

UNIVERSIDAD CENTRAL DE VENEZUELA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA  
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA, COMPUTACIÓN Y CONTROL

**INFORME N°1**  
**AMPLIFICADORES DISCRETOS**

*Aux. Docente:*  
Escobar, Caleb

*Autor:*  
Br. Axel Rivero

13 de septiembre de 2024

# Índice

---

<b>1. Introducción</b>	<b>5</b>
<b>2. Marco Teórico</b>	<b>6</b>
2.1. ¿Qué es un transistor BJT? . . . . .	6
2.1.1. ¿Para qué sirven? . . . . .	6
2.1.2. ¿Cómo funciona un transistor? . . . . .	7
2.2. Corrientes del transistor BJT . . . . .	7
2.2.1. Corriente de colector . . . . .	8
2.2.2. Corriente de base . . . . .	8
2.2.3. Corriente de emisor . . . . .	8
2.3. Configuraciones básicas del BJT . . . . .	8
2.3.1. Emisor Común (EC) . . . . .	8
2.3.2. Colector Común (CC) . . . . .	9
2.3.3. Base Común (BC) . . . . .	9
2.4. Polarizaciones de un transistor BJT . . . . .	9
2.4.1. Polarización fija o de base . . . . .	10
2.4.2. Polarización por retroalimentación del emisor o estabilizado en el emisor	10
2.4.3. Polarización por retroalimentación de colector . . . . .	10
2.4.4. Polarización universal o divisor de voltaje . . . . .	10
2.5. Condensadores de acople y desacople . . . . .	12
2.6. Principio de superposición . . . . .	13
2.7. Punto de operación Q . . . . .	14
2.8. Modelo $\pi$ . . . . .	14
2.8.1. Modelo Pi-híbrido básico del transistor BJT . . . . .	14
2.8.2. Voltaje térmico . . . . .	15
2.8.3. Forma expandida del modelo Pi-híbrido . . . . .	16
2.8.4. Modelo Pi con efecto Early . . . . .	17
2.9. Teorema Miller . . . . .	17
2.9.1. Resistencia de difusión o intrínseca del emisor ( $r_x$ ) . . . . .	18
2.10. Ganancia de un amplificador . . . . .	18
2.11. Etapas de un amplificador base . . . . .	19
2.11.1. Amplificador diferencial . . . . .	19
2.11.2. Amplificador de la etapa elevadora o driver o impulsora . . . . .	21
2.11.3. Amplificador de potencia . . . . .	21

2.11.4. Amplificadores de varias etapas . . . . .	25
2.12. Respuesta en frecuencia . . . . .	27
2.12.1. Análisis de respuesta en frecuencia . . . . .	27
2.13. Realimentación en un amplificador . . . . .	27
2.13.1. Realimentación negativa . . . . .	28
2.13.2. frecuencia de corte inferior en realimentación no inversora . . . . .	28
2.13.3. frecuencia de corte superior en realimentación no inversora . . . . .	28
2.13.4. Ganancia en retroalimentación de un no inversor . . . . .	28
2.13.5. Impedancias de entrada en realimentación negativa o degenerativa . . . . .	28
2.13.6. Impedancias de salida en realimentación negativa o degenerativa . . . . .	29
2.13.7. Realimentación positiva . . . . .	29
2.14. Método de amplificador desvanecido . . . . .	29
2.15. Método de Blackman . . . . .	29
2.16. Formula de propagación de incertidumbres . . . . .	30
2.17. Error Porcentual . . . . .	31
2.18. Impedancia de entrada/diferencial (medición indirecta) . . . . .	31
2.19. Impedancia de entrada/modo Común (medición indirecta) . . . . .	31
2.20. Impedancia de salida (medición indirecta) . . . . .	32
2.21. Uso de PPM en la Incertidumbre de la Medición del Intervalo de Tiempo en un Osciloscopio . . . . .	33
2.21.1. Concepto de PPM (Partes por Millón) . . . . .	33
2.21.2. Incertidumbre de la Medición del Intervalo de Tiempo . . . . .	33
2.21.3. Desglose de la Fórmula . . . . .	33
2.21.4. Importancia en Aplicaciones Electrónicas . . . . .	34
<b>3. Objetivo General y Específico</b> . . . . .	<b>35</b>
3.1. Objetivo General . . . . .	35
3.2. Objetivos Específicos . . . . .	35
<b>4. Resumen</b> . . . . .	<b>37</b>
<b>5. Metodología</b> . . . . .	<b>38</b>
5.1. Parte 1. Amplificador de potencia . . . . .	38
5.1.1. Análisis DC . . . . .	39
5.1.2. Análisis en AC . . . . .	42
5.1.3. Simulación . . . . .	44
5.2. Parte 2. Amplificador diferencial . . . . .	48

5.2.1. Análisis DC . . . . .	49
5.2.2. Análisis en AC . . . . .	50
5.2.3. Simulación . . . . .	52
5.3. Parte 3. Amplificador multietapas . . . . .	57
5.3.1. Análisis DC . . . . .	58
5.3.2. Análisis en AC . . . . .	59
5.3.3. Simulación . . . . .	64
5.4. Parte 4. Respuesta en frecuencia . . . . .	70
5.4.1. Frecuencia de corte inferior . . . . .	70
5.4.2. Frecuencia de corte superior . . . . .	75
5.5. Parte 5. Realimentación . . . . .	78
5.5.1. Respuesta en frecuencia . . . . .	79
5.5.2. Simulación . . . . .	81
<b>6. Equipos e instrumentos</b>	<b>84</b>
<b>7. Componentes y materiales</b>	<b>84</b>
<b>8. Resultados</b>	<b>85</b>
8.1. Parte 1. Amplificador de potencia . . . . .	85
8.2. Parte 2. Amplificador Diferencial . . . . .	88
8.3. Parte 3. Amplificador multietapas . . . . .	92
8.4. Parte 4. Respuesta en frecuencia . . . . .	98
8.5. Parte 5. Realimentación . . . . .	101
<b>9. Análisis de Resultados</b>	<b>104</b>
9.1. Parte 1. Amplificador de Potencia . . . . .	104
9.2. Parte 2. Amplificador Diferencial . . . . .	104
9.3. Parte 3. Amplificador Multietapas . . . . .	105
9.4. Parte 4. Respuesta en frecuencia . . . . .	105
9.5. Parte 5. retroalimentación . . . . .	106
<b>10. Conclusiones</b>	<b>107</b>
<b>11. Apéndice</b>	<b>109</b>
11.1. Formula de propagación de incertidumbres . . . . .	109
11.1.1. Incertidumbre de $V_{CEQ}$ . . . . .	109
11.1.2. Incertidumbre de $I_{CQ}$ . . . . .	109

11.1.3. Incertidumbre de ganancia de tensión . . . . .	110
11.1.4. Incertidumbre de la impedancia de entrada diferencial . . . . .	110
11.1.5. Incertidumbre de la impedancia de entrada comun . . . . .	110
11.1.6. Incertidumbre de la impedancia de salida . . . . .	111
11.1.7. Incertidumbre del CMRR . . . . .	111
11.1.8. Incertidumbre de frecuencia . . . . .	111
11.1.9. Incertidumbre en la medición del intervalo de tiempo ( $\Delta T$ ) dependiendo de varios factores . . . . .	112
11.2. Incertidumbre en la medición de la diferencia de tensión ( $\Delta V$ ) . . . . .	112
<b>12. Anexos</b>	<b>113</b>

## 1 Introducción

---

En el ámbito de la electrónica, los amplificadores multietapas desempeñan un papel fundamental al permitir la amplificación de señales eléctricas con precisión y eficiencia. Este informe se centra en el análisis detallado de un amplificador multietapas, como lo son: Etapa Diferencial, Driver y Potencia; siendo estos en general un componente clave en numerosos sistemas electrónicos. La complejidad y versatilidad de estos amplificadores, especialmente aquellos acoplados capacitivamente, ofrecen un terreno fértil para la exploración de diversas propiedades y comportamientos.

A través de la evaluación de la respuesta en frecuencia y el estudio del impacto de la realimentación, se busca obtener una comprensión integral de las características inherentes a este tipo de amplificadores. Este informe no solo abordará aspectos teóricos, sino que también se respaldará con análisis experimental, proporcionando así una visión completa que servirá como base sólida para su aplicación en contextos electrónicos avanzados.

## 2 Marco Teórico

Aproximadamente en el año 1947 se creó el primer transistor y hoy en día se ha convertido en uno de los componentes más útiles y novedosos que podemos encontrar para diversas aplicaciones.

No olvidemos que los transistores iniciaron el camino para la creación de los microprocesadores, los circuitos integrados y las memorias de los computadores.

En la actualidad, la importancia de los transistores en la industria es clave, ya que ofrecen un tipo de tecnología que permite el desarrollo de dispositivos pequeños y muy potentes. Especialmente en aquellas industrias relacionadas con las telecomunicaciones y equipos médicos, entre otras.

### 2.1. ¿Qué es un transistor BJT?

El transistor o BJT es un componente eléctrico semiconductor que puede ser utilizado para el control adecuado del flujo de corriente eléctrica.

En este caso, una pequeña cantidad de corriente en el conductor base, puede controlar una mayor cantidad de corriente entre el colector y el emisor.

Es por ello que los transistores son muy utilizados en la actualidad para amplificar una señal algo débil (un oscilador o un interruptor, por ejemplo).

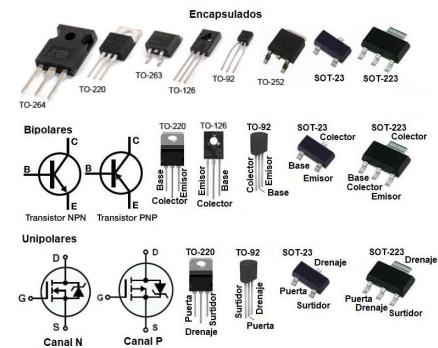
En resumen, un transistor puede modificar una señal eléctrica de salida en respuesta a una de entrada, funcionando de esta forma como conmutador, amplificador, rectificador u oscilador.

Entre las características más destacadas de un transistor tenemos:

- Es un dispositivo electrónico semiconductor.
- Permite el paso de una señal (salida) en respuesta a otra (entrada).
- Suelen estar fabricados de cristal de silicio.
- Los transistores son sellados herméticamente.
- Presentan una carcasa de plástico o una cubierta metálica con tres terminales.
- Se puede configurar como amplificador, conmutador, oscilador, o rectificador.

#### 2.1.1. ¿Para qué sirven?

Como ya hemos indicado anteriormente, los transistores son un tipo de dispositivo electrónico que pueden controlar o modificar el flujo de electricidad, siendo ideales para alimentar otros dispositivos pequeños y potentes.



**Figura 1:** Tipos de transistores

Estos pequeños componentes se elaboran mayormente de silicio y se utilizan en diversos tipos de aparatos electrónicos: teléfonos móviles, tabletas industriales, computadores y robots en las industrias.

Por lo tanto, los transistores tienen diversas aplicaciones en la electrónica y en muchas otras industrias, revolucionando la forma de interactuar entre la tecnología y las actividades cotidianas. Sin duda, los transistores son un componente muy importante para la industria moderna, ya que permiten circuitos más pequeños y eficientes, y también se pueden usar para diseñar dispositivos digitales de última tecnología. Adicionalmente, no olvidemos que los transistores pueden ser de tipo “activados o no activados”, y básicamente se diferencian en la forma en que funciona cada uno de ellos.

### 2.1.2. ¿Cómo funciona un transistor?

El objetivo principal de un transistor es permitir la transferencia adecuada de energía eléctrica entre las diferentes partes de un circuito eléctrico.

Por lo tanto, los transistores controlan o cambian el flujo de electricidad entre dos puntos, y vienen en muchas formas y tamaños.

Los transistores se utilizan en todo tipo de aparatos electrónicos: desde teléfonos móviles y tabletas, hasta computadores y robots en las industrias.

En términos generales, estos trabajan sobre un flujo de corriente, funcionando como amplificadores al recibir una señal débil y generando una señal más fuerte, o como interruptores al recibir una señal y cortar su paso.

Normalmente, esto ocurre dependiendo de las posiciones que ocupe un transistor en un determinado instante:

- **Posición activa:** aquí se permite el paso de un nivel de corriente variable
- **En corte:** en esta posición no se deja pasar la corriente eléctrica
- **En saturación:** aquí se deja pasar toda la corriente eléctrica (corriente máxima)

En cuanto a las partes de un transistor, este se compone de 3 elementos clave: hablamos de la base, colector y emisor.

En ese caso, la base intercede entre el emisor por donde entra la corriente y el colector por donde sale el caudal de corriente. Es por ello que, si la base de un transistor no recibe corriente eléctrica, este se ubicará en posición de corte. En cambio, si el transistor recibe un flujo de corriente intermedia, la base puede abrir el flujo en una determinada cantidad.

Y, por último, si la base recibe un gran flujo de corriente eléctrica, entonces se abrirá al máximo para pasar el total de la corriente modulada.

Ahora, teniendo un conocimiento previo de lo que es un transistor, se puede saber un poco más sobre como de ese pequeño dispositivo, se puede realizar un análisis detallado de sus configuraciones mas importantes y de ellos crear las etapas que se estudiarán mas adelante.

## 2.2. Corrientes del transistor BJT

Se debe tener en cuenta lo siguiente con las corrientes de los transistores:

### 2.2.1. Corriente de colector

$$I_C = \beta I_B \quad (1)$$

### 2.2.2. Corriente de base

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (2)$$

### 2.2.3. Corriente de emisor

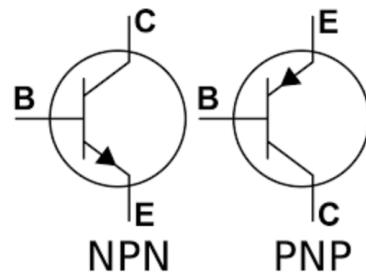
$$I_E = I_B + I_C \quad (3)$$

$$I_E = \frac{I_c}{\beta} + I_C = \left(\frac{1}{\beta} + 1\right) I_C = \frac{1 + \beta}{\beta} I_C \quad (4)$$

$$I_E = I_B + \beta I_B = I_B(1 + \beta) \quad (5)$$

## 2.3. Configuraciones básicas del BJT

Los transistores son uno de los componentes más utilizados dentro de la electrónica ya que tienen diferentes configuraciones y polarizaciones, y dependiendo de las variaciones estos funcionan de forma diferente. Cuando se quiere utilizar un transistor como interruptor digital (regiones de corte y saturación) la tarea es fácil ya que el circuito eléctrico es bastante sencillo. En caso de que se utilice un transistor NPN el emisor se coloca a tierra, el colector a voltaje y la base actúa como interruptor, o si bien se utiliza un transistor PNP se invierten las terminales, el colector a tierra y al emisor se le pone voltaje.



**Figura 2:** Símbolo esquemático para cada uno de los transistores BJT

### 2.3.1. Emisor Común (EC)

Esta configuración se utiliza para amplificadores de corriente y voltaje a bajas frecuencias, debido a que tiene una alta ganancia en las dos variables. Una de sus características no tan favorables es que el voltaje de la señal queda invertido en su salida (la corriente no se invierte), es decir las señales quedan como si fueran un espejo. Una forma sencilla de identificar esta

configuración es por que la señal de entrada esta en la base y la de salida en el colector. Esta configuración se puede utilizar con todos los tipos de polarizaciones.

### 2.3.2. Colector Común (CC)

Se utiliza para señales con baja potencia y las transforma en el mismo tipo de señal pero con una mayor potencia. Esto se logra por que tiene una alta ganancia de corriente y el voltaje lo transfiere igual ya que no tiene ganancia de voltaje. Otra característica es que en la salida se invierte la corriente. El colector común se utiliza principalmente cuando se requiere poner varios amplificadores conectados en serie debido a que en su entrada tiene mucha impedancia y en su salida disminuye.

### 2.3.3. Base Común (BC)

Existen dos formas sencillas de identificar si un transistor esta configurado en base común y estas son; por que el símbolo del transistor se utiliza acostado o porque la entrada es a través del emisor y la salida se encuentra en el colector. A pesar de que esta configuración no tiene una ganancia de corriente se utiliza por que el ancho de banda es más grande que las demás configuraciones y permite trabajar con señales VHF (very high frequency) y UHF (ultra high frequency).

**Configuraciones amplificadoras básicas con transistores bipolares**

Parámetros	Base común	Emisor común	Colector común
Configuración básica			
Ganancia de voltaje	Mayor de 1	Mayor de 1	Menor de 1
Ganancia de corriente	Menor de 1 ( $\alpha = 0.92$ a $0.98$ )	Mayor de 1 ( $\beta = 10$ a $400$ )	Mayor de 1 ( $\beta = 10$ a $400$ )
Ganancia de potencia	Mayor de 1	Mayor de 1	Mayor de 1
Impedancia de entrada	Muy baja ( $30 \Omega$ - $40 \Omega$ )	Moderada ( $1 K\Omega$ - $10 K\Omega$ )	Muy alta (más de $100 K\Omega$ )
Impedancia de salida	Muy alta ( $1 M\Omega$ - $2 M\Omega$ )	Moderada ( $10 K\Omega$ - $50 K\Omega$ )	Muy baja (menos de $100 \Omega$ )
Aplicación típica	Amplificación de altas frecuencias	Amplificación de bajas frecuencias	Acoplamiento de impedancias

**Figura 3:** Resumen de configuraciones de los transistores

Para el cálculo del modelo pi las ecuaciones son distintas dependiendo su configuración (EC, CC o BC)

## 2.4. Polarizaciones de un transistor BJT

En simples palabras las polarizaciones son circuitos que se utilizan para hacer funcionar a los transistores como amplificadores, en estos circuitos basan su funcionamiento en las confi-

guraciones anteriores, ya que podemos utilizar una de emisor común y utilizar cualquiera de las polarizaciones disponibles todo depende de la aplicación que se le dé al transistor.

#### 2.4.1. Polarización fija o de base

Esta polarización solo se puede utilizar con la configuración de emisor común y consiste en colocar una resistencia en la base y una en el colector, mientras que el emisor se conecta a tierra. Al ser una configuración demasiado sencilla tenemos una gran desventaja y es que la señal está muy expuesta a variaciones dependiendo de los cambios de temperatura que tenga el transistor. Regularmente se utiliza para señales de poca importancia que no importa que se distorsionen.

#### 2.4.2. Polarización por retroalimentación del emisor o estabilizado en el emisor

En este tipo prácticamente se le agrega una resistencia en el emisor que hace sea un poco más estable, pero no lo suficiente como para utilizarlo en señales de mucha importancia.

#### 2.4.3. Polarización por retroalimentación de colector

Prácticamente se utiliza para regular los cambios de corriente o de voltaje en la fuente de alimentación, ya que si por alguna razón existe una variación, la resistencia que retroalimenta la base actúa para evitar un cambio brusco en la salida del transistor.

#### 2.4.4. Polarización universal o divisor de voltaje

Es la más utilizada ya que es la más estable, debido a sus retroalimentaciones. Y si por cualquier razón el transistor se calienta o existen una variación de la corriente la resistencias de retroalimentación actúan para regular la corriente que llega a la base y así poder estabilizar todo el sistema.

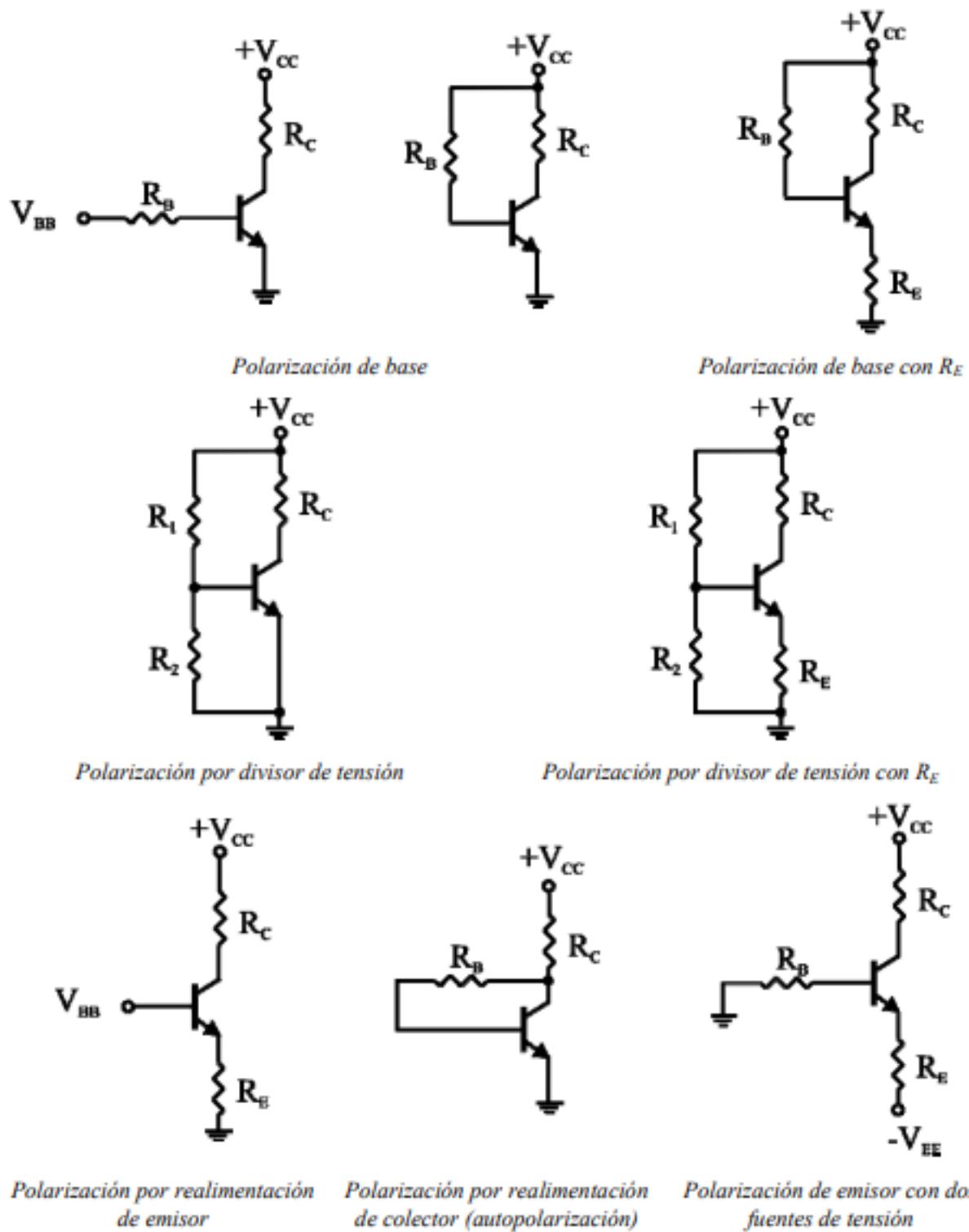
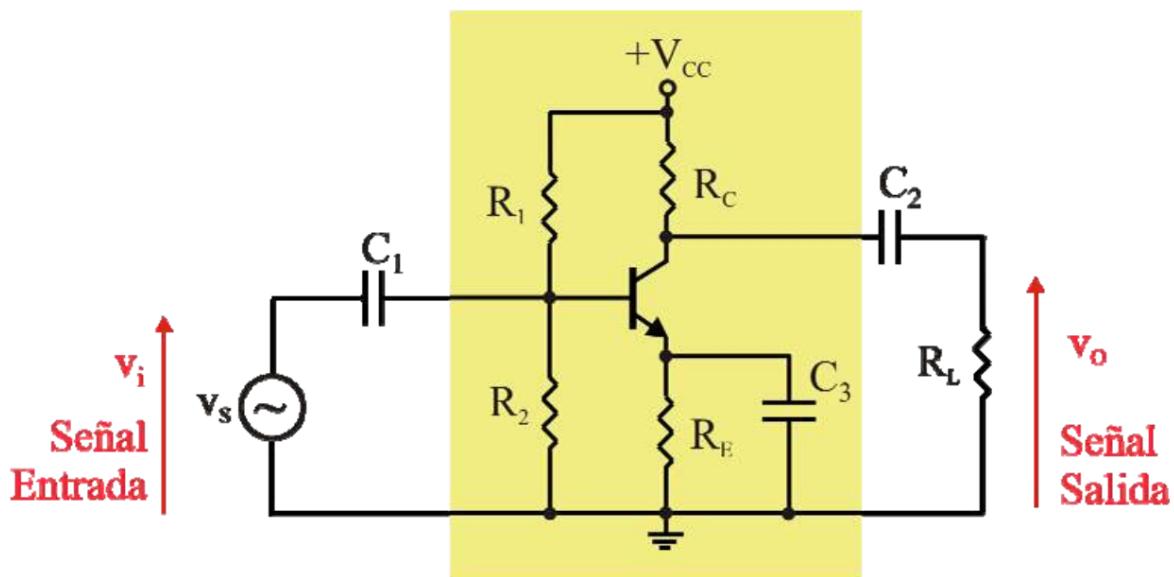


Figura 4: Diferentes circuitos empleados en la polarización de un transistor



**Figura 5:** Circuito amplificador de tensión con BJT en EC

## 2.5. Condensadores de acople y desacople

En el circuito de la figura 5 se muestra un circuito típico de un amplificador de tensión con un transistor BJT en emisor común polarizado en la zona activa. Con él se trata de amplificar una tensión cualquiera  $v_i$  y aplicarla, una vez amplificada, a una carga que simbolizamos por la resistencia  $R_L$ . La zona sombreada resalta el amplificador, que en este caso, lo constituye un transistor BJT en la configuración emisor común. El cual, convenientemente polarizado en la zona activa, es capaz de comportarse como un amplificador de tensión como ya se mencionó anteriormente.

Los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  que aparecen se denominan condensadores de acople y sirven para bloquear la componente continua. En concreto  $C_1$  sirve para acoplar la tensión que queremos amplificar al amplificador propiamente dicho, eliminando la posible componente continua que esta tensión pudiera tener. Si no bloqueásemos esta continua se sumaría a las corrientes de polarización del transistor modificando el punto de funcionamiento del mismo. Por otra parte, el condensador  $C_2$  nos permite acoplar la señal amplificada a la carga, eliminando la componente continua (la correspondiente al punto de polarización del transistor) de forma que a la carga llegue únicamente la componente alterna.

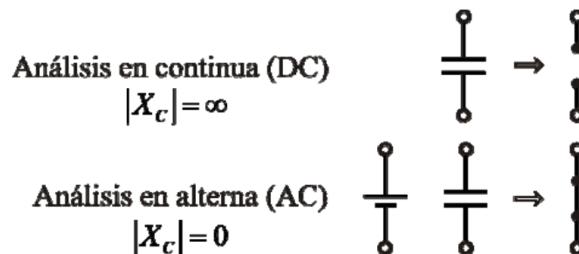
El condensador  $C_3$  es un condensador de desacoplamiento, su misión es la de proporcionar un camino a tierra a la componente alterna. En el capítulo anterior se analizó el efecto de la resistencia  $R_E$  desde el punto de vista de su efecto en la estabilización del punto de polarización. Sin embargo, en este capítulo veremos como desde el punto de vista de la amplificación, esta resistencia hace disminuir la ganancia del amplificador. Al añadir el condensador de desacoplamiento conseguimos que la continua pase por  $R_E$  mientras que la alterna pasaría por el condensador  $C_3$  consiguiendo que no afecte a la amplificación.

## 2.6. Principio de superposición

En este informe vamos a abordar el análisis de este tipo de circuitos amplificadores. Para ello aplicaremos el principio de superposición. En cada punto o rama calcularemos las tensiones y corrientes de continua y de alterna por separado, de forma que al final las tensiones y corrientes finales serán la suma de las calculadas en cada parte.

Para ello vamos a suponer que el valor de la capacidad de los condensadores, así como la frecuencia de las señales que tenemos es tal que la impedancia que presentan los condensadores es lo suficientemente pequeña para considerarla nula. Mientras que en continua, estos condensadores presentarán una impedancia infinita. Es decir, consideraremos que en continua los condensadores se comportan como circuitos abiertos (impedancia  $\infty$ ) mientras que en alterna equivaldrán a cortocircuitos (impedancia 0)

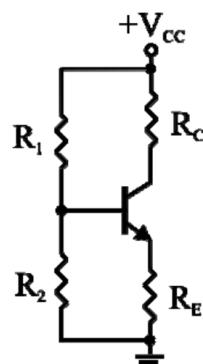
$$|x_c| = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi f \cdot C} \quad (6)$$



**Figura 6:** Consideraciones para aplicar el principio de superposición.

Aplicando estas consideraciones obtendremos los circuitos equivalentes en DC y en AC que tendremos que resolver separadamente.

Si en el circuito amplificador de la figura 5 aplicamos la condición de que los condensadores se comportan como circuitos abiertos, obtenemos el circuito equivalente en continua (figura 7). Podemos ver como este circuito es, precisamente, el circuito de polarización del transistor cuyo estudio ya se abordó en el punto anterior y de cuya resolución obtendríamos las tensiones y corrientes de continua presentes en el circuito.



**Figura 7:** Circuito equivalente en DC de la figura 5

## 2.7. Punto de operación Q

El punto de operación, es un punto fijo sobre las curvas características, se le conoce también como punto quiescente (abreviado punto Q). Por definición, quiescente significa quieto, inmóvil, inactivo.

En general, lo importante es calcular los valores de voltajes y corrientes del transistor para una polarización dada. Por tal motivo, se agregara la letra Q a cada una de los términos que se desean obtener y que son: la corriente de base  $I_{BQ}$ ; la corriente de colector  $I_{CQ}$ ; la corriente de emisor  $I_{EQ}$ ; el voltaje base-emisor  $V_{BEQ}$  y el voltaje colector-emisor  $V_{CEQ}$ . En la mayoría de los casos, la corriente de base  $I_{BQ}$  es la primera cantidad que se determina junto con el voltaje base emisor  $V_{BEQ}$ , una vez que  $I_{BQ}$  se conoce, las relaciones de las ecuaciones de malla pueden aplicarse para encontrar las restantes variables como la corriente de colector  $I_{CQ}$ , etc. Las similitudes en los análisis serán inmediatamente obvias y las ecuaciones son tan similares para diversas configuraciones que una ecuación de malla puede derivarse de otra quitando o agregando términos.

## 2.8. Modelo $\pi$

### 2.8.1. Modelo Pi-híbrido básico del transistor BJT

Antes de pasar a estudiar el modelo Pi híbrido del transistor voy a compartir un diagrama con la nomenclatura asociada al transistor BJT, con las terminales y las corrientes y voltajes de interés en este dispositivo.

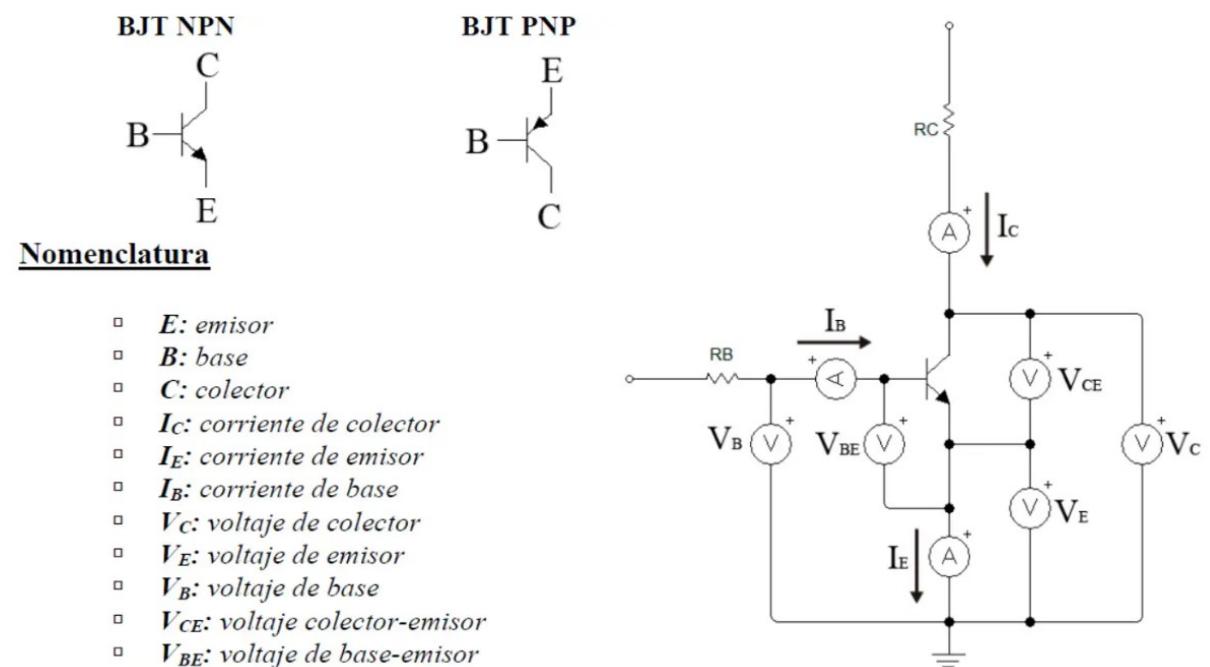
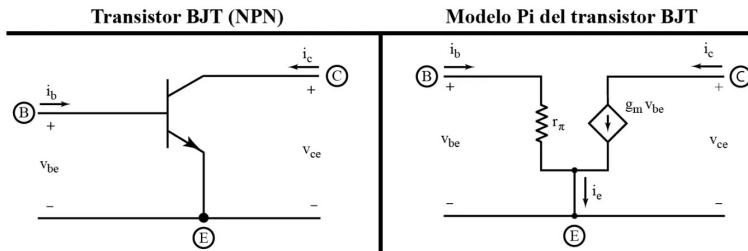


Figura 8: Nomenclatura del BJT

Es importante conocer estos términos y como calcularlos, pues de ello dependerá el Modelo Pi. El modelo Pi-híbrido es un modelo de circuito eléctrico que te permite remplazar un transistor en un circuito electrónico por un circuito basado en una fuente dependiente, que facilita el análisis

del comportamiento del transistor en condiciones cuando se aplica una señal de frecuencia variable en la entrada del transistor. Básicamente es una convención que permite analizar circuitos con transistores en condiciones de corriente alterna.

Para usar el modelo Pi será necesario remplazar el transistor por un modelo equivalente, el cual se muestra a continuación:



**Figura 9:** Modelo  $\pi$

Para utilizar el modelo Pi, hace falta calcular dos parámetros: la resistencia  $\pi$  y la transconductancia  $g_m$ . Estos parámetros se calculan utilizando las siguientes ecuaciones:

$$r_\pi = \frac{V_{be}}{i_b} = \frac{V_T}{I_{BQ}} = \beta \frac{V_T}{I_{CQ}} \quad (7)$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} \quad (8)$$

En estas ecuaciones la  $\beta$  es la ganancia del transistor, la cual es un dato del propio transistor. Este dato casi siempre lo proporciona el enunciado del problema que estemos trabajando.  $V_T$  es el voltaje térmico, el cual es aproximadamente 0.026 voltios a la temperatura ambiente (27 °C). Los sub índices que contienen Q hacen referencia a condiciones de carga.

### 2.8.2. Voltaje térmico

El voltaje térmico ( $V_T$ ) de un transistor bipolar de juntura (BJT) es un parámetro importante que se refiere a la tensión necesaria para mantener una corriente específica en el transistor. Este parámetro es fundamental para entender el comportamiento del transistor en diferentes condiciones de temperatura y corriente.

Se define como la tensión necesaria para mantener una corriente específica en el transistor, usualmente medida entre el colector y la base. Este parámetro es importante porque la temperatura del transistor puede afectar su comportamiento, y el voltaje térmico es una medida de cómo se ajusta la tensión para compensar estos cambios.

- Efecto de la temperatura

Cuando la temperatura del transistor aumenta, la corriente de colector también aumenta debido a que la cantidad de portadores minoritarios en el material semiconductor aumenta. Esto se traduce en un aumento en la corriente de colector. El voltaje térmico se ajusta para compensar este aumento, manteniendo constante la corriente de colector.

- Importancia en el diseño

El voltaje térmico es crucial en el diseño de circuitos que utilizan transistores BJT, ya que permite ajustar la tensión para mantener constante la corriente en diferentes condiciones de temperatura. Esto es especialmente importante en aplicaciones que requieren estabilidad y precisión, como en sistemas de control y amplificación.

Siguiendo la siguiente ecuación:

$$V_T = \frac{K T}{q} \quad (9)$$

Donde,

$K$ : Constante de Boltzmann =  $1,3806 \times 10^{-23}$ .

$q$ : Carga del electron =  $1,609 \times 10^{-19}$ .

$T$ : Temperatura ambiente (en Kelvin) =  $25^\circ C = 298,15\text{ Kelvin}$

Teniendo todas las condiciones adecuadas, el valor del voltaje térmico es de  $V_T = 25,865\text{mV}$

### 2.8.3. Forma expandida del modelo Pi-híbrido

El modelo Pi-híbrido expandido toma en cuenta algunos efectos que se producen cuando el transistor opera en condiciones de frecuencia variable y altas frecuencias. A continuación se presenta el modelo Pi-híbrido expandido:

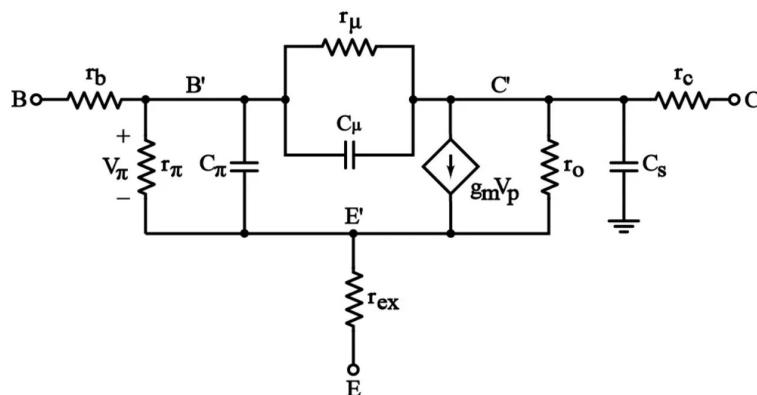


Figura 10: Modelo  $\pi$  en altas frecuencias

A continuación procedemos a describir cada uno de los elementos de este modelo:

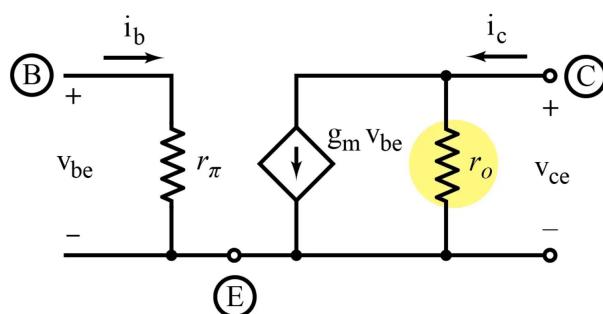
- $r_b$ ,  $r_c$ ,  $r_{ex}$ : son resistencias parásitas que se forman en la base, colector y emisor del transistor. Estas resistencias quedan conectadas en serie a las resistencias de base ( $r_b$ ), colector ( $r_c$ ) y emisor ( $r_{ex}$ ). Típicamente poseen valores bajos, entre  $1\Omega$  y  $2\Omega$ , por lo cual pueden ser despreciadas.
- $C_s$ : es la capacitancia del sustrato con el que se construye el transistor. Normalmente posee un valor despreciable. En inglés se conoce como **junction capacitance of the reverse biased collector–substrate junction**.

- $C_\pi$  y  $C_\mu$ : son capacitancias asociadas a la juntura del transistor. En inglés se conocen como **forward-biased junction capacitance** o **input capacitance** y **reverse-biased junction capacitance** o **output capacitance**, respectivamente. Normalmente  $C_\mu$  es mucho más pequeña que  $C_\pi$ . Sin embargo, por un efecto llamado **Efecto Miller**, esta capacitancia no puede ser despreciada.
- $r_\pi$  y  $r_\mu$ : son resistencias que aparecen en el modelo de corriente alterna.  $r_\pi$  ya la conocemos y sabemos calcularla;  $r_\mu$  es una resistencia con un valor muy alto, típicamente en el orden de los megaohms, por lo cual puede ser despreciada.

Algunos de los valores mostrados en el modelo expandido son despreciables por tratarse de resistencias (similar a un circuito abierto) o muy pequeñas (similar a un corto circuito).

#### 2.8.4. Modelo Pi con efecto Early

El voltaje Early (denotado por  $V_A$ ) es otro dato del transistor. Es un voltaje que se ubica entre 50 y 300V y está asociado a la pendiente de las curvas de polarización del transistor. Este voltaje produce una resistencia denotada por  $r_o$  que se ubica en la salida del modelo equivalente del transistor, es decir, entre colector y emisor.



**Figura 11:** Modelo  $\pi$  con efecto Early

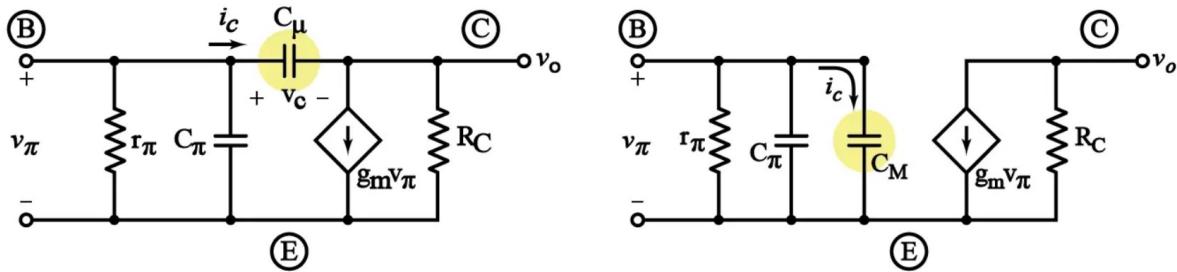
Para calcular la resistencia  $r_o$  se utiliza la siguiente ecuación:

$$r_o = \frac{V_A}{I_{CQ}} \quad (10)$$

Esta resistencia normalmente es de un valor alto, razón por la cual es posible despreciarla. Todo dependerá si se cuenta con un valor de  $V_A$ , el cual es un dato proporcionado en el enunciado del problema. En otras palabras, es un dato de la hoja de datos del propio transistor.

#### 2.9. Teorema Miller

El Teorema de Miller permite redefinir el modelo de corriente alterna del BJT para considerar el efecto de la capacitancia  $C_\mu$ , la cual ya mencionamos en las secciones anteriores de este documento. Sin entrar mucho en detalles, el Teorema de Miller permite hacer lo siguiente:



**Figura 12:** Modelo  $\pi$  en altas frecuencias equivalente por el Teorema Miller

Para hacer la conversión de  $C_\mu$  a  $C_M$  se utiliza la siguiente ecuación:

$$C_M = C_\pi + C_\mu(1 + g_m Z_{out}) = C_\mu(1 + |A_v|) = C_{eq} \quad (11)$$

En esta ecuación  $A_v$  es la ganancia de voltaje del amplificador. Esta ganancia se obtiene al dividir el voltaje de salida entre el voltaje de entrada.

### 2.9.1. Resistencia de difusión o intrínseca del emisor ( $r_x$ )

$r_x$  en el contexto de transistores bipolares puede referirse a la resistencia de difusión ( $r_e$  o resistencia intrínseca del emisor) en el modelo híbrido, no es una nomenclatura estándar comúnmente utilizada en los datasheets de los transistores.

Para calcular la resistencia de difusión se usa la siguiente formula:

$$r_x = \frac{V_T}{I_E} \quad (12)$$

## 2.10. Ganancia de un amplificador

Debido a que los amplificadores tienen la capacidad de aumentar la magnitud de una señal de entrada, es útil poder calificar la capacidad de amplificación de un amplificador en términos de una relación salida/entrada. El término técnico para la relación de magnitud salida/entrada de un amplificador es ganancia. Como una relación de unidades iguales (salida de energía/entrada de energía, salida de voltaje/ entrada de voltaje o salida de corriente/entrada de corriente), la ganancia es naturalmente una medición sin unidades.

Matemáticamente, la ganancia está simbolizada por la letra mayúscula “A”.

Las ganancias del amplificador eléctrico se pueden expresar en términos de voltaje, corriente y/o potencia tanto en CA como en CC.

Un resumen de las definiciones de ganancia es el siguiente:

El símbolo “delta” en forma de triángulo ( $\Delta$ ) representa el cambio en las matemáticas, por lo que “ $\Delta V_{output}/\Delta V_{input}$ ” significa “cambio en el voltaje de salida dividido por el cambio en el voltaje de entrada”, o más simplemente, “voltaje de salida AC dividido por voltaje de entrada AC”:

	DC gains	AC gains
Voltage	$A_V = \frac{V_{output}}{V_{input}}$	$A_V = \frac{\Delta V_{output}}{\Delta V_{input}}$
Current	$A_I = \frac{I_{output}}{I_{input}}$	$A_I = \frac{\Delta I_{output}}{\Delta I_{input}}$
Power	$A_p = \frac{P_{output}}{P_{input}}$	$A_p = \frac{(\Delta V_{output})(\Delta I_{output})}{(\Delta V_{input})(\Delta I_{input})}$
$A_p = (A_V)(A_I)$		

**Figura 13:** Distintas Ganancias de un amplificador

La siguiente ecuación es la mas usada en este capítulo,

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (13)$$

## 2.11. Etapas de un amplificador base

### 2.11.1. Amplificador diferencial

La mayoría de los amplificadores operativos modernos utilizan un extremo frontal de amplificador diferencial. En otras palabras, la primera etapa del amplificador operacional es un amplificador diferencial.

El amplificador diferencial es un circuito que forma parte fundamental de muchos amplificadores y comparadores.

Es un dispositivo que aumenta la diferencia entre dos voltajes de entrada, pero que destruye cualquier voltaje común a dichas entradas. Se trata de un circuito analógico con dos entradas denominadas entrada inversora y entrada no inversora y una sola salida proporcional a la diferencia entre los dos voltajes.

Algunos fabricantes llaman a este instrumento como par diferencial.

En el amplificador diferencial ideal la salida depende de la diferencia de las señales de entrada:

$$V_o = V_d A_d \quad (14)$$

Siendo  $V_d$  la señal diferencial y  $A_d$  la ganancia diferencial.

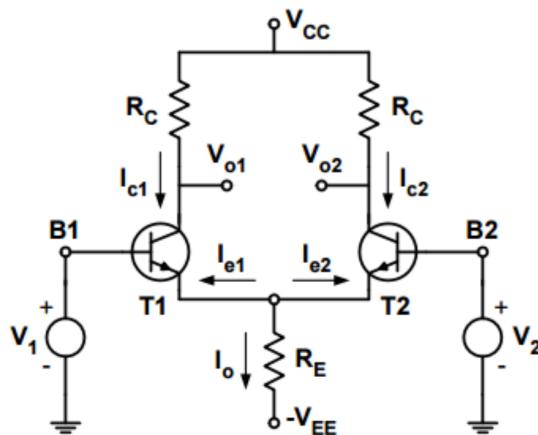
En el amplificador diferencial real la salida depende además de la señal común de ambas entradas:

$$V_o = V_d A_d + V_c A_c \quad (15)$$

$V_c$  es la señal en modo común

$$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (16)$$

$A_c$  es la ganancia en modo común. A continuación en la figura 14 se muestra la configuración básica de este amplificador.



**Figura 14:** Configuración básica Amplificador Diferencial

Es un montaje simétrico, son dos etapas en emisor común con acoplamiento directo en el emisor. Las señales de entrada  $V_1$  y  $V_2$  se aplican en las bases y las señales de salida  $V_{o1}$  y  $V_{o2}$  se toman en los colectores. Tenemos:

$$\text{Salida Diferencia:} \quad V_o = V_{o2} - V_{o1} \quad (17)$$

$$\text{Salida Asimétrica:} \quad V_o = V_{o2} \quad (18)$$

#### ■ Ganancia modo diferencial

$$A_d = -\frac{V_o}{Z_d} \quad (19)$$

#### ■ Ganancia modo común

$$A_c = -\frac{V_o}{Z_c} \quad (20)$$

#### ■ Relación de Rechazo en Modo Común (CMRR)

$$CMRR = \rho = 20 \cdot \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (21)$$

En la salida diferencial el comportamiento es ideal. En la salida asimétrica tendremos buen comportamiento si la resistencia  $R_E$  es alta ya que con eso conseguimos que  $A_c$  sea baja. Cuanto más baja sea  $A_c$  más se asemejará al comportamiento ideal.

Para el cálculo de la Relación de rechazo del modo común:

$V_c$  es la señal en modo común

### 2.11.2. Amplificador de la etapa elevadora o driver o impulsora

La etapa de elevación está diseñada para manejar grandes corrientes y voltajes, lo que permite al amplificador operacional manejar cargas pesadas y proporcionar una salida estable y confiable. Esta etapa se compone de transistores bipolares que trabajan en configuración push-pull, lo que significa que un transistor se encarga de manejar la corriente positiva mientras que el otro maneja la corriente negativa. Esto permite una mayor eficiencia y estabilidad en la salida.

La etapa de elevación es fundamental para el funcionamiento del amplificador operacional ya que:

- **Manejo de cargas pesadas**

La etapa de elevación permite al amplificador operacional manejar cargas pesadas sin perder su capacidad de amplificación.

- **Estabilidad de la salida**

La etapa de elevación ayuda a mantener la estabilidad de la señal de salida, asegurando que no haya fluctuaciones indeseadas.

- **Amplificación de señales**

La etapa de elevación es responsable de amplificar la señal de entrada para proporcionar una salida lo suficientemente fuerte para manejar las cargas externas.

### 2.11.3. Amplificador de potencia

Un amplificador de potencia es un amplificador electrónico diseñado para aumentar la magnitud de potencia de una señal de entrada.

A diferencia de los amplificadores de voltaje y corriente, un amplificador de potencia está diseñado para impulsar cargas, y se establece como bloque final en un circuito amplificador.

Entre las aplicaciones más frecuentes de un amplificador de potencia destacan:

- Medición de valores de impedancia muy bajos.
- Medición de impedancia dependiente del voltaje.
- Dotar de más potencia en los circuitos durante la medición de impedancia de entrada o de salida.
- Generar más energía en entornos ruidosos, como mediciones en convertidores de CC/CC de alta potencia o convertidores de CA/CC.

**Clases de amplificadores de potencia** Los amplificadores de potencia más comunes son los que se utilizan en los circuitos de amplificadores de audio y vienen en clases A, B, AB o C.

**Amplificador de potencia clase A:** En el amplificador de potencia de la clase A, toda la forma de onda de entrada se usa en el proceso de amplificación. Por lo que son los amplificadores de potencia de uso más comunes.

En los amplificadores de potencia de clase A, un único transistor se usa para amplificar las mitades positiva y negativa de la forma de onda. Por otro lado, su ángulo de conducción es de  $360^\circ$ , por lo que los niveles de distorsión de señal son muy inferiores y permiten un mejor rendimiento de alta frecuencia. Sin embargo, una de las principales desventajas de los amplificadores de potencia y especialmente del amplificador de Clase A es que su eficiencia de conversión general es muy baja, ya que las grandes corrientes significan que se pierde una cantidad considerable de energía en forma de calor.

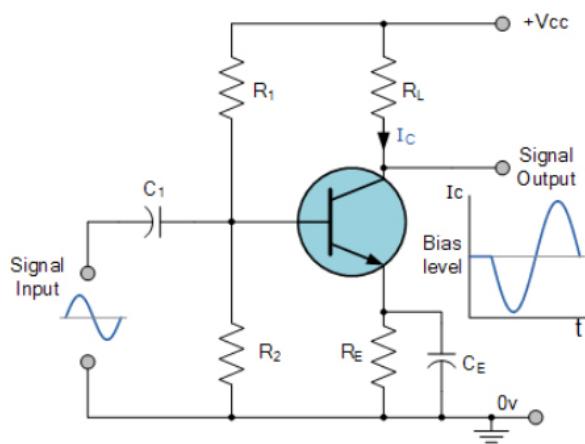
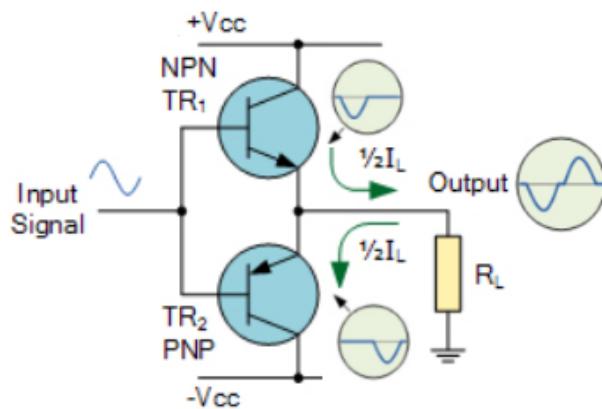


Figura 15: Transistor BTJ en configuración Emisor Común para amplificación de CA

**Amplificador de potencia clase B o Push and Pull:** Los amplificadores de Clase B usan dos o más transistores polarizados de tal forma que cada transistor solo conduce durante un medio ciclo (realmente, casi “medio ciclo) de la onda de entrada. Tienen un rendimiento muy superior a los de Clase A y su diseño no es muy complicado, pero sus aplicaciones se limitan enormemente debido a una característica su propio diseño: una distorsión llamada de “cruce por cero”. Aún así, se utilizan incluso en amplificadores que no requieran buena fidelidad y sí facilidad de diseño y rendimiento, como los amplificadores de bocinas y megáfonos de mano.

Para mejorar la eficiencia de potencia total del amplificador de clase A previo, reduciendo la potencia desperdiciada en forma de calor, es posible diseñar el circuito amplificador de potencia con dos transistores en su etapa de salida, produciendo lo que comúnmente se denomina amplificador de clase B; también conocido como configuración de amplificador Push-Pull (empuja-tira en español). Para construir este tipo de amplificador se utilizan necesariamente transistores denominados “complementarios”, es decir, de las mismas características eléctricas pero con distintas uniones P-N: si uno es del tipo NPN, el otro ha de ser igual pero de tipo PNP.



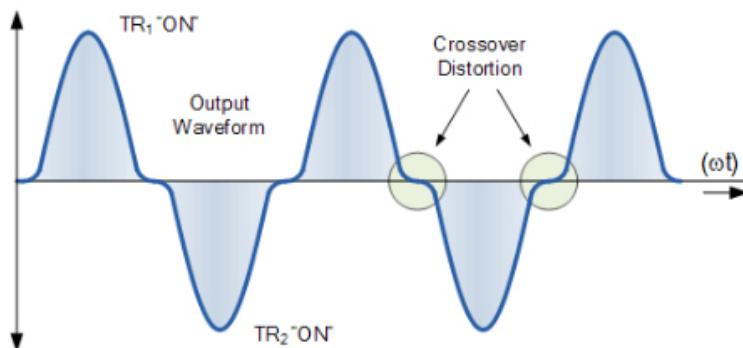
**Figura 16:** transistores complementarios BJT en funcionamiento clase B, configuración Push-Pull

Los amplificadores Push-Pull utilizan transistores complementarios de potencia, que reciben la misma señal de entrada que es igual en magnitud, pero en fase opuesta entre sí. Esto da lugar a que un transistor solamente amplifica la mitad o  $180^\circ$  del ciclo de la onda de entrada; mientras que el otro transistor amplifica la otra mitad o restante  $180^\circ$  del ciclo de onda de entrada.

Conjuntamente, estas “dos mitades” amplificadas cada una por un transistor, <sup>excitan.</sup><sup>atacan</sup> la carga o resistencia de salida, dando lugar en ella a la señal completa amplificada.

Por consiguiente, el ángulo de conducción para este tipo de circuito amplificador es escasamente inferior a  $180^\circ$  o 50 % de la señal de entrada (para cada transistor). Este efecto de empujar y tirar de los semi ciclos alternos por los transistores da a este tipo de circuito su divertido nombre ”push-pull”, pero en general se lo conoce como el amplificador de clase B.

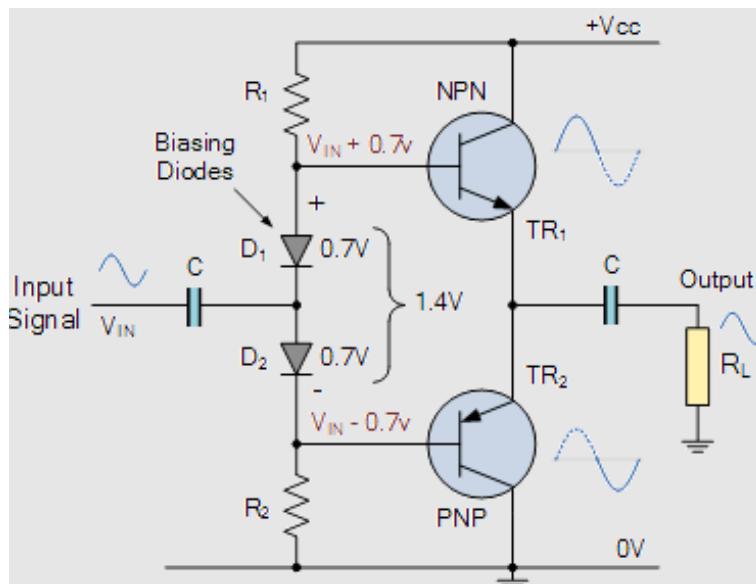
Realmente los transistores en un amplificador de clase B no llegan al conducir el 50 %, ya que ambos necesitan tener una polarización al menos de 0.65 V Emisor-Base para empezar a conducir y amplificar. Esto supone que de la señal de entrada, en los primeros 0.65 V. (positivos y negativos), la señal de salida va a estar a ”0”. Y sólo cuando en la entrada se superen los 0.65 V. E-B podrá empezar a amplificar la salida. Esto, al final, produce inevitablemente una falta de amplificación en torno a los valores cercanos a ”0”V. denominada ”distorsión de paso por cero.” ”distorsión de cruce”, característica de los amplificadores en Clase B.



**Figura 17:** formas de señal de salida debida a la ”distorsión de cruce.” ”de paso por 0.” un amplificador Clase B, Push-Pull

**Amplificador de potencia clase AB:** Un amplificador de clase AB está polarizado de modo que la corriente de salida fluye durante menos de un ciclo completo de la forma de onda de entrada pero más de medio ciclo. La implementación de los amplificadores de Clase AB es muy similar a las configuraciones de Clase B estándar en que utiliza dos transistores de conmutación como parte de una etapa de salida complementaria con cada transistor conduciendo en semi-ciclos opuestos de la forma de onda de entrada antes de combinarse en la carga.

Por lo tanto, al permitir que ambos transistores de conmutación conduzcan corriente al mismo tiempo durante un período muy corto, la forma de onda de salida durante el período de cruce cero se puede suavizar sustancialmente reduciendo la distorsión de cruce asociada con el diseño del amplificador de clase B. Entonces el ángulo de conducción es mayor de  $180^\circ$  pero mucho menor de  $360^\circ$ .



**Figura 18:** Esquemático de un amplificador clase AB, polarizado por diodos

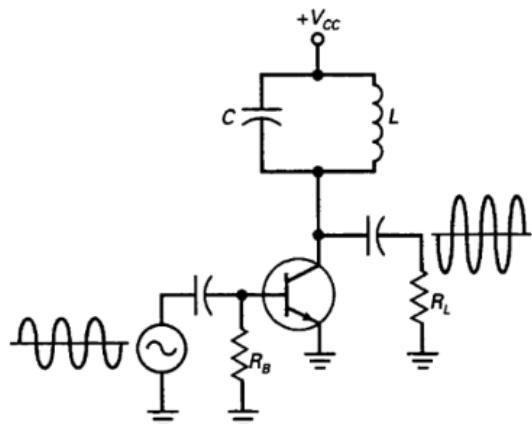
Una configuración de amplificador de clase AB es más eficiente que un amplificador de clase A pero un poco menos eficiente que la de un clase B debido a la pequeña corriente de reposo necesaria para polarizar los transistores justo por encima del límite. Sin embargo, el uso de polarización incorrecta puede causar picos de distorsión cruzada que producen una peor condición.

Dicho esto, los amplificadores de clase AB son uno de los diseños de amplificadores de potencia de audio más preferidos debido a su combinación de una eficiencia razonablemente buena y una salida de alta calidad, ya que tienen una baja distorsión de cruce y una alta linealidad similar al diseño de amplificador de clase A.

**Amplificador de potencia clase C:** Los amplificadores de potencia en clase C parten de la premisa siguiente: no se trata de amplificar con calidad la señal de entrada, se trata simplemente de amplificar la señal de entrada de modo que a la salida se obtenga el máximo rendimiento posible pero sólo para un rango de frecuencias muy reducido, en torno a una de resonancia”.

Son amplificadores que desde luego no sirven para señales de audio, por la distorsión. Su campo de aplicación está en las telecomunicaciones, en radiofrecuencia, F, donde se requiere un incremento en el nivel de potencia y no se requiere linealidad entre la tensión de entrada y

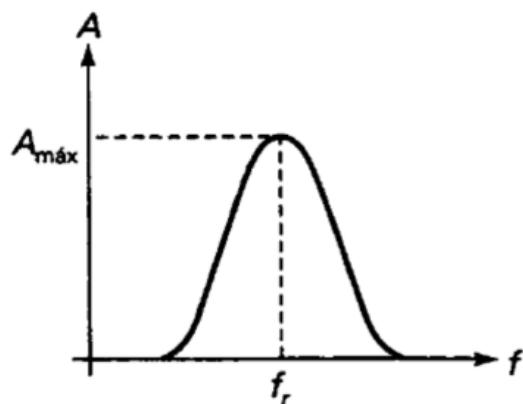
tensión de salida. Los amplificadores Clase C pueden ser modulados en amplitud para amplificar una portadora modulada en frecuencia.



**Figura 19:** etapa amplificadora a transistor BJT con circuito tanque resonante

Este tipo de amplificadores se reconoce porque tienen, en lugar de la resistencia de colector típica, un “cristal” formado por un condensador y bobina diseñados para que en un estrecho margen de frecuencias entren en sintonía -por lo que también se le llama “cristal resonante”, modificando la impedancia del circuito L-C produzcan la conducción del transistor. Es por eso que a este tipo de circuitos les llama amplificadores resonantes.<sup>9</sup> ”sintonizados”.

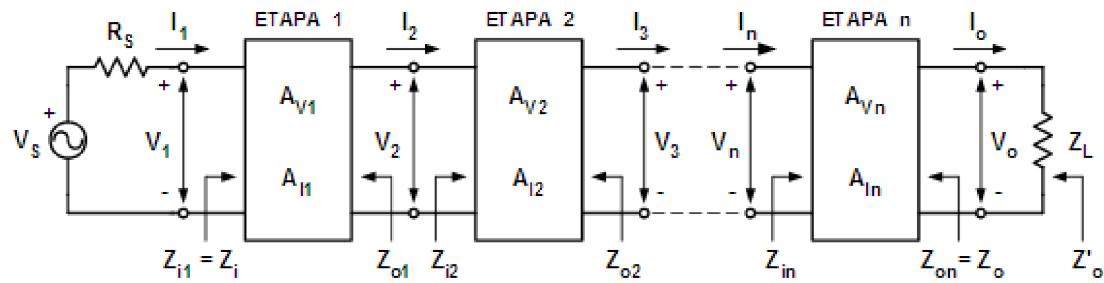
En torno a la frecuencia de resonancia, estos amplificadores obtienen una ganancia alta; fuera de esta frecuencia, la amplificación es muy reducida y el consumo es mínimo.



**Figura 20:** etapa amplificadora a transistor BJT con circuito tanque resonante

#### 2.11.4. Amplificadores de varias etapas

La conexión más utilizada para amplificadores de varias etapas:



**Figura 21:** Conexión en cascada de varios amplificadores

**Conexión en cascada** Hay influencias de una etapa sobre otra, la señal de salida de cada etapa se aplica como señal de entrada de la siguiente.

Las ganancias de tensión de cada etapa y sus impedancias teniendo en cuenta lo siguiente, serán:

$$A_v = A_{v1} A_{v2} \dots A_{vn} \quad (22)$$

$$\text{Impedancia de entrada}$$

$$Z_{in} = Z_n$$

$$\text{Impedancia de salida}$$

$$Z_o = Z_{On}$$

$$Z'_o = Z_L || Z_o$$

Nosotros nos centraremos en los amplificadores de alterna, hay varios tipos de acoplamientos entre etapas, aquí nos centraremos en el acoplamiento RC.

El acoplamiento entre etapas es mediante un condensador. Como se indicó anteriormente sobre los condensadores de acople y desacople.

## 2.12. Respuesta en frecuencia

A respuesta en frecuencia de un amplificador operacional en lazo cerrado o lazo abierto se define como el límite de alta frecuencia y el límite de baja frecuencia. En estos límites, la ganancia de voltaje se reduce un 0.707 del valor máximo de voltaje, en el rango de frecuencia útil. El ancho de banda para pequeña señal es la diferencia entre el límite de alta frecuencia y el límite de baja frecuencia. Además se debe agregar que:

- **Para frecuencias medias**, los condensadores de acople y desacople se comportan como un cable, es decir, un cortocircuito.
- **Para frecuencias altas**, las limitaciones en frecuencia de los dispositivos activos condicionan la frecuencia máxima de operación del amplificador.
- **Para frecuencias bajas**, el efecto de los condensadores de acoplamiento y desacoplamiento es importante.

### 2.12.1. Análisis de respuesta en frecuencia

- **Frecuencias bajas:** Se toma en cuenta el condensador que se va a estudiar en bajas frecuencias, siendo estos los de acople, desacople y bypass. Al escoger el condensador, ese se reemplaza por una fuente de prueba y los demás capacitores se cortocircuitan y los de alta frecuencia son un abierto. Así, se puede hallar la impedancia equivalente. Se hace uso de la ecuación 23.

$$\omega_{p_n} = \frac{1}{C_n Z_{eq}} \quad (23)$$

- **Frecuencias altas:** Se toma en cuenta los capacitores que estén conectados entre base y emisor o base y colector, con un valor de capacitancia bastante bajo, cercano a los pF. Se aplica el teorema de miller, que es la ecuación 11 y su frecuencia de corte superior siendo la ecuación 24.

$$\omega_H = \frac{1}{C_{eq} Z_{in}} \quad (24)$$

- **Frecuencia de corte superior total**

$$\omega_t = \beta \cdot f_H \quad (25)$$

## 2.13. Realimentación en un amplificador

La realimentación consiste en combinar una muestra de la señal de salida del amplificador con la señal de entrada, de modo tal que se modifican las características generales del sistema. Puede ser positiva o negativa.

### 2.13.1. Realimentación negativa

La realimentación es negativa cuando el valor de la señal de salida es menor que sin la realimentación. Para ello, la señal de salida que se toma como muestra es aplicada opuesta en fase a la señal de entrada.

La realimentación negativa disminuye la ganancia del amplificador y a pesar de ello, la inmensa mayoría de los amplificadores utilizan esta variante de realimentación debido a las muchas ventajas que se obtienen con la aplicación de este principio, tales como el aumento de la estabilidad y el ancho de banda, la disminución de las distorsiones de frecuencia y de no linealidad así como del ruido y el cambio en las resistencias de entrada y salida. Todo esto incrementa notablemente la calidad y versatilidad de los amplificadores.

Los cambios provocados por el envejecimiento de los componentes y dispositivos, su reemplazo u otras causas, las variaciones de temperatura, etcétera, se reflejan en las alteraciones que puede sufrir la ganancia de un amplificador con relación a su valor original. Tales alteraciones son de hecho reducidas con la realimentación negativa, a tal extremo que su ganancia puede llegar a depender solamente de las características de la red de realimentación, cuando la ganancia de lazo es mucho mayor que la unidad.

### 2.13.2. frecuencia de corte inferior en realimentación no inversora

$$\omega_{L_{fb}} = \frac{\omega_L}{A_{fb}} = \frac{\omega_L}{1 + \frac{R_f}{R_s}} \quad (26)$$

### 2.13.3. frecuencia de corte superior en realimentación no inversora

$$\omega_{H_{fb}} = \omega_H(A_{fb}) = \omega_L(1 + \frac{R_f}{R_s}) \quad (27)$$

### 2.13.4. Ganancia en retroalimentación de un no inversor

$$A_{fb} = 1 + \frac{R_f}{R_s} \quad (28)$$

### 2.13.5. Impedancias de entrada en realimentación negativa o degenerativa

$$Z_{in} = Z_d \left( 1 + \frac{A_{fm}}{A_{fb}} \right) \quad (29)$$

### 2.13.6. Impedancias de salida en realimentación negativa o degenerativa

$$Z_o = \left( \frac{Z_o}{A_{fm}} \right) \frac{A_{fb}}{A_{fm}} \quad (30)$$

### 2.13.7. Realimentación positiva

La realimentación es positiva cuando el valor de la señal de salida es mayor que sin la realimentación. Esto se logra cuando la señal de salida que se toma como muestra es aplicada en fase con la señal de entrada.

El resultado de la realimentación positiva es contrario a la realimentación negativa, es decir se incrementa el ruido, la ganancia y la distorsión, disminuyendo el ancho de banda y la estabilidad, por lo cual este efecto no es aconsejable para los amplificadores, sin embargo, puede ser aprovechado con gran eficacia en los circuitos osciladores.

## 2.14. Método de amplificador desvanecido

El método consiste en añadir una ganancia adicional variable a la señal recibida, dependiendo de la calidad de la señal, para compensar la atenuación y mejorar la relación señal—ruido. Esta ganancia adicional se calcula en función de la retroalimentación recibida de la señal de error, que se obtiene comparando la señal recibida con la señal transmitida originalmente.

El Amplificador Desvanecido puede ser implementado de varias maneras, incluyendo la retroalimentación de la señal en un circuito de control de ganancia, o utilizando técnicas de procesamiento digital de señales para ajustar la ganancia en tiempo real.

Este método es particularmente útil en sistemas de comunicación inalámbrica de alta frecuencia, como los sistemas de comunicación móvil, donde la atenuación de la señal debido a la propagación en el medio ambiente puede ser significativa y afectar la calidad de la señal recibida.

## 2.15. Método de Blackman

Es una técnica utilizada para calcular la impedancia de entrada de un amplificador. Esta técnica se basa en la medición de la tensión de entrada y corriente de entrada del amplificador, y en el uso de una red de resistencias y capacitores para modelar la impedancia de entrada del amplificador.

El método de Blackman utiliza una red de dos resistencias y un capacitor, conectados en serie con la entrada del amplificador. La tensión de entrada se mide a través de una de las resistencias, mientras que la corriente de entrada se mide a través de la otra resistencia.

A partir de estas mediciones, se puede calcular la impedancia de entrada del amplificador utilizando la ley de Ohm y la ley de Kirchhoff.

La ventaja del método de Blackman es que permite obtener una medida precisa de la impedancia de entrada del amplificador en una amplia gama de frecuencias. Además, esta

técnica es relativamente sencilla y económica de implementar, lo que la hace adecuada para su uso en aplicaciones prácticas.

Sin embargo, es importante tener en cuenta que el método de Blackman asume que la impedancia de entrada del amplificador es constante en toda la gama de frecuencias de interés, lo cual puede no ser cierto en algunos casos.

## 2.16. Formula de propagación de incertidumbres

Para calcular la incertidumbre en un resultado calculado indirectamente, como  $V_{CE} = V_C - V_E$ , puedes utilizar la fórmula de propagación de incertidumbres. Esta fórmula se aplica cuando tienes dos o más cantidades medidas y deseas determinar la incertidumbre en una cantidad derivada a partir de ellas. La fórmula general es:

$$\Delta Q = \sqrt{\left(\frac{\partial Q}{\partial A}\Delta A\right)^2 + \left(\frac{\partial Q}{\partial B}\Delta B\right)^2 + \dots}$$

Donde: -  $Q$  es la cantidad derivada (en este caso,  $V_{CE}$ ), -  $A, B, \dots$  son las cantidades medidas (en este caso,  $V_C$  y  $V_E$ ), -  $\Delta A, \Delta B, \dots$  son las incertidumbres asociadas a las cantidades medidas, y -  $\frac{\partial Q}{\partial A}, \frac{\partial Q}{\partial B}, \dots$  son las derivadas parciales de  $Q$  con respecto a  $A, B, \dots$

En este caso, como  $V_{CE} = V_C - V_E$ , las derivadas parciales son simples:

$$\frac{\partial V_{CE}}{\partial V_C} = 1, \quad \frac{\partial V_{CE}}{\partial V_E} = -1$$

Entonces, la fórmula para la incertidumbre en  $V_{CE}$  sería:

$$\Delta V_{CE} = \sqrt{(\Delta V_C)^2 + (\Delta V_E)^2}$$

Sustituyendo los valores dados:

$$\Delta V_{CE} = \sqrt{(0,1)^2 + (0,02)^2}$$

$$\Delta V_{CE} = \sqrt{0,01 + 0,0004}$$

$$\Delta V_{CE} \approx \sqrt{0,0104}$$

$$\Delta V_{CE} \approx 0,102V$$

Entonces, la incertidumbre en  $V_{CE}$  es aproximadamente  $\pm 0,102V$ . Puedes informar el resultado como  $V_{CE} = 1,06 \pm 0,102V$ .

## 2.17. Error Porcentual

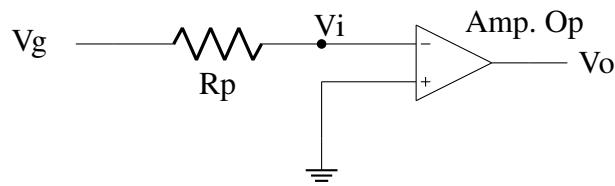
Porcentaje de error ( % de error), también conocido como porcentaje de error, es una medida de cuánto un valor difiere del valor esperado. Puede usarse para determinar qué tan lejos está un valor esperado de otro valor, pero a menudo se usa en el contexto de experimentos científicos.

Se puede expresar en la siguiente ecuación:

$$E_r = \frac{|Valor_{experimental} - Valor_{teorico}|}{Valor_{teorico}} \cdot 100 \quad (31)$$

## 2.18. Impedancia de entrada/diferencial (medición indirecta)

La siguiente ecuación se lleva a cabo debido a un divisor de tensión realizado de la siguiente manera:



**Figura 22:** Circuito simplificado de un amplificador para hallar su impedancia de entrada

$$V_i = V_g \frac{Z_d}{Z_d + R_p}$$

$$V_i Z_d + V_i R_p = V_g Z_d$$

$$V_g Z_d - V_i Z_d = V_i R_p$$

$$Z_d = V_i \frac{R_p}{V_g - V_i} \quad (32)$$

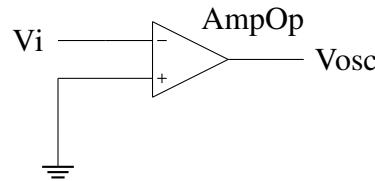
## 2.19. Impedancia de entrada/modo Común (medición indirecta)

Se visualiza el modelo del amplificador para sus impedancias de entrada en modo común, donde se usará la siguiente ecuación:

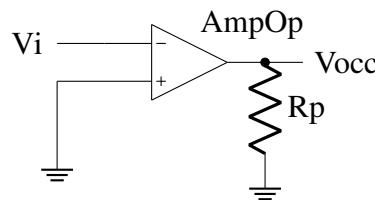
$$\begin{aligned}
 V_i &= V_g \frac{Z_c}{2} \frac{1}{\frac{Z_c}{2} + R_p} \\
 V_i &= V_g \frac{Z_c}{2} \frac{1}{\frac{Z_c + 2R_p}{2}} \\
 V_i Z_c + 2V_i R_p &= V_g Z_c \\
 V_g Z_c - V_i Z_c &= 2V_i R_p \\
 Z_c &= 2V_i \frac{R_p}{V_g - V_i}
 \end{aligned} \tag{33}$$

## 2.20. Impedancia de salida (medición indirecta)

La siguiente ecuación, al igual que la impedancia de entrada se lleva a cabo con un divisor de tensión, como se verá a continuación:



**Figura 23:** Circuito simplificado de un amplificador para medir su voltaje sin carga, medida para hallar su impedancia de salida



**Figura 24:** Circuito simplificado de un amplificador para medir su voltaje con carga, medida para hallar su impedancia de salida

Como se observa en la figura 23 y 24, luego de realizar esas medidas se realiza un divisor de tensión que permite la medición de su impedancia.

$$\begin{aligned}
 V_{occ} &= \frac{V_{osc} R_p}{R_p + Z_o} \\
 Z_o V_{occ} + V_{occ} R_p &= V_{osc} R_p \\
 Z_o &= \frac{V_{osc} R_p - V_{occ} R_p}{V_{occ}}
 \end{aligned} \tag{34}$$

## 2.21. Uso de PPM en la Incertidumbre de la Medición del Intervalo de Tiempo en un Osciloscopio

En el ámbito de la electrónica y la instrumentación, la precisión y la exactitud de las mediciones son cruciales. Los osciloscopios, herramientas esenciales en la medición de señales eléctricas, requieren una comprensión detallada de sus especificaciones para asegurar resultados confiables. Una de las métricas importantes en estos dispositivos es la incertidumbre de la medición del intervalo de tiempo, donde el concepto de partes por millón (ppm) juega un papel significativo.

### 2.21.1. Concepto de PPM (Partes por Millón)

PPM es una unidad de medida que expresa una proporción como una fracción de un millón. Es comúnmente utilizada en campos donde se requieren mediciones extremadamente precisas, como en la electrónica, para representar pequeñas variaciones o errores relativos en una cantidad medida. En el contexto de un osciloscopio, ppm se emplea para cuantificar la exactitud del intervalo de tiempo medido, relacionando el error relativo con la lectura.

Matemáticamente, 1 ppm se define como:

$$1 \text{ ppm} = \frac{1}{1,000,000} = 10^{-6}$$

### 2.21.2. Incertidumbre de la Medición del Intervalo de Tiempo

La incertidumbre en la medición del intervalo de tiempo de un osciloscopio es la desviación esperada de la medida real debido a las limitaciones del dispositivo. Esta incertidumbre se compone de varios factores, incluyendo el intervalo de muestreo, la resolución del dispositivo, y un componente proporcional a la lectura expresado en ppm.

En el manual de un osciloscopio típico, la incertidumbre de la medición del intervalo de tiempo ( $\Delta T$ ) se especifica como:

$$\Delta T = \pm (\text{intervalo de muestreo} + 50 \text{ ppm} \times \text{lectura} + 0,6 \text{ ns})$$

### 2.21.3. Desglose de la Fórmula

#### 1. Intervalo de Muestreo

Es el tiempo entre dos muestras consecutivas que toma el osciloscopio. A menor intervalo de muestreo, mayor es la precisión temporal del dispositivo.

#### 2. 50 ppm × Lectura

Este término indica que el error relativo es proporcional a la lectura del intervalo de tiempo. La constante de 50 ppm refleja la precisión del osciloscopio en términos de ppm. Para convertir 50 ppm a una fracción decimal:

$$50 \text{ ppm} = 50 \times 10^{-6} = 0,00005$$

Por lo tanto, si la lectura es de 100 ns, el error debido a este término sería:

$$0,00005 \times 100 \text{ ns} = 0,005 \text{ ns}$$

3. 0.6 ns

Un componente fijo de la incertidumbre que representa errores sistemáticos adicionales en la medición.

#### 2.21.4. Importancia en Aplicaciones Electrónicas

Comprender la incertidumbre de la medición es esencial para ingenieros y técnicos que dependen de los osciloscopios para diseñar, probar y verificar circuitos electrónicos. La especificación en ppm permite evaluar y comparar la precisión de diferentes osciloscopios, asegurando que las mediciones sean suficientemente precisas para las aplicaciones específicas.

## 3 Objetivo General y Específico

---

### 3.1. Objetivo General

El presente informe tiene como propósito primordial alcanzar los siguientes objetivos:

1. Analizar detalladamente el comportamiento de un Amplificador de Potencia basado en un diseño de Amplificador Diferencial.
2. Examinar e identificar las distintas etapas de un amplificador multietapa, determinando sus características distintivas, especialmente en lo que respecta al acoplamiento capacitivo y su ganancia.
3. Evaluar la respuesta en frecuencia del amplificador multietapas para lograr una comprensión profunda de sus propiedades y rendimiento en función de la frecuencia.
4. Investigar el impacto de la realimentación en el comportamiento global del amplificador, explorando sus efectos en la estabilidad, ganancia y linealidad del sistema.
5. Obtener una visión integral de las características fundamentales del sistema, centrándose en la interacción entre el diseño de Amplificador Diferencial, el acoplamiento capacitivo, y la realimentación.
6. Proporcionar una base sólida para la comprensión y aplicación de los principios analizados en contextos electrónicos.

### 3.2. Objetivos Específicos

1. Calcular y medir la polarización de los Amplificadores de potencia B y AB
2. Caracterizar, en dinámico, etapas amplificadoras de potencia B y AB.
3. Determinar las impedancias de entrada y salida de las distintas etapas.
4. Reconocer las distorsiones generadas por las etapas de simetría complementaria.
5. Determinar la polarización de un Amplificador diferencial y verificarla experimentalmente.
6. Distinguir entre una señal de entrada modo común y modo diferencial.
7. Construir el amplificador con los transistores existentes comercialmente y con la especificaciones y curvas suministradas por el fabricante.
8. Analizar un amplificador de múltiples etapas, acoplado capacitivamente de acuerdo a: Ganancia del amplificador, Impedancia de entrada y salida. Tensión de alimentación.
9. Caracterizar el amplificador multietapas con los valores obtenidos experimental y teóricamente.
10. Definir el modelo de banda ancha para amplificadores.

11. Analizar los efectos de las reactancias en la respuesta en frecuencia de un amplificador y discriminar aquellas que actúan en la región de bajas frecuencias de la que actúan en altas frecuencias.
12. Reconocer que la realimentación negativa reduce la ganancia y a cambio ofrece:
  - Mayor independencia de la ganancia del valor de la ganancia del amplificador base.
  - Disminución de la impedancia de salida.
  - Aumento de la impedancia de entrada.
  - Aumento del ancho de banda.
  - Mejoramiento de la linealidad del amplificador.

## 4 Resumen

---

El presente resumen condensa el análisis exhaustivo realizado sobre amplificadores multietapas, dispositivos esenciales en el ámbito de la electrónica. Estos amplificadores, caracterizados por su capacidad para aumentar señales de manera secuencial, juegan un papel crucial en el diseño y rendimiento de sistemas electrónicos avanzados. Durante este estudio, se exploraron detalladamente las propiedades de un amplificador multietapas.

Se incorpora un software de simulación (LTspice) especializado para estos circuitos, constituyendo una herramienta integral que respalda y verifica cada aspecto de la caracterización y la implementación experimental llevada a cabo en el laboratorio. Esta aplicación se revela como una guía esencial durante el desarrollo práctico, permitiendo una validación precisa de los resultados teóricos y experimentales, así como una valiosa asistencia en la interpretación y análisis de los datos obtenidos.

La sección inicial se centra en el análisis dinámico y la polarización de etapas amplificadoras de potencia (EP), incluyendo la caracterización de distorsiones y el diseño previo al laboratorio. La implementación experimental implica el montaje, medición de puntos de operación y la determinación de modelos dinámicos.

En la sección siguiente, se examina un Amplificador Diferencial (ED), modelando circuitualmente etapas y verificando experimentalmente la polarización. La distinción entre señales modo común y modo diferencial es clave. El laboratorio implica la construcción y análisis detallado del amplificador, incluyendo el diseño de hojas de datos y mediciones experimentales.

Posteriormente, se aborda un Amplificador Multietapas, destacando la importancia de acoplamientos capacitivos. El objetivo es analizar aspectos como la ganancia, impedancia de entrada/salida y tensión de alimentación, respaldado por la construcción y caracterización experimental.

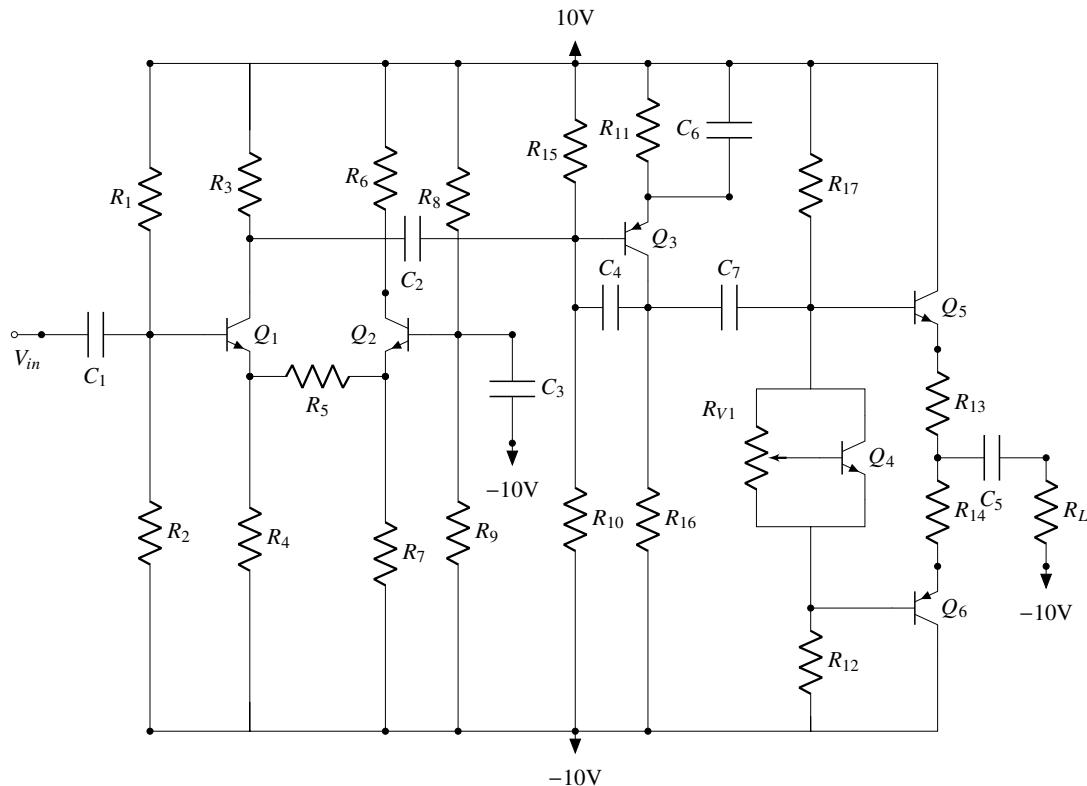
La sección sobre Respuesta en Frecuencia busca definir el modelo de banda ancha y analizar los efectos de reactancias, con una preparación detallada y laboratorio que involucra simulaciones y mediciones experimentales.

Finalmente, se explora el impacto de la realimentación en un amplificador, detallando los objetivos de la sección y su implementación en el laboratorio.

S

## 5 Metodología

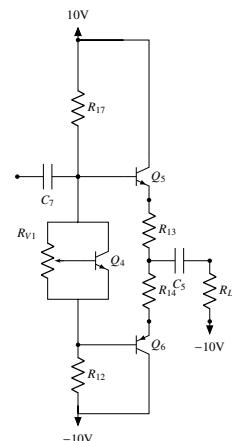
---



**Figura 25:** Diagrama Esquemático del Amplificador Base

### 5.1. Parte 1. Amplificador de potencia

- Identifique la etapa de Potencia (EP) en el amplificador base.



**Figura 26:** Diagrama Esquemático de la etapa de potencia

La etapa de Potencia es la que se observa en la figura 26, que se ve reflejada también en la figura 25 como última etapa del amplificador base.

## 2. Determinar los puntos de reposo de todos los transistores en la EP.

En esta etapa, los transistores  $Q_5$  y  $Q_6$  son complementarios (es decir, uno es de tipo NPN y otro PNP), debido a no estar ensamblados bajo la misma oblea de silicio, ambos podrían tener una ganancia distinta, pudiéndose encontrar algunas diferencias, al estar polarizado en su zona activa.

Se trabajaran de manera ideal, por esta razón, los puntos de operación o reposo de los transistores son iguales para ambos.

Donde se encuentra la resistencia  $R_{V1}$  y el transistor  $Q_4$ , se conoce como **Multiplicador de voltaje base-emisor**. Este nos permite mantener una caída de tensión entre base-emisor de los transistores  $Q_5$  y  $Q_6$  de 0,65V.

### 5.1.1. Análisis DC

En esta oportunidad del análisis en DC, despreciamos las corrientes de base de ambos transistores, por ser pequeñas y que la corriente que pasa por  $R_{17}$  es aproximadamente  $I_{EQ5}$ .

Esto último es consecuencia de que entre el multiplicador Base-Emisor y el punto de salida  $V_o$ , debe existir idealmente una caída de tensión de  $V = 0 V$ , por esta razón, se indica que  $I_{R_{17}} = I_{EQ5}$ , más adelante se detalla este tema.

Ahora, Aplicando Ley de Corrientes de Kirchhoff (LCK), se obtiene lo siguiente:

$$I_{R_{17}} = I_{R_{V1}} + I_{CQ4} \quad (35)$$

Como se indica anteriormente su corriente en base es despreciable.

Si aplicamos Ley de Ohm, tenemos que,

$$\begin{aligned} V_{CEQ4} &= I_{R_{V1}} \cdot R_{V1} \\ I_{R_{V1}} &= \frac{V_{CE}}{R_{V1}} \end{aligned} \quad (36)$$

Esta corriente, se toma en cuenta con la caída de tensión de Base-Emisor

$$I_{R_{V1}} = \frac{V_{BEQ4}}{xR_{V1}} \quad (37)$$

Si se igualan las ecuaciones 36 y 37, se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}\frac{V_{CEQ_4}}{R_{V1}} &= \frac{V_{BEQ_4}}{xR_{V1}} \\ V_{CEQ_4} &= \frac{V_{BEQ_4} \cdot R_{V1}}{xR_{V1}} = \frac{V_{BEQ_4}}{x} \\ V_{CEQ_4} &= \frac{V_{BEQ_4}}{x}\end{aligned}\tag{38}$$

Donde,  $x \in [0, 1]$ , para que los transistores  $Q_5$  y  $Q_6$ , se encuentren al borde de la conducción si y solo si el voltaje de colector-emisor sea 2 veces el  $V_{BEQ_5}$  o  $V_{BEQ_6}$  ; debido a la tensión que se halla entre base y emisor.

Con este análisis se tiene que  $x = \frac{1}{2}$ , debido a la demostración siguiente, sustituyendo  $x$  en la ecuación 38:

$$V_{CE} = \frac{V_{BE}}{\frac{1}{2}} = 2V_{BEQ_5} = 2V_{BEQ_6}\tag{39}$$

Siendo  $x$ , el valor que se le dara a la resistencia variable para obtener la ecuación 39

Tomando el valor de  $R_{V1} = 10k \therefore xR_{V1} = \frac{10k}{2} = 5k\Omega$

Aplicando Leyes de Voltaje de Kirchhoff, haciendo un recorrido por las resistencias  $R_{17}$ ,  $R_{V1}$  y  $R_{12}$ , sabiendo  $I_{R_{17}} = I_{EQ_5}$

$$\begin{aligned}10 + 10 - I_{R_{17}} \cdot 22k - V_{CEQ_4} - I_{R_{12}} \cdot 22k &= 0 \\ I_{R_{17}} = \frac{20 - 2V_{BEQ_5}}{44k} &= \frac{20 - 2(0,65)}{44k} = 425\mu A\end{aligned}$$

$$I_{EQ_5} = I_{EQ_6} = 425\mu A\tag{40}$$

Luego se despeja de la ecuación 35,  $I_{CQ_4}$  y sustituimos el valor de la ecuación 37 y 40, tenemos:

$$\begin{aligned}I_{R_{17}} &= I_{R_{V1}} + I_{CQ_4} \\ I_{CQ_4} &= I_{R_{17}} - I_{R_{V1}} \\ I_{CQ_4} &= 425\mu - \frac{0,65}{5k} \\ I_{CQ_4} &= 295\mu A\end{aligned}\tag{41}$$

Idealmente los valores de  $I_{CQ_5}$  e  $I_{CQ_6}$  es cero pero como ambos no son totalmente ideal por lo explicado en el principio del apartado, se tiene que  $I_{CQ_5}$  e  $I_{CQ_6}$  si poseen una pequeña corriente que tomar en cuenta.

Por otro lado, se puede comprobar que idealmente da cero, como se demuestra a continuación:

Aplicando LVK en la malla donde se encuentran los tres transistores, se tiene:

$$-V_{BEQ_5} - I_{E_5}(10 + 10) - V_{BEQ_4} + -V_{CEQ_4} = 0$$

$$I_{E_5} = \frac{V_{CEQ_4} - 2V_{BEQ_5}}{20} = \frac{2V_{BEQ_5} - 2V_{BEQ_5}}{20} = 0$$

Sin embargo, tomando en cuenta esa corriente se tiene lo siguiente:

Considerando la configuración Push-Pull se activa un transistor en un ciclo y viceversa, de esa manera solo estará encendido  $Q_5$ , con una impedancia muy baja del multiplicador Base-Emisor (Cable o corto), donde se obtendrá una configuración universal del transistor  $Q_5$ , con  $R_{17}$ ,  $R_{12}$ ,  $R_{13}$  y  $R_L$ .

Se aplica superposición para hallar el  $V_{th}$

$$V_{th} = V_{CC} \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{17}} + V_{EE} \frac{R_{17}}{R_{12} + R_{17}} = 0 \quad (42)$$

$$R_{th} = R_{17} || R_{12} = 11 \text{ k}\Omega \quad (43)$$

Se sustituye 42 y 43 en la siguiente ecuación.

Aplicando LVK en el resultante Thevenin visto desde la base hacia afuera del transistor  $Q_5$

$$I_b = \frac{V_{th} - V_{EE} - V_{BE}}{R_{th} + R_E(\beta + 1)} = \frac{10 - 0,65}{11 \text{ k} + 2,21 \text{ k} (151)} = 27,12 \mu\text{A} \quad (44)$$

Recordar que

$$I_E = I_B + I_C \quad (45)$$

Si se despeja  $I_C$ , se obtiene,

$$I_C = I_E - I_B \quad (46)$$

Sustituyendo 44 y 46 se tiene el resultado de  $I_{CQ_5} = I_{CQ_6}$

$$I_{CQ_5} = I_{EQ_5} - I_{BQ_5} = 425 - 27,12 = 397,88 \mu\text{A} \quad (47)$$

aunque si se esta despreciando  $I_B \therefore I_E = I_C$

$$I_{CQ_5} = I_{CQ_6} = I_{E_5} = 0$$

Se aplica LVK por el recorrido de  $Q_5$  y  $Q_6$  y se obtiene la siguiente ecuación:

Recuerda antes, que sí, se coloca  $I_E$  en función de  $I_C$ , se obtiene lo siguiente:

$$I_E = I_B + I_C = \frac{I_c}{\beta} + I_C = \left(\frac{1}{\beta} + 1\right)I_C$$

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

$$10 - V_{CEQ_5} - \left(\frac{\beta + 1}{\beta}\right) I_C(20) - V_{CEQ_6} + 10 = 0$$

$$V_{CEQ_5} = \frac{20 - \left(\frac{\beta + 1}{\beta}\right) I_C(20)}{2} = 9,99V \approx 10V$$

Transistor	$I_{CQ}[\mu A]$	$V_{CEQ}[V]$
4	295	1.3
5	397.88	10
6	-397.88	10

**Tabla 1:** Puntos de operación teóricos de la EP

### 5.1.2. Análisis en AC

3. Determine el modelo dinámico a pequeña señal y a frecuencias medias de la EP, ganancia e impedancias de entrada y salida.

Se hace uso de las ecuaciones 7, 8, 10; y de los valores de corriente de la tabla 1 de esa manera hallamos sus valores de esta etapa de potencia y para todas las distintas etapas que se analizaran en AC usaremos las mismas ecuaciones.

Se asumirá para todos los transistores de las distintas etapas y en el amplificador base como un  $\beta = 150$

Es importante resaltar que se va a asumir que cada uno de los transistores en las diferentes etapas el valor de  $r_o \rightarrow \infty$ , solo se tomará en cuenta  $r_{pi}$  y  $g_m$ .

$$g_{m5} = g_{m6} = \frac{I_{CQ_5}}{V_T} = \frac{397,88\mu A}{25,851mA}$$

$$g_{m5} = 15,40mU$$

$$r_{\pi_5} = r_{\pi_6} = \beta \frac{V_T}{I_{CQ_5}} = 150 \frac{25,851mA}{397,88\mu A}$$

$$r_{\pi_5} = 9,75k\Omega$$

**Ganancia de tensión** Se tomará en cuenta la resistencia de la carga  $R_L$ , de esa manera calculamos  $A_v$ , haciendo uso de la ecuación 13

$$A_v = \frac{(g_{m5}r_{\pi_5} + 1)(R_{13} + R_L) \left( \frac{R_L}{R_{13} + R_L} \right)}{r_{\pi_5} + (g_{m5}r_{\pi_5} + 1)(R_{13} + R_L)}$$

$$A_v = \frac{(g_{m5}r_{\pi_5} + 1)R_L}{r_{\pi_5} + (g_{m5}r_{\pi_5} + 1)(R_{13} + R_L)}$$

$$A_v = \frac{(151)2,2k}{9,75k + (151)(2,21k)}$$

$$A_v = 0,967$$

Si se observa de una manera ideal es una configuración Colector-Común, lo cual significa que es un seguidor de tensión y debería dar su ganancia igual a 1.

### Impedancia de entrada

$$Z_{in} = R_{17} || R_{12} || (r_{\pi_5} + (R_{13} + R_L)(g_{m5}r_{\pi_5} + 1))$$

$$Z_{in} = 10,66 k\Omega$$

### Impedancia de salida

$$Z_{out} = R_{13} + \frac{r_{\pi_5}}{g_{m5}r_{\pi_5} + 1}$$

$$Z_{out} = 74,57\Omega$$

A <sub>v</sub>	Z <sub>in</sub> [Ω]	Z <sub>out</sub> [Ω]
0.973	10.66 k	74.57

**Tabla 2:** Ganancia e impedancias teóricas de la Etapa de potencia

### 5.1.3. Simulación

4. Realice la simulación de la etapa con el fin de verificar tanto los puntos de operación, como el modelo circuital a pequeña señal. Explique cualquier diferencia respecto a sus cálculos, si la hay.

Tag	Puntos de operación	Unidad
V(v_ce5)	10	voltage
V(v_ce4)	0.631574	voltage
V(v_ce6)	-10	voltage
Ic(Q6)	-0.000316159	device_current
Ic(Q5)	0.00031664	device_current
Ic(Q4)	0.000299118	device_current

**Tabla 3:** Simulación de los puntos de operación de la EP

Observando la tabla 3, nos dan directamente los valores  $I_{CQ_4}$ ,  $I_{CQ_5}$  e  $I_{CQ_6}$ , sin embargo hay que calcular los valores de  $V_{CE_4}$ ,  $V_{CE_5}$  y  $V_{CE_6}$ . Haremos uso de las ecuaciones 31 y una diferencia de potencial como se observa en 48,

$$V_{AB} = V_A - V_B \quad (48)$$

$$V_{CE_4} = 0,631574 - (-0,621002)$$

$$V_{CE_4} = 1,2525 \approx 1,3 \text{ V}$$

$$V_{CE_5} = 10 - (0,0,00844586)$$

$$V_{CE_5} = 9,99 \approx 10 \text{ V}$$

$$V_{CE_6} = -10 - (0,00209375)$$

$$V_{CE_6} = -10,00209 \approx -10 \text{ V}$$

Los voltajes poseen un error porcentual despreciable a diferencia de las corrientes

$$I_{CQ_4} = 299,118 \mu A$$

$$E_r = \frac{|299,118 \mu - 295 \mu|}{295 \mu} \cdot 100$$

$$E_r = 1,4 \%$$

$$I_{CQ_5} = 397,88\mu A$$

$$E_r = \frac{|316,64\mu - 397,88\mu|}{397,88\mu} \cdot 100$$

$$E_r = 25,65 \%$$

En este caso fue mas considerable este error y esto es debido al multiplicador de voltaje Base-Emisor, donde podría tener variaciones por el divisor de tensión creado por la resistencia variable.

Incluso si observamos su caída de tensión en

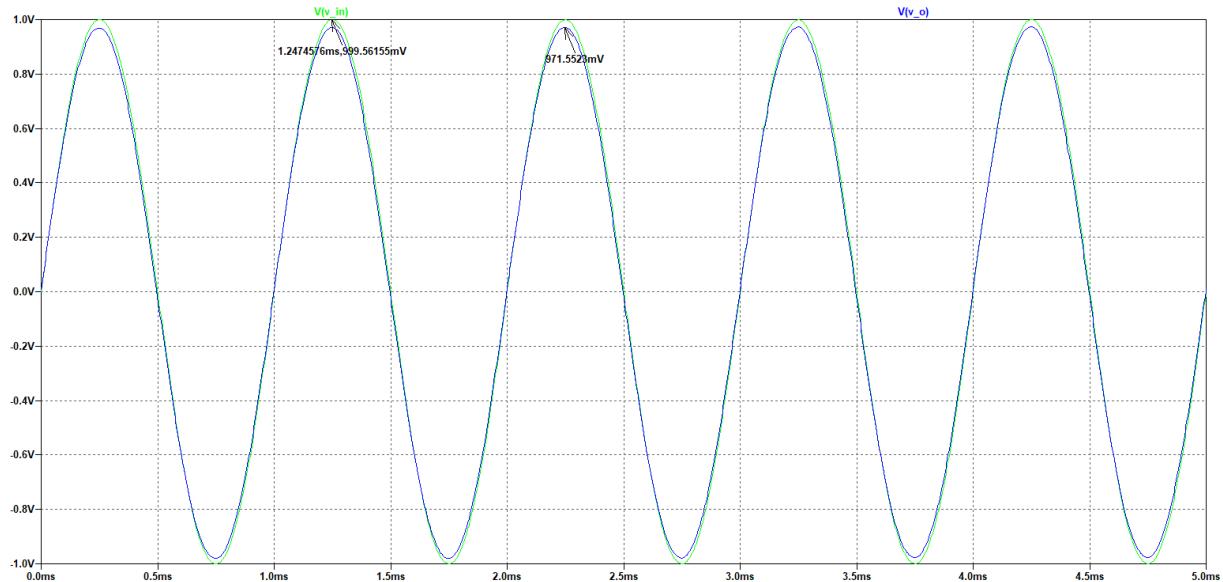
$$V_{BE_4} = 0,631574 - 0,00844586 = 0,6231V,$$

es lo mas cercano a su voltaje umbral para que se mantengan en stand-by y evitemos el **efecto crossover** producido por un clase B.

$$I_{CQ_6} = 316,159\mu A$$

$$E_r = \frac{|316,159\mu - 397,88\mu|}{397,88\mu} \cdot 100$$

$$E_r = 20,54 \%$$



**Figura 27:** Simulación del voltaje de salida y entrada de la EP en tiempo

Como Se puede apreciar en la imagen, se tiene en la simulación una ganancia de tensión casi 1.

$$A_v = \frac{971,5523mV}{999,5615mV} = 0,971 \approx 1,$$

siendo este valor el esperado.

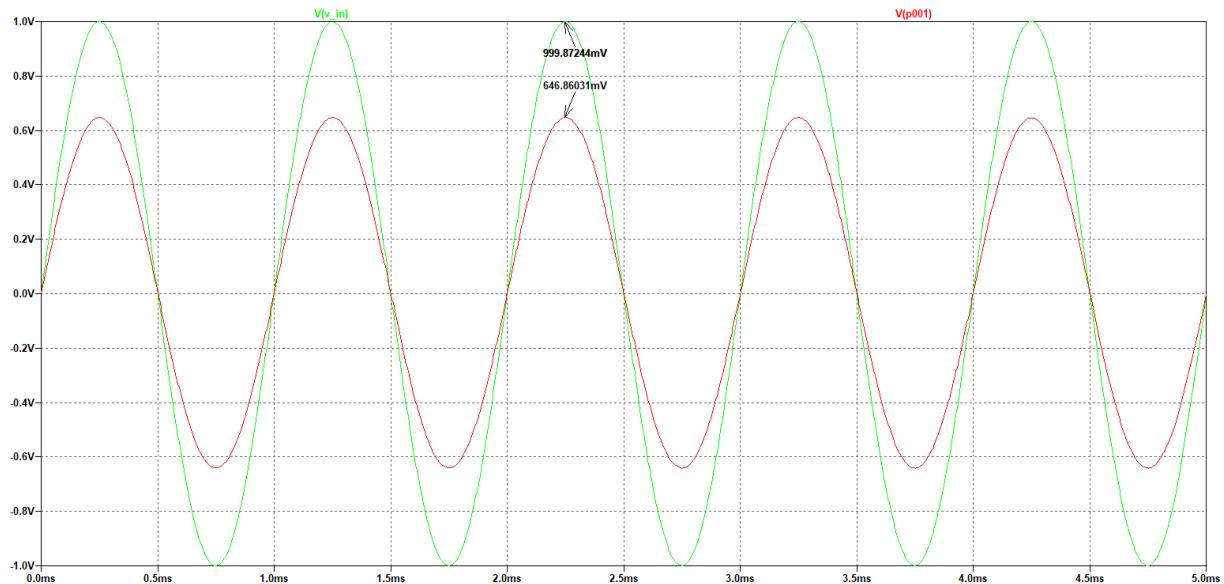
### Simulación para hallar la impedancia de entrada

Como se observa en la figura 28, se tienen los valores pico de cada salida de voltaje de esta manera, haciendo uso de la ecuación 32, tenemos lo siguiente:

$$Z_{in} = V_i \frac{R_p}{V_g - V_i}$$

$$Z_{in} = \frac{646,86m(6k)}{1 - 646,86m}$$

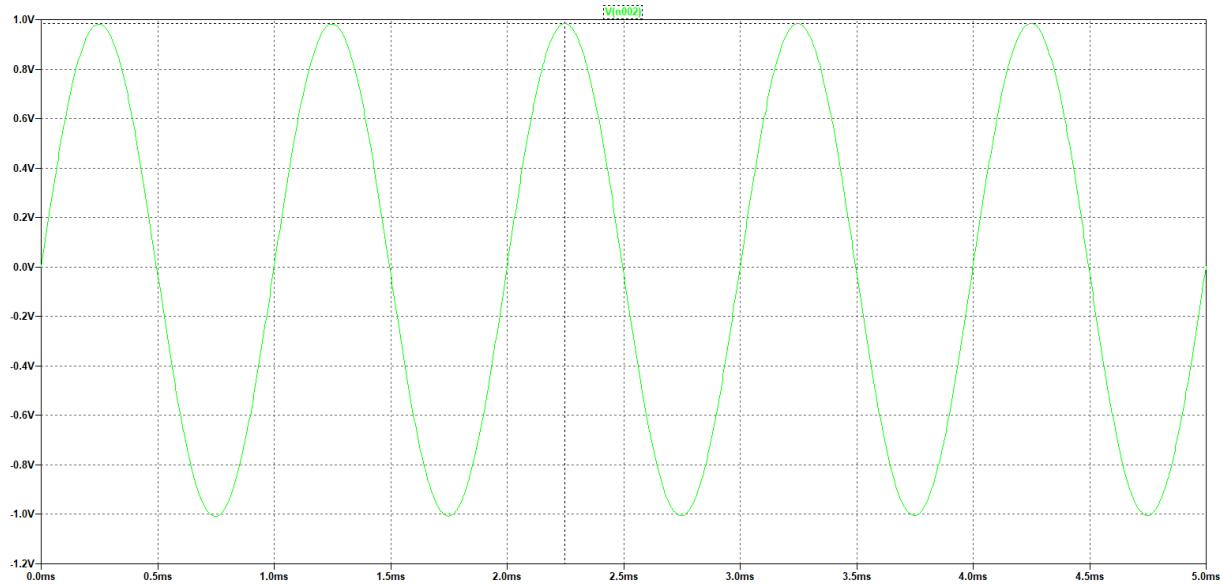
$$Z_{in} = 10,99k\Omega$$



**Figura 28:** Simulación del voltaje de salida y entrada de la EP en tiempo para hallar la impedancia de entrada.

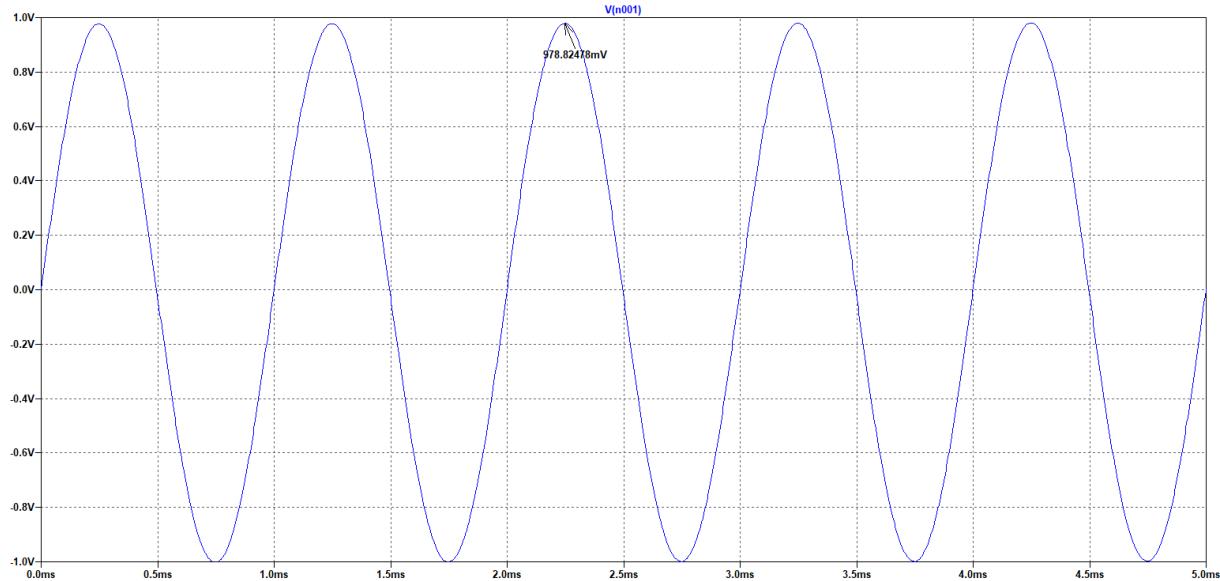
### Impedancia de salida

En este apartado, se va a establecer la impedancia de salida con la ecuación 34, pero bajo las simulaciones realizadas previamente para la metodología adecuada del laboratorio.



**Figura 29:** Simulación del voltaje de salida sin carga de la ED en tiempo para hallar la impedancia de salida.

En la figura 29, se visualiza el voltaje de salida sin carga, ahora se usara el valor de la simulación de la figura 30, y hallar la impedancia de salida.



**Figura 30:** Simulación del voltaje de salida con carga de la EP en tiempo para hallar la impedancia de salida.

$$Z_{out} = \frac{V_{osc}R_p - V_{occ}R_p}{V_{occ}}$$

$$Z_{out} = \frac{(1,982 - 1,593)80}{1,593}$$

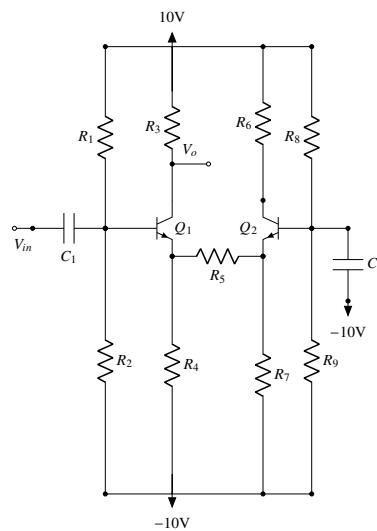
$$Z_{out} = 19,535 \Omega$$

<b>A<sub>v</sub></b>	<b>Z<sub>in</sub>[Ω]</b>	<b>Z<sub>out</sub>[Ω]</b>
0.971	10.99k	19.535

**Tabla 4:** Ganancia e impedancias simuladas de la Etapa de potencia

## 5.2. Parte 2. Amplificador diferencial

1. Identifique la etapa diferencial (ED) en el amplificador base (figura 25).



**Figura 31:** Diagrama Esquemático de la etapa diferencial

La etapa diferencial es la que se observa en la figura 31, que se ve reflejada también en la figura 25, siendo la primera etapa del amplificador base.

2. Determinar los puntos de reposo de todos los transistores en la ED.

En esta etapa, los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  son iguales, debido a esto los puntos de operación de uno es igual para el otro.

Hay que tener en cuenta que se tomará en cuenta lo dicho anteriormente con los transistores complementarios, debido a no estar bajo la misma oblea, ambos pueden tener pequeñas variaciones apreciables en su ganancia.

### 5.2.1. Análisis DC

Entonces, se tiene lo siguiente:

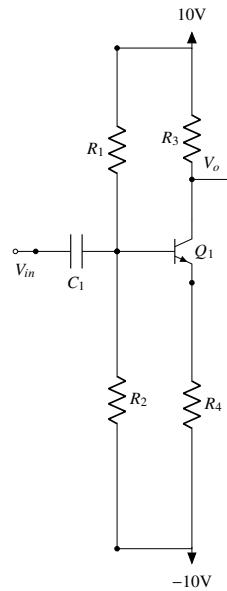
$$Q_1 = Q_2 \quad (49)$$

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} \quad (50)$$

$$V_{CEQ_1} = V_{CEQ_2} \quad (51)$$

Tomando en cuenta esas consideraciones, la resistencia  $R_5$  no se tomará en cuenta en DC, ya que la caída de tensión entre sus puntos son iguales debido a la ecuación 49, por consiguiente, se trabajará con una sola configuración de los dos transistores.

Simplificando el circuito de la polarización universal de la figura 32, obtenemos un  $V_{th}$  y una  $R_{th}$



**Figura 32:** Polarización universal para el estudio del amplificador diferencial

Se aplica divisor de tensión y superposición para hallar el  $V_{th}$ :

$$\begin{aligned} V_{th} &= \frac{V_{CC}R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_{EE}R_1}{R_1 + R_2} \\ V_{th} &= \frac{10(100k)}{100k + 100k} + \frac{-10(100k)}{100k + 100k} \\ V_{th} &= 5 - 5 = 0V \end{aligned}$$

Seguidamente se halla  $R_{th}$

$$R_{th} = R_1 || R_2 = 100k || 100k = 50k\Omega$$

Aplicando la ecuación 1 y 5, se obtiene lo siguiente:  $I_B$  se halla en un recorrido de lazo cerrado, de la base al emisor con el circuito simplificado

$$I_{CQ_1} = \beta \frac{10 - V_{BE_1}}{R_{th} + R_4(1 + \beta)}$$

$$I_{CQ_1} = \beta \frac{10 - 0,65}{50k + 15k(151)}$$

$$I_{CQ_1} = 605,832\mu A$$

Finalmente aplicando LVK por  $V_{CE}$ , se tiene

$$0 = 10 - I_{CQ_1}(4,7k) - V_{CEQ_1} - \left(\frac{1 + \beta}{\beta}\right) I_C(15k) + 10$$

$$V_{CEQ_1} = 20 - I_{CQ_1}((4,7k) + \left(\frac{1 + \beta}{\beta}\right)(15k))$$

$$V_{CEQ_1} = 8V$$

Transistor	$I_{CQ}[\mu A]$	$V_{CEQ}[V]$
1	605.832	8
2	605.832	8

**Tabla 5:** Puntos de operación teóricos de la ED

### 5.2.2. Análisis en AC

3. Determine el modelo dinámico del amplificador diferencial a frecuencias medias superponiendo ambos modos. ( Ganancias diferencial y común, impedancias de entrada diferencial y común e impedancia de salida)

Como el anterior estudio del análisis en AC, acá se usarán las mismas ecuaciones y por consiguiente, se va a enfocar en colocar las ecuaciones y se darán los resultados de una manera directa para resumir cuentas.

Se hallará  $g_{m1}$  y  $r_{\pi_1}$ , recordando que  $Q_1 = Q_2$ , así tenemos que  $g_{m1} = g_{m2}$  y  $r_{\pi_1} = r_{\pi_2}$ .

$$r_{\pi_1} = \beta \frac{V_T}{I_{CQ_1}} = 150 \frac{25,851mA}{605,83\mu A}$$

$$r_{\pi_1} = 6,4k\Omega$$

$$g_{m_1} = \frac{I_{CQ_5}}{V_T} = \frac{605,83\mu A}{25,851mA}$$

$$g_{m_5} = 23,435mV$$

### Ganancia de tensión

Para hallar la ganancia de tensión de un amplificador diferencial existen dos modos, denominados **Modo diferencial** y **Modo Común**, y cada uno de ellos posee una configuración distinta, sin embargo son sencillas de comprender topológicamente.

En este apartado usaremos las ecuaciones 20 y 19.

- **Modo diferencial** En este punto, la topología a visualizar en modo diferencias es la que se ve en la figura 31, siendo las entradas las bases de los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$ , sin embargo, acá solo se tiene una entrada que es por la base de  $Q_1$ , ya conociendo esto se procede a los cálculos de ganancia de tensión. (Aplica de igual manera para la impedancia en modo diferencial)

**Nota:** en modo diferencial tomamos en cuenta la resistencia  $R_5$  debido a la configuración que se ve en la figura 31, el recorrido de su corriente es por  $R_5$ , ya que  $R_4$  y  $R_7$  son mucho mas grande que  $R_5$ , además que al no estar en modo común, pasa una corriente distinta por ambas entradas, de esta manera, tiene la posibilidad de solo tomar en cuenta  $R_5$  y despreciar la corriente que pasa por  $R_4$  y  $R_7$ . Por el contrario, en modo Común, al tener la misma entrada y ésta dividirse en dos, entra la misma corriente, debido a eso las corrientes que pasa por  $R_5$  se anulan, permitiendo que no se desprecie la corriente que pasa por  $R_4$  y  $R_7$ . Por lo tanto, este análisis facilita la obtención de sus ganancias e impedancias de una manera más óptima.

$$A_d = -\frac{(g_{m_1}r_{\pi_1})R_3}{r_{\pi_1} + (g_{m_1}r_{\pi_1} + 1) \left( R_5 + \frac{r_{\pi_2}}{(g_{m_2}r_{\pi_2} + 1)} \right)}$$

$$A_d = -2,95 \approx 3$$

- **Modo común** La topología de esta configuración es haciendo las entradas una sola, es decir hacemos un corto circuito entre las bases de  $Q_1$  y  $Q_2$ , logrando tener un modo común con la entrada de la señal de la fuente, por esa razón su nombre.

$$A_c = -\frac{(g_{m_1}r_{\pi_1})R_3}{r_{\pi_1} + (g_{m_1}r_{\pi_1} + 1)R_4}$$

$$A_c = -0,31$$

### Modelo de Impedancias

- **Impedancia en modo diferencial** Acá manejamos la misma topología que en ganancia, al igual que su recorrido de corriente.

$$Z_d = R_1 || R_2 || (r_{\pi_1} + (g_{m_1} r_{\pi_1} + 1) \left( R_5 + \frac{r_{\pi_2}}{(g_{m_2} r_{\pi_2} + 1)} \right))$$

$$Z_d = R_1 || R_2 || (2r_{\pi_1} + R_5(g_{m_1} r_{\pi_1} + 1))$$

$$Z_d = 41,36 k\Omega \quad (52)$$

- **Impedancia en modo común**

$$Z_c = R_1 || R_2 || r_{\pi_1} + (g_{m_1} r_{\pi_1} + 1) R_4$$

$$Z_c = 48,82 k\Omega$$

- **Impedancia de Salida**

$$Z_{out} = R_3$$

$$Z_{out} = 4,7 k\Omega$$

- **Nota:** Una acotación importante es que en este apartado se da lo que conocemos como **CMRR**, como se observa en la ecuación 21, si se analiza, se tiene que si **A<sub>d</sub>** aumenta se va a obtener una mayor ganancia evitando el **CMRR** siendo este valido cuando **CMRR = ρ ≥ 100db**, para que esto ocurra de una mejor manera **A<sub>c</sub>** debería dar muy bajo, para poder su efecto de rechazo alto.

Para eso realizamos este calculo, para poder ver si existe una buena ganancia. Sin embargo, de no tener una diferencia de potencial en las dos entradas AC no existirá una ganancia.

<b>A<sub>v</sub></b>	<b>A<sub>C</sub></b>	<b>Z<sub>d</sub>[Ω]</b>	<b>Z<sub>c</sub>[Ω]</b>	<b>Z<sub>out</sub>[Ω]</b>	<b>ρ[dB]</b>
-2.95	-0.31	41.36 k	48.85k	4.7k	19.57

**Tabla 6:** Ganancia e impedancias teóricas de la Etapa diferencial

#### 5.2.3. Simulación

- Realice la simulación de la etapa con el fin de verificar los cálculos de los puntos de operación y el modelo dinámico.

<b>Tag</b>	<b>Puntos de operación</b>	<b>Unidad</b>
V(v_ce2)	8.850259	voltage
V(v_ce1)	7.207804	voltage
Ic(Q1)	7.57E-04	device_current
Ic(Q2)	4.53E-04	device_current

**Tabla 7:** Simulación de los puntos de operación de la ED

Se aprecian unas diferencias, se calcularan los errores relativos porcentuales, estas diferencias se deben a que son el mismo encapsulado y poseen las mismas características y especificaciones, pero ambos están creado bajos distintas obleas de silicio.

■ **V<sub>CE</sub><sub>1</sub>**

$$V_{CE_1} = 7,21 \text{ V}$$

$$E_r = \frac{|8 - 7,21|}{8} \cdot 100$$

$$E_r = 9,875 \%$$

■ **V<sub>CE</sub><sub>2</sub>**

$$V_{CE_2} = 8,85 \text{ V}$$

$$E_r = \frac{|8 - 8,85|}{8} \cdot 100$$

$$E_r = 3,125 \%$$

■ **I<sub>CQ1</sub>**

$$I_{CQ_1} = 757 \mu\text{A}$$

$$E_r = \frac{|605,832 \mu\text{A} - 757 \mu\text{A}|}{425 \mu\text{A}} \cdot 100$$

$$E_r = 24,34 \%$$

■ **I<sub>CQ2</sub>**

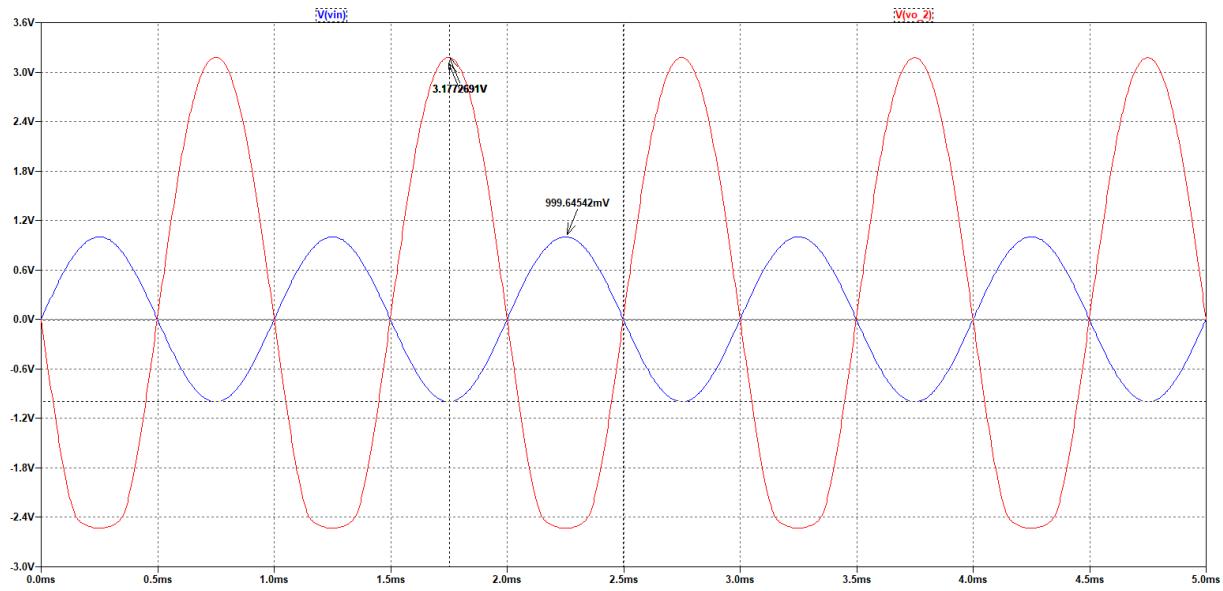
$$I_{CQ_2} = 453 \mu\text{A}$$

$$E_r = \frac{|605,832 \mu\text{A} - 453 \mu\text{A}|}{425 \mu\text{A}} \cdot 100$$

$$E_r = 25,23 \%$$

Como se puede apreciar, cada uno de los errores relativos porcentuales no son despreciables, pero validos para los cálculos teóricos realizados, se aproximan bastante a los posibles. Más adelante sabremos si nos acercamos bastante a los valores experimentales o reales.

### Simulación de ganancia en tiempo



**Figura 33:** Simulación del voltaje de salida y entrada de la ED en tiempo

Como Se puede apreciar en la imagen, se tiene en la simulación una ganancia de tensión de:

$$A_v = \frac{3,1772691V}{0,99964542V} = 3,178,$$

siendo este valor el esperado.

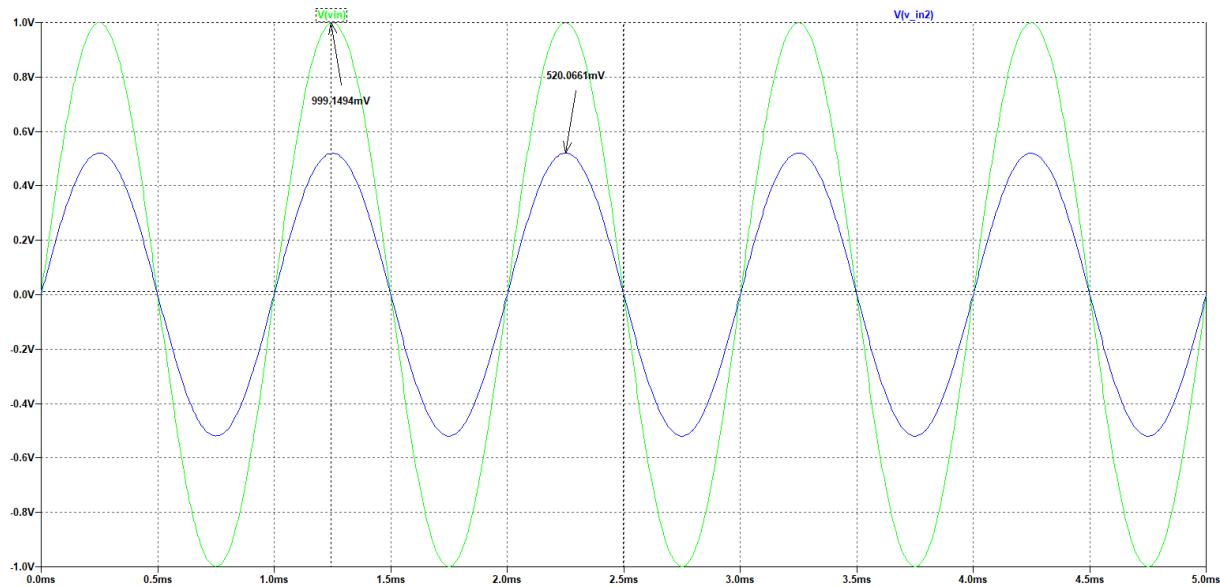
- **Nota:** Se calcula la ganancia e indico un valor negativo, esto es debido al desfase que ocurre que es de  $180^\circ$ , y que posee una ganancia donde entra por base y sale por colector, podría verse como una configuración de emisor-Común estando dos en paralelo.

Por consiguiente, la figura 33 se pueden apreciar el desfase y su ganancia. Comportándose en la zona lineal por la polarización universal.

### Simulación para hallar la impedancia en modo diferencial

Como se observa en la figura 34, se tienen los valores pico de cada salida de voltaje de esta manera, haciendo uso de la ecuación 32, tenemos lo siguiente:

$$\begin{aligned} Z_d &= V_i \frac{R_p}{V_g - V_i} \\ Z_d &= \frac{520,066m(41,5k)}{1 - 520,066m} \\ Z_d &= \frac{520,066m(41,5k)}{1 - 520,066m} \\ Z_d &= 44,97k\Omega \end{aligned}$$



**Figura 34:** Simulación del voltaje de salida y entrada de la ED en tiempo para hallar la impedancia en modo diferencial.

#### Simulación para hallar la impedancia en modo común

Como se observa en la figura 35, se tienen los valores pico de cada salida de voltaje de esta manera, haciendo uso de la ecuación 33, tenemos lo siguiente:

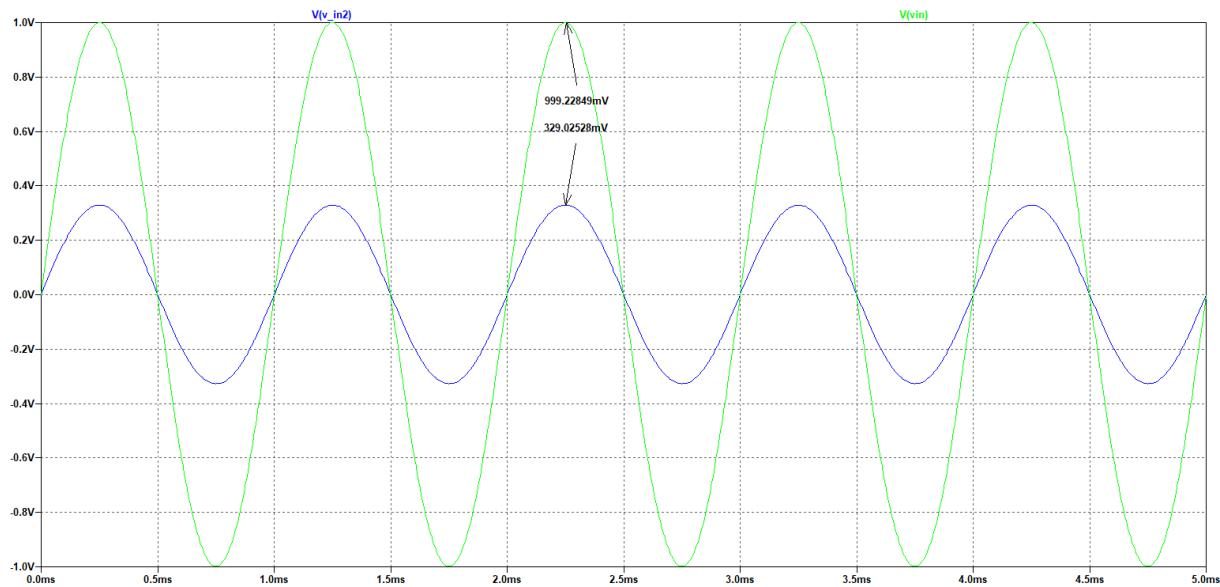
$$Z_c = 2V_i \frac{R_p}{V_g - V_i}$$

$$Z_c = 2 \frac{520,066m(50k)}{1 - 520,066m}$$

$$Z_c = 2 \frac{520,066m(50k)}{1 - 520,066m}$$

$$Z_c = 108,36k\Omega$$

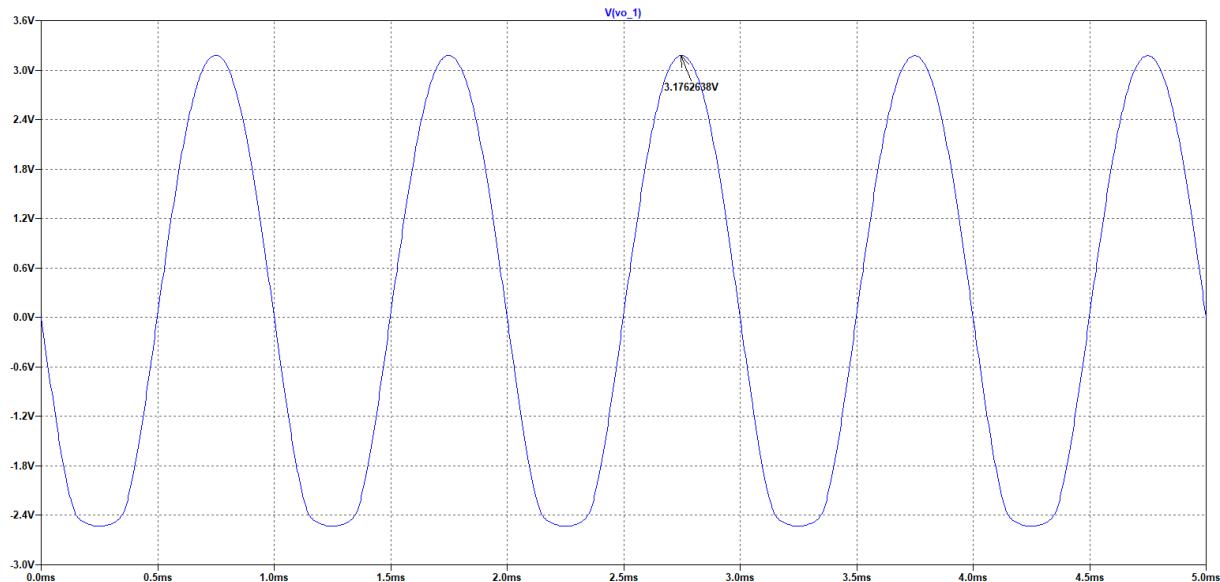
$$\frac{Z_c}{2} = 54,18k\Omega$$



**Figura 35:** Simulación del voltaje de salida y entrada de la ED en tiempo para hallar la impedancia en modo común.

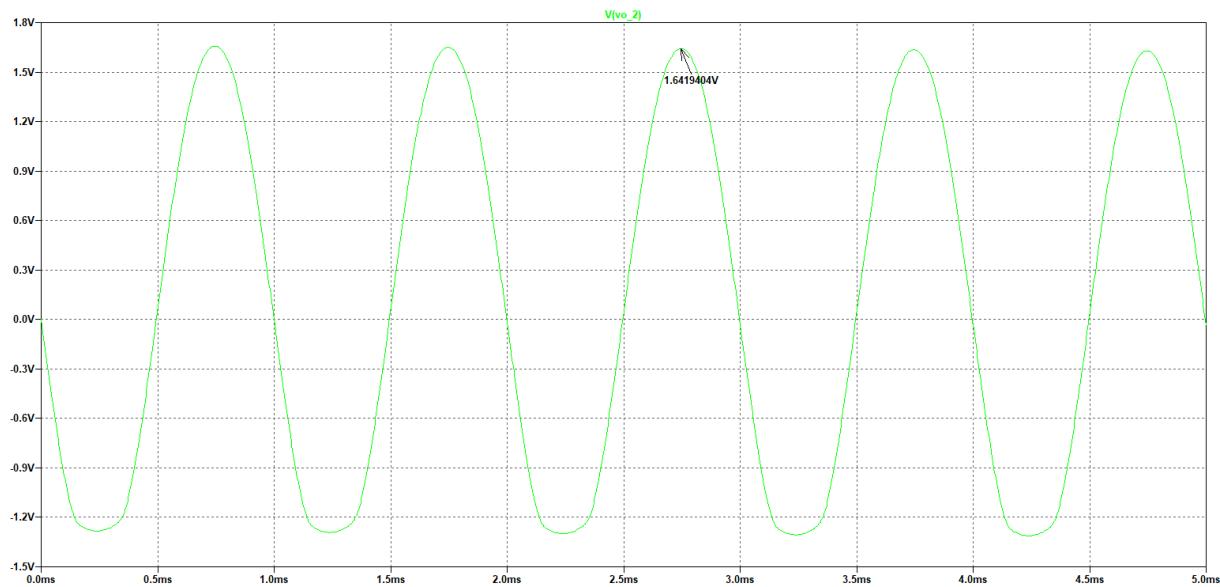
### Impedancia de salida

En este apartado, se va a establecer la impedancia de salida con la ecuación 34, pero bajo las simulaciones realizadas previamente para la metodología adecuada del laboratorio.



**Figura 36:** Simulación del voltaje de salida sin carga de la ED en tiempo para hallar la impedancia de salida.

En la figura 36, se visualiza el voltaje de salida sin carga, ahora se usara el valor de la simulación de la figura 37, y hallar la impedancia de salida.



**Figura 37:** Simulación del voltaje de salida con carga de la ED en tiempo para hallar la impedancia de salida.

$$Z_o = \frac{V_{osc}R_p - V_{occ}R_p}{V_{occ}}$$

$$Z_{out} = \frac{(3,17626 - 1,64194)5k}{1,64194}$$

$$Z_{out} = 4,67k$$

A <sub>v</sub>	Z <sub>d</sub> [Ω]	Z <sub>c</sub> [Ω]	Z <sub>out</sub> [Ω]
-3.178	44.97k	54.18k	4.67k

**Tabla 8:** Ganancia e impedancias simuladas de la Etapa diferencial

### 5.3. Parte 3. Amplificador multietapas

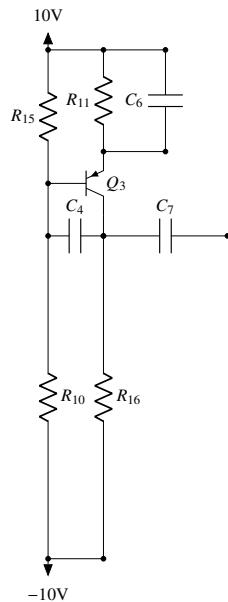
1. Para cada etapa por separado del amplificador base (figura 25) determine: Punto de operación de los elementos activos y modelo dinámico de las etapas amplificadoras. Utilice como carga  $R_L$  la indicada en el anexo ( $R_L = 2,2k\Omega$ ).

Los puntos operacionales de la etapa de potencia están reflejados en la tabla 1 y los de la etapa diferencial en la tabla 5.

Los puntos del modelo dinámico de la etapa de potencia se hallan en la tabla 2 y la etapa diferencial en la tabla 6.

### 5.3.1. Análisis DC

Se va a calcular los puntos de operación y modelo dinámico de la etapa impulsora o driver. Se identifica a la etapa impulsora en el amplificador base directamente en la figura 38



**Figura 38:** Diagrama esquemático de la etapa impulsora

En la figura 38 se tiene el capacitor  $C_7$  como capacitor de desacople,  $C_6$  es un capacitor denominado de **bypass**, este nos permite que cuando este en su punto de operación permite una mayor ganancia debido a que tenemos la resistencia  $R_{11}$  que ayuda a su punto de operación, pero en AC, no se toma en cuenta gracias al condensador. Por otro lado, permite que al ver la impedancia de  $Z_{CCQ_3}$ , solo observará  $r_0$ , a consecuencia de el capacitor de bypass, por el corto generado a frecuencias medias y en AC.

El condensador  $C_4$  se comporta como un abierto al igual que todos las demás capacitores, a diferencia es que los demás se cortocircuitan en frecuencias medias (en AC), este solo se cortocircuita en frecuencias altas, esto se identifica por su valor de capacitancia y que se encuentra entre Base y Colector, manejando el modelo expandido de pi, tomando en cuentas las perdidas en alta frecuencia.

Al igual que con la etapa de diferencial, se aplica divisor de tensión y superposición para hallar el  $V_{th}$ .

Esto es debido a que se simplifica el circuito realizando un circuito equivalente visto desde la base hacia la entrada.

$$\begin{aligned} V_{th} &= \frac{V_{CC}R_{10}}{R_{10} + R_{15}} + \frac{V_{EE}R_{15}}{R_{10} + R_{15}} \\ V_{th} &= \frac{10(220k)}{220k + 33k} + \frac{-10(33k)}{220k + 33k} \\ V_{th} &= 7,4V \end{aligned}$$

Seguidamente se halla  $R_{th}$

$$R_{th} = R_{15} || R_{10} = 33k || 220k = 28,7k\Omega$$

Aplicando LVK, al circuito equivalente de thevenin de la figura 38, se halla  $I_{CQ_3}$ , haremos uso de la ecuación 2

$$0 = 10 - I_C R_{11} - V_{EB} - I_B R_{th} - V_{th}$$

$$I_{CQ_3} = \frac{10 - V_{BE} - V_{th}}{R_{11} + \frac{R_{th}}{\beta}}$$

$$I_{CQ_3} = \frac{10 - 0,65 - 7,4}{680 + \frac{28,7k}{150}}$$

$$I_{CQ_3} = 2,24mA$$

Finalmente, se halla  $V_{CEQ_3}$ , aplicando LVK por el transistor  $Q_3$

$$0 = 10 - I_E(R_{11}) - V_{CEQ_3} - I_C(R_{16}) + 10$$

$$V_{CEQ_3} = 20 - I_E(R_{11}) - I_C(R_{16})$$

$$V_{CEQ_3} = 3,2346V$$

Transistor	$I_{CQ}[A]$	$V_{CEQ}[V]$
3	2.24m	3.2346

**Tabla 9:** Puntos de operación teóricos de la etapa impulsora

### 5.3.2. Análisis en AC

Se hallará  $g_{m3}$ ,  $r_{\pi_3}$  y  $r_0$ , recordar que se hace uso de las ecuaciones 8, 7 y 10.

$$r_{\pi_3} = \beta \frac{V_T}{I_{CQ_3}} = 150 \frac{25,851mA}{2,24mA}$$

$$r_{\pi_3} = 1,732k\Omega$$

$$g_{m3} = \frac{I_{CQ_3}}{V_T} = \frac{2,24mA}{25,851mA}$$

$$g_{m3} = 86,65mU$$

En este caso,  $r_0$  es distinto de infinito, debido a que este transistor  $Q_3$ , posee un capacitor que se tomará en cuenta en altas frecuencias, aplicando el teorema de Miller, por el modelo expandido de pi. Siendo un capacitor asociado a la juntura del transistor.

$$r_0 = \frac{V_A}{I_C} = \frac{150}{2,24m}$$

$$r_0 = 67,024 K\Omega \quad (53)$$

### Ganancia de tensión

$$A_v = -\frac{g_{m3} r_{\pi_3} R_{16}}{r_{\pi_3}}$$

$$A_v = -\frac{150(6,8k)}{1,732k}$$

$$A_v = - - 588,91$$

Lo que se obtiene como resultado, da una mayor relación como su nombre lo indica, impulsora; en efecto se tiene una ganancia bastante grande, que permite impulsar la señal de la etapa anterior, siendo la de la etapa diferencial.

### Impedancia de entrada

$$Z_{in} = R_{15} || R_{10} || r_{\pi_3}$$

$$Z_{in} = 1,633k\Omega$$

### Impedancia de salida

$$Z_{out} = R_{16}$$

$$Z_{out} = 6,8k\Omega$$

<b>A<sub>v</sub></b>	<b>Z<sub>in</sub>[Ω]</b>	<b>Z<sub>out</sub>[Ω]</b>
-588.91	1.633k	6.8k

**Tabla 10:** Ganancia e impedancias teóricas de la Etapa impulsora

## 2. Acoplando todas las etapas del amplificador base, determine: Punto de operación de los elementos activos y modelo dinámico del amplificador completo.

Debido a los condensadores de acople y desacople ( $C_1, C_2, C_3, C_5, C_6$  y  $C_7$ ), los puntos de operación se mantienen igual para cada una de las etapas, como se indica anteriormente sus valores se hallan en la tabla 5, 1 y 9

Lo que si cambia es el estudio en su modelo dinámico, debido a la ecuación 6, donde cada uno de los capacitores de acople y desacople se comportan como un corto, exceptuando el capacitor  $C_4$ , donde se realizará un estudio mas detallado en los próximos apartados.

En este análisis como se están acoplando las distintas etapas, para hallar la Ganancia total, se aplicará la ecuación 22.

Aunque se representara en la **tabla 11**, donde podemos encontrar de manera inmediata cada uno de los valores de  $g_m$ ,  $r_\pi$  y  $r_o$ .

Transistores	$g_m[\text{V}]$	$r_\pi[\Omega]$	$r_o[\Omega]$
1	23.435m	6.4k	$\infty$
2	23.435m	6.4k	$\infty$
3	86.65m	1.732k	67.024k
5	16.44m	9.124k	$\infty$
6	16.44m	9.124k	$\infty$

**Tabla 11:** Valores de  $g_m$ ,  $r_\pi$  y  $r_o$  del amplificador multietapas

Se tiene en cuenta la tabla ahora se busca la ganancia.

### Ganancia de tensión de un amplificador multietapas

- **Ganancia en modo Diferencial**

$$A_v = A_d A_2 A_3$$

$$A_d = -\frac{(g_{m1}r_{\pi_1})(R_3||R_{15}||R_{10}||r_{\pi_3})}{r_{\pi_1} + (g_{m1}r_{\pi_1} + 1) \left( R_5 + \frac{r_{\pi_2}}{g_{m2}r_{\pi_2} + 1} \right)}$$

$$A_d = -0,755$$

$$A_2 = -\frac{(g_{m3}r_{\pi_3})(R_{16}||R_{17}||R_{12}||(r_{\pi_5} + (g_{m5}r_{\pi_5} + 1)(R_{13} + R_L)))}{r_{\pi_3}}$$

$$A_2 = -363,128$$

$$A_3 = \frac{(g_{m5}r_{\pi_5} + 1)(R_{13} + R_L)}{r_{\pi_5} + (g_{m5}r_{\pi_5} + 1)(R_{13} + R_L)} \left( \frac{R_L}{R_{13} + R_L} \right)$$

$$A_3 = 0,969$$

$$A_v = -0,755(-363,128)0,969$$

$$\mathbf{A}_v = \mathbf{265,659} = 20 \log(265,659) = 48,487 \text{db}$$

#### ■ Ganancia en modo Común

En este caso, la ganancia de  $A_2$  y  $A_3$  se mantienen iguales y solo cambia la de la etapa diferencial acoplada con las demás etapas.

$$A_{vc} = A_c A_2 A_3$$

$$A_c = -\frac{(g_{m1}r_{\pi_1})(R_3||R_{15}||R_{10}||r_{\pi_3})}{r_{\pi_1} + (g_{m1}r_{\pi_1} + 1)R_4}$$

$$A_c = -0,0795$$

$$A_2 = -363,128$$

$$A_3 = 0,969$$

$$A_{vc} = -0,0795(-363,128)0,969$$

$$\mathbf{A}_{vc} = \mathbf{27,973}$$

### Impedancia de entrada modo diferencial

Se puede observar en el circuito de la figura 25, que la impedancia de entrada es el mismo que la impedancia de entrada en modo diferencial de la etapa diferencial. Por lo tanto, haciendo uso del valor de la ecuación 52, se tiene:

$$Z_{in} = Z_d = 41,36k\Omega$$

### Impedancia de entrada modo común

Se puede observar en el circuito de la figura 25, que la impedancia de entrada es el mismo que la impedancia de entrada en modo común de la etapa diferencial. Por lo tanto, haciendo uso del valor de la ecuación 33, se tiene y también sale reflejado en la tabla 6:

$$Z_{in} = Z_c = 48,82k\Omega$$

### Impedancia de salida

Recordar que ayuda mucho observar desde donde viendo el circuito y de esa manera empezar allí el recorrido de la corriente para dar el resultado adecuado.

$$Z_{out} = \left( \frac{R_L}{R_{13} + R_L} \right) [R_{13} + R_L + \frac{r_{\pi_5}}{g_{m5}r_{\pi_5} + 1} || R_{16} || R_{17} || R_{12}]$$

$$Z_{out} = 27,49\Omega$$

<b>A<sub>v</sub></b>	<b>A<sub>vc</sub></b>	<b>Z<sub>d</sub>[Ω]</b>	<b>Z<sub>c</sub>[Ω]</b>	<b>Z<sub>out</sub>[Ω]</b>
265.659	27.91	41.36k	48.82k	27.49

**Tabla 12:** Ganancia e impedancias teóricas del amplificador base

En la tabla 12, se observa que se mantiene la impedancia alta de entrada de la etapa diferencial y gracias al acople entre la etapa impulsora con la de potencia, se tiene una impedancia de salida un poco mayor, sin embargo, sigue manteniéndose baja la impedancia de salida.

### 5.3.3. Simulación

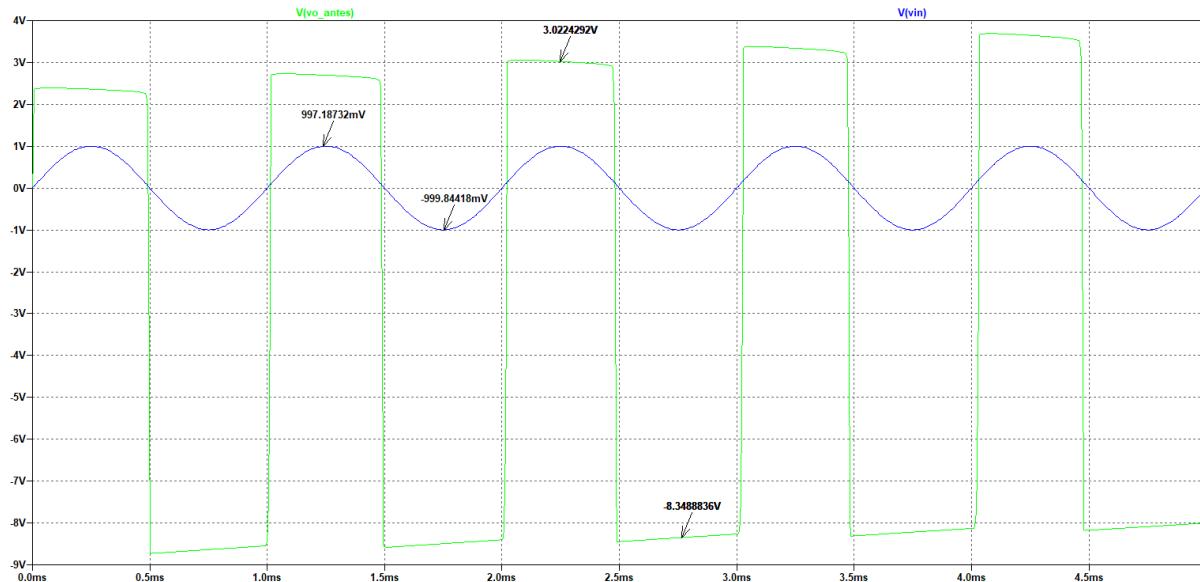
#### 3. Realice la simulación del circuito con el fin de verificar los cálculos previos.

Importante recalcar que los puntos de operación se mantienen igual, sin embargo, no se mostraron la simulación de la etapa impulsora, que se muestra a continuación en la tabla 13:

Tag	Puntos de operación	Unidad
V(v_ce3)	-2.48272	voltage
Ic(Q3)	-0.00234083	device_current

**Tabla 13:** Simulación de los puntos de operación de la etapa impulsora

#### ■ Ganancia de tensión modo Diferencial



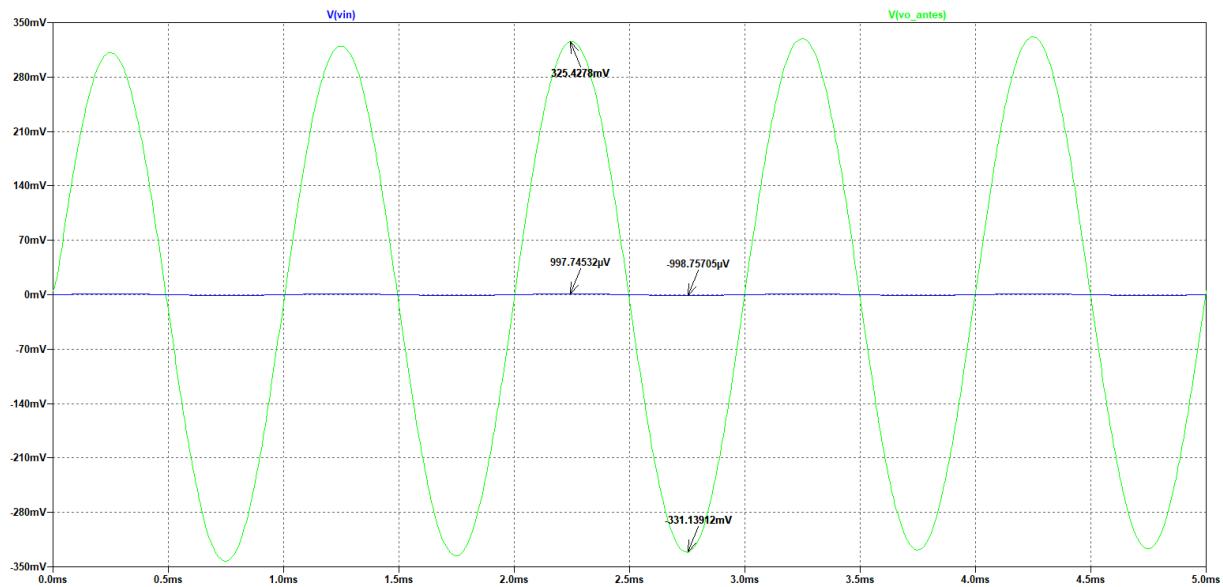
**Figura 39:** Simulación del voltaje de salida y entrada del amplificador base en tiempo con un  $V_{in} = 1V_p$  en modo diferencial.

Se puede observar en la figura 39, que si hallamos la ganancia daría lo siguiente:

$$A_v = \frac{3,022429 - (-8,348883)}{997,18732m - (-999,84418m)}$$

$$A_v = 5,7$$

Sin embargo como tiene una ganancia de 378.84, tenemos la salida saturada, como se puede observar, en ese caso usamos un voltaje de entrada de 1mV, como se observa en la figura 40.



**Figura 40:** Simulación del voltaje de salida y entrada del amplificador base en tiempo con un  $V_{in} = 1mV_p$  en modo diferencial.

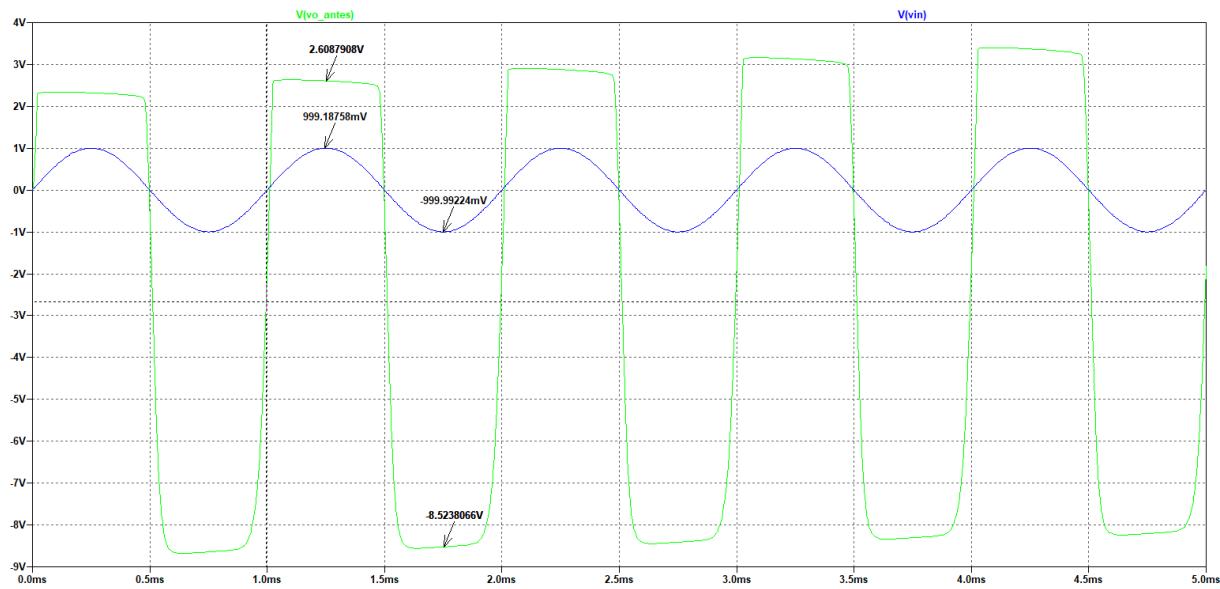
Acá si podemos ver que no existe una saturación y debido a esto si se ve su verdadera ganancia que sería la siguiente:

$$A_v = \frac{325,4278m - (-331,13912)}{997,74532\mu - (-998,75705\mu)}$$

$$A_v = 328,86$$

Nos da una ganancia aproximada a la calculada, por hallarse en la zona activa, verificando de esa manera que hemos hecho unos cálculos teóricos adecuados.

■ **Ganancia de tensión modo Común**



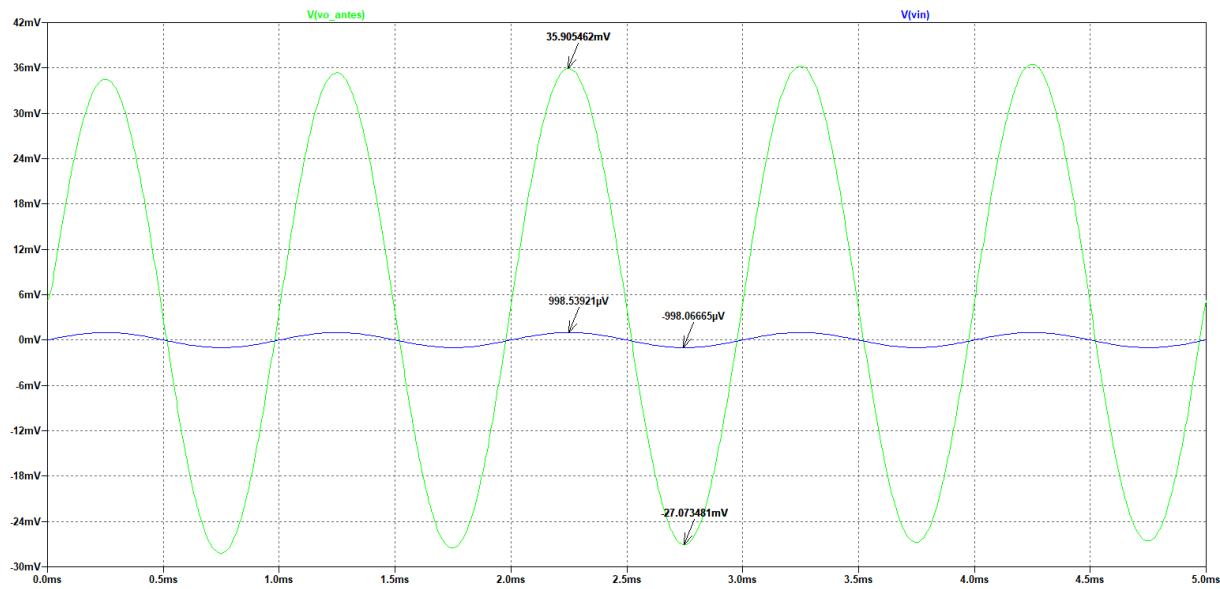
**Figura 41:** Simulación del voltaje de salida y entrada del amplificador base en tiempo con un  $V_{in} = 1V_p$  en modo común.

Se puede observar en la figura 41, que si hallamos la ganancia daría lo siguiente:

$$A_c = \frac{2,6087908 - (-8,5238066)}{999,18758m - (-999,99224m)}$$

$$A_c = 5,6$$

Sin embargo como tiene una ganancia de 27.91, tenemos la salida saturada, como se puede observar, en ese caso usamos un voltaje de entrada de 1mV, como se observa en la figura 42. Si nos fijamos da igual que la ganancia de tensión en modo diferencial, debido a su polarización que se mantienen iguales.



**Figura 42:** Simulación del voltaje de salida y entrada del amplificador base en tiempo con un  $V_{in} = 1mV_p$  en modo común.

$$A_c = \frac{35,905462m - (-27,073481m)}{998,53921\mu - (-998,06665\mu)}$$

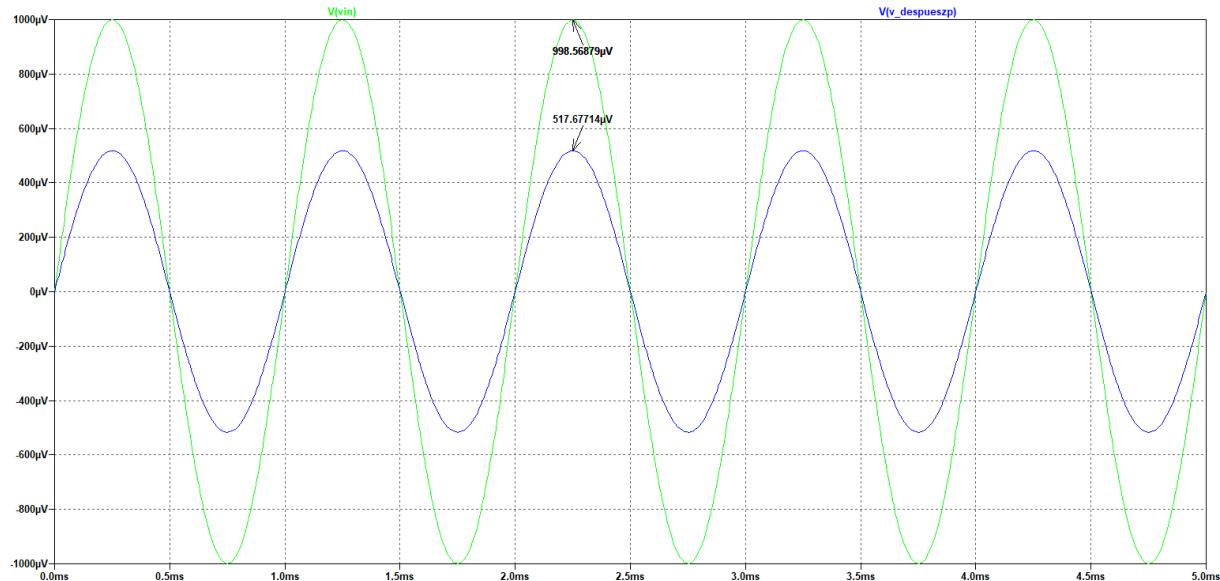
$$A_c = 31,54$$

Nos da una ganancia aproximada a la calculada, por hallarse en la zona activa, verificando de esa manera que hemos hecho unos cálculos teóricos adecuados.

Cada uno de los resultados pueden compararse con la tabla 12.

#### ■ Impedancia de entrada modo Diferencial

Haremos uso de la ecuación 52, tras la simulación usar los valores dados por ello.



**Figura 43:** Simulación del voltaje de entrada y después de  $Z_p$  en modo común, para hallar  $Z_d$ .

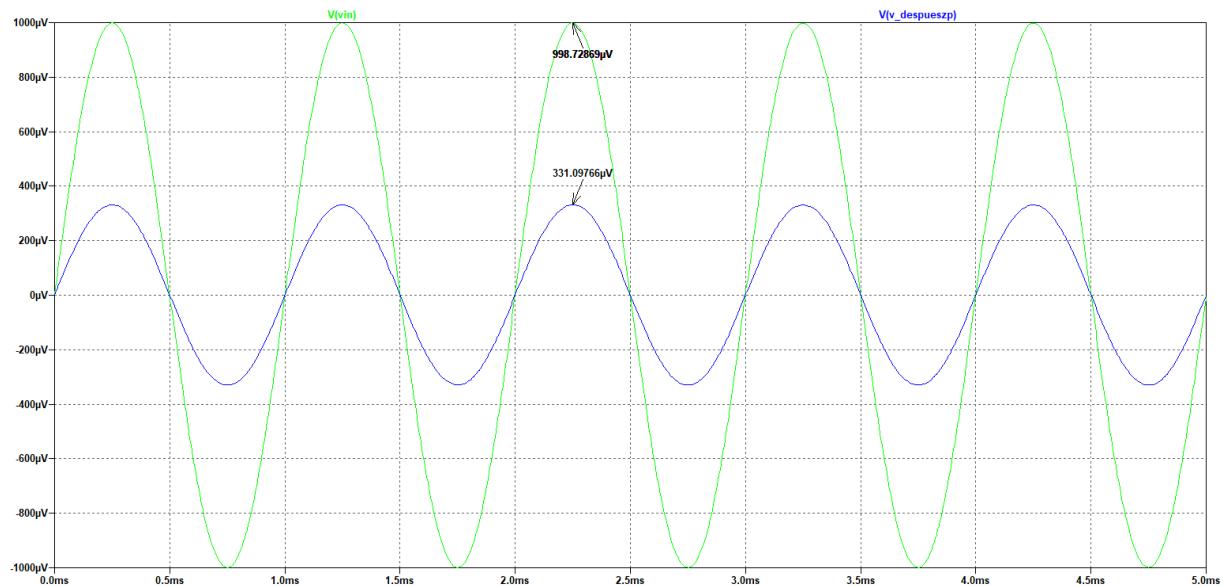
$$Z_d = \frac{V_{despues\_de\_Z\_p} Z_p}{V_{in} - V_{despues\_de\_Z\_p}}$$

$$Z_d = \frac{517,67714\mu(42k)}{998,56879\mu - 517,67714\mu}$$

$$Z_d = 45,212k\Omega$$

### ■ Impedancia de entrada modo Común

Haremos uso de la ecuación 33, tras la simulación usar los valores dados por ello.



**Figura 44:** Simulación del voltaje de entrada y después de  $Z_p$  en modo común, para hallar  $Z_c$ .

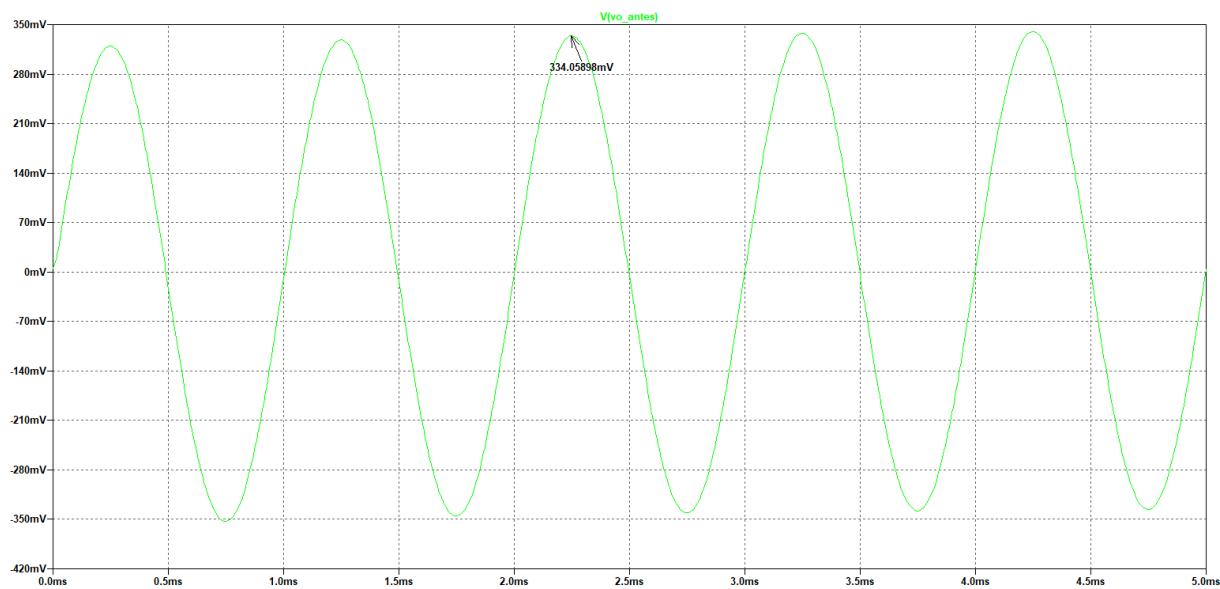
$$Z_c = 2 \frac{V_{despues\_de\_Z\_p} Z_p}{V_{in} - V_{despues\_de\_Z\_p}}$$

$$Z_c = 2 \frac{517,67714\mu(50k)}{998,56879\mu - 517,67714\mu}$$

$$Z_c = 49,6k\Omega$$

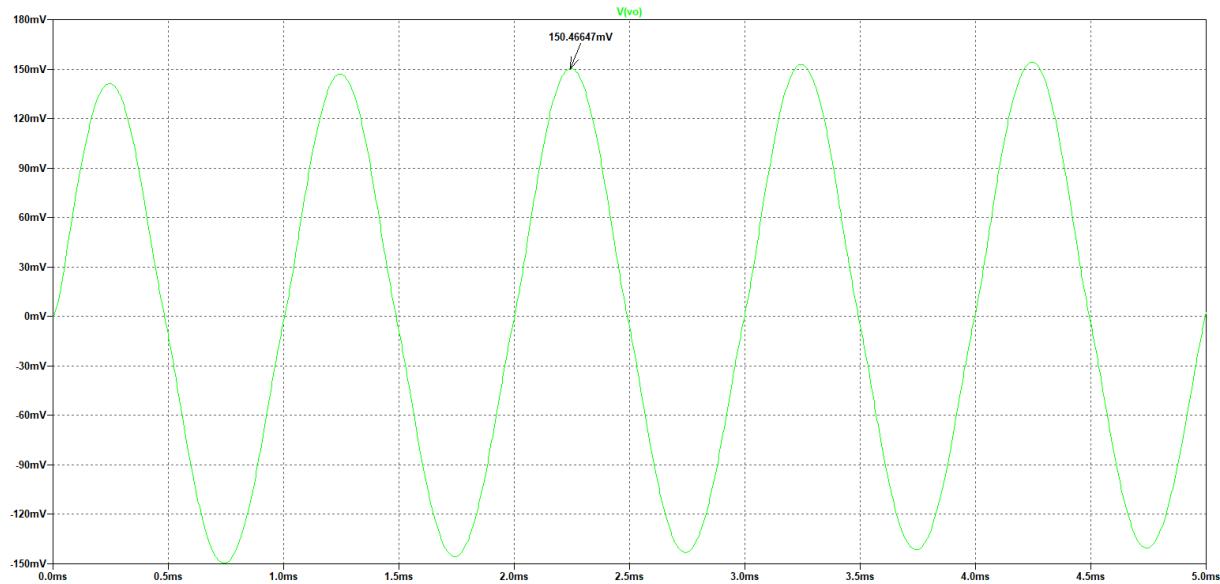
### ■ Impedancia de salida

En este apartado, se va a establecer la impedancia de salida con la ecuación 34, pero bajo las simulaciones realizadas previamente para la metodología adecuada del laboratorio.



**Figura 45:** Simulación del voltaje de salida sin carga del amplificador base en tiempo para hallar la impedancia de salida.

En la figura 45, se visualiza el voltaje de salida sin carga, ahora se usara el valor de la simulación de la figura 46, y hallar la impedancia de salida.



**Figura 46:** Simulación del voltaje de salida con carga del amplificador base en tiempo para hallar la impedancia de salida.

$$Z_{out} = \frac{(V_{sin\_carga} - V_{con\_carga})Z_p}{V_{con\_carga}}$$

$$Z_{out} = \frac{(334,05898m - 150,46647m)30}{150,46647m}$$

$$Z_{out} = 36,6\Omega$$

<b>A<sub>d</sub></b>	<b>A<sub>c</sub></b>	<b>Z<sub>d</sub>[Ω]</b>	<b>Z<sub>c</sub>[Ω]</b>	<b>Z<sub>out</sub>[Ω]</b>
5.7	5.6	45.212k	49.593k	36.6

**Tabla 14:** Ganancia e impedancias simuladas del amplificador base con un  $V_{in} = 1V_p$ 

<b>A<sub>d</sub></b>	<b>A<sub>c</sub></b>	<b>Z<sub>d</sub>[Ω]</b>	<b>Z<sub>c</sub>[Ω]</b>	<b>Z<sub>out</sub>[Ω]</b>
328.86	34.54	45.212k	49.593k	36.6

**Tabla 15:** Ganancia e impedancias simuladas del amplificador base con un  $V_{in} = 1mV_p$ 

## 5.4. Parte 4. Respuesta en frecuencia

1. **Para el amplificador base (figura 25), determine: Punto de operación de los elementos activos y modelo dinámico del amplificador, incluyendo su respuesta en frecuencia.**

Los datos de los puntos de operación y modelo dinámico se encuentran en las tablas 5, 9, 1 y 12.

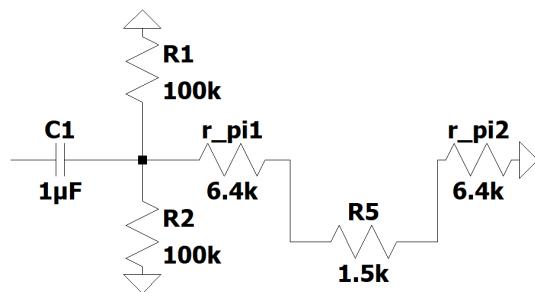
Se hará énfasis en su respuesta en frecuencia

### 5.4.1. Frecuencia de corte inferior

- **C<sub>1</sub> y C<sub>3</sub>**

Se toman  $C_1$  y  $C_3$  como iguales, debido a que es el mismo recorrido de corriente en la etapa diferencial, uno es de acople y el otro de desacople.

Se aplica el método de respuesta en frecuencia para corte inferior, se obtiene el siguiente circuito de la figura 47



**Figura 47:** Diagrama esquemático al aplicar el análisis de frecuencia de corte inferior a  $C_1$ .

Se halla la  $Z_{eq}$  del circuito de la figura 47, dando como resultado lo siguiente,  
Aplicando la ecuación 23.

$$\omega_{p1} = \omega_{p3} = \frac{1}{C_1 Z_{eq}}$$

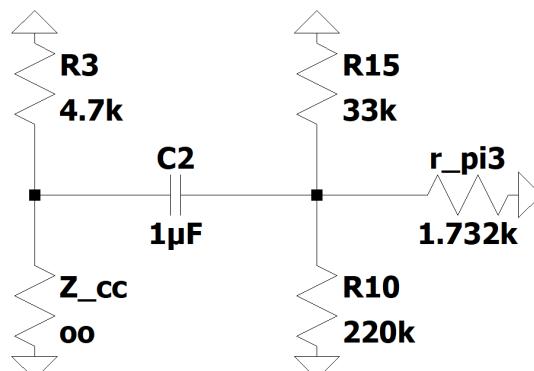
$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_1 [R_1 || R_2] (r_{\pi_1} + (g_{m1} r_{\pi_1} + 1) \left( R_5 + \frac{r_{\pi_2}}{g_{m2} r_{\pi_2} + 1} \right))}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_1 [R_1 || R_2] (2r_{\pi_1} + (g_{m1} r_{\pi_1} + 1) (R_5))}$$

$$\omega_{p1} = \omega_{p3} = 24,18 \text{ rad s}^{-1}$$

$$f_{L1} = f_{L3} = 3,85 \text{ Hz}$$

■  $C_2$



**Figura 48:** Diagrama esquemático al aplicar el análisis de frecuencia de corte inferior a  $C_2$ .

Se halla la  $Z_{eq}$  del circuito de la figura 48, dando como resultado lo siguiente,

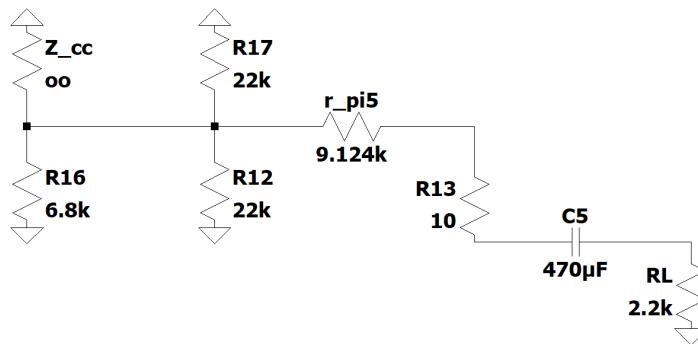
$$\omega_{p_2} = \frac{1}{C_2 Z_{eq}}$$

$$\omega_{p_2} = \frac{1}{C_2 [R_3 + (R_{15} || R_{10} || r_{\pi_3})]}$$

$$\omega_{p_2} = 157,9 \text{ rad s}^{-1}$$

$$f_{L_2} = 25,13 \text{ Hz}$$

### ■ C<sub>5</sub>



**Figura 49:** Diagrama esquemático al aplicar el análisis de frecuencia de corte inferior a  $C_5$ .

Se halla la  $Z_{eq}$  del circuito de la figura 49, dando como resultado lo siguiente,

$$\omega_{p_5} = \frac{1}{C_5 Z_{eq}}$$

$$\omega_{p_5} = \frac{1}{C_5 [R_L + R_{13} + \frac{r_{\pi_5} + R_{17} || R_{12} || R_{16} || Z_{CCQ_3}}{g_{m5} r_{\pi_5} + 1}]}$$

En este caso, para  $Z_{CCQ_3}$  que es la impedancia vista desde el colector hacia el transistor, se facilita la obtención del valor, a través del transistor completamente cargado, donde se obtiene la siguiente ecuación:

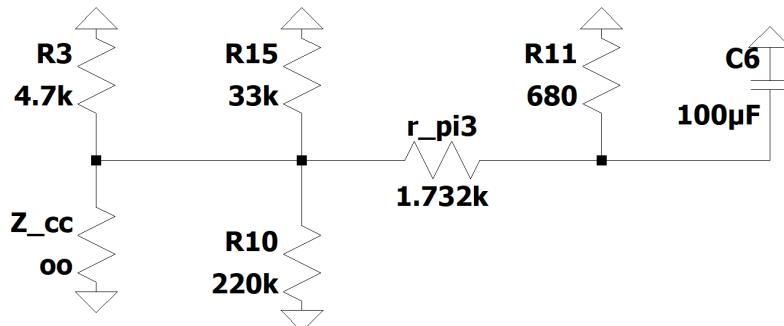
$$Z_{CCQ_3} = r_o \left[ \frac{r_\pi + Z_B + \left( g_m r_\pi + 1 + \frac{r_\pi + Z_B}{r_o} \right) Z_E}{Z_E + Z_B + r_\pi} \right]$$

Donde,  $Z_B$ , es la impedancia vista desde la base y  $Z_E$ , es la impedancia vista desde el emisor.

Como se puede observar,  $Z_E = 0$  por el condensador, por ende, la ecuación generada por el transistor completamente cargado solo nos quedaría  $Z_{CCQ_3} = r_o$ , de esa manera se obtiene la siguiente frecuencia de  $C_5$

$$w_{p_5} = \frac{1}{C_5[R_L + R_{13} + \frac{r_{\pi_5} + R_{17}||R_{12}||R_{16}||r_{o_3}}{g_{m_5}r_{\pi_5} + 1}]} w_{p_5} = 0,096 \text{ rad s}^{-1}$$

$$f_{L_5} = 15,31 \text{ mHz}$$

■ C<sub>6</sub>

**Figura 50:** Diagrama esquemático al aplicar el análisis de frecuencia de corte inferior a C<sub>6</sub>.

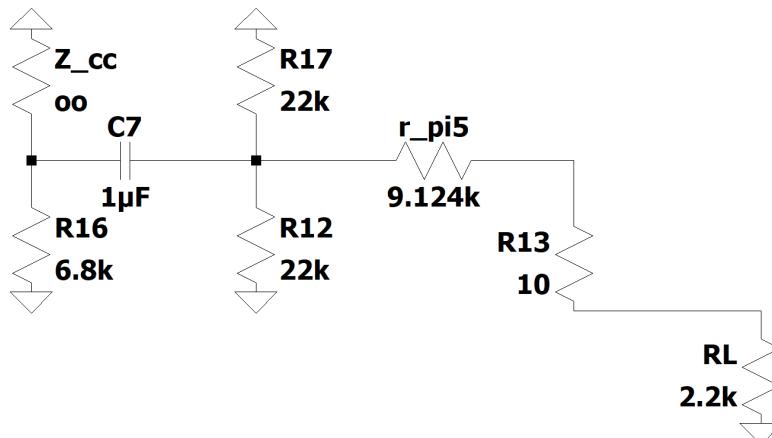
Se halla la  $Z_{eq}$  del circuito de la figura 50, dando como resultado lo siguiente,

$$\omega_{p_6} = \frac{1}{C_6 Z_{eq}}$$

$$\omega_{p_6} = \frac{1}{C_6 [R_{11}] \left| \left( \frac{r_{\pi_3} + R_{15} || R_{10} || R_3}{g_{m_3} r_{\pi_3} + 1} \right) \right|}$$

$$\omega_{p_6} = 277,22 \text{ rad s}^{-1}$$

$$f_{L_6} = 44,121 \text{ Hz}$$

■ C<sub>7</sub>

**Figura 51:** Diagrama esquemático al aplicar el análisis de frecuencia de corte inferior a C<sub>7</sub>.

Se halla la  $Z_{eq}$  del circuito de la figura 51, dando como resultado lo siguiente,

$$w_{p7} = \frac{1}{C_7 Z_{eq}}$$

$$w_{p7} = \frac{1}{C_7 [R_{16} + R_{17} |R_{12}| (r_{\pi_5} + (g_{m5} r_{\pi_5} + 1) (R_{13} + R_L))]}$$

$$w_{p7} = 57,28 \text{ rad s}^{-1}$$

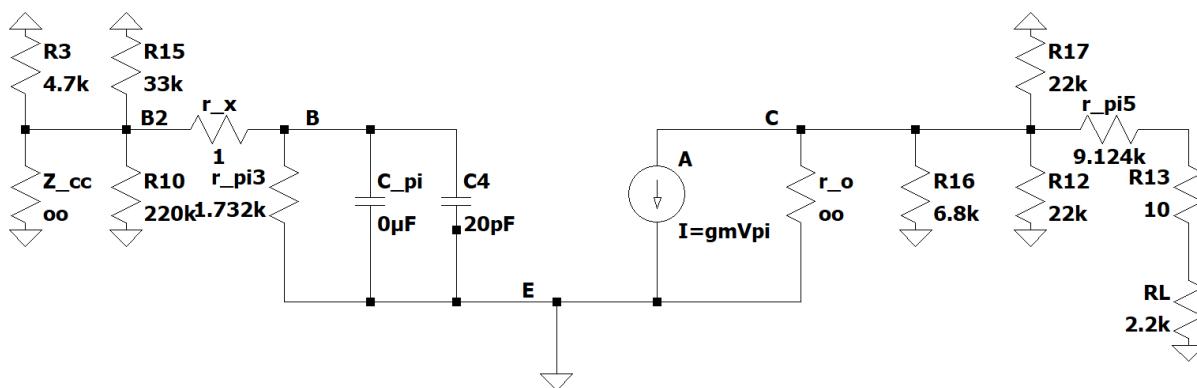
$$f_{L7} = 9,12 \text{ Hz}$$

Como se pueden observar en los resultados, el capacitor mas dominante es el **C<sub>6</sub>** siendo este el de bypass quien nos permite una mayor ganancia, teniendo sentido en los cálculos teóricos

#### 5.4.2. Frecuencia de corte superior

- **C<sub>4</sub>**

En este apartado tomaremos en cuenta el teorema de Miller y el análisis de frecuencia de corte superior, las ecuaciones que se usaran son 11 y 24, bajo el modelo pi de altas frecuencias, como se muestra en la figura 52



**Figura 52:** Diagrama esquemático al aplicar el análisis de frecuencia de corte superior a  $C_4$ , aplicando Teorema de Miller.

$$C_{eq} = C_\pi + C_\mu (1 + g_m Z_{out})$$

En este caso, se toma en cuenta el apartado de Anexos 12 donde se verifica que el transistor 2n3906 (PNP), el datasheet indica que  $C_\pi = 10 \text{ pF}$  y  $C_\mu = 4,5 \text{ pF}$ , por lo tanto, se tiene que  $C_{eq}$  es,

$$\mathbf{C}_{\text{eq}} = C_\pi + (C_\mu + C_4)(1 + g_m Z_{out})$$

Ahora, se halla  $Z_{out}$  y sustituimos en 11,

$$Z_{out} = Z_{CCQ_3} || R_{16} || R_{17} || R_{12} || (r_{\pi_5} + (g_{m_5} r_{\pi_5} + 1)(R_{13} + R_L))$$

$$C_{eq} = C_\pi + (C_\mu + C_4)(1 + g_m [r_{o_3} || R_{16} || R_{17} || R_{12} || (r_{\pi_5} + (g_{m_5} r_{\pi_5} + 1)(R_{13} + R_L))])$$

Se toma en este caso, la ecuación 12, donde se obtiene el valor de la resistencia de difusión;

$$r_x = \frac{25,581m}{2,253m} = 11,35 \approx 11\Omega \quad (54)$$

luego se halla  $Z_{in}$  y sustituimos en la ecuación 24

$$Z_{in} = r_{\pi_3} || (r_x + (R_{15} || R_{10} || R_3))$$

$$w_H = \frac{1}{C_{eq} Z_{in}}$$

$$w_H = \frac{1}{C_\pi + (C_\mu + C_4)(1 + g_{m_3} [r_{o_3} || R_{16} || R_{17} || R_{12} || (r_{\pi_5} + (g_{m_5} r_{\pi_5} + 1)(R_{13} + R_L))]) [r_{\pi_3} || (r_x + (R_{15} || R_{10} || R_3)))]} \quad (55)$$

$$w_H = 98,615 \text{ krad s}^{-1}$$

$$f_H = 15,695 \text{ kHz}$$

Capacitores	$w_L$ (rad s <sup>-1</sup> )	$f_L$ (Hz)	$w_H$ (rad s <sup>-1</sup> )	$f_H$ (Hz)
1	24.18	3.85	-	-
2	157.9	25.13	-	-
3	24.18	3.85	-	-
4	-	-	98.615k	15.695k
5	0.096	15.31m	-	-
6	277.22	44.121	-	-
7	57.28	9.12	-	-

**Tabla 16:** Calculo teórico en el análisis de frecuencia de corte inferior y superior

Como se puede observar en la frecuencia de corte inferior, el más dominante es la del capacitor  $C_6$ , siendo este el de bypass, debido a que permite una mayor ganancia, siendo el

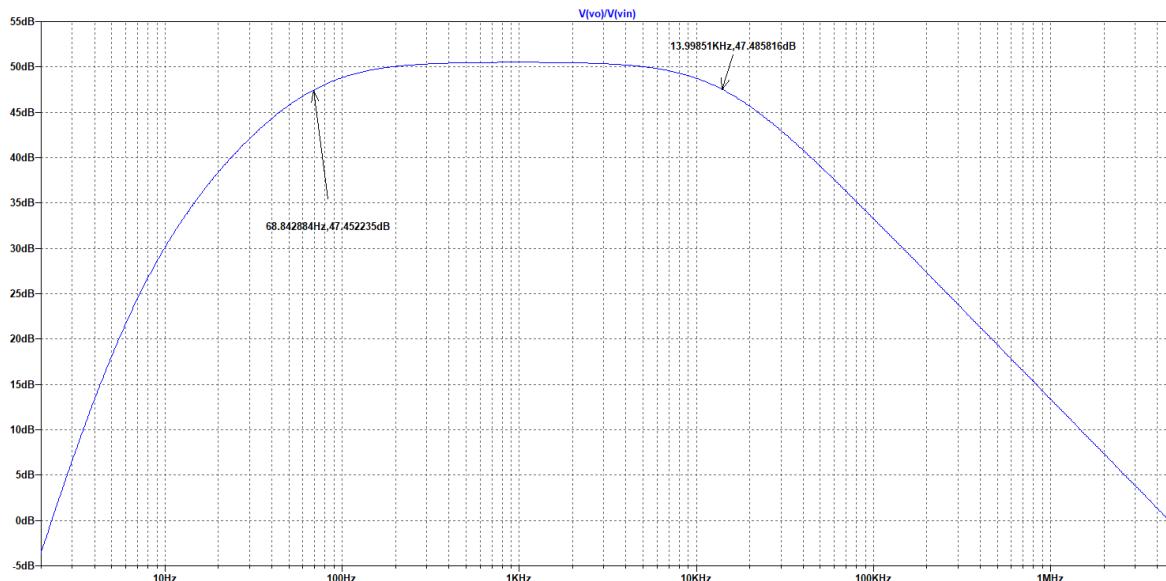
mas dominante en la frecuencia de baja, de esta manera sabemos que esa es la frecuencia de corte inferior.

Por otro lado, tenemos el capacitor  $C_4$  que es el que afecta en la frecuencia de corte superior, generando la frecuencia de corte superior como se observa en la tabla 17

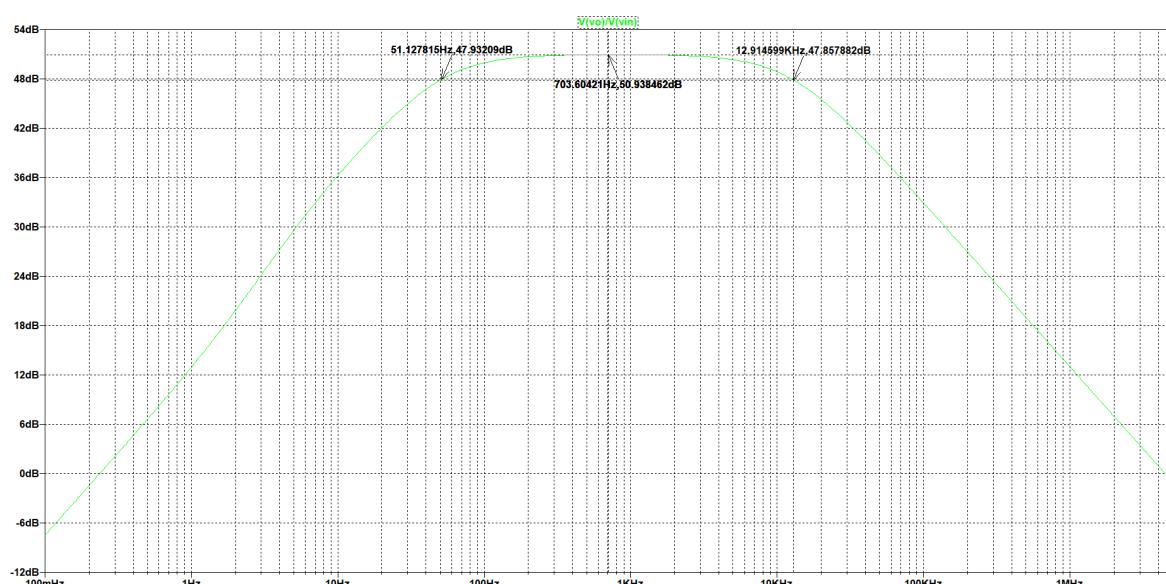
$f_L$ (Hz)	$f_H$ (Hz)
44.121	15.695k

**Tabla 17:** Frecuencias de corte superior e inferior teórico

## 2. Realice la simulación del circuito con el fin de verificar los cálculos previos.



**Figura 53:** Simulación de la respuesta en frecuencia del amplificador base acoplado.



**Figura 54:** Simulación de la respuesta en frecuencia del amplificador base sin acople de  $C_2, C_5, C_7$ .

Como se puede observar los datos obtenidos de la simulación de la figura 53 y 54, en ambos casos se observa una ganancia aproximadamente cerca indicandonos que sea acoplado o desacoplado permitirá mantener su polarización obteniendo ganancias cercanas.

Es importante recalcar que se puede hallar la frecuencia de corte total de la respuesta en frecuencia gracias a la ecuación 25.

$$w_t = \beta \cdot f_H$$

$$w_t = 150 \cdot 15,695k$$

$$w_t = 2,354 \text{ MHz}$$

Nos da valores aproximados a los calculado, esto indica que los cálculos teóricos están bien realizados.

## 5.5. Parte 5. Realimentación

- Realmente negativamente el amplificador base a través de la entrada diferencial adecuada, mediante un divisor de tensión  $R_f$  y  $R_s$ , cuyos valores son los siguientes:**

$$R_f = 11k\Omega$$

$$R_s = 3,3k\Omega$$

Para identificar de una manera más sencilla cual de las dos entradas de la etapa diferencial será la entrada positiva y negativa, podemos hacer el recorrido del amplificador base de la figura 25, primero desde una entrada y luego de la otra. El resultado final nos indicara si es positiva o negativa. Sin importar que este la fuente de voltaje en el nodo de la base del transistor 2. De esa manera, se tiene lo siguiente:

Recorrido por  $V_1$ , que es donde tenemos la entrada de señal AC.

Se recorre la base de  $Q_1$  al colector de este mismo, que es donde se encuentra la salida de la etapa diferencial, cuando se va de base a colector la ganancia es negativa, debido a su modelo pi.

$$A_1 = -A_1$$

Luego tenemos de base a colector de  $Q_2$ , que como se indico anteriormente que la ganancia sera negativa.

$$A_2 = -A_2$$

Finalmente, tenemos  $Q_3$  que va de base a emisor, que en este caso, dà una ganancia positiva.

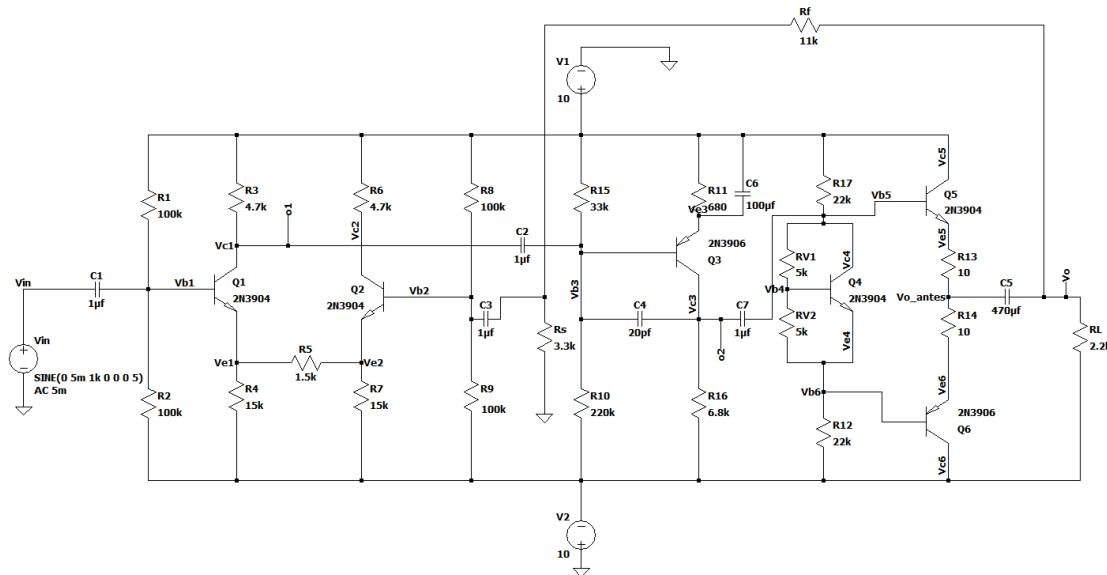
$$A_3 = A_3$$

Hallando la ganancia total del amplificador multietapas, dá el siguiente signo.

$$A_V = -A_1(-A_2)A_3 > 0$$

Por ende, donde se encuentra la señal de entrada es la entrada positiva del amplificador, por consiguiente, la entrada donde se encuentra la fuente negativa, es la entrada negativa. No por que posee una fuente negativa ocurre eso, sino por el estudio hecho anteriormente.

En la figura 55 que se verá a continuación se tendrá el circuito realimentado por la entrada  $V_2$ , que seria la entrada inversora.



**Figura 55:** Diagrama esquemático del amplificador base realimentado negativamente.

**2. Para el amplificador realimentado, determine: Puntos de operación de los elementos activos, el modelo dinámico del amplificador y su respuesta en frecuencia, utilizando la entrada libre del diferencial como entrada.**

Los datos de los puntos de operación y modelo dinámico , no cambian, por ende, se encuentran en las tablas 5, 9, 1 y 12 .

Sin embargo su respuesta en frecuencia si cambian, se realizará su estudio a continuación.

### 5.5.1. Respuesta en frecuencia

Se tomarán en cuenta las ecuaciones 28, 27 y 26

$$A_{fb} = 1 + \frac{R_f}{R_s} = 4,33$$

$$\beta = \frac{A_{fb} - A_{fm}}{A_{fb}A_{fm}} = -0,23$$

$$w_{L_{fb}} = \frac{w_L}{\beta A_{fm}}$$

$$w_{L_{fb}} = \frac{277,22}{0,23(378,84)} = 3,18 \text{ rad s}^{-1}$$

$$f_{L_{fb}} = 0,506 \text{ Hz}$$

$$w_{H_{fb}} = w_H(\beta A_{fm}) = 8,593 \text{ Mrad s}^{-1}$$

$$f_{H_{fb}} = 1,37 \text{ MHz}$$

### Impedancia de entrada en realimentación

Haciendo uso de las ecuaciones 29 y 30, tenemos lo siguiente:

$$Z_{in} = Z_d \left( 1 + \frac{A_{fm}}{A_{fb}} \right)$$

$$Z_{in} = 41,36k \left( 1 + \frac{A_{378,84}}{4,33} \right)$$

$$Z_{in} = 3,66M\Omega$$

### Impedancia de salida

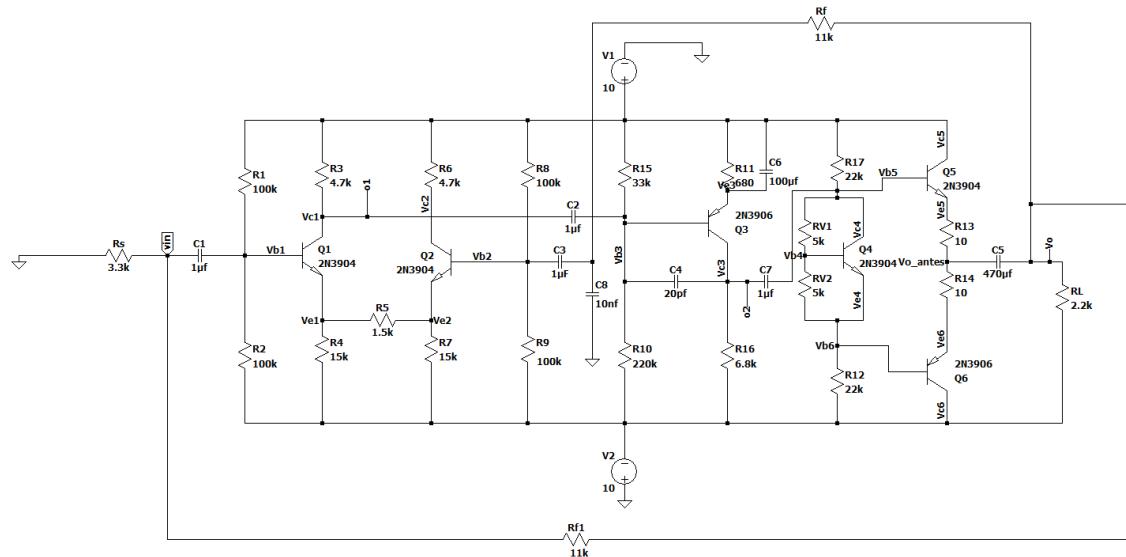
$$Z_o = \left( \frac{Z_o}{A_{fm}} \right)$$

$$Z_o = \left( \frac{\frac{27,49}{378,84}}{4,33} \right)$$

$$Z_o = 0,314\Omega$$

Como se puede observar, al retro alimentar negativamente, permite lo que se desea en un amplificador casi ideal, con una impedancia de entrada muy alta, para poder captar toda la señal recibida y una impedancia de salida muy baja para poder mandar toda la señal amplificada.

3. Realmente positivamente, utilizando un divisor de tensión igual al que se utilizó para anteriormente. Adicionalmente realimenta negativamente con otra resistencia de valor  $R_f$  (la misma anterior) de la salida al punto de realimentación negativa y un condensador  $C_s = 10nF$  del punto de realimentación negativa a tierra a tierra.

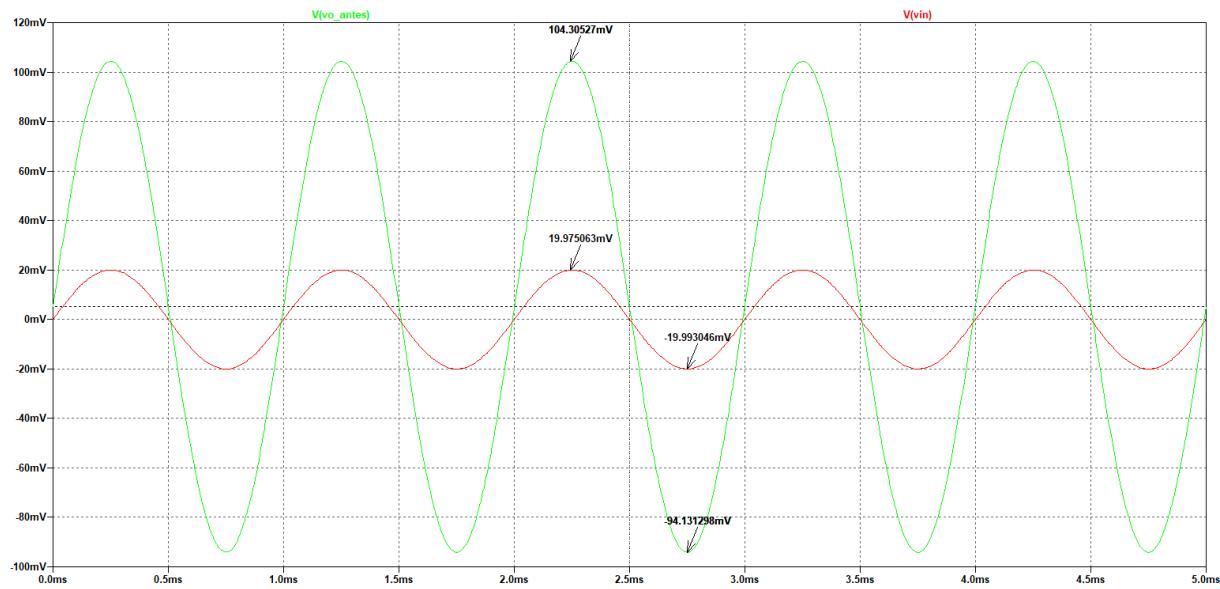


**Figura 56:** Diagrama esquemático del amplificador base realimentado negativamente y positivamente.

### 5.5.2. Simulación

4. Realice la simulación del circuito con el fin de verificar los cálculos previos.

### ■ Realimentación negativa



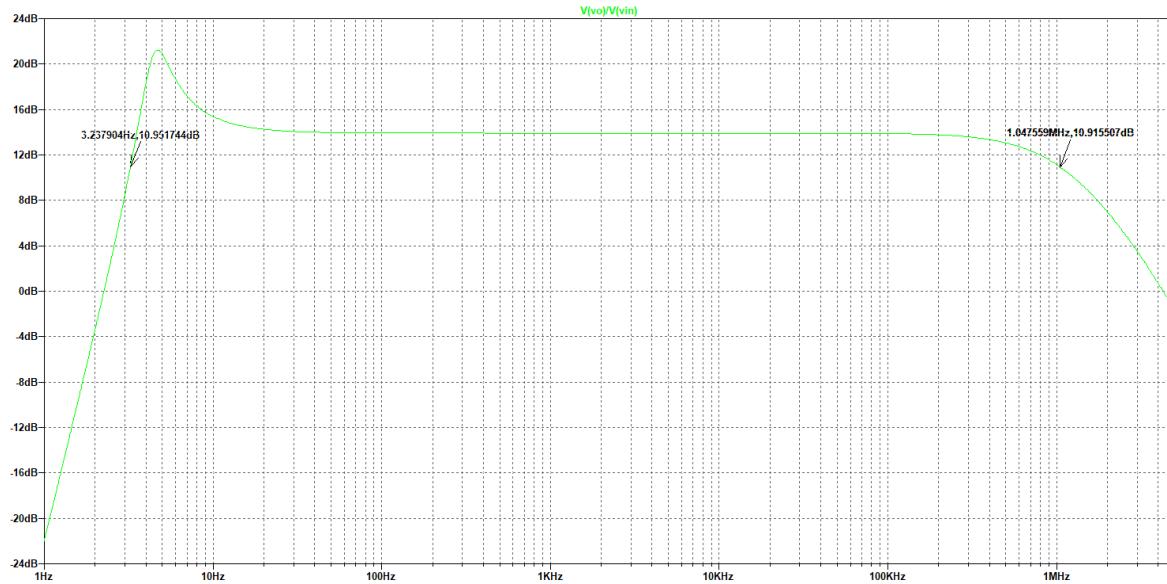
**Figura 57:** Simulación del circuito de la figura 55.

Si verificamos la ganancia de la realimentación negativa se tiene lo siguiente:

$$A_{fb} = \frac{104,30527m - (-94,131298m)}{19,975063m - (-19,993046m)}$$

$$A_{fb} = 4,965$$

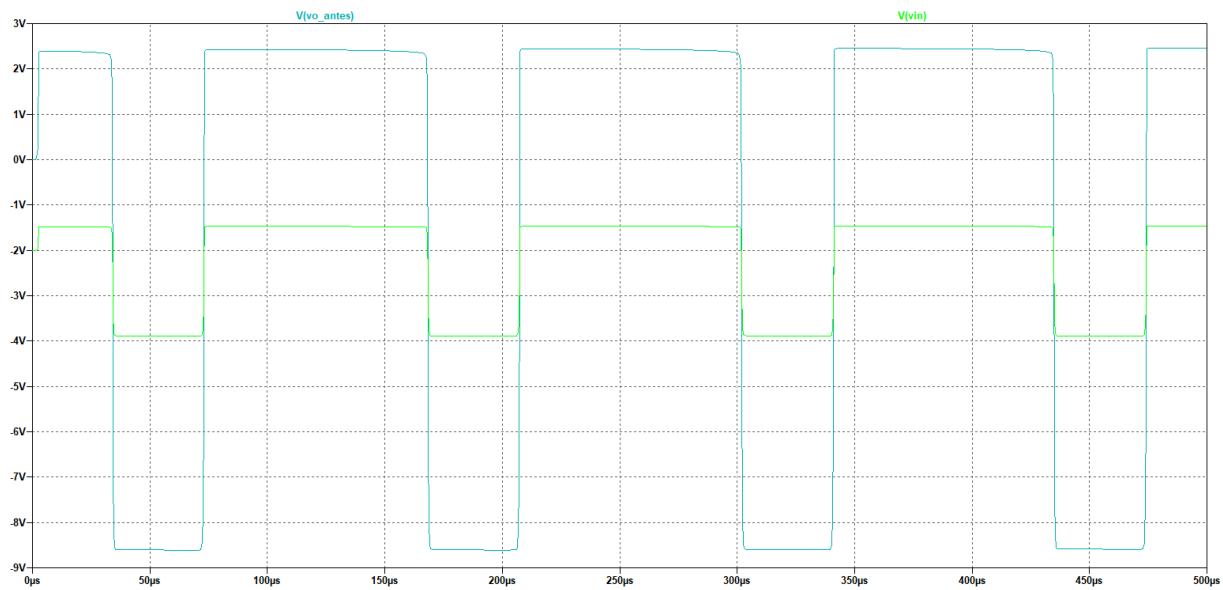
Los valores son muy cercanos a los teóricos.



**Figura 58:** Simulación de la respuesta en frecuencia del circuito de la figura 55 .

Son valores validos para los valores teóricos.

- Realimentación negativa y positiva (oscilador)



**Figura 59:** Simulación del circuito de la figura 56.

Sin alimentación de entrada se observa sus oscilaciones por las realimentaciones debido a que este se convierte en un amplificador inestable por su realimentación positiva, sin embargo posee varias funcionalidades.

## 6 Equipos e instrumentos

---

Equipo	Marca	Modelo
Osciloscopio Digital	UNI-T	UTD2102CEX+
Fuente de alimentación	UNI-T	UTP3305-II
Generador de señales	UNI-T	UTG932E

**Tabla 18:** Equipos e instrumentos utilizados en el laboratorio

## 7 Componentes y materiales

---

Componente	Valor	Cantidad
<b>Protoboard</b>	-	1
<b>Puntas de osciloscopio</b>	-	3
<b>Transistor NPN</b>	2N3904	4
<b>Transistor PNP</b>	2N3906	2
<b>Resistencia variable</b>	$10k\Omega \pm 5\%$	1
<b>Resistencia</b>	$10\Omega \pm 5\%$	2
	$33\Omega \pm 5$	1
	$180\Omega \pm 5\%$	1
	$680\Omega \pm 5\%$	1
	$1,5k\Omega \pm 5\%$	1
	$2,2k\Omega \pm 5\%$	1
	$3,3k\Omega \pm 5\%$	1
	$4,7k\Omega \pm 5\%$	3
	$6,8k\Omega \pm 5\%$	1
	$11k\Omega \pm 5\%$	2
	$11k\Omega \pm 1\%$	1
	$15k\Omega \pm 5\%$	2
	$22k\Omega \pm 5\%$	2
	$33k\Omega \pm 5\%$	1
<b>Condensador</b>	$39k\Omega \pm 5\%$	1
	$47k\Omega \pm 5\%$	1
	$100k\Omega \pm 5\%$	4
	$220k\Omega \pm 5\%$	1
	$20 \text{ pF} \pm 20\%$	1
	$10 \text{ nF} \pm 20\%$	1
	$1\mu F \pm 20\%$	4
	$100\mu F \pm 20\%$	1
	$470\mu F \pm 20\%$	1

**Tabla 19:** Lista de Componentes y materiales usados en el laboratorio

## 8 Resultados

---

### 8.1. Parte 1. Amplificador de potencia

1. Mida los puntos de operación de todos los elementos activos, con el fin de verificar el correcto funcionamiento del circuito.

Transistor	Vc[V]	$\Delta V_C [V]$	Vb[V]	$\Delta V_b [V]$	Ve[V]	$\Delta V_e [V]$
Q4	300m	$\pm 20m$	0m	$\pm 20m$	-600m	$\pm 40m$
Q5	10	$\pm 1$	600m	$\pm 40m$	20m	$\pm 4m$
Q6	-10	$\pm 1$	-600m	$\pm 40m$	20m	$\pm 4m$

**Tabla 20:** mediciones para hallar puntos de operación

Haciendo uso de las ecuaciones 55 y 56, hallamos sus puntos de operación.

■  $V_{CEQ}$

$$\Delta V_{CEQ_4} = \sqrt{(\Delta V_C)^2 + (\Delta V_E)^2}$$

$$\Delta V_{CEQ_4} = \sqrt{(0,04)^2 + (0,04)^2} = \pm 44,72mV$$

$$\Delta V_{CEQ_5} = \sqrt{(1)^2 + (0,02)^2} = \pm 1V$$

$$\Delta V_{CEQ_6} = \sqrt{(1)^2 + (0,02)^2} = \pm 1V$$

$$V_{CEQ_4} = 0,3 - (-0,6) = 0,9 \pm 0,04472V$$

$$V_{CEQ_5} = 10 - (0,02) = 9,98 \pm 1V$$

$$V_{CEQ_6} = -10 - (0,02) = -10,02 \pm 1V$$

■  $I_{CQ}$

$$\Delta I_c = \sqrt{\left(\frac{\Delta V_A}{R}\right)^2 + \left(\frac{\Delta V_B}{R}\right)^2 + \left(\frac{(V_A - V_B) \cdot \Delta R}{R^2}\right)^2}$$

$$\Delta I_{c5} = \sqrt{\left(\frac{1}{22k}\right)^2 + \left(\frac{0,04}{22k}\right)^2 + \left(\frac{(10 - 0,6) \cdot 0,05(22k)}{22k^2}\right)^2}$$

$$\Delta I_{c5} = \Delta I_{c6} = \pm 50,257\mu A$$

$$\Delta I_{c4} = \sqrt{\left(\frac{1}{27k}\right)^2 + \left(\frac{0,02}{27k}\right)^2 + \left(\frac{(10 - (0)) \cdot 0,05(27k)}{27k^2}\right)^2}$$

$$\Delta I_{c4} = \pm 47,42\mu A$$

$$I_{CQ_4} = \frac{10 - (0)}{27k} = 370 \pm 47,42\mu A$$

$$I_{CQ_5} = I_{CQ_6} = \frac{10 - (0,6)}{22k} = 427,27 \pm 50,257\mu A$$

Transistores	$v_{CE}$ [V]	$\Delta v_{CE}$ [V]	$E_{r_{v_{CE}}}$ [%]	$I_C$ [ $\mu A$ ]	$\Delta I_C$ [ $\mu A$ ]	$E_{r_{I_C}}$ [%]
$Q_4$	0,9	$\pm 44,72m$	30,77m	370	$\pm 47,42$	25,42
$Q_5$	9,98	$\pm 1$	0,2	427,27	$\pm 50,257$	7,39
$Q_6$	-10,02	$\pm 1$	0,2	427,27	$\pm 50,257$	7,39

**Tabla 21:** Mediciones indirectas con sus errores relativos de sus puntos de operación

2. Con ayuda del generador de funciones, determine el modelo circuital a pequeña señal y a frecuencias medias (1kHz aprox.) de la EP.

$V_i$ [V_p]	$\Delta V_i$ [V_p]	$V_o$ [V_p]	$\Delta V_o$ [V_p]	$A$ [V/V]	$\Delta A$ [V/V]
1	$\pm 0,1$	1	$\pm 0,1$	1	$\pm 141,42 m$

**Tabla 22:** Mediciones de ganancia en la etapa de potencia (EP)

En la tabla 22 se hallo el  $\Delta A$  [V/V] gracias a la ecuación 57

$$E_{r_{Av}} [\%] \quad 2,77$$

**Tabla 23:** Error porcentual de la ganancia

- **Impedancia de entrada** Acá sacamos las incertidumbres gracias a la ecuación 11.1.

$V_g$ [V_p]	$\Delta V_g$ [V_p]	$V_i$ [V_p]	$\Delta V_i$ [V_p]	$R_p$ [ $\Omega$ ]	$\Delta R_p$ [%]	$Z_{in}$ [ $\Omega$ ]	$\Delta Z_{in}$ [ $\Omega$ ]
1	0,1	0,5	0,1	$11k + 50$	1 %	11k	$\pm 4,92k$

**Tabla 24:** Medición de impedancias de entrada

$E_{rZin}$ [ % ]	3.19
------------------	------

**Tabla 25:** Error porcentual de la impedancia de entrada

■ **Impedancias de salida**

$V_o\_sc[V\_p]$	$\Delta V_o\_sc[V\_p]$	$V_o\_cc[V\_p]$	$\Delta V_o\_cc[V\_p]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_o[\Omega]$	$\Delta Z_o[\Omega]$
1	0.1	0.9	0.1	180	5 %	20	$\pm 29.91$

**Tabla 26:** Medición de impedancia de salida

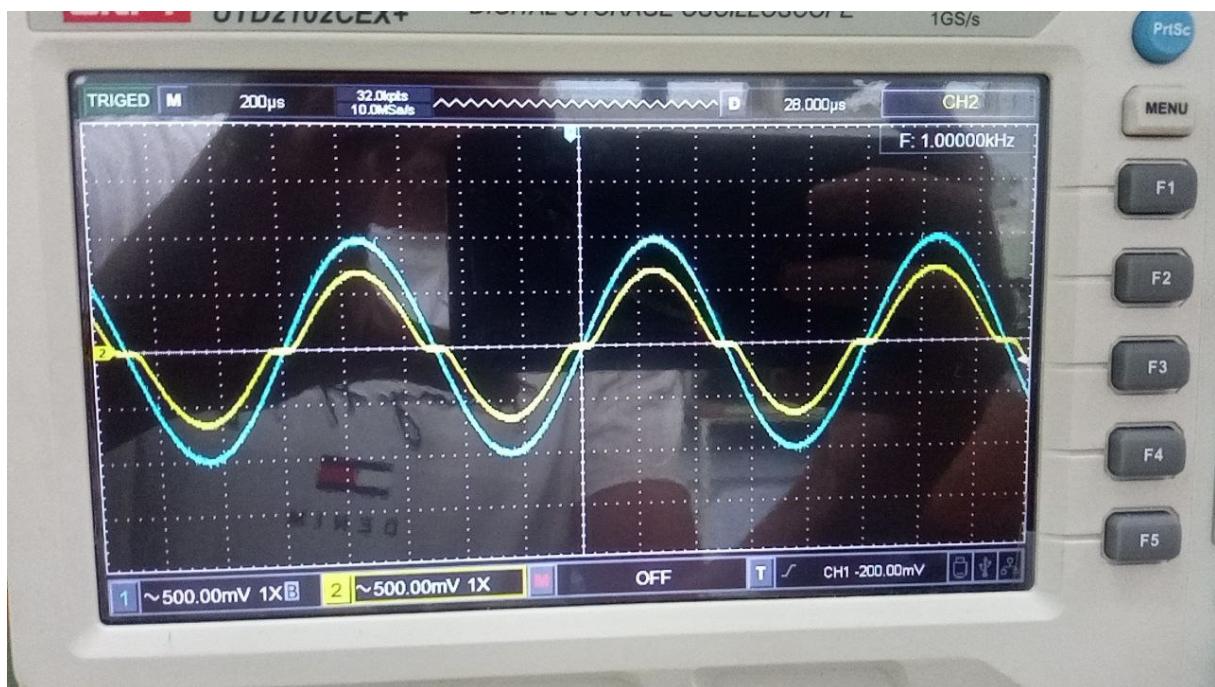
$E_{rZo}$ [ % ]	73.18
-----------------	-------

**Tabla 27:** Error porcentual de la impedancia de salida

3. Modificando la polarización de la etapa, conviértala en:

- a) Un amplificador clase B, colocando los transistores de potencia justo en la zona de corte.

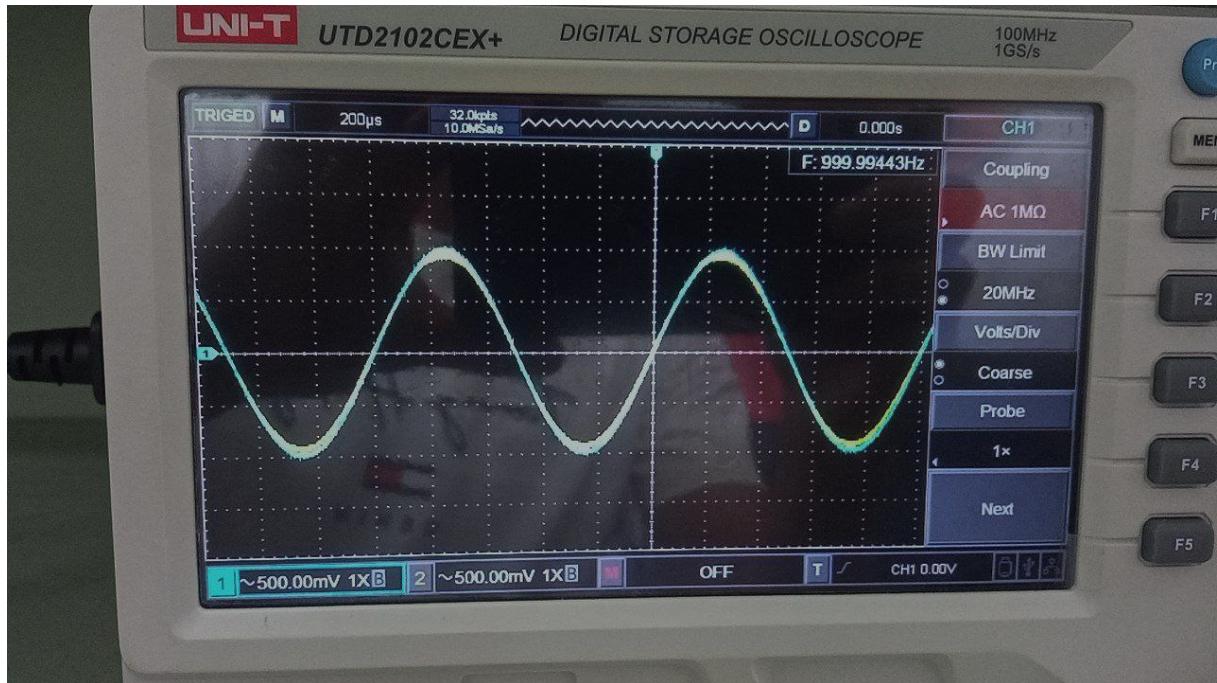
En la siguiente imagen se muestra el efecto de cruce, debido a la manipulación de la resistencia variable o potenciómetro.

**Imagen 1:** Efecto crossover en un amplificador Tipo B. Siendo  $X=0.5$ 

time/div [ $\mu s$ ]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
200 $\pm$ 40	1 (Azul)	500 $\pm$ 100m	AC
200 $\pm$ 40	2 (Amarillo)	500 $\pm$ 100m	AC

**Tabla 28:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

- b) Un amplificador clase AB, colocando los transistores de potencia conduciendo con corriente pequeñas.



**Imagen 2:** Sin Efecto crossover Se convierte en un amplificador Tipo AB. Siendo X=0.5

time/div [μs]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
200 ± 40	1 (Azul)	500 ± 100m	AC
200 ± 40	2 (Amarillo)	500 ± 100m	AC

**Tabla 29:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

## 8.2. Parte 2. Amplificador Diferencial

1. Mida los puntos de operación de todos los elementos activos, con el fin de verificar el correcto funcionamiento del circuito.

Transistor	V <sub>c</sub> [V]	ΔV <sub>c</sub> [V]	V <sub>b</sub> [V]	ΔV <sub>b</sub> [V]	V <sub>e</sub> [V]	ΔV <sub>e</sub> [V]
Q1	8	± 1	-120m	± 20m	-700m	± 100m
Q2	7.2	± 0.4	-60m	± 10m	-680m	± 40m

**Tabla 30:** Mediciones para hallar punto de operación

Haciendo uso de las ecuaciones 55 y 56, hallamos sus puntos de operación e incertidumbres.

- V<sub>CEQ</sub>

$$\Delta V_{CEQ_1} = \sqrt{(\Delta V_C)^2 + (\Delta V_E)^2}$$

$$\Delta V_{CEQ_1} = \sqrt{(1)^2 + (0,1)^2} = \pm 1,005\text{V}$$

$$\Delta V_{CEQ_2} = \sqrt{(0,4)^2 + (0,04)^2} = \pm 0,402\text{V}$$

$$V_{CEQ_1} = 8 - (-0,7) = 8,7 \pm 1,005\text{V}$$

$$V_{CEQ_2} = 7,2 - (-0,68) = 7,88 \pm 0,402\text{V}$$

■ **I<sub>CQ</sub>**

$$\Delta I_c = \sqrt{\left(\frac{\Delta V_A}{R}\right)^2 + \left(\frac{\Delta V_B}{R}\right)^2 + \left(\frac{(V_A - V_B) \cdot \Delta R}{R^2}\right)^2}$$

$$\Delta I_{c1} = \sqrt{\left(\frac{1}{4,7k}\right)^2 + \left(\frac{1}{4,7k}\right)^2 + \left(\frac{(10 - 8) \cdot 0,05(4,7k)}{4,7k^2}\right)^2}$$

$$\Delta I_{c1} = \pm 301,648\mu A$$

$$\Delta I_{c2} = \sqrt{\left(\frac{1}{4,7k}\right)^2 + \left(\frac{0,4}{4,7k}\right)^2 + \left(\frac{(10 - 7,2) \cdot 0,05(4,7k)}{4,7k^2}\right)^2}$$

$$\Delta I_{c2} = \pm 231,084\mu A$$

$$I_{CQ_1} = \frac{10 - (8)}{4,7k} = 425,532 \pm 301,648\mu A$$

$$I_{CQ_2} = \frac{10 - (7,2)}{4,7k} = 595,745 \pm 231,084\mu A$$

Transistores	$v_{CE}$ [V]	$\Delta v_{CE}$ [V]	$E_{rv_{CE}}$ [%]	$I_C$ [ $\mu A$ ]	$\Delta I_C$ [ $\mu A$ ]	$E_{rl_C}$ [%]
$Q_1$	8,7	$\pm 1,005$	8,75	425,532	$\pm 301,648$	29,76
$Q_2$	7,88	$\pm 0,402$	1,5	595,745	$\pm 231,084$	1,66

**Tabla 31:** Mediciones indirectas con sus errores relativos de sus puntos de operación

2. Con la metodología expuesta por Ud. en el trabajo de preparación, determine el modelo completo del amplificador diferencial.

$Vi[V_p]$	$\Delta Vi[V_p]$	$Vo[V_p]$	$\Delta Vo[V_p]$	$A_d[V/V]$	$\Delta A_d[V/V]$
1	$\pm 0.2$	3	$\pm 0.2$	3	$\pm 632.46m$

**Tabla 32:** Mediciones de ganancia en modo diferencial de la Etapa diferencial (ED)

$$E_{r_{A_d}} [\%] \quad 1.70$$

**Tabla 33:** Error porcentual de la ganancia en modo diferencial

$Vi[V_p]$	$\Delta Vi[V_p]$	$Vo[V_p]$	$\Delta Vo[V_p]$	$A_c [V/V]$	$\Delta A_c [V/V]$
1	$\pm 0.2$	300m	$\pm 20m$	0.3	$\pm 208.81m$

**Tabla 34:** Mediciones de ganancia en modo común de la Etapa diferencial (ED)

$$E_{r_{A_c}} [\%] \quad 3.23$$

**Tabla 35:** Error porcentual de la ganancia en modo común

CMRR ( $\rho$ ) [dB]	$\Delta$ CMRR ( $\rho$ ) [dB]	$E_{r_\rho}$ [%]
20	$\pm 14,55$	2,20

**Tabla 36:** Medida indirecta del CMRR de la ED

$Vg[V_p]$	$\Delta Vg[V_p]$	$Vi[V_p]$	$\Delta Vi[V_p]$	$Rp[\Omega]$	$\Delta Rp[\Omega]$	$Zd[\Omega]$	$\Delta Zd[\Omega]$
1	$\pm 0.2$	0.44	$\pm 0.04$	39k	$\pm 5\%$	30.64k	$\pm 12.119k$

**Tabla 37:** Medición de impedancia de entrada en modo diferencial

$$E_{r_{Z_d}} [\%] \quad 25.92$$

**Tabla 38:** Error porcentual de la impedancia de entrada en modo diferencial

$Vg[V_p]$	$\Delta Vg[V_p]$	$Vi[V_p]$	$\Delta Vi[V_p]$	$Rp[\Omega]$	$\Delta Rp[\Omega]$	$Zc[\Omega]$	$\Delta Zc[\Omega]$
1	$\pm 0.2$	0.32	$\pm 0.02$	47k	$\pm 5\%$	44.24k	$\pm 13.809k$

**Tabla 39:** Medición de impedancias de entrada en modo común

$E_{rZ_c} [\%]$	9.44
-----------------	------

**Tabla 40:** Error porcentual de la impedancia de entrada en modo común

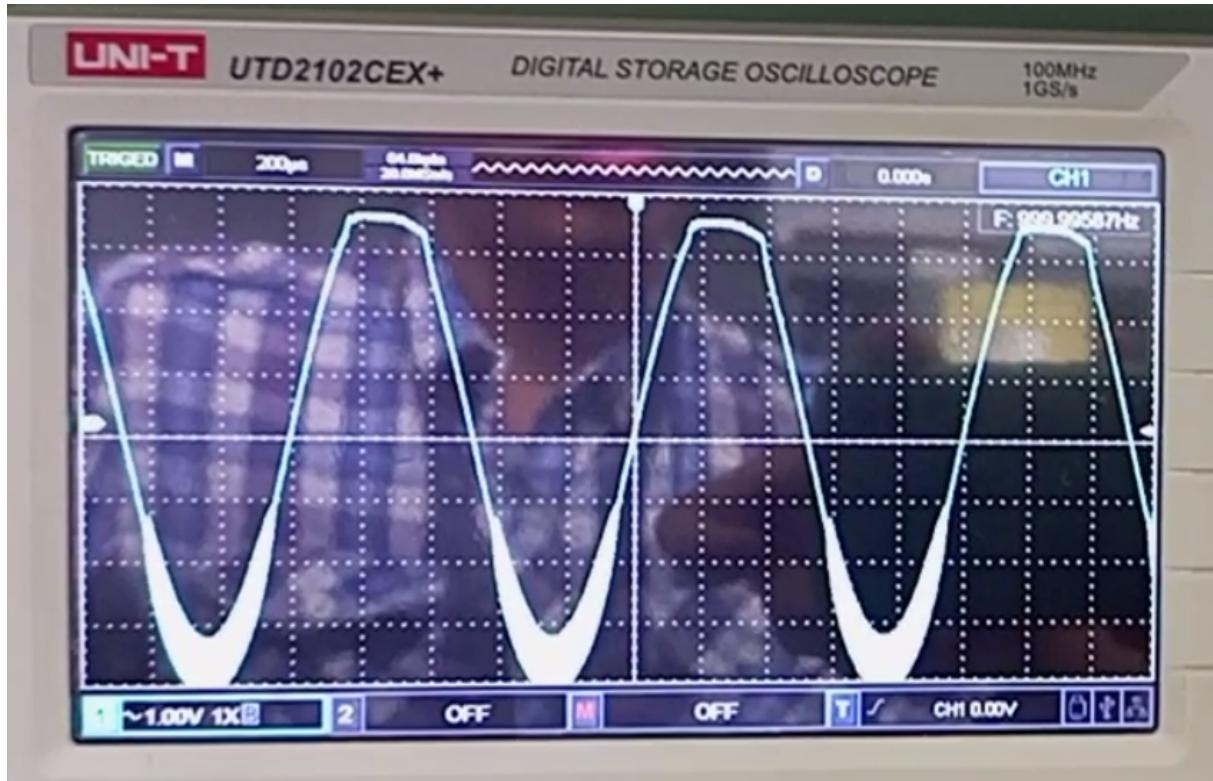
<b>Vo_sc[V<sub>p</sub>]</b>	<b>Δvo_sc[V<sub>p</sub>]</b>	<b>Vo_cc[V<sub>p</sub>]</b>	<b>Δvo_cc[V<sub>p</sub>]</b>	<b>R<sub>p</sub>[Ω]</b>	<b>ΔR<sub>p</sub>[Ω]</b>	<b>Z<sub>o</sub>[Ω]</b>	<b>ΔZ<sub>o</sub>[Ω]</b>
3	± 0.2	1.4	± 0.1	4.7k	± 5 %	5.37k	± 1.02k

**Tabla 41:** Medición de impedancia de salida

$E_{rZ_o} [\%]$	14.26
-----------------	-------

**Tabla 42:** Error porcentual de la impedancia de salida

3. Determine los límites de excursión: en modo diferencial y en modo común. en cada caso dibuje o fotografié las señales de salida (ambas salidas asimétricas) en máxima excusión.

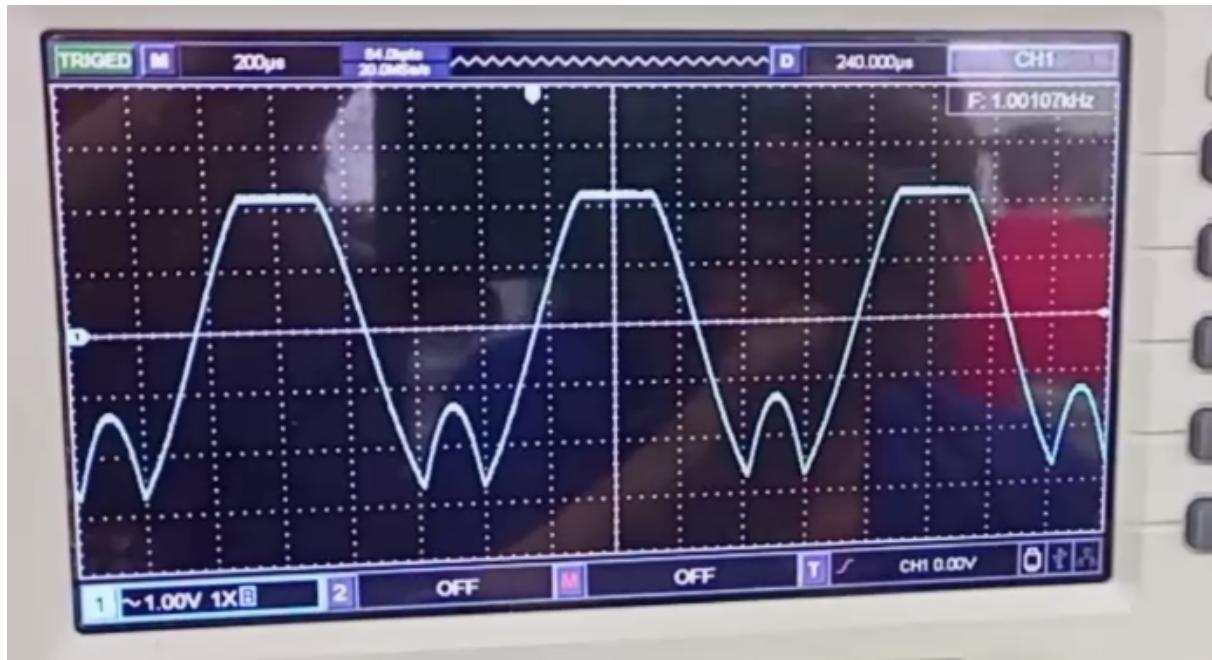
**Imagen 3:** Límite de excusión en modo diferencial.

<b>time/div [μs]</b>	<b>Channel</b>	<b>voltios/div [V]</b>	<b>Acoplamiento</b>
200 ± 40	1 (Azul)	1 ± 0,2	AC

**Tabla 43:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

$V_i > 2,2V_p$	$-3,9V_p < V_o < 3,9V_p$
----------------	--------------------------

**Tabla 44:** Limites de excusión de la etapa diferencial en modo diferencial



**Imagen 4:** Límite de excusión en modo común.

time/div [ $\mu s$ ]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
200 $\pm$ 40	1 (Azul)	1 $\pm$ 0,2	AC

**Tabla 45:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

$$V_i > 12V_p \quad -2,4V_p < V_o < 2,4V_p$$

**Tabla 46:** Límites de excusión de la etapa diferencial en modo común

### 8.3. Parte 3. Amplificador multietapas

- Determine experimentalmente para cada etapa desacoplada, los puntos de operación de los elementos activos y los modelos dinámicos de cada etapa.

Transistor	Vc[V]	$\Delta V_c$ [V]	Vb[V]	$\Delta V_b$ [V]	Ve[V]	$\Delta V_e$ [V]
Q1	7.2	$\pm 0,4$	240m	$\pm 20m$	-360m	$\pm 100m$
Q2	7.2	$\pm 0,4$	260m	$\pm 20m$	-360m	$\pm 20m$
Q3	5.2	$\pm 0,4$	8	$\pm 0,4$	9	$\pm 1$
Q4	900m	$\pm 100m$	360m	$\pm 20m$	-200m	$\pm 20m$
Q5	10	$\pm 1$	900m	$\pm 100m$	380m	$\pm 20m$
Q6	-10	$\pm 1$	-220m	$\pm 20m$	360m	$\pm 20m$

**Tabla 47:** Mediciones para hallar punto de operación, acoplando sus etapas

Haciendo uso de las ecuaciones 55 y 56, hallamos sus puntos de operación e incertidumbres (Acoplado).

■ **V<sub>CEQ</sub>**

$$V_{CEQ_3} = 5,2 - (9) = -3,8 \pm 1,08\text{V}$$

$$V_{CEQ_1} = 7,2 - (0,36) = 7,56 \pm 0,41\text{V}$$

$$V_{CEQ_2} = 7,2 - (0,36) = 7,56 \pm 0,41\text{V}$$

$$V_{CEQ_4} = 0,9 - (-0,2) = 1,1 \pm 0,10\text{V}$$

$$V_{CEQ_5} = 10 - (0,38) = 9,62 \pm 1\text{V}$$

$$V_{CEQ_6} = -10 - (0,36) = -10,36 \pm 1\text{V}$$

■ **I<sub>CQ</sub>**

$$I_{CQ_3} = \frac{9 - (-10)}{6,8k} = 2,79 \pm 0,25mA$$

$$I_{CQ_4} = \frac{10 - (-0,36)}{5k} = 357,04 \pm 47,12\mu A$$

$$I_{CQ_5} = \frac{10 - (0,9)}{22k} = 413,64 \pm 50,14\mu A$$

$$I_{CQ_6} = \frac{-0,22 - (-10)}{22k} = 444,55 \pm 50,61\mu A$$

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = \frac{10 - (7,2)}{4,7k} = 595,74 \pm 231,08\mu A$$

Transistores	$v_{CE} [V]$	$\Delta v_{CE} [V]$	$E_{rv_{CE}} [\%]$	$I_C [\mu A]$	$\Delta I_C [\mu A]$	$E_{rI_C} [\%]$
$Q_1$	7,56	$\pm 0,41$	5,5	595,74	$\pm 231,08$	1,67
$Q_2$	7,56	$\pm 0,40$	5,5	595,74	$\pm 231,08$	1,67
$Q_3$	-3,8	$\pm 1,08$	17,48	2790	$\pm 250$	24,55
$Q_4$	1,1	$\pm 0,10$	15,38	357,04	$\pm 47,12$	21,03
$Q_5$	9,62	$\pm 1,00$	3,8	413,64	$\pm 50,14$	3,96
$Q_6$	-10,36	$\pm 1,00$	3,6	444,55	$\pm 50,61$	11,73

**Tabla 48:** Mediciones indirectas con sus errores relativos de sus puntos de operación Acoplados

Transistor	Vc[V]	ΔVc[V]	Vb[V]	ΔVb[V]	Ve[V]	ΔVe[V]
Q1	7,2	±0,4	240m	±20m	-400m	±100m
Q2	7,2	±0,4	240m	±20m	-360m	±20m
Q3	5,2	±0,4	8	±0,4	9	±1
Q4	900m	±100m	360m	±20m	-300m	±100m
Q5	10	±1	900m	±100m	360m	±20m
Q6	-10	±1	-240m	±20m	360m	±20m

**Tabla 49:** Mediciones para hallar punto de operación, desacoplando sus etapas, colocando un jumper en C2, C5, y C7

Haciendo uso de las ecuaciones 55 y 56, hallamos sus puntos de operación e incertidumbres (Desacoplado).

En este caso, solo varia en desacople  $V_{b_6}$ ,  $V_{e_1}$ ,  $V_{e_4}$  y  $V_{e_5}$ , sabiendo eso, solo se modificarán dichos valores que sean afectados por estos parámetros.

- **V<sub>CEQ</sub>**

$$V_{CEQ_3} = 5,2 - (9) = -3,8 \pm 1,08\text{V}$$

$$V_{CEQ_1} = 7,2 - (-0,4) = 7,6 \pm 0,41\text{V}$$

$$V_{CEQ_2} = 7,2 - (0,36) = 7,56 \pm 0,41\text{V}$$

$$V_{CEQ_4} = 0,9 - (-0,3) = 1,2 \pm 0,14\text{V}$$

$$V_{CEQ_5} = 10 - (0,36) = 9,64 \pm 1\text{V}$$

$$V_{CEQ_6} = -10 - (0,36) = -10,36 \pm 1\text{V}$$

- **I<sub>CQ</sub>**

$$I_{CQ_3} = \frac{9 - (-10)}{6,8k} = 2,79 \pm 0,25mA$$

$$I_{CQ_4} = \frac{10 - (-0,36)}{5k} = 357,04 \pm 47,12\mu A$$

$$I_{CQ_5} = \frac{10 - (0,9)}{22k} = 413,64 \pm 50,14\mu A$$

$$I_{CQ_6} = \frac{-0,24 - (-10)}{22k} = 443,64 \pm 50,61\mu A$$

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = \frac{10 - (7,2)}{4,7k} = 595,74 \pm 231,08\mu A$$

Transistores	$v_{CE}$ [V]	$\Delta v_{CE}$ [V]	$E_{rv_{CE}}$ [ % ]	$I_C$ [ $\mu A$ ]	$\Delta I_C$ [ $\mu A$ ]	$E_{rI_C}$ [ % ]
$Q_1$	7,6	$\pm 0,41$	5	595,74	$\pm 231,08$	1,67
$Q_2$	7,56	$\pm 0,40$	5,5	595,74	$\pm 231,08$	1,67
$Q_3$	-3,8	$\pm 1,08$	17,48	2790	$\pm 250$	24,55
$Q_4$	1,2	$\pm 0,14$	7,69	357,04	$\pm 47,12$	21,03
$Q_5$	9,64	$\pm 1,00$	3,6	413,64	$\pm 50,14$	3,96
$Q_6$	-10,36	$\pm 1,00$	3,6	443,64	$\pm 50,61$	11,50

**Tabla 50:** Mediciones indirectas con sus errores relativos de sus puntos de operación Desacoplados

$V_i$ [V]	$\Delta V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$\Delta V_o$ [V]	$A_d$ [V/V]	$\Delta A_d$ [V/V]
5m	$\pm 10m$	1	$\pm 100m$	200	$\pm 20,01$
35m	$\pm 4m$	3	$\pm 0,4m$	85.71	$\pm 11,43$
50m	$\pm 10m$	5.2	$\pm 0,2$	104	$\pm 4,13$

**Tabla 51:** Mediciones de ganancia en modo diferencial en el multietapas

$A_{d_{teo}}$ [V/V]	$A_{d_{Exp}}$ [V/V]	$E_{rA_d}$ [ % ]
265,659	200	24.72
265,659	85.71	67.74
265,659	104	60.85

**Tabla 52:** Error porcentual de la ganancia en modo diferencial

$V_i$ [V]	$\Delta V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$\Delta V_o$ [V]	$A_c$ [V/V]	$\Delta A_c$ [V/V]
5m	$\pm 10m$	50m	$\pm 10m$	10	$\pm 2,00$
35m	$\pm 4m$	360m	$\pm 20m$	10.29	$\pm 1,31$
50m	$\pm 10m$	1	$\pm 100m$	20	$\pm 2,00$

**Tabla 53:** Mediciones de ganancia en modo común en el multietapas

$A_{c_{teo}}$ [V/V]	$A_{c_{Exp}}$ [V/V]	$E_{rA_c}$ [ % ]
27.91	10	64.17
0 27.91	10.29	63.13
27.91	20	28.34

**Tabla 54:** Error porcentual de la ganancia en modo común

CMRR ( $\rho$ ) [dB]	$\Delta$ CMRR ( $\rho$ ) [dB]	$E_{r\rho}$ [ % ]
26.02	$\pm 4,47$	14,88

**Tabla 55:** Medida indirecta del CMRR del multietapas

<b>Vg[V]</b>	<b>ΔVg[V]</b>	<b>Vi[V]</b>	<b>ΔVi[V]</b>	<b>Rp[Ω]</b>	<b>ΔRp[Ω]</b>	<b>Zd[Ω]</b>	<b>ΔZd[Ω]</b>
12m	±1m	7m	±1m	47k	±5 %	65.8k	±26,32k

**Tabla 56:** Medición de impedancia de entrada en modo diferencial en el multietapas

$$E_{rz_d} [\%] \quad 59.09$$

**Tabla 57:** Error porcentual de la impedancia de entrada modo diferencial

<b>Vg[V]</b>	<b>ΔVg[V]</b>	<b>Vi[V]</b>	<b>ΔVi[V]</b>	<b>Rp[Ω]</b>	<b>ΔRp[Ω]</b>	<b>Zc[Ω]</b>	<b>ΔZc[Ω]</b>
13m	±1m	5m	±1m	47k	±5 %	58.75k	±20,67k

**Tabla 58:** Medición de impedancias de entrada en modo común en el multietapas

$$E_{rz_c} [\%] \quad 3.19$$

**Tabla 59:** Error porcentual de la impedancia de entrada en modo común

<b>Vo_sc[V]</b>	<b>Δvo_sc[V]</b>	<b>Vo_cc[V]</b>	<b>Δvo_cc[V]</b>	<b>Rp[Ω]</b>	<b>ΔRp[Ω]</b>	<b>Zo[Ω]</b>	<b>ΔZo[Ω]</b>
100m	±10m	38m	±2m	33	±5 %	20.46	±10,18

**Tabla 60:** Medición de impedancias de Salida

$$E_{rz_o} [\%] \quad 25.57$$

**Tabla 61:** Error porcentual de la impedancia de salida

2. En el límite de la excusión del amplificador dibuje o fotografié en cada etapa las señales de salida y de entrada.

- Voltaje de entrada

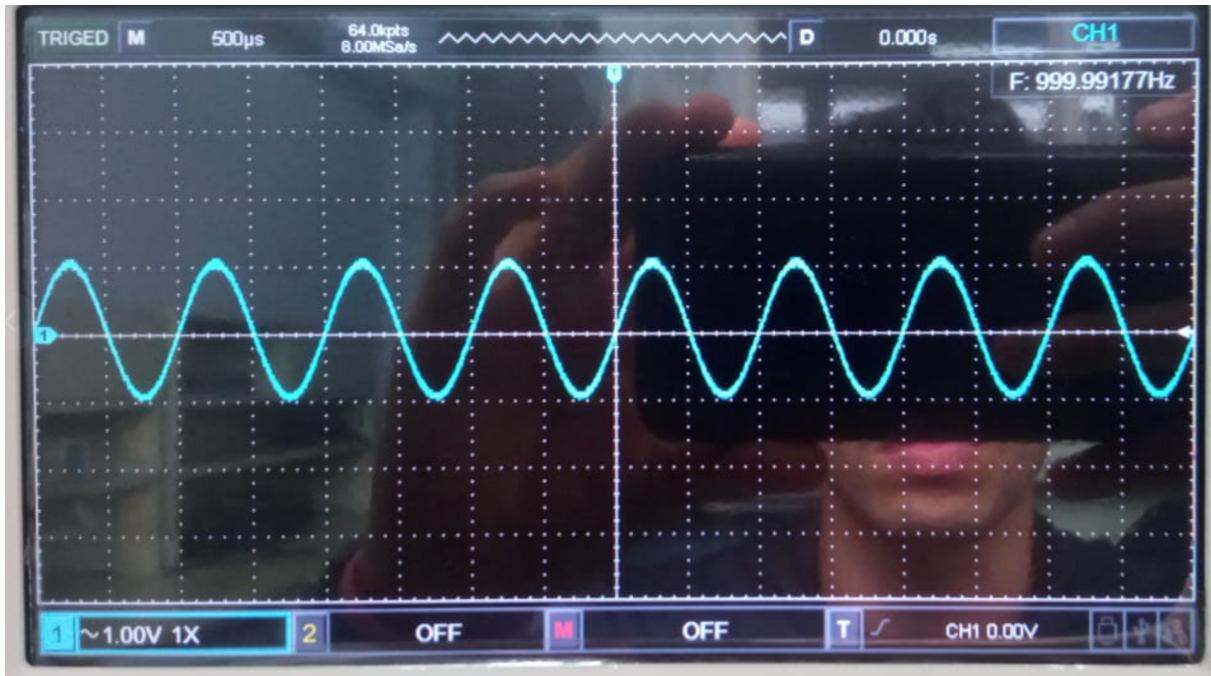


Imagen 5: Voltaje de entrada del amplificador multietapas

time/div [μs]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
500 ± 100	1 (Azul)	1 ± 0,2	AC

Tabla 62: Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

■ Voltaje de salida en modo diferencial

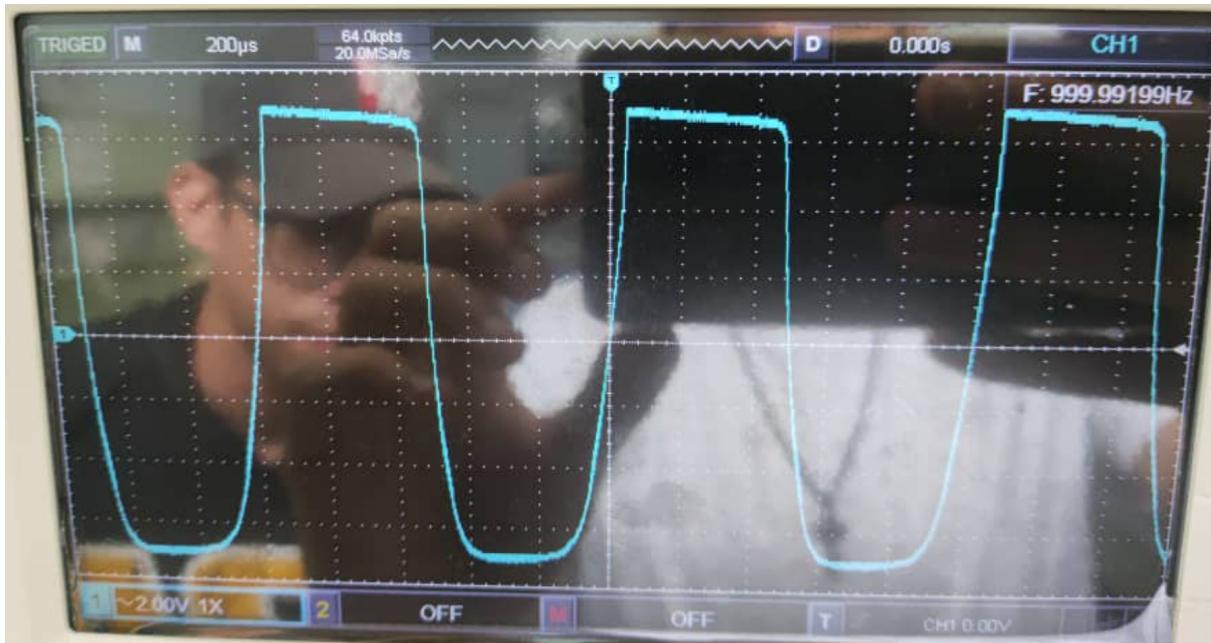
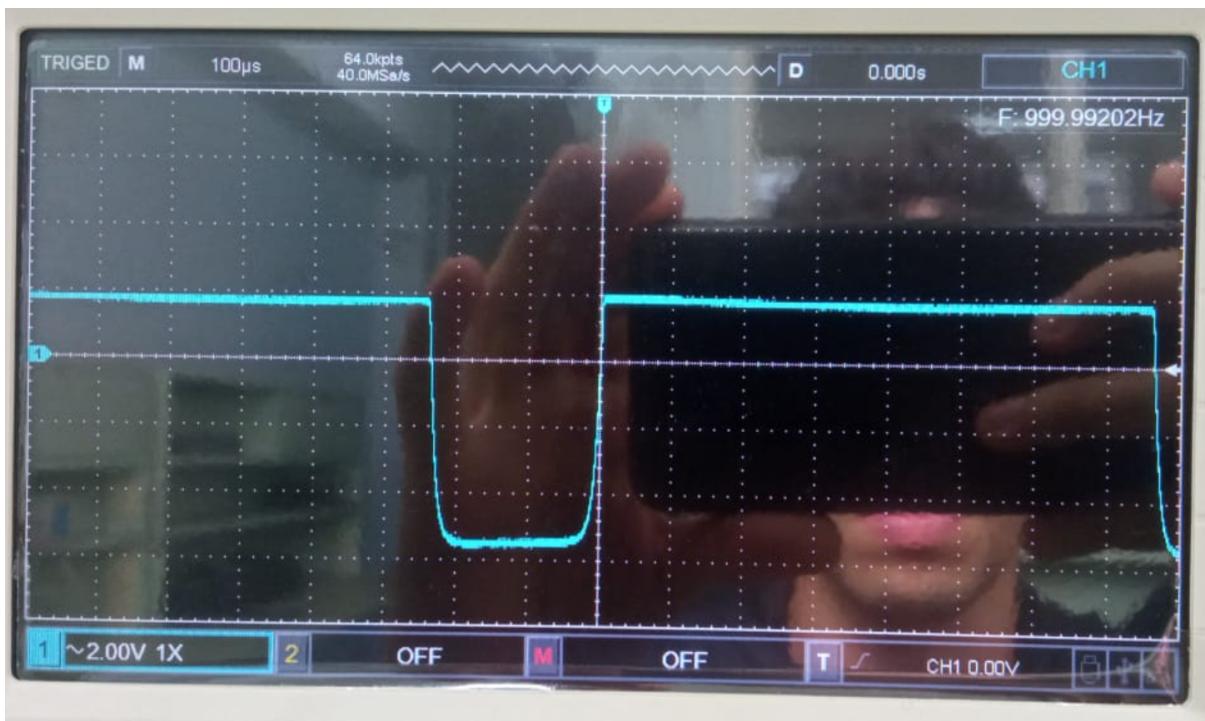


Imagen 6: Voltaje de salida del amplificador multietapas modo diferencial

time/div [μs]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
200 ± 40	1 (Azul)	2 ± 0,4	AC

**Tabla 63:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

- **Voltaje de salida en modo común**

**Imagen 7:** Voltaje de salida del amplificador multietapas modo Común

time/div [μs]	Channel	voltios/div [V]	Acoplamiento
200 ± 40	1 (Azul)	2 ± 0,4	AC

**Tabla 64:** Escalas Usada en el Osciloscopio Digital UNI-T UTD2102CEX+

Se observan las salidas de esa manera, debido a que tenemos una ganancia muy grande para el nivel de voltaje que se le dio en la entrada que era una de 1V, sin embargo se realizo con un voltaje de 5mV (ver tabla 51), permitiendo ver la ganancia en zona lineal del amplificador multietapas.

## 8.4. Parte 4. Respuesta en frecuencia

1. Determine experimentalmente los puntos de operación de los elementos activos, con el fin de verificar el correcto funcionamiento.

Transistor	Vc[V]	ΔVc[V]	Vb[V]	ΔVb[V]	Ve[V]	ΔVe[V]
Q1	7,2	±0,4	240m	±20m	-360m	±100m
Q2	7,2	±0,4	260m	±20m	-360m	±20m
Q3	5,2	±0,4	8	±0,4	9	±1
Q4	900m	±100m	360m	±20m	-200m	±20m
Q5	10	±1	900m	±100m	380m	±20m
Q6	-10	±1	-220m	±20m	360m	±20m

**Tabla 65:** Mediciones para hallar punto de operación, acoplando sus etapas

Haciendo uso de las ecuaciones 55 y 56, hallamos sus puntos de operación e incertidumbres (Acoplado).

■ **V<sub>CEQ</sub>**

$$V_{CEQ_3} = 5,2 - (9) = -3,8 \pm 1,08\text{V}$$

$$V_{CEQ_1} = 7,2 - (0,36) = 7,56 \pm 0,41\text{V}$$

$$V_{CEQ_2} = 7,2 - (0,36) = 7,56 \pm 0,41\text{V}$$

$$V_{CEQ_4} = 0,9 - (-0,2) = 1,1 \pm 0,10\text{V}$$

$$V_{CEQ_5} = 10 - (0,38) = 9,62 \pm 1\text{V}$$

$$V_{CEQ_6} = -10 - (0,36) = -10,36 \pm 1\text{V}$$

■ **I<sub>CQ</sub>**

$$I_{CQ_3} = \frac{9 - (-10)}{6,8k} = 2,79 \pm 0,25mA$$

$$I_{CQ_4} = \frac{10 - (-0,36)}{5k} = 357,04 \pm 47,12\mu A$$

$$I_{CQ_5} = \frac{10 - (0,9)}{22k} = 413,64 \pm 50,14\mu A$$

$$I_{CQ_6} = \frac{-0,22 - (-10)}{22k} = 444,55 \pm 50,61\mu A$$

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = \frac{10 - (7,2)}{4,7k} = 595,74 \pm 231,08\mu A$$

Transistores	$v_{CE}$ [V]	$\Delta v_{CE}$ [V]	$E_{rv_{CE}}$ [%]	$I_C$ [ $\mu A$ ]	$\Delta I_C$ [ $\mu A$ ]	$E_{rI_C}$ [%]
$Q_1$	7,56	$\pm 0,41$	5,5	595,74	$\pm 231,08$	1,67
$Q_2$	7,56	$\pm 0,40$	5,5	595,74	$\pm 231,08$	1,67
$Q_3$	-3,8	$\pm 1,08$	17,48	2790	$\pm 250$	24,55
$Q_4$	1,1	$\pm 0,10$	15,38	357,04	$\pm 47,12$	21,03
$Q_5$	9,62	$\pm 1,00$	3,8	413,64	$\pm 50,14$	3,96
$Q_6$	-10,36	$\pm 1,00$	3,6	444,55	$\pm 50,61$	11,73

**Tabla 66:** Mediciones indirectas con sus errores relativos de sus puntos de operación Acoplados

2. Utilizado la metodología expuesta por Ud. en el trabajo previo, determinar experimentalmente: las frecuencias de corte inferior y superior del amplificador y la ganancia a frecuencias medias.
3. Basándose en la metodología para obtener la respuesta en frecuencia, expuesta por Ud. en el trabajo previo, determine la ganancia del amplificador, para aproximadamente cada una de las frecuencias seleccionadas. Para reportarlas construya el gráfico experimental correspondiente, superponiéndolo a la respuesta en frecuencia esperada y al diagrama de Bode asintótico.

En este apartado en particular, cada una de las mediciones fueron realizadas a traves de los valores dados por el osciloscopio marca: Unit, modelo: UTD2102CEX+, donde se uso la función **All Parameter**, que permite ser mas precisos en su lectura, usándola de forma adecuada, por esa razón, se usara las incertidumbres dadas por el fabricante del osciloscopio en el manual de usuario, que se halla en la sección 11, las ecuaciones 63 y 64.

f[Hz]	$\Delta f$ [Hz]	T [s]	$\Delta T$ [s]	$V_i$ [V]	$\Delta V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$\Delta V_o$ [V]	$A_d$ [V/V]	$\Delta A_d$ [V/V]
40	$\pm 1,616$	25 m	$\pm 1,01m$	20m	$\pm 1,1m$	200m	$\pm 11m$	10	$\pm 0,55$
50	$\pm 2,525$	20m	$\pm 1,01m$	20m	$\pm 1,1m$	300m	$\pm 14m$	15	$\pm 0,7$
61	$\pm 3,758$	16.393 m	$\pm 1,01m$	20m	$\pm 1,1m$	270 m	$\pm 13,1m$	13.5	$\pm 0,66$
100	$\pm 4$	9.99 m	$\pm 0,4m$	20m	$\pm 1,1m$	600m	$\pm 23m$	30	$\pm 1,15$

**Tabla 67:** Mediciones de ganancia en modo diferencial en el multietapas con frecuencias bajas Acoplado

f[Hz]	$\Delta f$ [Hz]	T [s]	$\Delta T$ [s]	$V_i$ [V]	$\Delta V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$\Delta V_o$ [V]	$A_d$ [V/V]	$\Delta A_d$ [V/V]
300	$\pm 36$	3.34 m	$\pm 0,4m$	20m	$\pm 1,1m$	1	$\pm 40m$	50	$\pm 2,00$
370	$\pm 54,76$	2.70m	$\pm 0,4m$	20m	$\pm 1,1m$	1	$\pm 40m$	50	$\pm 2,00$
500	$\pm 100$	2m	$\pm 0,4m$	20m	$\pm 1,1m$	1	$\pm 40m$	50	$\pm 2,00$
1k	$\pm 40,5$	1m	$\pm 40,5\mu$	20m	$\pm 1,1m$	1	$\pm 40m$	50	$\pm 2,00$
5k	$\pm 252,5$	$200\mu$	$\pm 10,10\mu$	20m	$\pm 1,1m$	1	$\pm 40m$	50	$\pm 2,00$
10k	$\pm 405$	$100\mu$	$\pm 4,05\mu$	20m	$\pm 1,1m$	1	$\pm 40m$	50	$\pm 2,00$

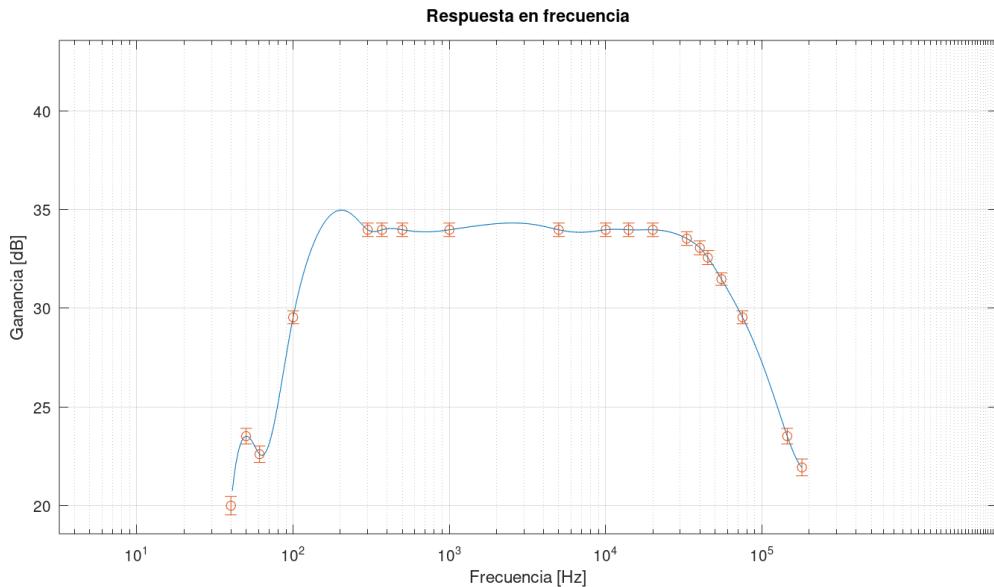
**Tabla 68:** Mediciones de ganancia en modo diferencial en el multietapas con frecuencias medias Acoplado

<b>f[Hz]</b>	<b>Δf[Hz]</b>	<b>T [s]</b>	<b>ΔT[s]</b>	<b>Vi[V]</b>	<b>ΔVi[V]</b>	<b>Vo[V]</b>	<b>ΔVo[V]</b>	<b>Ad[V/V]</b>	<b>ΔAd[V/V]</b>
14k	±399,84	71,43μ	±2,04μ	20m	±1,1m	1	±40m	50	±2,00
20k	±812	50μ	±2,03μ	20m	±1,1m	1	±40m	50	±2,00
33k	±2,2k	3,3μ	±2,02μ	20m	±1,1m	950 m	±38,5m	47.5	±1,93
40k	±1,616k	25μ	±1,01μ	20m	±1,1m	900m	±37m	45	±1,85
45k	±2,045k	22,2μ	±1,01μ	20m	±1,1m	850 m	±35,5m	42.5	±1,78
55k	±3,055k	18,18μ	±1,01μ	20m	±1,1m	750m	±27,5m	37.5	±1,38
75k	±2,306k	13,3μ	±0,41μ	20m	±1,1m	600m	±23m	30	±1,15
145k	±4,205k	6,89μ	±0,2μ	20m	±1,1m	300	±14m	15	±0,7
180k	±6,48k	5,5μ	±0,2μ	20m	±1,1m	250	±12,5m	12.5	±0,63

**Tabla 69:** Mediciones de ganancia en modo diferencial en el multietapas con frecuencias altas Acoplado

<b>f<sub>L</sub>[Hz]</b>	<b>f<sub>H</sub>[Hz]</b>
60	20k

**Tabla 70:** Frecuencias de corte del circuito amplificador multietapas



**Figura 55:** Diagrama experimental de bode de magnitud

## 8.5. Parte 5. Realimentación

- Practique en el amplificador base la realimentación negativa que se indica en la sección de preparación. Observe el efecto de cruce y repórtelo mediante gráfico o fotografía.



**Imagen 9:** efecto de crossover con retroalimentación

- Para el circuito realimentado negativamente, determine experimentalmente: las Impedancias de entrada y salida, la Ganancia a frecuencias medias y las frecuencias de corte. Por último mida la Respuesta en frecuencia.

$f_L$ [Hz]	$f_H$ [Hz]
60	20k

**Tabla 71:** Frecuencias de corte del circuito amplificador multietapas

$V_g$ [V]	$\Delta V_g$ [V]	$V_i$ [V]	$\Delta V_i$ [V]	$R_p$ [ $\Omega$ ]	$\Delta R_p$ [ $\Omega$ ]	$Z_d$ [ $\Omega$ ]	$\Delta Z_d$ [ $\Omega$ ]
20m	$\pm 4m$	1m	$\pm 0,25m$	47k	$\pm 5\%$	49.5k	$\pm 253,878$

**Tabla 72:** Medición de impedancia de entrada en modo diferencial en el multietapas

$V_{o_{sc}}$ [V]	$\Delta V_{o_{sc}}$ [V]	$V_{o_{cc}}$ [V]	$\Delta V_{o_{cc}}$ [V]	$R_p$ [ $\Omega$ ]	$\Delta R_p$ [ $\Omega$ ]	$Z_o$ [ $\Omega$ ]	$\Delta Z_o$ [ $\Omega$ ]
400m	$\pm 20m$	50m	$\pm 10m$	15	$\pm 5\%$	105	$\pm 12,75$

**Tabla 73:** Medición de impedancias de Salida

$f$ [Hz]	$V_i$ [V]	$\Delta V_i$ [V]	$V_o$ [V]	$\Delta V_o$ [V]	$A_d$ [V/V]	$\Delta A_d$ [V/V]
1k	20m	$\pm 4m$	400m	$\pm 20m$	20	$\pm 4,123$

**Tabla 74:** Mediciones de ganancia en modo diferencial en el multietapas con frecuencias medias

- Practique al amplificador base la realimentación positiva que se indica en la sección de preparación y gráfica o fotografié la señal de salida y compare con el resultado de la simulación realizada en trabajo previo.



**Imagen 10:** realimentación positiva y negativa, generando una oscilación

## **9 Análisis de Resultados**

---

### **9.1. Parte 1. Amplificador de Potencia**

Como se puede observar en la sección de Resultados 8 en la parte 1 8.1, se obtuvieron distintos resultados donde nos indican el comportamiento del amplificador de potencia empezando con la tabla 21, allí nos indica si el circuito tiene la polarización adecuada para poder operar de manera dinámica como se desea, siendo un amplificador tipo B por ser una configuración Push-Pull donde se generó un efecto crossover, sin embargo, entre ambos transistores que posee la configuración, se tiene el multiplicador Base-Emisor, que es el encargado de mantener a ambos transistores que seria  $Q_5$  y  $Q_6$  justo en su zona umbral, de esta manera evita ese efecto como se puede observar en las imágenes 17 (con crossover) y 2 (sin crossover); Este efecto puede ser corregido con el potenciómetro de el multiplicador base emisor, justo en su zona media, corrigiendo de amplificador tipo B a Tipo AB.

Se pueden observar los diferentes errores porcentuales, donde el mas apreciables se hallar en la impedancia de salida que se halla en la tabla 27, por otra parte, se pudo apreciar que al no colocarle una escala adecuada al osciloscopio, ya sea para su div/volt o div/time, podemos generar incertidumbres grandes, logrando de esta manera desestimar las mediciones.

De debe mejorar la escala en el osciloscopio para minimizar su incertidumbre. Importante recalcar, que cada uno de los equipos usados por no tener tanto tiempo de antigüedad menos de dos años, se encuentran calibrados y su efecto de carga no se ve reflejado en las lecturas, debido a esto obtuvimos óptimos valores en los errores porcentuales, asemejándose a los cálculos teóricos.

### **9.2. Parte 2. Amplificador Diferencial**

Ahora bien, visualizando la segunda parte que se halla en la sección 8.2. Acá no se aleja de lo realizado en la primera parte con respecto a sus puntos de operación se pudo observar en la tabla 31, indicando el error porcentual que se halla en el punto estático adecuado para poder entregarle una señal de entrada y que obtengamos el análisis adecuado en dinámico, y como se puede ver en las tablas 32 y 34, allí es donde se halla la diferencia, como lo indica esta etapa diferencial, sin redundar, este amplificador tiene una particularidad, y esa es que ella posee dos entradas las cuales serán amplificadas por su respectiva diferencia entre sus señales, de ahí que reside su nombre. Además, los errores porcentuales son bajos, percibiendo que los cálculos realizados fueron los correctos.

Aparte, otra acotación importante es que en esta etapa, en su modo común es para poder verificar su CMRR (Relación de Rechazo de Modo Común), este mientras mas grande mucho mejor, analizando este factor nos da a entender que no permitirá la entrada de ruidos por el rechazo modo común, en la tabla 36 se obtuvo un error despreciable, sin embargo, lo resaltable en este punto es que se tiene un CMRR de 20, indicando que no es una buena configuración para rechazar 1 ruido, esto se puede mejorar con resistencias de precisión, con una entradas de voltajes simétrica, de esta manera evitamos mas el ruido, y verificar sus capacitores de acople.

Otro dato apreciable fueron sus límites de excusión, en modo común permitió mayor valores de voltajes de entrada, debido a que en este modo, su ganancia es muy baja, limitando la señal a una mayor entrada, pero es compensada con su salida, ya que esta es menor que cuando esta en modo diferencial, lo puede apreciar en las tablas 44 y 46.

Aunque se obtuvo las medidas esperadas, esta configuración no es la adecuada para esta etapa, sin embargo, en la siguiente sección tendrá más sentido esta etapa al ser acoplada con otras.

### 9.3. Parte 3. Amplificador Multietapas

En este apartado de la parte 3 8.3, se tiene un amplificador multietapas, como se mencionó anteriormente cada una de las etapas nombradas anteriormente se iban a acoplar con una adicional llamada la etapa impulsora o driver, cada una de estas etapas da una configuración al circuito, obteniendo una ganancia de salida alta.

Aunque primero, se tomará en cuenta sus polarizaciones como se puede ver en las tablas 48 y 50 donde se aprecia que aunque estén acopladas o desacopladas ellas mantendrán sus puntos de operación, esto debido a que cada uno de los capacitores que se convierte en un acople, tiene distintas funciones para DC (abierto) o AC (Corto) y esto a frecuencias medias, de esa manera, se mantiene nuestra recta dinámica para obtener una salida adecuada.

Por otra parte, se puede observar la impedancia de entrada y salida estas son adecuadas para un buen amplificador debido a que su entrada es grande y su salida es baja, adecuado para amplificar señales pequeñas a frecuencias medias.

En las anteriores etapas si se puede apreciar es la diferencia entre sus impedancias de entrada y salida, en la diferencial, su impedancia de entrada y salida son grandes; la de potencia, su entrada es grande y su salida es pequeña; y por último la etapa impulsora, donde su entrada es baja, y su salida es alta, por separados tienen funciones distintas, ahora bien, si los acoplamos, obtenemos un amplificador base, con las características necesarias.

Sin embargo, algo importante recalcar es que esta multietapas aun sigue obteniendo un CMRR bajo (ver tabla 55), obteniendo ruido, verificado cuando se tomaron las lecturas.

### 9.4. Parte 4. Respuesta en frecuencia

Claro, aquí tienes una versión más extendida y detallada de la explicación sobre la respuesta en frecuencia de un amplificador base con tres amplificadores acoplados: de potencia, impulsora y diferencial.

Como se analizó en la sección de resultados 8, en la parte 4 8.4, se estudió el análisis de la respuesta en frecuencia del amplificador base compuesto por tres etapas acopladas: potencia, impulsora y diferencial. Este análisis es crucial para entender el comportamiento del amplificador en diferentes rangos de frecuencia y cómo las distintas etapas contribuyen al rendimiento global del sistema.

- **Respuesta en Frecuencia del Amplificador** La respuesta en frecuencia de un amplificador describe cómo varía su ganancia en función de la frecuencia de la señal de entrada. Este análisis permite observar detalladamente el comportamiento que se había simulado y comparar los resultados teóricos con los obtenidos experimentalmente. A través de este estudio, se pueden identificar errores que surgen debido a las mediciones tomadas y otras posibles discrepancias entre la teoría y la práctica.
- **Ganancia en Frecuencias Bajas** En la región de frecuencias bajas, la ganancia del amplificador es generalmente alta. Esto se debe a que los capacitores de acoplamiento y

desacoplamiento, así como cualquier capacitor de bypass en el circuito, tienen una alta impedancia a bajas frecuencias, permitiendo que la señal pase sin atenuación significativa. Sin embargo, es importante considerar que la ganancia en esta región puede estar afectada por el comportamiento de los componentes reactivos y la estabilidad del amplificador.

- **Ganancia en Frecuencias Medias** En la región de frecuencias medias, el amplificador generalmente opera en su banda de paso, donde la ganancia se mantiene relativamente constante y máxima. Esta es la región donde el amplificador muestra su comportamiento óptimo. Aquí, la respuesta en frecuencia es menos afectada por los efectos de los capacitores de acoplamiento y desacoplamiento, y la ganancia es determinada principalmente por las características de los transistores y la configuración del circuito. Es en esta banda donde se evalúa la eficiencia del diseño del amplificador y su capacidad para amplificar señales sin distorsión significativa.
- **Ganancia en Frecuencias Altas** A frecuencias altas, la ganancia del amplificador comienza a disminuir debido a los efectos de los componentes parásitos y las limitaciones de los transistores. La capacitancia interna de los transistores y la inductancia de los cables y trazas del PCB (placa de circuito impreso) pueden introducir atenuación y fase en la señal. Este comportamiento limita la banda de paso del amplificador y define su frecuencia de corte superior. Identificar esta frecuencia de corte es esencial para determinar el rango operativo del amplificador y asegurar que cumpla con los requisitos de diseño.
- **Frecuencias de Corte** Las frecuencias de corte del amplificador son puntos críticos que delimitan la banda de paso efectiva del amplificador. La frecuencia de corte inferior está determinada por los componentes de acoplamiento y desacoplamiento y marca el punto donde la ganancia comienza a disminuir en frecuencias bajas. La frecuencia de corte superior, por otro lado, está influenciada por las capacitancias parásitas y otros efectos de alta frecuencia, y marca el punto donde la ganancia comienza a disminuir en frecuencias altas. Estas frecuencias de corte son fundamentales para diseñar filtros adecuados y para asegurar que el amplificador funcione correctamente en su rango de operación deseado.

## 9.5. Parte 5. retroalimentación

En este apartado, que se halla en la sección 8.5, se observó lo viable que puede ser una retroalimentación negativa, debido a su aumento de ancho de banda, aunque por desventaja se tiene una disminución en su ganancia, sin embargo, permite ser más estable.

Por otro lado se puede observar, ambas retroalimentación donde permite la saturación de la salida como se ve en la imagen 10 que nos generan unas ondas con pequeñas cargas y descargas por la configuración del circuito.

## 10 Conclusiones

---

En relación con los objetivos planteados en la práctica, se lograron resultados coherentes con las expectativas teóricas previas. Específicamente en la etapa de potencia, las mediciones realizadas en el laboratorio se asemejaron significativamente a los valores teóricos. No se experimentaron inconvenientes con los materiales ni con los instrumentos de medición, y las formas de onda de salida no presentaron ruido perceptible.

En cuanto a la etapa diferencial, a pesar de que se observaron errores porcentuales notables en comparación con las mediciones teóricas de impedancias en modo común y diferencial, se pudo realizar una comparación detallada y comprender los límites de operación para cada configuración.

En la etapa impulsora, aunque inicialmente todo transcurrió según lo previsto, se enfrentaron desafíos significativos debido a cambios en los transistores utilizados. Estos cambios impactaron considerablemente en las impedancias y la saturación de la señal de salida, especialmente al observar los límites de excursión para esta configuración. A pesar de estos contratiempos, las mediciones fueron aceptables, excepto por la impedancia, que mostró un error porcentual notable.

En la respuesta en frecuencia, se observaron cambios en las mediciones debido a modificaciones en los transistores. Sin embargo, el barrido en frecuencia se realizó de manera eficiente, obteniendo las frecuencias bajas y altas necesarias para construir el diagrama de Bode requerido.

Desafortunadamente, la etapa de realimentación concluyó de manera adversa, ya que no fue posible realizar mediciones. Los transistores utilizados se calentaron en exceso, resultando en la quema de varias resistencias. La causa de este inconveniente no pudo determinarse con certeza, pero se especula que podría atribuirse a diferencias entre los transistores utilizados, lo cual es crítico para la realimentación.

A pesar de los desafíos experimentados al final de la práctica, se adquirieron los conocimientos necesarios para alcanzar los objetivos propuestos.

En el ámbito teórico, los amplificadores de potencia desempeñan un papel crucial en la amplificación de señales eléctricas a niveles suficientes para controlar la potencia de salida de dispositivos como altavoces. Estos amplificadores, que pueden diseñarse como Clase A, B, AB, C, entre otros, ofrecen diferentes características de rendimiento, eficiencia y distorsión.

La etapa diferencial, una configuración común de circuito que utiliza transistores complementarios, resulta esencial para proporcionar alta ganancia y rechazo de ruido común. Además, la etapa diferencial puede configurarse para amplificar señales en modo común, facilitando la eliminación efectiva del ruido común en las entradas.

La etapa impulsora, encargada de amplificar la señal de entrada a niveles suficientes para controlar la etapa de potencia, debe proporcionar la ganancia y corriente adecuadas. La respuesta en frecuencia, esencial para aplicaciones de audio, puede verse afectada por componentes capacitivos e inductivos en el circuito y por la configuración de la realimentación.

La realimentación, un concepto clave en el diseño de amplificadores, puede mejorar el rendimiento reduciendo la distorsión y mejorando la estabilidad. Sin embargo, su implementación debe llevarse a cabo cuidadosamente para evitar problemas de estabilidad y ruido, así como para mantener la eficiencia del amplificador.

En resumen, a pesar de los desafíos encontrados durante la práctica, se lograron los objetivos

planteados, proporcionando una comprensión profunda de los amplificadores discretos y sus diversas etapas.

## 11 Apéndice

### 11.1. Fórmula de propagación de incertidumbres

La fórmula general es:

$$\Delta Q = \sqrt{\left(\frac{\partial Q}{\partial A} \Delta A\right)^2 + \left(\frac{\partial Q}{\partial B} \Delta B\right)^2 + \dots}$$

Donde:

- $Q$  es la cantidad derivada,
- $A, B, \dots$  son las cantidades medidas,
- $\Delta A, \Delta B, \dots$  son las incertidumbres asociadas a las cantidades medidas, y
- $\frac{\partial Q}{\partial A}, \frac{\partial Q}{\partial B}, \dots$  son las derivadas parciales de  $Q$  con respecto a  $A, B, \dots$

#### 11.1.1. Incertidumbre de $V_{CEQ}$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= (V_C - V_E) \pm \Delta V_{CE} \\ \Delta V_{CE} &= \sqrt{\left(\frac{\partial V_{CE}}{\partial V_C} \Delta V_C\right)^2 + \left(\frac{\partial V_{CE}}{\partial V_E} \Delta V_E\right)^2} \\ \Delta V_{CEQ} &= \sqrt{(\Delta V_C)^2 + (\Delta V_E)^2} \end{aligned} \tag{55}$$

#### 11.1.2. Incertidumbre de $I_{CQ}$

$$\begin{aligned} I_{CQ} &= \left( \frac{V_A - V_B}{R} \right) \pm \Delta I_{CQ} \\ \Delta I_{CQ} &= \sqrt{\left(\frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_A} \Delta V_A\right)^2 + \left(\frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_B} \Delta V_B\right)^2 + \left(\frac{\partial I_{CQ}}{\partial R} \Delta R\right)^2} \\ \Delta I_{CQ} &= \sqrt{\left(\frac{\Delta V_A}{R}\right)^2 + \left(\frac{\Delta V_B}{R}\right)^2 + \left(\frac{(V_A - V_B) \cdot \Delta R}{R^2}\right)^2} \end{aligned} \tag{56}$$

Donde,  $V_A > V_B$

### 11.1.3. Incertidumbre de ganancia de tensión

$$\begin{aligned}
 A_v &= \left( \frac{V_o}{V_{in}} \right) \pm \Delta A_v \\
 \Delta A_v &= \sqrt{\left( \frac{\partial A_v}{\partial V_{in}} \Delta V_{in} \right)^2 + \left( \frac{\partial A_v}{\partial V_o} \Delta V_o \right)^2} \\
 \Delta A_v &= \sqrt{\left( \frac{V_o}{V_{in}} \Delta V_{in} \right)^2 + \left( \frac{1}{V_{in}} \Delta V_o \right)^2}
 \end{aligned} \tag{57}$$

### 11.1.4. Incertidumbre de la impedancia de entrada diferencial

$$\begin{aligned}
 z_d &= \left( \frac{R_p V_{in}}{V_g - V_{in}} \right) \pm \Delta Z_d \\
 \Delta Z_d &= \sqrt{\left( \frac{\partial Z_d}{\partial R_p} \Delta R_p \right)^2 + \left( \frac{\partial Z_d}{\partial V_{in}} \Delta V_{in} \right)^2 + \left( \frac{\partial Z_d}{\partial V_g} \Delta V_g \right)^2} \\
 \Delta Z_d &= \sqrt{\left( \frac{V_{in}}{V_g - V_{in}} \Delta R_p \right)^2 + \left( \frac{R_p (V_g - V_{in} - R_p V_{in}(-1))}{(V_g - V_{in})^2} \Delta V_{in} \right)^2 + \left( \frac{-R_p V_{in}}{(V_g - V_{in})^2} \Delta V_g \right)^2} \\
 \Delta Z_d &= \sqrt{\left( \frac{V_{in}}{V_g - V_{in}} \Delta R_p \right)^2 + \left( \frac{R_p V_g}{(V_g - V_{in})^2} \Delta V_{in} \right)^2 + \left( \frac{-R_p V_{in}}{(V_g - V_{in})^2} \Delta V_g \right)^2}
 \end{aligned} \tag{58}$$

### 11.1.5. Incertidumbre de la impedancia de entrada comun

$$\begin{aligned}
 Z_C &= 2 \left( \frac{R_p V_{in}}{V_g - V_{in}} \right) \pm \Delta Z_C \\
 \Delta Z_C &= 2 \Delta Z_d \\
 \Delta Z_C &= 2 \sqrt{\left( \frac{V_{in}}{V_g - V_{in}} \Delta R_p \right)^2 + \left( \frac{R_p V_g}{(V_g - V_{in})^2} \Delta V_{in} \right)^2 + \left( \frac{-R_p V_{in}}{(V_g - V_{in})^2} \Delta V_g \right)^2}
 \end{aligned} \tag{59}$$

### 11.1.6. Incertidumbre de la impedancia de salida

$$\begin{aligned}
 Z_o &= \left( \frac{R_p(V_{osc} - V_{occ})}{V_{occ}} \right) \pm \Delta Z_o \\
 \Delta Z_o &= \sqrt{\left( \frac{\partial Z_o}{\partial R_p} \Delta R_p \right)^2 + \left( \frac{\partial Z_o}{\partial V_{osc}} \Delta V_{osc} \right)^2 + \left( \frac{\partial Z_o}{\partial V_{occ}} \Delta V_{occ} \right)^2} \\
 \Delta Z_o &= \sqrt{\left( \frac{V_{osc} - V_{occ}}{V_{occ}} \Delta R_p \right)^2 + \left( \frac{R_p}{V_{occ}} \Delta V_{osc} \right)^2 + \left( \frac{-R_p V_{occ} - R_p (V_{osc} - V_{occ})}{V_{occ}^2} \Delta V_{occ} \right)^2} \\
 \Delta Z_o &= \sqrt{\left( \frac{V_{osc} - V_{occ}}{V_{occ}} \Delta R_p \right)^2 + \left( \frac{R_p}{V_{occ}} \Delta V_{osc} \right)^2 + \left( \frac{R_p V_{osc}}{V_{occ}^2} \Delta V_{occ} \right)^2}
 \end{aligned} \tag{60}$$

### 11.1.7. Incertidumbre del CMRR

$$\begin{aligned}
 \rho &= \left( 20 \log \left( \frac{A_d}{A_c} \right) \right) \pm \Delta \rho \\
 \Delta \rho &= 20 \sqrt{\left( \frac{\partial \rho}{\partial A_d} \Delta A_d \right)^2 + \left( \frac{\partial \rho}{\partial A_c} \Delta A_c \right)^2} \\
 \Delta \rho &= 20 \sqrt{\left( \frac{A_c}{A_d A_c} \Delta A_d \right)^2 + \left( \frac{A_c (-A_d)}{A_d A_c^2} \Delta A_c \right)^2} \\
 \Delta \rho &= 20 \sqrt{\left( \frac{1}{A_d} \Delta A_d \right)^2 + \left( \frac{1}{A_c} \Delta A_c \right)^2}
 \end{aligned} \tag{61}$$

### 11.1.8. Incertidumbre de frecuencia

$$\begin{aligned}
 f &= \left( \frac{1}{T} \right) \pm \Delta f \\
 \Delta f &= \sqrt{\left( \frac{\partial f}{\partial T} \Delta T \right)^2} = \pm \frac{\partial f}{\partial T} \Delta T \\
 \Delta f &= \pm \frac{1}{T^2} \Delta T
 \end{aligned} \tag{62}$$

**11.1.9. Incertidumbre en la medición del intervalo de tiempo ( $\Delta T$ ) dependiendo de varios factores**

Incertidumbre dada por las especificaciones técnicas del manual de usuario del osciloscopio marca Unit, modelo: UTD2102CEX+, puede verse en el apartado de Anexos, capítulo 12

$$\Delta T = \pm (\text{intervalo de muestreo} + 50 \text{ ppm} \times \text{lectura} + 0,6 \text{ ns}) \quad (63)$$

**11.2. Incertidumbre en la medición de la diferencia de tensión ( $\Delta V$ )**

Incertidumbre dada por las especificaciones técnicas del manual de usuario del osciloscopio marca Unit, modelo: UTD2102CEX+, puede verse en el apartado de Anexos, capítulo 12

$$\Delta V = \pm(3 \% \times \text{lectura} + 0,05 \text{ div}) \quad (64)$$

## 12 Anexos

---

# Práctica N°1. Parte 1. Amplificador de potencia

Mediciones para hallar punto de operación						
Transistor	Vc[V]	ΔVc[V]	Vb[V]	ΔVb[V]	Ve[V]	ΔVe[V]
Q4	300m	± 20mV	0 V	± 20m	- 600 m	± 40m
Q5	10	± 1V	600m	± 40m	0	± 77mV
Q6	-10	± 1V	- 600 m	± 40m	0	± 20m

Mediciones de ganancia en la Etapa de Potencia (EP)					
Vi[V]	ΔVi[V]	Vo[V]	ΔVo[V]	A[V/V]	ΔA[V/V]
1	± 100m	1	± 100m	1	± 141.42m

Medición de impedancias de entrada							
Vg[V]	ΔVg[V]	Vi[V]	ΔVi[V]	Rp[Ω]	ΔRp[Ω]	Zin[Ω]	ΔZin[Ω]
1	± 100m	500m	± 100	11K	± 1%	11K	± 4.92K

Medición de impedancias de Salida							
Vo_sc[V]	Δvo_sc[V]	Vo_cc[V]	ΔVo_cc[V]	Rp[Ω]	ΔRp[Ω]	Zo[Ω]	ΔZo[Ω]
1	± 100m	900m	± 100m	180	± 5%	20	± 29.9!

⊗ Zin



$$V_i = \frac{V_g Z_m}{Z_m + R_p}$$

$$V_i Z_m + R_p V_i = V_g Z_m \Rightarrow V_g Z_m - V_i Z_m = R_p V_i$$

$$Z_{in} = \frac{V_i R_p}{V_g - V_i}$$

~~Cálculo~~  
20/4/24

⊗ Zout



$$V_{out} = \frac{V_{osc} R_p}{R_p + Z_0} \Rightarrow Z_0 V_{out} + V_{out} R_p = V_{osc} R_p$$



$$Z_0 = \frac{V_{osc} R_p - V_{out} R_p}{V_{out}}$$

# Práctica nº 1. Parte 2: Amplificador Diferencial.

## Hoja de datos

~~3/5/24~~

Mediciones para hallar punto de operación						
Transistor	Vc[V]	$\Delta Vc[V]$	Vb[V]	$\Delta Vb[V]$	Ve[V]	$\Delta Ve[V]$
Q1	8	$\pm 1$	-12mV	$\pm 20mV$	-700mV	$\pm 100mV$
Q2	7.20	$\pm 0.4$	-60mV	$\pm 10mV$	-680mV	$\pm 40mV$

Mediciones de ganancia en modo diferencial de la Etapa diferencial (ED)					
Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
1Vp	$\pm 0.2$	3Vp	$\pm 0.2$	3	$0.632m$

Límite de Excusión  
 $V_i > 2.2V_p - 3.92V_o \approx 3.9$

Mediciones de ganancia en modo común de la Etapa diferencial (ED)					
Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
1Vp	$\pm 0.2$	300mVp	$\pm 20mV$	0.3	$\pm 0.209m$

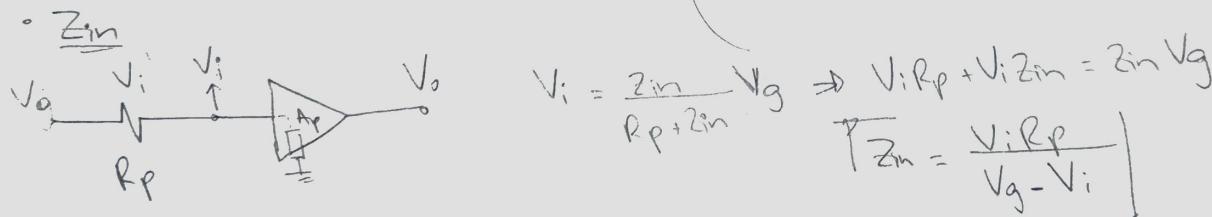
Límite de Excusión  
 $V_i > 12V_p - 2.4V_o \approx 2.4V_p$

Se quitar -10V → de la base

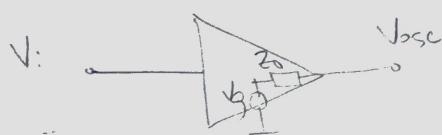
Medición de impedancia de entrada en modo diferencial							
Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[\Omega]$	Zd[Ω]	$\Delta Zd[\Omega]$
1Vp	$\pm 0.2$	440mVp	$\pm 40mVp$	39K	$\pm 5\%$	30.64K	<del><math>\pm 12.11K</math></del>

Medición de impedancias de entrada en modo común							
Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[\Omega]$	Zc[Ω]	$\Delta Zc[\Omega]$
1Vp	$\pm 0.2$	300mVp	$\pm 20mVp$	47K	$\pm 5\%$	44.24K	<del><math>\pm 13.809K</math></del>

Medición de impedancias de Salida							
Vo_sc[V]	$\Delta Vo_sc[V]$	Vo_cc[V]	$\Delta Vo_cc[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[\Omega]$	Zo[Ω]	$\Delta Zo[\Omega]$
3Vp	$\pm 0.2$	1400mVp	$\pm 100mVp$	47K	$\pm 5\%$	5.37K	<del><math>\pm 1.02K</math></del>



$Z_{out}$



$$V_{oce} = \frac{R_p V_{osc}}{R_p + Z_o} \Rightarrow V_{oce} R_p + Z_o V_{oce} = V_{osc} R_p$$



$$Z_o = \frac{R_p V_{osc} - V_{oce} R_p}{V_{osc}}$$

Práctica N° 1. Parte 3. Amplificadora Multietapas.  
Hoja de datos.

Transistor	descripción		modo		descripción		modo		descripción		modo		descripción		modo	
	Vc[V]	ΔVc[V]	Vb[V]	ΔVb[V]	Ve[V]	ΔVe[V]										
Q1	7.2	7.2	$\pm 0.4$	$\pm 0.4$	240m	240m	$\pm 20m$	$\pm 20m$	400m	-360m	$\pm 10m$	$\pm 10m$				
Q2	7.2	7.2	$\pm 0.4$	$\pm 0.4$	240m	260m	$\pm 20m$	$\pm 20m$	360m	-360m	$\pm 20m$	$\pm 20m$				
Q3	5.2	5.2	$\pm 0.4$	$\pm 0.4$	8	8	$\pm 0.4$	$\pm 0.4$	9	9	$\pm 1$	$\pm 1$				
Q4	900m	900m	$\pm 100m$	$\pm 100m$	360m	360m	$\pm 20m$	$\pm 20m$	-300m	-200m	$\pm 100m$	$\pm 20m$				
Q5	10	10	$\pm 1$	$\pm 1$	900m	900m	$\pm 100m$	$\pm 100m$	(360m)	390m	$\pm 20m$	$\pm 20m$				
Q6	-10	-10	$\pm 1$	$\pm 1$	240m	-220m	$\pm 10m$	$\pm 20m$	360m	360m	$\pm 20m$	$\pm 20m$				

Tabla 1. Mediciones para hallar punto de operación

Vi[V]	ΔVi[V]	Vo[V]	ΔVo[V]	Ad[V/V]	ΔAd[V/V]
5m / 35m / 50m	$\pm 10m$ / $\pm 4m$ / $\pm 10$	120m / 3 / 5.2	$\pm 100m$ / $\pm 0.4V$ / $\pm 0.2$	200 / 95.31 / 109	$\pm 20.01$ / $\pm 1.49$ / $\pm 4.13$

Tabla 2. Mediciones de ganancia en modo diferencial en el multietapas

Vi[V]	ΔVi[V]	Vo[V]	ΔVo[V]	Ad[V/V]	ΔAd[V/V]
5m / 35m / 50m	$\pm 10m$ / $\pm 4m$ / $\pm 10$	50m / 360m / 120m	$\pm 10m$ / $\pm 20m$ / $\pm 10m$	10 / 10.29 / 20	$\pm 2.01$ / $\pm 3.31$ / $\pm 1.00$

Tabla 3. Mediciones de ganancia en modo común en el multietapas

Vg[V]	ΔVg[V]	Vi[V]	ΔVi[V]	Rp[Ω]	ΔRp[Ω]	Zd[Ω]	ΔZd[Ω]
12m	$\pm 1m$	7m	$\pm 1m$	97k	$\pm 5\%$	65.8k	$\pm 26.32k$

Tabla 4. Medición de impedancia de entrada en modo diferencial en el multietapas

Vg[V]	ΔVg[V]	Vi[V]	ΔVi[V]	Rp[Ω]	ΔRp[Ω]	Zc[Ω]	ΔZc[Ω]
13m	$\pm 1m$	5m	$\pm 1m$	97k	$\pm 5\%$	58.75k	$\pm 20.67k$

Tabla 5. Medición de impedancias de entrada en modo común en el multietapas

Vo_sc[V]	ΔVo_sc[V]	Vo_cc[V]	ΔVo_cc[V]	Rp[Ω]	ΔRp[Ω]	Zo[Ω]	ΔZo[Ω]
100m	$\pm 10m$	38m	$\pm 2m$	33	$\pm 5\%$	20.46	$\pm 10.176$

Tabla 6. Medición de impedancias de Salida

~~7/05/24~~

7/05/24

Nueva revisión  
22/05/24

22/05/24

~~31/05/24~~

31/05/24

## Práctica N° 4 "Respuesta de Flewencia"

## Amplificadores Acoplados

#	frecuencia [Hz]	Periodo	$\Delta T$ [s]	$\mathcal{V}_i$ [V <sub>pp</sub> ]	$V_o$ [V <sub>pp</sub> ]	Ad	Af
1	61 Hz	16.393 ms	1ms	20mV $\pm$ 2m	270m $\pm$ 20m	13.5 $\pm$	
2	100 Hz	9.99 ms	0.4ms	20mV $\pm$ 2m	600m $\pm$ 20m	30 $\pm$	
3	300 Hz	3.33 ms	0.4ms	20mV $\pm$ 2m	10 $\pm$ 40m	50 $\pm$	
4	370	2.70 ms	0.4ms	20 $\pm$ 2 mV	1V $\pm$ 40m	50 $\pm$	
5	500 Hz	2 ms	0.4ms	20 $\pm$ 2 mV	1V $\pm$ 40m	50 $\pm$	
6	1 K	0.4 ms	0.4ms	20 $\pm$ 2 mV	1V $\pm$ 40m	50 $\pm$	
7	5K	0.20 ms	0.4ms	20 $\pm$ 2 mV	10 $\pm$ 40m	50 $\pm$	
8	10K	0.10 ms	0.4ms	20 $\pm$ 2 mV	1V $\pm$ 40m	50 $\pm$	
9	14K	0.07143 ms	2ms	20 $\pm$ 2 mV	1V $\pm$ 40m	50 $\pm$	
10	20K	0.05 ms	2ms	20 $\pm$ 2 mV	1V $\pm$ 40m	50 $\pm$	
11	33K	0.03030 ms	2ms	20 $\pm$ 2 mV	950 $\pm$ 40m	47.5 $\pm$	
12	40K	0.025 ms	1ms	20 $\pm$ 2 mV	900 $\pm$ 40m	45 $\pm$	
13	48K	0.02222 ms	1ms	20 $\pm$ 2 mV	850 $\pm$ 40m	42.5 $\pm$	
14	55K	0.01818 ms	1ms	20 $\pm$ 2 mV	750 $\pm$ 20m	37.5 $\pm$	
15	75K	0.01333 ms	0.4ms	20 $\pm$ 2 mV	600 $\pm$ 20m	30 $\pm$	
16	145K	0.00639 ms	0.2ms	20 $\pm$ 2 mV	300 $\pm$ 20m	15 $\pm$	
17	180K	0.00555 ms	0.2ms	20 $\pm$ 2 mV	250 $\pm$ 20m	12.5 $\pm$	
18	50	0.02 ms	1ms	20 $\pm$ 2 mV	300 $\pm$ 20m	15 $\pm$	
19	40	0.025 ms	1ms	20 $\pm$ 2 mV	200m $\pm$ 20m	10.	

# Práctica N° 5 "Retroalimentación."

Hoja de datos

$552 \pm 40m$

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_d[\Omega]$	$\Delta Z_d[\Omega]$
11V	$\pm 0,4$	$552m$	$\pm 40m$	$39K$	$5\%$	$48,053K$	

Tabla 7. Medición de impedancia de entrada con retroalimentación negativa en el multietapas

$V_o_{sc}[V]$	$\Delta V_o_{sc}[V]$	$V_o_{cc}[V]$	$\Delta V_o_{cc}[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_o[\Omega]$	$\Delta Z_o[\Omega]$
4,48	$\pm 0,4$	$284m$	$\pm 20m$	(1)	5%	14,774	

Tabla 8. Medición de impedancias de Salida con retroalimentación negativa

$f[Hz]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$A_d[V/V]$	$\Delta A_d[V/V]$
1K	1,15	$\pm 0,4$	4,5	$\pm 0,4$	4,5	

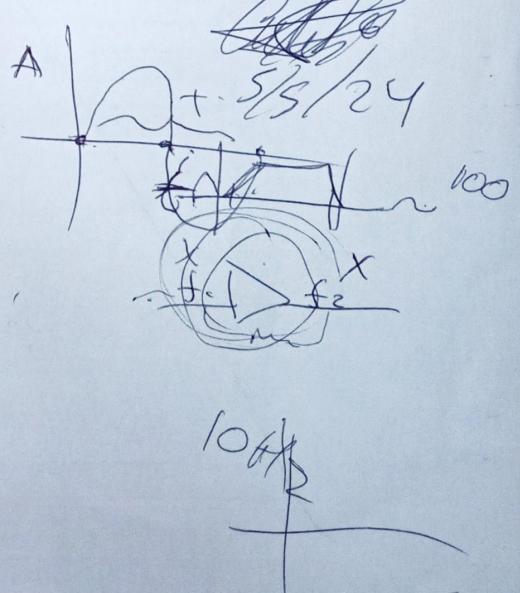
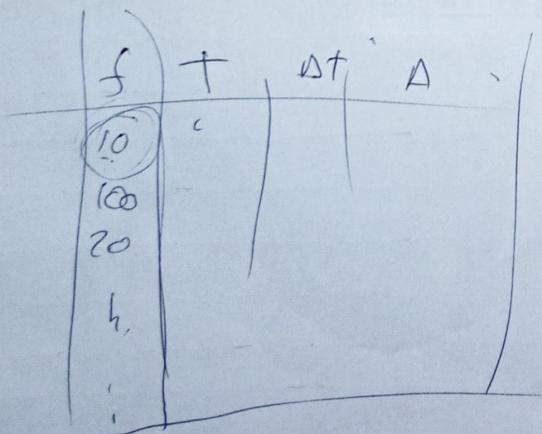
Tabla 9. Mediciones de ganancia con retroalimentación negativa en el multietapas con frecuencias medias

$f[Hz]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$A_d[V/V]$	$\Delta A_d[V/V]$
7,04	1,77	$\pm 0,2$	4,18	$\pm 0,4$	4,04	

Tabla 10. Mediciones de ganancia con retroalimentación negativa en el multietapas con frecuencias bajas

$f[Hz]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$A_d[V/V]$	$\Delta A_d[V/V]$
1,3614	1,94	$\pm 0,2$	4,5	$\pm 0,2$	2,32	

Tabla 11. Mediciones de ganancia con retroalimentación negativa en el multietapas con frecuencias altas



# 2N3903, 2N3904

2N3903 is a Preferred Device

## General Purpose Transistors

NPN Silicon



ON Semiconductor™

<http://onsemi.com>

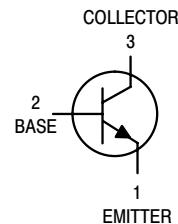
### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	40	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	60	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$	6.0	Vdc
Collector Current – Continuous	$I_C$	200	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	1.5 12	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

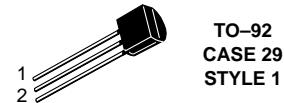
### THERMAL CHARACTERISTICS (Note 1.)

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

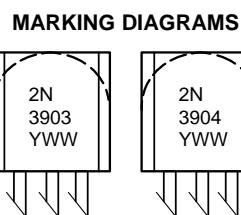
1. Indicates Data in addition to JEDEC Requirements.



STYLE 1

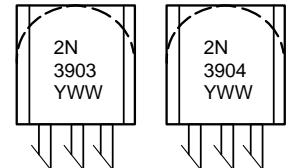


TO-92  
CASE 29  
STYLE 1



Y = Year  
WW = Work Week

### MARKING DIAGRAMS



### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
2N3903	TO-92	5000 Units/Box
2N3903RLRM	TO-92	2000/Ammo Pack
2N3904	TO-92	5000 Units/Box
2N3904RLRA	TO-92	2000/Tape & Reel
2N3904RLRE	TO-92	2000/Tape & Reel
2N3904RLRM	TO-92	2000/Ammo Pack
2N3904RLRP	TO-92	2000/Ammo Pack
2N3904RL1	TO-92	2000/Tape & Reel
2N3904ZL1	TO-92	2000/Ammo Pack

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

## 2N3903, 2N3904

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
Collector-Emitter Breakdown Voltage (Note 2.) ( $I_C = 1.0 \text{ mA DC}, I_B = 0$ )	$V_{(\text{BR})\text{CEO}}$	40	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 10 \mu\text{A DC}, I_E = 0$ )	$V_{(\text{BR})\text{CBO}}$	60	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ( $I_E = 10 \mu\text{A DC}, I_C = 0$ )	$V_{(\text{BR})\text{EBO}}$	6.0	—	Vdc
Base Cutoff Current ( $V_{CE} = 30 \text{ Vdc}, V_{EB} = 3.0 \text{ Vdc}$ )	$I_{BL}$	—	50	nAdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 30 \text{ Vdc}, V_{EB} = 3.0 \text{ Vdc}$ )	$I_{CEX}$	—	50	nAdc

### ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain (Note 2.) ( $I_C = 0.1 \text{ mA DC}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )  ( $I_C = 1.0 \text{ mA DC}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )  ( $I_C = 10 \text{ mA DC}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )  ( $I_C = 50 \text{ mA DC}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )  ( $I_C = 100 \text{ mA DC}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903 2N3904 2N3903 2N3904 2N3903 2N3904 2N3903 2N3904	$h_{FE}$	20 40 35 70 50 100 30 60 15 30	— — — — 150 300 — — — —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2.) ( $I_C = 10 \text{ mA DC}, I_B = 1.0 \text{ mA DC}$ ) ( $I_C = 50 \text{ mA DC}, I_B = 5.0 \text{ mA DC}$ )		$V_{CE(\text{sat})}$	— —	0.2 0.3	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage (Note 2.) ( $I_C = 10 \text{ mA DC}, I_B = 1.0 \text{ mA DC}$ ) ( $I_C = 50 \text{ mA DC}, I_B = 5.0 \text{ mA DC}$ )		$V_{BE(\text{sat})}$	0.65 —	0.85 0.95	Vdc

### SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

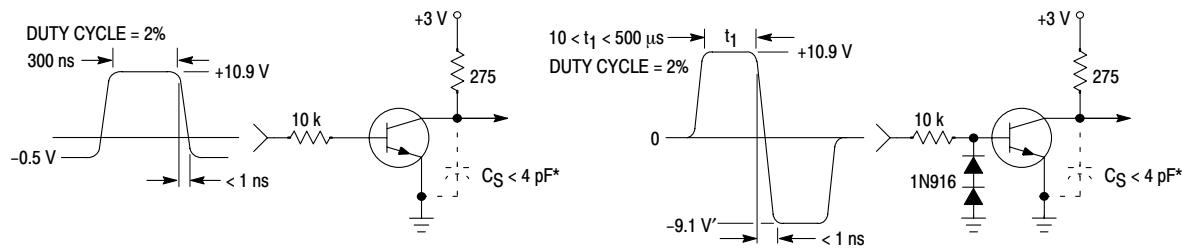
Current-Gain – Bandwidth Product ( $I_C = 10 \text{ mA DC}, V_{CE} = 20 \text{ Vdc}, f = 100 \text{ MHz}$ )	2N3903 2N3904	$f_T$	250 300	— —	MHz
Output Capacitance ( $V_{CB} = 5.0 \text{ Vdc}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$ )		$C_{obo}$	—	4.0	pF
Input Capacitance ( $V_{EB} = 0.5 \text{ Vdc}, I_C = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$ )		$C_{ibo}$	—	8.0	pF
Input Impedance ( $I_C = 1.0 \text{ mA DC}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$ )	2N3903 2N3904	$h_{ie}$	1.0 1.0	8.0 10	k $\Omega$
Voltage Feedback Ratio ( $I_C = 1.0 \text{ mA DC}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$ )	2N3903 2N3904	$h_{re}$	0.1 0.5	5.0 8.0	$\times 10^{-4}$
Small-Signal Current Gain ( $I_C = 1.0 \text{ mA DC}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$ )	2N3903 2N3904	$h_{fe}$	50 100	200 400	—
Output Admittance ( $I_C = 1.0 \text{ mA DC}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$ )		$h_{oe}$	1.0	40	$\mu\text{mhos}$
Noise Figure ( $I_C = 100 \mu\text{A DC}, V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}, R_S = 1.0 \text{ k} \Omega, f = 1.0 \text{ kHz}$ )	2N3903 2N3904	NF	— —	6.0 5.0	dB

### SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time	( $V_{CC} = 3.0 \text{ Vdc}, V_{BE} = 0.5 \text{ Vdc}, I_C = 10 \text{ mA DC}, I_{B1} = 1.0 \text{ mA DC}$ )	$t_d$	—	35	ns
Rise Time		$t_r$	—	35	ns
Storage Time	( $V_{CC} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 10 \text{ mA DC}, I_{B1} = I_{B2} = 1.0 \text{ mA DC}$ )	$t_s$	— —	175 200	ns
Fall Time		$t_f$	—	50	ns

2. Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300 \mu\text{s}$ ; Duty Cycle  $\leq 2\%$ .

## 2N3903, 2N3904

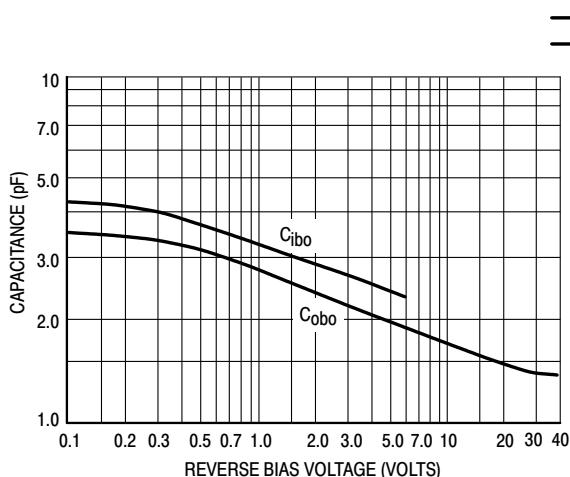


\* Total shunt capacitance of test jig and connectors

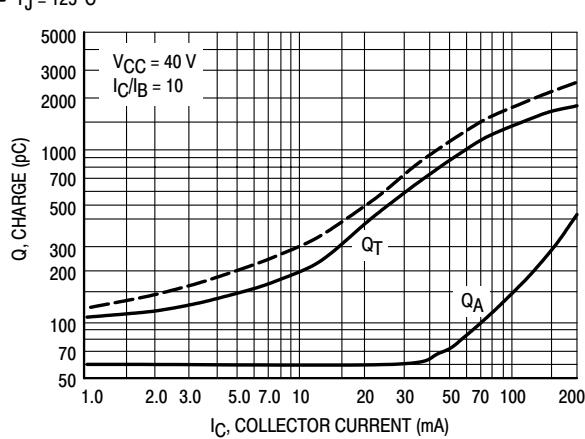
**Figure 1. Delay and Rise Time  
Equivalent Test Circuit**

**Figure 2. Storage and Fall Time  
Equivalent Test Circuit**

## TYPICAL TRANSIENT CHARACTERISTICS



**Figure 3. Capacitance**



**Figure 4. Charge Data**

## 2N3903, 2N3904

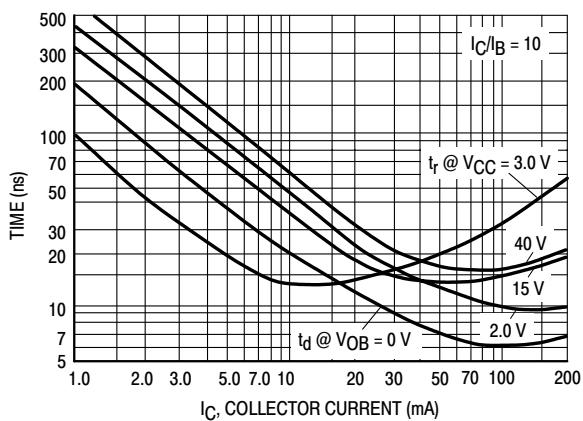


Figure 5. Turn-On Time

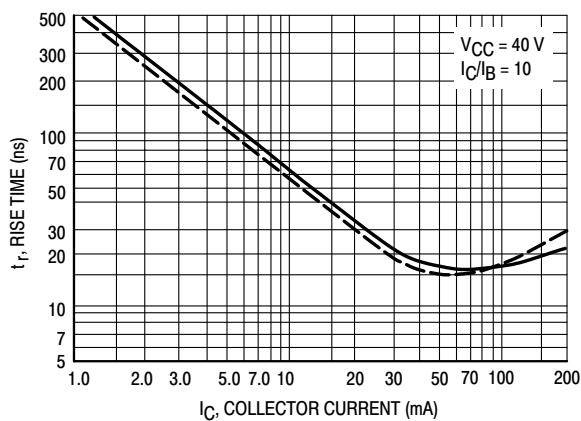


Figure 6. Rise Time

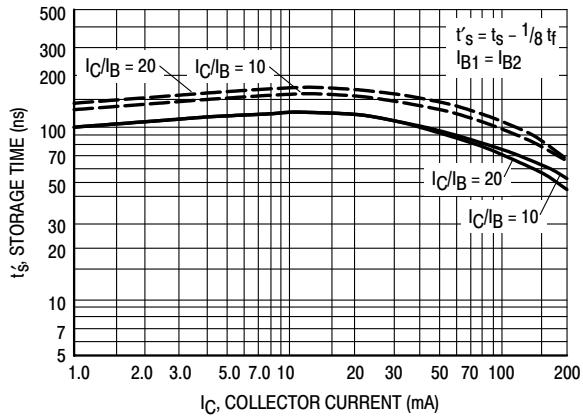


Figure 7. Storage Time

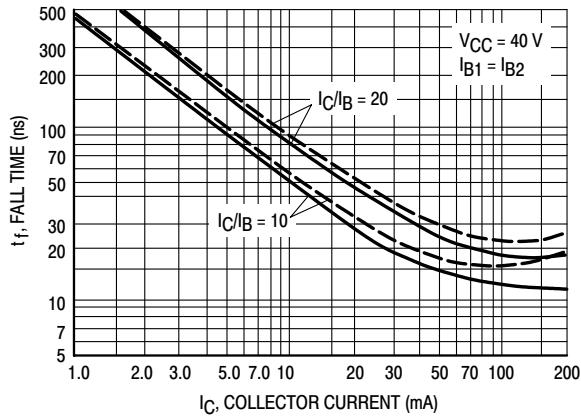


Figure 8. Fall Time

### TYPICAL AUDIO SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS NOISE FIGURE VARIATIONS

( $V_{CE} = 5.0$  Vdc,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , Bandwidth = 1.0 Hz)

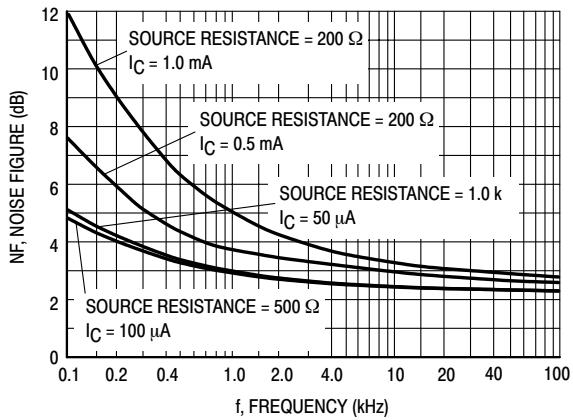


Figure 9.

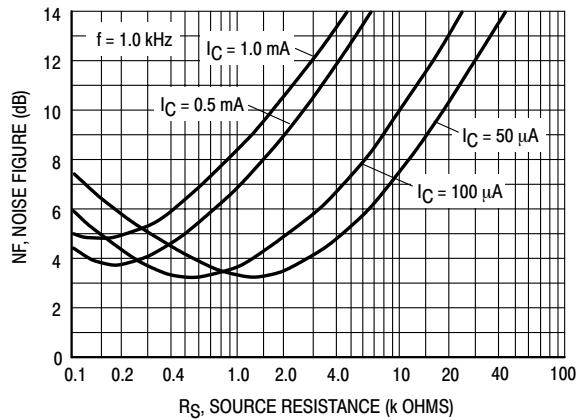


Figure 10.

## 2N3903, 2N3904

### **h** PARAMETERS

( $V_{CE} = 10$  Vdc,  $f = 1.0$  kHz,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

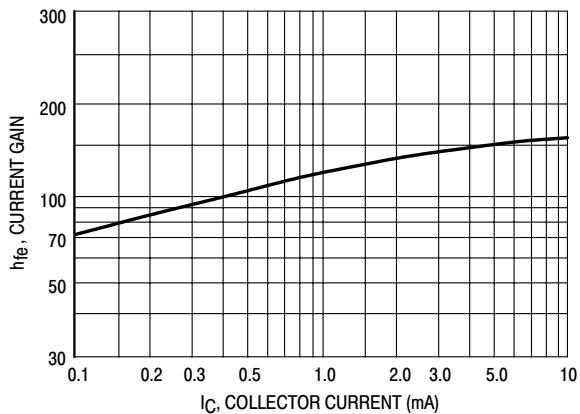


Figure 11. Current Gain

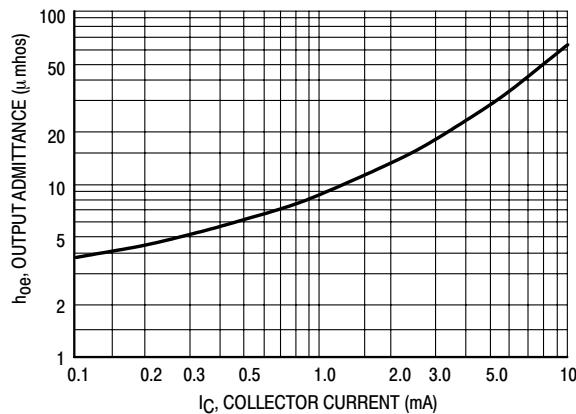


Figure 12. Output Admittance

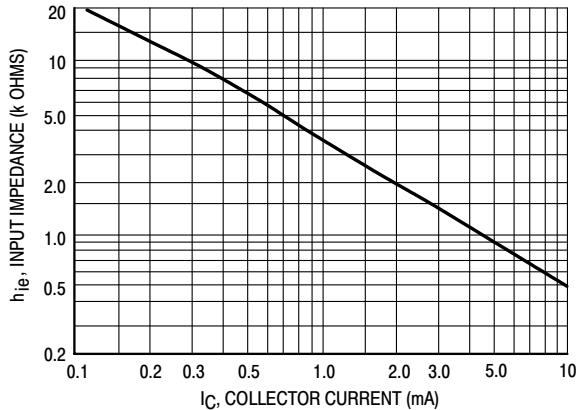


Figure 13. Input Impedance

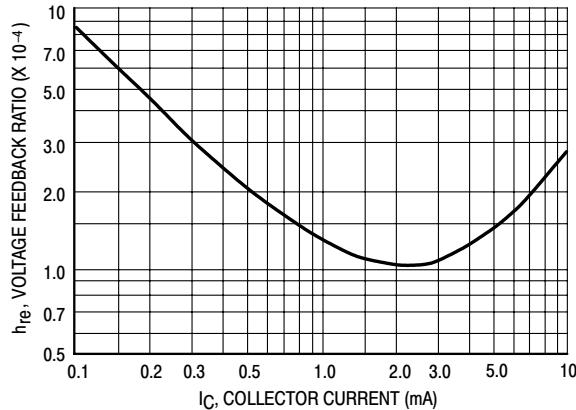


Figure 14. Voltage Feedback Ratio

## 2N3903, 2N3904

### TYPICAL STATIC CHARACTERISTICS

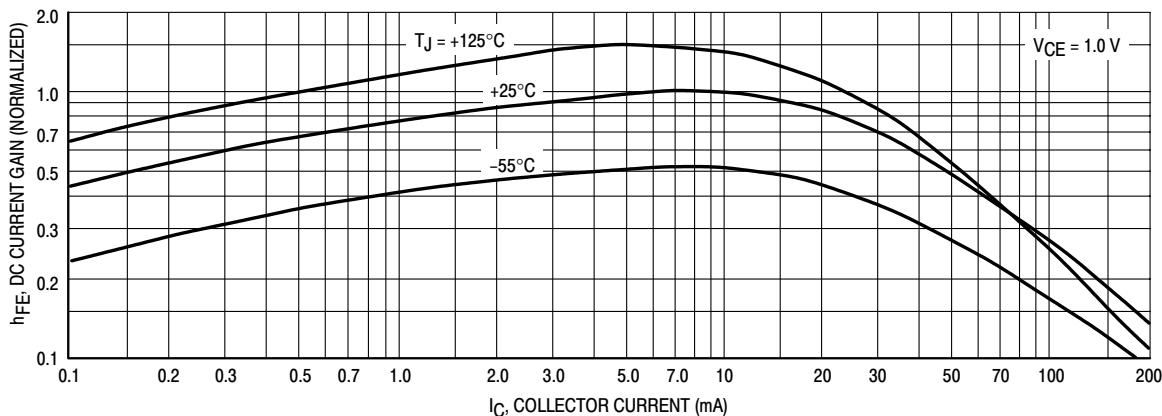


Figure 15. DC Current Gain

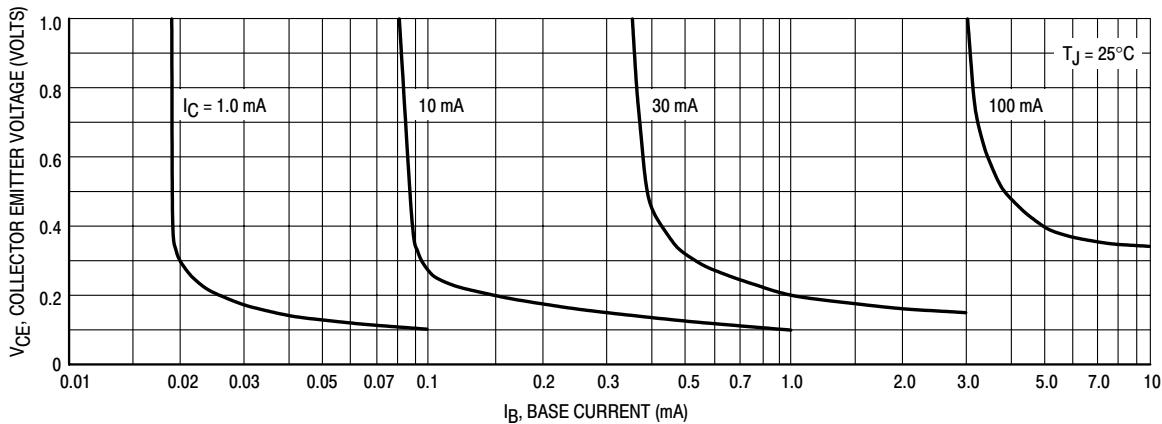


Figure 16. Collector Saturation Region

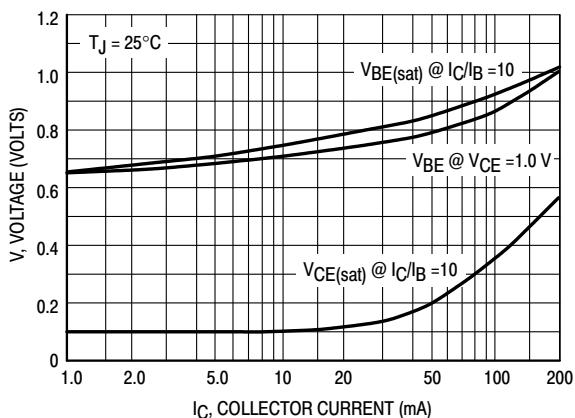


Figure 17. "ON" Voltages

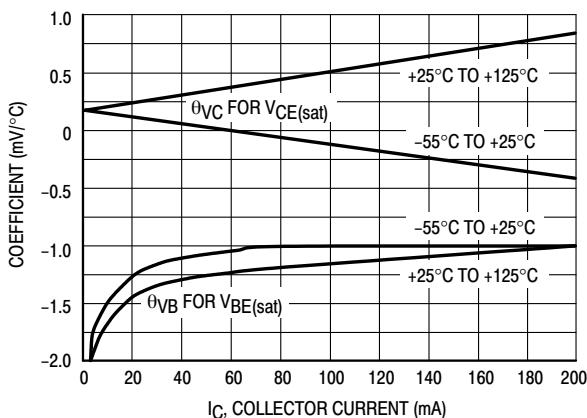
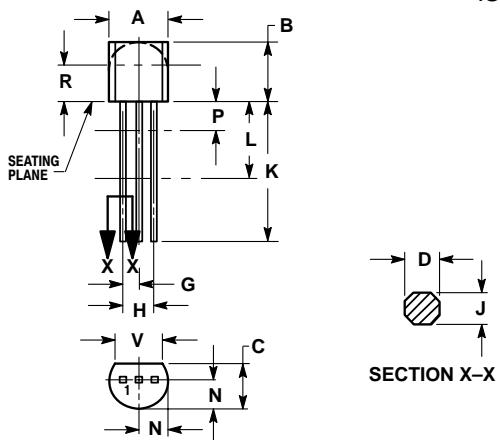


Figure 18. Temperature Coefficients

# 2N3903, 2N3904

## PACKAGE DIMENSIONS

TO-92  
TO-226AA  
CASE 29-11  
ISSUE AL



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND DIMENSION R IS UNCONTROLLED.
  4. LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.20
B	0.170	0.210	4.32	5.33
C	0.125	0.165	3.18	4.19
D	0.016	0.021	0.407	0.533
G	0.045	0.055	1.15	1.39
H	0.095	0.105	2.42	2.66
J	0.015	0.020	0.39	0.50
K	0.500	---	12.70	---
L	0.250	---	6.35	---
N	0.080	0.105	2.04	2.66
P	---	0.100	---	2.54
R	0.115	---	2.93	---
V	0.135	---	3.43	---

STYLE 1:                           STYLE 14:  
 PIN 1. Emitter                   PIN 1. Emitter  
 2. Base                          2. Collector  
 3. Collector                    3. Base

## 2N3903, 2N3904

**ON Semiconductor** and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

### PUBLICATION ORDERING INFORMATION

#### Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA  
**Phone:** 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
**Fax:** 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
**Email:** ONlit@hibbertco.com

**N. American Technical Support:** 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

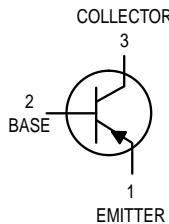
**JAPAN:** ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center  
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031  
**Phone:** 81-3-5740-2700  
**Email:** r14525@onsemi.com

**ON Semiconductor Website:** <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local  
Sales Representative.

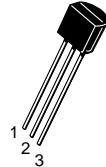
## General Purpose Transistors

PNP Silicon



**2N3905**  
**2N3906\***

\*Motorola Preferred Device



CASE 29-04, STYLE 1  
TO-92 (TO-226AA)

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	40	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	40	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$	5.0	Vdc
Collector Current — Continuous	$I_C$	200	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Power Dissipation @ $T_A = 60^\circ\text{C}$	$P_D$	250	mW
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	1.5 12	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

### THERMAL CHARACTERISTICS(1)

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C/W}$

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				

Collector-Emitter Breakdown Voltage (2) ( $I_C = 1.0 \text{ mA dc}, I_B = 0$ )	$V_{(BR)CEO}$	40	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 10 \mu\text{A dc}, I_E = 0$ )	$V_{(BR)CBO}$	40	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ( $I_E = 10 \mu\text{A dc}, I_C = 0$ )	$V_{(BR)EBO}$	5.0	—	Vdc
Base Cutoff Current ( $V_{CE} = 30 \text{ Vdc}, V_{EB} = 3.0 \text{ Vdc}$ )	$I_{BL}$	—	50	nAdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 30 \text{ Vdc}, V_{EB} = 3.0 \text{ Vdc}$ )	$I_{CEX}$	—	50	nAdc

1. Indicates Data in addition to JEDEC Requirements.
2. Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300 \mu\text{s}$ ; Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

REV 2

## 2N3905 2N3906

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>ON CHARACTERISTICS(1)</b>				
DC Current Gain ( $I_C = 0.1 \text{ mA}_\text{dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ V}_\text{dc}$ ) 2N3905 2N3906	$h_{FE}$	30 60	— —	—
( $I_C = 1.0 \text{ mA}_\text{dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ V}_\text{dc}$ ) 2N3905 2N3906		40 80	— —	
( $I_C = 10 \text{ mA}_\text{dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ V}_\text{dc}$ ) 2N3905 2N3906		50 100	150 300	
( $I_C = 50 \text{ mA}_\text{dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ V}_\text{dc}$ ) 2N3905 2N3906		30 60	— —	
( $I_C = 100 \text{ mA}_\text{dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ V}_\text{dc}$ ) 2N3905 2N3906		15 30	— —	
Collector-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 10 \text{ mA}_\text{dc}$ , $I_B = 1.0 \text{ mA}_\text{dc}$ ) ( $I_C = 50 \text{ mA}_\text{dc}$ , $I_B = 5.0 \text{ mA}_\text{dc}$ )	$V_{CE(\text{sat})}$	— —	0.25 0.4	$\text{V}_\text{dc}$
Base-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 10 \text{ mA}_\text{dc}$ , $I_B = 1.0 \text{ mA}_\text{dc}$ ) ( $I_C = 50 \text{ mA}_\text{dc}$ , $I_B = 5.0 \text{ mA}_\text{dc}$ )	$V_{BE(\text{sat})}$	0.65 —	0.85 0.95	$\text{V}_\text{dc}$

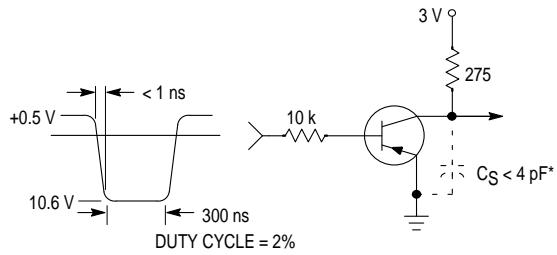
## SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Current-Gain — Bandwidth Product ( $I_C = 10 \text{ mA}_\text{dc}$ , $V_{CE} = 20 \text{ V}_\text{dc}$ , $f = 100 \text{ MHz}$ ) 2N3905 2N3906	$f_T$	200 250	— —	MHz
Output Capacitance ( $V_{CB} = 5.0 \text{ V}_\text{dc}$ , $I_E = 0$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$ )	$C_{obo}$	—	4.5	$\text{pF}$
Input Capacitance ( $V_{EB} = 0.5 \text{ V}_\text{dc}$ , $I_C = 0$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$ )	$C_{ibo}$	—	10.0	$\text{pF}$
Input Impedance ( $I_C = 1.0 \text{ mA}_\text{dc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ V}_\text{dc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ ) 2N3905 2N3906	$h_{ie}$	0.5 2.0	8.0 12	$\text{k } \Omega$
Voltage Feedback Ratio ( $I_C = 1.0 \text{ mA}_\text{dc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ V}_\text{dc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ ) 2N3905 2N3906	$h_{re}$	0.1 0.1	5.0 10	$\times 10^{-4}$
Small-Signal Current Gain ( $I_C = 1.0 \text{ mA}_\text{dc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ V}_\text{dc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ ) 2N3905 2N3906	$h_{fe}$	50 100	200 400	—
Output Admittance ( $I_C = 1.0 \text{ mA}_\text{dc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ V}_\text{dc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ ) 2N3905 2N3906	$h_{oe}$	1.0 3.0	40 60	$\mu\text{mhos}$
Noise Figure ( $I_C = 100 \mu\text{A}_\text{dc}$ , $V_{CE} = 5.0 \text{ V}_\text{dc}$ , $R_S = 1.0 \text{ k } \Omega$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ ) 2N3905 2N3906	NF	— —	5.0 4.0	dB

## SWITCHING CHARACTERISTICS

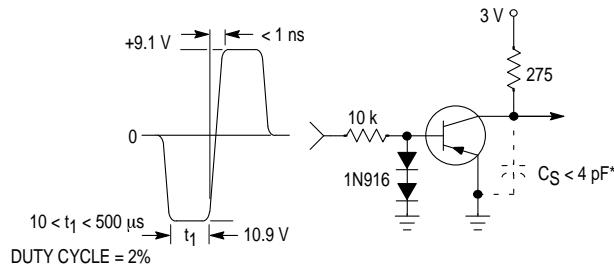
Delay Time	$(V_{CC} = 3.0 \text{ V}_\text{dc}$ , $V_{BE} = 0.5 \text{ V}_\text{dc}$ , $I_C = 10 \text{ mA}_\text{dc}$ , $I_{B1} = 1.0 \text{ mA}_\text{dc}$ )	$t_d$	—	35	ns
Rise Time		$t_r$	—	35	ns
Storage Time	$(V_{CC} = 3.0 \text{ V}_\text{dc}$ , $I_C = 10 \text{ mA}_\text{dc}$ , $I_{B1} = I_{B2} = 1.0 \text{ mA}_\text{dc}$ ) 2N3905 2N3906	$t_s$	— —	200 225	ns
Fall Time		$t_f$	— —	60 75	ns

1. Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300 \mu\text{s}$ ; Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .



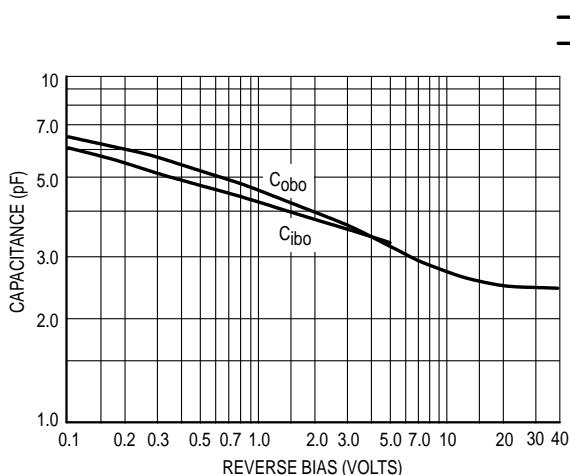
\* Total shunt capacitance of test jig and connectors

**Figure 1. Delay and Rise Time  
Equivalent Test Circuit**

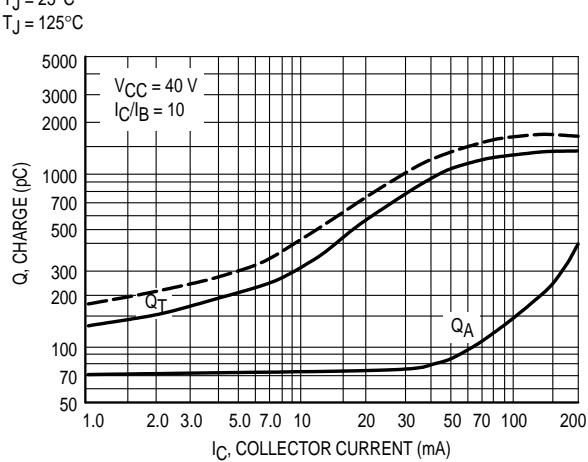


**Figure 2. Storage and Fall Time  
Equivalent Test Circuit**

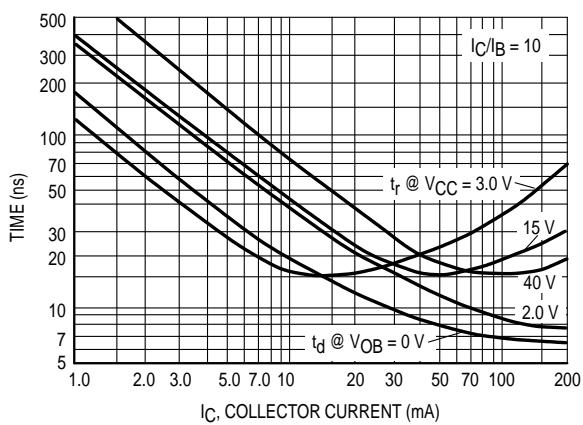
### TYPICAL TRANSIENT CHARACTERISTICS



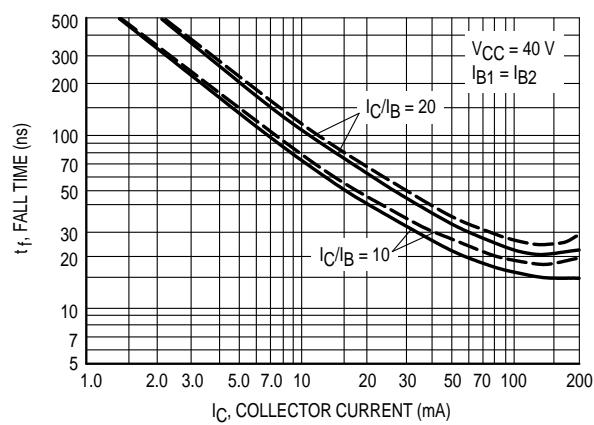
**Figure 3. Capacitance**



**Figure 4. Charge Data**



**Figure 5. Turn-On Time**



**Figure 6. Fall Time**

## 2N3905 2N3906

### TYPICAL AUDIO SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

#### NOISE FIGURE VARIATIONS

( $V_{CE} = -5.0$  Vdc,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , Bandwidth = 1.0 Hz)

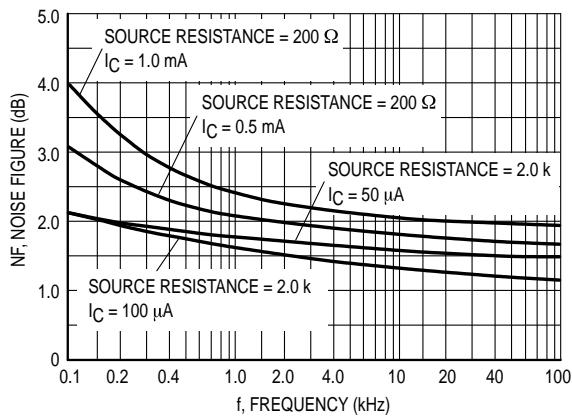


Figure 7.

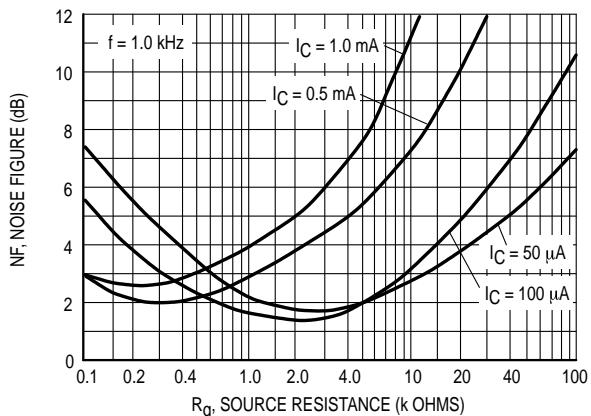


Figure 8.

### **h** PARAMETERS

( $V_{CE} = -10$  Vdc,  $f = 1.0$  kHz,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

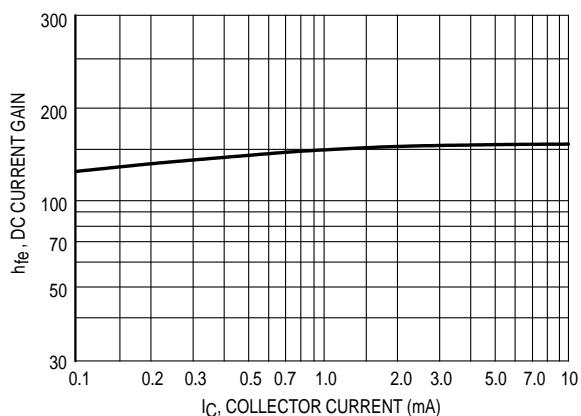


Figure 9. Current Gain

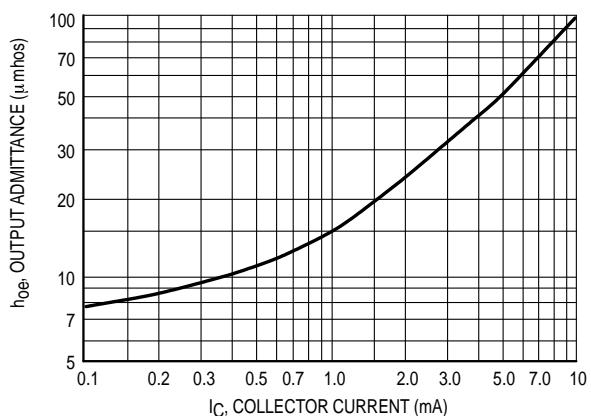


Figure 10. Output Admittance

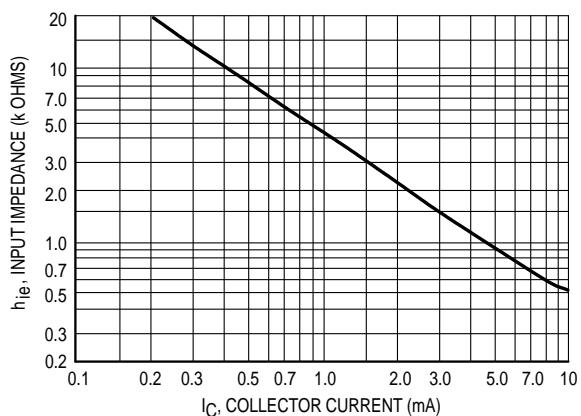


Figure 11. Input Impedance

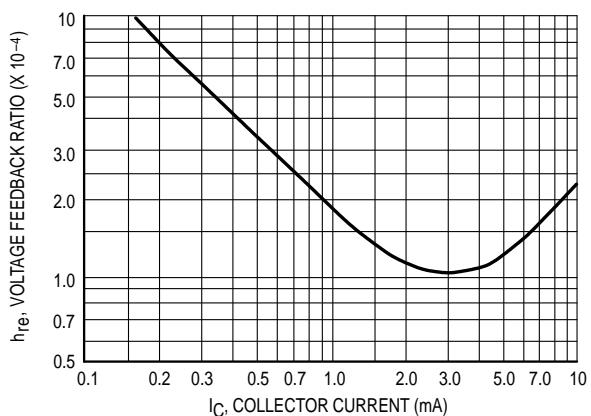


Figure 12. Voltage Feedback Ratio

## TYPICAL STATIC CHARACTERISTICS

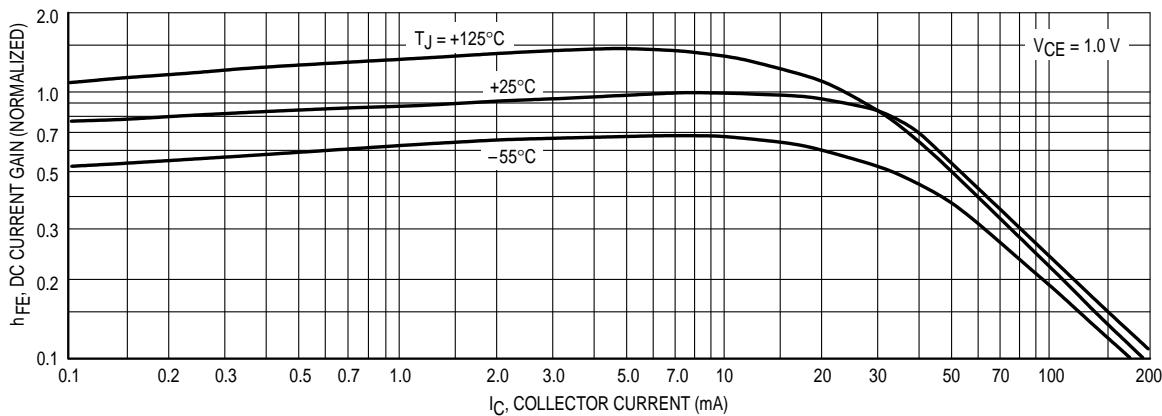


Figure 13. DC Current Gain

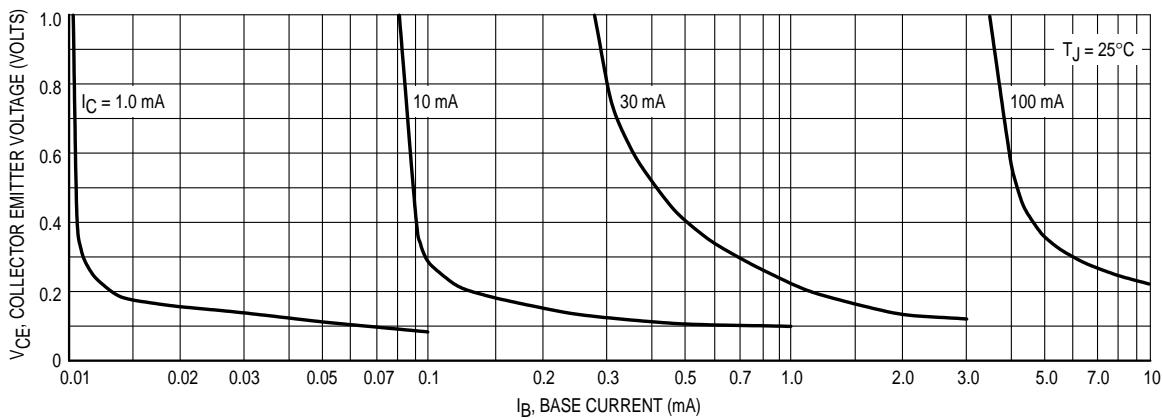


Figure 14. Collector Saturation Region

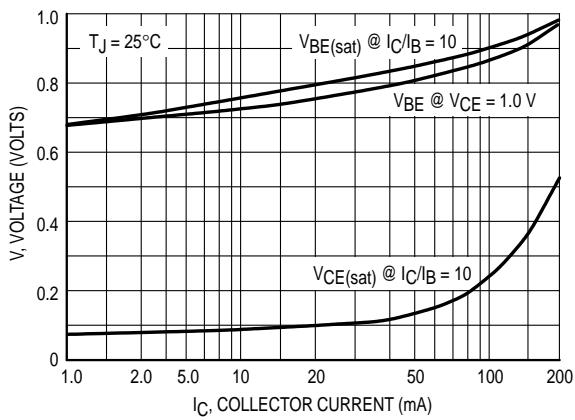


Figure 15. "ON" Voltages

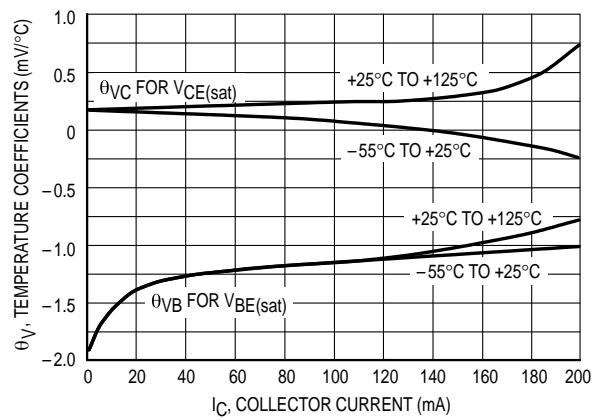
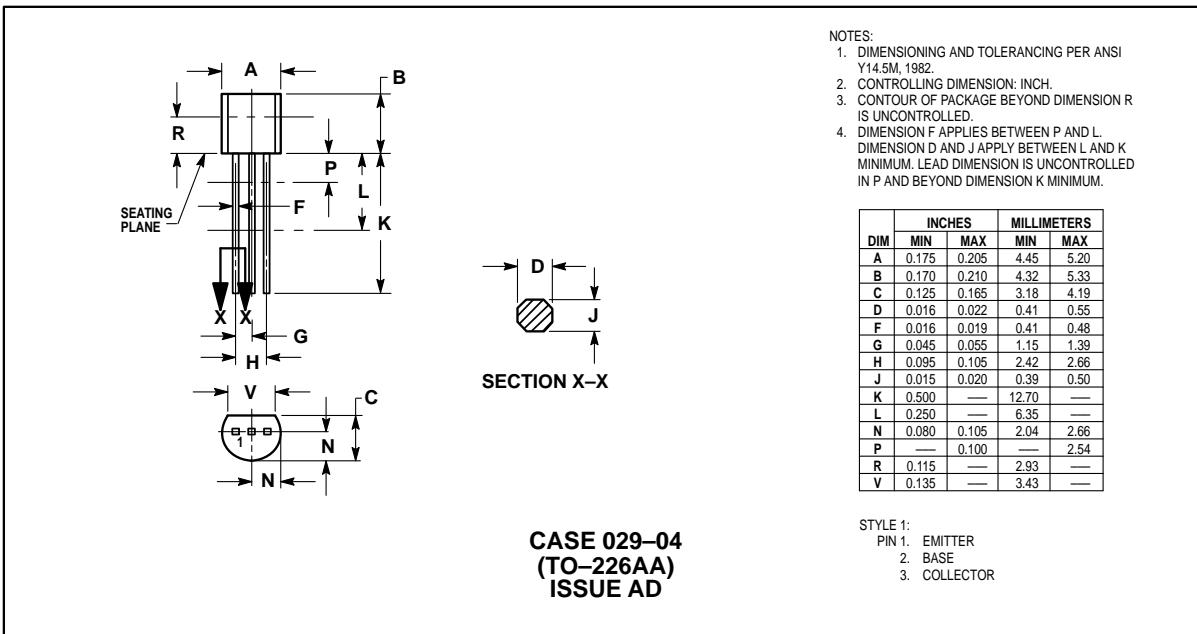


Figure 16. Temperature Coefficients

## 2N3905 2N3906

### PACKAGE DIMENSIONS



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

#### How to reach us:

**USA/EUROPE/Locations Not Listed:** Motorola Literature Distribution;  
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

**MFAX:** RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609  
**INTERNET:** <http://Design-NET.com>

**JAPAN:** Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,  
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

**ASIA/PACIFIC:** Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,  
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

## Chapter XIV Technical Information

Except for those specifications marked with "Typical", all specifications have warranties.

Unless otherwise specified, all technical specifications are applicable to the probes with attenuation switch set as 10× as well as UTD2000 series DSO. DSO must first meet the following two conditions to meet those specification standards:

- The instrument must continuously operate for over half an hour within the operating temperature.
- If the change scope of operating temperature is or exceeds 5°C, please perform the "Self-Adjustment" function in the UTILITY system function.

<b>Basic Specification</b>				
Model	Analog Bandwidth	Rise Time(Typical)	Real-time sampling	Equivalence sampling
UTD2052CL+	50MHz	≤7ns	500MS/s	25GS/s
UTD2072CL	70MHz	≤5ns		
UTD2102CL+	100MHz	≤3.5ns		
UTD2102CL PRO	100MHz	≤3.5ns		
UTD2152CL	150MHz	≤2.4ns		
UTD2052CEX+	50MHz	≤7ns	1GS/s	50GS/s
UTD2102CEX+	100MHz	≤3.5ns		
UTD2152CEX	150MHz	≤2.4ns		
UTD2202CEX	200MHz	≤1.8ns		

<b>Acquire System Specification</b>	
Average	When the sampling times of all channels are N, N can be chosen among 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128 and 256

<b>Input Channel Specifications</b>	
Input Coupling	DC, AC and GND
Input impedance	(1MΩ± 2%)//(18pF± 3 pF)
Probe attenuation coefficient	0.01×/0.02×/0.05×/0.1×/0.2×/0.5×/1×/2×/5×/10×/20×/50×/100×/200×/500×/1000×
Maximum input voltage	400Vpk, the transient over voltage is 1000 Vpk.

<b>Horizontal System Specification</b>	
Time-base scale	2ns/div-50s/div
Waveform interpolation	Sin(x)/x

Time-base accuracy	$\leq(50+2 \times \text{Service life})\text{ppm}$
Record length	2×512k sampling point
Storage depth	Single channel: 64k; Double channel: 32k
Sampling rate and delay time accuracy	$\pm 50\text{ppm}$ (any time interval $\geq 1\text{ms}$ )
Measurement accuracy of time interval ( $\Delta T$ ) (full bandwidth)	Single time: $\pm (1 \text{ sampling time interval} + 50\text{ppm} \times \text{reading} + 0.6\text{ns})$ >16 average values: $\pm (\text{sampling time interval} + 50\text{ppm} \times \text{reading} + 0.4\text{ns})$

<b>Vertical</b>	
Channels	2 Channels
Analog-to-digital converter (A/D)	8bit
Deflection factor range (V/div)	1mV/div~20 V/div(at 1-2-5 increment)
Position range	$\geq \pm 8\text{div}$
Selectable bandwidth limitation (Typical)	20MHz
Low frequency response (AC Coupling, -3dB)	$\leq 5\text{ Hz}$ (above BNC)
DC gain accuracy (sampling or average sampling mode)	5mV ~20V/div: $\leq \pm 3\%$  1mV ~2mV/div: $\leq \pm 4\%$
DC measurement accuracy (average sampling mode)	When vertical position is 0 and N≥16:  $\pm (4\% \times \text{reading} + 0.1\text{div} + 1\text{mV})$ and selects 1mV ~2mV/div; $\pm (3\% \times \text{reading} + 0.1\text{div} + 1\text{mV})$ and selects 10mV~20V/div;  When vertical position is not 0 and N≥16:  $\pm (3\% \times (\text{reading} + \text{vertical position reading}) + (1\% \times \text{vertical position reading})) + 0.2\text{div}$  The setting from 5mV/div to 200mV/div plus 2mV;  the setting value from 200mV/div to 20V/div plus 50mV
Measurement accuracy of voltage difference ( $\Delta V$ ) (average sampling mode)	Under the same setting and environment conditions and after averaging the captured waveforms with a quantity of $\geq 16$ , the voltage difference ( $\Delta V$ ) between any two points on the waveform: $\pm (3\% \times \text{reading} + 0.05\text{div})$

<b>Trigger System Specifications</b>	
Trigger sensitivity	$\leq 1\text{div}$
Range of trigger level	Interior: From the screen center $\pm 10\text{div}$
	EXT: $\pm 3\text{V}$
Trigger level accuracy (Typical) applicable for the signal with rising and falling	Interior: $\pm (0.3\text{div} \times V/\text{div})$ (within $\pm 4$ div from the screen center)
	EXT: $\pm (6\% \text{ setting value} + 40\text{mV})$

time ≥20ns	
Pre-trigger capacity	Normal mode/scan mode, pre-trigger/delay trigger, the pre-trigger depth is adjustable.
Hold-off range	80ns~1.5s
Set the level to 50% (Typical)	Operate under the condition of input signal frequency of ≥50Hz
Trigger mode	AUTO, normal, single
High-frequency holdoff	Hold off signals over 80kHz
Low-frequency holdoff	Hold off signals below 80kHz
<b>Edge trigger</b>	
Edge	Rise, fall, rise&fall
<b>Pulse width trigger</b>	
Trigger mode	>, <, <>
Polarity	positive pulse width, negative pulse width
Pulse width range	20ns~10s
<b>Slope trigger</b>	
Slope condition	Positive slope (>, <, within the scope) Negative slope (>, <, within the scope)
Time setting	20ns~10s
<b>Video trigger</b>	
Trigger sensitivity (Typical)	2div Vpp
Signal model and line/field frequency (video trigger type)	Support standard NTSC and PAL, and the line number scope is respectively 1-525 (NTSC) and 1-625 (PAL)
<b>Alternating trigger</b>	
Alter	Edge, Pulse, Slope

<b>Measurements</b>	
Cursor	Manual mode Voltage difference between cursors ( $\Delta V$ ), Time difference between cursors ( $\Delta T$ ), Reciprocal of $\Delta T$ (Hz) ( $1/\Delta T$ )
	Track mode Voltage value and time value of point of waveform.
	Auto measurement mode Cursor display is allowed on auto measurement mode.
Automatic measurement	Vpp, Vamp, Vmax, Vmin, Vtop, Vbase, Vmid, Average, Vrms, Overshoot, Preshoot, Frequency, Period, RiseTime, FallTime, +Width, -Width, +Duty, -Duty, Delay, FRFR, FRFF, FFFF, FRLF, FRLR, FFLR, FFLF
Measurement quantity	Display 5 types of measurement at the same time.

Measurement scope	Screen or cursor
Measurement statistics	Average value, maximum value, minimum value and standard deviation.

<b>Math</b>	
Math operation	+, -, ×, ÷
Window	Rectangle, Hanning、Blackman、Hamming
Vertical scale	Vrms、dBVRms
Digital filtering	Low pass, high pass, band pass, band reject

<b>Storage</b>	
Setting	Internal: 20 groups. USB: 200 groups
Reference waveform	Internal: 20 groups. USB: 200 groups
Data file	Internal: 20 groups. USB: 200 groups
Bitmap	USB: 200 groups, in BMP format.

<b>Trigger frequency meter</b>	
Reading resolution	6 bits
Trigger sensitivity	≤30VRms
Accuracy (Typical)	±51ppm (+1 character)

<b>Display</b>	
Displays types	LCD with Diagonal of 178mm (7-inch)
Display resolution	800 horizontal×RGB× 480 vertical pixels
Display color	Color
Waveform luminance	Adjustable
Backlight intensity (Typical)	300nit
Language	Chinese and English

<b>Interface function:</b>	
Standard configuration	Standard: USB-Host, USB-Device, EXT Trig, Pass/Fail. Option: Multimeter module (UT-M12), LAN.

<b>General Technical Specification</b>	
<b>Probe compensator output</b>	
Output voltage (Typical)	About 3Vpp, when the load≥1MΩ

Frequency (Typical)	10Hz,100Hz, 1kHz(Default), 10kHz
<b>Power Source</b>	
Power voltage	100V-240V~(Fluctuations $\pm 10\%$ ), 50/60Hz
Power consumption	100VA max
Fuse	F 1.6A, 250V
<b>Environment Specifications</b>	
Intended use	Indoor use
Pollution degree	2
Operating temperature	Operating Temperature Range: 0°C~+40°C
Storage Temperature	Storage Temperature Range: -20°C~+60°C
Cooling	Build-in cooling fan
Operating Humidity Range	<35°C: ≤90%RH 35°C~40°C: ≤60%RH
Operating Altitude	Operating: 2000 meters below Non-operating: 15000 meters below
<b>Mechanical specifications</b>	
Size	306mm(W)×138mm(H)×124mm(D)
Weight	Excluding package: 2.5kg Including package: 3kg
<b>Recommended calibration Interval</b>	
The recommended calibration interval is one year.	

## Chapter XV Appendix

### Appendix A Accessories

Model	UTD2052CL+ (50 MHz)
	UTD2052CL+ (50 MHz)
	UTD2072CL (70 MHz)
	UTD2102CL+ (100 MHz)
	UTD2152CL (150 MHz)
	UTD2052CEX+ (50 MHz)
	UTD2102CEX+ (100 MHz)
	UTD2202CEX+ (200 MHz)
Standard accessories	A string of power cord complying with country standard.
	A string of USB cable (UT-D14)
	A pair of passive probe (60MHz) /(150MHz) /(200MHz)
Optional accessories	Multimeter module (UT-M12)

### Appendix B Maintenance and Cleaning

#### (1) General Maintenance

Please do not store or place the instrument at any places where the LCD of the instrument is exposed to sunlight directly.

Caution: Please do not stain the instrument or probe with spray, liquid or solvent, so as to avoid damaging the instrument or probe.

#### (2) Clearing

Check the instrument and probe frequently. Clean the surface of the instrument according to the following steps:

- ① Please wipe the surface of the instrument and probe with soft cloth. Pay attention not to scratch the LCD screen.
- ② Wipe the instrument with wet cloth after disconnecting the power supply. Use detergent or clear water to clean. Do not use any abrasive chemical cleaning agent so as to avoid damaging the instrument or probe.

**Warnings:** Please make sure that the instrument is completely dry before powering on again, to avoid electrical short circuit or injury.

### Appendix C Warranty

UNI-T (Uni-Trend Technology (China) Co., Ltd.) warrants that product produced and marketed by it will be free from defects in materials and workmanship for a period of three years from the date of shipment by the authorized dealer. If any such product proves defective during this warranty period, UNI-T will repair the defective product or provide a

replacement according to specific terms and conditions of the warranty. To request maintenance and repair service or a full copy of the warranty, please contact your nearest UNI-T sales and maintenance office.

Save and except the guarantee given herein or in other applicable warranty, UNI-T makes no other express or implied guarantee, including but not limited to any implied guarantee on the product's tradability and suitability for any specific purpose. Under no circumstance will UNI-T bear any liability for any indirect, special or subsequent loss.

#### **Appendix D Contact Us**

For product support outside China, contact your local UNI-T supplier or sales centre.

Service Support: Many UNI-T products offer optional plans of extended warranty period or calibration period. For details please contact your local UNI-T supplier or sales centre.

**UNI-T**  
**UNI-TREND TECHNOLOGY (CHINA) CO., LTD.**  
No6, Gong Ye Bei 1st Road,  
Songshan Lake National High-Tech Industrial  
Development Zone, Dongguan City,  
Guangdong Province, China  
Tel: (86-769) 8572 3888  
<http://www.uni-trend.com>

## Selection Guide

Series	Model	Channels	Sampling rate	MAX Frequency								
				600	500	350	160	120	80	60	30	25
UTG9000T	UTG9604T	4	2.5GSa/s	●								
	UTG9504T	4	2.5GSa/s		●							
	UTG9354T	4	2.5GSa/s			●						
UTG4000A	UTG4162A	2	500MSa/s				●					
	UTG4122A	2	500MSa/s					●				
	UTG4082A	2	500MSa/s						●			
UTG2000A/B	UTG2122B	2	1.28GSa/s				●					
	UTG2082B	2	1.28GSa/s						●			
	UTG2062B	2	1.28GSa/s							●		
	UTG2025A	2	125MSa/s									●
UTG900E	UTG962E	2	200MSa/s							●		
	UTG932E	2	200MSa/s								●	

## UTG9000T Series

Function/Arbitrary Waveform Generators



● UTG9604T

The UTG9000T Series pulse/function/arbitrary waveform generators with Direct Digital Synthesizer(DDS) technology generate accurate and stable waveform output with 600MHz bandwidth, maximum sampling rate of 2.5GSa/s and as low as 1μHz resolution. Accurate, stable, pure and low-distorted signal, simple operation, technical superiority and high-frequency square wave with rapid rising/falling edge can be also provided. These multi-functional instruments with various functions meet your requirements.

- 4 channels output
- Output: 600MHz sine wave, full-band resolution: 1μHz
- 200MHz pulse waveform with adjustable rise and fall time
- Sampling rate: 2.5GSa/s, vertical resolution: 16bits
- Arbitrary wave memory depth of 64Mpts, supports point-to-point output.
- Supports one-click SNR output.
- Frequency sweep modes: linear, logarithmic, list, stepping
- Modulation types: AM, PM, FM, DSBAM, ASK, PSK, BPSK, QPSK, FSK, 3FSK, 4FSK, QAM, OSK, PWM, SUM
- 10.1inch capacitive touchscreen with 1280\*800 resolution
- Digital protocol output: SPI, I2C, UART
- Standard interfaces: USB Host, USB Device, LAN

## ■ WAVEFORM GENERATORS

Key Specifications	UTG932E	UTG962E
Max. frequency	30MHz	60MHz
Channels	2	
Sampling rate	200MSa/s	
Vertical resolution	14 bits	
Waveforms	Sine,square,pulse,ramp,noise,DC,arbitrary	
Sweep modes	Logarithmic,linear	
Frequency Characteristics		
Sine	1μHz~30MHz	1μHz~60MHz
Square	1μHz~15MHz	1μHz~20MHz
Ramp	1μHz~400kHz	1μHz~400kHz
Pulse	1μHz~15MHz	1μHz~20MHz
Arbitrary	1μHz~10MHz	1μHz~10MHz
Resolution	1μHz	
Accuracy	Within 90 days ± 50ppm	
	Within 1 year ± 100ppm	
	18°C~28°C	
Output Characteristics		
Impedance	50Ω	
Amplitude range	1mVpp~10Vpp(50Ω); 2mVpp~20Vpp(high Z)	
DC offset range (AC+DC)	±5V(50Ω); ±10V (high Z)	
Amplitude resolution	1mV	
Power	100~240VAC, 50Hz/60Hz	
Display	4.3 inch TFT LCD(480×272)	
Product net weight	0.33kg	
Product size (W×H×D)	172mm × 90mm × 68mm	
Standard quantity per carton	4pcs	
Standard carton size	435mm × 360mm × 125mm	
Standard carton gross weight	3.8kg	

Ordering Information	
UTG900E Series	UTG962E: 60MHz, 200MSa/s, 2-Channel UTG932E: 30MHz, 200MSa/s, 2-Channel
Standard Accessories	Power cord conforming to the standard of the destination country UT-D14: USB interface cable BNC cables: 1pc, BNC to alligator clip line(1M): 1pc Power adapter

## Selection Guide

Name	Series	Model	Channels	Output voltage	Output current	Max Power	Resolution
Programmable Linear DC Power Supply	UDP3000/S	UDP3305S	4	0~30V(CH1,CH2) 0~6V(CH3)5V(CH4)	0~5A(CH1,CH2) 0~3A(CH3)2A(CH4)	328W	1mV 1mA
		UDP3305S-E	4	0~30V(CH1,CH2) 0~6V(CH3)5V(CH4)	0~5A(CH1,CH2) 0~3A(CH3)2A(CH4)	328W	10mV 1mA
		UDP3305C	3	0~30V(CH1,CH2) 1.8V/2.5V/3.3V/5V(CH3)	0~5A(CH1,CH2) 3A(CH3)	315W	10mV 1mA
		UDP3303C	3	0~30V(CH1,CH2) 1.8V/2.5V/3.3V/5V(CH3)	0~3A(CH1,CH2) 3A(CH3)	195W	10mV 1mA
		UDP3303A	3	0~30V(CH1,CH2) 1.8V/2.5V/3.3V/5V(CH3)	0~3A(CH1,CH2) 3A(CH3)	195W	10mV 1mA
		UDP1000	1	0~32V	0~6A	192W	10mV 1mA
Programmable Switching DC Power Supply	UDP6700	UDP6721	1	0~60V	0~8A	180W	10mV 1mA
		UDP6720	1	0~60V	0~5A	100W	10mV 1mA
Non-Programmable Linear DC Power Supply	UTP3000	UTP3305-II	3	0~32V(CH1,CH2) 5V(CH3)	0~5A(CH1,CH2) 3A(CH3)	335W	10mV 1mA
		UTP3303-II	3	0~32V(CH1,CH2) 5V(CH3)	0~3A(CH1,CH2) 3A(CH3)	207W	10mV 1mA
	UTP3300TFL-II	UTP3315TFL-II	1	0~30V	0~5A	160W	10mV 1mA
		UTP3313TFL-II	1	0~30V	0~3A	96W	10mV 1mA
Non-Programmable Switching DC Power Supply	UTP1000	UTP1310	1	0~32V	0~10A	320W	10mV 1mA
		UTP1306	1	0~32V	0~6A	192W	10mV 1mA

## UDP3000/S Series Programmable Linear Power Supplies



● UDP3305S-E

The UDP3000S Series is a high-performance programmable linear DC power supply. It has a clear LCD user interface, excellent performance indicators, a variety of analysis functions and communication interfaces. It can meet the diversified test needs of users. It aims to provide cost-effective DC programmable power supply equipment for teaching, scientific research, industry and other fields.

## ■ DC POWER SUPPLIES

# UTP3000 Series

## Non-Programmable Linear Power Supplies



● UTP3305-II

The UTP3300 Series is three-channel linear DC power supplies of adjustable dual channel and fixed single-channel output, featuring tracking, constant voltage/current, series/parallel output, temperature controlled cooling fan.

- 3-channel linear DC power supplies feature
- High-precision four-digit voltage and current display, 10mV/1mA(UTP3300-II Series)
- Low ripple/noise
- Parallel/series output function
- Output on/off control

Key Specifications		UTP3303-II	UTP3305-II
Output voltage		0~32V (CH1,CH2) , 5V (CH3)	0~32V (CH1,CH2) , 5V (CH3)
Output current		0~3A (CH1,CH2) , 3A (CH3)	0~5A (CH1,CH2) , 3A (CH3)
Output power		207W	335W
Load regulation	CV	<0.01%+3mV	
	CC	≤0.2%+3mA	
Ripple and noise	CV	≤1mVrms	
	CC	≤3mA rms	
Output regulate resolution	CV	10mV(typical)	
	CC	1mA(typical)	
Tracking bias	CV	±(0.1% of reading+30mV)	
	CC	±(0.3% of reading+5mA)	±(0.3% of reading+5mA)
Display mode		4-bit voltage and current dual display	
Power		Input voltage: 115V AC/230V AC; Frequency: 47Hz~63Hz	
Display		4 windows, LED	
Product net weight		9.2kg	10.5kg
Product size (W×H×D)		319mm×146mm×226mm	
Standard quantity per carton		1PC	
Standard carton size		465mm×345mm×280mm	
Standard carton gross weight		9.7kg	11.1kg

Ordering Information	
UTP3000 Series	UTP3305-II: Non-Programmable Linear DC Power Supply(3-Channel, 32V, 5A, 10mV, 1mA) UTP3303-II: Non-Programmable Linear DC Power Supply(3-Channel, 32V, 3A, 10mV, 1mA)
Standard Accessories	Power cord conforming to the standard of the destination country Test output line

## Referencias

---

- [1] SD Industrial, *¿Qué es un transistor? ¿Para qué sirve y cómo funciona?*, <https://sdindustrial.com.mx/blog/que-es-un-transistor-para-que-sirve-y-como-funciona/>
- [2] Facil Electro, *Imagen del transistor*, <https://www.facilelectro.es/wp-content/uploads/2018/03/transistores.jpg>
- [3] Panama Hitek, *Modelo PI híbrido del transistor BJT*, <https://panamahitek.com/modelo-pi-hibrido-del-transistor-bjt/>
- [4] Unicrom, *Punto de trabajo Q y recta de carga estática del transistor*, <https://unicrom.com/punto-trabajo-q-recta-carga-estatica-transistor/>
- [5] Ingmecafenix, *Configuraciones y polarizaciones de los transistores*, <https://www.ingmecafenix.com/electronica/componentes/configuraciones-y-polarizaciones-de-los-transistores/>
- [6] CIFPN1, *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*, <https://cifpn1.com/electronica/?p=4151>
- [7] Emagister, *Guía práctica de transistores*, [https://www.emagister.com/uploads\\_user\\_home/Comunidad\\_Emagister\\_5896\\_transistor\\_2.pdf](https://www.emagister.com/uploads_user_home/Comunidad_Emagister_5896_transistor_2.pdf)
- [8] UVaDOC, *Estudio y caracterización de un amplificador de audio*, <https://uvadoc.uva.es/bitstream/handle/10324/24434/TFG-%3Bjsessionid=ED3C8DEA5AC878638E0B31B2D1A7821F?sequence=1>
- [9] LibreTexts, *El Amplificador Diferencial*, [https://espanol.libretexts.org/Ingenieria/Amplificadores\\_Operacionales\\_y\\_Circuitos\\_Integrados\\_Lineales--Teor%C3%ADa\\_y\\_Aplicaci%C3%B3n\\_\(Fiore\)/01%C3%A9\\_Conceptos\\_introductorios\\_y\\_fundamentos/1.6%C3%A9\\_El\\_Amplificador\\_Diferencial](https://espanol.libretexts.org/Ingenieria/Amplificadores_Operacionales_y_Circuitos_Integrados_Lineales--Teor%C3%ADa_y_Aplicaci%C3%B3n_(Fiore)/01%C3%A9_Conceptos_introductorios_y_fundamentos/1.6%C3%A9_El_Amplificador_Diferencial)
- [10] Industrias GSL, *Amplificador diferencial: características y aplicaciones*, <https://industriasmgl.com/blogs/automatizacion/amplificador-diferencial>
- [11] CIFPN1, *El transistor bipolar de unión (TBJ)*, <https://cifpn1.com/electronica/?p=4190>
- [12] CIFPN1, *Amplificador en emisor común*, <https://cifpn1.com/electronica/?p=4060>
- [13] Distron, *Amplificador de potencia*, <https://distron.es/amplificador-de-potencia/>
- [14] Clases Para Todos, *Amplificador de Clase AB*, <https://clasesparatodos.org/amplificador-de-clase-ab/>
- [15] Euclides, *Error Porcentual*, <https://euclides.org/error-porcentual/>