



**GOBIERNO DE
MÉXICO**

EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



DEPARTAMENTO ADSCRIPCIÓN

**DEPARTAMENTO DE INGENIERIA
ELECTRICA Y ELECTRONICA**

Programa y Modalidad

**B. PROGRAMA PARA LA ELABORACION DE APUNTES,
LIBROS, OBJETIVOS EDUCACIONALES Y REACTIVOS DE EVALUACION**

MODALIDAD:

B.1 ELABORACION DE APUNTES

REPORTE FINAL

MATERIA:

DISEÑO CON TRANSISTORES

Nombre del Docente:

M. en T. E. GABRIEL LOPEZ REYES

No dictamen:

AS-1-056/2024

Personas Revisoras:

ING. CARLA JULIETA GARCIA FLORES

ING. JOSE LUIS AVILA GOMEZ

M. en C. CARLOS ROBERTO BACA GOMEZ

Fecha: 31 DE ENERO DEL 2025

B. PROGRAMA PARA LA ELABORACION DE APUNTES.**MATERIA: DISEÑO CON TRANSISTORES****CLAVE DE LA ASIGNATURA: ETF-1013****SATCA: 2 - 3 – 5****CARRERA: INGENIERIA ELECTRONICA****OBJETIVOS:****4. Competencias a desarrollar**

Competencias específicas de la asignatura

Analiza, diseña e implementa circuitos amplificadores de múltiples etapas, configuraciones especiales, amplificadores sintonizados, amplificadores de lazo abierto y cerrado, así como amplificadores de potencia, para su aplicación en diferentes circuitos integrados lineales.

Analiza la respuesta a la frecuencia de los amplificadores basados en transistores bipolares y unipolares para su aplicación en amplificación de pequeña señal.

Autor de apuntes: Ing. Gabriel López Reyes**glopezr@toluca.tecnm.mx****gabomicros@gmail.com**

INDICE:

TEMA 1

1. Amplificadores multietapa en media frecuencia.....	8
1.1. Análisis con BJT.....	8
1.2. Análisis con JFET.....	30
1.3. Análisis de circuitos mixtos (BJT y JFET)	37

TEMA 2

2. Arreglos especiales	45
2.1. Darlington.....	45
2.2. Diferencial.....	51
2.3. Cascode.....	56
2.4. Amplificador sintonizado.....	54
2.5. Espejo de corriente.....	55
2.6. Fuente de corriente.....	57
2.7. Carga Activa.....	61

TEMA 3

3. Respuesta a la Frecuencia.	70
3.1. Análisis de Bode.....	73
3.2. Respuesta en baja y alta frecuencia del amplificador BJT.....	86
3.3. Respuesta en baja y alta frecuencia del amplificador JFET.....	102
3.4. Ganancia en ancho de banda del amplificador.....	107
3.5. Amplificador sintonizado.....	110

TEMA 4

4. Amplificadores Retroalimentados.	117
4.1. Topologías de retroalimentación.....	117
4.2. Efectos de la retroalimentación.....	125
4.3. Respuesta en frecuencia.....	128
4.4. Osciladores y Temporizadores.....	131

TEMA 5

5. Amplificadores de Potencia.	141
5.1. Conceptos básicos y aplicación.....	141
5.2. Análisis de expresiones de potencia y eficiencia.....	143
5.3. Análisis de efecto térmico y distorsión.....	152
5.4. Análisis y diseño de amplificadores de potencia.....	159
5.5. Efectos de ruido.....	167

Índice de tablas y figuras

TABLAS

TEMA 1

Amplificadores multietapa en media frecuencia.

Tabla 1.1.1. Valores típicos del transistor 2N1573.....	16
Tabla 1.1.2. Resumen de un transistor en pequeña señal.....	20
Tabla 1.1.3. Resultados del ejemplo 1.1.1.....	24

TEMA 2

Arreglos especiales

TEMA 3.

Respuesta a la Frecuencia.

Tabla 3.1.1. Datos de aproximación lineal en dB y grados.....	78
Tabla 3.1.2. Datos de error en dB y grados.....	80
Tabla 3.5.1. Características de circuitos resonantes en serie y paralelo.....	113

TEMA 4

Amplificadores Retroalimentados.

Tabla 4.4.1. Tipos de osciladores sintonizados.....	134
---	-----

TEMA 5

Amplificadores de Potencia.

Tabla 5.2.1 Tabla de comparación entre clases de amplificadores.....	145
--	-----

INDICE DE FIGURAS

TEMA 1

Amplificadores multietapa en media frecuencia.

Figura 1.1.1. Amplificador clase A.....	10
Figura 1.1.2. Región lineal del amplificador clase A.....	10
Figura 1.1.3. Salida del amplificador clase A.....	10
Figura 1.1.4. Amplificador clase B.....	10
Figura 1.1.5. Zona de conducción en clase B, de un solo transistor.....	11
Figura 1.1.6. Salida de un solo transistor en clase B.....	12
Figura 1.1.7. Amplificador AB.....	12
Figura 1.1.8. Salida del amplificador clase AB.....	12
Figura 1.1.9. Amplificador clase C.....	13
Figura 1.1.10. Salida del amplificador clase C.....	13
Figura 1.1.11. Amplificador en clase D.....	14
Figura 1.1.12. Parámetros híbridos h_e , h_b y h_c	14
Figura 1.1.13. Ganancia de corriente, voltaje, Z_i y Z_o	14
Figura 1.1.14. Etapas de amplificación de n etapas.....	17
Figura 1.1.15. Modelo acoplado en 2 estados de multietapa.....	21
Figura 1.1.16. Amplificador multietapa emisor-colector común.....	21
Figura 1.1.17. Modelo re de emisor común.....	22
Figura 1.1.18. Modelo re de base común.....	22
Figura 1.1.19. Obtención del modelo re	24
Figura 1.1.20. Amplificador acoplador por RC multietapa.....	25
Figura 1.2.1. JFET en su circuito equivalente en c. a.....	31
Figura 1.2.2. Amplificador multietapa con fets.....	33
Figura 1.2.3. Gráfica de la figura 1.2.2.....	35
Figura 1.3.1. Multietapa con circuitos mixtos.....	38

TEMA 2

Arreglos especiales.

Figura 2.1.1. Arreglo darlington.....	46
Figura 2.1.2. Amplificador darlington.....	47
Figura 2.1.3. Arreglo Darlington como conmutador.....	49
Figura 2.2.1 Entrada y salida diferencial.....	53
Figura 2.2.2. Amplificador diferencial con fuente de corriente constante.....	54
Figura 2.3.1. Amplificador cascode.....	56
Figura 2.3.2. Amplificador cascode practico.....	57
Figura 2.5.1. Circuito espejo de corriente.....	60
Figura 2.6.1. Fuente de corriente (a) practica, (b) ideal.....	62
Figura 2.6.2. Fuente de voltaje (a) practica, (b) ideal.....	62
Figura 2.6.3. Fuente de corriente con transistor.....	63
Figura 2.6.4. fuente de corriente con Zener.....	64

TEMA 3

Respuesta a la Frecuencia.

Figura 3.1.1. Respuesta en frecuencia de un diagrama de Bode.....	71
Figura 3.1.2. Diagrama de bode de un solo polo.....	78
Figura 3.1.3. Diagrama de Bode de un cero.....	80
Figura 3.1.4. Diagrama de Bode de dos polos.....	82
Figura 3.1.5. Circuitos pasivos (a) pasa alto y (b) pasa bajo.....	83
Figura 3.1.6. Diagrama de Bode, en una respuesta en frecuencia RC.....	85
Figura 3.2.1. Circuito de respuesta en baja frecuencia con BJT.....	87
Figura 3.2.2. Circuito equivalente de impedancia de entrada y c. a. para C_s	89
Figura 3.2.3. Efecto de C_C en respuesta en frecuencia.....	90
Figura 3.2.4. Efecto C_E en baja frecuencia.....	90
Figura 3.2.5. Zona de corte inferior izquierda.....	91
Figura 3.2.6. Teorema de Miller y su equivalente.....	94
Figura 3.2.7. Grafica de Bode, zona de corte superior derecha.....	95
Figura 3.2.8. Red de capacitores que afectan la alta frecuencia.....	96
Figura 3.2.9. Modelo equivalente de c. a. para alta frecuencia del amplificador E_C	97
Figura 3.2.9. Modelo pi de alta frecuencia o modelo Giacoletto.....	98
Figura 3.2.10. Zonas de corte de alta frecuencia.....	99
Figura 3.3.1. Elementos capacitivos en respuesta de baja frecuencia.....	102
Figura 3.3.2. Respuesta en baja frecuencia del JFET.....	103
Figura 3.3.3. Elementos capacitivos que afectan la alta frecuencia en un JFET.....	104
Figura 3.3.4. Circuito equivalente en c. a. del JFET a altas frecuencias.....	104
Figura 3.4.1. Grafica de bode en decibels de ganancia normalizada contra frecuencia.	108
Figura 3.4.2. Grafica de fase, Bode normalizado para un amplificador acoplado por RC.	109
Figura 3.5.1 Amplificador sintonizado.....	110
Figura 3.5.3. Arreglos en paralelo y serie de circuito resonantes.....	111
Figura 3.5.4. Curva de sintonía.....	114
Figura 3.5.5. Banda de resonancia, estrecha, mediana y ancha.....	114

TEMA 4

Amplificadores Retroalimentados.

Figura 4.1.1. Diagrama de un amplificador retroalimentado de un solo lazo.....	118
Figura 4.1.2. Retroalimentación (a) Voltaje serie, (b) Voltaje en derivación.....	119
Figura 4.1.3. Retroalimentación (a) corriente en serie, (b) corriente en derivación.....	120
Figura 4.1.4. Ejemplos de retroalimentación serie con (a) BJT, (b) con JFET.....	121
Figura 4.1.5. Retroalimentación de voltaje en derivación con FET y equivalente.....	122
Figura 4.1.6. Retroalimentación corriente en serie.....	122
Figura 4.1.7. Retroalimentación de corriente en derivación.....	123
Figura 4.3.1. Efecto de la retroalimentación en el ancho de banda de un amplificador...	127
Figura 4.3.2. Gancia de fase en plano complejo y diagrama de Nyquist.....	129
Figura 4.3.2. Grafica de Nyquist estable e inestable.....	130
Figura 4.4.1. Diagrama a bloques de un oscilador básico.....	132

Figura 4.4.2. Oscilador resonante.....	134
Figura 4.4.3. Oscilador Colpitts.....	135
Figura 4.4.4. Oscilador Hartley.....	135
Figura 4.4.5. Temporizador monoestable.....	138
Figura 4.4.6. Temporizador astable.....	139

TEMA 5

Amplificadores de Potencia.

Figura 5.1.1. Zona lineal de trabajo del amplificador clase A.....	142
Figura 5.2.1. Amplificador clase A, alimentado en serie.....	148
Figura 5.3.1. Tipos de disipadores de aluminio para la refrigeración por aire (Free air). 153	
Figura 5.3.2. Curva de reducción de la capacidad de disipación de potencia en transistores de silicio Si y germanio Ge.....	153
Figura 5.3.3. El disipador y su analogía térmica.....	155
Figura 5.4.2. Bloques de operación push-pull.....	161
Figura 5.4.3. Conexión push-pull con fuente dual.....	161
Figura 5.4.4. Conexión push-pull con una fuente de voltaje.....	162
Figura 5.4.5. Distorsión por cruce por cero.....	162
Figura 5.4.6. Amplificador de potencia clase B completo.....	163
Figura 5.4.7. Amplificador clase B push-pull con Darlington complementarios.....	163
Figura 5.4.8. Amplificador clase B push-pull sin transformador.....	164
Figura 5.5.1. Factor de ruido en función de la resistencia de la fuente R_S	170
Figura 5.5.2. Factor de ruido de un transistor BJT, 2N3964 incremental en función de la frecuencia.....	170
Figura 5.5.3. Factor de ruido incremental de un transistor JFET, 2N2497, TI. Inc.	171

TEMA 1

Amplificadores Multietapa en media frecuencia.

1.1. Análisis con BJT.

Introducción:

Los amplificadores en multietapa con transistores BJT (Bipolar Junción Transistor) sirven para amplificar señal pequeña en señal media y señal grande y de potencia media a alta potencia anexando las etapas necesarias para una buena amplificación.

Las señales de los transductores son débiles y pequeñas, están en μV , mV o poseen una cantidad significativa de energía en nV , por lo que su magnitud es muy pequeña y al amplificarla en varias etapas, esta debe de ser procesada de manera confiable y sin distorsión.

Para diseñar la primera etapa hay que amplificarla en pequeña señal y entregarla a su segunda etapa en el rango de milivolts o volts, por lo que a veces es necesario usar amplificadores de una, dos o más etapas de amplificación, donde la primera etapa funciona como driver o controlador de la segunda etapa, o para multiplicar sus ganancias.

Se puede realizar un estudio del BJT o del FET en pequeña señal como un cuadri-polo (dos terminales de entrada y dos de salida) una de sus terminales es común en la entrada y salida.

La señal debe ser procesada con la mínima distorsión de manera lineal, por lo que el primer paso es reemplazar el circuito real por un modelo lineal, determinar la distorsión producida por la red lineal, corregirla y amplificarla.

El margen de frecuencia audible más común va de 20 hertz a 20 kilo hertz, con ancho de banda extenso, en los amplificadores va de cero Hz, decenas, centenas, los Mega y Giga hertz, donde se hace uso de transistores de audio y video frecuencia, para toda aplicación en baja y media frecuencia, hay variedad de transistores.

Las características de los amplificadores multietapa se dan por su clasificación:

- **Separación de frecuencias.**
- **Clases de amplificadores.**
- **Acoplamiento entre etapas.**

1.1.1. Separación de frecuencias.

Las frecuencias en las que trabaja la electrónica se difieren por su ancho de banda, ganancia en decibels, distorsión, ruido y el manejo de frecuencias bajas, medias, altas y muy altas, se clasifican como:

- a) **Frecuencias bajas.** Incluye capacitores de acoplo en la entrada del amplificador en la primera etapa que se comporta como circuito abierto en c. d., y como corto circuito en c. a. y tiende a dejar pasar las frecuencias deseadas por su baja impedancia, comportándose también como filtro pasa bajas, bloqueando las frecuencias altas.

En este ancho de banda se encuentra la de audio frecuencia o audible, menor de 20K Hertz, aunque para el análisis de frecuencias es de 1Hz a 100 o 150 Hz, aproximadamente por la respuesta de los elementos capacitivos.

El trabajo de este arreglo se realiza con la polarización en análisis de c. d. para la ubicación en el punto Q y en c. a, para el acoplamiento de sus etapas, y su máxima amplificación.

- b) **Frecuencias medias.** En el acoplamiento entre amplificadores, los capacitores tienen baja impedancia por lo que tienden a ignorarse y se comportan como corto circuito de baja impedancia, y las ganancias efectivas entre amplificadores son significativas, en esta banda se encuentra la banda de video frecuencia, menores a 15Mhz.
- c) **Altas frecuencias.** El comportamiento del transistor hace que las capacitancias internas parasitas sean tomadas en cuenta e influyen en el comportamiento del ancho de banda en la parte de alta frecuencia, en esta banda se encuentra la banda de radio frecuencia (LF, VHF, UHF) y de microondas, hasta 1 GHz, y su análisis se explica a detalle en el tema 3.

Los tipos de amplificadores son circuitos con componentes electrónicos y dispositivos que modifican la señal de entrada, y la entregan amplificada a la salida, a esa relación entre potencia de salida con la entrada se le llama eficiencia del amplificador y van desde equipos de audio hasta sistemas de comunicación.

1.1.2. Clases de amplificadores

Los amplificadores se pueden clasificar de diversas maneras, las más comunes es según su estructura o clase para amplificar la señal, se dividen según la ubicación del punto de operación Q en la región lineal, esta clasificación se basa en el ángulo de trabajo de cada clase, por ejemplo el de clase A trabaja en los 360 grados, el de clase B en 180 grados, el AB va de 180 a 360 grados, el de clase C en menos de 180 grados y el de clase D, su ángulo depende del ciclo de conmutación, y su arreglo del circuito con transistores, determina las características como eficiencia, distorsión y calidad en la señal, según sea la zona de trabajo.

El comportamiento de un amplificador multietapa se hace con transistores y de esta clasificación de clases A, B, AB, C y D. los más comunes son los del tipo A, AB y B, los demás amplificadores llevan más trabajo en su diseño.

Amplificador Clase A

Los amplificadores clase A tiene buena calidad de procesamiento de señal, con una baja distorsión armónica total (THD) y una respuesta rápida, siempre se encuentran activos, incluso en la ausencia de señal, lo que implica consumo de energía constante y una eficiencia relativamente baja que va del 25 % al 50%, como se observa en la figura 1.1.1.

El funcionamiento de un amplificador clase A, es procesar la señal de entrada con respecto a la salida en el dispositivo y conduce durante todo el ciclo de la señal a lo largo de los 360 grados del ciclo, el punto de operación Q del transistor se encuentra en la región activa y garantiza una amplificación lineal como se muestra en la figura 1.1.2. Debido a su baja

eficiencia, es necesario el uso de disipadores de calor para evitar el sobrecalentamiento del transistor, asegurando su vida útil, como se observa en la figura 1.1.2. y 1.1.3.

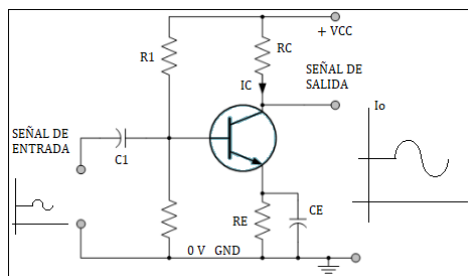


Figura 1.1.1. Amplificador clase A. [2][10].

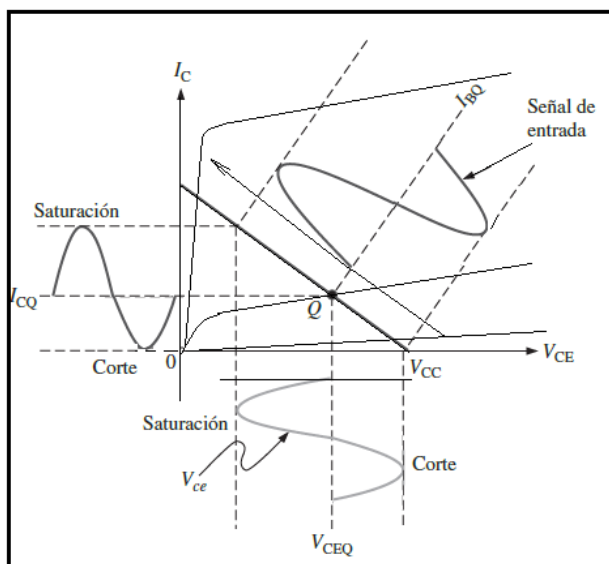


Figura 1.1.2. Región lineal del amplificador clase A.

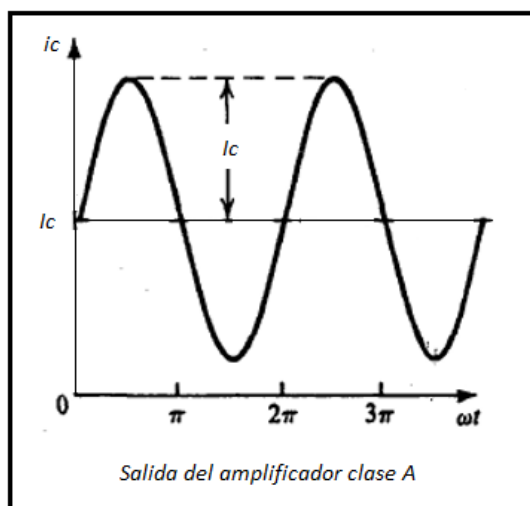


Figura 1.1.3. Salida del amplificador clase A.

Amplificador clase B

Los **amplificadores clase B** son una variante de amplificadores de potencia, ofrecen un equilibrio entre eficiencia y calidad en el proceso de amplificación, utilizan dos transistores de salida que conducen alternadamente la señal, cada uno durante la mitad del ciclo de la señal. Su señal varía durante la mitad de entrada o durante 180° de la señal equilibrada entre los 2 transistores de salida o Push -pull, con eficiencia del 75%, como se observa en la figura 1.1.4. y 1.1.5.

Un amplificador clase B funciona con cada transistor de salida, complementarios uno NPN y otro PNP, cada uno está polarizado cerca del corte, lo que significa que solo conduce cada uno cuando la señal de entrada lo enciende, reduciendo significativamente el consumo de energía, una desventaja de estos amplificadores es la distorsión de cruce por cero, y ocurre cuando la señal de entrada cambia de polaridad, existe un instante en el que ninguno de los transistores de salida conduce, lo que provoca una distorsión en la forma de onda de salida, corrigiéndose con un dispositivo no lineal, %, como se observa en la figura 1.1.6.

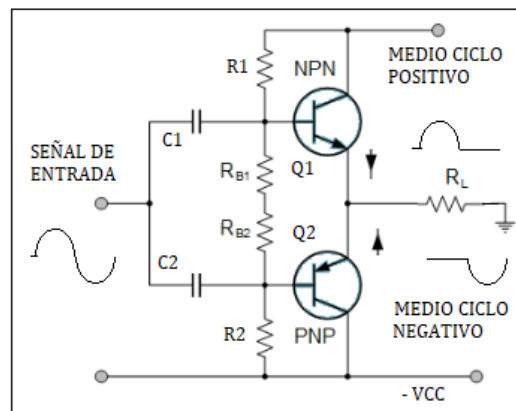


Figura 1.1.4. Amplificador clase B. [2][7][10].

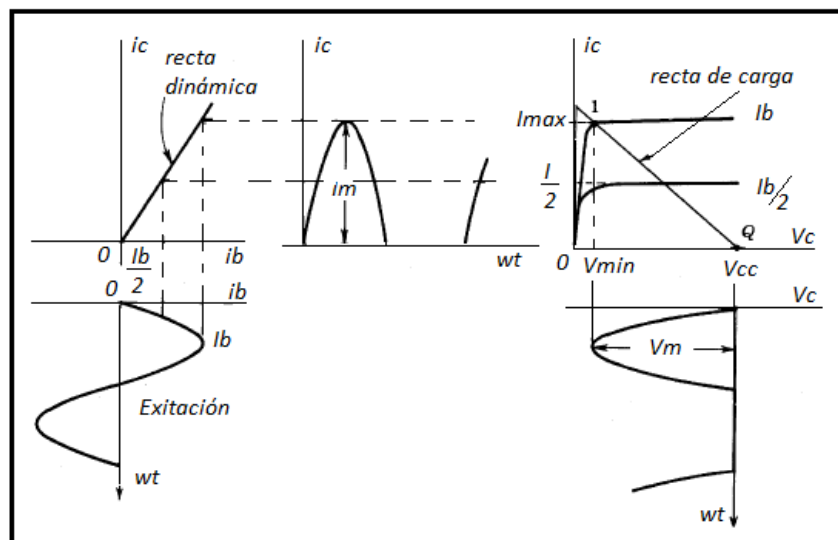


Figura 1.1.5. Zona de conducción en clase B, de un solo transistor.

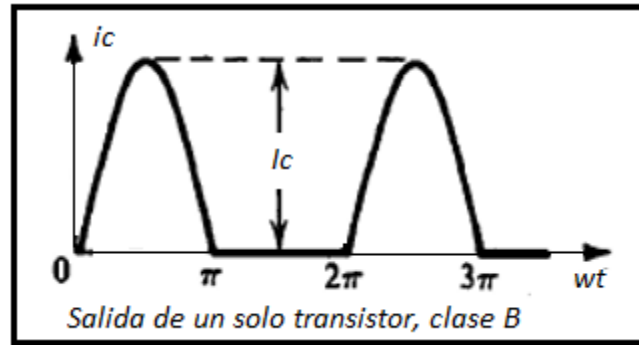


Figura 1.1.6. Salida de un solo transistor en clase B.

Amplificador clase AB

El amplificador AB es una mezcla de las mejores características de los amplificadores clase A y B, y funciona en AB cuando la tensión de polarización y la amplitud máxima de la señal de entrada poseen valores óptimos que hacen que la corriente de salida circule durante menos de un período y más de un semiperíodo de la señal de entrada de 180 a 360 grados.

Se utilizan en equipos de audio de alta fidelidad y sistemas de sonido profesionales debido a su excelente equilibrio entre eficiencia del 50 % al 78.5% de salida, calidad de señal de audio y costo, como se observa en la figura 1.1.7. y 1.1.8.

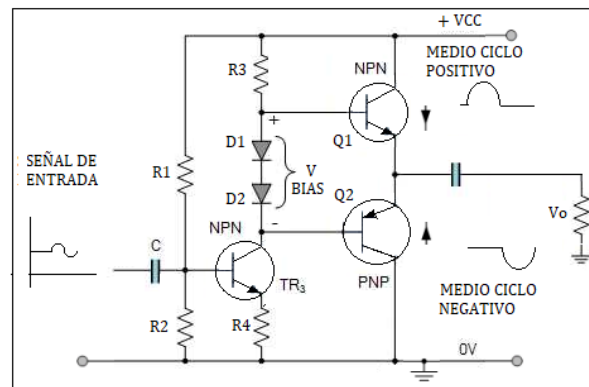


Figura 1.1.7. Amplificador AB. [2][7][10].

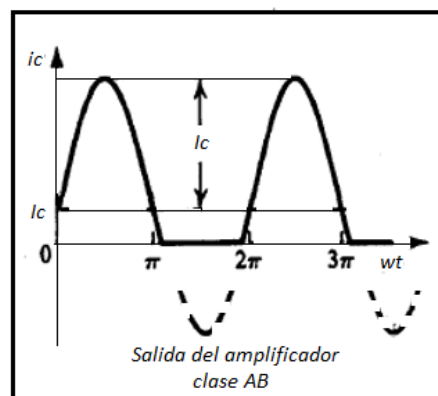


Figura 1.1.8. Salida del amplificador clase AB.

Amplificador C

Un amplificador en clase C de potencia funciona cuando la tensión de polarización y la amplitud máxima de la señal de entrada poseen valores que hacen que la corriente de salida del transistor circule durante menos de un semiperíodo o semiciclo de la señal de entrada, aumentando su eficiencia, poca disipación de salida, con una considerable distorsión.

Se utilizan en aplicaciones de radiofrecuencia (RF), donde la prioridad es minimizar la potencia de salida y la linealidad de la señal no es tan crítica. significa que el transistor está en conducción solo durante los picos positivos o negativos de la señal, con eficiencia menor a 180 grados, lo que resulta en una señal de salida distorsionada pero no crítica.

También funciona como un circuito sintonizado o resonante, presenta ciclo de trabajo completo en la frecuencia de sintonía, como se observa en la figura 1.1.9. y 1.1.10.

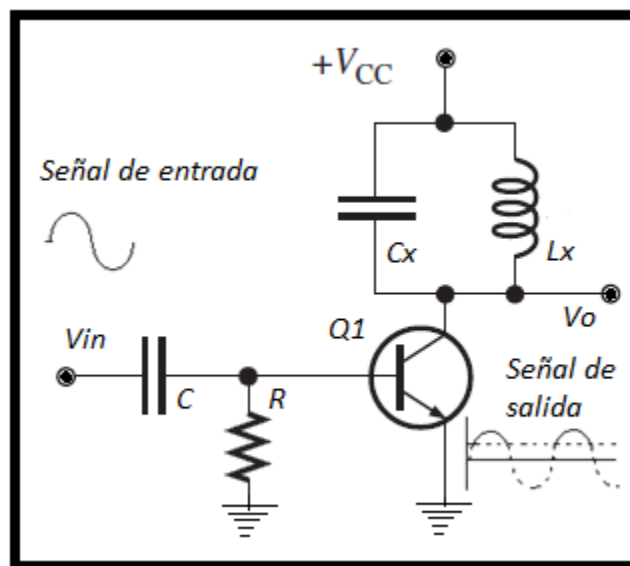


Figura 1.1.9. Amplificador clase C. [2][7][12].

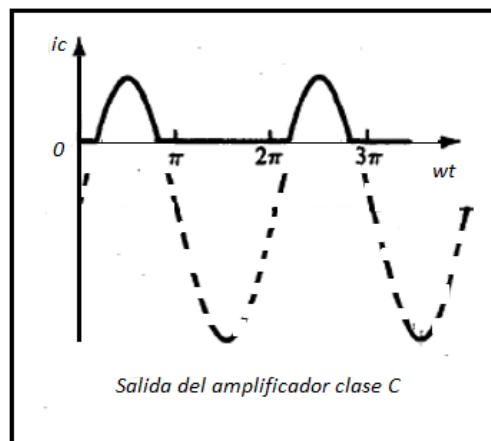


Figura 1.1.10. Salida del amplificador clase C.

Amplificador clase D.

Los **amplificadores clase D** representan un diseño de amplificadores de potencia con un mínimo de disipación, donde los transistores de salida trabajan en conmutación PWM., es decir, los transistores de salida actúan como interruptores, conmutando entre los estados de conducción y corte en alta frecuencia, se crea una salida de muchas piezas de señal de entrada conmutadas, pasa por un modulador de frecuencia y se activa el amplificador de conmutación push-pull complementario en intervalos cortos con una eficiencia muy alta, lo que lo hace muy compacto y ligero, son susceptible al ruido electromagnético por lo que requieren jaula de Faraday.

Su funcionamiento convierte la señal de audio analógica en una señal pulsante por modulación por ancho de pulso o PWM. la señal digital controla la conmutación de los transistores de salida, pasando por un filtro pasa bajos generando una señal de alta frecuencia con un ciclo de trabajo variable pero arriba del 90% de eficiencia, a veces llegando al 100%. Esta señal de alta frecuencia se filtra para recuperar la señal de audio original, pero amplificada, pueden integrar procesadores de señal digital o DSPs, lo que permite implementar funciones avanzadas como: ecualización, corrección de salas de audio y control de volumen en el sistema, como se observa en la figura 1.1.11. [2][10].

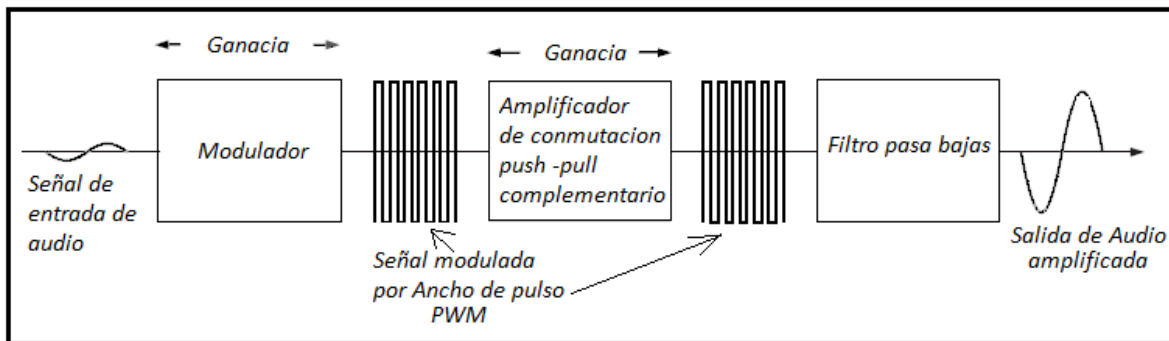


Figura 1.1.11. Amplificador en clase D. [2][10].

1.1.3. Acoplamiento entre etapas.

Los métodos de acoplamiento entre etapas de transistores BJT's entre varios amplificadores tiene el efecto que las ganancias se multipliquen como se muestra en la ecuación 1.1.1. donde el ancho de banda se amplía y su caída en dB sea más estrecho, las ganancias sufren una pequeña atenuación, pero mientras más etapas se acoplen, la ganancia aumenta, reduciendo esta desventaja, la impedancia de salida del primer amplificador debe de ser similar a la impedancia de entrada del segundo amplificador, para máxima transferencia de potencia y así sucesivamente al acoplar estas etapas, se busca la mejor amplificación para las diferentes aplicaciones, de lo contrario sufrirán atenuación entre ellas, reflejo de señal, señales fantasmas, debido al efecto de impedancia, u otro efecto de distorsión.

$$A_1 * A_2 * \dots * A_n = A^n \quad 1.1.1$$

El funcionamiento y aplicación de los amplificadores multietapa se rigen por los siguientes métodos:

- El modelo de 2 puertos o bipuertos.
- El modelo *re*.

1.1.4. Método de acoplamiento de parámetros de 2 puertos (parámetros híbridos).

Cuando una señal no es suficiente en una amplificación, es necesario aumentar una, dos o más etapas de amplificación, para que la señal sea confiable, y pueda ser usada, esta conexión es llamada en cascada o multietapa, las configuraciones disponibles para ser acopladas son:

- a. Polarización fija en emisor común
- b. Divisor de voltaje en emisor común
- c. Emisor común sin puentear
- d. Emisor común o seguidor emisor
- e. Base común
- f. Realimentación del colector

Estas configuraciones son confiables para conectar las siguientes multietapas:

1. Emisor común acoplado con emisor común
2. Emisor común acoplado con base común
3. Emisor común acoplado con colector común
4. Base común acoplado con emisor común
5. Base común acoplado con colector común
6. Base común acoplado con base común
7. Colector común acoplado con emisor común
8. Colector común acoplado con base común
9. Colector común acoplado con colector común

Algunas configuraciones se usan más que otras, dependiendo de las características que deben de tener los circuitos, de las más usadas son la numero 1, 2 y 3, otras se usan poco, salvo en casos especiales.

Para que la multietapa sea perfecta se debe de conectar la impedancia de salida de la primera etapa si es emisor común, con la impedancia de entrada en colector común, que es la que se acopla con la entrada de la etapa, evitando distorsiones y que sería la impedancia de entrada con la suma de la impedancia de base en paralelo con la impedancia base emisor.

Si se requiere más impedancia de entrada se puede recurrir a modelos como el Darlington que tiene más impedancia de entrada u otra, según sean las necesidades de impedancia.

Las expresiones por calcular en un amplificador son: la impedancia de entrada Z_i , la impedancia de salida Z_o , la ganancia de voltaje A_v y la ganancia de corriente A_I , todo con el método de parámetros de 2 puertos o el modelo *re*.

El modelo del transistor en parámetros de 2 puertos, que se utilizan para la multietapa es el parámetro h , y los tipos de amplificadores son: el modelo de emisor, base y colector común,

estos modelos son válidos para los 2 tipos de transistores NPN y PNP como se muestran en la figura 1.1.12. y tienen sus equivalentes en parámetros o modelos híbridos, según hojas de datos [2][10].

El modelo híbrido de emisor común de baja señal es el más utilizado por sus características y puede trabajar en baja y media frecuencia, los valores típicos de un transistor 2N1573 se ven en la tabla 1.1.1.

Tabla 1.1.1. Valores típicos del transistor 2N1573 [2][10].

Parámetro	emisor común	colector común	Base común
$h_{11} = h_i$	1100Ω	1100Ω	21.6Ω
$h_{12} = h_r$	2.5×10^{-4}	≈ 1	2.9×10^{-4}
$h_{21} = h_f$	50	-51	-0.98
$h_{22} = h_o$	$24 \mu A/V$	$25 \mu A/V$	$0.49 \mu A/V$
$1/h_o$	40 K	40 K	2.04M

Estos parámetros dependen de la temperatura y las especificaciones varían según la hoja de datos del transistor y de las pruebas de laboratorio.

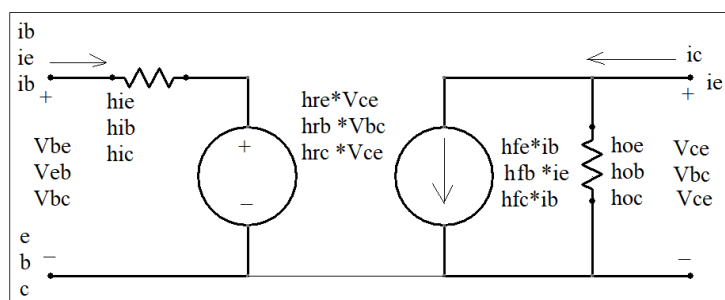


Figura 1.1.12. Parámetros híbridos h_e , h_b y h_c .

- **Ganancia en corriente:**

Una vez obtenido el parámetro h deseado en la multiplicación de parámetros de la primera etapa y la segunda etapa, se procede a obtener el modelo de ganancia de corriente con los parámetros totales h , como se observa en la figura 1.1.13.

La ganancia de corriente es:

$$A_i = \frac{I_i}{I_1} = - \frac{I_2}{I_1} \quad 1.1.2.$$

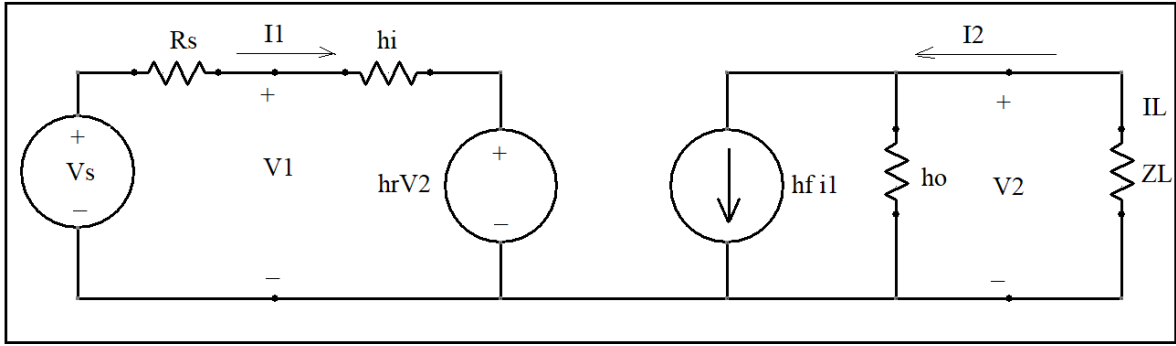


Figura 1.1.13. Ganancia de corriente, voltaje, Z_i y Z_o .

$$I_2 = h_f I_1 + h_o V_2 \quad 1.1.3.$$

Sustituyendo el voltaje 2 es igual a:

$$V_2 = -I_{ZL} * Z_L \quad 1.1.4.$$

Por lo que la ecuación queda de la siguiente forma:

$$A_i = -\frac{I_2}{I_1} = \frac{h_f I_1 + h_o (-I_{ZL} * Z_L)}{I_1}$$

Eliminando I_1 por lo que queda:

$$I_2 = -I_L = \frac{V_2}{Z_2}$$

Sustituyendo las ecuaciones anteriores en I_2 :

$$-I_2 = h_f I_1 + h_o (-I_2 * Z_L)$$

Despejando ganancia de corriente A_i queda:

$$A_i = -\frac{I_2}{I_1} = \frac{-h_f}{1 - h_o * Z_L} \quad 1.1.5.$$

- **Ganancia de voltaje**

La ganancia de amplificación es la ganancia de voltaje, donde la señal pequeña pasa a ser señal grande y es la relación de voltaje entre voltaje de salida entre voltaje de entrada:

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{A_i I_1 Z_L}{V_1}$$

Pero

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1}$$

Y la ganancia de corriente es:

$$A_i = - \frac{I_2}{I_1}$$

Sustituyendo en la ecuación principal de ganancia de voltaje queda:

$$A_v = \frac{A_i Z_L}{Z_i} \quad 1.1.6.$$

Y la ganancia de voltaje queda tomando la ganancia con respecto a la fuente $\frac{V_1}{V_s}$ y al primer amplificador $\frac{V_2}{V_1}$, se define como A_v .

$$A_{vs} = \frac{V_2}{V_s} = \frac{V_2 V_1}{V_1 V_s} = A_v \frac{V_1}{V_s} \quad 1.1.7$$

Por el equivalente Thévenin se despeja V_1 y se sustituye en la ecuación de ganancia A_v .

$$V_1 = \frac{V_s Z_i}{Z_i + R_s}$$

Entonces se tiene:

$$A_{vs} = \frac{A_v \left(\frac{V_s Z_i}{Z_i + R_s} \right)}{V_s} = \frac{A_v Z_i}{Z_i + R_s}$$

Y la ganancia de voltaje con la fuente de voltaje queda:

$$A_{vs} = \frac{A_v Z_i}{Z_i + R_s} \quad 1.1.8$$

Pero si $R_s = 0$ entonces $A_{vs} = A_v$, se dice que la ganancia de voltaje para una fuente de voltaje ideal, en la practica A_{vs} es mas trascendente que A_v y la R_s tiene un efecto apreciable, en la amplificación de voltaje, por ejemplo, Z_i es resistiva y de igual magnitud que R_s , entonces la amplificación queda de la siguiente manera:

$$A_{vs} = 0.5 A_v \quad 1.1.9.$$

- **Impedancia de entrada**

La impedancia de entrada representa la resistencia de la fuente y la impedancia del amplificador dadas por el voltaje V_1 y I_1 .

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1}$$

Y

$$V_2 = -I_2 Z_L$$

Si el parámetro h de entrada del amplificador es:

$$V_1 = h_i I_1 + h_r V_2$$

$$Z_i = \frac{h_i I_1 + h_r V_2}{I_1} = h_i + \frac{h_r V_2}{I_1} = h_i + \frac{h_r (-I_2 Z_L)}{I_1} = h_i + A_i h_r Z_L$$

Entonces la impedancia de entrada es:

$$Z_i = h_i + A_i h_r Z_L \quad 1.1.10.$$

- **Admitancia de salida**

Para la obtención de la admitancia de salida se propone el voltaje de entrada $V_s = 0$ y la impedancia de carga a cero $Z_L = 0$, $R_L = \infty$ quedando de la siguiente manera:

$$Y_0 \equiv \frac{I_2}{V_2} \quad \text{y} \quad Z_0 = \frac{1}{Y_0}$$

Entonces los parámetros híbridos de salida son:

$$I_2 = h_f I_1 + h_0 V_2$$

$$Y_0 \equiv \frac{h_f I_1 + h_0 V_2}{V_2} = h_0 + \frac{h_f I_1}{V_2} = h_0 + h_f \frac{I_1}{V_2}$$

Pero I_1 se obtiene por ley de ohm

$$R_s I_1 + h_i I_1 + h_r V_2 = 0$$

$$I_1 (R_s + h_i) = -h_r V_2$$

$$\frac{I_1}{V_2} = \frac{-h_r}{R_s + h_i}$$

$$Y_0 = h_0 - \frac{h_f h_r}{R_s + h_i} \quad 1.1.11.$$

Se observa que la admitancia de salida está en función de la resistencia de la fuente, si la impedancia de la fuente es resistiva, se asume que la admitancia de salida es real.

Para un análisis exacto con transistores BJT's en cascada se toma en cuenta la fuente de señal o generador de funciones (V_g o V_s) y la carga en la última etapa (R_L) en el extremo del circuito, además lo que pasa en el acoplamiento entre etapas, hace que se propongan los parámetros h que corresponden en cada modelo de los amplificadores AMP_1 y AMP_2, después se construye el circuito electrónico, como se ve en la figura. 1.1.14.

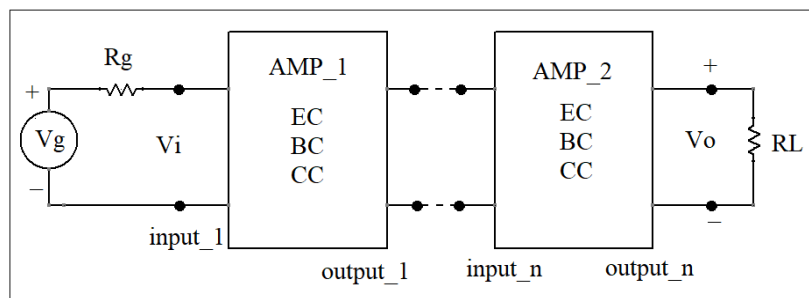


Figura 1.1.14. Etapas de amplificación de n etapas.

Lo que puede impedir una buena amplificación es:

- Impedancias desiguales en la salida-entrada en el acoplo entre etapas.
- Impedancia reflejada en la segunda etapa debido a un desbalance mayor.
- Sobre amplificación en la primera etapa, produce distorsión en la segunda etapa.

La tabla 1.1.2. contiene el resumen de parámetros híbridos y es importante ya que refleja la ganancia de corriente, voltaje con y sin fuente, y son válidas para pequeña señal, baja y alta frecuencia, solo hay que analizar la hoja de datos de cada transistor.

Tabla 1.1.2. Resumen de un transistor en pequeña señal	
$A_i = \frac{-h_f}{1 - h_o * Z_L}$	$Y_0 = h_0 - \frac{h_f h_r}{R_s + h_i} = \frac{1}{Z_0}$
$Z_i = h_i + A_i h_r Z_L$	$A_{vs} = \frac{A_v Z_i}{Z_i + R_s} = \frac{A_i Z_L}{Z_i + R_s}$
$A_v = \frac{A_i Z_L}{Z_i}$	$A_{Is} = \frac{A_i R_s}{Z_i + R_s} = A_{vs} \frac{R_s}{Z_L}$

Ejemplo 1.1.1.

Se diseña un amplificador de 2 etapas y para realizarlo se utiliza la técnica de parámetros h , donde es necesario tener una impedancia de una carga activa en la primera etapa, que es la impedancia de entrada en una segunda etapa, se utilizan dos transistores, uno en emisor común en la primera etapa y colector común en la segunda etapa, con propiedades de polarización en pequeña señal, los valores de sus elementos externos son: $R_{c1} = R_{e2} = 5k\Omega$ y sus parámetros son los de la tabla 1.1.1.

Tabla 1.1.1. Valores típicos del transistor 2N1573.		
Parámetro	emisor común	colector común
$h_{11} = h_i$	$h_{ie} = 2000 \Omega$	$h_{ic} = 2000 \Omega$
$h_{12} = h_r$	$h_{re} = 6 \times 10^{-4}$	$h_{rc} \approx 1$
$h_{21} = h_f$	$h_{fe} = 50$	$h_{fc} = 51$
$h_{22} = h_o$	$h_{oe} = 25 \mu A/V$	$h_{oc} = 25 \mu A/V$
$1/h_o$	40 K	40 K

Para este ejemplo se utilizará el modelo de la figura 1.1.15.

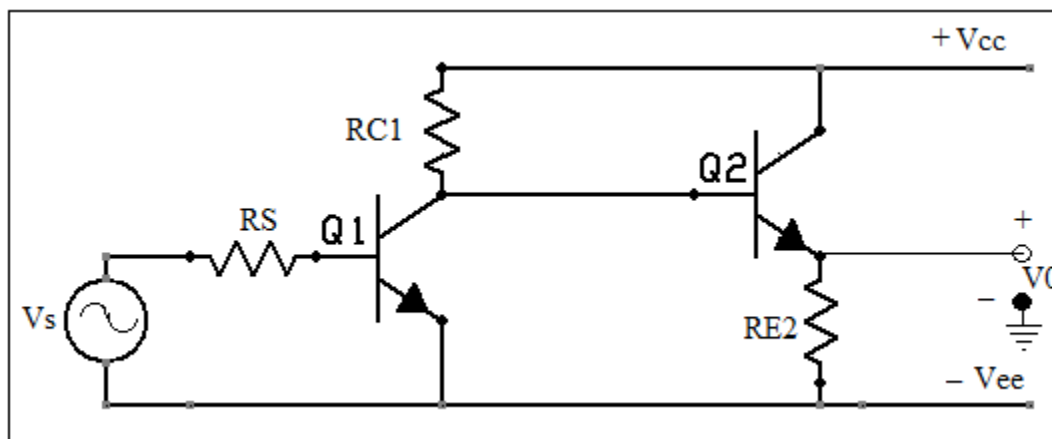


Figura 1.1.15. Modelo acoplado en 2 estados de multietapa [2][10].

Se pide calcular:

Las ganancias de voltaje y corriente en cada etapa y totales, y las impedancias de entrada y salida.

Lo primero que se calcula, son las resistencias que van de V_{CC} a tierra para visualizar las impedancias de entrada y salida de cada etapa y así poder hacer un análisis mas real.

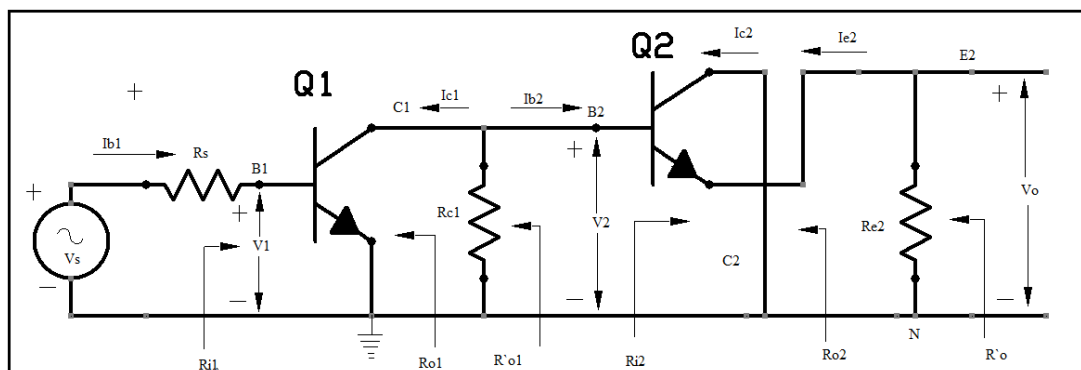


Figura 1.1.16. Amplificador multietapa emisor-colector común.

Las ecuaciones de **la segunda etapa** son:

$$A_{i2} = -\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{e2}}{I_{b2}} = \frac{-h_f}{1 - h_o * Z_L} = \frac{-h_{fc}}{1 - h_{oc} * R_{e2}}$$

Solución: Tomando la ecuación 1.1.5. y sustituyendo los valores numéricos.

$$A_{i2} = = \frac{-h_{fc}}{1 - h_{oc} * R_{e2}} = \frac{51}{1 - 25 \times 10^{-6} * 5 \times 10^3} = 45.33$$

La impedancia de entrada es R_{i2} y sustituyendo los valores numéricos queda R_{i2} :

$$Z_i = R_{i2} = h_i + A_i h_r Z_L = h_{ic} + A_{i2} h_{rc} R_{e2}$$

$$R_{i2} = h_{ic} + A_{i2} h_{rc} R_{e2} = 2 \text{ k}\Omega + 45.3 \Omega * 5 \text{ k}\Omega = 228.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{i2} = 228.5 \text{ k}\Omega$$

Se observa que la impedancia de entrada está en el colector común, por lo que la ganancia en la segunda etapa es:

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_0}{V_2} = \frac{A_i Z_L}{Z_i} = \frac{A_{i2} R_{e2}}{R_{i2}}$$

$$A_{v2} = \frac{A_{i2} R_{e2}}{R_{i2}} = \frac{45.3 \times 5}{228.5} = 0.991$$

O de la ecuación:

$$A_{v2} = 1 - \frac{h_{ie2}}{R_{i2}} = 1 - \frac{2}{228.5} = 0.991$$

Para la **primera etapa** se observa que la resistencia de carga (Load 1) total R_{L1} es el paralelo de las resistencias $R_{C1} \parallel R_{i2}$.

$$R_{L1} = \frac{R_{C1} * R_{i2}}{R_{C1} + R_{i2}} = \frac{5 * 228.5}{233.5} = 4.9 \text{ k}\Omega$$

Ahora se calcula la A_{i2} , de la ecuación 1.1.5.

$$A_{i1} = - \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{c1}}{I_{b1}} = \frac{-h_{fe}}{1 - h_{oe} * R_{L1}}$$

$$A_{i1} = \frac{-h_{fe}}{1 - h_{oe} * R_{L1}} = \frac{-50}{1 - 25 \times 10^{-6} * 4.9 \times 10^3} = -44.5$$

Entonces se puede calcular la impedancia de la primera etapa o impedancia de entrada del circuito en cascada.

$$Z_i = R_{i1} = h_i + A_i h_r Z_L = h_{ie} + A_{i1} h_{re} R_{L1}$$

$$Z_i = R_{i1} = h_{ie} + A_{i1} h_{re} R_{L1} = 2 \text{ k} - 6 \times 10^{-4} * 4.4 \times 10^3 * 4.9 \times 10^3 = 1.87 \text{ k}\Omega$$

La ganancia de voltaje se da por la ecuación 1.1.6 y 1.1.7. En la primera etapa es:

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = \frac{A_i Z_L}{Z_i} = \frac{A_{i1} R_{L1}}{R_{i1}}$$

$$A_{v1} = \frac{A_{i1} R_{L1}}{R_{i1}} = \frac{-44.5 * 4.9}{1.87} = -116.6$$

Se calcula la admitancia de salida del transistor para calcular la impedancia de salida.

Se utiliza la ecuación 1.1.11.

$$Y_{O1} = h_{oe} - \frac{h_{fe} * h_{re}}{h_{ie} + R_s}$$

$$Y_{O1} = 25 \times 10^{-6} - \frac{50 * 6 \times 10^{-6}}{2 \times 10^3 + 1 \times 10^3} = 15 \times 10^{-6} \Omega^{-1}$$

Y da como resultado:

$$Y_{O1} = 15 \mu A/V$$

Entonces la resistencia o impedancia de salida es:

$$R_{O1} = \frac{1}{Y_{O1}} = \frac{10^6}{15} = 66.7 K\Omega$$

La impedancia de salida en la primera etapa es:

$$R'_{O1} = \frac{R_{C1} * R_{O1}}{R_{C1} + R_{O1}} = \frac{5 * 66.7}{5 + 66.7} = 4.65 k\Omega$$

Y la impedancia de salida de la última etapa se calcula por la resistencia efectiva de la fuente R'_{S2} para el segundo transistor Q_2 es el paralelo de las resistencias $R_{O1} // R_{C1}$.

Por lo tanto $R'_{O2} = R'_{O1} = 4.65 k$, entonces se calcula Y_{O2} .

$$Y_{O2} = h_{oc} - \frac{h_{fc} * h_{rc}}{h_{ic} + R'_{S2}}$$

$$Y_{O2} = 25 \times 10^{-6} - \frac{-51 * 1}{2 \times 10^3 + 4.65 \times 10^3} = 7.70 \times 10^{-3} A/V$$

$$R_{O2} = \frac{1}{Y_{O2}} = \frac{10^6}{7.7} = 130 k\Omega$$

Donde R_{O2} es la salida del transistor Q_2 en circuito abierto, la impedancia R'_O de salida es R_{e2} es el paralelo de las resistencias $R_{O2} // R_{e2}$.

$$R_0 = \frac{R_{O2} * R_{e2}}{R_{O2} + R_{e2}} = \frac{(130)(5000)}{130 + 5000} = 127 \Omega$$

Una vez calculado todas las variables, se procede a calcular los totales de corriente y voltaje de las 2 etapas.

$$A_I = -\frac{I_{e2}}{I_{b1}} = -\frac{I_{e2}}{I_{b2}} \frac{I_{b2}}{I_{c1}} \frac{I_{c1}}{I_{b1}} = -A_{I2} \frac{I_{b2}}{I_{c1}} A_{I1}$$

Despejando A_{I2} , queda:

$$A_{I2} = -\frac{R_{C1}}{R_{i2} + R_{C1}}$$

$$A_I = A_{I2} A_{I1} \frac{R_{C1}}{R_{i2} + R_{C1}}$$

$$A_I = (45,3)(-44) \frac{5}{228,5 + 5} = -43,2$$

Para la ganancia de voltaje se tiene:

$$A_v = \frac{V_O}{V_1} = \frac{V_O}{V_2} \frac{V_2}{V_1} = A_{v1} A_{v2}$$

$$A_v = (0,99)(-116,6) = -115$$

También se puede obtener de otra manera:

$$A_V = A_I \frac{R_{e2}}{R_{i1}} = -43,2 * \frac{5}{1,87} = -115$$

La ganancia de voltaje tomando en cuenta la impedancia de la fuente es:

$$A_{vs} = \frac{V_O}{V_s} = A_v \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_s}$$

$$A_{vs} = -115 * \frac{1,87}{1,87 + 1} = -75,3$$

Por lo tanto, los resultados quedan de la siguiente manera:

Tabla 1.1.3. Resultados del ejemplo 1.1.1.

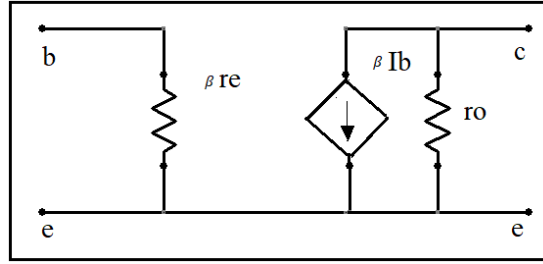
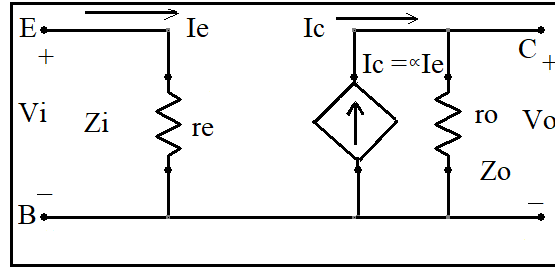
Variables	Transistor Q1	Transistor Q2	Ambas etapas
A_I	-44.5	45.3	-43.2
R_i	1.87k	228.5k	1.87k
A_v	-116.6	0.99	-115
R'_O	4.65k	127	127

1.1.5.- Método de acoplamiento por el modelo *re*.

Según los modelos de análisis en c. d. para amplificadores con BJT's son emisor, colector y base común, estos modelos se utilizan en una buena práctica de polarización en su punto de operación en la zona lineal, para que la señal sea amplificada, pero para modelos en c. a. estos modelos se complementan para procesar la pequeña señal y señal grande, existe un modelo que tiene buena aproximación del comportamiento real de un transistor BJT y este es el modelo *re*.

- **El modelo *re*.**

El modelo *re* de emisor común se constituye de Z_i , y Z_o , y reemplaza a los transistores en las diferentes configuraciones, por lo que son importantes en cada análisis, como se muestra en la figura 1.1.17. y 1.1.18.

Figura 1.1.17. Modelo *re* de emisor común.Figura 1.1.18. Modelo *re* de base común.

En modelo *re* de colector común es similar el modelo de emisor común, por lo que solo algunas variables difieren en el modelo.

Obtención del modelo *re*.

En el voltaje de entrada el voltaje V_i es igual al V_{be} y la I_e es igual a la corriente de base.

$$Z_i = \frac{V_i}{I_b} = \frac{V_{be}}{I_b} \quad 1.1.12.$$

Pero se sabe que el V_{be} es un equivalente de un diodo por la unión base- emisor, donde circula una corriente de emisor, y que es análoga a la corriente de diodo, donde la resistencia dinámica del diodo es:

$$r_D = \frac{26 \text{ mv}}{I_D}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mv}}{I_E} \quad 1.1.13.$$

Entonces por ley de ohm el V_{be} es igual a la $V_{be} = I_E r_e$ y por la ecuación de transferencia de corriente se sabe que $I_E = I_C + I_B$, y la corriente de colector es igual a $I_C = \beta I_B$, la ecuación queda en términos de I_B .

$$V_{be} = I_E r_e = (I_C + I_B) r_e$$

$$V_{be} = (\beta I_B + I_B) r_e = (\beta + 1) I_B r_e$$

Sustituyéndola en la primera ecuación:

$$Z_i = \frac{V_{be}}{I_b} = \frac{(\beta + 1)I_B r_e}{I_b}$$

Lo que queda:

$$Z_i = (\beta + 1)r_e$$

para señal pequeña y para señal grande se reduce a:

$$Z_i = \beta r_e \quad 1.1.14.$$

La cual es la impedancia de entrada, y para la impedancia de salida es r_o , esta se encuentra de $K\Omega$ a $M\Omega$ y se comporta como circuito abierto, ya que la impedancia de salida va a quedar en paralelo con resistencias de $K\Omega$ y se va a ser insignificante y la impedancia depende del circuito donde aparecerá o no, según el análisis, como se ve en la figura 1.1.19.

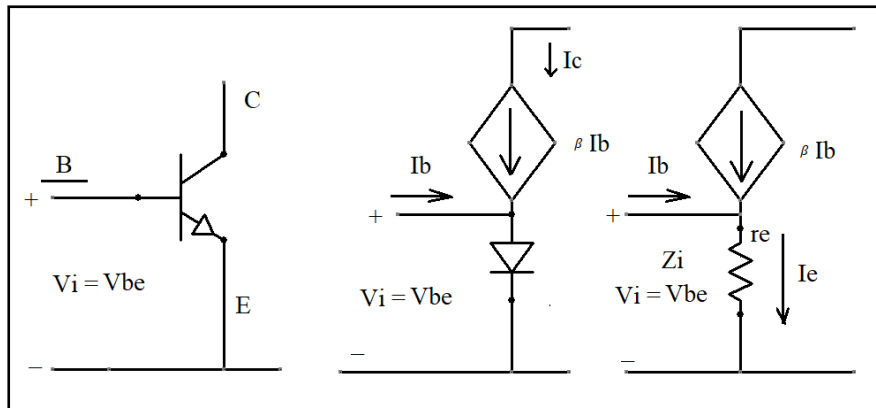


Figura 1.1.19. Obtención del modelo r_e .

Al igual que con los parámetros h con el modelo r_e , se propone una señal pequeña y si no es suficiente en una etapa de amplificación de esa señal, es necesario anexar una, dos o más etapas, para que la señal sea confiable, y pueda ser usada, esta conexión es llamada en cascada o multietapa, pero ahora será analizada con el método del modelo r_e , esta configuración es confiable ya que es más práctica y hace que multietapa sea más simple para conectar las siguientes etapas:

1. Emisor común acoplado con emisor común
2. Emisor común acoplado con base común
3. Emisor común acoplado con colector común
4. Base común acoplado con emisor común
5. Base común acoplado con colector común
6. Base común acoplado con base común
7. Colector común acoplado con emisor común
8. Colector común acoplado con base común
9. Colector común acoplado con colector común

Los modelos de emisor común con emisor común es una conexión típica en multietapa, también llamada conexión RC, llamada por su acoplamiento con un capacitor, aislando el modelo de emisor común de la primera etapa con acoplamiento en c. d. con la segunda etapa y funcionando en corto circuito en c. a. debido a su baja impedancia, y la segunda etapa actúa como carga de la primera etapa.

Ejemplo 1.1.2.

Se tiene una conexión emisor común con emisor común como en la figura 1.1.20., en donde se pide calcular lo siguiente:

- La ganancia de voltaje en cada etapa carga y la ganancia de salida sin carga en la segunda etapa.
- La ganancia total y el voltaje de salida si se le aplica una carga de $2.2 \text{ k}\Omega$.
- Calcule la impedancia de entrada en la primera etapa y la impedancia de salida en la segunda etapa.

Los valores de los componentes son los siguientes:

$V_s = 10 \text{ mV}$; $V_{CC} = 12 \text{ V}$; $\beta = 200$; $V_i = 10 \text{ mV}$; $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 10 \text{ }\mu\text{F}$; $R_1 = R_3 = 18 \text{ k}\Omega$; $R_2 = R_4 = 4.7 \text{ k}\Omega$; $R_{c1} = R_{c2} = 2.2 \text{ k}\Omega$; $R_{e1} = R_{e2} = 1.2 \text{ k}\Omega$; $R_L = 2.2 \text{ k}\Omega$.

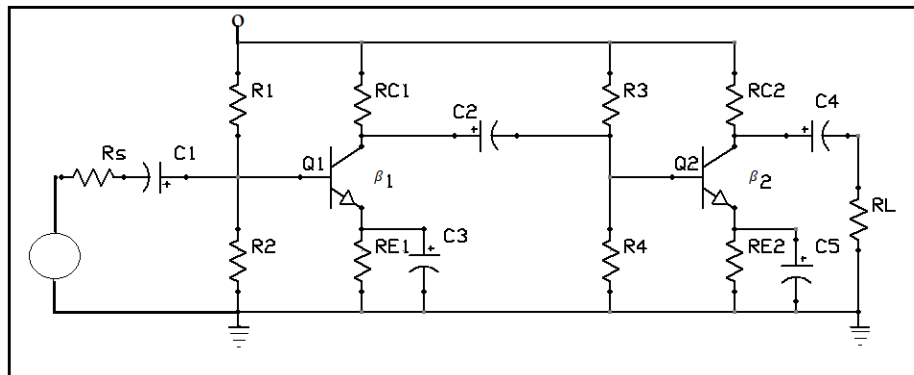


Figura 1.1.20. Amplificador acoplador por RC multietapa [2][10].

Se puede empezar por cualquier etapa, la primera o la segunda, si es que se proponen algunos valores, hacer cálculos y observar donde está el punto de operación, de lo contrario buscar por técnicas de polarización el punto de operación lineal óptimo

Se calcula el V_B , por el divisor de voltaje o equivalente Thévenin.

$$V_B = \frac{R_2 * V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{4.7 \text{ k}\Omega (12 \text{ V})}{18 \text{ k}\Omega + 4.7 \text{ k}\Omega} = 2.4846 \text{ Volts}$$

Y el voltaje de emisor es:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2.4846 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = 1.7846 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1.7846 \text{ V}}{1.2 \text{ K } \Omega} = 1.4487 \text{ mA}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 12 \text{ V} - (1.4487 \text{ mA}) (2.2 \text{ K } \Omega) = 8.7282 \text{ V}$$

Aplicando la ecuación 1.1.13., queda:

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{1.4487 \text{ mA}} = 17.483 \text{ } \Omega$$

a) La ganancia de voltaje en cada etapa carga y la ganancia de salida sin carga en la segunda etapa., es:

La carga en la segunda etapa es:

$$Z_{i2} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e$$

Por lo que la ganancia en la primera etapa es:

$$A_{V1} = - \frac{R_C \parallel Z_{i2}}{r_e}$$

$$A_{V1} = - \frac{(2200) \parallel (18000) \parallel (4700) \parallel (200)(17.483)}{17.483 \text{ } \Omega}$$

$$A_{V1} = 56.69$$

Para la ganancia sin carga en la segunda etapa se tiene:

$$A_{V2(SC)} = - \frac{R_C}{r_e} = \frac{2200}{17.483 \text{ } \Omega} = -125.83$$

$$A_{V2} = -125.83$$

b) La ganancia total es:

$$A_{VT(SC)} = A_{V1} * A_{V2(SC)} = (56.69) (-125.83) = 7134.07$$

Este valor es la capacidad que tiene el amplificador, y el voltaje de salida es:

$$A_{V0} = A_{VT(SC)} V_i = (7134.07) (10 \text{ mV}) = 71.34 \text{ V}$$

La ganancia total con una carga de $2.2 \text{ K } \Omega$ es:

$$A_{VT} = \frac{V_0}{V_i} = \frac{R_L}{R_L + Z_0} A_{VT(SC)} = \frac{2200}{2200 + 2200} (7134.07 \text{ V}) = 3567.03$$

Aquí se observa que la ganancia es un poco menor que la ganancia sin carga (SC) debido a que la carga es igual a la resistencia de colector, y esta ganancia se puede controlar con la resistencia de colector.

$$V_0 = A_{VT} V_i = (3567.03)(10 \text{ mV}) = 35.67 \text{ V}$$

La cual es una ganancia significativa.

c). - La impedancia de entrada del circuito se calcula de la siguiente manera:

$$Z_{i1} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e = (18000) \parallel (4700) \parallel (200)(17.483 \Omega) = 1804.03 \Omega$$

Y la impedancia de entrada en la segunda etapa es:

$$Z_{02} = R_C = 2.2K \Omega$$

Tarea, ejercicios:

Sección 5.13-5.15 (Problemas 36 al 44); Páginas 357, Efectos R_S y R_L , en bipuertos
Sección 5.16 (Problemas 45 al 51); Páginas 361, Sistemas en cascada.

Libro:

[2]. Boylestad Robert L., Nashelsky Louis, (2009) *Electrónica Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*, México Décima edición, Prentice Hall.

1.2. Análisis con JFET.

El análisis de amplificadores multietapa con transistores de efecto de campo se realiza con la polarización en análisis de c. d. para la ubicación en el punto Q y en c. a., para el acoplamiento de sus etapas y amplificado de su ganancia en el máximo punto Q de operación, las combinaciones de sus modelos híbridos parten de sus configuraciones de source, drain y gate común.

Con esto se aprovecha un aumento significativo en la ganancia total de la multietapa, distribuyendo la ganancia entre varias etapas, permitiendo amplificar señales débiles con claridad y alta calidad de manera significativa, mejor que un BJT, al seleccionar adecuadamente los Fets y Mosfets y sus posibles configuraciones., se puede manejar la impedancia de entrada y salida del amplificador a las necesidades específicas de la aplicación, se puede minimizar la no linealidad de cada etapa individual, según sea la ubicación de su corriente de drain I_D y distribuyendo adecuadamente el producto de las ganancias entre sus etapas, da como resultado una menor distorsión total.

Una ventaja de este acoplamiento es el mejoramiento de la alta impedancia de entrada y salida moderada de cada amplificador, al seleccionar adecuadamente las configuraciones de los dispositivos FET'S o MOSFET'S, se pueden adaptar las impedancias del amplificador en una o dos etapas a las necesidades específicas de la aplicación, la impedancia de entrada de la segunda etapa es la impedancia de salida de la primera etapa.

Las configuraciones más comunes en cada etapa **JFETS/MOSFETS** incluyen:

- **Primera etapa, se utiliza como preamplificador o Driver:**

Source o fuente común: Ofrece alta ganancia de calidad en voltaje y es ideal para amplificar señales débiles, libres de ruido, con alta impedancia (∞) de entrada que va desde $K\Omega$ hasta $M\Omega$.

Seguidor de voltaje o drenaje común: Sirve para acoplar etapas y proporcionar una impedancia de salida moderada de r_d en $K\Omega$.

- Etapas intermedias:

Source o fuente común: amplifica aún más la señal y genera un poco más de amplificación, mejora el ancho de banda de trabajo. Se puede acoplar perfectamente debido a su alta impedancia de entrada.

Drenaje común o seguidor de voltaje: sirve para aislar etapas y mejora la estabilidad del punto de operación.

- Etapa de salida:

Source o fuente común: sirve para entregar potencia máxima a una carga.

Complemento push-pull: Da una mayor eficiencia y menor distorsión en aplicaciones de alta potencia, etapas y proporcionar una impedancia de salida moderada de r_d en $K\Omega$.

Donde Z_0 de los FETS es parecida a los BJT's convencionales, pero en este caso aparece en la hoja de datos como y_{os} que es un componente del circuito equivalente de admitancia donde output (o) es salida y (s) es source, y sus valores oscilan entre $10 \mu S$, y $50 \mu S$ o $20 k\Omega$ ($R = 1/G = 1/50 \mu S$) a $100 k\Omega$ ($R = 1/G = 1/10 \mu S$), por lo que la pendiente de salida se puede controlar, cuanto más horizontal sea la curva de la pendiente, mayor será la impedancia de salida, idealmente impedancia infinita o circuito abierto en la práctica.

$$Z_O = r_d = \frac{1}{y_{os}} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \quad 1.2.1.$$

Para su análisis en c. a., se utiliza el modelo siguiente que involucra la transconductancia, como el de la figura 1.2.1.

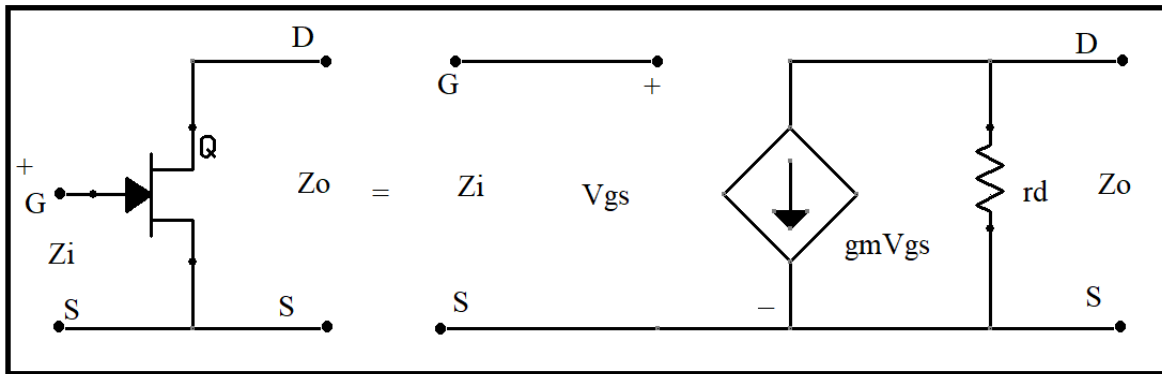


Figura 1.2.1. JFET en su circuito equivalente en c. a.

Este modelo tiene control de la corriente de drenador por el V_{GS} y para que tenga el efecto amplificador este se comporta como una fuente de corriente de drenador I_D controlada por voltaje I_D y está dada por la ecuación:

$$\Delta I_D = g_m \Delta V_{GS} \quad 1.2.2.$$

Por lo que se puede deducir que el voltaje de compuerta a la fuente V_{GS} controla la corriente de drenador a la fuente ΔI_D , donde g_m es la transconductancia, donde **trans** se refiere a la relación entrada y salida del modelo y **conductancia** a la relación de G con la resistencia.

$$G = 1/R = I/V$$

Entonces la transconductancia queda de la siguiente manera:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \quad 1.2.3.$$

También se puede expresar en voltaje, debido a la derivada de una función en un punto de la ecuación de Shockley que es igual a la pendiente de la recta tangente trazada en dicho punto:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]$$

Donde $| -V_p |$ es estrictamente positiva, y con la condición de $V_{GS} = 0$, donde g_{m0} es una condición inicial del voltaje V_{GS} , según hoja de datos.

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} \quad 1.2.4.$$

$$g_m = g_{m0} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right] \quad 1.2.5.$$

También se puede encontrar en la hoja de datos como $g_m = y_{fs}$ que varía de 1000 a 5000 μS o de 1 a 5 mS, una vez teniendo el modelo del JFET se puede reemplazar en el circuito multietapa.

También se puede obtener g_m sabiendo la corriente de drenador y la corriente de drenaje máxima I_{DSS} , definida por las condiciones de $V_{GS} = 0$ y $V_{DS} > |V_p|$.

$$g_m = g_{m0} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \quad 1.2.6.$$

Haciendo referencia a la ecuación de Shockley

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad 1.2.7.$$

Por lo que si existe un cambio de corriente I_D es porque hay un cambio de voltaje V_{GS} en la entrada del transistor efecto de campo, y g_m se incrementará de V_p hasta I_{DSS} y es la curvatura donde se puede localizar el punto Q.

Una vez conociendo los parámetros de amplificación se puede decir que la ganancia total de un amplificador con JFET o MOSFET es el producto de sus ganancias en cada etapa como:

$$A_V = A_{V1} A_{V2} = (-g_{m1} R_{D1}) (-g_{m2} R_{D2}) = g_{m1} g_{m2} R_{D1} R_{D2}$$

$$A_V = g_{m1} g_{m2} R_{D1} R_{D2} \quad 1.2.8.$$

La impedancia de entrada en cascada de la etapa 1 es:

$$Z_i = R_{G1} \quad 1.2.9.$$

Y la impedancia de salida en la segunda etapa es:

$$Z_o = R_{D2} \quad 1.2.10.$$

La función principal del arreglo en cascada es producir la mayor ganancia total

Para esto las técnicas de polarización son:

Método matemático: Utiliza las ecuaciones de Shockley para deducir el punto Q de operación y sirve para los JFET, MOSFET y MESFET de empobrecimiento.

El método gráfico: La ecuación de Shockley que es aplicable a los JFET, MOSFET y MESFET tipo empobrecimiento y hay que graficar para obtener el punto Q de operación.

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2 \quad 1.2.11.$$

Y para los MOSFET y MESFET tipo enriquecimiento se utiliza la modificada de Shockley

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \quad 1.2.12.$$

Los modelos para combinar en la multietapa son:

- Source común en polarización fija acoplado con JFET o D-MOSFET
- Source común en autopolarización acoplado con JFET o D-MOSFET
- Source común en divisor de voltaje acoplado con JFET o D-MOSFET
- Compuerta común acoplado con JFET o D-MOSFET
- Fuente seguidor o drenaje común acoplado con JFET o D-MOSFET
- D-MOSFET tipo empobrecimiento acoplado con JFET canal n y/o canal p
- D-MOSFET tipo enriquecimiento acoplado con JFET canal n y/o cana p
- Retroalimentación por drenaje común acoplado con E-MOSFET
- Divisor de voltaje JFET acoplado por E-MOSFET

Un ejemplo común es cuando un FET o MOSFET en configuración de source o fuente común se utiliza como primera etapa, proporcionando ganancia de voltaje, después un source común o un seguidor de voltaje o drenaje común se utiliza como segunda etapa para proporcionar una baja impedancia de salida y aislar la carga de la etapa anterior.

Análisis de un Source en primera etapa con source común en segunda etapa.

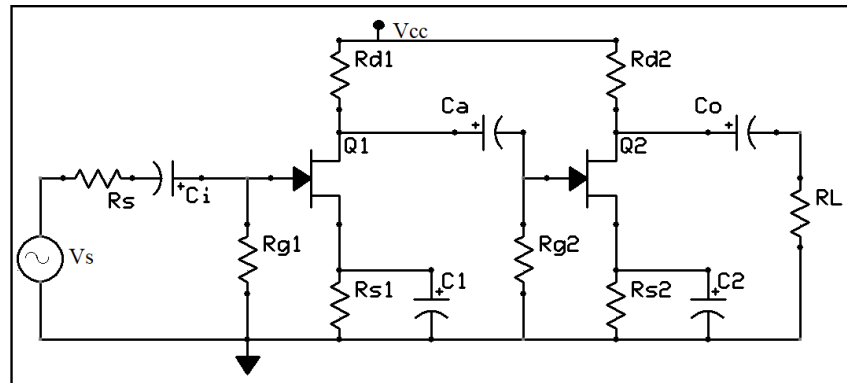


Figura 1.2.2. Amplificador multietapa con FETS [2][10].

Ejemplo 1.2.1.

Calcule las variables de polarización de c. d. utilizando el método directo o grafico para obtener V_{GSQ} , I_{DQ} , g_m y g_{m0} la ganancia total A_{VT} , la impedancia de entrada Z_i y de salida Z_o , y el voltaje de salida V_o , para el siguiente circuito en multietapa, si $R_{g1} = 1\text{M}\Omega$, $R_{s1} = 1.2\text{k}\Omega$, $R_{d1} = 3\text{k}\Omega$ y los capacitores de $C_i = C_a = C_o = C_1 = C_2 = 10\text{ }\mu\text{F}$, con $V_{CC} = 18\text{ V}$, y $V_i = 10\text{ mV}$:

Como primer paso se observa que la primera y la segunda etapa están en configuración de autopolarización fija sin V_{GG} y utilizando el método matemático y la tabla 7.1. del libro [2] de configuraciones del JFET, se sabe que [2][10]:

$$V_{GS} = -I_D R_S \quad 1.2.13.$$

Y corriente de drenador se calcula por:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S)$$

También se sabe que:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{2} \quad 1.2.14.$$

Pero a veces es mejor graficar para ubicar la corriente de drenador y el voltaje V_{GS} en la ecuación de Shockley, donde el signo negativo es la fase.

$$V_{GS} = -I_D R_S = \frac{I_{DSS} R_S}{2}$$

Las variables que se requieren para realizar la multietapa son: V_{GSQ} , I_{DQ} , g_{m0} y g_m

Y con estos datos se calcula la ganancia en la segunda etapa.

$$A_{V2} = -g_m R_D \quad 1.2.15$$

Y se obtiene la impedancia de salida de la primera etapa $Z_O = R_{D1} \parallel R_{G1}$, a veces las ganancias son iguales, pero de lo contrario se calculan las ganancias individuales de cada etapa, por los métodos tradicionales de FETS.

Una vez calculados las ganancias se procede a calcular la ganancia total de la multietapa.

$$A_{VT} = A_{V1} A_{V2} \quad 1.2.16.$$

Y el voltaje de salida es:

$$A_{VO} = A_{VT} V_i \quad 1.2.17.$$

Las impedancias de salida y de entrada de la ecuación 1.2.9 y 1.2.10.son:

$$Z_i = R_{G1} \quad Z_O = R_{D2}$$

Y si tiene carga, el voltaje de salida con carga será:

$$V_L = \frac{R_L}{R_L + Z_O} V_0$$

Para el ejercicio 1.2.1. Si se saben los valores de hojas de datos del JFET, se pueden sustituir por datos numéricos al ejercicio con la ecuación 1.2.4. y 1.2.5.y se empiezan hacer los cálculos.

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} = \frac{2(6mA)}{|-6V|} = 2mS$$

$$g_m = g_{m0} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right] = (2mS) \left[1 - \frac{-3}{-6} \right] = 1mS.$$

$$I_{DSS} = 6mA, V_P = -6 \text{ y } y_{OS} = 40\mu S.$$

Calcular V_{GSQ} , I_{DQ} , g_m y g_{m0} , la ganancia total A_{VT} , la impedancia de entrada Z_i y de salida Z_o , y el voltaje de salida V_o para el siguiente circuito en multietapa:

Solución:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2(6mA)}{|-6V|} = 2mS$$

Se calculan las condiciones de polarización del transistor efecto de campo de la primera etapa, tomado en cuenta las condiciones iniciales.

$$V_{GS} = 0 \text{ V}, I_D = I_{DSS} = 6 \text{ mA}$$

$$V_{GS} = V_P = -6 \text{ V}, I_D = 0 \text{ mA}$$

$$\text{Entonces el primer punto es: } V_{GS1} = \frac{V_P}{2} = \frac{-6}{2} = -3 \text{ y } I_{D1} = \frac{I_{DSS}}{4} = 1.5 \text{ mA}$$

$$\text{para el segundo punto es: } V_{GS2} = 0.3V_P = -1.8 \text{ V}, I_{D2} = \frac{I_{DSS}}{2} = 3 \text{ mA}$$

$$\text{si el } V_{GS} = -I_D R_S, \text{ entonces } I_D = \frac{V_{GS}}{R_S} = \frac{-3 \text{ V}}{1.6 \text{ K}} = 1.875 \text{ mA: gráficamente queda}$$

$$V_{GS} = -(1.875 \text{ mA})(1.6 \text{ k}\Omega) = -3 \text{ V},$$

Tomando datos de la gráfica se obtiene el punto por el método grafico:

$$(a) \quad I_{DQ} = 1.7 \text{ mA}; V_{GSQ} = -2.8 \text{ V}$$

De la ecuación 1.2.9 y 1.2.10.son:

$$Z_i = R_{g1} = 1M\Omega \text{ y } Z_o = R_{d1} = 3k\Omega.$$

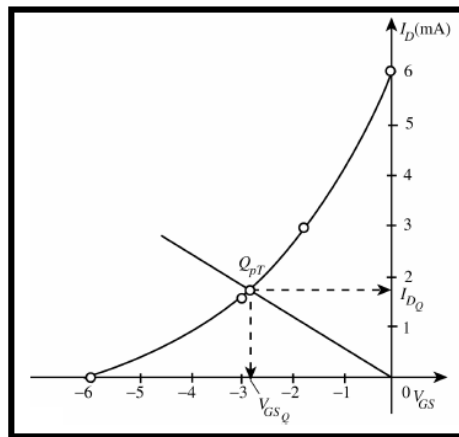


Figura 1.2.3. Grafica de la figura 1.2.2.

De la ecuación 1.2.15 se calcula la ganancia A_{V1} y A_{V2} , y V_T con la ecuación 1.12.16.

$$A_{V1} = A_{V2} = -g_m R_D = -(1mS)(3k\Omega) = 3$$

Y el voltaje de salida es: $A_{VT} = A_{V1} A_{V2} = (3)(3) = 9.$

$$A_{VO} = A_{VT} V_i = 9 * 10 \text{ mV} = 0.09 \text{ V}$$

En el punto de operación es: $g_m = g_{m_0} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right] = (2 \text{ mS}) \left[1 - \frac{-2.8}{-6} \right] = 1.0666 \text{ mS}$

$$A_{V1} = A_{V2} = -g_m R_D = -(1.0666 \text{ mS})(3 \text{ k}\Omega) = -3.2$$

$$A_{VT} = A_{V1} A_{V2} = (3.2)(3.2) = 10.24.$$

$$A_{VO} = A_{VT} V_i = 10.24 * 10 \text{ mV} = 0.1024 \text{ V}$$

Se puede observar la diferencia del método gráfico vs el método directo.

Ventajas de usar amplificadores contruidos con JFETS / MOSFETS en multietapa.

- Por su alta impedancia de entrada permite conectar fuentes de señal de audio, video y cualquier señal pequeña sin utilizar una atenuación en fuentes excitadas.
- Minimiza la carga sobre la fuente de señal excitada, esto hace que consuma menos corriente de entrada en el dispositivo.
- Contribuye a una procesar una señal de salida más limpia, con generación de bajo ruido en lo referente a ruido eléctrico.
- Es usado en aplicaciones de alta frecuencia, debido a su amplio ancho de banda en sus componentes externos y frecuencias de corte.
- Proporciona una respuesta mucho más lineal que los transistores bipolares, reduciendo la distorsión y bajo ruido, usando técnicas de diseño adecuadas.
- Se utiliza para las aplicaciones específicas de bajo consumo de potencia, trabaja como driver o controlador para los BJT's.

Aplicaciones de los amplificadores multietapa con transistores efecto de campo:

Los amplificadores multietapa con JFETS/MOSFETS se utilizan en aplicaciones como:

- **En audio:** Se usan en amplificadores de alta fidelidad, preamplificadores, ecualizadores.
- **Comunicaciones:** Aplicables a amplificadores de RF, mezcladoras de audio.
- **Instrumentación:** por su alta impedancia de entrada se usa en amplificadores de instrumentación y convertidores analógico-digitales [4][10][2][7].

1.3. Análisis de circuitos mixtos (BJT y JFET).

Los amplificadores multietapa con circuitos mixtos BJT y JFET es una combinación de transistores bipolares (BJT) y transistores de efecto de campo JFET o metal oxido MOSFET'S en un mismo circuito amplificador multietapa y ofrece ventajas únicas como:

- Características de combinar circuitos mixtos, es que cada tipo de transistor tiene sus ventajas o fortalezas, los BJT suelen manejar altas corrientes y ganancias, mientras que los JFETS ofrecen alta impedancia de entrada, calidad en el procesamiento de señal y bajo ruido, por lo que, combinándolos, se pueden diseñar amplificadores con características óptimas para aplicaciones específicas.
- Al tener variedad de componentes tanto pasivos como activos, existe flexibilidad en el diseño de circuitos mixtos, se pueden implementar diferentes topologías y configuraciones para lograr características como alta ganancia, bajo ruido, alta impedancia de entrada, entre otras.
- Los BJTS compensan las limitaciones de los JFETS en ciertas aplicaciones, y viceversa, un BJT en la etapa de salida proporciona una mayor corriente de salida que un FET, y un FET maneja una amplificación de entrada o salida limpia y sin ruido.

Configuraciones típicas en amplificadores multietapa mixtos

Existen diversas configuraciones posibles, pero algunas de las más comunes incluyen:

- Primera etapa (preamplificador):
 - JFET en configuración de fuente común: Ofrece alta impedancia de entrada y bajo ruido, ideal para preamplificadores de micrófono.
- Etapas intermedias:
 - BJT en configuración de emisor común: Proporciona alta ganancia de corriente y puede ser utilizado para amplificar señales de baja impedancia.
- Etapa de salida:
 - Par complementario BJT (NPN + PNP) o clase B o AB: Ofrece alta potencia de salida y alta eficiencia.
 - MOSFET de potencia: Ideal para aplicaciones de alta frecuencia o tensión.

Ventajas de los amplificadores multietapa mixtos

- Alta ganancia: Combinando las altas ganancias de voltaje de los FETS y las altas ganancias de corriente de los BJT's, se pueden lograr ganancias totales muy elevadas.
- Baja distorsión: Al distribuir la ganancia entre varias etapas y utilizar diferentes tipos de transistores, se puede minimizar la distorsión no lineal.
- Amplio rango dinámico: Los amplificadores mixtos pueden manejar tanto señales de baja amplitud como señales de alta amplitud.
- Flexibilidad: Se pueden adaptar a una amplia variedad de aplicaciones, desde audio de alta fidelidad hasta sistemas de comunicaciones.

Diseño de amplificadores multietapa mixtos

Al diseñar un amplificador multietapa mixto, se deben considerar los siguientes factores adicionales a los mencionados para amplificadores con un solo tipo de transistor:

- Compatibilidad entre etapas: Es importante asegurar que las impedancias de salida y entrada de cada etapa sean compatibles para evitar problemas de adaptación.
- Polarización: La polarización de cada transistor debe ser adecuada para garantizar un funcionamiento correcto y estable.

- Efectos de temperatura: Los diferentes coeficientes de temperatura de los BJT y FETs pueden afectar el rendimiento del amplificador, por lo que se debe de usar disipadores.

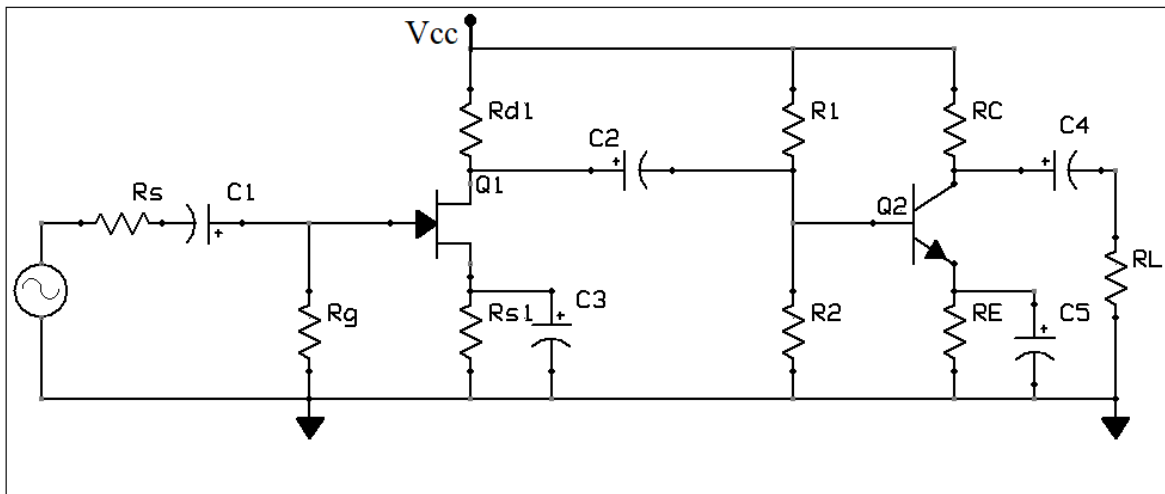


Figura 1.3.1. Multietapa con circuitos mixtos [2][5][7].

Ventajas y aplicaciones.

Los amplificadores multietapa mixtos ofrecen una gran flexibilidad y rendimiento en una amplia variedad de aplicaciones. Al combinar las ventajas de los BJT y los FETs, se pueden diseñar amplificadores altamente personalizados y optimizados para satisfacer las necesidades específicas de cada proyecto.

Aplicaciones.

Los amplificadores multietapa mixtos se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, incluyendo:

En el audio se aplican en el diseño y uso de amplificadores de alta fidelidad, preamplificadores y ecualizadores.

En comunicaciones se usan en su implementación de amplificadores de RF y mezcladoras.

En instrumentación se utilizan en el uso de amplificadores de instrumentación, convertidores analógico-digitales, entre otras aplicaciones [1][2][5][9].

Ejemplo 1.3.1.

Se tiene un diseño de una red mixta, entrada FET y salida BJT para un amplificador en cascada de la figura 1.3.1, los valores de las resistencias son: $V_{CC} = 20\text{ V}$, $R_{S1} = 680\ \Omega$, $R_{d1} = 2.4\text{ k}\Omega$, $R_g = 3.3\text{ M}\Omega$, $I_{DSS} = 10\text{ mA}$, $V_p = -4\text{ V}$, $R_1 = 15\text{ k}\Omega$, $R_2 = 4.7\text{ k}\Omega$, $R_E = 1\text{ k}\Omega$, $R_E = 2.2\text{ k}\Omega$, $\beta = 200$, $C_1 = 0.05\ \mu\text{F}$, $C_2 = 0.5\ \mu\text{F}$, $C_3 = C_5 = 100\ \mu\text{F}$, $C_5 = 0.5\ \mu\text{F}$, calcule lo siguiente:

a). - Z_i , Z_o , y V_o si V_i es 2 mV .

b). - Calcule la ganancia de voltaje de cada etapa.

c). - Encuentre los siguientes valores de la segunda etapa si: $Z_i, Z_o, r_e, A_{Vmedia} = V_o/V_i$ y $A_{Vmedia} = V_o/V_s$,

Solución:

(a). Se puede empezar por la etapa 1 o la etapa 2, en este caso se empezará con la etapa 2.

$$V_B = \frac{V_{CC}R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(20\text{ V})(4.7\text{ k}\Omega)}{15\text{ k}\Omega + 4.7\text{ k}\Omega} = 4.7715\text{ V}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 4.77 - 0.7 = 4.07\text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4}{1\text{ k}} = 4\text{ mA}$$

$$V_B = 4.77\text{ V}, V_E = 4.07\text{ V}, V_C = 11\text{ V}, I_E = 4.0\text{ mA},$$

$$r_e = \frac{26\text{ mV}}{I_E} = \frac{26\text{ mV}}{4\text{ mA}} = 6.5\text{ mV}.$$

$$R_{i2} = 15\text{ k}\Omega \parallel 4.7\text{ k}\Omega \parallel (200)(6.5\Omega) = 953.6\Omega.$$

La Ganancia de la etapa 1 es:

Para el cálculo de la etapa 1 se calcula g_m :

Por método grafico se calcula $V_{GSQ} = -1.9\text{ V}$, $I_d = 2.8\text{ mA}$.

$$g_{mo} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2(10\text{ mA})}{|-4\text{ V}|} = 5\text{ mS}$$

$$g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5\text{ mS} \left(1 - \frac{-1.9\text{ V}}{-4\text{ V}}\right) = 2.6\text{ mS}$$

b). - Calcule la ganancia de voltaje de cada etapa.

$$A_{V1} = -g_m[R_D \parallel R_i(\text{etapa 2})]$$

$$= -(2.6\text{ mS})(2.4\text{ k}\Omega \parallel 953.6\Omega) = -1.77$$

El cálculo de la Gancia de la etapa 2 da:

$$A_{V2} = -\frac{R_C}{r_e} = \frac{2.2\text{ k}}{6.5\Omega} = -338.4615$$

La ganancia total es:

$$A_V = A_{V1} A_{V2} = (-1.77)(-338.4615) = 599.01 \approx 600$$

El voltaje de salida es:

$$V_O = A_V V_i = (600)(2\text{ mV}) = 1.2\text{ V}$$

c). – Encuentre los siguientes valores de la segunda etapa si: Z_i , Z_o , r_e , $A_{Vmedia} = V_o/V_i$ y

$$A_{Vmedia} = V_o/V_s.$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{4 \text{ mA}} = 6.5 \text{ mV}.$$

Se tiene el mismo voltaje de entrada V_i y el la source o fuente V_s ,

$$A_{Vmedia} = V_o/V_i = \frac{1.2 \text{ V}}{2 \text{ mV}} = 600$$

La impedancia de entrada del amplificado multietapas es:

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

La impedancia de salida del amplificador es la salida de la segunda etapa:

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

Tarea. - Ejemplo de un amplificador multietapa mixto

Diseñe un amplificador multietapa para una buena amplificación como el de la figura 1.3.1. sí, se propone un JFET en configuración de fuente común, que se utiliza como primera etapa para proporcionar alta impedancia de entrada y bajo ruido, además se propone un BJT en configuración de emisor común, como segunda etapa, para proporcionar alta ganancia de corriente y conducir una carga específica, calcule:

(a). - Los voltajes de polarización y la corriente de colector de cada etapa si: $R_g = 10 \text{ M}\Omega$, $R_{d1} = 1.8 \text{ k}\Omega$, $R_{S1} = 390 \Omega$, $R_1 = 24 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 8.2 \text{ k}\Omega$, $R_C = 2.7 \text{ k}\Omega$, $R_E = 2.2 \text{ k}\Omega$, $C_S = 0.05 \mu\text{F}$, $C_E = 100 \mu\text{F}$, $C_{acoplo} = 0.1 \mu\text{F}$ y $C_O = 10 \mu\text{F}$, $I_{DSS} = 6 \text{ mA}$, $V_P = -3 \text{ V}$, $\beta = 150$.

(b). - La ganancia de voltaje de cada etapa y la ganancia de voltaje total del amplificador.

(c). - La impedancia de entrada (Z_i) y de salida (Z_o) para el amplificador sugerido.

Actividades Unidad 1:

Tarea 1: Investigar los siguientes conceptos:

Clasificación de los Amplificadores, Margen de Frecuencias en banda audible y de radio y tv, Ancho de Banda, Logaritmo, Decibel, Distorsión y Ruido.

Tarea 2. Parámetros híbridos:

Realizar el siguiente ejercicio, Multiplicación de amplificadores, método parámetros híbridos y parámetros T.

A) - Método del modelo híbrido: Acoplar 2 amplificadores $A1 \times A2 = AT$, proponer los parámetros híbridos de 2 transistores en cascada, convertirlos a parámetros T, multiplicar sus matrices con la matriz $[T]$, convertirla a parámetros h, y discutir los

resultados, elegir en estas combinaciones: bc x bc; bc x ec; bc x cc; ec x ec; ec x cc; cc x cc; bc x bc.

Tarea 3. – Demostrar el modelo *re*, de colector común.

Tomar las configuraciones: emisor común, base y colector comunes con sus variables propuestas por el docente.

Tarea 4: En equipos analizar la información sobre el funcionamiento y comportamiento, la estructura y aplicación de amplificadores multietapa con transistores BJT s.

Tarea 5: En equipos hacer un listado de la aplicación de los amplificadores multietapa.

Tarea 6: Hacer un reporte de investigación de manera escrita, que contenga circuitos, conceptos, ecuaciones de amplificadores multietapa diseñados con transistores BJT`s.

Tarea 7: Elaborar un mapa conceptual de cómo trabaja un amplificador multietapa con BJT`s.

Ejercicios del [2]:

➤ Amplificadores Multietapa, análisis con BJT.

- a) - Estudiar el Resumen, conclusiones y conceptos importantes del Resumen del capítulo 3, 4, 5 y 9, Página 340, 341.

Sección 5.13-5.15 (Problemas 36 al 44); Páginas 357, Efectos R_s y R_L , en bipuertos
Sección 5.16 (Problemas 45 al 51); Páginas 361, Sistemas en cascada.

➤ 1.2. Amplificadores multietapa, con análisis con JFET.

- a). - Estudiar el Resumen, conclusiones y conceptos importantes del Resumen del capítulo 6, 7, 8 y 9, Página 523 (Libro Uno).
- b). - Resolver los siguientes Problemas Propuestos, (Libro uno).

Sección 8.14 (Problemas 46 al 48); Páginas 535 y 536, Efectos R_s y R_L
Sección 8.15 (Problemas 49 al 56); Páginas 536 y 537, Sistemas en cascada.

DISEÑO CON TRANSISTORES /ETF1013

PROFESOR: _____

Nombre y Numero de la Practica	PRACTICA # 1 Amplificadores Multietapa
Objetivo de la práctica.	El alumno será capaz de: a) Identificar y medir en un transistor los parámetros híbridos (h_{fe}, h_{oe}), como objetivo primordial, y calcular los parámetros de manera teórica (h_{ie} h_{re}) de un Transistor en emisor común. b) Determinar la impedancia interna del generador de funciones por el método de Thévenin o por divisor de voltaje, auxiliándose de cargas externas conocidas. c) Conectar un amplificador en clase A en pequeña señal o señal grande (μV o mV) en primera etapa en emisor, base o colector común, con ganancias en la primera etapa A_1 y conectarlo a una segunda etapa A_2, en cualquier configuración, comprobando la ganancia total A_{VT}, como te indique el docente. d) Conectar en primera etapa un FET A_1 como un amplificador en pequeña señal o señal grande (μV o mV) de source común, drain o gate común, con un amplificador en segunda etapa A_2, en clase A, con otro FET en cualquier configuración o una segunda etapa con un BJT en emisor, base o colector común, comprobando la ganancia A_{VT}. como lo indique el docente. e) Determinar en una tabla los parámetros Z_i, Z_o, A_v y A_i en los incisos (c) y (d) para realizar un acoplo adecuado, además su barrido en frecuencias.
Introducción	• Un parámetro híbrido es un parámetro h con: (Impedancia de entrada, ganancia de corriente forward, ganancia de voltaje inversa y admitancia de salida), las cuales son características de diseño y operación y se asemejan al modelo re del transistor. • Un sistema multietapa o en cascada con ganancias de voltaje en cada etapa en condiciones de carga es el producto de sus ganancias, es decir Δ_{V1} está determinada con la impedancia de entrada a Δ_{V2}, y la ganancia total del amplificador, • La ganancia de corriente está determinada por $\Delta_{IT} = - \Delta_{VT}(Z_{i1} / R_L)$. • El sistema R_L y R_S de un sistema en cascada afectara la ganancia de voltaje, y el acoplo a frecuencias.
Descripción	• Identificar los parámetros híbridos con un circuito de prueba de polarización en emisor común, de (h_{fe}), como objetivo central de este inciso y (h_{ie}, h_{re} y h_{oe}) de manera opcional (discutir en la práctica los 4 parámetros con hoja de datos, entre los estudiantes y el docente).

	• Conectar un amplificador emisor común clase A en pequeña señal con amplificador en emisor común clase A en pequeña señal o señal grande con una ganancia de $2 \times 5 = 10$, $10 \times 5 = 50$, $10 \times 2 = 20$, $5 \times 4 = 20$ elegir un múltiplo, proponer según diseño, en primera etapa o segunda etapa, puede ser de $10 \times 10 = 100$ u otro producto. • Conectar un amplificador FET en pequeña señal como amplificador y un BJT en clase A en pequeña señal o señal grande con una ganancia de $2 \times 5 = 10$, $10 \times 5 = 50$, $10 \times 2 = 20$, $5 \times 4 = 20$ elegir un múltiplo, o proponer uno, en primera etapa o segunda etapa.
Tiempo estimado	• 30 minutos por inciso (a), (b), (c), (d) y (e).
Observaciones	i. Tomar nota del seguimiento y desarrollo de cada paso. ii. Bajar la hoja de especificaciones de los transistores de la practica iii. Comparar los datos obtenidos de la práctica con la hoja de Datos. iv. Elaborar un reporte con los siguientes pasos:
Reporte.	a). - Caratula; b). – Objetivos; c). – Desarrollo; d). - Diagramas eléctricos, e). - Observaciones y conclusiones.

Circuitos propuestos u otros equivalentes con 2 etapas en cascada

Circuito multietapa BJT's (c)

Configuración/parámetros	Z_i	Z_o	A_v	A_i
Etapas 1				
Etapas 2				

Circuito multietapa FET's (d)

Configuración/parámetros	Z_i	Z_o	A_v	A_i
Etapas 1				
Etapas 2				

Lista de Materiales	Transistores semiconductores tipo NPN o PNP, FET's canal n/p, y MOSFET's. 1 multímetro que mida diodos, betas y óhmetro
---------------------	--

	1 tablilla de experimentos (Protoboard), (Resistencias de varios valores). Fuente de voltaje de 5, 12, 0 24 volts de polarización 2 transistores NPN o PNP, el más común el 2N2222 o de propósito general. 2 transistores efecto de campo y un MOSFET sin diodo Damper Resistencias de carga de 150K, 10K, 1K ohm a ½, 1, 2 Watts. Potenciómetros de 1K, 10K 100K ohms, caimanes, Multímetro, generador de funciones, osciloscopio
--	--

TEMA II

Arreglos especiales

2.1. Darlington.

Un amplificador **Darlington** es un arreglo de **alta ganancia de corriente** en una configuración de dos transistores bipolares BJT's conectados entre sí. La corriente de base I_b del primer transistor se amplifica por su arreglo de ganancia de corriente β y se convierte en la salida de corriente en el emisor del primer transistor, ya que la corriente de colector es casi la corriente de emisor del primer amplificador $I_{e1} \approx I_{c1}$, la I_{b1} la corriente de base 1 es pequeña y se considera despreciable, la corriente de emisor 1 amplificada es la entrada a la base del segundo amplificador $I_{e1} \approx I_{b2}$ y la corriente de emisor del primer transistor alimenta directamente a la base del segundo amplificador dando como resultado una ganancia de corriente extremadamente alta o concentrada, lo que lo hace ideal para aplicaciones que controlan cargas que requieren gran consumo de corriente, con señales de voltaje o corriente de entradas pequeñas.

Como resultado da una ganancia de corriente total que es el producto de las ganancias individuales de cada transistor como en la ecuación 2.1. y se representa por las betas de cada transistor como en la ecuación 2.2.

$$A_1 * A_2 = A_T \quad 2.1.1$$

$$\beta_1 * \beta_2 = \beta_T \quad 2.1.2$$

La alta ganancia de corriente refleja una alta impedancia de entrada por sus emisores respecto a tierra física, lo que significa que el amplificador Darlington es sensible a las variaciones de la fuente de señal y puede amplificar señales pequeñas.

La baja impedancia de salida permite al amplificador Darlington controlar cargas con mayor estabilidad y eficiencia.

La conexión Darlington es una conexión utilizada como amplificador, conmutador y driver en algunas etapas de potencia, debido al producto de sus betas y es llamada "Super beta" ya que este arreglo funciona como una sola unidad, si se tiene una beta1 de 100 en el transistor uno y una beta2 de 100 en el segundo transistor entonces la ganancia de corriente entre el arreglo será de $\beta_1 * \beta_2 = \beta_T$, entonces el producto $100 * 100 = 10,000$ que es una cantidad muy alta si se refiere a ganancia de corriente, con voltaje $V_{be} = 1.6$ a 1.8 volts de rompimiento. Entonces para demostrar que esta ecuación es verdadera, se plantea de la figura 2.1.1 la siguiente propuesta:

Se sabe que $\frac{I_c}{I_b} = \beta$ y se tienen 2 transistores con betas iguales o diferentes:

El primer transistor con:

$$\beta_1 = \frac{I_{c1}}{I_{b1}} \quad 2.1.3$$

El segundo transistor con:

$$\beta_2 = \frac{I_{c2}}{I_{b2}} \quad 2.1.4$$

Entonces la corriente de emisor1 es igual a la corriente de base 2, y la ecuación de transferencia de portadores En el transistor, se tiene:

$$I_E = I_C + I_B \quad 2.1.5$$

Pero la I_B es muy pequeña, y se puede despreciar, entonces la ecuación queda:

$$I_E \approx I_C$$

Al despejar la corriente de emisor 1 o de colector 1 de la ecuación 2.3 se tiene:

$$I_{E1} = I_{C1} = \beta_1 * I_{B1}$$

Despejando I_{B2} de la segunda ecuación queda:

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2}$$

Igualando la corriente de emisor 1 del primer transistor con la corriente de base del segundo transistor se tiene:

$$I_{E1} = I_{B2}$$

$$\beta_1 * I_{B1} = \frac{I_{C2}}{\beta_2}$$

Y despejando el producto de las betas queda la ecuación de beta darlington β_D .

$$\beta_1 * \beta_2 = \frac{I_{C2}}{I_{B1}} = \beta_D$$

Por lo que queda demostrada la ecuación de super beta

$$\beta_1 * \beta_2 = \beta_T \quad 2.1.6.$$

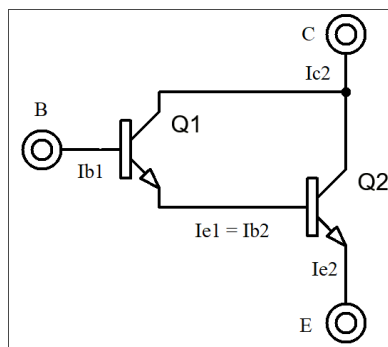


Figura 2.1.1. Arreglo darlington.

El arreglo darlington presenta 2 configuraciones importantes las cuales son:

- I. **El darlington como amplificador**
- II. **El darlington como conmutador.**

2.2.1. El Darlington como amplificador.

El amplificador darlington se comporta como una configuración de emisor común, pero con más ganancia de corriente en la carga, siendo R_C la salida, por lo que el cálculo es el mismo hecho con esa configuración.

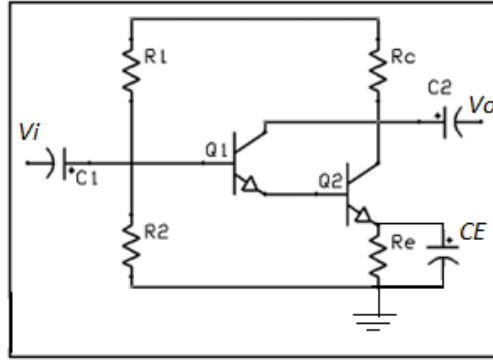


Figura 2.1.2. Amplificador Darlington.

El voltaje de V_B es el voltaje de polarización de entrada en c. d. se establece por el divisor de voltaje.

$$V_B = \frac{V_{CC} * R_2}{R_2 + R_1} \quad 2.1.7$$

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad 2.1.8$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \quad 2.1.9$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta_D} \quad 2.1.10$$

$$r_{e2} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{E2}} \quad 2.1.11$$

$$I_{E1} = I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta_2} \quad 2.1.12$$

$$r_{e1} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{E1}} \quad 2.1.13$$

Impedancia de entrada.

Para el cálculo de la impedancia de entrada, se calcula el paralelo R_1 y R_2 y el segundo transistor actúa como carga del primer transistor, además se suma la R_E , dando origen a una impedancia Z_i , como se observa en la ecuación:

$$Z_i = \beta_1 r_{e1} + \beta_1 (\beta_2 r_{e2})$$

$$Z_i = \beta_1(r_{e1} + \beta_2 r_{e2}) \quad 2.1.14.$$

$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel Z_i \quad 2.1.15.$$

Impedancia de salida.

Para el cálculo de la impedancia de salida se utiliza la resistencia de salida del transistor Q2 del darlington como r_{o2} y se encuentra en paralelo con R_C , con respecto a emisor.

$$Z_O = R_C \parallel r_{O2} \quad 2.1.16.$$

Ganancia de voltaje.

$$A_V = \frac{V_O}{V_i} = \frac{I_O R_E}{I_i(R_B \parallel Z_i)} = \frac{\beta_D R_C}{Z_i} \quad 2.1.17.$$

Ganancia de corriente.

$$A_i = \frac{I_O}{I_i} = \frac{\beta_D R_B}{R_B + (\beta_D R_E)} Z_O = \frac{\beta_D R_B}{R_B + Z_i} \quad 2.1.18$$

Ejemplo 2.1.1.

Se tiene un amplificador en arreglo darlington, con los siguientes valores $R_1 = 470 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 330 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1.2 \text{ k}\Omega$, $R_E = 680 \text{ }\Omega$, $\beta_1 = \beta_2 = 100$ $V_{be} = 1.4 \text{ V}$, $V_{CC} = 20 \text{ V}$, y se requiere calcular lo siguiente:

- Las variables de polarización, $V_B, V_E, I_E, I_B, r_{e1}, r_{e2}$.
- Z_i, Z_O, A_V y A_i .

Se empieza con la ecuación 2.1.7. y se termina con la 2.1.13.

$$V_B = \frac{V_{CC} * R_2}{R_2 + R_1} = \frac{20 \text{ V} * 330 \text{ k}\Omega}{330 \text{ k}\Omega + 470 \text{ k}\Omega} = 8.25 \text{ V}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 8.25 \text{ V} - 1.4 \text{ V} = 6.85 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{6.85 \text{ V}}{680 \Omega} = 10.07 \text{ mA}$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta_D} = \frac{10.07 \text{ mA}}{10000} = 1.007 \text{ }\mu\text{A}$$

$$r_{e2} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{E2}} = \frac{26 \text{ mV}}{10.07 \text{ mA}} = 2.582 \text{ }\Omega$$

$$I_{E1} = I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta_2} = \frac{10.07 \text{ mA}}{100} = 0.1007 \text{ mA}$$

$$r_{e1} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{E1}} = \frac{26 \text{ mV}}{100.7 \text{ mA}} = 258.2 \text{ }\Omega$$

- Ahora se calcula las siguientes variables: Z_i, Z_O, A_V .

$$Z_i = \beta_1(r_{e1} + \beta_2 r_{e2}) = 100(258.2 \text{ }\Omega + 100(2.582 \text{ }\Omega)) = 51.64 \text{ k}\Omega$$

deseada fluyendo hacia la carga, además es fácil de controlar, se puede controlar con una señal de baja corriente, lo que lo hace ideal para aplicaciones donde la corriente de control es limitada.

Las desventajas de un amplificador Darlington son:

- Debido a las múltiples uniones NPN, sufre mayor caída de tensión base-emisor la cual es mayor que en un solo transistor, por lo que es necesario hacer cálculos de un disipador adecuado.
- Esta configuración limita la respuesta en alta frecuencia del amplificador en algunos casos [1][2][5][9].

Las Aplicaciones son:

- En el uso de amplificadores de potencia de audio con altavoces de alta eficiencia.
- Se usa como controlador de motores c. d. y de motores de paso a paso
- Para controlar los transistores de salida en fuentes conmutadas.
- Para detectar sobre corrientes y cortocircuitos en circuitos de protección.

2.2. Diferencial.

El amplificador diferencial construido con 2 transistores es un circuito que amplifica la diferencia entre dos señales de entrada en sus bases, al mismo tiempo rechaza las señales comunes a ambas.

Esta característica lo hace fundamental en muchas aplicaciones electrónicas, desde amplificadores operacionales hasta circuitos de instrumentación.

El circuito fundamental de un amplificador diferencial es un par de transistores conectados en configuración de emisores comunes llamada entrada diferencial, con transistores idénticos donde cada transistor Q_1 y Q_2 reciben una señal diferente, polarizados de manera simétrica en sus colectores.

La salida es tomada en las resistencias de sus colectores que es la carga del arreglo y esta diferencia de voltaje entre las dos entradas es la señal amplificada significativamente y determina la alta ganancia diferencial del amplificador, este arreglo elimina el uso del condensador de desacoplo en sus emisores.

La resistencia común en ambos emisores estabiliza el punto de operación y mejora el alto rechazo de modo común, esta función de rechazar las señales que están presentes en ambas entradas simultáneamente, puede ser afectada por la diferencia de los transistores, por lo que deben de estar pareados, además funciona como fuente de corriente del arreglo diferencial.

Debido al arreglo de ambos transistores presenta alta impedancia de entrada, esto hace que se reduzca la carga derivada de la fuente de señal.

La impedancia baja de salida permite controlar cargas sin pérdida de señal.

La frecuencia máxima de operación del arreglo darlington está limitada por la capacidad en frecuencia de los transistores y los componentes pasivos involucrados en el circuito.

Análisis del circuito diferencial.

La figura 2.2.1. muestra el arreglo diferencial con salida V_{out} y entradas V_1 y V_2 , con 2 voltajes en el colector V_{C1} y V_{C2} , no hay condensadores de acoplo, ni de desacoplo, por lo que no hay frecuencia de corte inferior.

$$V_{out} = V_{C1} - V_{C2}$$

$$V_{out} = i_C R_C - (-i_C R_C) = 2i_C R_C \quad 2.2.1.$$

Si consideramos $2i_C R_C$ como la entrada del arreglo:

$$V_{in} = 2i_C r_e' \quad 2.2.2.$$

Entonces la salida diferencial es:

$$A_V = \frac{R_C}{r'_e} \quad 2.2.3.$$

Ganancia en modo común.

En cada una de las entradas o sea en las bases del amplificador diferencial se le aplica un voltaje común en entrada diferencial con salida simétrica, este voltaje se conoce como señal en modo común, si en las entradas el voltaje es cero, la salida es cero, $V_1 = V_2$, pero los circuitos no son perfectos, por lo que tiene una pequeña salida de voltaje, las señales estáticas, de interferencias y las señales no deseadas, son señales en modo común, tiende a ser amplificadas con muy poca ganancia y se le conoce como ganancia en modo común.

$$A_{V(CM)} = \frac{R_C}{2R_E} \quad 2.2.4.$$

Factor de rechazo en modo común.

El ruido indeseable de entrada en las terminales de entrada en el amplificador diferencial es amplificado en ambas entradas, pero la entrada diferencial tiende a eliminar esta amplificación gracias a la diferencia de voltaje, rechazando la señal común en las dos entradas, a esto se le llama (common-mode rejection ratio) y es la ganancia de voltaje dividida entre la ganancia de voltaje en modo común, y se expresa como:

$$CMRR = \frac{A_V}{A_{V(CM)}} \quad 2.2.5.$$

Cuanto mayor sea el CRMM, indica que el circuito está amplificando la señal asignada y discrimina la señal en modo común, también se expresa en decibelios.

$$CMRR_{dB} = 20 \log CMRR \quad 2.2.6.$$

Polarización del amplificador diferencial.

Se necesita una fuente dual ± 9 , ± 15 con referencia a tierra virtual, para que el circuito empiece a amplificar, como se muestra en la figura 2.2.1. donde la corriente se divide en ambos colectores:

$$I_E = \frac{V_E - (-V_{EE})}{R_E} \approx \frac{V_E - (0.7 V)}{R_E}$$

Si los transistores se encuentran pareados, se obtiene:

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_E}{2} \quad 2.2.7.$$

Por lo tanto, el voltaje en los colectores será de:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \frac{I_E}{2} R_C$$

$$V_{C1} = -\frac{I_E}{2} R_C \quad 2.2.8.$$

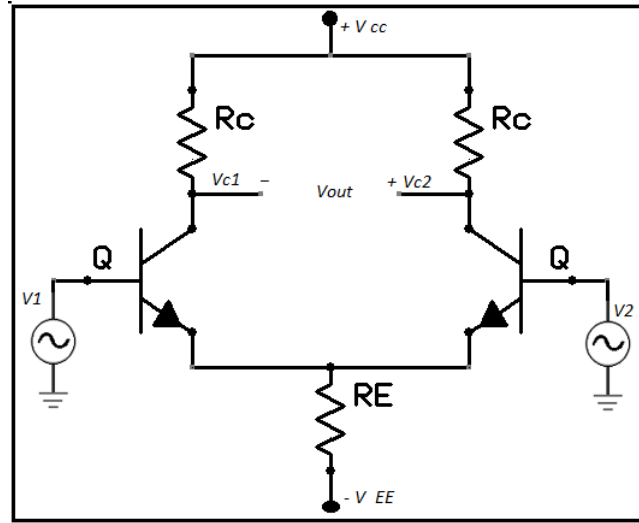


Figura 2.2.1 Entrada y salida diferencial [2][7][9].

Operación en c. a.

La operación en c. a. se da cuando en la entrada se aplican señales distintas en V_{i1} y V_{i2} con una salida distinta en V_{O1} y V_{O2} , o salida diferencial, para esto una de las entradas debe de estar a tierra y la otra donde de ser entrada de señal, pero para cuestiones de análisis ambas entradas se ponen a tierra en modo común, dando como resultado la ganancia de voltaje en modo común, pero con la resistencia de r_e .

$$A_{V(CM)} = \frac{V_O}{V_i} = \frac{R_C}{2r_e} \quad 2.2.9.$$

Para ver la ganancia doble, se utiliza el modo diferencial.

$$A_d = \frac{V_O}{V_d} = \frac{R_C}{r_e} \quad 2.2.10.$$

Donde $V_d = V_{i1} - V_{i2}$

Y la ganancia en modo común, muestra una pequeña señal de salida con caso nada en la entrada en modo común, en c. a. y es:

$$A_C = \frac{V_O}{V_i} = \frac{\beta R_C}{r_i + 2(\beta + 1)R_E} \quad 2.2.11.$$

Amplificador diferencial con fuente de corriente.

Un circuito completo de un amplificador diferencial se compone de su entrada diferencial y su fuente de corriente, con una ganancia diferencial A_d muy grande, mucho mayor que la ganancia en modo común A_C , si la R_E es muy grande, más pequeña será A_C , entonces esta R_E será reemplazado por una fuente de corriente constante a tierra o a voltaje de referencia negativa, produciendo una alta impedancia en la entrada, en paralelo con la fuente de corriente constante. Mejorando el rendimiento del amplificador, como se muestra en la figura 2.2.2 [1][2][5][9].

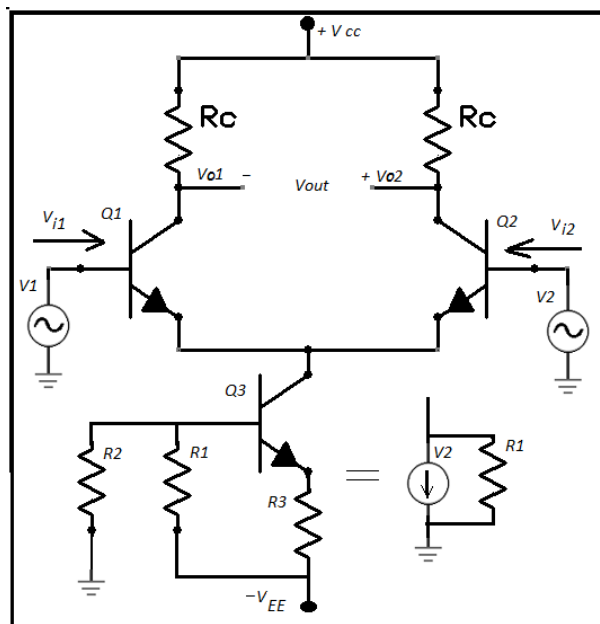


Figura 2.2.2. Amplificador diferencial con fuente de corriente constante [1][2][5][9].

Ejemplo 2.2.1.

Para la figura 2.2.1 calcule el voltaje de salida si el voltaje de entrada es $V_{i1} = 1 \text{ mV}$, y el voltaje de entrada en $V_{i2} = 0 \text{ V}$ anclada a tierra GND, las Resistencias de colector son: $R_C = R_E = 47 \text{ k}\Omega$, con polaridad de $\pm 15 \text{ V}$.

$$I_E = \frac{V_E - (0.7 \text{ V})}{R_E} = \frac{15 - 0.7}{47 \text{ K}} = 304 \mu\text{A}.$$

$$I_C = \frac{I_E}{2} = 152.12 \mu\text{A}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 15 \text{ V} - (152.12 \mu\text{A})(47 \text{ k}\Omega) = 7.85 \text{ V}.$$

Entonces el valor de r_e es:

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{152.12 \mu\text{A}} = 171 \Omega$$

Entonces la magnitud de la ganancia es:

$$A_V = \frac{R_C}{2r_e} = \frac{47 \text{ k}\Omega}{2(171 \Omega)} = 137.38$$

Y la ganancia en c. a. es:

$$V_O = A_V V_i = (137.38)(1 \text{ mV}) = 0.137 \text{ V}$$

Aplicaciones:

Este circuito es muy común en la electrónica analógica y es de los circuitos fundamentales de varias etapas como:

- Funciona como entrada en los amplificadores operacionales, el circuito par diferencial es la base de entrada de señal de los amplificadores operacionales.
- Se utilizan como comparador de dos señales de entrada y detecta cuándo una es mayor que la otra.
- Se utiliza para medir pequeñas señales en presencia de ruido en circuitos de instrumentación electrónica.
- Se utilizan en sistemas de comunicación es utilizado en modulación y demodulación.
- Tiene una buena respuesta en frecuencia y ancho de banda si se utilizan transistores de buena respuesta, solo se ve afectado el rendimiento del circuito por la temperatura.

El amplificador diferencial construido con transistores es un circuito fundamental en la electrónica analógica, debido a sus características es aplicable a una amplia gama de aplicaciones, entender su funcionamiento es esencial para cualquier ingeniero electrónico.

2.3. Cascode.

El amplificador cascode o cascode es una configuración construida con transistores bipolares, efecto de campo o MOSFETs, que presenta una alta impedancia de entrada, con una baja ganancia de voltaje en la primera etapa, la cual garantiza que la capacitancia Miller se encuentre en su nivel más bajo y una baja impedancia de salida, ya que combina una configuración de emisor o fuente común en la entrada de señal con una configuración de base común con una excelente respuesta en frecuencia, o compuerta común en la salida de la señal, según sea la construcción BJT's o JFET's. la configuración proporciona una ganancia de corriente moderada,

El primer transistor de entrada en configuración de emisor común actúa como un amplificador de voltaje, donde minimiza el efecto de carga sobre la fuente de señal y el segundo transistor en configuración de base común actúa como un seguidor de voltaje, proporcionando baja impedancia de salida, controlando y estabilizando el punto de operación debido a las variaciones de temperatura del primer transistor, sin pérdidas de señal y efectos de carga, este arreglo opera en un amplio ancho de banda de frecuencias.

La ganancia de corriente total de un amplificador cascode es moderada ya que es un acoplador de impedancias y no un amplificador de potencia, es ligeramente menor que la de un amplificador de emisor común y requiere más componentes que un amplificador básico, haciéndolo más complejo, como se muestra en la figura 2.3.1. y 2.3.2.

Análisis del circuito cascode.

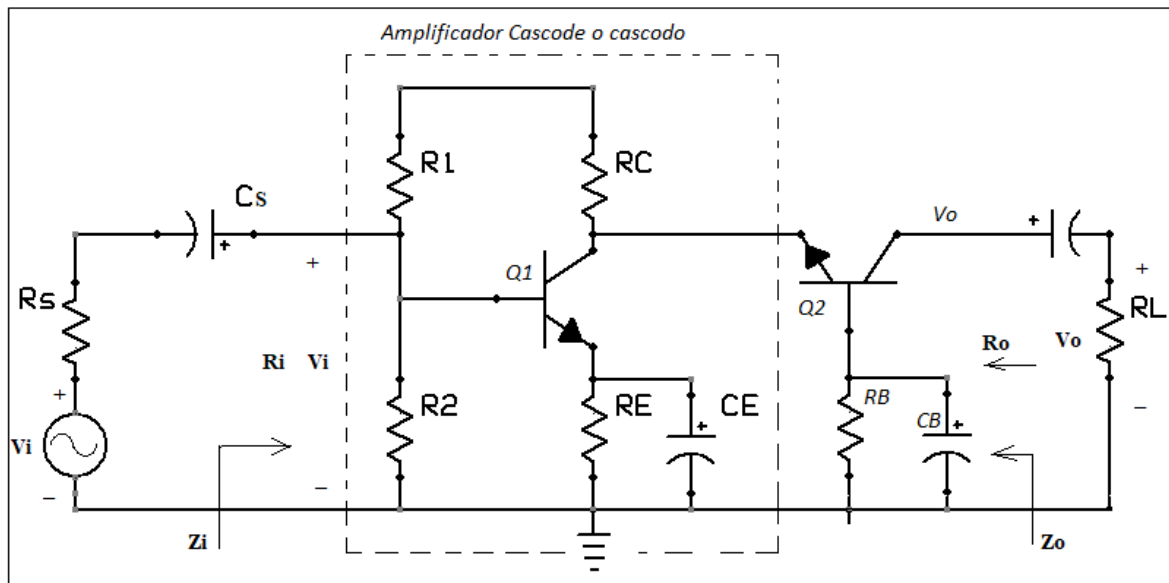


Figura 2.3.1. Amplificador cascode.

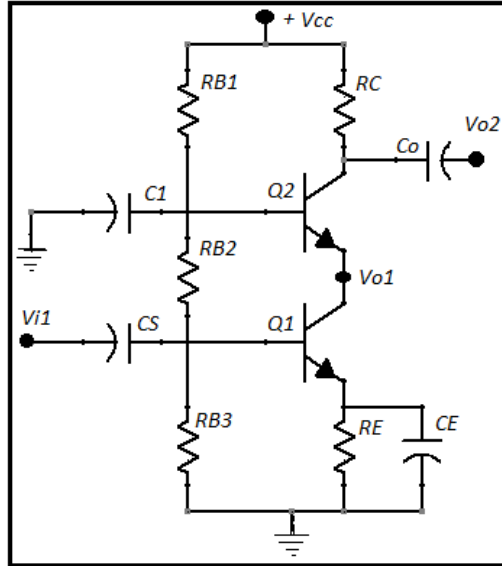


Figura 2.3.2. Amplificador cascode practico.

Ejemplo 2.3.1.

En un circuito cascode de la figura 2.3.2, se necesita encontrar la ganancia de voltaje sin carga, si los componentes tienen el siguiente valor:

$V_{i1} = 1 \text{ mV}$, $R_{B1} = 6.8 \text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 5.7 \text{ k}\Omega$, $R_{B3} = 4.7 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1.2 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1.5 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_S = C_E = C_{OUT} = 10 \text{ }\mu\text{F}$, $\beta_1 = \beta_2 = 200$, con polaridad de $+12 \text{ V}$.

En un análisis de c. d. se tienen los siguientes datos.

$$V_{B1} = \frac{4.7 \text{ k}\Omega(12 \text{ V})}{4.7 \text{ k}\Omega + 5.7 \text{ k}\Omega + 6.8 \text{ k}\Omega} = 3.28 \text{ V}$$

$$V_{B1} = \frac{4.7 \text{ k}\Omega + 5.7 \text{ k}\Omega (12 \text{ V})}{4.7 \text{ k}\Omega + 5.7 \text{ k}\Omega + 6.8 \text{ k}\Omega} = 7.256 \text{ V}$$

$$V_{E1} = V_{B1} - 0.7 \text{ V} = 3.28 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = 2.58 \text{ V}$$

$$I_{C1} \cong I_{E1} = \frac{V_{E1}}{R_E} = \frac{2.58 \text{ V}}{1.2 \text{ k}\Omega} = 2.15 \text{ mA} \cong I_{E2} = I_{C2}$$

$$V_{C2} = V_{CC} - I_C R_C = 12 \text{ V} - (2.15 \text{ mA})(1.5 \text{ k}\Omega) = 8.775 \text{ V}.$$

$$V_{B1} = 3.28 \text{ V}, V_{B2} = 7.256, I_{C1} \cong I_{C2} = 2.15 \text{ mA},$$

Pero como las corrientes son iguales, $I_{E1} \cong I_{E2}$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_{E1}} = \frac{26 \text{ mV}}{2.15 \text{ mA}} = 12.09 \Omega$$

Se observa que la carga del transistor Q1, es la impedancia de entrada del transistor Q2, o sea R_C sin carga, y la ganancia es unitaria, con fase de -180 grados.

$$A_{V1} = -\frac{r_e}{r_e} = -1$$

Y en la segunda etapa base común tiene ganancia, que va a ser multiplicada por la entrada para obtener el voltaje de salida.

$$A_{V1} = -\frac{R_E}{r_e} = \frac{1.2 \text{ k}\Omega}{12.09 \Omega} = 99.25$$

$$A_{V1} = (-1)(99.25) = -99.25$$

$$A_{V0} = A_{VT}A_i = (99.25)(1 \text{ mV}) = 99 \text{ mV}$$

En este arreglo la capacitancia bastante baja de entrada tiene el efecto Miller y da una buena respuesta, de alta frecuencia, y la etapa de base común proporciona al arreglo una ganancia de 99.25, con un nivel de impedancia de entrada aceptable [1][2][5][9].

Aplicaciones:

- Los amplificadores cascode se utilizan comúnmente en circuitos de alta frecuencia, como de RF y microondas, además en circuitos de instrumentación para minimizar la carga sobre los sensores y mejoran la precisión de operación.
- En amplificadores de potencia, se utilizan como drivers en la etapa de salida para reducir la distorsión y mejorar la eficiencia de trabajo.

2.4. Amplificador sintonizado.

Los amplificadores sintonizados son circuitos electrónicos resonantes diseñados para amplificar señales dentro de una banda de frecuencia estrecha, es decir, un rango de frecuencias muy específico, permitiendo tener alta selectividad, aislando una señal específica de un entorno hostil o con ruido eléctrico, actuando como un filtro resonante por la combinación de un capacitor y un inductor, permitiendo el paso de solo una frecuencia específica y atenuando las demás,

La combinación de un circuito resonante con un amplificador construido con un transistor BJT o FET, se obtiene un amplificador de señal que se encuentra dentro de la banda de frecuencia seleccionada o también llamado selector, puede amplificar una amplia gama de frecuencias, haciéndolos más eficientes y se verá a detalle en la parte final del tema 3.

Características:

- Su característica principal es la capacidad de tener selectividad y a la vez amplificar una banda de frecuencia muy estrecha.
- La ganancia cambia dependiendo de la aplicación, estos amplificadores tienen una alta ganancia en la frecuencia de resonancia.
- El ancho de banda de un amplificador sintonizado está relacionado con el factor de calidad “Q” del circuito resonante, una Q muy alta implica un ancho de banda estrecho y una Q muy baja implica un ancho de banda amplio.
- Una desventaja es el ancho de banda limitado que puede amplificar en un barrido de frecuencias.
- Es sensible a pequeñas variaciones en la frecuencia de señal de entrada afectando significativamente la ganancia y la salida del amplificador [1][2][5][9].

Aplicaciones:

Las aplicaciones de un amplificador sintonizado son:

- Se utilizan en radio y TV como selectores y amplificador de señales de una estación específica.
- Son circuitos fundamentales en receptores de radio, televisión y algunos aparatos de comunicación.
- Se utilizan en equipos de prueba y medición generando señales de frecuencia única.
- Se utilizan como filtros pasa banda para eliminar ruido y otras interferencias, no deseadas.

2.5. Espejo de corriente.

Un circuito electrónico espejo de corriente es la reflexión o un reflejo de una corriente eléctrica, donde toma una corriente de entrada y reproduce una copia casi idéntica de esa corriente constante en una salida diferente con arreglos de componentes electrónicos.

Un espejo de corriente utiliza transistores BJT's y FET's que actúan como interruptores controlados o como amplificadores de corriente, y es usado en circuitos amplificadores y circuitos integrados.

La configuración de estos circuitos hace que la corriente que fluye a través de uno de ellos "se refleje" en otro como si fuera un espejo, creando así una copia casi exacta de la corriente necesaria para una segunda etapa, donde es necesario que los transistores de construcción tengan caídas de voltaje idénticas entre base y emisor, betas iguales en ambos transistores.

2.5.1. El arreglo espejo de corriente.

Se propone una corriente I_X , que entra en un transistor Q1, como se muestra en la figura 2.5.1. con una resistencia de entrada R_X , que refleja una corriente I en el colector de Q2, dando como resultado $I_X = I$.

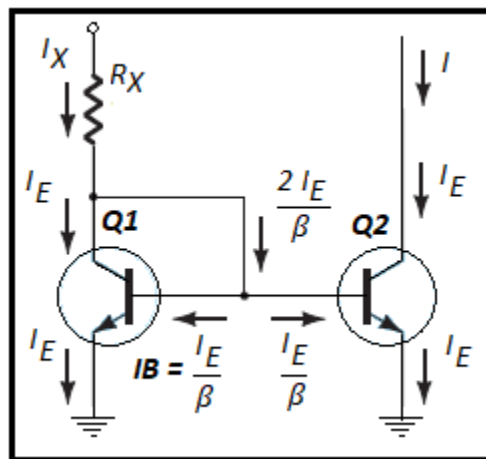


Figura 2.5.1. Circuito espejo de corriente [1][2][5][9].

Se sabe que:

$$I_X = I_E \approx I_C$$

$$I_C = \beta I_B$$

Despejando la I_B queda:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \approx \frac{I_E}{\beta} \approx \frac{I_E}{\beta + 1}$$

Entonces la corriente se divide en el colector 1 quedando de la siguiente manera:

$$I_X = I_E + \frac{2I_E}{\beta} \quad 2.5.1$$

$$I_X = \frac{\beta I_E + 2I_E}{\beta} = \frac{\beta + 2}{\beta}(I_E) \approx I_E \quad 2.5.2.$$

Dando como resultado una aproximación casi exacta de la corriente $I_X = I$, que es una imagen de la corriente que pasa en Q1 y en Q2.

$$I_X = I_E = I$$

De valor:

$$I_X = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_X} \quad 2.5.3.$$

El transistor Q1, está conectado como diodo, porque la base y el colector están en corto circuito entre sí, como se muestra en la figura 2.5.1. [1][2][5][9].

Ejemplo:

Calcule la corriente I_X que es reflejada en I del circuito de la figura 2.5.1. si $V_{CC} = 12 \text{ V}$ y $R_X = 1.2 \text{ k}\Omega$.

De la ecuación 2.5.3 se sustituye los valores numéricos:

$$I_X = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_X} = \frac{12 - 0.7}{1.2 \text{ k}} = 9.416 \text{ mA} = I$$

Aplicaciones:

Los circuitos espejos de corriente tienen una amplia gama de aplicaciones en electrónica analógica, incluyendo:

- Se utilizan para mantener una corriente constante a través de una carga variable, los circuitos de espejos de corriente son ideales para donde se requiere una fuente de corriente estable, como son circuitos integrados y amplificadores operacionales.
- Se utilizan para mejorar el rechazo al modo común en un amplificador diferencial, lo que lo hace menos sensibles al ruido y a la interferencia.
- Ayudan a compensar los cambios en la corriente de manejo debido a variaciones de temperatura en otros componentes del circuito.
- Se emplean en circuitos de voltaje de referencia proporcionando una corriente de referencia estable.

2.6. Fuente de corriente.

Una fuente de corriente es un circuito electrónico que suministra una corriente eléctrica constante a una carga, es independiente del voltaje que se aplica a dicha carga. En otras palabras, mientras que una fuente de voltaje tiene el nivel constante, una fuente de corriente mantiene constante el nivel de la intensidad de corriente.

Una fuente de corriente práctica se encuentra en paralelo con una resistencia muy grande, $R = M\Omega$, y una fuente de corriente ideal tiene una resistencia infinita $= \infty \Omega$, con una corriente constante sin tomar en cuenta la carga que se conecte a la carga, aunque varíe el voltaje, como se muestra en la figura 2.6.1.

La fuente de voltaje práctica tiene una resistencia interna en serie llamada resistencia Thévenin, en la fuente de voltaje ideal se tiene una resistencia interna igual a cero, $R = 0$, como se muestra en la figura 2.6.2.

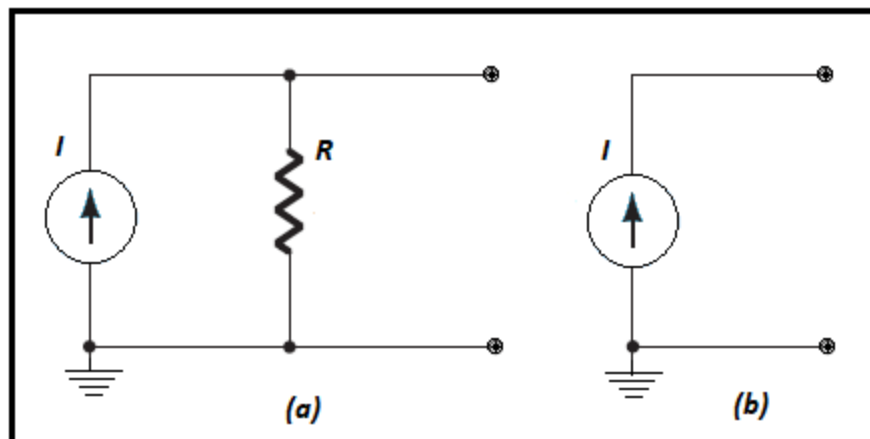


Figura 2.6.1. Fuente de corriente (a) practica, (b) ideal.

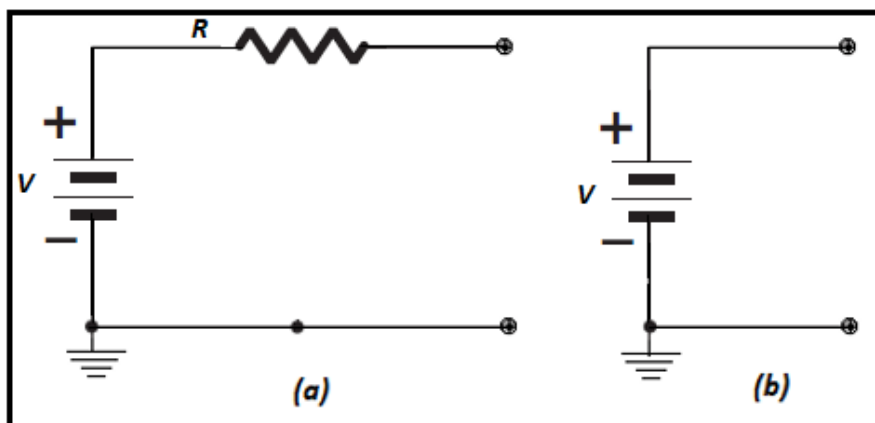


Figura 2.6.2. Fuente de voltaje (a) practica, (b) ideal.

Los diferentes tipos de fuentes de corriente comparten el principio básico de tener un nivel constante de corriente y se construyen con métodos como son:

- a) Fuente de corriente basada en transistores bipolares, y transistores de efecto de campo, o una combinación de ambos, se utilizan en configuraciones básicas para controlar la corriente I_E que fluye a través de una carga, la impedancia de entrada en la base es mucho mayor que en R_1 y R_2 , y se obtiene de la figura 2.6.3.

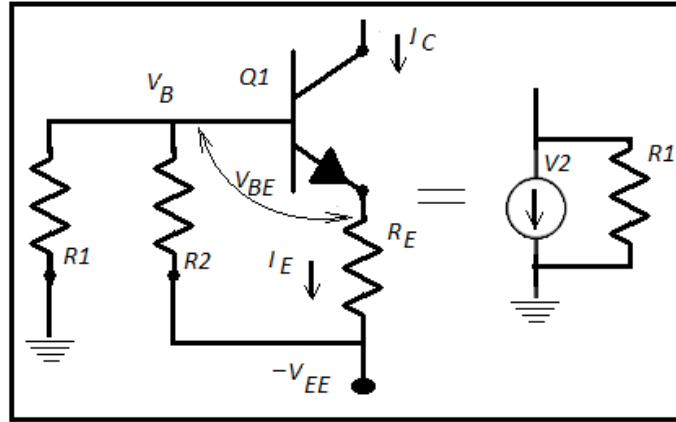


Figura 2.6.3. Fuente de corriente con transistor.

$$V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (-V_{EE})$$

$$V_E = V_B - 0.7 \text{ V}$$

Donde $I_E \approx I_C$ trabajando como fuente de corriente de valor:

$$I_E = \frac{V_E - (-V_{EE})}{R_E} \approx I_C$$

Ejemplo 2.6.1.

Calcule la corriente constante de la I_E proporcionada por el circuito de la figura 2.6.3. si los valores de sus componentes son: $R_1 = R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$, $R_E = 2.2 \text{ k}\Omega$, $-V_{EE} = -15 \text{ V}$.

$$V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (-V_{EE}) = \frac{4.7 \text{ k}\Omega}{4.7 \text{ k}\Omega + 4.7 \text{ k}\Omega} (-15 \text{ V}) = -7.5 \text{ V}.$$

$$V_E = V_B - 0.7 \text{ V} = -7.5 \text{ V} - 0.7 = -8.2 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E - (-V_{EE})}{R_E} = \frac{-8.2 - (-15 \text{ V})}{2.2 \text{ k}\Omega} = 3.1 \text{ mA} \approx I_C$$

- b). Fuente de corriente basada en diodos rectificadores y diodos Zener, se utilizan las características de los diodos para estabilizar la corriente, ya que mejoran la corriente

constante calculada por LVK. en base emisor, como se observa en la figura 2.6.4., y se calcula de la siguiente manera [1][2][5][9].

$$I = I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

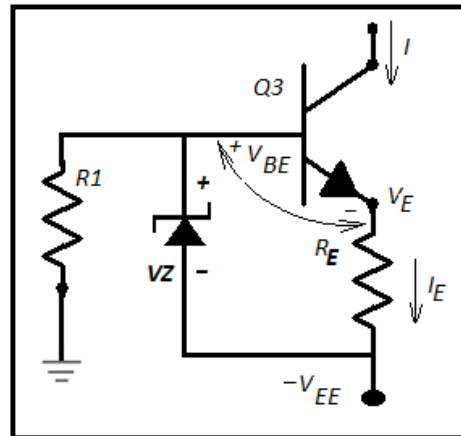


Figura 2.6.4. Fuente de corriente con Zener.

c). Fuentes de corriente basadas en circuitos integrados, algunos circuitos integrados incorporan fuentes probadas de corriente precisas y estables.

Aplicaciones.

Algunas aplicaciones de las fuentes de corriente en electrónica son:

- Se utilizan para mantener estables las corrientes de polarización, espejos de corriente, ideales en circuitos que requieren precisión en el manejo de corriente y realimentación en amplificadores operacionales.
- Son esenciales en convertidores de potencia, de corriente directa a corriente directa (DC-DC) y otros circuitos de potencia.
- Proporcionan una corriente de referencia estable y constante en circuitos de medición y control.
- Se utilizan para controlar la corriente que fluye a través de los circuitos de LEDs, protegiéndolos contra sobre corriente, limitándola y garantizan una vida útil prolongada.
- Se aplican en una amplia variedad de circuitos que tienen sensores o que requieren una corriente de excitación constante para funcionar correctamente.
- Las fuentes de corriente de alta precisión son más costosas que una fuente común.

Tipos de fuentes de corriente.

- **Fuentes de corriente ideales:** Suministran una corriente constante independientemente de la tensión, tienen resistencia de fuente nula.
- **Fuentes de corriente reales:** Tienen una resistencia interna con resistencia baja que limita la corriente máxima.
- **Fuentes programables:** Permiten ajustar la corriente de carga, con dispositivos embebidos.

2.7. Carga Activa.

La carga activa en un circuito electrónico es una carga compuesta con componentes activos, como son transistores BJT's o JFET y ofrecen una impedancia más alta que una carga pasiva común, pero con más ventajas, lo que se traduce en menores caídas de voltaje y una mayor eficiencia en los amplificadores que involucran amplificadores diferenciales en su construcción, a diferencia de la resistencia que es la carga más común, pero con efectos indeseables de carga, es más lineal que un elemento resistivo.

Las cargas activas son utilizadas en el diseño de amplificadores debido a que ofrecen las siguientes ventajas:

- Al tener una impedancia de salida muy alta, la carga activa permite obtener mayores ganancias en los amplificadores, ya que minimiza el efecto de carga en la siguiente etapa, ofreciendo una señal de salida más precisa y limpia, reduciendo la distorsión armónica.
- La carga activa opera a frecuencias más altas, lo que amplía el ancho de banda o rango de procesamiento de frecuencias en el amplificador.

Tipos de cargas activas.

Los tipos de cargas activas tienen las siguientes características:

- Espejo de corriente: es una carga activa muy común ya que el circuito utiliza dos transistores idénticos para crear una copia exacta de una corriente en otra salida.
- Fuente de corriente Wilson: Es una variante del espejo de corriente que ofrece una mayor impedancia de salida.
- Carga activa de cascode: Es una configuración que combina un transistor en emisor y base común configurados como un espejo de corriente para obtener una alta impedancia y una baja sensibilidad a las variaciones de voltaje [1][2][5][9].

Aplicaciones en las cargas activas.

Las cargas activas se utilizan en:

- En la construcción de amplificadores operacionales, mejorando el rendimiento y la estabilidad de sus circuitos.
- En el uso de amplificadores de potencia, para reducir la distorsión y aumentar la eficiencia de los circuitos de salida.
- En los convertidores de datos analógicos a digital (ADC), mejorando la resolución y la velocidad de conversión.
- En los circuitos de filtrado, en la implementación de filtros activos de alta calidad.
- En el diseño de circuitos, los ingenieros electrónicos pueden construir amplificadores y otros circuitos de alto rendimiento.

Tareas y ejercicios de la unidad.

Unidad II

Arreglos especiales

- a). - Estudiar el resumen, conclusiones y conceptos importantes del capítulo 5, Página 340, 341 (Libro Uno).
- b). - Contestar las preguntas de repaso capítulo 5, 6 y 10;
- c). - Resolver los siguientes problemas Propuestos.

➤ 2.1. Darlington.

Sección 5.17 (Problemas 52, 53 y 54); página 362 (Libro Uno).

Capítulo 7 (Problemas 7.6.1 a 7.6.5, 7.6.8 y 7.6.9); páginas 343 y 344, 345 y 346 (Libro dos)

➤ 2.2. Diferencial y 2.7. Carga activa.

Capítulo 7 (Problemas 7.1.1 a 7.5.1; 7.6.6 y 7.6.7); páginas 341 y 343, 345 (Libro dos)

➤ 2.3. Cascode o cascode

- a). - Estudiar el resumen, conclusiones y conceptos importantes del capítulo 5.16 pagina 297 (Libro Uno).

Sección 5.16 (Problemas 49, 50 y 51); Páginas 361 (Libro Uno).

Capítulo 7 (Problemas 7.7.1 a 7.7.3); Páginas 346 y 347 (Libro dos)

➤ 2.4. Amplificador sintonizado.

- a). - Estudiar el resumen, conclusiones y conceptos importantes del capítulo 9 (Libro dos)
- Sección 9.5 (Problemas 9.5-1, 9.5-2, 9.5-3, 9.5-4 y 9.5-5); Páginas 467 y 468 (Libro dos).

➤ 2.5. Espejo de corriente y

➤ 2.6. Fuente de corriente.

- a). - Estudiar el resumen, conclusiones y conceptos importantes del capítulo 4, 4.13 pagina 202 y 228 (Libro Uno).

Sección 4.12 (Problemas 36 y 37); Página 240 (Libro Uno)

Sección 4.13 (Problemas 38, 39 y 40); Página 241 (Libro Uno).

1.- Libro Uno: Boylestad Robert L., Nashelsky Louis, (2009) *Electrónica Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*, México Décima edición, Prentice Hall.

2.- Libro Dos: Millman Jacob, Halkias Cristos C., (1991) *Electrónica integrada circuitos y sistemas analógicos y digitales*, 9ª edición, Hispano Europea, S. A.

DISEÑO CON TRANSISTORES /ETF 1013

PROFESOR: ING. GABRIEL LOPEZ REYES

Nombre y Numero de la Practica	PRACTICA # 2 Arreglos especiales
Objetivo de la práctica.	El alumno será capaz de: a). Diseñar un circuito de conmutación Darlington, utilizando una carga de alta corriente, justificar la corriente total de salida, y la corriente de entrada, así como su Z_i, A_v, A_i y Z_o. b). Diseñar un circuito amplificador Darlington utilizando una pequeña señal para amplificarla $\beta_T = \beta_1 \beta_2$ en pequeña señal (μV) con amplificador voltaje y corriente como te indique el docente. c). Diseñar un circuito amplificador tipo cascode utilizando una pequeña señal para amplificarla en pequeña señal (μV) con amplificador voltaje y corriente como te indique el docente. d). Conectar un amplificador en modo diferencial con BJT y/o FET en pequeña señal midiendo los parámetros más importantes como son A_{vD}, carga activa, espejo de corriente, entre otros parámetros, así como observar su funcionamiento como amplificador de alta ganancia y como entrada de un OpAmp. e). Diseñar un amplificador sintonizado, con frecuencia indicada por el docente, midiendo su ancho de banda y observar el comportamiento y poderlo explicarlo a detalle.
Introducción	• Un amplificador Darlington ofrece altas ganancias de corriente, llamado el amplificador de la “Súper Beta” las características de diseño y operación son para el modo conmutador y modo amplificador. • Un sistema cascode se utiliza para el acoplo de impedancias y ganancias como son ganancias de voltaje en cada etapa en condiciones de carga, es decir Δ_{v1} está determinada con la impedancia de entrada a Δ_{v2}, y la ganancia total es el producto de sus ganancias, así sus acoplamientos. • En un amplificador de corriente, La ganancia de corriente está determinada por $\Delta_{iT} = -\Delta_{vT}(Z_{i1} / R_L)$. y el voltaje se mantiene constante, así como el espejo de corriente. • Los diferentes amplificadores de sintonía tienen un ancho de banda específico y dependen de su sistema R_L y R_S que afectara la ganancia de voltaje, control automático y el acoplo de frecuencias.
Descripción	• Armar los amplificadores de arreglo especial propuestos en clase especificando las características del diseño.

Tiempo estimado	• 20 minutos por inciso (a), (b), (c) hasta (e), 30 minutos.
Observaciones	v. Tomar nota del seguimiento y desarrollo de cada paso. vi. Bajar la hoja de especificaciones de los transistores de la practica vii. Comparar los datos obtenidos de la práctica con la hoja de datos. iii. Elaborar un reporte con los siguientes pasos:
Reporte.	a). - Caratula b). - Objetivos c). - Desarrollo d). - Diagramas eléctricos e). - Observaciones y conclusiones.
Lista de Materiales	Equipo para comprobar conductividad diodos. 2 transistores semiconductores NPN o PNP, 2 JFET canal n o p Equipo para comprobar betas, 1 multímetro con medicion de diodos, betas y óhmetro 1 tablilla de experimentos (Protoboard) (Resistencias varias.)

TEMA 3.

Respuesta a la frecuencia

Introducción a la respuesta a la frecuencia.

La respuesta en frecuencia de un transistor, ya sea un transistor de efecto de campo (JFET) o un transistor bipolar de unión (BJT), muestra como amplifica una señal a medida que varía la frecuencia de entrada, necesita fidelidad para poder ser reproducida con propiedad llamada respuesta en ancho de banda de frecuencias, en la que las señales son procesadas en un espectro de Fourier, serie de senos y cosenos o en decibeles, cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental de manera efectiva, limitada por una frecuencia de corte inferior y una de corte superior, con características importantes en el diseño de amplificadores, osciladores y varios circuitos electrónicos.

Se emplean técnicas como diagrama de Bode con el método de las constantes de tiempo en cortocircuito y en circuito abierto en filtros RC para determinar las frecuencias de corte con elementos pasivos.

Los JFET generalmente tienen frecuencias de corte superior más altas debido a su estructura física y a la ausencia de una región de base, llamada sustrato o canal n o p , el cual reduce la capacidad parásita en su funcionamiento.

Los BJT tienen su frecuencia de corte superior, que es menor debido a la presencia de la impedancia de emisor en la entrada y colector en la salida, con respecto a la región de base, que introduce una capacidad de analizar los efectos de impedancia parásita adicional.

El efecto Miller es el efecto que amplifica la capacidad parásita de salida, partiendo el circuito de transconductancia de entrada-salida en 2 circuitos equivalentes del circuito de transferencia del amplificador analizado, amplía la capacitancia parásita de salida, reduciendo la frecuencia de corte superior, también se anexan las capacitancias Miller al análisis de frecuencia en ambos transistores, y para realizar el análisis de respuesta en frecuencia, se utilizan modelos de baja y alta frecuencia equivalentes de ambos transistores.

Las aplicaciones en respuesta en frecuencia de los transistores JFET, son de mejor elección en alta frecuencia, debido a su mayor respuesta en su ancho de banda para amplificadores de radiofrecuencia.

Los transistores BJT, son más comunes en aplicaciones de baja y media frecuencia, como amplificadores de audio y video porque su respuesta en ancho de banda es limitada por los elementos externos.

Los factores que afectan la respuesta en frecuencia de un amplificador BJT son:

Las capacitancias de acoplo C_S , C_E , y C_C , las resistencias del arreglo del amplificador y las conexiones externas del circuito o de alambrado, estas afectan la frecuencia de corte inferior. Las capacitancias parásitas de construcción, la capacitancia de base-emisor (C_{be}), la capacitancia base-colector (C_{bc}), y la capacitancia emisor-colector (C_{ec}) entre las diferentes

regiones del transistor, la capacitancia Miller y la capacitancia de contacto o de alambrados en el BJT, influyen en el corte de frecuencias de corte superior.

En el transistor JFET los factores que afectan la frecuencia en las regiones de compuerta es la capacitancia de compuerta (C_G), el capacitor de drenador o drain (C_D), y el capacitor de fuente de señal (C_S), estos capacitores afectan la respuesta de corte inferior y las capacitancias parasitas que afectan la zona de corte superior en alta frecuencia son: la capacitancia de compuerta-drenador C_{CD} , la capacitancia de compuerta-fuente C_{GS} y capacitancia de drenador-fuente C_{DS} , las capacitancias parasitas Miller y de contacto o de alambrados [1][2][5][9].

Este conjunto de capacitores y capacitancias influyen en la respuesta en frecuencia de ambos tipos de transistores, además los componentes externos, condensadores y resistencias utilizados en el circuito pueden introducir polos y ceros en la función de transferencia, modificando la respuesta en frecuencia, y se verán a detalle en la sección 3.2. y 3.3.

Visualización de la Respuesta en Frecuencia

La respuesta en frecuencia es representada gráficamente mediante diagramas de Bode, que muestran la ganancia en decibeles y la fase en grados o radianes del amplificador en función de la frecuencia.

Aunque ambos tipos de transistores tanto JFET, MOSFET, así como BJT, comparten características similares, existen diferencias significativas en sus características fundamentales, en su comportamiento a bajas y altas frecuencias, la elección del transistor adecuado depende de los requerimientos de las especificaciones de la aplicación, de las características que se desean en el circuito a diseñar, como se muestra en la figura 3.1.1.

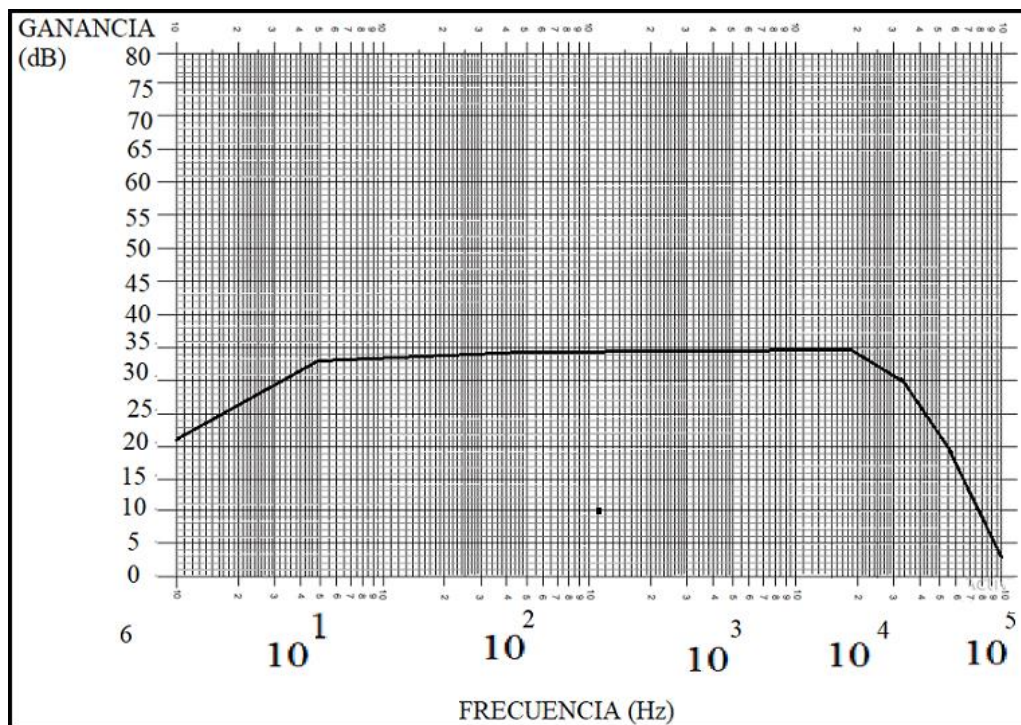


Figura 3.1.1. Respuesta en frecuencia de un diagrama de Bode [1][2][5][9].

Para poder manejar las características en frecuencia, se puede dividir en 3 regiones:

1. – **Región de frecuencias medias.** – En esta región la amplificación es igual a la unidad $A_0 = 1$, y puede multiplicarse por la amplificación real.
2. – **Región de frecuencias altas.** – Se considera un circuito pasa altas, donde la respuesta aumenta con el crecimiento de la frecuencia, y después se atenúa hasta llegar a ser nula en un tiempo $+\infty$
3. – **Región de frecuencias bajas.** – Esta región se encuentra en las frecuencias abajo de 150 Hz, y se asemeja a un circuito donde su respuesta disminuye con el incremento de las frecuencias.

3.1. Análisis de Bode.

Un diagrama de Bode es una representación gráfica de respuesta en frecuencia de un sistema lineal invariante en el tiempo (LTI), donde se visualiza como un circuito electrónico o sistema se comporta a diferentes frecuencias de señales, en este caso para la aplicación en amplificadores, donde la respuesta como ganancia se amplifica o se atenúa, las frecuencias de barrido o sweep generan una respuesta en dB vs frecuencia.

La respuesta en frecuencia de un circuito amplificador hecho con transistores representa la variación de la ganancia y el cambio de fase en función de la frecuencia, se visualiza el comportamiento de filtros, circuitos RLC, procesamiento de señales y señales de otras áreas de la ingeniería, principalmente en sistemas de control y amplificadores.

Un diagrama de Bode se compone de dos gráficas:

- La grafica de **magnitud**, que es una representación variable, que muestra la ganancia de un sistema en decibelios (dB) que se encuentran en una escala logarítmica.
- La grafica de **fase**, es la representación del complemento de la magnitud y representa el desfase entre la señal de entrada y la señal de salida en grados o radianes, se encuentra en función de la frecuencia logarítmica.

Los diagramas de Bode se utilizan para:

- Para realizar un análisis de estabilidad, donde se permite determinar si un sistema de control es estable o inestable.
- En diseño de filtros, se utilizan para diseñar filtros activos y pasivos que atenúen o amplifiquen ciertas frecuencias, con arreglos de resistencia-capacitor y para verificar el funcionamiento del amplificador con JFET, MOSFET Y BJT.
- En análisis de sistemas de comunicación, donde se evalúa la distorsión en una amplificación y el ruido en estos sistemas.
- En el diseño de compensadores, se emplea para mejorar el desempeño de sistemas de control en adelanto y atraso de señales.
- En la observación de respuesta en frecuencia de los amplificadores, para determinar la parte de corte inferior, corte superior, y el área de trabajo del amplificador.

La interpretación de los diagramas de Bode se encuentra en observar:

- La pendiente de la curva de magnitud que indica el orden del polo o cero que domina en esa región de frecuencia, además de observar e interpretar la frecuencia de corte, que es la frecuencia a la cual la ganancia se reduce a -3 dB.
- El margen de fase, que es la diferencia entre la fase a la frecuencia de cruce por cero, donde la ganancia es 0 dB, con cambios de fase de 0, ± 45 , ± 90 , ± 180 y ± 270 grados.
- En términos de control, un margen de fase positivo indica estabilidad del sistema, en este caso es el amplificador por analizar, el margen de ganancia es la diferencia en

decibelios dB, entre la ganancia a la frecuencia, donde la fase es -180 grados, con 0 dB, un margen de ganancia positivo también indica estabilidad en el sistema.

Los diagramas de Bode se construyen de forma manual, midiendo los voltajes de salida contra los voltajes de entrada y aplicando la fórmula para la respuesta de los amplificadores:

$$A \text{ dB} = 20 \log \frac{V_o}{V_i} \quad 3.2$$

También utilizando software especializado, donde cada software tiene sus reglas y aproximaciones que permiten construir los diagramas de Bode de forma rápida y precisa para sistemas sencillos, y para los sistemas complejos es necesario un poco mas de análisis, como es el MATLAB, el simulink, y de código abierto el Scilab, el octave entre otros.

Herramientas para construir Diagramas de bode para amplificadores.

Antes de empezar a dibujar de manera sistemática los diagramas de Bode se deben considerar aspectos importantes para graficar la magnitud y fase de la función de transferencia como:

1. - El uso de logaritmos

2. – El uso de decibels para expresar la ganancia.

Puesto que los diagramas de Bode se basan en logaritmos, es importante tener presente las siguientes propiedades de estos.

Un logaritmo es el resultado de una operación que indica el exponente (x) al cual se eleva este número y tiene una base (b), para obtener un determinado número (a), el número que se eleva a una potencia es igual a un número determinado positivo o un argumento que es el resultado de elevar la base a una potencia. Ejemplo:

$$a = b^x \quad 3.3$$

Ejemplo 3.1. $8 = 2^3$

Donde **b** es la **base**, **a** es el **argumento** y **x** es la potencia.

Esto significa que 2 elevado a la potencia 3 es igual a 8, por lo que un logaritmo es la forma inversa de expresar esta relación y se le conoce como logaritmo común.

$$x = \log_b a \quad 3.4$$

$$\log_2 8 = 3$$

y se lee como "logaritmo en base 2 de 8 es igual a 3.

Logaritmo natural:

Un logaritmo muy especial es el logaritmo natural, que tiene como base el número (*e*) de Euler el cual es aproximadamente 2.71828, se denota como el logaritmo natural.

$$L = \log_e a \quad 3.5$$

Por lo que *L* es el logaritmo de base (**e**) del número (**a**) y su relación entre ellos es:

$$\log_e a = 2.3 = \log_{10} a$$

Los logaritmos tienen diversas aplicaciones en áreas como son las ciencias exactas, ingeniería, economía, matemáticas, como es el cálculo integral y diferencial, análisis de frecuencia y análisis matemático, entre otras aplicaciones [1][2][5][9].

Las aplicaciones de logaritmos son importantes en el diseño de circuitos amplificadores y el análisis de señales.

Las propiedades más importantes de los logaritmos para el manejo de cálculos matemáticos, las más comunes son:

- **Producto de logaritmos:** $\log_a (ab) = \log_{10} a + \log_{10} b$
- **Cociente de logaritmos:** $\log_a (a/b) = \log_{10} a - \log_{10} b$
- **Logaritmo de una potencia:** $\log_a (x^n) = n * \log_a x$
- **Logaritmo en base 10 de 1 es igual a cero** $\log_{10} 1 = 0$

Ejemplo 3.2. Calcule los siguientes logaritmos por definición o usando calculadora.

(a). - $\log_{10} 10^7 = 7$

(b). - $\log_e e^5 = 5$

(c). - $\log_{10} 10^{-3} = -3$

(d). - $\log_e e^{-7} = -7$

(e). - $\log_{10} 15 = 1.1761$

(f). - $\log_e 15 = 2.708$

(g). - $\log_{10} \frac{4}{25} = \log_{10} 4 - \log_{10} 25 = 0.6020 - 1.3979 = -0.7959$

(h). - $\log_{10} (0.5 * 15) = \log_{10} 0.5 + \log_{10} 15 = -0.301 + 1.1761 = 1.8750$

Decibel.

Un decibel es una relación de ganancia de potencia de salida entre la potencia de entrada y es la décima parte de un bel, la ganancia se mide en *bels*.

Históricamente, es una unidad asignada por su inventor Alexander Graham Bell y el bel se usa para medir la relación entre dos niveles de potencia o la ganancia de potencia G :

$$X \text{ dB} = \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad \text{Bel} \quad 3.6$$

$$X \text{ dB} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad \text{dB} \quad 3.7$$

Ejemplo 3.3. Determine lo que se pide:

(a). – Calcule la potencia en decibels de un amplificador con potencias de:

$P_o = 100 \text{ watts}$ y $P_i = 2 \text{ watts}$

Solución:

$$G \text{ dB} = \log_{10} \frac{100}{2} = \log_{10} 50 = 1.6989 \text{ dB}$$

(b). – Calcule la magnitud de la ganancia de voltaje de 80 dB.

Solución:

$$G \text{ dB} = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} = 80 \text{ dB} \rightarrow \rightarrow \log_{10} \frac{V_2}{V_1} = 4 \rightarrow \frac{V_2}{V_1} = 10^4 = 10,000$$

Construcción de las curvas de Bode

El análisis de bode se realiza a través de 2 curvas que pueden aproximarse mediante porciones lineales interconectados que se denominan curvas de Bode idealizadas, las cuales son las siguientes:

- (1) – Modulo de ganancia de transferencia
- (2) – El ángulo de fase en función de la frecuencia

Función de transferencia de un solo polo

La ganancia de transferencia de un solo polo se da por el comportamiento de un sistema de primer orden con $s = j2\pi f$ y con f_p igual a la frecuencia del polo:

$$A_L(jf) = \frac{1}{1 - j\left(\frac{f}{f_p}\right)} \quad 3.8$$

El valor en decibels dB es:

$$|A| \text{ dB} = 20 \log |A| = 20 \log A_o - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad 3.9$$

O en otro formato:

$$|A| \text{ dB} = \begin{cases} 20 \log A_o, & \text{si } \frac{f}{f_p} \ll 1 \\ 20 \log A_o - 20 \log \frac{f}{f_p}, & \text{si } \frac{f}{f_p} \gg 1 \end{cases} \quad 3.10$$

Estas ecuaciones son trazadas en papel logarítmico para las siguientes reglas:

- Frecuencias inferiores a la frecuencia del polo f_p , ($f/f_p \ll 1$), donde la característica se comporta como una asíntota con respecto a eje horizontal $20 \log A_o$.
- Frecuencias superiores a f_p , ($f/f_p \gg 1$), las ecuaciones del módulo de ganancia en dB indica que se aproxima asintóticamente a la línea recta con pendiente de -20 dB por década en $f/f_p = 10$ o -6 dB por octava $f/f_p = 2$.
- El ángulo para la desviación de fase de un solo polo se da por:
- $\theta = -\arctan f/f_p$
- Para $f \ll f_p$, $\theta \rightarrow 0^\circ$
- Para $f \gg f_p$, $\theta \rightarrow -90^\circ$
- Para $f = f_p$, $\theta \rightarrow -45^\circ$

Las gráficas se construyen de la siguiente manera:

- Las 2 rectas son lineales para:
- $\theta = 0^\circ$ para $0 < f/f_p < 0.1$, o de otra manera $f = 0.1f_p$
- $\theta = 90^\circ$ para $f/f_p > 10$, o de otra manera $f = 10f_p$
- Las 2 están unidas para por una recta de pendiente de -45° por década que pasa por $\theta = -45^\circ$ para $f = f_p$, como se muestra en la figura 3.1.2 y la tabla 3.1.

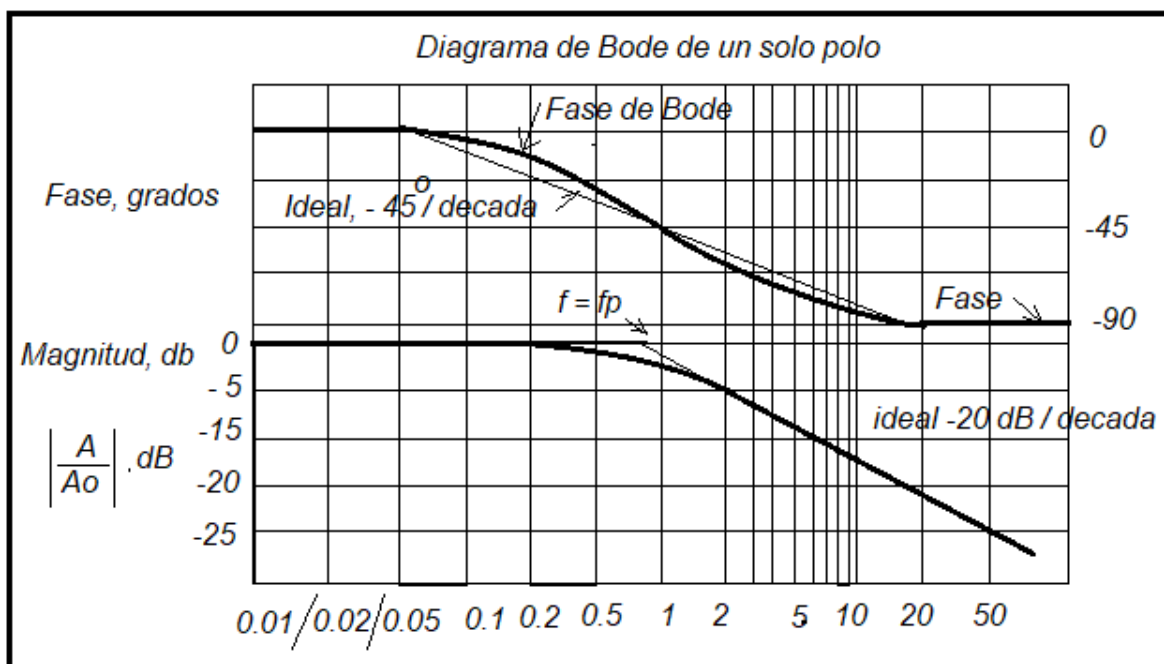


Figura 3.1.2. Diagrama de bode de un solo polo.

Tabla 3.1.1. Datos de aproximación lineal en dB y grados.		
f/f_p	Error de magnitud, dB	Error de fase, grados
0.1	0.04	+5.7
0.5	1	-4.0
1	3	0
2	1	+4.0
10	0.04	-5.7

Función de transferencia de un solo cero

La función de transferencia de un solo cero esta dado por:

$$A(jf) = A_0 \left(\frac{1}{1 - j(f/f_z)} \right) \quad 3.11$$

El valor en decibels dB es:

$$|A| \text{ dB} = 20 \log |A| = 20 \log A_0 - 20 \log \sqrt{1 + (f/f_z)^2} \quad 3.12$$

O en otro formato:

$$|A| \text{ dB} = \begin{cases} 20 \log A_0 , & \text{si } f \ll f_z \\ 20 \log A_0 - 20 \log \frac{f}{f_z}, & \text{si } f \gg f_z \end{cases} \quad 3.13$$

Las ecuaciones son trazadas en papel logarítmico para las siguientes reglas:

- Para frecuencias debajo de cero f_z , ($f/f_z < 1$), la característica es asintótica con el eje del horizontal $20 \log A_0$.
- Frecuencias superiores a la frecuencia del cero f_z , ($f/f_z > 1$), donde la característica indica que existe una curva $|A|$ dB, la cual se aproxima asintóticamente a la línea recta con pendiente es de + 20 dB o +6 dB por octava.
- El ángulo para la desviación de fase de un solo cero se da por:
- $\theta = - \arctan f/f_z$
- Para $f \ll f_z$, $\theta \rightarrow 0^\circ$
- Para $f \gg f_z$, $\theta \rightarrow +90^\circ$
- Para $f = f_z$, $\theta \rightarrow 45^\circ$

Las gráficas se construyen de la siguiente manera:

- Las 2 rectas son lineales para:
- $\theta = 0^\circ$ para $0 < f/f_z < 0.1$, o de otra manera $f = 0.1f_z$
- $\theta = +90^\circ$ para $f/f_z > 10$, o de otra manera $f = 10f_z$
- Las 2 están unidas para por una recta de pendiente de $+45^\circ$ por década que pasa por $\theta = +45^\circ$ para $f = f_z$.
- La ganancia de un solo cero no es real, es como si pareciese que existe un crecimiento sin límite hasta $f \rightarrow \infty$, en la practica los sistemas tienen uno o mas ceros, al igual de uno o más polos, pero siempre con polos mayor que ceros, y son estos polos los que determinan las frecuencias de corte inferior y superior de 3 dB, como se muestra en la figura 3.1.3 y la tabla 3.1.2.

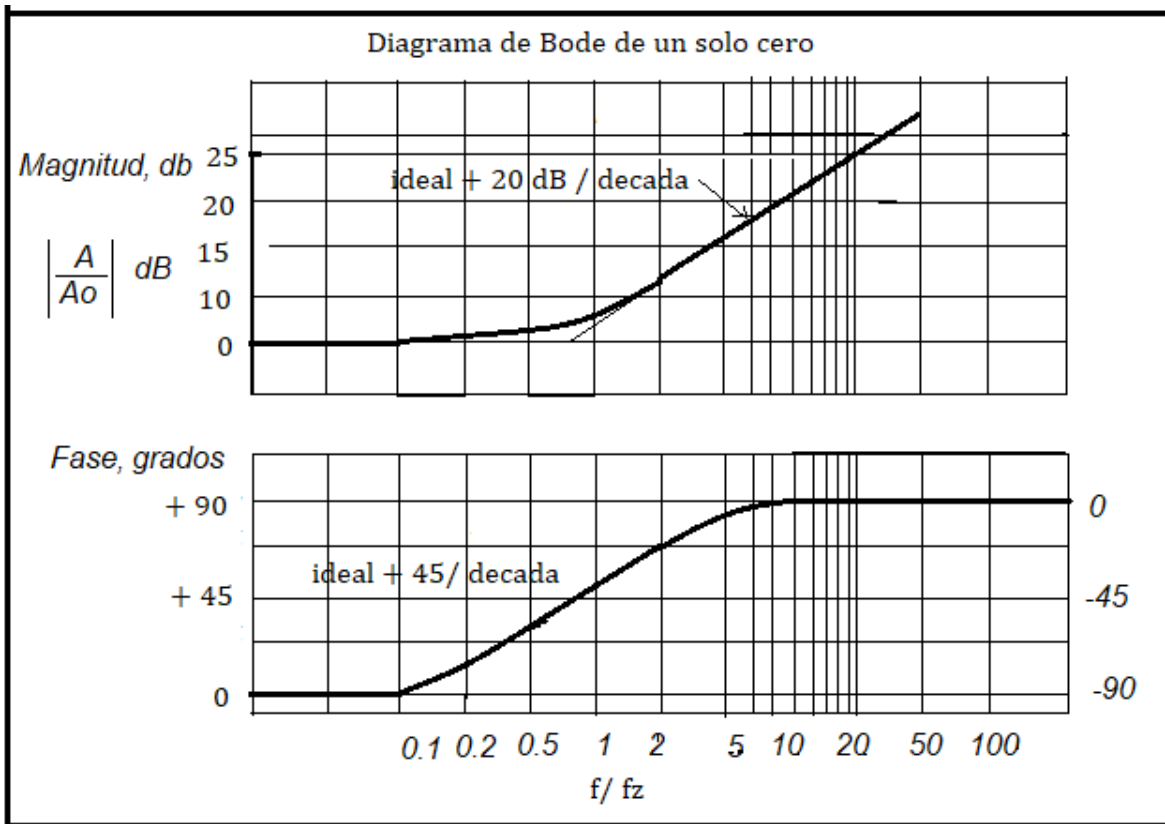


Figura 3.1.3. Diagrama de Bode de un cero.

Tabla 3.1.2. Datos de error en dB y grados.

f/f_p	Error de magnitud, dB	Error de fase, grados
0.1	- 0.04	-5.7
0.5	- 1	+4.0
1	-3	0
2	-1	-4.0
10	- 0.04	+5.7

Función de transferencia de dos polos

Para una función de transferencia con ganancia con un polo en f_{p1} y otro en f_{p2} se da por la siguiente ecuación:

$$A(jf) = \frac{A_0}{\left[1 + jf/f_{p1}\right] \left[1 + jf/f_{p2}\right]} \quad 3.14$$

El valor en decibels dB es:

$$|A| \text{ dB} = 20 \log |A| = 20 \log A_0 - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{p1}}\right)^2} - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{p2}}\right)^2} \quad 3.15$$

Como se puede observar que el primer término es una línea horizontal y para el segundo término tiene una asíntota que pasa por $f = f_{P1}$ cuya pendiente es de -20 dB por década o +6 dB por octava, y para un tercer término tiene una asíntota que para $f = f_{P2}$ con pendientes similares.

Para la figura 3.1.4. Se observa que existe una suma de las tres asíntotas que indica que hay una línea quebrada de trazo continuo que es la curva de Bode resultante idealizada.

Se supone que para $f_{P2} > f_{P1}$, existe una $f > f_{P2}$ con pendiente resultante de -40 dB por década o sea de -12 dB por octava.

Y la ecuación de fase está dada por:

$$\bullet \quad \theta = -\arctan f/f_{P1} - \arctan f/f_{P2}$$

La forma lineal de bode de magnitud y fase se da como:

- La contribución de cada polo a cada fase se da separadamente por líneas y trazos.

Las gráficas se construyen de la siguiente manera:

- Para las rectas lineales θ_2 corresponde al polo f_{P2} y así sucesivamente para:
- $\theta_2 = 0^\circ$ para $f \leq 0.1f_{P2}$
- $\theta = -90^\circ$ para $f \geq 10f_{P2}$ y θ_2 disminuye en 45 o por década para:
- $0.1 f_{P2} \leq f \leq 10 f_{P2}$.
- Para $f = f_{P2}$, $\theta = +45^\circ$
- El cambio de fase resultante se da por la suma de las 2 curvas de trazos en dicha frecuencia, y se indica con líneas quebradas.
- También se pueden obtener las gráficas de Bode empleando la tabla 3.1.2., donde las curvas individuales corresponden a puntos de discontinuidad en los polos f_{P1} y f_{P2} para obtener la magnitud y la fase, como se muestra en la figura 3.1.4.

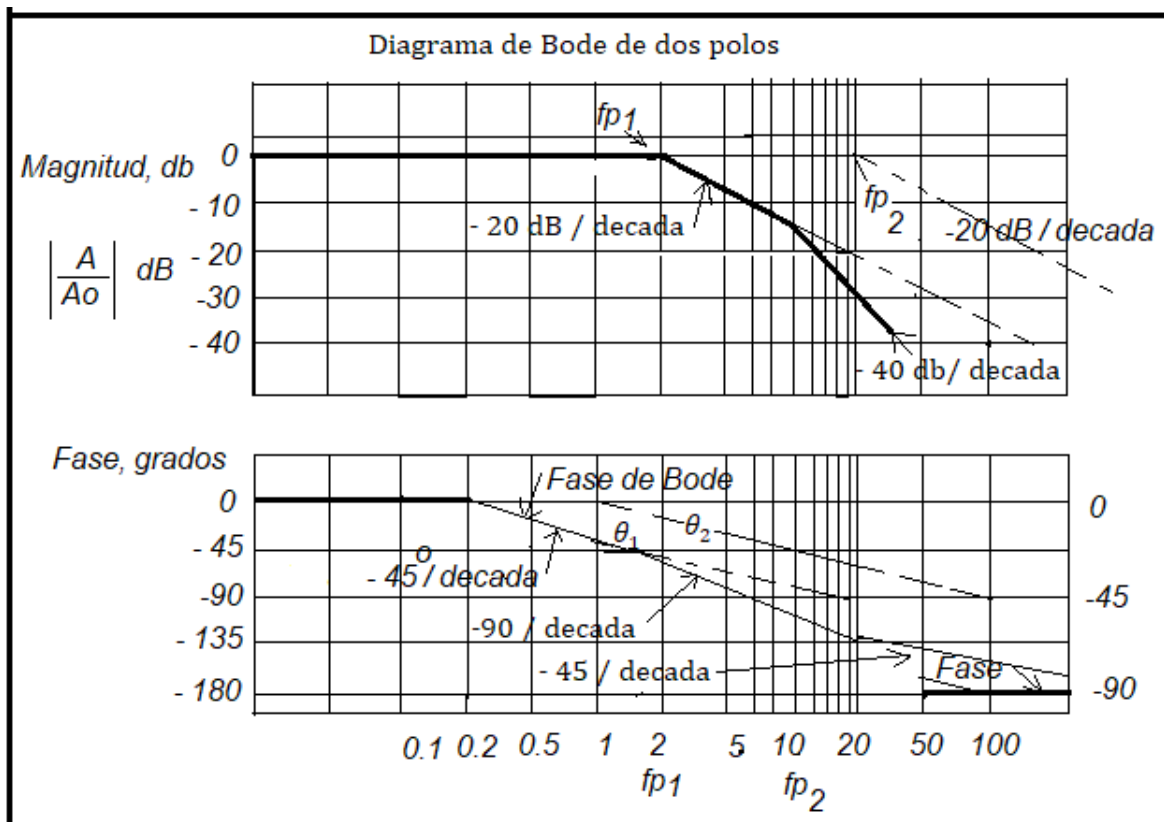


Figura 3.1.4. Diagrama de Bode de dos polos.

Polo dominante.

Si en la ecuación de 2 polos $f_{p2} \ll f_{p1}$, indica que la frecuencia superior de 3 dB se da por f_{p1} . Si $f_{p2} = 4 f_{p1}$. Indica que la frecuencia de 3 dB es solo un 6 % menor que f_{p1} . “Si una función de transferencia tiene varios polos los cuales determinan una respuesta a cierta frecuencia elevada, si la menor de ellas es f_{p1} y los demás polos son por lo menos dos octavas superiores, entonces se dice que es polo dominante ya que la función de transferencia de una sola constante de tiempo cuya frecuencia es de 3 dB sea de f_{p1} ”, la teoría de polo dominante es reemplazada para amplificadores clase C, los cuales trabajan en resonancia, los ejercicios de aplicación se verán en el análisis de cada modelo de amplificador [1][2][5][9].

Respuesta en baja y alta frecuencia de un circuito RC.

En un circuito RC se calcula la respuesta en frecuencia para ser empleado en un amplificador empleando variable compleja s , ya que es conveniente sustituir $j\omega$ para su respuesta en frecuencia, entonces la función de transferencia de un sistema es la razón dependiente de la frecuencia de un faser de voltaje o corriente de salida entre un faser de entrada de la misma variable, en función de la frecuencia.

Toda función de transferencia tiene polos y ceros, los cuales determinan su comportamiento, y las definiciones son las siguientes:

Un **cero** es una raíz de un polinomio en el numerador, es un valor que produce un cero en la función.

Un **polo**, es una raíz del polinomio en el denominador, el cual tiene un valor para la cual la función es de un valor infinito.

Y para eso se tiene los circuitos pasivos pasa alto figura 3.1.5. (a) y pasa bajo que se muestran en la figura 3.1.5. (b). y en la ecuación 3.17.

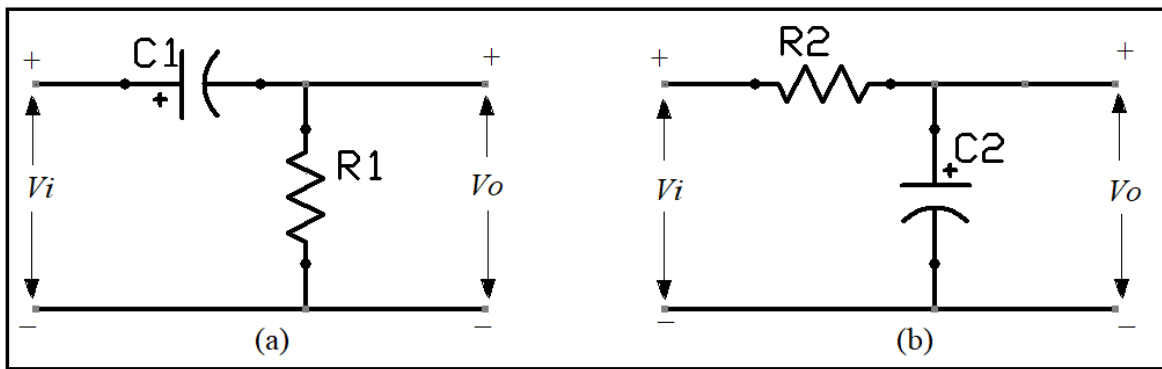


Figura 3.1.5. Circuitos pasivos (a) pasa alto y (b) pasa bajo.

Del circuito de la figura 3.1.5.(a). Se obtiene una respuesta en el plano de transferencia a ciertas frecuencias y funciona como un filtro pasa altos, dejando pasar las frecuencias altas y bloqueando las frecuencias bajas, entonces la ganancia de voltaje $V_o(s)$ se le conoce como función de transferencia del sistema.

$$A_t(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad 3.16$$

$$V_o(s) = \frac{V_i(s)R_1}{R_1 + 1/SC_1} = V_i(s) \frac{s}{s + 1/R_1C_1}$$

$$V_o(s) = V_i(s) \frac{s}{s + 1/R_1C_1} \quad 3.17$$

Donde la respuesta tiene un **cero** en: $s = 0$; y un **polo** en $s = -1/R_1 C_1$ para frecuencias reales ($s = j\omega = j2\pi f$), entonces la ecuación se transforma en:

$$A_L(jf) = \frac{1}{1 - j(f_L/f)} \quad 3.18.$$

Donde:

$$f_L \equiv \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad 3.19.$$

Y obteniendo el valor absoluto de la magnitud se tiene:

$$|A_L(jf)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_L/f)^2}} \quad 3.20$$

$$\Theta_L = \arctan \frac{f_L}{f} \quad 3.21$$

Y si está en la frecuencia $f = f_L$, entonces $A_L = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.7071$, y en la región de frecuencias medias f es mucho menor que f_L , $f \gg f_L$, entonces $A_L \rightarrow 1$, por lo tanto, f_L es la frecuencia en la que la ganancia disminuye 0.7071 veces el valor en frecuencias medias A_0 .

Esta relación hace que tenga una caída de nivel de señal que corresponde a una reducción en $20 \log(1/\sqrt{2})$, es decir de +3 dB, y se define como la frecuencia inferior.

f_L es la frecuencia en donde la resistencia R_1 se iguala a la reactancia capacitiva $X_C = \frac{1}{2\pi f_L C_1}$.

Respuesta en alta frecuencia.

Esta región de alta frecuencia pasa por la mitad de la banda y se comporta como un filtro pasa bajo, como se observa en la figura 3.1.2. (b). y la ecuación 3.8.

$$V_O(s) = \frac{\frac{1}{sC_2}}{R_2 + 1/sC_2} V_i(s) = \frac{1}{1 + sR_2 C_2} V_i(s)$$

$$V_O(s) = V_i(s) \frac{s}{s + 1/R_1 C_1} \quad 3.22.$$

Donde la respuesta tiene un polo en $s = -1/R_2 C_2$ para frecuencias reales ($s = j\omega = j2\pi f$), entonces la ecuación se transforma en:

$$A_H(jf) = \left| \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \right|_{s=j2\pi f}$$

Donde el cambio de fase se da por su magnitud y fase:

$$|A_L(jf)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}} \quad 3.23.$$

$$\theta_H = \arctan \frac{f}{f_H} \quad 3.24.$$

$$f_H \equiv \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad 3.25$$

Y se puede observar la respuesta en frecuencia, se observa la pendiente de subida de 6 dB por octava o 20 dB por década y para la pendiente de bajada es de - 6 dB por octava o - 20 dB por década de ambos circuitos pasivos y van a ser aplicados a los circuitos amplificadores.

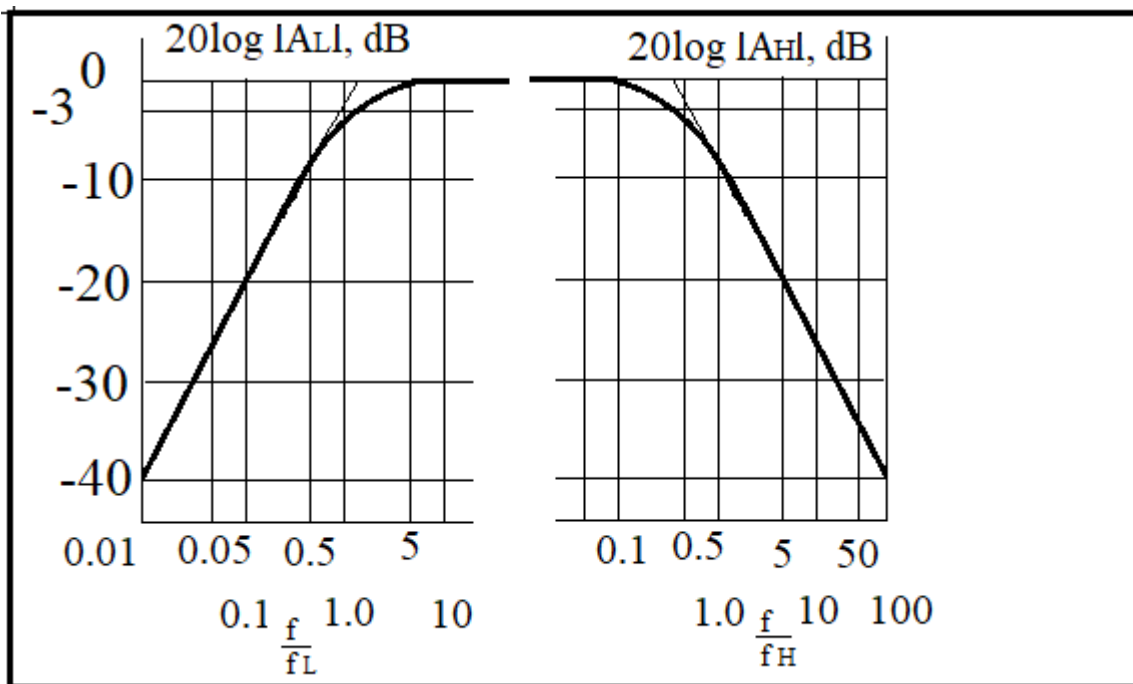


Figura 3.1.6. Diagrama de Bode, en una respuesta en frecuencia RC [1][2][5][9].

3.2. Respuesta en baja y alta frecuencia del amplificador BJT.

El comportamiento de un transistor BJT está representado por el análisis de la respuesta en baja frecuencia de un amplificador BJT, se refiere al extremo izquierdo del espectro de frecuencias de 0 a 150 Hz aproximadamente o un poco más, es de acuerdo al arreglo de los elementos externos de un amplificador, por otro lado a la respuesta plana en rango de trabajo de frecuencias medias de 100 a 1500 Hz en el rango de audio de un humano, graficado en el diagrama de bode y al extremo derecho del espectro de alta frecuencia de un amplificador de 1500 a 15000 Hz, y la zona de 15 k Hz a 20 kHz la zona de muy alta frecuencia, y si se juntan ambos extremos del espectro se verá el diagrama de bode completo, en resumen se ve cómo la ganancia del amplificador se ve afectada por frecuencias muy bajas y altas.

La respuesta en baja frecuencia es causada por la disminución de la ganancia a bajas frecuencias, se debe principalmente a los capacitores de acoplamiento de la fuente y el colector (C_s y C_c) y al capacitor de bypass del emisor (C_e) en el circuito del amplificador. Estos capacitores presentan una impedancia alta a bajas frecuencias, lo que reduce la señal que llega a la base del transistor y, por lo tanto, la ganancia del amplificador se ve atenuada.

Para analizar la respuesta en baja frecuencia, se consideran los capacitores como circuitos abiertos en el análisis de c. c. y se calculan las frecuencias de corte inferiores (f_{ci}) asociadas a cada capacitor.

La frecuencia de corte inferior dominante será la que tenga el valor más alto y determinará el límite inferior de la banda de frecuencias del amplificador, es por eso por lo que la ganancia del amplificador disminuye significativamente.

Por lo que se puede decir que la respuesta en baja frecuencia está determinada por los capacitores externos del circuito amplificador.

La respuesta en alta frecuencia causa la disminución de la ganancia a altas frecuencias y se debe principalmente a las capacitancias parásitas internas de construcción del transistor BJT, el capacitor base-emisor (C_{be}); el capacitor base colector (C_{bc}) y el capacitor colector emisor (C_{ce}) y a las capacitancias de cableado, estas capacitancias presentan una impedancia baja a altas frecuencias, lo que provoca que parte de la señal se desvíe a tierra, reduciendo la ganancia.

Para analizar la respuesta en alta frecuencia, se utiliza el modelo híbrido-pi del transistor, que incluye las capacitancias internas, se calculan las frecuencias de corte superior (f_{cs}) asociadas a cada capacitancia.

La frecuencia de corte superior dominante será la que tenga el valor más bajo y determinará el límite superior de la banda de frecuencias del amplificador.

Además, se sumará a este efecto capacitivo el efecto Miller que también afecta a la respuesta en alta frecuencia, ya que amplifica la capacitancia entre la base y el colector (C_{bc}), afectando la frecuencia de corte superior.

El efecto que produce la suma de estas capacitancias a las frecuencias por encima de la frecuencia de corte superior será la ganancia del amplificador que disminuye significativamente.

Por lo que se puede decir que la respuesta en alta frecuencia está determinada por las capacitancias internas del transistor y el efecto Miller.

Las frecuencias de corte inferior y superior dan como resultado el comportamiento del ancho de banda del amplificador, que es el rango de frecuencias en el que el amplificador trabaja u opera con una ganancia relativamente constante.

Es por eso por lo que es importante considerar la respuesta en frecuencia al diseñar un amplificador para asegurar que amplifique las señales deseadas dentro del rango de frecuencias requerido.

Si la respuesta en baja frecuencia es deficiente en un amplificador de audio, las frecuencias bajas, como las frecuencias en la parte baja de frecuencias no se amplificarán correctamente, dando como resultando en un sonido tenue o “”, y si la respuesta en alta frecuencia es deficiente, los agudos se atenuarán, dando como resultando en un sonido sordo o "apagado".

3.2.1. Respuesta en baja frecuencia del amplificador en BJT.

Para realizar el análisis en baja frecuencia del amplificador en BJT se utilizará la configuración en divisor de voltaje, aunque se puede utilizar cualquier configuración, el análisis se iniciara utilizando los capacitores de acoplo con fuente, el de salida en colector (C_s y C_c) y al capacitor de bypass del emisor (C_e), los cuales les darán respuesta en baja frecuencia del circuito de la figura 3.2.1.

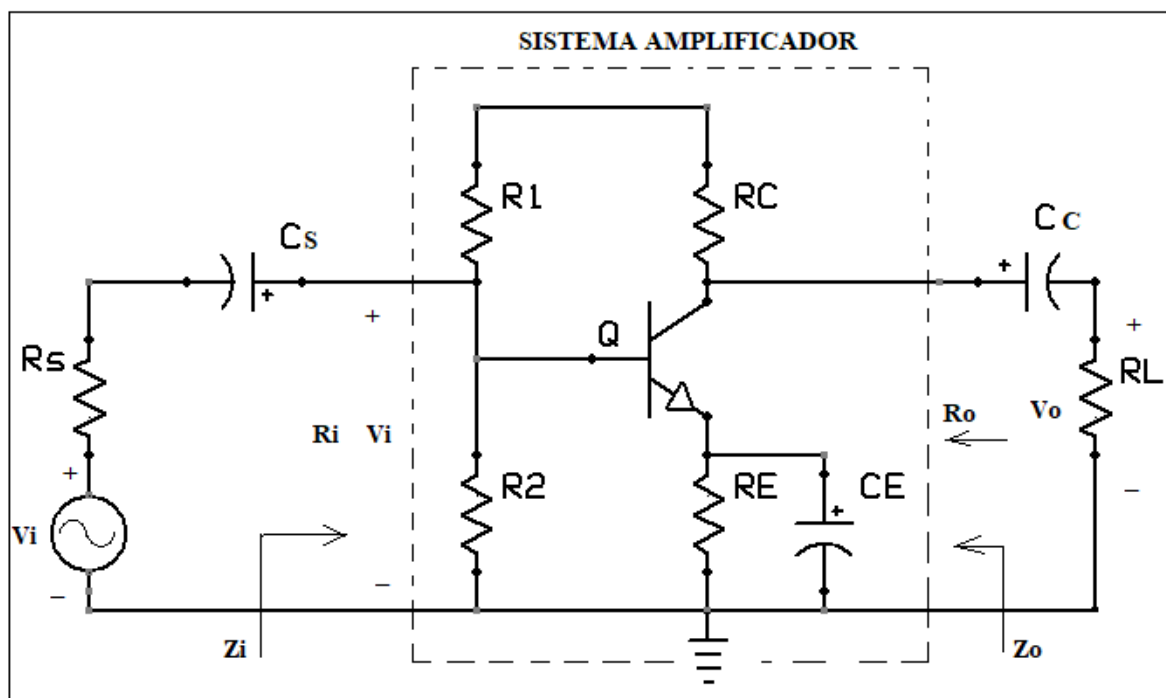


Figura 3.2.1. Circuito de respuesta en baja frecuencia con BJT [1][2][5][9].

El primer capacitor C_s es de acoplo con la fuente y se muestra como un arreglo RC y aplicando la regla del divisor de voltaje en la entrada del amplificador queda de la siguiente manera:

$$V_i = \frac{R_i V_S}{R_S + R_i - jX_{C_S}} \quad 3.2.1$$

Partiendo de esta ecuación de V se llega a una ecuación de frecuencia de corte partiendo de f_i hasta llegar

$$\frac{V_i}{V_S} = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_S}{R_i}\right) \left(1 - j \frac{X_{C_S}}{R_i + R_S}\right)}$$

Y separando los factores queda:

$$\frac{X_{C_S}}{R_i + R_S} = \left(\frac{1}{2\pi f C_S}\right) \left(\frac{1}{(R_S + R_i)}\right) = \frac{1}{2\pi f (R_S + R_i) C_S}$$

Definiendo f_i

$$f_i = \frac{1}{2\pi (R_S + R_i) C_S} \quad 3.2.2$$

Y por analogía se tiene:

$$\frac{V_i}{V_S} = \frac{1}{\left(\frac{1}{1 + \frac{R_S}{R_i}}\right) \left(1 - \frac{1}{1 - j f_{i/f}}\right)}$$

Y se sabe que:

$$A_V = \frac{V_i}{V_S} = \left[\frac{R_i}{R_S + R_i}\right] \left[\frac{1}{1 - j f_{i/f}}\right]$$

Para la banda media de frecuencias, la red aparece como ganancia de frecuencias media

$$A_V = \frac{V_0}{V_i} = \frac{R_i}{R_S + R_i} \quad 3.2.3$$

Haciendo analogía con la teoría de frecuencias de corte queda:

$$\frac{A_V}{A_{V_{media}}} = \frac{1}{1 - j(f_{1/f})} \quad 3.2.4$$

Esta analogía se parece a la frecuencia de corte de f_1 , pero se le asigna la L de lateral f_{LS}

$$f_{LS} = \frac{1}{2\pi (R_S + R_i) C_S} \quad 3.2.5.$$

Donde V_0 será el 70.7 % del valor de la banda, suponiendo que C_S es el único elemento capacitivo que controla la respuesta en baja frecuencia, además los capacitores C_e y C_c

permiten emplear el equivalente en corto circuito donde aparece R_i y R_o pero si tiene efectos en el corte de frecuencias como sigue:

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e \quad 3.2.6.$$

$$R_o = R_C \parallel r_o \quad 3.2.7.$$

La frecuencia de corte debido a C_C es:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi (R_o + R_L) C_C} \quad 3.2.8.$$

La frecuencia de corte f_1 o f_{LE} es el valor de corte inferior debido a C_E es:

$$f_{LE} = \frac{1}{2\pi R_e C_E} \quad 3.2.9.$$

Donde R_e es

$$R_e = R_E \parallel \left(\frac{R_s'}{\beta} R_2 + r_e \right)$$

$$R_s' = R_S \parallel R_1 \parallel R_2 \quad 3.2.10.$$

El efecto de C_E en la ganancia se describe de manera cuantitativa como:

$$A_V = \frac{-R_C}{r_e + R_E} \quad 3.2.11.$$

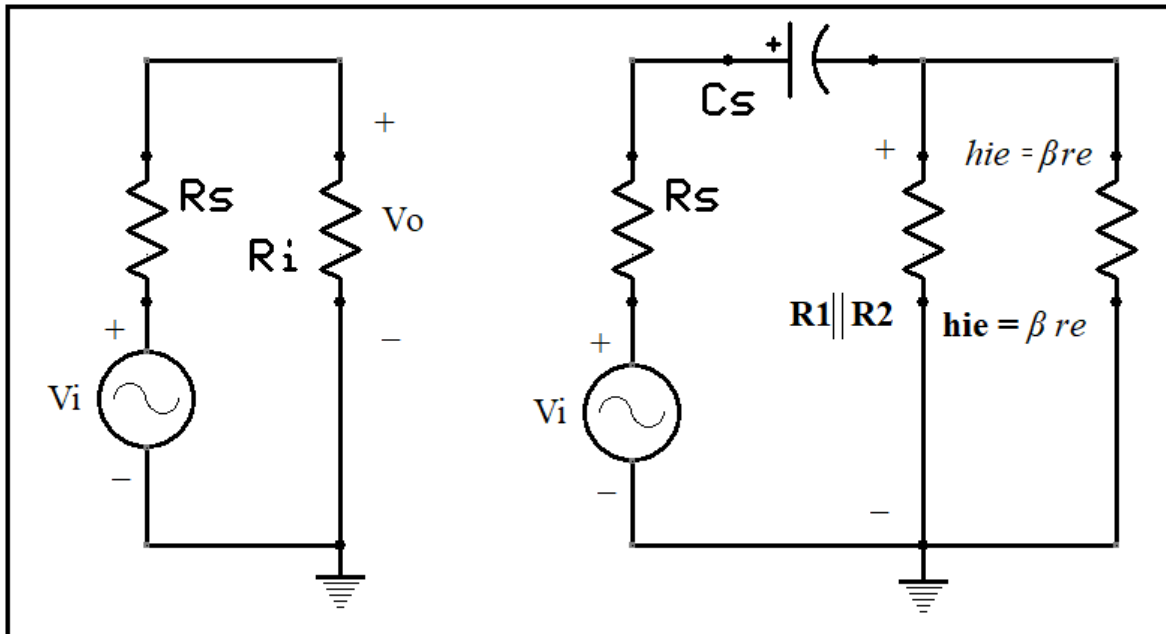


Figura 3.2.2. Circuito equivalente de impedancia de entrada y c. a. para C_s .

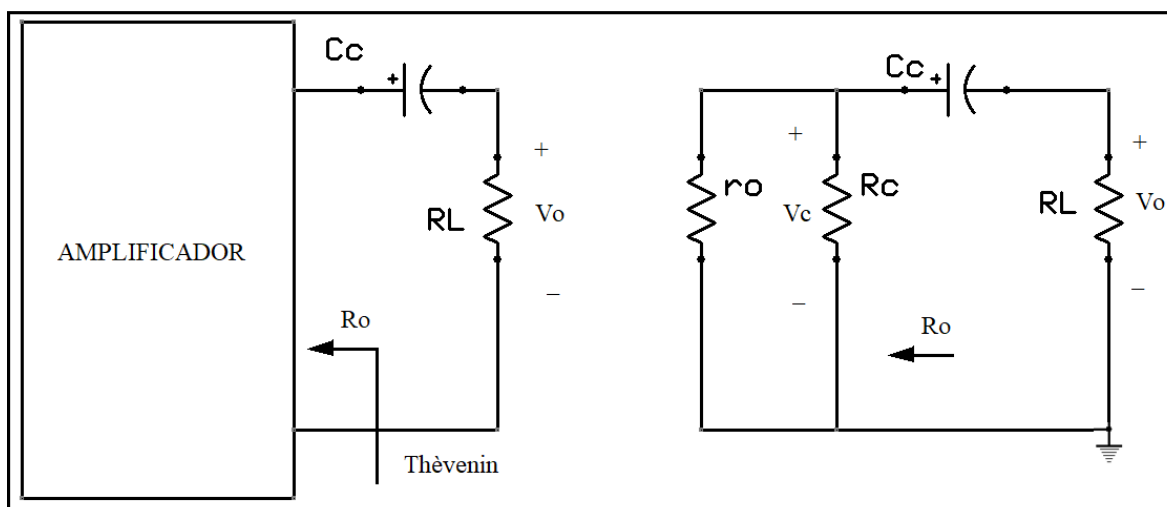


Figura 3.2.3. Efecto de C_c en respuesta en frecuencia.

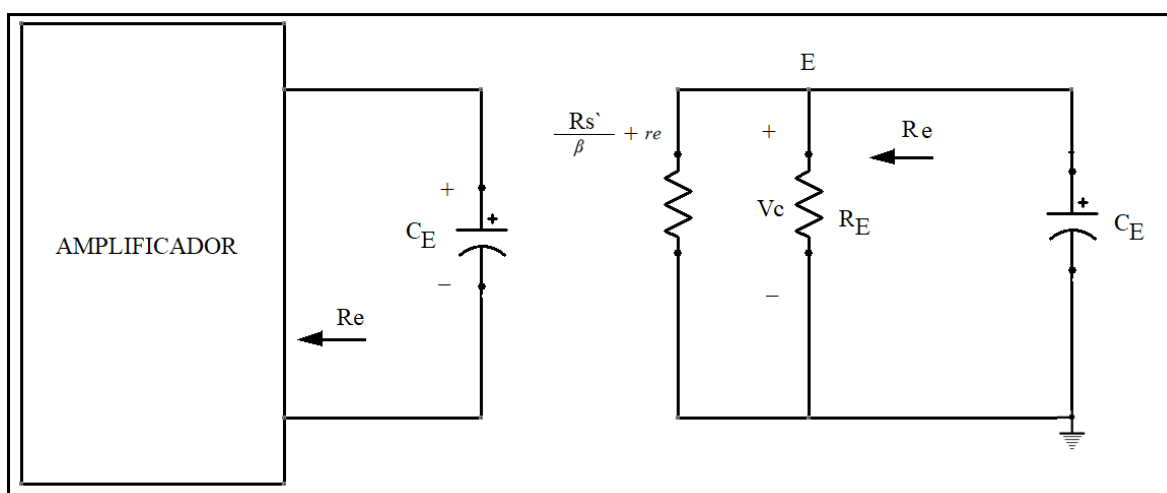


Figura 3.2.4. Efecto C_E en baja frecuencia.

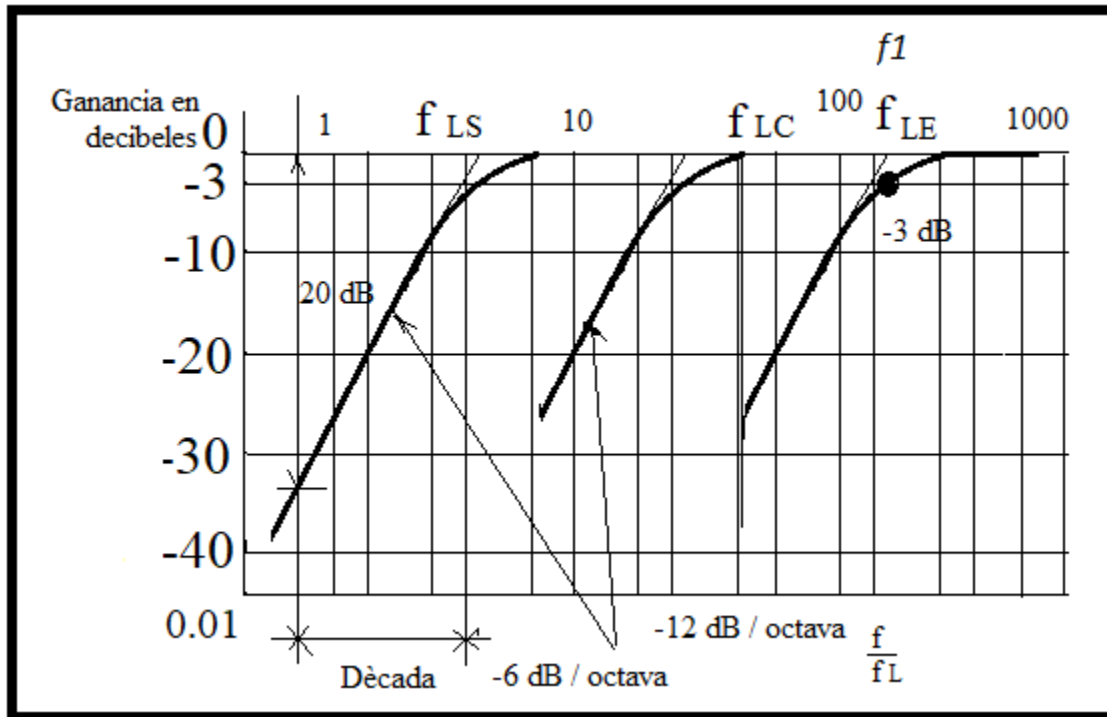


Figura 3.2.5. Zona de corte inferior izquierda.

En bajas frecuencias el capacitor de puenteo C_E en estado de circuito abierto, aparece en la ecuación con ganancia mínima, y a medida que hay un incremento en la frecuencia, la reactancia de C_E se reduce a casi cero Ω , en ese momento la impedancia del paralelo de $R_E \parallel C_E$, determinando una máxima ganancia de salida debido a su corto circuito virtual, dando una Gancia de 3 dB por debajo de la banda media o máxima f_{LE} determinada por:

$$A_V = \frac{-R_C}{r_e + 0} = A_V = \frac{-R_C}{r_e} \quad 3.2.12.$$

Con esto se ve que los 3 capacitores C_s , C_c y C_e , afectan la zona de corte inferior, y la zona media de frecuencias.

3.2.2. El efecto Miller para amplificadores.

El teorema de Miller en el análisis de circuitos electrónicos se usa para el diseño de amplificadores de alta frecuencia, permite simplificar los circuitos que incluyen elementos conectados entre la entrada y la salida de un amplificador, como capacitores e impedancias.

Para analizarlo se tiene una impedancia o un capacitor forward conectado entre la entrada y la salida de un amplificador C_f , entonces el teorema de Miller dice que esta impedancia o capacitor puede ser "dividido" en dos impedancias alternas, una en paralelo con la entrada y la otra en paralelo con la salida, simplificando el circuito, donde se involucra la ganancia del amplificador.

Al dividir el capacitor o la impedancia en los extremos, en la entrada queda un capacitor equivalente en paralelo con la fuente de señal, C_M Miller de entrada, produciendo un aumento en la capacitancia de entrada y salida en el amplificador.

El efecto Miller influye en la respuesta a alta frecuencia de un amplificador, al conocer el valor de los capacitores Miller de entrada y salida equivalentes, se puede predecir cómo se verá afectada el comportamiento de la ganancia del amplificador a diferentes frecuencias.

El análisis empieza al aplicar leyes de corrientes de Kirchhoff en el nodo de entrada y en el nodo de salida de la red a analizar.

$$I_i = I_1 + I_2 \quad 3.2.13.$$

En la entrada y en la salida

$$I_O = I_1 + I_2 \quad 3.2.14.$$

Se sabe que:

$$I_i = \frac{V_i}{Z_i}$$

$$I_1 = \frac{V_i}{R_i}$$

$$A_V = \frac{V_O}{V_i}$$

Y aplicando ley de ohm en I_2 y sustituyendo las variables en la ecuación 3.2.13.

$$I_2 = \frac{V_i - V_O}{X_{cf}} = \frac{V_i - A_V V_i}{X_{cf}} = \frac{V_i(1 - A_V)}{X_{cf}}$$

Sustituyendo queda:

$$\frac{V_i}{Z_i} = \frac{V_i}{R_i} + \frac{V_i(1 - A_V)}{X_{cf}}$$

$$\frac{1}{Z_i} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{\frac{X_{cf}}{(1 - A_V)}} \quad 3.2.15.$$

Pero la reactancia en un capacitor es:

$$X_{cf} = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad 3.2.16.$$

Igualando términos y completando variables queda:

$$\frac{X_{cf}}{(1 - A_V)} = \frac{1}{\omega(1 - A_V)C_f} \quad 3.2.17.$$

$$\frac{1}{Z_i} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{X_{CM}}$$

Por lo que la capacitancia Miller de entrada es:

$$C_{Mi} = (1 - A_V)C_f \quad 3.2.18.$$

Y el teorema dice que “para cualquier amplificador inversor, la capacitancia se incrementa por un equivalente Miller y es sensible a la ganancia y a la capacitancia parasita entre los nodos de las terminales de entrada y salida del transistor o OpAmp”

Y para el circuito equivalente capacitivo de salida se propone la siguiente ecuación:

$$I_O = I_1 + I_2$$

$$I_1 = \frac{V_O}{R_O}$$

$$I_2 = \frac{V_O - V_i}{X_{Cf}}$$

Se puede ignorar el primer término de la ecuación por ser demasiado grande, quedando las variables I_O y I_2 .

$$I_O = I_2 = \frac{V_O - V_i}{X_{Cf}}$$

Por lo que se pone todo en términos de V_O .

$$V_i = \frac{V_O}{A_V}$$

$$I_O = \frac{V_O - V_O/A_V}{X_{Cf}} = \frac{V_O(1 - 1/A_V)}{X_{Cf}}$$

$$\frac{I_O}{V_O} = \frac{(1 - 1/A_V)}{X_{Cf}}$$

$$\frac{V_O}{I_O} = \frac{X_{Cf}}{(1 - 1/A_V)} = \frac{1}{\omega C_f(1 - 1/A_V)} = \frac{1}{\omega C_{M0}}$$

Por lo que la ecuación de efecto Miller para la capacitancia parasita queda:

$$C_{M0} = (1 - 1/A_V)C_f \quad 3.2.19.$$

Y si la ganancia es $A_V \gg 1$, esta equivalencia queda:

$$C_{M0} \approx C_f \quad 3.2.20.$$

En el análisis de alta frecuencia en la región de corte superior en transistores BJT y JFET se usarán las capacitancias de entrada y salida Miller, como se observa en la figura 3.2.6.

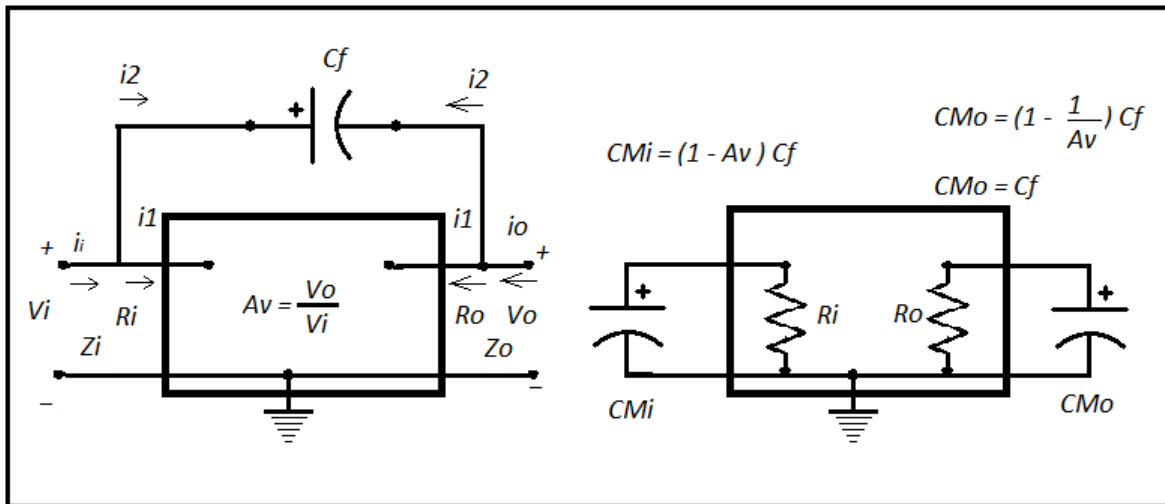


Figura 3.2.6. Teorema de Miller y su equivalente [1][2][5][9].

Las Aplicaciones del Teorema de Miller se da en el diseño de amplificadores, para optimizar el diseño de estos, minimizando la influencia de capacitancias parásitas y mejorando el ancho de banda.

En el análisis de circuitos, se puede realizar un análisis más preciso de la respuesta en alta frecuencia de circuitos complejos.

En amplificadores operacionales este teorema ayuda a las técnicas de compensación de frecuencia para estabilizar en circuito electrónico.

El teorema de Miller es una aproximación a un comportamiento real y la precisión depende de la ganancia del amplificador a analizar y de la frecuencia de operación.

En amplificadores ideales, este teorema asume como un amplificador ideal, sin impedancias de salida ni de entrada finitas.

Este teorema se aplica principalmente a capacitores puros, aunque puede extenderse a otros elementos como son las resistencias y las impedancias conocidas [1][2][5][9].

3.2.3. Respuesta en alta frecuencia del amplificador en BJT.

La respuesta en alta frecuencia en un transistor BJT depende de las capacitancias parasitas del transistor BJT internas y de la frecuencia de h_{fe} o beta β en corriente alterna (c. a.) y para definir el punto de corte de -3 dB en la parte superior del ancho de banda de la gráfica de Bode, es necesario hacer un análisis detallado de su comportamiento.

Los parámetros de la red RC empiezan en la medida en que la frecuencia se incrementa, la magnitud de la reactancia de X_C se reduce, con efecto de corto circuito a través de la salida del amplificador y una reducción de la ganancia en -20 dB por década o -6 dB por octava.

$$A_V = \frac{1}{1-(jf/f_2)} \quad 3.2.21.$$

Este comportamiento da como resultado el corte de orden superior dado por f_2 , la ecuación de Ganancia A_V sufre una atenuación significativa en su magnitud de -6 db por octava, a medida que se incrementa la frecuencia, y en la ecuación se observa que f_2 está en el denominador de la ecuación de ganancia y es el complemento de la zona de corte de f_1 , como se observa en la figura 3.2.7.

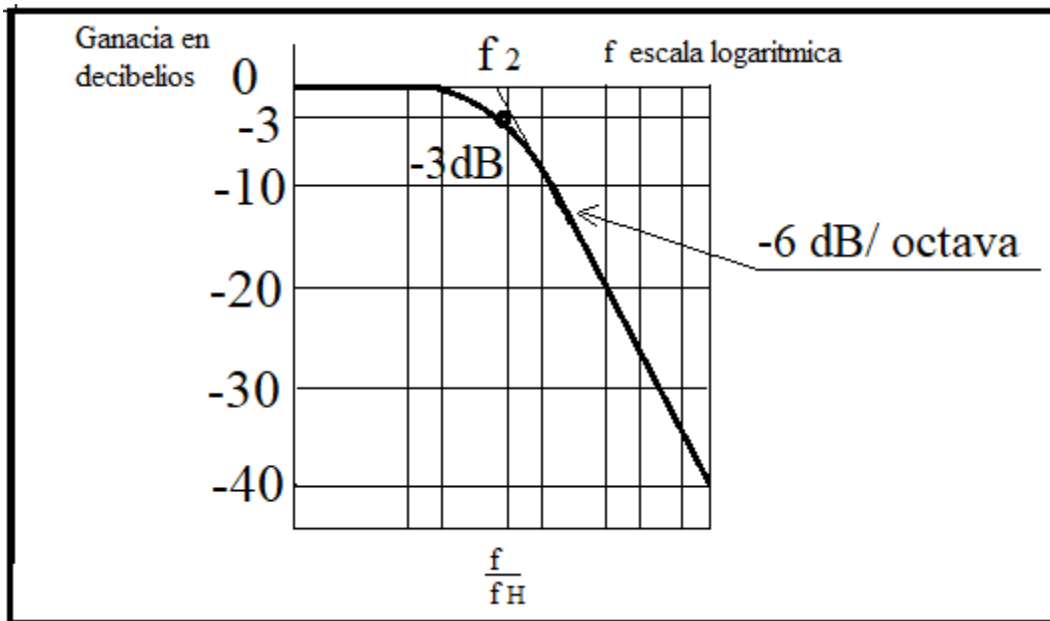


Figura 3.2.7. Grafica de Bode, zona de corte superior derecha [1][2][5][9].

Las capacitancias parasitas internas del transistor BJT son de la unión base-emisor, base-colector y colector-emisor (C_{be} , C_{bc} , C_{ce}), Junto con las capacitancias parasitas de unión o de alambrado C_{Wi} , C_{Wo} son tomadas en cuenta para el análisis de alta frecuencia.

Los capacitores C_S , C_C y C_E se ponen en corto circuito a altas frecuencias, por lo que la capacitancia de entrada input C_i es la suma de las capacitancias de wire C_{Wi} o de contacto, la capacitancia de transición C_{be} y la capacitancia Miller de entrada C_{Mi} .

$$C_{Mi} = (1 - A_V)C_{bc} \quad 3.2.22$$

$$C_i = C_{Wi} + C_{be} + C_{Mi}$$

$$C_i = C_{Wi} + C_{be} + (1 - A_V)C_{bc} \quad 3.2.23$$

La capacitancia de salida output C_O es la suma de la capacitancia de alambrado de salida C_{Wo} , la capacitancia parasita de transición C_{ce} , la cual es muy pequeña y la capacitancia Miller de salida C_{Mo} , como se observa en la figura 3.2.8.

$$C_{Mo} = (1 - 1/A_V)C_{bc} \quad 3.2.24.$$

$$C_O = C_{Wo} + C_{ce} + C_{Mo}$$

Para $1 \gg 1/A_V$ grande queda:

$$C_O = C_{Wo} + C_{ce} + C_{bc} \quad 3.2.25.$$

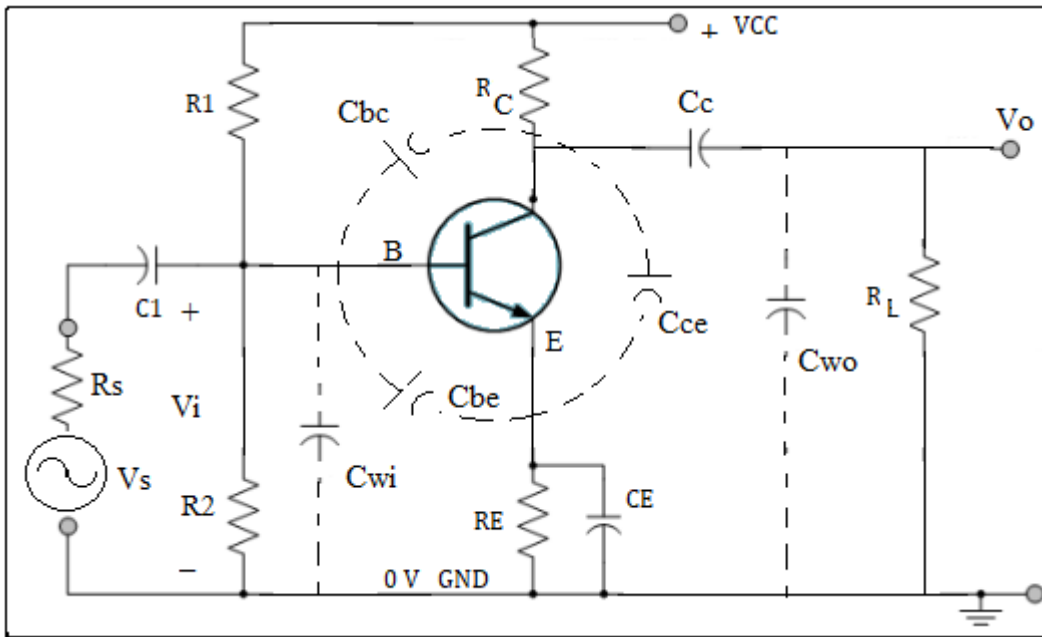


Figura 3.2.8. Red de capacitores que afectan la alta frecuencia [1][2][5][9].

Para determinar la resistencia de entrada R_i y R_o se determina por medio del equivalente Thévenin en la entrada y en la salida de la figura 3.2.9.

$$R_{THi} = R_S \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_i \quad 3.2.26.$$

$$R_{THo} = R_C \parallel R_L \parallel r_o \quad 3.2.27.$$

Una vez determinando cada variable de alta frecuencia del transistor se define la frecuencia f_{Hi} y f_{Ho} de corte superior de -3 dB.

$$f_{Hi} = \frac{1}{2 \pi R_{THi} C_i} \quad 3.2.28.$$

$$f_{Ho} = \frac{1}{2 \pi R_{THo} C_o} \quad 3.2.29.$$

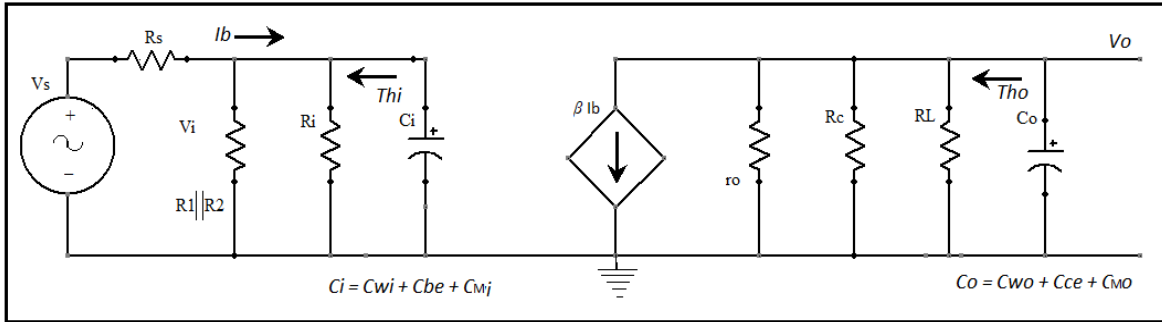


Figura 3.2.9. Modelo equivalente de c. a. para alta frecuencia del amplificador E_C .

A frecuencias muy altas hay que considerar la reducción de h_{fe} o β y esta se aproxima con la siguiente relación:

$$h_{fe} = \frac{h_{fe \text{ media}}}{1 + j(f/f_\beta)} \quad 3.2.30.$$

Esta f_β está determinada por el modelo híbrido π o de Giacoletto, donde:

$$f_\beta = f_{h_{fe}} = \frac{1}{2 \pi r_\pi (C_\pi + C_u)} \quad 3.2.31.$$

Donde:

$$r_\pi = \beta_{re} = h_{fe \text{ media}} r_e. \quad 3.2.32.$$

Por lo tanto

$$f_\beta = \frac{1}{2 \pi \beta_{media} r_e (C_\pi + C_u)} \quad 3.2.33.$$

Donde:

$$r_\pi = \beta r_e$$

$$g_m = \frac{1}{r_e}$$

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}}$$

Los valores de cada variable dependen de la frecuencia y del modelo híbrido π , y r_o va de 5 k Ω a 40 k Ω y se determina partir del valor h_{oe} . C_u va de un pico farad a decenas de

picofarads, la u significa la unión base-colector, tanto en la resistencia r_u como en el capacitor C_u , la r_b incluye los niveles de contacto de la base, la tierra (GND) de base y la difusión de la base, se puede despreciar por su valor bajo, los resistores r_π , r_u y r_o son las resistencias entre las terminales del transistor, en estado activo, r_u se encuentra en los niveles de $M\Omega$ ($r_u \gg \beta r_e$), y se puede comportar como circuito abierto y la fuente de corriente es controlada por voltaje VCCS y es una transconductancia

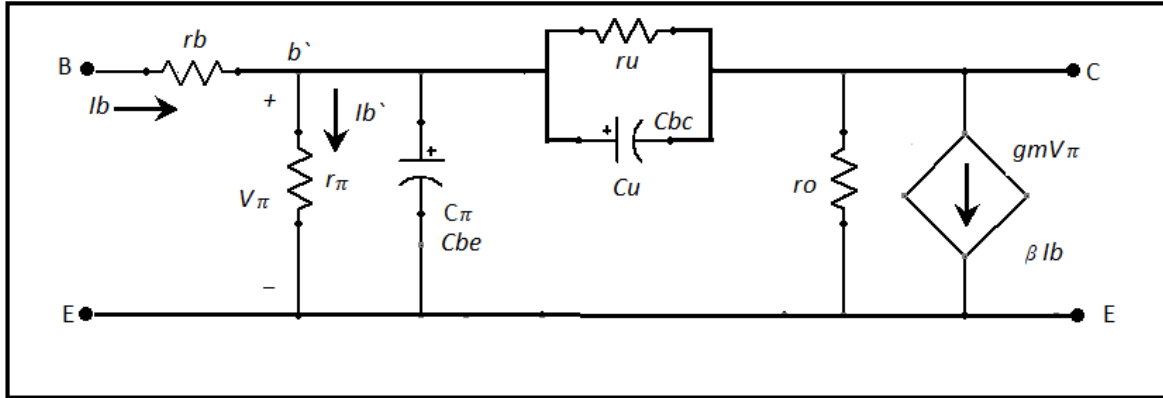


Figura 3.2.9. Modelo pi de alta frecuencia o modelo Giacoletto.

En la figura 3.2.10. Se observa el comportamiento de h_{fe} la cual tiene una caída de -6 dB por octava y h_{fb} o α , se observa un comportamiento plano o estable.

Por lo que las otras variables se calculan de la siguiente manera:

$$f_\beta = f_\alpha (1 - \alpha) \quad 3.2.34.$$

El producto de ganancia por ancho de banda es:

$$f_T \cong h_{f_{media}} f_\beta \quad 3.2.35.$$

$$f_T \cong \beta_{media} f_\beta \quad 3.2.36.$$

$$f_\beta = \frac{f_T}{\beta_{media}} \quad 3.2.37.$$

En términos del modelo de alta frecuencia queda:

$$f_T = \frac{1}{2\pi r_e (C_\pi + C_u)} \quad 3.2.38.$$

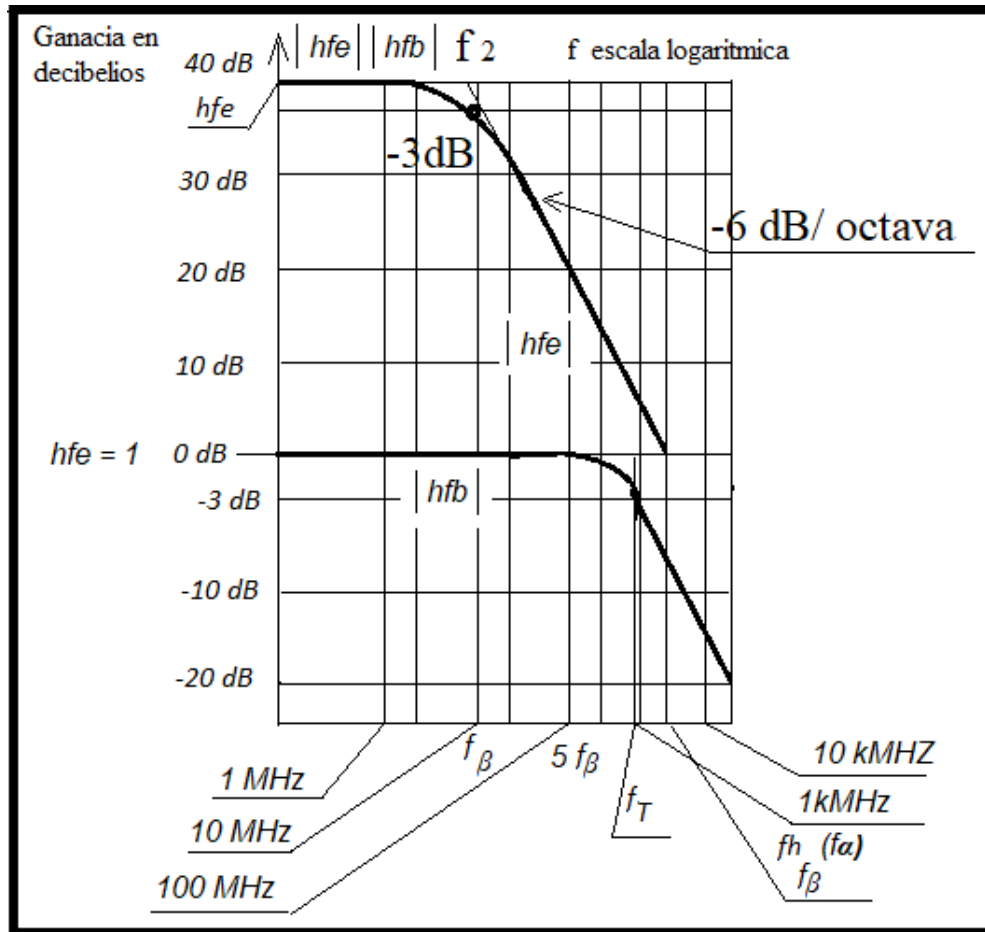


Figura 3.2.10. Zonas de corte de alta frecuencia [1][2][5][9].

Los diseñadores de amplificadores e ingenieros electrónicos pueden tomar decisiones sobre la información sobre la selección de componentes y la optimización del rendimiento de sus circuitos, conociendo el comportamiento de cada amplificador [1][2][5][9].

Ejemplo:

Diseñe un circuito amplificador en emisor común de la figura 3.2.8, calcule lo siguiente:

- La ganancia de voltaje para el amplificador si las resistencias son: $R_1 = 15\text{k}\Omega$, $R_2 = 4.7\text{k}\Omega$, $R_c = 2.2\text{k}\Omega$, $R_e = 1\text{k}\Omega$, $C_s = C_e = C_c = 10\text{ }\mu\text{F}$., con carga de 2K y $\beta = 200$.
- Calcule la impedancia de entrada Z_i y la impedancia de salida Z_o para el amplificador del diseño
- Realice un análisis de frecuencia para el amplificador de la segunda etapa, calcule: r_e , $A_{v\text{media}}$, $A_{v\text{smedia}}$, f_{Ls} , f_{Lc} , y f_{Le} .
- Trace las asíntotas de la gráfica de Bode para el corte inferior y corte superior si: ($C_{wi} = 5\text{pF}$, $C_{w0} = 8\text{pF}$, $C_{bc} = 12\text{pF}$, $C_{be} = 40\text{pF}$, $C_{ce} = 8\text{pF}$).

Solución:

(a)

$$V_B = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(20V)(4.7k)}{15k + 4.7k} = 4.77V$$

Y el voltaje de emisor es:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 4.77V - 0.7V = 4.07V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4.07V}{1k\Omega} = 4.07mA$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 20V - (4.07mA)(2.2k\Omega) = 11.046V$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{4.07mA} = 6.388\Omega$$

$$A_{V1} = -\frac{R_C}{r_e} = \frac{2200}{6.388\Omega} = -344.396$$

(b) La impedancia de entrada del circuito se calcula de la siguiente manera:

$$Z_{i1} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e = (15000) \parallel (4700) \parallel (200)(6.388\Omega) = 941.486\Omega$$

Y la impedancia de salida en es:

$$Z_o = R_C = 2.2k\Omega$$

$$(c) \quad f_{LS} = \frac{1}{2\pi(R_S + R_i)C_S} = \frac{1}{2\pi(50 + 941.486)10\mu F} = 16.052Hz$$

La frecuencia de corte debido a C_C es:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi(R_o + R_L)C_C} = \frac{1}{2\pi(2.2k\Omega + 2k)10\mu F} = 3.789Hz$$

La frecuencia de corte f_1 o f_{LE} es el valor de corte inferior debido a C_e es:

$$f_{LE} = \frac{1}{2\pi R_e C_E} = \frac{1}{2\pi(6.635)10\mu F} = 1.2k\Omega \quad 3.2.9.$$

Donde R_e es

$$R_e = R_E \parallel \left(\frac{R_S}{\beta} R_2 + r_e\right) = 1k \parallel \left(\frac{49.311}{200}\right)(4.7k) + 6.388 = 6.635\Omega$$

$$R_S' = R_S \parallel R_1 \parallel R_2 = 50 \parallel 15k \parallel 4.7k = 49.311\Omega$$

Para alta frecuencia:

$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi R_{THi} C_i} = 983.384Hz$$

$$C_{Mi} = (1 - A_V)C_{bc} = (1 + 344.396)12pF = 4.41mF$$

$$C_i = C_{Wi} + C_{be} + C_{Mi}$$

$$C_i = C_{Wi} + C_{be} + (1 - A_V)C_{bc} = 5pF + 40pF + 4.41mF = 4.404mF$$

$$R_{THi} = R_S \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_i = 46.856\Omega$$

$$f_{Ho} = \frac{1}{2\pi R_{THo} C_O} = 15.11 \text{ Hz}$$

$$C_{M0} = (1 - 1/A_V) C_{bc} = (1 - 1/-344.396) 40 \text{ pF} = 3.454 \text{ mF}$$

$$C_O = C_{Wo} + C_{ce} + C_{Mo}$$

Para $1 \gg 1/A_V$ grande queda:

$$C_O = C_{Wo} + C_{ce} + C_{bc} = 8 \text{ pF} + 8 \text{ pF} + 10.03 \text{ } \mu\text{F} = 19.03 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_{THo} = R_C \parallel R_L \parallel r_0 = R_C \parallel R_L = 2.2 \text{ k} \parallel 2 \text{ k} = 1.05 \text{ k}\Omega$$

3.3. Respuesta en baja y alta frecuencia del amplificador JFET.

La respuesta en baja y alta frecuencia de un amplificador JFET se describe cómo la ganancia del amplificador y se ve afectada por las frecuencias bajas y altas de la señal de entrada, ya descritas en la parte de los BJT's y es similar a ellos, los JFET también tienen limitaciones en su ancho de banda, aunque son menores que un transistor de unión bipolar (BJT).

3.3.1. Respuesta en baja frecuencia del amplificador JFET.

Al igual que en el amplificador de unión bipolar, la respuesta de la ganancia a bajas frecuencias en los amplificadores JFET se debe principalmente a los capacitores de acoplamiento, el primero es el capacitor de bypass de la fuente o source a compuerta o Gate (C_G) y el capacitor de drenador o Drain (C_D), y el capacitor de fuente de señal (C_S), estos capacitores presentan una alta impedancia a bajas frecuencias, lo que reduce la señal que llega a la compuerta (Gate) del JFET y, por lo tanto, la ganancia se atenúa en el amplificador.

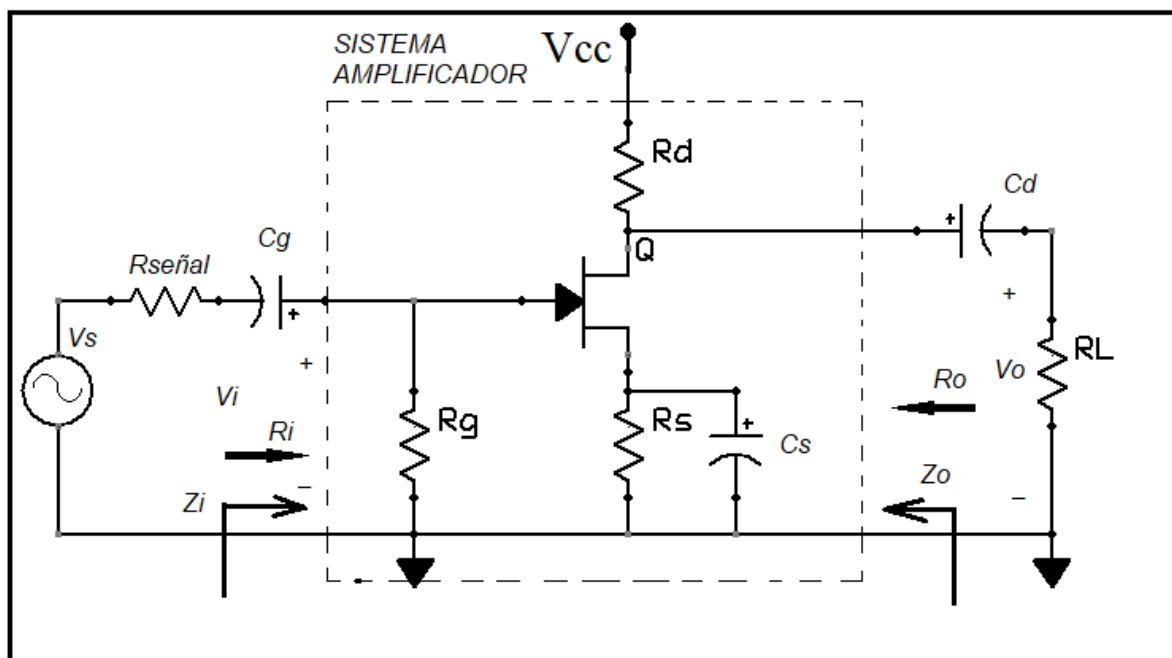


Figura 3.3.1. Elementos capacitivos en respuesta de baja frecuencia [1][2][5][9].

Para el capacitor de acoplamiento C_G entre la fuente y el JFET la frecuencia de corte es:

$$f_{LG} = \frac{1}{2\pi(R_{Señal} + R_i)C_G} \quad 3.3.1.$$

Donde $R_g \gg R_{Señal}$ por lo que la frecuencia de corte está determinada por R_g y C_g .

$$R_i = R_g \quad 3.3.2.$$

Para el capacitor de acoplo C_C o C_d entre el FET y la carga la frecuencia de corte es:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L)C_C} \quad 3.3.3.$$

Donde:

$$R_O = R_D \parallel r_d \quad 3.3.4.$$

Para el capacitor de source o fuente que está en paralelo con R_S la frecuencia de corte es:

$$f_{LS} = \frac{1}{2\pi R_{equ} C_S} \quad 3.3.5.$$

Donde la resistancia equivalente es:

$$R_{equ} = \frac{R_S}{1 + R_S(1 + gm r_d)/(r_d + R_D \parallel R_L)}$$

Per $r_d \cong \infty \Omega$ y queda:

$$R_{equ} = R_S \parallel \frac{1}{gm} \quad 3.3.6.$$

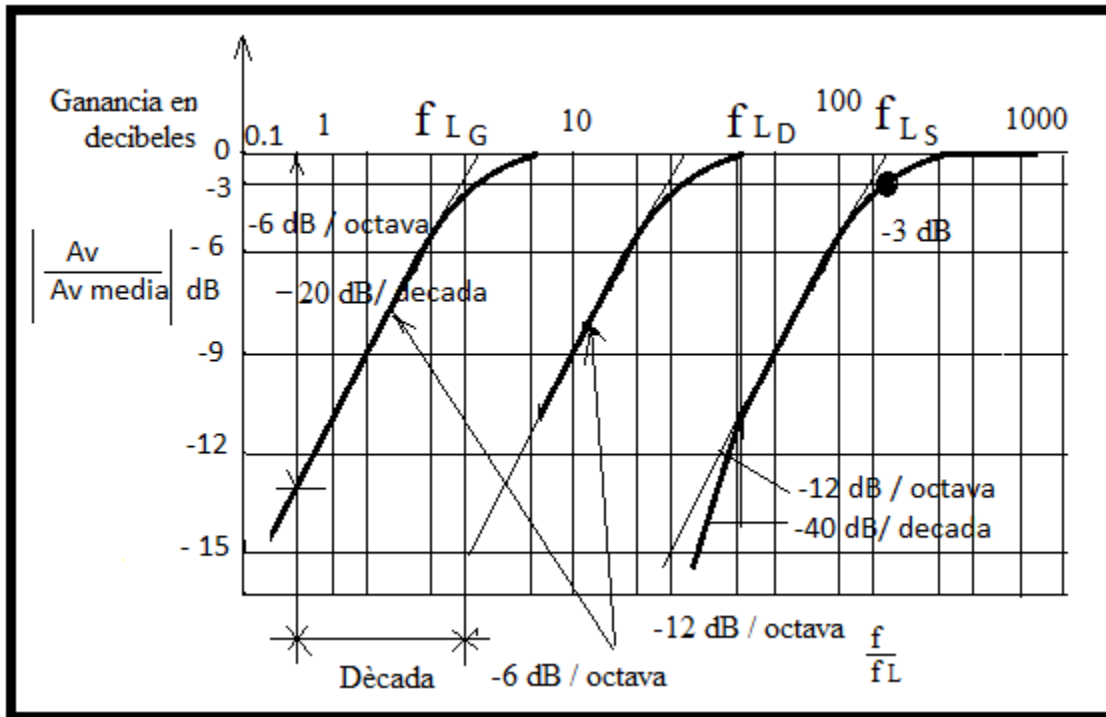


Figura 3.3.2. Respuesta en baja frecuencia del JFET [1][2][5][9].

3.3.2. Respuesta en alta frecuencia para transistores efecto de campo

La respuesta en alta frecuencia de un amplificador de efecto de campo JFET o MOSFET se parece en comportamiento a un transistor de unión bipolar BJT, las capacitancias involucradas en la respuesta en la zona de corte superior son C_{gs} , y C_{gd} los cuales varían de 1 pF a 10 pF, la capacitancia C_{ds} va de 0.1 pF a 1 pF, y es más pequeña que las capacitancias antes mencionadas.

El circuito para analizar es un amplificador inversor en c. a. al cual también se le aplicara el efecto Miller, el comportamiento aparecen las capacitancias de entrada C_i y C_o las cuales tienden a comportarse como corto circuito. Por lo que las impedancias de entrada en V_{gs} y V_o se vera reducido por este efecto, como se observa en la figura 3.3.3.

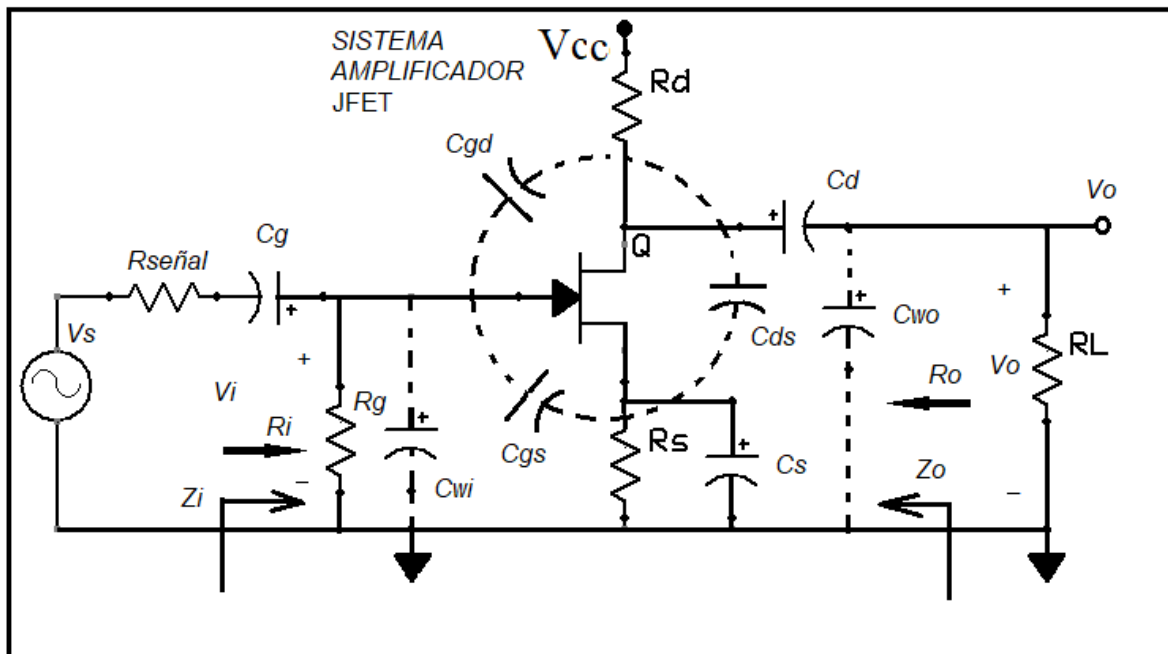


Figura 3.3.3. Elementos capacitivos que afectan la alta frecuencia en un JFET.

La frecuencia de corte en zona superior involucra el equivalente de impedancia y capacitancia Thévenin, tanto en la entrada como en la salida, como se observa en la figura 3.3.4.

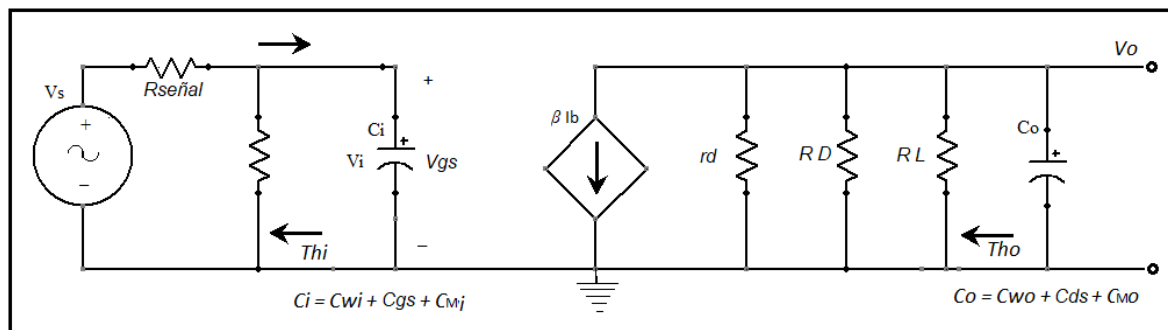


Figura 3.3.4. Circuito equivalente en c. a. del JFET a altas frecuencias.

$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi R_{THi} C_i} \quad 3.3.7$$

$$f_{HO} = \frac{1}{2\pi R_{THo} C_o} \quad 3.3.8.$$

En el análisis de alta frecuencia, se utiliza un modelo equivalente del JFET que incluye las capacitancias internas. Se calculan las frecuencias de corte superiores (f_{CS} o f_{HO}) asociadas a estas capacitancias. La frecuencia de corte superior dominante será la más baja de estas frecuencias, determinando el límite superior de la banda de paso del amplificador, el efecto en esas frecuencias que están por encima de la frecuencia de corte superior dominante, da como resultado una ganancia del amplificador atenuada o disminuida considerablemente.

La respuesta en alta frecuencia está determinada principalmente por las capacitancias parásitas internas del JFET y, en menor medida, por el efecto Miller.

Por lo que se observa que el análisis de la respuesta en alta frecuencia se realiza considerando la suma de los capacitores de entrada (C_i) más la capacitancia parasita de alambrado o Wire, más la suma de la capacitancia de compuerta fuente (Gate-Source) y la capacitancia Miller de entrada:

- Capacitancia entre la compuerta y la fuente (gate- source) (C_{gs})
- Capacitancia entre la compuerta y el drenaje (gate- drain) (C_{gd})
- Capacitancia entre el drenaje y la fuente (drain-source) (C_{ds}).

$$C_{Mi} = (1 - A_V) C_{gd} \quad 3.3.9.$$

$$C_i = C_{Wi} + C_{gs} + C_{Mi}$$

$$C_i = C_{Wi} + C_{gs} + (1 - A_V) C_{gd} \quad 3.3.10.$$

$$C_{M0} = (1 - 1/A_V) C_{gd} \quad 3.3.11.$$

$$C_o = C_{Wo} + C_{ds} + C_{M0} \quad 3.3.12.$$

Las resistencias de entrada y salida Thévenin son:

$$R_{THi} = R_{Señal} \parallel R_G \quad 3.3.13.$$

$$R_{THo} = R_D \parallel R_L \parallel r_d \quad 3.3.14.$$

y calculando la frecuencia de corte inferior asociada (f_{Hi}). La frecuencia de corte inferior dominante será la más alta de estas frecuencias y determina el límite inferior de la banda de paso del amplificador.

Las frecuencias por debajo de la frecuencia de corte superior dominante, tiene un efecto en la ganancia del amplificador la cual se ira atenuando o disminuyendo significativamente al

aumentar la alta frecuencia, y se debe principalmente a la capacitancia parasitas internas del JFET [1][2][5][9].

3.3.3. Diferencias clave entre los BJT vs JFETS:

- a). – la Impedancia de entrada en los JFET es mucho mayor que los BJT, lo que significa que la influencia de la capacitancia de acoplamiento de entrada (C_i) en la respuesta en baja frecuencia suele ser menor en los JFET que en los BJT.
- b). – El efecto Miller, que amplifica la capacitancia entre la entrada y la salida, es menos pronunciado en los JFET que en los BJT debido a la menor ganancia de voltaje que suelen tener.
- c). – Las capacitancias internas de los JFET suelen ser menores que las de los BJT, lo que resulta en una mejor respuesta en alta frecuencia.
- d). - El ancho de banda del amplificador JFET está definido por las frecuencias de corte inferior y superior, pero es mayor que en los BJT.

Al diseñar un amplificador con JFET o MOSFETS, se considera la respuesta en frecuencia para asegurar que el amplificador opere correctamente dentro del rango de frecuencias deseado. La elección de los valores de los capacitores y la configuración del circuito influirán en las frecuencias de corte y, por lo tanto, en el ancho de banda del amplificador [1][2][5][9].

3.4. Ganancia en ancho de banda del amplificador.

La ganancia en ancho de banda de un amplificador ya sea en clase A, B, AB, C o D es el intervalo o rango de frecuencias que va desde f_L a f_H y se denomina ancho de banda de la etapa amplificadora sobre la cual la ganancia de voltaje del amplificador se mantiene dentro del límite específico, de -3 dB.

Se sabe que todas las componentes de Fourier de amplitud apreciable estén incluidas dentro de la banda f_L a f_H y pasaran a través de las etapas sin excesiva distorsión, en realidad es el intervalo de frecuencias en el que la **señal** de salida mantiene una amplitud considerable en comparación con la señal de entrada.

Este ancho de banda está determinado por 2 curvas:

- a). – El módulo de ganancia de la función de transferencia.
- b). - El ángulo de cambio de fase en función del barrido de frecuencia.

3.4.1. La relación entre Ganancia y Ancho de Banda.

Existe una relación inversa entre la ganancia y el ancho de banda de un amplificador de audio o video, o cualquier circuito que se quiera analizar de su ancho de banda. A una razón que aumenta la ganancia, el ancho de banda disminuye, y si disminuye la ganancia el ancho de banda aumenta. El fenómeno se le conoce como el producto ganancia-ancho de banda.

Las limitaciones físicas de los componentes electrónicos como son:

Los amplificadores operacionales (OpAmp), transistores BJT, JFETS, MOSFETS, así como la elección del amplificador tienen un producto ganancia-ancho de banda (Gain Band Wide, GBW) y es un parámetro fundamental de estos componentes cuando trabajan con análisis de frecuencia y tiene buena respuesta, lo que se necesita es que tengan una buena respuesta en un rango de frecuencias, del o contrario se utilizarán técnicas de compensación para ampliar el ancho de banda, comprometiendo otros parámetros del circuito.

Estos componentes tienen capacidades parásitas y resistencias internas que limitan su respuesta a altas frecuencias, como se mencionó en la sección anterior.

Los efectos de retroalimentación negativa, utilizada para estabilizar los amplificadores con transistores y OpAmp y mejorar su linealidad, también puede limitar el ancho de banda al introducir polos adicionales en la función de transferencia.

Las aplicaciones en los amplificadores con alto ancho de banda son muy necesarias en aplicaciones que involucran señales de alta frecuencia, como son: comunicaciones, procesamiento de señales y sistemas de control entre otros.

Por otro lado, los amplificadores con alta ganancia, pero bajo ancho de banda son adecuados para aplicaciones de baja frecuencia, como separadores o crossovers de frecuencia en amplificadores de audio.

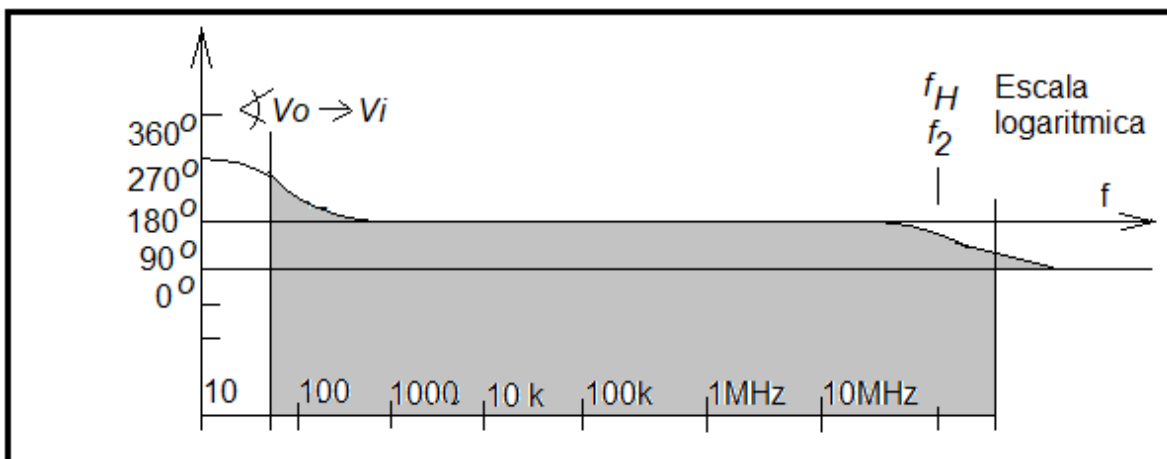


Figura 3.4.2. Grafica de fase, en bode normalizado para un amplificador acoplado por RC.

La comprensión de esta relación entre la ganancia y el ancho de banda es fundamental para el diseño y análisis de circuitos amplificadores. Al conocer esta relación, los técnicos e ingenieros pueden tomar decisiones informadas sobre la selección de componentes y la optimización del rendimiento de sus circuitos [1][2][5][9].

3.5. Amplificador sintonizado.

Un amplificador sintonizado es un circuito electrónico diseñado para amplificar una frecuencia selectiva en una banda específica de una señal, es diferente a los amplificadores de banda ancha, los cuales amplifican un rango amplio de frecuencias o los filtros pasa banda, que dejan pasar varias frecuencias.

Los amplificadores sintonizados están diseñados para responder a una frecuencia en particular o a un rango de frecuencias muy estrecho, ya que trabajan con la resonancia de una frecuencia fija, si el inductor y el condensador son de valores fijos, pero el inductor es fijo y el condensador es variable se pueden seleccionar diferentes frecuencias, a este fenómeno se le conoce como sintonización y produce una curva de sintonía, seleccionable en una frecuencia específica.

En la figura 3.5.1. Se observa a un amplificador en emisor común, pero en la parte de la carga en vez de tener un resistor de carga o resistencia de colector, se encuentra un circuito resonante en paralelo.

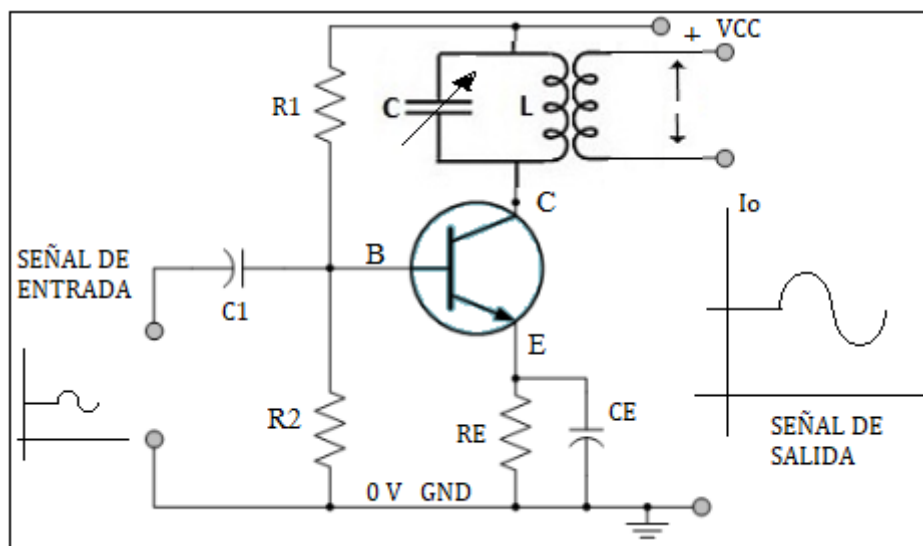


Figura 3.5.1 Amplificador sintonizado.

Para realizar un circuito sintonizable es necesario que trabaje el circuito en resonancia en paralelo, por lo que en resonancia en serie no se tocara, ya que su comportamiento es similar al circuito paralelo, solo el circuito RLC en paralelo debido a sus características físicas, el circuito debe de tener un par de polos complejos conjugados, el cual permite la discriminación de frecuencia, dando origen a que la energía almacenada oscile de una forma a otra, y funcionara mejor si se le quita la parte resistiva, entonces quedara solo el circuito LC o circuito tanque como se le conoce, por su capacidad de almacenar energía eléctrica.

La resonancia en un circuito electrónico se logra mediante una condición de un circuito pasivo RLC en el cual las reactancias capacitivas e inductivas se igualan en magnitud, dando a un pico de energía llamada resonancia y a una impedancia resistiva, comportándose como

un selector de frecuencias, debido a su función de transferencia altamente selectiva, utilizándose en receptores de radio y televisión.

Este circuito tiene una frecuencia de resonancia natural la cual presentan una resonancia en serie o paralelo, en serie la resonancia se da cuando las reactancias se igualan y se comportan como corto circuito dejando solo el circuito resistivo pero en el arreglo se encuentra el fenómeno de la resonancia, y en el caso del arreglo en paralelo, el arreglo se comporta como circuito abierto, dejando el circuito resistivo en serie con la fuente, pero con el fenómeno de resonancia en el arreglo paralelo, en ambos arreglos se depende de una impedancia mínima, que le permite maximizar la transferencia de potencia a la carga.

3.5.1. Circuito LC resonante.

Para que el circuito de sintonía funcione debe de haber una señal de entrada de cualquier frecuencia, pero solo amplificara el transistor la señal igual a la frecuencia de resonancia del circuito LC que determina la resonancia, donde experimentara una ganancia máxima como se observa en la curva de sintonía.

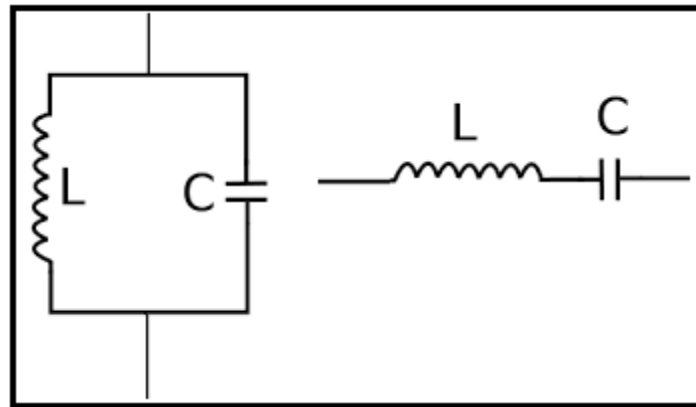


Figura 3.5.3. Arreglos en paralelo y serie de circuito resonantes.

Los componentes pasivos como son las resistencias, condensadores y bobinas son elementos adicionales para ajustar la ganancia e intercambian energía el inductor y el capacitor, y si carece de resistor esta energía en LC se mantiene indefinidamente, con la resistencia sería un circuito amortiguado, la selectividad y la impedancia del circuito dependen del valor de los elementos, la corriente en paralelo con elementos LC esta desfasada 180 grados, y la corriente en línea, que es la suma vectorial de ellas debe de ser cero, dando origen a una impedancia infinita idealmente, pero prácticamente si se tiene una pequeña impedancia y corriente en línea mínima, en un circuito serie es su dual, pero cuando se hacen iguales las reactancias, las corrientes se igualan la $I_C = I_L$, y existe un pico de energía, y cuando sus fasores son desiguales, no existe o tiene poca energía debido a su desfase de ondas.

Las corrientes son:

$$I_C = V/X_C \text{ y } I_C = V/\sqrt{R^2 + X_L^2}$$

3.5.2. Resonancia en paralelo

La resonancia en paralelo se da por la combinación de los elementos pasivos elementales resistencia, inductancia y capacitancia (*RLC*) en arreglo paralelo como se muestra en la figura 14.25, además es el dual del circuito *RLC* en arreglo en serie, el cual trabaja en forma similar, la admitancia *Y* del circuito es:

$$Y = H(\omega) = \frac{I}{V} = \frac{1}{R} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad 3.5.1.$$

De otra manera se puede escribir

$$Y = +j\left(\omega C - \frac{1}{j\omega L}\right) \quad 3.5.2.$$

Entonces la resonancia ocurre cuando la parte imaginaria de *Y* tiende a cero, o sea cuando se igualan las reactancias inductiva y capacitiva.

$$\omega C - \frac{1}{j\omega L} = 0 \quad 3.5.3.$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ rad/s} \quad 3.5.4.$$

El valor de $\omega_0 = 2\pi f_0$, entonces la frecuencia de resonancia es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ Hz} \quad 3.5.5.$$

Se observa que la ecuación ω_0 es la misma que la ecuación para el circuito resonante en arreglo en serie. El voltaje $|V|$ que se observa en la figura 14.26 trabaja en función de la frecuencia, y en la resonancia, la combinación *LC* en paralelo cuando se igualan las reactancias el circuito actúa como un circuito abierto, de manera que las corrientes fluyen por la resistencia. Además, la corriente en la bobina y en el capacitor actúan con mucha intensidad que la corriente de la fuente en la resonancia con un pico de energía.

Y para encontrar los cortes de frecuencia ω_1 y ω_2 se realiza por medio de la discriminante de la ecuación general del circuito *RLC* en su arreglo paralelo y solo aplican a este arreglo los cortes de frecuencia, donde *Q* es el factor de calidad del arreglo.

$$\omega_1 = -\frac{1}{2RC} + \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 + \frac{1}{LC}} \quad 3.5.6.$$

$$\omega_2 = \frac{1}{2RC} + \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 + \frac{1}{LC}} \quad 3.5.7.$$

La *B* representa el ancho de banda del arreglo paralelo y está dado por:

$$B = \omega_2 - \omega_1 = \frac{1}{RC} \quad 3.5.8.$$

Todo circuito inductivo o capacitivo tienen una *Q* de calidad que determina la pureza de la señal y la claridad de la energía en la resonancia.

$$Q = \frac{\omega_0}{B} = \omega_0 RC = \frac{R}{\omega_0 L} \quad 3.5.9.$$

Y las frecuencias de corte ω_1 y ω_2 en términos del factor de calidad es:

$$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} - \frac{\omega_0}{2Q} \quad 3.5.10.$$

$$\omega_2 = \omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} + \frac{\omega_0}{2Q} \quad 3.5.11$$

Y para circuitos que tiene una alta $Q \geq 10$.

$$\omega_1 \cong \omega_0 - \frac{B}{2} \quad 3.5.12.$$

$$\omega_2 \cong \omega_0 + \frac{B}{2} \quad 3.5.13.$$

Tabla 3.5.1. Características de circuitos resonantes en serie y paralelo.		
Característica	Arreglo serie	Arreglo paralelo
Frecuencia en resonancia, ω_0	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$
Factor de calidad, Q	$\frac{1}{\omega_0 RC}, \frac{\omega_0 L}{R}$	$\omega_0 RC, \frac{R}{\omega_0 L}$
Ancho de banda, B	$\frac{\omega_0}{Q}$	$\frac{\omega_0}{Q}$
Frecuencias de corte, ω_1, ω_2	$\omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \mp \frac{\omega_0}{2Q}$	$\omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \mp \frac{\omega_0}{2Q}$
Factor de calidad para $Q \geq 10$	$\omega_0 \mp \frac{B}{2}$	$\omega_0 \mp \frac{B}{2}$

La grafica del circuito resonante se puede ver la figura 3.5.4., donde se observa un comportamiento de campana, pero al combinarlo con un amplificador se comporta como un circuito sintonizable en la frecuencia central ω_0 , además de amplificar la banda de resonancia o la banda de paso, pero en realidad se llama curva impedancia-frecuencia, además cuando existe el fenómeno de resonancia el circuito queda con una resistencia menor, dando rigén a una campana de banda estrecha, y cuando el circuito entra en resonancia y queda una resistencia alta, la campana se comporta como una banda ancha, como se puede ver en la figura 3.5.4. y figura 3.5.5.

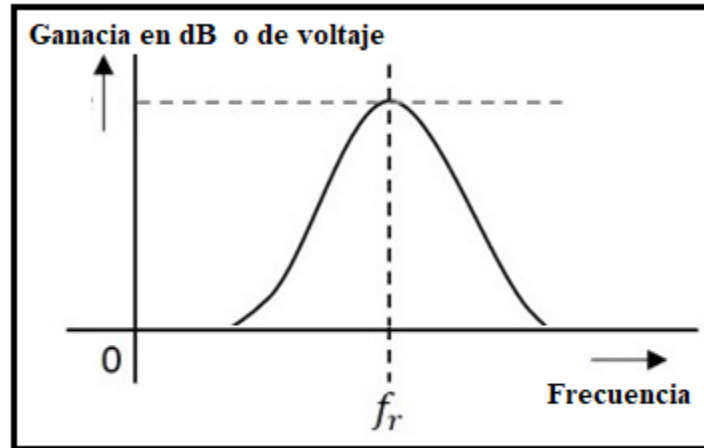


Figura 3.5.4. Curva de sintonía.

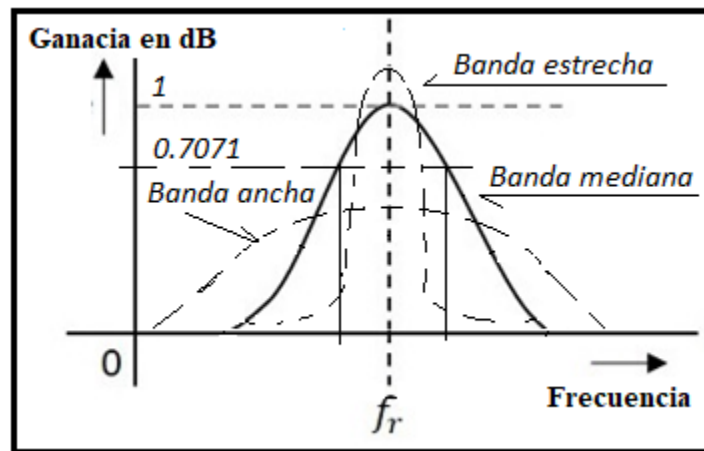


Figura 3.5.5. Banda de resonancia, estrecha, mediana y ancha.

La aplicación de los amplificadores sintonizados tiene una amplia gama de aplicaciones como son:

- a). - En radiofrecuencia (RF) se usan en receptores de radio y televisión, amplificadores de RF, para mejorar las señales débiles antes de la demodulación.
- b). - En comunicaciones se usan en sistemas de comunicación por radio, como son los teléfonos celulares y redes inalámbricas.
- c). - En generación de señales, diseño de osciladores y generadores de señal sinusoidales de alta pureza.
- d). - En eliminación de ruido, debido a su alta selectividad, se puede reducir el ruido fuera de la banda de interés, debido a sus componentes.

Algunas desventajas del amplificador sintonizado de Banda estrecha son:

- a). - La ganancia se reduce rápidamente fuera de la frecuencia de resonancia.

- b). – la sensibilidad del sintonizador a variaciones de frecuencia, existen pequeños cambios en la frecuencia de la señal de entrada que pueden afectar significativamente la ganancia del amplificador sintonizado.

Los tipos de amplificadores sintonizados son:

- a). – Los de clase A: son de alta linealidad, pero con baja eficiencia.
 b). – Los de clase B: son de mayor eficiencia que los de clase A, pero con menor linealidad.
 c). – Los de clase C: son de alta eficiencia, pero contienen una fuerte distorsión armónica.

Diseño de amplificadores sintonizados

Para diseñar un amplificador sintonizado es importante hacer una selección cuidadosa de componentes pasivos y activos de electrónica, elaborar el cálculo de los valores de los elementos del circuito LC lo más cercano a los valores reales, hacer la optimización de la ganancia deseada, la selectividad de la frecuencia a sintonizar y la impedancia de entrada y salida.

En síntesis, los amplificadores sintonizados son circuitos fundamentales en el diseño de sistemas electrónicos donde se requieren una alta selectividad de frecuencias y una ganancia controlada en una banda de frecuencias específicas, la comprensión es esencial para técnicos ingenieros electrónicos, profesionistas en el ramo y científicos que trabajan en las áreas como comunicaciones, radiofrecuencia, control y procesamiento de señales [1][2][5][9].

Tareas de la unidad.

Realizar la serie de ejercicios del capítulo 9 del Libro Uno.

Unidad III

Análisis de frecuencias.

- a) - Estudiar el Resumen, conclusiones y conceptos importantes del capítulo 9 página 587, 588 y 589
 Sección 9.2 (Problemas 1 al 9); Página 589
 Sección 9.4. (Problema 10) Página 589
 Sección 9.6 (Problema 11); Página 590
 Sección 9.7. (Problemas 14, 15, 16, 17, 18) Página 590
 Sección 9.8 (Problemas 19, 20 y 21); Página 592
 Sección 9.10. (Problemas 22, 23, 24, 25) Página 592
 Sección 9.11 (Problemas 26, 27); Página 592
 Sección 9.12. (Problemas 28, 29, 30) Página 592

1.- Libro uno:

[2]. Boylestad Robert L., Nashelsky Louis, (2009) *Electrónica Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos, México* Décima edición, Prentice Hall.

DISEÑO CON TRANSISTORES /ETF-1013

PROFESOR: _____

Nombre y Numero de la Practica	PRACTICA # 3 Respuesta a la Frecuencia del Amplificador. y Ganancia en Ancho de Banda dB, (Características básicas)
Objetivo de la práctica.	El alumno será capaz de: f) Construir el diagrama de Bode de un circuito pasa bajos con un arreglo de una resistencia y un capacitor y obtener su función de transferencia, así como obtener el diagrama de Bode de un circuito pasa altos, obtener su función de transferencia y medir su ganancia en decibelios, así como su ganancia en voltaje con y sin carga. g) Construir el diagrama de Bode de un circuito amplificador BJT, MOSFET y JFET, su diagrama de Bode del circuito multietapa, medir su ganancia en decibelios, así como su ganancia en voltaje, con y sin carga, calcular su fase en los cambios de frecuencia. h) Simular los comportamientos del ancho de banda (Barrido de frecuencias o SWAP) de los modelos de amplificadores de BJT, FETS Y MOSFETS (3 de BJT y 3 de FET y un MOSFET vistos en la unidad 1).
Introducción	• El amplificador básico en configuración emisor a tierra a la señal de entrada, así como a la de salida en un circuito que trabaja en la región lineal entre corte y saturación donde el punto Q se ubica en la mitad de la recta de c.c, el cual trabaja con parámetros de ancho de banda, la máxima excursión simétrica es donde el punto Q se ubica en el punto intermedio ω_0 y los cortes inferior y superior. • Analizar, simular, diseñar e implementa circuitos para observar el comportamiento en frecuencia e implementando circuitos con transistores, para observar la repuesta a la frecuencia del amplificador.
Descripción	• Se conecta un generador de señal a la entrada y se grafica el voltaje de entrada con respecto al voltaje de salida para medir y graficar, así como explicar el concepto de amplificación en ancho de banda. • Tomar nota de los voltajes obtenidos y calcular la ganancia en ancho de banda de voltaje midiendo la señal de salida y, de entrada. • Obtener ganancias óptimas según lo indique el docente.
Tiempo estimado	• 30 minutos por inciso (a), (b) y (c).
Observaciones	ix. Tomar nota del seguimiento y desarrollo de cada paso. x. Bajar la hoja de especificaciones de los transistores de la practica xi. Comparar la práctica con los datos prácticos y teóricos. xii. Elaborar un reporte en formato electrónico por equipo, con los pasos:
Reporte.	a). - Caratula; b). - Objetivos; c). - Desarrollo; d). - Diagramas eléctricos e). - Observaciones y conclusiones.
Lista de Materiales	Fuente de voltaje de 5, 12, 0 24 volts de polarización 1 transistor NPN o PNP, el más común el 2N2222 o de propósito general. 2 transistores efecto de campo y un MOSFET sin diodo Dámper. 1 tablilla de experimentos (Protoboard) Resistencias de carga de 150K, 10K, 1K ohm a ½, 1, 2 Watts. Potenciómetros de 1K, 10K 100K ohms, caimanes, multímetro, generador de funciones y osciloscopio.

TEMA IV

Amplificadores Retroalimentados.

4.1. Topologías de retroalimentación.

Las topologías de retroalimentación en lo referente a amplificadores en electrónica se refieren a las diferentes configuraciones en las que una porción de la señal de salida de voltaje o corriente de un circuito se suma a su entrada, la técnica es conocida como retroalimentación, se utiliza para modificar las características de un sistema, en este caso un amplificador, como su ganancia, estabilidad, impedancia y respuesta en frecuencia.

En la figura 4.1.1. se observa un sistema retroalimentado de un solo lazo, donde el amplificador básico es un transistor BJT o un JFET, la ganancia de este amplificador puede ser de voltaje A_V , de transconductancia G_M , de corriente A_I o de trans – resistencia R_M , con retroalimentación β , así como su carga R_L , señal de entrada X_S , señal de salida X_O , señal de retroalimentación X_f y el error de comparación o diferencia de señal.

$$X_d = X_S - X_f = X_i.$$

El factor de retroalimentación es un número real positivo o negativo con ganancia:

$$\beta \equiv \frac{X_f}{X_o} \quad 4.1.1.$$

La ganancia de transferencia es el voltaje o la corriente de salida (carga) y se define como:

$$A_f \equiv \frac{X_o}{X_i} = \frac{AX_i}{X_S - X_f} = \frac{AX_i}{AX_i - (-\beta X_o)} = \frac{AX_i}{AX_i + \beta(AX_i)} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

$$A_f \equiv \frac{A}{1 + \beta A} \quad 4.1.2.$$

Donde A_f es la ganancia de transferencia en retroalimentación del amplificador.

Las topologías de retroalimentación en amplificadores tienen ventajas significativas como son:

- Estabilidad en el Amplificador:** Ayuda a estabilizar los circuitos evitando oscilaciones y mejorando el comportamiento de este en condiciones variables.
- Ganancia:** En este parámetro permite ajustar la ganancia de un amplificador para que sea preciso y controlado.
- Impedancia:** se pueden modificar las impedancias de entrada y salida de un circuito, adaptándolo a diferentes cargas para que sea auto compensado.
- Respuesta en frecuencia:** se puede ampliar o reducir el ancho de banda de un amplificador y se pueden corregir distorsiones no deseadas.
- Reducción de ruido:** tiene la ventaja de atenuar el ruido y otras señales no deseadas.

Los factores para considerar al diseñar un circuito con retroalimentación son:

1. **Ganancia en lazo abierto**, se propone la ganancia del amplificador sin retroalimentación.
2. **Factor de retroalimentación**, la proporción de señal de voltaje o corriente de salida que se devuelve a la entrada.
3. **Frecuencia de corte**, la frecuencia de corte en la cual la ganancia del circuito comienza a disminuir, por sus características de atenuación.
4. **Margen de fase**, es una medida de la estabilidad del amplificador a responder en su cambio de fase en el circuito.

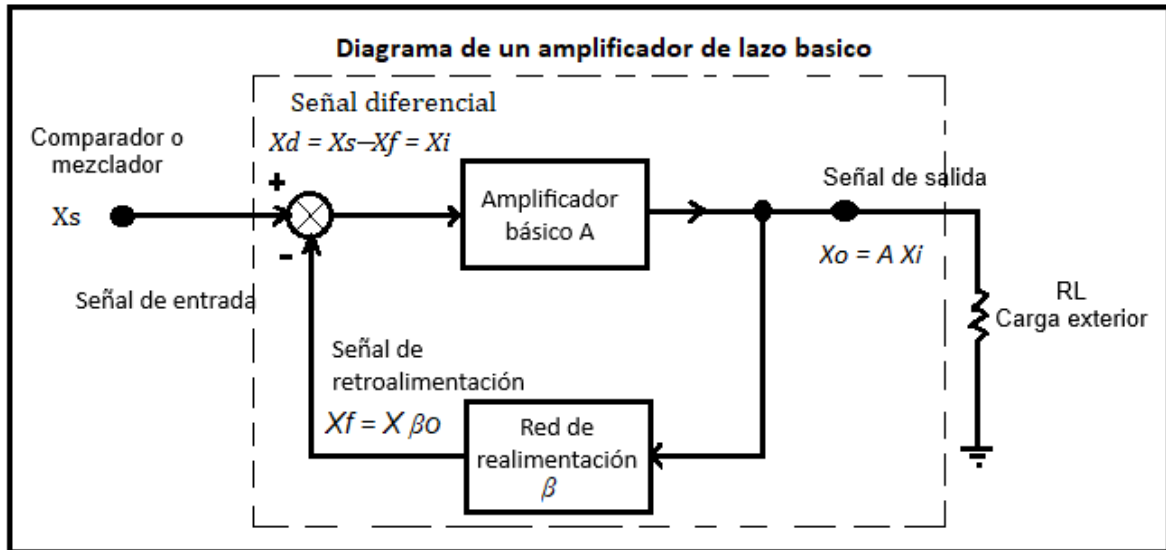


Figura 4.1.1. Diagrama de un amplificador retroalimentado de un solo lazo [1][2][5][9].

Los tipos de topologías de retroalimentación en control llevan a construir topologías complejas y cuentan con sus propias características y aplicaciones, primero se mencionarán las utilizadas en control y después las que se usan en amplificadores retroalimentados.

Las más comunes en control son:

- a) Si $|A_f| < |A|$, La retroalimentación es negativa o degenerativa en voltaje: En este tipo, la señal de salida se resta de la señal de entrada, es llamada degenerativa en voltaje y por medio de un sumador, da una nueva entrada al amplificador, que generalmente reduce la ganancia o la atenúa, pero mejora la estabilidad y la linealidad.
- b) Retroalimentación negativa de corriente: en esta retro, la señal de salida se resta de la señal de entrada en forma de corriente, es llamada degenerativa en corriente y es necesario utilizar circuitos que respondan a ella, lo que puede aumentar la impedancia de entrada y reducir la impedancia de salida.
- c) Si $|A_f| > |A|$, la retroalimentación es positiva o regenerativa: en este tipo de retroalimentación la señal de salida se suma a la señal de entrada, y da una nueva señal al amplificador, por lo que puede aumentar la ganancia, pero también puede llevar a la inestabilidad si no se controla correctamente [1][2][5][9].

Las retroalimentaciones en amplificadores.

El utilizar retroalimentación es tener altas impedancias de entrada, así como bajas impedancias en la salida cuando se conectan en cascada, y estas son:

- I. Amplificador de voltaje con retroalimentación de voltaje - serie, $A_f = \frac{V_o}{V_s}$, se muestra en la figura 4.1.2. (a).
- II. Amplificador de trans - resistencia en retroalimentación de voltaje en derivación o en paralelo. $A_f = \frac{V_o}{I_s}$, las conexiones en derivación reducen la impedancia de entrada, y la de salida, se muestra en la figura 4.1.2. (b).
- III. Amplificador de corriente - serie, $A_f = \frac{I_o}{V_s}$, se muestra en la figura 4.1.3.(a).
- IV. Amplificador de corriente en derivación, $A_f = \frac{I_o}{I_s}$. Se muestra en la figura 4.1.3. (b).

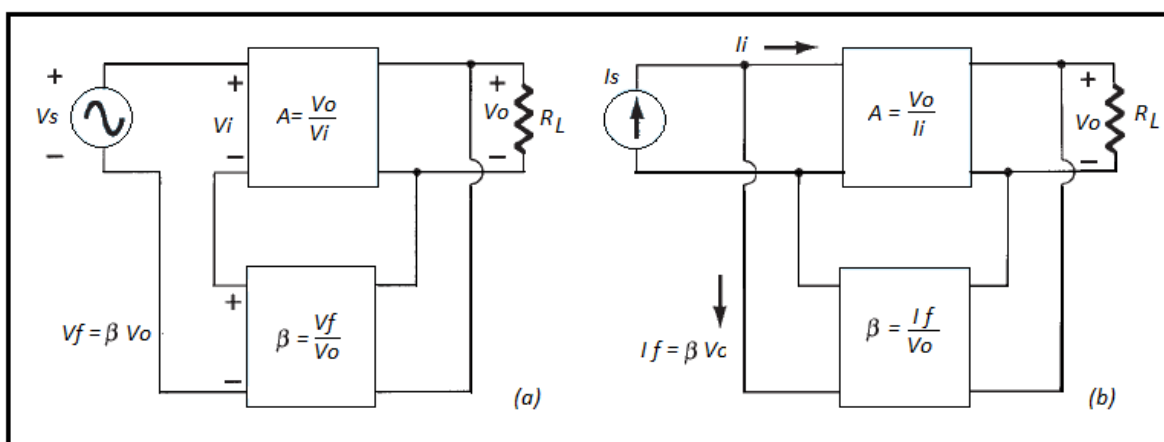


Figura 4.1.2. Retroalimentación (a) Voltaje serie, (b) Voltaje en derivación.

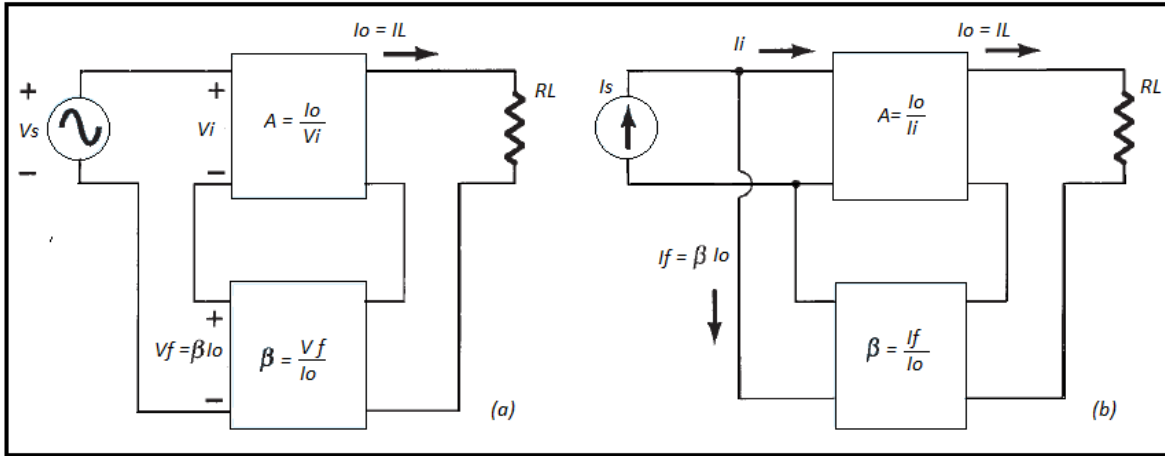


Figura 4.1.3. Retroalimentación (a) Corriente en serie, (b) Corriente en derivación.

a) Voltaje en serie. $A_f = \frac{V_o}{V_s}$.

En la figura 4.1.4. (a) se observa un ejemplo de voltaje en serie, en el que se ve que el voltaje de la señal $V_s = V_i$ es el voltaje de entrada, y el voltaje de salida V_o , es también el voltaje de retroalimentación en serie con el voltaje de entrada, quedando de la siguiente manera:

$$A_f = \frac{V_o}{V_s} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{h_{fe} R_E / h_{ie}}{1 + (1)(h_{fe} R_E / h_{ie})} = \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie} + h_{fe} R_E}$$

$$A_f = \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie} + h_{fe} R_E} \quad 4.1.3.$$

Para $h_{fe} R_E \gg h_{ie}$, entonces $A_f \cong 1$.

Para el circuito de la figura 4.1.4. se tiene un amplificador JFET, con retroalimentación en serie, donde se tome parte del voltaje de salida V_o del divisor de voltaje en la salida, la cual es V_i , donde se observa la ganancia del amplificador sin retroalimentación.

$$A_f = \frac{V_o}{V_s} = -gmR_L$$

Donde R_L es el paralelo de la red de resistores:

$$R_L = R_D \parallel R_O \parallel (R_1 + R_2)$$

La red de retroalimentación es:

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{-R_2}{R_1 + R_2} \quad 4.1.4.$$

Sustituyendo las variables en las ecuaciones de retroalimentación queda:

$$A_f = \frac{V_o}{V_s} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{-gmR_L}{1 + \left[\frac{R_2 R_L}{(R_1 + R_2)} \right] gm}$$

Si $A \gg 1$, se tiene:

$$A_f \cong \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad 4.1.5.$$

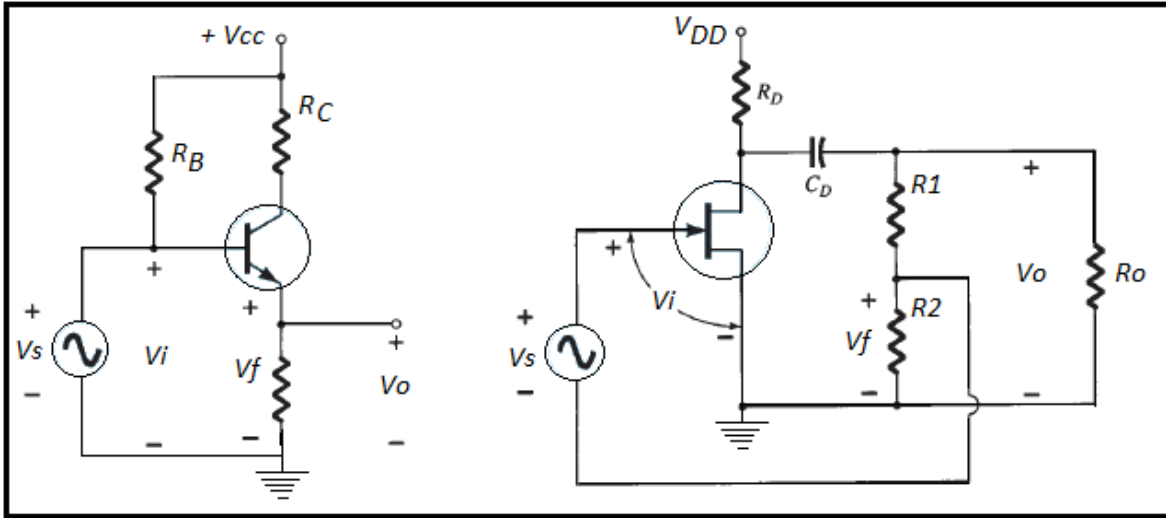


Figura 4.1.4. Ejemplos de retroalimentación serie con (a) BJT, (b) con JFET.

b) Voltaje en derivación $A_f = \frac{V_o}{I_s}$.

En la figura 4.1. x. se observa un voltaje en derivación con FET, con un análisis sin tomar en cuenta la retroalimentación y des pues con la retroalimentación y es:

$$A_f \cong \frac{V_o}{I_s} = -gmR_D R_S$$

Y su retroalimentación es:

$$\beta = \frac{I_f}{V_o} = \frac{-1}{R_F} \quad 4.1.6.$$

Aplicando el concepto de retroalimentación, la ganancia queda:

$$A_f = \frac{V_o}{I_s} = \frac{A}{1+\beta A} = \frac{-gmR_D R_S}{1+[-1/R_F](-gmR_D R_S)} = \frac{-gmR_D R_S R_F}{R_F + gmR_D R_S}$$

$$A_f = \frac{-gmR_D R_S R_F}{R_F + gmR_D R_S} \quad 4.1.7.$$

Y la ganancia del voltaje con retroalimentación queda:

$$A_f = \frac{V_o}{I_s V_s} = \frac{-gmR_D R_S R_F}{R_F + gmR_D R_S} \left(\frac{1}{R_S} \right) = (-gmR_D) \frac{R_F}{R_F + gmR_D R_S}$$

$$A_f = (-gmR_D) \frac{R_F}{R_F + gmR_D R_S} \quad 4.1.8.$$

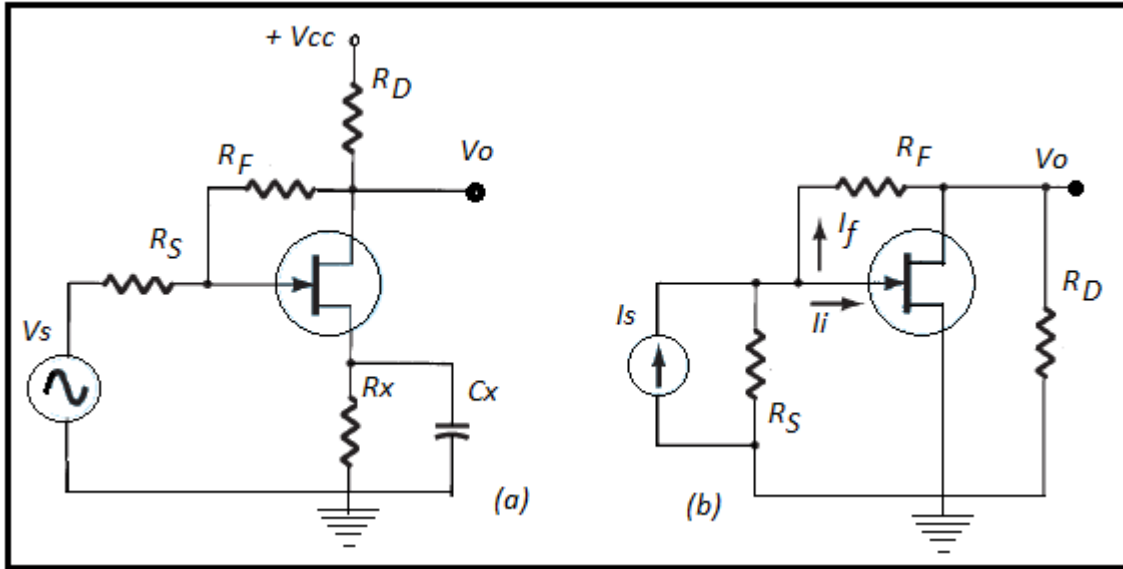


Figura 4.1.5. Retroalimentación de voltaje en derivación con FET y equivalente.

c). Corriente en serie $A_f = \frac{I_o}{V_s}$.

La configuración de corriente en serie se puede dar con transistores BJT y JFET, en el primero la señal de retroalimentación es el voltaje V_f en R_e , y la corriente de carga I_o es donde se toma la señal muestreada, con la corriente de colector (carga), se debe de observar que I_o es proporcional a V_o .

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{-I_o R_e}{I_o R_L} = -\frac{R_e}{R_L} \quad 4.1.9.$$

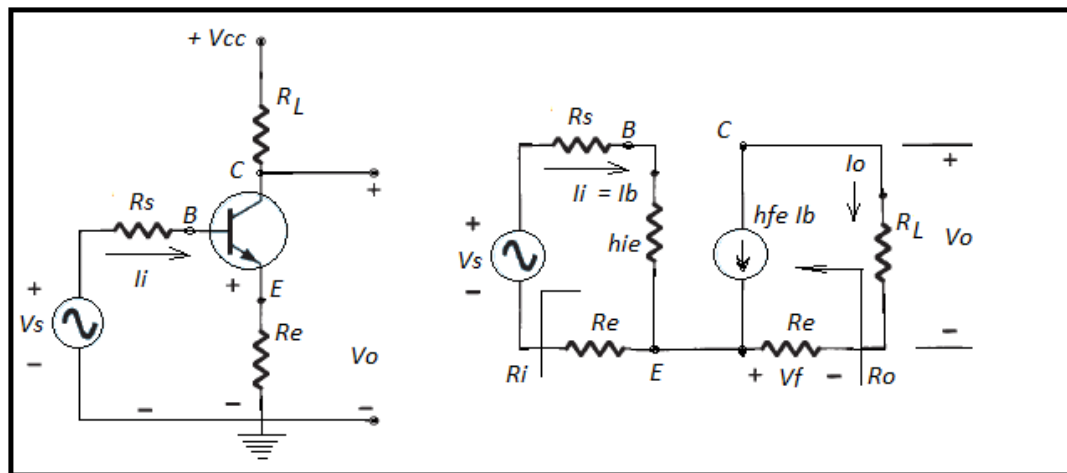


Figura 4.1.6. Retroalimentación corriente en serie.

d). Corriente en derivación $A_f = \frac{I_o}{I_s}$.

La configuración en corriente en paralelo se da con $V_{e2} \gg V_{i1}$, y se desprecia la corriente de base de Q2 frente a la del colector.

$$I_f = \frac{V_{i1} - V_{e2}}{R'} = -\frac{V_{e2}}{R'} = \frac{(I_0 - I_f)R_e}{R'}$$

$$I_f = \frac{I_0 R_e}{R' + R_e} = \beta I_0 \quad 4.1.10.$$

Donde:

$$\beta = \frac{R_e}{R' + R_e} \quad 4.1.11$$

Lo que significa que la corriente de retroalimentación es proporcional a la corriente de salida.

$$A_f = \frac{I_0}{I_S} = \frac{1}{\beta} = \frac{R' + R_e}{R_e} \quad 4.1.12.$$

Para:

$$I_S = \frac{V_S}{R_S} \quad 4.1.13.$$

Se propone:

$$V_S = I_S R_S = I_S' R_S \quad 4.1.14.$$

Entonces la ganancia de retroalimentación es:

$$A_{Vf} = \frac{V_0}{V_S} = \frac{I_0 R_{C2}}{I_S R_S} = \frac{R_{C2}}{\beta R_S} \quad 4.1.15.$$

La señal de retroalimentación es una corriente Norton I_S :

$$I_S = \frac{I_f}{I_0} = \frac{R_e}{R' + R_e} \quad 4.1.16.$$

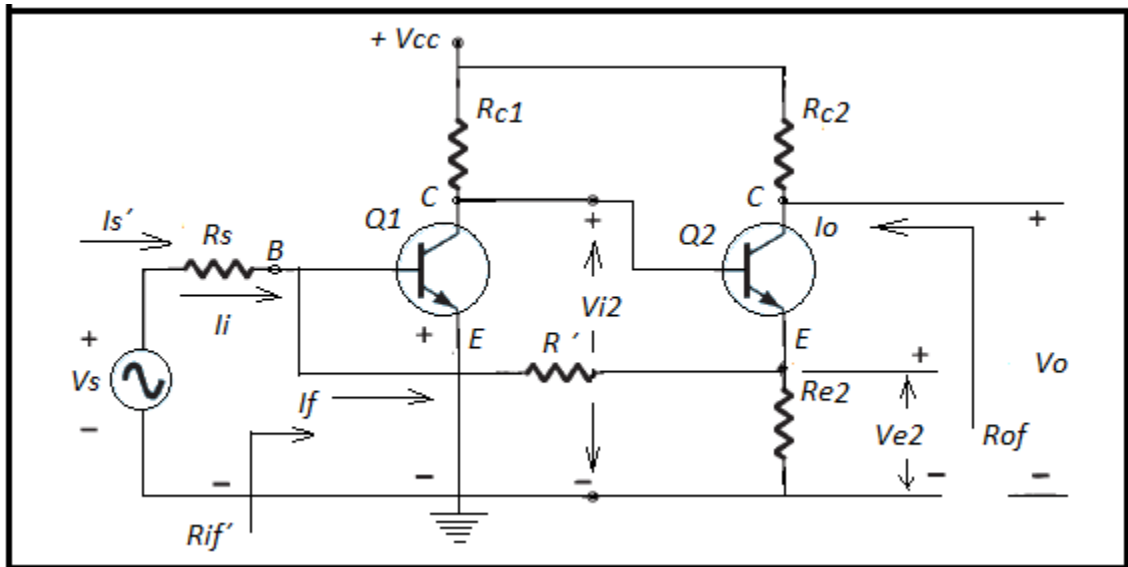


Figura 4.1.7. Retroalimentación de corriente en derivación [1][2][5][9].

Las Aplicaciones de las topologías de retroalimentación se encuentran en circuitos como son:

- En circuitos amplificadores a transistores se usan en corrección de distorsiones y disminución de ruido, así como en la perfección de su salida.
- En circuitos con amplificadores operacionales, donde se utilizan en configuraciones como son: circuitos inversores, no inversores, sumadores, integradores y diferenciadores, entre otros circuitos de control.
- En el diseño de osciladores, se emplean para generar señales como son: sinusoidales, cuadradas y diente de Sierra, triangulares y de otras formas.
- En el diseño de filtros, son usados para diseñar filtros, paso bajo, paso alto, pasa banda y rechazo de banda.
- En convertidores analógico-digitales y digital-analógicos, son utilizados para mejorar la precisión y la resolución de estos dispositivos electrónicos [1][2][5][9].

4.2. Efectos de la retroalimentación.

La retroalimentación en amplificadores es una técnica que consiste en tomar una porción de la señal de salida ya sea de voltaje o corriente y devolverla a la entrada del amplificador. Donde se puede modificar el comportamiento del amplificador retroalimentado, generando efectos beneficiosos y perjudiciales, dependiendo de cómo se implementen los circuitos.

La retroalimentación es una herramienta que se usa en sistemas de control y también en el diseño de amplificadores con características específicas, y entender sus efectos permite a los técnicos e ingenieros electrónicos crear circuitos más complejos, precisos y eficientes.

Los efectos benéficos como la estabilización de la ganancia dependen de la retroalimentación negativa, por eso es la más común en su uso, hace que la ganancia del amplificador sea menos dependiente de los parámetros por los componentes internos de los transistores o amplificadores operacionales, y afectan estas variables a estos componentes como la temperatura o el envejecimiento, dando como resultado una mayor estabilidad y predictibilidad en el comportamiento del circuito retroalimentado.

- La reducción de la distorsión es una variable que disminuye con la retroalimentación negativa y ayuda a disminuir la distorsión armónica y no lineal, mejorando la pureza de la señal de salida.
- La aplicación de la retroalimentación negativa puede incrementar el ancho de banda del amplificador, lo que significa que puede amplificar señales con frecuencias más amplias.
- Tienen control de la impedancia, de acuerdo con las topologías, la retroalimentación permite modificar la impedancia de entrada y salida del amplificador, adaptándolo a diferentes cargas y fuentes.
- Tienen mayor rechazo a ruido, la retroalimentación negativa hace que el amplificador sea menos susceptible a ruidos externos e internos.
- La ganancia A de un amplificador cambia con la frecuencia, esto hace que se reduzca a altas frecuencias a partir del valor de la frecuencia media.
- Existe desfaseamiento del amplificador cuando cambia la frecuencia, si se incrementa la frecuencia, el desfaseamiento cambia por la suma de la señal de entrada.
- Con la retro positiva el circuito empieza a oscilar, ya sea en baja o alta frecuencia.
- Un amplificador retroalimentado debe ser “Estable” en todas las frecuencias, no solo en la frecuencia central, las perturbaciones transitorias hacen que un amplificador también oscile [1][2][5][9].

Beneficios de los efectos de la retroalimentación.

La estabilización de la ganancia hace que la retroalimentación negativa del amplificador sea menos dependiente de los parámetros de los componentes internos, como la temperatura o el envejecimiento, esto resulta en una mayor estabilidad y predictibilidad en el comportamiento del circuito y las mejoras en un circuito oscilatorio son:

- a) Aumento en la impedancia de entrada.
- b) Ganancia de voltaje estable.
- c) Mejor respuesta en frecuencia.
- d) Baja impedancia de salida.
- e) Reducción de ruido.
- f) Operación en la zona lineal.

Efectos Potencialmente Negativos

Existe reducción de la ganancia, si se aplica demasiada retroalimentación negativa, la ganancia del amplificador puede reducirse demasiado, limitando su utilidad en ciertas aplicaciones.

Presencia de inestabilidad en ciertos casos, la retroalimentación positiva puede introducir oscilaciones en el amplificador, haciendo que la salida sea inestable y no controlable.

Limitación del ancho de banda, aunque en algunos casos la retroalimentación aumenta el ancho de banda, en otros puede limitarlo, especialmente a altas frecuencias.

La reducción de la distorsión debida a la frecuencia.

La realimentación negativa es una técnica efectiva para minimizar la distorsión relacionada con la frecuencia en los amplificadores. Al utilizar una red de realimentación resistiva, se logra una ganancia más estable en todo el rango de frecuencias, lo que resulta en una señal de salida más limpia y precisa.

Si $\beta A \gg 1$, la retroalimentación es $A_f \cong \frac{1}{\beta}$

Reducción de ruido y la distorsión no lineal.

La realimentación de señal es una técnica que reduce el ruido y la distorsión lineal en un sistema, como un amplificador. El factor $(1 + \beta A)$ es clave en esta reducción, mejorando significativamente la calidad de la señal. Sin embargo, esta mejora tiene un costo: la ganancia total del sistema disminuye.

Para compensar esta pérdida de ganancia, se pueden añadir etapas adicionales de amplificación. No obstante, es crucial considerar que estas etapas adicionales pueden reintroducir ruido en el sistema, lo que podría contrarrestar la reducción de ruido lograda con la realimentación.

Una solución a este problema es ajustar la ganancia del circuito realimentado para obtener una ganancia más alta sin comprometer la reducción de ruido.

En otras palabras, la realimentación es como un filtro que limpia la señal, pero al hacerlo, también la debilita. Para que la señal vuelva a tener la fuerza necesaria, se usan más

amplificadores, pero hay que tener cuidado de no añadir más ruido del que se eliminó, la clave está en encontrar el equilibrio adecuado entre ganancia y reducción de ruido

El efecto de la retroalimentación negativa en la ganancia del amplificador retroalimentado y el efecto en el ancho de banda.

La Ganancia total con realimentación negativa se calcula mediante la siguiente ecuación

$$A_f = \frac{A}{1+\beta A} = \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta}, \text{ para } \beta A \gg 1$$

Donde A es la ganancia en lazo abierto y β es la fracción de la señal de salida que se retroalimenta, y gira alrededor de $\frac{1}{\beta}$.

El efecto en la ganancia en lazo abierto (A) disminuye a altas frecuencias debido a las capacidades del circuito y a bajas frecuencias en amplificadores con etapas acopladas capacitivamente.

También tiene efecto en la ecuación de ganancia, cuando la ganancia en lazo abierto (A) disminuye lo suficiente, la ecuación de retroalimentación deja de ser válida, ya que el factor βA ya no es mucho mayor que 1.

El efecto en el ancho de banda se da porque la realimentación negativa aumenta el ancho de banda del amplificador, y reduce la Ganancia, esto significa que el amplificador con realimentación negativa B_f tiene una frecuencia de corte superior más alta y una frecuencia de corte inferior más baja en comparación con el amplificador sin realimentación B .

Esto significa que el amplificador puede amplificar señales de manera más uniforme en un rango de frecuencias más amplio, mejorado su capacidad para amplificar, lo que puede ser beneficioso en muchas aplicaciones, ayuda a mantener la ganancia del amplificador constante en un rango de frecuencias más amplio, como se muestra en la figura 4.3.1. [1][2][5][9].

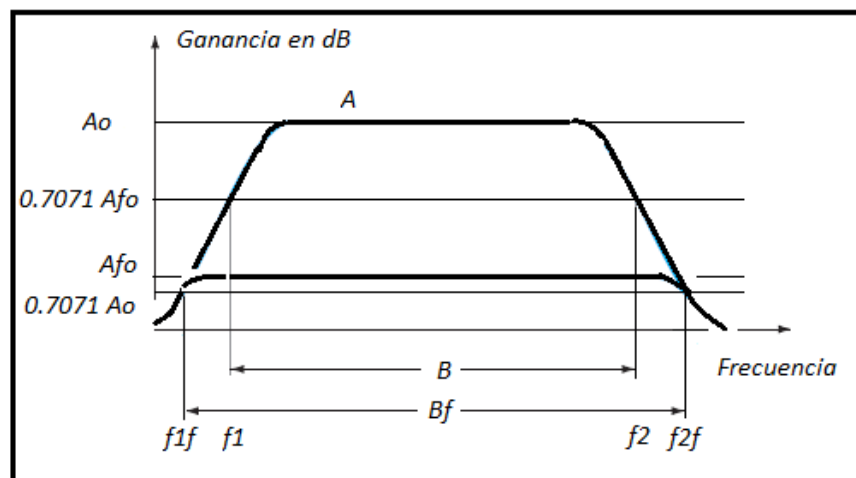


Figura 4.3.1. Efecto de la retroalimentación en el ancho de banda de un amplificador.

4.3. Respuesta en frecuencia.

El análisis de la respuesta en frecuencia de un sistema retroalimentado es una técnica esencial en ingeniería de control. Permite evaluar cómo responde un sistema a señales de entrada de diferentes frecuencias, revelando información crucial sobre su estabilidad, rendimiento y robustez, se utilizan diagramas de Bode y Nyquist para representar gráficamente la respuesta en frecuencia y analizar parámetros como márgenes de ganancia y fase, ancho de banda y frecuencias de resonancia.

El análisis es fundamental para diseñar y ajustar sistemas retroalimentados que cumplan con los requisitos de rendimiento y estabilidad y robustez deseados, permitiendo evaluar estos tres aspectos críticos de un sistema.

El análisis en Diagramas de **Bode y Nyquist**, son las herramientas gráficas principales utilizadas en este análisis, donde se observan los parámetros importantes, como son: Márgenes de ganancia y fase, ancho de banda y frecuencias de resonancia, son algunos de los parámetros clave que se analizan, el análisis de bode se ve a detalle en el capítulo 3 y para sistemas retroalimentados se utiliza Nyquist.

Ganancia de lazo.

Si la señal de entrada X_d . Se multiplica por A , por β , y por -1 , en la red diferencial, da un producto $-\beta A$, que se denomina *ganancia de lazo* o relación de retroalimentación, o diferencia de retorno, $D = 1 + \beta A$, y se puede expresar en N decibelios (si la retro es negativo, $N = -$), y se define como:

$$N = \text{dB de retroalimentación} = 20 \log \left| \frac{A_f}{A} \right| = 20 \log \left| \frac{1}{1 + A\beta} \right|$$

En este caso se puede graficar la respuesta en frecuencia, donde la retro negativa reduce la Ganancia, y mejora algunas características del sistema retroalimentado, la retroalimentación positiva hace que el circuito oscile.

Consideraciones de Fase y Frecuencia, utilizando Nyquist.

La ganancia y el desfase de un amplificador varían con la frecuencia. Un cambio en el desfase puede causar que parte de la señal de retroalimentación se sume a la señal de entrada, resultando en oscilaciones. Para evitar esto, el diseño del amplificador debe asegurar la estabilidad en todas las frecuencias, no solo en el rango de interés. De lo contrario, una perturbación podría iniciar oscilaciones en un amplificador aparentemente estable.

El **criterio de Nyquist** es un método popular para analizar la estabilidad de amplificadores con retroalimentación. Este criterio se basa en el diagrama de Nyquist, una gráfica polar que representa la ganancia (bA) y el desfase de un amplificador en función de la frecuencia en un plano complejo.

El diagrama de Nyquist combina las gráficas de Bode de ganancia contra frecuencia y desfaseamiento contra frecuencia en una sola gráfica. Cada punto en el diagrama representa una magnitud de ganancia (βA) y un ángulo de desfaseamiento a una frecuencia específica.

El criterio de Nyquist establece que un amplificador es **inestable** si la curva de Nyquist encierra el punto -1 en el plano complejo. Si la curva no encierra el punto -1, el amplificador es **estable**.

En otras palabras, si al trazar la curva de Nyquist, esta rodea el punto -1, significa que existe una frecuencia a la cual la retroalimentación es positiva y la ganancia es suficiente para mantener una oscilación, lo que resulta en inestabilidad. Por el contrario, si la curva no encierra el punto -1, el amplificador es estable en todas las frecuencias.

Es importante tener en cuenta que el criterio de Nyquist es una herramienta poderosa para evaluar la estabilidad de amplificadores y otros sistemas de control. Proporciona una forma visual y sencilla de determinar si un sistema es estable o inestable, lo cual es crucial para el diseño y funcionamiento adecuado de estos sistemas, como se ve en la figura 4.3.2.

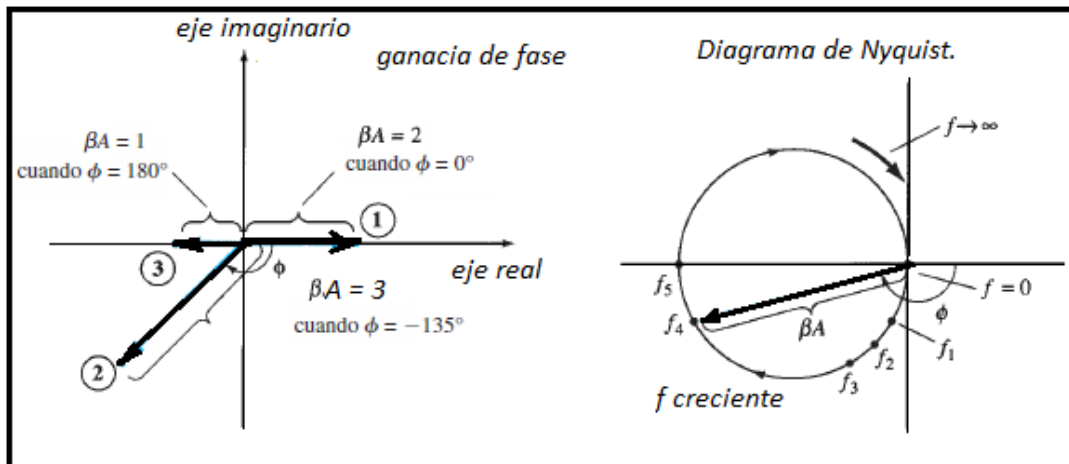


Figura 4.3.2. Ganancia de fase en plano complejo y diagrama de Nyquist.

La figura 4.3.3. describe la gráfica de Nyquist y cómo se utiliza para determinar la estabilidad de un amplificador, así como los márgenes de ganancia y fase para indicar qué tan cerca está el amplificador de la inestabilidad.

Gráfica de Nyquist:

- La gráfica de Nyquist es una herramienta útil para determinar la estabilidad de un amplificador.
- Una gráfica de Nyquist estable no encierra el punto -1.
- Encerrar el punto -1 significa que la ganancia de bucle (βA) es mayor que 1 con un ángulo de fase de 180° , lo que resulta en oscilación debido a la retroalimentación en fase con la entrada.

Márgenes de ganancia y fase:

- El margen de ganancia (GM) se define como el negativo del valor de $|\beta A|$ en decibelios a la frecuencia en que el ángulo de fase es de 180° . Un GM positivo en decibelios indica estabilidad.
- El margen de fase (PM) se define como la diferencia entre 180° y la magnitud del ángulo al cual el valor $|\beta A|$ es unitario (0 dB).
- La gráfica de Nyquist y los márgenes de ganancia y fase son herramientas importantes para evaluar la estabilidad de un amplificador y determinar qué tan cerca está de la inestabilidad [1][2][5][9].

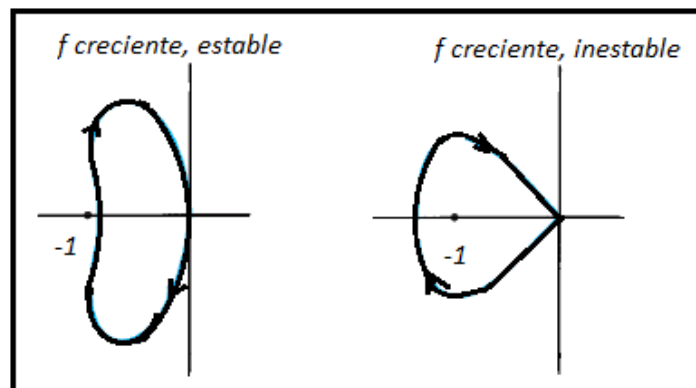


Figura 4.3.3. Grafica de Nyquist estable e inestable.

4.4. Osciladores y Temporizadores.

4.4.1. Osciladores.

Un oscilador es un circuito fundamental en electrónica que genera una señal de salida periódica, sin necesidad de una señal de entrada periódica, tiene la capacidad para producir ondas de diferentes formas y frecuencias, lo que los hace esenciales en una gran variedad de dispositivos y sistemas, produciendo una onda repetitiva, o generando diferentes formas, como sinusoidal, cuadrada, triangular, entre otras.

- Los osciladores se basan en el principio de la retroalimentación, donde una parte de la señal de salida se retroalimenta a la entrada del circuito, y si esta retroalimentación es positiva y de la amplitud adecuada, se produce una oscilación estable, Un amplificador retroalimentado de más de dos polos puede ser inestable y llegar a oscilar, con exceso de retroalimentación.
- Los osciladores son circuitos que generan señales de salida variables. Pueden ser osciladores sinusoidales (generan señales sinusoidales) o osciladores de onda cuadrada/pulsos (generan señales de voltaje que cambian rápidamente entre niveles).
- **Retroalimentación positiva:** El uso de retroalimentación positiva con una ganancia de lazo cerrado mayor que 1 y condiciones de fase específicas puede convertir un amplificador en un oscilador.
- **Criterio de oscilación de Barkhausen:** Este criterio establece que para que un circuito de retroalimentación funcione como oscilador, la ganancia de lazo (βA) debe tener la magnitud y fase correctas para que la señal de retroalimentación (V_f) sea igual a la señal de entrada (V_i). En otras palabras, la señal de retroalimentación debe ser suficiente para mantener la operación del circuito sin necesidad de una señal de entrada externa, como se ve en la figura 4.4.1. y la condición es:

$$\beta A = 1 \quad 4.4.1.$$

- **Los componentes principales de un oscilador son:**
 1. Amplificador A, circuito que amplifica la señal para mantener las oscilaciones.
 2. Circuito de retroalimentación β , proporciona la retroalimentación positiva necesaria.
 3. Circuito resonante: Determina la frecuencia de oscilación.

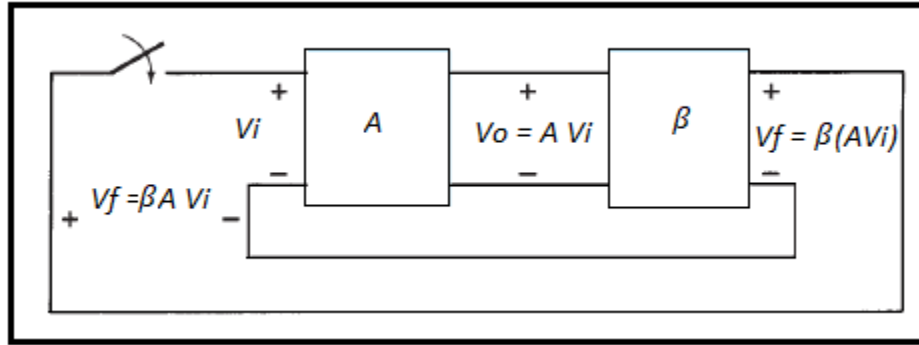


Figura 4.4.1. Diagrama a bloques de un oscilador básico [1][2][5][9].

- La condición fundamental para que un oscilador funcione es que se cumpla la ecuación $\beta A = -1$, donde β es la ganancia de la red de retroalimentación y A es la ganancia del amplificador.
- No se necesita una señal de entrada externa para que un oscilador funcione. Una vez que se cumple la condición $\beta A = -1$, el circuito comienza a oscilar de forma autosostenida.
- En la práctica, βA se ajusta ligeramente por encima de 1 para iniciar las oscilaciones. El ruido presente en el circuito se amplifica y, debido a la saturación en los circuitos, el valor promedio de βA se estabiliza alrededor de 1.
- Las formas de onda resultantes no son perfectamente sinusoidales, pero cuanto más se acerca el valor de βA a 1, más se asemejan a una forma de onda sinusoidal.
- Desde otra perspectiva, cuando $\beta A = -1$ (o tiene una magnitud de 1 con un ángulo de fase de 180°), el denominador de la ecuación de retroalimentación se vuelve 0, lo que resulta en una ganancia con retroalimentación infinita.
- Esto significa que incluso una señal infinitesimal (como el voltaje de ruido) puede producir una señal de salida medible, lo que permite que el circuito actúe como un oscilador sin necesidad de una señal de entrada.

Tipos de osciladores:

Existen muchos tipos de osciladores, cada uno con sus propias características y aplicaciones. Algunos de los más comunes son:

- Osciladores armónicos: Generan señales sinusoidales.
 - Oscilador corrimiento de fase, oscilador de puente de Wien,
 - Oscilador LC: Utiliza un inductor (L) y un capacitor (C) para determinar la frecuencia.
 - Oscilador de cristal: Utiliza un cristal de cuarzo para una mayor precisión en la frecuencia.
 - Un oscilador sintonizado es un tipo de circuito oscilador que genera una señal de salida a una frecuencia específica. Esta frecuencia puede ser sintonizada o ajustada por el usuario, lo que permite que el oscilador se utilice en una variedad de aplicaciones.

- Osciladores de relajación: Generan señales no sinusoidales, como ondas cuadradas o triangulares.
- Oscilador astable: Genera una onda cuadrada sin necesidad de una señal de entrada.
- Oscilador monoestable: Genera un pulso de salida de duración determinada en respuesta a una señal de entrada.

Funcionamiento de osciladores más comunes.

Los osciladores sintonizados se basan en el principio de la resonancia. Un circuito resonante, también conocido como circuito tanque, está formado por un inductor (L) y un capacitor (C) conectados en paralelo. Este circuito tiene una frecuencia de resonancia natural, que es la frecuencia a la que el circuito oscila con mayor amplitud, está dada por la siguiente ecuación:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad 4.4.2.$$

Para crear un oscilador sintonizado, se utiliza un circuito tanque en combinación con un amplificador. El amplificador proporciona la energía necesaria para mantener las oscilaciones en el circuito tanque. La señal de salida del amplificador se retroalimenta al circuito tanque, lo que provoca que el circuito oscile a su frecuencia de resonancia.

La frecuencia de oscilación del oscilador sintonizado se puede ajustar cambiando los valores de la inductancia o la capacitancia en el circuito tanque. Esto se puede hacer utilizando un capacitor o un inductor variables. Al cambiar estos valores, se modifica la frecuencia de resonancia del circuito tanque, lo que a su vez cambia la frecuencia de oscilación del oscilador.

Tipos de osciladores sintonizados:

Existen varios tipos de osciladores sintonizados, cada uno con sus propias características y aplicaciones. Algunos de los tipos más comunes son:

- Oscilador LC: Este tipo de oscilador utiliza un circuito tanque LC para generar la señal de salida. Los osciladores LC son ampliamente utilizados en aplicaciones de radiofrecuencia (RF), como se observa en la figura 4.4.2.
- Oscilador Colpitts: Este tipo de oscilador utiliza un divisor de voltaje capacitivo en el circuito tanque para proporcionar la retroalimentación necesaria para la oscilación. Los osciladores Colpitts son conocidos por su buena estabilidad de frecuencia, se observa en la figura 4.4.3.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} \quad 4.4.3.$$

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad 4.4.4.$$

- Oscilador Hartley: Este tipo de oscilador utiliza un divisor de voltaje inductivo en el circuito tanque para proporcionar la retroalimentación. Los osciladores Hartley son

similares a los osciladores Colpitts en términos de estabilidad de frecuencia, se observa en la figura 4.4.4. [1][2][5][9].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C}} \qquad 4.4.5.$$

$$L_{eq} = L_1 + L_2 + 2M \qquad 4.4.6.$$

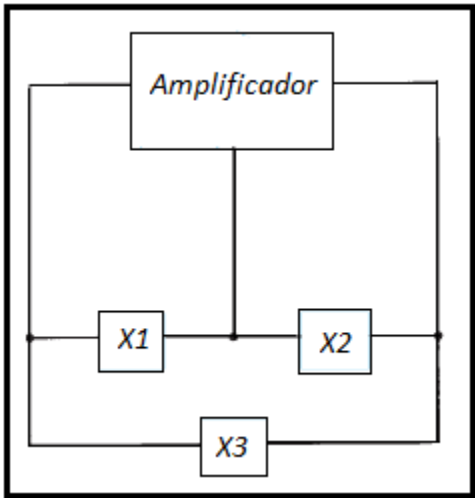


Figura 4.4.2. Oscilador resonante [1][2][5][9].

Tabla 4.4.1. Tipos de osciladores sintonizados.			
	Elemento de reactancia.		
Tipo de oscilador	X1	X2	X3
Colpitts	C	C	L
Hartley	L	L	C
Sintonizador E/S	LC	LC	-

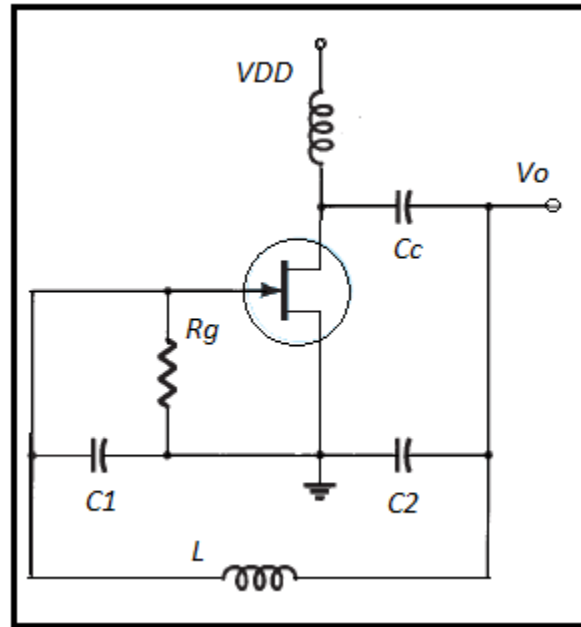


Figura 4.4.3. Oscilador Colpitts.

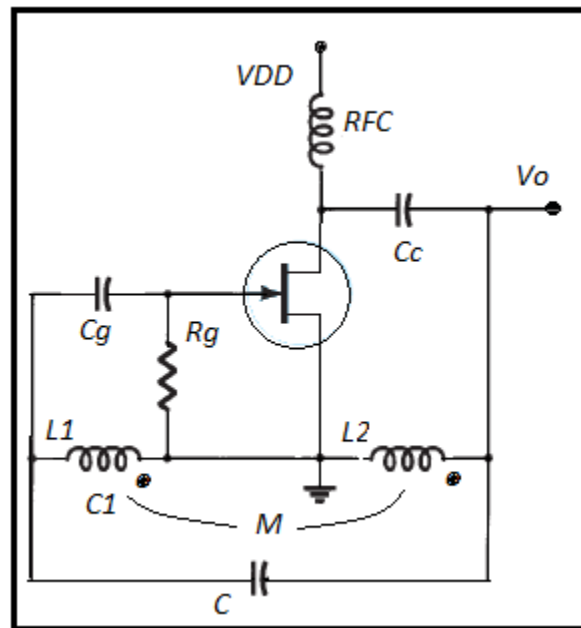


Figura 4.4.4. Oscilador Hartley.

Aplicaciones de los osciladores:

Los osciladores se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, incluyendo:

Los osciladores sintonizados se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, incluyendo:

- Radiocomunicación: Los osciladores sintonizados se utilizan en transmisores y receptores de radio para generar y sintonizar señales de RF.
- Televisión: Los osciladores sintonizados se utilizan en televisores para sintonizar los diferentes canales.

- Instrumentación: Los osciladores sintonizados se utilizan en instrumentos de medición para generar señales de prueba y para sintonizar circuitos.
- Generadores de señales: Los osciladores sintonizados se utilizan en generadores de señales para producir señales de diferentes frecuencias y formas de onda.
- Relojes y temporizadores: Generación de señales de reloj.
- Microcontroladores y microprocesadores: Sincronización de operaciones.

4.4.2. Temporizadores.

Los temporizadores electrónicos utilizan circuitos integrados y componentes electrónicos para medir el tiempo con precisión. Estos dispositivos pueden ser programados para activar o desactivar un circuito en momentos predefinidos, o para mantener un circuito activo o inactivo durante un período de tiempo específico.

Un temporizador electrónico es un dispositivo versátil y útil que permite controlar el tiempo de funcionamiento de circuitos eléctricos en diversas aplicaciones. Su capacidad para automatizar tareas y mejorar la eficiencia energética los convierte en elementos indispensables en la vida moderna.

Tipos de temporizadores electrónicos:

Existen diversos tipos de temporizadores electrónicos, cada uno diseñado para aplicaciones específicas:

- Temporizadores programables: Permiten establecer horarios y ciclos de funcionamiento complejos.
- Temporizadores de retardo: Retardan la activación o desactivación de un circuito después de recibir una señal.
- Temporizadores de ciclo: Repiten un ciclo de encendido y apagado de forma continua.

Aplicaciones de los temporizadores electrónicos:

Los temporizadores electrónicos se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, incluyendo:

- Automatización industrial: Control de procesos y maquinaria.
- Electrodomésticos: Programación de hornos, lavadoras y otros aparatos.
- Iluminación: Control de luces en jardines, edificios y calles.
- Sistemas de riego: Programación de riegos automáticos.
- Seguridad: Activación y desactivación de alarmas y sistemas de seguridad.

Ventajas de los temporizadores electrónicos:

- Precisión: Ofrecen una gran precisión en la medición del tiempo.
- Flexibilidad: Pueden ser programados para una amplia variedad de funciones y horarios.
- Automatización: Permiten automatizar tareas y procesos.
- Ahorro de energía: Ayudan a reducir el consumo de energía al programar el apagado de dispositivos.
- Temporizadores: Circuitos que generan retrasos o pulsos controlados en el tiempo.

Temporizador 555 en configuración monoestable.

Un circuito 555 en modo monoestable es un circuito que tiene un solo estado estable. Permanece en ese estado hasta que recibe una señal de entrada (disparo), momento en el que pasa a un estado activo alto e inestable durante un tiempo determinado y luego vuelve a su estado estable original, genera un pulso de salida de duración definida cuando recibe una señal de activo bajo o de disparo, esta duración está determinada por los componentes externos R y C.

El Temporizador 555 es un circuito integrado muy versátil que, entre otras cosas, puede configurarse como monoestable.

Funcionamiento

1. Estado Estable:
 - La salida del 555 (pin 3) está en estado bajo (0V).
 - El condensador (C) está descargado.
 - El transistor de descarga (interno al 555) está saturado, manteniendo el pin de descarga (pin 7) a un nivel bajo.
2. Disparo:
 - Se aplica un pulso corto (disparo) al pin de disparo (pin 2). Este pulso debe ser de corta duración y con un nivel de voltaje inferior a 1/3 del voltaje de alimentación (Vcc).
 - El pulso de disparo hace que el flip-flop interno del 555 cambie de estado.
 - La salida del 555 (pin 3) pasa a estado alto (Vcc).
 - El transistor de descarga se corta, permitiendo que el condensador (C) comience a cargarse a través de la resistencia (R).
3. Tiempo inestable:
 - El condensador (C) se carga a través de la resistencia (R) hasta que su voltaje alcanza 2/3 de Vcc.
 - En ese momento, el comparador interno del 555 detecta este voltaje y hace que el flip-flop vuelva a cambiar de estado.
 - La salida del 555 (pin 3) vuelve a estado bajo (0V).
 - El transistor de descarga se satura, descargando rápidamente el condensador (C).
4. Vuelta al estado estable:
 - El circuito vuelve a su estado estable original, esperando un nuevo pulso de disparo para iniciar otro ciclo.

Tiempo de retardo

El tiempo que el 555 permanece en el estado inestable, por lo tanto, el ancho del pulso de salida está determinado por los valores de la resistencia (R) y el condensador (C):

$$T = (1.1) RC \quad 4.4.7.$$

Donde:

- T es el tiempo en segundos.
- R es la resistencia en ohmios.
- C es la capacitancia en faradios.

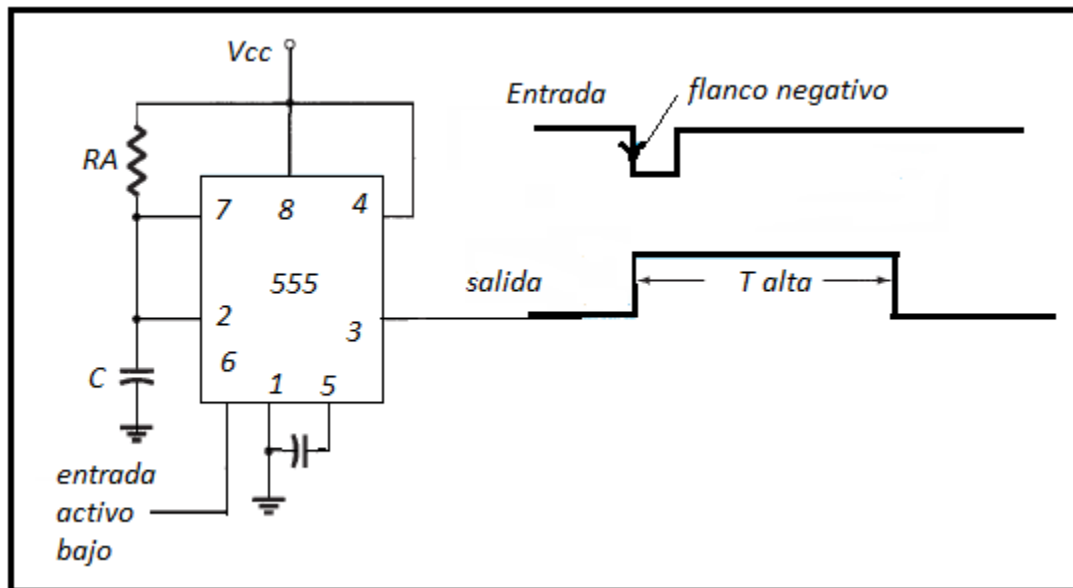


Figura 4.4.5. Temporizador monoestable [1][2][5][9].

Temporizador 555 en configuración astable.

El Temporizador 555 puede configurarse como astable para generar ondas cuadradas de frecuencia y ciclo de trabajo (duty cycle) ajustables, donde genera una señal de onda cuadrada continua cuya frecuencia y ciclo de trabajo dependen de los componentes externos R_1 , R_2 y C .

Funcionamiento

1. Oscilación Continua:

- La salida del 555 (pin 3) alterna entre estado alto (V_{cc}) y estado bajo (0V) de forma continua.
- El condensador (C) se carga y descarga repetidamente entre $1/3$ de V_{cc} y $2/3$ de V_{cc} .

2. Carga del Condensador:

- Cuando la salida está en estado bajo, el condensador (C) se carga a través de las resistencias (R_1 y R_2).
- El voltaje en el condensador aumenta hasta alcanzar $2/3$ de V_{cc} .

3. Descarga del Condensador:

- Cuando el voltaje en el condensador llega a $2/3$ de V_{cc} , la salida del 555 cambia a estado alto.
- El condensador (C) se descarga a través de la resistencia (R_2) hasta que su voltaje cae a $1/3$ de V_{cc} .

4. Ciclo Repetitivo:

- Una vez que el voltaje en el condensador alcanza $1/3$ de V_{cc} , la salida del 555 vuelve a cambiar a estado bajo, y el ciclo se repite.

Frecuencia y Ciclo de Trabajo.

La frecuencia (f) y el ciclo de trabajo (duty cycle) de la señal de salida están determinados por los valores de las resistencias (R_1 y R_2) y el condensador (C):

$$f = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C} \quad 4.4.8.$$

$$\text{Duty Cycle} = (R_1 + R_2) / (R_1 + 2R_2) * 100\%$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C}$$

Donde: $T = \text{PERIODO} = T_a + T_b$

- f es la frecuencia en hercios (Hz).
- R_1 , y R_2 son las resistencias en ohmios.
- C es la capacitancia en faradios.
- T es el periodo. [1][2][5][9].

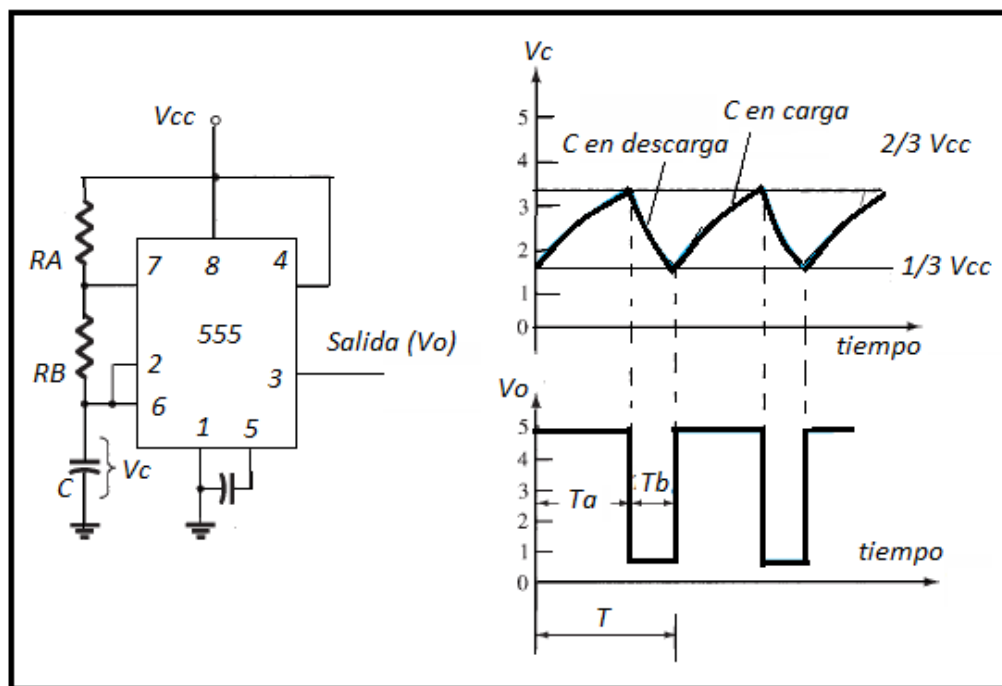


Figura 4.4.6. Temporizador astable [1][2][5][9].

Aplicaciones:

La configuración astable del 555 se utiliza en una variedad de aplicaciones, tales como:

- **Generadores de señales:** Para producir ondas cuadradas de frecuencia ajustable.
- **Osciladores:** Para circuitos que requieren una señal de reloj o temporización.
- **Luces intermitentes:** Para controlar el encendido y apagado de luces.
- **Alarmas:** Para generar sonidos intermitentes.
- **Temporizadores:** Para generar pulsos de duración precisa.

- **Circuitos de retardo:** Para controlar el tiempo de encendido o apagado de dispositivos.
- **Generadores de pulsos:** Para crear pulsos únicos de ancho determinado.

Tareas y ejercicios de la unidad IV.

Libro uno: Boylestad Robert L., Nashelsky Louis, (2009) *Electrónica Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos, México* Décima edición, Prentice Hall.

- Capítulo 14; Repasar el resumen de temas clave; páginas de 741-772
- Problemas 14.2 (1, 2, Y 3); Página 771
- Problemas 14.3 (4 y 5); Página 771
- Problemas 14.6 (6 y 7); Página 771
- Problemas 14.7 (8); Página 771
- Problemas 14.8 (9, 10, 11 y 12); Página 771
- Problemas 14.9 (13) Página 772 y
- Problemas 14.10 (14). Página 772

Ejercicios de la unidad.

Capítulo 8 Retroalimentación. (Libro tres).

Estudiar el resumen de Retroalimentación, Capítulo 8 Página 740 y exponerlo.

Resolver los problemas de la sección 8.1, 8.2, 8.3, 8.4, hasta la sección 8.10, Página 741-750

Capítulo 12 Generadores de Señal y circuitos formadores de onda.

Estudiar el resumen, Capítulo 12 Página 1030 y exponerlo al docente

Resolver los problemas de la sección 12.1, 12.3, osciladores Colpitts y Hartley Página 1033

Libro tres: Sedra, Adel S., Kenneth Carless Smith (2008) *Microelectronics Circuits*. Mc. Graw Hill, 5ª Ed.

TEMA V

Amplificadores de potencia.

5.1. Conceptos básicos y aplicación.

Un amplificador de potencia se diseña para entregar una cantidad significativa de potencia a una carga, partiendo de un preamplificador de clase A o AB, o de un driver el cual reacondiciona la señal, y la entrega a una etapa de salida, el cual es un amplificador clase B, C o D, después a una carga como es el altavoz o una antena, mientras mantiene una eficiencia según sea el driver con linealidad razonable.

En teoría, un amplificador ideal tendría una eficiencia del 100%, pero en la práctica real siempre hay pérdidas, que ocurren debido a la disipación de energía en los transistores, resistencias y otros componentes internos, traducidos en watts de potencia que dan origen al calor,

La Importancia de la eficiencia se da según sean las aplicaciones portátiles, como dispositivos móviles o audífonos, una alta eficiencia es crucial para optimizar el uso de baterías.

Los amplificadores de diferentes clases (A, B, AB, C, y D) tienen distintas eficiencias típicas, según la clase de amplificador a utilizar, en sistemas de alta potencia, como son los amplificadores de audio profesional, una alta eficiencia reduce la necesidad de grandes disipadores de calor y aumenta la fiabilidad del sistema, como ya se mencionó en el tema uno, los tipos de amplificadores son:

Clase A.

El transistor como amplificador conduce los 360 grados del ciclo de la señal de entrada, y su punto de operación se encuentra en el centro de la excursión máxima, se usa en amplificadores de alta fidelidad, con muy baja distorsión, es ideal para aplicaciones de audio de alta calidad por su respuesta lineal, como se muestra en la figura 5.1.1.

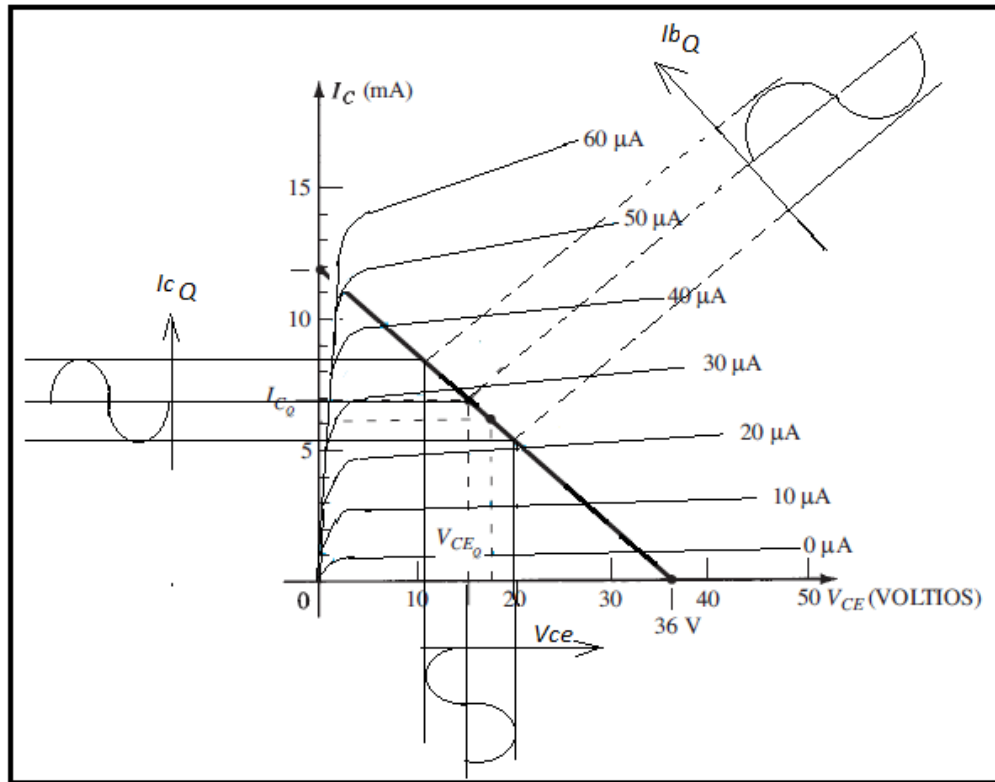


Figura 5.1.1. Zona lineal de trabajo del amplificador clase A.

El amplificador clase A, tiene una baja eficiencia de trabajo, su principal desventaja, es que va del 20 % al 30 %, ya que el transistor de trabajo está siempre activo, y la corriente fluye continuamente en el circuito, consume potencia incluso sin señal de entrada, por eso genera mucho calor, por lo que requiere el uso de disipadores grandes, se usa en amplificadores de alta fidelidad (Hi-Fi) y equipos de audio en general.

Clase B.

El funcionamiento de este tipo clase de amplificación, generalmente en configuración push-pull, el cual es un diseño de circuitos de amplificación que utiliza dos dispositivos activos, ya sea transistores, BJT, JFET O MOSFET, generalmente trabaja en etapas complementarias, donde cada dispositivo se encarga de amplificar la parte positiva en un ciclo de la señal y otro la parte negativa de la señal de entrada, lo que permite aumentar la eficiencia y la potencia de salida, conduce durante la mitad del ciclo de la señal o 180 grados de la señal, y combinándolos proporcionan una salida de 360 grados de trabajo.

El amplificador clase B, tiene una mayor eficiencia que va del 50 % al 78.5 %, ya que los transistores solo conducen durante medio ciclo, el transistor tiene esta desventaja, lo cual genera distorsión de cruce por cero, ya que hay un pequeño intervalo en el que ambos transistores están apagados y genera una pequeña distorsión del 0.7 V a 1.8 V, que es la caída de voltaje de la unión n-p, que ocurre al cambiar de la parte positiva a la negativa del ciclo, se usa en amplificadores de audio básicos, donde la fidelidad no es crítica.

Clase AB.

La clase AB es una configuración de amplificador que combina características de las clases A y B, donde los transistores conducen más de 180° pero menos de 360° del ciclo de la señal. Requiere una conexión push-pull para lograr un ciclo completo de salida.

Este amplificador de clase AB, tiene una eficiencia intermedia del 50 % al 70 %, con menos distorsión que la clase B, con una eficiencia mejorada respecto al de clase A, reduce la distorsión de cruce por cero de la clase B, mantiene buena fidelidad, con diseño complejo.

Las ventajas de este tipo de amplificadores es que tiene mejor fidelidad que la clase B y mayor eficiencia que el de clase A, pero su desventaja es que es diseño un poco más complejo, se emplea en amplificadores de audio de calidad media a alta, en sistemas de audio básicos y profesionales.

Clase C.

El amplificador de clase C es un amplificador que utiliza circuitos que trabajan en la resonancia y opera en menos de 180° del ciclo de la señal. Su eficiencia es superior a 90%, pero es altamente no lineal y no se utiliza para amplificar señales de audio debido a la distorsión que introduce, es ideal para aplicaciones de radiofrecuencia (RF), como transmisores en telecomunicaciones y donde la señal pueda ser filtrada, sin embargo, no es adecuado para señales de banda ancha o de audio, necesita un circuito sintonizado o resonantes para completar la operación a cierta frecuencia.

Clase D.

Los amplificadores de conmutación en clase D, convierten la señal analógica en pulsos de alta frecuencia mediante modulación por ancho de pulso (PWM) o técnicas similares. Su alta eficiencia, alcanza hasta el 90% o más, y esto se debe a que los transistores están siempre completamente encendidos o apagados, lo que reduce las pérdidas de energía.

Son compactos y ligeros debido a su bajo requerimiento de disipación térmica, sin embargo, requieren filtros para eliminar componentes de alta frecuencia y su fidelidad depende de la calidad del diseño del circuito.

Se utilizan en sistemas de audio portátiles, altavoces Bluetooth, amplificación de subwoofers y equipos donde la eficiencia energética es crucial [1][2][5][9].

5.2. Análisis de expresiones de potencia y eficiencia

Un amplificador recibe una señal de entrada de unos milivolts, y da como salida watts o decenas de watts, donde la fuente de señal es un dispositivo como un generador de señales, de almacenamiento como lo es un casete, Cds, o una antena de recepción, y necesita ser amplificada para ser escuchada, para esto es necesario saber la capacidad de potencia a manejar, para así diseñar la carga R_L o un altavoz, u otro dispositivo de potencia, además el

circuito debe detener eficiencia para evitar distorsiones y pérdidas de energía, entonces la fuente de voltaje debe suministrar suficiente corriente y voltaje constante.

5.2.1. Análisis de expresiones de potencia.

La potencia de salida P_{Out} y la eficiencia η de un amplificador se determinan a partir de las siguientes expresiones:

$$P_{Out} = \frac{V_{rms}^2}{R_L} \quad 5.2.1.$$

Donde:

- P_{Out} = Potencia de salida, medida en watts (W).
- V_{rms} = Es el voltaje eficaz en la carga, medido en volts (V).
- R_L = Es la carga del amplificador, resistencia o impedancia, medida en ohmios (Ω).

La **potencia de salida** (P_{Out}) en un amplificador es la cantidad de energía eléctrica amplificada transferida a la carga R_L , donde normalmente es una resistencia de carga, una carga activa o un altavoz, que en forma de señal útil se dispersa, se puede expresar en función del **voltaje eficaz** V_{rms} aplicado a la carga, y es la medida del valor promedio equivalente del voltaje alterno (c. a.) y el directo (c. d.) que tienen el mismo efecto.

La potencia depende directamente del cuadrado del voltaje eficaz, pero inversamente de la resistencia de la carga R_L , o impedancia, si la carga tiene menor resistencia, la potencia entregada será mayor, siempre que el amplificador pueda suministrar la corriente necesaria.

5.2.2. Análisis de expresiones de eficiencia.

La **eficiencia** (η) en amplificadores es un parámetro que mide la relación de potencia de salida entre la potencia de entrada, y qué tan bien un amplificador convierte la potencia eléctrica suministrada desde la fuente de alimentación en corriente alterna (c. a.), en potencia transferida o útil entregada a la carga en corriente continua (c. d.), normalmente se representa como una resistencia, se expresa como un porcentaje y se calcula con la siguiente fórmula:

$$\% \eta = \frac{P_{O(C.A.)}}{P_i(C.D.)} \times 100 \quad 5.2.2.$$

Donde:

- $P_{O(C.A.)}$ = Es la potencia de salida útil entregada a la carga R_L , (generalmente la potencia del audio o señal amplificada).
- $P_i(C.D.)$ = Es la potencia total consumida desde la fuente de alimentación.

La potencia de salida $P_{O(c. a.)}$.

Depende del tipo de amplificador que se esté manejando, el tipo A, B, AB, C o D, la medición es la misma tanto en corriente como en voltaje y varía alrededor del punto de operación y está dada por las siguientes expresiones en señales rms.

$$P_{O(c. a.)} = V_{CE(rms)} I_C(rms) \quad 5.2.3.$$

$$P_{O(c. a.)} = I_C^2(rms)R_C \quad 5.2.4.$$

$$P_{O(c. a.)} = \frac{V_C^2(rms)}{R_C} \quad 5.2.5.$$

Para la potencia de entrada, se toma el voltaje V_{CC} de la fuente la corriente de colector en el punto Q, y es una potencia extraída, la señal de V_i hace que la corriente de base varíe alrededor de la corriente de polarización de c. d. y que la corriente de colector lo haga alrededor de su nivel de Q.

$$P_{i(c. d.)} = V_{CC}I_{CQ} \quad 5.2.6.$$

5.2.3. Eficiencia máxima en los tipos de amplificadores.

La eficiencia en las clases de amplificadores va de menos a mayor eficiencia por la complejidad de operación en sus circuitos y a lo básico de su fuente de alimentación, que cada vez se hace más compleja, la tabla 5.2.1. resume el ciclo de trabajo y la eficiencia de cada amplificador.

Tabla 5.2.1 Tabla de comparación entre clases de amplificadores [1][2][5][9].					
	A	B	AB	C	D
Ciclo de trabajo	360	180	180 a 360	Menos de 180	Operación conmutada
Eficiencia de potencia.	25 % a 50 %	78 %	Entre 50 % y 78 %	Superior al 70% o 90%	90 %
Distorsión	Muy baja	Alta (cruce por cero)	Alta	Alta (con armónicos)	Alta (con armónicos)
Complejidad	Baja	Alta	Alta	Alta	Muy Alta
Aplicaciones	Audio Hi-Fi	Rf, audio Hi-Fi	Audio en general	Telecomunicaciones Audio Hi-Fi, RF	Audio Hi-Fi, RF y sistemas digitales

5.2.3.1. Potencia y eficiencia en amplificadores clase A.

Un amplificador clase A es un amplificador que se caracteriza por su diseño simple y su alta fidelidad en la amplificación de señales, operan en rango lineal durante todo el ciclo de la señal (360 grados), con una reproducción precisa de la señal de entrada con una distorsión armónica mínima.

La eficiencia máxima de un amplificador clase A teórica es de aproximadamente del 25 % al 30% en configuración de carga resistiva R_L y hasta un 50% en configuraciones ideales con transformadores.

La corriente fluye continuamente a través de los transistores BJT o JFET de salida, incluso cuando no hay señal de entrada, lo que genera un alto consumo de energía y genera calor.

La potencia de salida en clase A depende de la corriente de polarización del circuito y del diseño del circuito, pero debido a la baja eficiencia, la mayor parte de energía se disipa en forma de calor, por lo que estos amplificadores tienen una potencia de salida más baja en comparación con otras clases de amplificadores.

Para manejar la energía disipada, este tipo de amplificadores requieren disipadores de calor para mantener los transistores o dispositivos activos a temperaturas operativas seguras.

Debido a su fidelidad y calidad de sonido, los amplificadores clase A son comunes en aplicaciones de audio, donde la calidad sonora es más importante que la eficiencia.

Para un amplificador alimentado en serie, en condiciones ideales la excursión máxima de voltaje y corriente es:

$$V_{CC} = V_{CE \text{ maximo}} (p - p)$$

$$\frac{V_{CC}}{R_C} = I_C \text{ maximo} (p - p) \quad 5.2.7.$$

Entonces la excursión máxima para la potencia de salida es:

$$P_{out \text{ maximo}} (c. a.) = \frac{V_{CC} (V_{CC}/R_C)}{R_C} = \frac{V_{CC}^2}{8R_C} \quad 5.2.8.$$

Para la potencia de entrada, se utiliza la polarización en c. d. a la mitad de su valor máximo.

$$P_{in \text{ maximo}} (c. d.) = V_{CC} (I_C \text{ maximo}) = \frac{V_{CC} (V_{CC}/R_C)}{2} = \frac{V_{CC}^2}{2R_C} \quad 5.2.9.$$

Una vez que se calculó la potencia de entrada y la potencia de salida se puede sustituir en la eficiencia, donde se observa que la eficiencia es del 25% y en condiciones practicas es mucho menos [1][2][5][9].

$$\% \eta = \frac{P_{O (C.A.)}}{P_{i (C.D.)}} \times 100$$

$$\% \eta (\text{máximo}) = \frac{V_{CC}^2 / 8R_C}{V_{CC}^2 / 2R_C} \times 100 = 25 \%$$

Ejemplo 5.2.1.

Si un amplificador entrega un voltaje eficaz (V_{rms}) de 10 V a una carga de 8Ω , la potencia de salida se calcula como:

$$P_{Out} = \frac{V_{rms}^2}{R_L} = \frac{(10)^2}{8} = \frac{100}{8} = 12.5 \text{ watts.}$$

Ejemplo 5.2.2.

Un amplificador de audio entrega una señal a una carga o bocina de $R_L = 4 \Omega$.

La lectura del voltaje eficaz (V_{rms}) medido en la carga es de 20 V, y se sabe que:

- El amplificador tiene una eficiencia de $\eta = 60\%$ (0.6).
- La distorsión armónica total (THD) es del 5%.

Se quiere calcular:

- a). La potencia útil entregada a la carga (P_{Out}).
- b). La potencia consumida desde la fuente (P_{in}).
- c). El impacto de la distorsión armónica.

Solución:

a). Se calcula la potencia de salida P_{Out} útil.

$$P_{Out} = \frac{V_{rms}^2}{R_L} = \frac{20^2}{4} = \frac{400}{4} = 100 \text{ watts}$$

Es lo que se entrega a la carga.

b). La potencia consumida desde la fuente (P_{in}).

$$\% \eta = \frac{P_{O(C.A.)}}{P_{i(C.D.)}} \times 100$$

$$P_{i(C.D.)} = \frac{P_{O(C.A.)}}{\% \eta} = \frac{100}{0,6} = 166.67 \text{ watts}$$

El amplificador consume 166.67 watts de la fuente de alimentación, pero solo entrega 100 watts a la carga, y el resto se pierde en calor u otros factores.

c). El impacto de la distorsión armónica (THD).

La distorsión armónica total (THD) indica el porcentaje de la potencia de salida que se encuentra en frecuencias no deseadas o armónicos y, por lo tanto, no es útil.

La potencia de los armónicos ($P_{\text{armónicos}}$) se calcula como:

$$P_{\text{armónicos}} = P_{Out} \times \frac{THD}{100} \quad 5.2.10.$$

$$P_{\text{armónicos}} = 100 \times \frac{5}{100} = 5 \text{ watts}$$

Por lo tanto, la potencia útil real, de la señal fundamental es:

$$P_{\text{útil}} = P_{\text{Out}} - P_{\text{armónicos}} = 100 - 5 = 95 \text{ Watts.}$$

Ejemplo 5.2.3.

Para un amplificador de la figura 5.2.1., clase A, el cual tiene un voltaje de polarización de 20 Volts, $R_C = 20 \Omega$, $\beta = 50$, una corriente de base de 10 mA calcule lo siguiente:

- la potencia de entrada.
- La potencia de salida.
- la eficiencia del circuito.

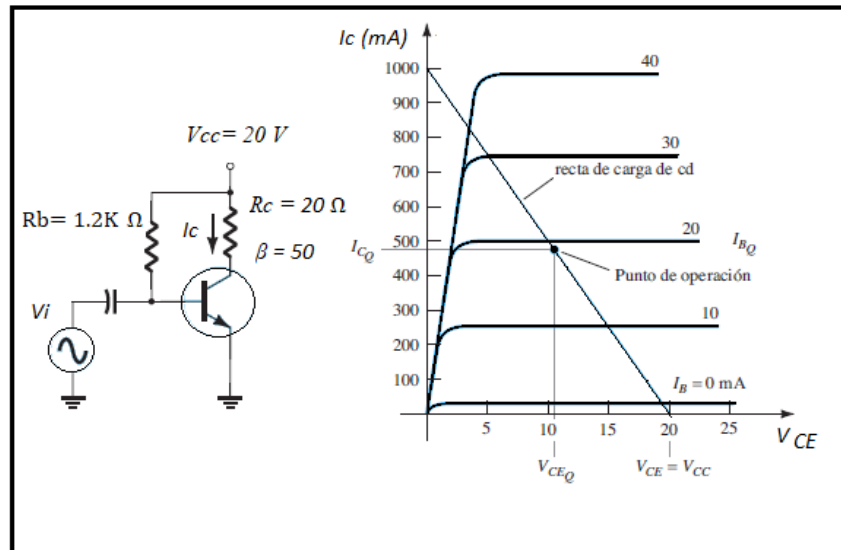


Figura 5.2.1. Amplificador clase A, alimentado en serie [1][2][5][9].

Como primer paso se calcula el punto Q.

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - 0.7 \text{ V}}{R_B} = \frac{20 - 0.7}{1200} = 16.08 \text{ mA.}$$

$$I_{CQ} = \beta I_B = (50)(16.08 \text{ mA}) = 804 \text{ mA.}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C R_C = 20 \text{ V} - (0.804 \text{ mA})(20 \Omega) = 3.92 \text{ V.}$$

Tomando la corriente que se requiere en la base.

$$I_{C(p)} = \beta I_{B(p)} = (50)(10 \text{ mA}) = 0.5 \text{ A}$$

$$P_{O(c.a.)} = I_C^2(\text{rms}) R_C = \frac{I_C^2(p)}{2} R_C = \frac{(0.5 \text{ A})^2}{2} (50 \Omega) = 6.25 \text{ watts}$$

$$P_{i(c.a.)} = V_{CC} I_{CQ} = (20 \text{ V})(0.804 \text{ A}) = 16.08 \text{ watts}$$

$$\% \eta = \frac{P_O (C.A.)}{P_i (C.D.)} \times 100 = \frac{6.25 \text{ watts}}{16.08 \text{ watts}} = 38.86 \%$$

5.2.3.2. Potencia y eficiencia en amplificadores clase B.

Potencia de entrada al amplificador clase B.

Para el cálculo de la potencia entregada por la fuente de entrada y la potencia de salida de un amplificador clase B, se deben de analizar las variables involucradas en el circuito amplificador, como son las siguientes:

$$\begin{aligned} P_i(c.d.) &= V_{CC} I_{c.d.} \\ I_{c.d.} &= \frac{2}{\pi} I(p) \\ P_i(c.d.) &= V_{CC} \left(\frac{2}{\pi} I(p) \right) \end{aligned} \quad 5.2.11.$$

Donde:

$P_i(c.d.)$ = Es la potencia de entrada, extraída de la fuente de alimentación.

V_{CC} = Es el voltaje de polarización del amplificador

$I_{c.d.}$ = Es la corriente de corriente directa (c. d.), o promedio, extraída de la fuente de alimentación, si es de una fuente la onda reza como si fuera de onda completa y si es de 2 fuentes, la forma de onda será como una señal de media onda,

$I(p)$ = Es la corriente pico de la corriente de salida de la fuente.

Potencia de salida al amplificador clase B.

La potencia de salida y la potencia entregada a la carga es la misma y varía según la impedancia de la carga R_L , y debe de ser medida en valores rms con un multímetro y se calcula como:

$$P_O(c.a.) = \frac{V_{L(rms)}^2}{R_L} \quad 5.2.12.$$

Pero si utilizamos un osciloscopio la medición será:

$$P_O(c.a.) = \frac{V_{L(p-p)}^2}{8R_L} = \frac{V_{L(p)}^2}{2R_L} \quad 5.2.13.$$

Y esta es la potencia de salida o entregada a la carga.

Eficiencia del amplificador clase B.

Si partimos de la ecuación de eficiencia de un amplificador, se tiene:

$$\% \eta = \frac{P_O(c.a.)}{P_i(c.d.)} \times 100$$

Se sustituyen las ecuaciones de potencia de entrada y salida en la ecuación de potencia tenemos:

$$\% \eta = \frac{V_{L(p)}^2 / 2R_L}{V_{CC}^2 / \pi I(p)} \times 100$$

$$\% \eta = \frac{\pi}{4} \frac{V_L(p)}{V_{CC}} \times 100 \quad 5.2.14.$$

Si:

$$I(p) = \frac{V_L(p)}{R_L} \quad 5.2.2.15.$$

Esta ecuación muestra que mientras más grande sea el voltaje pico, más alta es la eficiencia del amplificador, hasta llegar a un valor de $V_{CC} = V_L(p)$, entonces se simplifica como:

$$\% \eta = \frac{\pi}{4} \times 100 = 78.54 \%$$

Potencia disipada por los 2 transistores complementarios de salida.

La potencia disipada por los 2 transistores (P_{2Q}) de potencia de salida en forma de calor de salida es la diferencia entre la potencia disipada por lo que suministran las fuentes de alimentación, menos la potencia de salida que se entrega en la carga.

$$P_{2Q} = P_{i(c. d.)} - P_{O(c.a.)} \quad 5.2.16.$$

Y la potencia disipada por cada transistor es:

$$P_Q = \frac{P_{2Q}}{2} \quad 5.2.17.$$

Potencia máxima en el amplificador clase B.

Esta potencia máxima disipada por los 2 transistores de salida pasa cuando el voltaje de salida pasa a través de la carga y se expresa de la siguiente manera:

$$V_L(P) = 0.636 V_{CC} = \left(\frac{2}{\pi}\right) V_{CC} \quad 5.2.18.$$

Se puede expresar la disipación de potencia máxima en los 2 transistores como:

$$P_{2Q}(maxima) = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad 5.2.19.$$

Ejemplo:

Se desea diseñar un amplificador clase B con una fuente de alimentación de $V_{CC} = 15\text{ V}$, con una carga de una bocina de $4\ \Omega$, con una señal pico de 12 V , calcule:

- Potencia de entrada
- Potencia de salida
- Eficiencia del amplificador.
- La potencia máxima y
- La disipación del transistor.

Solución:

La señal pico que atraviesa la carga de $4\ \Omega$, es de 12 V , esta da como resultado una corriente pico en la carga de:

$$I(p) = \frac{V_L(p)}{R_L} = \frac{12\text{ V}}{4\ \Omega} = 3\text{ A}$$

El valor de la corriente en c. d. es:

$$I_{c.d.} = \frac{2}{\pi} I(p) = \frac{2}{\pi} (3\text{ A}) = 1.9\text{ A}$$

Para calcular la potencia de entrada que suministra la fuente es:

$$P_i(c.d.) = V_{CC} I_{c.d.} = (15\text{ V})(1.9\text{ A}) = 28.65\text{ watts}.$$

Para la potencia de salida que se entrega a la carga es:

$$P_o(c.a.) = \frac{V_L^2(p)}{2R_L} = \frac{(12)^2}{2(4\ \Omega)} = 18\text{ watts}.$$

La eficiencia total es:

$$\% \eta = \frac{P_o(c.a.)}{P_i(c.d.)} \times 100 = \frac{18\text{ watts}}{28.65\text{ watts}} \times 100 = 62.83\%$$

Potencia máxima es:

$$P_o(maxima) = \frac{V_L^2(p)}{2R_L} = \frac{(15\text{ V})^2}{2(4\ \Omega)} = 28.125\text{ watts}.$$

$$P_i(maxima) = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} = \frac{2(15\text{ V})^2}{\pi(4\ \Omega)} = 35.8\text{ watts}.$$

La eficiencia es:

$$\% \eta = \frac{P_o(c.a.)}{P_i(c.d.)} \times 100 = \frac{28.125\text{ watts}}{35.8\text{ watts}} \times 100 = 78.56\%$$

La potencia máxima disipada por cada transistor.

$$P_Q(maxima) = \frac{P_{2Q(maxima)}}{2} = (0.5) \left(\frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} \right) = \frac{2(15\text{ V})^2}{\pi^2(4\ \Omega)} = 17.9\text{ watts}$$

Cada transistor maneja 17.5 watts , y puede entregar 28.125 watts a $4\ \Omega$, mientras se extrae de la fuente 35.8 watts , de la fuente de alimentación.

5.3. Análisis de efecto térmico y distorsión

5.3.1. Análisis de efecto térmico.

El efecto térmico en un transistor de potencia se analiza calculando la potencia del transistor en watts, de acuerdo con la capacidad del transistor de soportar esa potencia según su hoja de datos, Los transistores en los amplificadores generan calor durante la operación, lo que afecta la estabilidad y la durabilidad del dispositivo en el circuito, ya que el incremento de esa temperatura destruye el transistor u otro dispositivo electrónico, como son los circuitos integrados (C.I.), que estén disipando energía en forma de calor.

Es necesario hacer el cálculo de un disipador de calor de aluminio u otro material de disipación, para eso es necesario operar el dispositivo a casi la mitad de su valor de potencia, o sea, si disipa menos del 55% a 60 % el dispositivo durara mucho tiempo trabajando, pero si el dispositivo disipa el 70% o más, el dispositivo empezara a degradarse y dejara de funcionar por efectos térmicos, por lo que hay que anexarle su disipador de calor, es mejor que el dispositivo trabaje a menos del 50 % de su capacidad, para eso se consulta la hoja de datos de dispositivo.

Hay que tomar en cuenta que los transistores de silicio trabajan a un valor nominal mayor de temperatura de 150° a 225 °C, y los transistores de germanio trabajan de 60 a 110 ° C, por lo que la fórmula que rige esta potencia disipada máxima de forma aproximada es:

$$P_D = V_{CE}I_C \quad 5.3.1.$$

Esta fórmula dice que:

P_D = Potencia del dispositivo

V_{CE} = Voltaje colector -emisor

I_C = Corriente del colector

Pero el dispositivo no debe de operar a la máxima potencia por seguridad, y debe de reducirse idealmente a cero watts en la cápsula del dispositivo, lo que nunca prácticamente sucederá, el factor limitante del manejo de potencia en un transistor es la temperatura de unión base-colector del transistor o dispositivo, la temperatura de unión puede aumentar por temperatura ambiente o por autocalentamiento, lo ideal sería 25 °C, pero si se calienta la unión, la corriente de colector aumentara y en consecuencia aumenta la disipación en el disipador de calor.

Los transistores de potencia se colocan en áreas de metal para poder irradiar el calor generado por el transistor, utilizando silicón de transferencia de calor o mica aislante, para eso hay que ver si el dispositivo se aísla a tierra virtual, o tierra física.

En la figura 5.3.1. se muestran diferentes tipos de disipadores que contienen canales para el efecto de libre disipación de calor al aire (free air), se utilizan disipadores térmicos y/o controladores de temperatura con ventilador para mitigar estos efectos, con el objetivo de mantener el valor nominal dentro de los rangos permitidos seguros, idealmente es de 25 °C. según hoja de especificaciones del transistor [1][2][5][9].



Figura 5.3.1. Tipos de disipadores de aluminio para la refrigeración por aire (Free air).

La figura 5.3.2. muestra la curva de reducción de disipación típica de potencia del silicio y del germanio, según fabricante trabaja a 100 watts con temperatura constante de 75°C , después sufrirá una caída lineal de 100° a 200°C , para en germanio disipa más potencia, hasta 150 Watts, pero sufre un calentamiento más rápido a menos temperatura a 100°C .

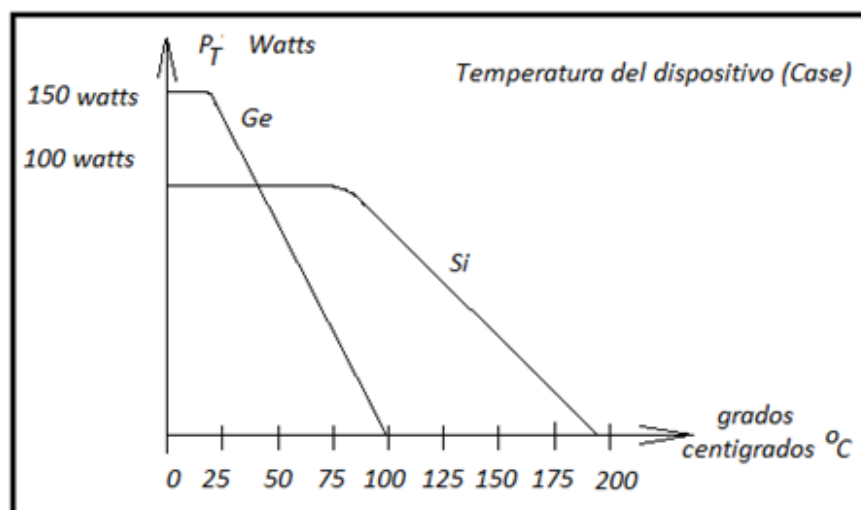


Figura 5.3.2. Curva de reducción de la capacidad de disipación de potencia en transistores de silicio Si y germanio Ge [1][2][5][9].

La temperatura de equilibrio que alcanza la unión base colector es proporcional a la potencia disipada por la unión y se ha comprobado experimentalmente, la cual es:

$$T_j - T_A = \theta P_D \quad 5.3.2.$$

Donde

T_j y T_A = Son las temperaturas de unión base colector y del ambiente en °C.

P_D = Es la potencia disipada en watts por la unión del colector.

θ = Es la constante de proporcionalidad o **resistencia térmica**.

Este valor depende del tipo y tamaño del transistor, de la radiación ambiente, la ventilación forzada y la conexión térmica del dispositivo con el chasis del metal o con el disipador de calor.

Los valores de la corriente de los transistores varían de 0.2 °C/W para transistores de potencia a 1000 °C/W para transistores de media y baja potencia.

La temperatura debida a la disipación de potencia se deriva respecto a T_j quedando de la siguiente manera:

$$\frac{\partial P_D}{\partial T_j} = \frac{1}{\theta} \quad 5.3.3.$$

La resistencia térmica viene dada por el reciproco de la pendiente negativa, de la figura 5.3.2. es:

$$\theta = 75/150 = 0.5 \text{ °C/W.}$$

La ecuación del factor de reducción o de devaluación toma la forma matemática de la siguiente manera:

$$P_D(T_1) = P_D(T_0) - ((T_1) - (T_0))(F_{RDP}) \quad 5.3.4.$$

Donde:

$P_D(T_1)$ = disipación de potencia en un tiempo final

$P_D(T_0)$ = disipación de potencia en un tiempo inicial

T_1 = Temperatura fina de interés, para que el dispositivo trabaje en área segura.

T_0 = Temperatura inicial para la reducción de la capacidad de potencia.

F_{RDP} = Factor de reducción de la capacidad de disipación de potencia en watts o mili watts dado por el fabricante por grado de temperatura.

El transistor de potencia y la analogía térmica con el disipador.

La elección de un disipador se lleva a cabo con el cálculo de potencia y su relación con la temperatura, el análisis es construir el modelo, como se muestra en la figura 5.3, donde la temperatura de unión T_j , la temperatura del case T_C , y la temperatura ambiente T_A , las 3 temperaturas involucran la resistencia térmica, estas están involucradas con el coeficiente térmico y están relacionadas con el manejo del calor del dispositivo electrónico.

Las ecuaciones que relacionan la analogía térmica a los efectos de calor en términos eléctricos se definen como:

θ_{JA} = Resistencia térmica entre la unión y el medio ambiente.

θ_{JC} = Resistencia térmica del transistor entre la unión y el case.

θ_{CS} = Resistencia térmica del aislante entre el case y el disipador de calor.

θ_{SA} = Resistencia térmica del disipador de calor y el medio ambiente.

la ecuación queda:

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} \quad 5.3.5.$$

T_J muestra una temperatura flotante en el medio ambiente, y dice que cuanto más alta es la temperatura ambiente, más bajo es el valor de la disipación de potencia que soporta el dispositivo electrónico, queda por analogía de la siguiente manera:

$$T_J = P_D \theta_{JA} + T_A \quad 5.3.6.$$

La información proporcionada por θ , o factor térmico, informa sobre la reducción o elevación de la cantidad de disipación de potencia, donde θ_{JC} suele tener el valor alrededor de 0.5 °C/W.

Ejemplo 5.3.1.

Para una disipación de 60 watts la diferencia de temperatura entre el case y la temperatura interna de la unión es del valor:

$$T_J - T_A = \theta_{JC} P_D = (0.5 \text{ °C/W}) (60 \text{ watts}) = 30 \text{ °C}$$

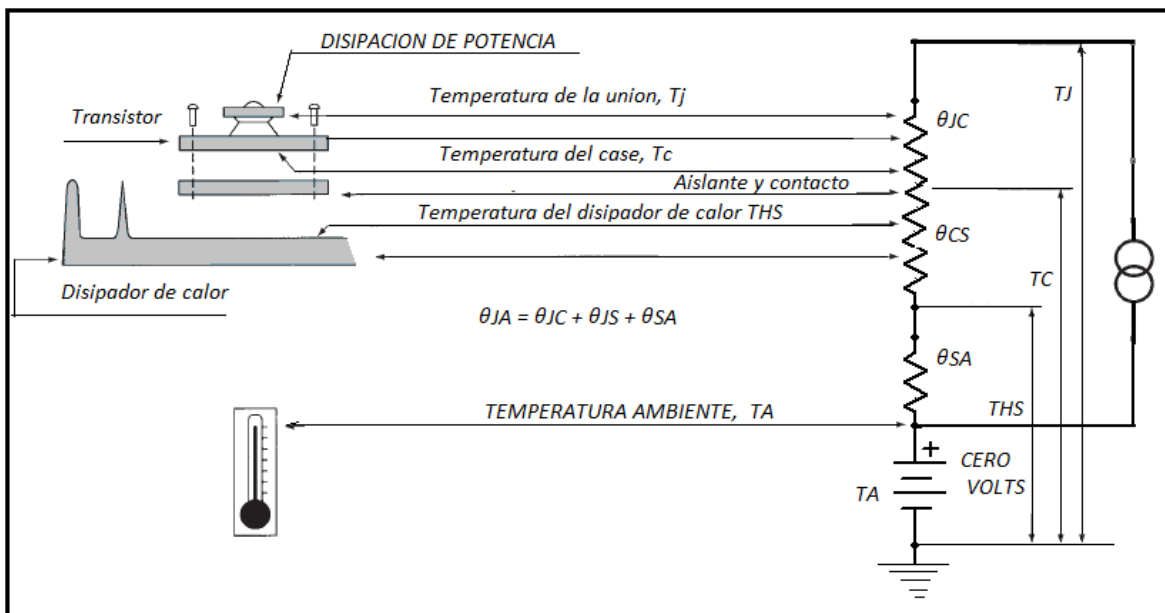


Figura 5.3.3. El disipador y su analogía térmica [1][2][5][9].

Ejemplo 5.3.2.

Un transistor de potencia de silicio se va a utilizar en un circuito a una temperatura de 45 °C/W, y la temperatura de unión máxima es T_{JMAX} por lo que el diseñador quiere saber si es necesario utilizar un disipador o no, por lo que analiza los datos obtenidos en sus mediciones la cuales son:

θ_{JA} = Resistencia térmica entre la unión y el medio ambiente.

$\theta_{JC} = 0.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

$\theta_{CS} = 0.7 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

$\theta_{SA} = 1.6 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

$$P_D = \frac{T_J - T_A}{0.5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + 0.7 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + 1.6 \text{ } ^\circ\text{C/W}} = \frac{200 \text{ } ^\circ\text{C} - 45 \text{ } ^\circ\text{C}}{0.5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + 0.7 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + 1.6 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}} = 55,35 \text{ Watts}$$

Por lo que su análisis indica que no es necesario el disipador para el transistor.

5.3.2. Análisis de distorsión en amplificadores

La **distorsión** en amplificadores de potencia se da cuando la señal de salida no es una réplica exacta de la señal de entrada, este fenómeno se debe a limitaciones técnicas en los componentes electrónicos o al diseño del circuito electrónico, por lo que se busca disminuir o minimizar la distorsión armónica para mantener la fidelidad del audio o la señal que se amplifica o se procesa.

Los tipos principales de distorsión son:

1. Distorsión armónica:

- Ocurre cuando aparecen armónicos que se suman o están adicionales en la señal de entrada y afectan la salida, o si la señal de entrada tiene una frecuencia $f = f(x)$, se debe a la falta de la linealidad en la curva dinámica, por los elementos activos, y la salida incluye 2f, 3f, 2f, 3f, 2f, 3f, y así sucesivamente, esta distorsión da origen a la distorsión por amplitud.
- La medida común para medir la distorsión armónica total o **THD (Total Harmonic Distortion)** es cuantificar la magnitud de los armónicos respecto a la señal fundamental como medida común, y es el % de la enésima distorsión armónica.

$$\% D_n = \frac{|A_n|}{|A_1|} \times 100\% \quad 5.3.7.$$

Ejemplo 5.3.3.

Calcule los componentes de una distorsión armónica, si su señal de la fundamental es de 3.0 V, si la amplitud en su segundo armónico es de 0.29 V, el tercer armónico es de 0.02 V.

Solución:

$$\% D_2 = \frac{|A_2|}{|A_1|} \times 100\% = \frac{0.29 V}{3.0 V} \times 100 \% = 9.66 \%$$

$$\% D_3 = \frac{|A_3|}{|A_1|} \times 100\% = \frac{0.01 V}{3.0 V} \times 100 \% = 1 \%$$

2. Distorsión por intermodulación:

- Aparece cuando dos o más señales de entrada generan frecuencias adicionales o fantasmas que son combinaciones no lineales de esas mismas frecuencias o frecuencias que se suman o se restan o tienen diferencias en sus fases.
- Es especialmente problemática en sistemas de audio y comunicaciones, provocando reverberaciones o chillidos.

3. Distorsión de amplitud o no lineal:

- Surge cuando la relación entre la entrada y la salida no es lineal y sobre pasa la amplificación de salida, provocando el cartoneo del parlante o bocina, saturando el amplificador cuando la señal de entrada supera la capacidad del dispositivo.

4. Distorsión por frecuencia.

- Se debe a las capacidades internas de los componentes de la señal de las diferentes frecuencias que al amplificarse difieren de su forma, tanto en transistores BJT y jfet, o sea por elementos reactivos en los dispositivos activos, entonces la ganancia es un numero complejo en la cual la ganancia de magnitud y fase dependen de la frecuencia aplicada y se denomina respuesta frecuencia amplitud,

5. Distorsión de retardo o desplazamiento de fase:

- Se produce cuando la fase tiene una variación diferente a la fase del componente complejo como es el acoplador o sea el capacitor, entonces las frecuencias de la señal de entrada se desplazan con diferentes retrasos o adelantos en su fase respecto a la salida, esto afecta la coherencia temporal de la señal, provocando ecos o señales fantasmas en la salida, aunque a veces es ocupado este fenómeno en los efectos de eco o mezclas especiales.

6. Distorsión de cruce:

- Se encuentra en amplificadores clase B o AB., y se aparece cerca del punto de cruce de la señal cuando pasa de un semiciclo positivo a uno negativo, y se corrige con componente no lineales como son el diodo y el mismo transistor [1][2][5][9].

Las causas principales de distorsión son:

- La No linealidad de trabajo en transistores o componentes activos.

- Las limitaciones en la alimentación del amplificador o limitaciones de corriente o sea clipping.
- El diseño inadecuado del circuito, debido al porcentaje de error en sus componentes pasivos y activos.
- La sobrecarga en la ganancia o impedancia.
- La distorsión armónica ocurre cuando la señal de salida contiene armónicos no deseados de la señal de entrada.
- En amplificadores clase AB, se minimiza mediante el ajuste adecuado de la polarización.

Análisis y corrección:

- **Simulación:** Se utilizan herramientas como SPICE para modelar y analizar las no linealidades del circuito.
- **Realimentación negativa:** Reducir la distorsión al devolver una parte de la señal de salida al circuito de entrada.
- **Selección de componentes:** Usar transistores, OpAmp y resistencias de alta calidad.
- **Diseño adecuado:** Evitar el clipping y optimizar las etapas del amplificador.

Importancia:

La importancia en el análisis de distorsión es crucial en aplicaciones de audio, comunicaciones y electrónica de potencia para garantizar que el sistema de amplificación reproduzca señales de manera fiel y eficiente.

5.4. Análisis y diseño de amplificadores de potencia.

El análisis de un amplificador de potencia se basa en el diseño de algún tipo de clase de amplificador, clase A, B, AB o D dependiendo de la aplicación, requiere un balance entre fidelidad, eficiencia y complejidad y sirve para aumentar la potencia de una señal de entrada a niveles de medios o moderados a altos, donde cada clase de amplificador tiene aplicaciones específicas para excitar una carga, como lo es un altavoz.

El objetivo principal en el análisis y diseño de amplificadores de potencia es entregar la mayor cantidad de energía a la carga con la menor distorsión posible y una eficiencia máxima, ayudados por Impedancia de entrada, salida, y eficiencia, además de la selección de componentes y la simulación del circuito.

Una vez simulado y probado el amplificador de potencia se verifica la potencia de salida, eficiencia y linealidad.

Las clases de amplificadores de potencia son “Clase A”, “Clase B”, “Clase AB”, “Clase C”, y “Clase D” que se diferencian por su configuración, eficiencia y fidelidad.

Los amplificadores Clase A se usan donde la calidad del audio es primordial, mientras que las clases AB, C y D son preferidas para aplicaciones donde la eficiencia y la potencia son críticas, pero en estos apuntes solo se tocarán los de clase A y clase B.

5.4.1. Potencia y eficiencia en amplificadores clase A.

El cálculo de parámetros en un amplificador clase A son:

La corriente de carga para que se existe la señal amplificada y la corriente de polarización, el transistor debe polarizarse con al menos esta corriente para mantener la linealidad y la potencia total disipada y la eficiencia.

5.4.1.1. El diseño del circuito amplificador clase A.

Se usa un transistor BJT o MOSFET con suficiente capacidad de corriente, donde se polarice el punto Q y para garantizar la corriente calculada e incluir un disipador térmico adecuado.

1. Diseño del Circuito.

- a) En la etapa de salida, se selecciona el tipo de dispositivo activo (BJT, MOSFET, JFET) y la configuración deseada (single-ended, push-pull, entre otras).
- b) La Fuente de alimentación se diseña para proporcionar la corriente y tensión necesarias sin caída excesiva para mejorar la estabilidad y reducir la distorsión, y así asegurar una etapa de polarización donde los transistores operen en su región adecuada y si es necesario hacer el cálculo de disipadores para manejar la potencia perdida.
- c) Es necesario elaborar la simulación del circuito, donde se puede usar software como SPICE para simular el rendimiento del amplificador y analizar los

parámetros clave como ganancia, eficiencia, distorsión armónica total (THD) y respuesta en frecuencia.

- d) Para la construcción y pruebas, es necesario hacer un prototipo en una tarjeta de circuito impreso (PCB), realizar pruebas con el generador de señales, osciloscopio y analizador de espectro para validar el diseño [1][2][5][9].

5.4.1.2. El diseño del circuito amplificador clase B.

El diseño de un amplificador clase “B” es una excelente opción si se busca un balance entre eficiencia, fidelidad y complejidad, aunque existe la distorsión de cruce cero, es posible corregirla mediante un elemento no lineal como son los diodos y una adecuada polarización, el diseño lleva circuitos complementarios precisos.

Los amplificadores Clase B son más eficientes que los amplificadores clase A debido a los transistores como son los BJT, JFET o MOSFETS, que conducen solo durante la mitad del ciclo de la señal o 180 grados.

El arreglo reduce la disipación de potencia, menor disipación de calor en comparación con el de clase A, pero cuenta con distorsión de cruce por cero, debido a la transición entre los transistores de salida, que es su principal desventaja, se puede agregar una red de retroalimentación para mejorar la estabilidad.

Las ventajas de este arreglo es la alta eficiencia, la cual alcanza hasta un 78.5% en condiciones ideales.

1. Diseño del Circuito amplificador clase B.

La configuración push-pull, utiliza dos transistores complementarios uno NPN y otro PNP, lo mismo es con los Mosfets, uno canal N y otro canal P, que conducen alternadamente, con alta capacidad de corriente, en el ciclo positivo conduce corriente la mitad del ciclo y es cuando se empuja (push), la señal hacia arriba y la otra jala (pull) la señal hacia abajo en el otro semiciclo negativo conduce la otra mitad del circuito, es importante agregar una red de polarización para minimizar la distorsión de cruce por cero, esto se logra introduciendo un elemento no lineal que mantiene los transistores justo por encima del punto de corte, la configuración push-pull es clave para aprovechar las ventajas de esta clase de amplificadores en aplicaciones como audio y comunicaciones.

2. Cálculos del circuito.

Para el cálculo de la potencia de salida sea máxima, se propone la tensión de alimentación a ± 9 , ± 12 ± 15 , con tierra virtual y cálculo de la impedancia de la carga, para que se obtenga una eficiencia máxima y baja disipación de potencia.

3. Simulación y pruebas.

Es una opción el simular en proteus, Orcad, u otro software, la respuesta en frecuencia y su comportamiento, así como medir la distorsión de cruce por cero, también hay que ajustar la polarización para optimizar la linealidad del amplificador.

4. El circuito.

El circuito de la figura 5.4.2. muestra la configuración push-pull, donde la señal de entrada opera durante semiciclos alternos, de c. a.

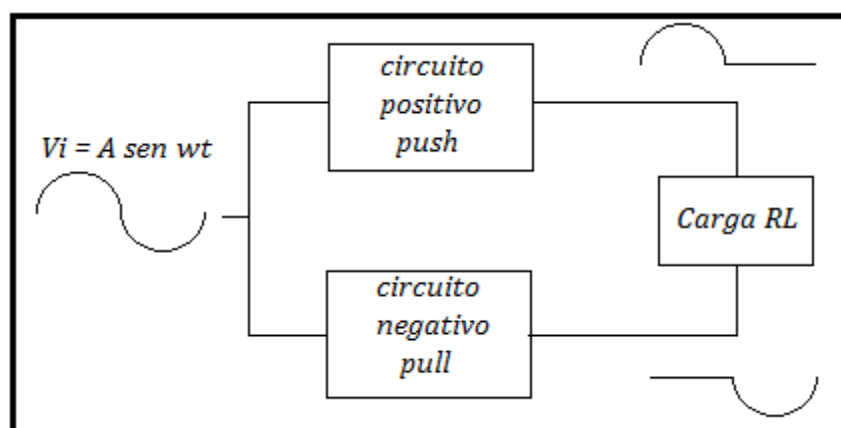


Figura 5.4.2. Bloques de operación push-pull.

5. Tipos de conexiones push-pull

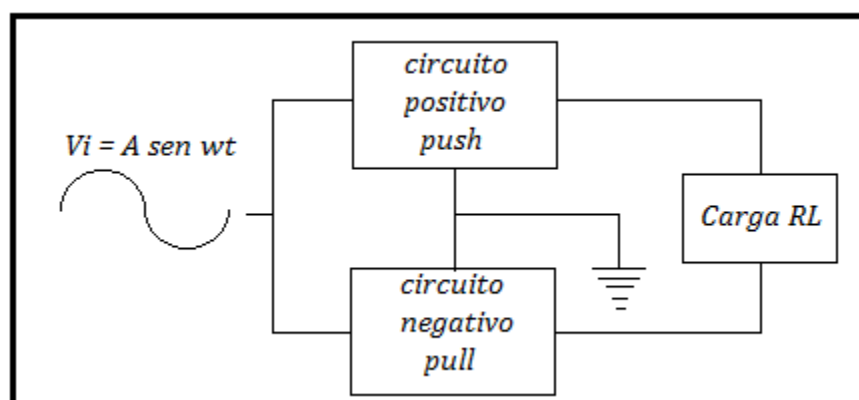


Figura 5.4.3. Conexión push-pull con fuente dual.

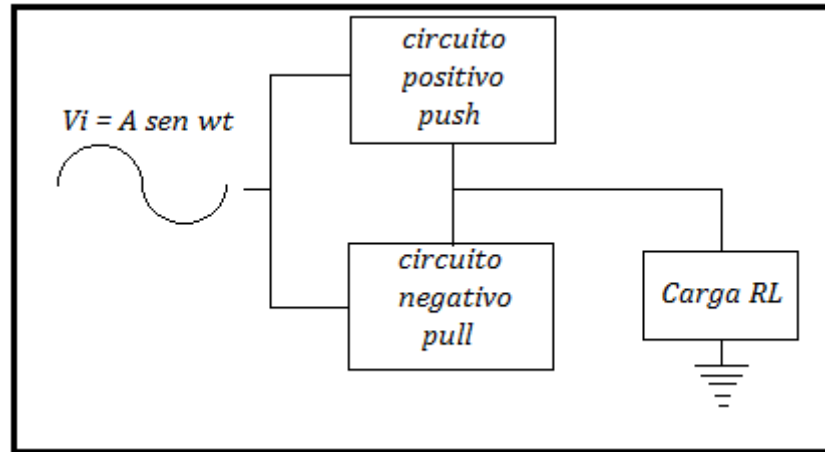


Figura 5.4.4. Conexión push-pull con una fuente de voltaje.

6. La distorsión.

La desventaja de la configuración de la clase B, es el cruce por cero y la solución es la utilización de elementos no lineales, como se muestra en la figura 5.4.5. y 5.4.6.

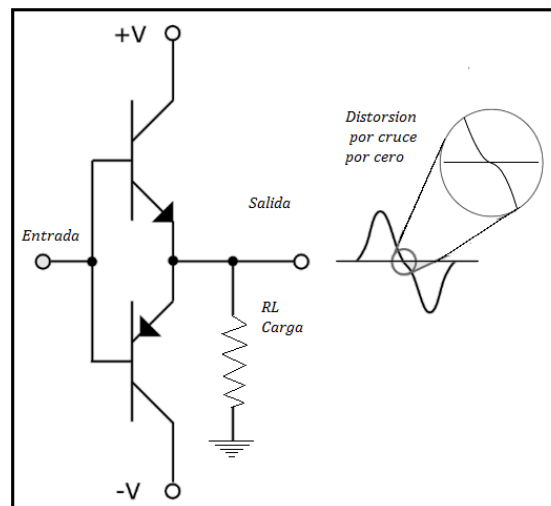


Figura 5.4.5. Distorsión por cruce por cero [13].

Durante el ciclo de entrada, la señal senoidal trabaja en un semiciclo positivo conduce, y en el ciclo negativo conduce el otro semiciclo, hace que se apague la parte que no trabaja, y la no linealidad es corregida con un diodo, este arreglo conmuta perfectamente en cada semiciclo, la polarización mejora en cada transistor y se puede reemplazar con darlington y mosfets, como se muestra en la figura 5.4.6. [1][2][5][9].

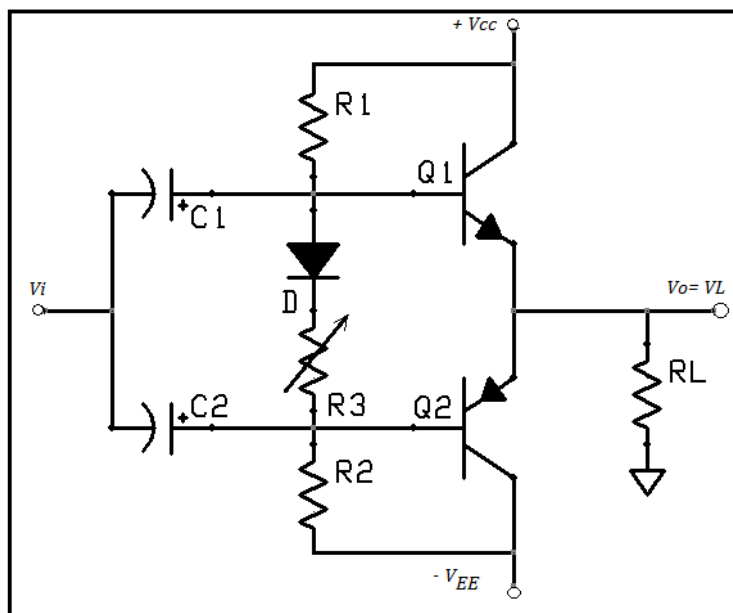


Figura 5.4.6. Amplificador de potencia clase B completo.

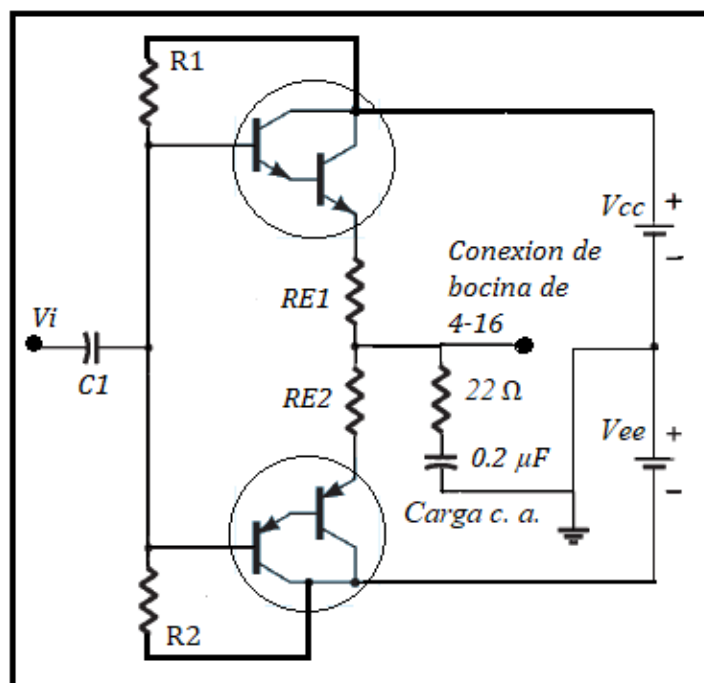


Figura 5.4.7. Amplificador clase B push-pull con Darlington complementarios.

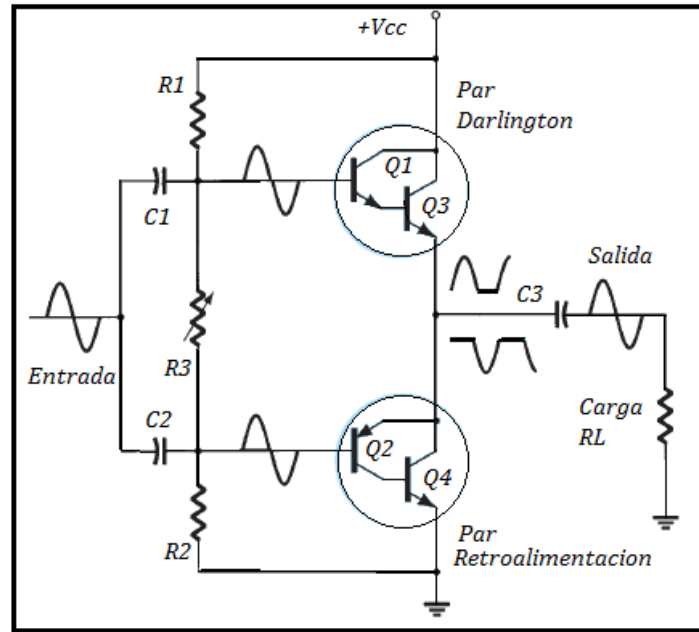


Figura 5.4.8. Amplificador clase B push-pull sin transformador.

La potencia de entrada es, la que se entrega a la carga por medio de la fuente de alimentación y se calcula:

$$P_i (cd) = V_{CC} I_{CD}$$

La corriente promedio rectificada es por la conmutación de 1 transistor a la vez y es:

$$I_{CD} = \frac{2}{\pi} I(P)$$

Entonces la potencia de entrada queda:

$$P_i (cd) = V_{CC} \left(\frac{2}{\pi} I(P) \right) \quad 5.4.1.$$

La potencia de salida es la que se entrega a la carga y se da por la siguiente expresión:

$$P_o (ca) = \frac{V_L^2 (rms)}{R_L} \quad 5.4.2.$$

$$P_o (ca) = \frac{V_L^2 (p-p)}{8R_L} = \frac{V_L^2 (p)}{2R_L} \quad 5.4.3.$$

La eficiencia del amplificador clase B se da por la siguiente expresión:

$$\% \eta = \frac{P_o (ca)}{P_i (cd)} \times 100\% = \frac{\frac{V_L^2 (p)}{2R_L}}{V_{CC} \left(\frac{2}{\pi} I(P) \right)} \times 100\% = \frac{\pi V_L (p)}{4V_{CC}}$$

$$\% \eta = \frac{\pi V_L (p)}{4V_{CC}} \quad 5.4.4.$$

La eficiencia máxima en clase B es:

$$\% \eta = \frac{\pi}{4} \times 100 \% = 78.5 \%$$

La potencia disipada en los transistores de salida es:

$$P_{2Q} = P_i (cd) - P_o (ca) \quad 5.4.5.$$

Y la potencia disipada por cada transistor es:

$$P_Q = \frac{P_{2Q}}{2} \quad 5.4.6.$$

Ejemplo 5.4.1.

Se desea calcular la eficiencia, la potencia de entrada y de salida de un amplificador clase B bajo las siguientes características:

- a) – La señal pico es de 25 V con una bocina como carga de 8Ω , y una fuente de alimentación de ± 15 .

Solución:

La corriente pico se calcula por medio de:

$$I_L(p) = \frac{V_L(p)}{R_L} = \frac{25 \text{ V}}{8\Omega} = 3.125 \text{ A}$$

La corriente en cd es:

$$I_{CD} = \frac{2}{\pi} I_L(P) = \frac{2}{\pi} (3.125 \text{ A}) = 1.99 \text{ A}$$

La potencia de entrada y de salida es:

$$P_i (cd) = V_{CC} \left(\frac{2}{\pi} I(P) \right) = (30 \text{ V}) (1.99 \text{ A}) = 59.68 \text{ Watts.}$$

$$P_o (ca) = \frac{V_L^2(p)}{2R_L} = \frac{(25)^2}{2(8)} = 39.0625 \text{ Watts.}$$

Y la eficiencia queda de la siguiente manera:

$$\% \eta = \frac{P_o (ca)}{P_i (cd)} \times 100\% = \frac{39.0625 \text{ W}}{59.68 \text{ W}} \times 100\% = 65.45 \%$$

Y la potencia disipada por cada transistor es:

$$P_Q = \frac{P_{2Q}}{2} = 0.5 \left(\frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \right) = 0.5 \left(\frac{2(30)^2}{\pi^2 (8)} \right) = 22.79 \text{ Watts.}$$

5.4.1.3. El diseño del circuito amplificador clase AB.

El amplificador clase AB, es la combinación de las ventajas de los amplificadores clase A con baja distorsión y las ventajas de los amplificadores clase B, por su alta eficiencia. Funciona manteniendo ambos transistores de salida, un NPN y un PNP, ligeramente polarizados, de modo que conduzcan una pequeña corriente, incluso en ausencia de señal de entrada, eliminando la distorsión de cruce por cero.

Es necesario tener 2 Transistores bipolares BJT, JFET o MOSFET complementarios, como, por ejemplo, un par NPN (BD139) y PNP (BD140), resistencias varias, para establecer una polarización y limitar las corrientes, diodos o una red de polarización activa, para evitar la

distorsión de cruce por cero, y una fuente de alimentación dual, $\pm 12V$, y un preamplificador o controlador (driver).

Las ventajas de este amplificador es que tiene una mejor eficiencia que clase A, la cual va del 50% al 70%, y menor distorsión de cruce por cero que el de clase B, además su configuración push-pull reduce la distorsión, por el ajuste de la corriente de polarización para operar cerca del punto de corte, además se agrega un circuito de control de polarización para prevenir la inestabilidad térmica, además se diseñan filtros para minimizar el ruido, por lo que este diseño es complejo y no se incluye en estos apuntes [1][2][5][9].

5.4.1.3. El diseño del circuito amplificador clase D.

Los amplificadores clase D destacan por su eficiencia extrema gracias a la conmutación y a los convertidores ADC y DAC, haciéndolos ideales para dispositivos portátiles y aplicaciones modernas donde el consumo de energía es crucial.

La complejidad es mucho mayor y presentan distorsión armónica, por lo que su diseño es muy complejo y necesita conocimientos de electrónica de conmutación electrónica, además tiene limitaciones que son manejables mediante técnicas de modulación y filtrado avanzado, y no se incluye en estos apuntes.

Consideraciones de diseño de los tipos de amplificadores.

1. En el diseño del amplificador es necesario reducir pérdidas, por lo que se puede elegir un amplificador de alta eficiencia, como por ejemplo la clase A, B, AB, C o D.
2. Se debe de optimizar la carga, hay que asegurarse de que la impedancia de la carga R_L sea la adecuada para maximizar la transferencia de potencia en la carga.
3. Se debe de tener control del THD y para minimizar la distorsión armónica hay que asegurar que la mayor parte de la potencia esté en la fundamental de la señal.
 - Si la señal no es senoidal, como el amplificador clase D, se debe de considerar los armónicos y las distorsiones para calcular la potencia útil.
 - Es importante que el amplificador y la carga estén correctamente adaptados para evitar pérdidas de eficiencia o daños en el sistema.

5.5. Efectos de ruido

Los efectos del ruido en amplificadores de potencia

El control de los efectos de ruido en amplificadores de potencia es esencial para garantizar una salida amplificada limpia, específicamente en aplicaciones de precisión, control o de alta calidad, como sistemas de audio profesional y comunicaciones especiales o críticas.

El **ruido** en amplificadores de potencia afecta la calidad de la señal a ser amplificada, degradado el rendimiento en aplicaciones como el audio que se está procesando, en las telecomunicaciones degrada la calidad de la comunicación y en el procesamiento de señales al envían datos erróneos.

El ruido se puede originar en el propio circuito amplificador o en el entorno circundante. En el caso de pequeños voltajes en la recepción de señales débiles de radio, televisión y radar, y a veces es difícil distinguirlos del ruido de fondo.

El termino **ruido** proviene de la ausencia de señal en la entrada a una salida limpia de chasquido o un valor de voltaje eléctrico, donde el amplificador bien diseñado no emitirá ningún sonido.

En el caso del amplificador de video, se emplea el termino **nieve** en lugar de llamarlo ruido.

Principales efectos del ruido:

1. Reducción de la relación señal/ruido (SNR):

- La presencia de ruido disminuye la **claridad de la señal útil** al reducir la proporción entre la potencia de la señal y la potencia del ruido.
- En sistemas de audio, esto se traduce en sonidos indeseados como zumbidos o siseos, en telecomunicaciones, una baja Relation Signal/Noise (SNR) afecta la claridad o integridad de la transmisión de datos.

2. Distorsión de la señal de salida:

- El ruido puede interactuar con la señal amplificada, siempre y cuando sea muy pequeña, generando **modulaciones no deseadas** o distorsión adicional, especialmente en señales especiales o complejas, pero si es significativa va a provocar distorsión en la salida.

3. Pérdida de eficiencia energética.

- La energía del ruido se suma a la señal de procesamiento útil, lo que puede llevar a una mayor disipación de potencia en la etapa de salida del amplificador, por el incremento o generación de calor y reducir la vida útil de los componentes y dañaría el circuito electrónico.

4. Interferencia en frecuencias específicas.

- El ruido puede introducir componentes indeseados en ciertas bandas de frecuencia, lo que es crítico en aplicaciones como sistemas de comunicación por radiofrecuencia (RF) o audio de alta fidelidad, debido a la falta de blindaje en los circuitos electrónicos.

5. Inestabilidad del sistema.

- En algunos diseños electrónicos, el ruido puede interactuar con el sistema de retroalimentación, provocando oscilaciones o inestabilidad del amplificador.

6. Alteración en la percepción del audio.

- En amplificadores de audio, el ruido de fondo puede enmascarar sonidos débiles de nano volts, afectando la calidad de auditiva del sonido.

Fuentes comunes de ruido:

1. Ruido térmico o Johnson.

Generado por las resistencias debido al movimiento aleatorio de electrones en los conductores, las fluctuaciones de energía en la distribución son muy pequeñas, pero suficientes para producir pequeños potenciales de voltaje debido a la resistencia térmica dentro del margen de frecuencia $f_H - f_L$ dentro del conductor, y se deben a la agitación térmica de los electrones.

La ecuación de voltaje en la entrada del amplificador que rige este tipo de ruido es:

$$V_n^2 = \bar{k} TRB \quad 5.5.1.$$

V_n = Voltaje de ruido en valor eficaz

$\bar{k}$ = constante de Boltzmann, $J/^\circ K$

T = Temperatura de la resistencia, $^\circ K$

R = Resistencia en Ω .

$B = f_H - f_L$ Ancho de banda en Hz.

La potencia de ruido existe en el mismo ancho de banda independientemente sea su frecuencia central.

Si el ancho de banda es grande, y la resistencia es baja, se tendría un exceso de ruido. La solución es que el ancho de banda sea lo más estrecho posible, sin distorsión de frecuencia, ya que la potencia es directamente proporcional al ancho de banda, entonces el voltaje medio cuadrático del amplificador se debe solo a la resistencia de fuente, en el mismo periodo y se define como:

$$B_n \equiv \frac{1}{|A_{VO}|^2} \int_0^\infty |A_V(f)|^2 df \quad 5.5.2.$$

Ejemplo 5.5.1.

Si el voltaje de ruido que genera una resistencia de $1\text{ M}\Omega$ a la temperatura ambiente de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ con un ancho de banda de 10 kHz da un valor V_n de $13\text{ }\mu\text{V}$.

2. Ruido blanco.

Para el mismo ruido para cualquier lugar del espectro, en el mismo ancho de banda.

3. Ruido de disparo o efecto shot o Schottky.

Está asociado al flujo de electrones o huecos en dispositivos semiconductores, y se le atribuye a la naturaleza discreta de los portadores de intensidad de corriente a nivel semiconductor ya sea BJT o JFET, entonces el efecto Schottky es el valor medio cuadrático de la corriente de ruido en un elemento es:

$$I_n^2 = 2q I_{dc} B \quad 5.5.3.$$

Donde las variables son:

$2q$ = dos veces la carga del electrón

I_{dc} = corriente continua

B = Ancho de banda.

4. Ruido de intermodulación: Surge de la interacción entre señales en circuitos no lineales, causado por señales externas.

5. Interferencias externas: Como las inducidas por campos electromagnéticos o señales de radiofrecuencia cercanas.

6. Ruido en transistores.

Es el ruido que existe entre la división de corriente de los portadores de la unión emisor- colector debido al movimiento al azar de electrones y huecos en la base.

Experimentalmente los transistores bjt y jfet no genera ruido blanco, solo por las condiciones del ancho de banda del circuito, en el caso del BJT, se observa que tiene un poca más de ruido de 1 Hz a 20 kHz que un jfet.

La cantidad de ruido que se puede medir depende de las condiciones de reposo del dispositivo y la resistencia de la fuente R_S , además observar la frecuencia central y las condiciones de funcionamiento, como se muestra en la figura 5.5.1 y 5.5.2.

El ruido en los transistores efectos de campo tienen inmunidad en ciertas frecuencias sobre el ruido, y su principal fuente de ruido es el ruido térmico en el canal de conducción, además el efecto **Schottky** es provocado por las corrientes de fuga en la compuerta, y es proporcional a $1/f$ en la superficie del dispositivo, como se muestra en la figura 5.5.3. [1][2][5][9].

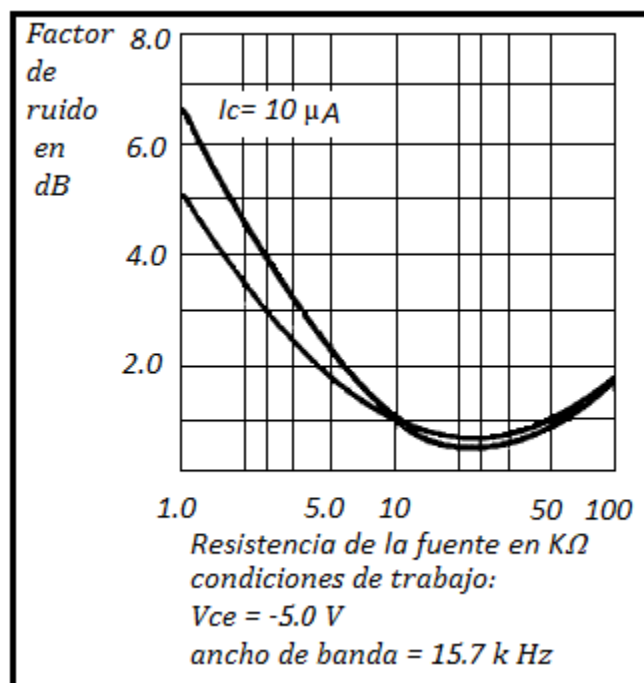


Figura 5.5.1. Factor de ruido en función de la resistencia de la fuente R_S .

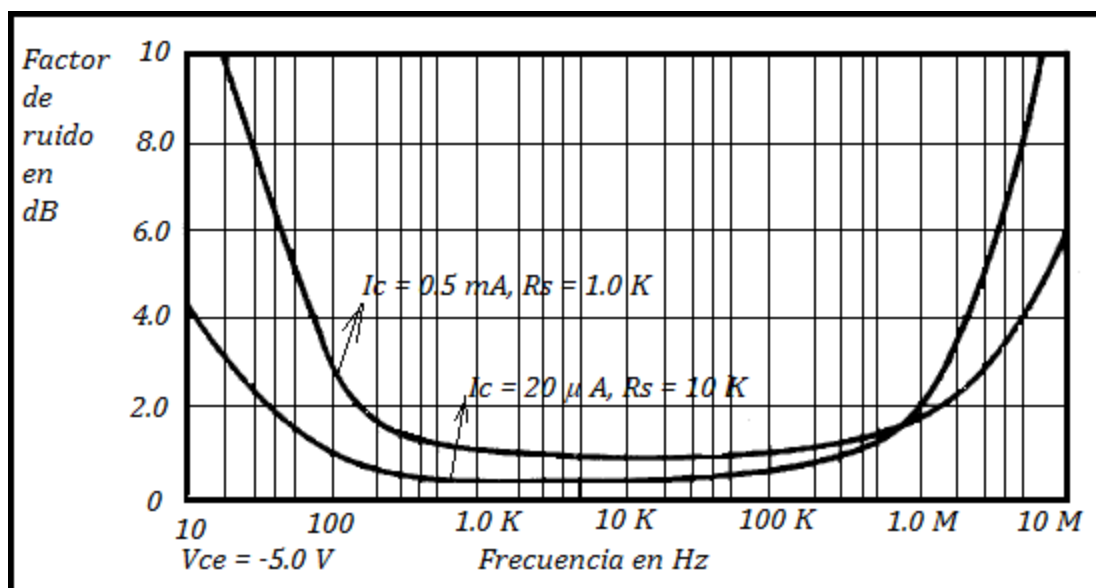


Figura 5.5.2. Factor de ruido de un transistor BJT, 2N3964 incremental en función de la frecuencia [1][2][5][9].

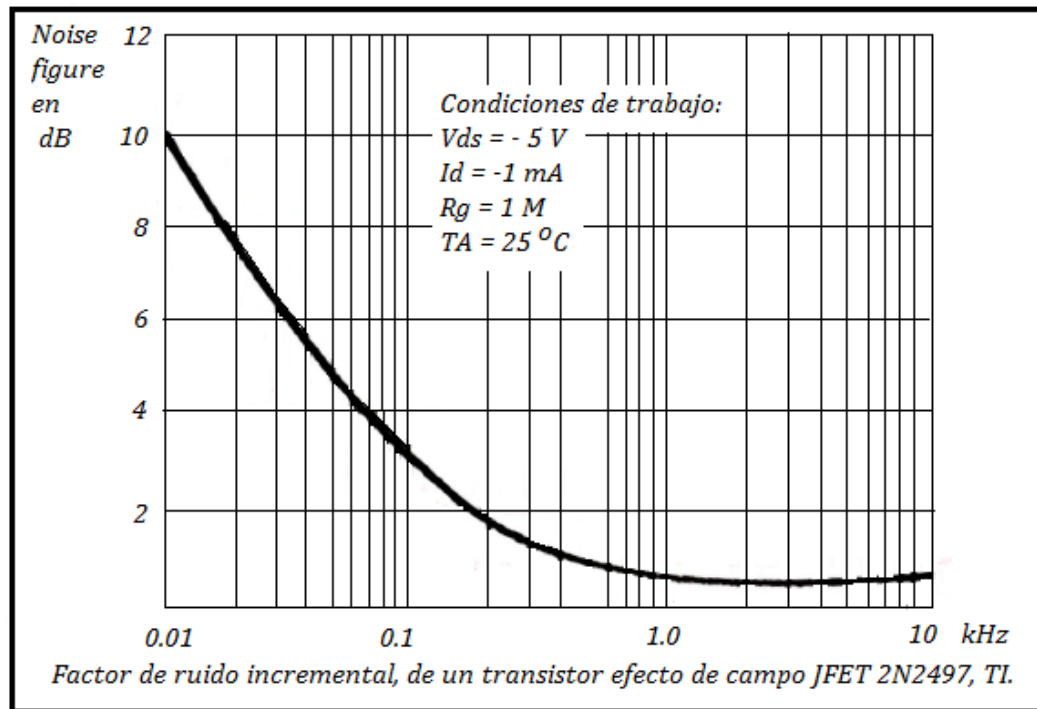


Figura 5.5.3. Factor de ruido incremental de un transistor JFET, 2N2497, TI. Inc. [5].

Reducción de efectos del ruido:

1. Diseño de circuitos adecuado:

- Se deben de usar componentes de alta calidad y bajas pérdidas de energía, para minimizar la impedancia de las rutas de señal.

2. Filtrado activo y pasivo:

- Se deben de implementar filtros pasa bajos para reducir el ruido en frecuencias no deseadas.

3. Pantallas y blindajes:

- Para reducir la interferencia electromagnética externa con carcasas o recubrimientos se deben de poner jaulas de Faraday para inmunizar el circuito a interferencias externas.

4. Aislamiento de la alimentación:

- Se deben de emplear fuentes de alimentación de alta calidad, estables con bajo ruido y con reguladores buenos de corriente.
- **Uso de retroalimentación negativa:**
- La retroalimentación negativa ayuda a disminuir la influencia del ruido interno al estabilizar la señal amplificada en los circuitos electrónicos.

Tareas de la unidad V AMPLIFICADORES DE POTENCIA.

Estudiar el resumen de la unidad, conclusiones y conceptos importantes, capítulo 12 página 702, 703 y 708 (**Libro uno**).

Resolver los siguientes ejercicios, capítulo 12, (Libro uno).

Sección 12.2 Amplificador clase A (Problemas 1 al 4); **Página 708**

Sección 12.3 Amplificador clase A con transformador (Problemas del 5 al 10) **Página 708**

Sección 12.4 amplificador clase B (Problemas del 11 al 14); **Página 708 y 709**

Sección 12.5. Circuitos del amplificador clase B (Problemas del 15, al 18) **Página 709**

Sección 12.6 Distorsión del amplificador (Problemas del 19 al 22); **Página 709**

Sección 12.7 Disipación de calor en un transistor de potencia (Problemas del 23 al 25)

Página 710

1.- Libro uno: [2]. Boylestad Robert L., Nashelsky Louis, (2009) *Electrónica Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*, México Décima edición, Prentice Hall.

DISEÑO CON TRANSISTORES /168700

PROFESOR: _____

Nombre y Numero de la Practica	PRACTICA # 4 Amplificadores de potencia
Objetivo de la práctica.	El alumno será capaz de: - a). Diseñar un circuito amplificador de clase A, Darlington o cascode funcional y utilizando una carga de alta corriente que asegure una alta potencia en watts o mili watts para medir y calcular la potencia disipada, así también justificar la eficiencia de trabajo, la potencia de la fuente, factor de ruido y la corriente total de salida / entrada. - b). Con el mismo amplificador del inciso (a) realizar un estudio de efecto térmico en sus partes del amplificador, distorsión entre sus parámetros, así como proponer un disipador para un trabajo óptimo. - c). Diseñar un amplificador clase B que trabaje con un amplio ancho de banda, medir su impedancia reflejada si es que tiene, contrafase, eficiencia, potencia de salida, factor de ruido, observar el comportamiento y explicarlo a detalle.
Introducción	• Un amplificador clase A, Darlington o cascode ofrece altas ganancias de corriente y voltaje por lo que consume potencia en c. d. y c. a. y en su operación se puede calcular su eficiencia de potencia de trabajo que es de 25% al 50 %, donde se calcula por $\%n = P_o (ca) / P_i (cd) \times 100\%$. • El Efecto térmico se da en la capsula del transistor donde se emiten calor que permite operar el dispositivo con la suma de sus resistencias térmicas parciales, por lo que es recomendable el uso de un disipador de calor. • La medición de ruido se da por NF (Noise Factor) = $10 \log (\text{potencia de salida del ruido total}) / (\text{potencia de salida del ruido debido a } R_s)$. • En un amplificador de voltaje y corriente en clase B tiene una eficiencia del 78.5%, La ganancia de corriente está determinada por la operación en contrafase o Push Pull con transformador o con transistores complementarios. • Los Amplificadores con circuito integrado están diseñados para operar señales hasta 300 Khz y potencias de 1 a 20 Watts con distorsión armónica del 0.1 5 al = 0.7% con cargas de 4 y 8 ohms y rendimientos del 54%.
Descripción	• Armar los amplificadores propuestos en clase u de otra fuente especificando las características de diseño y medir y calcular lo que se solicita. • Conectar un amplificador emisor común clase A en pequeña señal con amplificador en emisor común clase A en pequeña señal o señal grande con una ganancia de $2 \times 5 = 10$, $10 \times 1 = 10$, $10 \times 2 = 20$, $5 \times 4 = 20$ elegir un múltiplo, o proponer uno según diseño, en primera etapa o segunda etapa. • conectar un amplificador BJT o JFET en clase B, estudiar y explicar todos los parámetros. • Investigar las posibles familias de amplificadores de C.I. para conocer sus características de operación.
Tiempo estimado	• 30 minutos por inciso (a), (b), (c).
Observaciones	xiii. Tomar nota del seguimiento y desarrollo de cada paso. xiv. Bajar la hoja de especificaciones de los transistores de la practica xv. Comparar los datos obtenidos de la práctica con la hoja de datos. xvi. Elaborar un reporte con los siguientes pasos:

Reporte.	a). – Caratula. b). – Objetivos, c). – Desarrollo, d). - Diagramas eléctricos, e). - Observaciones y conclusiones.
Lista de Materiales	1 transistor semiconductor NPN o PNP, 1 FET canal n o p 2 transistores complementarios BC135 y BC136 multímetro que mida diodos, betas y óhmetro 1 tablilla de experimentos (Protoboard) (Resistencias varias.), un amplificador, STK, TDA O LM, que sea amplificador de audio

BIBLIOGRAFIA:

- [1]. Sedra, Adel S., Kenneth Carless Smith (2008) *Microelectronics Circuits*. Mc. Graw Hill, 5ª Ed.
 - [2]. Boylestad Robert L., Nashelsky Louis, (2009) *Electrónica Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos, México* Décima edición, Prentice Hall.
 - [3]. Savant Clement J, Martin S. Roden, Gordon L., Carpenter. (1998) *Diseño Electrónico, Circuitos y Sistemas*. Prentice Hall.
 - [4]. Malvino Albert Paul (2007) *Principios de Electrónica Séptima edición*, Mc Graw Hill.
 - [5]. Millman Jacob, Halkias Cristos C., (1991) *Electrónica integrada circuitos y sistemas analógicos y digitales, 9ª edición*, Hispano Europea, S. A.
 - [6]. Grob. Bernard (1983) *Circuitos electrónicos y sus aplicaciones*. Mc Graw Hill
 - [7]. Floyd Thomas L. (2008) *Dispositivos Electrónicos*, Limusa, Prentice Hall.
 - [8]. Muhammad H. Rashid (2011) *Microelectronic Circuits Analysis and Design*. 2ª. Editorial Thomson
 - [9]. Shilling Donald L., Belove Charles (1980) *Circuitos Electrónicos: Discretos e Integrados*. 3ª Edición. Mc. Graw Hill
 - [10]. https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amp_5.html
 - [11]. <https://www.daenotes.com/electronics/communication-system/class-c-amplifier-operation>
 - [12]. https://www.researchgate.net/figure/Class-D-Amplifier-Waveforms_fig2_303685974
 - [13]. https://es.wikipedia.org/wiki/Distorci%C3%B3n_de_cruce_por_cero
 - [14]. <https://cifpn1.com/electronica/?p=4280>, **Electricidad-Electrónica**
- Centro Integrado de Formación Profesional Número Uno de Santander