

Trabajo práctico 6

JFET y Fuente de corriente

- **Autores:**
 - Manuel León Parfait - Leg. 406599
 - Marcos Raúl Gatica - Leg. 402006
 - Valentino Rao - Leg. 402308
- **Curso:** 3R1
- **Docente:** Guillermo Gilberto
- **Asignatura:** Electrónica Aplicada
- **Institución:** Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional de Córdoba.

UTN
FRC

Contents

1	Polarización del punto Q	1
1.1	Cálculos del punto Q	2
1.2	Implementación circuito carga pasiva	3
1.3	Cálculo analítico $A_i A_V Z_i$	3
1.4	Cálculo experimental de ganancia de tensión, corriente e impedancia de entrada	4
1.5	Cálculo experimental de impedancia de salida	5
2	Polarización Con fuente de corriente	6
2.1	Cálculo de R_1	6
2.2	implementación circuito con carga activa	7
2.3	Cálculo experimental de Z_o	8
2.4	Cálculo analítico $A_i A_V Z_i$ (Carga Activa)	9
2.5	Cálculos experimentales de Z_i , A_V y A_i (Carga Activa)	9

1. Polarización del punto Q

Parte analítica

En este trabajo implementamos un transistor JFET en configuración fuente común, para aplicar el modelo MES, en esta oportunidad implementamos el modelo con autopolarización. Nuestros datos iniciales fueron $V_{DD} = 12V$ $R_G = 1M\Omega$, además contábamos también con los datos del punto Q ya predefinidos $I_{DQ} = \frac{I_{DSS}}{2}$ y $V_{DSQ} = \frac{V_{DD}}{2}$

Primero relevamos la curva de I_{DSS} , para luego calcular R_S R_D , la curva relevada fue la siguiente.

Mediciones de I_{DSS} Obtenidas

Table 1: Mediciones de I_{DSS} en función de V_{DS} .

V_{DS} (V)	I_{DSS} (mA)	Diferencia (%)
0.200	2.112	-
0.440	4.530	114.5
0.600	5.500	21.4
0.820	6.050	10.0
1.015	6.390	5.6
1.235	6.560	2.7
1.402	6.650	1.4
1.650	6.742	1.4
1.815	6.787	0.7
2.020	6.834	0.7
2.200	6.853	0.3
2.450	6.893	0.6
2.609	6.913	0.3
2.830	6.942	0.4

Curva característica de JFET (K117) ($V_{GS} = 0$)

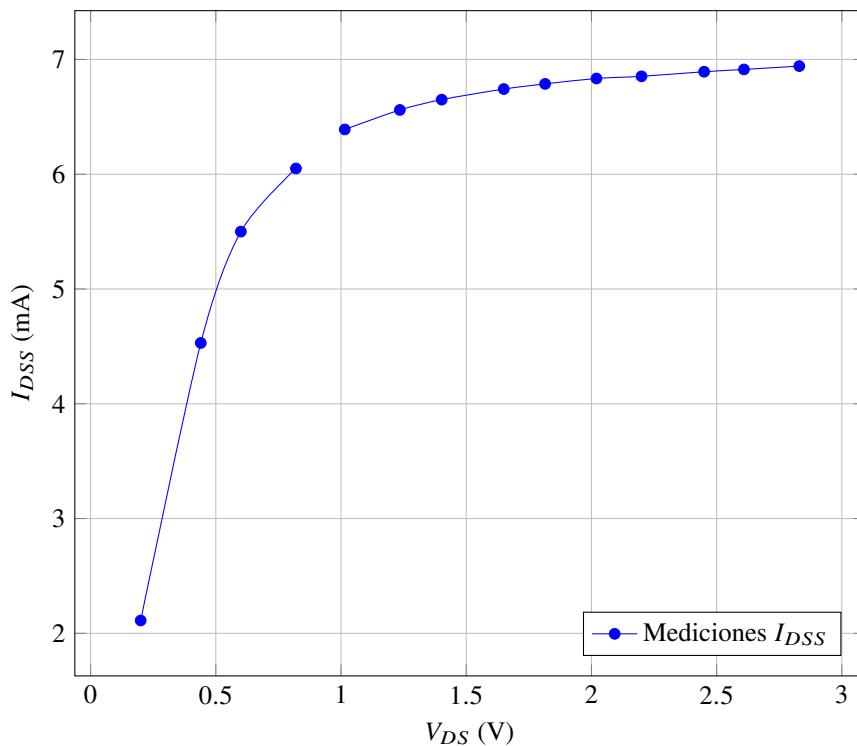
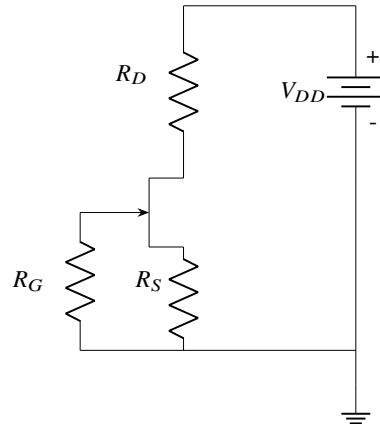


Figure 1: Curva de salida $I_D = f(V_{DS})$ para $V_{GS} = 0$.

1.1. Cálculos del punto Q



Una vez revelada la curva, el valor de I_{DSS} se extrajo a partir de las diferencias porcentuales del mismo valor, el valor elegido fue: $I_{DSS} = 6,650 \text{ mA}$, ya que la diferencia porcentual con el valor anterior fue del 1.4%, el valor de tensión en este punto se denomina V_{GSoff} y es de $V_{GSoff} = -1,402 \text{ V}$

$$I_{DQ} = \frac{I_{DSS}}{2} \rightarrow I_{DQ} = \frac{6,650 \text{ mA}}{2} \rightarrow I_{DQ} = 3,325 \text{ mA}$$

$$V_{DSQ} = \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow V_{DSQ} = \frac{12 \text{ V}}{2} \rightarrow V_{DSQ} = 6 \text{ V}$$

El siguiente paso fue calcular las resistencias para situar el punto Q, para esto primero obtenemos el valor de V_{GS} para luego obtener R_S y finalmente obtenemos R_D . Las ecuaciones de las cuales obtenemos estos valores son las siguientes:

$$i_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2$$

$$V_{GS} = -i_D \cdot R_S$$

$$V_{DD} = i_D \cdot (R_S + R_D) + V_{DS}$$

De la primera ecuación despejamos V_{GS} , como nos encontramos en el punto Q, podemos sustituir i_D por I_{DQ} y queda:

$$V_{GS} = \left(\sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}} - 1 \right) \cdot (-V_{GSoff}) \rightarrow V_{GS} = \left(\sqrt{\frac{I_{DSS}/2}{I_{DSS}}} - 1 \right) \cdot (1,402 \text{ V}) \rightarrow V_{GS} = -0,4106 \text{ V}$$

Con este dato podemos obtener R_S a partir de la segunda ecuación:

$$R_S = \left| \frac{-V_{GS}}{I_{DQ}} \right| = \left| \frac{-(-0,4106 \text{ V})}{3,325 \text{ mA}} \right| = 123,48 \Omega \xrightarrow{\text{Normalizado}} R_S = 120 \Omega$$

Ya con este valor podemos calcular R_D a partir de la 3ra ecuación. Para el cálculo de R_D se utiliza el valor no normalizado de R_S para mayor precisión:

$$R_D = -R_S + \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} = -123,48 \Omega + \frac{12 \text{ V} - 6 \text{ V}}{3,325 \text{ mA}} = 1681,51 \Omega \xrightarrow{\text{Normalizado}} R_D = 1,8 \text{ k}\Omega$$

Table 2: Valores del punto Q

Parámetro	Valor Calculado (No normalizado)	Valor Normalizado (Comercial)
V_{GSQ}	-0.4106 V	—
I_{DQ}	3.325 mA	—
V_{DSQ}	6 V	—
R_S	123.48 Ω	120 Ω
R_D	1681.51 Ω	1.8 kΩ

1.2. Implementación circuito carga pasiva

Parte práctica

Cuando implementamos el circuito con un transistor JFET K117 y medimos, tuvimos que hacer un cambio en R_S , ya que la polarización no daba de la manera correcta, fuimos bajando el valor hasta llegar a 80Ω , con ese valor la polarización nos dio los siguientes valores:

Para medir I_{DQ} dividimos la tensión medida en la resistencia R_D , dividido el valor de esta ($1,8 \text{ k}\Omega$), el resultado fue de $I_{DQ} = 3,144 \text{ mA}$ y la $V_{DS} = 6,12 \text{ V}$

Table 3: Valores del punto Q: Comparación Calculados vs. Medidos

Parámetro	Valor Calculado	Rango ($\pm 10\%$)	Valor Medido	Diferencia (%)
V_{DSQ}	6 V	[5.4 V; 6.6 V]	6.12 V	2.0%
I_{DQ}	3.325 mA	[2.99 mA; 3.66 mA]	3.144 mA	5.4%

Resultados

Al comparar los resultados obtenidos en la “Parte analítica” con los medidos en la “Parte práctica”, se observa una muy buena correlación entre el modelo teórico y el comportamiento real del circuito. Como se detalla en la **Tabla 3**, el valor medido de V_{DSQ} (6.12 V) presentó una diferencia porcentual de solo **2.0%** con respecto al valor calculado de 6 V.

Por su parte, la corriente I_{DQ} medida (3.144 mA) tuvo un desvío del **5.4%** frente al valor teórico de 3.325 mA. Esta diferencia es atribuible a la discrepancia encontrada durante la implementación práctica. El valor calculado para la resistencia R_S fue de 123.48Ω (normalizado a 120Ω), pero en el laboratorio fue necesario ajustar este valor a **80,2** Ω para lograr la polarización correcta, tal como se describe en el texto de la parte práctica.

Este ajuste en R_S es la principal fuente del error porcentual en I_{DQ} . A pesar de esto, una diferencia del 5.4% se considera aceptable y valida el modelo analítico como una herramienta de diseño eficaz, demostrando que los cálculos teóricos del punto Q sirvieron como una excelente aproximación para la implementación física.

1.3. Cálculo analítico A_i A_V Z_i

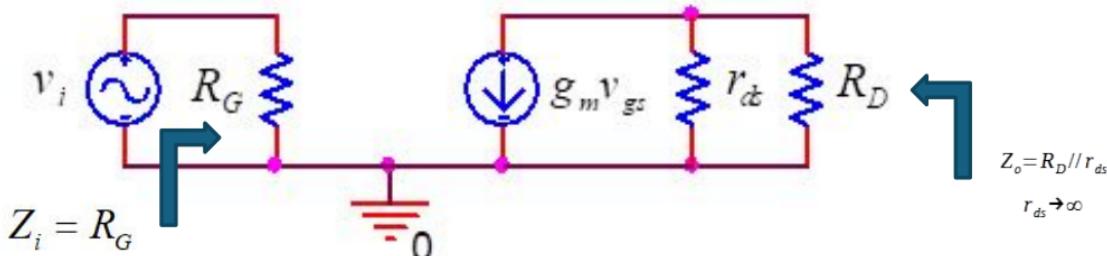


Figure 2: Modelo híbrido de pequeña señal

Para el análisis de pequeña señal, se utiliza el modelo híbrido del JFET. La impedancia de entrada es igual al valor de la resistencia de compuerta:

$$Z_i = R_G \rightarrow Z_i = 1 \text{ M}\Omega$$

La impedancia de salida es la resistencia r_{ds} en paralelo con la resistencia de drenaje R_D . Como el valor de r_{ds} es muy grande, se puede despreciar su efecto en el circuito. Por lo tanto, la impedancia de salida queda:

$$Z_o \approx R_D \rightarrow Z_o \approx 1681.51 \Omega$$

La ganancia de tensión se calcula como:

$$A_v = -g_m \cdot R_D \quad \text{donde} \quad g_m = \left(-\frac{2I_{DSS}}{V_{GSoff}} \right) \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_{GSoff}} \right)$$

Utilizando los valores calculados en la sección anterior ($I_{DSS} = 6,650 \text{ mA}$, $V_{GSoff} = -1,402 \text{ V}$ y $V_{GSQ} = -0,4106 \text{ V}$):

$$g_m = \left(-\frac{2 \cdot 6,650 \text{ mA}}{-1,402 \text{ V}} \right) \left(1 - \frac{-0,4106 \text{ V}}{-1,402 \text{ V}} \right) = (9,486 \text{ mS}) \cdot (1 - 0,2929) \rightarrow g_m \approx 6,71 \text{ mS}$$

$$A_v = -(6,71 \text{ mS}) \cdot 1681.51 \Omega \rightarrow A_v \approx -11,28$$

La ganancia de corriente se calcula como la relación entre la ganancia de tensión y las impedancias:

$$A_i = A_v \cdot \frac{Z_i}{R_D} \rightarrow A_i = -11,28 \cdot \frac{1 \text{ M}\Omega}{1681.51 \Omega} \rightarrow A_i \approx -6708$$

1.4. Cálculo experimental de ganancia de tensión, corriente e impedancia de entrada

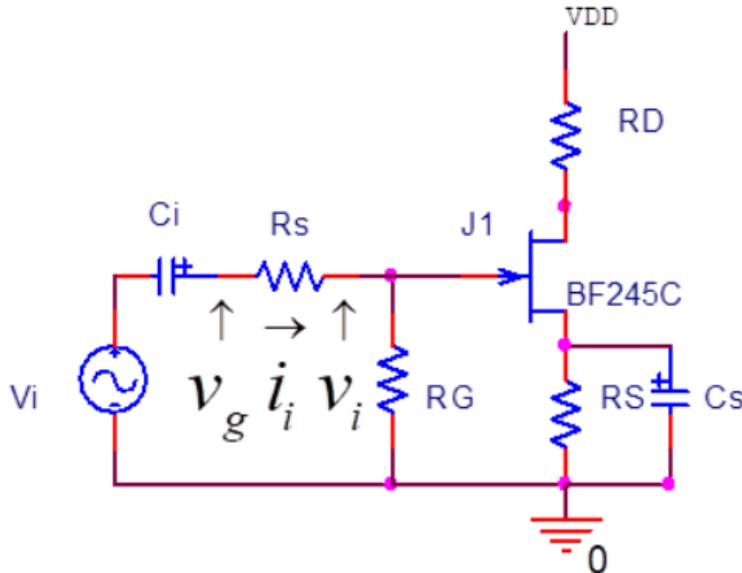


Figure 3: Circuito para realizar las mediciones de pequeña señal

Para hacer las mediciones de la impedancia de entrada, ganancia de tensión y ganancia de corriente, se inserta una señal de 1 kHz por el capacitor de acoplamiento en la **compuerta** del transistor (C_i) y se aumenta la tensión de la señal de entrada hasta tener una tensión de salida $V_L = 1 \text{ V}_{pp}$. V_L se mide en la rama del drenador, sobre R_D .

Para estas mediciones se agrega una resistencia en serie en la entrada de la compuerta, denominada resistencia sensora (R_{sensor} , R_s en el diagrama de la guía), de $1 \text{ M}\Omega$. En esta configuración se mide la tensión V_g (antes de la resistencia sensora) y V_i (después de la resistencia, en la compuerta).

La impedancia de entrada se calcula como:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i}{\frac{V_g - V_i}{R_{sensor}}}$$

La ganancia de corriente se calcula como:

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{V_L/R_L}{(V_g - V_i)/R_{sensor}}$$

La ganancia de tensión se calcula como:

$$A_v = \frac{V_L}{V_i}$$

Mediciones Obtenidas

- $V_L = 1 \text{ V}_{pp}$
- $V_i = 37 \text{ mV}_{pp}$
- $V_g = 71 \text{ mV}_{pp}$
- $R_{sensor} = 1 \text{ M}\Omega$
- $R_L = R_D$ (normalizada) = $1.8 \text{ k}\Omega$

Con los valores obtenidos en las mediciones se tienen los siguientes resultados:

$$Z_i = \frac{37 \text{ mV}}{\frac{71 \text{ mV} - 37 \text{ mV}}{1 \text{ M}\Omega}} \rightarrow Z_i \approx 1,088 \text{ M}\Omega$$

$$A_i = \frac{1 \text{ V}/1800 \Omega}{(71 \text{ mV} - 37 \text{ mV})/1 \text{ M}\Omega} \rightarrow A_i \approx 16339$$

$$A_v = \frac{1 \text{ V}}{37 \text{ mV}} \rightarrow A_v \approx 27,027$$

1.5. Cálculo experimental de impedancia de salida

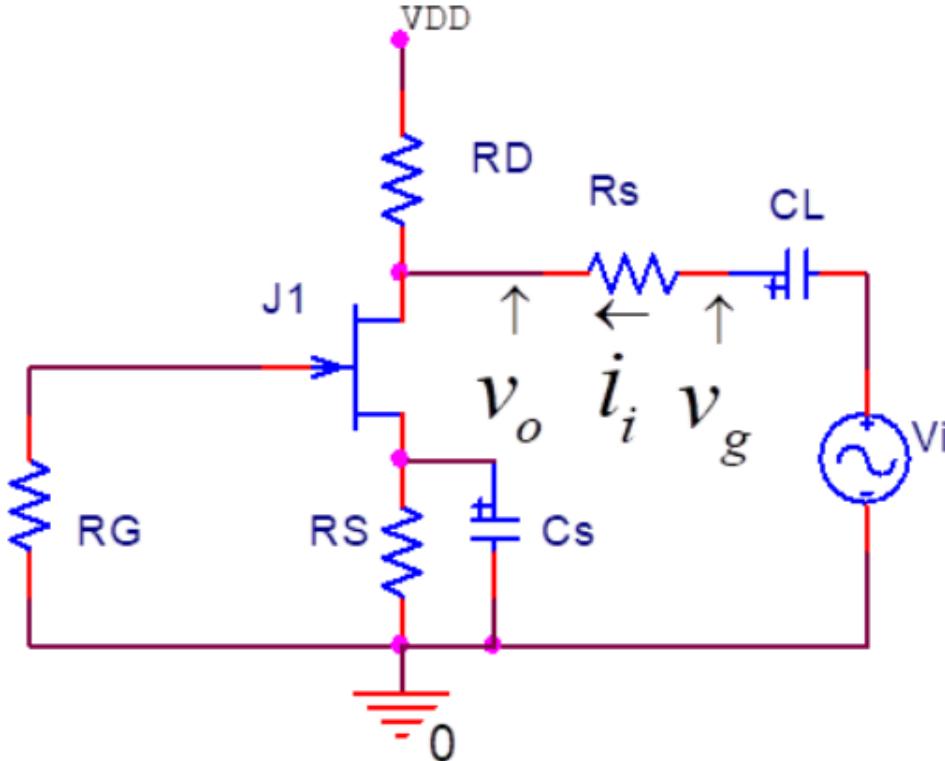


Figure 4: Circuito para medir impedancia de salida

Para medir la impedancia de salida se pasiva la fuente de señal de entrada ($V_i = 0$) y se conecta una resistencia sensora ($R_{sensor} = 1.8 \text{ k}\Omega$) en serie con el capacitor de acoplamiento. Se inserta una señal de 1 kHz por esta rama y se mide la tensión V_g (antes de la R_{sensor}) y V_o (en el drenador), buscando ajustar $V_o = 1 \text{ V}_{pp}$.

La impedancia de salida se calcula como:

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_o}{\frac{V_g - V_o}{R_{sensor}}}$$

Mediciones Obtenidas (Z_o)

- $V_o = 1 \text{ V}_{pp}$
- $V_g = 2,25 \text{ V}_{pp}$
- $R_{sensor} = 1.8 \text{ k}\Omega$

Con los valores obtenidos en las mediciones se tiene el siguiente resultado:

$$Z_o = \frac{1 \text{ V}}{\frac{2,25 \text{ V} - 1 \text{ V}}{1800 \Omega}} \rightarrow Z_o = 1440 \Omega$$

Con este valor de impedancia de salida se puede calcular el valor de r_{ds} del transistor:

$$Z_o = r_{ds} \parallel R_D \rightarrow r_{ds} = \frac{Z_o \cdot R_D}{R_D - Z_o}$$

Usamos el R_D normalizado ($1.8 \text{ k}\Omega$) y el Z_o medido:

$$r_{ds} = \frac{1440 \Omega \cdot 1800 \Omega}{1800 \Omega - 1440 \Omega} \rightarrow r_{ds} = 7200 \Omega$$

Table 4: Comparativa de parámetros de Pequeña Señal (Calculado vs. Medido)

Parámetro	Valor Calculado (Analítico)	Valor Medido (Experimental)	Desvío Porcentual
Z_i	$1 \text{ M}\Omega$	$1,088 \text{ M}\Omega$	8,8%
Z_o	$1681,51 \Omega$	1440Ω	14,4%
A_v	20,62	27,027	31,1%
A_i	12263	16339	33,2%

Resultados

Las mediciones experimentales de pequeña señal muestran una excelente correlación en la impedancia de entrada Z_i , con un desvío de solo **8,8%** respecto al valor teórico de $1 \text{ M}\Omega$. La impedancia de salida Z_o también arrojó un valor (1440Ω) cercano al esperado ($1681,51 \Omega$), con un desvío del **14,4%**. Esto nos permitió estimar la resistencia interna del JFET, r_{ds} , en $7.2 \text{ k}\Omega$.

Las ganancias de tensión y corriente presentaron un desvío mayor (31,1% y 33,2% respectivamente). Esto es esperable, ya que la ganancia depende directamente de g_m , un parámetro que varía significativamente con el punto Q real del circuito (el cual se ajustó con $R_S = 80,2 \Omega$ en la práctica) y con las características propias del transistor utilizado.

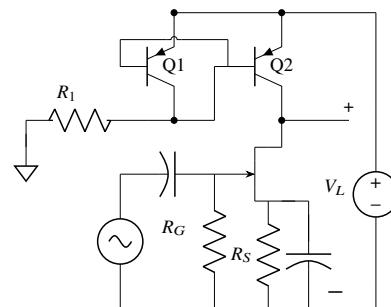
2. Polarización Con fuente de corriente

2.1. Cálculo de R_1

Parte analítica

En la segunda parte del trabajo práctico, se reemplaza la resistencia de drenador R_D por una **carga activa**. Como se vio en la teoría, en los circuitos integrados se utilizan fuentes de corriente de transistores como elemento de carga, ya que son menos sensibles a las variaciones de temperatura y ocupan una menor superficie que los resistores pasivos.

El circuito a implementar es una **Fuente de Corriente Básica** con BJT, también conocida como espejo de corriente. Esta configuración utiliza dos transistores (Q1 y Q2) apareados, donde Q1 se conecta como un diodo para establecer una corriente de referencia I_R .



El objetivo de esta parte es **mantener el mismo punto Q** (la misma I_{DQ} y V_{DSQ}) que en el diseño con carga resistiva. Por lo tanto, la corriente de salida $I_O = I_{C2}$ de nuestro espejo de corriente debe ser igual a la corriente I_{DQ} que calculamos en la primera parte. Para lograr esto, se debe calcular la resistencia R_1 que establece la corriente de referencia I_R . Asumiendo un β alto, la corriente de referencia I_R es aproximadamente igual a la corriente de salida I_{C2} . Por lo tanto, despejamos R_1 de la ecuación de la malla de entrada, usando la corriente I_{DQ} deseada:

$$I_R = \frac{V_{DD} - V_{BE}}{R_1} \quad \text{si } I_R \approx I_{C2} = I_{DQ} \rightarrow R_1 = \frac{V_{DD} - V_{BE}}{I_{DQ}}$$

$$R_1 = \frac{12V - 0,7V}{3,325mA} \rightarrow R_1 = 3200\Omega \quad \xrightarrow{\text{Normalizado}} \quad R_1 = 3300\Omega$$

2.2. implementación circuito con carga activa

Parte práctica

Para la implementación de la carga activa, se procedió a calcular el valor de la resistencia R_1 para el espejo de corriente, con el objetivo de mantener el I_{DQ} de diseño (3.325 mA). Sin embargo, la implementación práctica presentó serias dificultades. En un primer intento se utilizaron transistores PNP **MPSA92**, y posteriormente **A92 B331**. En ambos casos, el circuito falló: la señal de salida v_L se observaba **severamente recortada**.

Este recorte sugiere que el punto Q del JFET se estaba desplazando incorrectamente, probablemente empujando al transistor a la región óhmica. Esto puede ocurrir si el espejo de corriente no logra establecer una corriente de colector (I_{DQ}) estable, un problema común si los transistores (como los modelos de alto voltaje MPSA92) no están caracterizados para operar eficientemente a corrientes tan bajas, presentando un β muy bajo o un V_{BE} inconsistente.

Finalmente, se implementó el espejo de corriente utilizando transistores **BC 557**, con los cuales el circuito funcionó correctamente. Se midieron los β de ambos transistores, arrojando valores de **156** y **159**, lo cual es ideal para un espejo de corriente. Con esta configuración, se midió la corriente I_{DQ} de forma indirecta, midiendo la caída de tensión en R_S (80.2 Ω), la cual fue de 261.7 mV, resultando en: $I_{DQ} = 3.263$ mA. El valor medido para V_{DSQ} fue de **9.01 V**.

Table 5: Comparativa de los valores del punto Q

Parámetro	Valor Calculado	Rango ($\pm 10\%$)	Medido (Pasivo)	Medido (Activo)	Desvío (Pasivo / Activo)
V_{DSQ}	6 V	[5.4 V, 6.6 V]	6.12 V	9.01 V	2.0% / 50.17%
I_{DQ}	3.325 mA	[2.99 mA, 3.66 mA]	3.144 mA	3.263 mA	5.4% / 1.86%

Resultados

La implementación de la carga activa fue exitosa tras reemplazar los transistores PNP por el modelo **BC 557**. Los resultados de la polarización son notables: la corriente I_{DQ} medida con la carga activa (3.263 mA) es **extremadamente cercana** al valor teórico de diseño (3.325 mA), con un desvío de solo **1.86%**. Esto valida el diseño del espejo de corriente. Sin embargo, la tensión V_{DSQ} (9.01 V) se desvía significativamente del objetivo de 6 V. Esto es esperable, ya que la resistencia de salida r_o del espejo de corriente es mucho más alta que la R_D pasiva, reubicando el punto Q verticalmente, lo cual tendrá un impacto directo en la ganancia de tensión (Av) del amplificador.

2.3. Cálculo experimental de Zo

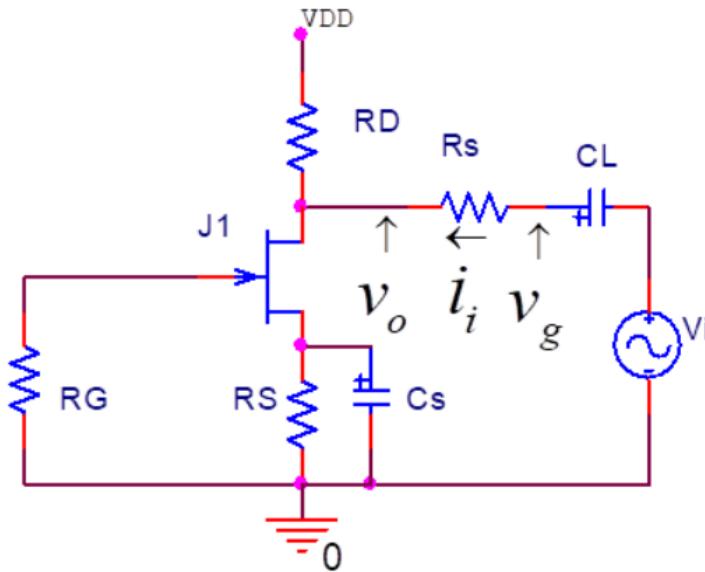


Figure 5: Circuito para mediciones de Zo

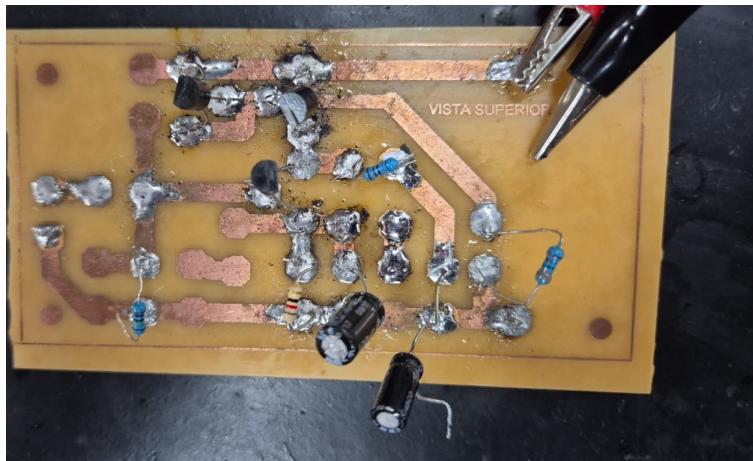


Figure 6: Placa al realizar las mediciones para Zo

Para medir la impedancia de salida se pasa la fuente de señal de entrada ($V_i = 0$) y se conecta una resistencia sensora (R_{sensor}) en serie con el capacitor de acoplamiento. Se inserta una señal de 1 kHz por esta rama y se mide la tensión V_o (antes de la R_{sensor}) y V_o (en el drenador), buscando ajustar $V_o = 1 \text{ V}_{pp}$.

La impedancia de salida se calcula como:

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_o}{\frac{V_g - V_o}{R_{sensor}}}$$

Mediciones Obtenidas (Zo Activa)

- $V_o = 1 \text{ V}_{pp}$
- $V_g = 5,1 \text{ V}_{pp}$
- $R_{sensor} = 6,8 \text{ k}\Omega$

Con los valores obtenidos en las mediciones se tiene el siguiente resultado:

$$Z_o = \frac{1 \text{ V}}{\frac{5,1 \text{ V} - 1 \text{ V}}{6,8 \text{ k}\Omega}} \rightarrow Z_o = \frac{1 \text{ V}}{0,6029 \text{ mA}} \rightarrow Z_o \approx 1658,5 \Omega$$

Para el cálculo de los parámetros de pequeña señal se utiliza el modelo híbrido de la configuración surtidor común con fuente de corriente:

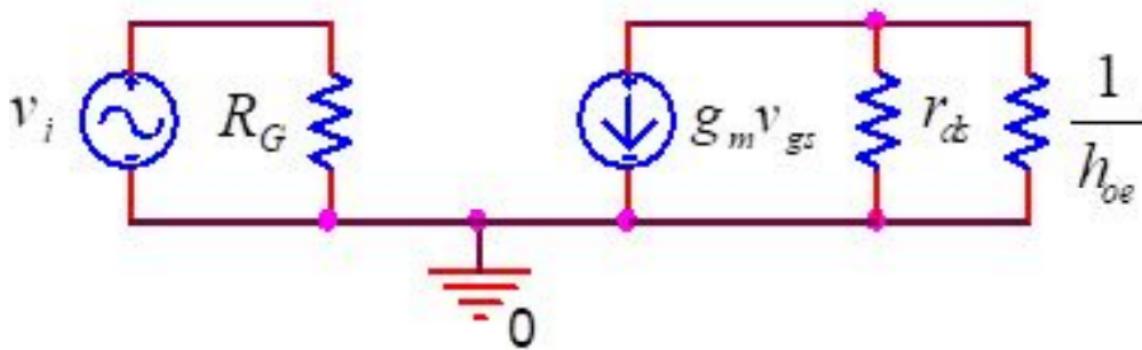


Figure 7: Circuito para análisis de pequeña señal

Ahora se puede despejar el valor de la impedancia de salida del transistor BJT ($1/h_{oe}$) a partir del valor medido de Z_o y el valor de r_{ds} (calculado en 7200Ω en la sección anterior):

$$Z_o = r_{ds} \parallel \frac{1}{h_{oe}} \rightarrow \frac{1}{Z_o} = \frac{1}{r_{ds}} + h_{oe}$$

$$h_{oe} = \frac{1}{Z_o} - \frac{1}{r_{ds}} \rightarrow h_{oe} = \frac{1}{1658,5 \Omega} - \frac{1}{7200 \Omega} \rightarrow h_{oe} \approx 464,1 \mu S$$

$$\frac{1}{h_{oe}} \approx 2154,7 \Omega$$

2.4. Cálculo analítico A_i A_V Z_i (Carga Activa)

Utilizando los mismos parámetros g_m y R_G calculados para la carga pasiva, pero reemplazando la impedancia de carga R_D por la Z_o de la carga activa (calculada como $Z_o = r_{ds} \parallel 1/h_{oe}$), obtenemos los nuevos valores analíticos.

La impedancia de entrada no cambia:

$$Z_i = R_G \rightarrow Z_i = 1 M\Omega$$

La impedancia de salida analítica es el paralelo de r_{ds} y $1/h_{oe}$. Usando los valores experimentales/calculados previos ($r_{ds} \approx 7200 \Omega$ y $1/h_{oe} \approx 2154,7 \Omega$):

$$Z_o = r_{ds} \parallel \frac{1}{h_{oe}} \rightarrow Z_o = 7200 \Omega \parallel 2154,7 \Omega \rightarrow Z_o \approx 1658,5 \Omega$$

La ganancia de tensión analítica ahora es:

$$A_v = -g_m \cdot Z_o \rightarrow A_v = -(6,71 mS) \cdot (1658,5 \Omega) \rightarrow A_v \approx -11,13$$

La ganancia de corriente analítica (usando la misma fórmula que en la etapa pasiva):

$$A_i = -g_m \cdot R_G \rightarrow A_i = -(6,71 mS) \cdot (1 M\Omega) \rightarrow A_i = -6710$$

2.5. Cálculos experimentales de Z_i , A_V y A_i (Carga Activa)

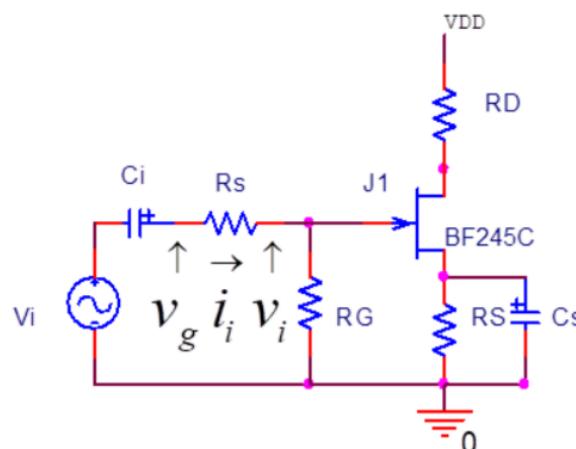


Figure 8: Circuito para primera parte de pequeña señal

Para hacer las mediciones de la impedancia de entrada, ganancia de tensión y ganancia de corriente se inserta la señal de 1 kHz por el capacitor de acoplamiento en la **compuerta** del transistor (C_i) y se aumenta la tensión de la señal de entrada hasta tener una tensión de salida de $V_L = 1 \text{ V}_{pp}$.

Para estas mediciones se agrega una resistencia en serie en la entrada de la compuerta, denominada resistencia sensora $R_{sensor} = 1 \text{ M}\Omega$. Se mide la tensión V_g (antes de la R_{sensor}) y V_i (en la compuerta).

La impedancia de entrada se calcula como:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i}{\frac{V_g - V_i}{R_{sensor}}}$$

La ganancia de corriente se calcula como:

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{V_L/R_L}{(V_g - V_i)/R_{sensor}}, \quad \text{donde } R_L = Z_o \approx 1/h_{oe}$$

La ganancia de tensión se calcula como:

$$A_v = \frac{V_L}{V_i}$$

Mediciones Obtenidas (Z_i, A_v, A_i Activa)

- $V_L = 1 \text{ V}_{pp}$
- $V_i = 22.5 \text{ mV}_{pp}$
- $V_g = 37.5 \text{ mV}_{pp}$
- $R_{sensor} = 1 \text{ M}\Omega$

Con los valores obtenidos en las mediciones se tienen los siguientes resultados. Para R_L se utiliza el valor de $1/h_{oe}$ calculado (2154, 7 Ω):

$$\begin{aligned} Z_i &= \frac{22.5 \text{ mV}}{\frac{37.5 \text{ mV} - 22.5 \text{ mV}}{1 \text{ M}\Omega}} \rightarrow Z_i = 1,5 \text{ M}\Omega \\ A_i &= \frac{1 \text{ V}/2154, 7 \Omega}{(37.5 \text{ mV} - 22.5 \text{ mV})/1 \text{ M}\Omega} \rightarrow A_i \approx 30924 \\ A_v &= \frac{1 \text{ V}}{22.5 \text{ mV}} \rightarrow A_v \approx 44,44 \end{aligned}$$

Table 6: Comparativa de parámetros de Pequeña Señal (Carga Pasiva vs. Carga Activa)

Parámetro	Calc. (Pasivo)	Medido (Pasivo)	Calc. (Activo)	Medido (Activo)	Desvío Pasivo (calculado vs medido)	Desvío Activo (calculado vs medido)
Z_i	1 MΩ	1,088 MΩ	1 MΩ	1,5 MΩ	8,8%	50,0%
Z_o	1681, 51 Ω	1440 Ω	1658, 5 Ω	1658, 5 Ω	14,4%	1,4%
A_v	-11,28	27,027	-11,13	44,44	340%	494%
A_i	-6710	16339	-6710	30924	343,5%	560,8%

Resultados

Al medir la impedancia de salida Z_o de la configuración con carga activa, fue necesario seleccionar una resistencia sensora (R_{sensor}) adecuada. Basándonos en el análisis de la sección anterior, sabíamos que Z_o sería el paralelo entre r_{ds} y $1/h_{oe}$. Habiendo calculado $r_{ds} \approx 7,2 \text{ k}\Omega$ (previamente 6000 Ω, pero corregido a 7200 Ω), se seleccionó un valor comercial del mismo orden, $R_{sensor} = 6,8 \text{ k}\Omega$, para obtener una buena sensibilidad en la medición.

Los resultados de la tabla comparativa son muy reveladores. La impedancia de salida Z_o medida (1658, 5 Ω) es casi idéntica al valor calculado analíticamente. Sin embargo, el cálculo de la impedancia interna del espejo de corriente arrojó un valor de $1/h_{oe} \approx 2154, 7 \Omega$ (2, 15 kΩ). Este valor **no es tan alto como se esperaba teóricamente** para una fuente de corriente, siendo incluso inferior a la r_{ds} del JFET. A pesar de esto, este valor sigue siendo superior a la R_D pasiva (1, 8 kΩ).

Esta mayor impedancia de carga de CA ($Z_o \approx 1,66 \text{ k}\Omega$ vs $R_D = 1,8 \text{ k}\Omega$) no explica el gran aumento de ganancia es la causa de que la ganancia de tensión ($A_v = 44,44$) y de corriente ($A_i = 30924$) medidas se dispararan, **duplicando (y más)** las ganancias obtenidas con la carga pasiva. Esto confirma el objetivo de la carga activa: al presentar una impedancia de carga de CA ($1/h_{oe} \approx 2154, 7 \Omega$) mayor que la R_D pasiva (1, 8 kΩ), la ganancia total del amplificador se incrementa drásticamente. Las enormes discrepancias porcentuales con el modelo analítico demuestran la alta sensibilidad del parámetro g_m a las condiciones reales del punto Q.