

Universidad Militar Nueva Granada

RECTOR

BG (RA) Luis Fernando Puentes Torres

VICERRECTOR GENERAL

BG (RA) Alfonso Vaca Torres

VICERRECTORA ACADÉMICA

Dra. Claudia Helena Forero Forero

VICERRECTOR ADMINISTRATIVO

MG (RA) Gustavo Adolfo Ocampo Nahar

VICERRECTORA DE INVESTIGACIONES

Dra. Martha Jeaneth Patiño Barragán

VICERRECTOR CAMPUS NUEVA GRANADA

CR (RA) Gustavo Enrique Becerra Pacheco

EDITOR GENERAL - EDITORIAL NEOGRANADINA

Carlos Arturo Arias Sanabria

Sergio Chaparro
Oscar Avilés
Mauricio Mauleoux

**MANUAL DE ELECTRÓNICA
ANALÓGICA
2020**

Manual de electrónica analógica 2020

© Universidad Militar Nueva Granada,

Vicerrectoría de Investigaciones

© Editorial Neogranadina

Primera edición, 2020

Cómo citar:

Chaparro, S., Avilés, O. y Mauledoux, M. (2020) *Manual de electrónica analógica 2020*. DOI: <https://doi.org/10.18359/fwp.4931>

DOI: <https://doi.org/10.18359/fwp.4931>

Universidad Militar Nueva Granada

Sede Campus, edificio de posgrados, primer piso

Kilómetro 2, vía Cajicá-Ziaquirá, costado oriental

Teléfono: 650 00 00 Ext. 3092

editorial.neogranadina@unimilitar.edu.co

www.umng.edu.co



MANUAL DE ELECTRÓNICA ANALÓGICA 2020

Sergio Chaparro
Oscar Avilés
Mauricio Mauledoux

Contenido

Prefacio	7
Prólogo	9
Introducción	11
1 El diodo y sus aplicaciones	23
1.1. Objetivos y competencias a desarrollar	24
1.2. Marco teórico	25
1.2.1. La unión pn (el diodo)	25
1.2.2. Modelado en gran señal del diodo	28
1.2.3. Aplicaciones del diodo	30
1.3. Materiales y campos de aplicación	35

1.4.	Actividades y procedimientos	36
1.5.	Bibliografía de consulta	41
2	Polarización de transistores	43
2.1.	Objetivos y competencias a desarrollar	44
2.2.	Marco teórico	45
2.2.1.	El transistor de unión bipolar BJT	45
2.2.2.	El transistor de efecto de campo FET	48
2.2.3.	Polarización de transistores	54
2.3.	Materiales y campos de aplicación	60
2.4.	Actividades y procedimientos	61
2.5.	Bibliografía de consulta	65
3	Amplificadores con transistores	67
3.1.	Objetivos y competencias a desarrollar	68
3.2.	Marco teórico	69
3.2.1.	Fuente de corriente controlada	69
3.2.2.	Conceptos básicos de pequeña señal	71
3.2.3.	Configuraciones básicas de amplificadores con MOS- FETS	75
3.2.4.	Polarización de amplificadores con MOSFETS	78

3.2.5.	Amplificadores multietapa	81
3.3.	Materiales y campos de aplicación	83
3.4.	Actividades y procedimientos	84
3.5.	Bibliografía de consulta	87
4	Amplificadores operacionales	89
4.1.	Objetivos y competencias a desarrollar	90
4.2.	Marco teórico	91
4.2.1.	Configuraciones básicas	92
4.2.2.	Circuitos especiales con OpAmps	96
4.3.	Materiales y campos de aplicación	104
4.4.	Actividades y procedimientos	105
4.5.	Bibliografía de consulta	107
5	Función de transferencia	109
5.1.	Objetivos y competencias a desarrollar	110
5.2.	Marco teórico	111
5.2.1.	Sistemas de primer orden	112
5.2.2.	Sistemas de segundo orden	113
5.3.	Materiales y campos de aplicación	115

5.4.	Actividades y procedimientos	116
5.5.	Bibliografía de consulta	119
6	Filtros analógicos	121
6.1.	Objetivos y competencias a desarrollar	122
6.2.	Marco teórico	123
6.2.1.	Filtros ideales	123
6.2.2.	Filtros reales	125
6.2.3.	Filtros de primer orden	126
6.2.4.	Filtros de segundo orden	132
6.3.	Materiales y campos de aplicación	139
6.4.	Actividades y procedimientos	140
6.5.	Bibliografía de consulta	144

Prefacio

La primera versión del libro *Manual de electrónica analógica* surge como un aporte al proceso de aprendizaje de los conceptos y técnicas que deben dominar los estudiantes de Ingeniería mecatrónica. Este material es el resultado de varias discusiones por parte de los autores, en las que se determinó cuáles deben ser los conceptos y las competencias que los estudiantes de mecatrónica deben manejar para su posterior desempeño profesional. De igual manera, este manual es resultado de la evaluación del desempeño de distintos grupos de estudiantes, tanto en las materias teóricas como en los laboratorios. El documento está ajustado a la localización de la asignatura dentro del plan de estudios actual, ubicada en el cuarto semestre; tiene como uno de sus prerrequisitos la asignatura Circuitos electrónicos ubicada en el tercer semestre, y se cursa simultáneamente con la asignatura Circuitos digitales. El objetivo fundamental de esta obra es ayudar al estudiante a adquirir los conocimientos, habilidades y destrezas para trabajar en

el laboratorio y así mismo para presentar con propiedad sus resultados prácticos, con el fin de que adquiriera capacidad para analizar, diseñar y probar circuitos electrónicos. Las prácticas están propuestas de forma que el estudiante disponga de una guía, que debe seguir hasta completar todo el experimento, y que el profesor debe revisar al concluir la sesión. Al finalizar cada una de las prácticas, el estudiante debe realizar un informe, en donde debe incluir: página de presentación, resumen, índice, marco teórico, metodología, resultados, análisis de resultados, conclusiones, bibliografía y anexos. Como todo trabajo, esta guía es susceptible de mejoras, por lo que los autores esperan contar con los comentarios de los profesores y estudiantes que la utilicen, esto con el fin de adecuarla y actualizarla.

Prólogo

El auge alcanzado por la mecatrónica en los últimos años ha logrado llamar la atención de aquellos estudiantes que desean combinar la teoría con la práctica. Esta actitud ha sido capitalizada en la Universidad Militar Nueva Granada (UMNG) mediante una enseñanza de la electrónica que inculca a los estudiantes el desarrollo de sus prácticas de forma autónoma. Lo anterior se logra mediante la apropiación de los conceptos por parte del estudiante, lo que permite realizar implementaciones físicas y mediciones de los parámetros físicos fundamentales de los dispositivos y sistemas electrónicos, estudiados tanto en los cursos básicos como avanzados.

El propósito de este manual es llevar al estudiante a apropiarse sólidos conocimientos de electrónica analógica, apoyado en la medición y análisis del comportamiento de diversos sistemas electrónicos. En cada práctica de laboratorio se plantean unos objetivos a alcanzar y las competencias que el estudiante adquirirá

al finalizar; se describen brevemente los elementos que son materia de estudio y sus características más relevantes, esto se hace en el marco teórico; se espera que los conceptos que se esbozan sean reforzados con lecturas previas. Estas lecturas son recomendadas según la bibliografía presentada. La práctica a desarrollar se describe en la sección de actividades y procedimientos. Inicialmente se previene al estudiante, para que evite cometer errores que redundarían en el deterioro de los equipos o de los elementos empleados en la práctica, además se realizan unas preguntas orientadoras las cuales podrán ser resueltas al finalizar.

Es importante que los estudiantes, en la primera práctica, lean previamente las características que el fabricante suministra de los instrumentos de laboratorio en cuanto a su buen uso, características estáticas y dinámicas del mismo, así como el error asociado. Lo mismo se sugiere respecto de los dispositivos electrónicos estudiados en cada sesión.

Introducción

La ingeniería mecatrónica consiste en la aplicación de conceptos de programación y electrónica para diseñar circuitos y sistemas electrónicos que permitan controlar sistemas mecánicos. En consecuencia de lo anterior, el dominio de la electrónica es indispensable dentro del perfil de un ingeniero mecatrónico, y por ello el estudio de los conceptos relacionados a esta área es altamente relevante. Dentro de los componentes fundamentales de la electrónica se encuentra el estudio de la electrónica analógica, la electrónica digital, los microcontroladores, los sensores y la electrónica de potencia. El presente documento contiene un manual de guías de laboratorio para la verificación experimental de los conceptos fundamentales de la electrónica analógica discreta, de forma que puede emplearse como una herramienta valiosa para abarcar estudios de electrónica.

Para comprender los conceptos y adquirir las competencias que la electrónica requiere, los cursos que se imparten deben

poseer un fuerte componente experimental, por lo tanto, desde las primeras experiencias, se trabaja en el manejo y cuidado de los equipos de medición así como también en los conceptos de metrología necesarios para una realización de las prácticas. De esta manera, se busca que los estudiantes tengan bases conceptuales sólidas para la obtención de datos confiables en las mediciones y buenos resultados con las prácticas.

El objetivo principal, por tanto, es dotar al alumno de las herramientas necesarias para realizar e interpretar circuitos electrónicos. El manual consta de seis (6) prácticas de laboratorio donde cada una de ellas se subdivide en: objetivos, materiales y equipos necesarios para su desarrollo, una parte teórica o fundamento teórico, se identifican los materiales a utilizar (equipo, unidad, rangos de escala, etc.) y el análisis e interpretación de los datos obtenidos con sus conclusiones. También hay una teoría recomendada para que el alumno profundice previamente los conceptos y de esta manera pueda obtener mejores resultados en el momento de desarrollar la práctica.

Reglamento interno del laboratorio de electrónica

Los alumnos que realicen prácticas de laboratorios correspondientes a las asignaturas de electrónica, como circuitos electrónicos, electrónica analógica, electrónica digital y microprocesadores, entre otros, deben tener en cuenta las normas contenidas

en el presente reglamento:

1. El manual de prácticas de laboratorio puede ser adquirido con el docente a cargo de la asignatura o en la Editorial Neogranadina. Los estudiantes son responsables por la adquisición del material necesario para cada práctica. Para esto deben revisar previamente el manual y la bibliografía sugerida, además deberán preparar un pre-informe para realizar la experiencia en su grupo de trabajo.
2. Se espera la puntualidad en el ingreso a la sala de prácticas. Pasados diez minutos de la hora de inicio no se permitirá el ingreso al laboratorio y por tanto la práctica se acumulará para la siguiente entrega, esto desde que la ausencia sea justificada.
3. En la primera sesión el docente distribuirá a los estudiantes en grupos de trabajo.
4. Los equipos de laboratorio se devolverán al auxiliar en el mismo estado en que se recibieron.
5. En caso de daño por negligencia o pérdida de algún equipo, el mismo deberá reponerse con uno de la misma calidad y referencia.
6. En caso de alguna duda en el montaje, el estudiante podrá consultar al profesor. Durante la práctica el profesor

supervisa y evalúa el desempeño de cada estudiante.

7. El estudiante debe redactar su informe en forma clara y legible.
8. Cuando el estudiante falte por causa justificada, debe acreditarla, siguiendo el conducto establecido en el reglamento estudiantil para los exámenes supletorios, y podrá recuperarse en la fecha y hora acordada con el profesor, previa presentación de la autorización del supletorio.
9. El retiro no autorizado del aula se considera como inasistencia. Las visitas durante las experiencias están prohibidas.

Recomendaciones de seguridad en el laboratorio

Toda actividad práctica para desarrollar en un laboratorio presenta riesgos y por tanto existe propensión a accidentes, por esto es de suma importancia la elaboración y aplicación de procedimientos, normas de seguridad y buenas prácticas, con el fin de evitar o disminuir el impacto de un posible accidente o incidente, asegurando la integridad de las personas, equipos e instalaciones. Un accidente puede ser definido como un acontecimiento ocurrido por el ejercicio de actividades en laboratorio que causa daños personales. Puede provocar lesión corporal o perturbación funcional que causa la muerte, la pérdida o reducción permanente o

temporal de la capacidad para el trabajo. De otro lado, un incidente puede ser definido como un acontecimiento ocurrido por el ejercicio de actividades en laboratorio acarreado daños de cualquier tipo a máquinas y equipos, principio de incendio y otros siniestros, sin víctimas.

El desarrollo de las prácticas propuestas en este texto no representa un riesgo para la vida de los estudiantes; sin embargo, se recomienda tener en cuenta las precauciones necesarias para el manejo de las variables eléctricas y estar atento a las instrucciones del profesor. En los laboratorios de electrónica el tipo de accidente con más probabilidad de suceder si no se toman medidas de prevención son los choques eléctricos, los cuales se presentan siempre que una determinada corriente eléctrica recorre el cuerpo humano. Dependiendo de la situación, un choque puede causar apenas un pequeño hormigueo, quemaduras de tercer grado o en caso extremo puede causar la muerte.

Como se mencionó anteriormente, los accidentes de origen eléctrico pueden provocar daños sobre las personas o sobre la infraestructura. Sin embargo, la mayoría de los accidentes tienen su origen en una falla humana. Estos accidentes podrían evitarse si los involucrados conocieran y practicaran las normas básicas de seguridad.

Cuando la corriente eléctrica recorre el cuerpo humano, interfiere las corrientes internas de origen biológico, produciendo la

sensación de hormigueo. Para que un choque ocurra, debe existir una diferencia de potencial entre dos puntos distintos del cuerpo humano, o sea, entre mayor sea a diferencia de potencial, mayor será la corriente eléctrica; como consecuencia, el choque también será mayor. Generalmente, uno de esos puntos son los pies, que están en contacto con el piso, y el otro punto es el que entra en contacto con algún aparato eléctrico o conductor eléctrico. La intensidad de la corriente eléctrica depende de algunos factores relevantes como, por ejemplo, el voltaje y la resistencia eléctrica del camino recorrido por la corriente eléctrica en el cuerpo. La resistencia del cuerpo humano sufre variación de persona en persona y también depende de las condiciones de la piel de cada uno. Cuando el cuerpo humano está mojado, su resistencia es menor en comparación a cuando está seco. Debemos percibir que los daños que son causados por los choques están más relacionados con la corriente eléctrica que con el voltaje. Pueden ocurrir choques que llevan consecuencias graves con voltajes a partir de 12 V.

La electricidad daña los tejidos al transformarse en energía térmica. El daño en los tejidos no ocurre únicamente en el lugar de contacto con la piel, sino que puede abarcar a tejidos u órganos subyacentes a la zona de entrada o de salida de la corriente.

Cuando una corriente eléctrica pasa por el cuerpo humano, este es apto para sentir efectos como: pequeño hormigueo, dolores,

espasmos musculares, contracciones musculares, alteración en la frecuencia cardíaca, paro respiratorio, quemaduras y muerte. Los daños son provenientes del hecho de que el movimiento de los músculos y las transmisiones de señales nerviosas ocurren por el paso de pequeñas corrientes eléctricas. Hay que recordar que otro factor que puede causar daños al cuerpo humano es el camino que la corriente hace. El hecho de circular corriente por el corazón, que es un músculo, causa los espasmos que alteran el ritmo cardíaco, dejándolo irregular. Los choques más peligrosos ocurren cuando una persona agarra con las dos manos un conductor eléctrico, pues el camino a ser recorrido por la corriente eléctrica queda más próximo del corazón.

El grado de lesión depende de varios factores, entre los que se pueden citar:

- Intensidad de la corriente (en amperios), la cual, a su vez, depende del voltaje y de la resistencia de los tejidos al paso de la corriente (intensidad = voltaje / resistencia). Habrá más daño a mayor voltaje y menor resistencia. Las lesiones más severas se producen por corrientes de alto voltaje (mayor de 1.000 V), pero una descarga “doméstica” con una corriente alterna de 110 V puede ser mortal. La resistencia de los tejidos es variable. Según el trayecto de la corriente a través del cuerpo, si se pueden identificar los puntos de entrada y de salida (se hallará carbonización de la piel,

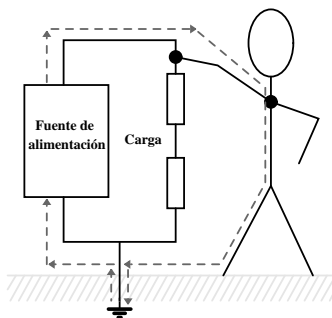
denominada necrosis coagulativa), se puede sospechar el pronóstico y la gravedad del proceso valorando los tejidos que han podido ser dañados por la corriente. Recordemos que los tejidos más superficiales se enfriarán antes que los profundos, por los que el calentamiento puede ocasionar lesiones más graves. En general, son peores los trayectos “horizontales” (por ejemplo, brazo-brazo), que los verticales (como hombro-pierna). Según la duración del contacto con la corriente, a mayor tiempo de exposición, peores consecuencias. Además hay que tener en cuenta que la corriente alterna suele producir más daños que la corriente directa.

Riesgo eléctrico

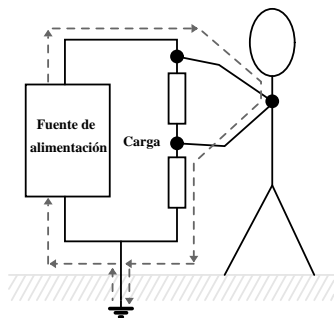
El riesgo eléctrico consiste en la posibilidad de circulación de la corriente eléctrica a través del cuerpo humano. Para que esto ocurra, el cuerpo debe formar parte de un circuito eléctrico. Algunos ejemplos se muestran en la Fig. 1.

La posibilidad de recibir una descarga eléctrica depende en gran medida del contacto con un suministro de energía, estos contactos pueden ser:

- **Contacto directo:** contacto con las partes activas del equipo que están diseñadas para manejar corriente (cables, contactos, clavijas, barras de distribución, etc).



(a)



(b)

Fig. 1. Ejemplos de conexión de un operador en un circuito eléctrico. Fuente: elaboración propia.

- **Contacto indirecto:** contacto con las partes que habitualmente no están diseñadas para manejar corriente, pero que pueden quedar en tensión por algún defecto o deterioro.

En la Tabla 1 se presentan las diferencias entre alta y baja tensión, incluyendo informaciones importantes y advertencias en presencia de cada una.

TABLA 1. Comparación entre alta y baja tensión. Fuente: elaboración propia.

Alta tensión	Baja tensión
<p>Se considera instalación de alta tensión eléctrica aquella que genere, transporte, transforme, distribuya o utilice energía eléctrica con tensiones superiores a los siguientes límites:</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Corriente alterna: superior a 1.000 voltios. ▪ Corriente continua: superior a 1.500 voltios. <p>Este tipo de tensión puede matar por destrucción de órganos vitales o por asfixia.</p> <p>Las líneas de alto voltaje que conducen electricidad para su casa también pueden causar choques eléctricos mortales. Normalmente, cada línea</p>	<p>Según el Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión, se considera instalación de baja tensión eléctrica aquella que distribuya o genere energía eléctrica para consumo propio y a las receptoras en los siguientes límites de tensiones nominales:</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Corriente alterna: igual o inferior a 1.000 voltios. ▪ Corriente continua: igual o inferior a 1.500 voltios. <p>Este tipo de voltaje puede ocasionar la muerte por fibrilación cardíaca.</p>

<p>conduce por lo menos 7.200 voltios, más que suficiente para causar la muerte o un daño muy serio.</p> <p>La medición del alto voltaje se realiza mediante sondas o puntos de alto voltaje, lo que resulta costoso.</p> <p>Este tipo de voltaje lo encontramos en un televisor, en el magnetrón de un horno microondas, líneas de alto voltaje aéreas, etc.</p> <p>Se debe mantener una distancia alrededor de unos 3,5 metros de la fuente de alto voltaje; tanto los objetos como a la misma persona. Trabajar solo si la fuente está desconectada.</p>	<p>La baja tensión se utiliza para el uso doméstico, riego agrícola, alumbrado público, bombeo de aguas potables, etc.</p> <p>La medición de este voltaje suele realizarse mediante un voltímetro.</p> <p>A pesar de que este tipo de tensión resulta peligroso, no resulta necesario que la persona o los objetos se mantengan a gran distancia, ya que no forman campos magnéticos como los que forman aquellos de alta tensión.</p>
---	--

Se ha demostrado experimentalmente que es la intensidad que atraviesa el cuerpo humano y no la tensión la que puede ocasionar lesiones debido al accidente eléctrico como se muestra en la Tabla 2.

TABLA 2. Efectos sobre el cuerpo humano de acuerdo a la intensidad de corriente. Fuente: elaboración propia.

Rango de corriente [mA]	Efectos
1-10	Imperceptible para el hombre. Sensación de hormigueo. La corriente no es mortal. El sujeto logra normalmente desprenderse del contacto.
10-20	Contracción muscular, aumento de tensión sanguínea, dolor, hormigueo fuerte.
20-100	Posible perturbación en el ritmo cardíaco y respiratorio. Posibilidad de parálisis cardíaca y respiratoria.
100-200	Fibrilación.
Mayor a 200	Especialmente peligrosa. Puede ocasionar fibrilación ventricular de consecuencias mortales y quemaduras.

Capítulo 1

El diodo y sus aplicaciones

En este capítulo se presenta un marco teórico breve sobre la unión pn que conforma el diodo, su polarización, modelado y aplicaciones, junto a una propuesta de práctica de laboratorio para reforzar, mediante simulación e implementación de circuitos, los principales conceptos expuestos. Inicialmente se espera reforzar el concepto de la tensión intrínseca del diodo y caracterizar su valor usando el multímetro, de esta forma el diodo podrá ser polarizado adecuadamente y usado para implementar circuitos para diferentes aplicaciones. Entre las aplicaciones propuestas se encuentran un circuito limitador de tensión, un rectificador de onda completa y un regulador básico. Para finalizar la práctica se propone el diseño de una fuente regulada de tensión usando diodos zener.

Laboratorio 1

El diodo y sus aplicaciones

1.1. Objetivos y competencias a desarrollar

Objetivos

- Identificar las diferentes regiones de operación de un diodo semiconductor de acuerdo a su polarización.
- Diseñar, simular e implementar circuitos con diodos para verificar su desempeño como limitador, rectificador y regulador de tensión.

Competencias a desarrollar

- Identifica diferentes tipos de diodos y su campo de aplicación.
- Formula matemáticamente el problema de diseño de un circuito con diodos de acuerdo a las especificaciones dadas.
- Selecciona e identifica topologías o configuraciones de circuitos limitadores, rectificadores y reguladores.

- Verifica mediante simulaciones los parámetros de desempeño de circuitos con diodos.

1.2. Marco teórico

1.2.1. La unión pn (el diodo)

La unión se forma al introducir dopantes tipo n y tipo p en dos regiones adyacentes dentro de un material semiconductor (Fig. 1.1). A esta unión también se le conoce como diodo y es uno de los dispositivos semiconductores más simples con gran cantidad de aplicaciones. De acuerdo a la tensión que se aplique sobre la unión, esta puede encontrarse en equilibrio, polarización inversa o polarización directa.

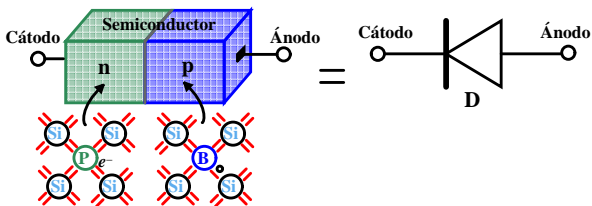


Fig. 1.1. Unión pn: estructura física y símbolo eléctrico. Fuente: elaboración propia.

Unión pn en equilibrio

Un diodo se encuentra en **equilibrio** cuando no tiene conectado nada en sus terminales. En esta condición, las corrientes de difusión generadas por el gradiente de concentración entre las regiones n y p son canceladas por las corrientes de deriva producto del campo eléctrico generado en la zona de agotamiento. Este campo eléctrico genera la barrera de potencial o potencial intrínseco (V_o) en los diodos que depende de las concentraciones de dopantes de los lados p y n, respectivamente.

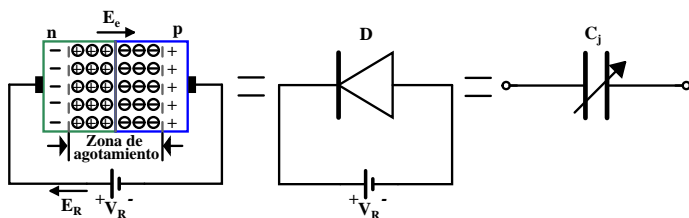


Fig. 1.2. Unión pn polarizada inversamente. Fuente: elaboración propia.

Unión pn en polarización inversa

Un diodo está **polarizado inversamente** cuando la tensión del cátodo es mayor a la tensión de ánodo (Fig. 1.2). En esta condición, el campo eléctrico de la fuente (E_R) se suma al campo eléctrico de la zona de agotamiento E_e , aumentando el tamaño de

la misma e impidiendo el flujo de corriente eléctrica. Polarizado inversamente el diodo se comporta como un capacitor variable controlado por la tensión aplicada (varactor).

Unión pn en polarización directa

Un diodo se encuentra **polarizado directamente** cuando la tensión del ánodo es mayor a la tensión del cátodo (Fig. 1.3).

En esta condición el campo eléctrico generado por la tensión V_f se opone al campo eléctrico en equilibrio E_e permitiendo de nuevo el flujo de las corrientes de difusión. Polarizado directamente, el diodo permite el flujo de corriente la cual se expresa mediante la ecuación (1.1).

$$I_D = I_s \left(e^{\frac{V_f}{V_T}} - 1 \right) \approx I_s \cdot e^{\frac{V_f}{V_T}} \quad (1.1)$$

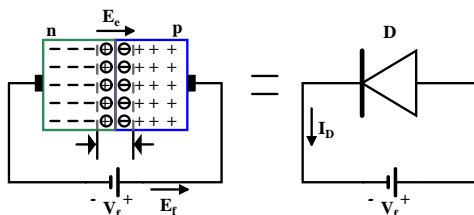


Fig. 1.3. Unión pn polarizada directamente. Fuente: elaboración propia.

En la ecuación, I_s es una constante conocida como corriente de saturación reversa que depende principalmente de las dimensiones y dopajes en la unión, y V_T es la tensión térmica, la cual varía con la temperatura y a 300 K es aproximadamente 26 mV.

1.2.2. Modelado en gran señal del diodo

Para modelar el comportamiento del diodo en gran señal existen tres modelos fundamentales, el modelo exponencial, el modelo de tensión constante y el modelo ideal (Fig. 1.4).

Modelo exponencial

En el modelo exponencial de la Fig. 1.4(a): la corriente para cualquier valor de tensión que soporta el diodo está representada por la ecuación (1.1). Es la expresión más exacta para analizar el comportamiento del diodo; sin embargo, en sistemas de varias mallas o nodos lleva a sistemas de ecuaciones no lineales cuya solución es tediosa.

Modelo de tensión constante

En este modelo (Fig. 1.4(b)), se asume el diodo como un diodo ideal en serie con una fuente de valor $V_{D,on}$. Este modelo se extrae de considerar que una vez V_D alcanza un cierto valor en el modelo exponencial, la corriente continúa variando mientras

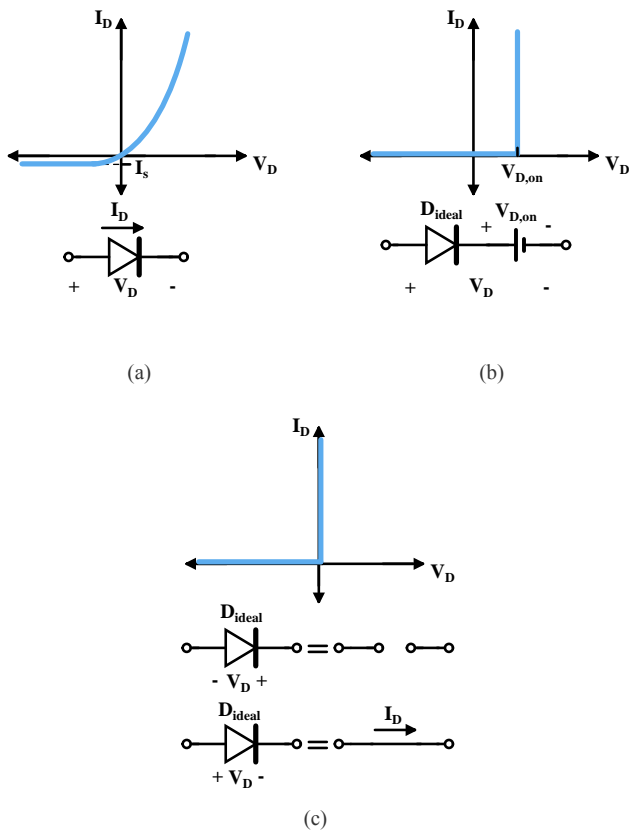


Fig. 1.4. Modelos del diodo: (a) exponencial, (b) tensión constante, (c) ideal. Fuente: elaboración propia.

V_D se mantiene casi constante. Este modelo lleva a sistemas de ecuaciones lineales, introduce errores tolerables y por eso es el más usado para el análisis de circuitos con diodos.

Modelo ideal

El modelo del diodo ideal (Fig. 1.4(c)) considera el diodo como un interruptor. Este modelo introduce errores considerables pero permite la inspección rápida de la operación de un circuito.

1.2.3. Aplicaciones del diodo

Los diodos se usan en una gran cantidad de aplicaciones; entre las más conocidas se encuentran los circuitos rectificadores, los reguladores de tensión y los limitadores.

Rectificadores

Un circuito rectificador se encarga de convertir una señal de corriente alterna (AC) a una de corriente continua (DC). Los rectificadores más conocidos son el de media onda y onda completa.

1. **Rectificador de media onda:** este rectificador se muestra en la Fig. 1.5. El diodo se encarga de eliminar el ciclo negativo de la señal alterna de entrada. Durante el ciclo positivo el capacitor C_1 se carga y en el negativo ocurre la

descarga a través de la resistencia de carga R_L , obteniendo el comportamiento de la figura.

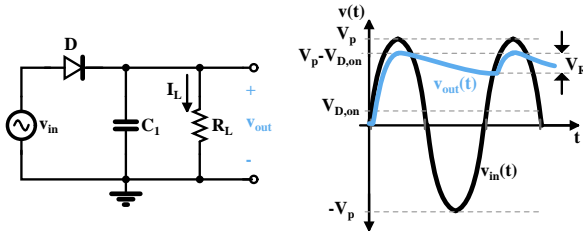


Fig. 1.5. Rectificador de media onda: circuito y comportamiento. Fuente: elaboración propia.

Para que el tiempo de descarga del capacitor sea mayor y así obtener una mejor rectificación, el valor de C_1 (capacitor de suavizado) debe ser alto. A la diferencia entre el valor pico de la señal de salida ($V_p - V_{D,on}$) y el mínimo alcanzado durante la descarga se le conoce como tensión de rizo (V_R) y se expresa como:

$$V_R = \frac{V_p - V_{D,on}}{R_L C_1 f_{in}} \quad (1.2)$$

donde V_p y f_{in} son el valor pico y la frecuencia de la señal de entrada, y si

$$I_L = \frac{V_p - V_{D,on}}{R_L} \quad (1.3)$$

entonces,

$$V_R = \frac{I_L}{C_1 f_{in}} \quad (1.4)$$

donde I_L es la corriente de carga.

2. **Rectificador de onda completa:** este rectificador disminuye el rizo al disminuir el tiempo de descarga del capacitor, mediante la inversión del ciclo negativo de la señal de entrada, en vez de anularlo (Fig. 1.6).

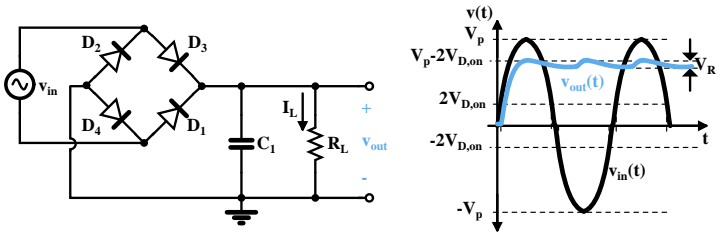


Fig. 1.6. Rectificador de onda completa: circuito y comportamiento. Fuente: elaboración propia.

El rizo para este rectificador se expresa mediante la expresión (1.5).

$$V_R = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_p - 2V_{D,on}}{R_L C_1 f_{in}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_L}{C_1 f_{in}} \quad (1.5)$$

Las ecuaciones para V_R son bastante precisas, si el valor del rizo es inferior al 10% del valor pico de la señal de entrada.

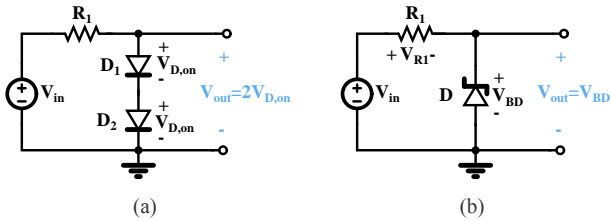


Fig. 1.7. Reguladores de tensión: (a) con diodos regulares, (b) con diodos Zener. Fuente: elaboración propia.

Reguladores de tensión

Un regulador es un circuito que se encarga de mantener una tensión DC a la salida constante en presencia de variaciones de la tensión DC de entrada y la corriente de carga. En la Fig. 1.7 se presentan dos tipos de reguladores, uno aprovechando la tensión $V_{D,on}$ del diodo, y el otro aprovechando la región de ruptura mediante un diodo zener. El desempeño de un regulador se mide principalmente mediante la regulación de línea (LR) y la regulación de carga (RL_{oad}). La regulación de línea permite determinar la variación de la tensión de salida debido a variaciones de la tensión de entrada,

$$LR = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} \quad (1.6)$$

por otro lado, la regulación de carga permite determinar la variación de la tensión de salida debido a variaciones en la corriente

de carga.

$$RL_{oad} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_L} \quad (1.7)$$

Limitadores

Un limitador es un circuito que fija un nivel máximo (en valor absoluto) o umbral de señal tolerable. Por debajo de dicho nivel, la salida del circuito equivale a la entrada; sin embargo, si el nivel de entrada excede el umbral, la salida quedará limitada al valor máximo definido. En la Fig. 1.8 se muestra un circuito limitador y su respuesta ante una señal senoidal de valor pico V_p .

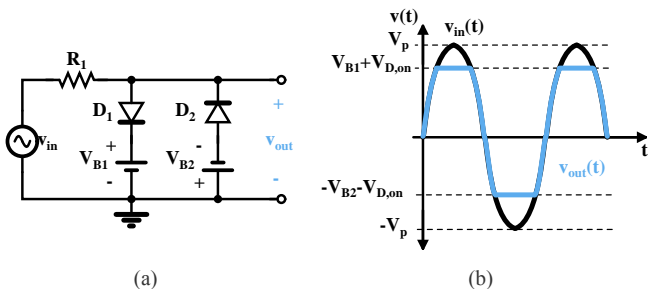


Fig. 1.8. Circuito limitador: (a) esquemático, (b) respuesta en el tiempo. Fuente: elaboración propia.

1.3. Materiales y campos de aplicación

Materiales, instrumentos, *software* y equipos a utilizar

- 8 diodos 1N4007 y 2 diodos zener de 5,6 V.
- Resistencias de 1/2 Watt: 2 de 1 K Ω , 2 de 51 Ω , 2 de 510 Ω y 2 de 10 Ω .
- Capacitores de más de 20 V: 1 de 10 μ F y 1 de 47 μ F.
- Potenciómetros de 1 K Ω .
- Multímetro.
- Fuente de voltaje.
- Cables de conexión.
- Caimanes.
- *Protoboard*.
- Materiales para circuito impreso.
- LTspice, ORCAD, Proteus o simulador de preferencia.

Campos de aplicación

- Electrónica.

- Sensórica.
- Electrónica de potencia.

1.4. Actividades y procedimientos

Preguntas previas al desarrollo de la práctica

- ¿Qué representa la tensión intrínseca del diodo?
- ¿En que regiones de operación puede polarizarse un diodo?
- Describir brevemente la operación de un circuito rectificador, un regulador de voltaje y un limitador de tensión.
- ¿Cómo puede disminuirse la tensión de rizo en un rectificador? Justificar.
- Investigar y documentar brevemente el principio de funcionamiento de un diodo zener.

Procedimiento

- 1) Usando el multímetro, medir la tensión intrínseca $V_{D,on}$ de cada uno de los diodos 1N4007 y reportarla en la Tabla 1.1. Además, representar gráficamente el diodo medido identificando sus terminales. La medición del potencial intrínseco se realiza en la opción de diodo del multímetro.

TABLA 1.1. Valores medidos de tensión intrínseca del diodo.

Diodo	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	D_7	D_8
$V_{D,on}$								

- 2) Para el circuito de la Fig. 1.9, si D_1 y D_2 son diodos 1N4007:
- Usando el valor promedio para $V_{D,on}$ obtenido en el ítem anterior, con $R_1 = R_2 = 1 \text{ K}\Omega$ y D_Z es un diodo zener de 5,6 V, extraer teóricamente y representar gráficamente la característica entrada-salida del circuito.
 - Considerando los valores dados en a), simular la tensión de salida del circuito al variar la tensión de entrada entre -10 V y 10 V en pasos de 0,01 V, y reportar el gráfico obtenido.

TABLA 1.2. Valores medidos de V_{out} del circuito.

V_{in}	-10	-8	-5	-3	0	2	4	5,5	5,7	6	8	10
V_{out}												

- Realizar la implementación del circuito en la *proto-board* usando los valores dados en a) y una fuente DC para V_{in} . Variar la fuente como se indica en la Tabla 1.2 y medir V_{out} . Reportar los datos obtenidos y generar la gráfica de estos puntos.

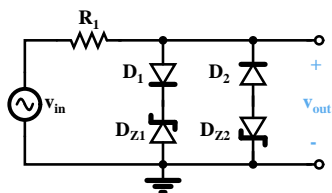


Fig. 1.9. Circuito a implementar.

- d) Los gráficos obtenidos en a), b) y c) son similares? ¿Qué tipo de circuito tiene una característica entrada-salida similar?
- e) Si V_{in} es una señal senoidal de $10 V_p$ y frecuencia de 1 KHz aplicada con el generador de señales, visualizar las señales de entrada y salida en el osciloscopio y reportarlas. ¿La señales corresponden con la característica entrada-salida obtenida en los numerales anteriores?
- 3) Realizar el montaje del rectificador de onda completa de la Fig. 1.10. Si los diodos son 1N4007, $R_1=1 \Omega$, $R_L=510 \Omega$ y $C_1=10 \mu F$:
- a) Calcular teóricamente la tensión de rizo y simular el circuito para verificar el valor obtenido usando una señal senoidal de entrada de $10 V_p$ y 1 KHz de frecuencia.
- b) Implementar el circuito en *protoboard* y con el generador de señales configurar una señal senoidal de entrada de

10 V_p y 1 KHz de frecuencia. Observar en el osciloscopio las señales de entrada y salida, medir la tensión de rizo, y comparar las señales obtenidas y el valor del rizo con los obtenidos en el ítem anterior.

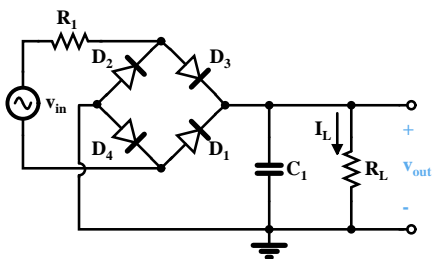


Fig. 1.10. Circuito rectificador a implementar.

- c) Reemplazar el condensador por uno de 47 μF y reportar los nuevos valores calculado, simulado y medido de la tensión de rizo.
 - d) Usando el capacitor de 10 μF , aumentar la frecuencia de la señal de entrada a 5 KHz y verificar en el osciloscopio la tensiones de entrada y salida. ¿Qué sucedió con la tensión de rizo respecto al ítem b)? Justificar.
- 4) Realizar el montaje del circuito de la Fig. 1.11 usando diodos 1N4007, un zener de 5,6 V, $R_1=10 \Omega$, $R_L=510 \Omega$ y $C_1=100 \mu\text{F}$.

- Aplicar con el generador de señales una tensión de entrada senoidal de $9 V_p$ y 1 KHz de frecuencia, visualizar la tensión de salida y medir el valor medio de esta.
- Variar el valor pico de la entrada en $\pm 1 V$ y verificar V_{out} . Reportar en la Tabla 1.3 el valor medio de V_{out} medido y calcular la regulación de línea.

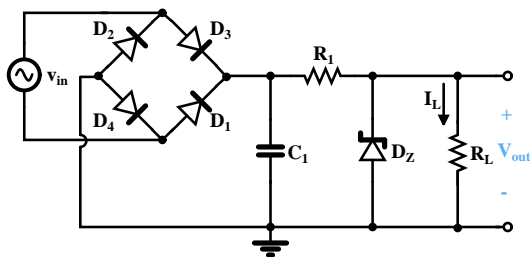


Fig. 1.11. Circuito regulador a implementar.

TABLA 1.3. Valores medio de V_{out} medidos en el circuito.

V_{in} [V_p]	8	9	10
V_{out} [V]			

Ejercicio de diseño

Diseñar una fuente regulada de voltaje de 12 V usando diodos zener, con un factor de rizo menor al 3 % en el capacitor, un factor

de regulación menor al 5 % y una carga variable entre 50 Ω y 100 Ω . Reportar los cálculos, las simulaciones realizadas, y el diseño del circuito impreso (PCB). Se recomienda prestar atención a la potencia disipada en cada uno de los dispositivos a usar para realizar una correcta selección de los mismos.

1.5. Bibliografía de consulta

- [1] A. Sedra, y K. Smith. “Diodos”, en *Microelectronic Circuits*, 7ma ed. New York: Oxford University Press, 2015, pp. 174-229.
- [2] R. L. Boylestad, y L. Nashelsky. “Diodos Semiconductores”, en *Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, 10ma ed. México, D. F.: Pearson Educación, 2009, pp. 1-49.
- [3] D. Neamen. “Materiales semiconductores y diodos”, “Circuitos con diodos”, en *Dispositivos y circuitos electrónicos*, 4ta ed. New York: McGrawHill, 2012, pp. 9-108.
- [4] B. Razavi. “Basic Physics of Semiconductors”, “Diode Models and Circuits”, en *Fundamentals of Microelectronics*, 2da ed. Los Angeles: Wiley, 2014, pp. 36-113.

Capítulo 2

Polarización de transistores

En este capítulo se presenta un marco teórico con los principales conceptos sobre los transistores bipolares (BJT) y los transistores de efecto de campo (FET), sus regiones de operación, y algunos métodos existentes para su polarización, además de una propuesta de práctica de laboratorio para reforzar mediante la simulación e implementación de circuitos los conceptos expuestos. De los circuitos a implementar y los procedimientos propuestos, se espera lograr caracterizar los principales parámetros de los transistores que se encuentran en su hoja de datos, para así poder estimar teóricamente su punto de operación y mantener este punto usando alguno de los métodos de polarización expuestos. Para finalizar la práctica se propone el diseño de diferentes circuitos con transistores para el control de giro de motores.

Laboratorio 2

Polarización de transistores BJT y MOSFET

2.1. Objetivos y competencias a desarrollar

Objetivos

- Identificar las regiones de operación de transistores de unión bipolar (BJT) y de efecto de campo (FET).
- Diseñar, simular e implementar circuitos con transistores usando diferentes técnicas de polarización.
- Investigar, diseñar, simular e implementar un circuito puente H.

Competencias a desarrollar

- Identifica diferentes tipos de transistores y sus características.
- Formula matemáticamente el problema de diseño de un circuito con transistores de acuerdo a las especificaciones dadas.
- Selecciona el tipo de polarización adecuado para un circuito con transistores dependiendo de la aplicación.
- Verifica mediante simulaciones el punto de operación de circuitos con transistores.

2.2. Marco teórico

Los transistores son dispositivos semiconductores cuyos principales usos son como interruptores (especialmente en circuitos digitales) y como amplificadores (en el dominio analógico). La segunda aplicación se obtiene de aprovechar que el transistor puede modelarse como una fuente de corriente controlada por tensión y puede demostrarse que estas pueden amplificar. Existen dos tipos principales de transistores, el transistor de unión bipolar o BJT y el transistor de efecto de campo o FET.

2.2.1. El transistor de unión bipolar BJT

El transistor bipolar consiste de tres regiones dopadas que forman un sándwich. Se pueden encontrar dos tipos de configuraciones de estos dopajes, **npn** (Fig. 2.1(a)) y **pnp** (Fig. 2.1(c)), cuyos símbolos eléctricos se representan en las Fig. 2.1(b) y 2.1(d). El BJT posee tres terminales (uno por cada dopaje), el **emisor (E)** que corresponde a una región altamente dopada ($n+$ o $p+$) y se encarga de emitir portadores de carga (terminal con la flecha en el símbolo); el **colector (C)** que se encarga de coleccionarlos o absorberlos; y la **base (B)** que es un región levemente dopada, con un área muy pequeña (en comparación con el emisor y el colector), y controla la cantidad de portadores que pasan de emisor a colector. Se conoce como transistor bipolar porque las corrientes a través del dispositivo (generadas por difusión) son producto del flujo de electrones y huecos.

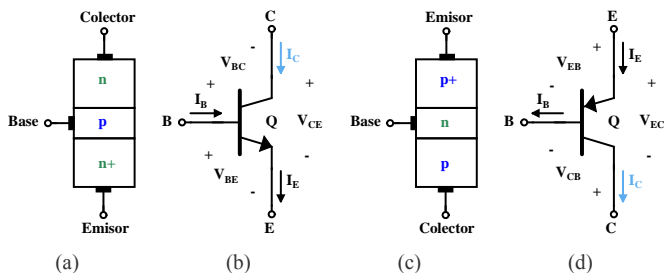


Fig. 2.1. Transistores BJT: (a) estructura física npn, (b) símbolo eléctrico npn, (c) estructura física pnp y (d) símbolo eléctrico pnp. Fuente: Elaboración propia.

Operación y característica I-V

De acuerdo a la polarización de las uniones Base-Emisor (BE) y Base-Colector (BC) se determina la región de operación del transistor. La unión Base-Emisor determina si hay emisión de portadores, por lo tanto, si se polariza inversamente, por el transistor no circula corriente y se dice que está en **corte**. Por otro lado, si esta unión se polariza directamente, hay flujo de corriente y dependiendo de la polarización de la unión BC el transistor puede operar en **región activa** o en **saturación**. Si la unión BC es polarizada inversamente el transistor se encuentra en **región activa**, y si se encuentra polarizada directamente el transistor está en **saturación**. En región activa la corriente de colector del transistor puede expresarse como:

$$I_C = I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (2.1)$$

donde I_s es la corriente de saturación reversa al igual que en los diodos; V_T es la tensión térmica y V_{BE} es la tensión Base-Emisor.

En región activa el BJT se usa para amplificar señales y las corrientes de base y emisor pueden expresarse mediante las ecuaciones (2.2) y (2.3).

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (2.2)$$

$$I_E = I_C + I_B \quad (2.3)$$

A β se le conoce como la ganancia de corriente, y entre mayor sea el valor de esta, mejor el desempeño del transistor como amplificador.

Por otro lado, cuando el transistor se encuentra en saturación, al estar polarizadas directamente las uniones BE y BC, la base debe entregar corriente tanto a colector como emisor, luego la corriente de base

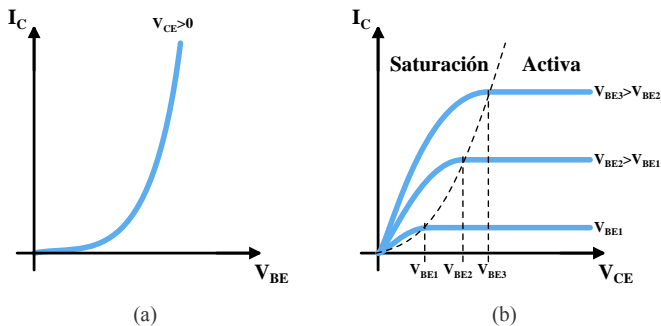


Fig. 2.2. Características I-V del BJT npn: (a) I_C Vs V_{BE} y (b) I_C Vs V_{CE} . Fuente: Elaboración propia.

aumenta, lo que representa un decremento en el valor de β , y por lo tanto el transistor en saturación no es un buen amplificador.

De acuerdo a las regiones de operación, la característica I-V del transistor bipolar se representa en la Fig. 2.2.

2.2.2. El transistor de efecto de campo FET

El FET (*Field-Effect Transistor*) es un transistor cuyo flujo de corriente es unipolar (producto del flujo de electrones o huecos) generado por el campo eléctrico producto de la tensión de polarización (corriente por deriva). Consta de tres terminales: el **surtidor (S)** que se encarga de surtir portadores de carga, el **drenador (D)** que drena o absorbe las cargas enviadas por el surtidor, y la **puerta (G)** que define la cantidad de portadores que pasan de surtidor a drenador. Entre los transistores de efecto de campo más conocidos se encuentran el JFET, el MOSFET y el MESFET, sin embargo el MOSFET es el transistor más usado en la actualidad debido a los avances en los procesos de fabricación de circuitos integrados.

El MOSFET

El transistor de efecto de campo de Metal-Óxido-Semiconductor (MOSFET) está conformado por una material semiconductor dopado (sustrato) en el cual se realizan dos difusiones o regiones altamente dopadas con portadores minoritarios del material. En el MOSFET, el material conductor de la puerta está separado del sustrato por un material dieléctrico (óxido), a lo cual se le conoce como la estructura MOS, que

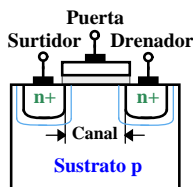
es un sándwich Metal-Óxido-Semiconductor, básicamente un condensador. Consecuencia de lo anterior, en frecuencias bajas el MOSFET no posee una corriente de puerta y la única corriente que circula a través del dispositivo fluye de drenador a surtidor (I_D). Existen dos tipos de MOSFET, el de enriquecimiento cuyo canal de conducción debe formarse aumentando la tensión de puerta, y el de empobrecimiento o agotamiento cuyo canal está formado desde su fabricación mediante un dopaje.

MOSFET de enriquecimiento

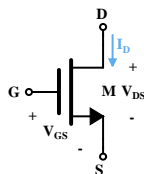
El MOSFET de enriquecimiento es un transistor cuya puerta está separada del sustrato o material semiconductor a través de un material dieléctrico (Fig. 2.3(a) y 2.3(c)). Al aumentar la tensión de puerta, las cargas de la tensión aplicada se acumulan en la interfaz entre el óxido y la puerta, atrayendo a los portadores minoritarios del material semiconductor (sustrato). Estos portadores se acumulan en el espacio presente entre las difusiones que forman el drenador y el surtidor, generando un canal de portadores que reduce la resistividad del sustrato. Al formarse el canal, mediante una tensión drenador-surtidor, es posible generar un flujo de portadores (corriente eléctrica) de surtidor a drenador. Dependiendo del dopaje del sustrato y las difusiones, existen dos tipos de transistores, los MOSFET NMOS y los PMOS cuyas estructuras físicas y símbolos eléctricos se presentan la Fig. 2.3.

Operación y característica I-V

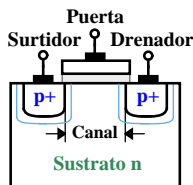
Dependiendo de las diferencias de tensión aplicadas entre los terminales puerta-surtidor (V_{GS}) y drenador-surtidor (V_{DS}), y de tres parámetros



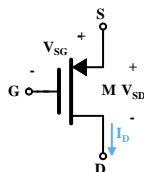
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 2.3. Transistores MOSFET de enriquecimiento: (a) estructura física NMOS, (b) símbolo eléctrico NMOS, (c) estructura física PMOS y (d) símbolo eléctrico PMOS. Fuente: Elaboración propia.

característicos del transistor, el MOSFET puede polarizarse para operar en **corte** (apagado, no hay canal formado), en **saturación** (amplifica), o en **triodo** (lineal u óhmica). Los parámetros característicos mencionados se encuentran comúnmente en la hoja de datos (*datasheet*) del transistor y corresponden a la **tensión de umbral** ($V_{TH} = V_{GS(TH)}$) que indica el valor de V_{GS} para el cual se forma el canal, y la **tensión y corriente de encendido** ($V_{GS(on)}$ e $I_{D(on)}$ respectivamente). Como se observa en la Fig. 2.4, se considera que el transistor entra en saturación cuando

$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$, y está en triodo cuando $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$.

En saturación, la corriente de drenador se expresa como:

$$I_D = K (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (2.4)$$

donde K depende de valores dados en la hoja de datos del transistor de acuerdo a la ecuación (2.5).

$$K = \frac{I_{D(on)}}{(V_{GS(on)} - V_{TH})^2} \quad (2.5)$$

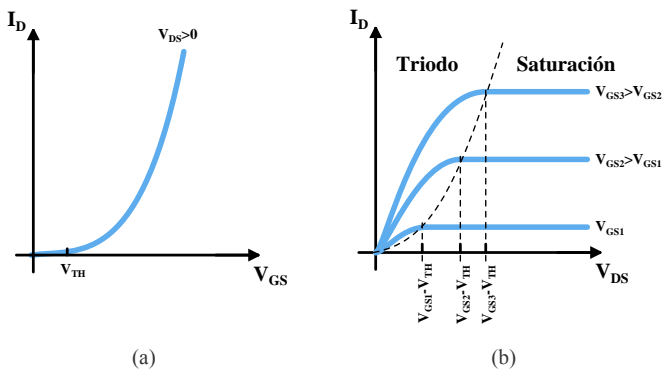


Fig. 2.4. Características I-V del MOSFET de enriquecimiento NMOS: (a) I_D Vs V_{GS} y (b) I_D Vs V_{DS} . Fuente: Elaboración propia.

MOSFET de empobrecimiento o agotamiento

A diferencia del transistor de enriquecimiento, el MOSFET de empobrecimiento tiene el canal formado desde su fabricación mediante una región dopada con portadores minoritarios (respecto al sustrato) ubicada entre las regiones de drenador y surtidor (Fig. 2.5(a) y 2.5(c)). Consecuencia de lo anterior, no se necesita de una tensión de puerta

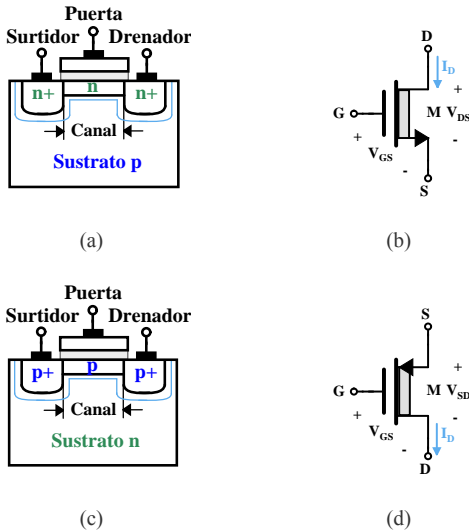


Fig. 2.5. Transistores MOSFET de empobrecimiento: (a) estructura física NMOS, (b) símbolo eléctrico NMOS, (c) estructura física PMOS y (d) símbolo eléctrico PMOS. Fuente: Elaboración propia.

para activarlo; sin embargo, al aplicar una tensión de puerta opuesta lo suficientemente alta, los portadores minoritarios del dopaje del canal son atraídos a la interfaz recombinándose con los portadores mayoritarios y eliminando el canal (el transistor se apaga). Al tener el canal formado, mediante una tensión drenador-surtidor, es posible generar una corriente eléctrica sin tensión en la puerta. Al igual que en el MOSFET de enriquecimiento, existen transistores de agotamiento NMOS y PMOS como se muestra en la Fig. 2.5.

Operación y característica I-V

Al igual que el transistor de enriquecimiento, el MOSFET de empobrecimiento puede operar en **corte** (apagado), en **saturación** (amplificadora), o en **triodo** (lineal), dependiendo de las tensiones aplicadas entre las regiones puerta-surtidor y drenador-surtidor, y de dos parámetros característicos del material semiconductor. Estos parámetros son la **tensión de umbral o de apagado** ($V_{TH} = V_{GS(off)} = V_p$) que indica el valor de V_{GS} para el cual cesa el flujo de corriente, y de la **corriente cuando $V_{GS}=0$** (I_{DSS}). El transistor se satura cuando $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$, para $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$ el transistor se encuentra en región lineal o de triodo como se observa en la Fig. 2.6.

En saturación, la corriente de drenador se expresa mediante la ecuación (2.6).

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{TH}} \right)^2 \quad (2.6)$$

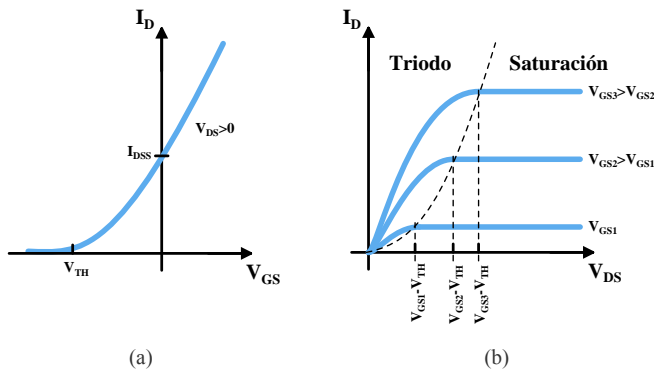


Fig. 2.6. Características I-V del MOSFET de empobrecimiento NMOS: (a) I_D Vs V_{GS} , (b) I_D Vs V_{DS} . Fuente: Elaboración propia.

2.2.3. Polarización de transistores

La polarización de un transistor indica en qué región de operación se encuentra y por lo tanto sus posibles aplicaciones. La región de operación depende de las diferencias de tensión presentes entre sus terminales (V_{BE} y V_{CE} para el BJT, y V_{GS} y V_{DS} para el MOSFET). A la tensión que se aplica en la puerta de un MOSFET (V_G) o la base de un BJT (V_B) se le conoce como **tensión de polarización**, y al par de tensiones que pueden aplicarse en las ramas del circuito adjuntas a los otros terminales del transistor (sea BJT o FET), se les conoce como **tensiones de alimentación**. Para disminuir el uso de fuentes de tensión (y en algunos casos mejorar la precisión del valor de tensión), es posible, mediante

circuitos, generar la tensión de polarización a partir de las tensiones de alimentación; consecuencia de lo anterior, en esta sección se presentan algunos de los circuitos básicos utilizados para generar esta tensión en diferentes tipos de transistores.

Polarización del transistor de unión bipolar (BJT)

Los métodos de polarización se crearon para garantizar una determinada tensión base-emisor y por lo tanto una corriente de colector sin la necesidad de una fuente de tensión de polarización; para esto existen cuatro técnicas básicas representadas en la Fig. 2.7. Aunque en la figura se exponen los métodos aplicados a transistores npn, estos pueden implementarse de manera análoga en transistores pnp.

- Para implementar la **polarización simple** (Fig. 2.7(a)), se debe calcular el valor de R_B a partir de la tensión y corriente de base deseadas.

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_B}{I_B} \quad (2.7)$$

Este método es poco recomendado para producción de productos en masa ya que la polarización depende directamente del valor de la ganancia de corriente del transistor (β), la cual puede variar considerablemente de un transistor a otro de la misma referencia.

- Para disminuir la dependencia de la polarización del β del transistor se usa la polarización mediante **divisor resistivo** de la Fig. 2.7(b). En este método es común asumir que $I_{R1} \gg I_B$, lo que implica que $I_{R1} \approx I_{R2}$ y por lo tanto:

$$V_B \approx \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.8)$$

donde,

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{R1}} \quad (2.9)$$

$$R_2 = \frac{V_B}{I_{R2}} \approx \frac{V_B}{I_{R1}} \quad (2.10)$$

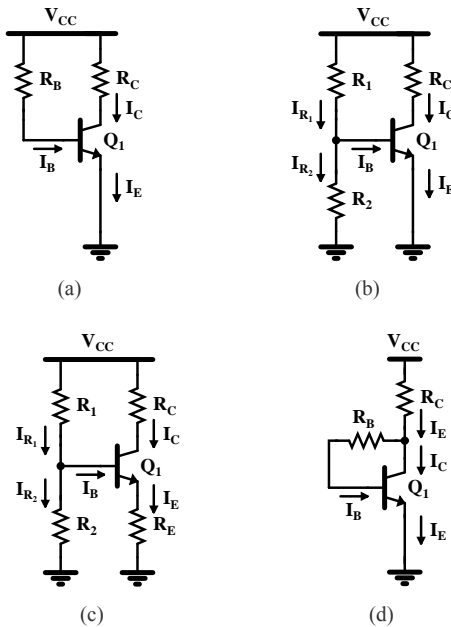


Fig. 2.7. Polarización de transistores npn: (a) polarización simple, (b) divisor resistivo, (c) divisor con degeneración de emisor, (d) autopolarización. Fuente: Elaboración propia.

en este caso la tensión de polarización generada depende de la tolerancia de las resistencias R_1 y R_2 .

- Para reducir la dependencia en la tensión de polarización de las resistencias R_1 y R_2 del método anterior, se usa el **divisor resistivo con degeneración** de la Fig. 2.7(c). La degeneración consiste en conectar un dispositivo al emisor del transistor lo que a su vez aumenta la linealidad del circuito. En este caso la tensión de base y las resistencias R_1 y R_2 se calculan de igual forma que en el anterior (ecuaciones (2.9) y (2.10)); sin embargo, la resistencia de degeneración (que compensa las variaciones de R_1 y R_2) genera una tensión de emisor y se estima mediante la ecuación (2.11).

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \quad (2.11)$$

- La **autopolarización** permite garantizar que siempre que el transistor se encuentra encendido está en región activa (Fig. 2.7(d)). En este caso:

$$R_B = \frac{V_C - V_B}{I_B} \quad (2.12)$$

y la resistencia de colector debe garantizar la corriente deseada.

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_C}{R_C}$$

Polarización del transistor de efecto de campo de Metal-Oxido-Semiconductor (MOSFET)

Para este transistor es necesario analizar los métodos de polarización para los dos tipos de transistores que existen.

MOSFET de enriquecimiento

La polarización del MOSFET de enriquecimiento se presenta de forma breve ya que los métodos presentados tienen consideraciones similares a las presentadas para el transistor BJT. En las Fig. 2.8(a) y 2.8(b), se presentan las dos técnicas de polarización con **divisor resistivo** expuestas para la polarización del BJT. Sin embargo, en este caso la corriente que circula a través de R_1 y R_2 es la misma ya que el MOSFET no tiene corriente de puerta en baja frecuencia. Es recomendable asumir un valor de I_R bastante menor a I_D , de esta forma la polarización no afecta considerablemente el consumo de potencia del circuito. Las resistencias de polarización pueden expresarse mediante el análisis del circuito como se muestra en (2.14) a (2.16).

$$V_G = \frac{V_{DD}R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.13)$$

$$R_1 = \frac{V_{DD} - V_G}{I_R} \quad (2.14)$$

$$R_2 = \frac{V_G}{I_R} \quad (2.15)$$

$$R_S = \frac{V_S}{I_D} \quad (2.16)$$

La **autopolarización** en el MOSFET (Fig. 2.8(c)) es una técnica análoga a la técnica presentada para el BJT y de igual forma, si el transistor está encendido automáticamente está en saturación. Por otro lado, la resistencia R_G se elige de tal forma que no haya señal pasando a través de la rama que conecta la puerta con el drenador (es recomendable usar

un valor de $R_G \geq 15 \text{ K}\Omega$).

$$V_G = V_D = V_{DD} - I_D R_D$$

En este caso, al modificarse la tensión de drenador, se hace necesario modificar la resistencia en este terminal si se desea garantizar el valor de la corriente.

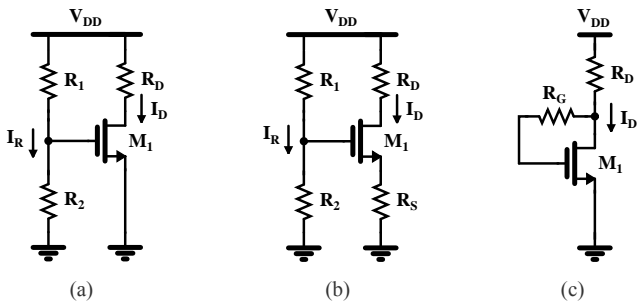


Fig. 2.8. Polarización del MOSFET de enriquecimiento: (a) divisor simple, (b) divisor con degeneración de surtidor, (c) autopolarización. Fuente: Elaboración propia.

MOSFET de agotamiento

El MOSFET de agotamiento debido a la naturaleza de su tensión puerta-surtidor (puede tomar valores tanto positivos como negativos) puede polarizarse mediante los dos métodos que se presentan en la Fig. 2.9. Ambos métodos pueden implementarse sin degeneración dependiendo de la linealidad y del signo de la tensión puerta-surtidor. La polarización

mediante **divisor resistivo** se implementa igual que para el transistor de enriquecimiento. Por otro lado, la **autopolarización** es diferente a la presentada para el transistor de enriquecimiento (la conexión no está directo al drenador); sin embargo, en este caso la resistencia de puerta también debe tomar un valor arbitrario para evitar el flujo de señal a través de la rama que conecta la puerta con tierra ($R_G \geq 15 \text{ K}\Omega$).

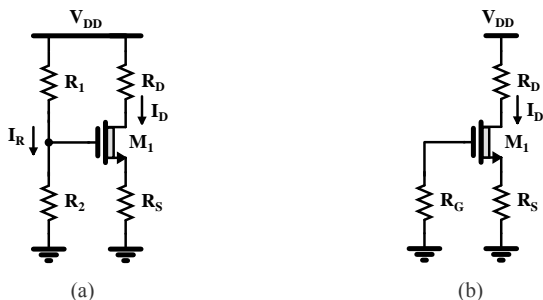


Fig. 2.9. Polarización de MOSFET de agotamiento: (a) divisor resistivo, (b) autopolarización. Fuente: Elaboración propia.

2.3. Materiales y campos de aplicación

Materiales, instrumentos, *software* y equipos a utilizar

- 2 transistores 2N3904.
- 2 transistores 2N7000.
- 2 Resistencias de 1/2 Watt de 51 Ω , 15 K Ω , 82 K Ω , 820 Ω , 220 Ω ,

270 Ω , 330 Ω , 1.2 K Ω , 180 Ω , otros valores.

- 3 condensadores de 100 μF .
- 1 Relé de 5 V.
- Multímetro.
- Fuente de voltaje.
- Cables de conexión.
- Caimanes.
- *Protoboard*.
- LTSpice, ORCAD, Proteus o simulador de preferencia.

Campos de aplicación

- Electrónica.
- Electrónica de potencia.
- Actuadores.

2.4. Actividades y procedimientos

Preguntas previas al desarrollo de la práctica

- Estudiar las hojas de datos (*datasheets*) de los diferentes transistores a ser usados en la práctica de laboratorio y extraer los principales parámetros necesarios para realizar cálculos teóricos.

- ¿Por qué se hace necesario usar métodos de polarización en circuitos con transistores?
- ¿Cuál es la principal ventaja de polarizar mediante autopolarización?
- ¿En un MOSFET de agotamiento es posible garantizar una tensión puerta-surtidor igual a cero mediante los métodos de polarización presentados? Justificar.
- ¿Cuál es la función de un circuito puente H? Describir su operación.
- ¿Cómo opera un circuito Push-Pull (clase AB) para controlar un motor?

Procedimiento

Realizar la implementación de los circuitos descritos a continuación y seguir los procedimientos para responder las preguntas propuestas. En cada circuito a implementar, se recomienda adicionar un capacitor de $100\ \mu\text{F}$ en paralelo a uno de $10\ \mu\text{F}$ entre la fuente de alimentación y tierra.

- 1) Diseñar y verificar la polarización del transistor 2N3904 de acuerdo al circuito de la Fig. 2.10.
 - a) Reportar en una tabla los valores de las corrientes y tensiones presentes en el circuito. Con base en estas mediciones estimar el valor de la corriente de saturación reversa (I_s), la ganancia de corriente (β) y la región de operación del transistor. ¿El valor de β está dentro del rango especificado en el *datasheet* del transistor?

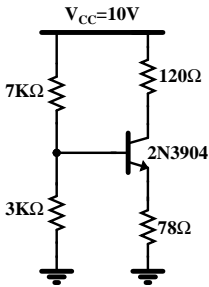


Fig. 2.10. Polarización BJT.

- c) Diseñar la polarización del transistor utilizando dos métodos diferentes al de la figura. Reportar los cálculos matemáticos y simulaciones (simular usando un modelo personalizado del transistor con base en el β e I_s obtenidos), e implementar el circuito para verificar el diseño.

- 2) Implementar el circuito de la Fig. 2.11 usando un transistor 2N7000 y medir el valor real de la resistencia de carga.

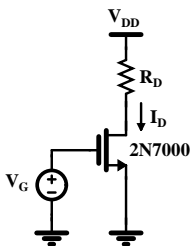


Fig. 2.11. Polarización MOSFET.

- b) Simular el circuito usando el modelo del transistor y reportar en una tabla los valores de las corrientes y tensiones en el circuito. ¿Cuáles son los valores de β e I_s del modelo para simulación del transistor?

- a) Desconectar la tensión V_G y conectar el terminal de puerta del transistor al drenador (generar un corto entre los terminales). Disminuir gradualmente el valor de la tensión V_{DD} a partir de 3 V hasta obtener una corriente de aproximadamente 1 mA. En este

punto puede considerarse que $V_{GS}=V_{GS(TH)}=V_{TH}$. ¿El valor obtenido está dentro del rango dado en el *datahseet* del transistor?.

- b) Conectar de nuevo el circuito de acuerdo a la Fig. 2.11 con $V_{DD}=10$ V, aumentar V_G desde 0 V hasta obtener $I_D=20$ mA, y verificar en qué región de operación se encuentra el transistor.
- b) Conociendo el valor de I_D y V_{TH} , obtener el valor de la constante **K** a partir de la ecuación de corriente.
- b) Diseñar, simular e implementar la polarización del transistor mediante autopolarización y divisor resistivo garantizando los valores de I_D y V_{GS} obtenidos en el ítem anterior. Reportar los cálculos, simulaciones y los resultados de medición. Simular el circuito usando un modelo de transistor personalizado con los valores de K y V_{TH} obtenidos.

Ejercicios de diseño

Para los ejercicios de diseño se recomienda prestar atención a la corriente a través en cada uno de los dispositivos para realizar una correcta selección de los mismos.

- Diseñar, simular e implementar un circuito que con un transistor 2N3904 y un relé de 5 V permita hacer girar un motor DC de escobillas.
- Diseñar, simular e implementar un circuito Push-Pull con MOSFET que permita hacer girar en ambos sentidos un motor DC de escobillas disminuyendo la distorsión de cruce.

- Diseñar, simular e implementar un circuito Puente H que permita manejar una carga de máximo 2 A. El circuito debe contar con un sistema de control de velocidad manual por PWM. Reportar los cálculos y simulaciones realizadas y sustentar el circuito obtenido implementado en *protoboard*.

2.5. Bibliografía de consulta

- [1] A. Sedra, y K. Smith. “mos Field-Effect Transistors (MOSFETS)”, “Bipolar Junction Transistors (BJTs)”, en *Microelectronic Circuits*, 7ma ed. New York: Oxford University Press, 2015, pp. 246-365.
- [2] R. L. Boylestad, y L. Nashelsky. “Transistores de unión bipolar”, “Transistores de efecto de campo”, en *Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, 10ma ed. México, D. F.: Pearson Educación, 2009, pp. 131-182, 368-450.
- [3] D. Neamen. “El transistor de efecto de campo”, “El transistor de unión bipolar”, en *Dispositivos y circuitos electrónicos*, 4ta ed. New York: McGrawHill, 2012, pp. 121-141, 277-333.
- [4] B. Razavi. “Physics of Bipolar Transistors”, “Physics of MOS Transistors”, en *Fundamentals of Microelectronics*, 2da ed. Los Angeles: Wiley, 2014, pp. 122-169, 270-308.

Capítulo 3

Amplificadores con transistores

En el presente capítulo se presenta un marco teórico donde se describe brevemente el transistor como dispositivo amplificador de señales, qué parámetros definen su capacidad de amplificación, las configuraciones o etapas básicas de amplificadores que se pueden generar y su conexión en cascada. Además de lo anterior, se presenta una propuesta de práctica de laboratorio para reforzar mediante la simulación e implementación de circuitos los conceptos teóricos presentados. Este capítulo se enfoca en el diseño de circuitos amplificadores usando transistores de efecto de campo, en particular los MOSFET. En la práctica propuesta se espera que inicialmente se realicen los análisis matemáticos de los circuitos amplificadores tanto en DC como en señal, usando los parámetros de los transistores caracterizados de acuerdo al capítulo anterior, para posteriormente verificar el punto de operación y las señales mediante simulaciones e implementación.

Laboratorio 3

Amplificadores con MOSFETS

3.1. Objetivos y competencias a desarrollar

Objetivos

- Diseñar, simular e implementar circuitos usando las topologías básicas de amplificadores usando transistores MOSFET para verificar su funcionamiento y comparar los resultados experimentales con los teóricos.
- Diseñar, simular e implementar amplificadores multietapa usando transistores y verificar los conceptos estudiados sobre estos.

Competencias a desarrollar

- Identifica las diferentes topologías o configuraciones básicas de amplificadores con transistores de efecto de campo y sus características.
- Formula matemáticamente el problema de diseño de un circuito amplificador con transistores de acuerdo a las especificaciones dadas.
- Selecciona el tipo de polarización adecuado para un circuito con transistores dependiendo de la aplicación.

- Verifica mediante simulaciones el punto de operación y la respuesta en el tiempo de circuitos amplificadores con transistores.

3.2. Marco teórico

Amplificar señales es una necesidad frecuente en los sistemas electrónicos. En este proceso los transistores desarrollan un papel fundamental, pues, bajo ciertas condiciones, pueden entregar a una determinada carga una potencia de señal mayor de la que reciben. Para obtener circuitos amplificadores usando transistores, estos deben estar polarizados correctamente (en región activa si es un BJT, y en saturación si es un FET), y configurando alguna de las etapas básicas existentes.

3.2.1. Fuente de corriente controlada

Para entender la importancia de los transistores es necesario conocer una propiedad de las fuentes de corriente controladas. Este tipo de fuentes bajo ciertas condiciones tiene la capacidad de formar circuitos amplificadores. Un circuito amplificador es aquel cuya salida es una versión escalada (por un factor mayor que uno) de la entrada.

Si se considera el circuito de la Fig. 3.1(a) y se analiza la expresión para la tensión de salida v_{out} se obtiene:

$$v_{out} = -K \cdot R_L \cdot v_{in}$$

donde al factor de escala entre la salida y la entrada se le conoce como

ganancia y se expresa mediante la ecuación (3.1).

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -K \cdot R_L \quad (3.1)$$

El signo negativo en esta ecuación indica un desfase de 180° entre las señales de entrada y salida, y si $K > 1$ entonces v_{out} es una versión amplificada de v_{in} como se muestra en la Fig. 3.1(b).

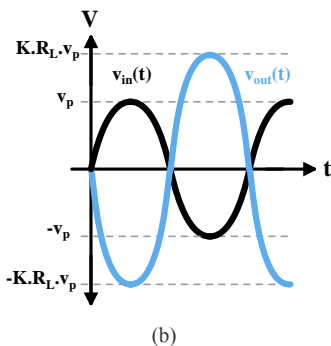
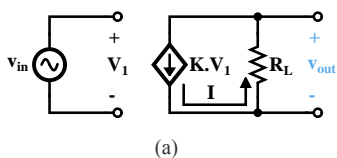


Fig. 3.1. Fuente de corriente controlada por tensión como amplificador: (a) circuito básico y (b) señales de entrada y salida si $K > 1$. Fuente: elaboración propia.

3.2.2. Conceptos básicos de pequeña señal

En los circuitos amplificadores las señales a amplificar poseen amplitudes muy bajas (unidades o decenas de milivoltios), y por lo tanto es importante conocer el comportamiento de los circuitos con transistores ante este tipo de señales. El análisis de pequeña señal permite formular correctamente los diferentes parámetros de desempeño de un amplificador (ganancia e impedancias de entrada y salida, entre otros) en presencia de las señales mencionadas. El desarrollo del análisis de pequeña señal parte del conocimiento del concepto de transconductancia y de los modelos para representar el transistor en esta condición.

Transconductancia

Dado que los transistores se comportan como fuentes de corriente controladas por tensión, ya que a partir de una tensión puerta-surtidor o una tensión base-emisor se genera una corriente de drenador o de colector respectivamente, y está demostrado que estas fuentes pueden amplificar señales, entonces es posible emplear transistores para implementar circuitos amplificadores.

La transconductancia (g_m) es la capacidad que tiene un transistor para convertir la tensión aplicada en corriente y está directamente relacionada a la capacidad de amplificar señales de este. La transconductancia entonces se define como la variación de la corriente que circula a través de los terminales del transistor debido a una variación de la tensión que la genera.

En los transistores de efecto de campo una tensión puerta-surtidor

(V_{GS}) genera una corriente de drenador (I_D), por lo tanto, al emplear la definición de transconductancia:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \quad (3.2)$$

y conociendo la expresión para la corriente de drenador de cada transistor de efecto de campo se pueden expresar las transconductancias respectivas.

Transconductancia del MOSFET de enriquecimiento

La corriente de drenador de este transistor se expresa mediante la ecuación (3.3).

$$I_D = K (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (3.3)$$

Al derivar parcialmente (3.3) se obtienen varias equivalencias para la transconductancia (expresión (3.4)).

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2K (V_{GS} - V_{TH}) = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} = 2\sqrt{KI_D} \quad (3.4)$$

Transconductancia del MOSFET de agotamiento

La corriente de drenador de este transistor se expresa mediante la ecuación (3.5).

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{TH}}\right)^2 \quad (3.5)$$

Al derivar parcialmente (3.5) se obtienen las igualdades presentes

en (3.6).

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{TH}} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{TH}}\right) = -\frac{2}{V_{TH}} \sqrt{I_{DSS} I_D} \quad (3.6)$$

Es importante resaltar de acuerdo a las expresiones (3.4) y (3.6), que una vez se define o conoce la corriente del transistor también se conoce el valor de su transconductancia.

Modelo de pequeña señal del MOSFET

Del análisis de los transistores de efecto de campo, se conoce que en saturación, pueden modelarse como una fuente de corriente controlada por tensión como se muestra en la Fig. 3.2(a). Esta fuente representa una corriente en función de la tensión puerta-surtidor $I_D(V_{GS})$, cuyo valor es diferente para cada tipo de MOSFET de acuerdo a las ecuaciones (3.3) y (3.5). Si sobre este modelo se consideran pequeñas variaciones en la tensión puerta-surtidor (ΔV_{GS}), se obtiene una pequeña variación en la corriente de drenador (ΔI_D) como se representa en el modelo de la Fig. 3.2(b).

Usando el modelo considerando las pequeñas variaciones (Fig. 3.2(b)) y aplicando de nuevo la definición de transconductancia se obtiene el modelo y los parámetros de pequeña señal de los transistores MOSFET (Fig. 3.2(c)).

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \implies \Delta I_D = g_m \Delta V_{GS}$$

En el modelo de pequeña señal la variación de la tensión puerta-surtidor se representa mediante $v_{gs} = \Delta V_{GS}$, donde g_m y r_0 son los

parámetros de pequeña señal, aunque r_0 es despreciado con frecuencia por simplicidad y de debido a su valor alto. g_m se calcula usando las expresiones (3.4) y (3.6), y r_0 considerando la tensión de Early del transistor (V_A).

$$r_0 = \frac{V_A}{I_D} \quad (3.7)$$

Si se compara el modelo de pequeña señal obtenido con el modelo de la Fig. 3.1(a), se puede notar que la constante K , que define si la fuente de corriente controlada por tensión puede amplificar, corresponde a la transconductancia del transistor.

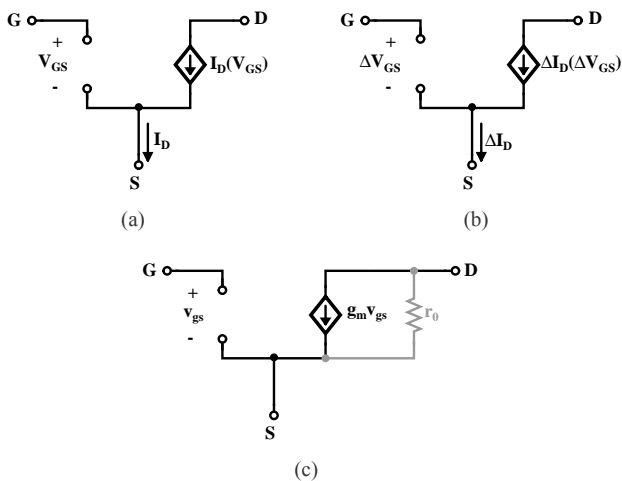


Fig. 3.2. Modelos del FET: (a) modelo de gran señal, (b) modelo considerando variaciones, y (c) modelo de pequeña señal.

Fuente: elaboración propia.

3.2.3. Configuraciones básicas de amplificadores con MOSFETS

Para los diferentes transistores de efecto de campo, las configuraciones o etapas básicas de amplificadores son las mismas y reciben su nombre de acuerdo al terminal que se encuentra en común a los terminales de entrada y salida de señal. Estas configuraciones son **surtidor-común** (CS), **puerta-común** (CG) y **drenador-común** (CD) o **seguidor de surtidor**. Sin embargo, es importante considerar que cada tipo de MOSFET se polariza de forma particular de acuerdo a sus características. De igual manera la transconductancia debe calcularse acorde al tipo de transistor implementado. Por último, es importante resaltar que la resistencia de carga puede reemplazarse por una carga activa, por ejemplo, una fuente de corriente (un transistor cuyo surtidor está conectado a tierra en señal).

Amplificador surtidor-común (cs)

Es una configuración inversora (la entrada y la salida están desfasadas 180°). El surtidor del transistor es común a los terminales de entrada y salida de señal (Fig. 3.3). Las impedancias de entrada y salida, y la ganancia de tensión de este amplificador corresponden a las siguientes expresiones:

$$Z_{in} = \infty \quad (3.8)$$

$$Z_{out} = r_{o1} || R_D \approx R_D \quad (3.9)$$

$$A_v = -g_{m1} (r_{o1} || R_D) \approx -g_{m1} R_D \quad (3.10)$$

donde R_D ni I_D pueden ser muy grandes ya que M_1 debe mantenerse operando en saturación de acuerdo a la expresión (3.11).

$$R_D I_D \leq V_{DD} - (V_{GS1} - V_{TH1}) \quad (3.11)$$

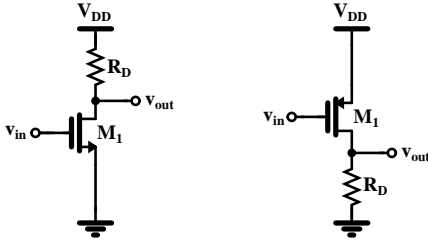


Fig. 3.3. Amplificadores surtidor-común. Fuente: elaboración propia.

Amplificador puerta-común (CG)

Esta etapa amplifica y no invierte la señal de entrada. La puerta es el terminal común a los terminales de entrada y salida de señal (Fig. 3.4). Las impedancias de entrada y salida, y la ganancia se representan mediante las expresiones:

$$Z_{in} \approx \frac{1}{g_{m1}} \quad (3.12)$$

$$Z_{out} = r_{o1} || R_D \approx R_D \quad (3.13)$$

$$A_v = g_{m1} (r_{o1} || R_D) \approx g_{m1} R_D \quad (3.14)$$

y de igual forma que en el amplificador CS, el transistor debe mantenerse en saturación limitando los valores de R_D e I_D .

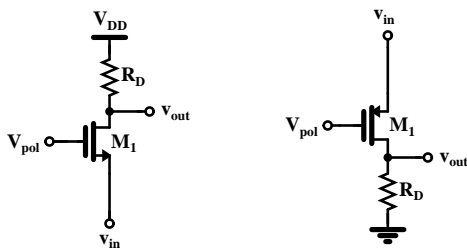


Fig. 3.4. Amplificadores CG. Fuente: elaboración propia.

Amplificador seguidor de surtidor (Drenador-Común) (CD)

En esta etapa el drenador es común a los terminales de entrada y salida de señal (Fig. 3.5), y sus principales parámetros de desempeño están dados por las siguientes expresiones:

$$Z_{in} = \infty \quad (3.15)$$

$$Z_{out} = R_L \parallel \frac{1}{g_m} \quad (3.16)$$

$$A_v = \frac{g_{m1} R_L}{1 + g_{m1} R_L} \quad (3.17)$$

donde se puede observar que la ganancia de tensión es inferior a uno (ecuación (3.17)). Se conoce también como seguidor porque en el mejor de los casos la ganancia se aproxima a uno y por lo tanto la entrada y salida serían iguales. Este amplificador a pesar de no tener ganancia es muy útil como una etapa de acople de impedancias o **buffer**.

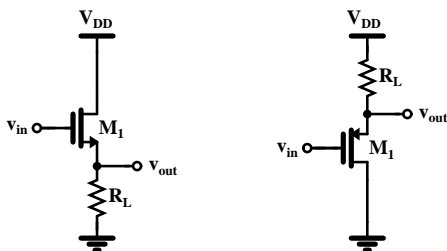


Fig. 3.5. Amplificadores CD. Fuente: elaboración propia.

3.2.4. Polarización de amplificadores con MOSFETS

Para el diseño e implementación de amplificadores es necesario garantizar la correcta polarización de los transistores mediante alguno de los métodos expuestos en el capítulo anterior (autopolarización o polarización por divisor resistivo). Los transistores MOSFET deben estar en la región de saturación para amplificar de forma adecuada, por lo tanto es importante modificar los circuitos de las diferentes configuraciones para incluir la polarización de estos. Los circuitos de polarización pueden modificar considerablemente los parámetros de desempeño del amplificador, por lo tanto deben diseñarse de forma que alteren el desempeño lo menos posible.

Etapa cs con polarización

En la Fig. 3.6 se presentan dos ejemplos de amplificadores seguidor-común con su circuito de polarización. En el circuito de la Fig. 3.6(a) el

divisor resistivo disminuye la impedancia de entrada a un valor finito.

$$Z_{in} = R_1 || R_2. \quad (3.18)$$

Por otro lado, la resistencia de degeneración disminuye la ganancia de tensión.

$$A_V \approx - \frac{g_{m1} R_D}{1 + g_{m1} R_S} \quad (3.19)$$

Los capacitores se adicionan garantizando que en señal posean una impedancia muy baja (prácticamente un corto) y para desacoplar en DC las señales de entrada y salida.

Finalmente, en la Fig. 3.6(b) se presenta una modificación al circuito de la Fig. 3.6(a) que permite eliminar el efecto de R_S sobre la ganancia en señal (la ganancia vuelve a corresponder a (3.10)).

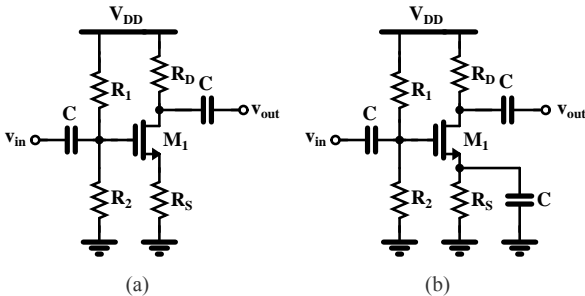


Fig. 3.6. Amplificadores CS con polarización: (a) divisor resistivo con degeneración y (b) divisor resistivo sin degeneración en señal. Fuente: elaboración propia.

Etapa CG con polarización

En la Fig. 3.7 se presenta un amplificador puerta-común polarizado mediante divisor resistivo. Los capacitores cumplen el mismo propósito expuesto anteriormente para el CS y la fuente de corriente puede implementarse mediante una resistencia o usando otro transistor. Dependiendo de su implementación se verá afectada la impedancia de entrada del amplificador ya que el equivalente en señal de este nuevo elemento quedará en paralelo con la impedancia descrita en la ecuación (3.12).

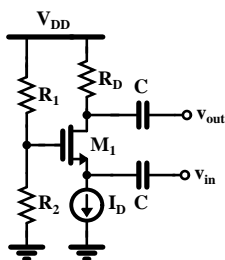


Fig. 3.7. Amplificador CG con polarización. Fuente: elaboración propia.

Etapa CD con polarización

En la Fig. 3.8 se presenta un amplificador drenador-común polarizado mediante divisor resistivo. La impedancia de entrada se vuelve finita de acuerdo a (3.18), la fuente de corriente puede implementarse como se mencionó anteriormente, la impedancia de salida será el paralelo entre el equivalente en señal del dispositivo que implemente la fuente de

corriente y la impedancia de salida de la ecuación (3.16), lo cual afecta la ganancia de tensión ya que este paralelo equivale a la resistencia de carga de la ecuación (3.17).

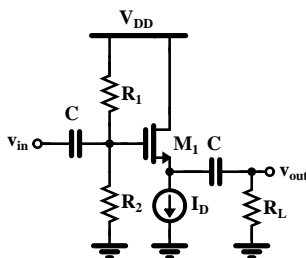


Fig. 3.8. Amplificador CD con polarización. Fuente: elaboración propia.

3.2.5. Amplificadores multietapa

Un amplificador multietapa consta de la conexión en cascada (la salida de una etapa se conecta a la entrada de la siguiente) de dos o más etapas de amplificadores como se muestra en la Fig. 3.9. La ganancia de un amplificador multietapa corresponde al producto de las ganancias de las diferentes etapas, considerando el efecto de la impedancia de entrada de una etapa sobre la impedancia de carga de la etapa anterior. La ganancia de tensión de un amplificador de n etapas (Fig. 3.9) puede expresarse como:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{v_{out1}}{v_{in}} \cdot \frac{v_{out2}}{v_{out1}} \cdot \dots \cdot \frac{v_{outn}}{v_{outn-1}}$$

y si se desconecta la primera etapa del circuito y se analiza su ganancia por separado:

$$A_1 = \frac{v_{out1}}{v_{in}}$$

la cual puede reescribirse como:

$$A_1 = \frac{v_{out1}}{i_{out1}} \cdot \frac{i_{out1}}{v_{in}} = Z_{out1} \cdot G_{m1}$$

donde Z_{out} es la impedancia de salida y G_m es la transconductancia total del circuito.

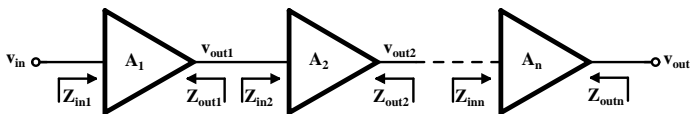


Fig. 3.9. Amplificador multietapa. Fuente: elaboración propia.

Al volver a conectar la primera etapa al circuito, su ganancia puede verse afectada ya que la impedancia de salida corresponde al paralelo entre Z_{out1} y Z_{in2} .

$$A_1 = (Z_{out1} || Z_{in2}) \cdot G_{m1}$$

Por lo tanto, la ganancia total de un circuito multietapa puede expresarse mediante la ecuación (3.20).

$$A_V = G_{m1} (Z_{out1} || Z_{in2}) \cdot G_{m2} (Z_{out2} || Z_{in3}) \cdot \dots \\ \dots \cdot G_{mn-1} (Z_{outn-1} || Z_{inn}) \cdot G_{mn} Z_{outn} \quad (3.20)$$

3.3. Materiales y campos de aplicación

Materiales, instrumentos, *software* y equipos a utilizar

- 4 Transistores 2N7000.
- 5 Condensadores de 10 μF , 4 de 100 μF y 2 de 47 μF de 25 V.
- 2 Resistencias de 1/2 W de 22 K Ω , 120 K Ω , 3.9 K Ω , 470 Ω , 47 K Ω , 22 Ω , 15 Ω , 150 Ω y 47 Ω .
- Multímetro.
- Fuente de voltaje.
- Cables de conexión.
- Caimanes.
- *Protoboard*.
- LTSpice, ORCAD, Proteus o simulador de preferencia.

Campos de aplicación

- Electrónica.
- Sensórica.
- Electrónica de potencia.

3.4. Actividades y procedimientos

Preguntas previas al desarrollo de la práctica

- ¿Cuáles son las condiciones y regiones de operación de un MOSFET de enriquecimiento?
- ¿Qué métodos de polarización se pueden aplicar a las etapas de amplificadores con transistores MOSFET?
- Describir una aplicación para el amplificador seguidor de surtidor.
- ¿Cuál de las configuraciones de amplificadores con transistores MOSFET invierte la señal de entrada?
- ¿Cuáles configuraciones básicas de amplificadores con transistores MOSFET tienen ganancia equivalente en magnitud?
- Deducir y reportar las expresiones para la transconductancia de los diferentes transistores estudiados dependientes solo de la corriente de polarización y parámetros del transistor (no deben depender de tensiones entre terminales del transistor).

Procedimiento

En los circuitos a implementar para el desarrollo de la práctica se recomienda incluir dos condensadores (uno de $100\ \mu\text{F}$ y uno de $10\ \mu\text{F}$) en paralelo ubicados entre los nodos de alimentación y tierra. Por otro lado, el terminal v_{in} corresponde al nodo donde debe conectarse el generador

de señales y v_{out} es el nodo de salida donde se evaluará la ganancia del amplificador con el osciloscopio.

1) Identificar las configuraciones de los circuitos de la Fig. 3.10.

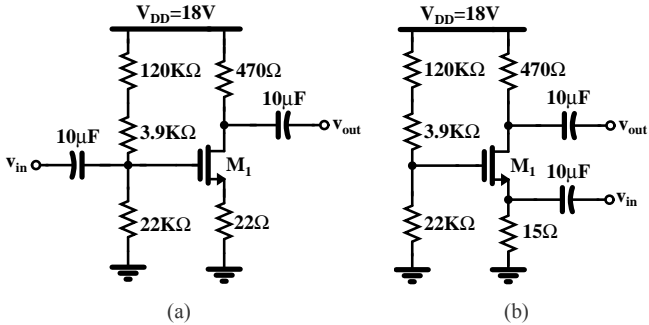


Fig. 3.10. Etapas básicas de amplificadores a analizar.

- 2) De acuerdo a lo indicado en la práctica de laboratorio anterior, caracterizar los transistores a usar (estimar los valores de V_{TH} y K).
- 3) Con los valores de V_{TH} y K estimados, editar el modelo del transistor MOSFET y simular los circuitos para reportar en una tabla las diferentes corrientes y tensiones presentes en el circuito, además de la ganancia de tensión.
- 4) Conectar la alimentación en el primer circuito (Fig. 3.10(a)), medir las tensiones V_{DS} , V_{GS} , las corrientes I_D e I_{R1} , y con los valores obtenidos:
 - a) Identificar en qué región de operación se encuentra el transistor y calcular la transconductancia del mismo.

- b) Estimar el consumo de potencia.
- c) Realizar el cálculo teórico de la ganancia del circuito.
- d) Conectar el generador de señales e introducir una señal senoidal de 200 mV_{pp} y 10 KHz . Visualizar y reportar las señales de entrada y salida obtenidas en el osciloscopio, y realizar la medición de la ganancia. ¿El valor de ganancia medido es similar al calculado?
- e) Conectar un condensador de $10 \mu\text{F}$ en paralelo a la resistencia ubicada en el surtidor del transistor y visualizar de nuevo la entrada y la salida en el osciloscopio. ¿Qué sucedió con el amplificador? Medir la ganancia para este caso, realizar el cálculo teórico y comparar.
- f) Conectar una resistencia de 47Ω como carga (nodo de salida), observar y reportar las señales de entrada y salida obtenidas en el osciloscopio. Explicar a qué se debe el cambio en la ganancia y realizar el cálculo teórico para demostrarlo.
- g) Modificar el primer circuito de la Fig. 3.10 para obtener el circuito de la Fig. 3.11, donde M_2 es un transistor 2N7000, y los condensadores de $100 \mu\text{F}$ entre V_{DD} y tierra deben mantenerse. Conectar el generador de señales con la misma señal usada en el ítem anterior, reportar las señales de entrada y salida obtenidas en el osciloscopio y medir la ganancia del circuito.
- h) Identificar la función (en este caso) de la etapa conformada por el transistor M_2 , realizar la medición de todas las corrientes presentes en el circuito, realizar el cálculo teórico de la ganancia y compararlo con el valor medido en el ítem anterior.

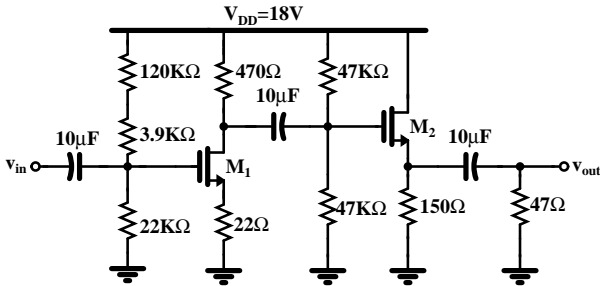


Fig. 3.11. Esquemático del amplificador modificado para la carga de $47\ \Omega$.

3.5. Bibliografía de consulta

- [1] A. Sedra, y K. Smith. “Transistor Amplifiers”, en *Microelectronic Circuits*, 7ma ed. New York: Oxford University Press, 2015, pp. 366-479.
- [2] R. L. Boylestad, y L. Nashelsky. “Análisis de ca de un BJT”, “Amplificadores con FET”, en *Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, 10ma ed. México, D. F.: Pearson Educación, 2009, pp. 246-286, 472-510.
- [3] D. Neamen. “Amplificadores FET básicos”, “Amplificadores básicos BJT”, en *Dispositivos y circuitos electrónicos*, 4ta ed. New York: McGrawHill, 2012, pp. 199-260, 357-433.
- [4] B. Razavi. “Bipolar Amplifiers”, “CMOS Amplifiers”, en *Fundamentals of Microelectronics*, 2da ed. Los Angeles: Wiley, 2014, pp. 170-253, 309-340.

Capítulo 4

Amplificadores operacionales

En este capítulo se presenta un marco teórico breve sobre los amplificadores operacionales (OpAmps), sus características ideales, configuraciones básicas y algunos circuitos especiales que pueden implementarse; además, se presenta una propuesta de práctica de laboratorio para reforzar mediante la simulación e implementación de circuitos los conceptos teóricos expuestos. En la práctica propuesta se encuentran algunos problemas de diseño enfocados al uso de amplificadores operacionales en circuitos cuya finalidad es la adecuación de señales provenientes de sensores. Los diferentes circuitos pueden analizarse considerando el OpAmp como ideal, y los resultados de simulación e implementación deben ser bastante aproximados a los teóricos de acuerdo a las características de los OpAmps expuestas en el marco teórico.

Laboratorio 4

Diseño, simulación e implementación de circuitos con amplificadores operacionales

4.1. Objetivos y competencias a desarrollar

Objetivos

- Diseñar, simular e implementar circuitos eléctricos compuestos por amplificadores operaciones en algunas de sus configuraciones básicas (integrador, sumador ponderado, inversor, etc.).
- Analizar y diseñar circuitos con amplificadores operacionales para adecuar señales provenientes de transductores.

Competencias a desarrollar

- Identifica las características de un amplificador operacional ideal.
- Formula matemáticamente el problema de diseño de diferentes circuitos con amplificadores operacionales.
- Verifica mediante simulaciones los diferentes parámetros de desempeño de diferentes circuitos con amplificadores operacionales.

4.2. Marco teórico

Los amplificadores operacionales (OpAmps) son dispositivos analógicos (conformados por transistores) que permiten implementar cualquier tipo de operación entre señales en este dominio. El símbolo del OpAmp se presenta en la Fig. 4.1 junto a las consideraciones ideales en sus terminales. Idealmente un OpAmp tiene corrientes de entrada nulas debido a que estos terminales se encuentran ligados a la puerta de transistores de efecto de campo o la base de transistores bipolares, por otro lado, la diferencia de tensión entre las entradas es cero. Como se puede observar, el OpAmp comúnmente consta de cinco terminales principales, dos terminales de entrada (una entrada inversora (-) y una no-inversora (+)), un terminal de salida y dos terminales de alimentación (V_{supply}).

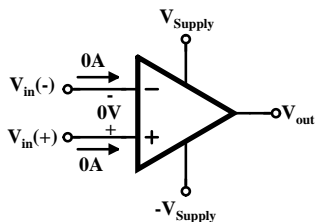


Fig. 4.1. Símbolo eléctrico del amplificador operacional.
Fuente: elaboración propia.

Una de las ventajas de este dispositivo es que sus principales características ideales son aproximadas a las reales presentes en OpAmps comerciales, por lo tanto, en muchos casos realizar análisis de circuitos

considerando estos dispositivos como ideales conlleva a resultados bastante aproximados en su implementación.

4.2.1. Configuraciones básicas

Con amplificadores operacionales es posible realizar cualquier tipo de operación entre señales dependiendo de la conexión de estos junto a otros dispositivos pasivos y activos. De acuerdo a la disposición de las señales de entrada, las configuraciones de circuitos con OpAmps se clasifican como **inversoras**, **no-inversoras** y **diferenciales**.

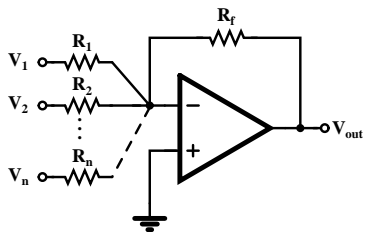
Configuración inversora

Configuración donde la entrada de señal se encuentra en el terminal inversor, el terminal no inversor se encuentra a tierra, y como consecuencia la señal de salida se encuentra desfasada 180° respecto a la entrada. Con esta configuración se implementan sumadores ponderados, multiplicadores, integradores y derivadores, entre otros. En la Fig. 4.2 se pueden observar los ejemplos de un sumador ponderado y un integrador.

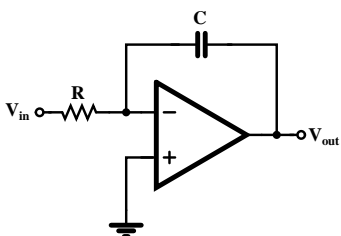
El sumador ponderado de la Fig. 4.2(a) tiene una salida en función de las entradas que pueden ponderarse de acuerdo a los valores de resistencias usados.

$$V_{out} = - \left(\frac{R_f}{R_1} V_1 + \frac{R_f}{R_2} V_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n} V_n \right) \quad (4.1)$$

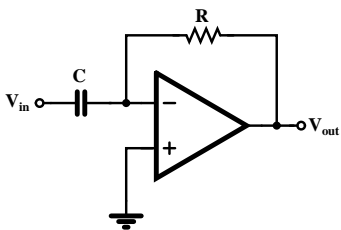
El circuito de Fig. 4.2(b) permite integrar la señal y multiplicarla por una constante de acuerdo a (4.2).



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.2. Configuraciones inversoras: (a) sumador ponderado, (b) integrador, y (c) derivador. Fuente: elaboración propia.

$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int V_{in} \cdot dt + C \quad (4.2)$$

Por otro lado, el circuito de la Fig. 4.2(c) permite derivar la señal de entrada y multiplicarla por una constante de acuerdo a la expresión (4.3).

$$V_{out} = -RC \frac{dV_{in}}{dt} \quad (4.3)$$

Configuración no-inversora

Configuración donde la entrada de señal se encuentra en el terminal no-inversor, el terminal inversor se encuentra a tierra, y como consecuencia la señal de salida se encuentra en fase con la señal de entrada. Con esta configuración se pueden implementar seguidores y algunos circuitos similares a los implementados con la configuración inversora. En la Fig. 4.3 se pueden observar los ejemplos de un amplificador no-inversor básico y un seguidor.

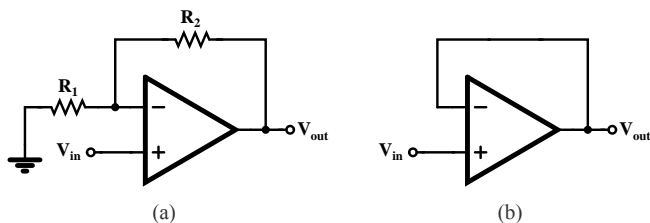


Fig. 4.3. Configuraciones no-inversoras: (a) amplificador básico y (b) seguidor. Fuente: elaboración propia.

El circuito de la Fig. 4.3(a) permite multiplicar la señal de entrada

por una constante que depende de los valores de R_1 y R_2 .

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{in} \quad (4.4)$$

El circuito de la Fig. 4.3(b) es un seguidor de tensión ya que las señales de entrada y salida son iguales ($V_{out} = V_{in}$), y se usa comúnmente como buffer.

Configuración diferencial

Resulta de la combinación de las configuraciones anteriores (hay señales de entrada en ambos terminales); sin embargo, tiene características propias dado que los OpAmps fueron creados para amplificar señales diferenciales y cancelar señales de modo común. En la Fig. 4.4 se presenta un ejemplo de amplificador diferencial.

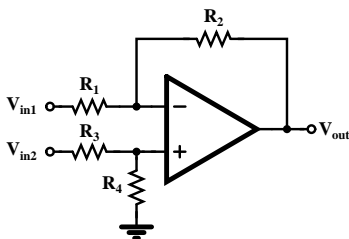


Fig. 4.4. Amplificador diferencial. Fuente: elaboración propia.

Para el circuito de la figura si $R_1 = R_3$ y $R_2 = R_4$ la señal de salida depende de la diferencia entre las señales de entrada de acuerdo

a la ecuación (4.5).

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_{in2} - V_{in1}) \quad (4.5)$$

4.2.2. Circuitos especiales con OpAmps

Además de las configuraciones básicas mencionadas anteriormente, pueden implementarse una gran cantidad de circuitos usando amplificadores operacionales con diversas aplicaciones en sensórica, sistemas de control, comunicaciones y bioingeniería. A continuación se presentaran brevemente tres de estos circuitos como es el caso de los comparadores, las fuentes de corriente y los convertidores digital-analógico (DAC).

Comparador

La comparación de señales es la principal aplicación en la cual se encuentra un amplificador operacional en lazo abierto. Un comparador es un circuito que se encarga de determinar si una señal es mayor o menor que otra en un determinado instante de tiempo. De acuerdo al circuito de la Fig. 4.5(a) y como se puede observar en la Fig. 4.5(b), si la entrada V_1 es mayor a V_2 , la diferencia $V_1 - V_2$ es mayor a uno y la salida tomará el valor de la tensión de alimentación positiva (V_{SS}), ya que la ganancia en el lazo abierto de un OpAmp es muy alta al punto que puede considerarse infinita. Por otro lado, si V_1 es menor a V_2 , la diferencia de estas dos señales es negativa y por lo tanto la salida se saturará en la tensión de alimentación negativa.

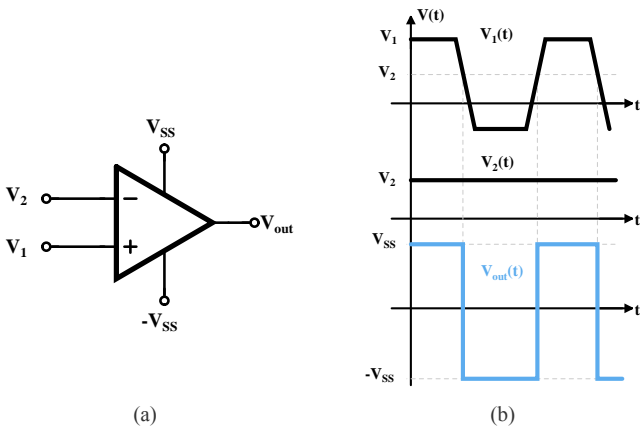


Fig. 4.5. El comparador: (a) el OpAmp como comparador y (b) ejemplo de comparación de señales.

Fuente de corriente

Una fuente de corriente es un circuito que permite entregar a una carga variable un valor constante de corriente. Como se muestra en la Fig. 4.6 hay dos posibles escenarios, cuando la carga está conectada a tierra y cuando la carga está conectada a la fuente de alimentación. Una fuente de corriente puede implementarse utilizando diferentes topologías y elementos de circuito; sin embargo, a continuación se presentan dos ejemplos que utilizan amplificadores operacionales.

En la Fig. 4.7 se presenta la implementación de fuentes de corriente para ambos escenarios de carga a partir de amplificadores operacionales y transistores de efecto de campo (también puede implementarse con

transistores bipolares). Los transistores permiten aumentar la corriente entregada a la carga respecto a otras configuraciones. Al analizar el circuito de la Fig. 4.7(a), la tensión de referencia (V_{Ref}), que puede ser generada mediante diodos zener, un divisor resistivo o una fuente de tensión de referencia, se ve reflejada en el terminal inversor del OpAmp y por lo tanto en el nodo inferior de la resistencia de referencia (R_{Ref}), lo que genera un flujo de corriente a través del transistor y la carga que se expresa mediante (4.6).

$$I_{Ref} = \frac{V_{CC} - V_{Ref}}{R_{Ref}} \quad (4.6)$$

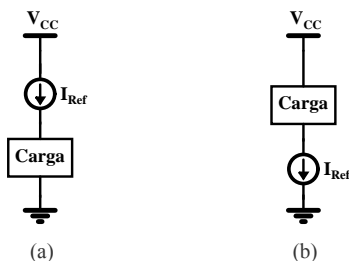


Fig. 4.6. Fuentes de corriente: (a) carga conectada a tierra y (b) carga conectada a la tensión de alimentación. Fuente: elaboración propia.

La corriente generada no depende del valor de la carga como es de esperarse en una fuente de corriente; sin embargo, el valor resistivo de la carga está limitado por las condiciones de operación del transistor. Debido a que la carga se conecta al drenador, el transistor puede apagarse

si la resistencia equivalente de la carga genera una caída de tensión lo suficientemente alta. Consecuencia de esto, para el circuito de la Fig. 4.7(a) donde el transistor es tipo PMOS, se debe cumplir que $V_{SD} > 0$ y, por lo tanto,

$$V_{Ref} - R_L I_{Ref} \geq 0 \Rightarrow R_L < \frac{V_{Ref}}{I_{Ref}}$$

donde R_L es la resistencia equivalente de la carga.

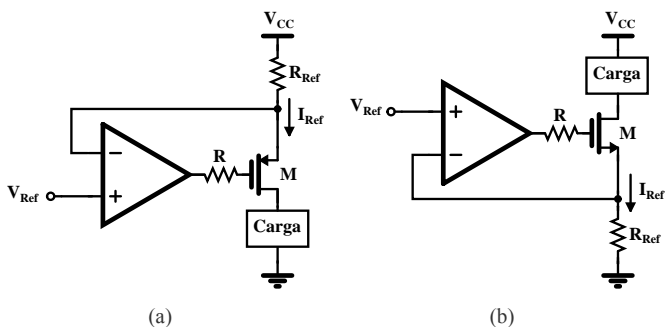


Fig. 4.7. Fuentes de corriente: (a) carga conectada a tierra y (b) carga conectada a la tensión de alimentación. Fuente: elaboración propia.

De forma análoga para el circuito de la Fig. 4.7(b), la corriente de la fuente está dada por la ecuación (4.7),

$$I_{Ref} = \frac{V_{Ref}}{R_{Ref}} \quad (4.7)$$

y para que el transistor NMOS esté encendido debe cumplirse que $V_{DS} > 0$.

$$V_{CC} - R_L I_{Ref} - V_{Ref} \geq 0 \Rightarrow R_L < \frac{V_{CC} - V_{Ref}}{I_{Ref}}$$

Al implementar esta fuente utilizando transistores bipolares (BJT), se debe tener en cuenta que la corriente generada en R_{Ref} es la corriente de emisor y la corriente entregada a la carga es la corriente de colector; sin embargo, si la ganancia de corriente del transistor es lo suficientemente alta ($\beta > 100$), estas corrientes pueden considerarse iguales. Por otro lado, para que el transistor se mantenga encendido, el rango de valores que puede tomar la resistencia equivalente de la carga está sujeto a la relación $V_{CE} \geq 0,2$ para el transistor es npn o $V_{EC} \geq 0,2$ para el pnp.

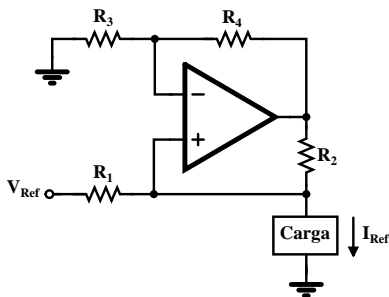


Fig. 4.8. Fuente de corriente resistiva. Fuente: elaboración propia.

En la Fig. 4.8 se presenta otra configuración que permite generar una corriente de referencia a partir de un OpAmp y resistencias. Al analizar este circuito, para que la corriente a través de la carga no dependa del valor de esta, se debe garantizar la siguiente relación entre las resis-

tencias:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$$

bajo esta relación la corriente equivale a la expresión (4.8) y además se debe garantizar que R_2 sea mucho menor que R_1 (por ejemplo $R_2 \cong 0,1R_1$).

$$I_{Ref} = \frac{V_{Ref}}{R_1} \quad (4.8)$$

Convertidor digital-analógico

La información es representada a través de variables como tensión, corriente, carga y temperatura que en su estado natural son señales analógicas. sin embargo, para procesar, transportar y almacenar esta información en la mayoría de los casos es conveniente representarlas en forma digital. Consecuencia de lo anterior se hace necesario la implementación de circuitos que realicen esta conversión analógica-digital (ADC) y digital-analógica (DAC).

En el caso particular de este documento se hace énfasis en los convertidores digital-analógico. Este circuito se encarga de convertir códigos binarios en valores analógicos de tensión como se muestra en la Fig. 4.9, donde V_{max} representa el valor máximo valor de tensión que se pretende representar mediante códigos binarios.

Entre mayor número de bits, mejor será la reconstrucción de la señal analógica ya que se tendrán más puntos en el rango definido, y la máxima tensión del convertidor se aproximará a V_{max} . Lo anterior se logra a costa de un aumento considerable en la complejidad y el consumo de potencia del circuito.

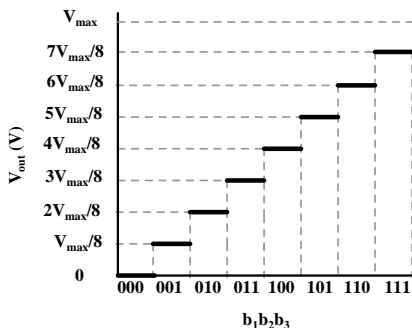


Fig. 4.9. Característica entrada-salida de un DAC de 3 bits.
Fuente: elaboración propia.

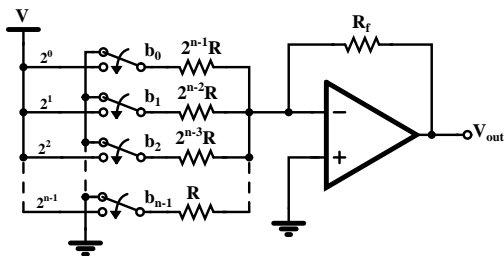


Fig. 4.10. DAC de resistencia ponderada de n bits. Fuente: elaboración propia.

En la Fig. 4.10 se presenta un circuito de “ n ” bits que realiza la conversión digital-analógica mediante la ponderación de resistencias. La tensión V es el valor del “uno” lógico y en la figura se observan los pesos binarios de cada rama. Los valores de las resistencias se obtienen

de acuerdo a la ecuación (4.9) que corresponde a la característica de un sumador ponderado donde la existencia de cada uno de los términos depende de los interruptores b_0 a b_{n-1} .

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R} \cdot V \left(\frac{b_0}{2^{n-1}} + \frac{b_1}{2^{n-2}} + \frac{b_2}{2^{n-3}} + \dots + b_{n-1} \right) \quad (4.9)$$

Finalmente, en la Fig. 4.11 se presenta un circuito convertidor de “n” bits tipo escalera R2R. De igual manera que en el circuito anterior, la tensión V es el valor del “uno” lógico y los pesos binarios de cada rama se observan en la figura. Los valores de las resistencias se obtienen a partir de la ecuación (4.10). A diferencia del convertidor de resistencia ponderada, este convertidor se implementa utilizando solo tres posibles valores de resistencias (R , $2R$ y R_f).

$$V_{out} = -\frac{R_f}{2R} \cdot V \left(\frac{b_0}{2^{n-1}} + \frac{b_1}{2^{n-2}} + \frac{b_2}{2^{n-3}} + \dots + b_{n-1} \right) \quad (4.10)$$

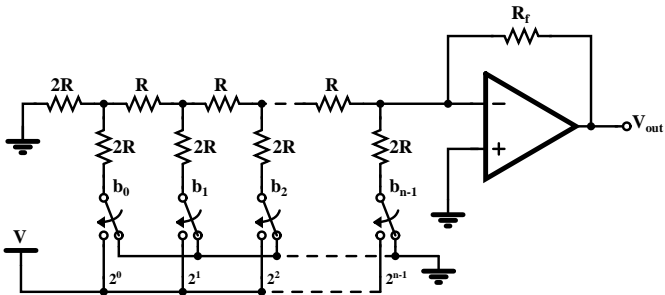


Fig. 4.11. DAC tipo escalera o R2R de n bits. Fuente: elaboración propia.

4.3. Materiales y campos de aplicación

Materiales, instrumentos, *software* y equipos a utilizar

- 8 OpAmps LM741 o equivalentes LM1458, LM353.
- Resistencias de 1/2 W, 12 de $10\text{ K}\Omega$, 12 de $1\text{ K}\Omega$ y otros valores de acuerdo a los cálculos de diseño.
- 4 capacitores de $10\ \mu\text{F}$, 4 de $100\ \mu\text{F}$, 4 de 1 nF y 4 de 10 nF .
- Potenciómetros de $1\text{ K}\Omega$, $10\text{ K}\Omega$ y $100\text{ K}\Omega$.
- Multímetro.
- Fuente de voltaje.
- Cables de conexión.
- Caimanes.
- *Protoboard*.
- LTSpice, ORCAD, Proteus o simulador de preferencia.

Campos de aplicación

- Electrónica.
- Sensórica.
- Bioingeniería.
- Electrónica de potencia.
- Sistemas de control.

4.4. Actividades y procedimientos

Preguntas previas para el desarrollo de la práctica

- ¿Por qué al analizar circuitos con OpAmps, considerando estos como ideales, se obtienen resultados bastante aproximados al implementarlos?
- ¿Cómo puede implementarse un circuito que permita sumar y restar señales?
- ¿Qué sucede si las señales de entrada o salida de un OpAmp sobrepasan su tensión de alimentación?
- ¿Por qué no se recomienda usar los OpAmps en lazo abierto?

Procedimientos

- 1) Un sensor se encarga de convertir una variable física, por ejemplo temperatura, en una variable eléctrica, por ejemplo tensión. Suponer que un sensor de temperatura opera entre 0°C y 60°C con una función característica $V_{osen} = 0,001 \cdot T$, donde V_{osen} es la tensión de salida obtenida al medir un valor de temperatura T en grados Celsius. Diseñar, simular e implementar un circuito que permita observar la salida de este sensor en un rango de 1 V a 7 V (circuito de acondicionamiento), teniendo a disposición una fuente DC dual de 15 V, dos amplificadores operacionales y diversos valores de resistencia. En la Fig. 4.12 se representa el sistema descrito.

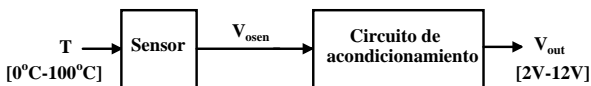
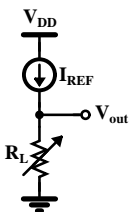


Fig. 4.12. Diagrama de bloques del sistema sensor-circuito de acondicionamiento.

- 2) Implementar un circuito que compare una señal senoidal con una señal DC:
 - a) Si una señal senoidal de $10 V_{pp}$ y *offset* de 5 V se aplica en el terminal no-inversor del OpAmp y una señal DC de 5 V en el terminal inversor, representar teóricamente la señal producto de esta comparación. ¿Qué tipo de señal se obtiene?
 - b) Simular el circuito comparador usando una señal senoidal de $10 V_{pp}$ con *offset* de 5 V y frecuencia de 1 KHz, una señal DC de 5 V, y alimentando el amplificador operacional con una tensión de +15 V.
 - c) Implementar el circuito comparador con las condiciones descritas en el ítem anterior y verificar la señal de salida en el osciloscopio.
 - d) ¿Cómo puede modificarse el ciclo útil de la señal obtenida?
- 3) Diseñar, simular e implementar un convertidor digital-analógico R2R de 5 bits que represente los bits de forma analógica en un rango de 0 a 5 V. Considerar que el “1” digital corresponde a 5 V. Alimentar el OpAmp con ± 15 V y usar un *dip switch* para generar los diferentes códigos digitales de entrada.
- 4) Suponer un sensor de temperatura resistivo que a 0°C tiene una resistencia de $10\ \Omega$ y a 60°C una resistencia de $100\ \Omega$, y se sabe que

varía linealmente. Este sensor se adecua mediante un divisor resistivo como se muestra en la Fig. 4.13, lo que permite representar la variación de temperatura mediante una variación de tensión. Para esto, por el divisor debe pasar una corriente constante a pesar de las variaciones de la resistencia del sensor (R_L).



Diseñar, simular e implementar la fuente de corriente y el divisor de tensión para poder determinar variaciones de temperatura entre 0 y 100 °C mediante una variación de tensión entre 0,2 V y 3,2 V.

Fig. 4.13. Circuito de adecuación.

Considerar que $V_{DD}=10$ V, la fuente de corriente tiene una tensión de referencia de 8 V y opera adecuadamente siempre y cuando el transistor posea una tensión $V_{SD} > 0,2$ V.

4.5. Bibliografía de consulta

- [1] A. Sedra, y K. Smith. “Operational Amplifiers”, en *Microelectronic Circuits*, 7ma ed. New York: Oxford University Press, 2015, pp. 59-115.
- [2] S. Franco. “Operational Amplifiers Fundamentals”, “Voltage References and Regulators”, “D-A and A-D Converters”, en *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, 3ra ed. New York: McGrawHill, 2002, pp. 1-58, 499-557, 559-572.

- [3] R. L. Boylestad, y L. Nashelsky. “Amplificadores operacionales”, “Aplicaciones del amplificador operacional”, en *Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, 10ma ed. México, D. F.: Pearson Educación, 2009, pp. 594-631, 641-659.
- [4] D. Neamen. “Amplificadores operacionales ideales y circuitos con AMP-OP”, en *Dispositivos y circuitos electrónicos*, 4ta ed. New York: McGrawHill, 2012, pp. 601-647.
- [5] B. Razavi. “Operational Amplifier as a Black Box”, en *Fundamentals of Microelectronics*, 2da ed. Los Angeles: Wiley, 2014, pp. 354-387.

Capítulo 5

Función de transferencia

En este capítulo se presenta un marco teórico breve sobre la respuesta de un sistema de acuerdo a su función de transferencia, en especial los circuitos de primer y segundo orden, además de una propuesta de práctica de laboratorio para reforzar mediante simulación e implementación de circuitos los conceptos teóricos sobre funciones de transferencia expuestos. En la práctica propuesta, se espera el uso de MATLAB como herramienta para representar la respuesta en frecuencia de un circuito mediante el diagrama de Bode y su equivalente en el tiempo mediante la respuesta al escalón unitario. Por otro lado, se presenta un circuito para el cual debe extraerse teóricamente su función de transferencia y obtener las diferentes respuestas de acuerdo al orden de su función de transferencia tanto en simulación como en la implementación física del circuito.

Laboratorio 5

Función de transferencia

5.1. Objetivos y competencias a desarrollar

Objetivos

- Identificar la forma estándar de los sistemas de primer y segundo orden, los diferentes parámetros de estos sistemas que se pueden extraer de la función de transferencia, y su respuesta al escalón unitario.
- Emular las diferentes respuestas de un sistema de segundo orden mediante la implementación de un circuito eléctrico compuesto por amplificadores operacionales.

Competencias a desarrollar

- Identifica las principales características de sistemas de primer y segundo orden a partir de su función de transferencia.
- Formula matemáticamente el problema de diseño de diferentes circuitos con amplificadores operacionales.
- Verifica mediante simulaciones la respuesta en el tiempo de sistemas de primer y segundo orden.

5.2. Marco teórico

La respuesta de cualquier circuito o sistema puede modelarse matemáticamente mediante su **función de transferencia**. La función de transferencia es la relación entre la entrada y la salida de un sistema en el dominio de la frecuencia; sin embargo, de esta función también pueden extraerse diferentes parámetros de la respuesta en el tiempo. En la práctica se ha demostrado que una función de transferencia de segundo orden representa de forma adecuada el desempeño de un sistema, donde el orden o grado de esta función está determinado por la máxima potencia presente en el denominador.

Evaluación de la función de transferencia

El **diagrama de Bode** permite observar las características de la función de transferencia en el dominio de la frecuencia (en escala logarítmica para observar un rango amplio de frecuencias); sin embargo, de la función de transferencia también es posible extraer algunas características en el dominio del tiempo, por ejemplo el comportamiento de la salida ante un cambio brusco de la entrada lo cual incorpora todos los efectos dinámicos del sistema (efectos que ocurren antes que el sistema alcance su estado estable). La respuesta del sistema está directamente relacionada al orden del mismo y el orden está dado por el orden de su función de transferencia.

5.2.1. Sistemas de primer orden

Un sistema de primer orden se representa mediante función de transferencia:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (5.1)$$

Donde K representa la ganancia del sistema o proceso y τ es la constante de tiempo (tiempo en el que la salida del sistema alcanza el 63 % de su valor final).

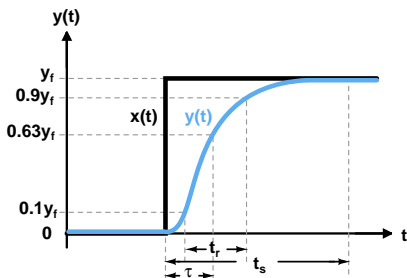


Fig. 5.1. Respuesta al escalón de un sistema de primer orden.
Fuente: elaboración propia.

Ante un escalón de entrada un sistema de primer orden responde de acuerdo a la Fig. 5.1 y la expresión:

$$y(t) = y_f \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (5.2)$$

donde y_f es el valor final en $t=\infty$ ($y_f = K$) y τ es la constante de tiempo. τ es uno de los parámetros que define un sistema de primer orden junto al tiempo de subida (t_r -tiempo en pasar del 10% al 90%

del valor final) y el tiempo de establecimiento (t_s -tiempo en alcanzar un valor de salida tolerable dentro de la precisión del instrumento).

$$t_r \approx 2,2\tau \quad (5.3)$$

$$t_s = 4\tau \quad (5.4)$$

5.2.2. Sistemas de segundo orden

Los sistemas de segundo orden se representan de acuerdo a la función de transferencia:

$$G(s) = \frac{K}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n}s + 1} \quad (5.5)$$

Donde K es la ganancia del sistema, ζ es la constante de amortiguamiento y ω_n es la frecuencia natural.

Dependiendo del valor de la constante de amortiguamiento los sistemas de segundo orden pueden presentar tres tipos de respuesta:

- **Sobreamortiguada** ($\zeta > 1$): sistemas lentos parecidos a los sistemas de primer orden (Fig. 5.2(a)).
- **Críticamente amortiguada** ($\zeta = 1$): sistemas similares a los sobreamortiguados pero más rápidos (Fig. 5.2(b)).
- **Subamortiguada** ($\zeta < 1$): sistemas rápidos que presentan oscilaciones por encima del valor final (Fig. 5.3).

Para los sistemas sobreamortiguados y críticamente amortiguados (Fig. 5.2), los parámetros que definen su comportamiento son el tiempo de subida (t_r) y el tiempo de establecimiento (t_s) al igual que los

sistemas de primer orden. Los sistemas subamortiguados, además de los parámetros de primer orden, se caracterizan por la máxima sobreoscilación o máximo sobreimpulso (M_p), el tiempo de sobreoscilación (t_p), y el periodo amortiguado de oscilación (T_d), como se muestra en la Fig. 5.3.

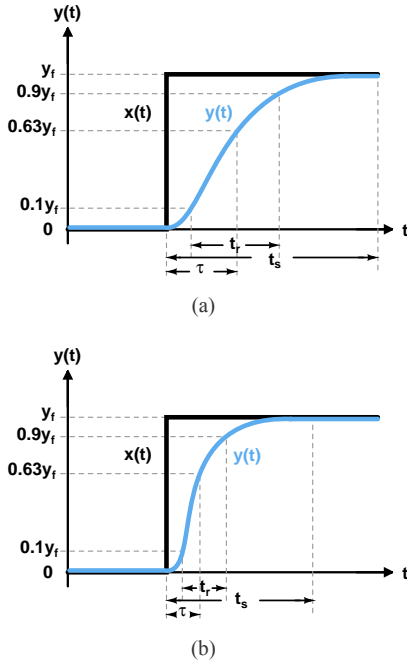


Fig. 5.2. Respuesta al escalón de sistemas de segundo orden: (a) sobreamortiguada, (b) críticamente amortiguada. Fuente: elaboración propia.

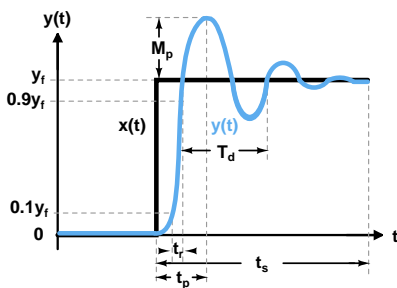


Fig. 5.3. Respuesta al escalón de un sistema de segundo orden subamortiguado. Fuente: elaboración propia.

5.3. Materiales y campos de aplicación

Materiales, instrumentos, *software* y equipos a utilizar

- 8 OpAmps LM741 o equivalentes LM1458, LM353.
- Resistencias de 1/2 W, 12 de 10 K Ω y 12 de 1 K Ω .
- 4 capacitores de 10 μ F, 4 de 100 μ F, 4 de 1 nF y 4 de 10 nF.
- Potenciómetros de 1 K Ω , 10 K Ω y 100 K Ω .
- Multímetro.
- Fuente de voltaje.
- Cables de conexión.
- Caimanes.
- *Protoboard*.

- LTspice, OrcAD, Proteus o simulador de preferencia.
- MATLAB.

Campos de aplicación

- Electrónica.
- Sensórica.
- Bioingeniería.
- Sistemas de control.
- Electrónica de potencia.

5.4. Actividades y procedimientos

Preguntas previas para el desarrollo de la práctica

- En un sistema de primer orden, ¿qué representa la constante de tiempo?
- Investigar y reportar la forma general de un sistema de segundo orden en el tiempo y cómo extraer su tiempo de establecimiento, tiempo de subida, ganancia, máximo sobreimpulso (sobreoscilación), factor de amortiguamiento, frecuencias amortiguada y no amortiguada y el tiempo de sobreoscilación.
- ¿Qué tipos de respuestas pueden esperarse de un sistema de segundo orden?
- Investigar cómo representar en MATLAB funciones de transferencia y cómo evaluar su respuesta al impulso y al escalón unitario.

Procedimiento

- 1) Para la siguiente función de transferencia:

$$G(s) = \frac{10}{s + 2}$$

- Extraer teóricamente la ganancia y la constante de tiempo (τ).
 - Obtener en MATLAB la respuesta al escalón y medir los tiempos de subida y establecimiento del sistema.
- 2) Para la siguiente función de transferencia:

$$G(s) = \frac{10}{s^2 + s + 1}$$

- Extraer la ganancia, la máxima sobreoscilación (máximo sobreimpulso), el factor de amortiguamiento, la frecuencia natural no amortiguada, la frecuencia natural amortiguada y el tiempo donde ocurre la máxima sobreoscilación.
 - Obtener en MATLAB la respuesta al escalón y medir los parámetros calculados en el ítem anterior. ¿Los valores coinciden razonablemente con los calculados? Si no, justificar las diferencias.
- 3) Para el circuito de la Fig. 5.4, identificar las configuraciones de amplificadores presentes, representar su función de transferencia e identificar el orden.
- 4) Usando OpAmps ideales y considerando $R=10\text{ K}\Omega$ y $C=100\ \mu\text{F}$, simular el circuito de la Fig. 5.4. Este circuito emula un sistema masa-resorte-amortiguador, donde $X_1(t)$ es la entrada del sistema $X_2(t)$

es la salida, y la relación de resistencias R_2/R_1 define la constante de amortiguamiento. Aplicar una señal cuadrada de entrada de $5 V_{pp}$ con un *offset* de 2,5 V y frecuencia de 50 mHz, y obtener los gráficos de las tensiones de entrada y salida para cada uno de los siguientes valores de R_1 y R_2 :

- $R_2=10\text{ K}\Omega$, $R_1=10\text{ K}\Omega$.
- $R_2=22\text{ K}\Omega$, $R_1=10\text{ K}\Omega$.
- $R_2=47\text{ K}\Omega$, $R_1=10\text{ K}\Omega$.

Se recomienda utilizar una tensión de alimentación para los OpAmps de $\pm 15\text{ V}$.

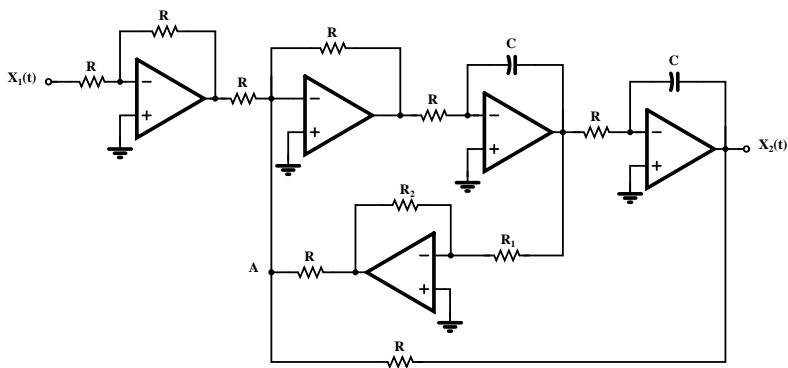


Fig. 5.4. Circuito eléctrico a analizar

- 5) Implementar el circuito de la figura polarizando los amplificadores operacionales con $\pm 15\text{ V}$, y usando los mismos tres pares de valores

de R_1 y R_2 del ítem anterior (con los mismos valores de R y C), observar en el osciloscopio las respuestas del sistema al utilizar como entrada el generador de señales con una señal cuadrada de $5 V_{pp}$ con *offset* de 2,5 V y frecuencia de 50 mHz. Anexar los resultados al informe de laboratorio y explicar el tipo de respuesta obtenido producto de cada cambio de resistencia.

5.5. Bibliografía de consulta

- [1] R. Dorf. “Mathematical Models of Systems”, en *Modern Control Systems*, 12da ed. New Jersey: Prencite Hall, 2011, pp. 49-84.
- [2] K. Ogata. “Transient and Steady-State Response Analyses”, en *Modern Control Engineering*, 4ta ed. New Jersey: Prentice Hall, 2002, pp. 219-274.
- [3] A. Sedra, y K. Smith. “Operational Amplifiers”, en *Microelectronic Circuits*, 7ma ed. New York: Oxford University Press, 2015, pp. 59-115.
- [4] R. L. Boylestad, y L. Nashelsky. “Respuesta en frecuencia”, en *Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, 10ma ed. México, D. F.: Pearson Educación, 2009, pp. 538-554.
- [5] D. Neamen. “Respuesta en frecuencia”, en *Dispositivos y circuitos electrónicos*, 4ta ed. New York: McGrawHill, 2012, pp. 451-466.
- [6] B. Razavi. “Frequency Response”, en *Fundamentals of Microelectronics*, 2da ed. Los Angeles: Wiley, 2014, pp. 502-516.

Capítulo 6

Filtros analógicos

En este capítulo se presenta un marco teórico bastante completo sobre filtros tanto a nivel de circuitos eléctricos como de función de transferencia característica. Además de lo anterior, se presenta una propuesta de práctica de laboratorio para reforzar mediante simulación de circuitos los conceptos teóricos expuestos. Con esta práctica se pretende desarrollar la capacidad de diseñar filtros tanto activos como pasivos, de diferente orden y usando las configuraciones expuestas, ya sea a nivel de circuitos eléctricos o a nivel de su respuesta en frecuencia a partir de la función de transferencia. Los diseños deben ser validados mediante simulaciones y se espera que los resultados obtenidos en el simulador sean bastante aproximados a los teóricos.

Laboratorio 6

Diseño y simulación de filtros analógicos

6.1. Objetivos y competencias a desarrollar

Objetivos

- Identificar los diferentes tipos de filtros analógicos, el orden de acuerdo a la función de transferencia y los parámetros de desempeño de mayor importancia.
- Utilizar herramientas de *software* para la simulación y verificación del comportamiento de los diferentes tipos de filtros analógicos mediante la medición de sus principales parámetros de desempeño.

Competencias a desarrollar

- Identifica los diferentes tipos de filtros a partir de su función de transferencia y sus componentes de circuito.
- Formula matemáticamente el problema de diseño de un filtro analógico de acuerdo a las especificaciones dadas.
- Selecciona topologías o configuraciones de filtros analógicos según el problema de diseño.
- Verifica mediante simulaciones los parámetros de desempeño de un filtro analógico.

6.2. Marco teórico

Un filtro analógico es un circuito que permite pasar y amplificar señales analógicas en una determinada banda (rango) de frecuencia y rechaza o atenúa señales fuera de dicha banda.

6.2.1. Filtros ideales

Idealmente un filtro deja pasar sin modificaciones señales en una determinada banda conocida como **banda de paso** (zona sombreada en los gráficos) y fuera de dicha banda las elimina completamente (**banda de rechazo**). De acuerdo al comportamiento del filtro en frecuencia se pueden clasificar como **pasa-bajos**, **pasa-altos**, **pasa-banda** y **rechaza-banda** (Fig. 6.1), y de acuerdo al orden de la función de transferencia pueden clasificarse principalmente como filtros de **primer-orden** y **segundo-orden**. Filtros de orden superior pueden implementarse a partir de filtros de primer y segundo orden.

- Un **filtro pasa-bajos** (Fig. 6.1(a)) idealmente deja pasar señales con frecuencia desde cero hasta una frecuencia de corte determinada (f_0), a partir de esta frecuencia las señales son eliminadas.
- Un **filtro pasa-altos** (Fig. 6.1(b)) idealmente deja pasar señales con frecuencia superior a la frecuencia de corte (f_0) y elimina señales de frecuencia inferior.
- Un **filtro pasa-banda** (Fig. 6.1(c)) idealmente deja pasar señales con frecuencia dentro de un rango definido por las frecuencias de

corte inferior y superior (f_{01} y f_{02} respectivamente), y elimina señales con frecuencia fuera de este rango.

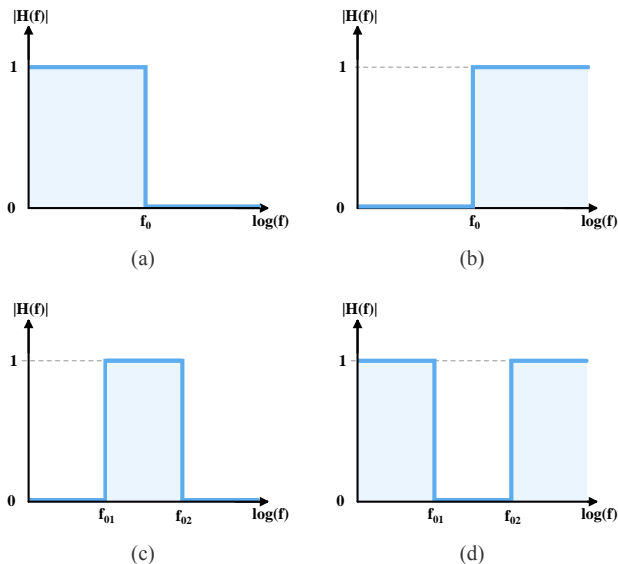


Fig. 6.1. Filtros ideales: (a) pasa-bajos, (b) pasa-altos, (c) pasa-banda y (d) rechaza-banda. Fuente: elaboración propia.

- Un **filtro rechaza-banda** (Fig. 6.1(d)) idealmente deja pasar señales con frecuencia fuera del rango definido por las frecuencias de corte inferior y superior (f_{01} y f_{02} respectivamente), y elimina señales con frecuencia dentro de este rango.

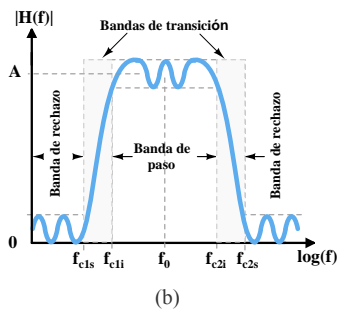
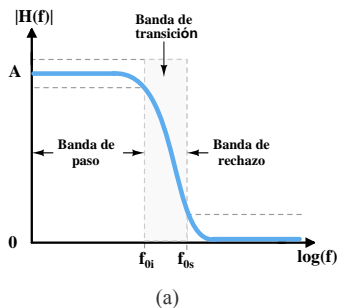


Fig. 6.2. Filtros reales: (a) pasa-bajos y (b) pasa-banda. Fuente: elaboración propia.

6.2.2. Filtros reales

De acuerdo a la Fig. 6.1, idealmente un filtro rechaza toda señal fuera de la banda de paso mediante una recta de pendiente infinita en la frecuencia de corte; sin embargo, en realidad un filtro presenta una pendiente de valor finito que genera un rango de frecuencias en el cual

la señal no es eliminada o rechazada por completo. A este rango de frecuencias se le conoce como **banda de transición** y se puede observar en la Fig. 6.2. La pendiente de esta banda está definida por el orden del filtro, entre mayor sea el orden del filtro mayor será la pendiente. Además de la banda de transición, un filtro analógico puede presentar variaciones u oscilaciones tanto en la banda de paso como en la banda de rechazo como se observa también en la figura, y puede tener una ganancia **A** en la banda de paso.

6.2.3. Filtros de primer orden

El orden de un filtro corresponde al orden de su función de transferencia, por lo tanto un filtro de primer orden se expresa mediante la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0} \quad (6.1)$$

donde $s=j\omega$, ω es la frecuencia angular ($\omega = 2\pi f$), ω_0 es la frecuencia angular de corte ($\omega_0 = 2\pi f_0$), y las constantes a_0 y a_1 definen el tipo de filtro y la ganancia del mismo.

- Si $a_1 = 0$ entonces la función de transferencia corresponde a un filtro **pasa-bajos**.

$$H(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0} \quad (6.2)$$

cuya magnitud equivale a:

$$|H(\omega)| = \frac{a_0}{\sqrt{\omega^2 + \omega_0^2}} \quad (6.3)$$

y de esta se pueden extraer las expresiones para la ganancia en la banda de paso y la frecuencia de ganancia unitaria del filtro (ω_{0dB}). La máxima ganancia de un filtro pasa-bajos se puede extraer de (6.3) al considerar $\omega=0$, y la frecuencia de ganancia unitaria se obtiene cuando $|H(\omega)|=1$.

$$|H(\omega = 0)|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{a_0}{\omega_0} \right) \quad (6.4)$$

$$\omega_{0dB} = \sqrt{a_0^2 - \omega_0^2} \quad (6.5)$$

- Si $a_0 = 0$ entonces la función de transferencia corresponde a un filtro **pasa-altos**.

$$H(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0} \quad (6.6)$$

cuya magnitud equivale a:

$$|H(\omega)| = \frac{a_1 \omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_0^2}} \quad (6.7)$$

y se pueden extraer las expresiones para la ganancia en la banda de paso y la frecuencia de ganancia unitaria del filtro (ω_{0dB}). La máxima ganancia de un filtro pasa-altos se extrae de (6.7) cuando $\omega \rightarrow \infty$, y la frecuencia de ganancia unitaria cuando $|H(\omega)|=1$.

$$|H(\omega \rightarrow \infty)|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} (a_1) \quad (6.8)$$

$$\omega_{0dB} = \frac{\omega_0}{\sqrt{a_1^2 - 1}} \quad (6.9)$$

Una función de transferencia de primer orden permite obtener filtros

pasa-bajos y pasa-altos que pueden implementarse por medio de circuitos eléctricos de forma pasiva y activa. Un **filtro pasivo** se conforma de dispositivos pasivos y posee una ganancia máxima igual a la unidad; por otro lado, un **filtro activo** posee tanto dispositivos pasivos como activos y permite obtener ganancia en la banda de paso mayor a la unidad.

Filtros pasivos de primer orden

Un filtro pasivo puede implementarse mediante diversas configuraciones de dispositivos; sin embargo, un divisor de tensión permite observar sus propiedades fácilmente. Al analizar el circuito de la Fig. 6.3(a) es posible determinar los dispositivos que conforman Z_1 y Z_2 al expresar su función de transferencia como:

$$H(\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (6.10)$$

donde solo una de las impedancias puede tener parte reactiva si se desea obtener una función de transferencia de primer orden.

- Sabiendo que un filtro pasa-bajos tiene ganancia igual a 1 en $\omega=0$ y 0 en $\omega \rightarrow \infty$, entonces Z_2 puede estar compuesta por un capacitor cuya reactancia equivale a $Z_2 = X_c = \frac{1}{j\omega C}$ y Z_1 por una resistencia como se muestra en la Fig. 6.3(b), o Z_1 podría ser un inductor con reactancia $Z_1 = X_L = j\omega L$ y Z_2 una resistencia. Para el circuito de la Fig. 6.3(b) la función de transferencia se expresa (usando la forma estándar presentada en (6.2)) como:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} \quad (6.11)$$

donde $a_0 = \omega_0 = \frac{1}{RC}$.

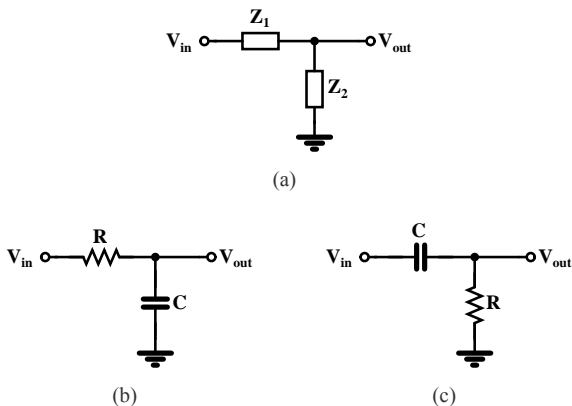


Fig. 6.3. Filtros pasivos de primer orden: (a) circuito general, (b) pasa-bajos y (c) pasa-altos. Fuente: elaboración propia.

- Para generar un filtro pasa-altos la ganancia debe ser 0 en $\omega=0$ y 1 en $\omega \rightarrow \infty$, lo cual puede obtenerse al considerar Z_1 como un capacitor y Z_2 como una resistencia (Fig. 6.3(c)), o Z_2 como un inductor y Z_1 como una resistencia. Para el circuito de la Fig. 6.3(c) la función de transferencia se expresa (usando la forma estándar presentada en (6.6)) como:

$$H(s) = \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} \quad (6.12)$$

donde $a_1=1$ y $\omega_0 = \frac{1}{RC}$.

Filtros activos de primer orden

Un filtro activo es aquel que puede tener una ganancia mayor a la unidad en la banda de paso y puede implementarse con transistores o amplificadores operacionales (compuestos por transistores); sin embargo, a continuación se analizan las configuraciones utilizando el OpAmp como una caja negra (no importa de qué esté compuesto). Al analizar el circuito de la Fig. 6.4(a) es posible determinar los dispositivos que conforman Z_1 y Z_2 al expresar su función de transferencia como:

$$H(\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (6.13)$$

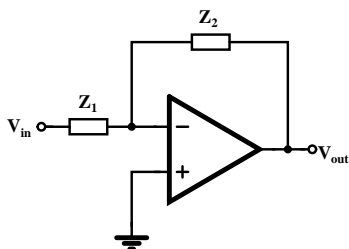
donde al igual que en los filtros pasivos, solo una de las impedancias puede tener parte reactiva si se desea obtener una función de transferencia de primer orden.

Siguiendo las mismas consideraciones hechas para los filtros pasivos:

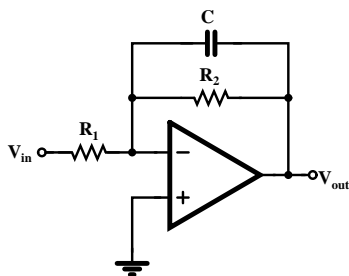
- Para obtener un filtro pasa-bajos, Z_2 puede estar compuesta por un capacitor en paralelo con una resistencia, y Z_1 por una resistencia como se muestra en la Fig. 6.4(b), o Z_1 podría ser un inductor en serie con una resistencia y Z_2 una resistencia. Para el circuito de la Fig. 6.4(b) la función de transferencia se expresa (usando la forma estándar presentada en (6.2)) como:

$$H(s) = \frac{R_2 \parallel \frac{1}{sC}}{R_1} = \frac{\frac{1}{R_1 C}}{s + \frac{1}{R_2 C}} \quad (6.14)$$

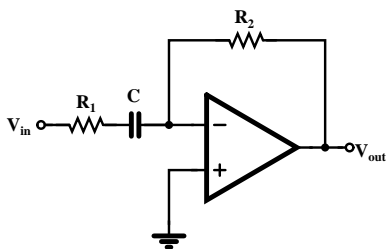
donde $a_0 = \frac{1}{R_1 C}$ y $\omega_0 = \frac{1}{R_2 C}$.



(a)



(b)



(c)

Fig. 6.4. Filtros activos de primer orden: (a) circuito general, (b) pasa-bajos y (c) pasa-altos. Fuente: elaboración propia.

- Para generar un filtro pasa-altos puede considerarse Z_1 como un capacitor en serie con una resistencia y Z_2 como una resistencia (Fig. 6.4(c)), o Z_2 como un inductor en paralelo con un resistencia y Z_1 como una resistencia. Para el circuito de la Fig. 6.4(c) la función de transferencia se expresa (usando la forma estándar presentada en (6.6)) como:

$$H(s) = \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{R_2}{R_1}s}{s + \frac{1}{R_1C}} \quad (6.15)$$

donde $a_1 = \frac{R_2}{R_1}$ y $\omega_0 = \frac{1}{R_1C}$.

6.2.4. Filtros de segundo orden

La expresión para un sistema de segundo orden se puede encontrar en la guía de la práctica anterior; sin embargo, para un filtro la expresión de la función de transferencia depende de nuevos términos conservando todas las propiedades de los sistemas de segundo orden.

$$H(s) = \frac{a_2s^2 + a_1s + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (6.16)$$

Si se compara el denominador de la expresión (6.16) con la expresión general de una función de transferencia de segundo orden presentada en la guía anterior, $\omega_0 = \frac{1}{\tau}$ y $Q = \frac{1}{2\zeta}$, donde Q corresponde al factor de calidad. Una función de transferencia de segundo orden permite obtener filtros pasa-bajos, pasa-altos, pasa-banda y rechaza-banda, dependiendo de los valores de las constantes a_0 , a_1 y a_2 . Al igual que los filtros de primer orden, estos filtros pueden implementarse por medio

de circuitos eléctricos de forma pasiva y activa.

- Si $a_1 = a_2 = 0$ entonces la función de transferencia corresponde a un filtro **pasa-bajos**.

$$H(s) = \frac{a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (6.17)$$

cuya magnitud equivale a:

$$|H(\omega)| = \frac{a_0}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0\omega}{Q}\right)^2}} \quad (6.18)$$

y de esta se puede extraer la expresión para la ganancia en la banda de paso.

$$|H(\omega = 0)|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{a_0}{\omega_0^2} \right) \quad (6.19)$$

- Si $a_0 = a_1 = 0$ entonces la función de transferencia corresponde a un filtro **pasa-altos**.

$$H(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (6.20)$$

cuya magnitud equivale a:

$$|H(\omega)| = \frac{a_2 \omega^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0\omega}{Q}\right)^2}} \quad (6.21)$$

y se puede extraer la ganancia en la banda de paso.

$$|H(\omega \rightarrow \infty)|_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(a_2) \quad (6.22)$$

- Si $a_2 = a_0 = 0$ entonces la función de transferencia corresponde a un filtro **pasa-banda**.

$$H(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (6.23)$$

cuya magnitud equivale a:

$$|H(\omega)| = \frac{a_1 \omega}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0 \omega}{Q}\right)^2}} \quad (6.24)$$

y se pueden extraer la ganancia en la banda de paso y las frecuencias de corte.

$$|H(\omega = \omega_0)|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{a_1 Q}{\omega_0} \right) \quad (6.25)$$

$$\omega_{c1}, \omega_{c2} = \omega_0 \sqrt{\frac{1}{4Q^2} + 1} \mp \frac{\omega_0}{2Q} \quad (6.26)$$

Filtros pasivos de segundo orden

Los filtros pasivos de segundo orden también pueden implementarse a partir del análisis del circuito de la Fig. 6.3(a) determinando los dispositivos que conforman Z_1 y Z_2 . Para obtener una sistema de segundo orden en el circuito deben estar presentes al menos dos elementos reactivos.

- Sabiendo que un filtro pasa-bajos tiene ganancia igual a 1 en $\omega=0$ y 0 en $\omega \rightarrow \infty$, entonces Z_2 puede estar compuesta por un capacitor en paralelo con una resistencia, ya que debe existir un camino para la corriente cuando $\omega=0$, y Z_1 por una inductancia (Fig. 6.5(a)). Para el circuito de la figura, la función de transferencia se expresa (usando la forma estándar presentada en (6.17)) como:

$$H(s) = \frac{\frac{R}{1+sRC}}{sL + \frac{R}{1+sRC}} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (6.27)$$

donde $a_0 = \omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ y $Q = \omega_0 RC$.

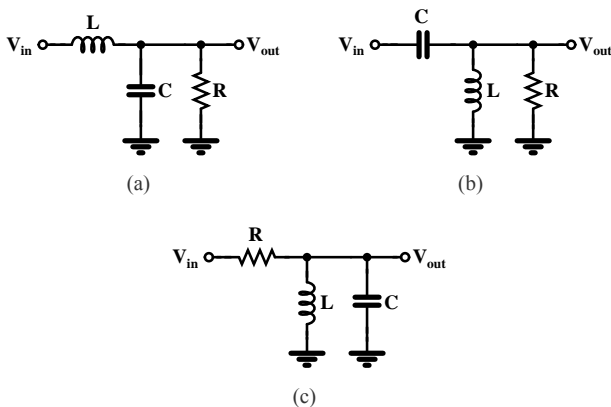


Fig. 6.5. Filtros pasivos de segundo orden: (a) pasa-bajos, (b) pasa-altos y (c) pasa-banda. Fuente: elaboración propia.

- Un filtro pasa-altos tiene ganancia igual a 0 en $\omega=0$ y 1 en $\omega \rightarrow \infty$, entonces Z_1 puede estar compuesta por un capacitor, y Z_2 por una inductancia en paralelo con una resistencia para garantizar el flujo de corriente cuando $\omega \rightarrow \infty$ (Fig. 6.5(b)). Para el circuito de la figura la función de transferencia se expresa (usando la forma estándar presentada en (6.20)) como:

$$H(s) = \frac{\frac{sLR}{R+sL}}{\frac{1}{sC} + \frac{sLR}{R+sL}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (6.28)$$

donde $a_2=1$, $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ y $Q = \omega_0 RC$.

- Un filtro pasa-banda se obtiene de considerar que la ganancia es 0 en $\omega=0$ y $\omega \rightarrow \infty$, y 1 en valores intermedios de frecuencia, por lo tanto Z_1 puede estar compuesta por una resistencia, y Z_2 por una inductancia en paralelo con una capacitancia (Fig. 6.5(c)). Para el circuito de la figura, la función de transferencia se expresa (usando la forma estándar presentada en (6.23)) como:

$$H(s) = \frac{\frac{sL}{1+s^2LC}}{R + \frac{sL}{1+s^2LC}} = \frac{\frac{1}{RC}s}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (6.29)$$

donde $a_1 = \frac{1}{RC}$, $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ y $Q = \omega_0 RC$.

Filtros activos de segundo orden

Los filtros activos de segundo orden se pueden implementar de diferentes maneras, ya sea conectando dos filtros activos de primer orden en cascada, o analizando el circuito de la Fig. 6.4(a), o considerando tipos especiales de filtros como los Sallen-Key y las secciones bicuadráticas

basadas en integradores, entre otras.

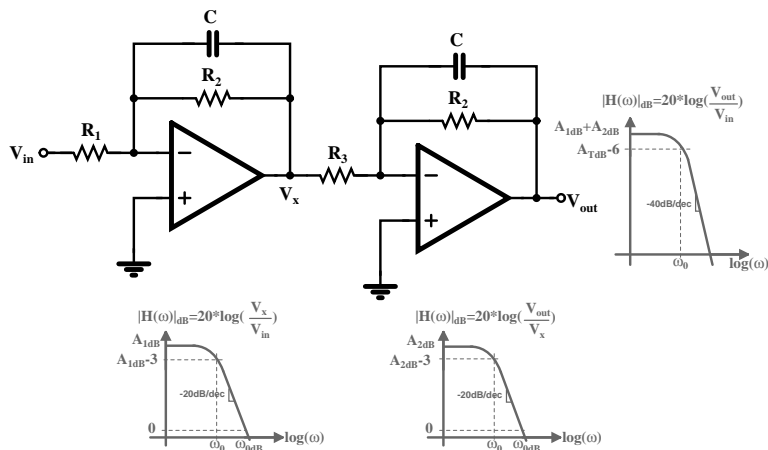


Fig. 6.6. Filtro pasa-bajos de segundo orden a partir de filtros de primer orden en cascada. Fuente: elaboración propia.

Si se conectan en cascada dos filtros pasa-bajos de primer orden (Fig. 6.6) que tengan la misma frecuencia de corte ω_0 (funciona igual con pasa-altos), se obtiene un filtro pasa-bajos de segundo orden con la misma frecuencia de corte, cuya ganancia corresponde a la multiplicación de las ganancias de los filtros en magnitud (suma de las ganancias en decibelios), y con una banda de transición reducida aproximadamente a la mitad ($\omega_{0dB} - \omega_0$). Siguiendo este principio, si se conecta un filtro pasa-altos de primer orden con frecuencia de corte ω_{c1} en cascada con un filtro pasa-bajos de primer orden con frecuencia de corte ω_{c2} , si $\omega_{c2} > \omega_{c1}$, se obtiene un filtro pasa-banda de segundo orden con fre-

cuencias de corte ω_{c1} y ω_{c2} , ganancia en la banda de paso equivalente al producto de las ganancias de los filtros y con bandas de transición del mismo tamaño que las bandas de los filtros de primer orden usados.

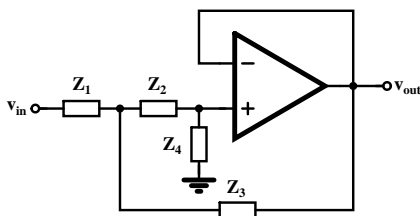


Fig. 6.7. Topología general de un filtro Sallen-Key de ganancia unitaria. Fuente: elaboración propia.

De las implementaciones de filtros de segundo orden mencionadas, otra en la que vale la pena entrar en detalles son los filtros **Sallen-Key**. Estos filtros se obtienen a partir de una topología estándar de circuito que se muestra en la Fig. 6.7 cuya función de transferencia se expresa mediante la ecuación (6.30). Dependiendo de las impedancias del circuito se pueden obtener los diferentes tipos de filtros de segundo orden, y al expresarlos mediante las formas estándar (6.17), (6.20) y (6.23) se pueden estimar los diferentes parámetros de desempeño.

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_3 Z_4}{Z_1 Z_2 + Z_3 (Z_1 + Z_2) + Z_3 Z_4} \quad (6.30)$$

- Si Z_1 y Z_2 son resistencias, y Z_3 y Z_4 son capacitores, se obtiene un filtro Sallen-Key pasa-bajos de segundo orden.
- Si Z_1 y Z_2 son capacitores, y Z_3 y Z_4 son resistencias, se obtiene

un filtro Sallen-Key pasa-altos de segundo orden.

- Si Z_1 , Z_3 y Z_4 son resistencias, Z_2 un capacitor, y se adiciona un capacitor entre el nodo que une a Z_1 con Z_2 y tierra, se obtiene un filtro Sallen-Key pasa-banda de segundo orden.

Este tipo de filtro también puede implementarse de tal forma que permita obtener ganancia superior a la unidad aprovechando el lazo de realimentación como en una topología no-inversora básica. Sin embargo, al conectar dispositivos en el lazo de realimentación, la función de transferencia general del circuito Sallen-Key cambia un poco respecto a la presentada en la expresión (6.30).

6.3. Materiales y campos de aplicación

Materiales, instrumentos, *software* y equipos a utilizar

- LTspice, ORCAD, Proteus o simulador de preferencia.

Campos de aplicación

- Electrónica.
- Sensórica.
- Electrónica de potencia.
- Bioingeniería.
- Sistemas de control.

6.4. Actividades y procedimientos

Preguntas previas al desarrollo de la práctica

- ¿Qué diferencias se observan entre un filtro ideal y uno real?
- ¿Cuáles son las diferencias entre los filtros activos y pasivos?
- ¿Qué tipos de filtros de primer orden se pueden obtener? Especificar cada uno a partir de la forma general de la función transferencia.
- ¿Qué tipos de filtros de segundo orden se pueden obtener? Especificar cada uno a partir de la forma general de la función transferencia.
- ¿Cómo puede modificarse el circuito de un filtro Sallen-Key para obtener una ganancia mayor a la unidad?
- Identificar y reportar los esquemáticos y las expresiones matemáticas para los diferentes filtros Sallen-Key que pueden obtenerse.
- Investigar cómo configurar y realizar un análisis AC para generar el diagrama de Bode de un circuito usando la herramienta de *software* de preferencia.
- Investigar sobre las respuestas tipo Chebyshev y Butterworth de los filtros.

Procedimiento

Desarrollar los procedimientos descritos y responder las preguntas que se presentan a continuación.

- 1) Realizar el esquemático del filtro de la Fig. 6.8 y extraer sus principales parámetros de desempeño. Considerar $R=1\text{ K}\Omega$, $C=15,9\text{ nF}$ y $L=15,9\text{ mH}$.

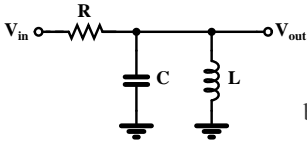


Fig. 6.8. Filtro a simular.

- a) Simular el circuito entre 100 Hz y 1 MHz y reportar la gráfica de la magnitud obtenida. ¿Qué tipo de filtro es? ¿de qué orden?
- b) De acuerdo al resultado de simulación estimar el valor de la máxima ganancia, la frecuencia central y las frecuencias de corte.
- c) Expresar teóricamente la función de transferencia del filtro y calcular la frecuencia central, la máxima ganancia, las frecuencias de corte, y el factor de calidad del filtro. Comparar los valores teóricos con los obtenidos en el simulador.
- 2) Realizar el esquemático del filtro de la Fig. 6.9 y extraer sus principales parámetros de desempeño. Considerar $R_1=1\text{ K}\Omega$, $R_2=10\text{ K}\Omega$ y $C=159\text{ pF}$.
- a) Simular el circuito entre 1 Hz y 10 MHz y reportar la gráfica de la magnitud obtenida. ¿Qué tipo de filtro es? ¿De qué orden?
- b) De acuerdo al resultado de simulación, estimar el valor de la máxima ganancia, y las frecuencias central y de ganancia unitaria.
- c) Expresar teóricamente la función de transferencia del filtro y calcular los parámetros estimados en el ítem anterior. Comparar los valores teóricos con los obtenidos en el simulador.

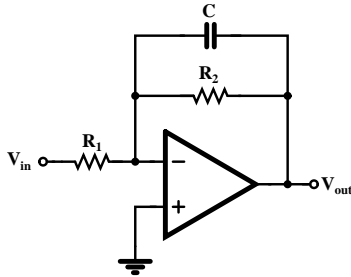


Fig. 6.9. Filtro a simular.

- 3) Para el circuito de la Fig. 6.10, asumiendo $R_1 = R_3 = 1\text{K}\Omega$, $R_2 = R_4 = 5\text{K}\Omega$, $C_1 = 1,59\text{nF}$ y $C_2 = 79,6\text{nF}$:

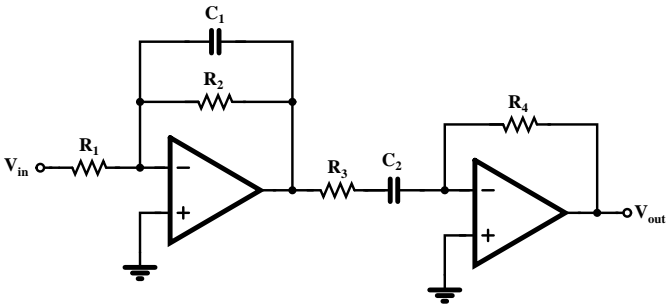


Fig. 6.10. Filtro a simular.

- Realizar un análisis AC entre 1 Hz y 10 MHz y reportar la gráfica de la magnitud obtenida. ¿Qué tipo de filtro es? ¿De qué orden?
- De los resultados de simulación estimar el valor de la máxima

ganancia, la frecuencia central y las frecuencias de corte.

- c) Expresar teóricamente la función de transferencia del filtro y calcular los parámetros estimados en el ítem anterior. Comparar los valores teóricos con los obtenidos en el simulador.
- 4) Para el circuito de la Fig. 6.11, asumiendo $R_1=1\text{ K}\Omega$, $R_2=5\text{ K}\Omega$, $C_1=79,6\text{ nF}$ y $C_2=1,59\text{ nF}$:
- a) Extraer teóricamente la función de transferencia del circuito e identificar el orden y el tipo de filtro.
 - b) Calcular teóricamente la ganancia, la frecuencia central y las frecuencias de corte del filtro.
 - c) Simular el circuito entre 10 Hz y 10 MHz, reportar la gráfica de la magnitud obtenida y medir los valores de los parámetros calculados en el ítem anterior.
 - d) ¿Qué se puede concluir sobre este circuito respecto al circuito de la Fig. 6.10?

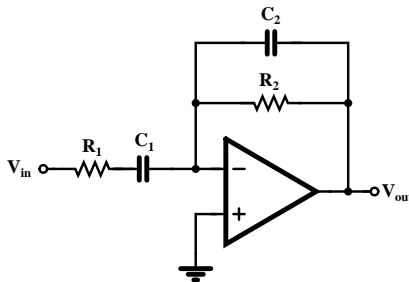


Fig. 6.11. Filtro a simular.

Ejercicio de diseño

Diseñar y simular un filtro pasa-altas Sallen-Key de ganancia unitaria con frecuencia de corte de 60 Hz y un factor de calidad de 0,5. Asumir que las capacitancias son iguales a 10 μF . Reportar los cálculos realizados y los resultados obtenidos de simulación e implementación del circuito.

6.5. Bibliografía de consulta

- [1] A. Sedra, y K. Smith. “Filters and Oscillators”, en *Microelectronic Circuits*, 7ma ed. New York: Oxford University Press, 2015, pp. 1288-1359.
- [2] R. L. Boylestad, y L. Nashelsky. “Aplicaciones del amplificador operacional”, en *Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, 10ma ed. México, D. F.: Pearson Educación, 2009, pp. 655-665.
- [3] S. Franco. “Active Filters: Part I & II”, en *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, 3ra ed. New York: McGrawHill, 2002, pp. 106-204.
- [4] B. Razavi. “Analog Filters”, en *Fundamentals of Microelectronics*, 2da ed. Los Angeles: Wiley, 2014, pp. 707-753.