

ESCUELA
POLITÉCNICA
NACIONAL

ELECTRÓNICA

DISPOSITIVOS Y APLICACIONES



ING. TARQUINO SÁNCHEZ A.
QUITO, ENERO 2013

EDICIÓN EN ESPAÑOL

=====

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

Departamento de Electrónica,
Telecomunicaciones y Redes de
Información.

Autor:

Ing. Tarquino Sánchez Almeida
ISBN: 978-9942-13-206-2

Prohibida la reproducción total o
parcial sin autorización del autor.

Derechos Reservados

2da Edición
Enero 2013
Quito - Ecuador

ISBN 978-9942-13-206-2



9 789942 132062

INTRODUCCIÓN

Ya son cerca de 65 años cuando en diciembre 1947 se descubrió el transistor de estado sólido en manos de los físicos William Shockley y John Bardeen, en los laboratorios de la Bell de EEUU, hasta la actualidad el desarrollo tecnológico ha sido desbordante, sobre todo en el diseño de microprocesadores de muy alta escala de integración que permiten controlar computadores con mayor capacidad de almacenamiento y con velocidades altas de procesamiento de datos. En este contexto, estudiar la Electrónica como un área de conocimiento básico es fundamental; conocimiento necesario para la formación de estudiantes que desean alcanzar su especialización en las distintas carreras de ingeniería relacionada con la formación profesional en entornos de redes de datos, comunicaciones y la automatización y control industrial. La importancia de recoger en una obra escrita con base a diferentes experiencias académicas vividas en el aula de clase en contacto con los estudiantes de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional y en sus laboratorios, y de otras Universidades que me honro en haber dictado clases, reforzada con la ejecución de proyectos de investigación, y con la opinión de colegas, está en presentar en cada Capítulo de esta obra la fundamentación teórica de temas como: El Diodo Semiconductor, Transistor Bipolar de Juntura, Transistor de Efecto de Campo, Amplificadores Operacionales, Dispositivos semiconductores de cuatro capas como los SCR, TRIAC y sus circuitos de disparo, la Optoelectrónica vista como elementos emisores y receptores de luz y opto acopladores; así como la presentación de ejercicios resueltos y propuestos al final de cada Capítulo en estudio, permitirá contar con una ayuda académica necesaria para comprender de mejor manera los principios y aplicaciones que rigen los dispositivos y sistemas electrónicos.

Dedico esta obra perfectible a los estudiantes que mantienen como meta la superación diaria, el esfuerzo constante, el ideal de servicio y mantienen como un común denominador la ética como medio para alcanzar la felicidad.

Tarquino Sánchez Almeida

El Autor

email: tarquino.sanchez@epn.edu.ec

Índice de Contenidos

1. CAPITULO 1: NIVELES Y BANDAS DE ENERGÍA	1
1.1. Teoría atómica de la conducción	1
1.2. Teoría atómica	1
1.3. Estructura electrónica de los elementos	2
1.4. Teoría de las bandas de energía	3
1.5. Estructura de los conductores según la teoría de bandas	4
1.5.1. Conductores	4
1.5.2. Semiconductores	5
1.5.3. Aislantes	6
1.6. Movilidad y conductividad	6
1.7. Semiconductores	8
1.7.1. Semiconductor intrínseco o puro	8
1.7.2. Semiconductor extrínseco o dopado	9
1.7.3. Conductividad en un semiconductor extrínseco	10
1.7.4. Propiedades eléctricas del silicio y del germanio	11
1.7.5. Difusión	12
2. CAPITULO 2: EL DIODO SEMICONDUCTOR	15
2.1. Unión p - n.	15
2.2. Polarización directa.	17
2.2.1. Variación de I_{AK} como función de V_{AK}	19
2.3. Polarización inversa.	20
2.3.1. Característica	21
2.3.2. Resistencia Estática del Diodo	22
2.3.3. Resistencia Dinámica del Diodo	23
2.4. Diodos emisores de luz.	24
2.5. Dependencia de la característica estática del diodo con la temperatura.	25
2.6. Circuito equivalente del diodo por tramos.	26
2.6.1. Región A	26
2.6.2. Región B	27
2.6.3. Región C	27
2.6.4. Región D	28
2.7. Aproximaciones del Diodo	29
2.7.1. Diodo ideal	29
2.7.2. Primera aproximación	29
2.7.3. Segunda aproximación	30
2.8. Recta de Carga	31
2.9. Problemas resueltos.	33
2.10. Problemas propuestos	46

3. CAPITULO 3: CIRCUITOS CON DIODOS	49
3.1. Recortadores de voltaje.	49
3.2. Sujetadores o fijadores de voltaje.	55
3.3. Sujetadores serie – paralelo.	58
3.3.1. Problemas resueltos.	59
3.4. Multiplicadores de voltaje.	63
3.5. Dobladores de media onda.	63
3.6. Dobladores de onda completa.	65
3.7. Multiplicadores en cascada.	66
3.8. Rectificación.	67
3.8.1. Rectificación de media onda con carga resistiva.	67
3.8.2. Componentes medias.	70
3.8.3. Componentes rms.	72
3.8.4. Potencia Media o Promedio	72
3.8.5. Regulación	72
3.8.6. Eficiencia de Rectificación	74
3.8.7. Factor de Rizado	76
3.8.8. Voltaje pico inverso (V.P.I.)	76
3.9. Rectificador de onda completa.	77
3.9.1. Rectificador de onda completa con toma central.	77
3.9.2. Rendimiento de rectificación.	79
3.9.3. Factor de rizado.	80
3.9.4. Voltaje pico inverso (V.P.I.)	80
3.9.5. Angulo de conducción.	81
3.9.6. Rectificador de onda completa tipo puente.	81
3.10. Problemas resueltos.	83
3.11. Problemas propuestos.	88
4. CAPITULO 4: FILTROS	93
4.1. Filtros	93
4.2. Tipos de Filtros	93
4.2.1. Según sus componentes	93
4.2.2. Según la onda que filtran	94
4.3. Filtros Capacitivos	95
4.3.1. Filtro capacitivos en rectificador de ½ onda.	95
4.4. Análisis aproximado del rizado.	99
4.5. Filtro capacitivo en rectificador de 1/1 onda.	102
4.5.1. Descomposición en Series de Fourier	103
4.6. Problemas resueltos.	106
4.7. Problemas propuestos.	108

5. CAPITULO 5: REGULADORES DE VOLTAJE CON DIODOS ZENER	111
5.1. Diodo zener.	111
5.2. Circuito equivalente del diodo zener.	112
5.3. Diodo zener como regulador de voltaje.	113
5.4. Otras aplicaciones del diodo zener.	118
5.5. Reguladores Integrados	119
5.6. Problemas resueltos.	120
5.7. Problemas propuestos.	125
6. CAPITULO 6: TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA	127
6.1. Generalidades:	127
6.1.1. Estructura y simbología	127
6.1.2. Características de las capas semiconductoras	128
6.1.3. Polarización del transistor	129
6.1.4. Funcionamiento del transistor bipolar (n.p.n)	130
6.1.5. Configuraciones del T.B.J.	131
6.1.6. Característica Estática del T.B.J.	132
6.1.7. Características de Amplificación de Corriente	137
6.1.8. Amplificación de voltaje	142
6.1.9. Corrientes de fuga.	143
6.1.10. Especificaciones máximas del T.B.J	144
6.1.11. Polarización y estabilidad térmica del T.B.J	146
6.2. Circuito de auto polarización.	149
6.2.1. Circuito de auto polarización con resistencia en el emisor.	152
6.2.2. Circuito de polarización total	154
6.2.3. Ejercicios resueltos	156
6.3. Circuitos equivalentes del transistor, análisis ac	161
6.3.1. Parámetros [y]	161
6.3.2. Parámetros [t].	162
6.3.3. Parámetros [h : híbridos]	163
6.3.3.1. Circuitos Equivalentes Híbridos	164
6.3.3.2. Determinación grafica de los parámetros [h].	166
6.3.3.3. Variación o dependencia de los parámetros [h] con respecto a la corriente de colector y a la temperatura	168
6.3.3.4. Variación de h_{fe} con respecto a la I_E y a la temperatura	169
6.3.3.5. Análisis del T.B.J. con una pequeña señal utilizando el circuito equivalente híbrido h	169
6.3.3.6. Relación entre h_{ie} y r_e	179
6.3.3.7. Expresiones de ganancia de corriente y voltaje usando parámetros [t] del transistor	179
6.3.3.8. Cálculo de los Capacitores	181

6.4. Rectas de carga dinámicas y estáticas para emisor común	183
6.4.1. Análisis para dc	183
6.4.2. Rectas de carga dinámicas (ac)	184
6.5. Amplificador en colector común.	195
6.5.1. Análisis usando parámetros [t]	197
6.6. Amplificador en base común	198
6.7. Propiedades de las configuraciones	206
6.8. Problemas resueltos	207
6.9. Problemas propuestos	211
7. CAPITULO 7: TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO	215
7.1. Transistores de efecto de campo de juntura	215
7.1.1. Funcionamiento	216
7.2. Curva característica del drenador	218
7.2.1. Característica del drenador del JFET	219
7.2.2. Curva característica de transferencia	220
7.3. Circuitos de polarización y rectas de carga del JFET	220
7.3.1. Circuito con 2 fuentes	220
7.3.2. Circuito de auto polarización	222
7.3.2.1. Circuito con una resistencia en la compuerta	222
7.3.2.2. Circuito con divisor de voltaje	224
7.4 Circuito equivalente para AC del JFET	227
7.5 Configuraciones de amplificadores con JFET	230
7.5.1. Configuración fuente común	230
7.5.2. Configuración drenaje común	230
7.5.3. Configuración compuerta común	231
7.6. Análisis AC del JFET	231
7.6.1. Análisis para fuente común	231
7.6.2. Análisis para compuerta común	234
7.6.3. Análisis para drenaje común	234
7.7. Problemas resueltos	235
8. CAPITULO 8: APLICACIONES DE LOS TRANSISTORES BIPOLARES EN CONDICIONES NO LINEALES	239
8.1. Modos de conducción.	239
8.1.1. Modo de conducción no.	240
8.1.2. Modo de conducción si.	242
8.2. Respuesta transitoria.	243
9. CAPITULO 9: AMPLIFICADOR OPERACIONAL	245
9.1. Introducción	245
9.2. Amplificador operacional básico	245

9.2.1.	Amplificador diferencial con entrada de un solo extremo	246
9.2.2.	Operación con entrada diferencial	248
9.3.	Amplificador operacional ideal	248
9.3.1.	Características del amplificador operacional ideal	249
9.3.2.	Método de análisis	250
9.3.3.	El amplificador inversor	251
9.3.4.	El amplificador no inversor	254
9.4.	Resistencia de entrada de un circuito amplificador operacional con retroalimentación.	257
9.4.1.	Entradas combinadas invertida y no invertida	258
9.5.	Ampliaciones lineales con amplificadores operacionales	259
9.5.1.	Multiplicador de ganancia constante inversor	259
9.5.2.	Amplificador no inventor	259
9.5.3.	Seguidor unitario	259
9.5.4.	Diferencial	259
9.5.5.	Circuito de impedancia negativa	260
9.5.6.	Circuito derivador	261
9.5.7.	Circuito integrador	262
9.6.	Amplificador operacional práctico	264
9.6.1.	Ganancia de voltaje de lazo abierto	265
9.6.2.	Tensión de desplazamiento en la entrada	265
9.6.3.	Corriente de polarización de entrada	266
9.6.4.	Corriente de desplazamiento	267
9.6.5.	Rechazo en modo común	270
9.6.6.	Desplazamiento de fase	271
9.6.7.	Razón de cambio	271
9.6.8.	Modelo mejorado para el amplificador operacional	272
9.6.9.	Resistencia de salida	272
9.7.	Aplicaciones no lineales de los amplificadores operacionales	273
9.7.1.	Amplificador operacional como comparador de tensiones	274
9.7.2.	Disparadores de schmitt	275
9.7.3.	Disparador de schmitt inversor	276
9.7.4.	Caso general	277
9.7.5.	Detector de cruce de cero	279
9.7.6.	Detector de pico	280
9.7.7.	Rectificador inversor de media onda	281
9.7.8.	Rectificador de onda completa	283
9.7.9.	Aestable	284
9.7.10.	Monoestable	285
9.7.11.	Limitador de amplitud simétrico	286
9.8.	Amplificador operacional real	290
9.8.1.	Empaque de los amplificadores operacionales	290
9.8.2.	Requerimiento de potencia	291
9.8.3.	Amplificador operacional 741	291
9.9.	Problemas resueltos	291

9.10. Problemas propuestos	307
10. CAPITULO 10: ELEMENTOS DE CUATRO CAPAS	311
10.1. El tiristor	311
10.1.1. La familia de los tiristores	311
10.2. El tiristor "scr".	311
10.2.1. Estructura y símbolo.	311
10.2.2. El scr bajo tensión (en estado de bloqueo).	312
10.2.3. El scr bajo tensión directa	313
10.2.4. Cómo se activa un tiristor	315
10.2.5. Curva característica del scr. (i_{ak} vs. V_{ak}).	315
10.2.6. Definición de símbolos.	317
10.2.7. Efectos de la variación de i . Y v . Sobre el scr.	319
10.2.7.1. La derivada de la tensión	319
10.2.7.2. La derivada de la corriente	320
10.2.8. Formas de apagado del scr.	320
10.2.8.1. Interrupción de la corriente de ánodo	320
10.2.8.2. La técnica de conmutación forzada	321
10.2.9. Aplicaciones del scr.	321
10.2.9.1 interruptor estático	322
10.3. El triac.	322
10.3.1. Definición.	322
10.3.2. Activado del triac.	323
10.4. Tipos de disparo de tiristores y triacs.	325
10.4.1. Disparo en corriente continua (cc):	325
10.4.2. Disparo en corriente alterna (ca):	327
10.4.3. Disparo por impulsos o trenes de ondas.	327
10.4.3.1. Disparo por impulso único	327
10.5. Circuitos de disparo de tiristores y triacs.	329
10.5.1. Circuito de disparo rc.	329
10.5.2. Disparo por ujt.	330
10.5.2.1. Determinación práctica del circuito:	331
10.5.2.2. Sincronización del ujt.	332
10.5.3. Disparo mediante sus y sbs.	332
10.5.4. Disparo por diac.	334
10.6. Problemas resueltos.	335
10.7. Problemas propuestos	344
11. CAPITULO 11: OPTOELECTRÓNICA	347
11.1. Introducción	347
11.1.1. El flujo luminoso	348
11.1.2. La intensidad luminosa	348
11.2. Dispositivos detectores de luz	349

11.2.1. El fotodiodo	349
11.2.1.1.Aplicaciones	351
11.2.2. Celdas fotoconductoras	352
11.2.2.1.Aplicaciones	353
11.2.3. Fototransistores	353
11.2.3.1.Aplicaciones	355
11.2.4. SCR activado por luz (LASCN light activated SCR)	355
11.2.4.1.Aplicaciones	356
11.3.Dispositivos emisores de luz	356
11.3.1. Led	356
11.3.1.1.Aplicaciones	357
11.3.2. Emisores infrarrojos	357
11.3.2.1. Aplicaciones	358
11.4. Acopladores 33pticos (Opto acopladores)	358
11.4.1. Combinaci33n IRED-Fototransistor	359
11.4.2. Combinaci33n IRED-Fotodarlington	360
11.4.3. Combinaci33n IRED-LASCN y IRED-Triac	360
11.4.4. Combinaci33n IRED-Triac-Triac	360
11.4.5. Ejemplo de aplicaci33n	361
11.5. Problemas resueltos	361
11.6. Problemas propuestos	366
ANEXO	369
BIBLIOGRAFIA	371



1. NIVELES Y BANDAS DE ENERGÍA

1.1. TEORÍA ATÓMICA DE LA CONDUCCIÓN

En esta sección se dará una revisión de las propiedades básicas de la materia, con el objetivo de brindar una explicación clara de los fenómenos moleculares asociados con la conducción en los metales, semiconductores y aislantes.

1.2. TEORÍA ATÓMICA

El modelo atómico de Rutherford (Figura 1.1), a pesar de ser poco exacto, es bastante útil para describir ciertas características de los átomos:

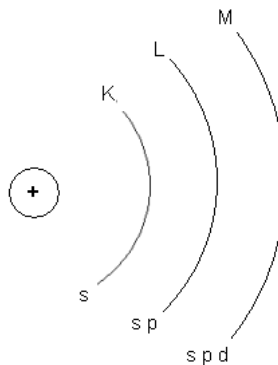


Figura 1.1 Modelo de Rutherford

El átomo consta de dos partes, el núcleo y los orbitales. En el núcleo, que contiene casi toda la masa del átomo, se encuentran los protones (carga positiva) y los neutrones (carga nula); en tanto que girando en los orbitales alrededor del núcleo, se encuentran los electrones (carga negativa). En un átomo neutro y estable, existen igual número de protones y electrones, lo que da como resultado un cuerpo cuya carga neta es cero. Para conseguir la estabilidad atómica, es decir, para no enfrentarse a la ambigüedad de que los electrones caigan al núcleo debido a la diferencia de polaridad, se debía suponer que el electrón poseía

una energía cinética determinada que le permitiría estar a una distancia fija del núcleo, o en otras palabras, el electrón debía poseer una energía total igual a la suma de su energía potencial eléctrica (debida a su posición respecto al núcleo) y su energía cinética (adquirida por su velocidad).

Según la teoría clásica, el electrón debía moverse aceleradamente alrededor del núcleo, radiando energía de forma continua. Al perder energía, el electrón se iría acercando cada vez más al núcleo, hasta llegar al punto crítico en el que se unía con los protones y neutrones. Esta falla en la teoría fue superada por el principio de exclusión de Pauli, que dice: Dos electrones no pueden ocupar o tener el mismo nivel de energía si están en el mismo átomo o aunque fueren de unos diferentes. De este principio y otras investigaciones se concluyó que la energía del electrón en el átomo es discreta o cuantizada. El átomo se encuentra en un modelo normal o no excitado cuando todos sus electrones ocupan los diferentes estados energéticos permitidos.

1.3. ESTRUCTURA ELECTRÓNICA DE LOS ELEMENTOS

NIVELES	SUBNIVELES
K: 2 e-	s : 2 e-
L: 8 e-	s : 2 e-
	p : 6 e-
M : 18 e-	s : 2 e-
	p : 6 e-
	d : 10 e-
N : 32 e-	s : 2 e-
	p : 6 e-
	d : 10 e-
	f : 14 e-

Tabla 1.1 Niveles energéticos de un átomo

En la Tabla 1.1 se presentan los niveles y subniveles energéticos de un átomo, los electrones que se encuentran en el último nivel o capa de un determinado elemento son llamados electrones de valencia, y son los que determinan las propiedades físicas y químicas del material, como la conductividad eléctrica, la estructuración cristalina, entre otros. Con estos criterios preliminares, podemos ahora dedicarnos al estudio de dos materiales semiconductores: el silicio y el germanio como se observa en la Figura 1.2.

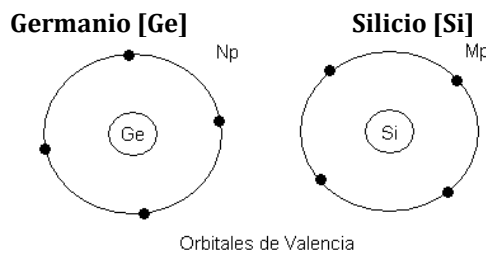


Figura 1.2 Modelos de Rutherford para el Germanio y Silicio

Es de importancia notar que ambos elementos presentan su último nivel semi-lleno, es decir, tienen solo la mitad de electrones de los que son capaces de recibir.

1.4. TEORÍA DE LAS BANDAS DE ENERGÍA

La Figura 1.3 muestra la representación unidimensional de las bandas de energía para el germanio:

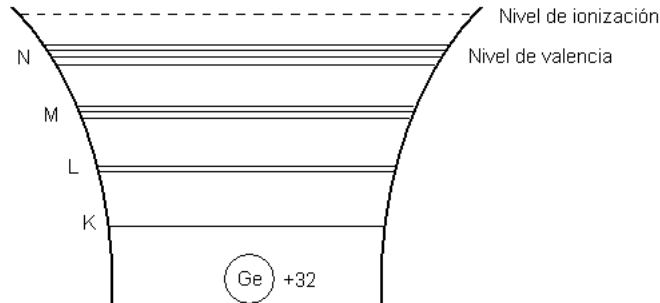


Figura 1.3 Bandas de energía para el Germanio

Si de alguna manera el átomo recibe energía, los electrones de la capa de valencia, del nivel n y subnivel p, pueden pasar a una capa de mayor valor energético, como el subnivel d o el f, llamados también niveles de excitación. Si la energía entregada al átomo supera determinado valor, el electrón pasa a un nivel de ionización, en el cual se independiza totalmente de la acción electromagnética que pueda ejercer el núcleo sobre él.

Cuando se encuentran dos átomos muy próximos entre sí, formando un enlace covalente, se produce un desdoblamiento de los niveles de energía, lo cual se aprecia en la Figura 1.4:

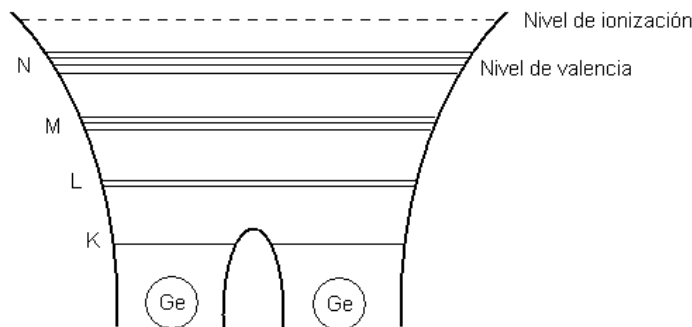


Figura 1.4 Desdoblamiento de los niveles de energía para el Germanio

Este fenómeno se explica con la ayuda del principio de exclusión de Pauli, debido a que dos electrones no pueden ocupar el mismo nivel energético a la vez, y que más bien un mismo electrón es capaz de ser compartido entre dos átomos cuando entre los dos existe un nivel de energía común.

Si ampliamos el análisis de dos átomos a un conjunto más complejo (Figura 1.5), como una red cristalina de germanio, vemos que se produce un desdoblamiento uniforme a lo largo de toda la red, y ya no se hablará de niveles de energía, sino de bandas de energía.

- **Banda de Conducción:** Constituye el desdoblamiento de los niveles de excitación de los átomos y por lo general se encuentra vacía.
- **Banda de Valencia:** Es el desdoblamiento de los niveles de valencia y se encuentra llena con los llamados electrones de valencia.
- **Banda Prohibida:** Es la región comprendida entre la banda de conducción y la banda de valencia que no puede ser ocupada en ningún instante por los electrones.

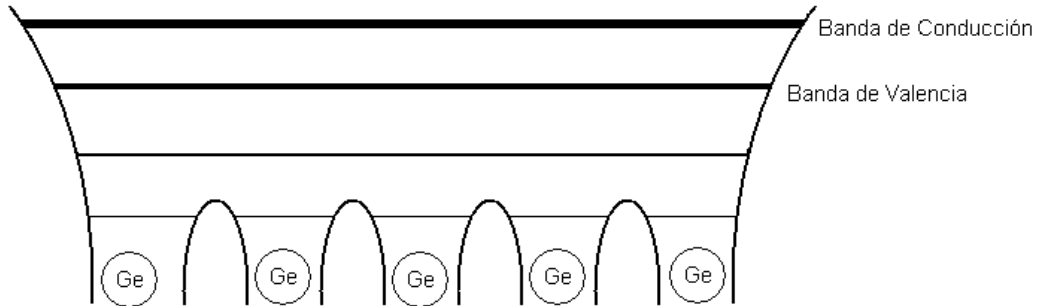


Figura 1.5 Representación de las Bandas de Conducción y Valencia.

Si la banda de valencia se encuentra llena, es muy fácil que los electrones pasen a la banda de conducción debido a la presencia de un campo electromagnético externo que sea lo suficientemente intenso para arrancar los electrones de la banda inferior y llevarlos a la banda superior, y después, debido a la acción del campo se producirá el movimiento de los electrones a lo largo de la banda de conducción.

Cuando los electrones pasan de la banda de valencia a la banda de conducción, dejan huecos o espacios libres en la banda de valencia, los mismos que pueden ser llenados por electrones vecinos que se encuentran en la misma banda, y así se produce la movilización de los electrones en la banda de valencia.

1.5. ESTRUCTURA DE LOS CONDUCTORES SEGÚN LA TEORÍA DE BANDAS

Los materiales pueden ser clasificados según su capacidad de conducir una corriente de electrones en: aislantes, semiconductores y conductores.

1.5.1. Conductores:

Tienen una estructura de bandas de energía que no presenta una región prohibida, o dicho de mejor forma, la banda de conducción está parcialmente superpuesta a la banda de valencia (Figura 1.6) Los electrones debido a la influencia de un campo eléctrico, pueden adquirir una energía adicional y constituir una corriente considerable.

Ejemplos de conductores son la plata, el cobre, el plomo, el níquel y el cromo, con una conductividad (G) que varía entre: $10^4 < G < 10^6$ ($\Omega \cdot \text{cm}$)⁻¹.

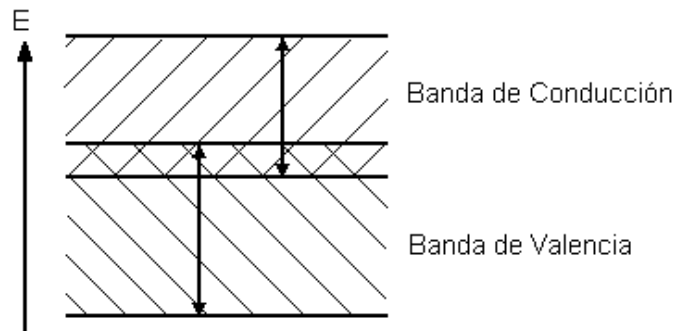


Figura 1.6 Representación de las bandas de Energía de un elemento Conductor

1.5.2. Semiconductores:

Se denominan semiconductores (Figura 1.7) a aquellos elementos cuya anchura en la región de energía prohibida es relativamente pequeña, esto es, 1 [eV] aproximadamente. Los materiales semiconductores de mayor importancia son el Germanio y el Silicio, como se ha venido indicando. Las características de conducción de los semiconductores son muy sensibles a las variaciones de la temperatura, puesto que para bajos valores, estos materiales se vuelven prácticamente aislantes, en tanto que al elevar la temperatura, estos aumentan su conductividad de manera significativa. Esto se explica de la siguiente manera: a medida que la temperatura aumenta, algunos de los electrones que se encuentran en la banda de valencia, pueden adquirir energía térmica suficiente para saltar a la banda de conducción, dejando así un espacio libre en la banda de valencia, y de esta manera, en presencia de un pequeño campo, la movilización de los electrones sería relativamente fácil.

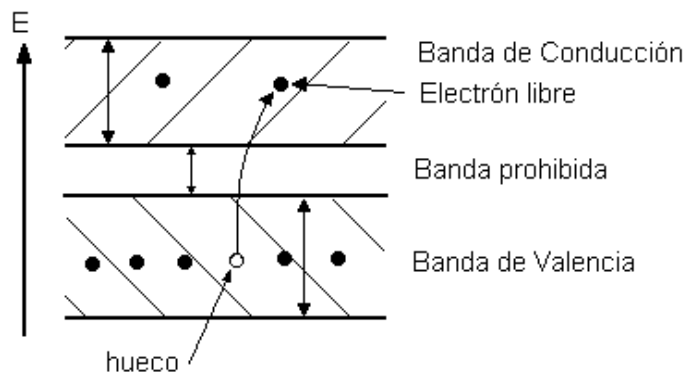


Figura 1.7 Representación de las bandas de Energía de un elemento Semiconductor

Es importante considerar las siguientes propiedades de los materiales semiconductores:

- **Conductividad para los semiconductores:** $10^{-10} < G < 10^3 (\Omega \cdot \text{cm})^{-1}$.
- **Ancho de banda de energía prohibida a 0 °C:** 1.21 [eV] para el Si, 0.78 [eV] para el Ge, y 1.92 [eV] para el AsGa (Arseniuro de Galio).

1.5.3 Aislantes:

Se denominan aislantes a aquellos materiales que presentan una banda de energía prohibida de considerable amplitud; de tal manera que solo energías muy altas podrían hacer saltar a los electrones de la banda de valencia a la banda de conducción (Figura 1.8).

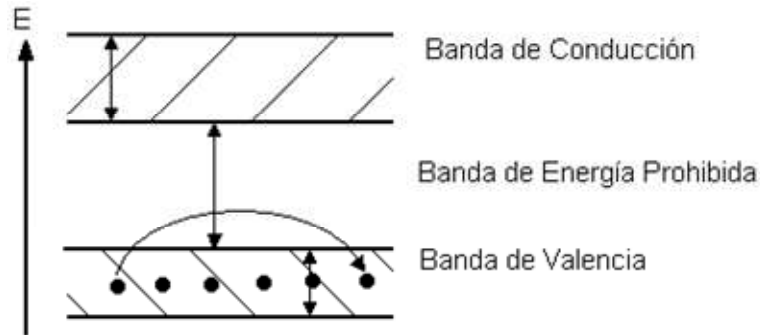


Figura 1.8 Representación de las bandas de Energía de un Aislante

El vidrio, el diamante, el SiO₂, el polietileno, así como el teflón, son algunos materiales aislantes.

1.6. MOVILIDAD Y CONDUCTIVIDAD

Para el siguiente análisis consideremos un conductor de sección transversal A y de longitud L, donde existen N electrones libres (Figura 1.9).

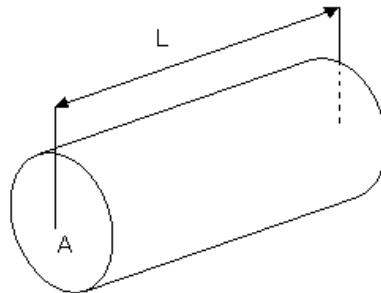


Figura 1.9 Sección transversal de longitud L y área A

Dónde:

- v = Velocidad promedio de los e⁻s.
- A = Sección transversal [m²]
- L = Longitud [m]
- N = Número de electrones libres
- t = Tiempo promedio de los e⁻ en atravesar el conductor
- $e = -1.6 \times 10^{-19}$ [C]
- J = Densidad de corriente de conducción [A/m²]

- μ = Movilidad del portador de carga (μ_{e^-}, μ_{h^+})

$$J = \frac{I}{A} \quad (1.1)$$

$$I \triangleq \frac{qT}{t} = \frac{Ne}{t} \quad (1.2)$$

$$v \triangleq \frac{L}{t} \quad (1.3)$$

$$J = \frac{Nev}{LA} \quad (1.4)$$

Puesto que se define como concentración de electrones a la relación $n = \frac{N}{LA}$, obtenemos:

$$J = Nev = ne\mu E \quad (1.5)$$

En ausencia de un campo eléctrico los electrones se mueven desordenadamente, de tal manera que los flujos de los mismos en todas las direcciones se anulan entre sí, es decir:

$$I_{total} = 0 \quad (1.6)$$

Y por el contrario, en presencia de un campo eléctrico, el movimiento de la carga será en una dirección privilegiada, con una velocidad promedio no infinita debido a los choques de los electrones con los átomos vecinos.

Si E es la intensidad del campo eléctrico, obtenemos de la relación $F = q \cdot E$, que la aceleración de los electrones es $a = \frac{eE}{m}$. Sabemos que $v = a \cdot t$ es la velocidad que adquieren los electrones antes de chocar, por lo que resulta claro que la velocidad de los mismos es directamente proporcional a la intensidad del campo eléctrico, es decir, $v = \mu E$. Entonces:

$$J = Nev = ne\mu E = \sigma E \quad (1.7)$$

La constante σ recibe el nombre de conductividad, y su inverso $\rho = \frac{1}{\sigma}$ es llamado resistividad del material. En la Tabla 1.2 se muestran algunos valores de conductividad para los 3 tipos de materiales:

Material	Conductividad
Cu	$10^8(\Omega \cdot m)^{-1}$
Si	$2 \times 10^{-3}(\Omega \cdot m)^{-1}$
Mica	$10^{-10}(\Omega \cdot m)^{-1}$

Tabla 1.2. Conductividad de diferentes elementos:

La concentración de electrones (n) para un conductor es 10^{23} [electrones/m³] y para un aislante es de 10^7 [electrones/m³].

1.7. SEMICONDUCTORES

Los semiconductores son elementos que ocupan el IV grupo de la tabla periódica, y por tanto, tienen 4 electrones de valencia. Esta característica les permite formar una estructura geométrica periódica llamada estructura mono cristalina cuando se agrupan un número suficiente de átomos de la misma especie. En la Tabla 1.3 se muestran a los elementos que forman parte de este grupo.

III	IV	V
B	C	N
Al	Si	P
Ga	Ge	As
In	Sn	Sb
Tl	Pb	Bi

Tabla 1.3 Elementos de la tabla Periódica pertenecientes a al III A, IV A y V A

1.7.1 SEMICONDUCTOR INTRÍNSECO O PURO

Es un semiconductor cuya estructura cristalina es pura, es decir, que alrededor de cada átomo de Si, como se muestra en la Figura 1.10, se encuentran ligados, por medio de enlaces covalentes, 4 átomos de igual género.

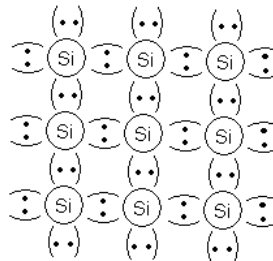


Figura 1.10 Estructura cristalina del Silicio

Es posible que los electrones así dispuestos absorban energía del exterior a partir de causas “naturales”, como energía térmica, energía luminosa, etc. Si esto sucede, los electrones se liberan del enlace y pasan a formar parte de un mar de electrones libres, dejando atrás un hueco que eventualmente podría ser ocupado por un electrón vecino. Este efecto recibe el nombre de generación del par electrón-hueco.

Para un semiconductor:

- n es la concentración de electrones libres.
- p es la concentración de huecos.

Si el semiconductor es puro, $n = p = n_i$, donde n_i es la concentración intrínseca.

De la ecuación $J = ne\mu E$ y puesto que $\sigma = \frac{J}{E}$ se obtiene:

$$J = ne\mu_n E + pe\mu_p E = n_i e E (\mu_n + \mu_p) \tag{1.8}$$

1.7.2 SEMICONDUCTOR EXTRÍNSICO O DOPADO

Si a un cristal puro como los descritos anteriormente ($\sigma = n_i e (\mu_n + \mu_p)$), se le añade de manera uniforme cierto tipo de impurezas (como átomos pentavalentes o trivalentes), lo que se obtiene es un semiconductor dopado. Las impurezas que se agregan son tan solo la proporción de 1 en 10^6 átomos de cristal puro, pero pueden alterar las bandas de energía de la estructura lo suficiente para cambiar totalmente las propiedades eléctricas del cristal. Hay dos materiales extrínsecos de importancia: el semiconductor tipo n y el semiconductor tipo p.

- **Semiconductor tipo n:** Es fabricado añadiendo a una red cristalina pura, de Germanio o Silicio, elementos que tengan 5 electrones de valencia, tales como el Antimonio, Arsénico, Fósforo, etc.

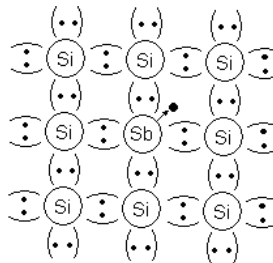


Figura 1.11 Estructura de Silicio dopada con el Sb.

Como se observa en la Figura 1.11, hay un quinto electrón adicional del Sb que no está formando un enlace covalente particular, que muy fácilmente puede transformarse en electrón libre. Puesto que el átomo de impureza insertado ha donado un electrón a la estructura, se lo denomina átomo donante.

Al analizar los diagramas de energía para este caso, es posible observar que la banda prohibida para los electrones es significativamente menor.

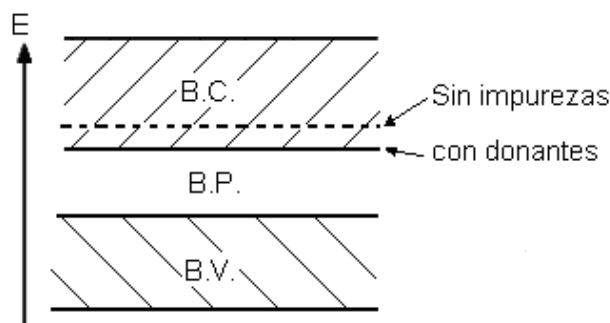


Figura 1.12 Diagrama de bandas de energía de un semiconductor

El resultado es que, a temperatura ambiente, hay un gran número de electrones en el nivel de conducción, por lo que la conductividad del material aumenta. Los electrones libres son en este caso llamados portadores mayoritarios, en tanto que los huecos que eventualmente se producen son llamados portadores minoritarios.

- **Semiconductores tipo p:** Se crean añadiendo átomos que tengan tres electrones de valencia (como el Boro, Galio, etc.) a una base de Silicio o Germanio puro.

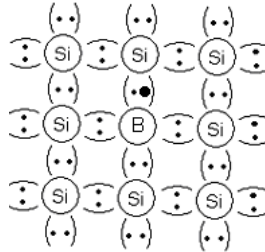


Figura 1.13 Semiconductor formado de Silicio Puro añadiendo Boro

Puesto que la impureza agregada es capaz de aceptar un electrón, se le denomina átomo aceptor. Resulta evidente además que los portadores mayoritarios son los huecos, en tanto que los minoritarios serán los electrones libres.

En el diagrama de energías de la Figura 1.14 se observa lo siguiente:

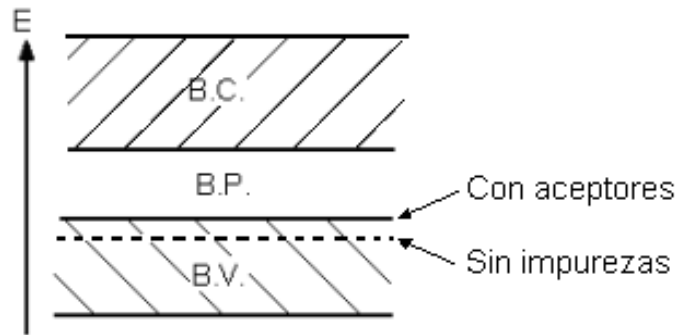


Figura 1.14 Diagrama de Bandas de energía de un átomo aceptor

Al añadir impurezas aceptoras, aparece justo por encima de la banda de valencia un nivel discreto de energía permitido, llamado nivel del aceptor, que permite la reducción de la banda prohibida de manera considerable.

1.7.3. CONDUCTIVIDAD EN UN SEMICONDUCTOR EXTRÍNSECO O DOPADO

En el equilibrio térmico se cumple la relación de acción de masas: $n \cdot p = n_i^2$. Al aumentar la temperatura (T), la siguiente ecuación es válida:

$$n_i^2 = A_0 T^3 e^{-\frac{E_g}{kT}} \tag{1.9}$$

Dónde:

- T es la temperatura absoluta,
- A_0 es una constante dependiente del material,
- E_g es la energía necesaria para romper el enlace covalente,
- k es la constante de Boltzman.

Sean N_d la concentración de átomos donantes y N_a la concentración de átomos aceptores. Entonces N_{d+p} será la concentración total de cargas positivas y N_{a+n} la concentración total de cargas negativas en el semiconductor dopado.

Puesto que un material semiconductor es eléctricamente neutro, se cumple que $N_{d+p}=N_{a+n}$.

En el semiconductor tipo n: $N_a=0$, entonces $n_n = N_d+p_n$. Como p representa a los portadores minoritarios, se tiene que $N_d \approx n_n$. Si queremos averiguar la concentración de huecos en el material tipo n, sustituimos esta aproximación en la ley de acción de masas: $p_n \approx n_i^2/N_d$.

En el semiconductor de tipo p, la situación es similar: $N_d = 0$, entonces $p_p = N_a+n_p$. Puesto que $p_n \gg n_p$, se tiene que $N_a \approx p_p$. Para hallar la concentración de electrones libres en el material de tipo p, sustituimos este resultado en la ley de acción de masas para obtener:

$$n_p \approx n_i^2/N_a \quad (1.10)$$

1.7.4. PROPIEDADES ELECTRICAS DEL SILICIO Y DEL GERMANIO

PARÁMETRO	Ge	Si
N° Atómico	32	14
Peso Atómico	76.6	28.1
Densidad [g/cm ³]	5.32	2.33
Const. Dieléctrica	16	12
Átomos/cm ³	4.4×10 ²²	5×10 ²²
Eg [eV] a 0 °K	0.785	1.21
Ni [cm ⁻³] a 300 °K	2.5×10 ¹³	1.5×10 ¹⁰
μn a 300 °K	3800	1300
μp a 300 °K	1800	500
Const. de dif. De n	99	34
Const. de dif. De p	47	13

Tabla 1.4 Valores de las propiedades eléctricas del Si y Ge

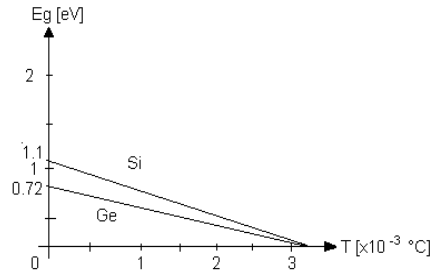


Figura 1.15 Curva de relación entre la energía del Si y Ge en variación a la temperatura

Entre otras propiedades podemos contar con una función que relaciona E_g con la temperatura como se muestra en la Tabla 1.5:

Ge	$E_g(T) = 0.785 - 2.23 \times 10^{-4} T$ $E_g(300 \text{ °K}) = 0.72 \text{ [eV]}$
Si	$E_g(T) = 1.21 - 3.6 \times 10^{-4} T$ $E_g(300 \text{ °K}) = 1.1 \text{ [eV]}$

Tabla 1.5 Relación de la E_g teniendo como parámetro de variación la Temperatura.

La constante de movilidad también cambia con la temperatura, de acuerdo con una función del tipo T vs. m. Para un intervalo de $100 \text{ °K} < T < 400 \text{ °K}$, se tienen los siguientes valores de m:

Si: $m_n = 2.5$ y $m_p = 2.7$
Ge: $m_n = 1.66$ y $m_p = 2.33$

Tabla 1.6 Constante de movilidad en función de la Temperatura que varía de $100 < T < 400 \text{ °K}$

1.7.5. DIFUSIÓN

El transporte de carga en un semiconductor no se realiza solamente por arrastre de los electrones, sino también por un mecanismo denominado difusión. La concentración de partículas en un semiconductor no es uniforme, ésta varía de acuerdo con la posición, razón por la cual también variará la concentración de huecos (o bien de electrones libres), en otras palabras, existirá un gradiente de la densidad de portadores $\frac{dp}{dx}$

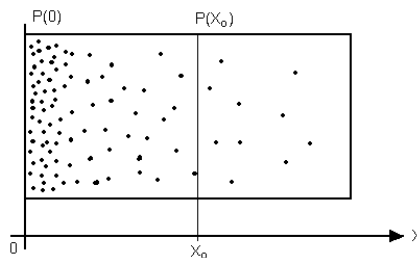


Figura 1.16 Concentración de huecos en un semiconductor con variación de la posición

Sea $J_{p \text{ dif}}$ la densidad de corriente de huecos de difusión. Donde D_p es la constante de difusión

de huecos [m/s²].

$$J_{p \text{ dif}} = -eD_p \frac{dp}{dx} \quad (1.11)$$

Puesto que esta constante de difusión y la movilidad son números estadísticos, es posible relacionarlos entre sí:

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{D_n}{\mu_n} = V_T = \frac{kT}{e} = \frac{T}{11600} \quad (1.12)$$

En esta expresión:

- V_T recibe el nombre de voltaje térmico,
- k es la constante de Boltzman,
- T la temperatura absoluta
- e la carga del electrón.

De esta manera, las densidades de corrientes totales para huecos y electrones libres quedan determinadas respectivamente por las ecuaciones 13 y 14:

Para un semiconductor tipo p:

$$J_p = e\mu_p pE - eD_p \frac{dp}{dx} \quad (1.13)$$

Para un semiconductor tipo n:

$$J_n = e\mu_n nE - eD_n \frac{dn}{dx} \quad (1.14)$$

RESUMEN

- Mientras más ancha es la banda de energía prohibida, más energía se necesita para lograr la conducción.
- Para que un material presente características de conductividad, debe tener electrones excitados en la banda de conducción.
- Un semiconductor debe presentar electrones en la banda de conducción y huecos en la banda de valencia.
- Un aislante no tiene electrones en la banda de conducción, y para lograr dicho efecto, es necesario elevar la temperatura.



2. EL DIODO SEMICONDUCTOR

2.1. UNIÓN P-N.

La siguiente Figura 2.1 es la representación de un diodo común, con la unión de materiales tipo p y n.

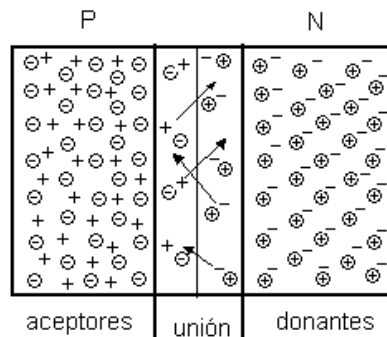


Figura 2.1 Unión de un material tipo n y p.

A una temperatura constante y en ausencia de un potencial eléctrico externo, tanto la región n como la región p son eléctricamente neutras bajo condiciones de equilibrio. En primera instancia, existen solamente portadores tipo p a la izquierda de la unión y portadores tipo n a la derecha. Puesto que existe un fuerte gradiente de concentración a través de la unión, es decir los huecos se difundirán a la derecha y los electrones libres a la izquierda, para recombinarse con los átomos del otro material.

Como consecuencia de este desplazamiento de cargas, los iones que aparecen a orillas de la unión formarán un dipolo eléctrico y producirán un campo electrostático, con la polaridad indicada en la Figura 2.2. Dicho campo tenderá a equilibrar la difusión de electrones a través de la unión, hasta que sea lo suficientemente grande para detener dicho proceso en forma definitiva.

Los huecos que neutralizan al ion aceptor en el semiconductor tipo n han desaparecido porque se han recombinado con los electrones que neutralizan al ion donador mientras que los electrones que neutraliza al ion donador han desaparecido al recombinarse con los huecos que neutralizan al ion aceptor. Este proceso genera una región llamada **“zona**

desértica”, debido a que no tiene portadores de cargas móviles, en tanto que el diferencial de potencial obtenido es conocido como **barrera de potencial**.

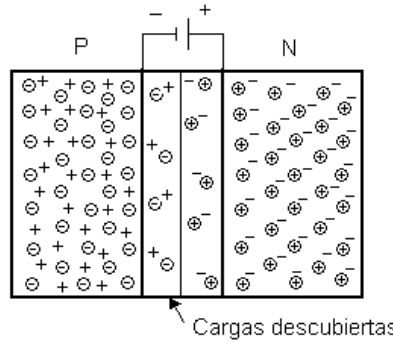


Figura 2.2 Diagrama de formación de un campo electrostático de un diodo por la unión n-p.

Dicho potencial puede ser sustituido imaginariamente por una fuente de voltaje V_B que aumenta conforme, aumenta la cantidad de electrones libres y huecos que atraviesan la unión y se recombinan con los átomos del otro material (n o p). El flujo de recombinación de los portadores mayoritarios produce una corriente llamada corriente de recombinación (I_r), la cual disminuye al aumentar V_B , de igual forma el flujo de recombinación de los portadores minoritarios produce una corriente llamada corriente de generación térmica o de saturación (I_g o I_s) la cual es muy sensible a la temperatura.

$$I_g = I_{g_n} + I_{g_p} \tag{2.1}$$

$$I_r = I_{r_n} + I_{r_p} \tag{2.2}$$

$$I_g = I_r \tag{2.3}$$

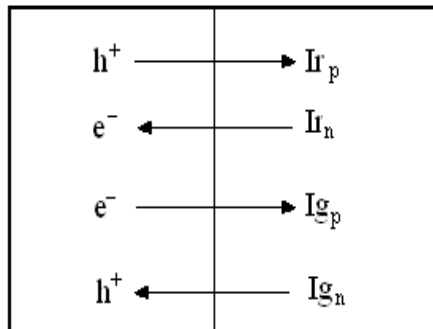


Tabla 2.1 Corrientes de recombinación y de generación térmica.

De esta manera se aprecia que los electrones libres se mueven de material tipo n a p (Tabla 2.1), mientras que los huecos se mueven de p a n. Cabe señalar también que el sentido convencional que se adopta para la corriente, es el sentido en el que se mueven los huecos, de modo que:

$$I = I_r - I_g \tag{2.4}$$

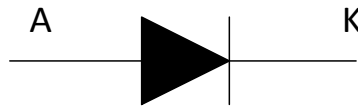


Figura 2.3 Representación de un Diodo de Unión

2.2. POLARIZACIÓN DIRECTA

Con la física moderna se ha logrado demostrar que en condiciones de equilibrio y en ausencia de polarización externa, el comportamiento de un elemento como el diodo de unión viene regulado por la ecuación 2.5:

$$I_r = I_{r_0} e^{-\frac{V_B}{V_T}} \tag{2.5}$$

Dónde:

- I_r es la corriente de recombinación dada por el número real de portadores que atraviesan la barrera.
- I_{r_0} es la corriente de recombinación inicial dada por el número neto de portadores que inician el camino a través de la unión.
- V_T es el voltaje térmico igual a 26 [mV] independientemente del tipo de diodo.
- V_B es el voltaje de barrera descrito anteriormente, que tiene los valores aproximados de 0.6 [V] o 0.3 [V] dependiendo si el diodo es de silicio o germanio respectivamente.

Donde V_T viene dada por la ecuación 2.6:

$$V_T = \frac{kT}{q} \tag{2.6}$$

Dónde:

- k es la constante de Boltzman y su valor es 1.38×10^{-16} [Ergios/°K]
- T es la temperatura en grados Kelvin.
- q es la carga de un electrón.

Como sabemos $I_r = I_g$ en el caso de no aplicar una tensión externa, tenemos:

$$I_g = I_{r_0} e^{-\frac{V_B}{V_T}} = I_{sat} \tag{2.7}$$

Si aplicamos una tensión externa de modo que el ánodo del elemento se conecta al terminal

positivo de una batería, y el cátodo al terminal negativo, estamos *polarización directamente* al diodo; y en consecuencia tenemos:

$$I_r = I_{r_0} e^{\frac{V_B - V}{V_T}} \tag{2.8}$$

$$I_r = I_{r_0} e^{\frac{V_B}{V_T}} \times e^{\frac{V}{V_T}} \tag{2.9}$$

$$I_r = I_{sat} e^{\frac{V}{V_T}} \tag{2.10}$$

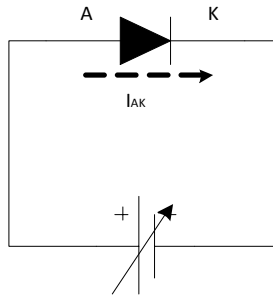


Figura 2.4 Diagrama Circuital de un diodo en polarización directa

La ecuación anterior es la que regula el comportamiento de un diodo en polarización directa. Como se había mencionado anteriormente $I_{AK} = I_r - I_g = I_r - I_{sat}$, por lo que al sustituir estos términos en la ecuación previa obtenemos la siguiente relación:

$$I_{AK} = I_{sat} \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \tag{2.11}$$

$$I_{AK} = I_{sat} e^{\frac{V}{V_T}} \tag{2.12}$$

Siempre y cuando se cumpla la relación $V/V_T > 5$.

En la realidad esta expresión no es completa, puesto que en la fabricación de un diodo de unión, se introducen ciertas resistencias internas que de alguna manera alteran el comportamiento ideal.

Desde el punto de vista atómico, cuando se aplica un potencial positivo al material p y un potencial negativo al material tipo n, se produce una disminución en el ancho de la zona desértica, esto trae como consecuencia que el flujo de portadores mayoritarios crezca exponencialmente, mientras que el flujo de los portadores minoritarios no se ve alterado.

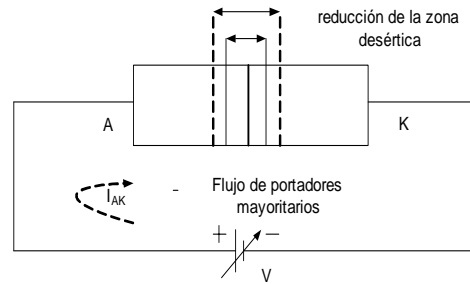


Figura 2.5 Diagrama esquemático del diodo en polarización directa

2.2.1. Variación de I_{AK} cómo función de V_{AK} .

La curva de la figura representa la característica estática de corriente – voltaje de un diodo real cuando está polarizado directamente.

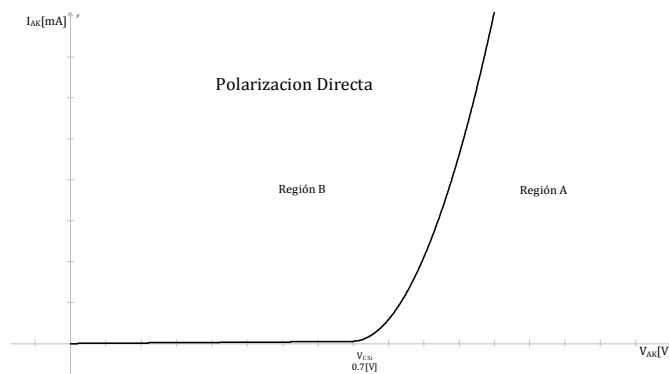


Figura 2.6 Curva Característica del diodo en polarización directa

$V_C = V_B$ como ya se ha indicado, es el voltaje de barrera, conocido también como voltaje codo o voltaje umbral; y puede variar dentro de los siguientes intervalos:

Para el silicio	Entre 0.5 y 0.7 V
Para el germanio	Entre 0.2 y 0.3 V

Tabla 2.2 Voltaje Umbral para el Si y el Ge.

Para discusiones y análisis posteriores se considerará que el diodo de Si tiene un voltaje de barrera de 0.7 [V], en tanto que el diodo de Ge, un voltaje de 0.3 [V].

- **Región A** $0 < V_{AK} < V_C$

El diodo tiene un equivalente de alta impedancia debido a que el inverso de la pendiente tiende al eje x por lo tanto no conduce la corriente eléctrica.

- **Región B** $V_{AK} \geq V_C$

El diodo tiene un equivalente de baja impedancia por lo tanto conduce la corriente eléctrica.

- **Región C** $0 < |V_{AK}| < |V_C|$

El diodo tiene un equivalente de alta impedancia por lo tanto no conduce la corriente eléctrica, en esta región se presenta 2 fenómenos: El Efecto Zener y Efecto Avalancha.

- **Región D** $|V_{AK}| \geq |V_{RR}|$

El diodo se comporta como un elemento de baja impedancia por lo tanto conduce la corriente eléctrica. Los diodos de Si y Ge se destruye cuando se supera este límite, mientras que los diodos zener trabajan en esta región.

2.3. POLARIZACIÓN INVERSA

Si al diodo de unión se le aplica un voltaje exactamente opuesto al voltaje de polarización directa (Figura 2.7), decimos que el diodo está polarizado de manera inversa. A nivel atómico, lo que se produce es una ampliación de la zona desértica; esto significa mayor dificultad para los portadores mayoritarios a atravesar dicho potencial. Sin embargo el flujo de portadores minoritarios no ha cambiado, y se ha vuelto realmente significativo en comparación al pequeño número de portadores mayoritarios que pueden atravesar la zona desértica.

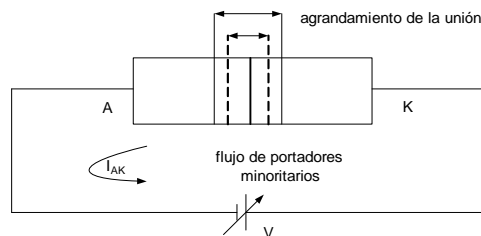


Figura 2.7 Apreciación de una Polarización Inversa

Esto se explica matemáticamente de la siguiente manera:

$$I_r = I_{r_0} e^{\frac{V_B + V}{V_T}} \tag{2.13}$$

$$I_r = I_{r_0} e^{\frac{V_B}{V_T}} \times e^{-\frac{V}{V_T}} \tag{2.14}$$

$$I_r = I_{sat} e^{-\frac{V}{V_T}} \tag{2.15}$$

Pero $I_{AK} = I_r - I_g = I_r - I_{sat}$, entonces:

$$I_{AK} = I_{sat} \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \tag{2.16}$$

Siempre y cuando se cumpla la relación $V/V_T > 5$, I_{AK} , I_{sat}

2.3.1 Característica en la polarización inversa.

Al igual que en polarización directa es posible obtener una característica estática para un diodo real en polarización inversa como se aprecia en la Figura 2.8:

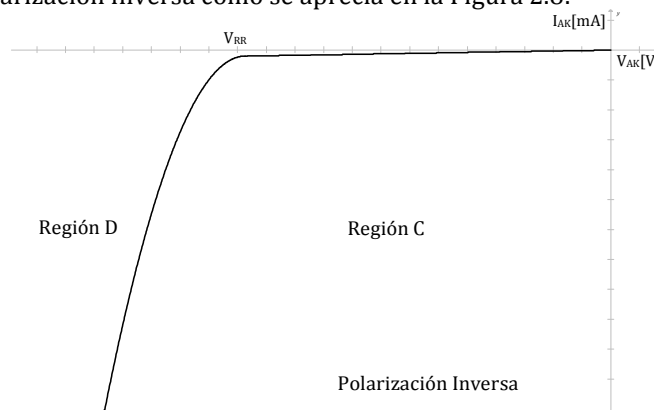


Figura 2.8 Curva de un diodo en polarización Inversa

A diferencia de la curva de polarización directa, para este caso tenemos una escala mayor en el V_{AK}

Obsérvese también que existe un valor de voltaje V_R a partir del cual el diodo ya no se comporta de acuerdo con las predicciones de la ecuación general. Este voltaje se denomina voltaje de ruptura inverso, el cual es producido por dos efectos de importancia: el efecto Zener y el efecto Avalancha.

- **Efecto Zener:** Si se incrementa lo suficiente el voltaje aplicado en polarización inversa, es posible que el campo eléctrico en la proximidad de la unión se vuelva tan fuerte que los electrones sean desprendidos de los enlaces covalentes generando una corriente negativa.
- **Efecto Avalancha:** Si los electrones se desprenden de sus átomos debido a un incremento en la temperatura o a la existencia de un potencial excesivamente alto, pueden ser acelerados a grandes velocidades mientras cruzan la unión. Esto produciría

eventuales choques con otros electrones, que a su vez, se desprenderían de sus enlaces y se acelerarían hasta chocar con otros átomos y desprender más electrones. Este efecto continuaría en forma de avalancha hasta producir una corriente considerable en el sentido negativo.

Ambos fenómenos ocurren generalmente a partir de los -5.5 V.

Con esto se puede formar una curva característica para diodo de unión como una función del V_{AK}

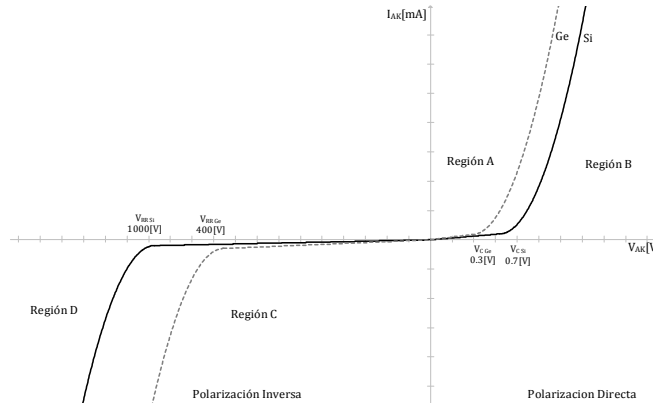


Figura 2.9 Regiones de un diodo en Polarización directa e inverso

2.3.2 Resistencia Estática del Diodo (R_{cd}).

Al aplicar al diodo un voltaje conocido, se estará determinado la magnitud de la corriente que atraviesa por el, Esto es fácil de ver si nos referimos a la curva característica de la Figura 2.9.

Se define entonces como resistencia estática a la relación entre V_{AK} e I_{AK} .

$$R_{cd} = \frac{V_{AK}}{I_{AK}} \tag{2.17}$$

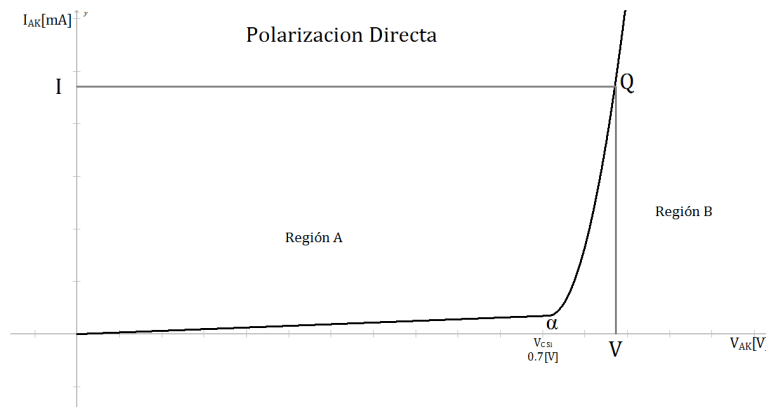


Figura 2.10 Resistencia estática de un diodo

Gracias a esta relación, obtenida a partir de los valores de voltaje y corriente en la curva característica, es posible sustituir al diodo por una resistencia de valor R_{cd} y proseguir el análisis del circuito.

2.3.3 Resistencia Dinámica del Diodo (r_d).

Si el voltaje aplicado al diodo oscila alrededor de un valor de DC, se obtendrá una variación constante del valor de R_{cd} . Esta variación corresponde a la siguiente expresión:

$$r_d = \frac{dV}{dI} \approx \frac{\Delta V}{\Delta I} \tag{2.18}$$

Dada la expresión para la polarización directa:

$$I_{AK} = I_{sat} \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \tag{2.19}$$

Podemos obtener:

$$g_d = \frac{1}{r_d} = \frac{dI}{dV} \approx \frac{I_{AK}}{V_T} = \frac{I_{AK}}{26[mV]} \tag{2.20}$$

Entonces:

$$r_d = \frac{26[mV]}{I_{AK}} \tag{2.21}$$

Esta ecuación se interpreta de la siguiente manera: La resistencia dinámica del diodo puede obtenerse directamente si se conoce el valor DC de la corriente que atraviesa por él.

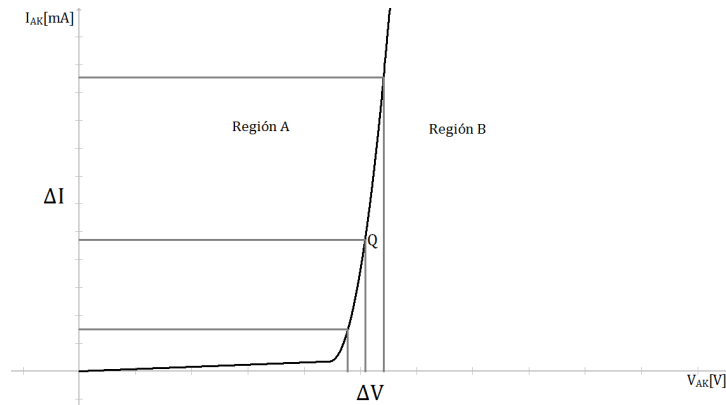


Figura 2.11 Representación de la resistencia dinámica de un diodo

2.4. DIODOS EMISORES DE LUZ

Existen en el mercado dispositivos optoelectrónicos como los diodos emisores de luz, comúnmente conocidos como LEDs.

Estos elementos son utilizados como indicadores en paneles electrónicos de control, sin ser esa ni la única, ni la más importante de sus aplicaciones. Los LEDs son generalmente fabricados con Arseniuro de Galio (GaAs), Fosfuro de Galio (GaP), o bien Fosfuro Arseniuro de Galio (GaAsP).

Estos materiales que al ser energizados con una polarización directa, desprenden fotones de muy alta energía en el proceso de recombinación, lo que a su vez proporciona haces de luz cuyas frecuencias están dentro de todo el espectro visible e incluso infrarrojo.

Parámetro	Rojo	Rojo hF	Amarillo	Verde	Unidades
Disipación de Potencia	100	120	120	120	MW
I directa med.	50	20	20	30	mA
I directa pico	1000	60	60	60	mA
V codo	1.6 t	2.2 t	2.2 t	2.4 t	V
V inv. de ruptura	10 t	5 m	5 m	5 m	V

Tabla 2.3 Comparación de diodos Leds.

Donde:

- t significa valor típico.
- m significa valor mínimo.

Estos son los símbolos que convencionalmente se usan para en LED en un circuito.

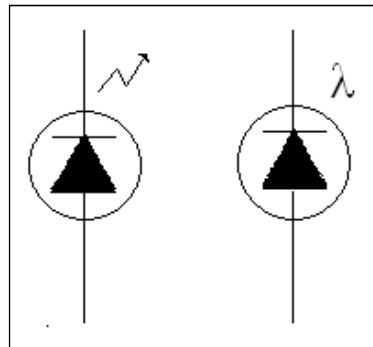


Figura 2.12 Simbología de diodos LED

2.5. DEPENDENCIA DE LA CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DEL DIODO CON LA TEMPERATURA.

Obsérvese los siguientes gráficos de las variaciones en las características corriente – voltaje de un diodo de Ge con las variaciones en la temperatura.

- Para la polarización directa:

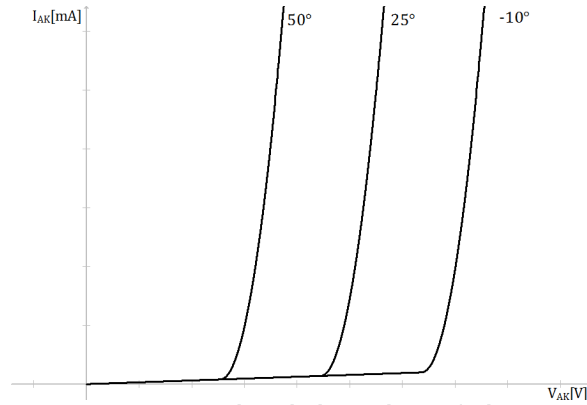


Figura 2.13 Curva de un diodo en polarización directa

- Para polarización inversa y considerando solo el efecto Avalancha.

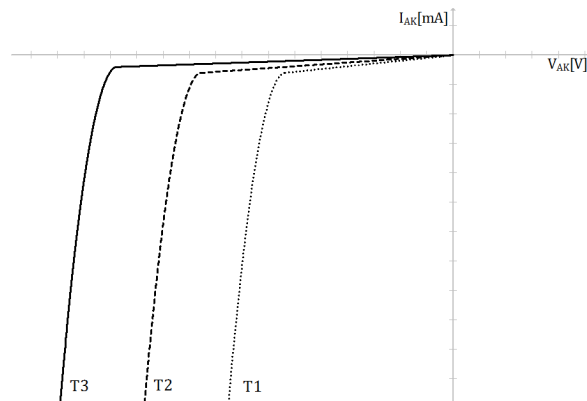


Figura 2.14 Efecto Avalancha respecto a la Temperatura

- Para el efecto Zener:

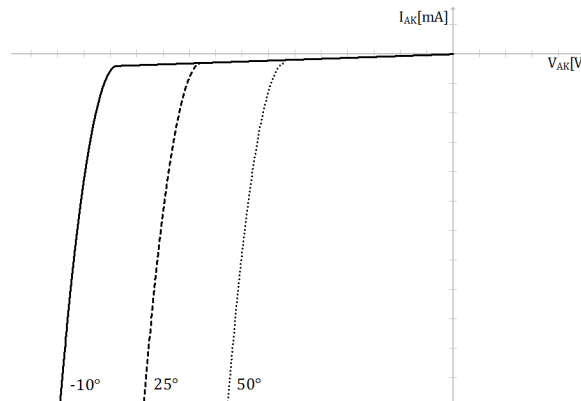


Figura 2.15 Efecto Zener respecto a la Temperatura

De todas estas gráficas, lo mas relevante es el hecho de que en polarización directa, por el incremento de temperatura en 1 [°C], el voltaje ánodo - cátodo (V_{AK}) disminuye en 2mV mientras que la corriente I_{AK} aumenta en un 7.5% aproximadamente, ya sea el diodo de Ge o de Si.

2.6. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL DIODO POR TRAMOS.

En los análisis de estos circuitos se toma en consideración desde el diodo ideal, hasta un modelo que abarca dos o tres parámetros de aproximación, que permiten un análisis más exacto de la situación.

Se debe tener en cuenta que el modelo más aproximado no siempre es el que incluye mayor número de cálculos, sino aquel que se adapte mejor al problema particular que se pretende resolver.

2.6.1. REGIÓN A $0 < V_{AK} < V_C$

$$V_{AKi} + V_C - V_{AK} = 0 \tag{2.22}$$

$$V_{AKi} = V_{AK} - V_C < 0 \tag{2.23}$$

El D_i en PI \rightarrow Circuito abierto ($I_{AKi} = 0$)

$$V_0 = V_{AK} \tag{2.24}$$

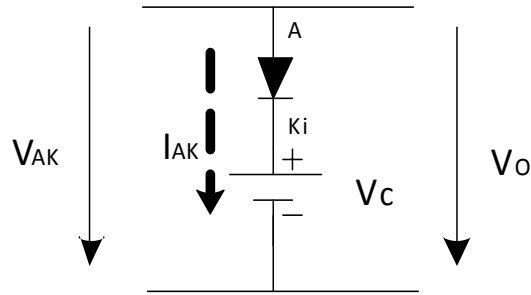


Figura 2.16 Circuito Equivalente en la Región A

2.6.2. REGIÓN B $V_{AK} \geq V_C$

$$r_{av(B)} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{V_F - V_C}{I_F - I_C} \tag{2.25}$$

$$I_{AK} \times r_{av(B)} + V_{AKi} + V_C - V_{AK} = 0 \tag{2.26}$$

$$V_{AKi} = V_{AK} - V_C \geq 0 \tag{2.27}$$

El D_i en PD \rightarrow Corto circuito ($V_{AKi} = 0$)

$$V_0 = I_{AK} \times r_{av(B)} + V_C \tag{2.28}$$

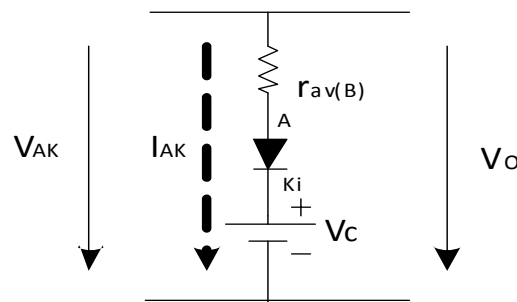


Figura 2.17 Circuito Equivalente en la Región B

2.6.3. REGIÓN C $0 < |V_{AK}| < |V_C|$

$$r_{av(C)} = \frac{V_{RR}}{I_S} \tag{2.29}$$

$$I_{AK} \times r_{av(C)} - V_{AKi} - V_{AK} = 0 \tag{2.30}$$

$$V_{AKi} = V_{AK} \leq 0 \tag{2.31}$$

El D_i en PD \rightarrow Corto circuito ($V_{AKi} = 0$)

$$V_0 = -I_{KA} \times r_{av(C)} \tag{2.32}$$

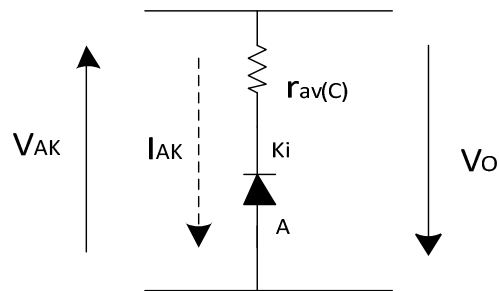


Figura 2.18 Circuito Equivalente en la Región C

2.6.4. REGIÓN D $|V_{AK}| \geq |V_{RR}|$

$$r_{av(D)} = R_Z = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{V_Z - V_{RR}}{I_Z - I_S} \tag{2.33}$$

$$I_{AK} \times r_{av(D)} - V_{AKi} - V_{RR} - V_{AK} = 0 \tag{2.34}$$

$$V_{AKi} = V_{AK} + V_{RR} \leq 0 \tag{2.35}$$

El D_i en PD \rightarrow Corto circuito ($V_{AKi} = 0$)

$$V_0 = -V_{RR} - I_{KA} \times r_{av(C)} \tag{2.36}$$

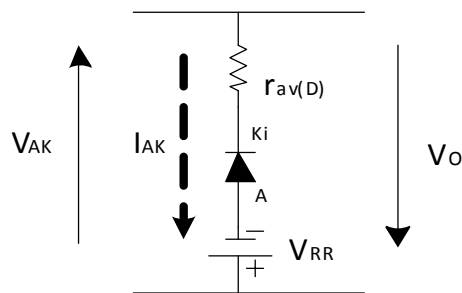


Figura 2.19 Circuito Equivalente en la Región D

2.7. APROXIMACIONES DEL DIODO

2.7.1. DIODO IDEAL

La visualización del diodo como un elemento ideal es siempre un buen camino para empezar el estudio del mismo.

El comportamiento de un diodo ideal se asemeja al comportamiento de un simple interruptor bipolar, es decir, cuando el voltaje aplicado es mayor que cero, el diodo actúa como un cortocircuito, y la corriente que circula por él será determinada por el resto de parámetros en la red, y por el contrario, cuando el voltaje aplicado es menor que cero, el diodo actúa como un circuito abierto por lo que la corriente que circula es igual que cero.

Esta situación se ilustra en la siguiente Figura 2.20:

Figura 2.20 Diodo ideal

2.7.2. PRIMERA APROXIMACIÓN

El diodo ideal es muy útil cuando queremos obtener una respuesta aproximada del circuito, pero si buscamos acercarnos a la realidad, tenemos que tener en cuenta la caída de potencial que se produce en el diodo debido a la barrera de voltaje.

Esto significa que el diodo puede sustituirse por una fuente de voltaje (no independiente), cuyo valor sea igual al voltaje codo.

De este modo, cuando el voltaje en el diodo supere ligeramente al valor de V_C , (0.7 V para los diodos de silicio y 0.3 V para los de germanio), se puede sustituir al elemento por la siguiente configuración:

Esta situación se ilustra en la siguiente Figura 2.21:

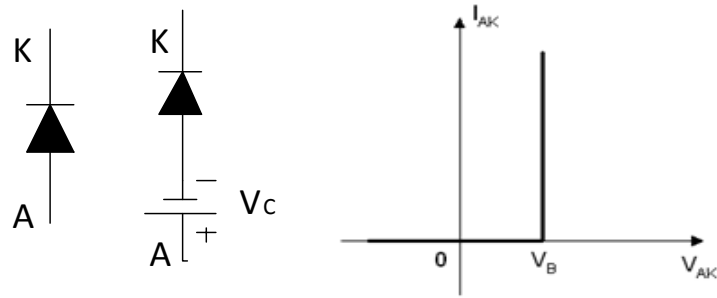


Figura 2.21 Equivalencia de un Diodo Ideal (Primera aproximación)

Esta primera aproximación es útil cuando el voltaje en el diodo es comparable con el resto de voltajes en la red.

2.7.3. SEGUNDA APROXIMACIÓN

Cuando se requiere un análisis más riguroso, es posible introducir en la resolución del problema, el valor de la resistencia interna promedio del elemento como se indica en la Figura 2.22:

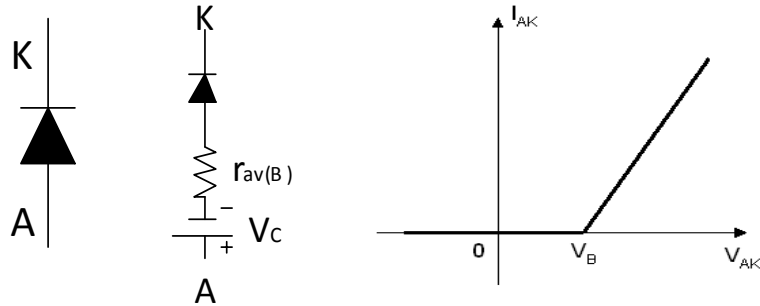


Figura 2.22 Equivalencia de un Diodo Ideal (Segunda aproximación)

Cuando el voltaje de entrada supere el voltaje codo ($V_{c(Si)} = 0.7 [V]$ y $V_{c(Ge)} = 0.3 [V]$), el diodo empieza a conducir, pero a medida que aumentamos la corriente que circula por el elemento se podrá verificar una caída de potencial en la resistencia interna $r_{av(B)}$

La resistencia interna del diodo es por lo general un dato que proporciona el fabricante, pero en caso de no tenerla se puede calcular con la siguiente expresión tomando en consideración dos puntos de la recta (Figura 2.23) característica del elemento real:

$$r_{av} = \frac{\Delta V}{\Delta I} \tag{2.37}$$

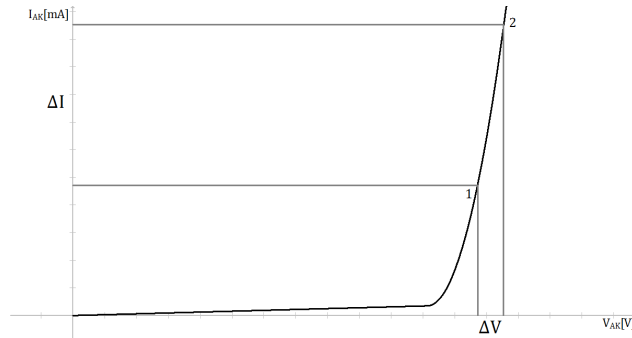


Figura 2.23 Recta característica de un diodo en polarización directa

Esta segunda aproximación del diodo, tanto para polarización directa como inversa, es solo de utilidad cuando se requiere un análisis minucioso del circuito o cuando se está llevando a cabo un proceso de diseño; para la mayoría de aplicaciones es únicamente necesario utilizar la primera aproximación.

2.8. RECTA DE CARGA

En el circuito de la Figura 2.24 consideremos que V_{CC} es un voltaje suficientemente grande para producir la polarización del diodo:

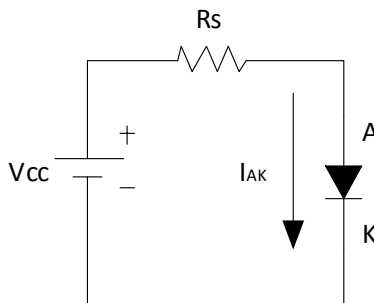


Figura 2.24 Diodo en polarización directa debido a V_{CC}

De acuerdo con la Ley de Kirchhoff de Voltajes tenemos:

$$V_{CC} = R_S \cdot I_{AK} + V_{AK} \tag{2.38}$$

Despejando la corriente ánodo – cátodo:

$$I_{AK} = \frac{V_{CC}}{R_S} - \frac{V_{AK}}{R_S} \tag{2.39}$$

Esta ecuación es conocida como la recta de carga del diodo.

I_{AK} es una función de V_{AK} , con la que se determina el lugar geométrico de todos los valores posibles de voltaje y corriente en el diodo (desde el circuito abierto hasta el cortocircuito), considerando los parámetros dados de la red: R_s y V_{CC} .

Por otro lado, también se dispone de la característica del diodo real, que al ser graficada en conjunto con la recta de carga, nos permite encontrar el punto exacto de operación del diodo (Figura 2.25). A este punto se lo denomina con la letra Q y es llamado punto en reposo.

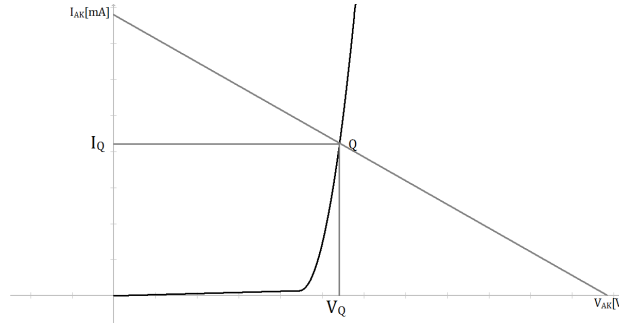


Figura 2.25 Recta de carga de un diodo

De este gráfico se deduce:

$$R_{cd} = \frac{V_f}{I_f} \tag{2.40}$$

- La potencia entregada por la fuente

$$P_s = V_{cc} \times I_f \tag{2.41}$$

- La potencia disipada por la carga

$$P_L = I_f^2 \times R_s \tag{2.42}$$

- La potencia disipada por el diodo:

$$P_D = P_s - P_L \tag{2.43}$$

Si consideramos ahora que el circuito tiene como entrada una señal sinusoidal con un nivel DC (Figura 2.26), haremos que el punto Q en la recta de carga, suba y baje de su posición de equilibrio:

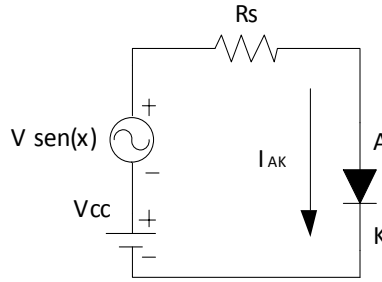


Figura 2.26 Polarización directa de un diodo con una fuente sinusoidal desplazada

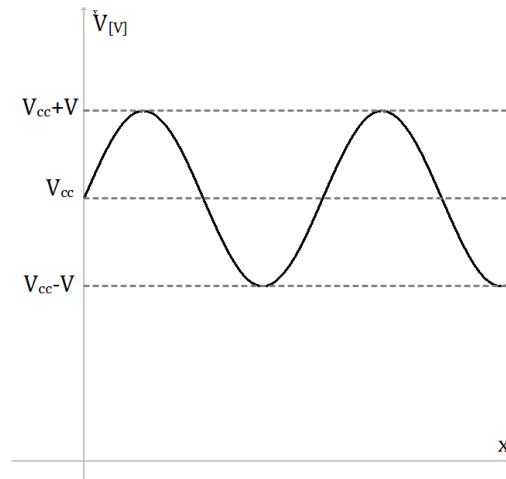


Figura 2.27 Señal de entrada sinusoidal desplazada en el eje positivo

Ahora la ecuación de la recta de carga quedará determinada para cada valor de x , con la siguiente expresión:

$$i_{AK} = \frac{V_{cc} + \hat{V}_f \cdot \sin x}{R_s} - \frac{V_{AK}}{R_s} \tag{2.44}$$

Para un circuito como este, es necesario recordar que:

$$r_{dinámica} = r_d = \frac{dV_{AK}}{dI_{AK}} \tag{2.45}$$

2.9. PROBLEMAS RESUELTOS

2.9.1. Si el circuito de la Figura 2.28 tiene una $R_L = 2[k\Omega]$, determinar el voltaje de salida v_o . El diodo D de silicio tiene los siguientes datos: $V_{RR}=70[V]$; $I_{RR}=200 [\mu A]$; $V_F=0.65[V]$; $I_F=50[mA]$; $R_z=50 [\Omega]$; y el v_{iN} se indica en la Figura 2.29.

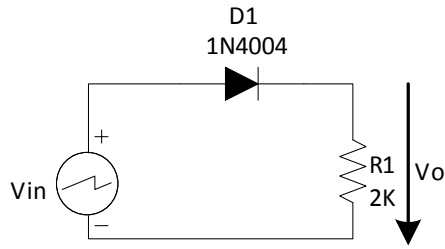


Figura 2.28

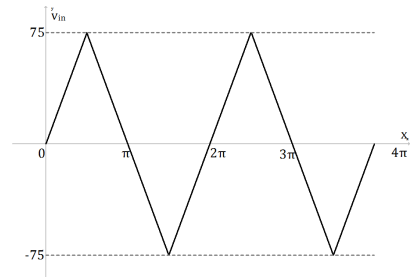


Figura 2.29

- Sc(+)
- 1. $0 \leq x \leq \pi/2$

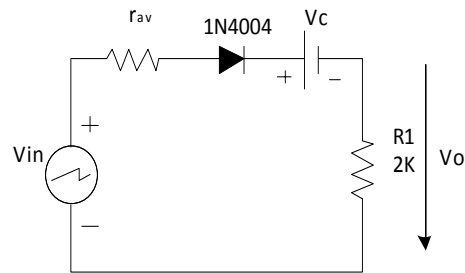


Figura 2.30

1.1. $|V_{in}| < |V_c|$

$i = 0$
 $v_o = 0[V]$

1.2. $|V_{in}| \geq |V_c|$

$$i = \frac{\frac{150}{\pi}x - 0.6}{2012.5}$$

$i = 23.9x - 0.3[mA]$

$v_o = 47.8x - 0.6[V]$

2. $\pi/2 \leq x \leq 3\pi/2$

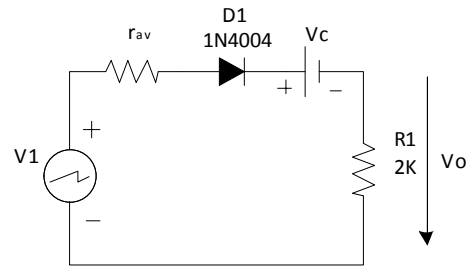


Figura 2.31

$$2.1. |V_{in}| \geq |V_c|$$

$$i = \frac{-\frac{150}{\pi}x + 0.6}{200.125}$$

$$i = -23.9x + 0.3[mA]$$

$$v_o = -47.8x + 0.6[V]$$

$$2.2. |V_{in}| < |V_c|$$

$$i = 0$$

$$v_o = 0[V]$$

- Sc(-)

$$3. \pi \leq x \leq 3\pi/2$$

$$3.1. |V_{in}| < |V_{RR}|$$

$$i = \frac{+\frac{150}{\pi}x - 150}{350200}$$

$$i = 0.135x - 0.426[mA]$$

$$v_o = -iR$$

$$v_o = -0.027 + 0.0852[V]$$

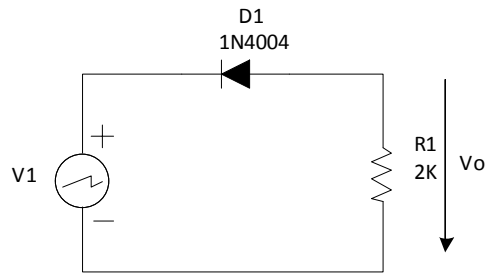


Figura 2.32

3.2. $|V_{in}| > |V_{RR}|$

$$i = \frac{+\frac{150}{\pi}x - 220}{2050}$$

$$i = 23.29x - 107,31[mA]$$

$$v_o = -iR$$

$$v_o = -46.58 + 214.63[V]$$

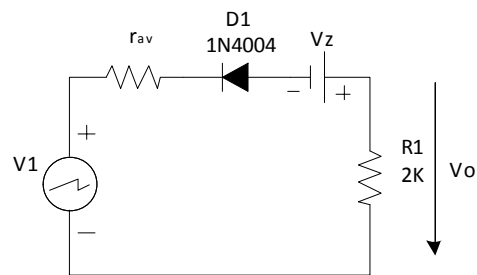


Figura 2.33

4. $3\pi/2 \leq x \leq 2\pi$

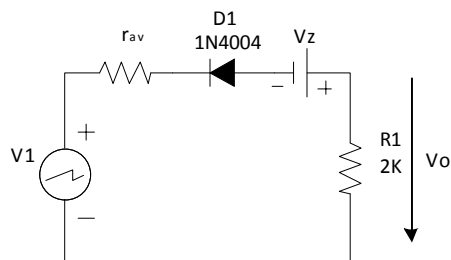


Figura 2.34

4.1. $|V_{in}| > |V_{RR}|$

$$i = \frac{+\frac{150}{\pi}x - 220}{2050}$$

$$i = 23.29x - 107,31[mA]$$

$$v_o = -iR$$

$$v_o = -46.58 + 214.63[V]$$

4.2. $|V_{in}| < |V_{RR}|$

$$i = \frac{-\frac{150}{\pi}x - 300}{2050}$$

$$i = -23.29 + 146.34[mA]$$

$$v_o = -iR$$

$$v_o = 46.68 - 292.68[V]$$

2.9.2 En el circuito de la figura 2,35. Determinar el voltaje de salida v_o . Si la $r_{av(B)} = 25[\Omega], r_{av(c)} = 2[k\Omega], R_2 = 4[k\Omega], V_{RR} = -10[V], V_C = 1[V]$.

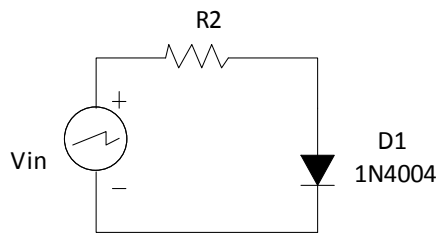


Figura 2.35

1. $0 < x < \frac{2\pi}{5}$

1.1 $|V_{in}| \geq |V_{RR}|$

$$i = \frac{-\frac{100x}{\pi} + 30}{4011}$$

$$i = -7.94 + 7.48[mA]$$

$$v_o = -iR$$

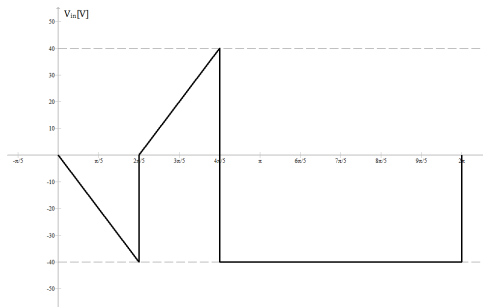


Figura 2.36

$$v_o = 0.008x - 10.68[V]$$

$$1.2 \quad |V_{in}| \geq |V_{RR}|$$

$$i = \frac{-\frac{100x}{\pi} + 40}{6000}$$

$$i = -5.31x + 6.66[mA]$$

$$v_o = -i \times 2000$$

$$v_o = 10.62x - 13.32[V]$$

$$2. \quad \frac{2\pi}{5} < x < \frac{4\pi}{5}$$

$$2.1 \quad |V_c| \geq |V_{in}|$$

$$i = 0$$

$$v_o = -iR$$

$$v_o = 0$$

$$2.2 \quad |V_{in}| > |V_c|$$

$$i = \frac{v_{in} - 1}{4025}$$

$$i = 7.91x - 10.18[mA]$$

$$v_o = 0.198x + 0.75[V]$$

$$3. \quad \frac{4\pi}{5} < x < 2\pi$$

$$i = \frac{30}{4011}$$

$$i = 7.48[mA]$$

$$v_o = -11 * 7.48[mA] - 10$$

$$v_o = -10.08[V]$$

2.9.3 Suponga el diodo del circuito de la figura 2.37 como ideal. Determinar la forma de onda de salida para cada una de las señales de entrada.

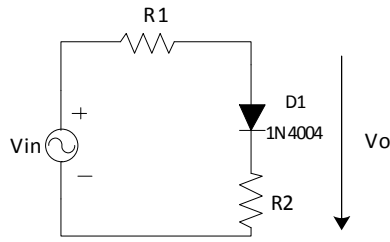


Figura 2.37

1. Señal sinusoidal

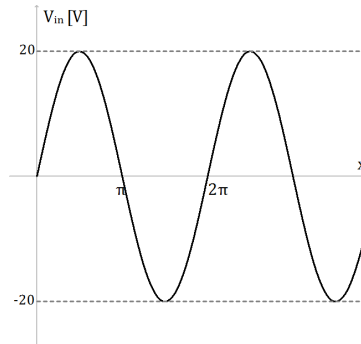


Figura 2.38

- **sc(+); $0 < x < \pi$**

Di en P.D. → C.C → conduce

$$V_o = I_{AK} R_2$$

$$V_{in} = I_{AK} (R_1 + R_2)$$

$$I_{AK} = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2}$$

$$I_{AK} = \frac{20 \text{ sen}(X)}{4000}$$

$$I_{AK} = \frac{\text{sen}(x)}{200} [A]$$

$$V_o = I_{AK} R_2$$

$$V_o = 10 \text{ sen}(x) [V]$$

- **sc (-); $\pi < x < 2\pi$**

Di en P.I. → c.a → no conduce

$$V_o = V_{in}$$

$$V_o = 20 \text{ sen}(x)[A]$$

Entonces la gráfica de la señal de salida y entrada es la siguiente:

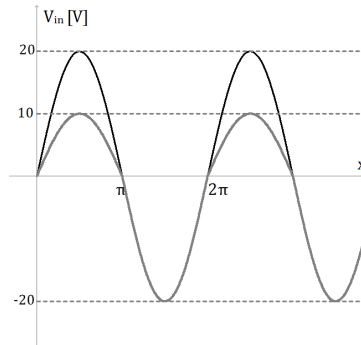


Figura 2.39

2. Señal Cuadrada

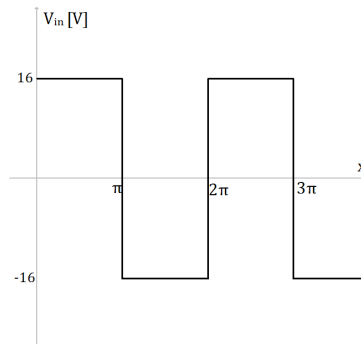


Figura 2.40

- **sc(+); $0 < x < \pi$**

Di en P.D. → c.c → conduce

$$V_o = I_{AK} R_2$$

$$V_{in} = I_{AK} (R_1 + R_2)$$

$$I_{AK} = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2}$$

$$I_{AK} = \frac{16}{4000} [A]$$

$$V_o = I_{AK} R_2$$

$$V_o = 8 [V]$$

- **sc(-); $\pi < x < 2\pi$**

Di en P.I \rightarrow c.a \rightarrow no conduce

$$V_o = V_{in}$$

$$V_o = -16 [V]$$

Entonces la gráfica de la señal de salida y entrada es la siguiente:

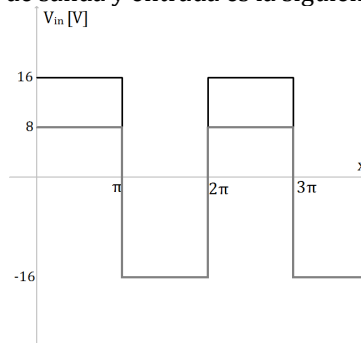


Figura 2.41

3. Señal Escalonada

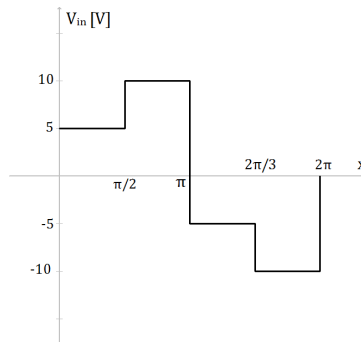


Figura 2.42

- **sc(+)**
- **$0 < x < \frac{\pi}{2}$**

Di en P.D. → c.c → conduce

$$V_o = I_{AK}R_2$$

$$V_{in} = I_{AK}(R_1 + R_2)$$

$$I_{KA} = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2}$$

$$I_{KA} = \frac{5}{4000} [A]$$

$$V_o = I_{AK}R_2$$

$$V_o = 2.5 [V]$$

- $\frac{\pi}{2} < x < \pi$

Di en P.D. → c.c → conduce

$$V_o = I_{AK}R_2$$

$$V_{in} = I_{AK}(R_1 + R_2)$$

$$I_{KA} = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2}$$

$$I_{KA} = \frac{10}{4000} [A]$$

$$V_o = I_{AK}R_2$$

$$V_o = 5 [V]$$

- **sc(-);**

- $\pi < x < \frac{3\pi}{2}$

Di en P.I → c.a → no conduce

$$V_o = V_{in}$$

$$V_o = -5 [V]$$

- $\frac{5\pi}{2} < x < 3\pi$

Di en P.I → c.a → no conduce

$$V_o = V_{in}$$

$$V_o = -10 [V]$$

Entonces la gráfica de la señal de salida y entrada es la siguiente:

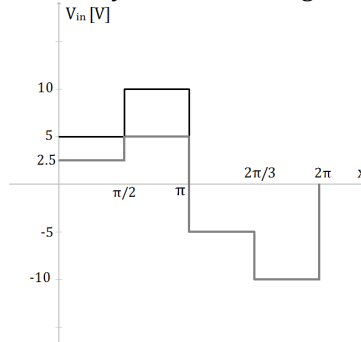


Figura 2.43

2.9.4 Dada la siguiente característica estática para el diodo del circuito en la figura 2.44, determinar los puntos máximo, medio y mínimo de operación del mismo.

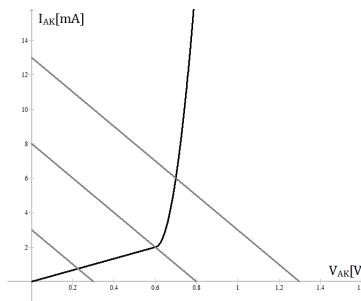


Figura 2.44

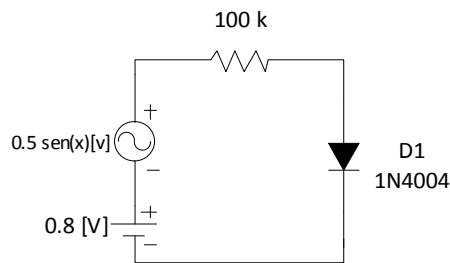


Figura 2.45

De la ecuación de la recta de carga, cuando el voltaje alterno es 0 V, tenemos la siguiente expresión:

$$I_{AK} = -10 V_{AK} + 8 [mA]$$

Cuando el voltaje alterno es máximo:

$$I_{AK} = -10 V_{AK} + 1.3 \text{ [mA]}$$

Cuando es mínimo:

$$I_{AK} = -10 V_{AK} + 0.3 \text{ [mA]}$$

Esto produce que el diodo trabaje en los siguientes puntos respectivamente:

$$Q = 0.6 \text{ [V]} \text{ y } 2 \text{ [mA]}$$

$$Q_{max} = 0.7 \text{ [V]} \text{ y } 7 \text{ [mA]}$$

$$Q_{min} = 0.2 \text{ [V]} \text{ y } 0.5 \text{ [mA]}$$

Nótese que superado el voltaje codo, que en este caso es 0.6 V aproximadamente, el voltaje del diodo es en esencia el mismo a pesar de que su corriente varíe notablemente. Cabe señalar que este es solo un método gráfico más que analítico con el que se puede determinar el voltaje y la corriente en el diodo.

2.9.5 Para el circuito de la figura 2.46 determinar el voltaje de salida, dada la señales de entrada y la curva característica de la figura 2.47.

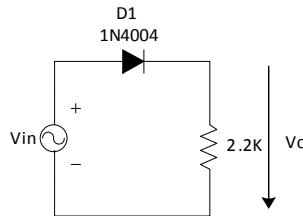


Figura 2.46

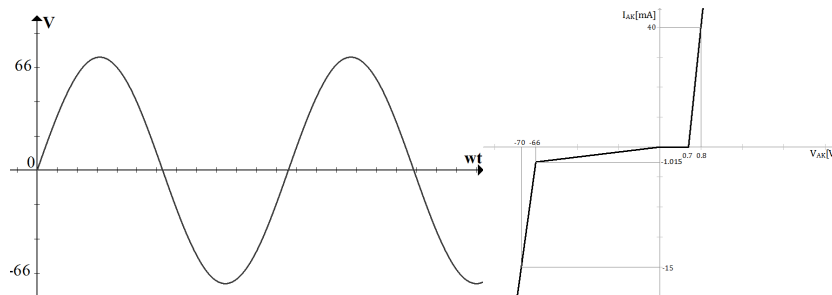


Figura 2.47

Según la característica estática del diodo, y siguiendo los mismos pasos que en el problema anterior, podemos obtener:

$$r_{av(B)} = 2.5 \text{ [\Omega]} \text{ y } r_{av(C)} = 65 \text{ [k\Omega]}$$

El diodo no entra a estado de conducción sino hasta que V_{IN} supere los 0.7 V:

Para el intervalo de $0 < V_{IN} < 0.7$, la corriente $I_{AK} = 0$; entonces:

$$V_0 = I_{AK} \times R_L = 0$$

Para $0.7 < V_{IN}$, se puede plantear la ecuación de voltajes en la malla:

$$V_{IN} = I_{AK} \times r_{av(B)} + V_C + I_{AK} \times R_L .$$

Despejando I_{AK} :

$$I_{AK} = \frac{V_{IN} - V_C}{R_L + r_{av(B)}} = (29.97 \sin(x) - 0.35)[mA]$$

$$V_0 = I_{AK} \times R_L = (66 \sin(x) - .07)[V]$$

Sea δ el valor de X a partir del cual el diodo empieza a conducir.

$$\sin(\delta) = \frac{0.7}{66}$$

$$\delta = \arcsin\left(\frac{0.7}{66}\right) = 0.6076^\circ.$$

Al valor de $\alpha = 180^\circ - 2\delta$ se lo conoce como ángulo de conducción del diodo, y para este caso es igual a 179.88° .

Se tiene entonces la forma de onda siguiente para el semiciclo positivo:

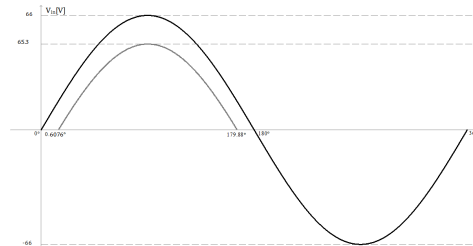


Figura 2.48

En el semiciclo negativo, el análisis es el siguiente:

En primer lugar, hay que determinar el valor del voltaje de entrada para el cual el diodo pasa de la región de no conducción a la región de rompimiento.

Asumimos inicialmente que el diodo está en la región C

$$V_{IN} + I_{AK} \times r_{av(C)} + I_{AK} \times R_L = 0$$

$$I_{AK} = \frac{V_{IN}}{R_L + r_{av(C)}} = -0.98 \sin(x) [mA]$$

$$V_0 = I_{AK} \times R_L = -2.16 \sin(x) [V]$$

$$V_{AK} = V_{CC} - V_0 = -63.68 \sin(x) [V]$$

El voltaje ánodo - cátodo siempre permanece menor que el voltaje de ruptura inverso, de

modo que el diodo nunca entra en la región de rompimiento.

Se obtiene entonces, para el semiciclo negativo, señal de salida:

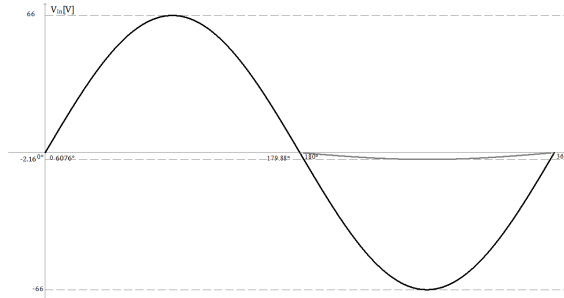


Figura 2.49

Agrupando ambas señales:

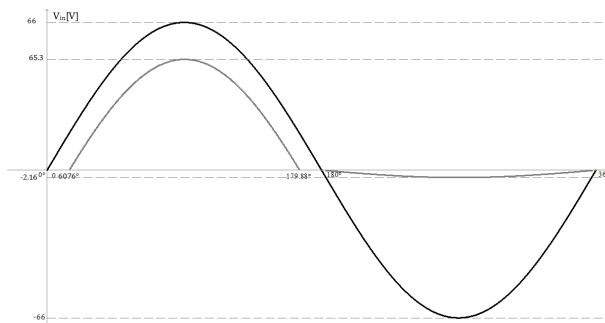


Figura 2.50

2.10 PROBLEMAS PROPUESTOS

2.10.1 Se define como potencia media del diodo a la siguiente expresión:

$$\bar{p} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{AK}(t) \times v_{AK}(t) dt \tag{2.21}$$

Hallar la potencia que disipa el diodo del siguiente circuito.

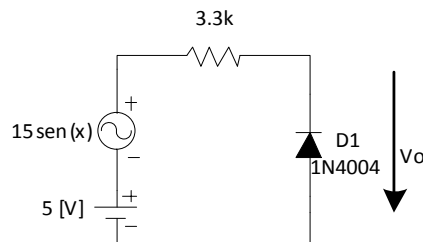


Figura 2.51

2.10.2 Dadas las siguientes curvas de características estáticas para el diodo del circuito de la figura 2.52, obtener los puntos de operación. Juzgue a su criterio, cual es la temperatura óptima de trabajo.

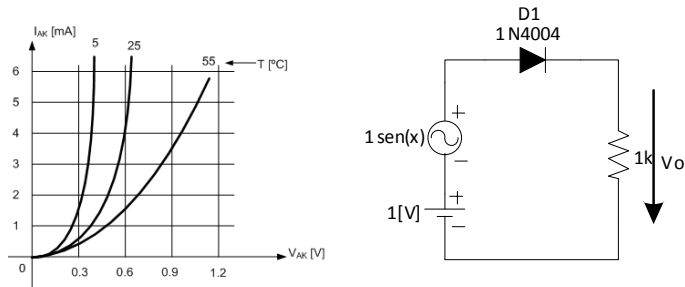


Figura 2.52

2.10.3 Hallar la forma de onda y la corriente en los diodos, así como los ángulos de conducción, para el siguiente circuito, considerando que los diodos son de silicio.

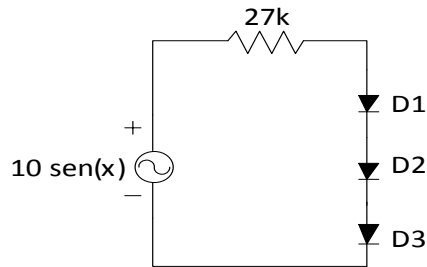


Figura 2.53

2.10.4 Dibujar la forma de onda en la salida del circuito de la figura 2.54 para cada una de las señales de entrada del ejercicio resuelto 2.9.3.

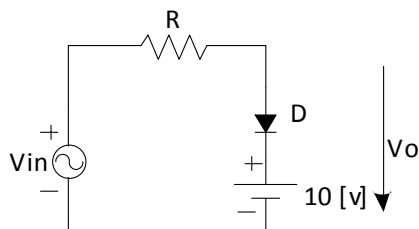


Figura 2.54

RESUMEN

- La corriente de polarización directa se debe exclusivamente a los portadores mayoritarios.
- La corriente es siempre grandes en orden de los miliamperios [mA].
- La zona desértica se achica y permite el paso de la corriente eléctrica.
- Si la corriente ánodo-cátodo es grande se dice que el diodo es conductor.
- La característica de un diodo real puede aproximarse por medio de cuatro segmento lineales:

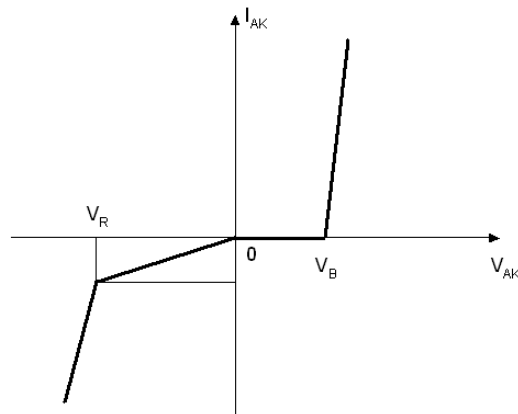


Figura 2.55 Curva de un diodo ideal

- En polarización directa, el diodo no conduce hasta superar el valor de V_B .
- Si el voltaje de polarización inversa supera, en valor absoluto, el voltaje inverso de ruptura, el diodo entra en la región de rompimiento y empezará a conducir.



3. CIRCUITOS CON DIODOS

3.1. RECORTADORES DE VOLTAJE

Los recortadores, también conocidos como limitadores de voltaje, son circuitos formadores de onda. El resultado generalmente obtenido es una señal a la que aparentemente se le ha cortado cierta porción de su señal.

Un circuito recortador requiere por lo menos dos componentes: un diodo y una resistencia; aunque es también común contar con una fuente DC de voltaje.

Supongamos que tenemos un circuito y una señal de entrada como se muestra en la Figura 3.1 :

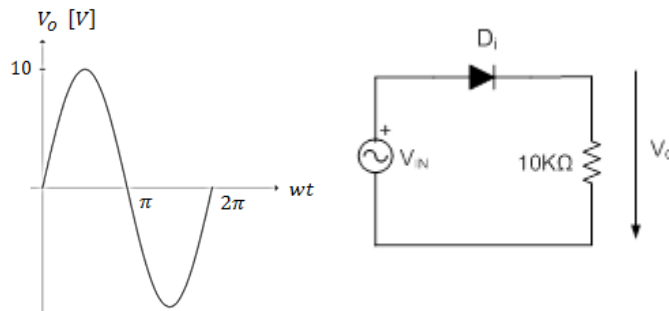


Figura 3.1 Circuito recortador con diodo ideal

Para su análisis consideremos que el diodo es ideal. Cuando el voltaje de entrada supere los 0 V, habrá voltaje suficiente para polarizar al diodo directamente. Esto significa que el diodo se lo puede considerar como un cortocircuito, y por tanto, todo el voltaje de la fuente caerá en la resistencia de 10 [k Ω]. Esta situación se conserva durante todo el semiciclo positivo, de modo que la señal de salida, para este intervalo, es exactamente la misma que la señal de entrada.

Cuando el voltaje de la entrada es inferior a los 0 V, el diodo del circuito se polariza inversamente, es decir, puede sustituirse como un circuito abierto, de tal manera que la corriente en la malla se anula. Esto ocasiona que el voltaje en la resistencia sea también igual

a cero, mientras que el voltaje de entrada se trasladará en su totalidad a los terminales del diodo. Obtenemos entonces las formas de onda para el diodo y la salida como se observa en la Figura 3.2:

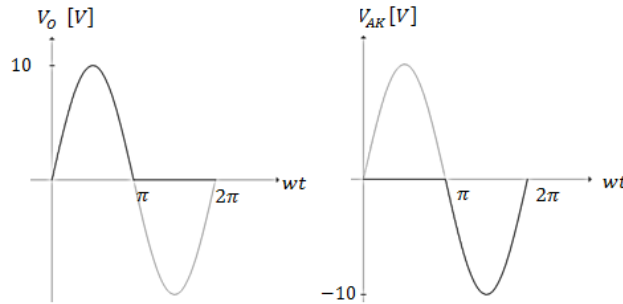


Figura 3.2 Forma de onda en el diodo y en la salida

Si el diodo no fuese ideal, sino de silicio, sería necesario incluir la caída de voltaje sobre él. Si utilizamos, por ejemplo, la primera aproximación como se ve en la Figura 3.3 ,se vería fácilmente que el diodo no entra a conducción hasta que el voltaje en la fuente supere los 0.7 [V], correspondientes al voltaje de barrera.

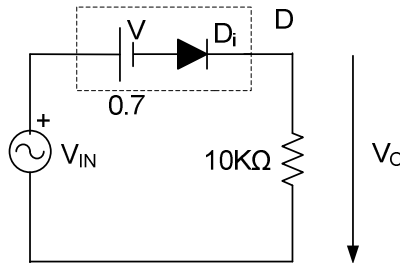


Figura 3.3 Circuito recortador sin diodo ideal

Los resultados en las formas de onda de la Figura 3.4 son los siguientes :

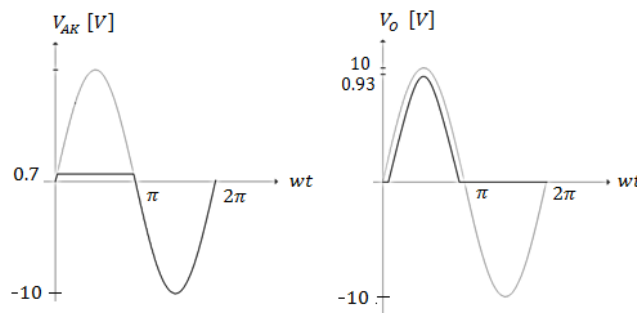


Figura 3.4 Forma de onda en el diodo y en la salida

Analicemos ahora el siguiente circuito de la Figura 3.5 para la misma forma de onda.

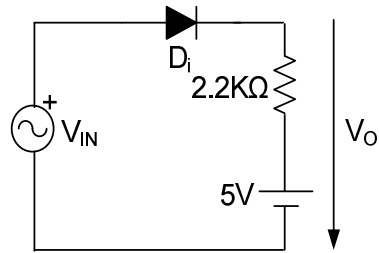


Figura 3.5 Circuito recortador con fuente de voltaje

Consideremos así mismo, en primera instancia, que el diodo es ideal. Cuando el voltaje a la entrada es igual a cero, la fuente independiente de voltaje DC polariza al diodo de forma inversa, y se mantendrá así hasta que el voltaje de entrada supere ligeramente los 5[V]. A partir de esto, el diodo ideal entrará en conducción, y todo el voltaje de entrada aparecerá en la resistencia de 2.2 [kΩ].

Cuando la señal de entrada vuelva a tener un valor menor a los 5[V] (esto incluye el semiciclo negativo), el diodo entrará nuevamente a polarización inversa y formará un circuito abierto; de esta manera producirá a la salida un valor de voltaje igual a 5[V].

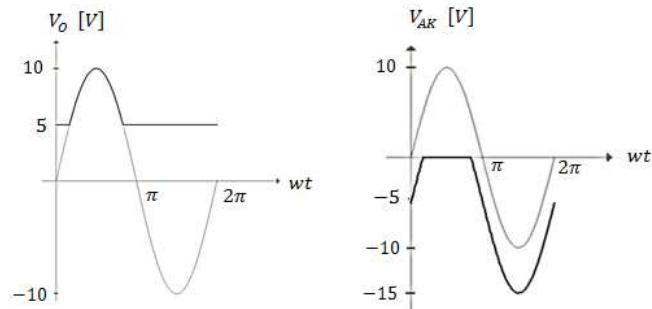


Figura 3.6 Forma de onda en la salida y en el diodo (ideal)

Si usamos la primera aproximación del diodo, asumiendo un diodo de silicio, obtendremos las formas de onda mostradas en la Figura 3.7:

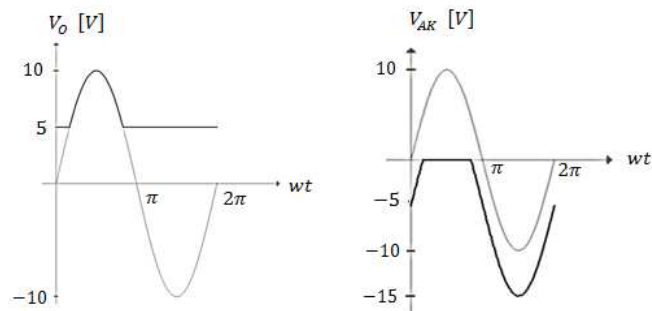


Figura 3.7 Forma de onda en la salida y en el diodo (Silicio)

El análisis sería el mismo si la forma de onda fuese diferente:

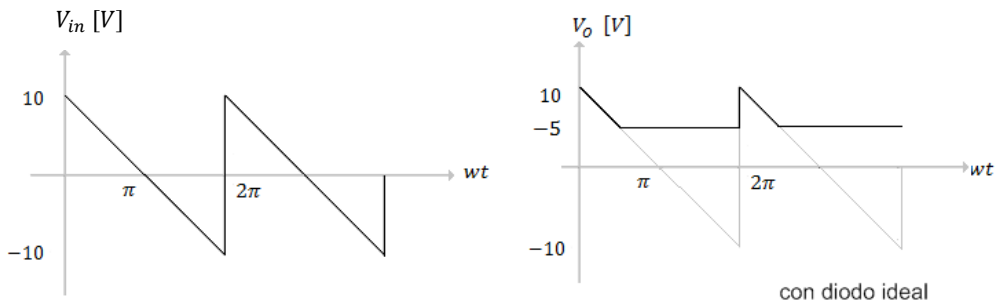
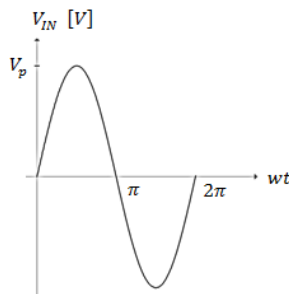


Figura 3.8 Forma de onda en la salida y en el diodo con señal diente de sierra

A continuación se muestra una serie de circuitos semejantes, cuyos análisis son exactamente los mismos que en los casos anteriores, utilizando la siguiente señal de entrada:



- **Recortadores con diodo en serie simples**

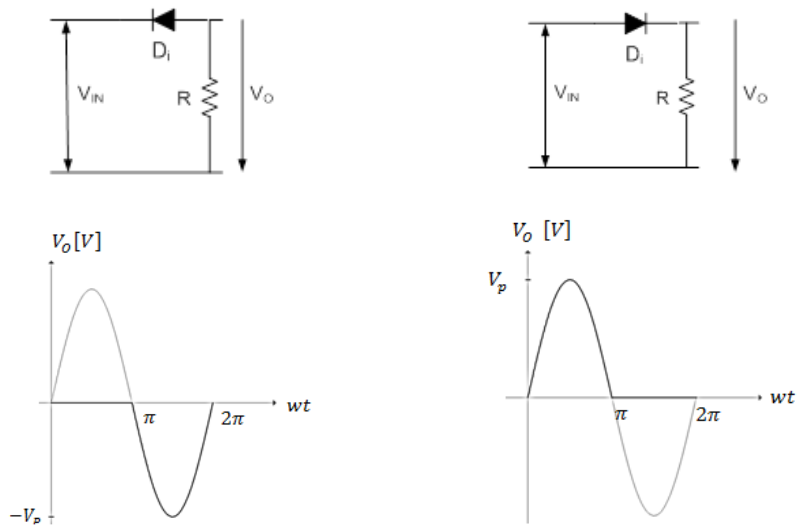


Figura 3.9 Circuitos Recortadores en serie simples

• Recortadores con diodo en serie polarizados

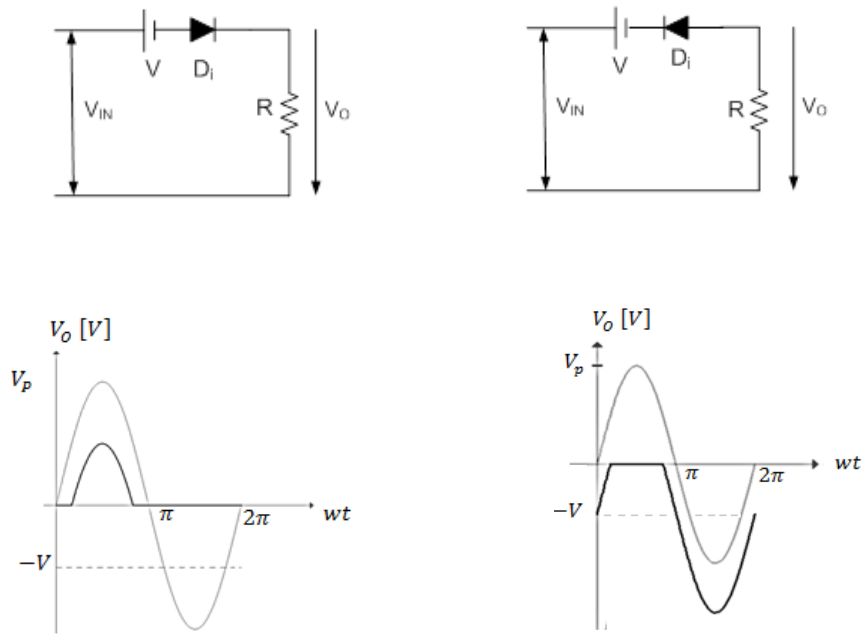


Figura 3.10 Circuitos Recortadores en serie polarizados y señales de salida

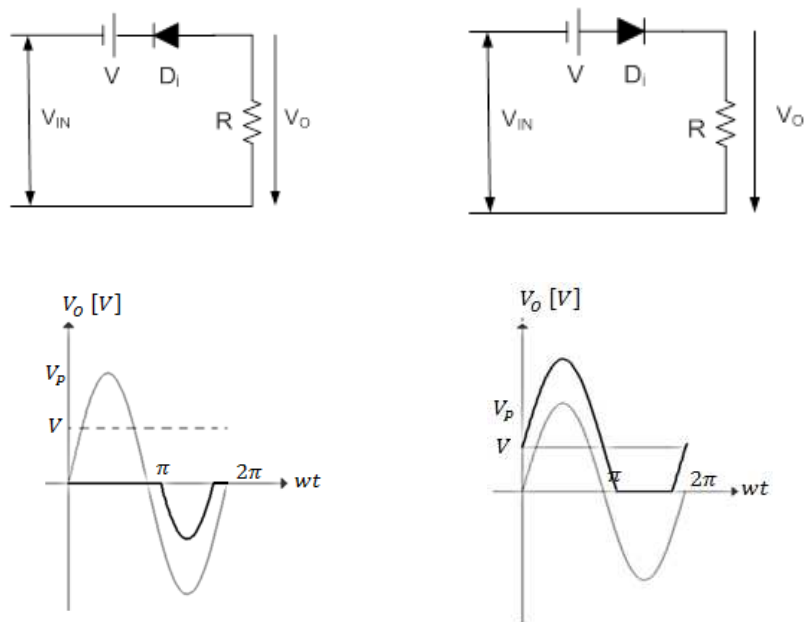


Figura 3.11 Circuitos Recortadores en serie polarizados y señales de salida

- **Recortadores con diodo en paralelo simples**

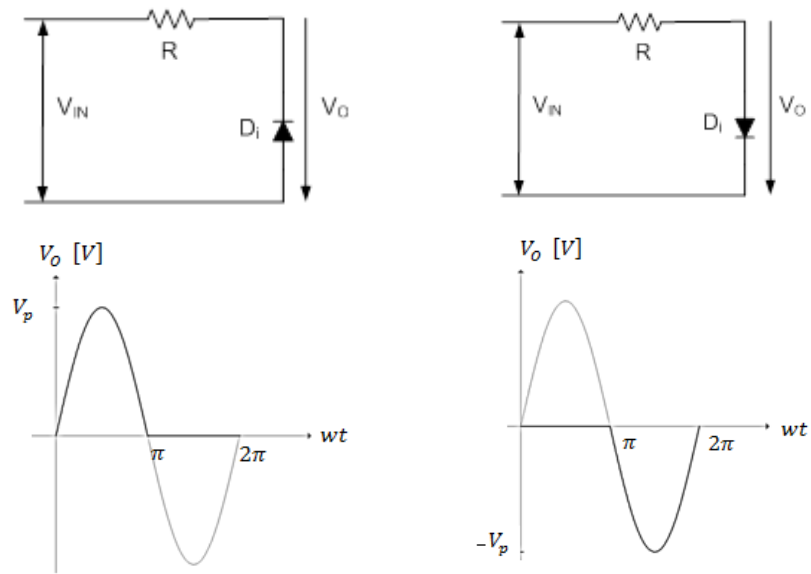
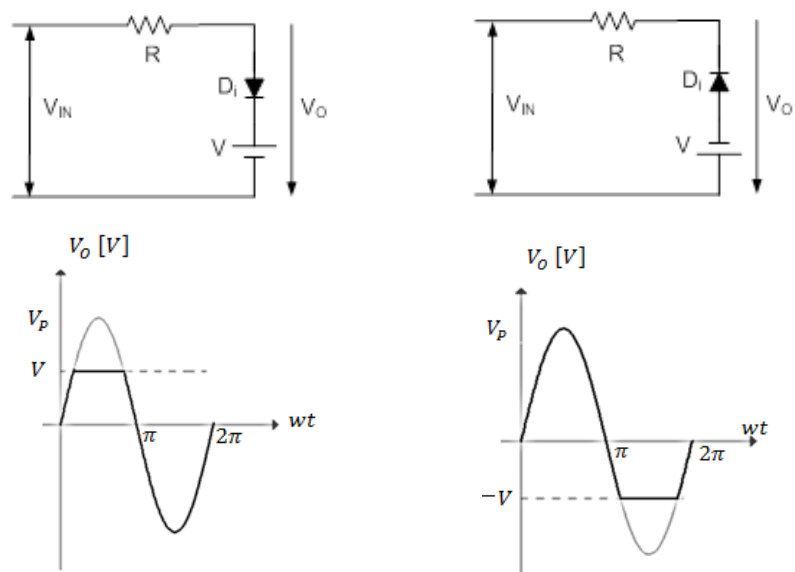


Figura 3.12 Circuitos recortadores en paralelo simples

- **Recortadores con diodo en paralelo polarizados**



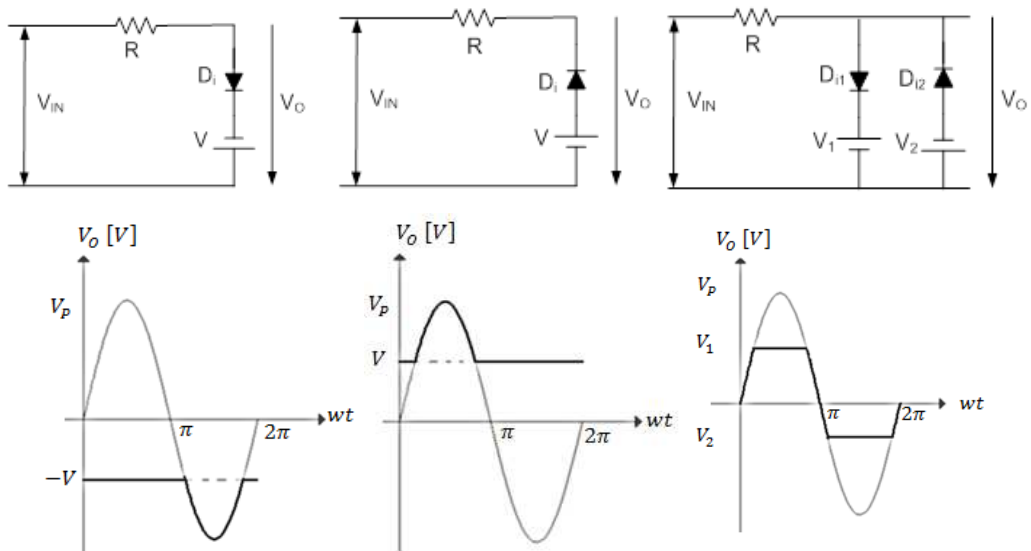


Figura 3.13 Circuitos Recortadores en paralelo polarizados

3.2. SUJETADORES O FIJADORES DE VOLTAJE

Los circuitos sujetadores poseen como mínimo tres elementos: un diodo, un condensador y una resistencia. A un circuito sujetador también puede aumentarse una batería DC.

Permiten sujetar a la señal de entrada en un nivel de DC diferente

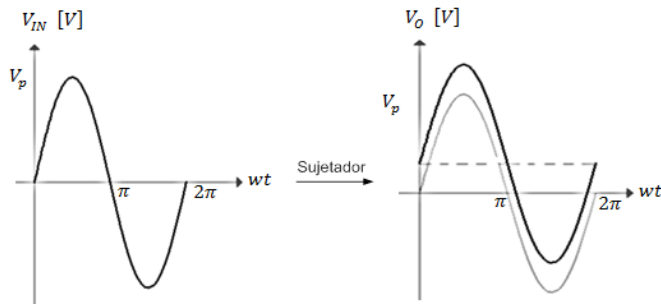


Figura 3.14 Señal de entrada y de salida en un circuito sujetador

Para este análisis de considerara la constante de tiempo τ como:

$$\tau = R \times C$$

En general las magnitudes de R y C pueden elegirse de tal manera que la constante de tiempo sea suficientemente grande para garantizar que el voltaje a través del condensador no cambie significativamente durante el intervalo de tiempo determinado por la entrada.

En la Figura 3.15 se aprecia el modelo de un circuito sujetador:

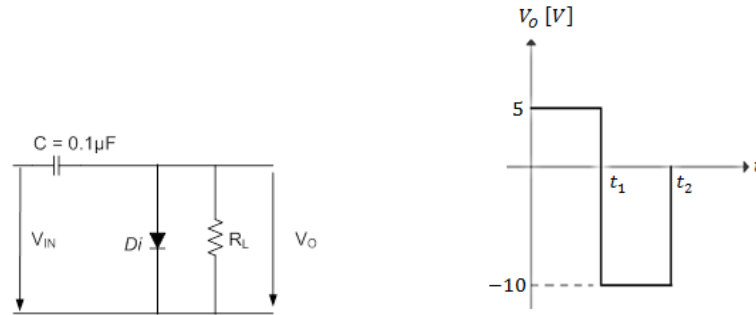


Figura 3.15 Circuito sujetador y señal de salida

- a. Consideremos que la resistencia de carga R_L es muy grande por ejemplo $R_L=100[k\Omega]$ y supondremos también que el capacitor C está inicialmente descargado.
- Si $V_{in} = 5 [V]$

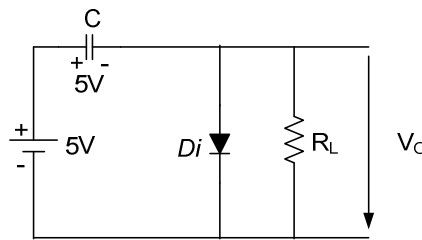


Figura 3.16 Circuito sujetador con $V_{in} = 5 [V]$

$D_i \rightarrow$ Polarización Directa \rightarrow C.C.

$r_{av}(B) = 0$ y $V_c = 0$

Por lo tanto el voltaje de salida es $V_o = 0$, mientras que el condensador; sin embargo, se carga rápidamente a 5 [V] pues la constante de tiempo de la red es:

$\tau = RC \rightarrow \tau = r_{av} \times C = 0 \times C = 0[s]$

- Cuando la entrada conmuta a $V_{in} = -10 [V]$ el circuito es:

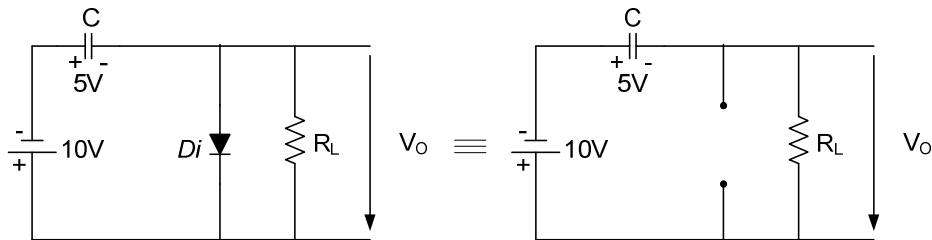


Figura 3.17 Circuito sujetador con $V_{in} = -10 [V]$

$D_i \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A.

$$V_o = V_{in} + V_C = (-10 - 5) = -15[V] \quad (3.1)$$

En este caso la constante de tiempo es:

$$\tau = RC = 100 [k\Omega] \times 0,1[\mu F] = 10 [ms] \quad (3.2)$$

Puesto que al condensador le toma cinco constantes de tiempo para descargarse. Se define el tiempo de descarga o tiempo de apagado 5τ :

$$t_{ap} = 5 \times 10[ms] = 50[ms] \quad (3.3)$$

Puesto que el semiperíodo $T/2 = 0,5[ms]$ de la señal de entrada es menor que el t_{ap} ; el condensador permanecerá cargado durante el semiperíodo.

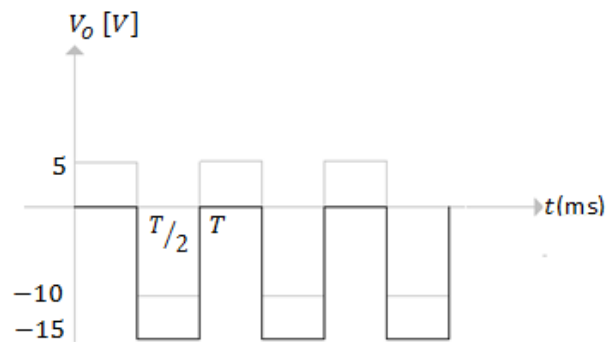


Figura 3.18 Forma de onda de la salida cuando el capacitor está cargado y R_L alta

b. Si consideramos una $R_L = 1[k\Omega]$ entonces la constante de tiempo será:

$$\tau = RC = 1 [k\Omega] \times 0,1[\mu F] = 0,1[ms]$$

Por lo tanto $t_{ap} = 5\tau = 0,5 [ms]$ y $T/2 = t_{ap}$. En este caso el condensador se descarga durante el intervalo en el cual el voltaje es de $10[V]$.

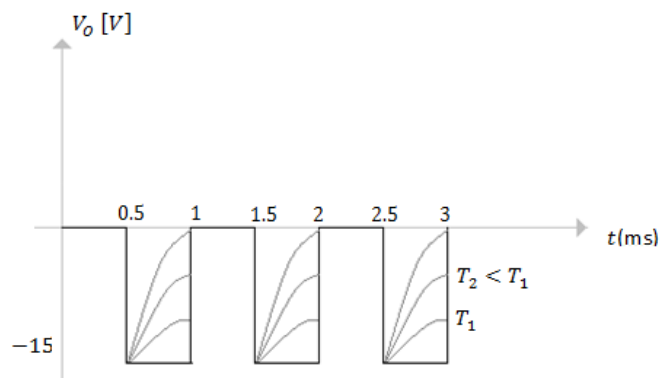
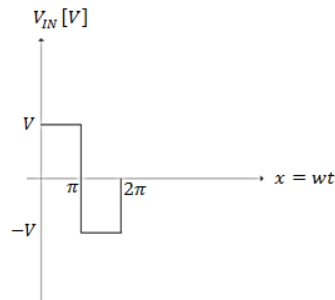


Figura 3.19 Forma de onda de la salida cuando el capacitor está cargado y R_L baja

3.3. SUJETADORES SERIE - PARALELO

Para a señal de entrada:



Usando un sujetador serie-paralelo se tiene:

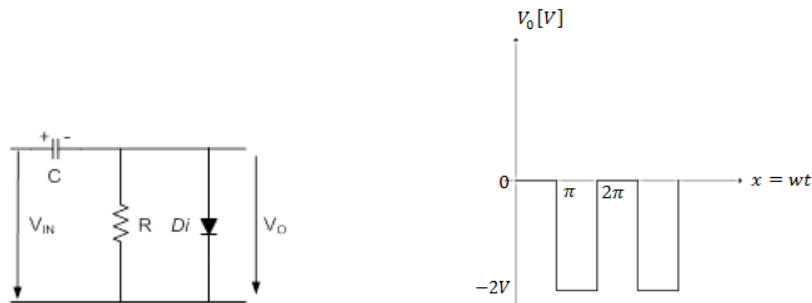
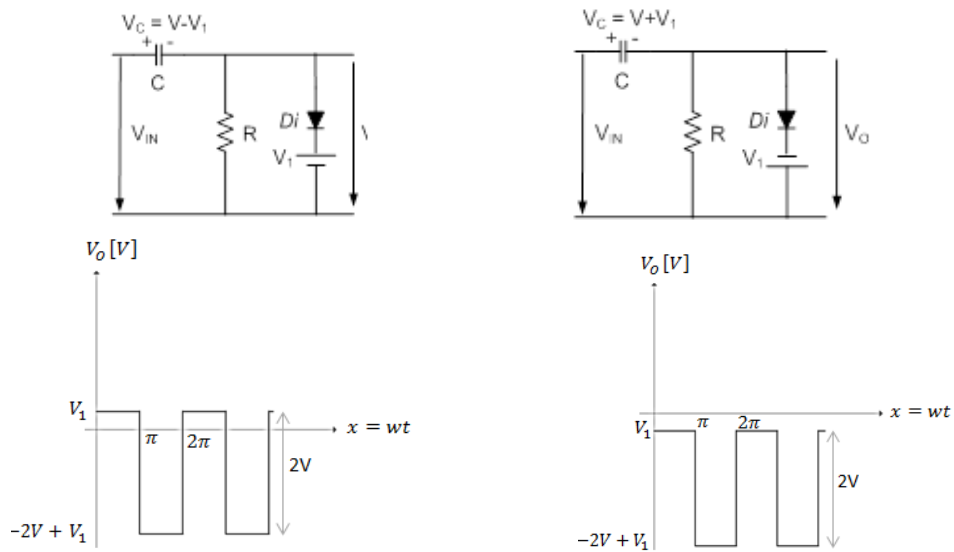


Figura 3.20 Circuito Sujetador, y señal de salida



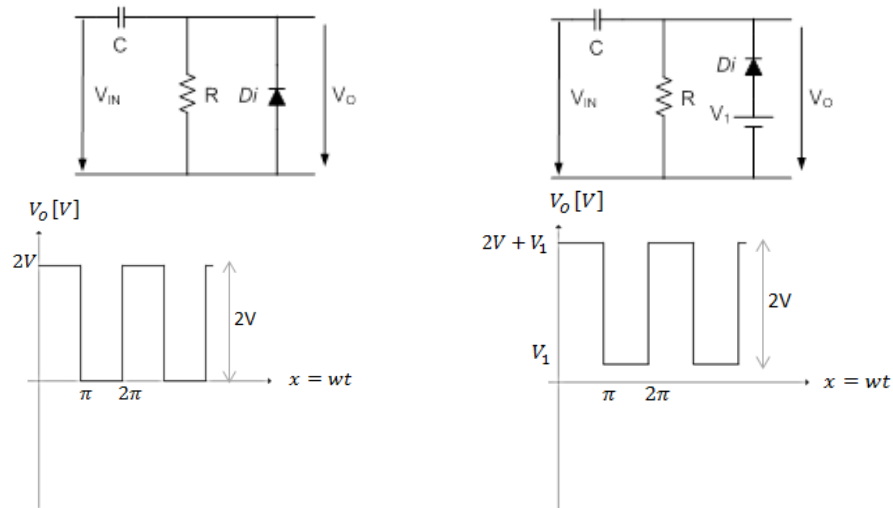


Figura 3.21 Circuitos Sujetadores con fuente a la salida y formas de onda

3.3.1. PROBLEMAS RESUELTOS

1. Para el circuito de la figura obtener la señal de salida.

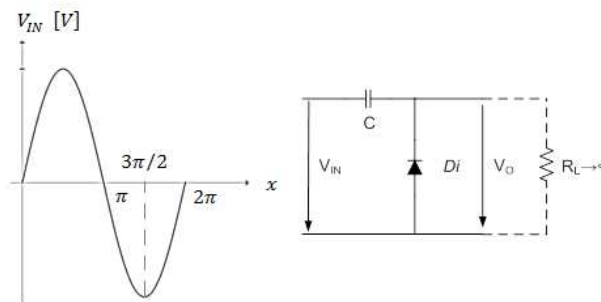


Figura 3.22 Circuito Sujetador

Análisis:

- Semiciclo (-)

1. $\pi < x < 3\pi / 2$

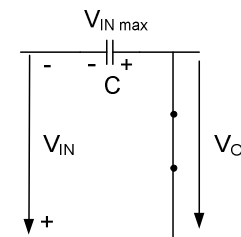


Figura 3.23

$D \rightarrow$ Polarización Directa \rightarrow C.C. y el condensador se carga hasta $V_C = V_{in\ max}$.

2. $3\pi/2 < x < 2\pi$

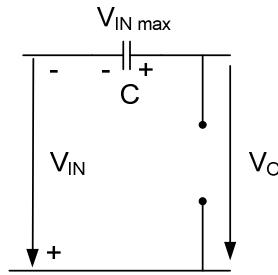


Figura 3.24

$D \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A.

El capacitor en este caso no tiene por donde descargarse

$$V_o = V_{in\ max} = 0 \rightarrow V_o = V_{in\ max} - V_{in}$$

- Semiciclo (+)

1. $2\pi < x < 3\pi$

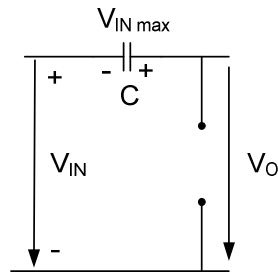


Figura 3.25

$D \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A.

$$V_o = V_{in\ max} + V_{in} \tag{3.4}$$

- Semiciclo (-)

1. $3\pi < x < 4\pi$

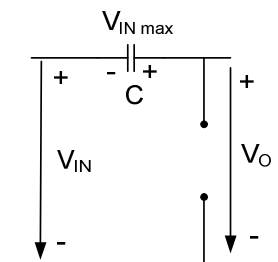


Figura 3.26

$D \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A.

$$V_o = V_{in\ max} + V_{in}$$

El voltaje de salida es:

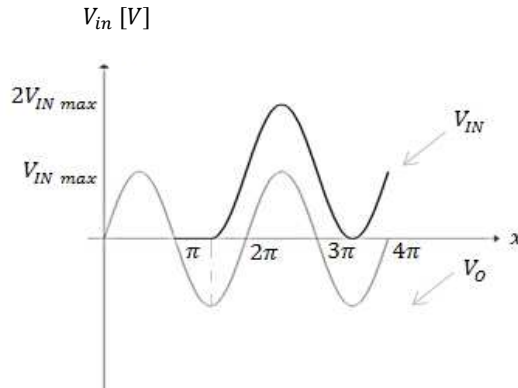


Figura 3.27 Forma de onda de la salida del circuito sujetador

2. Para el circuito de la figura calcular el voltaje de salida.

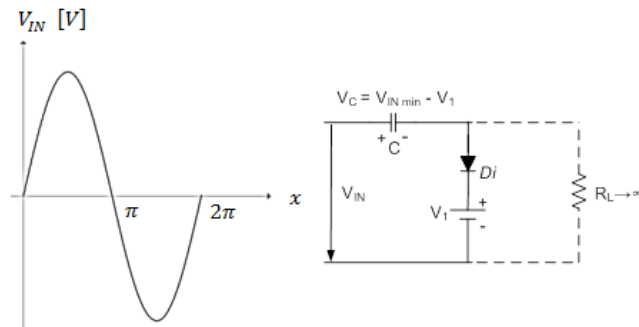


Figura 3.28 Circuito Sujetador

- $0 < x < \pi / 2$
- 1. Si $V_{in} < V_1 \rightarrow D \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A. $\rightarrow V_o = V_{in}$
- 2. Si $V_{in} > V_1 \rightarrow D \rightarrow$ Polarización Directa \rightarrow C.C. $\rightarrow V_o = V_1$ y $V_C = V_{in\ max} - V_1$
- $\pi / 2 < x < \pi$

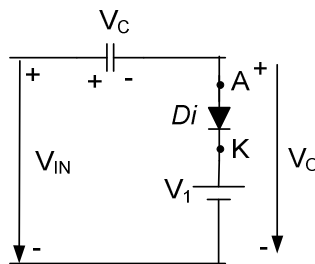


Figura 3.29

$$-V_{in} + V_{in\ max} + V_{AK} + V_1 = 0$$

$$V_{AK} = V_{in} - V_{in\ max} \tag{3.5}$$

Como $V_{in} < V_{in\ max}$ desde $\pi/2$ a π , entonces $V_{AK} < 0 \rightarrow D \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A.

$$V_O - V_{in} + V_{in\ max} - V_1 = 0$$

$$V_O = V_{in} - V_{in\ max} + V_1 \tag{3.6}$$

- $\pi < x < 2\pi$

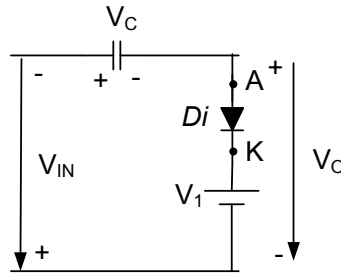


Figura 3.30

$$-V_{in} + V_{in\ max} + V_{AK} + V_1 = 0$$

$$V_{AK} = -V_{in} - V_{in\ max}$$

$D \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A.

$$V_O + V_{in} + V_{in\ max} - V_1 = 0$$

$$V_O = -V_{in} - V_{in\ max} + V_1$$

- $2\pi < x < 5\pi / 2$

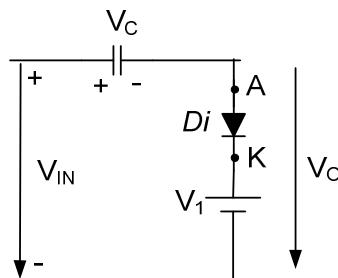


Figura 3.31

$$-V_{in} + V_{in\ max} + V_{AK} + V_1 = 0$$

$$V_{AK} = V_{in} - V_{in\ max}$$

Como $V_{in} < V_{in\ max}$ desde 2π a $5\pi/2$, entonces $V_{AK} < 0 \rightarrow D \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A.

$$V_O - V_{in} + V_{in\ max} - V_1 = 0$$

$$V_O = V_{in} - V_{in\ max} + V_1$$

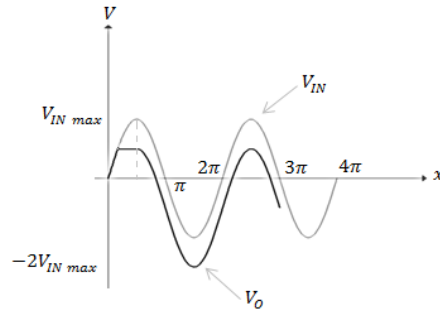


Figura 3.32 Forma de onda de salida

3.4. MULTIPLICADORES DE VOLTAJE.

Son dispositivos que utilizan la carga paralela de los capacitores para obtener un voltaje DC mayor que el voltaje de entrada. Existen dos clases de dobladores:

- Doblador de 1/2 onda
- Doblador clásico ó doblador de onda completa.

3.5. DOBLADOR DE 1/2 ONDA.

Los dobladores son utilizados para obtener un voltaje de salida DC alto para una señal AC de entrada bajo para cargas pequeñas, es decir (R altas).

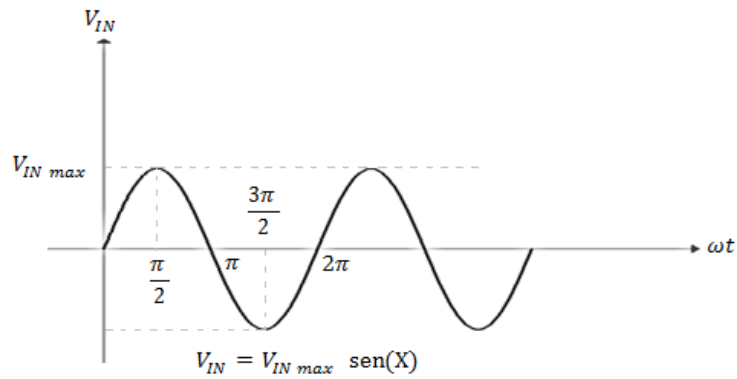
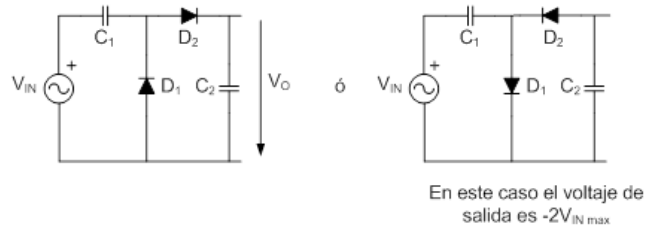


Figura 3.33 Circuitos dobladores de 1 / 2 onda y señal de salida

- $\pi < x < 2\pi$.

$D_1 \rightarrow$ Polarización Directa \rightarrow C.C. y $D_2 \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A. El circuito equivalente es:

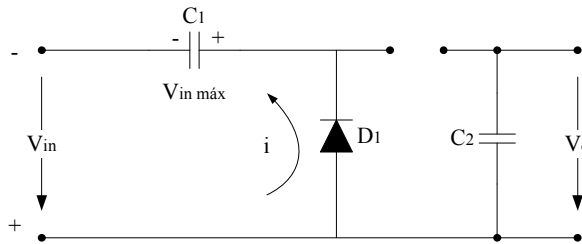


Figura 3.34

Cuando $x = 3\pi/2$ el condensador se carga $V_C = V_{IN\ max}$.

- $2\pi < x < 3\pi$.

$D_1 \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A. y $D_2 \rightarrow$ Polarización Directa \rightarrow C.C. El circuito equivalente es:

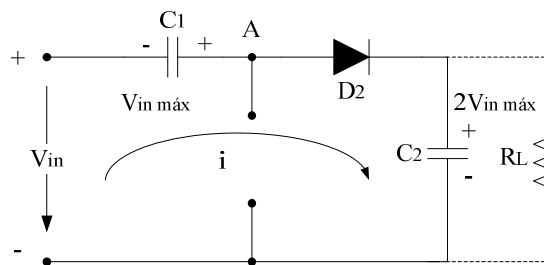


Figura 3.35

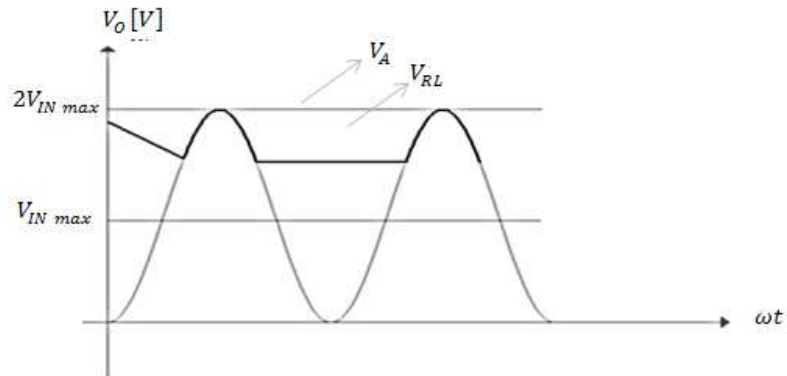


Figura 3.36 Forma de onda de la salida del circuito doblador de 1 / 2 onda

$$V_A = V_{in\ max} + V_{in\ max}\text{sen}(x) \tag{3.7}$$

$$\text{Si } x = \frac{5\pi}{2} \rightarrow V_A = 2V_{in\ max}$$

$$\text{Si } x = 2\pi + \frac{0.9\pi}{2} \rightarrow V_A < 2V_{in\ max}$$

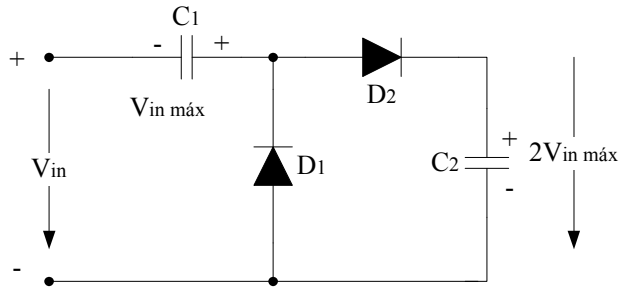


Figura 3.37

$$V_O = 2V_{in\ max}$$

$$V_{AK(D_2)} = V_{in\ max} - V_{in} - 2V_{in\ max}$$

Si $V_{in} = 0 \rightarrow V_{AK(D_2)} = -V_{in\ max}$ entonces no conduce

De 3π en adelante D_1 y D_2 no conducen.

3.6. DOBLADOR DE ONDA COMPLETA.

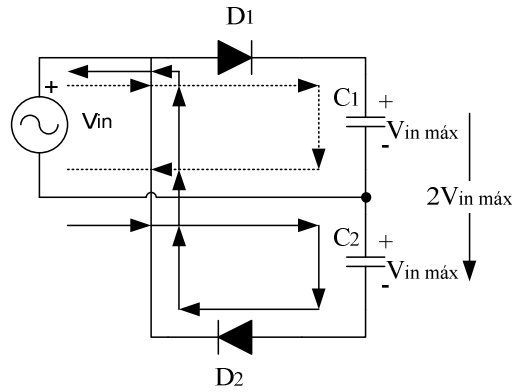


Figura 3.38 Análisis del circuito doblador de onda completa

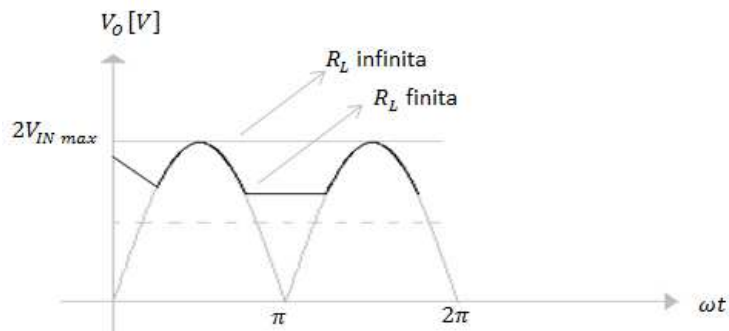


Figura 3.39 Forma de onda de salida del circuito doblador de onda completa

- $0 < x < \pi$
 $D_1 \rightarrow$ Polarización Directa \rightarrow C.C. y $D_2 \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A.
- $\pi < x < 2\pi$
 $D_1 \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A. y $D_2 \rightarrow$ Polarización Directa \rightarrow CC.
- $2\pi < x < 3\pi$
 $D_1 \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A. y $D_2 \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A.

De aquí en adelante D_1 y D_2 no conducen $V_0 = 2V_{IN}$.

Se recomienda en este circuito escoger los capacitores C_1 y C_2 capacitancia y de igual voltaje nominal.

Este circuito es utilizado para cargas más grandes (R bajas).

3.7. MULTIPLICADORES DE VOLTAJE EN CASCADA

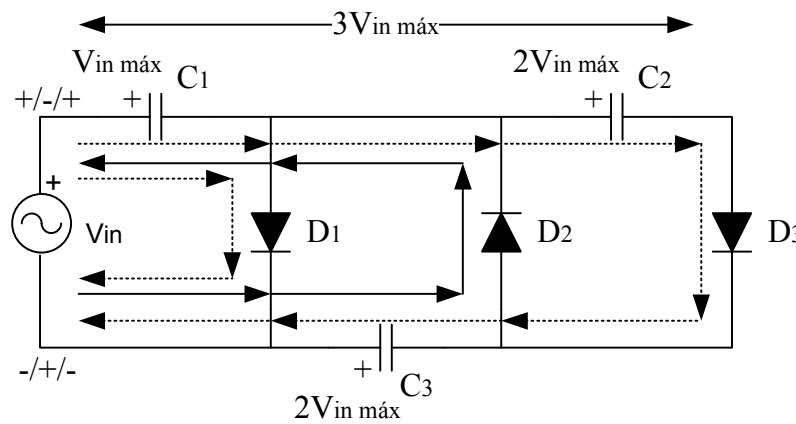


Figura 3.40 Circuito Multiplicador de Voltaje (triplicador)

$$V_o = 3V_{in \text{ máx}}$$

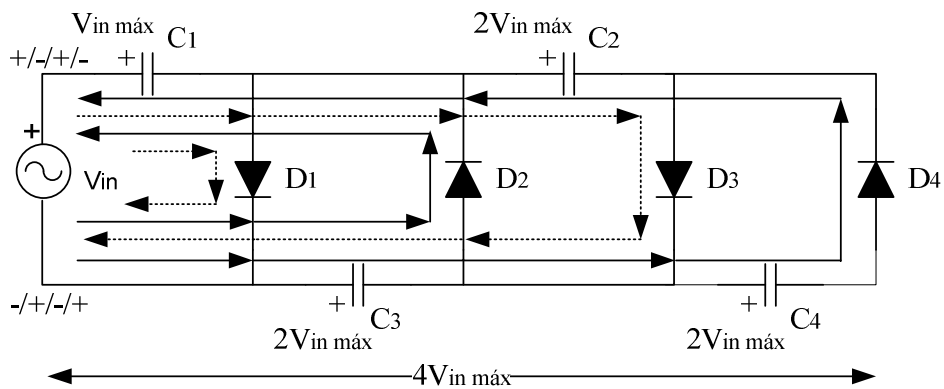


Figura 3.41 Circuito Multiplicador de Voltaje (Cuadruplicador)

$$V_o = 4V_{in \text{ máx.}}$$

Si el multiplicador es de orden $n \rightarrow V_o = 4nV_{in \text{ máx.}}$

Este método se emplea para obtener voltajes altos DC de voltajes bajos AC.

3.8. RECTIFICACIÓN.

Es el proceso mediante el cual se convierte energía AC en DC.

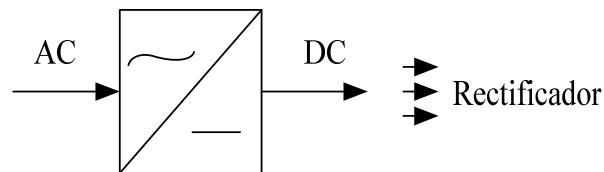


Figura 3.42 Esquema de un Rectificador

3.8.1 RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA (R 1/2 O) CON CARGA RESISTIVA.

Cualquier dispositivo eléctrico que presente una resistencia pequeña a la corriente en un sentido y una resistencia grande en el opuesto se denomina rectificador.

Este circuito es capaz de convertir una señal de entrada senoidal con valor medio igual a cero en una forma de onda unidireccional con un valor medio distinto de cero.

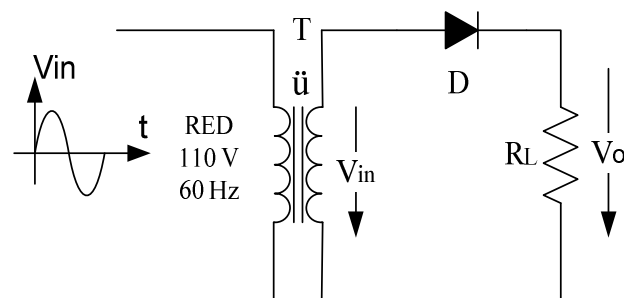


Figura 3.43 Circuito Rectificador de media onda

$$\ddot{u} = V_p/V_s = \text{Voltaje primario} / \text{Voltaje secundario} \quad (3.8)$$

$$\ddot{u} = N_p/N_s = \# \text{ vueltas primario} / \# \text{ vueltas secundario.} \quad (3.9)$$

$$\ddot{u} = I_{sn}/I_{pn} = I \text{ secundario nominal} / I \text{ primario nominal.} \quad (3.10)$$

El circuito equivalente visto del secundario es:

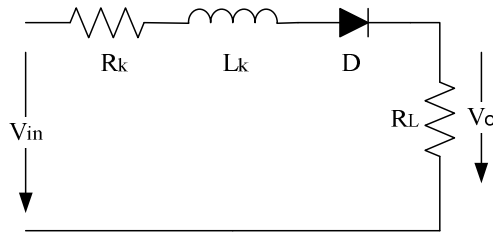


Figura 3.44 Circuito R 1 / 2 O visto desde el secundario

R_K : Representa las pérdidas del transformador.

L_K : Inductancia equivalente del transformador.

Si consideramos a un transformador ideal:

- Pérdidas eléctricas = 0 ($R_K = 0$)
- Pérdidas de magnetización = 0 ($L_K = 0$).

Un transformador de baja potencia podría considerarse como transformador ideal.

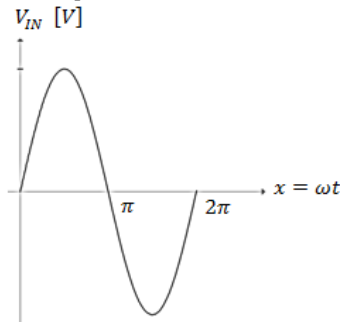


Figura 3.45 Señal de entrada para un circuito Rectificador

Análisis con diodo ideal:

- Secuencia (+).

$D \rightarrow$ Polarización Directa \rightarrow C.C

$$V_o = V_{in} \rightarrow \frac{V_{in}}{R_L}$$

- Secuencia (-).

$D \rightarrow$ Polarización Inversa \rightarrow C.A.

$$V_o = 0$$

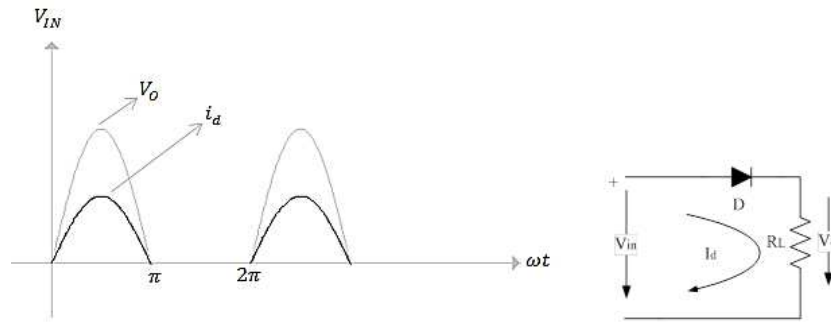


Figura 3.46 Circuito Rectificador con diodo ideal y señal de salida

Análisis con diodo no ideal.

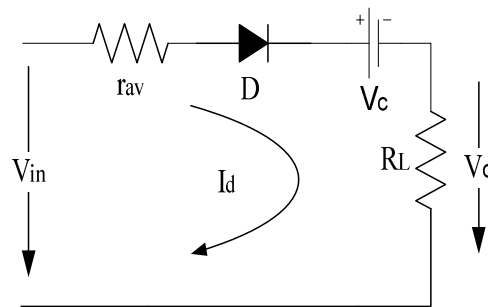


Figura 3.47 Circuito Rectificador con diodo no ideal

- Si $V_{in} \geq V_C \rightarrow$ el diodo conduce.

$$i_d = \frac{V_{in} - V_C}{R_L + r_{av}} \quad (3.11)$$

$$V_O = \frac{R_L(V_{in} - V_C)}{R_L + r_{av}} \quad (3.12)$$

Para el caso de un rectificador no se toma en cuenta la región inversa del diodo.

$$i_{d \max} = \frac{V_{in \max} - V_C}{R_L + r_{av}} \quad (3.13)$$

$$V_{O \max} = \frac{R_L(V_{in \max} - V_C)}{R_L + r_{av}} \quad (3.14)$$

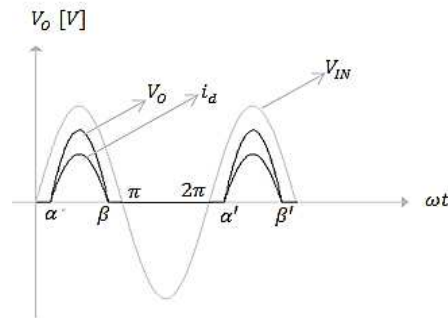


Figura 3.48 Forma de onda de salida del circuito Rectificador

Si $V_{in\ max} \gg V_C$ entonces no cometemos mayor error si hacemos:

$$i_{d\ max} = \frac{V_{in\ max}}{R_L + r_{av}} \tag{3.15}$$

$$V_{o\ max} = \frac{R_L \times V_{in\ max}}{R_L + r_{av}} \tag{3.16}$$

$\alpha \approx 0$ por tanto: $\pi - \beta \approx 0 \rightarrow \mu = \beta - \alpha \approx \pi$ donde:

μ es el ángulo de conducción.

La corriente tiene la misma forma de onda que el V_o pero con otra escala.

3.8.2. COMPONENTES MEDIAS.

Constituye la lectura de un amperímetro ó voltímetro DC.

$$\text{Valor Medio } V_{DC} = \left(\frac{1}{T}\right) \int_0^T v(t) dt \tag{3.17}$$

$$x = \omega t$$

$$\omega = 2\pi f$$

$$T = \frac{1}{f}$$

$$V_{DC} = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_0^{2\pi} v(x) dx \quad \text{Diodo Ideal}$$

$$I_{DC} = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_0^{2\pi} i(x) dx = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_0^{2\pi} I_{d\ max} \text{sen}(x) dx$$

$$I_{DC} = \left(\frac{1}{2\pi}\right) I_{d\ max} (-\cos(x)) \Big|_0^{\pi}$$

$$I_{DC} = \left(\frac{1}{2\pi}\right) I_{d\ max} (-\cos(\pi) - (-\cos(0)))$$

$$I_{DC} = \frac{1}{\pi} I_{d\ max} \tag{3.18}$$

$$V_{o\ DC} = I_{d\ DC} \times R_L \tag{3.19}$$

$$V_{o\ DC} = \frac{1}{\pi} I_{d\ max} \times R_L$$

$$V_{o\ DC} = \frac{V_{o\ max}}{\pi}$$

En los terminales del diodo.

Cuando el diodo conduce tiene una resistencia r_{av} y la tensión entre sus bornes es: $i_d \times r_{av}$. Cuando el dispositivo no conduce. La corriente es nula es decir. $I_d = 0$; por lo tanto la tensión en los terminales del diodo es la tensión en el secundario del transformador V_{in} .

Así:

$$V_{diodo} = i_d \times r_{av} = I_{m\acute{a}x} \times r_{av} \times \text{sen}(x); \quad 0 < x < \pi$$

$$V_{diodo} = V_{in} \text{sen}(x); \quad \pi < x < 2\pi$$

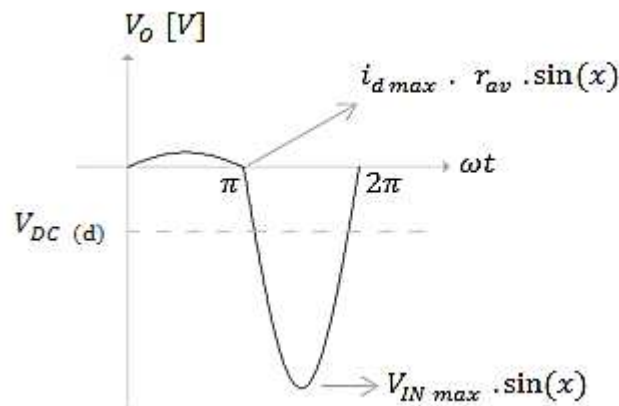


Figura 3.49 Señal de salida de un circuito Rectificador

El valor medio de la tensión en los terminales del diodo (que es la lectura de un voltímetro DC) es:

$$V_{DC\ diodo} = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \left[\int_0^{\pi} I_{m\acute{a}x} \times r_{av} \times \text{sen}(x) \, dx + \int_{\pi}^{2\pi} V_{in} \text{sen}(x) \, dx \right]$$

$$V_{DC\ diodo} = \left(\frac{1}{\pi}\right) [I_{m\acute{a}x} \times r_{av} + V_{in\ max}]$$

$$V_{DC\ diodo} = \left(\frac{1}{\pi}\right) [I_{m\acute{a}x} \times r_{av} - I_{d\ max}(r_{av} + R_L)]$$

$$V_{DC\ diodo} = \left(\frac{1}{\pi}\right) \left[-I_{d\ max} \times \frac{R_L}{\pi} \right] \quad (3.20)$$

$V_{DC\ diodo}$ es negativo

3.8.3. COMPONENTES rms.

Constituye la lectura de un amperímetro ó voltímetro de la componente AC.

$$V_{rms}^2 \triangleq \left(\frac{1}{T}\right) \int_0^T v^2(t) dt; \quad x = \omega t$$

$$V_{rms}^2 = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_0^{2\pi} v^2(x) dx \tag{3.21}$$

Para diodos ideales

$$I_d rms^2 = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_0^{2\pi} I_d max^2 sen^2(x) dx$$

$$\begin{aligned} I_d rms^2 &= \frac{I_d max^2}{4} \\ I_d rms &= \frac{I_d max}{2} \end{aligned} \tag{3.22}$$

$$V_o rms = I_d rms \times R_L \tag{3.23}$$

$$\begin{aligned} V_o rms &= \frac{I_d max \times R_L}{2} \\ V_o rms &= \frac{V_o max}{2} \end{aligned} \tag{3.24}$$

3.8.4. POTENCIA MEDIO O PROMEDIO

$$P = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_0^{2\pi} v(x) \times i(x) dx$$

$$P = \left(\frac{R_L}{2\pi}\right) \int_0^{2\pi} i_d^2(x) dx \tag{3.25}$$

3.8.5. REGULACIÓN

Se define como la cantidad de cambio en el voltaje DC de salida sobre el rango de operación del circuito.

$$R\% = \frac{V_{oDC} (Vacío) - V_{oDC} (Carga)}{V_{oDC}} \times 100 \tag{3.26}$$

Si:

- $V_{oDC} (Vacío)$ si $R_L \rightarrow \infty \rightarrow I_d = 0$
- $V_{oDC} (Carga)$ si $R_L \rightarrow finito \rightarrow I_d \neq 0$

$$V_{oDC} = I_{dDC} \times R_L = \frac{I_{dmax} \times R_L}{\pi}$$

$$I_{dmax} = \frac{V_{inmax}}{r_{av} + R_L}$$

$$V_{oDC} = \frac{V_{inmax} \times R_L}{\pi(r_{av} + R_L)} = \frac{V_{inmax}(R_L + r_{av} - r_{av})}{\pi(r_{av} + R_L)} = \frac{V_{inmax}}{\pi} \times \left(1 - \frac{r_{av}}{r_{av} + R_L}\right)$$

$$V_{oDC} = \frac{V_{inmax}}{\pi} - \frac{V_{inmax} \times r_{av}}{\pi(r_{av} + R_L)}$$

$$V_{oDC} = \frac{V_{inmax}}{\pi} - (I_{oDC} \times r_{av}) \quad (3.27)$$

Donde I_{oDC} depende de la carga R_L :

- $V_{oDC} (vacío) = \frac{V_{inmax}}{\pi}$ ($I_{dDC} = 0$)
- $V_{oDC} (carga) = \frac{V_{inmax}}{\pi}$ (Dideal $r_{av} = 0$)
- Si $R_L \uparrow \rightarrow I_{oDC} \downarrow$ Si $R_L \downarrow \rightarrow I_{oDC} \uparrow$

$$\% \text{regulación} = \frac{\frac{V_{inmax}}{\pi} - \frac{V_{inmax}}{\pi}}{\frac{V_{inmax}}{\pi}} \times 100 = 0\% \quad (3.28)$$

El % regulación = 0 significa que el circuito de rectificación de 1/2 onda se comporta como una fuente de alimentación ideal, es decir, que el voltaje de salida es independiente de la corriente drenada por la fuente.

El voltaje de salida de la mayoría de las fuentes disminuye cuando la corriente drenada por la fuente. Entre más pequeña sea la reducción de voltaje menor es el porcentaje de regulación.

$$V_{oDC} = \frac{V_{inmax}}{\pi} - (I_{DCd} \times r_{av})$$

Si graficamos la Ecuación 3.29

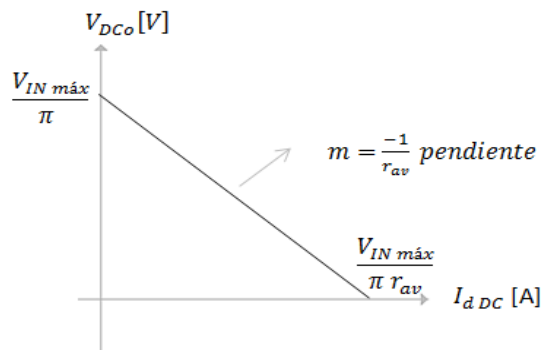


Figura 3.50 Voltaje de salida DC

Si grafiamos V_{oDC} vs I_{DC} , podemos obtener gráficamente la r_{av} . Experimentalmente tenemos:

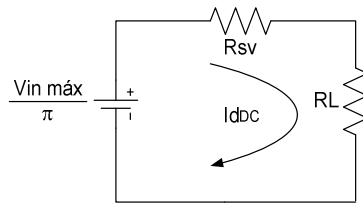


Figura 3.51 Circuito equivalente DC de circuito Rectificador

Para el caso de que el transformador presente pérdidas eléctricas. $R_s = R_k + r_{av}$

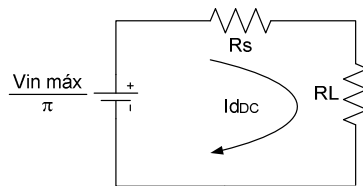


Figura 3.52 Circuito equivalente DC con pérdidas eléctricas

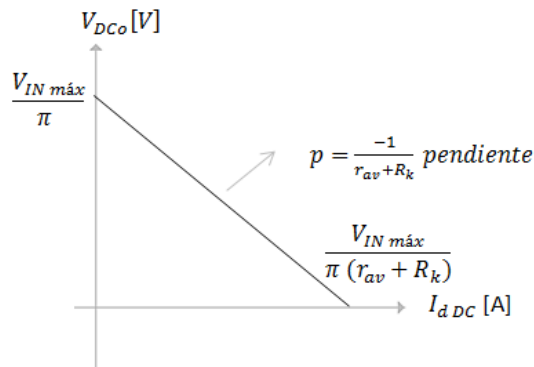


Figura 3.53 Voltaje de salida DC

3.8.6. EFICIENCIA DE RECTIFICACIÓN

Se define como:

$$\eta = \frac{P_{oDC}}{P_{TOTAL}} \tag{3.29}$$

P_{oDC} = Potencia continua en la carga.

P_{TOTAL} = Potencia total de entrada.

$$P_{oDC} = V_{oDC} \times I_{oDC} = I_{oDC}^2 \times R_L \tag{3.30}$$

$$\begin{aligned}
 V_{DC} &= \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_0^{2\pi} v_{in}(x) \times i_d(x) dx \\
 &= \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_0^{\pi} i_d^2(x) \times (r_{av} + R_L) dx \\
 &= \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_0^{\pi} I_{d\max}^2 \text{sen}^2(x) \times (r_{av} + R_L) dx \\
 P_{TOTAL} &= \frac{I_{d\max}^2}{2\pi} (r_{av} + R_L) \frac{1-\cos 2x}{2} \Big|_0^{\pi} \\
 P_{TOTAL} &= \frac{I_{d\max}^2}{4} \times (r_{av} + R_L) \\
 P_{TOTAL} &= I_{rms}^2 \times (r_{av} + R_L) \tag{3.30}
 \end{aligned}$$

$$\eta_r \% = \frac{I_{oDC}^2 \times R_L}{I_{rms}^2 \times (r_{av} + R_L)} \times 100$$

$$\eta_{r\%D_{ideal}/r_{av}=0} = \frac{\left(\frac{I_{d\max}^2}{\pi^2}\right)}{\left(\frac{I_{d\max}^2}{2^2}\right)} = \frac{4}{\pi^2} \times 100 = 40.53\% \tag{3.31}$$

El rectificador de media onda tiene un rendimiento de rectificación máxima del 40.53%, lo que significa que el 60% es Potencia AC, por o tanto presenta una mal rectificación.

• **Teorema de PARSEVAL**

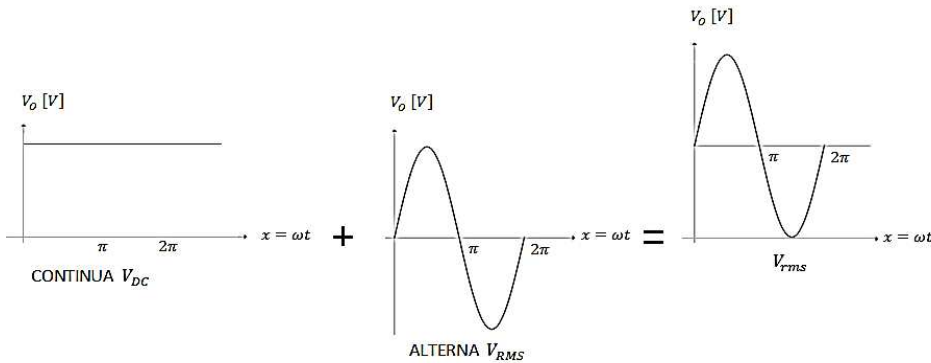


Figura 3.54 Formas de onda continua, alterna y rms de un Rectificador

$$V_{rms}^2 = V_{DC}^2 + V_{RMS}^2 \tag{3.32}$$

Donde: V_{rms} = valor eficaz total
 V_{DC} = valor de continua
 V_{RMS} = valor eficaz de alterno

3.8.7 FACTOR DE RIZADO

Aunque la misión de un rectificador es convertir la corriente alterna en continua, con ninguno de los circuitos rectificadores más complejos se obtiene una salida realmente constante.

Si definimos el factor de rizado obtenemos:

$$F_r \% = \frac{\text{valor RMS de la componente alterna de la carga}}{\text{valor medio DC en la carga}} \times 100\% = V_{oDC} \tag{3.33}$$

V_{oRMS} = valor eficaz de la componente alterna.

V_{oDC} = valor de continua en la carga.

$$F_r = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{oDC}^2}}{V_{oDC}} = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}^2}{V_{oDC}^2}\right) - 1}$$

$$F_r = \sqrt{\left(\frac{\frac{I_{dmax} \times R_L}{2}}{\frac{I_{dmax} \times R_L}{\pi}}\right)^2 - 1} = 1.21$$

$$F_r \% = 121\%$$

Este resultado nos indica:

Si $F_r > 1$ el rectificador de 1/2 onda es malo ya que la componente AC es grande comparada con la componente DC.

Si $F_r < 1$ el rectificador de 1/2 onda es de buena calidad puesto que la componente AC es más pequeña comparada con la componente DC.

3.8.8. VOLTAJE PICO INVERSO (V.P.I.)

Es el máximo voltaje que soporta el diodo en polarización inversa, es decir, cuando el diodo no conduce.

En polarización inversa el diodo se abre y todo el voltaje de la fuente la soporta los terminales de la misma.

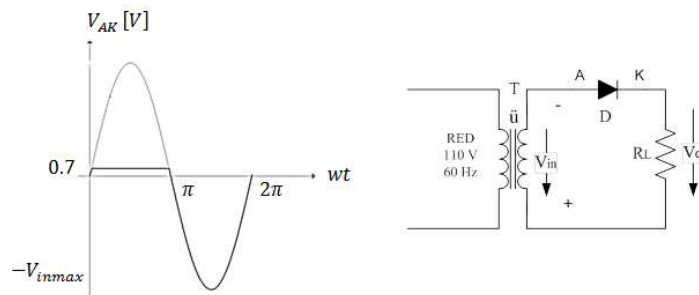


Figura 3.55 Forma de onda (V_{AK}) de un Rectificador 1/1 onda

$$V_{PI} = V_{in\ max} \quad (3.34)$$

Se debe garantizar que: $V_{PI} < V_{RUPTURA}$

3.9. RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA.

Existen dos tipos de rectificadores de onda completa:

- Rectificador de 1/1 onda con toma central (TAP CENTRAL), este utiliza dos diodos.
- Rectificador de 1/1 onda tipo puente, utiliza cuatro diodos.

3.9.1. RECTIFICADOR DE 1/1 ONDA CON TOMA CENTRAL

Transformador con toma central y dos diodos rectificadores.

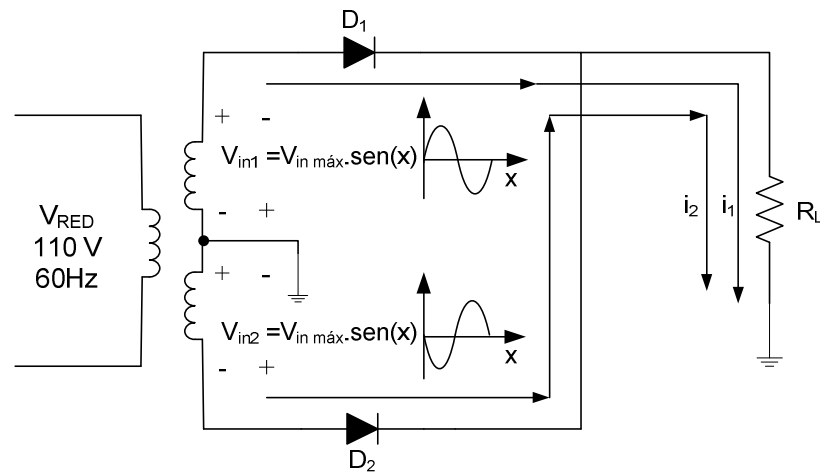


Figura 3.56 Circuito Rectificador de 1/1 onda con toma central

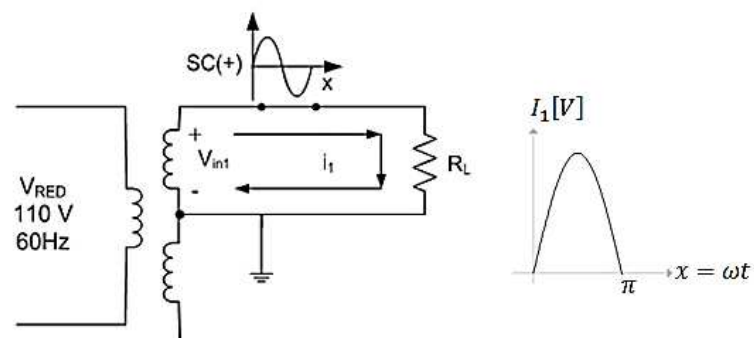


Figura 3.57 Análisis de polarización del Rectificador de 1/1 onda con toma central sc(+)

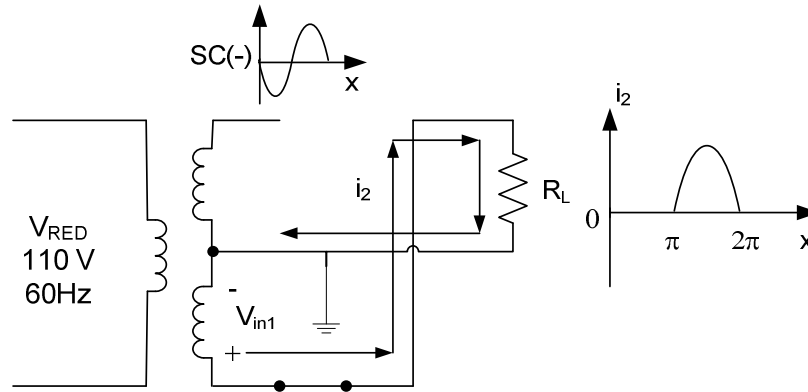


Figura 3.58 Análisis de polarización del Rectificador de 1/1 onda con toma central sc(-)

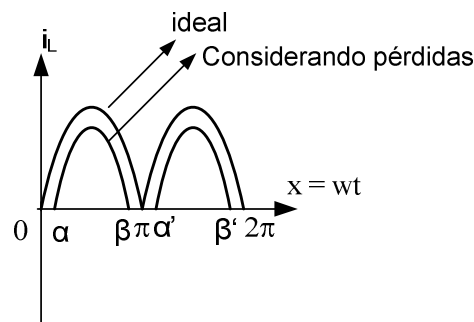


Figura 3.59 Forma de onda de salida del Rectificador de 1/1 onda con toma central

Para la secuencia (+) $0 \leq x \leq \pi$

D1 en PD \rightarrow conduce y por tanto existe circulación de corriente i_L
 D2 en PI \rightarrow se abre.

$$\rightarrow i_L = \frac{V_{in}}{R_L + r_{av}} = \frac{V_{in \text{ máx.}} \cdot \text{sen}(x)}{R_L + r_{av}} \tag{3.38}$$

$$i_L = i_L \text{ máx.} \cdot \text{sen}(x)$$

Para la secuencia (-) $\pi \leq x \leq 2\pi$

D1 en PD \rightarrow conduce.
 D2 en PI \rightarrow se abre.

$$\rightarrow i_L = i_L \text{ máx.} \cdot \text{sen}(x)$$

- **COMPONENTE MEDIA DE LA CORRIENTE**

$$I_{DC} = \left(\frac{1}{2\pi} \right) \int_0^{2\pi} i_L dx = \left(\frac{1}{2\pi} \right) \left(2 \int_0^{\pi} I_L \text{máx} \cdot \text{sen}(x) dx \right)$$

$$I_{DC} = \frac{2I_L \text{máx}}{\pi} \quad (3.39)$$

- **COMPONENTE EFICAZ rms DE LA CORRIENTE**

$$I_{rms}^2 = \left(\frac{1}{2\pi} \right) \int_0^{2\pi} i_L^2 dx = \left(\frac{1}{2\pi} \right) \left(2 \int_0^{\pi} I_L^2 \text{máx} \cdot \text{sen}^2(x) dx \right)$$

$$I_{rms}^2 = \frac{I_L^2 \text{máx}}{2\pi} \int_0^{\pi} (1 - \cos(2x)) dx$$

pues $\text{sen}^2(x) = \frac{1 - \cos(2x)}{2}$

$$\Rightarrow I_{rms} = \frac{I_L \text{máx}}{\sqrt{2}} \quad (3.40)$$

En base a los resultados obtenidos podemos encontrar:

$$V_{rmso} = I_{rms} \cdot R_L$$

$$V_{rmso} = \frac{I_L \text{máx} \cdot R_L}{\sqrt{2}} \quad (3.41)$$

$$V_{DCo} = I_{DC} \cdot R_L$$

$$V_{DCo} = \frac{2I_L \text{máx} \cdot R_L}{\pi} \quad (3.42)$$

si $r_{av} = 0$

$$V_{DCo} = \frac{2V_{in} \text{máx}}{\pi} \quad (3.43)$$

3.9.2. RENDIMIENTO DE RECTIFICACIÓN

$$\eta_r = \frac{P_{DCo}}{P_{TOTAL}} \times 100 \quad (3.44)$$

Donde: PDCo = Potencia continua en la carga.
PTOTAL = Potencia total de entrada.

$$P_{DCo} = I_{DCo}^2 \times R_L = \frac{4I_L^2 \text{máx} \cdot R_L}{\pi^2} \quad (3.45)$$

$$P_{TOTAL} = I_{rms}^2 (R_L + r_{av}) = \frac{I_L^2 \text{máx} (R_L + r_{av})}{2} \quad (3.46)$$

$$\eta_r = \frac{\frac{4I_L^2 \text{máx} R_L}{\pi^2}}{I_L^2 \text{máx} (R_L + r_{av})} \times 100$$

$$\eta_r = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{\left(1 + \frac{r_{av}}{R_L}\right)} \times 100$$

$$\eta_r = \frac{81.1}{\left(1 + \frac{r_{av}}{R_L}\right)}$$

Si $r_{av} \rightarrow 0 \rightarrow = r_{máx}$

$$\eta_{r_{máx}} = 81,1\%$$

Para rectificador de 1/1 onda.

3.9.3. FACTOR DE RIZADO (τ)

$$\tau = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{DCo}^2}}{V_{DCo}} = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{DCo}}\right)^2 - 1} \quad (3.47)$$

$$\tau = \sqrt{\left(\frac{\frac{I_L \text{máx} \cdot R_L}{\sqrt{2}}}{\frac{2I_L \text{máx} \cdot R_L}{\pi}}\right)^2 - 1} = 0.48$$

3.9.4. VOLTAJE PICO INVERSO (V.P.I.)

$$VPI = 2V_{in \text{ máx}}$$

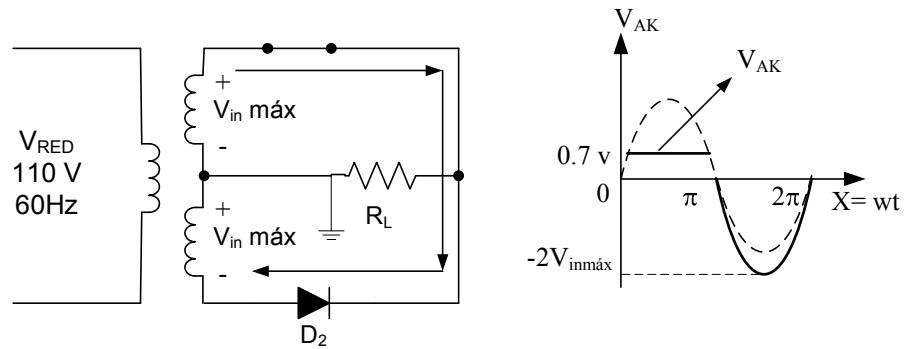


Figura 3.60 Análisis de polarización del Rectificador de 1/1 onda con toma central

$-V_{in\ máx} - V_{in\ máx} - V_{AK} = 0$

$V_{AK} = -2V_{in\ máx}$

3.9.5. ÁNGULO DE CONDUCCIÓN (μ)

$\mu = 180^\circ$ si el diodo es ideal.

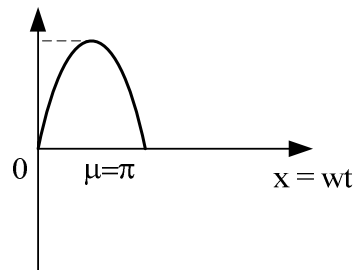


Figura 3.61 Forma de onda de salida de un Rectificador de 1/1 onda

3.9.6. RECTIFICADOR DE 1/1 ONDA TIPO PUENTE.

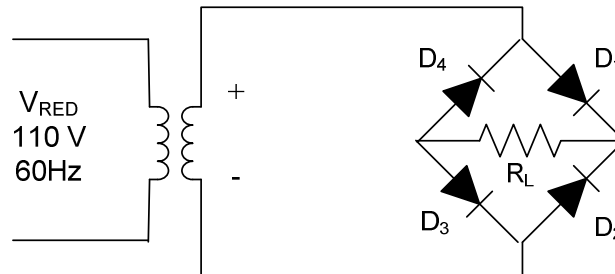


Figura 3.62 Circuito Rectificador de 1/1 onda tipo puente

En el semiciclo (+)

D1 y D3 conducen, mientras que D2 y D4 se abren

En el semiciclo (-)

D1 y D3 se abren mientras que D2 y D4 conducen

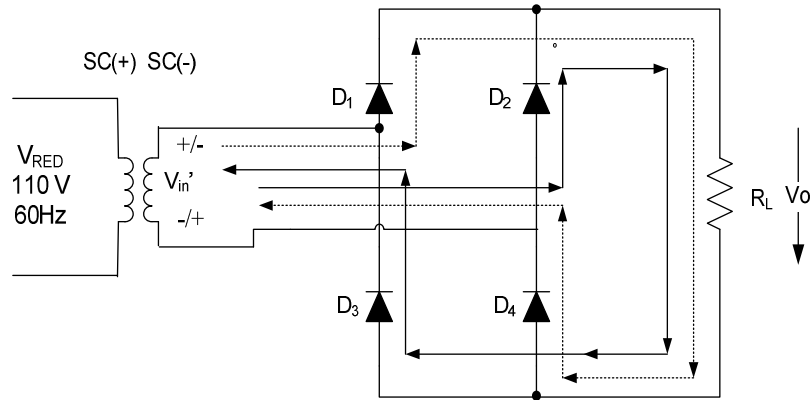


Figura 3.63 Análisis de polarización del Rectificador de 1/1 onda tipo puente

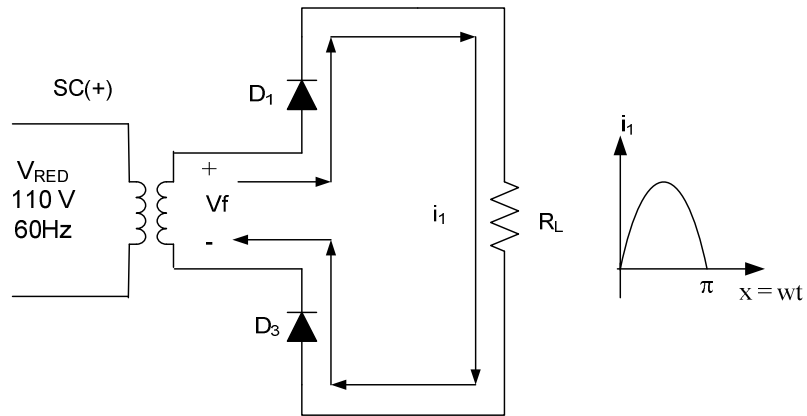


Figura 3.64 Forma de onda de salida para el sc(+)

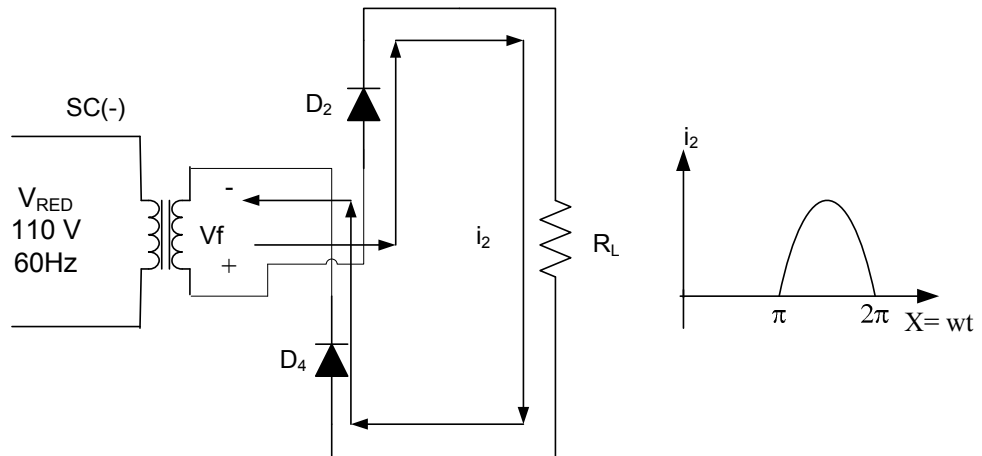


Figura 3.65 Forma de onda de salida para el sc(-)

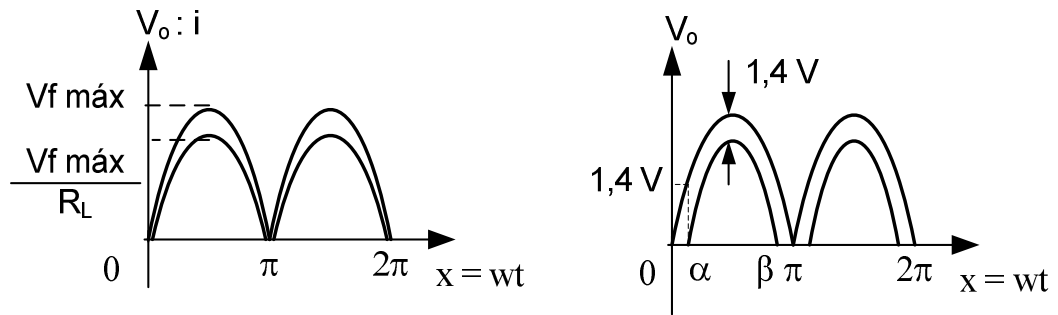


Figura 3.66 Forma de onda de salida total del Rectificador de 1/1 onda tipo puente con diodo ideal y sin diodo ideal

$$V_{PI} = V_{in \text{ máx}} \tag{3.48}$$

$$\eta_r = \frac{81.1}{\left(1 + 2 \frac{r_{av}}{R_L}\right)} \times 100 \tag{3.49}$$

3.10 PROBLEMAS RESUELTOS

3.10.1. Para el circuito rectificador de 1/1 onda de la figura hallar la forma de onda de V_o $V_{o2} = V_{RL2}$.

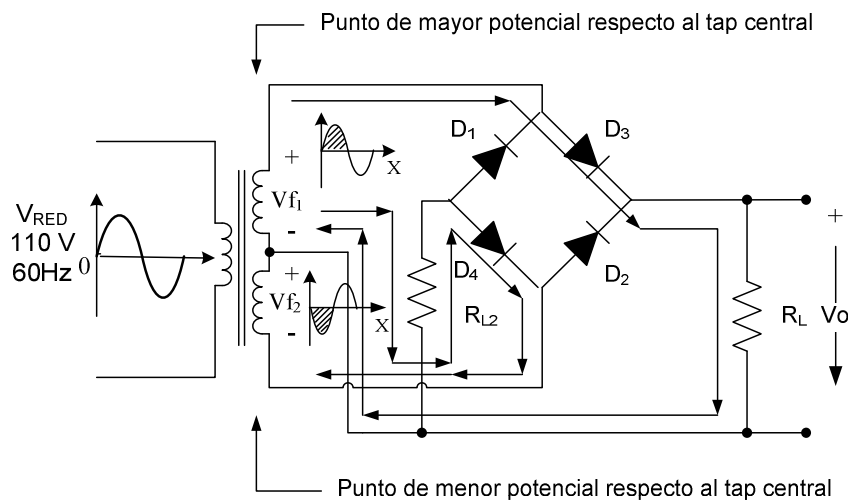


Figura 3.67

Para el semiciclo (+) $0 \leq x \leq \pi$

Para v_{f1} .

D3 en PD y por tanto conduce, mientras que D1, D2, D3 en PI y por tanto no conducen.
 $\rightarrow V_{o1} = v_{f1}$.

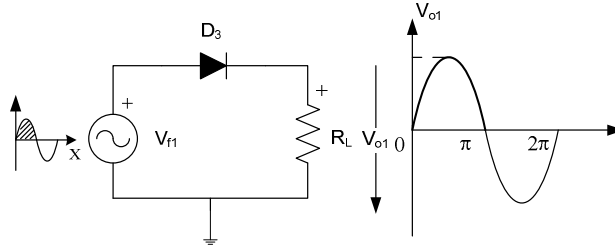


Figura 3.68

Para v_{f2} .

D4 en PD y por tanto conduce, mientras que D1, D2, D3 en PI y por tanto no conducen.
 $\rightarrow V_{o2} = v_{f2}$.

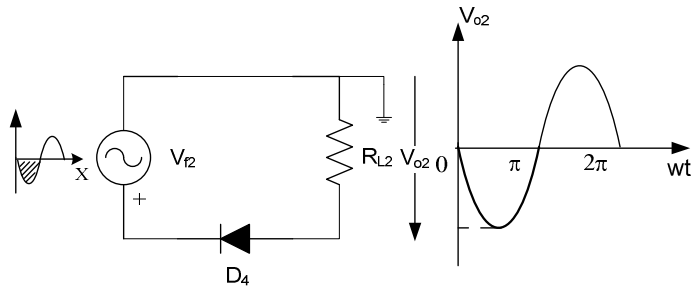


Figura 3.69

Para el semiciclo (-) $\pi \leq x \leq 2\pi$

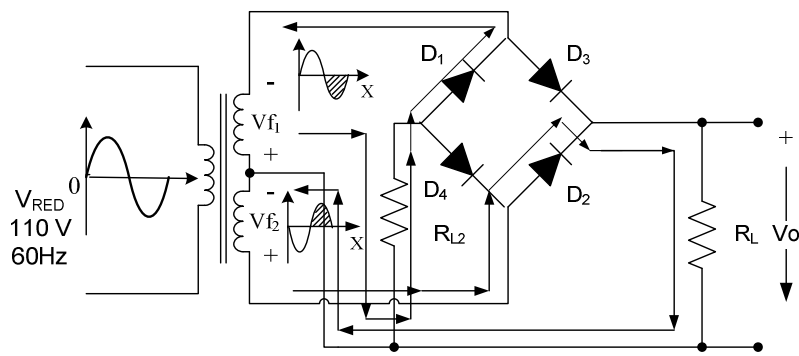


Figura 3.70

Para v_{f2}

D1 en PD \rightarrow conduce, mientras que D2, D3, D4 en PI \rightarrow se abren
 $\rightarrow V_{o1} = v_{f1}$.

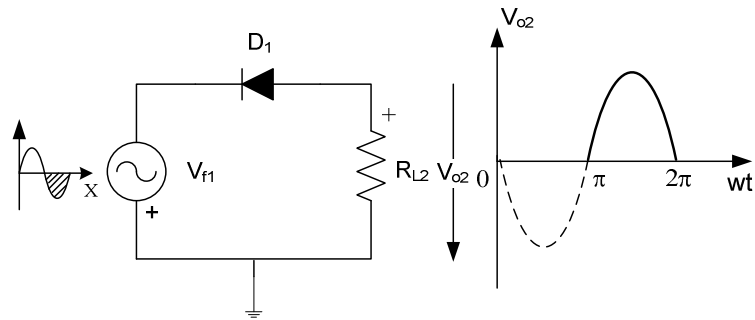


Figura 3.71

Para v_{f2} .

D2 PD \rightarrow conduce, mientras que D1, D3, D4 en PI \rightarrow se abren.
 $\rightarrow V_{o2} = v_{f2}$

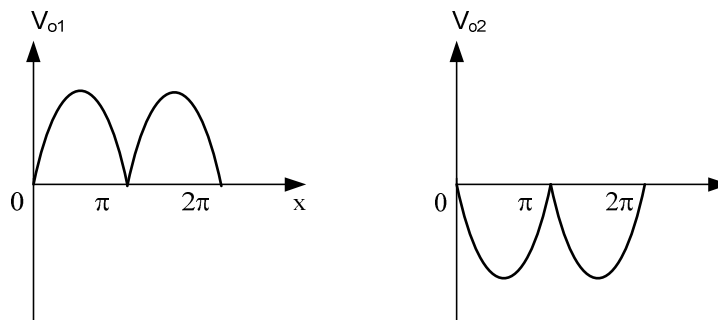


Figura 3.72

3.10.2. Para el circuito de la figura determinar el voltaje de salida V_o y los valores respectivos de voltajes y ángulos de conducción. Además calcule la potencia promedio disipada en el diodo D_5 si es de silicio ($V_c = 0,7[V]$) y es ideal (D_1, D_2, D_3, D_4 son ideales).

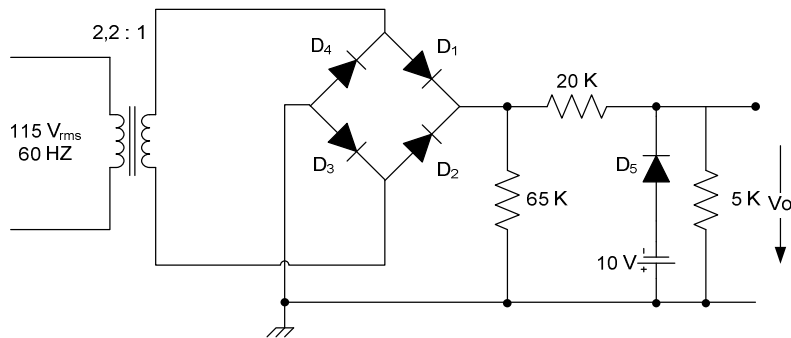


Figura 3.73

$V_f \text{ máx} = 73.924 \text{ V}$

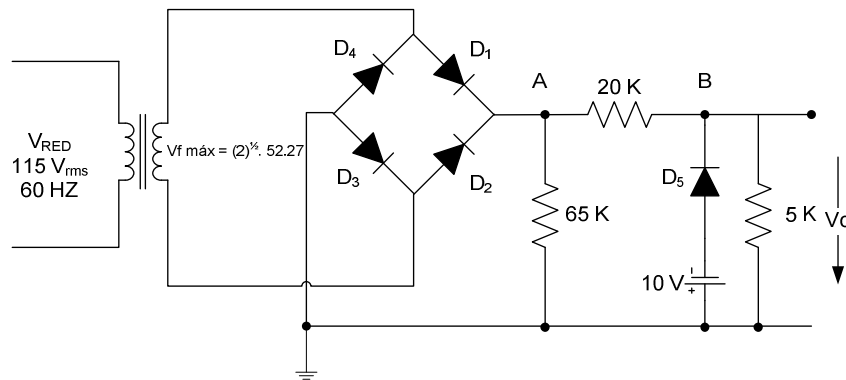


Figura 3.74

a) $0 \leq x \leq \pi$

$V_A = -73.924 \text{ sen}(x) \text{ [V]}$

$V_{B\text{máx}} = \frac{V_{A\text{máx}} \times 5K\Omega}{25K\Omega} = 14.7848 \text{ [V]}$

$\Rightarrow V_B = -14.7848 \text{ sen}(x) \text{ [V]}$

a.1) $0 \leq |V_{in}| \leq 10 \text{ [V]}$

D_5 en PI, se abre \Rightarrow

$V_o = -14.7848 \text{ sen}(x) \text{ [V]}$

a.2) $|V_{in}| \geq 10 \text{ [V]}$

D_5 en PD, conduce \Rightarrow

$V_o = -10.7 \text{ [V]}$

$14.784 \text{ sen}(\alpha) = 10.7$

$\alpha = \text{sen}^{-1}\left(\frac{10.7}{14.784}\right) = 46.36$

$\beta = 180 - 46.36 = 133.63$

* $0 \leq x \leq \alpha \Rightarrow V_o = -14.784 \text{ sen}(x) \text{ [V]}$

$i_{20K\Omega} = \frac{(V_A - V_B)}{20} = -\frac{59.14 \text{ sen}(x)}{20} \text{ [V]}$

* $\alpha \leq x \leq \beta \Rightarrow V_o = -10.7 \text{ [V]}$

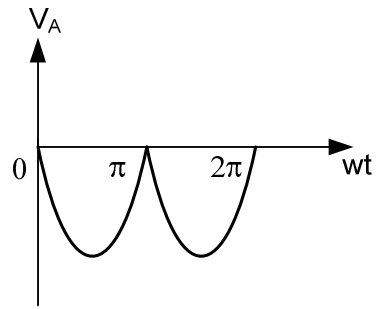


Figura 3.75

$$i_{20K\Omega} = \frac{-73.924\text{sen}(x) + 10.7}{20K\Omega}$$

Para $0 \leq x \leq \alpha$ y $\beta \leq x \leq 2\pi \Rightarrow$

$$id = i_{20K\Omega} - i_{5K\Omega}$$

$$id = -\frac{59.14\text{sen}(x)}{20K\Omega} + \frac{14.784\text{sen}(x)}{5K\Omega} = 0$$

Para $\alpha \leq x \leq \beta \Rightarrow$

$$id = \frac{-73.924\text{sen}(x) + 10.7}{20K\Omega} - \frac{10.7}{5K\Omega}$$

$$id = -3.6962\text{sen}(x) - 1.605 \text{ [mA]} \Rightarrow$$

$$P = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\beta} (id \times Vd) dt = -\frac{1}{\pi} \int_{46.36}^{133.63} (3.6962\text{sen}(x) + 1.605)0.7 dt$$

$$P = 1.67 \text{ [W]}$$

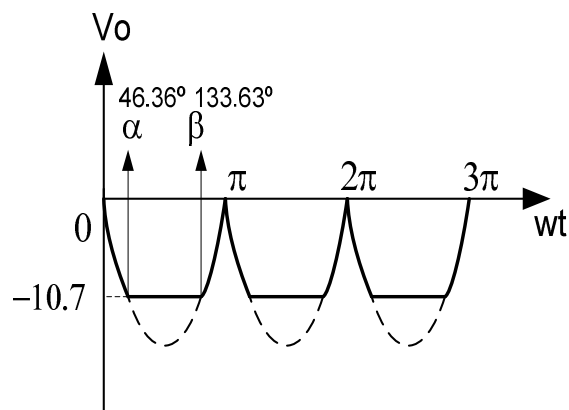


Figura 3.76

3.11. PROBLEMAS PROPUESTOS:

3.11.1. Analice los recortadores de onda expuestos al final de la teoría de este capítulo para una señal senoidal, triangular o cuadrada, de valor arbitrario. Emplee la segunda aproximación del diodo con: $V_B=0.6[V]$, $r_{av}(B)=15[\Omega]$, $V_R=-12[V]$, $r_{av}(C)=16[M\Omega]$, y $r_z=40[\Omega]$.

3.11.2. Obtener la forma de onda a la salida del siguiente circuito:

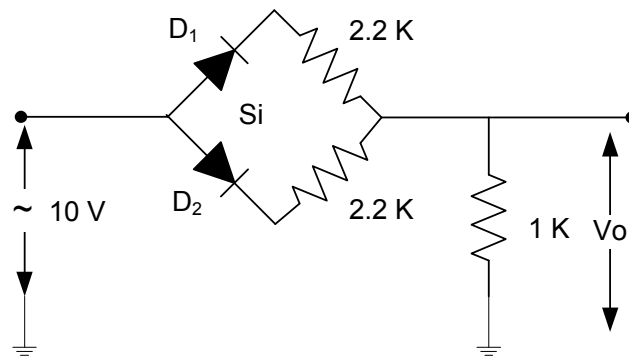


Figura 3.77

3.11.3. Realice un diseño tal que, a partir de la forma de onda de entrada, se pueda obtener la forma de onda sugerida para la salida.

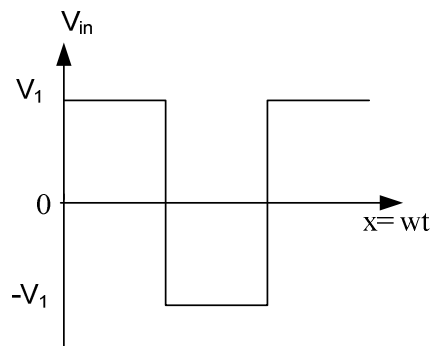


Figura 3.78

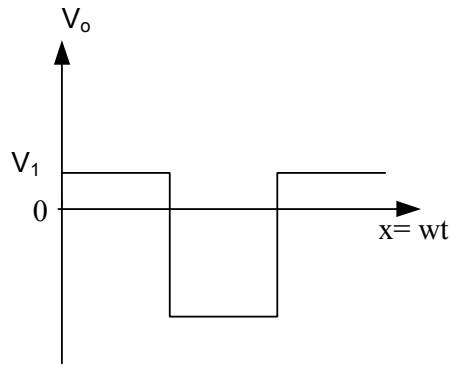


Figura 3.79

3.11.4. Determinar las corrientes y los voltajes para los diodos de los siguientes circuitos.

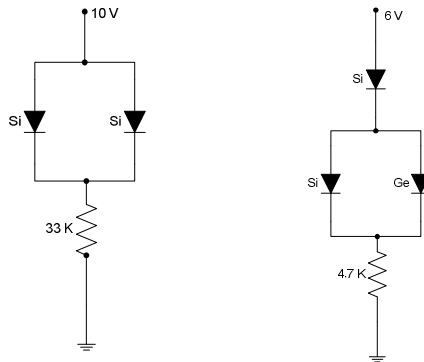


Figura 3.80

3.11.5. Considerando el siguiente circuito, determine el Valor de V_o , y de las corrientes en las resistencias de 2,2 [k Ω].

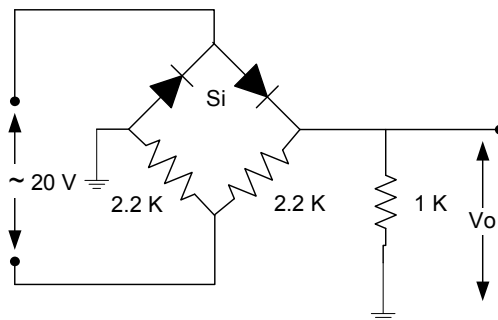


Figura 3.81

3.11.6. En el siguiente circuito, obtener la forma de onda a la salida. Calcular también los voltajes, corrientes y potencia media en los diodos.

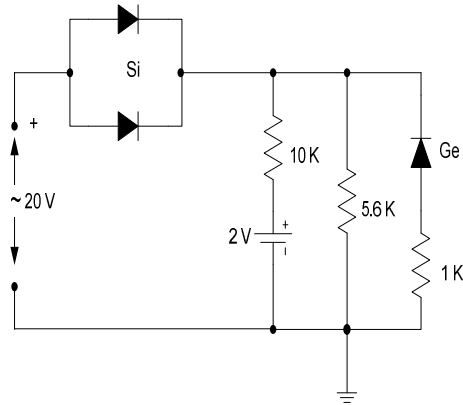


Figura 3.82

3.11.7. Los siguientes circuitos son conocidos como compuertas lógicas OR y AND respectivamente. Analícelos para una señal cuadrada de valores +10[V] y 0[V]. Considere que en polarización directa, el voltaje en los diodos es 0,7[V] ¿Qué utilidad pueden tener estos circuitos?

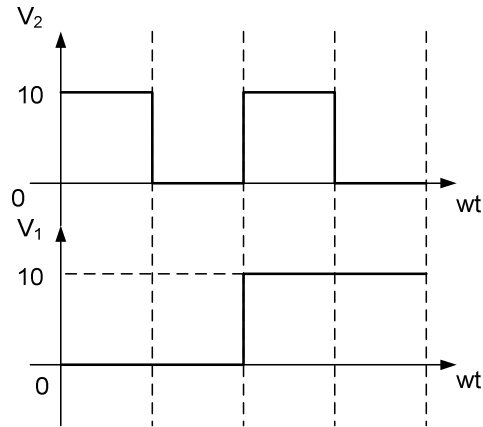


Figura 3.83

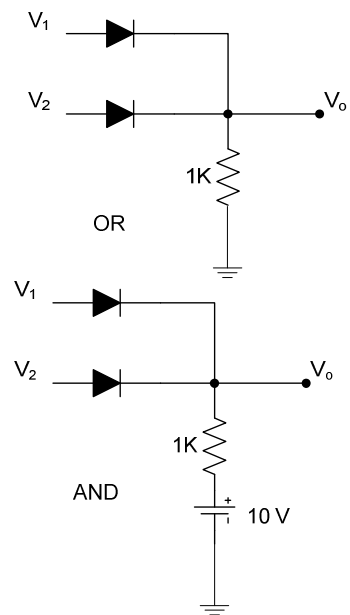


Figura 3.84

RESUMEN

CIRCUITOS RECTIFICADORES

Convierten la corriente alterna en corriente continua (unidireccional). También se conoce como convertidor AC-DC

- Tipos:
 - Rectificadores de media onda
 - Rectificadores de onda completa
 - Con toma central (dos diodos).
 - Con puente de diodos (cuatro diodos)

RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA

Cuando la tensión es positiva (intervalo), el diodo se encuentra polarizado en directa, y conducirá la corriente (caída de 0.7 V).

Cuando la tensión es negativa, el diodo se polariza inversamente, no dejando pasar corriente. En este intervalo el diodo soporta la tensión inversa impuesta por la entrada.

Aplicando la 2ª Ley de Kirchhoff, a los dos casos anteriores, se obtiene:

- En directa, prácticamente la caída de tensión de la alimentación está en bornes de la carga.
- En inversa, la caída de tensión la acapara el diodo por no circular corriente.

RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA CON TOMA CENTRAL

Consiste en dos rectificadores de media onda con fuentes de tensión desfasadas 180°.

El tap central aísla (respecto de tierra) a la carga de la corriente alterna de entrada.

RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA CON PUENTE DE DIODOS

Un *Rectificador de onda completa* es un circuito empleado para convertir una señal de corriente alterna de entrada (V_i) en corriente continua de salida (V_o) pulsante. A diferencia del rectificador de media onda, en este caso, la parte negativa de la señal se convierte en positiva o bien la parte positiva de la señal se convertirá en negativa, según se necesite una señal positiva o negativa de corriente continua.

Capítulo IV



Filtros

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

4.1. FILTROS

Son dispositivos electrónicos que permiten atenuar las componentes alternas sin modificar la componente continua de la señal de entrada.

Los filtros ideales, presentan una respuesta de frecuencia con un corte abrupto o perpendicular.

4.2. TIPOS DE FILTROS

4.2.1. SEGÚN SUS COMPONENTES:

FILTROS PASIVOS

Están formados solo por elementos pasivos: capacitores, inductores y resistencias, en este curso se revisará especialmente los filtros capacitivos, que están formados por condensadores y resistencias.

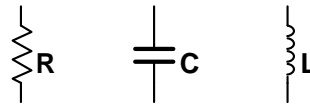


Figura 4.1. Elementos pasivos

FILTROS ACTIVOS

Son aquellos que a más de estar compuestos por componentes pasivos, contienen elementos activos, entre estos podemos citar los amplificadores operacionales y los TBJ.

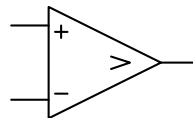


Figura 4.2. Elementos activos

4.2.2. SEGÚN LA ONDA QUE FILTRAN

FILTROS PASA BAJOS

Permiten pasar frecuencias inferiores a la frecuencia de corte.

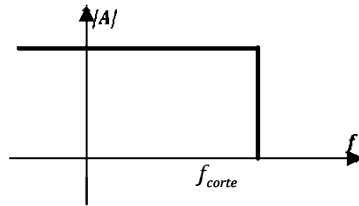


Figura 4.3. Filtro pasa bajos

$$\infty < f_{admitida} < f_{corte}$$

FILTROS PASA ALTOS

Permiten pasar frecuencias superiores a la frecuencia de corte.

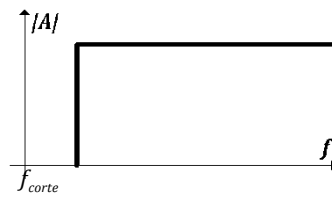


Figura 4.4. Filtro pasa altos

$$f_{corte} < f_{admitida} < \infty$$

FILTROS PASA BANDA

Permiten pasar frecuencias que estén dentro de una banda determinada

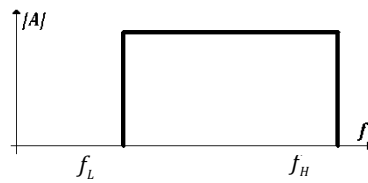


Figura 4.5. Filtro pasa banda

$$f_L < f_{admitida} < f_H$$

FILTROS RECHAZA BANDA

Permiten pasar frecuencias que estén fuera de una banda determinada

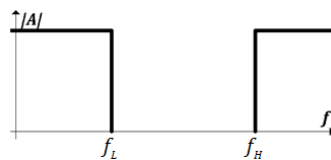


Figura 4.6. Filtro rechaza banda

$$\begin{aligned} \infty < f_{admitida} < f_L \\ \cup \\ f_H < f_{admitida} < \infty \end{aligned}$$

4.3. FILTROS CAPACITIVOS

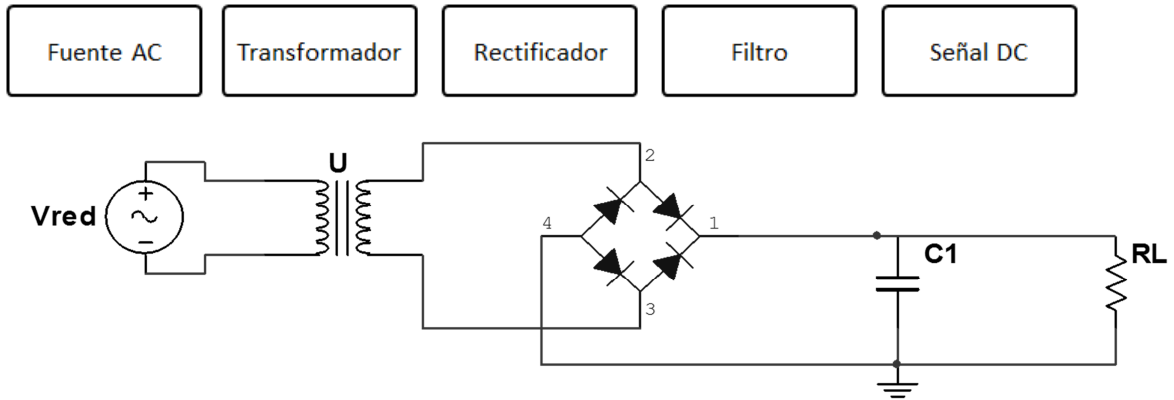


Figura 4.7. Esquema de un filtro capacitivo

4.3.1. FILTRO CAPACITIVO EN RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA

El funcionamiento de este sistema se basa en que el condensador almacena energía durante el período de conducción y entrega esta energía a la carga durante el período inverso o de no conducción. De esta manera se prolonga el tiempo durante el cual circula corriente por la carga y se disminuye notablemente el rizado; los capacitores en un circuito actúan de la siguiente manera:

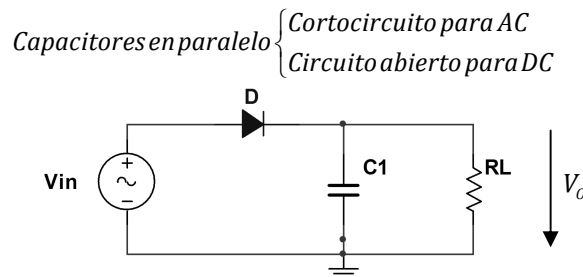


Figura 4.8. Rectificador de media onda con filtro capacitivo

ANÁLISIS:

CASO I: Si $R_L \rightarrow \infty$

En este caso el capacitor no tiene por donde descargarse, se tiene el siguiente circuito equivalente:

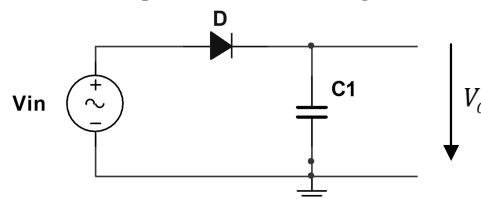


Figura 4.9. Rectificador con filtro y $R_L \rightarrow \infty$

Semiciclo (+)

$$0 \leq x \leq \pi$$

El diodo en PD \rightarrow conduce hasta $\frac{\pi}{2}$

$\Rightarrow V_c = V_{m\acute{a}x}$ (El capacitor se carga hasta $V_{m\acute{a}x}$)

Luego ($\frac{\pi}{2} \leq x \leq \pi$) el diodo en PI \rightarrow existe un circuito abierto

Semiciclo (-)

$$\pi \leq x \leq 2\pi$$

El diodo en PI \rightarrow existe un circuito abierto, sin embargo el capacitor C conserva su carga a

$$V_{m\acute{a}x}$$

2º Semiciclo (+)

$$2\pi \leq x \leq 3\pi$$

El diodo no conduce de aquí en adelante $\Rightarrow V_c = V_{m\acute{a}x}$

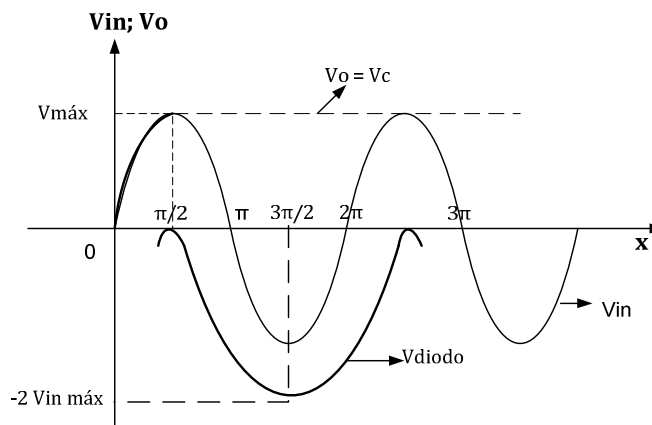


Figura 4.10. Señal de salida con filtro capacitivo y $R_L \rightarrow \infty$

CASO II: Si $R_L \rightarrow \infty$

El capacitor se descarga por R_L , se tiene el siguiente circuito equivalente donde i_d es la corriente del diodo, i_L la corriente que circula por la carga e i_c la corriente del capacitor.

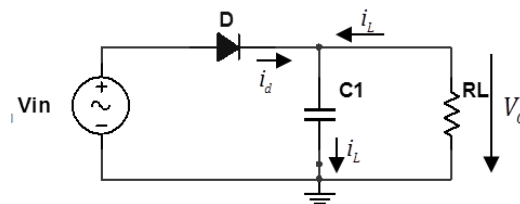


Figura 4.11. Rectificador con filtro y R_L finita

Semiciclo (+)

$$\pi \leq x \leq 2\pi$$

El capacitor se carga hasta $V_{m\acute{a}x}$

Semiciclo (-) $\pi \leq x \leq 2\pi$

El condensador se descarga por R_L

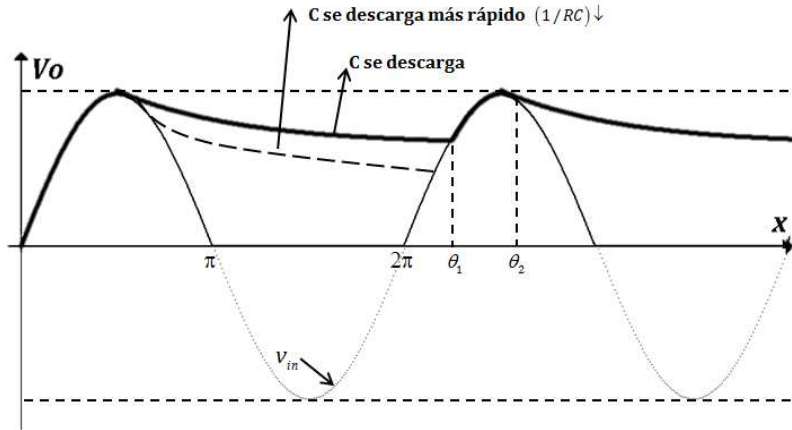


Figura 4.12. Voltaje a la salida del filtro capacitivo, descarga del capacitor

Cuando: $\theta_1 \leq x \leq \theta_2$

El diodo conduce se carga el capacitor

$$\Rightarrow V_0 = V_L = V_{m\acute{a}x} \cdot \text{sen}wt$$

Entre: $\theta_2 \leq wt \leq 2\pi + \theta_1$

El diodo se abre y el capacitor C se descarga en R_L

$$\Rightarrow V_L = V_{m\acute{a}x} \cdot \text{sen}\theta_2 \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \tag{4.1}$$

$$i_d = i_c + i_L$$

Por tanto la corriente que circula por la carga esta dada por:

$$i_L \left[\begin{array}{l} \theta_1 \leq wt \leq \theta_2 \Rightarrow i_L = \frac{V_L}{R_L} = \left(\frac{V_{m\acute{a}x}}{R_L} \right) \cdot \text{sen}wt \\ \theta_2 \leq wt \leq 2\pi + \theta_1 \Rightarrow i_L = -i_c \\ i_L = \left(\frac{V_{m\acute{a}x}}{R_L} \right) \cdot \text{sen}\theta_2 \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \end{array} \right] \tag{4.2}$$

La corriente del capacitor esta dada por:

$$i_c \left[\begin{array}{l} \theta_1 \leq wt \leq \theta_2 \Rightarrow i_c = C \frac{dV_c}{dt} = C \cdot w \cdot V_{m\acute{a}x} \cdot \cos wt \\ \theta_2 \leq wt \leq 2\pi + \theta_1 \\ \Rightarrow i_c = -\left(\frac{V_{m\acute{a}x}}{R_L}\right) \cdot \text{sen} \theta_2 \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \end{array} \right] \quad (4.3)$$

La corriente del diodo es:

$$i_d \left[\begin{array}{l} \theta_1 \leq wt \leq \theta_2 \\ i_d = V_{m\acute{a}x} \left[\left(\frac{\text{sen} wt}{R_L}\right) + C \cdot w \cdot \cos wt \right] \\ \theta_2 \leq wt \leq 2\pi + \theta_1 \Rightarrow i_d = 0 \end{array} \right] \quad (4.4)$$

Para todas estas ecuaciones citadas anteriormente el valor de θ_1 es:

$$\theta_1 = \text{sen}^{-1} \left(\frac{2fCR_L - 1}{2fCR_L + 1} \right) \quad (4.5)$$

De ahí la corriente máxima que circula por el diodo es:

$$I_{m\acute{a}x} = V_{m\acute{a}x} \left(\frac{\text{sen}(\theta_1)}{R_L} + C \cdot w \cdot \cos \theta_1 \right) \quad (4.6)$$

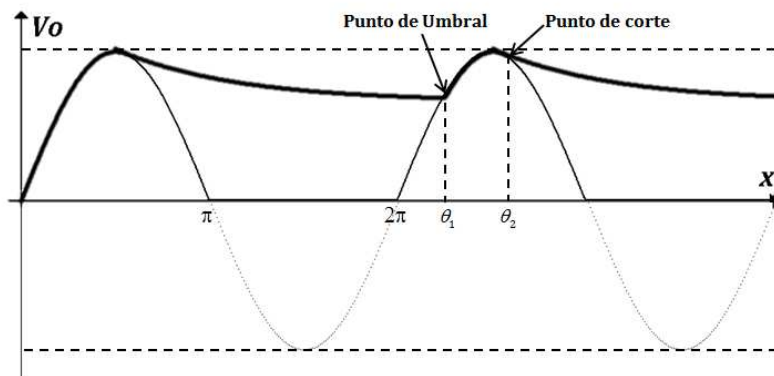


Figura 4.13. Punto de corte y punto de umbral

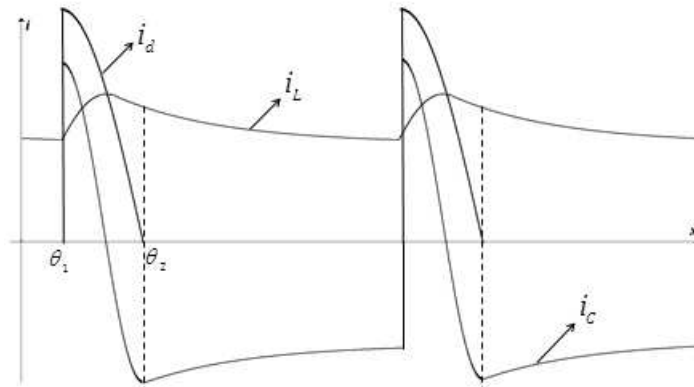


Figura 4.14. Corrientes del rectificador de media onda con filtro:
De carga I_L , capacitor I_C y diodo I_D .

4.4. ANÁLISIS APROXIMADO DEL RIZADO τ (RIZADO TRIANGULAR)

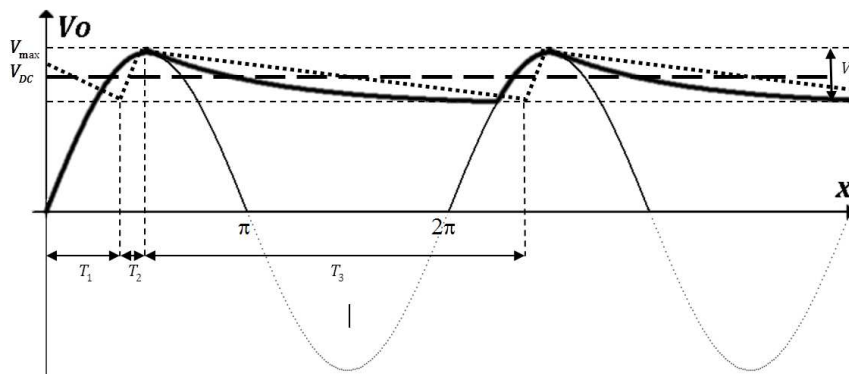


Figura 4.15. Aproximación del Rizado

$V_{m\acute{a}x}$ = Máximo voltaje en los terminales de la carga

V_r = valor pico a pico del voltaje alterno o del rizado

T_3 = Tiempo de carga del condensador C

T_2 = Tiempo de descarga del condensador C

T = Tiempo de un ciclo.

Por el gráfico se deduce que:
$$V_{LDC} = V_{m\acute{a}x} - \frac{V_r}{2} \tag{4.7}$$

Cuando el capacitor se descarga lo hace con una velocidad constante:

$$\frac{dq}{dt} = cte \Rightarrow i_c = cte$$

$$q = C v_c$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} = cte$$

$$dv_c = \Delta v_c = v_r \quad (\text{considerando el rizado lineal } dv_c = \Delta v_c)$$

$$dt = \Delta t = T_2$$

$$\Rightarrow i_c = C \cdot \frac{\Delta v_c}{\Delta t} = C \frac{v_r}{T_2}$$

$$e \quad i_L = -C \cdot \frac{v_r}{T_2} \Rightarrow I_{LDC} = C \cdot \frac{v_r}{T_2}$$

Si $T_3 \rightarrow 0$ es decir el C se carga instantáneamente

$$\Rightarrow T_2 \rightarrow T$$

$$\Rightarrow I_{LDC} = C \cdot \frac{v_r}{T}$$

$$v_r = -T \frac{I_{LDC}}{C} = \frac{I_{LDC}}{f C} \tag{4.8}$$

f = frecuencia de entrada

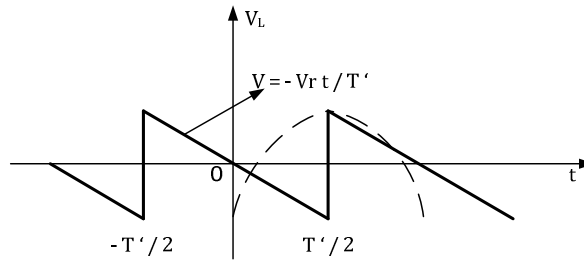


Figura 4.16. Rizado triangular

$$(4.6) \text{ en } (4.5) \Rightarrow V_{LDC} = V_{m\acute{a}x} - \frac{I_{LDC}}{2fC}$$

$$V_{LDC} = I_{LDC} \cdot R_L$$

$$V_{LDC} = V_{m\acute{a}x} - \frac{V_{LDC}}{2 \cdot f \cdot C \cdot R_L}$$

$$V_{LDC} = V_{m\acute{a}x} - \frac{V_{LDC}}{2 \cdot f \cdot C \cdot R_L}$$

$$\Rightarrow V_{LDC} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\left(1 + \frac{1}{2 \cdot f \cdot C \cdot R_L}\right)} \tag{4.9}$$

De la Ecuación (4.9) si $V_{LDC} \approx V_{m\acute{a}x} \Rightarrow \tau$ es mínimo y se logra un buen filtrado (si la frecuencia de entrada, el tamaño del capacitor o la resistencia de carga se incrementan).

Analizando el factor de rizado:

$$\tau = \frac{V_{RMSo}}{V_{DCo}} \tag{4.10}$$

V_{RMSo} = valor eficaz de la componente alterna

V_{DCo} = valor de continua en la carga

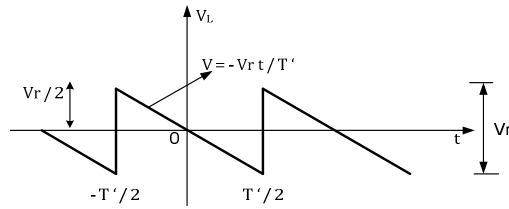


Figura 4.17. Rizado triangular para el cálculo de V_{RMS}

$$V_{RMS}^2 = \left(\frac{1}{T'}\right) \int_{-T'/2}^{T'/2} \left(v_r^2 \cdot \frac{t^2}{T'^2}\right) dt = \frac{v_r^2}{12}$$

$$V_{RMS} = \frac{v_r}{2\sqrt{3}} \tag{4.11}$$

$$\tau = \frac{\left(\frac{v_r}{2\sqrt{3}}\right)}{V_{LDC}} = \frac{v_r}{2\sqrt{3} \cdot V_{LDC}} = \frac{I_{LDC}}{2\sqrt{3} \cdot f \cdot C \cdot V_{LDC}}$$

$$\tau = \frac{1}{2\sqrt{3} \cdot f \cdot C \cdot R_L} \tag{4.12}$$

Si $C \uparrow \Rightarrow \tau$ es mínimo

$$V_{LDC} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\left(1 + \frac{1}{2 \cdot f \cdot C \cdot R_L}\right)} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\left(1 + \sqrt{3} \tau\right)} \tag{4.13}$$

4.5. FILTRO CAPACITIVO EN RECTIFICADOR DE 1/1 ONDA

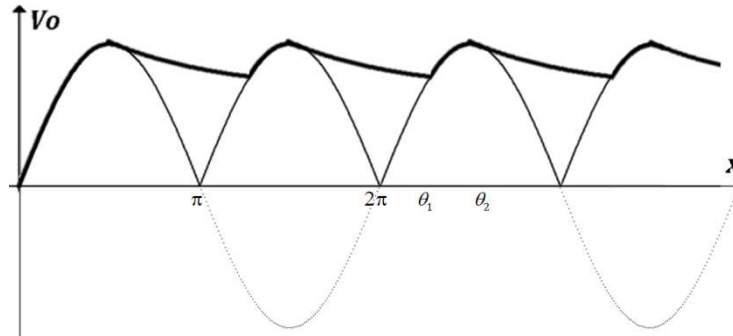


Figura 4.18. Rectificador de media onda con filtro capacitivo y carga finita

Para el rectificador de onda completa la frecuencia es el doble de la frecuencia del rectificador de media onda, por lo tanto las ecuaciones que fueron deducidas para el filtro en el rectificador de media onda son idénticas con la única diferencia que la frecuencia se duplica, como se puede observar en la siguiente tabla:

MAGNITUD	RECTIFICADOR ONDA COMPLETA	RECTIFICADOR MEDIA ONDA
Voltaje DC a la salida	$V_{LDC} = V_{m\acute{a}x} - \frac{I_{LDC}}{4fC}$	$V_{LDC} = V_{m\acute{a}x} - \frac{I_{LDC}}{2fC}$
	$V_{LDC} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\left(1 + \frac{1}{4 \cdot f \cdot C \cdot R_L}\right)}$	$V_{LDC} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\left(1 + \frac{1}{2 \cdot f \cdot C \cdot R_L}\right)}$
Factor de Rizado	$\tau = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot f \cdot C \cdot R_L}$	$\tau = \frac{1}{2\sqrt{3} \cdot f \cdot C \cdot R_L}$
Valor del primer ángulo de carga del capacitor.	$\theta_1 = \text{sen}^{-1}\left(\frac{4fCR_L - 1}{4fCR_L + 1}\right)$	$\theta_1 = \text{sen}^{-1}\left(\frac{2fCR_L - 1}{2fCR_L + 1}\right)$
Valor del segundo ángulo de carga del capacitor.	$\theta_2 = \text{tg}^{-1}(4\pi \cdot f \cdot C \cdot R_L)$	$\theta_2 = \text{tg}^{-1}(2\pi \cdot f \cdot C \cdot R_L)$

4.5.1. DESCOMPOSICION EN SERIES DE FOURIER .

a) RECTIFICADOR DE 1/2 ONDA

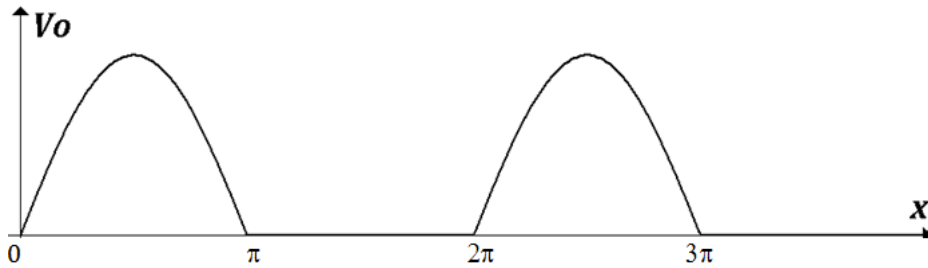


Figura 4.19. Rectificador de media Onda

Descomponiendo la señal rectificada de 1/2 onda en series de Fourier resulta:

$$v = V_{m\acute{a}x} \left[\frac{1}{\pi} + \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \text{sen } wt - \left(\frac{2}{\pi}\right) \sum \frac{(\cos 2kwt)}{[(2k+1)(2k-1)]} \right]$$

$$\frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi} = \text{componente DC}$$

$$\left(\frac{V_{m\acute{a}x}}{2}\right) \cdot \text{sen } wt = 1^{\text{er}} \text{ arm\acute{o}nico}$$

$$V_{m\acute{a}x} \left(\frac{2}{\pi}\right) \sum \frac{(\cos 2kwt)}{[(2k+1)(2k-1)]} = \text{Arm\acute{o}nicos pares}$$

Si despreciamos todos los arm\acute{o}nicos pares:

$$\Rightarrow v = V_{m\acute{a}x} \left[1 + \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \text{sen } wt \right] \tag{4.14}$$

$$\frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi} = \text{componente DC}$$

$$\left(\frac{V_{m\acute{a}x}}{2}\right) \cdot \text{sen } wt = \text{componente AC.}$$

Puesto que la se\~{n}al rectificada de media onda cumple con la condici\~{o}n (4.14) esta puede ser representada por un circuito con parte alterna y continua as\~{i}:

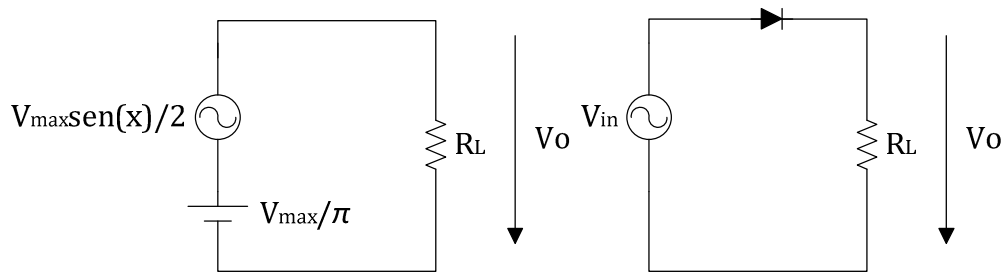


Figura 4.20. Circuito equivalente del rectificador de media onda

$$\tau = \frac{V_{LAC}}{V_{LDC}} \tag{4.15}$$

V_{LAC} = Voltaje eficaz de la componente AC.

V_{LDC} = Voltaje medio en la carga

$$V_{LAC} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{2\sqrt{2}} \text{ puesto que es un senoide (} A \cdot \text{sen } \omega t \text{)}$$

$$V_{rms} = \frac{A}{\sqrt{2}}$$

$$V_{LDC} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi} \tag{4.16}$$

$$\Rightarrow \tau = \frac{\left(\frac{V_{m\acute{a}x}}{2\sqrt{2}} \right)}{\left(\frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi} \right)} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

$$\tau = 1.11$$

$$V_{rms} = 0.475 V_{m\acute{a}x}$$

b). RECTIFICADOR DE 1/1 ONDA.

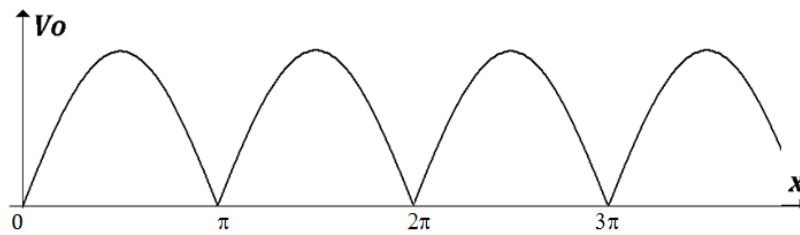


Figura 4.21. Gráfica de un Rectificador de Onda completa

Descomponiendo la señal en series de Fourier tenemos:

$$v = V_{m\acute{a}x} \left[\frac{2}{\pi} - \left(\frac{4}{\pi} \right) \sum \frac{(\cos 2kwt)}{[(2k+1)(2k-1)]} \right]$$

$$V_{m\acute{a}x} \left(\frac{2}{\pi} \right) = \text{componente DC}$$

$$V_{m\acute{a}x} \left(\frac{4}{\pi} \right) \sum \frac{(\cos 2kwt)}{[(2k+1)(2k-1)]} = \text{armónicos.}$$

Considerando el primer armónico (cuando $k = 1$) y despreciando los armónicos superiores ($k = 2, 3, \dots$).

$$\Rightarrow v = V_{m\acute{a}x} \left[\frac{2}{\pi} - \frac{(4 \cdot \cos wt)}{3\pi} \right]$$

$$V_{m\acute{a}x} \left(\frac{2}{\pi} \right) = \text{componente DC} \tag{4.17}$$

$$V_{m\acute{a}x} \frac{(4 \cdot \cos wt)}{3\pi} = \text{componente AC (rizado)} \tag{4.18}$$

Reemplazando en el circuito:

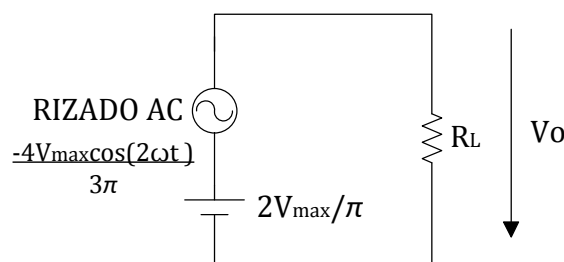


Figura 4.22. Circuito Equivalente del Voltaje de Entrada

Estas componentes de voltajes son las señales que entran al filtro.

4.6. EJERCICIOS RESUELTOS

4.6.1. Determinar el voltaje de rizado V_r en un rectificador de onda completa con filtro por condensador donde $C = 100 \mu\text{F}$ si la carga se absorbe 50 mA de corriente continua. Además calcular el %r (% de rizado) si el voltaje pico rectificado es 30 V .

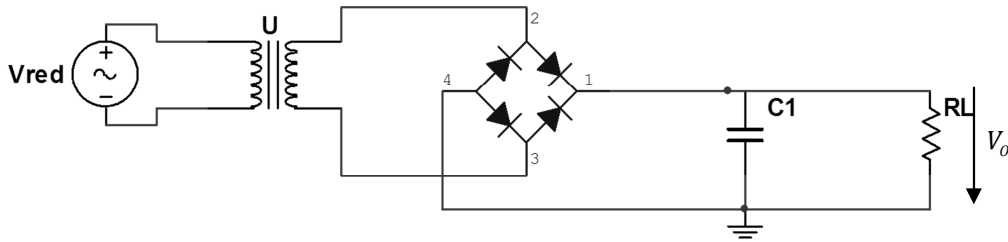


Figura 4.23. Circuito Rectificador de 1/1 Onda con Filtro del Ejercicio 4.1

- $V_r = ?$
- $C = 100 \mu\text{F}$
- $I_{LDC} = 50 \text{ mA}$
- $\%T = ?$
- $V_{m\acute{a}x} = 30 \text{ V}$.

$$V_{LDC} = V_{m\acute{a}x} - \frac{I_{LDC}}{4 \cdot f \cdot C} = 30 - \frac{50 \times 10^{-3}}{4 \cdot 60 \cdot 100 \times 10^{-6}} = 27.916 \text{ V}$$

$$V_{LDC} = V_{m\acute{a}x} - \frac{V_r}{2} \Rightarrow V_r = 2(V_{m\acute{a}x} - V_{LDC})$$

$$V_r = 2(30 - 27.916) \text{ V} = 4.168 \text{ V}$$

$$\acute{o} \quad V_r = \frac{I_{LDC}}{2 \cdot f \cdot C} = 4.16 \text{ V}$$

$$R_L = \frac{V_{LDC}}{I_{LDC}} = \frac{27.916 \text{ V}}{50 \times 10^{-3} \text{ A}} = 558.32 \Omega$$

$$\tau = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot f \cdot C \cdot R_L} = \left(\frac{1}{4\sqrt{3} \cdot 60 \cdot 100 \times 10^{-6} \cdot 558.32} \right) \cdot 100 = 4.308 \%$$

4.6.2. Un rectificador de onda completa con filtro capacitivo entrega 50 V de continua y 0,8 Vrms de rizado a una carga de 200Ω. Hallar la corriente pico que debe soportar los diodos.

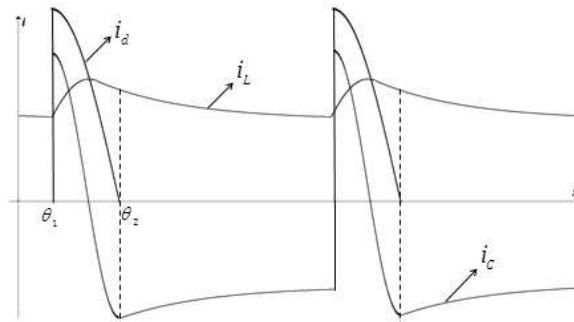


Figura 4.24. Circuito Rectificador de 1/1 Onda con Filtro del Ejercicio 45.2

$$\tau = \frac{V_{rms}}{V_{LDC}} = \frac{0.8}{50} = 0.16 = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot f \cdot C \cdot R_L}$$

$$\Rightarrow C = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot f \cdot \tau \cdot R_L} = 7.517 \times 10^{-4} F$$

$$\theta_1 = \text{sen}^{-1} \left[\frac{4fCR_L - 1}{4fCR_L + 1} \right]$$

$$\theta_1 = \text{sen}^{-1} \left[\frac{4 \cdot 60 \cdot 7.517 \times 10^{-4} \cdot 200 - 1}{4 \cdot 60 \cdot 7.517 \times 10^{-4} \cdot 200 + 1} \right]$$

$$\theta_1 = 71.09^\circ$$

$$V_{LDC} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\left(1 + \frac{1}{4 \cdot f \cdot C \cdot R_L} \right)}$$

$$V_{m\acute{a}x} = 50 \left(1 + \frac{1}{4 \cdot 60 \cdot 7.517 \times 10^{-4} \cdot 200} \right) = 51.385 V$$

$$I_{dm\acute{a}x} = V_{m\acute{a}x} \left[\frac{\text{sen } \theta_1}{R_L} + \omega \cdot C \cdot \cos \theta_1 \right]; i_d = i_L + i_C$$

$$I_{dm\acute{a}x} = 51.385 \cdot \left[\frac{\text{sen } 71.09}{200} + 2 \cdot \pi \cdot 7.517 \times 10^{-4} \cdot \cos 71.09 \right]$$

$$I_{dm\acute{a}x} = 4.96 A$$

$$I_{drms} = \frac{I_{dm\acute{a}x}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\left(\sqrt{2} \cdot (r_{av} + R_L') \right)}$$

Con $R_L' = R_L // X_C$ Cuál es la potencia media que disipa el diseño

$$P_{DC} = \left(\frac{1}{T}\right) \int_0^T v(t) i(t) dt$$

$$P_{DC} = \left(\frac{1}{T}\right) \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} v(t) i(t) dt + \int_{\theta_2}^{2\pi+\theta_1} v(t) i(t) dt \right]$$

$$P_{DC} = \left(\frac{1}{T}\right) \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} (0.7 + r_{av} \cdot i(t)) i(t) dt \right]$$

en el diodo: $V_{AK}(t) = 0.7 + r_{av} \cdot i(t)$

$$P_{DC} = \left(\frac{0.6}{T}\right) \int_{\theta_1}^{\theta_2} i(t) dt + \left(\frac{r_{av}}{T}\right) \int_{\theta_1}^{\theta_2} i^2(t) dt$$

$$P_{DC} = 0.6 \cdot I_{DC} + r_{av} (B) \cdot I_{rms}^2$$

$$P_{DC} = 0.6 \cdot 2.78 + (3.088)^2 \cdot 10 = 97.025 W$$

$$I_{dDC} = \frac{2 \cdot I_{m\acute{a}x}}{\pi} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \left[\frac{V_{m\acute{a}x}}{r_{av} + R_L'} \right] \quad \text{con } R_L' = R_L // X_C$$

$$I_{rms} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\left[\sqrt{2} (r_{av} + R_L') \right]}$$

4.7. EJERCICIOS PROPUESTOS

4.7.1. Diseñar una fuente de voltaje DC, utilizando un transformador con tap central y un filtro capacitivo. Las características de la fuente son 10 V DC y un voltaje de rizado de 50 mV de valor RMS.

4.7.2. Diseñar una fuente de voltaje capaz de suministrar un voltaje de 25 V DC a la salida, con un factor de rizado del 1%, para una carga resistiva de 10 K Ω

4.7.3. Determinar el voltaje y el factor de rizado para un rectificador de onda completa donde el capacitor es de 470 μ F si la carga absorbe 80mA de corriente continua si se tiene un transformador con $n=5$ conectado a la red eléctrica 120 VRMS.

4.7.4. Un rectificador de media onda con filtro capacitivo entrega 50VDC y 0.5 VRMS de rizado a la carga, cuya resistencia es 200 Ω . Encontrar la corriente pico que deben soportar los diodos y la potencia media de estos.

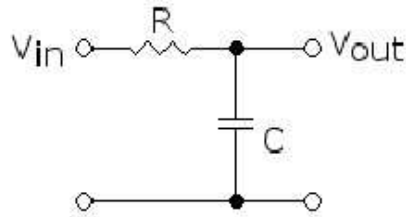
RESUMEN

Filtros

Los filtros electrónicos son circuitos capaces de discriminar frecuencias. Esto quiere decir que actúan de modo distinto para señales oscilantes a diferentes frecuencias.

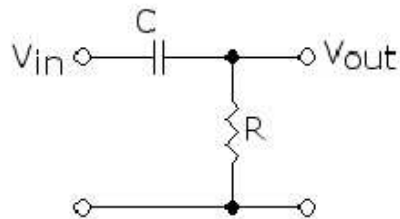
Filtro RC pasa bajas

Es aquel que permite el paso de frecuencias bajas, desde frecuencia 0 hasta un valor denominado frecuencia de corte. Presentan ceros a alta frecuencia y polos abajas frecuencia.



Filtros RC pasa altas

Es el que permite el paso de frecuencias desde una frecuencia de corte determinada hacia arriba, sin que exista un límite superior especificado.





5. REGULADORES DE VOLTAJE

Cuando tenemos una fuente de voltaje con las etapas de rectificación y filtrado, la señal de salida presenta un factor de rizado grande, además esta señal varía con las fluctuaciones de la señal de entrada; por tanto se hace necesario la utilización de una etapa posterior llamada " Regulación de voltaje " .

Las características de un regulador de voltaje son:

- Disminuye notablemente el factor de rizado.
- Mantiene constante las fluctuaciones de la señal continua.
- La salida es independiente de la señal de entrada.

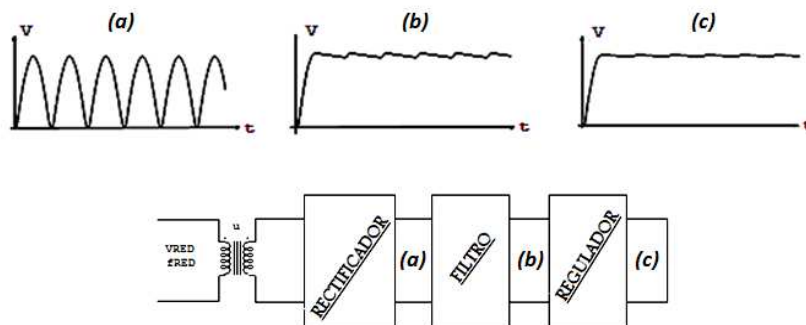


Figura 5.1 Reguladores de Voltaje

5.1. DIODO ZENER

Bajo parámetros apropiados de funcionamiento, mantiene casi constante el voltaje del zener. En un diodo zener, los materiales p y n están altamente dopados, obteniendo así valores pequeños del voltaje, ya que este está diseñado para trabajar en la zona de RUPTURA INVERSA.

Diodo Señal	$V_R > 200 \text{ (V)}$
Diodo Zener	$1,8 \text{ (V)} < V_Z < 200 \text{ (V)}$

Tabla 5.1

En el mercado se encuentran diodos zener de hasta 200 w.

- NOTACION:

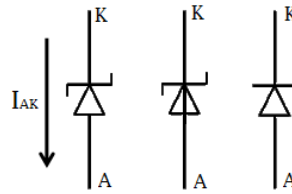


Figura 5.2 Representación de Diodo Zener

Para comprarlo se lo pide con el valor del voltaje zener.

- CARACTERISTICA COMPARATIVA

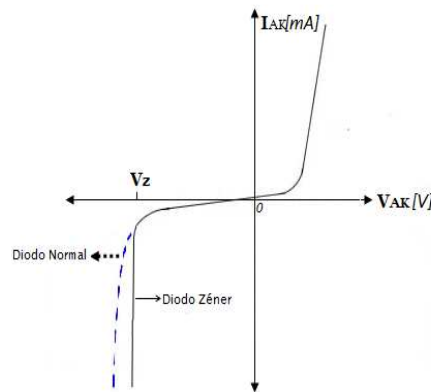


Figura 5.3 Curva Característica Comparativa entre el Diodo Zener y Diodo Normal

5.2. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL DIODO ZENER (En polarización inversa)

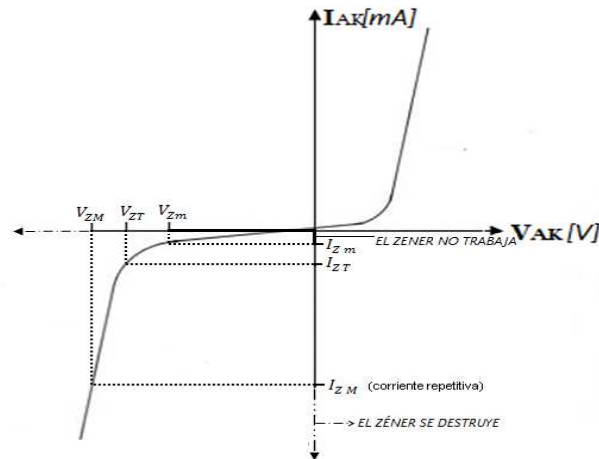


Figura 5.4 Grafica de un diodo Zener

Para que el zener regule la I_z tiene que ser mayor que la I_{zm} . Y para que el zener no se destruya (queme) la I_z no debe superar al valor de la I_{zm} .

- Operación.
- a) Si $|V_{in}| < |V_R|$
El diodo actúa como un circuito abierto.
- b) Si $|V_{in}| < |V_R|$

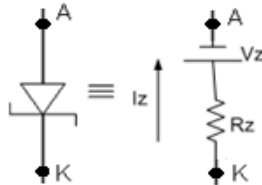


Figura 5.5 Circuito Equivalente del Diodo Zener

$$P_{ZM} = V_{ZC} \cdot I_{ZM} + I_{ZM}^2 \cdot R_Z \tag{5.1}$$

$$I_Z = \sqrt{\left(\frac{V_{ZC}}{2R_Z}\right)^2 + \frac{P_Z}{R_Z} - \frac{V_{ZC}}{2R_Z}} \tag{5.2}$$

$$I_{ZM} \approx \frac{P_Z}{V_{ZC}} \quad \text{cuando } R_Z \rightarrow 0 \tag{5.3}$$

5.3. DIODO ZENER COMO REGULADOR DE VOLTAJE

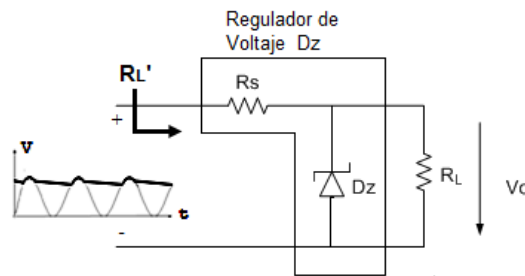


Figura 5.6 Circuito del Diodo Zener como Regulador de Voltaje

1. $V_o = cte$
 - R_L fija
 - V_{IN} [$V_{IN \text{ min}} - V_{IN \text{ máx}}$]
2. $V_o = cte$
 - R_L [$R_{L \text{ min}} \rightarrow \infty$]
 - V_{IN} fijo
3. $V_o = cte$
 - R_L [$R_{L \text{ min}} \rightarrow \infty$]
 - V_{IN} [$V_{IN \text{ min}} - V_{IN \text{ máx}}$]

La aplicación principal del diodo zener es como regulador de voltaje, el voltaje en la carga

permanecerá constante dentro de un intervalo de tiempo de variación de la corriente de carga.

Podemos variar el valor de R_L sin que varíe V_0 .

R_s cumple la función de proteger al zener, ya que limita la corriente que circula por el zener y por R_L . Si consideramos variaciones de voltaje de entrada debido a variaciones en la línea a la entrada del transformador, entonces:

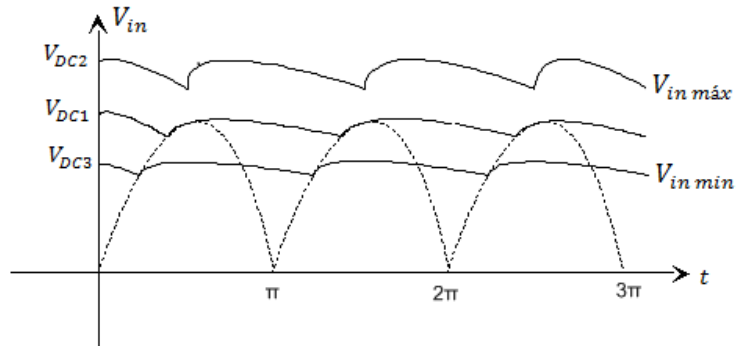


Figura 5.7 Curvas de las Variaciones en la línea a la entrada del Transformador

Entonces debemos cuidar dos cosas:

- a) Que I_Z no sea mayor que la $I_{Zmáx}$, (para que no se quemé el zener).
- b) Y que la I_Z sea mayor que la $I_{Zmín}$ y el voltaje en los terminales del diodo debe ser mayor que el V_Z , (para que el zener regule).

$$R_s = \frac{V_{IN} - V_Z}{I}$$

$$I = I_Z + I_L$$

$$R_s = \frac{V_{IN} - V_Z}{I_Z + I_L} \tag{5.4}$$

Para esto nos plantearemos las más críticas condiciones:

- 1. $V_{in} = V_{inmáx}$ es decir V_{DC2}
- 2. $V_{in} = V_{inmín}$ es decir V_{DC1}

R_s debe ser calculada de tal manera que no circule por el zener la $I_{Zmáx}$ y I_Z sea mayor que la $I_{Zmín}$

$$\frac{V_{inmáx} - V_{ZM}}{I_{Zmáx} + I_{Lmín}} < R_s < \frac{V_{inmín} - V_{ZC}}{I_{Zmín} + I_{Lmáx}} \tag{5.5}$$

Cuando consideramos que toda la corriente se va por el zener (sin carga), entonces $I_{Lmin} \rightarrow 0$.

$$I_{L\ máx} = \frac{V_{in\ mín} - V_Z}{R_S} - I_{Z\ mín} \tag{5.6}$$

$$R_{L\ mín} = \frac{V_Z}{I_{L\ máx}} \tag{5.7}$$

Supongamos una resistencia R_{S1} a la cual la vamos a dimensionar:

- $R_{S1} = R_S$: Por el zener circula la $I_{Zmáx}$.
- $R_{S1} > R_S$: La $I_Z < I_{Zmáx}$.
- $R_{S1} < R_S$: La $I_Z > I_{Zmáx}$, entonces el zener se quema.

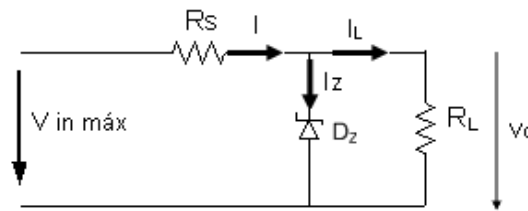


Figura 5.8 Representación de las Corrientes en un Circuito con Diodo Zener

ANÁLISIS DE RIZADO A.C.

- CIRCUITO EQUIVALENTE D.C.

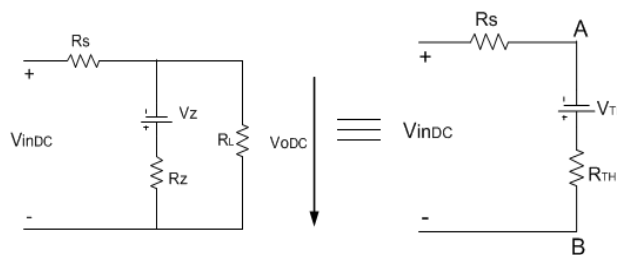


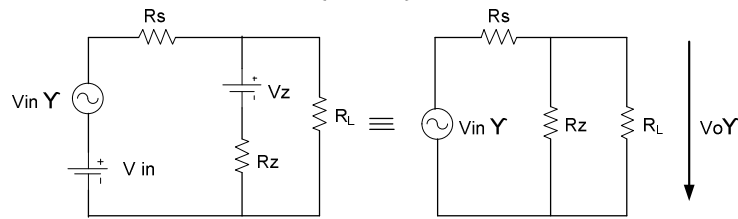
Figura 5.9 Representación del Circuito Equivalente D.C con Diodo Zener

$$R_{TH} = R_L // R_Z$$

$$V_{TH} = V_Z \times \frac{R_L}{R_L + R_Z}$$

$$V_{AB} = V_{OCD}$$

- CIRCUITO EQUIVALENTE A.C. (Rizado)



5.10 Representación del Circuito Equivalente A.C con Diodo Zener

Vin Y: Voltaje de rizado de entrada

Vo Y: Voltaje de rizado a la salida

$$V_{OY} = \frac{V_{inY} \cdot (R_Z // R_L)}{R_S + (R_Z // R_L)}$$

$$\text{Si } R_Z \ll R_L \rightarrow R_L // R_Z \approx R_Z$$

$$V_{OY} = \frac{V_{inY} \times R_Z}{R_S + R_Z}$$

$$\text{Si } R_Z \gg R_L \rightarrow R_S + R_Z \approx R_S$$

$$V_{OY} = \frac{V_{inY} \cdot R_Z}{R_S} \tag{5.9}$$

La relación de R_Z/R_S es mucho menor que 1, por tanto se tiene que el voltaje de rizado a la salida es muy pequeño con relación al voltaje de rizado en la entrada.

EJEMPLO:

5.3.1. La tensión a la entrada al regulador presenta un voltaje de entrada máximo de 30 voltios, y un voltaje de entrada mínimo de 20 voltios. El circuito regulador se implementa en base a un diodo zener con un $V_Z = 15$ voltios, $I_{Zmáx} = 100$ mA, $I_{Zmin} = 1$ mA. Diseñe el regulador si $R_Z = 5\Omega$. (Ver figura)

Datos:

- $V_{in máx} = 30$ V
- $V_{in mín} = 20$ V
- $V_Z = 15$ V
- $I_{Zmáx} = 100$ mA
- $I_{Zmin} = 1$ mA
- $R_Z = 5\Omega$

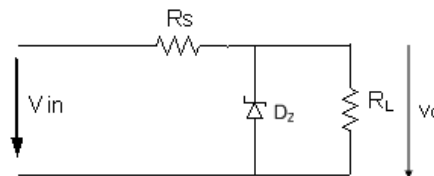


Figura 5.11 Circuito del Ejercicio 5.3.1

$$R_S \geq \frac{V_{inmáx} - V_Z}{I_{Zmáx} + I_{Lmin}}$$

$I_{Lmin} \rightarrow 0$ suponiendo que no nos dan el dato

$$R_S = \frac{(30 - 15.5)V}{100 \text{ mA}}$$

$$R_S = 145.05 \Omega$$

Asumo $R_S = 150 \Omega$

$$I_{L \text{ máx}} = \frac{V_{in \text{ min}} - V_Z}{R_S} - I_{Z \text{ min}}$$

$$I_{L \text{ máx}} = \frac{20 - 15}{150} - 1 [\text{mA}] = 32.3 [\text{mA}]$$

$$R_{L \text{ min}} = \frac{V_Z}{I_{L \text{ máx}}}$$

$$R_{L \text{ min}} = 463,92 [\Omega]$$

Entonces, la corriente que circula por el zener será $I_{Z \text{ máx}}$, luego se debe escoger una resistencia $R > R_S$.

a) Sea $R_S = 180 [\Omega]$

Calcularemos el rango de los valores de la carga:

$$R_{L \text{ min}} = \frac{V_Z}{\frac{V_{in \text{ min}} - V_Z}{R_S} - I_{Z \text{ min}}}$$

$$R_{L \text{ min}} = \frac{15 \text{ V}}{\frac{20 \text{ V} - 15 \text{ V}}{180 \Omega} - 1 \text{ mA}}$$

$$R_{L \text{ min}} = 560 \Omega$$

b) Sea $R_S = 560 [\Omega]$

$$I_{L \text{ máx}} = 7.93 \text{ mA}$$

$$R_{L \text{ min}} = 1.89 \text{ k}\Omega$$

c) Sea $R_S = 1000 [\Omega]$

$$I_{L \text{ máx}} = 4 \text{ mA}$$

$$R_{L \text{ min}} = 3.75 \text{ k}\Omega$$

Se puede verificar que mientras se sigue aumentando el R_S se va reduciendo el rango de los valores de la carga.

5.4. OTRAS APLICACIONES DEL DIODO ZENER

Además del circuito regulador de voltaje el diodo zener se lo puede utilizar como recortador de picos o en un circuito para referencia de voltaje, a continuación se indican varios de estos circuitos.

1)

a) $0 < x < \pi$

D_i en PD \rightarrow c. c

Si $V_{in} > V_Z$, el zener regula $\rightarrow V_o = V_Z$

Si $V_{in} < V_Z$, el zener se abre $\rightarrow V_o = V_{in}$

b) $\pi < x < 2\pi$

D_i en PI \rightarrow c. a $\rightarrow V_o = V_{in}$

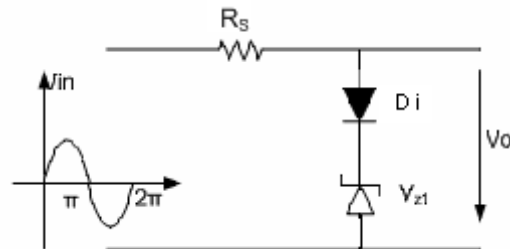


Figura 5.12 Circuito Recortador

2)

a) $0 < x < \pi$

Si $V_{in} < V_{Z1}$ \rightarrow D_1 en PD c. c

D_{Z1} no regula c. a

D_2 en PI c. a

$V_o = V_{in}$

Si $V_{in} > V_{Z1}$ \rightarrow D_1 en PD c. c

D_{Z1} regula

D_2 en PI c. a

$V_o = V_{Z1}$

b) $\pi < x < 2\pi$

D_1 en PI \rightarrow c. a

D_2 en PD \rightarrow c. c

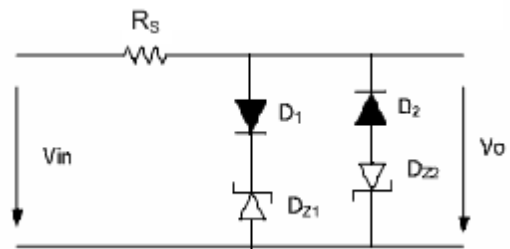


Figura 5.13 Circuito Recortador

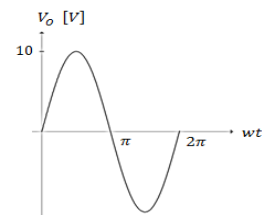


Figura 5.14 Señal Entrada

Si $|V_{in}| < |V_{Z2}| \rightarrow D_{Z2}$ no regula
 $V_o = V_{in}$

Si $|V_{in}| > |V_{Z2}| \rightarrow D_{Z2}$ regula

$$V_o = V_{Z2}$$

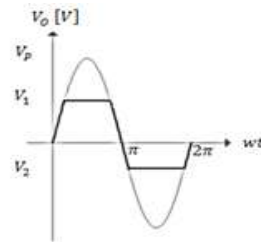


Figura 5.15 Señal de Salida

3)

a) $0 < x < \pi$

D_{Z1} en PD \rightarrow c. c

Si $|V_{in}| < |V_{Z2}| \rightarrow D_{Z2}$ en PI \rightarrow no regula

$$V_o = V_{in}$$

Si $|V_{in}| > |V_{Z2}| \rightarrow D_{Z2}$ regula

$$V_o = V_{Z2}$$

b) $\pi < x < 2\pi$

D_{Z2} en PD \rightarrow c. c

Si $|V_{in}| < |V_{Z1}| \rightarrow D_{Z1}$ en PI \rightarrow no regula

$$V_o = V_{in}$$

Si $|V_{in}| > |V_{Z1}| \rightarrow D_{Z1}$ regula

$$V_o = -V_{Z1}$$

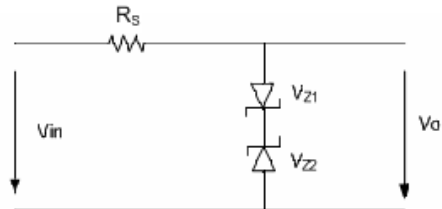


Figura 5.16 Circuito Recortador

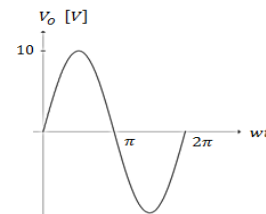


Figura 5.17 Señal de Entrada

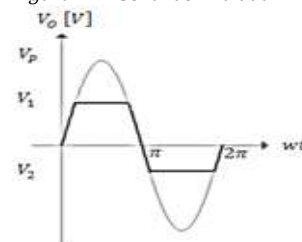


Figura 5.18 Señal de Salida

5.5. REGULADORES INTEGRADOS

Existen dos tipos de reguladores integrados:

- Integradores Fijos
- Integradores Variables

Sus principales características son:

- Corriente de salida limitada
- Protección de sobrecarga térmica interna
- Eficiente transferencia de potencia a la carga
- Protección interna contra corriente de corto-circuito

- Fácil uso

INTEGRADORES FIJOS

Pueden ser positivos o negativos

Integradores Positivos: LM78XX

Integradores Negativos: LM79XX

Sus últimos dígitos XX pueden ser: 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18, 22, 44

INTEGRADORES VARIABLES

Los regulares ajustables de tres terminales permiten ajustar la tensión de salida a partir de resistencias externas conectadas al terminal denominado ADJ. Entre los más usados tenemos:

Integradores Positivos: LM317

Integradores Negativos: LM337

5.6. PROBLEMAS RESUELTOS

5.6.1. Para el circuito regulador de la figura estimar la tensión de salida V_{LDC} y el rizado respectivo si a la entrada del regulador se obtiene $2 V_p$ de rizado sobre 36 voltios de continua. Determinar también la potencia nominal disipada por el zener y estimar la máxima corriente que puede entregar el regulador dentro de los límites de regulación. En que condiciones de carga disipa el diodo la máxima potencia, si V_z es igual a 8 voltios, la resistencia dinámica es de 10Ω .

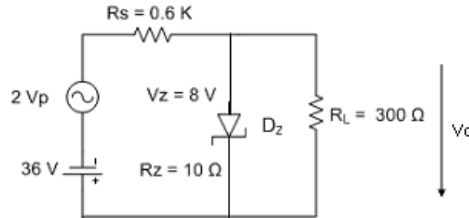


Figura 5.19 Circuito del Ejercicio 5.6.1.

$$V_{inm\acute{a}x} = 36 + 2 = 38[V]$$

$$V_{inm\acute{i}n} = 36 - 2 = 34[V]$$

Veamos si el diodo zener regula o no.

$$V_{RL\ min} = 34 \frac{R_L}{R_S + R_L}$$

$$V_{RL\ min} = 11.3[V] > 8[V]$$

Entonces el zener si regula.

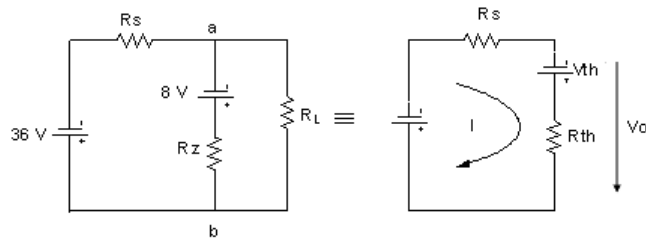


Figura 5.20 Circuito Equivalente de Thevenin

Aplicando el teorema de Thevenin tenemos:

$$Z_{TH} = R_Z // R_L$$

$$Z_{TH} = 9.68 [\Omega]$$

$$V_{TH} = \frac{(V_Z \cdot R_Z)}{R_L + R_Z}$$

$$V_{TH} = 7.74[V]$$

$$I \cdot (Z_{TH} + R_S) + V_{TH} - 36[V] = 0$$

$$I = \frac{(36 - 7.76)[V]}{(600 + 9.68)[K\Omega]}$$

$$I = 4.635 \cdot 10^{-2}[A]$$

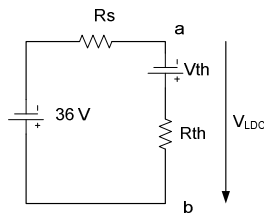


Figura 5.21 Circuito Equivalente de Thevenin

$$V_{LDC} = V_{ab} = 7.74 + I \cdot Z_{TH}$$

$$V_{LDC} = 8.19[V]$$

El circuito equivalente AC:

$$V_O = \frac{V_{in} \cdot (R_Z // R_L)}{R_S + (R_Z // R_L)}$$

$$V_O = \frac{2(10)(0.3K)}{(0.6K + \frac{(10)(0.3K)}{10+0.3K})(10 + 0.3K)}$$

$$V_O = 31.7 [mV]$$

Considerando:

$$R_Z \ll R_L$$

$$R_Z \ll R_S$$

$$V_O = 33.3 [mV] (\text{valor pico})$$

$$V_{ORMS} = \frac{33.3 [mV]}{\sqrt{2}}$$

$$V_{ORMS} = 2.354 \times 10^{-2} V_{rms}$$

$$F_{r\%} = \frac{V_{ORMS}}{V_{ODC}}$$

$$F_{r\%} = \frac{9.15 \times 10^{-3}}{8.19}$$

$$F_{r\%} = 1.1 \times 10^{-3}$$

Si consideramos que la componente alterna que cae por el diodo zener es despreciable (si no calculamos I_{rms}) por lo que suponemos que la disipación de potencia en el zener se debe solo a la I_{DC} (fuente continua).

$$P_{DC} = I_{DC}^2 \cdot R_Z + I_{DC} \cdot V_Z$$

$$I_{DC} = \frac{V_{RZ}}{R_Z}$$

$$I_{DC} = 0.019 [A]$$

$$P_{DC} = (19 [mA])^2 \cdot (10) + (19 [mA]) \cdot (8)$$

$$P_{DC} = 0.156 [W]$$

$$P_{DC} = 156 [mW] \rightarrow P_{D \text{ máx}} = \frac{1}{4} [W]$$

Si no despreciamos el rizado (I_{RMS})

$$P_D = I_{RMS}^2 \cdot R_Z + I_{DC}^2 \cdot R_Z + I_{DC} \cdot V_Z$$

Cual sería la potencia máxima sobre el diodo si $R_L \rightarrow \infty$ por el zener circula la máxima corriente y tendríamos la máxima potencia en el zener.

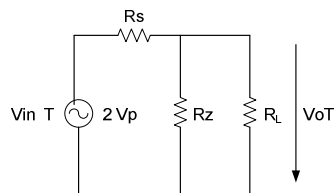


Figura 5.22 Circuito cuando $R_L \rightarrow \infty$

$$38 + I(R_S + R_Z) - V_Z = 0$$

$$I_Z \text{ máx} = \frac{V_{in \text{ máx}} - V_Z}{R_S + R_Z}$$

$$I_Z \text{ máx} = 49.68 \text{ [mA]}$$

$$P_{DC \text{ máx}} = I_Z \text{ máx}^2 \cdot R_Z + I_Z \text{ máx} \cdot V_Z$$

5.6.2. En el circuito de la figura encontrar los límites de variación de R_L para que el zener siempre regule, $V_{ZC} = 15 \text{ [V]}$, $I_{ZC} = 2 \text{ [mA]}$, $V_{Z \text{ máx}} = 15.6 \text{ [V]}$, $I_{Z \text{ máx}} = 60 \text{ [mA]}$. Luego calcule la potencia promedio máxima que se disipará en la resistencia de 68Ω . Considere $V_{in} = 20 + 2 \sin x \text{ [V]}$.

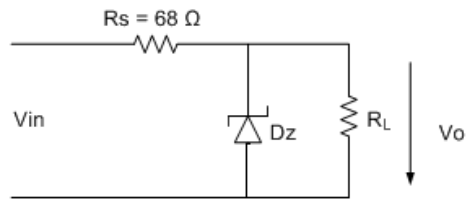


Figura 5.23

$$R_Z = \frac{V_Z \text{ máx} - V_Z \text{ mín}}{I_Z \text{ máx} + I_Z \text{ mín}}$$

$$R_Z = \frac{(15.6 - 15)[V]}{(60 - 2)mA}$$

$$R_Z = 10.34 \text{ [\Omega]}$$

$$V_{in \text{ máx}} = 20 + 2 \sin 90^\circ [V] = 22[V]$$

$$V_{in \text{ mín}} = 20 + 2 \sin 270^\circ [V] = 18[V]$$

a)

$$R_S = \frac{V_{in \text{ máx}} - V_Z'}{I_Z \text{ máx} + I_L \text{ mín}}$$

$$V_Z' = V_Z + I_Z \text{ máx} \cdot R_Z$$

$$V_Z' = 15 + 60[mA] \cdot 10.34[\Omega] = 15.62[V]$$

$$I_L \text{ mín} = \frac{(22 - 15.62)}{68[\Omega]} - 60[mA]$$

$$I_L \text{ mín} = 33.82[mA]$$

$$\rightarrow R_L \text{ máx} = \frac{V_Z'}{I_L \text{ mín}}$$

$$R_{L\text{ máx}} = \frac{15.62[V]}{33.82[mA]}$$

$$R_{L\text{ máx}} = 461.81[\Omega]$$

b)

$$I_{L\text{ máx}} = \frac{(V_{in\text{ mín}} - V_Z)}{R_S} - I_{Z\text{ mín}}$$

$$I_{L\text{ máx}} = \frac{(18 - 15)[V]}{68[\Omega]} - 2[mA]$$

$$I_{L\text{ máx}} = 42.11[mA]$$

$$\rightarrow R_{L\text{ mín}} = \frac{V_Z'}{I_{L\text{ máx}}}$$

$$R_{L\text{ mín}} = \frac{15[V]}{42.11[mA]}$$

$$R_{L\text{ mín}} = 356.2[\Omega]$$

- Cálculo de la Potencia máxima en R_S .

$$I_{R_S} = \frac{(V_{in} - V_Z)}{R_S}$$

$$I_{R_S} = \frac{(20 + 2 \sin x - 15)[V]}{68[\Omega]}$$

$$I_{R_S} = \frac{(5 + 2 \sin x)[V]}{68[\Omega]}$$

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_{R_S})^2 \cdot R_S \cdot dx$$

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{25 + 20 \sin x + 4(\sin x)^2}{68^2} \cdot 68 \cdot dx$$

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (25 + 20 \sin x + 2 - 2 \cos 2x) dx$$

$$P = \frac{1}{136\pi} [27(2\pi)]$$

$$P = 0.397[W]$$

5.7. PROBLEMAS PROPUESTOS

5.7.1. En el circuito de la figura encontrar el voltaje de salida (AC + DC), los diodos son ideales con excepción del diodo zener cuya característica en el tercer cuadrante es la figura 5.32 ; considerar al transformador ideal.

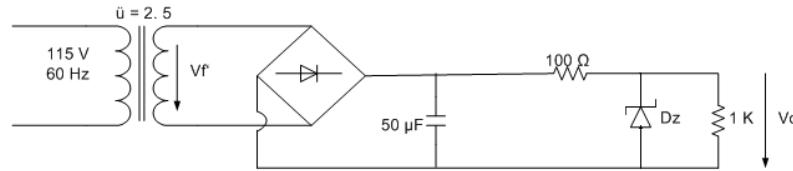


Figura 5.24

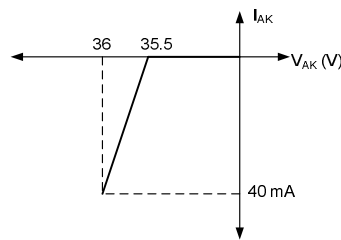


Figura 5.25

5.7.2. Se tiene una fuente regulada a la salida de un filtro C con rectificador de onda completa con toma central, las fluctuaciones a la entrada de la línea son del orden de $110 V_{rms} \pm 15\%$, la relación de transformación del transformador es 5:1, el rizado de la señal no regulada es del 10%. El zener utilizado en la fuente, tiene:

$I_{Zmin} = 4 [mA]$, $I_{Zmax} = 180 [mA]$, $V_Z = 8 [V]$, $R_Z = 5 [\Omega]$ y la corriente para la carga es de $I_{Lmax} = 100 [mA]$.

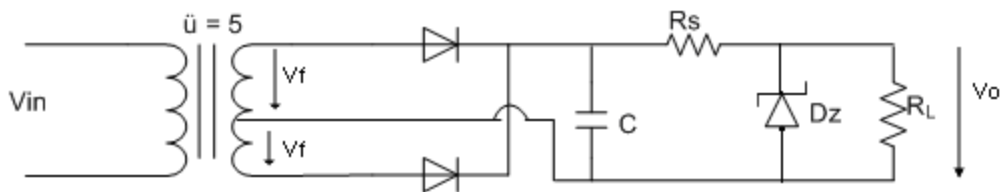


Figura 5.26

RESUMEN

Los circuitos electrónicos requieren de fuentes de tensión continua. Las fuentes construidas con un transformador, rectificador y un filtro nos proporcionan una señal de salida con un factor de rizado significativo por lo que se hace necesaria la utilización de un etapa adicional de Regulación que proporciona una tensión de salida más estable en la cual se disminuye considerablemente el rizado.

La regulación de voltajes en fuentes de corriente continua es una de las mayores aplicaciones del Diodo Zener, el cual mantiene constante el voltaje a través de sus terminales bajo condiciones adecuadas de funcionamiento, ya que éste posee la característica de trabajar en la zona de ruptura inversa.

Otro tipo de reguladores de voltaje son los Reguladores Integrados fijos o variables los cuales proporcionan una corriente de salida máxima y poseen la característica importante de reducir el rizado con mayor precisión en la señal de salida y obtener un voltaje constante y estable.

El propósito de todo regulador de voltaje es convertir una señal de entrada alterna en una señal de salida continua y estable, y mantenerla dentro de las condiciones de carga amplias independiente de las fluctuaciones de entrada y de la corriente requerida por la carga.



6. TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNTURA

6.1. GENERALIDADES:

El tubo de vacío comenzó siendo el dispositivo electrónico de gran interés y desarrollo hasta mediados de la década de los cuarenta, sin embargo la electrónica tenía que esperar la llegada de un nuevo dispositivo de mayores ventajas como es el transistor.

Las ventajas comparativas de este, con relación a los tubos de vacío son:

- Es de construcción sólida
- Son más pequeños y livianos
- No requieren calentamiento previo para su funcionamiento, razón por la cual no experimentan pérdidas debido a este calentamiento.
- Su funcionamiento es instantáneo
- Opera con voltajes muy pequeños
- Consume menos potencia
- Su tiempo de vida útil es grande

6.1.1. ESTRUCTURA Y SIMBOLOGÍA

El transistor es un dispositivo que consta de tres capas de material semiconductor (tipo n o p) de la siguiente manera:

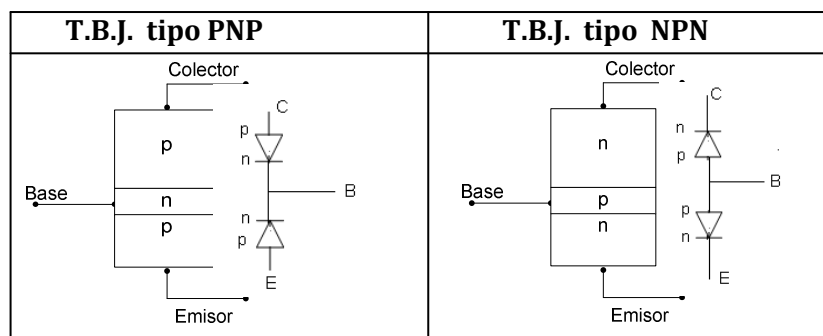


Figura 6.1 Estructura y simbología

Análogamente el transistor bipolar de juntura puede ser considerado como la unión de dos diodos.

La simbología del TBJ es la siguiente:

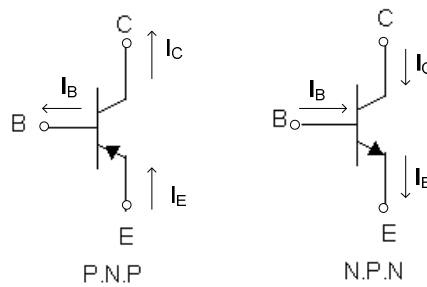


Figura 6.2 Símbolo de los tipos de Transistores

La flecha nos indica por donde fluye la totalidad de la corriente, y dependiendo de ella se sabe si el diodo es de tipo NPN o PNP.

6.1.2. CARACTERISTICAS DE LAS CAPAS SEMICONDUCTORAS

- **Base.-** Es la capa más delgada comparada con la capa del emisor y colector. El ancho de la base es aproximadamente 150 veces más pequeño que el ancho total del transistor; esta capa es pobremente dopada, la conductividad es baja, por lo tanto existe menor cantidad de portadores de carga libre.
- **Emisor.-** Es la capa de dimensión física mayor que la base, y la que se encuentra mayormente dopada.
- **Colector.-** Esta capa tiene dimensiones más grandes que las dos capas anteriores, y esta ligeramente menos dopada que el emisor. Su función es la de recolectar los portadores mayoritarios que salen del emisor. Por ser el de mayor área es donde se disipa la mayor parte de la potencia. Para transistores con encapsulado metálico el colector está conectado a éste, como se muestra en la figura 6.3.

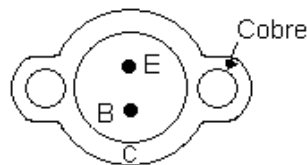


Figura 6.3 Transistor encapsulado

6.1.3. POLARIZACION DEL TRANSISTOR

Para que el transistor actúe como un *AMPLIFICADOR* es necesario una polarización adecuada en cada uno de los terminales, de esta manera se puede garantizar que el TBJ va a estar en condiciones estables de amplificación así:

La juntura Base-Emisor debe estar en polarización directa y la juntura Base-Colector en polarización inversa, como se puede apreciar en la figura 6.4

a) T.B.J (N.P.N)

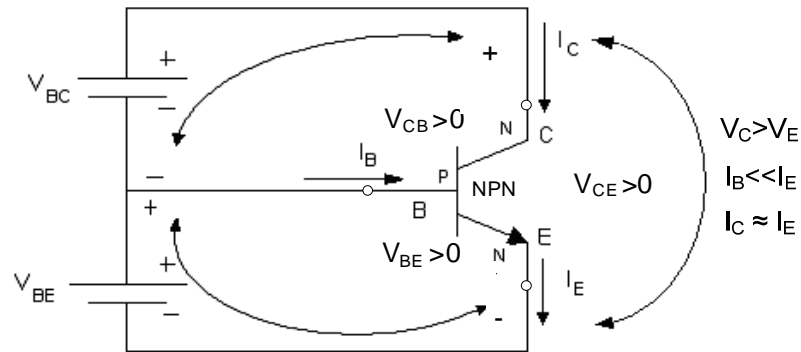


Figura 6.4 Polarización de un Transistor NPN

b) T.B.J. (P.N.P)

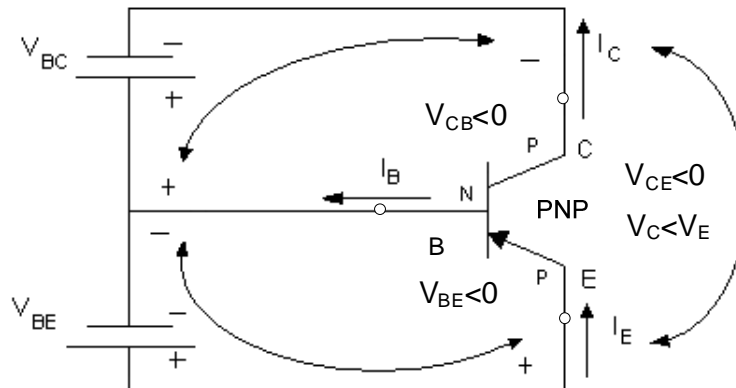


Figura 6.5 Polarización de un transistor PNP

6.1.4. FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR BIPOLAR (N.P.N)

Recordemos que:

El colector y emisor tipo n	Portadores Mayoritarios : e- Portadores Minoritarios: h+
La base tipo p	Portadores Mayoritarios : h+ Portadores Minoritarios : e-

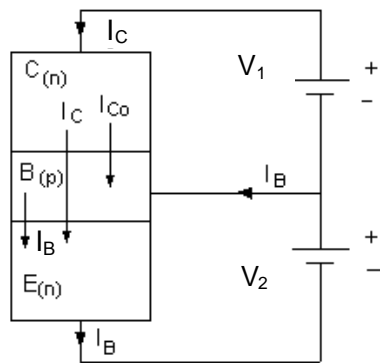


Figura 6.6 Estructura interna de un Transistor

• **Juntura Colector-Base:**

Se encuentra en polarización inversa por lo tanto los portadores minoritarios del colector cruzan la juntura np hacia la base a recombinarse, pero como el número de los portadores minoritarios del colector es mayor que los portadores minoritarios de la base (Debido a que el colector es más grande que la base), entonces en la base sobran huecos generando una corriente de portadores minoritarios llamada *Corriente de Fuga* (I_{C0}), que depende de la temperatura.

• **Juntura Base-Emisor :**

Se encuentra en polarización directa por lo tanto los portadores mayoritarios de la base se desplazan hacia el emisor.

h+: Base => Emisor
 e-: Emisor => Base

Como los electrones se desplazan del emisor hacia la base estos se recombinan con la mayoría de los huecos que vienen del colector.

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_C = I_{C(\text{mayoritarios})} + I_{Co(\text{minoritarios})} \tag{6.1}$$

6.1.5. CONFIGURACIONES DEL T.B.J.

a) Emisor Común:

- Terminal de entrada : Base
- Terminal de salida: Colector
- Terminal común: Emisor

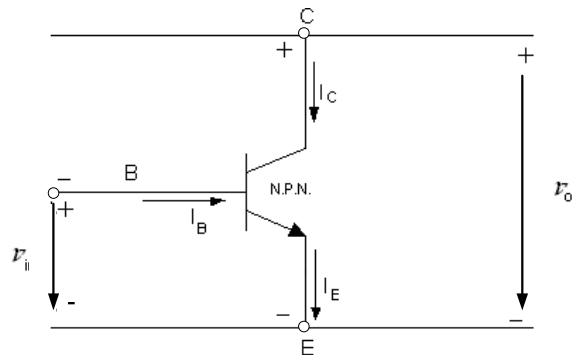


Figura 6.7 Configuración Emisor Común

b) Colector Común : (Seguidor de Emisor)

- Terminal de entrada : Base
- Terminal de salida : Emisor
- Terminal Común : Colector

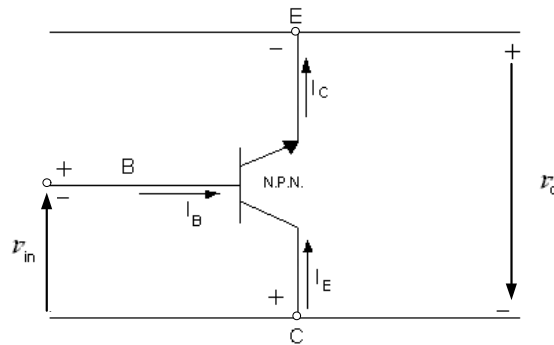


Figura 6.8 Configuración Colector Común

c) Base Común :

- Terminal de entrada : Emisor
- Terminal de salida : Colector
- Terminal Común : Base

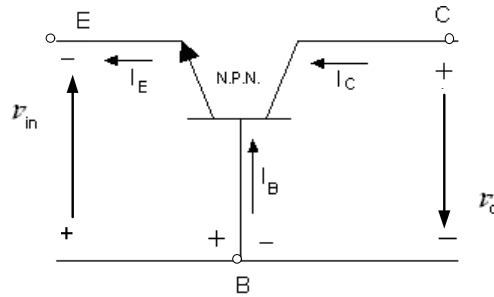


Figura 6.9 Configuración Base Común

De acuerdo a la configuración, el transistor podrá amplificar: Voltaje, Corriente o Potencia.

6.1.6. CARACTERISTICA ESTATICA DEL T.B.J.

Analizaremos la característica de entrada:

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

y la característica de salida:

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

de un Transistor de Silicio N.P.N.

a) Emisor Común :

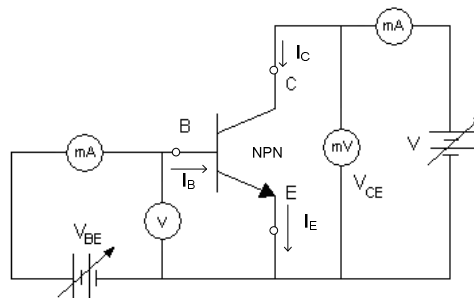


Figura 6.10 Característica estática del TBJ en Emisor Común

1. Característica de Entrada:

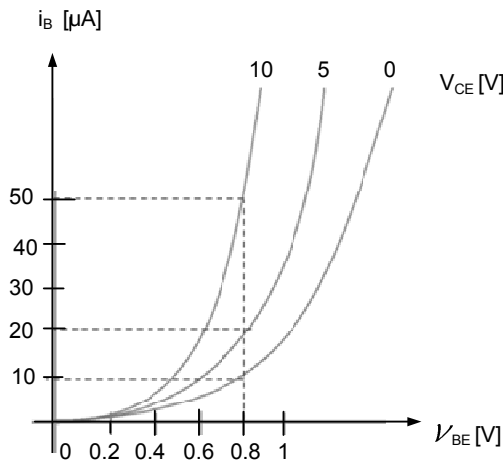


Figura 6.11 Característica de entrada del Transistor en Emisor Común

2. Característica de Salida:

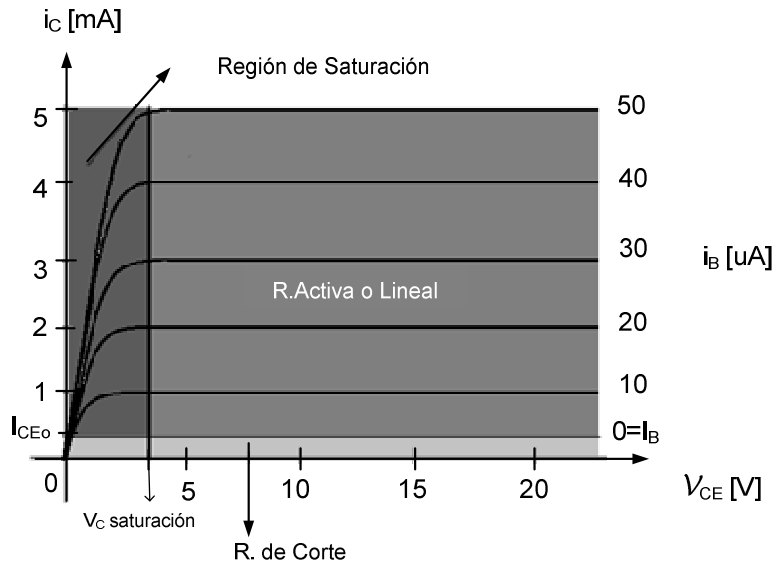


Figura 6.12 Característica de salida del Transistor en Emisor Común

b) Colector Común:

1) Característica de Entrada

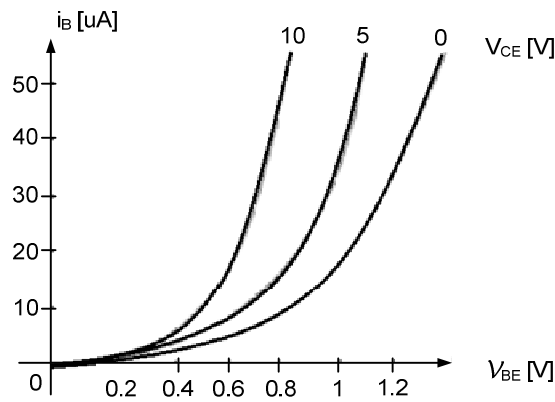


Figura 6.13 Característica de entrada del Transistor en Colector Común

2) Característica de Salida:

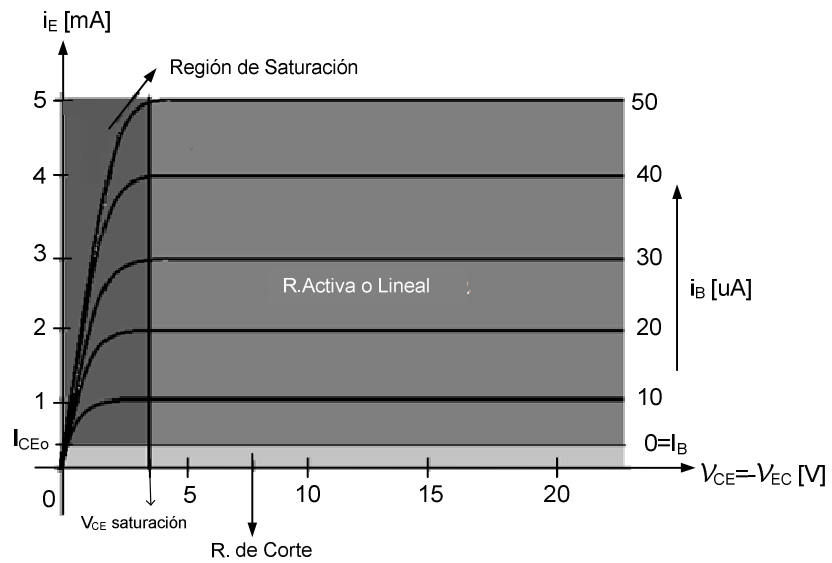


Figura 6.14 Característica de salida del Transistor en Colector Común

c) Base Común:

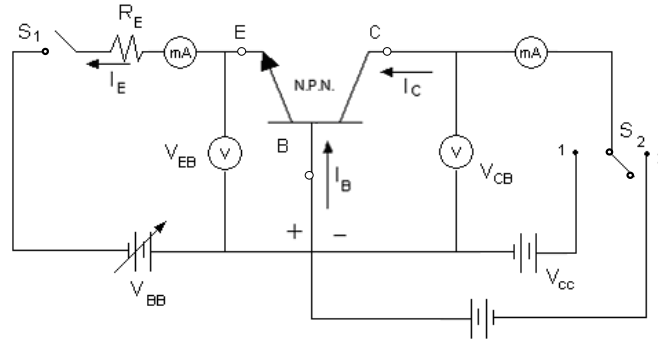


Figura 6.15 Característica estática del Transistor en Base Común

1) Característica de Entrada:

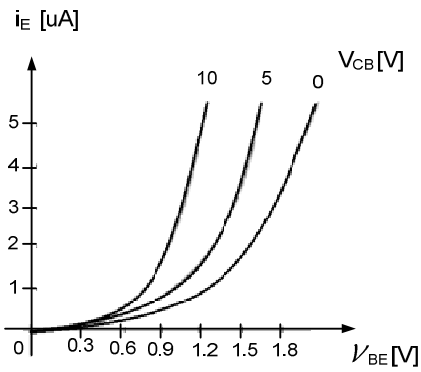


Figura 6.16 Característica de entrada del Transistor en Base Común

2) Característica de Salida:

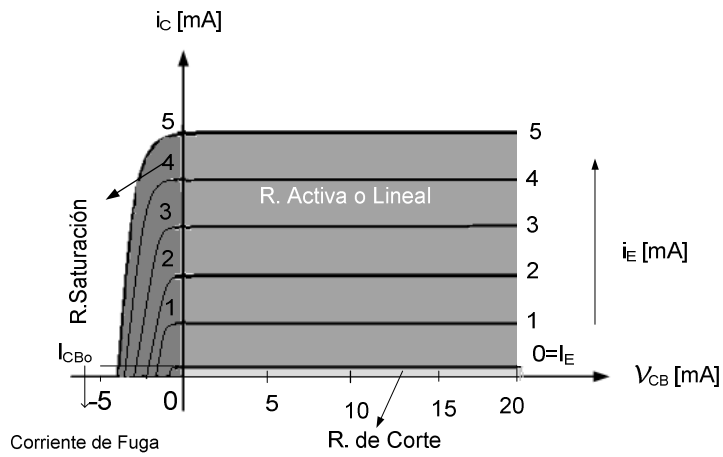


Figura 6.17 Característica de salida del Transistor en Base Común

Región de Saturación:

En esta región las dos junturas están polarizadas directamente:

- Juntura BE (J_{BE}) en Polarización Directa (P.D)
- Juntura BC (J_{BC}) en (P.D)

Cuando se emplea al transistor como un interruptor, esta región viene a ser el interruptor en corto circuito.

Región de Corte:

Aquí las dos junturas se encuentran en polarización inversa.

- Juntura BE en Polarización Inversa (P.I.)
- Juntura CB en (P.I.)

Esta región corresponde al interruptor en circuito abierto.

Región Activa :

Esta caracterizada por la linealidad del transistor. Este comportamiento lineal del transistor permite reemplazar al transistor por un circuito equivalente por medio de una fuente de corriente.

- Juntura BE en (P.D.)
- Juntura CB en (P.I.)

Aproximadamente el Voltaje Colector - Emisor de saturación es: 0,2 - 0,3 [V]

Cuando el Transistor está saturado J_{BC} está en P.D.

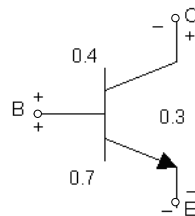


Figura 6.18 Voltajes típicos en las junturas del Transistor

6.1.7. CARACTERISTICAS DE AMPLIFICACIÓN DE CORRIENTE.

- Base Común :

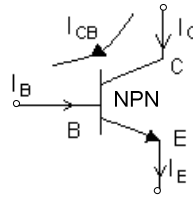


Figura 6.19 Corriente de fuga Colector - Base en Configuración Base Común

Se define a α como el factor de amplificación de corriente en Base Común. O podríamos decir que es la cantidad de portadores mayoritarios que salen del colector y entran al emisor. Por efectos de nomenclatura al mencionar V_p o I_p en el desarrollo se hace referencia al voltaje pico del respectivo valor.

$$\alpha = \frac{I_{C(may)}}{I_E}$$

$$\alpha = \frac{I_C - I_{Co}}{I_E} \quad (6.2)$$

como : $I_{Co} \ll I_B \ll I_C$

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad (6.3)$$

a) Análisis en AC

$$\alpha = \frac{\partial i_C}{\partial i_E}$$

cuando : $V_{CB} = cte$

$$\alpha \approx \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} \quad (6.4)$$

b) Análisis de DC

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E / V_{CB=const}} \quad (6.5)$$

En la práctica $\alpha_{DC} \approx \alpha_{AC}$

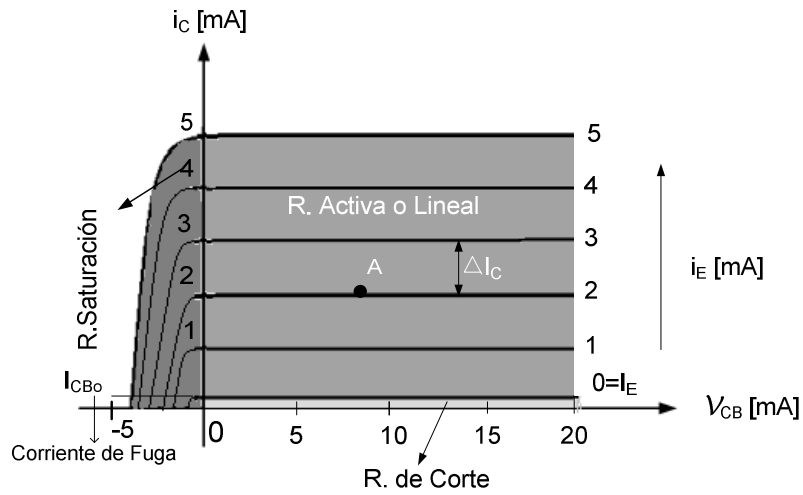


Figura 6.20 Característica de amplificación del Transistor en Base Común

Ejemplo : $\alpha_{AC} = \frac{1[mA]}{1[mA]} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} \approx 1 < 1$

En el punto A:

$$\alpha \approx \frac{2[mA]}{2[mA]} \approx 1 < 1$$

Luego para base común no existe ganancia de corriente, $\alpha < 1$

Sea:

$$1. I_E = I_C + I_B$$

$$2. I_C = \alpha I_E$$

(6.6)

$$3. I_C = I_{C(may)} + I_{C0}$$

(6.7)

Entonces:

$$I_C = \alpha I_E + I_{C0}$$

$$I_C = \alpha (I_B + I_C) + I_{C0}$$

$$I_C (1 - \alpha) = \alpha I_B + I_{C0}$$

$$I_C = \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) I_B + \left(\frac{1}{1 - \alpha} \right) I_{C0}$$

Si

$$\alpha = 0,99 \text{ y } I_B = 0$$

$$I_C = (1 / (1 - 0,99)) I_{C0} = 100 I_{C0}$$

$I_{C0} \approx$ corriente de fuga debida a los portadores minoritarios.

• **Emisor Común :**

Se define a β , como el factor de amplificación de corriente en emisor común.

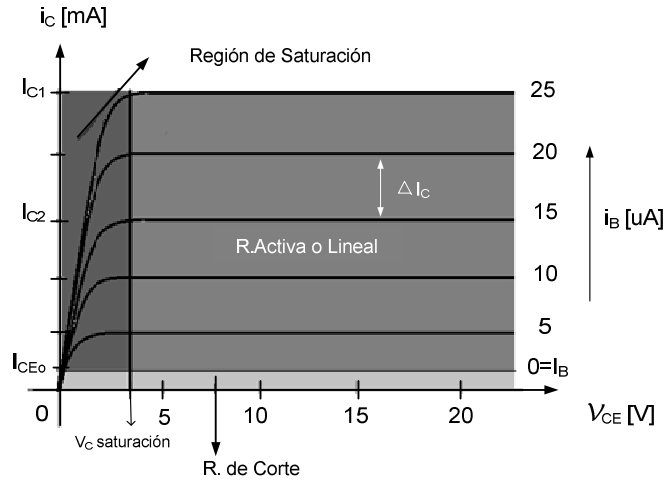


Figura 6.21 Característica de amplificación del transistor en Emisor Común

a) Análisis en AC

$$\beta_{AC} = \frac{\partial i_C}{\partial i_B}$$

cuando $V_{CE} = cte$

$$\beta_{AC} \approx \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$$

b) Análisis en DC

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}, \text{ siendo } V_{CE} = cte \tag{6.8}$$

En la práctica $\beta_{DC} = \beta_{AC}$

Si $20 \leq \beta \leq 600 \Rightarrow$ El T.B.J. de señal tiene una buena amplificación de corriente.

Si $\beta \leq 20 \Rightarrow$ Para transistores de Potencia

- RELACION ENTRE α y β .-

$$I_E = I_C + I_B$$

$$1 = \frac{I_C}{I_E} + \frac{I_B}{I_E}$$

$$1 = \alpha + \frac{I_B}{I_E}$$

$$1 = \alpha + \frac{\alpha}{\beta}$$

$$1 = \alpha \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)$$

$$\Rightarrow \alpha = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta}}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \tag{6.9}$$

$$\alpha\beta + \alpha = \beta$$

$$\beta(\alpha - 1) = -\alpha$$

$$\Rightarrow \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{6.10}$$

$$\beta + 1 = \frac{\beta}{\alpha} = \frac{I_C I_E}{I_B I_C}$$

$$\beta + 1 = \frac{I_E}{I_B}$$

$\beta+1$: Ganancia de corriente para colector común.

Ejemplo:

Se tiene el siguiente circuito de polarización del TBJ en configuración de Emisor Común. Si el TBJ es de silicio ($V_c = 0.7 [V]$) con un $\beta=100$ y con $I_{co}=30 [nA]$; hallar:

- a) La corriente de polarización de la base.
- b) La corriente de polarización del colector.
- c) Determinar si el transistor trabaja en la región activa.

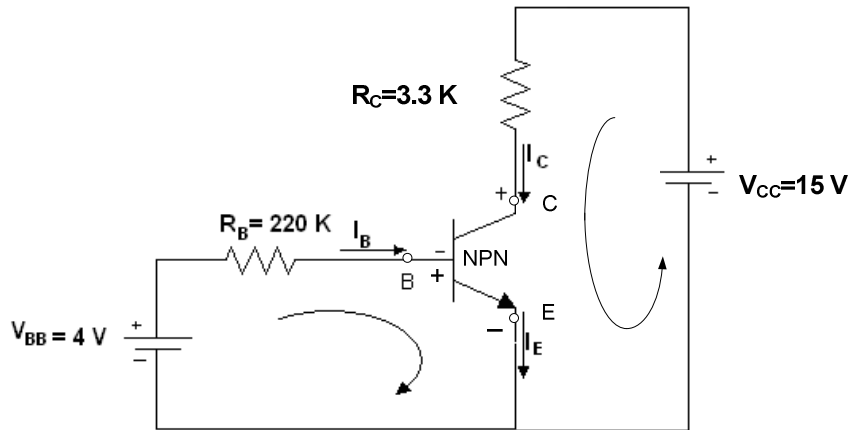


Figura 6.22

La juntura B - E => P.D.

a) $V_{BB} + I_B R_B + V_{BE} = 0$
 $I_B = (V_{BB} - V_{BE}) / R_B$ (6.11)
 $I_B = (4 - 0,7) / 220 K = 15 [uA]$

b) $I_C = \beta I_B = 1500 [uA] = I_{C(may)} + I_{Co}$
 $I_{C(may)} = 1500 [uA] - 30 [nA] = 1,499 [mA]$
 $I_C \approx I_{C(may)}$
 $I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{Co} = 1,503 [mA]$ (6.12)
I_C no ha variado en nada.

- c) Si $V_{CB} < 0$, el transistor no trabaja en la región activa.
 Si $V_{CB} > 0$, el transistor trabaja en la región activa.

$V_{CB} + V_{BE} - V_{CC} + I_C R_C = 0$
 $V_{CB} = -V_{BE} + V_{CC} - I_C R_C$ (6.13)
 $V_{CB} = -0,7 + 15 - 1,5[mA] 3,3[K\Omega]$
 $V_{CB} = 9,35 [V]$

Como el $V_{CB} > 0$ => el transistor está en la región activa.

6.1.8. AMPLIFICACION DE VOLTAJE

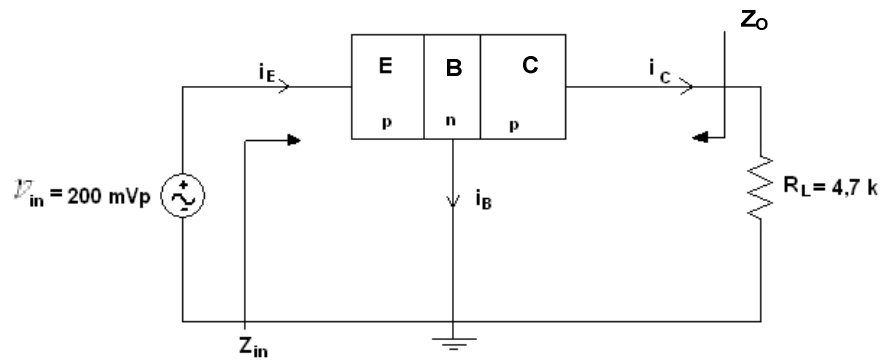


Figura 6.23 Circuito amplificador de voltaje en Base Común

Generalmente: $Z_{in} = Z_{BE} \approx 20 \Rightarrow 200 \Omega$
 $Z_o = Z_{BC} \approx 100K \Rightarrow 1 M\Omega$

Sea $Z_{in} = 100 \Omega$
 $i_E = V_{in} / Z_{in} = 200mVp / 100\Omega = 2 [mA]$ (6.14)

Debido a que $\alpha \approx 1$

$\Rightarrow I_c = I_E$
 $I_c = 2[mA]$
 $V_o = i_c R_L$ (6.15)
 $V_o = 2[mA] 4,7[K\Omega]$
 $V_o = 9,4 [Vp]$

La ganancia de voltaje ($A_v = G_v$)

$A_v = V_o / V_{in} = 9,4 [Vp] / 200 [mVp] = 47$

$A_v = V_{salida} / V_{entrada}$ (6.16)

La acción del transistor es transferir la corriente de una región de baja resistencia a una región de alta resistencia, produciendo el efecto de Amplificación de Voltaje.

6.1.9. CORRIENTES DE FUGA.

Para un N.P.N

a) Base Común : $I_{CB0} = I_{C0}$

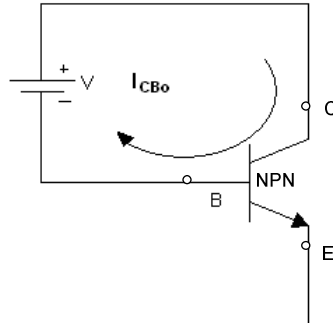


Figura 6.24 Corriente de fuga en Base Común

b) Emisor Común : $I_{CE0} = (\beta + 1) I_{CB0}$

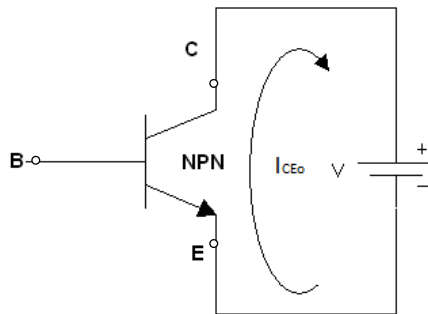


Figura 6.25 Corriente de fuga en Emisor Común

c) Colector Común:

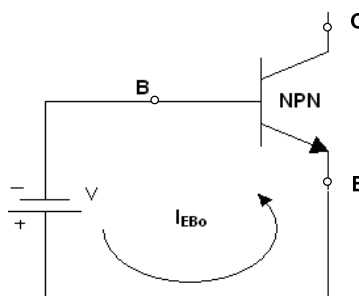


Figura 6.26 Corriente de fuga en Colector Común

Las corrientes de fuga dependen de la temperatura:

- I_{CB0} : Corriente Colector-Base con emisor abierto.
- I_{CE0} : Corriente Colector-Emisor con base abierta.
- I_{EB0} : Corriente Emisor-Base con colector abierto.

Para un transistor del tipo P.N.P :

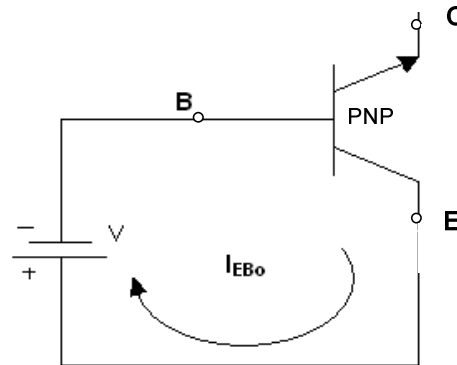


Figura 6.27 Corriente de fuga en Emisor Común (PNP)

6.1.10. ESPECIFICACIONES MAXIMAS DEL T.B.J

Constituyen las especificaciones técnicas del constructor para seleccionar un transistor:

$I_{Cmáx}$ = máxima corriente de colector

$V_{CEmáx}$ = voltaje C-E máximo

$V_{BEmáx}$ = voltaje B-E máximo

$V_{CBmáx}$ = voltaje C-B máximo

$P_{máx}$ = potencia máxima de disipación del T.B.J

El análisis lo haremos en la configuración de Emisor Común.

Los parámetros que no deberán excederse son: $I_{Cmáx}$, $V_{BEmáx}$, y la $P_{CEmáx}$.

Teniendo en cuenta que:

$$I_C V_{CE} < P_{CEmáx}$$

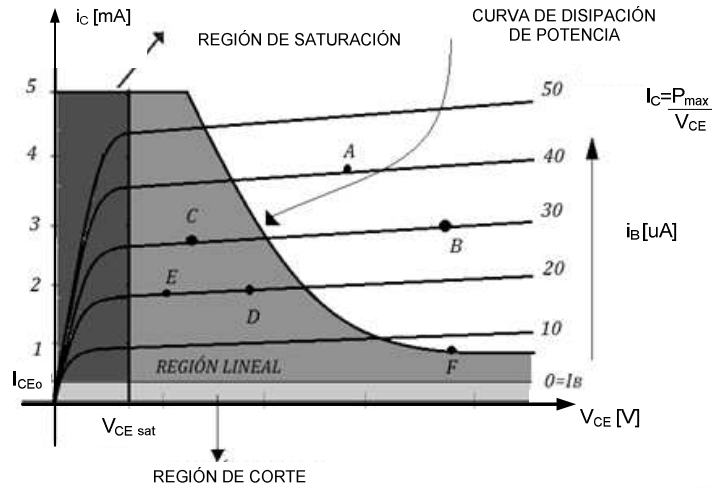


Figura 6.28 Regiones de Corte y Saturación en Emisor Común

- Los puntos A, F, B, E, no son puntos de trabajo buenos.
- Los puntos C, D, son puntos de trabajo del T.B.J.

Por Ejemplo sea:

$$P_{CE\ max} = 30 [mW]$$

$$V_{CE\ max} = 20 [V]$$

$$I_{C\ max} = 6 [mA]$$

a) Si $I_C = 6\ mA$

$$V_{CE} \leq P_{CE\ max} / I_C$$

$$V_{CE} = 30 [mW] / 6 [mA]$$

$$V_{CE} = 5 [V]$$

(6.17)

b) Si $V_{CE} = 20\ V$

$$I_C \leq P_{CE\ max} / V_{CE}$$

$$I_C = 30 [mW] / 20 [V]$$

$$I_C = 1,5 [mA]$$

6.1.11. POLARIZACION Y ESTABILIDAD TERMICA DEL T.B.J

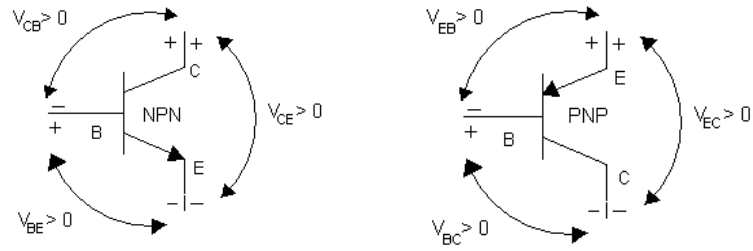


Figura 6.29 Polarización del Transistor NPN y PNP

Suponiendo un circuito de polarización como el siguiente:

- Si $V_{CC} = 30 [V]$
- $R_C = 3,8 [K\Omega]$
- $V_{BB} = 3 [V]$
- $R_B = 153 [K\Omega]$

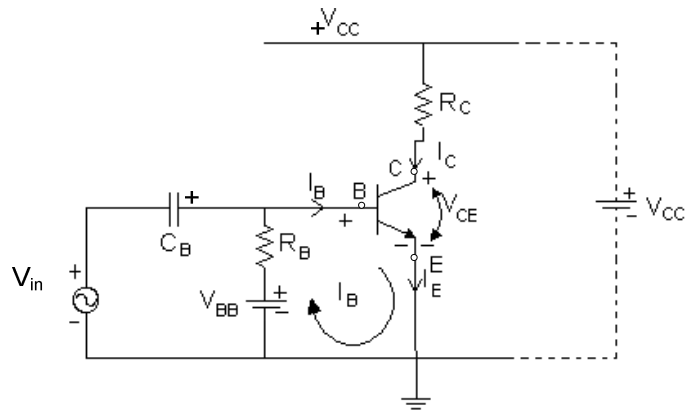


Figura 6.30

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

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_{CE}}{R_C} \tag{6.18}$$

Si $V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = V_{CC} / R_C = 30[V] / 3,8[K\Omega] = 7,89[mA] \approx 8 [mA]$

Si $I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} = 30 [V]$

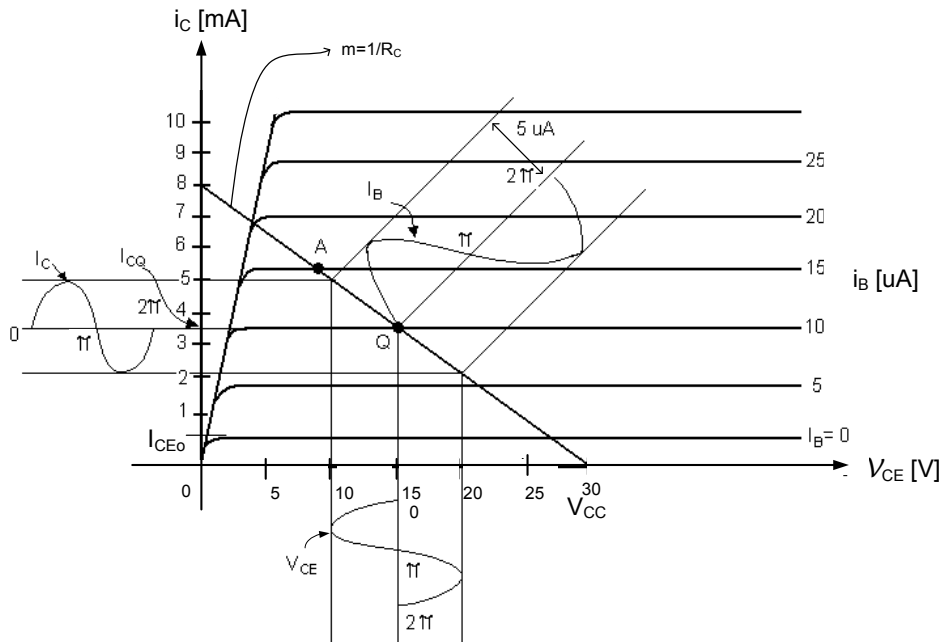


Figura 6.31 Señales de salida del Transistor en Emisor Común

$$\begin{aligned}
 -V_{BB} + I_B R_B + V_{BE} &= 0 \\
 \Rightarrow I_B &= (V_{BB} - V_{BE}) / R_B && (6.19) \\
 I_B &= (3 - 0,7) [V] / 153[K\Omega] \quad (\text{Para el punto A}) \\
 I_B &= 15 [\mu A]
 \end{aligned}$$

El punto A de operación no conviene puesto que aún no entra a la región lineal.

=> Cambiamos el punto de operación al Q :

$$\begin{aligned}
 I_B &= 10 \mu A \\
 R_B &= (V_{BB} - V_{BE}) / I_B && (6.20) \\
 R_B &= (3 - 0,7)[V] / 10 [\mu A] \\
 R_B &= 230 [K\Omega]
 \end{aligned}$$

Ahora si suponemos que una señal de entrada de alterna es:

$$\begin{aligned}
 i_b &= 5 \text{ sen } wt \quad (\mu A) \\
 i_B &= I_B + i_b \\
 i_B &= 10 + 5 \text{ Sen}(wt) \quad [\mu A] \\
 \text{Si } V_{CEQ} &= 15 \text{ V} \quad (\text{Gráfico}) \\
 I_{CQ} &= (30 - 15)[V] / 3,8[K\Omega] = 3,94 [mA] \approx 4[mA]
 \end{aligned}$$

Observando en el gráfico obtenemos que:

$$I_{Cmáx} = 5,4 \text{ [mA]}$$

$$I_{Cmín} = 2,2 \text{ [mA]}$$

$$\Delta i_C = 3,2 \text{ [mA]}$$

$$\Delta i_B = 10 \text{ [uA]}$$

$A_i = G_i = \Delta i_C / \Delta i_B = 3,2 \text{ [mA]} / 10 \text{ [uA]} = 320$ Ganancia de corriente obtenida con los datos de la figura 6.31

CARACTERISTICA DE ENTRADA

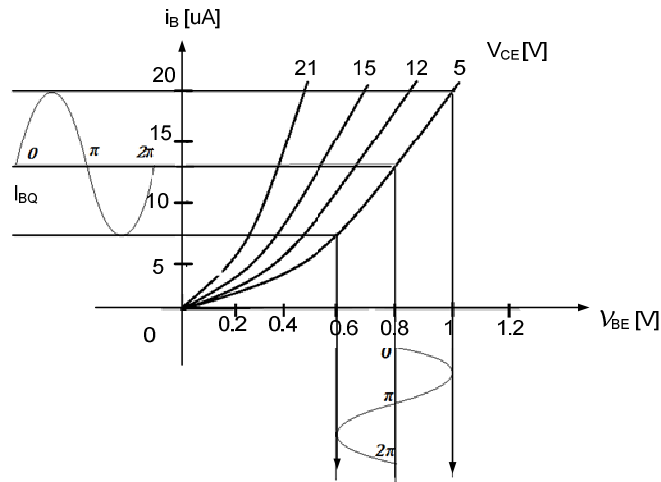


Figura 6.32 Característica de entrada en Emisor Común

$$\Delta V_{BE} = 1 - 0,6 = 0,4 \text{ V}$$

$$\Delta V_{CE} = 21 - 12 = 9 \text{ V}$$

$$A_v = G_v = \Delta V_{CE} / \Delta V_{BE} = 9 \text{ [V]} / 0,4 \text{ [V]}$$

$A_v = 22,5$: Ganancia de voltaje a partir de los datos del gráfico 6.32

$$Z_{in} = \Delta V_{BE} / \Delta i_B = 0,4 \text{ [mA]} / 10 \text{ [uA]} = 40 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

(6.21)

$$Z_o = \Delta V_{CE} / \Delta i_C = 9 \text{ [V]} / 3,2 \text{ [mA]} = 2,8 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

6.2. CIRCUITO DE AUTOPOLARIZACION.

Consiste en polarizar al T.B.J con una sola fuente.

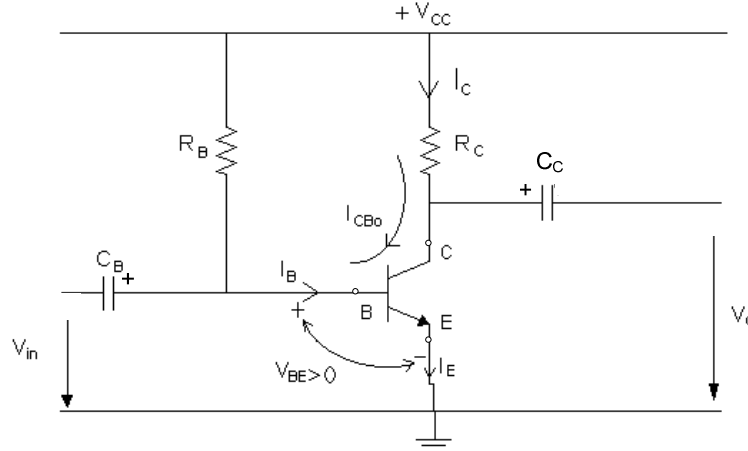


Figura 6.33 Circuito de autopolarización del TBJ

Entrada :

$$V_{CC} = I_B \cdot R_B + V_{BE} \tag{6.22}$$

$I_B = (V_{CC} - V_{BE}) / R_B \sim (V_{CC} / R_B)$ La I_B es constante si fijamos V_{CC} y R_B .

$V_B = V_{BE} : 0,7$ para transistores de silicio.
 $0,3$ para los de germanio.

Salida :

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} \tag{6.23}$$

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \tag{6.24}$$

$$I_C \approx \beta I_B$$

Despreciando la corriente de fuga: $I_E = I_{C(max)} + I_B$

EJEMPLO 1:

Si

$$V_{CC} = 15 [V]$$

$$\beta = 50$$

$$R_B = 250 [K\Omega]$$

$$R_C = 2,2 [K\Omega]$$

$$I_B = (15 - 0,7)[V] / 250[K\Omega] = 57,2 [\mu A]$$

$$I_C = 50 (57,2 \mu A) = 2,86 [mA]$$

$$V_{CE} = V_C = (15 - 2,86) [mA] (2,2 K\Omega) = 8,7 [V]$$

El transistor está en la región lineal.

EJEMPLO 2:

Sea :

$$V_{CC} = 25 [V]$$

$$R_C = 4.1 K$$

$$I_B = 35 [\mu A]$$

$$I_C = 4 [mA]$$

$$\beta = I_C / I_B = 4[mA] / 35[\mu A] = 114$$

$$V_{CE} = 25 - 4 [mA] (4,1K\Omega) = 9 [V]$$

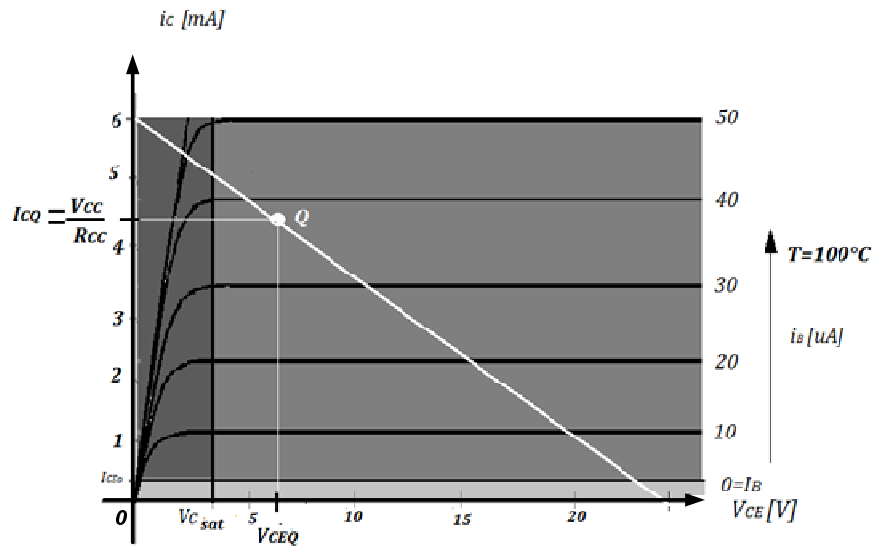


Figura 6.34 Punto de trabajo del Transistor (Q)

Este circuito por efectos de la temperatura se vuelve muy inestable, por tres razones:

- a) La I_{CB0} varía con la temperatura
Si la Temperatura \uparrow la I_{CB0} \uparrow
La temperatura \uparrow en $10^\circ C \Rightarrow$ la I_{CB0} se duplica.
- b) El voltaje V_{BE} disminuye con la temperatura, $2,5 [mV]$ por grado centígrado de temperatura.
- c) El β del transistor aumenta con la temperatura.

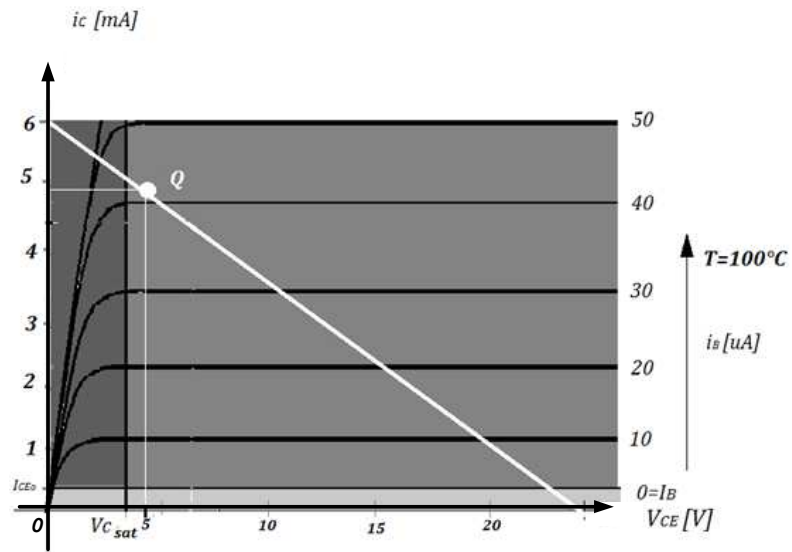


Figura 6.35 Relación del β con respecto a la temperatura

El punto Q se desplaza a la región de saturación, distorsionando los niveles de voltaje. Si el T.B.J se calienta puede, hasta destruirse.

Este circuito no se utiliza a menos que se mantenga constante la temperatura.

A continuación se muestra en la tabla 6.1. los valores de temperatura, de la corriente de colector debido a los portadores minoritarios, y otras características de un T.B.J de silicio:

T °C	I_{CBo}	β	V_{BE} (V)
-65	$0,2 \times 10^{-3}$	20	0,85
25	0,1	50	0,65
100	20	80	0,48
175	$3,3 \times 10^3$	120	0,3

Tabla 6.1. Corrientes de fuga, β y V_{BE} de acuerdo a la temperatura

6.2.1. CIRCUITO DE AUTOPOLARIZACION CON RESISTENCIA EN EL EMISOR.

Para que el circuito de autopolarización sea más estable se debe poner una resistencia de emisor R_E como se puede observar en la figura 6.36

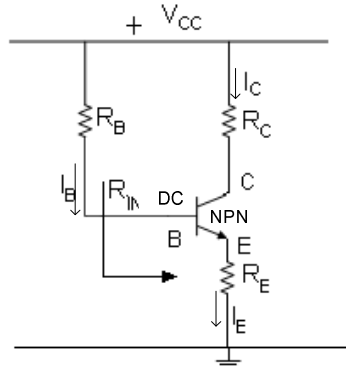


Figura 6.36 Circuito de autopolarización con R en el emisor

R_{INDC} : Es la resistencia vista desde la base.

$$R_{INDC} = (\beta + 1) R_E \tag{6.25}$$

$$\beta + 1 = I_E / I_B$$

$$V_{in} = R_{INDC} I_B, V_o = I_E R_E$$

$$R_{INDC} = [(\beta + 1) V_{in} R_E] / V_o$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow V_{CC} &= I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ &= I_B R_B + V_{BE} + (\beta + 1) I_B R_E \\ &= I_B [R_B + (\beta + 1) R_E] + V_{BE} \end{aligned} \tag{6.26}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E} \tag{6.27}$$

$$I_B \approx \frac{V_{CC}}{R_B + (\beta + 1) R_E}$$

I_B es menor que en el circuito de polarización anterior, que no tenía la resistencia en el emisor. Con esto se reduce al máximo la influencia de I_{CBO} ya que se disminuye la I_B .

$$\Leftrightarrow V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$I_E = I_C + I_B$, Si despreciamos I_B puesto que es muy pequeña, tenemos:

$$I_E \approx I_C$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\ &= I_C (R_C + R_E) + V_{CE} \end{aligned}$$

En resumen:

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

$$V_E = I_C R_E$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

Ejemplo: Hallar los voltajes y corrientes de polarización del circuito.

$$\text{Si } V_{CC} = 18 \text{ [V]}$$

$$R_B = 390 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$R_C = 2,2 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$R_E = 1 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$\beta = 100$$

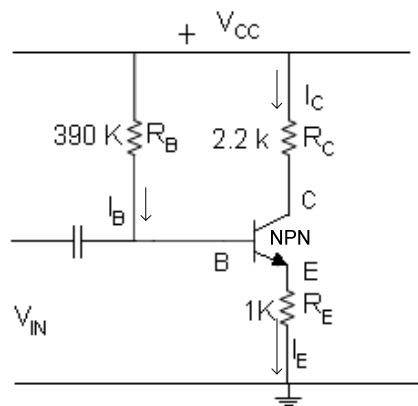


Figura 6.37

$$I_B \approx V_{CC} / [R_B + (\beta+1)R_E] \sim 18 / (390K + (101)1K)$$

$$I_B = 36,6 \text{ [}\mu\text{A]}$$

$$I_C = \beta I_B = 100 (36,6 \text{ [}\mu\text{A]}) = 3,66 \text{ [mA]} \sim I_E$$

$$V_B = V_{BE} + V_E = V_{BE} + I_E R_E = 0,7 + 3,66 \text{ [mA]}(1 \text{ [K}\Omega\text{]})$$

$$V_B = 4,36 \text{ V}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 18 - 3,66 \text{ [mA]}(2,2 \text{ [K}\Omega\text{]}) = 9,94 \text{ [V]}$$

$$V_E = I_E R_E = 3,66 \text{ [mA]}(1 \text{ [K}\Omega\text{]}) = 3,66 \text{ [V]}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 9,94 - 3,66 = 6,3 \text{ [V]} ; \text{ el transistor está en la región activa.}$$

6.2.2. CIRCUITO DE POLARIZACION TOTAL

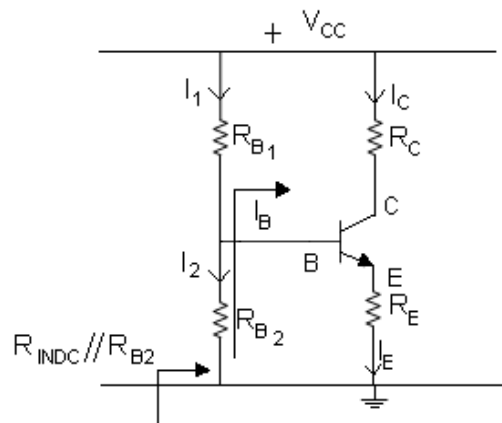


Figura 6.38 Circuito de polarización completa del Transistor

Para que toda la corriente de I_1 se vaya por R_{B2} se debe cumplir que $R_{B2} \ll R_{INDC}$, es decir $I_2 \gg I_B$.

Como:

$$I_1 = I_2 - I_B \tag{6.28}$$

$$\Rightarrow I_1 \approx I_2$$

Y entonces se cumple que:

$$V_B = V_{CC} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$$

$$V_B = V_{BE} + V_E \tag{6.29}$$

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

$$I_E = V_E / R_E \tag{6.30}$$

$$V_B = V_{BE} + I_E R_E$$

$$V_B = V_{BE} + (\beta + 1) I_B R_E$$

Si consideramos: $I_C \approx I_E$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

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

$$I_B = I_1 - I_2$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_B}{R_{B1}} - \frac{V_B}{R_{B2}}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_B}{R_{B1}} \left(\frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{R_{B1}} \right)$$

$$\begin{aligned}
 R_B &= R_{B1} \parallel R_{B2} \\
 I_B &= \frac{V_{CC}}{R_{B1}} - V_B \left(\frac{1}{R_B} \right) \\
 I_B &= \frac{V_{CC}}{R_{B1}} - \frac{V_B}{R_B} \\
 I_B &= \frac{V_{CC}}{R_{B1}} - \frac{R_E (\beta + 1) I_B}{R_B} - \frac{V_{BE}}{R_B} \\
 I_B &= \frac{\frac{V_{CC}}{R_{B1}} - \frac{V_{BE}}{R_B}}{1 + \frac{(\beta + 1) R_E}{R_B}} \tag{6.31}
 \end{aligned}$$

a) ANALISIS DE LAS VARIACIONES DE TEMPERAURA.

Si la temperatura varía ↑ de tal manera que:

$$\begin{aligned}
 I_{CBo} \text{ (varía)} &\uparrow \\
 \beta \text{ (varía)} &\uparrow
 \end{aligned}$$

=> Tenemos una variación de la $I_C \approx I_E$ que también ↑
 Es decir :

$$\begin{aligned}
 \text{Si } \beta \uparrow \text{ ó } I_{Co} \uparrow &\Rightarrow I_C \approx I_E \\
 V_E \uparrow & \\
 V_B = cte &\Rightarrow V_{BE} \downarrow \Rightarrow I_B
 \end{aligned}$$

a) Consideremos el V_{BE} con sus variaciones $\pm \Delta V_{BE}$

$$\begin{aligned}
 V_E &= V_B - V_{BE} \pm \Delta V_{BE} = I_E R_E \\
 I_E &= (V_B - V_{BE} \pm \Delta V_{BE}) / R_E \\
 I_E &= (V_E \pm \Delta V_{BE}) / R_E
 \end{aligned}$$

Si queremos mantener $I_E = cte$
 => $V_E \gg \pm \Delta V_{BE}$
 Sea : $\Delta V_{BE\text{máx}} = 0,1 [V]$
 $V_E \approx 10 (0.1) = 1 [V]$

Entonces se tomará $V_E > 1 [V]$ como criterio de diseño de un amplificador.

b) $V_B = cte$

Se debe cumplir que $I_2 \gg I_B$
 Para diseño se puede tomar a $I_2 \approx 10 I_B$
 $I_{B\text{máx}} = I_C / \beta_{\text{min}}$
 $I_2 \gg I_{B\text{máx}}$

6.2.3. EJERCICIOS RESUELTOS:

Ejercicio 1

Sea $R_{B1} = 40 [K\Omega]$, $R_{B2} = 4 [K\Omega]$, $R_C = 10 [K\Omega]$, $R_E = 1,5 [K\Omega]$, $\beta = 140$, $V_{CC} = 22 [V]$. Hallar los voltajes y corrientes de polarización.

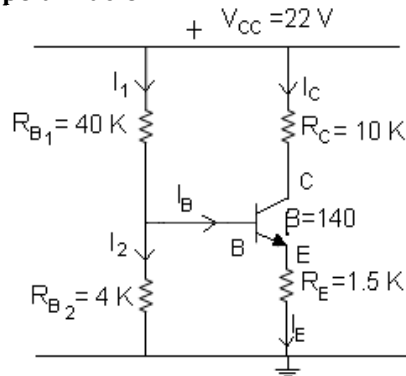


Figura 6.39

$$R_{INDC} = (\beta + 1)R_E = (141) 1,5K = 211 [K\Omega]$$

$$R_{INDC} \gg R_{B2}$$

$$\Rightarrow : I_2 > I_B \text{ y } I_1 \approx I_2$$

$$V_B = (V_{CC} R_{B2}) / (R_{B1} + R_{B2}) = 22[V] \cdot 4[K] / 44K = 2 [V]$$

$$V_E = V_B - V_{BE} > 1 [V]$$

Por lo tanto se cumple con los requerimientos de estabilidad térmica

$$I_E = V_E / R_E = 1,3V / 1,5K = 0,86 [mA]$$

$$I_C \approx I_E = 0,86 [mA]$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 22 [V] - 10K (0,86mA) = 13,4 [V]$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 13,4 - 1,3 = 12,1 [V] > V_{CEsat}$$

\Rightarrow : El transistor trabaja en la región lineal.

$$\Rightarrow : I_B = I_C / \beta = 6,143 [uA]$$

Utilizando el Teorema de Thevenin en el VB respecto a la referencia, nos queda:

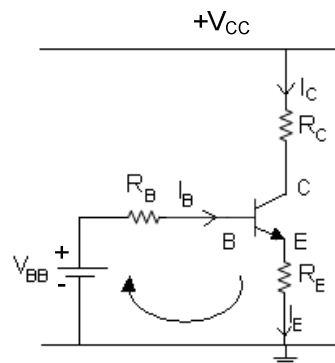


Figura 6.40

$$R_B = R_{B1} // R_{B2}$$

$$R_B = R_{B1} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$$

$$R_B = 40K \cdot 4K / (40 + 4)[K\Omega]$$

$$R_B = 3,636 [K\Omega]$$

$$V_{BB} = V_{CC} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$$

$$V_{BB} = 2 [V]$$

Cálculo de la IB sin aplicar: $I_B = I_C / \beta$

$$-V_{BB} + I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E = 0$$

$$-V_{BB} + I_B R_B + V_{BE} + (\beta + 1) I_B R_E = 0$$

$$I_B = (V_{BB} - V_{BE}) / [R_B + (\beta + 1)R_E]$$

$$= (2 - 0,7) / (3,636K + (141)1,5K)$$

$$= 6,042 [uA]$$

$$I_C = \beta I_B = 140 (6,0442 uA) = 0,884 [mA]$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 22 - 0,84 [mA] (10 K) = 13,6 [V]$$

$$V_E = I_E R_E = 1,26 [V]$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 12,3 [V]$$

Ejercicio 2

Dado un transistor con un $\beta=50$, $R_{B1}=15 K\Omega$, $R_{B2} = 6,8 K\Omega$, $R_E = 56 \Omega$, $R_C = 1 k\Omega$, $V_{CC}= 16 V$. Hallar las corrientes de polarización.

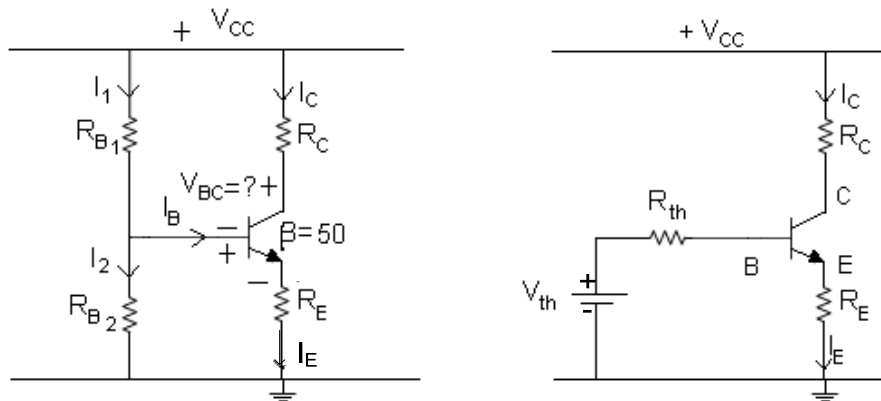


Figura 6.41

$$R_{TH} = R_{B1} // R_{B2} = 15K // 6,8K$$

$$R_{TH} = 4,68 K$$

$$V_{TH} = V_{CC} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$$

$$V_{TH} = 4,99 [V]$$

$$I_B = (V_{TH} - V_{BE}) / (R_{TH} + (\beta + 1)R_E) = 0,57 [mA]$$

$$I_C = \beta I_B = 50 (0,57mA) = 28,53 [mA]$$

$$I_E = I_C + I_B = 29,1 \text{ [mA]}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_C R_E$$

$$V_{CE} = 16 - 28,56 \text{ mA} (1,056 \text{ K}) = -14,2 \text{ [V]}$$

$$-V_{CE} - V_{BE} - V_{CB} = 0$$

$$V_{CB} = -V_{CE} - V_{BE} = 14,12 - 0,7 = 13,42 \text{ [V]}$$

El circuito no está en la región lineal porque este debe cumplir:

$$V_{CE} > V_{CE \text{ saturación}}$$

$$I_C < I_{C \text{ saturación}}$$

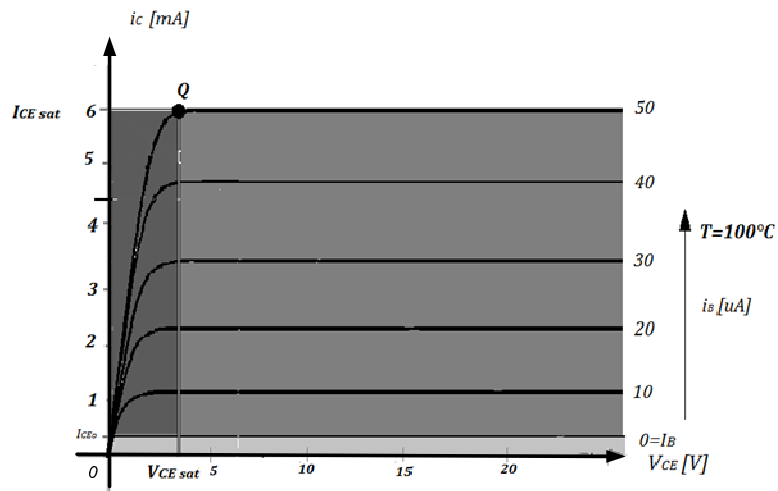


Figura 6.42

Si $V_{CE} = V_{CE \text{ sat}} = 0,3 \text{ V}$

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

$$\Rightarrow : I_C = (V_{CC} - V_{CE}) / (R_C + R_E)$$

$$I_{C \text{ sat}} = (V_{CC} - V_{CE \text{ sat}}) / (R_C + R_E)$$

$$I_{C \text{ sat}} = 14,86 > I_C = 28,53$$

\Rightarrow : El transistor no está en la región lineal, para que entre en la región de trabajo se hace necesario rediseñar R_C y R_E ; así se sacaría al transistor de la saturación.

$$R_C + R_E > (V_{CC} - V_{CE \text{ sat}}) / I_{C \text{ sat}}$$

Ejercicio 3

Dado un circuito de polarización con $V_{CC} = -24\text{ V}$, $R_C = 3,9\text{ K}\Omega$, se requiere que el punto de trabajo presente una $I_{CQ} = 4\text{ mA}$, $V_{CQ} = -6\text{ V}$ y un $\beta = 100$ para un transistor P.N.P de silicio.

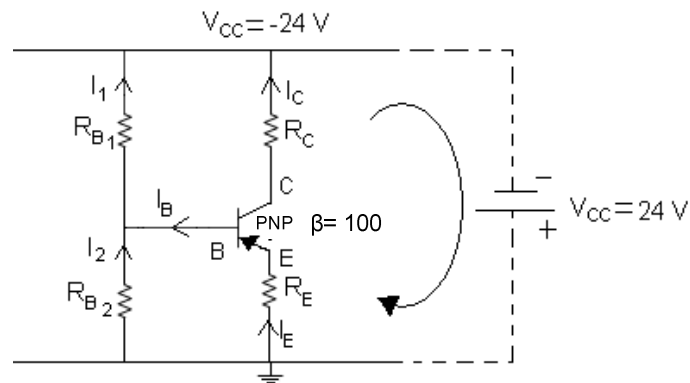


Figura 6.43

$$V_{CC} = I_E R_E + V_{EC} - I_C R_C$$

$$V_E = V_{CC} + V_{CE} - I_C R_C = 24 + (-6) - 4[mA](3.9K)$$

$$V_E = -2,4[V]$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{4[mA]}{100} = 4 \times 10^{-5} [A]$$

$$R_E = \frac{2,4[V]}{4} = 600[\Omega]$$

$$V_B = I_E R_E + V_{EB}$$

$$V_B = -2,4[V] - 0,7[V] = -3,1[V]$$

$$I_2 = \frac{V_B}{R_{B2}} \Rightarrow I_2 \gg I_B$$

$$I_2 \approx 10I_B$$

$$I_2 = 10(4 \times 10^{-5}) = 0,4[mA]$$

$$I_1 = 0,4 + 0,04[mA] = 0,44[mA]$$

$$R_{B2} = \frac{V_B}{I_2}$$

$$R_{B2} = \frac{3,1[V]}{0,4[mA]} = 7,75[K\Omega]$$

$$R_{B1} = \frac{(V_{CC} - V_B)}{I_1}$$

$$R_{B1} = \frac{(-24 + 3,1)}{-0,44[mA]} = 47,5[K\Omega]$$

Ejercicio 4

Determinar los voltajes y corrientes de polarización si $V_{CC} = 20\text{ V}$, $I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CEQ} = 8\text{ V}$, $\beta_{\text{mín}} = 80$.

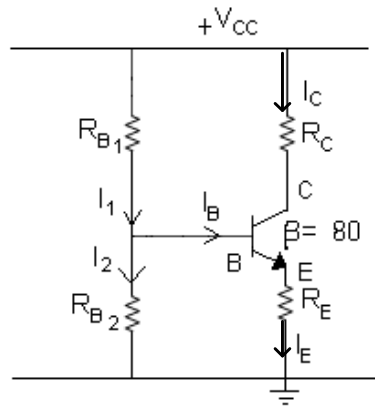


Figura 6.44

Se puede asumir $V_{RE} \sim V_{CC} / 5 \sim V_{CC} / 10$, pero siempre que $V_{RE} > 1\text{ V}$.
Sea

$$V_E = 2[V]$$

$$R_E = \frac{2[V]}{10[mA]} = 200[\Omega]$$

$$R_C = \frac{(V_{CC} - V_{CE} - V_E)}{I_C}$$

$$R_C = \frac{(20 - 8 - 2)}{10[mA]} = \frac{10}{10[mA]} = 1[K\Omega]$$

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0.7 + 2 = 2.7[V]$$

$$I_{B_{\text{máx}}} = \frac{I_C}{\beta_{\text{mín}}} = \frac{10[mA]}{80} = 0.125[mA]$$

$$I_2 \gg I_B : I_2 = 10I_B = 1.25[mA]$$

$$I_1 = 1.25 + 0.125 = 1.375[mA]$$

$$R_{B2} = \frac{2.7}{1.25} = 2.16[K\Omega]$$

$$R_{B1} = \frac{(V_{CC} - V_B)}{I_1} = \frac{(20 - 2.7)}{1.375} = 12.5[K\Omega]$$

6.3. CIRCUITOS EQUIVALENTES DEL TRANSISTOR, ANALISIS AC

6.3.1. PARAMETROS [Y]

El circuito equivalente del transistor con parámetros [Y],(Admitancias) es el más adecuado cuando se trabaja en altas frecuencias .

- **El transistor como cuadripolo :**

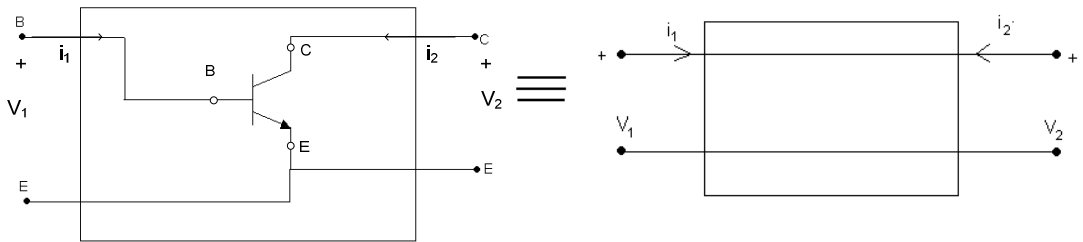


Figura 6.45 Esquema del Transistor como cuadripolo

$$i_1 = f_1 (V_1, V_2)$$

$$i_2 = f_2 (V_1, V_2)$$

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

$$i_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2$$

$$i_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2$$

El circuito equivalente es:

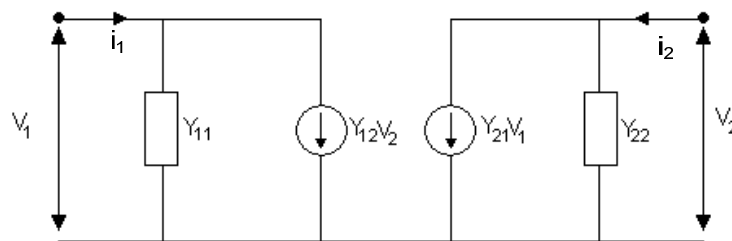


Figura 6.46 Circuito equivalente con parámetros [Y]

Donde:

$$Y_{11} = \frac{i_1}{v_1} \text{ cuando } V_2=0 ; \text{ A. Entrada}$$

$$Y_{12} = \frac{i_2}{v_1}, \text{ cuando } V_2 = 0 ; \text{ A. Transferencia}$$

$$Y_{21} = \frac{i_1}{v_2}, \text{ cuando } V_1 = 0 \text{ directa y reversa}$$

$$Y_{22} = \frac{i_2}{v_2}, \text{ cuando } V_1 = 0 ; \text{ A. Salida}$$

Donde: $Y_{mn} = G_{mn} + jB_{mn}$ es la admitancia compleja.

En altas frecuencias se debe considerar las capacidades parásitas del transistor:

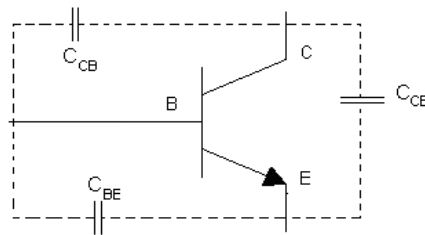


Figura 6.47 Capacitores para altas frecuencias del Transistor

y: $B_{mn} = 1 / \omega C_{mn}$

6.3.2. PARAMETROS [T].

Consiste en representar los parámetros del transistor en función de los factores α y β , así como de las resistencias dinámicas.

a) Base Común :

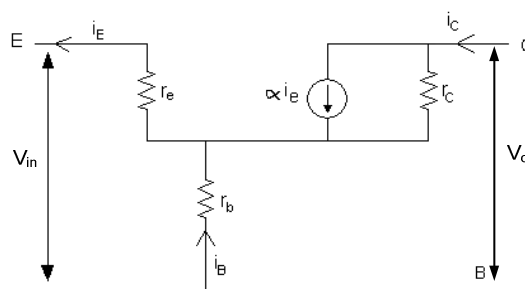


Figura 6.48 Circuito equivalente con parámetros [T] en Base Común

b) Colector Común

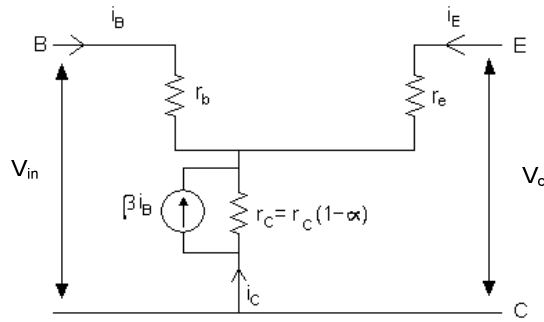


Figura 6.49 Circuito equivalente con parámetros [T] en Colector Común

c) Emisor Común

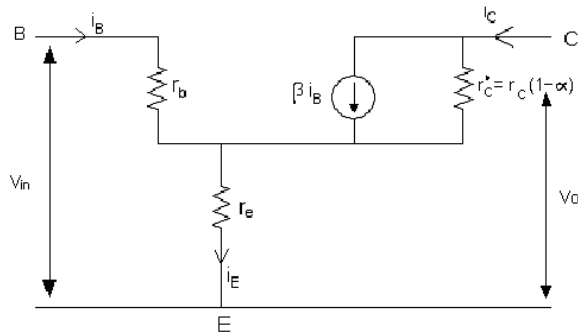


Figura 6.50 Circuito equivalente con parámetros [T] en Emisor Común

- $r_e = 26\text{mV} / I_E \Rightarrow$ Resistencia dinámica de la juntura Base-Emisor.
- $r_b \Rightarrow$: Del orden de las decenas de ohmios *Despreciable
- $r_c, r'_c \Rightarrow$: Del orden de las decenas y centenas de megas de ohmios
- \Rightarrow Circuito Abierto.

6.3.3. PARAMETROS [H : Híbridos]

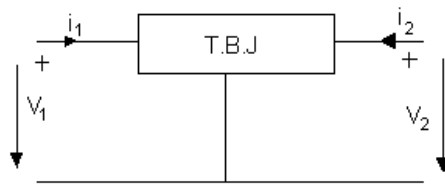


Figura 6.51 TBJ con parámetros [H]

$$\begin{aligned}
 V_1 &= f_1(i_1, V_2) \\
 i_2 &= f_2(i_1, V_2) \\
 V_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}V_2 \\
 i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}V_2
 \end{aligned}$$

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

- $h_{11} = \frac{v_1}{i_1}$, cuando $V_2 = 0$; impedancia de entrada en ohmios [Ω] .
- $h_{12} = \frac{v_1}{v_2}$, cuando $i_1 = 0$; razón de transferencia de voltaje INVERSO, (Adimensional).
- $h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$, cuando $V_2 = 0$; razón de transferencia de corriente DIRECTA, (Adimensional).
- $h_{22} = \frac{i_2}{v_2}$, cuando $i_1 = 0$; admitancia de salida en ohmios.

6.3.3.1. CIRCUITOS EQUIVALENTES HIBRIDOS

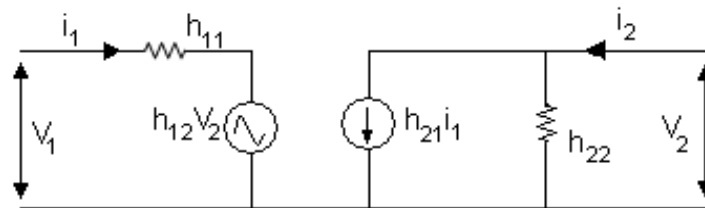


Figura 6.52 Circuito equivalente híbrido

- $h_{11} = h_i$: Resistencia de entrada (input)
- $h_{12} = h_r$: Transferencia de voltaje (reverso)
- $h_{21} = h_f$: Transferencia de corriente (forward)
- $h_{22} = h_o$: Admitancia de salida (out)

Para N.P.N:

- **Base Común**

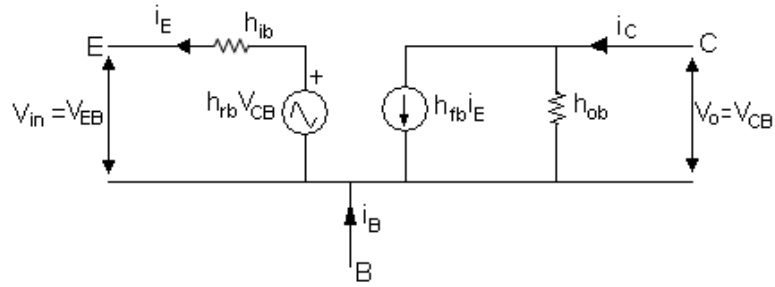


Figura 6.53 Circuito equivalente híbrido en Base Común

- **Emisor Común**

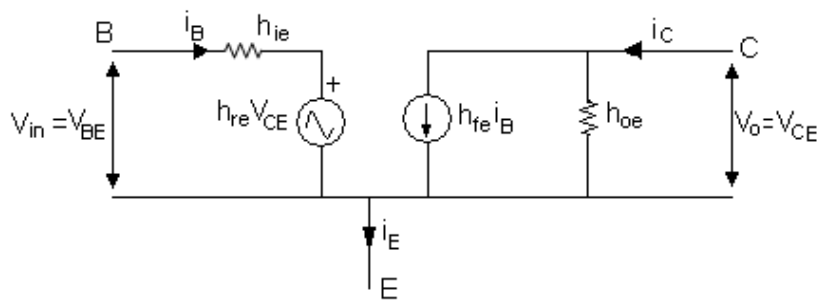


Figura 6.54 Circuito equivalente híbrido en Emisor Común

- **Colector Común**

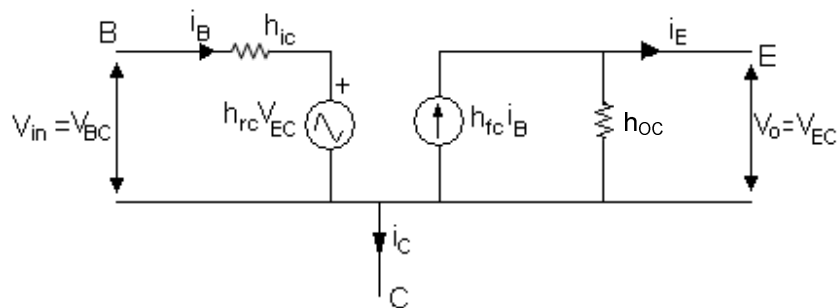


Figura 6.55 Circuito equivalente híbrido en Colector Común

Para un P.N.P las configuraciones son iguales solo hay que cambiar el sentido de las corrientes.

6.3.3.2. DETERMINACION GRAFICA DE LOS PARAMETROS [H].

• **Para Emisor Común**

$$h_{ie} = \frac{\partial v_1}{\partial i_1} = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \approx \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B}, \text{ con } V_{CE} = cte. \tag{6.32}$$

$$h_{re} = \frac{\partial v_1}{\partial v_2} = \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \approx \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}}, \text{ con } i_B = cte. \tag{6.33}$$

$$h_{fe} = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} = \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \approx \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}, \text{ con } V_{CE} = cte. \tag{6.34}$$

$$h_{oe} = \frac{\partial i_2}{\partial v_2} = \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \approx \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}}, \text{ con } i_B = cte. \tag{6.35}$$

Para determinar: h_{fe} , h_{oe}

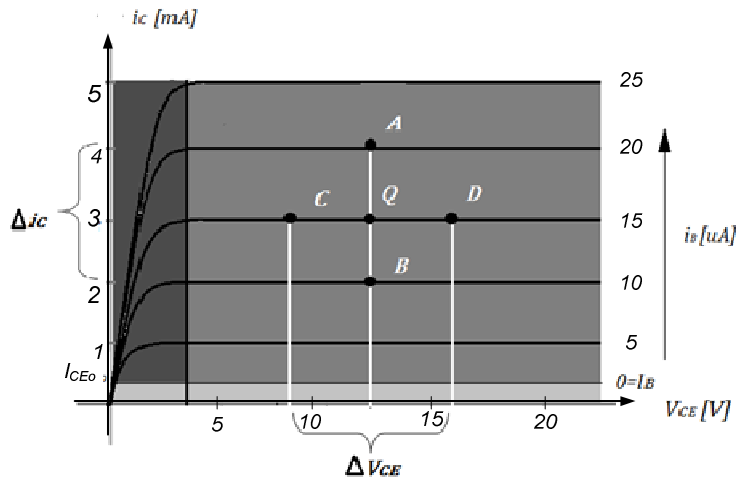


Figura 6.56 Determinación de los h_{fe} y h_{oe} de acuerdo a la característica de salida del Transistor

- I. $h_{fe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$; $V_{CE} = cte$ puntos A, B.
- II. $h_{oe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}}$; $i_B = cte$ puntos C, D.

Para determinar : h_{ie} , h_{re}

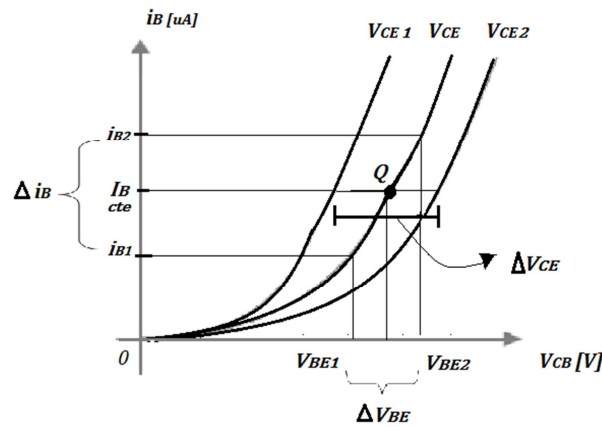


Figura 6.57 Determinación de los h_{ie} y h_{re} de acuerdo a la característica de entrada del Transistor

- I. $h_{ie} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B}$, con V_{CE} cte.
- II. $h_{re} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}}$, con $i_B =$ cte.

Para un TBJ (De silicio típico).

	E.C	C.C	C.C
h_i	1 K Ω	1 K Ω	20 Ω
h_r	2.5×10^{-4}	≈ 1	3×10^{-4}
h_f	50	-50	-0.98
h_o	25×10^{-6}	25×10^{-6}	0.5×10^{-6}
$1/h_o$	40 K Ω	40 K Ω	20 M Ω

Tabla 6.2: Valores típicos de los híbrido en las tres configuraciones

6.3.3.3. VARIACION O DEPENDENCIA DE LOS PARÁMETROS [H] CON RESPECTO A LA CORRIENTE DE COLECTOR Y A LA TEMPERATURA

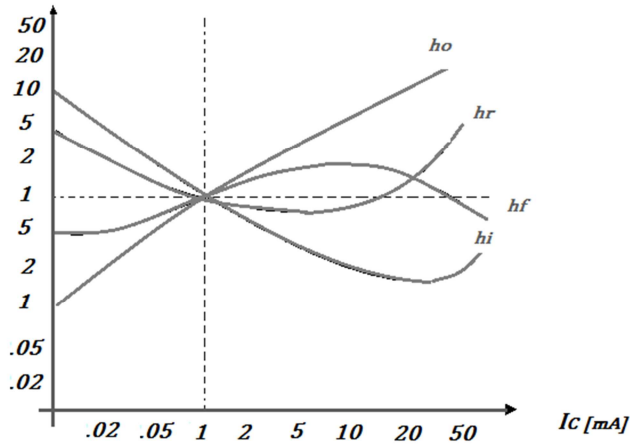


Figura 6.58 Variación de los parámetros [H] con respecto a la temperatura e i_c

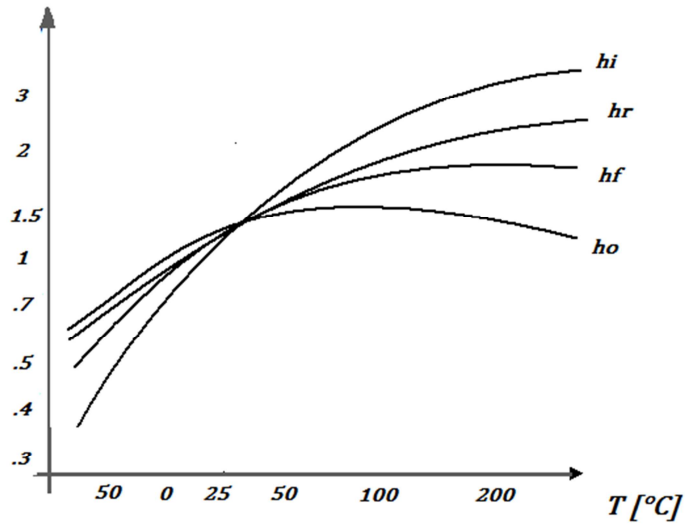


Figura 6.59 Variación de los parámetros [H] de acuerdo a la temperatura

6.3.3.4. VARIACION DE $h_{fe} = \beta$ CON RESPECTO A LA I_E Y A LA TEMPERATURA.

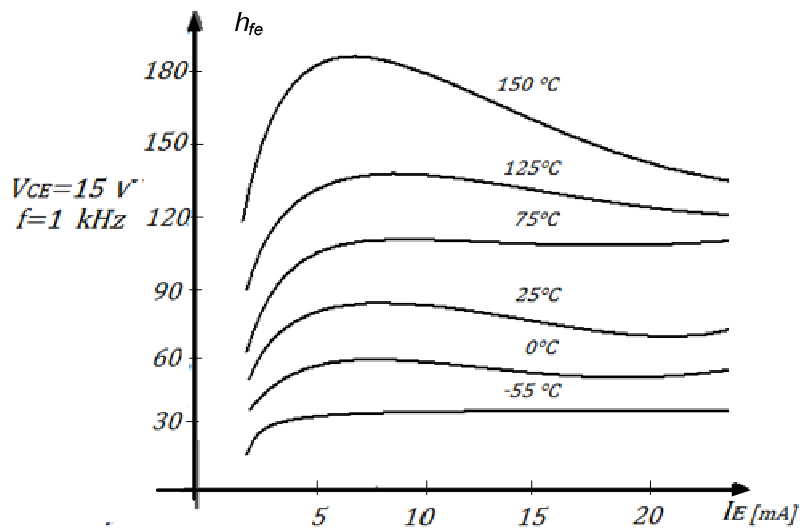


Figura 6.60 Variación de h_{fe} con respecto a la temperatura e i_E

6.3.3.5. ANALISIS DEL T.B.J CON UNA PEQUEÑA SEÑAL UTILIZANDO EL CIRCUITO EQUIVALENTE HIBRIDO H

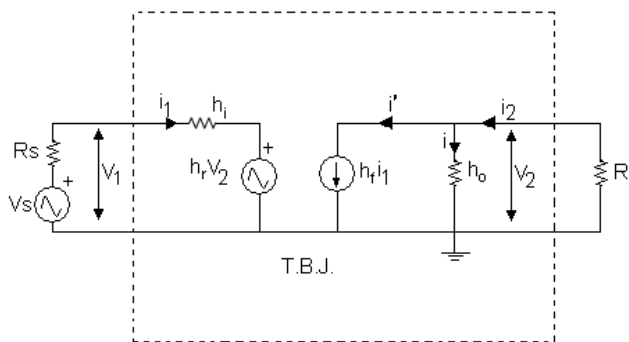


Figura 6.61 Circuito equivalente híbrido para pequeñas señales

R_L : Carga
 R_s : Resistencia interna de la fuente

Si consideramos a los voltajes y corrientes como valores eficaces.

i. GANANCIA DE CORRIENTE:

$$A_i = \frac{i_2}{i_1}$$

$$i_2 = i' + i$$

$$i_2 = h_f i_1 + h_o V_2$$

$$V_2 = -i_2 R_L$$

$$i_2 = h_f i_1 - h_o i_2 R_L$$

$$i_2 [1 + h_o R_L] = h_f i_1$$

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{h_f}{[1 + h_o R_L]} = A_i \tag{6.36}$$

ii. GANANCIA DE VOLTAJE:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1}$$

$$V_1 = i_1 h_i + h_r V_2$$

$$i_1 = \frac{[1 + h_o R_L]}{h_f} \quad \text{con } V_2 = -i_2 R_L \Rightarrow i_1 = \frac{(1 + h_o R_L)(-V_2)}{h_f R_L}$$

$$V_1 = \left(\frac{1 + h_o R_L}{h_f} \right) \left(-\frac{V_2}{R_L} \right) h_i + h_r V_2$$

$$V_1 = V_2 \left[h_r - \frac{(1 + h_o R_L) h_i}{h_f R_L} \right]$$

$$V_1 = V_2 \left[\frac{h_r h_f R_L - (1 + h_o R_L) h_i}{h_f R_L} \right]$$

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{h_f R_L}{h_f h_f R_L - h_i h_o h_i R_L}$$

$$A_v = -\frac{h_f R_L}{h_i + R_L (h_i h_o - h_r h_f)} \tag{6.37}$$

iii. IMPEDANCIA DE ENTRADA

$$Z_{in} = \frac{V_1}{V_2}$$

$$V_1 = i_1 h_i + h_r v_2$$

$$\begin{aligned}
 V_1 &= i_1 h_i - h_{r12} R_L \\
 V_1 &= i_1 h_i - \frac{h_r h_f R_L i_1}{1 + h_o R_L} \\
 V_1 &= i_1 \left[\frac{h_i - h_f R_L h_r}{1 + h_o R_L} \right] \\
 Z_{in} &= h_i - \frac{h_r h_f R_L}{1 + h_o R_L} \tag{6.38}
 \end{aligned}$$

iv. IMPEDANCIA DE SALIDA.

$$\begin{aligned}
 Z_o &= \frac{V_2}{i_2} \\
 \text{Si } V_s &= 0 \\
 i_1(R_s + h_i) + h_r V_2 &= 0 \\
 i_1 &= -\frac{h_r V_2}{R_s + h_i} \\
 i_2 &= -\frac{h_f h_r V_2}{(R_s + h_i) + h_o V_2} \\
 i_2 &= V_2 \left[\frac{h_o - h_f h_r}{R_s + h_i} \right] \\
 Z_o &= \frac{1}{h_o - \frac{h_f h_r}{R_s + h_i}} \tag{6.39}
 \end{aligned}$$

v. GANANCIA DE POTENCIA.

$$\begin{aligned}
 Ap &= \frac{P_L}{P_i} \\
 \text{PL: potencia promedio en la carga.} \\
 P_L &= -V_2 i_2 \\
 P_i &= V_1 i_1
 \end{aligned}$$

$$Ap = \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \left(\frac{i_2}{i_1} \right) = AV.Ai$$

$$Ap = \frac{h_f^2}{(1 + h_o R_L) [h_i + (h_i h_o - h_f h_r) R_L]} \tag{6.40}$$

• CONFIGURACION EMISOR COMUN.

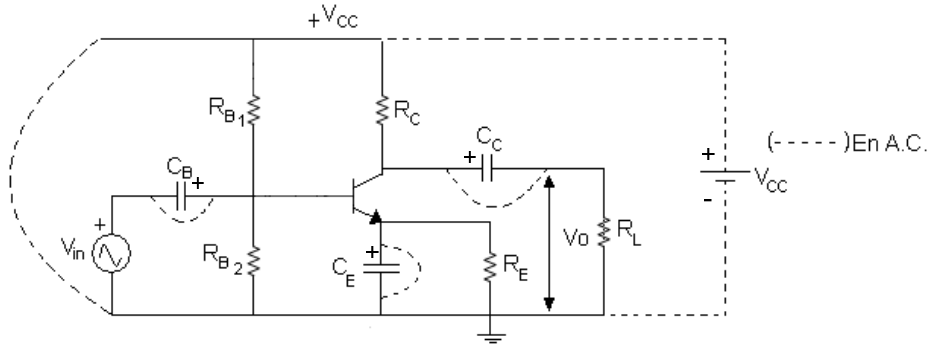


Figura 6.62 Circuito en Emisor Común con sus respectivos capacitores

- C_C : El capacitor de colector es empleado para bloquear la componente continua en la carga \$R_L\$, ya que nuestro requerimiento es una señal alterna pura en la carga \$R_L\$.
- ⇒: El CC para AC es un corto circuito.
- C_E : Capacitor de Emisor, permite controlar la ganancia de voltaje, se comporta como un corto circuito para AC y como un circuito abierto para DC.
- C_B : Capacitor de Base, bloquea la componente DC de la fuente \$V_{cc}\$ que puede estar presente en el generador.

ANALISIS UTILIZANDO PARAMETROS [H].

I. CON CAPACITOR DE EMISOR.-

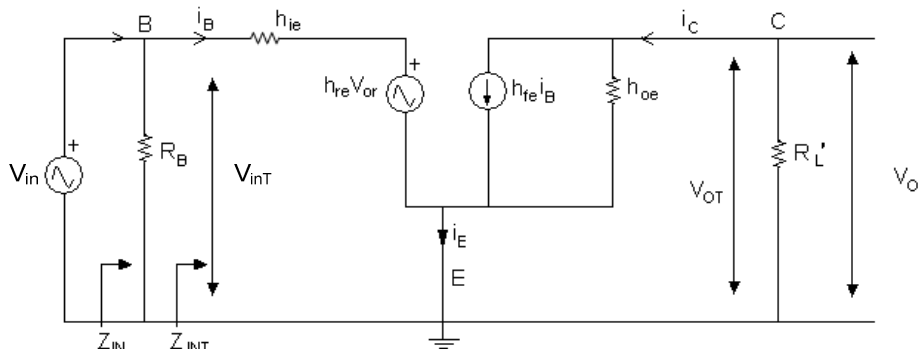


Figura 6.63 Análisis utilizando parámetros [H] con capacitor de emisor

donde : $R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$; $R'_L = R_C \parallel R_L$

i. Ganancia de corriente:

$$\begin{aligned}
 Ai &= \frac{i_{OT}}{i_{int}} = \frac{i_C}{i_B} \\
 i_C &= i_B h_{fe} + h_{oe} V_{OT} \\
 V_{OT} &= V_O = i_C R'_L \\
 i_C &= i_B h_{fe} - h_{oe} i_C R'_L \\
 i_C (1 + h_{oe} R'_L) &= i_B h_{fe} \\
 Ai &= \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R'_L} \tag{6.41}
 \end{aligned}$$

ii. Ganancia de voltaje:

$$\begin{aligned}
 Av &= V_{OT} / V_{inT} \\
 V_{inT} &= i_B h_{ie} + h_{re} V_{OT} \\
 V_{OT} &= - i_C R'_L \\
 i_B &= i_C (1 + h_{oe} R'_L) / h_{fe} \\
 V_{int} &= \frac{i_C h_{ie} (1 + h_{oe} R'_L)}{h_{fe}} - h_{re} i_C R'_L \\
 V_{int} &= i_C \left[\frac{h_{ie} (1 + h_{oe} R'_L)}{h_{fe}} \right] - h_{re} R'_L \\
 V_{int} &= V_{OT} \left[\frac{h_{ie} (1 + h_{oe} R'_L) - h_{re} h_{fe} R'_L}{h_{fe} R'_L} \right] \\
 Av &= - \frac{R'_L h_{fe}}{h_{ie} + h_{ie} h_{oe} R'_L - h_{re} h_{fe} R'_L} \tag{6.42}
 \end{aligned}$$

iii. Impedancia de entrada:

$$\begin{aligned}
 Z_{inT} &= \frac{V_{int}}{i_{int}} = \frac{V_{in}}{i_B} \\
 V_{in} &= h_{ie} i_B - h_{re} i_C R'_L \\
 i_C &= \frac{i_B h_{fe}}{1 + h_{oe} R'_L} \\
 V_{in} &= h_{ie} i_B - \frac{h_{re} h_{fe} R'_L i_B}{1 + h_{oe} R'_L} \\
 V_{in} &= i_B \left[h_{ie} - \frac{h_{re} h_{fe} R'_L}{1 + h_{oe} R'_L} \right]
 \end{aligned}$$

$$Z_{INT} = h_{ie} - \frac{h_{re} h_{fe} R_L'}{1 + h_{oe} R_L'} \tag{6.43}$$

$$Z_{IN} = R_B \parallel Z_{INT} \tag{6.44}$$

iv. Impedancia de salida:

$$Z_{OT} = \frac{V_O}{i_C} \quad , \text{ con } V_{in} = 0$$

$$i_C = h_{fe} i_B + h_{oe} V_O$$

$$V_{in} = 0 \text{ si } i_B h_{ie} = -h_{re} V_{OT}$$

$$i_B = -h_{re} \frac{V_O}{h_{ie}}$$

$$i_C = -\frac{h_{fe} h_{re} V_O}{h_{ie} + h_{oe} V_O}$$

$$i_C = V_O \left[h_{oe} - \frac{h_{fe} h_{re}}{h_{ie}} \right]$$

$$Z_{OT} = \frac{1}{h_{oe} - \frac{h_{fe} h_{re}}{h_{ie}}} \tag{6.45}$$

Los parámetros híbridos para la configuración de Emisor Común son aproximadamente del siguiente orden:

h_{fe}	50
h_{ie}	1 K Ω
h_{re}	$2,5 \times 10^{-4}$
h_{oe}	$2,5 \times 10^{-6} \text{ 1}/\Omega$

Tabla 6.3 Parámetros [H] para Emisor Común

Despreciando los parámetros h_{re} y h_{oe}, tenemos:

$$A_i \approx h_{fe}$$

$$A_v \approx -R_L' \frac{h_{fe}}{h_{ie}}$$

$$Z_{inT} \approx h_{ie}$$

$$Z_{OT} > 1 / h_{oe}$$

Ejemplo

Determinar A_i , A_v , Z_{inT} , Z_{oT} ; utilizando los valores de los parámetros híbridos que se muestran .

$$h_{ie} = 1 \text{ K}\Omega$$

$$h_{re} = 2 \times 10^{-4}$$

$$h_{fe} = 50$$

$$h_{oe} = 2.5 \times 10^{-6} \left(\frac{1}{\Omega} \right)$$

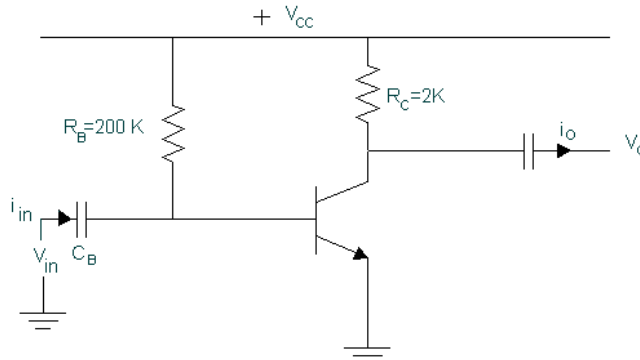


Figura 6.64

$$R'_L = R_L // R_C$$

$$R'_L = 2 \text{ K}\Omega$$

$$A_i = \frac{50}{1 + (2.5 \times 10^{-6})(2K)}$$

$$A_i = 49.75$$

$$A_v = - \frac{(2K)(50)}{\{1K + [1K(20 \times 10^{-6}) - (2 \times 10^{-4})(50)]2K\}}$$

$$A_v = -98.04$$

$$Z_{INT} = 1K - \frac{2 \times 10^{-4}(50)2K}{1 + 20 \times 10^{-6}(2K)}$$

$$Z_{INT} = 980.77[\Omega]$$

$$Z_{oT} = \frac{1}{20 \times 10^{-6} - \frac{2 \times 10^{-5}(50)}{1K}}$$

$$Z_{oT} = 100[\text{K}\Omega]$$

Si empleamos fórmulas aproximadas, tenemos :

$$A_i \approx h_{fe}$$

$$A_i \approx 50 \approx 49,75$$

$$AV \approx -\frac{R_L' h_{fe}}{h_{ie}}$$

$$AV \approx -\frac{2K(50)}{1K\Omega}$$

$$AV \approx -100 \approx -98,04$$

$$Z_{INT} \approx h_{ie}$$

$$Z_{INT} \approx 1[K\Omega] \approx 980.77(\Omega)$$

$$Z_{OT} \approx \frac{1}{h_{oe}}$$

$$Z_{OT} \approx \frac{1}{20 \times 10^{-6}}$$

$$Z_{OT} \approx 50(K\Omega) \approx 100(K\Omega)$$

Se puede asegurar que no existe mayor diferencia.

II. SIN CAPACITOR DE EMISOR.

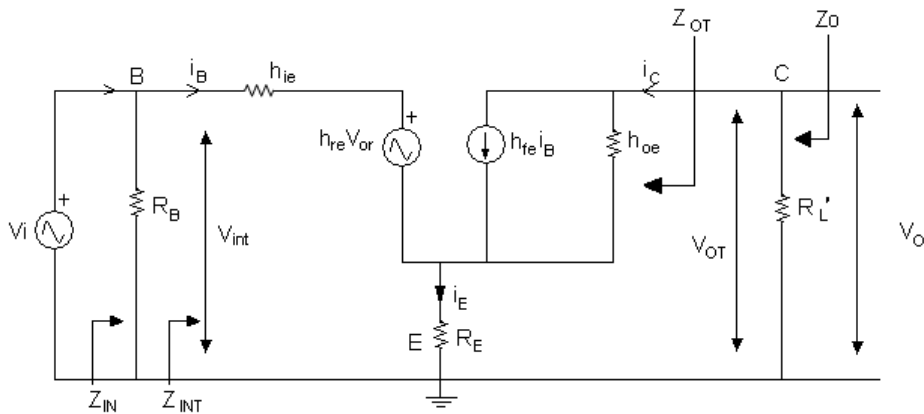


Figura 6.65 Análisis utilizando parámetros [H] sin capacitor de emisor

i. GANANCIA DE VOLTAJE

$$AV = \frac{V_{OT}}{V_{INT}}$$

$$V_{INT} = h_{ie}i_B + h_{re}V_{OT} + (i_B + i_C)R_E$$

$$V_{OT} = -i_C R_L'$$

$$i_C = i_B h_{fe} + h_{oe}(V_{OT} - V_{RE}) \tag{6.46}$$

$$\begin{aligned} \text{Si } h_{oe} &\approx 0 \\ h_{re} &\approx 0 \quad \Rightarrow : i_C = i_B h_{fe} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{INT} &= h_{ie} i_B + R_B i_E + i_C R_E \\ V_{OT} &= -h_{fe} i_B R'_L \\ V_{INT} &= i_B (h_{ie} + R_B) + i_C R_E \\ V_{INT} &= -\frac{V_{OT} [h_{ie} + R_E]}{h_{fe} R'_L} - \frac{V_{OT} R_E}{R'_L} \end{aligned}$$

$$V_{INT} = -V_{OT} \left[\frac{h_{ie} + R_E}{h_{fe} R'_L + \frac{R_E}{R'_L}} \right]$$

$$V_{INT} = -V_{OT} \frac{(h_{ie} + R_E + R_E h_{fe})}{h_{fe} R'_L} \quad (6.47)$$

$$AV = -\frac{h_{fe} R'_L}{[h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E]} \quad (6.48)$$

ii. GANANCIA DE CORRIENTE.

$$\begin{aligned} Ai &= \frac{i_{OT}}{i_{INT}} = \frac{i_C}{i_B} \\ i_C &= h_{fe} i_B + (V_{OT} - V_{RE}) h_{oe} \\ i_C &= h_{fe} i_B + (V_{OT} - (i_C + i_B) R_E) h_{oe} \end{aligned}$$

$$V_{OT} = -i_C R'_L \quad (6.49)$$

$$\begin{aligned} i_C &= h_{fe} i_B - i_C R'_L h_{oe} - i_C R_E h_{oe} - i_B R_E h_{oe} \\ i_C (1 + R'_L h_{oe} + R_E h_{oe}) &= i_B (h_{fe} - R_E h_{oe}) \end{aligned}$$

$$\frac{i_C}{i_B} = Ai = \frac{h_{fe} - R_E h_{oe}}{1 + h_{oe} (R'_L + R_E)} \quad (6.50)$$

Si no ponemos capacitor de emisor CE, la ganancia de voltaje es función de $1/R_E$; si ponemos RE sin un capacitor de emisor se consigue que la ganancia de voltaje sea más pequeña.

Si $h_{oe} \rightarrow 0$, entonces $Ai \approx h_{fe} = \beta$

iii. IMPEDANCIA DE ENTRADA

$$\begin{aligned}
 Z_{INT} &= \frac{V_{INT}}{i_{INT}} = \frac{V_{INT}}{i_B} \\
 V_{INT} &= h_{ie}i_B + h_{re}V_{OT} + (i_B + i_C)R_E \quad (6.51) \\
 i_C &= h_{fe}i_B \dots si \dots h_{oe} \Rightarrow 0 \\
 V_{INT} &= h_{ie}i_B - h_{re}h_{fe}i_B R_L' + h_{fe}i_B R_E + i_B R_E \\
 V_{INT} &= i_B (h_{ie} - h_{fe}R_L' h_{re} + R_E (1 - h_{fe})) \\
 Z_{INT} &= h_{ie} + R_E (h_{fe} + 1) - h_{re}h_{fe}R_L' \\
 si.h_{re} &\Rightarrow 0 \\
 Z_{INT} &= \frac{V_{INT}}{i_B} = h_{ie} + R_E (h_{fe} + 1)
 \end{aligned}$$

iv. IMPEDANCIA DE SALIDA

$$\begin{aligned}
 Z_{OT} &= \frac{V_{OT}}{i_O} = \frac{V_{OT}}{i_O} = \frac{V_{OT}}{i_C |_{V_{INT}=0}} \quad (6.52) \\
 i_B h_{ie} + h_{re}V_{OT} + (i_B + i_C)R_E &= 0 \\
 i_C &= h_{fe}i_B + (V_{OT} - (i_B + i_C)R_E)h_{oe} \\
 si.h_{oe} &\Rightarrow 0 \\
 i_C &= h_{fe}i_B \\
 i_B (h_{ie} + R_E) &= -h_{re}V_{OT} - i_C R_E \\
 i_B (h_{ie} + R_E) &= -h_{re}V_{OT} - h_{fe}i_B R_E \\
 i_B (h_{ie} + R_E + h_{fe}R_E) &= h_{re}V_{OT} \\
 \frac{V_{OT}}{i_C} &= \frac{-(h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E)}{h_{re}} \\
 \frac{V_{OT}}{i_C} &= \frac{-((h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E))}{h_{fe}h_{re}} = Z_{OT} \quad (6.53)
 \end{aligned}$$

6.3.3.6. RELACION ENTRE h_{ie} y r_e

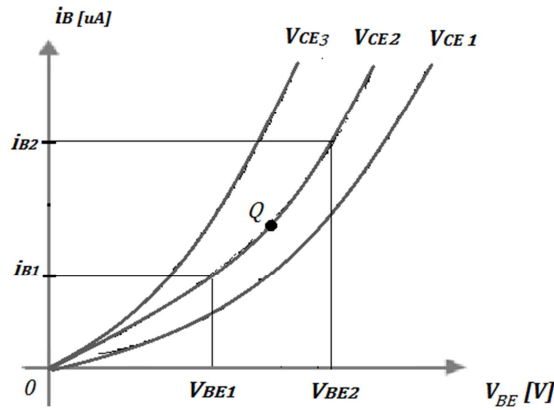


Figura 6.66 Relación de i_B y V_{BE} de h_{ie}

$$V_{be} = h_{ie} i_B + h_{re} V_{ce}$$

$$i_C = h_{fe} i_B + h_{oe} V_{ce}$$

$$h_{ie} = \Delta V_{BE} / \Delta i_B | V_{CE} = cte$$

$$r_d = \Delta V_{be} / \Delta i_B \approx 26 \text{ mV} / I_B \approx h_{ie}$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B$$

$$h_{ie} = 26 \text{ mV} (\beta + 1) / I_E$$

$$h_{ie} = r_e (\beta + 1)$$

6.3.3.7. EXPRESIONES DE GANANCIA DE CORRIENTE Y VOLTAJE USANDO PARAMETROS [T] DEL TRANSISTOR.

Se considera: $r_c \rightarrow \infty$ y $r_b \approx 0$

a) Circuito equivalente en emisor común.

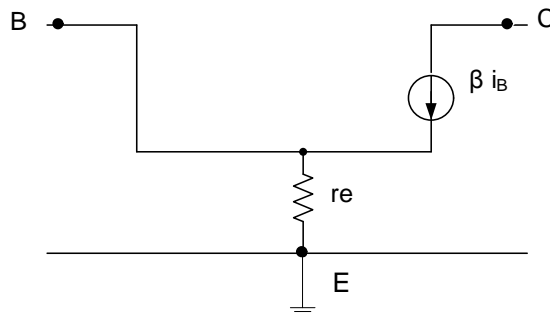


Figura 6.67 Circuito equivalente con parámetros [T] para la ganancia de voltaje y corriente

i. Análisis con C_E

$$\begin{aligned}
 A_i &\approx h_{fe} \\
 A_i &\approx \beta \\
 A_v &\approx -h_{fe} R_L' / h_{ie} \\
 A_v &\approx \beta R_L' / (\beta + 1) r_e \\
 A_v &= R_L' / r_e (\beta \approx \beta + 1) \\
 Z_{INT} &\approx h_{ie} \parallel (\beta + 1) r_e \\
 Z_{IN} &= R_B \parallel Z_{INT} && (6.54) \\
 Z_{OT} &> 1 / h_{oe} && (6.55) \\
 Z_{OT} &\text{ es una impedancia bastante alta} \\
 Z_O &= Z_{OT} \parallel R_L' \\
 \text{Si } Z_{OT} &\gg R_L' \rightarrow Z_O = R_L'
 \end{aligned}$$

ii. Análisis sin C_E

$$\begin{aligned}
 A_i &= h_{fe} = \beta \\
 A_v &= -h_{fe} R_L' / (h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E), h_{fe} = \beta \\
 \text{Si } \beta &\approx \beta + 1 \\
 A_v &\approx -R_L' / (r_e + R_E) \\
 Z_{INT} &= h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E \\
 Z_{INT} &= (\beta + 1) r_e + (\beta + 1) R_E \\
 Z_{INT} &= (\beta + 1)(r_e + R_E) \\
 Z_{IN} &= Z_{INT} \parallel R_B \\
 Z_{OT} &> 1 / h_{oe} \\
 Z_O &= Z_{OT} \parallel R_L'
 \end{aligned}$$

En este caso la A_v es una función inversa de la $r_e = V_T / I_E$ que depende de la temperatura ; para corregir esto algunas veces se añade una R_E'' , pero se disminuye la ganancia.

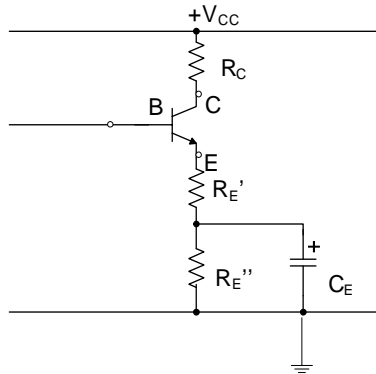


Figura 6.68

$$\begin{aligned}
 \text{Para DC } R_E &= R_E' + R_E'' \\
 \text{Para AC } R_E &= R_E' \\
 A_v &= -R_L' / (r_e + R_E') \\
 Z_{INT} &= (\beta + 1)(r_e + R_E')
 \end{aligned}$$

6.3.3.8. CALCULO DE LOS CAPACITORES

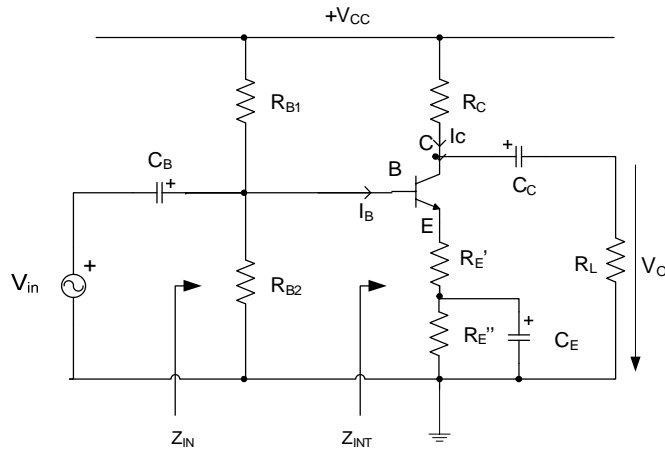


Figura 6.69 Circuito en configuración Emisor Común para el cálculo de los capacitores

CB:

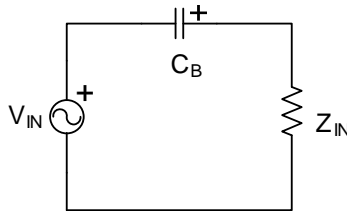


Figura 6.70

$X_{CB} \ll Z_{IN}$ el cálculo se lo realiza a la mínima frecuencia de trabajo. El capacitor de base tiene que ser un corto circuito para alterna por lo tanto tiene que representar una impedancia muy pequeña con respecto a la Z_{IN} .

$$\begin{aligned}
 Z_{IN} &= Z_{INT} \parallel R_B \\
 R_B &= R_{B1} \parallel R_{B2} \\
 X_{CB} &= 1 / \omega C_B \approx Z_{IN} / 10 \\
 C_B &\approx 10 / \omega Z_{IN}
 \end{aligned}
 \tag{ 6.56}$$

C_C se coloca para bloquear la DC y deje pasar la componente AC en la carga R_L , para que ocurra esto se debe cumplir que :

$$\begin{aligned}
 X_{CC} &\ll R_L \\
 1 / \omega C_C &\ll R_L \\
 1 / \omega C_C &\approx R_L / 10 \\
 C_C &\approx 10 / \omega R_L
 \end{aligned}
 \tag{ 6.57}$$

C_E :

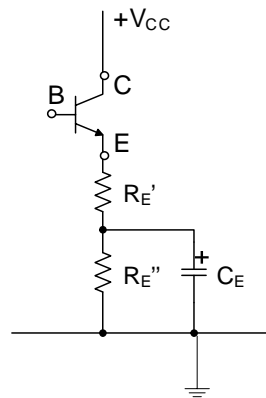


Figura 6.71

$$A_V = -R_L' / (r_e + R_{E'})$$

$$A_V = -R_L' / (r_e + R_{E'} + R_{E''} \parallel X_{CE})$$

Para que C_E sea un corto circuito
 Para AC se debe garantizar que :

$$R_{E''} \parallel X_{CE} \approx X_{CE}$$

$$X_{CE} \ll R_{E''}$$

$$A_V = -R_L' / (r_e + R_{E'} + X_{CE})$$

La ganancia de voltaje debe ser independiente de XCE

$$X_{CE} \ll R_{E''}$$

$$A_V = -R_L' / (r_e + R_{E'})$$

debido a que por lo general $R_{E'} < R_{E''}$, se sugiere que se cumpla solamente la segunda condición.

$$C_E \geq 10 / (w (R_{E'} + r_e)) \tag{6.58}$$

En el caso de usar únicamente una sola resistencia de emisor se procede idénticamente.

$$X_{CE} \ll r_e$$

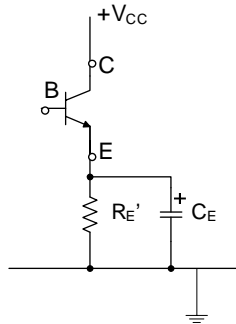


Figura 6.72

Todas estas expresiones deben calcularse para la frecuencia mínima de trabajo.

6.4. RECTAS DE CARGA DINÁMICAS Y ESTÁTICAS PARA EMISOR COMUN

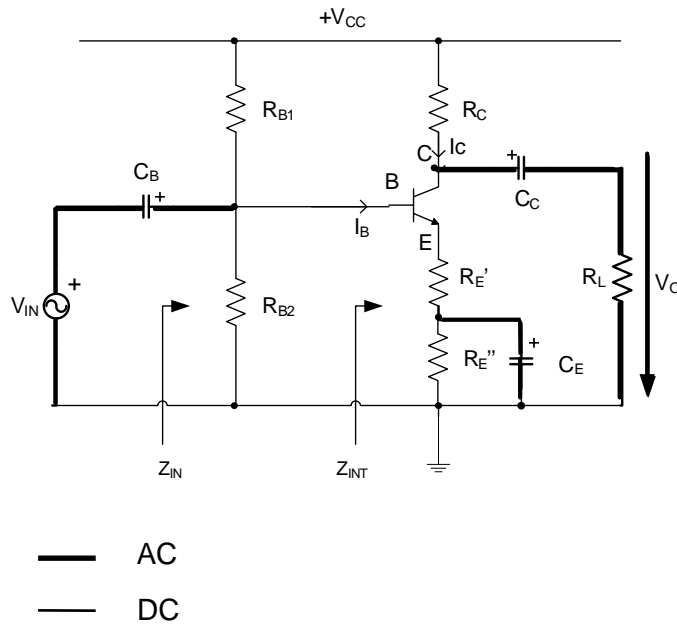


Figura 6.73 Circuito polarizado y alimentado con fuente de AC

6.4.1. ANALISIS PARA DC

$$V_{CC} = I_C R_C + V_C$$

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_C}{R_C} \tag{6.59}$$

Recta de carga estática (DC) para colector (1) (punto de trabajo Q).
 $m = -1 / R_C < 0$.

$$V_E = I_E R_E$$

$$R_E = R_E' + R_E''$$

$$m = -1 / R_E > 0$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E' + R_E''} \tag{6.60}$$

Recta de carga estática para emisor (2), punto de trabajo Q'

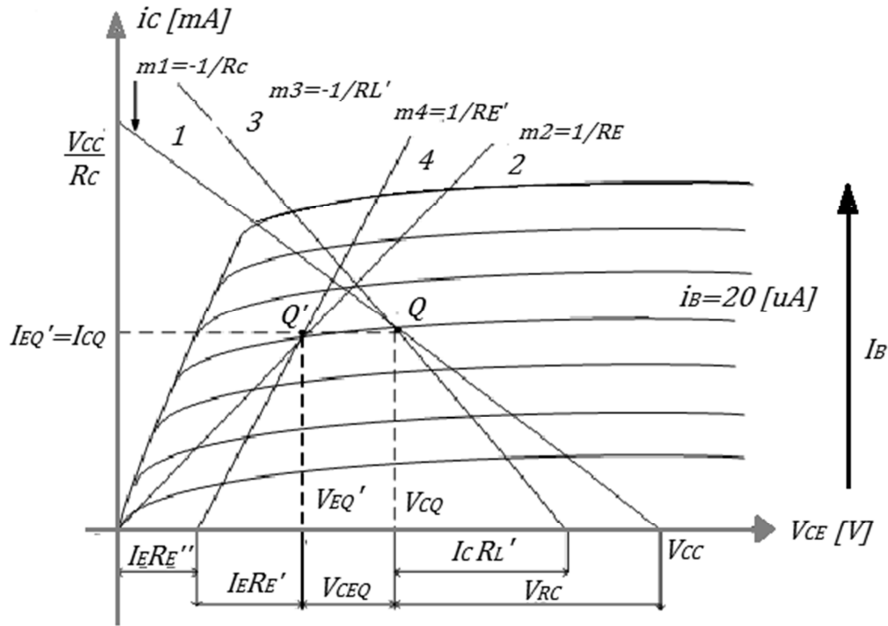


Figura 6.74 Análisis de voltajes DC en el punto de trabajo

6.4.2. RECTAS DE CARGA DINAMICAS (AC)

$$i_c = (-V_C / R_L') + b$$

Además conocemos que esta recta de carga pasa por (I_C, V_C) punto Q.

$$I_C = (-V_C / R_L') + b$$

$$b = (I_C R_L' + V_C) / R_L'$$

$$i_c = -\frac{V_C}{R_L'} + \frac{I_C R_L' + V_C}{R_L'} \tag{6.61}$$

$$m = -1 / R_L$$

$$\text{Si } i_c = 0 \rightarrow V_C = I_C R_L' + V_C$$

$$\begin{aligned}
 R_L' &= R_L \parallel R_C \\
 R_L' < R_C &\rightarrow I_C R_L' < I_C R_C \\
 i_e &= (V_E / R_E') + b \\
 \text{Además el punto } Q (I_E, V_E) &\text{ es solución de la recta de carga dinámica.} \\
 i_e &= (V_E / R_E') + b \\
 b &= (I_E R_E'' - V_E) / R_E \\
 i_e &= \frac{V_E}{R_E'} + \frac{I_E R_E' - V_E}{R_E'} \tag{6.62}
 \end{aligned}$$

$$i_e = 0 \rightarrow V_E = V_E - I_E R_E'$$

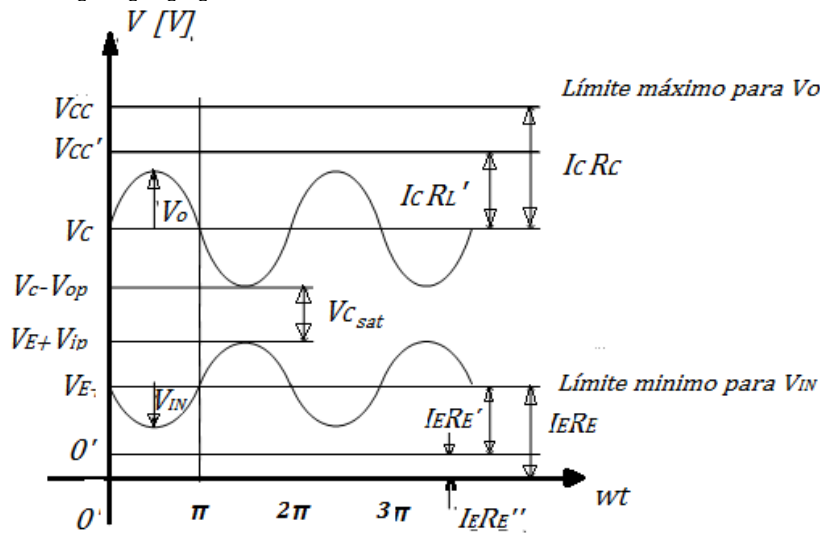


Figura 6.75 Condiciones de diseño para Transistor en Emisor Común

Este análisis sirve para garantizar que la señal amplificada no sufra recortes , ni distorsiones.

Se producen recortes por las siguientes razones:

1. Si V_{inp} supera $0'$
2. Si V_{op} es mayor que V_{cc}'
3. Si existe intersección entre 1 y 2

Para que no existan recortes se debe considerar:

$$V_{CE} = V_{op} + V_{ip} + V_{CE sat} \tag{6.63}$$

El $V_{CE sat}$ es el voltaje mínimo que debe existir entre colector y emisor para que no exista distorsión, $V_{CEsat min} = 0.3 V$. Para asegurarnos que no exista recorte ni distorsión del transistor tomaremos $V_{CE sat} = 2V$.

$$I_C > i_{cp}$$

Ahora bien para garantizar que el transistor no llegue a la región de corte ($I_c = 0$).

$$\begin{aligned}
 i_c &= I_{CQ} + i_c \geq 0 \\
 I_{CQ} - i_{cp} &\geq 0 \\
 I_{CQ} &\geq i_{cp} \\
 V_{RC} / R_C &\geq V_{op} / R_L \\
 V_{RC} &\geq \frac{R_C}{R_L} V_o
 \end{aligned} \tag{6.64}$$

Esta nos garantiza que no exista distorsión debido a la corriente de colector.

Otra forma de obtener la ecuación 6.64 es la siguiente :

$$\begin{aligned}
 I_C R_L' &\geq V_{op} \\
 (V_{RC} / R_C) R_L' &\geq V_{op} \\
 V_{RC} &\geq (R_C / R_L') V_{op}
 \end{aligned}$$

Análisis para que no haya distorsión de la señal por la corriente de emisor:

$$\begin{aligned}
 i_E &= I_{EQ} + i_e \geq 0 \\
 I_{EQ} - i_{ep} &\geq 0 \\
 I_{EQ} &\geq i_{ep} \\
 V_E / R_E &\geq V_{ep} / R_E' \\
 V_E &\geq \frac{R_E}{R_E'} V_e
 \end{aligned} \tag{6.65}$$

Otra forma de deducir la ecuación 6.65 es la siguiente :

$$\begin{aligned}
 I_E R_E' &\geq V_{ep} \\
 (V_E / R_E) R_E' &\geq V_{ep} \\
 V_E &\geq (R_E / R_E') V_e
 \end{aligned}$$

Para AC $V_e = V_i \rightarrow V_E \geq (R_E / R_E') V_{ip}$

Para diseñar el valor de la fuente se tendría lo siguiente:

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= V_E + V_{CE} + V_{RC} \\
 V_{CC1} &\geq V_E + V_{op} + V_{ip} + V_{CE sat} + V_{RC} \\
 V_{CC} &= 1.1 V_{CC1} \text{ para propósitos de diseño.}
 \end{aligned}$$

Ejemplo 1

Diseñar un amplificador en emisor común que disponiendo de una señal de entrada de $1 V_p$, a la salida se tenga $10 V_p$, la carga deberá ser de $1 [K\Omega]$, si se trabaja con un TBJ tipo NPN con $\beta_{min} = 50$, $\beta_{typ} = 100$, la frecuencia mínima de trabajo es $1KHz$ y la máxima $20KHz$.

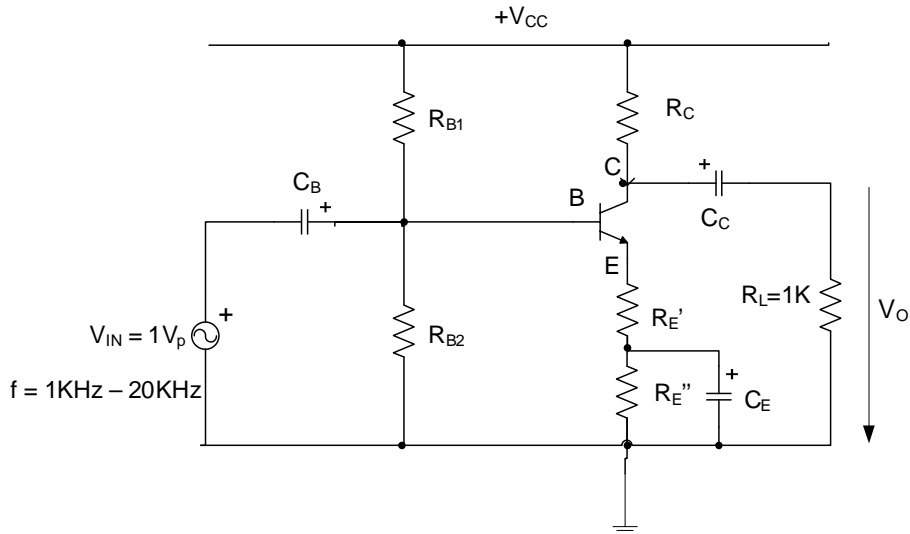


Figura 6.76

$$|Av| = V_o / V_{in} = 10 / 1 = 10$$

$$R_C = ?$$

$$V_{RC} \geq (R_C / R_L') V_{op}$$

Existen tres posibilidades para el valor de R_C

- a) $R_C \ll R_L \rightarrow R_L' = R_C // R_L \approx R_C$
- b) $R_C = R_L \rightarrow R_L' \approx R_C / 2$
- c) $R_C \gg R_L \rightarrow R_L' \approx R_L$

La solución es verdadera si :

$$R_C / R_L' \geq 1$$

$$R_C \geq R_L'$$

$$R_L' \approx R_C \text{ de a)}$$

$$R_C \ll R_L$$

Con esta última condición se consigue que V_{CC} baje y que la I_C sea la más grande posible.

$$R_C \approx 100$$

$$R_C = 1 [K\Omega] / 10 = 100 [\Omega]$$

$$V_{RC} \geq (R_C / R_L') V_{op}$$

$$V_{RC} \geq (100 / 100 \parallel 1[K\Omega]) * 10 \approx 11 [V]$$

Si consideramos una tolerancia del 20%

$$V_{RC} = 1.2 (11) = 14 [V]$$

$$= 14 V$$

$$I_C = V_{RC} / R_C$$

$$I_C = 18 / 100 = 140 [mA]$$

→ el transistor debe tener un $I_{Cmax} < 140 [mA]$

$$V_E > 1V$$

Sea $V_E = 2V$ y $V_E > V_{ip}$, $V_{ip} = 1V$

$$R_E = V_E / I_C$$

$$= 2V / 140 [mA]$$

$$= 14.28 \Omega \rightarrow R_{E1} = 12 \Omega \text{ Y } R_{E2} = 18\Omega$$

R_{E1} y R_{E2} son resistencias normalizadas.

Sea $R_E = 18 \Omega \rightarrow V_E = 18 \Omega (140mA) = 2.52 V$

$$V_B = V_{BE} + V_E$$

$$= 0.7 + 2.52$$

$$= 3.22 V$$

$$I_2 \gg I_{Bmax}$$

$$I_{Bmax} = I_C / \beta_{min}$$

$$= 140 mA / 50$$

$$= 2.8 [mA]$$

$$I_2 = 10 I_B = 28 [mA]$$

$$R_{B2} = 3.22 V / 28 [mA]$$

$$R_{B2} = 115\Omega \rightarrow R_{B21} = 100\Omega \text{ Y } R_{B22} = 120\Omega$$

Sea $R_{B2} = 100\Omega$ ya que de esta forma logro que $I_2 \gg I_B$

$$V_{CE} \geq V_{ip} + V_{op} + V_{CE min}$$

$$= 10+1+2$$

$$= 13 [V]$$

De esta manera ya podemos determinar el valor para la fuente Vcc

$$V_{CC} \geq I_C R_C + V_{CE} + V_E$$

$$V_{CC} \geq 14 + 13 + 2 \geq 29$$

$$V_{CC} \rightarrow 30 [V]$$

$$10004.2\Omega \rightarrow R_{B11} = 1K \text{ Y } R_{B12} = 1.2K\Omega$$

$$R_{B1} = (V_{CC} - V_B) / I_1 = (V_{CC} - V_B) / 11 I_B = (30 - 3.22) / 30.8 [mA] = 869.4$$

$$R_{B1} = 869.4 \rightarrow R_{B11} = 820\Omega \text{ Y } R_{B12} = 100\Omega$$

Sea $R_{B1} = 820 \Omega \rightarrow I_1 \uparrow$ e $I_2 \uparrow \rightarrow I_B$ es mas despreciable.

Cálculo de R_E

$$A_v = -R_L' / (r_e + R_E')$$

$$r_e = 26 \text{ mV} / 140 \text{ mA} = 0.18 \Omega$$

$$R_E' = (R_L' / A_v) - r_e$$

$$R_L' = 1\text{K} // 100\Omega$$

$$= 90.9 \Omega$$

$$R_E' = (90.9 / 10) - 0.18$$

$$= 8.91 \Omega \rightarrow R_E' 1 = 8.2\Omega \quad Y \quad R_E' 2 = 10\Omega$$

Sea $R_E' = 8.2 \Omega$

$$R_E'' = R_E - R_E'$$

$$= 18 - 8.2 \approx 10 \Omega$$

Compruebo:

$$V_E > (R_E / R_E') V_{ip}$$

$$> (18 / 8.2) 1\text{V} = 2.2 [\text{V}]$$

Cálculo de los condensadores.

$$C_B: C_B \geq 10 / (w Z_{IN})$$

$$Z_{INT} = 51 (8.2 + 0.18)$$

$$= 427.38$$

$$R_{BB} = R_{B1} // R_{B2} = 89.13$$

$$Z_{IN} = 89.13 // 427 = 73.75 \Omega$$

$$C_B \geq 10 / (6283.18 * 73.75) \geq 21.5 [\mu\text{F}]$$

$$C_B = 22 [\mu\text{F}]$$

Sea $C_B = 22 [\mu\text{F}]$

$$C_E: C_E \geq 10 / [w (r_e + R_E')]$$

$$C_E \geq 10 / [6283.18 (0.18 + 8.2)]$$

$$C_E \geq 189.9 [\mu\text{F}]$$

Sea $C_E = 220 [\mu\text{F}]$

$$C_C: C_C \geq 10 / (W R_L)$$

$$C_C \geq 10 / (6283.18 * 1\text{K})$$

$$C_C = 1.59 [\mu\text{F}]$$

Sea $C_C = 2.2 [\mu\text{F}]$

Ejemplo 2

Diseñar un amplificador en emisor común las siguientes características.

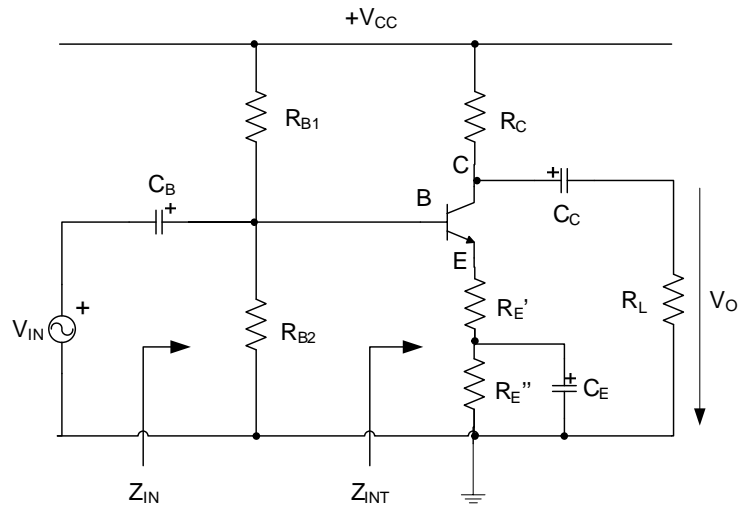


Figura 6.77

- $Z_{IN} = 1,5 [K\Omega]$
- $V_{IN} = 0.2 V_p$
- $|Av| = 50$
- $\beta_{min} = 80$
- $f_{min} = 1 KHz$
- $R_L = 2.2 [K\Omega]$

$$\frac{Z_{in}}{\beta + 1} < r_e + R'_E < \frac{R_L}{\Delta V}$$

$$\frac{1.5 K}{81} < r_e + R'_E < \frac{22K}{50}$$

$$18.52 < r_e + R'_E < 44$$

Entonces se escoge $r_e + R'_E = 25$

$$R'_L = \Delta V (r_e + R'_E) = 1250 K\Omega$$

$$R_C = \frac{R'_L \times R_L}{R_L - R'_L} = \frac{1250 K \times 2.2K}{1250 K - 2.2K} = 2.8 K\Omega$$

Se escoge:

$$R_C = 5.1 K\Omega$$

Volvemos a calcular

$$R'_L = \frac{R_C \times R_L}{R_C + R_L} = \frac{5.1 K \times 2.2K}{5.1 K + 2.2K} = 1536.99 \Omega$$

$$V_{RC} \geq \frac{\hat{V}_O R_C}{R'_L}$$

$$V_{RC} \geq \frac{(0.2)(50)(5.1 K\Omega)}{1536.99} * (20\%)$$

Considerando una tolerancia del 20%

$$V_{RC} \geq 39.82 [V]$$

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{39.82 [V]}{5.1 K\Omega}$$

$$I_C = 7.81 [mA]$$

$$V_{CE} \geq \hat{V}_O + \hat{V}_{in} + V_{CE min}$$

$$V_{CE} \geq 10 + 0.2 + 2 = 12.2 \times 1.2 = 14.64 [V]$$

$$V_{R_{B1}} = V_{RC} + V_{CE} - V_{BE}$$

$$V_{R_{B1}} = 39.81 [V] + 14.64 [V] - 0.7 [V] = 53.76 [V]$$

$$I_1 \gg I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{7.81 [mA]}{80} = 97.6 [uA]$$

$$I_1 \gg 0.976 [mA]$$

$$R_{B1} = \frac{V_{R_{B1}}}{I_1} = \frac{53.76 [V]}{0.976 [mA]}$$

$$R_{B1} = 55.14 K\Omega = 56 K\Omega$$

Se toma el valor más alto para cumplir con Z_{IN}

$$R_{B1} = 56 K\Omega$$

Con estos nuevos valores

$$I_1 = \frac{V_{R_{B1}}}{R_{B1}} = \frac{53.76 [V]}{56 K\Omega} = 0.96 [A]$$

$$r_e = \frac{26 [mV]}{I_C} = \frac{26 [mV]}{7.81 [mA]} = 3.33 \Omega$$

$$\Delta V = \frac{R'_L}{r_e + R'_E}$$

$$R'_E = \frac{R'_L}{\Delta V} - r_e$$

$$R'_E = \frac{1536.99 \Omega}{50} - 3.33 = 27.41 \Omega = 27 \Omega$$

$$Z_{inT} = (\beta + 1)(r_e + R'_E) = 81 \times (3.33 + 27) = 2456.73 \Omega$$

$$R_{BB} = \frac{Z_{in} \times Z_{inT}}{Z_{in} - Z_{inT}} = \frac{1.5 K \times 2456.73}{2456.73 - 1.5 K} = 3851.76 \Omega$$

$$R_{B2} = \frac{R_{BB} \times R_{B1}}{R_{B1} - R_{BB}} = \frac{3851.76 \times 56 K}{-3851.76 + 56 K} = 4136.26 \Omega = 4.3 K\Omega$$

Con los nuevos valores:

$$R_{BB} = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{56 K \times 4.3 K}{56 K + 4.3 K} = 3993.37 \Omega$$

$$V_B = I_2 \times R_{B2}$$

$$V_B = (0.862 [mA]) \times 3993.37 \Omega$$

$$V_B = 3.71 [V]$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 3.7 - 0.7$$

$$V_E = 3.00 [V]$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{3 [V]}{7.81[mA]}$$

$$R_E = 384.12 \Omega$$

$$R_E'' = R_E - R_E' = 384.12 \Omega - 27 \Omega = 357.12 \Omega = 360 \Omega$$

$$\rightarrow R_E = R_E' + R_E'' = 27 + 360 = 387 \Omega$$

$$V_E = R_E \times I_E = 387 * 7.81[mA] = 3.02 [V]$$

$$V_{CC} \geq \hat{V}_{RC} + \hat{V}_{CE} + V_E$$

$$V_{CC} \geq 39.82 + 14.64 + 3.02$$

$$V_{CC} \geq 57.48 [V] = 60 [V]$$

Calculo de los capacitores:

$$C_B \geq \frac{10}{2 \pi f Z_{in}} = \frac{10}{2 \pi (1KHz)(1.5)K\Omega} \geq 1.06 [uF]$$

$$C_C \geq \frac{10}{2 \pi f R'_L} = \frac{10}{2 \pi (1KHz)(1536.99 \Omega)} \geq 1.04[uF]$$

$$C_E \geq \frac{10}{2 \pi f (r_e + R'_E)} = \frac{10}{2 \pi (1KHz)(3.33 + 27)} \geq 52.4[uF]$$

Finalmente comprobamos los cálculos realizados con los parámetros dados al inicio del ejercicio

$$Z_{in} = \frac{R_{BB} \times Z_{inT}}{R_{BB} + Z_{inT}}$$

$$R_{BB} = \frac{56 K \times 4.3K}{56 K + 4.3K} = 3993.37 \Omega$$

$$Z_{inT} = 2456.73 \Omega$$

$$Z_{in} = 1.521 K\Omega \geq 1.5 K\Omega$$

$$\Delta V = \frac{RL'}{r_e + RE'} = 50.6755$$

Se ha comprobado que todos los parámetros se cumplen

Ejemplo 3

Diseñar un amplificador en emisor común tal que $V_{IN} = 1\text{ V}_p$, $|A_v| = 30$, $R_L = 4.7\text{ K}\Omega$, $\beta_{min} = 50$, $f_{min} = 1\text{ KHz}$ y que permita obtener a la salida una onda como la siguiente.

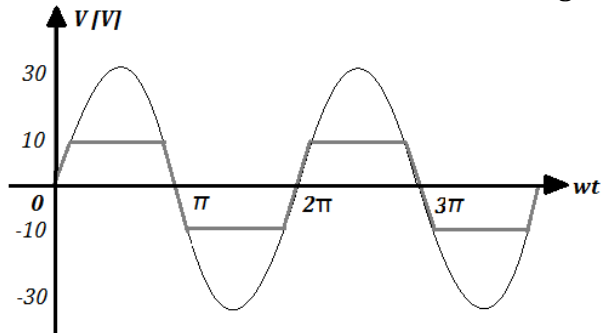


Figura 6.78

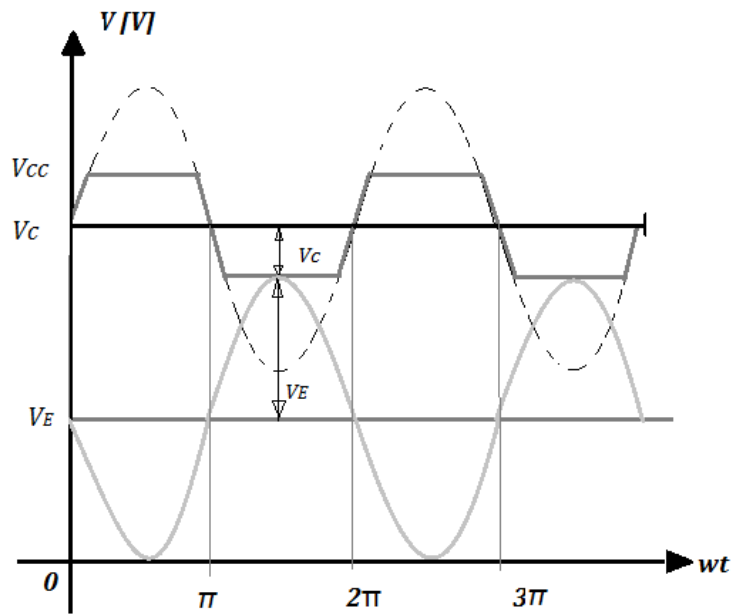


Figura 6.79

$$R_L' = R_L \parallel R_C \approx R_C$$

$$R_C \ll R_L \rightarrow R_C = 470\ \Omega$$

Para el recorte de arriba

$$V_{RC} \geq (R_C / R_L') V_{op}$$

$$0 \geq X \geq \pi \rightarrow V_{op} = 10\text{ V}$$

$V_{RC} \geq (470 / 470 \parallel 4.7 K) 10 = 11V$ con esto aseguramos el recorte por arriba de la onda de salida.

$$\begin{aligned} I_C &= V_{RC} / 470 \\ &= 11V / 470 \\ &= 23.4 \text{ mA} \end{aligned}$$

Para el recorte de abajo.

$$\begin{aligned} \text{Sea } V_E &= 2V \\ R_E &= V_E / I_E \\ &= 2V / 23.4 \text{ mA} \\ &= 85.5 \Omega \rightarrow R_{E1} = 82 \Omega \text{ y } R_{E2} = 91 \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Sea } R_E &= 91 \Omega \\ V_E &= 91 \Omega (23.4 \text{ mA}) \\ &= 2.12 V \\ r_e &= 26 \text{ mV} / 23.4 \text{ mA} \\ r_e &\approx 1 \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} r_e + R_E' &= R_L' / |Av| \\ R_L' &= R_L \parallel R_C \\ &= 470 \parallel 4.7 K \\ R_L &\approx 429 \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} r_e + R_E' &= 429 / 30 = 14.3 \\ R_E' &= 14.3 - 1 = 13.3 \Omega \\ R_{E1} &= 12 \Omega \text{ y } R_{E2} = 18 \Omega \end{aligned}$$

$$\text{Sea } R_E = 18 \Omega$$

$$\begin{aligned} R_E'' &= R_{Eca1} - R_E' \\ &= 85.5 - 13.3 \\ &= 72.2 \Omega \end{aligned}$$

$$\text{Sea } R_E'' = 68 \Omega$$

$$\begin{aligned} R_E &= R_E'' + R_E \\ &= 68 + 18 = 86 \Omega \\ V_{RE} &= 23.4 \text{ mA} (86) = 2.01 V \end{aligned}$$

Análisis AC para el recorte por abajo.

$$\begin{aligned} Av &= V_O / V_{IN} \\ V_O &= Av * V_{IN} \\ \text{Para AC; } V_C &= Av V_e \end{aligned}$$

Esta consideración solo es válida para AC

$$V_e = V_C / A_v$$

$$= 20 / 30$$

$$= 0.67 V$$

De la figura se desprende que :

$$V_C = V_e + V_C$$

$$= 0.67 + 20$$

$$= 20.67 V$$

$$V_{CC} = V_E + V_{CE} + V_{RC}$$

$$= 2.01 + 20.67 + 11$$

$$= 33.68 V$$

$$I_{B \max} = I_C / \beta_{\min}$$

$$= 23.4 \text{ mA} / 50$$

$$= 0.468 \text{ mA}$$

$$I_2 \gg I_{B \max}$$

$$I_2 = 10 I_B = 4.68 \text{ mA}$$

$$R_{B2} = V_B / R_{B2} = (0.7 + 2.01) V / 4.68 \text{ mA}$$

$$= 579 \Omega$$

$$R_{B21} = 560 \Omega \text{ y } R_{B22} = 680 \Omega$$

$$\text{Sea } R_{B2} = 560 \Omega$$

$$I_2 = V_B / R_{B2} = 2.71 V / 560 \Omega$$

$$= 4.83 \text{ mA}$$

$$R_{B1} = (V_{CC} - V_B) / (I_2 + I_B)$$

$$= (33.68 - 2.71) / (4.83 + 0.468)$$

$$= 5.83 \text{ K}\Omega$$

$$R_{B11} = 5.6 \text{ K}\Omega \text{ y } R_{B12} = 6.8 \text{ K}\Omega$$

$$\text{Sea } R_{B1} = 6.8 \text{ K}\Omega$$

6.5. AMPLIFICADOR EN COLECTOR COMUN.

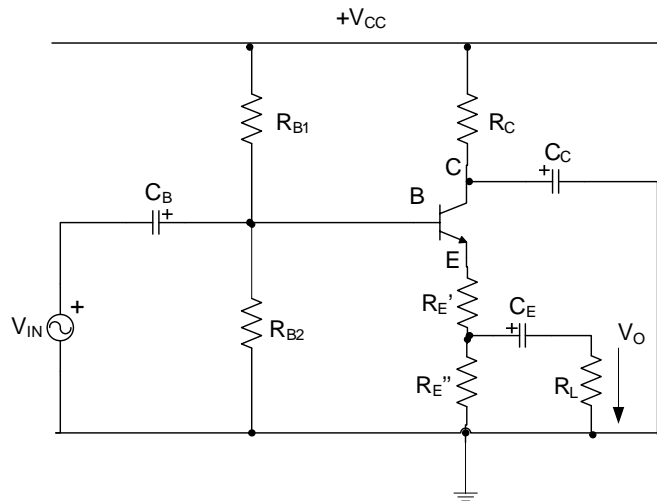


Figura 6.80 Circuito amplificador en Colector Común

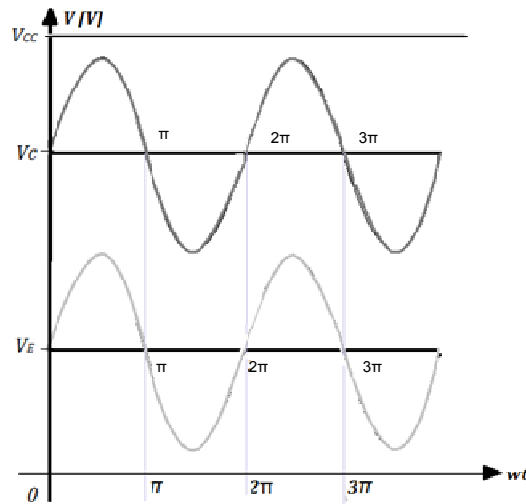


Figura 6.81 Condiciones de diseños para Transistor en Colector Común

La resistencia R_c ocasiona que sobre ella existe una caída de tensión, lo cual implica que V_{cc} crezca, como no es indispensable la podemos eliminar.

Entonces nuestro amplificador queda como en la figura siguiente:

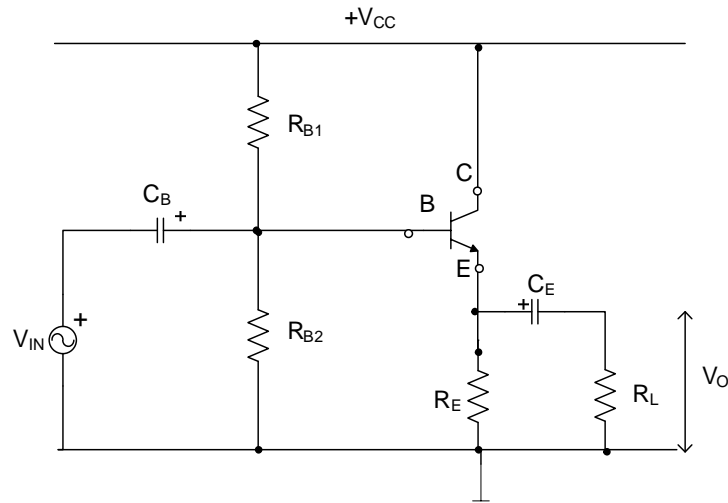


Figura 6.82 Circuito equivalente del amplificador en Colector Común

Las aplicaciones de este amplificador son muy restringidas ya que no hay ganancia de voltaje (A_v). Su uso se limita a:

- a) Circuito acoplador de impedancias.
- b) No sirve para amplificador de voltaje.
- c) Los demás parámetros se calculan igual.

Ya que $A_v \approx 1$, se le conoce como seguidor de emisor.

6.5.1. ANALISIS USANDO PARAMETROS [T]

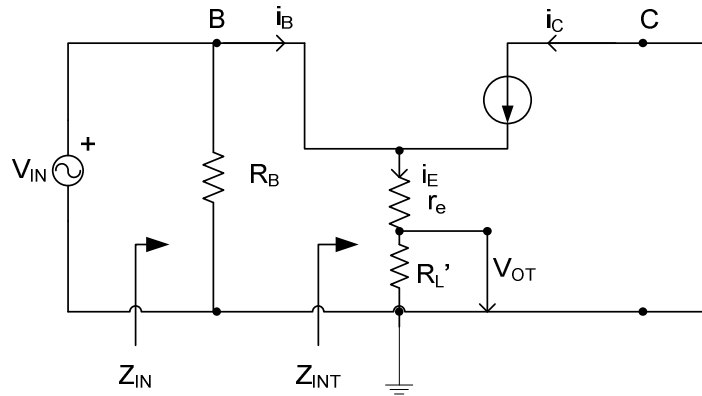


Figura 6.83 Circuito equivalente con parámetros [T] en Colector Común

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

$$R_L' = R_E \parallel R_L$$

i. GANANCIA DE VOLTAJE.

$$A_v = V_{OT} / V_{INT}$$

$$V_{OT} = i_e R_L'$$

$$V_{IN} = i_e (R_L' + r_e)$$

$$A_v = \frac{R_L'}{r_e + R_L'} \tag{6.66}$$

$$A_v \rightarrow 1$$

ii. GANANCIA DE CORRIENTE.

$$A_i = i_e / i_B = \beta + 1 \tag{6.67}$$

iii. IMPEDANCIA DE ENTRADA.

$$Z_{INT} = V_{INT} / i_{INT}$$

$$= [i_E (r_e + R_L') / i_B]$$

$$Z_{INT} = (\beta + 1) (r_e + R_L')$$

Z_{INT} tiene un valor alto

$$Z_{IN} = Z_{INT} \parallel R_B \tag{6.68}$$

iv. IMPEDANCIA DE SALIDA

$$Z_{OT} = V_{OT} / i_{OT}$$

$$= (-i_B R_B - i_B r_e) / -i_E \tag{6.69}$$

Z_{OT} tiene un valor pequeño.

v. CALCULO DE LOS CAPACITORES.

$$X_{CB} \ll Z_{IN} \rightarrow C_B \geq 10 / \omega Z_{IN} \tag{6.70}$$

$$X_{CE} \ll R_L \rightarrow C_E \geq 10 / \omega R_L \tag{6.71}$$

Se debe recordar que el cálculo de los capacitores se los debe realizar a la mínima frecuencia de trabajo.

6.6. AMPLIFICADOR EN BASE COMUN

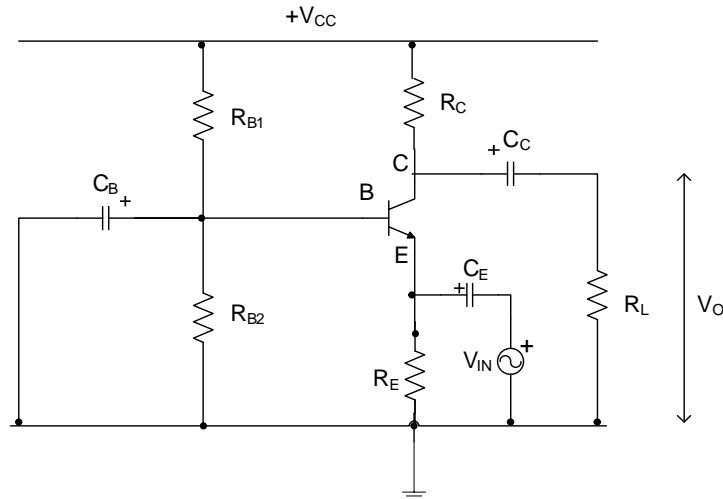


Figura 6.84 Circuito en configuración Base Común

En el presente circuito se tiene que la utilidad del capacitor de base C_B es la de permitir controlar la ganancia del amplificador.

El circuito equivalente con parámetros T del amplificador en la configuración de base común SIN EL CAPACITOR DE BASE C_B es:

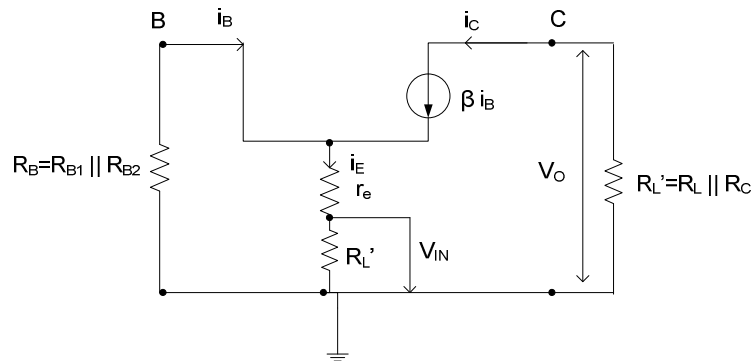


Figura 6.85 Circuito equivalente con parámetros [T] en Base Común

a) GANACIA DE VOLTAJE

$$\begin{aligned}
 A_V &= V_{OT} / V_{IN} \\
 V_{OT} &= -I_C R_L' \\
 V_{IN} &= V_{INT} = -i_E r_e - i_B R_B \\
 V_{IN} &= -i_E (r_e + R_B / (\beta + 1)) \\
 A_V &= (i_C R_L) / (i_B [r_e + R_B / (\beta + 1)]) \tag{6.72}
 \end{aligned}$$

Si consideramos que: $i_C = i_E$

$$A_V = \frac{R_L'}{r_e + \frac{R_B}{\beta + 1}} \tag{6.73}$$

Si se conecta el CAPACITOR DE BASE C_B la $R_B = 0$, por lo que la ganancia de voltaje se reduce a :

$$A_V = \frac{R_L'}{r_e} \tag{6.74}$$

Esto demuestra que sin el C_B la ganancia AUMENTA.

Para conseguir que la ganancia no dependa de r_e se coloca a C_B a una parte de R_B .

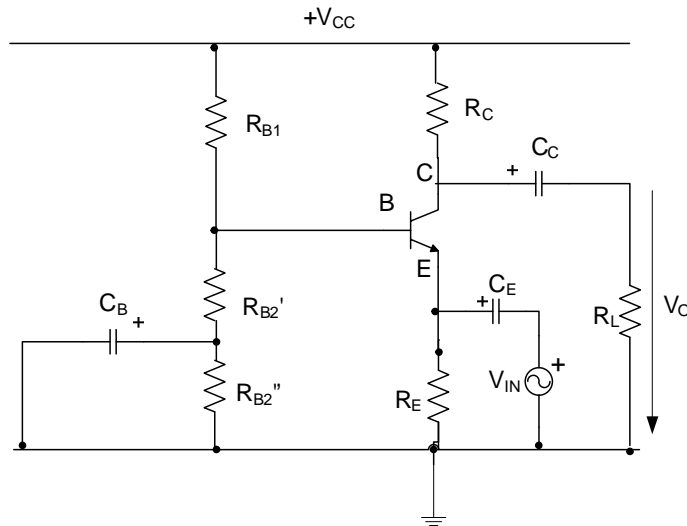


Figura 6.86 Circuito equivalente con C_B

Para AC $R_{B2}'' = 0$ (puesto que C_B le cortocircuita), entonces

$$R_B = R_{B2}'$$

Como la ganancia es positiva las señales de entrada y salida están en fase.

b) GANACIA DE CORRIENTE.

$$A_i = i_C / i_E \tag{6.75}$$

= $\alpha \rightarrow$ que no existe ganancia de corriente

c) IMPEDANCIA DE ENTRADA.

$$Z_{INT} = V_{INT} / i_{INT}$$

$$Z_{INT} = r_e + \frac{R_B}{\beta + 1} \quad \text{sin } C_B \tag{6.76}$$

con $C_B \rightarrow R_B = 0$

$$Z_{INT} = r_e$$

$$Z_{IN} = R_E \parallel Z_{INT} \tag{6.77}$$

d) CALCULO DE LOS CONDENSADORES.

$$X_{CC} \ll R_L$$

$$X_{CE} \ll Z_{IN}$$

$$X_{CB} \ll r_e (\beta + 1)$$

La última expresión se la obtiene de la siguiente manera:

$$A_v = \frac{R_L'}{r_e + \frac{R_B \parallel X_{CB}}{\beta + 1}}$$

$$X_{CB} \ll R_B$$

$$X_{CB} / (\beta + 1) \ll r_e$$

Para que no influya C_B en la ganancia, $X_{CB} \ll (\beta + 1) r_e$.

Ejemplo 1

Para el circuito de la figura calcular las corrientes y voltajes de polarización, A_v , Z_{IN} , Z_O , si $\beta = 150$.

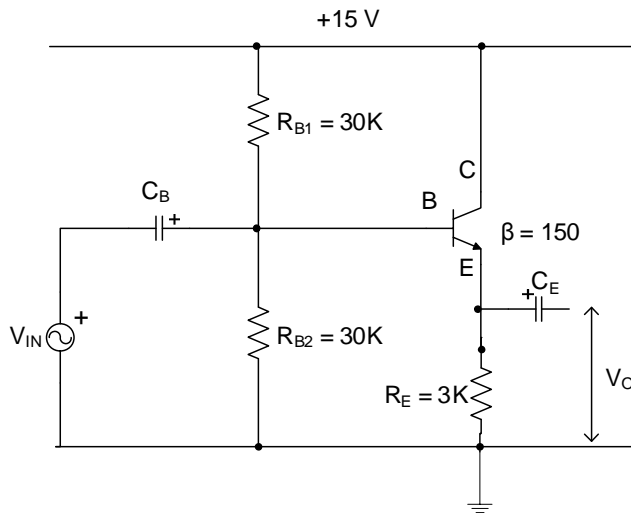


Figura 6.87

$$V_{CC} = 15 V$$

$$\beta = 150$$

$$V_B = V_{CC} / 2, \quad (R_{B1} = R_{B2})$$

$$= 7.5 V$$

$$V_E = 7.5 - 0.7 = 6.8 V$$

$$I_E = 6.8 / 3K = 2.26 mA$$

$$I_C = 2.26 mA$$

$$V_C = V_{CC} = 15V$$

$$I_B = I_C / \beta$$

$$I_B = 2.26 mA / 150$$

$$= 15.06 \mu A$$

$$R_L' = R_E \parallel R_L = R_E$$

$$V_{CE} = 15 - 6.8 = 8.2 V$$

$$r_e = 26 mV / 2.26 mA$$

$$= 11.5 \Omega$$

$$A_v = 3K / (11.5 \Omega + 3K\Omega)$$

$$= 0.99 \approx 1$$

$$Z_{INT} = (\beta + 1) (r_e + R_E)$$

$$= 151 (11.5 + 3K)$$

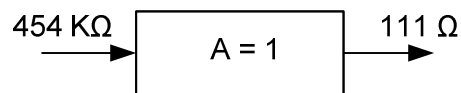
$$= 454.7 K$$

$$Z_{OT} = r_e + (R_B / (\beta + 1))$$

$$= 11.5 + (15K / 151)$$

$$= 111 \Omega$$

$$Z_{INT} = 454.7 K\Omega \text{ y } Z_{OT} = 111 \Omega$$



Acoplador

Figura 6.88

De acuerdo a estos dos últimos cálculos podemos concluir que se trata de un circuito acoplador de impedancias.

Ejemplo 2

Diseñar un amplificador en base común que cumpla con las siguientes características :

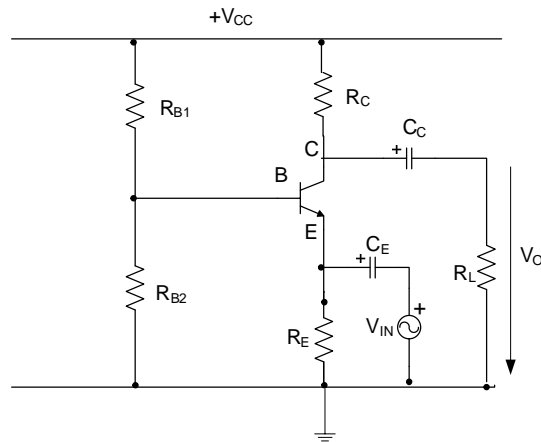


Figura 6.89

- $|A_v| = 30$
- $R_L = 1K$
- $Z_{IN} \geq 100\Omega$
- $f_{min} = 1KHz$
- $V_{ip} = 0.1 V$
- $\beta_{min} = 80$

Comprobación rápida de las condiciones de diseño.

$$Z_{IN} = R_E \parallel Z_{INT}$$

Si $Z_{INT} \approx Z_{IN} \rightarrow R_E \gg Z_{INT}$

$$Z_{INT} = R_L' / A_v \quad R_{L\ max}' \geq R_L$$

$$Z_{INT\ max} = R_{L\ max}' / A_v = R_L / A_v$$

$$= 1K / 30 = 33.3 \Omega \quad \text{no es mayor que } 100 \Omega$$

por tanto se hace necesario revalorar R_L

Sea $R_L = 6.8 K$

$$Z_{INT\ max} = 6.8 K / 30 = 226.6 \Omega > 100 \Omega \rightarrow \text{si se cumple}$$

$$Z_{IN} \approx Z_{INT} = 100\Omega$$

$$Z_{INT} = r_e + (R_B / (\beta + 1))$$

Si $r_e \ll R_B / (\beta + 1)$ (es decir R_B es máxima)

$$Z_{INT} = R_B / (\beta + 1) = 100$$

$$R_B = 100 (\beta + 1) = 8.1K$$

$$Z_{INT} = R_L / A_v \approx Z_{IN}$$

$$R_L' = Z_{IN} A_v$$

$$= 100 * 30 = 3K$$

$$R_L' = 3K = R_C R_L / (R_C + R_L)$$

$R_C = R_L' R_L / (R_L - R_L')$ este valor es el limite de R_C ,
para obtener una $R_L' = 3K\Omega$.

$$R_C \geq R_L' R_L / (R_L - R_L')$$

$$\geq 3K (6.8K) / (6.8K - 3K) = 5.36 K\Omega$$

$$\text{Sea } R_C = 6.8 K \rightarrow R_L' = R_C // R_L = 6.8K // 6.8K = 3.4 K$$

$$V_{CC} \geq V_{RC} + V_{op} + V_{CE \min} - V_{ip} + V_{RE}$$

$$V_{RC} \geq (R_C / R_L') V_{op} \quad y \quad V_{RE} \geq V_{ip} \rightarrow V_{RE} \geq 1V$$

$$V_{RC} \geq (6.8K / 3.4 K) 3 = 6V$$

$$V_{RC} = 1.2 (6) = 7.2V$$

Si maximizamos R_B

$$V_B = V_{CC} / 2$$

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

$$V_{RE} = (V_{CC} / 2) - V_{BE}$$

$$V_{CC} > (R_C / R_L) V_{op} + V_{op} + V_{CE \min} + V_{ip} + V_{CC} / 2 - V_{BE}$$

$$V_{CC} > 2 [(R_C / R_L) V_{op} + V_{op} + V_{CE \min} - V_{ip} - V_{BE}]$$

$$V_{CC} > 2 [7.2 + 3 + 2 - 0.1 - 0.7]$$

$$V_{CC} > 22.8 V$$

$$\text{Sea } V_{CC} = 24 V$$

$$V_{RC} = (R_C / R_L') V_{op}$$

$$I_C = V_{RC} / R_C = 7.2 V / 6.8K$$

$$= 1.058 mA$$

$$V_{RE} = V_{CC} / 2 - V_{BE} = 12 - 0.7 = 11.3 V$$

$$R_E = V_{RE} / I_E = 11.3V / 1.058 mA = 10.68 K\Omega$$

$$\text{Sea } R_E = 10K$$

$$R_{B1} = R_{B2} = 2 R_B = 16.2 K \rightarrow R_{B11} = 16K y R_{B12} = 18K\Omega$$

$$\text{Sea } R_{B1} = R_{B2} = 18K \rightarrow R_B = 9 K$$

Comprobación:

$$Z_{INT} = r_e + R_B / (\beta + 1)$$

$$= (26mV / 1.058 mA) + (9K / 81)$$

$$= 135.7 \Omega > 100 \Omega$$

$$Z_{IN} = Z_{INT} // r_e = 135.7 // 10K = 133.9 \Omega \geq 100\Omega$$

$$A_v = R_L / Z_{INT} = 3.4 K / 135.7 = 25$$

Para aumentar la A_v puedo variar R_B a $8 K$ y $r_e = 8.2 K\Omega$

Cálculo de los capacitores:

$$C_C \geq 50 / \omega R_L$$

$$C_C = 50 / ((2\pi 1kHz) 6.8 K) = 1.17 \mu F$$

$$\rightarrow C_C = 2.2 \mu F$$

$$C_E \geq 50 / \omega Z_{IN}$$

$$C_E = 59.43 \mu F$$

$$\rightarrow C_E = 68 \mu F$$

Ejemplo 3

Diseñar un amplificador en colector común que cumpla con las siguientes características:

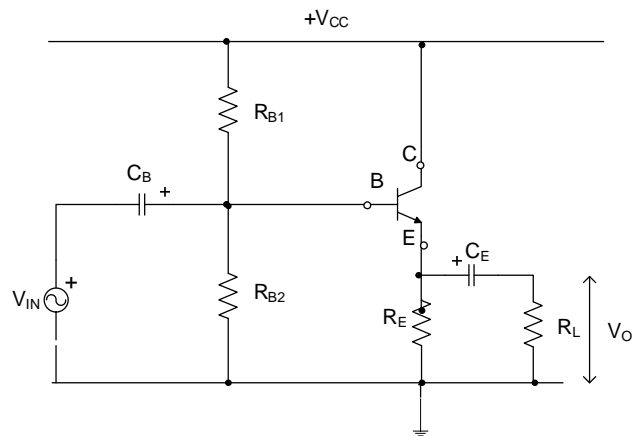


Figura 6.90

$$V_{ip} = 2V$$

$$R_L = 470 \Omega$$

$$Z_{IN} \geq 3K$$

$$\beta_{min} = 50$$

$$Z_{IN} = Z_{INT} \parallel R_B$$

$$\text{Si } Z_{IN} \approx Z_{INT} > 3K$$

$$(\beta + 1)(r_e + R_L') > 3K\Omega$$

$$r_e + R_L' > 3K / 51 = 58.82$$

$$\text{Si } r_e \ll R_L$$

$$R_L > 58.82 \Omega$$

$$R_L' = R_E R_L / (R_L + R_E)$$

$$R_E = R_L R_L' / (R_L - R_L')$$

$$R_E > (58.82 * 470) / (470 - 58.82) = 67.23 \Omega$$

Si tomo una R_E baja se tendrá una gran caída de y tensión en el transistor, es conveniente hacer

$$V_{RE} = V_{CC} / 2.$$

$$\text{Sea } R_E = 1.5K \rightarrow R_L' = 357.86 \Omega$$

$$\text{Sea } V_E = 8V, V_E = V_{CC} / 2 \rightarrow V_{CC} = 16 V$$

$$I_E = 8V / 1.5 K = 5.33 \text{ mA}$$

$$I_B = 5.33 \text{ mA} / \beta$$

$$= 0.1066 \text{ mA}$$

$$I_2 \gg I_B \rightarrow I_2 = 10 I_B = 1.066 \text{ mA}$$

$$R_{B2} = V_B / I_2$$

$$= 8.7V / 1.066 \text{ mA}$$

$$= 8.2 K$$

$$R_{B1} = (16 - 8.2) / (1.06 + 0.1066)$$

$$= 6.68K$$

$$R_{B11} = 5.6K \text{ y } R_{B12} = 6.8K$$

$$\text{Sea } R_{B1} = 6.8K \quad R_B = 8.2K // 6.8K = 3.7 K$$

Comprobación :

$$Z_{INT} = (\beta + 1) (r_e + R_L')$$

$$r_e = 26 \text{ mV} / 5.33 \text{ mA} = 4.87 \Omega$$

$$Z_{INT} = 51 (4.87 \Omega + 357.86 \Omega)$$

$$= 18.499.23 \Omega \approx 18.5K \Omega$$

$$Z_{IN} = 18.5 K \Omega // 3.7K \Omega$$

$$= 3.083K \Omega$$

$$Z_{IN} \geq 3 K \Omega$$

6.7. PROPIEDADES DE LAS CONFIGURACIONES

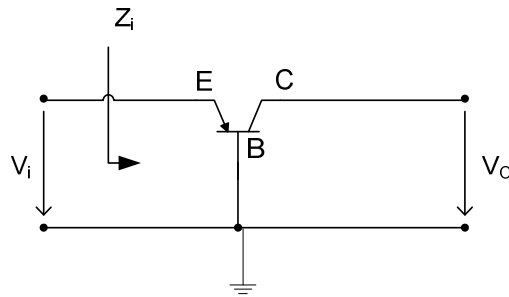


Figura 6.91

a) Base común

1. Z_{IN} pequeña
2. A_v alta
3. $A_i = \alpha < 1$ (baja)

b) Emisor común

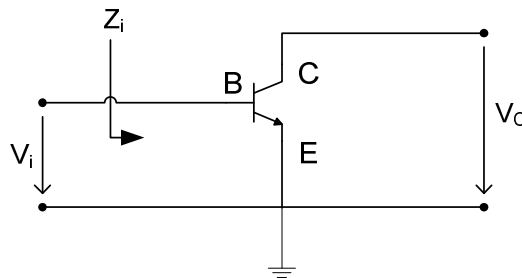


Figura 6.92

1. Z_{IN} grande
 2. A_v alta
 3. $A_i = \beta$ (alta)
 4. A_p alta
- es usado como amplificador de potencia.

c) Colector común

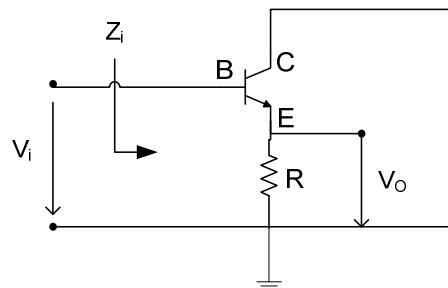


Figura 6.93

1. $A_v \approx 1$ (baja)
 2. $A_i = \beta + 1$ (alta)
 3. Z_{IN} grande
 4. Z_o pequeña
- es usado como circuito acoplador de impedancias

6.8. PROBLEMAS RESUELTOS

1. Diseñar con orden y en detalle un amplificador en base común que cumpla con los siguientes requerimientos:

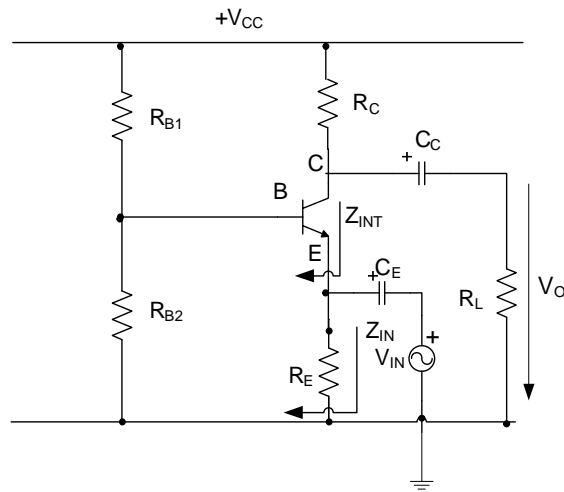


Figura 6.94

- $|A_v| = 30$
- $V_{ip} = 0.2 V$
- $Z_i \geq 100 \Omega$
- $R_L = 5K$
- $f_{min} = 10 KHz$
- $\beta_{min} = 50$

Ecuaciones:

$$A_v = R_L' / Z_{INT}$$

$$Z_{INT} = r_e + (R_B / (\beta + 1))$$

$$Z_{IN} = R_E \parallel Z_{INT}$$

$$R_L' = R_L \parallel R_C$$

Comprobación :

$$Z_{IN} = R_E \parallel Z_{INT}$$

$$\text{Si } Z_{IN} \approx Z_{INT}$$

$$R_E \gg Z_{INT}$$

$$Z_{INT} = R_L' / |A_v|$$

$$R_{L_{max}}' \approx R_L$$

$$Z_{INT_{max}} = R_{L_{max}}' / |A_v|$$

$$= 5K / 30 = 166.86 \Omega > 100 \Omega \text{ si se cumple}$$

$$Z_{INT} \approx Z_{IN} = 100 \Omega$$

$$Z_{INT} = r_e + (R_B / (\beta + 1))$$

$$\text{Si } r_e \ll R_B / (\beta + 1)$$

$$Z_{INT} = R_B / (\beta + 1) = 100$$

$$R_B = 100 (51)$$

$$= 5100 \Omega$$

$$Z_{INT} = R_L' / |A_v| \approx Z_{IN}$$

$$R_L' = Z_{IN} A_v$$

$$R_L' = 100 (30)$$

$$= 3K \Omega$$

$$R_L' = R_C \parallel R_L = R_C R_L / (R_C + R_L)$$

$$R_C \geq R_L' R_L / (R_L - R_L')$$

$$= (3K * 5K) / (5K - 3K)$$

$$= 7.5K \Omega$$

$$\text{Sea } R_C = 12K$$

$$R_L' = R_C \parallel R_L = 12K \parallel 5K$$

$$= 3.5294K$$

$$V_{RC} \geq (R_C / R_L) V_{op}$$

$$\geq (12K / 3.529K) (0.2 * 30) = 20.402 V$$

$$V_{RC} = 20V$$

$$I_C = 20V / 12K = 1.666 mA$$

$$r_e = 26V / 1.66mA$$

$$= 15.66 \Omega$$

Si maximizamos R_B :

$$V_B = V_{CC} / 2$$

$$V_E = (V_{CC} / 2) - V_{BE}$$

$$V_{CC} > V_{RC} + V_{op} + V_{CE_{min}} - V_{ip} + V_{CC} / 2 - V_{BE}$$

$$V_{CC} > 2(V_{RC} + V_{op} + V_{CE_{min}} - V_{ip} - V_{BE})$$

$$V_{CC} > 2(10 + 6 + 2 - 0.2 - 0.7)$$

$$V_{CC} = 54.2 V$$

$$\text{Sea } V_{CC} = 50V$$

$$\begin{aligned}
 V_E &= 25 - 0.7 \\
 &= 24.3 \text{ V} \\
 R_E &= 24.3 \text{ V} / 1.66 \text{ mA} \\
 &= 14.638 \text{ K} \approx 15 \text{ K} \\
 R_{B1} &= R_{B2} = 2R_B
 \end{aligned}$$

$$\text{Sea } R_{B1} = 10 \text{ K y } R_{B2} = 10 \text{ K}$$

$$\begin{aligned}
 I_B &= 1.66 \text{ mA} / 50 \\
 &= 0.03332 \text{ mA} \\
 I_B &= 33.32 \mu\text{A}
 \end{aligned}$$

Comprobación:

$$\begin{aligned}
 Z_{INT} &= (15.66 + (5 \text{ K} / 51)) \\
 &= 113.699 \Omega \\
 Z_{IN} &= 113.699 \Omega // 15 \text{ K} \\
 &= 112.843 \Omega \\
 Z_{IN} &> 100 \Omega
 \end{aligned}$$

$$I_1 = 25 / 10 \text{ K} = 2.5 \text{ mA} \rightarrow I_B \ll I_1$$

$$\begin{aligned}
 A_V &= R_L' / Z_{INT} \\
 &= 3.5294 \text{ K} / 113.699 \\
 &= 31.041 > 30
 \end{aligned}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_e}$$

$$r_e = 10.771 \Omega$$

$$h_{ie} = 10.771 \Omega \times (101)$$

$$h_{ie} = 1087.821$$

$$A_V = \frac{-100(1 \text{ K})}{(1087.821 + (500 \times 101))}$$

$$A_V = -1.938$$

$$A_V = \frac{V_{OT}}{V_{INT}}$$

$$\begin{aligned}
 V_{OT} &= |A_V| \times V_{INT} \\
 &= 1.938(1.2 \text{ sen}(x)) \\
 &= 2.326 \text{ sen}(x) \text{ [V]}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}Z_{INT} &= (\beta + 1)(r_e + R_E) \\ &= 101(10.771 + 500) \\ &= 51587.871 \Omega\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}Z_{IN} &= R_E \parallel Z_{INT} \\ &= 3333.333 \Omega \parallel 51587.871 \Omega\end{aligned}$$

$$Z_{IN} = 3131.023 \Omega$$

$$V_{RC} = I_C \times R_C = 4.828 \text{ V}$$

$$V_{RC} \geq \left(\frac{2 \text{ K}}{1 \text{ K}}\right) 2.326 \text{ V} = 4.652 \text{ V}$$

→ 4.828 V > 4.652 V, entonces no existe recorte.

$$V_E = I_E \times R_E = 1.207 \text{ V}$$

$$V_{inp} = 1.2 \text{ V}$$

$$V_{op} = 2.326 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 7.172 \text{ V} - 1.207 \text{ V} = 5.965 \text{ V}$$

$$\begin{aligned}I_C \times R_C &= 2.414 \text{ mA} (2 \text{ K}) \\ &= 4.828 \text{ V}\end{aligned}$$

$$I_C \times R_L = 2.414 \text{ mA} (1 \text{ K}) = 2.414 \text{ V}.$$

6.9. PROBLEMAS PROPUESTOS:

- Una fábrica de dispositivos electrónicos que se encarga de realizar el diseño y la construcción de radios a transistores, nos ha encargado el diseño de una etapa amplificadora de audio que cumpla con los siguientes requisitos:

PARTE A

- Un amplificador con ganancia de voltaje mayor que 1 y ganancia de corriente grande.
 - La impedancia de entrada del amplificador Z_{in} en el orden de 10^4 .
 - La carga R_L del amplificador debe ser acoplada a una impedancia Z_o muy baja mediante el empleo de un segundo amplificador.
 - La tarjeta diseñada debe incluir una fuente regulada de +12V.
- Realice únicamente el diagrama circuital del diseño pedido (No realice ningún cálculo numérico).

PARTE B

- $A_v > 1$, A_i alta \rightarrow un amplificador en emisor común cumple con estas características.
- Z_i alta, \rightarrow se confirma que la primera etapa es un amplificador en emisor común.
- Un acoplamiento de impedancias se puede realizar mediante un amplificador en colector común.
- Una fuente regulada con un diodo zener de 12V. El circuito pedido se indica en la figura siguiente:

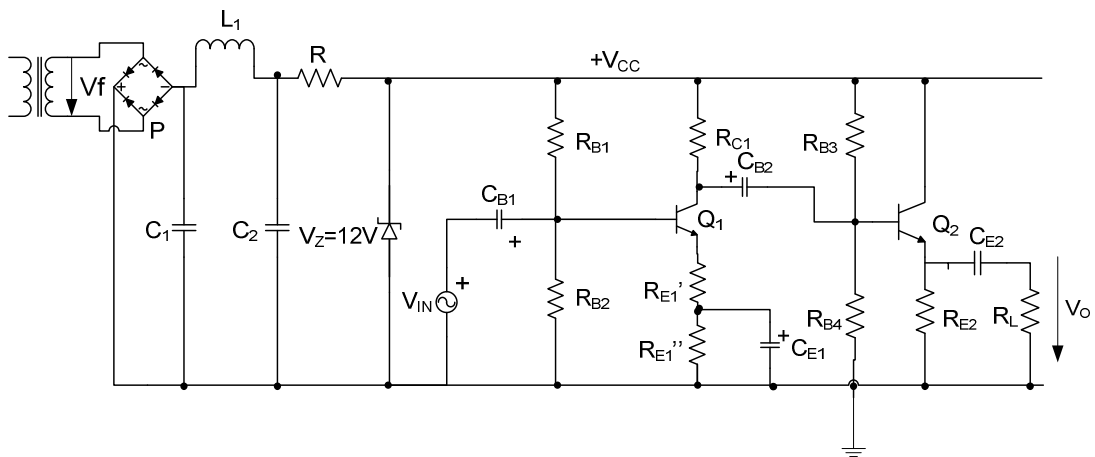


Figura 6.96

- Encontrar la amplificación de voltaje, corriente, de las configuraciones en emisor común, colector común, base común, utilizando el equivalente del transistor con parámetros

híbridos [h].

3. Encontrar las expresiones que permitan calcular los elementos del circuito equivalente [T] conocidos los parámetros híbridos de un transistor para EC y BC.
4. Diseñar un amplificador que permita acoplar un generador con impedancia de salida $Z_{in} \geq 3K$ a una carga de 470Ω , se dispone de un transistor con un $\beta = 50$. Además se conoce que el generador tiene un $V_{ip} = 2V$.
5. Diseñar un amplificador en EC que cumpla con los siguientes datos: $R_L = 4.7 K\Omega$, $Z_{in} \geq 4 K\Omega$, $A_v = -20$, $V_{ip} = 0.1 \text{ Sen } x [V]$, y el transistor tiene un $\beta_{min} = 50$.
6. Se requiere diseñar un amplificador en BC que cumpla con las siguientes condiciones: $A_v = 20$, $V_i = 0.1 \text{ Sen}(x) [V]$, $Z_{in} > 100\Omega$, $R_L = 5.1 K\Omega$, $\beta = 50$.
7. Diseñar un amplificador que cumpla:

$|A_v| = 300$ $V_{ip} = 0.01 V$
 $Z_{in} > 50 K\Omega$
 $\beta = 50$
 $R_L = 3.3 K\Omega$
 Sugerencia:

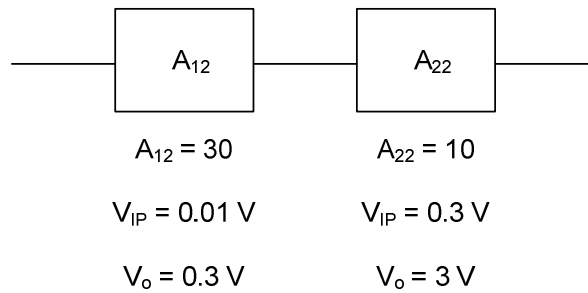


Figura 6.97

8. Realizar un amplificador con un TBJ tipo NPN con las siguientes especificaciones. $V_{in} = 0.2 \text{ Sen } (2\pi 1000t) [V]$, $R_L = 2.7 K\Omega$, $\beta = 100$, $A_v = -10$, $Z_{in} \geq 1K\Omega$.
9. En el siguiente circuito amplificador encuentre el máximo voltaje que podría entregar el generador que alimenta al circuito para que no exista recorte a la salida, conociendo que la resistencia interna del generador es de 600Ω . Considere que a la frecuencia de trabajo los capacitores presentan reactancias despreciables. El TBJ utilizado es de Si, con $\beta \geq 100$

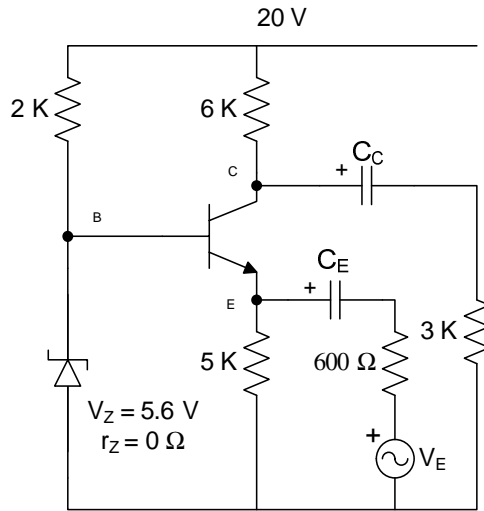


Figura 6.98

RESUMEN

El transistor es un dispositivo semiconductor de tres capas que consiste de dos capas de material tipo n y una capa tipo p (transistor NPN) o viceversa dos capas de material tipo p y una capa tipo n (transistor PNP).

Para que el transistor actúe como AMPLIFICADOR se debe polarizar la juntura BE de manera directa y la juntura BC de manera inversa, de esta manera el transistor estará en la región lineal; si ambas junturas están en polarización inversa el transistor está en la región de corte, y si ambas junturas están en polarización directa el transistor está en la región de saturación. Existen 3 tipos de configuraciones para el transistor con sus respectivas características, emisor común, base común, colector común.

En Emisor común, β es el factor de amplificación de corriente en EC y es mayor a 1 entonces amplifica corriente, la ganancia de voltaje es alta y negativa, por lo tanto la forma de onda en la salida es desfasada 180 grados respecto de la entrada, es la configuración más utilizada para amplificar debido a que tiene una impedancia de entrada alta.

Para esta configuración (EC) existen 3 tipos de polarización: Circuito de auto polarización que consiste en polarizar el TBJ con una sola fuente, este tipo de polarización es muy inestable en relación con la temperatura y además también el factor de amplificación de corriente aumenta notablemente al aumentar la temperatura, es utilizado solo si la temperatura de trabajo es constante. Circuito de auto polarización con resistencia en el emisor este es estable en relación con la temperatura, circuito de polarización total este es la mejor opción debido a que en este existe una menor dependencia del β en relación con la temperatura, es el circuito más estable, para resolver este tipo de polarización existen dos métodos el exacto y el aproximado.

Para el análisis AC de un transistor en cualquier configuración existen diferentes circuitos equivalentes: Los circuitos con parámetros [Y] que son los menos utilizados vienen dados en función de una entrada una salida, una transferencia directa y una transferencia reversa; los circuitos con parámetros [T] dados por una impedancia de entrada en ohmios una razón de transferencia directa e inversa y una admitancia de salida, en estos parámetros existe un equivalente diferente para cada configuración(CC, BC, EC); por último se tienen los circuitos equivalentes híbridos que son los más utilizados y de igual forma son diferentes para cada configuración en este uno de los parámetros tiene relación directa con el del transistor ($h_{fe}=\beta$).

En Base común, α es el factor de amplificación de corriente en BC y es menor a 1 por tanto en esta configuración no hay amplificación de corriente, la ganancia de voltaje es alta y positiva por tanto las dos formas de onda de la entrada y salida están en fase, en este tipo de configuración es difícil de trabajar debido a que su impedancia de entrada es muy pequeña aunque su impedancia de salida es alta, es utilizado para amplificaciones de alta frecuencia ;

En Colector común, $\beta+1$ es el factor de amplificación de corriente en CC y es mayor a 1 por tanto existe amplificación de corriente, mas no amplificación de voltaje, las formas de onda de entrada son similares y se encuentran en fase ,el TBJ en configuración colector común se utiliza como acoplador de impedancias debido q que tiene una impedancia de entrada grande y una impedancia de salida pequeña.



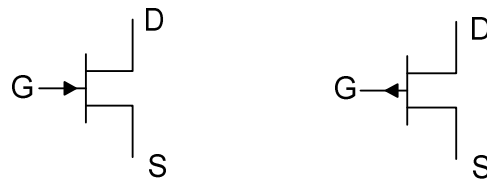
7. TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO

Es un dispositivo de juntura NP cuyo funcionamiento es el control de una corriente (I_D) por medio de un campo eléctrico (V_{GS}). Al transistor de efecto de campo JFET o FET se lo conoce como TRANSISTOR UNIPOLAR, debido a que los portadores que intervienen en el funcionamiento son los portadores mayoritarios (electrones o huecos), a diferencia de los TBJ (NPN) o (PNP) que funcionan con corrientes de huecos y electrones. Existen dos tipos de FET que son:

- a) De compuerta aislada IGFET o MOSFET
- b) De juntura JFET

7.1. TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO DE JUNTURA

Existen de dos tipos JFET de canal N o P como se muestra en la (Figura 7.1). Un canal N se simboliza con una flecha entrante en el terminal de la compuerta, mientras que un JFET de canal P tiene una flecha saliente en el terminal de la compuerta.



a)

b)

Figura 7.1. Simbología a) JFET canal N. b) JFET canal P.

Para construir un JFET se toma un bloque de material tipo N y se lo envuelve con un anillo de material tipo P. Los terminales de la fuente (S) y drenador (D) se colocan en los extremos del material tipo N mientras que el terminal de la compuerta (G) se conecta al material tipo P.

Para la polarización de este dispositivo se utilizan 2 voltajes, uno entre el drenador y la fuente, y uno entre la compuerta y la fuente.

La estructura interna de un JFET de canal N se muestra en la figura 7.2. y en ella se observa la distribución de los materiales N y P así como los voltajes de polarización.

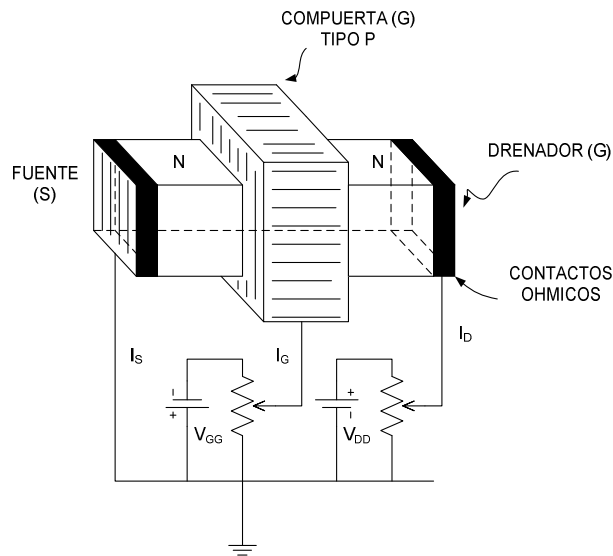


Figura 7.2. Estructura interna de un JFET canal N.

7.1.1. FUNCIONAMIENTO

Si se practica un corte, como se muestra en la Figura 7.3 se tiene la vista de la sección transversal del JFET.

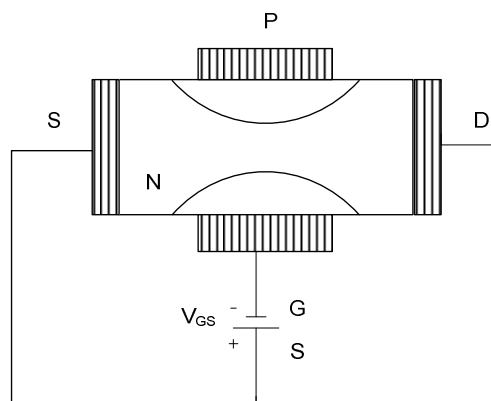


Figura 7.3. Vista de la sección transversal del JFET.

Hay una unión PN entre la compuerta y el canal debido a esto se produce una región vacía o desértica alrededor de la compuerta causada por la polarización inversa de la misma. La compuerta normalmente se polariza en forma inversa y como resultado $I_G = 0$.

Si $V_{GS} = 0$ y se coloca un voltaje $+V_{DS}$ entre el drenador y la fuente como se puede observar en la Figura 7.4.

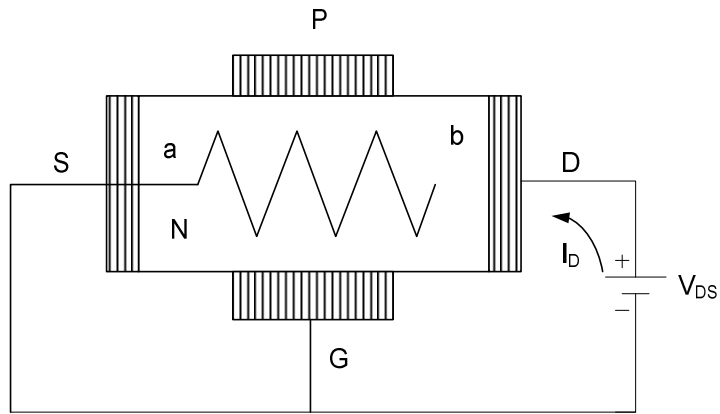


Figura 7.4. Resistencia uniforme entre a y b en el JFET.

Suponga que hay una resistencia uniforme entre a y b por lo que la corriente del drenador I_D produce una caída de voltaje uniforme entre a y b. El voltaje en cualquier punto del canal contribuye a la polarización inversa por lo tanto a la región vacía entre el canal y la compuerta, esto no podría ocurrir si V_{DS} fuera negativo a menos que fuera canal P.

Cuando tenemos V_{GS} y V_{DS} en el JFET (Figura 7.5) se puede concluir que: La región vacía actúa como una válvula de regulación para reducir la corriente del drenador, es decir a medida que aumenta la región vacía Mientras más grande es la penetración de la región vacía tanto menor es la corriente del drenador.

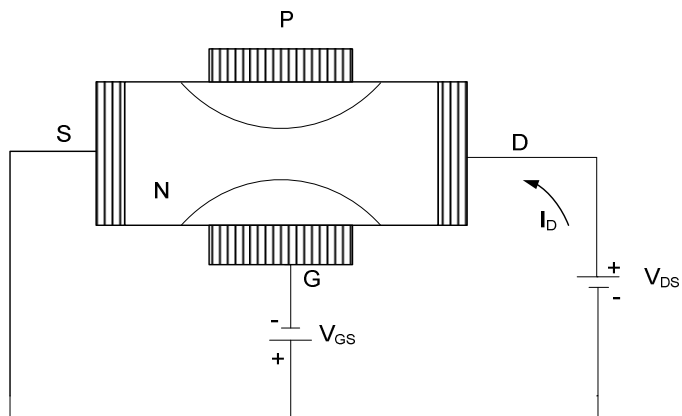


Figura 7.5. Región vacía como una válvula de regulación.

En algún punto cuando el voltaje de la compuerta V_{GS} se incrementa de manera negativa la región vacía se extiende por completo a través del canal (Figura 7.6) y la corriente del drenador es nula ($I_D = 0$)

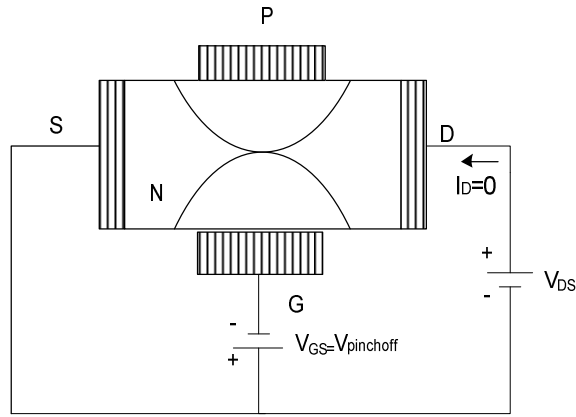


Figura 7.6. Extensión por completo de la región vacía.

El voltaje V_{GS} que produce el corte de la corriente del drenador se llama voltaje de estrangulamiento $V_{pinchoff}$ (V_p).

$$V_p = V_{GS} \Big|_{I_D = 0} \tag{7.1}$$

Cuando $V_{GS} = 0$ la $I_D = I_{DSS}$

$$I_{DSS} = I_D \Big|_{V_{GS} = 0} \tag{7.2}$$

Mediante esta explicación del funcionamiento se puede concluir que el JFET es un dispositivo controlado por voltaje. El voltaje de la compuerta a la fuente, controla la corriente del drenador.

7.2. CURVA CARACTERÍSTICA DEL DRENADOR

Esta característica se obtiene al mantener fijo el voltaje de la compuerta y variar V_{DS} (Figura 7.7). El valor del Voltaje Pinch para este JFET en particular es -3V.

Los métodos de análisis que emplea la física teórica muestran que se puede desarrollar una ecuación para la corriente del drenador en el eje horizontal de la característica del drenador como:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \tag{7.3}$$

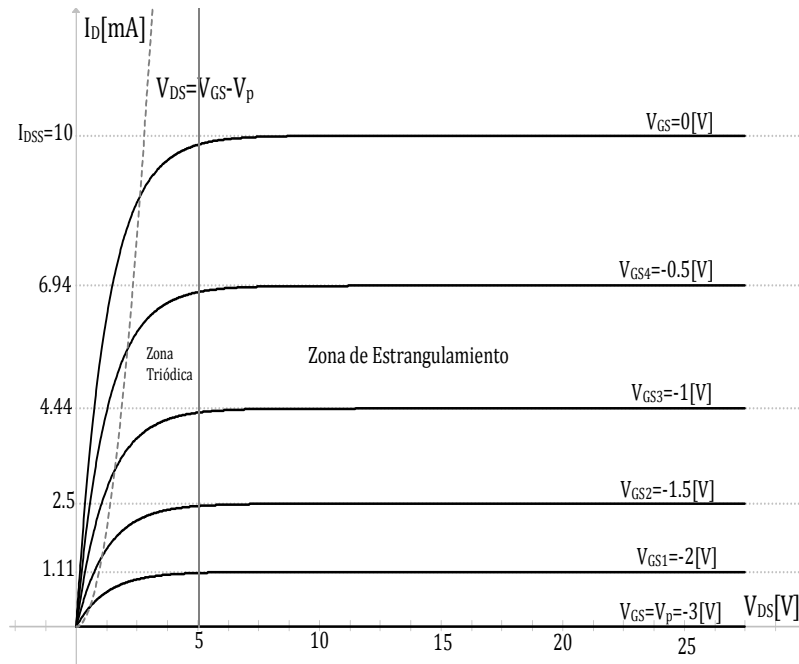


Figura 7.7. Curva característica del drenador (I_D vs V_{DS}).

7.2.1. CARACTERISTICA DEL DRENADOR DEL JFET

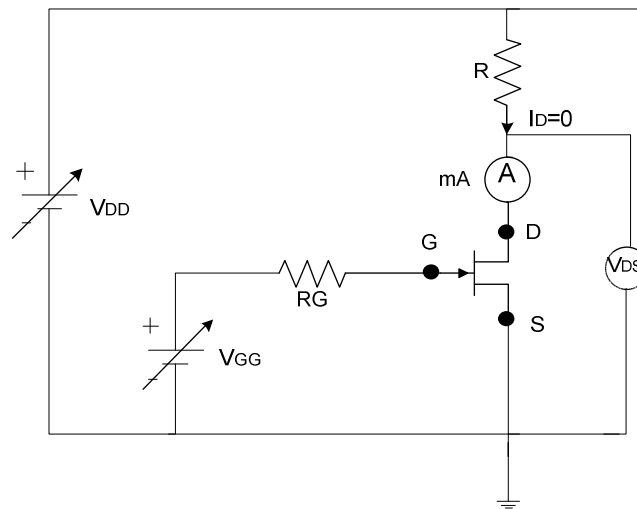


Figura 7.8. Característica del drenador.

La resistencia del drenador se define como la pendiente de la tangente en un punto de $V_{GS} =$ cte.

rd = Resistencia de drenador (dinámica)

$$rd = \left. \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}} \right|_{V_{GS} = \text{cte}} \text{ en el punto B} \tag{7.4}$$

7.2.2. CURVA CARACTERISTICA DE TRANSFERENCIA

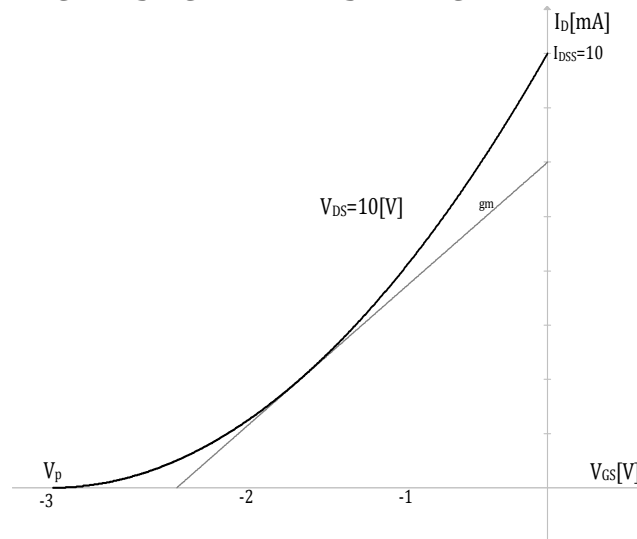


Figura 7.9. Característica de transferencia JFET.

Si se dibuja una tangente a la curva en el punto B, la pendiente define la transconductancia gm del JFET en ese punto (Punto B).

$$gm = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}} \right|_{V_{DS} = \text{cte}} \tag{7.5}$$

gm0 = Transconductancia [mS (mili siemens)]

7.3. CIRCUITOS DE POLARIZACIÓN Y RECTAS DE CARGA DEL JFET

7.3.1. CIRCUITO CON 2 FUENTES

En la Figura 7.10 se muestran las características del drenador para un JFET de canal N con un voltaje VGS (Voltaje de estrangulamiento) de 0 [V] a -4 [V]

En la figura 7.11 se indica el circuito básico empleado para el JFET, donde la compuerta del JFET (Canal N) debe permanecer negativa todo el tiempo, es decir debe usarse una fuente de polarización VGG para proporcionar el voltaje negativo requerido.

Este método simple de polarización tiene la desventaja de requerir dos diferentes fuentes de voltaje, positiva V_{DD} y otra negativa V_{GS} .

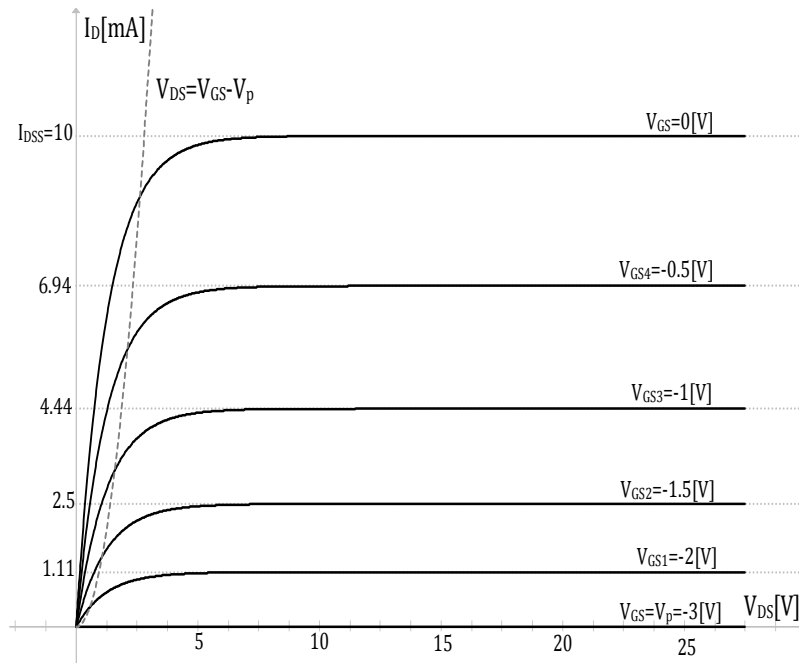


Figura 7.10. Características del drenador.

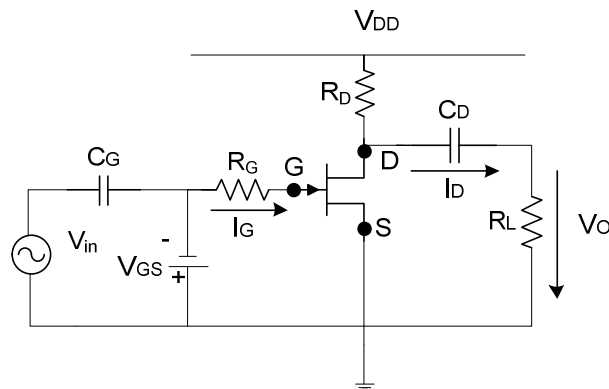


Figura 7.11. Circuito con dos fuentes.

$$V_{GG} + I_G \cdot R_G + V_{GS} = 0, \text{ donde } I_G = 0$$

$$V_{GG} = -V_{GS} \tag{7.6}$$

$$V_{DD} - I_D \cdot R_D - V_{DS} = 0$$

$$V_{DD} = I_D \cdot R_D + V_{DS} \tag{7.7}$$

Ejemplo:

Para el circuito de la figura encuentre el valor de R_D que asegure que $V_{DS} = 7 \text{ V}$. Si $R_G = 1 \text{ M}\Omega$, $V_{GG} = -2 \text{ V}$, $V_{DD} = 12 \text{ V}$ con un JFET de canal N con $I_{DSS} = 9 \text{ mA}$, $V_P = -3 \text{ V}$.

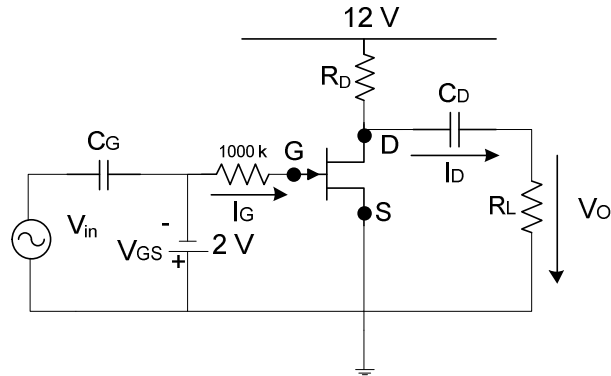


Figura 7.12. Circuito con JFET.

$$V_{GG} + I_G \cdot R_G + V_{GS} = 0$$

$$V_{GG} = -V_{GS}$$

$$V_{DD} - I_D \cdot R_D - V_{DS} = 0$$

$$V_{DD} = I_D \cdot R_D + V_{DS}$$

Encontramos I_D :

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

$$I_D = 9 \text{ mA} \left(1 - \frac{-2}{-3} \right)^2 = 1 \text{ mA}$$

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D}$$

$$R_D = \frac{12 - 7}{1 \text{ mA}} = 5 \text{ K}\Omega$$

7.3.2. CIRCUITO DE AUTOPOLARIZACIÓN

7.3.2.1. CIRCUITO CON UNA RESISTENCIA EN LA COMPUERTA

El uso de una segunda fuente puede evitarse si se utiliza un circuito de una fuente como el de la figura 7.13.

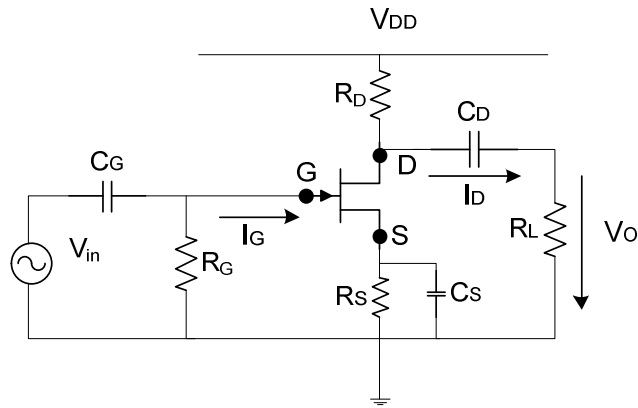


Figura 7.13. Circuito con una fuente.

Puesto que la corriente de la compuerta $I_G = 0$, la caída de voltaje a través de R_G es cero. Por lo que la compuerta está conectada en realidad al lado negativo de la caída de voltaje a través de R_S .

$$I_G = 0 \tag{7.8}$$

$$I_S = I_D \tag{7.9}$$

$$I_G \cdot R_G + V_{GS} + V_S = 0$$

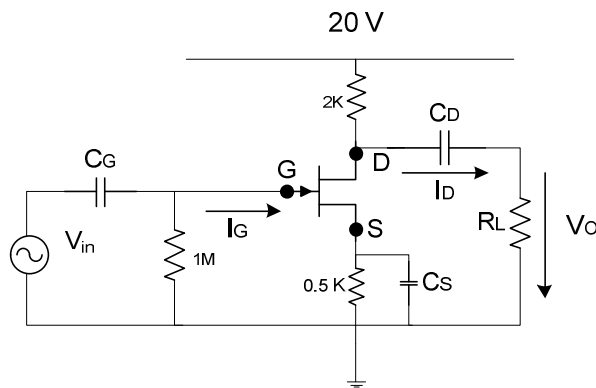
$$V_{GS} = -V_S \tag{7.10}$$

$$V_{DD} = I_D \cdot R_D + I_S \cdot R_S$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_S + R_D) \tag{7.11}$$

Ejemplo:

Para el circuito de la Figura encontrar voltajes y corrientes de polarización si la $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$, $V_P = -4 \text{ V}$



$$I_G = 0 \text{ y } I_S = I_D$$

$$I_G \cdot R_G + V_{GS} + V_S = 0$$

$$V_{GS} = -V_S$$

$$V_{DD} = I_D \cdot R_D + I_S \cdot R_S$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_S + R_D)$$

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

$$I_D = 10 \text{ mA} \left(1 - \frac{I_D \cdot R_S}{V_P}\right)^2$$

$$I_D = 10 \text{ mA} \left(1 - \frac{I_D \cdot 0.5K}{-4}\right)^2$$

$$I_{D1} = 3.36 \text{ mA}$$

$$I_{D2} = 19.03 \text{ mA}$$

$$V_{GS} = -I_D \cdot R_S = -(3.36 \text{ mA})(0.5 \text{ K}) = -1.68 \text{ [V]}$$

$$V_S = 1.68 \text{ [V]}$$

$$V_{DS} = 20 - 3.36 \text{ mA}(0.5 \text{ K} + 2 \text{ K}) = 11.6 \text{ [V]}$$

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

$$g_m = -2 \frac{(10 \text{ mA})}{-4} \left(1 - \frac{-1.68}{-4}\right) = 2.9 \text{ [ms]}$$

7.3.2.2. CIRCUITO CON DIVISOR DE VOLTAJE

Se utiliza un tercer circuito para determinar la polarización (Figura 15), pero este método no es muy utilizado ya que no asegura que el transistor se encuentre en la región lineal.

Las curvas de la figura 7.14 corresponden a la curva de TRANSFERENCIA PARA EL JFET utilizado en el circuito autopolarizado. Las líneas de polarización (Recta de carga) se dibujan del origen al punto A' al punto B' y al punto C. El valor de la resistencia de la línea de polarización para A' se obtiene dividiendo el valor del voltaje de A' para el valor de corriente en el punto A'

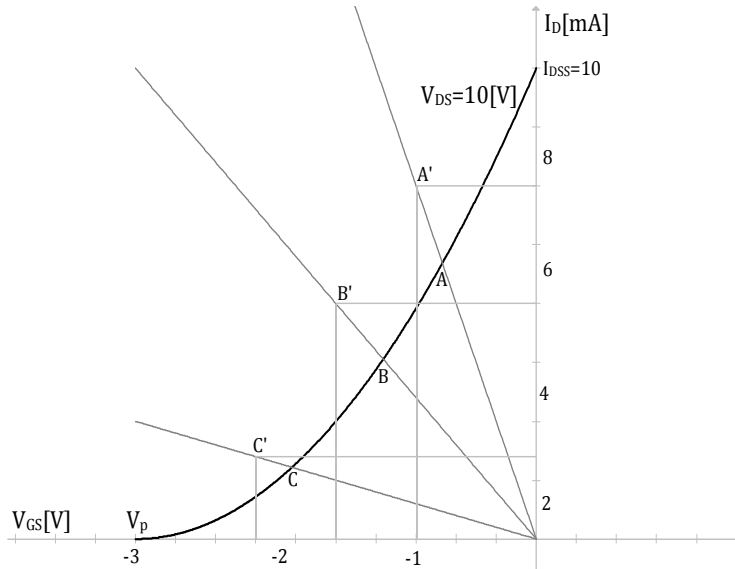


Figura 7.14. Curva de transferencia para el JFET con autopolarización.

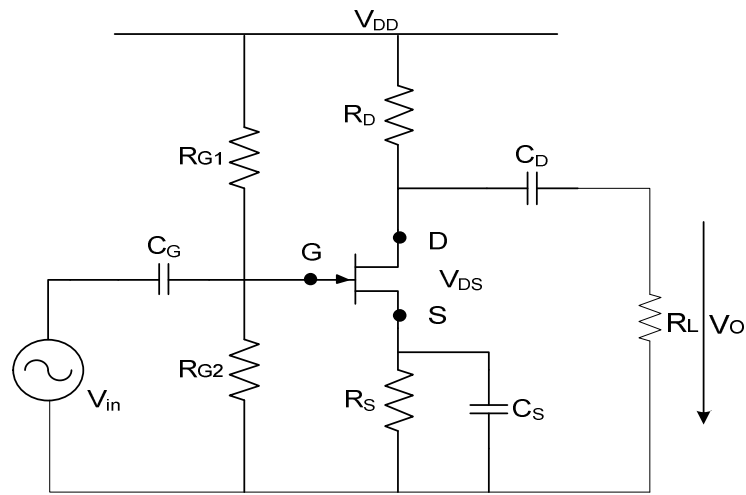


Figura 7.15. Circuito de autopolarización del JFET.

$$V_G = V_{DD} \cdot \frac{R_{G2}}{R_{G2} + R_{G1}} \tag{7.12}$$

$$V_{GS} = -V_S + V_G \tag{7.13}$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_S + R_D) \tag{7.14}$$

Ejercicio:

Para el circuito de la siguiente figura encuentre las corrientes y voltajes de polarización si la $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$, $V_P = -4\text{V}$

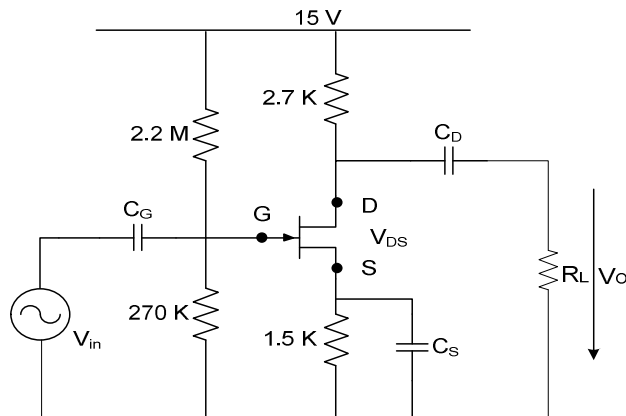


Figura 7.15. Circuito de polarización del JFET.

$$V_G = V_{DD} \cdot \frac{R_{G2}}{R_{G2} + R_{G1}}$$

$$V_G = 15 \cdot \frac{270 \text{ K}}{270 \text{ K} + 2.2 \text{ M}} = 1.64 \text{ [V]}$$

$$V_{GS} = -V_S + V_G$$

$$V_{GS} = 1.64 \text{ [V]} - I_D \cdot R_S$$

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

$$I_D = 10 \text{ mA} \left(1 - \frac{1.64 - I_D \cdot 1.5 \text{ K}}{-4} \right)^2$$

$$\underline{I_{D1} = 2.74 \text{ mA}}$$

$$I_{D2} = 5.79 \text{ mA}$$

$$V_{GS} = 1.64 - (2.74 \text{ mA})(1.5 \text{ K}) = -2.47 \text{ [V]}$$

$$V_{DS} = 15 - 2.47 \text{ mA}(1.5 \text{ K} + 2.7 \text{ K}) = 3.5 \text{ [V]}$$

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

$$g_m = -2 \frac{(10mA)}{-4} \left(1 - \frac{-2.47}{-4}\right) = 1.91[ms]$$

7.4 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA AC DEL JFET

De la ecuación obtenida para la corriente del drenador en el FET.

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (7.15)$$

Si se aplica una señal AC pequeña a la compuerta, el voltaje de la misma es:

$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs} \quad (7.16)$$

Donde:

V_{GS} = Voltaje DC

v_{gs} = Voltaje AC

y la corriente del drenador es:

$$i_D = I_D + i_d \quad (7.17)$$

Sustituyendo v_{GS} por V_{GS} e i_D por I_D en la ecuación 7.17 tenemos:

$$i_D = I_D + i_d = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS} + v_{gs}}{V_P}\right)^2 \quad (7.18)$$

Con los se llega a:

$$i_D = I_D + i_d = I_{DSS} \left[\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) - \frac{v_{gs}}{V_P}\right]^2 \quad (7.19)$$

Expandiendo:

$$i_D = I_D + i_d = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 - 2I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \cdot \frac{v_{gs}}{V_P} + I_{DSS} \cdot \left(\frac{v_{gs}}{V_P}\right)^2 \quad (7.20)$$

Restando de la ecuación 7.17 este resultado elimina la componente (DC) de I_D :

$$i_D = i_d = -2I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \cdot \frac{v_{gs}}{V_P} + I_{DSS} \cdot \left(\frac{v_{gs}}{V_P}\right)^2 \quad (7.21)$$

Haciendo la sustitución de la transconductancia (g_m) para el FET:

$$g_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \quad (7.22)$$

Nos queda:

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + I_{DSS} \cdot \left(\frac{v_{gs}}{V_P}\right)^2 \quad (7.23)$$

Puesto que v_{gs} es muy pequeña comparada con V_p este término puede despreciarse. La ecuación 7.22 se reduce a:

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} \hat{=} I_D = g_m \cdot v_{gs} \quad (7.24)$$

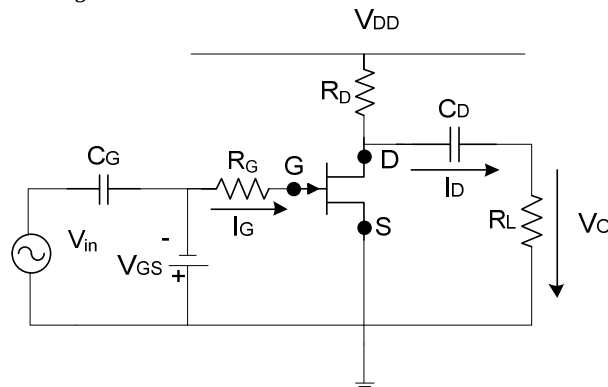


Figura 7.16. Circuito con JFET.

De la figura 7.17 el voltaje total instantáneo en el drenador es:

$$v_{DS} = V_{DD} - R_D \cdot i_D = V_{DD} - R_D(I_D + i_d) \quad (7.25)$$

$$v_{DS} = V_{DS} + v_{ds} = V_{DD} - R_D \cdot I_D + R_D \cdot i_d \quad (7.26)$$

Si eliminamos la componente DC tenemos el voltaje a la salida:

$$v_{ds} = -R_D \cdot i_d \text{ (AC) = Voltaje de salida} \quad (7.27)$$

Sustituyendo la ecuación 7.23 en 7.25:

$$v_{sal} = -g_m \cdot R_D \cdot v_{gs} \hat{=} V_{sal} = -g_m \cdot R_D \cdot V_{gs} \quad (7.28)$$

El signo negativo indica que existe inversión de fase tal como ocurre en el circuito con TBJ emisor común, este hecho puede ser utilizado para reemplazar el modelo formal para el amplificador del FET.

El circuito equivalente será entonces sin despreciar la resistencia del drenador (r_d) la siguiente:

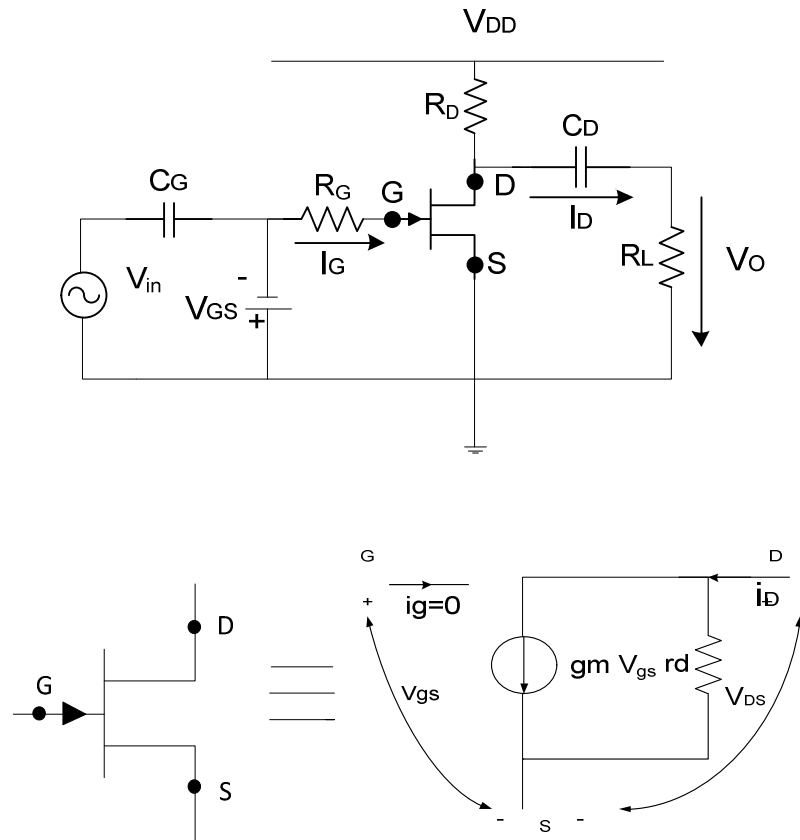


Figura 7.17. Circuito sin despreciar la resistencia del drenador "Canal N".

Donde:

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} \approx \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DS}=cte} \tag{7.29}$$

g_m =Trans conductancia

$$g_m = \frac{1}{r_d} = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} \approx \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DS}=cte} \tag{7.30}$$

r_d =Resistencia del drenador

Además se define el factor de ampliación μ como:

$$\mu = g_m \cdot r_d \tag{7.31}$$

7.5 CONFIGURACIONES DE AMPLIFICADORES CON JFET

De igual forma que para los amplificadores con transistor bipolar, se puede lograr las tres configuraciones de manera similar. Dependiendo de dónde se encuentre la entrada y salida de alterna se pueden definir tres tipos de configuraciones:

7.5.1. CONFIGURACIÓN FUENTE COMÚN

En esta configuración la señal de entrada se encuentra en la compuerta, la salida en el drenador y el terminal común es la fuente así:

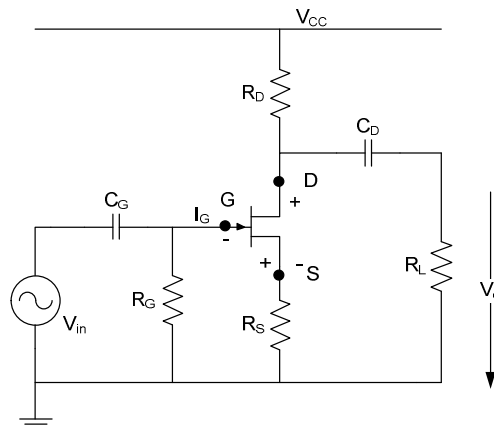


Figura 7.18. Circuito en configuración fuente común.

7.5.2. CONFIGURACIÓN DRENAJE COMÚN

En esta configuración la señal de entrada se mantiene en la compuerta, la salida es por la fuente y el terminal común es el drenaje, así:

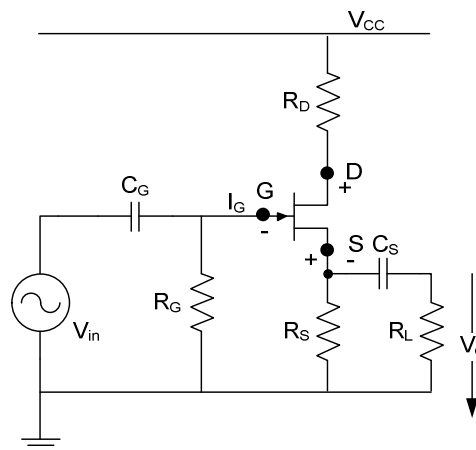


Figura 7.19. Circuito en configuración drenaje común.

7.5.3. CONFIGURACIÓN COMPUERTA COMÚN

En este caso la señal de entrada está por la fuente, la salida por el drenaje y el terminal común es la compuerta así:

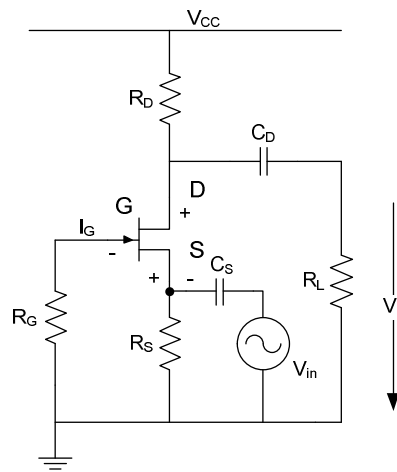


Figura 7.20 Circuito en configuración compuerta común.

7.6. ANÁLISIS AC DEL JFET

7.6.1. ANÁLISIS PARA FUENTE COMÚN

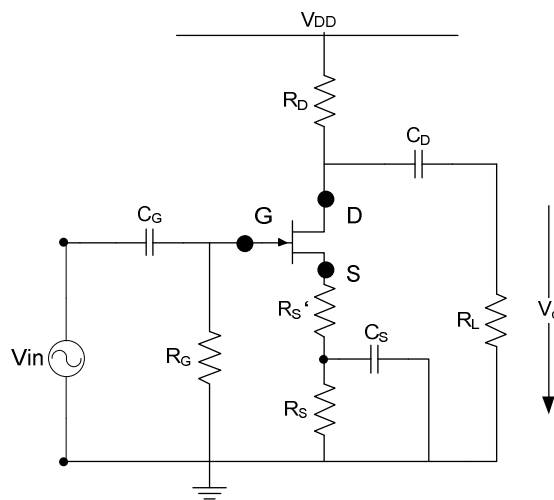


Figura 7.21. Circuito en fuente común.

Reemplazando por el circuito equivalente (AC) del FET:

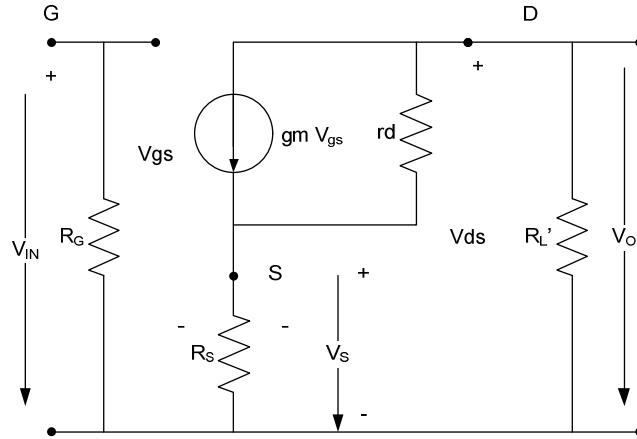


Figura 7.22. Circuito en fuente común (AC).

Si consideramos que $R_L' = R_d // R_L$ y que los capacitores y la fuente V_{CC} son corto circuito para alterna:

$$V_O \leq i_d R_L'$$

$$i_d = \left(\frac{v_{ds}}{r_d} \right) + g_m \cdot v_{gs}$$

$$v_{ds} = v_o - v_s$$

$$v_{gs} = v_{in} - v_s$$

$$v_s = i_d \cdot R'_s$$

por lo tanto:

$$i_d = \frac{v_o - i_d \cdot R'_s}{r_d} + g_m (v_{in} - v_s)$$

$$i_d (r_d + R'_s) = v_o + g_m \cdot r_d (v_{in} - v_s)$$

$$i_d = \frac{v_o + \mu (v_{in} - v_s)}{r_d + (\mu + 1) R'_s}$$

$$v_o = -i_d R'_L$$

$$v_o = - \frac{v_o + \mu v_{in}}{r_d + (\mu + 1) R'_s} R'_L$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = - \frac{\mu \cdot R'_L}{r_d + R'_L + (\mu + 1) R'_s} \tag{7.31}$$

El valor de r_d se dá en las hojas de especificaciones publicadas por el fabricante y gm en el punto de operación se obtiene:

$$g_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \quad (7.32)$$

De la ecuación de ganancia:

$$\Delta v \cdot r_d + \Delta v \cdot R'_L + \Delta v(\mu + 1) = \mu R'_L$$

$$R'_L(\mu - \Delta v) - \Delta v \cdot r_d = \Delta v(\mu + 1)R'_S$$

Para que sea posible el diseño de un amplificador deben cumplirse con las siguientes condiciones:

$$R'_L(\mu - \Delta v) - \Delta v \cdot r_d > 0$$

$$R'_L \geq \frac{(\Delta v \cdot r_d)}{\mu - \Delta v} \quad (7.33)$$

Además $\mu > \Delta v$

Además el signo negativo de la ganancia indica que la señal de salida se encuentra desfasada 180 grados de la señal de entrada.

$$\Delta v = \frac{v_o}{v_{in}} = - \frac{\mu \cdot R'_L}{r_d + R'_L + (\mu + 1)R'_S}$$

Ganancia máxima: $r_d \gg R'_L + (\mu + 1)R'_S$

$$\Delta v = - \frac{\mu \cdot R'_L}{r_d} \quad (7.34)$$

$$R'_L = R_L || R_D \quad (7.35)$$

$$Z_{inT} = \infty \quad (7.36)$$

$$Z_{in} = R_G || Z_{inT} = R_G \quad (7.37)$$

$$Z_O = R'_L \quad (7.38)$$

7.6.2. ANÁLISIS PARA COMPUERTA COMÚN

Luego de realizar similar análisis se llega a determinar que la expresión de ganancia de voltaje es:

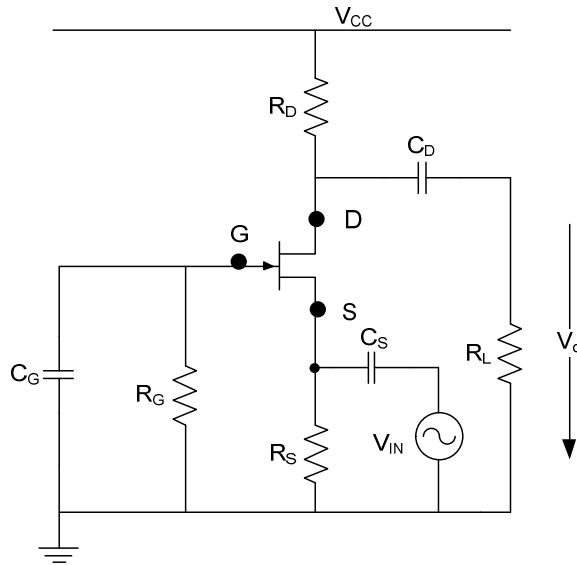


Figura 7.23. Circuito en compuerta común.

$$\Delta_v = \frac{(\mu+1)R'_L}{r_d+R'_L} = \frac{g_m+g_d}{R'_L{}^{-1}+g_d} \tag{7.39}$$

Condición $\Delta \propto \mu + 1$

$$R'_L = R_L || R_D \tag{7.40}$$

7.6.3. ANÁLISIS PARA DRENAJE COMÚN

$$\Delta_v = \frac{\mu.R'_L}{r_d+(\mu+1)R'_L} \tag{7.41}$$

Condición:

$$\Delta < \frac{\mu}{\mu + 1}$$

Ganancia máxima:

$$\Delta_v = \frac{g_m}{g_m+g_d+R'_L{}^{-1}} \approx 1 \tag{7.42}$$

$$R'_L = R_S || R_D \tag{7.43}$$

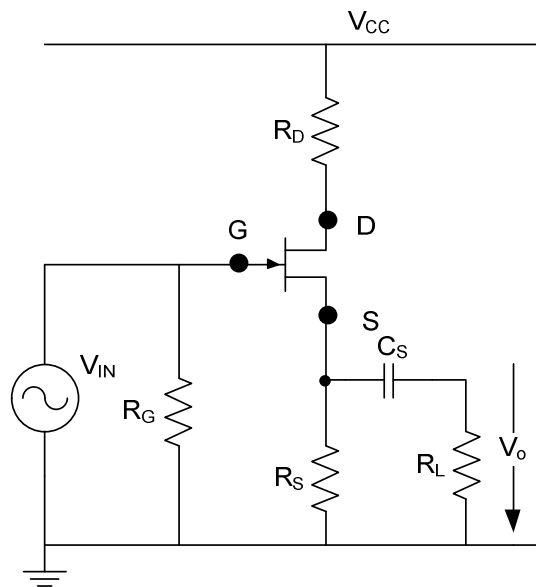


Figura 7.24. Circuito en drenaje común.

Nótese que el circuito equivalente AC del FET se puede apreciar que la impedancia de entrada del transistor Z_{INT} es alta, característica que se utiliza para la primera etapa de amplificación en caso de tratarse de amplificadores en cascada así:

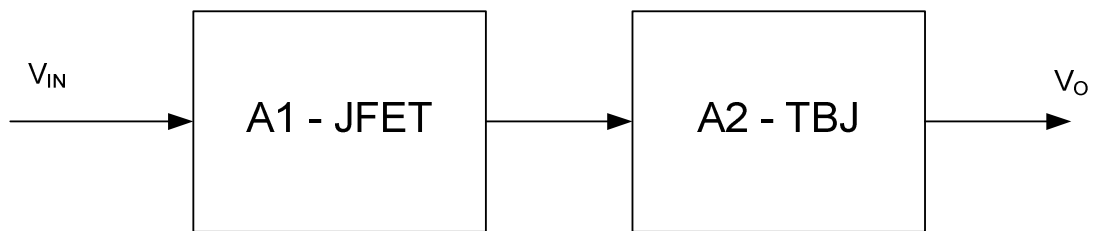


Figura 7.25. Etapa de amplificación en cascada.

7.7. PROBLEMAS RESUELTOS

7.7.1. Encontrar la corriente y voltaje de drenaje del circuito que tiene un FET cuyo $I_{DSS} = 2$ mA; $V_{GFOFF} = -4$ V si es que la fuente externa es de -1 V, $V_{DSS} = 12$ V, $R_D = 8.2$ K Ω ., $R_g = 10$ [M Ω]

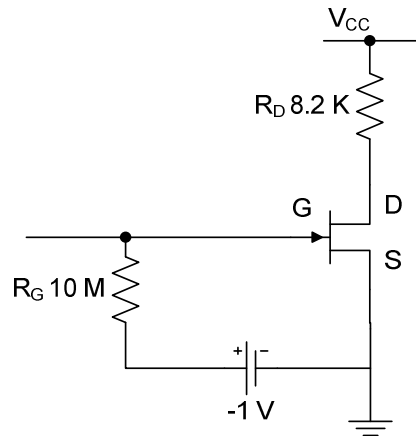


Figura 7.26.

$$V_{GS} = -1[V]$$

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

$$I_D = 2 \text{ mA} \left(1 - \frac{-1}{-4}\right)^2 = 1.13 \text{ mA}$$

$$V_{RD} = I_D \cdot R_D = (8.2 \text{ K})(1.13 \text{ mA}) = 9.26 [V]$$

$$V_{DS} = V_{DD} - V_{RD} = 12 - 9.96 = 2.73 [V]$$

7.72. En el circuito de la figura, encontrar los voltajes y corrientes de polarización, la ganancia de voltaje, la impedancia de entrada y el voltaje de entrada mínimo para evitar recortes. $I_{DSS}=6 \text{ [mA]}$, $V_p=-8[V]$, $r_d=100k$

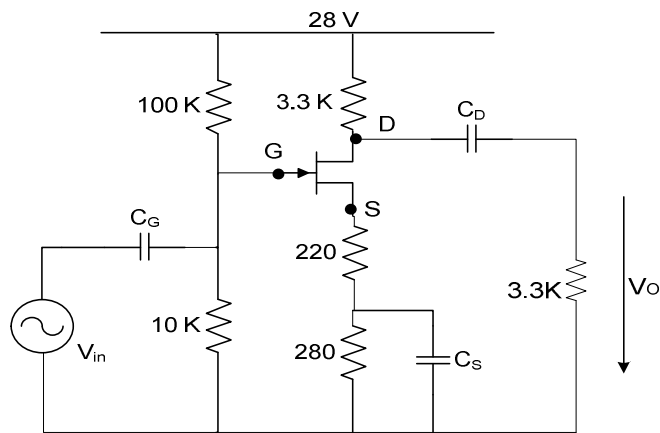


Figura 7.27.

- Análisis DC

$$V_G = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \times V_{DD}$$

$$V_G = 2.55[V]$$

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

$$V_{GS} = 2.55 - 500I_D$$

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

$$I_D = 5.6[mA]$$

$$V_{GS} = -0.26[V]$$

$$V_{RD} = 3300I_D = 18.546[V]$$

$$V_{DS} = V_{DD} - V_{RD} - V_S$$

$$V_{DS} = 6.64[V]$$

∴ Se encuentra en la región lineal

- Análisis AC

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

$$g_m = 1.45[ms]$$

$$\mu = rd \times g_m = 145$$

$$R'_L = \frac{R_L \times R_D}{R_L + R_D} = 1.65[k\Omega]$$

$$\Delta v = -\frac{R'_L}{rd + R'_L + (\mu + 1)R'_S} = -1.79$$

$$Z_{in} = R_{GG} \parallel Z_{inT}$$

$$Z_{inT} = \infty$$

$$Z_{in} = R_{G1} \parallel R_{G2} = 9.09[k\Omega]$$

$$V_o \leq R'_L \times I_D$$

$$\Delta v \times V_{in} \leq R'_L \times I_D$$

$$V_{in} \leq 5.18[V]$$

RESUMEN

El transistor FET es un dispositivo semiconductor que controla un flujo de corriente por un canal semiconductor, aplicando un campo eléctrico perpendicular a la trayectoria de la corriente.

Está compuesto de una parte de silicio tipo N, a la cual se le adicionan dos regiones con impurezas tipo P llamadas compuerta (gate) y que están unidas entre sí.

Los terminales de este tipo de transistor se llaman Drenador (drain), Fuente (source) y el tercer terminal es la compuerta (gate) que ya se conoce.

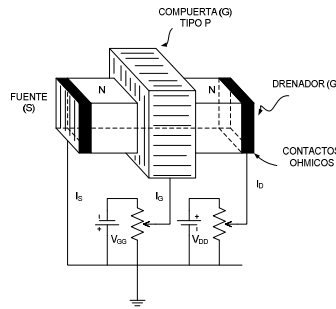


Figura 7.29.

La región que existe entre el drenador y la fuente y que es el camino obligado de los electrones se llama "canal". La corriente circula de Drenaje (D) a Fuente (S).

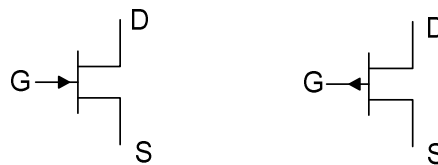


Figura 7.30.

Comparación entre el JFET y el BJT

BJT	JFET
Controlado por corriente de base.	Controlado por tensión entre puerta y fuente.
Dispositivo bipolar que trabaja con las cargas libres de los huecos y electrones.	Dispositivo unipolar que trabaja con las cargas libres de los huecos (canal p) ó electrones (canal n).
I_C es una función de I_b .	I_D es una función de V_{GS} .
β (factor de amplificación)	g_m (factor de transconductancia).
Altas ganancias de corriente y voltaje.	Ganancias de corriente indefinidas y ganancias de voltaje menores a las de los BJT.
Relación lineal entre I_b e I_C .	Relación cuadrática entre V_{GS} e I_D .



8. APLICACIONES DEL TRANSISTOR BIPOLAR EN CONDICIONES NO LINEALES.

Si el punto de operación del transistor se aleja de la región central de las características de colector se puede pensar que el transistor deja de operar en forma lineal y lleguen a la zona de corte y saturación.

Esta forma de conducción sugiere la analogía de la operación de un interruptor, es decir cuando conduce existe la condición SI y cuando no conduce la condición NO.

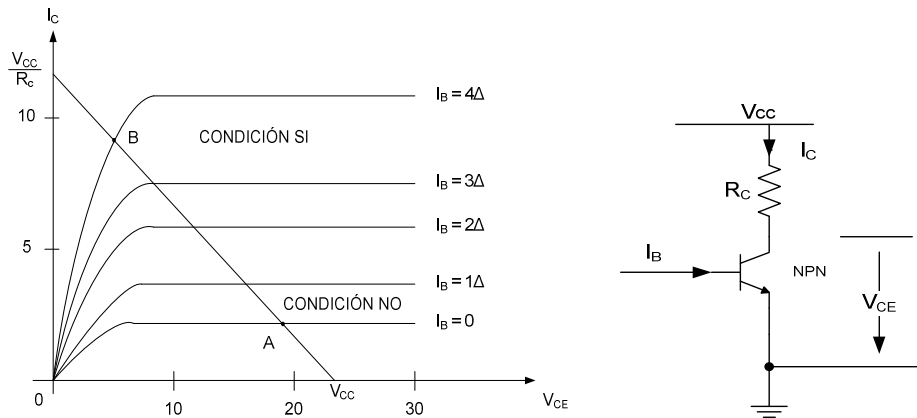


Figura 8.1. Curva de estado de conducción para el T.B.J.

8.1. MODOS DE CONDUCCION.

En la operación no lineal existen tres posibilidades de conducción llamadas modos, los cuales son:

MODO ACTIVO O LINEAL

Se caracteriza porque la operación del transistor esta en la región lineal o activa en forma TRANSITORIA o TEMPORAL la cual existe durante el cambio entre los límites SI y NO y VICEVERSA.

Esta condición tiene interés solo desde el punto de vista de su tiempo de duración.

MODO DE CORTE (MODO NO)

Cuando NO conduce el transistor su equivalente es de alta impedancia; en este modo la I_b tiene que ser "cero".

MODO DE SATURACION (MODO SI)

El transistor conduce ó condición de baja impedancia.

8.1.1. MODO DE CONDUCCIÓN NO

Existen tres configuraciones que llevan al estado de NO conducción:

- **BASE FLOTANTE**

En este caso $I_b = 0$

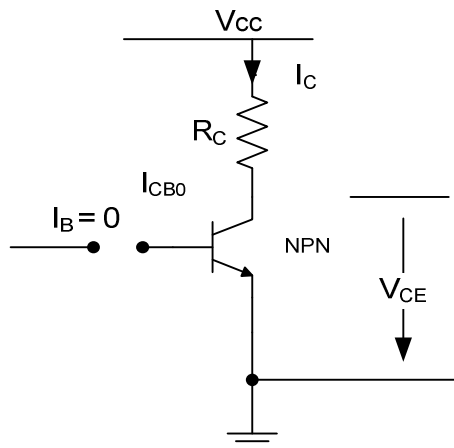


Figura 8.2. Base flotante para el T.B.J.

$$I_b = 0 \tag{8.1}$$

$$I_c = I_{C(MAY)} + I_{cbo(MIN)} \tag{8.2}$$

$$I_c = \alpha I_E + I_{cbo} \tag{8.2}$$

$$I_E = I_c + I_b \tag{8.2}$$

$$I_c = \alpha (I_c + I_b) + I_{cbo} \tag{8.2}$$

$$I_c = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_b + \frac{1}{1-\alpha} I_{cbo} \tag{8.2}$$

$$I_c(NO) = \frac{I_{cbo}}{1-\alpha} \cong \beta I_{cbo} = h_{fE} I_{cbo} \tag{8.3}$$

Para algunas aplicaciones este circuito NO es recomendable ya que I_c no es cero y se produce una amplificación de la I_{cbo} .

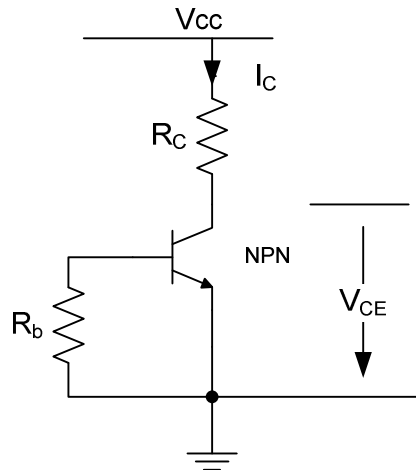


Figura 8.3. Circuito con R_b en la Base.

Este circuito es mejor que el anterior pero no se obtiene la condición de mínima I_c .

$$I_C (NO) < \beta h_{cbo}$$

- El circuito que presenta las mejores condiciones para el modo (NO) es aquel que tiene polarizado inversamente la base del transistor.

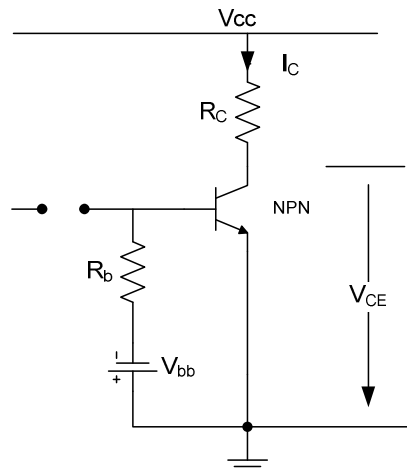


Figura 8.4. Polarización inversa en la base del transistor.

Al polarizar inversamente la juntura J_{BE} se bloquea la inyección de portadores a dicha juntura haciendo que:

$$I_E = 0 \quad \text{ó} \quad \alpha = 0$$

$$I_C (NO) = \frac{I_{cbo}}{1-0} = I_{cbo} \tag{8.4}$$

Además para evitar que el $V_{BE}(NO)$ sea demasiado alto ocasionando que conduzca por efecto de ruptura tipo avalancha se debe cumplir que :

$$V_{be(NO)} \leq \beta V_{beo} \tag{8.5}$$

βV_{beo} de ruptura ó avalancha

Por ecuaciones:

$$V_{be(NO)} = -V_{bb} + I_{cbo} \times R_b \tag{8.6}$$

8.1.2. MODO DE CONDUCCION SI

$I_b > 0$ para que pueda haber conducción.

Las condiciones de operación en el modo SI son:

- $V_{CE(SI)} = 0.1 \text{ ó } 0.2 \text{ V.}$

Si $V_{CC} \gg V_{CE(SI)}$

$$I_{C(SI)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(SI)}}{R_C} \times \frac{V_{CC}}{R_C} \tag{8.7}$$

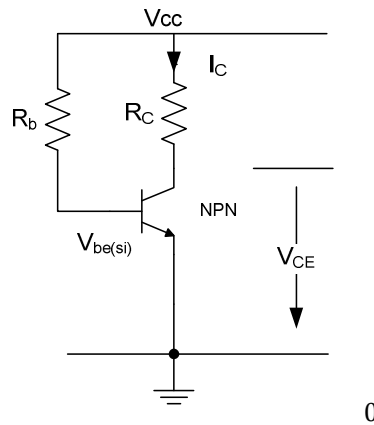


Figura 8.5. Operación en el modo SI.

- Las corrientes de base deben ser grandes:

Aseguramos que este en saturación.

$$I_{b(SI)} \geq \frac{I_{C(SI)}}{\beta}$$

$$V_{CC} = R_b \times I_{b(SI)} + V_{be(SI)}$$

$$I_b(SI) = \frac{V_{CC}}{R_b} - \frac{V_{be}}{R_b} \geq \frac{I_c(SI)}{\beta} \quad (8.8)$$

Un circuito que se lo puede hacer trabajar en los dos estados ó modos:

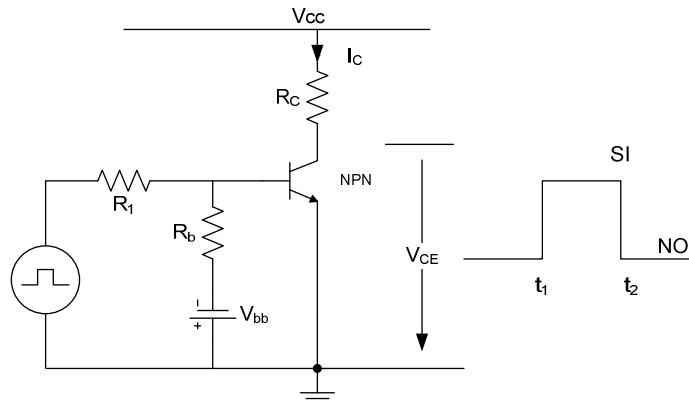


Figura 8.6. Operación en los dos estados ó modos.

- Condición de SI estacionario.
- Condición de NO estacionario.
- Condición de transición t1.
- Condición de transición t2.

8.2. RESPUESTA TRANSITORIA

Para hacer pasar al transistor de la condición No a la SI, es necesario suministrar cargas a la base con el propósito de modificar el estado eléctrico de las zonas de deserción propias de la condición NO y establecer un exceso de portadores mayoritarios que posibiliten sustentar primeramente la corriente de base y luego la de colector.

En forma similar, para pasar de la condición SI a la NO hay que retirar el ingreso de cargas y luego establecer la condición de deserción respectiva.

El movimiento de cargas indicado requiere de un determinado tiempo y así tenemos que el primero constituye el " tiempo de crecimiento " y el segundo el " tiempo de decrecimiento ".

El crecimiento y el decrecimiento de cargas, se comportan de forma similar a la carga y descarga de un condensador de aquí que, su efecto sea aproximado a un equivalente capacitivo llamado " capacitancia de transición " la misma que puede ser representada en forma equivalente por condensadores entre colector y base y entre base y emisor.

La variación de la corriente de carga o descarga en función del tiempo es algo diferente a la que se tiene en un condensador tradicional ya que se trata de elementos de naturaleza diferente.

Para mejor comprensión de la manera en la cual se produce la transición consideremos el siguiente circuito en los siguientes casos:

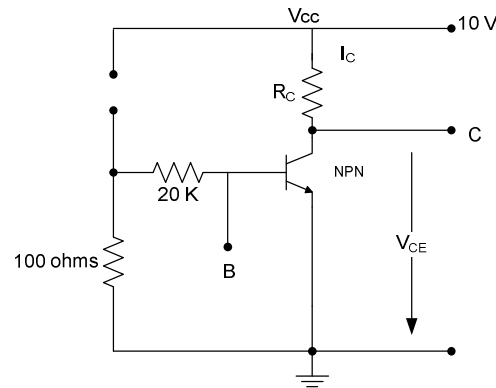


Figura 8.7. Respuesta transitoria.

- Con S abierto (Modo NO estacionario)
- Instante del cierre de S (Transición de NO a SI)
- Con S cerrado (modo si estacionario) y
- Instante de abertura de S (transición de SI a NO).

RESUMEN

Circuitos de ayuda a la conmutación en transistores conocidos comúnmente como snubber son una parte esencial en muchos de los circuitos electrónicos de potencia. Básicamente podemos considerarlos como un conjunto de componentes (pasivos y/o activos) que se incorporan al circuito de potencia para reducir en el dispositivo semiconductor el estrés eléctrico durante las conmutaciones y asegurar un régimen de trabajo seguro.

A la vista de los cuales parece poco viable el tratar de solventar los problemas de estrés eléctrico (sobretensión, elevadas pérdidas en conmutación, etc.) que aparecen en aquellos circuitos de potencia donde se incorporan dispositivos semiconductores trabajando en conmutación, con la selección de un dispositivo capaz de soportar elevadas magnitudes de tensión y corriente. En cualquier caso la decisión última dependerá del coste y la disponibilidad de semiconductores con los requerimientos eléctricos necesarios, comparados con el coste y la complejidad del snubber apropiado en cada aplicación.

La función principal que desarrollan los circuitos de ayuda a la conmutación es absorber la energía procedente de los elementos reactivos del circuito durante el proceso de conmutación controlando parámetros tales como la evolución de la tensión o corriente en el interruptor, o bien limitando los valores máximos de tensión que ha de soportar. Se incrementa de esta forma la fiabilidad de los semiconductores al reducirse la degradación que sufren debido a los aumentos de potencia disipada y de la temperatura de la unión. Las redes de ayuda a la conmutación sirven para proteger a los transistores mediante la mejora de su trayectoria de conmutación. Los tres tipos principales de estas redes son: redes de bloqueo o apagado, redes de disparo o encendido y redes de sobre tensión.



9.1. INTRODUCCIÓN

El presente capítulo está dedicado al estudio detallado de los amplificadores operacionales.

Se comienza idealizando, este importante circuito integrado y se explorará su utilización en diseño, se estudian el amplificador inversor y no inversor.

Se presenta un procedimiento que proporciona un método general para el diseño de amplificadores, que está configurado para realizar la suma ponderada de cualquier número de tensiones de entrada.

Luego se estudiará varias aplicaciones útiles de los amplificadores operacionales incluyendo circuitos de resistencia negativa, integradores y convertidores de impedancia.

Luego se modifica el modelo matemático del amplificador operacional ideal haciendo los cambios respectivos necesarios para que el modelo coincida con el amplificador operacional ideal.

9.2. AMPLIFICADOR OPERACIONAL BÁSICO

Un amplificador es un circuito electrónico que contiene dispositivos T.B.J y F.E.T por lo general encapsulados que proporcionan ganancia de voltaje, corriente, potencia o permiten la transformación de impedancia.

Un amplificador diferencial es un tipo especial de circuito que se usa en una amplia variedad de aplicaciones.

En la figura 9.1 se muestra el símbolo del amplificador diferencial donde se muestran los dos terminales de entrada (1 y 2) y los dos terminales de salida (3 y 4).

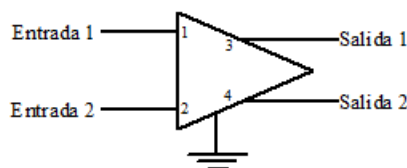


Figura 9.1: Símbolo del Amplificador Operacional Diferencial

En la figura 9.2 se muestra un circuito de un Amplificador Diferencial Básico que se empleará para analizar la relación entre estos terminales de entrada y salida.

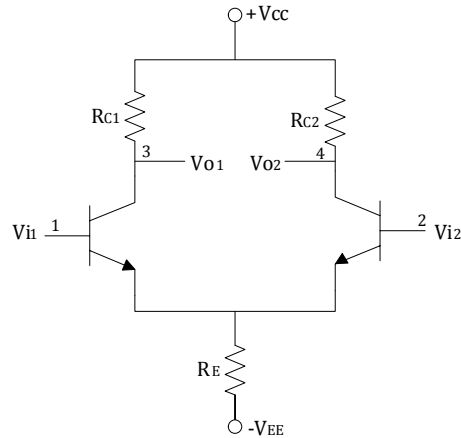


Figura 9.2: Circuito del Amplificador Diferencial Básico

9.2.1. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON ENTRADA DE UN SOLO EXTREMO

Consideremos la operación del amplificador diferencial con una sola señal de entrada aplicada al terminal 1 y la otra terminal de entrada a tierra, es decir:

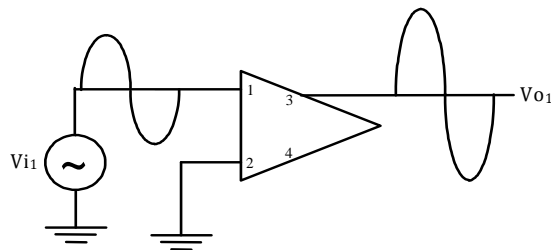


Figura 9.3 Amplificador Diferencial con una sola señal de entrada

El diagrama del circuito, figura 9.4, indica la entrada senoidal aplicada en la base de un transistor con la salida amplificada en el colector invertido.

Con la entrada (2) conectada a tierra podría esperarse que no hubiera salida en (4) pero es incorrecto.

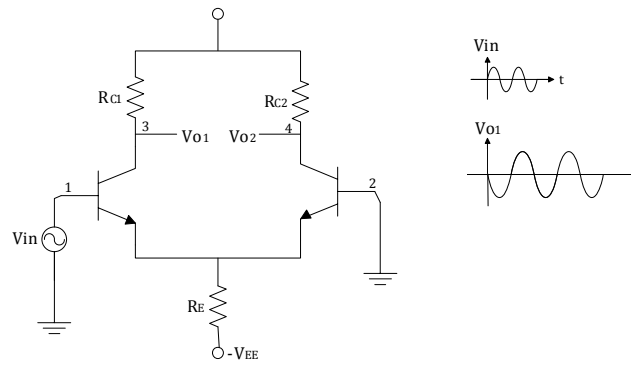


Figura 9.4. Entrada senoidal aplicada en la base de un transistor con la salida amplificada en el colector inversor.

La entrada en el terminal (1) V_{i1} es un voltaje pequeño senoidal con respecto a tierra. Puesto que R_E está conectada en común con ambos emisores aparece un voltaje debido a V_{i1} , en el punto de emisor común debido a que se produce el efecto de seguidor de emisor, este voltaje es medido del emisor a tierra por ello el voltaje medido de la base - emisor será opuesto a la de emisor - tierra de Q2.

La acción de amplificación del transistor Q2 y de la R_{c2} proporciona una salida en el colector de Q2 que es amplificada e invertida a partir de la señal que se desarrolla a través de la base de Q2. En resumen si existe V_{i1} en (1) se produce: V_{o2} en fase en (4) y V_{o1} en contrafase en (3)

Entonces V_{o1} y V_{o2} están desfasados y son de la misma amplitud tenemos lo siguiente (ver figura 9.5.)

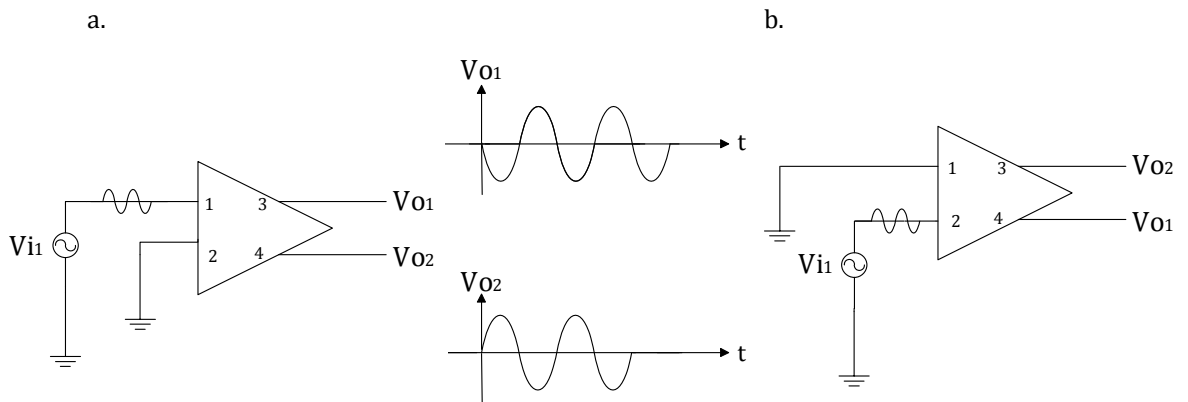


Figura 9.5.a y Figura 9.5.b Amplificadores diferenciales con una sola entrada.

9.2.2. OPERACIONAL CON ENTRADA DIFERENCIAL

Es posible aplicar señales a cada uno de los terminales de entrada, apareciendo salidas de polaridad opuesta en los dos terminales de salida. Usualmente el modo de doble entrada o diferencial se emplea cuando las dos señales de entrada son de polaridad opuesta y casi de la misma amplitud.

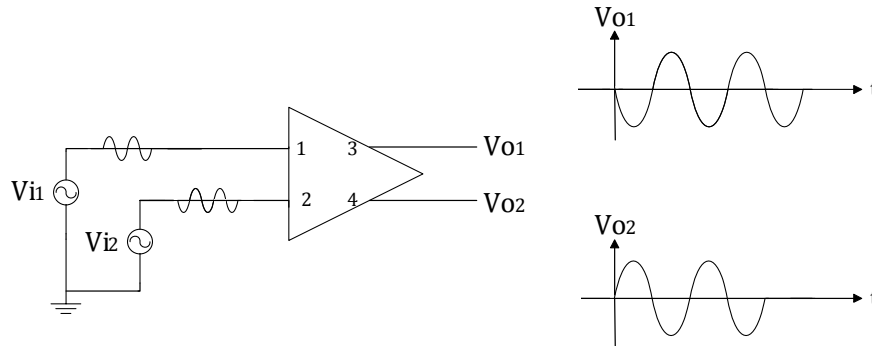


Figura 9.6. Amplificador con entrada diferencial

Para el caso en que las señales de entrada tengan la misma polaridad y de la misma magnitud para el caso ideal, el $V_{01} = 0 \text{ V} = V_{02}$.

Una característica del amplificador diferencial tal vez la más importante es su capacidad para cancelar o rechazar cierto tipo de señales o de voltajes indeseables. Estas señales no deseadas se conocen como voltajes inducidos por campos magnéticos parásitos en tierra o alambres de señal, como variaciones de voltaje en la alimentación de voltaje.

La importancia es que estas señales no queremos amplificar en el amplificador diferencial. Su rango distintivo es que la señal de ruido aparece igualmente en las entradas del circuito.

Estas señales no deseadas serán canceladas o rechazadas en las salidas del amplificador diferencial.

9.3. AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

El amplificador operacional se considera como un bloque con terminales de entrada y salida. En este momento no interesan los dispositivos electrónicos dentro de ese amplificador.

El amplificador operacional es un amplificador de alta ganancia directamente acoplado que en general se alimenta con fuentes positivas y negativas. Esto permite que la salida tenga niveles tanto por arriba como por abajo de tierra.

El nombre de Amplificador Operacional se deriva de las utilizaciones originales de circuitos con estos amplificadores. Realizar operaciones matemáticas en componentes analógicos.

En la figura 9.7 se presenta el símbolo del amplificador operacional y el circuito equivalente:

a. b.

Figura 9.7.a.Símbolo; b.Circuito equivalente.

El modelo contiene:

- a. Una fuente de tensión que depende de la tensión de entrada Gv_d .
- b. Impedancia de salida R_o
- c. La salida depende de la diferencia de tensión entre las entradas. Se define la tensión diferencial de entrada como:

$$V = V_+ - V_- \quad (9.1)$$

- d. La impedancia de entrada del amplificador operacional se representa con una resistencia R_{en}

$$V_o = G(V_+ - V_-) = GV_d \quad (9.2)$$

Donde G representa la ganancia de lazo abierto y es igual a:

$$G = \frac{V_o}{V_d} \quad (9.3)$$

9.3.1. CARACTERÍSTICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

- a. Resistencia de entrada infinita. R_{en}
- b. Resistencia de salida cero R_o
- c. Ganancia de tensión de lazo abierto infinita G
- d. Ancho de banda infinito
- e. $V_o = 0$ V, cuando $V_+ = V_-$ (Es decir la ganancia en modo común es cero y el CMRR se aproxima a infinito)

CMRR = Razón de Rechazo en Modo Común

$$CMRR = \frac{G_d}{G_c} \quad (9.4)$$

Donde: G_d = Ganancia en modo diferencial

G_c = Ganancia en modo común

Que implica el hecho de que la ganancia de lazo abierto G sea infinita?

$$V_+ - V_- = \frac{V_0}{G} \tag{9.5}$$

Si G tiende al infinito, entonces $V_+ - V_- = 0$ por lo tanto $V_+ = V_-$ y como R_{en} es infinito, la corriente en cada entrada inversora y no inversora es cero.

Los amplificadores operacionales prácticos tienen ganancia de tensión alta (por lo general 10^5 a baja frecuencia), pero esta ganancia varía con la frecuencia. Por esta razón no se utiliza un amplificador operacional en la forma mostrada en la figura 9.7., esta configuración se conoce como de lazo abierto porque no existe retroalimentación de la salida a la entrada (esta configuración es útil para aplicaciones como comparador). La configuración más común para aplicaciones lineales es el circuito de lazo cerrado con retroalimentación.

Si los elementos de retroalimentación (externos) se colocan entre la salida y la entrada inversora disminuye la ganancia de lazo cerrado, a relación de transferencia ya que una parte de la salida se resta de la entrada.

La retroalimentación no solo disminuye la ganancia total si no que hace a la ganancia menos sensible al valor de G .

Con retroalimentación la ganancia de lazo cerrado depende de los elementos del circuito externo y es independiente de G .

En la figura 9.8. se muestra un circuito simple con el amplificador operacional y con retroalimentación negativa (lazo cerrado).

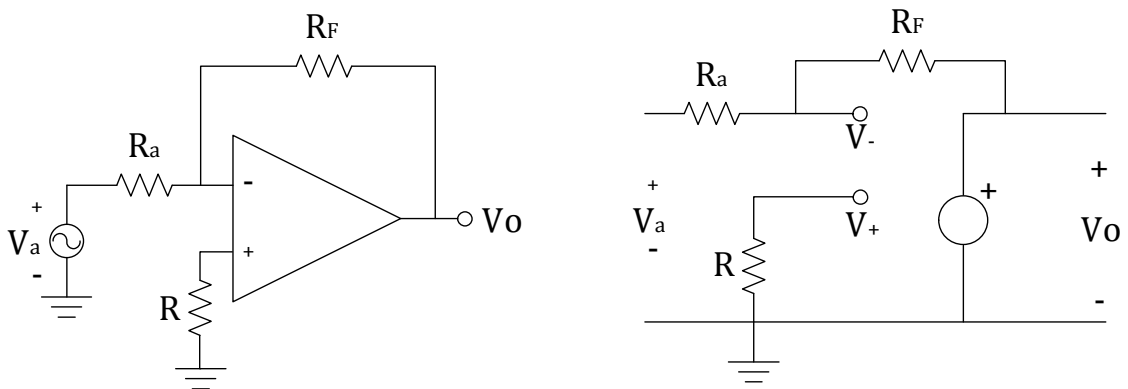


Figura 9.8. Circuito con realimentación negativa.

9.3.2. MÉTODO DE ANÁLISIS

Se utilizan dos propiedades importantes del amplificador operacional ideal:

- a. La tensión entre V_+ y V_- es cero o $V_+ = V_-$
- b. La corriente tanto en V_+ como en V_- es cero.

El método desarrollado paso a paso para analizar cualquier circuito con Amplificadores Operacionales Ideales es:

1. Se escribe la ecuación de nodos de Kirchhoff en el terminal no inversor, V_+
2. Se escribe la ecuación de nodos de Kirchhoff en el terminal inversor, V_-
3. Se hace $V_+ = V_-$ y se resuelven las ganancias de lazo cerrado que se desean.

Nota: Al realizar los 2 primeros pasos recuérdese que las corrientes tanto en V_+ y V_- es cero.

9.3.3. EL AMPLIFICADOR INVERSOR

En la figura 9.8. se ilustra un amplificador inversor con retroalimentación.

Se desea despejar la tensión de salida V_o en términos de la tensión de entrada V_a para lo cual se seguirá el procedimiento paso a paso descrito anteriormente.

1. La ecuación de nodos de Kirchhoff en V_+ da como resultado:

$$V_+ = 0 \text{ V} \quad (9.6)$$

2. La ecuación de nodos de Kirchhoff en V_- da:

$$\frac{V_a - V_-}{R_a} + \frac{V_o - V_-}{R_f} = 0 \quad (9.7)$$

3. Haciendo $V_+ = V_-$ se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{V_a}{R_a} + \frac{V_o}{R_f} &= 0 \\ \frac{V_o}{V_a} &= -\frac{R_f}{R_a} \end{aligned} \quad (9.8)$$

La ganancia de lazo cerrado V_o/V_a depende de las resistencias y es independiente de la ganancia de lazo abierto G .

La retroalimentación de la salida a la entrada a través de R_f sirve para llevar la tensión diferencial $V_i = V_+ - V_-$ a cero. Como V_+ es cero, la retroalimentación tiene el efecto de llevar a V_- a cero. Por lo tanto en la entrada del amplificador operacional $V_+ = V_- = 0 \text{ V}$ y existe una tierra virtual en V_- .

El término virtual significa que V_- es cero (potencial de tierra) pero no fluye ninguna corriente real en este cortocircuito ya que no puede fluir ninguna corriente por V_- y V_+ .

Para el caso de entradas múltiples como se indica en la figura 9.9. :

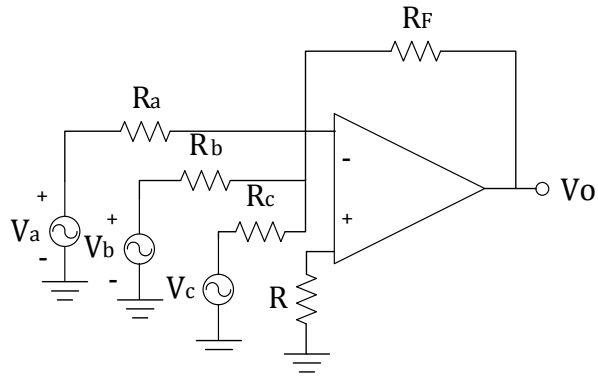


Figura 9.9. Circuito con entradas múltiples

1. $V_+ = 0$
2. $\frac{V_- - V_0}{R_f} + \frac{V_- - V_a}{R_a} + \frac{V_- - V_b}{R_b} + \frac{V_- - V_c}{R_c} = 0$
3. $V_+ = V_- = 0$
4. $V_0 = -R_f \left(\frac{V_a}{R_a} + \frac{V_b}{R_b} + \frac{V_c}{R_c} \right) = -R_f \sum_{j=a}^c \left(\frac{V_j}{R_j} \right)$ (9.9)

Este resultado puede extenderse para incluir componentes no resistivos; cambiando R_a por Z_a y R_f por Z_f , tal como se indica en la figura 9.10.

$$= \frac{-Z_f}{Z_A} V_{in}$$

Figura 9.10. Circuito con entradas múltiples

Un circuito útil basado en este principio es el integrador de Miller en este caso:

$$Z_f = \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z_A = R$$

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{1}{j\omega RC}$$

Esta expresión está en el dominio de w ; pero pasando al dominio del tiempo tiene la forma de una integral, por lo que al circuito se lo conozco como INTEGRADOR INVERSOR, tal como se indica a continuación:

$$V_o(t) = \left(-\frac{1}{RC}\right) \int_0^t V_i(\tau) d\tau \tag{9.11}$$

Para el caso en que Z_F sea igual R y Z_A sea igual a C estamos en el caso de un circuito DERIVADOR INVERSOR cuya expresión es la siguiente:

$$V_o(t) = -RC \frac{\partial V_i}{\partial t} \tag{9.12}$$

EJEMPLOS:

Utilizando el procedimiento paso a paso y determinar V_o en términos de las tensiones de entrada:

1. Inversor Simple de lazo abierto: (ver figura 9.11.)

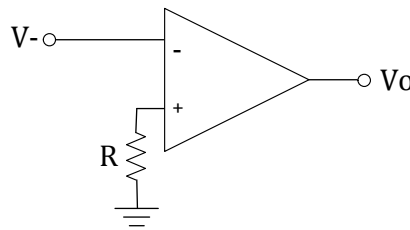


Figura 9.11 Inversor simple de lazo abierto

$$\begin{aligned} V_+ &= 0 \\ V_o &= G(V_+ - V_-) \\ V_o &= -GV_- \end{aligned} \tag{9.12}$$

2. Divisor de tensión en lazo abierto (ver figura 9.12)

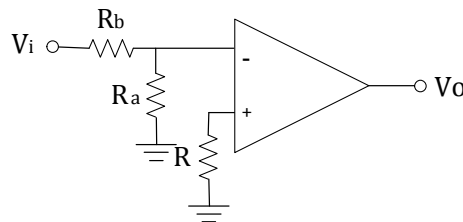


Figura 9.12. Divisor de tensión en lazo abierto.

$$\begin{aligned} V_+ &= 0 \\ \frac{V_i - V_-}{R_b} + \frac{0 - V_-}{R_a} &= 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_- &= \frac{R_a}{R_a + R_b} V_i \\
 V_o &= -G V_- \\
 V_o &= -\frac{G R_a}{R_a + R_b} V_i
 \end{aligned}
 \tag{9.13}$$

9.3.4. EL AMPLIFICADOR NO INVERSOR

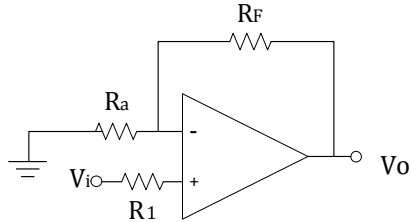


Figura 9.13 Amplificador no inversor.

Para analizar este circuito se sigue de nuevo el mismo procedimiento planteado en la sección anterior:

$$\begin{aligned}
 V_+ &= V_i \\
 \frac{V_- - 0}{R_a} + \frac{V_- - V_o}{R_f} &= 0 \\
 \frac{V_i}{R_a} + \frac{V_i - V_o}{R_f} &= 0 \\
 \frac{V_o}{V_i} &= 1 + \frac{R_f}{R_a}
 \end{aligned}
 \tag{9.14}$$

EJEMPLOS:

1. Seguidor de Voltaje

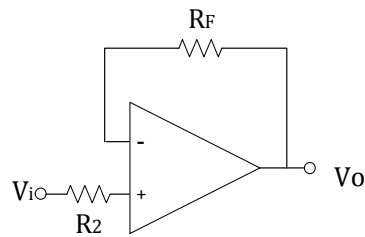


Figura 9.14 Seguidor de Voltaje

$$\begin{aligned}
 V_+ &= V_i \\
 V_- &= V_o \\
 V_+ &= V_-
 \end{aligned}$$

$$V_0 = V_i \tag{9.15}$$

2. Entrada no inversora con división de tensión.

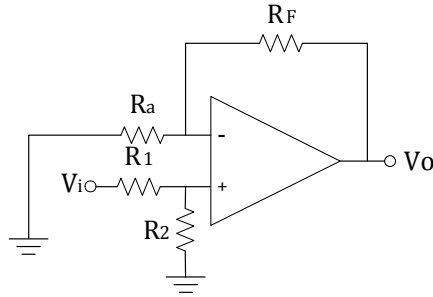


Figura 9.15 Entrada no inversora con divisor de tensión.

$$\frac{V_i - V_+}{R_1} + \frac{0 - V_+}{R_2} = 0$$

$$V_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i$$

$$\frac{0 - V_-}{R_a} + \frac{V_0 - V_-}{R_F} = 0$$

$$\frac{V_0}{V_-} = 1 + \frac{R_F}{R_a}$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \left(1 + \frac{R_F}{R_a} \right) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \tag{9.16}$$

3. Análisis del amplificador operacional con entradas múltiples

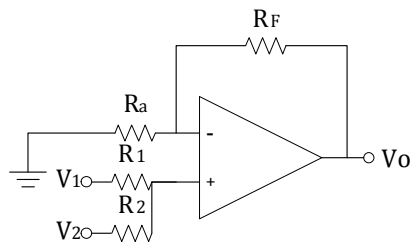


Figura 9.16 Amplificador operacional con entradas múltiples.

$$\frac{V_1 - V_+}{R_1} + \frac{V_2 - V_+}{R_2} = 0$$

$$V_+ = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right)$$

$$\frac{0 - V_-}{R_a} + \frac{V_0 - V_-}{R_F} = 0$$

$$V_- = \frac{R_a}{R_a + R_F} V_0$$

$$V_+ = V_-$$

$$V_0 = (R_1 // R_2) \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right) \left(\frac{R_a + R_F}{R_a} \right) \tag{9.17}$$

4. Suma ponderada de dos entradas

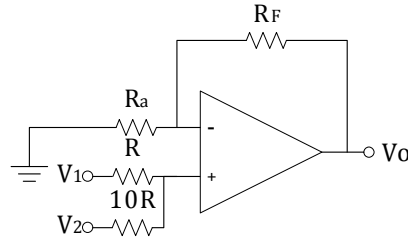


Figura 9.17 Suma ponderada de 2 entradas.

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_F}{R_a} \right) \left(\frac{1}{11} \right) (10V_1 + V_2) \tag{9.18}$$

5. Suma ponderada de tres entradas

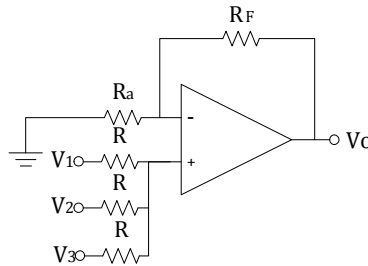


Figura 9.18 Suma ponderada de 3 entradas.

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_F}{R_a} \right) \left(\frac{1}{3} \right) (V_1 + V_2 + V_3) \tag{9.19}$$

6. Suma ponderada de 2 entradas con divisor de voltaje

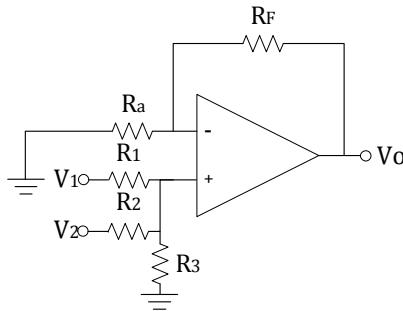


Figura 9.19 Suma de 2 entradas con divisor de voltaje.

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_F}{R_a} \right) (R_1 // R_2 // R_3) \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right) \tag{9.20}$$

9.4. RESISTENCIA DE ENTRADA DE UN CIRCUITO AMPLIFICADOR OPERACIONAL CON RETROALIMENTACION.

La resistencia de entrada del amplificador ideal es infinita.

La resistencia de entrada de un circuito compuesto de un amplificador operacional ideal con componentes externos no es infinita

Analicemos para el amplificador operacional no inversor de la figura 9.20.

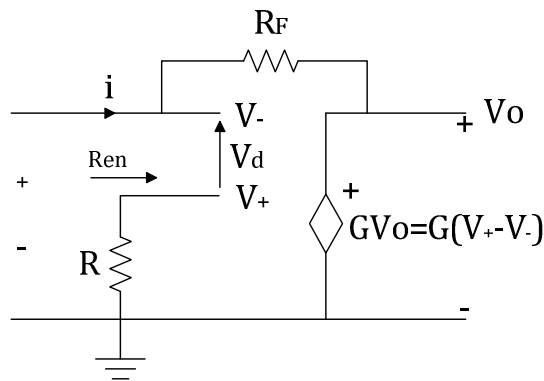


Figura 9.20. Resistencia de entrada.

$$\begin{aligned}
 i &= \frac{V - V_o}{R_F} \\
 i &= \frac{V - GV_d}{R_F} \\
 V_d &= -V \\
 iR_F &= GV + V = V(G + 1) \\
 R_{en} &= \frac{V}{i} = \frac{R_F}{G + 1}
 \end{aligned}
 \tag{9.21}$$

La resistencia de entrada es cero ya que la ganancia de lazo abierto G es infinita.

Si se supone que G es grande pero finita la resistencia de entrada es pequeña y proporcional a R_F.

Cuando la tensión de entrada suele aplicarse a través de un resistor, la resistencia de entrada vista por la fuente es igual a esta resistencia (debido a la tierra virtual), como se puede observar en el circuito de la figura 9.21.

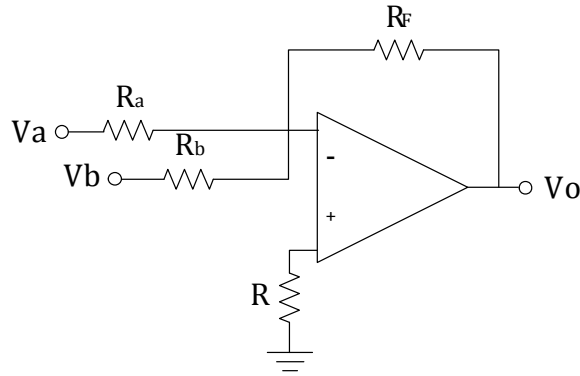


Figura 9.21. Análisis de la resistencia de entrada.

De lo analizado anteriormente y con la ayuda de gráfico llegamos a la conclusión de que:

- R entrada vista por Va es Ra
- R entrada vista por Vb es Rb

Como V- está aterrizada a tierra (tierra virtual) las variaciones en Va no afectan a Vb y viceversa.

9.4.1. ENTRADAS COMBINADAS INVERTIDA Y NO INVERTIDA.

Se presenta entradas tanto en el terminal inversor y en el no inversor tal como se indica en la figura 9.22.

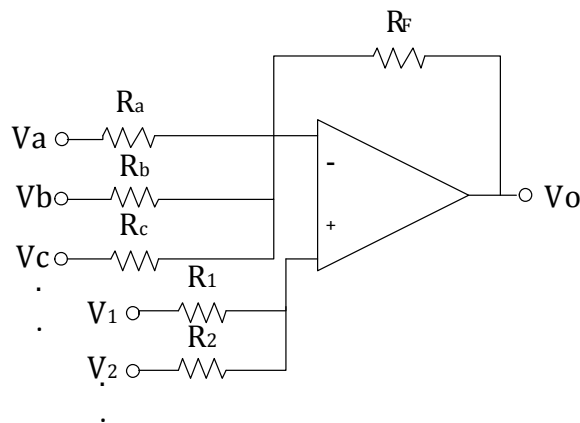


Figura 9.22. Entradas combinadas invertida y no invertida

Para este circuito la relación de transferencia es:

$$V_0 = \left[1 + \frac{R_F}{R_a // R_b // R_c // \dots} \right] (R_1 // R_2 // R_3 // \dots) \left[\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots \right] - \left[\frac{R_F}{R_a} V_a + \frac{R_F}{R_b} V_b + \frac{R_F}{R_c} V_c + \dots \right] \tag{9.22}$$

9.5. APLICACIONES LINEALES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES

9.5.1. MULTIPLICADOR DE GANANCIA CONSTANTE INVERSOR.

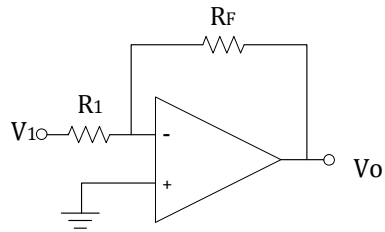


Figura 9.23. Multiplicador inversor de ganancia constante

9.5.2. AMPLIFICADOR NO INVERSOR.

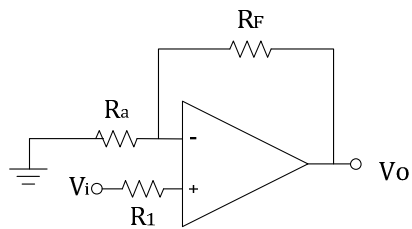


Figura 9.24. Amplificador no inversor

9.5.3. SEGUIDOR UNITARIO.

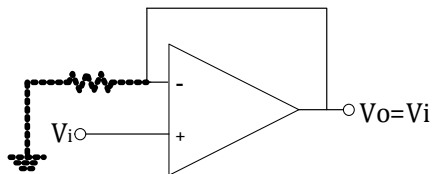


Figura 9.25. Seguidor de Tensión

9.5.4. DIFERENCIAL

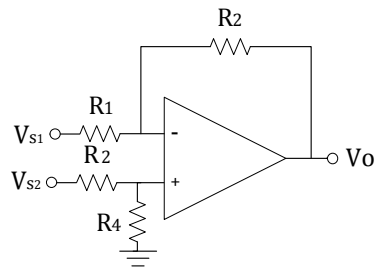


Figura 9.26. Diferencial

Normalmente: $R1 = R3$ $R2 = R4$	$\frac{V_{s1} - V_-}{R1} + \frac{V_o - V_-}{R2} = 0$ $\frac{V_{s2} - V_+}{R1} + \frac{0 - V_+}{R4} = 0$ $V_- = V_+$ $V_o = -\frac{R2}{R1}(V_{s1} - V_{s2})$
--	---

9.5.5. CIRCUITO DE IMPEDANCIA NEGATIVA

Este circuito provoca una resistencia de entrada negativa (impedancia en el caso más general) que se puede utilizar para cancelar una resistencia positiva no deseada y por tanto producir oscilación.

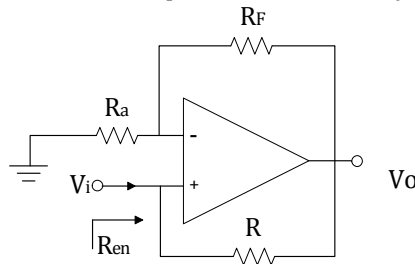


Figura 9.27. Circuito de impedancia negativa

$$R_{en} = \frac{V}{i}$$

$$V_+ = V_- = V$$

$$V_- = V = \left(\frac{R_A}{R_A - R_F} \right) V_o$$

$$V_o = V \left(1 + \frac{R_F}{R_A} \right) \tag{9.23}$$

Como la impedancia de entrada en V+ es infinita el producto $i \cdot R$ es también infinito.

$$i = \frac{V - V_o}{R} = \frac{V - V \left(1 + \frac{R_F}{R_A} \right)}{R}$$

$$i = -\frac{R_F \cdot V}{R_A \cdot R}$$

$$R_{en} = \frac{V}{i} = -\frac{R_A \cdot R}{R_F}$$

$$Z_{en} = -\frac{Z \cdot R_A}{R_F} \tag{9.24}$$

9.5.6. CIRCUITO DERIVADOR

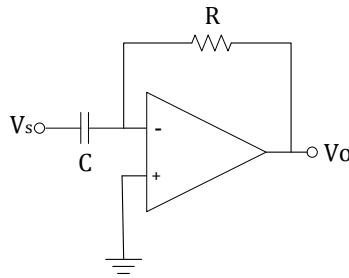


Figura 9.28. Derivador

Con la aplicación de los elementos en el dominio de la frecuencia se sabe que

$$Z_c = \frac{1}{sC}$$

Donde $s = \frac{d}{dt}$

Entonces aplicando la relación del circuito inversor se obtiene:

$$V_o = -\frac{R}{Z_c} V_s$$

$$V_o = -RCs V_s$$

$$V_o = -RC \frac{d}{dt} [V_s] \tag{9.25}$$

Usualmente se suele colocar una resistencia Rs para limitar la ganancia:

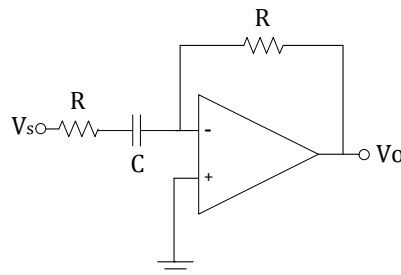


Figura 9.29. Derivador con limitador de ganancia

$$A = -\frac{R}{R_s + \frac{1}{sC}} \tag{9.26}$$

Si la frecuencia tiende al infinito $\rightarrow A = -\frac{R}{R_s}$

$$A = \left| \frac{R}{R_s + \frac{1}{sC}} \right| = 1 \tag{9.27}$$

Cuando la frecuencia de corte es $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$

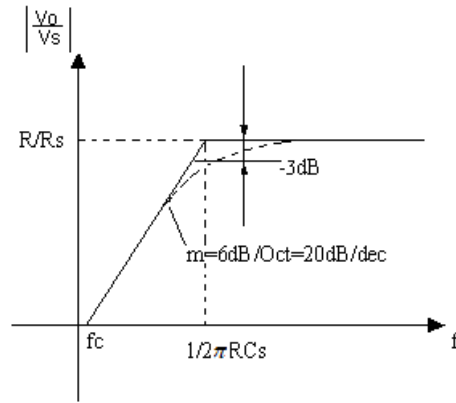


Figura 9.30. Frecuencia de corte

Conclusiones:

- Para valores de frecuencia menores que f_c el circuito se comporta como derivador.
- Para $f > f_c$ el circuito se comporta como amplificador.

$$A = -\frac{R}{R_s}$$

$$m = \frac{dV_s}{dt} = cte$$

(9.28)

9.5.7. CIRCUITO INTEGRADOR

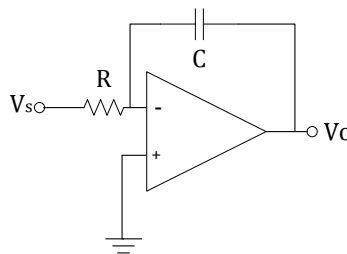


Figura9.31. Circuito integrador

Como en el caso anterior:

$$Z_c = \frac{1}{sC} \quad \text{Donde } s = \frac{d}{dt}$$

$$V_o = -\frac{Z_c}{R} V_s$$

$$V_o = -\frac{1}{RCs} V_s$$

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int_{-\infty}^{\infty} V_s(t) dt \tag{9.29}$$

El circuito real es:

Figura 9.32. Circuito integrador real

$$Z_f = \frac{\frac{1}{SC} R_f}{R_f + \frac{1}{SC}} = \frac{R_f}{1 + SCR_f}$$

$$A = -\frac{R_f}{(1 + SCR_f)R}$$

$$|A| = 1 \ ; \ SCR_f \gg 1 \ ; \ \frac{R_f}{SCR_f} = 1 \rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC}$$

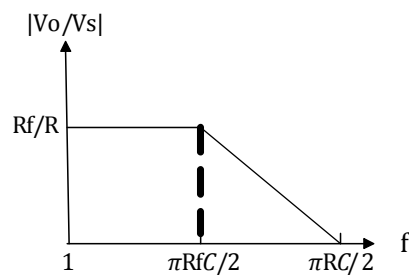


Figura 9.33 Respuesta de frecuencia

Para valores de frecuencia mayores que $(2\pi RC)^{-1}$ el circuito se comporta como integrador.

Si: $f \rightarrow 0$; $(SC)^{-1} \rightarrow \infty$ entonces A muy grande.

9.6. AMPLIFICADOR OPERACIONAL PRÁCTICO

Los amplificadores operacionales prácticos se aproximan a su contraparte ideal, pero difieren en algunos aspectos importantes. La intención de desarrollar un modelo detallado sobre los amplificadores operacionales prácticos es tener en cuenta las características más significativas de los dispositivos no ideales.

Comenzaremos comparando las características de varios amplificadores disponibles en el mercado.

Parámetros	741 propósito general	715 alta velocidad	5534 bajo nivel de ruido	Ideal
Ganancia de Tensión G	100.000	30.000	100.000	infinito
Impedancia de Salida Zo	75 Ω	75 Ω	0.3 Ω	0 Ω
Impedancia de Entrada Zin (lazo abierto)	2 MΩ	1 MΩ	100 KΩ	infinito
I de desplazamiento Iio	20 nA	250 nA	300 nA	0 A
Tensión de desplazamiento	2 mV	10 mV	5 mV	0 V
Ancho de Banda BW	1 MHz	65 MHz	10 MHz	infinito
Razón de cambio SR	0.7 V/ms	100 V/ms	13 V/ms	infinito

La diferencia más significativa entre el amplificador operacional ideal y el práctico es la ganancia de tensión de lazo abierto G.

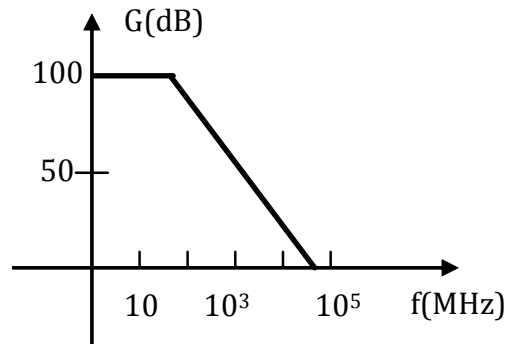


Figura 9.34. G en función de f

En el caso ideal: $G \rightarrow \infty$

En el caso real: G disminuye al aumentar la frecuencia

Varios amplificadores operacionales se compensan en frecuencia para proporcionar una característica, en la cual la ganancia de tensión disminuye al aumentar la frecuencia.

Algunos amplificadores operacionales como el 741 están compensados con un capacitor fijo. Otros, como el 101 permiten la adición de un capacitor externo para que se pueda cambiar la característica G vs. f.

9.6.1. GANANCIA DE VOLTAJE DE LAZO ABIERTO

G es la razón entre el cambio de la tensión de salida y el cambio de la tensión de entrada sin retroalimentación. Esta ganancia depende de la frecuencia.

$$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_o}{V_i} \right) \tag{9.30}$$

9.6.2. TENSION DE DESPLAZAMIENTO EN LA ENTRADA V_{io}

Si la tensión de entrada de un amplificador operacional ideal es cero, la tensión de salida es igual a cero. Esto no es válido para un amplificador operacional práctico.

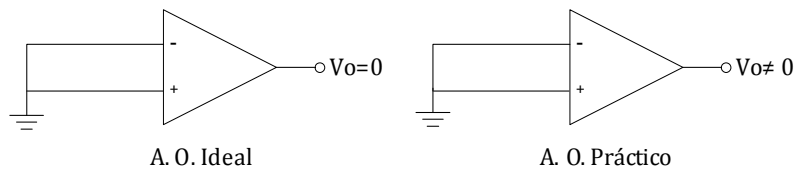


Figura 9.35. Tensión de desplazamiento

La tensión V_{io} se define como la tensión de entrada necesaria para que la salida sea 0.

Para el A.O.741 $V_{io} = 2 \text{ mV}$.

Para medir el V_{io} usamos el circuito de la figura 9.36:

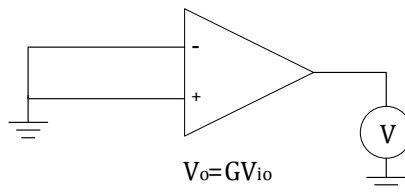


Figura 9.36. Medición de tensión de desplazamiento

Los efectos de la tensión de desplazamiento se pueden incorporar en el modelo del amplificador operacional de acuerdo a la figura 9.37.

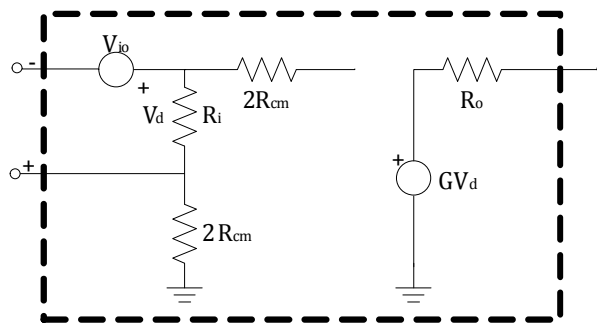


Figura 9.37. Circuito equivalente con V_{io}

$$V_{io} = \frac{V_o}{G} \tag{9.31}$$

Ro: Resistencia de salida

Ri: Resistencia de entrada

2 Rcm: Resistencia entre V+, V- y tierra.

Además de incluir la tensión de desplazamiento en el modelo del amplificador operacional ideal se han colocado cuatro resistencias. Cuando se unen las dos entradas y se conectan a tierra las 2Rcm están en paralelo y dan Rcm.

A.O. Ideal: Ro = 0
 Ri y Rcm → infinito

9.6.3. CORRIENTE DE POLARIZACIÓN DE ENTRADA

Aunque las entradas del amplificador ideal no demandan corriente, en el caso real ingresa una corriente de polarización en cada terminal de entrada I_{pol} , esta es la corriente de base del transistor de entrada y un valor típico es 2 μ A.

Cuando la impedancia de la fuente es pequeña la Ipo tiene poco efecto ya que provoca un cambio relativamente pequeño en la tensión de entrada. Sin embargo, en circuitos de alta impedancia puede provocar una tensión considerable.

La corriente de polarización se puede modelar como dos fuentes de corriente según se destaca en la figura:

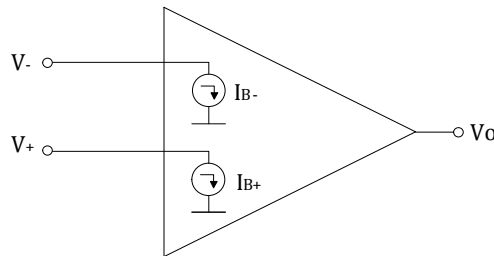


Figura 9.38. Corriente de Polarización de Entrada

La corriente de polarización I_{pol} es el valor promedio de las dos corrientes de entrada.

$$I_{pol} = \frac{1}{2} (I_{B+} + I_{B-}) \tag{9.32}$$

9.6.4. CORRIENTE DE DESPLAMIENTO (OFFSET)

La corriente de desplazamiento (offset) $I_{io} = I_{B+} - I_{B-}$.

Tanto I_{pol} como I_{io} dependen de la temperatura.

El coeficiente de temperatura de la corriente de polarización de entrada típico es aproximadamente 10 nA/grado.

El coeficiente de temperatura de I_{io} en la entrada es igual a $-nA/grado$.

Para reducir la tensión de DC producida por la corriente de polarización de entrada se conecta al amplificador operacional resistencias de acuerdo a la figura 9.39.

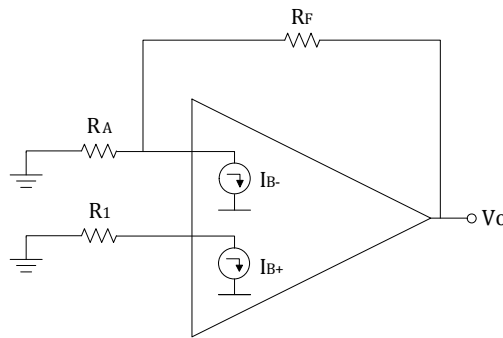


Figura 9.39. Reducción de I_{pol} de entrada

En el gráfico se observa como se conecta en v_+ , una resistencia R_1 tal que:

$$R_1 = R_A // R_F$$

si se supone que:

$$I_{B+} = I_{B-} = I_B$$

debido a estas tensiones V_o esta dado por:

$$V_o = G I_B (R_1 - R_A // R_F) \tag{9.33}$$

$$\text{Si } R_1 = R_A // R_F \rightarrow V_o = 0$$

En efecto, es importante que tanto el terminal inversor como el no inversor tengan un trayecto de DC a tierra, para reducir los efectos de la I_{pol} de entrada.

Las corrientes de polarización de entrada se incorporan en el modelo del amplificador operacional y nos queda el esquema de la figura 9.40.

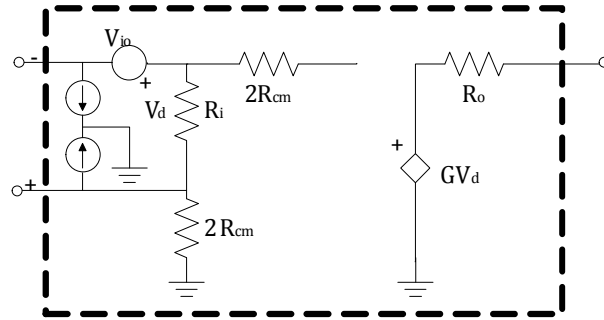


Figura 9.40. Modelo de corriente de polarización de entrada

Para el circuito de la figura vamos a encontrar la tensión de salida provocada por las corrientes de polarización de entrada.

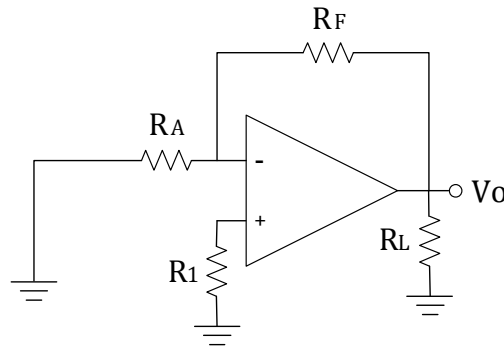


Figura 9.41. Corriente de Polarización

Utilizando el circuito equivalente del amplificador operacional y considerando que V_{io} es despreciable, es decir $V_{io} = 0$ nos queda la figura 9.42.

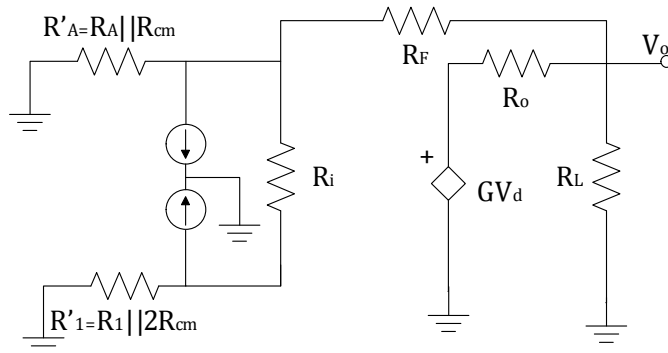


Figura 9.42. Circuito equivalente del A.O.

Considerando que: $R_F \gg R_0$ y $R_L \gg R_0$, se obtiene la figura 9.43.

Figura 9.43. Circuito Equivalente con $R_F \gg R_0$

Al reemplazar la fuente de tensión con R_F por una fuente de corriente en paralelo con una resistencia nos queda la figura 9.44.

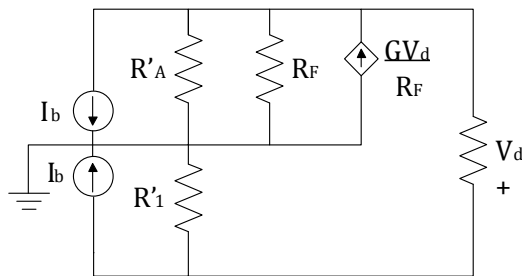


Figura 9.44. Circuito equivalente

Resolvemos el circuito y finalmente tenemos el esquema de la figura 9.45.

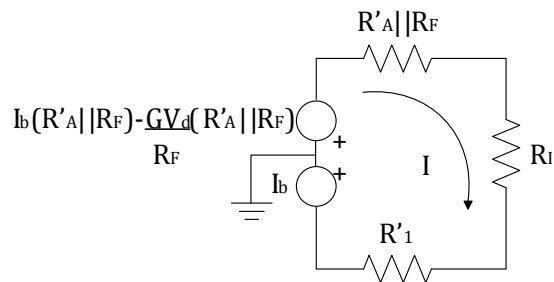


Figura 9.45. Circuito equivalente

Utilizamos la ecuación de lazo para obtener $V_o = G \cdot V_d$.

$$V_d = \frac{R_i \cdot I_B (R'_A \parallel R_F - R'_i)(R'_A + R_F)}{(R'_A + R_F)(R_i + R'_A \parallel R_F + R_i) + G \cdot R_i \cdot R'_A}$$

$$V_o = \frac{G \cdot R_i \cdot I_B (R'_A \parallel R_F - R'_i)(R'_A + R_F)}{(R'_A + R_F)(R_i + R'_A \parallel R_F + R_i) + G \cdot R_i \cdot R'_A} \tag{9.34}$$

Donde:

$$R'_A = R_A \parallel 2R_{cm} \gg R_A \quad R_{cm} \gg 100 \text{ M}\Omega$$

$$R'_i = R_i \parallel 2R_{cm} \gg R_i$$

$$R_F \gg R_o; R_L \gg R_o$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_A}\right) I_B (R_A \parallel R_F - R_i)$$

Ejemplo:

Encontrar la tensión de salida para los dos circuitos de la figura 9.46 si $I_B = 80 \text{ nA}$.

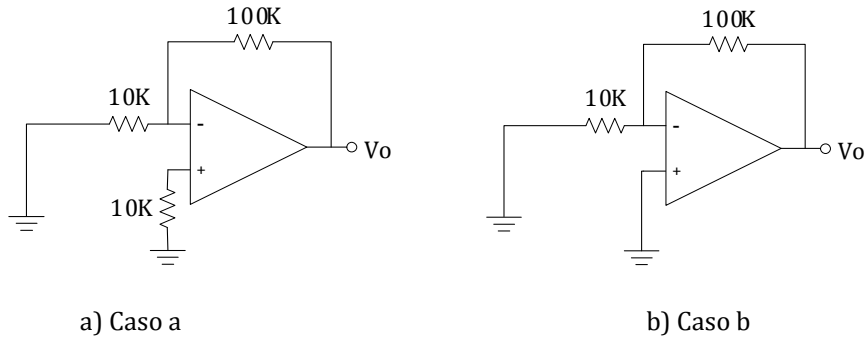


Figura9.46. Circuito de Ejemplo

a) $V_o = (1 + 100k / 10k) (8 \times 10^{-8})(9100 - 10k) = -0.79 \text{ mV}$

b) $V_o = (1 + 100k / 10k) (8 \times 10^{-8})(9100 - 10k) = -0.79 \text{ mV}$

9.6.5. RECHAZO EN MODO COMÚN

Por lo general, el amplificador operacional se utiliza para amplificar la diferencia entre dos tensiones de entrada. Por lo tanto, el A.O. opera en forma diferencial. Una tensión constante sumada a las 2 entradas no tendería a afectar la diferencia y por tanto no debería transferirse a la salida.

Si solo se consideran las partes iguales de las entradas se conoce como modo común.

Si los dos terminales de entrada de un amplificador operacional práctico se conectan a una fuente de tensión común la tensión de salida sería cero en el caso ideal. En el caso práctico esta salida no es cero y en relación a esta tensión se define la ganancia de tensión en modo común G_{cm} .

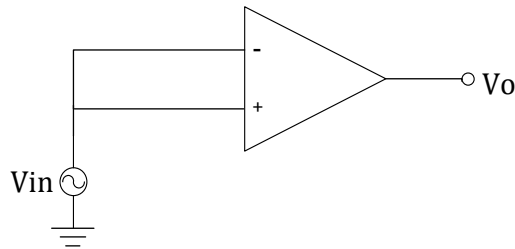


Figura 9.47. Rechazo en modo común

$$G_{cm} = \frac{V_o}{V_{cm}} \tag{9.35}$$

La razón de rechazo en modo común esta dada por:

$$RRCM = \frac{|G|_{\text{lazoabierto}}}{|G_{cm}|} \tag{9.36}$$

Los valores típicos se encuentran entre 80 y 100 dB.

9.6.6. DESPLAZAMIENTO DE FASE

Si en la entrada inversora de un amplificador operacional se tiene una señal senoidal, la salida esta 180° fuera de fase en relación a la entrada.

En un amplificador operacional práctico el desplazamiento de fase entre la entrada y salida disminuye conforme aumenta la frecuencia de la señal de entrada. En altas frecuencias la $\delta\phi \rightarrow 0$, esto puede cambiar de realimentación de negativa a positiva.

9.6.7. RAZON DE CAMBIO (SR slew-rate)

La razón de cambio es una medida de la rapidez con la cual puede cambiar la señal de salida de un amplificador operacional. Esto se debe a que un amplificador operacional práctico tiene una respuesta que depende de la frecuencia.

Así, la respuesta a un escalón no corresponde a un escalón ideal.

$$SR \equiv \frac{\Delta V}{\Delta t} \tag{9.37}$$

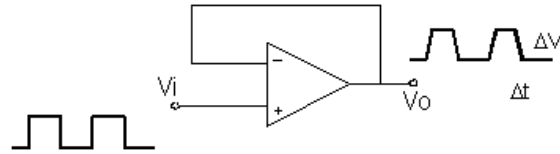


Figura 9.48. Razón de Cambio SR

9.6.8. MODELO MEJORADO PARA EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

En la figura 9.49 se muestra el modelo no ideal para un amplificador operacional.

Figura 9.49 Modelo mejorado del A.O.

Los valores típicos de estos parámetros para el A.O.741 son los siguientes:

- Resistencia de entrada: $R_i = 2\text{ M}\Omega$
- Ganancia de lazo abierto en DC: $G = 1 \times 10^5$
- Resistencia a tierra: $2R_{cm} = 400\text{ M}\Omega$
- Resistencia de salida: $R_o = 75\Omega$

9.6.9. RESISTENCIA DE SALIDA

Para encontrar la resistencia de Thevenin es necesario igualar fuentes de tensión a cero, pero en este caso no es posible porque se trata de una fuente de tensión dependiente. Por esto, para encontrar la resistencia de salida R_{sal} suponemos que se aplica una fuente de tensión V a los terminales de salida, luego se calcula la corriente I resultante. De esta forma tenemos:

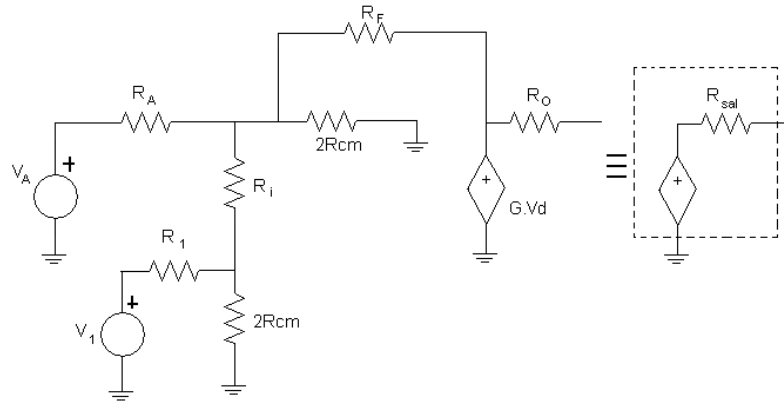


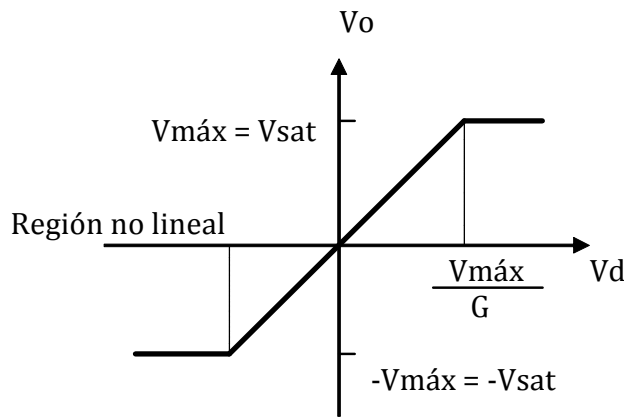
Figura 9.50 Equivalente de Thevenin

$$R_{sal} = \frac{V}{I}$$

$$R_{sal} = \frac{R_O}{1 + \frac{R_A}{R_B + R_F} G} \cong \frac{R_O}{G} \left(1 + \frac{R_F}{R_A} \right) \tag{9.38}$$

9.7. APLICACIONES NO LINEALES DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

La característica de un A. O. Esta dada por:



10.

Figura 9.51 Característica del A.O.

9.7.1. AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMO COMPARADOR DE TENSIONES:

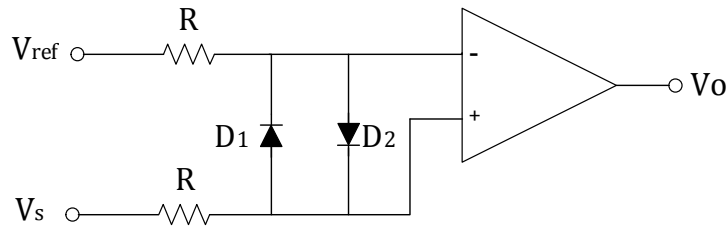


Figura 9.52 Comparador de tensiones

Puede tener o no realimentación. En este caso no se tiene realimentación.

Las siguientes condiciones son suficientes para que la salida Vo este saturada.

- A = Ganancia = G. Los diodos D1 y D2 limitan la tensión de entrada $V_d = 0.7 \text{ V}$
- $V_d = 0$

$V_d = \pm 0.7 [V]$ ó $0.6 [V]$ protegiendo al amplificador operacional de tensiones diferenciales grandes.

Las resistencias R limitan la corriente a los diodos y al amplificador operacional.

Si:

$$V_{ref} - V_S = 0 \quad \rightarrow \quad V_0 = 0 \text{ V}$$

$$V_{ref} > V_S \quad \rightarrow \quad V_{ref} - V_S > 0 \rightarrow V_0 = - V_{0 \text{ máx}}$$

$$V_{ref} < V_S \quad \rightarrow \quad V_{ref} - V_S < 0 \rightarrow V_0 = + V_{0 \text{ máx}}$$

$$V_0 = V_{\text{saturación}}$$

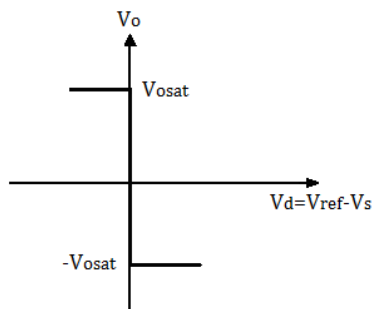


Figura 9.53 Salida Vo

9.7.2. DISPARADORES DE SCHMITT

Estos disparadores utilizan retroalimentación positiva para acelerar el ciclo de conmutación. Esto aumenta la ganancia y por tanto agudiza la transición entre los dos niveles de salida. La retroalimentación positiva mantiene al comparador en uno de los dos estados de saturación.

En la figura 9.54 se ilustra una forma de disparador de SCHMITT en la cual está implícita una tensión de referencia de 0 V ya que $V_- = 0V$.

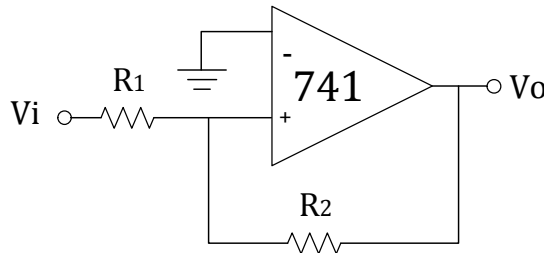


Figura 9.54 Disparador de Schmitt

La figura 9.65 es la curva característica Lazo de Histéresis:

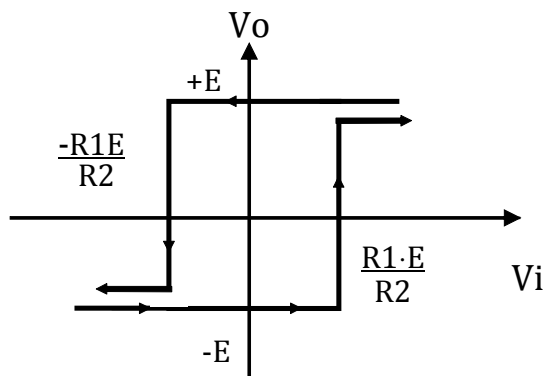


Figura 9.55 Lazo de Histéresis

Si v_i es una tensión positiva grande la tensión de salida v_o se encuentra en $+E$, la cual es la tensión de saturación del AO.

En v_+ la ecuación de nodos es la siguiente:

$$\frac{v_i - v_+}{R_1} + \frac{v_o - v_+}{R_2} = 0$$

$$v_+ \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{v_o}{R_1} + \frac{v_i}{R_2} \tag{9.39}$$

Para encontrar el punto de conmutación aplicamos que $v_- = 0$ y $v_+ = v_-$ cuando el amplificador operacional sale de saturación y tenemos:

$$v_i = -\frac{R_1}{R_2} \cdot v_0 = -\frac{R_1}{R_2} \cdot E$$

Conforme v_i se reduce a partir de una tensión positiva más grande, la tensión de salida v_0 se conmuta de +E a -E en el punto en que v_+ llega a cero. Esto ocurre en el punto en que v_i cumple la ecuación última. Conforme v_i se reduce más, v_0 permanece en -E.

Si ahora la tensión de entrada se aumenta a partir de un valor negativo grande el v_0 cambia a +E cuando $v_0 = v_- = 0$.

Por lo tanto la conmutación tiene lugar en:

$$v_i = -\frac{R_1}{R_2} \cdot v_0 = -\frac{R_1}{R_2} \cdot (-E) = \frac{R_1}{R_2} \cdot E \tag{9.40}$$

Luego v_0 permanece en +E conforme v_i aumenta en $\frac{R_1}{R_2} \cdot E$

9.7.3. DISPARADORES DE SCHMITT INVERSOR

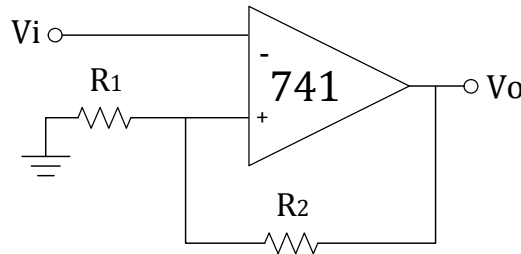


Figura 9.56 Disparador de Schmitt Inversor

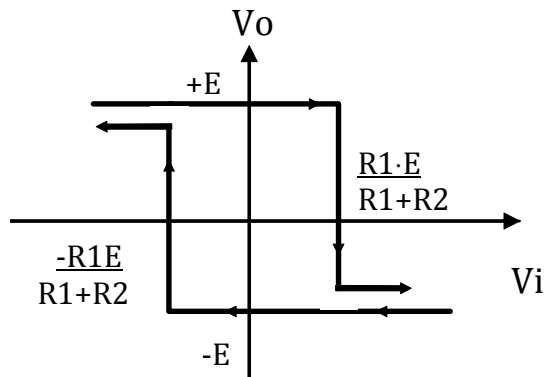


Figura 9.55 Lazo de Histérisis

En este caso se intercambia de entradas a la tierra y la tensión de entrada al amplificador operacional. El análisis es similar al caso anterior.

$$v_- = v_i \quad v_+ = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_0 \tag{9.41}$$

Los estados se conmutan cuando las dos entradas son iguales.

$$v_- = v_+ = v_i$$

$$v_i = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_0 \tag{9.42}$$

1) $v_0 = -E$
 v_i Disminuye

$$v_+ = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E \tag{9.43}$$

2) $v_0 = +E$
 v_i Aumenta

$$v_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E \tag{9.44}$$

9.7.4. CASO GENERAL

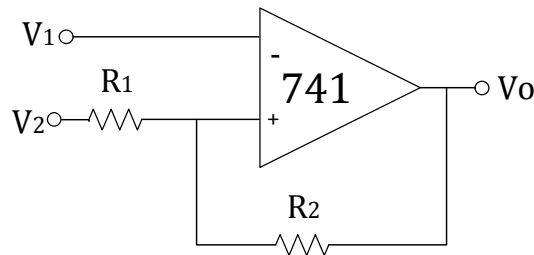


Figura 9.58 Disparador de Schmitt en el caso general

$$v_a = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_1$$

$$v_b = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_1$$

$$v_c = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_1 \tag{9.45}$$

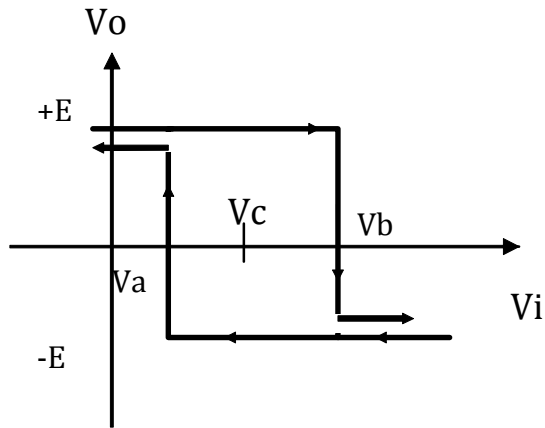


Figura 9.59 \$V_2\$ como referencia

Para este caso se reemplaza la tierra por una tensión de referencia \$v_1\$, la segunda tensión \$v_2\$ es la entrada.

Para el caso en que \$v_2\$ es la referencia y \$v_1\$ la entrada se tiene como resultado la siguiente característica mostrada en la figura.

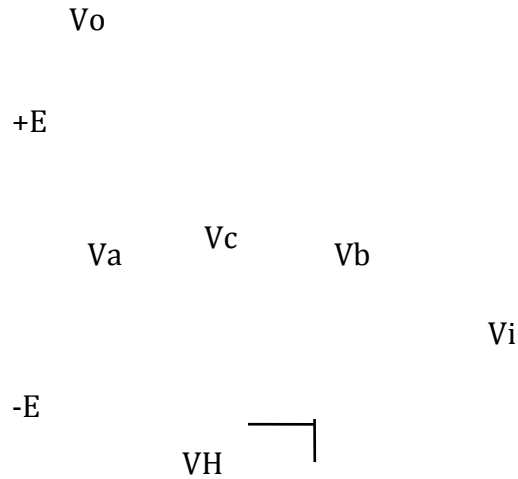


Figura 9.60 Lazo de Histéresis

$$V_a = -\frac{R_1}{R_2} \cdot E + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot V_2$$

$$V_c = -\frac{R_1}{R_2} \cdot E + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot V_2$$

$$V_c = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot V_2$$

$$V_H = 2 \frac{R_1}{R_2} E \tag{9.46}$$

Ejemplo:

Determinar la tensión de salida del disparador de SCHMITT de la figura, si:
 $v_i = 20 \sin(200\pi t)$ $E = 5 \text{ V}$ $R_1 = 20 \text{ K}\Omega$ $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$.

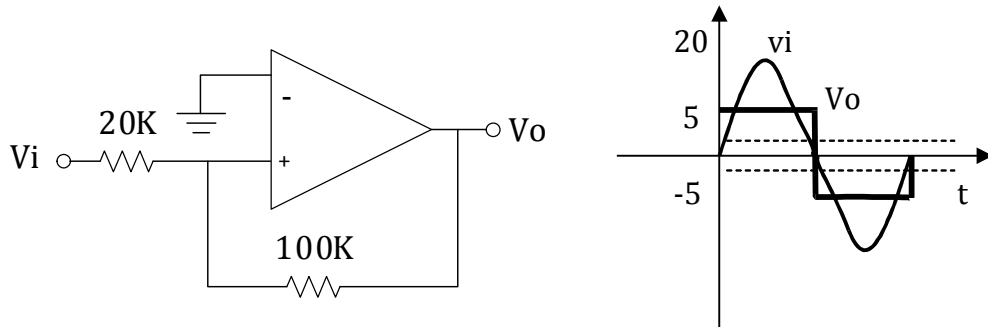


Figura 9.61 Ejemplo de disparador de Schmitt

$$V_a = \frac{R_1}{R_2} E = \frac{20}{100} 5 = 1[V]$$

$$V_b = -1[V]$$

9.7.5. DETECTOR DE CERO

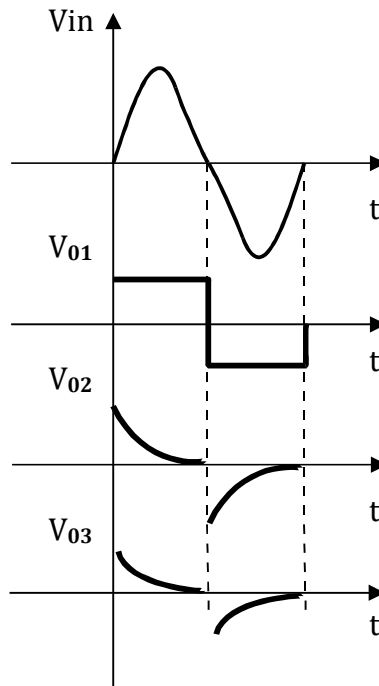


Figura 9.62 Detector de cruce de cero

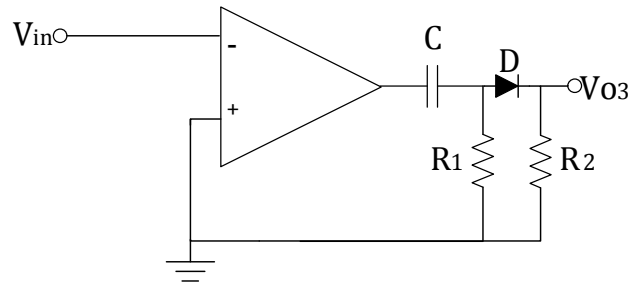


Figura 9.63 Circuito de Detector de cruce de cero

Se tiene un circuito detector de cruce de cero cuando se tiene un circuito comparador de tensiones con $V_{ref} = 0 V$ o tierra.

9.7.6. DETECTOR DE PICO

Permite detectar el pico máximo de la señal de entrada, así:

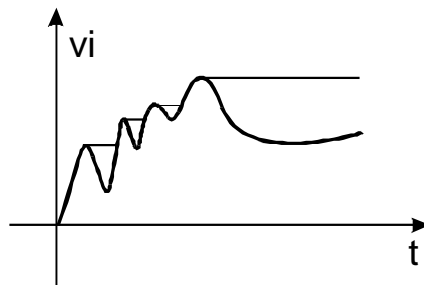


Figura 9.64 Detector de pico

Este circuito permite almacenar el valor de tensión hasta que la señal nuevamente aumente de tensión.

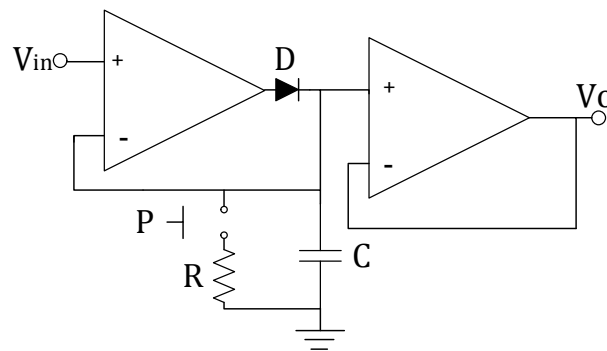


Figura 9.65 Circuito almacenador de tensión

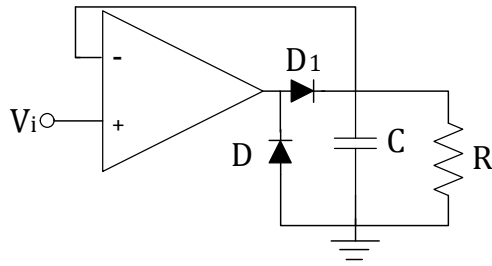


Figura 9.66 Circuito detector de pico

P es un pulsador para descargar el condensador.

Este circuito tiene una ganancia igual a uno y tiene alta impedancia de entrada.

$$v_{o1} = v_i \qquad v_{o1} = v_{o2} + 0.6 \qquad v_{o1} = v_{o2}$$

Cuando disminuye v_i entonces v_{o1} es menor que v_{o2} y D se abre y el capacitor se mantiene en $v_{o2} = v_c = \text{cte}$; mientras no se produzca un intervalo de carga, entonces v_o es igual a v_c (seguidor de tensión). Hay que destacar que $v_{om\acute{a}x}$ es igual a $+E$. Si el diodo D está en sentido inverso detecta picos negativos.

9.7.7. RECTIFICADOR INVERSOR DE 1/2 ONDA

Figura 9.67 Circuito Rectificador inversor de 1/2 Onda

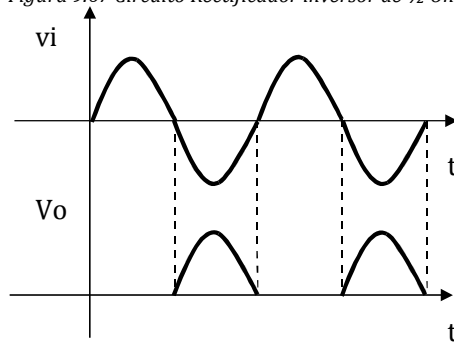


Figura 9.68 Rectificador inversor de 1/2 onda

Suponemos que el A.O. es ideal, entonces, $v_- = v_+ = 0$.

Para un v_i positivo, la tensión de salida del amplificador v_1 es menor que cero. El diodo D2 conduce y puede reemplazarse por una pequeña resistencia R_f que es la resistencia en directo del diodo, la cual ocasiona una disminución de la ganancia.

$$A = -\frac{R_f}{R_A} \approx -\frac{0}{R_A} \approx 0 \tag{9.47}$$

El diodo D1 se presenta como un circuito abierto bajo esta condición por lo que v_0 es igual a v_- y es igual a cero voltios para el tramo 1-2.

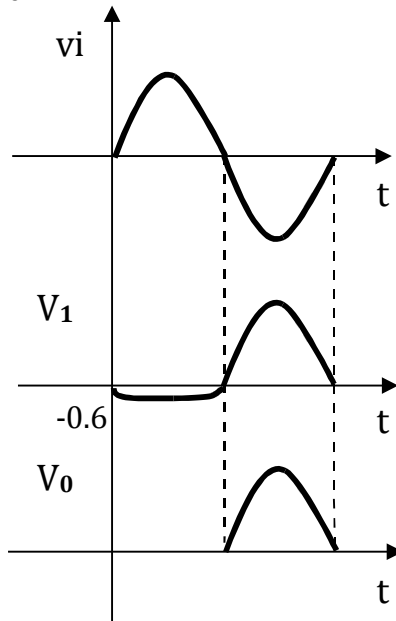


Figura 9.69 Formas de onda

Por el contrario cuando v_s es negativo v_{01} es positivo, D2 no conduce y D1 si conduce. El circuito queda de la forma de la figura:

Figura 9.70 D1 en conducción

$$\frac{v_i - v_-}{R_A} + \frac{v_o - v_-}{R_F} = 0$$

$$v_- \left(\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_F} \right) = \frac{v_o}{R_F} + \frac{v_i}{R_A}$$

$$v_o = -\frac{R_F}{R_A} \cdot v_i \tag{9.48}$$

La ecuación 9.48 no depende del V_c , por tanto la retroalimentación sirve para cancelar la tensión codo del diodo D1, esto produce un mejor desempeño, ya que el diodo se aproxima más al dispositivo ideal. La característica de transferencia se muestra en la figura 9.71:

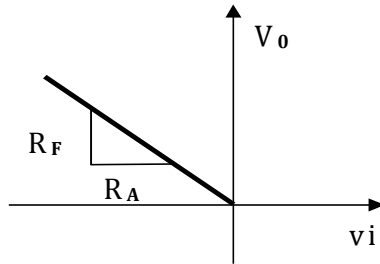


Figura 9.71 Característica de Transferencia

9.7.8. RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

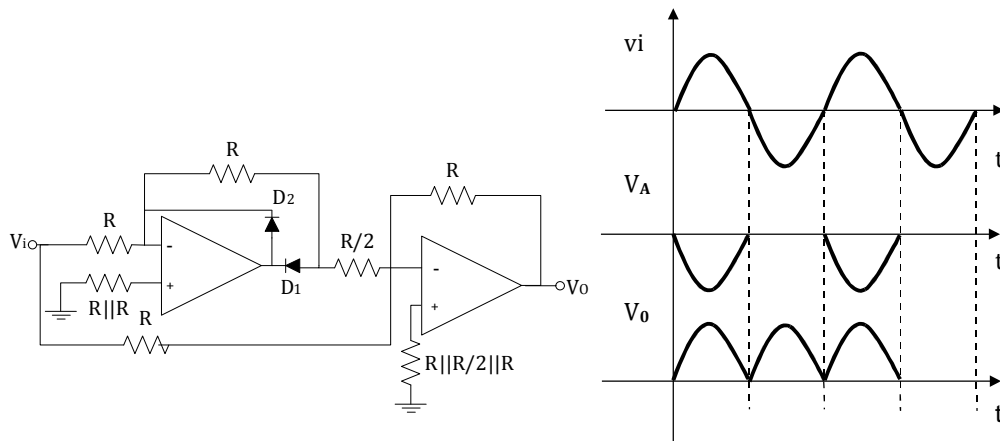


Figura 9.72 Rectificador de onda completa y formas de onda

El circuito de la figura 9.72. se ve descrito por:

$$V_o = -(2V_A - V_B)$$

9.7.9. AESTABLE

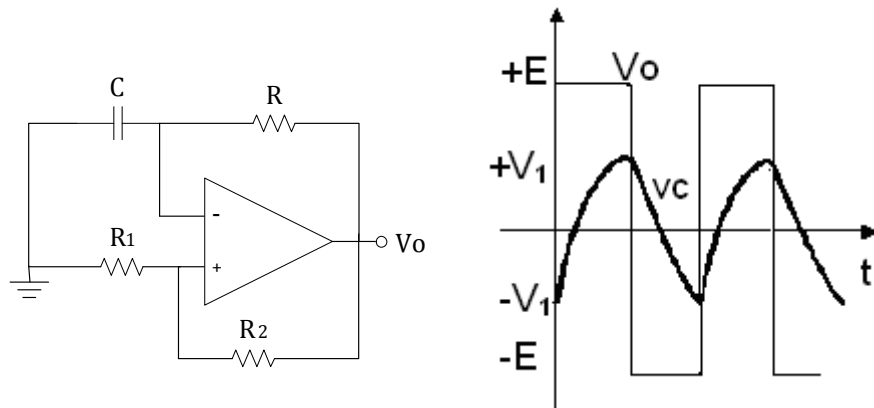


Figura 9.73 Circuito Aestable y formas de onda

La tensión de la entrada no inversora v_+ del amplificador operacional es el resultado de acoplar la tensión de salida a través de un divisor compuesto por R_1 y R_2 .

La tensión a la entrada inversora se desarrolla en el capacitor como parte de una combinación R-C.

- Si la entrada diferencial $V_d = v_+ - v_-$ es positiva la salida del A.O. se satura en $+E$.
- Si la entrada diferencial $V_d = v_+ - v_-$ es negativa la salida del A.O. se satura en $-E$.

Cuando la salida se halla en un valor positivo el capacitor se carga hacia este valor en forma exponencial con una constante de tiempo R-C. En algún punto este crecimiento en la tensión de entrada de v_- hace que el A.O. cambie al otro estado donde la tensión de salida es negativa ($-E$). Entonces el capacitor empieza a descargarse hacia este valor negativo hasta que la entrada diferencial se vuelve otra vez positiva.

La ecuación para la curva exponencial se encuentra utilizando los valores inicial y final y la constante de tiempo.

0 - T/2 $V_{inicial} = +E$
 $V_{final} = +E$
 Constante de tiempo = RC

$$V_-(t) = E + (-V_1 - E) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{9.49}$$

T/2 - T $V_o = V_1$
 $V_f = -E$

$$V_-(t) = -E + (V_1 + E) \cdot e^{-\frac{(t - \frac{T}{2})}{\tau}} \tag{9.50}$$

Evaluando 9.48 o 9.49 en el momento de la transición:

$$V_-\left(\frac{T}{2}\right) = v_1 = E + (-v_1 - E) \cdot e^{-\frac{T}{2\tau}}$$

$$e^{-\frac{T}{2\tau}} = \frac{E - v_1}{E + v_1} \tag{9.51}$$

Ya que existen dos incógnitas T y v₁ se necesita una segunda ecuación. La entrada no inversora durante el primer semiciclo está dada por v₋ = v₊. Las transiciones se producen cuando V_d=0.

Si $R_1 = R_2$ y $V_o = E$,

$$V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E}{2} \tag{9.52}$$

El cambio de estado ocurre cuando la entrada inversora alcanza este valor, a partir de la ecuación 9.50 se obtiene:

$$e^{-\frac{T}{2\tau}} = \frac{E - \frac{E}{2}}{E + \frac{E}{2}} = \frac{1}{3}$$

Tomando el logaritmo natural en ambos lados:

$$-\frac{T}{2 \cdot \tau} = \ln \frac{1}{3} = -1.1$$

$$T = 2.2 RC$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{0.455}{R \cdot C}$$

9.7.10. MONOESTABLE

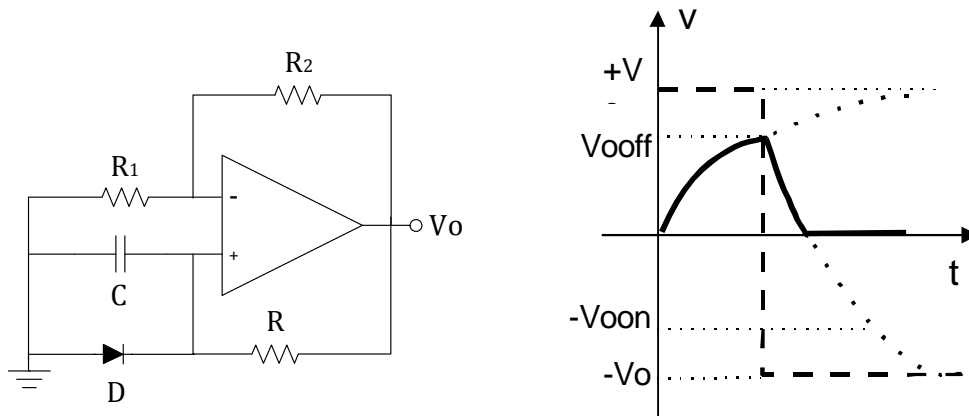


Figura 9.74. Circuito monoestable y formas de onda

Se asume inicialmente que el condensador está descargado, es decir, el voltaje V_c = 0 y que además v_o es igual al voltaje de polarización negativo y la salida está saturada en bajo -V_{cc}. Si en algún instante aparece un pulso positivo de voltaje en V₊, como se indica en la figura 1.7.2.1, se tiene que

v_+ es instantáneamente mayor que v_- , esto logrará que el A.O. se sature en $+V_{cc}$, es decir, que cambie del estado bajo al alto.

En estas circunstancias aparece en v_+ un voltaje igual a V_{0off} .

$$V_+ = V_{0off} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{cc+} \tag{9.53}$$

Pero en v_- se tiene el voltaje del condensador que empieza a cargarse según la ecuación.

$$V_c = +V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \tag{9.54}$$

Mientras el V_c sea menor que v_+ el A.O. se mantiene en estado alto. Al tiempo t_1 el voltaje sobre el condensador es igual a v_+ y luego supera el valor dado por v_+ en la ecuación 9.53, por lo tanto podemos escribir:

$$V_c = v_+ = v \text{ cuando } t = t_1$$

Entonces:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{cc+} = V_{cc+} \left(1 - e^{-\frac{t_1}{RC}} \right)$$

De la ecuación anterior despejando t_1 , se obtiene una expresión de la temporización del monoestable.

$$t_1 = RC \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

9.7.11. LIMITADOR DE AMPLITUD SIMETRICO

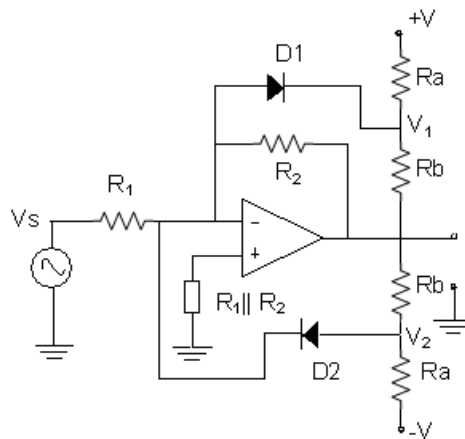


Figura 9.74 Circuito limitador de amplitud

Donde:

$$V_1 = \frac{R_b \cdot R_1}{R_a + R_b}$$

$$V_2 = -\frac{R_b \cdot V_1}{R_a + R_b} \quad (9.55)$$

Para comprender el funcionamiento de este circuito primero suponemos por un momento que no existen los diodos D1 y D2, con lo cual el circuito se transforma en un amplificador inversor, es decir:

$$V_0 = -V_s \frac{R_2}{R_1} \quad (9.56)$$

La ecuación anterior representa una recta que pasa por el origen y que tiene pendiente negativa.

1) Cuando $V_s = 0$ V

Analizamos el circuito completo incluyendo los diodos, pero cuando $V_s=0$. En estas circunstancias el voltaje V_1 es positivo y tiene la siguiente expresión:

$$V_1 = \frac{R_b \cdot V_1}{R_a + R_b} \quad (9.57)$$

Este voltaje polariza al diodo D1 inversamente, por lo tanto se abre D1. De igual forma, D2 se polariza inversamente puesto que V_2 es negativo y tiene la siguiente expresión:

$$V_2 = -\frac{R_b \cdot V_1}{R_a + R_b} \quad (9.58)$$

Si D1 y D2 no conducen el circuito está en la región lineal, es decir:

$$V_0 = -V_s \frac{R_2}{R_1} \quad (9.59)$$

2) Cuando V_s es distinto de 0 V

Si V_s se incrementa, entonces V_0 crece negativamente, y se observa que V_2 es aún más negativo, por lo tanto D2 sigue en polarización inversa. Además si V_0 crece negativamente el V_1 se hace negativo, y por consiguiente obliga a D1 a conducir.

El circuito equivalente a la salida del A.O. se presenta en la figura 9.75.

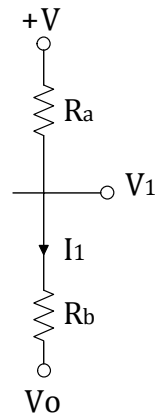


Figura 9.75 Circuito equivalente

$$I_1 = \frac{V_1}{R_a} = \frac{V_o}{R_a}$$

$$V_o = \frac{R_b \parallel R_2}{R_a} V_1$$

Dado que $R_b \ll R_2$, que es condición válida para el limitador de amplitud, entonces:

$$V_o \approx \frac{R_b}{R_a} V_1 \tag{9.60}$$

Cuando D1 conduce el circuito equivalente total se encuentra en la figura 9.76.

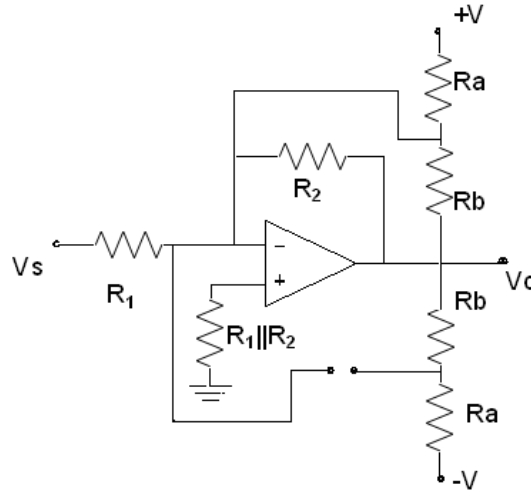


Figura 9.76 D1 conduce

$$\frac{V_s}{R_1} = -\frac{V_c}{R_b \parallel R_a}$$

Cuando

$$v_0 = \frac{R_b}{R_a} V_1$$

Por lo tanto:

$$V_0 = -\frac{R_2 \parallel R_b}{R_1} V_s$$

Válido a partir de:

$$v_0 = \frac{R_b}{R_a} V_1 \tag{9.61}$$

Del análisis anterior se desprende que el amplificador tiene dos ganancias:

Cuando V_s es pequeño la ganancia es:

$$A = \frac{R_2}{R_1} \tag{9.62}$$

Cuando V_s es grande la ganancia es:

$$A = \frac{R_2 \parallel R_b}{R_1} \tag{9.63}$$

A continuación se dibuja la relación de transferencia V_o en función de V_s y el voltaje V_o en función de t .

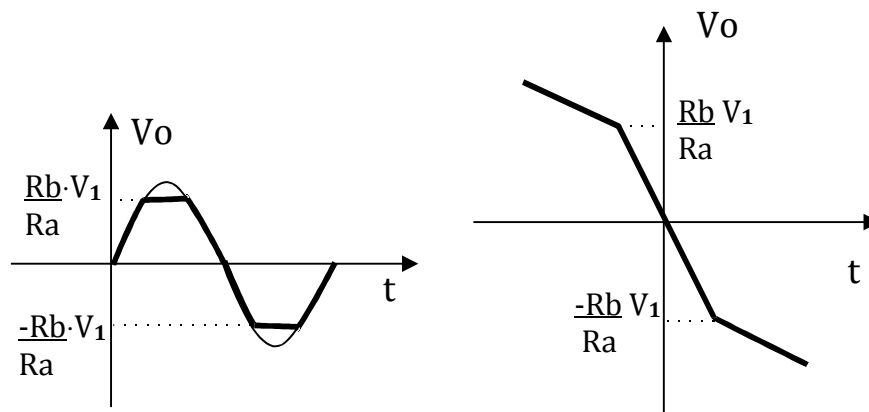


Figura 9.77 V_o en función de t

9.8. AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL (Características del fabricante)

9.8.1. EMPAQUE DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Los A.O. se empaquetan en moldes de C.I. estándar empacados en doble fila (DIP, Dual in-Line package) y empaques planos.

Cada una de estos empaques tiene al menos ocho terminales como se ilustra en la figura:

- Conexión de un A.O. en un paquete metálico.

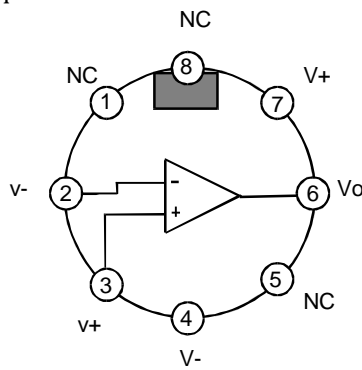


Figura 9.81 Vista Superior

- Empaque doble fila, 14 terminales.

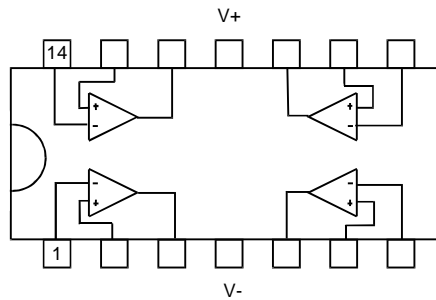


Figura 9.82 Empaque doble fila

- Empaque plano con 8 terminales.

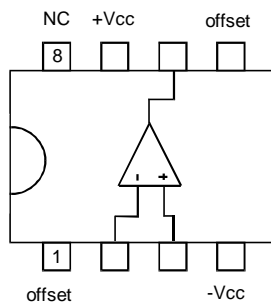


Figura 9.83 Empaque plano 8 terminales

9.8.2. REQUERIMIENTO DE POTENCIA:

Varios A.O. requieren tanto una fuente positiva y negativa los valores típicos de las fuentes van de +/- 5V a +/- 25V.

La máxima excursión en la tensión del sólido esta limitada por la tensión en DC suministrado al A.O.

9.8.3. EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL 741

El 741 ha sido construido desde 1966. El 741 tiene compensación interna de frecuencia, que es un filtro RC que es pasabajos que hace que la amplitud decaiga a frecuencias altas.

El A.O. 741 consiste en 3 etapas principales:

- Un amplificador diferencial en la entrada.
- Un amplificador intermedio de alta ganancia de salida simple.
- Un amplificador de potencia en la salida.

Otro conjunto de circuitos importantes incluye un trasladar de nivel para desplazar el nivel de DC de la señal de tal manera que la salida pueda tener tanto valores positivos y negativos.

9.9. PROBLEMAS RESUELTOS.

9.9.1. Para la fuente de corriente constante de la figura 9.84.:

- Trace la flecha del emisor y señale si el transistor es NPN o PNP y argumente su contestación.
- Obtenga I_L y V_L .
- Determinar el voltaje a la salida del operacional, V_o .

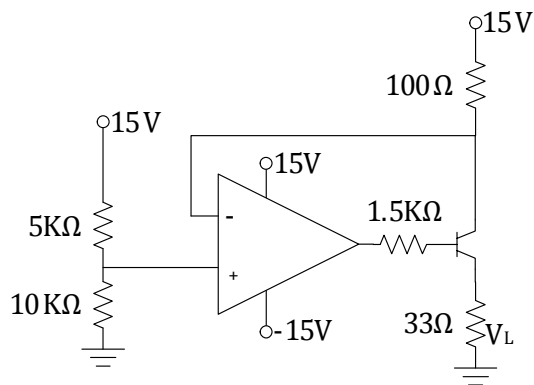


Figura 9.84 Ejercicio 9.9.1

- a) El transistor es PNP y el emisor es el que permite la realimentación negativa.



b)

$$V_+ = \frac{10}{10+5} \cdot 15 = 10V$$

$$V_+ = V_-$$

$$V_- = 10V$$

$$I_E = \frac{15 - V_-}{100} = 50mA$$

$$I_E = I_L$$

$$\Rightarrow I_L = 50mA$$

$$V_L = R_L \cdot I_L$$

$$V_L = 33\Omega \cdot 50mA = 1.65V$$

c)

$$I_B = \frac{I_E}{\beta} = \frac{50mA}{50} = 1mA$$

$$V_R = R \cdot I_B$$

$$V_R = 1.5K \cdot 1m = 1.5V$$

$$15V = 100\Omega \cdot I_E + 0.7V + R \cdot I_E + V_o$$

\Rightarrow

$$V_o = 15 - 100 \cdot 50m - 0.7 - 1.5K \cdot 1m$$

$$V_o = (15 - 5 - 0.7 - 1.5)V$$

$$V_o = 7.8V$$

9.9.2. Determinar y graficar exactamente el voltaje de salida $V_o(t)$ del circuito de la figura. El interruptor s se abre para $t \geq 0$ y función a todos los elementos ideales. Además el potenciómetro $P = 50K\Omega$ se encuentra en su posición intermedia. También indicar la función de dicho potenciómetro.

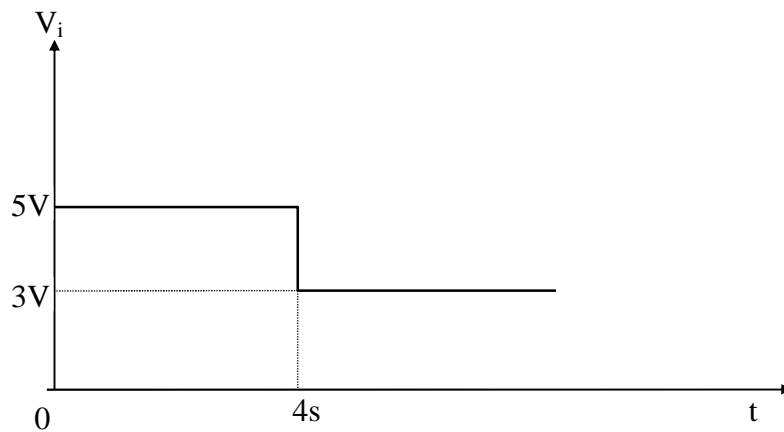
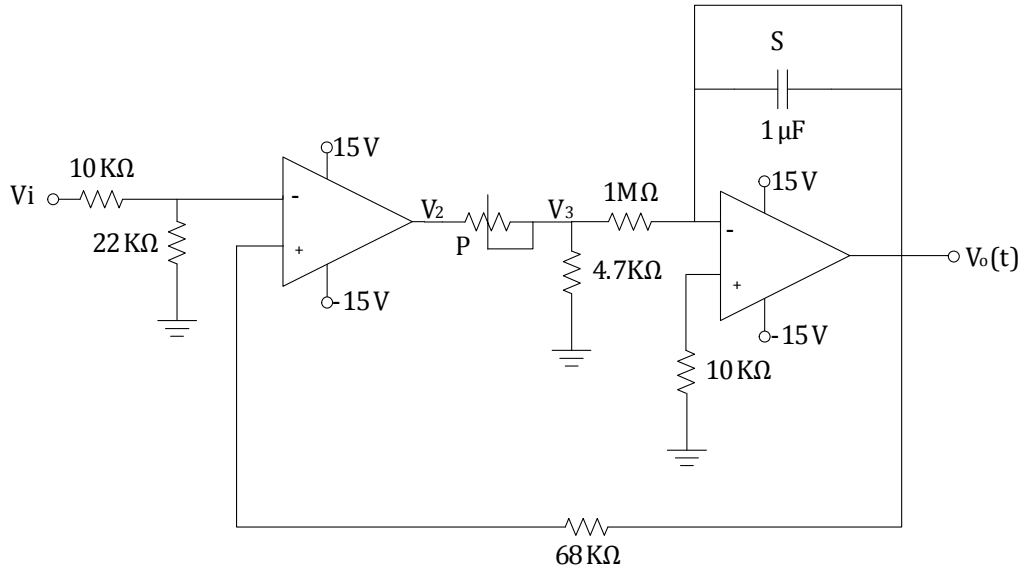


Figura 9.85

$$V_1 = \frac{22}{22+10} \cdot V_i$$

$$V_3 = \frac{4.7}{25+4.7} \cdot V_2$$

$t < 4s$

$V_i = 5V$

$V_1 = 3.44V$

$t > 4s$

$V_i = 3$

$V_1 = 2V$

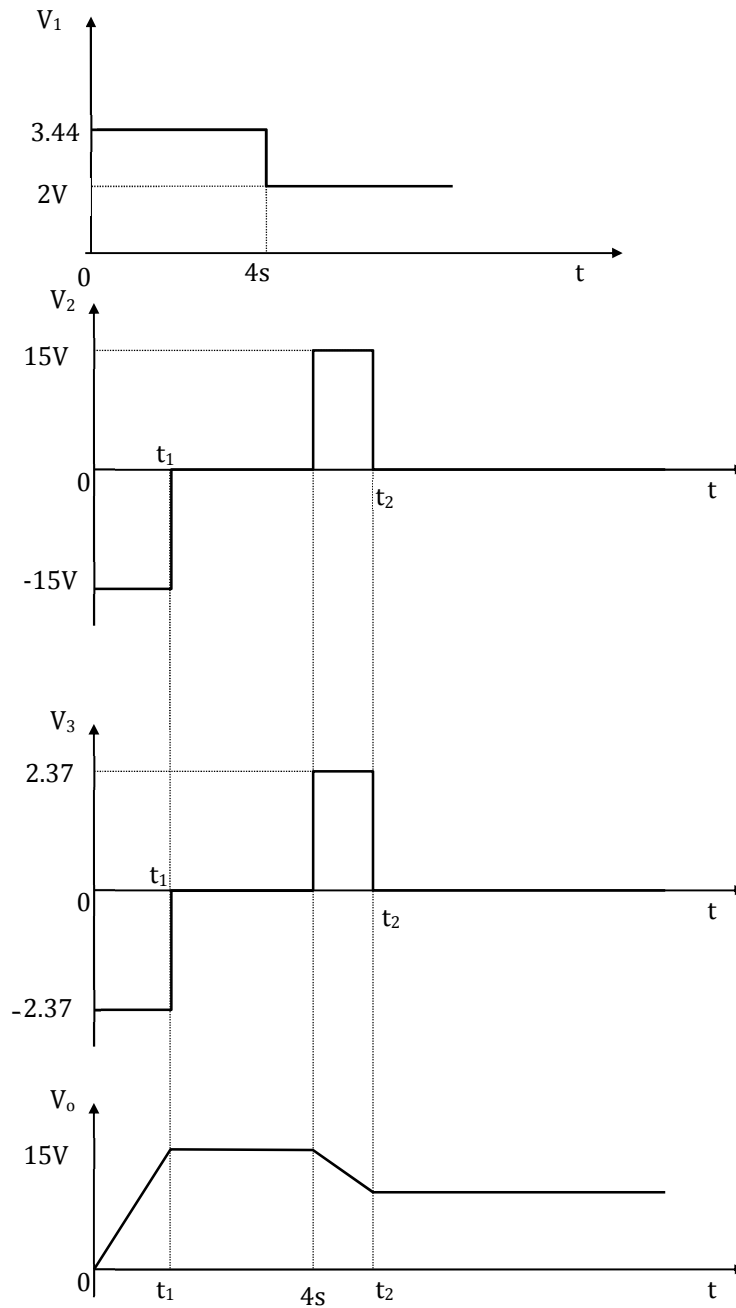


Figura 9.86

En $t = 0$

$V_o = 0V$ por lo que $V_- > V_+$ entonces el A.O.₁ se satura en bajo
En este valor se mantiene hasta que $V_o = V_1$

$0 < t < t_1$

V_2 es $-15V$

$$V_3 = \frac{4.7}{25 + 4.7} \cdot -15 = -2.37V$$

$$V_3 = -2.37V$$

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_3(t) dt$$

$$V_o = -\frac{1}{1M \cdot 1\mu} \int_0^t -2.37 dt$$

$$V_o = 2.37t$$

Si $V_o = 3.44V$ es el momento en el que se produce el cambio en la salida V_2

$$3.44 = 2.37 \cdot t_1$$

$$t_1 = \frac{3.44}{2.37} s$$

$$t_1 = 1.52s$$

$t_1 < t < 4s$

9.9.3. Si el voltaje en V_o es $3.44V$, el voltaje V_2 es cero ($V_d = 0$), ya que el capacitor no puede seguirse cargando, pero tampoco se descarga; este valor de V_o se mantiene hasta que el voltaje V_1 disminuye, momento en el cual el operacional se satura en alto ya que $V_+ > V_-$.

$4s < t < t_2$

V_2 es $15V$

$$V_3 = \frac{4.7}{25 + 4.7} \cdot 15 = 2.37V$$

$$V_3 = 2.37V$$

$$V_o = 3.44 - \int_4^{t_1} 2.37 dt$$

Para que $V_d = 0$ se necesita que $V_o = 2V$

$$2 = 3.44 - \int_4^{t_1} 2.37 dt$$

$$2 - 3.44 - 2.37(4) = 2.37 \cdot t_2$$

$$t_2 = 4.61s$$

$$t > t_2$$

Luego $V_d = 0$ y el capacitor se mantiene en el valor de 2V.

El Potenciómetro sirve para calibrar la sensibilidad del integrador. En definitiva permite variar las pendientes.

9.9.4. Diseñar un disparador de Schmitt con las características mostradas en el diagrama.

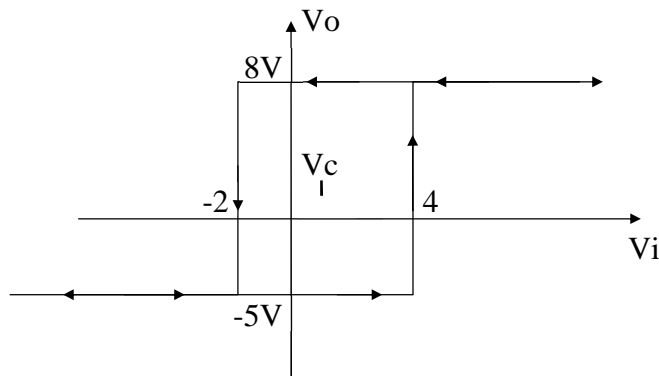


Figura 9.87

Debido a la forma del lazo de histéresis se nota claramente que el circuito que necesitamos es aquel en el cual el voltaje de referencia se encuentra en la entrada inversora.

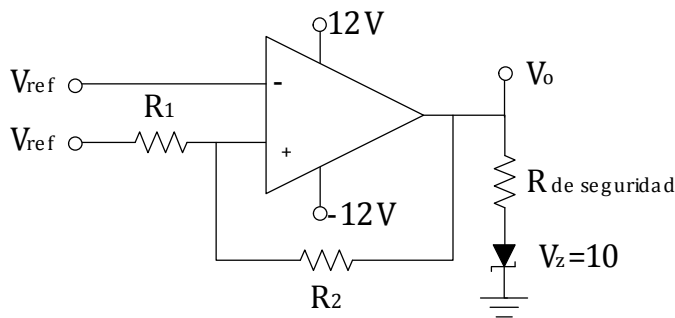


Figura 9.88

Debido a las características del lazo de histéresis; el voltaje máximo en la salida no es simétrico ($8V \neq 5V$) usamos un zener, el cual debe ser del voltaje menor, en este caso $V_z = 5.1V$.

Para poder polarizar el zener Sea $E = 8V$

$$V_H = 6V$$

$$V_H = 2 \frac{R_1}{R_2} E$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{3}{8}$$

Además:

$$v_{ref} = \frac{3}{8} V$$

Sea:

$$R_1 = 1K\Omega$$

$$R_2 = 2.7K\Omega$$

9.9.5. Diseñar un circuito que cumpla la siguiente función:

$$V_o = V_1 + 100V_2 - 30V_a - 100V_b$$

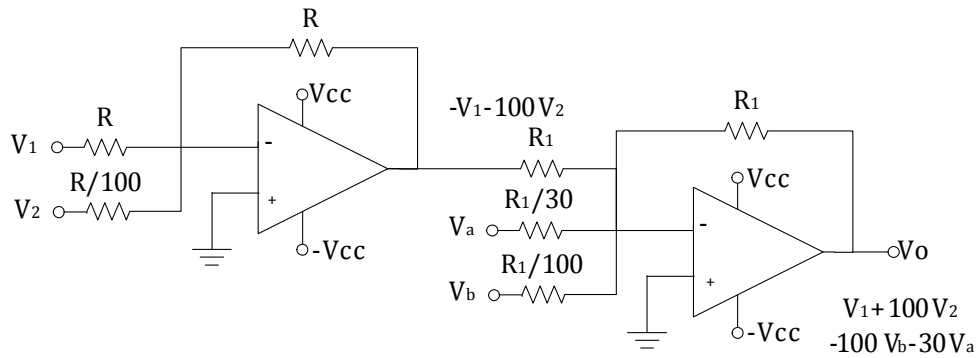


Figura 9.89

9.9.6. Empleando el circuito de la figura, diseñar una forma de onda DIENTE DE SIERRA que cumpla con los valores de voltaje y tiempos indicados en la figura 9.90

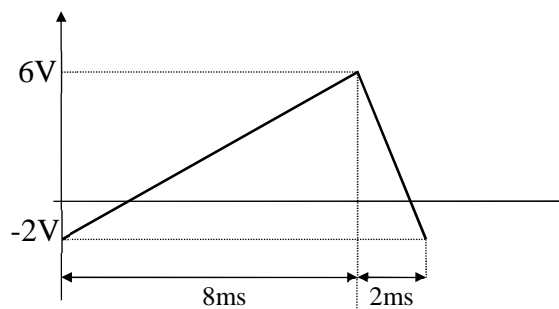


Figura 9.90

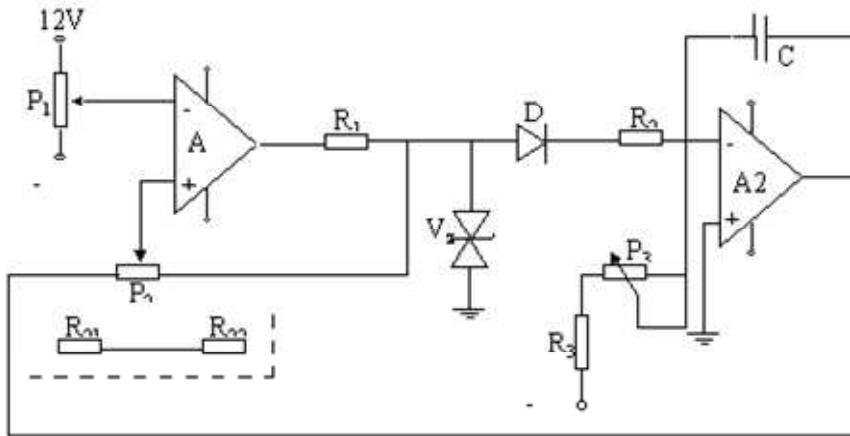


Figura 9.91

Debido V_{min} y V_{max} se puede deducir que para A1

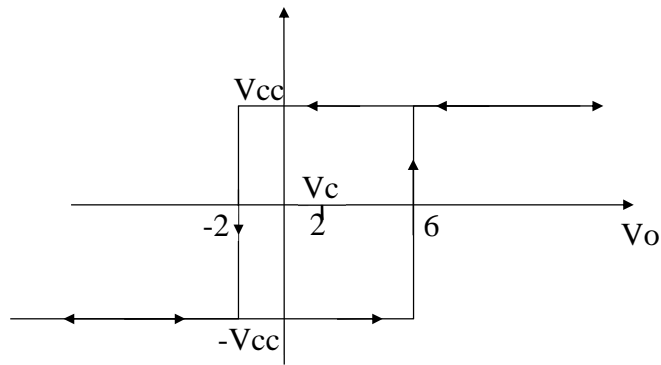


Figura 9.92

Sea

$$V_z = 10V$$

$$V_c = 2V$$

$$V_c = \frac{V_a + V_b}{2}$$

$$V_c = \left(1 + \frac{R_{21}}{R_{22}}\right) \cdot V_{ref}$$

$$V_{ref} = \frac{V_c}{1 + \frac{R_{21}}{R_{22}}} = \frac{2 \cdot R_{22}}{R_{22} + R_{21}}$$

$$V_H = 8V$$

$$V_H = 2 \cdot \frac{R_{21}}{R_{22}} \cdot V_Z$$

entonces :

$$\frac{R_{21}}{R_{22}} = 0.4$$

Sea $R_{22} = 10K\Omega$

Luego $R_{21} = 4K\Omega$

Por lo que se utilizará $P_2 = 15K\Omega$

$$V_{ref} = \frac{V_C}{1 + \frac{R_{21}}{R_{22}}} = \frac{2}{1 + 0.4}$$

$$V_{ref} = 1.428V$$

Para determinar el P_1 :

$$1.428V = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{11}} \cdot 24V$$

Sea $R_{12} = 1K\Omega$

$$\frac{1.428}{24 \cdot 1K} = \frac{1}{1K + R_{11}}$$

entonces

$$R_{11} = \frac{24K}{1.428} - 1K$$

$$R_{11} = 15.8K\Omega$$

luego $P_1 = 1K\Omega + 15.8 K\Omega$

$$P_1 = 16.8 K\Omega$$

Sea $P_1 = 20K\Omega$

$$V_{CC} = I_Z R_1 + V_Z$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_Z}$$

Sea $I_Z = 10mA$
 $V_{CC} = 15V$

$$R_1 = 500\Omega$$

Sea $R_1 = 470\Omega$

Para la carga del capacitor:

I_C : corriente de carga del capacitor

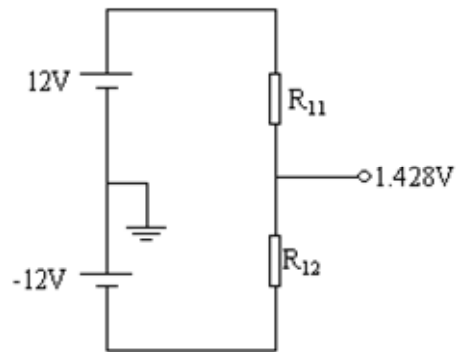


Figura 9.93

$$I_c = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

$$\Delta V = 8V$$

$$\Delta t = 0.8ms$$

$$\text{Sea } I_c = 1mA$$

$$C = \frac{1m \cdot 0.8m}{8V}$$

$$C = 0.1\mu F$$

$$\text{Sea } C = 0.1\mu F$$

$$12V = (R_3 + P_3) \cdot I_c$$

$$R_3 + P_3 = \frac{12}{1m} \Omega$$

$$R_3 + P_3 = 12K\Omega$$

Sean:

$$R_3 = 10K\Omega$$

$$P_3 = 5K\Omega$$

Para la descarga del capacitor

I_d : Corriente de descarga del capacitor

$$I_d \gg I_c$$

$$\text{Sea } I_d = 10I_c$$

$$I_d = 10mA$$

$$V_z = V_D + I_d \cdot R_2$$

$$R_2 = \frac{V_z - V_D}{I_d} = \frac{10 - 0.7}{10m} \Omega$$

$$R_2 = 930\Omega$$

$$\text{Sea } R_2 = 1K\Omega$$

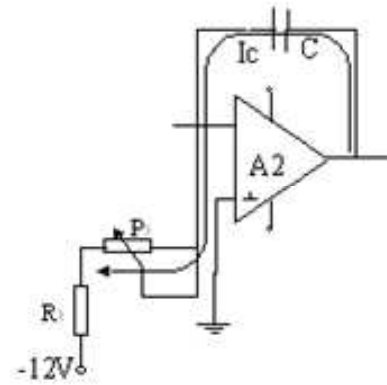


Figura 9.94

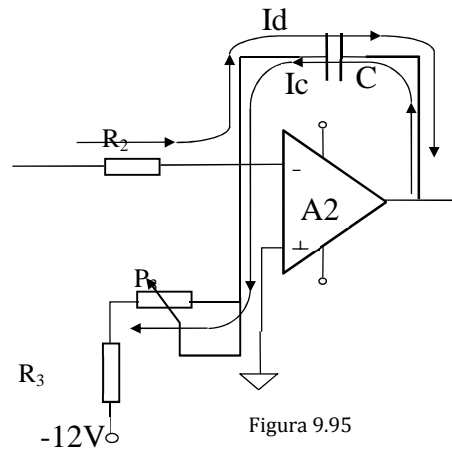


Figura 9.95

9.9.7. En el circuito de la figura, determinar:

- a) La función de transferencia.
- b) Si $R_1R_4 = R_2R_3$ dibujar asintóticamente el diagrama de Bode de magnitud e indicar que tipo de circuito es.
- c) Repetir el numeral b) si R_3 tiende al infinito.

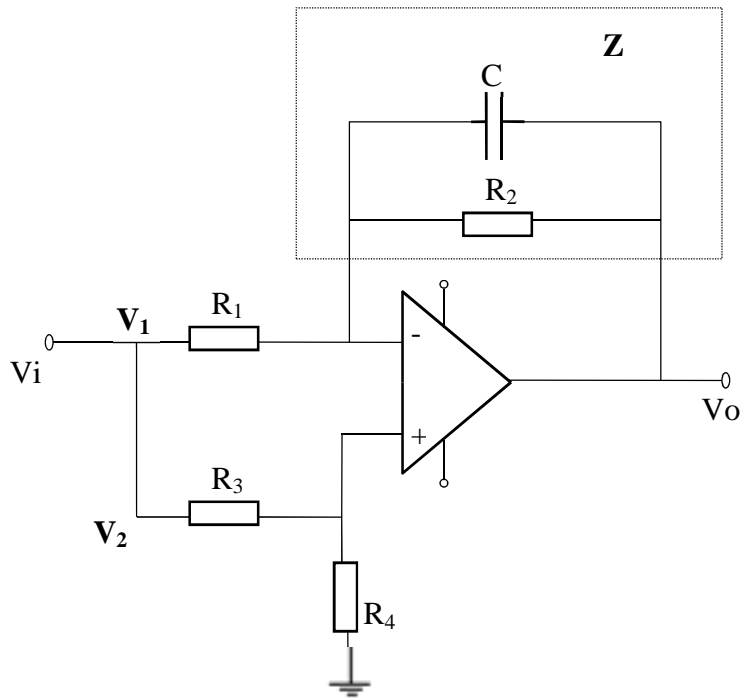


Figura 9.96

$$Z = \frac{\frac{R_2}{sC}}{R_2sC + 1}$$

$$Z = \frac{R_2}{1 + sR_2C}$$

Por superposición:

$$V_2 = 0$$

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1 \cdot (1 + sCR_2)} \cdot V_i$$

$$V_1 = 0$$

$$V_o = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{Z}{R_1} \right) \cdot V_i$$

$$V_o = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1(1 + sCR_2)} \right) \cdot V_i$$

$$V_o = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left[\frac{R_1 + sCR_1R_2 + R_2}{R_1(1 + sCR_2)} \right] \cdot V_i$$

De lo que se obtiene:

$$T(s) = \frac{R_4R_1 + sCR_1R_2R_4 - R_2R_3}{R_1(R_3 + R_4)(1 + sCR_2)}$$

Si $R_1R_4 = R_2R_3$

$$T(s) = \frac{sCR_1R_2R_4}{R_1(R_3 + R_4)(1 + sCR_2)}$$

cero:

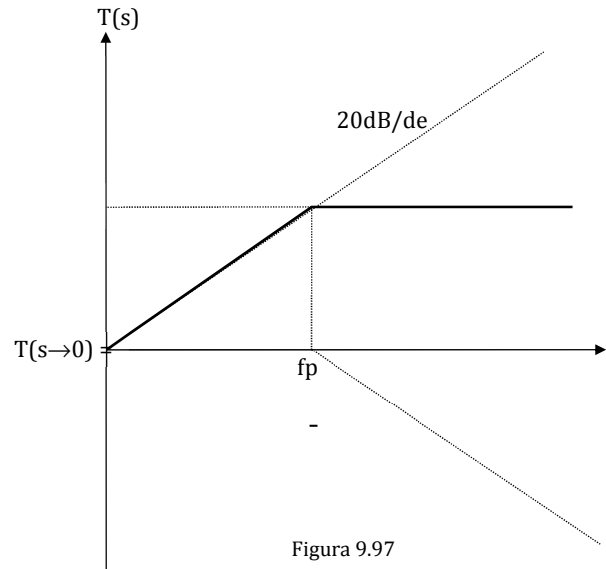
$$f_o = 0$$

polo:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C}$$

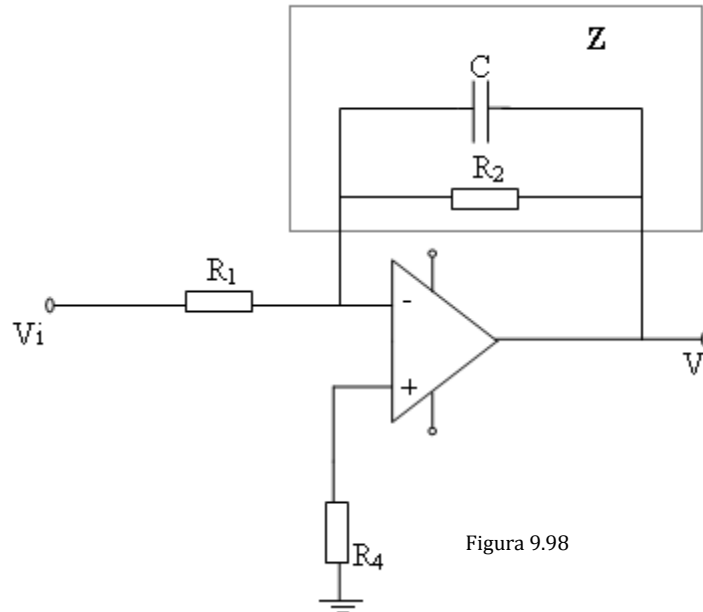
$$T(s \rightarrow 0) = 0$$

$$T(s \rightarrow \infty) = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$



Es un filtro pasa altos.

Si $R_3 \rightarrow \infty$



$$T(s) = -\frac{Z}{R_1}$$

$$T(s) = \frac{-R_2}{R_1(1+sCR_2)}$$

Cero:
No existe.
Polo:

$$fp = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C}$$

$$T(s \rightarrow 0) = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$T(s \rightarrow \infty) = 0$$

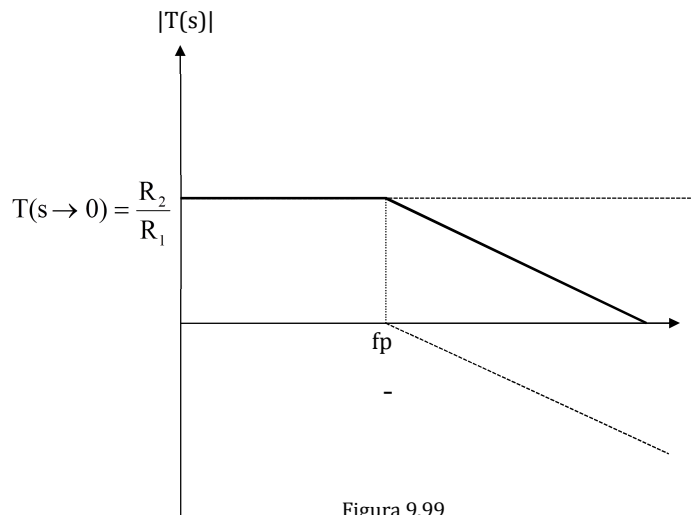


Figura 9.99

9.9.8. Diseñar un circuito que me permita obtener la forma de onda Vo en su salida, que se indica en la figura, a partir de la señal de entrada que también consta en la misma figura. Suponer que se dispone de elementos ideales.

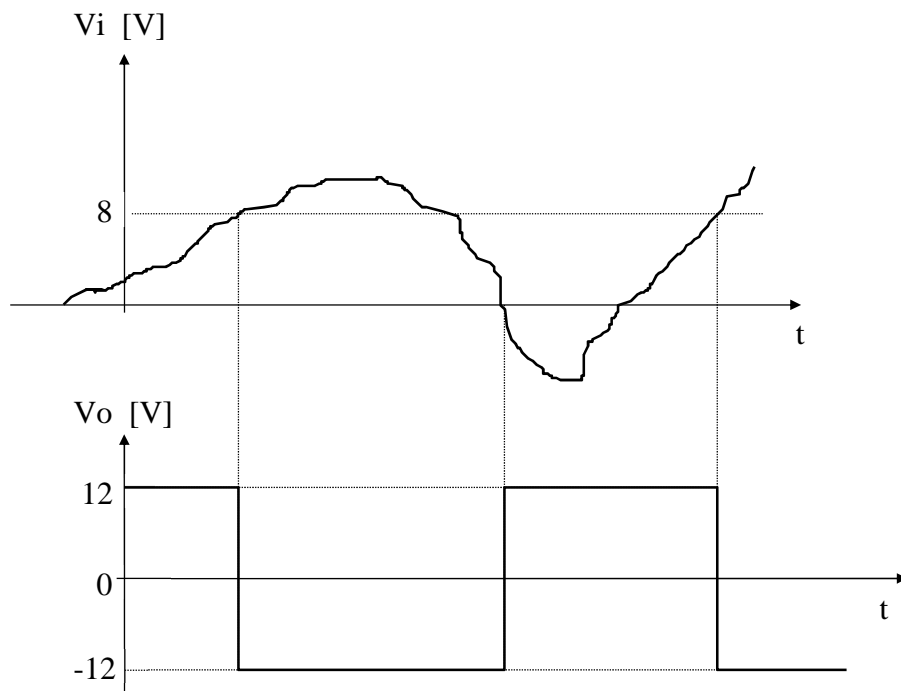


Figura 9.100

Debido a las características del voltaje de salida nos podemos dar cuenta que el circuito mediante el cual podemos obtener ese V_o es con un disparador de Schmitt.

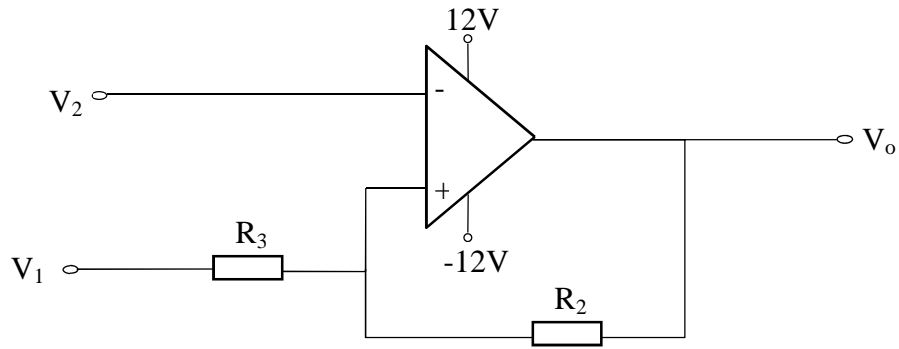


Figura 9.101

$$V_C = 4 = V_1 \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

$$V_H = 8 = 2E \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1}$$

$$E = 12V$$

$$\frac{1}{3} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 2$$

Sea $R_1 = 10K\Omega$

$$R_2 = 20K\Omega$$

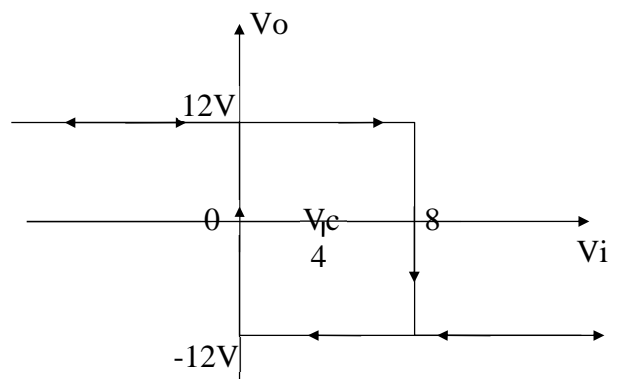


Figura 9.102 Lazo de histéresis

9.9.9. Para el circuito de la figura determinar el voltaje de salida exactamente suponiendo a todos los elementos ideales.

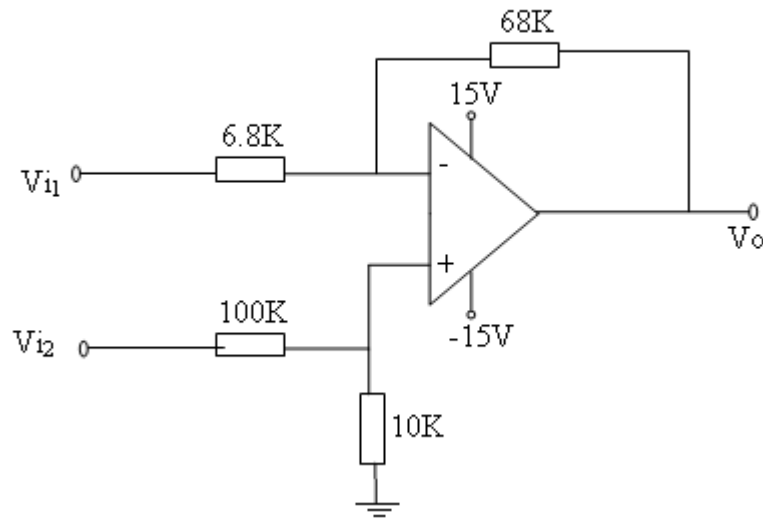


Figura 9.103

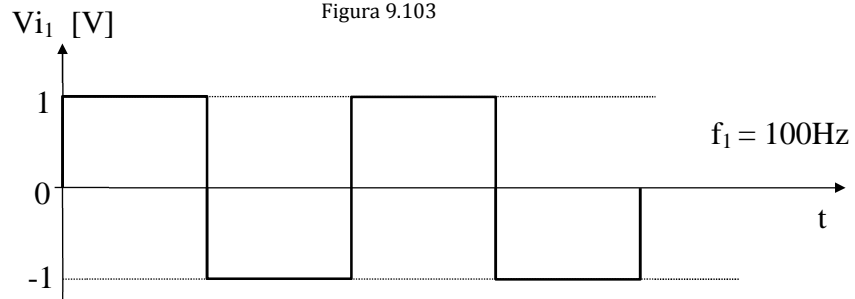


Figura 9.104

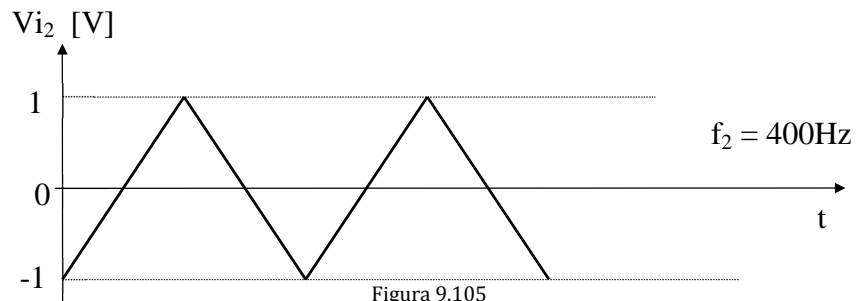


Figura 9.105

Respuesta a V_{i1}

$$V_o = -\frac{68}{6.8} \cdot V_{i1}$$

$$V_o = -10 \cdot V_{i1}$$

Respuesta a V_{i2}

$$V_o = \left(\frac{10}{10+100} \right) \cdot \left(1 + \frac{68}{6.8} \right) \cdot V_{i2}$$

$$V_o = V_{i2}$$

La respuesta total, por superposición es:

$$V_o = V_{i2} - 10 \cdot V_{i1}$$

Análisis de la frecuencia:

V_{i1}

$$T_1 = \frac{1}{f_1} = \frac{1}{100}$$

$$T_1 = 10ms$$

V_{i2}

$$T_2 = \frac{1}{f_2} = \frac{1}{400}$$

$$T_2 = 2.5ms$$

Graficando:

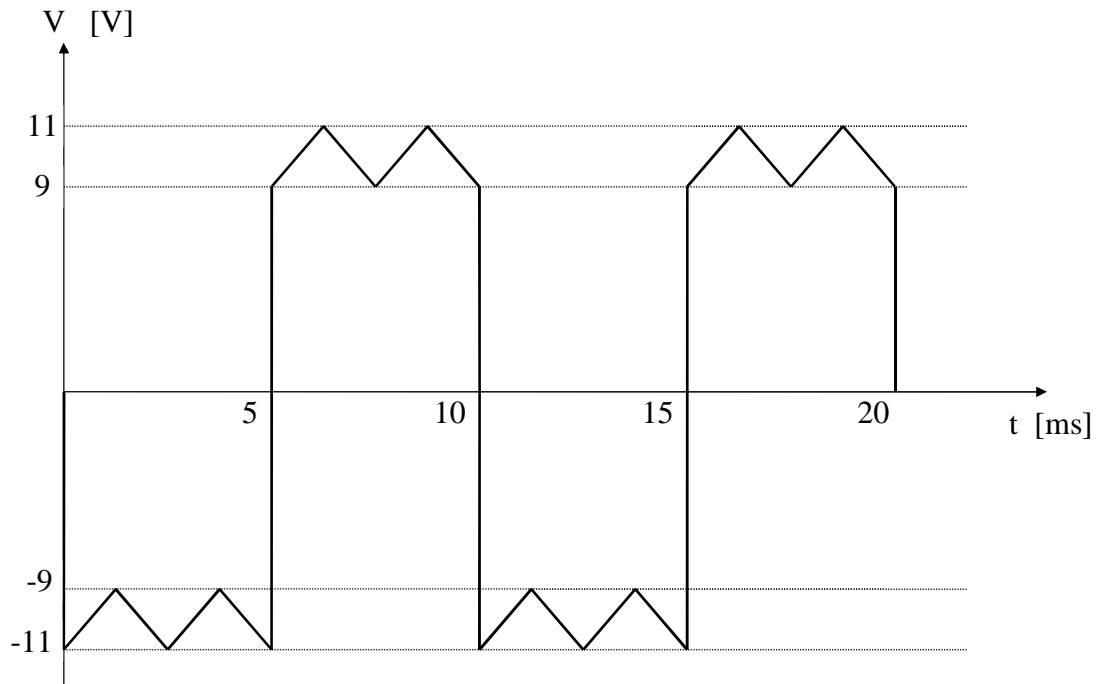


Figura 9.106

9.10. PROBLEMAS PROPUESTOS.

9.10.1. Encontrar la relación de transferencia y la respuesta de frecuencia dl siguiente circuito:

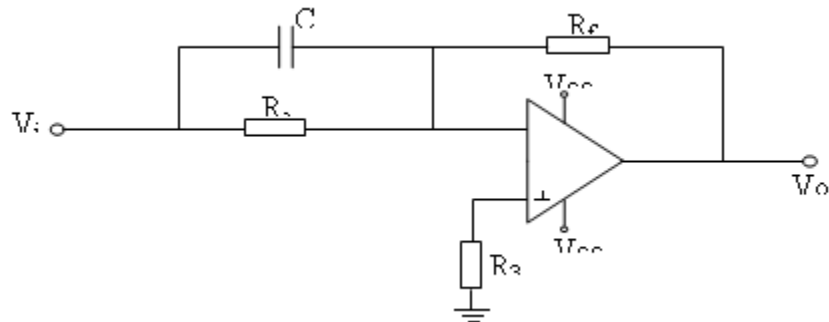


Figura 9.107

9.10.2. Hallar la función de transferencia del siguiente circuito:

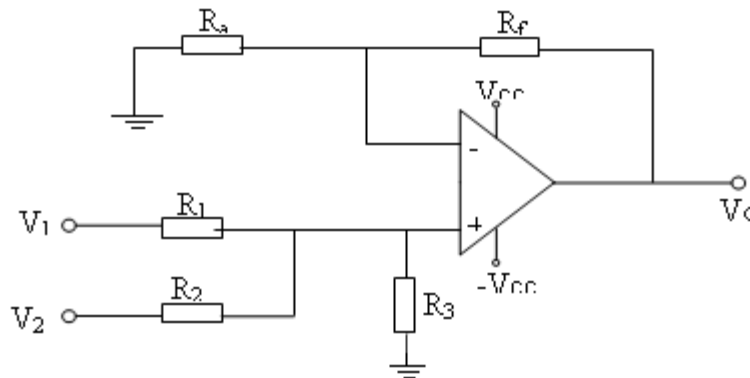


Figura 9.108

9.10.3. Obtenga la relación de transferencia:

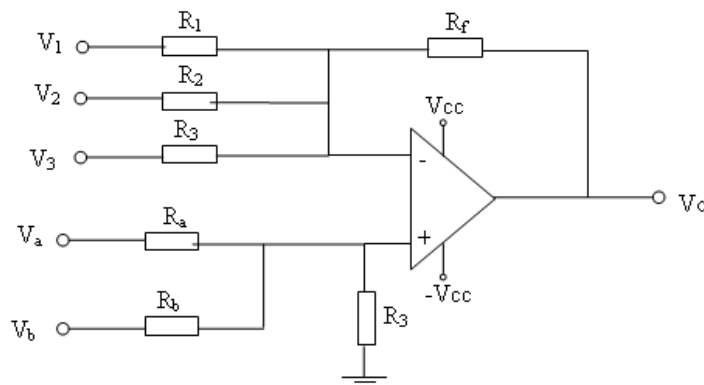


Figura 9.109

9.10.4. Graficar la $V_o(t)$ en el siguiente circuito si se tiene las señales de entrada indicadas en la figura.

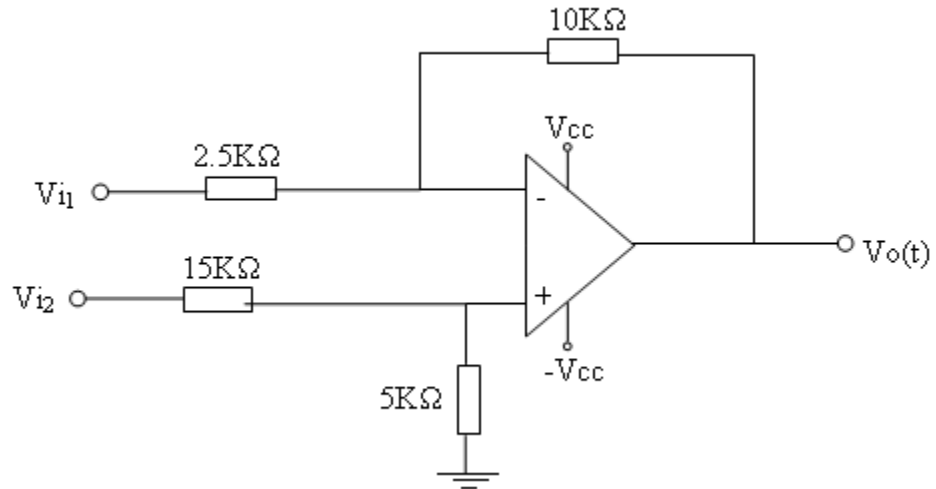


Figura 9.110

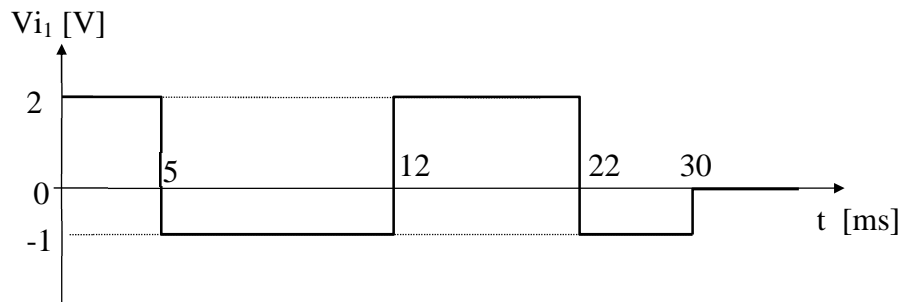


Figura 9.111

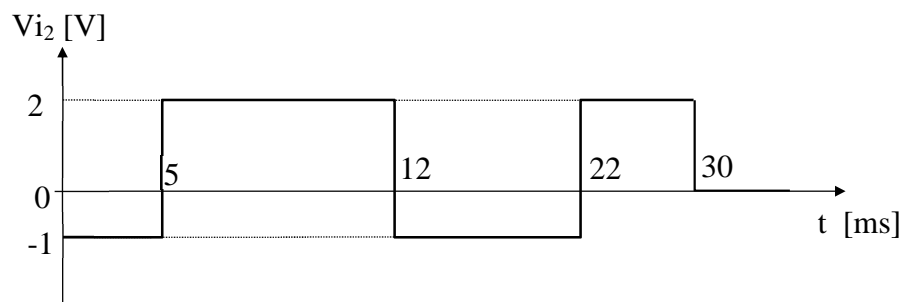


Figura 9.112

9.10.5. Determinar la función de transferencia del siguiente circuito y realizar el gráfico correspondiente a la respuesta de frecuencia.

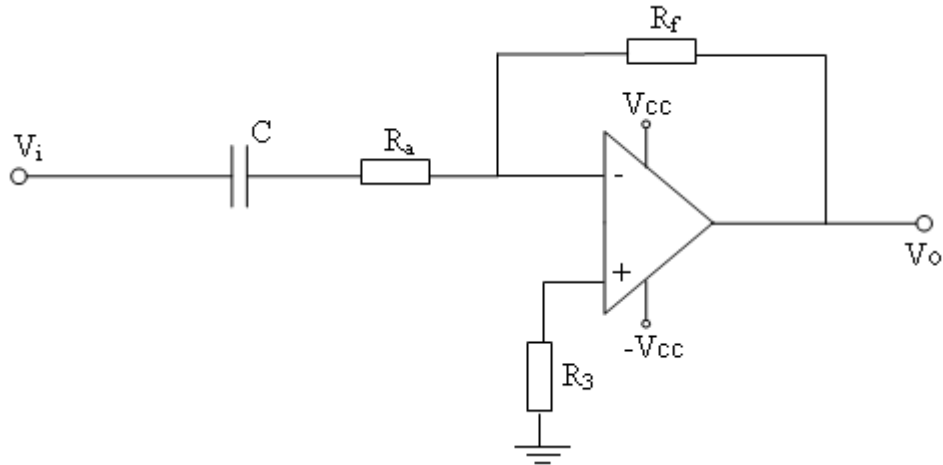


Figura 9.113

RESUMEN

Un amplificador operacional (comúnmente abreviado A.O., op-amp u OPAM), es un circuito electrónico (normalmente se presenta como circuito integrado) que tiene dos entradas y una salida. La salida es la diferencia de las dos entradas multiplicada por un factor (G) (ganancia):

$$V_{out} = G \cdot (V_+ - V_-)$$

El más conocido y comunmente aplicado es el UA741 o LM741.

El primer amplificador operacional monolítico, que data de los años 1960, fue el Fairchild μ A702 (1964), diseñado por Bob Widlar. Le siguió el Fairchild μ A709 (1965), también de Widlar, y que constituyó un gran éxito comercial. Más tarde sería sustituido por el popular Fairchild μ A741 (1968), de David Fullagar, y fabricado por numerosas empresas, basado en tecnología bipolar.

Originalmente los A.O. se empleaban para operaciones matemáticas (suma, resta, multiplicación, división, integración, derivación, etc.) en calculadoras analógicas. De ahí su nombre.

El A.O. ideal tiene una ganancia infinita, una impedancia de entrada infinita, un ancho de banda también infinito, una impedancia de salida nula, un tiempo de respuesta nulo y ningún ruido. Como la impedancia de entrada es infinita también se dice que las corrientes de entrada son cero.



10.1 EL TIRISTOR

Es un conmutador casi ideal, rectificador y amplificador a la vez, el tiristor es un componente idóneo en electrónica de potencia. El Triac por su parte no es sino la variante bidireccional.

10.1.1 LA FAMILIA DE LOS TIRISTORES

El término “tiristor” designa a toda una familia de elementos semiconductores cuyas características son similares. Dentro de esta gran familia cabe distinguir:

- Los tiristores propiamente dichos que son los elementos más conocidos y se denominan: SCR” (silicon controlled rectifier).
- Los “TRIACS” que se derivan de los anteriores con la diferencia de ser bidireccionales.
- Los Fototiristores o Tiristores Fotosensibles.
- Los Tiristores Bloqueables “GCO”.
- El Conmutador Unilateral de Silicio “SUS” (silicon unilateral switch).
- El Conmutador Bilateral de Silicio “SBS”.
- El Tiristor Tetrodo de dos elementos de mando o “SCS”.
- El diodo SHOCKLEY o diodo Tiristor.

10.2. EL TIRISTOR “SCR”.

10.2.1. ESTRUCTURA Y SÍMBOLO.

El tiristor es un elemento semiconductor sólido de silicio formado por cuatro capas P y N alternadamente dispuesta como se ve en la figura 10.1.

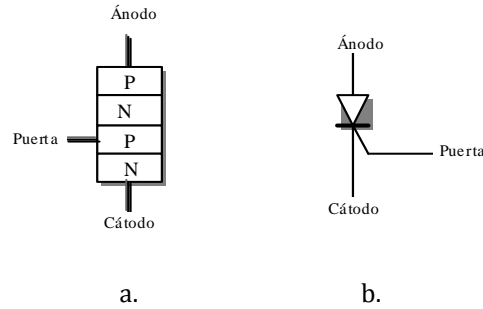


Figura 10.1 a) Estructura del SCR; b) Símbolo del SCR.

Los dos terminales principales son el ánodo y cátodo y la circulación entre ellos de corriente directa está controlada por un electrodo de mando llamado puerta.

El SCR es un elemento unidireccional, una vez aplicada la señal de mando a la puerta el dispositivo deja pasar una corriente la cual tiene un sentido único. Este Tiristor se lo conoce como SCR por sus siglas en inglés (silicon controlled rectifier). Este dispositivo cumple con varias misiones:

- Rectificación: consiste en usar la propiedad de funcionamiento unidireccional que realiza la función de un diodo.
- Interrupción de Corriente: usado como interruptor el SCR puede reemplazar a los contactos metálicos.
- Regulación: la posibilidad de ajustar el momento preciso de conducción del SCR permite gobernar la potencia o la corriente media a la salida.
- Amplificación: puesto que la corriente de mando puede ser muy débil en comparación con la corriente principal I_{AK} se produce el fenómeno de amplificación de corriente.

10.2.2. EL SCR BAJO TENSION (en estado de bloqueo).

Para simplificar el análisis consideremos que el cátodo del tiristor está puesto a tierra y la puerta no está conectada. En estas condiciones se puede considerar al tiristor como se representa en la figura 10.2.

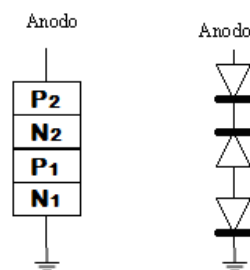


Figura 10.2. El SCR bajo tensión.

- Cuando el ánodo es positivo el elemento está polarizado directamente pero el diodo D_2 bloquea la tensión aplicada.
- Si la tensión es negativa los diodos D_2 y D_3 se encuentran en polarización inversa. Por ser débil la tensión de avalancha de P_1N_1 su papel es despreciable y es P_2N_2 el que a de limitar la corriente inversa de fuga.

10.2.3. EL SCR BAJO TENSIÓN DIRECTA

Se comprenderá mejor el funcionamiento del SCR si nos referiremos al montaje de dos transistores PNP y NPN, como se indica en la figura 10.3.

Estos dos transistores están conectados de modo que nos dan realimentación positiva. Suponemos que en el ánodo es positivo (+) y el cátodo es negativo (-). En este caso las uniones J_3 y J_1 están en polarización directa por lo tanto emiten portadores positivos y negativos respectivamente.

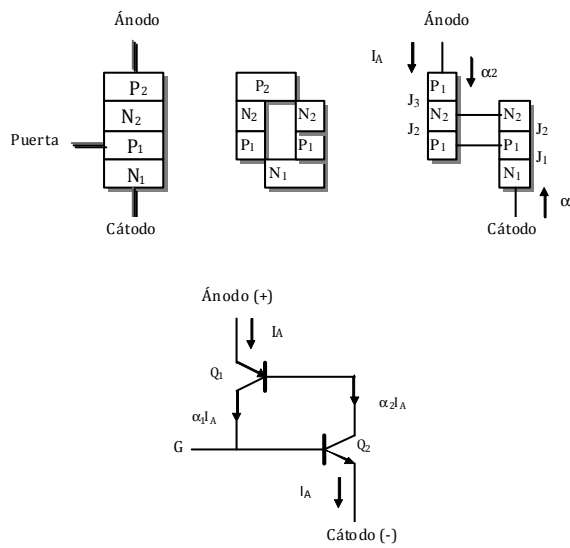


Figura 10.3. El SCR como representación de dos transistores.

Estos portadores tras su difusión en las bases de los transistores llegan a J_2 donde la carga espacial crea un intenso campo eléctrico haciendo que J_2 esté en polarización inversa.

$$I_{C1} = \alpha_1 I_A \tag{10.1}$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_A \tag{10.2}$$

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} + I_{C0}$$

$$I_A = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_A + I_{C0}$$

$$I_A = \frac{I_{CO}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (10.3)$$

- En muchos transistores de silicio la ganancia α es baja para valores reducidos de corriente aumentando cuando crece la corriente. Luego si I_{CO} es pequeña el denominador de la fracción se acerca a 1 (para corrientes débiles) y la corriente I_A es similar a I_{CO} .
 V_{AK} pequeño: $\alpha \rightarrow 0$

$$I_A \approx I_{CO} \quad (10.4)$$

- Cuando aumenta por cualquier motivo la I_{CO} aumentan la I_A y la ganancia.

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (10.5)$$

$$\alpha_1 = 0.5 \rightarrow \beta = 2 \quad (10.6)$$

$$I_A \rightarrow \infty$$

Si V_{AK} aumenta y si la I_{CO} aumenta, la corriente I y consecuentemente α también aumentan dándonos como resultado la siguiente expresión:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1 \rightarrow I_A = \frac{I_{CO}}{0}$$

$$I_A \rightarrow \infty$$

En este caso el tiristor está entonces en estado de conducción.

Este tipo de cebado por aumento de I_{CO} es en general por aumento de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo, así:

a) V_{AK} pequeño:

$$\alpha \text{ pequeño} \rightarrow \alpha_1 + \alpha_2 \rightarrow 0$$

$$\rightarrow I_A = I_{CO}$$

el tiristor presenta alta impedancia.

b) V_{AK} aumenta:

La I_{CO} también aumenta con lo cual aumentan también la I y α obteniendo la siguiente expresión:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1$$

$$I_A = \frac{I_{CO}}{0} \rightarrow \infty$$

el tiristor presenta baja impedancia.

10.2.4. COMO SE ACTIVA UN TIRISTOR

El tiristor puede adoptar uno de estos estados:

- De bloque, cuando está polarizado en sentido inverso.
- De bloqueo o de conducción, cuando la polarización es directa, según esté activado o no.

Con respecto a este segundo caso (caso b) se puede activar al tiristor por medio de los siguientes medios:

- La tensión: cuando aumenta la tensión A-K el tiristor llega a un momento en que la corriente de fuga es suficiente para producir un brusco aumento de la I_A .
- La Temperatura: la corriente inversa de fuga de un transistor de silicio aumenta al doble por cada 14 °C de incremento de la temperatura, cuando la corriente alcanza un valor suficiente se produce el disparo del tiristor.
- El efecto transistor: en la base del transistor (puerta) equivalente se inyectan portadores que provocan el fenómeno de activación. Como se ilustra en la figura 10.4
- Efecto Fotoeléctrico: por efectos de la luz se produce la activación del tiristor en el caso de un fototiristor.

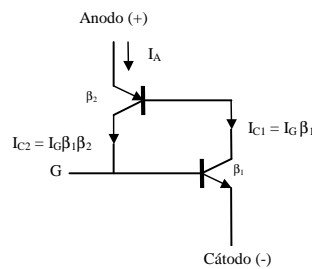


Figura 10.4. Efecto transistor

10.2.5. CURVA CARACTERÍSTICA DEL SCR. (I_{AK} vs. V_{AK}).

Cuando es nula la tensión V_{AK} lo es también la I_A . Al crecer la tensión V en sentido directo (V_F) se alcanza un valor mínimo V_d que provoca el cebado o conducción del tiristor.

El tiristor se hace entonces conductor y cae la tensión ánodo-cátodo mientras aumenta la corriente I_A , por lo mismo a esta corriente directa la llamaremos I_F . (F de forward). Esto se detalla en la figura 10.5

Si se polariza inversamente al tiristor aplicándole una tensión V_R en sentido reverso aparece una corriente inversa de fuga I_R hasta que alcanza un punto de tensión inversa máxima que provoca la destrucción del elemento.

- El tiristor es conductor en el primer cuadrante, el disparo ha sido provocado por el incremento de tensión A-K.
- La aplicación de una corriente de mando en la puerta desplaza como veremos hacia la

izquierda al punto de disparo D_d , así:

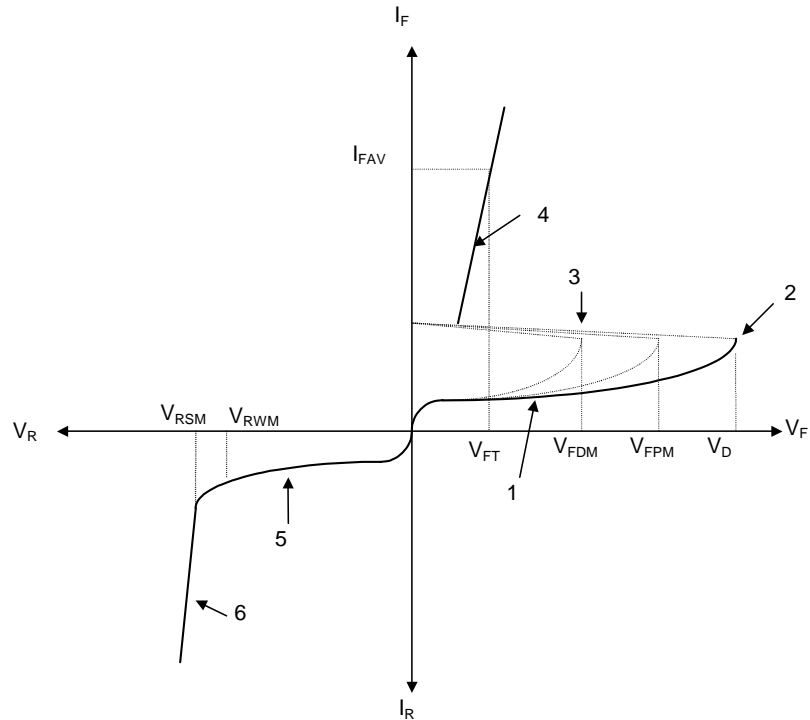


Figura 10.5. Curva característica del SCR

Si se aplica una señal de mando a la puerta del tiristor se modifica la tensión del cebado (de activación o conducción) de éste, tal como muestra las siguientes curvas que se indican en la figura 10.6.

Cuando la I_G sea igual a cero el tiristor no se dispara hasta que alcanza el voltaje de disparo entre ánodo y cátodo. A medida que aumenta la I_G disminuye el valor de la tensión de disparo. Para prevenir posibles disparos esporádicos del tiristor se puede conectar una resistencia en paralelo entre la compuerta y el cátodo como se indica en la figura 10.7.

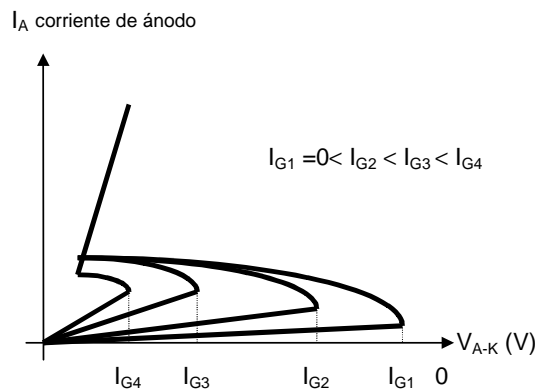


Figura 10.6. Curva característica para diferentes valores de I_G .

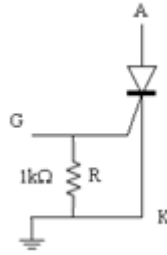


Figura 10.7. Circuito para evitar un posible disparo prematuro del SCR.

Las corrientes de fuga en el SCR imponen algunas de las limitaciones inherentes a este dispositivo. Estas corrientes de fuga son:

- I_{FD} : corriente directa de fuga
- I_R : corriente inversa de fuga.

10.2.6. DEFINICIÓN DE SÍMBOLOS.

La curva característica del tiristor (SCR) puede dividirse en 6 regiones de las que 4 están situadas en el primer cuadrante. Debido a la que la mayor parte de la bibliografía existente sobre tiristores procede de EE.UU. se ha conservado las designaciones simbólicas en inglés como se muestra en la tabla 10.2.1.

SÍMBOLO	PALABRA INGLESA	SIGNIFICADO
AV	Average	Media
D	Direct	Continua
F	Forward	Sentido Directo
G	Gate	Puerta
H	Hold	Mantenimiento
L	Latching	Enganche
M	Maximun	Máxima
N	Negative	Negativa
P	Peak	Pico o cresta
R (1 ^{er} lugar)	Reverse	Inversa
R (2 ^{do} lugar)	Recurrent	Recurrente
S	Surge	Accidental
W	Working	De servicio

Tabla 10.1. Tabla de Definición de Símbolos

- **Corriente Directa Media:** es el valor medio de los valores instantáneos de corriente directa ánodo-cátodo en el tiristor para un intervalo dado de tiempo. Su símbolo es I_{FAV} .

$$I_{FAV} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} i dt \quad (10.7)$$

- **Corriente Accidental de Pico:** es el valor que puede alcanzar una punta de corriente ánodo-cátodo en forma accidental, esto es transitoriamente y no de modo recurrente, su símbolo es I_{FSM} .
- **Corriente Máxima de Puerta:** la corriente máxima de puerta se simboliza con I_{GFS} y es el valor máximo instantáneo que puede alcanzar una punta de corriente en el electrodo de mando del tiristor.
- **Tensión Directa de Disparo:** la tensión directa de disparo V_d (o también V_{BO}) es la tensión directa por encima de la cual se deba (activa) el tiristor por disparo directo.
- **Tensión Inversa de Ruptura:** es la tensión inversa que produce la ruptura del elemento y se designa como V_{RR} .
- **Tensión Inversa Recurrente:** la tensión inversa recurrente se designa con V_{RWM} y se define así al valor máximo que puede tomar la amplitud de la tensión inversa periódica aplicada entre el ánodo y el cátodo del tiristor.
- **Tensión Inversa Recurrente de Pico:** es V_{RPM} y es el valor máximo que puede alcanzar las puntas recurrentes de tensión inversa.
- **Tensión Inversa Transitoria o Accidental:** es V_{RSM} este valor limita la tensión inversa cátodo-ánodo a la que puede someterse el tiristor durante un intervalo dado de tiempo.
- **Tensión Directa de Pico en Bloqueo:** es V_{DWM} (o V_{FDM}) y su valor fija un límite a la tensión máxima aplicable entre ánodo-cátodo del tiristor con puerta flotante, sin riesgo de disparo.
- **Potencia Total Disipada:** la potencia total disipada en el tiristor es P_{TOT} . En ella se consideran todas las corrientes: directas media e inversa (I_{FAV} e I_{RR}), de fuga directa e inversa (I_{FD} e I_R), de mando (I_G), corriente capacitiva, etc.; su valor permite calcular el disipador (radiador).
- **Potencia Media Disipable de Puerta:** es P_{GAV} y es el valor de la potencia disipada en la unión puerta-cátodo.
- **Potencia Pico de Puerta:** es P_{GFS} y corresponde a la potencia máxima disipada en la unión puerta-cátodo en el caso de aplicarse una señal de disparo no continua.
- **Tiempo de Integración:** es el tiempo en el que se calcula el valor medio o eficaz de la potencia disipada y se designa por t_{int} . Para el caso de tiristores se suele fijar en 20ms.
- **Corriente de Enganche:** se abrevia con I_L y es la I_A mínima que hace vascular al tiristor del estado de bloqueo al de conducción. Su valor es por lo general de dos a tres veces la corriente de mantenimiento.
- **Corriente de Mantenimiento:** para conservar su estado de conducción el tiristor debe suministrar una corriente de ánodo I_A mínima que recibe el nombre de corriente de mantenimiento I_H .
- **Tensión de Enganche:** a la corriente I_L de enganche le corresponde una tensión de enganche V_L .
- **Tensión de Mantenimiento:** V_H es la tensión que aplicada al ánodo permitirá el paso de la corriente I_H de mantenimiento.

- **Corriente de Puerta:** se representa por I_G , y en una serie dada de tiristores, el valor máximo necesario para asegurar el cebado de cualquier elemento se designa por I_{GT} .
- **Tensión de Cebado:** a la corriente I_{GT} le corresponde una tensión de cebado V_{GT} ($V_{GT} \approx 1V$ en los dispositivos de uso corriente).

10.2.7. EFECTOS DE LA VARIACIÓN DE I. Y V. SOBRE EL SCR.

10.2.7.1. LA DERIVADA DE LA TENSIÓN:

Se sabe que una unión PN presenta una cierta capacidad; así pues, si se hace crecer bruscamente la tensión ánodo-cátodo V_{AK} esta capacidad se carga con una corriente:

$$i = C \frac{dV_{AK}}{dt} \quad (10.8)$$

y si esta corriente es suficientemente elevada provocará el cebado del tiristor. La derivada de la tensión con respecto al tiempo es la velocidad de crecimiento de la tensión ánodo-cátodo.

Efectos: se distinguen dos tipos de condiciones en cuanto a la variación de la tensión:

- $\frac{dV}{dt}$ aplicado sin conducción previa
 - $\frac{dV}{dt}$ aplicada tras conducción (o en conmutación).
- $\frac{dV}{dt}$ aplicación sin conducción previa: cuando se aplica una rampa de tensión en polarización directa a partir de un nivel cero, la zona desierta se establece en la capa de puerta sólo cuando se han evacuado las cargas móviles por la corriente:

$$I = C \frac{dV}{dt} \quad (10.9)$$

Para valores suficientemente elevados de $\frac{dV}{dt}$ el tiristor puede vascular al estado de conducción directa. La solución de este problema reside en el empleo de la técnica de cortocircuitos de emisor.

- $\frac{dV}{dt}$ en conmutación: consideremos un triac en estado conductor, por ejemplo, cuando conduce el tiristor N1P1N2P2.

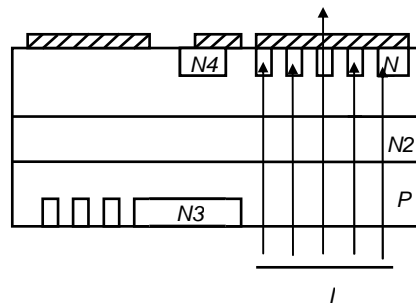


Figura 10.8. $\frac{dV}{dt}$ en conmutación

En efecto la aplicación de la tensión inversa a N1P1N2P2 se hace a una cierta velocidad $(\frac{dV}{dt})i$ donde el subíndice i indica que se trata de la inversa, pero esta tensión se aplica en sentido directo al tiristor N3P2N2P1; si se considera este tiristor, vemos que las cargas inyectadas en las bases se deben a:

- la corriente capacitiva debida a $(\frac{dV}{dt})i$;
- la conducción previa del tiristor N1P1N2P2.

La $\frac{dV}{dt}$ en conmutación se asemeja más al fenómeno de rebloqueo de los tiristores. El circuito de protección contra este efecto se presenta en la figura 10.9.

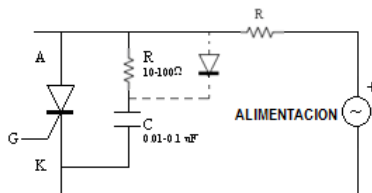


Figura 10.9. Circuito de protección contra el $\frac{dV}{dt}$

10.2.7.2. LA DERIVADA DE LA CORRIENTE

En los triacs encontramos de nuevo todos los aspectos relativos a la $\frac{di}{dt}$ como son el riesgo de cebado local asociados a la aparición de puntos calientes, etc.

No obstante, el triac puede presentar, en régimen de $\frac{di}{dt}$ algunos fenómenos propios y característicos. En efecto, su estructura geométrica, comparada con la del tiristor, es relativamente más compleja, y esto sobre todo en la región de puerta. La creación de puntos calientes en sus alrededores puede modificar considerablemente las características de las uniones en la zona de mando. El circuito de protección contra el $\frac{di}{dt}$ se indica en la figura 10.10.

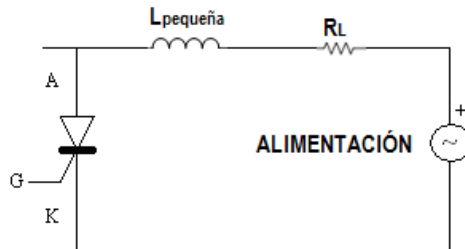


Figura 10.10. Circuito de protección contra el $\frac{di}{dt}$

10.2.8. FORMAS DE APAGADO DEL SCR.

10.2.8.1. INTERRUPCIÓN DE LA CORRIENTE DE ÁNODO

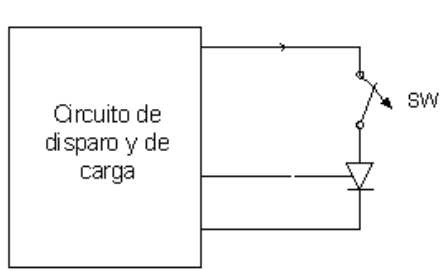


Figura 10.11. Interruptor Abierto

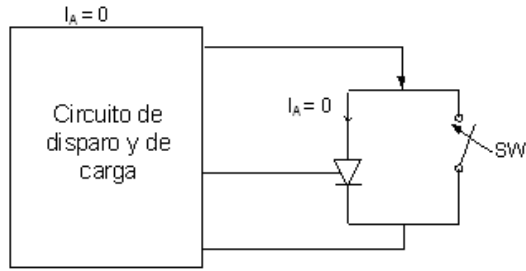


Figura 10.12. Interruptor Cerrado

Para el caso de la figura 10.11 la corriente $I_A = 0$ cuando el interruptor está abierto (interrupción en serie). En cambio para la figura 10.12. la $I_A = 0$ cuando el interruptor está cerrado (interrupción en derivación).

10.2.8.2. LA TÉCNICA DE CONMUTACIÓN FORZADA:

Que consiste en invertir la polarización del ánodo cátodo, como se indica en la figura 10.13.

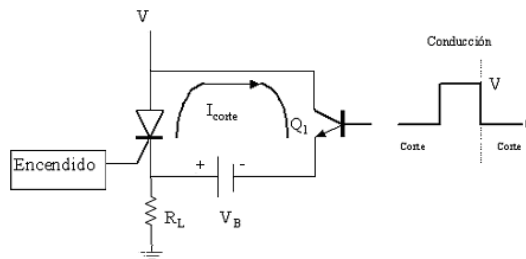


Figura 10.13. Conmutación forzada

Durante la conducción del SCR el Q1 está en corte, en otras palabras está en circuito abierto ya que por la base está circulando una corriente igual a cero, esto evitará que el circuito de apagado afecte a la conducción del SCR. Para condiciones de apagado se aplica un pulso positivo a la base de Q1 poniéndolo en conducción con lo que se produce una baja impedancia entre emisor y colector y el potencial de la batería V_B aparecerá entonces directamente en el SCR forzando la corriente a través de él en la dirección inversa para el apagado. Por lo general los tiempos de apagado de los SCR son del orden de los 5 a 30 μs .

10.2.9. APLICACIONES DEL SCR.

- Un interruptor estático
- Un sistema de control da fase
- Un cargador de baterías
- Un controlador de temperatura
- Un sistema de luces de emergencia.

10.2.9.1 INTERRUPTOR ESTÁTICO:

Se lo conoce como interruptor estático serie de media onda y su circuito respectivo se lo indica en la figura 10.14.

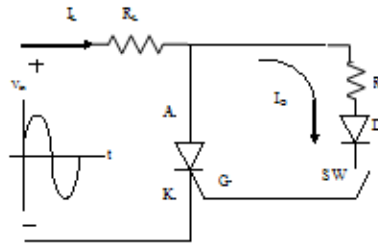


Figura 10.14. Interruptor estático

Si el switch se cierra circulará una I_G durante la parte positiva de la señal de entrada disparando el SCR; la I_G es limitada por la R_1 . Cuando el SCR se dispare el V_{AK} (V_F) disminuirá el valor de conducción produciendo una I_G bastante reducida.

En el semiciclo negativo el SCR se apagará por que el ánodo es negativo con respecto al cátodo, además con D1 evitamos una inversión de la I_G .

10.3. EL TRIAC.

10.3.1. DEFINICIÓN.

El triac es un elemento semiconductor de tres electrodos uno de los cuales es el mando (puerta) y los otros dos son los terminales principales de conducción. El elemento puede pasar de un estado de bloqueo a un régimen conductor en los dos sentidos de polarización (I y III cuadrantes) y volver al estado de bloqueo por inversión de la tensión o por disminución de la corriente por debajo del valor I_H . En la figura 10.15 se describe la curva característica y su símbolo.

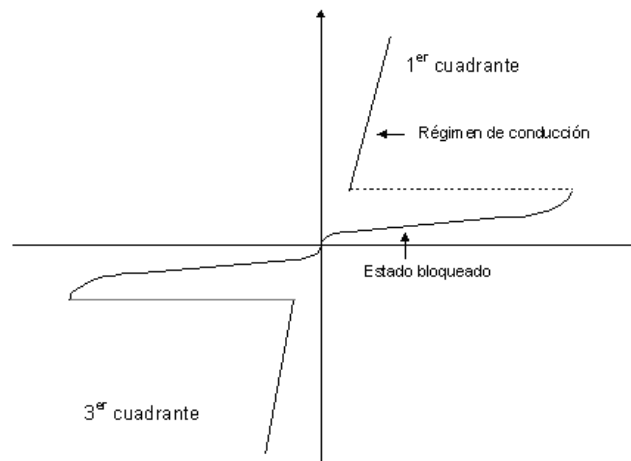


Figura 10.15. Curva Característica

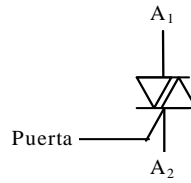


Figura 10.16. Símbolo

El triac es la versión unidireccional del SCR y se puede comparar a la asociación de antiparalelo de dos tiristores tal como se indica en la figura 10.17

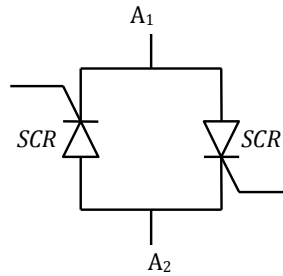


Figura 10.17. Circuito Equivalente

Pueden definirse cuatro cuadrantes de polarización para caracterizar el funcionamiento del triac tal como se detalla en la figura 10.18.

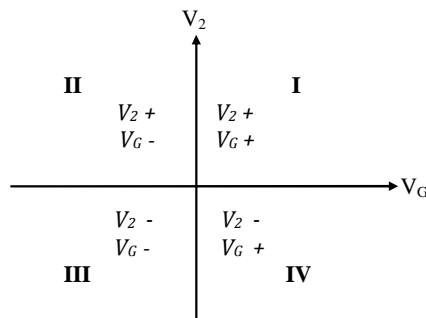


Figura 10.18. Cuadrantes de polarización.

El dispositivo puede pasar al estado conductor independientemente de las polaridades de puerta o de ánodo. El disparo se efectúa en los cuatro cuadrantes.

10.3.2. ACTIVADO DEL TRIAC.

Si se aplica la tensión V_1 al ánodo A_1 , la tensión V_2 al ánodo A_2 y la tensión V_G a la puerta y si tomamos V_1 como punto de referencia a tierra podemos definir cuatro cuadrantes de polarización, los cuales se indican en la tabla 10.2.

CUADRANTE	V_2	V_G	NOTACIÓN	SENSIBILIDAD
I	> 0	> 0	++	muy buena
II	> 0	< 0	+-	buena
III	< 0	< 0	--	muy buena
IV	< 0	> 0	-+	regular

Tabla 10.2 Características de los Cuadrantes de Polarización

a) Disparo en el primer cuadrante (++): el triac se dispara como un tiristor normal. La zona P_1 es la puerta y la unión N_1P_1 inyecta portadores produciéndose el disparo del tiristor entre P_2 y N_1 (ver figura 10.19.). La corriente I_G mínimo de disparo es función de la repartición de los cortocircuitos entre N_1 y P_1 es decir del valor de la resistencia R colocada entre $G-A_1$.

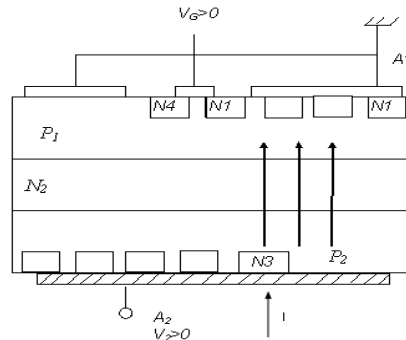


Figura 10.19. Disparo en el Primer Cuadrante

b) Activado en el segundo cuadrante (+ -): la corriente de disparo circula de P_1 a N_4 y se activa el tiristor $N_4P_1N_2P_2$. Debido a la geometría del elemento la corriente principal de $N_4P_1N_2P_2$ polariza las bases P_1N_2 y el tiristor $N_1P_1N_2P_2$ bascula a su vez. Este último normalmente de menor impedancia provoca la apertura de $N_4P_1N_2P_2$ (por I_H) a menos que se mantenga la corriente de puerta. La corriente principal circula entre P_2N_1 , como se indica en la figura 10.20.

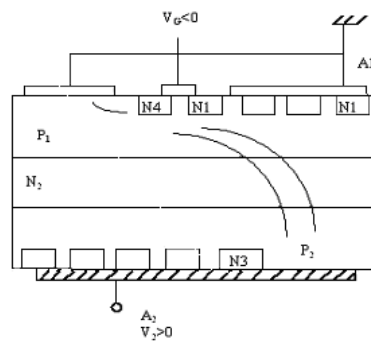


Figura 10.20. Activado en el Segundo Cuadrante

c) Activado en el tercer cuadrante (- -): la situación aquí es un poco más compleja, el potencial de P_1 es superior al de N_4 por ello la unión P_1N_4 tiene polarización directa e inyecta

portadores. El tiristor que queremos activar es el formado por las capas $N_3P_2N_2P_1$, como se detalla en la figura 10.21.

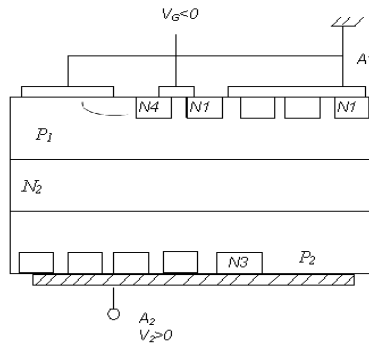


Figura 10.21. Activado en el Tercer Cuadrante

d) Disparo en el cuarto cuadrante (- +): el proceso de disparo es idéntico que al tercer cuadrante siendo ahora la capa N_1 la que juega el papel que anteriormente desempeñaba N_4 .

10.4. TIPOS DE DISPARO DE TIRISTORES Y TRIACs.

Se distinguen tres modalidades de disparo, según la forma de la señal aplicada a la puerta, así:

- Corriente continua
- Corriente alterna
- Impulsos o trenes de onda.

10.4.1. DISPARO EN CORRIENTE CONTINUA (CC):

Las condiciones de disparo en corriente continua vienen precisadas por un gráfico tipo como el de la figura 10.22. (para la familia C35 de General Electric es decir 2N681).

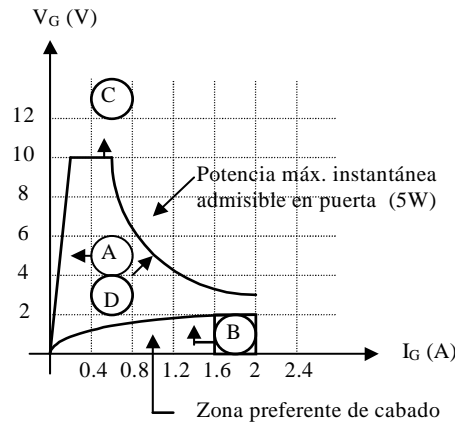


Figura 10.22. Curva para la Familia C35

C representa la tensión directa de pico máxima admisible V_{GF} mientras que D indica la potencia de pico máxima.

El circuito de la figura 10.23. representa un circuito clásico de disparo. Si tomamos la recta de carga del circuito de disparo debe cortar la característica de puerta en la región marcada como “zona preferente de cebado” lo más cerca posible a la curva D.

En las figuras 10.24. y 10.25. describimos con más detalle el circuito de activado en corriente continua, donde además se detalla la curva de V_G vs I_G respectivamente para poder resolver este circuito:

$$V_{S(\min)} = R_{S(\max)} I_o + V_o \tag{10.10}$$

$$V_{S(\min)} = (27 + 2.7)0.075 + 4.2V \tag{10.11}$$

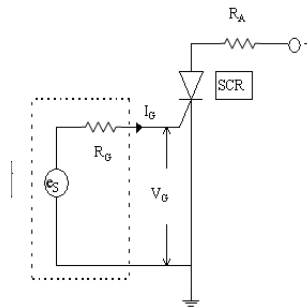


Figura 10.23. Circuito Clásico de Disparo

$V_{S(\min)}$ corresponde a $P_{GAV} = 0.5W$ gráficamente corresponde a $R_{G(\max)} = 32\Omega$

La potencia máxima disipada en la puerta si $R_{G(\max)} \geq R_{G(\min)}$.

$$P_{GFS(\max)} = \left(\frac{V_{S(\max)}}{R_{S(\min)} + R_{G(\max)}} \right)^2 \times R_{G(\max)} \tag{10.12}$$

$$V_{S(\max)} = (R_{S(\min)} + R_{G(\max)}) \times \sqrt{\frac{P_{GAV(\max)}}{R_{G(\max)}}} \approx 7V \tag{10.13}$$

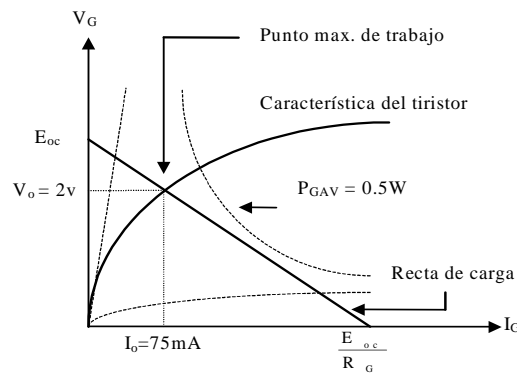


Figura 10.24 Curva Característica

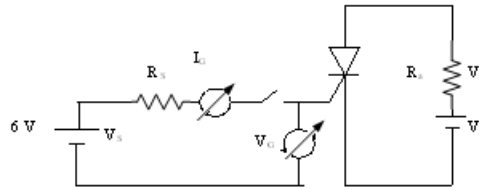


Figura 10.25. Circuito de Activado en CC.

La fuente de 6V ofrece todas las garantías para el funcionamiento.

10.4.2. DISPARO EN CORRIENTE ALTERNA (CA):

El circuito básico es el que se detalla en la figura 10.26.

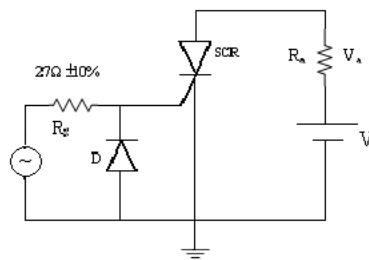


Figura 10.26. Disparo en Corriente Alterna.

El voltaje inverso de puerta debe permanecer inferior al valor máximo admisible, lo que implica el empleo del diodo de protección D.

10.4.3. DISPARO POR IMPULSOS O TRENES DE ONDAS.

10.4.3.1. DISPARO POR IMPULSO ÚNICO:

En la práctica es conveniente tener en cuenta los siguientes principios para obtener resultados óptimos:

- 1.- El circuito de puerta atacarse preferentemente con un generador de corriente.
- 2.- La corriente de mando debe ser mayor que la especificada como mínimo, $I_{GT} = I_{puerta} =$ valor máximo necesario para asegurar el activado de cualquier elemento.
- 3.- El tiempo de subida debe ser lo más corto posible de 0.1 a 1us.
- 4.- La duración del impulso debe ser tal que la corriente de mando permanezca por encima de la I_{GT} .

a) Caso del Tiristor:

En el caso del tiristor el impulso debe ser positivo con relación al cátodo. Cuando se usa alimentación CA el impulso debe intervenir al menos una vez en cada período puesto que el tiristor se desactiva al término de cada semionda positiva de la corriente de carga. Si se dispone de impulsos negativos y puede tolerarse la caída de tensión suplementaria de un diodo en serie es posible controlar a un tiristor con un circuito como el siguiente que se indica en la figura

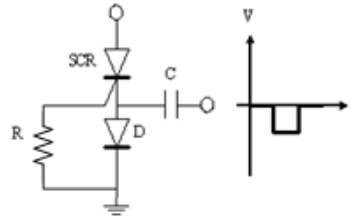


Figura 10.27 Disparo del Tiristor por Impulsos Negativos

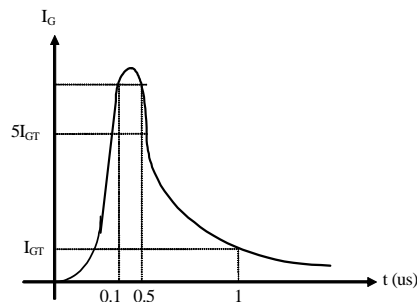


Figura 10.28. Forma de Impulsos de Corriente de Puerta.

b) Caso del Triac:

Para el triac el impulso de disparo debe presentarse en cada semiperíodo, pudiendo ser indistintamente de polaridad positiva o negativa

b.1.) disparo por impulsos siempre positivos: se producen en el primero y cuarto cuadrantes, el inconveniente reside en la menor sensibilidad que presenta el elemento en el cuarto cuadrante. Esta forma de disparo es muy cómoda cuando se dispone de una fuente de mando suficientemente potente.

b.2.) disparo por impulsos siempre negativos: hablamos del 2^{do} y 3^{er} cuadrante, donde el inconveniente es la corriente de enganche I_L cuyo valor es el más elevado en el 2^{do} cuadrante. No es muy aconsejable este tipo de control cuando la carga es inductiva.

b.3.) disparo por impulsos alternados positivos y negativos: es recomendable en este caso el uso de impulsos positivos durante los semiciclos positivos y de impulsos negativos durante los semiciclos negativos de la tensión de alimentación. Dispara en las condiciones más favorables (1^{er} y 3^{er} cuadrante).

10.5. CIRCUITOS DE DISPARO DE TIRISTORES Y TRIACs.

10.5.1. CIRCUITO DE DISPARO RC.

El circuito típico utilizado se presenta en la figura 10.29

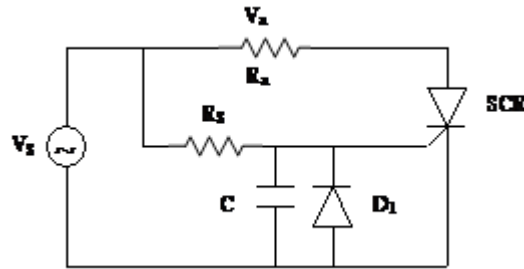


Figura 10.29. Principio de Mando Retardado, debido a la Carga de C.

El condensador se carga a través de la resistencia R_s retardando el momento en el que se alcanza la tensión de disparo.

La forma de onda de la señal de salida es entonces solo una fracción de la semionda positiva reduciendo así el valor medio de la corriente de carga (ver figura 10.29.).

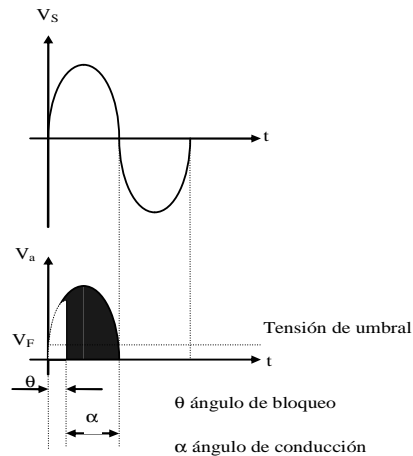


Figura 10.30. Forma de Onda de la Señal de Salida.

La temporización depende de:

- La constante de tiempo $R_S C$
- La pendiente de tensión de ánodo.

En este circuito el diodo 1 descarga el condensador durante el semiperíodo negativo. Actuando sobre R_S se puede variar el ángulo de conducción con lo cual puede ser un potenciómetro y tendremos una variación entre

$$0^\circ < \alpha < 180^\circ$$

10.5.2. DISPARO POR UJT.

El transistor UJT se utiliza muy frecuentemente en el disparo de tiristores, pues permite realizar un excelente relajador con muy pocos componentes. El circuito básico utilizado para el disparo de tiristores es como el de la figura 10.31.

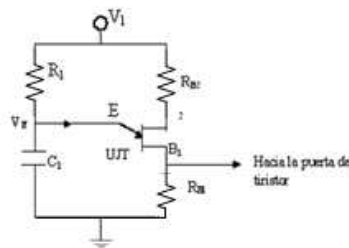


Figura 10.31. Circuito Básico para Disparo de Tiristores.

En este circuito el condensador C_1 se carga a través de R_1 hasta que la tensión de emisor alcanza el nivel de V_p , en ese momento el UJT bascula y C_1 se descarga por R_{B1} . Cuando la tensión de emisor cae a unos 2V el emisor deja de conducir, el transistor unión se bloquea y vuelve a empezar el ciclo.

El periodo de oscilación T , que es prácticamente independiente de la tensión de alimentación y de la temperatura viene dado por:

$$T = \frac{1}{f} \approx R_1 C_1 \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right) = 2.3 \times R_1 C_1 \log\left(\frac{1}{1-\eta}\right) \tag{10.14}$$

para un valor nominal aproximado de la relación intrínseca $\eta = 0.63$, tenemos que el período será:

$$T = R_1 C_1$$

Generalmente se limita a R_{B1} a un valor de 100Ω aunque para ciertas aplicaciones puede tomar valores de $2k\Omega$ a $3k\Omega$. R_1 tiene un valor entre $3k\Omega$ a $3M\Omega$.

El límite superior de R_1 está determinado de forma que la corriente de pico de emisor permanezca superior a I_p a fin de que pueda bascular el UJT. La tensión de alimentación debe

situarse en una gama comprendida entre 10 y 35V; esta gama determinada por abajo por el mínimo valor aceptable de la señal de disparo obtenido y por arriba por la potencia máxima admisible por el UJT.

Si se aplica el impulso de salida V_{B1} del circuito de la figura 10.31. directamente o por medio de resistores en serie a las puertas de los tiristores, el valor de R_{B1} ha de ser lo bastante pequeña para evitar que la tensión continua producida por la corriente de interbase tome un valor superior a la tensión máxima de puerta V_{GT} que no activa al tiristor.

10.5.2.1. DETERMINACIÓN PRÁCTICA DEL CIRCUITO:

Se lo realiza partiendo de familias de curvas relativas del UJT tipo 2N2647, los cuales indican la tensión de alimentación V_1 , el C_1 y la R_{B1} .

TIRISTOR	CURVA	R_{B1} . (ohm)	$V_{1(máx)}$ (V)
C80	A	$27 \pm 10\%$	20
C60(2N2023)	B	$27 \pm 10\%$	35
C55-C56			
C52(2N1792-78)	C	$47 \pm 10\%$	20
C50(2N1009-16)			

Tabla 10.3 Característica de las Curvas para el UJT

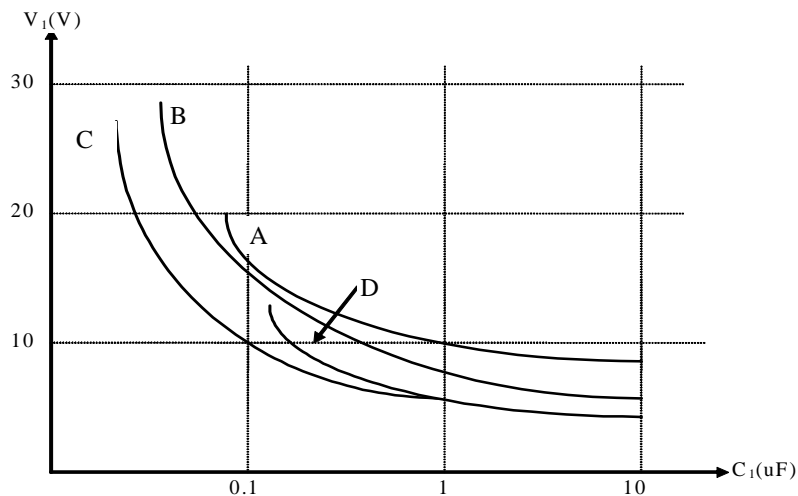


Figura 10.32 Familia de Curvas para el UJT

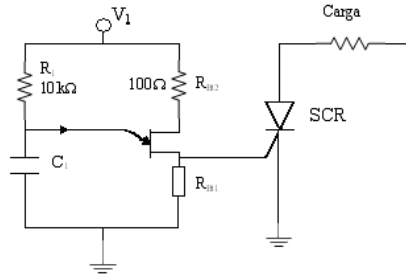


Figura 10.33. Circuito de Disparo

10.5.2.2. SINCRONIZACIÓN DEL UJT.

Se puede sincronizar un UJT mediante un impulso que reduzca la tensión interbase a la alimentación y esto en cualquier momento del ciclo tal como se indica en las figuras 10.34 y 10.35.

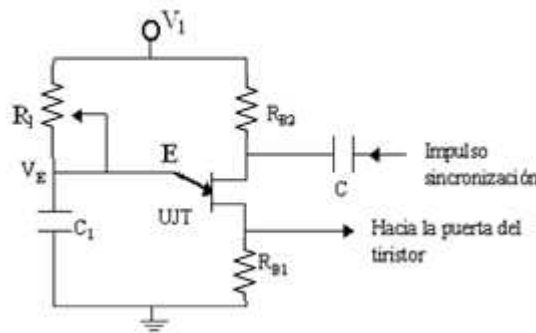


Figura 10.34 Circuito Práctico

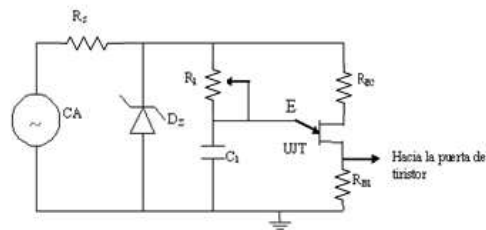


Figura 10.35. Circuito de Aplicación

10.5.3. DISPARO MEDIANTE SUS Y SBS.

El SUS conmutador unilateral se usa para disparo de tiristores según el esquema de la figura 10.36. El SUS proporciona impulsos de salida de amplitud superior a 3.5V capaces de disparar cualquier tipo de tiristor. Además puede asegurarse la sincronización aplicando una señal positiva a la puerta.

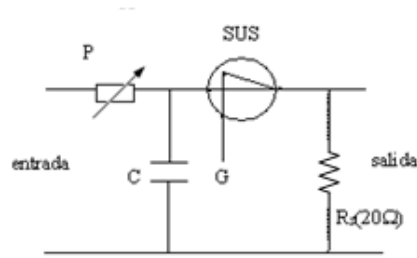


Figura 10.36 Circuito de Disparo con SUS

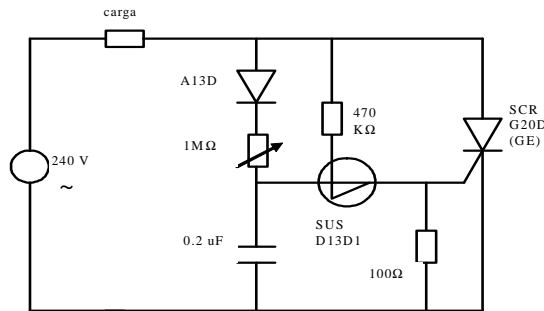


Figura 10.37. Circuito completo con triac y SUS.

El disparo por conmutador bilateral SBS que no es más que la asociación en antiparalelo de dos SUS se basa en los mismos principios como nos indica la figura 10.38.

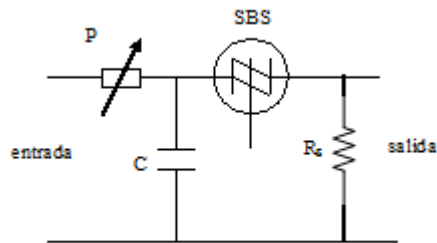


Figura 10.38 Principio para el disparo del SBS

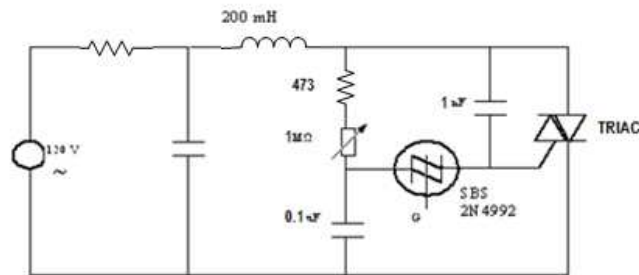


Figura 10.39 Esquema práctico para la utilización del SBS.

La Puerta (G) queda disponible para una eventual sincronización.

10.5.4. DISPARO POR DIAC.

El disparo por DIAC se basa en los mismos principios de lo que hemos venido analizando anteriormente y su empleo resulta muy simple por lo que veremos cierto esquema de aplicación el cual está representado en la figura 10.40.

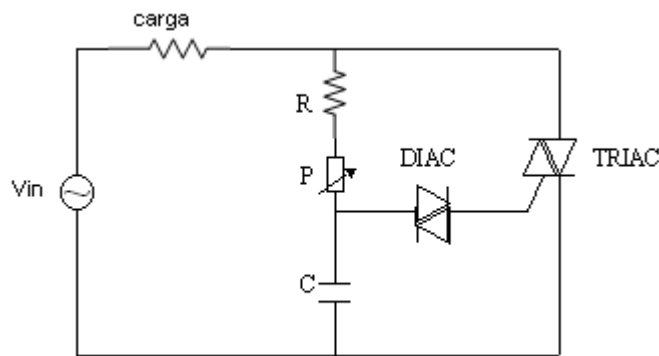


Figura 10.40 Esquema de Aplicación

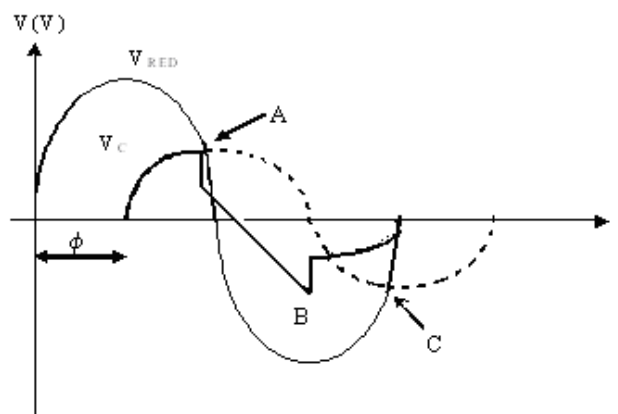


Figura 10.41 Forma de Onda del V_{RED} y V_C .

El DIAC gobierna a un triac que alimenta en CA a la carga. La potencia que esta recibe varía efectivamente con el ángulo de conducción impuesto por el potenciómetro.

En cuanto se conecta la tensión es decir en cuanto se presenta el primer semiperíodo el condensador C empieza a cargarse a través del potenciómetro P y el resistor en serie R. Cuando alcanza en su carga la tensión de disparo del DIAC (alrededor de 30V) este último se hace conductor y el condensador se descarga sobre el circuito de puerta del triac que se

dispara alimentando a la carga.

Cuanto más baja sea la resistencia en serie con el C (R+P) más rápidamente se alcanzará la tensión de 30V y antes se disparará el triac. Inversamente sucede cuando aumenta la R en serie con el C.

Para la figura 10.41. el desfase que existe entre V_{RED} y V_C es debido a la constante de la RC. Si RC es elevado el disparo del triac se produce al final del semiperíodo en el punto A. La descarga brusca del condensador permite que el siguiente semiperíodo negativo de carga empiece a partir de otro nivel diferente o sea el punto B. Si se hubiera seguido la curva de disparo, el disparo se habría producido en C. La diferencia entre los puntos de disparo B y C constituye el fenómeno llamado de Histéresis.

10.6. PROBLEMAS RESUELTOS.

10.6.1. Para el circuito de la figura, determinar:

a) Se disparará prematuramente el SCR si

$$R_{BB} = 6 \text{ K}\Omega$$

$$I_{GT} = 0.1 \text{ mA}$$

$$V_{GT} = 0.5 \text{ V}$$

b) Calcular R, C para que exista un retardo de 10ms, si además:

$$\eta = 0.7$$

$$V_D = 0.5 \text{ V}$$

$$I_P = 5 \mu\text{A}$$

$$I_V = 3 \text{ mA}$$

$$V_V = 2 \text{ V}$$

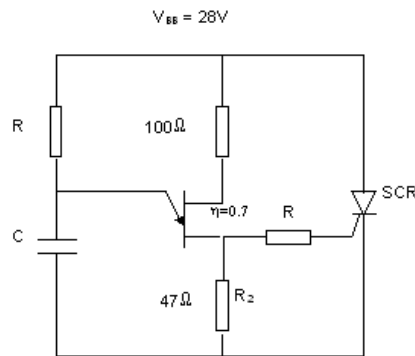


Figura 10.42

Calculando :

$$V_P = V_D + \eta V_{BB}$$

$$V_P = 0.5\text{V} + 0.7 \times 28\text{V}$$

$$V_p = 20.1V$$

además:

$$\frac{V_{BB} - V_V}{I_V} < R < \frac{V_{BB} - V_p}{I_p}$$

Reemplazando los valores se obtiene:
 $3.66K\Omega < R < 1.6M\Omega$

Como el tiempo de descarga t_{off} es mucho menor que el de carga t_{on} se puede suponer sin cometer un error considerable que:
 $T = t_{off}$

Sea $R = 100K\Omega$

$$t_{ON} = R \times C \times \ln\left(\frac{V - V_V}{V - V_p}\right)$$

$$10ms = 100K\Omega \times C \times \ln\left(\frac{28 - 2}{28 - 20.1}\right)$$

$$C = 0.08\mu F$$

10.6.2. En el circuito de la figura determinar R, C para que el SCR se dispare 50ms después de cerrarse s.

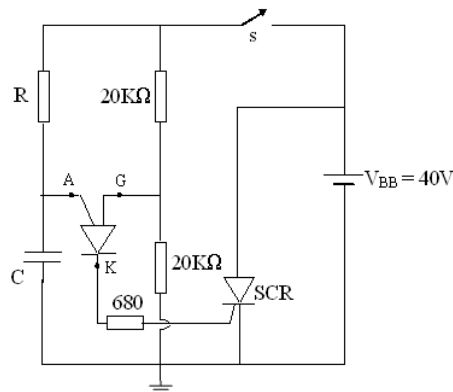


Figura 10.43

$$I_p = 1 mA$$

$$I_V = 100 mA$$

$$\eta = \frac{20}{20 + 20} = 0.5$$

$$V_P = 0.7 + \eta V_{BB}$$

$$V_P = 0.7 + 0.5 \times 40$$

$$V_P = 20.7V$$

$$\frac{V_{BB} - V_V}{I_V} < R < \frac{V_{BB} - V_P}{I_p}$$

$$\frac{40V}{100 \text{ mA}} < R < \frac{40V - 20.7V}{1 \text{ mA}}$$

$$400 \Omega < R < 119.3 \text{ K}\Omega$$

$$t_1 = R \times C \times \ln\left(\frac{V_{BB}}{V_{BB} - V_P}\right)$$

$$50 \text{ ms} = R \times C \times \ln\left(\frac{40V}{40V - 20.7V}\right)$$

$$R \times C = 68.61 \text{ ms}$$

$$\text{Sean } R = 6.8 \text{ K}\Omega$$

$$C = 10 \mu\text{F}$$

10.6.3. El circuito de la figura 10.45 sustituye un interruptor activado por sonido.

Determinar:

- El valor del voltaje V_i para el cual se dispara el SCR.
- La resistencia R , sabiendo que el SCR se dispara con un voltaje de compuerta $V_{GK} = 1V$ y con una corriente $I_G = 1 \text{ mA}$. Para el diodo, $V_{AK} = 0.7V$
- Justifique la utilización del diodo y del pulsante P .

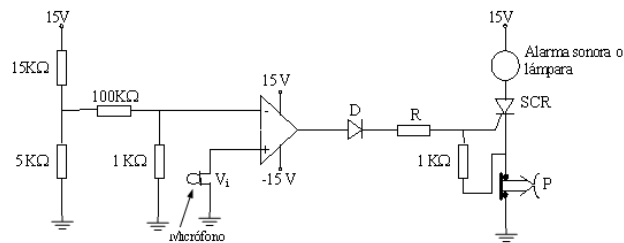


Figura 10.44

a)

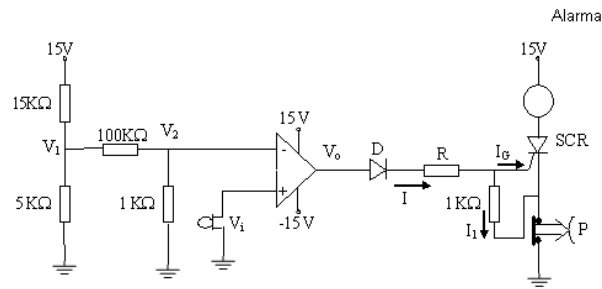


Figura 10.45

Debido a que $100K + 1K\Omega$ es mucho mayor que $5K\Omega$

$$V_1 \approx \frac{5}{15 + 5} \times 15V$$

$$V_1 \approx 3.75V$$

$$V_2 = \frac{100}{100 + 1} \times V_1$$

$$V_2 = \frac{3.75}{101} V$$

$$V_2 = 37.12 \text{ mV}$$

Por lo que V_i tiene que ser mayor que 37.12 mV .

Para valores mayores que 37.12 mV , el A.O. se satura en alto, lo que provoca que el diodo conduzca momento en el cual se dispara el SCR.

b) Para un A.O. ideal:

$$V_o = V_D + (I_1 + I_G) \times R + V_{GK}$$

$$I_1 = \frac{V_{GK}}{1K\Omega} = 1 \text{ mA}$$

$$R = \frac{V_o - V_D - V_{GK}}{I_1 + I_G}$$

$$R = \frac{15 - 0.7 - 1}{2 \text{ mA}}$$

$$R = 6.65K\Omega$$

Para que al saturarse el A.O. se dispare correctamente el SCR se debe cumplir que:

$$R \leq 665 K\Omega$$

c) El diodo D conduce solamente cuando el amplificador operacional se satura en alto, por lo que permite proteger al SCR de voltajes negativos.

El pulsante P hace $I_{AK} = 0$ lo que permite desactivar la alarma cuando ya ha sido encendida.

10.6.4. Considere el circuito de la figura 10.51; en el cual V_{in} tiene un amplitud pico de 160V, el diodo zener un $V_z = 10V$, por tanto, puede suponerse que el voltaje aplicado al circuito UJT es esencialmente 10V, para la duración del semiciclo positivo de V_{in} .

Se conoce además que $\eta = 0.7$.

Determine el ángulo de disparo del SCR.

Dibuje las formas de onda de V_{CARGA} , su valor medio y eficaz.

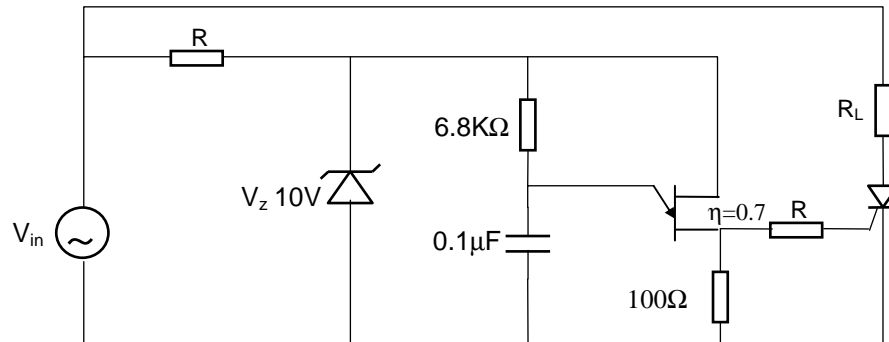


Figura 10.46

$$V_{in} = 160 \text{sen}(377t)$$

$$V_p = \eta \times V_{in} + V_D$$

$$V_p = 0.7 \times 10 + 0.5$$

$$V_p = 7.5V$$

$$t_1 \approx T$$

$$T = R \times C \times \ln\left(\frac{1}{1 - \eta}\right)$$

$$T = 6.8K \times 0.1\mu F \times \ln\left(\frac{1}{1 - 0.7}\right)$$

$$T = 0.818 \text{ ms}$$

por lo que $t_1 \approx 0.818 \text{ms}$

$$\theta_1 = \omega t_1$$

$$\theta_1 = 377(0.818 \text{ms}) \text{Rad}$$

$$\theta_1 = 0.3084 \text{ Rad}$$

$$\theta_1 = 17.67^\circ$$

$$\theta_1 = \omega t_1$$

Que constituye el ángulo de disparo del SCR.

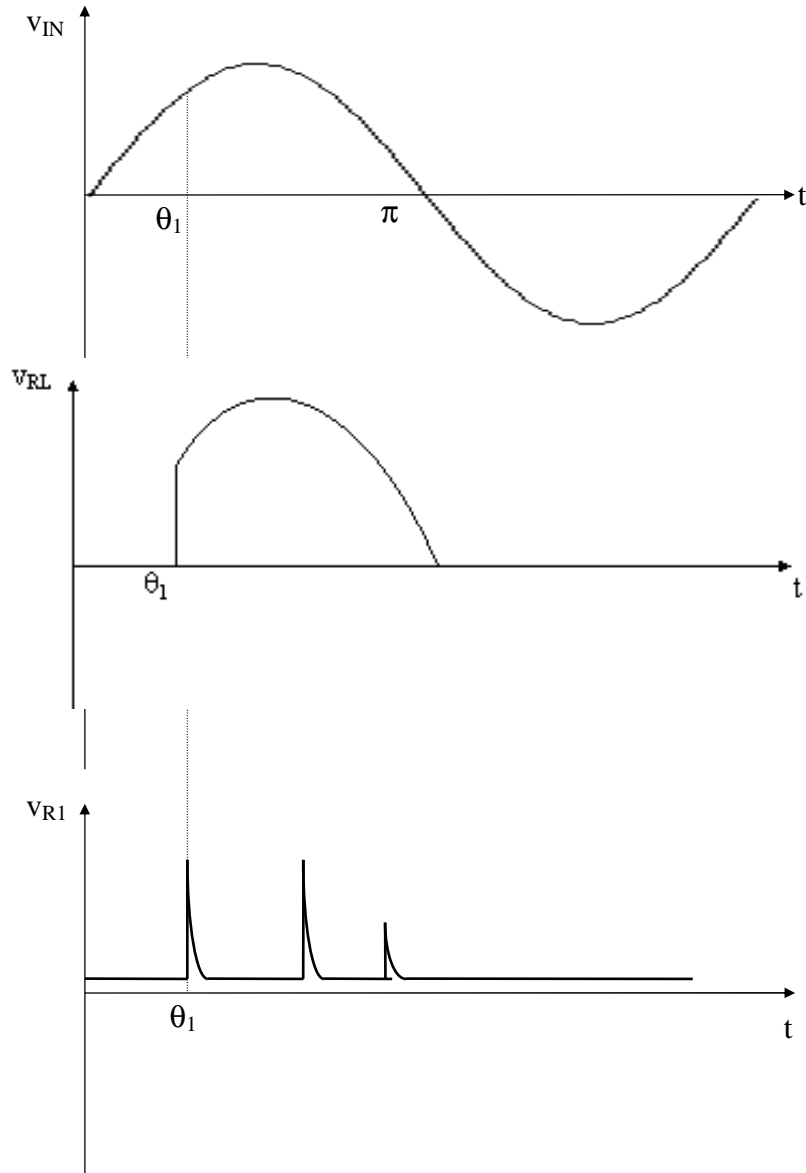


Figura 10.51

10.6.6. En el circuito de la figura graficar detalladamente las formas de onda de los voltajes en los puntos A, B, C, D.

Además determinar la corriente media por la carga R_L .

Y la potencia promedio disipada en la misma. Suponer que todos los elementos son ideales y que el zener cuando conduce se halla trabajando en la región zener.

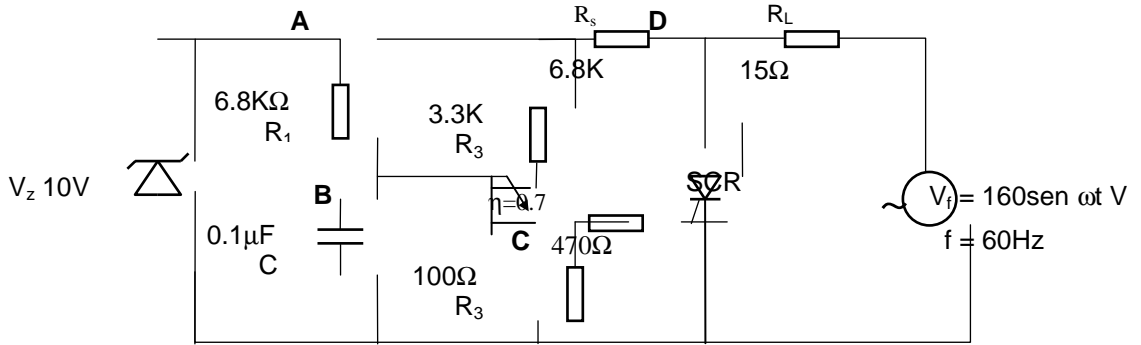


Figura 10.52

Para el UJT: $\eta = 0.7$

$$R_{BB} = 9K\Omega$$

$$I_p = 10\mu A$$

$$V_V = 2V$$

$$I_V = 3mA$$

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{BB}} \quad \text{Cuando } I_E = 0$$

$$R_{B1} = 0.7(9K\Omega)$$

$$R_{B1} = 6.3K\Omega \quad \text{cuando el UJT está apagado}$$

$$\text{Por lo que } R_{B2} = 2.7K\Omega$$

Debido a que $V_{fmax} \gg 10V$

consideramos que el zener regula durante

todo el semiciclo positivo de V_f .

$$V_x = \frac{R_3 + R_{B1}}{R_{BB} + R_3 + R_2} \times 10V$$

$$V_x = \frac{100 + 6.3K}{9K + 3.3K + 100} \times 10V = 5.16V$$

$$V_E = V_p = V_x + V_D$$

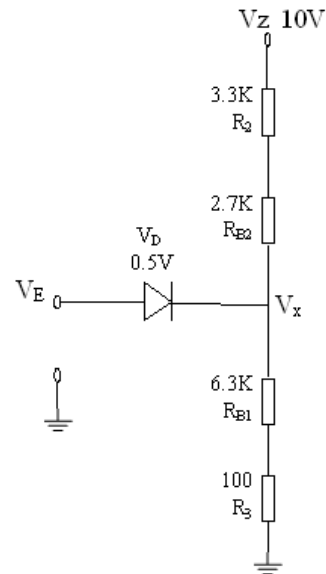


Figura 10.53

$$V_p = 5.16V + 0.5V$$

$$V_p = 5.66V$$

Por lo que cuando $V_E > 5.66V$ el UJT se disparará.

Además comprobamos si R_1 está bien definido:

$$\frac{V_Z - V_V - R_3 \times I_V}{I_V} < R_1 < \frac{V_Z - V_p}{I_p}$$

$$R_3 \times I_V \approx 0$$

$$\frac{10 - 2}{3 \text{ mA}} < R_1 < \frac{10 - 5.66}{10 \mu A}$$

por lo que

$$2.6 \text{ K}\Omega < R_1 < 434 \text{ K}\Omega$$

Por lo que el valor de $R_1 = 6.8\text{K}\Omega$ cae dentro del intervalo y asegura el disparo del UJT.

Tiempo de carga del capacitor:

$$t_1 = R_1 \times C \times \ln\left(\frac{V_Z - (V_V + R_3 \times I_V)}{V - V_p}\right)$$

para el circuito propuesto cuando el SCR se dispara, cortocircuita al circuito de disparo por lo que el capacitor se descarga totalmente.

Como la descarga del capacitor se puede considerar instantánea:

$$T \approx t_1$$

$$t_1 = T = 6.8\text{K} \times 0.1\mu \times \ln\left(\frac{10 - 0}{10 - 5.66}\right)$$

$$t_1 = T = 0.568 \text{ ms}$$

$$\theta_1 = T = 0.568 \text{ ms}$$

$$\theta_1 = 12.3^\circ$$

Cálculo de la corriente:

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{12.3}^{180} \frac{160 \times \text{sen}(x)}{15} dx$$

$$I_{DC} = \frac{160}{2\pi \times 15} \int_{12.3}^{180} \text{sen}(x) dx$$

$$I_{DC} = 3.36 A$$

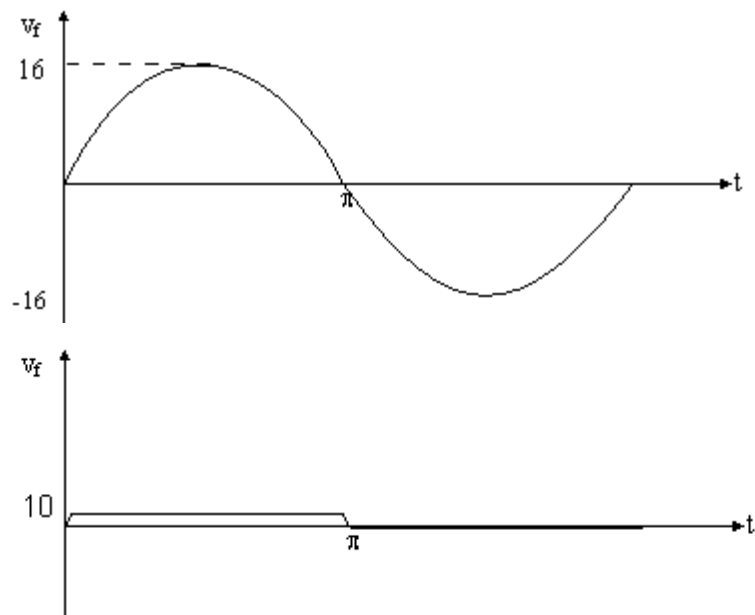
Calculo de la potencia disipada:

$$P_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{12.3}^{180} \frac{(160)^2 \times \text{sen}^2(x)}{15} dx$$

$$P_{DC} = \frac{(160)^2}{2\pi} \int_{12.3}^{180} \frac{\text{sen}^2(x)}{15} dx$$

$$P_{DC} = 425.83W$$

Los gráficos son los siguientes:



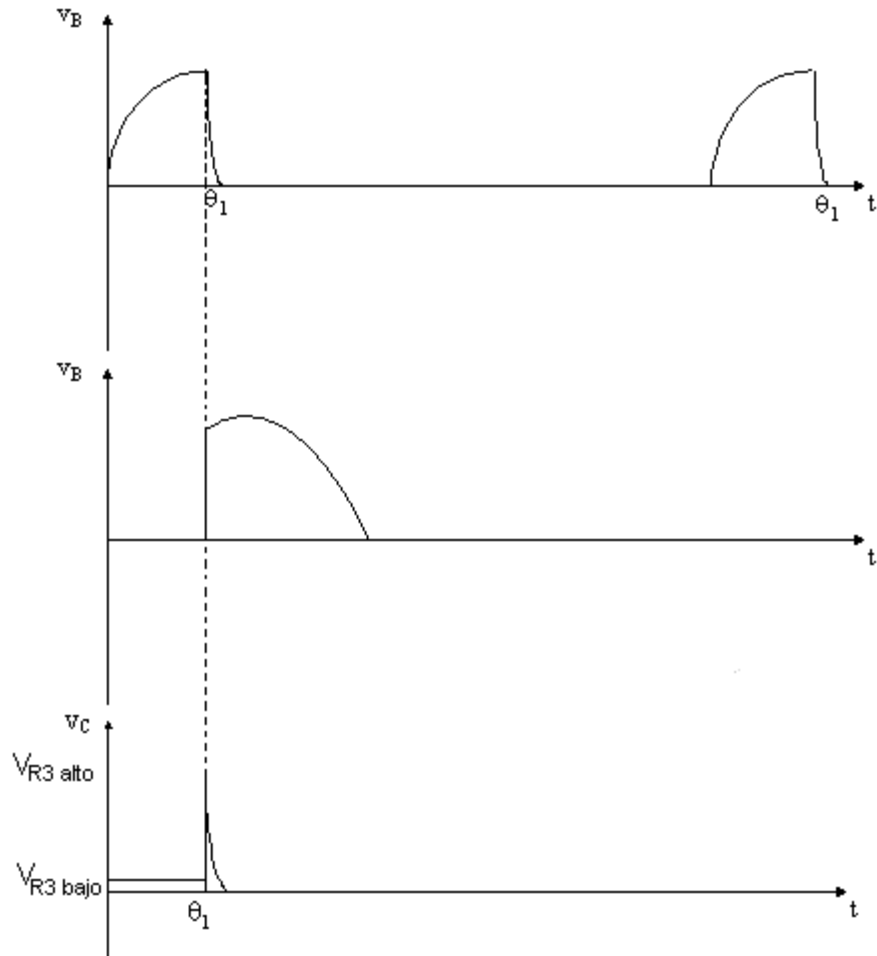


Figura 10.54

10.7. PROBLEMAS PROPUESTOS.

10.7.1. En el rectificador controlado de $\frac{1}{2}$ onda de la siguiente figura se quiere que la potencia promedio en la carga varíe entre 750 y 1100W. Determinar el rango de variación que se debe dar al ángulo de disparo para lograr la variación de potencia indicada.

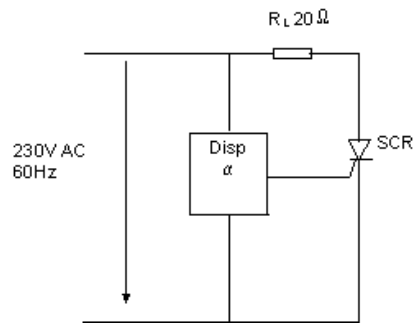


Figura 10.55

10.7.2. En el circuito de la figura encontrar el tiempo en el que se apaga el triac, el cual es disparado por con un pulso al tiempo $t = 0$.

$I_H = 10mA$ por lo demás el triac es ideal.

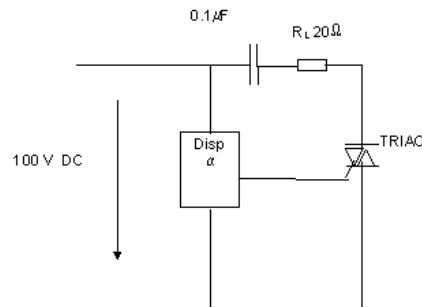


Figura 10.56

10.7.3. En el circuito de la figura encontrar los valores, medio y eficaz del voltaje en la carga y en los SCRs. Sabiendo que el disparo a los SCRs es simétrico y de 80° eléctrico, medidos al inicio del semiciclo en el cual están polarizados directamente.

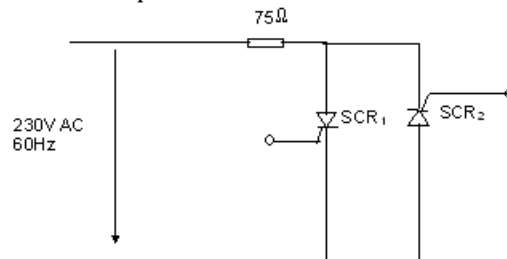


Figura 10.57

10.7.4. Contestar brevemente lo siguiente:

- Enumere cinco tiristores unidireccionales.
- Que son el $\frac{dV}{dt}$ y el $\frac{dI}{dt}$ en los tiristores y que ocasiona al sobrepasarse estos valores.
- Qué información se necesita para seleccionar un SCR que se utilizará en un circuito.
- Que ventajas y desventajas existe en utilizar un opto acoplador en lugar de un transformador.

RESUMEN

Tiristor

Son dispositivos contruidos con capas semiconductoras (pnpn), incluyen diodos de cuatro capas, SCR, LASCR, diacs, triacs, SCS y PUT.

El diodo de cuatro capas es un tiristor que conduce el voltaje a través de sus terminales excede el potencial de ruptura.

Modo de operación: tiristor es un conmutador biestable, es decir, es el equivalente electrónico de los interruptores mecánicos; por tanto, es capaz de dejar pasar plenamente o bloquear por completo el paso de la corriente sin tener nivel intermedio alguno, aunque no son capaces de soportar grandes sobrecargas de corriente. Este principio básico puede observarse también en el diodo Shockley.

El diseño del tiristor permite que éste pase rápidamente a encendido al recibir un pulso momentáneo de corriente en su terminal de control, denominada puerta (o en inglés, gate) cuando hay una tensión positiva entre ánodo y cátodo, es decir la tensión en el ánodo es mayor que en el cátodo. Solo puede ser apagado con la interrupción de la fuente de voltaje, abriendo el circuito, o bien, haciendo pasar una corriente en sentido inverso por el dispositivo. Si se polariza inversamente en el tiristor existirá una débil corriente inversa de fugas hasta que se alcance el punto de tensión inversa máxima, provocándose la destrucción del elemento (por avalancha en la unión).

Para que el dispositivo pase del estado de bloqueo al estado activo, debe generarse una corriente de enganche positiva en el ánodo, y además debe haber una pequeña corriente en la compuerta capaz de provocar una ruptura por avalancha en la unión J2 para hacer que el dispositivo conduzca. Para que el dispositivo siga en el estado activo se debe inducir desde el ánodo una corriente de sostenimiento, mucho menor que la de enganche, sin la cual el dispositivo dejaría de conducir.

A medida que aumenta la corriente de puerta se desplaza el punto de disparo. Se puede controlar así la tensión necesaria entre ánodo y cátodo para la transición OFF -> ON, usando la corriente de puerta adecuada (la tensión entre ánodo y cátodo dependen directamente de la tensión de puerta pero solamente para OFF -> ON). Cuanto mayor sea la corriente suministrada al circuito de puerta IG (intensidad de puerta), tanto menor será la tensión ánodo-cátodo necesaria para que el tiristor conduzca.

También se puede hacer que el tiristor empiece a conducir si no existe intensidad de puerta y la tensión ánodo-cátodo es mayor que la tensión de bloqueo.



11. OPTOELECTRONICA

El interés por los dispositivos sensibles a la luz ha aumentado casi a un ritmo exponencial en los últimos años. El campo resultante de la optoelectrónica cobrará un gran impulso en la investigación a medida que se realicen esfuerzos para mejorar la eficiencia.

En la actualidad los dispositivos sensibles a la luz se clasifican en elementos:

- DISPOSITIVOS DETECTORES DE LUZ (responden a la luz).
- DISPOSITIVOS EMISORES DE LUZ (emiten o modifica luz coherente o no coherente).
- OPTOACOPLADORES (utilizan luz para su operación interna).

11.1. INTRODUCCION.

Las fuentes luminosas ofrecen una fuente de energía única, que se transmite en paquetes pequeños discretos denominados fotones, los cuales tienen un nivel energético que se relaciona directamente con la frecuencia de la onda luminosa viajera, de acuerdo con la siguiente relación:

$$W = h \cdot f \quad [\text{Joules}] \quad (11.1)$$

Donde "h" es la constante de Planck, y es igual a: $h = 6.624 \times 10^{-34}$ [Joule-segundo].

La ecuación 11.1, establece una relación directa de la energía asociada a las ondas luminosas incidentes con la frecuencia, en donde:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$
$$W = h \cdot \frac{c}{\lambda} \quad (11.2)$$

Donde:

- λ = longitud de onda [m]
- c = velocidad de la luz = 3×10^8 [m/s]
- f = frecuencia de la onda viajera [Hz]

La longitud de onda usualmente se mide en unidades ángstrom (\AA) en donde:

$$1 \text{ \AA} = 10^{-10} \text{ m} \quad \text{ó} \quad 1 \text{ \mu m} = 10^{-6} \text{ m}$$

La longitud de onda es importante porque determinará el material a utilizarse en el dispositivo optoelectrónico. Se utilizan tres tipos de materiales que son: Silicio (Si), Germanio (Ge) y Selenio (Se), cuyo espectro es el siguiente:

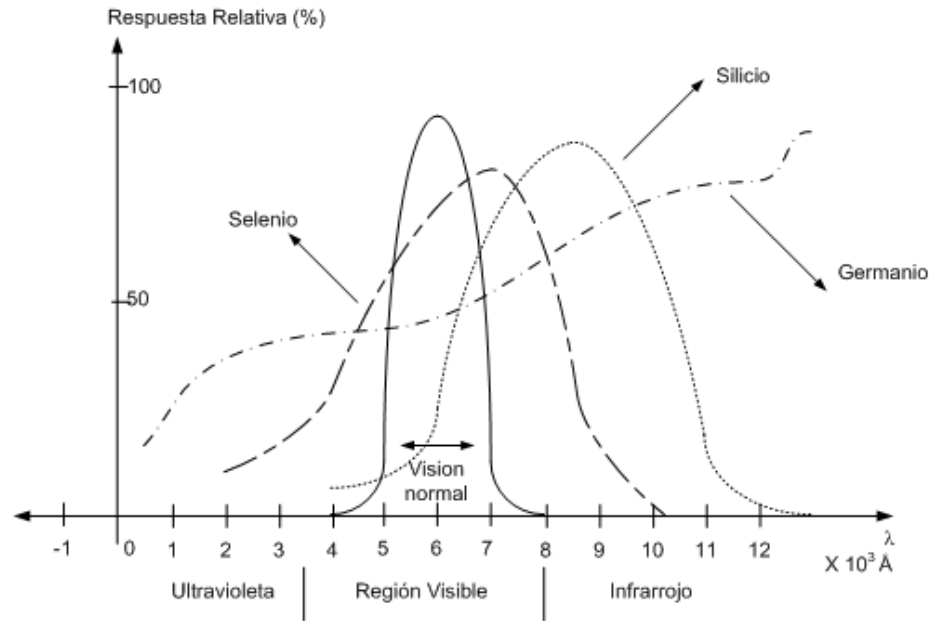


Figura 11.1. Respuesta Espectral Relativa para el Si, Ge y Se comparada con el ojo humano.

El número de electrones libres que se genera en cada material es proporcional a la intensidad de la luz incidente.

11.1.1. EL FLUJO LUMINOSO. "Φ".

Es aquella fracción de la potencia radiante total emitida por una fuente luminosa, que se encuentra dentro de la región de luz visible.

Se lo mide en: [lm] o en [W], donde:

$$1 \text{ [lm]} = 1 \text{ lumen} = 1.496 \times 10^{-10} \text{ [W]}.$$

11.1.2. LA INTENSIDAD LUMINOSA. "H".

Es la medida de la cantidad de flujo luminoso que cubre un área superficial. Se la mide en: [lm / pie²], en pie-candela, (foot-candles) [f-c] o en [W / m²], donde:

$$1 \text{ [lm / pie}^2\text{]} = 1 \text{ [f-c]} = 1.609 \times 10^{-9} \text{ [W / m}^2\text{]}.$$

11.2. DISPOSITIVOS DETECTORES DE LUZ.

Son elementos que experimentan un cambio eléctrico reversible cuando son expuestos a la luz de una apropiada longitud de onda. Los dispositivos detectores de luz son:

- Los Fotodiodos.
- Celdas Fotoconductoras.
- Fototransistores.
- SCR activados por luz.

11.2.1. EL FOTODIODO.

El fotodiodo es un dispositivo semiconductor de unión P-N, cuya región de operación está limitada a la región de polarización inversa.

El arreglo de la polarización básica, la construcción y el símbolo se presentan en la figura 11.2 a continuación:

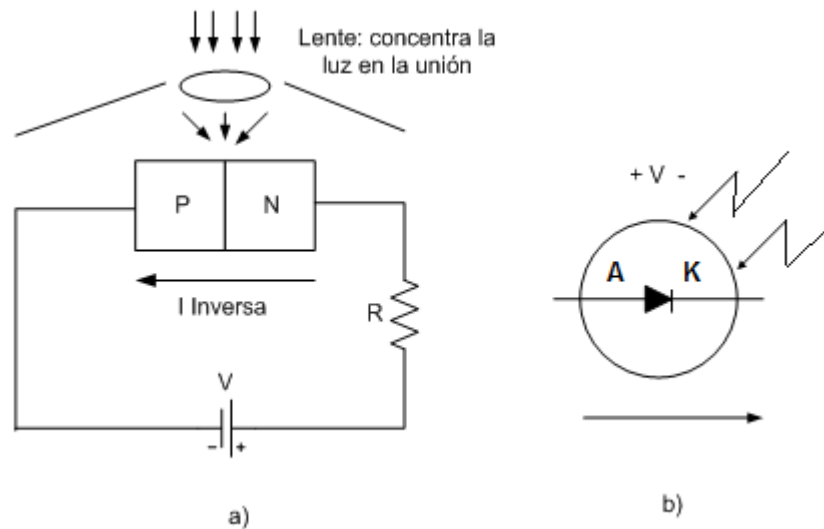


Figura 11.2. a) Polarización del fotodiodo. b) Símbolo del fotodiodo.

Si el fotodiodo es polarizado en directa, la luz que incide no tendría efecto sobre él y se comportaría como un diodo semiconductor normal. (Recuerde, el fotodiodo trabaja en inversa).

Recuérdese que en un diodo la corriente de saturación inversa está normalmente limitada a unos cuantos microamperios. Ello se debe solo a los portadores minoritarios generados en forma térmica en los materiales tipo N y P.

La aplicación de la luz en la unión o juntura, dará como resultado una TRANSFERENCIA DE ENERGIA (en la forma de fotones) de las ondas luminosas incidentes a la estructura, lo que

origina un número incrementado de portadores minoritarios y un mayor nivel de corriente inversa. Esto se indica claramente en la figura 11.3, para diferentes valores de intensidad luminosa (H en pie-candela [f-c]).

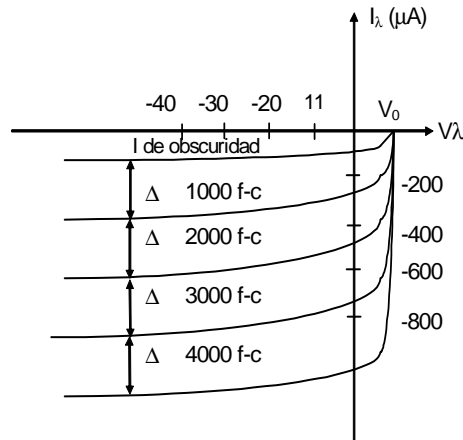


Figura 11.3. Características del Fotodiodo.

LA CORRIENTE DE OSCURIDAD:

Es la corriente que ocurre sin iluminación aplicada.

Como se puede ver en la figura 11.3, la corriente solo retorna a cero con un voltaje de polarización aplicado igual a V_0 positivo.

En la característica del fotodiodo, el espaciamiento casi igual en las curvas para el mismo incremento de flujo luminoso, revela que la corriente inversa y el flujo luminoso se relacionan en forma muy cercana a la lineal, como se puede ver en la figura 11.4 a continuación.

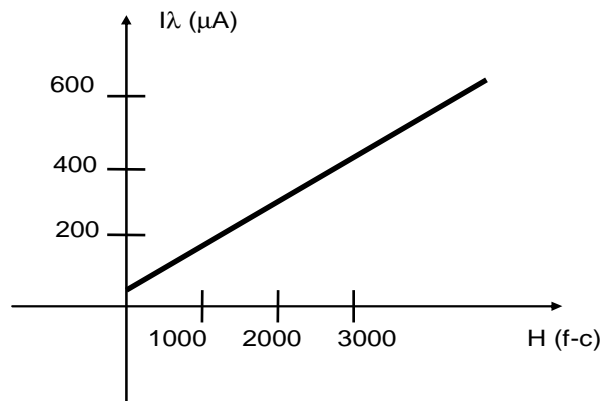


Figura 11.4. Corriente inversa ($I\lambda$) vs Intensidad luminosa (H en f-c)
(Para $V\lambda = 20 [V]$).

Como se puede ver en la figura 11.1, el Germanio (Ge) abarca un espectro de longitudes de onda más amplio que el Silicio (Si), esta propiedad lo haría óptimo para luz incidente en la

región infrarroja, como la que proporcionan el láser y las fuentes luminosas IR (INFRARROJAS). La corriente de oscuridad del Germanio es mayor que la del Silicio, pero también el nivel de corriente inversa del Germanio es más alto.

11.2.1.1. APLICACIONES.

El fotodiodo puede emplearse para:

- a) Sistema de Alarma.
- b) Sistema para contar elementos sobre una banda de transporte.

a) SISTEMA DE ALARMA.

La corriente $I\lambda$ fluye en tanto que el haz luminoso no sea interrumpido. Si es interrumpido, la corriente $I\lambda$ decae a la corriente de oscuridad y suena la alarma.

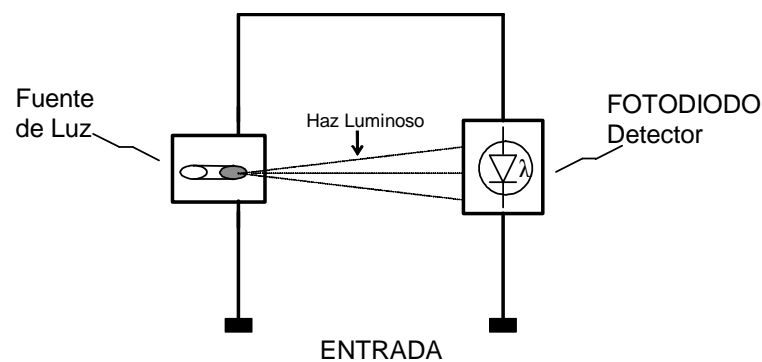


Figura 11.5. Sistema de Alarma.

b) SISTEMA DE CONTEO.

A medida que pasa un elemento, la $I\lambda$ decae a la corriente de oscuridad y el contador es incrementado en uno.

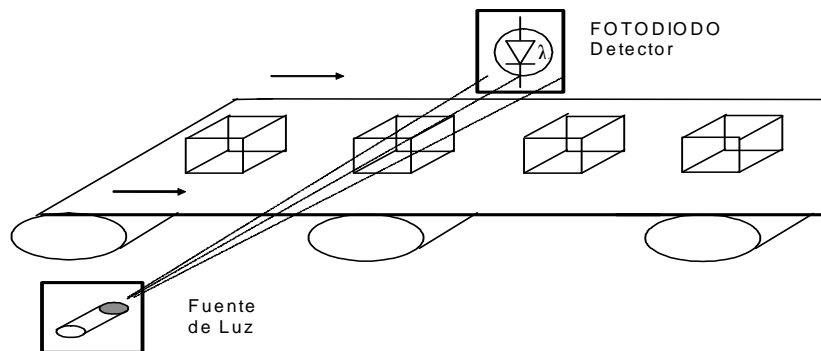
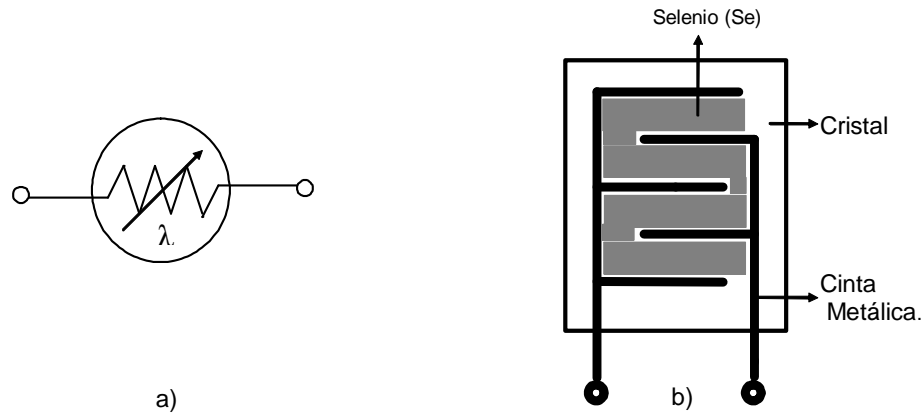


Figura 11.6. Sistema de Conteo.

11.2.2. CELDAS FOTOCONDUCTIVAS.

Son dispositivos semiconductores de dos terminales, cuya resistencia terminal variará (linealmente) con la intensidad de la luz. Por razones obvias a menudo se le denomina DISPOSITIVO FOTORESISTIVO.



$$R \sim L^\alpha \quad \alpha = \text{coeficiente negativo}$$

Figura 11.7. a) Símbolo. b) Estructura.

La figura 11.7 b), nos muestra la estructura de la Celda Fotoconductiva, la cual está hecha en base a un cristal en el cual se ha puesto un material conductor (cinta metálica), y se le ha rellenado de material semiconductor (Selenio (Se)). También se indica la relación de proporcionalidad entre la resistencia (R) y la longitud de la cinta metálica (L) elevado al exponente (α), donde α es el coeficiente negativo, que depende de la Intensidad Luminosa (H).

NOTA: La Celda Fotoconductiva no tiene una unión como la del fotodiodo. Simplemente una capa delgada del material conectada entre terminales, se expone a la energía luminosa incidente.

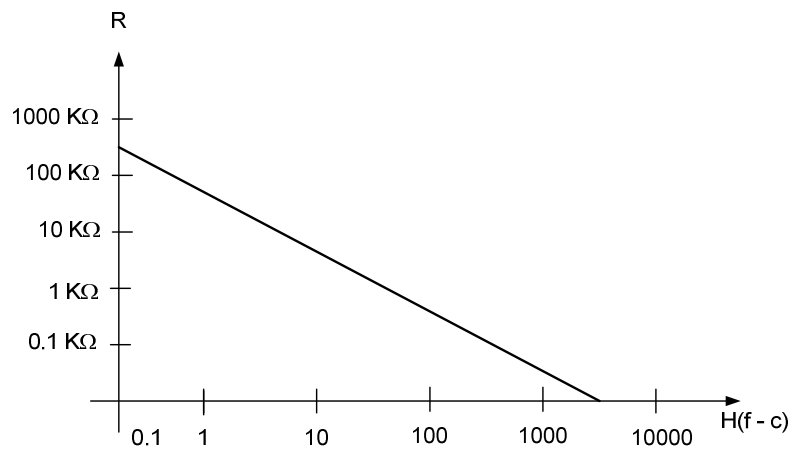


FIGURA 11.8. Características terminales. Resistencia vs Intensidad Luminosa

Entre los materiales fotoconductorivos que se utilizan más a menudo se encuentran el Sulfuro de Cadmio (CdS) y el Seleniuro de Cadmio (CdSe). Para los cuales se tienen las siguientes características:

	Respuesta Espectral Máxima	Tiempo de respuesta
Cd	5100 Å	100 ms
CdSe	6150 Å	10 ms

Tabla 11.1. Características de materiales fotoconductorivos

A continuación se muestran ciertos datos útiles de algunos materiales semiconductores:

MATERIAL	EG [eV]	RANGO DE RESPUESTA UTIL [nm]	λPICO [nm]
CdS	2.45	420 - 800	515 - 550
CdSe	1.74	680 - 750	675 - 735
PbS	0.4	500 - 3000	2000
PbTe	0.34	600 - 4500	2200
PbSe	0.25	700 - 5800	4000
Si	1.12	450 - 1100	850
Ge	0.66	550 - 1800	1540

Tabla 11.2. Características de Respuesta de materiales semiconductores.

11.2.2.1. APLICACIONES.

La figura 11.9 muestra un Circuito Regulador de Voltaje empleando una celda fotoconductoriva. El objetivo de este circuito es mantener el voltaje V_o a un nivel fijo ante variaciones del voltaje de entrada. Así si V_i disminuye, la intensidad luminosa de la lámpara disminuye, haciendo que la R_λ aumente para mantener el voltaje de salida V_o a su nivel nominal como lo muestra la relación del divisor de voltaje:

$$V_o = V_i \frac{R_\lambda}{R_1 + R_\lambda} \tag{11.3}$$

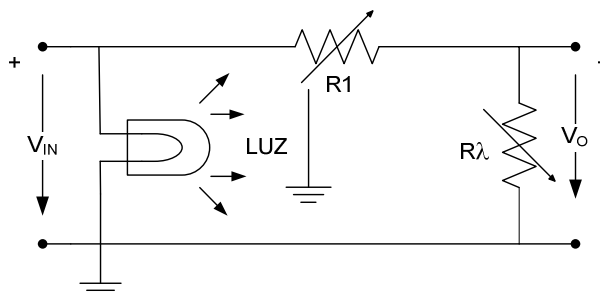


Figura 11.9. Circuito Regulador de Voltaje empleando una celda fotoconductoriva.

11.2.3. FOTOTRANSISTORES.

El fototransistor es un dispositivo que tiene una unión P-N de colector de base fotosensible. La corriente inducida por efectos fotoeléctricos es la corriente de base del transistor. Si asignamos la notación I_{λ} para la corriente de base fotoinducida, la corriente de colector resultante en la base, aproximada, es:

$$I_c \approx hfe \cdot I_{\lambda} \tag{11.3}$$

En la figura 11.10 se presenta un conjunto representativo de características con su representación simbólica.

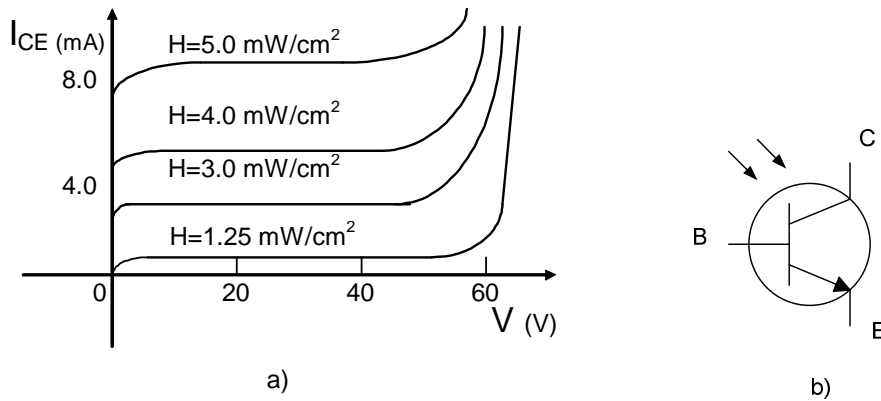


Figura 11.10. a) Características del fototransistor para diferentes valores de intensidad luminosa. b) Símbolo.

Nótese las similitudes entre estas curvas y las de un transistor bipolar típico. Como es de esperarse, un incremento en intensidad luminosa es un incremento en la corriente de colector I_C .

Para tener una idea de las magnitudes de la Intensidad luminosa [H] y la corriente de base I_B , aparece el gráfico de la figura 11.11 a continuación, donde se indican dichos parámetros.

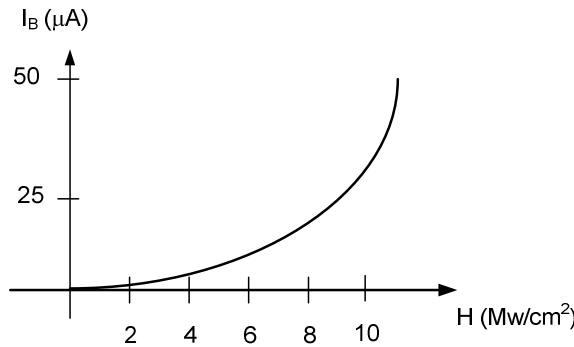


Figura 11.11. Corriente de base vs Intensidad luminosa.

En la figura 11.12, se muestra la estructura externa del fototransistor, en la que aparece el ángulo θ al cual se lo conoce como ángulo de alineamiento angular, y cuyo valor máximo es

de 10°.

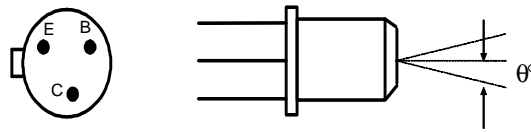


Figura 11.12. Estructura externa del fototransistor.

11.2.3.1. APLICACIONES.

Para lectores de tarjetas perforadas, diseño de circuitos lógicos, control luminoso, sistemas de conteo, etc.

EJEMPLO: Compuerta AND,NOR,NAND.

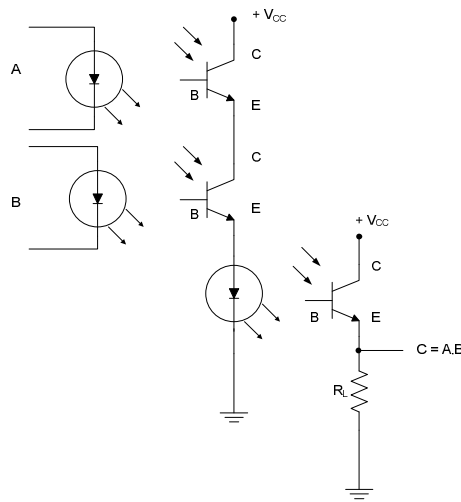


Figura 11.13. Compuerta AND con fototransistores.

11.2.4. SCR ACTIVADO POR LUZ (LASCR, LIGHT ACTIVATED SCR).

Es un SCR cuyo estado es activado por luz, que incide sobre una del semiconductor de silicio del dispositivo. En la figura 11.14, a continuación, se muestra su símbolo.

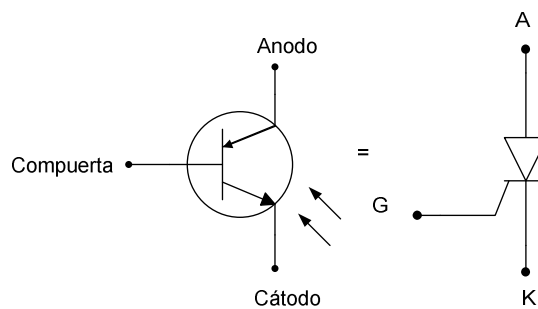


Figura 11.14. Símbolo del SCR Activado por Luz.

En estos dispositivos también se proporciona el terminal de compuerta, puesto que pueden ser disparados con los métodos típicos del SCR.

11.2.4.1. APLICACIONES.

Una aplicación interesante de un SCR activado por luz (LASCR), es en los circuitos AND y OR de la figura 11.15 a continuación.

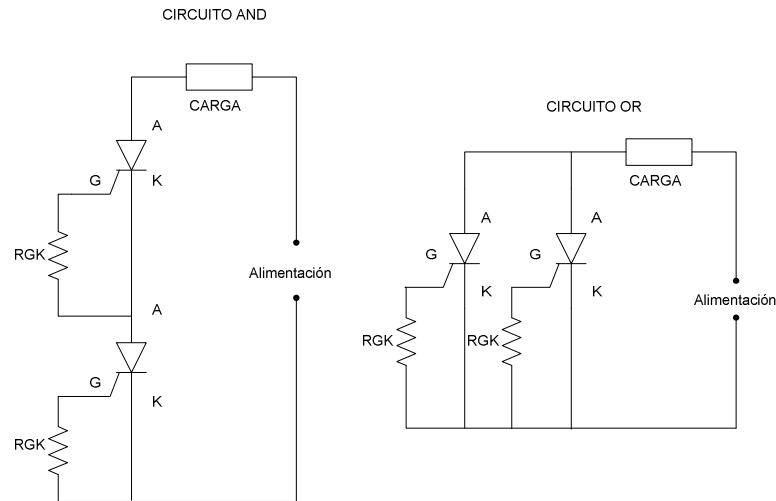


Figura 11.15. Circuitos AND y OR con SCR activados por luz.

Sólo cuando incide luz en el LASCR1 y el LASCR2 será aplicable la representación en cortocircuito para cada uno, y el voltaje de alimentación aparecerá en la carga.

El SCR activado por luz es más sensible a la luz cuando el terminal de compuerta está abierto. Su sensibilidad puede reducirse y controlarse un poco mediante una resistencia R_{GK} entre la compuerta y el cátodo como se indica en la figura 11.15.

11.3. DISPOSITIVOS EMISORES DE LUZ.

Son básicamente son dos:

1. LED.
2. EMISORES INFRARROJOS.

11.3.1. LED.

Son dispositivos generalmente fabricados con Arseniuro de Galio (GaAs), Fosfuro de Galio (GaP), o bien Fosfuro Arseniuro de Galio (GaAsP). Estos son materiales que al ser energizados con una polarización directa, desprenden fotones de muy alta energía en el proceso de recombinación, lo que a su vez proporciona haces de luz cuyas frecuencias están dentro de prácticamente todo el espectro visible e incluso

infrarrojo.

En la figura 11.16 se indica el símbolo del Diodo Emisor de luz LED.

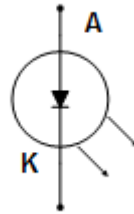


Figura 11.16. Símbolo del diodo emisor de luz LED.

11.3.1.1. APLICACIONES.

Los diodos emisores de luz son utilizados como indicadores en paneles electrónicos de control, también como Relevador semiconductor Óptico el cual se muestra en la figura 11.17. Un relevador sirve para interrumpir indirectamente una corriente eléctrica mediante otra corriente. Así, el relevador semiconductor óptico de la figura 11.17, que no puede emplearse para aplicaciones de corrientes muy altas, opera de la siguiente manera: cuando una corriente circula por el LED, éste emite luz. La luz del LED incide sobre el fotodiodo, el cual conduce mientras el LED permanece activado. De este modo el fotodiodo actúa como un interruptor que se enciende y apaga por el LED.

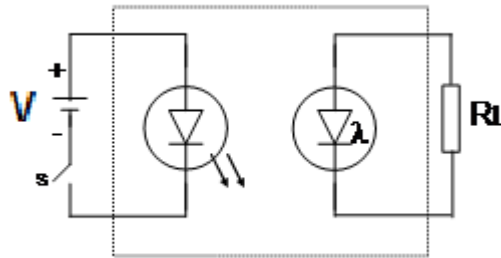


Figura 11.17. Relevador simple LED-fotodiodo.

11.3.2. EMISORES INFRARROJOS.

Son dispositivos de estado sólido de ARSENIURO DE GALIO, que emiten un haz radiante cuando se polarizan directamente. Cuando la unión se polariza en forma directa los electrones e^- de la región N se recombinan con los h^+ en exceso del material tipo P. Durante este proceso de recombinación se radia energía alejándose de la fuente en forma de fotones que abandonarán la superficie del dispositivo como energía radiante.

Su símbolo y estructura se muestran a continuación en la figura 11.18.

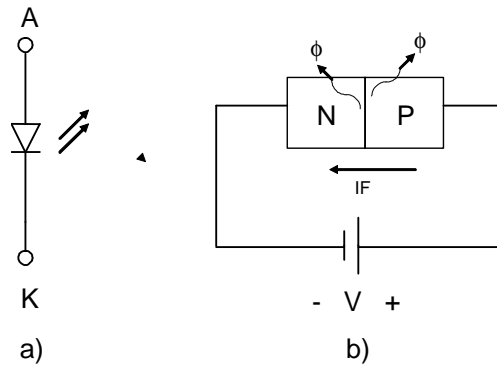


Figura 11.18. a) Símbolo. b) Estructura del Emisor Infrarrojo.

La relación entre el flujo radiante ϕ , y la corriente directa I_F se indica en la figura 11.19, donde el flujo está en [mW] y la corriente directa en [mA].

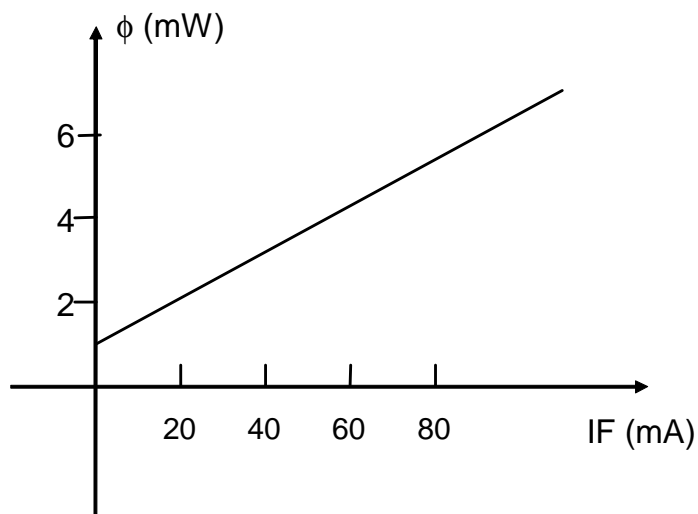


Figura 11.19. Flujo radiante ϕ vs Corriente directa I_F .

11.3.2.1. APLICACIONES.

Entre sus aplicaciones se incluyen: Lector de Tarjetas y Cintas Perforadas, Sistemas de Transmisión de Datos y Las Alarmas de Instrucción.

11.4. ACOPLADORES OPTICOS (OPTOACOPLADORES).

Generalmente no es deseable tener una conexión eléctrica directa entre el circuito de control de baja potencia y el de carga de alta potencia a la cual controla como se indica en la figura 11.20.

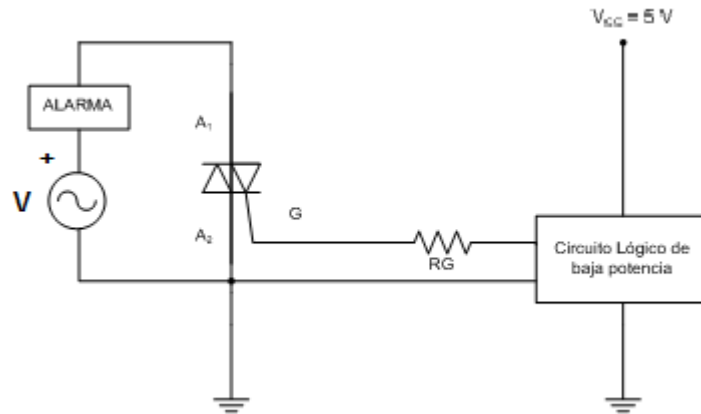


Figura 11.20. Circuito Lógico de baja potencia que controla una carga de alta potencia.

Un motivo para que esta conexión sea indeseable es la posibilidad de captación de ruido desde el circuito de alta corriente en el cableado del sistema de circuitos lógicos, especialmente en la línea de tierra común. Otra causa es la posibilidad de retroalimentación de alto voltaje desde el circuito de carga hasta el sistema lógico de control debido a una falla de los componentes.

Por consiguiente a menudo es necesario AISLAR ELECTRICAMENTE el circuito de control de baja potencia respecto al circuito de carga de alta potencia.

Los medios que permiten realizar este aislamiento eléctrico son los ACOPLADORES OPTICOS. Los Acopladores Ópticos constan de una fuente luminosa (Normalmente un Diodo Emisor de Infrarrojo IRED), un dispositivo sensible a la luz (Un FOTOTRANSISTOR) y un dispositivo de Conmutación. En la mayoría de los casos el sensor de luz y el dispositivo conmutador son el mismo.

Los diversos acopladores ópticos tienen diferentes capacidades de corriente de salida, así:

11.4.1. COMBINACION IRED-FOTOTRANSISTOR.

Puede conmutar corrientes de salida de sólo unos 10 [mA].

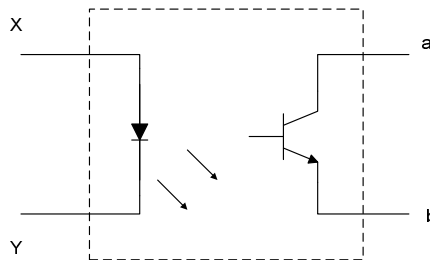


Figura 11.21. (A). Combinación IRED/FOTOTRANSISTOR.

11.4.2. COMBINACIÓN IRED- FOTO DARLINGTON.

Puede conmutar corrientes de salida de 50 a 100 [mA].

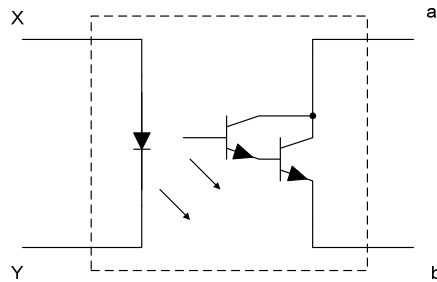


Figura 11.21. (B). Combinación IRED/FOTO DARLINGTON.

11.4.3. COMBINACIONES IRED - LASCR y IRED - TRIAC.

Típicamente pueden conmutar corrientes de salida de 500 [mA].

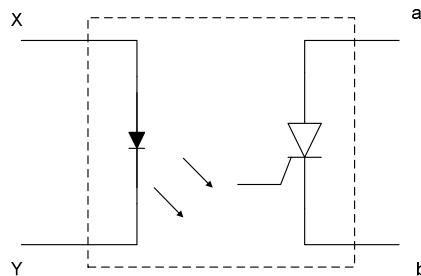


Figura 11.21. (C). Combinación IRED/LASCR.

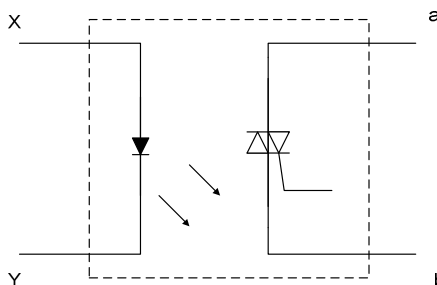


Figura 11.21. (D). Combinación IRED/TRIAC.

11.4.4. LA COMBINACIÓN: DIODO EMISOR INFRARROJO IRED / TRIAC / TRIAC. PUEDE CONMUTAR CORRIENTES DE SALIDA SUPERIORES A 1 [A].

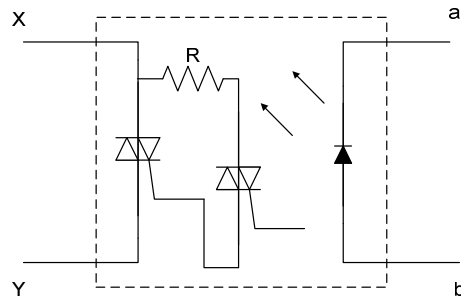


Figura 11.21. (E). Combinación IRED/TRIAC/TRIAC.

Donde los circuitos de las figuras 11.21. (A), (B) y (C), controlan ALIMENTACION DC. Mientras que los circuitos de las figuras 11.21. (D) y (E), controlan ALIMENTACION AC.

11.4.5. EJEMPLO DE APLICACION.

El circuito de la figura 11.22, consiste en un Aislamiento Eléctrico, proporcionado por un Acoplamiento Óptico.

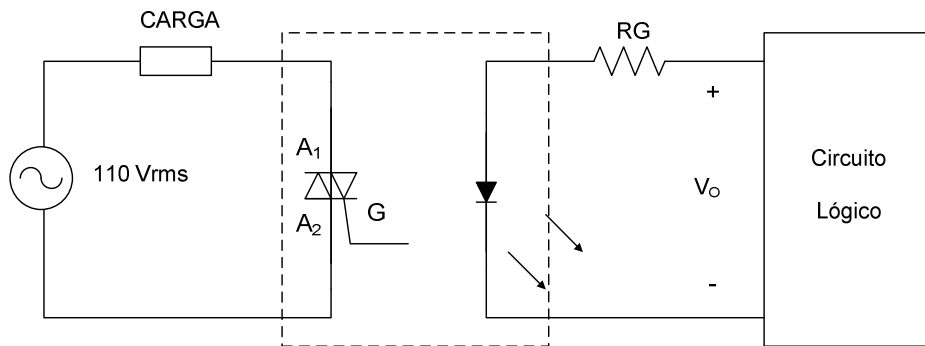


Figura 11.22. Aislamiento Eléctrico mediante un Acoplamiento Óptico (IRED/TRIAC).

11.5. PROBLEMAS RESUELTOS.

EJEMPLO 1

- Para el circuito de la figura contestar:
- En el A.O. poner los signos de las entradas para lograr el disparo del SCR.
- Determinar el valor de R para que el ángulo de disparo del SCR " α " este entre: $30^\circ < \alpha < 150^\circ$
- Determinar el voltaje medio sobre R_L .
- Suponer que el transistor del optoacoplador se satura cuando el diodo emite luz y se puede producir el disparo del SCR.

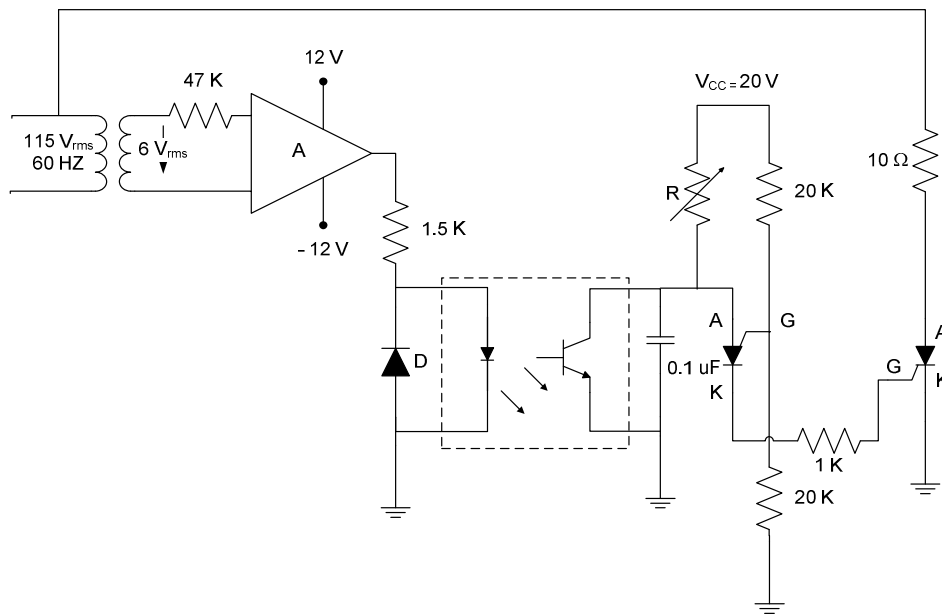


Figura 11.23.

El PUT tiene los siguientes datos:

$$V_v = 1V$$

$$I_v = 1mA$$

$$I_p = 10\mu A$$

- a) La polaridad del AO es como se muestra en la figura puesto que se necesita que el AO se sature en bajo en el semiciclo negativo de la señal de entrada, ya que de esta manera se consigue que el transistor se sature correctamente para que el capacitor pueda cargarse y permita el disparo del SCR.

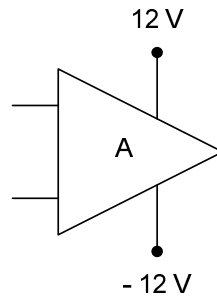


Figura 11.24.

b)

$$\frac{V_{cc} - V_v}{I_v} < R < \frac{V_{cc} - V_p}{I_p}$$

$$V_p = V_D + \frac{V_{CC} \cdot R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

$$V_p = 0.7V + \frac{20}{20 + 20} \cdot 20V$$

$$V_p = 10.7V$$

Reemplazando se obtiene:

$$19K\Omega < R < 930K\Omega$$

Tiempo de carga del capacitor

$$t_1 = RC \cdot \ln\left(\frac{V_{CC} - V_{inicial}}{V_{CC} - V_{final}}\right)$$

$$t_{30^\circ} = \frac{30^\circ}{2 \cdot \pi \cdot 60} s$$

$$t_{30^\circ} = 1.388ms$$

$$t_{150^\circ} = \frac{150^\circ}{2 \cdot \pi \cdot 60} s$$

$$t_{150^\circ} = 6.944ms$$

$$t_{30^\circ} = R \cdot 0.1\mu \cdot \ln\left(\frac{20 - 0}{20 - 10.7}\right) \Omega$$

entonces

$$R_{30^\circ} = 18.126K\Omega$$

$$t_{150^\circ} = R \cdot 0.1\mu \cdot \ln\left(\frac{20 - 0}{20 - 10.7}\right) \Omega$$

entonces

$$R_{150^\circ} = 90.68K\Omega$$

$$19K\Omega < R < 90.68K\Omega$$

c)

$$V_{RL} = \frac{1}{T} \int_0^T 115 \cdot \sqrt{2} \sin x dx$$

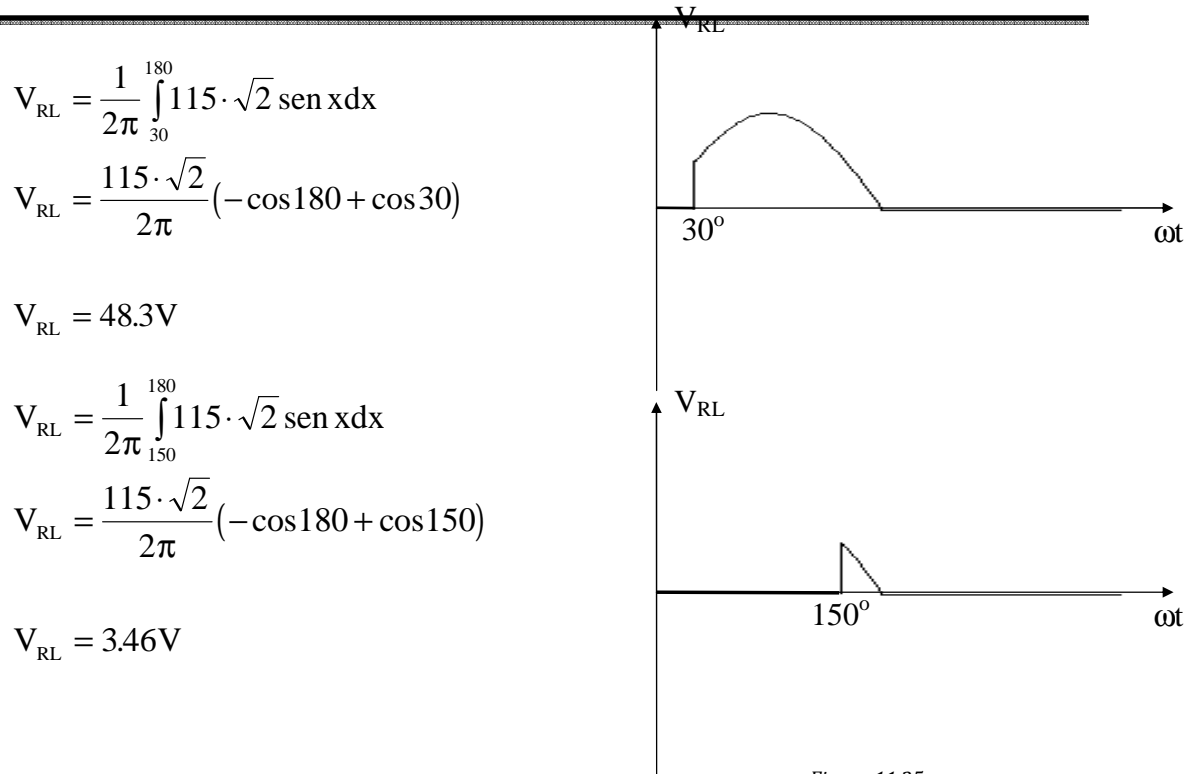


Figura 11.25.

EJEMPLO 2

En el circuito de la figura determinar la forma de onda del voltaje de salida $V_o(t)$. Considerar a todos los elementos ideales y que los fototransistores al recibir luz se saturan.

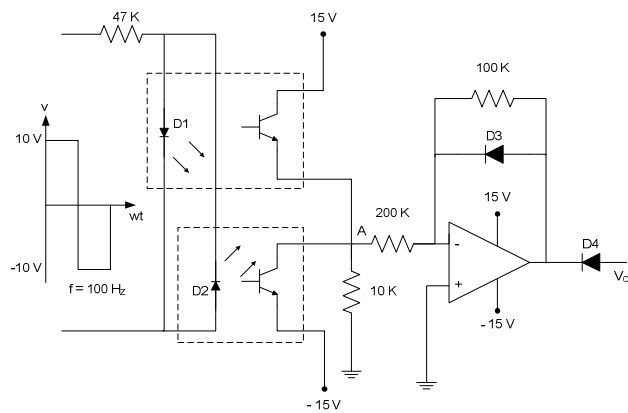


Figura 11.27.

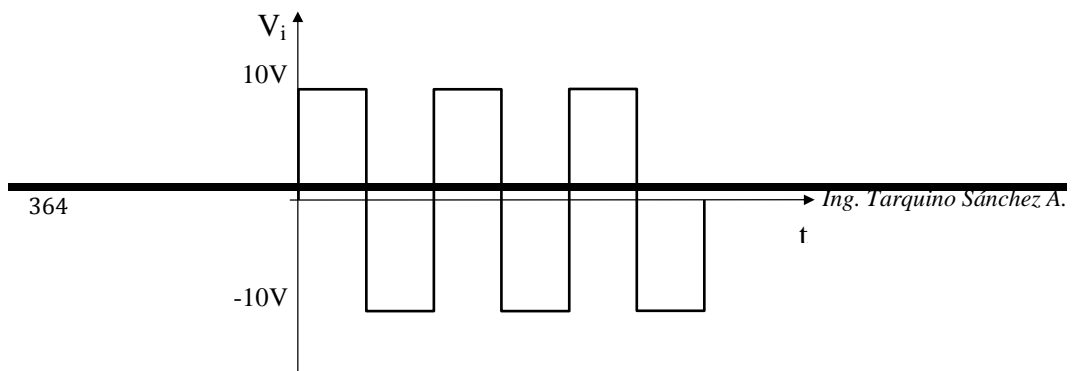


Figura 11.28.

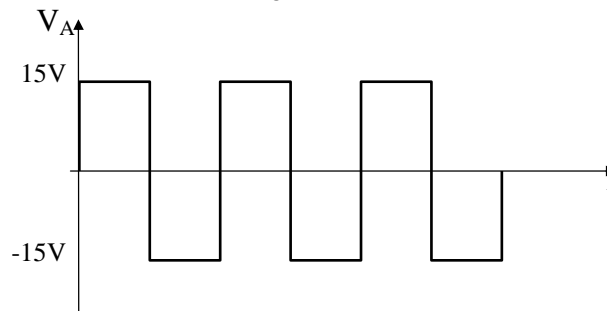


Figura 11.29.

Los diodos D1 y D2 conducen en forma alternada, por lo que saturan a sus respectivos transistores de la misma forma, por lo que el voltaje V_A es de la forma mostrada.

El circuito del operacional es un rectificador de media onda, por lo que al estar V_A en bajo conduce D4 mientras D3 está en polarización inversa.

$$V_o = -\frac{1}{2}V_A$$

Para el ciclo negativo, $V_o = -7.5V$.

Para el ciclo positivo $V_o = 0V$.

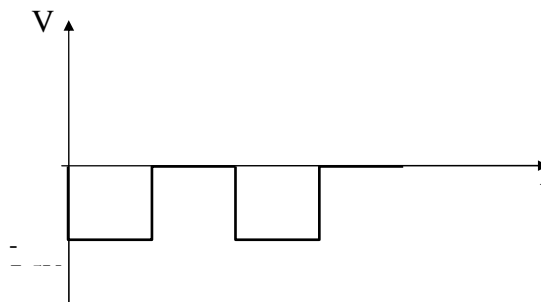


Figura 11.30.

11.6. PROBLEMAS PROPUESTOS.

10.6.1. En el circuito de la figura determinar el voltaje de salida $V_o(t)$ (forma de onda, frecuencia, etc.). Sabiendo que en el fototransistor circula una corriente de 3mA para un flujo luminoso incidente determinado. Suponer a todos los elementos ideales.

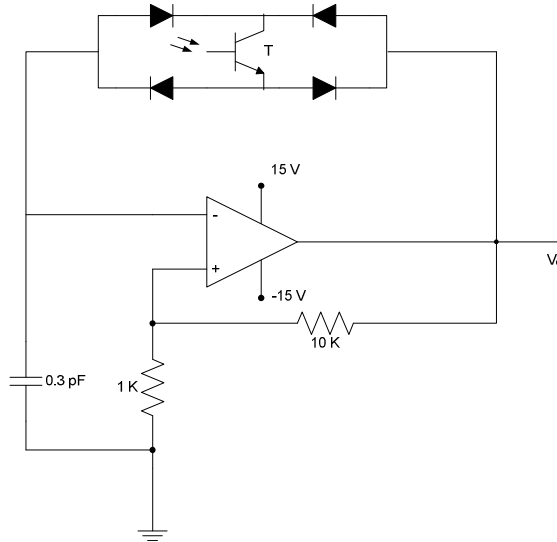


Figura 11.31.

10.6.2. En el circuito de la figura determinar el voltaje de salida V_o asumir que la caída de volta en los diodos cuando ellos conducen es constante e igual al voltaje codo; V_c ; así para el LED $V_c = 1.5V$ y para los diodos de silicio $V_c = 0.7V$.

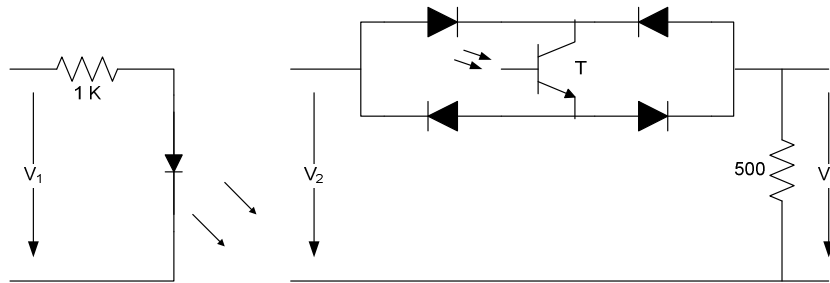


Figura 11.32

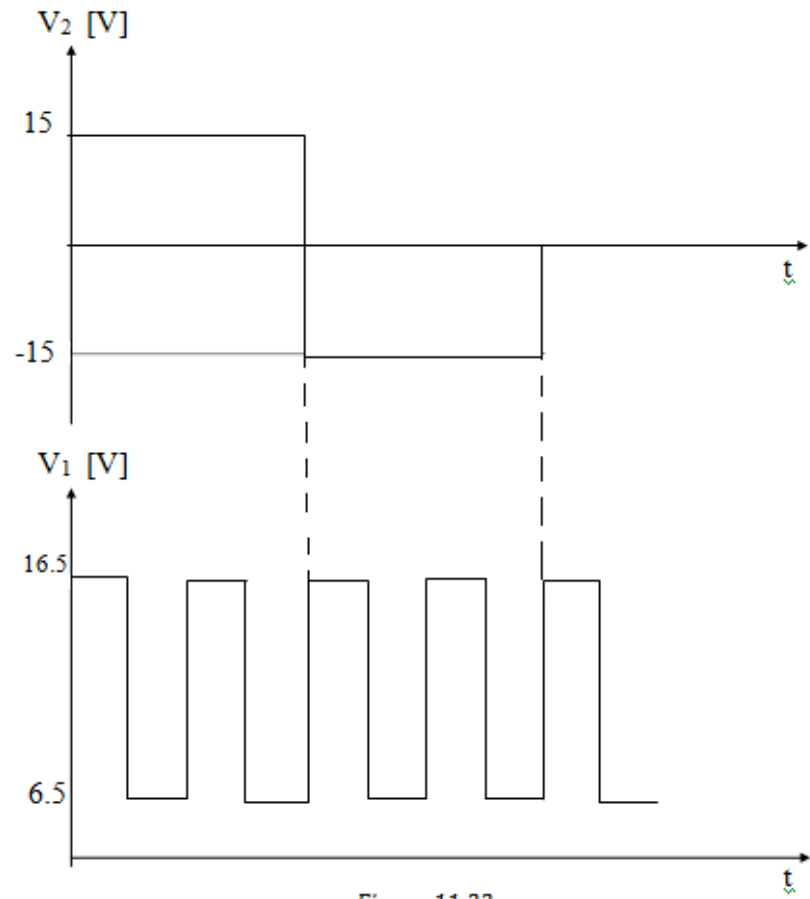


Figura 11.33.

RESUMEN

El campo de la optoelectrónica ha sido de gran importancia en los últimos años, las fuentes luminosas ofrecen una fuente de energía única, que se transmite en paquetes pequeños discretos denominados fotones los cuales tienen un nivel energético que se relaciona directamente con la frecuencia de la onda luminosa viajera.

Los dispositivos sensibles a la luz se clasifican en : 1) Dispositivos detectores de luz que son elementos que experimentan un cambio eléctrico reversible cuando son expuestos a la luz de una apropiada longitud de onda entre estos se pueden mencionar los fotodiodos, las celdas fotoconductoras, los fototransistores y los SCR activados por luz. 2) Dispositivos emisores de luz los cuales modifica luz coherente o no coherente Son básicamente son dos los led y los emisores infrarrojos y 3) los optoacopladores que utilizan la luz para su operación interna.

Además también tenemos los acopladores ópticos los cuales aíslan un circuito de control de baja potencia respecto a un circuito de carga de alta potencia, constan de una fuente luminosa (Normalmente un Diodo Emisor de Infrarrojo IRED), un dispositivo sensible a la luz (Un FOTOTRANSISTOR) y un dispositivo de Conmutación.

ANEXO

Verificación de semiconductores con un óhmetro:

Dispositivo	Terminal positiva del óhmetro conectado a	Terminal negativo conectado a	Resultados esperados
Diodos P-N (también diodos tener, fotodiodos y uniones P-N de cualquier dispositivo)	ánodo (polarización directa)	Cátodo	Baja resistencia; normalmente 10 a 1000 Ω dependiendo del tipo de diodo y escala del óhmetro utilizada. Las lecturas deberán ser menores en escalas inferiores del óhmetro.
	cátodo (polarización inversa)	Ánodo	Muy alta resistencia; típicamente 1 Ω o mayor para el germanio y 10 Ω o mayor para el silicio.
Diodos túnel	ánodo (polarización directa)	Cátodo	Muy baja resistencia en cualquier sentido. La resistencia por lo general será ligeramente más baja cuando el ánodo sea negativo y el cátodo positivo.
	cátodo (polarización inversa)	Ánodo	
Celdas fotoconductoras	cualquier terminal	cualquier terminal	La lectura del óhmetro deberá ser la misma en cualquier sentido y depende de la sensibilidad de la celda y la cantidad de luz ambiental. La resistencia de la celda deberá aumentar considerablemente cuando la celda esté en la oscuridad
Fotodiodos, celdas fotovoltaicas y LED	IGUAL QUE	PARA LOS	DIODOS P-N
Transistor NPN	emisor	Base	alta resistencia (unión polarizada inversamente) a menos que el voltaje del óhmetro exceda al voltaje de disrupción E-B _{EEO}
	base	emisor	baja resistencia (unión polarizada)
	colector	base	alta resistencia
	base	colector	baja resistencia
	emisor	colector	Alta resistencia en ambos sentidos. La lectura es también normalmente más alta cuando el emisor es negativo y el colector positivo.
	colector	emisor	
Transistor PNP	Igual que para los PNP excepto que todas las polaridades están invertidas		
Diodo de 4 capas e interruptor unilateral de silicio SUS	Ánodo(polarización directa)	Cátodo	alta resistencia: > 1M Ω
	Cátodo (polarización inversa)	Ánodo	Alta resistencia; normalmente es mayor que en el otro sentido, pero puede ser imposible detectarla con algunos óhmetros
SBS y DIAC	Cualquier terminal	Cualquier terminal	> 1M Ω en cualquier sentido

Rectificador controlado de silicio (SCR), SCR activado por luz, interruptor controlado por compuerta (GCS)	Celdas fotoconductoras ánodos (polarización directa)	Cátodo	> 1MΩ (podría ser menor para SCR con corrientes muy altas)
	Cátodos (polarización inversa)	Ánodo	> 1MΩ , pero usualmente es mayor que en el sentido directo
	Compuerta	Cátodo	Similar al diodo PN, con baja resistencia cuando la compuerta es positiva y alta resistencia cuando es negativa
	Cátodo	Compuerta	
	Compuerta	Ánodo	> 1MΩ en cualquier sentido
	Ánodo	Compuerta	
TRIAC	Cualquier ánodo, 1 ó 2	Cualquier ánodo 1 ó 2	muy alta resistencia; > 1 MΩ, pero no puede ser menor en los TRIACS con corriente muy alta
	Compuerta	Ánodo 1	Baja resistencia en ambos sentidos
	Ánodo 1	Compuerta	
	Compuerta	Ánodo 2	Alta resistencia en ambos sentidos
	Ánodo 2	Compuerta	
Transistor monounión	Base 1	Base 2	Misma resistencia en cualquier sentido; típicamente 4 kΩ-10kΩ
	Base 2	Base 1	
	Emisor (polarización directa)	Base 1	Resistencia moderada; normalmente en el intervalo de 3kΩ-15kΩ
	Base 1	Emisor	Muy alta resistencia; > 1MΩ
	Emisor (polarización directa)	Base 2	Resistencia moderada; normalmente en el intervalo de 2 kΩ-10kΩ usualmente menor que la resistencia directa emisor-base1
	Base 2	Emisor	Muy alta resistencia; > 1MΩ
UJT programable (PUT)	Ánodo	Cátodo	Alta resistencia: > 1 MΩ
	Cátodo	Ánodo	
	Ánodo	Compuerta	Baja resistencia (polarización directa)
	Compuerta	Ánodo	Alta resistencia
	Compuerta	Cátodo	Alta resistencia en cualquier sentido
	Cátodo	Compuerta	
JFET canal N	Drenaje	Fuente	Misma resistencia en cualquier sentido; típicamente de 500-5kΩ
	Fuente	Drenaje	
	Compuerta	Drenaje o Fuente	Baja resistencia (unión PN polarizada directamente)
	Drenaje o fuente	Compuerta	Alta resistencia; > 10MΩ al menos que el voltaje de la batería del óhmetro exceda al de disrupción del JFET
JFET canal P	Igual que para el canal N, excepto que todas las polaridades están invertidas		
E-Mohs et	Drenaje	Fuente	Muy alta resistencia; > 10MΩ
	Fuente	Drenaje	
	Compuerta	Drenaje o fuente	Muy alta resistencia; >100MΩ para cualquier sentidos
DE-Mohs et	Drenaje	Fuente	Resistencia moderada; del orden de 500-5kΩ
	Fuente	Drenaje	

Compuerta	Drenaje o fuente	Muy alta resistencia; > 100 MΩ para cualquier sentido
Drenaje o fuente	Compuerta	

BIBLIOGRAFIA

- C. J. SAVANT, M. RODEN, G. CARPENTER; “Diseño Electrónico”; Editorial Addison - Wesley Iberoamericana S.A.; 1992.
- H.LILEN; “Tiristores y Triacs”; Editorial Marcombo, 1991
- TEXAS INSTRUMENT; “Manual de la Texas Instruments”.
- ROBERT F., COUGHLIN; “Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales”; Prentice Hall; 1999. 3ª edición.
- BOYLESTAD R, NASHELSKY L.; “Electrónica teoría de circuitos”; Prentice Hall; 10ª ed. 2012.
- LURCH N.; “Fundamentals of Electronics”; New York; Wiley; 1971.
- MILLMAN J.; HALKIAS C.; “Integrated electronics: Analog and Digital Circuits and Systems”; Tokyo: McGraw-Hill; Kogokusha; 1972.



ISBN 978-9942-13-206-2



“En la vida hay algo peor que el fracaso: el no haber intentado nada”

Franklin D. Roosevelt

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
Campus Politécnico J. Rubén Orellana R.
Ladrón de Guevara E11 - 253. Quito, Ecuador
Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Teléfono: 593 2 2507144 ext. 2336