

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.11 ELECTRÓNICA I

Trabajo práctico N°2

Grupo 3

MECHOULAM, Alan	58438
LAMBERTUCCI, Guido Enrique	58009
RODRIGUEZ TURCO, Martín Sebastian	56629
LONDERO BONAPARTE, Tomás Guillermo	58150

Profesores

Alcocer, Fernando
Oreglia, Eduardo Victor
Gardella, Pablo Jesús

Presentado: 13/11/19

Índice

1. Introducción	2
2. Desarrollo	2
2.1. Componentes dispuestos	2
2.2. Circuitos considerados	2
2.3. Fuente de corriente	3
2.4. Darlington compensado por corriente	4
2.5. Desarrollo y armado de la placa	8
2.6. Mediciones	8
3. Conclusiones	8

1. Introducción

En el siguiente informe se busca analizar, desarrollar y confeccionar algún circuito estudiado a lo largo del cuatrimestre. Se destaca la existencia de una dificultad adicional, la cual se basa en el método mediante el cual se fueron adquiriendo los componentes. Estos fueron subastados durante la cursada, entre los diversos grupos. De esta forma, se condiciona el circuito final, ya que se posee acceso limitado a estos, los cuales no se pudieron elegir libremente.

2. Desarrollo

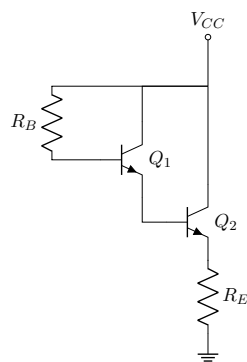
2.1. Componentes dispuestos

El presente grupo se valió de los siguientes componentes:

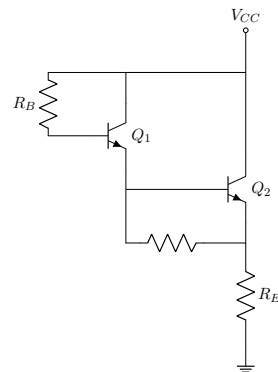
- Dos pares de resistencias de $6.8\text{ k}\Omega$ y de $680\text{ k}\Omega$.
- Un transistor BJT NPN.
- Un diodo 1N4148.
- Un JFET.
- Un par Darlington NPN.
- Una placa de 5x5.

2.2. Circuitos considerados

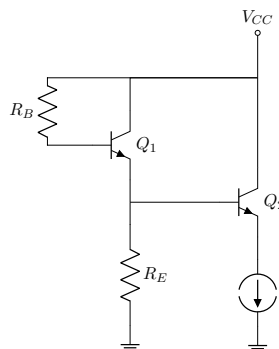
Como primer opción se consideró utilizar el par Darlington y mediante el uso de las resistencias, configurarlo de forma tal que este quede compensado. Una alternativa es el uso de una fuente de corriente, con el mismo objetivo que se mencionó anteriormente.



(a) Par Darlington.



(b) Par Darlington compensado con R .



(c) Par Darlington compensado con fuente de corriente.

Figura 1: Configuraciones posibles para el par Darlington.

La conexión representada en la Figura (1a) no es conveniente. Una de las principales desventajas es el hecho de que no se puede garantizar que el factor h_{fe1} sea igual al h_{fe2} , sin importar que sean los mismos transistores, ya que la corriente de polarización de ambos es distinta. Otra desventaja importante consiste en que si es deseable aumentar la ganancia de tensión del sistema, se debe modificar el valor de R_E , modificando también la polarización del sistema.

Por otro lado, la mostrada en la Figura (1c) es la más óptima para compensar el circuito, ya que permite emparejar mejor las corrientes de polarización de ambos transistores, de forma que sí se pueda garantizar que ambos posean un mismo h_{fe} . Además, de esta forma, es posible aumentar I_{CEQ} sin modificar otros factores del propio circuito.

Cabe aclarar que, la disposición presentada en la Figura (1b), estrictamente hablando, es la más económica al problema anterior. Dadas las condiciones, dicha consideración no afecta en la decisión a implementar, ya que se cuenta con componentes para realizar cualquiera de las tres. También se destaca que se puede colocar un diodo entre el colector y el emisor de Q_2 . Este tipo de configuración es utilizada para trabajar con potencias altas. Dado que este enfoque no es de interés, se reserva dicho componente.

2.3. Fuente de corriente

Una vez determinado que la implementación óptima, con los componentes disponibles, es la presentada en la Figura (1c), se decide confeccionarla. Para ello, primero se opta por analizar la fuente de corriente. Esta puede ser realizada con el JFET, dispuesto en una configuración en la cual se autopolarice, como se presenta a continuación.

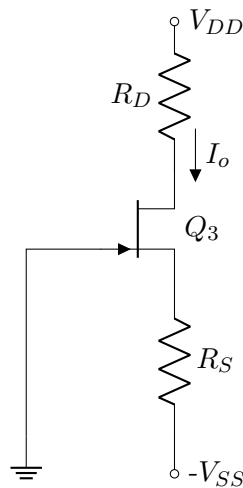


Figura 2: Fuente de corriente.

Recorriendo la malla de entrada y de salida del circuito de la Figura (2), se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$V_{GS} = V_{SS} - I_{DS}R_S \quad (1)$$

$$V_{DS} = V_{DD} + V_{SS} - I_{DS}(R_D + R_S) \quad (2)$$

Además, se plantean las ecuaciones del JFET:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (3)$$

$$gm = 2 \frac{\sqrt{I_{DS}I_{DSS}}}{|V_P|}$$

De esta forma, seleccionando el componente [2N3819](#), se obtiene de la hoja de datos los valores de interés, tales como $I_{DSS} = 2 \text{ mA}$ y $V_P = -8 \text{ V}$ (para el peor caso). Luego, estableciendo $V_{SS} = 10 \text{ V}$, $R_S = 6.8 \text{ K}\Omega$ y $R_D = 680 \Omega$ se calculan la corriente de drain y la tensión gate-source. Como es de esperarse, se obtienen dos valores posibles para cada variable:

$$\begin{cases} I_{DS} = 4.39 \text{ mA} \\ V_{GS} = -19.85 \text{ V} \end{cases} \quad y \quad \begin{cases} I_{DS} = 1.60 \text{ mA} \\ V_{GS} = -0.88 \text{ V} \end{cases}$$

Sabiendo que se debe cumplir que $I_{DSS} \geq I_{DS}$ y $V_{GS} > V_P$, se descartan los primeros valores, seleccionando $I_{DS} = 1.60 \text{ mA}$ y $V_{GS} = -0.88 \text{ V}$, obteniéndose así $gm = 0.45 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$. De esta forma se garantiza que esté polarizado adecuadamente. Por otro lado, para garantizar que se cumpla $V_{DS} > V_{DSE} = |V_{GS} - V_P|$, se requiere el valor de V_{DD} . Dado que este circuito es empleado para polarizar otro, dicha tensión queda fijada por la totalidad del circuito, por lo que este análisis es expuesto más adelante.

Con lo establecido previamente, se prosigue a plantear el circuito incremental. Es de interés calcular la impedancia de salida, para luego emplearla para calcular las variables pertinentes en el circuito de la Figura (1c).

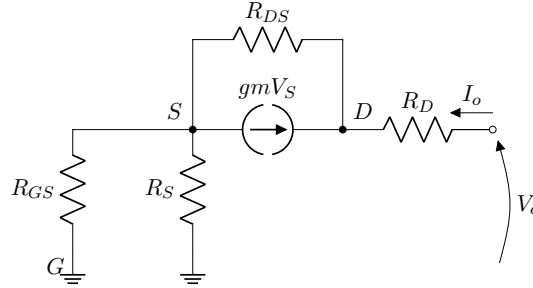


Figura 3: Circuito incremental de la Figura (2).

Se destaca que, como el gate queda a tierra, se cumple que $V_{GS} = V_G - V_S = -V_S$, por lo tanto, se da vuelta la fuente de corriente y se reemplaza con lo mencionado anteriormente.

Se define $R_S^* = R_S // R_{GS}$, para luego analizar el circuito presentado en la Figura (4).

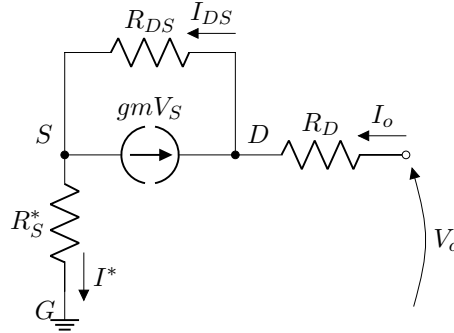


Figura 4: Análisis de la impedancia de salida del circuito de la fuente de corriente.

Planteando la tensión V_o y las corrientes del nodo D, se obtienen las siguientes expresiones respectivamente.

$$V_o = I_{DS}R_{DS} + I_o(R_D + R_S^*)$$

$$I_{DS} = gmV_S + I_o = (gmR_S^* + 1)I_o$$

Operando algebraicamente se obtiene la variable deseada de la forma:

$$\begin{aligned} R_{OF} &= \frac{V_o}{I_o} = R_{DS}(1 + gmR_S^*) + R_S^* + R_D \\ &= R_{DS}(1 + gmR_S // R_{GS}) + R_S // R_{GS} + R_D \end{aligned} \quad (4)$$

Para poder continuar, se toma $R_{GS} \rightarrow \infty$, luego se asume $V_A = -90 \text{ V}$, estimando así $R_{DS} = \frac{V_A}{I_{DS}} = 56.25 \text{ K}\Omega$. De esta forma se obtiene de (4) el valor de la impedancia de salida $R_{OF} \approx 234.79 \text{ K}\Omega$.

2.4. Darlington compensado por corriente

Con lo obtenido en la Sección (2.3), se posee la información necesaria para analizar el circuito presentado en la Figura (1c). En el análisis que se muestra a continuación se presentan la carga y la alimentación del sistema, componentes que no fueron presentados en la Figura (1) por cuestiones de simplicidad.

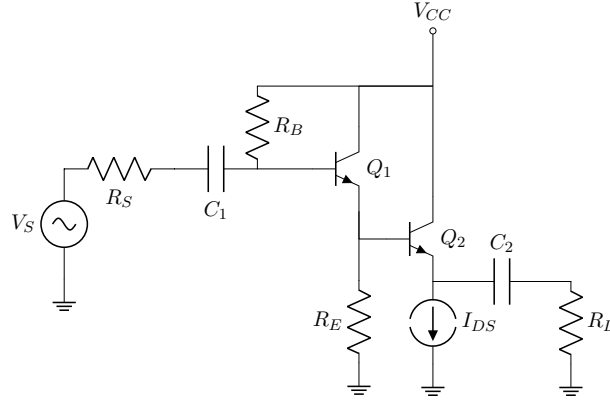


Figura 5: Circuito equivalente al reemplazar la fuente de corriente.

A continuación, se seleccionan los transistores a utilizar en el par Darlington, siendo así transistores BC547, tomando para Q_2 $h_{FE2} = 110$ de la hoja de datos. Por un lado, como se está polarizando este transistor por corriente, se garantiza que $I_{CE2} = 1.60 \text{ mA}$. Por otro lado, para el caso de Q_1 , se plantea la malla de entrada, obteniéndose así la corriente I_{CQ1} de la forma

$$\begin{aligned} V_{CC} - I_{B1}R_B - V_{BEON} - (I_{CQ1} - I_{B2})R_E &= 0 \\ V_{CC} - V_{BEON} - I_{B2}R_E &= I_{B1}R_B + I_{CQ1}R_E = I_{CQ1} \left(\frac{R_B}{h_{fe1}} + R_E \right) \\ I_{CQ1} &= \left(V_{CC} - V_{BEON} + I_{CQ2} \frac{R_E}{h_{FE2}} \right) \left(\frac{R_B}{h_{fe1}} + R_E \right)^{-1} \end{aligned} \quad (5)$$

Por otro lado, para la tensión V_{CE1} , se obtiene

$$V_{CE1} = V_{CC} - I_{CQ1}R_E \quad (6)$$

De esta forma, se tomando $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_E = 6.8 \text{ k}\Omega$ y $R_B = 680 \Omega$, se obtiene $I_{CE1} = 1.67 \text{ mA}$ y $V_{CE1} = 0.61 \text{ V}$. Por otro lado, asumiendo $T = 27^\circ\text{C}$ y $V_{A1} = V_{A2} = V_A = -90 \text{ V}$, y sabiendo que los estimadores empleados son $gm = \frac{I_{CE}}{V_T}$, $h_{ie} = \frac{h_{fe}}{gm}$ y $\frac{1}{h_{o1}} = \frac{V_A}{I_{CE}}$, se consiguen los siguientes valores:

Transistor	gm $\left[\frac{\text{mA}}{\text{V}}\right]$	h_{ie} $[\text{K}\Omega]$	$\frac{1}{h_{oe}}$ $[\text{K}\Omega]$
Q_1	61.89	1.78	56.25
Q_2	77.36	1.42	45

Tabla 1: Estimadores y datos pertinentes del modelo incremental del circuito Darlington.

El siguiente paso consiste en reemplazar la fuente de corriente por su respectiva impedancia de salida R_{OF} . Planteando su respectivo modelo incremental, se llega al circuito presentado a continuación:

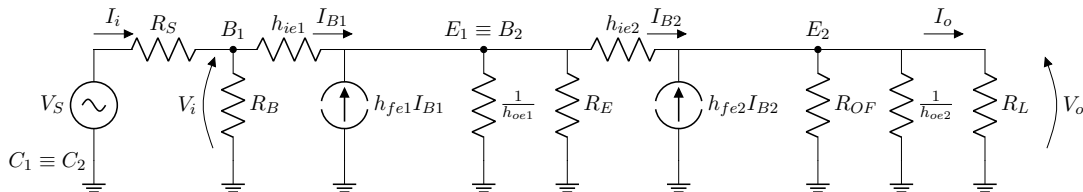


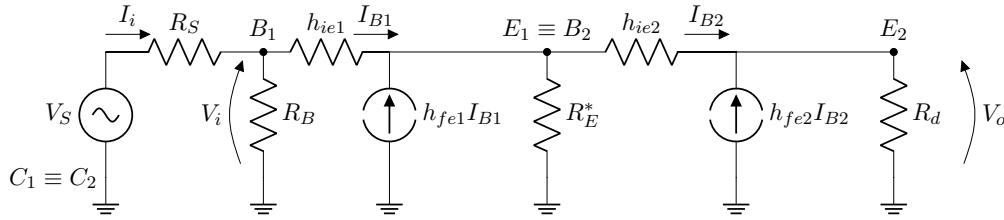
Figura 6: Modelo incremental del par Darlington.

Se observa en la Figura (6) que, se puede obtener una relación entre I_{B2} y I_o , mediante el uso de un divisor resistivo, siendo esta

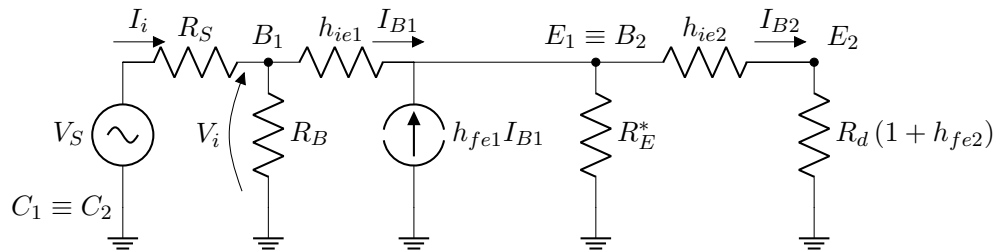
$$I_o = I_{B2} (1 + h_{fe2}) \frac{R_{OF} // \frac{1}{h_{oe2}}}{R_L + R_{OF} // \frac{1}{h_{oe2}}}$$

$$\frac{I_o}{I_{B2}} = (1 + h_{fe2}) \frac{R_{OF} // \frac{1}{h_{oe2}}}{R_L + R_{OF} // \frac{1}{h_{oe2}}} \quad (7)$$

Luego, definiéndose $R_E^* = R_E // \frac{1}{h_{oe1}}$ y $R_d = R_{OF} // \frac{1}{h_{oe2}} // R_L$, se obtiene



Aplicando paso a nivel de corriente para la fuente de $h_{ie2} I_{B2}$, se llega a



Por un lado se destaca que

$$V_o = I_{B2} R_d (1 + h_{fe2})$$

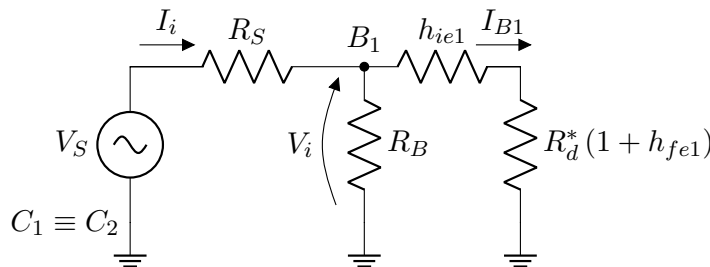
$$\frac{V_o}{I_{B2}} = R_d (1 + h_{fe2}) \quad (8)$$

Por otro lado, se puede hallar una relación entre I_{B1} e I_{B2} , de la misma forma que se realizó con I_o e I_{B2} , siendo así

$$I_{B2} = I_{B1} (1 + h_{fe1}) \frac{R_E^*}{R_E^* + h_{ie2} + R_d (1 + h_{fe2})}$$

$$\frac{I_{B2}}{I_{B1}} = (1 + h_{fe1}) \frac{R_E^*}{R_E^* + h_{ie2} + R_d (1 + h_{fe2})} \quad (9)$$

De manera análoga, se toma el equivalente al paralelo entre R_E^* con h_{ie2} y $R_d (1 + h_{fe2})$. Por lo tanto, se define $R_d^* = R_E^* // [h_{ie2} + R_d (1 + h_{fe2})]$ para luego aplicar paso a nivel de corriente con la segunda fuente.



De esta forma, se observa que

$$V_i = I_{B1} [h_{ie1} + R_d^* (1 + h_{fe1})]$$

$$\frac{V_i}{I_{B1}} = h_{ie1} + R_d^* (1 + h_{fe1}) \quad (10)$$

Finalmente, se planteando nuevamente un divisor de corrientes, se obtiene

$$I_{B1} = I_i \frac{R_B}{R_B + h_{ie1} + R_d^* (1 + h_{fe1})}$$

$$\frac{I_{B1}}{I_i} = \frac{R_B}{R_B + h_{ie1} + R_d^* (1 + h_{fe1})} \quad (11)$$

Con lo obtenido en (8), (9) y (10), se procede a calcular la transferencia ΔV , siendo esta de la forma

$$\Delta V \triangleq \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{I_{B2}} \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{I_{B1}}{V_i} = \frac{(1 + h_{fe2}) R_d}{h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) R_d} \quad (12)$$

Se calcula la ganancia de corriente de manera similar. Utilizando (7), (9) y (11), se obtiene

$$\Delta I \triangleq \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_{B2}} \frac{I_{B2}}{I_{B1}} \frac{I_{B1}}{I_i}$$

$$\Delta I = \frac{R_C R_E^* R_B (1 + h_{fe2}) (1 + h_{fe1})}{(R_{OF} R_L h_{oe2} + R_{OF} + R_L) \{ [(1 + h_{fe2}) (1 + h_{fe1}) R_d + h_{fe1} h_{ie2} + R_B + h_{ie2}] R_E^* + R_B [h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) R_d] \}} \quad (13)$$

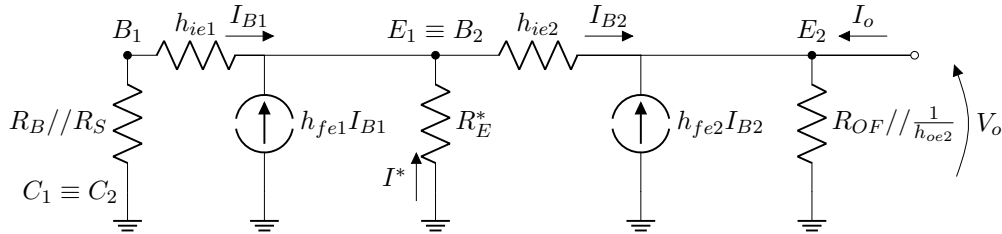
A continuación, se calcula la impedancia de entrada del amplificador, mediante el uso de (10) y (11), siendo esta

$$R_{ia} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i}{I_{B1}} \frac{I_{B1}}{I_i} = \frac{R_B R_E^* [h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) R_d] (1 + h_{fe1})}{[(1 + h_{fe2}) (1 + h_{fe1}) R_d + h_{fe1} h_{ie2} + R_B + h_{ie2}] R_E^* + R_B [h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) R_d]} \quad (14)$$

Una vez obtenidos ΔV y R_{ia} , se puede calcular la ganancia de tensión del sistema ΔV_S , siendo esta

$$\Delta V_S \triangleq \frac{V_S}{V_i} = \frac{V_S}{V_o} \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_i} \frac{R_i}{R_S + R_{ia}} \quad (15)$$

Por otro lado, para el calculo de la impedancia de salida R_{oa} se considera el circuito de la siguiente forma:



Se definen $R_S^* = (R_B // R_S) + h_{ie1}$ y $R_{OF}^* = R_{OF} // \frac{1}{h_{oe1}}$. Luego, sabiendo que la tensión sobre R_E^* y R_S^* es la misma, se obtiene

$$I_{OF} = I_{B1} \frac{R_S^*}{R_E^*} \quad (16)$$

Luego, observando el nodo E_2 , se llega a

$$I_{B2} (1 + h_{fe2}) + I_o = \frac{V_o}{R_{OF}^*} \quad (17)$$

Se expresa la tensión V_o como

$$V_o = -(I_{B1} h_{ie1} + I_{B2} h_{ie2}) \quad (18)$$

y se plantea para el nodo C_1 , utilizando (16), llegándose a la expresión

$$I_{B1} (1 + h_{fe1}) + I_{OF} + I_{B2} h_{ie2} + I_o = \frac{V_o}{R_{OF}^*} \quad (19)$$

De esta forma, con (17), (18) y (19), se opera algebraicamente y se obtiene finalmente la impedancia de salida del circuito

$$R_{oa} = \frac{V_o}{I_o} = \frac{R_{OF}^* [(h_{fe1} + 1) R_E^* + R_S^*] (1 + h_{fe2})}{[(h_{ie2} R_{OF}^* + 3 h_{fe2} + 3) h_{fe1} + h_{ie2} R_{OF}^* + h_{fe2} + 1] R_E^* + (h_{ie2} R_{OF}^* + h_{fe2} + 1) R_S^*} \quad (20)$$

2.5. Desarrollo y armado de la placa

Esquemático, PCB y foto. Consideraciones necesarias para medir.

2.6. Mediciones

3. Conclusiones

Dado que se optó por confeccionar una configuración Darlington, se puede afirmar que la ganancia de corriente del circuito, la cual ya de por sí es grande, como se demostró en (...), es mayor que la de los demás grupos, ya que la principal característica de este es la alta ganancia de dicha variable. Por otro lado, también es posible afirmar que la polarización resulta altamente estable, ya que se logró efectuar la polarización mediante una fuente de corriente.