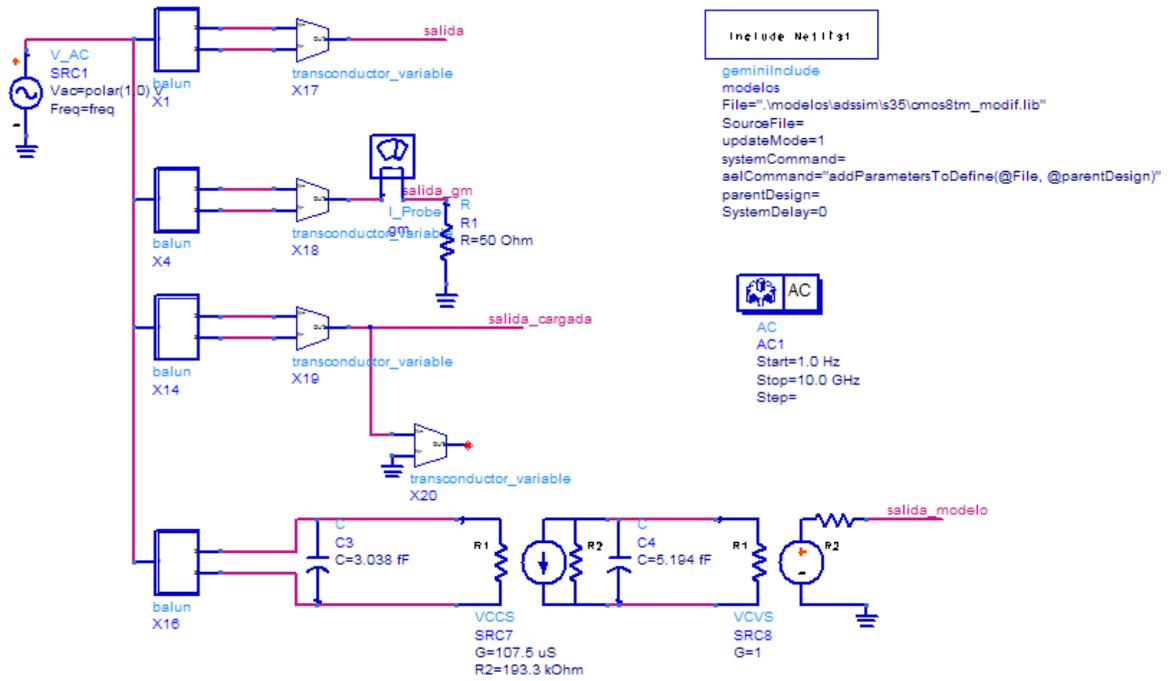


Figura 6.14: Modelo de simulación para medir los distintos parámetros del transconductor básico y compararlos con los del transconductor ideal.

Siguiendo los mismos pasos que seguimos para el OTA básico, obtenemos la siguiente tabla.

AV_{DC}	f_{3dB}	MARGEN DE FASE	gm	r_o	C_o	C_i
26,35	158,5M	73,83°	107,5 μ S	193,3k Ω	5,194fF	3,038fF

Una vez calculada la tabla 6.5 estudiaremos las repuesta del OTA variable.

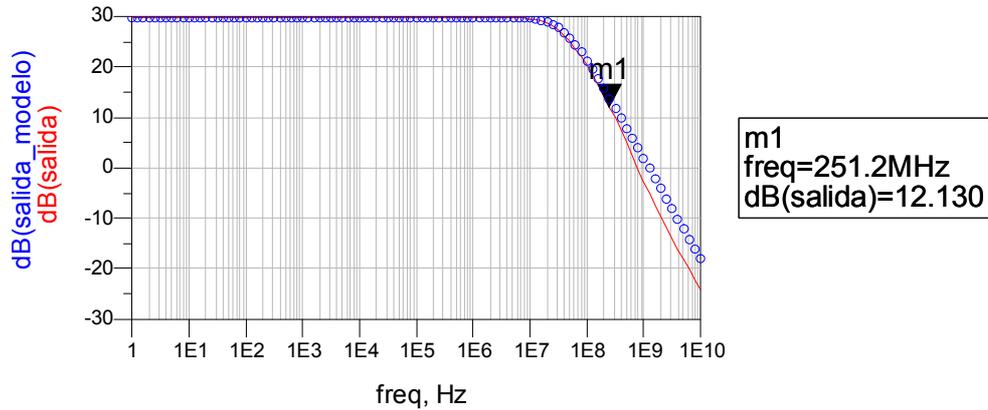


Figura 6.15: Respuesta en magnitud del transconductor variable: línea = simulación; circular = modelo.

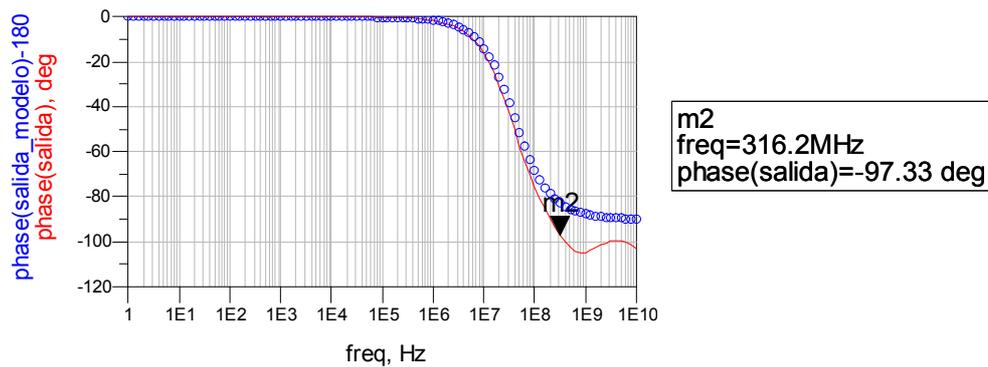


Figura 6.16: Respuesta en fase del transconductor variable: línea = simulación; circular = modelo.

Una vez hecho los calculos y ver las respuestas haremos una tabla (tabla 6.6) con los valores obtenidos de hacer un barrido de la resistencia que empieza en 50Ω y termina en $50k\Omega$, para ver como varia los valores y sobre todo la gm que es lo que más nos interesa.

R	AV_{DC}	f_{3dB}	gm	r_o	C_o	C_i
50Ω	26,35	158,5M	$107,5\mu S$	$193,3 k\Omega$	5,194fF	3,038fF
500Ω	26,01	158,5M	$102,6\mu S$	$194,8 k\Omega$	5,156fF	3,016fF
$5k\Omega$	24,71	158,5M	$86,12\mu S$	$199,6 k\Omega$	5,030fF	2,942fF
$50k\Omega$	23,84	125,9M	$75,35\mu S$	$206,4 k\Omega$	6,126fF	1,586fF

Como observamos en la tabla 6.6 vemos que aumentando la resistencia la transconductancia se va haciendo más pequeña. Lo mismo pasa con la ganancia en continua (AV_{DC}).

6.4. OTA Pseudodiferencial

Una vez visto el OTA básico y los OTAs variables, hablaremos del OTA pseudodiferencial. En nuestro proyecto implementaremos nuestro filtro sintonizable con este tipo de OTA. Por eso haremos un estudio más detalladamente que en los casos anteriores aunque siguiendo los mismos criterios.

El OTA pseudodiferencial mostrado en la figura 6.17 es una arquitectura que se utiliza para reducir la tensión de alimentación necesaria.

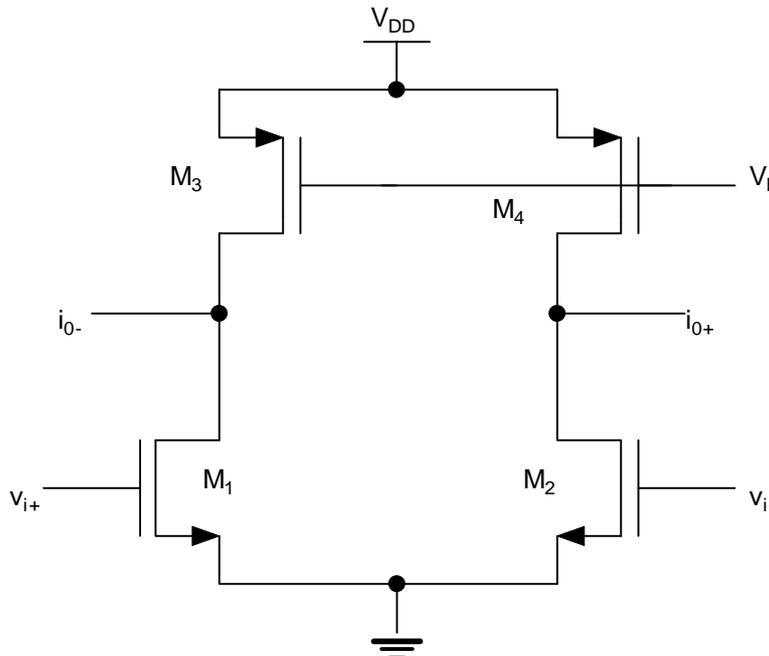
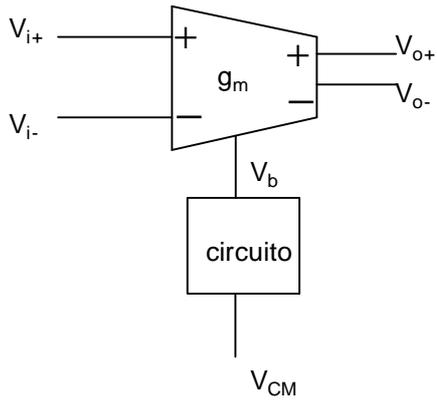


Figura 6.17: OTA pseudodiferencial.

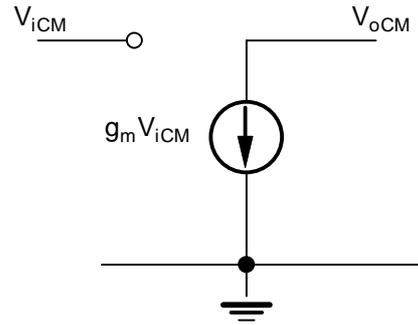
La excursión de la señal de salida está determinada por la tensión directa (V_{dsatn}) de los transistores de entrada $M1$ y $M2$. La tensión de alimentación mínima es $V_{Tn} + 2V_{dsatn} + V_{dsatp}$. La gm del OTA es linealmente proporcional a la tensión de entrada en modo común (V_{CM}).

$$gm = K_n \frac{W}{L} (V_{CM} - V_{Tn}) \quad (6.14)$$

Si V_b es una tensión de polarización fija (es decir, sin control del modo común CM), el índice de rechazo del modo común (CMRR) del OTA es igual a la unidad. Por lo tanto, V_b , debe ser controlada usando la entrada del modo común (CM) o la señal de salida del OTA para mejorar su CMRR.

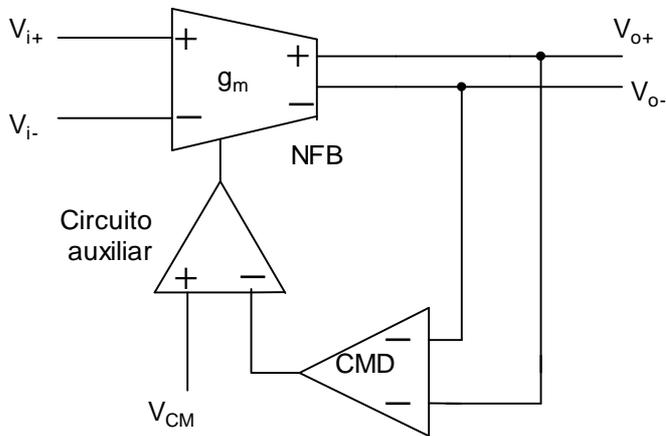


OTA sin control del CM

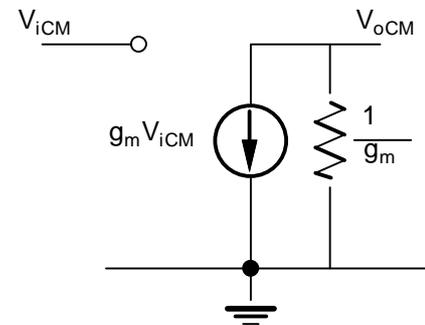


Circuito equivalente en CM

a

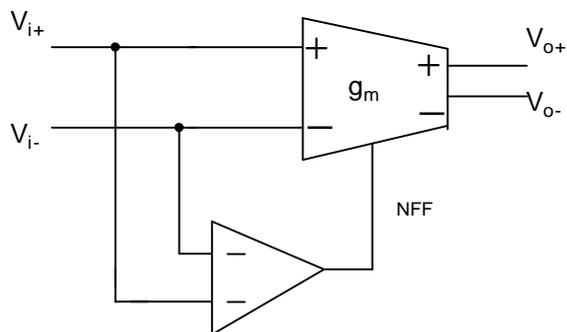


CMFB

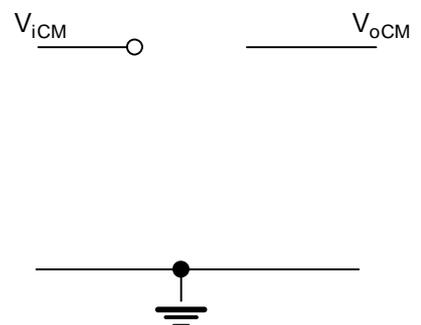


Circuito equivalente en CM

b



CMFF



Circuito equivalente en CM

c

Figura 6.18: Circuitos de control del modo común (CM).

En la figura 6.18.a vemos el OTA pseudodiferencial pero sin control del modo común (CM), la figura 6.18.b el pseudodiferencial con el circuito *common mode feedback* (CMFB) y en (figura 6.18.c) el OTA con el circuito *common mode feedforward* (CMFF).

Como ya habíamos comentado anteriormente el pseudodiferencial necesita de un circuito adicional para controlar el modo común. La figura 6.18.a muestra el circuito equivalente de un OTA sin control del modo común. Tenga en cuenta que la señal de entrada en CM se transfiere a la salida a través de la transconductancia en CM, cuyo valor se puede calcular a partir de la ecuación (6.14). A menos que la impedancia en CM en el nodo de salida sea lo suficientemente baja, este enfoque proporciona una ganancia muy alta en CM y puede causar inestabilidad. El circuito de polarización del OTA de la figura 6.18.a se muestra en la figura 6.18.a. La tensión V_{CM} en el circuito de polarización es una tensión de polarización fija ($V_{CM} = 1.65V$) y no depende de la entrada en CM o de la señal de salida del OTA. Para mejorar el CMRR de los OTAs, se utiliza el CMFB o el CMFF. Si la impedancia de salida en CM es alta, entonces se necesita el CMFB para bajar esta impedancia. Esto último se ve claro en la figura 6.18.b cuya impedancia se convierte en $\frac{1}{g_{mfb}}$, donde g_{mfb} es la transconductancia del circuito CMFB. En la figura 6.18.b, el detector en modo común (CMD) detecta la señal del CM en el nodo de salida y alimenta la señal de corrección con la tensión V_b del OTA. Para garantizar la estabilidad en el CM, la magnitud de la ganancia (g_{CM}) en el CM formando un bucle cerrado debe ser inferior a uno. Para una resistencia de carga R_L , la ganancia en el CM del circuito de la figura 6.18.b, cuando se utiliza el OTA de la figura 6.17, puede ser expresada como:

$$g_{CM} = \frac{-g_{mn}R_L}{1 + \alpha g_{mp}R_L} \quad (6.15)$$

La g_{mn} y la g_{mp} son las transconductancias de M1 y M3 de la figura 6.17, respectivamente, y α es la ganancia de tensión del CMD cuyo valor está cercano a la unidad. El CMFB se utiliza en los casos en que la resistencia de carga es elevada, podemos suponer que $\alpha g_{mp}R_L \gg 1$. En este caso, la condición de estabilidad del CM se reduce a la siguiente condición:

$$\alpha g_{mp} > g_{mn}$$

Por otra parte, si la impedancia de salida en el CM es lo suficientemente pequeña, el CMFB no es necesario y se utiliza un CMFF para aislar las señales de entrada y salida del CM del OTA, mediante la cancelación de la señal del CM (se puede ver en la figura 6.18.c). La polaridad del OTA que se indica en la figura 6.18 sólo es válida para el modo diferencial (DM). La polaridad de la transconductancia en el modo diferencial (DM) se puede cambiar solamente intercambiando los terminales de salida o entrada sin necesidad de añadir componentes adicionales. Sin embargo, la g_m en el CM no cambia mediante el intercambio de los terminales, de entrada o de salida. De hecho, la g_m en el CM del OTA en la figura 6.17 es siempre negativa. Por lo tanto, un circuito puede ser estable en DM, pero inestable en el CM. Tenga en cuenta también que el circuito CMD (el detector del modo común) tiene que ser del tipo inversor cuando se utiliza en CMFF para cancelar la señal del CM en la salida del OTA, y no inversor cuando se utiliza en CMFB, porque CMFB es un circuito negativo. En el circuito CMD (figura 6.19.b), todos los transistores nMOS (y pMOS) son iguales. La salida de inversión del CMD es invertida con el circuito auxiliar para generar la salida del inversor. Si el CMD se utiliza sólo para CMFF, el circuito auxiliar se elimina.

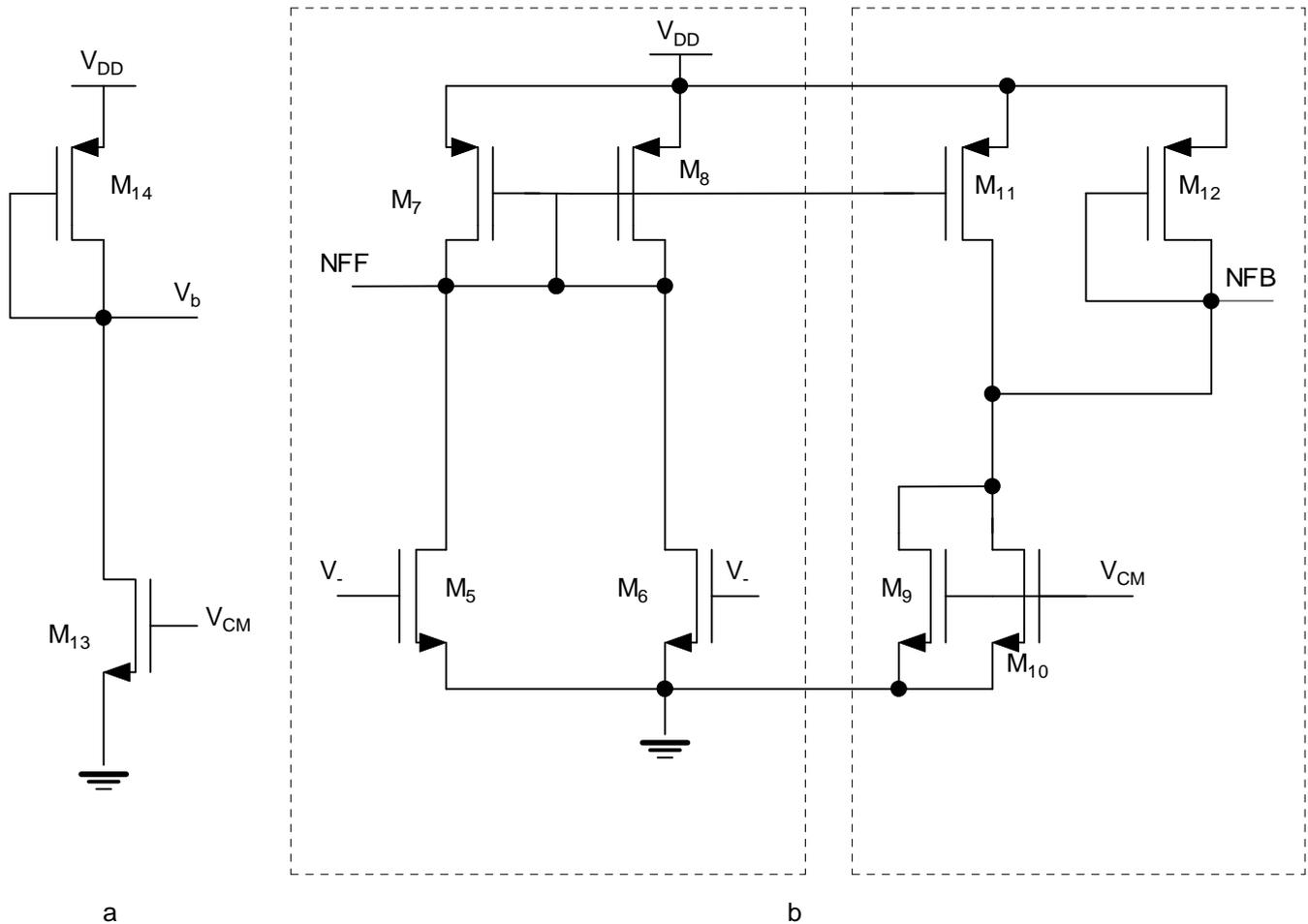


Figura 6.19: Circuitos para controlar DC en el modo común.

6.4.1 Diseño de un transconductor pseudodiferencial

Para el diseño del transconductor pseudodiferencial se han seguido los mismos pasos que hemos visto anteriormente para el diseño de los OTAs básicos y variable.

6.4.2 Obtención de los parámetros del transconductor pseudodiferencial a partir de las simulaciones

El esquema y el símbolo del circuito diseñado se muestra en las figuras 6.20 y 6.21. En la figura 6.22 se muestra el esquema de simulación utilizado mediante el cual obtenemos los resultados mostrados en la tabla 6.7.

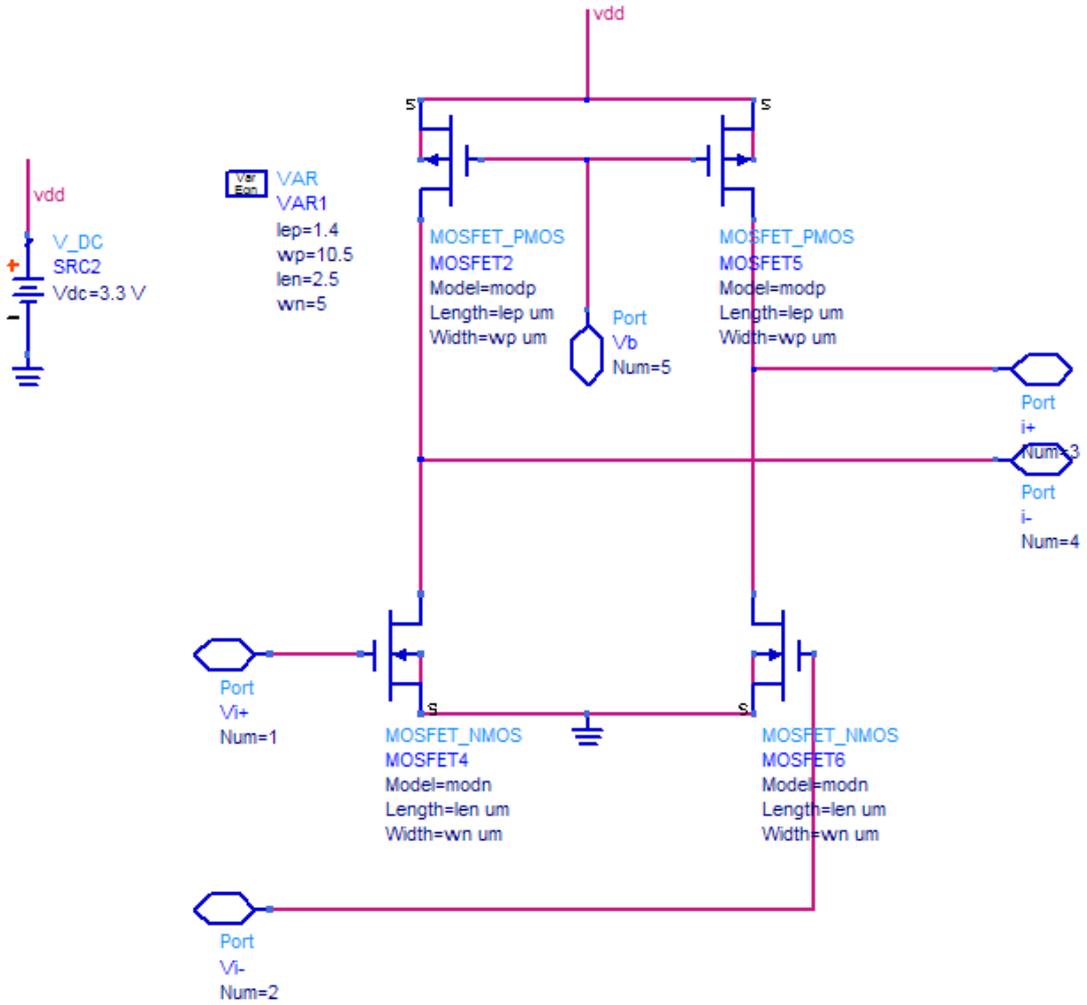


Figura 6.20: Circuito del transconductor pseudodiferencial.

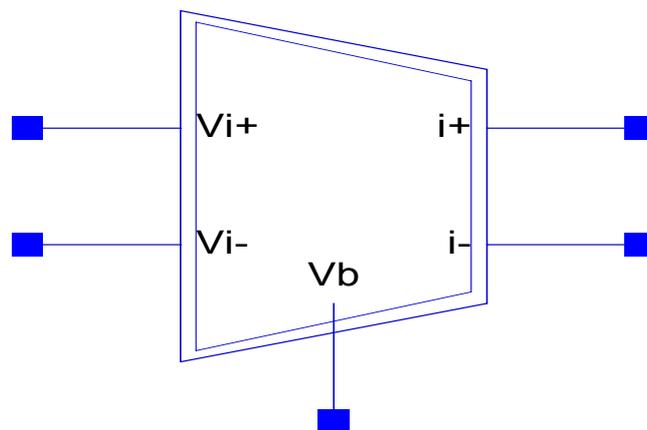


Figura 6.21: Símbolo del transconductor pseudodiferencial.

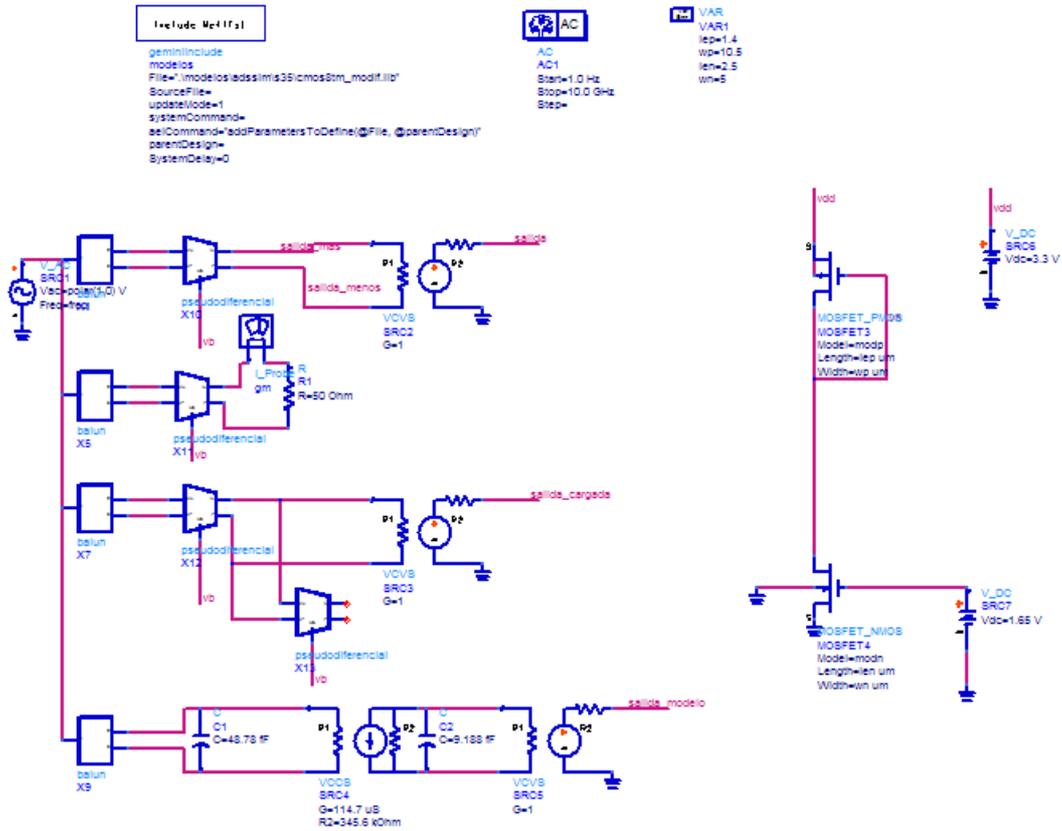


Figura 6.22: Modelo de simulación para medir los distintos parámetros del transconductor pseudodiferencial y compararlos con los del transconductor ideal.

Tabla 6.7: Parámetros del transconductor pseudodiferencial diseñado

AV_{DC}	f_{3dB}	MARGEN DE FASE	gm	r_o	C_o	C_i
25,39	199,5M	18,59°	111,4 μ S	166,9k Ω	4,780fF	2,796fF

En las figuras 6.23 y 6.24 se muestra la respuesta de nuestro transconductor junto con la respuesta del modelo equivalente usando los valores de la tabla 6.7. Como se puede observar, la respuesta del modelo coincide con la del circuito de forma que podemos confirmar que el modelo obtenido se ajusta al funcionamiento real del circuito.

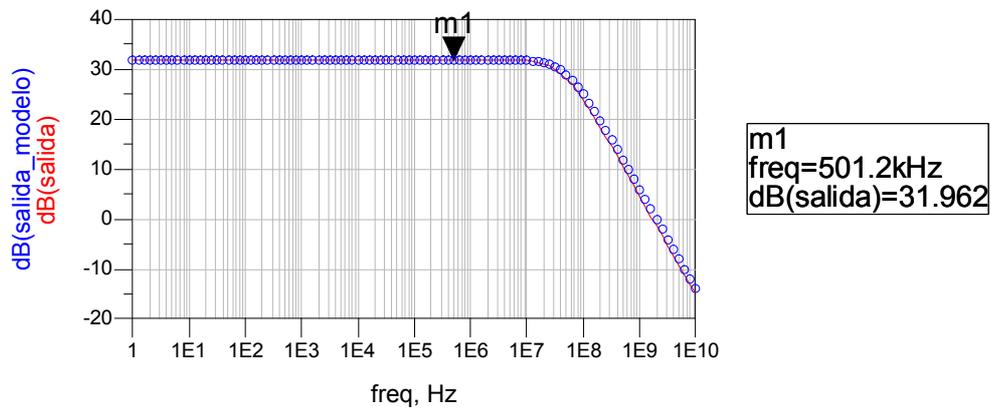


Figura 6.23: Respuesta en magnitud del transductor pseudodiferencial: línea = simulación; circular = modelo.

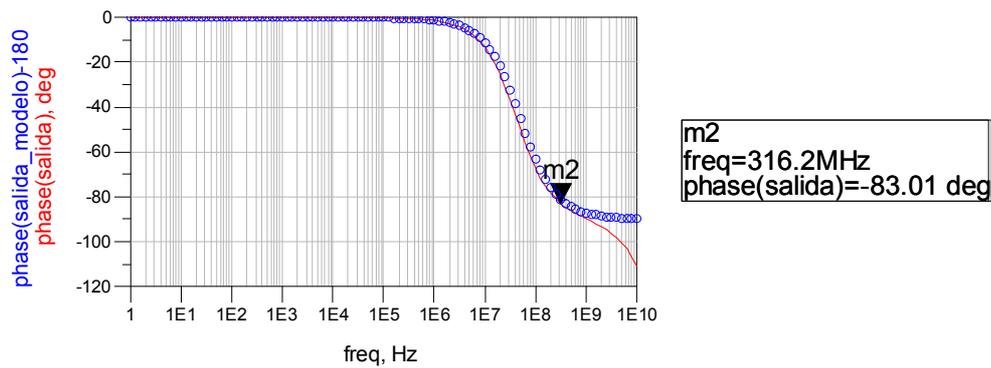


Figura 6.24: Respuesta en fase del transductor pseudodiferencial: línea = simulación; circular = modelo.

6.5. Resumen

En este capítulo hemos estudiado tres tipos diferentes de OTAs: el básico, los variables y los pseudodiferenciales. La ventaja de estos últimos es que permiten trabajar con tensiones de polarización bajas. Sin embargo, tenemos que tener en cuenta que para elegir este tipo de OTA tenemos que aplicarle un circuito adicional para que controle el modo común en DC. Los dos tipos de circuitos que tenemos son el *common mode feedback*

(CMFB) y *common mode feedforward* (CMFF). Para utilizar uno u otro dependerá del valor de la impedancia de salida. Si el valor de la impedancia de salida es alto se utilizará el CMFB y si es baja se utilizaría el CMFF. Esta elección la tomaremos en el siguiente capítulo.

Capítulo 7

Diseño del filtro integrado sintonizable

Una vez desarrollada la teoría de los filtros sintonizables y de los OTAs, nos disponemos a crear nuestro filtro con OTAs reales. El filtro consta de circuitos sintonizables mediante varactores, transconductores pseudodiferenciales y circuitos auxiliares para corregir la tensión en DC. Para ello, partiremos del filtro realizado en la figura 7.1 y, usando las técnicas oportunas, haremos los cambios necesarios para obtener resultados aceptables para nuestro diseño, tal y como se hizo para el filtro pasivo.

7.1. Realización del filtro integrado

En este apartado partiremos del filtro integrado realizado con OTAs pseudodiferenciales de la figura 7.1, en el anexo se verá más clara la figura. Los filtros integrados utilizados serán los denominados de transconductancia constante como se

explicó en el capítulo 5. También podemos observar en la figura 7.1 un filtro pasivo, que nos servirá de comparativa con nuestro filtro.

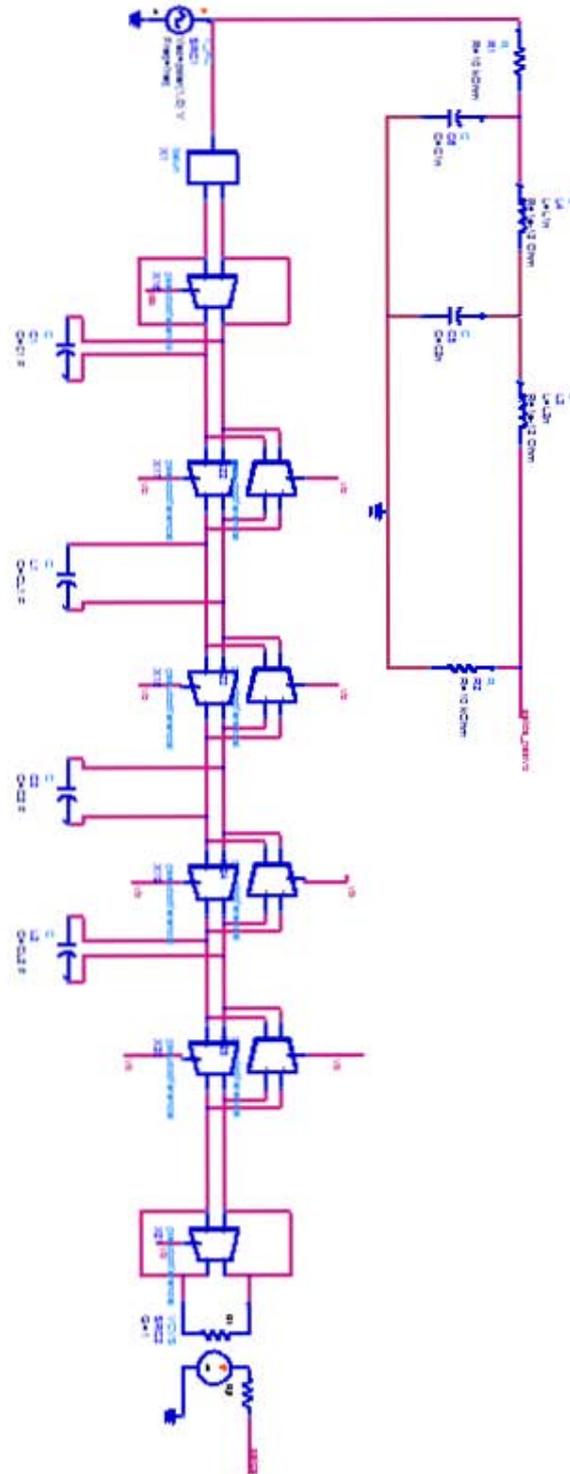


Figura 7.1: Filtro con OTAs pseudodiferenciales.

Una vez hecho el filtro comparamos su respuesta con el filtro pasivo. Si observamos la figura 7.2 vemos que ambas respuestas no son iguales. Esto se debe a que el filtro integrado no tiene ajustada la tensión en DC. Para ver esta tensión utilizamos la herramienta ADS que nos dice el nivel de tensión en continua del circuito.

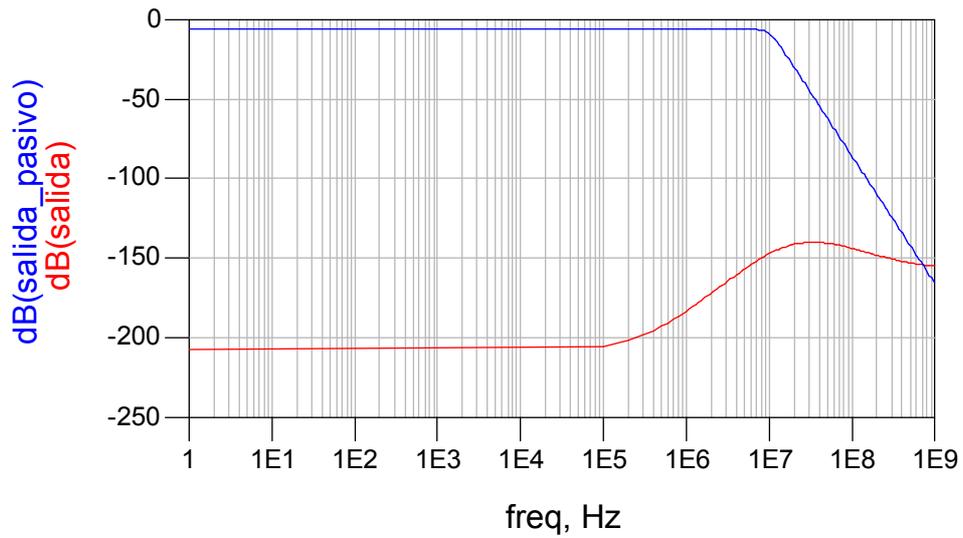


Figura 7.2: Respuesta del filtro pasivo (línea azul) y del filtro diseñado (línea roja).

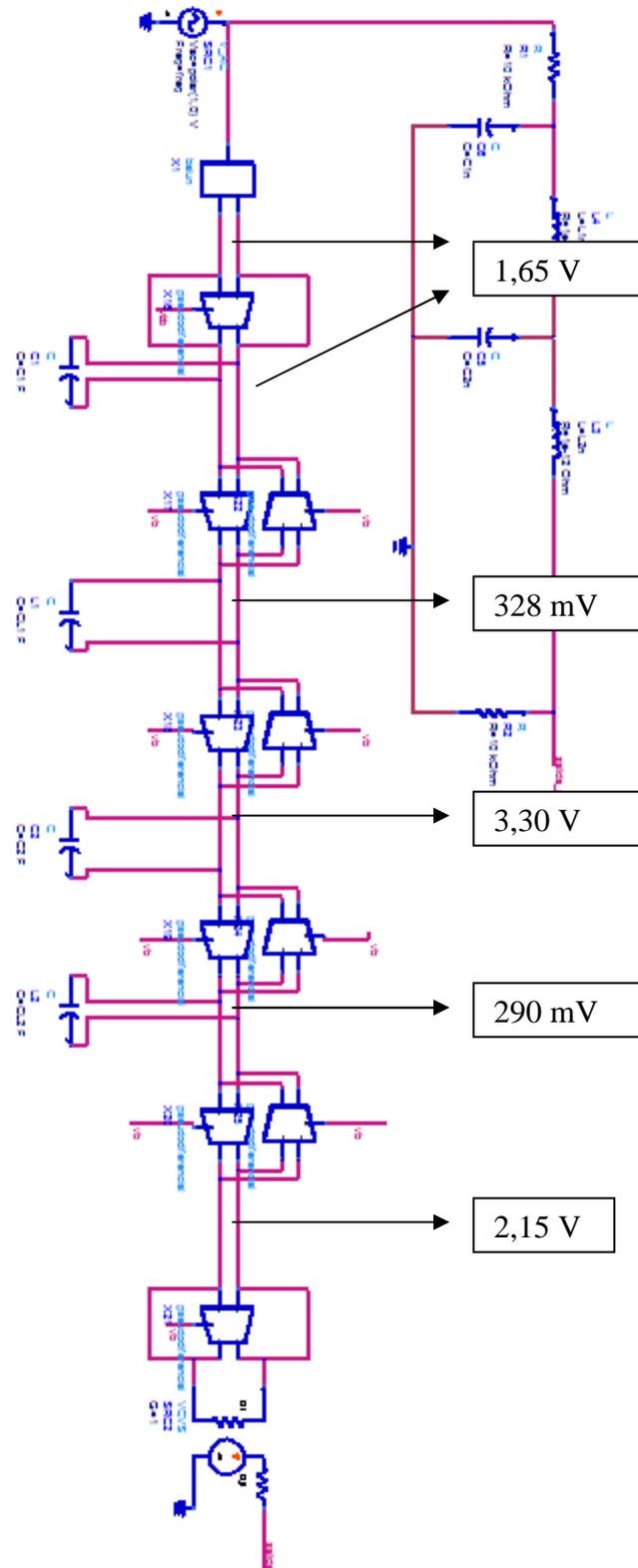


Figura 7.3: Diseño del filtro con las tensiones en DC.

Efectivamente, en la figura 7.3 (véase figura ampliada en el anexo) se aprecia que la tensión en DC no está estabilizada. A la salida del primer transconductor es de 1.65V, que ese es el valor que debería tener a la entrada y salida de los demás. En cambio, sólo se cumple en el primero y a la entrada del segundo, porque en la salida de éste vemos como es de 328 mV y a partir de ahí esta todo desajustado. Este tipo de problema nos lo encontramos por utilizar OTAs pseudodiferenciales, pero puede ser corregido añadiéndoles a los OTAs sencillos circuitos adicionales que corrijan esa tensión.

Como habíamos comentado en el capítulo seis tenemos dos formas de corregir este problema que es poner un circuito CMFF o un CMFB.

Empezaremos aplicando el CMFF, que se utiliza si la impedancia de salida en modo común (CM) es lo suficientemente pequeña para así aislar las señales de entrada y de salida del CM del OTA. La estructura del CMFF se muestra en la figura 7.4.

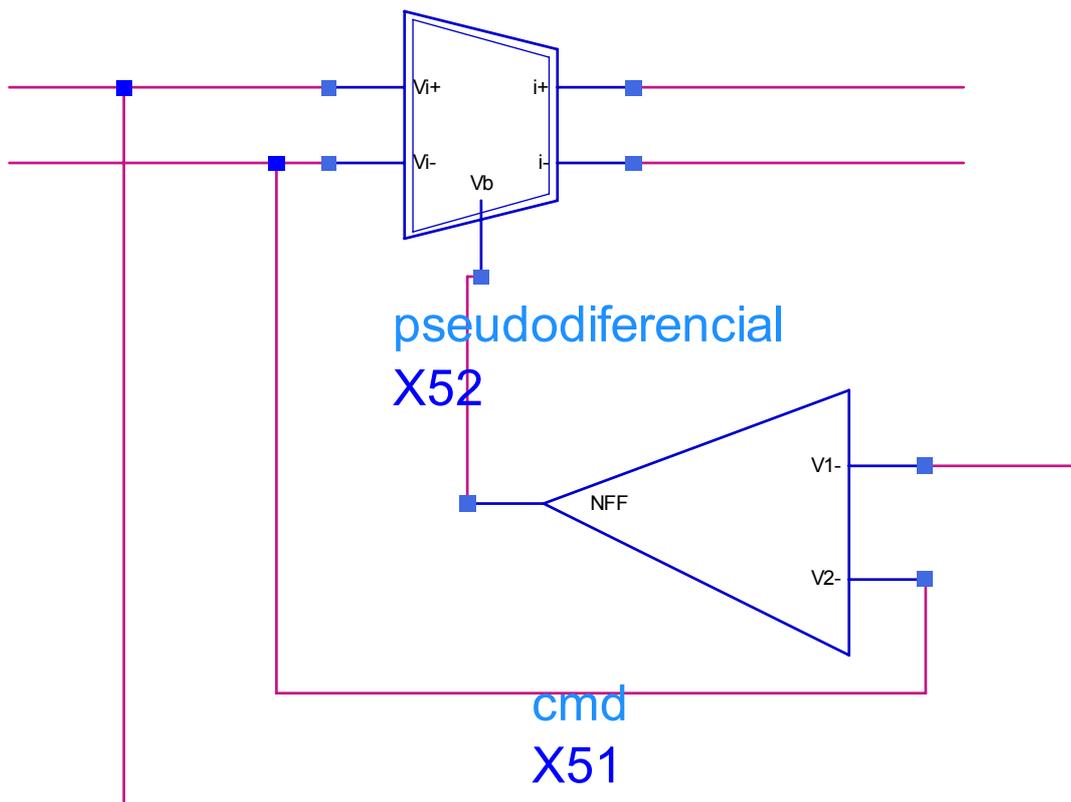


Figura 7.4: Estructura del circuito CMFF.

Como vemos en la figura 7.4, el CMFF se trata de un transconductor diferencial, en el cual a la entrada está conectado un circuito detector del modo común (CMD).

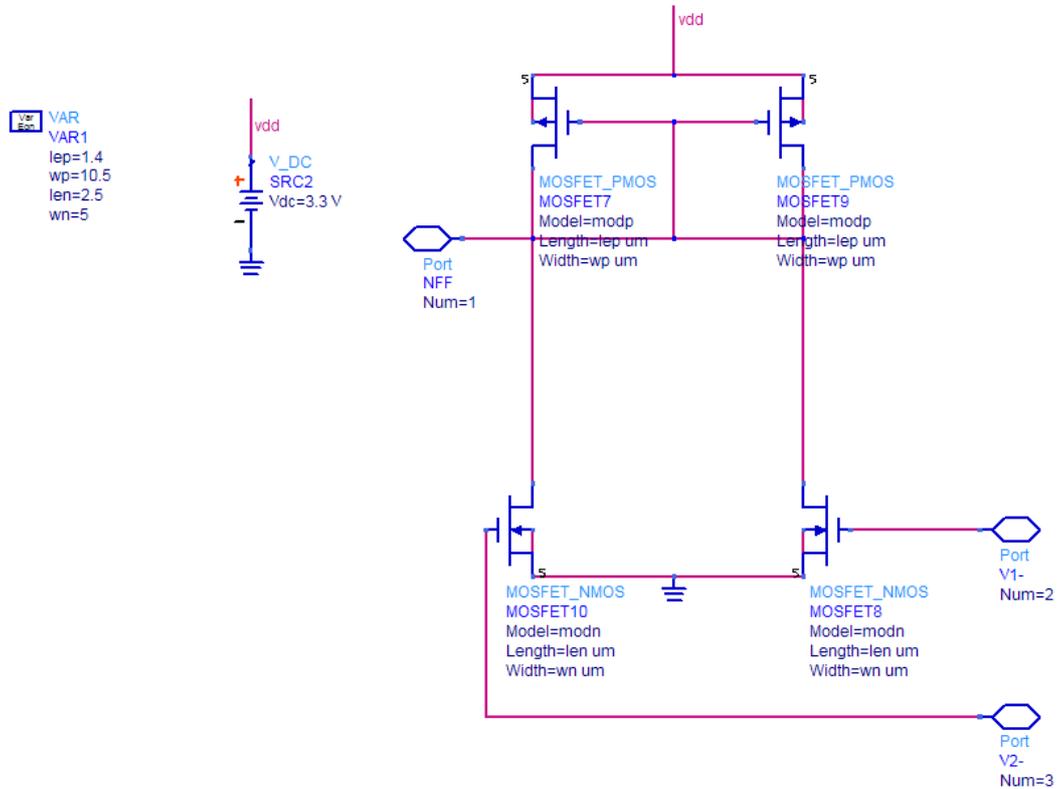


Figura 7.5: Circuito CMD.

En la figura 7.5 vemos la estructura del circuito CMD. Al igual que hicimos en el capítulo anterior con el OTA pseudodiferencial (figura 6.20) obtendremos los valores del OTA con el CMFF, que serán los valores de la tabla 7.1.

Tabla 7.1: Parámetros del filtro con CMFF						
AV_{DC}	f_{3dB}	MARGEDE FASE	gm	r_o	C_o	C_i
39,64	50,12M	83,01°	114.7 μ S	345.6 k Ω	9.188fF	63.7fF

Ahora añadiremos al filtro de la figura 7.1 el CMFF que es aplicarle el circuito CMD a la entrada de cada OTA pseudodiferencial. El resultado se muestra en la figura 7.6 (véase ampliado en el anexo).

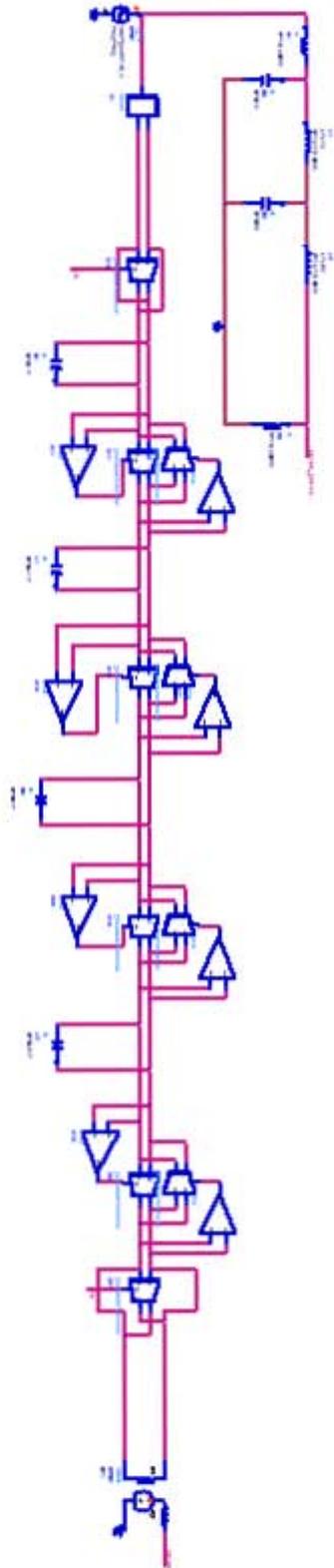


Figura 7.6: Filtro integrado con OTAs pseudodiferenciales y con CMFF.

Una vez puesto el CMFF al filtro integrado, podemos ver en la figura 7.7 que las respuestas del filtro pasivo y del filtro integrado son prácticamente iguales. Por lo tanto, a nuestro filtro le viene bien poner el circuito CMFF para que así estabilice la tensión en DC, de forma que a la entrada y a la salida de cada transistor tenemos los 1.65 V que son necesarios. Esto lo podemos contemplar en la figura 7.8, que se muestra ampliada también en el anexo.

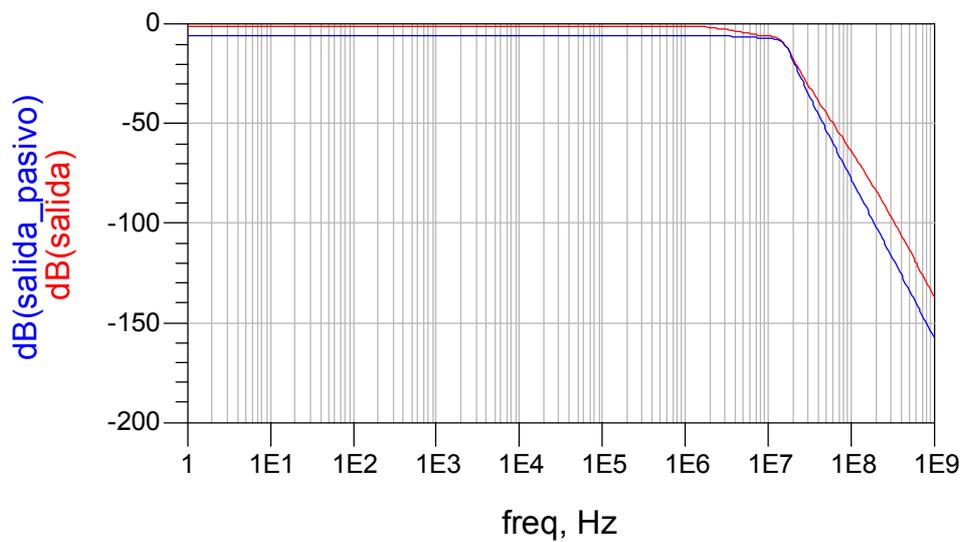


Figura 7.7: Respuesta del filtro pasivo y del filtro integrado con CMFF.

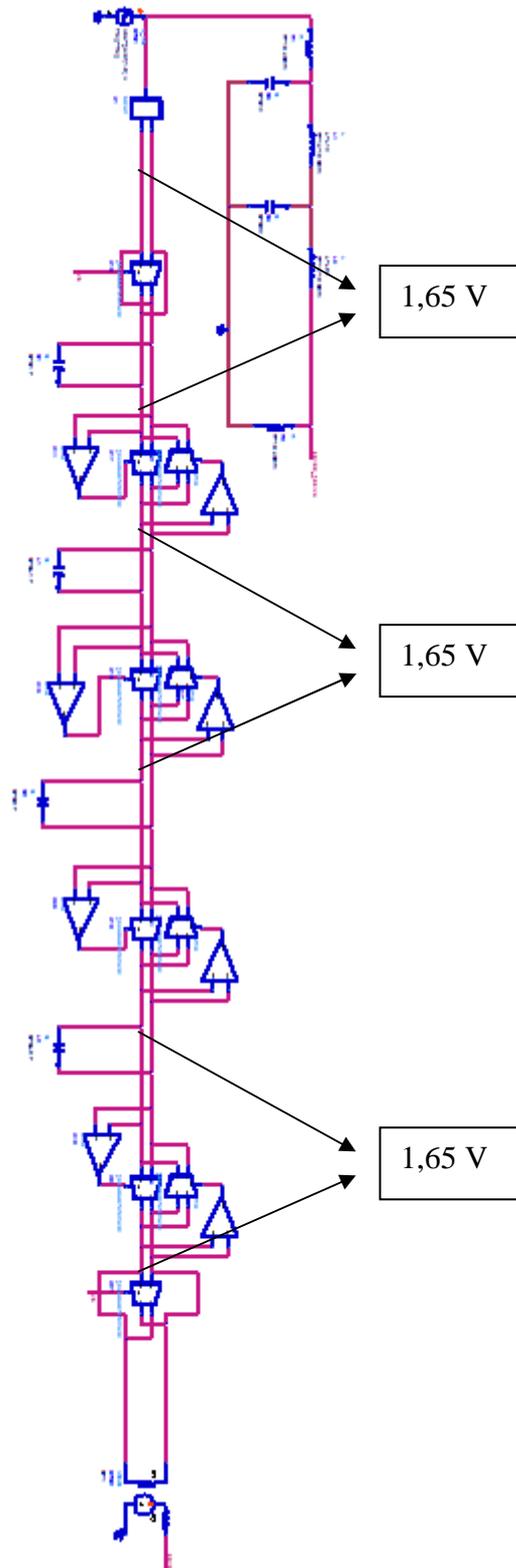


Figura 7.8: Las tensiones en DC del filtro integrado con el circuito CMFF.

Una vez visto que con el CMFF se puede solucionar el problema de la tensión en DC, estudiaremos ahora el otro tipo de solución que hay para corregir este problema de tensión en CM, que es el CMFB.

El CMFB se utiliza cuando la impedancia de salida es alta para así bajarla y fijar el punto de trabajo en DC.

La diferencia principal entre utilizar el CMFF y el CMFB es que, el CMFB necesita del circuito CMD al igual que el CMFF pero también necesita de un circuito auxiliar para estabilizar la tensión en DC. En la figura 7.9 vemos la estructura del CMFB.

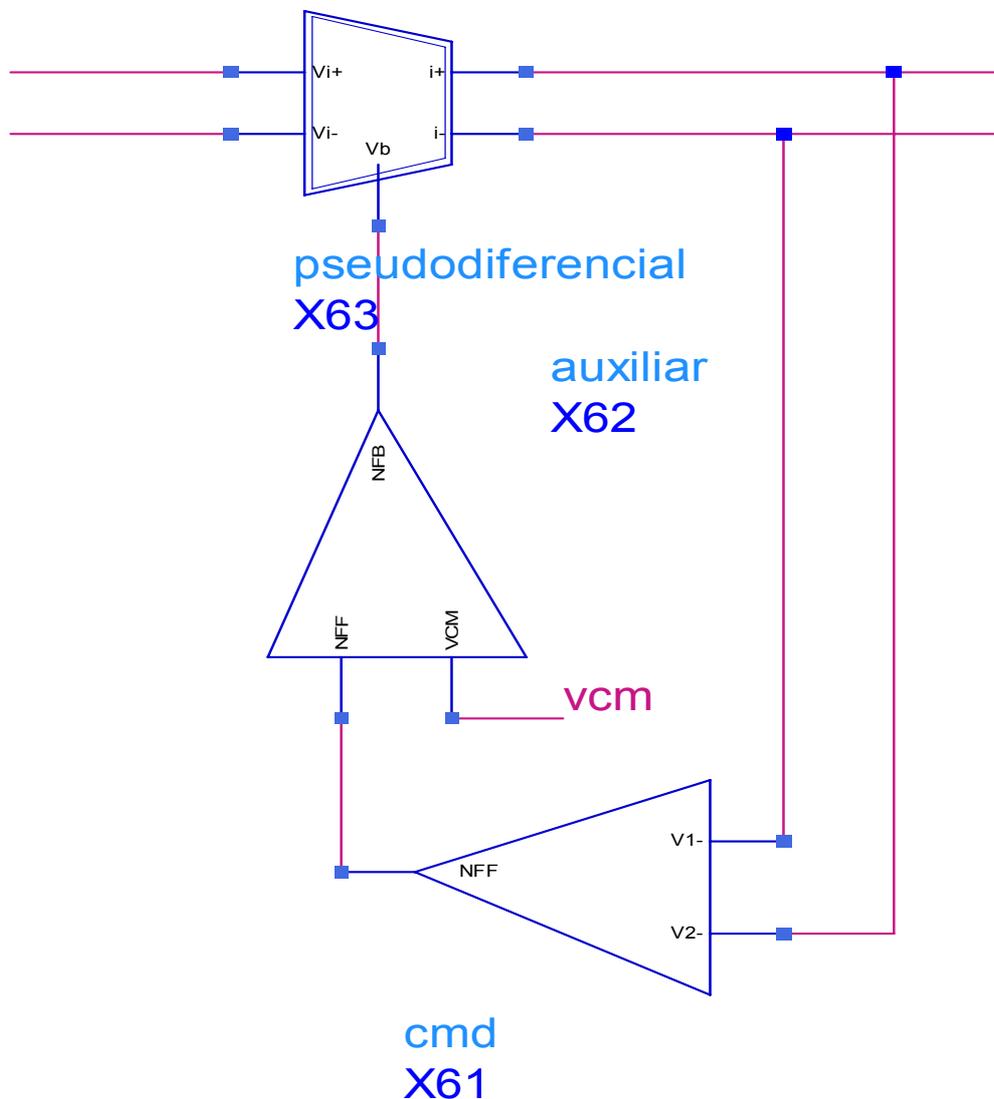


Figura 7.9: Estructura del circuito CMFB.

Observando la figura 7.9 vemos como se conecta distinto que el CMFF. El circuito CMD es el mismo que para el CMFF y el circuito auxiliar lo vemos en la figura 7.10.

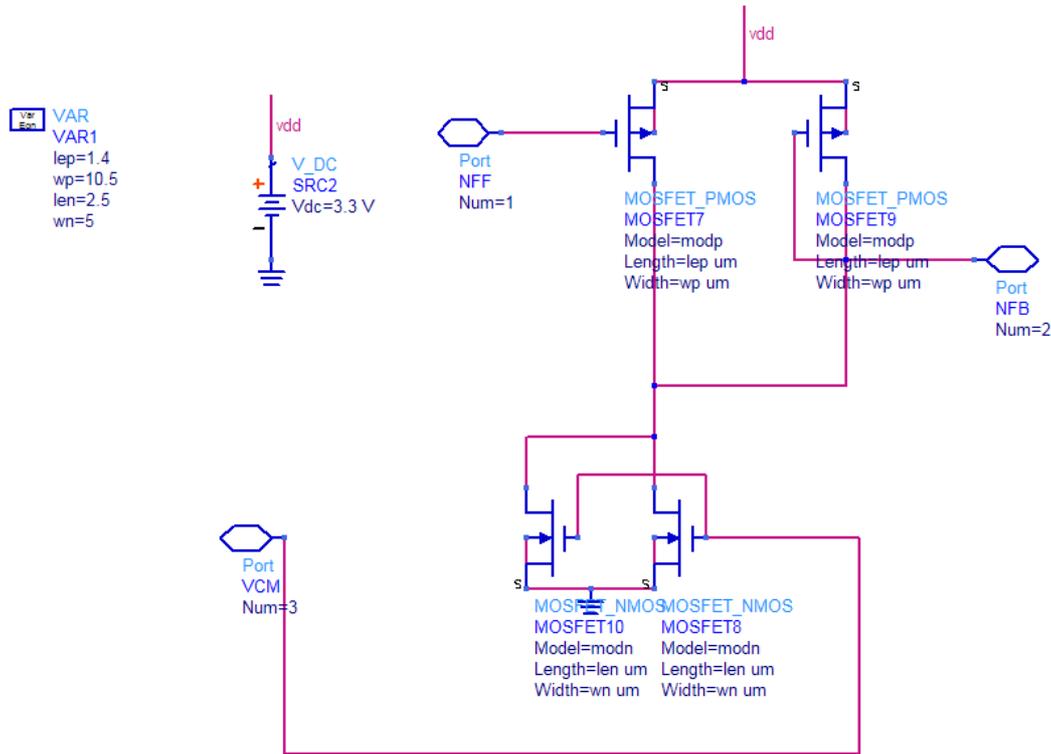


Figura 7.10: Estructura del circuito auxiliar.

Al igual que hicimos con el CMFF obtenemos una tabla de valores de nuestro OTA pseudodiferencial con CMFB para ver así sus características (tabla 7.2).

Tabla 7.2: Parámetros del filtro con CMFB						
AV_{DC}	f_{3dB}	MARGEDE FASE	gm	r_o	C_o	C_i
39.59	15,85M	88,20°	114.7μS	345.2kΩ	29,09fF	17,01fF

Comparando las tablas 7.1 y 7.2, que son los valores obtenidos del filtro con CMFF y CMFB, observamos como el margen de fase varia en cinco grados, aunque lo más significativo se ve en la variación de las capacidades tanto de entrada como el de salida.

Añadiéndole el circuito CMD y el auxiliar a nuestro filtro integrado se nos queda como se muestra en la figura 7.11 (véase ampliada en el anexo).

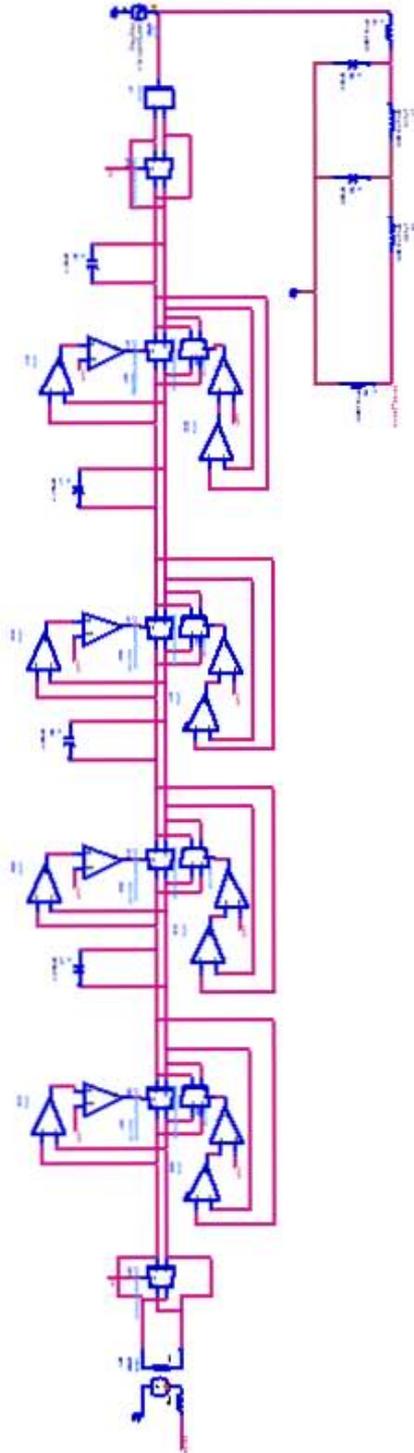


Figura 7.11: Filtro integrado con OTAs pseudodiferenciales y con CMFF.

Una vez puesto el circuito CMFB a nuestro filtro integrado vamos a ver su respuesta en la figura 7.12 para saber si es igual a la del filtro pasivo.

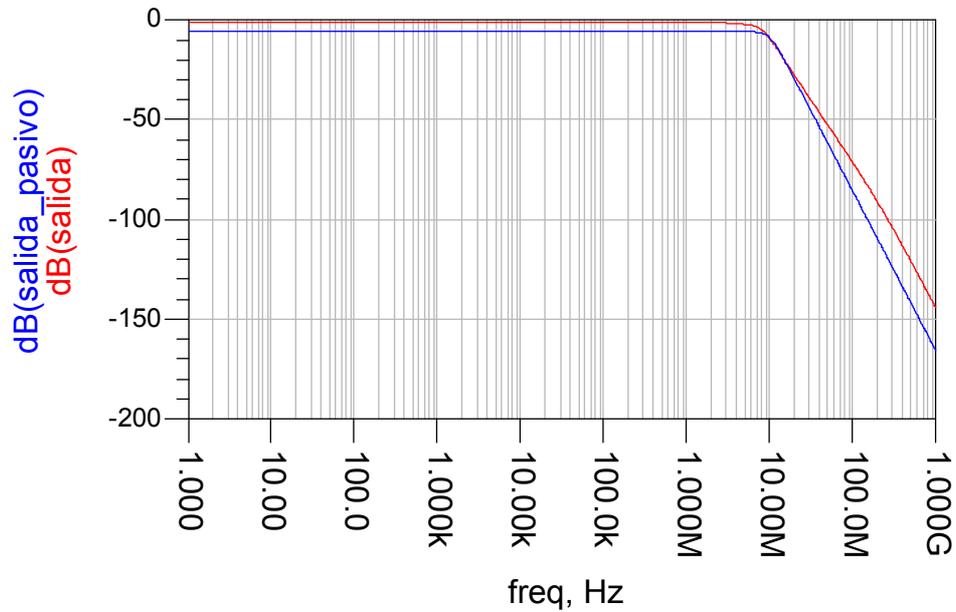


Figura 7.12: Respuesta del filtro pasivo y del filtro integrado con CMFB.

En la figura 7.12 se observa que las respuestas del filtro pasivo y de nuestro filtro integrado con CMFB son prácticamente iguales. Eso quiere decir que el circuito CMFB ha corregido el problema de la tensión. A continuación en la figura 7.13 se muestran las tensiones en DC de nuestro filtro integrado con CMFB.

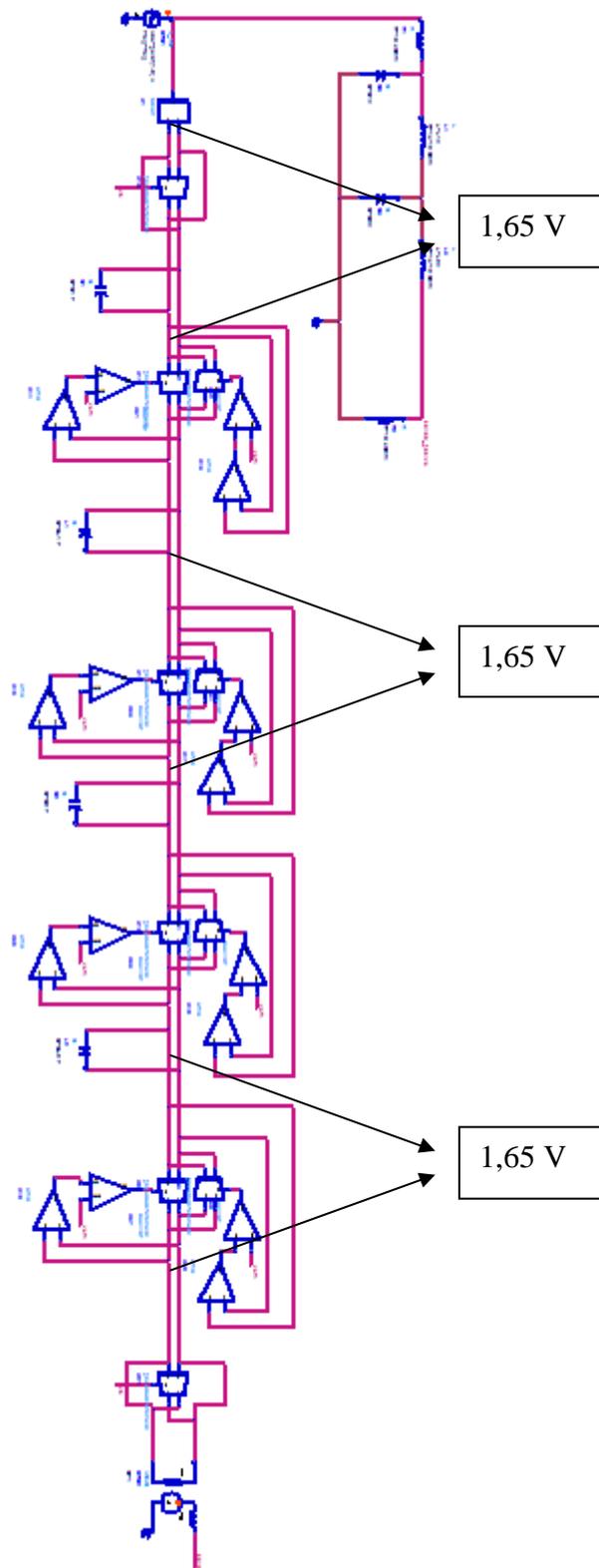


Figura 7.13: Las tensiones en DC del filtro integrado con el circuito CMFB.

Efectivamente, la figura 7.13 nos muestra como las tensiones en DC se han estabilizado gracias al circuito CMFB.

7.2. Filtro integrado con varactor

En este apartado partiremos de nuestro filtro integrado (figura 7.1) añadiéndole los circuitos CMFF y CMFB para corregir los problemas de la tensión. Nuestro filtro trabaja con la transconductancia constante, es decir, la transconductancia se mantiene fija y varía el valor de la capacidad mediante el uso de varactores (*cvar*). Los varactores trabajan por medio de la tensión de sintonía, por tanto, haremos un barrido de dicha tensión e intentaremos conseguir un ancho de banda entre 2 y 10MHz.

Empezaremos con nuestro filtro integrado con CMFF al que le añadiremos el varactor *cvar*. En la figura 7.14 (véase ampliada en el anexo) vemos nuestro filtro integrado con CMFF y con el varactor.

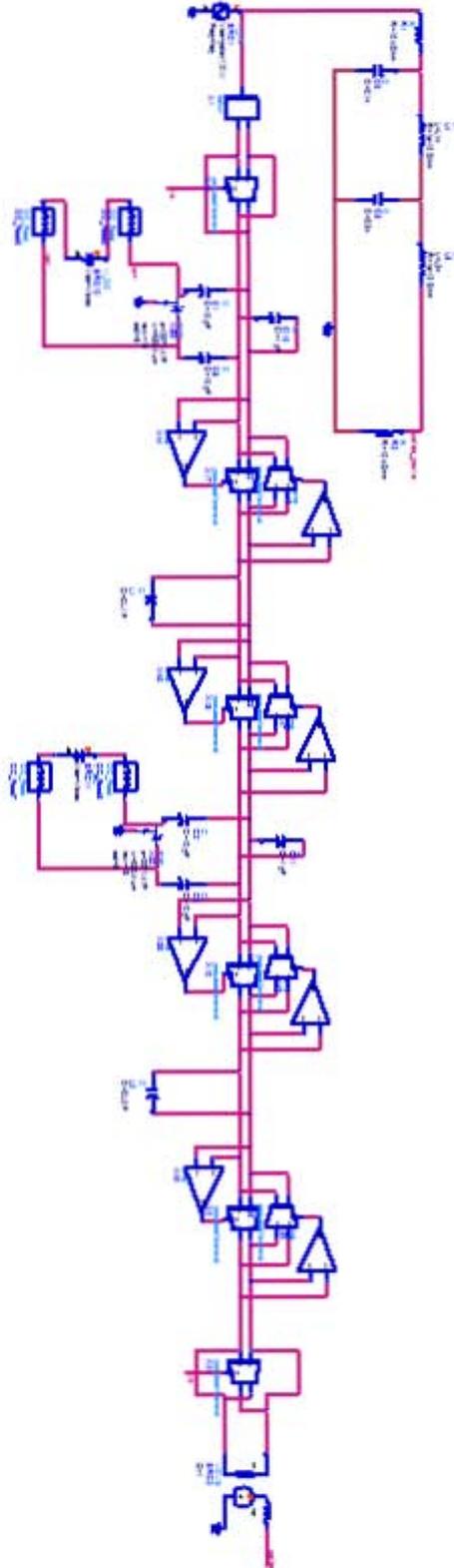


Figura 7.14: Filtro integrado con CMFF y varactores *cvar*.

Como observamos en la figura 7.14 se han sustituido los dos condensadores por varactores. Los otros dos condensadores que hay son de los giradores por eso no se sustituyen. El rango en el que va a variar la tensión de sintonía de los varactores es desde -1V hasta 1V.

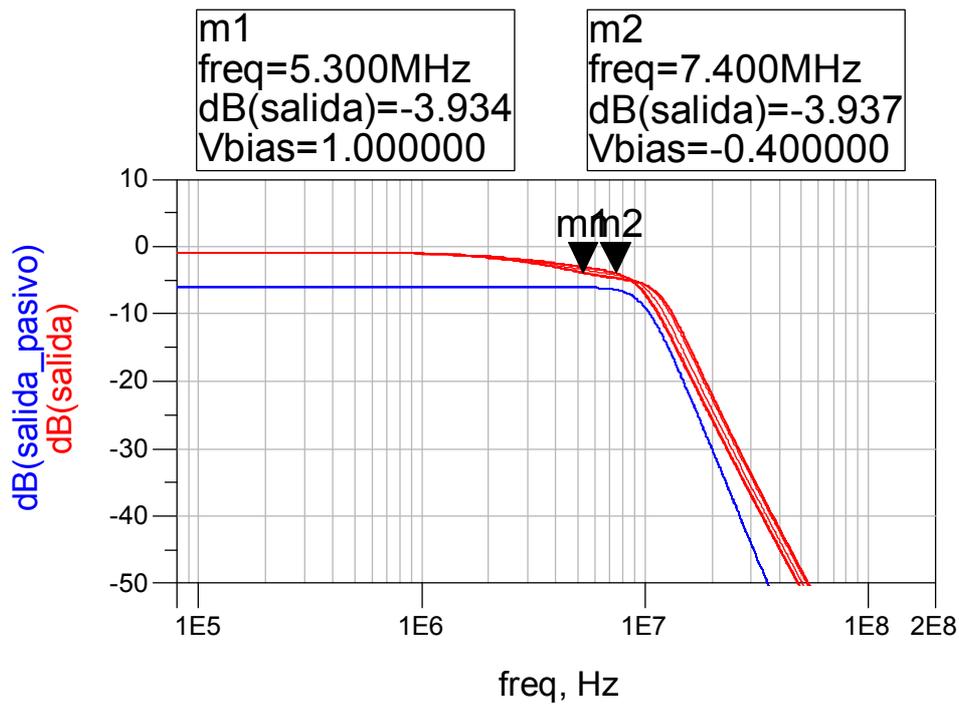


Figura 7.15: Respuesta del filtro integrado con CMFF y varactor.

Viendo la respuesta del filtro integrado con CMFF y sustituyendo los condensadores por varactores observamos que puede variar la frecuencia de corte en aproximadamente 2MHz.

Ahora pasamos a estudiar que pasa si en vez de utilizar el filtro con CMFF le añadimos el CMFB. En la figura 7.16 vemos su estructura de cómo se nos quedaría el circuito.

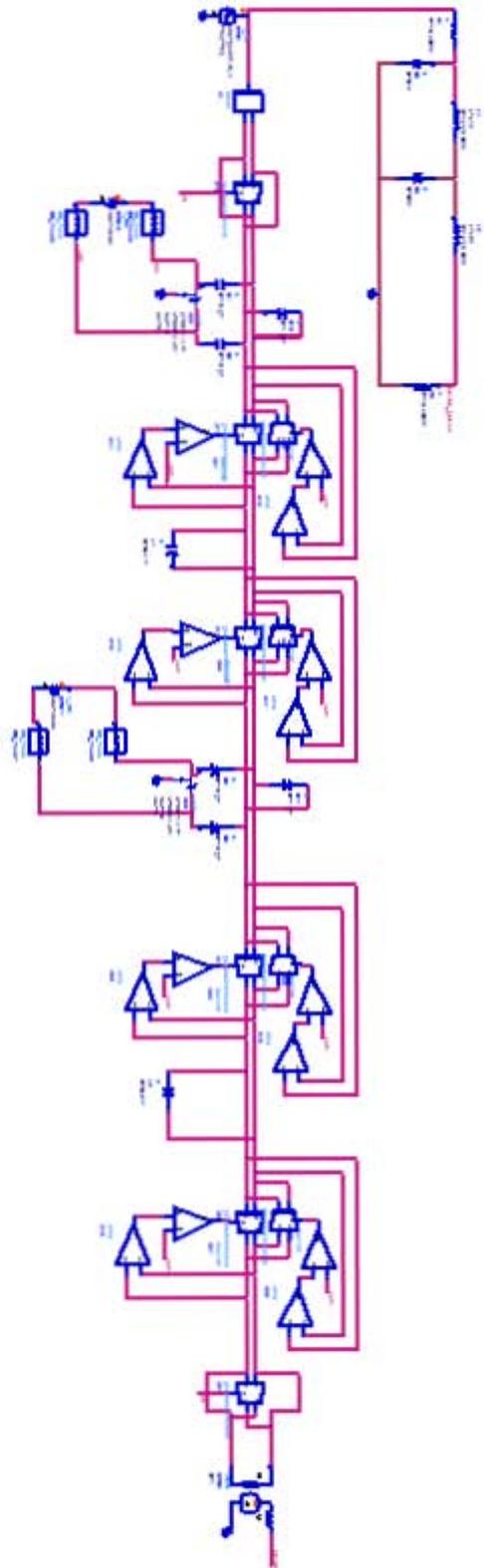


Figura 7.16: Filtro integrado con CMFB y varactores *cvar*.

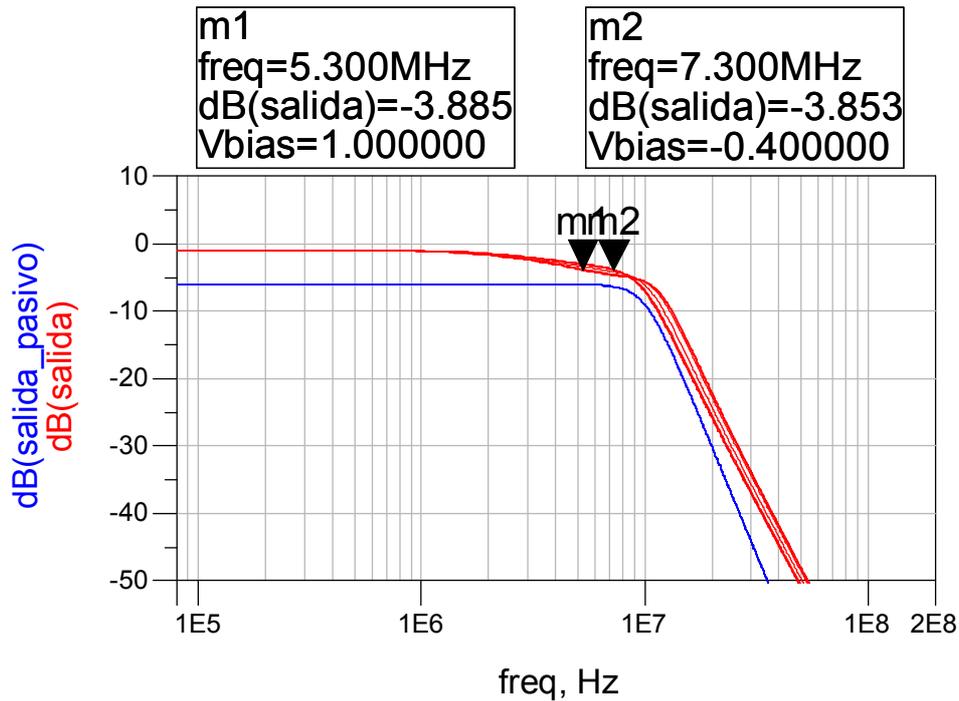


Figura 7.17: Respuesta del filtro integrado con CMFB y varactor.

Viendo la respuesta de nuestro filtro integrado con el circuito CMFB para corregir la tensión en DC y con el varactor *cvar*, observamos que es muy parecida a la del filtro integrado con CMFF y varactores *cvar*. Este resultado es lógico puesto que ambos filtros partían de respuestas muy similares. Igual que en el caso anterior, la variación del ancho de banda es de aproximadamente 2MHz..

7.3. Resumen

En este capítulo hemos implementado nuestro filtro utilizando OTAs reales. Los transconductores utilizados fueron los OTAs pseudodiferenciales ya que son los más apropiados para trabajar con baja tensión. Uno de los primeros inconvenientes que nos hemos encontrado ha sido que por utilizar estos OTAs la tensión en DC en modo común no se estabilizaba sola. Por esta razón tuvimos que añadirle al filtro circuitos adicionales para corregir esos problemas de ajuste de tensión. Tenemos dos opciones para corregirlo

que consisten en utilizar un CMFF o un CMFB. Con los dos se soluciona el problema de la tensión.

Por otro lado, a la hora de variar la respuesta en frecuencia de los filtros hemos utilizado la técnica de la transconductancia constante, que consiste en dejar la transconductancia constante y en conseguir la variación del filtro modificando los valores de los condensadores. En nuestro diseño hemos sustituido esos condensadores por varactores del tipo *cvar*.

Al final nuestro filtro se puede hacer tanto con el CMFB o con el CMFF. Sería más fácil con el CMFF ya que de esta forma nos ahorramos un circuito adicional lo cual redundaría en un menor consumo de espacio y coste a la hora de fabricarlo.

Capítulo 8

Conclusión

A lo largo de los capítulos que componen el proyecto hemos visto como los filtros integrados sintonizables permiten variar la frecuencia de corte en un rango determinado de trabajo. Con objeto de demostrar la viabilidad de este tipo de filtros, hemos implementado a nivel de esquemático un filtro integrado basado en la técnica de la transconductancia constante con varactores *cvar*. En este capítulo veremos las principales conclusiones a las que hemos llegado a lo largo de este trabajo.

8.1. Conclusiones

Para entender mejor la configuración de los filtros, hemos comenzado a hablar de ellos de forma general en los primeros capítulos del proyecto, explicando cómo son, qué componentes lo forman, cómo se clasifican, etc.

Por otro lado, hemos visto que la realización de un filtro ideal es imposible debido a que ningún componente real, que forme parte del filtro, puede crear los

cambios bruscos entre las bandas de paso y rechazo. En la práctica, se usan aproximaciones a los filtros ideales, siendo las más conocidas las de Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverso, Elíptico o de Cauer y Bessel-Thomson. Debido a ello, estas cinco aproximaciones son objeto de nuestro estudio. Para conocerlas mejor se ha desarrollado un filtro pasivo paso bajo prototipo de forma teórica con cada método y se han comparado atendiendo a criterios de rechazo de banda, rizado, fase, etc.

Otro tipo de filtros a los que se le ha prestado especial atención en este proyecto son los filtros gm-C, los cuales están compuestos por amplificadores de transconductancia y condensadores. Para demostrar la viabilidad de este tipo de filtros hemos cotejado la respuesta de un filtro pasivo paso bajo prototipo con la de un filtro paso bajo con transconductores ideales (gm-C). Así, partiendo de las especificaciones de la tabla 8.1 se consiguieron los resultados de la figura 8.1.

Tabla 8.1: Especificaciones para el filtro paso bajo.

Ancho de banda	10MHz
Rechazo de banda	De -30dB a 20MHz
Tipo de filtro	Butterworth

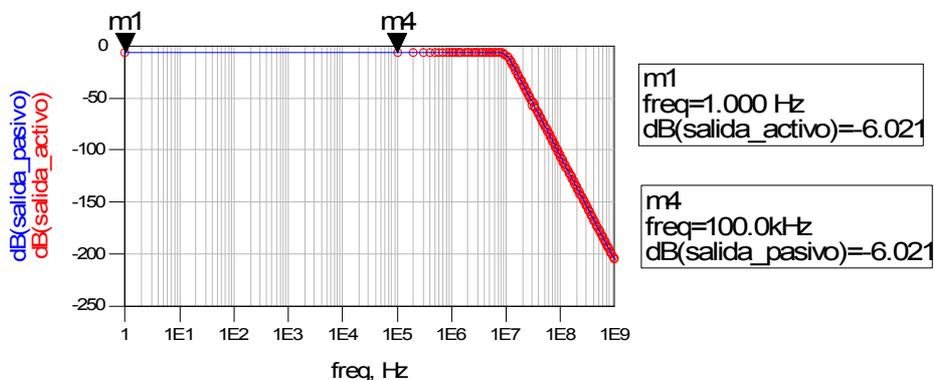


Figura 8.1: Respuesta del filtro paso bajo, línea = pasivo y circular = activo.

Como se puede observar los resultados son idénticos cuando usamos transconductores ideales, pero la verdadera demostración de la validez de este tipo de filtros, se debe realizar con transconductores reales.

Dentro de la gran familia de OTAs que hay disponibles para el diseño, es importante elegir uno con las prestaciones adecuadas, ya que será el bloque más importante del filtro gm-C. El transconductor que hemos elegido para nuestro proyecto es el pseudodiferencial, el cual posee, entre otras ventajas, la de tener una baja tensión

de alimentación y un consumo de potencia bajo. Sin embargo, este tipo de OTAs necesita de un circuito adicional para controlar el modo común. Esto hace que cuando usamos OTAs pseudodiferenciales sin ningún tipo de control del modo común dentro de un filtro integrado, las tensiones de polarización de los nodos internos al mismo no quedan fijadas y el filtro no funciona correctamente. Los métodos más comúnmente utilizados para fijar el modo común de los OTAs pseudodiferenciales se basan en el uso de circuitos CMFF y CMFB. Gracias al uso de estas técnicas obtuvimos dos posibles implementaciones de nuestro filtro integrado.

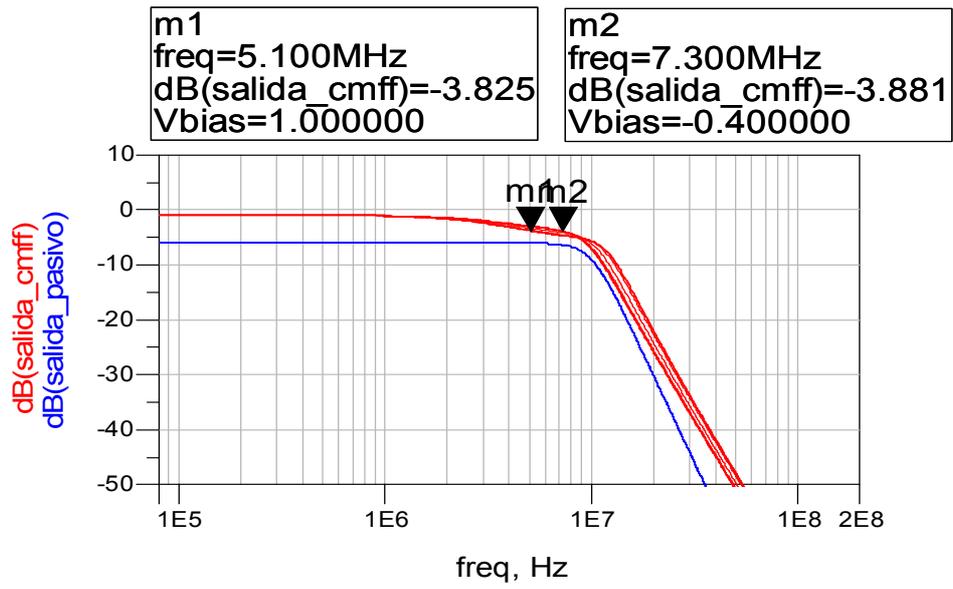
Una vez estabilizado el modo común del filtro, el siguiente paso consistió en conseguir la variación de la frecuencia de corte del mismo.

Para variar la frecuencia de corte se utiliza dos técnicas, que son la de capacidad constante y la de transconductancia constante. La técnica de capacidad constante, como su nombre indica, consiste en mantener la capacidad invariable y modificar la transconductancia. Por otro lado, en este proyecto hemos utilizado la técnica de la transconductancia constante, que consiste en mantener fija la transconductancia y variar la capacidad mediante varactores.

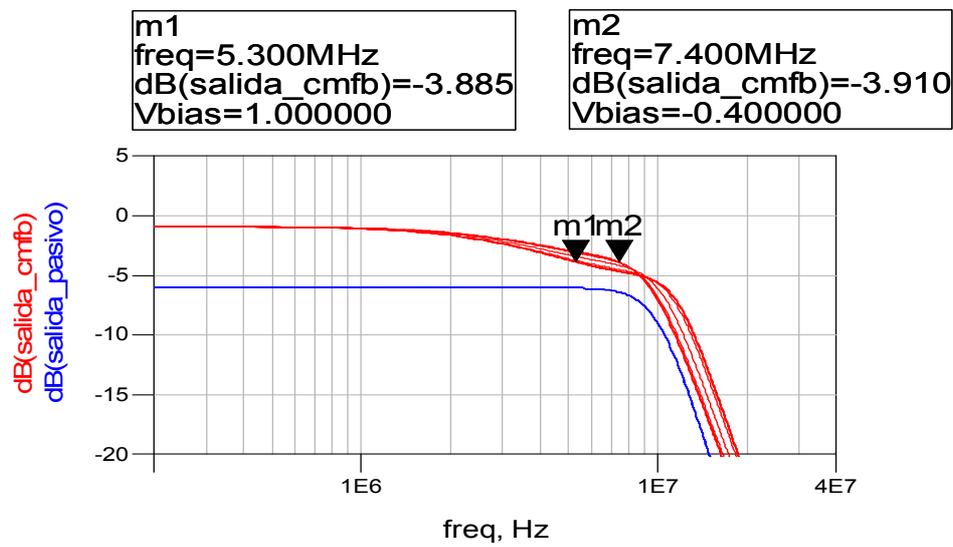
Hay dos tipos de varactores que hemos estudiado en este proyecto que son los de unión PN (*jvar*) y los CMOS (*cvar*). Para nuestro filtro integrado hemos optado por el varactor tipo *cvar*, puesto que la variación de la capacidad es mayor con este tipo.

Como indicamos anteriormente al utilizar la técnica de la transconductancia constante sustituimos los condensadores por los varactores y variamos la frecuencia de corte del filtro con los valores del varactor. Para ello modificamos la tensión de sintonía del varactor la cual, a su vez modifica la capacidad del mismo. La tensión de alimentación de nuestro circuito es de 3,3V y la tensión de sintonía varía entre -1V y 1V.

Gracias a la técnica de la transconductancia constante, hemos conseguido una variación de la frecuencia de corte de nuestro filtro de 2MHz, tanto en su versión con CMFF como en su versión CMFB. Esta variación viene impuesta por el rango de sintonía de los varactores utilizados para los valores de tensión de sintonía disponibles. En la figura 8.2 se muestra las respuestas del filtro del diseño tanto con CMFF o con CMFB.



(a)



(b)

Figura 8.1: Respuesta del filtro con CMFF (a) y con CMFB (b)

Una vez terminado el diseño de nuestro filtro, podemos observar como conseguimos variar la frecuencia de corte en aproximadamente 2MHz. El objetivo de este proyecto era conseguir diseñar un filtro integrado sintonizable y se ha logrado.

Capítulo 9

Presupuesto

Una vez completado el diseño del circuito y comprobado su correcto funcionamiento, para concluir con el estudio, en este capítulo se realizará un análisis económico con los costes tanto parciales como totales del proyecto.

9.1. Baremos utilizados

El cálculo del presupuesto de este proyecto se ha seguido según la **“Propuesta de baremos orientativos para el cálculo de honorarios”** establecida por el Colegio Oficial de Ingenieros Técnicos de Telecomunicación a partir de 1-01-2006.

Esta propuesta establece que para **“Trabajos tarifados por tiempo empleado”** se aplique la siguiente ecuación:

$$H = Hn \times 65 + He \times 78$$

donde:

- H = Honorarios a percibir.
- Hn = Horas contabilizadas en jornada normal.
- He = Horas contabilizadas fuera de la jornada normal de trabajo.

Los honorarios que se obtengan por la aplicación de la clave “H” se reducirán a medida que aumente el número de horas, a cuyo efecto serán multiplicados por los coeficientes reductores con arreglo a lo detallado en la Tabla 9. 1.

Tabla 9. 1: Coeficientes reductores.

	HORAS		COEFICIENTE
Hasta	36		C=1
Exceso de	36	hasta 72 horas	C=0,90
Exceso de	72	hasta 108 horas	C=0,80
Exceso de	108	hasta 144 horas	C=0,70
Exceso de	144	hasta 180 horas	C=0,65
Exceso de	180	hasta 360 horas	C=0,60
Exceso de	360	hasta 510 horas	C=0,55
Exceso de	510	hasta 720 horas	C=0,50
Exceso de	720	hasta 1080 horas	C=0,45
Exceso de	1080		C=0,40

9.2. Cálculo del presupuesto

9.2.1. Costes debido a los recursos humanos

En este apartado se incluyen los honorarios a recibir por el ingeniero técnico en el desarrollo del proyecto en función de las horas de trabajo que se ha empleado en la realización del mismo.

En concreto para este proyecto, en la Tabla 9. 2 establecemos unos valores indicativos del tiempo parcial empleado en cada fase del mismo.

Tabla 9. 2: Tiempo empleado.

DESCRIPCIÓN DEL TIEMPO	PARCIAL (HORAS)
Búsqueda y estudio de la documentación	130
Estudio de la herramienta de diseño	70
Análisis y diseño del circuito	1000
Realización de la memoria	180

En definitiva, se necesitaron un total de 1380 horas para la realización de este proyecto, consideradas en su totalidad del tipo de jornada normal, con lo que el cálculo “H” resulta:

$$H = 1380 \times 65 = 89700$$

Aplicando los coeficientes correctivos, dados por el COITT, a los tramos correspondientes resultan unos honorarios de:

$$H = 89700 \times 0,40 = 35.880 \text{ €}$$

9.2.2. Costes de amortización de los equipos informáticos y herramientas software

A continuación se detallan, en las Tablas 9. 3 y 9. 4, los costes relacionados a la utilización de equipos y herramientas software empleados en la elaboración del presente proyecto. Los costes están divididos entre el número de usuarios que acceden a ellos, estimándose en 50 usuarios.

Tabla 9. 3: Costes debidos a la utilización de herramientas software.

DESCRIPCIÓN	TIEMPO DE USO (MESES)	COSTE ANUAL (€)		TOTAL
		TOTAL	USUARIO	
Entorno y diseño de simulación Advanced Design System. Amortización 3 años	12	2.208,11	44.162	44,16
Mantenimiento	12	1.445,31	28,90	28,90
Entorno Windows NT	12	306,21	6,12	6,12
Microsoft Office 2000	12	448,95	8,97	8,97
COSTES DE HERRAMIENTAS SOFTWARE		TOTAL		106,21

Tabla 9. 4: Costes debidos a la utilización de equipos informáticos.

DESCRIPCIÓN	TIEMPO DE USO (MESES)	COSTE ANUAL (€)		TOTAL
		TOTAL	USUARIO	
Estación de trabajo SUN Sparc modelo Sparc Station 10. Amortización 3 años	12	5.228,80	104,57	104,57
Mantenimiento	12	1.274,65	31,49	31,49
Servidor para simulación SUN Sparc Station 10. Amortización 3 años	12	5.068,53	101,37	101,37
Mantenimiento	12	1.547,65	31,49	31,49
Impresora Hewlett Packard Laserjet 4L Amortización 3 años	12	360	7,20	7,20
Mantenimiento	12	120,20	2,40	2,40
Ordenador Personal Petium III, 1GHz Amortización 3 años	12	360	7,20	7,20
Mantenimiento	12	120,20	2,40	2,40
COSTES DE EQUIPOS INFORMÁTICOS		TOTAL		288,12

9.2.3. Otros costes

En este apartado se incluyen los costes debidos al uso de Internet, material fungible y la elaboración del documento final.

Tabla 9. 5: Otros costes.

DESCRIPCIÓN	Nº DE UNIDADES	COSTE UNIDAD	TOTAL (€)
Horas de uso de Internet	140	1,13€/hora	158.2
Paquete de 500 folios DIN_A4 100gr/m2	1	8€	8
Fotocopias	500	0,04€	20
Otros			75
OTROS COSTES	TOTAL		261.2

9.2.4. Presupuesto total

Para finalizar en la siguiente tabla se recoge el coste total del proyecto en función de los costes parciales comentados en las secciones anteriores.

Tabla 9. 6: Presupuesto total.

COSTES	TOTAL (€)
Costes de recursos humanos	35.880
Costes de herramientas software	106,21
Costes de equipos informáticos	288,12
Otros costes	261,2
Subtotal	36.535,53
IGIC (5%)	1.826,78
PREUPUESTO TOTAL	38362,31

D. Javier Cáceres Ruiz declara que el proyecto “Diseño de un filtro integrado sintonizable en tecnología CMOS 0.35 μm ” asciende a un total de **treinta y ocho mil trescientos sesenta y dos con treinta y un euros**.

Fdo.

DNI:54079964-H

Las Palmas de Gran Canaria, adede 2010.

Anexo

Tabla A.1

Polinomio de Buterworth, de forma ampliada y descompuesta en factores, su frecuencia de corte es igual a la unidad.

n	Butterworth Polynomials
1	$s + 1$
2	$s^2 + 1.4142s + 1$
3	$s^3 + 2s^2 + 2s + 1 = (s + 1)(s - 2 + s + 1)$
4	$s^4 + 2.613s^3 + 3.414s^2 + 2.613s + 1 = (s^2 + 0.765s + 1)(s^2 + 1.848s + 1)$
5	$s^5 + 3.2361s^4 + 5.2361s^3 + 5.2361s^2 + 3.2361s + 1 = (s + 1.0000)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)$
6	$s^6 + 3.8637s^5 + 7.4641s^4 + 9.1416s^3 + 7.4641s^2 + 3.8637s + 1 = (s^2 + 0.5176s + 1)(s^2 + 1.4142s + 1)(s^2 + 1.9318s + 1)$
7	$s^7 + 4.4940s^6 + 10.0978s^5 + 14.5918s^4 + 14.5918s^3 + 10.0978s^2 + 4.4940s + 1 = (s + 1.0000)(s^2 + 0.445s + 1)(s^2 + 1.247s + 1)(s^2 + 1.802s + 1)$
8	$s^8 + 5.1258s^7 + 13.1317s^6 + 21.8462s^5 + 25.6884s^4 + 21.8462s^3 + 13.1371s^2 + 5.1258s + 1 = (s^2 + 0.3902s + 1)(s^2 + 1.1112s + 1)(s^2 + 1.663s + 1)(s^2 + 1.9616s + 1)$
9	$s^9 + 5.7588s^8 + 16.5817s^7 + 31.1634s^6 + 41.9864s^5 + 41.9864s^4 + 31.1634s^3 + 16.5817s^2 + 5.7588s + 1$ $= (s + 1.0000)(s^2 + 0.3474s + 1)(s^2 + 1.0000s + 1)(s^2 + 1.532s + 1)(s^2 + 1.8794s + 1)$
10	$s^{10} + 6.3925s^9 + 20.4317s^8 + 42.8021s^7 + 64.8824s^6 + 74.2334s^5 + 64.8824s^4 + 42.8021s^3 + 20.4317s^2 + 6.3925s + 1$ $= (s^2 + 0.3128s + 1)(s^2 + 0.908s + 1)(s^2 + 1.4142s + 1)(s^2 + 1.782s + 1)(s^2 + 1.9754s + 1)$

Tabla A.2

Polinomio del denominador de forma ampliada y descompuesta en factores para los filtros Chebyshev de orden impar.

n	Polynomials
	$A_{\max} = 0.1\text{dB} (\epsilon = 0.15262)$
1	$s + 6.55220$
3	$s^3 + 1.93881s^2 + 2.62950s + 1.63805 = (s^2 + 0.96941s + 1.68975)(s + 0.96941)$
5	$s^5 + 1.74396s^4 + 2.77070s^3 + 2.39696s^2 + 1.43556s + 0.40951 = (s^2 + 0.33307s + 1.19494)(s^2 + 0.87198s + 0.63592)(s + 0.53891)$
7	$s^7 + 1.69322s^6 + 3.18350s^5 + 3.16925s^4 + 2.70514s^3 + 1.48293s^2 + 0.56179s + 0.10238 = (s^2 + 0.16768s + 1.09245)(s^2 + 0.46983s + 0.75322)(s^2 + 0.67893s + 0.33022)(s + 0.37678)$
9	$s^9 + 1.67270s^8 + 3.64896s^7 + 3.96385s^6 + 4.19161s^5 + 2.93387s^4 + 1.73412s^3 + 0.69421s^2 + 0.19176s + 0.025595 = (s^2 + 0.10088s + 1.05421)(s^2 + 0.29046s + 0.83437)(s^2 + 0.44501s + 0.49754)(s^2 + 0.54589s + 0.20135)(s + 0.29046)$
	$A_{\max} = 0.5 \text{ dB} (\epsilon = 0.34931)$
1	$s + 2.86278$
3	$s^3 + 1.25291s^2 + 1.53490s + 0.71569 = (s^2 + 0.62646s + 1.14245)(s + 0.62646)$
5	$s^5 + 1.17249s^4 + 1.93738s^3 + 1.30958s^2 + 0.75252s + 0.17892 = (s^2 + 0.22393s + 1.03578)(s^2 + 0.58625s + 0.47677)(s + 0.36232)$
7	$s^7 + 1.15122s^6 + 2.41265s^5 + 1.86941s^4 + 1.64790s^3 + 0.75565s^2 + 0.28207s + 0.04473 = (s^2 + 0.11401s + 1.01611)(s^2 + 0.31944s + 0.67688)(s^2 + 0.46160s + 0.25388)(s + 0.25617)$
9	$s^9 + 1.14257s^8 + 2.90273s^7 + 2.42933s^6 + 2.78150s^5 + 1.61139s^4 + 0.98362s^3 + 0.34082s^2 + 0.09412s + 0.01118 = (s^2 + 0.06891s + 1.00921)(s^2 + 0.19841s + 0.78937)(s^2 + 0.30398s + 0.45254)(s^2 + 0.37288s + 0.15634)(s + 0.19841)$
	$A_{\max} = 1 \text{ dB} (\epsilon = 0.50885)$
1	$s + 1.96523$
3	$s^3 + 0.73782s^2 + 1.02219s + 0.32689 = (s^2 + 0.36891s + 0.88610)(s + 0.36891)$
5	$s^5 + 0.70646s^4 + 1.49954s^3 + 0.69348s^2 + 0.45935s + 0.08172 = (s^2 + 0.13492s + 0.95217)(s^2 + 0.35323s + 0.39315)(s + 0.21831)$

Tabla A.2
(Continuación)

n	Polynomials
7	$s^7 + 0.69809s^6 + 1.99367s^5 + 1.03955s^4 + 1.14460s^3 + 0.38264s^2 + 0.16613s + 0.02043 = (s^2 + 0.06913s + 0.97462)(s^2 + 0.19371s + 0.63539)(s^2 + 0.27991s + 0.21239)(s + 0.15534)$
9	$s^9 + 0.69468s^8 + 2.49129s^7 + 1.38375s^6 + 2.07675s^5 + 0.85687s^4 + 0.64447s^3 + 0.16845s^2 + 0.05438s + 0.00511 = (s^2 + 0.04189s + 0.98440)(s^2 + 0.12063s + 0.76455)(s^2 + 0.18482s + 0.42773)(s^2 + 0.22671s + 0.13153)(s + 0.12063)$
$A_{\max} = 2 \text{ dB } (\epsilon = 0.76478)$	
1	$s + 1.30756$
3	$s^3 + 0.73782s^2 + 1.02219s + 0.32689 = (s^2 + 0.36891s + 0.88610)(s + 0.36891)$
5	$s^5 + 0.70646s^4 + 1.49954s^3 + 0.69348s^2 + 0.45935s + 0.08172 = (s^2 + 0.13492s + 0.95217)(s^2 + 0.35323s + 0.39315)(s + 0.21831)$
7	$s^7 + 0.69809s^6 + 1.99367s^5 + 1.03955s^4 + 1.14460s^3 + 0.38264s^2 + 0.16613s + 0.02043 = (s^2 + 0.06913s + 0.97462)(s^2 + 0.19371s + 0.63539)(s^2 + 0.27991s + 0.21239)(s + 0.15534)$
9	$s^9 + 0.69468s^8 + 2.49129s^7 + 1.38375s^6 + 2.07675s^5 + 0.85687s^4 + 0.64447s^3 + 0.16845s^2 + 0.05438s + 0.00511 = (s^2 + 0.04189s + 0.98440)(s^2 + 0.12063s + 0.76455)(s^2 + 0.18482s + 0.42773)(s^2 + 0.22671s + 0.13153)(s + 0.12063)$
$A_{\max} = 3 \text{ dB } (\epsilon = 0.99763)$	
1	$s + 1.00238$
3	$s^3 + 0.59724s^2 + 0.92835s + 0.25059 = (s^2 + 0.29862s + 0.83917)(s + 0.29862)$
5	$s^5 + 0.57450s^4 + 1.41503s^3 + 0.54894s^2 + 0.40797s + 0.06265 = (s^2 + 0.10972s + 0.93603)(s^2 + 0.28725s + 0.37701)(s + 0.17753)$
7	$s^7 + 0.56842s^6 + 1.91155s^5 + 0.83144s^4 + 1.05185s^3 + 0.30002s^2 + 0.14615s + 0.01566 = (s^2 + 0.05629s + 0.96648)(s^2 + 0.15773s + 0.62726)(s^2 + 0.22792s + 0.20425)(s + 0.12649)$
9	$s^9 + 0.56594s^8 + 2.41014s^7 + 1.11232s^6 + 1.94386s^5 + 0.67893s^4 + 0.58351s^3 + 0.13139s^2 + 0.04759s + 0.00392 = (s^2 + 0.03413s + 0.97950)(s^2 + 0.09827s + 0.75966)(s^2 + 0.15057s + 0.42283)(s^2 + 0.18470s + 0.12664)(s + 0.09827)$

Tabla A.3

Funciones de aproximación del filtro elíptico para $A_{m\acute{a}x} = 0,5$ dB.

n	A_{min}	Numerator constant K	Numerator of $F(s)$	Denominator of $F(s)$
(a) $\Omega_s = 1.5$				
2	8.3	0.38540	$s^2 + 3.92705$	$s^2 + 1.03153s + 1.60319$
3	21.9	0.31410	$s^2 + 2.80601$	$(s^2 + 0.45286s + 1.14917)(s + 0.766952)$
4	36.3	0.015397	$(s^2 + 2.53555)(s^2 + 12.09931)$	$(s^2 + 0.25496s + 1.06044)(s^2 + 0.92001s + 0.47183)$
5	50.6	0.019197	$(s^2 + 2.42551)(s^2 + 5.43764)$	$(s^2 + 0.16346s + 1.03189)(s^2 + 0.57023s + 0.57601)(s + 0.42597)$
(b) $\Omega_s = 2.0$				
2	13.9	0.20133	$s^2 + 7.4641$	$s^2 + 1.24504s + 1.59179$
3	31.2	0.15424	$s^2 + 5.15321$	$(s^2 + 0.53787s + 1.14849)(s + 0.69212)$
4	48.6	0.0036987	$(s^2 + 4.59326)(s^2 + 24.22720)$	$(s^2 + 0.30116s + 1.06258)(s^2 + 0.88456s + 0.41032)$
5	66.1	0.0046205	$(s^2 + 4.36495)(s^2 + 10.56773)$	$(s^2 + 0.19255s + 1.03402)(s^2 + 0.58054s + 0.52500)(s + 0.392612)$
(c) $\Omega_s = 3.0$				
2	21.5	0.083974	$s^2 + 17.48528$	$s^2 + 1.35715s + 1.55532$
3	42.8	0.063211	$s^2 + 11.82781$	$(s^2 + 0.58942s + 1.14559)(s + 0.65263)$
4	64.1	0.00062046	$(s^2 + 10.4554)(s^2 + 58.471)$	$(s^2 + 0.32979s + 1.063281)(s^2 + 0.86258s + 0.37787)$
5	85.5	0.00077547	$(s^2 + 9.8955)(s^2 + 25.0769)$	$(s^2 + 0.21066s + 1.0351)(s^2 + 0.58441s + 0.496388)(s + 0.37452)$

Bibliografía

- [1] T. Kugelstadt, "Active Filter Design Techniques" Texas Instruments SLOD006A, disponible en <http://www-s.ti.com/sc/psheets/sloa088/sloa088.pdf>.
- [2] R. Schaumann and M.E.V. Vlakenburg, "Design of Analog Filters" Oxford University Press, 2001.
- [3] Deliyannis, Theodore L., Yichuang Sun and J. Kel Fidler "Continuous-Time Active Filter Design" Boca Raton: CRC Press LLC, 1999.
- R. L. Geiger and E. Sánchez-Sinencio, "Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial," IEEE Circuits and Devices Magazine, Vol. 1, pp.20-32, March 1985.
- [5] Shanthi Pavan, Yannis P. Tsvividis, Fellow, IEEE, and Krishnaswamy Nagaraj "Widely Programmable High-Frequency Continuous-Time Filters in Digital CMOS Technology", IEEE journal of solid-state circuits, vol. 35, NO.4, april 2000.
- [6] E. Sánchez-Sinencio and J. Silva-Martinez, "CMOS transconductance amplifiers, architectures and active filters: a tutorial", IEE Proc.-Circuits Devices Syst., Vol. 147, No. 1, February 2000.
- [7] Sanduleanu, Mihai Adrian Tiberiu "Power accuracy and noise aspects in CMOS mixel-signal design". "Gm-C integrators for low-power and low voltage applications. A gaussian polyphase filter for mobile transceivers in 0.35 m m CMOS". Disponible en <http://www.edacafe.com/books/phdThesis/Chapter-4.5.php>
- [8] Advanced Design System, <http://eesof.tm.agilent.com/>.
- [9] Design an L-C Low pass or High pass Filter, http://www.wa4dsy.net/filter/hp_lp_filter.html
- [10] Tony Fisher's , LC Filter Design, <http://www-users.cs.york.ac.uk/~fisher/lcfilter/>.
- [11] Circuit Sage, Filter Design and Analysis <http://www.circuitsage.com/filter/ladder.zip>.
- [12] Behzad Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits", *The McGraw-Hill Companies*, 2000.
- [13] AMS, Austria Micro Systems, "0.35 μm BiCMOS Process Parameters," Rev.1.0. 2002.
- [14] AMS, Austria Micro Systems, "0.35 μm BiCMOS Process Parameters," Rev.2.0. 2003.