



Tarquino Sánchez Almeida. Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones y MBA en Gerencia Empresarial por la Escuela Politécnica Nacional (EPN) y en la Maastricht School of Management (Países Bajos) obtuvo un Post Graduate Diploma. Ha sido decano, subdecano, coordinador de posgrados y docente investigador de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la EPN. Además, se ha desempeñado como docente invitado en las universidades de Cuenca, De las Américas e Internacional del Ecuador. También es autor de varias publicaciones científicas en revistas indexadas y de libros de apoyo a la docencia. Actualmente es Vicerrector de Docencia de la Escuela Politécnica Nacional (2013-2018).

Seguramente no hay nada más contemporáneo que la tecnología de la semiconducción y los diferentes dispositivos que con ella se han logrado. Estudiarlos y esforzarnos por entender el funcionamiento de los complejos sistemas que han logrado constituye, pues, una de las actividades intelectuales más fructíferas y urgentes en nuestros días. El presente libro está dedicado precisamente a ello.

Los dispositivos electrónicos actúan unos con otros para formar circuitos y estos, a la vez, forman redes circuitales más complejas que, obedeciendo a leyes y principios eléctricos, permiten brindar soluciones a requerimientos y problemas de ingeniería. La electrónica actual se enfoca en la búsqueda de nuevos materiales para el diseño y la manufactura de nuevos dispositivos y circuitos electrónicos utilizados en la elaboración de aparatos, objetos e instrumentos que mejoran la calidad de vida de las personas. En tal contexto, esta obra recoge la fundamentación teórica, ofrece sendos ejemplos y ejercicios propuestos, así como también presenta algunas de las aplicaciones prácticas de los circuitos electrónicos. La exposición de estos materiales está organizada progresivamente en tres partes. En suma, *Circuitos electrónicos: ejercicios y aplicaciones* busca ser un útil insumo para los estudiantes de ingeniería.



para mayor información, visite:

www.epn.edu.ec

ISBN 978-9978-383-27-8



9 789978 383278



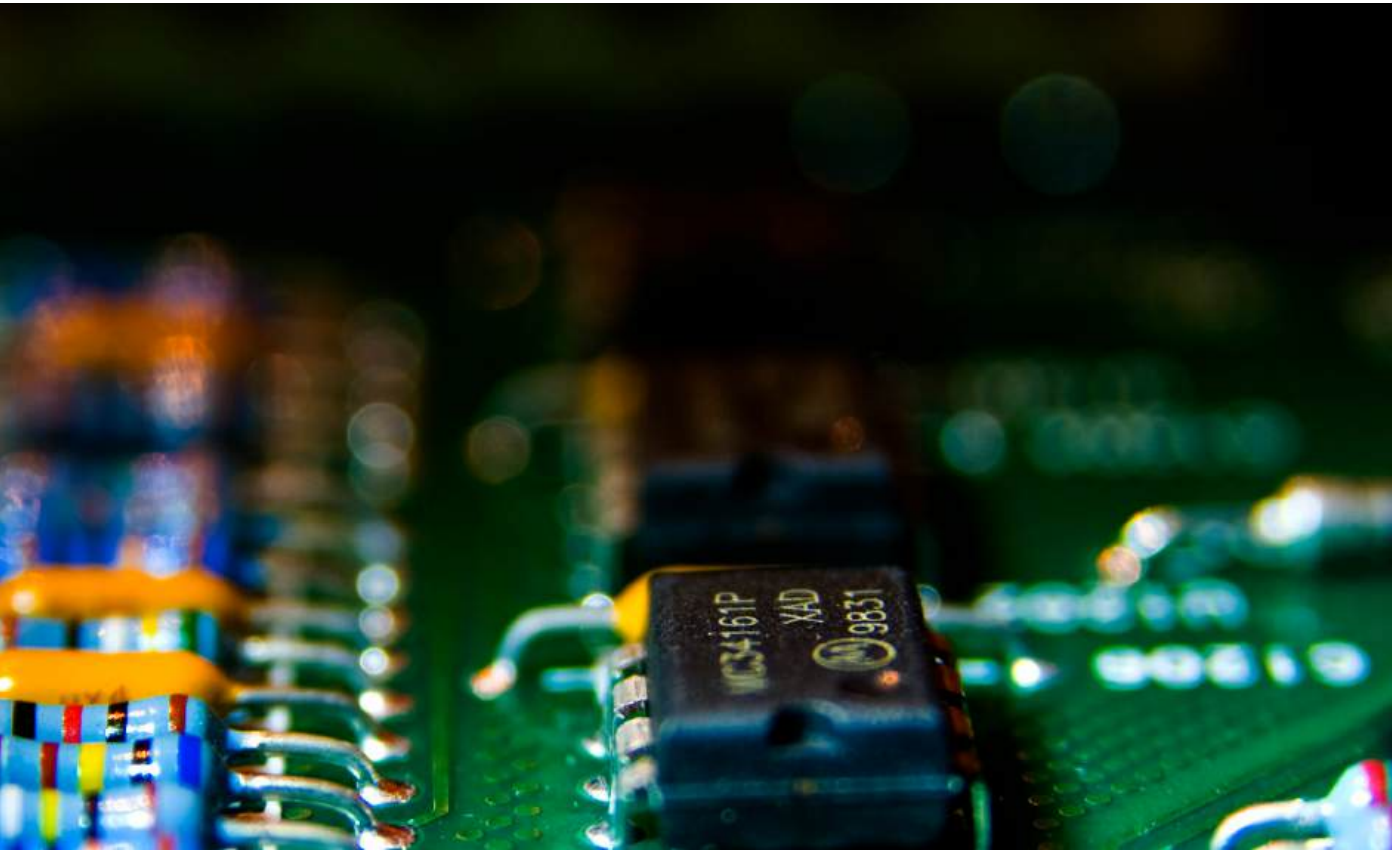
ESCUELA
POLITÉCNICA
NACIONAL

Tarquino Sánchez Almeida

Circuitos electrónicos ejercicios y aplicaciones

Circuitos electrónicos

ejercicios y aplicaciones



Tarquino Sánchez Almeida

Libros y cuadernos de ingeniería eléctrica y electrónica

Circuitos electrónicos

Ejercicios y aplicaciones

Tarquino Sánchez Almeida



Facultad de Ingeniería
Eléctrica y Electrónica



Circuitos electrónicos: ejercicios y aplicaciones

Tarquino Sánchez Almeida

Libros y cuadernos de ingeniería eléctrica y electrónica

Comité revisor:

Ing. Carlos Novillo Montero *Profesor de la Escuela Politécnica Nacional*

Ing. Miguel Bonilla *Huawei support team*

Ing. Jack Vidal, MSc *Profesor de la Universidad de las Américas*

Corrección de estilo y diagramación: Esteban Crespo

Foto de cubiertas:

©  *Circuit 4: Circuit Board Macro*, Mark, Vicki, Ellaure and Mason
(www.flickr.com/photos/brown_family_album)
Changes were made.

Publicado por el Vicerrectorado de Docencia y la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la
Escuela Politécnica Nacional
Ladrón de Guevara E11-253, casilla postal 17-01-2759

Primera edición, marzo 2015

© Escuela Politécnica Nacional, 2015

© Tarquino Sánchez Almeida, 2015

ISBN 978-9978-383-27-8

Impreso en

Tabla de contenidos

Presentación	vii
1. Diseño de amplificadores monoetapa	1
1.1. Amplificadores con transistores bipolares de juntura.....	2
1.1.1. Configuración en emisor común	2
1.1.1.1. Emisor común con capacitor de emisor	2
1.1.1.2. Análisis del amplificador empleando parámetros T para EC.....	2
1.1.1.3. Análisis del Amplificador EC sin C_E	5
1.1.1.4. Criterios de diseño para emisor común.....	6
1.1.2. Diseño de amplificadores en configuración base común	20
1.1.2.1. Circuito equivalente con parámetros T si C_B.....	20
1.1.2.2. Circuito equivalente con C_B.....	21
1.1.3. Diseño de amplificadores en configuración colector común	26
1.1.3.1. Análisis empleando parámetros T para colector común	26
Ejercicios propuestos	31
1.2. Diseño de amplificadores con transistores de efecto de campo JFET	32
1.2.1. El JFET	32
1.2.2. Características del JFET.....	33
1.2.2.1. Características de salida	33
1.2.2.2. Características de transferencia	33
1.2.2.3. Circuito equivalente del JFET en AC: características de salida	34
1.2.3. Diseño de amplificadores en las diferentes configuraciones	35
1.2.3.1. Configuración fuente común.....	35
1.2.3.2. Configuración drenaje común	40
1.2.3.3. Configuración compuerta común	43
1.3. Diseño de amplificadores con amplificadores operacionales	44
1.3.1. Características del amplificador operacional ideal	45

1.3.2.	Método de análisis del amplificador operacional ideal	46
	Ejercicios propuestos	53
	Resumen	55
2.	Diseño de amplificadores multietapa	57
2.1.	Introducción.....	57
2.2.	Acoplamiento de etapas amplificadoras	58
2.2.1.	Amplificador en cascada con acoplamiento RC	58
2.2.2.	Amplificadores JFET-TBJ en cascada con acoplamiento RC	62
2.2.3.	Amplificador con acoplamiento directo	64
2.2.4.	Amplificadores en cascada con acoplamiento por transformador	66
2.3.	Tipos de configuración multietapa.....	67
2.3.1.	Diseño de amplificadores en cascada.....	68
2.3.2.	Conexión Cascode.....	73
2.3.3.	Circuito Darlington	83
2.3.3.1.	Configuración Darlington compuesto (<i>compound</i>)	84
2.3.3.2.	Emisor común en la configuración Darlington	85
2.3.3.3.	Colector común en la configuración Darlington	86
2.3.3.4.	Colector común en la configuración Darlington compuesto	89
2.3.4.	Circuito amplificador con autoelevación	89
2.4.	Amplificador diferencial.....	94
2.4.1.	Amplificador diferencial con fuente de corriente	98
	Ejercicios propuestos	105
	Resumen	106
3.	Respuesta de frecuencia	107
3.1.	Decibels	107
3.1.1.	Diagrama de Bode.....	109
3.2.	Respuesta de frecuencia en baja frecuencia	111
3.2.1.	Respuesta en baja frecuencia para el amplificador en emisor común.....	111
3.2.2.	Respuesta en baja frecuencia del FET (fuente común)	117
3.3.	Respuesta de frecuencia en alta frecuencia	118
3.3.1.	Influencia de los parámetros de la red.....	118
3.3.2.	Respuesta en alta frecuencia para el amplificador en emisor común.....	119
3.4.	Respuesta de frecuencia para amplificadores en cascada	123
3.4.1.	Respuesta de frecuencia para la configuración Cascode.....	131

Ejercicios propuestos	132
Resumen	134
4. Realimentación	135
4.1. Tipos de realimentación	135
4.1.1. Realimentación negativa	135
4.1.2. Realimentación positiva	136
4.1.3. Reducción del ruido y distorsión no lineal	137
4.1.4. Aumento del ancho de banda	137
4.1.5. Estabilidad de ganancia con realimentación	138
4.2. Tipos de conexión de realimentación	139
4.2.1. Realimentación en serie	141
4.2.2. Realimentación en paralelo	141
4.2.3. Realimentación de voltaje	141
4.2.4. Realimentación de corriente	142
4.3. Ejemplos de aplicación	143
4.3.1. Realimentación de voltaje en serie (RSDP)	143
4.3.2. Realimentación de corriente en serie (RSDS)	146
4.3.3. Realimentación de voltaje en paralelo (RPDP)	149
4.3.4. Realimentación de corriente en paralelo	149
4.3.5. Realimentación de voltaje en serie (RSDP)	151
4.4. Aplicaciones de la realimentación positiva	156
4.4.1. Osciladores senoidales	156
4.4.2. Condiciones de oscilación	156
4.4.3. Oscilador RC de desplazamiento de fase	157
4.4.3.1. Adelanto de fase	158
4.4.3.2. Retardo de fase	158
4.4.4. Oscilador tipo puente de Wien	164
Ejercicio propuesto	166
Resumen	166
5. Filtros activos	167
5.1. Definiciones	167
5.2. Filtros activos	168
5.2.1. Filtros activos de primer orden (Butterworth)	168
5.2.1.1. Filtro RC pasa bajos	168
5.2.1.2. Filtro RC pasa altos	172
5.2.2. Filtros de segundo orden con un solo amplificador	173

5.2.2.1.	Filtro pasa bajos de segundo orden	173
5.2.2.2.	Filtro pasa altos de segundo orden	177
5.2.2.3.	Filtro pasa banda de segundo orden.....	179
5.2.3.	Filtro Butterworth pasa bajos -60dB/dC	183
	Ejercicios propuestos	186
	Resumen	187
6.	Fuentes reguladas de voltaje	189
6.1.	Introducción	189
6.2.	Características generales	189
6.2.1.	Regulador de voltaje en serie	189
6.3.	Análisis de un circuito regulador de voltaje	198
6.3.1.	Calculo de la fuente de corriente	199
6.4.	Circuitos de protección	200
6.5.	Limitación de corriente en forma continua y discreta.....	202
6.6.	Análisis DC para un regulador de voltaje completo.....	203
	Ejercicios propuestos	214
	Resumen	215
7.	Amplificador de potencia de baja frecuencia.....	219
7.1.	Introducción	219
7.2.	Tipos o clases de amplificadores de potencia.....	219
7.2.1.	Amplificador de potencia clase A.....	218
7.2.2.	Amplificador en contrafase (Push-Pull) clase B.....	223
7.2.3.	Amplificador Cuasi complementario clase A-B.....	229
	Resumen	232
	Referencias	233

Presentación

Hace más de cuarenta años se inventaba en una empresa todavía pequeña un objeto que habría de dar forma al futuro y cambiar el rumbo de la historia: el microprocesador. Era, de hecho, el Intel 4004. En él se concentraron los avances tecnológicos más sobresalientes y, luego, sobre él se habrían de elaborar los desarrollos más impresionantes de la tecnología humana. Gordon Moore, cofundador de Intel, lo corrobora:

La tecnología de la semiconducción ha sido la clave para la electrónica moderna. Ha cambiado la forma en que el mundo funciona. Esto se debe a que esta poderosa tecnología nos ha permitido producir una mayor cantidad de circuitos, más complejos y con mayor desempeño. Estos, los circuitos, son de hecho la base de todos los objetos electrónico que tenemos. Se trata de algo sin precedentes en toda la historia de la humanidad.

En otras palabras, seguramente no hay nada más contemporáneo que la tecnología de la semiconducción y los diferentes dispositivos que con ella se han logrado. Estudiarlos y esforzarnos por entender el funcionamiento de los complejos sistemas que han logrado constituye, pues, una de las actividades intelectuales más fructíferas y urgentes en nuestros días. El presente libro está dedicado precisamente a ello.

Los dispositivos electrónicos actúan unos con otros para formar circuitos y estos, a la vez, forman redes circuitales más complejas que, obedeciendo a leyes y principios eléctricos, permiten brindar soluciones a requerimientos y problemas de ingeniería. La electrónica actual se enfoca en la búsqueda de nuevos materiales para el diseño y la manufactura de nuevos dispositivos y circuitos electrónicos utilizados en la elaboración de aparatos, objetos e instrumentos que mejoran la calidad de vida de las personas. El estudio de la electrónica, por lo tanto es parte fundamental del conocimiento que adquiere un estudiante de ingeniería en esta área de conocimiento. En tal contexto, esta obra recoge la fundamentación teórica, ofrece sendos ejemplos y ejercicios propuestos, así como también presenta algunas de las aplicaciones prácticas de los circuitos

electrónicos. La exposición de estos materiales está organizada en tres partes que, a continuación, se explican.

En la primera parte se presenta el análisis matemático para el diseño de amplificadores multietapa con transistores bipolares de juntura, con FET y amplificadores operacionales. Esto se hace a partir de la fundamentación de los amplificadores monoetapa, de ejercicios de aplicación y, finalmente, se propone algunos problemas para ser resueltos.

Luego, en la segunda parte, se hace un análisis de la respuesta de frecuencia en baja y alta de los amplificadores de una etapa y multietapa. Se utilizan los diagramas de BODE, tanto de amplitud como de fase, para analizar el comportamiento de estos circuitos en relación a la variación de la frecuencia. Se continúa con el análisis de sistemas con realimentación negativa, tanto de voltaje como de corriente, serie y paralelo, aplicada en amplificadores de voltaje y circuitos con realimentación positiva aplicada a los osciladores con transistores y amplificadores operacionales.

Finalmente, la tercera parte está relacionada con circuitos electrónicos más complejos, para el análisis y diseño de filtros activos de primero, segundo y tercer orden. El tratamiento de los reguladores de voltaje de potencia reviste una especial importancia, sean estos en configuración serie o paralelo. Finalmente, este libro aborda temas relacionados con las diferentes configuraciones de amplificadores de potencia de audio, funcionamiento, características y criterios de diseño.

Como el lector lo notará, la progresión temática del libro alcanza a cubrir un espectro amplio en los temas vinculados al ámbito específico. Por eso espero que los materiales aquí presentados sean de gran utilidad para los estudiantes de ingenierías vinculadas a la electrónica. De hecho, quiero dejar constancia de que la presente obra no solo es fruto de innumerables años de cátedra y experiencia, sino también de la interacción con los alumnos en las aulas y los colegas profesores, junto a quienes comparto su incansable sed de conocimiento y comprensión de las complejidades mundo. A ellos va dedicado este libro.

Ahora bien, además de presentarse como una publicación especializada, *Circuitos electrónicos: ejercicios y aplicaciones* busca ser parte del proceso de continua mejora y modernización de la universidad. Este es, sin duda, un anhelo caro. Sin embargo, y con la ayuda de todos los actores de la universidad, se vuelve un proyecto posible. No es una tarea sencilla, pero debemos avanzar por etapas, primero para fortalecer la investigación formativa y luego la generativa. Aquí se presenta, pues, un libro hecho en el seno de la universidad y dedicado enteramente a ella.

Tarquino Sánchez Almeida
Quito, marzo 2015

Capítulo 1

Diseño de amplificadores monoetapa

Contenido. Diseño de amplificadores con TBJ, FET y amplificador operacional, aplicando los conceptos y criterios de diseño en la implementación de los circuitos.

1.1 Amplificadores con transistores bipolares de juntura

El 23 de diciembre de 1947 la industria electrónica fue testigo del desarrollo de una tecnología completamente nueva. En los laboratorios de la Bell Telephone, Walter H. Brattain y John Bardeen demostraron el efecto amplificador del primer transistor.

El *transistor bipolar de juntura (TBJ)* es un dispositivo semiconductor compuesto de tres capas. Estas pueden estar configuradas de dos posibles formas: o bien dos capas de material tipo N y una de tipo P (será el *transistor NPN*), o bien dos capas de material tipo P y una de tipo N (*transistor PNP*). La figura 1.1 lo muestra [1].

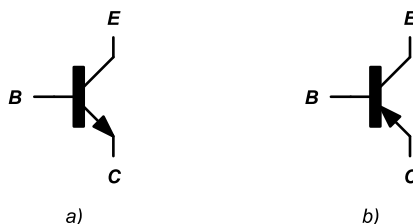


Figura 1.1. Símbolo de transistor bipolar de juntura:
a) NPN, b) PNP.

Para que el transistor esté apto para amplificar debe cumplir las siguientes condiciones:

- Juntura base-emisor en polarización directa.
- Juntura colector-base en polarización indirecta.

Existen tres tipos de configuración para que el TBJ sea un amplificador:

- Configuración en emisor común.
- Configuración en base común.
- Configuración en colector común.

1.1.1 Configuración en emisor común (EC)

1.1.1.1 Emisor común con capacitor de emisor

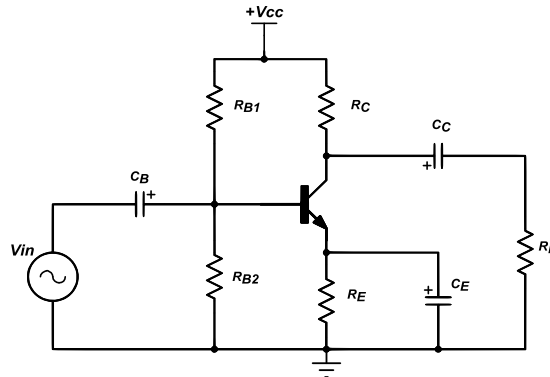


Figura 1.2. Configuración Emisor Común con capacitor en el Emisor

Los capacitores representados por C_B y C_C son capacitores que permiten bloquear la componente continua de la fuente V_{CC} hacia el generador (C_B) y hacia la carga R_L (C_C).

El capacitor C_E controla la ganancia de voltaje que corresponde, para el análisis de AC, a un cortocircuito y, para el análisis de DC, a un circuito abierto.

1.1.1.2 Análisis empleando parámetros T para emisor común

El circuito equivalente que emplea parámetros T del TBJ en la configuración EC se presenta en la figura 1.3.

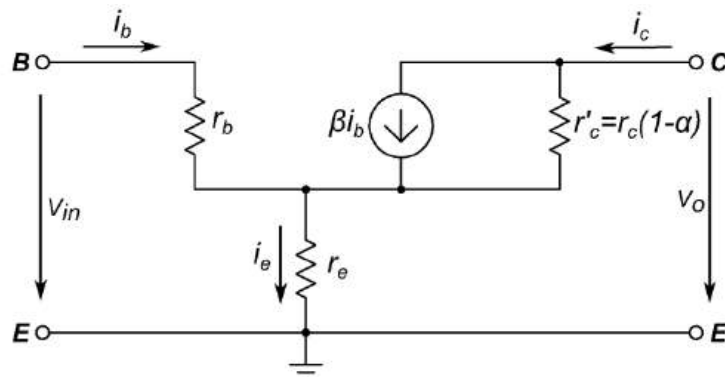


Figura 1.3. Representación del circuito emisor común que emplea parámetros T

Donde:

$$\text{Resistencia dinámica de la } J_{BE} \quad r_e = \frac{V_T}{I_E}$$

$$\text{Voltaje térmico } V_T = \frac{K * T}{q}$$

$$\text{Constante de Boltzmann } K = 1.38 * 10^{-23} \frac{J}{K}$$

$$\text{Carga del electrón } q = 1.6 * 10^{-19} C$$

Por lo tanto, la resistencia dinámica de la juntura base emisor se expresaría de la siguiente forma:

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E}$$

$$r_d = \text{decenas de } \Omega \text{ (despreciable)}$$

$$r_c, r'_c = \text{decenas o centenas de } M\Omega \text{ (circuito abierto)}$$

Si se considera que:

$$r_c, r'_c \rightarrow \infty$$

$$r_b \approx 0 \Omega$$

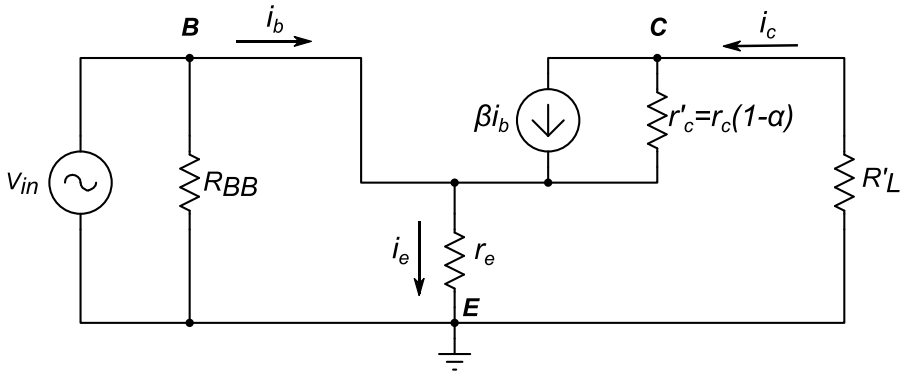


Figura 1.4. Circuito emisor común en parámetros T reducidos

Las fórmulas correspondientes a la configuración

$$R'_L = R_C \parallel R_L \quad [1.1]$$

donde R_L es la carga del circuito, se detallan a continuación:

Ganancia de corriente (A_i), se define como la relación entre la corriente de salida y la corriente de entrada. La corriente de salida es i_c y la corriente de entrada es i_B .

$$A_I = \frac{i_c}{i_B} = hfe = \beta \quad [1.2]$$

Ganancia de voltaje (A_v), se define como la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada.

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} \approx - \frac{\beta * R'_L}{(\beta + 1) * r_e}$$

$$\text{Si } \beta \gg 1 \rightarrow \beta \approx \beta + 1$$

$$A_v \approx - \frac{R'_L}{r_e} \quad [1.3]$$

Impedancia de entrada al transistor:

$$Z_{inT} \cong hie \approx (\beta + 1) * r_e \quad [1.4]$$

Impedancia de entrada:

$$Z_{in} = Z_{inT} \parallel R_{BB} \quad [1.5]$$

$$R_{BB} = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

Impedancia de salida del transistor:

$$Z_{oT} > \frac{1}{hoe} \quad [1.6]$$

Impedancia de salida:

$$Z_o = Z_{oT} \parallel R'_L$$

$$\text{Como } Z_{oT} \gg R'_L$$

$$Z_o = R'_L \quad [1.7]$$

Cálculo C_E :

$$A_v = - \frac{R'_L}{r_e + X_{CE} \parallel R_E}$$

$$X_{CE} \ll R_E$$

$$X_{CE} \parallel R_E \approx X_{CE}$$

$$X_{CE} \ll r_e$$

$$C_E \geq \frac{10}{w * r_e} \quad [1.8]$$

1.1.1.3 Análisis del amplificador Emisor Común sin C_E

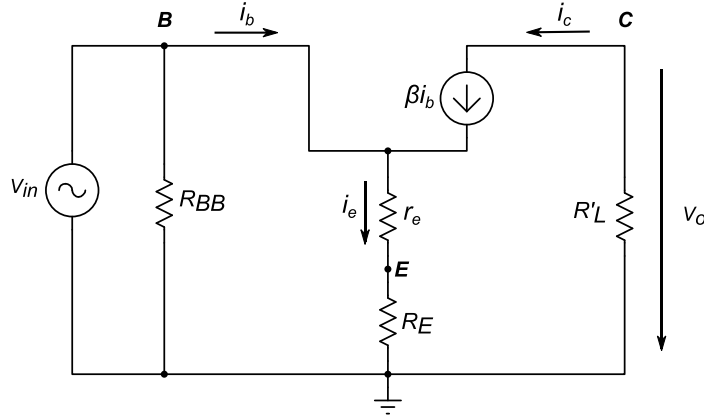


Figura 1.5. Circuito emisor común en parámetros T sin capacitor de emisor

Ganancia de corriente: Según la definición de la ecuación [1.2]

$$A_I = \frac{i_C}{i_B} = hfe = \beta \quad [1.9]$$

Ganancia de voltaje:

$$A_v = \frac{V_O}{V_{in}} \approx - \frac{\beta * R'_L}{(\beta + 1) * (r_e + R_E)}$$

Si $\beta \gg 1 \rightarrow \beta \approx \beta + 1$

$$A_v \approx - \frac{R'_L}{r_e + R_E} \quad [1.10]$$

Impedancia de entrada al transistor:

$$Z_{inT} \cong hie \approx (\beta + 1) * (r_e + R_E) \quad [1.11]$$

Impedancia de entrada:

$$Z_{in} = Z_{inT} \parallel R_{BB} \quad [1.12]$$

$$R_{BB} = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

Impedancia de salida del transistor:

$$Z_{oT} > \frac{1}{hoe} \quad [1.13]$$

Impedancia de salida:

$$Z_O = Z_{oT} \parallel R'_L$$

Como $Z_{oT} \gg R'_L$

$$Z_O = R'_L \quad [1.14]$$

Como se observa, cuando existe el capacitor de emisor, la ganancia de voltaje depende inversamente de r_e y a su vez este depende de la temperatura.

Para procurar que la ganancia se independice de la temperatura se divide a R_E en dos partes, como se observa en la figura 1.6.

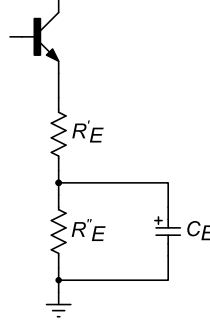


Figura 1.6. Resistencia de emisor dividida por un capacitor

Para DC: $R_E = R'_E + R''_E$

Para AC: $R_E = R'_E$

Por lo tanto, la ganancia y la impedancia de entrada al transistor se expresan en las ecuaciones [1.15] y [1.16], respectivamente:

$$A_v \approx - \frac{R'_L}{r_e + R'_E} \quad [1.15]$$

$$Z_{inT} = (\beta + 1) * (r_e + R'_E) \quad [1.16]$$

Para que C_E sea un cortocircuito para AC, se debe cumplir:

1. $X_{CE} \ll R_E$

$$X_{CE} || R_E \approx X_{CE}$$

$$A_v = - \frac{R'_L}{r_e + R'_E + X_{CE}}$$

2. $X_{CE} \ll r_e + R'_E$

Se toma la condición 2 debido a que: $r_e + R'_E < R_E$

$$C_E \geq \frac{10}{\omega(r_e + R'_E)} \quad [1.17]$$

1.1.1.4 Criterios de diseño para emisor común

En las figuras 1.7 y 1.8 se indica el circuito correspondiente para el diseño, tomando en cuenta que la resistencia de emisor se divide en dos para tener estabilidad en la ganancia, ya que, por un lado, r_e depende

de la temperatura y, por otro, las gráficas de las ondas en los terminales dependen del transistor de juntura bipolar, para determinar las condiciones de recorte necesarias para el diseño.

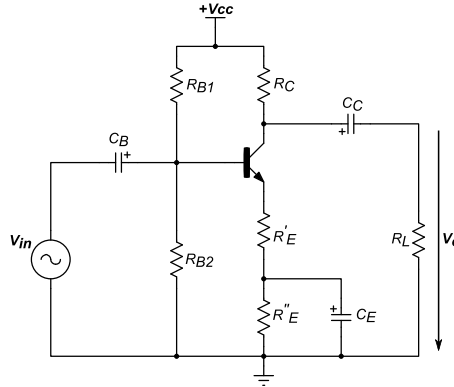


Figura 1.7. Configuración emisor común con estabilidad en emisor

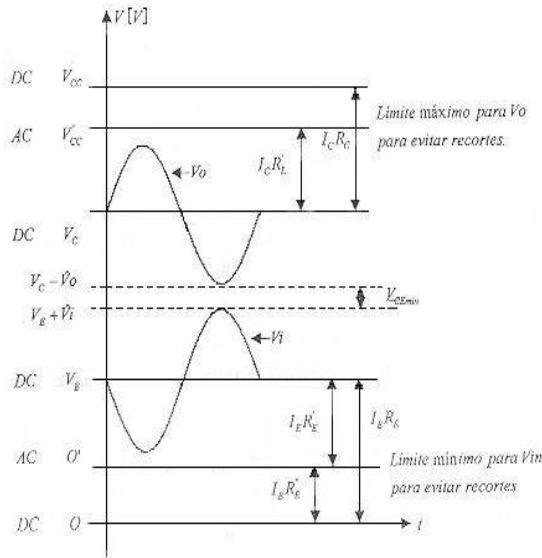


Figura 1.8. Criterios de diseño para evitar recortes

Para que no existan recortes:

$$1. \quad V_{CE} = \hat{V}_o + \hat{V}_{in} + V_{CEmin} \quad , \quad [1.18]$$

donde V_{CEmin} es el voltaje V_{CE} mínimo para que no exista distorsión.

$$V_{CEsat} = 0.2 \text{ V}$$

$$V_{CEmin} \gg V_{CEsat}$$

$$V_{CEmin} \approx 2 \text{ V} \quad [1.19]$$

2. Se garantiza que no haya distorsión debido a la corriente de colector.

$$I_{CQ} \geq I_C$$

$$I_C R'_L \geq \hat{V}_O$$

$$\frac{V_{RC}}{R_C} \geq \frac{\hat{V}_O}{R'_L}$$

$$V_{RC} \geq \frac{R_C}{R'_L} \hat{V}_O \quad [1.20]$$

3. Se garantiza que no haya distorsión debido a la corriente de emisor.

$$I_E R'_E \geq \hat{V}_{in}$$

$$\frac{V_E}{R_E} \geq \frac{V_{in}}{R'_E}$$

$$V_E \geq \frac{R_E}{R'_E} \hat{V}_{in} \quad [1.21]$$

4. Para calcular el valor de la fuente de polarización V_{CC} :

$$V_{CC} \geq V_E + V_{CE} + V_{RC} \quad [1.22]$$

$$V_{CC} \geq V_E + \hat{V}_O + \hat{V}_{in} + V_{CEmin} + V_{RC} \quad [1.23]$$

Para diseño se toma un 10% o 20% del valor calculado.

$$V_{CC} \approx 1.1 V_{CC} \quad [1.24]$$

Ejemplo 1.1

Diseñar un amplificador en emisor común que permita amplificar 10 veces la señal de entrada $V_{in} = 0.5 \sin \omega t$ V. Si la carga es de $1 \text{ k}\Omega$, para el efecto se dispone de un TBJ (NPN) de silicio con $\beta_{min} = 50$, $\beta_{típico} = 80$, $\beta_{máx} = 100$. La frecuencia mínima de trabajo es 1 kHz y la máxima de 20 kHz .

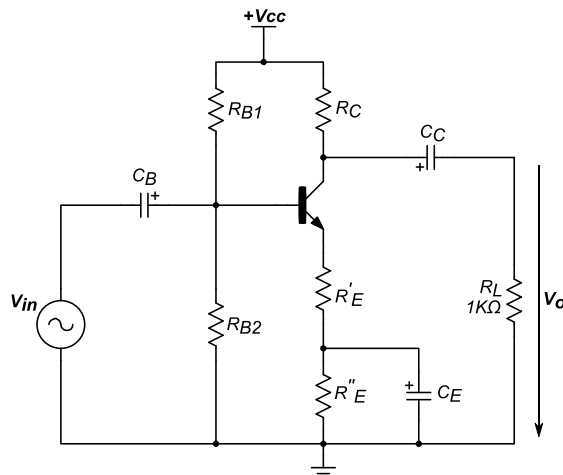


Figura 1.9. Circuito de diseño de un amplificador en emisor común

Análisis:

$$R_C \gg R_L \Rightarrow R'_L = R_L$$

$$R_C = R_L \Rightarrow R'_L = \frac{R_L}{2} = \frac{R_C}{2}$$

$$R_C \ll R_L \Rightarrow R'_L = R_C$$

Datos:

$$|A_v| = 10$$

$$\beta_{min} = 50$$

$$V_{in} = 0.5 \text{ Sen}(\omega t) \text{ V}$$

$$f_{min} = 1 \text{ kHz}$$

$$R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

Desarrollo:

Se asume: $R_C > R_L$

$$R_C = 2 \text{ k}\Omega$$

$$\hat{V}_o = |A_v| \times V_{in} = 10 \times 0.5 \text{ V} = 5 \text{ V}$$

$$R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_C \parallel R_L = 2 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega = 666.67 \Omega$$

$$V_{RC} \geq \frac{R_C}{R'_L} \hat{V}_o = \frac{2 \text{ k}\Omega}{666.67 \Omega} (5 \text{ V})(1.1) = 16.5 \text{ V}$$

$$1.1 = \text{Factor de seguridad (10\% o 20\%)}$$

El factor asegura que la señal amplificada no se recorte a la salida.

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{16.5 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 8.25 \text{ mA} = I_E$$

$$1 \text{ mA} < I_C < 10 \text{ mA}$$

La corriente I_C cumple con el rango de funcionamiento del TBJ.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{min}} = \frac{8.25 \text{ mA}}{50} = 165 \mu\text{A}$$

$$V_T = \frac{KT_K}{q} = \frac{(1.3806503 \times 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}})(300 \text{ K})}{1.6021765 \times 10^{-19} \text{ J}} = 25.852 \text{ mV}$$

donde:

$V_T = \text{voltaje térmico}$

$T_K = \text{temperatura ambiente}$

$K = \text{constante de Boltzmann}$

$q = \text{carga del electrón}$

Para diseño se asume: $V_T = 26 \text{ mV}$

$$r_e = \frac{V_T}{I_C} = \frac{26 \text{ mV}}{8.25 \text{ mA}} = 3.15 \Omega$$

$$R'_E = \frac{R'_L}{|A_V|} - r_e = \frac{666.67 \Omega}{10} - 3.15 \Omega = 63.52 \Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 68 \Omega \\ \downarrow 62 \Omega \end{array}$$

$R'_E = 62 \Omega$ para cumplir la ganancia

$$V_{CE} \geq \hat{V}_o + \hat{V}_{in} + V_{CEmin} \geq 5 \text{ V} + 0.5 \text{ V} + 2 \text{ V} \geq 7.5 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 8 \text{ V}$$

$$V_{RB1} = V_{RC} + V_{CE} - V_{EB} = 16.5 \text{ V} + 8 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = 23.8 \text{ V}$$

$$I_1 = 11 \times I_B = 11(165 \mu\text{A}) = 1.82 \text{ mA}$$

$$R_{B1} = \frac{V_{RB1}}{I_1} = \frac{23.8 \text{ V}}{1.82 \text{ mA}} = 13.07 \text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 15 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 13 \text{ k}\Omega \end{array}$$

$R_{B1} = 13 \text{ k}\Omega$ por cercanía

$$I_1 = \frac{V_{RB1}}{R_{B1}} = \frac{23.8 \text{ V}}{13 \text{ k}\Omega} = 1.83 \text{ mA}$$

$$I_2 = I_1 - I_B = 1.83 \text{ mA} - 165 \mu\text{A} = 1.67 \text{ mA}$$

$$V_E \geq 1 \text{ V} + \hat{V}_{in} \geq 1 \text{ V} + 0.5 \text{ V} \geq 1.5 \text{ V}$$

$$V_E = 2 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{2 \text{ V}}{8.25 \text{ mA}} = 242.42 \Omega$$

$$R''_E = R_E - R'_E = 242.42 \text{ k}\Omega - 62 \Omega = 180.42 \Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 200 \Omega \\ \downarrow 180 \Omega \end{array}$$

$R''_E = 180 \Omega$ por cercanía

$$V_B = V_E + V_{BE} = 2 \text{ V} + 0.7 \text{ V} \geq 2.7 \text{ V}$$

$$R_{B2} = \frac{V_B}{I_2} = \frac{2.7 \text{ V}}{1.67 \text{ mA}} = 1.61 \text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 1.8 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 1.6 \text{ k}\Omega \end{array}$$

$R_{B2} = 1.6 \text{ k}\Omega$ por cercanía

$$V_{CC} \geq V_{RC} + V_{CE} + V_E \geq 16.5 \text{ V} + 8 \text{ V} + 2 \text{ V} \geq 26.5 \text{ V}$$

$$V_{CC} = 27 \text{ V} \text{ estandarizado}$$

$$Z_{in-T} = (\beta + 1)(r_e + R'_E) = (50 + 1)(3.15 \Omega + 62 \Omega) = 3.32 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel Z_{in-T} = 1.6 \text{ k}\Omega \parallel 13 \text{ k}\Omega \parallel 3.32 \text{ k}\Omega = 996.88 \Omega$$

Comprobación:

$$|A_v| = \frac{R'_L}{r_e + R'_E} = \frac{666.67 \Omega}{3.15 \Omega + 62 \Omega} = 10.23$$

Cálculo de capacitores:

$$C_C \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times R'_L} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times 666.67 \Omega} \geq 2.39 \mu\text{F}$$

$$C_C = 3.3 \mu\text{F}$$

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times (r_e + R'_E)} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times (3.15 \Omega + 62 \Omega)} \\ = 24.43 \mu\text{F}$$

$$C_E = 33 \mu\text{F}$$

$$C_B \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times Z_{in}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times 996.88 \Omega} = 1.59 \mu\text{F}$$

$$C_B = 2.2 \mu\text{F}$$

Simulación:

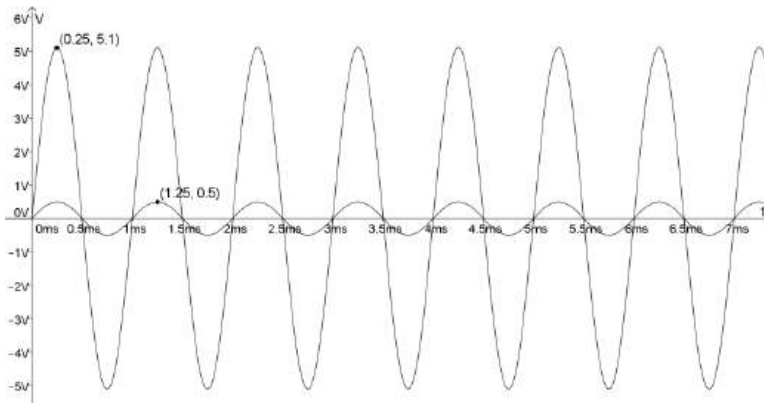


Figura 1.10. Simulación del ejemplo 1

Ejemplo 1.2

Diseñar un amplificador en emisor común con las siguientes características:

$$|A_v| = 40$$

$$\beta_{min} = 50$$

$$V_{in} = 0.1 \text{ Sen}(\omega t) \text{ V}$$

$$f_{min} = 1 \text{ kHz}$$

$$R_L = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in} \geq 1 \text{ k}\Omega$$

Análisis:

Condición máxima para diseño:

$$|A_v| = \frac{R'_L}{r_e + R'_E}$$

$$(r_e + R'_E)_{\max} = \frac{R'_{L\max}}{A_v} = \frac{R_L}{A_v}$$

Condición mínima para diseño:

$$Z_{in} = R_{BB} \parallel Z_{inT}$$

$$Z_{inT} = (\beta + 1)(r_e + R'_E)$$

$$\text{Si } R_{BB} \gg Z_{inT}$$

$$(r_e + R'_E)_{\min} = \frac{Z_{inT\min}}{(\beta + 1)} = \frac{Z_{in}}{(\beta + 1)}$$

Condición para diseño:

$$\frac{Z_{in}}{\beta + 1} < r_e + R'_E < \frac{R_L}{|A_v|}$$

Desarrollo:

¿Es posible diseñar con estas condiciones?

$$\frac{1 \text{ k}\Omega}{50 + 1} < r_e + R'_E < \frac{3.3 \text{ k}\Omega}{40}$$

$$19.61 \Omega < r_e + R'_E < 82.5 \Omega$$

Sí es posible diseñar

Se asume: $r_e + R'_E = 40 \Omega$

$$|A_v| = \frac{R'_L}{r_e + R'_E}$$

$$R'_L = |A_v|(r_e + R'_E) = (40)(40 \Omega) = 1.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = \frac{R_L \times R'_L}{R_L - R'_L} = \frac{3.3 \text{ k}\Omega \times 1.6 \text{ k}\Omega}{3.3 \text{ k}\Omega - 1.6 \text{ k}\Omega} = 3.11 \text{ k}\Omega \quad \begin{matrix} \uparrow 3.3 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 3.0 \text{ k}\Omega \end{matrix}$$

$R_C = 3 \text{ k}\Omega$ por cercanía

$$\hat{V}_o = |A_v| \times \hat{V}_{in} = 40 \times 0.1 \text{ V} = 4 \text{ V}$$

$$R_L = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_C \parallel R_L = 3 \text{ k}\Omega \parallel 3.3 \text{ k}\Omega = 1.57 \text{ k}\Omega$$

$$V_{RC} = \frac{R_C}{R'_L} \times \hat{V}_o = \frac{3 \text{ k}\Omega}{1.57 \text{ k}\Omega} (4 \text{ V})(1.1) = 8.41 \text{ V}$$

$1.1 = \text{factor de seguridad (10\% o 20\%)}$

El factor asegura que la señal amplificada no se recorte a la salida.

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{8.41 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 2.80 \text{ mA} = I_E$$

$$1 \text{ mA} < I_C < 10 \text{ mA}$$

La corriente I_C cumple con el rango de funcionamiento del TBJ.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{min}} = \frac{2.80 \text{ mA}}{50} = 56 \mu\text{A}$$

$$V_T = \frac{KT_K}{q} = \frac{\left(1.3806503 \times 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}\right) (300 \text{ K})}{1.6021765 \times 10^{-19} \text{ J}} = 25.852 \text{ mV}$$

donde:

$V_T = \text{voltaje térmico}$

$T_K = \text{temperatura ambiente}$

$K = \text{constante de Boltzmann}$

$q = \text{carga del electrón}$

Para diseño se asume: $V_T = 26 \text{ mV}$

$$r_e = \frac{V_T}{I_C} = \frac{26 \text{ mV}}{2.80 \text{ mA}} = 9.29 \Omega$$

$$R'_E = \frac{R'_L}{|A_V|} - r_e = \frac{1.57 \text{ k}\Omega}{40} - 9.29 \Omega = 29.96 \Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 30\Omega \\ \downarrow 27\Omega \end{array}$$

$R'_E = 30 \Omega$ para cumplir la ganancia

$$V_{CE} \geq \hat{V}_o + \hat{V}_{in} + V_{CEmin} \geq 4 \text{ V} + 0.1 \text{ V} + 2 \text{ V} \geq 6.1 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 6.5 \text{ V}$$

Primer método:

$$V_{RB1} = V_{RC} + V_{CE} - V_{EB} = 8.41 \text{ V} + 6.5 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = 14.21 \text{ V}$$

$$I_1 = 11 \times I_B = 11(56 \mu\text{A}) = 0.62 \text{ mA}$$

$$R_{B1} = \frac{V_{RB1}}{I_1} = \frac{14.21 \text{ V}}{0.62 \text{ mA}} = 22.92 \text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 24 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 22 \text{ k}\Omega \end{array}$$

$R_{B1} = 24 \text{ k}\Omega$ por cercanía

$$I_1 = \frac{V_{RB1}}{R_{B1}} = \frac{14.21 \text{ V}}{24 \text{ k}\Omega} = 0.59 \text{ mA}$$

$$I_2 = I_1 - I_B = 0.59 \text{ mA} - 56 \mu\text{A} = 0.53 \text{ mA}$$

$$Z_{in} = R_{BB} \parallel Z_{in-T} \geq 1 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in-T} = (\beta + 1)(r_e + R'_E) = (50 + 1)(9.29 \Omega + 30 \Omega) = 2.0 \text{ k}\Omega$$

$$R_{BB} = \frac{Z_{in} \times Z_{in-T}}{Z_{in-T} - Z_{in}} = \frac{(1 \text{ k}\Omega)(2.0 \text{ k}\Omega)}{2.0 \text{ k}\Omega - 1 \text{ k}\Omega} = 2.0 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B2} > \frac{R_{BB} \times R_{B1}}{R_{B1} - R_{BB}} > \frac{(2.0 \text{ k}\Omega)(24 \text{ k}\Omega)}{24 \text{ k}\Omega - 2.0 \text{ k}\Omega} > 2.18 \text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 2.2 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 2.0 \text{ k}\Omega \end{array}$$

$R_{B2} = 2.2 \text{ k}\Omega$ por cercanía

Se verifica: $V_B \geq V_E + V_{BE} \geq 1 \text{ V} + 0.7 \geq 1.7 \text{ V}$

$$V_B = R_{B2} \times I_2 = (2.2 \text{ k}\Omega)(0.53 \text{ mA}) = 1.17 \text{ V} \not\geq 1.7 \text{ V}$$

Si V_B no cumple se elige un R_{B2} mayor

$$V_B = R_{B2} \times I_2 = (3.9 \text{ k}\Omega)(0.53 \text{ mA}) = 2.07 \text{ V} \geq 1.7 \text{ V}$$

$R_{B2} = 3.9 \text{ k}\Omega$ por cercanía

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2.07 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = 1.37 \text{ V}$$

Se verifica: $V_E \geq V_{in} + 1 \text{ V} \geq 1.1 \text{ V}$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{1.37 V}{2.80 mA} = 489.29 \Omega$$

$$R_E'' = R_E - R_E' = 489.29 \Omega - 30 \Omega = 459.29 \Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 470 \Omega \\ \downarrow 430 \Omega \end{array}$$

$$R_E'' = 470 \Omega \quad \text{por cercanía}$$

$$V_E = I_E \times R_E = I_E \times (R_E' + R_E'') = (2.80 mA)(30 \Omega + 470 \Omega) = 1.4 V$$

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE} + V_E = 8.41 + 6.5 V + 1.4 V = 16.31 V$$

$$V_{CC} = 18 V \quad \text{estandarizado}$$

Comprobación:

$$|A_V| = \frac{R_L'}{r_e + R_E'} = \frac{1.57 k\Omega}{9.29 \Omega + 30 \Omega} = 39.96$$

$$Z_{in} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel Z_{in-T} = 24 k\Omega \parallel 3.9 k\Omega \parallel 2.0 k\Omega = 1.25 k\Omega$$

Cálculo de capacitores:

$$C_C \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times R_L'} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 kHz \times 1.57 k\Omega} \geq 1.01 \mu F$$

$$C_C = 2.2 \mu F$$

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times (r_e + R_E')} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 kHz \times (9.29 \Omega + 30 \Omega)} \\ = 40.51 \mu F$$

$$C_E = 47 \mu F$$

$$C_B \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times Z_{in}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 kHz \times 1.25 k\Omega} = 1.27 \mu F$$

$$C_B = 2.2 \mu F$$

Simulación:

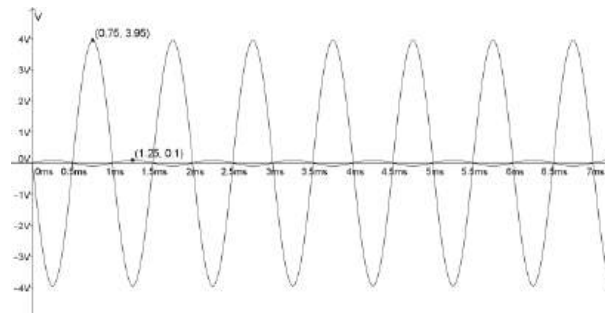


Figura 1.11. Simulación del ejemplo 2, primer método

Segundo método:

A partir del desarrollo anterior se obtuvo:

$$R_C = 3 \text{ k}\Omega$$

$$\hat{V}_O = 4 \text{ V}$$

$$R_L = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = 1.57 \text{ k}\Omega$$

$$V_{RC} = 8.41 \text{ V}$$

$$I_C = 2.80 \text{ mA} = I_E$$

$$I_B = 56 \text{ }\mu\text{A}$$

$$r_e = 9.29 \text{ }\Omega$$

$$R'_E = 30 \text{ }\Omega$$

$$V_{CE} = 6.5 \text{ V}$$

$$Z_{in-T} = 2.0 \text{ k}\Omega$$

Aplicando el método 2:

$$\text{Asumir: } V_E \geq V_{in} + 1 \text{ V} \geq 1.1 \text{ V}$$

$$V_E = 2 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{2 \text{ V}}{2.80 \text{ mA}} = 714.29 \text{ }\Omega$$

$$R''_E = R_E - R'_E = 714.29 \text{ }\Omega - 30 \text{ }\Omega = 684.29 \text{ }\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 750 \text{ }\Omega \\ \downarrow 680 \text{ }\Omega \end{array}$$

$$\mathbf{R''_E = 680 \text{ }\Omega} \quad \text{por cercanía}$$

$$V_E = I_E \times R_E = I_E \times (R'_E + R''_E) = (2.80 \text{ mA})(30 \text{ }\Omega + 680 \text{ }\Omega) = 1.99 \text{ V}$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 1.99 \text{ V} + 0.7 \text{ V} = 2.69 \text{ V}$$

$$I_2 = 10 \times I_B = 10(56 \text{ }\mu\text{A}) = 0.56 \text{ mA}$$

$$R_{B2} = \frac{V_B}{I_2} = \frac{2.69 \text{ V}}{0.56 \text{ mA}} = 4.80 \text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 5.1 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 4.7 \text{ k}\Omega \end{array}$$

$$\mathbf{R_{B2} = 5.1 \text{ k}\Omega} \quad \text{mejora } Z_{in}$$

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE} + V_E = 8.41 \text{ V} + 6.5 \text{ V} + 1.99 \text{ V} = 16.9 \text{ V}$$

$$\mathbf{V_{CC} = 18 \text{ V}} \quad \text{estandarizado}$$

$$V_{RB1} = V_{CC} - V_B = 18\text{ V} - 2.69\text{ V} = 15.31\text{ V}$$

$$I_1 = I_2 + I_B = 0.56\text{ mA} + 56\text{ }\mu\text{A} = 0.62\text{ mA}$$

$$R_{B1} = \frac{V_{RB1}}{I_1} = \frac{15.31\text{ V}}{0.62\text{ mA}} = 24.69\text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 27\text{ k}\Omega \\ \downarrow 24\text{ k}\Omega \end{array}$$

$$R_{B1} = 24\text{ k}\Omega \quad \text{por cercanía}$$

Comprobación:

$$|A_V| = \frac{R'_L}{r_e + R'_E} = \frac{1.57\text{ k}\Omega}{9.29\text{ }\Omega + 30\text{ }\Omega} = 39.96$$

$$Z_{in} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel Z_{in-T} = 24\text{ k}\Omega \parallel 5.1\text{ k}\Omega \parallel 2.0\text{ k}\Omega = 1.36\text{ k}\Omega$$

Cálculo de capacitores:

$$C_C \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times R'_L} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{ kHz} \times 1.57\text{ k}\Omega} \geq 1.01\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_C = 2.2\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times (r_e + R'_E)} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{ kHz} \times (9.29\text{ }\Omega + 30\text{ }\Omega)} \\ = 40.51\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_E = 47\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_B \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times Z_{in}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{ kHz} \times 1.36\text{ k}\Omega} = 1.17\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_B = 2.2\text{ }\mu\text{F}$$

Tercer método:

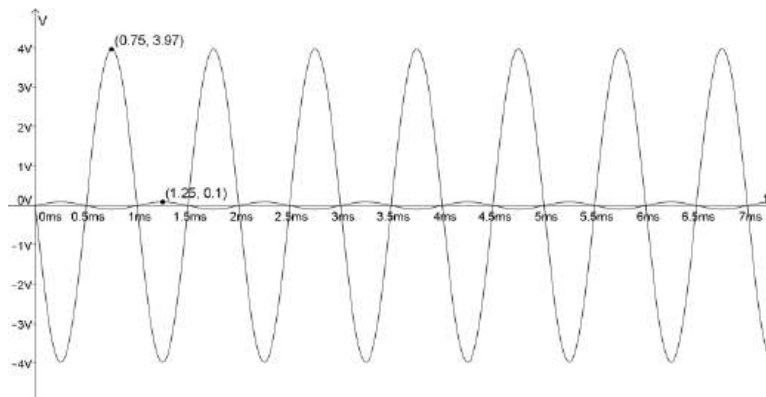


Figura 1.12. Simulación del ejemplo 2, segundo método

Tercer método:

Este método consiste en maximizar R_{BB} dando el mismo valor a R_{B1} y R_{B2} , lo cual influye a su vez en incrementar el valor de Z_{in} .

A partir del primer desarrollo se obtuvo:

$$R_C = 3 \text{ k}\Omega$$

$$\hat{V}_o = 4 \text{ V}$$

$$R_L = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = 1.57 \text{ k}\Omega$$

$$V_{RC} = 8.41 \text{ V}$$

$$I_C = 2.80 \text{ mA} = I_E$$

$$I_B = 56 \text{ }\mu\text{A}$$

$$r_e = 9.29 \text{ }\Omega$$

$$R'_E = 30 \text{ }\Omega$$

$$V_{CE} = 6.5 \text{ V}$$

$$Z_{in-T} = 2.0 \text{ k}\Omega$$

Aplicando el método 3:

$$Z_{in} = R_{BB} \parallel Z_{in-T} \geq 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{BB} = \frac{Z_{in} \times Z_{in-T}}{Z_{in-T} - Z_{in}} = \frac{(1 \text{ k}\Omega)(2.0 \text{ k}\Omega)}{2.0 \text{ k}\Omega - 1 \text{ k}\Omega} = 2.0 \text{ k}\Omega$$

$$R_{BB} = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

$$R_{B1} = R_{B2}$$

$$2R_{BB} = R_{B1} = R_{B2} = 2(2.0 \text{ k}\Omega) = 4.0 \text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 4.3 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 3.9 \text{ k}\Omega \end{array}$$

$$\mathbf{R_{B1} = R_{B2} = 10 \text{ k}\Omega} \quad \text{mejora } Z_{in}$$

$$V_{CE} = \hat{V}_o + \hat{V}_{in} + V_{CEmin}$$

$$V_B = \frac{V_{CC}}{2}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = \frac{V_{CC}}{2} - 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE} + V_E = V_{RC} + \hat{V}_o + \hat{V}_{in} + V_{CEmin} + \frac{V_{CC}}{2} - 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CC} = 2(V_{RC} + \hat{V}_o + \hat{V}_{in} + V_{CEmin} - 0.7 \text{ V})$$

$$V_{CC} = 2(8.41 \text{ V} + 4 \text{ V} + 0.1 \text{ V} + 2 \text{ V} - 0.7 \text{ V}) = 27.62 \text{ V}$$

$$V_{CC} = 30 \text{ V} \quad \text{estandarizado}$$

$$V_B = \frac{V_{CC}}{2} = \frac{30 \text{ V}}{2} = 15 \text{ V}$$

$$V_E = \frac{V_{CC}}{2} - 0.7 \text{ V} = \frac{30 \text{ V}}{2} - 0.7 \text{ V} = 14.3 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{14.3 \text{ V}}{2.80 \text{ mA}} = 5.11 \text{ k}\Omega$$

$$R_E'' = R_E - R_E' = 5.11 \text{ k}\Omega - 30 \Omega = 5.08 \text{ k}\Omega \quad \begin{matrix} \uparrow 5.1 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 4.7 \text{ k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_E'' = 5.1 \text{ k}\Omega \quad \text{por cercanía}$$

Comprobación:

$$|A_V| = \frac{R_L'}{r_e + R_E'} = \frac{1.57 \text{ k}\Omega}{9.29 \Omega + 30 \Omega} = 39.96$$

$$Z_{in} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel Z_{in-T} = 10 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega \parallel 2.0 \text{ k}\Omega = 1.43 \text{ k}\Omega$$

Cálculo de capacitores:

$$C_C \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times R_L'} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times 1.57 \text{ k}\Omega} \geq 1.01 \mu\text{F}$$

$$C_C = 2.2 \mu\text{F}$$

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times (r_e + R_E')} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times (9.29 \Omega + 30 \Omega)} \\ = 40.51 \mu\text{F}$$

$$C_E = 47 \mu\text{F}$$

$$C_B \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times Z_{in}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times 1.43 \text{ k}\Omega} = 1.11 \mu\text{F}$$

$$C_B = 2.2 \mu\text{F}$$

Simulación:

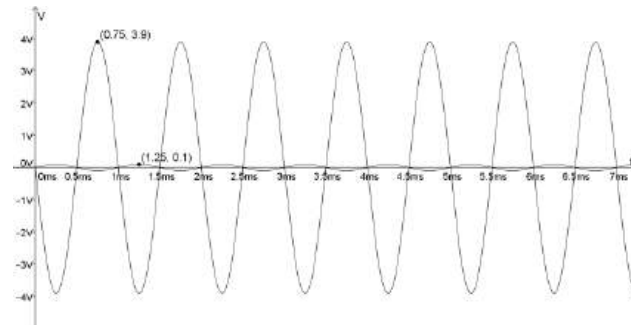


Figura 1.13. Simulación del ejemplo 2, tercer método

1.1.2 Diseño de amplificadores en configuración base común (BC)

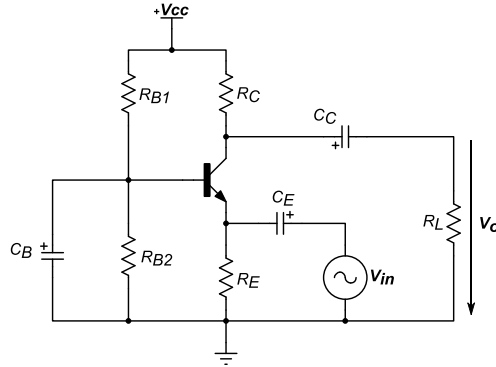


Figura 1.14. Amplificador en configuración base común

1.1.2.1 Circuito equivalente con parámetros T sin capacitor en la base

El circuito equivalente que emplea parámetros T del TBJ en la configuración BC es el presentado en la figura 1.11, que nos permite obtener las ecuaciones de ganancias e impedancias:

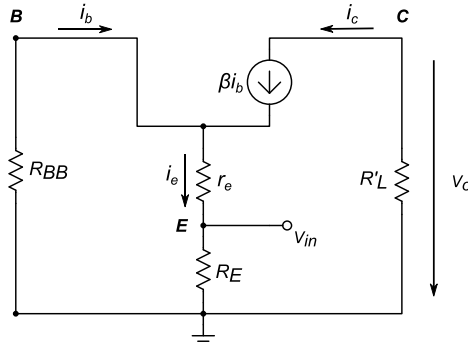


Figura 1.15. Circuito equivalente parámetros T del amplificador en BC

Ganancia de corriente:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_c}{i_e} = \alpha \quad [1.25]$$

Ganancia de voltaje:

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} = - \frac{R'_L}{r_e + \frac{R_{BB}}{(\beta + 1)}} \quad [1.26]$$

$$R_{BB} = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

$$A_v \approx - \frac{R'_L}{Z_{inT}} \quad [1.27]$$

Impedancia de entrada al transistor:

$$Z_{inT} = r_e + \frac{R_{BB}}{(\beta + 1)} \quad [1.28]$$

Impedancia de entrada:

$$Z_{in} = Z_{inT} || R_E \quad [1.29]$$

Impedancia de salida del transistor:

$$Z_{oT} > \frac{1}{h_{oe}} \quad [1.30]$$

Impedancia de salida:

$$\begin{aligned} Z_o &= Z_{oT} || R'_L \\ \text{Como } Z_{oT} &\gg R'_L, \\ Z_o &= R'_L \end{aligned} \quad [1.31]$$

1.1.2.2 Circuito equivalente con C_B

Ganancia de corriente:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_c}{i_e} = \alpha \quad [1.32]$$

Ganancia de voltaje:

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} = - \frac{R'_L}{r_e + \frac{R_{BB} || X_{CB}}{(\beta + 1)}} \quad [1.33]$$

Si $R_B \gg X_{CB}$

$$R_B || X_{CB} \approx X_{CB}$$

$$A_v = - \frac{R'_L}{r_e + \frac{X_{CB}}{(\beta + 1)}}$$

$$r_e \gg \frac{X_{CB}}{(\beta + 1)}$$

$$A_v = - \frac{R'_L}{r_e} \quad [1.34]$$

Impedancia de entrada al transistor:

$$Z_{inT} = r_e \quad [1.35]$$

Como existe $C_B \rightarrow R_{BB}$ será igual a cero

Impedancia de entrada:

$$Z_{in} = Z_{inT} || R_E = r_e || R_E \quad [1.36]$$

Calculo de condensadores:

$$X_{CC} \ll R'_L$$
$$C_C \geq \frac{10}{\omega R'_L} \quad [1.37]$$

$$X_{CE} \ll Z_{in}$$
$$C_E \geq \frac{10}{\omega Z_{in}} \quad [1.38]$$

$$\text{Con: } A_v = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R'_L}{r_e + \frac{R_{BB} || X_{CB}}{(\beta + 1)}}$$

$$\text{Si } R_B \gg X_{CB}$$

$$R_{BB} || X_{CB} \approx X_{CB}$$

$$A_v = \frac{R'_L}{r_e + \frac{X_{CB}}{(\beta + 1)}}$$

$$r_e \gg \frac{X_{CB}}{(\beta + 1)}$$

$$X_{CB} \ll r_e(\beta + 1)$$

$$C_B \geq \frac{10}{\omega * r_e * (\beta + 1)} \quad [1.39]$$

NOTA: Siempre se trabaja con la frecuencia mínima ($\omega = 2\pi f_{\min}$).

Ejemplo 1.3

Diseñar un amplificador en base común con las siguientes características:

$$A_v = 20$$

$$\beta_{\min} = 100$$

$$V_{in} = 0.1 \text{ Sen}(\omega t) \text{ V}$$

$$f_{min} = 1 \text{ kHz}$$

$$R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in} \geq 100 \text{ }\Omega$$

Análisis:

Condición para diseño

$$A_v = \frac{R'_L}{r_e + \frac{R_{BB}}{\beta + 1}} = \frac{R'_L}{Z_{inT}}$$

$$Z_{in} = R_E \parallel Z_{inT}$$

$$R_E \gg Z_{inT}$$

$$Z_{in} \approx Z_{inT}$$

$$A_v = \frac{R'_L}{Z_{in}}$$

$$Z_{in\text{máx}} = \frac{R'_{L\text{máx}}}{A_v} = \frac{R_L}{A_v}$$

Desarrollo:

¿Es posible diseñar con estas condiciones?

$$Z_{in\text{máx}} = \frac{R_L}{A_v} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{20} = 50 \text{ }\Omega$$

No es posible diseñar

Por lo anterior se modifica el problema:

$$R_L = 6.8 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in\text{máx}} = \frac{R_L}{A_v} = \frac{6.8 \text{ k}\Omega}{20} = 340 \text{ }\Omega$$

Si es posible diseñar

$$100 \text{ }\Omega < Z_{in} < 340 \text{ }\Omega$$

$$\text{Se asume: } Z_{in} = 200 \text{ }\Omega$$

$$R'_L \geq A_v \times Z_{in} \geq (20)(200 \text{ }\Omega) = 4.0 \text{ k}\Omega$$

$$R_C \geq \frac{R_L \times R'_L}{R_L - R'_L} \geq \frac{6.8 \text{ k}\Omega \times 4.0 \text{ k}\Omega}{6.8 \text{ k}\Omega - 4.0 \text{ k}\Omega} \geq 9.71 \text{ k}\Omega \quad \begin{matrix} \uparrow 10 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 9.1 \text{ k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_C = 10 \text{ k}\Omega \quad \text{por cercanía}$$

$$\hat{V}_o = |A_v| \times \hat{V}_{in} = 20 \times 0.1 \text{ V} = 2 \text{ V}$$

$$R_L = 6.8 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_C \parallel R_L = 10 \text{ k}\Omega \parallel 6.8 \text{ k}\Omega = 4.05 \text{ k}\Omega$$

$$V_{RC} \geq \frac{R_C}{R'_L} \times \hat{V}_o \geq \frac{10 \text{ k}\Omega}{4.05 \text{ k}\Omega} (2 \text{ V}) \geq 4.4 \text{ V}$$

$$\mathbf{V_{RC} = 11 \text{ V}}$$

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{11 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 1.1 \text{ mA} = I_E$$

$$1 \text{ mA} < I_C < 10 \text{ mA}$$

La corriente I_C cumple con el rango de funcionamiento del TBJ.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{min}} = \frac{1.1 \text{ mA}}{100} = 10.89 \text{ }\mu\text{A}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_C} = \frac{26 \text{ mV}}{1.1 \text{ mA}} = 23.64 \text{ }\Omega$$

$$V_{CE} \geq \hat{V}_o - \hat{V}_{in} + V_{CEmin} \geq 2 \text{ V} - 0.1 \text{ V} + 2 \text{ V} \geq 3.9 \text{ V}$$

$$A_v = \frac{R'_L}{r_e + \frac{R_{BB}}{\beta + 1}}$$

$$R_{BB} = \left(\frac{R'_L}{A_v} - r_e \right) (\beta + 1) = \left(\frac{4.0 \text{ k}\Omega}{20} - 23.64 \text{ }\Omega \right) (100 + 1) = 17.81 \text{ k}\Omega$$

$$V_{RB1} = V_{RC} + V_{CE} - V_{EB} = 11 \text{ V} + 3.9 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = 15.6 \text{ V}$$

$$I_1 = 11 \times I_B = 11(10.89 \text{ }\mu\text{A}) = 0.12 \text{ mA}$$

$$R_{B1} = \frac{V_{RB1}}{I_1} = \frac{15.6 \text{ V}}{0.12 \text{ mA}} = 130 \text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 150 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 130 \text{ k}\Omega \end{array}$$

$$\mathbf{R_{B1} = 130 \text{ k}\Omega \quad \text{por cercanía}}$$

$$R_{B2} > \frac{R_{BB} \times R_{B1}}{R_{B1} - R_{BB}} > \frac{(17.81 \text{ k}\Omega)(130 \text{ k}\Omega)}{130 \text{ k}\Omega - 17.81 \text{ k}\Omega} > 20.64 \text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 22 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 20 \text{ k}\Omega \end{array}$$

$$\mathbf{R_{B2} = 20 \text{ k}\Omega \quad \text{por cercanía}}$$

$$R_{BB} = R_{B1} \parallel R_{B2} = 130 \text{ k}\Omega \parallel 20 \text{ k}\Omega = 17.33 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{inT} = r_e + \frac{R_{BB}}{\beta + 1} = 23.64 \Omega + \frac{17.33 \text{ k}\Omega}{100 + 1} = 195.22 \Omega$$

$$I_2 = I_1 - I_B = 0.12 \text{ mA} - 10.89 \mu\text{A} = 0.11 \text{ mA}$$

Se verifica: $V_B \geq V_E + V_{BE} \geq 1 \text{ V} + 0.7 \geq 1.7 \text{ V}$

$$V_B = R_{B2} \times I_2 = (20 \text{ k}\Omega)(0.11 \text{ mA}) = 2.2 \text{ V} \geq 1.7 \text{ V}$$

Sí cumple

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2.2 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = 1.5 \text{ V}$$

Se verifica: $V_E \geq V_{in} + 1 \text{ V} \geq 1.1 \text{ V}$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{1.5 \text{ V}}{1.1 \text{ mA}} = 1.36 \text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 1.5\Omega \\ \downarrow 1.3\Omega \end{array}$$

$R_E = 1.3 \text{ k}\Omega$ por cercanía

$$V_E = I_E \times R_E = (1.1 \text{ mA})(1.3 \text{ k}\Omega) = 1.43 \text{ V}$$

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE} + V_E = 11 \text{ V} + 3.9 \text{ V} + 1.43 \text{ V} = 16.33 \text{ V}$$

$V_{CC} = 18 \text{ V}$ estandarizado

Comprobación:

$$Z_{in} = R_E \parallel Z_{inT} = 1.3 \text{ k}\Omega \parallel 195.22 \Omega = 169.73 \Omega$$

$$A_v = \frac{R'_L}{r_e + \frac{R_{BB}}{\beta + 1}} = \frac{4 \text{ k}\Omega}{23.64 \Omega + \frac{17.33 \text{ k}\Omega}{100 + 1}} = 20.48$$

Cálculo de capacitores:

$$C_C \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times R'_L} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times 4.0 \text{ k}\Omega} \geq 0.39 \mu\text{F}$$

$C_C = 1 \mu\text{F}$

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times Z_{in}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times 169.73 \Omega} = 9.38 \mu\text{F}$$

$C_E = 10 \mu\text{F}$

1.1.3 Diseño de amplificadores en configuración colector común

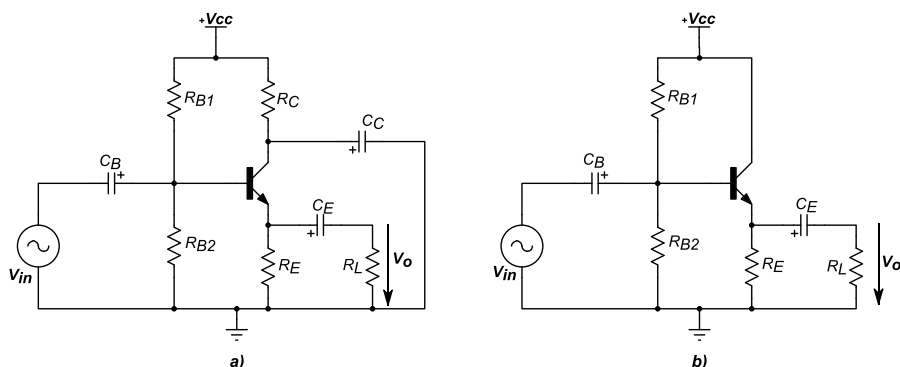


Figura 1.16.

- a) Amplificador en colector común con resistencia en el colector
b) Amplificador en colector común sin resistencia en el colector

En muchas configuraciones la resistencia R_{CC} se la elimina debido a que ocasiona caída de tensión en R_C , lo que implica que el V_{CC} aumente, figura 1.17.

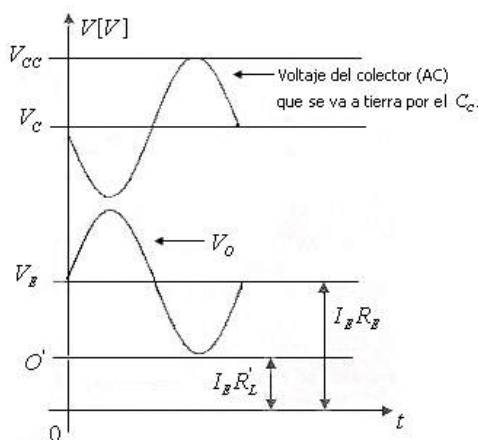


Figura 1.17. Gráfica de voltajes del amplificador en colector común

1.1.3.1 Análisis empleando parámetros T para colector común (CC)

El circuito equivalente empleando parámetros [T] del TBJ en la configuración CC es la presentada en la figura 1.18, que nos permite obtener las ecuaciones de ganancias e impedancias:

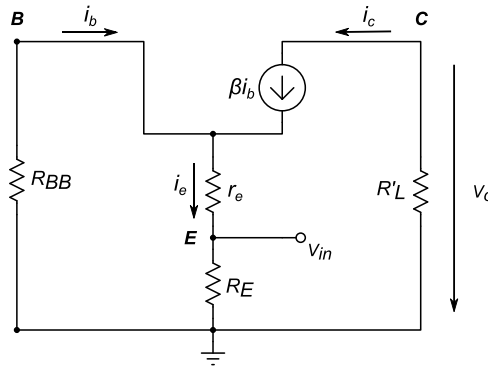


Figura 1.18. Representación de un amplificador de colector común con parámetros T

Ganancia de corriente:

$$A_i = \frac{i_E}{i_B} = \beta + 1 \quad [1.40]$$

Ganancia de voltaje:

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} \approx -\frac{R'_L}{r_e + R'_L}$$

$$A_v \approx 1 \quad [1.41]$$

Impedancia de entrada al transistor:

$$Z_{inT} = \frac{V_{inT}}{i_{inT}} = (\beta + 1)(r_e + R'_L) \quad [1.42]$$

Impedancia de entrada:

$$Z_{in} = Z_{inT} || R_{BB} \quad [1.43]$$

Impedancia de salida del transistor:

$$Z_{oT} = \frac{V_{oT}}{i_{oT}} = r_e + \frac{R_{BB}}{\beta + 1} \quad [1.44]$$

Impedancia de salida:

$$Z_o = Z_{oT} || R'_L$$

Como $Z_{oT} \ll R'_L$

$$Z_o \approx Z_{oT} \quad [1.45]$$

Cálculo de condensadores:

$$X_{CB} \ll Z_{in} \rightarrow C_B \geq \frac{10}{\omega Z_{in}} \quad [1.46]$$

$$X_{CE} \ll R_L \rightarrow C_E \geq \frac{10}{\omega R_L} \quad [1.47]$$

$$\text{En el caso de usar } R_C : C_C = \frac{10}{\omega R_C} \quad [1.48]$$

Ejemplo 1.4

Diseñar un amplificador en colector común con las siguientes características:

$$\beta_{min} = 80$$

$$V_{in} = 2 \text{ Sen}(\omega t) \text{ V}$$

$$f_{min} = 1 \text{ kHz}$$

$$R_L = 470 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in} \geq 2.0 \text{ k}\Omega$$

Análisis:

Condición máxima para diseño

$$A_v = \frac{R'_L}{r_e + R'_E}$$

$$(r_e + R'_E)_{\max} = \frac{R'_{L\max}}{A_v} = \frac{R_L}{A_v}$$

Condición mínima para diseño

$$Z_{in} = R_{BB} \parallel Z_{inT}$$

$$Z_{inT} = (\beta + 1)(r_e + R'_E)$$

$$\text{Si } R_{BB} \gg Z_{inT}$$

$$(r_e + R'_E)_{\min} = \frac{Z_{inT\min}}{(\beta + 1)} = \frac{Z_{in}}{(\beta + 1)}$$

Condición para diseño

$$\frac{Z_{in}}{\beta + 1} < r_e + R'_E < \frac{R_L}{|A_v|}$$

Desarrollo:

$$Z_{inT} = (\beta + 1)(r_e + R'_L)$$

$$Z_{in} = R_{BB} \parallel Z_{inT} \approx Z_{inT} \geq 2.0 \text{ k}\Omega$$

$$\text{Si } r_e \ll R'_L$$

$$R'_L > \frac{Z_{in}}{(\beta + 1)} > \frac{2.0 \text{ k}\Omega}{100 + 1} = 19.8 \Omega$$

$$R_E > \frac{R_L \times R'_L}{R_L - R'_L} > \frac{470 \Omega \times 19.8 \Omega}{470 \Omega - 19.8 \Omega} > 20.67 \Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 22 \Omega \\ \downarrow 20 \Omega \end{array}$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega \quad \text{por cercanía}$$

$$R'_L = R_E \parallel R_L = 1 \text{ k}\Omega \parallel 470 \Omega = 319.73 \Omega$$

$$\hat{V}_o = \hat{V}_{in} = 2 \text{ V}$$

$$V_E = \frac{R_E}{R'_L} \times \hat{V}_o = \frac{1 \text{ k}\Omega}{319.73 \Omega} (2 \text{ V})(1.2) = 7.5 \text{ V}$$

$$1.2 = \text{Factor de seguridad (10\% o 20\%)}$$

El factor asegura que la señal amplificada no se recorte a la salida.

$$V_{CC} = 2 \times V_E = 2(7.5 \text{ V})$$

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{7.5 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 7.5 \text{ mA}$$

$$1 \text{ mA} < I_E < 10 \text{ mA}$$

La corriente I_E cumple con el rango de funcionamiento del TBJ.

$$I_B = \frac{I_E}{\beta_{min}} = \frac{7.5 \text{ mA}}{80} = 93.75 \mu\text{A}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{7.5 \text{ mA}} = 3.47 \Omega$$

$$V_{RB2} = V_B = V_E + V_{BE} = 7.5 \text{ V} + 0.7 \text{ V} = 8.2 \text{ V}$$

$$I_2 = 10 \times I_B = 10(93.75 \mu\text{A}) = 0.94 \text{ mA}$$

$$R_{B2} = \frac{V_{RB2}}{I_2} = \frac{8.2 \text{ V}}{0.94 \text{ mA}} = 8.72 \text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 9.1 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 8.2 \text{ k}\Omega \end{array}$$

$$R_{B2} = 9.1 \text{ k}\Omega \quad \text{por cercanía}$$

$$I_1 = 11 \times I_B = 11(93.75 \mu\text{A}) = 1.03 \text{ mA}$$

$$V_{RB1} = V_{CC} - V_B = 15 \text{ V} - 8.2 \text{ V} = 6.8 \text{ V}$$

$$R_{B1} = \frac{V_{RB1}}{I_1} = \frac{6.8 \text{ V}}{1.03 \text{ mA}} = 6.6 \text{ k}\Omega \quad \begin{array}{l} \uparrow 6.8 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 6.2 \text{ k}\Omega \end{array}$$

$R_{B1} = 6.8 \text{ k}\Omega$ por cercanía.

$$Z_{in-T} = (\beta + 1)(r_e + R'_L) = (80 + 1)(3.47 \text{ }\Omega + 319.73 \text{ }\Omega) = 26.18 \text{ k}\Omega$$

$$R_{BB} = R_{B1} \parallel R_{B2} = 6.8 \text{ k}\Omega \parallel 9.1 \text{ k}\Omega = 3.89 \text{ k}\Omega$$

Comprobación:

$$A_v = \frac{R'_L}{r_e + R'_L} = \frac{319.73 \text{ }\Omega}{3.47 \text{ }\Omega + 319.73 \text{ }\Omega} = 0.99$$

$$Z_{in} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel Z_{in-T} = 6.8 \text{ k}\Omega \parallel 9.1 \text{ k}\Omega \parallel 26.18 \text{ k}\Omega = 3.39 \text{ k}\Omega$$

Cálculo de capacitores:

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times R'_L} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times 319.73 \text{ }\Omega} = 4.97 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_E = 10 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_B \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times Z_{in}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times 3.39 \text{ k}\Omega} = 0.47 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_B = 1 \text{ }\mu\text{F}$$

1.1.4 Cuadro comparativo de las tres configuraciones

PARÁMETRO	B.C.	E.C.	C.C.
Z_{in}	Pequeña (Centenas)	Grande (Kilos)	Grande (Kilos)
A_v	Alta	Alta	≈ 1
A_i	$\alpha=1$	β	$\beta+1$
Z_o	$R'_L = R_L \parallel R_C$	$R'_L = R_L \parallel R_C$	$R'_L = R_L \parallel R_E$ Pequeña

Tabla 1.1. Cuadro comparativo de las tres configuraciones

Ejercicios propuestos:

1. Diseñar un amplificador en EC que permita amplificar 30 veces la señal de entrada $V_i = 0.5 \sin \omega t$ [V]. Si la carga es $1 \text{ k}\Omega$, para el efecto se dispone de un TBJ NPN de silicio con $\beta_{\min} = 50$, $\beta_{\text{típico}} = 80$ y $\beta_{\max} = 100$. La frecuencia mínima de trabajo es 1 kHz y la máxima de 20 kHz .

$$V_{in} = 0.5 \sin \omega t [\text{V}] \quad f_{\min} = 1 [\text{kHz}] \quad R_L = 1 [\text{k}\Omega] \quad \beta_{\min} = 50$$

2. Diseñar un amplificador en emisor común con las siguientes características:

$$Z_{in} \geq 6 [\text{k}\Omega] \quad \hat{V}_O = 1 [\text{V}] \quad |A_v| = 15$$

$$\beta_{\min} = 50 \quad f_{\min} = 1 [\text{kHz}] \quad R_L = 4.7 [\text{k}\Omega]$$

3. Diseñar un amplificador en base común con las siguientes características:

$$Z_{in} \geq 300 [\Omega] \quad \hat{V}_{in} = 0.2 [\text{V}] \quad |A_v| = 10$$

$$\beta_{\min} = 100 \quad f_{\min} = 800 [\text{Hz}] \quad R_L = 10 [\text{k}\Omega]$$

4. Diseñar un amplificador en colector común con las siguientes características:

$$Z_{in} \geq 10 [\text{k}\Omega] \quad \hat{V}_O = 2 [\text{V}] \quad \beta_{\min} = 80$$

$$f_{\min} = 1 [\text{kHz}] \quad R_L = 4.5 [\text{k}\Omega]$$

1.2 Diseño de amplificadores con transistores de efecto de campo (JFET)

1.2.1 El JFET

El transistor de efecto de campo de juntura, JFET (por sus siglas en inglés, *Junction Field-Effect Transistor*) es un dispositivo de juntura NP cuyo funcionamiento es el control de una corriente I_D por medio de un campo eléctrico (V_{GS}). La característica más importante es su *alta impedancia de entrada*. Existen dos tipos de JFET: de canal N y de Canal P (figura 1.19), los cuales se diferencian por su estructura interna.

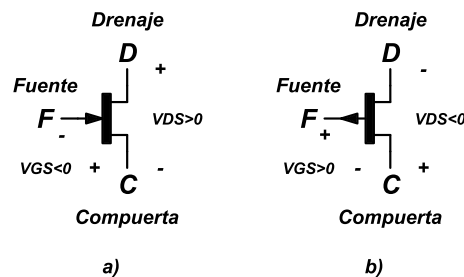


Figura 1.19.

a) FET canal N b) FET canal P

Por su parte, la gráfica 1.20 muestra cómo se polariza el JFET con dos fuentes, V_{GS} y V_{DS} .

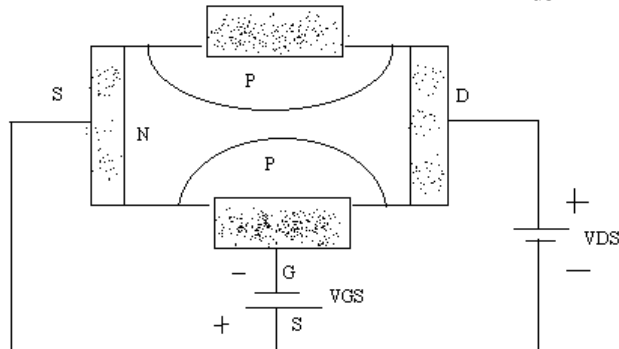


Figura 1.20. Polarización del JFET con dos fuentes

- La región vacía actúa como un vehículo que depende de V_{GS} de regulación para reducir la corriente del drenaje.
- Mientras más grande es la penetración de la región vacía tanto menor es la I_D .
- En algún momento cuando el V_{GS} se incrementa negativamente la región vacía se extiende por completo y la $I_D = 0$ A.
- Entonces el V_{GS} que produce el corte de la I_D se llama voltaje de estrangulamiento V_P . I_{DSS} y V_P son parámetros del fabricante.

$$\begin{aligned} V_P &= V_{GS} & \text{si} & \quad I_D = 0 \text{ A} \\ I_D &= I_{DSS} & \text{si} & \quad V_{GS} = 0 \text{ V} \\ V_P &= V_{pinch} & \text{entonces} & \quad R_{canal} \rightarrow \infty \end{aligned}$$

1.2.2 Características del JFET

1.2.2.1 Características de salida

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad [1.49]$$

r_d : resistencia dinámica, parámetro del fabricante, $[\Omega]$

$$r_d = \left. \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}} \right|_{V_{GS}=cte} \quad [1.50]$$

g_m : transductancia, [Siems]

$$g_m \cong \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DS}=cte} \quad [1.51]$$

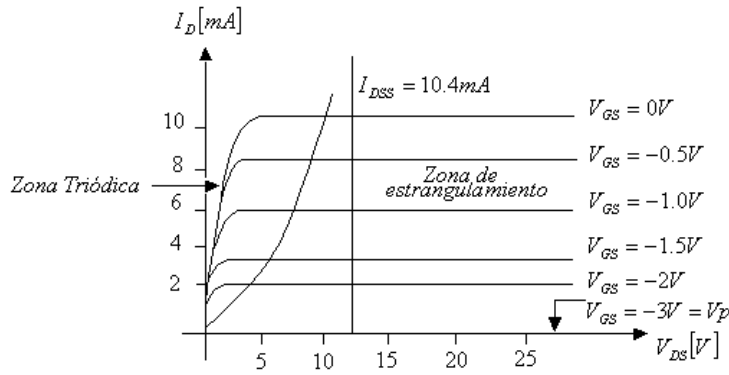


Figura 1.21. Características de la salida del JFET

1.2.2.2 Características de transferencia

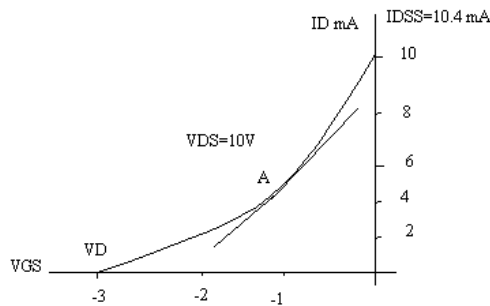


Figura 1.22. Curva característica de transferencia del JFET

La pendiente define la transconductancia g_m .

$$g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \quad [1.52]$$

g_{mo} : transconductancia máxima, máxima pendiente de la curva.

$$g_{mo} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \quad [1.53]$$

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \quad [1.54]$$

1.2.2.3 Circuito equivalente del JFET en AC

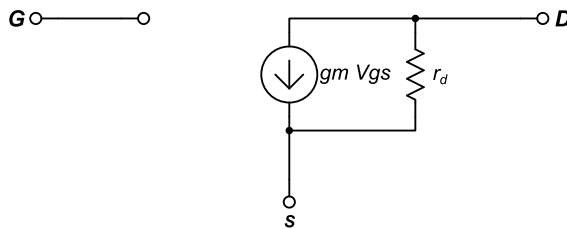


Figura 1.23. Circuito equivalente del JFET en AC

Además:

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} \approx \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DS}=cte}$$

$$g_d = \frac{1}{r_d} = \frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}} \approx \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}} \right|_{V_{GS}=cte}$$

μ : factor de amplificación

$$\mu = g_m(r_d) \quad [1.55]$$

Ejemplo de cálculo

Si:

$$r_d = 100 \text{ k}\Omega$$

$$g_m = 4.45 \text{ mS}$$

$$\rightarrow \mu = 445$$

1.2.3 Diseño de amplificadores en las diferentes configuraciones

Se pueden definir tres configuraciones dependiendo del terminal del JFET que es común a la entrada y salida de alterna.

1.2.3.1 Configuración fuente común

La señal de entrada se encuentra en la puerta, la salida en el drenaje y el terminal común es la fuente.

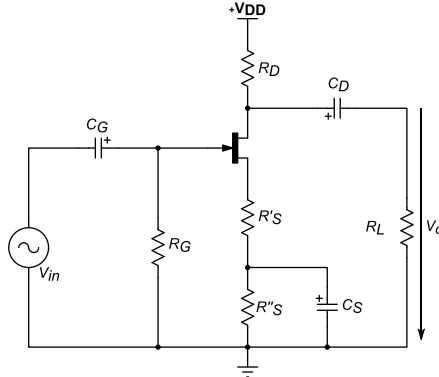


Figura 1.24. Amplificador JFET en Fuente Común.

Condiciones para que el JFET trabaje en la región de estrangulamiento y evitar distorsión por recorte de picos.

$$A_v = \frac{-\mu R'_L}{r_d + R'_L + (\mu + 1)R'_S} \quad [1.56]$$

$$si \ r_d \gg R'_L + (\mu + 1)R'_S \quad [1.57]$$

$$A_{vmax} = \frac{-\mu R'_L}{r_d} = -gmR'_L \quad [1.58]$$

$$V_{RD} \geq \frac{R_D}{R'_L} \hat{V}_o \quad [1.59]$$

$$V_{DS} > \hat{V}_o + \hat{V}_{in} + V_{DSmin} \quad [1.60]$$

$$V_{DSmin} > |V_p| \quad [1.61]$$

$$V_S > V_{in} \quad [1.62]$$

$$V_{CC} > V_S + \hat{V}_o + \hat{V}_{in} + V_{DSmin} + V_{RD} \quad [1.63]$$

$$Z_{inT} = \infty \quad [1.64]$$

$$Z_{in} = Z_{inT} || R_G = R_G \quad [1.65]$$

$$Z_{oT} = r_d \quad [1.66]$$

$$Z_o = R_L || r_d = R'_L \quad [1.67]$$

Ejemplo 1.5

Diseñar un amplificador con JFET en configuración fuente común que cumpla con los siguientes datos:

$$|A_v| = 10$$

$$V_{in} = 0.1 \text{ Sen}(\omega t) \text{ V}$$

$$f_{min} = 1 \text{ kHz}$$

$$R_L = 6.8 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in} \geq 100 \text{ k}\Omega$$

Datos del JFET

$$I_{DSS} = 10 \text{ mA}$$

$$V_p = -4 \text{ V}$$

$$r_d = 120 \text{ k}\Omega$$

Andlisis:

Condición máxima de la ganancia

$$A_{v_{\max}} = -gm \times R'_L$$

$$|A_{v_{\max}}| = gm \times R'_L$$

$$gm_o = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p} = -2 \frac{10 \text{ mA}}{-4} = 5 \text{ mS}$$

Se asume: $R_D = 6.8 \text{ k}\Omega$

$$\hat{V}_o = |A_v| \times \hat{V}_{in} = 10 \times 0.1 \text{ V} = 1 \text{ V}$$

$$R_L = 6.8 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_D \parallel R_L = 6.8 \text{ k}\Omega \parallel 6.8 \text{ k}\Omega = 3.4 \text{ k}\Omega$$

$$V_{RD} = \frac{R_D}{R'_L} \times \hat{V}_o = \frac{6.8 \text{ k}\Omega}{3.4 \text{ k}\Omega} (1 \text{ V}) = 2 \text{ V} \times 1.2 = 2.4 \text{ V}$$

1.2 = Factor de seguridad (10% o 20%)

El factor asegura que la señal amplificada no se recorte a la salida.

$$I_{DSS} = 10 \text{ mA}$$

$$\frac{1}{3} I_{DSS} < I_D < \frac{2}{3} I_{DSS}$$

$$1.33 \text{ mA} < I_D < 6.67 \text{ mA}$$

$$I_D = \frac{V_{RD}}{R_D} = \frac{2.4 \text{ V}}{6.8 \text{ k}\Omega} = 0.35 \text{ mA} \text{ no cumple la condición}$$

Se asume: $V_{RD} = 15 \text{ V}$

$$I_D = \frac{V_{RD}}{R_D} = \frac{15 \text{ V}}{6.8 \text{ k}\Omega} = 2.21 \text{ mA} = I_S$$

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

$$V_{GS} = \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) V_P = \left(1 - \sqrt{\frac{2.21 \text{ mA}}{10 \text{ mA}}}\right) (-4 \text{ V}) = -2.12 \text{ V}$$

$$g_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = -2 \frac{10 \text{ mA}}{-4 \text{ V}} \left(1 - \frac{-2.12 \text{ V}}{-4 \text{ V}}\right) = 2.35 \text{ mS}$$

$$|A_v|_{\max} = g_m \times R'_L = 2.35 \text{ mS} \times 3.4 \text{ k}\Omega = 7.99$$

$\Rightarrow$ no se puede cumplir con la ganancia de 10

Desarrollo:

Asumir: $|A_v| = 7.5$

$$A_v = \frac{-\mu R'_L}{r_d + R'_L + (\mu + 1)R'_S}$$

$$\mu = g_m \times r_d = (2.35 \text{ mS})(120 \text{ k}\Omega) = 282$$

$$R'_S = \left(\frac{-\mu R'_L}{A_v} - r_d - R'_L\right) \frac{1}{(\mu + 1)}$$

$$R'_S = \left(\frac{-(282)(3.4 \text{ k}\Omega)}{-7.5} - 120 \text{ k}\Omega - 3.4 \text{ k}\Omega\right) \frac{1}{(282 + 1)} = 15.69 \text{ }\Omega \quad \begin{matrix} \uparrow 16 \text{ }\Omega \\ \downarrow 15 \text{ }\Omega \end{matrix}$$

$R'_S = 15 \text{ }\Omega$ para mantener ganancia

$$V_{GS} = -V_S \Rightarrow V_S = 2.12 \text{ V}$$

$$R_S = \frac{V_S}{I_S} = \frac{2.12 \text{ V}}{2.21 \text{ mA}} = 959.28 \text{ }\Omega$$

$$R''_S = R_S - R'_S = 959.28 \text{ }\Omega - 15 \text{ }\Omega = 944.28 \text{ }\Omega \quad \begin{matrix} \uparrow 1 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 910 \text{ }\Omega \end{matrix}$$

$R''_S = 1 \text{ k}\Omega$ por cercanía

$$R_S = R'_S + R''_S = 15 \text{ }\Omega + 1 \text{ k}\Omega = 1.015 \text{ k}\Omega$$

$$V_{RS} = I_S R_S = (2.21 \text{ mA})(1.015 \text{ k}\Omega) = 2.24 \text{ V}$$

$$V_{DS} > |V_P| \Rightarrow V_{DS} = 4 \text{ V}$$

$$\hat{V}_o = |A_v| \times \hat{V}_{in} = 7.5 \times 0.1 \text{ V} = 0.75 \text{ V}$$

$$\begin{aligned} V_{DD} &\geq V_{RD} + \hat{V}_o + \hat{V}_i + V_{DS\min} + V_S = 15 \text{ V} + 0.75 \text{ V} + 0.1 \text{ V} + 4 \text{ V} + 2.24 \text{ V} \\ &= 22.09 \text{ V} \end{aligned}$$

$$V_{DD} = 24 \text{ V estandarizado}$$

Comprobación:

$$A_v = \frac{-\mu R'_L}{r_d + R'_L + (\mu + 1)R'_S} = \frac{-(282)(3.4 \text{ k}\Omega)}{120 \text{ k}\Omega + 3.4 \text{ k}\Omega + (282 + 1)(15 \text{ }\Omega)} = -7.51$$

$$Z_{in} = R_G \geq 100 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_G = 120 \text{ k}\Omega$$

Cálculo de capacitores:

$$X_{GG} \ll R_G$$

$$C_G \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times R_G}$$

$$C_G \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times 120 \text{ k}\Omega} \geq 0.013 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_G = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$$

$$X_{GS} \ll R_S$$

$$A_v = \frac{-\mu R'_L}{r_d + R'_L + (\mu + 1)X_{CS}}$$

$$r_d + R'_L \gg \mu X_{CS}$$

$$\mu \gg 1$$

$$\therefore \mu = g_m \times r_d$$

$$r_d \gg \mu X_{CS}$$

$$X_{CS} \ll \frac{r_d}{\mu} = \frac{1}{g_m}$$

$$C_S \geq \frac{10 \times g_m}{2\pi \times f_{min}}$$

$$C_S \geq \frac{10(2.35 \text{ mS})}{2\pi \times 1 \text{ kHz}} \geq 3.74 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_S = 4.7 \text{ }\mu\text{F}$$

$$X_{CD} \ll R'_D + R_L$$

$$R'_D = r_d \parallel R_D$$

$$r_d \gg R_D$$

$$R'_D \approx R_D$$

$$X_{CD} \ll R_D + R_L$$

$$C_D \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times (R_D + R_L)}$$

$$C_D \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times (6.8 \text{ k}\Omega + 6.8 \text{ k}\Omega)} \geq 0.12 \mu\text{F}$$

$$C_D = 0.33 \mu\text{F}$$

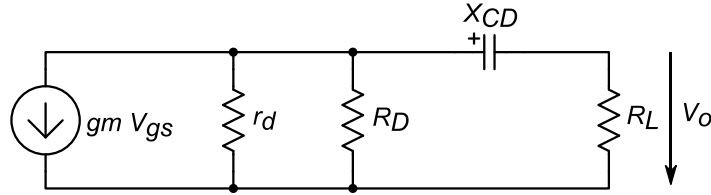


Figura 1.25. Figura para calcular el capacitor C_D .

Para que no sea lo más alto posible:

$$V_o = \frac{V_i \times R_L}{R'_D + X_{CD} + R_L}$$

$$X_{CD} \ll R'_D + R_L$$

$$R'_D \approx R_D$$

$$C_D \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times (R_D + R'_L)}$$

1.2.3.2 Configuración drenaje común (DC)

En esta configuración, la señal de entrada se mantiene en la compuerta, la salida se da por la fuente y el terminal común a la entrada y la salida es el drenaje, así:

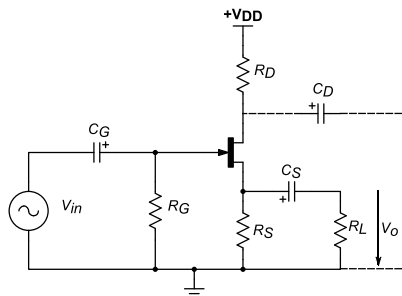


Figura 1.26. Circuito amplificador con JFET en configuración drenaje común.

$$A_v = \frac{g_m}{g_m + R'_L{}^{-1} + g_d} \quad [1.68]$$

$$R'_L = R_L \parallel R_S \quad y \quad g_d = \frac{1}{r_d} \quad [1.69]$$

$$A_{vmax} = \frac{g_m}{g_m + g_d} \approx 1 \quad R'_L \text{ muy grande} \rightarrow \frac{1}{R'_L} \approx 0 \quad [1.70]$$

$$g_G = \frac{1}{R_G} \rightarrow Z_i = R_G \quad [1.71]$$

$$R_o = R'_L \parallel r_d \parallel \left(\frac{1}{g_m} \right) \quad [1.72]$$

$$R_o = \frac{1}{g_m} \quad [1.73]$$

Ejemplo 1.6

Diseñar un amplificador con JFET en configuración drenaje común que cumpla con los siguientes datos:

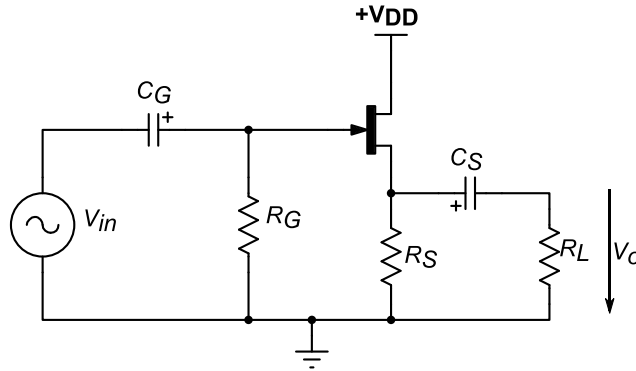


Figura 1.27. Circuito de diseño de un amplificador en drenaje común.

$$V_{in} = 0.1 \text{ Sen}(\omega t) \text{ V}$$

$$f_{min} = 1 \text{ kHz} \quad R_L = 3 \text{ k}\Omega \quad Z_{in} \geq 10 \text{ M}\Omega$$

Datos del JFET

$$I_{DSS} = 10 \text{ mA}$$

$$V_p = -4 \text{ V}$$

$$r_d = 120 \text{ k}\Omega$$

Análisis:

$$A_{vmax} = \frac{g_m \times R'_L}{1 + g_m R'_L}$$

$$R'_L = R_D \parallel R_L$$

$$V_S = \frac{R_S}{R'_L} \times \hat{V}_o$$

$$\frac{R_S}{R'_L} > 1$$

$$R_S > R'_L \approx R_L$$

$$R_S > 3 \text{ k}\Omega$$

Desarrollo:

Se asume: $R_S = 4.7 \text{ k}\Omega$

$$R'_L = R_S \parallel R_L = 4.7 \text{ k}\Omega \parallel 3 \text{ k}\Omega = 1.83 \text{ k}\Omega$$

$$V_S = \frac{R_S}{R'_L} \times \hat{V}_o = \frac{4.7 \text{ k}\Omega}{1.83 \text{ k}\Omega} (2 \text{ V}) = 5.14 \text{ V} \times 1.2 = 6.16 \text{ V}$$

$$1.2 = \text{Factor de seguridad (10\% o 20\%)}$$

El factor asegura que la señal amplificada no se recorte a la salida.

$$I_{DSS} = 10 \text{ mA}$$

$$\frac{1}{3} I_{DSS} < I_D < \frac{2}{3} I_{DSS}$$

$$1.33 \text{ mA} < I_D < 6.67 \text{ mA}$$

$$V_S = 10 \text{ V}$$

$$I_S = \frac{V_S}{R_S} = \frac{10 \text{ V}}{4.7 \text{ k}\Omega} = 2.18 \text{ mA} = I_D$$

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

$$V_{GS} = \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right) V_P = \left(1 - \sqrt{\frac{2.18 \text{ mA}}{10 \text{ mA}}} \right) (-4 \text{ V}) = -2.13 \text{ V}$$

$$g_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) = -2 \frac{10 \text{ mA}}{-4 \text{ V}} \left(1 - \frac{-2.13 \text{ V}}{-4 \text{ V}} \right) = 2.34 \text{ mS}$$

$$V_{GG} = V_{GS} + V_S = -2.13 \text{ V} + 10 \text{ V} = 7.87 \text{ V}$$

$$V_{DD} = 2 \times V_S = 2(10 \text{ V}) = 20 \text{ V}$$

$$V_{DD} = 21 \text{ V estandarizado}$$

Comprobación:

$$A_v = \frac{g_m \times R'_L}{1 + g_m R'_L} = \frac{(2.34 \text{ mS})(1.83 \text{ k}\Omega)}{1 + (2.34 \text{ mS})(1.83 \text{ k}\Omega)} = 0.81$$

$$Z_{in} = R_G \geq 10 \text{ M}\Omega \Rightarrow R_G = 10 \text{ M}\Omega$$

Cálculo de capacitores:

$$C_G \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times R_G} \geq \frac{10}{2\pi \times 1 \text{ kHz} \times 10 \text{ M}\Omega} \geq 0.16 \mu\text{F}$$

$$C_G = 1 \mu\text{F}$$

$$C_S \geq \frac{10 \times g_m}{2\pi \times f_{min} \times R'_L} = \frac{10(2.34 \text{ mS})}{2\pi \times 1 \text{ KHz} \times 1.83 \text{ K}\Omega} = 2.03 \mu\text{F}$$

$$C_S = 1 \mu\text{F}$$

1.2.3.3 Configuración compuerta común (GC)

En esta configuración, la señal de entrada se mantiene en la compuerta, la salida es por la fuente y el terminal común a la entrada y la salida es el drenaje, así:

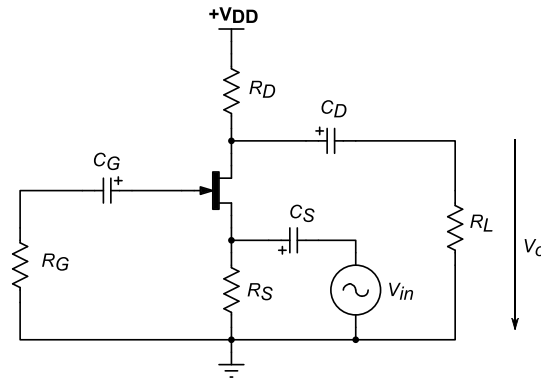


Figura 1.28. Amplificador JFET en configuración compuerta común

$$R'_L = R_D \parallel R_L \quad [1.74]$$

$$A_v = \frac{\frac{g_m}{1 + g_d}}{\frac{1}{R'_L} + g_d} \approx g_m R'_L \quad [1.75]$$

$$Z_{in} = R_S \parallel \frac{1}{g_m} \quad [1.76]$$

$$Z_o = R'_L \parallel r_d \approx R'_L \quad [1.77]$$

Ejercicio propuesto

Diseñar un amplificador en compuerta común que cumpla con los siguientes datos:

$$\hat{V}_{in} = 0.1 \text{ V} \quad R_L = 1 \text{ k}\Omega \quad A_v = 20$$

$$\text{Datos JFET: } g_m = 2.25 \text{ mS} \quad V_p = -4 \text{ V} \quad I_{DSS} = 4 \text{ mA}$$

$$r_d = 90 \text{ k}\Omega$$

1.3 Diseño de amplificadores con amplificadores operacionales [2]

Un amplificador operacional, o AO, (ver figura 1.29), cuyo funcionamiento se basa en el amplificador diferencial, es un dispositivo directamente acoplado y que trabaja generalmente con dos fuentes de polarización. Esto permite que la salida tenga señales cuyo límite esté en V_{cc} y que tenga una ganancia muy alta, con una elevada impedancia de entrada y una impedancia de salida baja. Los usos más típicos del amplificador operacional son: proporcionar cambios de amplitud de voltaje (amplitud y polaridad), osciladores, circuitos de filtros y muchos otros tipos de circuitos de instrumentación. Además, contiene varias etapas de amplificador diferencial para lograr una ganancia de voltaje muy alta.

Símbolo:

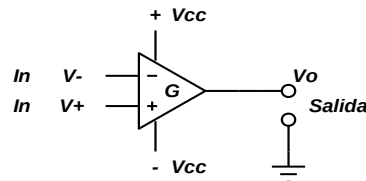


Figura 1.29. Símbolo del amplificador operacional básico.

Circuito equivalente:

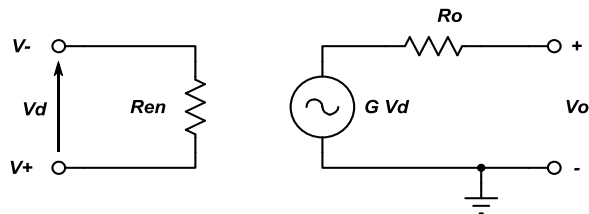


Figura 1.30. Circuito equivalente del amplificador operacional.

Donde:

R_{in} = resistencia de entrada

R_o = resistencia de salida

G_{Vd} = fuente de voltaje controlada

V_d = tensión diferencial de entrada $V_+ - V_-$

G = ganancia de voltaje en lazo abierto

1.3.1 Características del A0 ideal

$$R_{in} \rightarrow \infty$$

$$R_o = 0 \Omega$$

$$G \rightarrow \infty$$

$$\Delta B \rightarrow \infty$$

$$V_o = 0 V \quad G_{mc} = 0 = \frac{V_o}{V_{mc}}$$

$$CRM = \frac{G_d}{G_{mc}} \infty$$

La configuración en lazo abierto (sin realimentación) es útil para aplicaciones como los comparadores, tal como se puede observar en la figura 1.31.

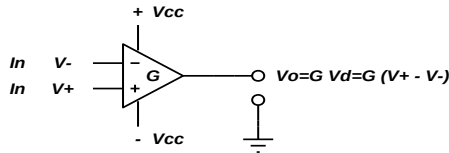


Figura 1.31. Amplificador operacional en lazo abierto.

$$G \rightarrow \infty$$

$$V_o = +E \quad \text{si } V_d > 0$$

$$V_o = -E \quad \text{si } V_d < 0$$

donde E = voltaje de salida de saturación

Por lo tanto, la configuración común para aplicaciones lineales en el circuito de *lazo cerrado* o en *realimentación negativa* permite:

- La ganancia de lazo cerrado depende de los elementos del circuito externo y es independiente de G .
- La ganancia de lazo cerrado disminuye debido a que una parte de la salida se resta de la entrada.

Una configuración con realimentación negativa es la del circuito de la siguiente figura:

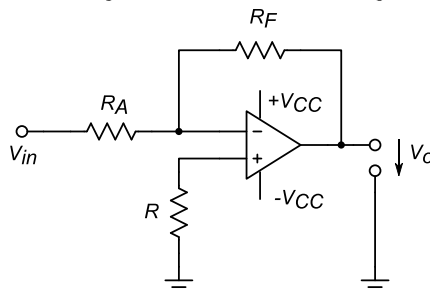


Figura 1.32. Amplificador operacional con realimentación negativa.

1.3.2 Método de análisis del amplificador con AOI

Este método presenta un procedimiento general que está configurado para realizar la suma ponderada de cualquier número de tensiones de entrada.

Se utiliza dos propiedades importantes de amplificador operacional ideal:

- La tensión entre V_+ y V_- es cero: $V_+ = V_-$.
- La corriente tanto en V_+ como en V_- es cero: $I_- = I_+ = 0$.

Este método consiste en:

1. Escribir la ecuación de nodos de Kirchhoff en el terminal inversor (V_-).
2. Escribir la ecuación de nodos de Kirchhoff en el terminal no inversor (V_+).
3. $V_+ = V_-$ y se resuelven las ganancias de lazo cerrado que se deseen.

Ejemplo 1.7

El amplificador inversor. El circuito amplificador de ganancia constante que más se utiliza es el *amplificador inversor*, el cual se muestra en la figura 1.33. La salida se obtiene multiplicando la entrada por una ganancia fija o constante, que determinan la resistencia de entrada (R_A) y la resistencia de retroalimentación (R_F), con la salida invertida respecto a la entrada.

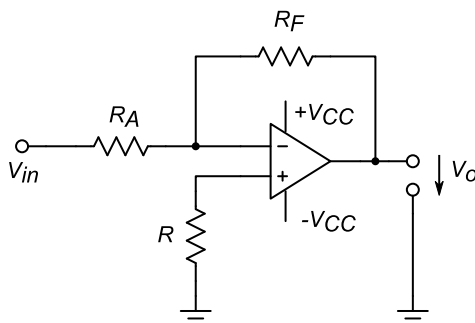


Figura 1.33. Amplificador inversor con A.O.I.

Método de Análisis para el Amplificador Inversor

Propiedades

$$V_- = V_+$$

$$V_d \rightarrow 0V$$

$$I_+ = I_- = 0A$$

Análisis:

Ley de nodos de Kirchhoff

$$V_-: \frac{V_i - V_-}{R_A} + \frac{V_o - V_-}{R_F} = 0 \text{ V} \quad (\text{ec. 1})$$

$$V_+: 0V - V_+ = 0V \Rightarrow V_+ = 0V$$

$$V_- = V_+$$

$$\text{Ec. 1: } \frac{V_i - 0V}{R_A} = -\frac{V_o - 0V}{R_F}$$

$$\frac{V_i}{R_A} = -\frac{V_o}{R_F}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_A}{R_F}$$

Ganancia de lazo cerrado

$$A_v = -\frac{R_A}{R_F} \quad [1.78]$$

Función de transferencia es independiente de G y depende de las resistencias externas.

La realimentación de la salida a la entrada a través de R_F sirve para llevar la tensión diferencial de $V_D = V_{in} = V_+ - V_-$ a cero, es decir $V_D = 0V$.

Como $V_+ = 0$ la realimentación negativa tiene el efecto de llevar a V_- a cero, por lo tanto en el A.O. $V_+ = V_- = 0$ y existe una tierra virtual. El término virtual significa que $V_- = 0$ (potencial de tierra) pero no fluye corriente real en este cortocircuito, debido a que no puede fluir ninguna corriente para V_- y para V_+ debido a $R_{en} \rightarrow \infty$.

Ejemplo 1.8

Amplificador sumador: Probablemente, el circuito operacional más utilizado es el circuito del amplificador sumador que se muestra en la figura 1.34. El circuito muestra un circuito amplificador sumador de tres entradas que proporciona un medio de sumar algebraicamente tres voltajes, multiplicado cada uno por un factor de ganancia constante.

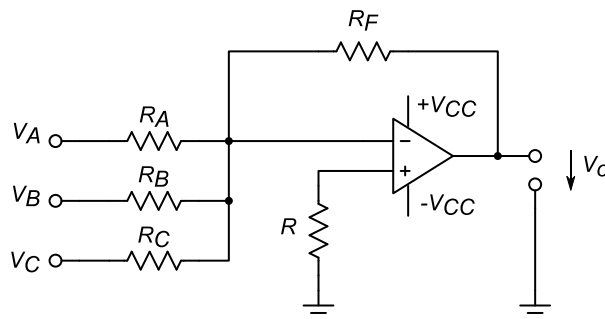


Figura 1.34. Amplificador operacional ideal sumador de tres señales.

Propiedades:

$$V_- = V_+$$

$$V_d \rightarrow 0 \text{ V}$$

$$I_+ = I_- = 0 \text{ A}$$

Análisis:

Ley de nodos de Kirchhoff

$$V_-: \frac{V_A - V_-}{R_A} + \frac{V_B - V_-}{R_B} + \frac{V_C - V_-}{R_C} + \frac{V_o - V_-}{R_F} = 0 \text{ V} \quad \text{Ec. 1}$$

$$V_+: 0 - V_+ = 0 \Rightarrow V_+ = 0 \text{ V}$$

$$V_- = V_+$$

$$\text{Ec. 1: } \frac{V_A - 0}{R_A} + \frac{V_B - 0}{R_B} + \frac{V_C - 0}{R_C} + \frac{V_o - 0}{R_F} = 0 \text{ V}$$

$$\frac{V_A}{R_A} + \frac{V_B}{R_B} + \frac{V_C}{R_C} + \frac{V_o}{R_F} = 0 \text{ V}$$

$$V_o = -R_F \left(\frac{V_A}{R_A} + \frac{V_B}{R_B} + \frac{V_C}{R_C} \right)$$

$$V_o = -R_F \sum_{i=a}^c \frac{V_i}{R_i} \quad [1.79]$$

Ejemplo 1.9

El amplificador no inversor

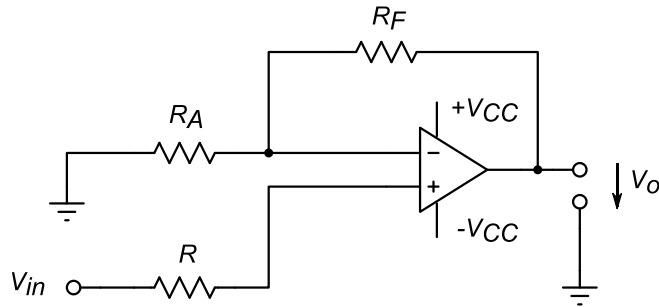


Figura 1.35. Amplificador no inversor ideal

Propiedades:

$$V_- = V_+$$

$$V_d \rightarrow 0 \text{ V}$$

$$I_+ = I_- = 0 \text{ A}$$

Análisis:*Ley de nodos de Kirchhoff*

$$V_-: \frac{0V - V_-}{R_A} + \frac{V_o - V_-}{R_F} = 0V \quad \text{Ec. 1}$$

$$V_+: V_{in} - V_+ = 0V \Rightarrow V_+ = V_{in}$$

$$V_- = V_+$$

$$\text{Ec. 1: } \frac{0V - V_{in}}{R_A} + \frac{V_o - V_{in}}{R_F} = 0V$$

$$\frac{-V_{in}}{R_A} + \frac{V_o - V_{in}}{R_F} = 0V$$

$$\frac{V_{in}}{R_A} = \frac{V_o - V_{in}}{R_F}$$

$$\frac{R_F}{R_A} = \frac{V_o - V_{in}}{V_{in}}$$

$$\frac{R_F}{R_A} = \frac{V_o}{V_{in}} - 1$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 1 + \frac{R_F}{R_A}$$

$$A_v = 1 + \frac{R_F}{R_A} \quad [1.80]$$

Ejemplo 1.10

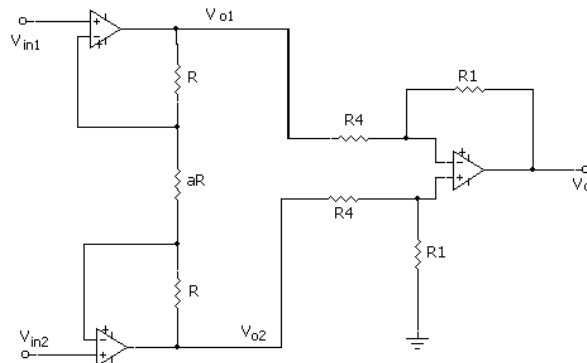
Obtener el voltaje de salida del siguiente circuito.

$$V_{in1} = -0.5 \text{ Sen}(\omega_1 t) V$$

$$V_{in2} = -1 \text{ Sen}(\omega_2 t) V$$

$$R_4 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

**Figura 1.36.**Ejercicio 1.10

Propiedades:

$$V_- = V_+$$

$$V_d \rightarrow 0 \text{ V}$$

$$I_+ = I_- = 0 \text{ A}$$

Análisis:

$$\text{Si: } V_{in2} = 0 \text{ V}$$

Amplificador A_1

Ley de nodos de Kirchhoff

$$V_+: V_{in1} - V_+ = 0 \text{ V} \Rightarrow V_+ = V_{in1}$$

$$V_-: \frac{0 \text{ V} - V_-}{aR} + \frac{V_{o1} - V_-}{R} = 0 \text{ V}$$

$$\frac{0 \text{ V} - V_{in1}}{aR} + \frac{V_{o1} - V_{in1}}{R} = 0 \text{ V}$$

$$V_{o1} = V_{in1} \left(1 + \frac{R}{aR} \right) = V_{in1} \left(1 + \frac{1}{a} \right) \quad \text{Ec. 1}$$

Amplificador A_2

Ley de nodos de Kirchhoff

$$V_+: 0 \text{ V} - V_+ = 0 \text{ V} \Rightarrow V_+ = 0 \text{ V}$$

$$V_-: \frac{V_{in1} - V_-}{aR} + \frac{V_{o2} - V_-}{R} = 0 \text{ V}$$

$$\frac{V_{in1} - 0 \text{ V}}{aR} + \frac{V_{o2} - 0 \text{ V}}{R} = 0 \text{ V}$$

$$V_{o2} = -\frac{R}{aR} V_{in1}$$

$$V_{o2} = -\frac{V_{in1}}{a} \quad \text{Ec. 2}$$

$$\text{Si: } V_{in1} = 0 \text{ V}$$

Amplificador A_2

Ley de nodos de Kirchhoff

$$V_+: V_{in2} - V_+ = 0 \text{ V} \Rightarrow V_+ = V_{in2}$$

$$V_-: \frac{0 \text{ V} - V_-}{aR} + \frac{V_{o2} - V_-}{R} = 0 \text{ V}$$

$$\frac{0 \text{ V} - V_{in2}}{aR} + \frac{V_{o2} - V_{in2}}{R} = 0 \text{ V}$$

$$V_{o2} = V_{in2} \left(1 + \frac{R}{aR} \right) = V_{in2} \left(1 + \frac{1}{a} \right) \quad \text{Ec. 3}$$

Amplificador A₁

Ley de nodos de Kirchhoff

$$V_{+}: 0V - V_{+} = 0V \Rightarrow V_{+} = 0V$$

$$V_{-}: \frac{V_{in2} - V_{-}}{aR} + \frac{V_{o1} - V_{-}}{R} = 0V$$

$$\frac{V_{in2} - 0V}{aR} + \frac{V_{o1} - 0V}{R} = 0V$$

$$V_{o1} = -\frac{R}{aR} V_{in2}$$

$$V_{o2} = -\frac{V_{in2}}{a} \quad \text{Ec. 4}$$

Ec. 1 + Ec. 4

$$V_{o1} = V_{in1} \left(1 + \frac{1}{a} \right) - \frac{V_{in2}}{a} \quad \text{Ec. 5}$$

Ec. 2 + Ec. 3

$$V_{o2} = V_{in2} \left(1 + \frac{1}{a} \right) - \frac{V_{in1}}{a} \quad \text{Ec. 6}$$

Amplificador A₃

Ley de nodos de Kirchhoff

$$V_{-}: \frac{V_{in1} - V_{-}}{R_4} + \frac{V_o - V_{-}}{R_1} = 0V$$

$$V_{+}: \frac{V_{o2} - V_{+}}{R_4} + \frac{0V - V_{+}}{R_1} = 0V$$

$$\frac{V_{o2} - V_{+}}{R_4} + \frac{-V_{+}}{R_1} = 0V$$

$$V_{+} = V_{o2} \frac{R_1}{R_1 + R_4} \quad \text{Ec. 7}$$

Ec. 7 remplazar en V₋

$$\frac{V_{in1} - V_{-}}{R_4} + \frac{V_o - V_{-}}{R_1} = 0V$$

$$V_o = \frac{R_1}{R_4} (V_{o2} - V_{o1}) \quad \text{Ec. 8}$$

Ec. 5 y 6 en Ec. 8

$$V_o = \frac{R_1}{R_4} \left\{ \left[V_{in2} \left(1 + \frac{1}{a} \right) - \frac{V_{in1}}{a} \right] - \left[V_{in1} \left(1 + \frac{1}{a} \right) - \frac{V_{in2}}{a} \right] \right\}$$

$$V_o = \frac{R_1}{R_4} \left(1 + \frac{2}{a} \right) (V_{in2} - V_{in1})$$

$$V_o = \frac{10 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} \left(1 + \frac{2}{a} \right) (-1 \text{ sen}(\omega_2 t) \text{ V} + 0.5 \text{ sen}(\omega_1 t) \text{ V})$$

$$V_o = 10 \times \left(1 + \frac{2}{a} \right) (-1 \text{ sen}(\omega_2 t) + 0.5 \text{ sen}(\omega_1 t)) \text{ V}$$

Ejemplo 1.11

Encontrar la función de transferencia del siguiente circuito:

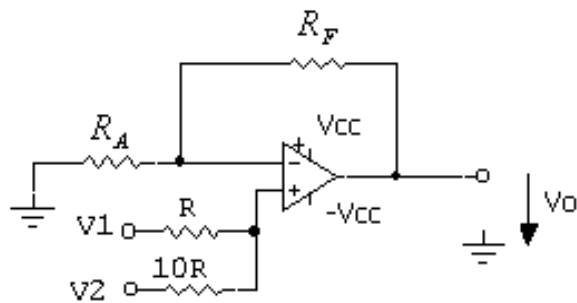


Figura 1.37. Ejercicio 1.11.

Propiedades:

$$V_- = V_+$$

$$V_d \rightarrow 0 \text{ V}$$

$$I_+ = I_- = 0 \text{ A}$$

Análisis:

Ley de nodos de Kirchhoff

$$V_-: \frac{0 \text{ V} - V_-}{R_A} + \frac{V_o - V_-}{R_F} = 0 \text{ V} \quad \text{Ec. 1}$$

$$V_+: \frac{V_1 - V_+}{R} + \frac{V_2 - V_+}{10R} = 0 \text{ V} \quad \text{Ec. 2}$$

$$V_- = V_+$$

$$\text{Ec. 1: } \frac{-V_-}{R_A} + \frac{V_o - V_-}{R_F} = 0 \text{ V}$$

$$V_- \left(\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_F} \right) = \frac{V_o}{R_F}$$

$$V_- = V_o \left(\frac{R_A}{R_A + R_F} \right) \quad \text{Ec. 3}$$

$$\text{Ec. 2: } \frac{V_1 - V_+}{R} + \frac{V_2 - V_+}{10R} = 0 \text{ V}$$

$$\frac{V_1}{R} - \frac{V_2}{10R} = V_+ \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{10R} \right)$$

$$V_+ = \frac{10V_1 - V_2}{11} \quad \text{Ec. 4}$$

Ec. 3 en Ec. 4

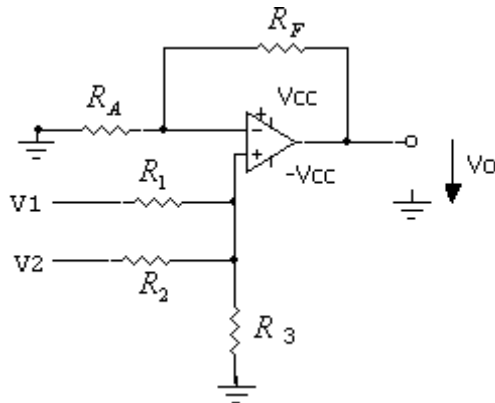
$$V_o \left(\frac{R_A}{R_A + R_F} \right) = \frac{10V_1 - V_2}{11}$$

$$V_o = \frac{1}{11} \left(1 + \frac{R_F}{R_A} \right) (10V_1 - V_2)$$

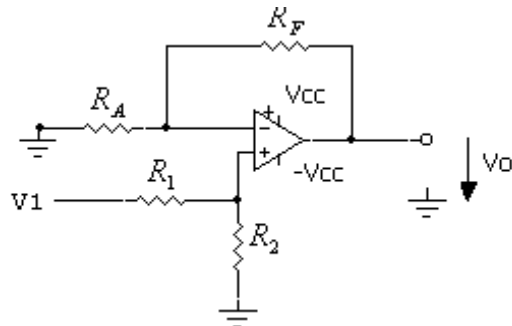
Ejercicios propuestos

Encontrar la función de transferencia de los siguientes circuitos.

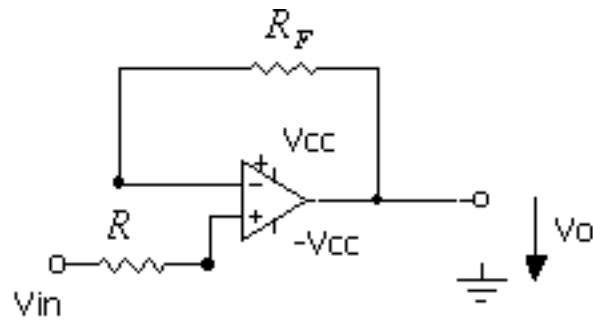
a)



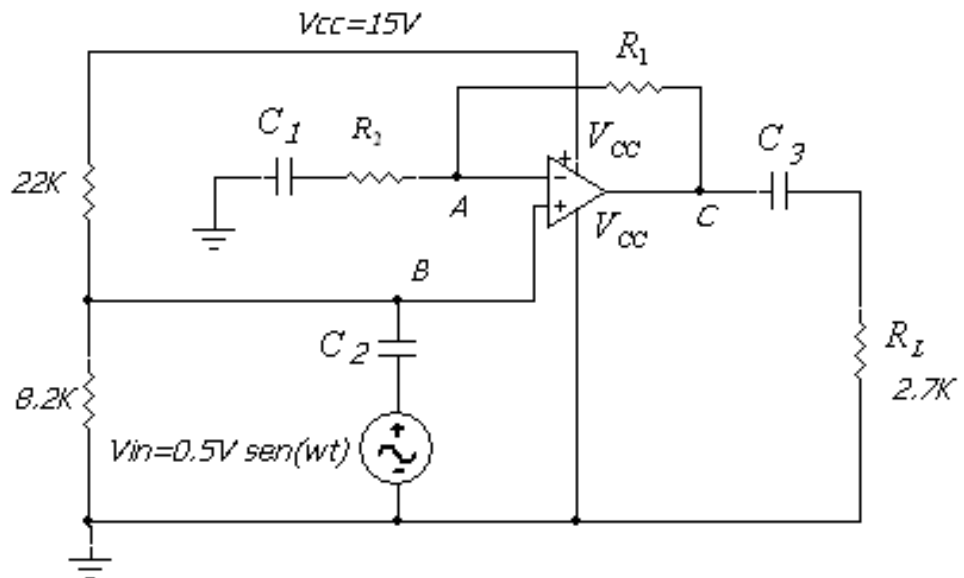
b)



c)



- d) Encontrar los valores de los condensadores C_1 , C_2 , C_3 y el valor de las resistencias R_1 , R_2 del siguiente circuito y la forma de onda en los puntos A, B, C. Si los valores de $A_v = 20$ y el $V_{in} = 0.5 \text{ sen}(wt)(V)$



1.4 Resumen

El **transistor** transistor bipolar de juntura (TBJ) es un dispositivo semiconductor de tres capas, que puede ser de tipo NPN o PNP, dependiendo de su estructura interna. Para que un transistor pueda ser un **amplificador** tiene que estar polarizado de manera correcta y trabajando en la región lineal, caso contrario actuará como un *switch*.

Existen 3 tipos de **configuraciones** para que el TBJ sea un amplificador: emisor común, base común y colector común.

- **Emisor común.** Sus principales características son una alta impedancia de entrada y de salida; su ganancia de voltaje es desfasada 180° , y su ganancia de corriente es β . Para garantizar que la ganancia de voltaje no dependa de la temperatura, se suele utilizar un capacitor en el emisor, dividiendo a R_E en dos resistencias.
- **Base común.** Su impedancia de entrada es baja, su ganancia de voltaje no es desfasada y su ganancia de corriente es α , es decir tiende a 1.
- **Colector común.** Su impedancia de entrada es alta y su impedancia de salida es baja, por lo que sería un buen acoplador de impedancias. No presenta ganancia de voltaje, ya que esta tiende a ser 1, pero sí tiene ganancia de corriente: $\beta + 1$. En esta configuración normalmente no se utiliza una resistencia en el colector, para que el V_{CC} no aumente.

El transistor de efecto de campo de juntura, o **JFET** (por sus siglas en inglés, *Junction Field-Effect Transistor*), es un dispositivo de juntura NP cuyo funcionamiento es el control de una corriente (I_D) por medio de un campo eléctrico (V_{GS}). La característica más importante es su *alta impedancia de entrada*. Dos son los tipos de JFET: *de canal N* y *de canal P*.

Hay tres tipos de **configuraciones** para que el JFET sea un amplificador: fuente común, compuerta común y drenaje común. Estas configuraciones son análogas a las configuraciones para amplificador en un TBJ, con la siguiente correspondencia: *fuentes común* a emisor común, *compuerta común* a base común y *drenaje común* a colector común.

La ventaja que presenta el JFET con respecto al TBJ, además de su alta impedancia, es la estabilidad térmica. Su desventaja, en cambio, es la ganancia de voltaje menor frente a la del TBJ.

Para comprobar que está hecha una **correcta polarización** tenemos que garantizar que $V_{GS} < 0$.

Un **amplificador operacional** es un dispositivo cuyo funcionamiento se basa en un amplificador diferencial. Posee una ganancia muy alta, con una elevada impedancia de entrada y una impedancia de salida baja. El amplificador operacional ideal rechaza infinitamente dos señales iguales de entrada y su mayor dificultad es el ancho de banda.

La configuración en **lazo abierto** (sin realimentación) es útil para aplicaciones como comparador.

La ganancia de **lazo cerrado** depende de los elementos del circuito externo y es independiente de G .

A los **amplificadores operacionales (AO)** se emplean para operaciones matemáticas (suma, resta, integración, derivación, etc.), de ahí su nombre. Los amplificadores más utilizados son el inversor y el no inversor.

Capítulo 2

Análisis y diseño de amplificadores multietapa

Contenido. Con los conceptos adquiridos sobre amplificadores monoetapa, se analizan y diseñan amplificadores de varias etapas con conceptos de acoplamiento.

2.1 Introducción

Un amplificador multietapa tiene múltiples transistores. Estos pueden ser conectados entre sí y, además, pueden tener una mejor respuesta, tanto en ganancia, Z_{in} , Z_{out} , o ancho de banda. Una manera frecuente de conectar los amplificadores es en serie (cascada), como se muestra en la fig. 2.1.

La carga del primer amplificador es la impedancia de entrada del segundo amplificador. Por lo general $Av_1 \neq Av_2$, $Ai_1 \neq Ai_2$. En términos prácticos, las etapas iniciales pueden ser amplificadores de voltaje y los últimos o dos últimos, de corriente.

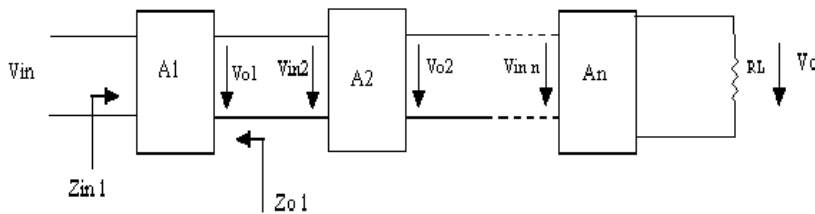


Figura 2.1. Esquema de amplificadores multietapa.

$$V_{o1} = Av_1 Vi_1$$

$$V_{o2} = Av_2 Vi_2$$

$$\Rightarrow V_{OT} = V_{in}(Av_1 * Av_2 \dots * Av_n) \quad [2.1]$$

Ganancia de voltaje

$$A_{v_T} = \pm A_{v_1} * A_{v_2} * ... * A_{v_n} \quad [2.2]$$

Ganancia de corriente

$$A_{i_T} = \pm A_{i_1} * A_{i_2} ... * A_{i_n} \quad [2.3]$$

Ganancia de potencia

$$A_{P_T} = \frac{P_o}{P_i} = A_{v_T} A_{i_T} \quad [2.4]$$

2.2 Acoplamiento de etapas amplificadoras

Son tres los tipos de acoplamientos entre etapas de un sistema en cascada, que serán explicados a continuación:

- Acoplamiento RC (el más utilizado)
- Acoplamiento directo
- Acoplamiento por transformador

2.2.1 Amplificador en cascada con acoplamiento RC

La función principal de las etapas en cascada es conseguir la mayor ganancia total, puesto que la polarización y los cálculos de AC provienen de aquellas deducidas para etapas individuales [3].

- **Ventaja.** La polarización de la primera etapa V_{BQDC} , debido a que el capacitor es circuito abierto para DC.
- **Desventajas.** En el amplificador un acoplamiento R_C se tiene una *respuesta de frecuencia* como se indica en la figura 2.2. Se da caída en bajas frecuencias debido a un aumento en las reactancias X_{CB} , X_{CC} , X_E y el límite superior se determina por las capacitancias parásitas de la red y el dispositivo activo.

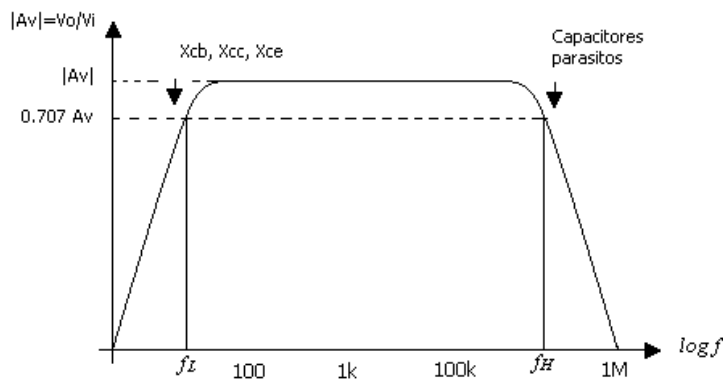


Figura 2.2. Respuesta de frecuencia.

Ejemplo 2.1

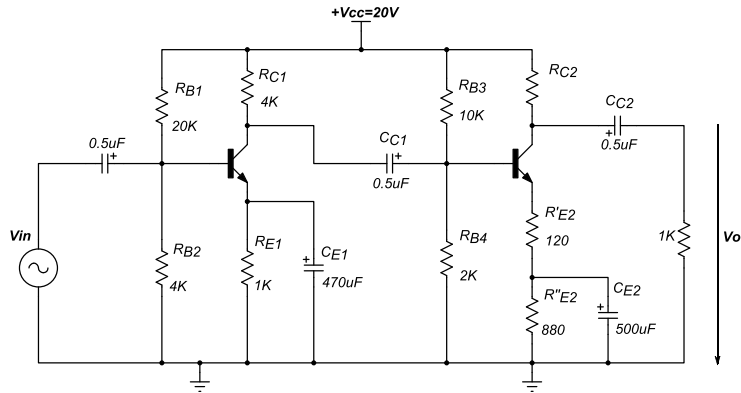


Figura 2.3. Figura del ejemplo 2.1.

Determinar:

- Z_{in}
- Z_o
- A_i
- A_{vT}

Análisis de la primera etapa:

- Z_{in}

$$Z_{in1} = R_{BB1} \parallel Z_{inT1}$$

$$R_{BB1} = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

$$R_{BB1} = 20 \text{ k}\Omega \parallel 4 \text{ k}\Omega = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$I_{B1} = \frac{\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_{B1}} \parallel \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_{BB1}}}{1 + \frac{(1 + \beta)R_E}{R_{BB1}}} = \frac{\frac{20 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} \parallel \frac{20 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{3.3 \text{ k}\Omega}}{1 + \frac{(51)(1 \text{ k}\Omega)}{3.3 \text{ k}\Omega}}$$

$$I_{B1} = \frac{1 \text{ mA} - 0.21 \text{ mA}}{16.45} = 48 \mu\text{A}$$

$$I_{C1} = \beta \times I_{B1} = 50 \times 48 \mu\text{A} = 2.4 \text{ mA}$$

$$r_{e1} = \frac{V_T}{I_{C1}} = \frac{26 \text{ mV}}{2.4 \text{ mA}} = 10.83 \Omega$$

$$Z_{inT1} = (\beta + 1)(r_e)$$

$$Z_{inT1} = (51)(10.83 \Omega) = 552.3 \Omega$$

$$Z_{in1} = 20 \text{ k}\Omega \parallel 4 \text{ k}\Omega \parallel 552.3 \Omega = 473 \Omega$$

b) Z_o

$$Z_o = R_{C2} \parallel R_L$$

$$Z_o = 2 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega = 666 \Omega$$

c) A_i

$$I_{B1} = \frac{I_{in1} R_{BB1}}{R_{BB1} + Z_{inT1}}$$

$$I_{B1} = \frac{3.33 \text{ k}\Omega}{3.33 \text{ k}\Omega + 0.55 \text{ k}\Omega} I_{in1}$$

$$I_{B1} \cong 0.87 I_{in1}$$

$$I_{O1} = \frac{-I_{C1} R_{C1}}{R_{C1} + R_{BB2} Z_{inT2}}$$

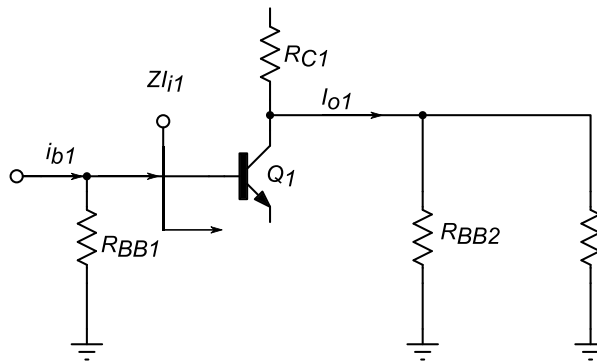


Figura 2.4. Circuito equivalente de la primera etapa.

$$R_{BB2} = 10 \text{ k}\Omega \parallel 2 \text{ k}\Omega = 1.6 \text{ k}\Omega$$

$$I_{B2} = \frac{\frac{20 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} - \frac{0.7 \text{ V}}{1.6 \text{ k}\Omega}}{1 + \frac{51 \times 1 \text{ k}\Omega}{1.6 \text{ k}\Omega}} = 50 \mu\text{A}$$

$$I_{E2} = \beta \times I_{B2} = 50 \times 50 \mu\text{A} = 2.5 \text{ mA}$$

$$r_{e2} = \frac{V_T}{I_{E2}} = \frac{26 \text{ mV}}{2.5 \text{ mA}} = 10.4 \Omega$$

$$Z_{inT2} = (\beta + 1)(r_e + R'_{E2}) = 51(10.4 \Omega + 120 \Omega) = 6.6 \text{ k}\Omega$$

$$I_{01} = \frac{-4 \text{ k}\Omega(I_{C1})}{4 \text{ k}\Omega + 1.6 \text{ k}\Omega \parallel 6.6 \text{ k}\Omega} = -0.76 I_{C1}; 0.87 I_{IN1}$$

$$A_{v1} = \frac{I_{01}}{I_{IN1}} = -0.76 \times 0.87 \times 50 = -33$$

Análisis para la segunda etapa:

$$I_{B2} = \frac{I_{i2} R_{BB2}}{R_{BB2} + Z_{in2}} = \frac{1.6 \text{ k}\Omega I_{i2}}{1.6 \text{ k}\Omega + 6.6 \text{ k}\Omega} = 0.2 I_{in2}$$

$$I_{02} = + \frac{2 \text{ k}\Omega \times 50 \times 0.2 I_{in2}}{2 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = 6.66 I_{in2}$$

$$A_{v2} = 6.66$$

$$A_{iT} = A_{v1} \times A_{v2} = (-33)(6.66) \cong -220$$

d) A_{vT}

$$A_{v1} = \frac{R_{C1} \parallel R_{BB2} \parallel Z_{IN2}}{r_{e1}} = \frac{4 \text{ k}\Omega \parallel 1.6 \text{ k}\Omega \parallel 6.6 \text{ k}\Omega}{10.83 \Omega} = -89.95$$

$$A_{v2} = \frac{R_{C2} \parallel R_L}{r_e + R'_{E2}} = \frac{2 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega}{10.4 \Omega + 120 \Omega} = \frac{0.66 \text{ k}\Omega}{130 \Omega} = -5.11$$

$$A_{vT} = A_{v1} \times A_{v2} = (-89.95)(-5.11) = 459.644$$

e) ¿Cuánto vale el V_{inp} máximo que puede ingresar sin que se produzca recortes?

$$V'_C = V_{CQ} + I_C(R'_L)$$

$$V'_C - V_C = I_C \times R'_L = (2.48 \text{ mA})(2 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega)$$

$$V_o = I_{C2} \times R'_L = 2.5 \text{ mA} \times (2 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega) = 1.6 \text{ V}$$

$$V_{in} = \frac{V_o}{A_{vT}} = \frac{1.6 \text{ V}}{459.644} = 3.5 \text{ mV}$$

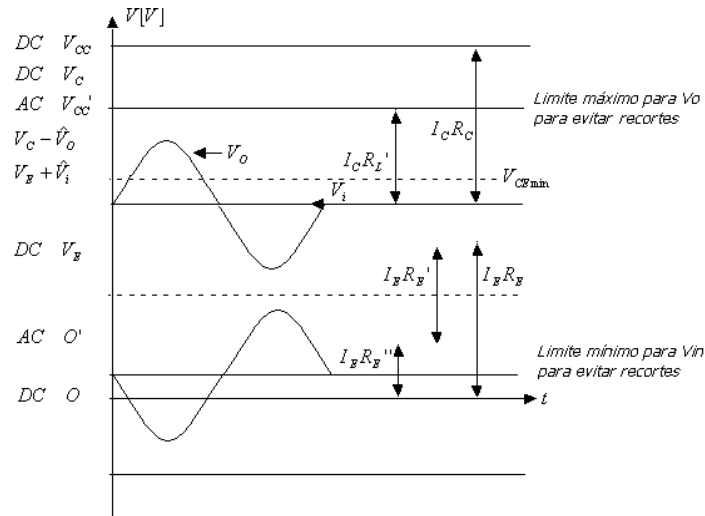


Figura 2.5. Análisis de voltajes para condición de recorte.

2.2.2 Amplificadores JFET-TBJ en cascada con acoplamiento RC

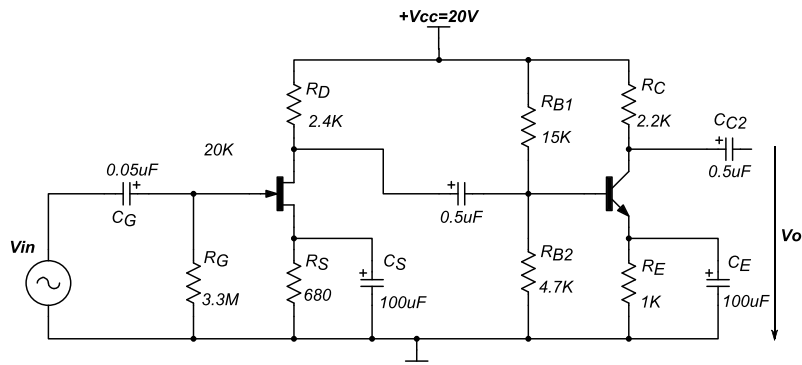


Figura 2.6. Amplificador con cascada con acoplamiento RC

Ejemplo 2.2

Determinar:

- Z_{in2}
- A_{vT}
- V_o
- Z_o
- Z_{in1}

Análisis:**a) Z_{in2}**

$$I_{DSS} = 10 \text{ mA}$$

$$V_p = -4 \text{ V}$$

$$R_{BB2} = R_{B1} \parallel R_{B2} = 15 \text{ k}\Omega \parallel 4.7 \text{ k}\Omega = 3.58 \text{ k}\Omega$$

$$I_{B2} = \frac{\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_{B1} + R_{BB2}}}{\frac{1 + (\beta + 1)R_E}{R_{BB2}}} = \frac{\frac{20 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{15 \text{ k}\Omega + 3.58 \text{ k}\Omega}}{\frac{1 + (201)(1 \text{ K})}{3.5 \text{ k}\Omega}} = 19.3 \mu\text{A}$$

$$I_{E2} = \beta \times I_{B2} = 200 \times 19.3 \mu\text{A} = 3.86 \text{ mA}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_{E2}} = \frac{26 \text{ mV}}{3.8 \text{ mA}} = 6.84 \Omega$$

$$Z_{in2} = R_{BB2} \parallel (\beta + 1)(r_e) = 3.58 \text{ k}\Omega \parallel (201)(6.84 \Omega) = 943 \Omega$$

b) A_{vT}

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 = 10 \text{ mA} \left(1 - \frac{I_D \times R_s}{4} \right)^2 = 10 \text{ mA} (1 - 170 I_D)^2 n$$

$$I_D = 10 \text{ mA} - 3.4 I_D + 28900 I_D^2$$

$$I_D = 2.78 \text{ mA} \wedge I_D = 12 \text{ mA}$$

$$V_{GS} = -I_s \times R_s = -2.78 \text{ mA} \times 0.68 \text{ k}\Omega = -1.89 \text{ V}$$

$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_p} = -\frac{2(10 \text{ mA})}{-4} = 5 \text{ mS}$$

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) = (5 \text{ mS}) \left(1 - \frac{-1.89 \text{ V}}{-4 \text{ V}} \right) = 2.6 \text{ mS}$$

$$A_{v1} = -g_m (R_D \parallel Z_{in2}) = (-2.6 \text{ mS})(2.4 \text{ k}\Omega \parallel 0.943 \text{ k}\Omega) = -1.76$$

$$A_{v2} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2.2 \text{ k}\Omega}{6.84 \Omega} = -321.64$$

$$A_{vT} = A_{v1} \times A_{v2} = (-1.76)(-321.64) = 566$$

c) V_o

$$V_0 = 1 \times \sin(x) \text{ mV} \times 566 = 0.566 \sin(x) \text{ V}$$

d) Z_o

$$Z_o = 2.2 \text{ k}\Omega$$

e) Z_{in1}

$$Z_{in1} = Z_i = 3.3 \text{ M}\Omega$$

2.2.3 Amplificadores con acoplamiento directo

El acoplamiento de este tipo es necesario en las aplicaciones de muy baja frecuencia. Los niveles de DC de una etapa están relacionados con los niveles de DC de las otras etapas. Uno de los problemas asociados con las redes de acoplamiento directo es la estabilidad.

Ejemplo 2.3

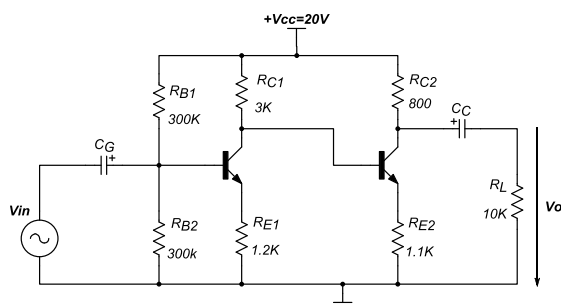


Figura 2.6. Amplificador con acoplamiento directo.

Determinar:

- a) A_i
- b) A_{pT}

Análisis:

$$A_{v1} = - \frac{R_{C1} \parallel \beta_2 R_{E2}}{R_{E1}}$$

$$A_{v2} = - \frac{R_{C2} \parallel R_L}{R_{E2}}$$

Polarización:

$$I_{B1} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_{B1}} - \frac{V_{BE}}{R_{BB1}}}{1 + \frac{(\beta+1)R_E}{R_{BB1}}} = \frac{\frac{12\text{ V}}{300\text{ k}\Omega} - \frac{0.7\text{ V}}{150\text{ k}\Omega}}{1 + \frac{41 \times 1.2\text{ k}\Omega}{150\text{ k}\Omega}} = 26.6\mu\text{A}$$

$$I_{E1} = \beta \times I_{B1} = 40 \times 26.6\mu\text{A} = 1.064\text{mA}$$

$$V_{E1} = I_{E1} \times R_{E1} = 1.064\text{mA} \times 1.2\text{ k}\Omega = 1.27\text{ V}$$

$$V_{RC1} = R_{C1} \times I_{E1} = 3\text{ k}\Omega \times 1.064\text{mA} = 3.19\text{ V}$$

$$V_{C1} = V_{CC} - V_{RC1} = 12\text{ V} - 3.2\text{ V} = 8.8\text{ V}$$

$$V_{B2} = 8.8\text{ V}$$

$$V_{E2} = V_{B2} - V_{BE} = 8.8\text{ V} - 0.7\text{ V} = 8.1\text{ V}$$

$$I_{E2} = \frac{V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{8.1\text{ V}}{1.1\text{ k}\Omega} = 7.33\text{mA}$$

$$V_{RC2} = R_{C2} \times I_{E2} = 0.8\text{ k}\Omega \times 7.33\text{mA} = 5.86\text{ V}$$

$$r_{e2} = \frac{V_T}{I_{E2}} = \frac{26\text{ mV}}{7.33\text{mA}} = 3.5\Omega$$

$$V_{C2} = V_{CC} - V_{RC2} = 12\text{ V} - 5.86\text{ V} = 6.1\text{ V}$$

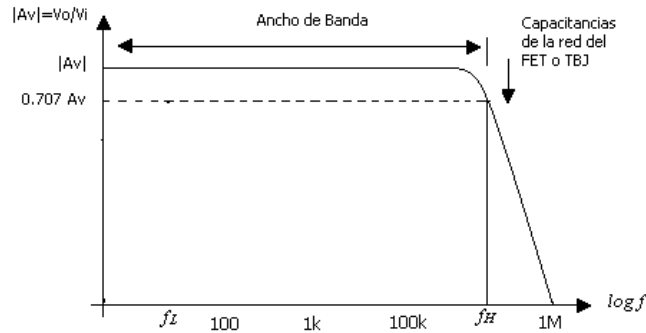


Figura 2.7. Ancho de banda con acoplamiento directo.

Análisis AC:

$$Z_{in1} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (\beta+1)(r_e + R_{E1}) = 150 \parallel 41 \times (24.4\Omega + 1.2\text{ k}\Omega) = 37.6\text{ k}\Omega$$

$$Z_{in2} = (\beta+1)(r_{e2} + R_{E2}) = 101 \times (3.5\Omega + 1.1\text{ k}\Omega) = 111.45\text{ k}\Omega$$

$$A_{v1} = -\frac{R_{C1} \parallel Z_{in2}}{r_{e1} + R_{E1}} = -\frac{3\text{ k}\Omega \parallel 11.5\text{ k}\Omega}{24.4\Omega + 1.2\text{ k}\Omega} = -2.48$$

$$A_{v2} = -\frac{R_{C2} \parallel R_L}{r_{e2} + R_{E2}} = -\frac{10\text{k}\Omega \parallel 0.8\text{k}\Omega}{35\Omega + 1.1\text{k}\Omega} = -0.67$$

a) A_i

$$A_i = 1.66 \times \frac{37.6\text{k}\Omega}{0.8\text{k}\Omega} = 78.04$$

b) A_{pT}

$$|A_{pT}| = |A_{v1}| |A_{v2}| |A_i| = 129.15$$

2.2.4 Amplificadores en cascada con acoplamiento por transformador

Se utiliza el transformador para lograr condición de máxima transferencia de potencia.

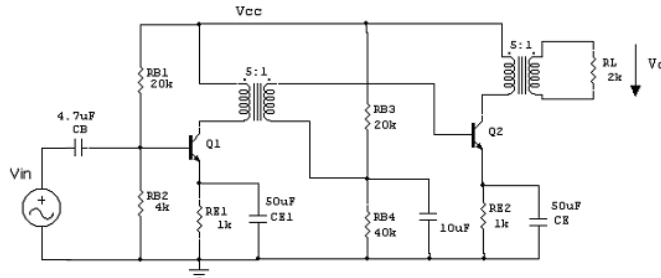


Figura 2.8. Acoplamiento con transformador.

Ventajas

- La operación de este amplificador es un poco más eficiente que la de los transistores con acoplamiento RC, debido a la baja resistencia CD del colector. La resistencia en el primario está en el orden de unos pocos ohmios, lo que produce una menor pérdida de potencia CD en operación.

Desventajas

- Mayor tamaño del sistema debido a los transformadores.
- Respuesta de frecuencia más pobre debido los elementos reactivos (L, C entre vueltas).
- Mayor costo.

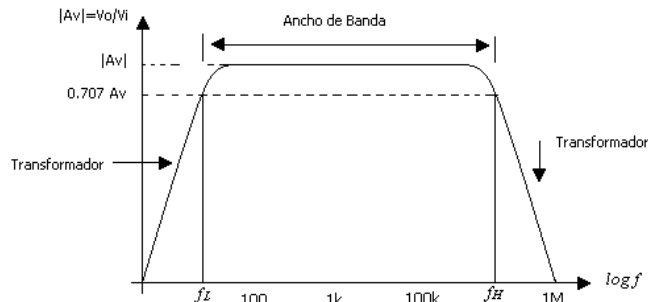


Figura 2.9. Ancho de banda de acoplamiento con transformador.

2.3 Tipos de configuración multietapa

Dependiendo del tipo de configuración (EC, BC, CC) que se coloque en cascada, se puede obtener:

a)

1. EC – EC

- Mayor ganancia de voltaje y corriente : A potencia alto.
- V_o en fase con V_i .
- Alta impedancia de entrada.

2. EC – BC: configuración cascode

- Muy usado en frecuencias muy altas.
- Alta impedancia de entrada con baja ganancia de voltaje de tal manera que proporcione una buena operación en alta frecuencia.

3. EC – CC

- Acoplar impedancias de alto a baja.

b)

1. BC – EC, BC – BC, BC – CC

- No es usado, por cuanto la configuración BC no proporciona A_i . Únicamente tiene sentido en acoplamiento de impedancias.

2. BC – EC

- Acoplar: impedancia baja, impedancia alta.

3. BC – BC

- No es usado.

4. BC – CC

- Acoplador de impedancias bajas.

c)

1. CC – EC

- Acoplador de impedancias altas.

2. CC – BC

- Amplificador diferencial. La base.

3. CC – CC

- Da una buena ganancia de corriente y constituye la configuración Darlington.

CC: $Z_{in} \Rightarrow$ alto

$Z_o \Rightarrow$ bajo

2.3.1 Diseño de amplificadores en cascada

Ejemplo 2.4

Diseñar un amplificador en cascada que cumpla con los siguientes requisitos:

$$|A_v| = 120$$

$$\beta_{min} = 100$$

$$V_{in} = 0.01 \text{ sen}(\omega t) \text{ V}$$

$$f_{min} = 1 \text{ kHz}$$

$$R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in} \geq 1.5 \text{ k}\Omega$$

Análisis:

Se debe tomar en cuenta que $A_{v1} > A_{v2}$:

$$A_{v1} = 10 \quad \text{y} \quad A_{v2} = 12$$

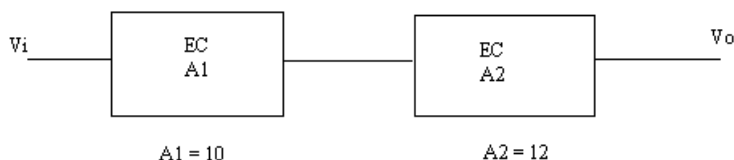
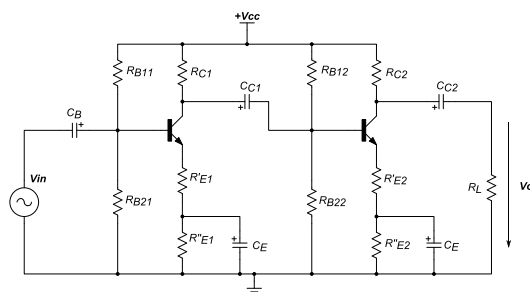


Figura 2.10. Amplificador en cascada.



a)

$$R_{C2} = R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_{C2} \parallel R_L = \frac{R_L}{2}$$

$$R'_L = 2.35 \text{ k}\Omega$$

b)

$$R_L \gg R_{C2}$$

$$R'_L = R_L \parallel R_C$$

$$R'_L \approx R_{C2}$$

I_C altas

c)

$$R_{C2} \gg R_L$$

$$R'_L = R_{C2} \parallel R_L$$

$$R'_L \approx R_L$$

Segunda etapa

$$\text{Si : } R_{C2} = R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = \frac{R_L}{2} = \frac{4.7 \text{ k}\Omega}{2} = 2.35 \text{ k}\Omega$$

$$V_{RC2} \geq \frac{R_{C2}}{R'_L} \times \hat{V}_o = \frac{4.7 \text{ k}\Omega}{2.35 \text{ k}\Omega} \times 120 \times 10 \text{ mV} = 2.4 \text{ V} \times 1.2$$

1.2 = Factor de seguridad (10% o 20%)

El factor asegura que la señal amplificada no se recorte a la salida.

$$V_{RC2} = 2.88 \text{ V}$$

$$I_{C2} = \frac{V_{RC2}}{R_{C2}} = \frac{2.88 \text{ V}}{4.7 \text{ k}\Omega} = 0.612 \text{ mA} = I_{E2}$$

$$r_{e2} = \frac{V_T}{I_{E2}} = \frac{26 \text{ mV}}{0.612 \text{ mA}} = 42.48 \Omega$$

$$V_{E2} \geq V_{in} + 1 \text{ V}$$

$$\text{si : } V_{E2} = 2 \text{ V}$$

$$R_{E2} = \frac{2 \text{ V}}{0.612 \text{ mA}} = 3267.97 \Omega$$

$$|A_{v2}| = \frac{R'_L}{r_{e2} + R'_{E2}}$$

$$R'_{E2} = \frac{R'_L}{|A_{v2}|} - r_{e2} = \frac{2.35\text{k}\Omega}{12} - 42.48\Omega = 153.35\Omega \begin{matrix} \uparrow 160\Omega \\ \downarrow 150\Omega \end{matrix}$$

$$R'_{E2} = 150\Omega$$

$$R''_{E2} = R_{E2} - R'_{E2} = 3267.97\Omega - 150\Omega = 3117.97\Omega \begin{matrix} \uparrow 3.3\text{k}\Omega \\ \downarrow 3.0\text{k}\Omega \end{matrix}$$

$$R''_{E2} = 3\text{k}\Omega$$

$$\therefore R_{E2} = R'_{E2} + R''_{E2} = 150\Omega + 3\text{k}\Omega = 3.15\text{k}\Omega$$

$$V_{E2} = I_{E2} \times R_{E2} = 0.612\text{mA} \times 3.15\text{k}\Omega = 1.92\text{V}$$

$$V_{CE2} = \hat{V}_{in2} + \hat{V}_o + 2\text{V} = (10\text{mV} \times 10) + (10\text{mV} \times 120) + 2\text{V} = 3.3\text{V}$$

$$V_{CC} \geq V_{E2} + V_{CE2} + V_{RC2} = 1.92\text{V} + 3.3\text{V} + 2.88\text{V} = 8.1\text{V}$$

$$V_{CC} = 10\text{V}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{0.612\text{mA}}{100} = 6.12\mu\text{A}$$

$$I_{22} = 10 \times I_{B2} = 10 \times 6.12\mu\text{A} = 61.2\mu\text{A}$$

$$I_{12} = 10 \times I_{B2} = 11 \times 6.12\mu\text{A} = 67.32\mu\text{A}$$

$$R_{B22} = \frac{V_{E2} + V_{BE}}{I_{22}} = \frac{1.92\text{V} + 0.7\text{V}}{61.2\mu\text{A}} = 42.81\text{k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 43\text{k}\Omega \\ \downarrow 39\text{k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_{B22} = 39\text{k}\Omega$$

$$R_{B21} = \frac{V_{CC} - (V_{E2} + V_{BE})}{I_{12}} = \frac{10\text{V} - (1.92\text{V} + 0.7\text{V})}{67.32\mu\text{A}} = 109.625\text{k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 110\text{k}\Omega \\ \downarrow 100\text{k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_{B21} = 110\text{k}\Omega$$

$$Z_{inT2} = (\beta + 1)(r_{e2} + R'_{E2}) = 101 \times (42.48\Omega + 150\Omega) = 19.44\text{k}\Omega$$

$$R_{BB2} = R_{B21} \parallel R_{B22} = 39\text{k}\Omega \parallel 110\text{k}\Omega = 28.791\text{k}\Omega$$

$$Z_{in2} = Z_{inT2} \times R_{BB2} = 19.44\text{k}\Omega \parallel 28.79\text{k}\Omega = 11.6\text{k}\Omega$$

Primera etapa:

$$R_{C1} \approx Z_{in2} \begin{matrix} \uparrow 12\text{k}\Omega \\ \downarrow 11\text{k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_{C1} = 11k\Omega$$

$$R'_{L1} = Z_{in2} \parallel R_{C1} = 11.6K\Omega // 11K\Omega = 5.64K\Omega$$

$$V_{RC1} \geq \frac{R_{C1}}{R'_{L1}} \times \hat{V}_o$$

$$V_{RC1} \geq \frac{11k\Omega}{5.64k\Omega} \times 10mV \times 10 = 0.195V$$

$$V_{RC1} = 3V$$

$$I_{C1} = \frac{V_{RC1}}{R_{C1}} = \frac{3V}{11k\Omega} = 0.27mA = I_{E1}$$

$$r_{e1} = \frac{V_T}{I_{E1}} = \frac{26mV}{0.27mA} = 95.3\Omega$$

$$Asumir: V_{E1} = 2V$$

$$R_{E1} = \frac{V_{E1}}{I_{E1}} = \frac{2V}{0.27mA} = 7.3k\Omega$$

$$|A_{v1}| = \frac{R'_{L1}}{r_{e1} + R'_{E1}}$$

$$R'_{E1} = \frac{5.64k\Omega}{10} - 95.3\Omega = 468.7\Omega \begin{matrix} \uparrow 470\Omega \\ \downarrow 430\Omega \end{matrix}$$

$$R'_{E1} = 470\Omega$$

$$R''_{E1} = R_{E1} - R'_{E1} = 7.3k\Omega - 470\Omega = 6.83k\Omega \begin{matrix} \uparrow 8.2k\Omega \\ \downarrow 6.8k\Omega \end{matrix}$$

$$R''_{E1} = 8.2k\Omega$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{0.27mA}{100} = 2.7\mu A$$

$$I_{21} = 10 \times I_{B1} = 10 \times 2.7\mu A = 27\mu A$$

$$I_{11} = 11 \times I_{B1} = 11 \times 0.27\mu A = 29.7\mu A$$

$$R_{B21} = \frac{V_{E1} + V_{BE}}{I_{21}} = \frac{2V + 0.7V}{27\mu A} = 100k\Omega$$

$$R_{B21} = 100k\Omega$$

$$R_{B11} = \frac{V_{CC} - (V_{E1} + V_{BE})}{I_{11}} = \frac{10\text{ V} - 2.7\text{ V}}{29.7\text{ }\mu\text{A}} = 245.8\text{ k}\Omega \quad \begin{matrix} \uparrow 270\text{ k}\Omega \\ \downarrow 240\text{ k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_{B11} = 270\text{ k}\Omega$$

$$Z_{inT1} = (\beta + 1)(r_{e1} + R'_{E1}) = 101(95.3\text{ }\Omega + 470\text{ }\Omega) = 57.09\text{ k}\Omega$$

$$R_{BB1} = R_{B21} \parallel R_{B11} = 100\text{ k}\Omega \parallel 270\text{ k}\Omega = 72.97\text{ k}\Omega$$

$$Z_{in} = R_{BB1} \parallel Z_{inT1} = 57.09\text{ k}\Omega \parallel 72.97\text{ k}\Omega = 32.03\text{ k}\Omega$$

Calculo de capacitores:

$$C_{C1} \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times R'_{L1}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{ kHz} \times 5.64\text{ }\Omega} \geq 0.28\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_C = 1\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_{E1} \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times (r_e + R'_{E1})} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{ kHz} \times (95.3\text{ }\Omega + 470\text{ }\Omega)} = 2.82\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_E = 3.3\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_{B1} \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times Z_{in1}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{ kHz} \times 32.03\text{ k}\Omega} = 0.05\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_B = 1\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_{C2} \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times R'_{L2}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{ kHz} \times 2.35\text{ k}\Omega} \geq 0.68\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_C = 1\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_{E2} \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times (r_e + R'_{E2})} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{ kHz} \times (42.48\text{ }\Omega + 150\text{ }\Omega)} = 8.27\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_E = 10\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_{B2} \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times Z_{in2}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{ kHz} \times 11.6\text{ k}\Omega} = 0.14\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_B = 1\text{ }\mu\text{F}$$

Comprobación:

$$|A_{v1}| = \frac{5.64\text{ k}\Omega}{95.3\text{ }\Omega + 470\text{ }\Omega} = 9.98$$

$$|A_{v2}| = \frac{2.35\text{ k}\Omega}{42.48\text{ }\Omega + 150\text{ }\Omega} = 12.21$$

$$|A_{vT}| = |A_{v1}| \cdot |A_{v2}| = 9.98 \times 12.21 = 121.8$$

$$Z_{in} = 32.03\text{ k}\Omega \geq 1.50\text{ k}\Omega$$

Ejercicio propuesto

Diseñe un amplificador multietapas que cumpla con los siguientes datos:

$$V_i = 10 \text{ mV}$$

$$A_v = 200$$

$$R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{int} > 100 \text{ k}\Omega$$

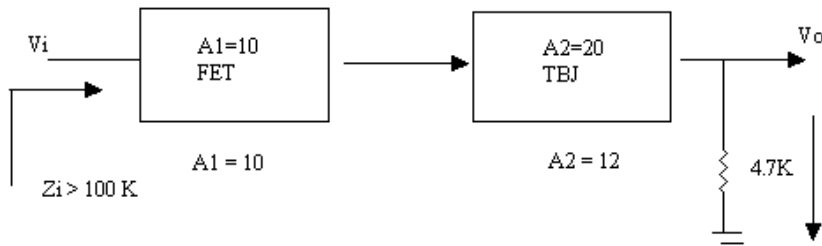


Figura 2.10. Diagrama de etapas del circuito a diseñar.

Debido a que la impedancia de entrada es grande es mejor utilizar un FET y TBJ.

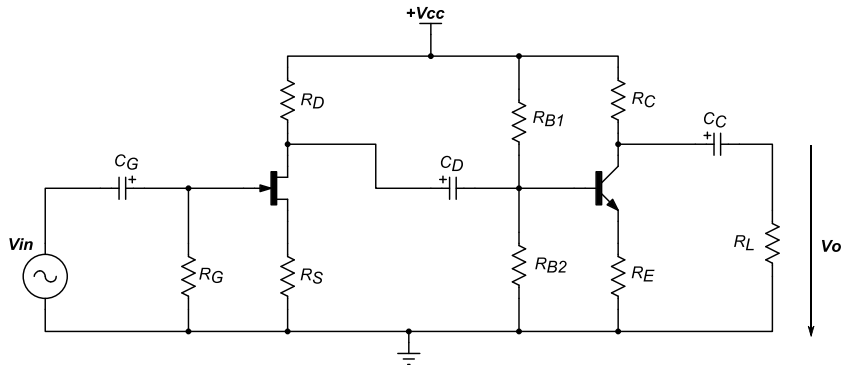


Figura 2.11. Amplificador multietapa.

Características de FET :

$$g_m = 2.2 \text{ mS}$$

$$I_{DSS} = 4 \text{ mA}$$

$$r_d = 40 \text{ k}\Omega$$

$$V_p = -4 \text{ V}$$

2.3.2 Conexión cascode

Una conexión cascode tiene un transistor sobre otro. En la figura 2.12 se ilustra una configuración cascode con una etapa en E-C alimentando una etapa en B-C. Este arreglo proporciona una alta impedancia de

entrada con baja ganancia de voltaje de tal manera que proporciona una buena operación *en alta frecuencia* (gran ancho de banda).

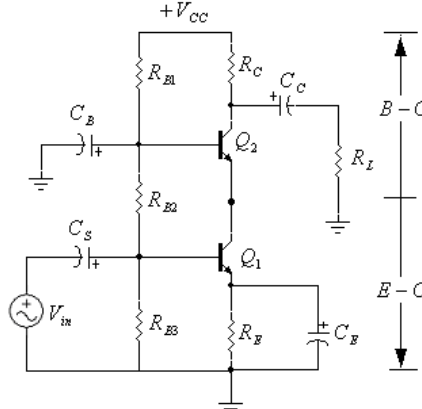


Figura 2.12. Conexión cascode

Análisis DC

$$I_{C2} \approx I_{E2} \approx I_{C1} \approx I_{E1} \quad \text{si } \beta_1 = \beta_2 = \beta \quad \Rightarrow I_{B1} = I_{B2}$$

$$V_{B1} = V_{RB3} = V_{CC} \frac{R_{B3}}{(R_{B3} + R_{B2} + R_{B1})} \quad [2.5]$$

$$V_{B2} = V_{CC} \frac{(R_{B2} + R_{B3})}{(R_{B3} + R_{B2} + R_{B1})} \quad [2.6]$$

$$V_{C2} = V_{CC} - I_{C2} \cdot R_C \quad [2.7]$$

$$V_{C1} = V_{E2} = V_{B2} - V_{BE} \quad [2.8]$$

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} \frac{R_{B3}}{(R_{B3} + R_{B2} + R_{B1})} - V_{BE}}{(\beta + 1)R_E}$$

$$I_{B1} = \frac{V_{E1}}{(\beta + 1)R_E} \quad [2.9]$$

Análisis AC

$$A_{VT} = A_{vEC} \cdot A_{vBC} \quad [2.10]$$

$$A_{vEC} = -\frac{Z_{in2}}{r_{e1}} \quad [2.11]$$

$$A_{vBC} = \frac{R_L'}{Z_{in2}} \quad [2.12]$$

Con capacitor CB:

$$Z_{in2} = r_{e2}$$

$$A_{vEC} = -\frac{r_{e2}}{r_{e1}} \approx 1 \quad \text{Baja debido al efecto Miler} \quad [2.13]$$

$$A_{vBC} = \frac{R_L'}{r_{e2}} \quad [2.14]$$

$$A_{vt} = \left(-\frac{re_2}{re_1}\right)\left(\frac{R_L'}{re_2}\right) = -\frac{R_L'}{re_1} \quad [2.15]$$

$$Z_{in} = Z_{in1} = R_{B3} \parallel R_{B2} \parallel Z_{inT1} \quad [2.16]$$

$$Z_{inT1} = (\beta_1 + 1)(re_1) \quad [2.17]$$

Sin capacitor CB:

$$Z_{in2} = re_2 + \frac{R_{B1} \parallel R_{B2}}{(\beta_2 + 1)} \quad [2.18]$$

$$A_{vEC} = \frac{re_2 + \frac{R_{B1} \parallel R_{B2}}{(\beta_2 + 1)}}{re_1} \quad [2.19]$$

$$A_{vBC} = \frac{R_L'}{re_2 + \frac{R_{B1} \parallel R_{B2}}{(\beta_2 + 1)}} \quad [2.20]$$

$$A_{vT} = \left(-\frac{re_2 + \frac{R_{B1} \parallel R_{B2}}{(\beta_2 + 1)}}{re_1}\right)\left(\frac{R_L'}{re_2 + \frac{R_{B1} \parallel R_{B2}}{(\beta_2 + 1)}}\right) = -\frac{R_L'}{re_1} \quad [2.21]$$

$$Z_{in} = Z_{in1} = R_{B3} \parallel R_{B2} \parallel R_{B1} \parallel Z_{inT1} \quad [2.22]$$

$$Z_{inT1} = (\beta_1 + 1)(re_1) \quad [2.23]$$

Una alternativa al circuito cascode es utilizar un FET en configuración fuente común para elevar la impedancia de entrada:

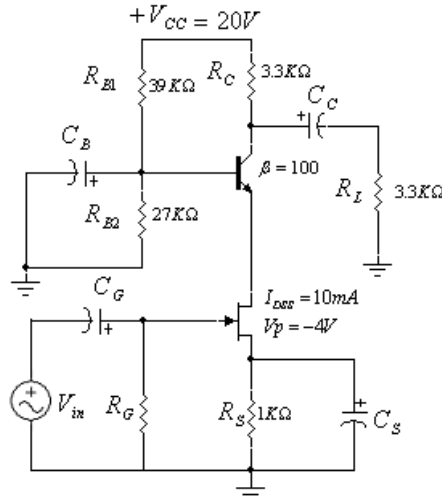


Figura 2.13. Conexión cascode con FET.

R_{B2} está a tierra y no en la compuerta del FET para no perder la alta impedancia de entrada.

$$A_{vT} = A_{vSC} \cdot A_{vBC} \quad [2.24]$$

$$A_{vSC} = -g_m \cdot r_e \quad [2.25]$$

$$A_{vBC} = \frac{R_L'}{r_e} \quad [2.26]$$

$$A_{vT} = -g_m \cdot r_e \cdot \frac{R_L'}{r_e} \quad [2.27]$$

$$A_{vT} = -g_m \cdot R_L' \quad [2.28]$$

Ejemplo 2.5

Cuál es el voltaje de entrada máximo que debe tener el circuito (figura 2.13) para evitar recortes.

$$A_{vT} = \frac{V_{o\max}}{V_{in\max}}$$

$$V_{o\max} = I_C R_L'$$

$$R_L' = R_C \parallel R_L = 3.3\text{k}\Omega \parallel 3.3\text{k}\Omega = 1.65\text{k}\Omega$$

$$I_C = I_E = I_D = I_S$$

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

$$V_G = 0$$

$$V_{GS} = -V_S = -I_D R_S$$

$$I_D = 10\text{mA} \left(1 - \frac{-I_D \times 1\text{k}\Omega}{-4\text{V}} \right)^2$$

$$I_D = 10\text{mA} \left(1 - \frac{I_D \times 1\text{K}}{2} + \frac{I_D^2 \times 1\text{k}\Omega^2}{16} \right)$$

$$I_D = (10\text{m} - 5I_D + 625I_D^2)$$

$$I_{D1} = 2.14\text{mA}$$

$$V_{GS1} = -I_{D1} R_S = -(2.14\text{mA})(1\text{k}\Omega) = -2.14\text{V}$$

Se escoge esta respuesta por: $|V_{GS}| < |V_P|$

$$I_{D1} = 7.45\text{mA}$$

$$V_{GS2} = -7.45 \text{ V}$$

$$V_{o\max} = 2.14 \text{ mA} \times 1.65 \text{ k}\Omega = 3.53 \text{ V}$$

$$A_v = -g_m \times R'_L$$

$$g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

$$g_m = \frac{-2 \times 10 \text{ mA}}{-4 \text{ V}} \left(1 - \frac{-2.14 \text{ V}}{-4 \text{ V}} \right) = 2.32 \text{ mS}$$

$$A_{vT} = -2.32 \text{ mS} \times 1.65 \text{ k}\Omega = -3.83$$

$$V_{in\max} = \frac{V_{o\max}}{A_{vT}} = \frac{3.53 \text{ V}}{3.83} = 0.92 \text{ V}$$

Condiciones de diseño:

- $V_{op} +$:

$$V_{RC} \geq \frac{R_C}{R'_L} V_{op}$$

- $V_{op} -$:

$$V_{CE2} = V_{op2} - V_{ip2} + V_{CE\min}$$

$$V_{CE1} = V_{op1} + V_{ip1} + V_{CE\min}$$

$$V_{E1} \geq 1 \text{ V}$$

Capacitores:

$$C_S \geq \frac{10}{2\pi \times f \times Z_{in}}$$

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi \times f \times r_e}$$

$$C_B \geq \frac{10}{2\pi \times f \times R_{BB1}}$$

$$R_{BB1} = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

$$C_C \geq \frac{10}{2\pi \times f \times R'_L}$$

Ejemplo 2.6

Diseñar un amplificador cascode que cumpla con los siguientes requisitos:

$$V_0 = -2.5 \sin(\omega t) \text{ V}$$

$$\beta_{min} = 100$$

$$V_{in} = 0.02 \sin(\omega t) \text{ V}$$

$$f_{min} = 1 \text{ kHz}$$

$$Z_{in} \geq 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 2.2 \text{ k}\Omega$$

¿Es posible diseñar con estos datos?:

$$Z_{in} = Z_{in1} = R_{B3} \parallel R_{B2} \parallel Z_{inT1}$$

$$R_{BB} = R_{B3} \parallel R_{B2}$$

$$Z_{in} |_{R_{BB} \gg Z_{inT1}} = Z_{inT1}$$

$$Z_{in} = Z_{inT1} = (\beta_1 + 1)(r_{e1}) > 2 \text{ k}\Omega$$

$$r_{e1min} > \frac{2 \text{ k}\Omega}{(\beta + 1)} = \frac{2 \text{ k}\Omega}{101} = 19.8 \Omega$$

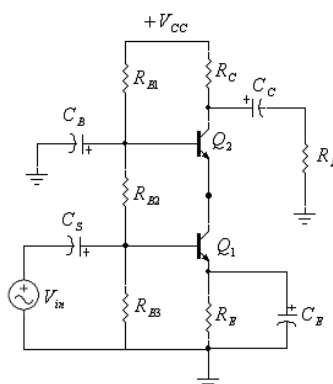


Figura 2.14. Diseño de cascode.

$$|A_{vT}| = |A_{v1}| \parallel A_{v2} = \frac{r_{e2}}{r_{e1}} \times \frac{R'_L}{r_{e2}} = \frac{R'_L}{r_{e1}}$$

$$|A_{vT}| = \frac{R'_L}{r_{e1}} \rightarrow r_{e1} |_{max} = \frac{R'_L |_{max}}{|A_{vT}|}$$

$$A_{vT} = \frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_{in}} = \frac{2.5 \text{ V}}{20 \text{ mV}} = 125$$

$$r_{e1\max} = \frac{R_L}{|A_{vT}|} = \frac{2.2 \text{ k}\Omega}{125} = 17.6 \Omega$$

$$r_{e1\min} < r_{e1} < r_{e1\max}$$

$$\frac{Z_{in}}{(\beta + 1)} < r_{e1} < \frac{R_L}{|A_{vT}|}$$

$$19.8 \Omega < r_{e1} < 17.6 \Omega$$

∴ No es posible realizar este diseño con los datos planteados.

Diseñar un amplificador cascode que cumpla con los siguientes requisitos:

$$|A_v| = 50$$

$$\beta_{\min} = 120$$

$$V_{in} = 0.01 \sin(\omega t) \text{ V}$$

$$f_{\min} = 1 \text{ kHz}$$

$$R_L = 2.2 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in} \geq 2 \text{ k}\Omega$$

¿Es posible diseñar con estos datos?

$$Z_{in} = Z_{in1} = R_{B3} \parallel R_{B2} \parallel Z_{inT1}$$

$$R_{BB23} = R_{B3} \parallel R_{B2}$$

$$Z_{in} \parallel R_{BB23} \gg Z_{inT1} = Z_{inT1}$$

$$Z_{in} = Z_{inT1} = (\beta_1 + 1)(r_{e1}) > 2 \text{ k}\Omega$$

$$r_{e1\min} > \frac{2 \text{ k}\Omega}{(\beta + 1)} = \frac{2 \text{ k}\Omega}{121} = 16.52 \Omega$$

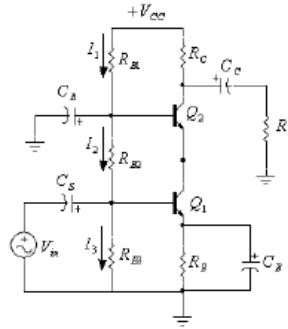


Figura 2.15. Diseño de un cascode.

$$|A_{vT}| = |A_{v1}| |A_{v2}| = \frac{r_{e2}}{r_{e1}} \times \frac{R'_L}{r_{e2}} = \frac{R'_L}{r_{e1}}$$

$$|A_{vT}| = \frac{R'_L}{r_{e1}} \quad r_{e1} |_{\max} = \frac{R'_L |_{\max}}{|A_{vT}|}$$

$$r_{e1\max} = \frac{R_L}{|A_{vT}|} = \frac{2.2\text{k}\Omega}{50} = 44\Omega$$

$$r_{e1\min} < r_{e1} < r_{e1\max}$$

$$\frac{Z_{in}}{(\beta+1)} < r_{e1} < \frac{R_L}{|A_{vT}|}$$

$$16.52\Omega < r_{e1} < 44\Omega$$

$\therefore$ Si es posible diseñar pero con un rango muy bajo.

Se escoge una $r_{e1} = 30\Omega$

$$R_L = r_{e1} \times A_v = 30\Omega \times 50 = 1500\Omega$$

$$R_C = \frac{R_L \times R'_L}{R_L - R'_L} = \frac{2.2\text{k}\Omega \times 1.5\text{k}\Omega}{2.2\text{k}\Omega - 1.5\text{k}\Omega} = 4.77\text{k}\Omega \quad \begin{matrix} \uparrow 5.1\text{k}\Omega \\ \downarrow 4.7\text{k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_C = 4.7\text{k}\Omega$$

$$R'_L = R_C \parallel R_L = 1.5\text{k}\Omega$$

$$V_{RC} \geq \frac{R_C}{R'_L} \times \hat{V}_o$$

$$V_{RC} \geq \frac{4.7\text{k}\Omega}{1.5\text{k}\Omega} \times 20\text{mV} \times 50 = 3.13[\text{V}] \times 1.2 = 3.76[\text{V}]$$

$$\text{Asumir : } V_{RC} = 4\text{V}$$

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{4\text{V}}{4.7\text{k}\Omega} = 0.85\text{mA} = I_E$$

$$r_{e1} = r_{e2} = \frac{V_T}{I_C} = \frac{26\text{mV}}{0.85\text{mA}} = 30.55\Omega$$

$$V_{E1} \geq 1\text{V}$$

$$\text{Sea } V_E = 2\text{V}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{2\text{V}}{0.85\text{mA}} = 2.35\text{k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 2.4\text{k}\Omega \\ \downarrow 2.2\text{k}\Omega \end{matrix}$$

$$\mathbf{R_E = 2.4k\Omega}$$

$$V_{CE2} = \hat{V}_{o2} - \hat{V}_{in2} + V_{CE\min} \quad V_{CE1} = \hat{V}_{o1} + \hat{V}_{o2} + V_{CE\min}$$

$$V_{CE2} = 50 \times 20\text{mV} - 20\text{mV} + 2\text{V}$$

$$V_{CE1} = 20\text{mV} + 20\text{mV} + 2\text{V}$$

$$V_{CE2} = 2.98\text{V}$$

$$V_{CE1} = 2.04\text{V}$$

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE2} + V_{CE1} + V_E$$

$$V_{CC} = 4\text{V} + 2.98\text{V} + 2.04\text{V} + 2\text{V} = 11\text{V}$$

$$\text{Se estandariza en: } \mathbf{V_{CC} = 12V}$$

$$V_{B1} = V_E + 0.7\text{V} = 2.7\text{V}$$

$$I_{B1} = \frac{I_C}{(\beta + 1)} = \frac{0.85\text{mA}}{121} = 7\mu\text{A}$$

$$I_1 = 12 \times I_{B1} = 84.4\mu\text{A}$$

$$I_2 = 11 \times I_{B1} = 77.36\mu\text{A}$$

$$I_3 = 10 \times I_{B1} = 70.33\mu\text{A}$$

$$R_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{B2}}{I_1} \quad R_{B2} = \frac{V_{B2} - V_{B1}}{I_2} \quad R_{B3} = \frac{V_{B1}}{I_3}$$

$$V_{B2} = V_{BE2} + V_{CE1} + V_{E1}$$

$$V_{B2} = 0.7\text{V} + 2.04\text{V} + 2\text{V}$$

$$V_{B2} = 4.74\text{V}$$

$$R_{B1} = \frac{12\text{V} - 4.74\text{V}}{84.4\mu\text{A}}$$

$$R_{B2} = \frac{4.74\text{V} - 2.7\text{V}}{77.36\mu\text{A}}$$

$$R_{B3} = \frac{2.7\text{V}}{70.33\mu\text{A}}$$

$$R_{B1} = 86\text{k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 91\text{k}\Omega \\ \downarrow 82\text{k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_{B2} = 26.36\text{k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 27\text{k}\Omega \\ \downarrow 24\text{k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_{B3} = 38\text{k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 39\text{k}\Omega \\ \downarrow 36\text{k}\Omega \end{matrix}$$

Estandarizando:

$$\mathbf{R_{B1} = 82\text{k}\Omega}$$

$$\mathbf{R_{B2} = 27\text{k}\Omega}$$

$$\mathbf{R_{B3} = 39\text{k}\Omega}$$

Comprobación:

$$Z_{inT1} = (\beta + 1)(r_e)(121)(30.55\Omega) = 3.7\text{k}\Omega$$

$$Z_{in} = R_{B3} \parallel R_{B2} \parallel Z_{inT1} = 39\text{k}\Omega \parallel 27\text{k}\Omega \parallel 3.7\text{k}\Omega = 15.95\text{k}\Omega \parallel 3.7\text{k}\Omega$$

$$Z_{in} = 3\text{k}\Omega$$

$$A_v = -\frac{R'_L}{r_{e1}} = -\frac{1.5\text{k}\Omega}{30.55\Omega} = -49.1$$

Calculo de capacitores:

$$C_S \geq \frac{10}{2\pi \times f_{\min} \times Z_{in}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{kHz} \times 3\text{k}\Omega} = 0.53\mu\text{F}$$

$$\mathbf{C_S = 1\mu\text{F}}$$

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi \times f_{\min} \times r_e} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{kHz} \times 30.55\Omega} = 52\mu\text{F}$$

$$\mathbf{C_E = 100\mu\text{F}}$$

$$R_{BB1} = R_{B1} \parallel R_{B2} = 20.31\text{k}\Omega$$

$$C_B \geq \frac{10}{2\pi \times f_{\min} \times R_{BB1}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{kHz} \times 20.31\text{k}\Omega} = 0.078\mu\text{F}$$

$$C_B = 0.1\mu\text{F}$$

$$C_C \geq \frac{10}{2\pi \times f_{\min} \times R'_L} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{kHz} \times 1.5\text{k}\Omega} = 0.96\mu\text{F}$$

$$C_C = 1\mu\text{F}$$

2.3.3 Circuito Darlington

El circuito Darlington es una configuración compuesta que produce un conjunto de características mejoradas del amplificador. Tiene una elevada impedancia de entrada y una baja impedancia de salida. Además incrementa su ganancia de corriente.

Cálculo de β_D (β Darlington) y r_{eD} del transistor equivalente de la configuración Darlington.

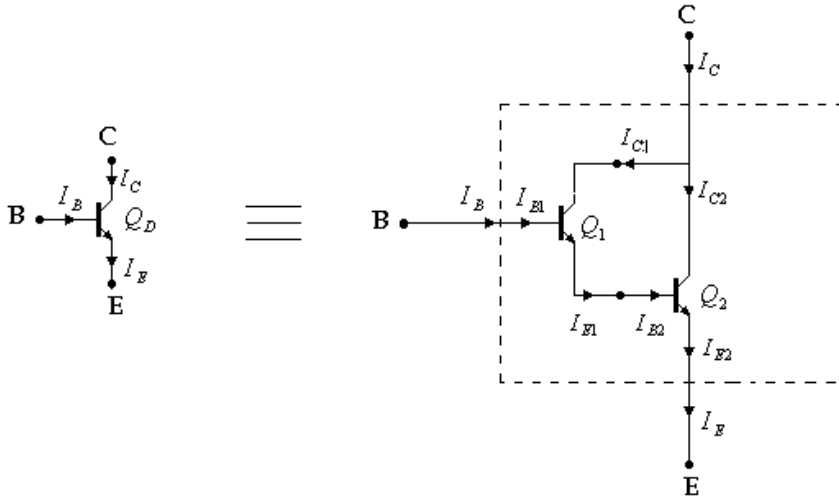


Figura 2.16. Circuito Darlington.

$$\text{Acoplamiento directo} \begin{cases} Q_1 = CC \\ Q_2 = C \end{cases}$$

$$I_B = I_{B1} \quad [2.29]$$

$$I_E = I_{E2} \quad [2.30]$$

$$I_{E1} = I_{B2} \quad [2.31]$$

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 I_{B2} = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 I_{E1}$$

$$I_C = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 (1 + \beta_1) I_{B1}$$

$$I_C = I_B[\beta_1 + \beta_2(1 + \beta_1)] \quad [2.32]$$

$$\beta_D = \frac{I_C}{I_B} = [\beta_1 + \beta_2(1 + \beta_1)] \quad [2.33]$$

$$Si \ \beta_1, \beta_2 \gg 1 \rightarrow \beta_D \approx \beta_1\beta_2 + \beta_1$$

$$Si \ \beta_1, \beta_2 \gg \beta_1 \rightarrow \beta_D \approx \beta_1\beta_2$$

$$Si \ \beta_1 = \beta_2 = \beta$$

$$\beta_D = \beta^2 \quad [2.34]$$

$$r_{eD} = \frac{r_{e1}}{(\beta_2 + 1)} + r_{e2} \quad [2.35]$$

$$r_{e1} = \frac{V_T}{I_{E1}} \quad r_{e2} = \frac{V_T}{I_{E2}}$$

$$I_{E2} = (\beta_2 + 1)I_{E1} \quad [2.36]$$

$$r_{e2} = \frac{V_T}{(\beta_2 + 1)I_{E1}} = \frac{r_{e1}}{(\beta_2 + 1)}$$

$$r_{eD} = r_{e1} + r_{e2}$$

$$r_{eD} = 2r_{e1} \quad [2.37]$$

2.3.3.1 Configuración Darlington compuesto (*compound*)

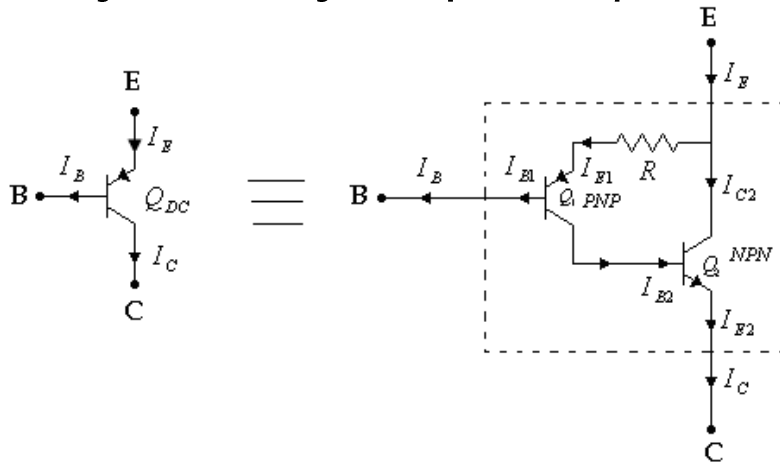


Figura 2.17. Circuito Darlington compuesto.

Cálculo de β_{DC} y r_{eDC} .

$$I_B = I_{B1} \quad [2.38]$$

$$I_{C1} = I_{B2} \quad [2.39]$$

$$I_C = I_{E2} = (1 + \beta_2)I_{B2} = (1 + \beta_2)I_{C1}$$

$$I_C = (1 + \beta_2)\beta_1 I_{B1}$$

$$I_C = (1 + \beta_2)\beta_1 I_B \quad [2.40]$$

$$\beta_{DC} \equiv \frac{I_C}{I_B} = \beta_1(1 + \beta_2) \quad [2.41]$$

$$Si \quad \beta_1, \beta_2 \gg 1 \rightarrow \beta_{DC} \approx \beta_1 \beta_2$$

$$Si \quad \beta_1 = \beta_2 = \beta$$

$$\beta_{DC} = \beta^2 \quad [2.42]$$

$$I_E = I_{E1} + I_{C2}$$

$$I_E = I_{E1} + \beta_2 I_{B2}$$

$$I_E = I_{E1} + \beta_2 I_{C1}$$

$$I_E = I_{E1} + \beta_2 \alpha_1 I_{E1}$$

$$I_E = I_{E1}(1 + \beta_2 \alpha_1)$$

$$\frac{I_E}{I_{E1}} = (1 + \beta_2 \alpha_1) \quad [2.43]$$

Nota: La última fórmula indica que cualquier impedancia que hay en emisor de $Q1$ puede ser transferida a emisor de $Q2$ dividiendo por $(1 + \beta_2 \alpha_1)$.

$$r_{eDC} = \frac{r_{e1} + R}{1 + \beta_2 \alpha_1} \quad [2.44]$$

$$Si \quad \alpha_1 \approx 1 \quad y \quad \beta_2 \gg 1$$

$$r_{eDC} = \frac{r_{e1} + R}{\beta_2} \quad [2.45]$$

2.3.3.2 Emisor común en la configuración Darlington

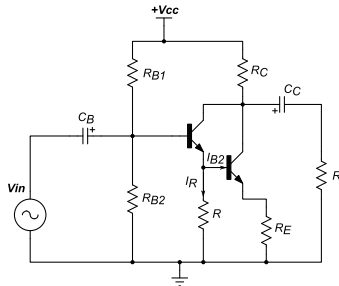


Figura 2.18. Emisor común en la configuración Darlington

$$Si \quad \beta_1 = \beta_2 = \beta$$

$$A_{iD} = \beta^2 = \beta_D \quad [2.46]$$

$$A_v = -\frac{R'_L}{r_{eD} + R_E} \quad [2.47]$$

$$Z_{inTD} = \beta_D(r_{eD} + R_E); Alta \quad [2.48]$$

$$Z_{in} = R_{BB} || Z_{inTD} \approx R_{BB} \quad [2.49]$$

Condiciones para el diseño:

- $V_{RC} \geq \frac{R_C}{R'_L} \cdot V_o$ [2.50]

- $V_{BE} = 1.4V$ [2.51]

- $I_R \ll I_{B2}$ [2.52]

- $R = \frac{V_E + V_{BE}}{\frac{I_{E1}}{10}}$ [2.53]

2.3.3.3 Colector común en la configuración Darlington

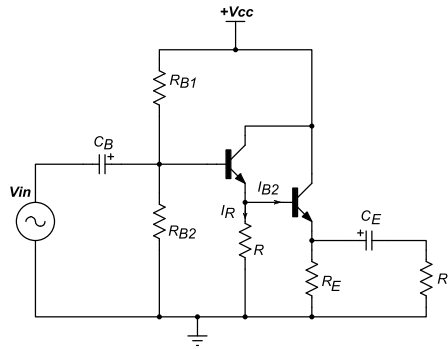


Figura 2.19. Colector común en la configuración Darlington.

$$Si \quad \beta_1 = \beta_2 = \beta$$

$$A_i = \beta^2 = \beta_D \quad [2.54]$$

$$A_v = \frac{R'_L}{r_{eD} + R'_L} \quad [2.55]$$

$$Z_{inTD} = \beta_D (r_{eD} + R'_L); \text{ alta} \quad [2.56]$$

$$Z_{in} = R_{BB} || Z_{inTD} \approx R_{BB} \quad [2.57]$$

$$X_{CB} \ll Z_{in}$$

$$X_{CE} \ll R'_L$$

Ejemplo 2.7

Diseñar un amplificador Darlington que cumpla con los siguientes requisitos:

$$V_0 = 4 \text{ sen}(\omega t) \text{ V}$$

$$\beta_{min} = 100$$

$$f_{min} = 1 \text{ kHz}$$

$$Z_{in} \geq 30 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 270 \Omega$$

$$\therefore A_v = 1 \text{ configuración } C-C$$

Análisis:

$$\text{Si } \beta_1 = \beta_2 = \beta = 100$$

$$\beta_D = 10000$$

$$Z_{inTD} = (\beta_D)(r_{eD} + R'_L)$$

$$Z_{in} = R_{BB} \parallel Z_{inTD} \approx R_{BB}$$

Desarrollo:

$$\text{Sea } R_E = R_L = 270 \Omega$$

$$R'_L = 135 \Omega$$

$$V_E \geq \frac{R_E}{R'_L} \times \hat{V}_o$$

$$V_E \geq 4V \times \frac{270\Omega}{135\Omega} = 8[V] \times 1.2 = 9.6[V]$$

$$\text{Asumir: } V_E = 10V$$

$$V_B = V_E + 2V_{BE} = 11.4V$$

$$I_{ED} = \frac{V_E}{R_E} = \frac{10V}{270\Omega} = 37 \text{ mA} = I_{CD} = I_{E2}$$

(Se necesita un QD que permita esta corriente)

$$I_{BD} = \frac{I_{CD}}{\beta_D} = \frac{37 \text{ mA}}{10000} = 3.7 \mu\text{A}$$

$$R_{B2} = \frac{V_B}{10 \times I_{BD}} = \frac{11.4V}{10 \times 3.7 \mu\text{A}} = 308 \text{ k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 330 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 300 \text{ k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_{B2} = 330\text{K}\Omega$$

$$V_{CC} = 2V_E = 20\text{V}$$

$$R_{B1} = \frac{V_{CC} - V_B}{11 \times I_{BD}} = \frac{20\text{V} - 11.4\text{V}}{11 \times 3.7\mu\text{A}} = 211\text{k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 220\text{k}\Omega \\ \downarrow 200\text{k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_{B1} = 220\text{K}\Omega$$

$$R_{BB} = R_{B1} \parallel R_{B2} = 132\text{k}\Omega$$

$$r_{eD} = \frac{2 \times V_T}{I_{ED}} = \frac{2 \times 26\text{mV}}{37\text{mA}} = 1.4\Omega$$

$$Z_{inTD} = (\beta_D)(r_{eD} + R'_L) = 10000(1.4\Omega + 135\Omega) = 1.3\text{M}\Omega$$

$$Z_{in} = 1.3\text{M}\Omega \parallel 132\text{k}\Omega = 120.353\text{k}\Omega$$

$$R = \frac{V_{BE2} + V_{E2}}{\frac{I_{B2}}{10}}$$

$$R = \frac{10 + 0.7}{\frac{3.7\mu\text{A}}{10}} = 28.9\text{k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 30\text{k}\Omega \\ \downarrow 27\text{k}\Omega \end{matrix}$$

$$R = 27\text{K}\Omega$$

Cálculo de capacitores:

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times R'_L} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{kHz} \times 135\Omega} = 11.79\mu\text{F}$$

$$C_E = 22\mu\text{F}$$

$$C_B \geq \frac{10}{2\pi \times f_{min} \times Z_{in}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{kHz} \times 120.353\text{k}\Omega} = 0.013\mu\text{F}$$

$$C_B = 1\mu\text{F}$$

2.3.3.4 Colector común en configuración Darlington compuesto

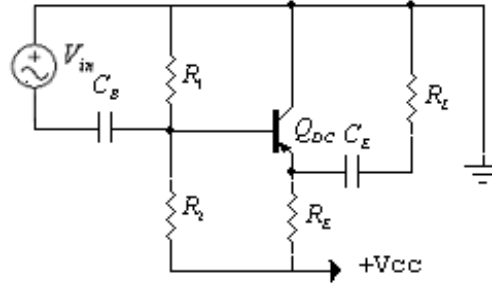


Figura 2.21. Colector común en la configuración Darlington compuesto.

Análisis para AC:

- Impedancia de salida

$$Z_o = R'_L = R_E || R_L \quad [2.58]$$

- Ganancias de voltajes

$$A_v = \frac{R'_L}{r_{eDC} + R'_L} = A_v = \frac{R'_L}{\frac{r_{e1} + R}{\beta_2} + R'_L} \quad [2.59]$$

- Impedancia de entrada

$$Z_{inTDC} = \beta_{DC}(r_{eDC} + R'_L) \quad [2.60]$$

$$Z_{inTDC} = \beta_1 \beta_2 \left(\frac{r_{e1} + R}{\beta_2} + R'_L \right)$$

$$Z_{inTDC} = \beta_1(r_{e1} + R) + \beta_1 \beta_2 R'_L \quad [2.61]$$

$$R_{BB} = R_1 || R_2$$

$$Z_{in} = R_{BB} || Z_{inTDC} \quad [2.62]$$

2.3.4 Circuito amplificador con autoelevación

El circuito de auto elevación incrementa la impedancia de entrada sin afectar la ganancia.

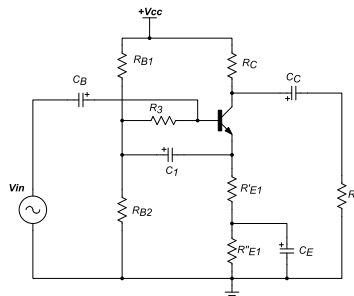


Figura 2.22. Configuración con autoelevación.

Análisis AC:

$$R_{BB} = R_{B1} || R_{B2}$$
$$A_v = - \frac{R'_L}{r_e + R'_E || R_{BB}} \quad [2.63]$$

$$Z_{in} = Z_{inT} = (\beta + 1)(r_e + R'_E || R_{BB}) \quad [2.64]$$

$$Z_o = R'_L = R_C || R_L \quad [2.65]$$

Criterios de diseño:

$$(r_e + R'_E || R_{BB})|_{max} = \frac{R'_L |_{max}}{|A_v|} = \frac{R_L}{|A_v|} \quad y$$

$$(r_e + R'_E || R_{BB})|_{min} = \frac{Z_{in}}{\beta + 1}$$

$$1. \quad \frac{Z_{in}}{\beta + 1} < (r_e + R'_E || R_{BB}) < \frac{R_L}{|A_v|}$$

$$2. \quad V_{RC} \geq \frac{R_C}{R'_L} \cdot V_o$$

$$3. \quad V_{CE} = V_{op} + V_{ip} + V_{CEmin}$$

$$4. \quad V_{E1} = 1V$$

$$5. \quad R_3 = \frac{V_B - (V_{BE} - V_E)}{I_B} \approx \frac{0.1V}{I_B}$$

$$6. \quad C_1 \geq \frac{10}{2\pi \cdot f_{min} \cdot R_{BB}}$$

$$7. \quad C_B \geq \frac{10}{2\pi \cdot f_{min} \cdot Z_{in}}$$

$$8. \quad C_E \geq \frac{10}{2\pi \cdot f_{min} (r_e + R'_E || R_{BB})}$$

$$9. \quad C_C \geq \frac{10}{2\pi \cdot f_{min} \cdot R'_L}$$

Ejemplo 2.8

Diseñar un amplificador con autoelevación que cumpla con los siguientes requisitos:

$$|A_v| = 25$$

$$\beta_{min} = 70$$

$$V_o = 2 \text{ sen}(\omega t) \text{ V}$$

$$f_{min} = 1 \text{ kHz}$$

$$R_L = 1.5 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in} \geq 2.2 \text{ k}\Omega$$

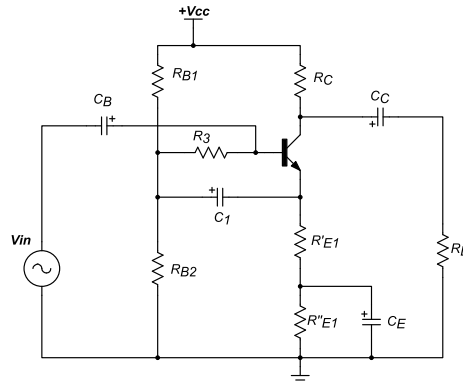


Figura 2.23. Configuración con autoelevación.

Análisis:

$$\frac{Z_{in}}{(\beta + 1)} < (r_e + R_E \parallel R_{BB}) < \frac{R'_L}{|A_v|}$$

$$Z_{in} = (\beta + 1)(r_e + R'_E)$$

Desarrollo:

$$\frac{2.2 \text{ k}\Omega}{71} < (r_e + R'_E \parallel R_{BB}) < \frac{1.5 \text{ k}\Omega}{|25|}$$

$$30.98 \Omega < (r_e + R_E \parallel R_{BB}) < 60 \Omega$$

$$\text{Sea } (r_e + R_E \parallel R_{BB}) = 45 \Omega$$

$$R'_L = 25 \times 45 \Omega = 1125 \Omega$$

$$R_C = \frac{R_L \times R'_L}{R_L - R'_L} = \frac{1.5 \text{ k}\Omega \times 1.125 \text{ k}\Omega}{1.5 \text{ k}\Omega - 1.125 \text{ k}\Omega} = 4.5 \text{ k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 4.7 \text{ k}\Omega \\ \downarrow 3.9 \text{ k}\Omega \end{matrix}$$

$$R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_C \parallel R_L = 1.083 \text{ k}\Omega$$

$$V_{RC} \geq \frac{R_C}{R'_L} \times \hat{V}_o = \frac{3.9 \text{ k}\Omega}{1.083 \text{ k}\Omega} \times 2 \text{ V} = 7.2 \text{ V} \times 1.1 = 7.9 \text{ V}$$

$$\text{Asumir: } V_{RC} = 8 \text{ V}$$

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{8 \text{ V}}{3.9 \text{ k}\Omega} = 2.05 \text{ mA} = I_E \quad I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2.05 \text{ mA}}{70} = 28.89 \mu\text{A}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_C} = \frac{26\text{mV}}{2.05\text{mA}} = 12.675\Omega$$

$$V_{CE} = \hat{V}_o + \hat{V}_{in} + V_{CEmin} = 2\text{ V} + 80\text{ mV} + 2\text{ V}$$

$$V_{CE} = 4.08\text{ V}$$

$$\text{Sea } V_E = 2\text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{2\text{ V}}{2.05\text{mA}} = 975\Omega$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 2\text{ V} + 0.7\text{ V} = 2.7\text{ V}$$

$$R_{B2} = \frac{2.7\text{ V}}{10 \times I_B} = 9.34\text{ k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 10\text{ k}\Omega \\ \downarrow 9.1\text{ k}\Omega \end{matrix}$$

$$\mathbf{R_{B2} = 10\text{ k}\Omega}$$

$$V_{CC} = V_E + V_{CE} + V_{RC} = 2\text{ V} + 4.08\text{ V} + 8\text{ V} = 14.08\text{ V}$$

$$\mathbf{V_{CC} = 15\text{ V}}$$

$$R_{B1} = \frac{V_{CC} - V_B}{11 \times I_B} = \frac{15\text{ V} - 2.7\text{ V}}{11 \times 28.89\mu\text{A}} = 38.7\text{ k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 39\text{ k}\Omega \\ \downarrow 36\text{ k}\Omega \end{matrix}$$

$$\mathbf{R_{B1} = 39\text{ k}\Omega}$$

$$R_{BB} = R_{B1} \parallel R_{B2} = 7.96\text{ k}\Omega$$

$$A_v = 25 = \frac{1.083\text{ k}\Omega}{12.675\Omega + R'_E \parallel R_{BB}}$$

$$R'_E = 30.76\Omega \begin{matrix} \uparrow 33\text{ k}\Omega \\ \downarrow 30\text{ k}\Omega \end{matrix}$$

$$\mathbf{R'_E = 33\Omega}$$

$$R''_E = 975\Omega - 33\Omega = 942\Omega \begin{matrix} \uparrow 1.0\text{ k}\Omega \\ \downarrow 910\Omega \end{matrix}$$

$$\mathbf{R''_E = 1\text{ k}\Omega}$$

$$R_3 = \frac{0.1\text{ V}}{I_B} = \frac{0.1\text{ V}}{28.89\mu\text{A}} = 3.42\text{ k}\Omega \begin{matrix} \uparrow 3.6\text{ k}\Omega \\ \downarrow 3.3\text{ k}\Omega \end{matrix}$$

$$\mathbf{R_3 = 3.3\text{ k}\Omega}$$

Comprobación:

$$Z_{in} = (\beta + 1)(r_e + R'_E \parallel R_{BB}) = (71)(12.675\Omega + 32.86\Omega) = 3.23\text{k}\Omega$$

$$A_v = -\frac{R'_L}{r_e + R'_E \parallel R_{BB}} = -\frac{1.083\text{k}\Omega}{(12.675\Omega + 32.86\Omega)} = -23.78$$

Cálculo de capacitores:

$$C_1 \geq \frac{10}{2\pi \times f_{\min} \times R_{BB}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{kHz} \times 7.96\text{k}\Omega} = 1.99 \times 10^{-7} \text{ F}$$

$$C_1 = 0.22\mu\text{F}$$

$$C_B \geq \frac{10}{2\pi \times f_{\min} \times Z_{in}} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{kHz} \times 3.23\text{k}\Omega} = 0.49\mu\text{F}$$

$$C_B = 1\mu\text{F}$$

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi \times f_{\min} \times (r_e + R'_E \parallel R_{BB})} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{kHz} \times (12.675\Omega + 33\Omega)} = 34.84\mu\text{F}$$

$$C_E = 47\mu\text{F}$$

$$C_C \geq \frac{10}{2\pi \times f_{\min} \times R'_L} \geq \frac{10}{2\pi \times 1\text{kHz} \times 1083\Omega} = 1.46\mu\text{F}$$

$$C_C = 2.2\mu\text{F}$$

2.4 Amplificador diferencial [4]:

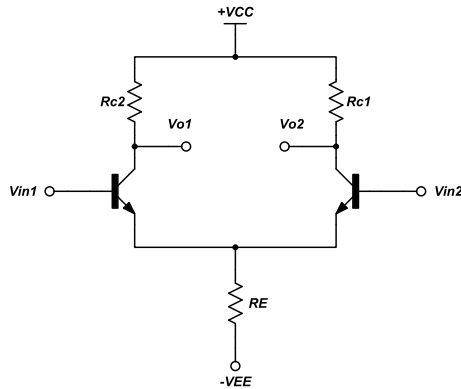


Figura2.24. Amplificador diferencial.

Características

- Utiliza el acoplamiento directo
- Evita la presencia de los capacitores
- Amplificador de continua
- Q_1 en colector común y Q_2 en base común
- Tiene dos modos de trabajo:
 - Modo común
 - Modo diferencial

a) **Modo diferencial.** El circuito es capaz de amplificar la diferencia de los voltajes de las bases.

$$\left. \begin{matrix} V_{in1} = V_i \\ V_{in2} = 0 \end{matrix} \right\} V_{in1} - V_{in2} = V_i \rightarrow V_o = V_{o1}$$

$$\left. \begin{matrix} V_{in1} = V_i \\ V_{in2} = 0 \end{matrix} \right\} V_{in1} - V_{in2} = 2V_i \rightarrow V_o = 2V_{o1}$$

b) **Modo común.** Es un amplificado en general.

$$\left. \begin{matrix} V_{in1} = V_i \\ V_{in2} = V_i \end{matrix} \right\} V_{in1} - V_{in2} = 0 \rightarrow V_o = 0$$

En general:

$$V_o = A_{mc} \cdot V_{in\ mc} + A_{md} \cdot V_{in\ md} \quad [2.66]$$

$$V_d = V_{in1} - V_{in2} \quad [2.67]$$

$$V_{mc} = \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2} \quad [2.68]$$

Análisis DC «Polarización»:

$$Q_1 = Q_2$$

$$I_C = I_{C1} = I_{C2} \approx I_{E1} = I_{E2} = I_E \quad [2.69]$$

$$I_{RE} = 2I_E \quad [2.70]$$

$$V_{B1} = V_{B2} = 0 \quad [2.71]$$

$$V_{E1} = V_{E2} = -0.7V \quad [2.72]$$

$$I_{RE} = \frac{-0.7V - (-V_{EE})}{R_E} = \frac{V_{EE} - 0.7V}{R_E}$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_C \cdot R_C \quad [2.73]$$

$$R_{C1} = R_{C2} = R_C \quad [2.74]$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_C - (-0.7V) \quad [2.75]$$

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad [2.76]$$

$$V_C = V_{CC} - \frac{(V_{EE} - 0.7V)R_C}{2R_E}$$

Análisis AC:*Ganancia en modo diferencial.*

$$A_{vmd} = \frac{V_{omd}}{V_{inmd}} \quad [2.77]$$

$$A_{vEC} = -\frac{R_{C1}}{r_{e1} + R_E || r_{e2}}$$

$$r_{e1}, r_{e2} \ll R_E$$

$$A_{vEC} = -\frac{R_C}{r_{e1} + r_{e2}} \quad [2.78]$$

$$Si \ Q_1 = Q_2$$

$$r_{e1} \approx r_{e2} \approx r_e$$

$$A_{vEC} = -\frac{R_C}{2r_e} \quad [2.79]$$

$$A_{vCC} = \frac{R_L'}{r_{e1} + R_L'}$$

$$A_{vCC} = \frac{R_E || r_{e2}}{r_e + R_E || r_{e2}}$$

$$A_{vCC} \approx \frac{r_{e2}}{r_e + r_{e2}} = \frac{r_{e2}}{2r_{e2}} \approx \frac{r_e}{2r_e}$$

$$A_{vCC} = \frac{1}{2} \quad [2.80]$$

$$A_{vBC} = \frac{R_C}{r_e + \frac{R_{BB}}{(\beta + 1)}}$$

$$A_{vBC} = \frac{R_{C2}}{r_e || R_E} \approx \frac{R_C}{r_e}$$

$$A_{vBC} = \frac{R_C}{r_e} \quad [2.81]$$

$$A_{vmd} = \frac{V_{omd}}{V_{inmd}} = \frac{V_{o1}}{(V_{in1} - V_{in2})} \quad [2.82]$$

$$A_{vmd} = A_{vCC} \cdot A_{vBc} \quad [2.83]$$

$$A_{vmd} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{R_C}{r_e}$$

$$A_{vmd} = -\frac{R_C}{2r_e} \quad [2.84]$$

$$V_{od1} = -\frac{R_C}{2r_e} (V_{in1} - V_{in2})$$

$$V_{od2} = \frac{R_C}{2r_e} (V_{in1} - V_{in2}) \quad [2.85]$$

Modo común

$$A_{vmc} = \frac{V_{omc}}{V_{inmc}} \quad [2.86]$$

$$V_{mc} = \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2} \quad [2.87]$$

Si $V_{in1} = V_{in2}$, la salida es igual a cero.

$$V_{mc} = \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2} = \frac{V_i + V_i}{2} = V_i \quad [2.88]$$

$$\Delta i_{RE} = 2\Delta i_e = 2\Delta i_c \quad [2.89]$$

$$\Delta i_c = \frac{\Delta i_{RE}}{2} = \frac{\Delta V_{in}}{2R_E} \quad [2.90]$$

$$\Delta V_o = \Delta i_c \cdot R_C = \frac{\Delta V_{in}}{2R_E} \cdot R_C \quad [2.91]$$

$$A_{mc} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_{in}} = -\frac{R_C}{2R_E}$$

$$A_{mc} = -\frac{R_C}{2R_E} \quad [2.92]$$

Relación de rechazo en modo común. Indica la capacidad que tiene el amplificador para rechazar señales no deseadas.

$$|CMRR| = \frac{A_{mc}}{A_{md}} \quad [2.93]$$

$$|CMRR|_{ideal} = \frac{A_{mc}}{A_{md}} = \infty \quad [2.94]$$

Práctico:

$/CMRR/$ por ejemplo 100-120 el típico.

$/CMRR/ \text{ dB} = 20 \log /CMRR/$

Circuito real del amplificador diferencial:

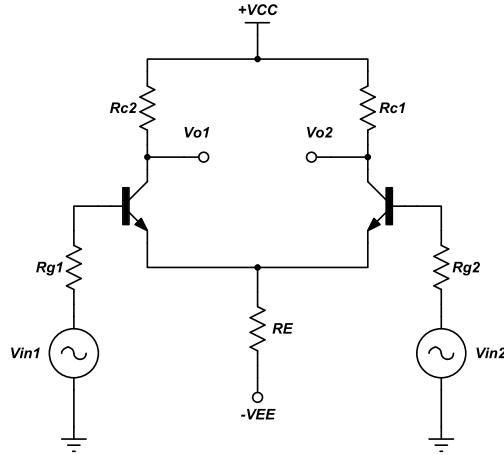


Figura 2.25. Amplificador diferencial real.

Se asume que V_{in1} existe y $V_{in2} = 0$

$$V_{in\ md} = V_{in1} + 0 = V_{in1}$$

$$V_{o1} = V_{in1} \left(\frac{-R_C}{r_e + R_E || \left(r_e + \frac{R_{B2}}{\beta + 1} \right)} \right) \quad [2.95]$$

$$Z_{in2} = r_{e2} + \frac{R_{B2}}{\beta + 1} \quad [2.96]$$

$$Z_{in1} = R_{B1} + \left[(\beta + 1) \left(r_{e1} + R_E || \left(r_{e2} + \frac{R_{B1}}{\beta + 1} \right) \right) \right] \quad [2.97]$$

Si:

$$\left. \begin{array}{l} V_{in1} = V_i \\ V_{in2} = 0 \end{array} \right\} \begin{array}{l} V_o = A_{mc} * V_{in\ mc} + A_{md} * V_{in\ mc} \\ V_o = \left(-\frac{R_C}{2R_E} \right) V_i + \left(-\frac{R_C}{2r_E} \right) V_i \end{array}$$

$$\left. \begin{array}{l} V_{in1} = V_i \\ V_{in2} = V_i \end{array} \right\} \begin{array}{l} V_0 = A_{mc} * V_{in\ mc} \\ V_0 = \left(-\frac{R_C}{2R_E} \right) V_i \end{array}$$

$$\left. \begin{array}{l} V_{in1} = V_i \\ V_{in2} = V_i \end{array} \right\} \begin{array}{l} V_0 = A_{md} * V_{in\ md} \\ V_0 = \left(-\frac{R_C}{2r_E} \right) V_i \end{array}$$

2.4.1 Amplificador diferencial con fuente de corriente

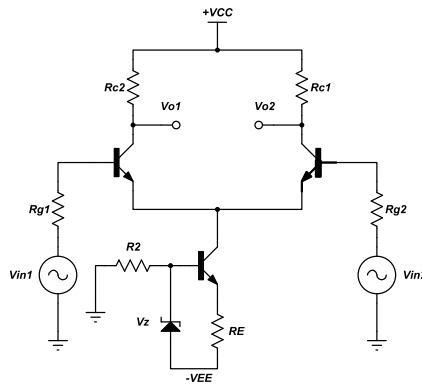


Figura 2.26. Amplificador diferencial con amplificador de corriente.

$$Z_{in1} = R_{B1} + \left[(\beta + 1) \left(r_{e1} + R_E \parallel \left(r_{e2} + \frac{R_{B1}}{\beta + 1} \right) \right) \right] \quad [2.101]$$

$$I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} \quad [2.102]$$

$$I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E} \quad [2.103]$$

$$V_{RE} = V_Z - V_{BE} \quad [2.104]$$

$$I_C = I_E = I_{E1} + I_{E2} = 2I_{E2} = 2I_{E1} \quad [2.105]$$

Ejemplo 2.9

Diseñar un amplificador diferencial:

- Realizar el diseño con los emisores polarizados con una RE .
- Realizar el diseño con una fuente de corriente.

Y que cumpla con los siguientes requisitos:

$$A_{vd} = 12$$

$$\beta_{min} = 100$$

$$V_{ind} = 0.09 \sin(\omega t) \text{ V}$$

$$CMRR > 65 \text{ dB}$$

$$Z_{in} \geq 3.2 \text{ k}\Omega$$

- Diseño con los emisores polarizados con una RE .

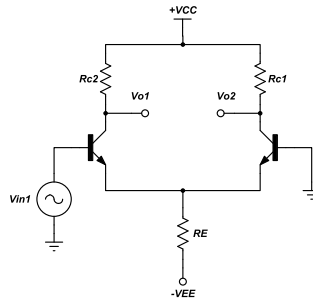


Figura 2.27. Diseño emisores polarizados.

$$Q_1 = Q_2 = Q$$

$$I_C = I_{C1} = I_{C2} \approx I_{E1} = I_{E2} = I_E$$

$$I_{RE} = 2I_E$$

$$r_e = r_{e1} = r_{e2}$$

$$|A_{vd}| = \frac{R_C}{2r_e} = \frac{R_C}{2 \times \frac{V_T}{I_E}} = \frac{R_C I_C}{2 \times 26 \text{ mV}}$$

$$|A_{vd}| = \frac{R_C I_C}{52 \text{ mV}}$$

$$R_C I_C = |A_{vd}| \times 52 \text{ mV} = 12 \times 52 \text{ mV} = 0.624 \text{ V}$$

$$V_{RC} = R_C I_C = 0.624V$$

$$A_{vd} = \frac{V_{od}}{V_{ind}}$$

$$V_{od} = |A_{vd}| \times V_{ind} = 12 \times 90mV = 1.08V$$

$$V_{RC} > 1.08V$$

No se puede diseñar. Se sugiere cambiar la ganancia agregando al circuito $RE1$ y $RE2$ ($RE1=RE2$) como se muestra en la figura 2.28.

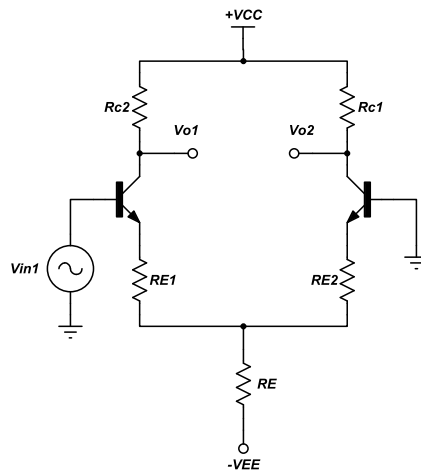


Figura 2.28. Configuración con $RE1$ y $RE2$

$$|A_{vd}| = \frac{R_C}{2(r_e + R_{E1})}$$

Se asume $R_C = 2.2K\Omega$ y un $V_{RC} > 1.08V$

$$V_{RC} = 2V$$

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{2V}{2.2K\Omega} = 0.9mA$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_C} = \frac{26mV}{0.9mA} = 28.6\Omega$$

$$R_{E1} = \frac{R_C}{2A_{vd}} - r_e = \frac{2.2K\Omega}{2 \times 12} - 28.6\Omega = 62.8\Omega \begin{matrix} \uparrow 68K\Omega \\ \downarrow 62K\Omega \end{matrix} \quad \mathbf{R_{E1} = 62\Omega}$$

$$V_{CE} = \hat{V}_o + \hat{V}_{in} + V_{CEmin} = 1.08V + 90mV + 2V$$

$$V_{CE} = 3.17V$$

$$V_{RE} = I_E R_E = 2 \times 0.9mA \times R_E$$

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vmc}} \quad A_{vmc} = \frac{R_C}{2R_E}$$

$$CMRR = \frac{12 \times 2 \times R_E}{R_C} > 65$$

$$R_E > \frac{65 \times R_C}{12 \times 2} = \frac{65 \times 2.2K\Omega}{12 \times 2} = 5.9K\Omega \quad \begin{matrix} \uparrow 6.2K\Omega \\ \downarrow 5.1K\Omega \end{matrix} \quad \mathbf{R_E = 6.2K\Omega}$$

$$V_{RE} = 2 \times 0.9mA \times 6.2K\Omega = 11.27V$$

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE} + V_{EB}$$

$$V_{CC} = 2V + 3.17V - 0.7V$$

$$V_{CC} = 4.47V$$

$$V_{EE} = V_{RE} + V_{RE1} + V_{BE}$$

$$V_{EE} = 11.27V + 56.36mV + 0.7V$$

$$V_{EE} = 12V$$

$$\text{Se selecciona } |V_{EE}| = 12V = |V_{CC}|$$

$$Z_{in} = [(\beta + 1)(r_e + R_{E1} + R_E \parallel (R_{E1} + r_e))]$$

$$Z_{in} = [(100 + 1)(28.6\Omega + 62\Omega + 6.2K\Omega \parallel (62\Omega + 28.6\Omega))]$$

$$\mathbf{Z_{in} = 18.17K\Omega}$$

b)

Se asume: Datos del Diodo Zener

$$V_Z = 5.1V$$

$$I_Z = 10mA$$

$$V_Z = V_{BEQ3} + V_{RE}$$

$$V_{RE} = V_Z - V_{BEQ3}$$

$$V_{RE} = 5.1V - 0.7V = 4.4V$$

$$V_{RZ} = V_{EE} - V_Z$$

$$V_{RZ} = 12V - 5.1V = 6.9V$$

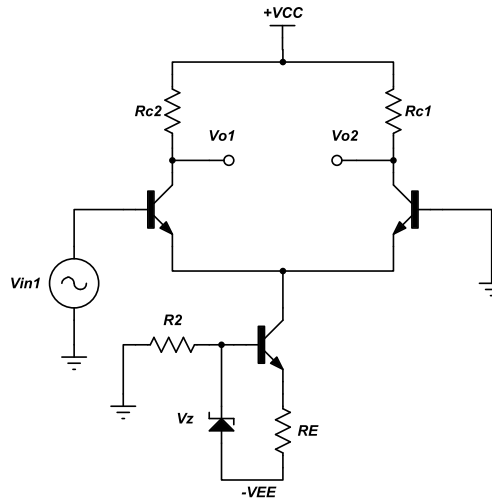


Figura 2.29. Configuración con fuente de corriente.

$$R_Z = \frac{V_{RZ}}{I_{RZ}} = \frac{6.9V}{10mA + \frac{1.8mA}{100}} = 688.76\Omega \begin{matrix} \uparrow 750\Omega \\ \downarrow 680\Omega \end{matrix} \quad \mathbf{R_Z = 680\Omega}$$

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_{RE}} = \frac{4.4V}{1.8mA} = 2.42K\Omega \begin{matrix} \uparrow 2.7K\Omega \\ \downarrow 2.4K\Omega \end{matrix} \quad \mathbf{R_E = 2.4K\Omega}$$

Ejercicio 2.10

Diseñar un amplificador diferencial que cumpla con los siguientes requisitos:

$$A_{vd} = 15$$

$$\beta_{min} = 100$$

$$V_{ind} = 0.1 \sin(\omega t) \text{ V}$$

$$CMRR > 36 \text{ dB}$$

$$Z_{in} \geq 3.7 \text{ k}\Omega$$

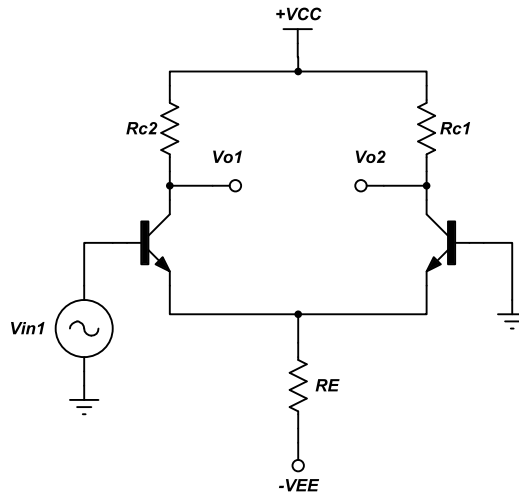


Fig.2.30 Circuito de Diseño

$$Q_1 = Q_2 = Q$$

$$I_C = I_{C1} = I_{C2} \approx I_{E1} = I_{E2} = I_E$$

$$I_{RE} = 2I_E$$

$$r_e = r_{e1} = r_{e2}$$

$$|A_{vd}| = \frac{R_C}{2r_e} = \frac{R_C}{2 \times \frac{V_t}{I_E}} = \frac{R_C I_C}{2 \times 26mV}$$

$$|A_{vd}| = \frac{R_C I_C}{52mV}$$

$$R_C I_C = |A_{vd}| \times 52mV = 15 \times 52mA = 0.78V$$

$$V_{RC} = R_C I_C = 0.78V$$

Condición de recorte: $V_{RC} \geq V_{op}$

$$A_{vd} = \frac{V_{od}}{V_{ind}}$$

$$V_{od} = |A_{vd}| \times V_{ind} = 12 \times 90mV = 1.08V$$

$$V_{RC} \geq 1.5V$$

No se puede diseñar. Se sugiere cambiar la ganancia agregando al circuito RE1 y RE2

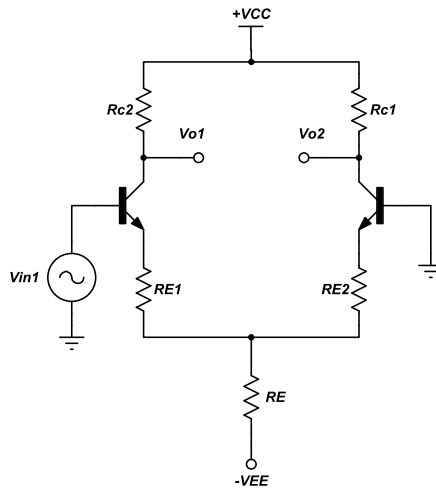


Figura 2.31. Configuración con R_{E1} y R_{E2} .

$$|A_{vd}| = \frac{R_C}{2(r_e + R_{E1})}$$

Se asume una $R_C = 2.7K\Omega$ y un $V_{RC} > 1.5V$

$$V_{RC} = 2V$$

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{2V}{2.7K\Omega} = 0.74mA$$

$$r_e = \frac{V_{RC}}{I_C} = \frac{26mV}{0.74mA} = 35.1\Omega$$

$$R_{E1} = \frac{R_C}{2A_{vd}} - r_e = \frac{2.7K\Omega}{2 \times 15} - 35.1\Omega = 54.9\Omega \quad \begin{matrix} \uparrow 56\Omega \\ \downarrow 51\Omega \end{matrix} \quad R_{E1} = 56\Omega$$

$$V_{CE} = \hat{V}_o + \hat{V}_{in} + V_{CEmin} = 1.5V + 100mV + 2V$$

$$V_{CE} = 3.6V$$

$$V_{RE} = I_E R_E = 2 \times 0.74mA \times R_E$$

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10}(|CMRR|)$$

$$\frac{CMRR_{dB}}{20} = \frac{36dB}{20} = \log_{10}(|CMRR|)$$

$$CMRR = 63.096$$

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vmc}} \quad A_{vmc} = \frac{R_C}{2R_E}$$

$$CMRR = \frac{15 \times 2 \times R_E}{R_C} > 63.096$$

$$R_E > \frac{63.096 \times R_C}{15 \times 2} = \frac{63.096 \times 2.7 K\Omega}{15 \times 2} = 5.67 K\Omega \begin{matrix} \uparrow 6.2 K\Omega \\ \downarrow 5.6 K\Omega \end{matrix} \quad \mathbf{R_E = 6.2 K\Omega}$$

$$V_{RE} = 2 \times 0.74 mA \times 6.2 K\Omega = 9.17 V$$

$$Z_{in} = [(\beta + 1)(r_e + R_{E1} + R_E \parallel (R_{E1} + r_e))]$$

$$Z_{in} = [(100 + 1)(35.1 \Omega + 56 \Omega + 6.2 K\Omega \parallel (56 \Omega + 35.1 \Omega))]$$

$$\mathbf{Z_{in} = 18.26 K\Omega}$$

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE} - V_{BE}$$

$$V_{CC} = 2V + 3.6V - 0.7V$$

$$V_{CC} = 4.9V$$

$$V_{EE} = V_{RE} + V_{RE1} + V_{BE}$$

$$V_{EE} = 9.17V + 56 \Omega \times 0.74 mA + 0.7V$$

$$V_{EE} = 9.91V$$

$$\text{Se selecciona } |V_{EE}| = 10V = |V_{CC}|$$

Aunque no es estándar, para efectos teóricos está correcto.

Ejercicios propuestos

1. Se dispone de un TBJ con un β de 100, un JFET con los siguientes datos: $IDSS = 6 \text{ mA}$, $r_d = 40 \text{ k}\Omega$ y $V_p = -4 \text{ V}$, y un amplificador operacional LM741 con una fuente de polarización entre $\pm 5 \text{ V}$ hasta $\pm 32 \text{ V}$.
2. Diseñar con uno o más elementos un amplificador que tenga los siguientes datos: $A_v = 100$, $V_{in} = 0.1 \sin(\omega t) \text{ V}$, $Z_{in} \geq 10 \text{ k}\Omega$, $R_L = 2.2 \text{ k}\Omega$ y la $f_{MIN} = 20 \text{ kHz}$.
3. Diseñar un amplificador en emisor común que cumpla con cierta impedancia de entrada usando transistor Darlington y técnicas de autoelevación.

Datos:

Voltaje de salida Vop[V]	Carga RL[KΩ]	Ganancia de voltaje Av	Frecuencia de trabajo F[KHz]	Zin≥ Zin[KΩ]
2	2.7	20	1	3

2.5 Resumen

Los **circuitos multietapa** están contruidos a partir de transistores. Normalmente están conectados en serie (**cascada**) y presentan grandes **ventajas**. Así, permiten aumentar la ganancia de voltaje, corriente o potencia, debido a que esta se define como el producto de las ganancias de cada una de las etapas que conformen este circuito. Además, permite aumentar la impedancia de entrada y disminuir la impedancia de salida. Una de las **desventajas** de estos amplificadores es que es más difícil controlar su respuesta de frecuencia, ya que cuentan con más capacitores que un circuito monoetapa.

Los circuitos multietapa pueden presentar un acoplamiento: RC, directo, o por transformador. En el caso del **acoplamiento RC** se puede analizar a cada etapa de manera independiente, mientras que en el **directo** ocurre todo lo contrario: los niveles de DC de cada etapa están relacionados con las otras etapas. Para un acoplamiento con transformador, si bien es más eficiente que el acoplamiento RC, su respuesta de frecuencia es muy pobre.

Otras configuraciones conocidas son: cascode, Darlington, autoelevación y el amplificador diferencial. La **configuración Cascode** presenta una alta impedancia de entrada y menor ganancia de voltaje, de tal manera que proporciona una buena operación en alta frecuencia. El **circuito Darlington** presenta grandes ventajas, elevada impedancia de entrada, baja impedancia de salida y mayor ganancia de corriente. En el circuito de **autoelevación** se obtendrá una alta impedancia de entrada, sin afectar a la ganancia. Un **amplificador diferencial**, finalmente, utiliza acoplamiento directo, evita la presencia de capacitores y amplía el ancho de banda.

Capítulo 3

Respuestas de frecuencia

Contenido. Se analiza la respuesta en frecuencia de los principales circuitos mediante diagramas de Bode, para determinar parámetros como frecuencias de corte y ancho de banda.

3.1 Decibele [11]

Se define el bel (B, llamado *belio* en español ibérico) mediante la siguiente ecuación para relacionar los niveles de potencia P_1 y P_2 :

$$G = \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad [bel] \quad [3.1]$$

Sin embargo se ha encontrado que el bel es una unidad de medida demasiado grande, por lo que se ha definido el decibel (dB): $10 \text{ decibel} = 1 \text{ bel}$.

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \quad \text{Para la relación entre potencias.}$$

$$G_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \quad \text{Para la relación entre voltajes.}$$

En general la potencia referencial de 1 mW se considera sobre una impedancia característica de la línea transmisión $Z_o = 600 \, \Omega$, de tal manera que el voltaje eficaz es:

$$P = \frac{V^2}{Z} \Rightarrow V = 775 \text{ mV}$$

Adicionalmente, la ganancia de potencia referente a 1 mW se define como:

$$G_{dBm} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1 \text{ mW}} \right)$$

Ejemplo 3.1

La ecuación general que se usa para la transmisión de señales de radio a través del espacio libre es:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2, \quad [3.2]$$

donde:

R = distancia en metros desde el transmisor al receptor.

λ = longitud de onda en metros.

$$\left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 = \text{pérdida que sufre la señal en el espacio libre.}$$

Un transmisor que opera en la banda de 480 MHz, contiene una antena de transmisión de ganancia 12 dB y una impedancia de 50 Ω . A una distancia de 100 km se ubica un receptor con ganancia de 80dB. ¿Cuál es la señal de voltaje disponible en la antena del receptor con respecto a las señales enviadas por el transmisor?

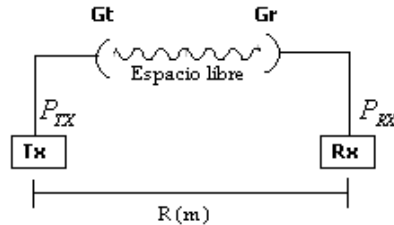


Figura 3.1. Diagrama de transmisión de señales de radio.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 * 10^8 \left(\frac{m}{s} \right)}{480 \text{ MHz}} = 0.625 \text{ m}$$

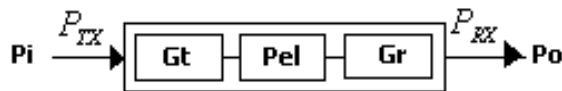


Figura 3.2. Potencia de transmisión y recepción en la transmisión.

$$\left(\frac{P_o}{P_i} \right)_{dB} = \left(\frac{P_{RX}}{P_{TX}} \right)_{dB} = 10 \log_{10} G_t + 10 \log_{10} P_{el} + 10 \log_{10} G_r$$

$$\left(\frac{P_{RX}}{P_{TX}} \right)_{dB} = 10 \log_{10} G_t + 10 \log_{10} G_r + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)$$

$$\left(\frac{P_{RX}}{P_{TX}} \right)_{dB} = G_{t_{dB}} + G_{r_{dB}} + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)$$

$$\left(\frac{P_{RX}}{P_{TX}} \right)_{dB} = 12_{dB} + 80_{dB} + 20 \log_{10} \left(\frac{0.625 \text{ m}}{4\pi * 100 \text{ km}} \right)$$

$$\left(\frac{P_{RX}}{P_{TX}}\right)_{dB} = 92_{dB} - 126_{dB} = -34_{dB}$$

$$10 \log_{10} \left(\frac{P_{RX}}{P_{TX}}\right) = -34_{dB}$$

$$\frac{P_{RX}}{P_{TX}} = 0.398 * 10^{-3}$$

$$\frac{P_{RX}}{P_{TX}} = \frac{V_{RX}^2 * R}{V_{TX}^2 * R} = \left(\frac{V_{RX}}{V_{TX}}\right)^2 = 0.398 * 10^{-3}$$

$$\frac{V_{RX}}{V_{TX}} = \sqrt{0.398 * 10^{-3}} = 19.9 * 10^{-3}$$

Se considera $V_{TX} = 1V$

$$V_{RX} = 1V * 19.9 * 10^{-3} = 19.9 mV$$

3.1.1 Diagrama de Bode [5]

Son representaciones gráficas, mediante asíntotas, de una función que puede ser la ganancia o la fase con respecto a la frecuencia.

En la figura 3.3 se representan las curvas de la respuesta de ganancia de los sistemas de amplificador con acoplamiento RC.

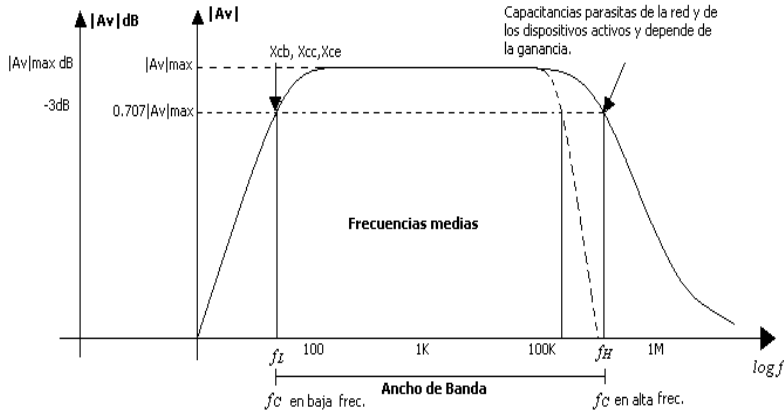


Figura 3.3. (-----) Acoplamiento Directo, (——) Acoplamiento RC.

Donde:

f_L y f_H = frecuencias de corte de 1/2 potencia.

$$AB = \text{ancho de banda} = f_L - f_H \quad [3.3]$$

$$P_{o \text{ media}} = \left| \frac{V_o^2}{R_o} \right| = \left| \frac{(A_{v \text{ media}} \times V_i)^2}{R_o} \right| \quad [3.4]$$

Para las frecuencias medias:

$$\begin{aligned}
 P_{O(f_L, f_H)} &= \left| \frac{(0.707 A_{v \text{ media}} \times V_i)^2}{R_o} \right| \\
 &= 0.5 \left| \frac{(A_{v \text{ media}} \times V_i)^2}{R_o} \right| = 0.5 P_{O \text{ media}} \\
 P_{O(f_L, f_H)} &= \frac{1}{2} P_{O \text{ media}} \quad [3.5]
 \end{aligned}$$

Curva normalizada:

La normalización se obtiene de: $\frac{A_v}{A_{v \text{ media}}}$

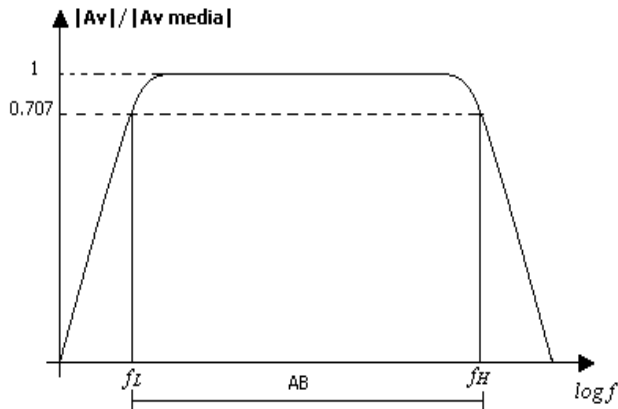


Figura 3.4. Curva normalizada.

Curva normalizada en dB:

$$\left(\frac{A_v}{A_{v \text{ media}}} \right)_{dB} = 20 \log \left| \frac{A_v}{A_{v \text{ media}}} \right|$$

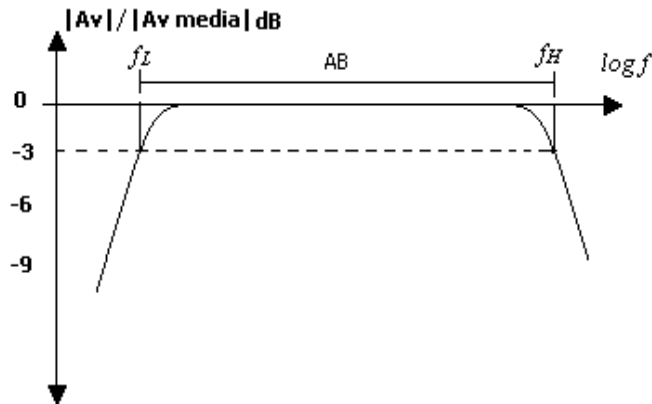


Figura 3.5. Curva Normalizada en dB.

Diagrama de fase de un amplificador acoplado RC:

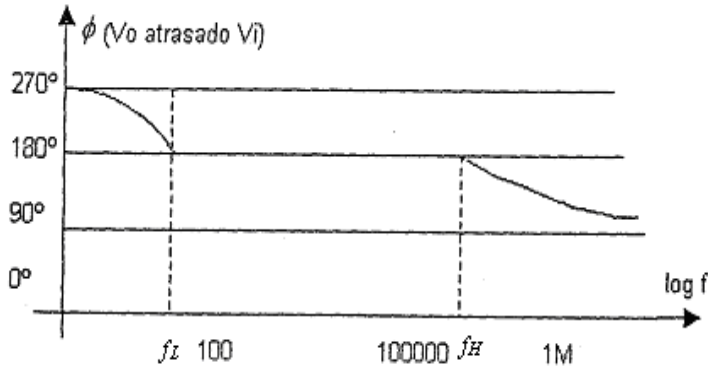


Figura 3.6. Diagrama de fase de un amplificador acoplado RC.

3.2 Respuesta de frecuencia en baja frecuencia [3]

La respuesta en baja frecuencia del amplificador de etapa sencilla TBJ o FET depende de las combinaciones R-C, de los capacitores de red CC, CB, CE y los parámetros resistivos de la red los que determinan la frecuencia de corte.

a) Influencia de los capacitores de acoplamiento formados por una red R-C

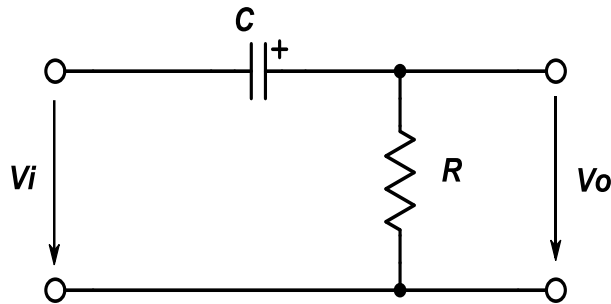


Figura 3.7. Circuito con acoplamiento R-C. (Filtro Pasa Alto)

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_2}{V_1}$$

$$A_v = \frac{R}{R - j \frac{1}{\omega C}}$$

$$A_v = \frac{R}{R - j \frac{1}{2\pi f C}}$$

$$A_v = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \angle \phi$$

$$|A_v| = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad [3.6]$$

Para la condición: $R = X_C$

$$|A_v| = \frac{R}{R\sqrt{2}} = 0.707 \quad [3.7]$$

En forma logarítmica: $R = X_C$

$$|A_v| = 20\log_{10}\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = -3 \text{ dB} \quad [3.8]$$

Esto es válido para:

$$R = \frac{1}{2\pi f_L C} \quad \rightarrow \quad f_L = \frac{1}{2\pi RC} \quad [3.9]$$

Frecuencias de corte para respuestas de bajas frecuencias

$$A_v = \frac{R}{R - j\frac{1}{2\pi f C}} = \frac{1}{1 - j\frac{1}{2\pi RC f}} = \frac{1}{1 - j\frac{f_L}{f}}$$

$$A_v = \underbrace{\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}}}_{\text{módulo}} \underbrace{\left| \text{tg}^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) \right|}_{\text{fase}} \quad [3.10]$$

En decibeles:

$$|A_v|_{\text{dB}} = 20\log_{10} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}} = -20\log_{10} \left(1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2 \right)^{1/2}$$

$$|A_v|_{\text{dB}} = -10\log_{10} \left[1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2 \right] \quad [3.11]$$

$$\text{Si } f \ll f_L \rightarrow \left(\frac{f_L}{f}\right)^2 \gg 1$$

$$|A_v|_{\text{dB}} = -20\log_{10} \left[\left(\frac{f_L}{f}\right) \right] \quad [3.12]$$

Ignorando por un momento la condición $f \ll f_L$, la gráfica de la ecuación 3.12 en una escala logarítmica de frecuencias sería:

- a) Si $f = f_L \rightarrow \frac{f_L}{f} = 1$
 $|A_v|_{dB} = -20 \log(1) = 0 \text{ dB}$
- b) Si $f = 0.5f_L \rightarrow \frac{f_L}{f} = 2$
 $|A_v|_{dB} = -20 \log(2) \approx -6 \text{ dB}$
- c) Si $f = 0.25f_L \rightarrow \frac{f_L}{f} = 4$
 $|A_v|_{dB} = -20 \log(4) \approx -12 \text{ dB}$
- d) Si $f = 0.1f_L \rightarrow \frac{f_L}{f} = 10$
 $|A_v|_{dB} = -20 \log(10) \approx -20 \text{ dB}$

Al graficar estos valores, resulta lo siguiente:

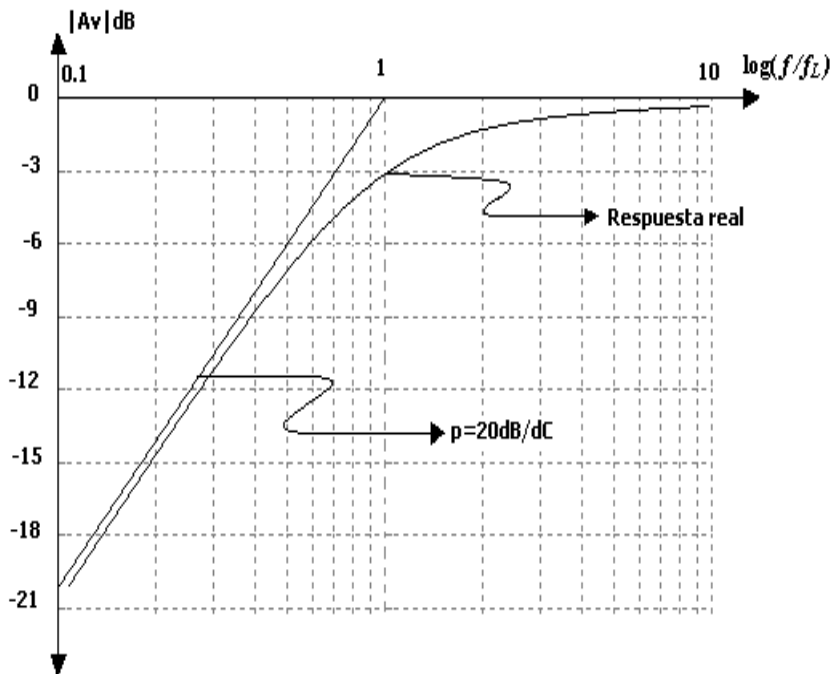


Figura 3.8. Diagrama de Bode para bajas frecuencias.

3.2.1 Respuesta en baja frecuencia para el amplificador en emisor común

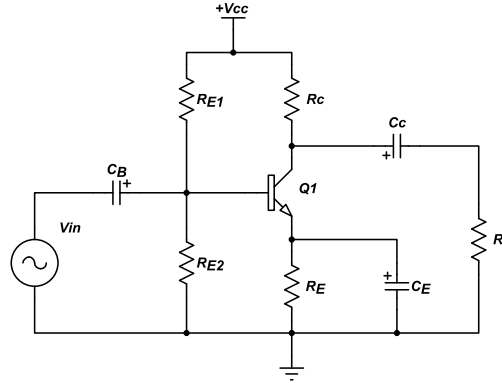


Figura 3.9. Configuración emisor común.

a) Influencia del capacitor de base

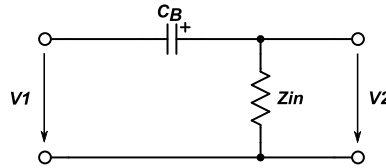


Figura 3.10. Circuito equivalente con el C_B .

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + j \frac{1}{2\pi f C_B}}$$

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + j \frac{1}{2\pi f C_B Z_{in}}}$$

Si:

$$f_{LCB} = \frac{1}{2\pi C_B Z_{in}} \quad \text{Frecuencia de corte debido a } C_B \quad [3.13]$$

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + j \frac{f_{LCB}}{f}}$$

Otra forma de obtener la frecuencia de corte es igualando la parte real y la parte imaginaria del denominador de la ecuación de ganancia de voltaje A_v , de tal manera que:

$$Z_{in} = \frac{1}{2\pi f C_B}$$

$$f_{LCB} = \frac{1}{2\pi C_B Z_{in}}$$

Si se tiene una resistencia R_G en el generador:

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_{in}}{(Z_{in} + R_G) + j \frac{1}{2\pi f_{LCB} C_B}}$$

$$f_{LCB} = \frac{1}{2\pi C_B (Z_{in} + R_G)} \quad [3.14]$$

b) Influencia del capacitor de colector CC

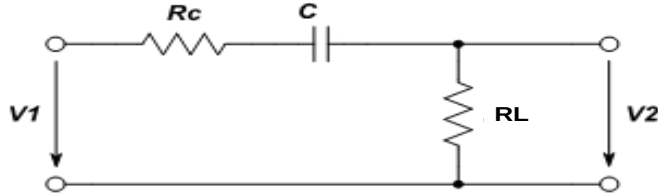


Fig 3.11. Circuito equivalente con el CC.

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_L}{(R_L + R_c) + j \frac{1}{2\pi f_{LCC} C_c}}$$

La frecuencia de corte se obtiene al igualar la parte real con la parte compleja del denominador

$$(R_L + R_c) = \frac{1}{2\pi f_{LCC} C_c}$$

$$f_{LCC} = \frac{1}{2\pi C_c (R_L + R_c)} \quad \text{frecuencia de corte debido a } C_c [3.15]$$

c) Influencia del capacitor de emisor

$$|A_v| = \frac{R_L'}{r_e + R_E \parallel X_{CE}}$$

$$R_E \parallel X_{CE} \approx X_{CE} \quad \rightarrow \quad R_E \gg X_{CE}$$

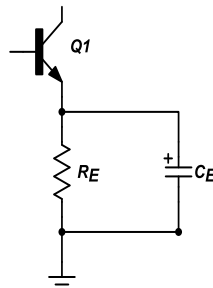


Fig. 3.12 Circuito equivalente con el C_E .

$$|A_v| = \frac{R_L'}{r_e - jX_{CE}} = \frac{R_L'}{r_e - j \frac{1}{2\pi f_{LCE} C_E}}$$

$$r_e = \frac{1}{2\pi f_{LCE} C_E}$$

$$f_{LCE} = \frac{1}{2\pi r_e C_E} \quad \text{Frecuencia de corte debido a } C_E \quad [3.16]$$

Si se tiene R_E dividido en R_E' y R_E'' , como se muestra en la figura, entonces:

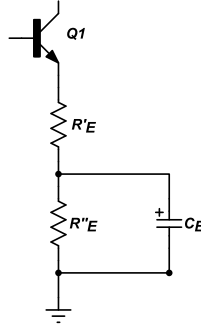


Figura 3.13. Circuito equivalente con el C_E , R_E' y R_E'' .

$$|A_v| = \frac{R_L'}{r_e + R_E' + R_E'' \parallel X_{CE}}$$

$$X_{CE} \parallel R_E'' \approx X_{CE} \quad \rightarrow \quad R_E'' \gg X_{CE}$$

$$|A_v| = \frac{R_L'}{r_e + R_E' - jX_{CE}} = \frac{R_L'}{r_e + R_E' - j \frac{1}{2\pi f_{LCE} C_E}}$$

La frecuencia de corte se obtiene igualando la parte real y la parte compleja del denominador:

$$r_e + R_E' = \frac{1}{2\pi f_{LCE} C_E}$$

$$f_{LCE} = \frac{1}{2\pi C_E (r_e + R_E')} \quad \text{frecuencia de corte debido a } C_E \quad [3.17]$$

$$|A_v| = \frac{R_L'}{r_e + R_E' + \frac{R_E'' \cdot X_{CE}}{R_E'' + X_{CE}}} = \frac{R_L'}{r_e + R_E' + \frac{R_E''}{1 + \frac{R_E''}{X_{CE}}}}$$

$$f \rightarrow \infty \quad |A_{v \max}| = \frac{R_L'}{r_e + R_E'} \quad X_{CE} = \frac{1}{\omega C_E} = 0$$

$$f \rightarrow 0 \quad |A_{v \min}| = \frac{R_L'}{r_e + R_E' + R_E''} \quad X_{CE} = \frac{1}{\omega C_E} \rightarrow \infty$$

$$|A_{v \min}| = \frac{R_L'}{r_e + R_E}$$

$$f_{LCE}' = \frac{1}{2\pi C_E (r_e + R_E)} \quad [3.18]$$

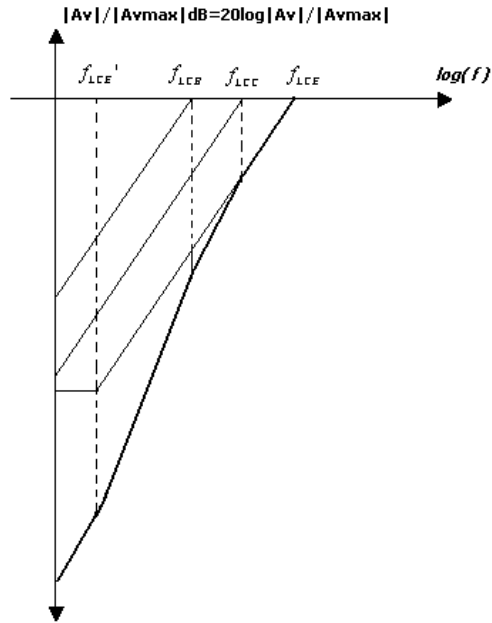


Figura 3.14. Respuesta de bajas frecuencias.

3.2.2 Respuesta en baja frecuencia del FET (fuente común)

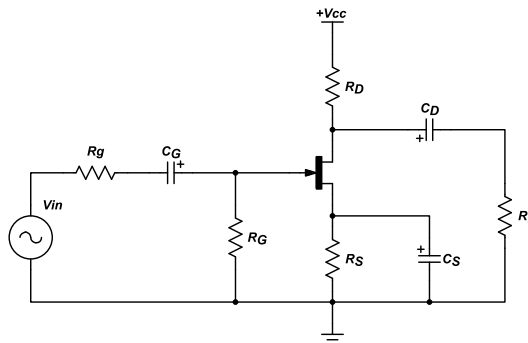


Figura 3.15. Configuración de fuente común.

$$f_{LCG} = \frac{1}{2\pi C_G(R_g + R_G)} \quad [3.19]$$

$$f_{LCD} = \frac{1}{2\pi C_D(R_D \parallel r_d + R_L)} \quad [3.20]$$

$$f_{LCG} = \frac{1}{2\pi C_S R_{eq}} \quad [3.21]$$

$$R_{eq} = R_S \parallel \frac{1}{g_m}$$

3.3 Respuesta de frecuencia en alta frecuencia

En el extremo de alta frecuencia hay dos factores que definen el punto de -3 dB.

- La capacitancia de la red parásita e introducida.
- La dependencia de la frecuencia de hfe (β).

3.3.1 Influencia de los parámetros de la red [5]

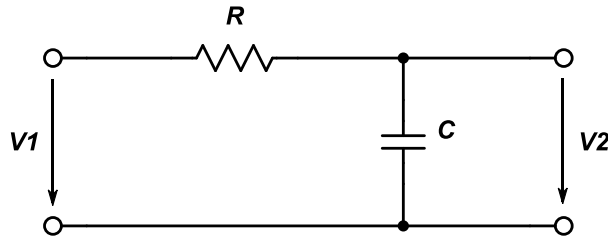


Figura 3.16. Influencia del capacitor C.

$$A_v = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{-j \frac{1}{2\pi f C}}{R - j \frac{1}{2\pi f C}}$$

$$|A_v| = \frac{X_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}}$$

$$\text{Si } X_c = R \Rightarrow |A_v| = \frac{X_c}{X_c \sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad [3.22]$$

$$R = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} \quad [3.23]$$

$$|A_v| = \frac{1}{1 + jR2\pi fC} = \frac{1}{1 + \frac{f}{f_H}}$$

$$A_v = \underbrace{\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}}}_{\text{módulo}} \underbrace{\left| \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{f}{f_H} \right) \right|}_{\text{fase}} \quad [3.24]$$

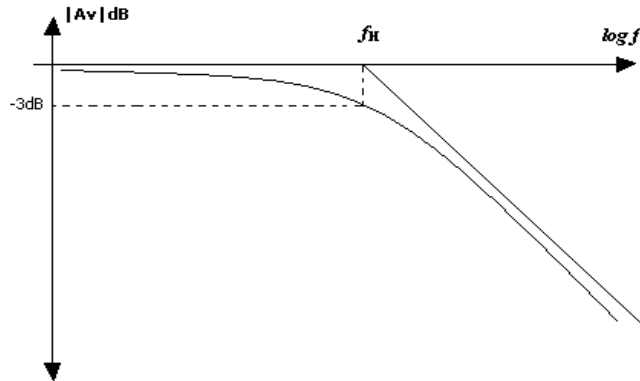


Figura 3.17. Respuesta en alta frecuencia.

3.3.2 Respuesta en alta frecuencia para el amplificador en emisor común [4]

En la figura 3.18 se han incluido las diferentes capacitancias parásitas C_{bc} , C_{be} , C_{ce} del transistor (datos del fabricante (pF)), más la capacitancia de alambreado C_{wi} y C_{wo} (pF).

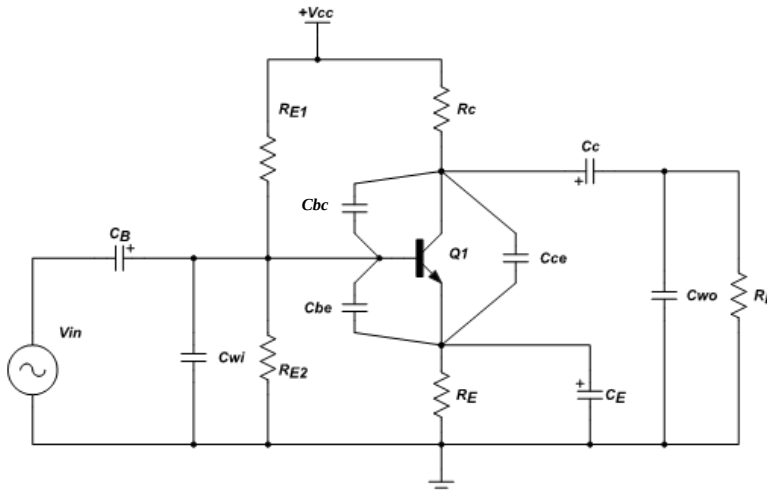


Figura 3.18. Influencia de las capacitancias C_{be} , C_{bc} , C_{ce} , C_{wi} y C_{wo} .

a) Circuito de entrada

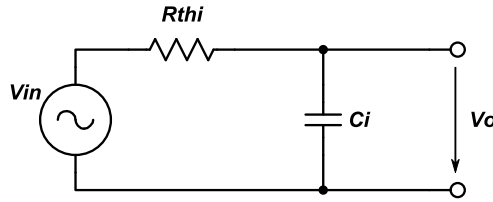


Figura 3.19. Influencia de la capacitancia de entrada.

$$C_{in} = C_{wi} + C_{be} + CM_i$$

$$CM_i = \text{capacitancia de entrada} = (1 - A_v)C_f$$

$$C_f = \text{capacitancia de retroalimentaci3n de salida a la entrada} = C_{bc}$$

$$C_{in} = C_{wi} + C_{be} + (1 - A_v)C_{bc} \quad [3.25]$$

$$R_{th_{in}} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel Z_{inT} = Z_{in} \quad [3.26]$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_{th_{in}}} = \frac{-j \frac{1}{\omega C_{in}}}{R_{th_{in}} - j \frac{1}{\omega C_{in}}} \Rightarrow R_{th_{in}} = \frac{1}{\omega C_{in}} = \frac{1}{2\pi f_{Hi} C_{in}}$$

$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi R_{th_{in}} C_{in}} \quad [3.27]$$

b) Circuito de salida

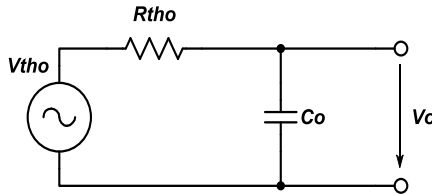


Fig.3.20 Influencias de las Capacitancias de Salida.

$$C_o = C_{wo} + C_{ce} + CM_o$$

$$CM_o = \text{Capacidad millar de salida} = \left(1 - \frac{1}{A_v}\right)C_f$$

$$C_o = C_{wo} + C_{ce} + \left(1 - \frac{1}{A_v}\right)C_{bc} \quad [3.28]$$

$$CM_o = \left(1 - \frac{1}{A_v}\right)C_{bc} \Big|_{A_v \gg 1} \approx C_{bc}$$

$$R_{th_o} = R_c \parallel R_L \parallel Z_{OT} = R'_L \quad [3.29]$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_o}{V_{th_o}} = \frac{-j \frac{1}{\omega C_o}}{R_{th_o} - j \frac{1}{\omega C_o}}$$

$$R_{th_o} = \frac{1}{\omega C_o}$$

$$f_{Ho} = \frac{1}{2\pi R_{th_o} C_o} \quad [3.30]$$

c) Influencia de h_{fe} con la frecuencia

La variación de la h_{fe} con la frecuencia se aproxima con cierto grado de precisión a la siguiente relación:

$$h_{fe} = \frac{h_{fe \text{ medias}}}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad [3.31]$$

Donde:

f_β = frecuencia de corte de la respuesta de frecuencia β

$h_{fe \text{ media}}$: h_{fe} en medias frecuencias

$h_{fe \text{ nominal}}$

Sea el circuito equivalente de pequeña señal del transistor de alta frecuencia.

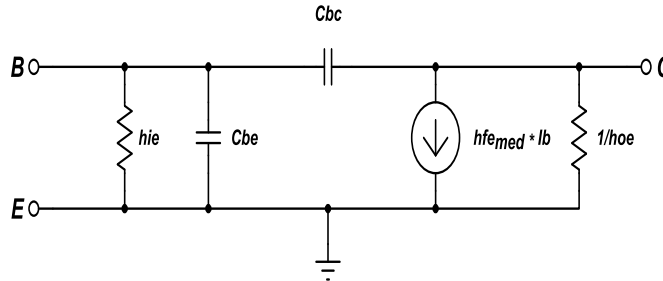


Figura 3.21. Circuito equivalente de pequeña señal del transistor en alta frecuencia.

$$\frac{i_c}{i_b} = h_{fe} = h_{fe \text{ medias}} \frac{1}{1 + j\omega h_{ie} C_{eq}}$$

$$C_{eq} = C_{be} + C_{bc}$$

$$1 + j\omega h_{ie} C_{eq} = 0$$

$$f_{\beta} = \frac{1}{2\pi h_{ie} C_{eq}} \quad [3.32]$$

$$h_{ie} = (\beta + 1)r_e$$

$$h_{ie} = \beta r_e$$

$$f_{\beta} \approx \frac{1}{2\pi \beta r_e C_{eq}} \quad [3.33]$$

$$hf_e = hf_{e \text{ medias}} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{\beta}}}$$

$$|hf_e|_{dB} = 20 \log |hf_e|$$

$$|hf_e|_{dB} = 20 \log \left(\frac{hf_{e \text{ medias}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\beta}}\right)^2}} \right) \quad [3.34]$$

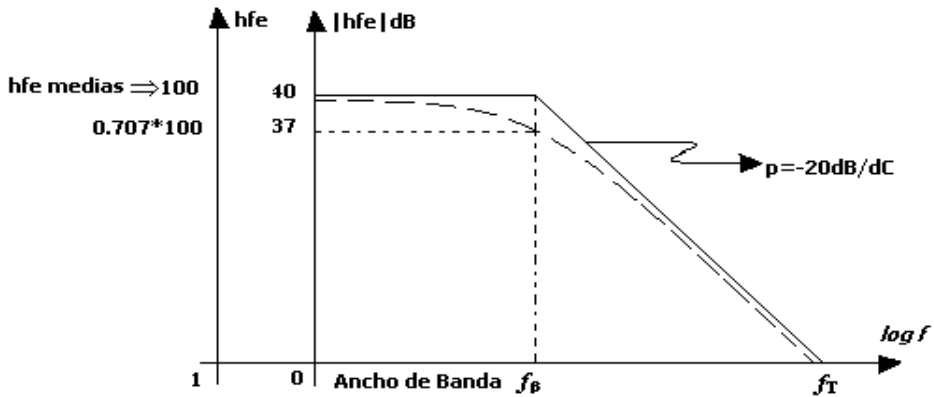


Figura 3.22. Respuesta de alta frecuencia para $h_{fe} = 100$.

f_{β} = ancho de banda

f_T = frecuencia a la cual $h_{fe} = 1$ no existe ganancia de corriente, puede considerarse como un límite de trabajo.

$$\begin{aligned} \text{Si } f = f_T \\ h_{fe} = 1 \rightarrow f_T = \beta_{medias} f_{\beta} \\ f_T = \frac{1}{2\pi r_e C_{eq}} \end{aligned} \quad [3.35]$$

Para el caso de la configuración base común:

$$f_{\alpha} = \frac{1}{2\pi Ceq_{BC}}$$

$$Ceq_{BC} = C_{bee}$$

$$f_{\beta} = \frac{1}{2\pi(\beta + 1)r_e Ceq_{EC}}$$

$$Ceq_{EC} = C_{be} + C_{bc}$$

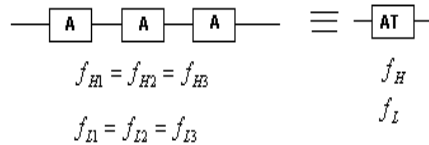
$$C_{be} \gg C_{bc}$$

$$Ceq_{EC} \approx C_{be}$$

$$f_{\beta} = f_{\alpha}(1 - \alpha) \quad [3.36]$$

3.4 Respuesta de frecuencia para amplificadores en cascada

a) Para el caso de etapas iguales y frecuencias iguales



Bajas frecuencias:

$$f_L = \frac{f_1}{\sqrt{2^{1/m} - 1}} \quad [3.37]$$

f_1 = frecuencia de corte en baja frecuencia de cada etapa.

m = número de etapas.

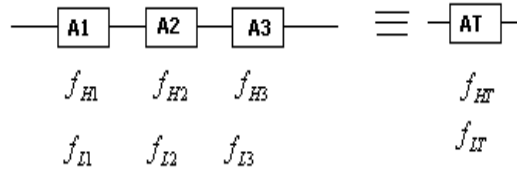
Altas frecuencias:

$$f_H = f_2 \sqrt{2^{1/m} - 1} \quad [3.38]$$

f_2 = frecuencia de corte en alta frecuencia de cada etapa.

m = número de etapas.

b) Cuando no son iguales las etapas ni las frecuencias de corte



Bajas frecuencias: La frecuencia de corte total es la mayor de la particulares.

Altas frecuencias:

$$\frac{1}{f_H} = 1,1 \sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \dots + \frac{1}{f_{Hm}^2}} \quad [3.39]$$

Ejercicio 3.2

Encontrar la respuesta de frecuencia en alta y baja frecuencia, para un amplificador en emisor común que cumpla con los siguientes datos:

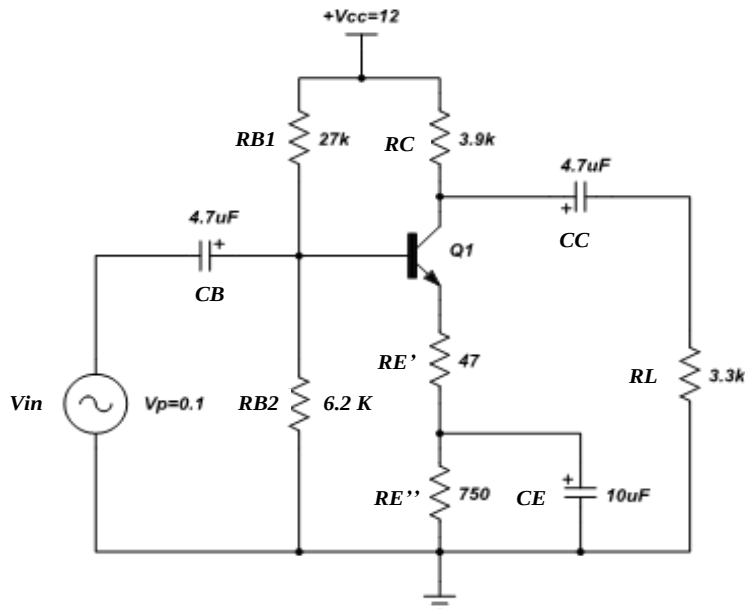


Figura 3.23. Circuito para el Análisis de Frecuencia.

Datos

$\beta = 50$, $C_{be} = 40\text{pF}$, $C_{bc} = 4\text{pF}$, $C_{ce} = 5\text{pF}$, $C_{wi} = 6\text{pF}$ y $C_{wo} = 4\text{pF}$

Respuesta en baja frecuencia:

C_B :

$$f_{L_{CB}} = \frac{1}{2\pi C_B Z_{in}}$$

$$Z_{in} = R_{B1} || R_{B2} || Z_{inT} = R_{B1} || R_{B2} || (\beta + 1)(r_e + R'_E)$$

$$V_B = \frac{V_{cc}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{12V * 6.2K\Omega}{(6.2K\Omega + 27K\Omega)} = 2.24V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2.24V - 0.7V = 1.54V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R'_E + R''_E} = \frac{1.54V}{797\Omega} = 1.93mA$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{26mV}{1.93mA} = 13.47\Omega$$

$$Z_{in} = R_{BB} || Z_{inT}$$

$$Z_{in} = 27K || 6.2K || (50 + 1)(13.47 + 47) = 1.92K\Omega$$

$$A_v = -\frac{R_C || R_L}{r_e + R'_E} = -\frac{3.9k || 3.3k}{13.47 + 47} = -30$$

$$f_{LCB} = \frac{1}{2\pi(4.7\mu F)(1.92K\Omega)} = 17.64Hz$$

C_C:

$$f_{LCC} = \frac{1}{2\pi C_C(R_L + R_C)} = \frac{1}{2\pi(4.7\mu F)(3.3K + 3.9K)} = 4.7Hz$$

C_E:

$$f_{LCE} = \frac{1}{2\pi C_E(r_e + R'_E)} = \frac{1}{2\pi(10\mu F)(13.47\Omega + 47\Omega)} = 263.2Hz$$

$$f_{LCE}' = \frac{1}{2\pi C_E(r_e + R_E)} = \frac{1}{2\pi(10\mu F)(13.47\Omega + 797\Omega)} = 19.64Hz$$

Respuesta en alta frecuencia:

Circuito de entrada

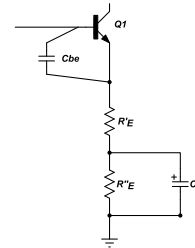
$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi * R_{thi} * C_i}$$

$$\text{donde } R_{thi} = Z_{in}$$

$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi * Z_{in} * C_i}$$

$$C_i = C_{wi} + C_{be} \frac{r_e}{r_e + R'_E} + (1 - A_v)C_{bc}$$

$$C_i = 6pF + 40pF \frac{13.47}{13.47 + 47} + (1 + 30)4pF = 138.9pF$$



$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi(1.92K)(138.9pF)} = 0,6 \text{ MHz}$$

Circuito de salida

$$f_{Ho} = \frac{1}{2\pi R_{th_o} C_o}$$

$$\text{donde } R_{th_o} = R_L'$$

$$C_o = C_{wo} + C_{ce} + \left(1 - \frac{1}{A_V}\right) C_{bc}$$

$$C_o = 4pF + 5pF + \left(1 - \left(\frac{1}{-30}\right)\right) 4pF = 13.13pF$$

$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi(3.3K||3.9K)(13.13pF)} = 6,78 \text{ MHz}$$

h_{fe} :

$$f_{\beta} = \frac{1}{2\pi\beta r_e(C_{bc} + C_{be})} = \frac{1}{2\pi(50)(13.47\Omega)(44pF)} = 5.37 \text{ MHz}$$

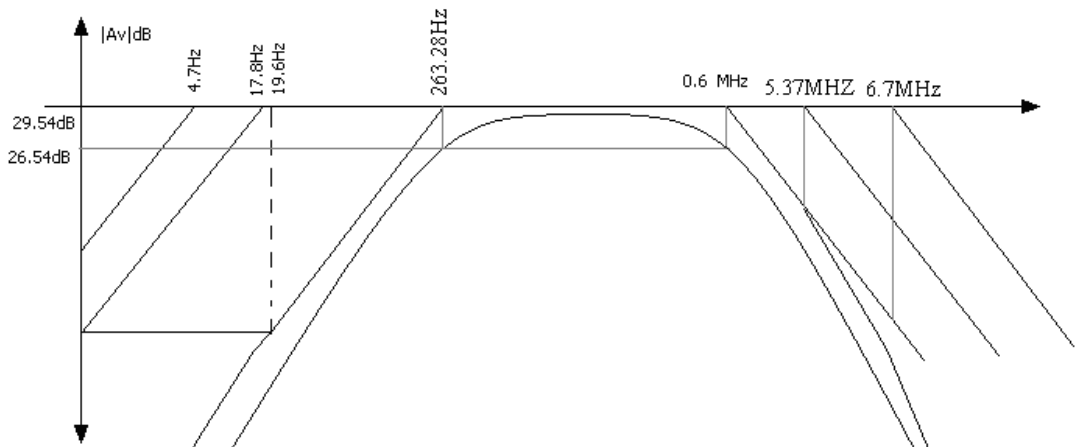


Figura 3.24. Respuesta de frecuencia de la figura 3.20.

Ejemplo 3.3

Encontrar la respuesta de frecuencia del siguiente circuito:

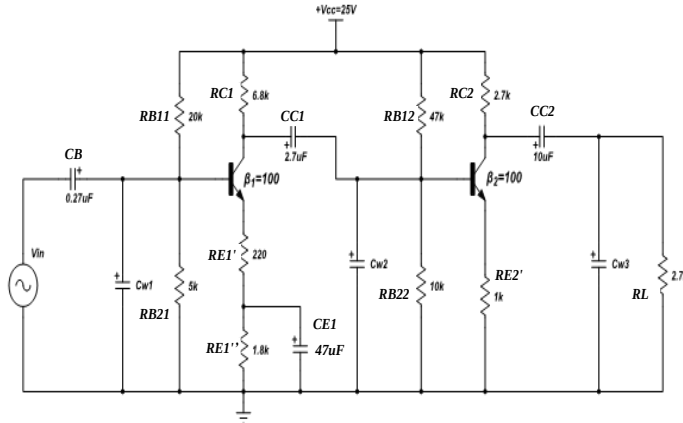


Figura 3.25. Circuito en cascada con acoplamiento capacitivo.

Normal:

$$C_{be1} = C_{be2} = 50pF, C_{w1} = 4pF$$

$$C_{bc1} = C_{bc2} = 4pF, C_{w2} = 6pF$$

$$C_{ce1} = C_{ce2} = 5pF, C_{w3} = 8pF$$

$$\beta_1 = \beta_2 = 100$$

Respuesta en baja frecuencia:

C_B :

$$f_{L_{CB_1}} = \frac{1}{2\pi C_B Z_{in}}$$

$$Z_{in} = R_{B_{11}} || R_{B_{21}} || Z_{in_{T_1}}$$

Se realiza el análisis del diseño de la primera etapa:

$$R_{BB_1} = \frac{20K\Omega * 5K\Omega}{20K\Omega + 5K\Omega} = 4K\Omega$$

$$I_{B_1} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_{B_{11}}} - \frac{V_{BE}}{R_{BB_1}}}{1 + \frac{(\beta + 1)R_E}{R_{BB}}} = \frac{\frac{25V}{20K\Omega} - \frac{0.7V}{4K\Omega}}{1 + \frac{(100 + 1)(2020\Omega)}{4K\Omega}} = 20.67\mu A$$

$$I_{E_1} \approx I_{C_1} = \beta * I_{B_1}$$

$$I_{C_1} = 100(20.67\mu A) = 2.06mA$$

$$r_{e_1} = \frac{V_T}{I_{E_1}} = \frac{26mV}{1.93mA} = 12.62\Omega$$

$$Z_{in} = 4K\Omega || (100 + 1)(12.62 + 220) = 3.42K\Omega$$

$$f_{LC_B} = \frac{1}{2\pi(0.27\mu F)(3.42K\Omega)} = 172.34Hz$$

C_{C_1} :

$$f_{LC_{C_1}} = \frac{1}{2\pi C_{C_1}(R_{C_1} + Z_{in_2})}$$

Se realiza el análisis del diseño de la segunda etapa:

$$Z_{in_2} = R_{B_{12}} || R_{B_{22}} || Z_{inT_2}$$

$$Z_{in_2} = R_{BB_2} || Z_{inT_2}$$

$$R_{BB_2} = \frac{47K\Omega * 10K\Omega}{47K\Omega + 10K\Omega} = 8.25K\Omega$$

$$I_{B_2} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_{B_{12}}} - \frac{V_{BE}}{R_{BB_2}}}{1 + \frac{(\beta + 1)R_E}{R_{BB_2}}} = \frac{\frac{25V}{47K\Omega} - \frac{0.7V}{8.25K\Omega}}{1 + \frac{(100 + 1)(1K\Omega)}{8.25K\Omega}} = 33.77\mu A$$

$$I_{E_2} \approx I_{C_2} = \beta * I_{B_2}$$

$$I_{C_2} = 100(33.77\mu A) = 3.37mA$$

$$r_{e_2} = \frac{V_T}{I_{E_2}} = \frac{26mV}{3.37mA} = 7.72\Omega$$

$$Z_{in_2} = 8.25K\Omega || (100 + 1)(7.72\Omega + 1K\Omega) = 7.63K\Omega$$

$$f_{LC_{C_1}} = \frac{1}{2\pi C_{C_1}(R_{C_1} + Z_{in_2})} = \frac{1}{2\pi(2.7\mu F)(6.8K\Omega + 7.63K\Omega)} = 4.08Hz$$

C_{C_2} :

$$f_{L_{C_2}} = \frac{1}{2\pi C_{C_2}(R_{C_2} + R_L)} = \frac{1}{2\pi(10\mu F)(2.7K\Omega + 2.7K\Omega)} = 2.94Hz$$

C_{E1} :

$$f_{L_{C_{E1}}} = \frac{1}{2\pi C_{E1}(r_{e1} + R_{E1}')} = \frac{1}{2\pi(47\mu F)(12.62\Omega + 220\Omega)} = 14.56Hz$$

Respuesta en alta frecuencia:

Circuito de entrada

$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi * R_{thi} * C_{i1}}$$

$$\text{donde } R_{thi} = Z_{in1}$$

$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi * Z_{in1} * C_i}$$

$$C_{i1} = C_{w1} + C_{be1} \frac{r_{e1}}{r_{e1} + R_{E1}'} + (1 - A_{V1})C_{bc1}$$

$$A_{V1} = -\frac{R_{L1}'}{r_{e1} + R_{E1}'} = -\frac{R_{C1} || Z_{in2}}{r_{e1} + R_{E1}'}$$

$$A_{V1} = -\frac{6.8K\Omega || 7.63K\Omega}{12.62\Omega + 220\Omega} = -15.48$$

$$C_{i1} = 4pF + 50pF \frac{12.62\Omega}{12.62\Omega + 220\Omega} + (1 + 15.48)4pF = 72.63pF$$

$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi(3.42K)(72.63pF)} = 0.64 MHz$$

Circuito entre 1-2

$$f_{H1-2} = \frac{1}{2\pi R_{L1}' C_{1-2}}$$

$$R_{L1}' = R_{C1} || Z_{in2}$$

$$C_{1-2} = C_{O1} + C_{i2}$$

$$C_{O1} = C_{ce1} + C_{M_{O1}} = C_{ce1} + \left(1 - \frac{1}{A_{V1}}\right)C_{cb1}$$

$$C_{O1} = 5pF + \left(1 + \frac{1}{15.48}\right) 4pF = 9.26pF$$

$$C_{i2} = C_{w2} + C_{be1} \frac{r_{e2}}{r_{e2} + R_{E2}} + (1 - A_{V2}) C_{bc2}$$

$$A_{V2} = -\frac{R_{L2}'}{r_{e2} + R_{E2}'} = -\frac{R_{C2} || R_L}{r_{e2} + R_{E2}'}$$

$$A_{V2} = -\frac{2.7K\Omega || 2.7K\Omega}{7.71\Omega + 1K\Omega} = -1.34$$

$$C_{i2} = 6pF + 50pF \frac{7.72\Omega}{7.72\Omega + 1K\Omega} + (1 + 1.34) 4pF = 15.62pF$$

$$C_{1-2} = C_{O1} + C_{i2} = 24.88pF$$

$$f_{H1-2} = \frac{1}{2\pi(3.59K\Omega)(24.88pF)} = 1.78 \text{ MHz}$$

Circuito de salida

$$f_{HO} = \frac{1}{2\pi * R_{tho} * C_O}$$

$$R_{tho} = R_{C2} || R_L$$

$$C_O = C_{w3} + C_{ce2} + \left(1 - \frac{1}{A_{V2}}\right) C_{bc2} = 8pF + 5pF + \left(1 + \frac{1}{1.34}\right) 4pF$$

$$= 20pF$$

$$f_{HO} = \frac{1}{2\pi(2.7K\Omega || 2.7K\Omega)(20pF)} = 5.9 \text{ MHz}$$

Transistor 1

$$f_{\beta_1} = \frac{1}{2\pi(\beta + 1)r_{e1}(C_{eq1})}$$

$$C_{eq1} = C_{be1} + C_{bc1} = 50pF + 4pF = 54pF$$

$$f_{\beta_1} = \frac{1}{2\pi * (100 + 1)(12.62\Omega)(54pF)} = 2.31 \text{ MHz}$$

Transistor 2

$$f_{\beta_2} = \frac{1}{2\pi(\beta + 1)r_{e_2}(C_{eq_2})}$$

$$C_{eq_2} = C_{be_2} + C_{bc_2} = 50pF + 4pF = 54pF$$

$$f_{\beta_1} = \frac{1}{2\pi(100 + 1)(7.72\Omega)(54pF)} = 3.78MHz$$

$$\frac{1}{f_H} = 1.1 \sqrt{\frac{1}{(0.64MHz)^2} + \frac{1}{(1.78MHz)^2} + \frac{1}{(5.9MHz)^2} + \frac{1}{(2.31MHz)^2} + \frac{1}{(3.78MHz)^2}}$$

$$f_H = 0.5 MHz$$

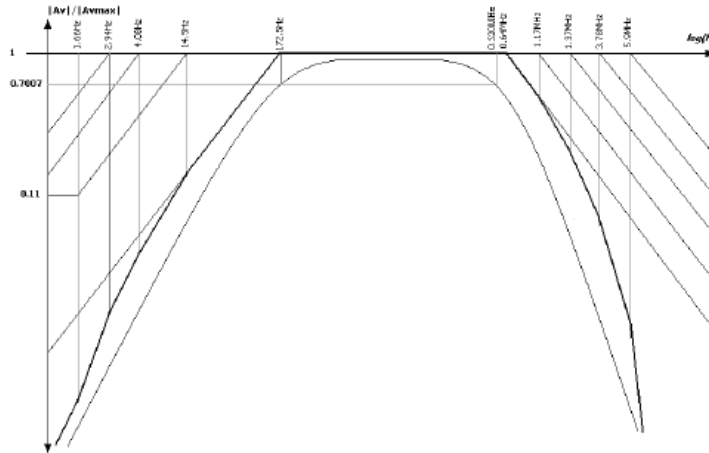


Figura 3.26. Respuesta de frecuencia del circuito de la figura 3.25.

3.4.1 Respuesta de frecuencia para la configuración Cascode [4]

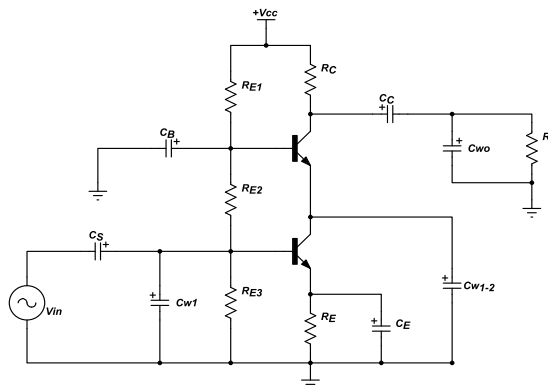


Figura 3.27. Configuración cascode.

Baja Frecuencia:

$$f_{LCS} = \frac{1}{2\pi C_S Z_{in}}$$

$$f_{LCB} = \frac{1}{2\pi C_B R_{BB1}}$$

$$f_{LCE} = \frac{1}{2\pi C_E r_e}$$

$$f_{LCC} = \frac{1}{2\pi C_C (R_C + R_L)}$$

Alta Frecuencia:**Circuito de entrada**

$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi C_i R_{thi}}$$

$$C_i = C_{W1} + C_{be1} + (1 - A_v) C_{cb1}$$

Circuito 1-2

$$f_{H1-2} = \frac{1}{2\pi C_{1-2} (r_e + R'_E)}$$

$$C_{1-2} = C_{W1-2} + C_{ce1} + \left(1 - \frac{1}{A_{v1}}\right) C_{bc1} + C_{be2}$$

Circuito salida

$$f_{Ho} = \frac{1}{2\pi C_o R'_L}$$

$$C_o = C_{W0} + C_{ce2} + C_{ccb2}$$

Transistores

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi C_{eq} \beta r_e} \quad f_\alpha = \frac{1}{2\pi C_{eq} r_e}$$

$$C_{eq} = C_{be} + C_{bc}$$

Ejercicios propuestos

1. Diseñar un cascode cuya carga es $1K\Omega$ tal que el $V_{in} = 26mV_p$, $A_v = 20$, $\beta_1 = \beta_2 = \beta = 120$ y $Z_{in} \geq 2.5K\Omega$. Calcular la respuesta de frecuencia si:

$$C_{be1} = C_{be2} = 40pF$$

$$C_{W1} = 5pF$$

$$C_{bc1} = C_{bc2} = 6pF$$

$$C_{W1-2} = 6pF$$

$$C_{ce1} = C_{ce2} = 5pF$$

$$C_{W2} = 7pF$$

2. Encontrar la respuesta de frecuencia del siguiente circuito:

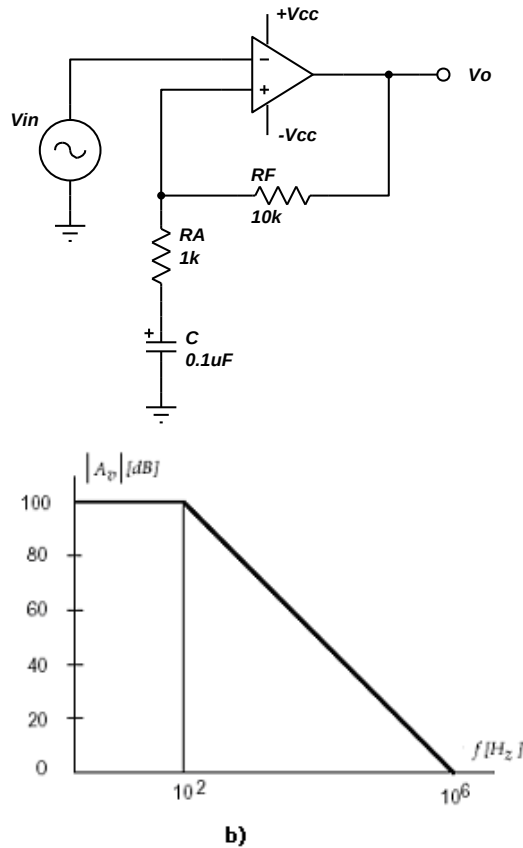


Figura 3.28. a) Circuito de análisis, **b)** Respuesta de frecuencia del 741.

3. Realizar el diseño del circuito amplificador conociendo:

$$\begin{aligned}
 A_v &= -20 & \beta &= 100 \\
 f_{CE} &= 150\text{Hz} & f_{CC} &= 10\text{Hz} & f_{CB} &= 74\text{Hz} \\
 f_{Hi} &= 0.8\text{MHz} & f_{H0} &= 3\text{MHz} & f_{\beta} &= 1.8\text{MHz} \\
 C_{be} &= 40\text{pF} & C_{wi} &= 5\text{pF} \\
 C_{bc} &= 6\text{pF} & C_{w0} &= 6\text{pF} \\
 C_{ce} &= 5\text{pF}
 \end{aligned}$$

4. Hallar la respuesta de frecuencia del circuito de la Fig.2.3.7 si:

$$\begin{aligned}
 C_{be1} &= C_{be2} = 00\text{pF} & C_{W1} &= 6\text{pF} \\
 C_{bc1} &= C_{bc2} = 7\text{pF} & C_{W1-2} &= 10\text{pF} \\
 C_{ce1} &= C_{ce2} = 6\text{pF} & C_{W2} &= 8\text{pF}
 \end{aligned}$$

3.5 Resumen

Para el estudio de **respuesta en frecuencia**, una herramienta muy útil es el **diagrama de Bode**. En este diagrama se grafica cada una de las frecuencias, en bajo y alto. Las más importantes son f_C y f_H , frecuencias de corte de media potencia. El espacio comprendido entre estas dos frecuencias se conoce como **ancho de banda**, que es el espacio donde se puede variar la frecuencia y donde la señal de la salida puede ser recuperada, caso contrario esta saldrá distorsionada.

En el **análisis de baja frecuencia** se consideran los capacitores de red C_C , C_B y C_E , ya que en esta frecuencia actúan como cortocircuitos. Además de los parámetros resistivos de la red, estos determinan la frecuencia de corte. Cuando se analiza una ganancia de voltaje mínima y una ganancia de voltaje máxima, se pueden encontrar dos frecuencias. Estas dependerán tanto de R'_E como de R_E . La frecuencia de corte en bajo siempre será la frecuencia encontrada más alta.

En el **análisis en alta frecuencia** se tienen que tomar en cuenta las capacitancias de red parásitas, así como las frecuencias relacionadas con h_{fe} . Es importante recordar que para las configuraciones en base común no hay capacitancias de Miller. Esto es útil cuando analizamos la respuesta en alta frecuencia de un cascode. La frecuencia de corte en alto no es la más grande de todas las particulares: para encontrarla se utiliza la fórmula ya explicada anteriormente.

Capítulo 4

Realimentación

Contenido. Se estudian los diferentes tipos de realimentación, con sus ecuaciones y curvas características, para el diseño de osciladores así como establecer circuitos amplificadores estables.

4.1 Tipos de realimentación [5]

Existen dos tipos de realimentación, positiva y la negativa.

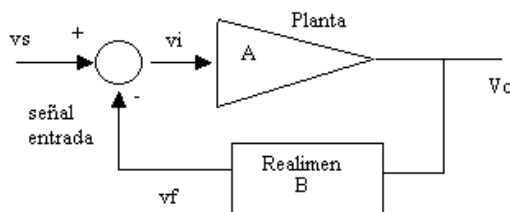


Figura 4.1. Amplificador con realimentación +

4.1.1 Realimentación negativa

Este tipo de realimentación da como resultado un decremento de la ganancia de voltaje, pero se mejoran varias características del circuito.

Si la v_f (señal realimentada) es de polaridad opuesta a la señal de entrada v_s , se tiene realimentación negativa. Disminuye la ganancia de voltaje total ΔV_T .

Este tipo de realimentación tiene las siguientes **ventajas**:

- Mayor impedancia de entrada.
- Estabilización de la ganancia de voltaje.
- Aumento del ancho de banda.
- Disminución de la distorsión no lineal.
- Disminución del ruido.

Se tiene:

A = ganancia de voltaje sin realimentación.

A_f = ganancia de voltaje con realimentación.

B = coeficiente de transferencia ($0 < B < 1$).

Análisis y Fórmulas:

$$\begin{aligned} V_i &= V_s - V_f \text{ (} V_f \text{ y } V_s \text{ defasado } 180^\circ \text{)} \\ V_s &= V_i + V_f \end{aligned} \quad [4.1]$$

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{V_o}{V_{in}} \\ B &= \frac{V_f}{V_o} \end{aligned} \quad [4.2]$$

Ganancia con realimentación:

$$\begin{aligned} A_f &= \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i + V_f} \\ A_f &= \frac{1}{\frac{V_i}{V_o} + \frac{V_f}{V_o}} = \frac{1}{\frac{1}{A} + B} \\ A_f &= \frac{A}{1 + AB} \quad , \end{aligned} \quad [4.3]$$

donde AB es ganancia de lazo.

4.1.2 Realimentación positiva

Este tipo de realimentación excita a un circuito en oscilación.

Análisis y fórmulas:

$$\begin{aligned} V_i &= V_s + V_f \text{ (} V_f \text{ y } V_s \text{ en fase)} \\ V_s &= V_i - V_f \end{aligned} \quad [4.4]$$

Ganancia con realimentación

$$\begin{aligned} A_f &= \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i - V_f} \\ A_f &= \frac{1}{\frac{V_i}{V_o} - \frac{V_f}{V_o}} = \frac{1}{\frac{1}{A} - B} \\ A_f &= \frac{A}{1 - AB} \end{aligned} \quad [4.5]$$

Relación de ganancias con realimentación A y sin realimentación N dB.

$$N = \frac{Af}{A}$$

$$Ndb = 20 \log \left| \frac{Af}{A} \right|$$

$$Ndb = 20 \log \left| \frac{1}{1 + AB} \right| \quad [4.6]$$

4.1.3 Reducción del ruido y distorsión no lineal

La señal de retroalimentación tiende a mantener la relación de señal a ruido en un nivel bajo y la distorsión no lineal. El factor $(1 + AB)$ reduce tanto el ruido de entrada como la distorsión no lineal, sin embargo se reduce la ganancia total. Este problema se puede ajustar maximizando la Af , así:

$$Af = \frac{A}{1 + AB}$$

Si $BA \gg 1$, entonces tenemos:

$$Af_{\max} = \frac{1}{B} \quad [4.7]$$

4.1.4 Aumento del ancho de banda

En la figura 4.2 se puede apreciar cómo aumenta el ancho de banda para el caso con realimentación negativa.

Tenemos: $AB_f > AB$

$AB_f = \text{ancho de banda con realimentación.}$

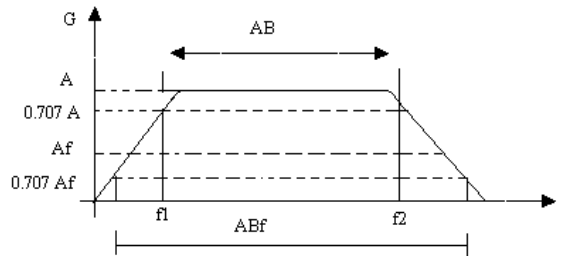


Figura 4. 2. Análisis del ancho de bando para realimentación negativa.

4.1.5 Estabilidad de ganancia con retroalimentación

Sea:

$$\left| \frac{\Delta A_f}{A_f} \right| = \text{magnitud del cambio relativo en la ganancia con retroalimentación}$$

$$\left| \frac{\Delta A}{A} \right| = \text{magnitud del cambio relativo en la ganancia sin retroalimentación}$$

$$A_f = \frac{A}{1 + AB}$$

tenemos :

$$\left| \frac{\Delta A_f}{A_f} \right| = \frac{1}{1 + AB} \left| \frac{\Delta A}{A} \right| \quad [4.8]$$

De la ecuación 4.8 se puede observar que el cambio relativo de ganancia con realimentación es igual al cambio relativo de ganancia sin realimentación dividido para $(1 + AB)$.

Ejemplo 4.1

En un amplificador sin realimentación, la mínima ganancia de voltaje es 20 por etapa y, la máxima, 30. El amplificador consta de tres etapas iguales. Se desea que la máxima relación relativa de ganancia sea 0.1. Calcular el factor de realimentación β que cumple esta condición y cuál es el valor de ganancia con realimentación.

Solución:

$$A_{\text{máx}}(\text{total}) = 30^3 = 27000$$

$$A_{\text{mín}}(\text{total}) = 20^3 = 8000$$

$$\Delta A = 27000 - 8000 = 19000$$

La relación de ganancia es:

$$\left| \frac{\Delta A_f}{A_f} \right|_{\text{max}} = 0.1$$

$$\left| \frac{\Delta A_f}{A_f} \right|_{\text{max}} = \frac{1}{|1 + AB|_{\text{min}}} \left| \frac{\Delta A}{A_{\text{min}}} \right|_{\text{max}}$$

$$0.1 = \frac{1}{|1 + 8000B|} \left| \frac{19000}{8000} \right|$$

$$B = 2.84 * 10^{-3}$$

$$Af = \frac{A}{1 + AB}$$

$$Af_{\max} = \frac{A_{\max}}{1 + AB_{\max}} = \frac{27000}{1 + (2.84 \cdot 10^{-3})(27000)} = 347.58$$

$$Af_{\min} = \frac{A_{\min}}{1 + AB_{\min}} = \frac{8000}{1 + (2.84 \cdot 10^{-3})(8000)} = 337.27$$

$$\frac{\Delta Af}{Af} = 0.0305 < 0.1$$

Se reduce la variación de la ganancia con realimentación negativa (-).

4.2 Tipos de conexión de realimentación

Tanto la corriente como el voltaje pueden realimentarse a la entrada, ya sea en serie o en paralelo.

a) Realimentación de voltaje en serie: retorno serie derivación paralelo (RSDP)

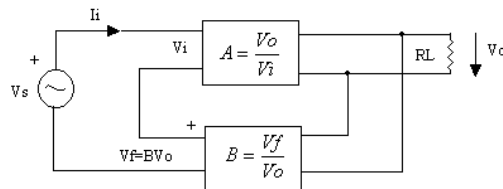


Figura 4.3. RSDP.

b) Realimentación de voltaje en paralelo: retorno paralelo derivación paralelo (RPDP)

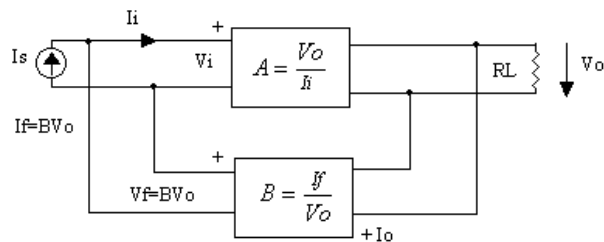


Figura 4.4. RPDP.

c) Realimentación de corriente en serie: retorno serie derivación serie (RSDS)

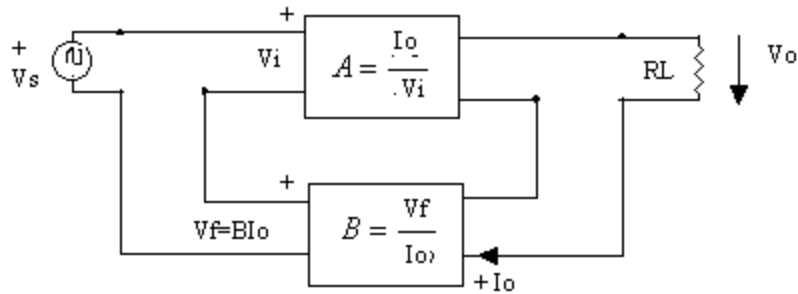


Figura 4.5. RSDS.

d) Realimentación de corriente en paralelo: retorno paralelo derivación serie (RPDS)

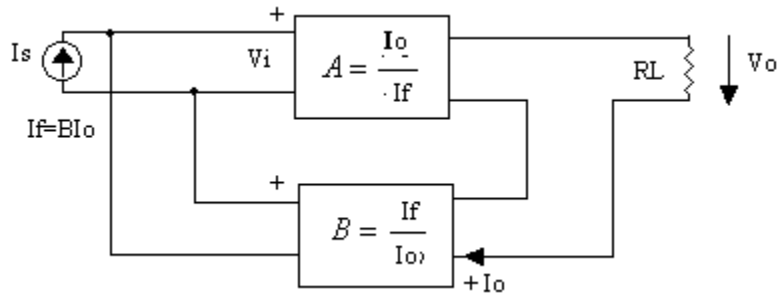


Figura 4.6. RPDS.

- Las conexiones de realimentación (V, I) en serie incrementan la Z_{in} en los casos a) y c).
- La realimentación de voltaje disminuye la impedancia de salida en los casos a) y b).

Cuadro de relación de las diferentes conexiones para Z_{in} y Z_o .

	Realimentación. Serie (a)	Realimentación. Paralelo (b)	
Realimentación. Voltaje (c)	RSDP	RPDP	Z_o bajo
Realimentación. Corriente (d)	RSDS	RPDS	Z_o alto
	Z_{in} Alto	Z_{in} Bajo	-----

4.2.1 Realimentación en serie

Se tiene:

$$\begin{aligned}
 V_f &= BV_o \\
 Z_{in} &= \frac{V_i}{I_i} \quad (\text{Sin realimentación}) \quad A = \frac{V_o}{V_i} \\
 V_i + V_f - V_s &= 0 \\
 V_{in} &= V_s - V_f \quad V_s = V_i + V_f \\
 V_s &= V_i + BV_o = V_i + ABV_i \\
 V_s &= V_i(1 + AB) = Z_{in}.I_i(1 + AB) \\
 Z_{inf} &= \frac{V_s}{I_i} \quad \text{con realimentación} \\
 \frac{V_s}{I_i} &= Z_{inf} = Z_{in}(1 + AB) \quad \text{aumenta la impedancia}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

4.2.2 Realimentación en paralelo

Se tiene:

$$\begin{aligned}
 Z_{inf} &= \frac{V_i}{I_s} = \frac{V_i}{I_i + I_f} = \frac{V_i}{I_i + BV_o} \times \frac{1}{\frac{1}{I_i}} \\
 Z_{inf} &= \frac{V_{in} / I_{in}}{1 + B \frac{V_o}{I_i}} \\
 Z_{inf} &= \frac{Z_{in}}{1 + AB} \quad \downarrow \text{Disminuye la impedancia}
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

4.2.3 Realimentación de voltaje

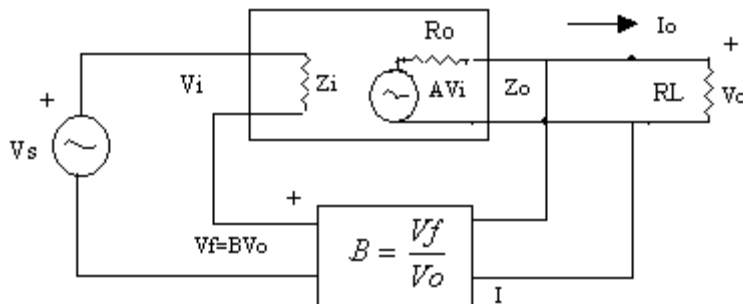


Figura 4.7. Realimentación de voltaje.

Tal que:

$V_o = \text{voltaje de salida}$

$I_o = \text{corriente de salida } (V_s=0)$

$$V_o = I_o R_o + A V_i$$

$$R_{of} \cong \frac{V_o}{I_o} \quad R_{of} = \frac{V_o}{I_o} / V_s = 0$$

Si $V_s = 0$:

$$V_f - V_s + V_i = 0$$

$$V_i = -V_f$$

$$V_o = I_o R_o + A(-V_f)$$

$$V_o = I_o R_o - AB V_o$$

$$V_o(1 + AB) = I_o R_o$$

$$R_{of} = \frac{V_o}{I_o} = \frac{R_o}{(1 + AB)} \downarrow$$

[4.12]

4.2.4 Realimentación de corriente

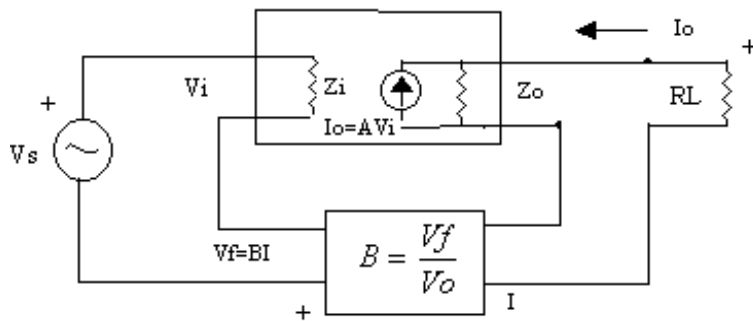


Figura 4.8. Realimentación de corriente.

Si $V_s = 0$

$$V_f = V_i$$

$$V_f = BI$$

Se tiene:

$$R_{of} = \frac{V_o}{I} \Rightarrow (V_s = 0V)$$

$$I + I_o = I_1$$

$$I = I_1 - I_o$$

$$I = \frac{V_o}{Z_o} - AV_i$$

$$I = \frac{V_o}{Z_o} - AV_f$$

$$I = \frac{V_o}{Z_o} - ABI$$

$$I(1 + AB) = \frac{V_o}{Z_o}$$

$$R_{of} = \frac{V_o}{I} = Z_o(1 + AB) \quad [4.13]$$

4.3 Ejemplos de aplicación

4.3.1 Realimentación de voltaje en serie (RSDP)

El circuito seguidor–emisor (colector común) proporciona realimentación de voltaje en serie:

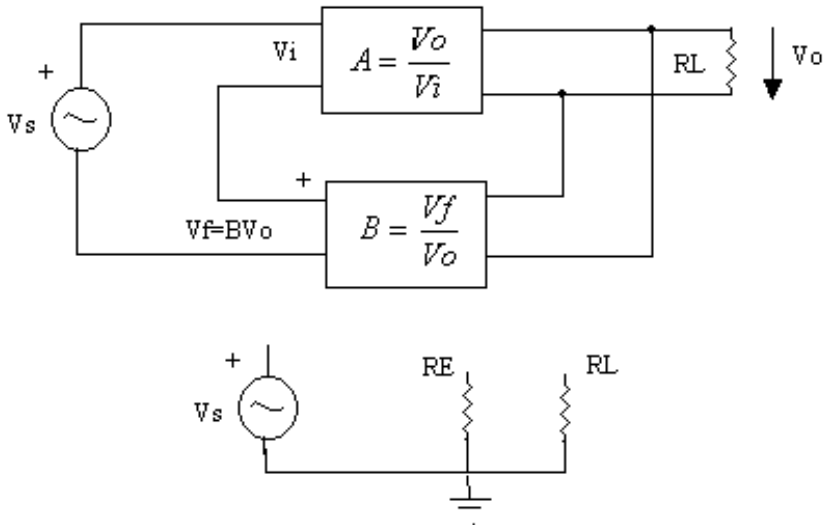


Figura 4.9. Realimentación de voltaje en serie.

- Circuito equivalente con parámetros T.
- Con realimentación.

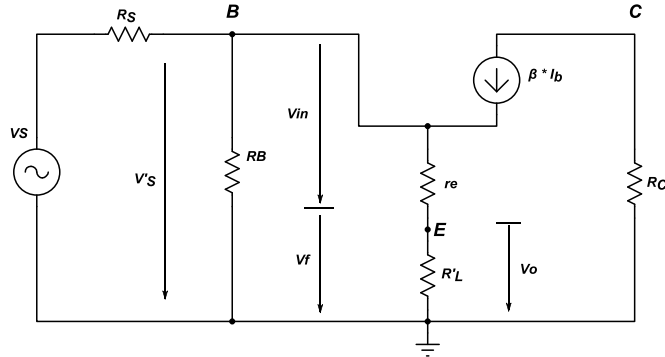


Figura 4.10. Circuito en parámetro T con realimentación

Se tiene:
 $V_S = V_i + V_f$

Ganancia con realimentación

$$A_f = \frac{V_o}{V_S} = \frac{A}{1 + AB}$$

$$A_f = \frac{\frac{R'_L}{r_e}}{1 + \frac{R'_L}{r_e}} = \frac{R'_L}{r_e + R'_L} \quad [4.14]$$

- Impedancia de entrada

$$Z_{i_{nf}} = Z_{in} (1 + AB)$$

$$Z_{i_{nf}} = (\beta + 1) r_e \left(1 + \frac{R'_L}{r_e} \right)$$

$$Z_{i_{nf}} = (\beta + 1) (r_e + R'_L) \quad [4.15]$$

- Impedancia de salida

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + AB} = \frac{R'_L}{\left(1 + \frac{R'_L}{r_e} \right)}$$

$$Z_{of} = \frac{R'_L * r_e}{R'_L + r_e} = R'_L // r_e \quad [4.16]$$

Sin realimentación

Ganancia

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_E R'_L}{I_B (\beta + 1) r_e} = \frac{R'_L}{r_e} \quad [4.17]$$

Impedancia de entrada

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_b} = r_e (1 + \beta) \quad [4.18]$$

Impedancia de salida

$$Z_o = R'_L \quad [4.19]$$

Coefficiente de transferencia

$$B = \frac{V_f}{V_o} = 1 \quad [4.20]$$

Sin realimentación

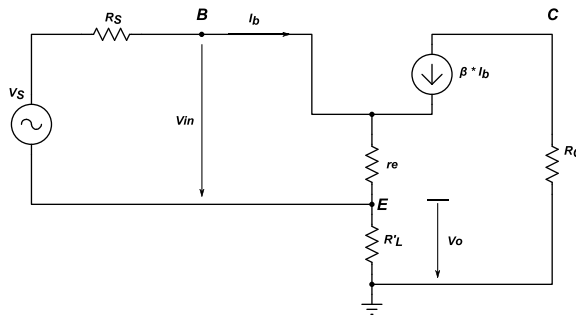


Figura 4.11. Circuito en parámetro T sin realimentación.

Con amplificador operacional

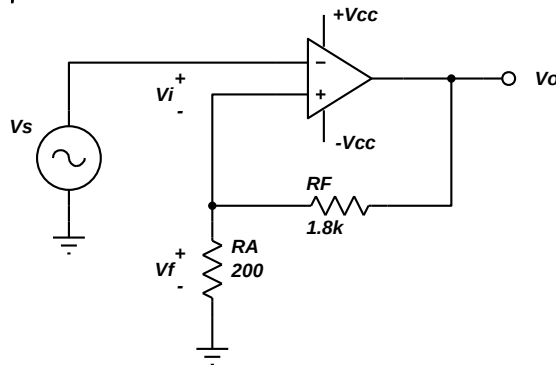


Figura 4.12. Circuito con amplificador operacional

Ganancia en lazo abierto:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = G = 10^5$$

Ganancia con realimentación:

$$A_f = \frac{V_o}{V_s} = \frac{A}{1 + AB}$$

$$A_f = \frac{A}{1 + \frac{AR_A}{R_A + R_F}} = \frac{A(R_A + R_F)}{R_A + R_F + AR_A}$$

$$A_f = \frac{A}{1 + \frac{AR_A}{R_A + R_F}} = \frac{A(R_A + R_F)}{(1 + A)R_A}$$

$$A \rightarrow \alpha \Rightarrow G = 10^5$$

$$A_f = 1 + \frac{R_F}{R_A} \quad [4.21]$$

4.3.2 Realimentación de corriente en serie (RSDS)

Un ejemplo de este tipo de realimentación es el amplificador en la configuración EC sin el C_E .

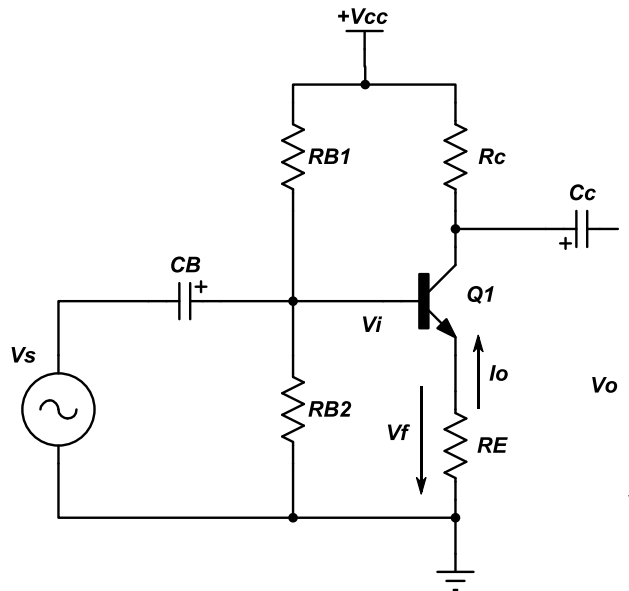


Figura 4.13. Configuración emisor común.

- Con realimentación

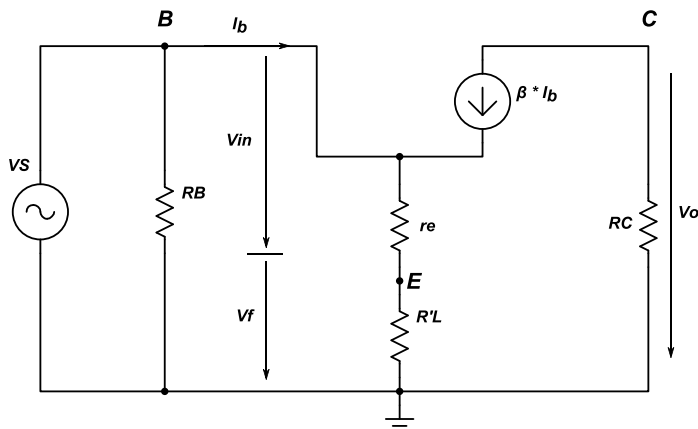


Figura 4.14. Equivalente en parámetro T con realimentación.

- Sin realimentación

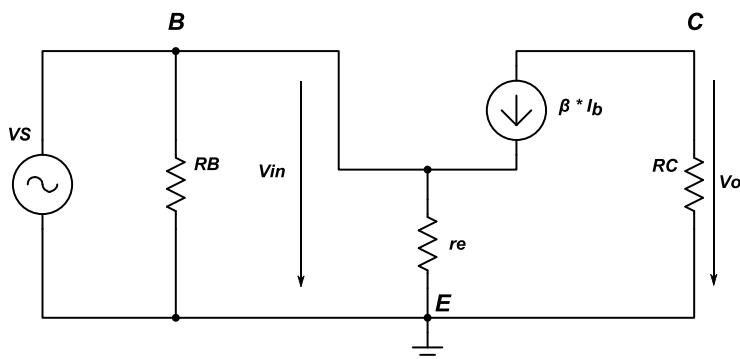


Figura 4.15. Equivalente en parámetro T sin realimentación.

- No tiene la R_{Eya} que está en la realimentación de corriente en serie.

Con realimentación

Ganancia con realimentación

$$A_f = \frac{V_o}{V_f} = \frac{A}{1 + AB}; \quad B = \frac{V_f}{V_o} = \frac{\beta + 1}{\beta} * \frac{R_E}{R_C}$$

$$A_f = \frac{\frac{-R_C \beta}{(\beta + 1)r_e}}{1 + \frac{R_E(\beta + 1)}{R_C \beta}} * \frac{R_C \beta}{(\beta + 1)r_e}$$

$$A_f = \frac{\frac{-Rc\beta}{(\beta+1)r_e}}{r_e + \frac{R_E}{r_e}} = \frac{Rc\beta}{(\beta+1)(r_e + R_E)}$$

$$A_f = \frac{Rc}{r_e + R_E} \quad [4.22]$$

Impedancia de entrada

$$Z_{inf} = Z_{in}(1 + AB)$$

$$Z_{inf} = (\beta+1)r_e \left(1 + \frac{R_E}{r_e}\right)$$

$$Z_{inf} = (\beta+1)(r_e + R_E) \quad [4.23]$$

Impedancia de salida

$$Z_{of} = Z_o(1 + AB)$$

$$Z_{of} = \left(1 + \frac{R_E}{r_e}\right)Rc \quad [4.24]$$

Sin realimentación

Ganancia

$$A = \frac{V_o}{V_i}$$

$$A = \frac{-IbRc\beta}{(\beta+1)Ibr_e} = \frac{-Rc\beta}{(\beta+1)r_e}; \quad \text{si } \beta \gg 1 \rightarrow A = \frac{Rc}{r_e} \quad [4.25]$$

Impedancia de entrada

$$Z_{in} = r_e(1 + \beta) \quad [4.26]$$

Impedancia de salida

$$Z_o \cong Rc$$

Coefficiente de transferencia

$$B = \frac{V_f}{V_o} = \frac{I_E R_E}{IbRc\beta} = \frac{R_E(\beta+1)}{Rc\beta} \quad [4.27]$$

4.3.3 Realimentación de voltaje en paralelo (RPDP)

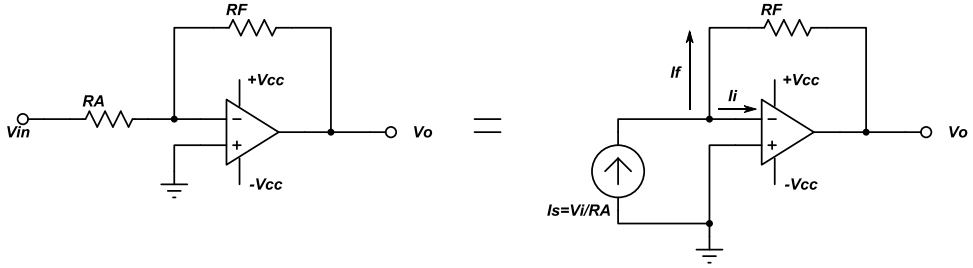


Figura 4.16. Diseño con amplificador operacional con realimentación.

Sin realimentación

$$A = \frac{V_o}{I_i} = \alpha = G$$

$$B = \frac{I_f}{V_o} = -\frac{1}{R_F} \quad [4.28]$$

Con realimentación

$$A_f = \frac{V_o}{I_s} = \frac{A}{1 + BA} \Big|_{A \rightarrow \alpha} = \frac{1}{B} = -R_F$$

$$A_{V_f} = \frac{V_o * I_s}{V_i * I_s} = -\frac{R_F}{R_A} \quad [4.29]$$

Pero la ganancia más usual es la ganancia de voltaje $A_{v_f} = V_o/V_i$

4.3.4 Realimentación de corriente en paralelo

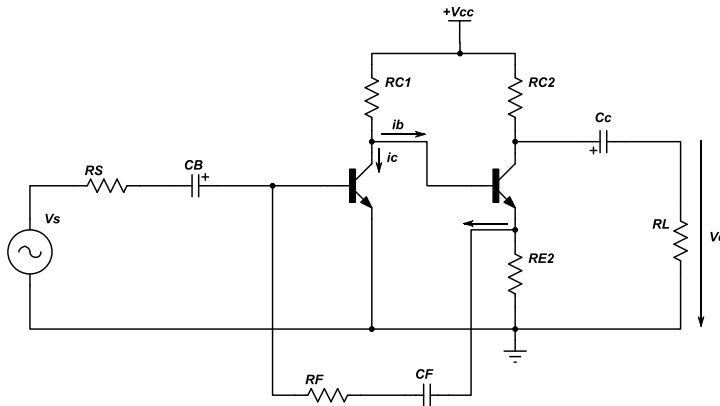


Figura 4.17. Circuito en cascada con realimentación (acoplamiento directo).

Para DC:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= (I_{B1}\beta_1 + I_{B2})R_{C1} + V_{BE2} + I_{B1}R_F + V_{BE1} \\ V_{CC} &= (I_{B1}\beta_1 + I_{B2})R_{C1} + R_{E2}[(\beta I + 1)I_{B2} - I_{E1}] \end{aligned} \quad [4.30]$$

Para AC:

Ganancia voltaje

$$\begin{aligned} A_{vf} &\cong \frac{-\beta_1\beta_2 R_F R_{C1} R'_L}{R_S[(R_{C1} + R_{IN2})(R_F + h_{ie1}) + \beta_1 R_{C1} R_{E2}]} \\ Si \Rightarrow A_v &\gg 1 \\ A_{vf} &\cong -\frac{R_F}{R_{E2}} * \frac{R'_L}{R_S} \end{aligned} \quad [4.31]$$

Para AC

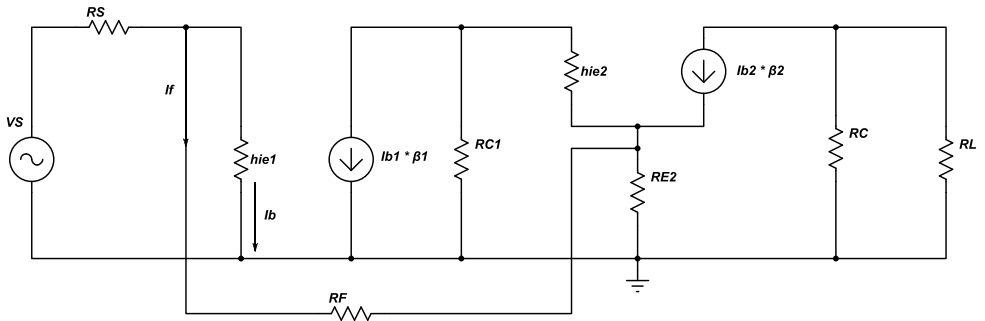


Figura 4.18. Equivalente en parámetros T de la figura 4.17.

Impedancia de entrada

$$\begin{aligned} R_{inf} &= h_{ie1} \parallel \frac{R_F}{1 - A_{vf}} \\ R_{inf} &= (\beta + 1)r_e \parallel \frac{R_F}{1 - A_{vf}} \end{aligned} \quad [4.32]$$

Impedancia de salida

$$R_{of} = R_{C2} \parallel r_e(A_{vf}) \parallel \frac{R_f * A_{vf}}{1 - A_{vf}} \quad [4.33]$$

4.3.5 Realimentación de voltajes en serie (RSDP)

Ejemplo 4.2

Calcular la ganancia de voltajes, la impedancia de entrada y salida con y sin realimentación.

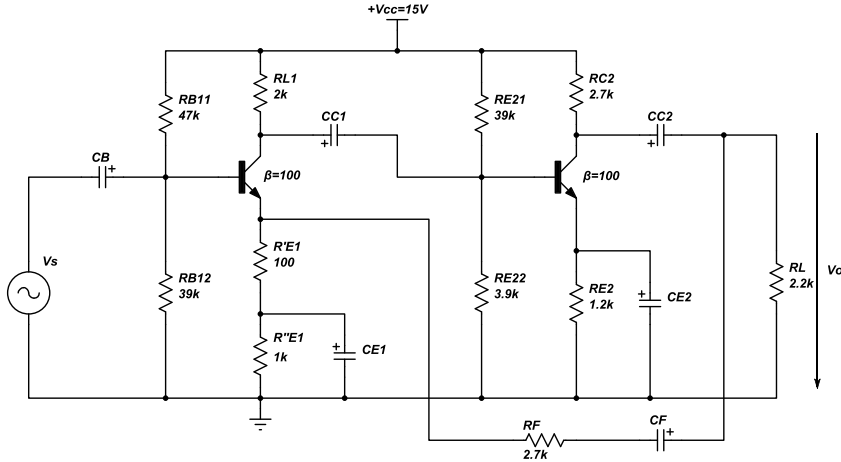


Figura 4.19. Realimentación de voltaje en serie.

Solución:

Análisis para la primera etapa (Lazo Abierto) sin Realimentación

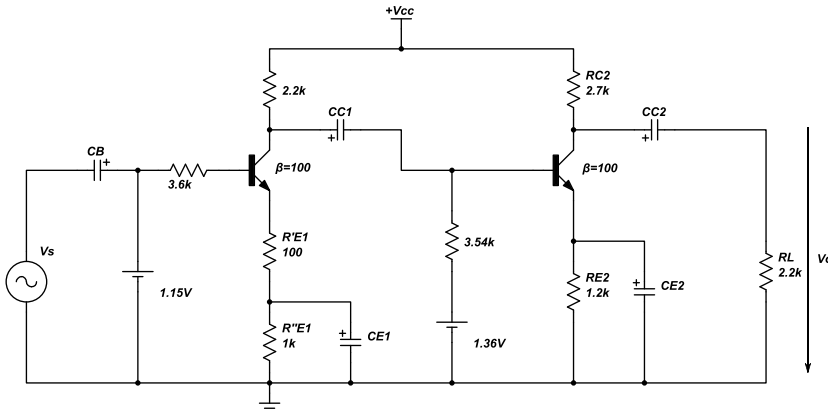


Figura 4.20. Circuito de realimentación de voltaje en serie.

$$R_{BB1} = R_{B11} // R_{B12} = 47k\Omega // 3.9k\Omega$$

$$R_{BB1} = 3.6k\Omega$$

$$R_{BB2} = 39K // 3.9K = 3.54k\Omega$$

$$R_L' = 2.7k\Omega // 2.2k\Omega = 1.21k\Omega$$

$$R_{Leq} = 2.7k\Omega // 2.2k\Omega // 2.7k\Omega = 836.6\Omega$$

$$I_{B1} = \frac{\frac{15}{47 \text{ k}\Omega} - \frac{0.7 \text{ V}}{3.6 \text{ k}\Omega}}{1 + \frac{101 * 1.1 \text{ k}\Omega}{3.6 \text{ k}\Omega}} = 3.9 \mu\text{A}$$

$$I_{E1} = (B + 1)I_B = 0.39 \text{ mA}$$

$$V_E = (0.39 \text{ mA})(1.1 \text{ K}) = 0.43 \text{ V}$$

$$r_{e1} = \frac{26 \text{ mV}}{0.39 \text{ mA}} = 66.67 \Omega$$

Análisis para la segunda etapa

$$I_{B2} = \frac{\frac{15 \text{ V}}{39 \text{ k}\Omega} - \frac{0.7 \text{ V}}{3.54 \text{ k}\Omega}}{1 + \frac{101 * 1.2 \text{ k}\Omega}{3.54 \text{ k}\Omega}} = 5.33 \mu\text{A}$$

$$r_{e2} = \frac{26 \text{ mV}}{0.53 \text{ mA}} = 49.1 \Omega$$

$$Z_{in2} = R_{BB2} // (B + 1)r_{e2} = 3.6 \text{ K} // 4.9 \text{ K} = 2.06 \text{ k}\Omega$$

$$A_{V1} = -\frac{R_{L1}}{r_{e1} + R_{E1}} = -\frac{R_{C1} // Z_{IN2}}{r_{e1} + R_{E1}} = \frac{2.2 \text{ K} // 2.06 \text{ K}}{66.6 + 100} = -6.38$$

$$A_{V1} = -\frac{R_{Leq}}{r_{e2}} = -\frac{R_{C1} // R_L // R_f}{r_{e2}} = \frac{2.7 \text{ k}\Omega // 2.2 \text{ k}\Omega // 2.7 \text{ k}\Omega}{49.1} = -17.06$$

$$A_{Vt} = |A_{V1} A_{V2}| = (6.38)(17.06) = 108.67$$

$$Z_{in1} = R_{BB1} // (B + 1)(r_{e1} + R_{E1}) = 3.6 \text{ K} // (101)(66.6 + 100) = 3.6 \text{ K} // 16.8 \text{ K}$$

$$Z_{in1} = 2.9 \text{ k}\Omega$$

$$Z_o = R_{C2} // R_L = 27 \text{ K} // 2.2 \text{ K} = 1.2 \text{ k}\Omega$$

Con realimentación

$$Avf = \frac{A_v}{1 + A_v B}; B = \frac{R_E}{R_E + R_F} = \frac{100}{100 + 2.7 \text{ K}} = 0.0357$$

$$Avf = \frac{108.67}{1 + (108.67)(0.0357)} = 22.27$$

$$Z_{inf} = Z_{in} * (1 + AB)$$

$$Z_{inTf} = Z_{inT} * (1 + AB)$$

$$Z_{inf} = R_{BB} \parallel Z_{inT} * (1 + AB)$$

$$Z_{inf} = 16.83k\Omega * (1 + (108.67)(0.0357))$$

$$Z_{inTf} = 82.12k\Omega$$

$$Z_{inf} = 82.12k\Omega \parallel 3.6k\Omega = 3.44k\Omega$$

$$Z_o = \frac{R_{Leq}}{1 + AB}$$

Ejemplo 4.3

Diseñar un amplificador realimentado de dos etapas con realimentación de voltaje en serie (RSDP) tal que le permite obtener 2 Vp sobre la carga si a la entrada se cuenta con 80 mVp.

Calcular todos los elementos del circuito y la ganancia.

Si: $R_L = 3.3k$, $\beta = 120$.

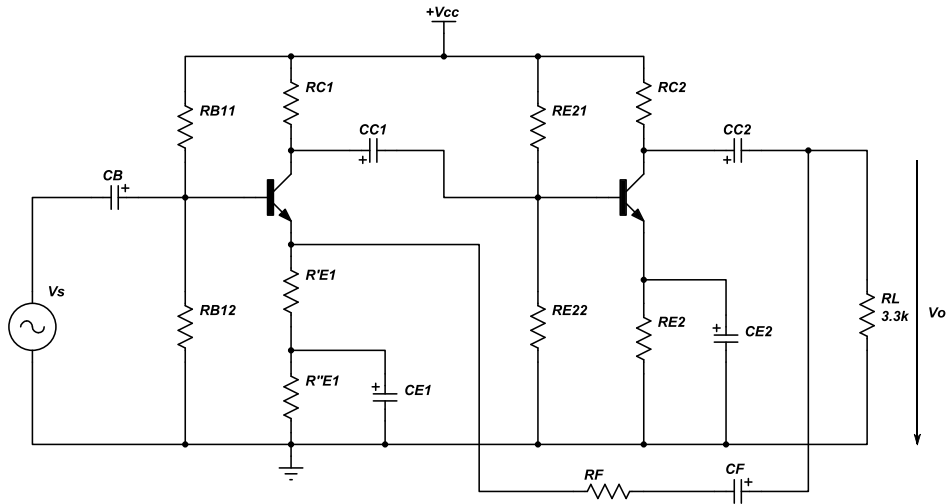


Figura 4.21. Amplificador de dos etapas RSDP.

Recuérdese

$$V_S = V_{in} + Vf$$

$$V_{in} = V_S - Vf$$

$$A_v f = \frac{V_o}{V_S}$$

$$A_v f = \frac{A_v}{1 + A_v B}$$

$$B = \frac{Vf}{V_o} = \frac{R'_E}{R'_E + Rf}$$

Desarrollo

$$A_v f = \frac{V_o}{V_S} = \frac{2V}{80mV} = 25$$

$$A_v f / A_v B \gg 1 \approx \frac{1}{B} \cong \frac{R'_{E1} + R_f}{R'_{E1}} = 1 + \frac{R_F}{R'_{E1}}$$

$$A_v f = 25 = 1 + \frac{R_F}{R'_{E1}}$$

$$A_v B \gg 1$$

$$A_v \gg \frac{1}{B} = 25 \rightarrow \text{escojo } A_v = 120$$

$$A_{v_{\min}} = 120 \rightarrow A_{v_1} = -10 A_{v_2} = -12$$

$$Si : R'_{E1} = 100\Omega$$

$$R_F = 2.4k\Omega$$

Con realimentación

$$Sea : R_{c2} \leq R_L$$

$$R_{c2} = 2.7k\Omega$$

$$R'_L = R_{c2} // R_L // (R_F + R'_{E1}) = 2.7K // 3.3K // 2.5K = 931.6\Omega$$

$$V_{R_{c2}} \geq \frac{R_{c2}}{R'_L} = V_o = \frac{2.7K}{931.6} * 2 = 5.79V(1.2) = 6.95V$$

$$V_{R_{c2}} = 8V$$

$$I_{c2} = \frac{8V}{2.7K} = 2.96mA$$

$$V_{ce2} \geq \hat{V}_{in} + \hat{V}_o + V_{CE_{\min}} = 80mV + 2 + 2 = 4.08V$$

$$r_{e2} = \frac{26mV}{2.96mA} = 8.78\Omega$$

$$A_{v2} / \sin \text{ reali.} = -\frac{R'_L}{r_{e2}} = -\frac{931.6}{8.78} = 106.10 A_{v1} \approx 1.13$$

$$Sea : V_{E2} \geq 1V \Rightarrow V_{E2} = 1.5V$$

$$R_{E2} = \frac{1.5V}{2.96mA} = 506.7\Omega \Rightarrow 560\Omega$$

$$V_{E2} = 560 * 2.9mA = 1.6V$$

$$V_{B2} = V_{E2} + V_{Be2} = 2.3V$$

Si :

$$I_E = I_B + I_C = I_B + \beta I_B$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B$$

Entonces :

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{2.96 \text{ mA}}{120} = 24.7 \text{ mA}$$

$$R_{B21} = \frac{V_B}{10 I_{B2}} = \frac{2.3 \text{ V}}{(10)(24.7 \mu\text{A})} = 8.9 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B21} = 9.1 \text{ k}\Omega$$

$$V_{CC} \geq V_{RC} + V_{CE} + V_E = 8 + 2 + 2 + 0.2 + 1.5 = 13.7 \text{ V} * 1.2$$

$$V_{CC} = 16 \text{ V}$$

$$R_{B22} = \frac{V_{CC} - V_B}{11 I_{B2}} = \frac{16 - 2.2}{(11)(24.7 \mu\text{A})} = 50.8 \text{ K} \Rightarrow 50 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in2} = R_{B21} // R_{B22} // (B + 1)(r_{e2}) = 50 \text{ K} // 9.1 \text{ K} // \frac{(121)(8.78)}{1062.38} = 933 \Omega$$

Primera etapa

$$\text{Sea : } R_{C1} \approx Z_{in2} = 910 \Omega$$

$$R'_{L1} = R_{C1} // Z_{in2} = 910 // 933 = 760.6 \Omega$$

$$V_{R_{C1}} \geq \frac{R_{C1}}{R_{Ci}} \hat{V}_{C1} = \left(\frac{910}{460.6} \right) (80 \text{ mV})(1.13) = 0.178 \approx 0.2 \rightarrow V_{\min}$$

$$I_{C1} \geq \frac{0.2}{910 \Omega} = 0.2 \text{ mA} \Rightarrow I_{C1} = 1 \text{ mA} \Rightarrow I_B = 8.3 \mu\text{A}$$

$$r_{e1} = \frac{26 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 26 \Omega$$

$$\text{Sea : } V_E = 2 \text{ V}$$

$$R_{E1} = \frac{2 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow R'_{E1} = 100 \Omega \Rightarrow R''_{E1} = 1.9 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B11} = \frac{V_B}{10I_B} = \frac{2.7}{10 \frac{1\text{mA}}{120}} = 32.4K \rightarrow R_{B11} = 33k\Omega$$

$$R_{B12} = \frac{16 - 2.7}{11I_B} = 145K \rightarrow R_{B12} = 150k\Omega$$

$$A_{V1} = \frac{R_{L1}'}{r_{e1} + R_{Ei}} = \frac{760.6}{26 + 100} = 3.65$$

$$A_{VT} = (106.1)(3.65) = 387.85$$

$$Z_{IN} = R_{BB1} // Z_{INT} = \frac{150K // 33K // (\beta + 1)(r_{e1} + R_{Ei})}{27K} = \frac{15246}{15246} = 9.7k\Omega$$

Global:

$$Avf = \frac{A_{VT}}{1 + A_V B} = \frac{387.85}{1 + (004)(38785)} = 23.48$$

$$Z_{inf} = R_{B11} // R_{B12} // (A_V B) Z_{INT}$$

$$Z_{inf} = 27K // \frac{(1 + 387.85 * 4)(9.76K)}{161.17K} = 23.12k\Omega$$

4.4 Aplicaciones de la realimentación positiva

4.4.1 Osciladores senoidales

Se conoce que la ganancia de un amplificador cambiará con la frecuencia disminuyendo a frecuencias altas. Además, el corrimiento de fase cambiará con la frecuencia. Entonces, es posible que ocurran oscilaciones en el amplificador debido a que existe una realimentación positiva.

4.4.2 Condiciones de oscilación

1. $A_V B = 1$ (ganancia de la 70) criterio de Barkhausen.
2. El desfase de la malla debe ser cero o múltiplo entero de 2π .

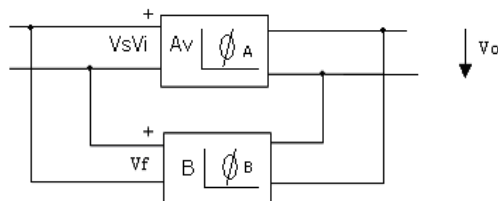


Figura 4.22. Diagrama de realimentación positiva para desfase.

$$|AvB| = 1$$

$$A|\Phi_A| \times B|\Phi_B| = AB|\Phi_A \Phi_B| = 1|0^0 + 2n\pi \Rightarrow n = 1, 2.. \quad [4.34]$$

$$Avf = \frac{Av}{1 - AvB}$$

$$Vf = BV_o = BxAvi$$

$$Vf = Vi$$

$$Avf = \frac{A}{1 - 0} \rightarrow \infty \Rightarrow V_o \rightarrow \infty$$

4.4.3 Oscilador RC de desplazamiento de fase

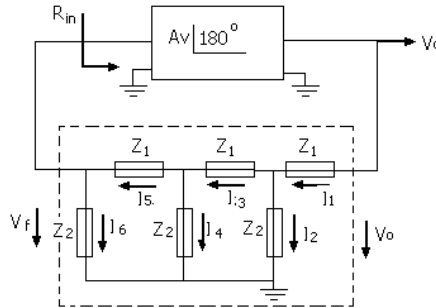


Figura 4.23. Oscilador RC de desplazamiento de fase.

Análisis del factor B

$$Si : Rin \rightarrow \infty \Rightarrow I_5 = I_6$$

$$Vf = I_6 \cdot Z_2 = I_5 \cdot Z_2$$

$$I_4 Z_2 = I_5 (Z_1 + Z_2) = \frac{Vf}{Z_2} (Z_1 + Z_2) = \frac{Vf}{Z_2} \left(K + 1 \right) \quad K = \frac{Z_1}{Z_2}$$

$$I_3 = I_5 + I_4 = \frac{Vf}{Z_2} + \frac{Vf (K + 1)}{Z_2} = \frac{Vf}{Z_2} (K + 2)$$

$$I_2 Z_2 = I_3 Z_1 + I_4 Z_2$$

$$I_2 = \frac{Vf}{Z_2} (K + 2) Z_1 + \frac{Vf (K + 1)}{Z_2} = \frac{Vf}{Z_2} (K + 2) K + \frac{Vf (K + 1)}{Z_2}$$

$$I_2 = \frac{Vf}{Z_2} (K^2 + 3K + 1)$$

$$I_1 = I_2 + I_3 = \frac{Vf}{Z_2} (K^2 + 3K + 1) + \frac{Vf}{Z_2} (K + 2)$$

$$I_1 = \frac{Vf}{Z_2} (K^2 + 3K + 1 + K + 2) = \frac{Vf}{Z_2} (K^2 + 4K + 3)$$

$$\begin{aligned}
\Rightarrow V_o &= I_1 Z_1 + I_2 Z_2 \\
V_o &= KV_f (K^2 + 4K + 3) + V_f + (K^2 + 4K + 3) + V_f (K^2 + 3K + 1) \\
V_o &= V_f (K^3 + 5K^2 + 6K + 1) \\
B &= \frac{V_f}{V_o} = \frac{1}{K^3 + 5K^2 + 6K + 1} \quad [4.35]
\end{aligned}$$

4.4.3.1 Adelanto de fase

$$\Phi_B = 180^\circ$$

$$z_1 = \frac{1}{j\omega C}$$

$$z_2 = R$$

$$k = \frac{z_1}{z_2} = \frac{1}{j\omega CR} = -j \frac{1}{\omega CR} = -jM = K$$

$$B = \frac{1}{(1 - 5M^2) + j(M^3 - 6M)} \Rightarrow \text{Desplazamiento de } 180^\circ$$

$$\Rightarrow (M^3 - 6M) = 0$$

$$M^2 - 6 = 0 \rightarrow M = \pm\sqrt{6}$$

$$\text{Solucion } M = \pm\sqrt{6}$$

$$\omega_o = \frac{1}{RC\sqrt{6}}$$

$$B = -\frac{1}{29}$$

PARA QUE OSCILE

$$A.B \geq 1$$

$$A \geq 29$$

Se recomienda hacer $|A| > 29$ $|A| = 32.34$, para compensar pérdidas del circuito.

4.4.3.2 Retardo de fase

$$z_2 = \frac{1}{j\omega C}$$

$$z_1 = R$$

$$\omega_o = \frac{\sqrt{6}}{RC}$$

$$|A| \geq 29$$

Estos circuitos pueden ser aplicados en el caso del FET que tiene $R_{in} \rightarrow \infty$

FET

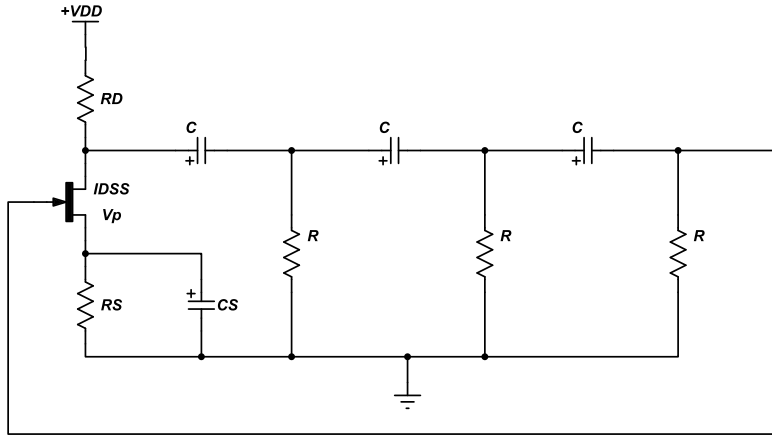


Figura 4.24. Adelanto de fase FET.

$$FET : \begin{cases} V_p = 5v \\ r_d = 40k\Omega \end{cases}$$

$$A \geq 29$$

$$f_{osc} = 1kHz$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_{osc} \sqrt{6} R}$$

$$R = 10K$$

$$C = \frac{1}{2\pi \sqrt{6} \cdot 1K \cdot 10K} = 6.5nF$$

$$|A| = R'_L \times gm$$

$$|A| = 40$$

$$R'_L = \frac{40}{5ms} = 8K \Rightarrow R_D = 10k\Omega$$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{I_D R_S}{V_p} \right)^2$$

$$gm = -\frac{2I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

$$V_{GS} = V_p \left(1 + \frac{2I_{DSS}}{gm \times V_p} \right)$$

TBJ

Para el caso del TBJ que no tiene impedancia de entrada infinita, se considera.

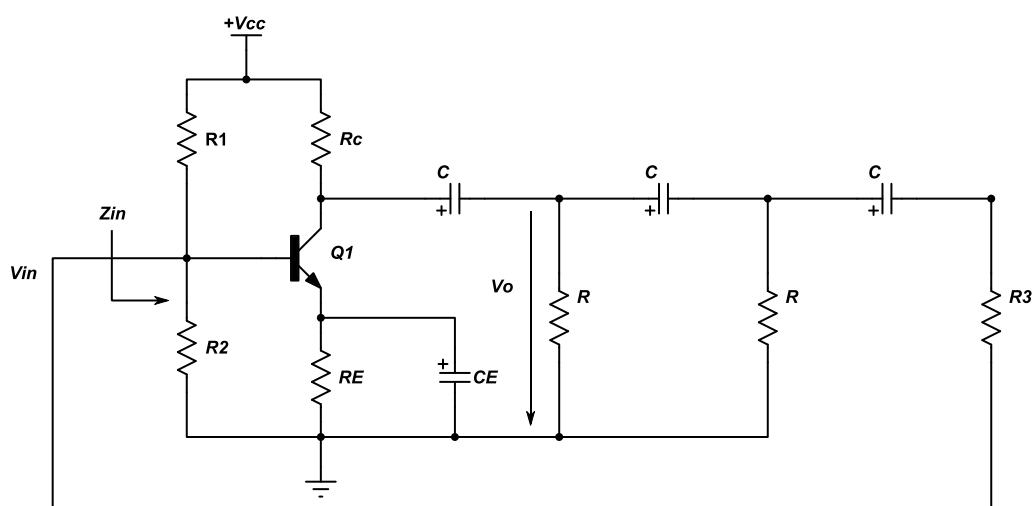


Figura 4.25. Adelanto de fase TBJ.

$$R = R_3 + R_{in} \quad [4.36]$$

Circuito equivalente

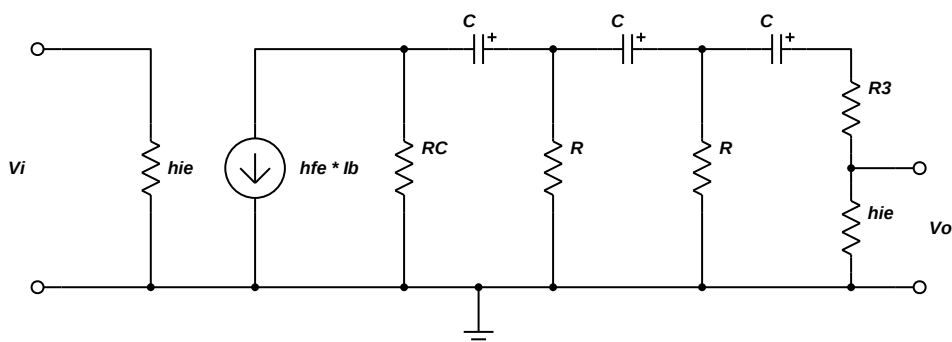


Figura 4.26. Equivalente en parámetros T.

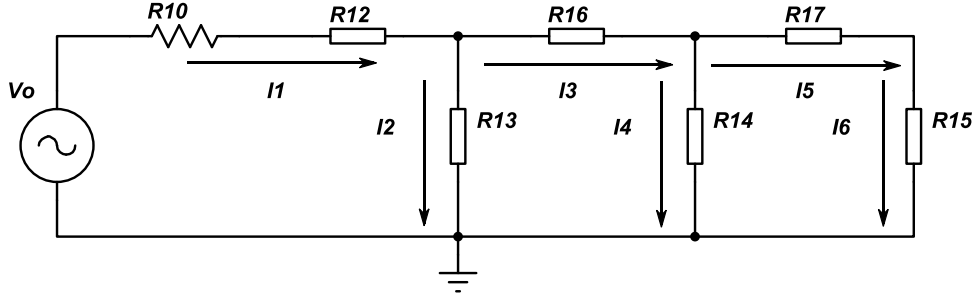


Figura 4.27. Equivalencia de realimentación.

$$V_o = I_1(R_E + Z_1) + I_2 Z_2 = (I_2 + I_3)(R_C + Z_1) + I_2 Z_2$$

$$V_o = I_2(R_C + Z_1 + Z_2) + I_3(R_C + Z_1)$$

$$\Rightarrow K = \frac{Z_1}{Z_2}$$

$$V_o = \frac{V_f}{Z_2}(K^2 + 3K + 1)(Z_1 + Z_2 + R_C) + \frac{V_f}{Z_2}(K + 2)(Z_1 + R_C)$$

$$\frac{V_o}{V_f} = \left[K^3 + 5K + 6K + 1 + \frac{R_C}{Z_2} K + 4K \frac{R_C}{Z_2} + 3 \frac{R_C}{Z_2} \right]$$

$$\Rightarrow K = -jM \Rightarrow M = \frac{1}{RWC}$$

$$\frac{V_o}{V_f} = -5M + 1 - \frac{R_C}{R} M^2 + 3 \frac{R_C}{R} + j \left[M^3 - 6M - 4M \frac{R_C}{R} \right]$$

$$M^3 - 6M - 4M \frac{R_C}{R} = 0$$

$$M = 0$$

$$M = \sqrt{6 + 4 \frac{R_C}{R}}$$

$$\Rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 + 4 \frac{R_C}{R}}} \quad [4.37]$$

donde : $R = R_3 + hie$

$$\frac{V_o}{V_f} = -5 \left(6 + 4 \frac{R_C}{R} \right) + 1 - \frac{R_C}{R} \left(6 + 4 \frac{R_C}{R} \right) + 3 \frac{R_C}{R}$$

$$= -30 - 20 \frac{R_C}{R} + 1 - 6 \frac{R_C}{R} - 4 \frac{R_C^2}{R^2} + 3 \frac{R_C}{R} = -29 - 23 \frac{R_C}{R} - 4 \frac{R_C^2}{R^2}$$

$$A = \frac{V_o}{V_f} = -29 - 23 \frac{R_C}{R} - 4 \frac{R_C^2}{R^2}$$

$$\frac{V_i}{V_f} = \frac{hie}{hie + R_3}$$

$$\frac{V_f}{V_i} = \frac{hie + R_3}{hie}$$

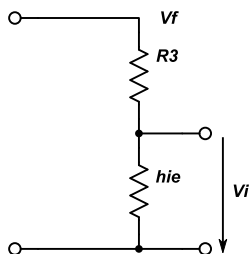


Figura 4.28. Equivalente de salida en parámetros T.

Para que no entre el V_f hay que reajustar.

$$\frac{V_o}{V_f} * \frac{V_f}{V_i} * \frac{V_o}{V_i} = \left(-29 - 23 \frac{R_C}{R} - 4 \frac{R_C^2}{R^2} \right) \left(\frac{hie + R_3}{hie} \right)$$

$$\text{donde : } R = hie + R_3$$

$$hfe \geq 23 + 29 \frac{R_C}{R} + 4 \frac{R_C^2}{R^2}$$

$$\text{Si : } R = R_C$$

$$\frac{V_o}{V_i} = A \geq -56 \left(\frac{hie + R_3}{hie} \right)$$

$$R = R_3 + hie$$

$$\frac{V_o}{V_i} \geq -56 \frac{R}{h_{ie}} * \frac{V_d R_C}{i V_i h_{ie}} \geq 56 \frac{i_o}{i_i} \geq 56 h_{fe} \geq 56$$

Consideramos :

$$\Rightarrow 3.3nF < C < 15nF$$

$$\Rightarrow 0 < V_{cc} < 20$$

$$\Rightarrow V_{co} \approx 4V$$

$$\Rightarrow I_{co} > 1mA$$

$$\Rightarrow 1 \leq V_E \leq 2V$$

Ejemplo 4.4

Diseñar un oscilador con TBJ por desplazamiento de fase que cumpla con los siguientes datos:

$$f_o = 3 \text{ kHz}, \beta = 80, h_{fe} \geq 56.$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 + 4 \frac{R_C}{R}}}$$

$$\Rightarrow R = R_3 + h_{ie}$$

$$\text{Si : } R = R_C \Rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{10}}$$

$$\Rightarrow \text{escógese : } C = 4.7nF$$

$$R = \frac{1}{2\pi f_o C \sqrt{10}} = \frac{1}{2\pi 3K 4.7nF \sqrt{10}}$$

$$R = 3569.4\Omega = R_C$$

$$R_C = 3.6K\Omega$$

$$\text{Asúmesese : } V_E = 1.5V$$

$$I_{co} = 2.2mA$$

$$r_e = \frac{26}{2.2} = 11.8\Omega$$

$$R_E = \frac{1.5V}{2mA} = 750\Omega$$

$$R_E = 680\Omega$$

$$I_E = 2.2mA$$

$$V_{RC} = (3600)(2.23mA) = 7.12V$$

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE\min} + V_E = 12V$$

$$R_{B2} = \frac{V_B}{10I_b} = \frac{2.2V}{10\left(\frac{2.2mA}{80}\right)} = 8K \rightarrow 8.2K\Omega$$

$$R_{B1} = \frac{12 - 2.2}{11\left(\frac{2.2}{80}\right)} = 32.39K \rightarrow 3.3K\Omega$$

$$Z_{IN} = R_{BB} // (\beta + 1)r_e = 3.3K // 8.2K // 0.9558K = 680\Omega$$

4.4.4 Oscilador tipo puente de Wien

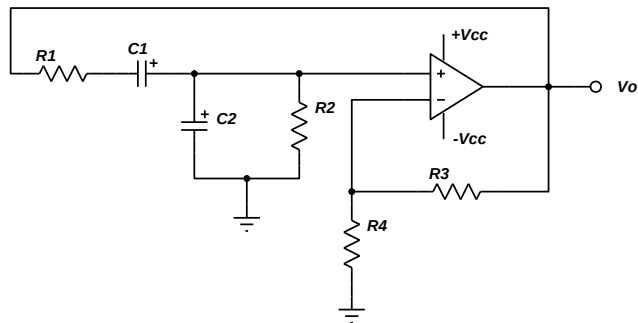


Figura 4.29. Oscilador puente de Wien.

Análisis

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}}$$

Tenemos:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2}$$

$$\text{En particular : } \begin{cases} R_1 = R_2 = R \\ C_1 = C_2 = C \end{cases}$$

$$\Rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

De tal manera que, si

$$\frac{R_3}{R_4} > 2 ,$$

proveerá al circuito suficiente ganancia de lazo para que oscile.

Ejemplo 4.5

Diseñar un oscilador Puente de Wien con Amplificador operacional cuyos parámetros son: $f_{osc} = 3\text{KHz}$.

Solución:

$$\frac{R_3}{R_4} > 2$$

$$\frac{R_3}{R_4} = 3$$

$$R_3 = 3R_4$$

$$\text{asúmese: } R_4 = 100\text{K}$$

$$R_3 = 330\text{K}$$

$$\text{asúmese} \Rightarrow C = 10\text{nF}$$

$$R = \frac{1}{2\pi(10 \times 10^{-9})(3\text{K})} = 5.1\text{k}\Omega$$

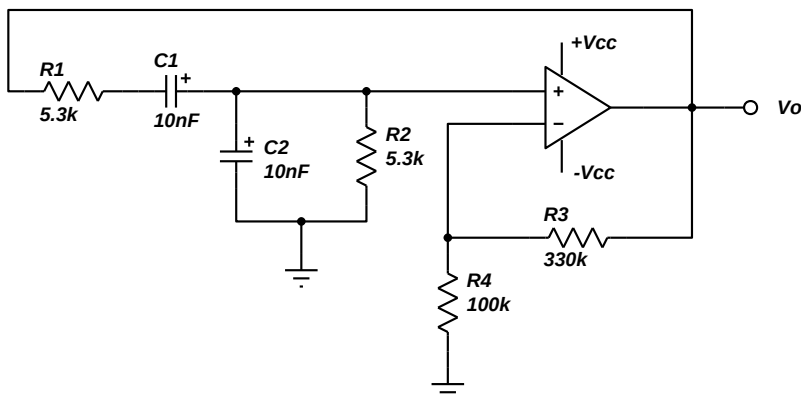


Figura 4.30. Oscilador puente de Wien del ejercicio anterior.

Ejercicio propuesto

Para el circuito de la figura indique:

- Qué tipo de realimentación tiene.
- Cuál es el bloque de la planta y el bloque de realimentación e indique su valor de la función de transferencia.
- Determine la ganancia con y sin realimentación para los siguientes casos:
 - $f=0$
 - $f=\infty$

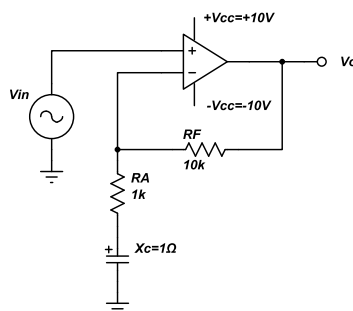


Figura 4.31. Circuito de análisis.

4.5 Resumen

Existen dos tipos de **realimentación**: realimentación negativa y realimentación positiva. Dependiendo de cuál se use, el sistema se vuelve más estable o inestable, respectivamente.

La **realimentación negativa** se denomina de esta forma debido a que la señal realimentada es de polaridad opuesta a la señal de entrada. Como resultado se obtiene una disminución de la ganancia de voltaje y, a cambio, se mejoran varias características del circuito.

Entre las ventajas, están: mayor impedancia de entrada, estabilidad de la ganancia de voltaje, aumento del ancho de banda, disminución de la distorsión no lineal, disminución del ruido.

En cambio, la **realimentación positiva** se denomina de esta forma debido a que la señal realimentada es de polaridad igual a la señal de entrada. Por tanto, como resultado obtenemos osciladores.

Existen diferentes **tipos de conexiones de realimentación** en los que tanto la corriente como el voltaje pueden ser realimentados en serie o en paralelo a la entrada. Estos son los diferentes tipos, analizados:

- *Realimentación de voltaje en serie*: Retorno serie derivación paralelo RSDP.
- *Realimentación de voltaje en paralelo*: Retorno paralelo derivación paralelo RPDP.
- *Realimentación de corriente en serie*: Retorno serie derivación serie RSDS.
- *Realimentación de corriente en paralelo*: Retorno paralelo derivación serie RPDS.
 - Las conexiones de realimentación (V , I) en serie incrementan la Z_{in} en los casos RSDP y RSDS.
 - La realimentación de voltaje disminuye la impedancia de salida en los casos RSDP y RPDP.

La ganancia de un amplificador cambiará con la frecuencia, disminuyendo a frecuencias altas. Además, el corrimiento de fase cambiará con la frecuencia. Entonces, es posible que ocurran oscilaciones en el amplificador debido a que existe una realimentación positiva.

Capítulo 5

Filtros activos

Contenido. Se presenta las ecuaciones y curvas características de los filtros activos para realizar el diseño de circuitos pasa bajos, pasa banda, y pasa altos.

5.1 Definiciones

La palabra *filtro*, en electrónica, se refiere a la eliminación de franjas no deseadas del espectro de frecuencia.

Existen cuatro tipos de filtros comunes y son:

- Pasa bajos
- Pasa altos
- Pasa banda
- Rechaza banda

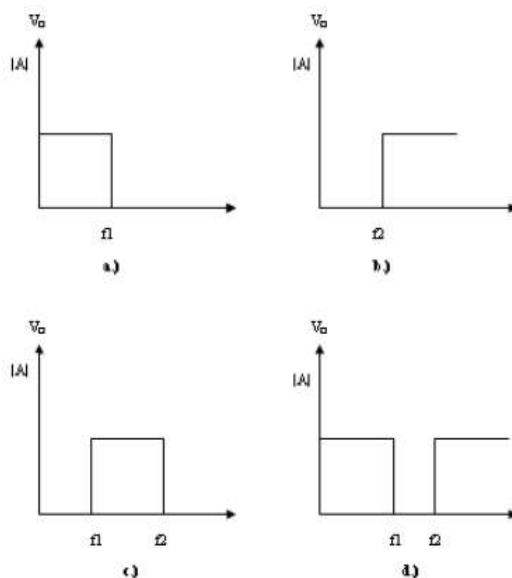


Figura 5.1.

a) Filtro ideal pasa bajos. **b)** Filtro ideal pasa altos.
c) Filtro ideal pasa banda. **d)** Filtro ideal rechaza banda.

Filtros ideales. Son aquellos que permiten el paso de porciones de espectro de frecuencia en forma abrupta.

Filtro ideal pasa bajos. Permiten el paso de frecuencias hasta un límite dado y atenúan las frecuencias por arriba de ese límite (figura 5.1.a).

Filtro ideal pasa altos. Permiten el paso de frecuencias por encima del límite y atenúan las que se encuentran por debajo (figura 5.1.b).

Filtro ideal pasa banda. Solo permiten el paso de frecuencias en una banda particular y atenúan las frecuencias restantes (figura 5.1.c).

Filtro ideal rechaza banda. Son lo contrario de los filtros pasa banda, ya que dejan pasar las frecuencias que se encuentran fuera de la banda particular y rechazan las frecuencias dentro de esta (figura 5.1.d).

5.2 Filtros activos [6]

Son aquellos que contienen un amplificador y por lo general consisten sólo en elementos resistivos y capacitivos junto con circuitos integrados, que puede ser un amplificador operacional.

Ventajas

- Tienen una alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida.
- Los filtros activos no necesitan bobinas.
- Son fáciles de ajustar a la frecuencia de corte ya que se los hace a través de resistencias variables.

Desventajas

- Se necesita de fuente de alimentación.
- La respuesta de frecuencia del operacional se ve limitada por la respuesta de frecuencia del elemento activo.

5.2.1 Filtros activos de primer orden (Butterworth)

5.2.1.1 Filtro RC pasa bajos

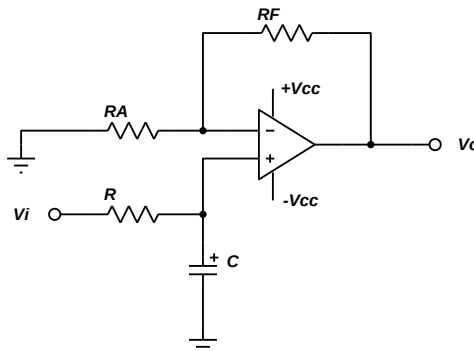


Figura 5.2. Filtro RC pasa bajos.

$$\begin{aligned}
 V_- \quad & \frac{0 - V_-}{R_A} + \frac{V_0 - V_-}{R_F} = 0 \\
 & V_- R_F - V_0 R_A + V_- R_A = 0 \\
 & V_- = \frac{V_0 R_A}{R_A + R_F}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

$$\begin{aligned}
 V_+ \quad & \frac{V_{in} - V_+}{R} + \frac{0 - V_+}{\frac{1}{sC}} = 0 \\
 & \frac{V_{in}}{R} = V_+ \left(\frac{1}{R} + sC \right) \\
 & V_+ = \frac{V_{in}}{R} \frac{1}{\left(\frac{1}{R} + sC \right)} \\
 & V_+ = \frac{V_{in}}{1 + R_s C}
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

$$\begin{aligned}
 V_+ = V_- \quad & \frac{V_0 R_A}{R_A + R_F} = \frac{V_{in}}{1 + RSC} \\
 & \frac{V_0}{V_{in}} = \left(\frac{R_A + R_F}{R_A} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + RSC} \right) \\
 & \Delta V(s) = FT(s) \\
 & T(s) \\
 & = \left(1 + \frac{R_F}{R_A} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + RSC} \right)
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

Nótese que el filtro activo de primer orden tiene un polo (polinomio del denominador de primer orden), y la pendiente en la respuesta de frecuencia es de 20 dB/dc.

La frecuencia de corte se encuentra:

$$W_p = \frac{1}{RC} \tag{5.4}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} \tag{5.5}$$

Y la ganancia en DC se obtiene cuando $s = 0$.

$$T(s) = 1 + \frac{R_F}{R_A} \tag{5.6}$$

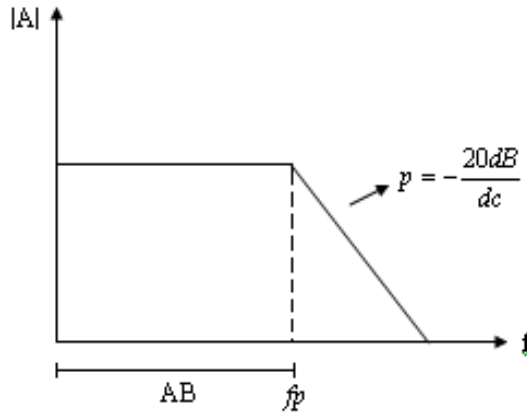


Fig. 5.3 Filtro pasa bajos de primer orden respuesta de frecuencia

Ejemplo 4.1

Diseñe un filtro activo pasa bajos de primer orden con ganancia en DC de 10 y frecuencia de corte de 1 *khz*.

Incógnitas: R , R_A , R_F , C y 3 ecuaciones.

Desarrollo:

$$\omega_p = 2\pi f_p = 6283 = \frac{1}{RC}$$

$$\text{Sea } C = 0.01\mu F$$

$$R = \frac{10^8}{6283} = 15.9K\Omega$$

$$\therefore R = 16K\Omega$$

Si se requiere conseguir balance en la corriente de polarización, entonces:

$$R = R_A \uparrow R_F = 16k\Omega = \frac{R_A \times R_F}{R_A + R_F}$$

$$T(0) = 1 + \frac{R_F}{R_A} = 10 \rightarrow R_F = 9R_A$$

$$\Rightarrow R_F = 162k\Omega \Rightarrow R_F = 160k\Omega$$

$$R_A = 17.8k\Omega$$

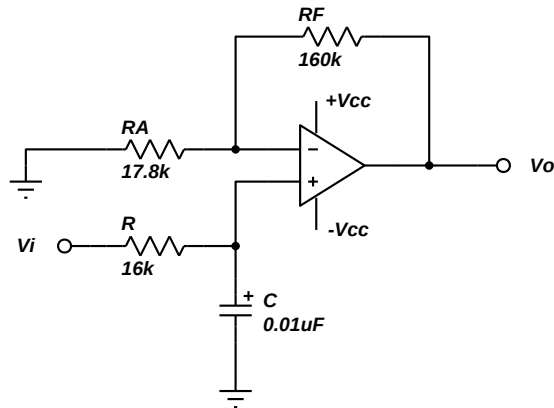


Figura 5.4. Filtro pasa bajos de primer orden.

Un circuito óptimo pasa bajos se muestra en la figura 5.5 y la función de transferencia es:

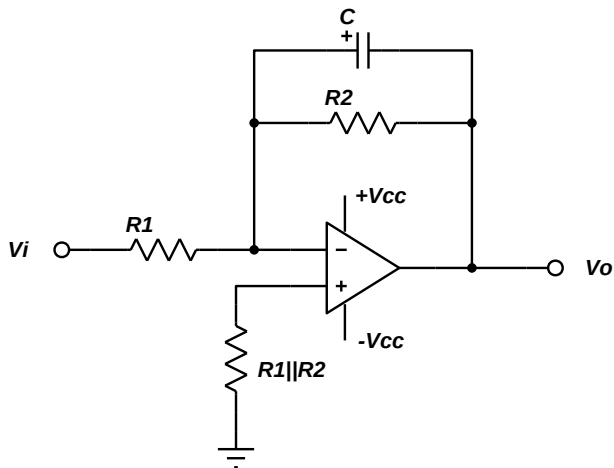


Figura 5.5. Circuito óptimo pasa bajos de primer orden.

$$T(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_2 s C + 1} \quad [5.7]$$

$$T(0) = -\frac{R_2}{R_1} \quad [5.8]$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

5.2.1.2 Filtro RC pasa altos

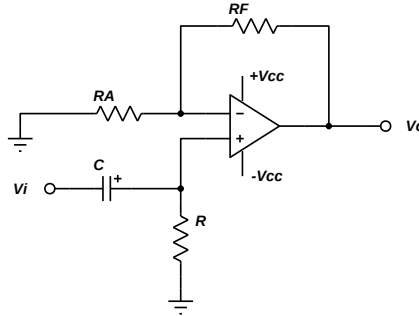


Figura 5.6. Filtro pasa altos de primer orden.

V_+

$$\frac{V_{in} - V_+}{\frac{1}{sC}} + \frac{0 - V_+}{R} = 0$$

V_-

$$\frac{0 - V_-}{R_A} + \frac{V_o - V_-}{R_F} = 0$$

$$V_+ = V_-$$

$$T(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} \left(1 + \frac{R_F}{R_A} \right)$$

$$T(s) = \left(1 + \frac{R_F}{R_A} \right) \frac{R_s C}{1 + R_s C} \quad [5.9]$$

Ganancia a alta frecuencia

$$T(s \rightarrow \infty) = 1 + \frac{R_F}{R_A} \quad [5.10]$$

Y la frecuencia de corte: $\omega_c = \frac{1}{RC}$

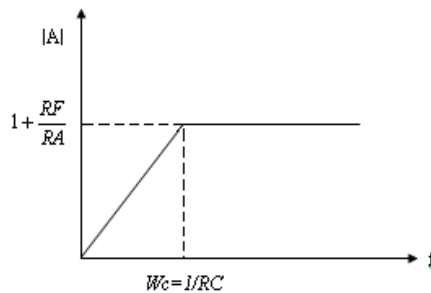


Figura 5.7. Filtro pasa altos de primer orden respuesta de frecuencia.

Ejemplo 4.2

Diseñe un circuito RC pasa altos con ganancia en alta frecuencia de 10 y frecuencia de corte de 1 kHz.

Incógnitas: R , C , R_A , R_F .

Desarrollo:

$$\omega = 2\pi f = \frac{1}{RC} = 6283$$

$$\text{Sea: } C = 0.01\mu\text{F}$$

$$R = 15.9\text{ k}\Omega$$

$$\therefore R = 16\text{ k}\Omega$$

$$T(s \rightarrow \infty) = 1 + \frac{R_F}{R_A} = 10$$

$$R_A \parallel R_F = R = 16\text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow R_A = 160\text{ k}\Omega = RF$$

$$R_F = 17.7\text{ k}\Omega = R_A$$

5.2.2 Filtros de segundo orden con un solo amplificador

5.2.2.1 Filtro pasa bajos de segundo orden

Los filtros de segundo orden (con pendiente de 40 dB/dc) pueden modelar las características ideales en forma más cercana que un filtro de primer orden.

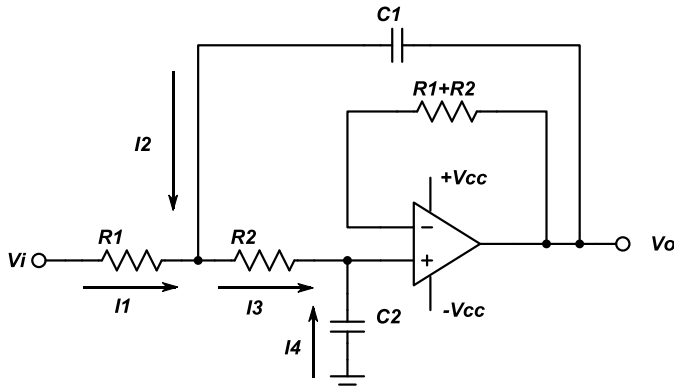


Figura 5.8 Filtro pasa bajos de segundo orden con un solo amplificador.

$$V_+ = V_- = V_0$$

$$I_1 + I_2 = I_3$$

$$\frac{V_{in} - V}{R_1} + \frac{V_0 - V}{\frac{1}{sC_1}} + \frac{V_+ - V}{R_2} = 0$$

$$\frac{V_{in} - V}{R_1} + sC_1(V_0 - V) - \frac{V - V_+}{R_2} = 0$$

$$(1) \quad R_2 V_{in} - R_2 V + R_1 R_2 s C_1 (V_0 - V) - R_1 V + R_1 V_+ = 0$$

$$I_3 + I_4 = I_+$$

$$\frac{V - V_+}{R_2} + \frac{0 - V_+}{\frac{1}{sC_2}} = 0$$

$$(2) \quad V = V_0(1 + sC_2R_2)$$

De (1) y (2) se obtiene:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = T(s) = \frac{1}{1 + sC_2R_2 + sC_2R_1 + s^2C_1C_2R_1R_2}$$

$$T(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2}$$

$$= \frac{\frac{1}{C_1C_2R_1R_2}}{s^2 + \frac{C_2(R_2 + R_1)}{C_1C_2R_1R_2}s + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}}$$

$$T(s) = \frac{\frac{1}{C_1C_2R_1R_2}}{s^2 + \frac{R_1 + R_2}{C_1R_1R_2}s + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \quad [5.11]$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \quad [5.12]$$

$$2\xi\omega_0 = \frac{R_1 + R_2}{C_1R_1R_2}, \text{ donde } \xi = \text{razón de amortiguamiento} \quad [5.13]$$

$$R_1 = R_2 = R \quad C_1 \neq C_2$$

Donde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}$$

$$2\xi\omega_0 = \frac{R_1 + R_2}{C_1 R_1 R_2}; \quad \xi = \frac{(R_1 + R_2)C\sqrt{C_1 C_2}}{2CR_1 R_2}$$

$$\xi = \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)^2}{4R_1 R_2}} \quad [5.14]$$

$$\xi = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad [5.15]$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \quad [5.16]$$

Si analizamos la función de transferencia:

$$T(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad [5.17]$$

La raíz de la ecuación del denominador

$$s = \frac{-2\xi\omega_0 \pm \sqrt{4\xi^2\omega_0^2 - 4\omega_0^2}}{2} \quad [5.18]$$

$$s = -\xi\omega_0 \pm \sqrt{\xi^2 - 1} = A + jB \rightarrow \text{Raíz Compleja}$$

$$= C \rightarrow \text{Raíz Real}$$

Raíz compleja: $s = A + jB$

A = constante de atenuación

B = frecuencia de resonancia

$$s = e^{-A}(C_1 \cos B + C_2 \sin B)$$

Solución subamortiguada o periódica

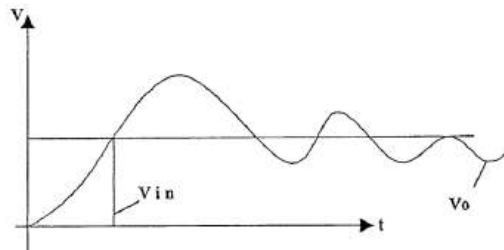


Figura 5.9. Solución subamortiguada o periódica para el filtro pasa bajos de segundo orden.

Raíz real: $s = E = \text{frecuencia de paso}$

Cuando $\xi \geq 1$

$$\sqrt{\xi^2 - 1} \quad \text{sea real} \quad \xi^2 - 1 \geq 0 \quad \xi^2 \geq 1$$

Si graficamos la respuesta de frecuencia para el filtro pasa bajos, tenemos_

$$s = j\omega \quad y \quad \mu = \frac{\omega}{\omega_o}$$

$$FT(s) = \frac{\omega_o^2 \omega_o^2}{\frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{2\xi\omega_o s}{\omega_o^2} + \omega_o^2 \omega_o^2}$$

$$T(s) = \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\xi\omega_o s + \omega_o^2} \equiv \frac{1}{1 - \mu^2 + j2\xi\mu}$$

Si graficamos la respuesta de frecuencia para el filtro pasa bajos tenemos:

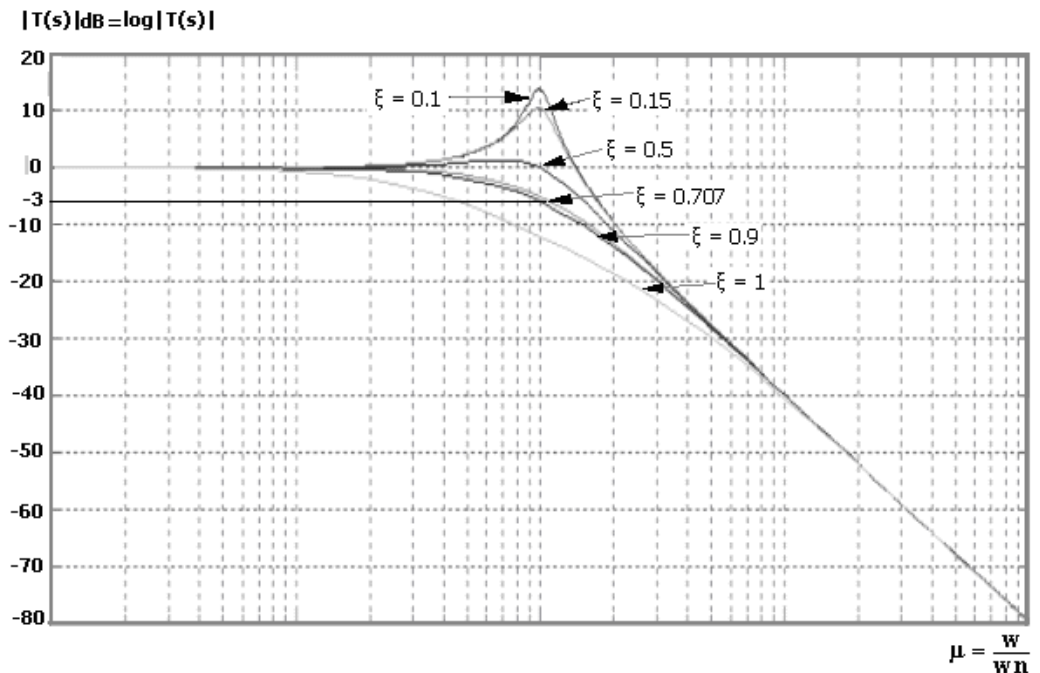


Figura 5.10. Respuesta de frecuencia de un filtro pasa bajos de segundo orden.

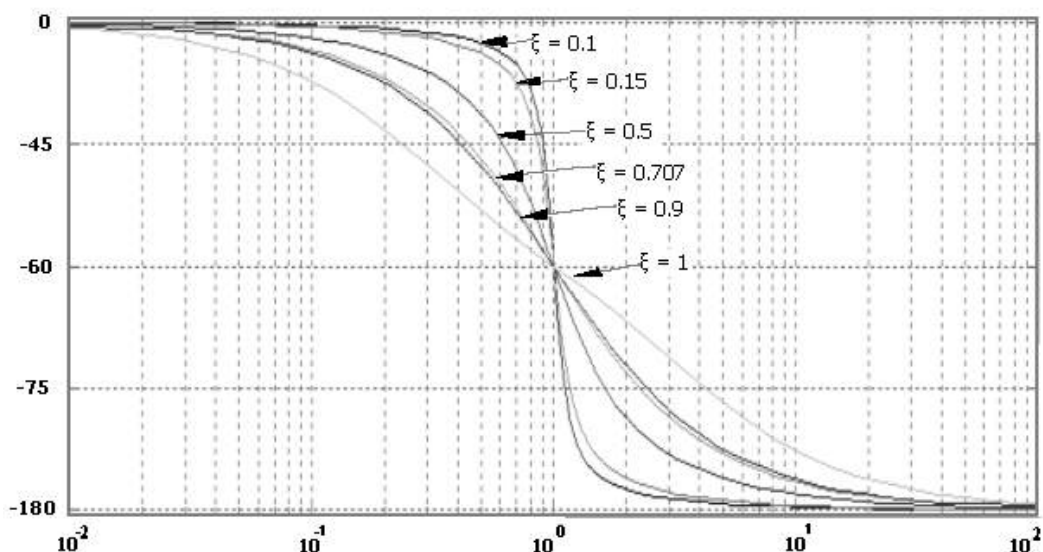


Figura 5.11. Fase de un filtro pasa bajos de segundo orden.

5.2.2.2 Filtro pasa altos de segundo orden

Al comparar con el filtro pasa bajos se ve que las R y C se hallan intercombinados. Nótese que los valores de resistencias están restringidas para proporcionar balance de polarización.

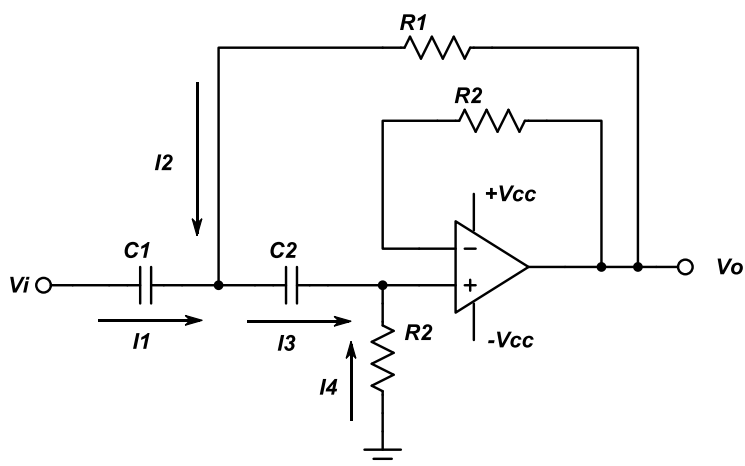


Figura 5.12. Filtro pasa altos de segundo orden.

$$V_+ = V_- = V_o$$

$$I_1 + I_2 = I_3$$

$$\frac{V_{in} - V}{\frac{1}{sC_1}} + \frac{V_o - V}{R_1} + \frac{V_+ - V}{\frac{1}{sC_2}} = 0$$

$$I_3 + I_4 = I_+$$

$$\frac{V - V_+}{\frac{1}{sC_2}} + \frac{0 - V_+}{R_2}$$

Se puede obtener la función $T(s)$ de la función de transferencia del filtro pasa bajos (1) reemplazando R_1 por $1/sC_1$, R_2 por $1/sC_2$ y viceversa.

$$T(s) = \frac{1}{1 + s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + (R_1 + R_2) C_2 s} \quad (1) \quad [5.19]$$

$$T(s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{sC_1}\right)\left(\frac{1}{sC_2}\right)\left(\frac{1}{R_1}\right)\left(\frac{1}{R_2}\right) + \left(\frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2}\right)\left(\frac{1}{R_2}\right)} \quad [5.20]$$

$$T(s) = \frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2}\right)s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$T(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_o s + \omega_o^2}$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad [5.21]$$

$$2\xi\omega_o = \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} = \frac{C_2 + C_1}{R_2 C_1 C_2}$$

$$s = \frac{-2\xi\omega_o \pm \sqrt{4\xi^2\omega_o^2 - 4\omega_o^2}}{2} = -\xi\omega_o \pm \omega_o\sqrt{\xi^2 - 1} \quad [5.22]$$

$$\xi = 0.707$$

Para el caso de que $C_1 = C_2 = C$

$$R_1 \neq R_2$$

Por lo tanto:

$$s = -\frac{\omega_o}{\sqrt{2}} \pm j\frac{\omega_o}{2} = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 + 0.5^2} = \sqrt{0.5 + 0.25} = \sqrt{0.75}$$

$$\omega_o = \frac{1}{C\sqrt{R_1 R_2}} \quad [5.23]$$

$$2\xi\omega_o = \frac{2C}{R_2 C^2} = \frac{2}{R_2 C}$$

$$\xi = \frac{2C\sqrt{R_1 R_2}}{2R_2 C} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad [5.24]$$

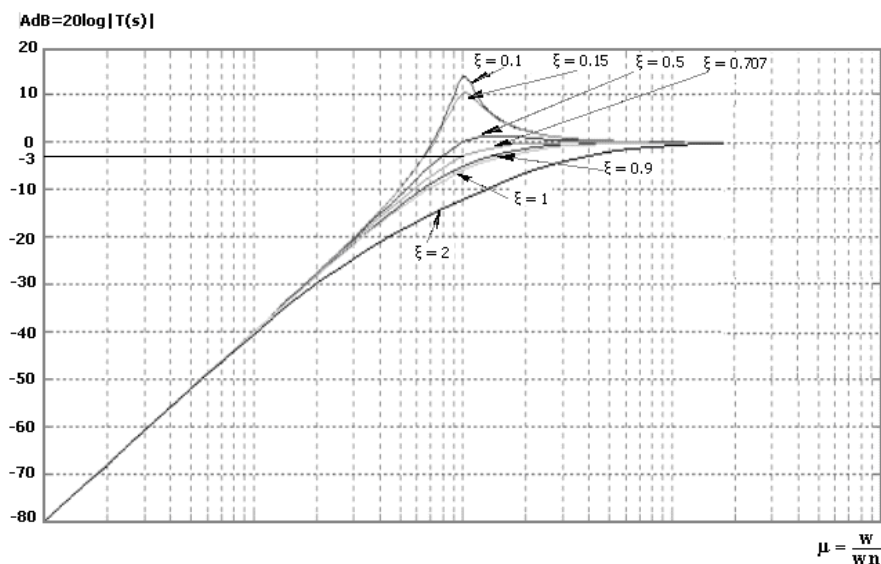


Figura 5.13. Función de transferencia del filtro pasa altos de segundo orden.

5.2.2.3 Filtro pasa banda de segundo orden

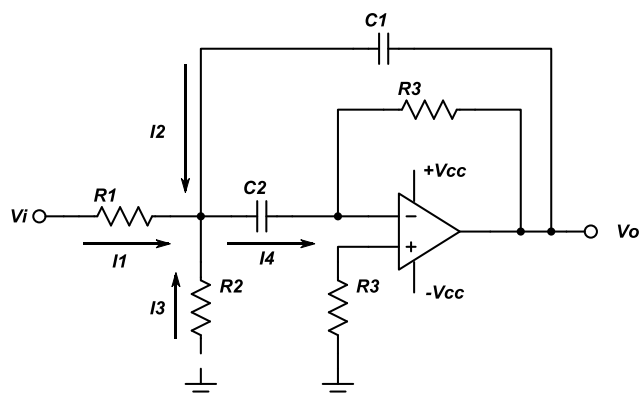


Figura 5.14. Filtro pasa banda de segundo orden.

$$V_1 = -\frac{V_o}{R_3 C_2 s} \quad [5.25]$$

Derivador:

$$V_o(s) = \frac{R_3 V_1(s)}{\frac{1}{s C_2}} \quad [5.26]$$

$$V_+ = 0 = V_-$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_4$$

$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} + \frac{0 - V_1}{R_2} + \frac{V_o - V_1}{1/s C_1} = \frac{V_1 - V_-}{1/s C_2}$$

$$V_1 \left(\frac{1}{R_1} + C_1 s + C_2 s + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{V_{in}}{R_1} + C_1 s V_o$$

$$V_1 = -V_o / R_3 C_2 s$$

$$-\frac{V_o}{R_3 s C_2} \left(\frac{1}{R_1} + C_1 s + C_2 s + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{V_{in}}{R_1} + C_1 s V_o = \frac{V_{in}}{R_1 + C_1 s V_o}$$

$$V_o [R_2 + R_1 R_2 C_1 s + R_1 R_2 C_2 s + R_1 + C_1 s (R_1 R_2 R_3 C_2 s)] = -R_1 R_2 C_2 V_{in} s$$

$$T(s) = \frac{-\left(\frac{1}{R_1 C_1}\right)s}{s^2 + \left(\frac{1}{R_3}\right)\left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}\right)s + \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}\right)\frac{1}{C_1 C_2 R_3}}$$

$$T(s) = \frac{-\frac{\omega_o}{Q} A s}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2} \quad [5.27]$$

Donde:

$$\omega_o^2 = \frac{(R_1 + R_2)}{(R_1 R_2 C_1 C_2 R_3)} \Rightarrow \omega_o = \text{Frecuencia de resonancia.} \quad [5.28]$$

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{C_1 + C_2}{R_3 C_1 C_2} \rightarrow Q = \text{factor de calidad} \quad [5.29]$$

$$\omega_o = 2\pi f_o$$

$A = \text{ganancia máxima}$

$$A_{m\acute{a}x} = 1 \quad \frac{\omega_o}{Q} A = \frac{1}{R_1 C_1} \rightarrow A = \text{constante} \quad [5.30]$$

$$f_r = \sqrt{f_L \times f_H} \quad [5.31]$$

$$f_H = f_L + B \quad [5.32]$$

Sea $B = \text{Ancho de banda.}$

$$AB = \frac{f_o}{Q} \approx \frac{1}{Q} \quad [5.33]$$

$$Q \uparrow \rightarrow B \downarrow \quad Q \downarrow \rightarrow B \uparrow$$

Banda Angosta Banda Ancha

$$Q = \frac{f_o}{AB} = \frac{\omega_o}{\Delta\omega(-3dB)} \quad [5.34]$$

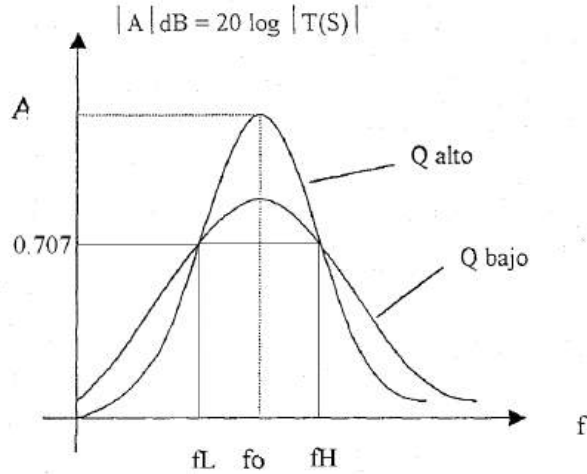


Figura 5.15. Factor de calidad.

$$R_1 = R_2 = R_3 = R \quad C_1 = C_2 = C$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{2R_1}{R_1^2 R_1 C^2}} = \sqrt{2} \frac{1}{RC} \quad [5.35]$$

$$Q = \frac{\omega_o RC^2}{2C} = \frac{\sqrt{2} RC^2}{RC_2 C} = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad [5.36]$$

$$A = \frac{1Q}{RC\omega_o} = \frac{1RC^2}{RC_2 C} = \frac{1}{2} \quad [5.37]$$

Filtros de banda ancha son aquellos cuyo $Q \leq 0.5$

Filtros de banda angosta son aquellos cuyo $Q \geq 0.5$

Ejemplo 4.3

Diseñe un filtro pasa banda de segundo orden tal que $AB = 400$ Hz con $f_o = 1.5$ kHz.

Incógnitas: R_1, R_3, R_2, C_1, C_2 .

Desarrollo:

Filtro pasa banda de segundo orden $\Rightarrow A = 1$

(1) Sea $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$

A partir de la siguiente ecuación despejamos el valor de R_1 :

$$\frac{\omega_o}{Q} A = \frac{1}{R_1 C_1}$$

$$Q = \frac{1.5K}{400} = 3.75$$

$$\frac{2\pi \times 1.5K}{3.75} = \frac{1}{R_1 \times 0.1 \times 10^{-6}}$$

$$\therefore R_1 = \left(\frac{2\pi \times 1.5K}{3.75} \right)^{-1} (0.1 \times 10^{-6})^{-1}$$

$$R_1 = 3.978 \text{ k}\Omega$$

$$\therefore R_1 = 3.9 \text{ k}\Omega$$

(2) Sea $C_1 = C_2 = 0.1 \mu\text{F}$

A partir de la siguiente ecuación despejamos el valor de R_3 :

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{C_1 + C_2}{R_3 C_1 C_2}$$

$$\frac{2\pi \times 1.5K}{3.75} = \frac{0.2 \times 10^{-6}}{R_3 \times (0.1 \times 10^{-6})^2}$$

Utilizar un potenciómetro de 10 [K Ω] ya que no es un valor cercano al estandar.

$$\therefore R_3 = 7.95 \text{ k}\Omega$$

(3) De la ecuación que se presenta a continuación despejamos el valor de R_2 :

$$\omega_0^2 = \frac{(R_1 + R_2)}{(R_1 R_2 C_1 C_2 R_3)}$$

$$R_2 = \frac{R_1}{\omega_0^2 R_1 C_1 C_2 R_3 - 1}$$

$$\therefore \omega_0^2 R_1 C_1 C_2 R_3 > 1$$

$$\therefore (2\pi \times 1.5K)^2 (3.9K)(0.1 \times 10^{-6})(7.95K) > 1$$

$$\therefore 27.5 > 1$$

$$\therefore R_2 = 147 \Omega$$

5.2.3 Filtro Butterworth pasa bajos -60dB/dc de tercer orden

El filtro de pasa bajos de -60dB/dc está constituido por dos etapas de -40 dB/dc y -20dB/dc con una ganancia unitaria, como lo muestra la figura 5.16:

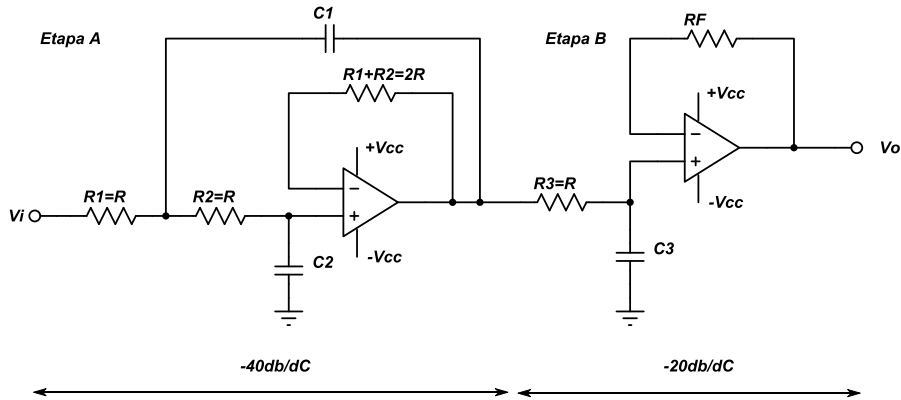


Figura 5.16. Filtros pasa bajos de tercer orden (Butterworth).

Etapa B

$$FT(s) = \frac{\frac{1}{sC_3}}{R_3 + \frac{1}{sC_3}} = \frac{\frac{1}{sC_3}}{\frac{R_3 s C_3 + 1}{sC_3}}$$

$$FT(s) = \frac{1}{1 + R_3 s C_3} \quad [5.38]$$

Se considera $R_1 = R_2 = R_3 = R$ Entonces: $W_c = \frac{1}{RC_3}$

Etapas A

$$FT(s) = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R^2}}{s^2 + \frac{2R}{C_1 R^2} s + \frac{1}{C_1 C_2 R^2}} = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R^2}}{s^2 + \frac{2}{C_1} s + \frac{1}{C_1 C_2 R^2}}$$

$$FT(s) = \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\xi\omega_o s + \omega_o^2} \quad [5.39]$$

$$\omega_{CA} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2}} \quad [5.40]$$

∴ Para que $\omega_{CA} = \omega_{CB}$ tengan la misma frecuencia.

$$C_1 C_2 = C_3^2 \quad (1)$$

De aquí obtenemos lo siguiente:

$$\omega_{CA} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{1}{2C_3 \frac{C_3}{2}}} = \frac{1}{RC_3} \quad [5.41]$$

$$\omega_{CA} = \omega_{CB} \quad [5.42]$$

$$Si \mu = \frac{\omega}{\omega_o} \Rightarrow FT = \frac{1}{(1 - \mu^2) + j2\xi\mu} \quad [5.43]$$

En $\mu = 1$ y $\xi = 0.5$ tenemos

$$|FT| = 1/1 = 1 \Rightarrow FT \text{ dB} = 0 \text{ dB}$$

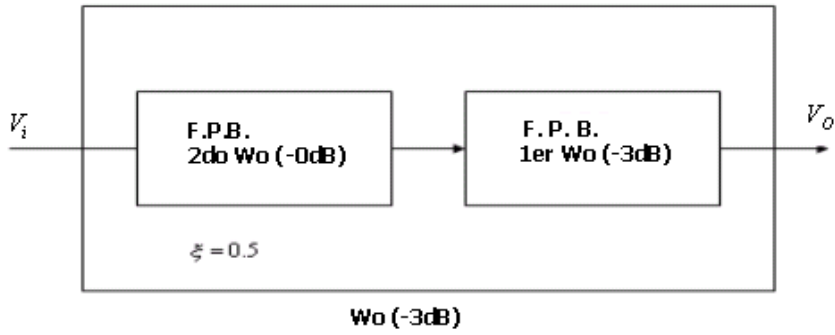


Figura 5.17. Diagrama de etapas del filtro de tercer orden.

$$\xi = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = \sqrt{\frac{C_3}{2 * 2C_3}} = \frac{1}{2} \quad [5.44]$$

$$\xi^2 = \frac{C_2}{C_1} = (0.5)^2 \quad C_2 = 0.25C_1 \quad (2)$$

De la ecuación (2) se obtiene:

$$C_2 = \frac{1}{4} C_1 \quad (3)$$

Considerando la ecuación (1) y (3)

$$C_1 C_2 = C_3^2 \quad \text{reemplazando (3) en (1)} \quad C_1 \frac{1}{4} C_1 = C_3^2$$

$$C_1 = 2C_3 \quad [5.45]$$

$$C_2 = \frac{C_3}{2} \quad [5.46]$$

Resumen:

- $R_1 = R_2 = R_3 = R$
- $\xi = 0.5$
- $C_1 = 2C_3$
- $C_2 = C_3/2$
- Asumir C_3

Ejemplo 4.4

Diseñe un filtro pasa bajos de tercer orden cuya frecuencia de corte es de 1 kHz.

Incógnitas: R, C_1, C_2, C_3 .

Desarrollo:

$$C_1 = 2C_3$$

$$2C_3C_2 = C_3^2 \quad \Rightarrow C_2 = \frac{C_3}{2}$$

$$\text{Se asume } C_3 = 0.22 \quad [\mu F]$$

$$\Rightarrow C_1 = 0.47 \quad [\mu F]$$

$$\Rightarrow C_2 = 0.1 \quad [\mu F]$$

$$\omega_o = \frac{1}{RC_3} = 2\pi(1000)$$

$$\Rightarrow R = 723.44 \quad [\Omega]$$

$$\Rightarrow R = 1.5 \quad [k\Omega]$$

R es un potenciómetro de 1.5 [kΩ] ya que no es un valor cercano a los estándar.

5.3 Ejercicios propuestos

1. Diseñe un filtro activo pasa bajos de primer orden con ganancia en DC de 12 y frecuencia de corte de 1.5 kHz.
2. Diseñe un filtro RC pasa altos con una ganancia en alta frecuencia de 20 y una frecuencia de corte de 1 kHz.
3. Diseñe un filtro pasa bajos de segundo orden tal que a la frecuencia de corte de 1.5 kHz se tenga un sobre tiro (sobre ganancia) de 10 dB.
4. Diseñe un filtro pasa banda de segundo orden tal que su ancho de banda sea de 500 Hz y su frecuencia de resonancia de 2 kHz.
5. Diseñe un filtro pasa bajos de tercer orden cuya frecuencia de corte es de 2 kHz.

5.4 Resumen

Un **filtro** elimina porciones de espectros de frecuencia no deseados. Estos filtros pueden ser pasa bajos, pasa altos, rechaza bandas y pasa bandas. A su vez, cada uno puede ser ideal, es decir, cortan en forma abrupta frecuencias fuera de sus límites.

Se denominan **filtros activos** a aquellos que utilizan elementos activos (TBJ, AO, JFET) ya que necesitan una fuente de polarización. Estos filtros presentan, entre otras, las siguientes ventajas: alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida, no necesitan bobinas y es fácil ajustar la frecuencia de corte.

Los **filtros activos de primer orden** presentan solo polinomios de primer orden. Cuentan con un solo capacitor en su configuración. La función de transferencia dirá el comportamiento del circuito tanto para filtros pasa bajos y pasa altos. La pendiente que presentan es de 20dB/dC.

Los **filtros activos de segundo orden** modelan características ideales en forma cercana a un filtro de primer orden. Su función de transferencia dirá su comportamiento. Esta función de transferencia cuenta con polinomios de segundo grado, por lo que tienen una pendiente de 40dB/dC.

Los **filtros activos de tercer orden** también presentan su propia función de transferencia. Su configuración está compuesta por tres capacitores, y presenta una pendiente de 60dB/dC.

Capítulo 6

Fuentes reguladas de voltaje

Contenido. Se analiza y determina las ecuaciones características de las fuentes reguladas de voltaje, con su clasificación y propiedades de cada tipo de fuente.

6.1 Introducción

La energía eléctrica se genera, transmite y suministra en forma de corriente alterna, pero la mayoría de dispositivos eléctricos y electrónicos funcionan con corriente directa, la misma que debe ser constante o al menos no variar de manera abrupta. Para ello se han creado las fuentes reguladas de voltaje, las cuales son dispositivos que toman la energía eléctrica de una fuente primaria y la entregan a una carga de manera estable. En este capítulo se van a analizar los reguladores de voltaje basados en transistores.

6.2 Características generales

Existen 2 tipos de reguladores de voltaje con transistor:

- Regulador en serie
- Regulador en paralelo

6.2.1 Regulador de voltaje en serie

Este tipo de reguladores incorporan un dispositivo en serie para controlar el nivel de voltaje de salida. Para el funcionamiento de este dispositivo se requiere un circuito adicional de muestreo que realimenta una señal directamente proporcional al nivel de voltaje de salida, la cual se compara con un voltaje de referencia. Esta realimentación permite que el dispositivo de control se active elevando o disminuyendo el voltaje para compensar la variación detectada. En la figura 6.1 se muestra un diagrama de bloques de este tipo de regulador [5].

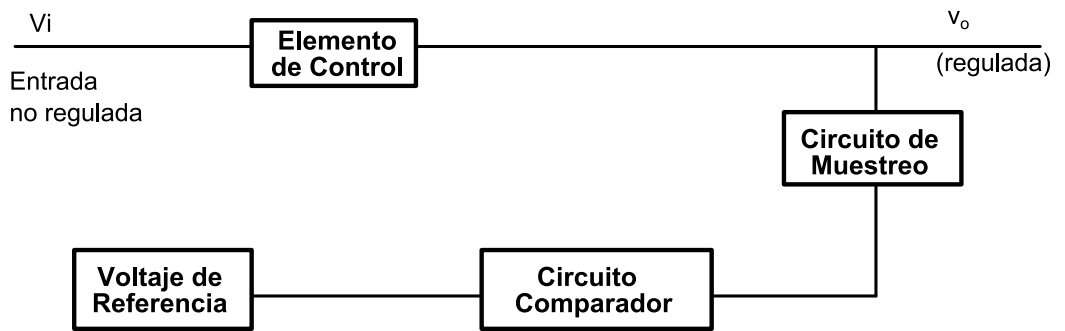


Fig. 6.1 Diagrama de bloque de un regulador de voltaje.

En la figura 6.2 se muestra un circuito regulador de voltaje, se puede observar que el transistor Q1 actúa como elemento de control que se conecta a un diodo Zener Dz encargado de entregar un voltaje referencial a ser comparado con el voltaje de salida.

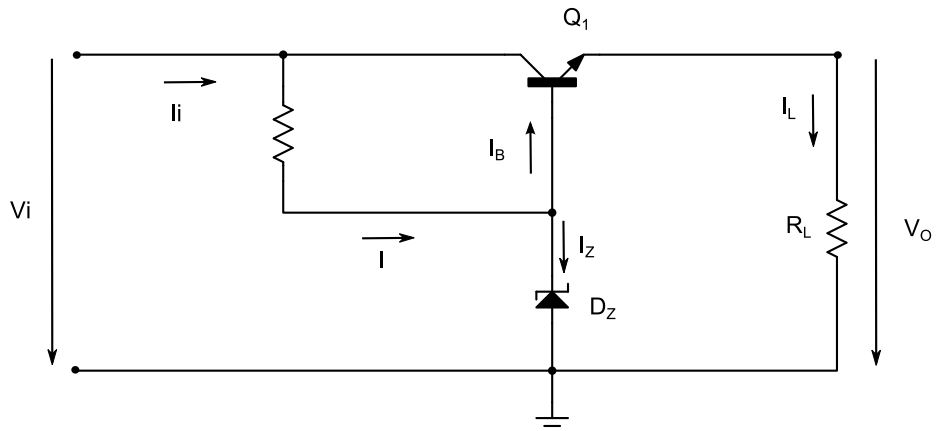


Fig. 6.2. Regulador de voltaje.

En este circuito se cumple que:

$$V_Z = V_o + V_{BE} \quad [6.1]$$

Dado que el voltaje del diodo Zener es un valor constante, el voltaje V_{BE} del transistor será inversamente proporcional al voltaje de salida. Esto implica que cuando el voltaje de salida aumenta V_{BE} disminuye y viceversa.

Si el V_{BE} aumenta, la conductividad de la juntura CE del transistor aumenta, lo que permite entregar mayor corriente a la carga dando como resultado un incremento en el voltaje de salida.

Si el V_{BE} disminuye, la conductividad de la juntura CE del transistor disminuye, dando como resultado una disminución en el voltaje de salida, puesto que la corriente entregada a la carga disminuye.

Para facilitar la comprensión del funcionamiento de este circuito se procede a redibujarlo tal como se muestra en la figura 6.3.

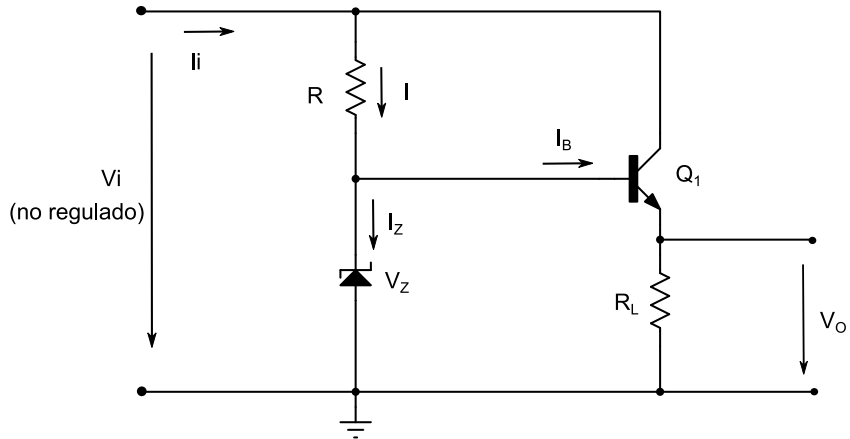


Fig. 6. 3. Regulador de voltaje.

Analizando este circuito se pueden obtener las siguientes ecuaciones:

$$V_0 = V_Z - V_{BE} \quad [6.2]$$

$$V_{CE} = V_i - V_0 \quad [6.3]$$

$$I_L = I_E = (1 + \beta)I_B \quad [6.4]$$

$$I = I_Z + I_B = \frac{V_{in} - V_Z}{R_1} \quad [6.5]$$

El valor de I_Z se establece dentro del rango de aplicación del Zener.

$$I_{Zmin} < I < I_{Zmax}$$

Cuando se reduce la carga, La corriente en la carga I_L se incrementa, la corriente en el Zener disminuye restringiéndose el intervalo de la I_L que puede ser regulado de acuerdo a los siguientes parámetros:

- Las variaciones de I_Z .
- Las corrientes máximas y mínimas del transistor
- Potencia en la juntura CE del transistor

$$P_{CEQ1} = (V_{in} - V_0)(I_C) = (V_{in} - V_0)(I_{in} - I) [W] [6.5]$$

$$si R_L \downarrow \rightarrow I_L \uparrow$$

$$I_L \uparrow = (1 - \beta)[1 - I_Z] [6.6]$$

Regulador en serie mejorado

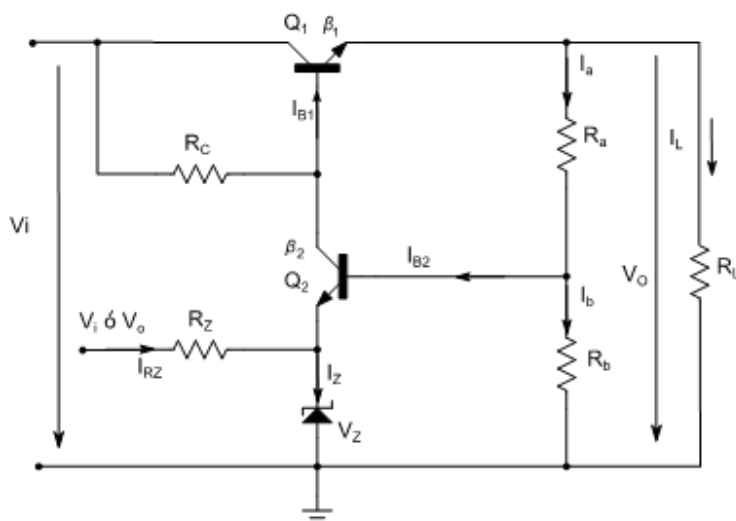


Fig. 6.4. Regulador en serie mejorado.

- El circuito tiene realimentación negativa.
- RZ aumenta la corriente de polarización del zener.
- Ra, Rb permiten mostrar el Vo.

$$\begin{aligned}
 \text{El } V_Z = cte \quad V_{BE} = cte &\rightarrow V_E = cte \quad \rightarrow V_{Rb} = cte \quad I_b = cte \\
 \text{El } Q_2 \quad I_{B2} \ll I_b \rightarrow I_a &I_b = cte \quad \rightarrow V_{Ra} = cte \quad \rightarrow V_o = cte \\
 \text{El } Q_2 \quad \text{en E.C.: si } V_o \uparrow &\rightarrow V_E \uparrow \quad \rightarrow V_{C2} = V_{E1} \downarrow \quad \rightarrow V_E \uparrow
 \end{aligned}$$

Y el sistema tiende a compensarse.

ANÁLISIS DC:

$$V_{B2} = \frac{V_o R_b}{R_a + R_b} \quad [6.7]$$

$$V_o = \frac{V_{E2}(R_a + R_b)}{R_b} \quad [6.8]$$

$$V_{E2} = V_{BE2} + V_Z [6.9]$$

$$\Rightarrow V_o = (V_{BE2} + V_Z) \frac{(R_a + R_b)}{R_b} \quad [6.10]$$

$$V_{E1} = V_o + V_{BE1} = V_{C2} \quad [6.11]$$

$$I_{E1} = \frac{I_E}{\beta_1 + 1} = \frac{I_L}{\beta_1 + 1} \quad [6.12]$$

$$I_{RC} = I_{B1} + I_{C2} \quad [6.13]$$

$$I_{RZ} = \frac{V_o - V_Z}{R_Z} \quad [6.14]$$

$$(I_L \gg I_a)$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2}$$

$$\eta = \frac{R_b}{R_a + R_b} \quad [6.15]$$

$$I_{Ra} = \frac{V_0 - \eta V_0}{R_a} = I_{E2} + I_b \quad [6.16]$$

$$I_{E1} = I_L + I_a + I_{Rz} \quad [6.17]$$

FACTOR DE REGULACIÓN: FR

$$FR \triangleq \frac{V_{in}}{V_0} \times 100\% \quad [6.18]$$

Se indica en que porcentaje se atenúa las variaciones de entrada a la salida.

$$G \triangleq \frac{V_0}{V_{in}} \quad [6.19]$$

$$G = \frac{A}{1 + AB} \quad [6.20]$$

$$\Rightarrow FR = \frac{1}{G} \quad [6.21]$$

$$G = \frac{A}{1 + AB} \text{ De un sistema realimentado como nuestro caso} \quad [6.22]$$

Si $AB \gg 1$

$$G = \frac{1}{B}$$

$$\boxed{FR = \frac{1}{B}} \quad [6.23]$$

BLOQUE A

A = ganancia de voltaje de Q1

Q1= está en la configuración seguidor emisor colector común

A = 1

BLOQUE B

$$B = \frac{V_f}{V_0}$$

$$V_b = \frac{R_b \parallel Z_{inT2}}{R_a + R_b \parallel Z_{inT2}} V_0 \quad [6.24]$$

$$V_b = V_0 \eta \quad [6.25]$$

Sea:

$$A_2 = \frac{V_f}{V_0} = \frac{R_c \parallel Z_{inT1}}{r_{e2} + r_z \parallel R_z} (E.C.) \quad [6.26]$$

$$\Rightarrow B = \frac{V_f}{V_b} = \frac{V_b V_f}{V_0 V_b} = \frac{R_c \parallel Z_{inT1}}{r_{e2} + r_z \parallel R_z} \quad [6.27]$$

$$G|_{AB \gg 1} = \frac{1}{B} \Rightarrow$$

$$\boxed{FR = B = \eta \frac{R_c \parallel Z_{inT1}}{r_{e2} + r_z \parallel R_z} = \eta A_2} \quad [6.28]$$

Donde:

$$Z_{inT1} = (\beta + 1)(r_{e1} + R_L') \quad [6.29]$$

$$Z_{inT2} = (\beta + 1)(r_{e2} + r_z) \quad [6.30]$$

$$R_L' = R_L \parallel [(R_a + R_b) \parallel Z_{inT2}] \approx R_L \quad [6.31]$$

$$\text{Si: } R_L \ll (R_a + R_b) \parallel Z_{inT2}$$

Para que: $B \gg 1$ y $\eta \leq 1 \Rightarrow A_2$ la más grande posible

$$\Rightarrow Z_{inT1 \text{ máx}} \Rightarrow \text{Aumentar } \beta \Rightarrow \text{Darlington}$$

CIRCUITO MEJORADO

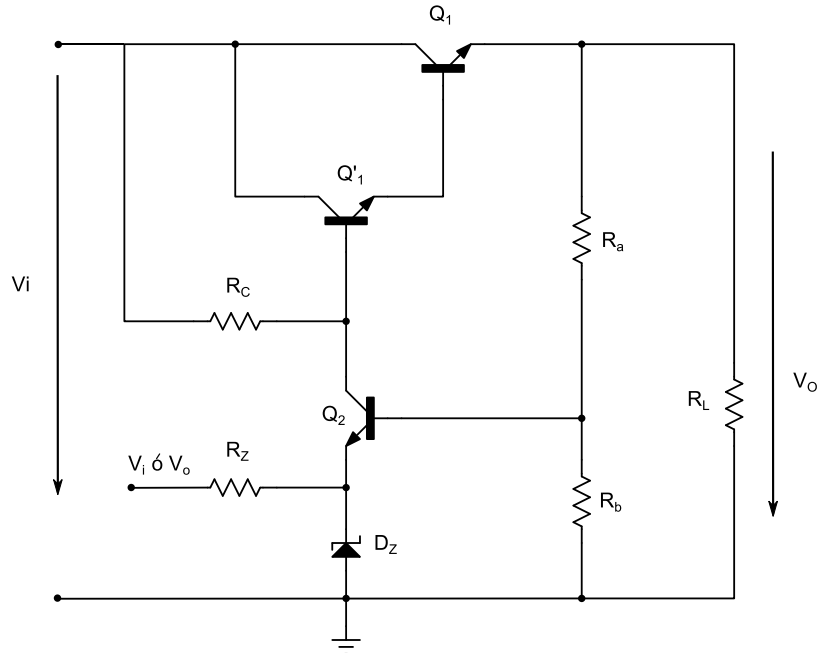


Fig. 6.5. Regulador mejorado con Darlington.

MAXIMIZAR: A_2

$$A_2 = \frac{R_c \parallel Z_{inTD}}{r_{e2} + r_z \parallel R_z}$$

$$A_2|_{\text{máx}} = \frac{R_c}{r_{e2} + r_z \parallel R_z} \approx \frac{R_c}{r_{e2} + r_z} \quad [6.32]$$

$$FR = B = \eta \frac{R_c}{r_{e2} + r_z} \text{ en la práctica} \quad [6.33]$$

Para aumentar el F. R. se debe aumentar R_c . Por consiguiente si se reemplaza a R_c por una fuente de corriente con un $R_{\text{interno}} = \text{infinito}$, se consigue maximizar el F.R.

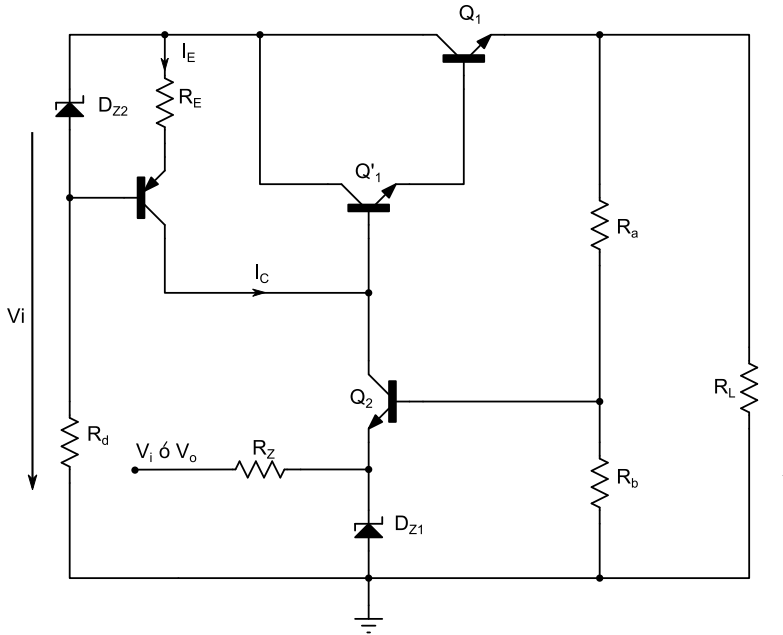


Fig. 6.6. Regulador con Darlington.

$$X_{C1} \ll Z_{inTD}$$

$$X_{C2} \ll R_b \parallel Z_{inT2}$$

Calculados a la frecuencia de oscilación.

$$\text{Para la fuente de corriente } V_{B3} = cte \rightarrow V_{BE} = cte \rightarrow V_{RE} = cte$$

→ $I_E = I_C = cte$ Fuente de corriente

$$A_2 = \frac{Z_{inTD}}{r_{e2} + r_{z1}}; Z_{inTD} = (\beta + 1)(r_{eD} + R_L)$$

Al tener esta ganancia A_2 que generalmente es muy alta el circuito generalmente oscila por lo que es necesario poner condensadores en Q_2 .

ACCIÓN DE LOS CONDENSADORES

Como la frecuencia de oscilación es alta, los condensadores deben ser de valor bajo para que sean corto circuito a la frecuencia de oscilación y enviar a tierra la oscilación.

Así:

C_1 : Envía la oscilación a tierra

$$X_{C1} \ll Z_{inTD}$$

C_2 : permite eliminar la oscilación: Si $B = 1$ $G = 1$

→ El $V_O = V_S \rightarrow V_i = V_S - V_f \rightarrow$ se elimina la oscilación de salida

$$X_{C2} \ll R_b \parallel Z_{inT3}$$

FUENTE REGULADA CON VARIACIÓN DE VOLTAJE A LA SALIDA

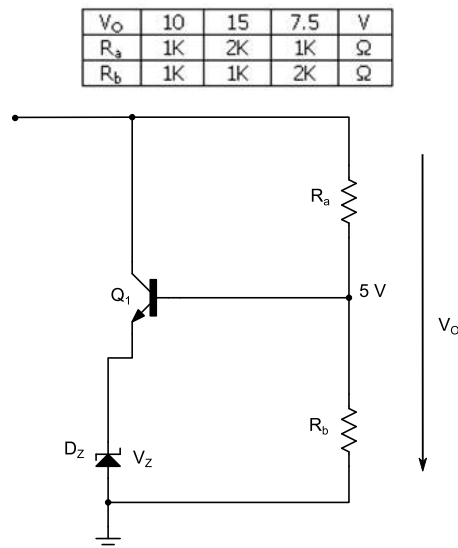


Fig. 6.7. Fuente Regulada con variación de voltaje a la salida

$$5V = V_o \frac{R_b}{R_a + R_b}$$

$$V_o = 5 \frac{R_a + R_b}{R_b}$$

$$\rightarrow \begin{cases} V_1 & V_o = 7.5V \\ V_2 & V_o = 15V \end{cases}$$

OTRA FORMA DE OBTENER LO MISMO ES (MEJOR OPCIÓN)

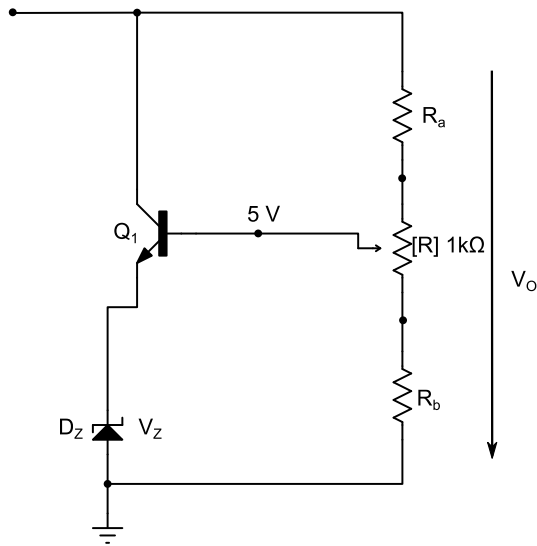


Fig.6.8. Mejor opción.

$$1) V_o = 10V$$

$$2) V_o = 15V$$

$$V_{o_{\max}} = V_b \left(\frac{R_b + R_a + P}{R_b} \right) \quad [6.34]$$

$$V_{o_{\min}} = V_b \left(\frac{R_b + R_a}{R_b} \right) \quad [6.35]$$

$$5 = \frac{V_o R_b}{R_a + R_b + P}$$

$$5 = V_o \frac{R_b}{R_a + R_b + P}$$

6.3 Análisis de un circuito regulador de voltaje [6]

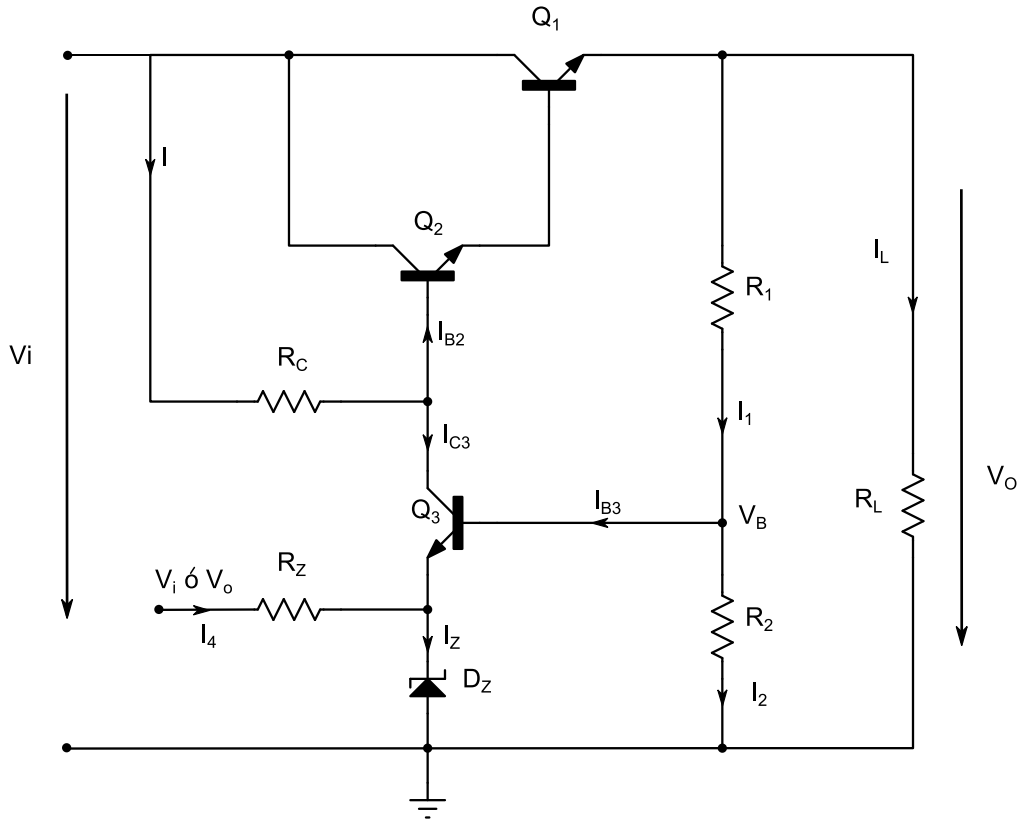


Fig.6.9. Circuito regulador de voltaje.

DATOS:

- V_o
- $I_{Lmáx}$
- $FR.$

$$I = I_{B2} = I_{C3}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{Lmáx}}{B_D} \quad [6.36]$$

$$B_D = B_1 B_2 \quad [6.37]$$

$$I_{C3} \gg I_{B2}$$

$$I_Z = I_4 I_{C3} \quad [6.38]$$

$$I_Z \gg I_{C3}$$

$$V_B = V_Z + V_{BE3} \quad [6.39]$$

$$\Rightarrow \therefore I_2 \approx I_3$$

$$I_1 \lll I_{Lmáx}$$

$$R = \frac{V_{in} - (V_O - nV_{BE})}{I} \quad n = \# \text{ de junturas.} \quad [6.40]$$

$$V_Z < V_O$$

$$V_{CE} \geq 3 \quad \text{para los transistores Darlington.}$$

$$V_{IN \min} = V_O + 2V_{BE} + V_R$$

$$V_{IN \min} = V_O + V_{CE_{Q1}} \quad [6.41]$$

6.3.1 Cálculo de la fuente de corriente.

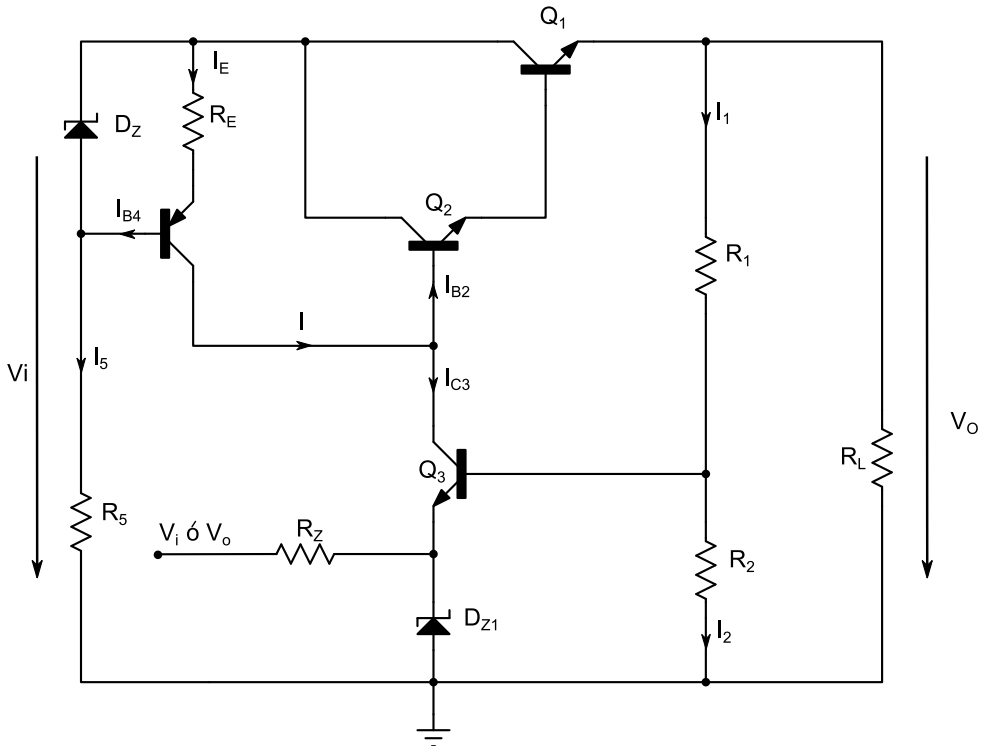


Fig.6.10. Regulador de voltaje con fuente de corriente.

$$I = I_{B2} + I_{C3} \quad [6.42]$$

$$R_E = \frac{V_{Z_2} - V_{BE}}{I} \quad [6.43]$$

$$I_5 \gg I_{B4}$$

$$I_{Z_2} \approx I_5$$

$$R_5 = \frac{I_{IN\ nominal} - V_{Z_2}}{I_5} \quad [6.44]$$

$$V_{IN\ min} = V_o + 2V_{BE} + V_{CE\ Q4} + V_{RE}$$

$$V_{CE\ Q4} = V_{Z2}$$

$$V_{IN\ min} = V_o + 2V_{BE} + V_{Z2} + V_{RE} \quad [6.45]$$

$$V_{IN\ nominal} = V_{inmin} + 0.1 V_{inmin} \quad [6.46]$$

6.4 Circuitos de protección.

El elemento a protegerse es el transistor Darlington debido a que es el más caro de los elementos que conforman el circuito.

a. PROTECCIÓN CONTRA CORTOCIRCUITO

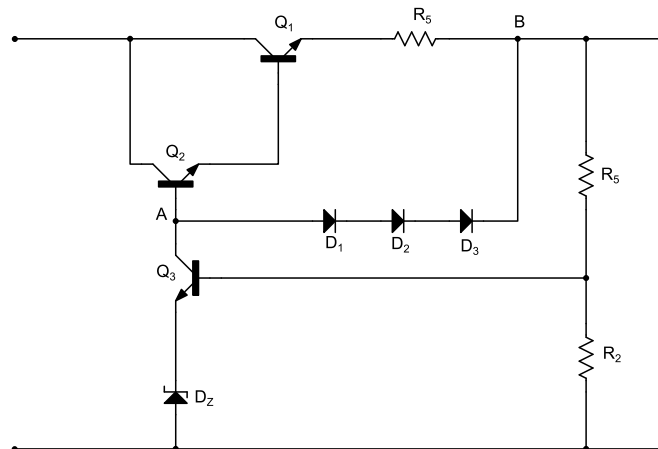


Fig.6.11. Protección contra cortocircuito con 3 diodos.

La cadena de diodos funciona cuando el $V_{AB} = (0.7)(3) = 2.1 \text{ V}$. Esto implica que mientras el $V_{RS} = 0.7$ la cadena de diodos conduce.

Cuando circule una corriente tal que por R_S tenga un voltaje para que funcione la cadena de diodos se convierte.

$$R_S = \frac{0.7}{I_{L \text{ máx}}} \quad R_S \text{ sería la resistencia de salida del regulador.} \quad [6.47]$$

La cantidad de diodos que se pone es 1 por juntura y 1 por R_S , también es posible hacer con un diodo Zener.

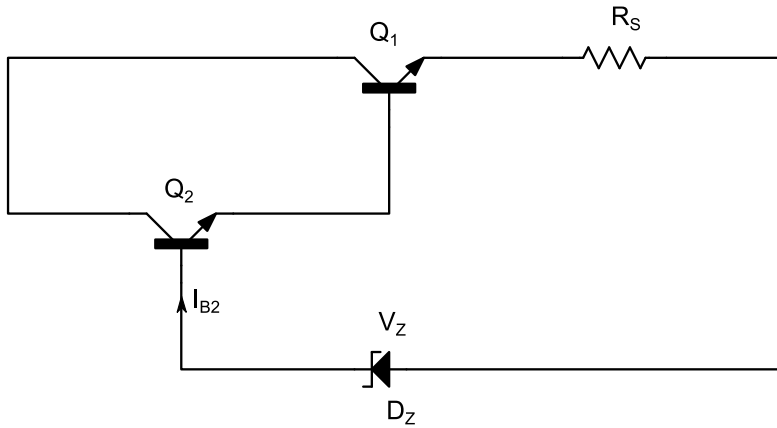


Fig. 6.12. Protección contra cortocircuito con Zener.

$$R_S = \frac{V_Z - V_1}{I_{L \text{ máx}}} = \frac{V_Z - 1.4}{I_{L \text{ máx}}} \quad [6.48]$$

- Mientras más baja es la R_S mejor es la fuente.

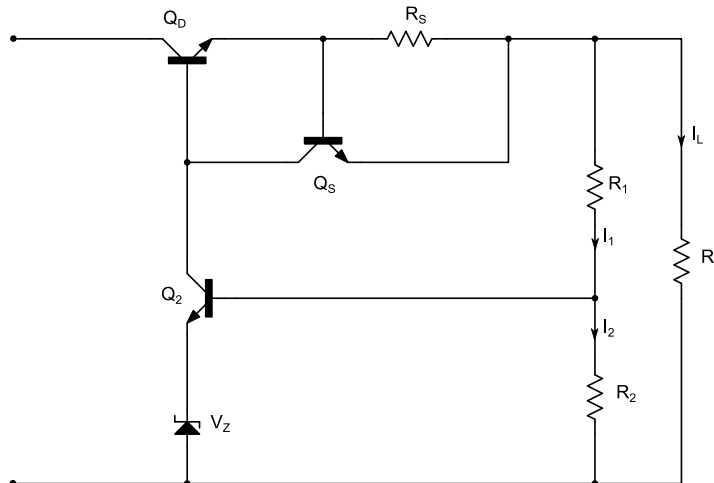


Fig. 6.13. Protección contra cortocircuito (otra alternativa).

Cuando pase $I_{L\text{máx}}$ sobre R_S caerá un voltaje tal que sature al Q_5 . Para que Q_D funcione necesita $V_{BE} = 1.2 \text{ V}$ (1.4) cuando Q_5 se satura obliga a Q_D a no conducir – protegiendo el circuito.

$$R_S = \frac{0.7 \text{ a } 0.8}{I_{L\text{máx}}} \quad [6.49]$$

6.5 Limitación de corriente en forma continua y discreta.

CONTINUA

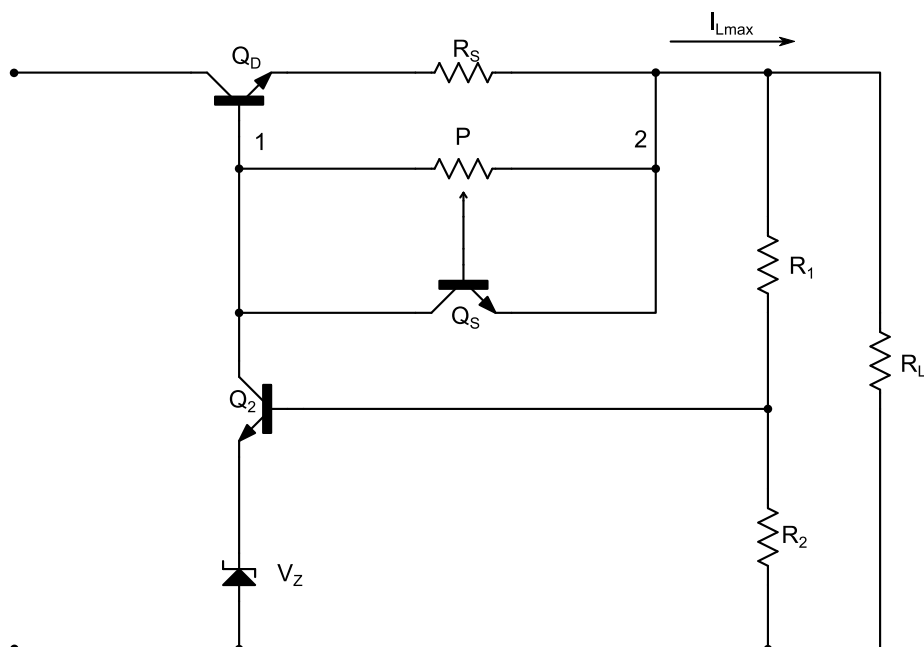


Fig. 6.14. Forma Continua

$$V_{RS} = 0.8V = I_{L1} R_S$$

$$V_{RS} = 0.8V + V_P = I_{L2} R_S \quad [6.50]$$

Despejando

$$R_S = \frac{0.8}{I_{L\text{máx}}} \quad [6.51]$$

$$I_P = \frac{I_{L\text{máx}} R_S}{P + R} \quad [6.52]$$

$$V_R = \frac{I_{L\min} R_S}{P + R} * R = 0.8V \quad [6.53]$$

$$R = \frac{I_{L\min} R_S}{I_P} \quad [6.54]$$

$$I_P \ll I_{L\min}$$

$$I_{L\max} = I_{L\min} \left(\frac{P + R}{R} \right) \quad [6.55]$$

$$P = \frac{R_S}{I_P} (I_{L\max} - I_{L\min}) \quad [6.56]$$

DISCRETA

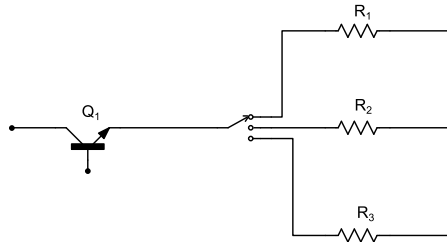


Fig. 6.15. Forma discreta

6.6 Análisis DC para un regulador de voltaje completo

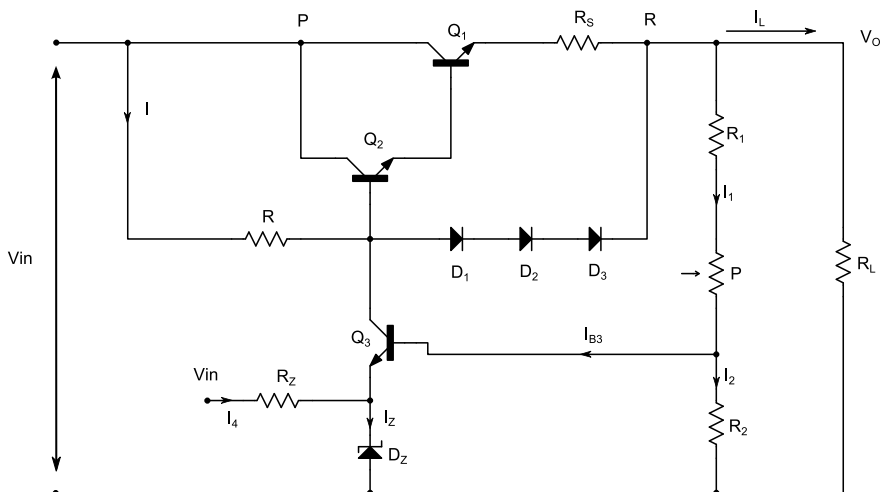


Fig. 6.16. Regulador de voltaje completo.

DATOS

- V_O
- I_{Lmax}
- FR

$$I = I_{B2} + I_{C3} \quad [6.57]$$

$$I_{B2} = \frac{I_{Cmax}}{\beta D} \quad [6.58]$$

$$I_{C3} \gg I_{B2}$$

$$I_Z \gg I_{C3}$$

$$V_{B3} = V_Z + V_{BE3} \quad [6.59]$$

$$I_2 \gg I_{B3}$$

$$I_2 \approx I_1$$

$$I_1 \ll I_{Lmax}$$

$$I_1 \approx \frac{I_{Lmax}}{100} \quad [6.60]$$

$$R = \frac{V_{in} - (V_O + nV_{BE})}{I} \quad [6.61]$$

$$n = \# \text{ junturas}$$

$$V_Z < V_O$$

$$V_{CEQD} \approx 3 \text{ o } 4V \quad [6.62]$$

$$V_{in \min} = V_O + 2V_{BE} + V_R$$

$$V_{in \min} = V_O + V_{CEQD} \quad [6.63]$$

- Para el análisis con fuente de corriente:

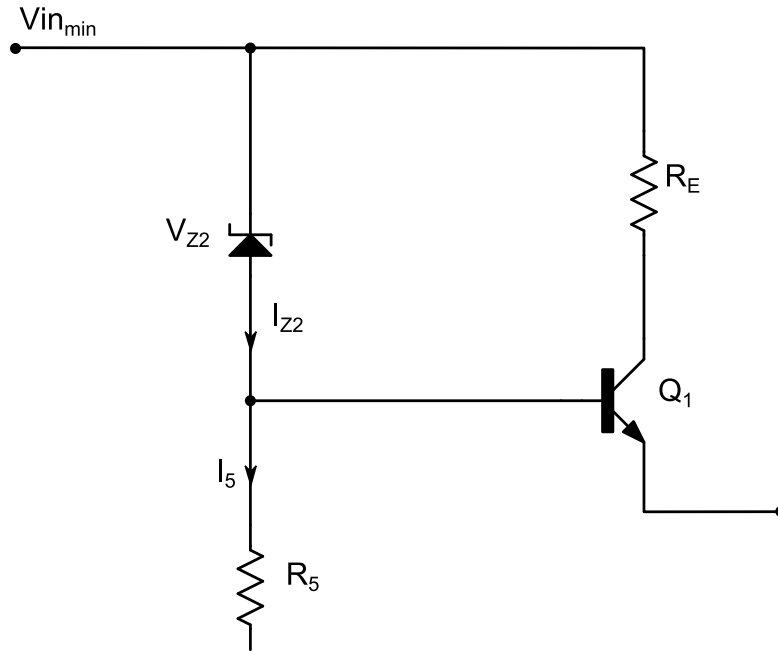


Fig. 6.17. Fuente de Corriente

$$I = I_{B2} + I_{C3} \quad [6.64]$$

$$V_{in\ min} = V_O + 2V_{BE} + V_{CE4} + V_{RE}$$

$$[6.65]$$

$$R_E = \frac{V_{Z2} - V_{BE}}{I} \quad [6.66]$$

$$I_5 \gg I_{B4}$$

$$I_5 \approx I_Z$$

$$R_5 = \frac{V_{in\ nominal} - V_{Z2}}{I_5} \quad [6.67]$$

Ejemplo 6.1

Diseñar una fuente reguladora que cumpla con los siguientes datos:

$$V_O = 5 - 10V$$

$$I_{L\ max} = 2A$$

$$FR \geq 50$$

$$R_Z = 5\Omega$$

$$I_{ZT} = 20mA$$

$$B_{pot} = 20$$

$$B_{señal} = 50$$

Primero se debe analizar para ver si es necesario una fuente de corriente a simplemente con R.

a. Para diseñar con R

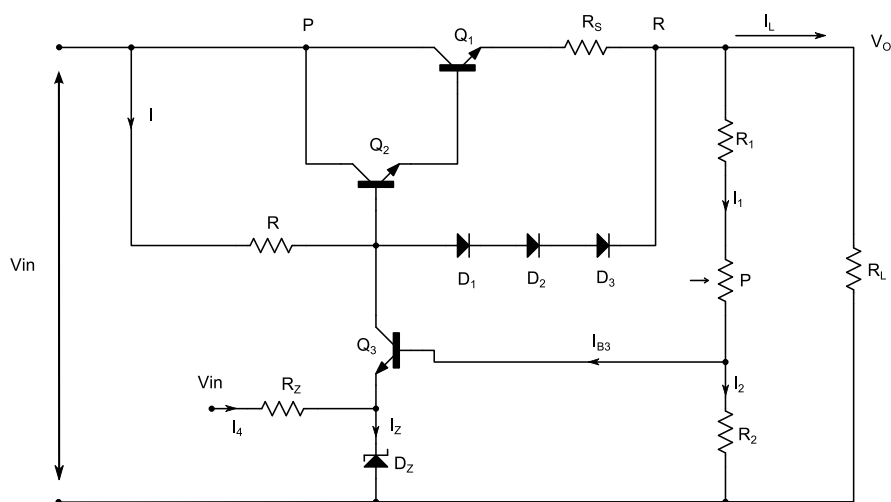


Fig.6.18. Regulador de voltaje con protección.

$$V_{in\ min} = V_{O\ max} + V_{CE_{Q1}}$$

$$V_{in\ min} = 10 + (3\ a\ 4) = 13V\ o\ 14V$$

$$B_D = 20 * 50 = 1000$$

$$V_{B2} = V_O + 2(0.6) = 11.2V$$

$$V_R = 14 - 11.2 = 2.8V \cong 3V$$

$$I_{B2} = \frac{I_{L\ max}}{B_D} = \frac{2}{1000} = 2mA$$

$$I_{C3} \gg I_{B2} = 20mA$$

$$I = 20 + 2 = 22mA$$

$$R = \frac{3V}{22mA} = 136.36\Omega$$

$$FR = n \frac{R}{R_Z + r_{e3}} = n \frac{136}{5 + 1.1} \quad SI \quad n \leq 1$$

$$\Rightarrow FR = n * 22 \geq 50 \quad \text{esto no se cumple.}$$

Por lo tanto es necesario la fuente de corriente para lo cual continuamos con el cálculo:

Si asumo que: $I_{C3} \cong 1mA$

$$I_{B2} = \frac{I_{L\max}}{B_D} = 2mA$$

$$I_Z = 20mA$$

$$I_Z = I_4 + I_{C3}$$

$$I_4 = 20 - 1 = 19mA$$

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{B} = \frac{1mA}{50} = 20\mu A$$

Por criterio : $I_Z \gg I_{B3}$

$$I_1 \lll I_{L\max}$$

$$\Rightarrow I_2 \cong I_{C3} = 1mA$$

$$V_Z < V_{O\min} = 5V$$

$$V_Z < 3.9V$$

$$V_{B3} = 3.9 + 0.7 = 4.6V$$

$$R_2 = \frac{4.6V}{1mA} = 4.6K\Omega; \text{ Las resistencias disponibles son de } 4.7K\Omega \text{ y } 3.9$$

$K\Omega$

Escojo : $R_2 = 4.7K\Omega$

$$V_B = \frac{V_O R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_B = \frac{V_O R_2}{R_1 + R_2 + P}$$

$$V_{O\min} = V_B \frac{(R_1 + R_2)}{R_2} = 5V$$

$$V_{O\max} = V_B \frac{(R_1 + R_2 + P)}{R_2} = 10V$$

$$R_1 = \frac{(5)(4.7K\Omega)}{4.6} - 4.7K\Omega \quad P = \frac{(10)(4.7K\Omega)}{4.6} - 390\Omega - 4.7K\Omega$$

$$R_1 = 408.69\Omega \quad P = 5127.39\Omega \Rightarrow 5K\Omega$$

Valores estándar de R_1 : 470Ω y 390Ω

$$P = 10217\Omega - 470\Omega - 4.7K\Omega = 5047\Omega$$

Por lo tanto:

$$P = 5K\Omega, \quad R_1 = 470\Omega, \quad R_2 = 4.7K\Omega.$$

$$R_S = \frac{0.6V}{I_{L\max}} = \frac{0.6V}{2A} = 0.3\Omega$$

$$V_{in\min} = 14V (V_{CE} = 4V)$$

$$V_{in\text{nom}} = 1.2V_{in\min} = 16.8V$$

$$V_{in\max} = V_{in\text{nom}} + 2.8V = 19.6V$$

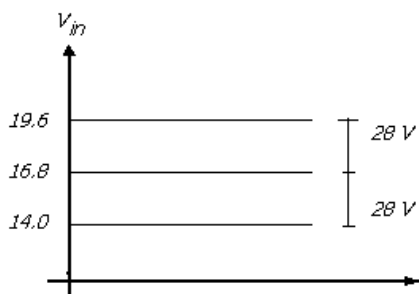


Fig. 6.19 Variación de V_{in} .

$$I = I_{B2} + I_{C3} = 2 + 1 = 3mA$$

$$R = \frac{V_{in\min} - (V_{O\max} + nV_{BE})}{I}$$

$$R = \frac{14 - (10 + (2)(0.6))}{3mA} = 933\Omega$$

Entonces $R = 910\Omega$.

CHEQUEO DE CORRIENTES POR EL ZENER

Con $V_{in\max} = 19.6V$ $V_{o\min} = 5.0V$

$$V_R = 19.6V - (5 + 2(0.6)) = 13.4V$$

$$I = \frac{13.4V}{910\Omega} = 14.7mA$$

$$I_{BD} = 2mA$$

$$I_Z = I_3 + I_4$$

$$I_{C3} = I - I_{BD} = 12.7mA$$

$$\text{Como: } \Delta V_O = 5V \quad y \quad \Delta V_i = 5.6V$$

R_4 se debe conectar a la salida que es la que tiene menor variación.

$$R_4 = \frac{V_O - V_Z}{I_4}$$

$$I_4 = I_Z - I_{C3} = 20mA - 12.7mA = 7.3mA$$

$$R_4 = \frac{(10 - 3.9)V}{7.3mA} = 835\Omega \approx 820\Omega$$

FACTOR DE REGULACIÓN

$$FR = nA_2$$

$$n = \frac{R_2 \parallel Z_{int3}}{R_1 + R_2 \parallel Z_{int3}}$$

$$Z_{int3} = (\beta + 1)(r_{e3} + r_z)$$

$$R_L = \frac{V_{Omax}}{I_{Lmax}} = \frac{10}{2} = 5\Omega$$

$$R_L' \approx R_L$$

$$V_O = 5V$$

$$A_2 = \frac{910 \parallel (1000)(2.5)}{5 + 1.4} = 104.24$$

$$A_2 = \frac{R \parallel Z_{intD}}{R_Z + r_{e3}}$$

$$Z_{intD} = (\beta D + 1)(r_{eD} + R_L')$$

$$V_{Omax} = 10V$$

$$A_2 = \frac{910 \parallel (1000)(5)}{5 + 2.07} = 108.89$$

$$I_{E3} = I_Z - I_4$$

$$I_{E3} = 20 - \frac{5 - 3.9}{820} = 18.6mA$$

$$r_{e3} = \frac{26}{18.6} = 1.4\Omega$$

$$I_{E3} = I_Z - I_4$$

$$I_{E3} = 20 - \frac{10 - 3.9}{820} = 12.56mA$$

$$r_{e3} = \frac{26}{12.56} = 2.07\Omega$$

$$n = \frac{R_2 \parallel Z_{int3}}{R_1 + R_2 \parallel Z_{int3}}$$

$$n = \frac{4.7K\Omega \parallel (51)(1.4 + 5)}{470\Omega + 4.7K\Omega \parallel 0.32K\Omega}$$

$$n = \frac{0.3K\Omega}{470\Omega + 0.3\Omega} = 0.39$$

$$n = \frac{R_2 \parallel Z_{int3}}{R_1 + P + R_2 \parallel Z_{int3}}$$

$$n = \frac{4.7K\Omega \parallel 0.32K\Omega}{470\Omega + 5K\Omega + 4.7K\Omega \parallel 0.32K\Omega}$$

$$n = \frac{0.3K\Omega}{470\Omega + 5K\Omega + 0.3K\Omega} = 0.052$$

Por lo tanto:

$$FR = 104.24 * 0.39 = 40.65$$

$$FR = 108.89 * 0.052 = 5.66$$

$\Rightarrow$ Es conveniente utilizar una fuente de corriente.

Ejemplo 7.2

Diseñar una fuente regulada de voltaje que cumpla con los siguientes datos:

$$V_O = 20V$$

$$I_{L\max} = 2A$$

$$FR \geq 50$$

$$\beta_P = 20$$

$$\beta_S = 50$$

Los parámetros de diodo Zener asumirlos de acuerdo al diseño.

$$R_L = \frac{V_O}{I_{L\max}} = \frac{20V}{2A} = 10\Omega$$

$$\beta D = 20 * 50 = 1000$$

$$Z_{in_{TD}} \approx \beta D * R_L = 1000 * 10 = 10000\Omega$$

$$P_{to.R}$$

$$V_O = 20V$$

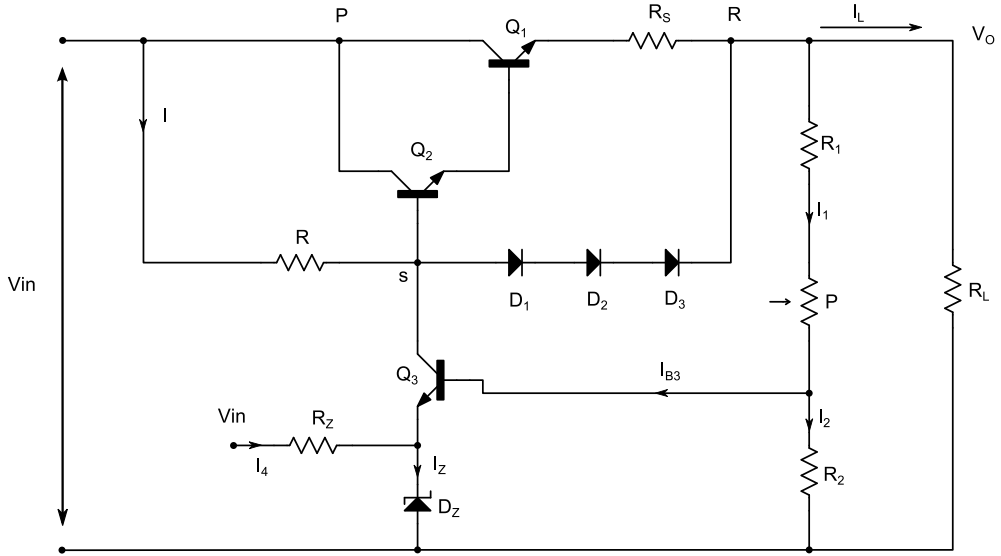


Fig. 6.20. Diseño de una fuente regulada.

Pto.S

$$V_S = V_O + 2V_{BE} = 21.4V$$

$$V_{CE_{Q1}} = 4V$$

Pto.P

$$V_P = 24V$$

$$V_{R3} = V_P - V_S = 24 - 21.4 = 2.6$$

$$I_{B_{QD\max}} = \frac{I_{L\max}}{\beta D} = \frac{2}{1000} = 2mA$$

$$I_{R3} = I_{B_{QD}} + I_{C3} = 22mA$$

$$I_{C3} \gg I_{B_{QD}}$$

$$I_{C3} \approx 20mA$$

$$R_3 = \frac{2.6V}{22mA} = 118\Omega$$

$$FR = nA_2$$

$$A_2 = \frac{R_3 \parallel Z_{inTD}}{r_{e3} + r_Z} \approx \frac{118\Omega \parallel 10K\Omega}{5} \leq 24$$

NO CUMPLE: Entonces se aplica una fuente de corriente:

$$I_{C3} = 20mA = I_{E3}$$

Si la corriente es suficiente para polarizar el zener la R_Z se desprecia, por lo que entonces se asume una corriente de zener igual a I_{E3} .

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta_3} = \frac{20mA}{50} = 0.4mA$$

$$I_2 \gg I_{B3}$$

$$I_2 \approx 10 I_{B3} = 4mA$$

$$I_1 = I_{B3} + I_2 = 4.4mA$$

$$I_1 \ll I_{L\max}$$

$$I_1 \approx \frac{I_L}{100} = \frac{2}{100} = 20mA$$

$$4.4mA < I_1 < 20mA$$

Se escoge

$$I_1 = 10mA \text{ (estabilizada)}$$

$$I_2 = I_1 - I_{B3}$$

$$I_2 = 10mA - 0.4mA = 9.6mA$$

$$n = \frac{R_2 \parallel Z_{inT3}}{R_1 + R_2 \parallel Z_{inT3}} \rightarrow 1$$

Si R_1 despreciable e $I_1 = 10mA$ esto implica que V_{R1} tiende a ser pequeño.

$$V_R = V_O + V_{RS} = 20 + 0.7 = 20.7V$$

$$V_S = 20V + V_{junturas} = 21.4V$$

Escojo un zener semejante a V_O pero siempre menor ya que $V_Z < V_O$ (teoría)

$$V_Z = 15V$$

$$V_{CEQ3}$$

$$V_{B3} = V_Z + V_{B3} = 15.7V$$

$$R_2 = \frac{V_{B3}}{I_2} = \frac{15.7V}{9.6mA} = 1.6K\Omega$$

$$R_1 = \frac{20 - 15.7}{10mA} = 430\Omega$$

Determinación del $V_{in\min}$.

Sea W el punto entre la resistencia R_E y el transistor Q_4 (en la fuente de corriente).

$$V_W = V_S + V_{CE4} = 3V + 21.4V = 24.4V$$

$$V_{in\min} = V_W + V_{RE}$$

$$V_{RE} = V_{Z2} - V_{BE4} = 3 - 0.7 = 2.3V$$

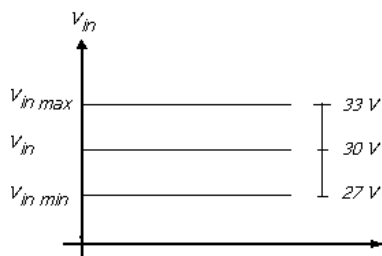


Fig. 6.21. Niveles de voltaje.

$$I_{C4} = I_{BD} + I_{C3}$$

$$I_{C4} = 22mA$$

$$R_E = \frac{2.3V}{22mA} = 104.5\Omega$$

$$R_E = 100\Omega \quad (Estandarizado)$$

$$R_5 = \frac{V_{in}(N) - V_Z}{I_Z + I_{B4}}; V_{in}(N) = V_{nominal}$$

$$R_5 = 2.59K\Omega$$

$$R_S = \frac{0.7V}{2A} = 0.35\Omega$$

$$n = 0.38$$

$$Z_{inT_{Q3}} = (\beta + 1) \left(\frac{26mV}{20mA} + R_Z \right)$$

$$Z_{inT_{Q3}} = 51 * 6.3 = 321.3$$

$$A_2 = \frac{Z_{inTD} \parallel R_3}{r_z + r_{e3}}; (R_3 \rightarrow \infty)$$

$$A_2 = \frac{10K\Omega}{5 + 1.3} = 1.58K\Omega$$

$$FR = nA_2 = 0.38 * 1.58K\Omega = 603.17$$

SÍ CUMPLE.

NOTA: El análisis por fuente de corriente tan bien requiere de capacitores de paso.

$$X_{C1} \ll Z_{inTD}$$

$$X_{C1} \ll (R_E + R_z)$$

$$X_{C1} \ll R_{BEQ}$$

$$R_{BEQ} = R_2 \parallel Z_{inT3}$$

6.7 Ejercicios propuestos

Ejercicio 7.1

Diseñe una fuente regulada para los valores indicados.

Datos:

- $V_O = 10 \text{ V}$
- $I_{Lmax} = 0.5 - 2 \text{ A}$
- $FR \geq 50$

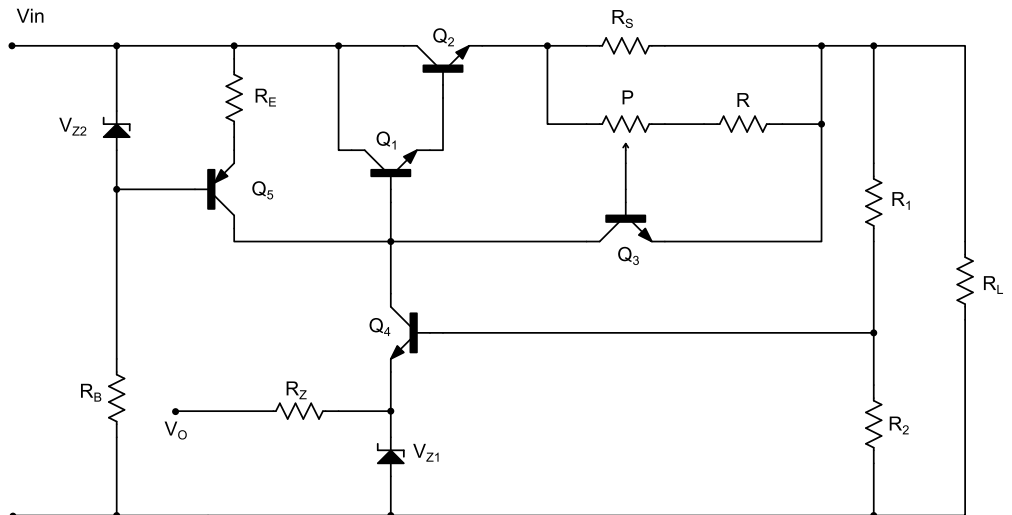


Fig.6.22. Fuente regulada a diseñar.

Ejemplo 7.2

Diseñe la fuente de corriente que cumpla con los siguientes valores.

Para el diseño de la fuente de corriente.

- $V_O = 5-10 \text{ V}$
- $I_{L\max} = 2 \text{ A}$
- $FR > 50$
- $R_Z = 5$
- $B_P = 20$
- $B_T = 50$

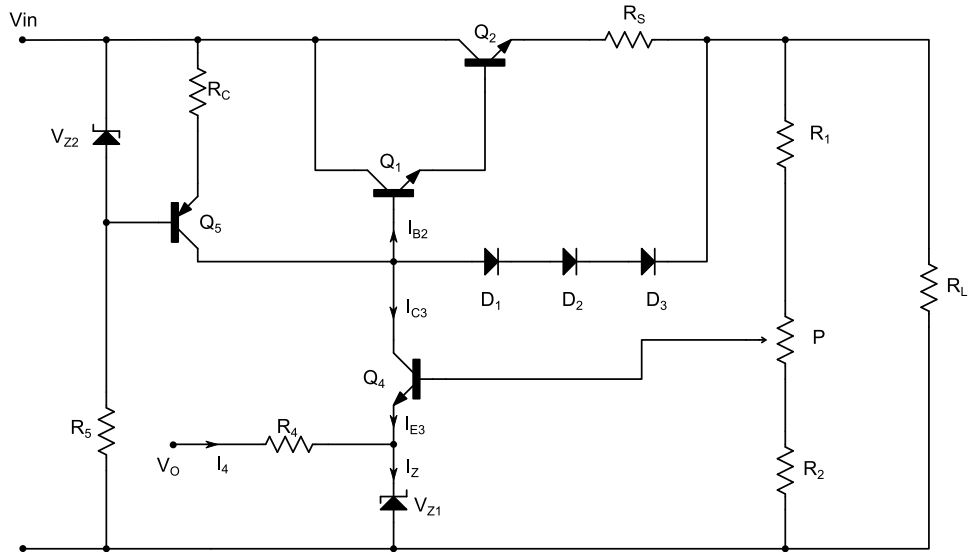


Fig.6.23. Regulador de voltaje.

6.8 Resumen

Las fuentes reguladas de voltaje permiten controlar el voltaje de salida, desde una fuente primaria no regulada. Existen 2 tipos de reguladores de voltaje con transistores: en serie o en paralelo, esto depende si el elemento de potencia esta en serie o en paralelo con la carga, las fuentes más eficientes son en serie.

El transistor es el elemento de control y el diodo zener suministra el voltaje de referencia.

Si se disminuye el voltaje de salida, el voltaje de base emisor decrece ocasionando mayor conducción de corriente, elevando por consiguiente el voltaje de salida y manteniéndolo constante.

Si se aumenta el voltaje de salida, el voltaje Base emisor decrece y provoca que el transistor conduzca menos corriente reduciendo por lo tanto el voltaje de salida y manteniendo la salida constante.

La corriente del diodo zener siempre tiene que establecerse dentro de un rango de aplicación mínimo y máximo, la corriente de la carga dependerá de la corriente en el zener.

Capítulo 7

Amplificadores de potencia de baja frecuencia

Contenido. Se definen los tipos de amplificadores de potencia de baja frecuencia, con sus gráficas y ecuaciones características, para realizar el diseño según parámetros

7.1 Introducción [3]

Los amplificadores de potencia están diseñados para alimentar una carga de baja resistencia lo cual obliga a suministrar un nivel elevado de corriente, por ejemplo a un parlante de 4 $[\Omega]$; normalmente estos amplificadores son parte de un sistema múltiple con etapas previas de preamplificadores que le entregan un nivel de voltaje suficiente para el funcionamiento del amplificador de potencia.

7.2 Tipos o clases de amplificadores de potencia [5]

Los amplificadores de potencia se clasifican de acuerdo al porcentaje de tiempo que se tiene señal en el colector con respecto a un periodo completo de la señal de entrada.

CLASE A: Este tipo de operación se caracteriza porque la señal de salida está presente en todo el periodo de la señal de entrada, se ubica el punto de polarización Q de manera que la señal de salida no se recorta.

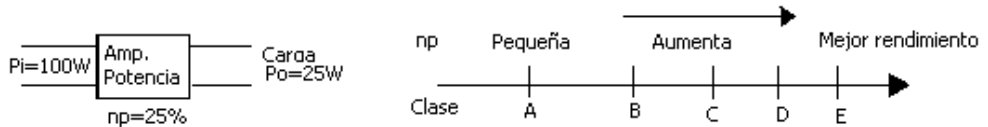
CLASE B: En este tipo de amplificador la señal de salida se encuentra presente solamente en la mitad del periodo de la señal de entrada, el punto de polarización Q se ubica de tal forma que la mitad del periodo de la señal se corta y la otra mitad se refleja en la salida sin llegar a la región de saturación. .

CLASE AB: El amplificador que opera en clase AB aprovecha las propiedades del clase A con poca distorsión y el clase B que tienen mayor eficiencia, el punto Q se mueve ligeramente sobre el valor de corte, es por esto que la corriente de colector está presente un poco más de la mitad del periodo de la señal de entrada.

CLASE C: En esta clase se polariza negativamente la juntura BE, con esto se logra que el transistor conduzca solamente cuando la señal de entrada es superior a un cierto nivel de voltaje, como resultado la corriente en colector está presente menos de la mitad del periodo de la señal de entrada.

CLASE D: Es un amplificador utilizado como interruptor. Conduce cuando existen pulsos de señal que polarizan la base, puede ser útil para modulación digital.

EFICIENCIA DEL AMPLIFICADOR:



$$\eta_p = \frac{Po(ca)}{Pu(dc)} * 100$$

CLASE A:

$\eta_{P_{m\acute{a}x}} = 25\%$ Con Conexión Carga Directa

$\eta_{P_{m\acute{a}x}} = 50\%$ Con Conexión Transformador a la Carga

CLASE B:

$\eta_{P_{m\acute{a}x}} = 78.5\%$ Sin Señal de Entrada

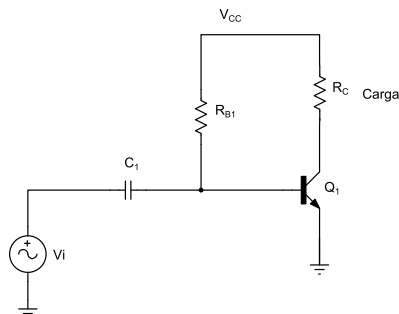
CLASE AB:

$25\% \leq \eta_P \leq 78.5\%$

CLASE C: No se utiliza para proporcionar grandes cantidades de potencia.

7.2.1 Amplificador de potencia clase a:

a) Con carga resistiva: E-C, C-C, B-C.



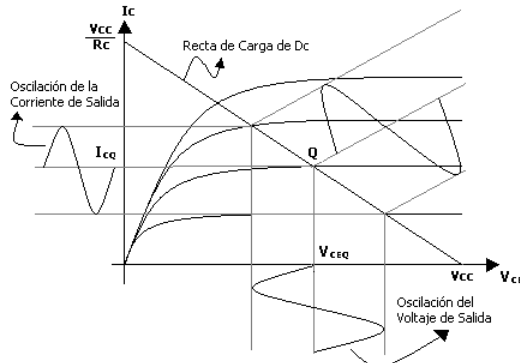


Figura 7.1. Amplificador de Potencia Clase A.

$$\text{Recta de carga: } V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} \quad [7.1]$$

Potencia de entrada del amplificador:

La potencia en un amplificador es suministrada por medio de la fuente V_{CC} , siendo:

$$P_i(dc) = V_{CC} I_{CQ} \quad [7.2]$$

Potencia de salida:

La potencia de ca entregada a la R_C se puede expresar de la siguiente forma:

RMS

$$P_o(ca) = V_{ce}(rms) I_c(rms) \quad [7.3]$$

$$P_o(ca) = I_c^2(rms) R_C \quad [7.4]$$

$$P_o(ca) = \frac{V_{ce}^2(rms)}{R_C} \quad [7.5]$$

Valores Pico

$$P_o(ca) = \frac{V_{ce_p} * I_{c_p}}{2} \quad [7.6]$$

$$P_o(ca) = \frac{I_{c_p}^2}{2} R_C \quad [7.7]$$

$$P_o(ca) = \frac{V_{ce_p}^2}{2} \frac{1}{R_C} \quad [7.8]$$

Valores Pico-Pico:

$$P_o(ac) = \frac{V_{ce_{p-p}} * I_{c_{p-p}}}{8} = \frac{I_{c_{p-p}}^2}{8} * R_C = \frac{V_{ce_{p-p}}^2}{8} \frac{1}{R_C} \quad [7.9]$$

Máxima Eficiencia:

$$\eta\% = \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} * 100 \quad [7.10]$$

Condiciones Máximas:

$$V_{ce_P}|_{MAX} = \frac{V_{CC}}{2} \quad [7.11]$$

$$I_{c_P}|_{MAX} = \frac{V_{CC}}{2R_C} \quad [7.12]$$

$$Po(ca)|_{MAX} = \frac{V_{ce_P} * I_{c_P}}{2} = \left(\frac{V_{CC}}{2} * \frac{V_{CC}}{2R_C} \right) \frac{1}{2} = \frac{V_{CC}^2}{8R_C} \quad [7.13]$$

$$Po(dc) = V_{CC}I_{CQ} = \frac{V_{CC} * V_{CC}}{2R_C} = \frac{V_{CC}^2}{2R_C}$$

$$\rightarrow \eta\% = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_C}}{\frac{V_{CC}^2}{2R_C}} * 100 = \frac{1}{4} * 100 = 25\% \text{ (Ideal)} \quad [7.14]$$

$$\eta\% = \frac{\frac{(I_{CQ} - I_{C_{MIN}})}{\left(\frac{V_{CC}}{2} - V_{C_{MIN}} \right)}}{2V_{CC}I_{CQ}} * 100 < 25\% \text{ (Real)}$$

b) Con carga Inductiva (Acoplamiento Por Transformador)

$$n = \frac{V_P}{V_S} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_1}{I_2}$$

$$R_L' = n^2 R_L$$

Carga DC: $R_C \cong 0\Omega$

Carga AC: $R_L' \cong n^2 R_L$

[7.15]

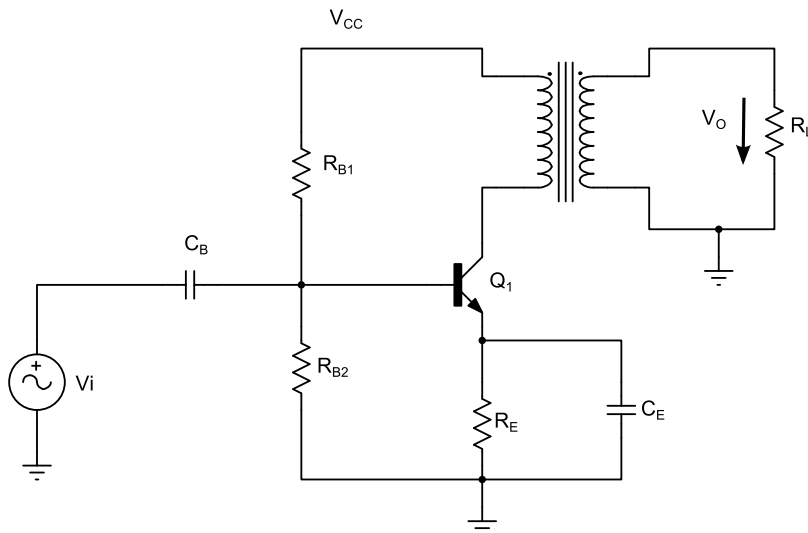


Figura 7.2. Amplificador de potencia clase A acoplado por transformador.

$$P_i(dc) = V_{CC} I_{CQ}$$

Además:

$$P_i(dc) = P_o(ca) + P_{DISIPADA-TRANSISTOR}$$

$$P_{DTBJ} = P_i(dc) - P_o(ca)$$

Potencia de salida:

[7.16]

$$P_o(ca) = \frac{V_{ce_p} * I_{c_p}}{2}$$

[7.17]

Máxima eficiencia:

$$P_o(ca)|_{MAX} = \frac{V_{CC} * I_{CQ}}{2}$$

$$I_{c_p}|_{MAX} = I_{CQ}$$

$$V_{c_p}|_{MAX} = V_{CC}$$

$$\eta\%|_{MAX} = \frac{V_{CC} I_{CQ}}{2 V_{CC} I_{CQ}} * 100 = \frac{1}{2} * 100 = 50\%$$

Ejemplo 7.1

Diseñar un amplificador de clase A con carga inductiva que entregue 1W sobre un parlante cuyo $R=8\Omega$. Considere que se dispone de una fuente $V_{CC}=20V$ un TBJ $V_{CEsat}=0.8V$ y el rendimiento del transformador es 90%. Encontrar todos los elementos del circuito y la relación óptima de transformación.Cuál es la mínima potencia que disipa el TBJ.

$$\beta = 60$$

$$V_{BE} = 0.7V$$

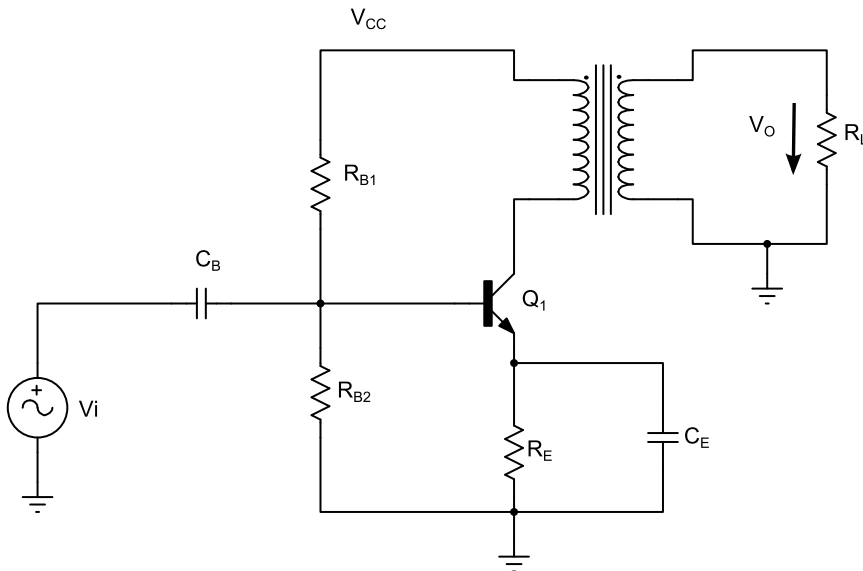


Figura7.3. Amplificador clase A con carga inductiva.

$$Po(ca) = \frac{Vop^2}{2R_L} ; Vop = \sqrt{1 * 2 * 8} = 4V$$

$$Poej = \frac{Po(ca)}{\eta_T} = \frac{1W}{0.9} = 1.1W$$

$$V_{CC} \geq V_E + V_{CEsat} + Vop$$

$$Vop \leq V_{CC} - (V_E + V_{CEsat})$$

$$1 < V_E < 1.2V \rightarrow \text{Mínimo para no disipar la potencia en vano.}$$

$$\text{Asumo: } V_E = 2V$$

$$Vop \leq 20V - (2V + 0.8V) = 18.2V$$

$$Poe_f = \frac{V_{C_P} * I_{C_P}}{2} = 1.1mW \Rightarrow I_{C_P} = \frac{1.1mW * 2}{V_{C_P}} = \frac{1.1mW * 2}{18} = 123mA$$

$$\Rightarrow I_{CQ} = 125mA \Rightarrow I_{C_{MIN}} = I_{CQ} - I_{C_P} = 2mA$$

$$\Rightarrow R_L' = \frac{Vop}{I_{C_P}} = \frac{18V}{123mA} = 146.34\Omega$$

$$R_L' = n^2 * R_L \Rightarrow n = \sqrt{\frac{R_L'}{R_L}} = \sqrt{\frac{146.34\Omega}{8\Omega}} = 4.27$$

$$I_E = \frac{(\beta + 1)}{\beta} I_{CQ} = 127mA \rightarrow V_E = 1.2V$$

$$R_E = \frac{1.2V}{127mA} = 9.4\Omega \rightarrow R_E = 10\Omega$$

$$V_B = 0.7V + 1.2V = 1.9V$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{125mA}{60} = 2.08mA$$

$$R_{B2} = \frac{V_B}{10I_{BQ}} = \frac{1.9V}{10 * 2.08mA} = 91.34\Omega \quad R_{B2} = 91\Omega$$

$$R_{B2} = \frac{V_{CC} - V_B}{11I_{BQ}} = \frac{20V - 1.9V}{11 * 2.08mA} = 791\Omega \quad R_{B2} = 820\Omega$$

7.2.2 Amplificador en cotrafase (push-pull) clase B:

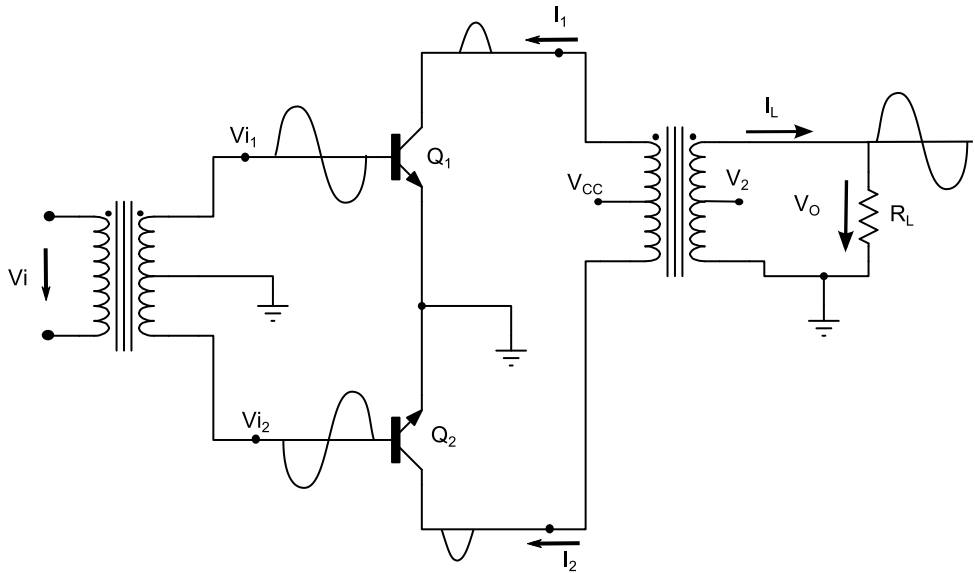


Figura 7.4. Amplificador en Contrafase (push – pull) de Clase B.

1. **Sec. (+) Vi**

Vi1 sec (+)

Vi2 sec (-)

Q1 Región lineal

Q2 Región de corte

2. **Sec. (-) Vi**

Vi1 sec (-)

Vi2 sec (+)

Q1 Región de corte

Q2 Región lineal

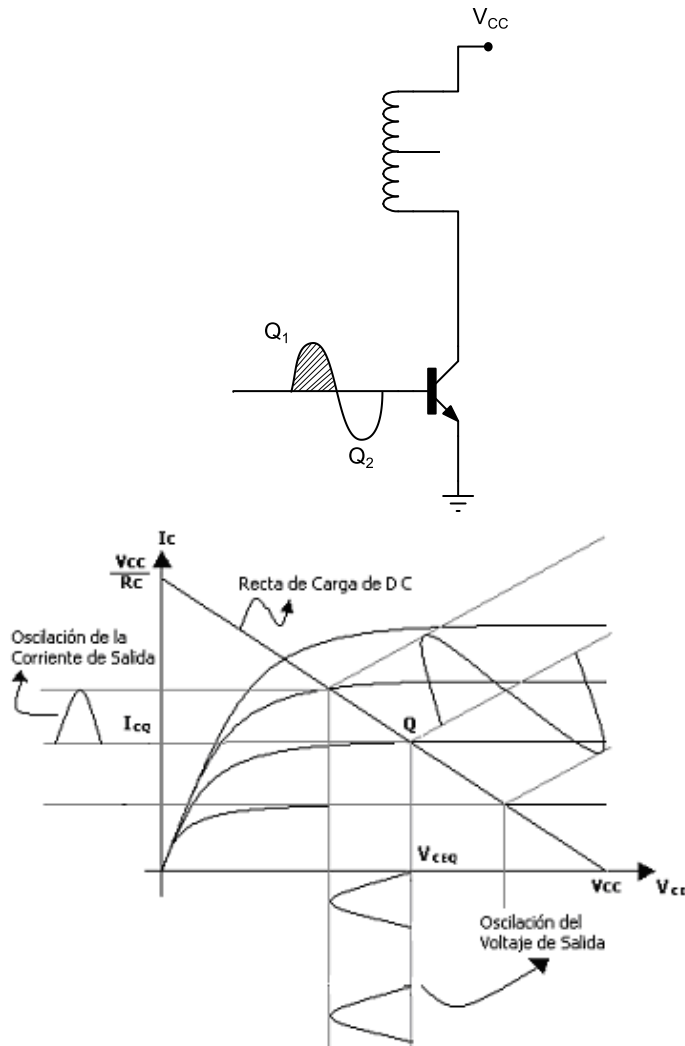


Figura 7.5. Análisis del Amplificador en Contrafase (Push-pull) clase B.

Relación de Potencia:

$$P_O = \frac{V_{C_P} * I_{C_P}}{2} = \frac{V_{C_P} \frac{V_{C_P}}{R_L}}{2} = \frac{1}{2} \frac{V_{C_P}^2}{R_L'} \quad [7.18]$$

Corriente DC Promedio a Través de Cada TBJ

$$I_{CQ2} = I_{CQ1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{C_P} \sin(\omega t) d\omega t = \frac{I_{C_P}}{\pi} \quad [7.19]$$

Potencia DC Drenada Durante un Ciclo por los 2 TBJ

$$P(dc) = \frac{2I_{C_P}}{\pi} * V_{CC} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{C_P}}{R_L'} * V_{CC} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L'} \quad [7.20]$$

Condición Ideal: $V_{C_P} = V_{CC}$



Eficiencia:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}}$$

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} \frac{V_{C_P}}{R_L'}}{\frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L'}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{C_P}^2}{V_{CC}^2} \bigg|_{IDEAL} = \frac{\pi}{4} = 0.785_{ideal} = 78.5\%$$

Caso Real:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \left(\frac{V_{CC} - V_{C_{MIN}}}{V_{CC}} \right)^2 < 0.785$$

Pd (Potencia disipada por cada TBJ)

$$P_d = \frac{1}{2} P_{DC} - \frac{1}{2} P_o = \frac{I_{C_P} V_{CC}}{\pi} - \frac{1}{4} I_{C_P} V_{C_P}$$

$$V_{C_P} = I_{C_P} R_L'$$

$$\boxed{\eta = 78.5\%}$$

Cuando $I_{C_P} = 0$ (Cuando no existe señal de entrada) $\rightarrow P_d = 0$.

Para que la P_d sea máxima con respecto a la I_{C_P} .

$$\frac{\partial P_d}{\partial I_{C_P}} = \frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{I_{C_P} R_L'}{2} = 0$$

$$I_{C_P} = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L'} (P_{d_{MAX}})$$

$$P_{d_{MAX}} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L'} - \frac{4V_{CC}^2 R_L'}{\pi^2 4(R_L')^2} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L'} = \frac{2P_o}{\pi^2} \approx 0.2 P_{o_{MAX}}$$

$$P_{o_{MAX}} \cong 5P_{d_{MAX}} \quad [7.21]$$

$$R_L' \geq \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 P_{d_{MAX}}} \quad [7.22]$$

Para diseño

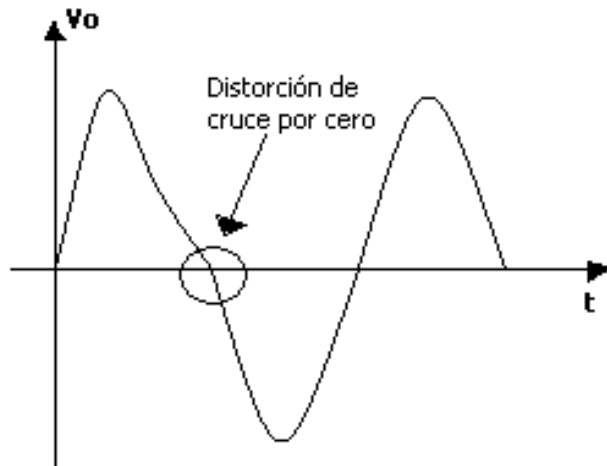


Figura 7.6. Distorsión de cruce por cero.

Para evitar la distorsión de cruce hay que polarizar en juntura BE.

Si se hace esta ganancia no estamos en clase B si no en clase AB y hacemos la eficiencia del amplificador.

El circuito que permite polarizar las junturas de los TBJ es:

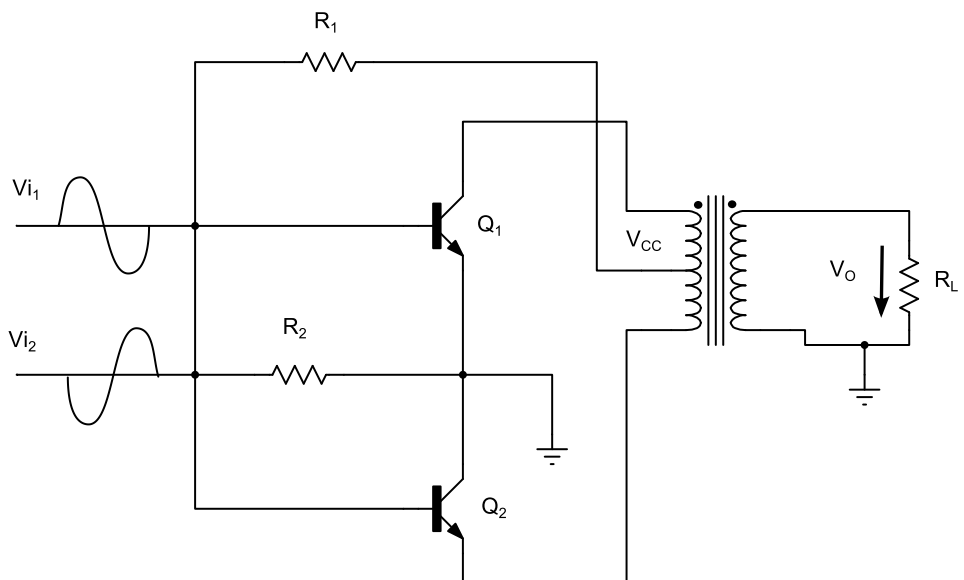


Figura 7.7. Polarización de las Junturas de los TBJ.

- Sobre R2 está el voltaje de polarización de las junturas.
- Para asegurar que sobre R2 caiga 0.7V en lugar de R2 se coloca un diodo

Para evitar el uso de transformadores y evitar el que DC llegue al parlante carga RL el circuito se modifica.

Si Vo está en los emisores la ganancia se aumenta si Vo cambia de lugar puesto que está en E-C.

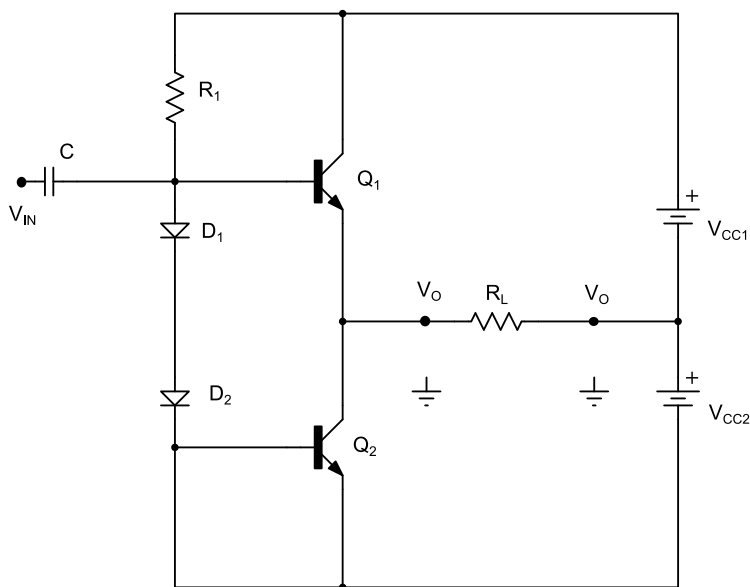


Figura 7.8. Circuito Amplificador Push Pull Clase B sin Transformadores.

Generalmente se desea obtener una mejor ganancia de potencia por lo que se utiliza un preamplificador de voltaje a la entrada.

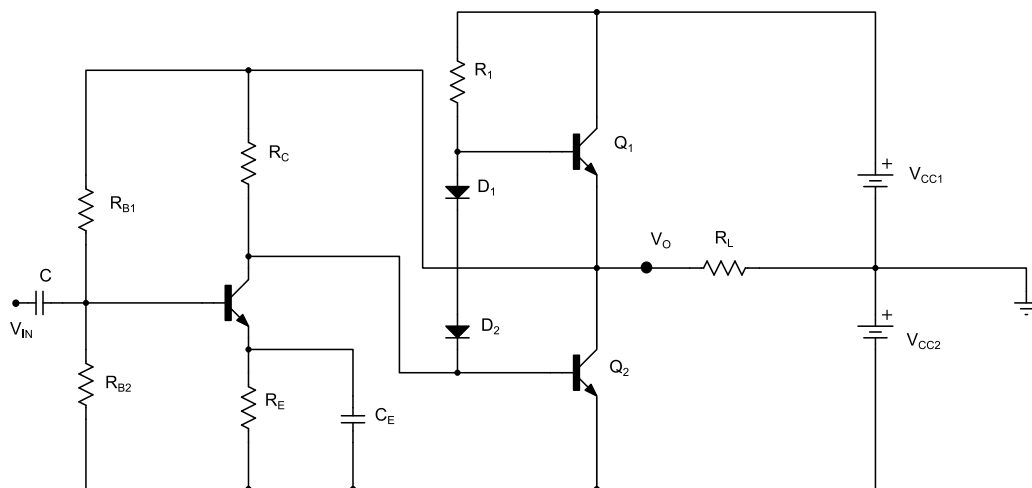


Figura 7.9. Circuito amplificador con preamplificador de voltaje a la entrada.

- Finalmente si se desea ganancia de corriente se coloca un Darlington:

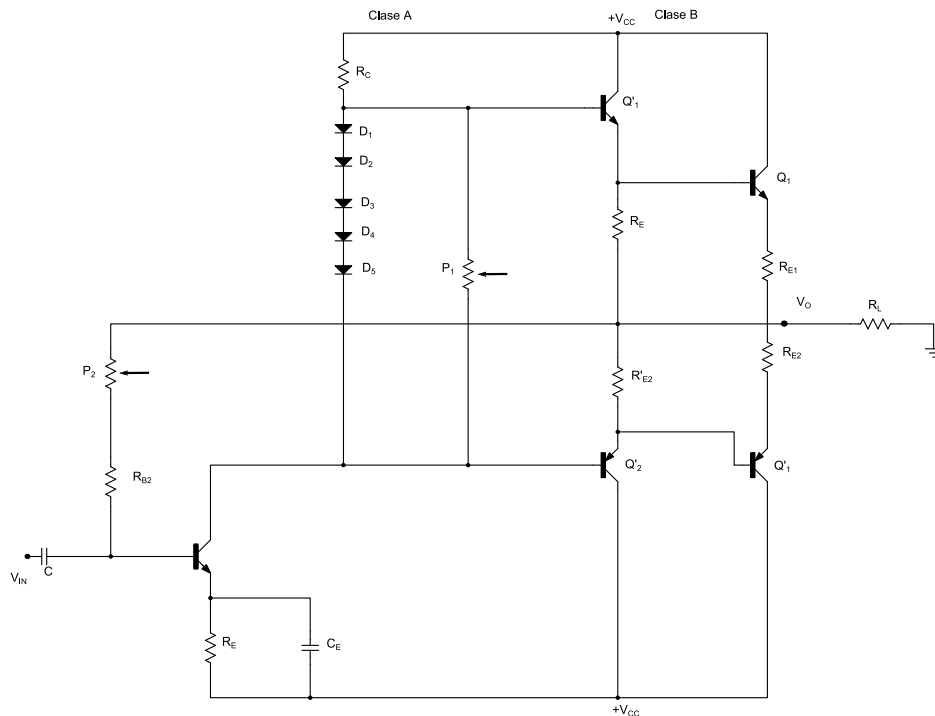


Figura 7.10. Amplificador push pull con Darlington.

Q_1, Q_2 TBJ de potencia soportan mayor corriente
 P_1 potenciómetro que permite controlar el voltaje de salida
 $P_1 \uparrow I_b \uparrow \rightarrow V_o \uparrow$
 $P_1 \downarrow I_b \downarrow \rightarrow V_o \downarrow$
 $D_1 - D_5$ diodos para evitar distorsión de cruce por cero
 R_{E1}, R_{E2} : estabilidad térmica
 R_E, R_{E2}' resistencia de drenaje o escape

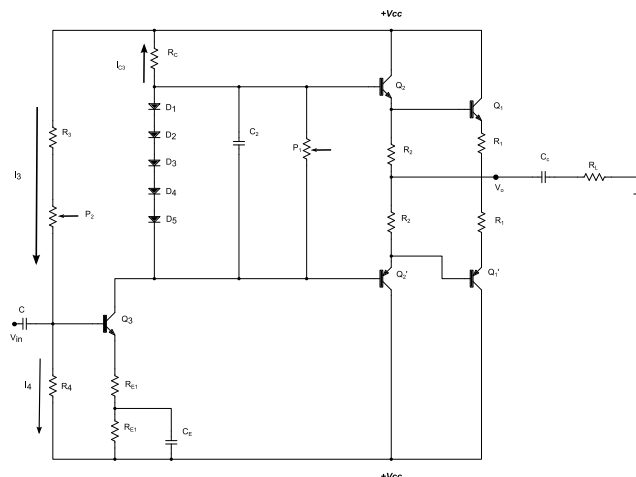


Figura 7.11. Amplificador cuasi complementario (A-B).

7.2.3 Amplificador cuasi complementario (a-b)

Criterios de diseño:

Datos: V_i , P_o , R_L , n = número de diodos, V_d = Voltaje del diodo.

$$V_{op} = \sqrt{2P_o R_L} \quad [7.23]$$

$$I_{op} = \sqrt{\frac{2P_o}{R_L}} \quad [7.24]$$

$$R_1 = \frac{R_L}{5 - a - 10 - veces} \quad [7.25]$$

$$R_2 \gg Z_{in_T}$$

$$Z_{in_T} = (\beta + 1)(r_e + R_1 + R_L) \quad [7.26]$$

$$R_C \gg Z_{in_D}$$

$$Z_{in_D} = (\beta_D)(r_{e_D} + R_1 + R_L) \quad [7.27]$$

$$P_1' = \frac{nV_d}{R_C} \quad [7.28]$$

$$P_1 = 2P_1' \quad [7.29]$$

$$I_{C3} = \frac{V_{RC}}{R_C}$$

$$R_3 + P_2' = \frac{V_{CC} - V_{B3}}{I_3} \quad [7.30]$$

$$V_{B3} = V_E + V_{BE}$$

$$R_3 = P_2' \quad [7.31]$$

$$P_2 = 2P_2' \quad [7.32]$$

$$V_{op_{Q3}} = V_{op} + V_{R1}$$

$$V_E \geq 1V + V_{inp}$$

$$V_{RC} \geq \frac{R_C}{R_C \parallel Z_{in_D}} V_{op_{Q3}} \quad [7.33]$$

$$I_{C3} = \frac{V_{RC}}{R_C}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C3}}{\beta_3}$$

$$I_3 = 11I_{B3}$$

$$I_4 = 10I_{B3}$$

$$R_4 = \frac{V_{B3}}{I_4} \quad [7.34]$$

$$A_v = \frac{V_{op_{Q3}}}{V_{inp}} = \frac{R_C}{r_e + R_{E1}} \quad [7.35]$$

Ejemplo 7.2

Diseñar un amplificador de potencia clase AB que cumpla con los siguientes datos: $P_o=1W$, $R_L=5.6\Omega$, $V_{in}=400mV$.

Solución:

$$V_{op} = \sqrt{2P_o R_L} = \sqrt{(2)(1)(5.6)} = 3.34V$$

$$I_o = \sqrt{\frac{2P_o}{R_L}} = \sqrt{\frac{2*1}{5.6}} = 1.59A$$

$$R_1 = \frac{R_L}{5 - a - 10 - veces} = \frac{R_L}{8} = 0.68\Omega$$

$$Z_{in_T} = (\beta + 1)(r_e + R_1 + R_L) = (81)(0.68\Omega + 5.6\Omega) = 512\Omega$$

$$R_2 \gg Z_{in_T}$$

$$R_2 = 5.1K\Omega$$

$$Z_{in_D} = (\beta_D)(r_{e_D} + R_1 + R_L) = (6400)(0.68\Omega + 5.6\Omega) = 40.2K\Omega$$

$$R_C \gg Z_{in_D}$$

$$R_C = 3.9K\Omega$$

$$V_{op_{Q3}} = V_{op} + V_{R1} = 3.34V + 0.68 * .6 = 3.7V$$

$$V_{RC} \geq \frac{R_C}{R_C \parallel Z_{in_D}} V_{op_{Q3}}$$

$$V_{RC} \geq \frac{3.9K\Omega}{3.9K\Omega \parallel 40.2K\Omega} 3.7V$$

$$V_{RC} = 5V$$

$$I_{C3} = \frac{V_{RC}}{R_C} \quad I_{C3} = \frac{5V}{3.9K\Omega} = 1.28mA$$

$$P_1' = \frac{nVd}{R_C} = \frac{4(0.7V)}{1.28mA} = 2.2K\Omega$$

$$P_1 = 2P_1'$$

$$P_1 = 2(2.2K\Omega) = 4.4K\Omega$$

$$V_{CC} \geq V_{E3} + V_{CE3} + nVd + V_{RC}$$

$$V_{CC} \geq 1.4V + 2 + 3.3 + 0.4 + 4 * 0.7 + 5 = 15.3V$$

$$V_{CC} = 18V$$

$$V_{B3} = V_E + V_{BE3} = 1.4V + 0.7V = 2.1V$$

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta_3} \quad I_{B3} = \frac{1.28mA}{80} = 16\mu A$$

$$I_3 = 11I_{B3}$$

$$2R_3 = \frac{V_{CC} - V_{B3}}{I_3} = \frac{(18 - 2.1)V}{11 * 16\mu A} = 93.5K\Omega$$

$$R_3 = 47K\Omega$$

$$R_3 = P_2'$$

$$P_2' = 47K\Omega$$

$$P_2 = 2P_2'$$

$$P_2 = 2 * 47K\Omega = 94K\Omega \rightarrow P_2 = 100K\Omega$$

$$R_4 = \frac{2.1V}{10 * 16\mu A} = 13.1K\Omega \rightarrow R_4 = 12K\Omega$$

re despreciable

$$R_{E1} = \frac{3.9K\Omega}{9.25} = 421.6\Omega \rightarrow R_{E1} = 390\Omega$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{2.1V}{1.28mA} = 1.6K\Omega$$

$$R_{E2} = 1.6K\Omega - 390\Omega \rightarrow R_{E2} = 1.2K\Omega$$

Capacitores:

$$C_B \geq \frac{10}{2\pi * f * Z_{in}}$$

$$Z_{in} = R_4 \parallel (R_3 + R_2) \parallel (\beta_3 + 1)(r_{e3} + R_{E1})$$

$$C_2 \geq \frac{10}{2\pi * f * P_1}$$

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi * f * (r_e + R_{E1})}$$

$$C_C \geq \frac{10}{2\pi * f * R_L}$$

7.3 Resumen

Los amplificadores de potencia suministran potencia suficiente a una carga de salida para controlar dispositivos de potencia.

Las características de un amplificador de potencia son: eficiencia de Potencia del circuito, la cantidad máxima de potencia que el circuito es capaz de manejar, el Acoplamiento de impedancias con el dispositivo de salida.

Existen cinco clases de amplificadores de potencia, los cuales dependen de la cantidad en que varía la señal de salida sobre un ciclo de operación con respecto a un ciclo completo de la señal de entrada, y estos son: clase A, clase B, clase AB, clase C y clase D.

Referencias

- [1] Donald A., *Dispositivos y circuitos electrónicos*, MacGraw Hill, México, 4.^a ed., 2012.
- [2] Coughlin F., *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*, Prentice Hall, México, 5.^a ed., 1999.
- [3] Savant C. J., *Diseño electrónico*, Prentice Hall, México, 3.^a ed., 1997.
- [4] Donald Schilling L., *Circuitos electrónicos*, McGraw Hill, México, 3.^a ed., 1993.
- [5] Boyelestad N., *Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, Prentice Hall, México, 8.^a ed., 2003.
- [6] Floyd Thomas L., *Dispositivos electrónicos*, Prentice Hall, México, 8.^a ed., 2008.
- [7] Couedic M., *Circuitos integrados para tiristores y triacs*, Editorial Alfaomega, 2000.
- [8] Texas Instrument; *Manual de la Texas Instruments*.
- [9] Lurch N., *Fundamentals of Electronics*, Wiley, New York, 1980.
- [10] Millman J., Christos C. Halkias C., *Integrated electronics: Analog and Digital Circuits and Systems*, Tata McGraw Hill Education, 2011.
- [11] Malvino P., *Principios de electrónica*, Mc Graw Hill, México, 1996.
- [12] Lee, J., *Advanced Electrical and Electronics Engineering*, Springer, 2011.
- [13] Hambley R., *Electrónica*, Prentice Hall, México, 2000.
- [14] Tocci, R., *Digital Systems*, Prentice Hall, México, 2011.
- [15] López, E., *Electrónica analógica*, Pearson Educación, México, 2006.
- [16] Alcalde San Miguel, P., *Electrónica*, Paraninfo, Madrid, 2009.