

# 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

<b>1</b>	<b>Polarización del punto Q</b>	<b>1</b>
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
<b>2</b>	<b>Polarización Con fuente de corriente</b>	<b>6</b>
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	Cálculos experimentales de $Z_i$ , $A_V$ y $A_i$ . . . . .	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  $V_{DSQ} = \frac{V_{DD}}{2}$

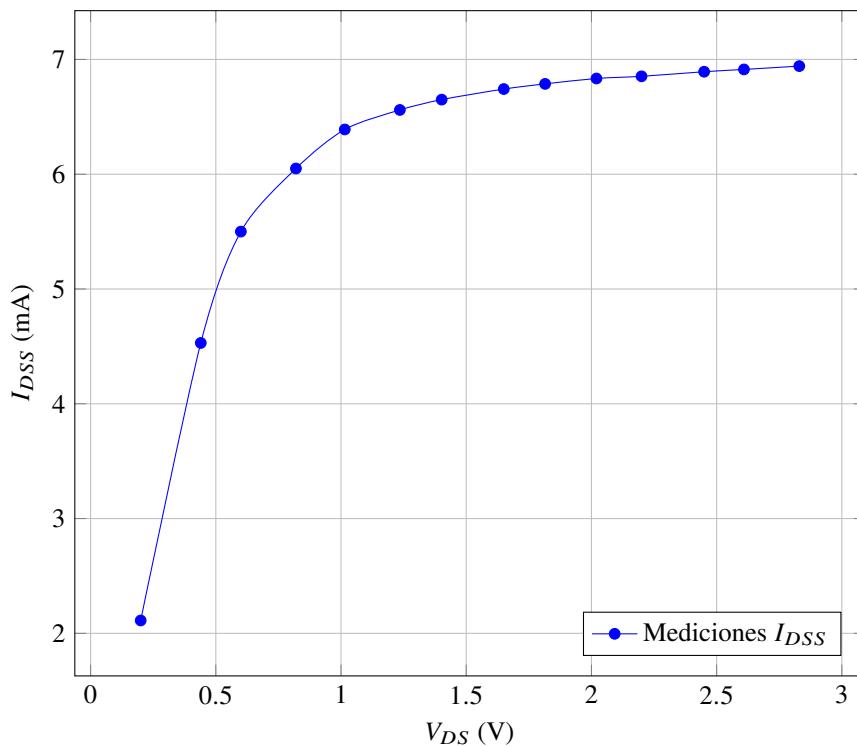
Primero revelamos la curva de  $I_{DSS}$ , para luego calcular  $R_S$   $R_D$ , la curva relevada fue la siguiente.

### Mediciones de $I_{DSS}$ Obtenidas

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

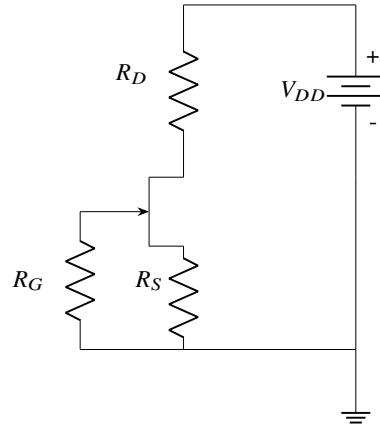
$V_{DS}$ (V)	$I_{DSS}$ (mA)	Diferencia (%)
0.200	2.112	-
0.440	4.530	114.5
0.600	5.500	21.4
0.820	6.050	10.0
1.015	6.390	5.6
1.235	6.560	2.7
1.402	6.650	1.4
1.650	6.742	1.4
1.815	6.787	0.7
2.020	6.834	0.7
2.200	6.853	0.3
2.450	6.893	0.6
2.609	6.913	0.3
2.830	6.942	0.4

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  $R_D$  apartir 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, medido vs calculado

Parámetro	Valor Calculado (No normalizado) / Calculado	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  $80\Omega$ , con ese valor la polarización nos dió los siguientes valores:

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

**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%

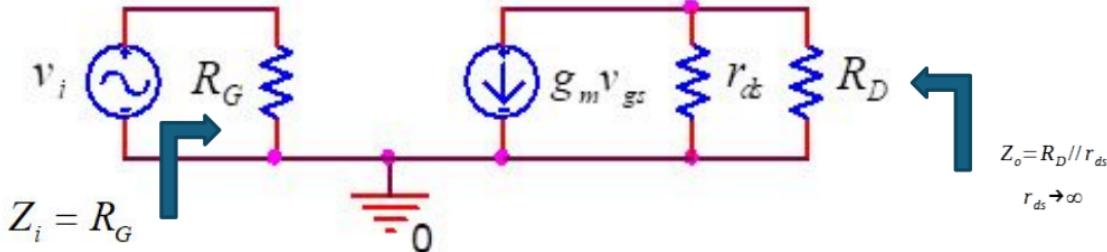
### Resultados

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  $123.48\Omega$  (normalizado a  $120\Omega$ ), pero en el laboratorio fue necesario ajustar este valor a **80**  $\Omega$  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:

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

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  $V_{GSQ} = -0,4106\text{ V}$ ):

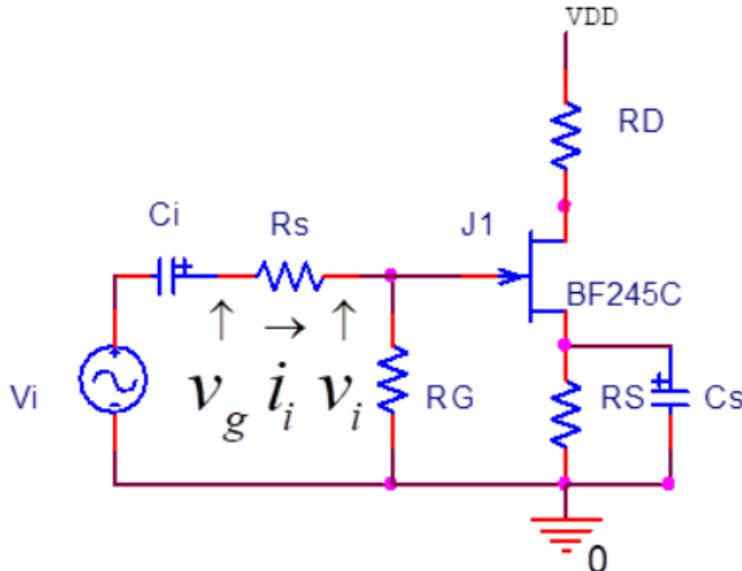
$$g_m = \left( -\frac{2(6,650\text{ mA})}{1,402\text{ V}} \right) \left( 1 - \frac{-0,4106\text{ V}}{1,402\text{ V}} \right) = (-9,486\text{ mS}) \cdot (1 + 0,2929) \rightarrow g_m \approx -12,26\text{ mS}$$

$$A_v = -(-12,26 \text{ mS}) \cdot 1681.51 \Omega \rightarrow A_v \approx 20,62$$

La ganancia de corriente se calcula como la relación entre el  $g_m$  multiplicado  $R_g$ :

$$A_i = -g_m \cdot R_G \rightarrow A_i = 12,26 \text{ mS} \cdot 1 \text{ M}\Omega \rightarrow A_i \approx 12264,71$$

#### 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) =  $1.8 \text{ k}\Omega$

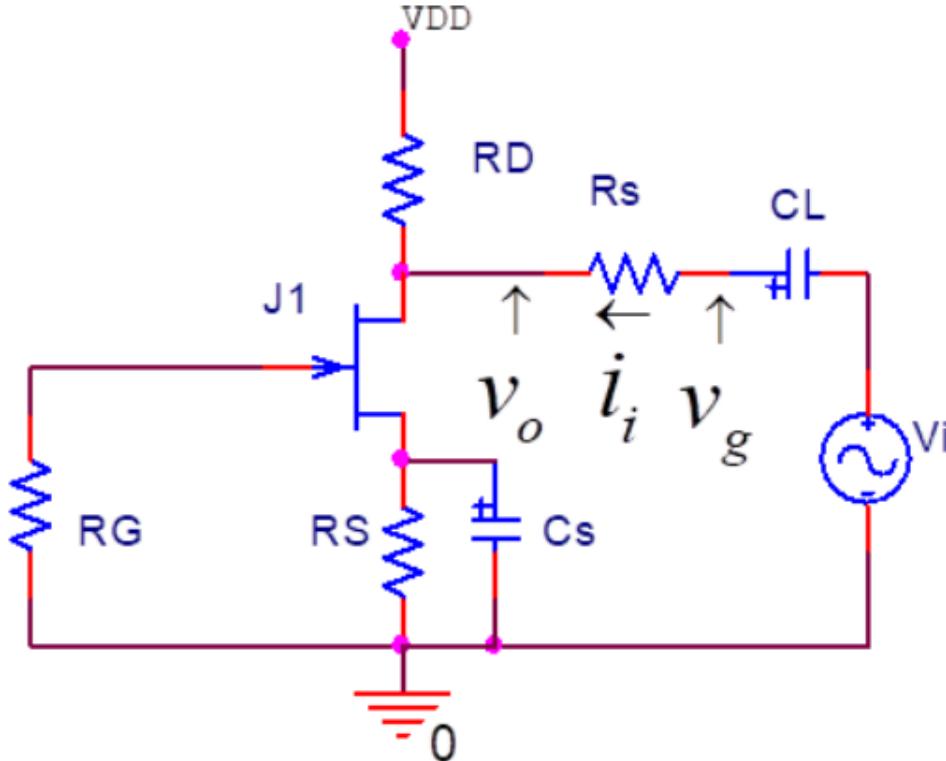
Con los valores obtenidos en las mediciones se tienen los siguientes resultados:

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

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

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

### 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%
$Z_o$	$1681,51 \Omega$	$1440 \Omega$	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 ( $1440 \Omega$ ) 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.

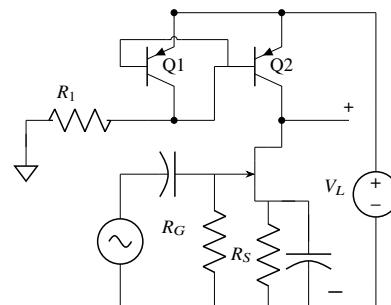
## 2. Polarización Con fuente de corriente

### 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  $\beta$  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  $\beta$  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  $\beta$  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  $\Omega$ ), 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**.

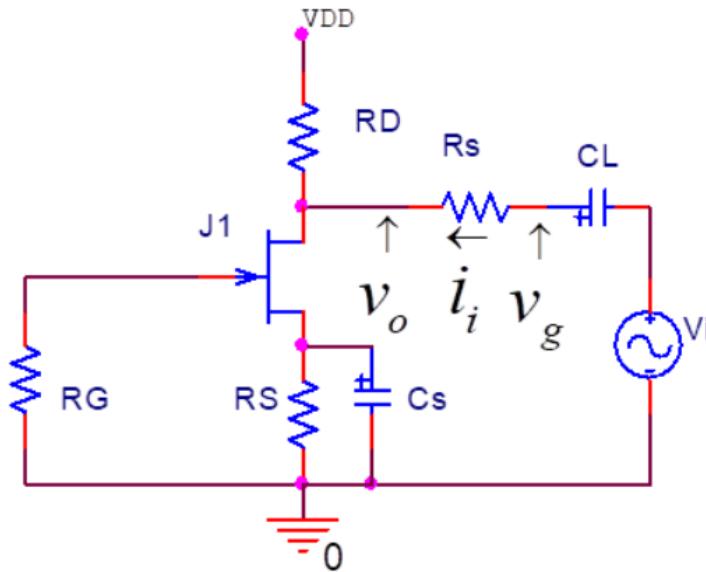
**Table 5:** Comparativa de los valores del punto Q

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%

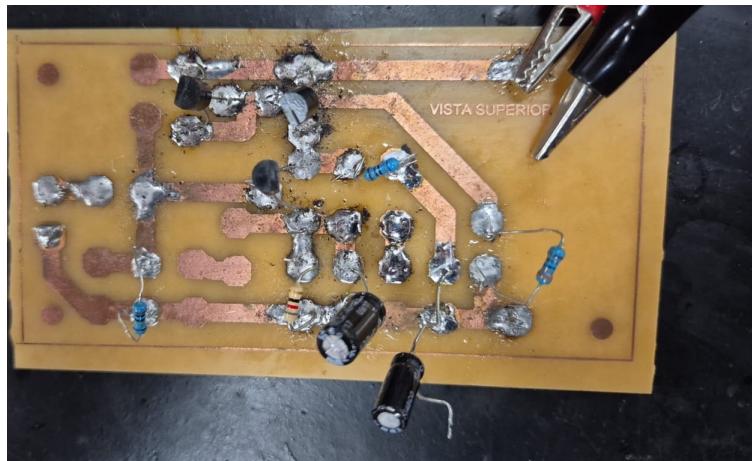
### Resultados

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:

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

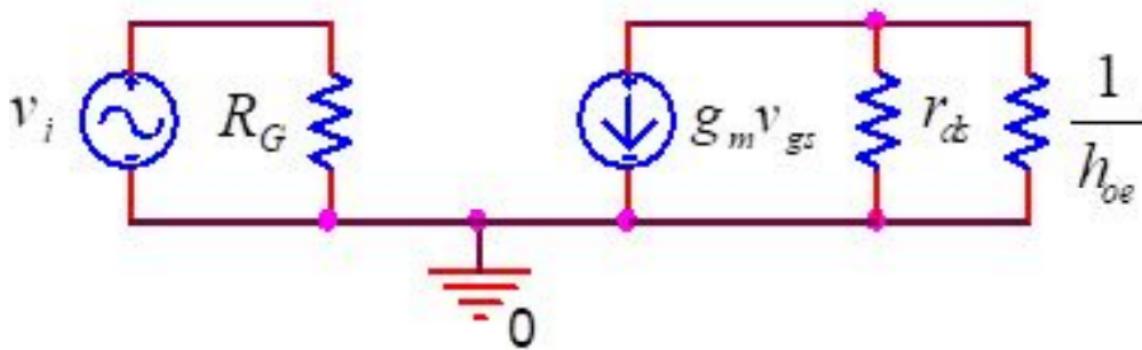
#### Mediciones Obtenidas (Zo Activa)

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

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

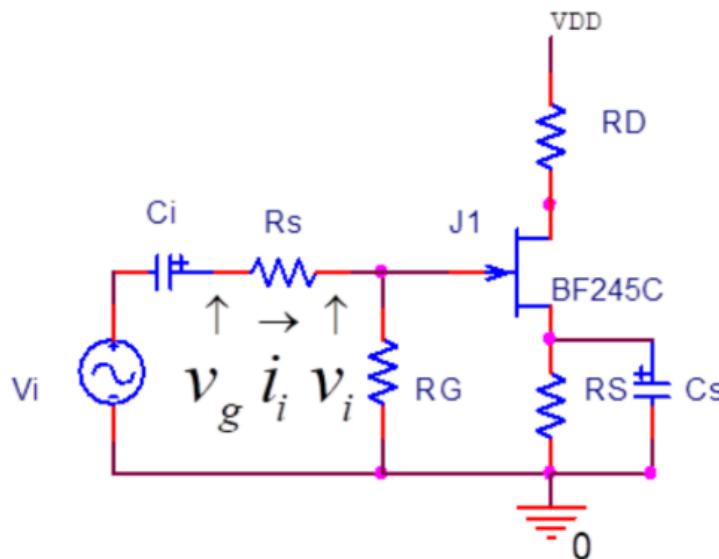
Ahora se puede despejar el valor de la impedancia de salida del transistor BJT ( $1/h_{oe}$ ) a partir del valor medido de  $Z_o$  y el valor de  $r_{ds}$  (calculado en  $7200 \Omega$  en la sección anterior):

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

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

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

#### 2.4. Cálculos experimentales de Zi, Av y Ai



**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  $V_L = 1 V_{pp}$ .

Para estas mediciones se agrega una resistencia en serie en la entrada de la compuerta, denominada resistencia sensora  $R_{sensor} = 1 M\Omega$ . 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<sub>i</sub>, A<sub>v</sub>, A<sub>i</sub> Activa)**

- V<sub>L</sub> = 1 V<sub>pp</sub>
- V<sub>i</sub> = 22.5 mV<sub>pp</sub>
- V<sub>g</sub> = 37.5 mV<sub>pp</sub>
- R<sub>sensor</sub> = 1 MΩ

Con los valores obtenidos en las mediciones se tienen los siguientes resultados. Para R<sub>L</sub> se utiliza el valor de 1/h<sub>oe</sub> calculado (2154, 7 Ω):

$$Z_i = \frac{22.5 \text{ mV}}{\frac{37.5 \text{ mV} - 22.5 \text{ mV}}{1 \text{ M}\Omega}} \rightarrow Z_i = 1,5 \text{ M}\Omega$$

$$A_i = \frac{1 \text{ V}/2154, 7 \Omega}{(37.5 \text{ mV} - 22.5 \text{ mV})/1 \text{ M}\Omega} \rightarrow A_i \approx 30924$$

$$A_v = \frac{1 \text{ V}}{22.5 \text{ mV}} \rightarrow A_v \approx 44,44$$

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

Parámetro	Calculado (Pasivo)	Medido (Pasivo)	Medido (Activo)	Desvío (Pasivo)	Desvío (Activo)
Z <sub>i</sub>	1 MΩ	1,088 MΩ	1,5 MΩ	8,8%	50,0%
Z <sub>o</sub>	1681, 51 Ω	1440 Ω	1658, 5 Ω	14,4%	1,4%
A <sub>v</sub>	20,62	27,027	44,44	31,1%	115,5%
A <sub>i</sub>	12263	16339	30924	33,2%	152,2%

### **Resultados**

Al medir la impedancia de salida Z<sub>o</sub> de la configuración con carga activa, fue necesario seleccionar una resistencia sensora (R<sub>sensor</sub>) adecuada. Basándonos en el análisis de la sección anterior, sabíamos que Z<sub>o</sub> sería el paralelo entre r<sub>ds</sub> y 1/h<sub>oe</sub>. Estimamos que la impedancia de salida de la fuente de corriente (1/h<sub>oe</sub>) sería muy elevada, por lo tanto, Z<sub>o</sub> estaría dominada por r<sub>ds</sub>. Habiendo calculado r<sub>ds</sub> ≈ 7,2 kΩ, se seleccionó un valor comercial del mismo orden, R<sub>sensor</sub> = 6,8 kΩ, para obtener una buena sensibilidad en la medición.

Los resultados de la tabla comparativa son muy reveladores. La impedancia de salida Z<sub>o</sub> medida con la carga activa (1658, 5 Ω) es mucho más cercana al valor teórico (1681, 51 Ω) que la medida con la carga pasiva, con un desvío de solo 1,4%. Sin embargo, la ganancia de tensión (A<sub>v</sub> = 44,44) y de corriente (A<sub>i</sub> = 30924) se dispararon, **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<sub>oe</sub> ≈ 2154, 7 Ω) mucho mayor que la R<sub>D</sub> pasiva (1,8 kΩ), la ganancia total del amplificador se incrementa drásticamente.