

Universidad Central de Venezuela
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica

Informe N^o 1: Amplificadores discretos

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

Índice

1. Introducción	2
2. Resumen	2
3. Marco teórico	3
3.1. Punto estático de operación	3
3.2. Amplificador de potencia	3
3.2.1. Amplificador de potencia de clase A	3
3.2.2. Amplificador de potencia de clase B	3
3.2.3. Amplificador de potencia de clase AB	3
3.2.4. Amplificador de potencia de clase C	3
3.3. Amplificador diferencial	3
3.4. Respuesta en frecuencia	4
3.5. Realimentación en un amplificador	4
3.5.1. Realimentación negativa	5
3.5.2. Realimentación positiva	5
4. Metodología	6
4.1. Amplificador de potencia	6
4.2. Etapa diferencial	9
4.3. Etapa impulsora	14
4.4. Amplificador multietapas	16
4.5. Respuesta en frecuencia	18
5. Simulaciones	21
6. Resultados	27
7. Análisis de resultados	27
8. Conclusiones	27
9. Anexos	27

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

3. Marco teórico

3.1. Punto estático de operación

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

3.2. Amplificador de potencia

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

3.2.1. Amplificador de potencia de clase A

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

Esto significa que la configuración del amplificador de clase A es el modo de funcionamiento ideal, ya que no puede haber distorsión de cruce o desconexión a la forma de onda de salida incluso durante la mitad negativa del ciclo. Las etapas de salida del amplificador de potencia de Clase A pueden usar un único transistor de potencia o pares de transistores conectados entre sí para compartir la corriente de alta carga. Una de las principales desventajas de los amplificadores de potencia y especialmente del amplificador de Clase A es que su eficiencia de conversión general es muy baja, ya que las grandes corrientes significan que se pierde una cantidad considerable de energía en forma de calor.

3.2.2. Amplificador de potencia de clase B

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

3.2.3. Amplificador de potencia de clase AB

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

3.2.4. Amplificador de potencia de clase C

Los amplificadores de potencia en clase C parten de la premisa siguiente: no se trata de amplificar con calidad la señal de entrada, se trata simplemente de amplificar la señal de entrada de modo que a la salida se obtenga el máximo rendimiento posible pero sólo para un rango de frecuencias muy reducido, en torno a una de resonancia". En torno a la frecuencia de resonancia, estos amplificadores obtienen una ganancia altísima; fuera de esta frecuencia, la amplificación es muy reducida y el consumo es mínimo.

3.3. Amplificador diferencial

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

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

3.4. Respuesta en frecuencia

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

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

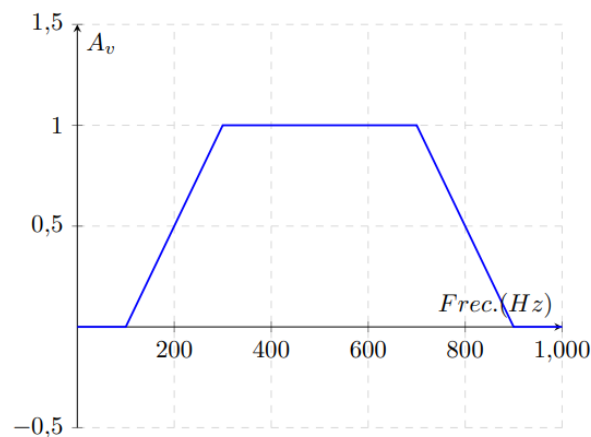


Figura 1: Diagrama de Bode

Además se debe agregar que:

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

3.5. Realimentación en un amplificador

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

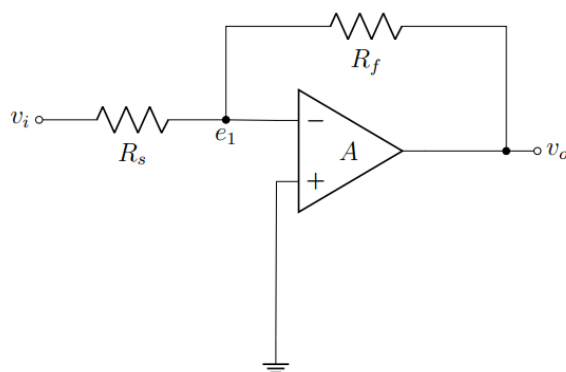


Figura 2: Amplificador inversor

3.5.1. Realimentación negativa

La realimentación es negativa cuando el valor de la señal de salida es menor que sin la realimentación. Para ello, la señal de salida que se toma como muestra es aplicada opuesta en fase a la señal de entrada. La realimentación negativa disminuye la ganancia del amplificador y a pesar de ello, la inmensa mayoría de los amplificadores utilizan esta variante de realimentación debido a las muchas ventajas que se obtienen con la aplicación de este principio, tales como el aumento de la estabilidad y el ancho de banda, la disminución de las distorsiones de frecuencia y de no linealidad así como del ruido y el cambio en las resistencias de entrada y salida. Todo esto incrementa notablemente la calidad y versatilidad de los amplificadores. Los cambios provocados por el envejecimiento de los componentes y dispositivos, su reemplazo u otras causas, las variaciones de temperatura, etcétera, se reflejan en las alteraciones que puede sufrir la ganancia de un amplificador con relación a su valor original. Tales alteraciones son de hecho reducidas con la realimentación negativa, a tal extremo que su ganancia puede llegar a depender solamente de las características de la red de realimentación, cuando la ganancia de lazo es mucho mayor que la unidad.

3.5.2. Realimentación positiva

La realimentación es positiva cuando el valor de la señal de salida es mayor que sin la realimentación. Esto se logra cuando la señal de salida que se toma como muestra es aplicada en fase con la señal de entrada. El resultado de la realimentación positiva es contrario a la realimentación negativa, es decir se incrementa el ruido, la ganancia y la distorsión, disminuyendo el ancho de banda y la estabilidad, por lo cual este efecto no es aconsejable para los amplificadores, sin embargo, puede ser aprovechado con gran eficacia en los circuitos osciladores

4. Metodología

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

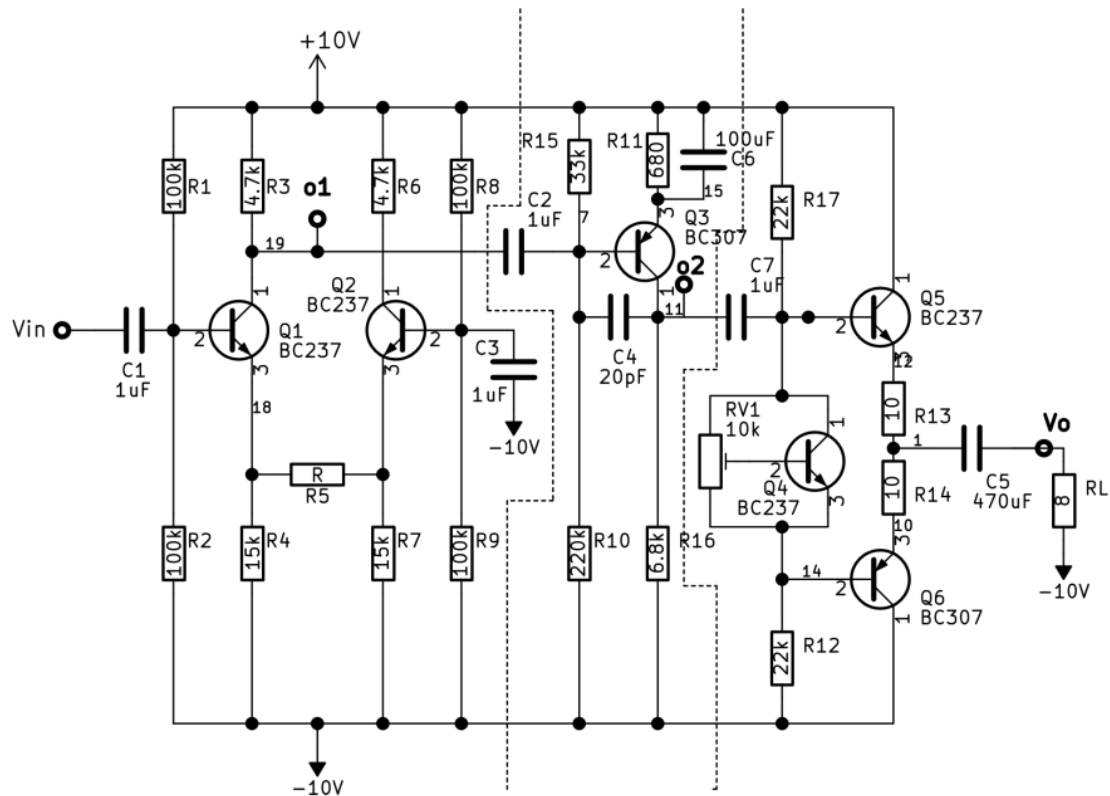


Figura 3: Circuito base

4.1. Amplificador de potencia

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

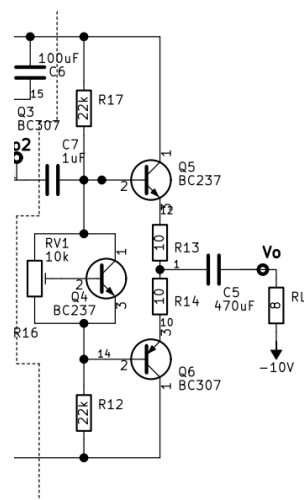


Figura 4: Etapa del amplificador de potencia

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

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

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

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

Si ahora asumimos I_{bQ4} despreciable:

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

Aplicando LVK tenemos:

$$V_{CEQ4} = I_{RV1} * R_{v1} \quad (3)$$

Usando (2) y (3):

$$V_{CEQ4} = \frac{V_{BEQ4}}{X * R_{V1}} * R_{V1}$$

$$V_{CEQ4} = \frac{V_{BEQ4}}{X} \quad (4)$$

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 Q_5 y Q_6 estén lo más cerca posible de la zona activa y se pueda reducir el efecto crossover de la salida.

Aplicando LVK entre las dos referencias tenemos:

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

despejando I_{17} :

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

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

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

Usando la ecuación (6) y los datos:

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

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

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

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

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

Tomando $hfe_{Q4} = 230$

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

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

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

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

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

despejando I_{eQ5}

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

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

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

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

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

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

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

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

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

despejando V_{ceQ5} tenemos:

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

por tanto

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

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

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

Cuadro 1: Puntos estáticos de operación del amplificador de potencia

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

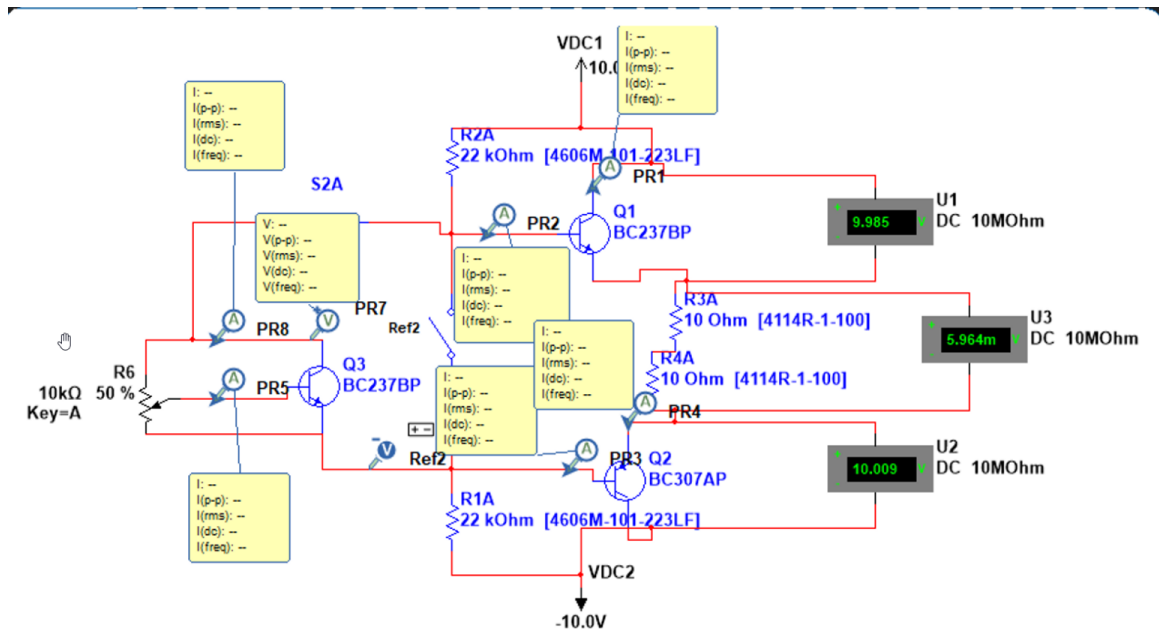


Figura 5: Puntos estáticos de operación del amplificador de potencia

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

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

$$g_m = 13,46mS$$

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

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

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

lorem ipsum paragraph: Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit, sed do eiusmod tempor incididunt ut labore et dolore magna aliqua. Ut enim ad minim veniam, quis nostrud exercitation ullamco laboris nisi ut aliquip ex ea commodo consequat. Duis aute irure dolor in reprehenderit in voluptate velit esse cillum dolore eu fugiat nulla pariatur. Excepteur sint occaecat cupidatat non proident, sunt in culpa qui officia deserunt mollit anim id est laborum.

4.2. Etapa diferencial

En primer lugar identificamos la etapa diferencial en el diagrama del amplificador multietapas, la cual es la que contiene a los transistores Q_1 y Q_2 . Dicha etapa se muestra en la figura 6.

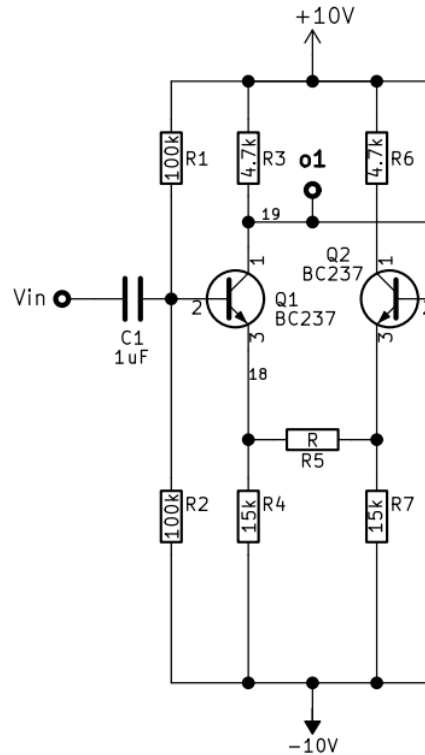


Figura 6: Etapa diferencial del amplificador

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

Asumiremos que la corriente que pasa por R_5 es 0.

Para calcular la corriente de base se usará el teorema de thevenim 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 thevenim:

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

cómo $R_1 = R_2$

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

Ahora, calculamos el valor de la fuente de thevenim 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 2.

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

Cuadro 2: 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 3.

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 3: Parámetros dinámicos de los transistores de la etapa diferencial

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

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

sustituyendo los valores tenemos:

$$Z_c = 49K\Omega$$

Ahora la impedancia de salida es:

$$Z_o = Z_{cc} || r_3$$

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:

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

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:

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

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 4 para el modo común y en la tabla 5 para el modo diferencial.

parámetro	valor
Z_i	$49k\Omega$
Z_o	$4,7k\Omega$
A	$0,31$

Cuadro 4: Modelo dinámico de la etapa diferencial modo común

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

Cuadro 5: Modelo dinámico de la etapa diferencial modo diferencial

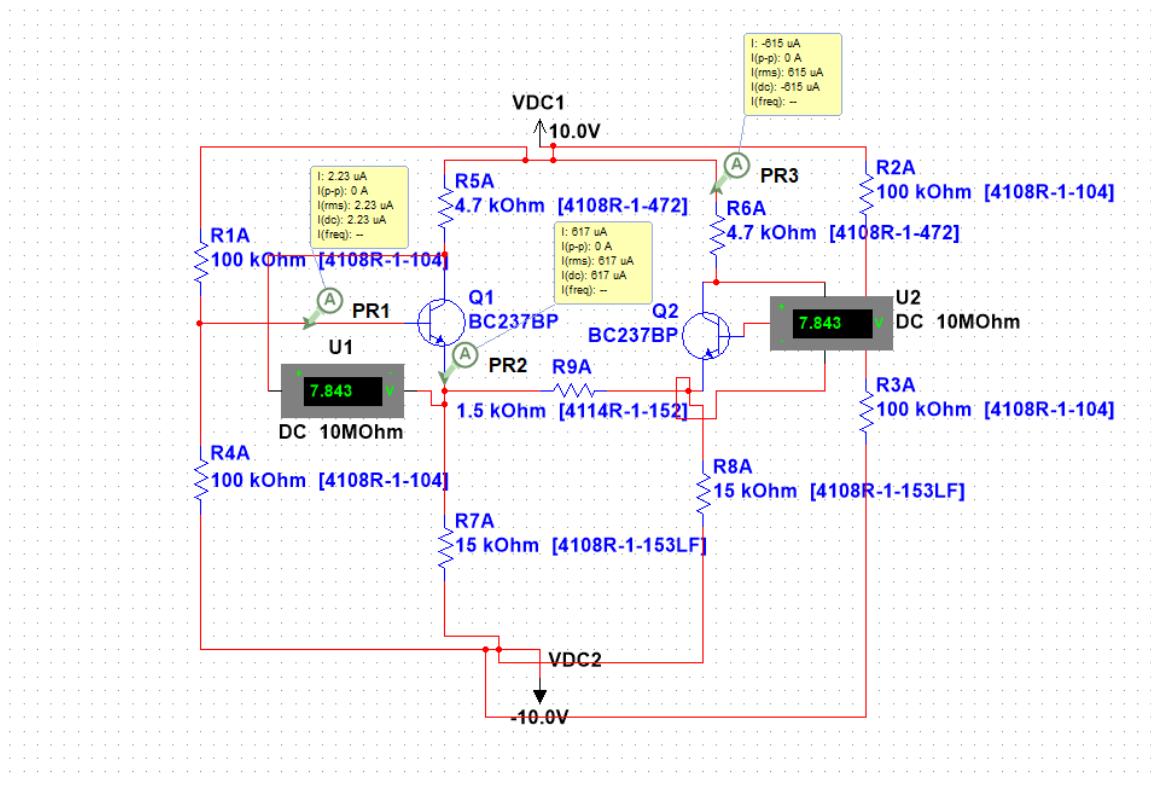


Figura 7: Simulación puntos estáticos etapa diferencial

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

Cuadro 6: Límite de máxima excursión

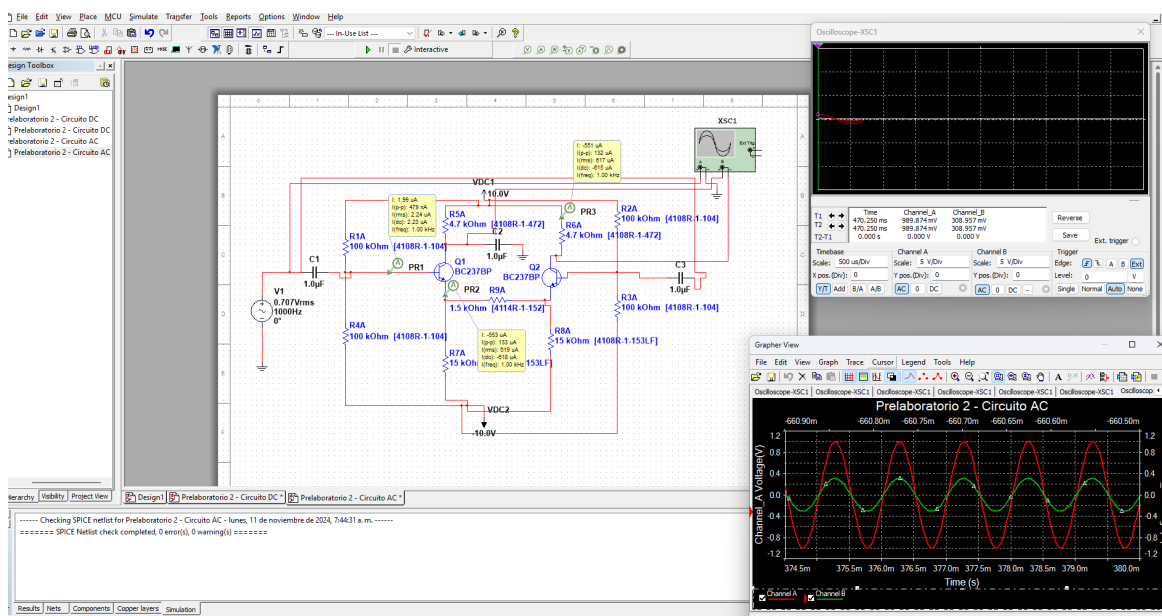


Figura 8: Simulación ganancia etapa diferencial modo común

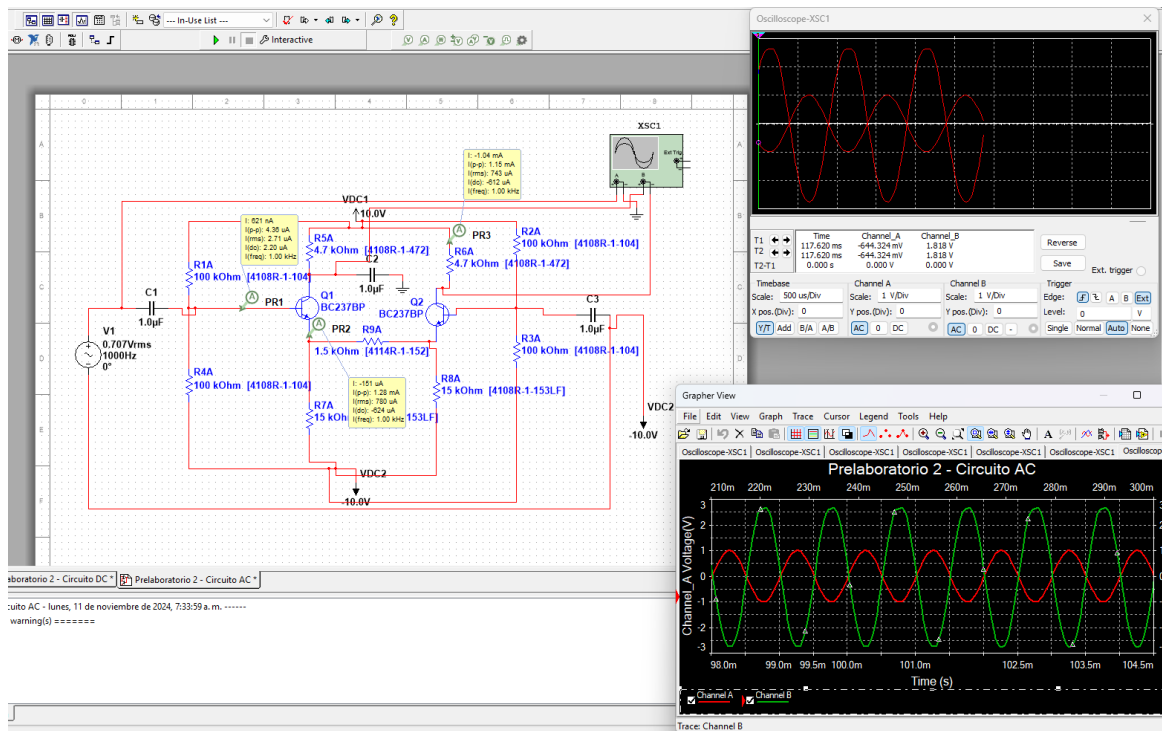


Figura 9: Simulación ganancia etapa diferencial modo diferencial

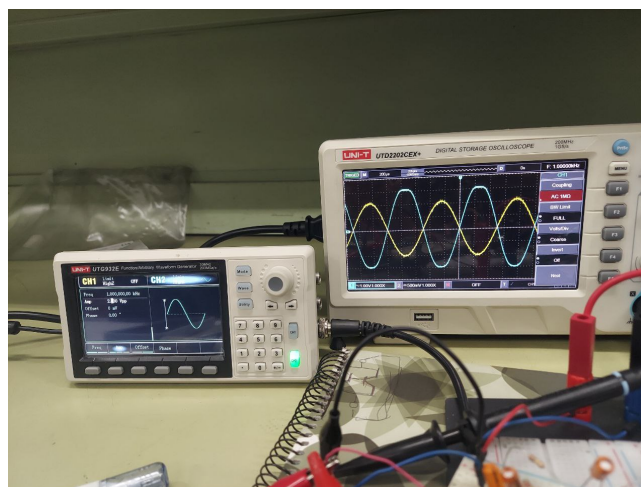


Figura 10: Límite de máxima excursión etapa diferencial modo diferencial

4.3. Etapa impulsora

Identificamos la etapa impulsora en el diagrama del amplificador multietapas, la cual es la que contiene al transistor Q_3 . Dicha etapa se muestra en la figura 11.

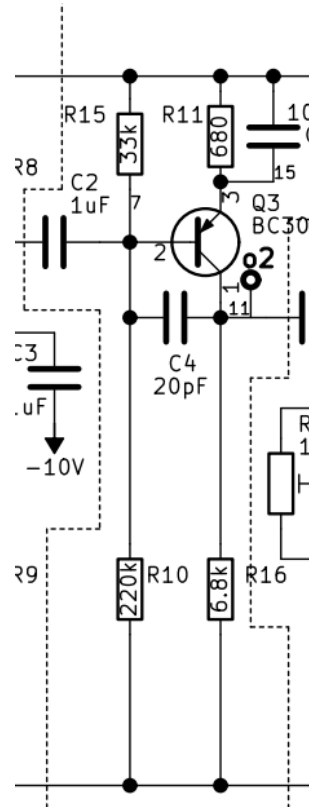


Figura 11: Etapa impulsora del amplificador

aplicamos thevenin de manera que:

$$R_{th} = R15 || R10$$

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

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

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

Aplicando LVK en la malla del emisor:

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

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

usando un $\beta = 230$

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

$$I_c = \beta I_b$$

$$I_c = 2,37mA$$

Aplicando LVK:

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

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

La tabla 7 presenta los puntos estáticos de operación en la etapa impulsora.

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

Cuadro 7: Puntos estáticos de operación en la etapa impulsora

La figura 12 muestra la simulación de los puntos estáticos de operación en la etapa impulsora.

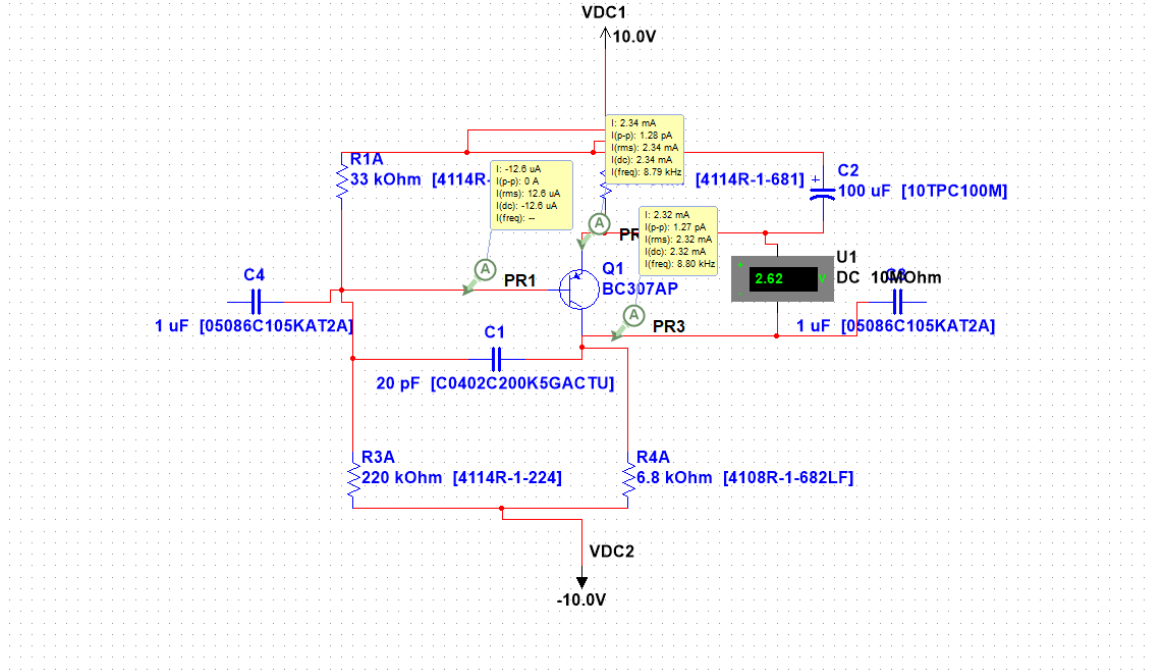


Figura 12: Simulación puntos estáticos etapa impulsora

Haciendo el analisis 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	$2,52k\Omega$	$0,09S$	$42,20k\Omega$

Cuadro 8: Parámetros dinámicos de la etapa impulsora

La impedancia de entrada es:

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

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

Para calcular la impedancia de salida, aplicamos la ecuación:

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

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

$$Z_o = r_{16}$$

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

para calcular la ganancia tenemos:

$$A = \frac{gmr_{\pi}R_{16}}{r_{\pi}} = 619,90$$

La figura 13 muestra la simulación de la ganancia en la etapa impulsora.

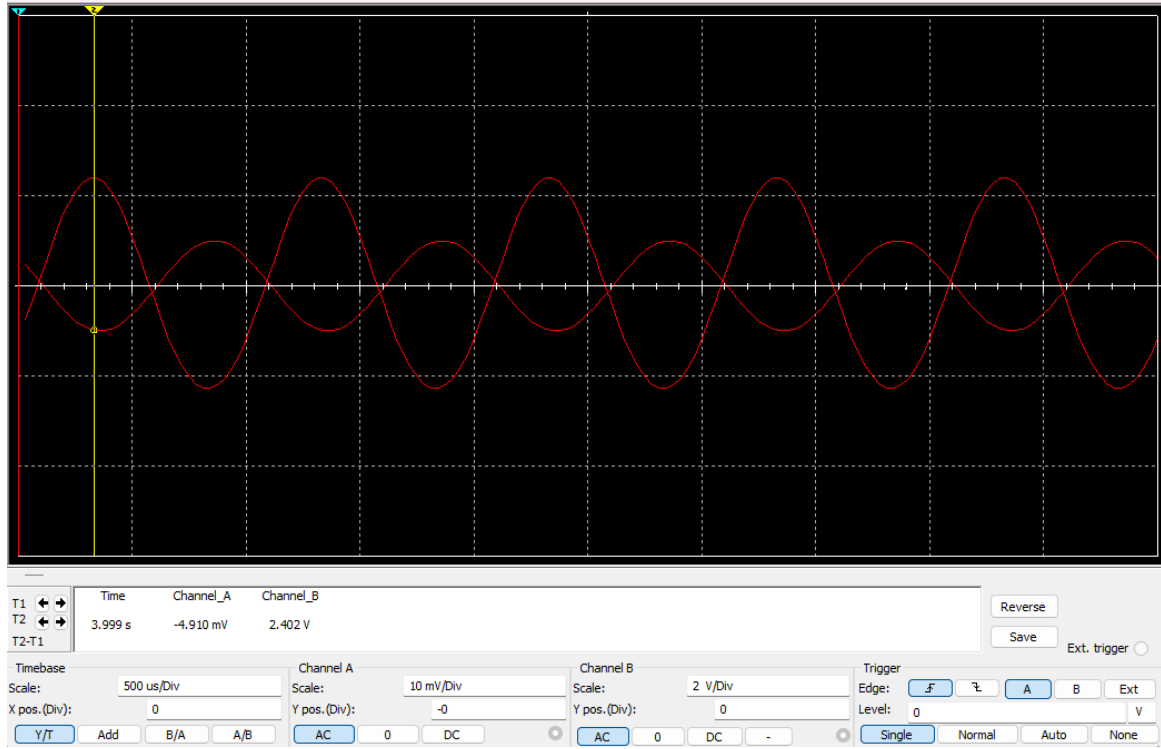


Figura 13: Simulación ganancia etapa impulsora

La tabla 8 presenta el modelo dinámico de la etapa impulsora.

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

Cuadro 9: Modelo dinámico de la etapa impulsora

4.4. Amplificador multietapas

Los puntos de 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 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:

$$A_1 = \frac{-gmr_{\pi1}R_3 \parallel r_{15} \parallel r_{10} \parallel r_{\pi3}}{r_{\pi1} + (1 + gmr_{\pi1})(r_5 + \frac{r_{\pi2}}{1 + gmr_{\pi2}})}$$

$$A_1 = -1,03$$

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

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

$$A_2 = -383,52$$

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 10 presenta el modelo dinámico del amplificador multietapas en modo diferencial.

parámetro	valor
Z_d	$49,99k\Omega$
Z_o	$6,8k\Omega$
A	379,22

Cuadro 10: Modelo dinámico amplificador multietapas en modo diferencial

La figura 14 muestra la simulación del amplificador multietapas en modo diferencial.

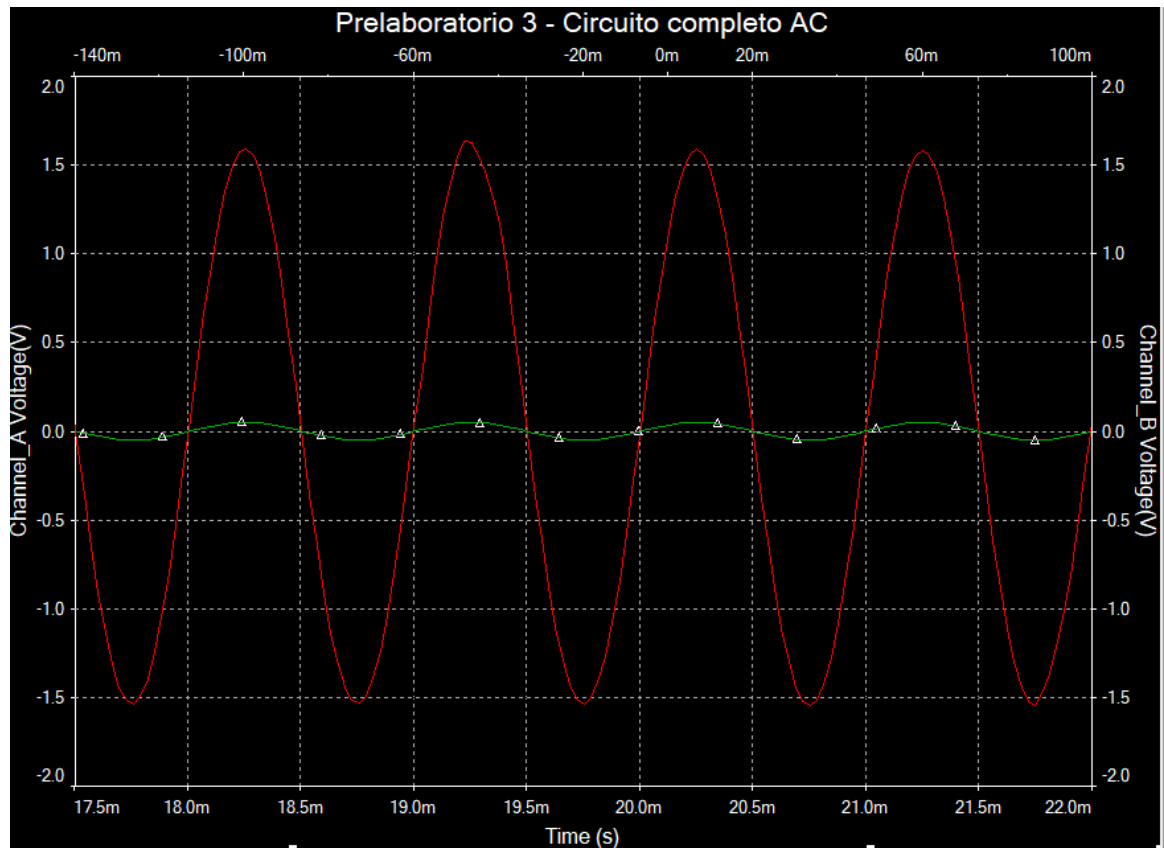


Figura 14: Simulación amplificador multietapas en modo diferencial

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

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

$$A_1 = -0,11$$

Por lo tanto, la ganancia en modo común es:

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

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

parámetro	valor
Z_i	$49,99k\Omega$
Z_o	$6,8k\Omega$
A	40,05

Cuadro 11: Modelo dinámico amplificador multietapas en modo común

La figura 15 muestra la simulación del amplificador multietapas en modo común.

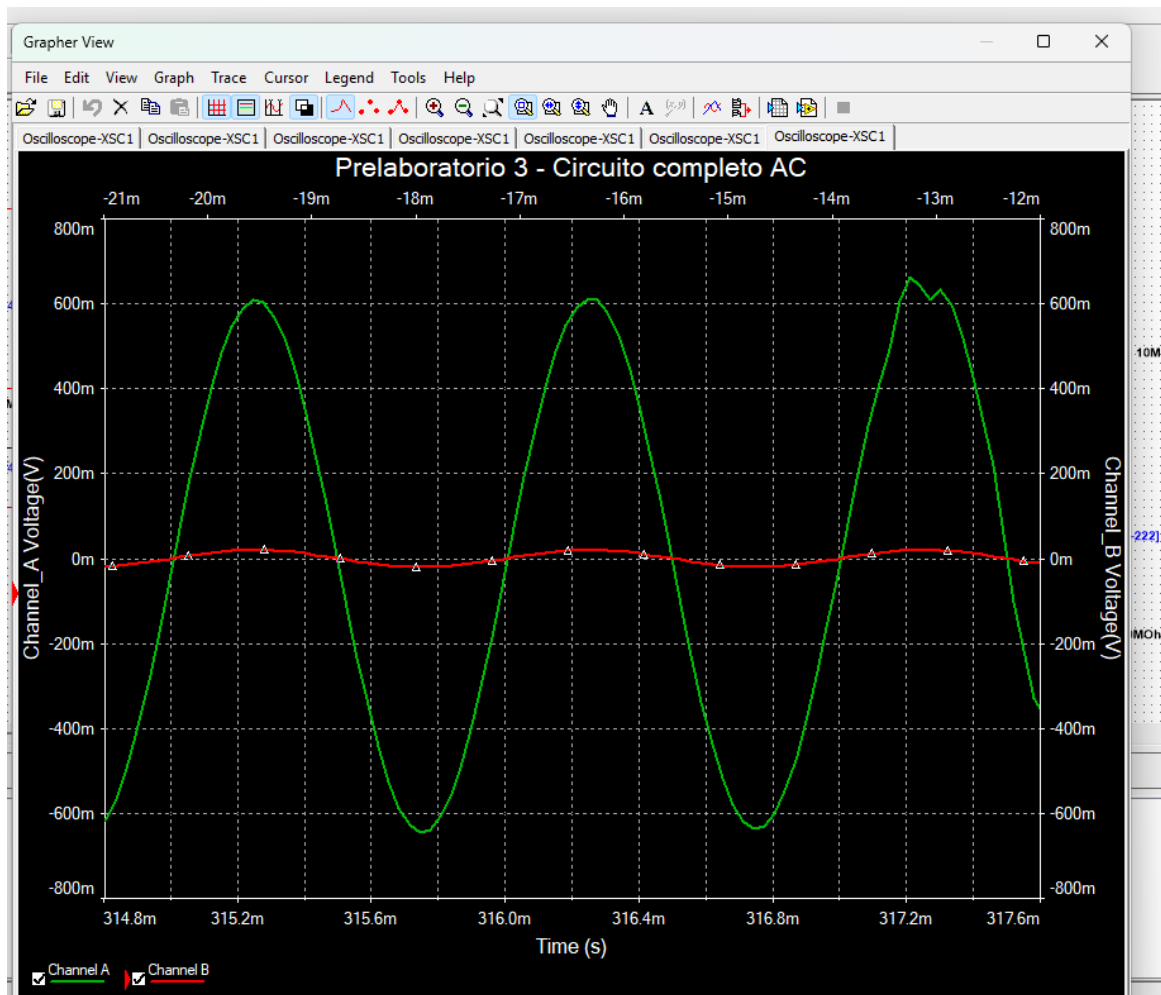


Figura 15: Simulación amplificador multietapas en modo común

4.5. Respuesta en frecuencia

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

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

Para C_1 tenemos:

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

Para C_2 tenemos:

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

Para C_3 tenemos:

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

Para C_5 tenemos:

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

Para C_6 tenemos:

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

Para C_7 tenemos:

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

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 12: 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

$$f_L = 70,414Hz$$

La figura 16 muestra el modelo dinámico del amplificador base. Cuyos parámetros son los mostrados en la tabla 13.

Parámetro	Valor
Z_d	43,99 [$k\Omega$]
Z_o	12,13 [Ω]
A_b	300
f_L	69,61 [Hz]
f_H	11,00 [kHz]

Cuadro 13: Valores de los parámetros dinámicos del amplificador Realimentado

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

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

Y la impedancia de salida viene dada por la expresión:

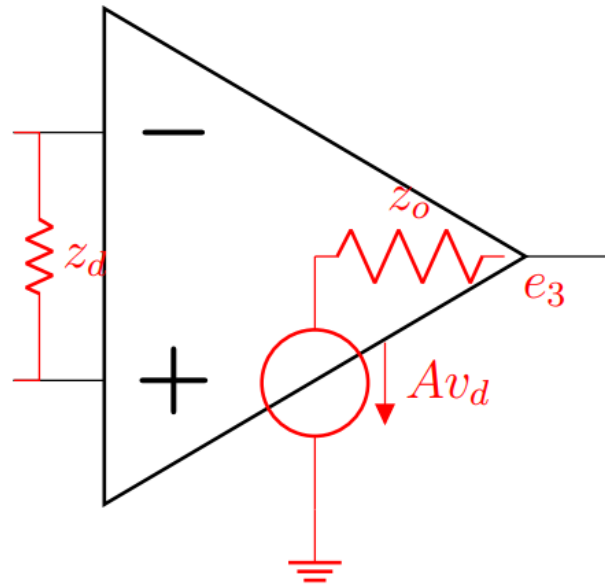


Figura 16: Modelo dinámico del amplificador base

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

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:

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

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

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

La impedancia de entrada con realimentación positiva es:

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

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

$$Z_o = 0,137\Omega$$

5. Simulaciones

La figura 17 muestra el circuito del amplificador realimentado negativamente construido en multisim.

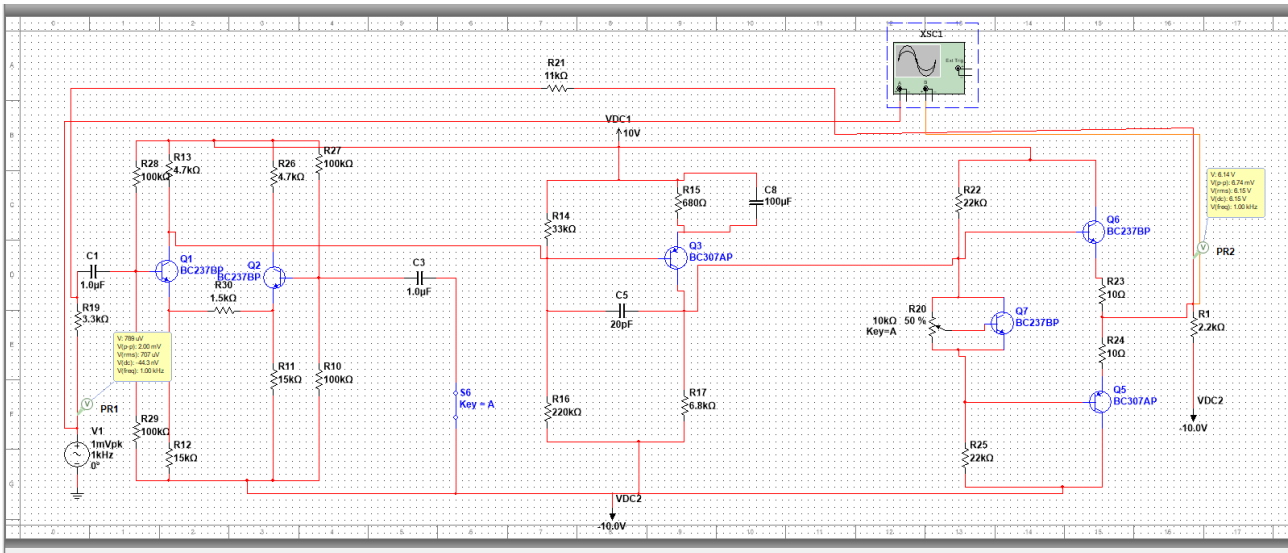


Figura 17: Circuito amplificador con realimentación negativa

En la figura 18 podemos observar una ganancia de aproximadamente 3,3 que coincide con la ganancia de los cálculos.

En la figura 19 podemos observar un aumento en el ancho de banda con realimentación negativa. Podemos observar que las frecuencias de corte coinciden con los calculados previamente.

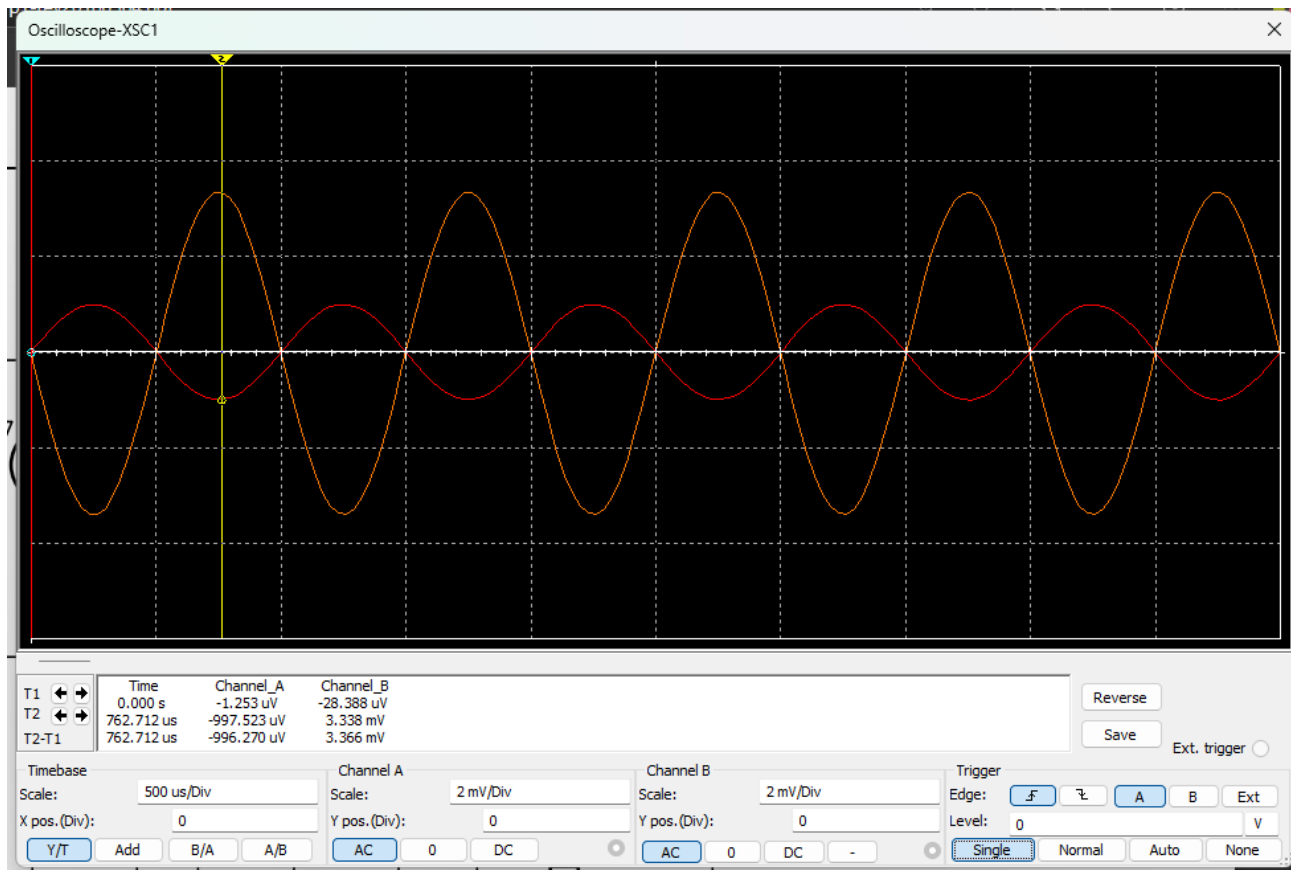


Figura 18: Ganancia de la realimentación negativa

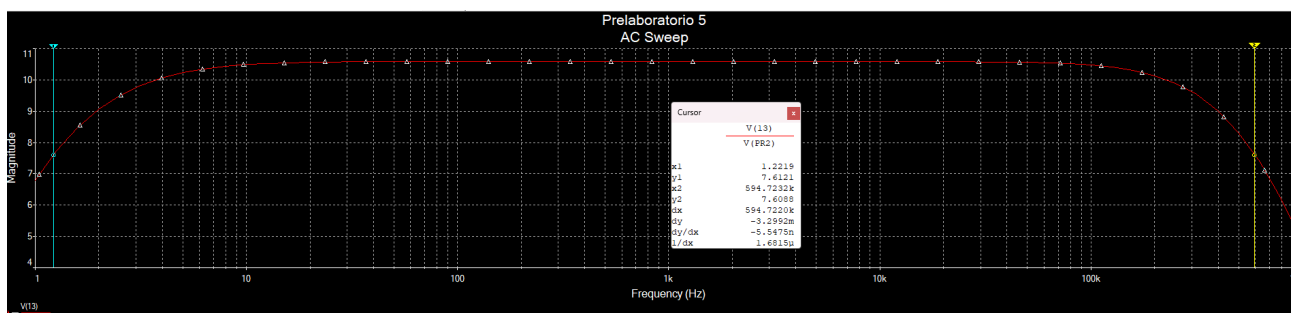
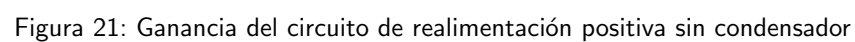
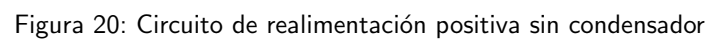


Figura 19: Respuesta en frecuencia del amplificador realimentado negativamente

La figura 20 muestra la construcción del circuito del amplificador realimentado positivamente.

La ganancia de este amplificador se puede observar en la figura del 21 y podemos observar que coincide con la ganancia calculada anteriormente de 4.33. Sin embargo podemos observar que despues de un tiempo la ganancia cambia y toma la forma mostrada en la figura 22.



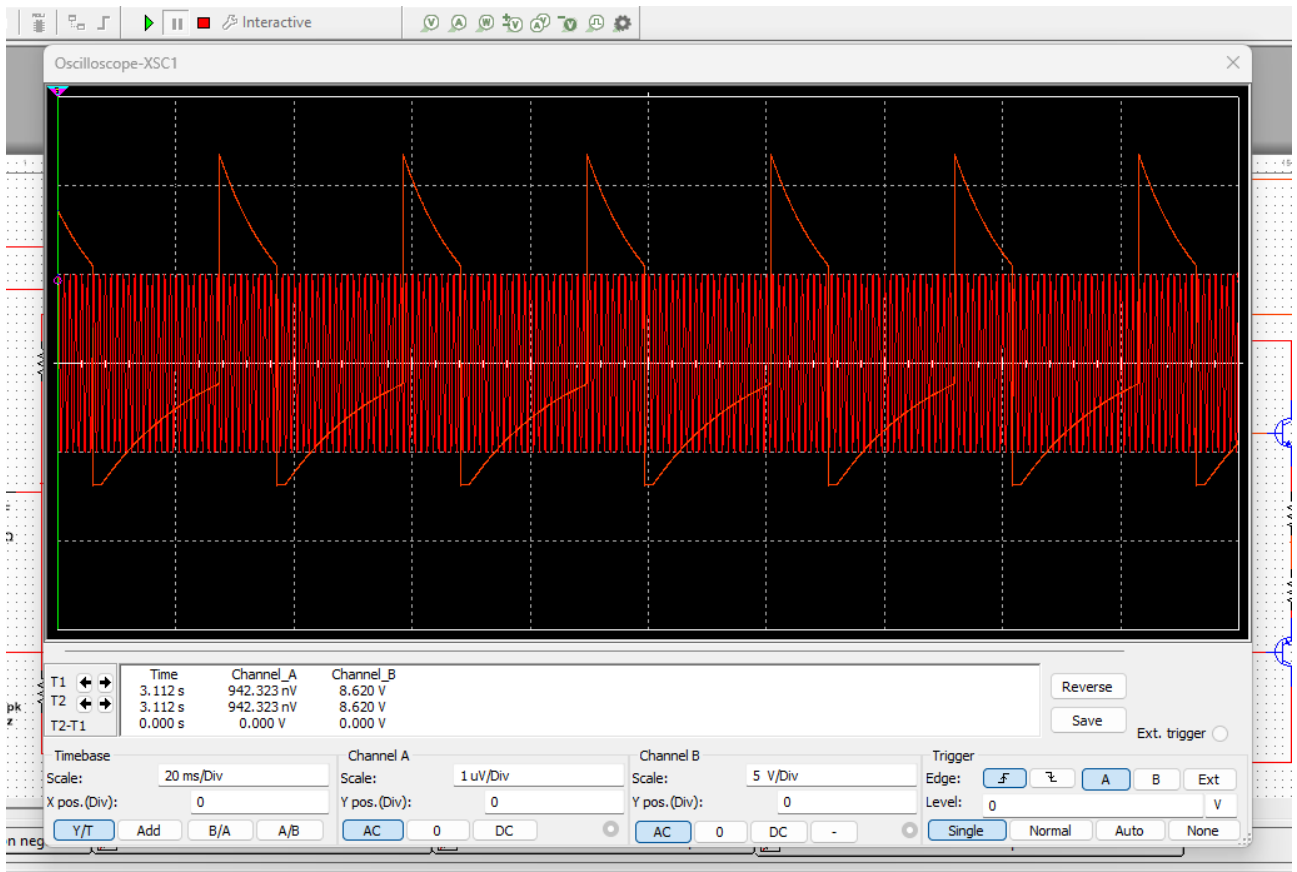


Figura 22: Ganancia del circuito de realimentación positiva sin condensador despues de unos segundos

Podemos observar la respuesta en frecuencia del amplificador realimentado positivamente en la figura 23.



Figura 23: Respuesta en frecuencia del amplificador con Realimentación positiva sin condensador

La figura 24 muestra el circuito del amplificador con realimentación positiva y negativa con condensador.

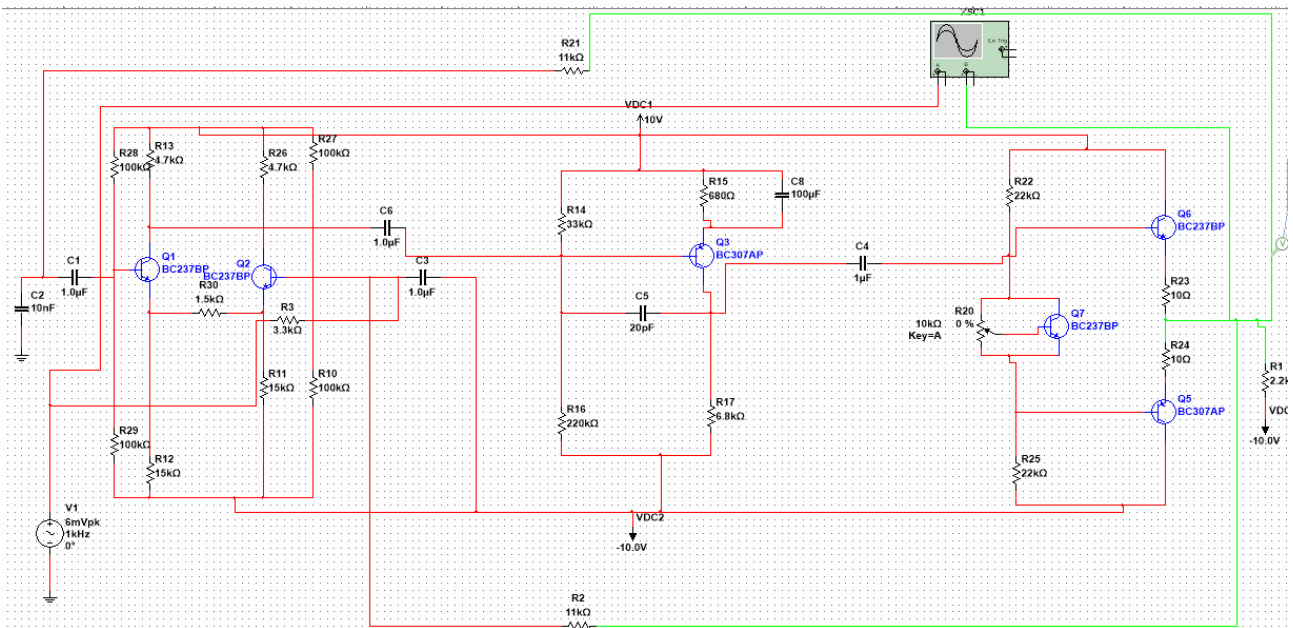


Figura 24: Circuito con realimentación positiva y negativa

La ganancia este amplificador se puede observar en la figura 25.

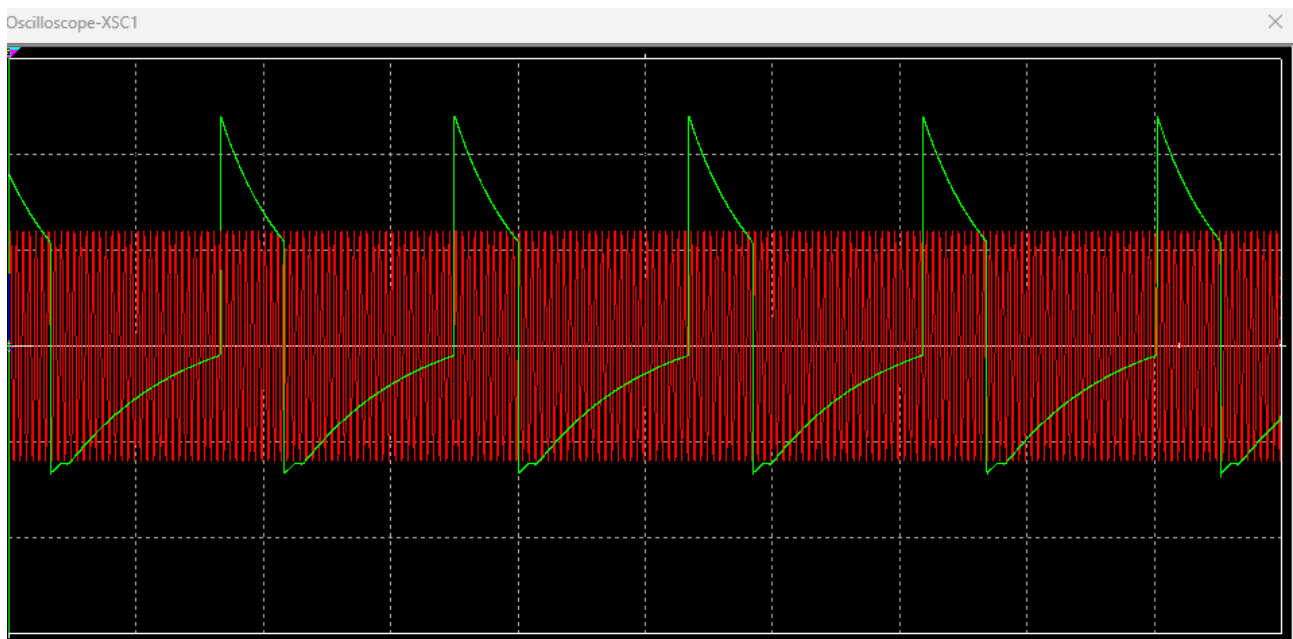


Figura 25: Ganancia con realimentación positiva y negativa

La respuesta en frecuencia del amplificador se puede observar en la figura 26.

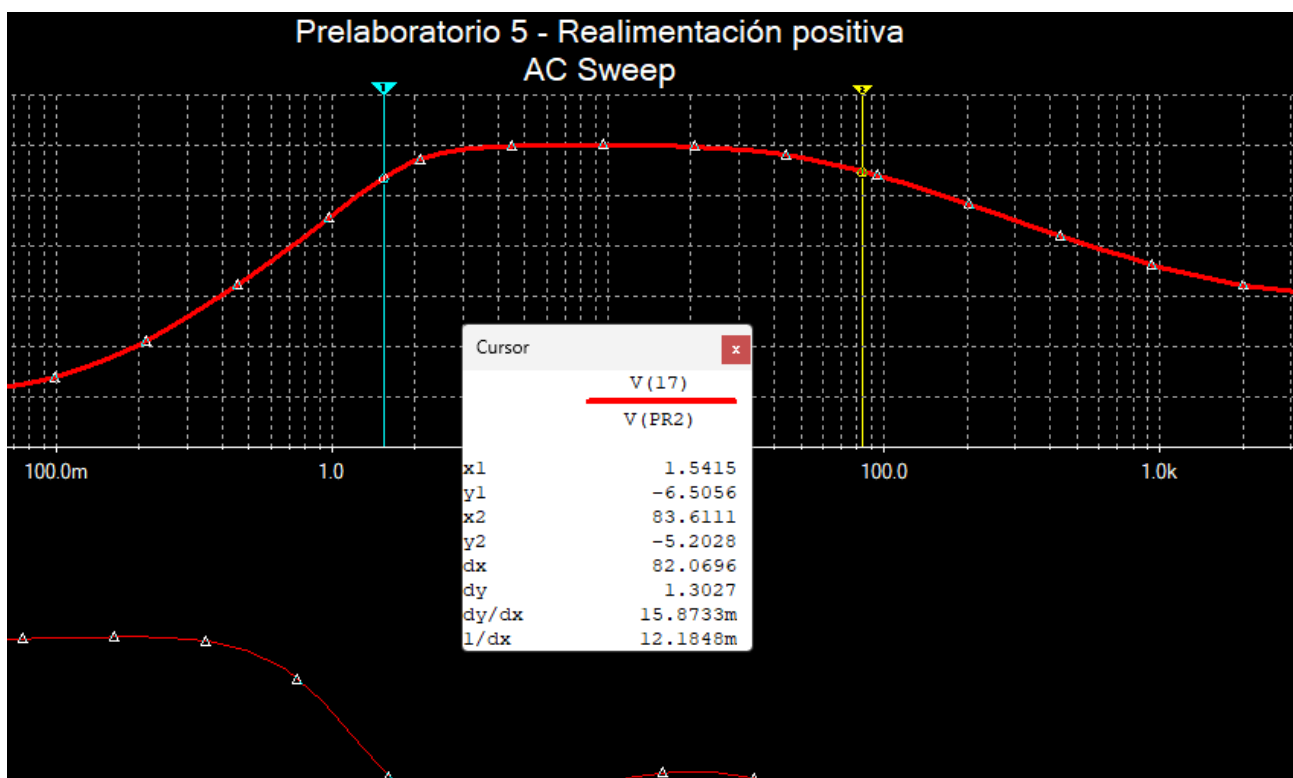


Figura 26: Circuito con realimentación positiva y negativa

- 6. Resultados**
- 7. Análisis de resultados**
- 8. Conclusiones**
- 9. Anexos**

BC237/238/239

Switching and Amplifier Applications

- Low Noise: BC239



NPN Epitaxial Silicon Transistor

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

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage : BC237 : BC238/239	50 30	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : BC237 : BC238/239	45 25	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage : BC237 : BC238/239	6 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 25			V V
BV_{EBO}	Emitter Base Breakdown Voltage : BC237 : BC238/239	$I_E=1\mu\text{A}$, $I_C=0$	6 5			V V
I_{CES}	Collector Cut-off Current : BC237 : BC238/239	$V_{CE}=50\text{V}$, $V_{BE}=0$ $V_{CE}=30\text{V}$, $V_{BE}=0$		0.2 0.2	15 15	nA nA
h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE}=5\text{V}$, $I_C=2\text{mA}$	120		800	
$V_{CE(sat)}$	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
$V_{BE(sat)}$	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
$V_{BE(on)}$	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 : BC237/238 : BC239 : BC239	$V_{CE}=5\text{V}$, $I_C=0.2\text{mA}$, $f=1\text{KHz}$ $R_G=2\text{K}\Omega$ $V_{CE}=5\text{V}$, $I_C=0.2\text{mA}$ $R_G=2\text{K}\Omega$, $f=30\sim 15\text{KHz}$		2	10 4 4	dB dB dB

h_{FE} Classification

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

Typical Characteristics

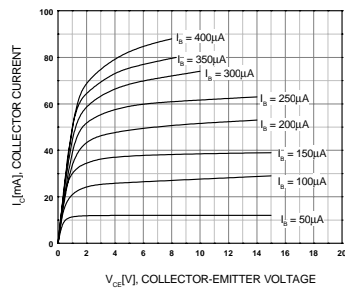


Figure 1. Static Characteristic

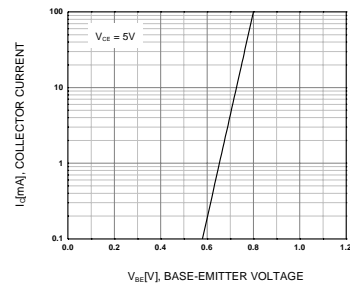


Figure 2. Transfer Characteristic

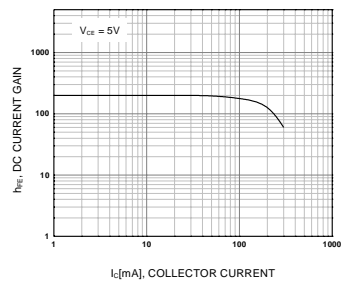


Figure 3. DC current Gain

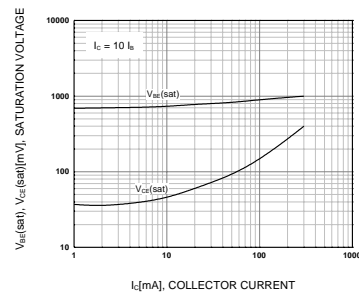
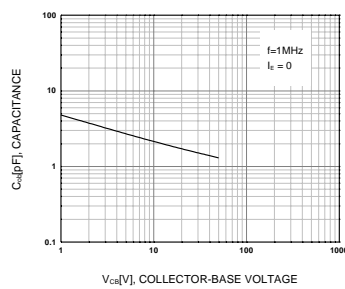
Figure 4. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

Figure 5. Output Capacitance

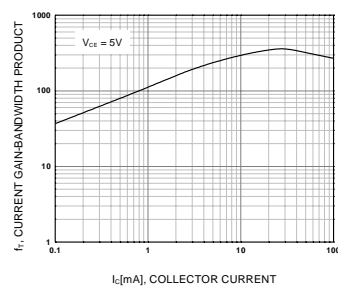
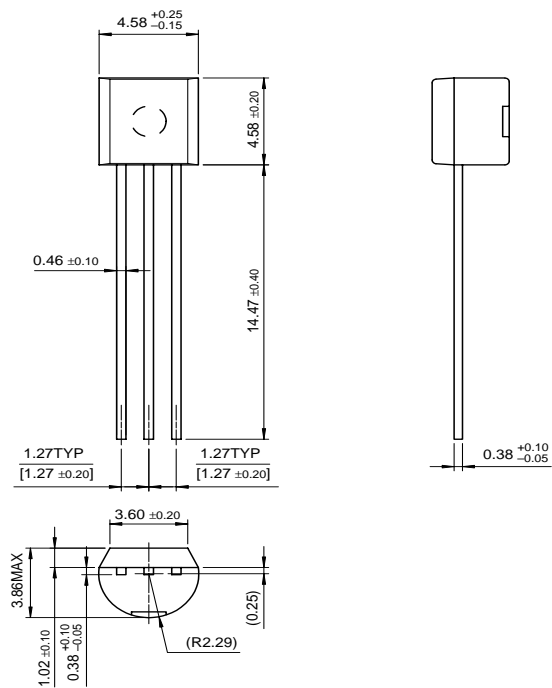


Figure 6. Current Gain Bandwidth Product

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.

ACEx™	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
DOMET™	GlobalOptoisolator™	MICROWIRE™	QS™	SyncFET™
EcoSPARK™	GTO™	MSX™	QT Optoelectronics™	TinyLogic™
E ² CMOS™	HiSeC™	MSXPro™	Quiet Series™	TruTranslation™
EnSigna™	I ² C™	OCX™	RapidConfigure™	UHC™
Across the board. Around the world.™	OCXPro™	RapidConnect™	UltracFET®	
The Power Franchise™	OPTOLOGIC®	SILENT SWITCHER®	Vcx™	
Programmable Active Droop™	OPTOPLANAR™	SMART START™		

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

As used herein:

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

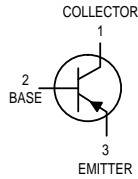
Definition of Terms

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

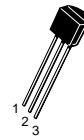
Figura 36: Hoja de datos del transistor BC237

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/°C
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.0 8.0			Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

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

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = -2.0 \text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	BC307 BC308C BC309B	$V_{(BR)CEO}$	-45 -25 -25	— — —	— — —	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = -100 \mu\text{Adc}$, $I_C = 0$)	BC307 BC308C BC309B	$V_{(BR)EBO}$	-5.0 -5.0 -5.0	— — —	— — —	Vdc
Collector-Emitter Leakage Current ($V_{CES} = -50 \text{ V}$, $V_{BE} = 0$) ($V_{CES} = -30 \text{ V}$, $V_{BE} = 0$)	BC307 BC308C BC309B	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 ($I_C = -10\ \mu\text{Adc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$)	BC307B/309B BC307C/308C	h_{FE}	— —	150 270	—
($I_C = -2.0\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$)	BC307 BC308C	120 120	— —	800 800	—
($I_C = -100\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$)	BC307B/309B BC307C/308C	200 420	290 500	460 800	—
	BC307B/309B BC307C/308C	— —	180 300	— —	—
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = -10\ \text{mAdc}$, $I_B = -0.5\ \text{mAdc}$) ($I_C = -10\ \text{mAdc}$, $I_B = \text{see Note 1}$) ($I_C = -100\ \text{mAdc}$, $I_B = -5.0\ \text{mAdc}$)		$V_{CE(sat)}$	— — —	–0.10 –0.30 –0.25	Vdc
Base–Emitter Saturation Voltage ($I_C = -10\ \text{mAdc}$, $I_B = -0.5\ \text{mAdc}$) ($I_C = -100\ \text{mAdc}$, $I_B = -5.0\ \text{mAdc}$)		$V_{BE(sat)}$	— —	–0.7 –1.0	Vdc
Base–Emitter On Voltage ($I_C = -2.0\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$)		$V_{BE(on)}$	–0.55	–0.62	–0.7
					Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current–Gain — Bandwidth Product ($I_C = -10\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$, $f = 100\ \text{MHz}$)	BC307 BC308C BC309B	f_T	— — —	280 320 360	—
Common Base Capacitance ($V_{CB} = -10\ \text{Vdc}$, $I_C = 0$, $f = 1.0\ \text{MHz}$)		C_{cbo}	—	—	6.0
Noise Figure ($I_C = -0.2\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$, $R_S = 2.0\ \text{k}\Omega$, $f = 1.0\ \text{kHz}$) ($I_C = -0.2\ \text{mAdc}$, $V_{CE} = -5.0\ \text{Vdc}$, $R_S = 2.0\ \text{k}\Omega$, $f = 1.0\ \text{kHz}$, $f = 200\ \text{Hz}$)	BC309 BC307 BC308C BC309B	NF	— — — —	2.0 2.0 2.0 2.0	4.0 10 10 4.0
					dB

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

BC307,B,C BC308C BC309B

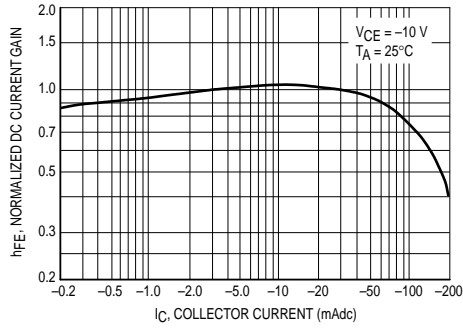


Figure 1. Normalized DC Current Gain

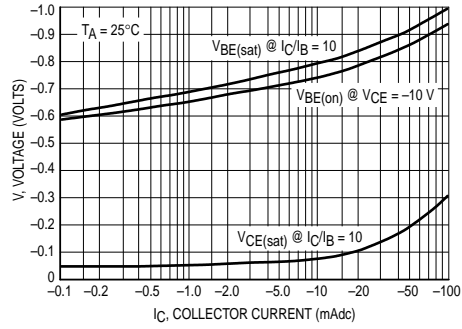


Figure 2. "Saturation" and "On" Voltages

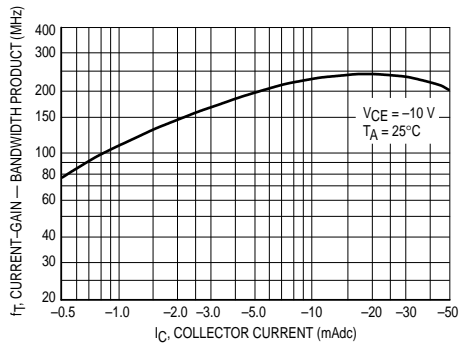


Figure 3. Current-Gain — Bandwidth Product

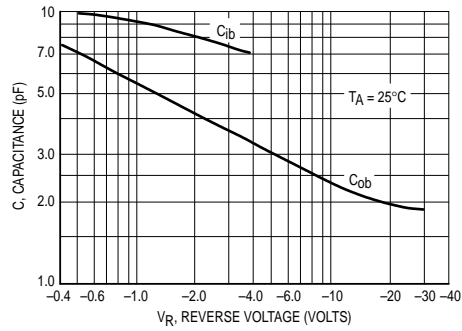


Figure 4. Capacitances

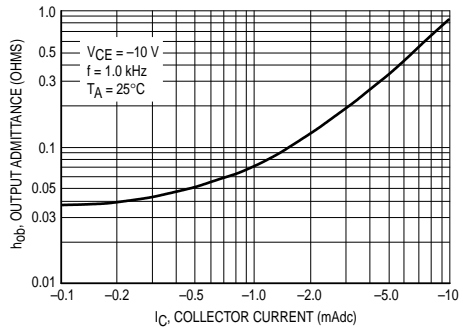


Figure 5. Output Admittance

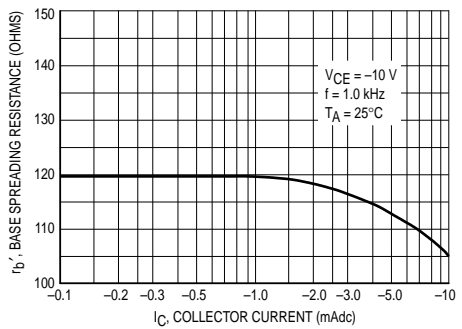
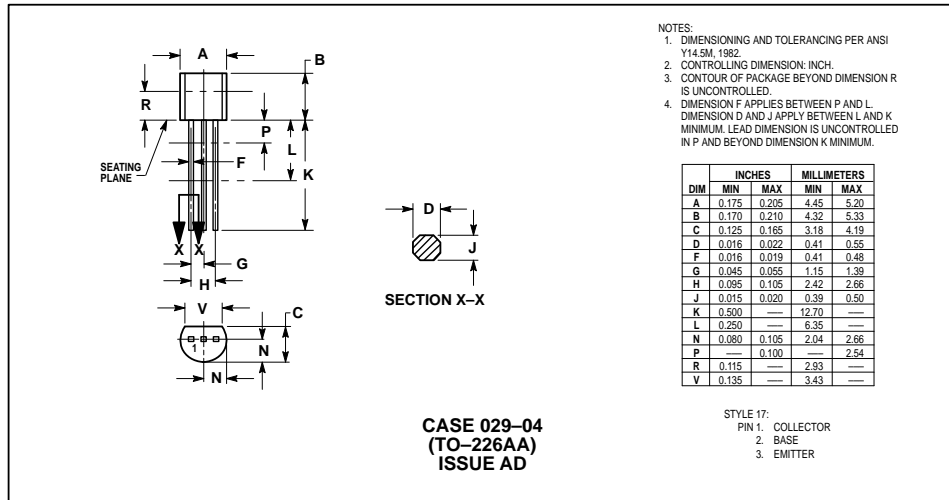



Figure 6. Base Spreading Resistance

BC307,B,C BC308C BC309B

PACKAGE DIMENSIONS



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters can and do vary in different applications. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

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

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

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



BC307/D

Figura 37: Hoja de datos del transistor BC307

Práctica # 1

Jose' Suarez C.I: 27606100

Emilson Warhomen C.I 25795480

Mediciones para hallar punto de operación						
Transistor	Vc[V]	$\Delta Vc[V]$	Vb[V]	$\Delta Vb[V]$	Ve[V]	$\Delta Ve[V]$
Q4	0.7V	$\pm 0.1V$	0	$\pm 0mV$	-0.6	$\pm 0.04mV$
Q5	10V	$\pm 1V$	0.7V	$\pm 0.1V$	50mV	$\pm 10mV$
Q6	-10V	$\pm 1V$	-560mV	$\pm 40mV$	20mV	$\pm 4mV$

Mediciones de ganancia en la Etapa de Potencia (EP)					
Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	A[V/V]	$\Delta A[V/V]$
520mV	$\pm 40mV$	480mV	$\pm 40mV$		

Pico

Medición de impedancias de entrada							
Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zin[Ω]	$\Delta Zin[Ω]$
520mV	$\pm 40mV$	260mV	$\pm 20mV$	10KΩ	± 1000		

Pico

Pico

Medición de impedancias de Salida							
Vo_sc[V]	$\Delta vo_{sc}[V]$	Vo_cc[V]	$\Delta Vo_{cc}[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zo[Ω]	$\Delta Zo[Ω]$
520mV	$\pm 40mV$	240mV	$\pm 20mV$	10Ω	± 1		

$$V_{R_{E4}} = 30 - 20 \pm 5mV$$

Q4#

$$\begin{aligned} V_C &= 400mV \pm 0.4mV \\ V_B &= 240mV \pm 20mV \\ V_E &= -340mV \pm 40mV \end{aligned}$$

Q5#

$$\begin{aligned} V_C &= 10V \pm 1V \\ V_B &= 400mV \pm 0.4mV \\ V_E &= -40mV \pm 20mV \end{aligned}$$

Q6#

$$\begin{aligned} V_C &= -10V \pm 1V \\ V_B &= -340mV \pm 20mV \\ V_E &= -26mV \pm 2mV \end{aligned}$$

→ Clase A

Clase

Figura 27: Hoja de datos práctica N° 1

Mediciones para hallar punto de operación						
Transistor	Vc[V]	$\Delta Vc[V]$	Vb[V]	$\Delta Vb[V]$	Ve[V]	$\Delta Ve[V]$
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)					
Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
1Vpp	$\pm 100mV$	3.2Vpp	$\pm 100mV$		

Mediciones de ganancia en modo común de la Etapa diferencial (ED)					
Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
2.2Vpp 1.04Vpp	$\pm 40mV$	300mVpp	$\pm 10mV$		

foto

11-11-2024

Medición de impedancia de entrada en modo diferencial							
Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zd[Ω]	$\Delta Zd[Ω]$
1.04Vpp	$\pm 40mV$	480mVpp	$\pm 20mV$	48kΩ	\pm		

Medición de impedancias de entrada en modo común							
Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zc[Ω]	$\Delta Zc[Ω]$
1.04Vpp	$\pm 40mV$	340mVpp	$\pm 10mV$	48kΩ	\pm		

Medición de impedancias de Salida							
Vo_sc[V]	$\Delta vo_{sc}[V]$	Vo_cc[V]	$\Delta Vo_{cc}[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zo[Ω]	$\Delta Zo[Ω]$
3.2Vpp	$\pm 100mV$	1.6Vpp	$\pm 40mV$	4.7kΩ	\pm		

Límite de máxima excursión (Modo diferencial) : 2Vpp \pm 100mV } Entrada
 " " " " (Modo Común) : 12.8Vpp \pm 0.4V }

Figura 28: Hoja de datos práctica N° 2

(Acoplado)

Practica #3

Hoja de datos

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

Transistor	Vc[V]	$\Delta Vc[V]$	Vb[V]	$\Delta Vb[V]$	Ve[V]	$\Delta Ve[V]$
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

$3,6mV \pm 0,2mV$	$520mV \pm 40mV$				
Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
40mV	$\pm 40mV$	1,2V	$\pm 100mV$	14,4	$\pm 4,4$

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

Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
24mV	$\pm 2mV$	380m	20m	16,66	

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

Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zd[Ω]	$\Delta Zd[Ω]$
520mV	$\pm 10mV$	170mV	$\pm 10mV$	42KΩ	5%		

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

Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zc[Ω]	$\Delta Zc[Ω]$
24mV	$\pm 4mV$	8m	$\pm 0,4m$	20K	5%		

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

Vo_sc[V]	$\Delta vo_{sc}[V]$	Vo_cc[V]	$\Delta Vo_{cc}[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zo[Ω]	$\Delta Zo[Ω]$
520mV	$\pm 40mV$	320m	$\pm 20m$	100Ω	5%		

Tabla 6. Medición de impedancias de Salida

Figura 29: Hoja de datos práctica N° 3-1

Desacoplado (Etapa Impulsora)

Practica # 3

Hoja de datos

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

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

Transistor	Vc[V]	$\Delta Vc[V]$	Vb[V]	$\Delta Vb[V]$	Ve[V]	$\Delta Ve[V]$
Q1	7.2	$\pm 0.4V$	-30mV	$\pm 2mV$	-600mV	40 mV
Q2	7.6	± 0.4	-68mV	$\pm 4mV$	-640mV	$\pm 40mV$
Q3	8.8V	$\pm 0.4V$	8V	$\pm 1V$	8.4V	$\pm 0.4V$
Q4	-1.6V	$\pm 100mV$	-2V	$\pm 0.2V$	-2.8V	$\pm 0.2V$
Q5	10V	$\pm 1V$	680m	$\pm 40mV$	200mV	$\pm 10mV$
Q6	-10V	$\pm 1V$	-560m	$\pm 40mV$	-200mV	$\pm 10mV$

Tabla 1. Mediciones para hallar punto de operación

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

Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
480mV	$\pm 40mV$	10V	$\pm 1V$		

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

la etapa impulsora

Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Vo[V]	$\Delta Vo[V]$	Ad[V/V]	$\Delta Ad[V/V]$
2mV	$\pm 0.4mV$	400mV	$\pm 40mV$		

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

la etapa impulsora

Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zd[Ω]	$\Delta Zd[Ω]$
480mV	$\pm 40mV$						

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

en la etapa impulsora

Vg[V]	$\Delta Vg[V]$	Vi[V]	$\Delta Vi[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zc[Ω]	$\Delta Zc[Ω]$

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

Vo_sc[V]	$\Delta Vo_{sc}[V]$	Vo_cc[V]	$\Delta Vo_{cc}[V]$	Rp[Ω]	$\Delta Rp[Ω]$	Zo[Ω]	$\Delta Zo[Ω]$

Tabla 6. Medición de impedancias de Salida

[Signature]
10/11/24

Figura 30: Hoja de datos práctica N° 3-2

Hoja de datos Práctica #4 - Electrónica II			José Suárez, Emerson Washmen			
02/12/24	$V_E [V]$	$\Delta V_E [V]$	$V_C [V]$	$\Delta V_C [V]$	$V_B [V]$	$\Delta V_B [V]$
Q1	-600mV	$\pm 40mV$	7.2V 7.6V	$\pm 0.4V$	-16mV	$\pm 2mV$
Q2	-640mV	$\pm 40mV$	7.6V	$\pm 0.4V$	48mV	$\pm 4mV$
Q3	9V	$\pm 1V$	7.6V	$\pm 0.4V$	8V	$\pm 1V$
Q4	-560mV	$\pm 40mV$	680mV	$\pm 40mV$	0V	$\pm 100mV$
Q5	100mV	$\pm 20mV$	10V	$\pm 1V$	600mV	$\pm 100mV$
Q6	10V 200mV	10V $\pm 20mV$	-10V	$\pm 1V$	-500mV	$\pm 100mV$

$V_i [V]$	$\Delta V_i [V]$	$V_o [V]$	$\Delta V_o [V]$	A	AdB	f [Hz]	ΔS
3.2mV	$\pm 0.4mV$	800mV	$\pm 100mV$	250	47.95dB	1000Hz	40 μ s
S 3.2mV	$\pm 0.4mV$	560mV	$\pm 40mV$	175	44.86dB	11904.74Hz	2mseg
		480mV	$\pm 40mV$			13888 Hz	2ms
I		560mV	$\pm 40mV$			69.44 Hz	0.4ms
		360mV	$\pm 40mV$			30.30Hz	1ms
		100mV	$\pm 30mV$			9.26 Hz	4ms
		600mV	$\pm 40mV$			86.21Hz	0.4ms
		760mV	$\pm 40mV$			200Hz	0.2ms
		680mV	$\pm 40mV$			6250Hz	10 μ s
		600mV	$\pm 40mV$			10000Hz	4 μ s
		480mV	$\pm 40mV$			14285.71Hz	2 μ s

Sustituyendo los condensadores C_2, C_5 y C_7 por cables:

$V_i [V]$	$\Delta V_i [V]$	$V_o [V]$	$\Delta V_o [V]$	A	AdB	f [Hz]	ΔS
1V	$\pm 100mV$	26mV	$\pm 2mV$	0.002	-54dB	1000Hz	40 μ s
		7.2mV	$\pm 0.4mV$			166Hz	0.2ms
		10mV	$\pm 1mV$			333Hz	100 μ s
		15mV	$\pm 1mV$			434Hz	100 μ s
		24mV	$\pm 2mV$			666.67Hz	100 μ s
		34mV	$\pm 2mV$			1315.79Hz	40 μ s
		62mV	$\pm 4mV$			2000Hz	20 μ s
		90mV	$\pm 10mV$			4000Hz	10 μ s

Figura 31: Hoja de datos práctica N° 4-1

Seguendo la tabla sin los condensadores =

$V_i [V]$	$\Delta V_i [V]$	$V_o [V]$	$\Delta V_o [V]$	A	A _{dB}	f (Hz)	Δ_s
		140mV	$\pm 10mV$			10000Hz	4 μ s
		150mV	$\pm 10mV$			16667Hz	4 μ s
		150mV	$\pm 10mV$			20000Hz	2 μ s
		150mV	$\pm 10mV$			10000Hz	0,4 μ s

[Signature] 21/12/24

Figura 32: Hoja de datos práctica N° 4-2

09/12/24
Práctica #5

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

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

$V_{in} [V_{pp}]$	$\Delta V_{in} [V_{pp}]$	$V_o [V_{pp}]$	$\Delta V_o [V_{pp}]$	Ganancia:
160 mV	± 10 mV	720 mV	± 20 mV	$A_{fb} = 4,5$

9/12/24

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

$Z_p [\Omega]$	$\Delta Z_p [\Omega]$	$V_{in} [V_{pp}]$	$\Delta V_{in} [V_{pp}]$	$V_{oZp} [V_{pp}]$	$\Delta V_{oZp} [V_{pp}]$
		60 mV	± 10 mV	1V	± 100 mV
		$V_{in-sc} [V_{pp}]$	$\Delta V_{in-sc} [V_{pp}]$	$V_{o-sc} [V_{pp}]$	$\Delta V_{o-sc} [V_{pp}]$
		200 mV	± 20 mV	1V	± 100 mV

~~Mediciones para obtener el valor de Z_{out} del A.B con realimentación negativa:~~

$Z_L [\Omega]$	$\Delta Z_L [\Omega]$	$V_{in} [V_{pp}]$	$\Delta V_{in} [V_{pp}]$	$V_{oZL} [V_{pp}]$	$\Delta V_{oZL} [V_{pp}]$

Frecuencias de Corte

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

Frecuencias de Corte

F. Inferior [s]	Δf [seg]	F superior [s]	Δf superior [s]
1 seg	± 40 ms	1,7 μ s	± 100 ns

Figura 33: Hoja de datos práctica N° 5-1

Práctica #5

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

Jose López
CI 27606100
Emerson Washburn
CI 25795480

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

11/12/24
Recuperación

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

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

Figura 34: Hoja de datos práctica N° 5-2

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

Práctico # 5

	T [seg]	Δt [seg]	V_i [Vpp]	ΔV_i [Vpp]	V_o [Vpp]	ΔV_o [Vpp]
1 kHz	1 ms	$\pm 40 \mu s$	48 mV	$\pm 4 mV$	240 mV	$\pm 20 mV$
200 Hz	1,32 ms	$\pm 40 \mu s$	48 mV	$\pm 4 mV$	240 mV	$\pm 20 mV$
100 Hz	1,44 ms	$\pm 40 \mu s$	48 mV	$\pm 4 mV$	240 mV	$\pm 20 mV$
	0,97 ms	$\pm 40 \mu s$	48 mV	$\pm 4 mV$	240 mV	$\pm 20 mV$
	0,74 ms	$\pm 20 \mu s$	48 mV	$\pm 4 mV$	240 mV	$\pm 20 mV$

$\omega = 0$
 $\frac{1}{1} = 1$

Figura 35: Hoja de datos práctica N° 5-3