

Universidad Central de Venezuela
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica

Informe N° 1: Amplificadores discretos

Emerson Warhman
C.I. 25.795.480
7 de enero de 2025

Índice

1. Introducción	2
2. Resumen	2
3. Marco teórico	3
3.1. Punto estático de operación	3
3.2. Amplificador de potencia	3
3.2.1. Amplificador de potencia de clase A	3
3.2.2. Amplificador de potencia de clase B	3
3.2.3. Amplificador de potencia de clase AB	3
3.2.4. Amplificador de potencia de clase C	3
3.3. Amplificador diferencial	3
3.4. Respuesta en frecuencia	4
3.5. Realimentación en un amplificador	4
3.5.1. Realimentación negativa	5
3.5.2. Realimentación positiva	5
4. Metodología	6
4.1. Amplificador de potencia	6
4.2. Etapa diferencial	11
4.3. Etapa impulsora	16
4.4. Amplificador multietapas	18
4.5. Respuesta en frecuencia	20
4.6. Realimentación	21
5. Presentación de resultados	29
5.1. Práctica 1	29
5.1.1. Puntos de operación	29
5.1.2. Modelo dinámico	29
5.1.3. Transistor clase C	30
5.2. Práctica 2	31
5.2.1. Puntos estáticos de operación etapa diferencial	31
5.2.2. Modelo dinámico etapa diferencial modo diferencial	31
5.2.3. modelo dinámico etapa diferencial modo común	32
5.3. Práctica 3	35
5.3.1. Puntos de operación amplificador multietapas desacoplado	35
5.3.2. modelo dinámico etapa impulsora	35
5.3.3. Puntos de operación amplificador multietapas acoplado	35
5.3.4. modelo dinámico amplificador multietapas modo diferencial	36
5.3.5. modelo dinámico amplificador multietapas modo común	36
5.4. Práctica N° 4	37
5.4.1. Puntos estaticos de operación amplificador multietapas	37
5.4.2. Respuesta en frecuencia amplificador multietapas	37
5.4.3. Respuesta en frecuencia amplificador multietapas sin condensadores de acople	37
5.5. Práctica N° 5: Realimentación	40
5.5.1. Amplificador realimentado negativamente	40
6. Análisis de resultados	42
7. Conclusiones	42
8. Anexos	42

1. Introducción

En el ámbito de la electrónica, los amplificadores operacionales son componentes fundamentales que se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, desde sistemas de audio hasta equipos de medición y control. Un amplificador operacional es un dispositivo de alta ganancia con dos entradas y una salida, que puede amplificar señales de voltaje muy pequeñas.

El objetivo de este informe de laboratorio es analizar el comportamiento y las características de un amplificador operacional en sus etapas diferencial, impulsora y de potencia y del circuito multietapas en diferentes configuraciones. Se realizarán mediciones de los puntos estáticos, modelos dinámicos, ganancia respuesta en frecuencia y utilizando circuitos con realimentación negativa y positiva.

2. Resumen

En el presente informe, se expondrán los resultados teóricos y prácticos de un amplificador construido con transistores y múltiples elementos pasivos. Este dispositivo consta de una etapa diferencial, una impulsora y una de amplificación. Se analizarán cada una de estas etapas de manera individual así como de manera conjunta para así entender su comportamiento y el aporte realizado por cada una de estas etapas cuando operan simultáneamente y están conectadas entre sí. Se realizarán estudios de los modelos estáticos y dinámicos del amplificador así como su respuesta en frecuencia. Por último se analizará el efecto que tiene la realimentación en el amplificador de estudio, observando las características y ventajas que tiene este tipo de conexiones.

3. Marco teórico

3.1. Punto estático de operación

El punto estático de operación es el punto donde está trabajando u operando el transistor. Se encuentra conformado por la corriente del colector (I_CQ) y la tensión colector-emisor (V_{CEQ}). El punto se encuentra dentro de una recta la cual se obtiene mediante I_C y V_{CE} . A continuación se muestra una aproximación de las curvas de transferencia de un transistor BJT

3.2. Amplificador de potencia

Un amplificador de potencia es un dispositivo electrónico que toma una señal de entrada de baja potencia y la amplifica para producir una señal de salida de mayor potencia. Los amplificadores de potencia se clasifican por su configuración de circuito, como amplificadores de clase A, B, AB y C. Cada clase tiene su propio conjunto de características y beneficios.

3.2.1. Amplificador de potencia de clase A

El amplificador de Clase A es la forma más simple de amplificador de potencia que utiliza un solo transistor de conmutación en la configuración de circuito de emisor común estándar como se ha visto anteriormente para producir una salida invertida. El transistor siempre está polarizado en "ON" para que conduzca durante un ciclo completo de la forma de onda de la señal de entrada, produciendo la mínima distorsión y la máxima amplitud de la señal de salida.

Esto significa que la configuración del amplificador de clase A es el modo de funcionamiento ideal, ya que no puede haber distorsión de cruce o desconexión a la forma de onda de salida incluso durante la mitad negativa del ciclo. Las etapas de salida del amplificador de potencia de Clase A pueden usar un único transistor de potencia o pares de transistores conectados entre sí para compartir la corriente de alta carga. 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.

3.2.2. Amplificador de potencia de clase B

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.

3.2.3. Amplificador de potencia de clase AB

El dispositivo se polariza en la zona lineal pero en un punto muy próximo al extremo de respuesta lineal. Esta configuración es una variante de la etapa de tipo B en la que se sacrifica la disipación de una pequeña cantidad de potencia cuando opera sin señal, a cambio de evitar la zona muerta de respuesta, amplificador clase AB opera como un clase A. Mientras que, a altos niveles de salida, la señal sobrepasa el punto cero de cruce y se comienza a comportar como un clase B.

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

3.3. Amplificador diferencial

El amplificador diferencial es la etapa de entrada característica de un amplificador operacional. No tiene capacitores de acoplamiento ni de paso, lo que implica que está directamente acoplado. Por esto, puede amplificar cualquier frecuencia incluyendo la señal de DC, que es equivalente a una señal de frecuencia cero. La corriente de cola en un amplificador diferencial se divide exactamente entre los transistores cuando estos son idénticos. Cuando los dos transistores de un amplificador diferencial no son idénticos, las dos corrientes de base son diferentes. La corriente de

desajuste de la entrada se define como la diferencia entre las dos corrientes de base. La corriente de polarización de la entrada se define como el promedio de las dos corrientes de base.

3.4. Respuesta en frecuencia

La 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.

La respuesta en frecuencia de un amplificador se puede representar gráficamente mediante un diagrama de Bode.

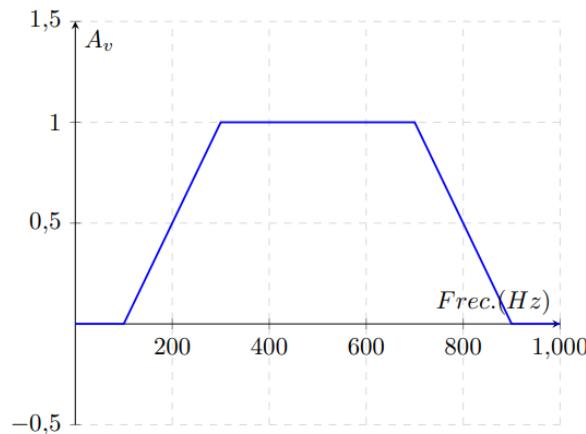


Figura 1: Diagrama de Bode

Además se debe agregar que:

- Para frecuencias medias, los capacitores 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 acople y desacoplo es importante

3.5. 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.

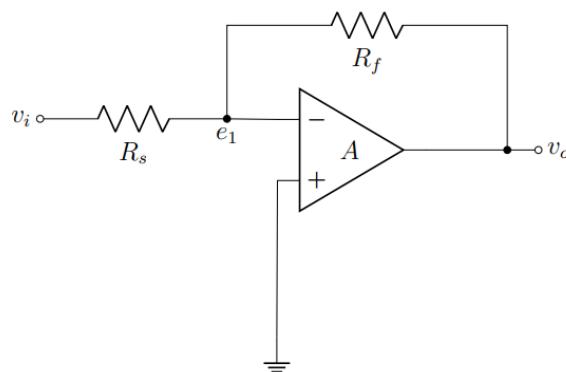


Figura 2: Amplificador inversor

3.5.1. 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.

3.5.2. 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.

4. Metodología

Se estudiará el comportamiento de cada etapa por separado del circuito base, el circuito completo, la respuesta en frecuencia, al circuito realimentado.

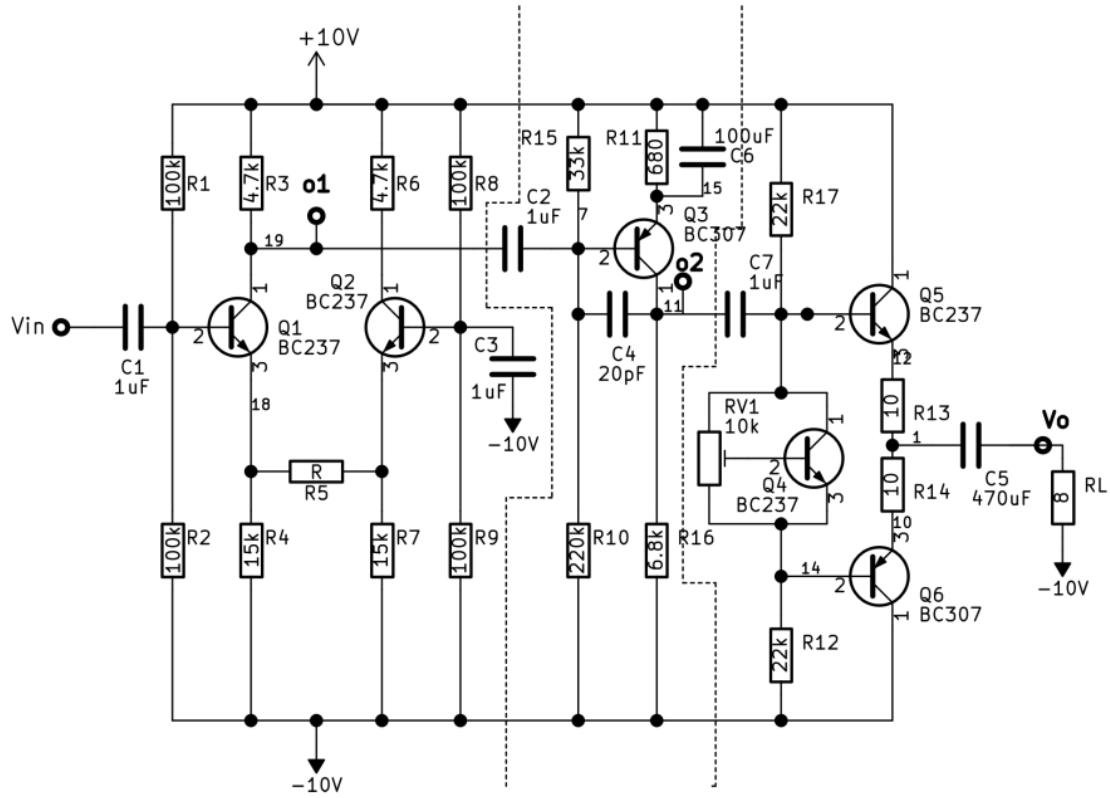


Figura 3: Circuito base

4.1. Amplificador de potencia

En primer lugar identificamos la etapa del amplificador de potencias en el diagrama del amplificador multietapas, la cual es la que contiene a los transistores Q_4 , Q_5 y Q_6 . Dicha etapa se muestra en la figura 4.

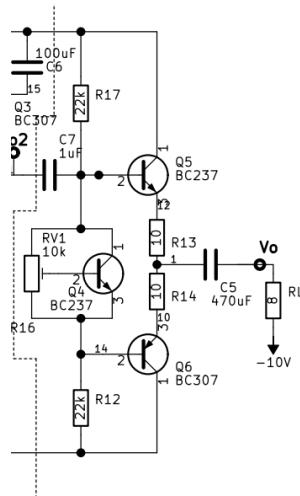


Figura 4: Etapa del amplificador de potencia

Ahora procedemos a calcular los puntos estáticos de operación, para ello tomamos los capacitores como circuitos abiertos, ya que estamos trabajando en DC y empezamos a calcular las corrientes en el transistor Q_4 .

Asumiremos que las corrientes de base I_{bQ5} e I_{bQ6} son muy pequeñas en comparación con la corriente I_{R17} por tanto la tomaremos como despreciables.

Ahora aplicando LCK en el multiplicador de voltaje (Q_4):

$$I_{RV1} + I_{cQ4} = I_{R17} \quad (1)$$

Si ahora asumimos I_{bQ4} despreciable:

$$I_{RV1} = \frac{V_{BEQ4}}{X R_{V1}} \quad (2)$$

Aplicando LVK tenemos:

$$V_{CEQ4} = I_{RV1} * R_v 1 \quad (3)$$

Usando (2) y (3):

$$\begin{aligned} V_{CEQ4} &= \frac{V_{BEQ4}}{X * R_{V1}} * R_V 1 \\ V_{CEQ4} &= \frac{V_{BEQ4}}{X} \end{aligned} \quad (4)$$

Debido a que el amplificador es de clase AB el voltaje V_{CEQ4} tiene que ser dos veces el voltaje base emisor V_{be} para los transistores $Q5$ y $Q6$ estén lo más cerca posible de la zona activa y se pueda reducir el efecto crossover de la salida.

Aplicando LVK entre las dos referencias tenemos:

$$10V - R_{17} * I_{17} - 2V_{beQ4} - R_{12} * I_{17} + 10V = 0$$

despejando I_{17} :

$$I_{17} = \frac{20 - 2V_{beQ4}}{R_{17} + R_{12}} \quad (5)$$

Usando (1), (2) y (5) tenemos:

$$I_{cQ4} = \frac{20 - 2V_{beQ4}}{R_{17} + R_{12}} - \frac{2V_{beQ4}}{R_{V1}} \quad (6)$$

Usando la ecuación (6) y los datos:

$$V_{beQ4} = 0,62V$$

$$R_{17} = R_{12} = 22k\Omega$$

$$R_{V1} = 10k\Omega$$

$$I_{cQ4} = \frac{20 - 2 * 0,62V}{22k\Omega + 22k\Omega} - \frac{2 * 0,62V}{10k\Omega}$$

$$I_{cQ4} = 302,36\mu A$$

Tomando $hfe_{Q4} = 230$

$$I_{bQ4} = I_{cQ4}/hfe \quad (7)$$

$$I_{bQ4} = 1,31\mu A$$

$$V_{ceQ4} = 2 * 0,62V = 1,24V$$

Ahora, volviendo a despreciar las corriente de base y aplicando LVK en la malla con los transistores

$$V_{ceQ4} - V_{beQ5} - I_{eQ5} * (R_{13} + R_{14}) - V_{beQ6} = 0$$

despejando I_{eQ5}

$$I_{eQ5} = \frac{V_{ceQ4} - V_{beQ5} - V_{beQ6}}{R_{13} + R_{14}} \quad (8)$$

Tomando $V_{beQ5} = V_{beQ4} = 0,62V$ y $V_{beQ6} = 0,55V$, entonces:

$$I_{eQ5} = \frac{1,24V - 0,62V - 0,55V}{10\Omega + 10\Omega}$$

$$I_{eQ5} = I_{eQ6} \approx I_{cQ5} \approx I_{cQ6} = 350\mu A$$

Basado en las I de emisor ahora calculamos las corrientes de base, asumiendo que $hfe_{Q5} = 230$ y $hfe_{Q6} = 150$

$$I_{bQ5} = I_{cQ5}/hfe = 350\mu A/230 = 1,52\mu A$$

$$I_{bQ6} = I_{cQ6}/hfe = 350\mu A/150 = 2,33\mu A$$

Se asume que $V_{ceQ5} = V_{ceQ6}$, por tanto:

$$10 - 2V_{ceQ5} - (R_{14} + R_{13}) * I_{eQ5} + 10 = 0$$

despejando V_{ceQ5} tenemos:

$$V_{ceQ5} = V_{ceQ6} = \frac{20 - (R_{14} + R_{13}) * I_{eQ5}}{2} \quad (9)$$

por tanto

$$V_{ceQ5} = V_{ceQ6} = \frac{20V - (10 + 10)\Omega * 350\mu A}{2} = 9,99V$$

El resumen de los puntos estáticos de operación del amplificador de potencia se muestran en la tabla 1.

Transistor	I_c	V_{ce}
$Q4$	$302,36\mu A$	$1,24V$
$Q5$	$350\mu A$	$9,99V$
$Q6$	$350\mu A$	$9,99V$

Cuadro 1: Puntos estáticos de operación del amplificador de potencia

A continuación, en la figura 5 se muestran los puntos estáticos de operación del amplificador de potencia.

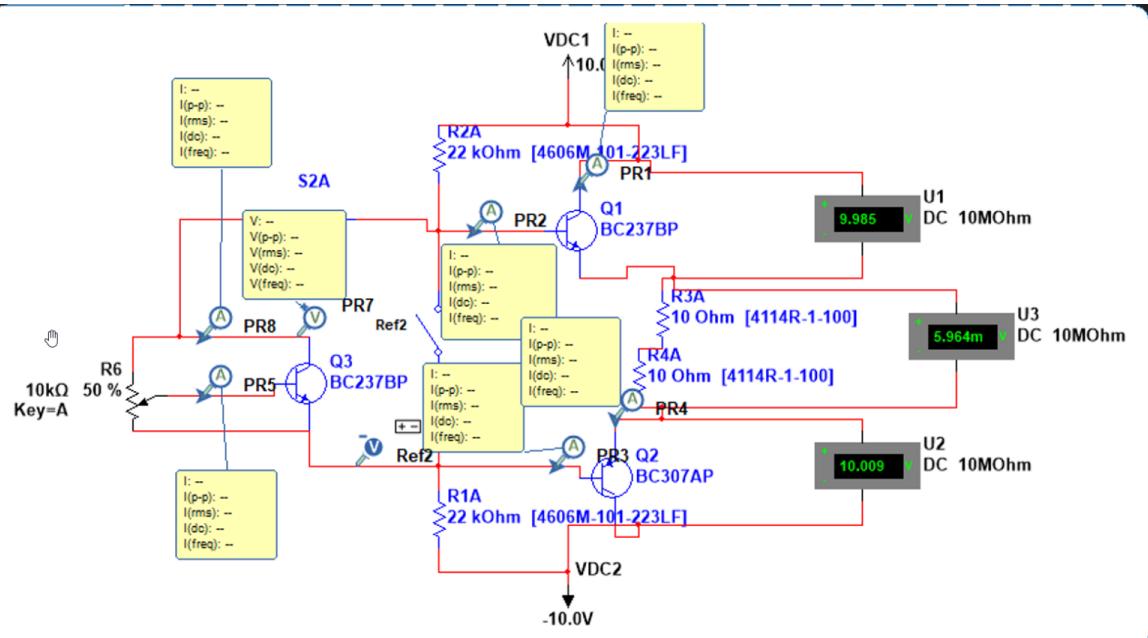


Figura 5: Puntos estáticos de operación del amplificador de potencia

Ahora, para la parte dinámica, calculamos los parámetros del transistor utilizando $V_t = 26mV$ y $V_A = 100V$

$$gm = \frac{I_c}{V_t} = \frac{0,35mA}{26mV}$$

$$gm = 13,46mS$$

$$R_\pi = \frac{\beta}{gm} = \frac{230}{13,46 \times 10^{-3}}$$

$$R_\pi = 17,07k\Omega$$

$$R_o = \frac{V_A}{I_c} = \frac{100V}{0,35mA} = 285,71k\Omega$$

Obtenidos los parámetros dinámicos podemos calcular la ganancia del amplificador haciendo un análisis de las corrientes de entrada y salida del circuito, obteniendo la expresión:

$$A = \frac{(1 + gmr_{\pi 5})(r_{13} + r_l)r_L}{[r_{\pi 5} + (1 + gmr_{\pi 5})(r_{13} + r_L)](r_{13} + r_L)}$$

$$A = 0,96$$

Ahora, para calcular la impedancia de entrada:

$$Z_i = r_{17} \parallel r_{12} \parallel [r_{\pi 5} + (1 + gmr_{\pi 5})(r_{13} + r_l)]$$

$$Z_i = 10,77K\Omega$$

Mientras que la impedancia de salida viene dada por la expresión:

$$Z_o = r_{13} + \frac{r_{\pi 5} + r_{17}/2}{1 + gmr_{\pi 5}}$$

$$Z_o = 132\Omega$$

El modelo dinámico del amplificador de potencia se muestra en la tabla 2.

parámetro	valor
Z_i	10,77k Ω
Z_o	132 Ω
A	0,96

Cuadro 2: Modelo dinámico del amplificador de potencia

en la figura 6 se muestra la ganancia del amplificador de potencia. Se puede observar que el voltaje de entrada y de salida se superponen, ya que la ganancia es aproximadamente 1.

En la figura 7 se muestra el efecto crossover del amplificador de potencia.

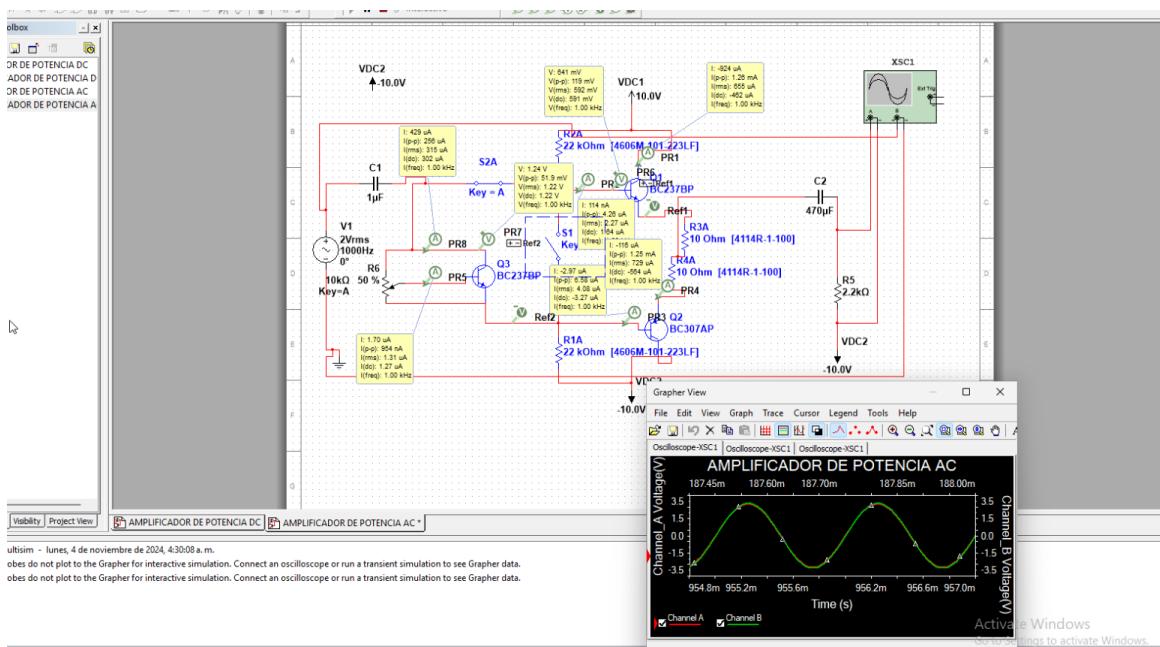


Figura 6: Ganancia del amplificador de potencia

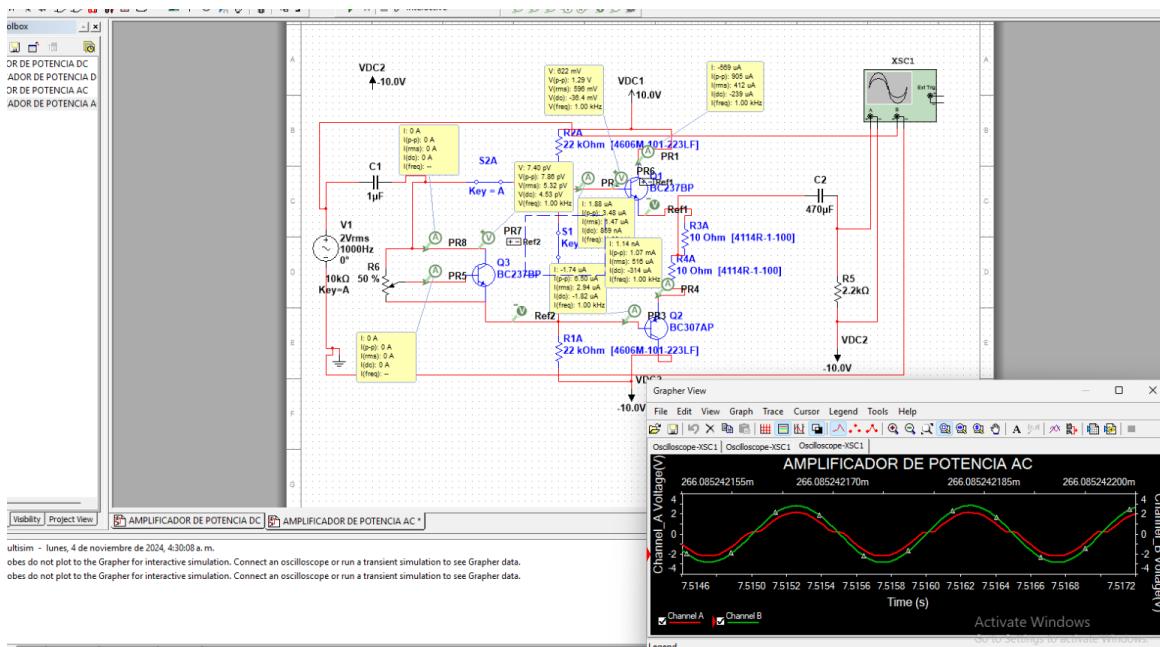


Figura 7: Efecto crossover del amplificador de potencia

4.2. Etapa diferencial

En primer lugar identificamos la etapa diferencial en el diagrama del amplificador multietapas, la cual es la que contiene a los transistores Q_1 y Q_2 . Dicha etapa se muestra en la figura 8.

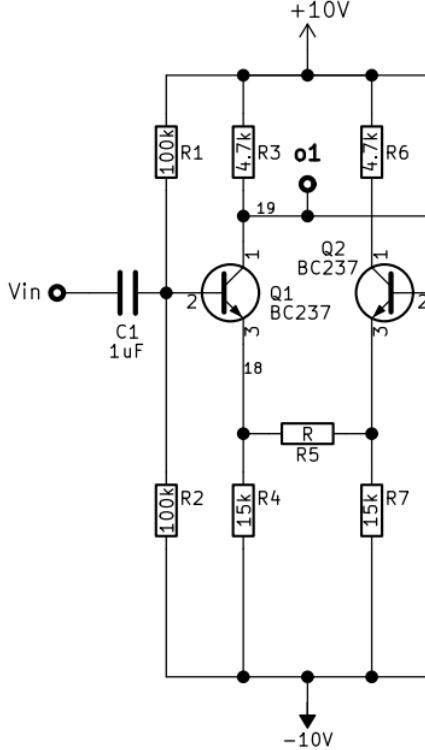


Figura 8: Etapa diferencial del amplificador

Ahora procedemos a calcular los puntos estáticos de operación, para ello tomamos los capacitores como circuitos abiertos, ya que estamos trabajando en DC y empezamos a calcular las corrientes en los transistores.

Asumiremos que la corriente que pasa por R_5 es 0.

Para calcular la corriente de base se usará el teorema de thevenin para sustituir R_1 y R_2 por una fuente y una resistencia que pasa por la base de Q_1 .

Para calcular el valor de la resistencia equivalente de thevenin:

$$R_{th} = R_1 // R_2$$

cómo $R_1 = R_2$

$$R_{th} = \frac{R_1}{2} = 50k\Omega$$

Ahora, calculamos el valor de la fuente de thevenin aplicando un divisor de voltaje:

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

$$V_{th} = 10V$$

Ahora aplicando LVK en la malla B-E (Q_4):

$$V_{th} - R_{th}I_b - V_{be} - R_7(I_e) = 0$$

despejando I_b , tenemos

$$I_b = \frac{V_{th} - V_{be}}{R_{th} + (\beta + 1)R_7}$$

usando un $\beta = 230$ entonces

$$I_b = 2,65\mu A$$

Ahora, para calcular I_c :

$$I_c = \beta I_b = 0,62mA$$

Y por último, para calcular V_{ce} aplicamos LVK:

$$V_{cc} - I_c R_3 - I_e R_4 - V_{ce} - V_{ee} = 0$$

Despejando V_{ce} y aproximando $I_c \approx I_e$, tenemos

$$V_{ce} = V_{cc} - V_{ee} - I_c(R_4 + R_3)$$

$$V_{ce} = 7,79V$$

Como el circuito es simétrico, los voltajes y corrientes I_b , I_e , I_c , V_{ce} y V_{be} son iguales.

El resumen de los puntos estáticos de operación en la etapa diferencial se muestra en la tabla 3.

Transistor	I_c	V_{ce}
Q_1	0,62mA	7,79V
Q_2	0,62mA	7,79V

Cuadro 3: Puntos estáticos de operación en la etapa diferencial

Ahora, para la parte dinámica, calculamos los parámetros del transistor utilizando $V_t = 26mV$ y $V_A = 100V$

$$gm = \frac{I_c}{V_t} = \frac{0,62mA}{26mV}$$

$$gm = 23,85 \times 10^{-3}$$

$$R_\pi = \frac{\beta}{gm} = \frac{230}{23,85 \times 10^{-3}}$$

$$R_\pi = 9,6k\Omega$$

$$R_o = \frac{V_A}{I_c} = \frac{100V}{0,62mA} = 161,29k\Omega$$

Resumimos los parámetros dinámicos de los transistores de la etapa diferencial en la tabla 4.

Transistor	R_π	gm	R_o
Q_1	9,6kΩ	23,85mS	161,29kΩ
Q_2	9,6kΩ	23,85mS	161,29kΩ

Cuadro 4: Parámetros dinámicos de los transistores de la etapa diferencial

Tomando el amplificador en su modo común, en primer lugar calculamos la impedancia de entrada, analizando el circuito obtenemos la expresión:

$$Z_i = R_1 || R_2 || (R_\pi + (1 + gmR_\pi)R_4)$$

sustituyendo los valores tenemos:

$$Z_i = 49K\Omega$$

Pero en modo común las impedancias de entrada están en paralelo y son las mismas, por lo tanto:

$$Z_c = 24,5K\Omega$$

Ahora la impedancia de salida es:

$$Z_o = Z_{cc} \parallel r_3$$

donde

$$Z_{ccQ1} = \frac{r_\pi + r_1/2 + [(1 + gmr_\pi) + \frac{r_\pi + r_1/2}{R_o}]r_4}{\frac{r_\pi + r_1/2 + r_4}{r_o}}$$

$$Z_{ccQ1} = 7,63M\Omega$$

pero, como $Z_{ccQ1} \gg r_3$ entonces:

$$Z_0 = r_3 = 4,7k\Omega$$

Ahora la ganancia es:

$$A_c = -\frac{gmR_\pi R_3}{R_\pi + (1 + gmR_\pi)R_4}$$

$$A_c = 0,31$$

Ahora analizamos en modo diferencial:

$$Z_d = R_1||R_2||(2R_\pi + (1 + gmR_\pi)R_5)$$

$$Z_d = 43,99k\Omega$$

Z_o es la misma que en modo común:

$$Z_0 = 4,9K\Omega$$

Por último calculamos la ganancia en modo diferencial:

$$A_d = -\frac{gmR_\pi R_3}{2R_\pi + (1 + gmR_\pi)R_5}$$

$$A_d = -2,96$$

Los datos del modelo dinámico de la etapa diferencial se muestran en la tabla 5 para el modo común y en la tabla 6 para el modo diferencial.

parámetro	valor
Z_i	24,5kΩ
Z_o	4,7kΩ
A	0,31

Cuadro 5: Modelo dinámico de la etapa diferencial modo común

parámetro	valor
Z_i	43,99kΩ
Z_o	4,7kΩ
A	-2,96

Cuadro 6: Modelo dinámico de la etapa diferencial modo diferencial

Modo	V_i	δV_i
modo diferencial	$2V$	$100mV$
modo común	$12,8V$	$0,4V$

Cuadro 7: Límite de máxima excursión

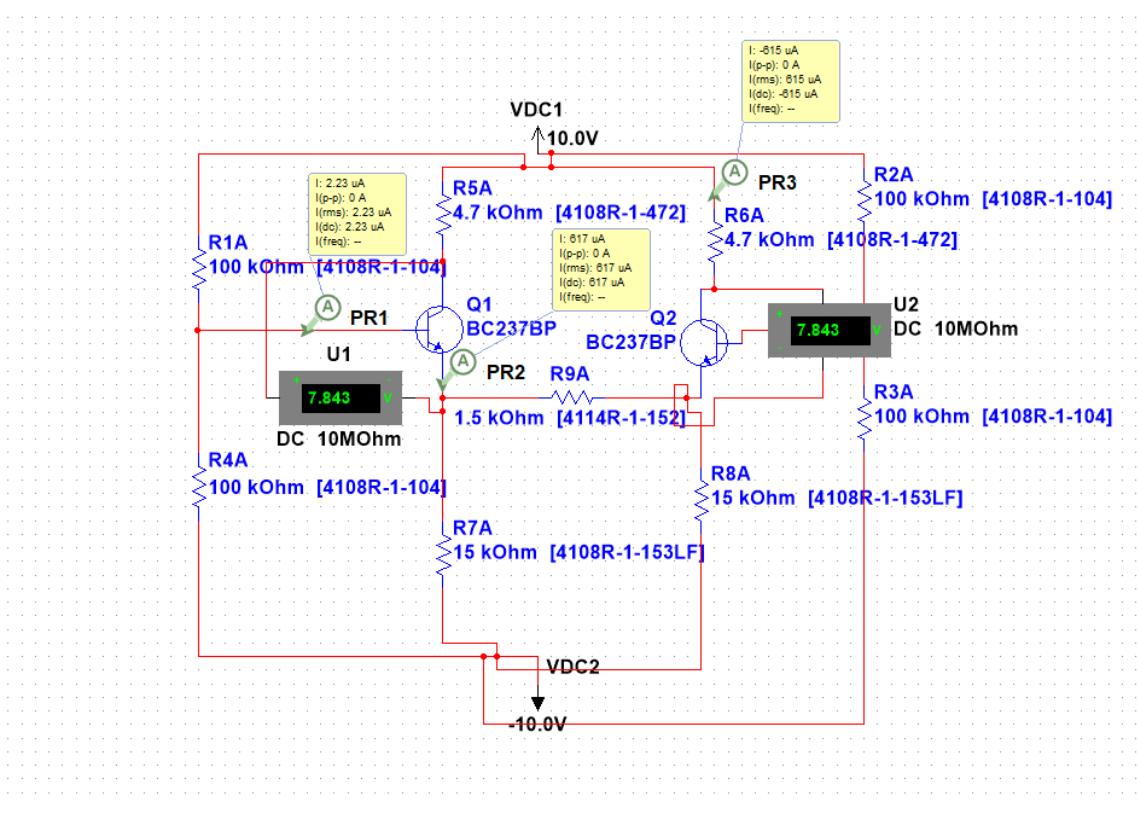


Figura 9: Simulación puntos estáticos etapa diferencial

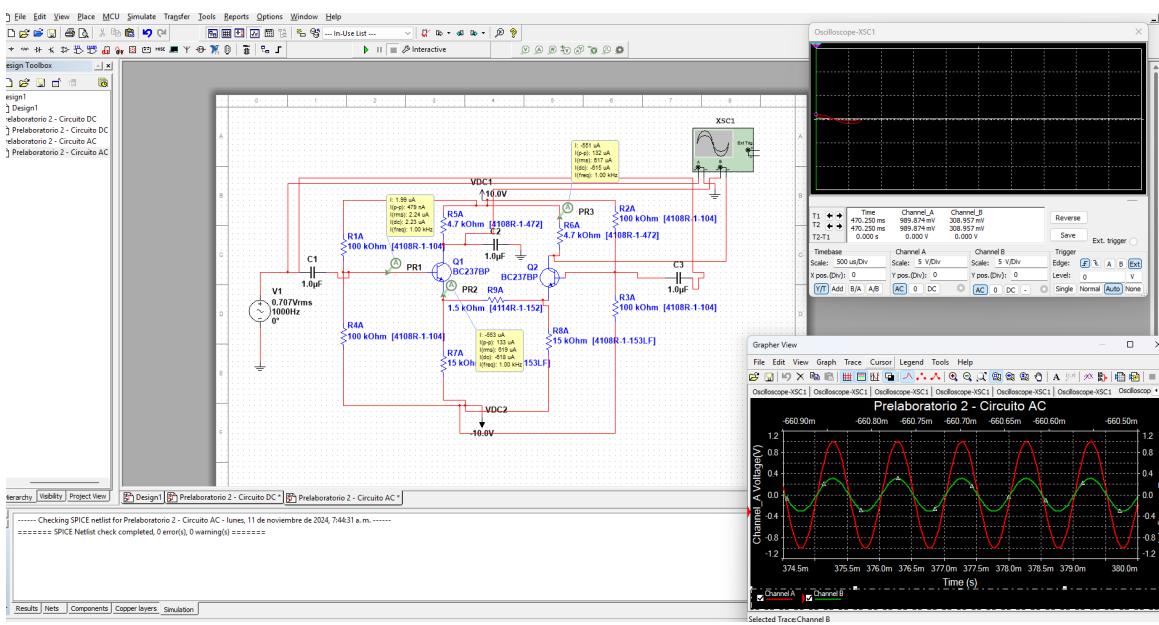


Figura 10: Simulación ganancia etapa diferencial modo común

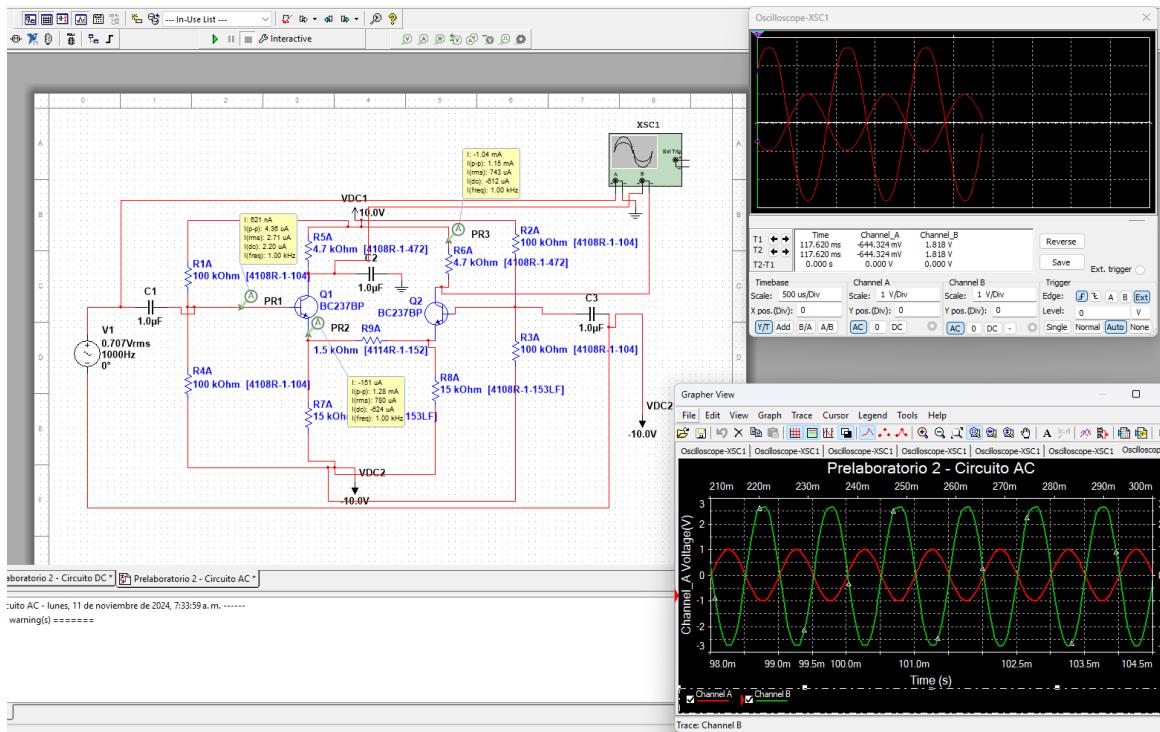


Figura 11: Simulación ganancia etapa diferencial modo diferencial

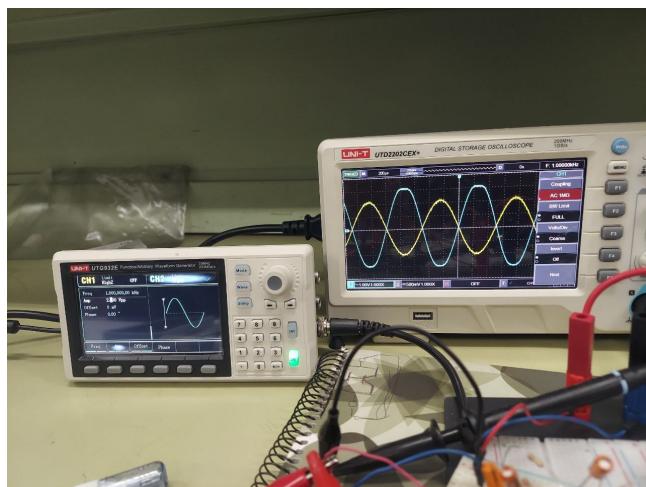


Figura 12: Límite de máxima excursión etapa diferencial modo diferencial

4.3. Etapa impulsora

Identificamos la etapa impulsora en el diagrama del amplificador multietapas, la cual es la que contiene al transistor Q_3 . Dicha etapa se muestra en la figura 13.

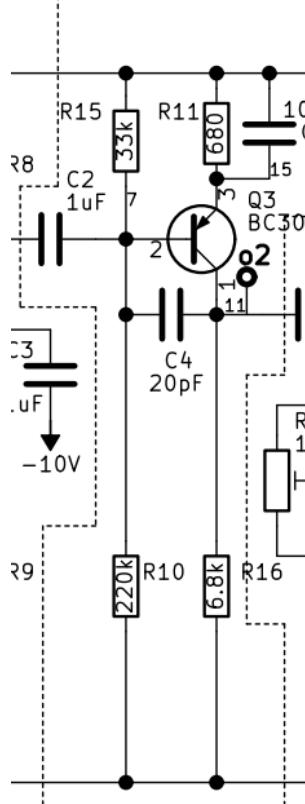


Figura 13: Etapa impulsora del amplificador

aplicamos thevenin de manera que:

$$R_{th} = R15 \parallel R10$$

$$R_{th} = 29k\Omega$$

$$V_{th} = \frac{R15}{R15 + R10}(V_{cc} - V_{ee})$$

$$V_{th} = 2,61V$$

Aplicando LVK en la malla del emisor:

$$V_{th} - V_{be} = R11\beta I_b + R_{th}I_b$$

$$I_b = \frac{V_{th} - V_{be}}{R11\beta + R_{th}}$$

usando un $\beta = 230$

$$I_b = 10,03\mu A$$

$$I_c = \beta I_b$$

$$I_c = 2,37mA$$

Aplicando LVK:

$$V_{ce} = V_{cc} - V_{ee} - I_e R_{11} - I_c R_{16}$$

$$V_{ce} = 2,27V$$

La tabla 8 presenta los puntos estáticos de operación en la etapa impulsora.

Transistor	I_c	V_{ce}
Q_3	2,37mA	2,27V

Cuadro 8: Puntos estáticos de operación en la etapa impulsora

La figura 14 muestra la simulación de los puntos estáticos de operación en la etapa impulsora.

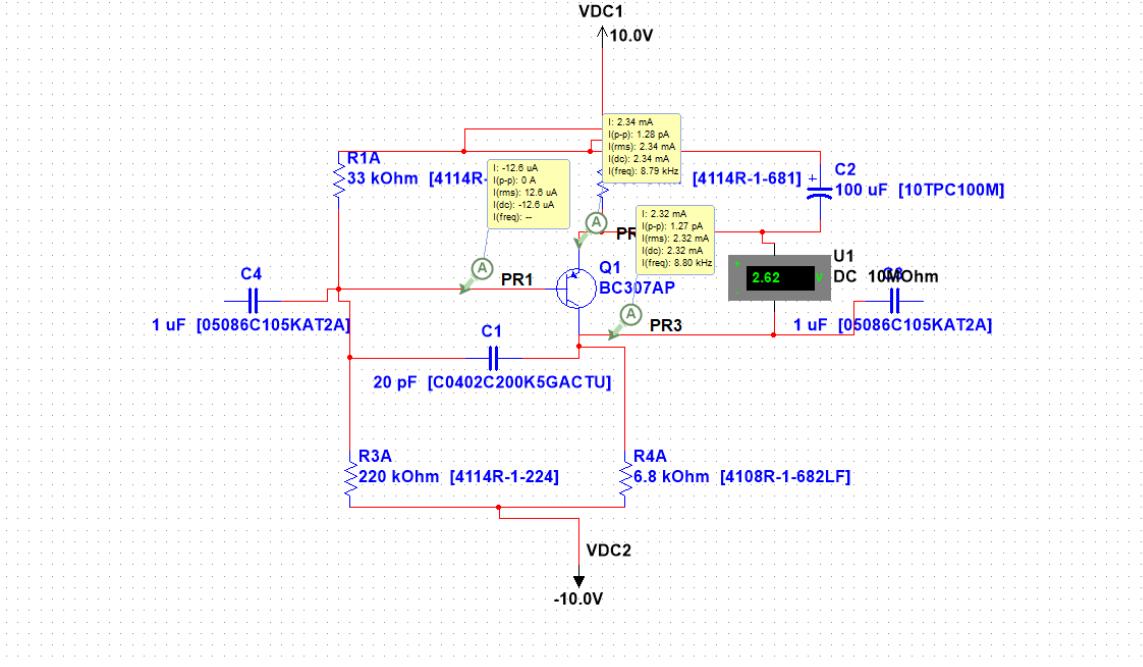


Figura 14: Simulación puntos estáticos etapa impulsora

Haciendo el análisis AC, tenemos

$$gm = \frac{I_c}{V_t} = 0,09$$

$$R_\pi = \frac{\beta}{gm} = 2523$$

$$R_o = \frac{V_A}{I_c} = \frac{100V}{2,37mA} = 42,20k\Omega$$

Transistor	R_π	gm	R_o
Q_3	2,52kΩ	0,09S	42,20kΩ

Cuadro 9: Parámetros dinámicos de la etapa impulsora

La impedancia de entrada es:

$$Z_i = R_{15} || R_{10} || r_\pi$$

$$z_i = 2,31k\Omega$$

Para calcular la impedancia de salida, aplicamos la ecuación:

$$Z_o = Z_{cc} \parallel r_{16}$$

pero, como $Z_{ccQ1} \gg r_3$ entonces:

$$Z_o = r_{16}$$

$$Z_o = 6,8k\Omega$$

para calcular la ganancia tenemos:

$$A = \frac{gmr_\pi R16}{r_\pi} = 619,90$$

La figura 15 muestra la simulación de la ganancia en la etapa impulsora.

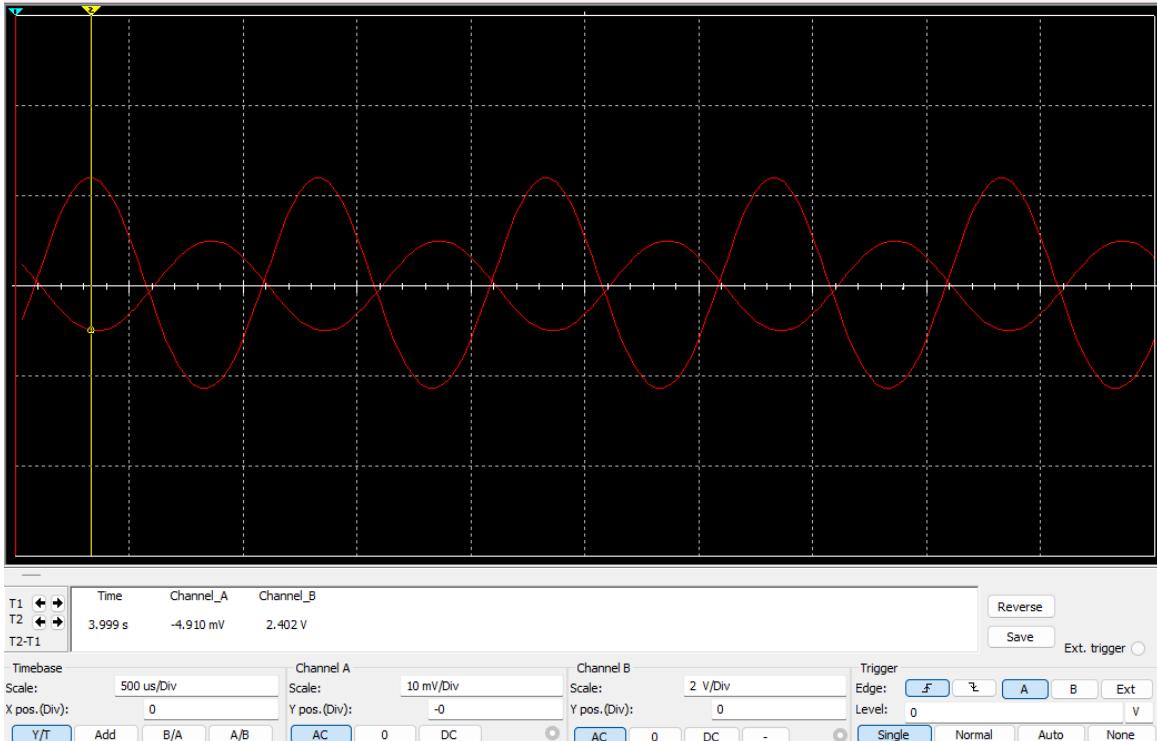


Figura 15: Simulación ganancia etapa impulsora

La tabla 9 presenta el modelo dinámico de la etapa impulsora.

parámetro	valor
Z_i	$2,31k\Omega$
Z_o	$6,8k\Omega$
A	619,90

Cuadro 10: Modelo dinámico de la etapa impulsora

4.4. Amplificador multietapas

Los puntos de operación del amplificador multietapas son todos aquellos que se calcularon para las etapas individuales. Mientras que en el modelo dinámico para las impedancias de entrada se utilizan las de la etapa diferencial tanto en modo común como en modo diferencial. Por otro lado, la impedancia de salida es la misma que la de la etapa de potencia.

Para encontrar la ganancia en el modo diferencial se analiza todo el circuito, pudiendo dividir la expresión en distintas partes de forma que:

$$A_d = A_1 A_2 A_3$$

donde A_1 es la ganancia desde la etapa diferencial, que viene dada por:

$$A_1 = \frac{-gmr_\pi R_3 \| r_{15} \| r_{10} \| r_{\pi 3}}{r_{\pi 1} + (1 + gmr_{\pi 1})(r_5 + \frac{r_{\pi 2}}{1 + gmr_{\pi 2}})}$$

$$A_1 = -1,03$$

A_2 es la ganancia vista desde la etapa impulsora, que viene dada por:

$$A_2 = \frac{-gmr_{\pi 3}R_{16} \| r_{17} \| r_{12} \| [r_{\pi 5} + (1 + gmr_{\pi 5})(r_{13} + r_l)]}{r_{\pi 3}}$$

$$A_2 = -383,52$$

A_3 es la ganancia vista desde la etapa potencia, que viene dada por:

$$A_3 = \frac{(1 + gmr_{\pi 5})(r_{13} + r_l)r_l}{[r_{\pi 5} + (1 + gmr_{\pi 5})(r_{13} + r_l)](r_{13} + r_l)}$$

$$A_3 = 0,96$$

Por lo que la ganancia diferencial es:

$$A_d = 1,03 \times 383,52 \times 0,96 = 1,03 \times 383,52 \times 0,96 = 379,22$$

La tabla 11 presenta el modelo dinámico del amplificador multietapas en modo diferencial.

parámetro	valor
Z_i	43,99kΩ
Z_o	132Ω
A	379,22

Cuadro 11: Modelo dinámico amplificador multietapas en modo diferencial

La figura 16 muestra la simulación del amplificador multietapas en modo diferencial.

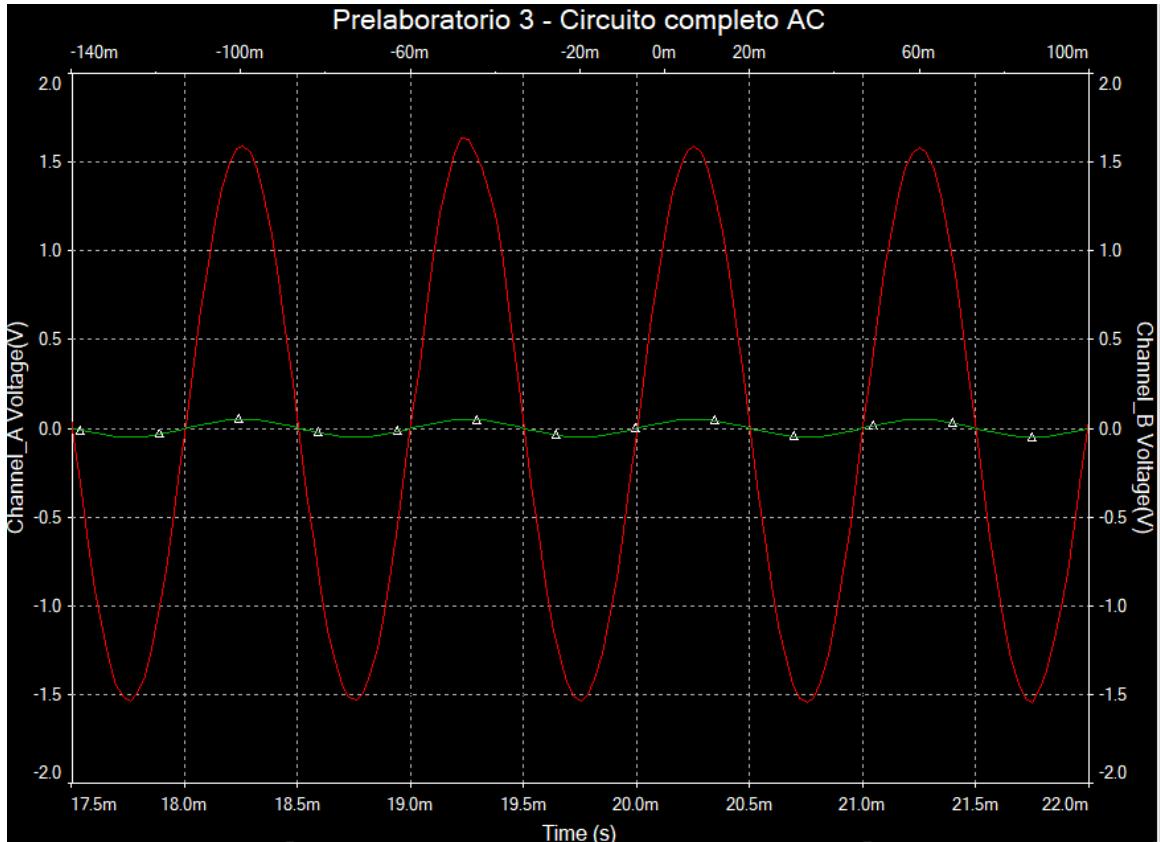


Figura 16: Simulación amplificador multietapas en modo diferencial

Para encontrar el valor de la ganancia en el modo común se utiliza la misma fórmula que en el modo diferencial pero se reemplaza el valor de A_1 por:

$$A_1 = \frac{-gmr_{\pi 1}R_3 \parallel r_{15} \parallel r_{10} \parallel r_{\pi 3}}{r_{\pi 1} + (1 + gmr_{\pi 1})r_4}$$

$$A_1 = -0,11$$

Por lo tanto, la ganancia en modo común es:

$$A_c = A_1 A_2 A_3 = 0,11 \times 383,52 \times 0,96 = 0,11 \times 383,52 \times 0,96 = 40,05$$

La tabla 12 presenta el modelo dinámico del amplificador multietapas en modo común.

parámetro	valor
Z_i	24,5 kΩ
Z_o	132 Ω
A	40,05

Cuadro 12: Modelo dinámico amplificador multietapas en modo común

La figura 17 muestra la simulación del amplificador multietapas en modo común.

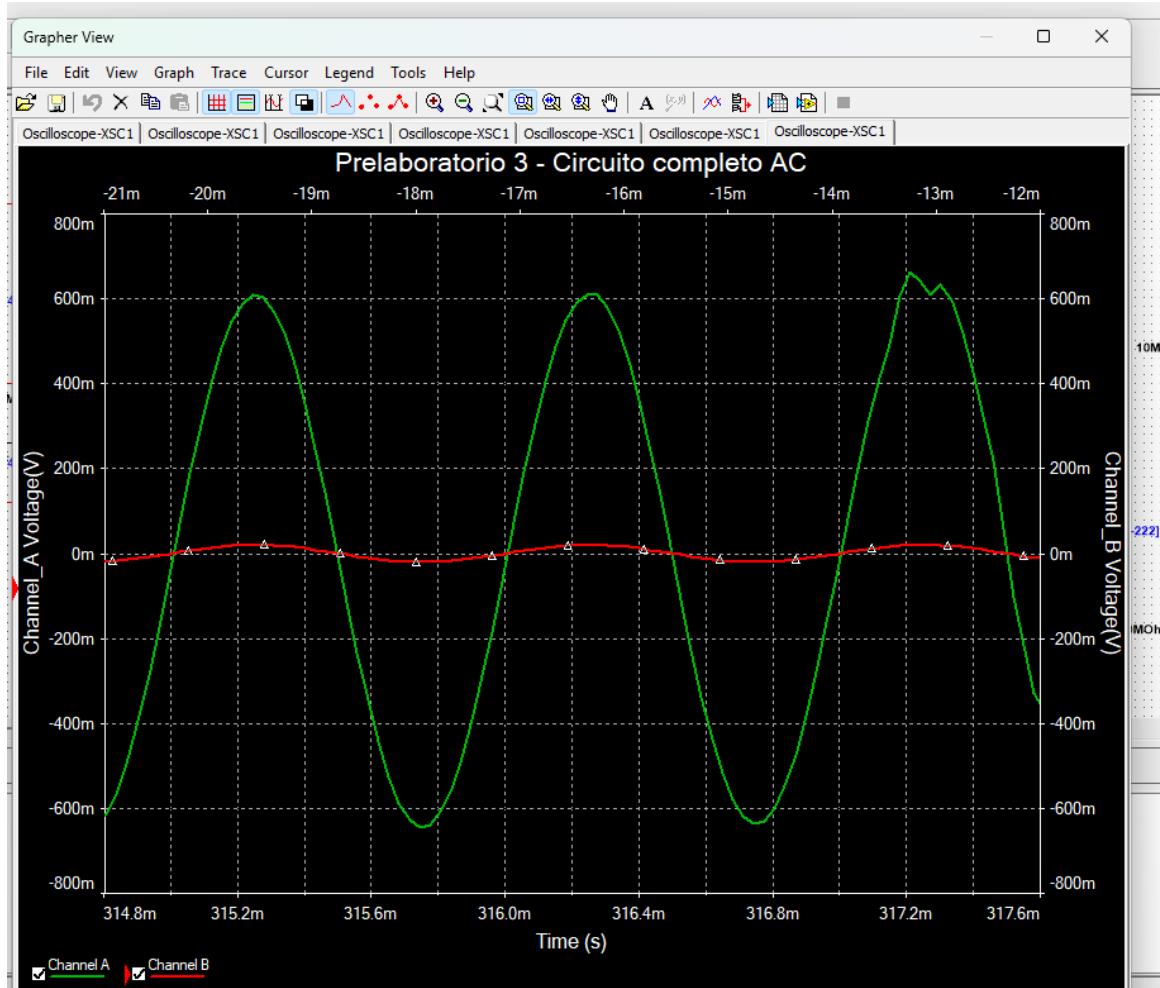


Figura 17: Simulación amplificador multietapas en modo común

4.5. Respuesta en frecuencia

En primer lugar se identifican los capacitores de baja frecuencia, los cuales son C1, C2, C3, C5, C6 y C7. para obtener las frecuencias de corte usaremos:

$$\omega_{ci} = \frac{1}{C_i R_{eq} C_i}$$

Para C_1 tenemos:

$$\omega_{C1} = \frac{1}{C_1 * R_{eqC1}} = \frac{1}{42K \times 10^{-6}} = 23,34 rad/s$$

Para C_2 tenemos:

$$\omega_{C2} = \frac{1}{C_2 * R_{eqC2}} = \frac{1}{10K \times 10^{-6}} = 140,34 rad/s$$

Para C_3 tenemos:

$$\omega_{C3} = \frac{1}{C_3 * R_{eqC3}} = \frac{1}{10K \times 10^{-6}} = 23,34 rad/s$$

Para C_5 tenemos:

$$\omega_{C5} = \frac{1}{C_5 * R_{eqC5}} = \frac{1}{10K \times 10^{-6}} = 0,84 rad/s$$

Para C_6 tenemos:

$$\omega_{C6} = \frac{1}{C_6 * R_{eqC6}} = \frac{1}{10K \times 10^{-6}} = 442,6 rad/s$$

Para C_7 tenemos:

$$\omega_{C7} = \frac{1}{C_7 * R_{eqC7}} = \frac{1}{10K \times 10^{-6}} = 65,34 rad/s$$

sabiendo que:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{T}$$

Capacitor	Velocidad angular	Frecuencia
C1	23.34 rad / s	3.401 Hz
C2	140.34 rad / s	21.002 Hz
C3	23.34 rad / s	3.561 Hz
C5	0.84 rad / s	0.14 Hz
C6	442.6 rad / s	70.414 Hz
C7	65.34 rad / s	9.013 Hz

Cuadro 13: Frecuencia de corte de los capacitores de baja frecuencia

La frecuencia de corte inferior es la mayor frecuencia entre todos los valores obtenidos, por lo tanto

$$f_L = 70,414 Hz$$

4.6. Realimentación

La figura 18 muestra el modelo dinámico del amplificador base. Cuyos parámetros son los mostrados en la tabla 14.

Ahora calculamos los parámetros del amplificador realimentado negativamente. para la impedancia de entrada Z_i tenemos:

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

Y la impedancia de salida viene dada por la expresión:

$$Z_o = \frac{R_o}{A/(1 + \frac{R_f}{R_s})}$$

Por lo tanto el valor de Z_o es:

$$Z_o = 0,137\Omega$$

El valor de la ganancia de la realimentación negativa es:

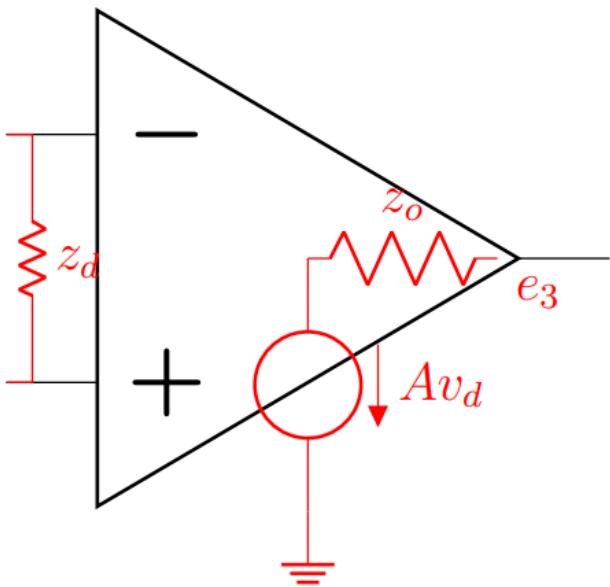


Figura 18: Modelo dinámico del amplificador base

$$A_{fb} = -\frac{R_f}{R_s} = -\frac{11k\Omega}{3,3k\Omega} = -3,33$$

Y debido a que $A \Rightarrow \infty$ en el amplificador base, el valor de la ganancia de la realimentación negativa es:

$$A = -\frac{1}{\beta}$$

despejando β de la expresión anterior, tenemos:

$$\beta = -\frac{1}{A} = -\frac{1}{3,33} = 0,333$$

Para encontrar las frecuencias de corte inferior utilizamos la expresión:

$$f_{Lf} = \frac{f_{Lb}}{1 + A_b}$$

entonces:

$$f_{Hf} = \frac{69,61Hz}{1 + 49,54} = 1,37Hz$$

Para hallar la frecuencia de corte superior utilizamos la expresión:

$$f_{Hf} = f_{Hb} \cdot (1 + A_b)$$

Por lo tanto:

$$f_{Hf} = 11kHz \cdot (1 + 49,54) = 555,94kHz$$

Ahora, para el amplificador realimentado positivamente, procedemos a calcular la ganancia:

$$A_{fb} = 1 + \frac{R_f}{R_s} = 1 + \frac{11k\Omega}{3,3k\Omega} = 4,33$$

La impedancia de entrada con realimentación positiva es:

Parámetro	Valor
Z_i	3,3 [$k\Omega$]
Z_o	0,17 [Ω]
A_b	-3,33
f_L	1,37 [Hz]
f_H	555,94 [kHz]

Cuadro 14: Valores de los parámetros dinámicos del amplificador Realimentado

$$Z_i = \frac{Z_d \cdot A_b}{1 + \frac{R_f}{R_s}} = \frac{43,99k\Omega \cdot 300}{1 + \frac{11k\Omega}{3,3k\Omega}} = 3,05M\Omega$$

Y la impedancia de salida con realimentación positiva es igual a la impedancia de salida de realimentación negativa:

$$Z_o = 0,137\Omega$$

La figura 19 muestra el circuito del amplificador realimentado negativamente construido en multisim.

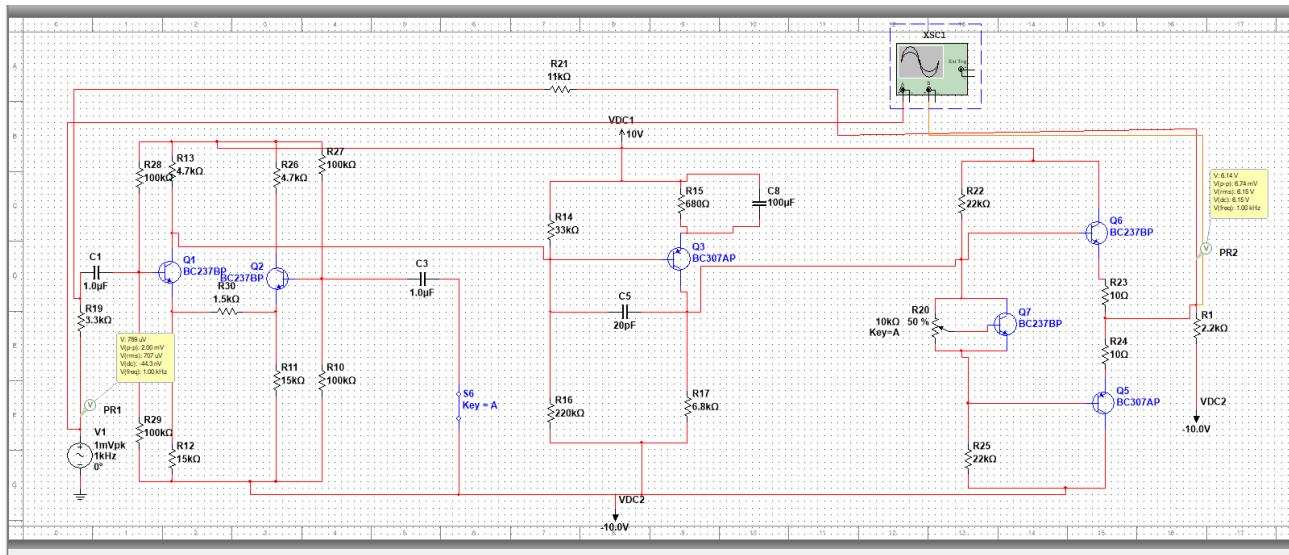


Figura 19: Circuito amplificador con realimentación negativa

En la figura 20 podemos observar una ganancia de aproximadamente 3,3 que coincide con la ganancia de los cálculos.

En la figura 21 podemos observar un aumento en el ancho de banda con realimentación negativa. Podemos observar que las frecuencias de corte coinciden con los calculados previamente.

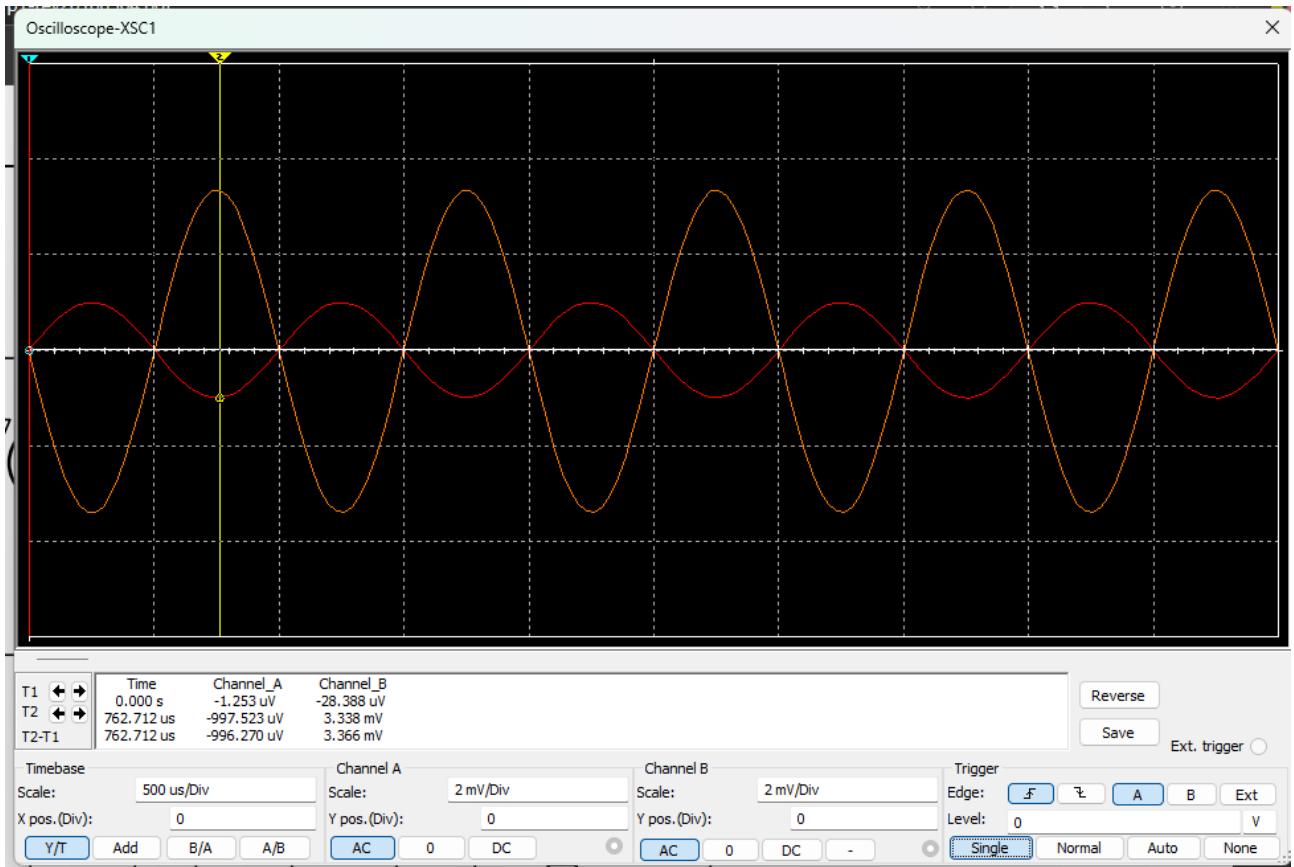


Figura 20: Ganancia de la realimentación negativa

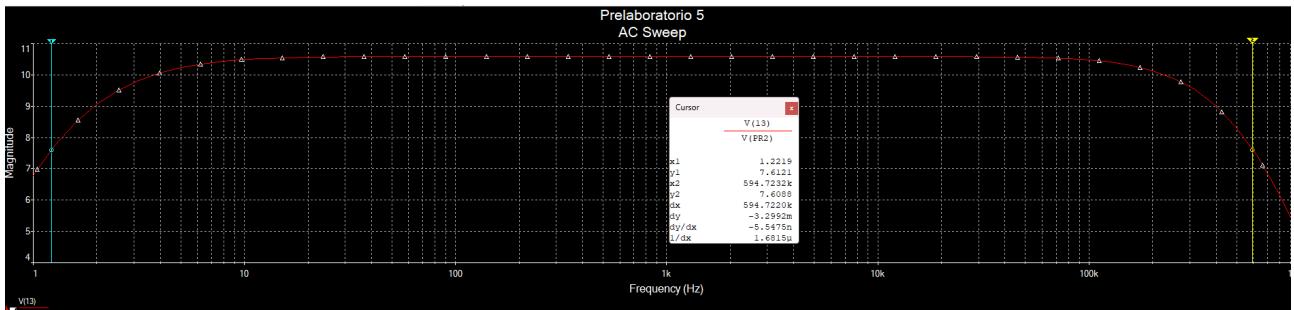


Figura 21: Respuesta en frecuencia del amplificador realimentado negativamente

La figura 22 muestra la construcción del circuito del amplificador realimentado positivamente.

La ganancia de este amplificador se puede observar en la figura del 23 y podemos observar que coincide con la ganancia calculada anteriormente de 4.33. Sin embargo podemos observar que despues de un tiempo la ganancia cambia y toma la forma mostrada en la figura 24.

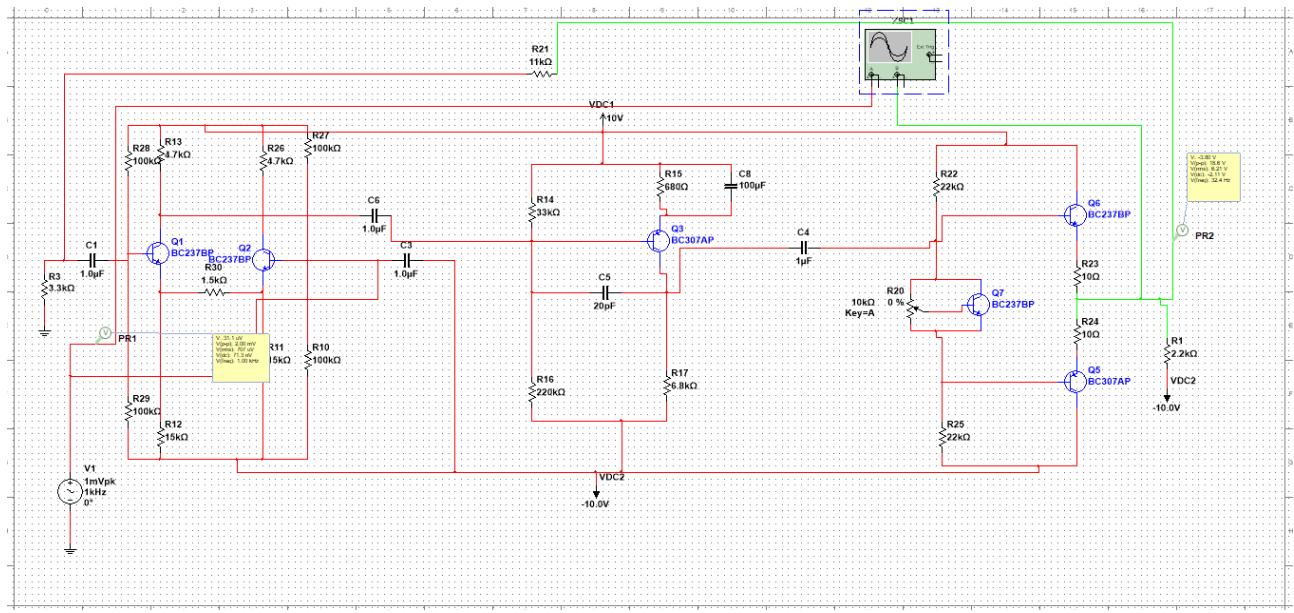


Figura 22: Circuito de realimentación positiva sin condensador

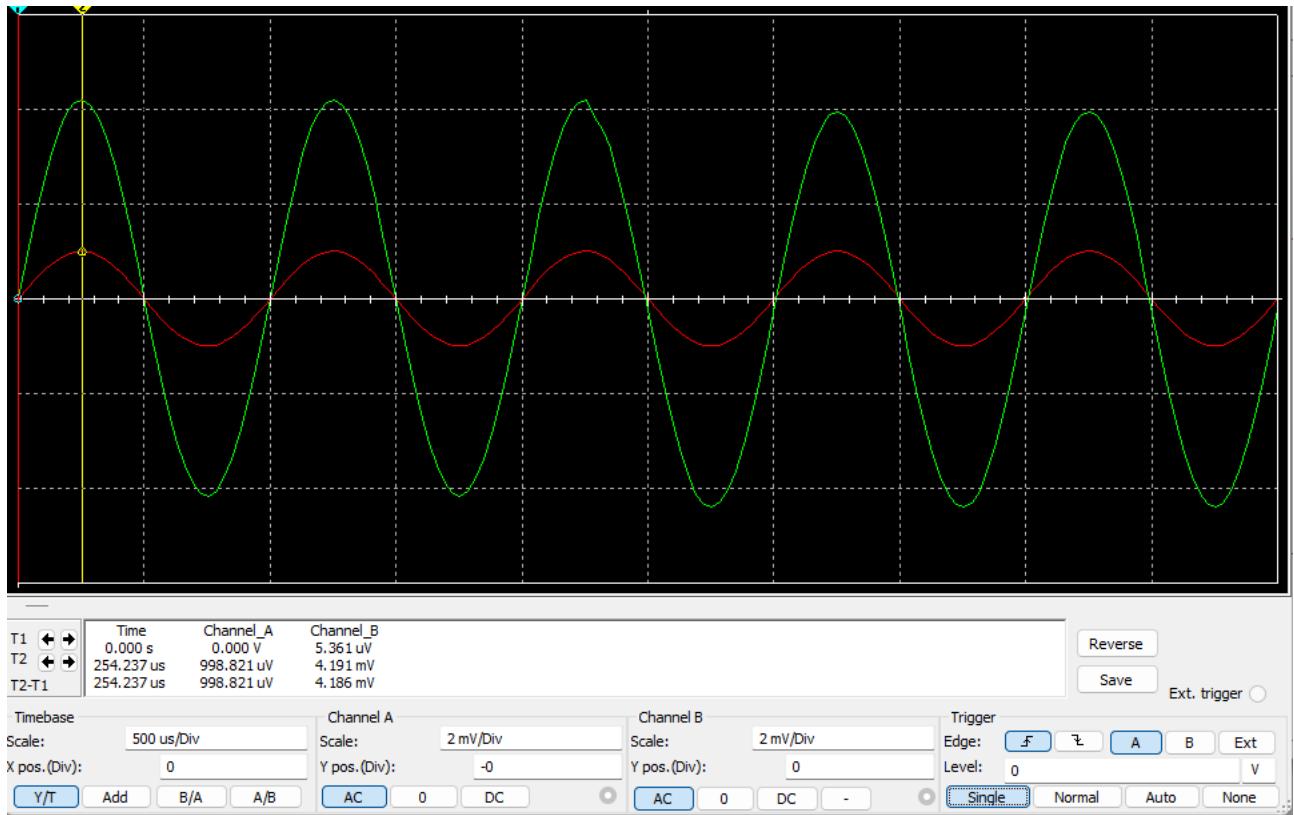


Figura 23: Ganancia del circuito de realimentación positiva sin condensador

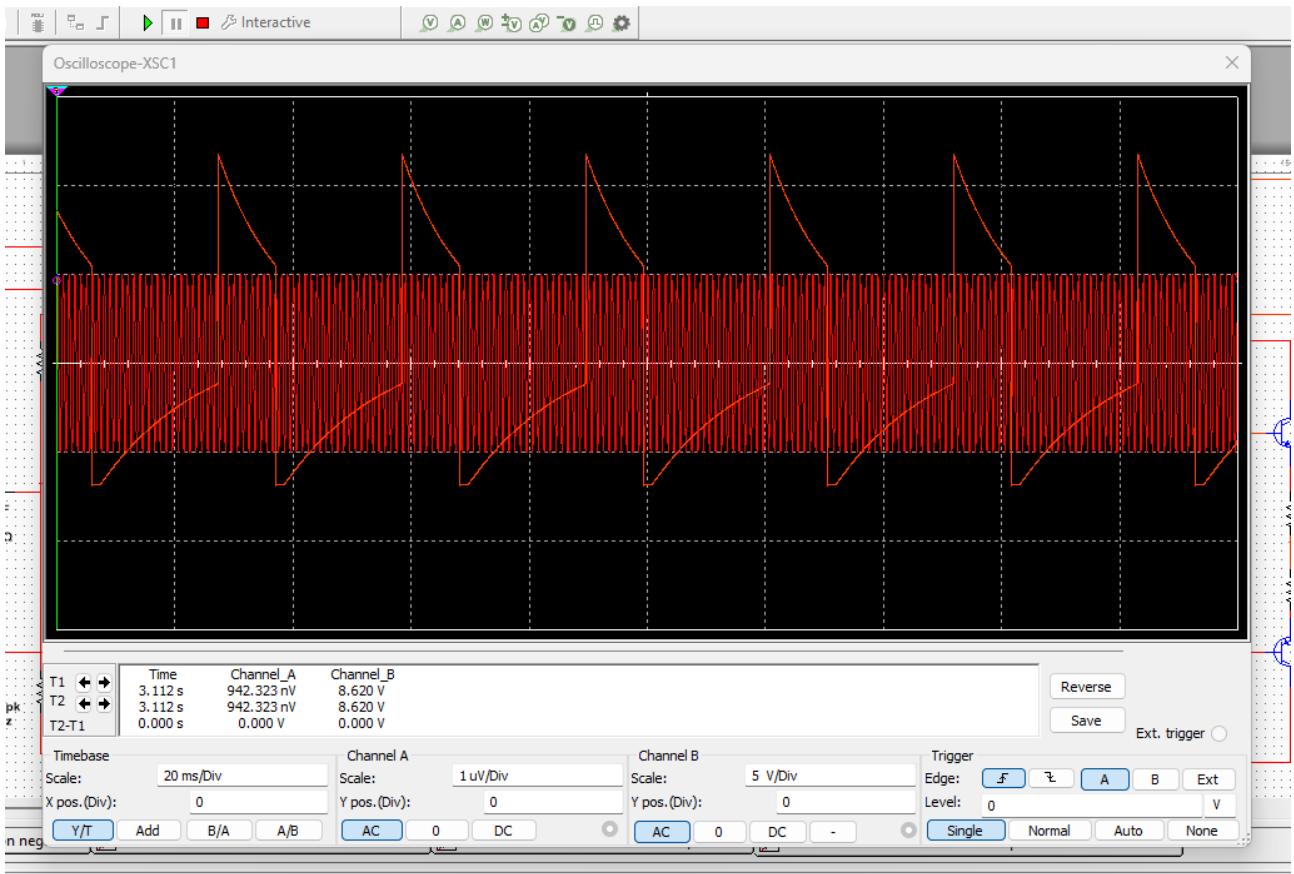


Figura 24: Ganancia del circuito de realimentación positiva sin condensador despues de unos segundos

Podemos observar la respuesta en frecuencia del amplificador realimentado positivamente en la figura 25.



Figura 25: Respuesta en frecuencia del amplificador con Realimentación positiva sin condensador

Amplificador realimentado positiva y negativamente

La figura 26 muestra el circuito del amplificador con realimentación positiva y negativa con condensador.

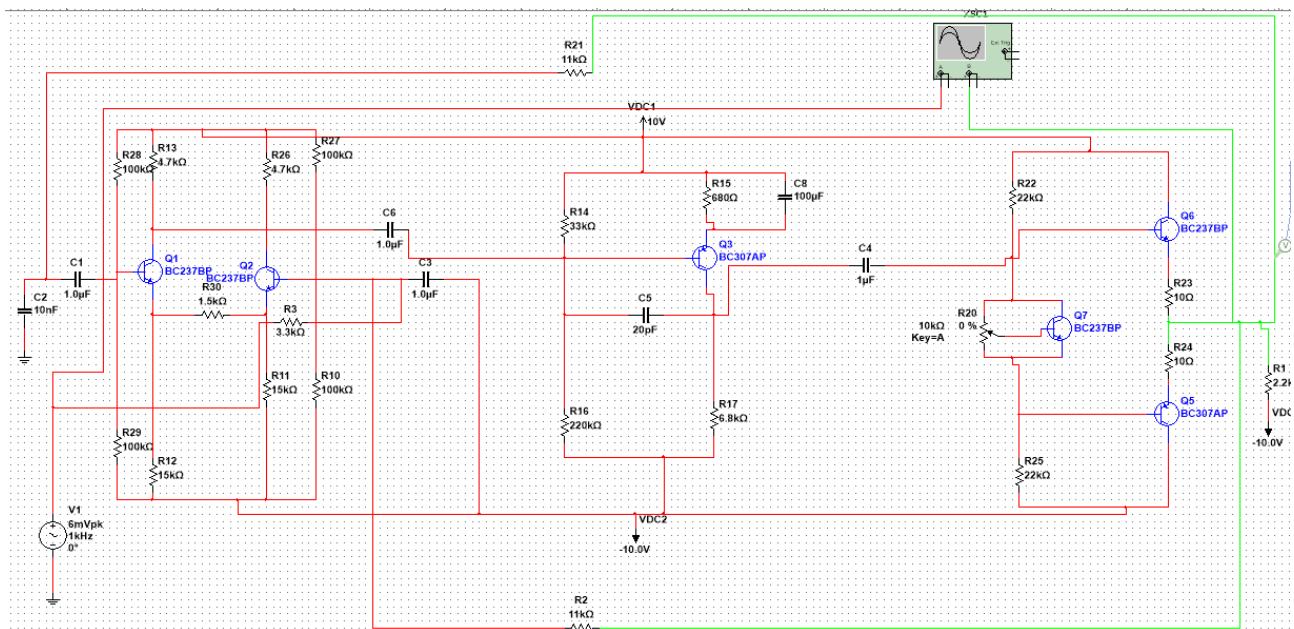


Figura 26: Circuito con realimentación positiva y negativa

La ganancia este amplificador se puede observar en la figura 27.

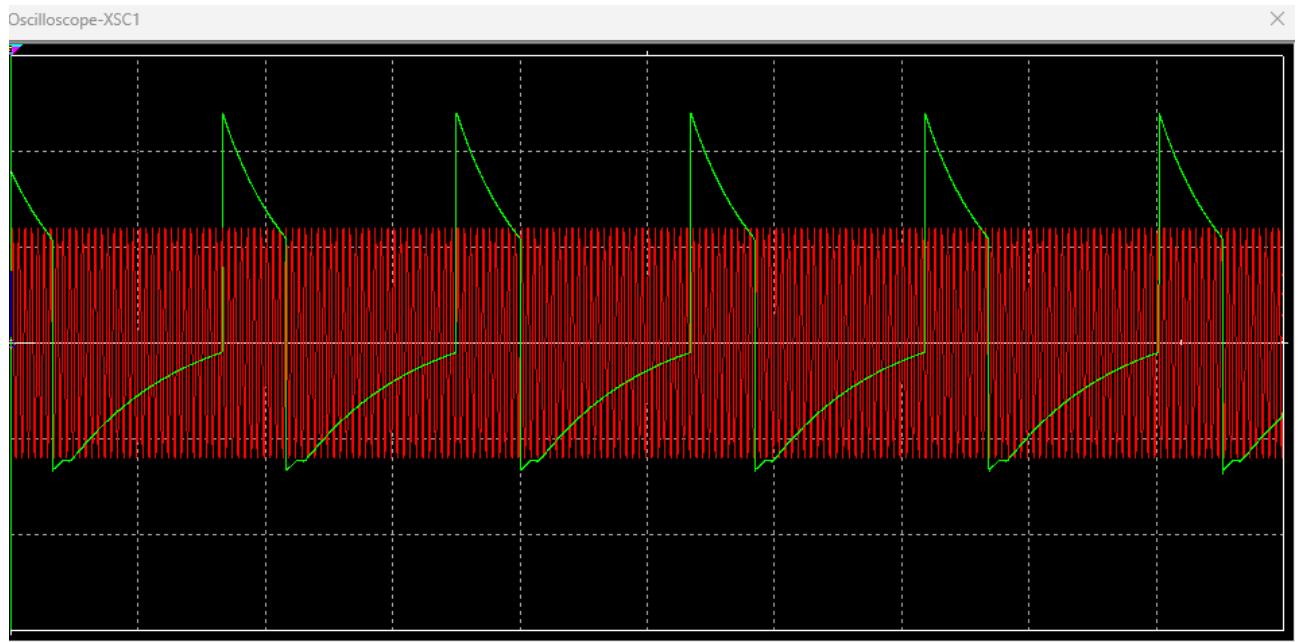


Figura 27: Ganancia con realimentación positiva y negativa

La respuesta en frecuencia del amplificador se puede observar en la figura 28.

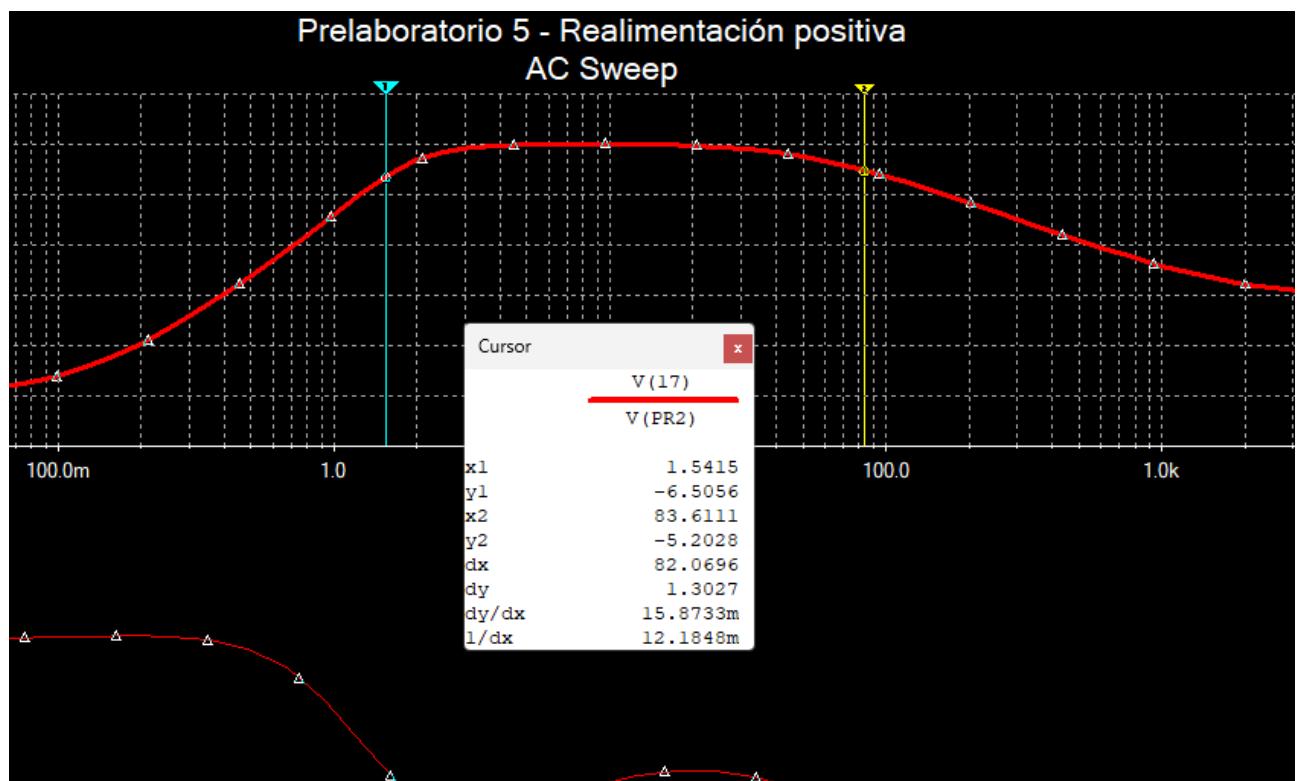


Figura 28: Circuito con realimentación positiva y negativa

5. Presentación de resultados

5.1. Práctica 1

5.1.1. Puntos de operación

En el cuadro 15 se muestran las mediciones DC de las transistores Q4, Q5 y Q6 necesarios para obtener los puntos de operación en la etapa de potencia.

Transistor	$V_c()$	$\Delta V_c()$	$V_b()$	$\Delta V_b()$	$V_e()$	$\Delta V_e()$	V_{e2}	ΔV_{e2}	R_e	ΔR_{e2}
Q4	0.7	0.01	0	0.01	-0.6	0.004	5000	500	20	1
Q5	10	1	0.7	0.1	0.05	0.01	0.02	0.004	20	1
Q6	-10	1	-0.56	0.04	0.02	0.004	0.05	0.01	20	1

Cuadro 15: Mediciones DC etapa de potencia

Usando las mediciones del cuadro 15 se calculan los puntos de operación en la etapa de potencia representados en los cuadros 16 y 17.

Transistor	Teórico	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
Q4	$302,36 \times 10^{-6}$	120×10^{-6}	$12,1918 \times 10^{-6}$	$182,36 \times 10^{-6}$	60 %
Q5	350×10^{-6}	$1,50 \times 10^{-3}$	$543,714 \times 10^{-6}$	$1,150 \times 10^{-3}$	329 %
Q6	350×10^{-6}	$-1,50 \times 10^{-3}$	$543,714 \times 10^{-6}$	$1,850 \times 10^{-3}$	529 %

Cuadro 16: Corrientes colector práctica 1

Transistor	$V_{ce}[V]$	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
Q4	1.24	1.300000000000000	0.01077033	0.06000000	4.84 %
Q5	9.99	9.95000000000000	1.000049999	0.04000000	0.40 %
Q6	-9.99	-10.0200000000000	1.000008	0.03000000	-0.30 %

Cuadro 17: Voltajes V_{ce} de la etapa de potencia

5.1.2. Modelo dinámico

El cuadro 18 muestra los datos para calcular la impedancia de entrada en la etapa de potencia.

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$
0.52	0.04	0.26	0.02	10000	100

Cuadro 18: Mediciones para calcular impedancia de entrada en la etapa de potencia

El cuadro 19 muestra los datos para calcular la impedancia de salida en la etapa de potencia.

$V_{o_{sc}}[V]$	$\Delta V_{o_{sc}}[V]$	$V_{o_{cc}}[V]$	$\Delta V_{o_{cc}}[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$
0.52	0.05	0.24	0.02	10	1

Cuadro 19: Mediciones para calcular la impedancia de salida en la etapa de potencia

El cuadro 20 muestra los datos de voltaje de entrada y salida en la etapa de potencia.

$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$
0.52	0.04	0.48	0.04

Cuadro 20: Datos de voltaje de entrada y salida etapa de potencia

Usando los datos medidos en los cuadros 20, 18 y 19 se calculan los valores de los parámetros del modelo dinámico de la etapa de potencia representados en el cuadro 21.

Parámetro	Valor Teórico	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
$Z_i[O]$	10770	10000	2178.010058	770.0000000	7.15 %
$Z_o[O]$	132	11.66666667	2.993563053	120.33333333	91.16 %
A	0.96	0.923076923	0.104685243	0.03692308	3.85 %

Cuadro 21: Mediciones modelo dinámico etapa de potencia

5.1.3. Transistor clase C

En el cuadro 22 se muestran las mediciones DC de operación en la etapa de potencia conectado como amplificador clase C.

Transistor	$Vc[V]$	$\Delta Vc[V]$	$Vb[V]$	$\Delta Vb[V]$	$Ve[V]$	$\Delta Ve[V]$	$Re[\Omega]$	$\Delta Re[\Omega]$
Q4	0.7	0.01	0	0.01	-0.6	0.004	5000	500
Q5	10	1	0.4	0.0004	-0.04	0.02	20	1
Q6	-10	1	-0.34	0.02	-0.026	0.004	20	1

Cuadro 22: Mediciones DC etapa de potencia clase C

Con el cuadro 22 se muestran los puntos de operación en la etapa de potencia conectado como amplificador clase C de la figura 23.

Transistor	Parámetro	Valor Teórico	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
Q4	$Ic[A]$	3.02E-04	0.00012	1.21918E-05	0.00018236	60.31 %
Q5	$Ic[A]$	3.50E-04	-0.0007	0.001020404	0.00105000	300.00 %
Q6	$Ic[A]$	3.50E-04	0.0007	0.001020404	0.00035000	100.00 %
Q4	$Vce[V]$	1.24	1.3	0.01077033	0.06000000	4.84 %
Q5	$Vce[V]$	9.99	10.04	1.00019998	0.05000000	0.50 %
Q6	$Vce[V]$	-9.99	-9.974	1.000008	0.01600000	-0.16 %

Cuadro 23: Voltajes V_{ce} de la etapa de potencia

En la figura 29 se muestra el efecto crossover del amplificador clase C de la etapa de potencia.

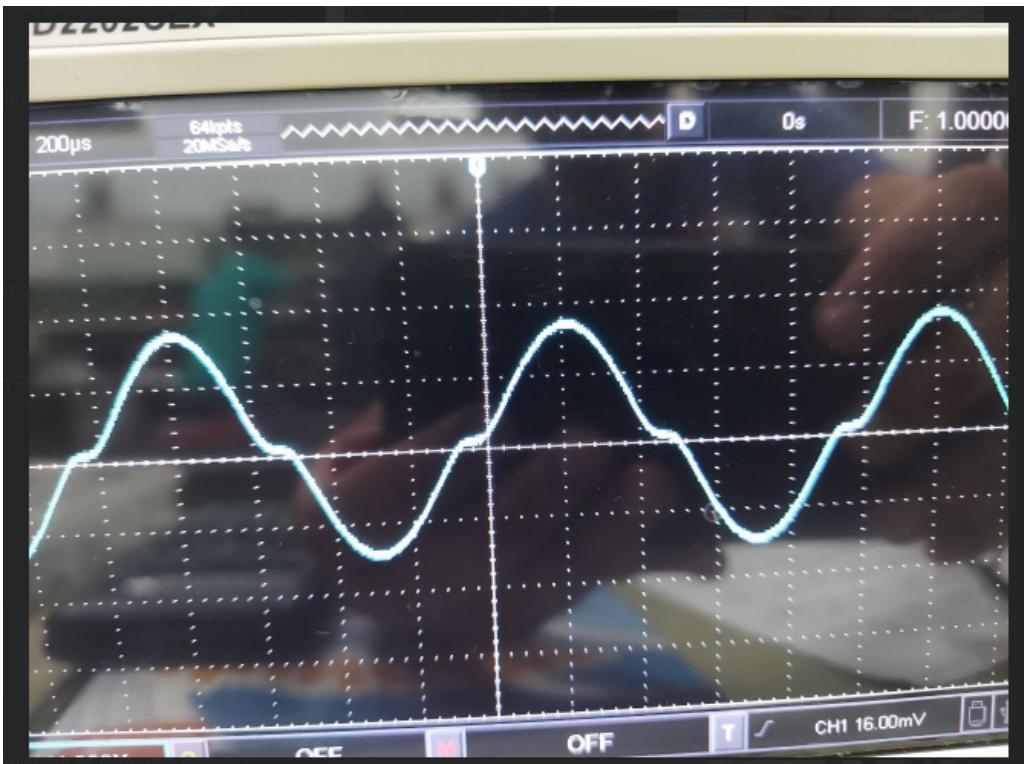


Figura 29: Efecto crossover amplificador clase C de la etapa de potencia

5.2. Práctica 2

5.2.1. Puntos estáticos de operación etapa diferencial

El cuadro 24 muestra las mediciones de voltaje DC de los transistores Q_1 y Q_2 de la etapa diferencial de la práctica 2.

Transistor	$V_c[V]$	$\Delta V_c[V]$	$V_b[V]$	$\Delta V_b[V]$	$V_e[V]$	$\Delta V_e[V]$	$R_c[\Omega]$	$\Delta R_c[\Omega]$
Q1	7.2	0.2	-0.016	0.002	-0.6	0.04	4700	235
Q2	7.2	0.2	-0.052	0.004	-0.6	0.04	4700	235

Cuadro 24: Mediciones voltaje DC etapa diferencial

Utilizando los datos en el cuadro 24, se hayaron las mediciones indirectas de los puntos de reposo de la etapa diferencial, los cuales se muestran en el cuadro 25.

Parámetro	Transistor	Valor Teórico	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
I_c	Q1	0.00062	0.000595745	0.000219015	0.00002426	3.91 %
I_c	Q2	0.00062	0.000595745	0.000219015	0.00002426	3.91 %
V_{ce}	Q1	7.79	7.8	0.203960781	0.01000000	0.13 %
V_{ce}	Q2	7.79	7.8	0.203960781	0.01000000	0.13 %

Cuadro 25: Mediciones puntos de reposo etapa diferencial

5.2.2. Modelo dinámico etapa diferencial modo diferencial

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$
1.04	0.04	0.48	0.02	48000	4800

Cuadro 26: Impedancia de entrada etapa diferencial modo diferencial

La máxima excusión de la etapa diferencial se alcanza cuando se pasa el límite de $3 \pm 0.2V$ en el voltaje de salida V_o en el cuando el voltaje de entrada es $V_i = 1 \pm 0.1V$.

$V_{o_{sc}}[V]$	$\Delta V_{o_{sc}}[V]$	$V_{o_{cc}}[V]$	$\Delta V_{o_{cc}}[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$
3.2	0.1	1.6	0.04	4700	470

Cuadro 27: Impedancia de salida etapa diferencial

$Vi[V]$	$\Delta Vi[V]$	$Vo[V]$	$\Delta Vo[V]$
1	0.1	3.2	0.1

Cuadro 28: Voltajes de entrada y de salida etapa diferencial modo diferencial

Parámetro	Valor	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
$[Z]_i$	43990	41142.85714	5974.907966	2847.142857	6.47 %
$[Z]_o$	4700	4700	602.0083575	0	0.00 %
$[A]$	-2.96	-3.2	0.335261092	0.24	8.11 %

Cuadro 29: Modelo dinámico etapa diferencial modo diferencial

5.2.3. modelo dinámico etapa diferencial modo común

$Vg[V]$	$\Delta Vg[V]$	$Vi[V]$	$\Delta Vi[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$
1.04	0.04	0.31	0.015	48000	4800

Cuadro 30: Impedancia de entrada etapa diferencial modo común

$Vi[V]$	$\Delta Vi[V]$	$Vo[V]$	$\Delta Vo[V]$
1	0.04	0.3	0.01

Cuadro 31: Voltajes de entrada y salida etapa diferencial modo común

Parámetro	Valor	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
$Z_i[\Omega]$	24500	20383.56164	2716.026753	4116.438356	16.80 %
$Z_o[\Omega]$	4700	4700	602.0083575	0	0.00 %
A	0.31	0.3	0.015620499	0.01	3.23 %

Cuadro 32: Modelo dinámico etapa diferencial modo común

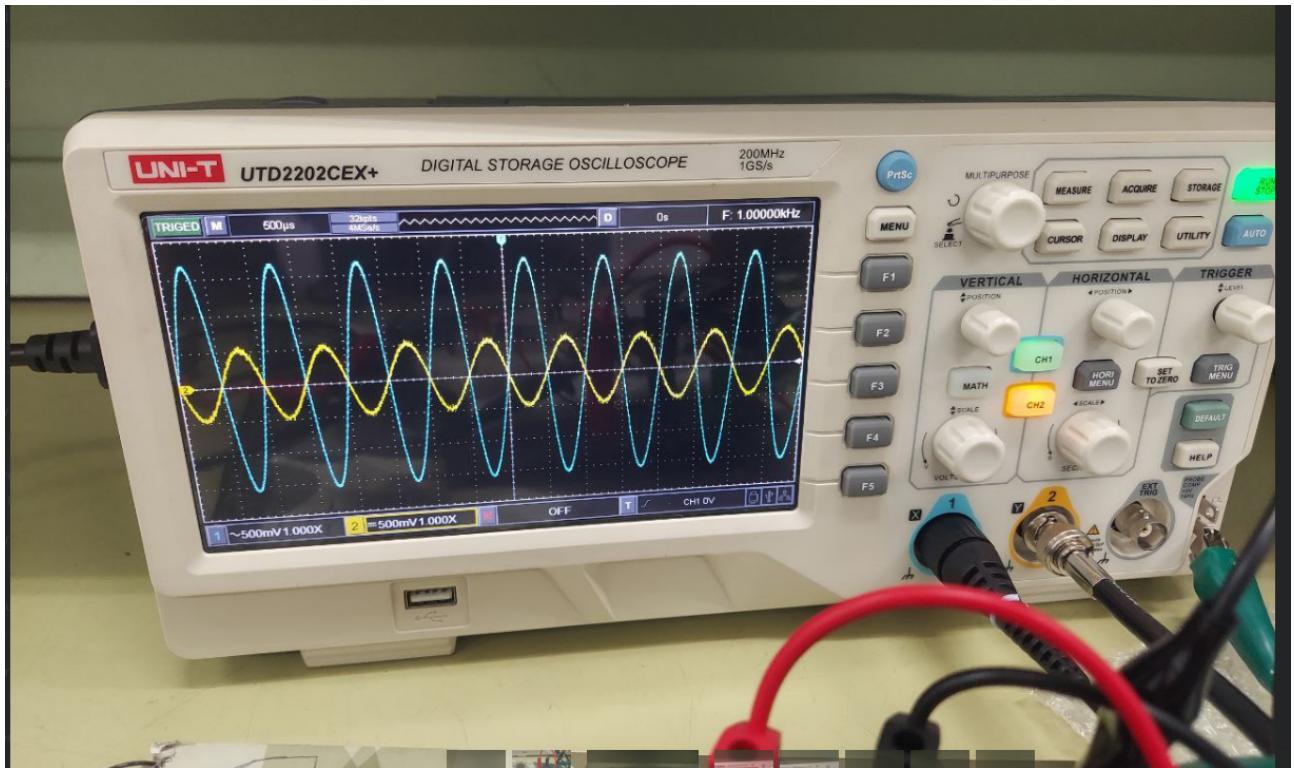


Figura 30: Ganancia etapa diferencial modo diferencial

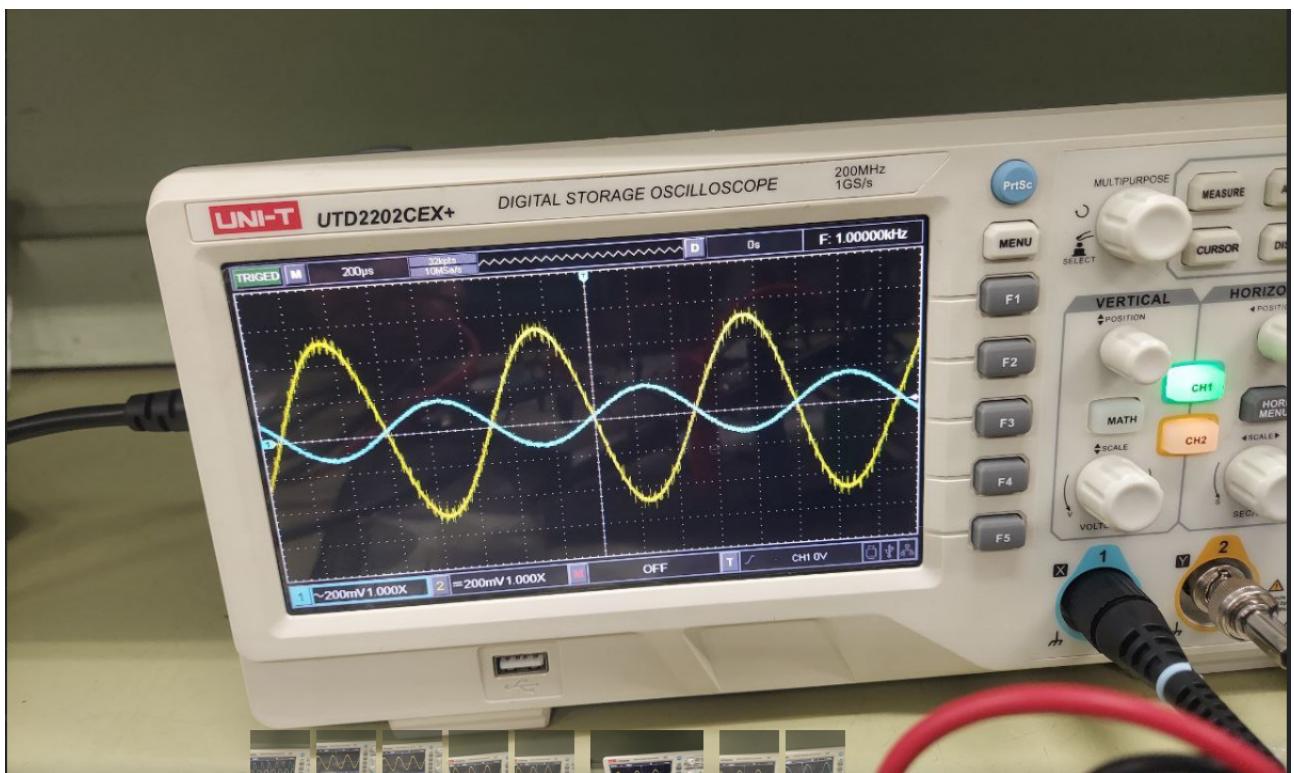


Figura 31: Ganancia etapa diferencial modo común

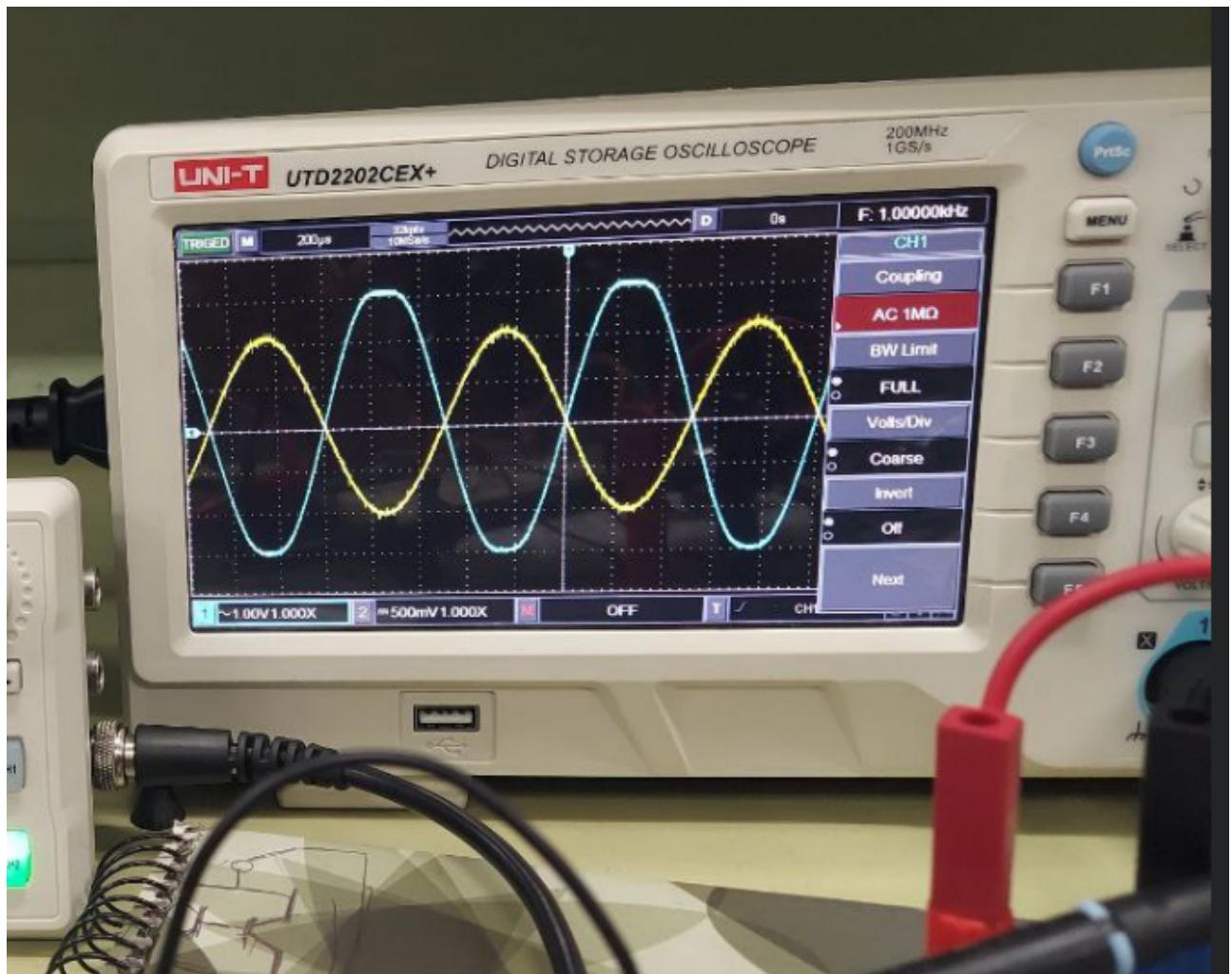


Figura 32: Máxima excusión etapa diferencial modo diferencial

5.3. Práctica 3

5.3.1. Puntos de operación amplificador multietapas desacoplado

Transistor	$Vc[V]$	$\Delta Vc[V]$	$Vb[V]$	$\Delta Vb[V]$	$Ve[V]$	$\Delta Ve[V]$	$Re[\Omega]$	$\Delta Re[\Omega]$
Q1	7.2	0.4	-0.04	0.002	-0.6	0.04	4700	470
Q2	7.6	0.4	-0.068	0.004	-0.64	0.04	4700	470
Q3	8	0.4	8	1	7.4	0.4	6800	680
Q4	0.68	0.04	-0.6	0.04	-0.6	0.04	5000	500
Q5	10	1	0.68	0.04	0.2	0.01	20	1
Q6	-10	1	-0.56	0.04	-0.2	0.01	20	1

Cuadro 33: Mediciones voltaje DC de los transistores en el multietapas desacoplado

Parámetro	Transistor	Valor Teórico	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
I_c	Q1	0.00062	0.000595745	0.000236773	0.00002426	3.91 %
I_c	Q2	0.00062	0.000510638	0.000234776	0.00010936	17.64 %
I_c	Q3	-0.00237	-0.002647059	0.000308473	0.00027706	11.69 %
I_c	Q4	0.30×10^{-4}	0	1.13137E-05	0.00030236	100.00 %
I_c	Q5	0.35×10^{-3}	0.02	0.001224745	0.01965000	5614.29 %
I_c	Q6	0.35×10^{-3}	-0.02	0.001224745	0.02035000	5814.29 %
V_{ce}	Q1	7.79	7.8	0.401995025	0.01000000	0.13 %
V_{ce}	Q2	7.79	8.24	0.401995025	0.45000000	5.78 %
V_{ce}	Q3	2.27	0.6	0.565685425	1.67000000	73.57 %
V_{ce}	Q4	1.24	1.28	0.056568542	0.04000000	3.23 %
V_{ce}	Q5	9.99	9.8	1.000049999	0.19000000	1.90 %
V_{ce}	Q6	-9.99	-9.8	1.000049999	0.19000000	1.90 %

Cuadro 34: Puntos estáticos de operación transistor multietapas desacoplado

5.3.2. modelo dinámico etapa impulsora

$Vi[V]$	$\Delta Vi[V]$	$Vo[V]$	$\Delta Vo[V]$
0.48	0.04	10	1

Cuadro 35: Ganancia etapa impulsora

Parámetro	Valor	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
$[Z]_i$	2310				
$[Z]_o$	6800				
$[A]$	619.9	20.8333333333333	2.711892249	599.0666667	96.64 %

Cuadro 36: Modelo dinámico etapa impulsora

5.3.3. Puntos de operación amplificador multietapas acoplado

Transistor	$Vc[V]$	$\Delta Vc[V]$	$Vb[V]$	$\Delta Vb[V]$	$Ve[V]$	$\Delta Ve[V]$	$Re[\Omega]$	$\Delta Re[\Omega]$
Q1	7.2	0.4	-0.02	0.01	-0.8	0.04	4700	235
Q2	7.6	0.4	-0.06	0.01	-0.64	0.04	4700	235
Q3	8	1	8	1	9	1	6800	340
Q4	10	1	2	0.2	3.6	0.4	5000	500
Q5	10	1	3.6	0.4	2.6	0.2	20	1
Q6	-10	1	2	0.2	-2	0.2	20	1

Cuadro 37: Mediciones de voltaje DC transistores en amplificador multietapas acoplado

Parámetro	Transistor	Valor Teórico	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
I_c	Q1	0.00062	0.000595745	0.000231084	0.00002426	3.91 %
I_c	Q2	0.00062	0.000510638	0.000230574	0.00010936	17.64 %
I_c	Q3	-0.00237	-0.002647059	0.000246516	0.00027706	11.69 %
I_c	Q4	3.02E-04	0.00032	9.49947E-05	0.00001764	5.83 %
I_c	Q5	3.50E-04	0.23	0.018227726	0.22965000	65614.29 %
I_c	Q6	3.50E-04	0.23	0.018227726	0.22965000	65614.29 %
V_{ce}	Q1	7.79	8	0.401995025	0.21000000	2.70 %
V_{ce}	Q2	7.79	8.24	0.401995025	0.45000000	5.78 %
V_{ce}	Q3	2.27	1	1.414213562	1.27000000	55.95 %
V_{ce}	Q4	1.24	6.4	1.077032961	5.16000000	416.13 %
V_{ce}	Q5	9.99	7.4	1.019803903	2.59000000	25.93 %
V_{ce}	Q6	-9.99	-8	1.019803903	1.99000000	19.92 %

Cuadro 38: Puntos estáticos de operación transistor multietapas acoplado

5.3.4. modelo dinámico amplificador multietapas modo diferencial

$Vg[V]$	$\Delta Vg[V]$	$Vi[V]$	$\Delta Vi[V]$	$Rp[\Omega]$	$\Delta Rp[\Omega]$
0.52	0.01	0.17	0.01	42000	4200

Cuadro 39: Mediciones impedancias de entrada circuito multietapas modo diferencial

$Vo_{sc}[V]$	$\Delta Vo_{sc}[V]$	$Vo_{cc}[V]$	$\Delta Vo_{cc}[V]$	$Rp[\Omega]$	$\Delta Rp[\Omega]$
0.52	0.04	0.32	0.02	100	5

Cuadro 40: Mediciones impedancia de salida amplificador multietapa

$Vi[V]$	$\Delta Vi[V]$	$Vo[V]$	$\Delta Vo[V]$
0.0036	0.0002	0.52	0.04

Cuadro 41: Ganancia amplificador multietapas modo diferencial

Parámetro	Valor	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
$[Z]d$	43,990	20400	2771.263618	23590	53.63 %
$[Z]o$	132	62.5	16.40625	69.5	52.65 %
$[A]$	379.22	144.444444444444	13.70592797	234.7755556	61.91 %

Cuadro 42: Modelo dinámico amplificador multietapas modo diferencial

5.3.5. modelo dinámico amplificador multietapas modo común

$Vg[V]$	$\Delta Vg[V]$	$Vi[V]$	$\Delta Vi[V]$	$Rp[\Omega]$	$\Delta Rp[\Omega]$
0.032	0.004	0.008	0.0004	20000	1000

Cuadro 43: Impedancia de entrada amplificador multietapas modo común

$Vi[V]$	$\Delta Vi[V]$	$Vo[V]$	$\Delta Vo[V]$
0.024	0.002	0.38	0.02

Cuadro 44: Ganancia amplificador multietapas modo común

Parámetro	Valor	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
$[Z]d$	49000	41142.85714	5974.907966	7857.142857	16.03 %
$[Z]o$	132	62.5	602.0083575	69.5	52.65 %
$[A]$	40.05	15.83333333	1.560569795	24.21666667	60.47 %

Cuadro 45: Modelo dinámico amplificador multietapas modo común

5.4. Práctica N° 4

5.4.1. Puntos estaticos de operación amplificador multietapas

Transistor	$Vc[V]$	$\Delta Vc[V]$	$Vb[V]$	$\Delta Vb[V]$	$Ve[V]$	$\Delta Ve[V]$	$Re[\Omega]$	$\Delta Re[\Omega]$
Q1	7.2	0.4	-0.016	0.002	-0.6	0.04	4700	235
Q2	7.6	0.4	0.048	0.004	-0.64	0.04	4700	235
Q3	7.6	0.4	8	1	9	1	6800	340
Q4	0.68	0.04	0	0.1	-0.56	0.04	5000	500
Q5	10	1	0.6	0.1	0.1	0.02	20	1
Q6	-10	1	-0.5	0.1	0.2	0.02	20	1

Cuadro 46: Mediciones de voltaje amplificador multietapas en respuesta en frecuencia

Parámetro	Transistor	Valor Teórico	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
I_c	Q1	0.00062	0.000595745	0.000231084	0.00002426	3.91 %
I_c	Q2	0.00062	0.000510638	0.000230574	0.00010936	17.64 %
I_c	Q3	-0.00237	-0.002588235	0.000204533	0.00021824	9.21 %
I_c	Q4	3.02E-04	0.000112	2.42784E-05	0.00019036	62.96 %
I_c	Q5	3.50E-04	0.005	0.001436141	0.00465000	1328.57 %
I_c	Q6	3.50E-04	0.005	0.001436141	0.00465000	1328.57 %
V_{ce}	Q1	7.79	7.8	0.401995025	0.01000000	0.13 %
V_{ce}	Q2	7.79	8.24	0.401995025	0.45000000	5.78 %
V_{ce}	Q3	2.27	1.4	1.077032961	0.87000000	38.33 %
V_{ce}	Q4	1.24	1.24	0.056568542	0.00000000	0.00 %
V_{ce}	Q5	9.99	9.9	1.00019998	0.09000000	0.90 %
V_{ce}	Q6	-9.99	-10.2	1.00019998	0.21000000	2.10 %

Cuadro 47: Puntos estáticos de operación amplificador multietapa para respuesta en frecuencia

5.4.2. Respuesta en frecuencia amplificador multietapas

5.4.3. Respuesta en frecuencia amplificador multietapas sin condensadores de acople

N	$Vi[V]$	$\Delta Vi[V]$	$Vo[V]$	$\Delta Vo[V]$	T	ΔT
1	0.0032	0.0004	0.8	0.1	0.001	0.00004
2	0.0032	0.0004	0.56	0.04	8.4E-05	0.002
3	0.0032	0.0004	0.48	0.04	7.20046E-05	0.002
4	0.0032	0.0004	0.56	0.04	0.014400922	0.0004
5	0.0032	0.0004	0.36	0.04	0.0330033	0.001
6	0.0032	0.0004	0.1	0.04	0.107991361	0.004
7	0.0032	0.0004	0.6	0.04	0.011599582	0.0004
8	0.0032	0.0004	0.76	0.04	0.005	0.0002
9	0.0032	0.0004	0.68	0.04	0.00016	0.00001
10	0.0032	0.0004	0.6	0.04	0.0001	0.000004
11	0.0032	0.0004	0.48	0.04	7E-05	0.0000024

N	A	ΔA	$A[dB]$	$\Delta A[dB]$	$f[Hz]$	$\Delta f[Hz]$
1	250	44.19417382	47.95880017	1.535462866	1000	40
2	175	25.19455546	44.86076097	1.250497876	11904.76	283446.6213
3	150	22.53469547	43.52182518	1.304892519	13888	385753.088
4	175	25.19455546	44.86076097	1.250497876	69.44	1.92876544
5	112.5	18.81499153	41.02305045	1.452666133	30.3	0.91809
6	31.25	13.09613642	29.89700043	3.640051059	9.26	0.3429904
7	187.5	26.5625	45.46002544	1.230501032	86.21	2.97286564
8	237.5	32.2117627	47.51327228	1.178053962	200	8
9	212.5	29.35670973	46.54717869	1.199948898	6250	390.625
10	187.5	26.5625	45.46002544	1.230501032	10000	400
11	150	22.53469547	43.52182518	1.304892519	14285.71	489.7956245

Cuadro 48: Mediciones respuesta en frecuencia amplificador multietapas acoplado por condensadores

Parámetro	Valor Teórico	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
F_L [Hz]	70.41	69.44	1.92876544	0.97000000	1.38 %
H_H [Hz]	10890	11904.76	283446.6213	1014.76000000	9.32 %

Cuadro 49: Medición de frecuencias de corte

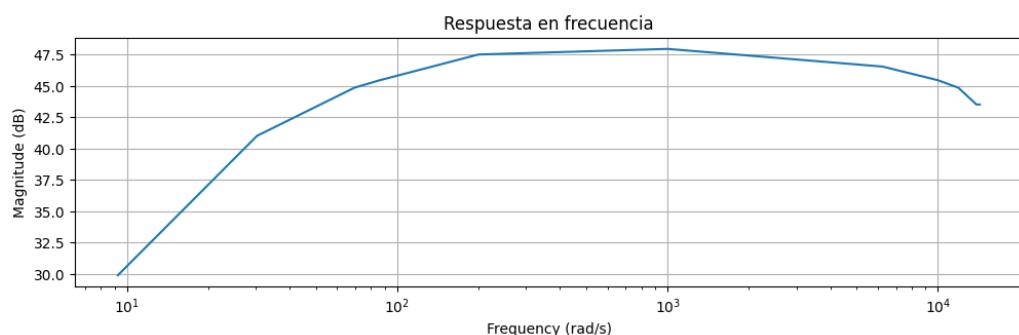


Figura 33: Respuesta en frecuencia amplificador multietapas acoplado por condensadores

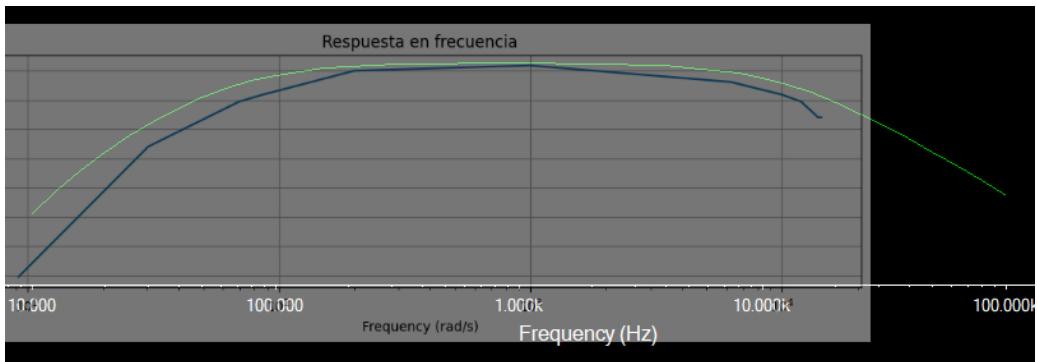


Figura 34: Superposición de respuesta en frecuencia amplificador multietapas acoplado por condensadores con su simulación

N	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	T	ΔT
1	1	0.1	0.026	0.002	0.001	0.00004
2	1	0.1	0.0072	0.0004	0.006024096	0.0002
3	1	0.1	0.01	0.001	0.003003003	0.0001
4	1	0.1	0.015	0.001	0.002304147	0.0001
5	1	0.1	0.024	0.002	0.001499993	0.0001
6	1	0.1	0.034	0.002	0.00076	0.00004
7	1	0.1	0.052	0.004	0.0005	0.00002
8	1	0.1	0.09	0.01	0.00025	0.00001
9	1	0.1	0.14	0.01	0.0001	0.000004
10	1	0.1	0.15	0.01	5.99988E-05	0.000004
11	1	0.1	0.15	0.01	0.00005	0.000002
12	1	0.1	0.15	0.01	0.0001	0.00000014
N	A	ΔA	$A[dB]$	$\Delta A[dB]$	$f[Hz]$	$\Delta f[Hz]$
1	0.026	0.003280244	-31.70053304	1.095839863	1000	40
2	0.0072	0.00082365	-42.85335007	0.99363008	166	5.5112
3	0.01	0.001414214	-40	1.228370293	333	11.0889
4	0.015	0.001802776	-36.47817482	1.043914015	434	18.8356
5	0.024	0.0031241	-32.39577517	1.130649446	666.67	44.44488889
6	0.034	0.003944617	-29.37042166	1.007720715	1315.79	69.25213296
7	0.052	0.006560488	-25.67993313	1.095839863	2000	80
8	0.09	0.013453624	-20.91514981	1.298407708	4000	160
9	0.14	0.017204651	-17.07743929	1.067412113	10000	400
10	0.15	0.018027756	-16.47817482	1.043914015	16667	1111.155556
11	0.15	0.018027756	-16.47817482	1.043914015	20000	800
12	0.15	0.018027756	-16.47817482	1.043914015	10000	14

Cuadro 50: Mediciones respuesta en frecuencia amplificador multietapas sin condensadores de acople

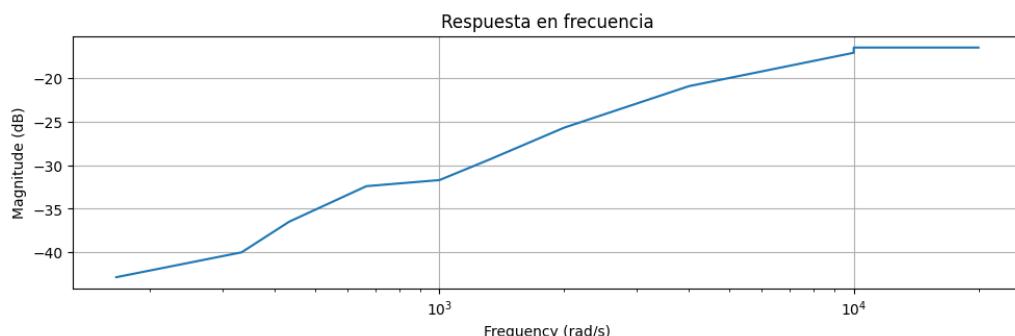


Figura 35: Respuesta en frecuencia amplificador multietapas acoplado sin condensadores

5.5. Práctica N° 5: Realimentación

5.5.1. Amplificador realimentado negativamente

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$
0.2	0.02	0.06	0.01	100000	5000

Cuadro 51: Mediciones para calcular la impedancia de entrada del amplificador con realimentación negativa

$V_{o_{sc}}[V]$	$\Delta V_{o_{sc}}[V]$	$V_{o_{cc}}[V]$	$\Delta V_{o_{cc}}[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$
1	0.1	1	0.1	1	0.05

Cuadro 52: Mediciones para calcular la impedancia de salida del amplificador con realimentación negativa

$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$
0.16	0.01	0.72	0.02

Cuadro 53: Mediciones para calcular la ganancia del amplificador con realimentación negativa

Parámetro	Valor Real	Medición	Incertidumbre	Error Absoluto	Error Relativo
Z_i	100000	42857.14286	12091.29853	57142.85714286	57.14 %
z_o	0.17	0	0.141421356	0.17000000	100.00 %
A_b	-3.33	-4.5	0.307776806	1.17000000	35.14 %
F_L	1.37	1	0.04	0.37000000	27.01 %
F_H	555940	588235.2941	34602.07612	32295.29411765	5.81 %

Cuadro 54: Modelo dinámico y frecuencias de corte del amplificador realimentado negativamente

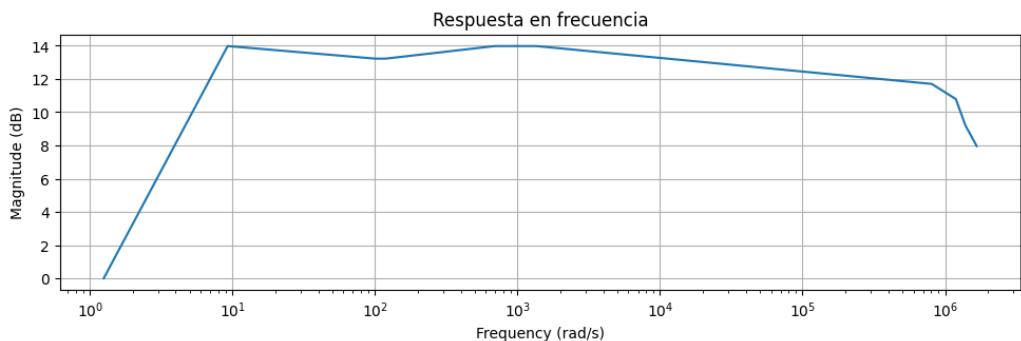


Figura 36: Respuesta en frecuencia Amplificador realimentado negativamente

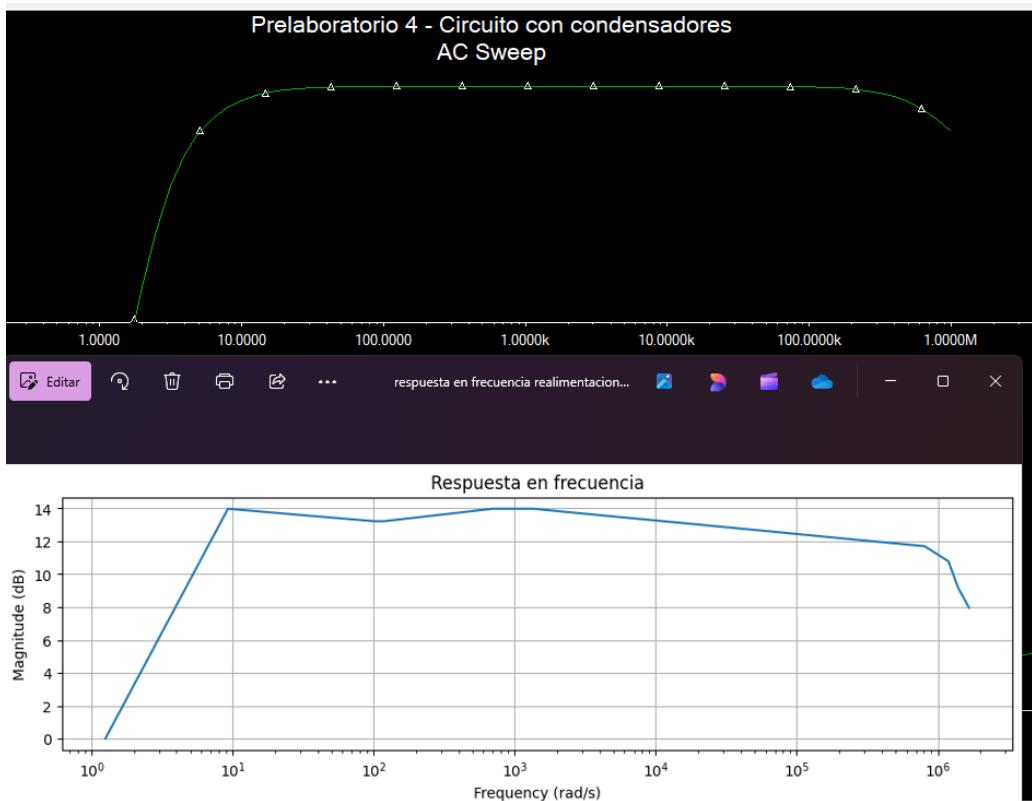


Figura 37: Superposición de ganancia en frecuencia Amplificador realimentado negativamente

6. Análisis de resultados

7. Conclusiones

8. Anexos



BC237/238/239

Switching and Amplifier Applications

- Low Noise: BC239

NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter		Value	Units
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage : BC237 : BC238/239	50	V	
		30	V	
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : BC237 : BC238/239	45	V	
		25	V	
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage : BC237 : BC238/239	6	V	
		5	V	
I_C	Collector Current (DC)	100	mA	
P_C	Collector Power Dissipation	500	mW	
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$	
T_{STG}	Storage Temperature	-55 ~ 150	$^\circ\text{C}$	



Electrical Characteristics $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
BV_{CEO}	Collector-Emitter Breakdown Voltage : BC237 : BC238/239	$I_C=2\text{mA}, I_B=0$	45			V
			25			V
BV_{EBO}	Emitter Base Breakdown Voltage : BC237 : BC238/239	$I_E=1\mu\text{A}, I_C=0$	6			V
			5			V
I_{CES}	Collector Cut-off Current : BC237 : BC238/239	$V_{CE}=50\text{V}, V_{BE}=0$ $V_{CE}=30\text{V}, V_{BE}=0$		0.2 0.2	15 15	nA nA
h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE}=5\text{V}, I_C=2\text{mA}$	120		800	
$V_{CE}(\text{sat})$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10\text{mA}, I_B=0.5\text{mA}$ $I_C=100\text{mA}, I_B=5\text{mA}$		0.07 0.2	0.2 0.6	V
$V_{BE}(\text{sat})$	Collector-Base Saturation Voltage	$I_C=10\text{mA}, I_B=0.5\text{mA}$ $I_C=100\text{mA}, I_B=5\text{mA}$		0.73 0.87	0.83 1.05	V
$V_{BE}(\text{on})$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE}=5\text{V}, I_C=2\text{mA}$	0.55	0.62	0.7	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE}=3\text{V}, I_C=0.5\text{mA}, f=100\text{MHz}$ $V_{CE}=5\text{V}, I_C=10\text{mA}, f=100\text{MHz}$	150	85 250		MHz MHz
C_{ob}	Output Capacitance	$V_{CB}=10\text{V}, I_E=0, f=1\text{MHz}$		3.5	6	pF
C_{ib}	Input Base Capacitance	$V_{EB}=0.5\text{V}, I_C=0, f=1\text{MHz}$		8		pF
NF	Noise Figure	$V_{CE}=5\text{V}, I_C=0.2\text{mA}, f=1\text{KHz} R_G=2\text{k}\Omega$ $V_{CE}=5\text{V}, I_C=0.2\text{mA}, R_G=2\text{k}\Omega, f=30\text{--}15\text{KHz}$		2	10 4 4	dB dB dB

h_{FE} Classification

Classification	A	B	C
h_{FE}	120 ~ 220	180 ~ 460	380 ~ 800

Typical Characteristics

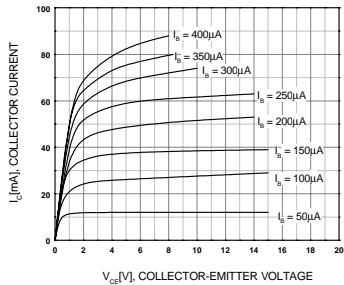


Figure 1. Static Characteristic

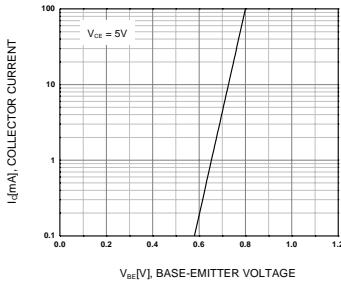


Figure 2. Transfer Characteristic

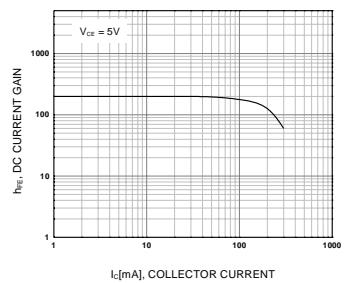


Figure 3. DC current Gain

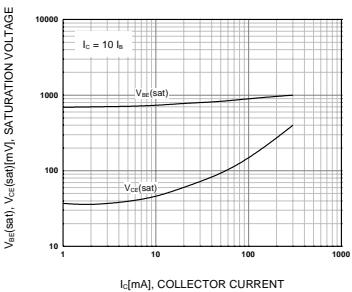
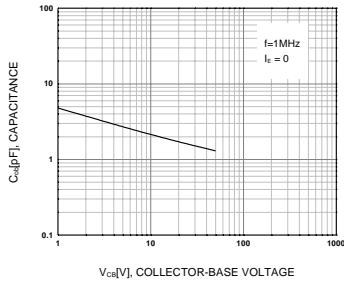
Figure 4. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

Figure 5. Output Capacitance

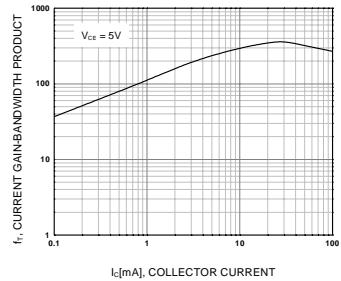
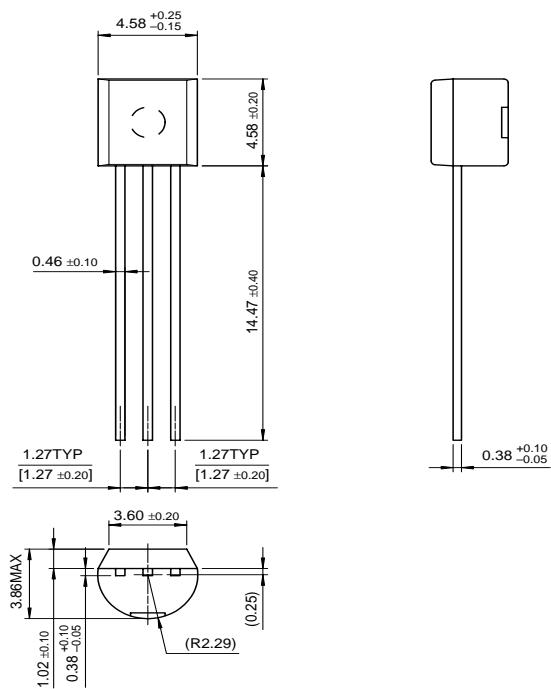


Figure 6. Current Gain Bandwidth Product

BC237/238/239

Package Dimensions

TO-92



Dimensions in Millimeters

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE™	FACT™	ImpliedDisconnect™	PACMAN™	SPM™
ActiveArray™	FACT Quiet series™	ISOPLANAR™	POP™	Stealth™
Bottomless™	FAST®	LittleFET™	Power247™	SupersOT™-3
CoolFET™	FASTR™	MicroFET™	PowerTrench®	SupersOT™-6
CROSSVOLT™	FRFET™	MicroPak™	QFET™	SupersOT™-8
DOME™	GlobalOptoisolator™	MICROWIRE™	QS™	SyncFET™
EcoSPARK™	GTO™	MSX™	QT Optoelectronics™	TinyLogic™
E ² CMOST™	HiSeC™	MSXPro™	Quiet Series™	TruTranslation™
EnSigna™	I ² C™	OCX™	RapidConfigure™	UHC™
Across the board. Around the world.™		OCXPro™	RapidConnect™	UltraFET®
The Power Franchise™		OPTOLOGIC®	SILENT SWITCHER®	VCX™
Programmable Active Droop™		OPTOPLANAR™	SMART START™	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

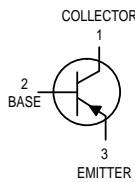
Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

Figura 47: Hoja de datos del transistor BC237

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by BC307/D

Amplifier Transistors
PNP Silicon



BC307,B,C
BC308C
BC309B



CASE 29-04, STYLE 17
TO-92 (TO-226AA)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BC 307	BC 308C	BC 309	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	-45	-25	-25	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	-50	-30	-30	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}		-5.0		Vdc
Collector Current — Continuous	I_C		-100		mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		350 2.8		mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		1.0 8.0		Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{Stg}		-55 to +150		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	357	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	125	$^\circ\text{C}/\text{W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = -2.0 \text{ mAdc}, I_B = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	-45 -25 -25	— — —	— — —	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = -100 \mu\text{Adc}, I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	-5.0 -5.0 -5.0	— — —	— — —	Vdc
Collector-Emitter Leakage Current ($V_{CES} = -50 \text{ V}, V_{BE} = 0$) ($V_{CES} = -30 \text{ V}, V_{BE} = 0$)	I_{CES}	— — —	-0.2 -0.2 -0.2	-15 -15 -15	nAdc
($V_{CES} = -50 \text{ V}, V_{BE} = 0$) $T_A = 125^\circ\text{C}$	$BC307$	—	-0.2	-4.0	μA
($V_{CES} = -30 \text{ V}, V_{BE} = 0$) $T_A = 125^\circ\text{C}$	$BC308C$ $BC309B$	— —	-0.2 -0.2	-4.0 -4.0	

BC307,B,C BC308C BC309B

 ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = -10 \mu\text{Adc}$, $V_{CE} = -5.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = -2.0 \text{ mAadc}$, $V_{CE} = -5.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = -100 \text{ mAadc}$, $V_{CE} = -5.0 \text{ Vdc}$) BC307B/309B BC307C/308C	h_{FE}	— —	150 270	—	—
BC307 BC308C		120 120	— —	800 800	
BC307B/309B BC307C/308C		200 420	290 500	460 800	
BC307B/309B BC307C/308C		— —	180 300	— —	
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = -10 \text{ mAadc}$, $I_B = -0.5 \text{ mAadc}$) ($I_C = -10 \text{ mAadc}$, $I_B = \text{see Note 1}$) ($I_C = -100 \text{ mAadc}$, $I_B = -5.0 \text{ mAadc}$)	$V_{CE(\text{sat})}$	— — —	-0.10 -0.30 -0.25	-0.3 -0.6 —	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = -10 \text{ mAadc}$, $I_B = -0.5 \text{ mAadc}$) ($I_C = -100 \text{ mAadc}$, $I_B = -5.0 \text{ mAadc}$)	$V_{BE(\text{sat})}$	— —	-0.7 -1.0	— —	Vdc
Base-Emitter On Voltage ($I_C = -2.0 \text{ mAadc}$, $V_{CE} = -5.0 \text{ Vdc}$)	$V_{BE(\text{on})}$	-0.55	-0.62	-0.7	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain — Bandwidth Product ($I_C = -10 \text{ mAadc}$, $V_{CE} = -5.0 \text{ Vdc}$, $f = 100 \text{ MHz}$) BC307 BC308C BC309B	f_T	— — —	280 320 360	— — —	MHz
Common Base Capacitance ($V_{CB} = -10 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{cbo}	—	—	6.0	pF
Noise Figure ($I_C = -0.2 \text{ mAadc}$, $V_{CE} = -5.0 \text{ Vdc}$, $R_S = 2.0 \text{ k}\Omega$, $f = 1.0 \text{ kHz}$) ($I_C = -0.2 \text{ mAadc}$, $V_{CE} = -5.0 \text{ Vdc}$, $R_S = 2.0 \text{ k}\Omega$, $f = 1.0 \text{ kHz}$, $f = 200 \text{ Hz}$) BC309 BC307 BC308C BC309B	NF	— — — —	2.0 2.0 2.0 2.0	4.0 10 10 4.0	dB

 1. $I_C = -10 \text{ mAadc}$ on the constant base current characteristic, which yields the point $I_C = -11 \text{ mAadc}$, $V_{CE} = -1.0 \text{ V}$.

BC307,B,C BC308C BC309B

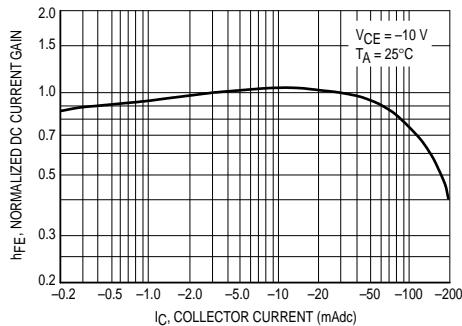


Figure 1. Normalized DC Current Gain

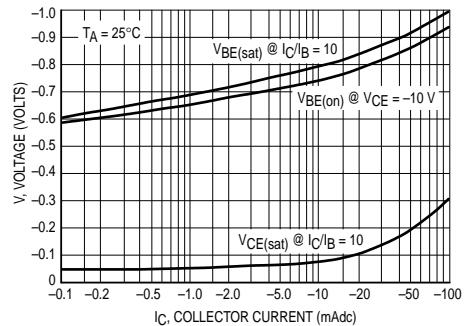


Figure 2. "Saturation" and "On" Voltages

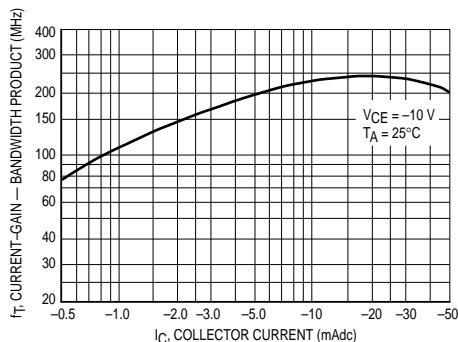


Figure 3. Current-Gain — Bandwidth Product

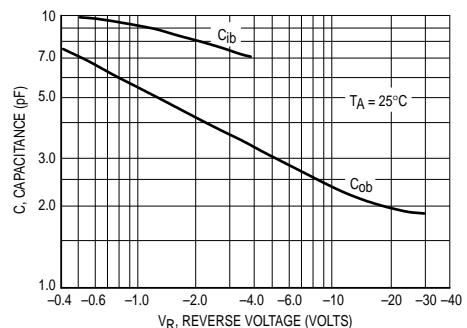


Figure 4. Capacitances

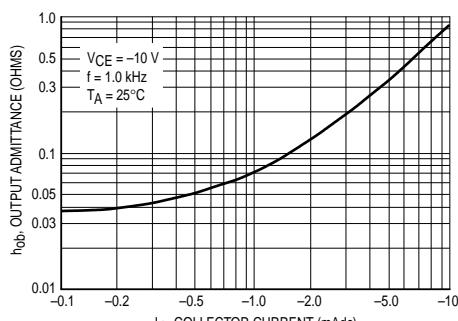


Figure 5. Output Admittance

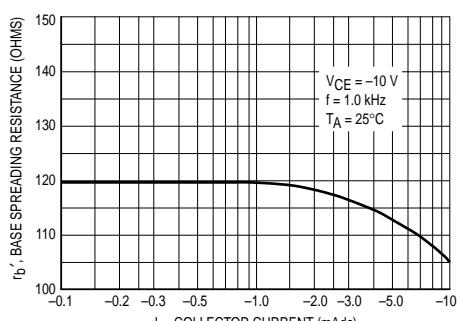
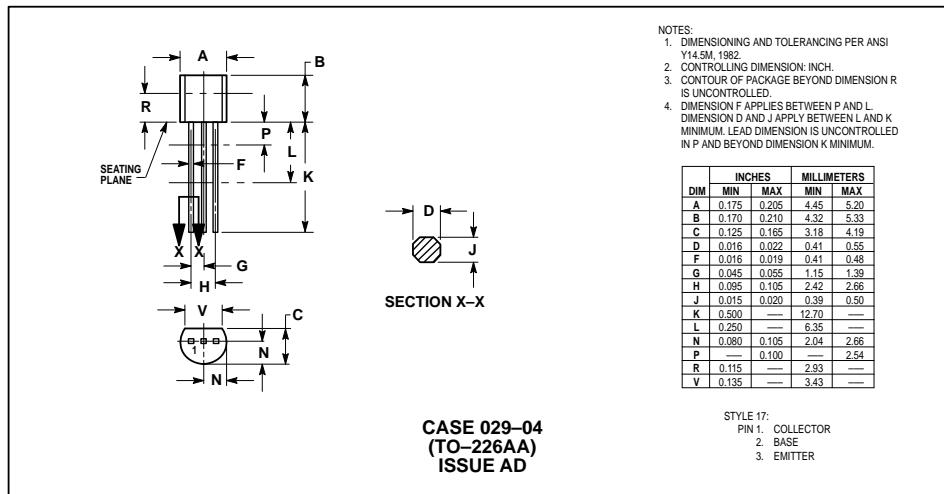


Figure 6. Base Spreading Resistance

BC307,B,C BC308C BC309B**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 can and do vary in different applications. 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: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE (602) 244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, Toshikatsu Otsuki,
6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-3521-8315

HONG KONG: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



◊

BC307/D



Figura 48: Hoja de datos del transistor BC307

Práctica # 1

Jose' Suárez C.I: 27606100

Emerson Warkman C.I 25795460

Mediciones para hallar punto de operación						
Transistor	Vc[V]	ΔVc[V]	Vb[V]	ΔVb[V]	Ve[V]	ΔVe[V]
Q4	-20,7V	± 0,1V	0	± 0mV	-0,6	± 0,01mV
Q5	10V	± 1V	0,7V	± 0,1V	50mV	± 10mV
Q6	-10V	± 1V	-560mV	± 40mV	20mV	± 4mV

Mediciones de ganancia en la Etapa de Potencia (EP)					
Vi[V]	ΔVi[V]	Vo[V]	ΔVo[V]	A[V/V]	ΔA[V/V]
520mV ± 40mV	480mV ± 40mV				

Medición de impedancias de entrada							
Vg[V]	ΔVg[V]	Vi[V]	ΔVi[V]	Rp[Ω]	ΔRp[Ω]	Zin[Ω]	ΔZin[Ω]
520mV	± 40mV	260mV	± 20mV	10kΩ	± 1000		

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]
520mV	± 40mV	240 mV	± 20 mV	10kΩ	± 1		

$$VR_{PA} = 30 - 20 \pm 5mV$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Q4 \# \\ V_C = 400mV \pm 0,4mV \\ V_b = 240mV \pm 20mV \\ V_E = -340mV \pm 40mV \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Q5 \# \\ V_C = 10V \pm 1V \\ V_b = 400mV \pm 0,4mV \\ V_E = -40mV \pm 20mV \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Q6 \# \\ V_C = -10V \pm 1V \\ V_b = -340mV \pm 20mV \\ V_E = -26mV \pm 2mV \end{array} \right.$$

Clase A

Clase

Clase

Figura 38: Hoja de datos práctica N° 1

Hoja de datos

31/11/24

José Suárez
Emerson Wachman

Mediciones para hallar punto de operación

Transistor	$V_c[V]$	$\Delta V_c[V]$	$V_b[V]$	$\Delta V_b[V]$	$V_e[V]$	$\Delta V_e[V]$
Q1	7,2V	$\pm 0,2V$	-16mV	$\pm 2mV$	-600mV	$\pm 40mV$
Q2	7,2V	$\pm 0,2V$	-52mV	$\pm 4mV$	-600mV	$\pm 40mV$

Mediciones de ganancia en modo diferencial de la Etapa diferencial (ED)

$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$A_d[V/V]$	$\Delta A_d[V/V]$
1Vpp	$\pm 100mV$	3,2Vpp	$\pm 100mV$		

Mediciones de ganancia en modo común de la Etapa diferencial (ED)

$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$A_d[V/V]$	$\Delta A_d[V/V]$
2,2Vpp	$\pm 40mV$	300mVpp	$\pm 10mV$		

1,04Vpp

Foto

11-11-2024

Medición de impedancia de entrada en modo diferencial

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_d[\Omega]$	$\Delta Z_d[\Omega]$
1,04Vpp	$\pm 40mV$	480mVpp	$\pm 20mV$	48k Ω	\pm		

Medición de impedancias de entrada en modo común

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_c[\Omega]$	$\Delta Z_c[\Omega]$
1,04Vpp	$\pm 40mV$	340mVpp	$\pm 10mV$	48k Ω	\pm		

Medición de impedancias de Salida

$V_{o_sc}[V]$	$\Delta V_{o_sc}[V]$	$V_{o_cc}[V]$	$\Delta V_{o_cc}[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_o[\Omega]$	$\Delta Z_o[\Omega]$
3,2Vpp	$\pm 100mV$	1,6Vpp	$\pm 40mV$	48k Ω	\pm		

Límite de máxima excursión (Modo diferencial) : $2V_{pp} \pm 100mV$ } Entrada
 " " " " " " (Modo Común) : $12,8V_{pp} \pm 0,4V$ }

Figura 39: Hoja de datos práctica N° 2

(Acoplado)

Práctica #3

Hoja de datos

$$V_{CC} = 10V \pm 1V$$

$$V_{EE} = -10V \pm 1V$$

Transistor	$V_C[V]$	$\Delta V_C[V]$	$V_B[V]$	$\Delta V_B[V]$	$V_E[V]$	$\Delta V_E[V]$
Q1	7,2V	$\pm 0,4V$	-20mV	$\pm 10mV$	-800mV	$\pm 40mV$
Q2	7,6V	$\pm 0,4V$	-60mV	$\pm 10mV$	-640mV	$\pm 40mV$
Q3	8V	$\pm 1V$	8V	$\pm 1V$	9V	$\pm 1V$
Q4	10V	$\pm 1V$	2V	$\pm 0,2V$	3,6V	$\pm 0,4V$
Q5	30V	$\pm 1V$	3,6V	$\pm 0,4V$	2,6V	$\pm 0,2V$
Q6	-10V	$\pm 1V$	2V	$\pm 0,2V$	2V	$\pm 0,2V$

Tabla 1. Mediciones para hallar punto de operación

$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$Ad[V/V]$	$\Delta Ad[V/V]$
24mV	$\pm 2mV$	380mV	$\pm 10mV$	16,66	$\pm 4\%$

Tabla 2. Mediciones de ganancia en modo diferencial en el multietapas

$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$Ad[V/V]$	$\Delta Ad[V/V]$
24mV	$\pm 2mV$	380mV	$\pm 10mV$	16,66	$\pm 4\%$

Tabla 3. Mediciones de ganancia en modo común en el multietapas

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_d[\Omega]$	$\Delta Z_d[\Omega]$
520mV	$\pm 10mV$	70mV	$\pm 10mV$	42K Ω	$\pm 5\%$		

Tabla 4. Medición de impedancia de entrada en modo diferencial en el multietapas

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_c[\Omega]$	$\Delta Z_c[\Omega]$
24mV	$\pm 2mV$	8mV	$\pm 10mV$	20K Ω	$\pm 5\%$		

Tabla 5. Medición de impedancias de entrada en modo común en el multietapas

$V_o_{sc}[V]$	$\Delta V_o_{sc}[V]$	$V_o_{cc}[V]$	$\Delta V_o_{cc}[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_o[\Omega]$	$\Delta Z_o[\Omega]$
380mV	$\pm 40mV$	320mV	$\pm 20mV$	100 Ω	$\pm 5\%$		

Tabla 6. Medición de impedancias de Salida

Figura 40: Hoja de datos práctica N° 3-1

Desacoplado (Etapa Impulsora)

Práctica #3

Hoja de datos

$$V_{CC} = 10V \pm 1V$$

$$V_{EE} = -10V \pm 1V$$

Transistor	$V_c[V]$	$\Delta V_c[V]$	$V_b[V]$	$\Delta V_b[V]$	$V_e[V]$	$\Delta V_e[V]$
Q1	7.7	$\pm 0.4V$	-30mV	$\pm 2mV$	-600mV	40mV
Q2	7.6	$\pm 0.4V$	-68mV	$\pm 4mV$	-640mV	$\pm 40mV$
Q3	8.8V	$\pm 0.4V$	8V	$\pm 1V$	8.4V	$\pm 0.4V$
Q4	-1.6V	$\pm 100mV$	-2V	$\pm 0.2V$	-2.8V	$\pm 0.2V$
Q5	10V	$\pm 1V$	680mV	$\pm 40mV$	700mV	$\pm 10mV$
Q6	-10V	$\pm 1V$	-580mV	$\pm 40mV$	-700mV	$\pm 10mV$

Tabla 1. Mediciones para hallar punto de operación

Q4	680mV	40mV	-600mV	$\pm 40mV$	-600mV	$\pm 40mV$
				$\pm 4mV$		

$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$A_d[V/V]$	$\Delta A_d[V/V]$
480mV	$\pm 40mV$	10V	$\pm 1V$		

Tabla 2. Mediciones de ganancia en modo diferencial en el multietapas

la etapa impulsora

$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$V_o[V]$	$\Delta V_o[V]$	$A_d[V/V]$	$\Delta A_d[V/V]$
2mV	$\pm 0.4mV$	400mV	$\pm 40mV$		

Tabla 3. Mediciones de ganancia en modo común en el multietapas

la etapa impulsora

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_d[\Omega]$	$\Delta Z_d[\Omega]$
480mV	$\pm 40mV$						

Tabla 4. Medición de impedancia de entrada en modo diferencial en el multietapas

en la etapa impulsora

$V_g[V]$	$\Delta V_g[V]$	$V_i[V]$	$\Delta V_i[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_c[\Omega]$	$\Delta Z_c[\Omega]$

Tabla 5. Medición de impedancias de entrada en modo común en el multietapas

$V_o_{sc}[V]$	$\Delta V_o_{sc}[V]$	$V_o_{cc}[V]$	$\Delta V_o_{cc}[V]$	$R_p[\Omega]$	$\Delta R_p[\Omega]$	$Z_o[\Omega]$	$\Delta Z_o[\Omega]$

Tabla 6. Medición de impedancias de Salida

~~10/11/24~~
10/11/24

Figura 41: Hoja de datos práctica N° 3-2

Hoja de datos Práctica #4 - Electrónica II		José Sánchez, Emerson Washmen				
02/12/24	V _E [V]	ΔV _E [V]	V _c [V]	ΔV _c [V]	V _B [V]	ΔV _B [V]
Q ₁	-600mV	± 40mV	7,2V	± 0,4V	-16mV	± 2mV
Q ₂	-640mV	± 40mV	7,6V	± 0,4V	48mV	± 4mV
Q ₃	9V	± 1V	7,6V	± 0,4V	8V	± 1V
Q ₄	-560mV	± 40mV	680mV	± 40mV	0V	± 100mV
Q ₅	300mV	± 20mV	10V	± 1V	600mV	± 100mV
Q ₆	200mV	± 20mV	-10V	± 1V	-500mV	± 100mV

	V _i [V]	ΔV _i [V]	V _o [V]	ΔV _o [V]	A	A _{dB}	f [Hz]	DS
S	3,2mV	± 0,4mV	3800mV	± 100mV	250	47,95dB	1000Hz	40ms
	3,2mV	± 0,4mV	560mV	± 40mV	175	44,86dB	11904,7Hz	2ms
			480mV	± 40mV			13888Hz	2ms
			560mV	± 40mV			69,44Hz	0,4ms
			360mV	± 40mV			30,30Hz	1ms
			100mV	± 10mV			9,26Hz	4ms
			600mV	± 40mV			86,21Hz	0,4ms
			760mV	± 40mV			200Hz	0,2ms
I			680mV	± 40mV			6250Hz	10ms
			600mV	± 40mV			10000Hz	4ms
			480mV	± 40mV			14285,7Hz	2ms

Sustituyendo los condensadores C₂, C₅ y C₇ por cables:

	V _i [V]	ΔV _i [V]	V _o [V]	ΔV _o [V]	A	A _{dB}	f [Hz]	DS
	1V	± 100mV	26mV	± 2mV	0,002	-54dB	1000Hz	40ms
			7,2mV	± 0,4mV			166Hz	0,2ms
			10mV	± 1mV			333Hz	100ms
			15mV	± 1mV			434Hz	100ms
			24mV	± 2mV			666,67Hz	100ms
			34mV	± 2mV			1315,79Hz	40ms
			52mV	± 4mV			2000Hz	20ms
			90mV	± 10mV			4000Hz	10ms

Figura 42: Hoja de datos práctica N° 4-1

Siguiendo la tabla sin los condensadores =							
$V_i [V]$	$\Delta V_i [V]$	$V_o [V]$	$\Delta V_o [V]$	A	Adb	f (Hz)	Δs
		140mV	$\pm 10mV$			10000Hz	4ms
		150mV	$\pm 10mV$			16667Hz	4ms
		150mV	$\pm 10mV$			20000Hz	2ms
		150mV	$\pm 10mV$			10000Hz	0,4ms

~~OTRAS TABLAS~~ 21/12/24

Figura 43: Hoja de datos práctica N° 4-2

09/12/24
 Práctica #5

José Suárez, C.I : 27606100
 Emerson Warkman C.I 25795460

- Mediciones de ganancia del A-B con realimentación negativa:

V_{in} [Vpp]	ΔV_{in} [Vpp]	V_o [Vpp]	ΔV_o [Vpp]
160mV	$\pm 10mV$	720mV	$\pm 20mV$

Ganancia:
 $A_{fb} = 4,5$

9/12/24

- Mediciones para obtener el valor de Z_{in} del A.B con realimentación negativa: (Con $R=100k\Omega \pm 5\%$)

Z_p [Ω]	ΔZ_p [Ω]	V_{in} [Vpp]	ΔV_{in} [Vpp]	$V_o Z_p$ [Vpp]	$\Delta V_o Z_p$ [Vpp]
		60mV	$\pm 10mV$	$\pm 1V$	$\pm 100mV$
		V_{in_sc} [Vpp] 200mV	ΔV_{in_sc} [Vpp] $\pm 20mV$	$V_o - sc$ [Vpp] $\pm 1V$	$\Delta V_o - sc$ [Vpp] $\pm 100mV$

- Mediciones para Z_{out} :

Z_o [Ω]	ΔZ_o [Ω]	V_{in} [Vpp]	ΔV_{in} [Vpp]	$V_o Z_o$ [Vpp]	$\Delta V_o Z_o$ [Vpp]

Frecuencias de Corte

F. Inferior [Hz]	Δf [Hz]	F. Superior [Hz]	Δf Superior [Hz]
52,52Hz	$\pm 1,59Hz$	MHz	\pm

Frecuencias de Corte

F. Inferior [s]	Δf [seg]	T Superior [s]	Δf Superior [s]
1seg	$\pm 40ms$	$\pm 7ns$	$\pm 300ns$

Figura 44: Hoja de datos práctica N° 5-1

Práctica #5

Mediciones de ganancia del A-B con realimentación negativa
con frecuencias medias

José Suárez
CI 27606100
Emerson Wahrman
CI 15795480

T [seg]	Δs [s]	V_i [Vpp]	ΔV_i [Vpp]	V_o [Vpp]	ΔV_o [Vpp]
10ms	$\pm 0,4ms$	48mV	$\pm 4mV$	220mV	$\pm 20mV$
8,4ms	$\pm 0,4ms$	48mV	$\pm 4mV$	220mV	$\pm 20mV$
108ms	$\pm 4ms$	48mV	$\pm 4mV$	240mV	$\pm 20mV$
800ms	$\pm 40ms$	20mV	$\pm 4mV$	20mV	$\pm 20mV$

11/12/24
Realimentación

Mediciones de ganancia del A-B con realimentación negativa
con frecuencias altas

T (seg)	Δs [s]	V_i [Vpp]	ΔV_i [Vpp]	V_o [Vpp]	ΔV_o [Vpp]
840ns	$\pm 40ns$	52mV	$\pm 4mV$	180mV	$\pm 20mV$
720ns	$\pm 40ns$	52mV	$\pm 4mV$	150mV	$\pm 10mV$
600ns	$\pm 40ns$	52mV	$\pm 4mV$	130mV	$\pm 10mV$
1,24μs	$\pm 40ns$	52mV	$\pm 4mV$	200mV	$\pm 10mV$

11/12/24

Figura 45: Hoja de datos práctica N° 5-2

Mediciones del A-B (de ganancia) con realimentación negativa
a frecuencias bajas

Práctica # 5

	T [seg]	Δs [seg]	V_i [VPP]	ΔV_i [VPP]	V_o [VPP]	ΔV_o [VPP]
JWPF	1ms	$\pm 40\mu s$	48mV	$\pm 4mV$	240mV	$\pm 20mV$
YDOPF	1,32ms	$\pm 40\mu s$	48mV	$\pm 4mV$	240mV	$\pm 20mV$
100Hz	1,44ms	$\pm 40\mu s$	48mV	$\pm 4mV$	240mV	$\pm 20mV$
	0,97ms	$\pm 40\mu s$	48mV	$\pm 4mV$	240mV	$\pm 20mV$
	0,74ms	$\pm 20\mu s$	48mV	$\pm 4mV$	240mV	$\pm 20mV$

$$\frac{1}{1-j} = m$$

Figura 46: Hoja de datos práctica N° 5-3