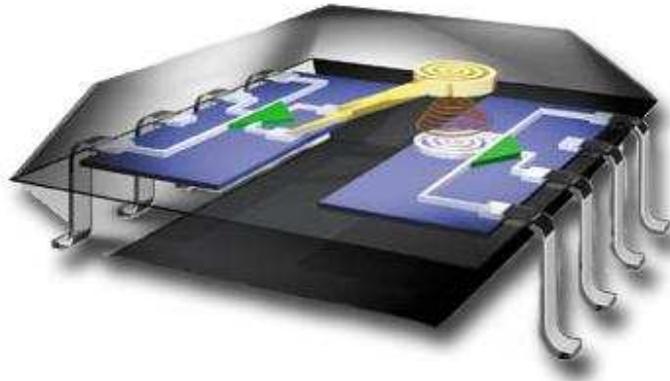


DISEÑO ELECTRONICO ANALOGO



Autor:

Rubén Darío Cárdenas Espinosa
Matrícula Profesional CL20633345
rdcardenas@gmail.com

Candidato a Doctor en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica
Master of Sciences with major in Engineering Electrical de Atlantic International University
Especialista en Gerencia en Finanzas, Ingeniero Electrónico, Tecnólogo Profesional en
Electrónica y Automatización Industrial de Universidad Autónoma de Manizales

Catedrático del Programa Ingeniería de Sistemas Universidad Minuto de Dios – CERES
Chinchiná

Gerente de Proyectos Programa Paz y Competitividad y Profesor Asistente del
Departamento de Electrónica y Automatización de la Universidad Autónoma de Manizales
Coordinador Ingenierías, Catedrático programas de posgrado y pregrado Universidad
Antonio Nariño Sede Manizales

Catedrático Tecnología en Electrónica Universidad de Caldas
Catedrático UNITECNICA (Ingecómputo) Manizales

Manizales, Departamento de Caldas
República de Colombia
Marzo de 2009

OBJETIVO TERMINAL DEL CURSO

Analizar, Interpretar, diseñar, desarrollar, construir y comprobar circuitos análogos con base en componentes discretos y/o integrados argumentando los conceptos técnicos correspondientes para cada caso, según especificaciones dadas, que permitan al alumno realizar aplicaciones análogas, de interfaces y de conmutación en potencia.

Desarrollar, construir y comprobar circuitos análogos con amplificadores operacionales, argumentará sus aplicaciones, y su desempeño tanto en el dominio del tiempo como en frecuencia.

Implementar circuitos que efectúen operaciones sobre señales eléctricas generadas por sensores y adecuarlas para su uso en sistemas de control, monitoreo y verificación.

Diseñar sistemas análogos que interactúen con sistemas electrónicos digitales para la manipulación y procesamiento de datos.

BREVE DESCRIPCIÓN

El desarrollo de la electrónica, se ha constituido en uno de los más grandes sucesos de la época moderna y ha sido fundamental para los grandes adelantos tecnológicos, en casi todos los campos del saber. La Ingeniería Eléctrica y Electrónica se preocupan por todos los fenómenos físicos asociados con la carga y su movimiento, y para ello emplea dos modelos, la teoría electromagnética y la teoría de circuitos, estudios que se convierten en la base de todo lo que involucre la transformación de cualquier tipo de energía eléctrica y viceversa.

Actualmente, aunque la mayoría de sistemas electrónicos son digitales, estos poseen una parte análoga como interacción con el mundo externo a través de una interfaz de tipo analógico.

La mayoría de los diseños actuales de circuitos análogos y de señal mixta son realizados en procesos de substrato en CMOS, usando dispositivos de enriquecimiento que poseen muy poca interacción con los MOSFET usados en el diseño de circuitos digitales.

TABLA DE CONTENIDO

OBJETIVO TERMINAL DEL CURSO	2
BREVE DESCRIPCIÓN	2
PRESENTACIÓN	7
INTRODUCCIÓN:	8
Nacimiento de la electrónica:	8
Desarrollo de la Radio.	9
Desarrollo de la Televisión.	10
Integración de chips, computadoras...	10
Desarrollo de la electrónica en el mundo.	11
I. DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES	12
1. TEORÍA BANDAS. CONDUCTORES Y AISLANTES.	14
2. SEMICONDUCTORES. ELECTRONES Y HUECOS.	15
2.1 Semiconductores intrínsecos.	15
2.2 Semiconductores extrínsecos	17
2.3 Semiconductores dopados	17
2.3.1 Semiconductores tipos N.	18
2.3.2 Semiconductores tipos P.	20
OBSERVACIONES	22
3. DISTRIBUCIÓN ENERGÉTICA DE LOS ELECTRONES.	23
4. DENSIDAD DE ESTADOS EN LAS BANDAS.	23
5. PROBABILIDAD DE OCUPACIÓN	24
6. LOCALIZACIÓN DEL NIVEL DE FERMI.	26
7. LA UNIÓN N-P.	28
8. EL DIODO DE UNIÓN.	31
8.1 Limitaciones de los diodos reales.	34
Rectificación de media onda y rectificación de onda completa.	35
Características de un Diodo:	38
PRACTICA 1 CIRCUITOS RESISTIVOS	49
PRACTICA 2 CARGA Y DESCARGA DE UN CONDENSADOR	50
PRACTICA 3 MANEJO DE OSCILOSCOPIO ANÁLOGO	51
PRACTICA 4 MEDIDAS CON EL OSCILOSCOPIO ANÁLOGO	52
PRACTICA 5 CORRIENTE ALTERNA	53
PRÁCTICA 6 CURVA CARACTERÍSTICA DEL DIODO	54
PRÁCTICA 7 RECTIFICACIÓN	55
PRACTICA 8 RECORTADOR ZENER	56
PRACTICA 9 FILTRADO Y RIZADO	57
PRÁCTICA 10 RECTIFICACIÓN DE POTENCIA	58
9. EL TRANSISTOR DE UNIÓN (BJT).	59
9.1 TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR	61

9.2 TRANSISTOR COMO RESISTENCIA VARIABLE	62
9.3 PRINCIPIO DE OPERACION	63
9.3.1 REGION DE CORTE	63
9.3.2 REGION ACTIVA NORMAL	66
9.3.3 REGION DE SATURACION	72
9.4.1 CARACTERISTICA VBE-IB	75
9.4.2 CARACTERISTICA VCE-IC	75
9.4.3 PRINCIPALES PARAMETROS COMERCIALES	76
9.5 MODELOS DEL TRANSISTOR BIPOLAR	77
9.5.1 MODELO DE EBERS-MOLL	77
9.5.2 APLICACION DEL MODELO DE EBERS-MOLL A LA REGION ACTIVA NORMAL	79
PRÁCTICA 11 POLARIZACION DEL TRANSISTOR BIPOLAR	113
PRACTICA 12 TRANSISTOR EN CONMUTACIÓN	114
PRÁCTICA 13 AMPLIFICADOR CON BJT	115
10. LOS TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO	116
10.1 TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO DE UNION (JFET)	116
10.1.1 PRINCIPIO DE OPERACION DEL NJFET	117
1.1.1 Región de corte	117
10.2 TRANSISTOR MOSFET	125
10.3 APLICACIONES DE LOS TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO	135
10.4 TALLER	140
II. EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL	150
1. CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE LOS AMPLIFICADORES	151
2.	MODO INVERSOR
	176
3.	MODO NO INVERSOR
	177
4.	SEGUIDOR DE TENSION
	179
5.	AMPLIFICADOR COMO SUMADOR
	180
6.	AMPLIFICADOR COMO INTEGRADOR
	181
7.	CIRCUITO DIFERENCIADOR
	182
8.	AMPLIFICADOR DIFERENCIAL
	184
9.	AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN
	186
10.	AMPLIFICADOR DE CARGA
	189
11.	AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO
	190
12.	SELECCIÓN DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL ADECUADO
	191
13.	TALLER
	191
14. FILTROS ACTIVOS	197
DISEÑO DE FILTROS	203
15.	CONVERTIDORES DE FRECUENCIA A VOLTAJE
	206

16.	CLASES DE FUENTES	206
17.	CONEXIÓN DE SEÑALES Y FUENTES DE SEÑAL PARA INTERFACES Y ADQUISICIÓN DE DATOS	208
18.	CONCLUSIONES	213
III. CIRCUITOS OSCILADORES		217
OSCILADORES COLPITTS Y HARTLEY:		217
OSCILADOR DE TRANSISTORES ACOPLADOS:		219
OTRO CONCEPTO DEL OSCILADOR:		221
OSCILADOR SIMÉTRICO CON COMPUERTAS NOT:		225
DISPARADORES SCHMITT TRIGGER		226
OSCILADOR DE CRISTAL		227
OSCILADORES CONTROLADOS		229
CIRCUITO INTEGRADO 555		229
CI 555 COMO MULTIVIBRADOR ASTABLE:		231
CI 555 COMO MULTIVIBRADOR MONOESTABLE:		231
CIRCUITOS MONOESTABLES:		232
PRACTICA 14 CIRCUITOS CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL		234
PRÁCTICA 15 ASTABLE Y MONOESTABLE CON 555		235
PRACTICA 16 MULTIVIBRADOR ASTABLE		236
BIBLIOGRAFIA		237
APENDICE 1: EL CONDENSADOR		238
Comportamientos ideal y real		239
Comportamiento en corriente continua:		240
Comportamiento en corriente alterna:		240
Asociaciones de condensadores		242
Aplicaciones típicas		243

Condensadores variables	243
APENDICE 2 EL INDUCTOR	244
Construcción:	244
Energía almacenada:	244
Fuerza electromotriz autoinducida:	244
Comportamientos ideal y real	245
Comportamiento en corriente continua	246
Comportamiento en corriente alterna	246
Asociaciones comunes	248
APENDICE 3 IMPEDANCIA	250
Impedancia de un circuito serie	250
Resolución del circuito serie de CA	251
APENDICE 4 SEÑALES ELECTRICAS	253
FUNCION ESCALON UNITARIO	253
LA FUNCION EXPONENCIAL	256
FUNCION SENOIDAL O SINUSIODAL	258

PRESENTACIÓN

Aunque la mayoría de sistemas electrónicos son digitales, estos poseen una parte análoga como interacción con el mundo externo a través de una interfaz de tipo analógico, los cuales se emplean en productos electrónicos como videojuegos, hornos de microondas, sistemas de control para automóviles, dispositivos biomédicos, entre otros; también los podemos encontrar equipos de prueba como medidores, generadores y osciloscopios, dispositivos de telecomunicación y consumo masivo como los celulares, radios, televisores y computadores personales.

El papel o finalidad de la Educación es generar valores y conocimientos que permitan convertir a todos los individuos en seres capaces de pensar, sentir, realizar, generar e innovar, para contribuir al mejoramiento y beneficio de la sociedad a la cuál pertenecen.

La Educación abierta o a distancia apoyada en tecnología no se debe limitar al conocimiento, debe asumir el reto de desarrollar las herramientas necesarias que le permitan al estudiante ser un participante activo de su proceso de aprendizaje, éste debe ser inquieto, preguntón crítico y motivarse cada vez más en lo que aprende de su profesor y motivar en él un sentimiento investigativo e innovador.

El enfoque de este tipo de Educación está orientado al estudiante, quién es el directo responsable de su proceso de aprendizaje, por lo tanto, para el desarrollo de este curso se implementa un modelo pedagógico y andragógico de aprendizaje interactivo virtual con el apoyo técnico necesario que apoye la Psicología de Aprendizaje, haciendo énfasis en sus tres elementos: Perdurabilidad, Transparencia y Habilidad Práctica. Esto permitirá contrarrestar las desventajas que se presentan en la Educación virtual como son la desmotivación y deserción del estudiante por la lentitud del proceso y por la reducción de la interacción personal.

Para lograr aprendizajes sistémicos en la educación, es necesario avanzar hacia un modelo de pedagogía y andragogía que se identifique con los aspectos sociales que se espera, impacten, para lograr así, una transformación de la realidad a través de la educación.

El presente curso ha sido elaborado a partir de mi experiencia docente y profesional aplicada en la Universidad Autónoma de Manizales, Universidad de Caldas, Universidad Antonio Nariño e INGECOMPUTO.

El Curso Diseño Electrónico Análogo brindará a los estudiantes los conceptos y técnicas empleadas para Analizar, Modelar y sintetizar dispositivos, circuitos y sistemas electrónicos análogos, Implementar circuitos que efectúen operaciones sobre señales eléctricas generadas por sensores y adecuarlas para su uso en sistemas de control, monitoreo y verificación, Diseñar sistemas análogos que interactúen con sistemas electrónicos digitales para la manipulación y procesamiento de datos, a través de ejercicios de aplicación para afianzar los conceptos vistos, y el aprendizaje significativo, facilitando transferir los conocimientos adquiridos a otros contextos de su quehacer profesional.

Dedico este trabajo a mi bella esposa Kathy Faridy, a mi bebé por nacer y demás miembros de mi familia y en especial a la memoria de mi tío José Hernán Espinosa Martínez quien fue un padre para mí (mi mentor) y le debo lo que soy hoy día “que la luz de su alma nos siga guiando por el camino de la vida”.

Rubén Darío

INTRODUCCIÓN:

Gracias a la electrónica se llevaron a cabo los descubrimientos científicos que tuvieron inmediata aplicación práctica y viceversa, las aplicaciones prácticas fomentaron la investigación científica para resolver diferentes problemas, lo cual a su vez abrió nuevos horizontes científicos. Se reseña la curiosidad científica que ha tenido el hombre desde tiempos inmemoriales por las propiedades de la electricidad. El conocimiento científico de la electricidad dio lugar, inmediatamente, a aplicaciones tecnológicas importantes. Éstas incluyen al telégrafo, con el que el hombre pudo comunicarse por medios eléctricos, y a las máquinas eléctricas, o sea, motores eléctricos y generadores de electricidad. De esta forma, el hombre tuvo a su disposición fuentes de corriente eléctrica de gran intensidad, hecho que cambió drásticamente la vida, dando lugar a una revolución en la forma de vida de la humanidad, cuyas consecuencias fueron la iluminación eléctrica y el teléfono, entre otras.

Nacimiento de la electrónica:

Como hacia el fin de siglo XIX ya se había inventado el micrófono, que transforma una señal acústica en una eléctrica. Por otro lado, ya se había inventado el audífono, aparato que transforma una señal eléctrica en una acústica. En este sistema las voces se distorsionaban mucho, la energía con que se emitía la onda era muy pequeña. Además, el hecho de que la fracción de energía que llegaba al receptor era muy pequeña, hacía difícil su funcionamiento para distancias grandes. La solución más satisfactoria fue lograda una vez que se inventó el tubo al vacío.

Desde el siglo XVIII algunos investigadores habían descubierto que si se calienta una superficie metálica, ésta emite cargas eléctricas. Sin embargo, fue Thomas A. Edison quien volvió a "desenterrar" este efecto en 1883, cuando trataba de mejorar su lámpara incandescente. Este efecto, que se llamó "efecto Edison", también recibe el nombre de termiónico. Fue el mismo Edison quien inventó un dispositivo en el cual la carga eléctrica emitida por la superficie metálica caliente (llamada cátodo) es recogida por otra superficie fría (llamada ánodo), lográndose de esta forma una corriente eléctrica. En la figura 1 se muestra cómo Edison construyó su dispositivo. Edison encerró los dos electrodos, el ánodo y el cátodo, dentro de un tubo de vidrio al vacío que también utilizaba para elaborar sus lámparas de iluminación.

Por otro lado, en el año de 1897 el físico inglés J. J. Thomson (1856-1940) descubrió la existencia de una partícula eléctricamente cargada, el electrón. Thomson demostró experimentalmente que el electrón tenía carga eléctrica negativa. En el año de 1906 Thomson recibió el Premio Nobel de Física por su descubrimiento.

En 1899 J.J. Thomson estableció que las cargas que se liberaban al calentar la superficie metálica eran electrones.

En 1903 el físico británico John Ambrose Fleming (1849-1945) fue el primero en encontrar una aplicación práctica del efecto Edison. Fleming era asesor de una compañía telegráfica y le habían encomendado la tarea de encontrar un mejor detector de ondas electromagnéticas. La compañía utilizó como detector de ondas un cohesor, no muy eficaz. A partir de 1900, en algunos diseños de receptores, se usaban cristales de galena o de pirita de hierro como detectores que por cierto fueron las primeras componentes de estado sólido empleadas en electrónica. Fleming recordó su trabajo anterior sobre el efecto Edison, y encontró una solución en este tipo de lámpara eléctrica.

El avance más importante en el desarrollo de la electrónica fue dado por el físico estadounidense Lee de Forest (1873-1961), en 1906, al introducir en el tubo al vacío un tercer electrodo reticulado, llamado rejilla, que permite el paso de electrones. Esta rejilla se coloca entre el cátodo y el ánodo, como se ve en la figura 2. De Forest llamó a su dispositivo audión, aunque más tarde se le llamó

tríodo. Tuvo que trabajar con diferentes dispositivos antes de conseguir el tríodo. El tríodo lo hace incorporar la señal y amplificar su intensidad.

A partir de 1907, hasta 1912, De Forest trabajó en el diseño de un sistema de radio, muy rústico, el cual trató de vender a los aficionados de la radio y a las fuerzas armadas. También formó una compañía para poder competir con la ATT en comunicaciones de larga distancia. Su radio podía transmitir y recibir voces, pero no pudo conseguir que sus triodos amplificaran en forma confiable. Hacia 1912 De Forest había alcanzado cierto control en el comportamiento del tríodo. Redujo la amplificación (el voltaje de la batería del ánodo). Esta reducción la compensó conectando varios triodos.

Así construyó un amplificador, De Forest propuso su venta a la ATT. Cuando De Forest hizo la demostración de su amplificador a la ATT en octubre de 1912, los físicos de la empresa, Harold D. Arnold, Frank Jewett y Edwin Colpitts inmediatamente se percataron de que ese sistema era lo que buscaban.

Dirigido por Arnold, la ATT inició un proyecto de investigación para entender y dominar los principios físicos del funcionamiento del tríodo y así poder construirlo eficazmente. En el transcurso de dos años Arnold y un grupo de 25 investigadores y asistentes de la ATT transformaron el débil y no muy confiable audión, en un amplificador muy potente y seguro. El tríodo así mejorado hizo posible que el servicio telefónico abarcara de costa a costa a Estados Unidos.

Otras compañías hicieron progresos significativos y la electrónica con tubos al vacío se desarrolló de manera impresionante de 1912 a 1932.

Durante la primera Guerra Mundial se usó mucho la radio y se construyeron tubos al vacío en grandes cantidades. Se utilizaron en 1915, en la radiotelefonía trasatlántica, para comunicar a Francia y Estados Unidos.

A principios de la década de 1930 se construyeron tubos al vacío con más elementos entre el cátodo y el ánodo; éstos fueron el tetrodo, el pentodo.

Desarrollo de la Radio.

Un elemento crucial para el desarrollo de la radio fue el oscilador. Este circuito fue inventado en 1913 por el físico estadounidense Edwin Howard Armstrong (1890-1954). Es un circuito basado en un tríodo, de cuya salida se toma una parte de la corriente que se vuelve a alimentar a la entrada del tríodo, formando un circuito de retroalimentación. El primer programa público de radio fue emitido en Inglaterra el 23 de febrero de 1920. Así nació radio.

En 1933 Armstrong inventó otro tipo de emisión de señales de radio: el de frecuencia modulada (FM). La transmisión por FM, iniciada comercialmente en Estados Unidos en febrero de 1941, comparada con la amplitud modulada (AM), tiene la ventaja de que sus transmisiones no se alteran con las perturbaciones, ya sean atmosféricas o producidas por el hombre, que afectan la amplitud de la onda pero no su frecuencia. En el sistema de FM no se presenta el llamado fenómeno de "estática", que es un ruido sistemático que se oye en emisiones de AM.

La radio como la conocemos en la actualidad fue la creación de tres hombres: Lee de Forest, autodenominado "padre de la radio", cuya invención del tríodo hizo posible el nacimiento de la electrónica moderna; Edwin Howard Armstrong, inventor del circuito retroalimentador (y del oscilador) así como de la frecuencia modulada, que forman la base de la transmisión y recepción de los sistemas actuales de radio (y de televisión); finalmente, David Sarnoff, quien encabezó la Radio Corporation of America (RCA).

Desarrollo de la Televisión.

Hace alrededor de un siglo, varias personas empezaron a considerar la posibilidad de enviar imágenes por medios eléctricos (o sea, lo que hoy en día hace la televisión). En 1884, el alemán Paúl Nipkow solicitó una patente para un sistema de televisión que él denominó "telescopio eléctrico". Este rústico aparato era dispositivo electromecánico que utilizaba una fotocelda para transformar luz en corriente eléctrica. La imagen no reproducía los detalles finos. Variaciones de este se diseñaron hasta 1930 sin que realmente tuviesen éxito.

En una reunión de la Sociedad Roentgen, efectuada en Inglaterra en 1911, el ingeniero eléctrico A. A. Campbell Swinton presentó un esquema de sistema de televisión, que es el que se usa en la actualidad. La escena que se desea transmitir se enfocaría sobre una placa hecha de material no conductor de electricidad, por ejemplo de mica, la cual se encuentra dentro de un tubo de rayos catódicos. Este tubo fue inventado a mediados del siglo XIX por William Crookes para estudiar las propiedades de las corrientes eléctricas a través de gases. Para el receptor, Campbell Swinton escogió un tubo de rayos catódicos diseñado en 1897 por Ferdinand Braun, de la Universidad de Estrasburgo, en ese entonces parte de Alemania. Este tubo, llamado cinescopio, es de vidrio al vacío y tiene en su fondo una pantalla de material fluorescente, como fósforo, que emite luz cuando un haz de electrones incide sobre él.

A medida que el haz electrónico barre la superficie de la pantalla, ésta se va iluminando punto por punto. Esta fue una idea de Campbell Swinton que casi describe la actual tecnología de la televisión. Campbell Swinton creó el diseño conceptual sobre el cual personas trabajarían. Fue Vladimir Zworykin (1889-1982), un ingeniero ruso inmigrado a Estados Unidos en 1919 quien construyó la primera cámara práctica. En 1924 mostró a la compañía Westinghouse una versión primitiva, pero que funcionaba. Las imágenes eran débiles y vagas, casi sombras. Los directivos de la empresa no se impresionaron tampoco cuando Zworykin les mostró una versión mejorada en 1929.

A quien sí impresionó Zworykin fue a David Sarnoff, director de otra compañía, la RCA Victor, quien creía en la promesa comercial de la televisión.

Zworykin fue contratado en 1930 por la RCA como director de investigación electrónica y en 1933 finalmente convenció a Sarnoff de que su cámara, a la que llamó iconoscopio (del griego iekon, imagen, y skopon, ver), y su cinescopio eran satisfactorios. Campbell Swinton había propuesto que fueran de rubidio, pero Zworykin descubrió que era mejor cubrir plata con óxido de cesio.

La RCA probó por primera vez un sistema completo en 1933. Transmitió imágenes de 240 líneas a una distancia de siete kilómetros en Collingswood, Nueva Jersey. Aumentaron el número de líneas; actualmente se usan 525. En 1938 la RCA tuvo listo un sistema de televisión en funcionamiento. Por problemas burocráticos el gobierno no aprobó la licencia de funcionamiento hasta julio de 1941. Durante los años de la segunda Guerra mundial, científicos e ingenieros dirigidos por Zworykin desarrollaron una cámara 100 veces más sensible que el iconoscopio, al terminar la guerra, la RCA reinició sus trabajos en el campo de la televisión.

Integración de chips, computadoras...

El transistor, se empezó a utilizar a finales de la década de 1940, se consideró en su época como una maravilla de lo compacto, comparado con el tamaño de los tubos al vacío. A partir de 1950 el tamaño de los dispositivos electrónicos se ha reducido. En 1960, se empezó a usar la palabra microelectrónica, un bloque (chip) de silicio de un área de 0.5 cm² podía contener de 10 a 20 transistores con varios diodos, resistencias y condensadores. Hoy en día tales bloques pueden contener varias docenas de miles de componentes.

A medida que la microtecnología electrónica se desarrolló, se aplicó a computadoras comerciales. Se diseñaron diferentes dispositivos portátiles como las calculadoras. Cada componente que se usaba en un circuito electrónico estaba hecho de materiales que tuviesen las características requeridas para su funcionamiento. Se utilizó el tungsteno para los cátodos de un tubo al vacío, cerámica para condensadores, carbón para resistencias.

Hacia mediados de la década de 1950 se construyeron circuitos electrónicos en laboratorios industriales de dos compañías estadounidenses, Texas Instruments y Fairchild Semiconductor. De esta manera se han construido un sinnúmero de aparatos y dispositivos microelectrónicos que distinguen la época en que vivimos: relojes de mano, robots, microcomputadoras y otros.

Desarrollo de la electrónica en el mundo.

En computación, el hardware configurable, la computadoras ópticas y la computación molecular. En las computadoras ópticas haces de luz remplazan a las conexiones metálicas (de cobre). Estas serán de mayor capacidad, más rápidas, de menor consumo energético y ocuparan menos espacio. En transporte terrestre, los trenes voladores MAGLEV (Magnetically Levitated Vehicles), los automóviles eléctricos y electrónicos, y los automóviles inteligentes serán las tecnologías responsables del desplazamiento rápido y seguro de las personas. Los trenes voladores son vehículos que corren a velocidades cercanas a los 500 Km/h. Electroimanes de gran potencia se usan para generar las fuerzas de suspensión, conducción, tracción y frenado del tren. El tren japonés HSST con suspensión magnética repulsiva, y el Transrapid alemán con suspensión magnética atractiva, son dos prototipos MAGLEV que en la práctica han demostrado que velocidades cercanas a los 500 Km/h son posibles.

En los automóviles eléctricos, los motores de combustión son remplazados por motores eléctricos alimentados por baterías recargables. Estos automóviles eléctricos son más eficientes (en términos de energía/distancia) y más limpios (no emiten gases contaminantes) que los vehículos con motores de combustión. Estos surgen como una respuesta necesaria a la contaminación ambiental y al agotamiento de las reservas mundiales de petróleo.

En los automóviles electrónicos, las conexiones mecánicas son remplazadas por cables eléctricos que conectan las diferentes partes del vehículo. Los automóviles inteligentes son vehículos capaces de cooperar con el conductor (copiloto automático) o capaces de asumir todas las funciones del conductor (piloto automático). Estos vehículos vendrán equipados con sistemas de navegación basado en satélites (sistemas GPS), con video-cámaras para "ver", con micrófonos para "escuchar" y con parlantes para "hablar".

Junto con los automóviles inteligentes se tendrán también las pistas inteligentes que se encargan de conducir vehículos sin la necesidad de un conductor. Las pistas inteligentes se han planteado como una solución a las insoportables congestiones de tránsito vehicular. El Sistema de Autopistas Automáticas de Alta Velocidad (Automated Highway System) que se viene desarrollando en California, EE. UU.

En el campo de las comunicaciones, las redes completamente ópticas se impondrán como la tecnología más eficiente para transmisiones intensivas en data (voz, fax, video) entre millones de terminales. En teoría una fibra óptica simple puede transmitir a una velocidad de 100 veces superior a la velocidad de transmisión en cables de cobre.

La tecnología láser ha evolucionado rápidamente desde su comienzo a mediados de 1950. El Sistema de Láser Aerotransportado (ABL) y Sistema Láser Basado en el Espacio (SBL) son

precursores de una clase enteramente nueva de armamento. El aprovechamiento del láser para la desviación de escombros en órbita es algo está en investigación.

La desviación con láseres de asteroides, meteoritos, y cometas es probablemente la misión espacial internacional más importante para nuestro planeta: la Tierra, en el siglo que comienza. La Tierra ha recibido impactos varias veces en el pasado y recibirá impactos semejantes en el futuro.

Las máquinas inteligentes, los materiales inteligentes y el software inteligente serán una realidad considerando la gran rapidez que tendrán los futuros microprocesadores. Las máquinas inteligentes serán capaces de aprender, inferir, pensar, juzgar, memorizar, recordar y mejorar de manera muy similar a la del ser humano.

Los materiales inteligentes son aquellos capaces de modificar su estructura interna de manera que no se dañen ante el efecto de sobrecargas (como terremotos).

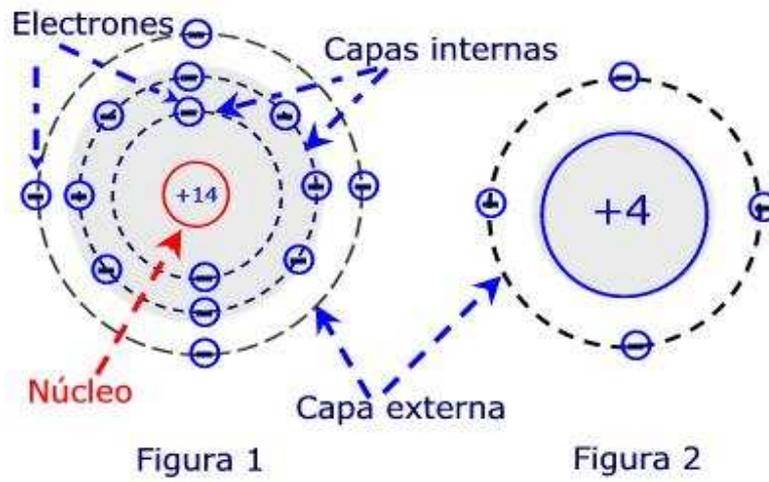
Se tienen las cámaras y video-cámaras digitales (no más revelado de fotos), las cirugías laparoscópicas computarizadas, los órganos artificiales, los robots que harán actividades del hogar e industrias.

I. DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

Un semiconductor es un elemento material cuya conductividad eléctrica puede considerarse situada entre las de un aislante y la de un conductor, considerados en orden creciente

Los semiconductores más conocidos son el silicio (Si) y el germanio (Ge). Debido a que, como veremos más adelante, el comportamiento del silicio es más estable que el germanio frente a todas las perturbaciones exteriores que pueden variar su respuesta normal, será el primero (Si) el elemento semiconductor más utilizado en la fabricación de los componentes electrónicos de estado sólido. A él nos referiremos normalmente, teniendo en cuenta que el proceso del germanio es absolutamente similar.

Como todos los demás, el átomo de silicio tiene tantas cargas positivas en el núcleo, como electrones en las órbitas que le rodean. (En el caso del silicio este número es de 14). El interés del semiconductor se centra en su capacidad de dar lugar a la aparición de una corriente, es decir, que haya un movimiento de electrones. Como es de todos conocido, un electrón se siente más ligado al núcleo cuanto mayor sea su cercanía entre ambos. Por tanto los electrones que tienen menor fuerza de atracción por parte del núcleo y pueden ser liberados de la misma, son los electrones que se encuentran en las órbitas exteriores. Estos electrones pueden, según lo dicho anteriormente, quedar libres al inyectarles una pequeña energía. En estos recaerá nuestra atención y es así que en vez de utilizar el modelo completo del átomo de silicio (figura 1), utilizaremos la representación simplificada (figura 2) donde se resalta la zona de nuestro interés.



La zona sombreada de la figura 2 representa de una manera simplificada a la zona sombreada de la figura 1

Como se puede apreciar en la figura, los electrones factibles de ser liberados de la fuerza de atracción del núcleo son cuatro

1. TEORÍA BANDAS. CONDUCTORES Y AISLANTES.

En los átomos aislados, es decir, tan alejados de otros que no sea apreciable la interacción con éstos, los electrones corticales están distribuidos energéticamente según valores discretos que vienen determinados por las soluciones de la ecuación fundamental de la Mecánica Cuántica que es la **Ecuación de Schrödinger** (E.S.) (Schrödinger y Dirac, Nobel de Física en 1933). A cada electrón cortical corresponden 4 números denominados **números cuánticos**: n , l , m_l , y m_s . El número cuántico n determina el nivel energético o lo que es lo mismo su mayor o menor alejamiento del núcleo. La energía de los electrones es negativa (hay que aportar energía para desligarlos del átomo) y mayor energía equivale a más alejamiento del núcleo. Así pues, los electrones sólo pueden poseer unos niveles energéticos determinados, y cualquier otra energía estaría "prohibida". Este modelo de niveles de energía discretos, está de acuerdo con las observaciones sobre emisión y absorción de luz en gases incandescentes, donde se observan espectros discretos.

En un sólido cristalino existe una distribución regular de átomos en el espacio, que constituye la llamada red cristalina. En algunos sólidos esta distribución regular se manifiesta macroscópicamente en formas geométricas llamadas cristales, (cuarzo, diamante,...).

En los sólidos cristalinos, las interacciones entre los átomos de la red hacen que el problema de la distribución energética de los electrones sea muchísimo más complicado que en un átomo aislado pero, dentro de los postulados, resulta razonable suponer que los niveles permitidos al conjunto de electrones del sólido, se acumulan en bandas de energía separadas unas de otras por intervalos o bandas de energía prohibidas. La emisión de luz por sólidos incandescentes es un hecho experimental que avala la anterior hipótesis. Dentro de cada banda permitida los niveles estarían tan próximos entre sí, que las consideraremos bandas permitidas continuas.

Si suponemos un sólido cristalino a la temperatura de 0 K (situación inalcanzable), los electrones ocuparían los niveles de energía permitidos más bajos posible. Cabrían dos posibilidades:

1. La banda permitida de mayor energía está ocupada parcialmente.
2. La banda permitida de mayor energía está totalmente vacía y todas las demás están llenas.

La banda de mayor energía, tanto si está vacía ó parcialmente llena, se **llama banda de conducción**, mientras que la siguiente de menor energía la llamaremos **banda de valencia**. En el primer caso, los electrones de la banda de conducción pueden tomar energía de un campo eléctrico aplicado y pasar a niveles superiores compatibles con el principio de exclusión de Pauli incrementando su momento cinético. La interacción con partículas del cristal podrá dar lugar a saltos de energía a la inversa. Esto supone desde luego el abandono del cero absoluto y la aparición de un desplazamiento de la carga eléctrica, es decir una corriente. El material por tanto sería un conductor. Tal es el caso de los metales. En el segundo caso, en las bandas totalmente llenas no son posibles las interacciones que supongan saltos de unos niveles a otros, según el principio de exclusión. Las interacciones posibles implicarían saltos a la banda de conducción (que está totalmente vacía), pero la cantidad de energía necesaria sería muy grande y el

proceso no puede darse cerca del cero absoluto. Por lo tanto, a bajas temperaturas, el material tiene un comportamiento de aislante. Es el caso de los materiales no metálicos con enlaces cristalinos covalentes.

La distinción clara entre metales y no metales a bajas temperaturas desaparece cuando nos alejamos del cero absoluto. En efecto, la agitación térmica permite los saltos desde la banda de valencia a la de conducción, con lo que ésta aparece parcialmente ocupada como en los metales.

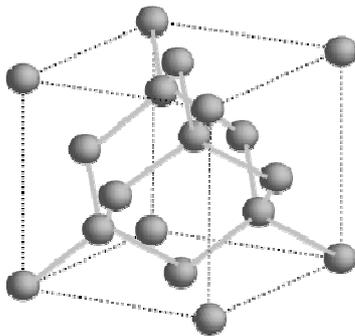
En los metales a temperaturas de trabajo, un aumento de la temperatura se traduce en un aumento de la agitación térmica, lo que a su vez produce una mayor frecuencia de las interacciones entre electrones y partículas y por consiguiente, una disminución del recorrido medio de los electrones entre choques, una disminución de la velocidad media de los mismos y finalmente una disminución de la conductividad.

En los materiales cristalinos no metálicos, un incremento de la temperatura aumenta la probabilidad de saltos desde la banda de valencia a la de conducción. Al quedar ambas parcialmente ocupadas, ya son posibles los intercambios de energía entre niveles de la misma banda. A la vez aumenta la agitación térmica como en los metales. Se trata de los mecanismos opuestos y no se puede afirmar si la conductividad aumentará o disminuirá. De hecho puede ocurrir lo uno por otro, según el orden de magnitud de la temperatura.

En los metales, los electrones que ocupan la banda de conducción son los electrones no ligados a átomos individuales y constituyen lo que suele denominarse **gas de Fermi**. La imagen no cuántica (clásica) sería la de una especie de plasma de electrones en el que están inmersos los átomos ionizados (enlaces metálicos). El resto de los electrones ligados a átomos individuales ocuparían las bandas inferiores (totalmente llenas).

2. SEMICONDUCTORES. ELECTRONES Y HUECOS.

2.1 Semiconductores intrínsecos.



El semiconductor más importante es sin duda el silicio (Si) de número atómico 14 y perteneciente al grupo IV-A de la clasificación periódica, grupo al que también pertenecen el carbono (C, número atómico 6) y el germanio (Ge, número atómico 32). Los elementos de este grupo se caracterizan por poseer en la última capa cuatro electrones. Cristalizan todos ellos en el mismo sistema y la celda y unitaria es un tetraedro regular con un electrón en cada vértice y uno más en el centro. El enlace covalente consiste en la compartición de los cuatro electrones de valencia de cada átomo con los cuatro átomos contiguos para simular así una estructura con ocho electrones en la capa más externa, que corresponde a un estado cristalino de gran estabilidad.

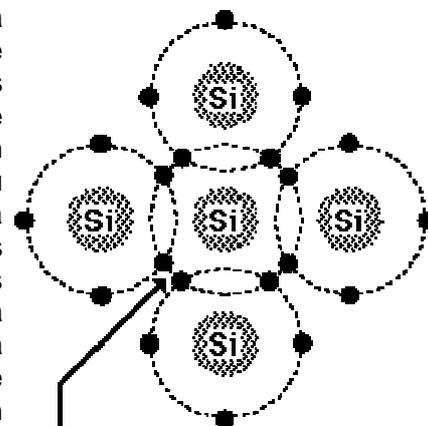
La anchura de la banda prohibida es muy diferente para estos tres materiales. Para el carbono (estructura diamante) es de unos 13 eV, la del silicio es de 1,1 eV aproximadamente y la del germanio 0.7 eV. La del carbono resulta tan grande que la probabilidad de saltos entre banda de valencia y banda de conducción es prácticamente nula y el material es un aislante. Para el germanio y silicio el valor es tal que la

probabilidad no es nula y además depende fuertemente de la temperatura. Por ello estos dos materiales que forman parte del grupo de los llamados semiconductores.

Como hemos visto, fuera del cero absoluto, tanto en la banda de conducción como en la banda de valencia existen electrones y niveles desocupados, por lo que, al aplicar un campo eléctrico, se puede producir una absorción de energía por parte de los electrones y por lo tanto un arrastre de los mismos. Hay por lo tanto una corriente eléctrica en la que intervienen las bandas de conducción y de valencia.

En la banda de conducción el mecanismo es análogo al que se explica la conductividad de los metales. En la de valencia, el mecanismo puede interpretarse de forma diferente. Cada nivel desocupado corresponde al abandono de un electrón que ha pasado a la banda de conducción, o dicho de otra forma, a la rotura de un enlace covalente. Si en la banda de valencia, un electrón cambia de nivel como consecuencia de su arrastre por un campo eléctrico, o sea, un electrón de un enlace covalente intacto lo abandona y pasa a completar otro previamente roto, podríamos describir este mecanismo como si lo que se desplazara fuese el enlace roto en lugar del electrón. Naturalmente el enlace roto, que corresponde a un nivel desocupado, se desplaza en sentido contrario a los electrones. Resulta conveniente considerar al enlace roto como una carga eléctrica móvil, a la que denominaremos un hueco, e interpretar la corriente eléctrica como formada por dos tipos de portadores: los electrones de la banda de conducción (cargas móviles negativas) y los huecos de la banda de valencia (cargas móviles positivas).

Estamos suponiendo un cristal sin impurezas ni defectos. Un semiconductor así se denomina semiconductor intrínseco. Los portadores de corriente existen, según lo explicado, por parejas. Estamos suponiendo que tenemos energía térmica, es decir que no estamos en el cero grados kelvin. Entonces, un electrón de la banda de valencia puede incrementar su energía tomándola de la agitación térmica y pasando a la banda de conducción donde existen niveles desocupados. Así se crea una pareja de portadores electrón-hueco. Este mecanismo se denomina generación de pares y naturalmente dependerá de la temperatura. El proceso inverso, es decir, la pérdida de energía de un electrón de la banda de conducción pasando a la de valencia, se puede considerar como la aniquilación de un par electrón-hueco y se denomina recombinación de pares. La recombinación es un mecanismo de tipo estadístico y por lo tanto dependerá del número de electrones libres y del número de huecos. Generación y recombinación son mecanismos antagónicos y la densidad de electrones, n , y de huecos, p , en situación de equilibrio se establecerán cuando las tasas de generación y recombinación sean iguales. Llamaremos n_j al número de pares en un semiconductor intrínseco, naturalmente dependerá de la temperatura, T , y en este caso se verificará:



$$n = p = n_j (T)$$

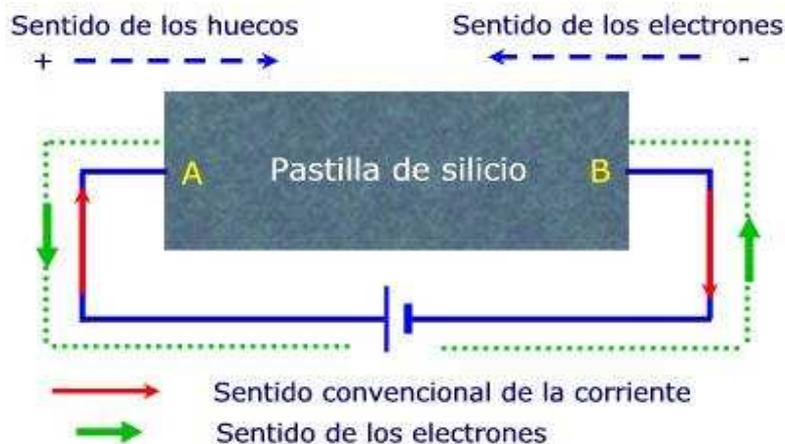
Material	μ_n $\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$	μ_p $\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$	ρ (Ω $\cdot \text{cm}$)	Constante de red $\times 10^{-10} \text{ m}$	ϵ_r	Densidad ($\text{g} \cdot \text{cm}^{-3}$)	Temp. de fusión $^{\circ}\text{C}$	Banda prohibida (eV)
Si	1350	480	2.5×10^5	5.43	11.8	2.33	1415	1.11
Ge	3900	1900	43	5.66	16	5.32	936	0.67

2.2 Semiconductores extrínsecos

Los semiconductores reales no son nunca puros sino que tienen impurezas, es decir no todos los átomos son del elemento base (**Si** por ejemplo). Sin embargo, se intenta que las impurezas incontroladas sean sumamente escasas, para lo cual el proceso de fabricación debe ser extraordinariamente cuidadoso. Por el contrario, se añaden impurezas de determinado tipo y en proporciones cuidadosamente controladas. Así se tienen dos tipos de semiconductores impurificados, denominados extrínsecos.

2.3 Semiconductores dopados

Si aplicamos una tensión al cristal de silicio, el positivo de la pila intentará atraer los electrones y el negativo los huecos favoreciendo así la aparición de una corriente a través del circuito



Sentido del movimiento de un electrón y un hueco en el silicio

Ahora bien, esta corriente que aparece es de muy pequeño valor, pues son pocos los electrones que podemos arrancar de los enlaces entre los átomos de silicio. Para aumentar el valor de dicha corriente tenemos dos posibilidades:

- Aplicar una tensión de valor superior
- Introducir previamente en el semiconductor electrones o huecos desde el exterior

La primera solución no es factible pues, aún aumentando mucho el valor de la tensión aplicada, la corriente que aparece no es de suficiente valor. La solución elegida es la segunda.

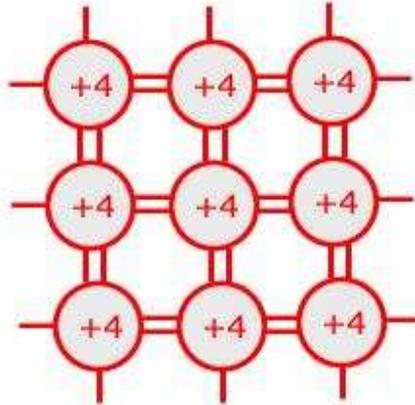
En este segundo caso se dice que el semiconductor está "dopado".

El dopaje consiste en sustituir algunos átomos de silicio por átomos de otros elementos. A estos últimos se les conoce con el nombre de impurezas. Dependiendo del tipo de impureza con el que se dope al semiconductor puro o intrínseco aparecen dos clases de semiconductores: Semiconductor tipo N, Semiconductor tipo P

2.3.1 Semiconductores tipos N.

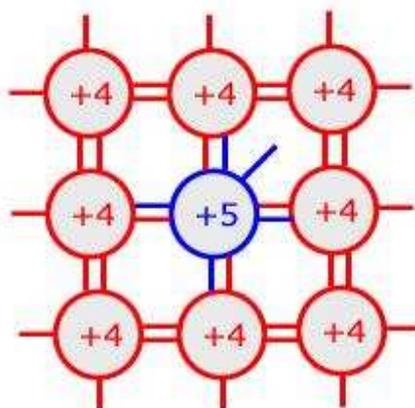
Cuando las impurezas añadidas son predominantemente del grupo V-A de la tabla periódica (fósforo (P), arsénico (As), antimonio (Sb)), el semiconductor se denomina tipo N y las impurezas se denominan **donantes**. Los átomos de este grupo poseen en su última capa 5 electrones. Así por ejemplo, si un átomo de Si, por ejemplo, es sustituido por un átomo de As, tras formar los 4 enlaces covalentes con los 4 átomos de Si vecinos, queda un electrón del átomo de As sin emparejar y por lo tanto tan débilmente ligado al átomo de As, que a temperatura poco por encima del 0 K quedará libre, es decir, ocupando un nivel de la BC. Como esto ocurrirá con cada átomo de impureza de As, en la BC tendremos, además de los electrones debidos a la generación de pares, un electrón por cada átomo de impureza donante, o sea, que tendremos más electrones en la BC que huecos: $n > p$. Así pues, los portadores mayoritarios son los electrones y los minoritarios son los huecos. En la práctica, en los SC tipo N los electrones de la BC son en su mayoría donados por los átomos de impureza donante, hasta el punto que se puede suponer que $n \gg N_d$, siendo N_d la densidad de impurezas donantes (n^0 de átomos de impureza en 1 cm^3).

Si en una red cristalina de silicio (átomos de silicio enlazados entre sí)....



Enlace covalente de átomos de germanio, obsérvese que cada átomo comparte cada uno de sus electrones con otros cuatro átomos

.... sustituimos uno de sus átomos (que como sabemos tiene 4 electrones en su capa exterior) por un átomo de otro elemento que contenga cinco electrones en su capa exterior, resulta que cuatro de esos electrones sirven para enlazarse con el resto de los átomos de la red y el quinto queda libre.



Semiconductor dopado tipo N

A esta red de silicio "dopado" con esta clase de impurezas se le denomina "Silicio tipo N"

En esta situación hay mayor número de electrones que de huecos. Por ello a estos últimos se les denomina "portadores minoritarios" y "portadores mayoritarios" a los electrones

Las Impurezas tipo N más utilizadas en el proceso de dopado son el arsénico, el antimonio y el fósforo

Está claro que si a un semiconductor dopado se le aplica tensión en sus bornas, las posibilidades de que aparezca una corriente en el circuito son mayores a las del caso de la aplicación de la misma tensión sobre un semiconductor intrínseco o puro.

2.3.2 Semiconductores tipos P.

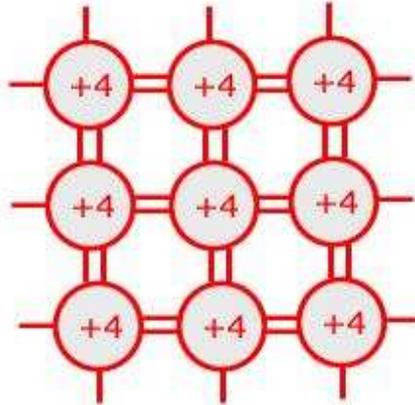
Cuando las impurezas añadidas son predominantemente del grupo III-A de la tabla periódica (aluminio (Al), galio (Ga), indio (In)), el semiconductor se denomina **tipo P** y las impurezas se denominan **aceptantes**. Los átomos de este grupo poseen en su última capa 3 electrones. Así por ejemplo, si un átomo de **Si**, es sustituido por un átomo de **Ga**, tras formar los 4 enlaces covalentes con los 4 átomos de **Si** vecinos, queda un enlace sin completar. A temperatura poco por encima del 0 K lo ocupará un electrón de la **BV**, que dejará un hueco la **BV**. Como esto ocurrirá con cada átomo de impureza de **Ga**, en la **BV** tendremos, además de los huecos debidos a la generación de pares, un hueco por cada átomo de impureza aceptante, o sea, que tendremos más huecos en la **BV** que electrones en la **BC**: $p > n$. Así pues, los portadores mayoritarios son los huecos y los minoritarios son los electrones. En la práctica, en los SC tipo P, los huecos son en su mayoría debidos a los átomos de impureza aceptante, hasta el punto que se puede suponer que $p \approx N_a$, siendo N_a la densidad de impurezas aceptantes (n° de átomos de impureza por cm^3).

Como hemos dicho la tasa de generación de pares, $\alpha(T)$, (n° de pares electrón-hueco generados por unidad de tiempo) es únicamente dependiente de la temperatura. El proceso antagonista, la recombinación o aniquilación de pares, es probabilístico y por lo tanto la tasa de pares electrón-hueco aniquilados por unidad de tiempo, será proporcional al producto $n.p$. Cuando ambos mecanismos estén equilibrados $n.p = \alpha(T)$, con independencia del grado de impurificación. Por lo tanto, para un SC intrínseco, se verificará que $n_i^2 = \alpha(T)$; y finalmente de las dos relaciones anteriores se deduce la llamada **ley de acción de masas**:

$$n.p = n_i^2 \quad (1)$$

Así pues, para un SC tipo N real, se puede considerar que $n \approx N_d$ y por la ecuación (1) $p \approx n_i^2 / N_d$ y naturalmente $n \gg p$; igualmente, para un SC tipo P, $p \approx N_a$ y $n \approx n_i^2 / N_a$ y $n \ll p$.

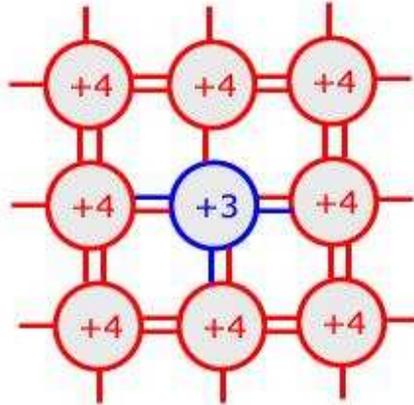
Si en una red cristalina de silicio (átomos de silicio enlazados entre sí)



Enlace covalente de átomos de germanio, obsérvese que cada átomo comparte cada uno de sus electrones con otros cuatro átomos

.... sustituimos uno de sus átomos (que como sabemos tiene 4 electrones en su capa exterior) por un átomo de otro elemento que contenga tres electrones en su capa exterior, resulta que estos tres electrones llenarán los huecos que dejaron los electrones del átomo de silicio, pero como son cuatro, quedará un hueco por ocupar. Osea que ahora la sustitución de un átomo por otros provoca la aparición de huecos en el cristal de silicio. Por tanto ahora los "portadores mayoritarios" serán los huecos y los electrones los portadores minoritarios.

A esta red de silicio dopada con esta clase de impurezas se le denomina "silicio tipo P"



Semiconductor dopado tipo P

OBSERVACIONES

Los semiconductores dopados se representan indicando dentro de los mismos el tipo de portadores mayoritarios.



Semiconductor tipo N



Semiconductor tipo P

No siempre el índice de dopado de un semiconductor es el mismo, puede ser que este "poco dopado", "muy dopado", etc.

Es norma utilizar el signo (+) para indicar que un semiconductor está fuertemente dopado.



Semiconductor tipo N fuertemente dopado



Semiconductor tipo P fuertemente dopado

Todos los componentes electrónicos en estado sólido que veremos en adelante (transistores, diodos, tiristores) no son ni más y menos que un conjunto de semiconductores de ambos tipos ordenados de diferentes maneras.

3. DISTRIBUCIÓN ENERGÉTICA DE LOS ELECTRONES.

El problema que nos interesa resolver se formularía de la siguiente manera: dentro de una banda permitida, por unidad de volumen, y a una temperatura T , queremos averiguar cuántos electrones tienen energías comprendidas entre E y $E+dE$. Supongamos que conocemos la densidad de estados de energía permitidos, $S(E)$, o sea, el número de estados permitidos por unidad de intervalo energético. En este caso el número de estados para un intervalo de energía comprendido entre E y $E+dE$ será:

$$dS(E) = S(E).dE \quad (2)$$

Supongamos que también conociéramos la probabilidad de que un nivel de energía E esté ocupado por un electrón a la temperatura T . Esta probabilidad, será función en general de la energía y de la temperatura. Es la denominada **función de Fermi, $F(E,T)$** . Ahora, el número de electrones con energías comprendidas E y $E+dE$ será:

$$dn(E,T) = S(E). F(E,T).dE \quad (3)$$

que también puede ponerse así:

$$\frac{dn(E, T)}{dE} = S(E). F(E,T).dE \quad (4)$$

que es la distribución energética de Fermín-Dirac-Sommerfield o abreviadamente, ley de distribución **FDS**. Así pues, el problema ha quedado separado en dos:

1. determinación de la densidad de Estados, **$S(E)$** .
2. determinación de la función de Fermi, **$F(E,T)$** .

4. DENSIDAD DE ESTADOS EN LAS BANDAS.

La densidad de estados, (la deducción no la haremos, pero la podemos proporcionar a los alumnos que estén interesados), resulta ser:

- a. En la banda de conducción:

$$S_c(E) = 2^{\frac{2}{3}} \cdot \pi \frac{m_c^{\frac{3}{2}}}{h^3} \sqrt{E - E_c} \quad (5)$$

$$S_c(E) = k_c \sqrt{E - E_c} \quad (6)$$

En estas, E_c es el nivel de energía más bajo de la banda de conducción. Cualquier electrón puede ir perdiendo energía cinética (se va a deteniendo) descendiendo de nivel hasta llegar a E_c . De aquí que pueda interpretarse este fondo de la banda de conducción como la energía potencial del electrón, pues es la que le queda al detenerse. Por la misma razón $E - E_c$ es la energía cinética del electrón de energía total E .

La K_c engloba, además de constantes universales, $m_c^{3/2}$ donde m_c es la llamada **masa efectiva** que no es igual a la masa en reposo de un electrón aislado, si bien no difiere mucho de ella.

b. En la banda de valencia:

$$S_v(E) = 2^{\frac{2}{3}} \cdot \pi \frac{m_v^{\frac{3}{2}}}{h^3} \sqrt{E_v - E} \quad (7)$$

$$S_v(E) = k_v \sqrt{E_v - E} \quad (8)$$

En estas, E_v es el nivel de energía más alto de la banda de valencia. El K_v engloba, además de constantes universales, $m_v^{3/2}$ donde m_v es la llamada **masa efectiva** del hueco que no difiere mucho de la masa en reposo del electrón aislado

5. PROBABILIDAD DE OCUPACIÓN

Las ideas de la Mecánica Cuántica y la Estadística de Boltzman nos permitirían deducir la expresión de la probabilidad de ocupación de un nivel E a una temperatura T . Esta expresión no tiene en cuenta si el nivel correspondiente que está ocupado ó no:

$$F(E, T) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_F}{kT}\right)} \quad (9)$$

Para la banda de valencia, teniendo en cuenta que hemos justificado la conveniencia de referirnos a los huecos en lugar de a los electrones, convendrá considerar la probabilidad de que un nivel de este desocupado, que corresponde a la probabilidad de existencia de un hueco:

$$1 - F(E, T) = 1 - \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_F}{kT}\right)} = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E_F - E}{kT}\right)} \quad (10)$$

La expresión (9), de la que hemos deducido la (10), es la **llamada función de Fermi**. En ella aparece E_F , que es una energía que se denomina **nivel de Fermi**, y que tiene un importante significado de la descripción del comportamiento de los semiconductores.

5.1 Discusión de la función de Fermi.

a- Extrapolación al cero absoluto ($T=0$ K)

Si $E > E_F$ $F \rightarrow 0$

Si $E < E_F$ $F \rightarrow 1$

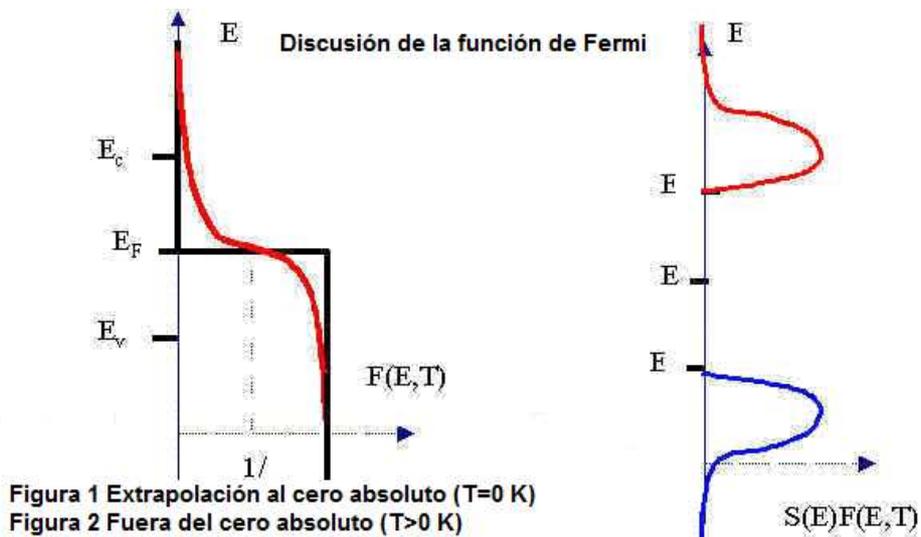
Lo que quiere decir que en el cero absoluto no hay electrones por encima del nivel de Fermi y, por debajo del mismo, todos los niveles estarán ocupados. Por consiguiente, dada la diferenciación que hemos establecido anteriormente entre semiconductores y aislantes, resulta:

1. En los conductores, el nivel de Fermi se sitúa dentro de la banda de conducción estando ocupados todos los niveles por debajo del nivel de Fermi y no habiendo electrones con energía superiores a E_F .
2. En los semiconductores, el nivel de Fermi estará forzosamente la banda prohibida entre la de conducción y la de valencia.

b-Fuera del cero absoluto ($T>0$ K):

Si $E = E_F$ $F = 1/2$

$F = 0$ y $F = 1$ son asíntotas a cualquier T. (ver figuras 1 y 2)



6. LOCALIZACIÓN DEL NIVEL DE FERMI.

a – Conductores:

Ya hemos dicho que el nivel de Fermi se encuentra en la banda de conducción. Si extrapolamos al cero absoluto, todos los niveles comprendidos entre E_c y E_F estarán ocupados, por lo que para calcular cuántos electrones de la banda de conducción hay por unidad del volumen bastará integrar la función $S_c(E)$ entre E_c y E_F :

$$n(0) = \int_{E_c}^{E_F} S_c(E) dE = K_c \int_{E_c}^{E_F} \sqrt{E - E_c} dE =$$

$$= K_c \int_{E_c}^{E_F} \sqrt{E - E_c} d(E - E_c) = \frac{2}{3} K_c \sqrt{(E_F - E_c)^3} \quad (11)$$

Hemos supuesto que K_c sólo depende de la temperatura, por lo que se ha sacado fuera de la integral. Esto es aproximadamente cierto para la banda de conducción de los metales. Como la densidad de electrones en la banda de conducción no depende de la temperatura, conociendo dicha densidad, $N=n(0)$, podemos localizar el nivel de Fermi a partir de la (11):

$$E_F - E_c = \sqrt[3]{\left(\frac{3 N}{2 K_c}\right)^2} \quad (12)$$

b- Semiconductores:

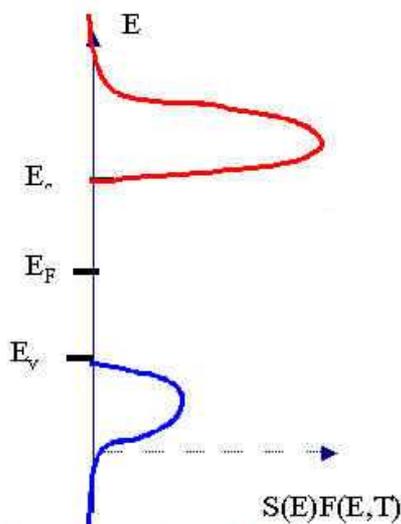


FIGURA 3 LOCALIZACIÓN DEL NIVEL DE FERMI EN CONDUCTORES

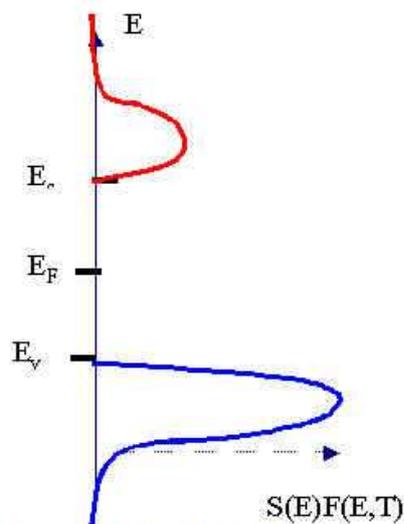


FIGURA 4 LOCALIZACIÓN DEL NIVEL DE FERMI EN SEMICONDUCTORES

Para empezar, supondremos que las bandas de conducción y de valencia con sus respectivos portadores electrones y huecos, tienen un comportamiento simétrico. Más concretamente supongamos dos intervalos estrechos entre E_1 y E_1+dE en la banda de conducción y entre E_2 y E_2-dE en la banda de valencia, tales que $E_1 + E_2 = E_C + E_V$. A ambos les corresponderá la misma densidad de estados y por lo tanto la relación entre el número de electrones y de huecos en dichos intervalos energéticos será:

$$\frac{dn_1}{dp_2} = \frac{F(E_1, T)}{1 - F(E_2, T)} = \frac{1 + \exp\left(\frac{E_F - E_2}{kT}\right)}{1 + \exp\left(\frac{E_1 - E_F}{kT}\right)} \quad (13)$$

Si $E_1 - E_F$ y $E_F - E_2$ son suficientemente mayores que kT , las exponenciales serán mucho mayores que la unidad y por lo tanto la podría escribirse así:

$$\frac{dn_1}{dp_2} = \exp\left(\frac{2E_F - (E_1 + E_2)}{2}\right) \quad (14)$$

y podemos escribir:

$$2E_F - (E_1 + E_2) = 2E_F - (E_C + E_V) = 2 \Delta E \quad (15)$$

en donde:

$$\Delta E = E_F - \frac{E_C + E_V}{2} \quad (16)$$

Es la separación energética del nivel de Fermi respecto al nivel central de la banda prohibida que está entre las de conducción y la de valencia. Luego podremos poner la (13) así:

$$\frac{dn_1}{dp_2} = \exp\left(\frac{2 \Delta E}{kT}\right) \quad (17)$$

Como la (10) es independiente de la pareja de niveles de E_1 y E_2 elegidos, pondremos ponerla finalmente así:

$$\frac{n(T)}{p(T)} = \exp\left(\frac{2 \Delta E}{kT}\right) \quad (18)$$

Ecuación que nos sitúa el nivel de Fermi con relación a las bandas de energía. Si consideramos además la ley de acción de masas, podemos escribir la (18) así:

$$\exp\left(\frac{\Delta E}{kT}\right) = \frac{n_i(T)}{p(T)} = \frac{n(T)}{n_i(T)} \quad (19)$$

En los semiconductores tipo **N**, $n > p$, lo cual implica que $\Delta E > 0$, es decir que el nivel de Fermi se aproxima a la banda de conducción tanto más cuanto más fuertemente impurificado esté. Para fuertes impurificaciones será $n \cong N_d$ y

$$\Delta E = kT \ln\left(\frac{N_d}{n_i}\right) \quad (20)$$

En los semiconductores tipo **P**, $p > n$, lo cual implica que $\Delta E < 0$, es decir que el nivel de Fermi se aproxima a la banda de valencia tanto más cuanto más fuertemente impurificado esté. Para fuertes impurificaciones será $p \cong N_a$ y

$$\Delta E = kT \ln\left(\frac{n_i}{N_a}\right) \quad (21)$$

Para los semiconductores intrínsecos, $p = n$, lo que implica que $\Delta E = 0$, es decir que el nivel de Fermi está exactamente en el centro de la banda prohibida.

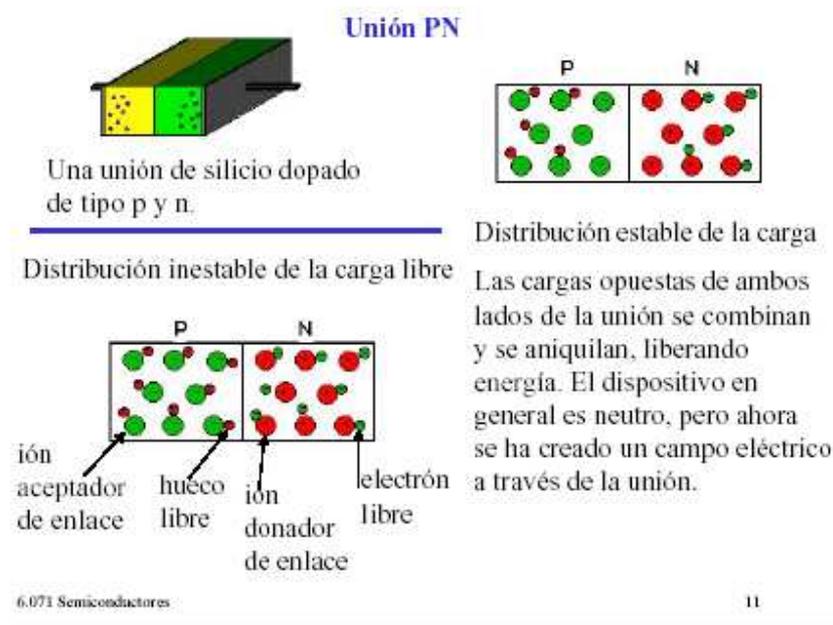
Si se eleva la temperatura, $n_i(T)$ crece y tanto n/n_i como n/p tienden a la unidad, lo que equivale a decir que los materiales tienden a comportarse como intrínsecos para temperaturas elevadas.

7. LA UNIÓN N-P.

La unión de un cristal de un semiconductor tipo N con otro tipo P tiene un comportamiento que la hace interesante en aplicaciones tanto analógicas como digitales. Esta unión da lugar a una familia de dispositivos básicos denominados **diodos** y a otros dispositivos más complejos y tecnológicamente aún más interesantes, que se denominan transistores de unión.

Para describir el comportamiento de la unión N-P, nos basaremos en las propiedades, descritas anteriormente, de los semiconductores intrínsecos y dopados. El proceso de fabricación implica dopar una parte de un cristal de forma que se comporte como de tipo P y otra parte del mismo de forma que se comporte como de tipo N. Es decir, en ningún momento las partes N y P están separadas. Sin embargo, para describir los fenómenos que explican el comportamiento de la unión, resulta pedagógico suponer que inicialmente

los bloques N y P están separados y que en algún instante inicial se unen. Hecha esta suposición, vamos a describir lo que ocurre a partir del instante inicial.



Lo interesante de los semiconductores es cómo se comportan cuando se juntan dos o más.

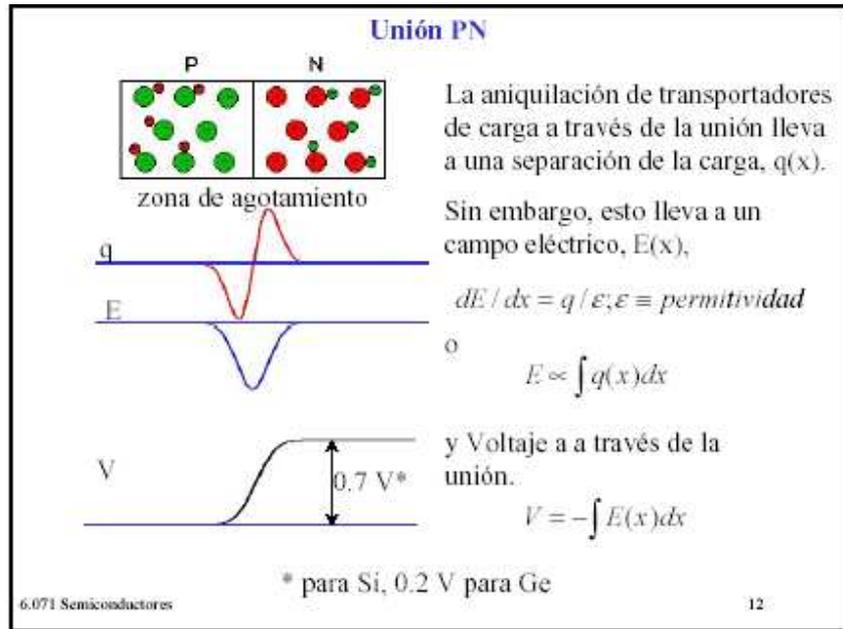
Por sí mismo, un semiconductor dopado no es más que una resistencia eléctrica y hay modos mucho más fáciles de crear una resistencia.

El dispositivo que aparece arriba a la izquierda es una unión PN (un material dopado P se coloca junto a un material dopado N). Así se forma un diodo.

En la esquina inferior izquierda aparece la configuración de los dopantes: cómo estarían los electrones y los huecos si se colocasen ambos materiales uno junto a otro, pero sin tocarse.

Cuando se forma una unión PN, las cargas y los huecos que se encuentran en la interacción se combinan y se aniquilan. Esto crea una zona de agotamiento alrededor de la unión en la que hay una falta neta de transportes. De nuevo, nótese que, dado que un electrón negativo se aniquila con un hueco positivo, la estructura de la red permanece neutral.

La aniquilación de transportes libera energía, lo que se puede utilizar para generar fotones de luz (como en el caso de los diodos electroluminiscentes o LED) y la luz también se puede utilizar para crear transportadores, como en el caso de los fotodiodos y los fototransistores. Esto se presentará más adelante.



La falta de transportes de carga en la interacción de una unión PN significa que hay una separación de carga en la unión (dado que los dopantes no se ven afectados en modo alguno por la aniquilación de transportadores). La separación de la carga introduce un campo eléctrico a través de la unión y este voltaje a. Nótese que, aunque hay una separación de carga, no hay exceso de carga, por lo que el dispositivo es eléctricamente neutro.

El área de un campo eléctrico (o separación de carga) se llama zona de agotamiento porque la aniquilación de transportadores de carga crea en una zona en la unión en la que no hay transportadores.

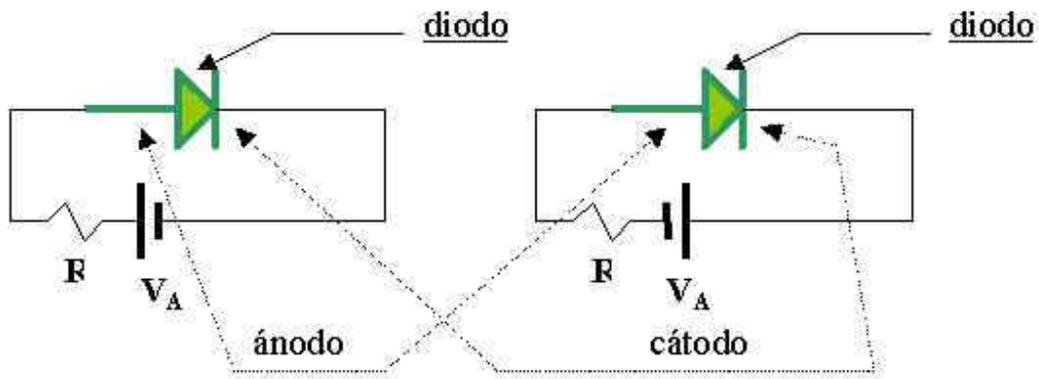
En dispositivos de silicio, la separación de carga produce un voltaje de 0.7 V a través de la interacción. Este es el origen del voltaje necesario para encender un diodo.

8. EL DIODO DE UNIÓN.

El dispositivo de estado sólido más simple es en realidad la unión PN tal como ha sido descrita anteriormente y que se denomina tecnológicamente **diodo de unión**. El comportamiento simplificado corresponde de este diodo idealizado responde a la siguiente expresión:

$$I(V) = |I_s| \left(\exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right) \quad (22)$$

Denominada **ecuación de Shockley**. La representación gráfica la vemos en la figura 8.1(a). En ella observamos que en polarización directa el dispositivo se comporta como una resistencia pequeña (casi como un cortocircuito), mientras que en polarización inversa el dispositivo es como una resistencia muy elevada (casi un circuito abierto).

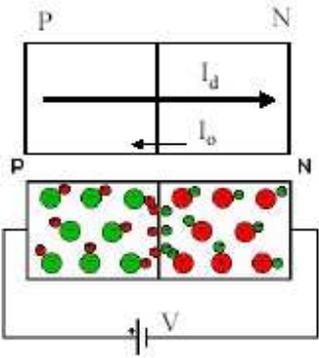


a) Polarización directa

b) Polarización inversa

Figura 8.1

Unión PN polarizada directamente



Un voltaje conectado a través de una unión PN con el terminal positivo conectado al lado P inyectará electrones a la región n y los eliminará (inyectará huecos) de la región p. El resultado es una abundancia de transportadores. Los transportadores se difunden a través de la unión y se aniquilan, permitiendo que fluya una corriente. Esta aniquilación se conoce también como recombinación.

I_d es la corriente de difusión (transportadores que se difunden a través de la unión).

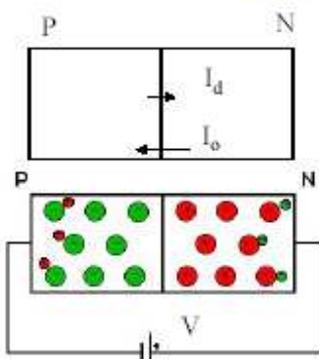
I_o es la corriente minoritaria (transportadores minoritarios de los intrínsecos)

6.071 Semiconductores 13

La esencia de la acción de una unión PN polarizada directamente es que se pueden inyectar transportadores mayoritarios. Así, a una unión PN con un voltaje positivo que la atraviesa se le inyectan electrones en la región n y huecos en la región p, por lo que, si el voltaje que cruza el dispositivo es suficiente para superar el voltaje de la unión, la corriente fluirá.

Cuando la polarización de una unión PN es directa, la corriente de difusión es mucho mayor que la corriente minoritaria, que se puede ignorar.

Unión PN polarizada inversamente



Bajo polarización inversa, la zona de agotamiento aumenta y la corriente de difusión se reduce. La corriente portadora minoritaria permanece igual. En el Si, esta corriente inversa de saturación, o corriente de deriva suele ser de 10^{-12} A. En el Ge es algo mayor, 10^{-6} A, razón por la que el Si es más común en diodos y transistores.

Un diodo polarizados directamente parece un corto y uno con polarización inversa, un circuito abierto.

6.071 Semiconductores 14

En el caso de la polarización inversa, la unión pasa a estar aún más agotada de transportadores y la corriente importante es la corriente transportadora minoritaria (o corriente inversa de saturación), que es pequeña en comparación con la corriente directa del caso de polarización directa, pero que hay que tenerla en mente para algunas aplicaciones.

La corriente portadora minoritaria no se ve influenciada por el voltaje que atraviesa la unión, y es una mera propiedad del material. En el silicio es baja y en el germanio es de alrededor microamperio. Esta es la principal razón por la que el silicio se encuentra más en diodos y transistores. En las figuras 8.2 (b) y 8.3 (a) y (b), vemos otras aproximaciones del diodo, válidas cada una de ellas en diferentes circunstancias.

El hecho de que en todo caso el diodo presente dos estados tan netamente diferenciados hace que el diodo pueda servir para representar físicamente los 2 valores de una variable binaria; por ejemplo, el estado de polarización directa, que en los circuitos digitales se suele denominar ON, podría representar el valor 1 de una variable booleana, mientras el estado de polarización inversa, o estado OFF, podría representar el valor 0 de la misma variable. Así pues, se pueden diseñar circuitos digitales usando diodos de unión; sin embargo, por tratarse de elementos pasivos, su utilidad en este campo es limitada.

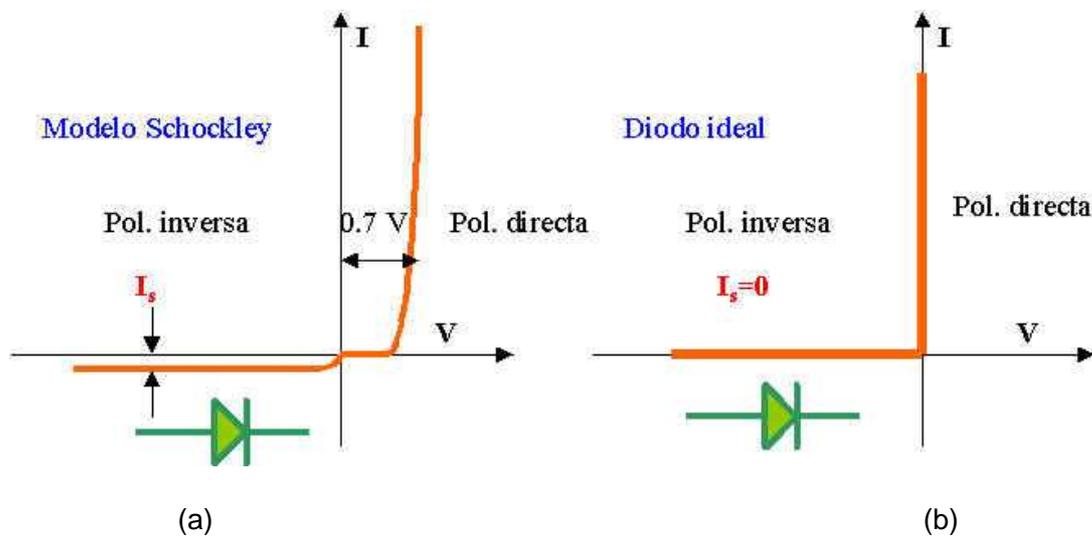


Figura 8.2

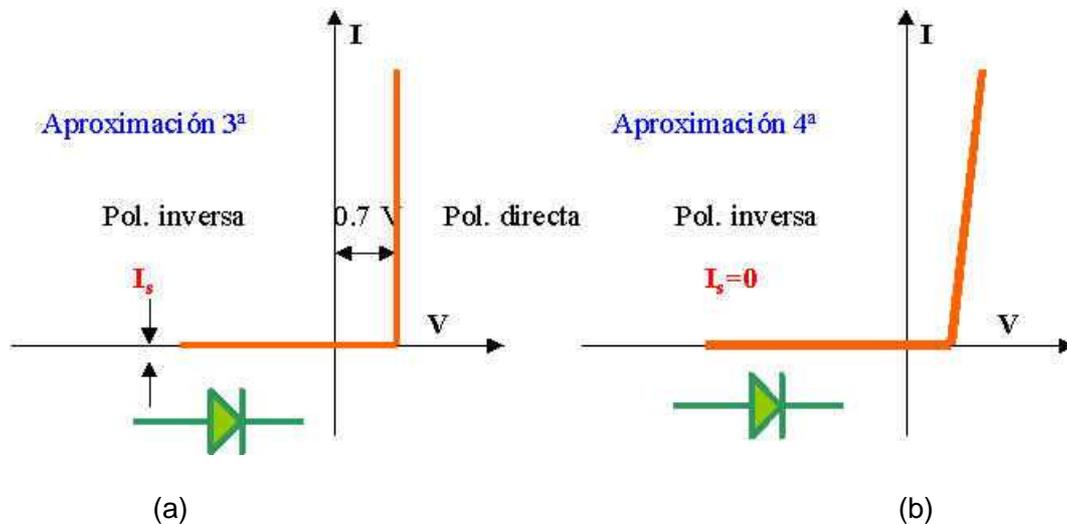


Figura 8.3

8.1 Limitaciones de los diodos reales.

Tanto en sentido directo como en sentido inverso, en el diodo se produce una disipación de energía calorífica, que eleva la temperatura de la unión por encima de la temperatura ambiente. A su vez hay una cesión de calor desde el diodo al ambiente. La temperatura alcanzada por la unión se puede cuantificar de forma aproximada por una expresión como esta:

$$T = T_a + \theta (I.V) \quad (23)$$

donde T_a es la temperatura ambiente, I la intensidad que circula por el diodo, V la d.d.p. entre los extremos del diodo y θ es la llamada resistencia térmica del diodo. Esta dependerá de las facilidades del circuito para refrigerarse: cuanto menor sea θ , más potencia podrá disipar el diodo sin calentarse peligrosamente. Por lo tanto en polarización directa habrá una intensidad I_{max} , que no deberá sobrepasarse para no alcanzar una temperatura excesiva (175 a 200 C). En sentido inverso, la intensidad es muy pequeña (I_s), pero crece con la temperatura y si se sobrepasa un cierto valor de d.d.p. V_{max} , puede producirse un efecto de inestabilidad térmica realimentado que acabe quemando el diodo. Estos efectos y otros que veremos a continuación no están descritos por ninguno de los modelos simplificados que hemos visto anteriormente.

En polarización inversa puede presentarse el llamado **efecto avalancha**: si la tensión inversa aplicada alcanza un determinado valor, el campo eléctrico puede acelerar los pocos electrones libres de la zona de depleción, que, a su vez, pueden arrancar por colisión electrones de valencia. Estos son a su vez acelerados alcanzando gran velocidad y siendo capaces de colisionar y arrancar nuevos electrones. Por lo tanto se llega a producir una avalancha de corriente inversa, que en los diodos ordinarios produciría probablemente una excesiva elevación de la temperatura y su avería.

Rectificación de media onda y rectificación de onda completa.

Este es el circuito más simple que puede convertir corriente alterna en corriente continua. Este rectificador lo podemos ver representado en la siguiente figura:

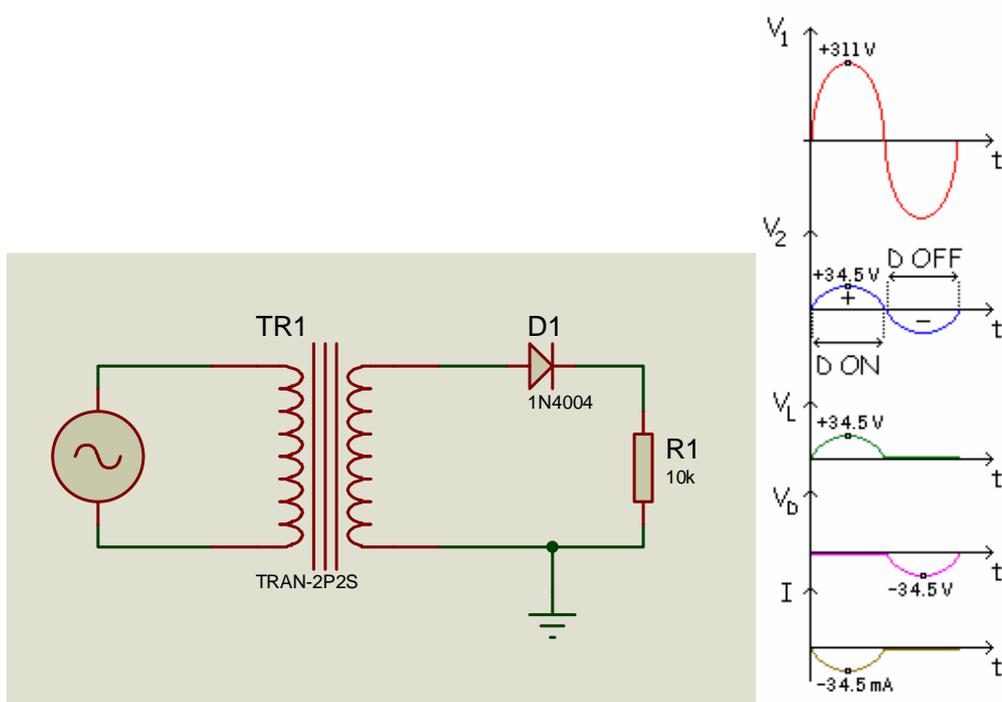


Figura 8.3a Circuito Rectificador de Media Onda

Durante el semiciclo positivo de la tensión del primario, el bobinado secundario tiene una media onda positiva de tensión entre sus extremos. Este aspecto supone que el diodo se encuentra en polarización directa. Sin embargo, durante el semiciclo negativo de la tensión en el primario, el arrollamiento secundario presenta una onda sinusoidal negativa. Por tanto, el diodo se encuentra polarizado en inversa.

La onda que más interesa es V_L , que es la que alimenta a $R1$. Pero es una tensión que no tiene partes negativas, es una "Tensión Continua Pulsante", y nosotros necesitamos una "Tensión Continua Constante". Analizaremos las diferencias de lo que tenemos con lo que queremos conseguir.

La siguiente figura muestra un rectificador de onda completa con 2 diodos:

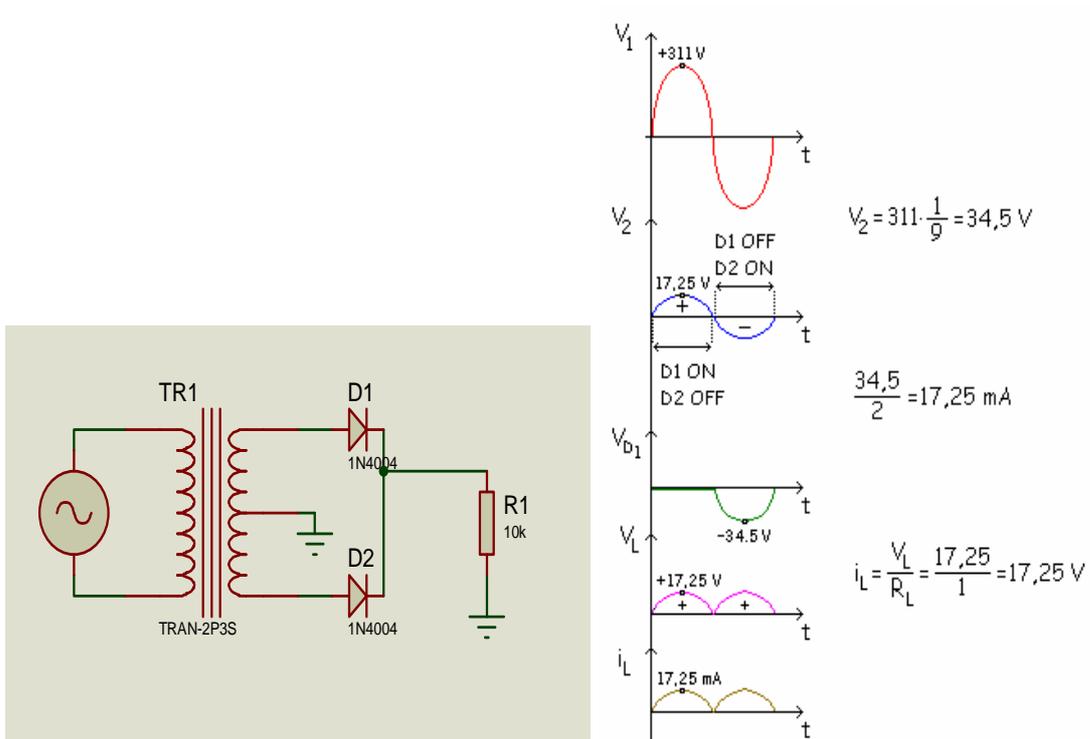


Figura 8.3b Circuito Rectificador de Onda Completa

El rectificador superior funciona con el semiciclo positivo de la tensión en el secundario, mientras que el rectificador inferior funciona con el semiciclo negativo de tensión en el secundario.

Es decir, D1 conduce durante el semiciclo positivo y D2 conduce durante el semiciclo negativo. Así pues la corriente en la carga rectificadora circula durante los dos semiciclos.

En este circuito la tensión de carga V_L , como en el caso anterior, se medirá en la resistencia R1.

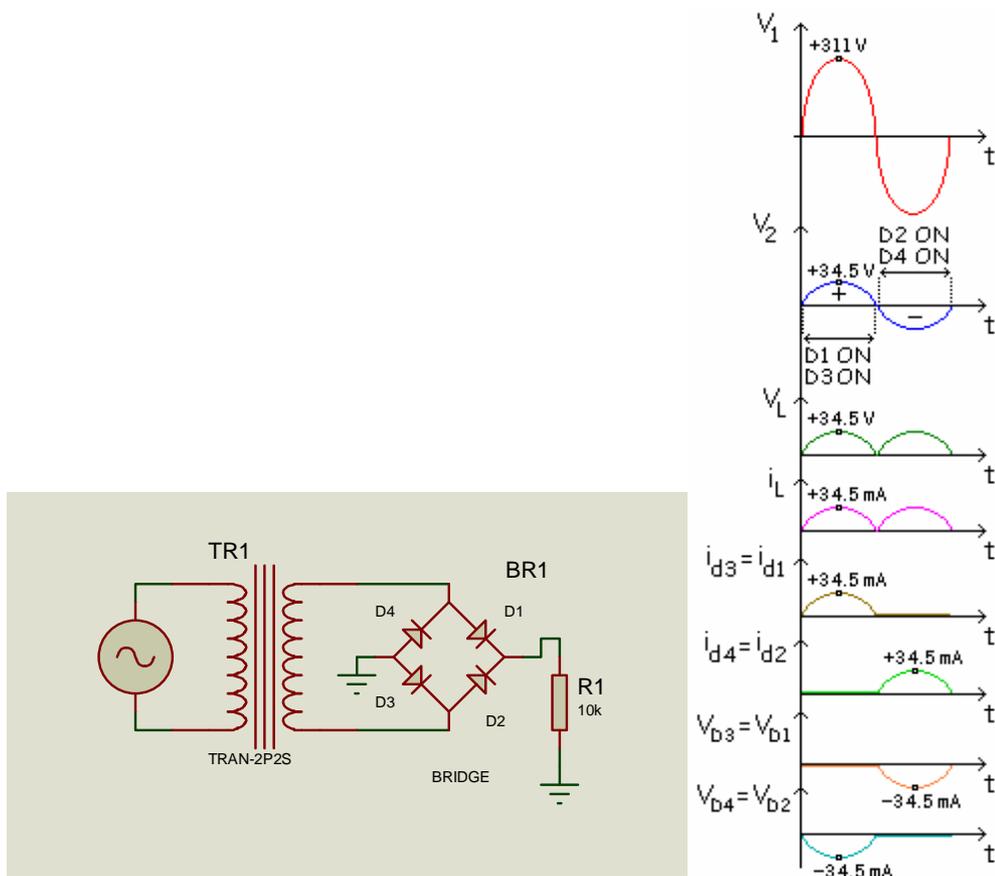


Figura 8.3c Circuito Rectificador de Onda Completa con Puente

Mediante el uso de 4 diodos en lugar de 2, se elimina la necesidad de la conexión intermedia del secundario del transformador. La ventaja de no usar dicha conexión es que la tensión en la carga rectificada es el doble que la que se obtendría con el rectificador de onda completa con 2 diodos.

Durante el semiciclo positivo de la tensión de la red, los diodos D1 y D3 conducen, esto da lugar a un semiciclo positivo en la resistencia de carga.

Los diodos D2 y D4 conducen durante el semiciclo negativo, lo que produce otro semiciclo positivo en la resistencia de carga.

El resultado es una señal de onda completa en la resistencia de carga.

Hemos obtenido la misma onda de salida V_L que en el caso anterior.

La diferencia más importante es que la tensión inversa que tienen que soportar los diodos es la mitad de la que tienen que soportar los diodos en un rectificador de onda completa con 2 diodos, con lo que se reduce el costo del circuito.

Características de un Diodo:

Propiedades:

- El material del cual está construido el diodo (Silicio Si o Germanio Ge), determinan la caída de tensión a través del diodo.
- Máxima tensión inversa, PRV (Peak reverse voltaje) o PIV (Peak inverse voltaje).
- I_f , Máxima corriente directa (Normalmente, si esta es muy grande, implica una gran capacidad de la unión).
- Capacidad depende del tamaño y la geometría de la unión (se le puede considerar como paralela a ella).
- Cada dispositivo tiene unas características definitorias que la industria ha encontrado útiles al describirlas. Incluso en dispositivos tan sencillos como los diodos hay cientos de tipos que se han diseñado específicamente para: Conmutación, Rectificación, Potencia, Alta frecuencia, Baja dispersión

Normalmente, al elegir un diodo hay que conocer las tasas máximas de voltaje y corriente.

Además, los diodos tienen una capacidad significativa, que se debe incluir en los diseños de alta frecuencia.

La ficha técnica de un diodo de uso general normal, obtenida en la página web de Fairchild, un buen lugar para encontrar fichas técnicas.

Todas las fichas técnicas comienzan mostrando las distintas versiones del dispositivo y a continuación, las tasas máximas seguidas de las especificaciones y, a veces, configuraciones de prueba.

Multiplicadores: En ocasiones se presentan cargas que necesitan una tensión muy alta y que absorben una corriente pequeña como es el caso del tubo de rayos catódicos del televisor, monitor u osciloscopio.

Para elevar el voltaje de una red es necesario adquirir un transformador elevador con los diodos y condensadores que se necesiten

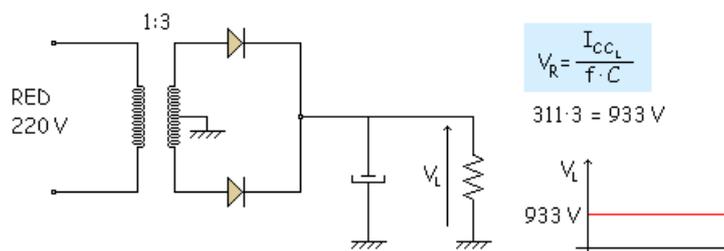


Figura 8.3d Circuito Multiplicador de Voltaje

Y tenemos un rizado casi nulo.

El mayor problema es que el transformador elevador sería muy grande porque necesitaría muchas espiras, además el campo eléctrico sería grande, el voltaje inverso pico del diodo (VIP) también ($V_{ID} = 2V_{pico} = 2 \cdot 933 = 1833 \text{ V}$ en inversa), mucha tensión en el Condensador.

Por eso no se usa un transformador elevador sino que se utiliza un multiplicador de voltaje, entre estos tenemos cuatro:

1. **El Doblador de tensión:** Para comenzar a analizar este tipo de circuitos es interesante tener en cuenta: Empezar en el semiciclo (malla) donde se cargue un solo condensador.

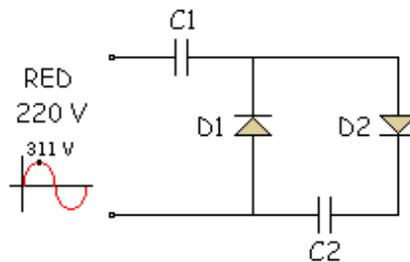


Figura 8.3e Circuito Duplicador de Tensión

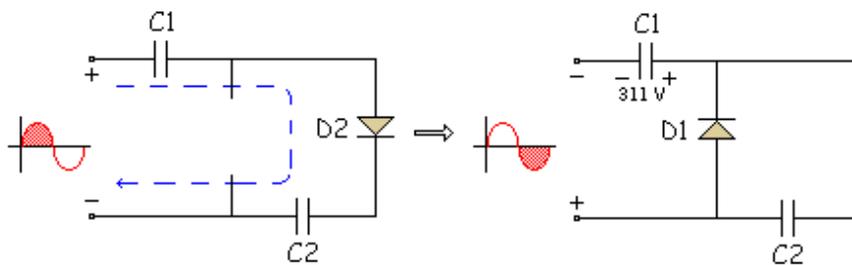


Figura 8.3f Funcionamiento Circuito Duplicador de Tensión

Entonces nos queda de esta forma si ponemos la carga en C2:

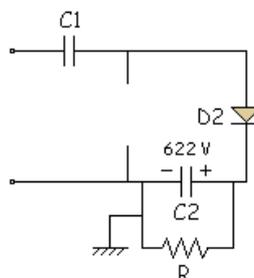


Figura 8.3g Análisis Circuito Duplicador de Tensión

La masa se coloca en el borne negativo del condensador. Y se carga C2 a 622V. Y como se ve, si se conectan los bornes a C2, esto es un doblador de tensión. Como la corriente de descarga es pequeña, el C2 se descarga despacio con una constante de tiempo de

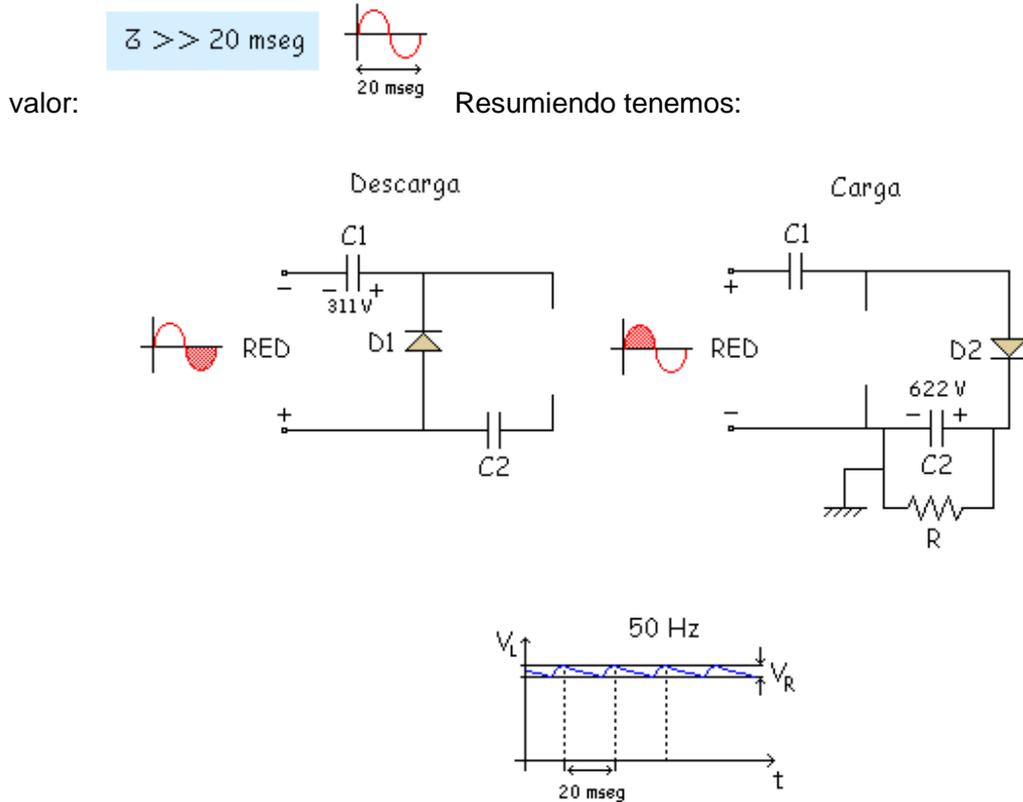


Figura 8.3h Resumen Funcionamiento Circuito Duplicador de Tensión

2. El Doblador de tensión de onda completa

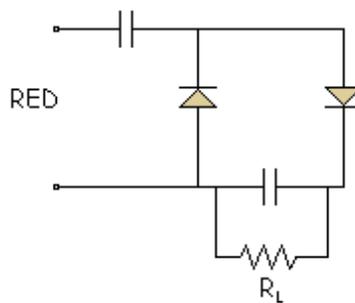


Figura 8.3i Circuito Duplicador de Tensión de Onda Completa

Quitamos la carga para analizarlo. Como ya se ha dicho antes empezamos por donde haya un solo condensador. Si representamos V_L en función del tiempo.

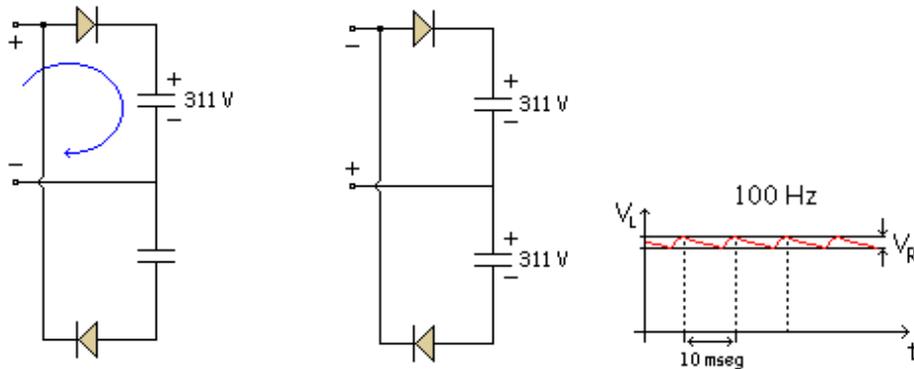


Figura 8.3j Análisis Circuito Duplicador de Tensión de Onda Completa

Se van turnando los 2 condensadores, como cada uno es de 60 Hz, los 2 a la vez son 120 Hz. Este circuito tiene una ventaja respecto al anterior: El rizado es más pequeño. La desventaja radica en que no sabemos dónde colocar la masa, en el caso anterior lo teníamos fácil, pero ahora si ponemos debajo de RL no hay ningún borne de la red a masa. Si conectamos una carga también a masa puede haber un cortocircuito. Hay que andar con cuidado al usar ese circuito.

3. **El Triplicador:** El principio es idéntico al duplicador de media onda: Semiciclo negativo se carga C1, semiciclo positivo se carga C2 a 622 V, semiciclo negativo se carga C3 a 622 V, 2 veces el pico. Ahora elegimos los bornes para sacar:

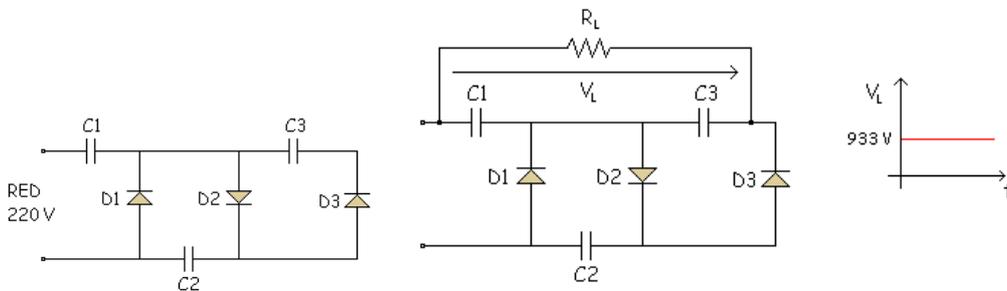


Figura 8.3k Circuito Triplicador

Con esto se puede hacer un doblador y un triplicador dependiendo de donde se colocan los bornes. Y tenemos 933 V a la salida. El truco consiste en que la constante de tiempo

$$\tau \gg 20 \text{ mseg} \quad \tau = R_L \cdot (C1 + C3)$$

de descarga sea:

Y si a este circuito se le añade una etapa más (diodo y condensador) se convierte en un cuadruplicador.

4. **El Cuadruplicador:** Es como los anteriores, y la tensión se toma como se ve en la figura:

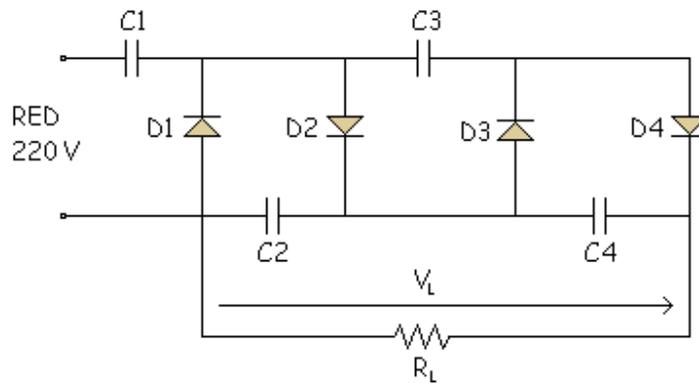


Figura 8.3l Circuito Cuadruplicador

Recortadores ó limitadores: Podemos tener dos tipos de diodos:

- De Pequeña Señal: Frecuencias mayores de red, limitaciones de potencia menores que 0.5 W (corrientes de miliamperios).

- Limitadores.
- Cambiadores de nivel.
- Detector de pico a pico.

- De Gran Señal: Diodos de potencia, son los diodos que se usan en las fuentes de alimentación, tienen una limitación de potencia mayor que 0.5 W (corrientes de Amperios).

Ahora vamos a analizar los diodos de pequeña señal.

Recortador positivo:

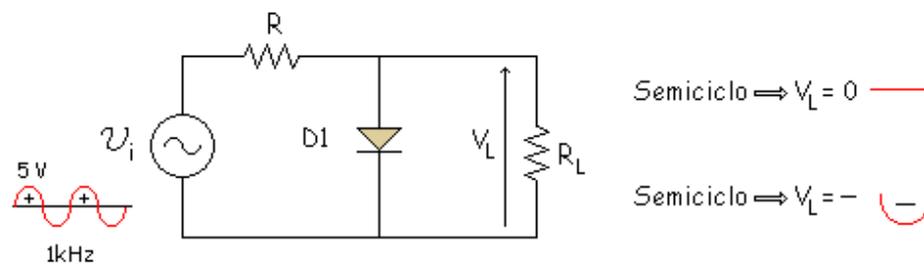
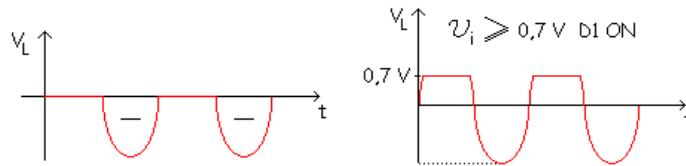


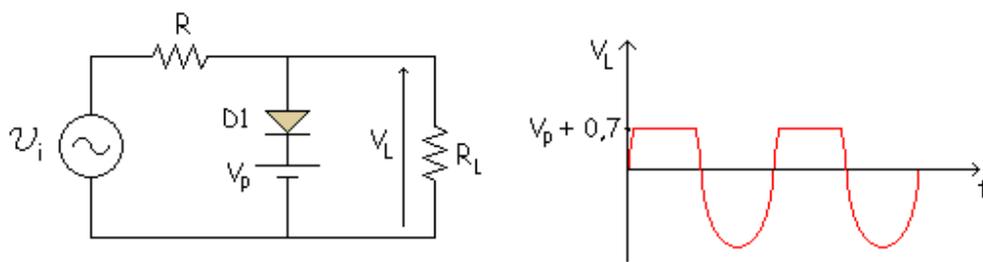
Figura 8.3m Circuito Limitador o Recortador positivo

Se tomo $R_L \gg R$ para que en el semiciclo negativo vaya todo a la salida.



Recorta los semiciclos positivos, limita o recorta. Si se usa la 2ª aproximación: No recorta de forma perfecta por no ser ideal el diodo.

Limitador positivo polarizado: Es como el anterior pero con una fuente de voltaje adicional.



Semiciclo + \Rightarrow cuando $V_i \geq V_p + 0,7$ D1 ON

Figura 8.3n Limitador ó recortador con fuente de voltaje adicional

Limitador negativo: La diferencia con el limitador positivo radica en el cambio de dirección del diodo.

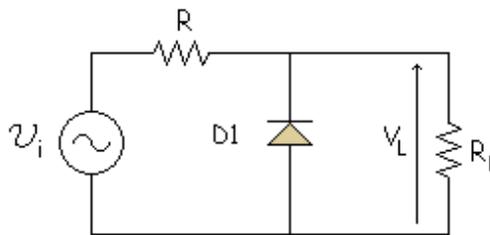
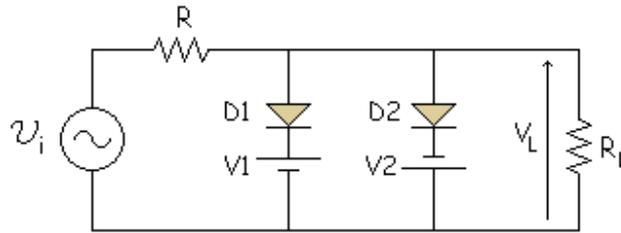


Figura No. 8.3o Recortador Negativo

Para explicar el comportamiento del limitador negativo vamos a analizar un limitador doble, que está compuesto por un limitador polarizado positivo y otro limitador polarizado negativo.



Semiciclo + \Rightarrow cuando $v_i \geq V_1 + 0,7$ D1 ON

si $V_1 = 5\text{ V}$ $v_L = V_1 + 0,7 = 5,7\text{ V}$

Semiciclo - \Rightarrow cuando $v_i \geq -(V_2 + 0,7)$ D2 ON

si $V_2 = 8\text{ V}$ $v_L = -(V_2 + 0,7) = -8,7\text{ V}$

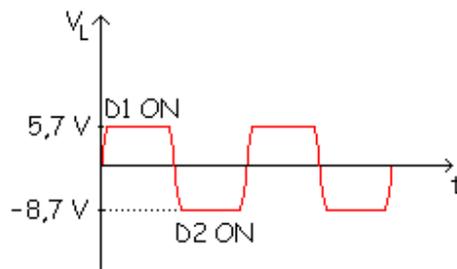
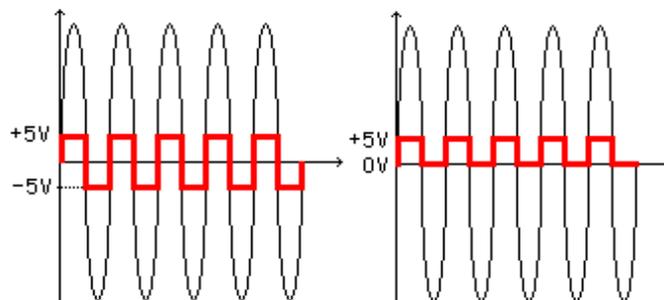


Figura No. 8.3p Funcionamiento de un limitador negativo.

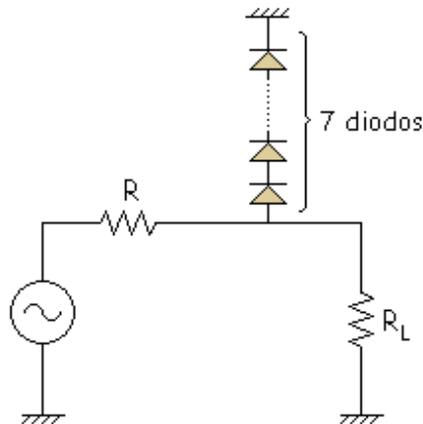
Esto era para $R_L \gg R$. Si no se cumpliera esto no sería una senoidal cuando no conducen los diodos. Es un circuito recortador (limitador), es un circuito limitador positivo polarizado y limitador negativo polarizado.

Aplicación: Si se mete una onda de pico muy grande a la entrada, aparece una onda prácticamente cuadrada a la salida, que aunque no sea tan parecida se toma como si fuese una onda cuadrada (es imposible hacer una onda cuadrada perfecta).

Primera aplicación: "Transformar una Senoidal a Cuadrada". Si recorto en + 5 V y en 0 V. Puedo aprovechar esto para electrónica digital.



Así se protege la carga de tensiones mayores de + 5 V. Limitador = Fijador = Recortador. Pero este circuito suele ser caro debido a la fuente de voltaje adicional, que suele ser una fuente de alimentación con su condensador, diodos, etc... Como la pila es cara se ponen muchos diodos:



El único inconveniente de este circuito es que nos limita esa tensión a múltiplos de 0,7 V.

8.2 TIPOS DE DIODOS.

Además del diodo ordinario, que respondería tendría un comportamiento descrito aproximadamente por uno de los modelos de las figuras 8.2 y 8.3, determinadas variantes de diodos de unión presentan en algunas circunstancias comportamientos singulares, que pueden aprovecharse en ciertas aplicaciones electrónicas. Así tenemos una amplia gama de diodos:

- **Diodos ordinarios:** se aprovecha su comportamiento de casi cortocircuito en sentido directo y casi circuito abierto en inverso. Son útiles por lo tanto, entre otros, en circuitos rectificadores (convertidores de c.a. en c.c.), en circuitos digitales (matrices de diodos).

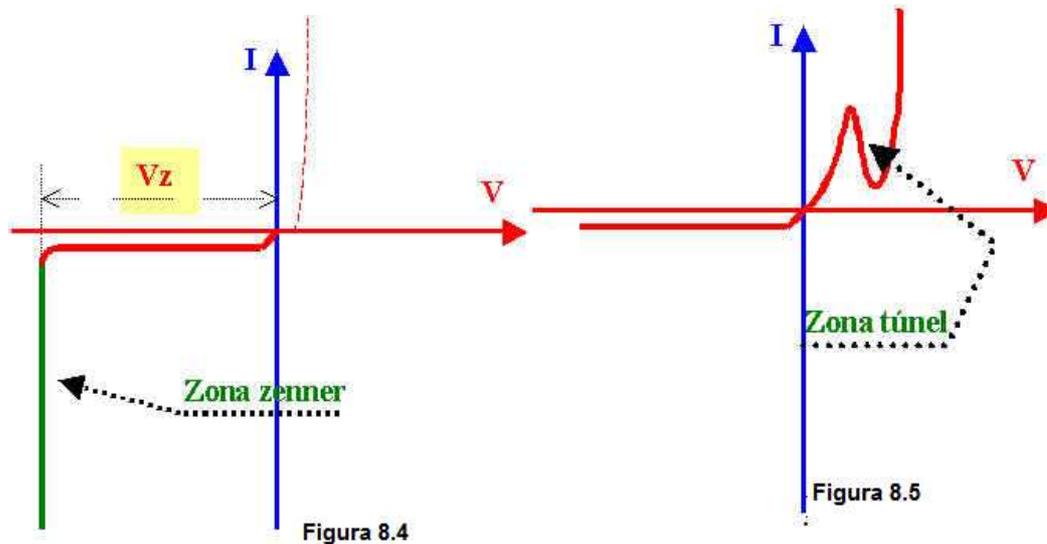
- **Fotodiodos PIN y APD de avalancha:** son diodos que trabajan en polarización inversa. A través de fibra óptica pueden recibir impulsos luminosos, de forma que, antes de recibir tal impulso, el número de electrones libres en la zona de depleción no es suficiente para desencadenar la avalancha (el fotodiodo no conduce). Al llegar el impulso luminoso, los fotones liberan electrones y se desencadena la avalancha (el fotodiodo conduce). Naturalmente, estos diodos están diseñados para soportar sin daño la avalancha.

- **Diodos Zenner:** son diodos que trabajan también con polarización inversa. Esta produce en parte un efecto de avalancha, pero además hay un paso de portadores por **efecto túnel**.

Este efecto, de manera algo simplista, consiste en lo siguiente: supongamos que una partícula cargada se mueve hacia una región en la que hay una barrera de potencial de altura V . La energía cinética inicial de la carga es E_c ; cuando entra en la barrera de

potencial parte de su energía cinética ($1/2 mv^2$) se va transformando en energía potencial, lo que implica, según la Física Clásica, que la energía cinética, o lo que es lo mismo, la velocidad disminuye. Si $qV > E_c$, la partícula llegará a pararse, es decir, no podrá atravesar la región. El razonamiento anterior es correcto según la Física Newtoniana y la conclusión es que no hay efecto túnel.

La Mecánica Cuántica explica el fenómeno de forma totalmente distinta: la partícula es considerada no como un corpúsculo localizado, sino como una onda (función de onda), cuya amplitud representaría una probabilidad de localización. Cuando la partícula-onda alcanza la barrera de potencial en parte se refleja, (probabilidad de que la partícula no pase la barrera), y en parte se refracta, (probabilidad de que la partícula atravesase la barrera). Es decir, hay una probabilidad no nula de que la partícula pase a través de la barrera (como por un túnel), es decir hay **efecto túnel**. En este caso la experiencia daría la razón a la Mecánica Cuántica.



El diodo Zenner presenta una característica $I \rightarrow V$ como la que vemos en la figura 8.4. Vemos que trabajando en la zona Zenner, el diodo mantiene una tensión fija, V_z , con independencia de la corriente que circule, o sea, es un estabilizador de tensión. Sus numerosas aplicaciones en los circuitos se basan en esta propiedad.

Regulador de tensión

Zener real

Zener ideal

Los diodos Zener tienen resistencia variable. Concretamente, tienen una salida de corriente constante en todo un rango de voltajes de entrada. Así, al proporcionar corriente constante a un circuito, se pueden usar como reguladores de tensión.

Regulador de tensión sencillo.

Por su pobre supresión de fluctuaciones, necesita un zener con una gran potencia de salida, y variaciones con impedancia de carga.

6.071 Semiconductores 24

- **Diodos túnel:** Si los diodos Zener aprovechan el efecto túnel con polarización inversa, los diodos túnel se basan en el mismo efecto, pero trabajando con polarización directa. Sin embargo, para que se manifieste el efecto túnel se fabrican de forma que los bloques N y P están mucho más dopados que en los diodos ordinarios. El resultado es un comportamiento muy diferente al de los diodos ordinarios (Figura 8.5). Lo más curioso es la zona de resistencia incremental negativa, es decir una región en la que un incremento positivo de la tensión V se traduce en un incremento negativo de la intensidad I . Las aplicaciones de los diodos túnel aprovechan precisamente esta zona.

- **Diodos emisores de luz LED:** son diodos fabricados con un semiconductor compuesto. Su cápsula es transparente para dejar pasar la luz (fotones) emitida cuando se recombinan en la zona de depleción huecos y electrones en tránsito. La intensidad de la luz emitida puede modularse variando la tensión directa aplicada. El color de la luz depende del semiconductor; así:

Semiconductor	Color
AsGa	Infrarrojo
PGa	Verde
AsPGa	diferentes según proporción de As y P

Se utilizan para los mandos a distancia por infrarrojos, e indicadores (displays) alfanuméricos. La tecnología de los LED se está desarrollando continuamente. Se

fabrican ya LED de luz blanca (mezcla de los colores fundamentales rojo, verde y azul) y de intensidad luminosa elevada a precios competitivos, lo que explica que vayan sustituyendo a la luz de incandescencia y fluorescente en iluminación urbana y doméstica y otras aplicaciones. Por ejemplo, están utilizándose cada vez más en pilotos e intermitentes de coches, semáforos y, por supuesto paneles murales de publicidad o información. El rendimiento (intensidad luminosa/watio) es mucho mayor, por lo que el consumo energético es mucho menor que en los sistemas tradicionales.

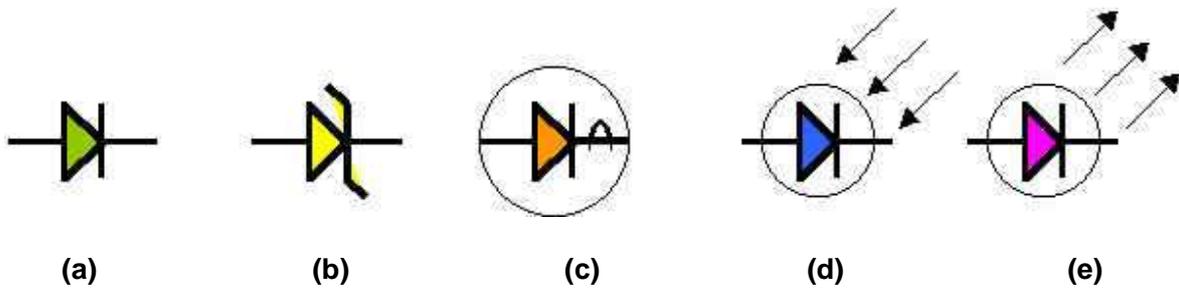


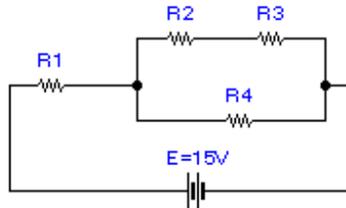
Figura 8.6

Los símbolos de los diodos nombrados son los que vemos en la Figura 8.6:

(a) Diodo ordinario; (b) Diodo Zener; (c) Diodo túnel; (d) Fotodiodo; (e) LED.

PRACTICA 1 CIRCUITOS RESISTIVOS

1.- Monta el siguiente circuito utilizando los valores de resistencia que prefieras



2.- Completa la siguiente tabla, **realizando las operaciones** que creas necesarias, y **mostrándolas** en esta hoja o detrás, imprime el circuito EWB con Amplificadores y Voltímetros, imprímelo con sus valores activos, recortalo y pégalo detrás.

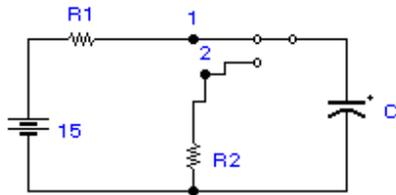
CÁLCULOS	MEDIDAS	ORDENADOR
-----------------	----------------	------------------

R	Ω	V	I	Ω	V	I	Ω	V	I
R1									
R2									
R3									
R4									

3.-Comenta los resultados obtenidos

PRACTICA 2 CARGA Y DESCARGA DE UN CONDENSADOR

1.- Calcula el circuito siguiente de tal forma que el condensador tarde 50 segundos en cargarse; y 80 segundos en descargarse, una vez colocado el conmutador S en la posición 2, muestra tus cálculos detrás de esta hoja, y monta el circuito en el taller



RECUERDA: El tiempo que tarda un condensador en cargarse o descargarse depende de la constante de carga $t=5RC$

2.- Realiza las medidas necesarias para dibujar las gráficas correspondientes a la carga del condensador, por ejemplo cada 5 o 10 seg.

CARGA REAL

t (seg.)	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
Vc (V)													

3.- Realiza las medidas necesarias para dibujar las gráficas del taller correspondientes a la descarga del condensador, por ejemplo cada 5 o 10 seg.

DESCARGA REAL

T (seg.)	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75	80
Vc (V)																	

4.- Dibuja las 2 gráficas (gráficas de taller) en el papel cuadriculado de la hoja siguiente, añádelas a esta memoria, la de Carga Real píntala de azul, y la Descarga Real, de negro

5.- Con las siguientes fórmulas tienes que rellenar los cuadros de la carga teórica y la de la descarga teórica:

$$V_c = E - (E - E_0) e^{-t/RC}$$

$$t = RC \ln(E - E_0) / (E - V_c)$$

CARGA TEÓRICA

t (seg.)	0	10		40
Vc (V)			12	

DESCARGA TEÓRICA

t (seg.)	0	10		40
Vc (V)			10	

6.- Dibuja en la hoja cuadriculada anterior las dos curvas correspondientes a la Carga Teórica y a la Descarga Teórica, con los mismos colores, pero en TRAZOS. Son las gráficas teóricas

7.- Monta en el ordenador este circuito rellena unas tablas equivalentes a los pasos 2 y 3 además observa los efectos que producen los cambios de valores, tanto de resistencia, como de capacidad, en el tiempo de carga y descarga, imprime una hoja con el circuito, las tablas de valores, y las gráficas de carga y descarga. Éstas serán las gráficas de computador.

8.- ¿Cuál es la conclusión que sacas al observar dichas curvas, las del taller, las teóricas y las del computador?

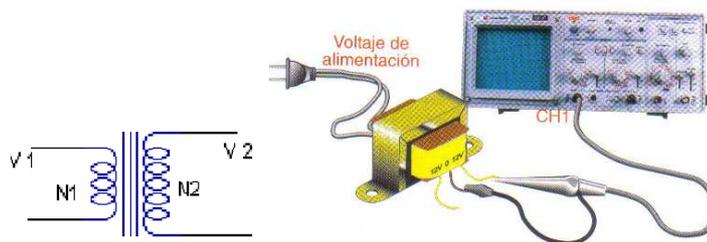
PRACTICA 3 MANEJO DE OSCILOSCOPIO ANALOGO

Objetivo: Medir en el osciloscopio los valores característicos de las señales periódicas que se emplean en electrónica de potencia, analizar las diferencias con los resultados matemáticos.

Materiales: 1 osciloscopio. 2 Generador de señal. 3 Multímetro. 4 Transformador.

Procedimiento: Después de calibrar el osciloscopio, medir el secundario del transformado r con el osciloscopio determinar el v_p , v_{pp} , periodo y frecuencia.

Montaje físico



1. Con el transformador seleccionar una de las terminales del secundario y realizar las siguientes medidas, después de calibrar el osciloscopio.

v_{pp} = ___ cuadros y ___ rallas = _____

v_p = ___ cuadros y ___ rallas = _____

v_{rms} = _____ T = _____ F = _____

2. Con el generador de señal seleccionar una de las frecuencias dadas: 600hz, 1200hz, 80khz

v_{pp} = ___ cuadros y ___ rallas = _____

v_p = ___ cuadros y ___ rallas = _____

v_{rms} = _____ T = _____ F = _____

PRACTICA 4 MEDIDAS CON EL OSCILOSCOPIO ANALOGO

El objetivo de esta práctica es que cojas soltura con la diferente instrumentación del taller, polímetros, osciloscopios, fuentes de alimentación en continua --- y en alterna ~.

MEDIDA FRECUENCIA

- 1.- Coloca en el GBF una señal alterna senoidal de 5Vmax, 1khz (si faltan GBF sirve la f.a. del entrenador, con la salida marcada como ~ en rojo)
- 2.- Conecta la sonda del osciloscopio a la salida del generador
- 3.- Coloca en la pantalla del osciloscopio uno o dos periodos de la señal
- 4.- Completa los siguientes campos, con la mayor atención posible:

TIME/DIV=

Nº de divisiones horizontales=

Multiplicando el nº de divisiones por el valor de la base de tiempos, obtenemos el valor del periodo T y como sabemos que $f=1/T$ obtendremos el valor de la frecuencia

f=

f medido con la instrumentación¹ =**MEDIDA VOLTIOS**

- 5.- El osciloscopio tiene un conmutador rotativo para adecuar la señal de entrada amplificándola o reduciéndola, VOLT/DIV, según el canal, gira el conmutador hasta que la señal se pueda visualizar en la pantalla sin salirse de ella, pero ocupando lo máximo

- 6.- Rellena los siguientes campos

VOLT/DIV=

Nº de divisiones verticales de pico a pico=

 $V_{pp} = \text{VOLT/DIV} * \text{Nº div horiz pp} =$ $V_p = V_{pp}/2 =$ $V_{ef} = V_p/\sqrt{2}$

Vef medida con el polímetro =

MEDIDA VOLTIOS DE TENSIÓN CONTINUA

- 7.- Coloca ahora la fuente de alimentación² en la sonda, y en conmutador, primero ajusta la tierra con el conmutador en GD fijando la posición inicial del trazo, y después en DC, pon la fuente de alimentación a 15 V, y mide su tensión análogamente al caso de alterna paso 5 y 6, y comprueba su veracidad con el polímetro.

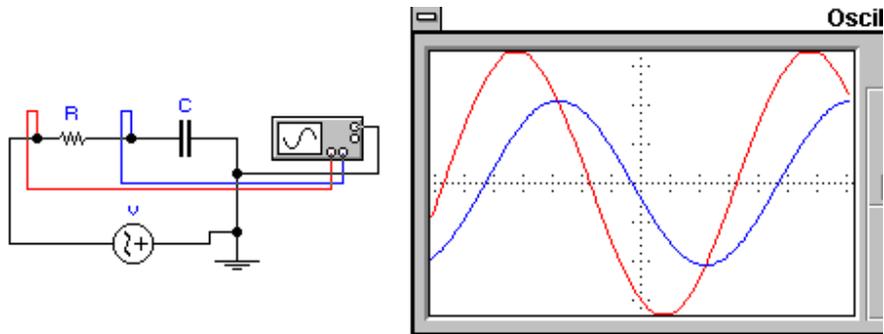
¿Cuál es tu conclusión?

¹ Del polímetro, o si los polímetros no tienen medidas de frecuencia, con el frecuencímetro.

² Del entrenador V1, o de la fuente de alimentación en continua.

PRACTICA 5 CORRIENTE ALTERNA

1.- Monta el siguiente circuito



Utilizando los valores de R C y v que prefieras para visualizar bien el desfase

R= C= v= V, Hz

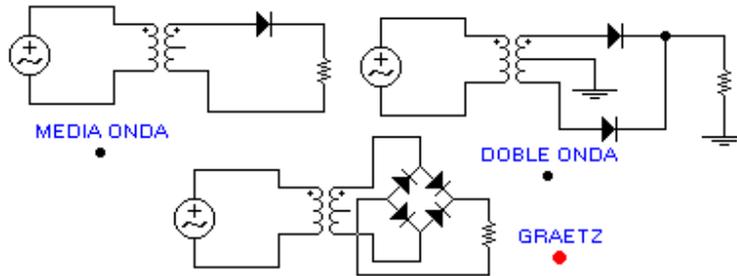
2.- Completa la siguiente tabla, realizando las operaciones que creas necesarias, y (las operaciones puntuan 10 puntos, son complejos) mostrándolas en esta hoja o detrás

CÁLCULOS			MEDIDAS			ORDENADOR			
Z	Ω	V	I	Ω	V	I	Ω	V	I
R									
C									
desfase									

3.-Comenta los resultados obtenidos

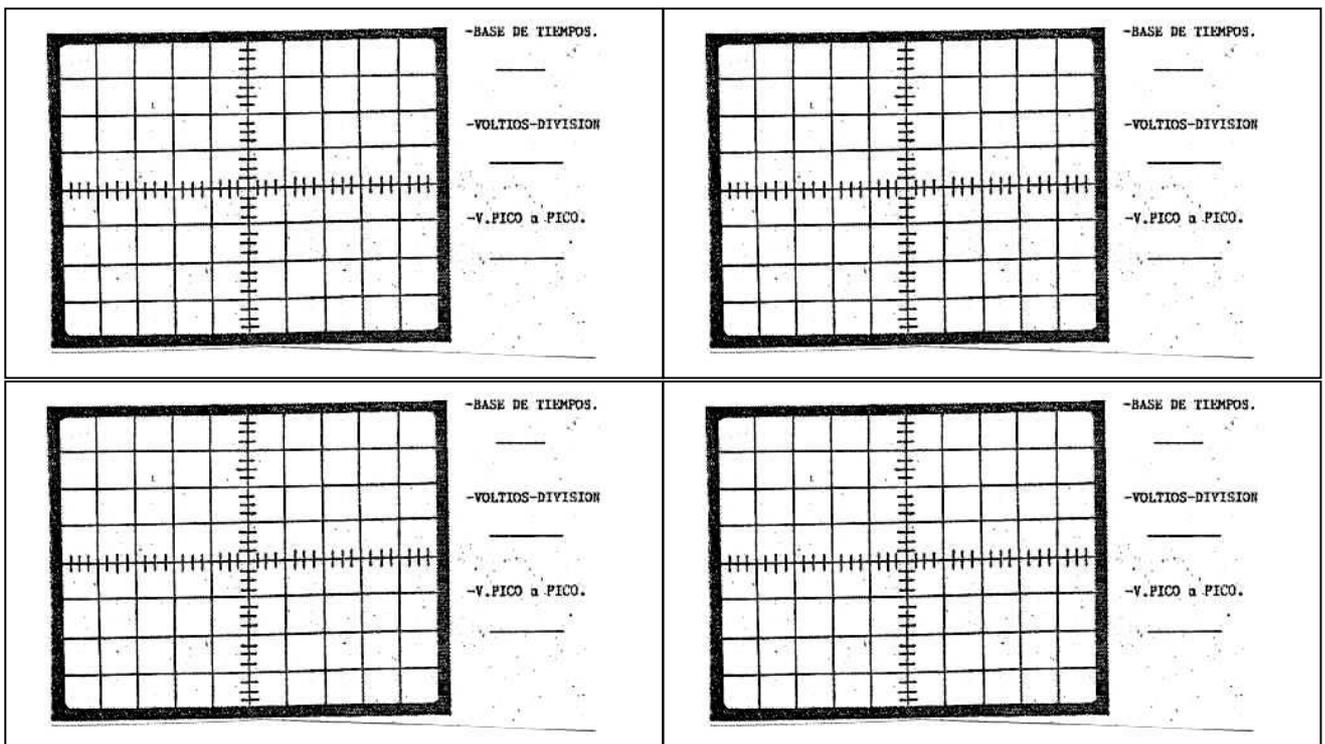
PRÁCTICA 7 RECTIFICACIÓN

1.- Monta los siguientes circuitos de rectificación



2.- Mide todas sus señales con el osciloscopio, dibújalas con un mínimo de precisión colocando sus valores y escalas empleadas, anota la tensión en continua que hay en la carga.

3.- Dibuja las tres formas de onda en los siguientes recuadros:

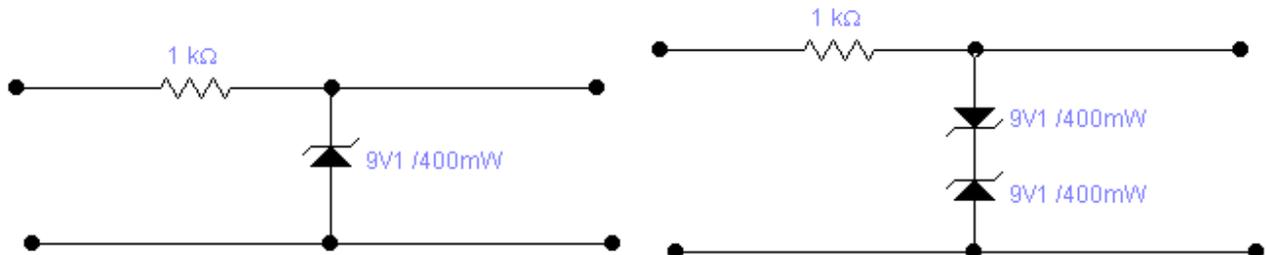


4.- Repite los procesos anteriores con el ordenador, imprime las formas de onda del osciloscopio pégalas detrás.

5.- Comenta tus conclusiones

PRACTICA 8 RECORTADOR ZENER

1.- Monta los siguientes circuitos en el taller:



2.- Coloca el transformador $\sim \pm 12V$ en la entrada y una vez conectado al circuito mide con el osciloscopio tanto la entrada como la salida

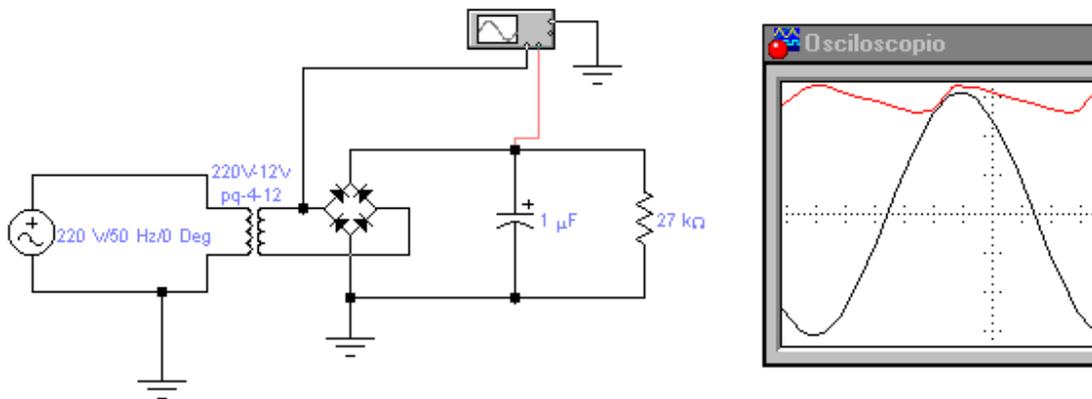
3.- Mide todas sus señales con el osciloscopio, dibuja las formas de onda, entrada y salida en la misma gráfica con un mínimo de precisión colocando sus valores y escalas empleadas.

4.- comenta los resultados obtenidos en cada circuito, ¿Para que sirven? ¿Qué aplicaciones ves a estos circuitos?

PRACTICA 9 FILTRADO Y RIZADO

1.- Monta el siguiente circuito, el transformador será el de 110/12~. Diseñalo para un rizado razonable como el de la figura, rellena este cuadro:

Condensador elegido:	
Resistencia de carga elegida:	
Diodos	



V rizado pico a pico teórico.	
-------------------------------	--

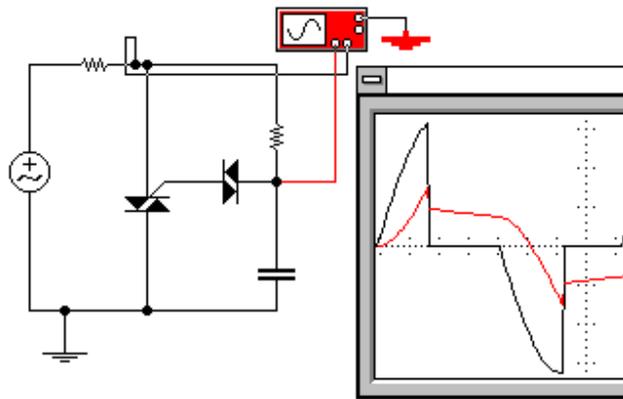
- 2.- Determina las señales de rizado, y la señal de continua en la carga
- 3.- Móntalo también en el ordenador, imprime el circuito con la forma de onda en el osciloscopio, imprímelo, recorta y pégalo detrás, mide la señal de rizado y de continua en la carga.
- 4.- Ahora en el taller inserta un 78XX y mide la señal de rizado y de continua en la carga.
- 5.- Rellena la siguiente tabla, **los cálculos** mostrarlos en esta hoja por la parte de atrás (8 puntos)

	MEDIDAS	ORDENADOR	CÁLCULOS
V RIZADO pico a pico			
Vcc EN LA CARGA			
Con 78XX		no hay 78XX	

6.- Comenta tus conclusiones

PRÁCTICA 10 RECTIFICACIÓN DE POTENCIA

1.- Monta el siguiente circuito en el ordenador. Como resistencia de carga puedes usar una bombilla, o una resistencia de 1K, fija un ángulo de conducción máximo y mínimo, y utiliza un potenciómetro para regular la luz, puede ser alrededor de 25K, y el condensador de 100n, la red 100V y 50HZ. enseña los cálculos en la parte de atrás. Imprime el circuito cuando tengas una señal de osciloscopio representativa, tienes que probar diferentes configuraciones, los valores anteriores son orientativos. Pégalo en la parte de atrás.



2.- Rellena la siguiente tabla:

Áng. cond. Máximo elegido	Áng. Cond. Mínimo elegido	C	R	P

3.- Ahora con la información del osciloscopio rellena esta tabla:

Vp DIAC	Vv DIAC	Vp TRIAC	Frecuencia	V RED eficaz

4.- Mide el ángulo de conducción con el potenciómetro al mínimo y al máximo si tienes potenciómetro y rellena la siguiente tabla

ÁNGULO CONDUCCIÓN	CALCULADO	MEDIDO	ORDENADOR
MÍNIMO		No	
MÁXIMO		No	

6.- Comenta los resultados

9. EL TRANSISTOR DE UNIÓN (BJT).

Como se comentó al comienzo del capítulo, combinando 2 uniones N-P se consigue un dispositivo con prestaciones mucho más interesantes todavía que las de los diodos vistos anteriormente. El 17 de diciembre de 1947 puede considerarse la fecha en que John Bardeen y Walter Brattain culminan los trabajos que conducen a la invención del transistor de unión. El transistor consiste en 3 bloques de semiconductor dopados N-P-N ó P-N-P. El primer transistor era de Ge y tipo P-N-P. Actualmente el semiconductor utilizado es prácticamente siempre Si y son mucho más abundantes los tipos N-P-N que los P-N-P. En las figuras 9.1 y 9.2 vemos la estructura esquemática respectiva de los 2 tipos de transistores mencionados. La geometría real de un transistor de los que forman parte de un chip no se parece mucho a ese esquema, que únicamente nos va a servir para explicar su funcionamiento de forma sencilla.

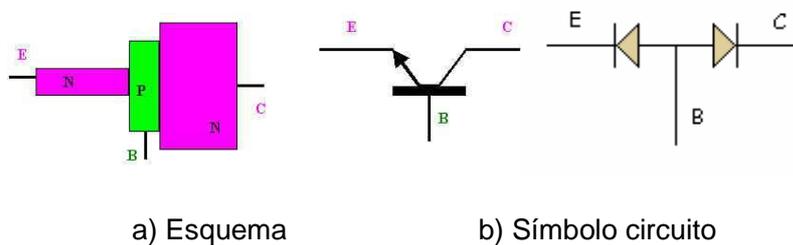


Figura 9.1 Transistor NPN

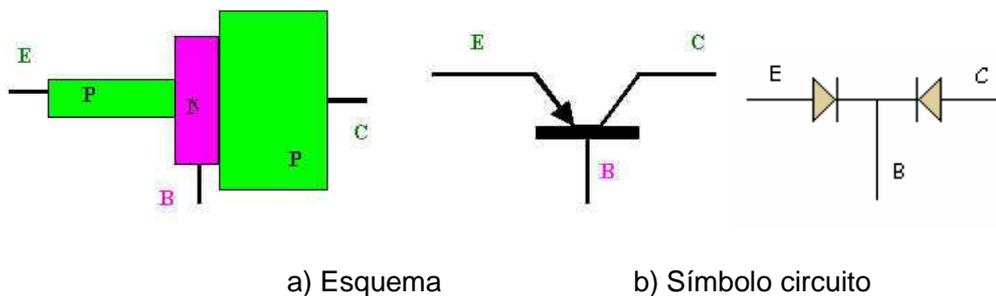


Figura 9.2 Transistor PNP

El transistor está compuesto por tres zonas de dopado, la zona superior es el "Colector", la zona central es la "Base" y la zona inferior es el "Emisor". El Emisor está muy impurificado, la Base tiene una impurificación muy baja, mientras que el Colector posee una impurificación intermedia. En este ejemplo concreto el transistor es un dispositivo NPN, aunque también podría ser un PNP. En principio es similar a dos diodos. Un transistor es similar a dos diodos, el transistor tiene dos uniones: una entre el emisor y la base y la otra entre la base y el colector. El emisor y la base forman uno de los diodos, mientras que el colector y la base forman el otro.

Estos diodos son denominados: "Diodo de emisor" (el de la izquierda en este caso) y "Diodo de colector" (el de la derecha en este caso).

Antes y después de la difusión. Vamos a hacer un estudio del transistor NPN, primeramente cuando está sin polarizar (sin pilas y en circuito abierto) se produce una "Difusión" (como un gas en una botella), donde los electrones cruzan de la zona n a la zona p, se difunden, encuentran un hueco y se recombinan. Esto hace que en las uniones entre las zonas n y p se creen iones positivos y negativos

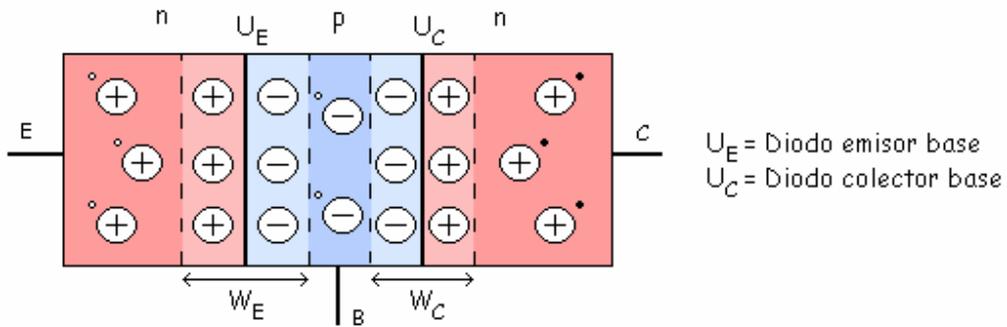


Figura 9.2ª Movimiento electrónico en un transistor.

Esta difusión y recombinación se da hasta llegar al equilibrio, hasta conseguir una barrera de potencial de 0,7 V (para el Si). Se crean 2 z.c.e., una en la unión E-B (W_E) y otra en la unión C-B. Si se conectan fuentes de tensión externas para polarizar al transistor, se obtienen resultados nuevos e interesantes. Hay 3 configuraciones:

- Base común (BC).
- Emisor común (EC).
- Colector común (CC).

Cada una de estas configuraciones a su vez puede trabajar en 4 zonas diferentes:

Zona de trabajo	Condiciones	Utilización
Activa	U_E en Directa y U_C en Inversa.	Amplificadores
Saturación	U_E en Directa y U_C en Directa.	Conmutación
Corte	U_E en Inversa y U_C en Inversa.	Conmutación
Activa invertida	U_E en Inversa y U_C en Directa.	Sin utilidad

Con esto vemos que el transistor puede trabajar de 12 formas diferentes.

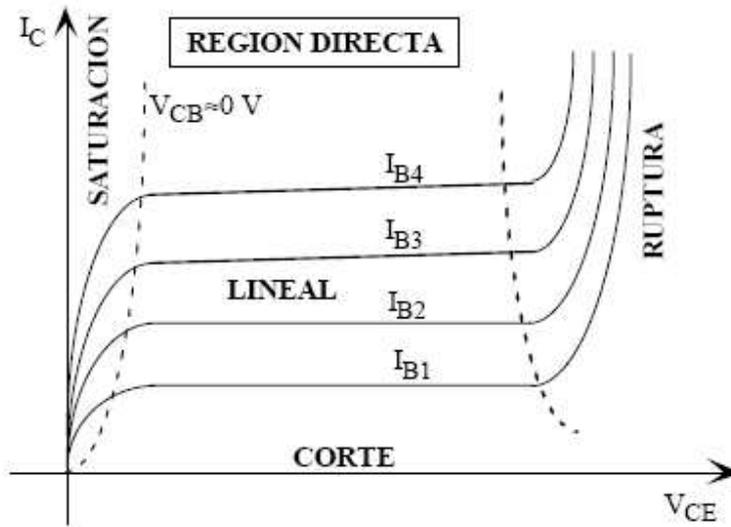


Figura 9.2b Diferentes regiones de trabajo de un transistor.

Internamente, el BJT se compone de tres capas de silicio, según la configuración mostrada en la Figura 9.3.

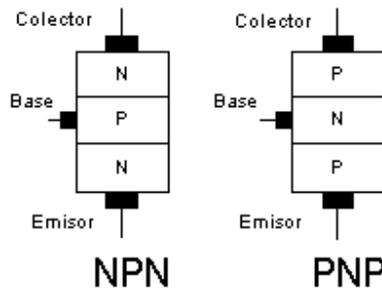


Figura 9.3: Estructura interna del transistor bipolar

Como puede apreciarse, la flecha que indica el tipo de transistor, apunta al sentido de la corriente en polarización directa del diodo BE. En principio, parece una estructura simétrica, en la que es imposible distinguir el emisor del colector. Sin embargo la función que cumple cada uno es completamente distinta, y en consecuencia, se fabrican con diferentes características. Por lo tanto no es un componente simétrico.

Un transistor tiene dos formas principales de operación: como un interruptor o como una resistencia variable.

9.1 TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR

La función del transistor como interruptor es exactamente igual que la de un dispositivo mecánico: o bien deja pasar la corriente, o bien la corta. La diferencia está en que mientras en el primero es necesario que haya algún tipo de control mecánico, en el BJT la

señal de control es electrónica. En la Figura 9.4 se muestra la aplicación al encendido de una bombilla.

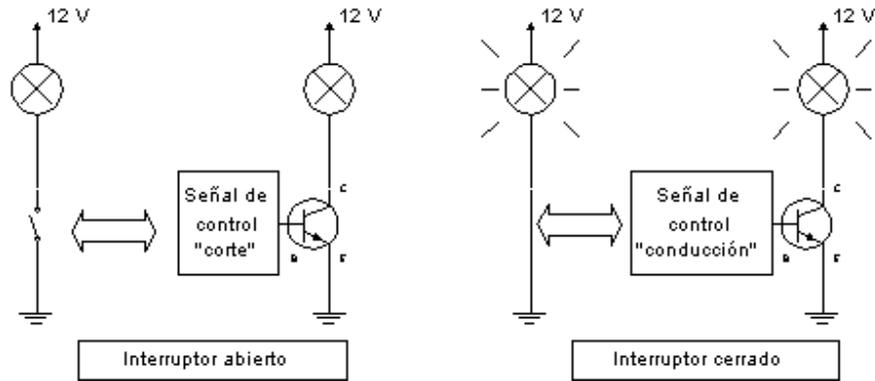


Figura 9.4 El transistor bipolar como interruptor de corriente

En el primer caso, bajo la señal de control adecuada, que es introducida a través de la base, el transistor se comporta como un circuito abierto entre el emisor y el colector, no existe corriente y la bombilla estará apagada. En el segundo caso, cambiando la señal de control, se cierra el circuito entre C y E, y los 12 V se aplican a la bombilla, que se enciende.

Este funcionamiento entre los estados de corte y conducción se denomina operación en *conmutación*. Las aplicaciones típicas de este modo de operación son la *electrónica de potencia* y la *electrónica digital*, en la que los circuitos operan con dos niveles de tensión fijos equivalentes al '1' y '0' lógicos.

9.2 TRANSISTOR COMO RESISTENCIA VARIABLE

En la Figura 9.5 se presenta la comparación entre un potenciómetro y un transistor colocados en un circuito.

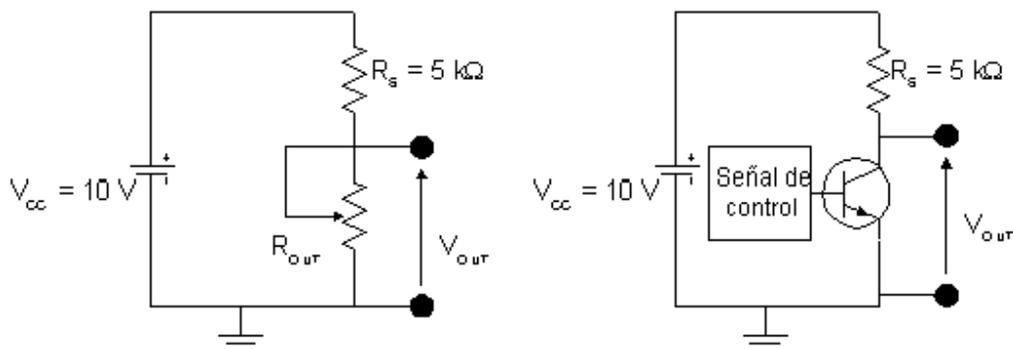


Figura 9.5 Transistor bipolar operando como resistencia variable

Si el valor de la resistencia del potenciómetro se fija en 5 k Ω , la tensión de salida V_{OUT} será de 5 V. Al aumentar esta resistencia, la salida también aumentará de valor. Por

ejemplo, con $20\text{ k}\Omega$ V_{OUT} resulta ser 8 V. Modificando el valor del potenciómetro se puede obtener cualquier valor en la salida comprendido entre 0 V y 10 V, ya que:

$$V_{OUT} = V_{CC} \frac{R_{OUT}}{R_{OUT} + R_s}$$

Al igual que en el potenciómetro, en el transistor se puede ajustar su resistencia entre colector y emisor, con la diferencia de que la señal de mando no es mecánica, sino eléctrica a través de la base. Como se verá más adelante, con una pequeña señal aplicada en la base puede gobernarse el BJT, con lo que aparece un concepto nuevo: la amplificación de señales. Esta función es la base de la *electrónica analógica*, aquella en la que se procesan señales de tensión respetando su forma de onda temporal.

9.3 PRINCIPIO DE OPERACION

En este apartado se va a trabajar exclusivamente con el transistor NPN. No obstante, cabe señalar que los razonamientos necesarios para entender el transistor PNP son completamente análogos, por lo que se deja al lector la tarea de deducir los modelos característicos de su funcionamiento.

En la Figura 9.3 pueden verse las dos uniones PN del transistor: la unión Base-Emisor (BE), y la unión Base-Colector (BC). Cada una por separado constituye un diodo, pero la conjunción de ambas provoca un efecto nuevo, denominado *efecto transistor*. Obviamente, el estado global del transistor depende de la polarización, directa (PD) o inversa (PI), de las dos uniones.

Los casos posibles se adjuntan en la tabla siguiente:

<i>Unión BE</i>	<i>Unión BC</i>	<i>Estado</i>
PI	PI	Corte
PD	PD	Saturación
PD	PI	RAN
PI	PD	RAI

Los dos últimos casos, la Región Activa Normal (RAN) y la Región Activa Inversa (RAI) son conceptualmente similares. Si el transistor fuera simétrico, estaríamos ante la misma región de funcionamiento, solo que con los terminales intercambiados. Sin embargo el colector y el emisor se fabrican de forma diferente, precisamente para adaptar su funcionamiento a la RAN. Por ello no se suele trabajar en la RAI. Una vez aclarado este punto se va a analizar el funcionamiento en cada región de operación.

9.3.1 REGION DE CORTE

Como elemento básico para la discusión en este apartado se va a emplear el circuito de la Figura 9.6.

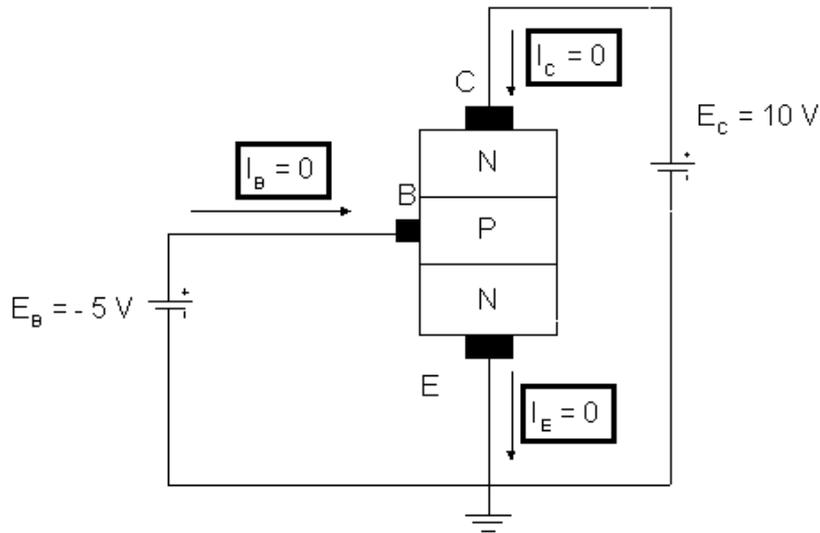


Figura 9.6: Transistor BJT polarizado en la región de corte

En el circuito de la Figura 9.6:

- $V_{BE} = -5V$
- $V_{BC} = -15V$

En este caso las dos uniones están polarizadas en inversa, por lo que existen zonas de depleción en torno a las uniones BE y BC. En estas zonas no hay portadores de carga móviles, por lo tanto, no puede establecerse ninguna corriente de mayoritarios. Los portadores minoritarios sí pueden atravesar las uniones polarizadas en inversa, pero dan lugar a corrientes muy débiles. Por lo tanto, un transistor en corte equivale a efectos prácticos, a un circuito abierto.

A partir de esta definición, se pueden deducir fácilmente los modelos matemático y circuital simplificados para este estado. El transistor BJT en la región de corte se resume en la Figura 9.7

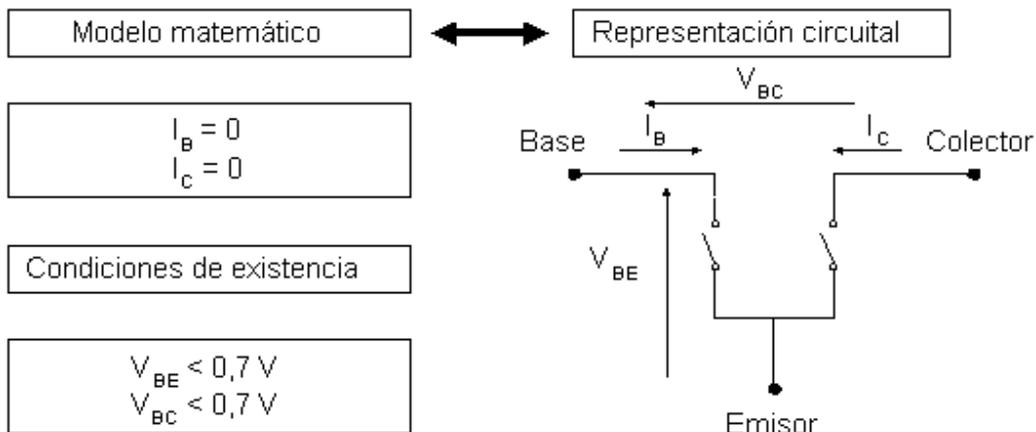


Figura 9.7 Modelo del BJT en corte para señales de continua

Obviamente, en estos modelos no se tiene en cuenta el efecto de las corrientes de fuga de las dos uniones, y sólo son válidos para realizar una primera aproximación al comportamiento de un circuito.

EJEMPLO 1: Calcular las tensiones V_{BE} , V_{BC} y V_{CE} así como las corrientes I_B , I_C e I_E del circuito de la figura 9.8, cuando $E_B = 0$ V.

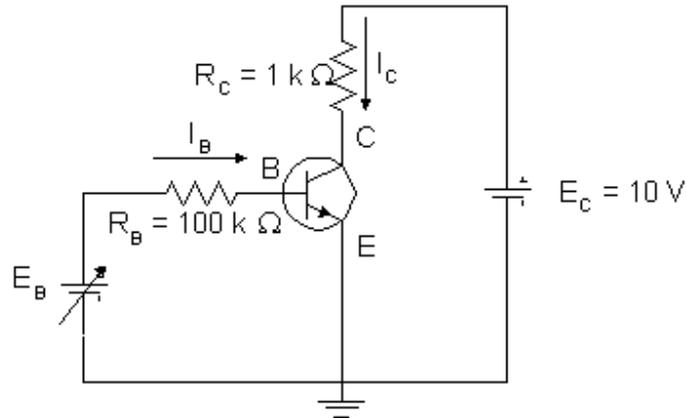


Figura 9.8: Circuito del ejemplo 1

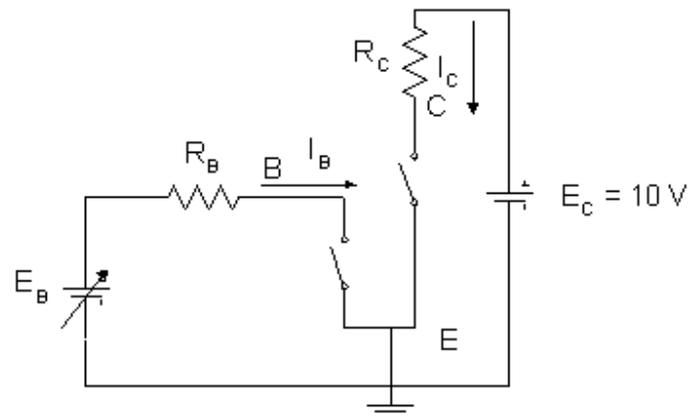
SOLUCIÓN: La base del transistor está conectada a la fuente a través de una resistencia R_B . Puesto que la diferencia de potencial entre los extremos del generador es nulo, no puede polarizarse la unión BE en directa, por lo que el transistor está en corte, es decir:

$$V_{BE} = 0 \quad I_B = 0 \quad I_C = 0 \quad I_E = 0$$

$$V_{CE} = E_C - R_C I_C = 10V$$

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 0 - 10 = -10V$$

Pueden obtenerse los mismos resultados si se sustituye el transistor en el circuito por su modelo equivalente:



9.3.2 REGION ACTIVA NORMAL

Para facilitar el estudio y comprensión de los fenómenos que suceden cuando se polariza el transistor en RAN, se va a analizar en primer lugar el comportamiento del transistor en las situaciones descritas en la Figura 9.9 a) y b).

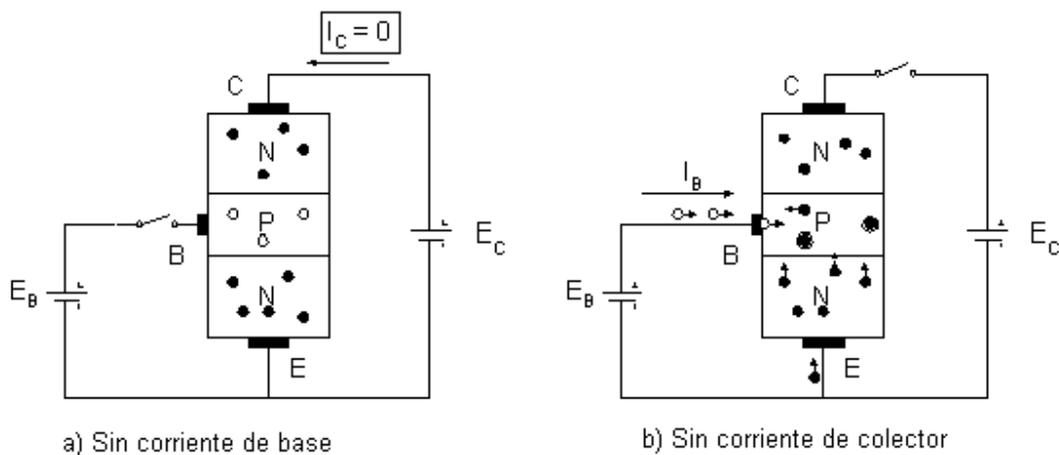


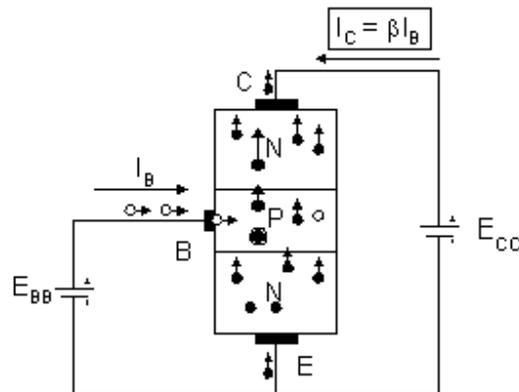
Figura 9.9: Transistor NPN.

En la Figura 9.9 a), como la tensión E_C está aplicada al colector, la unión *base-colector* estará polarizada en inversa. A ambos lados de la unión se creará la zona de depleción, que impide la corriente de portadores mayoritarios. No existirá corriente de colector significativa, y el transistor se encontrará operando en la región de corte.

En el caso de la Figura 9.9 b), la fuente E_B polariza la unión *base-emisor* en directa, que se comporta como un diodo normal, es decir, la zona P inyecta huecos en la zona N, y esta electrones en aquella. Si el dopado de la base es muy inferior al del emisor, la inyección de huecos será muy inferior a la de electrones, y se puede describir el proceso así: *el emisor inyecta electrones en la base*. Estos se recombinan con los huecos que provienen de la fuente de alimentación y se crea una corriente I_B . En este caso el colector no entra en juego.

La operación en RAN se da cuando la unión BE se polariza en directa y la BC en inversa. Los tres puntos característicos de esta región de operación son:

1. Corriente de colector no nula: conducción a través de la unión BC pese a que está polarizada en inversa.
2. La corriente de base es muy inferior a la de colector.
3. La corriente de colector es proporcional a la corriente de base.



b) Con corriente de base

Figura 9.10 Transistor NPN en RAN.

Conducción a través de la unión BC

En el circuito de la Figura 9.10 la unión BE se polariza en directa, mientras que si E_C es mayor que E_B , la unión BC estará en inversa, luego no debería circular corriente a través de esta última. Lo que sucede es que el emisor (tipo N) inyecta electrones en la base (tipo P), en la que los portadores mayoritarios son los huecos, y los minoritarios son los electrones. Como se explicó anteriormente, una unión PN en inversa bloquea el paso de mayoritarios, pero no de minoritarios (que constituyen la corriente de fuga en inversa). Por lo tanto, los electrones inyectados desde el emisor a la base, atraídos por el potencial positivo aplicado al colector, pueden atravesar la unión BC, y dar origen a la corriente de colector I_C . Mediante el emisor, se **inunda la base de electrones**, aumenta drásticamente el número de portadores minoritarios del diodo *base-colector*, con lo que su corriente inversa aumenta también.

Así que la primera contradicción queda resuelta. El diodo BC no conduce realmente en inversa, sino que sus corrientes de fuga se equiparan con la corriente normal gracias al aporte de electrones que provienen del emisor.

La corriente de base es muy inferior a la de colector

En este punto de la explicación surge una pregunta: ¿y por qué los electrones llegan hasta la unión BC y no se recombinan como en la Figura 9.9.b)? La Figura 9.11 muestra la distribución de corrientes.

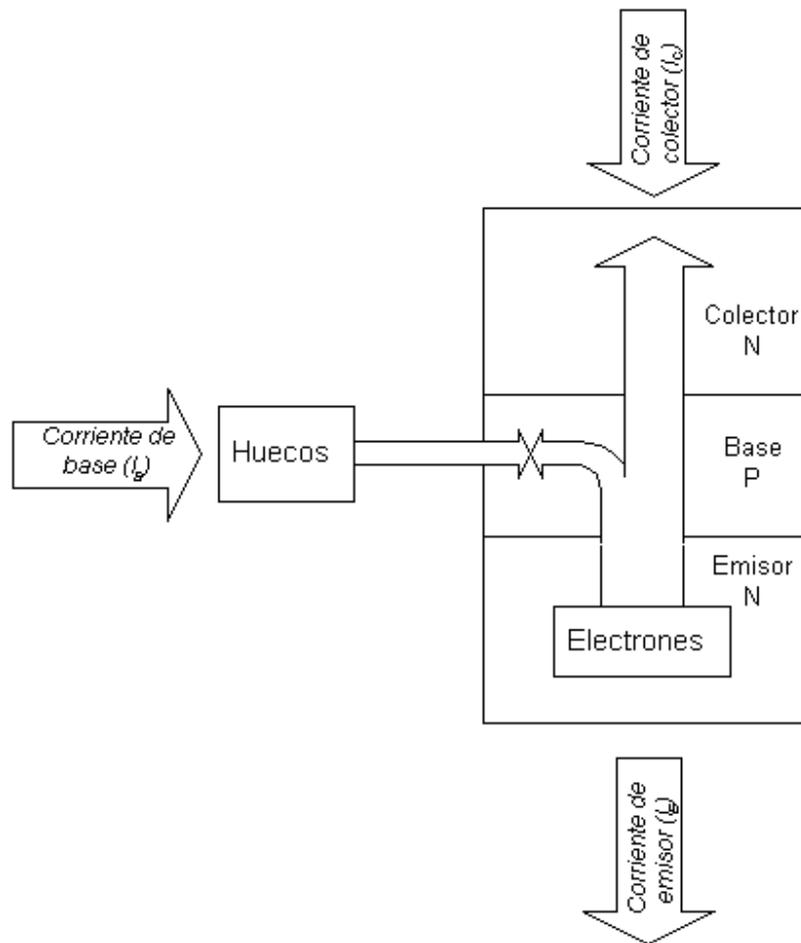


Figura 9.11: Distribución de corrientes en un transistor NPN en RAN.

Si la base es estrecha y está poco dopada, es relativamente probable que un electrón la atraviese sin encontrarse con un hueco. Típicamente, los BJT se construyen para que se recombinen el 1% de los electrones. En este caso se obtiene una ganancia de corriente de 100, es decir, la corriente de base es 100 veces inferior a la del colector. Como la corriente de emisor es la suma de estas dos, es obvio que su valor es cercano al de la corriente de colector, con lo que en la práctica se consideran iguales (**sólo operando en RAN**).

La corriente de colector es proporcional a la corriente de base

Centrando la atención en la recombinación de los electrones en la base procedentes del emisor. Allí donde había un hueco pasa a haber, tras la recombinación, un ion negativo inmóvil. Si desaparecen los huecos de la base y se llena de iones negativos, se carga negativamente, y se repelen los electrones procedentes del emisor. En este caso se impediría la circulación de corriente, es decir, es **necesario** que la corriente de base reponga huecos para que haya corriente de colector.

Por tanto, por cada electrón recombinado hay que introducir un hueco nuevo que neutralice la carga negativa. Si la reposición de huecos es lenta (corriente I_B pequeña), la

capacidad de inyectar electrones será baja, debido a la repulsión eléctrica. Este fenómeno tiene la propiedad de ser aproximadamente lineal, con lo que se puede establecer que:

$$I_C = \beta_F \cdot I_B$$

en donde es un coeficiente adimensional denominado *ganancia directa* de corriente, o bien *ganancia estática* de corriente.

Resumiendo....

El transistor bipolar operando en la RAN se comporta como un **amplificador de corriente**. La corriente débil I_B se reproduce amplificada en un factor β_F en I_C .

Los modelos y condición de existencia se presentan en la Figura 9.12. De nuevo hay que reseñar que se trata de un modelo muy simplificado, que sólo da cuenta de los fenómenos básicos señalados anteriormente.

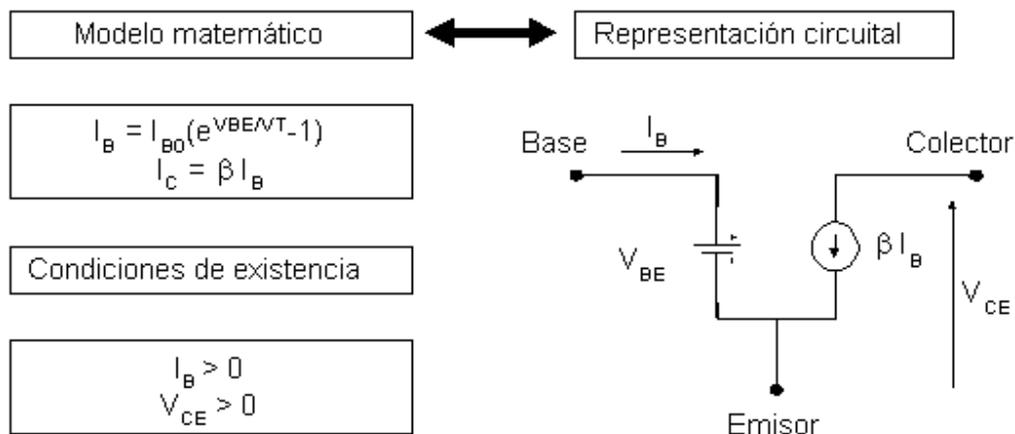


Figura 9.12: Modelo del BJT en RAN para señales de continua.

La condición de corriente de base mayor que cero se refiere a corriente entrante en el dispositivo, es decir, la corriente debe entrar por la base para que el *BJT* esté en RAN. Para los valores habituales de I_B , la tensión V_{BE} se sitúa en torno a los 0,7 V. Por ello, en muchas ocasiones se toma este valor para realizar un análisis aproximado de los circuitos.

EJEMPLO 2: En el circuito de la Figura 7 calcular V_{BE} , V_{BC} y V_{CE} así como las corrientes I_B , I_C e I_E cuando $E_B = 5$ V y cuando $E_B = 7$ V. La ganancia de corriente del transistor es $\beta_F = 100$.

SOLUCIÓN: Al aplicar una diferencia de potencial positiva ($> 0,7$) a la base se polariza la unión BE en directa. Además, si E_B , es inferior a la de la fuente conectada al colector, la tensión de colector será superior a la de la base, con lo que la unión BC estará polarizada en inversa. Se dan, por lo tanto, las condiciones necesarias para la operación en RAN, con lo que se verifica aproximadamente que:

$$V_{BE} = 0,7V ; I_C = \beta_F I_B$$

Estas dos ecuaciones pueden introducirse en el circuito empleando el modelo equivalente:

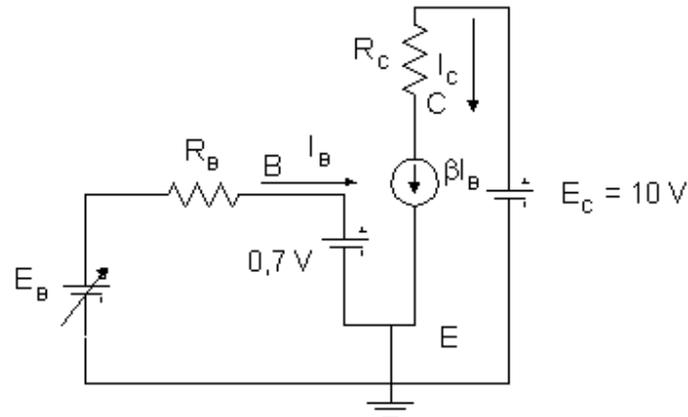


Figura 9.13: Análisis del transistor en RAN

El análisis del circuito permite añadir dos ecuaciones nuevas para el cálculo de I_B , I_C y V_{CE} :

$$E_B = R_B I_B + V_{BE}$$

$$E_C = R_C I_C + V_{CE}$$

De la primera expresión se obtiene I_B :

$$I_B = \frac{E_B - V_{BE}}{R_B}$$

Teniendo en cuenta que $I_C = \beta_F I_B$:

$$I_C = \beta \cdot \frac{E_B - V_{BE}}{R_B}$$

Finalmente:

$$V_{CE} = E_C - \beta \cdot \frac{R_C}{R_B} (E_B - V_{BE}) \quad V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 0,7 - E_C + \beta \cdot \frac{R_C}{R_B} (E_B - V_{BE})$$

En la tabla siguiente se adjuntan los resultados numéricos de los dos casos requeridos en el enunciado:

	I_B	I_C	I_E	V_{BE}	V_{CE}	V_{BC}
$E_B = 5 \text{ V}$	43 A	4,3 mA	4,343 mA	0,7 V	5,7 V	-5 V
$E_B = 7 \text{ V}$	63 A	6,3 mA	6,363 mA	0,7 V	3,7 V	-3 V

Los resultados obtenidos en el ejemplo 2 sugieren los siguientes comentarios:

- La tensión V_{BC} obtenida en ambos casos es negativa, lo que significa que la polarización de la unión BC es inversa. Como además la corriente de la base es positiva queda comprobado que el transistor está operando en RAN.
- La corriente I_E tiene un valor muy cercano al de I_C . En la práctica, sería difícil de detectar la diferencia entre ambas mediante aparatos de medida convencionales. Por ello, en ocasiones se realiza la aproximación $I_C = I_E$.
- Una variación de corriente en la base de tan sólo 20 A provoca una variación en la tensión V_{CE} de 2 V. Este es el principio de la amplificación analógica de señales.

Centremos ahora la atención en la evolución de V_{CE} . Cuando el transistor está en corte $V_{CE} = 0 \text{ V}$. En la RAN, a medida que aumenta E_B disminuye V_{CE} . Este resultado es lógico, puesto que I_C es directamente proporcional a E_B . Como $V_{CE} = E_C - R_C I_C$, al aumentar el término negativo disminuye el valor de la resta. Gráficamente puede representarse este hecho como sigue (Figura 9.14):

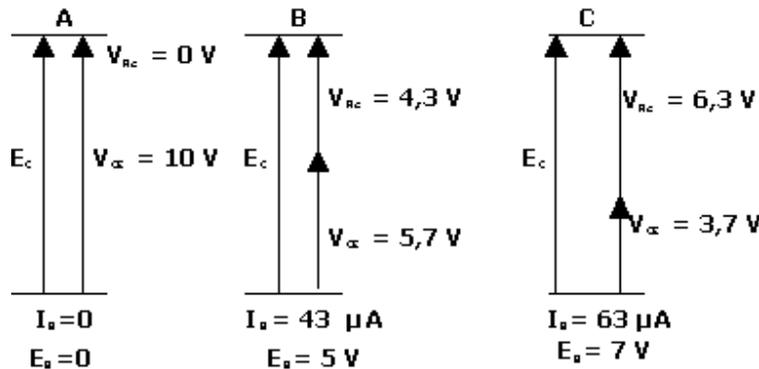


Figura 9.14: Evolución de las tensiones y corrientes en el ejemplo 2

Si R_C fuera una bombilla, en el caso A estaría apagada, mientras que en los casos B y C proporcionaría luz. Evidentemente, en el caso C la intensidad de la luz será mayor que en el B, puesto que la tensión aplicada es mayor. Aquí se pone de manifiesto claramente el funcionamiento del transistor como resistencia variable, ya que el comportamiento entre C y E es similar al de un potenciómetro: modificando la señal de control convenientemente podemos variar la tensión de alimentación de la bombilla entre 0 y 10 V.

9.3.3 REGION DE SATURACION

Supongamos que tenemos un transistor polarizado en la RAN según el circuito de la Figura 9.8). En la tabla de resultados del ejemplo 2 queda claro que según aumenta la tensión E_B (o bien la corriente I_B) el valor absoluto de la tensión V_{BC} disminuye. Llegará un momento en el que, si I_B crece lo suficiente V_{BC} cambiará de signo y pasará a ser positiva. En ese instante, la unión BC dejará de estar polarizada en inversa, y entrará en polarización directa. La consecuencia es que el colector pierde su capacidad de *recolectar* electrones, y la corriente I_C resulta ser inferior al valor I_B .

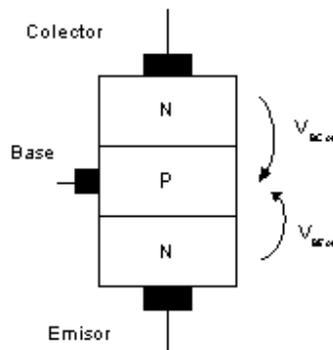


Figura 9.15: Transistor BJT polarizado en la región de saturación

Por otra parte, según se muestra en la Figura 9.15, al estar las dos uniones polarizadas en directa, la tensión entre el colector y el emisor en saturación será:

$$V_{CE\ SAT} = V_{BE\ ON} - V_{BC\ ON}$$

Si los diodos BE y BC fueran idénticos, la tensión de conducción de ambos sería prácticamente igual, y entonces la tensión $V_{CE\ SAT}$ sería nula. Sin embargo, tal y como se ha comentado anteriormente, el colector y el emisor se fabrican con distintas características. Normalmente la tensión $V_{BE\ ON}$ es aproximadamente igual a 0,7 V, mientras que $V_{BC\ ON}$ se sitúa en torno a los 0,5 V. Ello conlleva una tensión cercana a 0,2 V. Dado que la tensión de codo de los diodos permanece prácticamente constante para las corrientes de operación habituales, la tensión $V_{CE\ SAT}$ es también independiente de las corrientes I_B ó I_C . Con ello el transistor pierde su capacidad de gobierno sobre la corriente de colector, que será controlada únicamente por el circuito externo.

Análogamente al resto de regiones de funcionamiento, también puede hallarse un modelo simplificado para realizar cálculos con un transistor polarizado en la región de saturación:

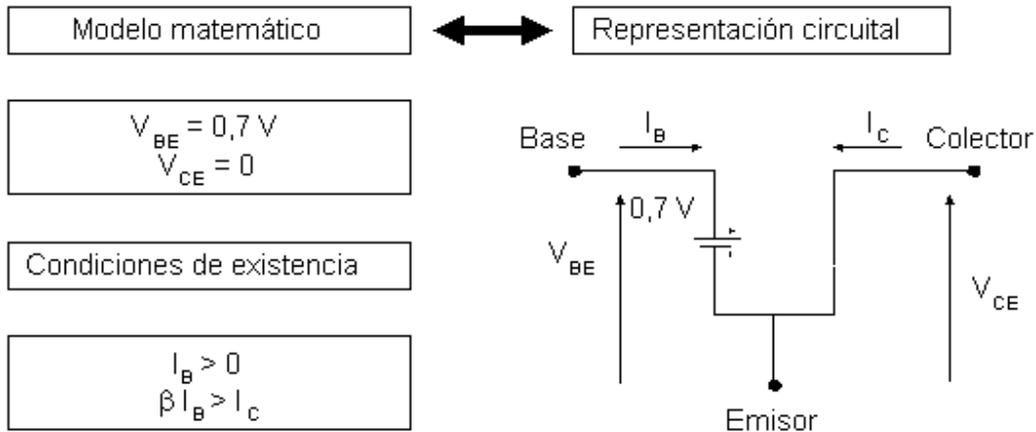
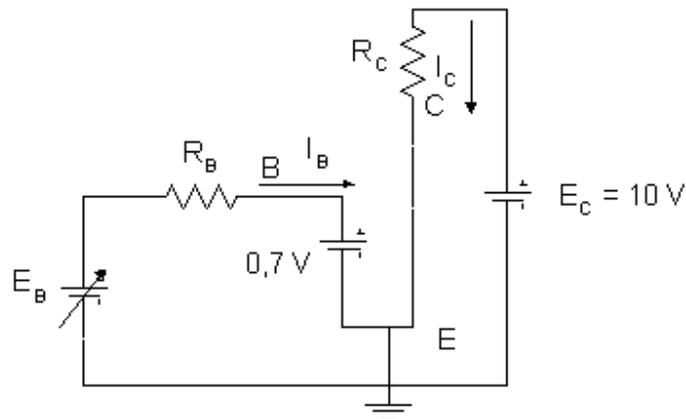


Figura 9.16. Modelo simplificado del BJT en saturación.

Como puede observarse, en este modelo se toma la tensión $V_{CE\text{ SAT}}$ nula, pero podría considerarse cualquier valor sin más que incluir una fuente de tensión independiente del valor deseado entre el colector y el emisor.

EJEMPLO 3: En el circuito de la Figura 9.8 calcular V_{BE} , V_{BC} y V_{CE} así como las corrientes I_B , I_C e I_E cuando $E_B = 15$ y 20 V . La ganancia de corriente del transistor es $\beta = 100$.

SOLUCIÓN: En este caso la tensión aplicada a la base con respecto al emisor es claramente superior a la aplicada al colector. Por lo tanto el transistor está operando en la región de saturación. Sustituyendo el modelo correspondiente en el circuito original se tiene que:



$$E_C = R_C I_C \rightarrow I_C = \frac{E_C}{R_C}$$

$$E_B = 0,7 + R_B I_B \rightarrow I_B = \frac{E_B - 0,7}{R_B}$$

En la tabla siguiente se presentan los resultados numéricos para los casos indicados en el enunciado del problema:

	I_B	I_C	I_E	V_{BE}	V_{CE}	V_{BC}
$E_B = 5 \text{ V}$	143 A	10 mA	10,14 mA	0,7 V	0	0,7 V
$E_B = 7 \text{ V}$	193 A	10 mA	10,19 mA	0,7 V	0	0,7 V

La corriente I_C se mantiene constante en 10 mA, pese a las variaciones de I_B , puesto que la tensión V_{CE} es ahora constante. Nótese además que en ambos casos se cumple que I_C es menor que el producto βI_B .

Retomando de nuevo el caso en el que R_C sea una bombilla, los resultados obtenidos muestran que ahora la intensidad luminosa será ahora constante, luego se ha perdido la capacidad de regular, y el dispositivo se comporta ahora como un interruptor cerrado.

A modo de recapitulación, la siguiente figura muestra la evolución global de I_C con respecto a E_B , donde se puede apreciar el paso del transistor por las tres regiones de operación.

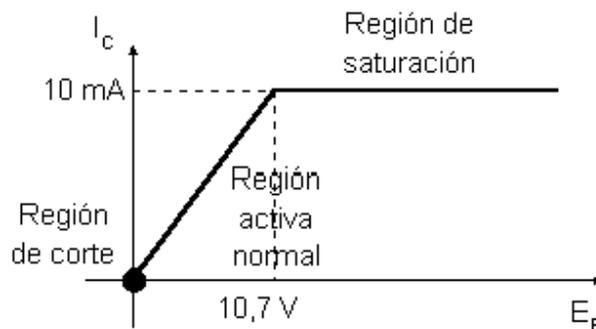


Figura 9.17: Gráfica E_B frente a I_C .

9.4 CURVAS CARACTERISTICAS. PUNTO DE OPERACION

Al ser el transistor bipolar un dispositivo triterminal son necesarios seis parámetros para determinar el estado eléctrico del mismo: tres tensiones y tres corrientes. Aplicando las leyes básicas de resolución de circuitos pueden presentarse dos ecuaciones:

$$I_B + I_C + I_E = 0$$

$$V_{BE} = V_{CE} + V_{BC}$$

Por ello, los parámetros independientes se reducen a cuatro. En un circuito determinado y bajo la acción de unas excitaciones concretas, existirán unos valores de estos cuatro parámetros que caracterizan por completo el estado del transistor. Dicho cuarteto se denomina *punto de operación* (Q).

Las curvas características más empleadas en la práctica son las que relacionan V_{BE} con I_B y V_{CE} con I_C e I_B . Con frecuencia, estas curvas son facilitadas por los fabricantes.

9.4.1 CARACTERISTICA VBE-IB

La función que liga V_{BE} con I_B es la característica de un diodo, y puede aplicarse todo lo dicho cuando se estudió aquél.

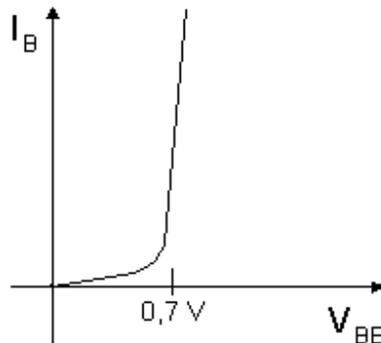


Figura 9.18: Característica I_B - V_{BE} .

La curva representada en la Figura 9.18 sigue la expresión:

$$I_B = I_{B0} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

9.4.2 CARACTERISTICA VCE-IC

Según lo explicado hasta ahora, la característica V_{CE} - I_C debería ser la siguiente:

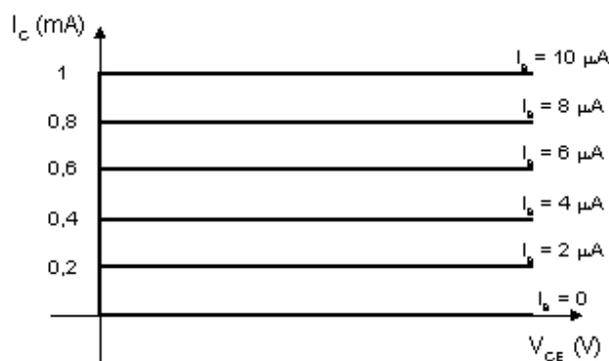


Figura 9.19: Característica V_{CE} - I_C ideal.

Idealmente, en la RAN la corriente de colector depende exclusivamente de la de base, a través de la relación $I_C = \beta_F \cdot I_B$. Por lo tanto, en el plano V_{CE} - I_C , la representación estará formada por rectas horizontales (independientes de V_{CE}) para los diversos valores

de I_B (en este caso se ha representado el ejemplo para $\beta_F = 100$). Evidentemente, no se dibujan más que unos valores de I_B para no emborronar el gráfico. Para $I_B = 0$, la corriente de colector también debe ser nula. La región de corte está representada por el eje de abscisas. Por contra, para $V_{CE} = 0$ el transistor entra en saturación, luego esta región queda representada por el eje de ordenadas.

Hasta aquí se presenta la característica ideal, pero como era de esperar, la realidad es un poco más compleja (Figura 9.20):

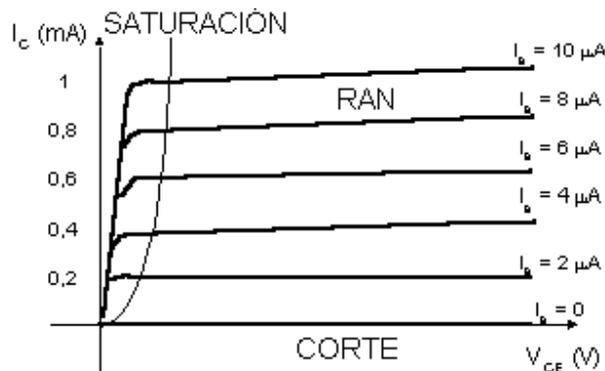


Figura 9.20: Característica $V_{CE} - I_C$ real.

Las diferencias son claras:

- En la RAN la corriente de colector no es totalmente independiente de la tensión *colector-emisor*. Para valores altos de la corriente cobra importancia la resistencia interna del transistor.
- La región de saturación no aparece bruscamente para $V_{CE} = 0$, sino que hay una transición gradual. Típicamente se suele considerar una tensión de saturación comprendida entre 0,1 V y 0,3 V.

9.4.3 PRINCIPALES PARAMETROS COMERCIALES

Entre los numerosos datos que suministran los fabricantes de componentes electrónicos, con respecto a los transistores *BJT* cabe destacar los siguientes:

- Tensión máxima en entre colector y emisor, colector-base y emisor-base (V_{CEO} , V_{CBO} y V_{EBO}): son las tensiones máximas a las que se puede someter a los terminales del transistor. Tensiones mayores pueden provocar una ruptura en inversa y la destrucción del transistor.
- Corriente continua máxima de colector, $(I_C)_{max}$: es la corriente máxima que puede circular por el colector sin que el transistor sufra ningún daño.
- Ganancia de corriente en DC (*DC Current Gain*): se suele especificar la ganancia para varios puntos de operación, incluso pueden ser suministradas las gráficas de

la ganancia en función de la corriente de colector. La fluctuación de su valor es debida a los efectos de segundo orden.

- Tensiones de saturación $V_{CE(sat)}$, $V_{BE(sat)}$: son las tensiones que aparecen entre los terminales en la región de saturación.
- Potencia máxima disipable (*Total Device Dissipation*): $P_D = V_{CE} \cdot I_C + V_{BE} \cdot I_B$ es la potencia máxima que puede disipar el transistor sin sufrir ningún daño.

Además es habitual facilitar la influencia de la temperatura en el funcionamiento del transistor.

9.5 MODELOS DEL TRANSISTOR BIPOLAR

Existen dos tipos principales de señales aplicadas al transistor BJT:

- Señales de continua
- Señales de alterna de pequeña amplitud que oscilan respecto a un punto de operación en RAN

En este apartado se presentan modelos del transistor BJT válidos para el análisis de ambas situaciones. En primer lugar se presenta el modelo de Ebers-Moll, con el que puede realizarse el cálculo de las corrientes y tensiones de polarización de un transistor sea cual fuere su región de operación. A partir de las ecuaciones dictadas por este modelo, se deducen posteriormente las expresiones necesarias para el análisis de señales de alterna de pequeña amplitud, a través del modelo de parámetros híbridos.

9.5.1 MODELO DE EBERS-MOLL

Hasta ahora se han presentado los modelos parciales para cada una de las regiones de funcionamiento (corte, saturación, RAN) del transistor bipolar. Sin embargo, existe un modelo estático general válido para las tres regiones: el modelo de *Ebers-Moll*.

El modelo está basado en el hecho de que un transistor BJT se compone de dos uniones PN, la unión base-emisor y la unión base-colector. Por lo tanto se puede expresar las corrientes del transistor como la superposición de las corrientes en las dos uniones PN. En la Figura 9.21 se muestra la notación empleada durante este apartado.

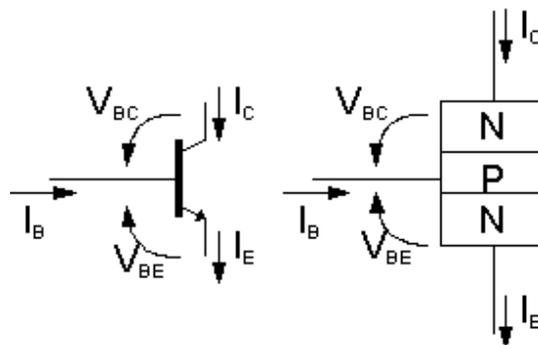


Figura 9.21: Notaciones empleadas en este apartado

Considerando el modelo ideal para los diodos BE y BC se tiene que:

$$I_{DBE} = I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_{DBC} = I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

Donde I_{CS} , I_{ES} son las corrientes de saturación de ambos diodos.

Sin embargo, el comportamiento del transistor es más complejo que el de dos diodos conectados en serie. Se debe tener en cuenta el *efecto transistor* descrito en el capítulo 2: debido a que las uniones se encuentran muy próximas entre sí se produce una interacción electrónica entre ellas.

En la Figura 9.22 se muestra el modelo de Ebers-Moll para un transistor NPN. Este se compone de dos diodos de unión PN y dos fuentes de intensidad dependientes.

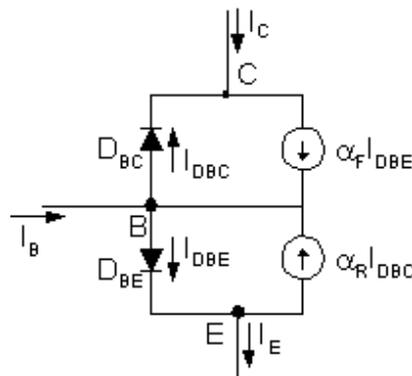


Figura 9.22: Modelo de Ebers-Moll para el transistor bipolar NPN.

El efecto transistor viene caracterizado por las fuentes de corriente dependientes. Como se ha explicado, parte de la corriente I_{DBE} , que circula por la unión base-emisor es atrapada por la unión base-colector. Este hecho se modela mediante la fuente de corriente $\alpha_F I_{DBE}$. α_F es un parámetro característico de cada transistor que toma valores próximos a la unidad.

De igual manera, parte de la corriente I_{DBC} atraviesa la región de base para alcanzar el emisor. Esto se modela con la fuente de corriente $\alpha_R I_{DBC}$. Debido a que la estructura de un transistor no es simétrica, sino que está optimizada para obtener valores altos de α_F , α_R es generalmente pequeña (desde 0.02 a 0.5).

Además, aplicando las leyes de la física de semiconductores se obtiene la condición de reciprocidad, que se concreta en la siguiente expresión:

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S$$

I_S toma valores entre 10^{-14} y 10^{-15} A para transistores de baja potencia.

Si se aplica la ley de los nudos en el emisor, el colector y la base

$$E. I_E = I_{D_{BE}} - \alpha_R I_{D_{BC}}$$

$$C. I_C = -I_{D_{BC}} + \alpha_F I_{D_{BE}}$$

$$B. I_B = (1 - \alpha_F) I_{D_{BE}} + (1 - \alpha_R) I_{D_{BC}}$$

Se puede sustituir en esta ecuación las corrientes de los diodos $I_{D_{BE}}$ y $I_{D_{BC}}$. Además, si se definen las constantes β_F y β_R de manera que

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad \beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$$

Las ecuaciones anteriores, resultan

$$E. I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$C. I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$B. I_B = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

que son las ecuaciones de las intensidades en los tres terminales del transistor NPN según el modelo de Ebers-Moll. Estas ecuaciones son válidas para cualquier región de funcionamiento.

Aún siendo un modelo complejo del transistor, el modelo de Ebers-Moll no describe todos los efectos que tienen lugar en el dispositivo. Los llamados *efectos de segundo orden* como la tensión de ruptura en inversa de las uniones PN, o la dependencia de I_C con V_{CE} no están incluidos en este modelo.

9.5.2 APLICACION DEL MODELO DE EBERS-MOLL A LA REGION ACTIVA NORMAL

En este apartado se van a simplificar las ecuaciones de Ebers-Moll, deducidas en el apartado anterior para el caso de que el transistor se encuentre funcionando en la RAN.

Como ya se ha comentado, el funcionamiento en la RAN de un transistor se caracteriza por tener la unión PN polarizada en directa (con $V_{BE} > 0.7V$) y la unión base colector polarizada en inversa ($V_{BC} < 0$). Obsérvese que bajo estas condiciones las expresiones exponenciales de las ecuaciones de Ebers_Moll se pueden simplificar

$$e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \cong e^{\frac{0.7}{0.0257}} - 1 \cong e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \cong -1$$

Y las ecuaciones quedan reducidas a:

$$E. I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} + I_S$$

$$C. I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R}$$

$$B. I_B = \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\beta_R}$$

Como el segundo sumando de estas ecuaciones suele ser despreciable frente al valor de I_B , I_C e I_E , a partir de las ecuaciones B. y C., se puede obtener la relación

$$I_C = \beta_F I_B$$

Que concuerda con la deducida en el apartado 9.2.

9.5.3 MODELO HIBRIDO Se presenta el modelo híbrido del transistor BJT, uno de los más ampliamente utilizados para el análisis de las pequeñas señales de alterna. Para la deducción del mismo se consideran las siguientes hipótesis:

- Transistor polarizado en RAN
- Oscilaciones alternas de baja amplitud y baja frecuencia

9.5.3.1 Expresiones generales

Según se ha indicado en el apartado 3, el punto de operación de un transistor bipolar viene indicado por cuatro variables eléctricas. De entre las diversas opciones posibles, para la deducción del modelo híbrido se escogen como variables independientes la corriente I_B y la tensión V_{CE} , mientras que las dependientes son V_{BE} e I_C . De este modo, las ecuaciones características del transistor vendrán dadas por dos funciones f_1 y f_2 tales que:

$$V_{BE} = f_1(I_B, V_{CE})$$

$$I_C = f_2(I_B, V_{CE})$$

Las tensiones y corrientes de un punto de polarización concreto vendrán dadas por las expresiones anteriores:

$$V_{BEQ} = f_1(I_{BQ}, V_{CEQ})$$

$$I_{CQ} = f_2(I_{BQ}, V_{CEQ})$$

Supongamos que sobre este punto de operación Q se añade una componente alterna, caracterizada por un I_B y por un V_{CE} . Para calcular el V_{BE} y el I_C pueden sustituirse las funciones f_1 y f_2 en las cercanías del punto Q por las tangentes respectivas en dicho punto. Como se trata de funciones de dos variables independientes, las expresiones serán las siguientes:

$$\Delta V_{BE} = \left[\frac{\partial f_1}{\partial I_B} \right]_Q \Delta I_B + \left[\frac{\partial f_1}{\partial V_{CE}} \right]_Q \Delta V_{CE}$$

$$\Delta I_C = \left[\frac{\partial f_2}{\partial I_B} \right]_Q \Delta I_B + \left[\frac{\partial f_2}{\partial V_{CE}} \right]_Q \Delta V_{CE}$$

A partir de este momento, para simplificar la notación se escribirán con letra minúscula los incrementos de las variables. La expresión anterior admite una representación matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix}$$

En donde los coeficientes h_{ij} se llaman parámetros híbridos, puesto que tienen diferentes unidades entre sí.

- h_{ie} : Impedancia de entrada (Ω)
- h_{re} : Ganancia inversa de tensión
- h_{fe} : Ganancia directa de corriente, o ganancia dinámica
- h_{oe} : Admitancia de salida (Ω^{-1})

9.5.3.2 Cálculo de los parámetros híbridos

Para el cálculo de los parámetros h_{ij} se van a emplear las expresiones resultantes del modelo de Ebers-Moll para la RAN.

$$V_{BE} = V_T \ln \left[\frac{I_B \beta_F}{I_S} \right]$$

- Función $f_1 \Rightarrow$

$$I_C = \beta_F I_B$$

- Función $f_2 \Rightarrow$

$$h_{ie} = \left[\frac{\partial f_1}{\partial I_B} \right]_Q = \left[V_T \frac{\beta_F / I_S}{(I_B \beta_F) / I_S} \right]_Q = \frac{V_T}{I_{BQ}} h_{re} = \left[\frac{\partial f_1}{\partial V_{CE}} \right]_Q = 0$$

$$h_{fe} = \left[\frac{\partial f_2}{\partial I_B} \right]_Q = \beta_F h_{oe} = \left[\frac{\partial f_2}{\partial V_{CE}} \right]_Q = 0$$

Tal y como puede observarse, los coeficientes h_{re} y h_{oe} son nulos según estos cálculos. Este resultado refleja las limitaciones del modelo de Ebers-Moll propuesto, ya que en realidad $h_{re} 5 \times 10^{-5}$ y $h_{oe} 6 \times 10^{-6} \text{ }^{-1}$. Sin embargo, su valor es tan pequeño que en muchos casos son aceptables las expresiones obtenidas anteriormente.

9.5.3.3 Representación gráfica

El modelo híbrido, con las simplificaciones mostradas en el subapartado anterior, admite la siguiente representación gráfica:

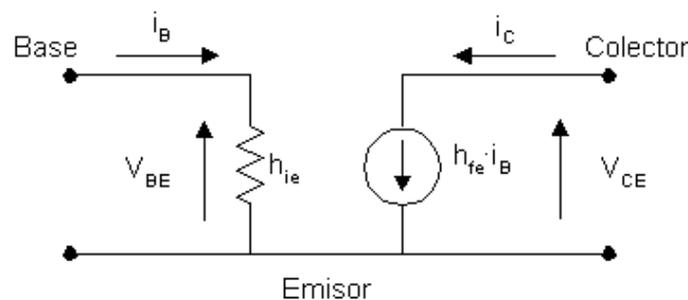


Figura 9.23: Modelo híbrido para pequeñas señales de alterna

9.6 EJEMPLO DE APLICACION: EL AMPLIFICADOR DE SEÑALES ALTERNAS

El mundo está lleno de pequeñas señales que necesitan amplificarse para procesar la información que contienen. Por ejemplo: una guitarra eléctrica. El movimiento de una cuerda metálica en el interior de un campo magnético (creado por los captadores o pastillas) provoca una pequeña variación de tensión entre dos terminales de una bobina. Para que esa débil señal pueda llegar a los oídos de todo un auditorio, es evidente que se necesita una amplificación. La señal producida por la pastilla de la guitarra viaja por un par de terminales hasta el amplificador. Aquí se produce la transformación de la pequeña señal, que es capaz ahora de excitar la membrana de un altavoz con la potencia que se desee.

Para que se pueda oír lo que se toca **realmente**, la amplificación debe cumplir ciertas condiciones:

1. Debe respetar la forma de onda de la tensión de entrada. Si no lo hace así, se produce una **distorsión**, una pérdida de la información que aporta.
2. La energía absorbida de la fuente que emite la onda que se desea amplificar ha de ser mínima. El circuito amplificador necesita una fuente de alimentación propia.

El esquema más sencillo de amplificador de señales es el propio transistor bipolar.

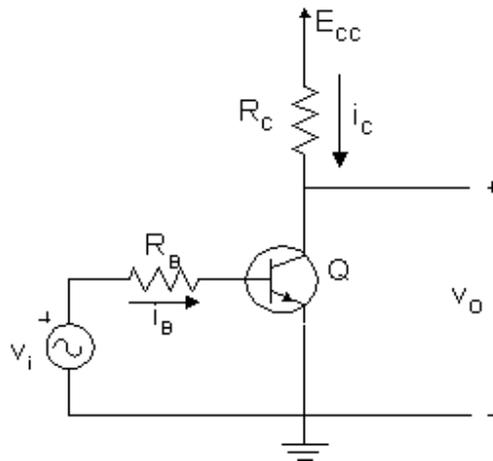


Figura 9.24: Circuito con un transistor bipolar.

Si el transistor se encuentra en la RAN, hay una relación lineal entre i_B e i_C :

$$i_C = \beta_F i_B$$

Como i_B es reflejo de la entrada e i_C lo es de la salida, este esquema proporciona una ganancia en corriente. Sin embargo presenta dos limitaciones muy importantes:

1. Sólo amplifica la parte positiva de la señal: Cuando v_i es menor que 0,7 V Q pasa al estado de corte, con lo que $i_C = 0$.
2. Requiere señales de tensión grandes, por lo menos mayores que 0,7 V, ya que la señal de entrada ha de polarizar en directa la unión BE y llevar el transistor a la RAN.

Con este dispositivo sólo se puede trabajar con señales positivas mayores de 0,7 V. Por lo tanto no es capaz de amplificar señales de alterna. La figura siguiente representa aproximadamente la respuesta que se obtendría al tratar señales de alterna:

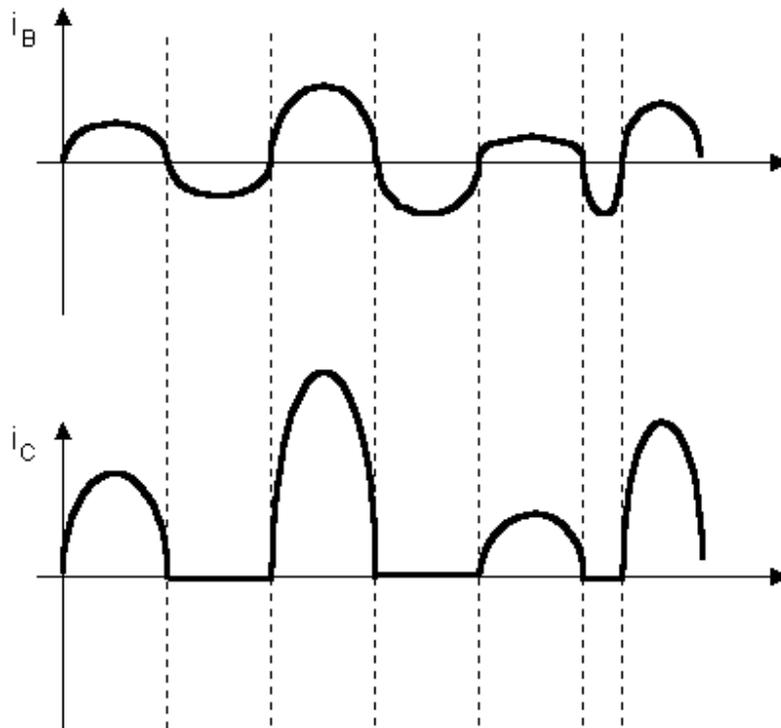


Figura 9.25: Corrientes en el circuito de la Figura 9.24.

9.7 POLARIZACION DEL TRANSISTOR Q A TRAVES DE LA BASE

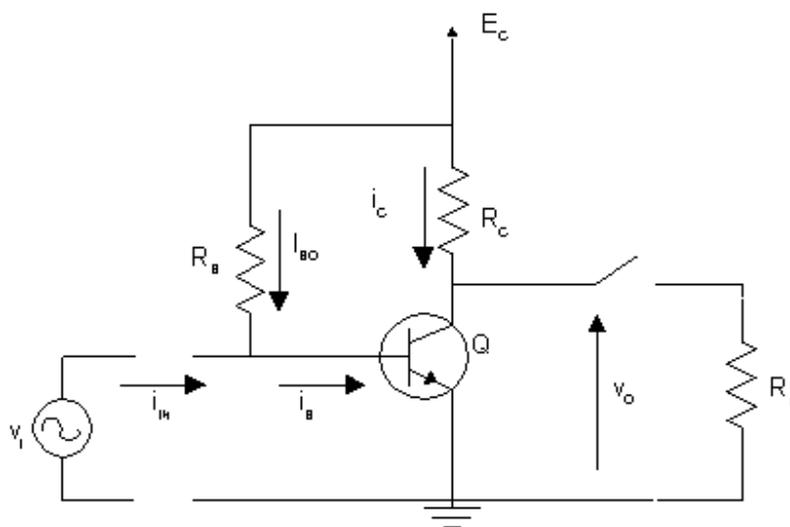


Figura 9.26: Transistor polarizado a través de la base.

Este esquema presenta la novedad de la resistencia R_B . Gracias a ella, la base se polariza mediante la fuente de alimentación E_C y no mediante v_i . La corriente que llega a la base proviene de dos fuentes:

- i_{in} : Es la señal que queremos amplificar, por lo tanto, será variable en el tiempo.
- I_{BQ} : Esta corriente es la suministrada por E_C , que es una fuente de continua, para la polarización del transistor.

$$i_B = i_{in} + I_{BQ}$$

La intensidad de colector será, si Q está en la RAN:

$$i_C = \beta \cdot i_B = \beta \cdot i_{in} + \beta \cdot I_{BQ}$$

Finalmente, puede calcularse la tensión de salida v_o :

$$v_o = E_C - R_C i_C = E_C - R_C \beta \cdot i_{in} - R_C \beta \cdot I_{BQ}$$

La siguiente figura ayuda a comprender mejor estos conceptos.

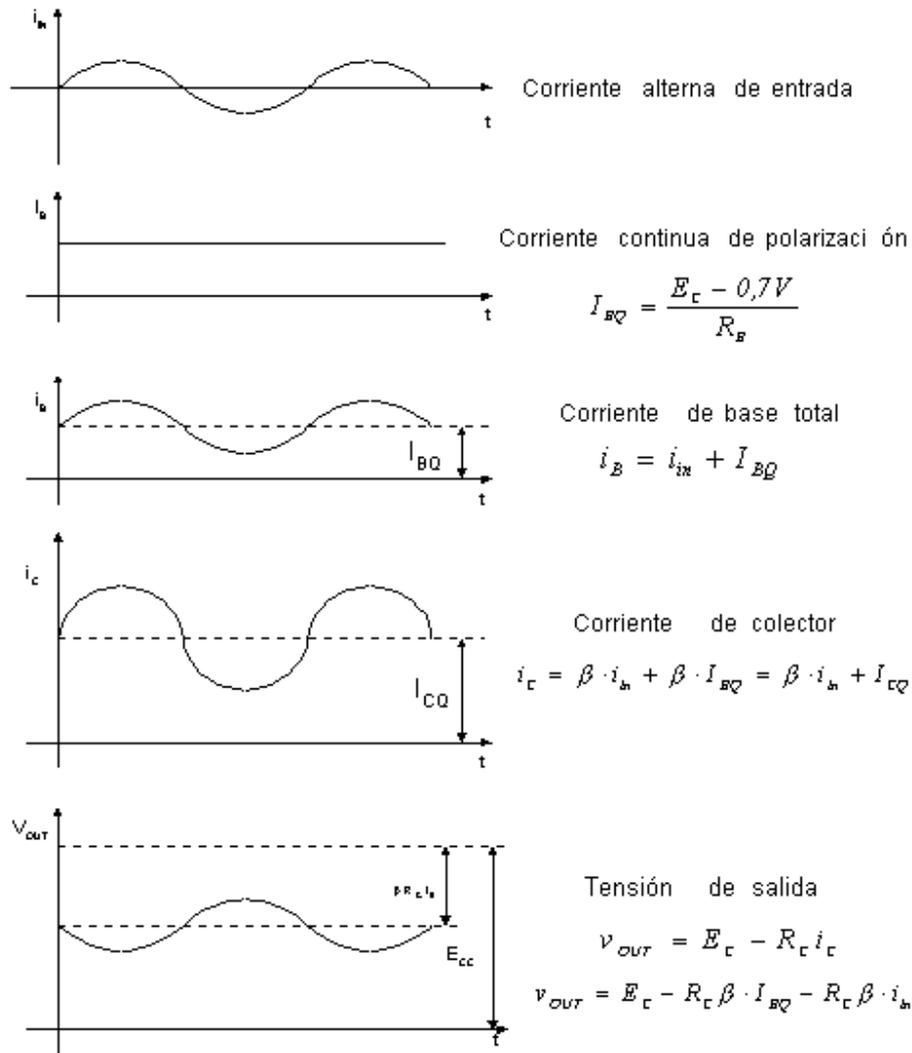


Figura 9.27: Tensiones y corrientes en el circuito de la Figura 9.26.

La onda de salida es, efectivamente, proporcional a la entrada, pero está desplazada en el eje de las "Y", es decir, tiene una componente de continua que ha sido introducida por la fuente de polarización del transistor.

LOGROS DEL ESQUEMA:

1. El transistor es también capaz de amplificar la parte negativa de la señal.
2. La tensión de entrada puede ser pequeña, ya que ahora el transistor se polariza a través de una fuente de alimentación ajena a la entrada.
3. En la salida se dispone de una señal de tensión, gracias a R_c , que cumple dos misiones:

- Transforma i_c en una tensión $i_c R_c$.
- Junto con R_B lleva el transistor a la RAN.

INCONVENIENTES:

1. Al conectar directamente el generador de señal a la entrada, I_B iría a tierra a través de él. Esto podría dañar el generador (en el ejemplo de la introducción, las pastillas o captadores de la guitarra eléctrica)
2. Al conectar directamente la salida a la carga (altavoz), I_C iría a tierra a través de ella, dañándola.

Los inconvenientes de este esquema están introducidos por la corriente continua de polarización. Estas corrientes deben quedar limitadas al interior del dispositivo amplificador.

a. EL CONDENSADOR DE ACOPLAMIENTO

El condensador es un componente que se comporta como un circuito abierto para la corriente continua. Por medio de él, se **aísla** tanto la entrada como la salida de las componentes de continua. Si elegimos correctamente el valor de la capacidad de acuerdo con la frecuencia a la que se espera que trabaje el dispositivo, se logra además que estos condensadores se comporten como un cortocircuito para las señales de alterna que se quieren amplificar. En cualquier caso, la respuesta frecuencial del amplificador queda limitada por los valores de C_1 y C_2 .

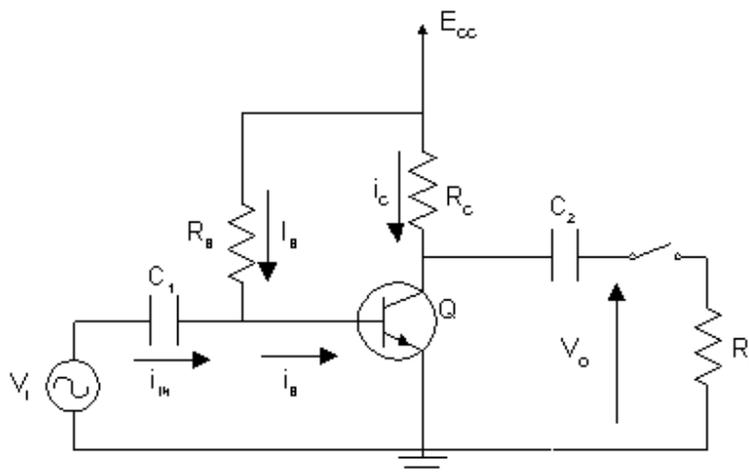


Figura 9.28: Esquema amplificador con condensadores de acoplamiento.

Una vez visto el esquema básico de un amplificador, se enuncian los parámetros más importantes de éste:

- V_{IN} : Señal de entrada (pequeña señal AC).
- i_{IN} : Corriente de entrada, que se absorbe del generador de señal de entrada (AC).
- V_{OUT} : Señal de salida (AC).

- I_{BQ}, I_{CQ} : Corrientes de polarización del transistor (DC).
- R_B, R_C : Resistencias de polarización.
- R_L : Carga sobre la que se aplica la tensión de salida.
- C_1 : Aísla la entrada del circuito de la polarización en continua.
- C_2 : Aísla la salida del circuito de la polarización continua.

b. GANANCIA Y RESISTENCIA DE ENTRADA DE UN AMPLIFICADOR

El esquema presentado es sólo una de las posibles soluciones válidas para la amplificación de señales. Para comparar las características de todos ellos, se definen dos parámetros de AC: la **ganancia en tensión** y la **resistencia de entrada**:

Ganancia en tensión:

Es el cociente entre la señal de salida y la aplicada al dispositivo. Normalmente, la ganancia depende de la carga que se conecte (R_L).

$$A_v = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

Nótese que en este parámetro se relacionan las amplitudes de las señales alternas entrada y de salida y no los valores instantáneos. Se da por supuesto que el circuito va a mantener en gran medida la similitud de las formas de onda, y de lo que se trata es de cuantificar la magnitud de la amplificación. (El grado de distorsión de la señal de salida con respecto a la de entrada se valora mediante otros parámetros).

Resistencia de entrada:

La resistencia de entrada da una idea de la cantidad de corriente que absorbe la fuente de señal que se desea amplificar (no hay que confundir la con la fuente de alimentación del amplificador). Dado que interesa absorber poca energía de la fuente, el amplificador será tanto mejor cuanto mayor sea su resistencia de entrada.

$$r_{IN} = \frac{V_{IN}}{i_{IN}}$$

Puesto que la señal de entrada es alterna, estamos de nuevo ante un parámetro que relaciona las amplitudes de las oscilaciones de las magnitudes eléctricas implicadas

c. METODO DE CÁLCULO

Cuando todos los componentes de un circuito responden a ecuaciones lineales, se puede aplicar el **principio de superposición**. En este caso, los transistores no son

componentes lineales. Sin embargo, teniendo en cuenta que las señales aplicadas son de baja amplitud, el transistor opera soportando pequeñas oscilaciones con respecto a unas magnitudes continuas, luego sí que es posible aplicar la *superposición* teniendo en cuenta el punto de operación:

1. **Cálculo del punto de operación DC:** Se sustituyen los condensadores por circuito abierto. A continuación se introduce el modelo DC del transistor en RAN y se calculan los valores de las corrientes y tensiones de polarización.
2. **Determinación del modelo AC del transistor:** Ha de emplearse el modelo de *pequeñas señales*, particularizando para en los resultados del punto 1.
3. **Estudio del circuito en AC.** En este estudio las componentes de continua no afectan a la relación de las amplitudes de las ondas AC. Por consiguiente pueden cortocircuitarse las fuentes de tensión continua. Si el diseño del circuito es correcto, los condensadores pasan a comportarse como cortocircuitos.

d. EJEMPLO DE CÁLCULO

A continuación se aplica este procedimiento al cálculo de A_v y r_{2N} en el último esquema presentado, en su funcionamiento en vacío.

1) Punto de operación DC

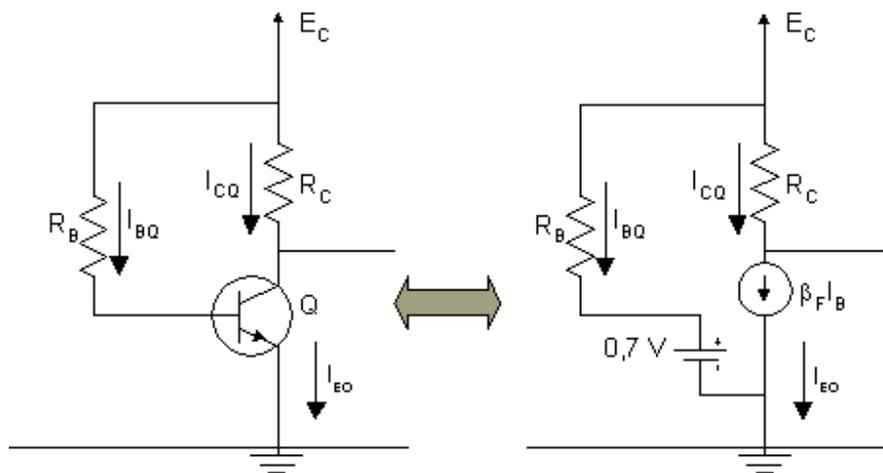


Figura 9.29: Esquema equivalente DC del circuito Figura 9.28.

Según el circuito equivalente DC:

$$I_{BQ} = \frac{E_c - 0,7V}{R_B}$$

$$I_{CQ} = I_{BQ} \beta \cdot \frac{E_c - 0,7V}{R_B}$$

$$I_{BQ} = I_{BQ} (1 + \beta) \cdot \frac{E_C - 0,7V}{R_B}$$

2) Parámetros del modelo equivalente AC

Los parámetros del modelo AC son la resistencia de entrada h_{ie} y la ganancia dinámica de corriente h_{fe} .

$$h_{ie} = \frac{0,025}{I_{BQ}} = \frac{0,025 R_B}{\beta(E_C - 0,7V)} = \frac{0,025 R_B}{(E_C - 0,7V)}; \quad h_{fe} = \beta_F$$

3) Estudio AC

La figura 24 muestra el esquema equivalente del circuito para las señales de alterna.

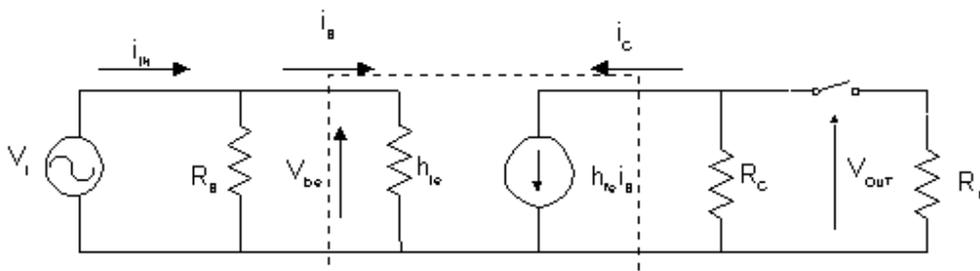


Figura 9.30: Circuito equivalente AC

La resistencia R_B está conectada por un terminal a la fuente de señales y a la base, y por el otro a la fuente de alimentación E_C . Idealmente, esta fuente no ofrece ningún obstáculo para las señales de alterna (si su resistencia interna es nula), se comporta como un cortocircuito que conecta R_B con tierra. En el lado derecho del esquema, R_C se une por una parte con el colector del transistor, y por la otra con tierra a través de la fuente de alimentación.

Es de vital importancia que se tenga en cuenta que en este esquema **sólo se relacionan las amplitudes de las ondas**, y no sus valores instantáneos.

Los valores de r_{IN} y A_V pueden obtenerse a partir del esquema de la figura 9.25.

$$v_{IN} = (R_B // h_{ie}) i_{IN} \Rightarrow r_{IN} = \frac{v_{IN}}{i_{IN}} = \frac{h_{ie} R_B}{h_{ie} + R_B}$$

$$A_v = \frac{v_{OUT}}{v_{IN}} = \frac{i_C R_C}{v_{BE}} = \frac{i_B h_{fe} R_C}{i_B h_{ie}} = \frac{h_{fe} R_C}{h_{ie}}$$

Como $h_{fe} \cong \beta_F$:

$$A_v = \frac{\beta_F R_C}{0,025 R_B} (E_C - 0'7V)$$

Nótese que para el cálculo de los parámetros r_{IN} y A_v no es necesario definir el valor de v_{IN} , ya que en ambos casos se calcular variaciones de una magnitud con respecto a esa tensión de entrada.

ETAPAS DE AMPLIFICACION ESTABILIZADAS

El esquema de la Figura 9.28 presenta un claro problema de inestabilidad: La tensión de la base depende directamente de la corriente de base. Cualquier pequeña variación debido a la influencia de la temperatura sobre la resistencia R_B modificará el punto de operación, y con él la ganancia. El esquema de la Figura 9.31 incluye dos mejoras con respecto al anterior:

- Polarización de la base a través de un divisor de tensión.
- Estabilización mediante resistencia de emisor.

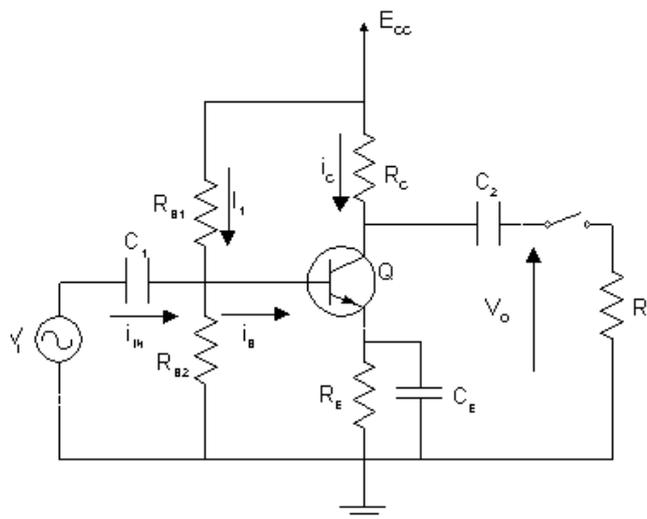


Figura 9.31: Circuito amplificador estabilizado.

Las funciones de estos subcircuitos son:

- Divisor de tensiones: Mediante una correcta selección de las resistencias R_{B1} y R_{B2} puede conseguirse que la corriente I_I sea muy superior a I_B . Entonces, la tensión de la base quedará fijada únicamente por el valor de las resistencias del divisor.
- Resistencia de emisor (R_E): Un aumento de la corriente de colector provocará una elevación de la tensión de emisor. Con ello, como la tensión de base es fija, la tensión base emisor disminuirá, la corriente de base también y finalmente, la corriente de colector volverá a su valor de diseño. El condensador se encarga de cortocircuitar esta resistencia en alterna.

RESUMEN PUNTO DE OPERACIÓN:

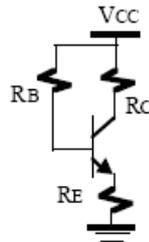
En un proceso de diseño o de análisis de un amplificador es necesario conocer la respuesta del sistema tanto en DC como en AC. La selección del punto de trabajo Q de un transistor se realiza a través de diferentes circuitos de polarización que fijen sus tensiones y corrientes. En la figura 9.31a se incluyen los circuitos de polarización más típicos basados en resistencias y fuentes de alimentación; además, se indican las ecuaciones que permiten obtener el punto de trabajo de los transistores. Estos circuitos presentan diferencias en algunos casos importantes.

Por ejemplo, el circuito de la con polarización de tensión de base constante es poco recomendable por carecer de estabilidad; bajo ciertas condiciones se puede producir deriva térmica que autodestruye el transistor. La polarización de corriente de base de la figura 9.31a es mucho más estable aunque el que más se utiliza con componentes discretos es el circuito de autopolarización. La polarización de colector-base asegura que el transistor nunca entra en saturación al mantener su tensión colector-base positiva.

Retomando el tema de límites de operación de un transistor, ya visto en el capítulo anterior, se habló del punto Q, ó punto de reposo. También, establecíamos que el punto de operación para los amplificadores a transistor, es el resultante de la corriente de DC y el voltaje sobre las características que define la región que será empleada para la amplificación de la señal aplicada.

CIRCUITOS DE POLARIZACION DE TRANSISTORES DE UNION

Polarización de corriente de base

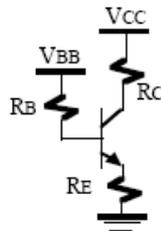


$$\begin{cases} I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (1 + h_{FE})R_E} \\ I_C = h_{FE}I_B \\ V_{CE} = V_{CC} - I_C \left(R_C + \frac{1 + h_{FE}}{h_{FE}} R_E \right) \end{cases}$$

Si $I_B \ll I_C (h_{FE} \gg 1)$

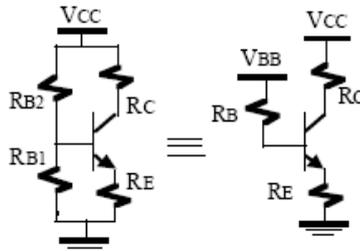
$$\begin{cases} I_B \approx \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + h_{FE}R_E} \\ V_{CE} \approx V_{CC} - I_C(R_C + R_E) \end{cases}$$

Polarización de tensión de base constante



$$\begin{cases} I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (1 + h_{FE})R_E} \\ I_C = h_{FE}I_B \\ V_{CE} = V_{CC} - I_C \left(R_C + \frac{1 + h_{FE}}{h_{FE}} R_E \right) \end{cases}$$

Autopolarización

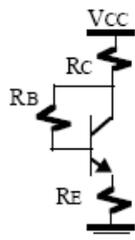


Indénticas fórmulas al caso anterior, siendo

$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2} = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

$$V_{BB} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}$$

Polarización de colector-base



$$\begin{cases} I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (1 + h_{FE})(R_C + R_E)} \\ I_C = h_{FE}I_B \\ V_{CE} = I_B R_B + V_{BE} \end{cases}$$

El transistor nunca entra en saturación

Figura 9.31a Algunos circuitos de polarización del transistor

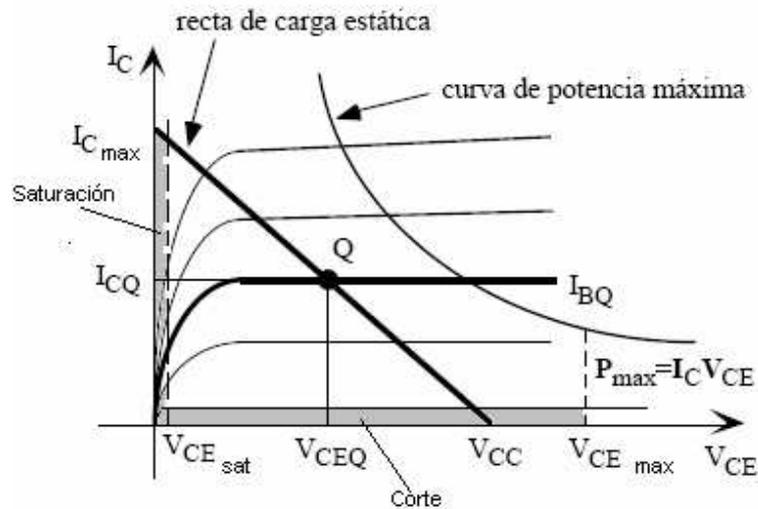


Figura 9.31b Distintos puntos de operación

De la figura 9.31b tenemos los valores máximos para I_C y V_{CE} , como también la curva de potencia máxima. Asimismo, están definidas las zonas de saturación donde $V_{CE} \leq V_{CE\text{ sat}}$ y la de corte donde $I_B \leq 0 \mu\text{A}$. El dispositivo BJT o transistor puede operar fuera de estos límites máximos pero su vida útil se disminuye considerablemente o simplemente el dispositivo se destruirá.

9.8 EJERCICIOS DE APLICACION

Circuito de polarización fija: Veamos el circuito de la siguiente figura, V_{BB} es la misma V_{CC} , pero para describir mejor el circuito se muestran por separado:

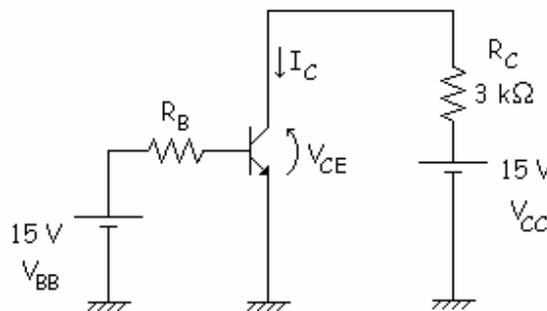


Figura 9.31c Polarización fija

Realicemos un análisis de la malla de entrada:

$$-V_{BB} + R_B \cdot I_B + V_{CE} = 0 \Rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_B}$$

El valor de I_B depende del valor de R_B

$$I_C = \beta_{CC} \cdot I_B = \frac{V_{BB} - V_{CE}}{R_B} \cdot \beta_{CC}$$

Recta de carga (malla de salida):

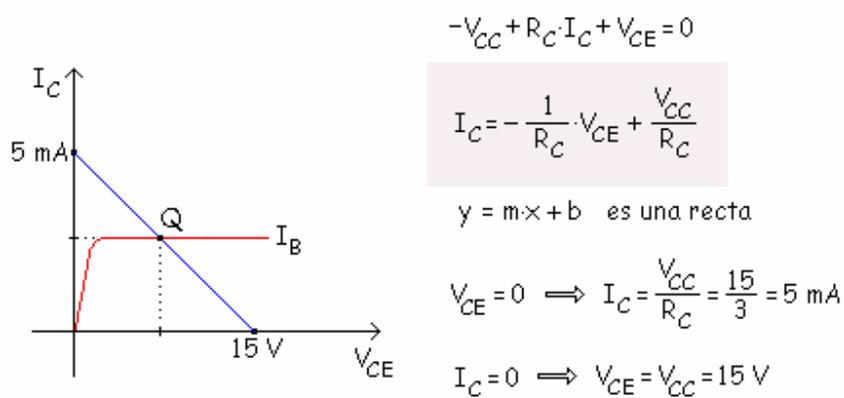
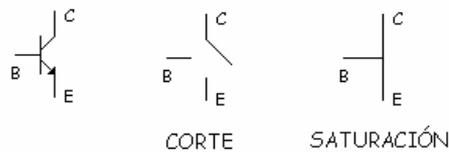


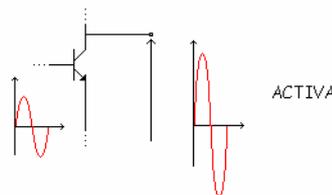
Figura 9.31d Recta de carga para polarización fija.

Hemos dicho que el transistor podía trabajar como un amplificador y también como un conmutador:

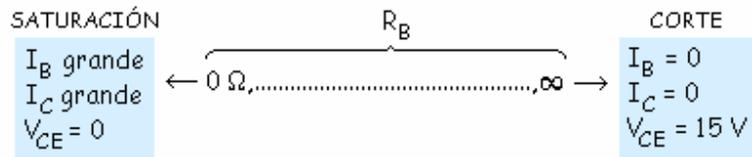
- Conmutación: SATURACIÓN y CORTE.



- Amplificación: ACTIVA.



Como hemos dicho anteriormente, el valor de I_B depende de la R_B , por lo tanto podemos controlar la posición del punto Q variando el valor de la R_B .



Analicemos brevemente la estabilidad de este circuito de polarización de base:

$$\beta_{CC} = h_{FE} = 27:1$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T^a \updownarrow \\ \text{Cambio de transistor} \end{array} \right\} \Rightarrow \beta_{CC} \text{ varía} \Rightarrow Q \text{ INESTABLE}$$

Circuito de polarización estabilizada por emisor: Si se quiere amplificar, se necesitan circuitos cuyos puntos Q sean inmunes a los cambios en la ganancia de corriente, esto es, interesa que el punto Q sea lo más estable posible. Para este propósito ahora se analizará el "Circuito de polarización de Emisor", que es el siguiente:

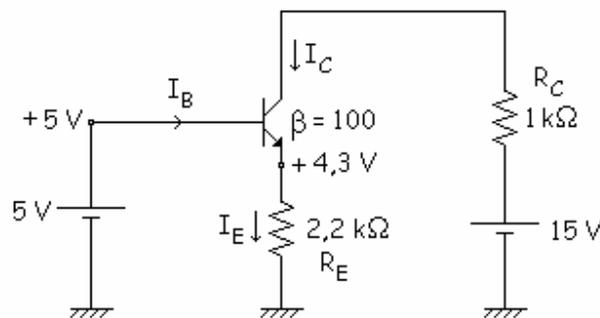


Figura 9.31e BJT polarizado estabilizado en emisor.

El propósito es amplificar, por esa razón el transistor tiene que trabajar en la zona ACTIVA. Como estamos en activa $V_{BE} = 0.7 V$. Por lo tanto y viendo la malla de entrada la tensión VC será de 4.3 V. Entonces la intensidad I_E por la resistencia

RE será de: $I_E = I_C = \frac{4,3}{2,2} = 1,95 \text{ mA}$

La malla de salida: $-15 + 1 \cdot I_C + V_{CE} - 4,3 = 0 \Rightarrow V_{CE} = 8,8 V$

$$-V_{CC} + R_C \cdot I_C + V_{CE} - R_E \cdot I_C = 0$$

$$-V_{CC} + I_C \cdot (R_C + R_E) + V_{CE} = 0$$

$$I_C = -\frac{1}{R_C + R_E} \cdot V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

$$V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{15}{1 + 2,2} = 4,7 \text{ mA}$$

$$I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} = 15$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{CC}} = \frac{1,95}{100} = 19,5 \mu A$$

Gráficamente:

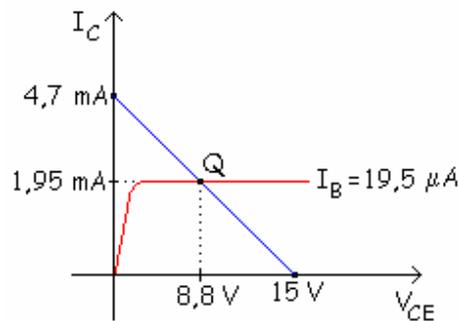


Figura 9.31f Grafica de BJT polarizado en emisor.

¿Qué ocurre si el β_{CC} varía? Si $\beta_{CC} = 150$ solo varía I_B .

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{CC}} = \frac{1,95}{150} = 13 \mu A$$

Varía la I_B pero lo demás se mantiene y Q no varía, el transistor se autorregula y hace que varíe I_B sin que nada más varíe, por lo tanto: "El punto Q es muy estable". Pero esto no es del todo exacto, porque algo varía, esto se verá si no se usa la aproximación de $I_C = I_E$. Sin esta aproximación tenemos:

$$I_E = I_B + I_C$$

$$I_E = \frac{I_C}{\beta_{CC}} + I_C$$

$$I_C = \frac{\beta_{CC}}{1 + \beta_{CC}} \cdot I_E$$

$$I_C = \frac{\beta_{CC}}{1 + \beta_{CC}} \cdot I_E = \frac{100}{1 + 100} \cdot 19,5 = 19,3 \text{ mA}$$

Y ahora si influye el β_{CC} .

Y tendríamos: $V_{CE} = 8,77 \text{ V}$, con $\beta_{CC} = 150$:

$$I_C = \frac{\beta_{CC}}{1 + \beta_{CC}} \cdot I_E = \frac{150}{1 + 150} \cdot 19,5 = 1,937 \text{ mA}$$

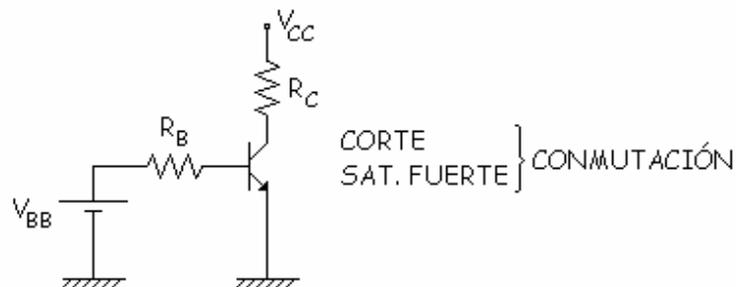
Con $\beta_{CC} = 50$:

$$I_C = \frac{\beta_{CC}}{1 + \beta_{CC}} \cdot I_E = \frac{50}{1 + 50} \cdot 19,5 = 19,117647 \text{ mA}$$

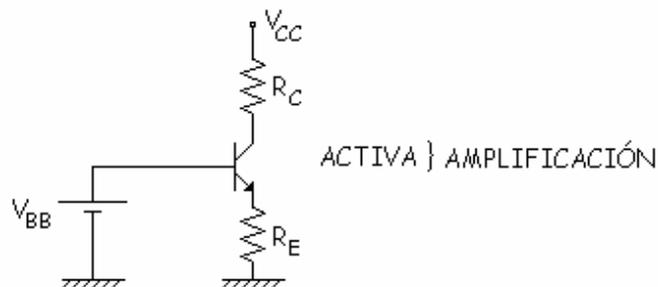
Varía algo, pero es bastante estable, es bueno para trabajar en activa.

Polarización por divisor de voltaje: Este tema es una continuación del anterior, por ello primeramente vamos a hacer un breve resumen de lo visto antes para situarnos mejor en el tema. Hasta ahora hemos visto estos circuitos:

- Circuito de polarización de base (resistencia en la base).



- Circuito de polarización de emisor (resistencia en emisor).



En este tema analizaremos este último circuito más que ningún otro.

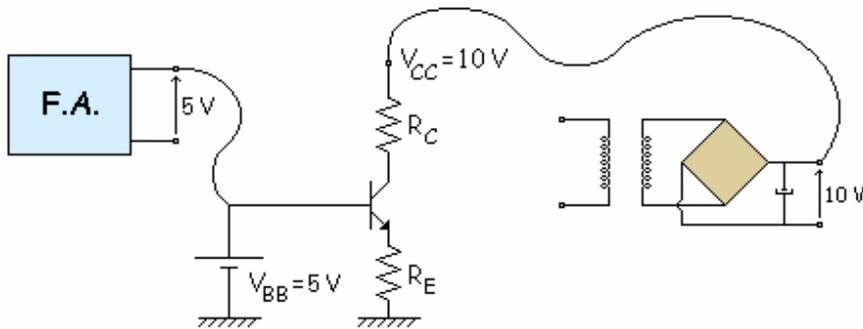


Figura 9.31g Polarización por divisor de voltaje

Pero es muy caro instalar 2 fuentes de alimentación por eso se suele modificar el circuito de tal forma que solo se use una fuente de alimentación. Como se ha dicho ahora nos ahorraremos una fuente de alimentación.

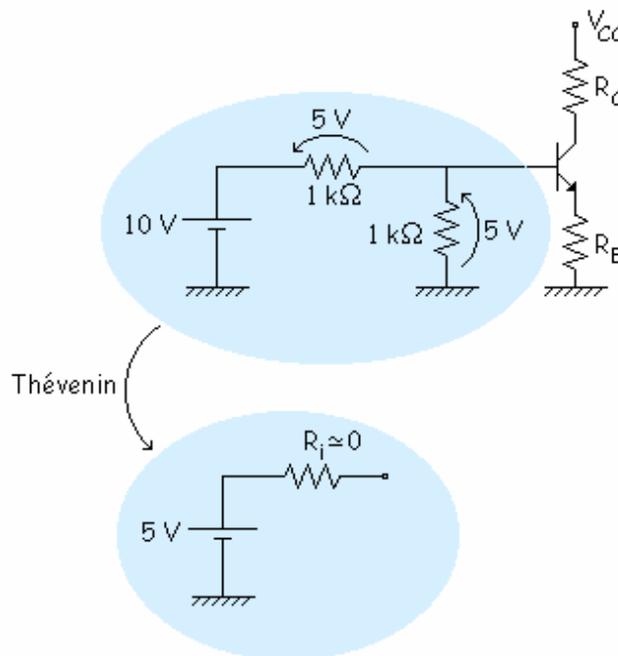


Figura 9.31h Circuito equivalente para polarización por divisor de voltaje.

Ahora se mueve lo de la izquierda hacia arriba y como tenemos 10 V en los dos lados se pueden unir:

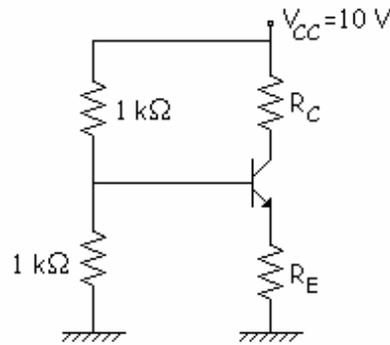
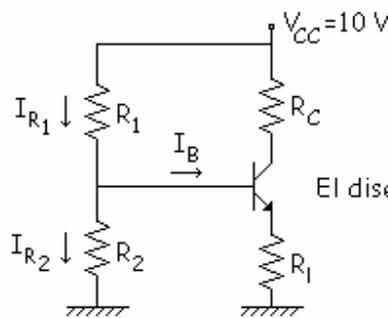


Figura 9.31i Polarización por división de voltaje.

Y así nos hemos ahorrado una fuente de alimentación, este es el "Circuito de polarización por división de tensión".

Análisis aproximado

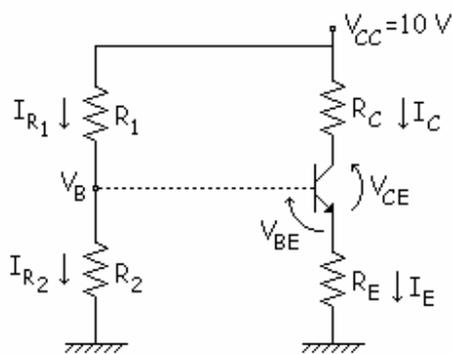


$$I_B \ll \frac{I_{R1}}{I_{R2}} \rightarrow I_{R1} \approx I_{R2}$$

El diseño sale relativamente bien si se cumple:

$$I_B \ll \frac{I_{R1}}{20} \text{ (o } \frac{I_{R2}}{20} \text{)}$$

Así despreciamos IB:



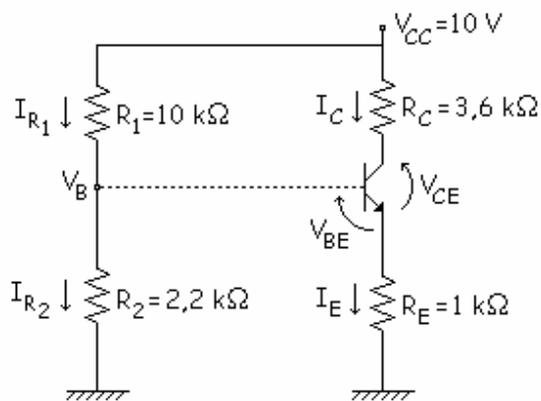
$$I_{R1} \approx I_{R2} = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

$$V_B = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 \quad I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad I_C \approx I_E$$

$$-V_{CC} + R_C \cdot I_C + I_E \cdot R_E + V_{CE} = 0 \rightarrow V_{CE} = \dots$$

EJEMPLO: Aplicamos valores numéricos a lo que hemos hecho.



$$I_{R_1} \approx I_{R_2} = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{10}{10 + 2,2} = 0,8 \text{ mA}$$

$$V_B = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 = \frac{10}{10 + 2,2} \cdot 2,2 = 1,8 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} = \frac{1,1 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1,1 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 1,1 \text{ mA}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1,8 - 0,7 = 1,1 \text{ V}$$

$$-V_{CC} + R_C \cdot I_C + I_E \cdot R_E + V_{CE} = 0$$

$$V_{CE} = 10 - 3,6 \cdot 1,1 - 1,1 \cdot 1 = 4,94 \text{ V}$$

Vemos si la aproximación es buena: se tiene que cumplir: $I_B \leq \frac{I_{R_1}}{20}$ (o $\frac{I_{R_2}}{20}$)

Tiene que funcionar bien para los tres valores del ECG. β

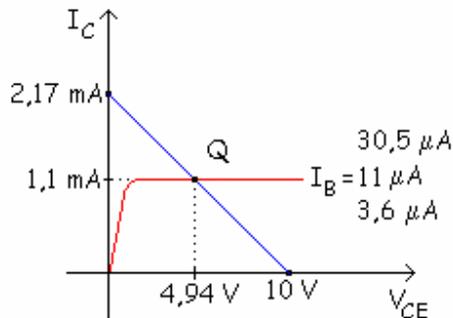
mín	36	típico	100	máx	300
-----	----	--------	-----	-----	-----

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1,1 \text{ mA}}{36} = 30,2 \mu\text{A}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1,1 \text{ mA}}{100} = 11 \mu\text{A}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1,1 \text{ mA}}{300} = 3,6 \mu\text{A}$$

Para comprobarlo vamos a ver la recta de carga de continua.



$$-V_{CC} + R_C \cdot I_C + I_E \cdot R_E + V_{CE} = 0$$

$$-V_{CC} + I_C \cdot (R_C + R_E) + V_{CE} = 0$$

$$I_C = -\frac{1}{R_C + R_E} \cdot V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

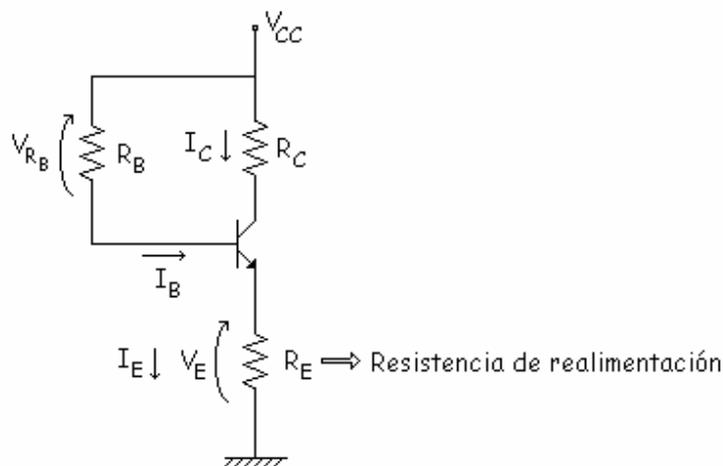
$y = m \cdot x + b$ es una recta

$$V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{10}{3,6 + 1} = 2,17 \text{ mA}$$

$$I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} = 10 \text{ V}$$

¿Qué curva de IB pasa por ese punto Q? Si cambiamos el transistor, Q es el mismo pero varía la IB. No cambia la recta de carga ni el punto Q, lo que cambia es la IB, se "Auto adapta". El punto Q es muy estable, prácticamente no cambia de sitio, para hacer los cálculos no hemos usado la β, solo para la IB.

Polarizaciones DC con retroalimentación de voltaje: Polarización DC con retroalimentación de emisor. En este circuito la resistencia de realimentación es RE.



$$T^a \uparrow \Rightarrow \beta \uparrow \Rightarrow \begin{matrix} I_E \uparrow \uparrow \\ I_C \uparrow \uparrow \end{matrix}$$

Haremos la prueba de desestabilizar el punto Q.

IC intenta aumentar mucho. Pero al aumentar la IC, aumenta la VE.

$$T^a \uparrow \Rightarrow \beta \uparrow \Rightarrow \begin{matrix} I_E \uparrow \uparrow \\ I_C \uparrow \uparrow \end{matrix} \Rightarrow V_E \uparrow \Rightarrow V_{R_B} \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow \underline{I_C \downarrow}$$

Entonces vemos que se da un fenómeno de "autorregulación", intenta aumentar mucho pero al final aumenta menos. Aunque no se estabiliza, se desestabiliza menos, esa "auto corrección" se llama realimentación.

$$\beta \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow I_B \downarrow$$

variable variable
de de
salida entrada

A este efecto de que una variable de salida afecte a la entrada se le llama realimentación, la salida afecta a la entrada, se auto corrige. Además se le llama "Realimentación negativa" porque un aumento supone una disminución. Si un aumento supusiera otro aumento sería una "Realimentación positiva". En amplificadores es muy importante la realimentación, como se verá más adelante. Seguimos analizando el circuito. Malla de entrada:

$$-V_{CC} + R_B \cdot I_B + V_{BE} + R_E \cdot (I_B + I_C) = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E \cdot \frac{1 + \beta}{\beta}}$$

EJEMPLO: Para ver como se mueve el punto Q. $V_{CC} = +15 \text{ V}$ $R_C = 910 \text{ W}$

$$R_B = 430 \text{ W} \quad R_E = 100 \text{ W} \quad V_{BE} = 0,7 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) \cdot I_C$$

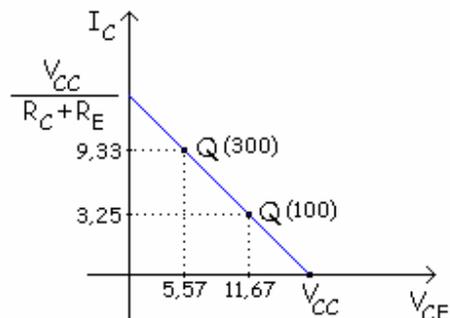
$$\beta = 100 \Rightarrow I_C = 3,25 \text{ mA} \Rightarrow V_{CE} = 11,67 \text{ V}$$

$$\beta = 300 \Rightarrow I_C = 9,33 \text{ mA} \Rightarrow V_{CE} = 5,57 \text{ V}$$

Recta de carga:

$$-V_{CC} + (R_C + R_E) \cdot I_C + V_{CE} = 0$$

$$I_C = -\frac{1}{R_C + R_E} \cdot V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$



Se ha movido mucho pero menos que el anterior. $\Delta I_C = 9,33 - 3,25 = 6,08 \text{ mA}$

Cuanto menor sea este resultado, mejor será el circuito, esto sirve para comparar circuitos. Para mejorar el circuito se puede hacer:

$$\frac{R_B}{\beta} \ll R_E$$

Se suele coger 100 veces mayor R_E .

$$R_E = 100 \cdot \frac{R_B}{\beta}$$

Veamos si se cumple en este circuito.

$$\frac{R_B}{\beta} = 4,3$$

$$R_E = 0,1$$

No se cumple. R_E debería ser $R_E = 430 \text{ k}\Omega$. Pero poner $R_E = 430 \text{ k}\Omega$ hace que casi toda la tensión de V_{CC} vaya a R_E y la V_{CE} es pequeña, y el circuito entra en saturación y no funciona como amplificador, el remedio es peor.

Diversas configuraciones de polarización: Circuito de polarización con realimentación de colector. El circuito es el siguiente:

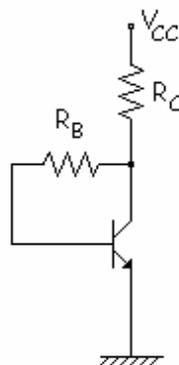


Figura 9.31h Polarización con retroalimentación de colector.

Veamos cómo se comporta la T^a . $T^a \uparrow \Rightarrow \beta \uparrow \Rightarrow \underline{I_C \uparrow \uparrow} \Rightarrow V_C \uparrow \Rightarrow V_{R_B} \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow \underline{I_C \downarrow}$

Y la IC aumenta menos de lo que pretendía, realimentación negativa, se ha compensado en parte. Malla de entrada:

$$-V_{CC} + R_C \cdot (I_B + I_C) + R_B \cdot I_B + V_{BE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta} + R_C \cdot \frac{1 + \beta}{\beta}}$$

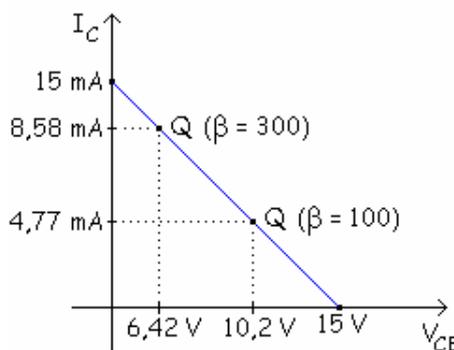
↑
El problemático

Hacemos como antes:

$$\beta = 100 \Rightarrow I_C = 4,77 \text{ mA} \Rightarrow V_{CE} = 10,23 \text{ V}$$

$$\beta = 300 \Rightarrow I_C = 8,58 \text{ mA} \Rightarrow V_{CE} = 6,42 \text{ V}$$

Recta de carga. Malla de salida:



$$-V_{CC} + R_C \cdot (I_B + I_C) + V_{BE} = 0$$

$$I_C = -\frac{1}{R_C} \cdot V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C} \begin{cases} V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{15}{1} = 15 \text{ mA} \\ I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} = 15 \text{ V} \end{cases}$$

La Inestabilidad ΔI_C o ΔV_{CE} , se suele calcula ΔV_{CE}

Lo que se mueve: $\Delta I_C = 8,58 - 4,77 = 3,81 \text{ mA}$

Si los comparamos:

- Circuito de polarización por realimentación de emisor: = 6....mA
 - Circuito de polarización por realimentación de colector: = 3.81 mA
- Este último es mejor por ahora. De antes teníamos:

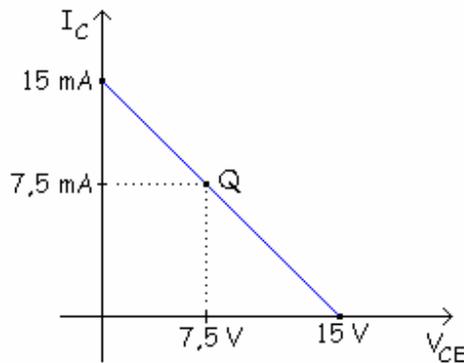
$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta} + R_C}$$

Para que se mueva lo menos posible, el b tiene que afectar lo menos posible, interesa que RC influya más que RB/β, para eso:

$$\frac{R_B}{\beta} \ll R_C \quad \text{Por ejemplo: } R_C = 100 \cdot \frac{R_B}{\beta}$$

$$\text{Interesa } \begin{cases} R_B \text{ pequeña} \\ R_C \text{ grande} \end{cases}$$

RC normalmente no se puede elegir. Entonces la RB se elegirá la menor posible. Hay que recordar que en el circuito anterior de realimentación de emisor si cogíamos RB muy pequeña se saturaba. En este circuito, a medida que disminuía RB se iba acercando a saturación, no se saturaba pero se acercaba mucho. Por eso no es útil, porque se acerca mucho a saturación (aunque nunca llegue a los $V_{CE} = 0.2 V$ de saturación). ¿Qué debería hacer para que Q estuviera centrado? Para que esto ocurra:



$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta} + R_C} = \frac{V_{CC}}{2R_C}$$

50% → $\frac{R_B}{\beta}$ ← 50%

Haremos que influyan lo mismo

$$R_C = \frac{V_{CC}}{2I_C} \quad \text{Q CENTRADO}$$

$$R_C = 100 \cdot \frac{R_B}{\beta} \quad \text{Q ESTABLE}$$

No se pueden cumplir los dos, si está centrado no es estable y viceversa. Y este circuito no es bueno por esa razón, aunque sea mejor que los anteriores, es todavía bastante inestable.

Operaciones de diseño: Retomando la polarización con divisor de voltaje pero teniendo en cuenta la retroalimentación. En todo circuito que quiera que se auto compense tiene que haber una resistencia de realimentación, en este caso es RE, que hace que sea estable el punto Q.

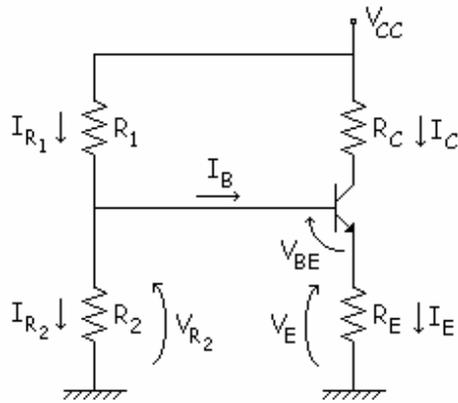


Figura 9.31h Retroalimentación en emisor y polarización por divisor de voltaje.

Veamos cómo se comporta si variamos la temperatura o cambiamos de transistor (C.T.).

$$\left. \begin{array}{l} T^{\Delta} \uparrow \\ \text{C.T.} \end{array} \right\} \Rightarrow \beta \uparrow \Rightarrow \begin{array}{l} I_E \uparrow \uparrow \\ I_C \uparrow \uparrow \end{array} \Rightarrow \begin{array}{l} V_E \uparrow \\ V_{R_2} \approx \text{cte} \end{array} \Rightarrow V_{BE} \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow \underline{I_C \downarrow}$$

C.T. = Cambio de Transistor

De esta forma se compensa en parte la IC, se mueve pero menos. Es un circuito muy bueno, la compensación no es total pero casi, es una compensación muy buena. Este circuito es el que se utiliza mayoritariamente por ser bueno, barato y efectivo. Lo analizaremos como siempre de 2 formas: Análisis aproximado y exacto.

Primeramente modificaremos un poco el circuito: Ahora aplicaremos Thévenin:

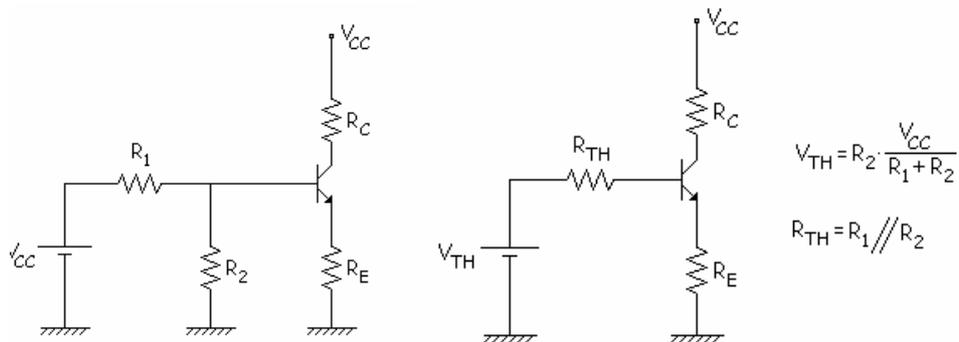


Figura 9.31i Análisis de retroalimentación.

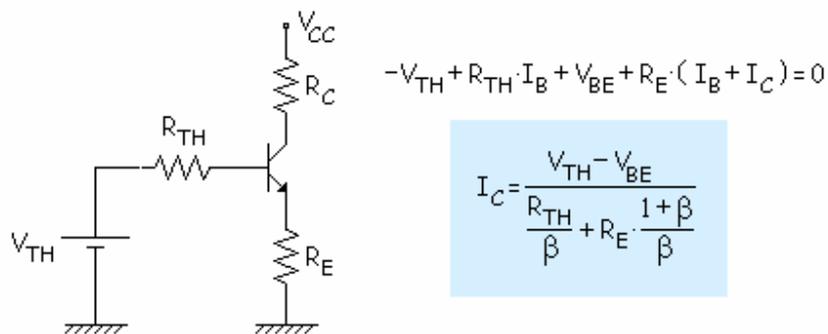
Aproximamos: $R_{TH} = 0$. Malla de entrada:

$$-V_{TH} + V_{BE} + R_E \cdot I_E = 0$$

$$I_C \approx I_E = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E} \approx \text{cte}$$

El punto Q es estable. Tenemos lo ideal, no está la β . Lo único que varía algo es la V_{BE} , pero es una variación pequeña respecto a V_{TH} , entonces es casi constante la I_C .

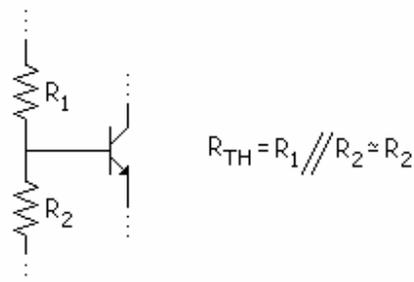
Aprovechamos lo calculado anteriormente:



Interesa que R_{TH}/β influya poco respecto a R_E . Hacemos R_E 100 veces mayor que R_{TH}/β .

$$R_E = 100 \cdot \frac{R_B}{\beta} \Rightarrow R_{TH} \leq 0,01 \cdot R_E \cdot \beta \quad Q \text{ ESTABLE}$$

Pero es difícil que se cumpla esto porque R_{TH} es el paralelo de R_1 y R_2 , y de estas dos resistencias la más pequeña suele ser R_2 , entonces si aproximamos para verlo mejor:



Para que esto funcione correctamente hemos dicho que se tiene que cumplir lo siguiente:

$$R_{TH} \leq 0,01 \cdot R_E \cdot \beta \Rightarrow R_2 \leq 0,01 \cdot R_E \cdot \beta$$

Pero si pongo R2 muy pequeño, la IR2 es grande y es aproximadamente IR1 y esa intensidad va a la F.A., entonces el condensador y los diodos de la F.A. tienen que resistir mucha intensidad y podría dar problemas. Otro problema se da en alterna:

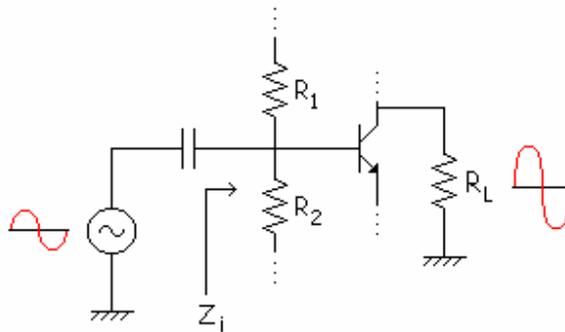


Figura 9.31j Retroalimentación con señal AC.

Cuando amplificamos la onda es muy importante la impedancia de entrada (Z_i) y tiene que ser de un valor concreto. Su valor es: $Z_i = R_1 // R_2 // \dots$

No se puede hacer la Z_i todo lo pequeña que se quiera y eso es una dificultad, se estropea la Z_i en alterna. Hay situaciones que debemos analizar:

- El consumo
- La Z_i

Para resolver eso los diseñadores en lugar de $0,01R_E \cdot \beta$ suelen escoger un poco mayor, $0,1R_E \cdot \beta$.

$$R_2 \leq 0,1 \cdot R_E \cdot \beta$$

Y así Q es bastante estable, aunque no sea tanto como antes.

EJEMPLO:

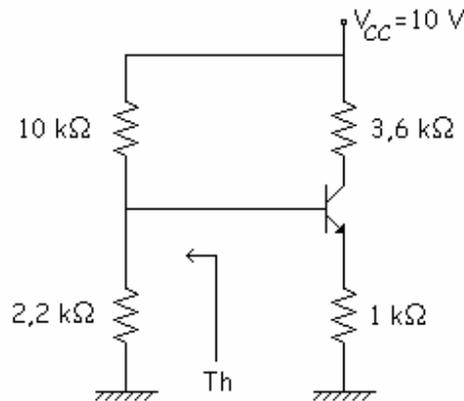
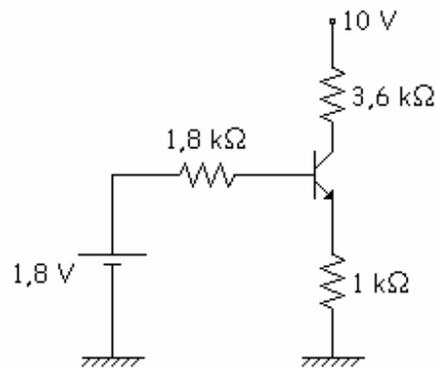


Figura 9.31k Ejemplo de retroalimentación

Como siempre aplicamos Thévenin y calculamos IB e IC para los distintos valores

$$V_{TH} = 2,2 \cdot \frac{10}{10 + 2,2} = 1,8 \text{ V}$$

$$R_{TH} = 10 \parallel 2,2 = 1,8 \text{ k}\Omega$$

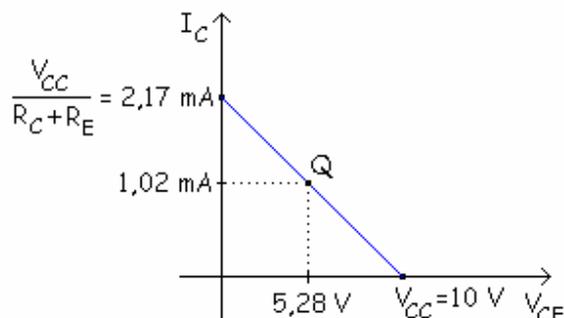


$$\left. \begin{array}{l} -1,8 + 1,8 \cdot I_B + 0,7 + 1 \cdot (I_B + I_C) = 0 \\ I_C = \beta \cdot I_B \end{array} \right\} \begin{array}{l} I_B = 28,35 \mu A \rightarrow \beta = 36 \\ 10,7 \mu A \rightarrow \beta = 100 \\ 3,633 \mu A \rightarrow \beta = 300 \\ I_C = 1,02 \text{ mA} \rightarrow \beta = 36 \\ 1,07 \text{ mA} \rightarrow \beta = 100 \\ 1,0898 \text{ mA} \rightarrow \beta = 300 \end{array}$$

de β .

Ahora calculamos el VCE y dibujamos la gráfica:

$$-10 + 3,6 \cdot 1,02 + V_{CE} + 1 \cdot (0,02835 + 1,02) = 0 \Rightarrow V_{CE} = \begin{matrix} 5,28 \text{ V} \\ 5,0673 \text{ V} \\ 4,983 \text{ V} \end{matrix}$$



Vemos que el punto Q varía muy poco para distintos valores de β . Esto lo vemos con la variación de I_C . $\Delta I_C = 1,0898 - 1,02 = 0,0698 \text{ mA}$

Para ver la estabilidad del circuito estudiaremos el caso más crítico, que es el valor más pequeño de β , si se cumple para este valor se cumple en todos los demás casos.

$$R_2 \leq 0,01 \cdot R_E \cdot \beta$$

$$2,2 \leq 0,01 \cdot 1 \cdot 36 \begin{matrix} \text{mínimo} \\ 100 \text{ típico} \\ 300 \text{ máximo} \end{matrix}$$

$$2,2 \leq 0,36$$

No se cumple el muy estable, veamos ahora el "Bastante Estable".

$$R_2 \leq 0,1 \cdot R_E \cdot \beta$$

$$2,2 \leq 3,6$$

Es bastante estable porque se cumple la ecuación, esto quiere decir que está bastante bien diseñado el circuito.

Circuito de polarización con realimentación de emisor y realimentación de colector

Con este circuito se intenta obtener polarizaciones más estables para los circuitos con transistores. Para ello se usa una combinación de una resistencia de emisor y una resistencia de colector.

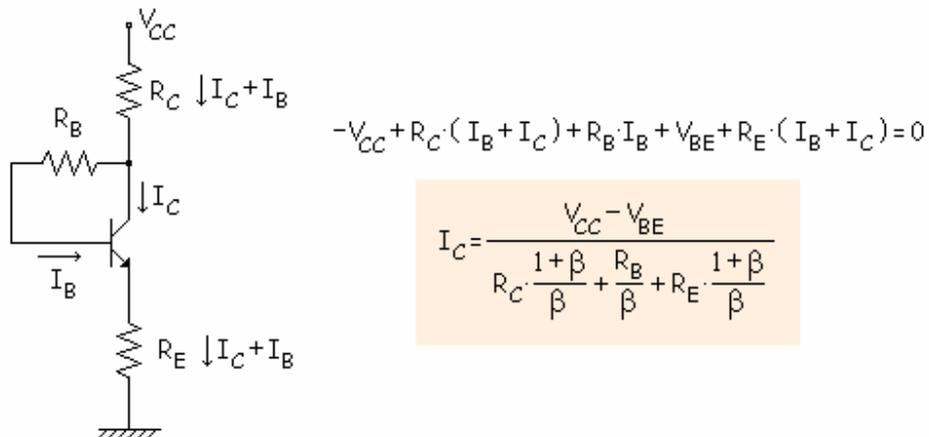


Figura 9.31I BJT en configuración de retroalimentación en emisor y colector.

Para que sea estable se tiene que cumplir:

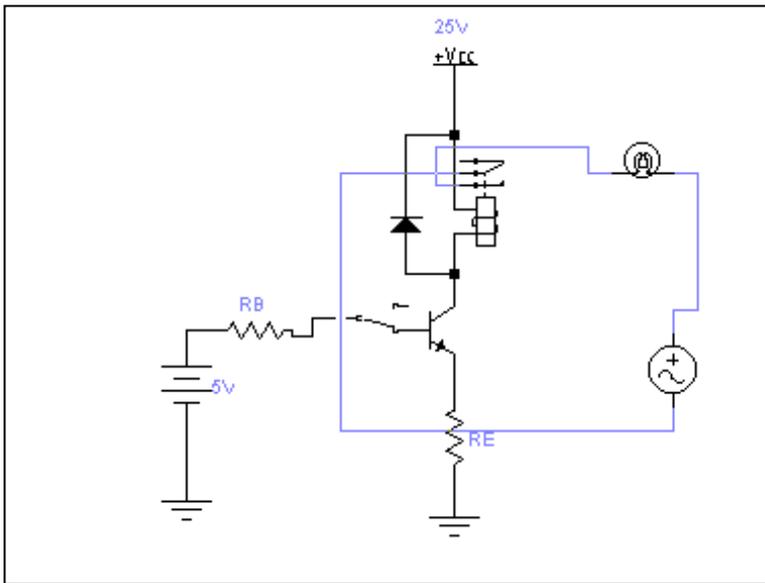
$$R_C + R_E \geq 100 \cdot \frac{R_B}{\beta}$$

Pero el problema es que si R_C y R_E son muy grandes el valor de V_{CE} tiene que ser pequeño y puede llegar a saturación, por eso no se puede hacer todo lo grande que se quiera.

PRACTICA 12 TRANSISTOR EN CONMUTACIÓN

1.- Diseña R_b y R_e en el circuito de la figura de tal manera que el transistor este en sobresaturación cuando se cierre el interruptor.

Hay que tener en cuenta la resistencia del RELÉ que es aproximadamente 10Ω (médalo con el polímetro) y la h_{fe} del transistor que utilices (médalo también), la fuente de alimentación V_{cc} no es necesario que sea de 25V, puede ser otro valor, igualmente con la V_b



2.- Móntalo en el taller, no es necesario que realices el circuito de la derecha (la de alterna), es sólo un ejemplo para que veas como desde un elemento de pequeña potencia, (la pila y el interruptor de la derecha, que pueden ser perfectamente puertas lógicas o cualquier circuito digital como un puerto de un ordenador) se puede controlar un circuito de alta potencia (el de la izquierda)

3.- Dibújalo en el simulador, y observa su funcionamiento, imprímelo y pégalo detrás.

4.- contesta a las siguientes preguntas:

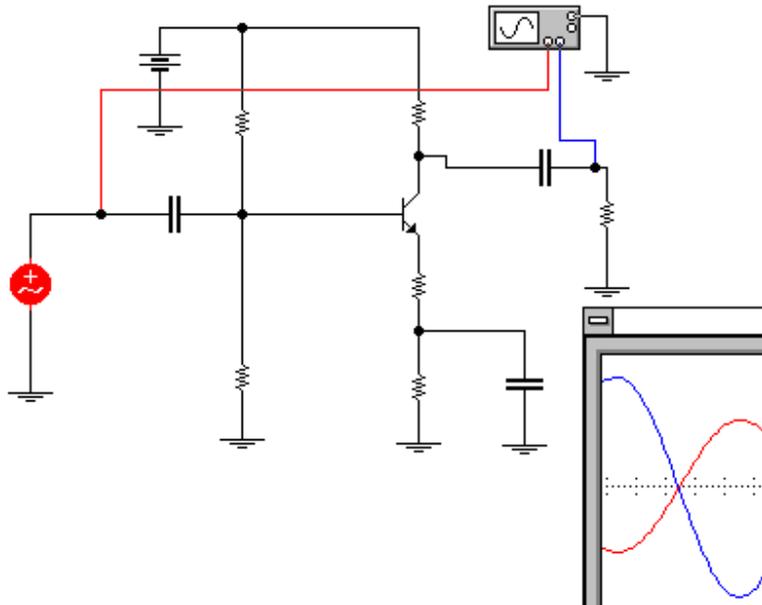
¿Qué función tiene el diodo en paralelo con la bobina del relé?

Quizás no dispongas de dos fuentes de alimentación ¿Cómo se soluciona el problema?

Basándote en este circuito ¿Podrías diseñar un temporizador?

PRÁCTICA 13 AMPLIFICADOR CON BJT

1.- Realiza un diseño de amplificador con BJT, realimentado por emisor, y con divisor de tensión en la base como la figura, los valores son libres, el proceso de diseño mostrarlo en la hoja de atrás o en hoja aparte, junto con los valores de las tensiones en la base, emisor y colector continuas, transistor del apéndice B



2.- Móntalo y realiza las mediciones de la ganancia en el osciloscopio, y realiza las medidas de V_b , V_e , V_c con el polímetro o con el osciloscópio.

3.- Realiza igual con el ordenador, tomando las mismas medidas, imprime el osciloscopio y el circuito con los voltímetros que utilices, imprímelos con sus valores, y pégalo atrás.

4.- Rellena la siguiente tabla

	CALCULADOS	MEDIDOS	ORDENADOR
GANANCIA			
V_c			
V_b			
V_e			

ENSEÑA LOS CÁLCULOS DE DISEÑO EN LA PARTE DE ATRAS (10 puntos)

5.- Comenta los resultados obtenidos

10. LOS TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO

En el capítulo de transistores bipolares, hemos visto que una pequeña corriente de base controla una corriente de colector muy superior. Los transistores de efecto de campo son dispositivos triterminales en los que la corriente principal se controla mediante una tensión. Las características principales son:

- La potencia de control es nula, es decir, no se absorbe corriente por el terminal de control.
- Una señal muy débil puede controlar el dispositivo.
- La tensión de control se emplea para crear un campo eléctrico.

Hay dos familias de transistores de efecto de campo: los JFET y los MOSFET. Pese a que el concepto básico de los FET se conocía ya en 1930, estos dispositivos sólo empezaron a fabricarse comercialmente a partir de la década de los 60. Y a partir de los 80 los transistores de tipo MOSFET han alcanzado una enorme popularidad. Comparados con los BJT, los transistores MOS ocupan menos espacio, es decir, dentro de un circuito integrado puede incorporarse un número mayor. Además su proceso de fabricación es también más simple. Además, existe un gran número de funciones lógicas que pueden ser implementadas únicamente con transistores MOS (sin resistencias ni diodos). Esto ha hecho del transistor MOS el componente estrella de la *electrónica digital*.

Aquí se explica el principio de funcionamiento de ambos tipos de dispositivos, así como sus modelos circuitales elementales.

10.1 TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO DE UNION (JFET)

Un JFET de canal N se fabrica difundiendo una región de tipo P en un canal de tipo N, tal y como se muestra en la Figura 10.1. A ambos lados del canal se conectan los terminales de fuente (S, *Source*) y drenaje (D, *Drain*). El tercer terminal se denomina puerta (G, *Gate*).

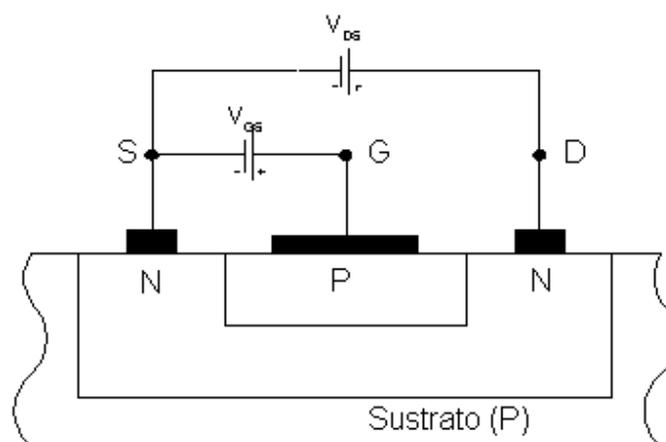


Figura 10.1: Esquema del transistor JFET de canal N

Los símbolos de este tipo de dispositivos son:

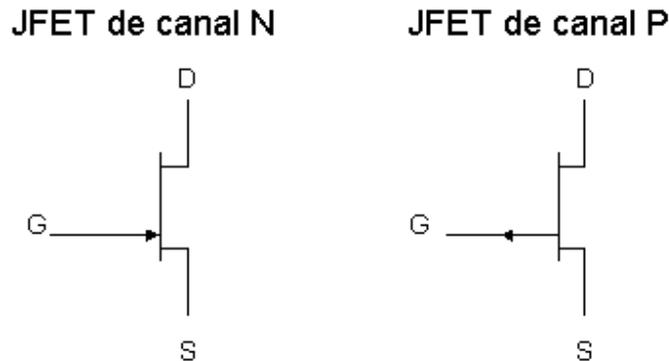


Figura 10.2: Símbolos de los transistores JFET

Las explicaciones incluidas en este capítulo se refieren fundamentalmente al transistor NJFET, teniendo en cuenta que el principio de operación del PJFET es análogo.

10.1.1 PRINCIPIO DE OPERACION DEL NJFET

A continuación se explica cómo se controla la corriente en un JFET. Al igual que sucede con los transistores BJT el JFET tiene tres regiones de operación:

- Región de corte
- Región lineal
- Región de saturación

Es preciso hacer notar que en este caso, la saturación alude a un fenómeno completamente distinto al de los transistores BJT.

1.1.1 Región de corte

Centremos nuestra atención en la Figura 10.1. La zona de tipo P conectada a la puerta forma un diodo con el canal, que es de tipo N. Como se recordará, cuando se forma una unión PN aparecen en los bordes de la misma una zona de depleción en la que no hay portadores de carga libres. La anchura de dicha zona depende de la polarización aplicada. Si esta es inversa, la zona se hace más ancha, proporcionalmente a la tensión aplicada. **Aplicando una tensión V_{GS} negativa aumentamos la anchura de la zona de depleción, con lo que disminuye la anchura del canal N de conducción.**

Si el valor de V_{GS} se hace lo suficientemente negativo, la región de agotamiento se extenderá completamente a través del canal, con lo que la resistencia del mismo se hará infinita y se impedirá el paso de I_D (Figura 10.3). El potencial al que sucede este fenómeno se denomina *potencial de bloqueo* (*Pinch Voltage*, V_P).

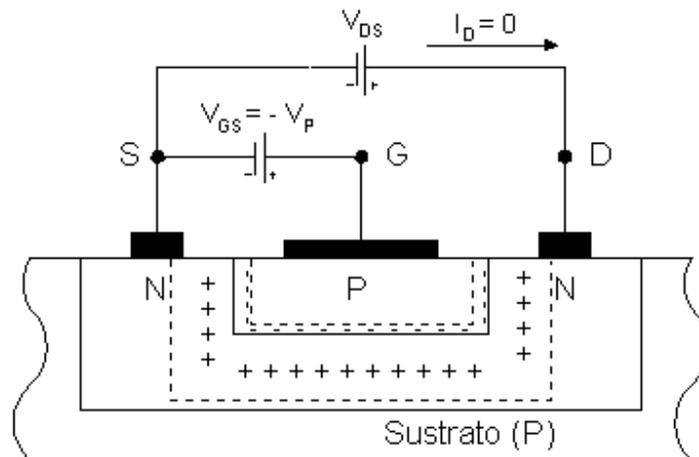


Figura 10.3: Esquema del transistor JFET de canal N polarizado con la tensión de bloqueo

Por lo tanto, para valores más negativos que V_P el transistor NJFET se encuentra polarizado en la *región de corte*, y la corriente de drenaje resulta ser nula.

1.1.2 Región lineal Si en la estructura de la Figura 10.1 se aplica una tensión V_{DS} mayor que cero, aparecerá una corriente circulando en el sentido del drenaje a la fuente, corriente que llamaremos I_D . El valor de dicha corriente estará limitado por la resistencia del canal N de conducción. En este caso pueden distinguirse dos situaciones según sea V_{DS} grande o pequeña en comparación con V_{GS} .

1.1.2.1 Valores pequeños del voltaje drenaje-fuente

La Figura 10.4 presenta la situación que se obtiene cuando se polariza la unión GS con una tensión negativa, mientras que se aplica una tensión entre D y S menor.

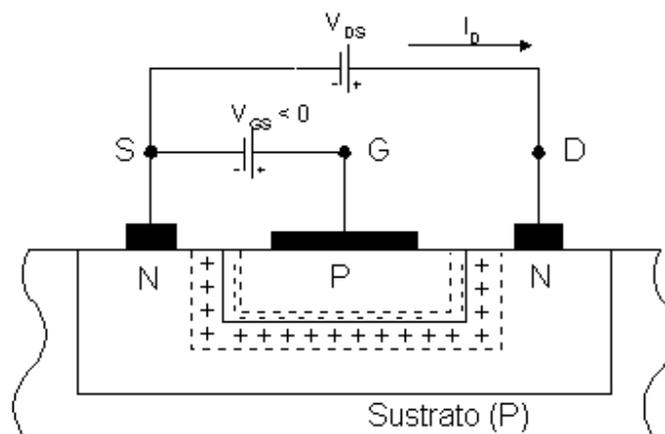


Figura 10.4: Esquema del transistor JFET de canal N polarizado con $V_{GS} < 0$

Por el terminal de puerta (G) no circula más que la corriente de fuga del diodo GS, que en una primera aproximación podemos considerar despreciable. La corriente I_D presenta una doble dependencia:

- La corriente I_D es directamente proporcional al valor de V_{DS}
- La anchura del canal es proporcional a la diferencia entre V_{GS} y V_P . Como I_D está limitada por la resistencia del canal, cuanto mayor sea $V_{GS} - V_P$, mayor será la anchura del canal, y mayor la corriente obtenida.

Los dos puntos anteriores se recogen en la siguiente expresión:

$$I_D \approx (V_{GS} - V_P)V_{DS}$$

Por lo tanto, en la región lineal obtenemos una corriente directamente proporcional a V_{GS} y a V_{DS} .

1.1.2.2 Valores altos del voltaje drenaje-fuente

Para valores de V_{DS} comparables y superiores a V_{GS} la situación cambia con respecto al caso anterior: la resistencia del canal se convierte en no lineal, y el JFET pierde su comportamiento óhmico. Veamos por qué sucede esto.

Cuando se aplica un voltaje V_{DS} al canal de 5 voltios, por ejemplo, este se distribuye a lo largo del canal, es decir, en las proximidades del terminal D la tensión será de 5 V, pero a medio camino la corriente circulante habrá reducido su potencial a la mitad (2,5 V), y en el terminal S el potencial será nulo. Por otra parte, si V_{GS} es negativa (-2 V, por ejemplo), la tensión se distribuirá uniformemente a lo largo de la zona P, al no existir ninguna corriente (Figura 10.5). (NOTA: se desprecia la caída de tensión en las zonas situadas por debajo de los contactos).

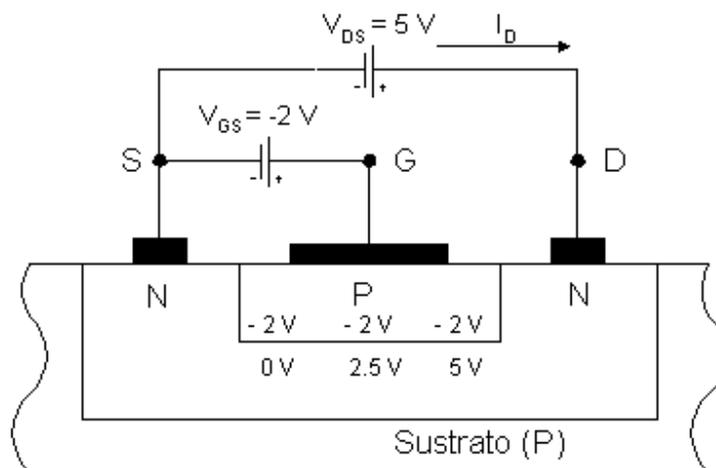


Figura 10.5: Esquema del transistor JFET de canal N polarizado con $V_{GS} = -2\text{ V}$ y $V_{DS} = 5\text{ V}$

Sigamos adelante. En las proximidades del terminal *S* la tensión inversa aplicada es de 2 V, que se corresponde con la $V_{GS} = -2$ V. Sin embargo, conforme nos acercamos a *D* esta tensión aumenta: en la mitad del canal es de 4,5 V, y en *D* alcanza 7 V. **La polarización inversa aplicada al canal no es constante**, con lo que **la anchura de la zona de depleción tampoco lo será** (Figura 10.6). Cuando V_{DS} es pequeña, esta diferencia de anchuras no afecta a la conducción en el canal, pero cuando aumenta, la variación de la sección de conducción hace que la corriente de drenaje sea una función no lineal de V_{DS} , y que disminuya con respecto a la obtenida sin tener en cuenta este efecto.

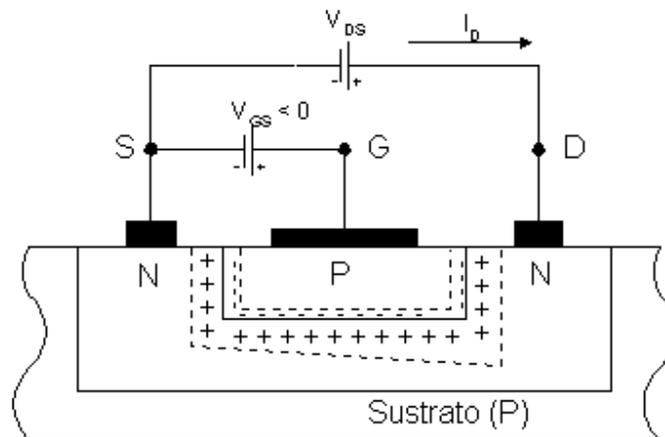


Figura 10.6: Esquema del transistor JFET de canal N en la región de conducción no lineal

1.1.3 Región de saturación

Si V_{DS} se incrementa más, se llegará a un punto donde el espesor del canal en el extremo del drenaje se acerque a cero. A partir de ese momento, la corriente se mantiene independiente de V_{DS} , puesto que los incrementos de tensión provocan un mayor estrechamiento del canal, con lo que la resistencia global aumenta (Figura 10.7).

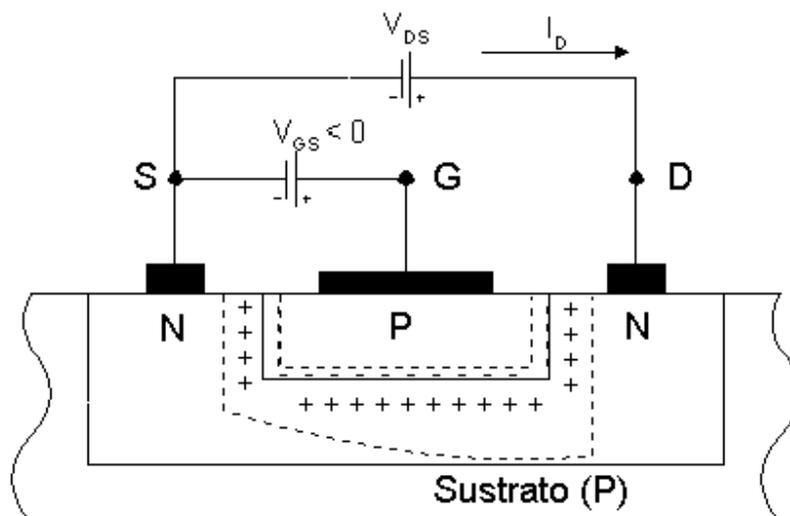


Figura 10.7: Esquema del transistor JFET de canal N en la región de corriente constante

La *región de saturación* se da cuando se estrangula el canal en el drenaje, lo que sucede cuando la tensión puerta-drenaje es más negativa que V_P , es decir:

$$V_{GD} < V_P \Rightarrow V_{GS} - V_{DS} < V_P \Rightarrow V_{DS} > V_{GS} - V_P$$

Antes de seguir adelante, comparemos las figuras Figura 10.3 y Figura En el caso del bloqueo, todo el canal resulta afectado por la zona de depleción, que es constante porque la tensión V_{GS} se aplica uniformemente a lo largo de la unión. En cambio, en la región de corriente constante sólo parte del canal ha llegado al bloqueo (provocado por V_{DS} , que varía a lo largo del mismo), y es lo que permite la circulación de la corriente.

1.2 CURVAS CARACTERISTICAS

Son dos las curvas que se manejan habitualmente para caracterizar los transistores JFET. En primer lugar, en la representación de I_D frente a V_{GS} , para una V_{DS} dada, se aprecia claramente el paso de la región de corte a la de saturación (Figura 8). En la práctica sólo se opera en el segundo cuadrante de la gráfica, puesto que el primero la V_{GS} positiva hace crecer rápidamente I_G .

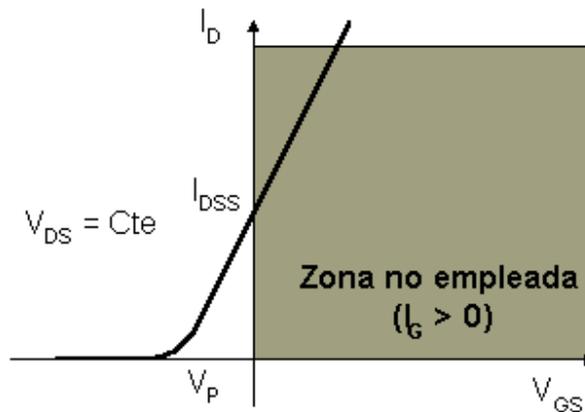


Figura 10.8: Característica $V_{GS} - I_D$ del transistor NJFET

En la característica $V_{DS} - I_D$ del transistor NJFET se observa la diferencia entre las regiones lineales y de saturación (Figura 10.9). En la región lineal, para una determinada V_{GS} , la corriente crece proporcionalmente a la tensión V_{DS} . Sin embargo, este crecimiento se atenúa hasta llegar a ser nulo: se alcanza el valor de saturación, en donde I_D sólo depende de V_{GS} .

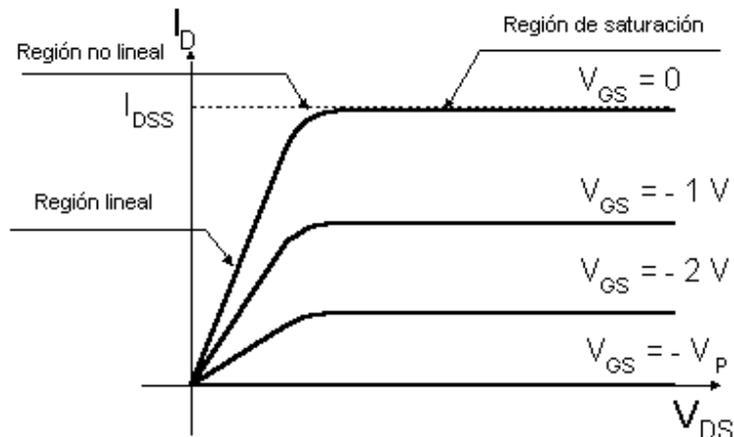


Figura 10.9: Característica $V_{DS} - I_D$ del transistor NJFET

Nótese que, según esta gráfica, la región de saturación del JFET se identifica con la región activa normal de los transistores bipolares. Mientras que en RAN la corriente de colector sólo depende de la de base, aquí la magnitud de control es la tensión V_{GS} . Por el contrario, si la resistencia del JFET en la región lineal es muy pequeña puede encontrarse un cierto paralelismo entre las regiones lineal de JFET y de saturación del BJT.

1.3 PARAMETROS COMERCIALES

Se presenta a continuación algunas de las características de los transistores JFET que ofrecen los fabricantes en las hojas de datos:

- I_{DSS} : Es la corriente de drenaje cuando el transistor JFET se encuentra en configuración de fuente común y se cortocircuita la puerta y la fuente ($V_{GS}=0$). En la práctica marca la máxima intensidad que puede circular por el transistor. Conviene tener en cuenta que los transistores JFET presentan amplias dispersiones en este valor.
- V_P (*Pinch-Off Voltage*): es la tensión de estrangulamiento del canal. Al igual que I_{DSS} , presenta fuertes dispersiones en su valor.
- $R_{DS(ON)}$: Es el inverso de la pendiente de la curva I_D/V_{DS} en la zona lineal. Este valor se mantiene constante hasta valores de V_{GD} cercanos a la tensión de estrangulamiento.
- B_{VDS} (*Drain-Source Breakdown Voltage*): es la tensión de ruptura entre fuente y drenaje. Tensiones más altas que B_{VDS} provocan un fuerte incremento de I_D .
- B_{VGS} (*Gate-Source Breakdown Voltage*): es la tensión de ruptura de la unión entre la puerta y la fuente, que se encuentra polarizada en inversa. Valores mayores de B_{VGS} provocan una conducción por avalancha de la unión.

1.4 MODELOS DEL TRANSISTOR NJFET

Análogamente a lo efectuado con el transistor bipolar se van a presentar dos modelos para el JFET: uno para analizar el funcionamiento del transistor JFET con señales continuas y otro para las señales alternas aplicadas sobre un punto de operación de la región de saturación.

En primer lugar se presentan los modelos para las diferentes regiones de operación, a saber, corte, saturación y zona lineal. A partir de las ecuaciones dictadas por este modelo, se deducen posteriormente las expresiones necesarias para el análisis de señales de alterna de pequeña amplitud.

1.4.1 Modelo estático ideal Para el transistor NJFET, el modelo viene representado en la Figura 10.10 El valor de I_D depende de la región de funcionamiento del transistor.

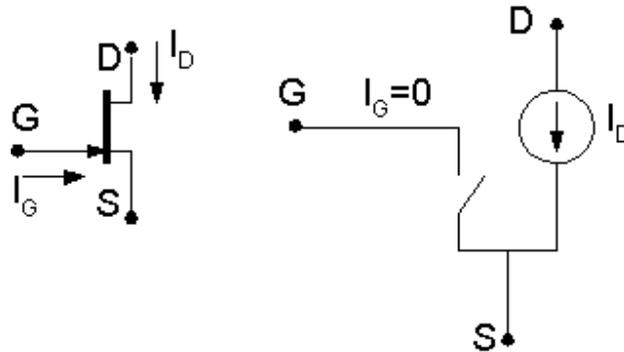


Figura 10.10: Esquema circuital del modelo del transistor JFET

1. **Región de corte:** la condición de la región de corte es que el canal esté completamente estrangulado en las proximidades de la fuente, lo que sucede cuando la tensión puerta-fuente alcance la tensión de estrangulamiento ($V_{GS} < V_P$). En este caso $I_D = 0$.
2. **Región lineal:** es la región en que se produce un incremento de la intensidad I_D al aumentar V_{DS} . Este incremento es lineal para bajos valores de V_{DS} aunque la linealidad se pierde cuando V_{DS} se acerca a $-V_P$. Para trabajar en la región lineal se deben dar dos condiciones:
 - $V_{GS} > V_P$
 - $V_{GD} > V_P \quad V_{GS} > V_P + V_{DS}$

Estas condiciones equivalen a admitir que el canal de conducción no se estrangula por la zona de deplección en inversa tanto en el extremo de drenaje como en la fuente. El valor que toma la corriente I_D es

$$I_D = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} \left[V_{GS} - V_P - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS}$$

1. **Región de saturación:** la región de saturación tiene lugar cuando la tensión entre drenador y puerta alcanza la tensión de estrangulamiento. Para que ello ocurra, el canal N, tiene que estar estrangulado en el extremo cercano al drenaje, pero no en el extremo del canal cercano a la fuente. Entonces, al igual que en el caso anterior, deben ocurrir dos condiciones:
 - $V_{GS} > V_P$
 - $V_{GD} < V_P \quad V_{GS} < V_P + V_{DS}$

En este caso la intensidad I_D ya no depende de V_{DS} , siendo su expresión

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

Por lo general, en los transistores NJFET tanto V_P como V_{GS} toman valores negativos, mientras que V_{DS} e I_{DSS} son positivos, tomando la dirección I_D tal y como aparece en el modelo.

1.4.2 MODELO PARA SEÑALES ALTERNAS

Para la deducción del mismo se consideran las siguientes hipótesis:

- Transistor polarizado en la región de saturación
- Oscilaciones alternas de baja amplitud y baja frecuencia

1.4.2.1 Expresiones generales De entre las diversas opciones posibles, para la deducción del modelo se escogen como variables independientes las tensiones V_{GS} y V_{DS} , mientras que las dependientes son las corrientes I_G e I_D . De este modo, las ecuaciones características del transistor vendrán dadas por dos funciones f_1 y f_2 tales que:

$$\begin{aligned} I_G &= f_1(V_{GS}, V_{DS}) \\ I_D &= f_2(V_{GS}, V_{DS}) \end{aligned}$$

Las tensiones y corrientes de un punto de polarización concreto vendrán dadas por las expresiones anteriores:

$$\begin{aligned} I_{GQ} &= f_1(V_{GSQ}, V_{DSQ}) \\ I_{DQ} &= f_2(V_{GSQ}, V_{DSQ}) \end{aligned}$$

Supongamos que sobre este punto de operación Q se añade una componente alterna, caracterizada por un V_{GS} y por un V_{DS} . Las oscilaciones de las corrientes pueden calcularse como:

$$\begin{aligned} \Delta I_G &= \left[\frac{\partial f_1}{\partial V_{GS}} \right]_Q \Delta V_{GS} + \left[\frac{\partial f_1}{\partial V_{DS}} \right]_Q \Delta V_{DS} \\ \Delta I_D &= \left[\frac{\partial f_2}{\partial V_{GS}} \right]_Q \Delta V_{GS} + \left[\frac{\partial f_2}{\partial V_{DS}} \right]_Q \Delta V_{DS} \end{aligned}$$

A partir de este momento, para simplificar la notación se escribirán con letra minúscula los incrementos de las variables. La expresión anterior admite una representación matricial:

$$\begin{bmatrix} i_g \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{is} & y_{rs} \\ y_{fs} & y_{os} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{gs} \\ v_{ds} \end{bmatrix}$$

en donde los coeficientes y_j se llaman parámetros *admitancia*.

- y_{is} : Admitancia de entrada ($^{-1}$)
- y_{rs} : Admitancia de transferencia inversa ($^{-1}$)
- y_{fs} : Transconductancia ($^{-1}$). Se suele nombrar como g_m
- y_{os} : Admitancia de salida ($^{-1}$)

1.4.2.2 Cálculo de los parámetros admitancia

Para el cálculo de los parámetros y_{ij} se van a emplear las expresiones resultantes del modelo estático para la región de saturación.

- Función $f_1 \Rightarrow I_G = 0$
- Función $f_2 \Rightarrow I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$

$$y_{is} = \left[\frac{\partial f_1}{\partial V_{GS}} \right]_Q = 0 \quad y_{rs} = \left[\frac{\partial f_1}{\partial V_{DS}} \right]_Q = 0$$

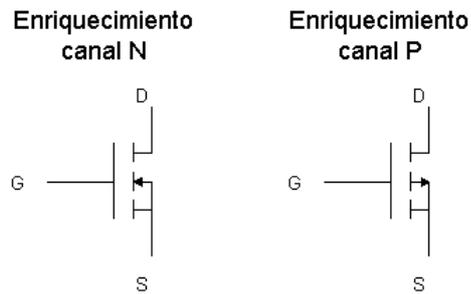
$$y_{fs} = g_m = \left[\frac{\partial f_2}{\partial V_{GS}} \right]_Q = \left[\frac{2 I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \right]_Q \quad y_{os} = \left[\frac{\partial f_2}{\partial V_{DS}} \right]_Q = 0$$

La representación circuital de este modelo simplificado responde al mismo esquema presentado en la Figura 10.10.

10.2 TRANSISTOR MOSFET

Las prestaciones del transistor MOSFET son similares a las del JFET, aunque su principio de operación y su estructura interna son diferentes. Existen cuatro tipos de transistores MOS:

- Enriquecimiento de canal N
- Enriquecimiento de canal P
- Empobrecimiento de canal N
- Empobrecimiento de canal P



Los símbolos son:

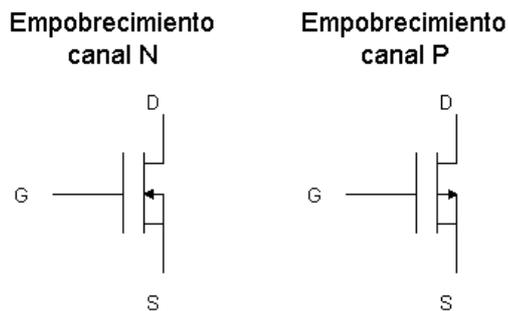


Figura 10.11: Transistores MOSFET

La característica constructiva común a todos los tipos de transistor MOS es que el terminal de puerta (G) está formado por una estructura de tipo Metal/Óxido/Semiconductor. El óxido es aislante, con lo que la corriente de puerta es prácticamente nula, mucho menor que en los JFET. Por ello, los MOS se emplean para tratar señales de muy baja potencia.

2.1 PRINCIPIO DE OPERACION

De entre todos los tipos de transistores MOS existentes se va a analizar el principio de funcionamiento de dos de ellos: los NMOS de enriquecimiento y empobrecimiento.

2.1.1 NMOS de enriquecimiento

En la Figura 12 se presenta el esquema de un MOS de canal N de enriquecimiento.

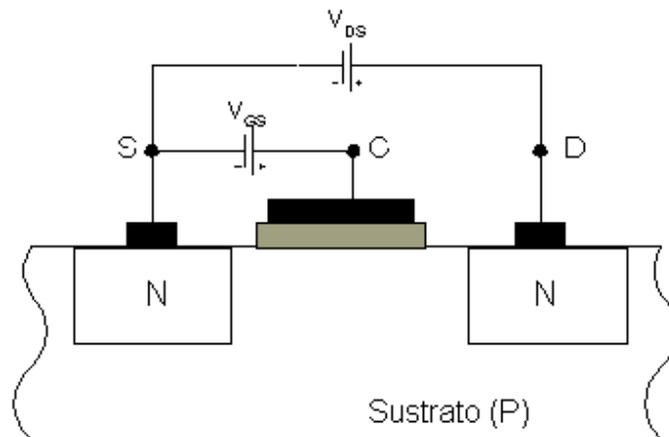


Figura 10.12: Esquema del transistor NMOS de enriquecimiento

Supongamos que se aplica una tensión V_{DS} mayor que cero mientras que V_{GS} se mantiene en cero. Al aplicar una tensión positiva a la zona N del drenaje, el diodo que forma éste con el sustrato P se polarizará en inversa, con lo que no se permitirá el paso de corriente: el MOS estará en corte.

Sigamos suponiendo, y pensemos ahora que aplicamos un potencial V_{GS} positivo, mientras mantenemos la V_{DS} positiva también. La capa de aislante de la puerta es muy delgada, tanto que permite al potencial positivo aplicado repeler a los huecos y atraer a los electrones del material P. A mayor potencial aplicado, mayor número de electrones será atraído, y mayor número de huecos repelido. La consecuencia de este movimiento de cargas es que debajo del terminal G se crea un canal negativo, de tipo N, que pone en contacto el drenaje con la fuente. Por este canal puede circular una corriente. Recapitulando, por encima de un valor positivo $V_{GS} = V_{TH}$ se posibilita la circulación de corriente I_D (Figura 10.13). Nos encontramos ante una región de conducción lineal.

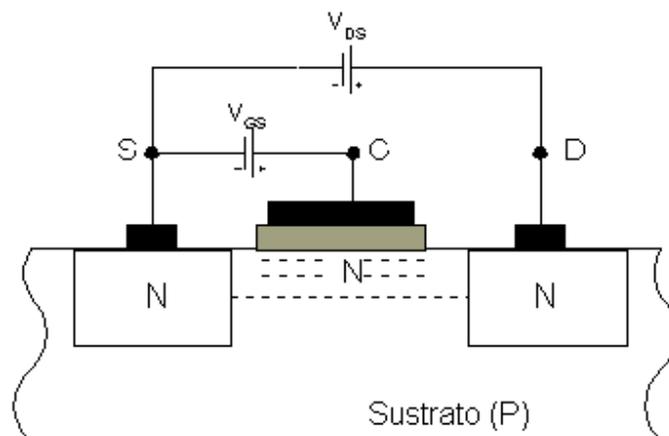


Figura 10.13: Esquema del transistor NMOS de enriquecimiento en conducción

Si el valor de V_{DS} aumenta, la tensión efectiva sobre el canal en las proximidades del drenaje ($V_{GS} - V_{DS}$) va disminuyendo, con lo que el canal se estrecha en dicha zona, y se

pierde la linealidad en la relación $I_D - V_{DS}$. Finalmente se llega a una situación de saturación similar a la que se obtiene en el caso del JFET.

2.1.2 NMOS de empobrecimiento

En la Figura 10.14 se presenta el esquema de un MOS de canal N de empobrecimiento.

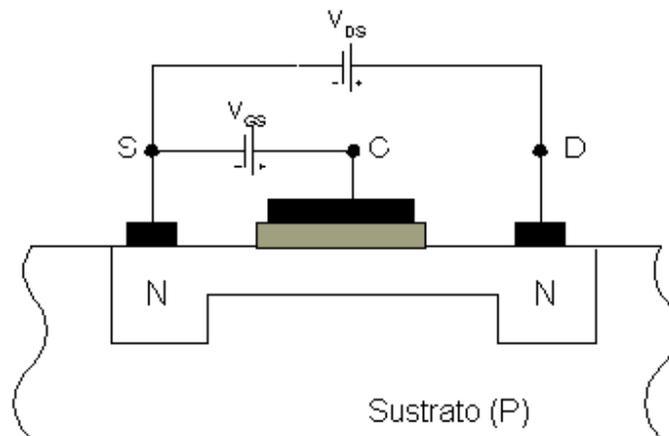


Figura 10.14: Esquema del transistor NMOS de empobrecimiento

En este caso el canal ya está creado. Por lo tanto, si con $V_{GS} = 0$ aplicamos una tensión V_{DS} aparecerá una corriente de drenaje I_D . Para que el transistor pase al estado de corte será necesario aplicar una tensión V_{GS} menor que cero, que expulse a los electrones del canal.

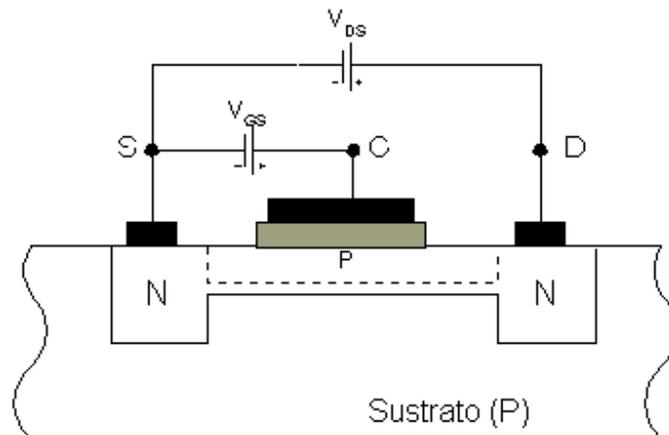


Figura 10.15: Esquema del transistor NMOS de empobrecimiento en corte

También en este caso, la aplicación de una V_{DS} mucho mayor que V_{GS} provoca una situación de corriente independiente de V_{DS} .

2.2 CURVAS CARACTERISTICAS

Con los transistores MOS se manejan dos tipos de gráficas: la característica $V_{GS} - I_D$, con V_{DS} constante, y la $V_{DS} - I_D$ con V_{GS} constante.

2.2.1 Transistor NMOS de enriquecimiento

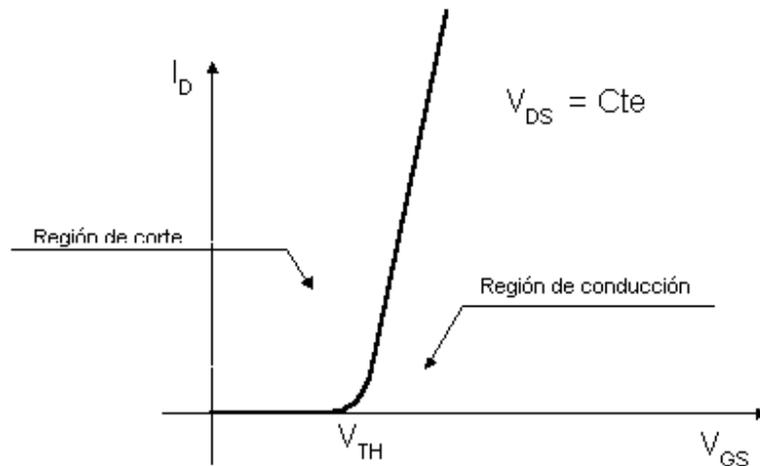


Figura 10.16: Característica $V_{GS} - I_D$ del transistor NMOS de enriquecimiento

En la Figura 10.16 se pone de manifiesto cómo la intensidad I_D aumenta bruscamente cuando se supera la tensión umbral V_{TH} (*Threshold Voltage*) y se crea el canal. Es un componente idóneo para conmutación, puesto que pasa de un estado de corte a uno de conducción a partir de un valor de la señal de control. En los dispositivos con el terminal de puerta de aluminio y el aislante de óxido de silicio, la tensión umbral está en torno a los cinco voltios.

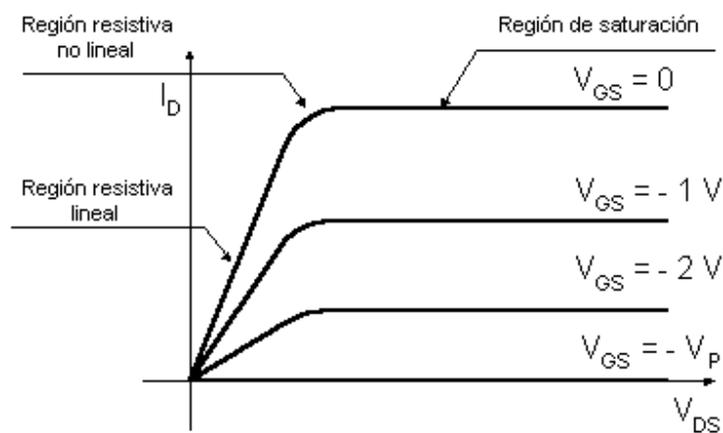


Figura 10.17: Característica $V_{DS} - I_D$ del transistor NMOS de enriquecimiento

La característica $V_{DS} - I_D$ del transistor NMOS de enriquecimiento es muy similar a la del JFET, pero los valores de V_{GS} cambian: en este caso la conducción se da para voltajes positivos por encima del umbral.

2.2.2 Transistor NMOS de empobrecimiento

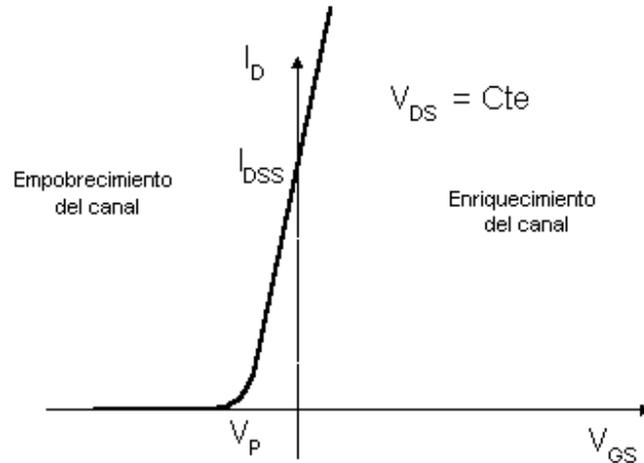


Figura 10.18: Característica $V_{GS} - I_D$ del transistor NMOS de enriquecimiento

El NMOS de empobrecimiento puede funcionar también como transistor de enriquecimiento. Si la tensión V_{GS} se hace positiva se atraerán electrones al canal. Además, a diferencia de los JFET, la impedancia de entrada continua siendo muy elevada.

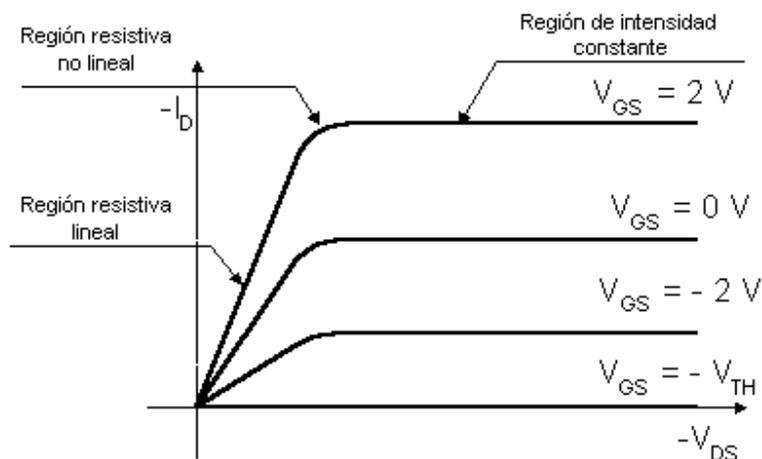


Figura 10.19: Característica $V_{DS} - I_D$ del transistor NMOS de empobrecimiento

2.3 PARAMETROS COMERCIALES

Los parámetros comerciales más importantes del transistor MOS son análogos a los de los JFET presentados en el apartado 1.3.

2.4 MODELOS CIRCUITALES

Tal y como se ha visto, las curvas de funcionamiento de los transistores MOS son similares a las de los JFET. Por ello, todos admiten una representación circuital análoga.

2.4.1 MODELO ESTÁTICO DE SCHICHMAN-HODGES

El modelo estático del transistor MOSFET se denomina modelo de Schichman-Hodges. Es un modelo muy parecido al modelo de los transistores JFET, descrito anteriormente. El circuito equivalente se compone de un interruptor abierto y una fuente de intensidad (Figura 20) cuyo valor I_D depende de la región de funcionamiento del transistor.

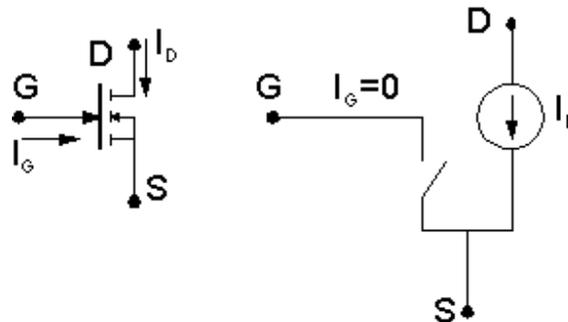


Figura 10.20: Modelo de Schichman-Hodges para el transistor FETMOS

Para el transistor NMOS de enriquecimiento las regiones de funcionamiento son:

1. Región de corte

- Condición $V_{GS} < V_{TH}$
- Intensidad $I_D = 0$

1. Región lineal.

- Condiciones: $V_{GS} > V_{TH}$

$$V_{GD} < V_{TH} \quad V_{GS} < V_{TH} + V_{DS}$$

- Intensidad:
$$I_D = K \left(V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS}$$

Donde K es una constante que depende del material y de las dimensiones del transistor

$$K = \mu_e \frac{W}{L} C'_{ox}$$

- m_e es la movilidad de los electrones, que depende del material y la temperatura
- W, L son la anchura y la longitud del canal. Factores geométricos que dependen del diseño del transistor.
- C'_{ox} es la capacidad por unidad de superficie del condensador que forman el metal de la puerta con el canal. Depende fuertemente del espesor del óxido de puerta.

1. Región de saturación

- Condiciones $V_{GS} > V_{TH}$

$$V_{GD} > V_{TH} \quad V_{GS} > V_{TH} + V_{DS}$$

- Intensidad: $I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$

2.4.2 MODELO PARA SEÑALES ALTERNAS

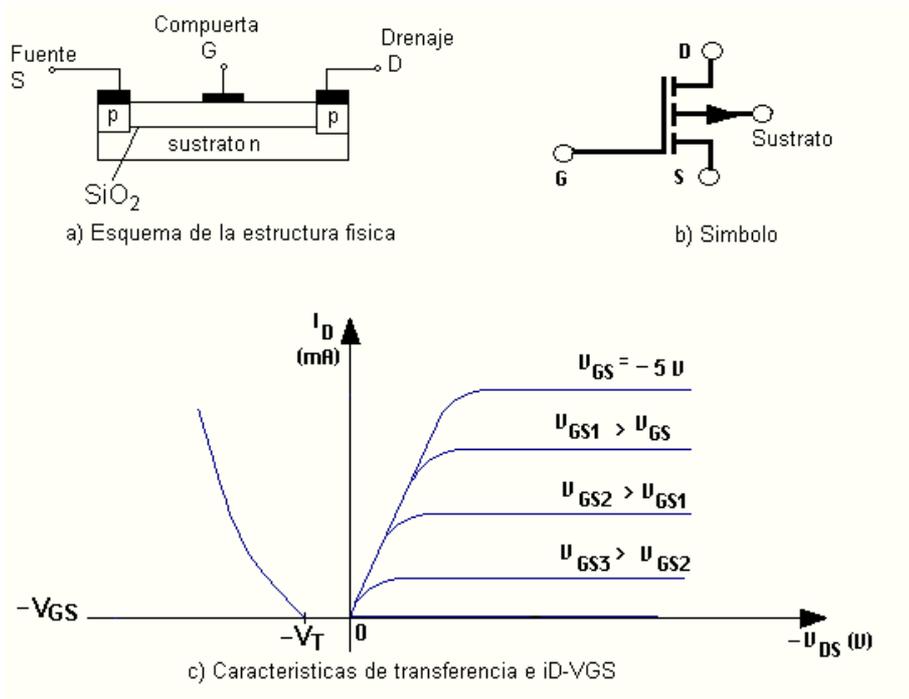
Para el caso en el que el transistor soporte señales alternas de pequeña amplitud y baja frecuencia sobre un punto de polarización en región de saturación, puede demostrarse de forma análoga a como se ha realizado para el transistor JFET que la transconductancia g_m se calcula a través de la siguiente expresión

$$g_m = 2\sqrt{KI_D} ; \text{o bien } g_m = 2K(V_{GS} - V_P)$$

MOSFET DE ENRIQUECIMIENTO:

El MOSFET E difiere del MOSFET D en que no tiene la capa delgada de material n sino que requiere de una tensión positiva entre la compuerta y la fuente para establecer un canal. Este canal se forma por la acción de una tensión positiva compuerta a fuente, v_{GS} , que atrae electrones de la región de sustrato ubicada entre el drenaje y la compuerta contaminados de tipo n. Una v_{GS} positiva provoca que los electrones se acumulen en la superficie inferior de la capa de óxido. Cuando la tensión alcanza el valor de umbral, V_T , han sido atraídos a esta región los electrones suficientes para que se comporte como canal n conductor. No habrá una corriente apreciable i_D hasta que v_{GS} excede V_T .

La longitud del canal del MOSFET E depende de las limitaciones dimensionales de las mascarillas fotográficas usadas en el proceso de difusión durante la manufactura, y el canal es muy estrecho.



MOSFET DE ENRIQUECIMIENTO

MOSFET V

Es un tipo especial de MOSFET E con una estructura física que permite la operación con corriente más elevada y voltaje drenaje-fuente más alto que el MOSFET E convencional. Así el MOSFET V es particularmente apropiado para el uso de alta potencia y compite exitosamente con transistores bipolares de potencia en muchas aplicaciones de amplificación y conmutación este dispositivo es de enriquecimiento y carece de canal entre drenaje y la fuente hasta que la compuerta se hace positiva con respecto a la fuente. El MOSFET V tiene dos conexiones de fuente y el canal se induce verticalmente a lo largo de ambos lados del corte en V entre el drenaje (Sustrato n^+ , en donde n^+ indica un mayor nivel de dopado que n^-) y las conexiones de fuente, creando un canal relativamente ancho. La longitud del canal se establece por el espesor de las capas, que se controla por densidades de dopado y tiempo de difusión, más que por las dimensiones de las mascarar. La forma en V hace posible que existan canales muchos más cortos y amplios que en el MOSFET E convencional. Los canales más cortos y amplios en el MOSFET V permiten corrientes más altas y, de este modo una disipación de potencia más elevada. LA respuesta en frecuencia también mejora considerablemente.

MOSFET DE COMPUERTA DUAL

Puede ser un MOSFET del tipo de empobrecimiento o de enriquecimiento. La única diferencia es que tiene dos compuertas. Sabemos que una desventaja de los FET es su alta capacitancia de entrada, que restringe sus uso a frecuencias mas altas. Mediante el empleo de un dispositivo de compuerta dual se reduce la capacitancia de entrada, haciendo así bastante útil al dispositivo en aplicaciones de amplificación de RF de alta frecuencia. Otra ventaja del arreglo en compuerta dual es que permite una entrada de control automático de ganancia (CAG) en algunos amplificadores de RF.

CARACTERÍSTICAS DE LOS CIRCUITOS MOSFET:

- Velocidad de Operación 50 ns.
- Margen de Ruido 1.5 V
- Factor de Carga 50
- Consumo de Potencia 0.1 mW

10.3 APLICACIONES DE LOS TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO**3.1 EN ELECTRONICA ANALOGICA**

Para estas aplicaciones se emplean transistores preparados para conducir grandes corrientes y soportar elevadas tensiones en estado de corte.

- Resistencias variables de valor gobernable por tensión (variando la anchura del canal).
- Amplificadores de tensión, especialmente en la amplificación inicial de señales de muy baja potencia.
- Control de potencia eléctrica entregada a una carga.

En el caso de la amplificación los circuitos se diseñan para que el punto de operación DC del MOS se encuentre en la región de saturación. De este modo se logra una corriente de drenaje dependiente sólo de la tensión V_{GS} .

3.2 EN ELECTRONICA DIGITAL

Los MOS se emplean a menudo en electrónica digital, debido a la capacidad de trabajar entre dos estados diferenciados (corte y conducción) y a su bajo consumo de potencia de control. Para esta aplicación se emplean dispositivos de muy baja resistencia, de modo que idealmente pueda considerarse que:

- La caída de tensión en conducción es muy pequeña.
- La transición entre el estado de corte y el de conducción es instantánea.

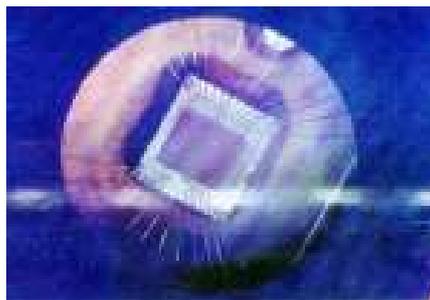
Desde su aparición los MOSFET son muy usados, porque aseguran una distorsión más baja, al controlar el desprendimiento térmico que se produce durante el procesado de la señal. Algunas de las aplicaciones son:

- En un sistema de neutralización de aguas residuales se usan circuitos con MOSFET. El objetivo de este sistema es el tratamiento de desechos el cual se hace a través de las mediciones del PH de agua el cual se ajusta a un valor neutro de 7. Las soluciones con valores de PH menores que 7 son ácidas, y aquellas con valores de PH mayores que 7 son básicas. Los detectores de PH están situados en tres puntos, y las salidas

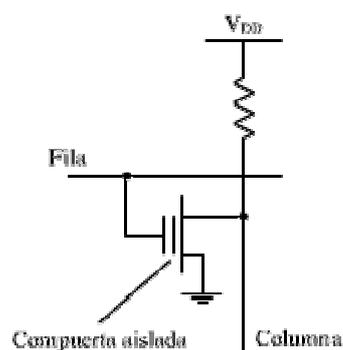
de los detectores son modificadas por los circuitos detectores con MOSFET los cuales aceptan los voltajes de los detectores de PH y lo convierten a forma digital mediante convertidores analógico-digital. El controlador usa los datos digitales para neutralizar el agua mediante el control de la cantidad de ácido o base que se agrega, y los valores de PH se muestran en las lecturas de los paneles digitales. Dado que los detectores de PH tienen una alta resistencia de salida, en los circuitos de detección de PH se utilizan dispositivos MOSFET, debido a su alta resistencia de entrada. Cada salida de un MOSFET es proporcional al valor medio de PH, y es cambiada a un número digital por los convertidores A/D.

- LAS MEMORIAS EPROM, o Memorias sólo de Lectura Reprogramables, se programan mediante impulsos eléctricos y su contenido se borra exponiéndolas a la luz ultravioleta (de ahí la ventanita que suelen incorporar este tipo de circuitos), de manera tal que estos rayos atraen los elementos fotosensibles, modificando su estado. Las EPROM se programan insertando el chip en un programador de EPROM. Y aplicando en un pin especial de la memoria una tensión entre 10 y 25 Voltios durante aproximadamente 50 ms, según el dispositivo, al mismo tiempo se direcciona la posición de memoria y se pone la información a las entradas de datos. Este proceso puede tardar varios minutos dependiendo de la capacidad de memoria.

La memoria EPROM, se compone de un arreglo de transistores MOSFET de Canal N de compuerta aislada. En la figura se observa el transistor funcionando como celda de memoria en una EPROM.



- **Vista de la Ventanita de una EPROM**



Celda de memoria de una EPROM

Las EPROMs también emplean como transistores de puerta dual o FAMOS (Floating Gate Avalanche-Injection Metal-Oxide Semiconductor) de cargas almacenadas.

Estos transistores son similares a los transistores de efecto de campo (FETs) canal-P, pero tienen dos compuertas. La compuerta interior o flotante está completamente rodeada por una capa aislante de dióxido de silicio; la compuerta superior o compuerta de control es la efectivamente conectada a la circuitería externa.

Inicialmente, la puerta flotante está descargada, y el transistor se comporta como un transistor MOS normal. No obstante, mediante un equipo programador, se puede acumular carga en la puerta flotante aplicando una sobre tensión a la puerta y al drenador del transistor. Esta acumulación de electrones en la segunda puerta tiene el efecto de aumentar el umbral del transistor a un valor tal que no conduce aunque se direcciona la celda. Así pues la cantidad de carga eléctrica almacenada sobre la compuerta flotante determina que el bit de la celda contenga un **1** o un **0**.

FAMILIA MOS

Los transistores de la tecnología MOS (Metal Oxide Semiconductors) son transistores de efecto de campo a los que llamamos MOSFET, la gran mayoría de los circuitos integrados digitales MOS se fabrican solamente con este tipo de transistores.

El MOSFET tiene varias ventajas: es muy simple, poco costoso, pequeño y consume muy poca energía. Los dispositivos MOS ocupan mucho menos espacio en un CI que los BJT, un MOSFET requiere de 1 milésimo cuadrado del área del CI mientras que un BJT ocupa 50 milésimos del área del CI. Esta ventaja provoca que los circuitos integrados MOS estén superando por mucho a los bipolares en lo que respecta a la integración a gran escala (LSI, VLSI). Todo esto significa que los CI MOS pueden tener un número mucho mayor de elementos en un solo sustrato que los circuitos integrados bipolares.

La velocidad de este tipo de tecnología es relativamente lenta cuando se compara con los BJT, esto se puede considerar como una de sus principales desventajas.

Los CI digitales MOS utilizan exclusivamente MOSFET de incremento, además nos interesa utilizarlos solamente como interruptores al igual que se usan los BJT en la familia TTL.

En los MOSFET canal N, el voltaje de la compuerta a la fuente VGS es el voltaje que determina si el dispositivo esta en ENCENDIDO o en APAGADO. Cuando VGS = 0 V, la resistencia del canal es muy alta de $10^{10} \Omega$, o sea, que no existe un canal conductor entre la fuente y el drenaje ya que para propósitos prácticos esto es un circuito abierto. Mientras VGS sea cero o negativo el dispositivo permanecerá apagado. Cuando VGS se hace positivo, en particular un valor mayor al voltaje de umbral (VT) que por lo general es de 1.5 V, el MOSFET conduce. En este caso el dispositivo esta encendido y la resistencia del canal entre la fuente y el drenaje es de $1 \text{ k}\Omega$. El MOSFET canal P opera exactamente igual excepto que emplea voltajes de polaridad opuesta. Para encender los P-MOSFET, debe aplicarse un voltaje VGS negativo que exceda VT.

Los circuitos integrados P-MOS y N-MOS tiene una mayor densidad de integración por lo que son más económicos que los CMOS. Los N-MOS son más comunmente utilizados que los P-MOS, ya que son dos veces más rápidos y tienen cerca de dos veces la densidad de integración de los P-MOS.

En las siguientes figuras se muestran un inversor N-MOS, una NAND N-MOS y una NOR N-MOS.

En el circuito del inversor tenemos que Q1 siempre esta en el estado de encendido y actúa como una resistencia de carga $R_{ENC} = 100 \text{ k}\Omega$. El transistor Q2 cambiara a apagado o encendido en respuesta al voltaje de entrada VEN.

Con VEN = 0 V, Q2 está apagado con VEN = 5 V. Q2 esta encendido y el voltaje de salida está en su nivel BAJO.

En la compuerta NAND Q1 actúa como una resistencia de carga, mientras que Q2 y Q3 son los interruptores controlados por las entradas A y B. Si A o B esta en su nivel BAJO (0V), el transistor está apagado y X esta en su nivel ALTO (+5 V). Cuando A y B están en 1 lógico, Q2 y Q3 están encendidos de modo que X esta en un 0 lógico.

La compuerta NOR utiliza Q2 y Q3 como interruptores paralelos con Q1. Cuando A o B esta en 1 lógico, el MOSFET correspondiente esta encendido, lo que provoca en la salida un nivel BAJO. Sólo cuando ambas entradas estan en 0 V, Q2 y Q3 estan apagados y la salida es ALTA.

CARACTERÍSTICAS DE LOS CIRCUITOS MOS

Velocidad de Operación 50 ns.

Margen de Ruido 1.5 V

Factor de Carga 50

Consumo de Potencia 0.1 mW

Como podemos ver los circuitos MOS tiene algunos aspectos mejores y otros peores en comparación con los TTL o los ECL. El tiempo de retardo tan alto se debe a la alta resistencia de entrada que tienen estos dispositivos y a la capacitancia de entrada

razonablemente alta. Los MOS consumen muy pequeñas cantidades de potencia por lo que son ampliamente utilizados para el LSI y el VLSI, donde se guardan grandes cantidades de compuertas en un solo encapsulado sin ocasionar sobrecalentamiento. Otro aspecto favorable es que los MOS son muy simples de fabricar, no requiere de otros elementos como resistencias o diodos. Esta característica y su bajo consumo de potencia son la causa de su gran auge en el campo digital.

La familia lógico MOS tiene una característica que no se había tomado en cuenta en las familias anteriormente estudiadas, la sensibilidad estática. Esto es, que los dispositivos MOS son sensibles a daño por electricidad estática. Al grado de que las mismas cargas almacenadas en el cuerpo humano pueden dañarlos. La descarga electrostática provoca grandes pérdidas de estos dispositivos y circuitos electrónicos por lo que se deben tomar medidas especiales como: conectar todos los instrumentos a tierra física, conectarse a sí mismo a tierra física, mantener los CI en una esponja conductora o en papel aluminio; todo esto para evitar cargas electrostáticas que puedan dañar los dispositivos MOS.

CIRCUITOS LOGICOS MOS COMPLEMENTARIOS

La familia CMOS utiliza MOSFET de canales P y N en el mismo circuito para obtener una mayor velocidad de operación y un menor consumo de potencia. El problema de los CMOS es la elevada complejidad del proceso de fabricación y su pequeña densidad de integración..

Sin embargo, la lógica CMOS tiene una mayor densidad de integración y el proceso de fabricación es más simple que la familia TTL.

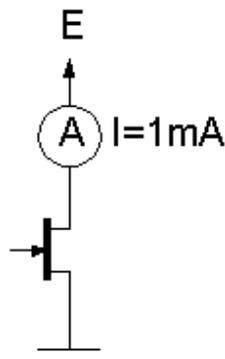
En las figuras se representan los P-MOSFET y los N-MOSFET con unos bloques marcados con P y N respectivamente. El inversor CMOS tiene dos MOSFET en serie de modo que el dispositivo con canal P está conectado a +VDD y el de canal N esta conectado a tierra. Cuando tenemos $V_{ENT} = +VDD$ la compuerta de Q1 esta en 0V, esto quiere decir que Q1 está apagado. La compuerta Q2 estará en +VDD, de esta manera Q2 esta encendido. En el caso donde $V_{ENT} = 0 V$, Q1 esta encendido y Q2 apagado produciendo un voltaje de salida de aproximadamente + VDD.

La compuerta NAND está formada por la adición de un P-MOSFET en paralelo con un N-MOSFET en serie al inversor básico. Puede observarse entonces, que la única vez que una salida BAJA ocurrirá es cuando las entradas sean ambas ALTAS para encender los MOSFET de canal N.

Para una compuerta NOR CMOS necesitamos agregar un P-MOSFET en serie y un N-MOSFET en paralelo al inversor básico. Cuando tenemos un 0 lógico en cualquier entrada enciende P-MOSFET y apaga N-MOSFET, y viceversa para una entrada ALTA.

10.4 TALLER

1. En un transistor NJFET con $I_{DSS}=10\text{mA}$ y $V_P = - 5 V$ se mide una intensidad de drenaje $I_D = 1\text{mA}$. Hallar cuánto vale la tensión V_{GS} si se admite que trabaja en la región de saturación. Hallar la tensión de alimentación E mínima para que el transistor trabaje en saturación.

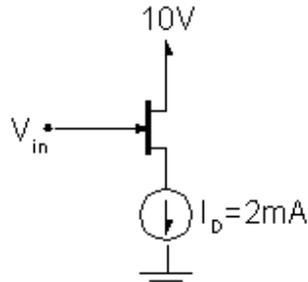


2. En el circuito de la figura, se pide:

1.- La tensión V_{GS} si se admite que el transistor está en saturación.

2.- Si $V_{IN} = 5V$, calcular cuánto vale V_{DS} .

Datos del transistor: $I_{DSS} = 5mA$; $V_{P} = -3V$



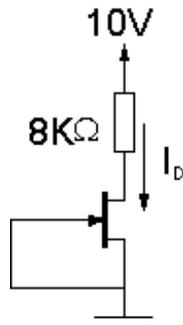
3. Sea el circuito de la figura formado por un transistor NJFET y una resistencia. Se pide:

1.- Indicar la región de funcionamiento del transistor.

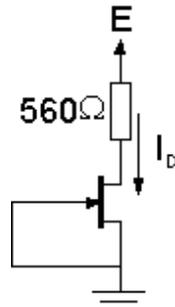
2.- Calcular el punto de operación del transistor.

3.- Si se cambia la resistencia por otra de valor $1k$, hallar el nuevo punto de operación del transistor.

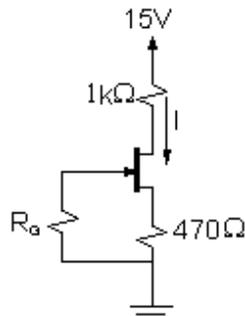
Datos del transistor: $I_{DSS} = 2mA$; $V_{P} = -3V$



4. El transistor NJFET de la figura tiene una $I_{DSS} = 12mA$ y $V_{P} = -4V$. Determinar el valor mínimo de E para que el transistor trabaje en la región de saturación.

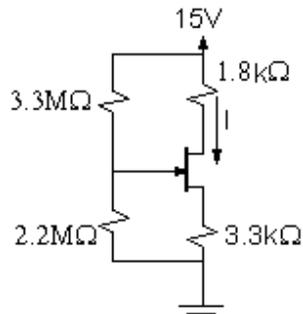


5. Calcular los valores de V_{DS} y V_{GS} del transistor de la figura si se admite que $I_D=5mA$.

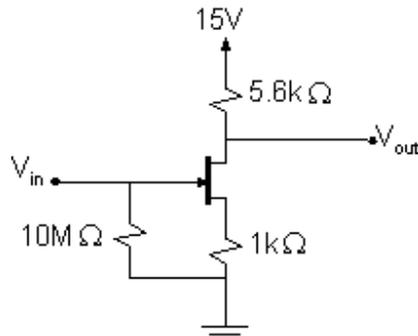


6. Determinar el punto de operación del transistor FET de la figura suponiendo que se encuentra en zona de saturación.

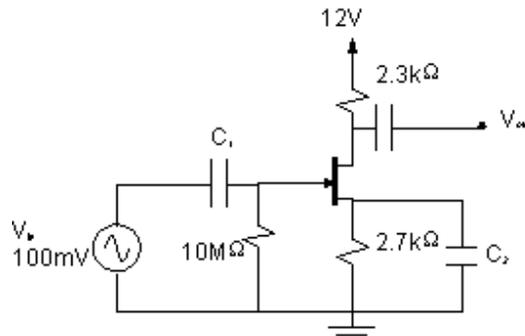
Datos: $I_{DSS}=5mA$ $V_P=-4V$



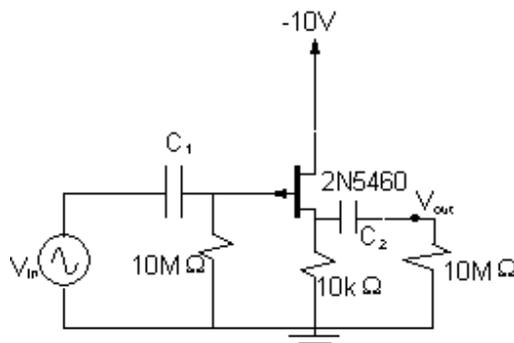
7. Hallar el punto de operación del transistor de la figura. Datos: $I_{DSS}=15mA$; $V_P=-10V$



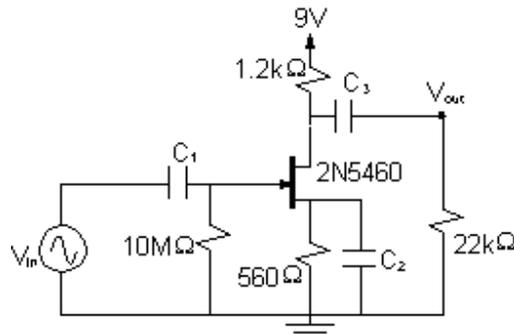
8. En el circuito de la figura, calcular la resistencia de entrada R_{IN} y la tensión de salida V_{OUT} . Si se conecta una resistencia de $4.7k$ a la salida del circuito, calcular la tensión de salida. Datos del transistor: $I_{DSS}=8mA$, $V_P=-10V$



9. En el circuito de la figura se ha utilizado un transistor 2N5460. Calcular la ganancia de tensión del circuito. Nota: Utilizar para ello los valores medios de los parámetros del transistor.



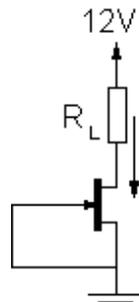
10. Determinar la ganancia de tensión del circuito de la figura. Datos del transistor: $g_m=3.8 \text{ mmhos}$



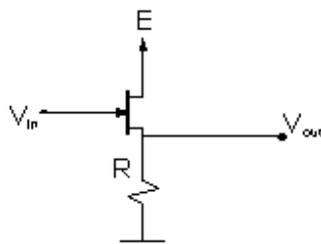
11. El sencillo circuito de la figura es una fuente de corriente que alimenta una carga R_L .

- a) Calcúlese el valor de la corriente I que circula por esa carga si el transistor se encuentra en la región de saturación.
- b) Hallar la resistencia R_L máxima que se puede alimentar con la intensidad hallada mediante el circuito anterior

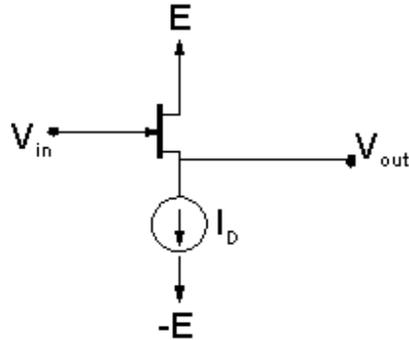
Si el transistor JFET de la figura es un transistor comercial 2N5486, calcular entre qué valores se puede esperar que varíe la intensidad I cuando el transistor trabaja en la región de saturación. Datos: $I_{dss}=10\text{mA}$; $V_p=-5\text{V}$.



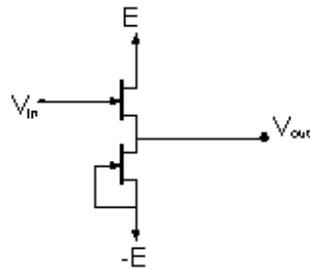
- 12. Con el transistor 2N5457 y otros componentes que crea necesarios, diseñe una fuente de corriente constante de 0.2mA. ¿Cuál será la carga máxima que puede alimentar la fuente de corriente?
- 13. En el circuito de la figura, calcular la tensión de salida si la tensión de entrada es 3V. Considerar que el transistor trabaja en la región de saturación. Datos adicionales: $R=100\text{K}$; $E=15\text{V}$



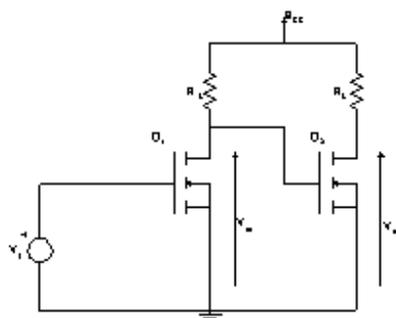
14. La tensión de entrada V_{in} es una tensión que varía muy lentamente con el tiempo de manera que, se puede resolver el circuito mediante un análisis en continua. Si $E=10V$ e $I_D=1mA$, calcular la relación entre V_{out} y V_{in} . ¿Qué intensidad I_D se debe establecer en la fuente si se quiere que $V_{out}=V_{in}$? Datos del transistor: $I_{DSS}=3mA$ $V_P=-5V$



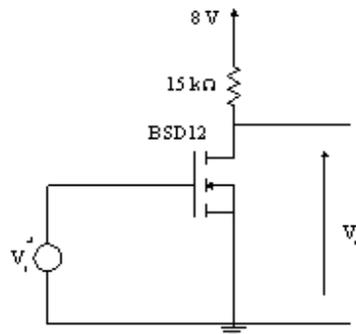
15. En el circuito de la figura, si ambos transistores son idénticos y se encuentran térmicamente acoplados. Hallar la relación entre V_{OUT} y V_{IN} .



16. Determinar el valor de las salidas V_{01} y V_{02} cuando V_{IN} valga cero y diez voltios. Datos: $V_{TH} = 5 V$. $E_{CC} = 20 V$.



17. Para el diseño de una puerta lógica inversora, se realiza un esquema como el que se representa a continuación.

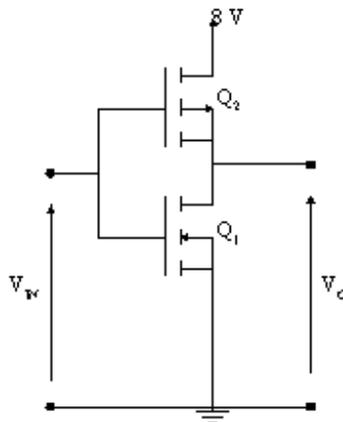


a) Calcular aproximadamente la potencia generada en la fuente de 8 Voltios en los estados lógicos '1' y '0' de la entrada (10 V. y 0 V. Respectivamente).

b) ¿Qué misión tiene la resistencia de 15 KΩ?

18. El siguiente circuito lógico está diseñado según la técnica CMOS (Complementary-MOS).

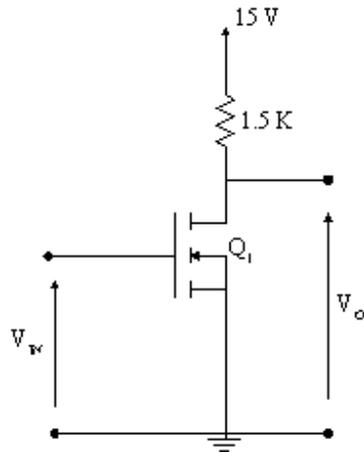
Se denomina así por que emplea en el mismo circuito transistores NMOS y PMOS.



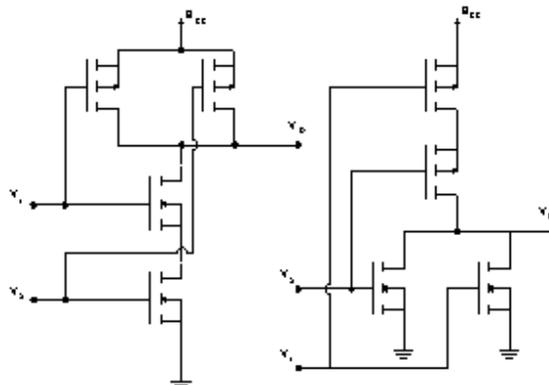
a) Explicar su funcionamiento y determinar qué tipo de puerta lógica es.

b) Comparar este circuito con el del anterior. ¿Qué ventajas presenta en cuanto a consumo de potencia?.

19. Seleccionar el transistor más apropiado para el circuito lógico siguiente ($0 < V_{IN} < 10V$) (Calcular los parámetros comerciales del transistor):



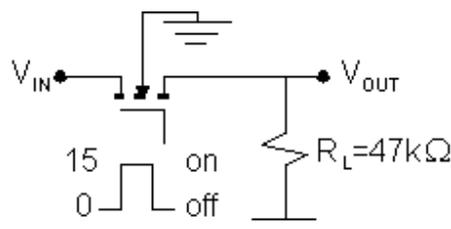
20. Determinar a qué tipo de puerta lógica corresponden los dispositivos de la figura (Entradas: V_1 y V_2 ; Salida: V_o)



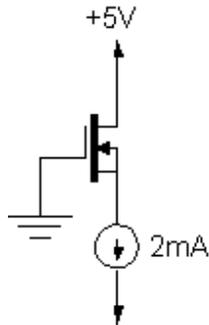
¿Qué consumo de potencia hay en los estados lógico '1' y '0' de ambos circuitos?

21. El circuito de la figura representa a un transistor actuando como un interruptor. Cuando se polariza la puerta con una tensión de 15V, el transistor deja pasar una corriente para alimentar la resistencia de carga. Al polarizar con 0V la puerta, el transistor permanece en corte. Se pide:

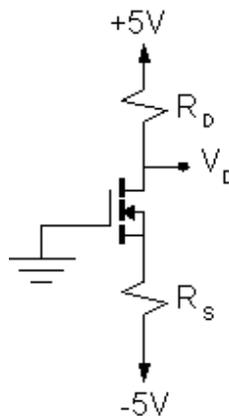
- a) Elegir un transistor MOS adecuado para realizar esta función.
- b) Calcular aproximadamente la pérdida de potencia en el transistor si la señal de entrada está comprendida entre 0 y 5V.



22. Un transistor NMOS de depleción tiene un $V_p = -2V$ y $K = 2mA/V^2$. Calcular la V_{DS} mínima para operar en la región de saturación si $V_{GS} = 1V$.
23. El transistor MOSFET de depleción de la figura tiene una $K = 4mA/V^2$ y $V_p = -2V$. Calcular la tensión de la fuente



24. Calcular los parámetros que toman las resistencias R_D y R_S del circuito de la figura para que el transistor opere con una $I_D = 0.4mA$ y $V_D = 1V$. Datos: $V_{TH} = 2V$; $K = 0.4mA/V^2$



25. Se desea diseñar un circuito de alarma para un coche de manera que al salir del coche con las luces encendidas, suene un zumbador. Para detectar la apertura de la puerta se dispone de un sensor magnético entre la puerta y el coche que se cierra con la puerta y da una señal de 0V. Al abrir la puerta, el sensor da una señal de 5V. Por otro lado, se tiene un dispositivo que detecta el paso de corriente en el circuito de iluminación. Se obtiene una señal de 5V con las luces encendidas y de 0V con las luces apagadas. El zumbador tiene que estar alimentado entre 1 y 16V y recibir una corriente de 30mA. Diseñe el circuito con los transistores MOSFET necesarios.

II. EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Se llama así porque fue diseñado inicialmente para llevar a cabo operaciones matemáticas de suma e integración en computadores analógicos. Estos son circuitos integrados de gran aceptación por su diversidad, alto rendimiento y buen nivel de desempeño. La figura a muestra su representación simbólica.

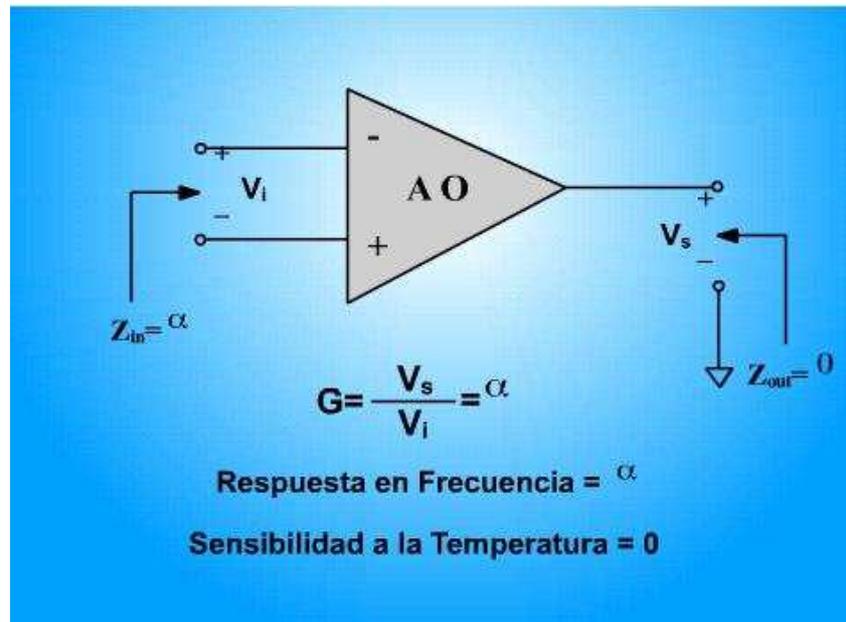


Figura a. Representación y características del amplificador operacional.

Las características de un amplificador operacional ideal son:

- La ganancia en lazo abierto debe ser muy alta, idealmente infinito.
- Su impedancia de entrada debe ser alta, idealmente infinita
- Su impedancia de salida debe ser baja (idealmente cero).

De estas características se desprenden dos reglas de suma importancia dentro del análisis de circuitos con amplificadores operacionales.

Regla 1. En un amplificador retroalimentado el voltaje de entrada diferencial es igual a cero.

Regla 2. La corriente de entrada del amplificador operacional ideal es igual a cero.

Con base en estas dos reglas podemos examinar los siguientes modos de configuración.

El concepto original del AO (amplificador operacional) procede del campo de los computadores analógicos, en los que comenzaron a usarse técnicas operacionales en una época tan temprana como en los años 40. El nombre de AO deriva del concepto de un amplificador *dc* (amplificador acoplado en continua) con una entrada diferencial y ganancia extremadamente alta, cuyas características de operación estaban determinadas por los elementos de realimentación utilizados. Cambiando los tipos y

disposición de los elementos de realimentación, podían implementarse diferentes operaciones analógicas; en gran medida, las características globales del circuito estaban determinadas solo por estos elementos de realimentación. De esta forma, el mismo amplificador era capaz de realizar diversas operaciones, y el desarrollo gradual de los AOs dio lugar al nacimiento de una nueva era en los conceptos de diseño de circuitos.

Los primeros AOs usaban el componente básico de su tiempo: la válvula de vacío. El uso generalizado de los AOs no comenzó realmente hasta los años 60, cuando empezaron a aplicarse las técnicas de estado sólido al diseño de circuitos AOs, fabricándose módulos que realizaban la circuitería interna del AO mediante diseño discreto de estado sólido. Entonces, a mediados de los 60, se introdujeron los primeros AOs de circuito integrado. En unos pocos años los AOs integrados se convirtieron en una herramienta estándar de diseño, abarcando aplicaciones mucho más allá del ámbito original de los computadores analógicos. Con la posibilidad de producción en masa que las técnicas de fabricación de circuitos integrados proporcionan, los AOs integrados estuvieron disponibles en grandes cantidades, lo que, a su vez contribuyó a rebajar su costo. El amplificador, que era un sistema formado antiguamente por muchos componentes discretos, ha evolucionado para convertirse en un componente discreto él mismo, una realidad que ha cambiado por completo el panorama del diseño de circuitos lineales. Con componentes de ganancia altamente sofisticados disponibles al precio de los componentes pasivos, el diseño mediante componentes activos discretos se ha convertido en una pérdida de tiempo y de dinero para la mayoría de las aplicaciones *dc* y de baja frecuencia. Claramente, el AO integrado ha redefinido las “reglas básicas” de los circuitos electrónicos acercando el diseño de circuitos al de sistemas. Lo que ahora se debe hacer es conocer adecuadamente los AOs, cómo funcionan, cuáles son sus principios básicos y estudiar sus aplicaciones.

Los AOs se diseñan para utilizarse con componentes externos y de esta manera proporcionar las funciones de transferencia requeridas, mejorar las capacidades y la versatilidad, y cambiar las características de operación. Estas características incluyen respuesta en frecuencia, desplazamiento de fase de la señal, ganancia y función de transferencia. Los componentes se colocan en uno o más circuitos retroalimentados y en los terminales de entrada.

1. CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE LOS AMPLIFICADORES

Uno de los bloques funcionales más importantes de los sistemas electrónicos lineales es el amplificador. A continuación se estudiarán algunas características externas de los amplificadores. Un amplificador puede ser considerado como una red de dos puertos, uno de entrada y uno de salida. Por lo cual, como todo cuadripolo, tiene cuatro parámetros a ser considerados: *tensión* y *corriente* a la entrada y *tensión* y *corriente* a la salida. La tensión (o corriente) de salida está relacionada con la tensión (o corriente) de entrada mediante un *parámetro de ganancia*. Si la señal de salida es directamente proporcional a la señal de entrada, de tal manera que la salida sea una réplica de la señal de entrada, se dice que el amplificador es lineal, es decir,

$$x_o = A_k x_i \quad (1)$$

Donde x_o y x_i son las señales de salida y entrada respectivamente, y A_k es la ganancia del amplificador. Se definen cuatro tipos de amplificadores básicos, según las variables dependientes e independientes que se tengan:

- Amplificador de tensión

$$A_v \triangleq \frac{v_o}{v_i} \quad (2)$$

- Amplificador de corriente

$$A_i \triangleq \frac{i_o}{i_i} \quad (3)$$

- Amplificador de transimpedancia

$$A_T \triangleq \frac{v_o}{i_i} \quad (4)$$

- Amplificador de transconductancia

$$A_{\perp} \triangleq \frac{i_o}{v_i} \quad (5)$$

También se definen otros dos parámetros importantes en el análisis de los amplificadores lineales:

- Impedancia de entrada

$$Z_i \triangleq \frac{v_i}{i_i} \quad (6)$$

- Impedancia de salida

$$Z_o \triangleq \frac{v_o}{i_o} \quad (7)$$

La impedancia de entrada es la medida de la corriente extraída por el amplificador. Mientras que la impedancia de salida es el valor de la *impedancia dinámica interna* vista desde las terminales de salida de un amplificador; es decir, es la impedancia equivalente de Thévenin.

1.1. Amplificador como parte de una red

Las señales de salida de los transductores pueden estar dadas en V ó A y son en general débiles (del orden de los μV o pA), además poseen una cantidad de energía muy baja (pW o nW). De otra parte pueden estar en un lugar remoto, por lo cual la transmisión y adquisición de las señales generadas debe hacerse a través de un medio adecuado, *v. gr.*, transformando una señal de tensión a corriente para formar un lazo de corriente y evitar las pérdidas ohmicas en la línea de transmisión. Para esto se deben analizar las topologías básicas de los amplificadores planteadas aquí. Se analizarán los diferentes amplificadores conectados a una cierta fuente de señal y a una carga determinada.

Amplificador de tensión

En este caso se tiene (ver Fig. 1(a)):

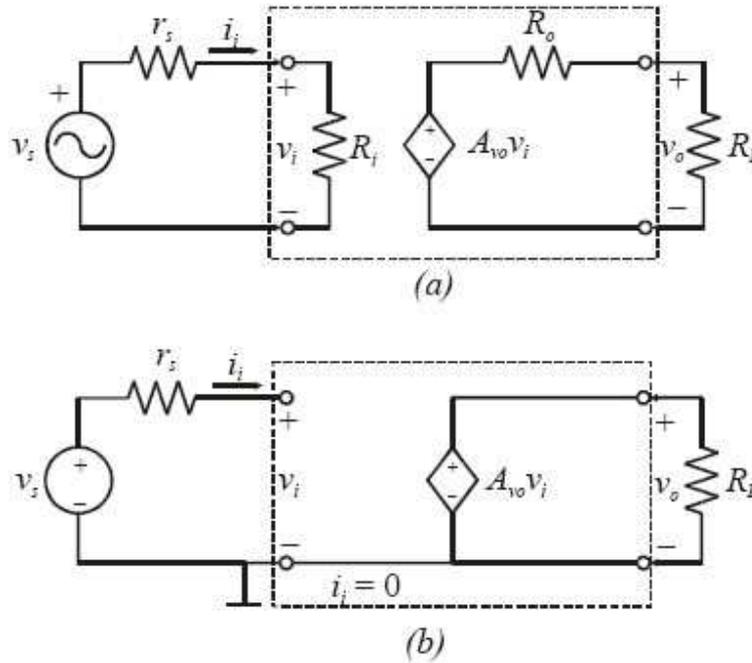


Figura 1: (a) Amplificador de tensión. (b) Fuente de tensión controlada por tensión.

$$v_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vo} v_i = \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_L}} A_{vo} v_i$$

$$v_i = \frac{R_i}{R_i + r_s} v_s = \frac{1}{1 + \frac{r_s}{R_i}} v_s$$

de donde

$$v_o = \frac{1}{1 + \frac{r_s}{R_i}} \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_L}} A_{vo} v_s$$

Entonces, la ganancia de tensión está dada por

$$A_v = \frac{1}{1 + \frac{r_s}{R_i}} \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_L}} A_{vo} \quad (8)$$

Para máxima ganancia de tensión se debe cumplir

$$R_i \rightarrow \infty \quad \text{y} \quad R_o \rightarrow 0 \quad (9)$$

Esto significa que un buen amplificador de tensión debe tener alta impedancia de entrada y muy baja impedancia de salida. Este es el caso de la mayoría de AOs convencionales.

Por lo tanto,

$$A_v \cong A_{v_o} \quad [V/V] \quad (10)$$

y

$$v_o \cong A_v v_i \quad (11)$$

El sistema se comporta como una *fuentes de tensión controlada por tensión (VCVS)* o convertidor tensión a tensión, como se muestra en la Fig. 1(b).

Amplificador de corriente

En este caso se tiene (ver Fig. 2(a)):

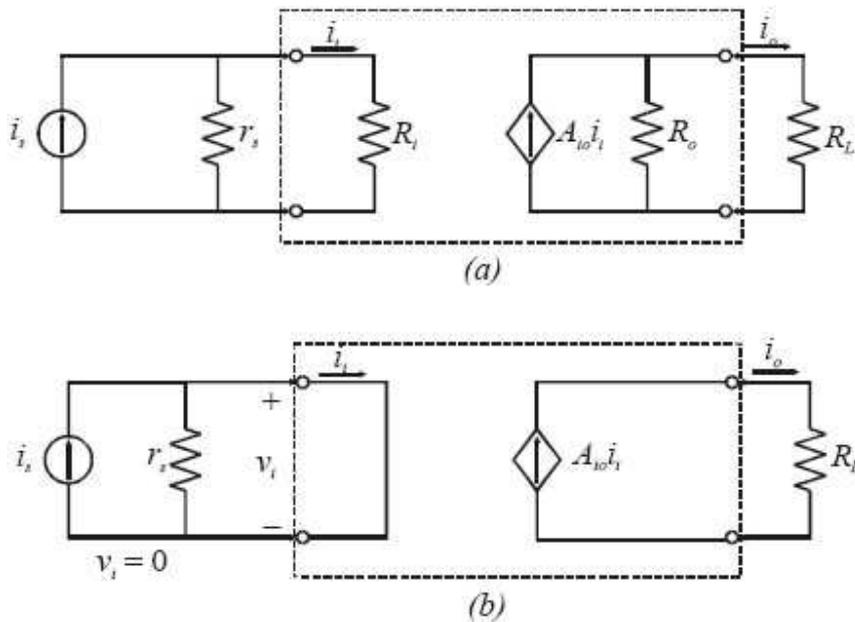


Figura 2: (a) Amplificador de corriente. (b) Fuente de corriente controlada por corriente.

$$i_o = \frac{R_o}{R_o + R_L} A_{i_o} i_i = \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_L}} A_{i_o} i_i$$

$$i_i = \frac{r_s}{r_s + R_i} i_s = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{r_s}} i_s$$

de donde

$$i_o = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{r_s}} \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_L}} A_{io} i_i$$

Entonces, la ganancia de corriente está dada por

$$A_i = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{r_s}} \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_L}} A_{io} \quad (12)$$

Para máxima ganancia de corriente se debe cumplir

$$R_i \rightarrow 0 \quad \text{y} \quad R_o \rightarrow \infty \quad (13)$$

Esto significa que un buen amplificador de corriente debe tener muy baja impedancia de entrada y muy alta impedancia de salida. Este es el caso de los llamados amplificadores Norton, tal como el *LM3900* y el *LM359*.

Por lo tanto,

$$A_i \cong A_{io} \quad (14)$$

y

$$i_o \cong A_i i_i \quad (15)$$

El sistema se comporta como una *fuentes de corriente controlada por corriente (CCCS)* o convertidor corriente a corriente, como se muestra en la Fig. 2(b).

Amplificador de transconductancia

En este caso se tiene (ver Fig. 3(a)):

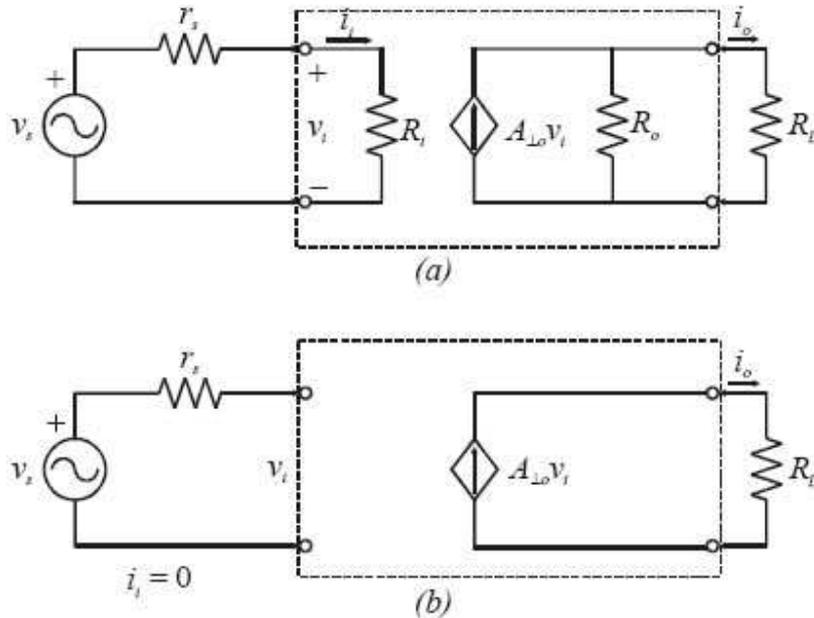


Figura 3: (a) Amplificador de transconductancia. (b) Fuente de corriente controlada por tensión.

$$i_o = \frac{R_o}{R_o + R_L} A_{\perp o} v_i = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_o}} A_{\perp o} v_i$$

$$v_i = \frac{R_i}{R_i + r_s} v_s = \frac{1}{1 + \frac{r_s}{R_i}} v_s$$

de donde

$$i_o = \frac{1}{1 + \frac{r_s}{R_i}} \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_o}} A_{\perp o} v_s$$

Entonces, la ganancia de transconductancia está dada por

$$A_{\perp} = \frac{1}{1 + \frac{r_s}{R_i}} \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_o}} A_{\perp o} \quad (16)$$

Para máxima ganancia de transconductancia se debe cumplir

$$R_i \longrightarrow \infty \quad \text{y} \quad R_o \longrightarrow \infty \quad (17)$$

Esto significa que un buen amplificador de transconductancia debe tener alta impedancia de entrada y alta impedancia de salida. En el comercio se encuentran amplificadores de transconductancia en estructura monolítica tal como el LM3080 y el LM13700.

Por lo tanto,

$$A_{\perp} \cong A_{\perp o} \quad (3.2.18)$$

y

$$v_o \cong A_{\perp} v_i \quad (19)$$

El sistema se comporta como una *fente de corriente controlada por tensión* (VCCS) o convertidor tensión a corriente, como se muestra en la Fig. 3(b).

Amplificador de transimpedancia

En este caso se tiene (ver Fig. 4(a)):

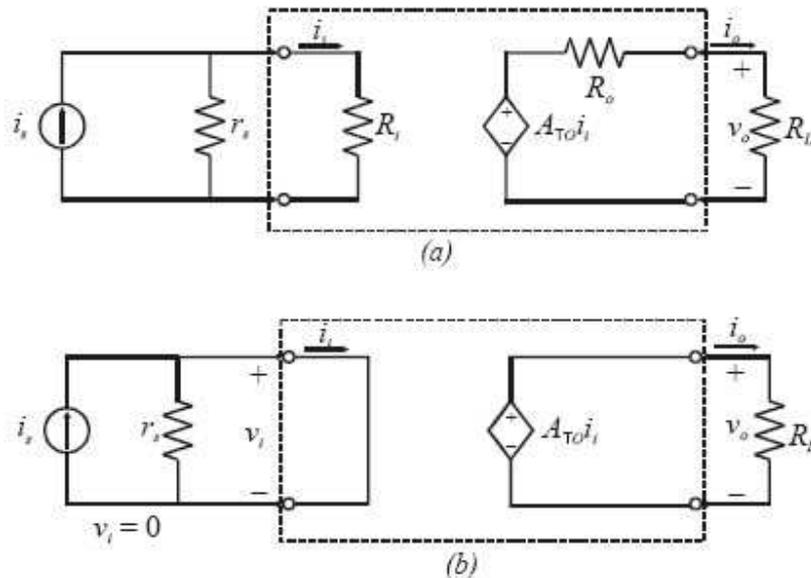


Figura 4: (a) Amplificador de transimpedancia. (b) Fuente de tensión controlada por corriente.

$$v_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{\tau o} i_i = \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_L}} A_{\tau o} i_i$$

$$i_i = \frac{r_s}{R_i + r_s} i_s = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{r_s}} i_s$$

de donde

$$v_o = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{r_s}} \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_L}} A_{\tau o} i_s$$

Entonces, la ganancia de transimpedancia está dada por

$$A_{\tau} = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{r_s}} \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_L}} A_{\tau o} \quad (20)$$

Para máxima ganancia de transimpedancia se debe cumplir

$$R_i \rightarrow 0 \quad \text{y} \quad R_o \rightarrow 0 \quad (21)$$

Esto significa que un buen amplificador de transimpedancia debe tener muy baja impedancia, tanto de entrada como de salida.

Por lo tanto,

$$A_T \cong A_{T_o} \quad (22)$$

y

$$v_o \cong A_T i_i \quad (23)$$

El sistema se comporta como una *fuentes de tensión controlada por corriente (CCVS)* o convertidor corriente a tensión, como se muestra en la Fig. 4(b).

1.3. Características del Amplificador Operacional:

Para evaluar adecuadamente el potencial de un AO para aplicación específica se requiere comprender sus características.

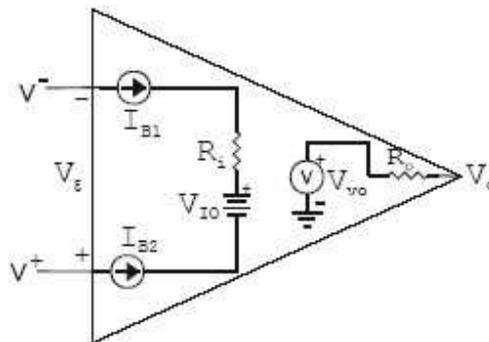


Figura 5: Circuito equivalente de un amplificador operacional.

La Fig. 5 representa el circuito equivalente de un AO y sus parámetros. Los parámetros ilustrados en la Fig. 5 se definen como sigue:

- Corrientes de polarización de entrada (I_{B1} e I_{B2}) —la corriente que fluye en ambas entradas del AO.
- Tensión de entrada diferencial (V_s) —la diferencia de potencial entre la entrada no inversora (+) y la entrada inversora (-).
- Tensión de entrada *offset* (V_{IO}) —una tensión de entrada generada internamente e identificada como la tensión que se debe aplicar a los terminales de entrada para producir una salida de 0 V.
- Resistencia de entrada (R_i) —la resistencia de cada entrada cuando la otra está aterrizada.
- Tensión de salida (V_o) —tensión normal de salida medida con respecto a tierra.

- Resistencia de salida (R_O) —resistencia a la salida del AO.
- Ganancia de tensión diferencial (A_{VD}) o ganancia de tensión en lazo abierto (A_{OL}) —la relación entre las tensiones de salida y de entrada diferencial del AO sin realimentación externa.
- Ancho de banda (BW) —la banda de frecuencias sobre la cual la ganancia (V_O/V_S) del AO permanece en los límites deseados (por encima de 3 dB).

El símbolo del generador en la Fig. 3.5 representa la tensión de salida resultante del producto de la ganancia y la tensión de entrada diferencial ($A_{VD} \cdot V_S$).

Un AO (ver Fig. 6) proporciona una tensión de salida lineal, el cual es proporcional a la diferencia en la tensión entre los dos terminales de entrada. La tensión de salida será de la misma polaridad de la resultante entre la diferencia de las tensiones en los terminales no inversor e inversor. Cuando la entrada no inversora es más positiva que la entrada inversora, la tensión de salida tendrá una amplitud positiva. Cuando la entrada no inversora es más negativa que la entrada inversora, la tensión de salida tendrá una amplitud negativa.

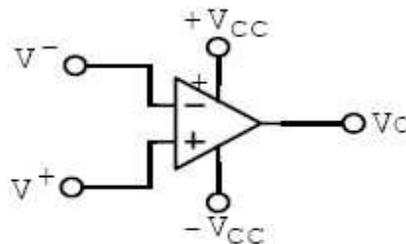


Figura 6: AO Ideal.

Un AO sin realimentación externa desde la salida hasta la entrada se describe como en modo de lazo abierto. Algunas características de un AO ideal funcionando en el modo de lazo abierto son:

Ganancia diferencial	$\rightarrow \infty$	Resistencia de entrada	$\rightarrow \infty$
Ganancia en modo común	$= 0$	Resistencia de salida	$= 0$
Tensión de offset	$= 0$	Ancho de banda	$\rightarrow \infty$

A partir de estas características del AO, se pueden deducir otras dos importantes propiedades adicionales. Puesto que la ganancia en tensión es infinita, cualquier señal de salida que se desarrolle será el resultado de una señal de entrada infinitesimalmente pequeña. Luego, en resumen:

- La tensión de entrada diferencial es nula.
- Si la resistencia de entrada es infinita, no existe flujo de corriente en ninguno de los terminales de entrada.

Estas dos propiedades pueden considerarse como axiomas y se emplearán repetidamente en el análisis y diseño del circuito del AO. Una vez entendidas estas propiedades, se puede, lógicamente, deducir el funcionamiento de casi todos los circuitos con amplificadores operacionales.

2.3.2. Características principales de operación

Las características detalladas y específicas de funcionamiento de un AO particular se pueden encontrar en las hojas de datos apropiadas. Una hoja de datos de un AO proporcionará normalmente muchas características eléctricas no genéricas. Las características eléctricas proporcionadas son para una tensión de alimentación y una temperatura ambiente específicos y usualmente tendrá unos valores mínimo, típico y máximo. Las principales características de un AO y su significado son como sigue:

- Corriente de *offset* de entrada (I_{IO}) —la diferencia entre las dos corrientes de polarización de entrada cuando la tensión de salida es cero.
- Rango de tensión de entrada en modo común (V_{ICR}) —el rango de la tensión de entrada en modo común (es decir, el voltaje común a ambas entradas).
- Corriente de salida en corto circuito (I_{OS}) —la máxima corriente de salida que el AO puede entregar en un corto circuito.
- Fluctuación de la tensión de salida (V_{OPP}) —el máximo voltaje de salida pico a pico que el AO puede entregar sin que ocurra saturación o corte. Esta característica es dependiente de la resistencia de carga.
- Ganancia de tensión diferencial de gran señal (A_{VD}) —la relación entre la fluctuación del voltaje de salida y la del voltaje de entrada cuando la salida se lleva a un voltaje de gran señal específico (típicamente ± 10 voltios).
- Velocidad de cambio (SR) —la tasa de tiempo del cambio del voltaje de salida en lazo cerrado con el circuito AO llevado a una ganancia de voltaje unitaria (1).
- Corriente de alimentación (I_{CC}) —la corriente total que el AO drenará de las fuentes de polarización cuando está sin carga.
- Relación de rechazo en modo común ($CMRR$) —medida de la habilidad que posee un AO para rechazar las señales que se presenten simultáneamente en ambas entradas. La relación del voltaje de entrada en modo común al voltaje generado de salida y se expresa generalmente en decibeles (dB).

En los párrafos precedentes se ha discutido las características básicas del AO. Los párrafos siguientes proporcionarán una información más detallada.

Ganancia y respuesta en frecuencia

A diferencia del AO ideal, un amplificador operacional típico tiene una ganancia diferencial y un ancho de banda finitos. Debido a que muchas de las características del AO ideal son irrealizables, las características de un AO típico difieren significativamente de las del AO ideal.

La ganancia en lazo abierto de un AO típico se muestra en la Fig. 7 (*LM6171*). A bajas frecuencias, la ganancia en lazo abierto es constante. Sin embargo, a altas frecuencias (por encima de 100 MHz) la ganancia se reduce a una tasa de -6dB/octava . La frecuencia a la cual la ganancia alcanza al valor unitario se denomina ancho de banda unitario y se denota por $B1$.

Cuando una porción de la señal de salida se realimenta a la entrada del AO, la relación entre el voltaje de salida y el de entrada se denomina ganancia en lazo cerrado. La ganancia en lazo cerrado es siempre menor que la ganancia en lazo abierto. Debido a que el error en la ganancia es proporcional a la relación entre la ganancia en lazo cerrado y la ganancia en lazo abierto, es deseable un valor muy alto de la ganancia en lazo abierto.

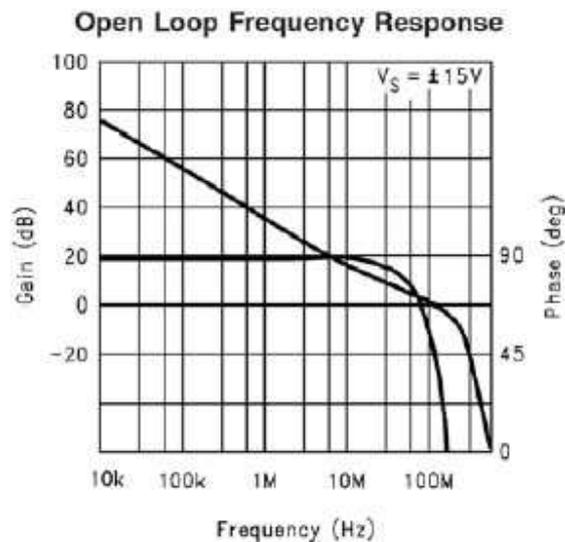


Figura 7: Ancho de banda del AO LM6171.

Producto ganancia—ancho de banda

Cuando se selecciona un AO para una aplicación particular, uno de los factores primarios que se debe considerar es el producto ganancia—ancho de banda. El producto de la ganancia en lazo cerrado y la respuesta en frecuencia, permanece constante en cualquier punto de la porción lineal de la curva de ganancia en lazo abierto (ver Fig. 8).

El ancho de banda es la frecuencia a la cual la curva de ganancia en lazo cerrado intercepta la curva de ganancia en lazo abierto como se muestra en la Fig. 8. Se puede obtener el ancho de banda para cualquier ganancia en lazo cerrado, dibujando una línea horizontal desde la ganancia deseada a la intersección con la curva de ganancia de lazo

abierto. En un diseño típico, se deberá utilizar un factor de 0.1 o menos de la ganancia en lazo abierto a una frecuencia dada. Esto asegura que el AO funcionará adecuadamente con un mínimo de distorsión. Cuando se incrementa la ganancia de voltaje de un circuito con AO, el ancho de banda se decrementa.

Gain Bandwidth Product vs. Load Capacitance

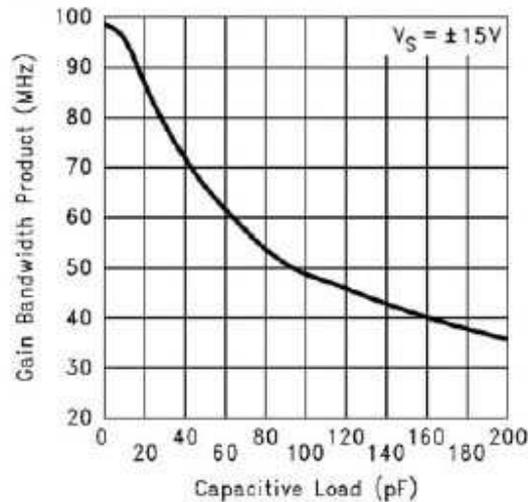


Figura 8: Producto ancho de banda por ganancia vs carga capacitiva en un AO LM6171.

Influencia de la resistencia de entrada

La influencia de la resistencia de entrada se puede encontrar aplicando las leyes de Kirchhoff. De la Fig. 9 se obtiene:

$$I_1 = I_2 + I_3 \quad (2.1)$$

$$\frac{V_I - V_{DI}}{R_1} = \frac{V_{DI} - V_O}{R_2} + \frac{V_{DI}}{R_I} \quad (2.2)$$

Si la ganancia en lazo abierto es infinita, la tensión de entrada diferencial será cero y el valor de la resistencia de entrada no tendrá influencia (si no es cero).

Puesto que $V_{DI} = V_O/A_{VD}$, se tiene:

$$\frac{V_I - V_{DI}}{R_1} = \frac{V_{DI} - V_O}{R_2} + \frac{V_{DI}}{R_I} \quad (2.3)$$

Por lo tanto,

$$\frac{V_I}{V_O} = \frac{1}{A_{VD}} + \frac{1}{\frac{R_2}{R_1} A_{VD}} + \frac{R_1}{R_I A_{VD}} - \frac{R_1}{R_2} \quad (2.4)$$

o

$$\frac{V_I}{V_O} = -\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_2 A_{VD}} + \frac{1}{A_{VD}} \left(1 + \frac{R_1}{R_I} \right) \quad (2.5)$$

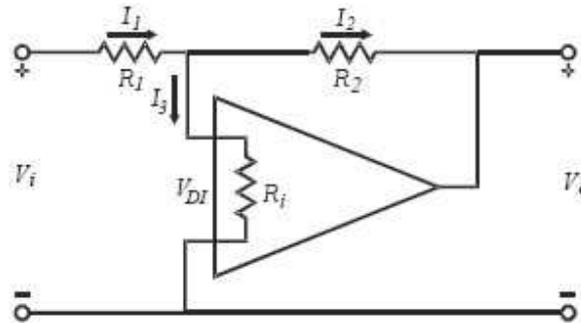


Figura 9: Influencia de la impedancia de entrada.

Las ecuaciones anteriores indican que la resistencia de entrada tendrá poco o ningún efecto (a menos que sea pequeña comparada con R_1) sobre la relación de la tensión de salida a la tensión de entrada. Por lo tanto, la ganancia en lazo cerrado para aplicaciones típicas, es independiente de la resistencia de entrada.

Influencia de la tensión offset de entrada

La tensión offset de entrada (V_{IO}) es una tensión generada internamente y puede ser considerada como una fuente de voltaje insertada entre las dos entradas (ver Fig. 10). Además, es una tensión diferencial de entrada resultante del desajuste del AO en las etapas de entrada.

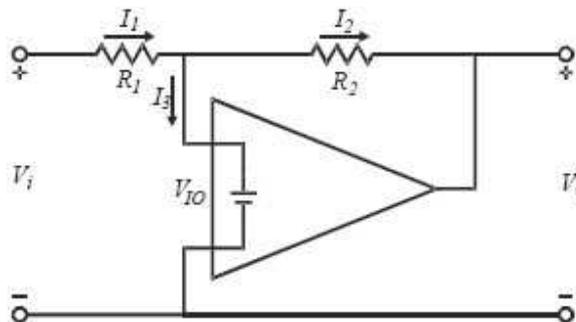


Figura 10: Influencia de la tensión offset de entrada.

El efecto sobre la corriente I_1 e I_2 puede ser determinada por las siguientes ecuaciones:

$$\frac{V_I - V_{IO}}{R_1} = \frac{V_{IO} - V_O}{R_2} \quad (2.6)$$

Si la tensión de entrada (V_I) es cero, la ecuación es como sigue:

$$-\frac{V_{IO}}{R_1} = \frac{V_{IO} - V_O}{R_2} \quad (2.7)$$

La tensión de salida es la tensión *offset* de salida (V_{OO}). La siguiente ecuación

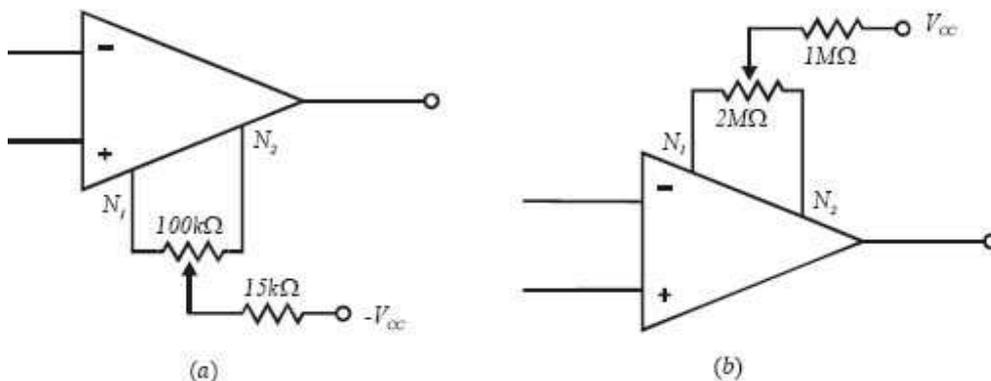
se usa para determinar V_{OO} :

$$V_{OO} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) V_{IO} \quad (2.8)$$

EL valor de la tensión *offset* de entrada se puede encontrar dividiendo la tensión *offset* de salida entre la ganancia de lazo cerrado.

Compensación del *offset* de entrada

Un AO ideal tiene voltaje *offset* de entrada cero y no tiene pérdidas de corriente. Sin embargo, debido al desajuste de los transistores y a las resistencias de entrada del circuito monolítico, el AO típico tiene un bajo, pero definido, voltaje de *offset*. La mayoría de los AOs vienen provistos de conectores para un potenciómetro externo, de modo que el *offset* de entrada pueda ser ajustado a cero. El método exacto usado y la resistencia total del potenciómetro de ajuste nulo es dependiente del tipo de circuito que conforma al AO. Un AO de propósito general, compensado internamente (v.gr.: un $\mu A741$), puede requerir un potenciómetro de $10k\Omega$. Un *BIFET* o AO compensado externamente puede requerir un potenciómetro de $100k\Omega$. El voltaje *offset* de entrada recomendado para circuitos de ajuste nulo, se muestra usualmente en la hoja de datos.



**Figura 11: (a) Pines de anulación de *offset* conectados a los emisores.
(b) Pines de anulación de *offset* conectados a los colectores.**

Los métodos de anulación de tensión *offset* de entrada se muestran en la Fig. 11(a) y Fig. 11(b). Se utiliza un circuito similar al que se muestra en la Fig.11, cuando

los pines de anulación de *offset* (N_1 y N_2) se conectan a los emisores del generador de corriente constante. Cuando los pines de anulación de *offset* se conectan a los colectores del generador de corriente constante, se usa un circuito similar al que se muestra en la Fig. 11(b).

Los valores reales del resistor dependen del tipo del AO usado. Se debe consultar la hoja de datos apropiada para complementar los procedimientos de nulidad del *offset* de entrada.

Coefficiente de temperatura de la tensión *offset* de entrada

El coeficiente de temperatura de la tensión *offset* de entrada (tensión *offset* de deriva) se especifica en voltios por grados Celsius. La cantidad acumulada que ocurre con los cambios de temperatura se relaciona directamente a cuan cercanamente ajustadas estaban las características de entrada cuando se fabricó el dispositivo. Los dispositivos de entrada *BiFET* (tales como la familia *TL080*) típicamente tienen de 10 a 12 $\mu\text{V}/\text{C}$. La familia de AOs *LinCMOS*[®] tienen de 0.7 a 5 $\mu\text{V}/\text{C}$ dependiendo del modo de polarización seleccionado.

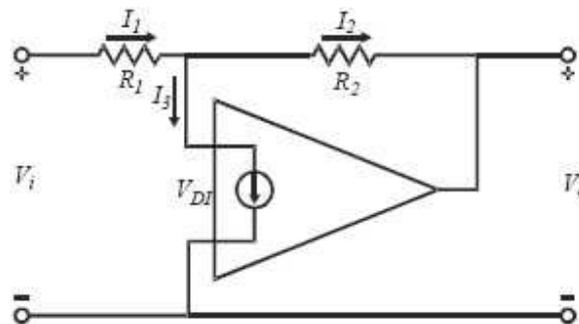


Figura 12: Influencia de la corriente de polarización de entrada.

Influencia de la corriente de polarización de entrada

Tanto la corriente de polarización (I_3) como las corrientes de operación normal (I_1 e I_2) fluyen a través de los resistores R_1 y R_2 (ver la Fig. 3.12). La corriente I_3 genera una tensión diferencial de entrada igual al producto $R_1 \parallel R_2 \times I_3$. La tensión de entrada diferencial (la cual es similar a la tensión *offset* de entrada) aparece también como una componente de la salida la cual es amplificada por la ganancia del sistema. Más tarde se discutirán algunos métodos para corregir los efectos de la corriente de polarización de entrada.

Influencia de la resistencia de salida

La influencia de la resistencia de salida se ilustra en la Fig13. La corriente de salida se puede expresar con la siguiente ecuación:

$$I_o = I_2 + I_L = \frac{V_{OR}}{R_2 \parallel R_L} \quad (2.9)$$

Si V_{OI} es la tensión de salida del amplificador ideal equivalente y V_{OR} es la tensión de salida del dispositivo real, entonces V_{OR} se puede determinar a partir de la siguiente relación:

$$I_o = \frac{V_{OR} - V_{OI}}{R_o} \quad (2.10)$$

Combinando (3.3.9) y (3.3.10):

$$V_{OR} = \frac{R_2 \parallel R_L V_{OI}}{R_2 \parallel R_L - R_o} \quad (2.11)$$

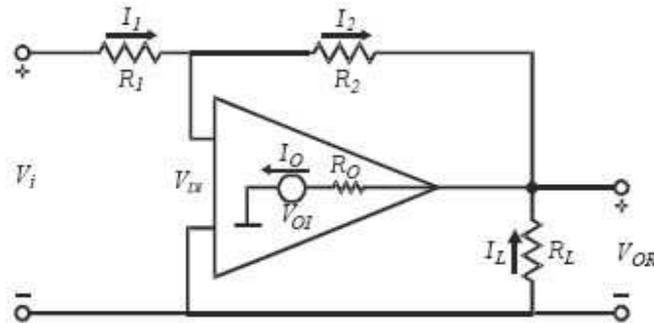


Figura 13: Influencia de la impedancia de salida.

Para el caso ideal, $V_{OI} = A_{vd} V_{DI}$; por lo tanto:

$$V_{OR} = \frac{A_{vd}}{1 - \frac{R_o}{R_2 \parallel R_L}} V_{DI} \quad (2.12)$$

Se observa que si la resistencia de salida R_o es pequeña, el valor de la tensión de salida del amplificador real se acercará al ideal.

Rango de entrada en modo común

Se puede definir rango de entrada en modo común como el rango máximo de la tensión de entrada que se puede aplicar simultáneamente a ambas entradas sin causar corte, deformación o saturación en las etapas del amplificador. La etapa de entrada debe ser capaz de operar dentro de las especificaciones para todo el rango dinámico de elongación en la salida. Si no lo hace, el amplificador puede ir a saturación cuando se exceden los límites en la entrada. El rango de tensión en modo común especificado de la etapa de entrada, debe exceder a la máxima elongación de la tensión pico a pico en los terminales de entrada o la etapa de entrada se puede saturar con los picos. Cuando ocurre la saturación, la etapa de entrada inversora no invierte más. La realimentación negativa se transforma en positiva y la etapa permanece en saturación.

Relación de rechazo en modo común (CMRR)

La relación de rechazo en modo común (*CMRR*) se puede definir como la razón de la ganancia de señal diferencial a ganancia de señal en modo común y se expresa en decibeles (*dB*)

$$CMRR \text{ dB} = \frac{\text{Ganancia de señal diferencial}}{\text{Ganancia en modo común}} = 20 \log_{10} \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (2.13)$$

Un AO ideal responde solamente a las señales de entrada en modo diferencial e ignora las señales en modo común en ambas entradas. En un circuito típico, sin embargo, los amplificadores tienen un pequeño, pero definido error en modo común. El rechazo en modo común es importante para los amplificadores no inversores o diferenciales debido a que estas configuraciones ven una tensión en modo común. Dependiendo del tipo de dispositivo, las relaciones de rechazo pueden estar en un rango entre 90 *dB* y 120 *dB*. Generalmente, los AOs bipolares tienen relaciones de rechazo más altas que los amplificadores con entrada *FET*.

Influencia de la deriva de corriente y tensión

La tensión de *offset* de entrada, la corriente de polarización de entrada y las corrientes de *offset* diferenciales pueden derivar con la temperatura. Aunque es relativamente fácil compensar cada uno de estos efectos en si mismos, es difícil corregir la deriva producida por las variaciones de temperatura. Sin embargo, hay algún control limitado ofrecido en los diseños, para las características de deriva presentadas. Cuando se esperan tendencias de deriva en un problema de diseño, se deberá considerar el tipo de dispositivo, la construcción y la aplicación correspondiente.

Velocidad de respuesta (slew rate)

La velocidad de respuesta se puede definir como la tasa máxima de cambio de la tensión de salida en la unidad de tiempo, para una tensión escalón aplicada a la entrada (ver Fig. 14).

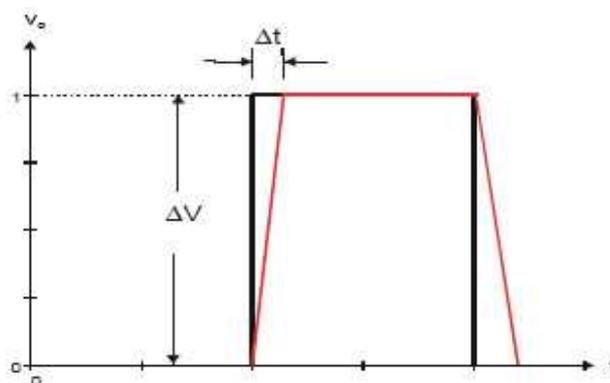


Figura 14: Efecto de la velocidad de respuesta.

La velocidad de respuesta normalmente se mide con el amplificador conectado en configuración de ganancia unitaria. Tanto la velocidad de respuesta como el producto ancho de banda por la ganancia son medidas de la velocidad del AO. En la Fig. 14 se puede ver el valor de la pendiente de la recta generada en la salida, cuando el amplificador se excita con un pulso. Por lo tanto, la medida de la velocidad de respuesta estará dada por

$$S_R = \left| \frac{\Delta V_o}{\Delta t} \right| \quad (2.14)$$

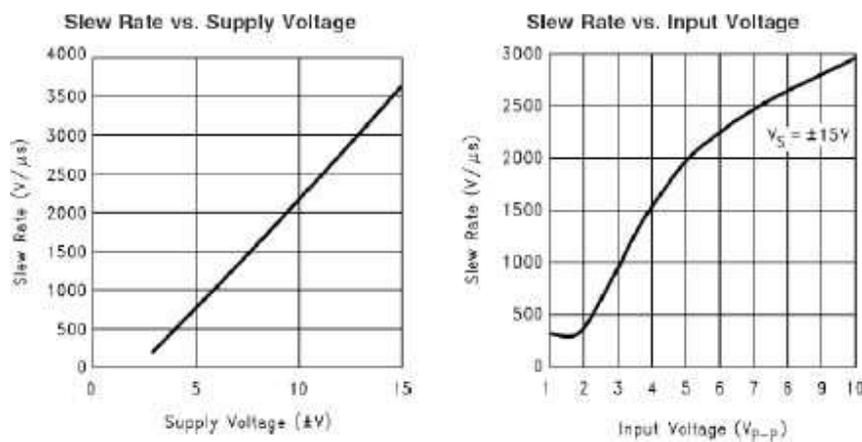


Figura 15: Velocidad de respuesta en un LM6171.

El SR en los AOs típicos varía entre $10^5[V/s] \leq S_R \leq 10^9[V/s]$. A continuación se dan los valores del S_R de algunos AOs: Para el *OP-07* alimentado con $\pm 15V$ y con $R_L \geq 2k\Omega$, el valor típico es de $0.3V/\mu s$, para el *LF353* alimentado con $\pm 15V$ y con $R_L \geq 1k\Omega$, el valor típico es de $13V/\mu s$, para el *LM6171* con $A_V = +2$, $V_i = 13V_{PP}$, el valor típico es de $3600V/\mu s$. Para el caso del *LM6171* el S_R se determina por la corriente disponible para cargar y descargar un capacitor interno en un nodo de alta impedancia.

La corriente se define como la relación entre la tensión de entrada diferencial y la impedancia (resistencia) de entrada equivalente. Por lo tanto, el S_R es proporcional al nivel de la tensión de entrada, por lo que se obtienen valores más altos de S_R en configuraciones de ganancia más bajas (ver Fig. 3.15) [47].

El S_R ocasiona que la forma de onda de salida de un AO real pueda llegar a ser muy diferente a la de un AO ideal.

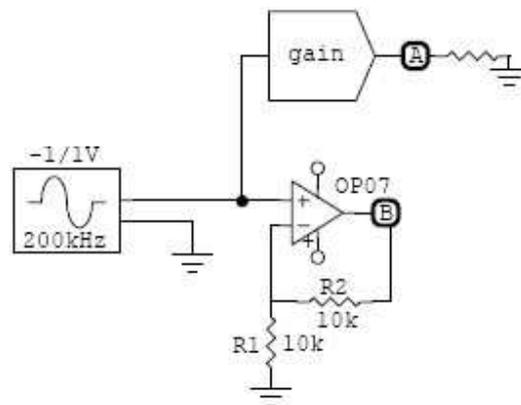


Figura 16: Circuito de prueba para observar la velocidad de respuesta.

Por ejemplo, considérese el amplificador de tensión de la Fig. 16. Puesto que se trata de un *OP—07*, presenta un $S_R = 0.3V/\mu s$. Se ha aplicado una señal de entrada senoidal de $200kHz$ dada por:

$$v_i(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1.0 \text{sen}(4 \times 10^5 \pi t) & t \geq 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

Ancho de banda de potencia

El ancho de banda de potencia de un AO es el margen de frecuencia para el cual el AO puede producir una señal de salida sinusoidal sin distorsiones, con una amplitud pico igual al máximo garantizado de la tensión de salida. Se calculará a continuación una expresión para calcular el ancho de banda de potencia en función del SR y de la amplitud del pico de la señal de salida. La señal de salida está dada por

$$v_o(t) = V_{op} \text{sen } \omega t$$

Tomando la derivada respecto al tiempo se obtiene

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = \omega V_{op} \cos \omega t$$

La máxima velocidad de cambio es $\omega V_{op} = 2\pi f V_{op}$. Igualando esta expresión al límite de la velocidad de subida se obtiene

$$2\pi f V_{op} = S_R$$

Despejando la frecuencia se llega a

$$f_{bp} = \frac{S_R}{2\pi V_{op}} \quad (2.16)$$

Donde se ha expresado el ancho de banda de potencia total como f_{bp} . Una forma de onda de salida sinusoidal de amplitud total y sin distorsión, solo es posible para frecuencias inferiores a f_{bp} .

Ejercicio 1 Calcular el ancho de banda de potencia de un amplificador operacional OP—07 si el $S_R = 0.3V/\mu s$, y la amplitud de la salida máxima garantizada es 14 V.

Solución:

Se sustituye la información proporcionada en la ecuación (2.16) y se obtiene

$$f_{bp} = \frac{S_R}{2\pi V_{op}} = \frac{0.3V/\mu s}{2\pi \times 14 V} \simeq 3.4 kHz$$

Por lo tanto, se puede obtener del OP—07 una salida sinusoidal sin distorsión de 14 V de pico para frecuencias menores de 3.4 kHz.

Ruido

Aunque no se establece como una de las características principales del AO ideal, es deseable una operación libre de ruido. Los AOs típicos degradan la señal de entrada agregando componentes de ruido. Los componentes de ruido usualmente son aleatorios y determinan el límite inferior de la capacidad de manejo de señal. El ruido generalmente se especifica en la hoja de datos como ruido de entrada equivalente y, como los otros factores de entrada, se incrementa con la ganancia de la etapa. Hay varias fuentes potenciales de ruido en un AO. Las más comunes son el ruido térmico, causado por las resistencias de las dos fuentes, el ruido de corriente interno y los generadores de tensión de ruido. En aplicaciones normales de audio, la tensión de ruido será la fuente dominante de ruido en el amplificador. Cuando se incrementa la resistencia de la fuente, el efecto del ruido corriente (ver Fig. 17) se incrementa hasta que la corriente de ruido y el ruido del resistor de compensación de polarización en conjunto son los componentes dominantes del ruido de entrada del amplificador [50]. En las especificaciones estos dos parámetros se detallan separadamente (ver Figs. 17 y 18). La tensión de ruido se especifica con una resistencia de la fuente baja (ver Fig. 18).

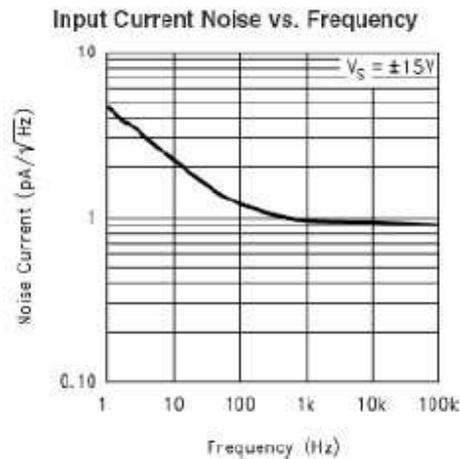


Figura 17: Respuesta de corriente de ruido en un amplificador.

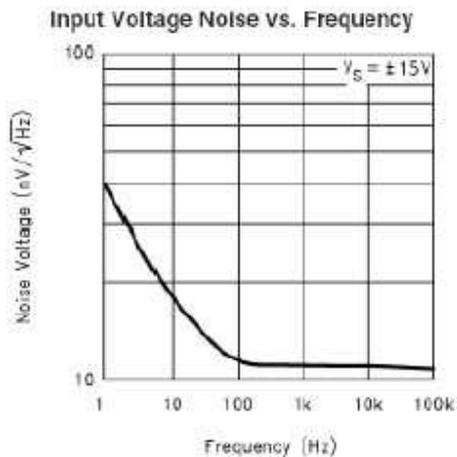


Figura 18: Respuesta de tensión de ruido en un amplificador.

Tanto v_n como i_n se dan en términos de densidad de energía. Éstos se miden con un filtro de ancho de banda estrecho (1Hz de ancho) en una serie de puntos a lo ancho del espectro útil del amplificador. Los datos usualmente se dan en términos de la tensión de ruido vs la frecuencia. Datos prácticos o curvas sobre hojas de datos normalmente se dan como sigue:

$$v_n = \frac{\epsilon_n}{\sqrt{BW}} \frac{[V]}{\sqrt{Hz}}$$

Donde ϵ_n es la densidad de ruido en la tensión de entrada y BW es el ancho de banda en $[Hz]$. La Fig.19 corresponde al fragmento de una hoja de datos del AO *LM6271* (amplificador con realimentación e corriente) donde se indican algunos de los parámetros mencionados en este apartado, en particular el ruido de tensión y de corriente en el dispositivo.

±5V AC Electrical Characteristics (Continued)

Unless otherwise specified, all limits guaranteed for $T_J = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = +5\text{V}$, $V^- = -5\text{V}$, $V_{\text{CM}} = 0\text{V}$, and $R_L = 1\text{ k}\Omega$. **Boldface** limits apply at the temperature extremes

Symbol	Parameter	Conditions	Typ (Note 5)	LM6171AI Limit (Note 6)	LM6171BI Limit (Note 6)	Units
	Propagation Delay	$V_{\text{IN}} = \pm 1\text{V}$, $R_L = 500\Omega$, $A_V = -2$	8			ns
A_D	Differential Gain (Note 10)		0.04			%
ϕ_D	Differential Phase (Note 10)		0.7			deg
e_n	Input-Referred Voltage Noise	$f = 1\text{ kHz}$	11			$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
i_n	Input-Referred Current Noise	$f = 1\text{ kHz}$	1			$\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$

Figura 19: Hoja de datos de un amplificador típico.

En general, los AOs de baja corriente de entrada (*FET*) o los AOs de baja corriente de polarización tendrán corriente de ruido más baja y tienden a ser más silenciosos a impedancias de la fuente por encima de $10\text{k}\Omega$. Por debajo de $10\text{k}\Omega$, la ventaja es ahora de los AOs bipolares los cuales tienen más bajo ruido en la tensión de entrada. Cuando la impedancia de la fuente está por debajo de $10\text{k}\Omega$, la resistencia real de la fuente está compuesta principalmente por la resistencia del generador. La configuración no inversora del AO tiene menos ganancia de ruido que la configuración inversora para ganancias bajas de señal y por tanto tendrá alta relación señal a ruido. A altas ganancias; sin embargo, esta ventaja disminuye [50].

Ancho de banda de ganancia unitaria y margen de fase

Hay cinco parámetros relacionados con las características de frecuencia de los AOs que probablemente se encuentran en las hojas de datos de los AOs. Éstos son el ancho de banda a ganancia unitaria (B_1), producto ancho de banda por ganancia (GBW), margen de fase a ganancia unitaria (ϕ_m), margen de ganancia (A_m) y Máximo ancho de banda de oscilación de salida (B_{OM}).

El ancho de banda a ganancia unitaria (B_1) y el producto ancho de banda por ganancia (GBW) son muy similares. B_1 especifica la frecuencia a la cual A_{VD} del AO es 1:

$$B_1 = f \cdot A_{VD} = 1 \quad (2.17)$$

GBW especifica el producto ancho de banda por ganancia del AO en configuración de lazo abierto y la salida con carga:

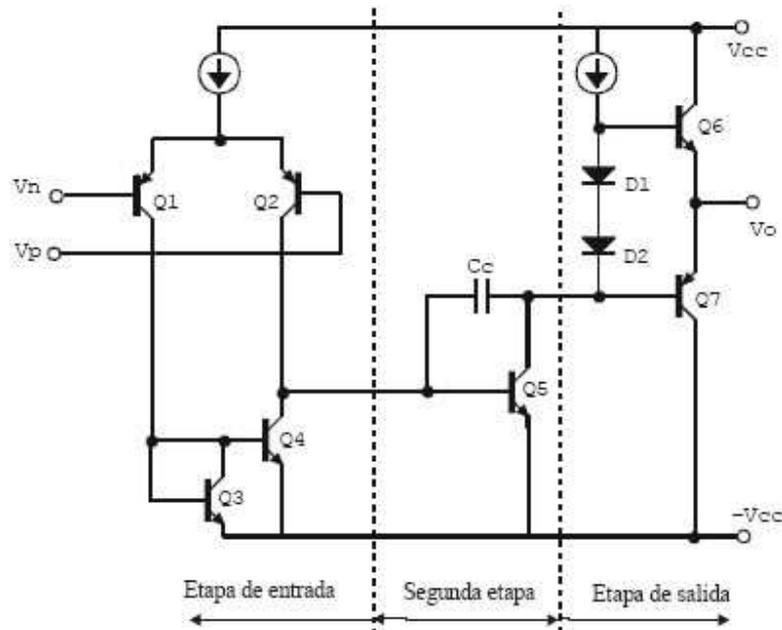


Figura 20: Circuito simplificado de un amplificador operacional donde se indican las etapas principales.

$$GBW = A_{VD} \times f \quad (2.18)$$

GBW es constante para amplificadores con realimentación de tensión. No tiene mucha significación para amplificadores con realimentación de corriente debido a que no hay una relación lineal entre la ganancia y el ancho de banda [39].

- El margen de fase a ganancia unitaria (ϕ_m) es la diferencia entre la cantidad de desplazamiento de fase que experimenta una señal a través del AO con ganancia unitaria y 180° :

$$\phi_m = 180^\circ - \phi @ B_1 \quad (2.19)$$

- El margen de ganancia es la diferencia entre la ganancia unitaria y la ganancia a 180° de desplazamiento de fase:

Margen de Ganancia = $1 - \text{Ganancia}@180^\circ$ de desplazamiento de fase

- Máximo ancho de banda de elongación de salida (BOM). Especifica el ancho de banda sobre el cual la salida está por encima de un valor específico:

$$BOM = f_{MAX}, \text{ mientras } v_O > v_{MIN}$$

- El factor limitante para el B_{OM} es el S_R . A medida que aumenta la frecuencia la salida es cada vez más limitado el S_R y puede no responder suficientemente rápido a la elongación de la tensión de salida.

Con el fin de hacer que el AO sea más estable, se fabrica a propósito un capacitor C_C , en la segunda etapa dentro del *chip* (Fig.20). Este tipo de compensación en frecuencia se denomina compensación del polo dominante. La idea es hacer que la ganancia en lazo cerrado del AO sea la unidad antes que la fase de la salida se desplace 180° .

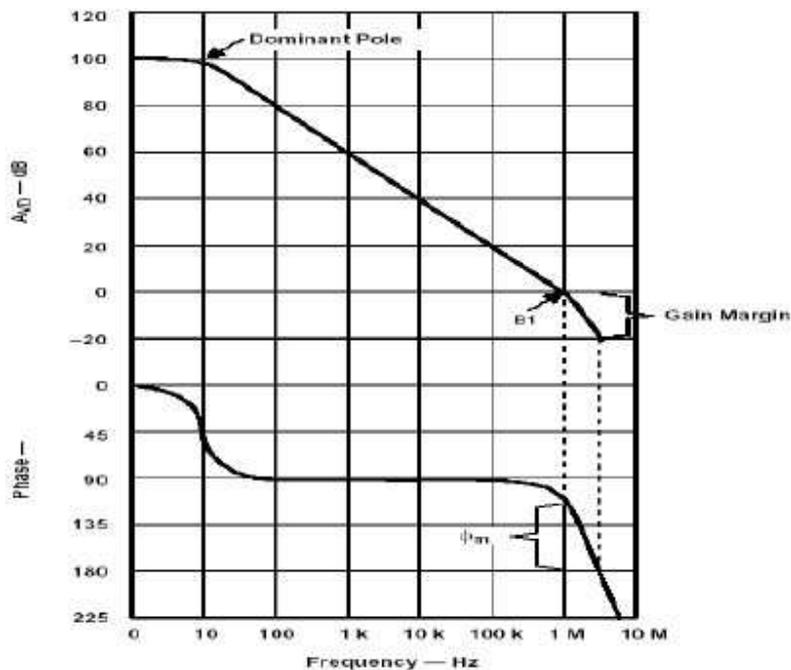


Figura 21: Amplificación de tensión y desplazamiento de fase vs frecuencia.(según [39]).

La Fig. 22 muestra una gráfica típica de ganancia vs frecuencia para un AO compensado internamente, como se presenta en la hoja de datos de un fabricante típico.

Como ya se observó, A_{VD} se reduce con la frecuencia. A_{VD} (y también B_1 o GBW) es un aspecto del diseño del dispositivo cuando se requiere una ganancia precisa dentro de una banda de frecuencia.

El margen de fase (ϕ_m) y el margen de ganancia (A_m) son modos diferentes de especificar la estabilidad del circuito. Puesto que el valor de salida de los AOs con salidas *rail-to-rail*¹ (RR) tiene más alta impedancia de salida, se puede ver un desplazamiento de fase significativo cuando se impulsan cargas capacitivas. Este desplazamiento de fase extra reduce el margen de fase, y por esta razón la mayoría de los AOs CMOS con salida RR tienen habilidad limitada para impulsar cargas capacitivas.

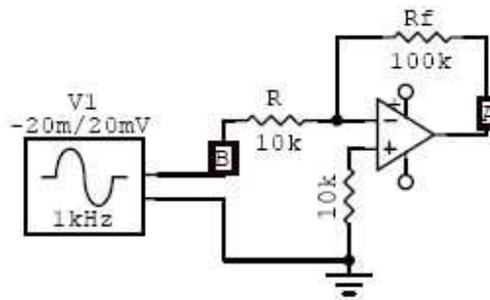


Figura 22: Circuito para la medición del margen de fase.

El margen de fase es de 180° menos el desplazamiento de fase a la frecuencia donde la magnitud de la ganancia de tensión en lazo abierto es igual a la unidad. El margen de fase se mide en grados y debe ser positivo para estabilidad incondicional. La Fig. 22 ilustra un circuito típico usado para medir el margen de fase, cuya respuesta temporal correspondiente se observa en la Fig. 3.24. Si la diferencia de fase entre la forma de onda de la entrada y la salida es de 180° , $180^\circ - 120^\circ = 60^\circ$ será el margen de fase. El margen de fase puede o no ser dado en la hoja de datos del amplificador. El margen de fase normalmente estará entre 50° y 70° en los AOs disponibles comercialmente. Cuando el margen de fase decrece a 45° , el amplificador tiende a ser inestable y puede oscilar.

Máxima elongación de la tensión de salida

La máxima elongación de la tensión de salida, $V_{OM\pm}$, se define como el máximo voltaje pico positivo o negativo que se puede obtener a la salida sin que la forma de onda se recorte, cuando la salida *dc* es cero. La $V_{OM\pm}$ está limitada por la impedancia de salida del amplificador, la tensión de saturación de los transistores de salida y las tensiones de las fuentes de polarización. Esto se muestra pictóricamente en la Fig. 23.

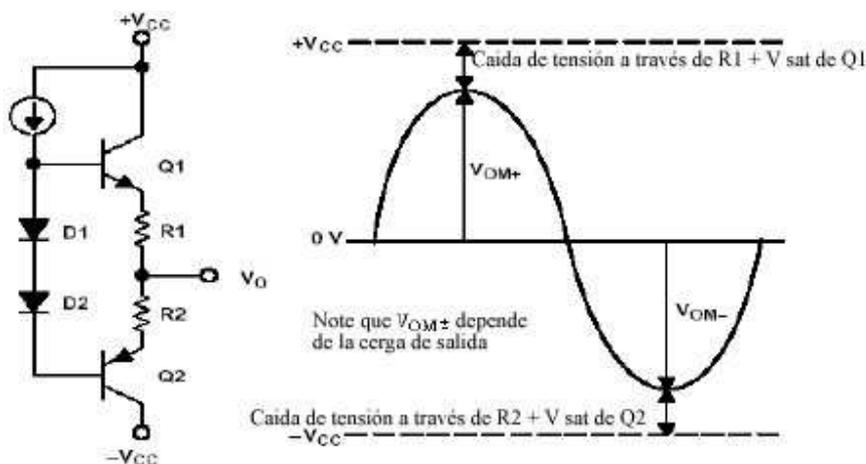


Figura 23: Elongación de la tensión de salida.

Esta estructura de seguidor de emisor no puede impulsar la tensión de salida al valor de polarización (*riel* por la forma). Los SRR usan una etapa de salida en emisor común (bipolares) o en fuente común (CMOS). Con estas estructuras, la elongación de la tensión

de salida está limitada solamente por la tensión de saturación (bipolares) o la resistencia de encendido (CMOS) de los transistores de salida y por la carga que se desea impulsar.

Las resistencias de carga dadas en las hojas de datos usualmente son de $2\text{ k}\Omega$ o de $10\text{ k}\Omega$. Con resistencias de carga inferiores a $2\text{ k}\Omega$, la salida se decrementa debido a límites en la corriente. Normalmente, esto no dañará al AO, hasta tanto los límites de corriente especificados en la hoja de datos no sean excedidos. Sin embargo, la ganancia en lazo cerrado se reducirá debido a la carga excesiva.

⁴La designación rail-to-rail para indicar que la tensión de elongación permitida es igual a la diferencia de potencial entre las fuentes de polarización, es marca registrada por Motorola Co. Con esto se especifica también un tipo de AO con polarizaciones muy bajas y alta elongación en la entrada y/o en la salida.

2. MODO INVERSOR

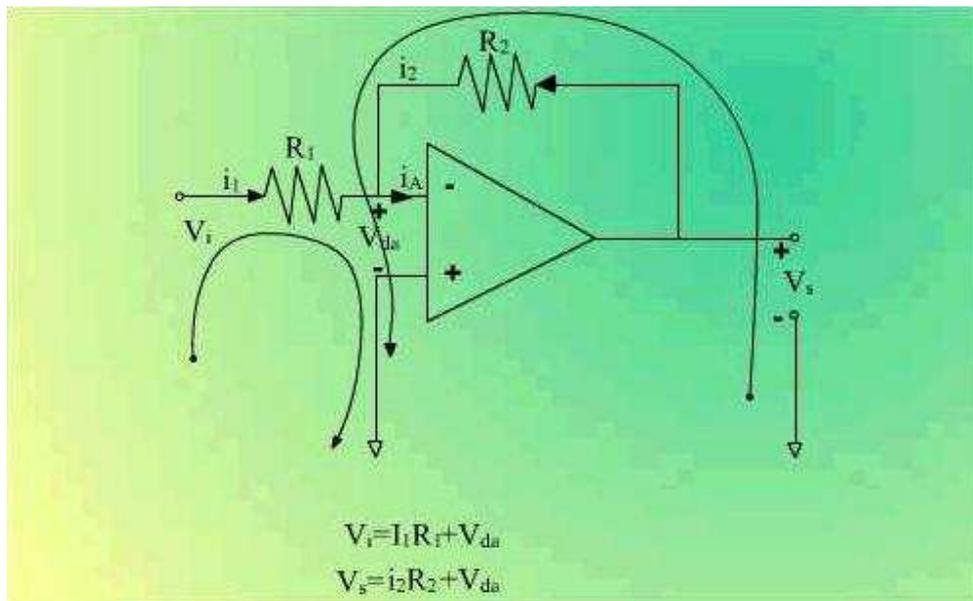


Figura c. Amplificador en modo inversor

De donde la ganancia del amplificador es:

$$\frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_s}{R_2}$$

$$\frac{V_s}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$G = -\frac{R_2}{R_1}$$

G indica entonces la ganancia total del circuito y el signo negativo indica una inversión de fase.

3. MODO NO INVERSOR

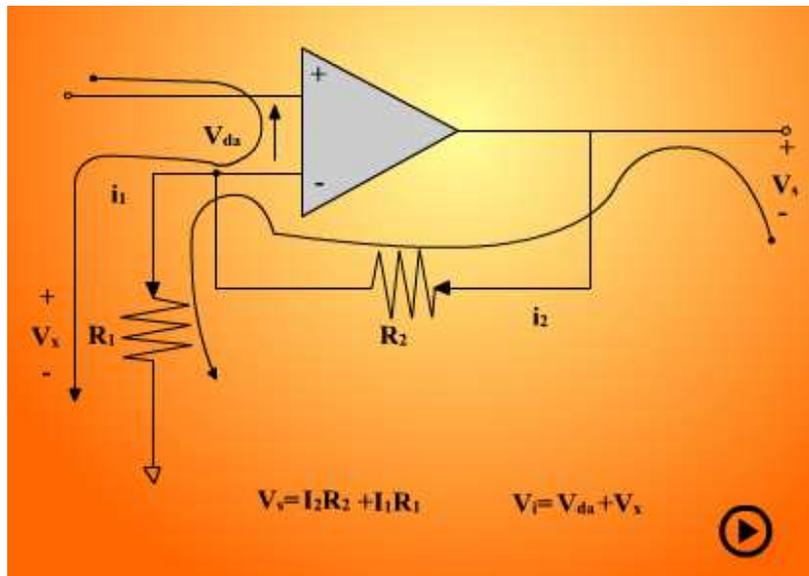


Figura d. Amplificador en modo no inversor

Aplicando al circuito las reglas 1 y 2, $V_{da} = 0$, $i_{amp} = 0$, se obtienen las siguientes ecuaciones.

Para la malla uno $V_i = V_{da} + V_x$ $V_i = V_x$

Para la malla dos $V_s = i_2 R_2 + i_1 R_1$

Dado que: $i_1 = i_2$

Entonces la corriente I_1 está dada por:

$$i_1 = \frac{V_s}{R_1 + R_2}$$

$$V_x = i_1 R_1$$

$$V_i = \frac{V_s \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

Se tiene la ganancia G

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

4. SEGUIDOR DE TENSION

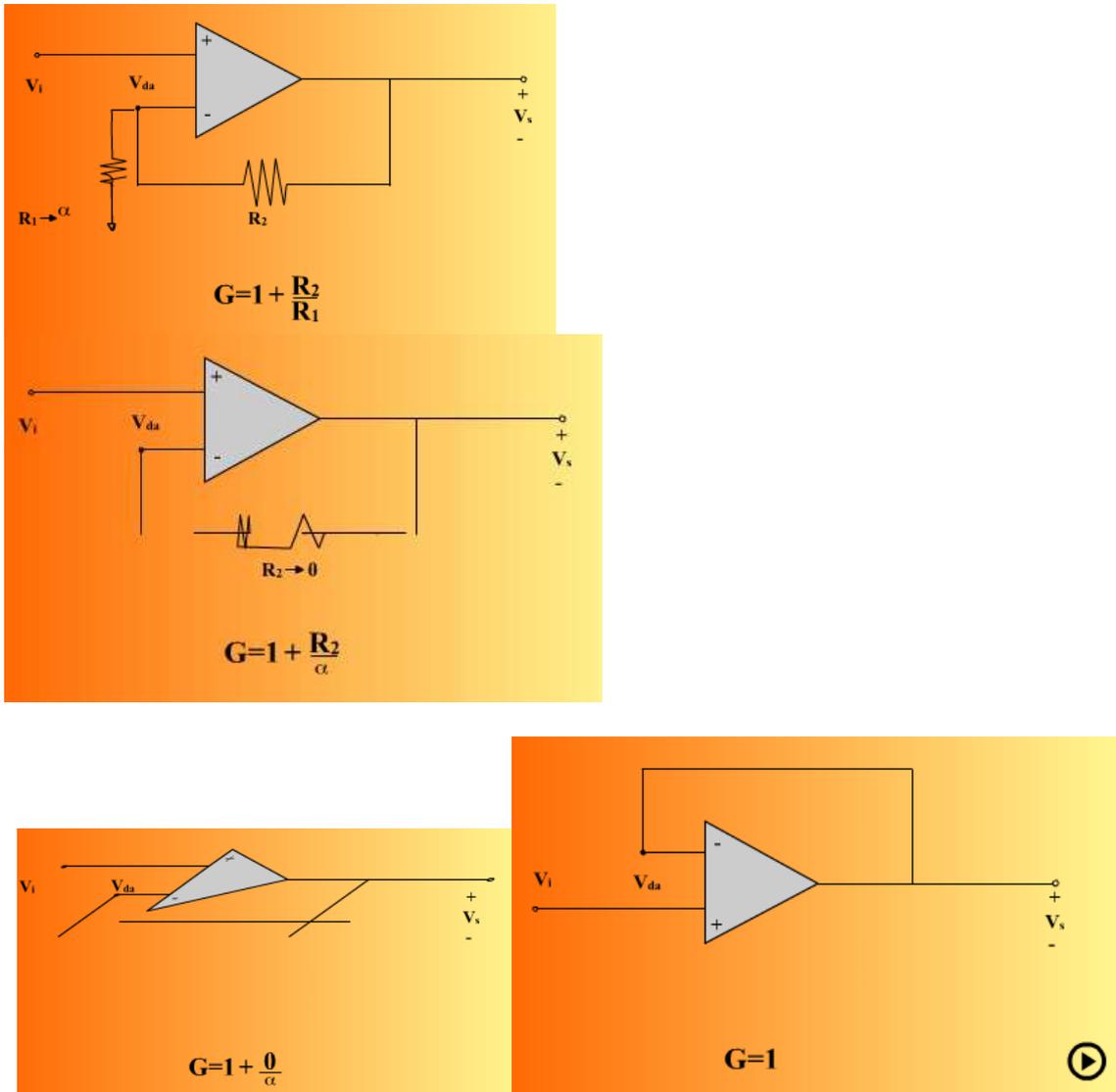


Figura e. Configuración de un amplificador operacional como seguidor de tensión.

Partiendo de la configuración no inversora del AO de la figura d. La ganancia G del circuito está dada por:

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Dado que $R_1 = \infty$ y $R_2 = 0$, obtenemos que la ganancia $G = 1$ y por lo tanto $V_s = V_i$

El circuito presenta una impedancia de entrada muy alta y una impedancia de salida muy baja por lo tanto esta configuración es muy útil en la unión de etapas con requerimientos de acople de impedancias.

5. AMPLIFICADOR COMO SUMADOR

Es un amplificador inversor con múltiples resistencias de entrada, la sumatoria de corrientes en el nodo son amplificadas a través del lazo de realimentación.

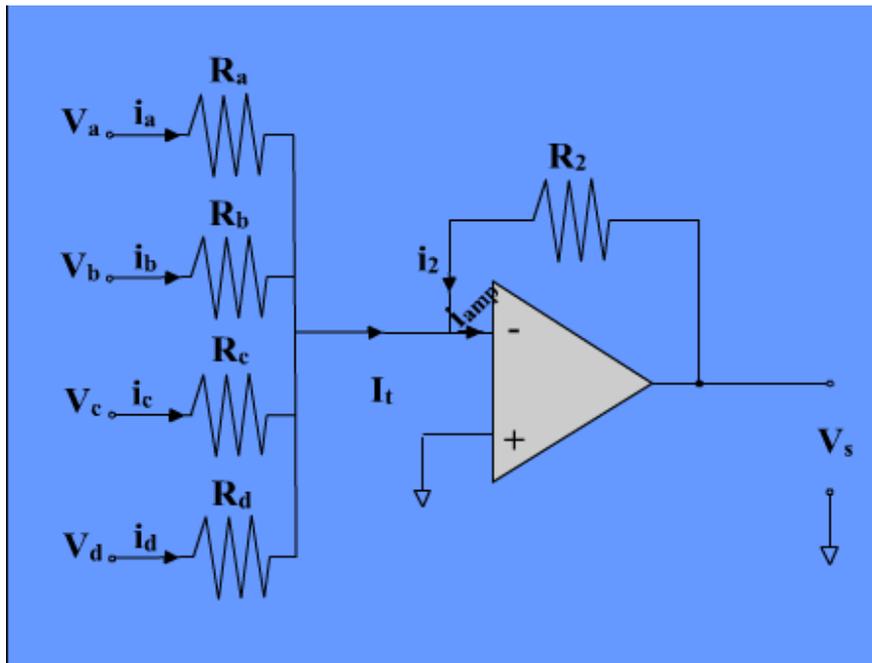


Figura f. Amplificador operacional en modo sumador

$$I_t = \frac{V_a}{R_a} + \frac{V_b}{R_b} + \frac{V_c}{R_c} + \dots$$

$$i_2 = -\frac{V_s}{R_2}$$

$$V_s = -\left[V_a \frac{R_2}{R_a} + V_b \frac{R_2}{R_b} + V_c \frac{R_2}{R_c} + \dots \right]$$

La ecuación anterior determina que la ganancia del circuito sumador está dada en función de los voltajes de entrada V_a , V_b ... V_c y por el factor de escala R_2/R_n .

Para obtener una mayor estabilización con respecto a la tensión offset en el amplificador sumador, suele colocarse la resistencia $R_e = R_2 || R_a || R_b || R_c$

6. AMPLIFICADOR COMO INTEGRADOR

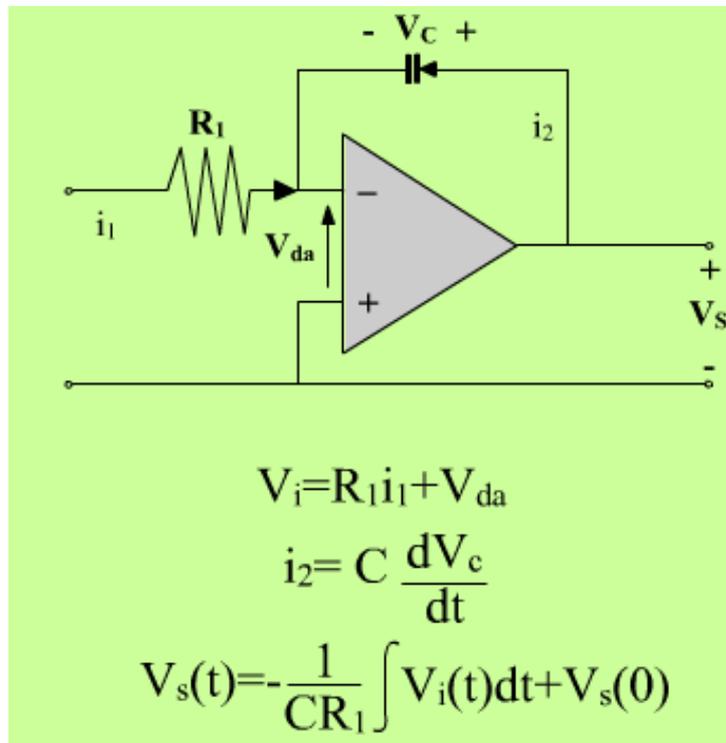


Figura g. Amplificador operacional en modo integrador

Con la utilización de un condensador en la rama de realimentación el amplificador trabajará como un integrador de señales.

$$i_2(t) = C \frac{dV_c(t)}{dt}$$

$$V_c = -V_s \text{ e } I_s = I_2$$

$$\frac{V_i(t)}{R_1} = -C \cdot \frac{dV_s(t)}{dt}$$

Y como

$$V_s(t) = -\frac{1}{CR_1} \int V_i(t) dt + V_s(0)$$

De donde $V_s(t)$ es igual a:

Para descargar el voltaje inicial en el capacitor ($t=0$), se dispone un interruptor en paralelo con C para descargarlo antes de utilizar el integrador o simplemente para inicializarlo.

Para estabilizar una señal de entrada el circuito puede tener la siguiente configuración.

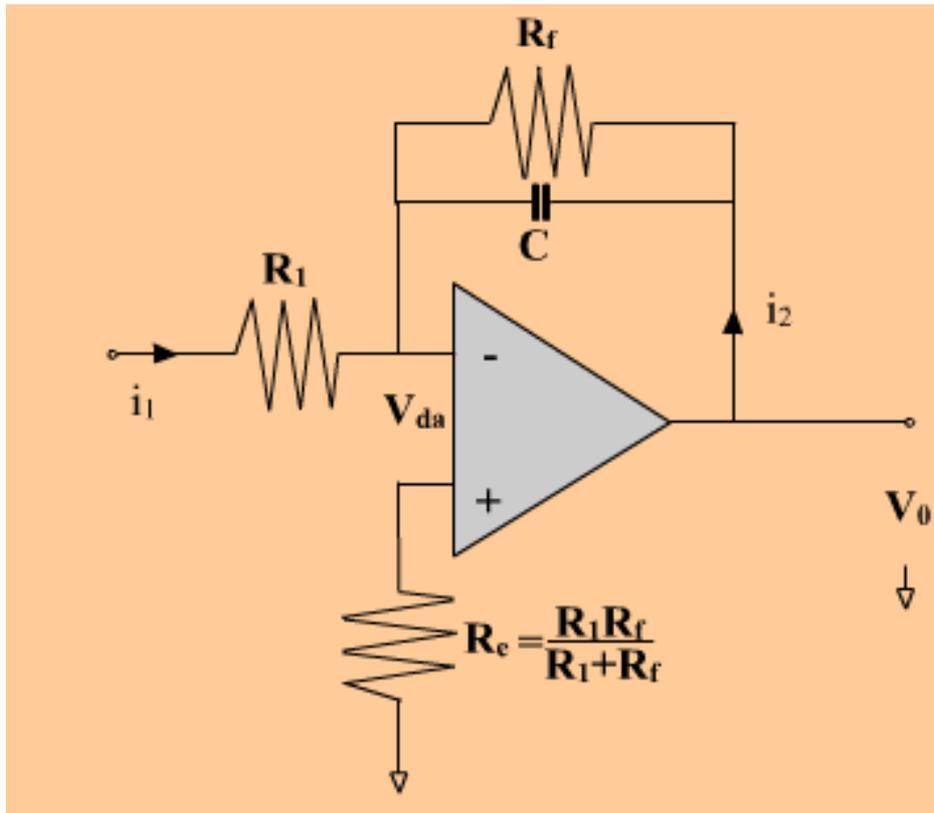


Figura h. Configuración de estabilización señal de entrada del Amplificador operacional en modo integrador

7. CIRCUITO DIFERENCIADOR

El circuito tiene como salida la derivada de la señal de entrada.

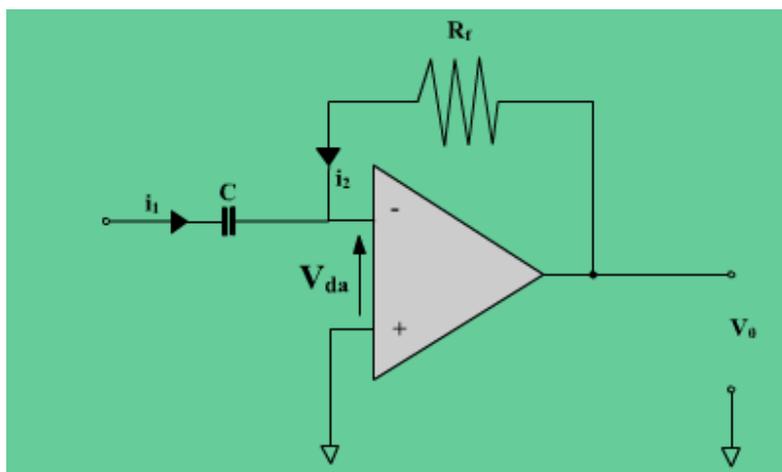


Figura i. Amplificador operacional en modo diferenciador.

$$i_1 + i_2 = 0 ; V_{da} = 0$$

$$i_2 = \frac{V_0}{R_f}$$

$$C \frac{dV_i}{dt} + \frac{V_0}{R_f} = 0$$

$$V_0 = -R_f C \frac{dV_i}{dt}$$

Hasta ahora se han supuesto amplificadores ideales. Aunque los actuales amplificadores se aproximan al modelo en términos de ganancia y resistencia de entrada y salida, sus desequilibrios en los circuitos internos pueden provocar respuestas no adecuadas.

8. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

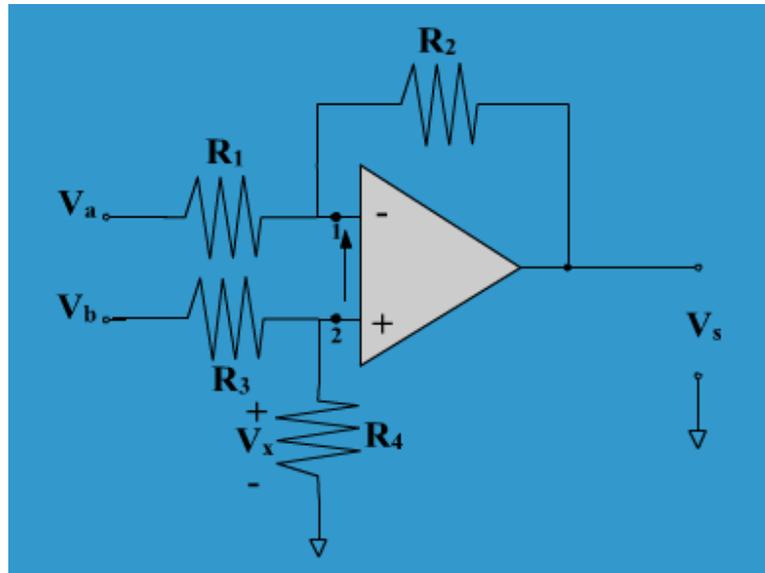


Figura j. Amplificador diferencial

Para aplicaciones con sensores que entregan señales pequeñas comparables con señales de ruido (voltajes inducidos no deseados) se recurre a la utilización de amplificadores diferenciales, los cuales presentan idealmente un rechazo al modo común permiten la amplificación de la señal deseada en modo diferencial.

En el circuito dado, se tiene:

$$V_a = I_1 R_1 + V_x$$

$$V_s = -I_1 R_2 + V_x$$

$$V_x = \frac{V_b R_4}{R_3 + R_4}$$

$$V_a = I_1 R_1 + \frac{V_b R_4}{R_3 + R_4}$$

$$V_s = -I_1 R_2 + \frac{V_b R_4}{R_3 + R_4}$$

$$I_1 = \frac{V_a}{R_1} - \frac{V_b R_4}{(R_4 + R_3) R_1}$$

De V_a se tiene que

$$V_s = -V_a \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_b R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_b R_4}{R_3 + R_4}$$

$$V_s = -V_a \frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_b$$

Y reemplazando en Vs

Para obtener el voltaje de salida Vs en función de los voltajes V1 y V2

$$V_d = V_b - V_a$$

$$V_c = \frac{V_b + V_a}{2}$$

Considerando:

Donde Vd es el voltaje en modo diferencial y Vc el voltaje en modo común.

El voltaje de salida es: $V_s = G_d V_d + G_c V_c$

$$V_a = V_c - V_d/2$$

$$V_b = V_d/2 + V_c$$

De donde:

Para obtener las ganancias en modo común y en modo diferencial tenemos.

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} \left(V_c - \frac{V_d}{2} \right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(\frac{V_d}{2} + V_c \right)$$

$$V_s|_{V_c=0} = \frac{R_2}{R_1} \frac{V_d}{2} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{V_d}{2}$$

$$V_s|_{V_c=0} = \frac{V_d}{2} \cdot \left[\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right]$$

$$\frac{V_s}{V_d}|_{V_c=0} = G_d = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right]$$

$$G_c = \frac{V_s}{V_c}|_{V_d=0} = -\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

El modelo real del amplificador diferencial es:

$$V_S = G_d \cdot (V_b - V_a) + G_c \frac{(V_a + V_b)}{2}$$

$$\rho = \frac{G_d}{G_{mc}}$$

El rechazo al modo común es entonces:

$$\rho(db) = 20 \log \left| \frac{G_d}{G_c} \right|$$

O en decibelios

9. AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN

Un amplificador de instrumentación se caracteriza por tener:

- Alta impedancia de entrada.
- Alto rechazo de de señales en modo común CMRR, superior a 100 dB.
- Ganancia estable y que pueda ser variable con una única resistencia y sin que se contrapongan directamente ganancia y ancho de banda.
- Tensión y corriente de desequilibrio (offset) bajas y con pocas derivas.
- Impedancia de salida baja.

Existen convencionalmente dos tipos de amplificadores de instrumentación

Amplificador de instrumentación basado en dos amplificadores y Amplificador basado en tres amplificadores (figura 67k).

El amplificador de instrumentación cuenta con tres amplificadores dos seguidores de tensión para mejorar la impedancia de entrada del amplificador y un amplificador diferencial para rechazar las señales en modo común.

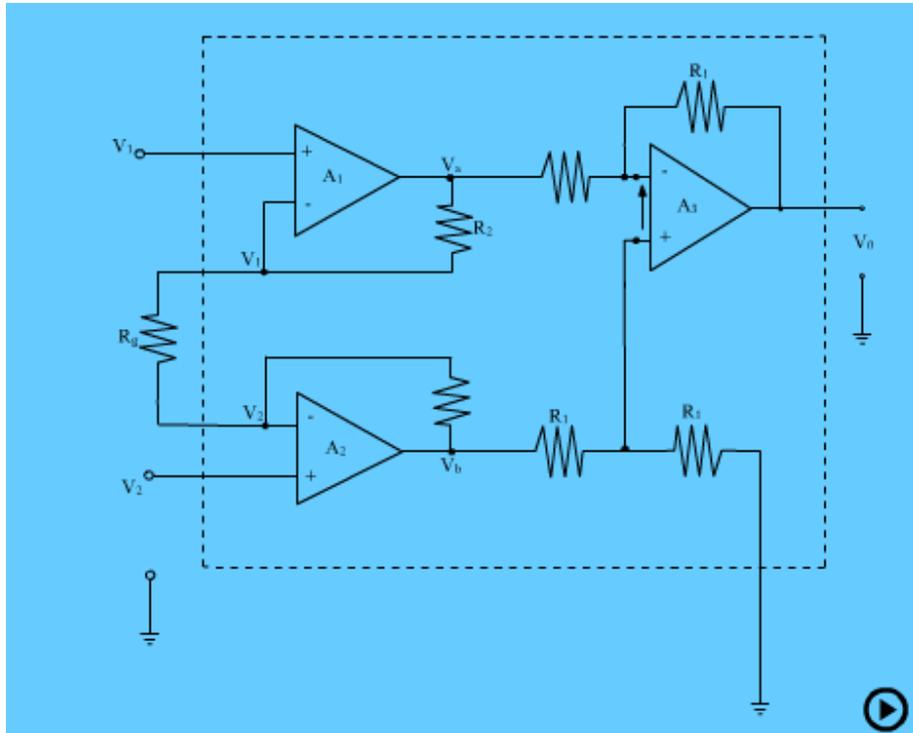


Figura k. Amplificador de instrumentación basado en tres amplificadores.

Las tensiones de salida de los amplificadores inversores ideales A1 y A2 está dada por

$$\frac{V_a - V_1}{R_2} + \frac{V_2 - V_1}{R_g} = 0$$

$$\frac{V_b - V_2}{R_2} + \frac{V_1 - V_2}{R_g} = 0$$

las tensiones Va y Vb, de tal forma que:

$$V_a = \frac{V_1 R_g + V_1 R_2 - V_2 R_2}{R_g}$$

De donde Va está dada por

$$V_b = \frac{V_2 R_2 + V_2 R_g - V_1 R_2}{R_g}$$

Y Vb por

El voltaje de salida de la etapa del amplificador diferencial es: $V_0 = V_b - V_a$

$$V_0 = \left(1 + \frac{2R_2}{R_g}\right)(V_2 - V_1)$$

Reemplazando tenemos que

La ecuación anterior muestra que la ganancia del amplificador de instrumentación puede ser controlada por R_g . La figura 671 muestra el diagrama esquemático del amplificador de instrumentación INA326 .

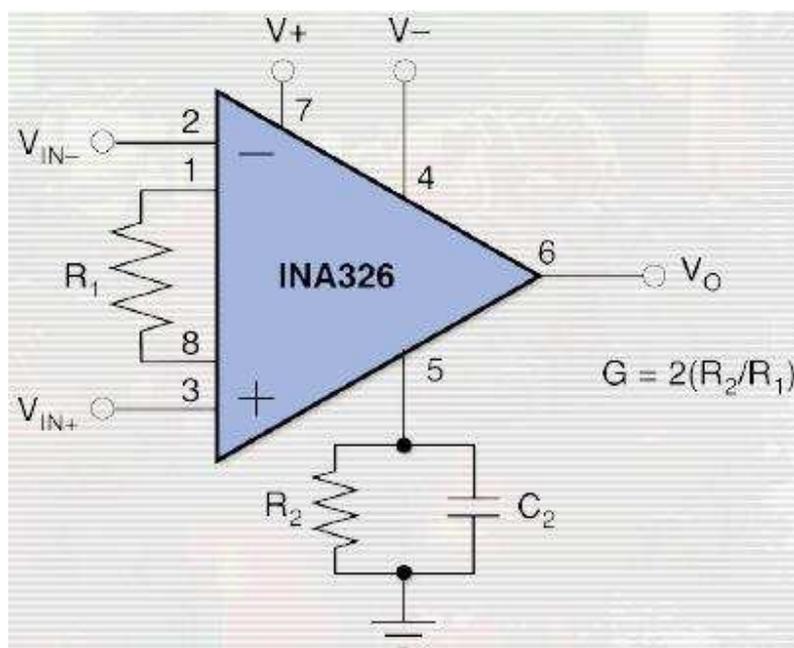


Figura I. Diagrama del amplificador de instrumentación INA326.

El mercado de amplificadores de instrumentación es muy amplio y existe una gran variedad de ellos con grandes ventajas y un sinnúmero de aplicaciones, el ingeniero de instrumentación deberá siempre conocer el más apropiado para cada aplicación. Algunas referencias económicas son: INA101 AD 524, INA105 AD 624 INA326. AMP01 Analog Devices, AD620 LM 363 National

Otras consideraciones que se deben tener en cuenta para la utilización de amplificadores de instrumentación es su protección contra interferencias externas que afecten su funcionamiento.

10. AMPLIFICADOR DE CARGA

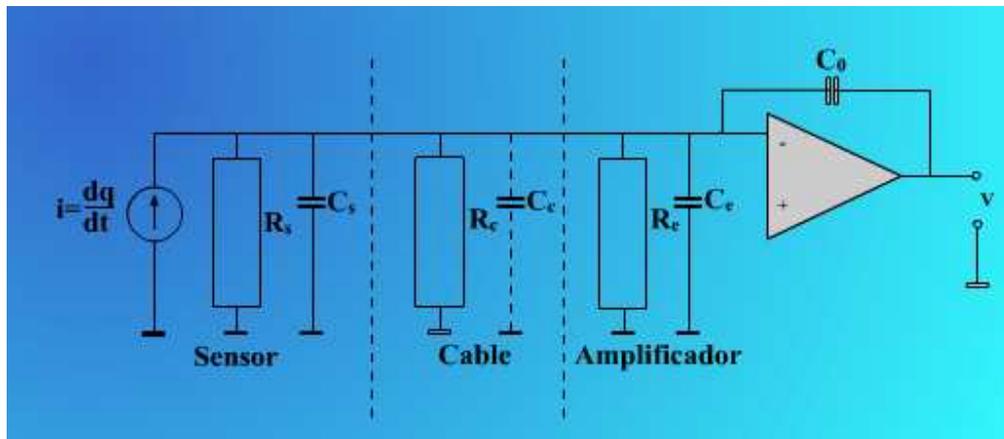


Figura m. Diagrama de un amplificador de carga.

Es un circuito cuya impedancia de entrada es un elemento capacitivo. Su función es obtener una tensión de salida proporcional a la carga del capacitor y entregarla a una tensión de salida baja. En general es un convertidor de carga a tensión; su configuración inicial fue propuesta por W.P Kistler y consistió en un amplificador operacional con un condensador como única rama de realimentación.

Sus aplicaciones más importantes se tienen en acondicionamiento de sensores con impedancia de salida muy alta, especialmente en sensores capacitivos y piezoresistivos

Para el amplificador de carga de la figura 67m su principio de funcionamiento es la transferencia de carga del sensor a un condensador conocido C_0 y medir la tensión en bornes a través del amplificador, el voltaje de salida es:

$$V = \frac{-q}{C_0 + \frac{C + C_0}{G}} \cong \frac{-q}{C_0}$$

Donde el factor de amplificación G es mucho mayor a 1.

La respuesta del circuito anterior es compleja y debe considerar los siguientes factores:

- Capacitancias de los conductores.
- El condensador C_0 debe ser de precisión.
- La resistencia de fuga del sensor y del cable.
- La corriente de desequilibrio del amplificador.

11. AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO

Son amplificadores en los que existe un aislamiento físico entre la entrada y la salida. La característica esencial de éstos dispositivos es la de tener alta tensión de ruptura (alta resistencia) y bajos niveles de fuga (baja capacidad); son valores usuales 10 W y 10pF.

Su utilización es adecuada cuando existen altos niveles de tensión asociados a los parámetros a medir.

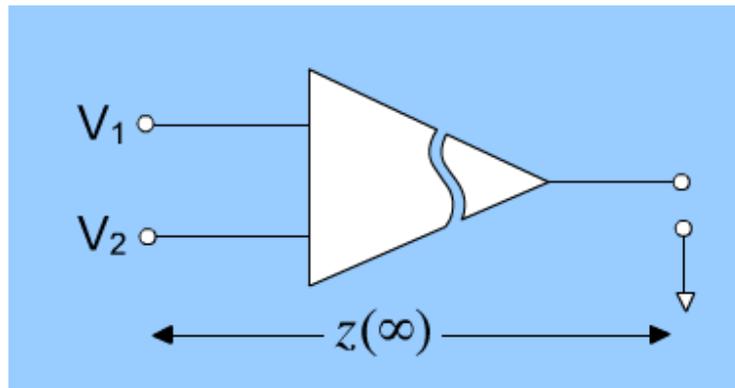


Figura n. Amplificador de aislamiento

El terminal de referencia del circuito de entrada es independiente óhmicamente del terminal de referencia del circuito de salida.

En algunas oportunidades y para aplicaciones muy particulares (tratamiento de señales bioeléctricas) la señal de referencia de la alimentación también se encuentra aislada de la señal de salida.

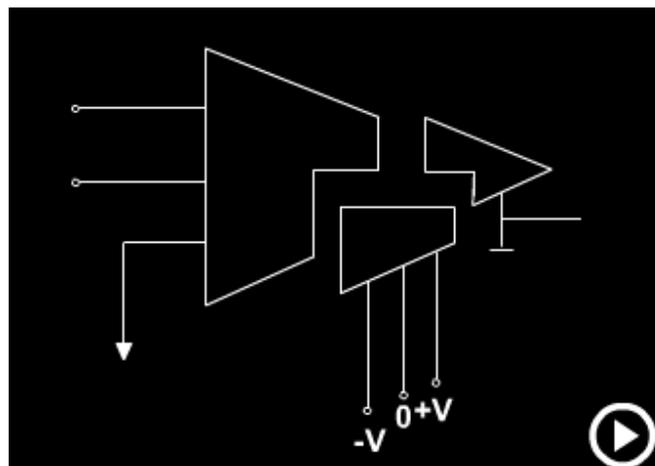


Figura o. Representación del amplificador de aislamiento.

El paso de las señales y de la energía de alimentación entre etapas de un amplificador de aislamiento se realiza normalmente mediante transformadores u opto acopladores.

Existen en el mercado de semiconductores gran variedad de estos tipos de amplificadores, haciendo aclaración de que estos no son ni amplificadores de instrumentación, ni diferenciales, ni operacionales, pero pueden existir modelos que pueden albergar estos dispositivos con características muy especiales.

Entre éstos dispositivos podemos encontrar el AD202 que es un amplificador de aislamiento.

12. SELECCIÓN DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL ADECUADO

Debido a su versatilidad y facilidad de aplicación, el AO es hoy en día el circuito integrado lineal más ampliamente utilizado. Debido a la popularidad del AO, hay disponibilidad de muchos tipos diferentes los cuales ofrecen una gran variedad de características. ¿Cuál dispositivo utilizar para una aplicación específica? es una cuestión que debe ser respondida. Si las características del dispositivo seleccionado no son adecuadas, el comportamiento del sistema global puede ser menor al deseado.

Si el dispositivo seleccionado es demasiado complejo para la tarea, el costo del sistema se incrementará innecesariamente. Los siguientes párrafos proporcionan un resumen de varios tipos de AOs.

13. TALLER

1. Se requiere diseñar un amplificador de tensión, el cual se excita con una fuente de señal de $10mV$ de amplitud y tiene una resistencia interna de $10k\Omega$. Se pretende suministrar una salida pico de $3V$ a una carga de $1k\Omega$.

(a) ¿Cuál es la ganancia de tensión desde la fuente hasta la carga?

(b) Si la corriente pico disponible de la fuente es de $0.1\mu A$. ¿Cuál es la resistencia mínima permitida?

(c) Para el diseño con este valor de R_i , encontrar la ganancia total de corriente y de potencia.

2. Para el circuito de la Fig.25,

(i) Encontrar la ganancia de tensión en dB (Nota: se debe hacer el análisis total)

(ii) Si $v_1 = 3v_2$, encontrar el valor de la tensión de salida.

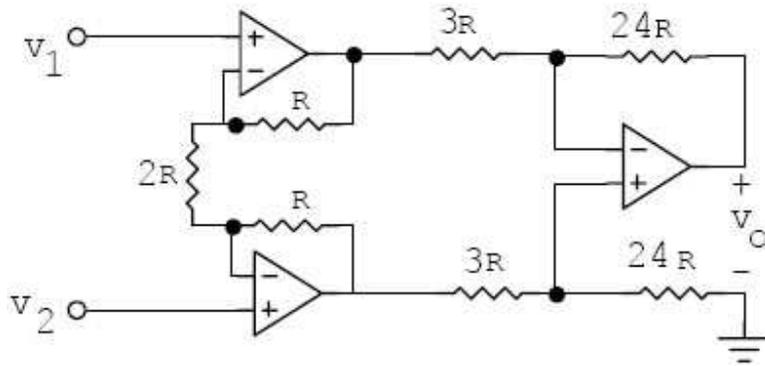


Figura .25: Amplificador de instrumentación

3. Determinar la ganancia de tensión en el circuito de la Fig. 26, suponiendo que el AO es ideal. Todas las resistencias, como se ve, son iguales.

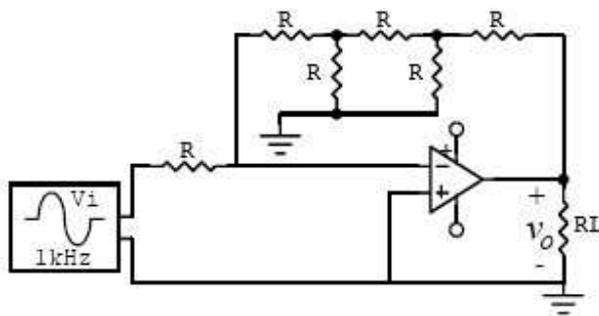


Figura 26: Amplificador inversor.

4. La tensión de salida de un AO determinado varía entre $-10V$ y $+10V$, y produce o absorbe una corriente máxima de $20mA$. El límite de la velocidad de conmutación es $S_R = 10V/\mu s$. Este AO se emplea en el circuito de la Fig. 27

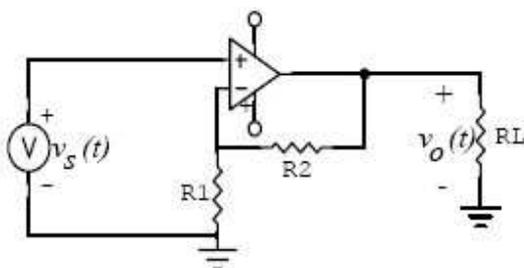


Figura 27: Amplificador no inversor.

(a) Hallar el ancho de banda del AO.

(b) Para la frecuencia de 1 kHz y $R_L = 1\text{ k}\Omega$. ¿Qué tensión máxima de salida es posible sin distorsión?

(c) Para una frecuencia de 1 kHz y $R_L = 100\Omega$. ¿Qué tensión máxima de salida es posible sin distorsión?

(d) Para una frecuencia de 1 MHz y $R_L = 1\text{ k}\Omega$. ¿Qué tensión máxima de salida es posible sin distorsión?

(e) Si $R_L = 1\text{ k}\Omega$ y $v_s(t) = 4 \text{ sen}(2\pi \times 10^6 t)$, dibujar la forma de onda de salida en función del tiempo.

5. Se desea diseñar un amplificador que pueda producir una tensión de salida senoidal de 100 kHz con una amplitud de 5 V . ¿Cuál es la mínima especificación de tiempo de subida tolerable para el AO?

6. Una forma de medir el S_R de un AO es aplicar una onda senoidal (o una onda cuadrada) a la entrada del amplificador, y aumentar la frecuencia hasta que la forma de onda de salida sea triangular. Suponer que la señal de entrada de 1 MHz produce una forma de onda de salida triangular con un valor pico a pico de 4 V . ¿Cuál es la especificación de tiempo de subida para el AO?

7. La tensión de salida de un AO determinado varía entre -10 V y $+10\text{ V}$, y produce o absorbe una corriente máxima de 30 mA . El límite de la velocidad de conmutación es $S_R = 10\text{ V}/\mu\text{s}$. Este AO se emplea en el circuito de la Fig. 28.

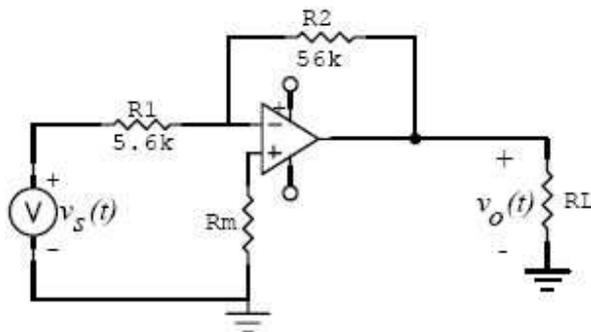


Figura 28: Amplificador inversor.

(a) Hallar el ancho de banda del AO.

(b) Para la frecuencia de 6 kHz y $R_L = 200\Omega$. ¿Qué tensión máxima de salida es posible sin distorsión?

(c) Para una frecuencia de 6 kHz y $R_L = 10\text{ k}\Omega$. ¿Qué tensión máxima de salida es posible sin distorsión?

(d) Para una frecuencia de 200 kHz y $R_L = 10\text{ k}\Omega$. ¿Qué tensión máxima de salida es posible sin distorsión?

(e) Si $R_L = 1\text{ k}\Omega$ y $v_s(t) = 5 \text{ sen}(2\pi \times 10^6 t)$, dibujar la forma de onda de salida en función del tiempo.

8. La hoja de datos de un cierto AO muestra una ganancia de tensión de continua en lazo abierto de 80 dB , una impedancia de entrada de $100 \text{ k}\Omega$, una impedancia de salida de 50Ω y un ancho de banda de ganancia unidad de 10^6 Hz . Dibuje un modelo lineal del AO, incluyendo los valores numéricos de todos los componentes.

9. Considere el amplificador que se muestra en la Fig. 28. Con una tensión de entrada en continua nula para la fuente de excitación, se desea que la tensión de salida en continua no supere los 10 mV en magnitud.

(a) Ignorando los demás errores en continua, ¿cuál es la tensión máxima de desplazamiento permitida para el AO?

(b) Ignorando los demás errores en continua, ¿cuál es la corriente máxima de polarización permitida para el AO?

(c) Mostrar la manera de añadir una resistencia al circuito, incluyendo su valor, de modo que se anulen las corrientes de polarización.

(d) Suponiendo que se utiliza la resistencia del punto (c) e ignorando la tensión de desplazamiento, ¿cuál es la corriente máxima de desviación permitida para el AO?

10. El amplificador diferencial para instrumentación de la Fig. 29 debe tener una ganancia de 103 con una precisión del 0.1% . ¿Un *LM741* reunirá los requisitos para esta aplicación? ¿Cuál será la ganancia que debe tener el AO? Suponer que la ganancia en lazo abierto del AO tiene una tolerancia de $+100\%$, -50% . Despreciar los efectos de R_i y de R_o en el AO.

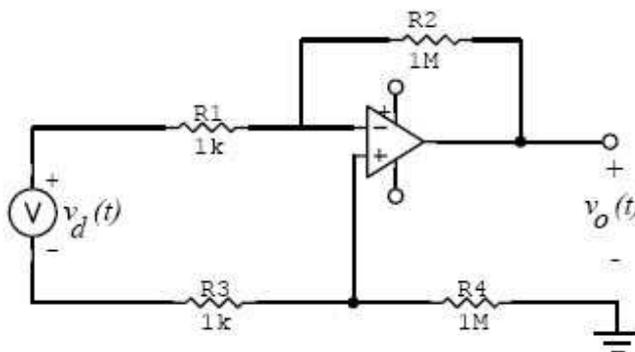


Figura 29: Amplificador diferencial.

11. El AO de la Fig. 3.30, una vez que su tensión de *offset* se ajusta a cero, debe tener una tensión de *offset* referida a la entrada inferior a 1 mV en magnitud para tensiones de entrada en modo común entre $+10 \text{ V}$ y -10 V . ¿Cuál es el máximo *CMRR* permisible para que el amplificador pueda realizar esta tarea? ¿Puede un *LM741* reunir los requisitos exigidos? (El *CMRR* para el *LM741* es de 80 dB mínimo).

12. Calcular las corrientes de polarización y la ganancia de tensión de pequeña señal a baja frecuencia de un AO *LF355*, utilizando tensiones de polarización de $\pm 15 \text{ V}$.

13. El circuito mostrado en la Fig. 30 es el modelo de una red con AO en el cual se muestra la tensión de *offset* y las corrientes de polarización.

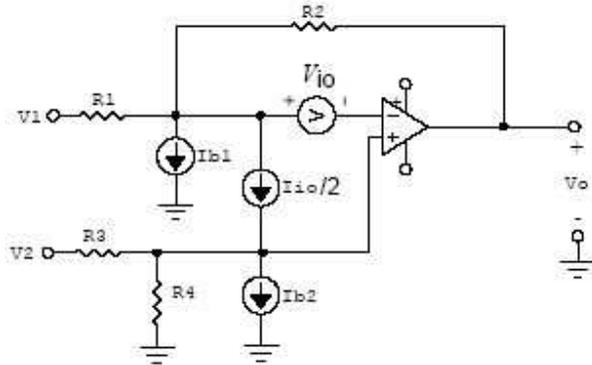


Figura 30: Red donde se indican las corrientes de polarización y tensión de *offset*.

- (a) Determinar la componente de la señal de v_o en términos de la diferencia de las señales $v_2 - v_1$.
- (b) Determinar la componente de v_o producida por $I_{io}/2$.
- (c) Para $v_1 = v_2$, determinar la tensión total *offset* en la salida.
- (d) Evaluar la tensión *offset* de salida para $V_{io} = 6 \text{ mV}$, $I_{io} = 0.2 \text{ } \mu\text{V}$, $I_b = 0.5 \text{ } \mu\text{A}$, $R_1=R_3 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_4 = 500 \text{ k}\Omega$.

14. Considerar circuito de la Fig. 3.32, donde V_1 y V_2 representan tensiones indeseables.

- (a) Demostrar que si $R_i \rightarrow \infty$, $R_o \rightarrow 0$, y $A_{v1} < 0$ y $A_{v2} < 0$, entonces

$$v_o = A_{v2}[A_{v1}(V' - V_1) - V_2] \quad \text{donde} \quad V' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o$$

- (b) Demostrar también que, si $A_{v2}A_{v1}[\frac{R_1}{(R_1 + R_2)}] \gg 1$, entonces

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(V_1 + \frac{V_2}{A_{v1}}\right)$$

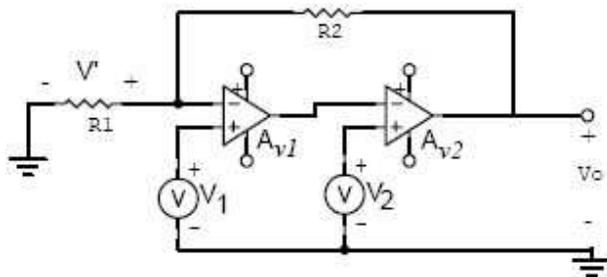


Figura 31: Amplificador con tensiones indeseables.

15. Para el amplificador de instrumentación mostrado en la Fig. 3.33.

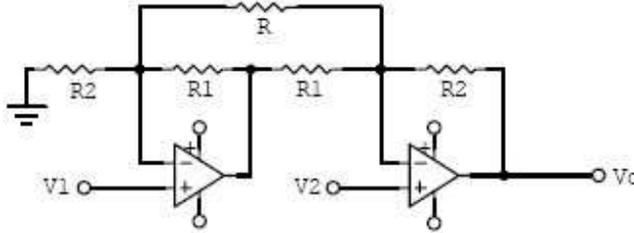


Figura 31: Amplificador de instrumentación.

(a) Verificar que $v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{2R_2}{R}\right) (v_2 - v_1)$

Notar que se puede ajustar la ganancia variando R .

(b) Determinar las impedancias que ven las fuentes V_1 y V_2 .

14. FILTROS ACTIVOS

Un filtro es un dispositivo, que tiene como función atenuar determinadas frecuencias del espectro de la señal de entrada y permitir el paso de las demás. Dentro de las ventajas de los filtros activos tenemos:

- Facilitan el diseño de filtros complejos mediante la asociación de etapas simples.
- Permiten eliminar las inductancias voluminosas, presentes en bajas frecuencias.
- Permiten agilizar y flexibilizar proyectos.
- Proporcionan una ganancia.
- Además pueden tener algunos inconvenientes como el requerir alimentación para la polarización de los amplificadores, su respuesta en frecuencia puede estar limitada al tipo de amplificador utilizado, además su utilización está limitada a circuitos de baja potencia.

Los filtros son sistemas diseñados para obtener una determinada función de transferencia. Los filtros lineales pasivos están compuestos por una combinación de resistores, capacitores e inductores. Este tipo de filtros nos permiten obtener una gran variedad de funciones de transferencia pero, por lo general, requieren de una gran cantidad de componentes. Por este motivo se hace necesario buscar algún tipo de alternativa.

Los filtros activos son sistemas que contienen amplificadores y que nos permiten diseñar una gran cantidad de funciones de transferencia diferentes. Estos sistemas producen ganancia y, además, suelen consistir sólo en resistores y capacitores junto con algún tipo de circuito integrado. Los amplificadores operacionales cuando se combinan con resistores y capacitores pueden simular el comportamiento de los filtros pasivos constituidos por inductancias y capacitancias.

En función del tipo de respuesta se puede distinguir entre diferentes tipos de filtros. Los más conocidos son los filtros de Butterworth y los filtros de Chebyshev. Los primeros se caracterizan en tener una respuesta plana en la banda de paso (no tienen rizado) y la caída fuera de la banda de paso no es demasiado abrupta. Los filtros de Chebyshev tienen rizado en la banda de paso, pero presentan una caída bastante más abrupta.

Clasificación de los filtros: Se pueden clasificar de acuerdo a la función o trabajo a realizar, a la tecnología implementada y a la función matemática utilizada para obtener una curva específica.

a) De acuerdo a la función o trabajo a realizar pueden ser:

Filtro pasa bajo (PB): Sólo permiten el paso a frecuencias inferiores a la de corte f_c , las demás son atenuadas. En la figura 68, se muestra la respuesta de un filtro PB.

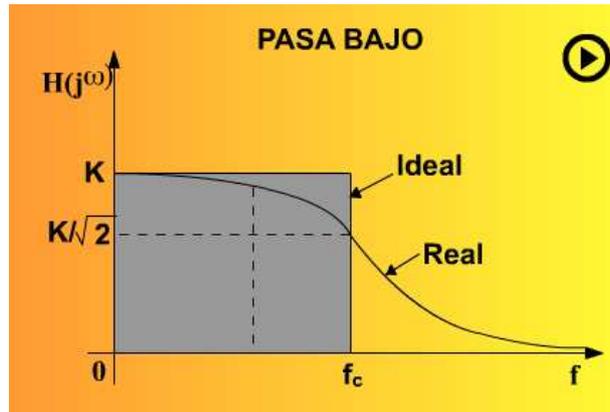


Figura 14. Gráficas de la ganancia en función de la frecuencia para un filtro pasa bajo

Filtro pasa alto (PA): El filtro pasa alto se caracteriza por atenuar las frecuencias bajas y solo permitir el paso a aquellas superiores a la f_c . En la figura 68a se encuentra la respuesta del filtro.

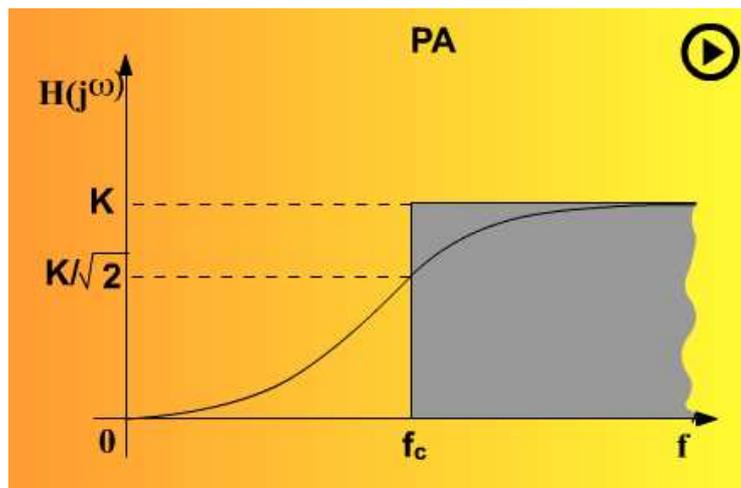


Figura 14a. Gráfica de la ganancia en función de la frecuencia para un filtro pasa alto.

Filtro pasa banda (PF): Permite el paso de frecuencias que se encuentran en una banda delimitada por una frecuencia de corte inferior f_{c1} y otra superior f_{c2} , como es lógico las frecuencias situadas por fuera de ésta banda quedan atenuadas. En la figura 68b se encuentra la respuesta del filtro.

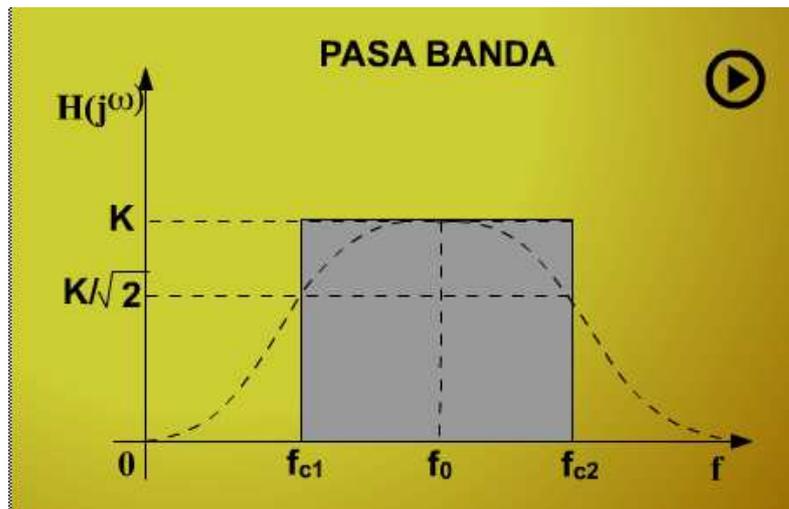


Figura 14b. Gráfica de la ganancia en función de la frecuencia para un filtro pasa banda

Filtro rechazo de banda (RF): Permite el paso de las frecuencias no situadas en la banda, delimitada por la frecuencia de corte inferior f_{c1} y la frecuencia de corte superior f_{c2} , es decir las frecuencias contenidas en la banda son atenuadas. En la figura 14c se encuentra la respuesta del filtro.

Dentro de la respuesta de los filtros reales se definen bandas de frecuencias para su estudio e interpretación.

Por ejemplo para un filtro pasa bajo PB, se definen **Banda de paso** $0 \dots f_c$, **Banda de transición** ($f_c \dots f_s$), **Banda de corte por encima de** f_s

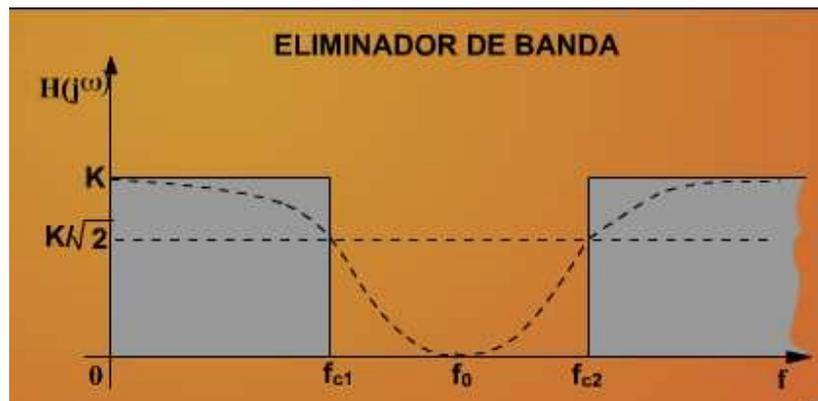


Figura 14c. Gráfica de la ganancia en función de la frecuencia para un filtro eliminador de banda.

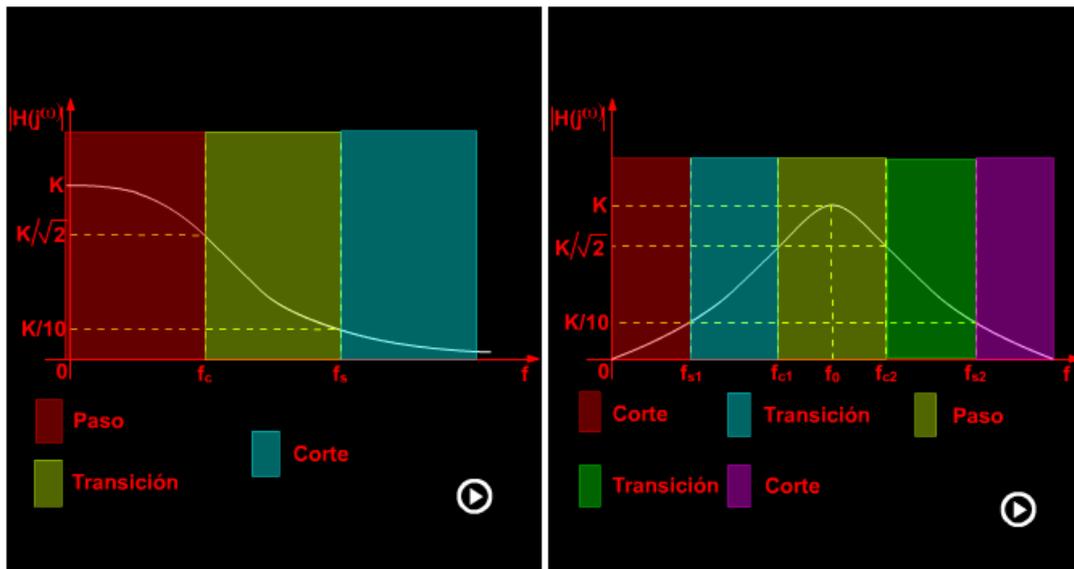


Figura 14d. Bandas para un filtro pasa bajo y un filtro pasa banda. Donde f_s es el punto en el cual la amplitud se reduce al 10% del valor máximo.

b) Atendiendo a su tecnología pueden ser:

Filtros pasivos: Están contruidos por elementos pasivos como resistencias, inductancias y capacitancias, cuentan con muchas ventajas para el filtrado de señales de potencia, pero pueden ser demasiado voluminosas en el manejo de bajas frecuencias.

Filtros activos: Cuentan con elementos activos como los amplificadores operacionales y sus ventajas de operación permiten la construcción de filtros con muy buenas calidades.

Filtros digitales: Convierten las señales a filtrar a señales digitales a través de conversores A/D, la señal es entonces pasada por el filtro correspondiente y finalmente se reconvierte a una señal análoga a través de un convertidor D/A.

c) De acuerdo a la función matemática utilizada para obtener la respuesta del filtro pueden ser:

Los tipos más comunes de aproximaciones son las siguientes: Butterworth y Chevyshev. Cada uno de ellos cuenta con una función matemática que permite aproximar la curva de respuesta a la ideal de cada tipo de filtro.

Filtro Butterworth: La función de transferencia del filtro en función de la ganancia K_{pb} a $w=0$, la frecuencia de corte y el orden del filtro n es:

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{PB}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

El orden del filtro tiene que ver con el número de polos de la función de transferencia o con el número de redes presentes en la estructura. Mientras mayor sea el orden del filtro más aproximada será su respuesta a la respuesta ideal del filtro (figura 68e).

Si la frecuencia ω es mucho mayor que la frecuencia de corte, puede demostrarse que la atenuación del filtro viene dada por:

$$\text{Atenuación} = -20 \cdot n \cdot \log\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

$$\text{Atenuación} = -20 \cdot n \cdot \log\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

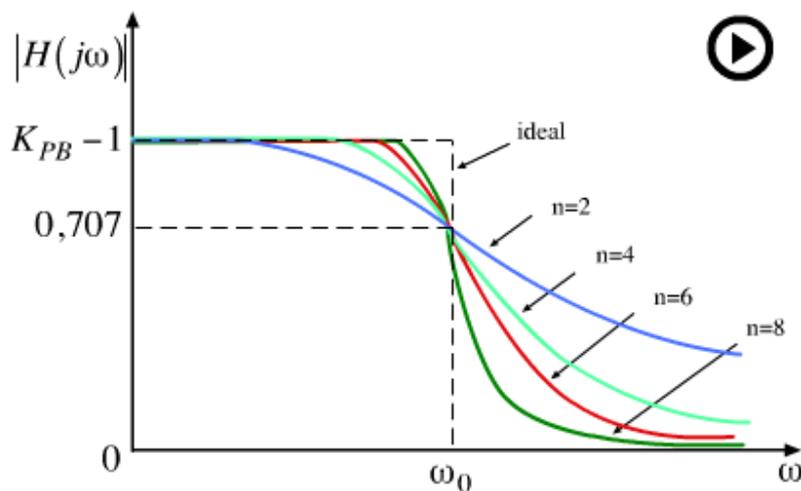


Figura 14e. Respuesta del filtro Butterworth según su orden

Es decir, un filtro Butterworth de primer orden tiene una atenuación de 20 dB/década, el de segundo orden 40 dB/década y el tercer orden 60 dB/década. Valores con respecto a la ganancia máxima $20 \log K_{pb}$.

Filtro Chebyshev: Como pudo observarse para frecuencias de cercanas a las de corte la respuesta del filtro Butterworth no es aceptable, especialmente si el filtro es de orden bajo. Los filtros Chebyshev poseen mejor respuesta para este tipo de frecuencias pero presentan un rizado (RIPPLES) en la banda pasante. La función de transferencia dada por Chebyshev es:

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{PB}}{\sqrt{1 + E^2 C_n^2(\omega/\omega_c)}}$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

$$0 < E \leq 1$$

Donde

K_{PB} : es la ganancia del filtro cuando la frecuencia es cero.

ω_c : es la frecuencia de corte

E : Constante que determina la amplitud del rizado

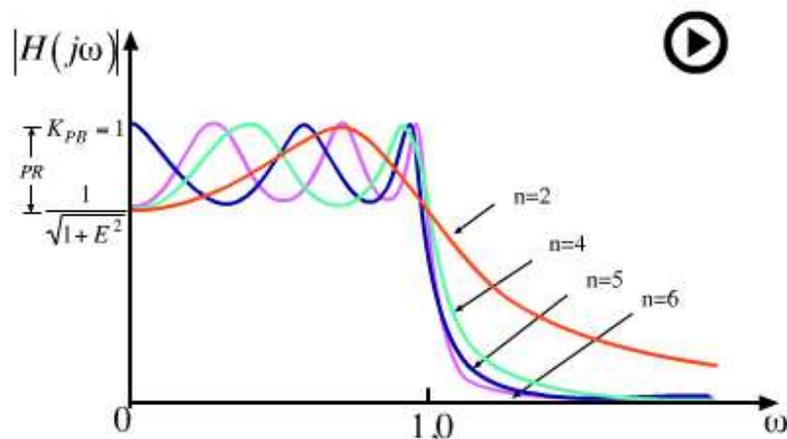
C_n : Polinomio de Chebyshev

El Polinomio de Chebyshev está dado por: $C_n(\omega) = \cos(n \cdot \arccos \omega)$

Cuya formula recurrente puede ser demostrada como:

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

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



El número de rizados presentes en la banda de paso es igual al orden del filtro y su amplitud depende del parámetro E.

$$E = \sqrt{10^{\frac{PR}{10}} - 1}$$

El porcentaje de atenuación del filtro Chebyshev puede encontrarse a partir de la siguiente expresión.

$$AT = -20 \log E - 6(n-1) - 20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)$$

Donde:

n: Orden del filtro.

E: Constante que determina la amplitud del rizado.

ω_c : Frecuencia de corte.

Y donde la amplitud de los rizados está dada por:

$$PR(dB) = 20 \log \sqrt{1 + E^2}$$

Existen diferentes configuraciones de filtros Chebyshev y Butterworth a partir de amplificadores.

DISEÑO DE FILTROS

En este apartado se describe un método de diseño de filtros del tipo Butterworth y Chebyshev. En principio se suponen resistencias de 1 ohmio para los filtros paso-bajo y condensadores de 1 faradio para los filtros paso-alto. Posteriormente, se realizar las transformaciones adecuadas para obtener los valores finales de los componentes.

Todos los filtros se obtienen combinando configuraciones de segundo y tercer orden.

El procedimiento de diseño de filtros se divide en las siguientes etapas:

1. Especificar los parámetros característicos del filtro.
2. Encontrar el orden del filtro en función de sus especificaciones.
3. Obtener el factor de escala para los valores de los componentes según las tablas de los filtros.
4. Realizar el circuito según los esquemas normalizados de la figura.

Los parámetros característicos de un filtro son los siguientes:

Ap: atenuación en dBs en la banda de paso

As: atenuación en dBs en la banda de rechazo

f_p : frecuencia a la que se presenta A_p

f_s : frecuencia a la que se presenta A_s

El orden que debe tener un filtro para cumplir unas determinadas especificaciones puede determinarse a partir de las siguientes expresiones:

$$n_B = \frac{\log(\epsilon_2 / \epsilon_1)}{\log(f_s / f_p)}, \quad n_C = \frac{\log(2\epsilon_2 / \epsilon_1)}{\sqrt{2(f_s / f_p - 1)}}$$

$$\epsilon_1 = \sqrt{10^{0.1A_p} - 1}, \quad \epsilon_2 = \sqrt{10^{0.1A_s} - 1}$$

Se tomará como orden del filtro, el primer entero mayor o igual que n_B para filtros de Butterworth y n_C para filtros de Chebyshev.

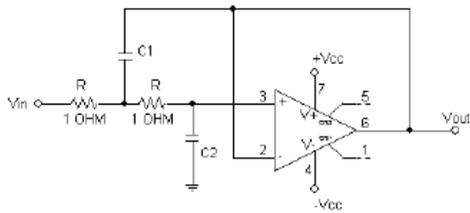
Una vez determinado el orden del filtro, se debe hacer uso de las tablas para filtros activos para configurarlo. Para desarrollar etapas de orden superior a tres deben combinarse etapas de segundo y tercer orden. Los valores mostrados en las tablas están calculados para un frecuencia de corte de 1 rad/s. Para los filtros paso-bajo, los valores de los condensadores se obtienen de la tabla y se sustituyen como C_i en la siguiente fórmula que nos permite determinar los valores adecuados de los condensadores C_n en el circuito para un valor de R fijado y una frecuencia de corte f_p :

$$C_n = \frac{C_i}{2\pi f_p R}$$

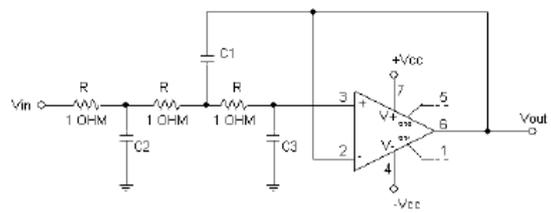
Para los filtros paso alto, se hace de forma similar pero ahora son los valores de los condensadores los que se fijan y son los valores de las resistencias R_i los que se toman de la tabla. Para la resistencia R_n a utilizar en el filtro paso alto final, se tiene que ésta viene dada por:

$$R_n = \frac{1}{2\pi f_p R_i C}$$

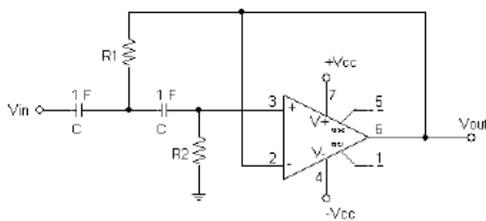
n	C_1 o R_1	C_2 o R_2	C_3 o R_3
2	1,414	0,7071	
	3,546	1,3920	0,2024
	1,082	0,9241	
5	2,613	0,3825	
	1,753	1,3540	0,4214
	3,235	0,3090	
6	1,035	0,9660	
	1,414	0,7071	
	3,863	0,2588	
7	1,531	1,3360	0,4885
	1,604	0,6235	
	4,493	0,2225	
8	1,020	0,9809	
	1,202	0,8313	
	1,800	0,5557	
9	5,125	0,1950	
	1,455	1,3270	0,5170
	1,305	0,7661	
10	2,000	0,5000	
	5,758	0,1736	
	1,012	0,9874	
10	1,122	0,8908	
	1,414	0,7071	
	2,202	0,4540	
	6,390	0,1563	



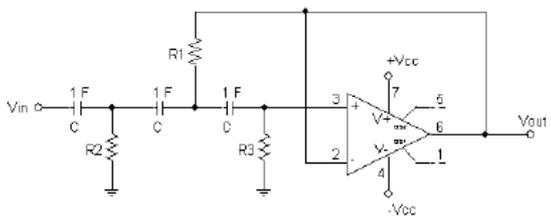
Filtro de segundo orden paso bajo



Filtro de tercer orden paso bajo



Filtro de segundo orden paso alto



Filtro de tercer orden paso alto

15. CONVERTIDORES DE FRECUENCIA A VOLTAJE

Los convertidores de frecuencia a voltaje son circuitos integrados que convierten un voltaje de entrada análogo en un tren de pulsos cuya frecuencia de salida es proporcional al nivel de entrada (figura 69). Se utilizan en aplicaciones de conversión análoga a digital donde la velocidad no es un factor crítico, también opera como convertidores de frecuencia a voltaje y pueden ser utilizados como convertidores de señales digitales a análogas de baja frecuencia.

Dentro de los convertidores de señales de voltaje a frecuencia o de frecuencia a voltaje se encuentran: LM331 de National semiconductor, AD650 de Analog Devices, VFC32 de Burr Brown, XR2206 y XR4151 de Exar (Ver hojas de datos).

Algunas aplicaciones de los convertidores de Frecuencia a Voltaje son:

- Control de velocidad de motores.
- Medición de flujo
- Demodulación de FM
- Transmisión de datos.
- Aislamiento de sistemas
- Enlaces ópticos
- Interface de transductores con sistemas digitales.
- Telemetría de FM de bajo costo.
- Aislamiento de señales análogas
- Multiplexación análoga.

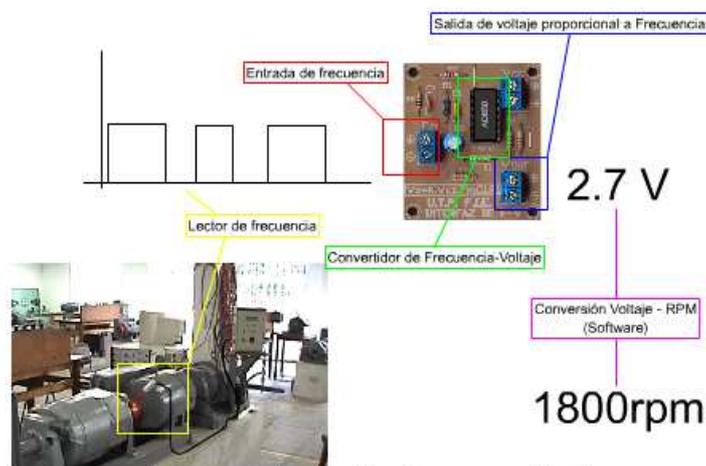


Figura 15. Aplicación típica de un convertidor de V-F

16. CLASES DE FUENTES

Fuentes de señal referenciada: Una señal es referenciada, cuando de alguna forma ésta se conecta a un sistema de puesta a tierra, tales como generadores, fuentes de poder y transformadores.

Para el caso de las señales referenciadas cada señal a medir es captada directamente, o por medio de un transductor adecuado, mediante un solo hilo conductor y tiene como REFERENCIA el conductor a tierra del sistema que genera la señal.

Como otros ejemplos de señales referenciadas se tienen las señales no aisladas generadas por transductores y sensores, las generadas por fuentes de señal conectadas a la red de potencia y aquellas que se utilizan para acondicionamiento de la señal de dispositivos conectados a la red.

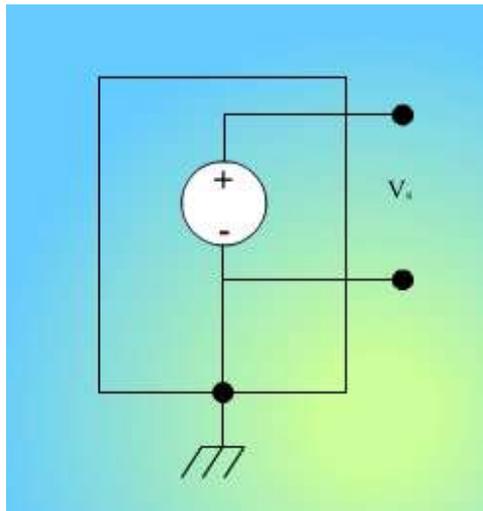


Figura 16. Fuente de señal referenciada

Fuentes de señales flotantes: Una señal es flotante cuando en su origen no está conectada en forma alguna a tierra, es decir, la señal es captada directamente, o por medio de un transductor adecuado, mediante un par de conductores de los cuales uno sirve como conductor que transporta la señal y el otro sirve como conductor de regreso. Ninguno de los conductores están conectados a tierra, así las variaciones de la señal parecen flotar de un conductor con respecto al otro conductor.

Como ejemplos de señales flotantes se tienen las señales aisladas generadas por transductores y sensores como las termocuplas, las señales fisiológicas, las generadas por fuentes de señal aisladas no conectadas a la red, como el caso de los instrumentos portátiles y aquellas que se utilizan para acondicionamiento de señal, dispositivos como transformadores de aislamiento, aisladores ópticos y amplificadores de aislamiento.

La entrada de estas señales al sistema de conversión AD se hace por medio de uno o varios circuitos multiplexores e incluye un amplificador de instrumentación de ganancia programable, alta relación de rechazo en modo común y una muy alta impedancia de entrada.

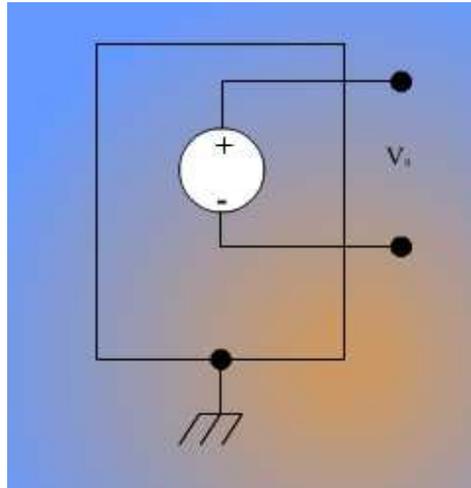


Figura 16a. Fuentes de señales flotantes

17. CONEXIÓN DE SEÑALES Y FUENTES DE SEÑAL PARA INTERFACES Y ADQUISICIÓN DE DATOS

Los fabricantes de interfaces para sistemas de adquisición de datos y control ofrecen tres alternativas de conexión de las señales a medir o detectar a saber:

- MODO REFERENCIADO CON CONEXION SIMPLE – RSE (Referenced Single Ended)
- MODO NO REFERENCIADO CON CONEXIÓN SIMPLE – NRSE (Non Referenced Single Ended)
- MODO DIFERENCIAL – DIFF (Differential)

A continuación se describen y comparan estos tres modos de conexión:

Los modos de conexión simple

Los modos referenciados RSE y no referenciado NRSE con conexión simple son aquellos en los cuales todas las señales análogas de entrada son referenciadas en la interface a una tierra común. Las señales de entrada se conectan mediante un circuito multiplexor MUX al terminal positivo del amplificador de instrumentación y el punto de tierra común se conecta al terminal negativo del amplificador de instrumentación.

Los modos con conexión simple se deben utilizar cuando todas las señales de entrada reúnen las siguientes características:

- Son de nivel alto, mayores a 1V.
- Los cables que se utilizan para conectar la señal análoga miden menos de 3 metros.
- Todas las señales análogas comparten una misma señal de referencia.

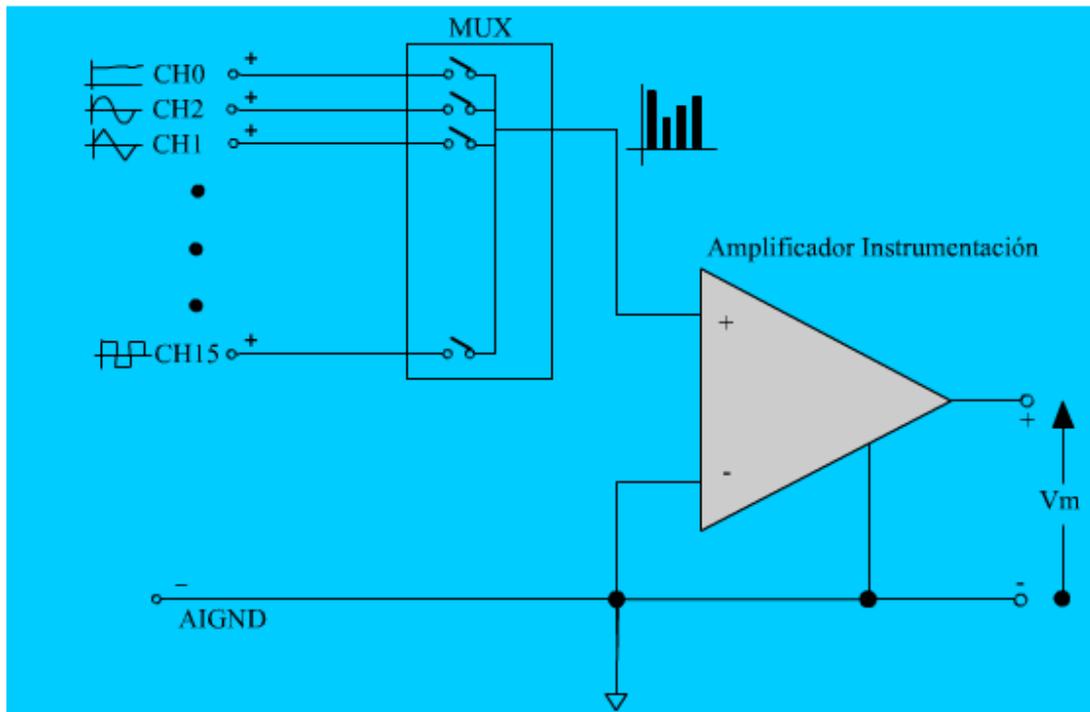


Figura 17. Conexión de señales flotantes en modo referenciado con conexión sencilla

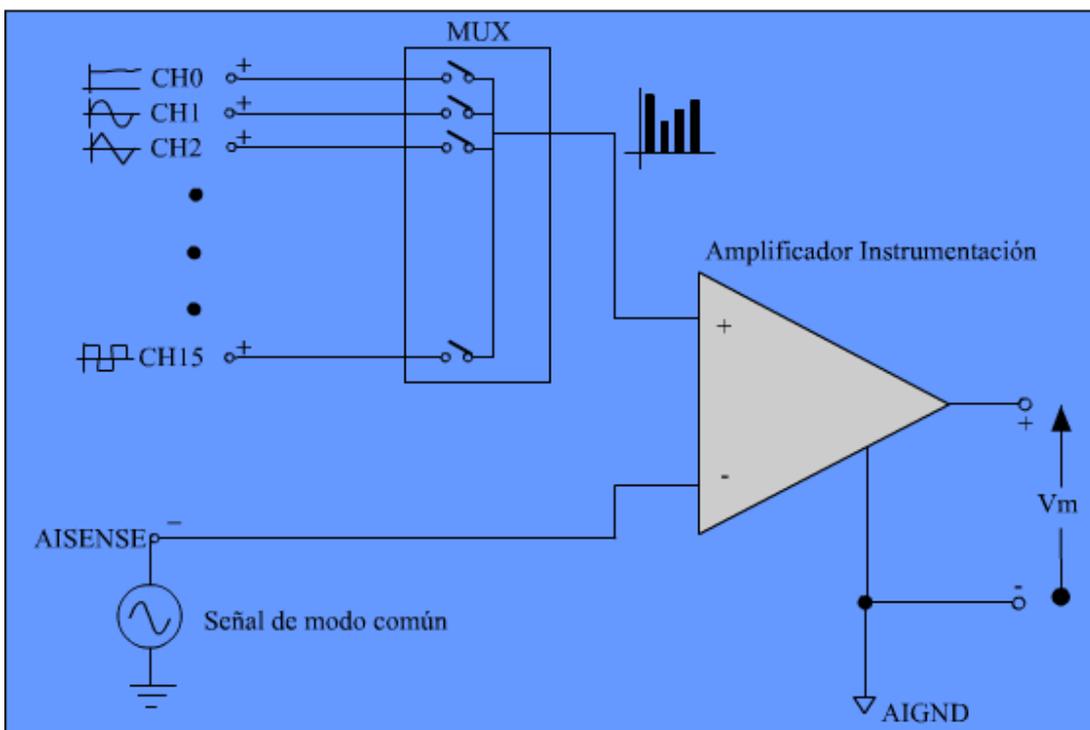


Figura 17. Conexión de señales referenciadas a tierra en modo no referenciado (NRSE)

El modo RSE se debe emplear para la conexión de señales flotantes, en cuyo caso las interfaces proveen el punto de tierra común para las señales externas.

El modo NRSE se debe emplear para señales referenciadas a tierra, en cuyo caso la señal externa suministra su propio punto de referencia a tierra y la tarjeta provee un punto de conexión aislado.

Conexión simple RSE para señales flotantes

La figura 17b ilustra una conexión típica de señales flotantes a un sistema de adquisición de datos configurada en el modo referenciado con conexión sencilla RSE.

Conexión simple para señales referenciadas a tierra

La figura 17c ilustra la conexión de una señal referenciada a tierra por medio de un sistema de adquisición de datos configurada en el modo no referenciado con conexión sencilla NRSE.

La configuración en el modo NRSE se realiza por hardware, software o una combinación de ambos. La señal se conecta a la entrada positiva del amplificador de instrumentación y la referencia local a tierra de la señal se conecta a la entrada negativa del amplificador de instrumentación.

En algunos modelos de tarjetas esto se hace por medio del terminal marcado AISENSE/AIGND (analog input sense / analog input ground signal), el cual para esta configuración no está conectado a tierra. La diferencia de potencial entre la tierra de la tarjeta y la tierra de la señal aparece como señal de modo común en ambas entradas, - positiva y negativa - del amplificador de instrumentación y es, por lo tanto, rechazada por el amplificador.

Por el contrario, si la circuitería de entrada esta referenciada a tierra, como en el caso RSE, la diferencia entre estos potenciales de tierra aparecerá como un error en el voltaje medido.

Modo de conexión diferencial: El modo de conexión diferencial es aquel en el cual cada señal análoga de entrada tiene su propia señal de referencia o conductor de regreso. Este modo de conexión se logra configurando la interface por hardware, software o una combinación de ambos en el modo diferencial DIFF.

La señal de entrada se conecta a la entrada positiva del amplificador de instrumentación y la señal de referencia o regreso se conecta a la entrada negativa del amplificador de instrumentación.

Al configurar la interface de adquisición para el modo diferencial cada señal a medir requiere dos canales de entrada con sus respectivos multiplexores, uno para la señal de entrada y otro para la señal de referencia respectiva.

El modo de conexión diferencial se debe utilizar cuando el sistema de adquisición de datos DAQ posee una de las siguientes características:

- Las señales de entrada son de muy bajo nivel (menores a 1V).
- Los conductores de conexión de la señal miden más de 3 metros.

- Los conductores de conexión de la señal se encuentran instalados en ambientes ruidosos.
- Cualquiera de las señales de entrada requiere una señal de referencia o retorno separada.

El modo diferencial reduce el ruido captado e incrementa la relación de rechazo en modo común. Cada señal de entrada puede flotar dentro de los límites de modo común del amplificador.

Conexión diferencial DIFF para señales referenciadas a tierra

La figura 17d ilustra la conexión de señales referenciadas a tierra a un sistema de adquisición de datos configurado en modo diferencial DIFF.

Esta forma de conexión permite que el amplificador de instrumentación rechace tanto el ruido de modo común que puede acompañar la señal y la diferencia de potencial de tierra entre la señal a medir y la tierra de la tarjeta.

Conexión diferencial para señales flotantes

La figura 17e ilustra la conexión de una señal flotante a un sistema de adquisición de datos, configurado en el modo diferencial DIFF.

El empleo de las resistencias con valores entre 10kW y 100kW permite drenar a tierra las corrientes de polarización del amplificador de instrumentación. La carencia de dichas resistencias puede producir efectos incontrolables y una posible saturación del amplificador de instrumentación.

Conclusiones

Para conectar adecuadamente las señales análogas a una interface de adquisición de datos es necesario:

- Identificar ampliamente las características de la señal a medir
- Identificar las posibilidades de configuración de la interface de adquisición de datos

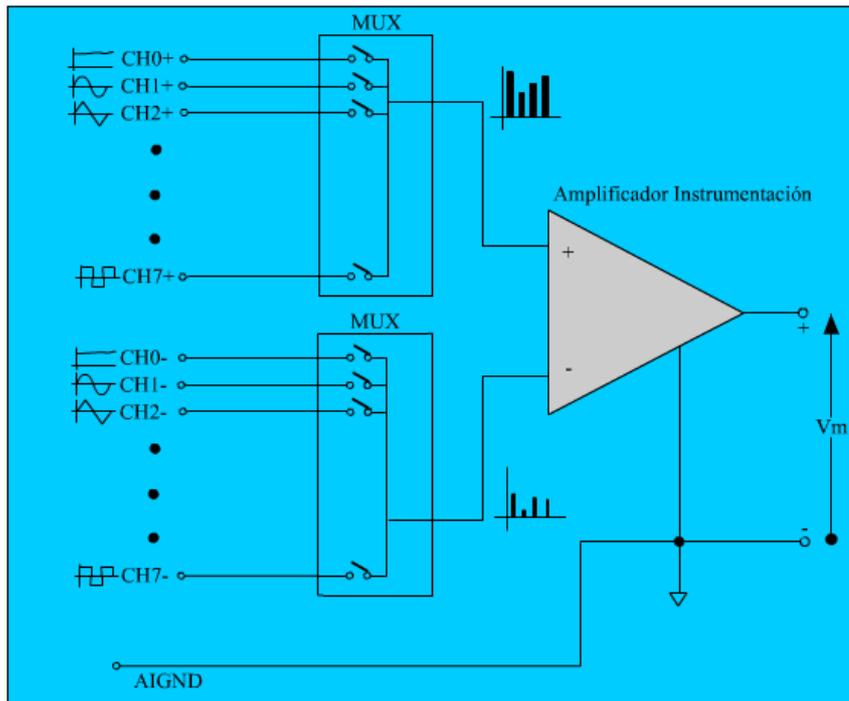


Figura 17d. Conexión de señales referenciadas a tierra en modo diferencial

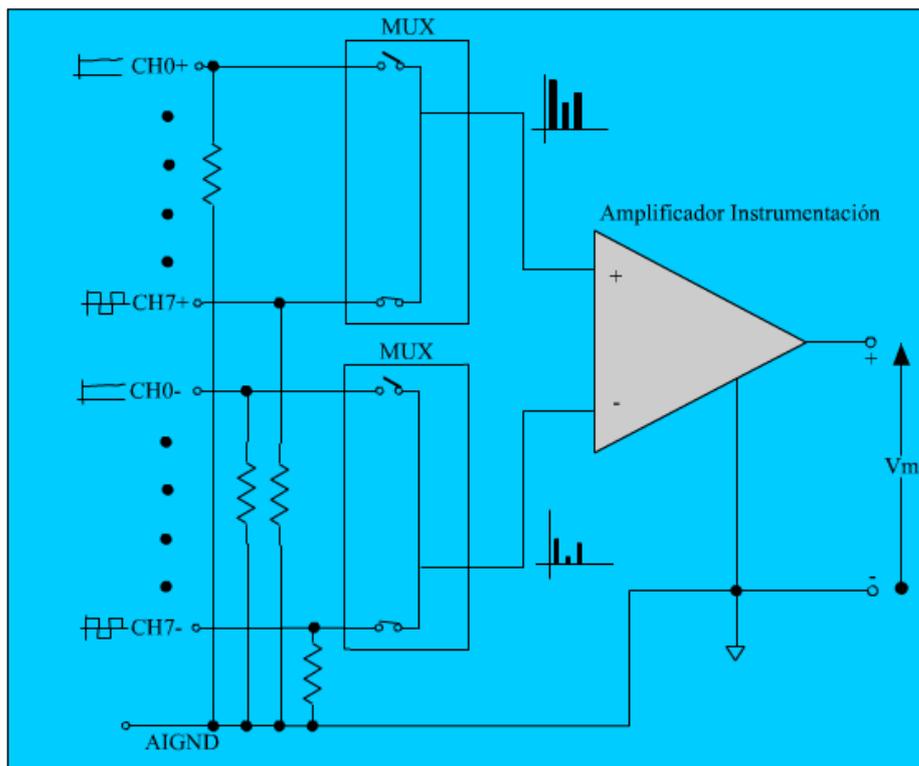


Figura 17e. Conexión de una señal flotante a un sistema de adquisición de datos

18. CONCLUSIONES

Por lo general una norma no es un mandato, son procedimientos de libre aplicación, pero en algunos casos son de obligatorio cumplimiento tales como en instalaciones eléctricas, equipo médico, construcciones, etc. En general donde la vida humana pueda correr graves riesgos.

El sistema internacional de medidas se usa a nivel mundial y es la base de todas las medidas modernas, consiste en 28 unidades (7 básicas, 2 suplementarias y 19 unidades derivadas).

Todo sensor eléctrico, mecánico, químico, cuenta con características intrínsecas propias de los materiales con que fueron construidos. Estas características dependen de la respuesta del sensor a un estímulo externo. Y pueden ser: características estáticas y dinámicas.

Dependiendo del tipo de dispositivo a medir existirá una pérdida de potencia en el sistema donde se mide.

Hoy día los centros de investigación tratan de desarrollar sistemas de medida que no alteren el medio, es así como podemos ya obtener mediciones de temperatura a través de infrarrojos, mediciones de caudal a través de ultrasonido, utilizando rayos gamma para la detección de niveles y caudales, etc.

Cuando debido a este tipo de circunstancias se altera la variable medida, se dice que hay un error por carga, que se refleja en su impedancia de entrada.

Para obtener un error por carga mínimo es necesario que la impedancia de entrada del sensor sea alta.

Las siguientes dos deducciones son muy importantes y siempre se deberán tomar en cuenta en el diseño y montaje de un sistema de instrumentación:

1. El error relativo de interferencia disminuye al bajar la impedancia de salida del transductor, siendo nulo cuando lo es dicha impedancia, lo que generalmente se recomienda y se utiliza en el diseño de sensores.
2. El error relativo de interferencia disminuye en la misma proporción en que aumenta la señal de salida del transductor, por lo anterior se recomienda una etapa amplificadora lo más cerca posible al sensor.

Un dispositivo de medida analógico es aquel cuya salida varía de forma continua y mantiene una relación fija con la entrada. La utilización de instrumentos análogos en la actualidad está muy extendido, a pesar que los instrumentos digitales crecen de manera exponencial en número, versatilidad y en aplicaciones. Es lógico todavía pensar en que los instrumentos analógicos se sigan utilizando durante los próximos años y que para algunas aplicaciones no puedan ser sustituidos.

La sensibilidad de un instrumento de bobina móvil aumenta cuando: Se aumenta la densidad de flujo magnético, Se aumenta el número de espiras, Se aumenta el área de las espiras, Se disminuye la constante de par Km.

Para utilizar de forma correcta un osciloscopio analógico necesitamos realizar tres ajustes básicos:

- La atenuación ó amplificación que necesita la señal. Utilizar el mando AMPL. para ajustar la amplitud de la señal antes de que sea aplicada a las placas de deflexión vertical. Conviene que la señal ocupe una parte importante de la pantalla sin llegar a sobrepasar los límites.
- La base de tiempos. Utilizar el mando TIMEBASE para ajustar lo que representa en tiempo una división en horizontal de la pantalla. Para señales repetitivas es conveniente que en la pantalla se puedan observar aproximadamente un par de ciclos.
- Disparo de la señal. Utilizar los mandos TRIGGER LEVEL (nivel de disparo) y TRIGGER SELECTOR (tipo de disparo) para estabilizar lo mejor posible señales repetitivas.

Las resistencias PTC son utilizadas en la detección de umbrales de temperatura (protecciones térmicas, detectores de incendios). Ya que R_{max} es mucho mayor que R_{min} las resistencias PTC se comportan como un interruptor que se abre y se cierra en las proximidades de T_c .

Para conectar adecuadamente las señales análogas a una interface de adquisición de datos es necesario:

- Identificar ampliamente las características de la señal a medir
- Identificar las posibilidades de configuración de la interface de adquisición de datos

Una forma de onda es la representación gráfica o ecuación de una señal (de una onda).

Un sistema general de instrumentación consta de 6 niveles a saber:

- Sensores
- Acondicionamientos de señales
- Digitalización y multiplexación
- Procesamiento, análisis y control
- Redes de comunicación
- Actuadores

El sensor tiene como función básica adquirir señales provenientes de sistemas físicos para ser analizadas, por lo tanto se podrá encontrar en el medio tantos sensores como señales físicas requieran ser procesadas. Basados en el principio de conversión de energía el sensor tomará una señal física (fuerza, presión, sonido, temperatura, etc.) y la convertirá en otra señal (eléctrica, mecánica óptica, química, etc.) de acuerdo con el tipo de sistema de instrumentación o control implementado.

La sensibilidad de los sensores piezoeléctricos aumenta cuando el sensor entra en resonancia, el margen de utilización del sensor se encuentra en su zona plana y en ningún caso cuentan con respuesta en corriente continua.

Los sensores piroeléctricos cuentan con una respuesta más rápida que los termopares, empleándose incluso para la detección de pulsos de radiación de picosegundos y con energías desde los nanojulios hasta julios.

Los sensores termoeléctricos son dispositivos que presentan gran alcance de medida (200°C a 3000°C), baja sensibilidad (5 a 75 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$) y una respuesta no lineal, pero son de alta fiabilidad, buena estabilidad, rápida respuesta, relativo bajo costo además son componentes robustos y sencillos.

Un aspecto importante en el acondicionamiento de sensores resistivos utilizando puentes de medida, es la necesidad de utilizar fuentes de alimentación estables, ya que sus fluctuaciones conllevan a errores en los resultados de las mediciones.

Para aplicaciones con sensores que entregan señales pequeñas comparables con señales de ruido (voltajes inducidos no deseados) se recurre a la utilización de amplificadores diferenciales, los cuales presentan idealmente un rechazo al modo común permiten la amplificación de la señal deseada en modo diferencial.

Un amplificador de instrumentación se caracteriza por tener:

- Alta impedancia de entrada.
- Alto rechazo de de señales en modo común CMRR, superior a 100 dB.
- Ganancia estable y que pueda ser variable con una única resistencia y sin que se contrapongan directamente ganancia y ancho de banda.
- Tensión y corriente de desequilibrio (offset) bajas y con pocas derivas.
- Impedancia de salida baja.

Para la utilización de amplificadores de instrumentación se debe tener en cuenta la protección contra interferencias externas que afecten su funcionamiento.

Una de las aplicaciones más importantes del amplificador de carga es el acondicionamiento de sensores con impedancia de salida muy alta, especialmente en sensores capacitivos y piezoresistivos.

Los amplificadores de aislamiento se utilizan cuando existen altos niveles de tensión asociados a los parámetros a medir en los que existe un aislamiento físico entre la entrada y la salida. La característica esencial de éstos dispositivos es la de tener alta tensión de ruptura (alta resistencia) y bajos niveles de fuga (baja capacidad); son valores usuales 10 W y 10pF.

Los filtros activos cuentan con elementos (activos) como los amplificadores operacionales y sus ventajas de operación permiten la construcción de filtros con muy buenas calidades, y tienen las siguientes ventajas:

- Facilitan el diseño de filtros complejos mediante la asociación de etapas simples.
- Permiten eliminar las inductancias voluminosas, presentes en bajas frecuencias.
- Permiten agilizar y flexibilizar proyectos.
- Proporcionan una ganancia.
- Además pueden tener algunos inconvenientes como el requerir alimentación para la polarización de los amplificadores, su respuesta en frecuencia puede estar limitada al tipo de amplificador utilizado, además su utilización está limitada a circuitos de baja potencia.

Algunas aplicaciones de los convertidores de Frecuencia a Voltaje son:

- Control de velocidad de motores.
- Medición de flujo
- Demodulación de FM
- Transmisión de datos.
- Aislamiento de sistemas
- Enlaces ópticos
- Interface de transductores con sistemas digitales.
- Telemetría de FM de bajo costo.
- Aislamiento de señales análogas
- Multiplexación análoga.

Una señal es referenciada, cuando de alguna forma ésta se conecta a un sistema de puesta a tierra, tales como generadores, fuentes de poder y transformadores. Para el caso de las señales referenciadas cada señal a medir es captada directamente, o por medio de un transductor adecuado, mediante un solo hilo conductor y tiene como REFERENCIA el conductor a tierra del sistema que genera la señal.

Una señal es flotante cuando en su origen no está conectada en forma alguna a tierra, es decir, la señal es captada directamente, o por medio de un transductor adecuado, mediante un par de conductores de los cuales uno sirve como conductor que transporta la señal y el otro sirve como conductor de regreso. Ninguno de los conductores están conectados a tierra, así las variaciones de la señal parecen flotar de un conductor con respecto al otro conductor.

III. CIRCUITOS OSCILADORES

El Oscilador es un circuito que genera una señal periódica, es decir, que produce una señal periódica a la salida sin tener ninguna entrada periódica. Los osciladores se clasifican en armónicos, cuando la salida es sinusoidal, o de relajación, si generan una onda cuadrada.

Un oscilador a cristal es un oscilador armónico cuya frecuencia está determinada por un cristal de cuarzo o una cerámica piezoeléctrica.

Los sistemas de comunicación suelen emplear osciladores armónicos, normalmente controlados por cristal, como oscilador de referencia. Pero también osciladores de frecuencia variable. La frecuencia se puede ajustar mecánicamente (condensadores o bobinas de valor ajustable) o aplicando tensión a un elemento, estos últimos se conocen como osciladores controlados por tensión o VCO, es decir, osciladores cuya frecuencia de oscilación depende del valor de una tensión de control. Y también es posible hallar osciladores a cristal controlados por tensión o VCXO.

Parámetros del oscilador

- **Frecuencia:** es la frecuencia del modo fundamental
- **Margen de sintonía,** para los de frecuencia ajustable, es el rango de ajuste
- **Potencia de salida y rendimiento.** El rendimiento es el cociente entre la potencia de la señal de salida y la potencia de alimentación que consume
- **Nivel de armónicos:** potencia del armónico referida a la potencia del fundamental, en dB
- **Pulling:** variación de frecuencia del oscilador al variar la carga
- **Pushing:** variación de frecuencia del oscilador al variar la tensión de alimentación
- **Deriva con la temperatura:** variación de frecuencia del oscilador al variar la temperatura
- **Ruido de fase** o derivas instantáneas de la frecuencia
- **Estabilidad de la frecuencia** a largo plazo, durante la vida del oscilador

OSCILADORES COLPITTS Y HARTLEY:

Son dos esquemas clásicos de oscilador para comunicaciones con un único elemento activo, que puede ser un BJT o un MOSFET. Los circuitos equivalentes para c.a. de las versiones con BJT están representados en la figura siguiente:

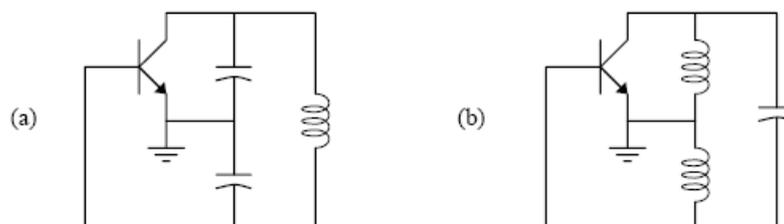


Figura 100. Osciladores (a) Colpitts y (b) Hartley

El Colpitts emplea dos condensadores y una bobina en la red de realimentación, mientras que el Hartley emplea dos bobinas y un condensador. El análisis de estos osciladores es similar, así que nos limitaremos a estudiar el Colpitts, que se emplea más a menudo.

En la figura 100a se representa el esquema del oscilador Colpitts, redibujado para poner en evidencia la red de realimentación. También en esta figura se indica el punto M , elegido para abrir el lazo de realimentación. En la figura 6.6b se muestra el circuito que resulta después de abrir el lazo y de sustituir el BJT por su circuito equivalente en pequeña señal. Notar que la impedancia de entrada en el punto de inicio es $Z_{in} = r_{\pi}$.

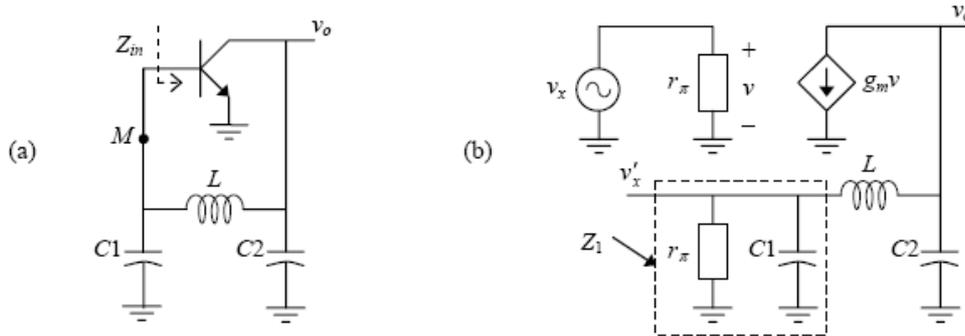


Figura 100a. (a) Circuito oscilador Colpitts modificado para calcular la ganancia de lazo y (b) el circuito equivalente para pequeña señal

Puesto que $v = v_x$, la tensión v_o se puede calcular como

$$v_o = -g_m [(Z_2 \parallel (Z_1 + Z_L))v_x]$$

siendo

$$Z_1 = \frac{r_{\pi}}{1 + j\omega r_{\pi} C_1}, \quad Z_L = j\omega L, \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}$$

La relación entre v_x y v_o es

$$\frac{v_x'}{v_o} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_L}$$

$$A\beta = \frac{v_x'}{v_x} = \frac{v_x' v_o}{v_o v_x} = \frac{-g_m Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_L + Z_2}$$

Así la ganancia de lazo queda

Sustituyendo en la ecuación anterior las expresiones correspondientes a Z_1 , Z_L y Z_2 , obtenemos

$$A\beta = \frac{-g_m r_{\pi}}{1 + j\omega r_{\pi} (C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2) - \omega^2 LC_2}$$

Aplicando el criterio de Barkhausen para la fase, $\phi_{A\beta} = 0$, resulta $C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2 = 0$, es decir que la frecuencia de oscilación será

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

Sustituyendo este resultado en la expresión de $A\beta$ y aplicando el criterio de Barkhausen para el módulo, $A\beta > 1$, obtenemos la condición de arranque.

$$g_m r_\pi > \frac{C_2}{C_1}$$

El circuito completo, incluyendo los elementos de polarización, se muestra en la figura 100b. Además de la configuración analizada con el BJT en emisor común, la más habitual, existen otras con el BJT en base común y en colector común. Y naturalmente, con MOSFET también existen tres configuraciones.

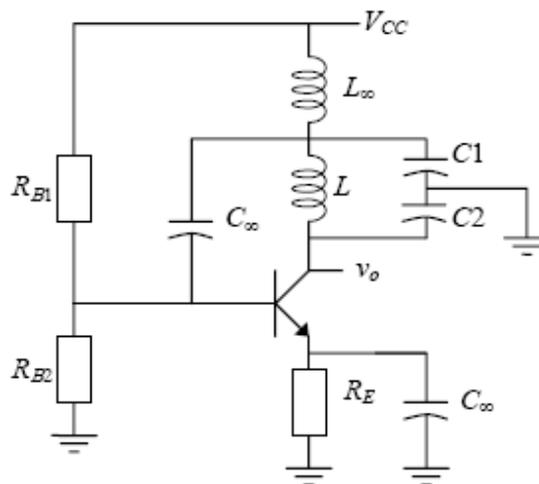


Figura 100b. Circuito oscilador Colpitts incluyendo los elementos de polarización

OSCILADOR DE TRANSISTORES ACOPLADOS:

Es un circuito oscilador típico para receptores de RF integrados en un solo chip. En la figura 100c se muestra el esquema con MOSFET pero también se puede realizar con BJT. El circuito tiene salida diferencial, $v_o = v_1 - v_2$, y en c.a. por simetría $v_1 = -v_2$.

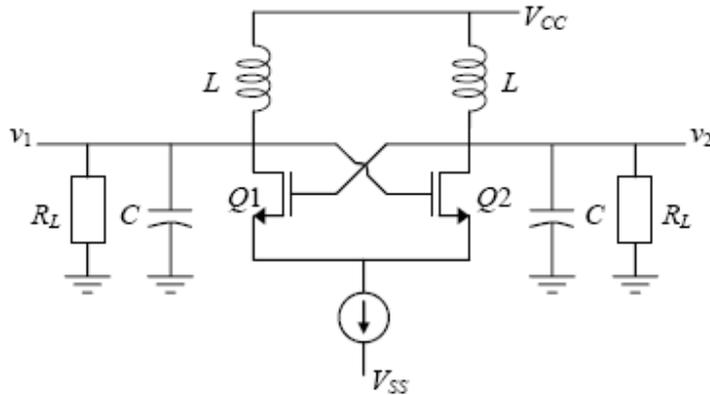


Figura 100c. Oscilador con transistores acoplados

En la figura 100d (a) se muestra el circuito equivalente en pequeña señal y en ella se indica el punto M, elegido para abrir el lazo. La impedancia Z representa el circuito RLLC en paralelo. En la figura 100d (b) se muestra el circuito que resulta después de abrir el lazo y de sustituir el MOSFET por su circuito equivalente en pequeña señal. Notar que la impedancia de entrada en el punto de inicio es infinita.

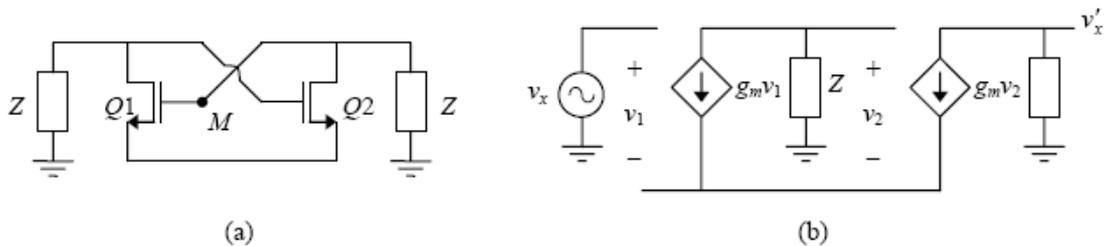


Figura 100d. Circuito equivalente del de la figura 6.7 para c.a. y (b) su circuito equivalente en pequeña señal modificado para calcular la ganancia de lazo.

En la figura 100d se observa que la suma de las corrientes en los dos generadores debe ser nula, por consiguiente $v_1 = -v_2$.

$$v'_x = -g_m v_2 Z$$

Por una parte

$$v'_x - v_1 = -g_m v_1 Z - v_2$$

y por otra

Combinando las anteriores ecuaciones se obtiene la siguiente ganancia de lazo

$$A\beta = \frac{-g_m Z}{2 - g_m Z}$$

$$Z = \frac{j\omega LR_L}{(1 - \omega^2 LC)R_L + j\omega L}$$

Siendo Z

Sustituyendo Z en la anterior expresión de $A\beta$ obtenemos

$$A\beta = \frac{j\omega LR_L g_m}{2(1 - \omega^2 LC)R_L + j\omega L(2 - g_m R_L)}$$

Aplicando el criterio de Barkhausen para la fase, $\phi A\beta = 0$, resulta $1 - \omega^2 LC = 0$, es decir que la frecuencia de oscilación será

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Sustituyendo este resultado en la expresión de $A\beta$ y aplicando el criterio de Barkhausen para el módulo, $A\beta > 1$, obtenemos la condición de arranque

$$g_m R_L > 1$$

OTRO CONCEPTO DEL OSCILADOR:

Es posible asimilar un oscilador a un circuito RLC. Para explicarlo debemos calcular la respuesta libre del circuito que hemos representado en la figura 100e.

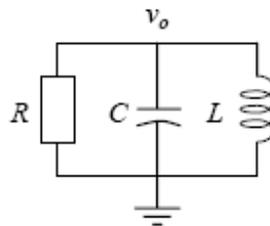


Figura 100e. Circuito RLC Paralelo

La expresión temporal de v_o se puede obtener aplicando la ley de Kirchhoff de las corrientes

$$\frac{v_o}{R} + C \frac{dv_o}{dt} + \frac{1}{L} \int v_o dt = 0$$

Derivando y multiplicando por L

$$LC \frac{d^2 v_o}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{dv_o}{dt} + v_o = 0$$

Las soluciones de esta ecuación diferencial se obtienen resolviendo su ecuación característica asociada

$$LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1 = 0$$

Las raíces de esta ecuación son

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4R_2C}{L}} \right)$$

Tenemos cinco soluciones posibles dependiendo del valor de K:

$$\begin{array}{llll}
 1) R > 0 \text{ y } R^2 < \frac{L}{4C} & \Rightarrow & s_1 = -a_1, s_2 = -a_2 & \Rightarrow & v_o = A_1 e^{-a_1 t} + A_2 e^{-a_2 t} \\
 2) R > 0 \text{ y } R^2 > \frac{L}{4C} & \Rightarrow & s_{1,2} = -a \pm j\omega_o & \Rightarrow & v_o = A \cos(\omega_o t + \phi_o) e^{-at} \\
 3) R = \pm\infty & \Rightarrow & s_{1,2} = \pm j\omega_o & \Rightarrow & v_o = A \cos(\omega_o t + \phi_o) \\
 4) R < 0 \text{ y } R^2 > \frac{L}{4C} & \Rightarrow & s_{1,2} = a \pm j\omega_o & \Rightarrow & v_o = A \cos(\omega_o t + \phi_o) e^{at} \\
 5) R < 0 \text{ y } R^2 < \frac{L}{4C} & \Rightarrow & s_1 = a_1, s_2 = a_2 & \Rightarrow & v_o = A_1 e^{a_1 t} + A_2 e^{a_2 t}
 \end{array}$$

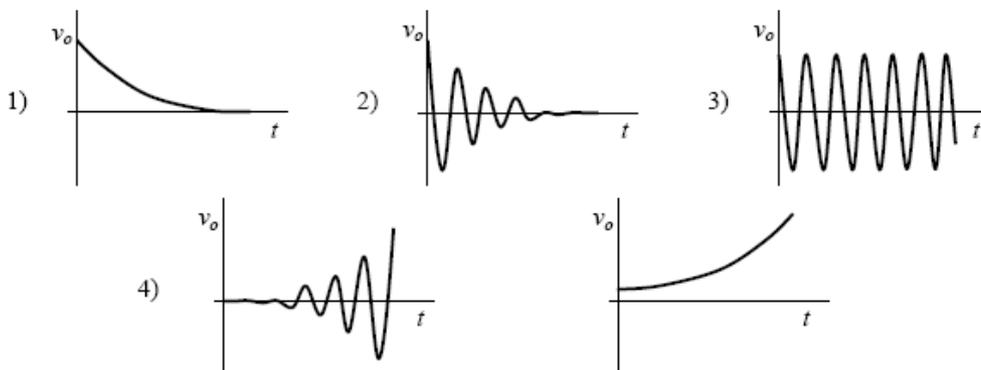


Figura 100f. Posibles soluciones del circuito RLC paralelo en función de R.

Las distintas soluciones se han representado en la figura 100f. Las soluciones 1) y 2) son estables, son las habituales en circuitos RLC pasivos. La solución 3) corresponde a oscilaciones de amplitud constante que se mantienen indefinidamente. Las soluciones 4) y 5) son inestables, la 4) corresponde a oscilaciones de amplitud creciente y la 5) corresponde a una tensión que crece continuamente.

Del resultado anterior se deduce que un oscilador puede entenderse como un circuito LC asociado a una resistencia negativa. Dicha resistencia es necesaria para compensar la energía disipada en las resistencias parásitas asociadas al condensador y a la bobina, principalmente a esta última, en cada oscilación. Inicialmente la resistencia equivalente total debe ser negativa, para obtener oscilaciones de amplitud creciente, es la condición de arranque. Después la amplitud del oscilador se estabiliza cuando la resistencia equivalente es infinita y en ese caso la frecuencia de oscilación es la frecuencia de

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

resonancia del circuito LC

El oscilador de transistores acoplados analizado en el apartado anterior, puede analizarse desde esta nueva óptica. Pero como ejemplo de aplicación hemos escogido otro circuito.

Ejemplo Vamos a calcular la impedancia de entrada del circuito representado en la figura 100g (a). Su circuito equivalente para pequeña señal se muestra en la figura 100g (b).

$$Z_{in} = \frac{v_x}{i_x}$$

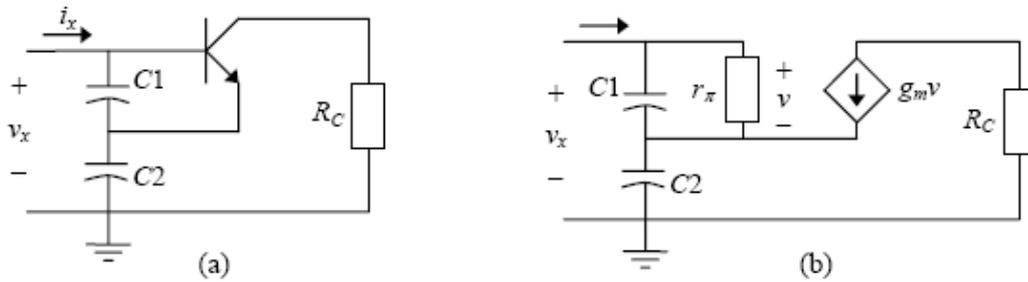


Figura 100g. (a) Circuito de resistencia negativa. (b) Circuito equivalente para pequeña señal

En el circuito se observa que

$$v_x = v + (i_x + g_m v)Z_2 \quad , \quad v = i_x Z_1$$

luego

$$Z_{in} = Z_1 + Z_2 + g_m Z_1 Z_2$$

Sustituyendo

$$Z_1 = \frac{r_\pi}{1 + j\omega r_\pi C_1} \quad , \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}$$

Resulta

$$Z_{in} = \frac{r_\pi}{1 + j\omega r_\pi C_1} \left(1 + \frac{g_m}{j\omega C_2}\right) + \frac{1}{j\omega C_2}$$

$$\text{Si } \omega r_{\pi} C_1 \gg 1$$

$$Z_{in} \approx \frac{1}{j\omega(C_1 \parallel C_2)} - \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2}$$

El circuito equivalente a la entrada resulta ser una capacidad en serie con una resistencia negativa. Si añadimos en paralelo con la entrada una bobina obtendremos el circuito RLC de la figura 100h. La resistencia r es la resistencia parásita asociada a la bobina real.

Aplicando el concepto de oscilador como circuito RLC, deducimos que la oscilación se estabiliza cuando la resistencia serie total es nula (equivalente a una resistencia paralelo infinita) a una frecuencia

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 \parallel C_2)}}$$

La condición de arranque es que la resistencia total sea negativa, es decir que

$$r < \frac{g_m}{\omega_{osc}^2 C_1 C_2} \quad \Rightarrow \quad g_m L > r(C_1 + C_2)$$

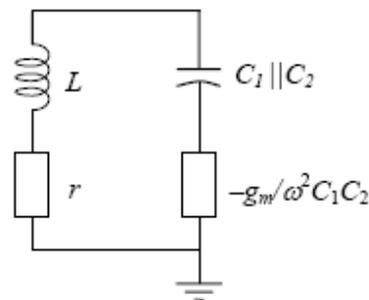


Figura 100h. Circuito RLC que resulta al añadir una bobina en paralelo con el circuito de la figura 100g.

Naturalmente estos resultados coinciden con los que se obtienen aplicando el criterio de Barkhausen. El circuito completo, incluyendo la polarización se muestra en la figura 100i.

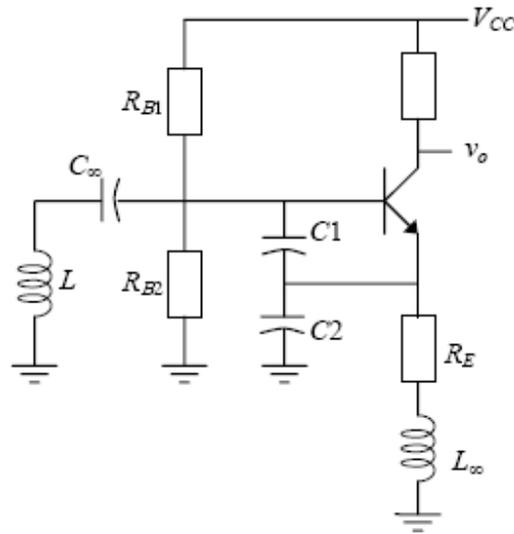


Figura 100i. Circuito oscilador basado en el circuito de la figura 100f incluyendo los elementos de polarización

OSCILADOR SIMÉTRICO CON COMPUERTAS NOT:

Supongamos que en determinado momento la salida del inversor B está a nivel "1", entonces su entrada esta a "0", y la entrada del inversor "A" a nivel "1". En esas condiciones C se carga a través de R, y los inversores permanecen en ese estado.

Cuando el condensador alcanza su carga máxima, se produce la conmutación del inversor "A". Su entrada pasa a "0", su salida a "1" y la salida del inversor "B" a "0", se invierte la polaridad del capacitor y este se descarga, mientras tanto los inversores permanecen sin cambio, una vez descargado, la entrada del inversor "A" pasa nuevamente a "1", y comienza un nuevo ciclo.

Este oscilador es simétrico ya que el tiempo que dura el nivel alto es igual al que permanece en nivel bajo, este tiempo está dado por $T = 2,5 RC$

T expresado en segundos, R en Ohms, C en Faradios

Ahora bien, si recordamos las leyes de De Morgan, uniendo las entradas de compuertas NAND o compuertas NOR se obtiene la misma función que los inversores o compuertas

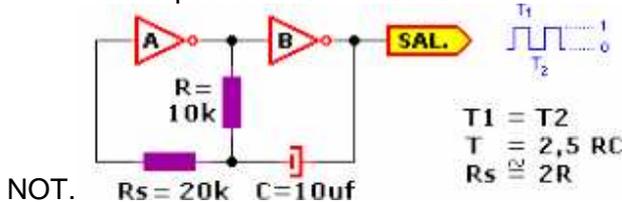


Figura 101. Oscilador Simétrico con compuertas NOT

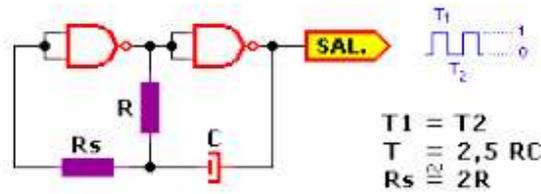


Figura 102. Oscilador Simétrico con compuertas NAND

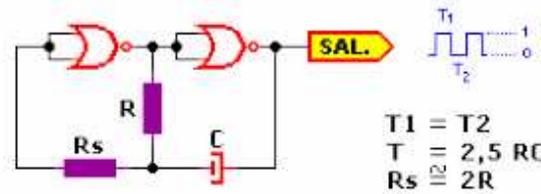


Figura 103. Oscilador Simétrico con compuertas NOR

DISPARADORES SCHMITT TRIGGER

Las compuertas SCHMITT TRIGGER o disparadores de Schmitt, son iguales a las compuertas vistas hasta ahora, pero tienen la ventaja de tener umbrales de conmutación muy definidos llamados VT+ y VT-, esto hace que puedan reconocer señales que en las compuertas lógicas comunes serían una indeterminación de su estado y llevarlas a estados lógicos definidos, mucho más definidos que las compuertas comunes que tienen un solo umbral de conmutación.

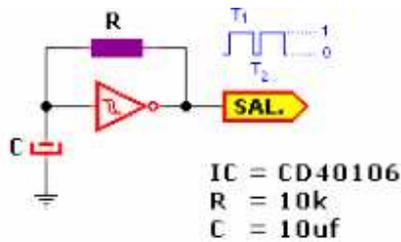


Figura 104. Disparador SCHMITT TRIGGER

Si la salida está en un nivel lógico 1, C comienza a cargarse a través de R, a medida que la tensión crece en la entrada de la compuerta, esta alcanza el nivel VT+ y produce la conmutación de la compuerta llevando la salida a nivel 0 y el capacitor comienza su descarga. Cuando el potencial a la entrada de la compuerta disminuye por debajo del umbral de VT-, se produce nuevamente la conmutación pasando la salida a nivel 1, y se reinicia el ciclo.

Integrado	Frecuencia	Valor de R
7414	0.8/RC	$R \leq 500W$

74LS14	0.8/RC	$R \leq 2W$
74HC14	1.2/RC	$R \leq 10MW$

Tabla 47. Frecuencia de oscilación según R y C

OSCILADOR DE CRISTAL

El cristal de cuarzo es utilizado como componente de control de la frecuencia de circuitos osciladores convirtiendo las vibraciones mecánicas en voltajes eléctricos a una frecuencia específica. Esto ocurre debido al efecto "piezoeléctrico". La piezo-electricidad es electricidad creada por una presión mecánica. En un material piezoeléctrico, al aplicar una presión mecánica sobre un eje, dará como consecuencia la creación de una carga eléctrica a lo largo de un eje ubicado en un ángulo recto respecto al de la aplicación de la presión mecánica. En algunos materiales, se encuentra que aplicando un campo eléctrico según un eje, produce una deformación mecánica según otro eje ubicado a un ángulo recto respecto al primero. Por las propiedades mecánicas, eléctricas, y químicas, el cuarzo es el material más apropiado para fabricar dispositivos con frecuencia bien controlada.

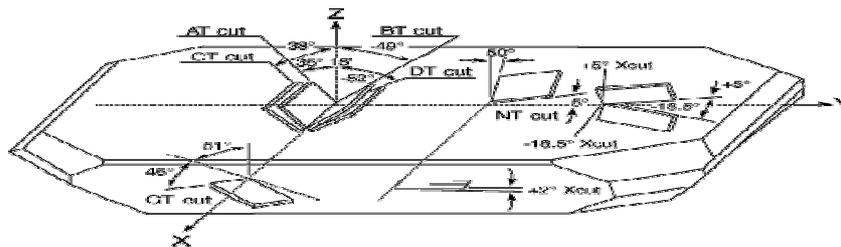


Figura 105. Ubicación de elementos específicos dentro de una piedra de cuarzo

Frecuencia Fundamental vs. Frecuencia de Sobretono: Esto es de importancia cuando se especifica un cristal. Cuando se incrementa la frecuencia solicitada, el espesor del cuerpo del cristal disminuye y por supuesto existe un límite en el proceso de fabricación. Alrededor de 30MHz, el espesor de la placa del cristal comienza a ser muy delgada. Debido a que el corte "AT" (ver figura 105) resonará a números enteros impares múltiplos de de la frecuencia fundamental, es necesario especificar el orden del sobretono deseado para cristales de altas frecuencias.

Potencia de trabajo (Drive Level): Es la potencia disipada por el cristal. Está normalmente especificada en micro o mili vatios, siendo un valor típico 100 micro vatios.

Tolerancia en la frecuencia: La tolerancia en la frecuencia se refiere a la máxima desviación permitida y se expresa en partes por millón (PPM) para una temperatura especificada, usualmente 25°C.

Estabilidad de la frecuencia: La estabilidad de la frecuencia se refiere a la máxima desviación en PPM, en un determinado rango de temperatura. La desviación está tomada con referencia a la frecuencia medida a 25°C.

Envejecimiento: El envejecimiento se refiere a los cambios acumulativos en la frecuencia del cristal con el transcurrir del tiempo. Los factores que intervienen son: exceso en la potencia disipada, efectos térmicos, fatiga en los alambres de armado y pérdidas en la elasticidad del cristal. El diseño de circuitos considerando bajas temperaturas ambientales y mínimas potencias en el cristal reducirán el envejecimiento.

Circuito Eléctrico Equivalente: El circuito eléctrico equivalente que se muestra a continuación es un esquema del cristal de cuarzo trabajando a una determinada frecuencia de resonancia. El condensador C_0 en paralelo, representa en total la capacidad entre los electrodos del cristal más la capacidad de la carcasa y sus terminales. R_1 , C_1 y L_1 conforman la rama principal del cristal y se conocen como componentes o parámetros motional donde:

- L_1 representa la masa vibrante del cristal,
- C_1 representa la elasticidad del cuarzo y
- R_1 representa las pérdidas que ocurren dentro del cristal.

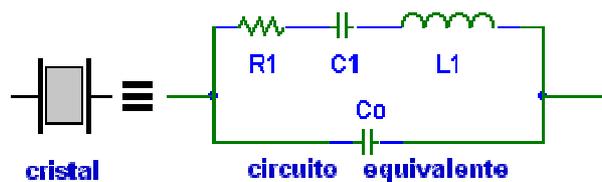


Figura 106. Circuito Eléctrico Equivalente de un cristal de cuarzo

Por ejemplo, un oscilador implementado con dos inversores y un Cristal de cuarzo, el trimer de 40pf se incluye para un ajuste fino de la frecuencia de oscilación, mientras el circuito oscilante en si funciona con un solo inversor, se incluye otro para actuar como etapa separadora.

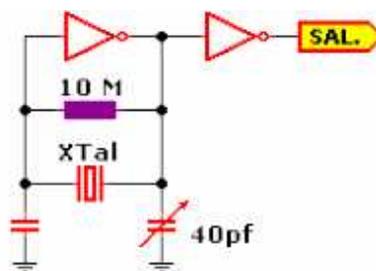


Figura 107. Oscilador a Cristal

OSCILADORES CONTROLADOS

Se trata simplemente de controlar el momento en que estos deben oscilar, tenemos dos opciones, que sean controlados por un nivel alto o por un nivel bajo.

Se tiene en cuenta que los osciladores vistos hasta el momento solo pueden oscilar cambiando el estado de sus entradas en forma alternada, lo que haremos será forzar ese estado a un estado permanente, como dije anteriormente ya sea a 1 o 0.

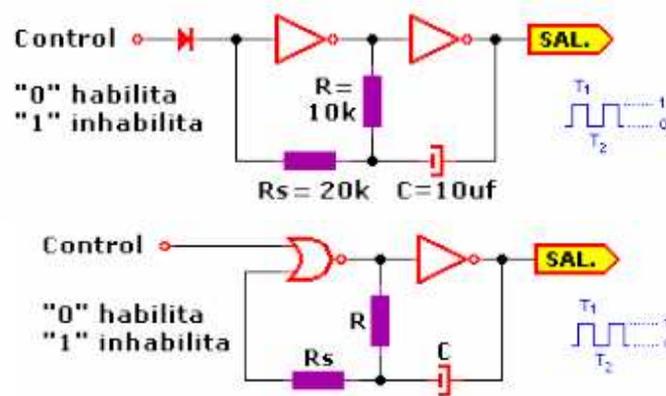


Figura 106. Osciladores Controlados a Nivel 0

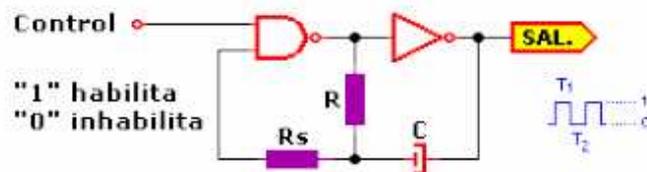


Figura 107. Osciladores Controlados a Nivel 1

CIRCUITO INTEGRADO 555

Este Circuito Integrado (C.I.) es para los experimentadores y aficionados un dispositivo barato con el cual pueden hacer muchos proyectos. Es un temporizador es tan versátil que se puede, incluso utilizar para modular una señal en frecuencia modulada (F.M.)

Está constituido por una combinación de comparadores lineales, Flip-Flops (básculas digitales), transistor de descarga y excitador de salida.

Es muy popular para hacer osciladores que sirven como reloj (base de tiempo) para el resto del circuito. A continuación se explicara la configuración de sus pines:



Figura 108. Representaciones del CI 555

Pin 1 - Tierra o masa

Pin 2 - Disparo: Es en esta patilla, donde se establece el inicio del tiempo de retardo, si el 555 es configurado como monostable. Este proceso de disparo ocurre cuando este pin va por debajo del nivel de $1/3$ del voltaje de alimentación. Este pulso debe ser de corta duración, pues si se mantiene bajo por mucho tiempo la salida se quedará en alto hasta que la entrada de disparo pase a alto otra vez.

Pin 3 - Salida: Aquí veremos el resultado de la operación del temporizador, ya sea que esté conectado como monostable, astable u otro. Cuando la salida es alta, el voltaje será el voltaje de aplicación (V_{cc}) menos 1.7 Voltios. Esta salida se puede obligar a estar en casi 0 voltios con la ayuda de la patilla reset (Pin 4)

Pin 4 - Reset: Si se pone a un nivel por debajo de 0.7 Voltios, pone la patilla de salida 3 a nivel bajo. Si por algún motivo esta patilla no se utiliza hay que conectarla a V_{cc} para evitar que el 555 se "reinicie"

Pin 5 - Control de voltaje: Cuando el temporizador se utiliza en el modo de controlador de voltaje, el voltaje en esta patilla puede variar casi desde V_{cc} (en la práctica como $V_{cc} - 1$ voltio) hasta casi 0 V (aprox. 2 Voltios). Así es posible modificar los tiempos en que la patilla 3 está en alto o en bajo independiente del diseño (establecido por las resistencias y condensadores conectados externamente al 555). El voltaje aplicado a la patilla 5 puede variar entre un 45 y un 90 % de V_{cc} en la configuración monoestable. Cuando se utiliza la configuración astable, el voltaje puede variar desde 1.7 voltios hasta V_{cc} . Modificando el voltaje en esta patilla en la configuración astable causará la frecuencia original del astable sea modulada en frecuencia (FM). Si esta patilla no se utiliza, se recomienda ponerle un condensador de 0.01 μ F para evitar las interferencias.

Pin 6 - Umbral: Es una entrada a un comparador interno que tiene el 555 y se utiliza para poner la salida (Pin 3) a nivel bajo.

Pin 7 - Descarga: Utilizado para descargar con efectividad el condensador externo utilizado por el temporizador para su funcionamiento.

Pin 8 - V+: También llamado V_{cc} , es el pin donde se conecta el voltaje de alimentación que va de 4.5 voltios hasta 16 voltios (máximo). Hay versiones militares de este integrado que llegan hasta 18 Voltios.

El CI 555 se puede conectar para que funcione de diferentes maneras, entre los más importantes están: como multivibrador astable y como multivibrador monoestable.

CI 555 COMO MULTIVIBRADOR ASTABLE:

Este tipo de funcionamiento se caracteriza por una salida con forma de onda cuadrada (o rectangular) continua de ancho predefinido por el diseñador del circuito. El esquema de conexión es el que se muestra. La señal de salida tiene un nivel alto por un tiempo T1 y en un nivel bajo un tiempo T2. Los tiempos de duración dependen de los valores de R1 y R2.

$$T1 = 0.693(R1+R2)C1 \text{ y } T2 = 0.693 \times R2 \times C1 \text{ (en segundos)}$$

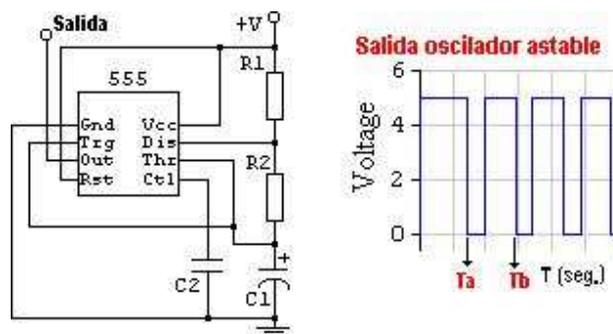


Figura 109. CI 555 como Multivibrador Astable

La frecuencia con que la señal de salida oscila está dada por la fórmula:

$$f = 1 / [0.693 \times C1 \times (R1 + 2 \times R2)]$$

$$\text{y el período es simplemente } = T = 1 / f$$

Hay que recordar que el período es el tiempo que dura la señal hasta que ésta se vuelve a repetir ($T_b - T_a$), ver figura 109.

CI 555 COMO MULTIVIBRADOR MONOESTABLE:

En este caso el circuito entrega a su salida un solo pulso de un ancho establecido por el diseñador (tiempo de duración) Ver figura 110.

El esquema de conexión es el que se muestra. La Fórmula para calcular el tiempo de duración (tiempo que la salida está en nivel alto) es:

$$T = 1.1 \times R1 \times C1 \text{ (en segundos).}$$

Observar que es necesario que la señal de disparo, sea de nivel bajo y de muy corta duración en el PIN 2 del C.I. para iniciar la señal de salida.

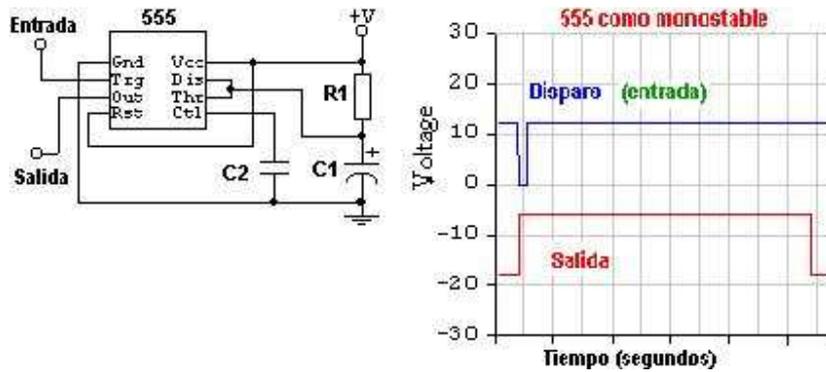


Figura 110. CI 555 como Multivibrador Monoestable

CIRCUITOS MONOESTABLES:

Monoestable sencillo con un inversor: Considere inicialmente la entrada del inversor en nivel bajo a través de R y C, entonces su salida estará a nivel alto, ahora bien, un 1 lógico de poca duración en la entrada, hace que se cargue el capacitor y conmute el inversor entregando un 0 lógico en su salida, y este permanecerá en ese estado hasta que la descarga del capacitor alcance el umbral de histéresis de la compuerta y entonces conmutará y regresará a su estado inicial (Ver figura 111)

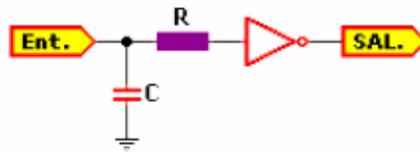


Figura 111. Monoestable sencillo con inversor

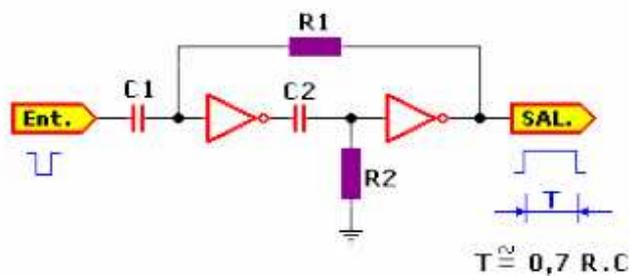


Figura 112. Monoestable con dos inversores

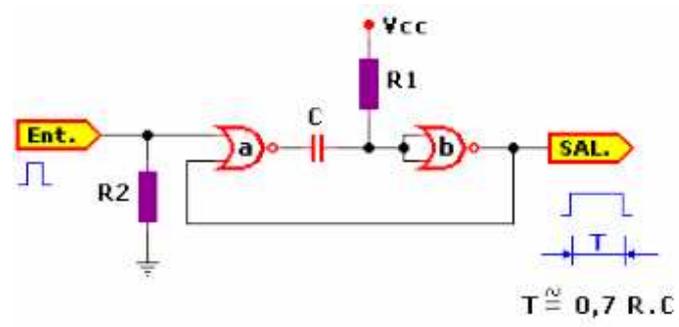
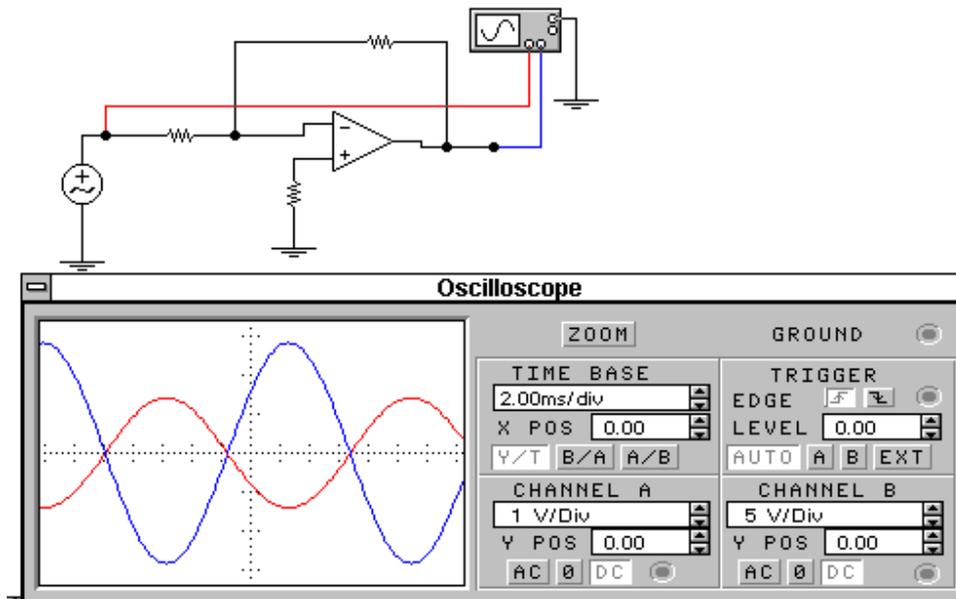


Figura 113. Monoestable con dos compuertas NOR

PRACTICA 14 CIRCUITOS CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL

(5 p)1.- Diseña el siguiente circuito para que realice la salida del osciloscopio



Enseña tu diseño por la parte de atrás, móntalo en el taller y compara el valor teórico con el real

R1= R2= R+= Ganancia Teórica Ganancia real=

Pon la realimentación positiva, ¿Que ocurre?

Comenta el resultado:

(5 puntos)2.- Diseña por ordenador un circuito que realice la siguiente expresión

$$V_{\text{salida}} = 2 V_a + 3 V_b - V_c$$

V_a , V_b , V_c son tensiones que son de entrada, luego coloca unos valores arbitrarios V_a que sea tensión alterna y V_b , V_c continua, imprime el circuito con sus formas de onda

Imprime el circuito propuesto en EWB

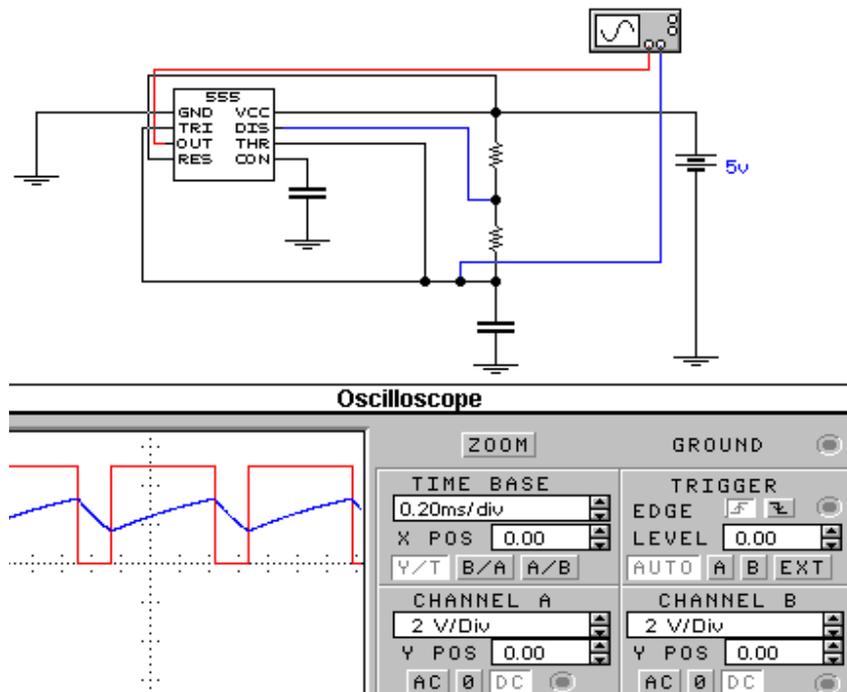
(5 puntos) 3.- Realiza por ordenador un filtro pasa banda desde 100Hz hasta 10 Khz, enseña el diseño y la impresión del circuito con el diagrama de Bode. Ganancia 32 dB.

Imprime el circuito propuesto en EWB

PRÁCTICA 15 ASTABLE Y MONOESTABLE CON 555

(Esta práctica pertenece a Analógica, no la cambies de sitio, aunque a lo mejor la teoría la has dado ya en digital)

1.- Diseña el siguiente circuito para que realice la salida del osciloscopio



Para visualizarlo, en vez de 0.2mseg, que sean 0.2seg, cuenta por ejemplo 10 pulsos y así determina la duración de un pulso..

2.-Enseña tu diseño por la parte de atrás, móntalo en el taller y compara el valor teórico con el real, rellena estos valores:

R1= R2= C=

Rellena esta tabla:

	CALCULADOS	MEDIDOS	ORDENADOR
Th y Tl		³	
T total			

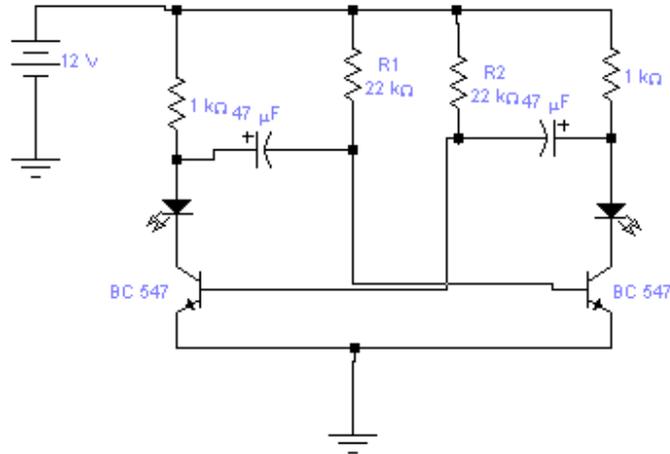
3.- Realiza por ordenador y en el taller un monoestable con un tiempo de duración de 2 seg, observa su funcionamiento, imprime las formas de onda ,el circuito y enseña el diseño en la hoja de atrás

4.-Comenta el resultado de estos circuitos, monoestable y astable:

³ Quizás no puedas diferenciar la parte alta de la parte baja en el taller, así que esta casilla no la rellenes, sólo la del tiempo total contando varios impulsos.

PRACTICA 16 MULTIVIBRADOR ASTABLE

1.- Monta en el taller el circuito siguiente :



2.- Realiza las medidas siguientes

TH medido	TL medido	TH calculado	TL calculado	Vce Q1	Vce Q2	Vbe

3.- Calcula los valores de R1 y R2 para que el Tiempo alto sea 2 veces más grande que el del diseño anterior y el tiempo bajo la mitad, enseña aquí los cálculos, móntalo en el taller y en el ordenador, imprímelo.

4.- Conclusiones y utilidades que se te ocurren en estos circuitos.

BIBLIOGRAFIA

BOYLESTAD, Robert L. NASHELSKY, Lois. Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos. Octava Edición. Pearson Prentice Hall. 2003. ISBN 970-260436-2.

MALONEY, Timothy J. Electronica Industrial Moderna. Quinta Edición. Pearson Educación. Monroe Country Comunita Collage. 2006 ISBN: 970-26-0669-1

CARDENAS Espinosa, Rubén Darío. Design Electronic Digital. Primera Edición. Universidad de Caldas. 2008.

RUIZ Robredo, Guatavo A. Electrónica Básica para Ingenieros. ISBN 84-607-1933-2. Editor el Autor. Junio 2001. Universidad de Cantabria España.

Analysis and application of analog electronic circuits to biomedical instrumentation
<http://www.engnetbase.com/ejournals/books/book%5Fsummary/summary.asp?id=4725>

<http://www.netLibrary.com/urlapi.asp?action=summary&v=1&bookid=110940>

<https://www.lib.umn.edu/slog.phtml?url=http://www.engnetbase.com/ejournals/books/book%5Fkm.asp?id=4725>

User interface design for electronic appliances

<http://www.contentreserve.com/TitleInfo.asp?ID={00AB336C-C8FA-4441-ACE0-B41DE57F970F}&Format=50>

<http://www.contentreserve.com/TitleInfo.asp?ID={ABBFFCD1-6547-4567-BB88-29F12EA9A34D}&Format=50>

Baumann, Konrad,; Thomas, Bruce, Publicación: London ; New York : Taylor & Francis, 2001 Documento: Inglés (eng)

Fundamentals of industrial instrumentation and process control
<http://www.netLibrary.com/urlapi.asp?action=summary&v=1&bookid=136189> Autor: Dunn,

William 1932- Publicación: New York : McGraw-Hill, 2005 Documento: Inglés (eng) : Recurso en Internet Archivo de computadora Bibliotecas de todo el mundo: 177 (WorldCat) 2004 Document: English

<http://www.virtual.unal.edu.co/cursos/>

http://www.zona-warez.com/tutoriales-ingenieria_electrica.html

APENDICE 1: EL CONDENSADOR

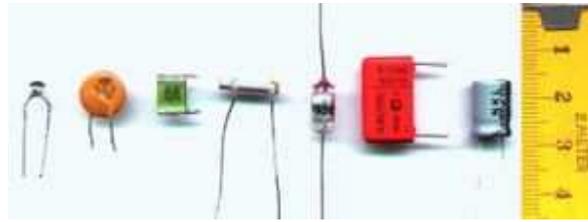


Figura 1: Diversos tipos de condensadores

En electricidad y electrónica, un **condensador**, a veces denominado incorrectamente con el anglicismo *capacitor*, es un dispositivo formado por dos conductores o armaduras, generalmente en forma de placas o láminas, separados por un material dieléctrico, que sometidos a una diferencia de potencial (d.d.p.) adquieren una determinada carga eléctrica.

A esta propiedad de almacenamiento de carga se le denomina capacidad, y en el Sistema internacional de unidades se mide en Faradios (F), siendo 1 faradio la capacidad de un condensador en el que, sometidas sus armaduras a una d.d.p. de 1 voltio, éstas adquieren una carga eléctrica de 1 culombio.

La capacidad de 1 faradio es mucho más grande que la de la mayoría de los condensadores, por lo que en la práctica se suele indicar la capacidad en $\mu\text{F} = 10^{-6}$, $\text{nanoF} = 10^{-9}$ o $\text{picoF} = 10^{-12}$ faradios. Los condensadores obtenidos a partir de supercondensadores (EDLC) son la excepción. Están hechos de carbón activado para conseguir una gran área relativa y tienen una separación molecular entre las "placas". Así se consiguen capacidades del orden de cientos o miles de faradios. Uno de estos condensadores se incorpora en el reloj Kinetic de Seiko, con una capacidad de 1/3 de Faradio, haciendo innecesaria la pila. También se está utilizando en los prototipos de automóviles eléctricos.

El valor de la capacidad viene definido por la fórmula siguiente:

$$C = \frac{Q}{V}$$

En donde:

C: Capacitancia

Q: Carga eléctrica

V: Diferencia de potencial

En cuanto al aspecto constructivo, tanto la forma de las placas o armaduras, como la naturaleza del material dieléctrico es sumamente variable. Así tenemos condensadores formados por placas, usualmente de aluminio, separadas por aire, materiales cerámicos, mica, poliéster, papel o por una capa de óxido de aluminio obtenido por medio de la electrolisis.

Energía almacenada:

El condensador almacena energía eléctrica en forma de campo eléctrico cuando aumenta la diferencia de potencial (d.d.p.) en sus terminales, devolviéndola cuando ésta disminuye.

Matemáticamente se puede obtener que la energía, \mathcal{E} , almacenada por un condensador con capacidad C , que es conectado a una d.d.p. V , viene dada por:

$$\mathcal{E} = \int_0^Q \frac{q}{C} dq = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2} CV^2$$

Este hecho es aprovechado para la fabricación de memorias, en las que se aprovecha el condensador que aparece entre la puerta y el canal de los transistores MOS para ahorrar componentes.

Comportamientos ideal y real

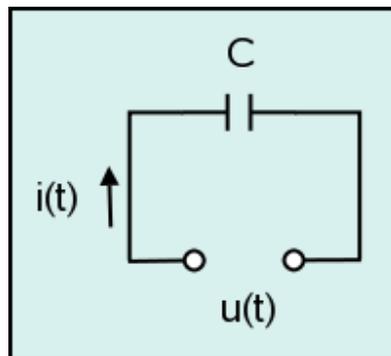


Figura 2: Circuito con condensador.

El condensador ideal (figura 2) puede definirse a partir de la siguiente ecuación diferencial:

$$i(t) = C \frac{du(t)}{dt}$$

Donde, C es la capacidad, $u(t)$ es la función diferencia de potencial aplicada a sus bornes e $i(t)$ la intensidad resultante que circula.

Comportamiento en corriente continua:

Un condensador real en CC se comporta prácticamente como uno ideal, esto es, como un circuito abierto. Esto es así en régimen permanente ya que en régimen transitorio, esto es, al conectar o desconectar un circuito con condensador, suceden fenómenos eléctricos que inciden sobre la d.d.p. en sus bornes.

Comportamiento en corriente alterna:

En CA, un condensador ideal ofrece una resistencia al paso de la corriente que recibe el nombre de reactancia capacitiva, X_C , cuyo valor viene dado por la inversa del producto de la pulsación ($\omega = 2\pi f$) por la capacidad, C :

$$X_C = \frac{1}{\omega C}$$

Si la pulsación está en radianes por segundo (rad/s) y la capacidad en faradios (F) la reactancia resultará en ohmios.

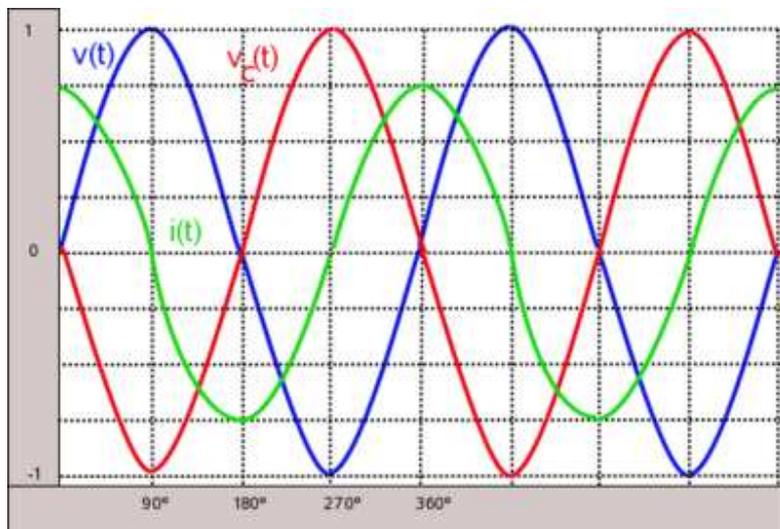


Figura 3. Diagrama cartesiano de las tensiones y corriente en un condensador.

Al conectar una CA senoidal $v(t)$ a un condensador circulará una corriente $i(t)$, también senoidal, que lo cargará, originando en sus bornes una caída de tensión, $-v_c(t)$, cuyo valor absoluto puede demostrarse que es igual al de $v(t)$. Al decir que por el condensador "circula" una corriente, se debe puntualizar que, en realidad, dicha corriente nunca atraviesa su dieléctrico. Lo que sucede es que el

condensador se carga y descarga al ritmo de la frecuencia de $v(t)$, por lo que la corriente circula externamente entre sus armaduras.

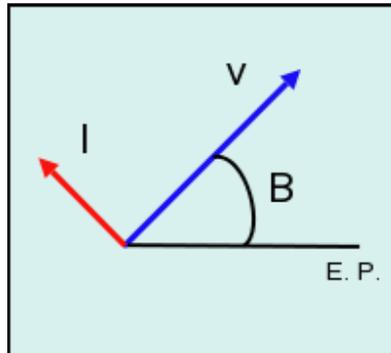


Figura 4. Diagrama fasorial.

El fenómeno físico del comportamiento del condensador en CA podemos observarlo en la figura 3. Entre los 0° y los 90° $i(t)$ va disminuyendo desde su valor máximo positivo a medida que aumenta su tensión de carga $v_c(t)$, llegando a ser nula cuando alcanza el valor máximo negativo a los 90° , puesto que la suma de tensiones es cero ($v_c(t) + v(t) = 0$) en ese momento. Entre los 90° y los 180° $v(t)$ disminuye, y el condensador comienza a descargarse, disminuyendo por lo tanto $v_c(t)$. En los 180° el condensador está completamente descargado, alcanzando $i(t)$ su valor máximo negativo. De los 180° a los 360° el razonamiento es similar al anterior.

De todo lo anterior se deduce que la corriente queda adelantada 90° respecto de la tensión aplicada. Consideremos por lo tanto, un condensador C, como el de la figura 2, al que se aplica una tensión alterna de valor:

$$u(t) = V_0 \cdot \sin(\omega t + \beta),$$

De acuerdo con la ley de Ohm circulará una corriente alterna, adelanto 90° ($\pi / 2$) respecto a la tensión aplicada (figura 4), de valor:

$$i(t) = \frac{u(t)}{R} = I_0 \cdot \sin(\omega t + \beta + \frac{\pi}{2}),$$

donde $I_0 = \frac{V_0}{X_C}$. Si se representa el valor eficaz de la corriente obtenida en forma polar:

$$\vec{I} = I \angle \beta + 90^\circ$$

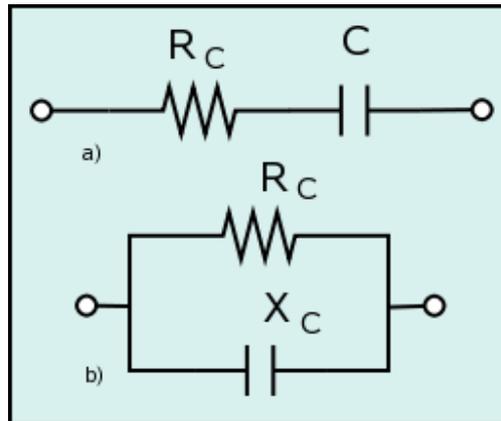


Figura 5. Circuitos equivalentes de un condensador en CA.

Y operando matemáticamente:

$$\vec{I} = \frac{V}{X_C} \underline{\beta + 90^\circ} = \frac{V \underline{\beta}}{X_C \underline{-90^\circ}}$$

Por lo tanto, en los circuitos de CA, un condensador ideal se puede asimilar a una magnitud compleja sin parte real y parte imaginaria negativa:

$$\vec{X}_L = 0 - X_C j = X_C \underline{-90^\circ}$$

En el condensador real, habrá que tener en cuenta la resistencia de pérdidas de su dieléctrico, R_C , pudiendo ser su circuito equivalente, o modelo, el que aparece en la figura 5a) o 5c) dependiendo del tipo de condensador y de la frecuencia a la que se trabaje, aunque para análisis más precisos pueden utilizarse modelos más complejos que los anteriores.

Asociaciones de condensadores

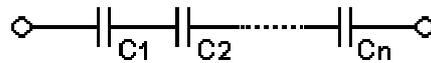


Figura 4: Asociación serie general.

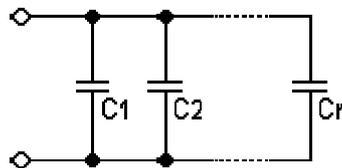


Figura 5: Asociación paralelo general.

Al igual que la resistencias, los condensadores pueden asociarse en serie (figura 4), paralelo (figura 5) o de forma mixta. En estos casos, la capacidad equivalente resulta ser par a la asociación paralelo:

$$C_{AB} = C_1 + C_2 + \dots + C_n = \sum_{k=1}^n C_k$$

Y para la serie:

$$C_{AB} = \frac{1}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{C_k}}$$

Para la asociación mixta se procederá de forma análoga que con las resistencias.

Aplicaciones típicas

Los condensadores suelen usarse para:

- Baterías, por su cualidad de almacenar energía
- Memorias, por la misma cualidad
- Filtros
- Adaptación de impedancias, haciéndoles resonar a una frecuencia dada con otros componentes
- Demodular AM, junto con un diodo

Condensadores variables

Un condensador variable es aquel en el cual se pueda cambiar el valor de su capacidad. En el caso de un condensador plano, la capacidad puede expresarse por la siguiente ecuación:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}$$

Donde:

- ϵ_0 : constante dieléctrica del vacío
- ϵ_r : constante dieléctrica o permitividad relativa del material dieléctrico entre las placas
- A**: el área efectiva de las placas
- d**: distancia entre las placas o espesor del dieléctrico

Para tener un condensador variable hay que hacer que por lo menos una de las tres últimas expresiones cambie de valor. De este modo, se puede tener un condensador en el que una de las placas sea móvil, por lo tanto varía **d** y la capacidad dependerá de ese desplazamiento, lo cual podría ser utilizado, por ejemplo, como sensor de desplazamiento. Otro tipo de condensador variable se presenta en los diodos varicap.

APENDICE 2 EL INDUCTOR

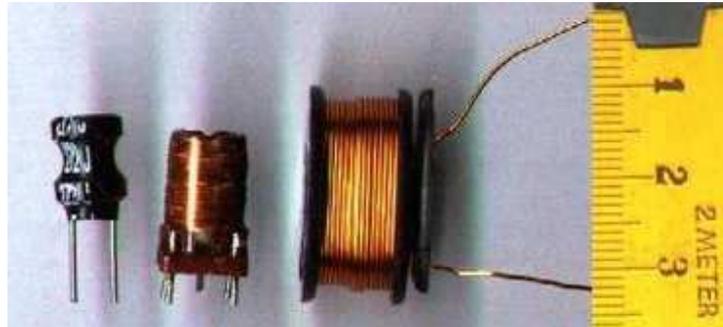


Figura 1: Inductores.

Un **inductor** o **bobina** es un componente pasivo de un circuito eléctrico que, debido al fenómeno de la autoinducción, almacena energía en forma de campo magnético.

Construcción:

Un inductor está constituido usualmente por una bobina de material conductor, típicamente cable de cobre. Existen inductores con núcleo de aire o con núcleo de un material ferroso, para incrementar su inductancia.

Los inductores pueden también estar contruidos en circuitos integrados, usando el mismo proceso utilizado para realizar microprocesadores. En estos casos se usa, comúnmente, el aluminio como material conductor. Sin embargo, es raro que se construyan inductores dentro de los circuitos integrados; es mucho más práctico usar un circuito llamado "girador" que, mediante un amplificador operacional, hace que un condensador se comporte como si fuese un inductor.

También pueden fabricarse pequeños inductores, que se usan para frecuencias muy altas, con un conductor pasando a través de un cilindro de ferrita o granulado.

Energía almacenada:

La bobina almacena energía eléctrica en forma de campo magnético cuando aumenta la intensidad de corriente, devolviéndola cuando ésta disminuye. Matemáticamente se puede demostrar que la energía, \mathcal{E} , almacenada por una bobina con inductancia L , que es recorrida por una corriente de intensidad I , viene dada por:

$$\mathcal{E} = \frac{1}{2}LI^2$$

Fuerza electromotriz autoinducida:

Una variación de la intensidad de corriente ($i(t) = \Delta I / \Delta t$) dará como resultado una variación del campo magnético y, por lo mismo, un cambio en el flujo que está atravesando el circuito. De acuerdo con la Ley de Faraday, un cambio del flujo, origina una fuerza electromotriz

autoinducida. Esta fuerza electromotriz, de acuerdo con la Ley de Lenz (la corriente inducida se opone en cada instante a las variaciones de la corriente inductora. Cuando esta aumenta, la corriente inducida circula en el sentido opuesto. Y cuando la corriente inductora disminuye, la corriente inducida circula en el mismo sentido. Los fenómenos de inducción obedecen según esto a una ley muy general de la naturaleza: la de la acción y de la reacción. La corriente inducida depende de la velocidad de variación de la corriente inductora así como de su intensidad), se opondrá a la causa que lo origina, esto es, la variación de la corriente eléctrica, por ello suele recibir el nombre de fuerza contraelectromotriz. Su valor viene dado por la siguiente ecuación diferencial:

$$E = -\frac{d\Phi}{dt} = -L\frac{di}{dt}$$

Donde el signo menos indica que se opone a la causa que lo origina.

Comportamientos ideal y real

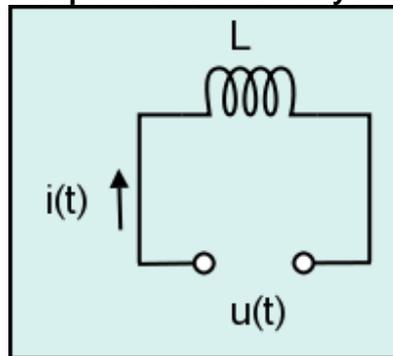


Figura 2: Circuito con inductancia.

La bobina ideal (figura 2) puede definirse a partir de la siguiente ecuación:

$$u(t) = L\frac{di}{dt}$$

Donde, L es la inductancia, u(t) es la función diferencia de potencial aplicada a sus bornes e i(t) la intensidad resultante que circula.

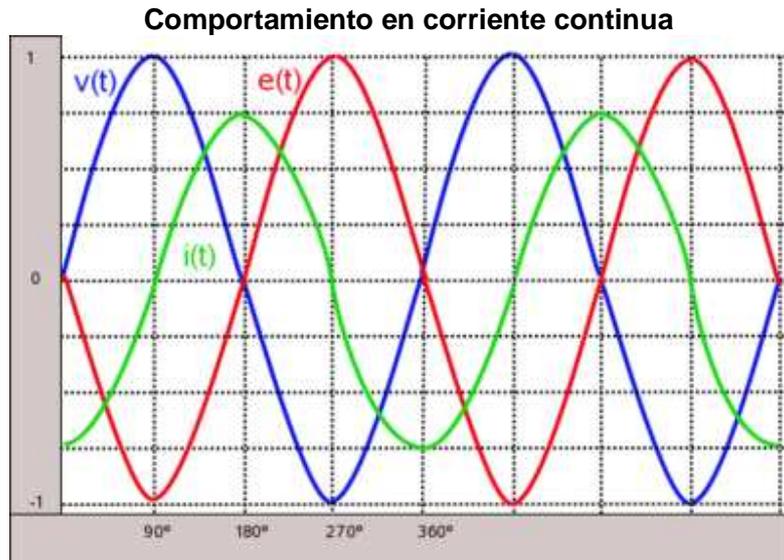


Figura 3. Diagrama cartesiano de las tensiones y corriente en una bobina.

Una bobina ideal en CC se comporta como un cortocircuito (conductor ideal) mientras que la real se comporta como una resistencia cuyo valor R_L (figura 3) será el de su devanado. Esto es así en régimen permanente ya que en régimen transitorio, esto es, al conectar o desconectar un circuito con bobina, suceden fenómenos electromagnéticos que inciden sobre la corriente.

Comportamiento en corriente alterna

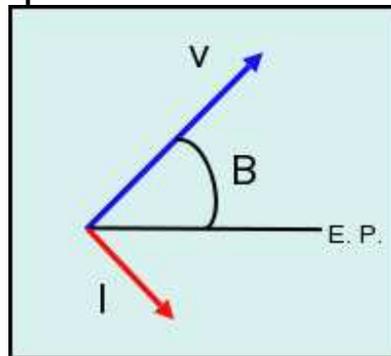


Figura 4. Diagrama fasorial.

En CA, una bobina ideal ofrece una resistencia al paso de la corriente que recibe el nombre de **reactancia inductiva**, X_L , cuyo valor viene dado por el producto de la pulsación ($\omega = 2\pi f$) por la inductancia, L :

$$X_L = \omega L$$

Si la pulsación está en radianes por segundo (rad/s) y la inductancia en henrios (H) la reactancia resultará en ohmios.

Al conectar una CA senoidal $v(t)$ a una bobina aparecerá una corriente $i(t)$, también senoidal, esto es, variable, por lo que, como se comentó más arriba, aparecerá una fuerza contraelectromotriz, $-e(t)$, cuyo valor absoluto puede demostrarse que es igual al de $v(t)$. Por tanto, cuando la corriente $i(t)$ aumenta, $e(t)$ disminuye para dificultar dicho aumento; análogamente, cuando $i(t)$ disminuye, $e(t)$ aumenta para oponerse a dicha disminución.

Esto puede apreciarse en el diagrama de la figura 3. Entre 0° y 90° la curva $i(t)$ es negativa, disminuyendo desde su valor máximo negativo hasta cero, observándose que $e(t)$ va aumentando hasta alcanzar su máximo negativo.

Entre 90° y 180° , la corriente aumenta desde cero hasta su valor máximo positivo, mientras $e(t)$ disminuye hasta ser cero. Desde 180° hasta los 360° el razonamiento es similar al anterior.

Dado que la tensión aplicada, $v(t)$ es igual a $-e(t)$, o lo que es lo mismo, está desfasada 180° respecto de $e(t)$, resulta que la corriente $i(t)$ queda retrasada 90° respecto de la tensión aplicada. Consideremos por lo tanto, una bobina L , como la de la figura 2, a la que se aplica una tensión alterna de valor:

$$u(t) = V_0 \cdot \sin(\omega t + \beta),$$

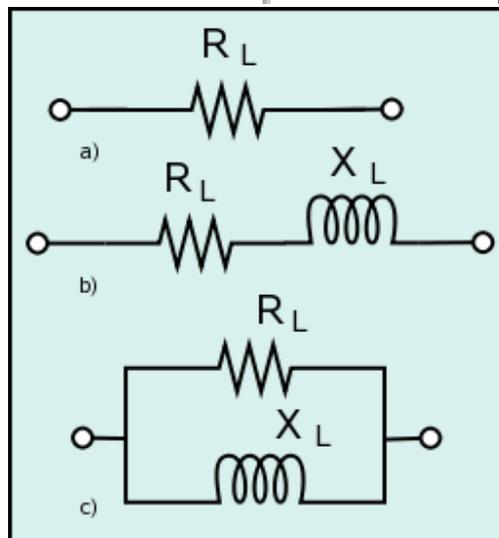


Figura 5.: Circuitos equivalentes de una bobina real en CC, a), y en CA, b) y c).

De acuerdo con la ley de Ohm circulará una corriente alterna, retrasada 90° ($\pi / 2$) respecto a la tensión aplicada (figura 4), de valor:

$$i(t) = \frac{u(t)}{R} = I_0 \cdot \sin(\omega t + \beta - \frac{\pi}{2}),$$

Donde $I_0 = \frac{V_0}{X_L}$. Si se representa el valor eficaz de la corriente obtenida en forma polar:

$$\vec{I} = I \angle \beta - 90^\circ$$

Y operando matemáticamente:

$$\vec{I} = \frac{V}{X_L} \angle \beta - 90^\circ = \frac{V \angle \beta}{X_L \angle 90^\circ}$$

Por lo tanto, en los circuitos de CA, una bobina ideal se puede asimilar a una magnitud compleja sin parte real y parte imaginaria positiva:

$$\vec{X}_L = 0 + X_L j = X_L \angle 90^\circ$$

En la bobina real, habrá que tener en cuenta la resistencia de su bobinado, R_L , pudiendo ser su circuito equivalente o modelo, el que aparece en la figura 5b) o 5c) dependiendo del tipo de bobina o frecuencia de funcionamiento, aunque para análisis más precisos pueden utilizarse modelos más complejos que los anteriores.

Asociaciones comunes

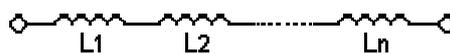


Figura 6. Asociación serie general.

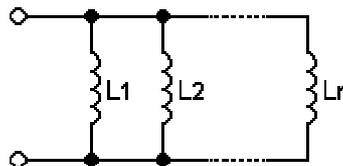


Figura 7. Asociación paralelo general.

Al igual que la resistencias, las bobinas pueden asociarse en serie (figura 6), paralelo (figura 7) o de forma mixta. En estos casos, y siempre que no exista acoplamiento magnético, la inductancia equivalente para la asociación serie vendrá dada por:

$$L_{AB} = L_1 + L_2 + \dots + L_n = \sum_{k=1}^n L_k$$

y para la paralelo:

$$L_{AB} = \frac{1}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{L_k}}$$

Para la asociación mixta se procederá de forma análoga que con las resistencias.

APENDICE 3 IMPEDANCIA

Impedancia de un circuito serie

La oposición a la circulación de corriente en un circuito serie de CA que contiene resistencia, inductancia y capacidad, se llama impedancia (Z). Impedancia es el vector suma de la reactancia neta y de la resistencia total en el circuito. Dado que la corriente en una inductancia atrasa al voltaje aplicado en 90° , mientras que la corriente en una capacidad está adelantada respecto del voltaje aplicado en 90° , las reactancias inductiva y capacitiva están 180° fuera de fase. La reactancia neta es el vector suma de la reactancia inductiva (X_L) y de la reactancia capacitiva (X_C), y es numéricamente igual a la diferencia aritmética entre X_L , y X_C :

$$\text{reactancia neta, } X = X_L - X_C = 2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}$$

Si la reactancia inductiva es numéricamente mayor que la capacitiva, la reactancia neta es positiva (+) y la corriente estará atrasada respecto al voltaje aplicado, como en una inductancia (ver Fig. 3-6 A). Si la reactancia capacitiva es numéricamente mayor que la inductiva, la reactancia neta es negativa (-), y la corriente adelanta al voltaje aplicado como en la capacidad.

Dado que la corriente en una resistencia está en fase con el voltaje aplicado, mientras que en una reactancia, adelanta o atrasa al voltaje aplicado (dependiendo de que el signo sea + o -), las componentes resistivas y reactivas no se pueden sumar directamente para obtener la impedancia, sino que deben ser sumadas vectorialmente. Si la resistencia total (R) y la reactancia neta ($X = X_L - X_C$) representan dos lados de un triángulo rectángulo, el vector suma de R y X -o sea la impedancia Z - es simplemente la hipotenusa del triángulo, como se muestra en Fig. 3-6 (B).

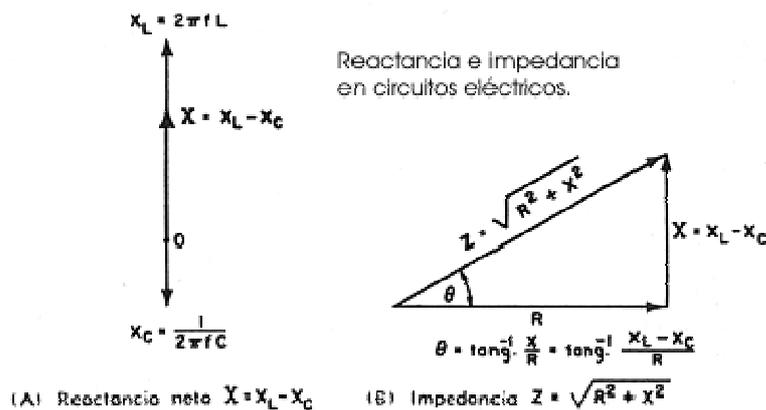


Figura A1. Reactancia neta (A) e impedancia (B) en circuito serie de CA.

Dado que de acuerdo con el conocido teorema de Pitágoras, la hipotenusa es igual a la suma de los cuadrados de los dos catetos, la magnitud de la impedancia está dada por:

$$\begin{aligned} \text{magnitud de } Z &= \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \\ \circ Z &= \sqrt{R^2 + \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2} \end{aligned}$$

El ángulo formado por los vectores de la impedancia (Z) y la resistencia (R), se llama ángulo de fase (Θ) y está dado por

$$\theta = \tan^{-1} \frac{X}{R} = \tan^{-1} \frac{X_L - X_C}{R} = \tan^{-1} \frac{\left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)}{R}$$

Como puede demostrarse, Θ es el ángulo que atrasa o adelanta a la corriente respecto del voltaje aplicado en el circuito serie de CA.

Resolución del circuito serie de CA

Una forma modificada de la ley de Ohm permite resolver el circuito serie de corriente alterna en forma similar al de corriente continua. Si se establece que el valor del voltaje aplicado es el efectivo (rms), entonces, la magnitud de la corriente efectiva (I) es simplemente el voltaje aplicado (E) dividido por la magnitud de la impedancia (Z) o

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$$

Similarmente, la magnitud de la impedancia.

$$Z = \frac{E \text{ (efectivo)}}{I \text{ (efectivo)}}$$

Y la caída de voltaje sobre una impedancia (Z) es

$$E = I Z = I \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

El ángulo de fase Θ por el cual la corriente adelanta o atrasa al voltaje aplicado, es igual al ángulo (Θ) entre la resistencia y la impedancia en el triángulo de impedancias (Fig. 3-6 B) y está dado más arriba.

Como una prueba del cálculo, el vector suma de las caídas de voltaje sobre la resistencia (E_R), inductancia (E_L) y capacidad (E_C), debe ser igual al voltaje aplicado E , en el circuito serie. Si las caídas de voltaje resistivas y reactivas, representan los lados de un triángulo rectángulo, entonces el voltaje aplicado

$$E = \sqrt{E_R^2 + (E_L - E_C)^2}$$

Además, dado que las caídas de voltaje son proporcionales a la resistencia y a la reactancia respectivamente, el ángulo de fase entre la corriente y el voltaje,

$$\theta = \tan^{-1} \frac{X}{R} = \tan^{-1} \frac{E_L - E_C}{E_R}$$

APENDICE 4 SEÑALES ELECTRICAS

FUNCION ESCALON UNITARIO

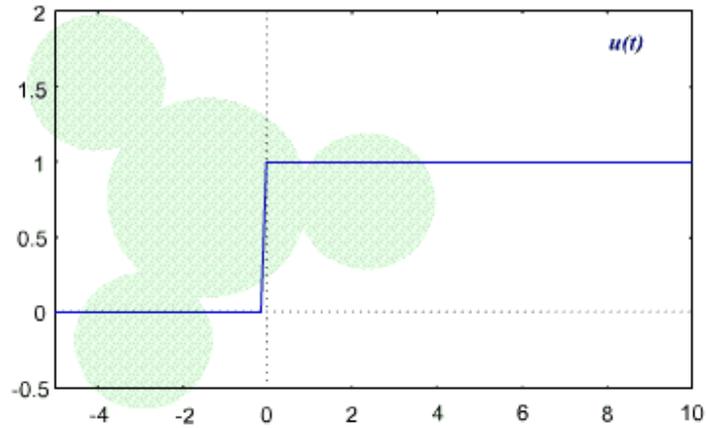


Figura 1.1: Función Escalón Unitario

La función escalón unitario es una función matemática que tiene como característica, el tener un valor de 0 para todos los valores negativos de su argumento y de 1 para todos los valores positivos de su argumento, expresado en forma matemática sería de la forma

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < 0 \\ 1 & \text{si } t > 0 \end{cases}$$

Para $t = 0$ se tiene que el proceso ocurre instantáneamente, puesto que el argumento de $u(t)$ es el tiempo t , que cambia de un valor negativo a uno positivo.

Esta función normalmente se utiliza para presentar variables que se interrumpen en algún instante de tiempo, para esto se multiplica la función escalón unitario, por la función que define la variable en el tiempo como se muestra a continuación.

En la siguiente figura 1.2 se tiene la gráfica de una función $f(t)$ definida como: $f(t) = 1 - t/4$

Si se toma esta función y se multiplica por la función escalón unitario $u(t)$,

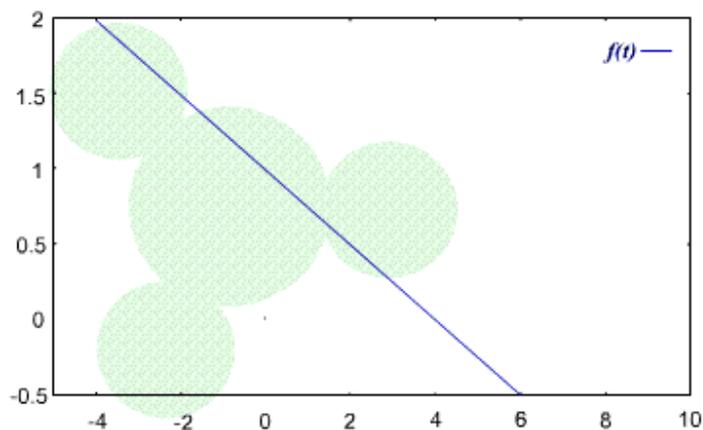


Figura 1.2: Función f(t)

Se obtiene la siguiente gráfica:

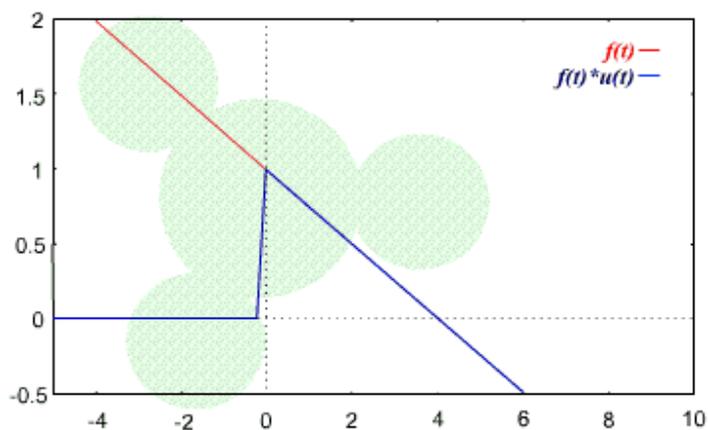


Figura 1.3: Función f(t) · u(t)

Como se puede observar la función $f(t) \cdot u(t)$ inicia en cero y continúa en adelante con los mismos valores de $f(t)$, esto sería la representación de un interruptor que se encuentra abierto y en un tiempo $t = 0$, se cierra y la señal que se observa a partir de este momento tiene como valor $f(t)$.

$$f(t) \cdot u(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < 0 \\ f(t) & \text{si } t > 0 \end{cases}$$

Aunque esta señal es muy útil, en algunos casos no se desea que la señal inicie exactamente en $t = 0$, sino que inicie antes o después como se demuestra en la figura 1.4:

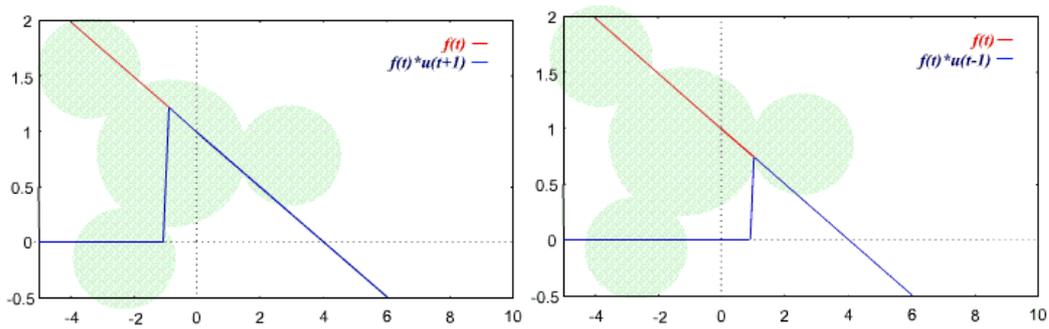


Figura 1.4: Señales con desplazamiento

En las dos imágenes anteriores se realizó un corrimiento sobre el eje del tiempo, en una se hizo hacia la izquierda y en otra hacia la derecha en ambos casos se varió la forma de $u(t)$, es así, que para realizar el corrimiento hacia la izquierda se cambió la función $u(t)$ por $u(t + 1)$, logrando un corrimiento hacia la izquierda de 1, dando como resultado que la función $f(t)$ no inicie en $t = 0$, sino que inicie en $t = -1$, si se desea que el valor de t para que inicie la función $f(t)$ sea por ejemplo:

$t = -5$, solo se debe variar $u(t)$ a $u(t + 5)$ y multiplicarlo por $f(t)$; así mismo, para realizar el corrimiento hacia la derecha de la función $f(t) \cdot u(t)$ se debe variar $u(t)$, en este caso se resta el valor en cual se quiere que la función $u(t)$ cambie de estado.

Debido a lo anterior se puede definir de una manera más general la función escalón unitario, así:

$$u(t - t_0) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < t_0 \\ 1 & \text{si } t > t_0 \end{cases}$$

Como se puede observar cuando $t_0 = 0$, se tiene como resultado la definición dada anteriormente.

Otra utilización de la función escalón unitario es la de formar funciones de pulsos o tipo puerta, como la que se muestra a continuación, ver figura 1.5:

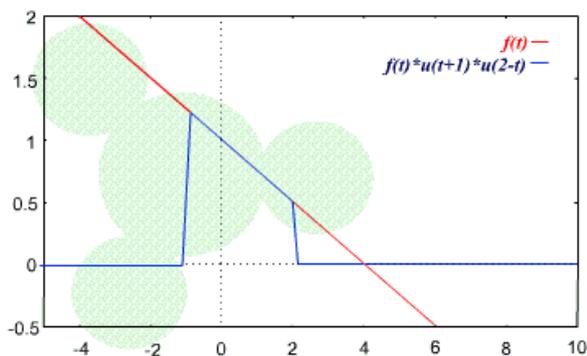


Figura 1.5: Funciones de Pulsos

En esta imagen se muestra la grafica de una función que tiene el valor de $f(t)$ en los valores de t comprendidos entre 1 y -1 , y siendo 0 para cualquier otro valor de t , para definir esta función se puede utilizar cualquiera de las siguientes expresiones:

$$f(t) \cdot (u(t + 1) - u(t - 1))$$

$$f(t) \cdot u(t + 1) \cdot u(t - 1)$$

Aunque ambas funciones dan como resultado la gráfica mostrada anteriormente, en la primera se utiliza la suma de funciones escalón unitario, mientras que en la segunda, se utiliza la multiplicación de funciones escalón unitario.

Este tipo de función comúnmente se llama función puerta de $f(t)$.

En forma general se tendría, la siguiente expresión para realizar una función puerta, $f_{puerta}(t)$, donde se conectaría en un tiempo t_1 y se desconectaría en un tiempo t_2

$$f_{puerta}(t) = f(t) \cdot (u(t - t_1) - u(t - t_2))$$

$$f_{puerta}(t) = f(t) \cdot (u(t_1 - t) - u(t_2 - t)), \quad \text{para } t_1 < t_2$$

Existen otras muchas funciones que se pueden expresar utilizando la suma o la multiplicación de funciones escalón unitario, es también lógico que $f(t)$, puede ser cualquier tipo de función que varíe en el tiempo, ya sea una expresión matemática, una variable estadística, etc.

LA FUNCION EXPONENCIAL

En Ingeniería Eléctrica, Física y otras ciencias existe una señal que se repite con frecuencia y se obtiene elevando el número e , base para los logaritmos naturales, a una potencia negativa proporcional al tiempo, esto es:

$$f(t) = A \cdot e^{-at}$$

En la mayoría de programas (como el que se utiliza para realizar las gráficas mostradas en este curso) y calculadoras esta función se expresa como:

$$f(t) = A \cdot \exp(-at)$$

El valor de la potencia de un número real con la potencia igual a cero es de 1 , por lo tanto el valor de esta función cuando pasa por $t = 0$ es de A , en el caso específico de la imagen el valor de $A = 1$,

$$f(0) = A \cdot e^0 = A$$

Y para cualquier número con argumento positivo es menor que A , si $A = 1,5$. Entonces la gráfica de la función exponencial sería de la siguiente forma, ver figura 1.7:

Como se puede observar el valor de la señal en $t = 0$ es de 1,5.

El valor de la constante A en el exponente modifica la función exponencial, cuando este valor es mayor de 1, la curva se acerca más rápidamente a su asíntota horizontal, en cero, y cuando este valor es menor que 1, la función varía más lentamente. Esto se puede observar en las siguientes figuras

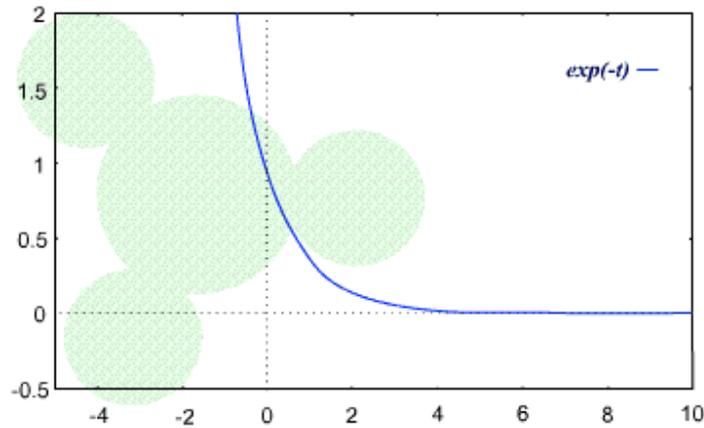


Figura 1.6: Función Exponencial

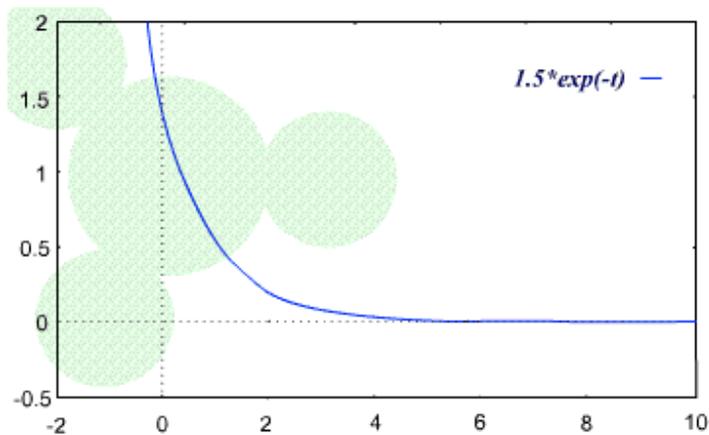


Figura 1.7: Función Exponencial Escalada

Un valor altamente utilizado, es el valor de t necesario para que el exponente sea igual a $t = -1$, este valor es comúnmente denominado constante de tiempo y se simboliza por la letra τ .

$$f(0) = A \cdot e^0 = A$$

La importancia del valor de la constante de tiempo es que en $t = \tau$, es igual al tiempo necesario para que la señal decaiga a cero, si decayese con una rapidez constante igual al decaimiento que tiene al pasar por cero, en otras palabras, es la intersección de la recta tangente a la función exponencial en $t = 0$, con el eje del tiempo.

También expresa que la señal ha bajado hasta el 36,8% del valor que tenía en $t = 0$ esto se observa evaluando la función exponencial para $t = \tau$.

$$f(\tau) = A \cdot e^{-a\tau} = A \cdot e^{-\frac{a}{a}} = A \cdot e^{-1} = A \cdot 0.368$$

Si se evalúa $f(t)$ para $t = 2\tau$; $t = 3\tau$; $t = 4\tau$; etc. Se observa que cuando el valor se encuentra alrededor de $t = 5\tau$, el valor de la señal es un valor despreciable, es menor del 1% de la señal en $t = 0$. La señal casi ha desaparecido.

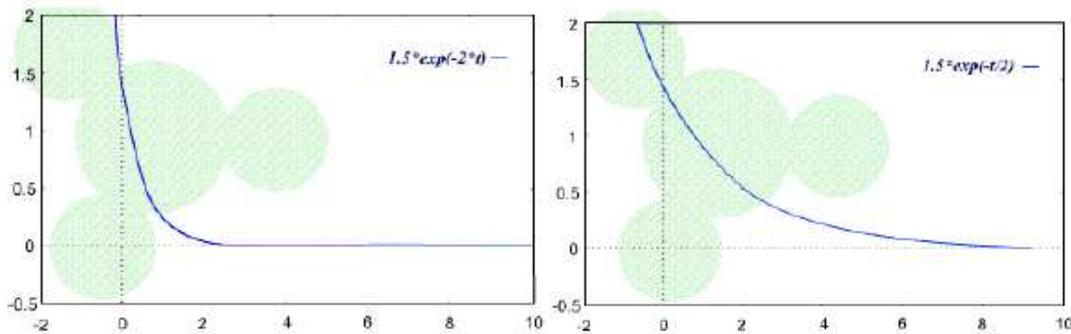


Figura 1.8: Función Exponencial Modificada

FUNCION SENOIDAL O SINUSIODAL

Una de las forma es la más corriente en que se encuentra las señales eléctricas, es la forma senoidal, comúnmente utilizada en la generación y transmisión de energía eléctrica.

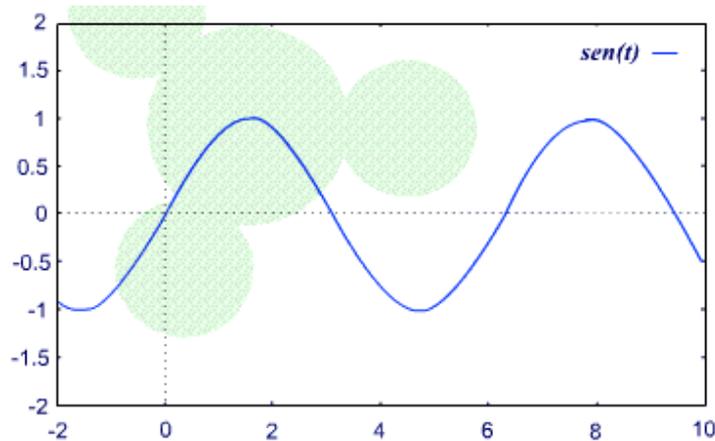


Figura 1.9: Función Senoidal

Esta señal puede ser representada por cualquiera de las funciones trigonométricas, seno o coseno de la siguiente manera:

$$f(t) = A \cdot \sin(\omega t + \phi)$$

$$f(t) = A \cdot \cos(\omega t + \phi)$$

Los valores de A , ω y ϕ son respectivamente la amplitud, la frecuencia angular y el ángulo de fase, todas las funciones sinusoidales son idénticas en forma y solo pueden ser diferenciadas por cambios de magnitud en cualquiera de estas tres variables.

AMPLITUD: La amplitud de las funciones seno y coseno varían entre 1 y -1, al ser multiplicada la función por A , $f(t) = A \cdot \sin(t)$ o $f(t) = A \cdot \cos(t)$, la amplitud de $f(t)$ varía entre A y $-A$, siendo estos sus valores máximo y mínimo respectivamente.

En la imagen se muestran dos señales, la señal en rojo tiene como valor de amplitud, $A = 1$ y la señal en azul tiene como valor de amplitud $A = 1,5$, como se puede observar las dos interceptan el eje del tiempo en el mismo punto y encuentran los valores de máximos y mínimos en los mismos valores de t .

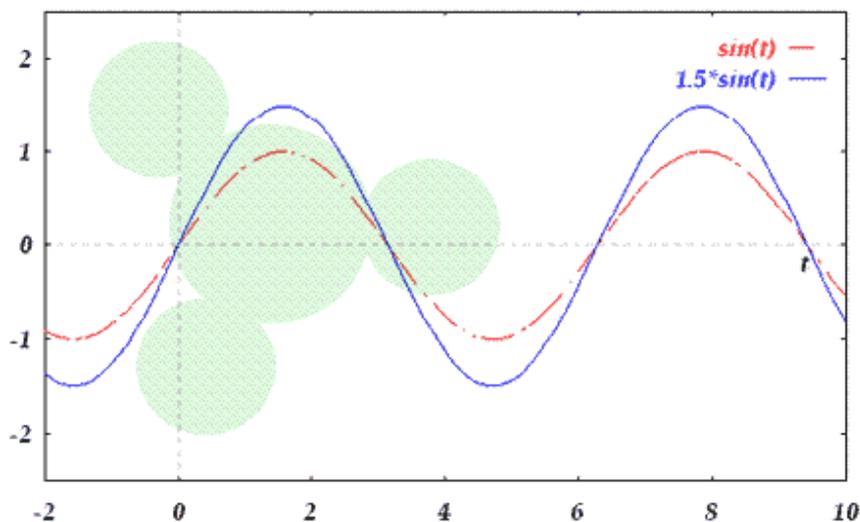


Figura 1.10: Amplitud Función Sinusoidal

FRECUENCIA ANGULAR: El argumento de cualquier función trigonométrica debe estar dado en radianes, por lo tanto ωt y ϕ deben estar en radianes, como t se encuentra en segundos, entonces ω debe estar en radianes por segundo, por esto también recibe el nombre de velocidad angular.

Se sabe que el período T de una función sinusoidal, es el tiempo que demora en pasar de 0 a 2π , por lo tanto la onda se repite cada 2π radianes. Una onda seno con periodo T debe completar $1=T$ periodos cada segundo. Por lo tanto su frecuencia f es $1/T$ y está dada en hertz (Hz).

$$f = 1/T$$

$$Y \text{ como } \omega T = 2\pi$$

$$\omega T = 2\pi f$$

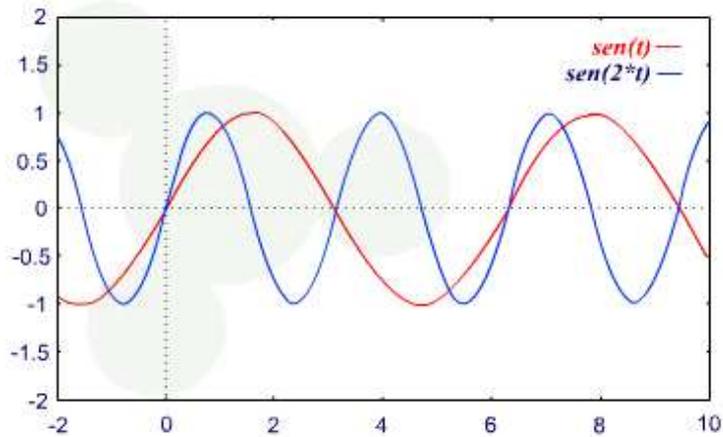


Figura 1.11: Frecuencia Angular

Como se puede observar en la imagen al aumentar el valor de ω , aumentamos la frecuencia f y disminuimos el período T .

ÁNGULO DE FASE: Se tiene en la imagen dos señales donde la única diferencia se encuentra en el ángulo de fase, si se toma la línea azul como la señal original decimos que la señal roja está desplazada ϕ radianes, normalmente se dice que se encuentra adelantada cuando el valor de ϕ es positivo y atrasada si el valor de ϕ es negativo.

Por ser el período de la señal $T = 2\pi$, es lógico pensar que el ángulo de fase se encuentra entre $0 < \phi < 2\pi$, se dice que las sinusoides se encuentran en fase cuando sus ángulos de fase ϕ son iguales, en caso contrario se encuentran fuera de fase o desfasadas.

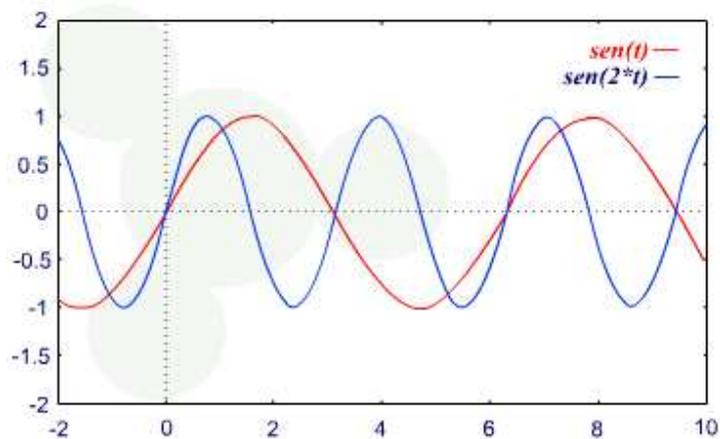


Figura 1.12: Angulo de fase