

Universidad Central de Venezuela
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica

Informe N° 1: Amplificadores discretos

Emerson Warhman
C.I. 25.795.480
17 de febrero de 2025

Índice

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 conilustración 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 conilustración 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 conilustración 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 conilustración 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. El 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

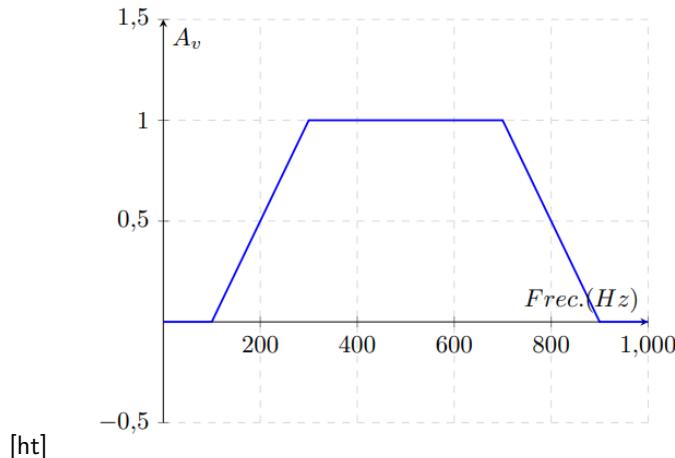
El amplificador diferencial es la etapa de entrada característica de un amplificador operacional. No tiene capacidores de acoplamiento ni de paso, lo que implica que está directamente acoplado. Por esto, puede amplificar cualquier frecuencia incluyendo la señal de DC, que es equivalente a una señal de 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.

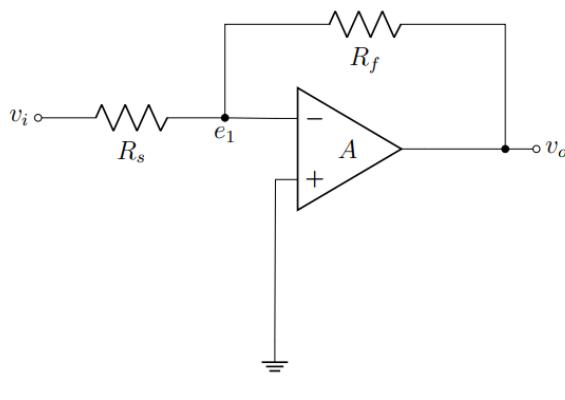


Además se debe agregar que:

- 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.



[ht]

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

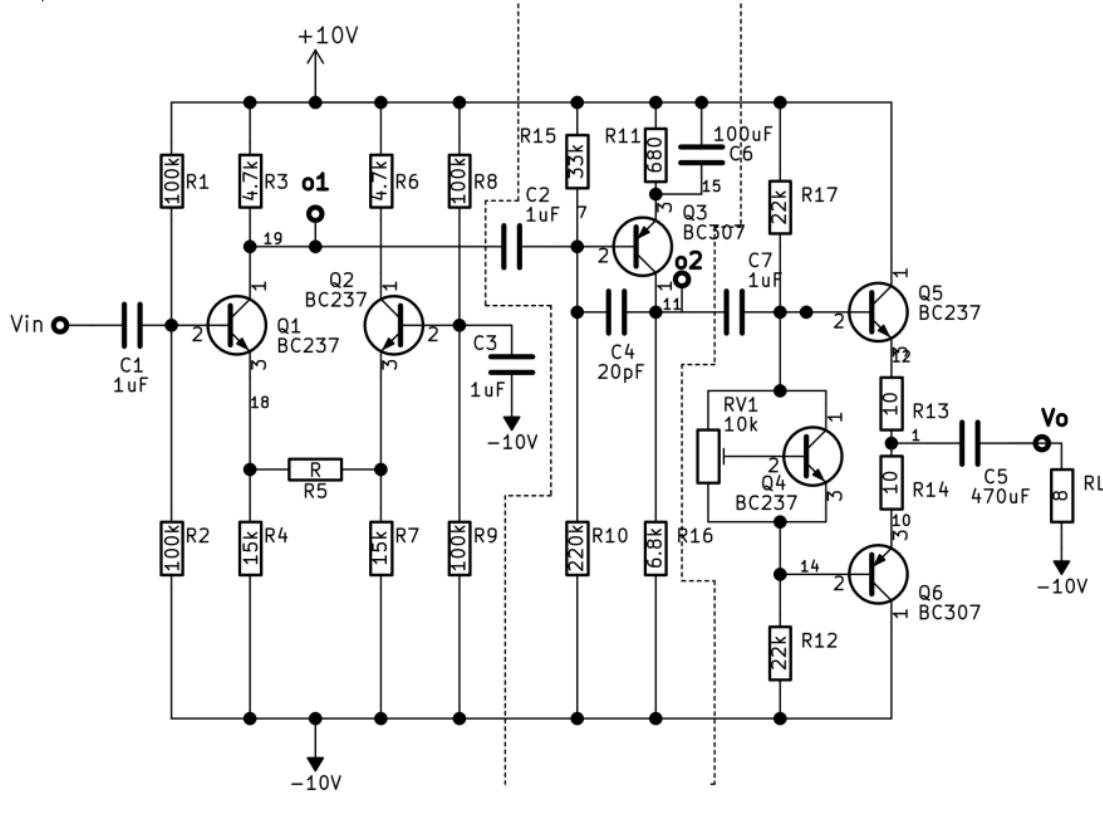
linealidad así como del ruido y el cambio en las resistencias de entrada y salida. Todo esto incrementa notablemente la calidad y versatilidad de los amplificadores. Los cambios provocados por el envejecimiento de los componentes y dispositivos, su reemplazo u otras causas, las variaciones de temperatura, 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

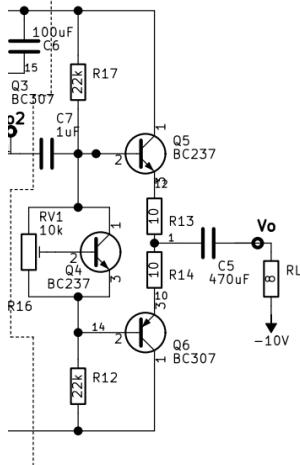
4. Metodología

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



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 ilustración ??.



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:

$$I_{RV1} = \frac{V_{BEQ4}}{X_{RV1}} \quad (2)$$

Aplicando LVK tenemos:

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

Usando (2) y (3):

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

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 (??) 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 corrientes 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

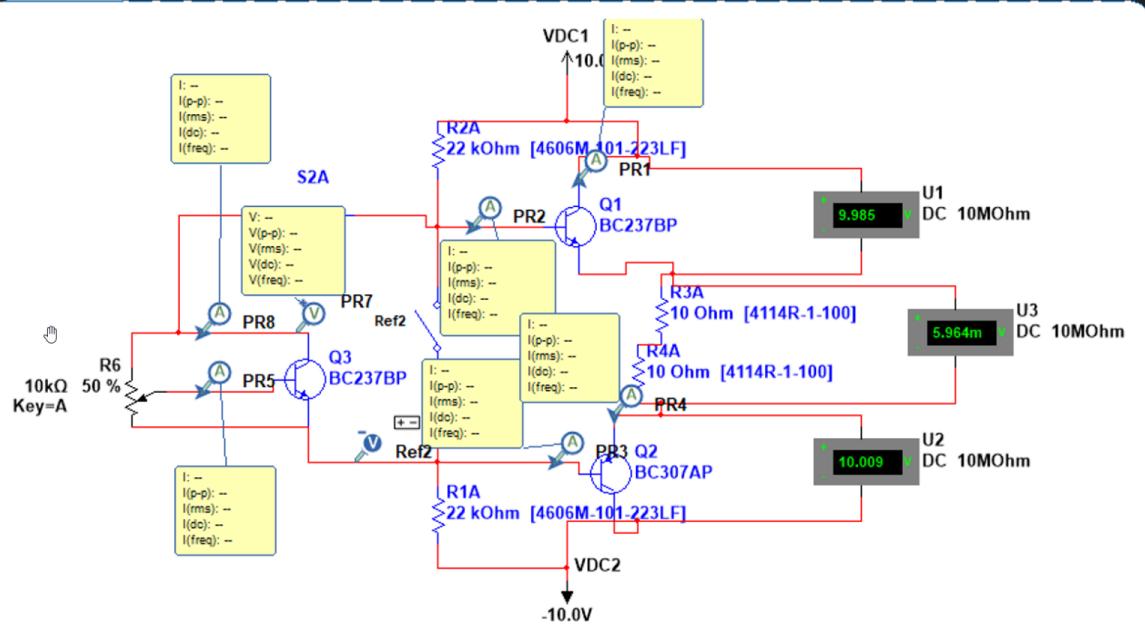
$$V_{ceQ5} = V_{ceQ6} = \frac{20V - (10 + 10)\Omega * 350\mu A}{2} = 9,99V$$

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

| 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 ilustración ?? se muestran los 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:

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

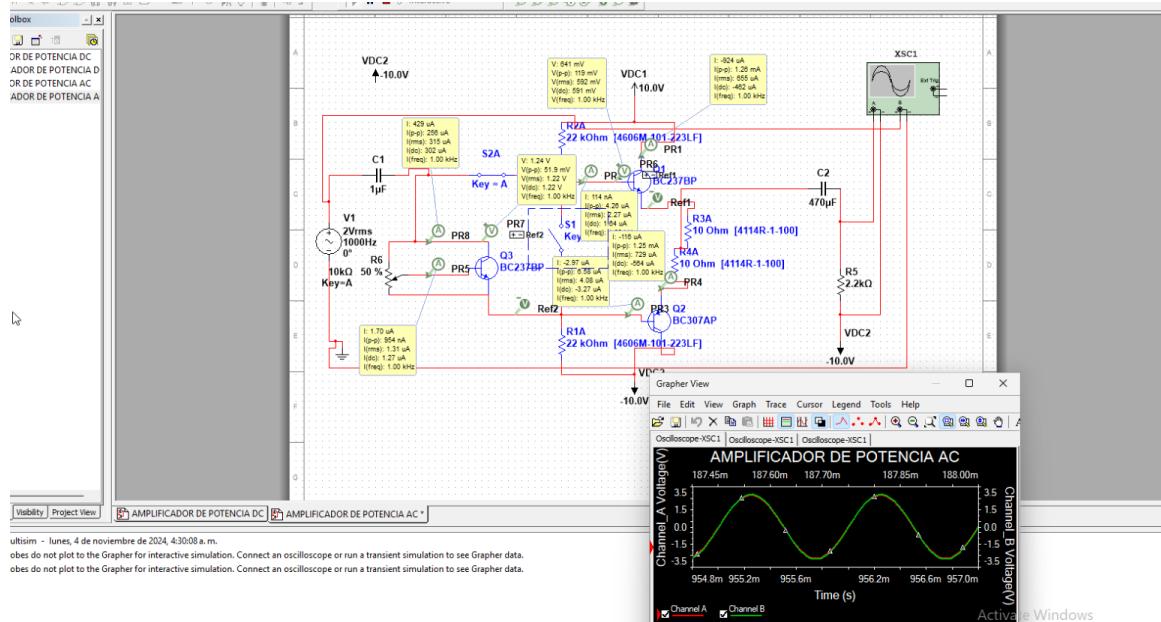
$$Z_o = 132\Omega$$

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

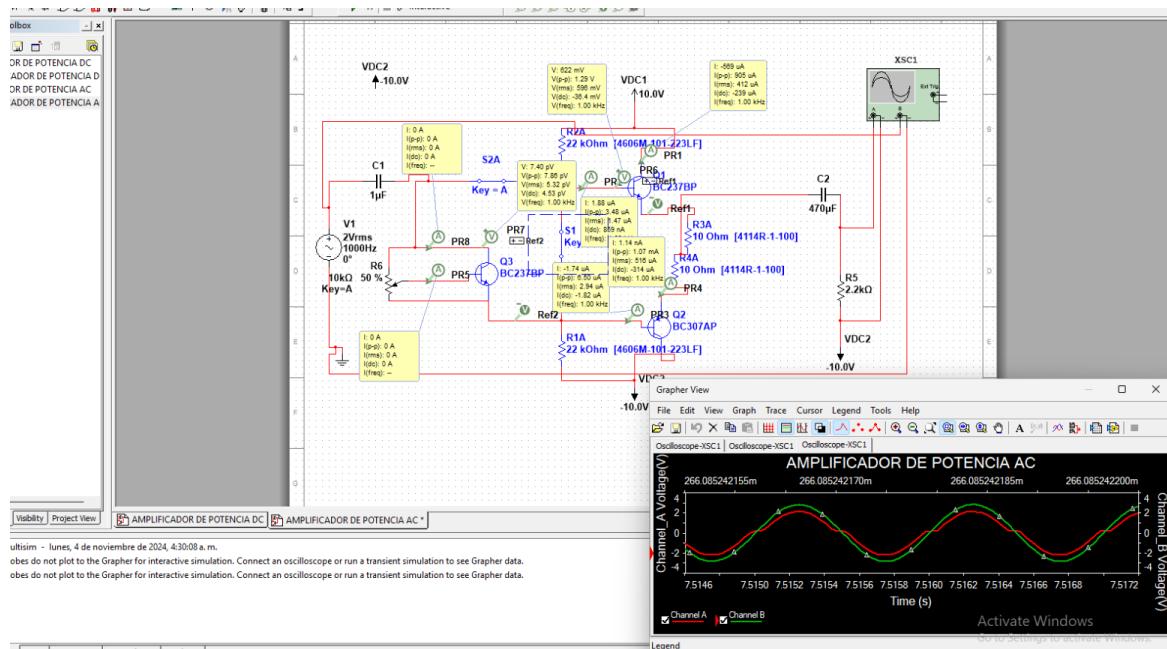
| parámetro | valor |
|-----------|----------------|
| Z_i | $10,77k\Omega$ |
| Z_o | 132Ω |
| A | 0,96 |

Cuadro 2: Modelo dinámico del amplificador de potencia

en la ilustración ?? 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.

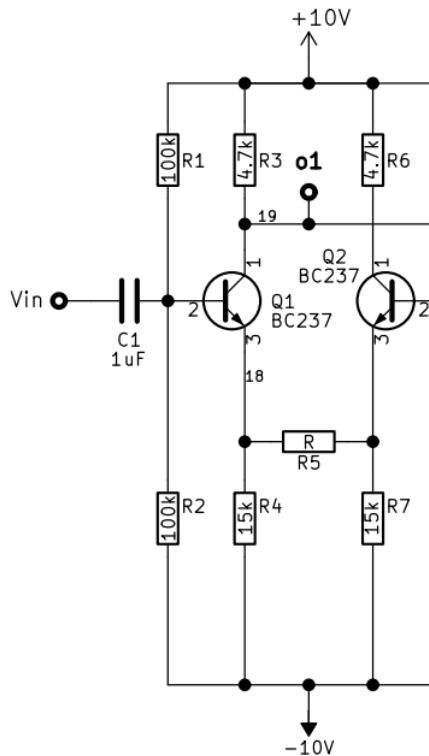


En la ilustración ?? se muestra el efecto crossover del amplificador de potencia.



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 ilustración ??.



[ht]

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 ??.

| 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 ??.

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:

| Transistor | R_π | gm | R_o |
|------------|--------------|-----------|-----------------|
| Q_1 | $9,6k\Omega$ | $23,85mS$ | $161,29k\Omega$ |
| Q_2 | $9,6k\Omega$ | $23,85mS$ | $161,29k\Omega$ |

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

$$Z_i = 49K\Omega$$

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:

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

$$A_d = -2,96$$

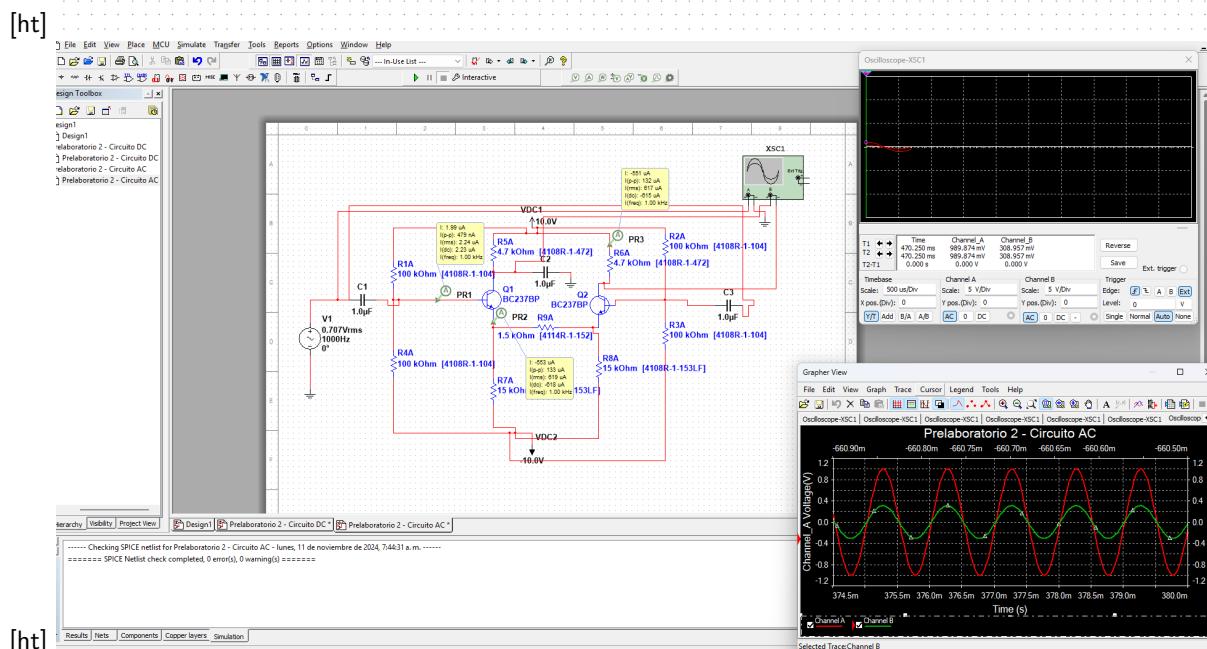
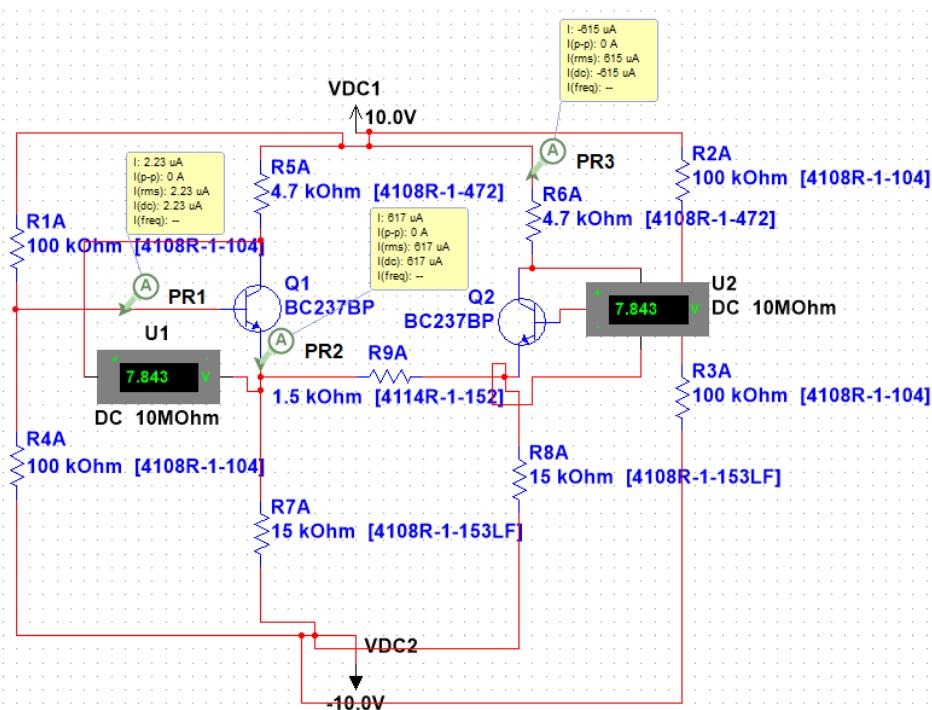
Los datos del modelo dinámico de la etapa diferencial se muestran en la tabla ?? para el modo común y en la tabla ?? para el modo diferencial.

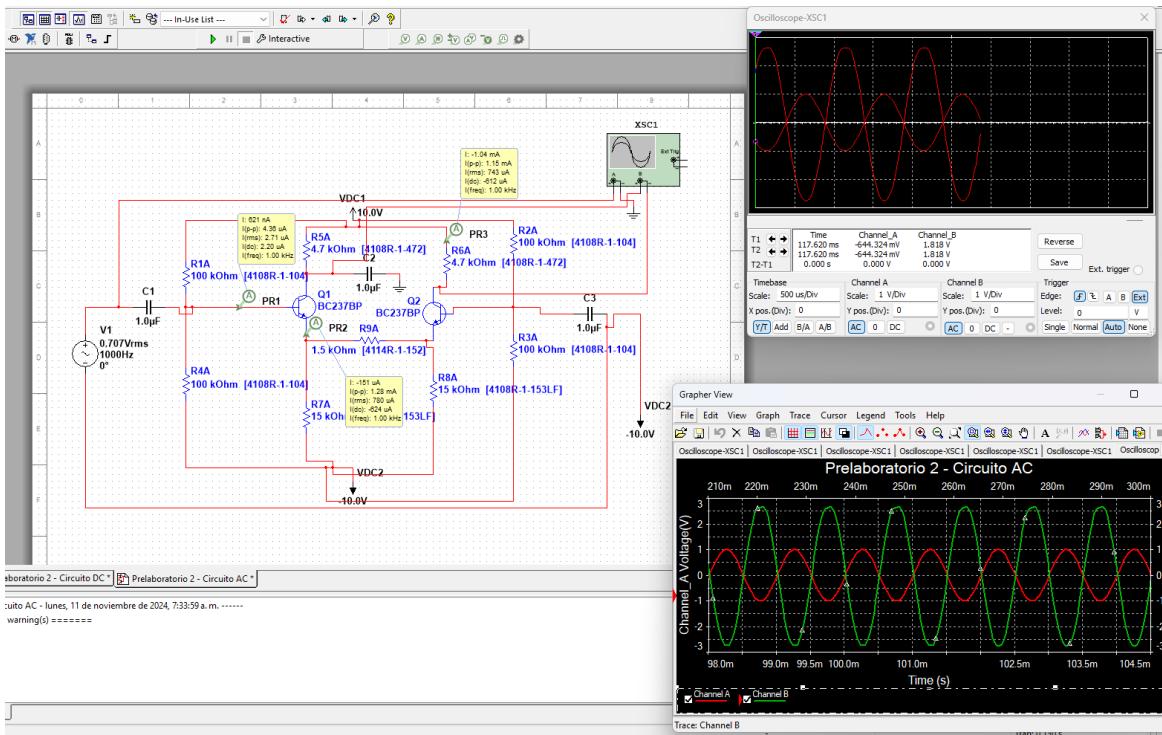
| parámetro | valor |
|-----------|---------------|
| Z_i | $24,5k\Omega$ |
| Z_o | $4,7k\Omega$ |
| A | $0,31$ |

Cuadro 5: Modelo dinámico de la etapa diferencial modo común

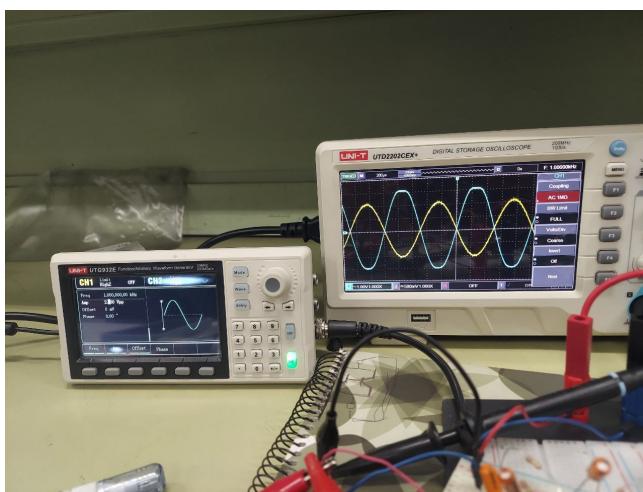
| parámetro | valor |
|-----------|----------------|
| Z_i | $43,99k\Omega$ |
| Z_o | $4,7k\Omega$ |
| A | -2,96 |

Cuadro 6: Modelo dinámico de la etapa diferencial modo diferencial



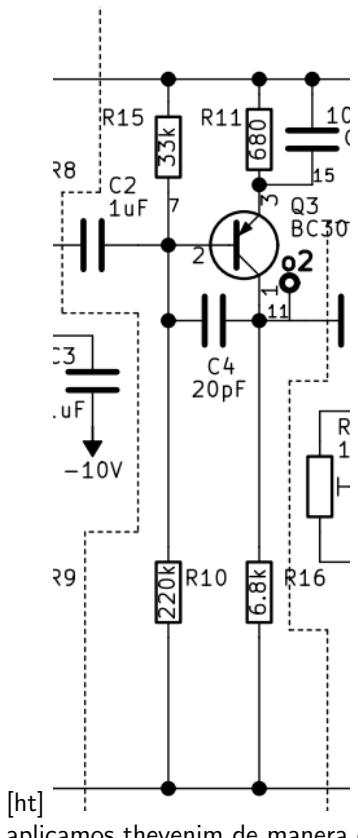


Cuadro 7: Límite de máxima excusión



4.3. Etapa impulsora

Identificamos la etapa impulsora en el diagrama del amplificador multietapas, la cual es la que contiene al transistor Q₃. Dicha etapa se muestra en la ilustración ??.



aplicamos thevenin de manera que:

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

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

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

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

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 $\beta = 230$

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

$$I_c = \beta I_b$$

$$I_c = 2,37 mA$$

Aplicando LVK:

$$V_{ce} = V_{cc} - V_{ee} - I_e R11 - I_c R16$$

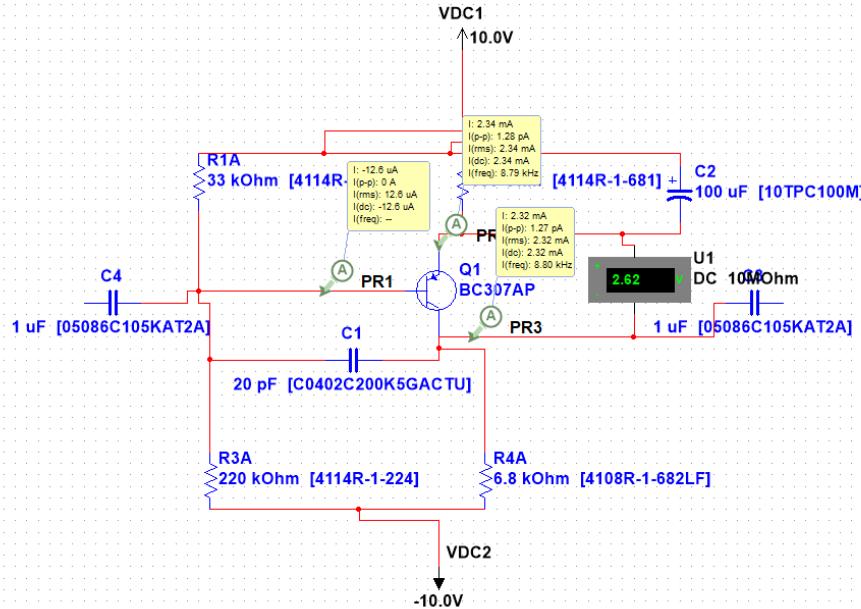
$$V_{ce} = 2,27V$$

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

La ilustración ?? muestra la simulación de 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



[ht]

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:

$$Z_i = R15 || R10 || r_\pi$$

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

Para calcular la impedancia de salida, aplicamos la ecuación:

$$Z_o = Z_{cc} || r_{16}$$

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

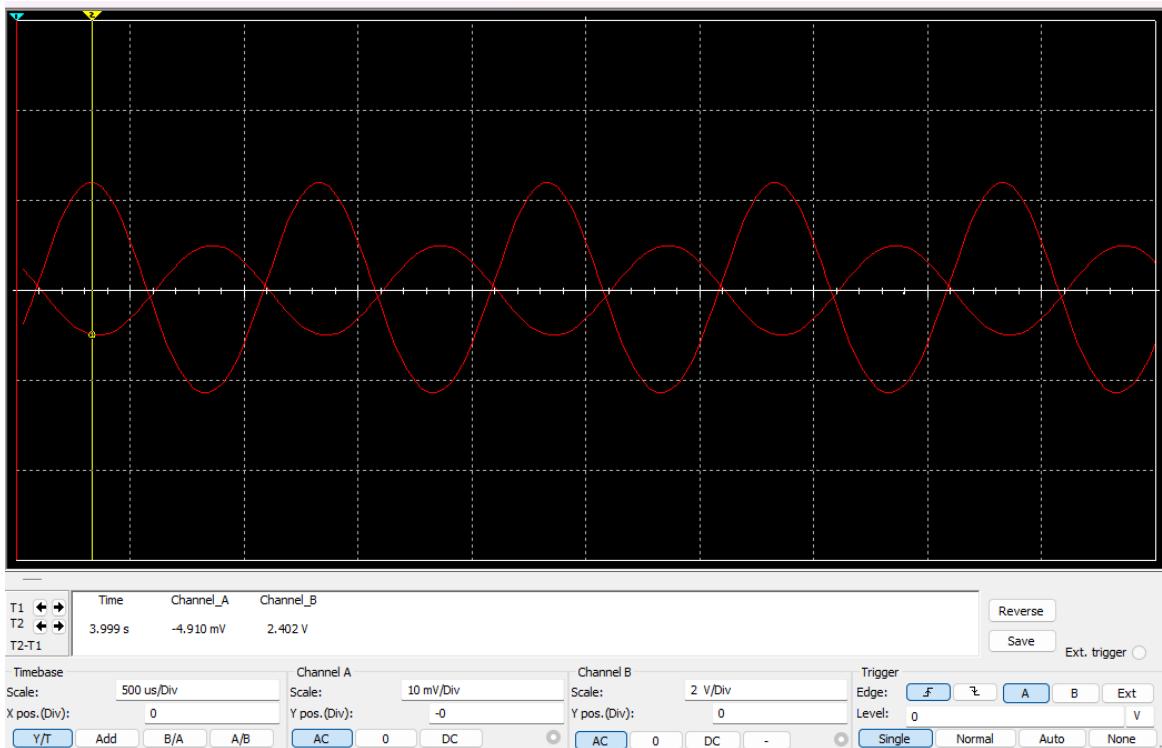
$$Z_o = r_{16}$$

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

para calcular la ganancia tenemos:

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

La ilustración ?? muestra la simulación de la ganancia en la etapa impulsora.



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

| parámetro | valor |
|-----------|---------|
| Z_i | 2,31 kΩ |
| Z_o | 6,8 kΩ |
| 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:

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

$$A_1 = -1,03$$

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:

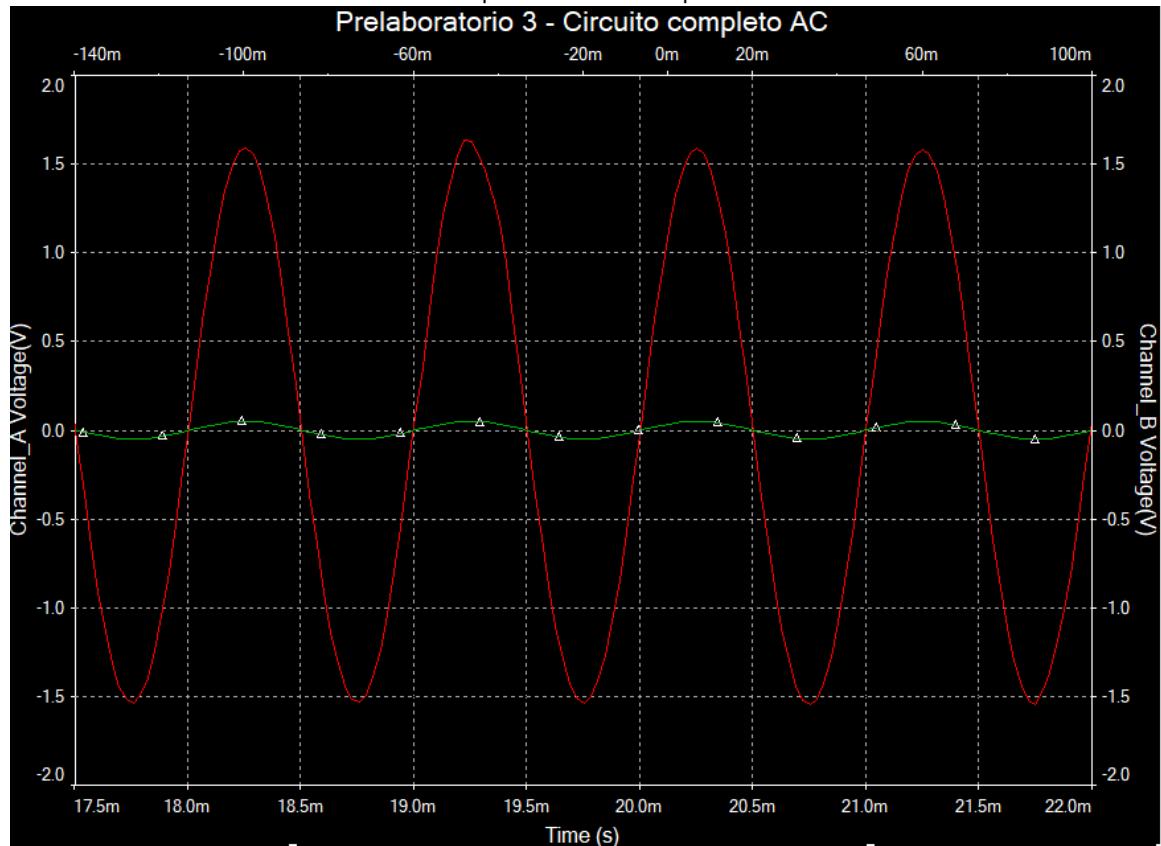
$$A_d = 1,03 \times 383,52 \times 0,96 = 1,03 \times 383,52 \times 0,96 = 379,22$$

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

| parámetro | valor |
|-----------|-----------------|
| Z_i | $43,99 k\Omega$ |
| Z_o | 132Ω |
| A | 379,22 |

Cuadro 11: Modelo dinámico amplificador multietapas en modo diferencial

La ilustración ?? muestra la simulación del 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:

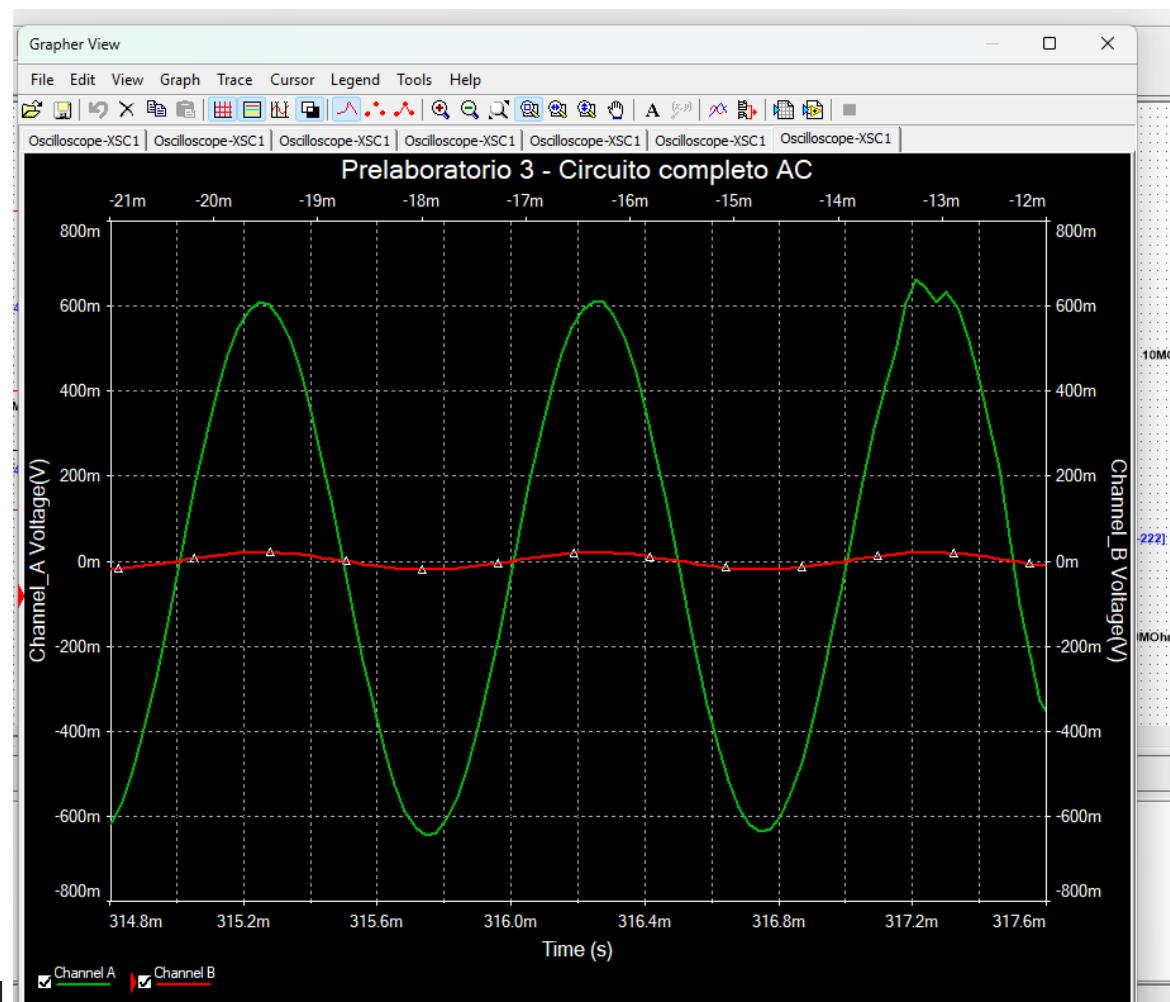
$$A_c = A_1 A_2 A_3 = 0,11 \times 383,52 \times 0,96 = 0,11 \times 383,52 \times 0,96 = 40,05$$

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

La ilustración ?? muestra la simulación del amplificador multietapas en modo común.

| parámetro | valor |
|-----------|---------------|
| Z_i | $24,5k\Omega$ |
| Z_o | 132Ω |
| A | 40,05 |

Cuadro 12: Modelo dinámico 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:

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

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 |

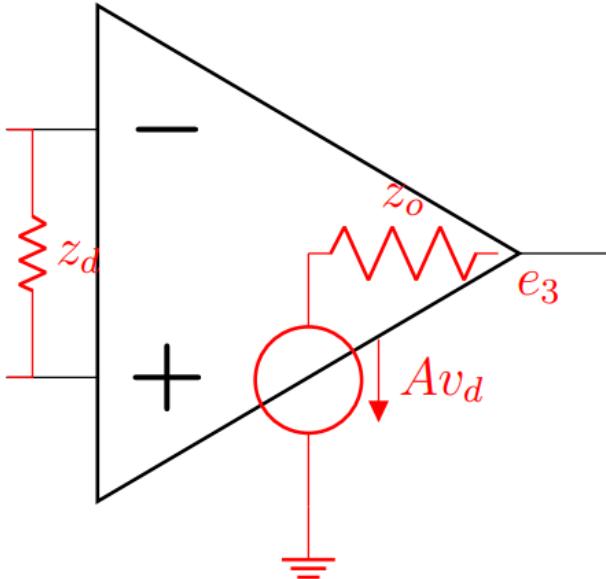
Cuadro 13: Frecuencia de corte de los capacitores de baja frecuencia

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 ilustración ?? muestra el modelo dinámico del amplificador base. Cuyos parámetros son los mostrados en la tabla ??.



[ht]
amplificador realimentado negativamente.
para la impedancia de entrada Z_i tenemos:

Ahora calculamos los parámetros del

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

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:

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

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:

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

| 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

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

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

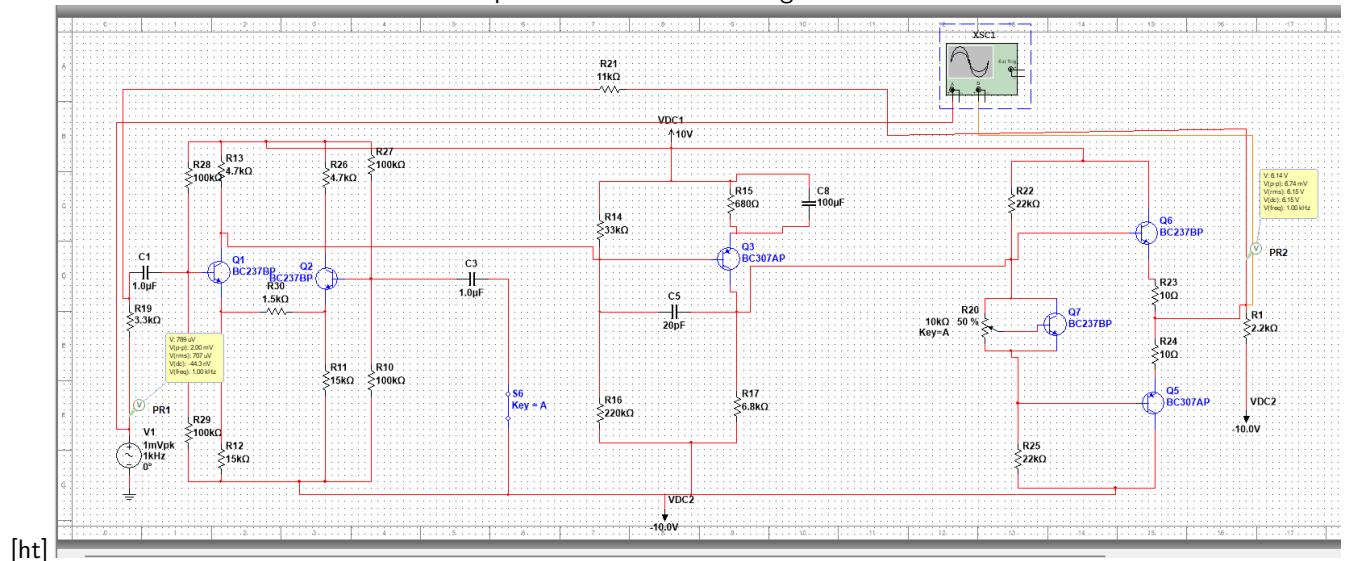
La impedancia de entrada con realimentación positiva es:

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

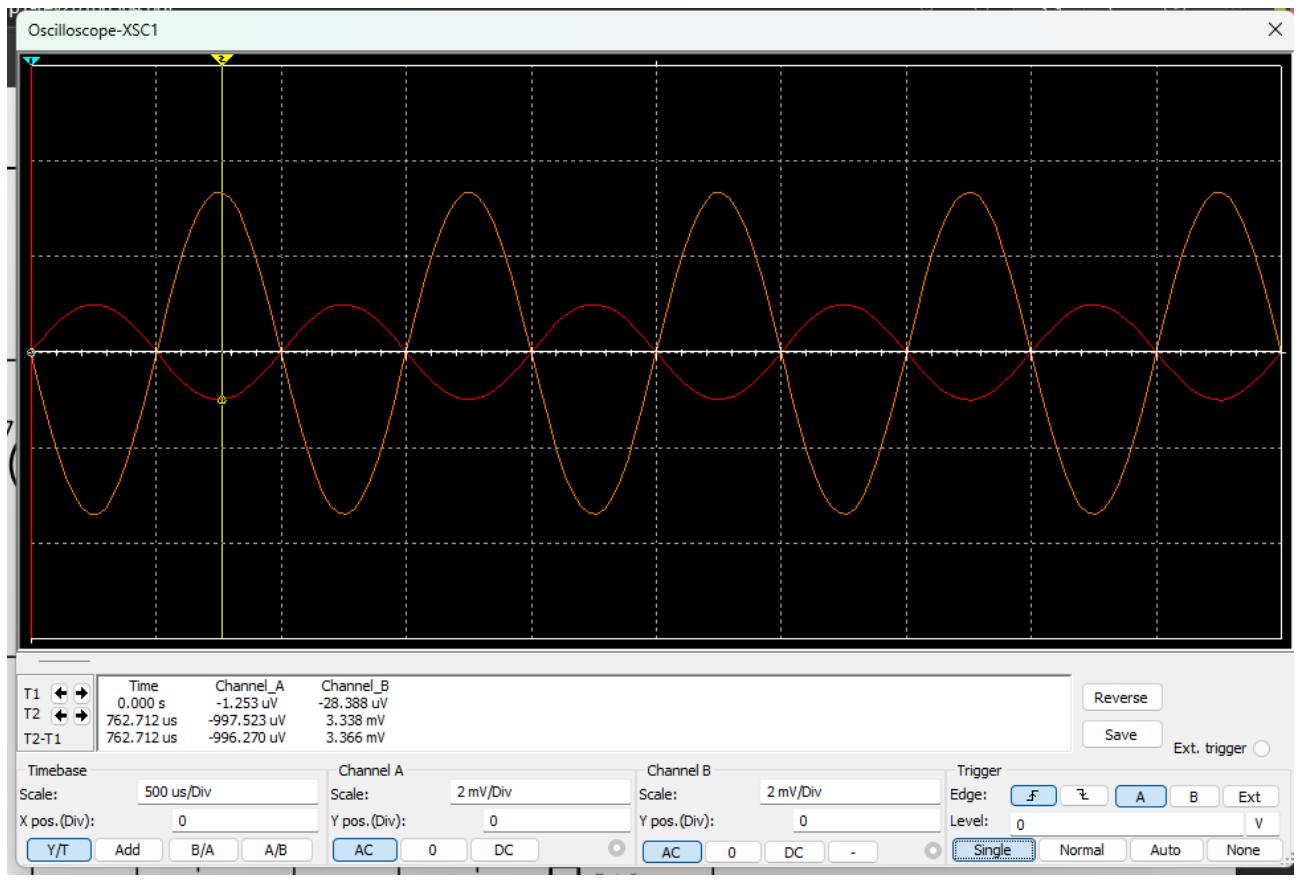
Y la impedancia de salida con realimentación positiva es igual a la impedancia de salida de realimentación negativa:

$$Z_o = 0,137\Omega$$

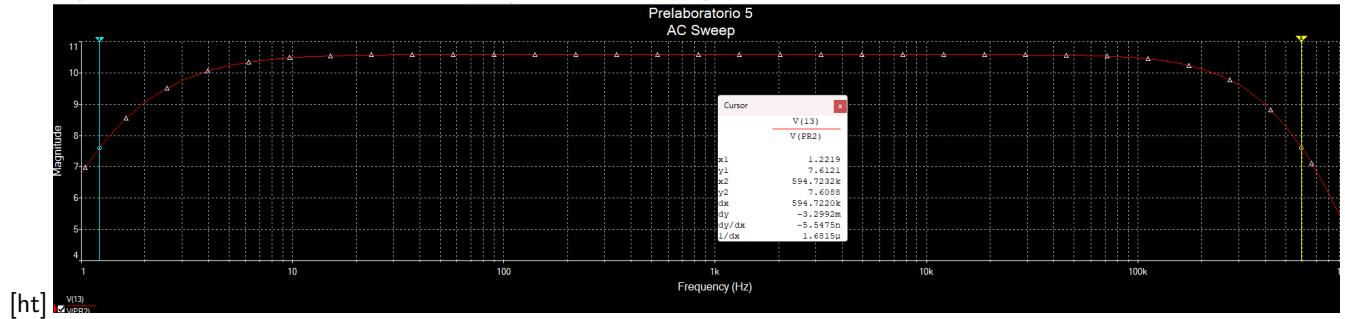
La ilustración ?? muestra el circuito del amplificador realimentado negativamente construido en multism.



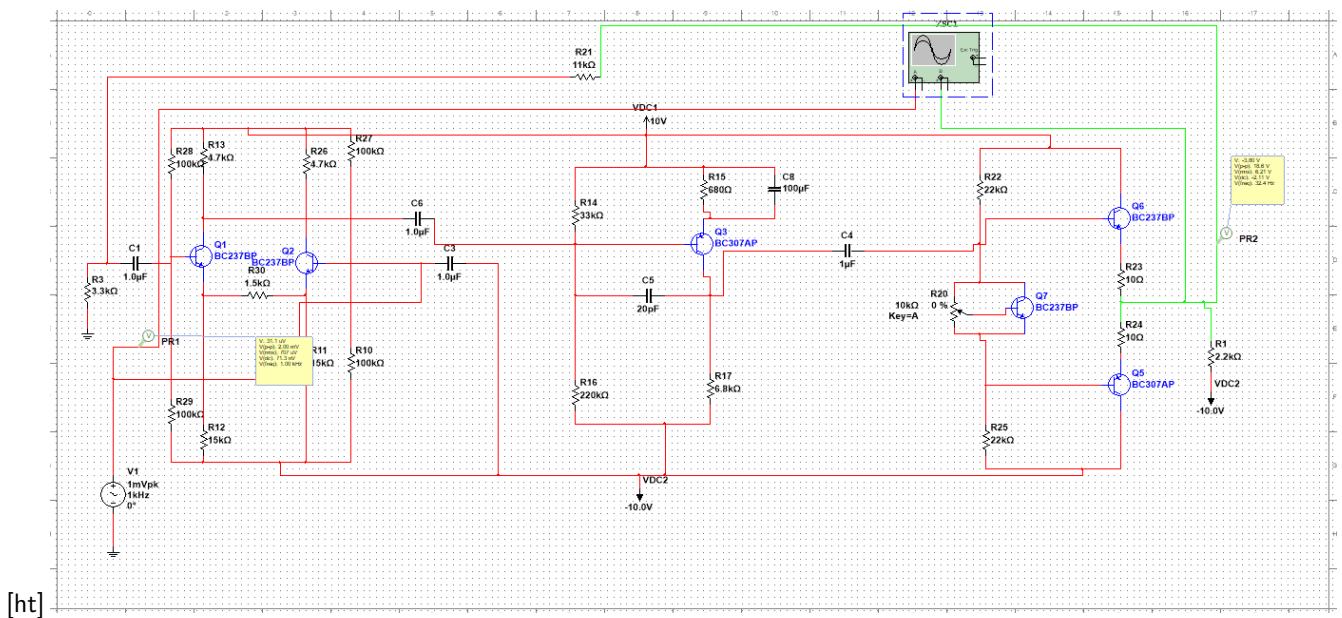
En la ilustración ?? podemos observar una ganancia de aproximadamente 3,3 que coincide con la ganancia de los cálculos.



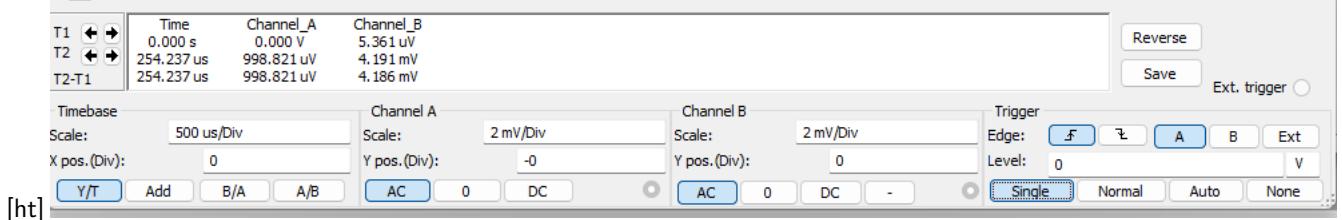
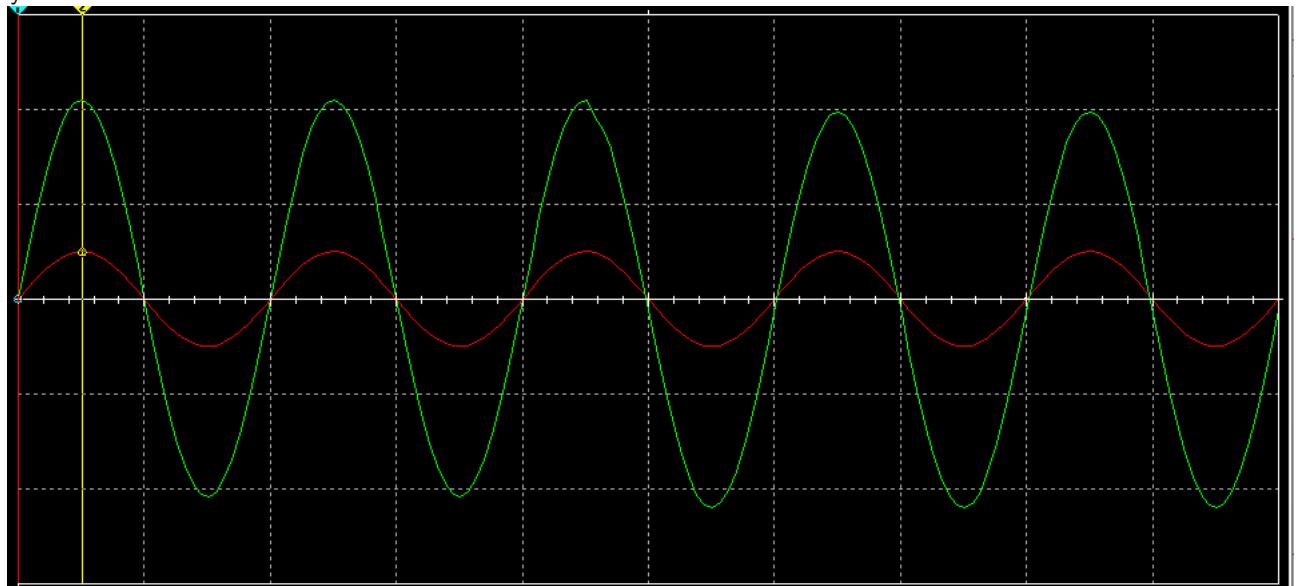
En la ilustración ?? podemos observar un aumento en el ancho de banda con realimentación negativa. Podemos observar que las frecuencias de corte coinciden con los calculados previamente.

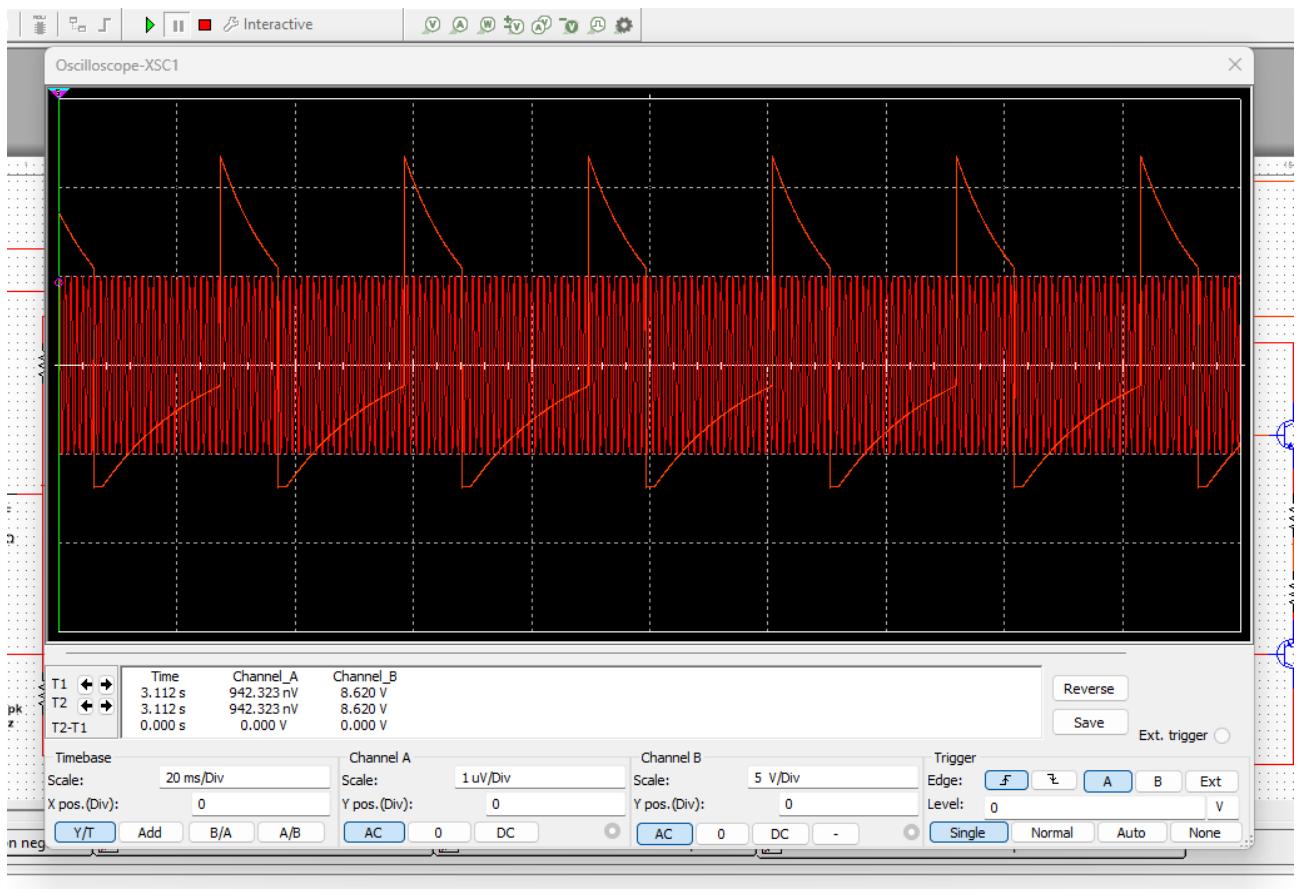


La ilustración ?? muestra la construcción del circuito del amplificador realimentado positivamente.

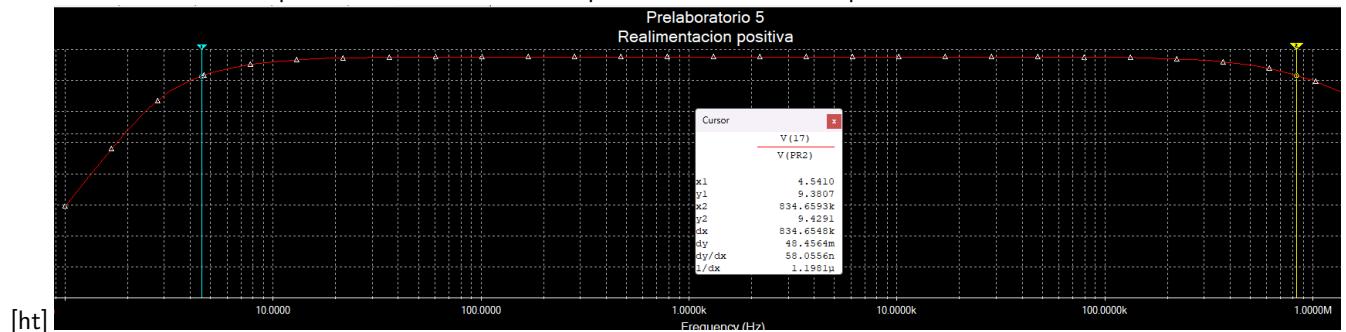


La ganancia de este amplificador se puede observar en la ilustración del ?? y podemos observar que coincide con la ganancia calculada anteriormente de 4.33. Sin embargo podemos observar que después de un tiempo la ganancia cambia y toma la forma mostrada en la ilustración ??.



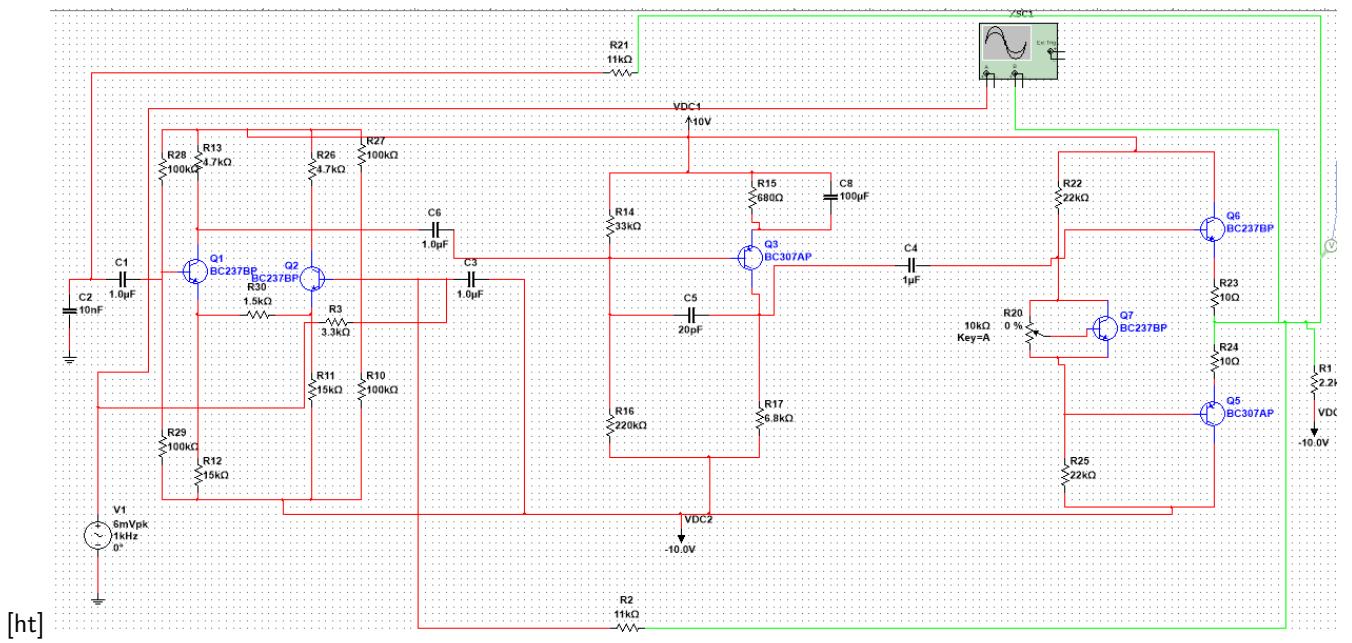


Podemos observar la respuesta en frecuencia del amplificador realimentado positivamente en la ilustración ??.

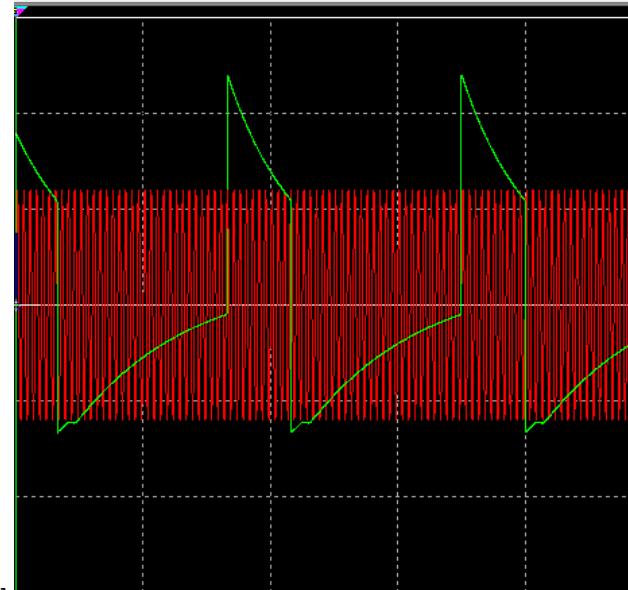


Amplificador realimentado positiva y negativamente

La ilustración ?? muestra el circuito del amplificador con realimentación positiva y negativa con condensador.

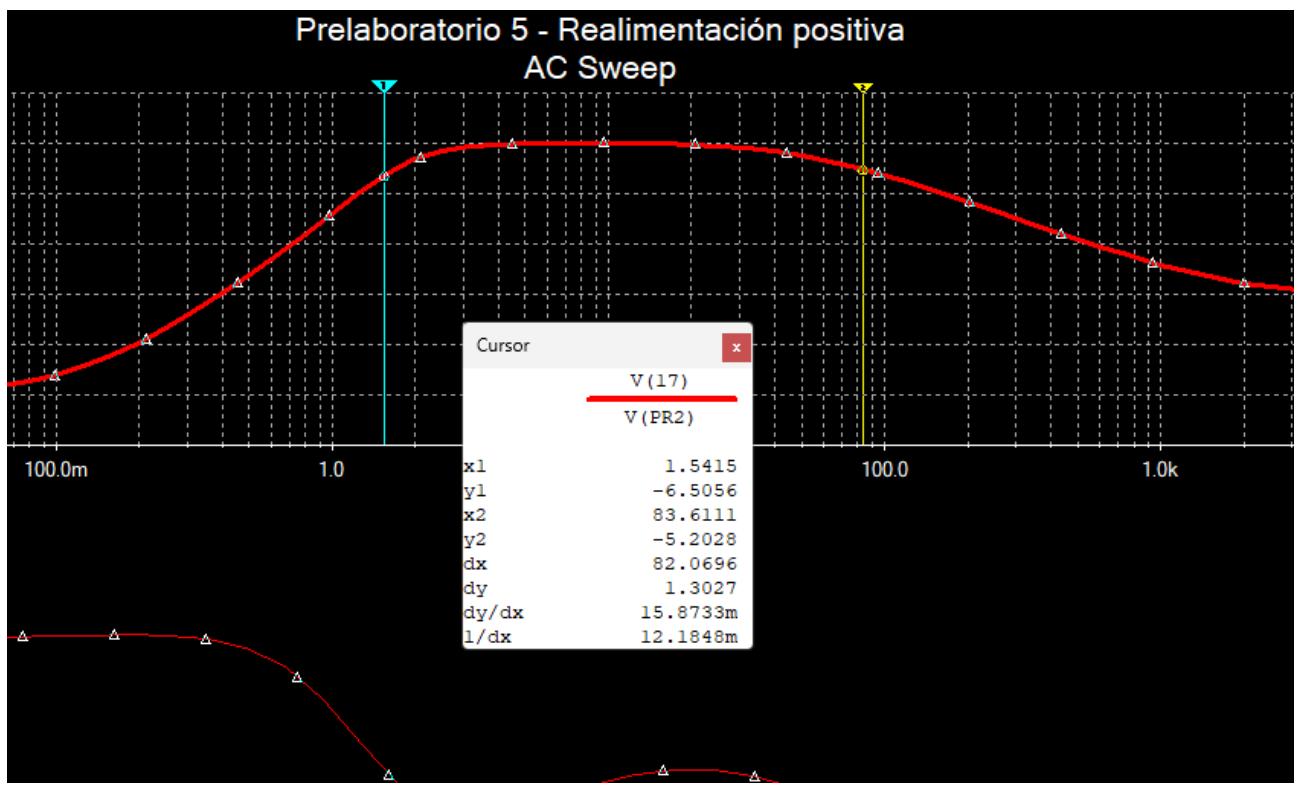


Oscilloscope-XSC1



La ganancia este amplificador se puede observar en la ilustración ?? . [ht]

La respuesta en frecuencia del amplificador se puede observar en la ilustración ??.



5. Instrumentos y materiales

- Generador de ondas N°7 del laboratorio.
- Generador de ondas N°1 del laboratorio para la práctica N° 3.
- Fuente DC N°7 del laboratorio
- Osciloscopio N°7 del laboratorio
- Transistores BC237 y BC307
- Resistencias con tolerancia del 5 % de valores: 100k, 15k, 4.7k, 1.5k, 33k, 220k, 680, 22k, 6.8k, 2.2k, 10, 1, 49k, 10k.
- Condensadores de 20pF, 1uF, 100uF.
- Potenciómetro de 10k.
- Dos protoboard.

6. Presentación de resultados

6.1. Práctica 1

6.1.1. Puntos de operación

En el cuadro ?? 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 ?? se calculan los puntos de operación en la etapa de potencia representados en los cuadros ?? y ??.

| 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

6.1.2. Modelo dinámico

El cuadro ?? 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 ?? 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 ?? 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 ??, ?? y ?? se calculan los valores de los parámetros del modelo dinámico de la etapa de potencia representados en el cuadro ??.

| Parámetro | Valor Teórico | Medición | Incertidumbre | Error Absoluto | Error Relativo |
|-----------|---------------|-------------|---------------|----------------|----------------|
| $Z_i[O]$ | 10770 | 10000 | 2178.010058 | 770.00000000 | 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

6.1.3. Transistor clase C

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

| Transistor | $V_c[V]$ | $\Delta V_c[V]$ | $V_b[V]$ | $\Delta V_b[V]$ | $V_e[V]$ | $\Delta V_e[V]$ | $R_e[\Omega]$ | $\Delta R_e[\Omega]$ |
|------------|----------|-----------------|----------|-----------------|----------|-----------------|---------------|----------------------|
| 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 |

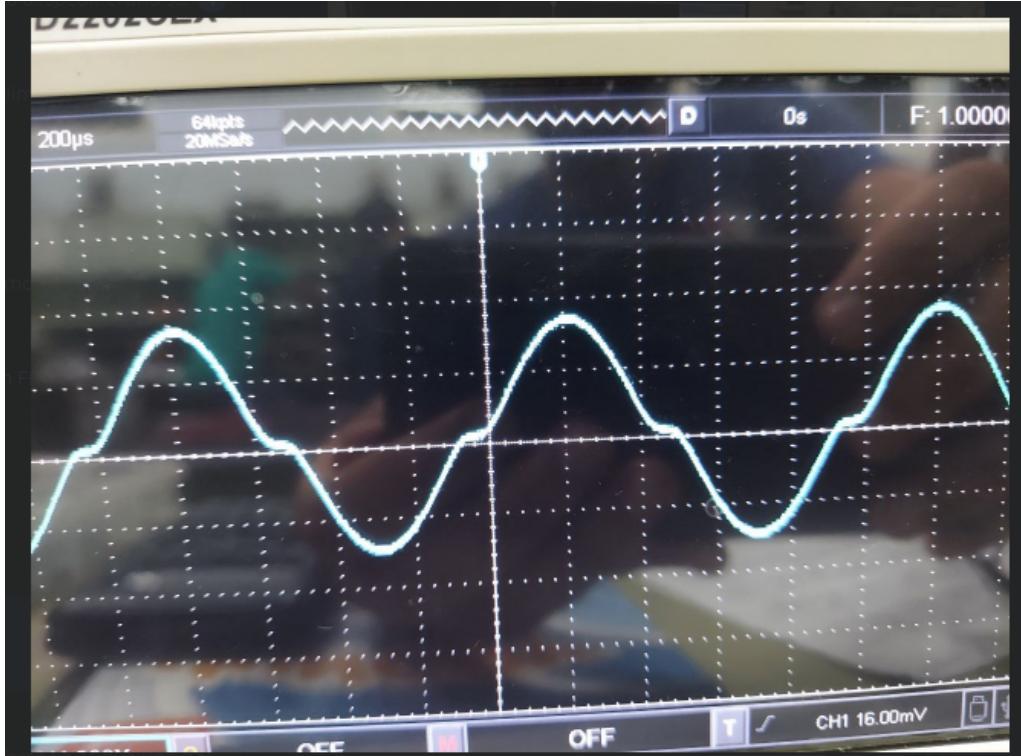
Cuadro 22: Mediciones DC etapa de potencia clase C

Con el cuadro ?? se muestran los puntos de operación en la etapa de potencia conectado como amplificador clase C de la ilustración ??.

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

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

En la ilustración ?? se muestra el efecto crossover del amplificador clase C de la etapa de potencia.



6.2. Práctica 2

6.2.1. Puntos estáticos de operación etapa diferencial

El cuadro ?? 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 ??, se hayaron las mediciones indirectas de los puntos de reposo de la etapa diferencial, los cuales se muestran en el cuadro ??.

| 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

6.2.2. 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

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

Cuadro 27: Impedancia de salida etapa diferencial

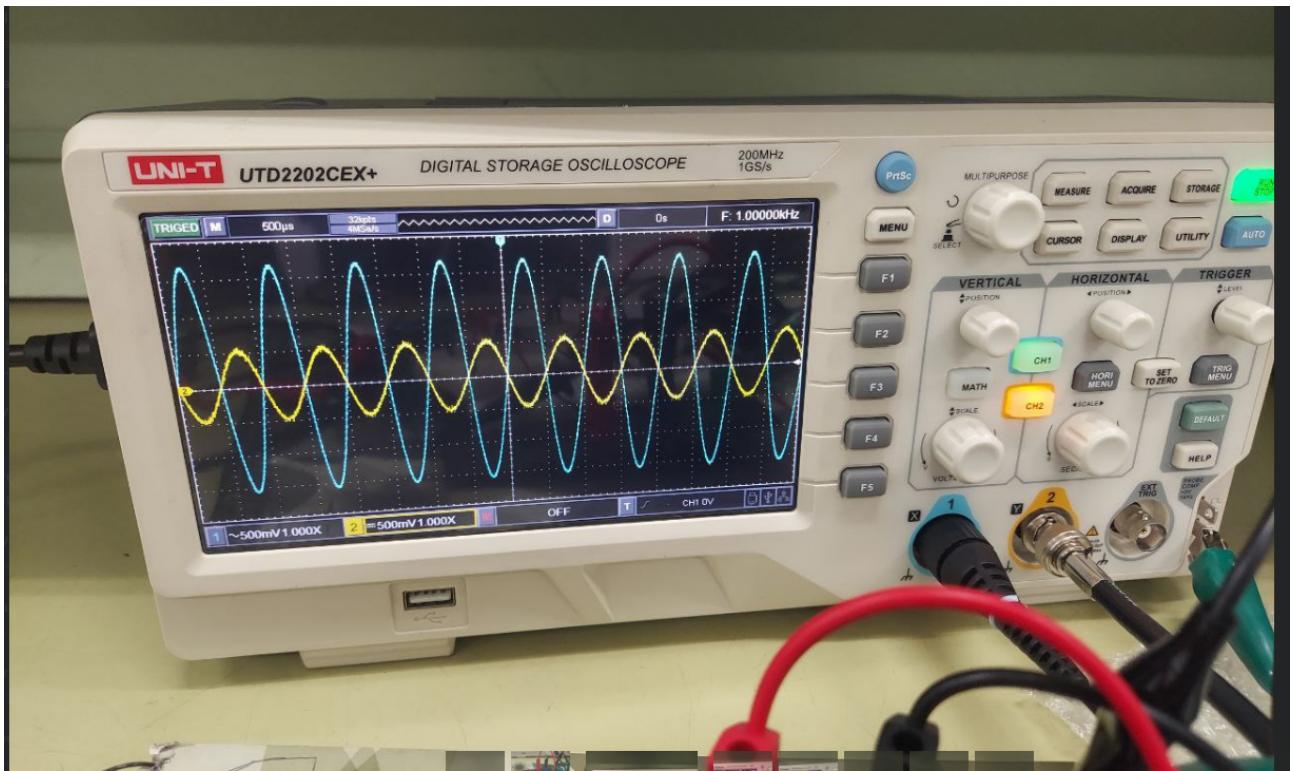
| $V_i[V]$ | $\Delta V_i[V]$ | $V_o[V]$ | $\Delta V_o[V]$ |
|----------|-----------------|----------|-----------------|
| 1 | 0.1 | 3.2 | 0.1 |

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

[ht]



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 $V_i = 1 \pm 0,1V$.

6.2.3. modelo dinámico etapa diferencial modo común

| $Vg[V]$ | $\Delta Vg[V]$ | $Vi[V]$ | $\Delta Vi[V]$ | $Rp[\Omega]$ | $\Delta Rp[\Omega]$ |
|---------|----------------|---------|----------------|--------------|---------------------|
| 1.04 | 0.04 | 0.31 | 0.015 | 48000 | 4800 |

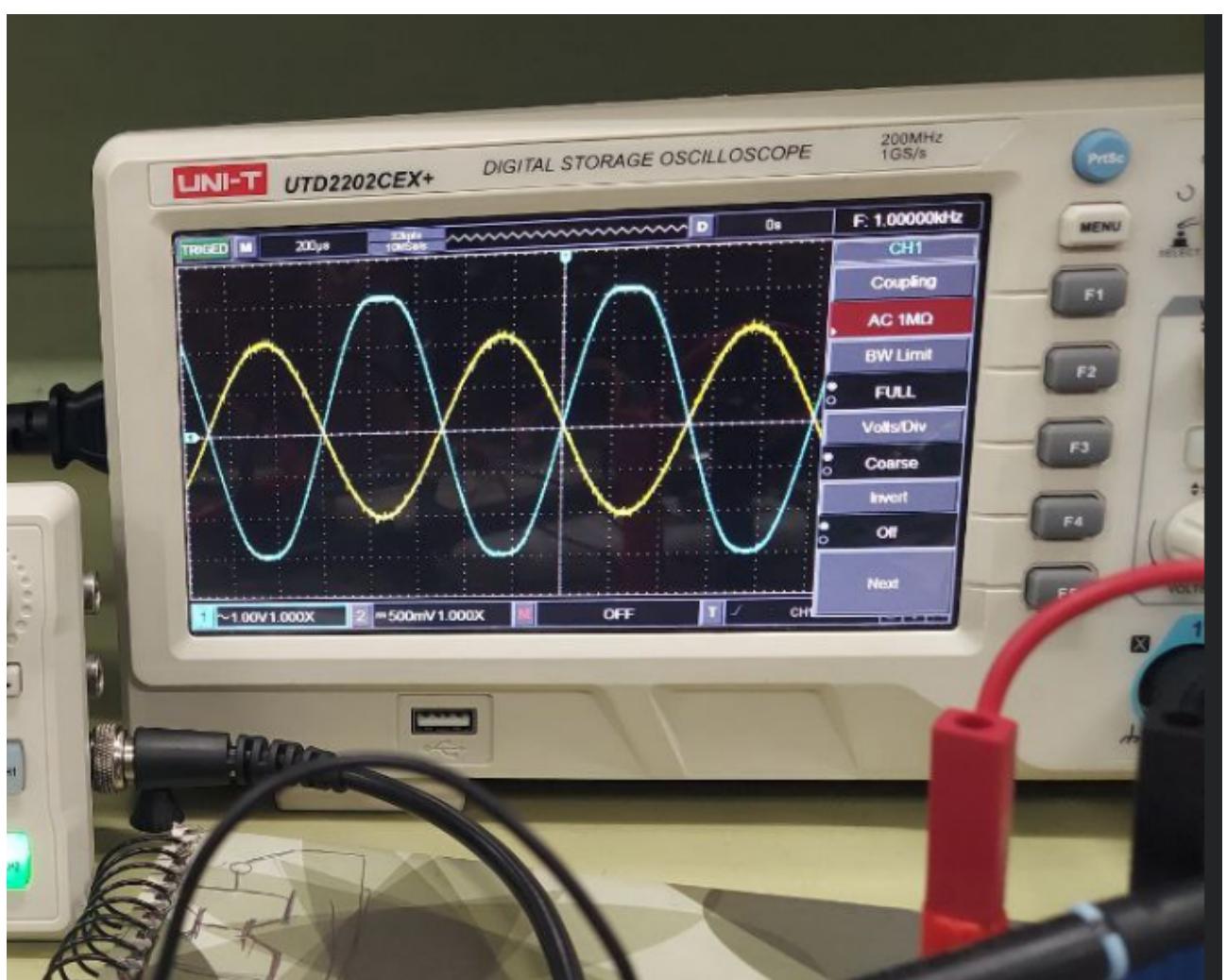
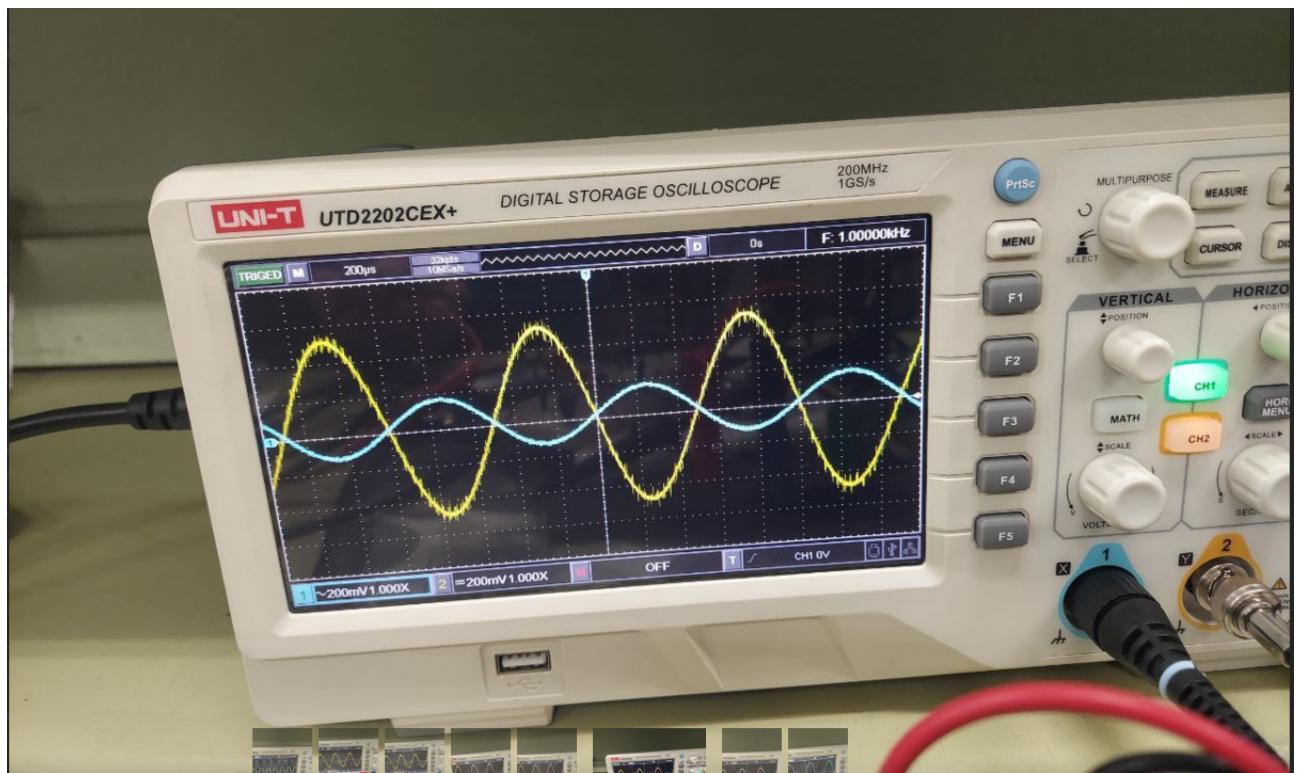
Cuadro 30: Impedancia de entrada etapa diferencial modo común

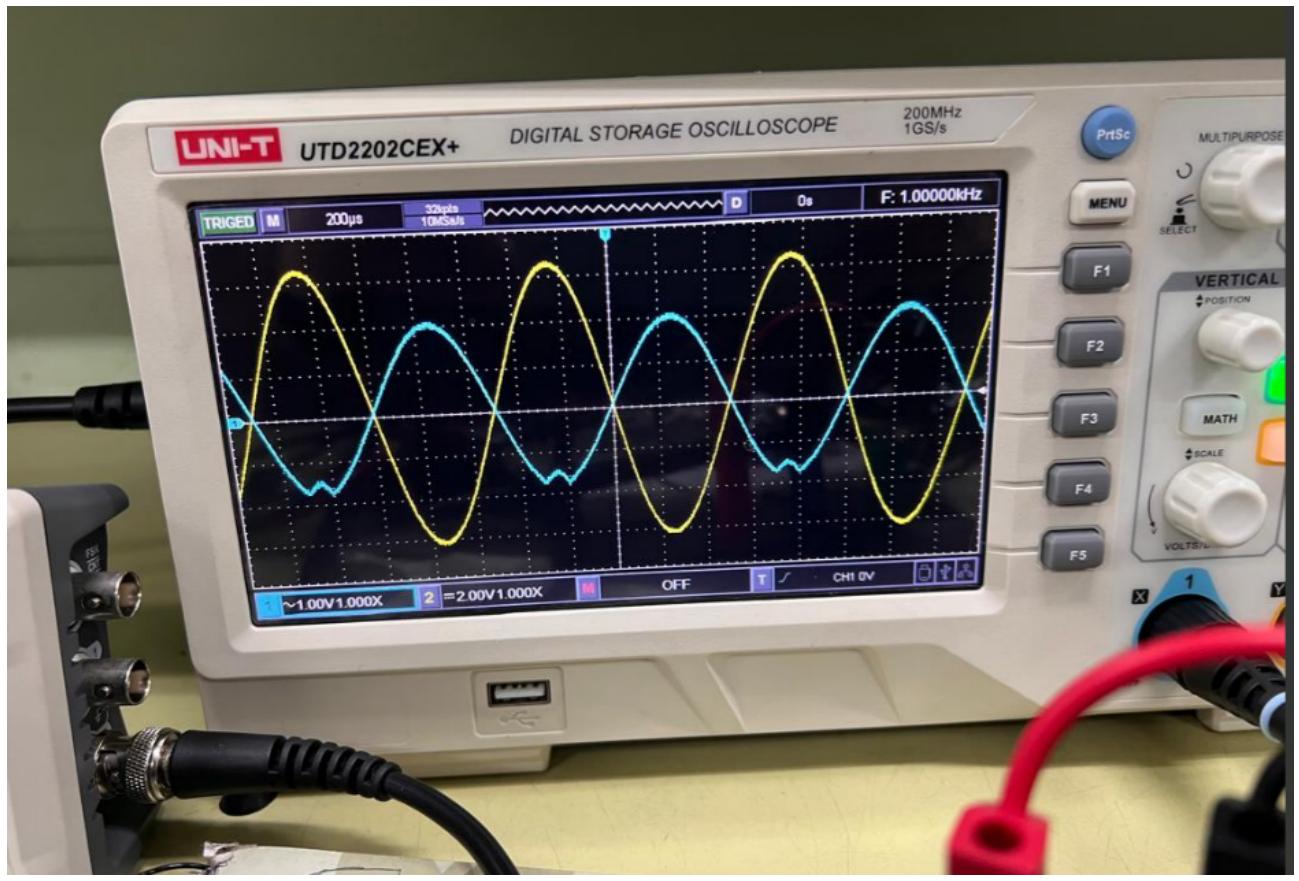
| $Vi[V]$ | $\Delta Vi[V]$ | $Vo[V]$ | $\Delta Vo[V]$ |
|---------|----------------|---------|----------------|
| 1 | 0.04 | 0.3 | 0.01 |

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





[ht]

6.3. Práctica 3

6.3.1. Puntos de operación amplificador multietapas desacoplado

| Transistor | $V_c[V]$ | $\Delta V_c[V]$ | $V_b[V]$ | $\Delta V_b[V]$ | $V_e[V]$ | $\Delta V_e[V]$ | $R_e[\Omega]$ | $\Delta R_e[\Omega]$ |
|------------|----------|-----------------|----------|-----------------|----------|-----------------|---------------|----------------------|
| 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 | $0,30 \times 10^{-4}$ | 0 | 1.13137E-05 | 0.00030236 | 100.00 % |
| I_c | Q5 | $0,35 \times 10^{-3}$ | 0.02 | 0.001224745 | 0.01965000 | 5614.29 % |
| I_c | Q6 | $0,35 \times 10^{-3}$ | -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

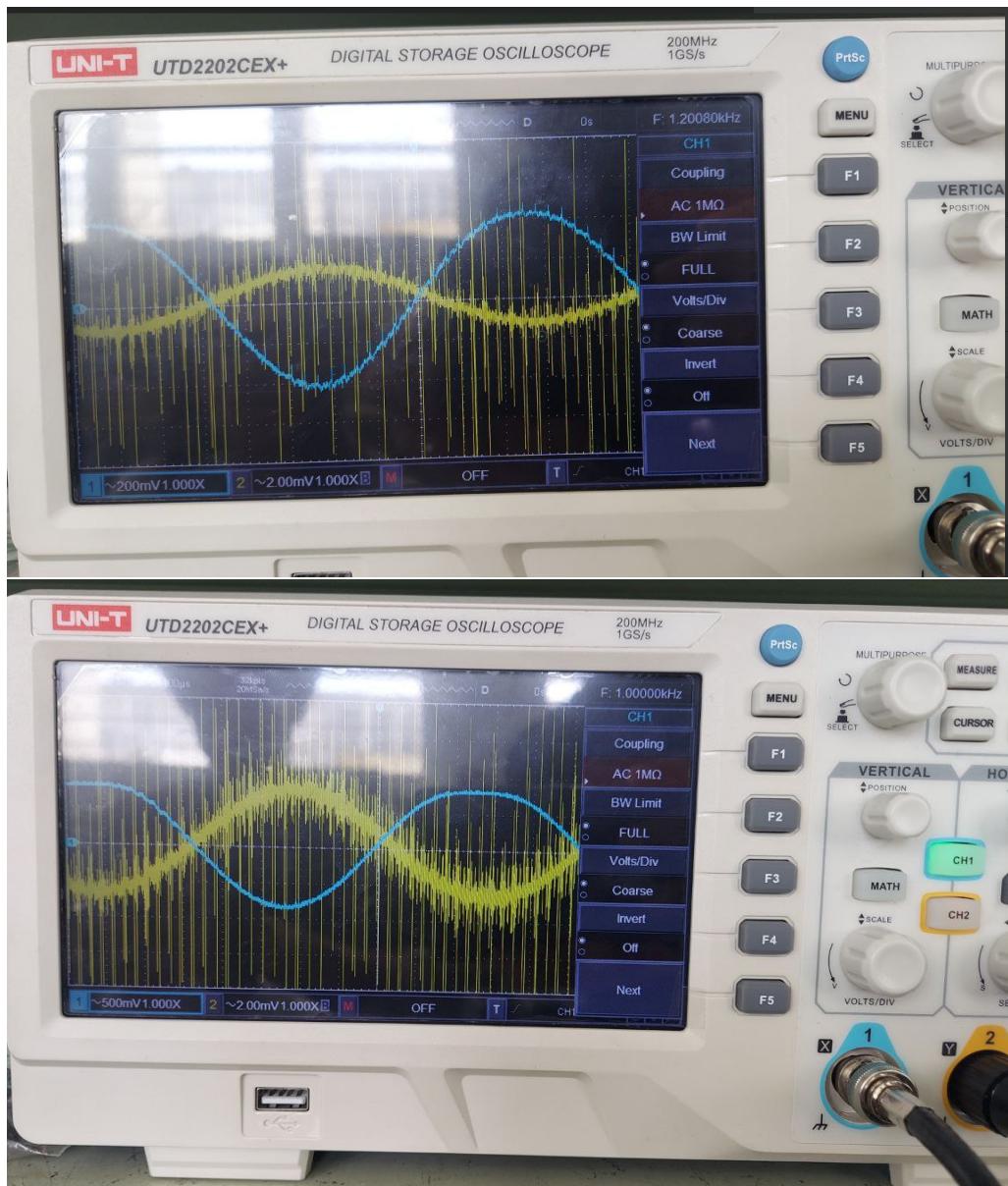
6.3.2. modelo dinámico etapa impulsora

| $Vi[V]$ | $\Delta Vi[V]$ | $Vo[V]$ | $\Delta Vo[V]$ |
|---------|----------------|---------|----------------|
| 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 | 20.833333333333 | 2.711892249 | 599.0666667 | 96.64 % |

Cuadro 36: Modelo dinámico etapa impulsora



6.3.3. 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

6.3.4. 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 |

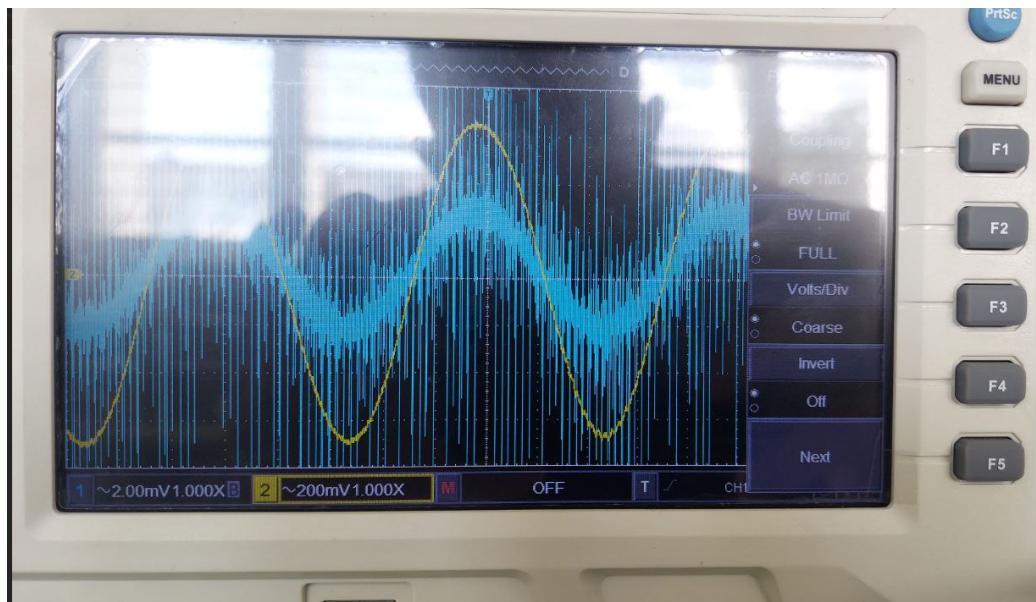
Cuadro 40: Mediciones impedancia de salida amplificador multietapa

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

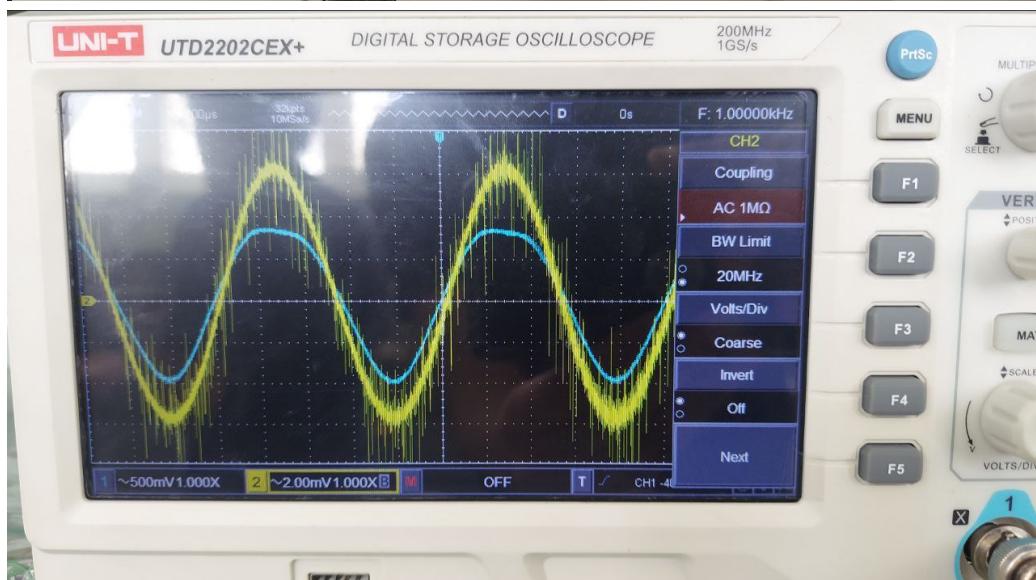
Cuadro 41: Ganancia amplificador multietapas modo diferencial

| 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



[ht]



[ht]

6.3.5. 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 |

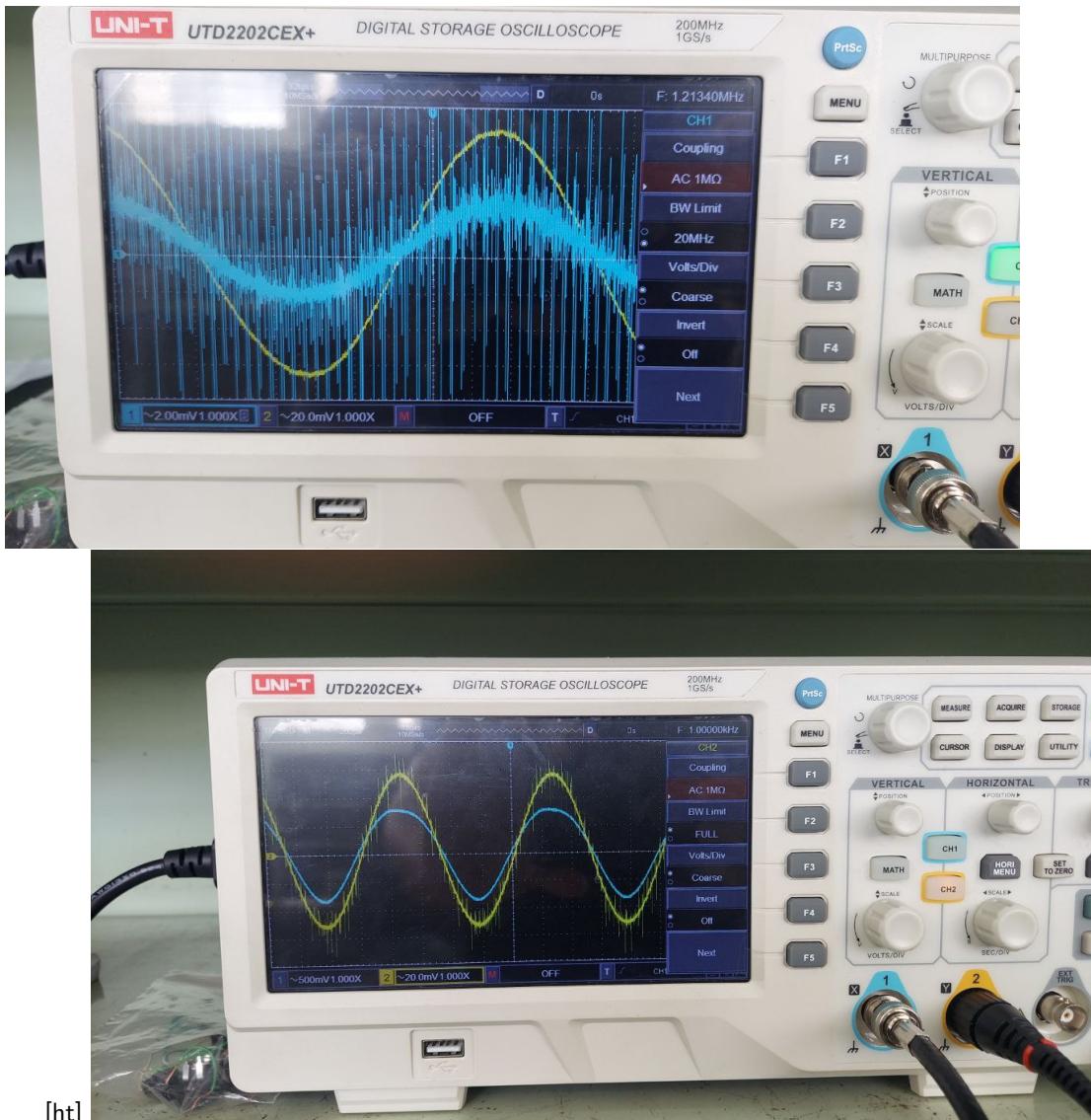
Cuadro 43: Impedancia de entrada amplificador multietapas modo común

| $Vi[V]$ | $\Delta Vi[V]$ | $Vo[V]$ | $\Delta Vo[V]$ |
|---------|----------------|---------|----------------|
| 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



6.4. Práctica N° 4

6.4.1. Puntos estaticos de operación amplificador multietapas

| Transistor | $V_c[V]$ | $\Delta V_c[V]$ | $V_b[V]$ | $\Delta V_b[V]$ | $V_e[V]$ | $\Delta V_e[V]$ | $R_e[\Omega]$ | $\Delta R_e[\Omega]$ |
|------------|----------|-----------------|----------|-----------------|----------|-----------------|---------------|----------------------|
| 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

6.4.2. Respuesta en frecuencia amplificador multietapas

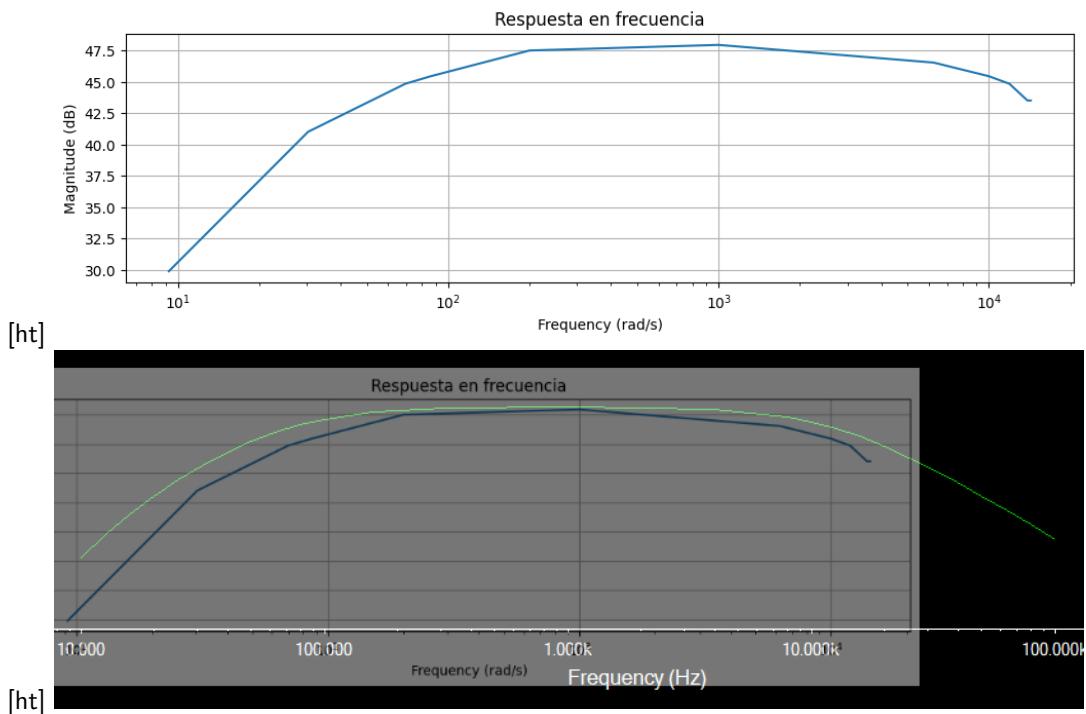
| N | $Vi[V]$ | $\Delta Vi[V]$ | $Vo[V]$ | $\Delta Vo[V]$ | T | ΔT |
|----|---------|----------------|---------|----------------|-------------|------------|
| 1 | 0.0032 | 0.0004 | 0.8 | 0.1 | 0.001 | 0.00004 |
| 2 | 0.0032 | 0.0004 | 0.56 | 0.04 | 8.4E-05 | 0.002 |
| 3 | 0.0032 | 0.0004 | 0.48 | 0.04 | 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 % |

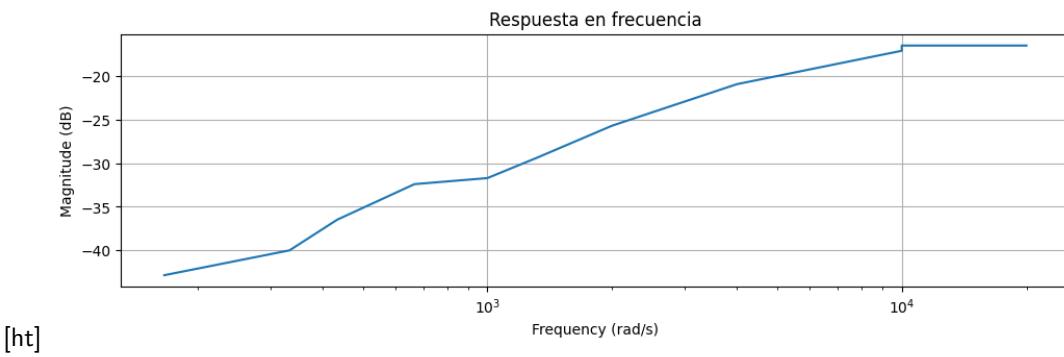
Cuadro 49: Medición de frecuencias de corte



6.4.3. Respuesta en frecuencia amplificador multietapas sin condensadores de acople

| 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



6.5. Práctica N° 5: Realimentación

6.5.1. Amplificador realimentado negativamente

| $Vg[V]$ | $\Delta Vg[V]$ | $Vi[V]$ | $\Delta Vi[V]$ | $Rp[\Omega]$ | $\Delta Rp[\Omega]$ |
|---------|----------------|---------|----------------|--------------|---------------------|
| 0.2 | 0.02 | 0.06 | 0.01 | 100000 | 5000 |

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

| $Vo_{sc}[V]$ | $\Delta Vo_{sc}[V]$ | $Vo_{cc}[V]$ | $\Delta Vo_{cc}[V]$ | $Rp[\Omega]$ | $\Delta Rp[\Omega]$ |
|--------------|---------------------|--------------|---------------------|--------------|---------------------|
| 1 | 0.1 | 1 | 0.1 | 1 | 0.05 |

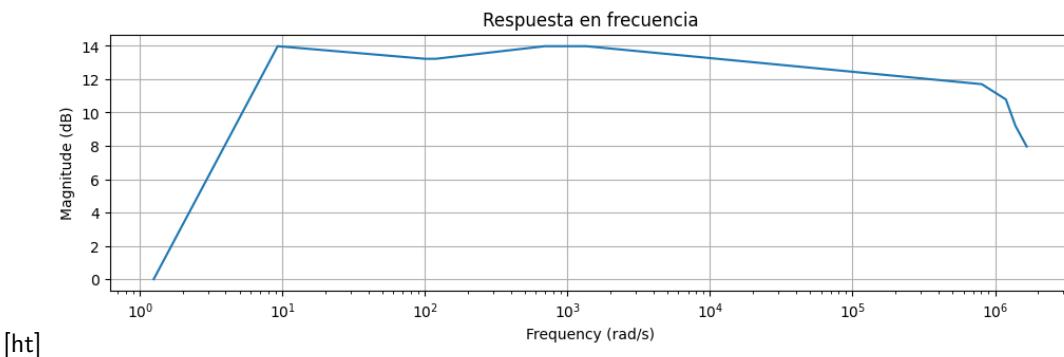
Cuadro 52: Mediciones para calcular la impedancia de salida del amplificador con realimentación negativa

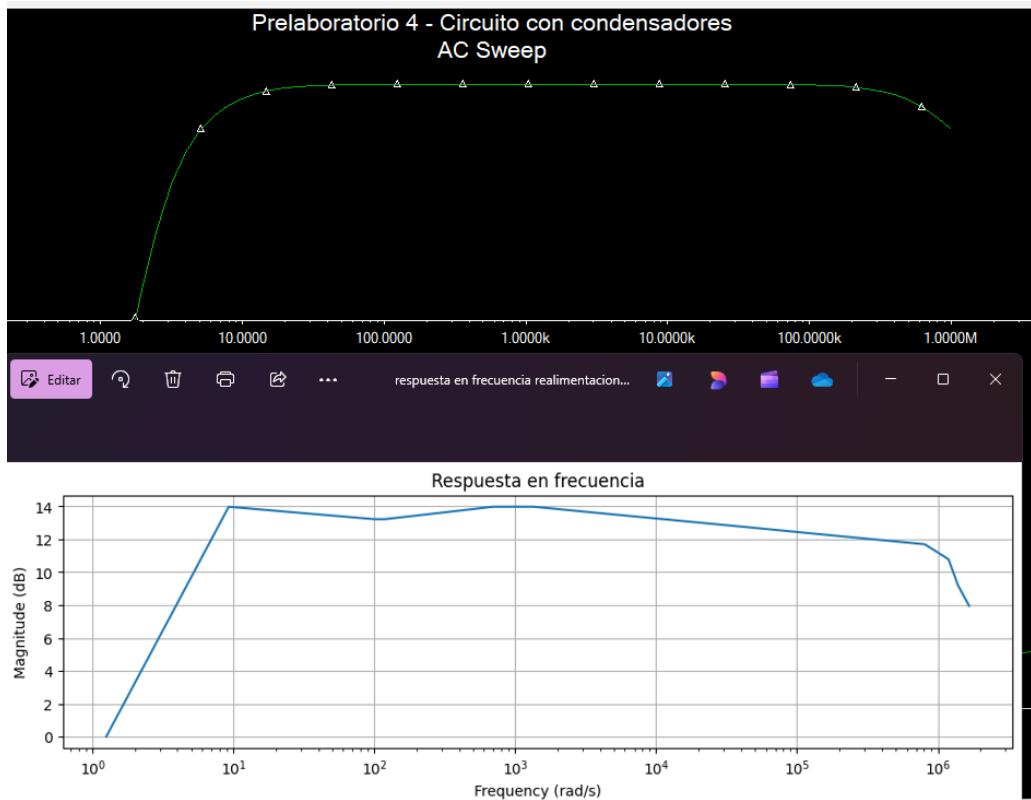
| $Vi[V]$ | $\Delta Vi[V]$ | $Vo[V]$ | $\Delta Vo[V]$ |
|---------|----------------|---------|----------------|
| 0.16 | 0.01 | 0.72 | 0.02 |

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





7. Análisis de resultados

7.1. Análisis de la etapa de potencia

- Al medir los puntos de operación en la etapa de potencia podemos observar que el máximo error en la medición de voltaje V_{ce} es de tan solo 4,84 % por lo que nuestra predeterminación para este valor es correcto. Por otro lado podemos observar que el error en la medición I_c está entre 60 % y 529 %, estos errores son grandísimos, esto se puede deber a que dichas corrientes de colector son muy pequeñas.
- Para el modelo dinámico del amplificador podemos observar que la impedancia de entrada Z_i tiene un error de solo 7,15 % siendo un valor aceptable, igualmente la medición de ganancia tiene un error de 3,85 % indicando que la predeterminación es correcta, por su parte la medición de impedancia de salida Z_o tiene un error de 91,16 % lo cual es muy alto. El valor de la medición es de 11, lo cual se acerca más al valor de la resistencia $r_{13} = 100\Omega$.
- Al modificar la etapa para que se comporte como un amplificador clase C podemos observar que los voltajes V_{ce} medidos corresponden con los teóricos, mientras que las corrientes I_e medidas siguen teniendo un error altísimos. No se observan cambios notables entre el punto de operación del amplificador clase C y el AB.
- En la ilustración ?? podemos observar el efecto crossover del amplificador clase C el cual consiste en una pequeña distorsión en la zona de cruce de la onda. No se persive ningún cambio en la ganancia con respecto al otro modo. .

7.2. Análisis de la etapa diferencial

- Observando el punto estático de operación del cuadro ?? se observa que el error en la medición V_{ce} es de 0,13 % y el de I_c es de 3,91 %. Por lo tanto la predeterminación realizada para este valor es correcta.
- Para el modelo dinámico del amplificador en la etapa diferencial del cuadro ?? podemos observar que la impedancia de entrada Z_i tiene un error de solo 6,47 % siendo un valor aceptable, igualmente la medición de ganancia tiene un error de 8,11 % indicando que la predeterminación es correcta, por su parte la medición de impedancia de salida Z_o tiene un error de 0,00 % el valor práctico es igual al valor teórico.
- Para el modo común el cuadro ?? muestra que la impedancia de entrada Z_i tiene error de 16,80 % lo cual es un poco alto, esto es debido a que la resistencia patrón utilizada de $48k\Omega$ dista bastante del valor real $24,50k\Omega$. Por otro lado la medición de impedancia de salida es el mismo que en el modelo dinámico del modo diferencial, con un error de 0,00 % y el error de la ganancia es de tan solo 3,23 %. Por lo cual queda que los valores prácticos corresponden con los valores teóricos.
- Al observar las señales de la ilustraciones ?? y ?? podemos observar que la señal de entrada para la máxima excursión en el modo diferencial es de 1V mientras que la máxima excursión en modo común es de 6V pico.

7.3. Análisis de la etapa impulsora

- Observando la ganancia registrada para la etapa impulsora encontramos un error en la medición de 96.64 % lo cual indica una fuerte discrepancia con el valor teórico. ?? podemos observar que la impedancia de entrada Z_i tiene un error de solo 6,47 % siendo un valor aceptable, igualmente la medición de ganancia tiene un error de 8,11 % indicando que la predeterminación es correcta, por su parte la medición de impedancia de salida Z_o tiene un error de 0,00 % el valor práctico es igual al valor teórico.
- al observar la ilustración ?? podemos observar que la señal de entrada para la máxima excusión en la etapa impulsora es de aproximadamente 2,6mV.

7.4. Análisis de la etapa impulsora

- Observando el punto estático de operación del multietapas desacoplado del cuadro ?? se observa que los mayores errores se encuentran en las mediciones de corriente de la etapa de potencia que superan el 100 %, y en la medición V_{ceQ_3} mientras que los demás valores corresponden con los valores teóricos.
- Ahora observando el punto estático de operación del multietapas acoplado del cuadro ?? podemos observar que los errores de las corrientes I_C de los transistores Q_5 y Q_6 siguen siendo altas mientras que la del transistor Q_4 bajo a 5.83 % lo cual es aceptable, por otro lado los valores de V_{ce} tienen errores de 55 %, 25 % y 416 %, Estos errores pueden ser debidos a un falso contacto al momento de tomar las mediciones, ya que los elementos del circuito estaban amontonados.

- en el cuadro ?? podemos observar que las mediciones del modelo dinamico en el multietapas en modo diferencial tienen errores entre 52.65 % y 61.91 % distando bastante del valor esperado, esto puede ser debido a que al acoplar las etapas se tiene un efecto en las impedancias de entrada y salida. tambien puede ser debido a una mala selección de la resistencias resistencias patrón, sin embargo para el caso de la impedancia de salida era imposible medir utilizando la resistencia patrón calculada por lo cual se tuvo que utilizar otra resistencia.
- para el modo común representado en la tabla ?? podemos observar errores similares. sin embargo para la impedancia de entrada el error bajo a 16.03 %.

7.5. Análisis respuesta en frecuencia

- Observando el punto estático de operación del cuadro ?? se observa que los corresponden a los teóricos excepto para los valores de corriente I_c en la etapa de potencia, este error podría deberse a que no se usa la expresión correcta para hallar la medición indirecta correcta.
- En la ilustración ?? al superponer la respuesta en frecuencia medida con la simulación una correspondencia en la curva de la respuesta, tienen aproximadamente el mismo valor máximo y el mismo ancho de banda.
- En la ilustración ?? podemos observar que la respuesta en frecuencia al quitar los condensadores de acople cambia totalmente, teniendo una magnitud máxima de aproximadamente -20dB y cambiando totalmente el ancho de banda. Esto puede ser debido a una mala conexión del cable que sustituye al condensador de acople entre la etapa de potencia y la etapa de impulsora. Ya que dicho cable debería estar conectado al colector de Q_3 y al terminar la práctica se observó que estaba conectado al emisor.

7.6. Análisis Realimentación

- observando las mediciones del modelo dinámico se tiene que para la impedancia de entrada encontramos un error del 57.14 % esto puede ser debido a que la resistencia patrón utilizada es muy diferente al valor real, por otro lado podemos ver que la medición de la impedancia de salida tiene un error de 100 % pero hay que tener en cuenta que el valor teórico es de $0,17\Omega$ y que la resistencia patrón utilizada fue de 1Ω , ya que al utilizar una de un valor más bajo no se podía tomar la medición correctamente. Al observar la incertidumbre de la medición vemos que se acerca bastante al valor teórico calculado.
- En la ilustración ?? al superponer la respuesta en frecuencia medida con la simulación una correspondencia en la curva de la respuesta, tienen aproximadamente el mismo valor máximo y el mismo ancho de banda.
- observando la frecuencia de cortes podemos ver que la frecuencia de corte superior tiene un error de 27.01 % sin embargo teniendo en cuenta que el valor práctico dio 1 Hz y el teórico era 1.37 Hz parece una aproximación aceptable. Por otro lado el error en la frecuencia de corte superior es de tan solo 5.81 %.
- En la ilustración ?? al comparar la respuesta en frecuencia práctica con la simulación podemos observar que la forma de la curva se asemejan, la magnitud es aproximadamente igual (13dB) y que el ancho de banda corresponde. Las discrepancias más notables son debido a que no se tomaron suficientes puntos en el muestreo en la parte de baja frecuencia. Por otro lado al compararla con la respuesta en frecuencia del amplificador sin realimentar podemos observar que el ancho de banda aumentó bastante.

8. Conclusiones

Para la etapa de potencia se pudo constatar que las predeterminaciones de voltaje V_{ce} , impedancia de entrada y salida y la ganancia fueron correctas. Mientras que se observó que la corriente I_c discrepaba bastante con los cálculos previos. En la etapa diferencial fue la que dió mejores resultados, siendo los valores medidos muy similares a los valores teóricos para ambos modos de operación (común y diferencial). Sin embargo en la etapa impulsora se encontró una gran diferencia entre la ganancia medida y la ganancia esperada, y tampoco se pudieron encontrar las impedancias de entrada y salida.

Para el amplificador multietapas, se pudo constatar que los puntos de operación de las distintas etapas no cambian demasiado al acoplarlas juntas, ya sea con condensadores o con cortos, mientras que no se pudieron alcanzar los valores esperados de ganancia, quedándose algo por debajo del valor teórico. Por otro lado existía una gran diferencia en las impedancias de entrada teóricas y prácticas.

La respuesta en frecuencia del amplificador multietapas también dio muy buenos resultados, siendo la curva medida bastante similar a la curva teórica. Las frecuencias de corte medidas se asemejan a las esperadas. Sin embargo, para el amplificador sin condensadores de acople, la curva difiere totalmente de la curva esperada, que debió ser muy similar a la respuesta en frecuencia con condensadores.

En la realimentación pudimos constatar el efecto en el ancho de banda de la respuesta en frecuencia, incrementandolo considerablemente. También pudimos confirmar que la impedancia de salida disminuye con respecto a la impedancia de entrada del amplificador sin realimentar. Todas estas son características del amplificador realimentado.

9. Anexos

Práctica # 1

José Suárez C.I: 27606100

Emerson Warkenem C.I 75795480

| Mediciones para hallar punto de operación | | | | | | |
|-------------------------------------------|--------|--------|--------|--------|-------|-----------|
| Transistor | Vc[V] | ΔVc[V] | Vb[V] | ΔVb[V] | Ve[V] | ΔVe[V] |
| Q4 | -10,7V | ± 0,1V | 0 | ± 0mV | -0,6 | ± 0,04 mV |
| Q5 | 10V | ± 1V | 0,7V | ± 0,1V | 50 mV | ± 10mV |
| Q6 | -10V | ± 1V | -560mV | ± 40mV | 20 mV | ± 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] |
| 320mV ± 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 | | | | |

$$V_{TRPA} = 30 - 20 \pm 5mV$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Q4 \# \\ V_C = 400mV \pm 0,4mV \\ V_b = 240mV \pm 20mV \\ V_E = -340mV \pm 40mV \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} Q5 \# \\ V_C = 10V \pm 1V \\ V_b = 400mV \pm 0,4mV \\ V_E = -40mV \pm 20mV \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} Q6 \# \\ V_C = -10V \pm 1V \\ V_b = -340mV \pm 20mV \\ V_E = -26mV \pm 2mV \end{array} \right.$$

Clase A

Clase

Clase

Hoja de datos

31/11/24
José Suárez
Emerson Washington

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

A 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 | $\pm 40mV$ | 4,7k Ω | \pm | | |

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

(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 | 10V | $\pm 1V$ | 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

| $V_i[V]$ | $\Delta V_i[V]$ | $V_o[V]$ | $\Delta V_o[V]$ | $A_d[V/V]$ | $\Delta A_d[V/V]$ |
|----------|-----------------|----------|-----------------|------------|-------------------|
| 24mV | $\pm 2mV$ | 380mV | $\pm 100mV$ | 16,66 | $\pm 4\%$ |

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

| $V_i[V]$ | $\Delta V_i[V]$ | $V_o[V]$ | $\Delta V_o[V]$ | $A_d[V/V]$ | $\Delta A_d[V/V]$ |
|----------|-----------------|----------|-----------------|------------|-------------------|
| 24mV | $\pm 2mV$ | 380mV | $\pm 100mV$ | 16,66 | |

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 | $\pm 10mV$ | 170mV | $\pm 10mV$ | 42k Ω | $\pm 5\%$ | | |

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

| $V_g[V]$ | $\Delta V_g[V]$ | $V_i[V]$ | $\Delta V_i[V]$ | $R_p[\Omega]$ | $\Delta R_p[\Omega]$ | $Z_c[\Omega]$ | $\Delta Z_c[\Omega]$ |
|----------------|------------------|----------|-----------------|---------------|----------------------|---------------|----------------------|
| 22,6k Ω | $\pm 2,2k\Omega$ | 8mV | $\pm 0,4mV$ | 20k Ω | $\pm 5\%$ | | |

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

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

Tabla 6. Medición de impedancias de Salida

[ht]

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 | 7.2 | $\pm 0.4V$ | -30mV | $\pm 2mV$ | -600mV | 40mV |
| Q2 | 7.6 | ± 0.4 | -68mV | $\pm 4mV$ | -640mV | $\pm 40mV$ |
| Q3 | 10.8V | $\pm 0.4V$ | 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 | $\pm 1V$ | -560mV | $\pm 40mV$ | -700mV | $\pm 10mV$ |

Tabla 1. Mediciones para hallar punto de operación

| | | | | | |
|----|-------|------|--------|------------|-----------------------|
| Q4 | 680mV | 40mV | -600mV | $\pm 40mV$ | -600mV ($\pm 40mV$) |
| | | | 0 | $\pm 4mV$ | |

| $V_i[V]$ | $\Delta V_i[V]$ | $V_o[V]$ | $\Delta V_o[V]$ | $A_d[V/V]$ | $\Delta A_d[V/V]$ |
|----------|-----------------|----------|-----------------|------------|-------------------|
| 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

~~Cifra~~
10/11/24

[ht]

| Hoja de datos Práctica #4 - Electrónica II | | José Suárez, 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 | $\pm 40mV$ | 7,2V | $\pm 0,4V$ | -16mV | $\pm 2mV$ |
| Q_2 | -640mV | $\pm 40mV$ | 7,6V | $\pm 0,4V$ | $\pm 8mV$ | $\pm 4mV$ |
| Q_3 | 9V | $\pm 1V$ | 7,6V | $\pm 0,4V$ | 8V | $\pm 1V$ |
| Q_4 | -560mV | $\pm 40mV$ | 680mV | $\pm 40mV$ | 0V | $\pm 100mV$ |
| Q_5 | 300mV | $\pm 20mV$ | 10V | $\pm 1V$ | 600mV | $\pm 100mV$ |
| Q_6 | -200mV | $\pm 20mV$ | -10V | $\pm 1V$ | -500mV | $\pm 100mV$ |

| | V_i [V] | ΔV_i [V] | V_o [V] | ΔV_o [V] | A | AdB | f [Hz] | DS |
|---|-----------|------------------|-----------|------------------|-----|---------|------------|-------|
| S | 3,2mV | $\pm 0,4mV$ | 3800mV | $\pm 100mV$ | 250 | 47,95dB | 1000Hz | 40ms |
| | 3,2mV | $\pm 0,4mV$ | 560mV | $\pm 40mV$ | 175 | 44,86dB | 11904,71Hz | 2ms |
| | | | 480mV | $\pm 40mV$ | | | 13888Hz | 2ms |
| I | | | 560mV | $\pm 40mV$ | | | 69,44Hz | 0,4ms |
| | | | 360mV | $\pm 40mV$ | | | 30,30Hz | 1ms |
| | | | 100mV | $\pm 10mV$ | | | 9,26Hz | 4ms |
| | | | 600mV | $\pm 40mV$ | | | 86,21Hz | 0,4ms |
| | | | 760mV | $\pm 40mV$ | | | 200Hz | 0,2ms |
| | | | 680mV | $\pm 40mV$ | | | 6250Hz | 10ms |
| | | | 600mV | $\pm 40mV$ | | | 10000Hz | 4ms |
| | | | 480mV | $\pm 40mV$ | | | 1428571Hz | 2ms |

~~2/12/24~~
Sustituyendo los condensadores C_2, C_5 y C_7 por cables:

| | V_i [V] | ΔV_i [V] | V_o [V] | ΔV_o [V] | A | AdB | f [Hz] | DS |
|------|-----------|------------------|-------------|------------------|-------|-------|-----------|-------|
| | 1V | $\pm 100mV$ | 26mV | $\pm 2mV$ | 0,002 | -54dB | 1000Hz | 40ms |
| | | 7,2mV | $\pm 0,4mV$ | | | | 166Hz | 0,2ms |
| | | 10mV | $\pm 1mV$ | | | | 333Hz | 100ms |
| | | 15mV | $\pm 1mV$ | | | | 434Hz | 100ms |
| | | 24mV | $\pm 2mV$ | | | | 666,67Hz | 100ms |
| | | 34mV | $\pm 2mV$ | | | | 1315,79Hz | 40ms |
| | | 52mV | $\pm 4mV$ | | | | 2000Hz | 20ms |
| [ht] | | 90mV | $\pm 10mV$ | | | | 4000Hz | 10ms |

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 |

~~02/12/24~~

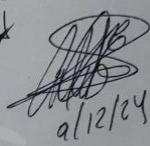
09/12/24
Práctica #5

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

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

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

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


9/12/24

- Mediciones para obtener el valor de Z_{in} del A.B con realimentación

negativa: (con $R=100\text{k}\Omega \pm 5\%$)

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

- ~~Mediciones para~~

| Z_p [Ω] | ΔZ_p [Ω] | V_{in} [Vpp] | ΔV_{in} [Vpp] | $V_o Z_p$ [Vpp] | $\Delta V_o Z_p$ [Vpp] |
|--------------------|---------------------------|----------------|-----------------------|-----------------|------------------------|
| | | | | | |

- Frecuencias de Corte

| F. Inferior [Hz] | Δf [Hz] | F. Superior [Hz] | Δf Superior [Hz] |
|------------------|---------------------|------------------|--------------------------|
| 52,52 Hz | $\pm 1,59\text{Hz}$ | MHz | \pm |

- Frecuencias de Corte

| F. Inferior [s] | Δf [seg] | F. Superior [s] | Δf Superior [s] |
|-----------------|-------------------|------------------|-------------------------|
| 1 seg | $\pm 40\text{ms}$ | $1,7\mu\text{s}$ | $\pm 500\text{ns}$ |

[ht]

Práctica #5

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

Jose Suárez
CI 27606100
Emerson Wahman
et 15795480

| T [seg] | Δs [s] | Vi [VPP] | ΔVi [VPP] | Vo [VPP] | ΔVo [VPP] |
|---------|---------|----------|-----------|----------|-----------|
| 10ms | ± 0,4ms | 48mV | ± 4mV | 220mV | ± 20mV |
| 8,4ms | ± 0,4ms | 48mV | ± 4mV | 220mV | ± 20mV |
| 108ms | ± 4ms | 48mV | ± 4mV | 240mV | ± 20mV |
| 800ms | ± 40ms | 20mV | ± 4mV | 20mV | ± 20mV |

~~11/12/24~~
Recuperación

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

| T (seg) | Δs [s] | Vi [VPP] | ΔVi [VPP] | Vo [VPP] | ΔVo [VPP] |
|---------|--------|----------|-----------|----------|-----------|
| 840ns | ± 40ns | 52mV | ± 4mV | 180mV | ± 20mV |
| 720ns | ± 40ns | 52 mV | ± 4mV | 150mV | ± 10mV |
| 600ns | ± 40ns | 52mV | ± 4mV | 130mV | ± 10mV |
| 1,24 μs | ± 40ns | 52mV | ± 4mV | 200mV | ± 10mV |

[ht]

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

Práctico # 5

| T [seg] | Δs [seg] | V_i [Vpp] | ΔV_i [Vpp] | V_o [Vpp] | ΔV_o [Vpp] |
|---------|------------------|-------------|--------------------|-------------|--------------------|
| 1ms | $\pm 40\mu s$ | 48mV | $\pm 4mV$ | 240mV | $\pm 20mV$ |
| 1,32ms | $\pm 40\mu s$ | 48mV | $\pm 4mV$ | 240mV | $\pm 20mV$ |
| 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 | $\pm 20mV$ |

$$\frac{V_o}{V_i} = \infty$$

$$V_o = V_i$$

[ht]



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 | | |
| BV_{EBO} | Emitter Base Breakdown Voltage : BC237 : BC238/239 | $I_E=1\mu\text{A}, I_C=0$ | 6 | | | V |
| | | | | 5 | | |
| 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

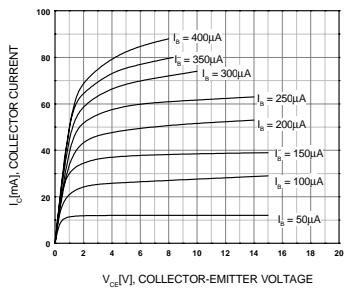


Figure 1. Static Characteristic

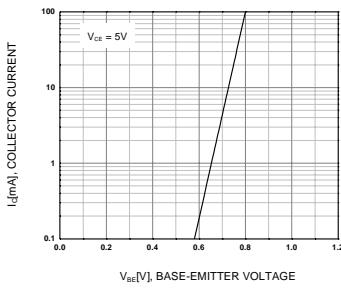


Figure 2. Transfer Characteristic

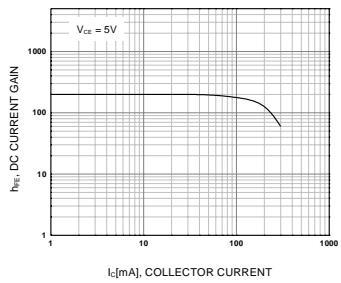


Figure 3. DC current Gain

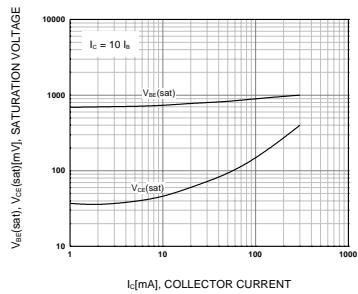
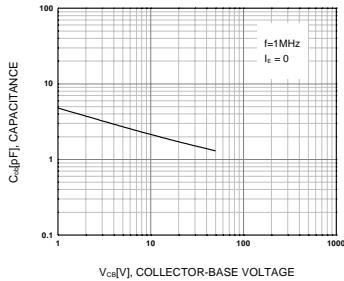
Figure 4. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

Figure 5. Output Capacitance

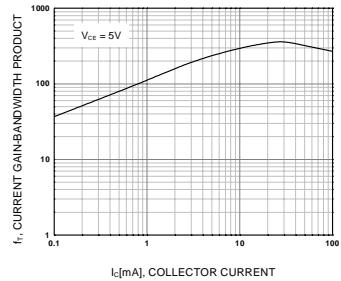
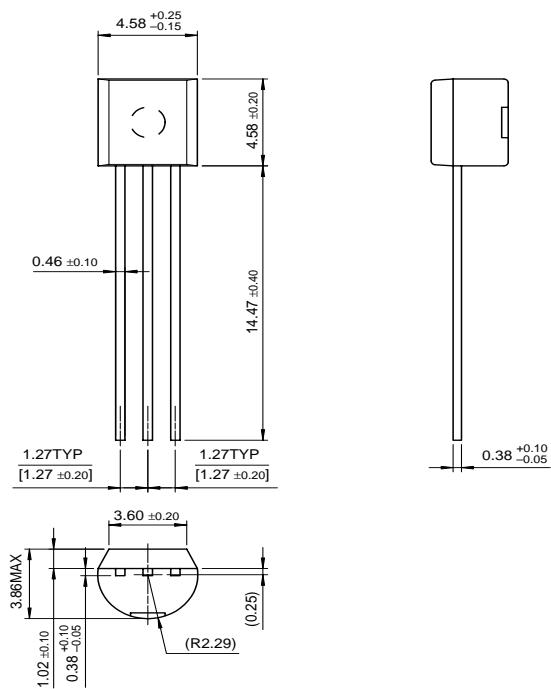


Figure 6. Current Gain Bandwidth Product

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

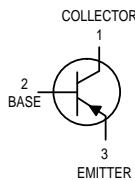
| Datasheet Identification | Product Status | Definition |
|--------------------------|------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 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. |

: 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

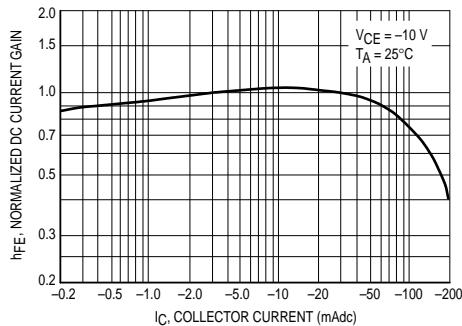


Figure 1. Normalized DC Current Gain

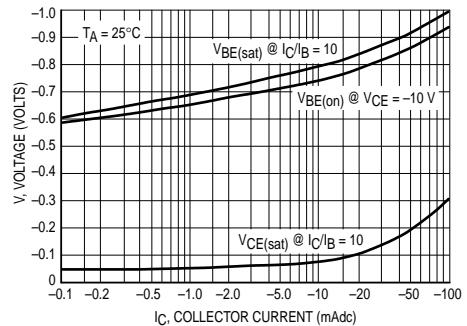


Figure 2. "Saturation" and "On" Voltages

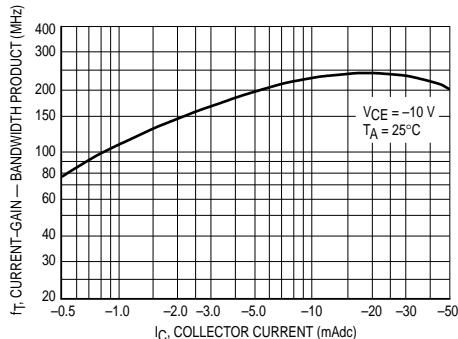


Figure 3. Current-Gain — Bandwidth Product

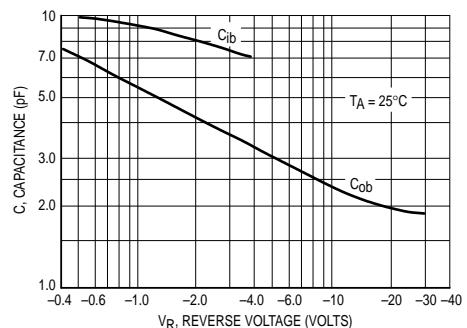


Figure 4. Capacitances

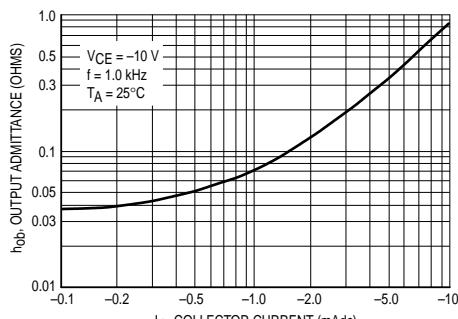


Figure 5. Output Admittance

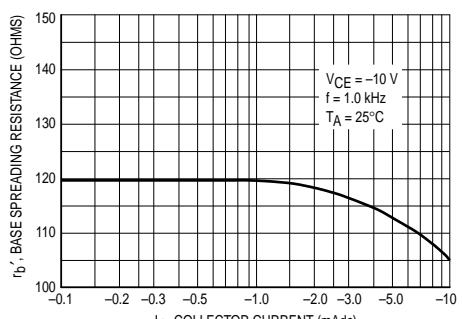
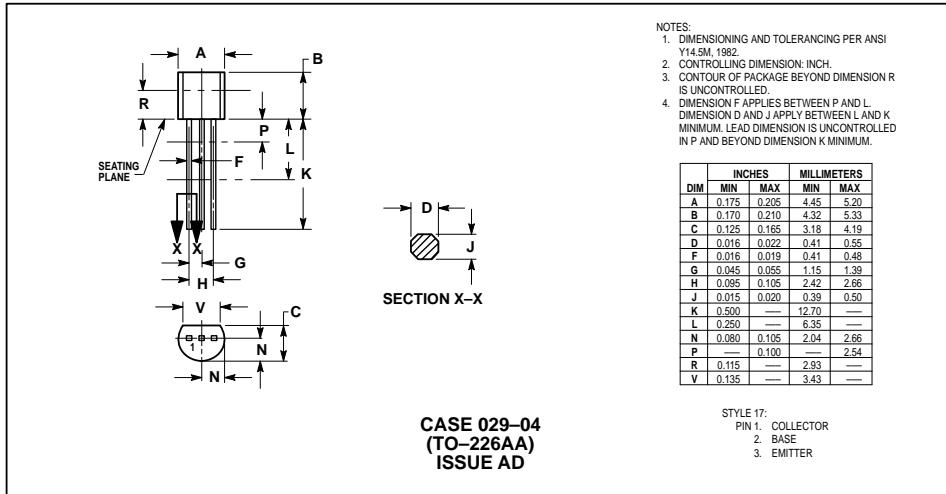


Figure 6. Base Spreading Resistance

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 "Typicals" 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

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

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

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



: Hoja de datos del transistor BC307