

Trabajo Práctico N° 1 Configuración Darlington

Electrónica I - 2019

Grupo 2:

Francois, Matías
Maselli, Carlos
Müller, Malena
Trozzo, Nicolás

Profesores:

Alcocer, Fernando
Oreglia, Eduardo Victor
Gardella, Pablo Jesús

25 de septiembre de 2019

ÍNDICE

1	Introducción	3
2	Análisis teórico del circuito	4
2.1	Polarización	4
2.2	Modelo incremental	5
2.3	Circuito incremental	6
3	Mediciones y resultados obtenidos	9
3.1	Polarización	9
3.2	Ganancias	10
3.3	Impedancias	11
3.4	Resumen	12
4	Conclusión	13

1. INTRODUCCIÓN

La configuración "Darlington", también conocida como "par Darlington", consiste en dos transistores conectados como se observa en la figura 1.1, con el fin de obtener una mayor ganancia de corriente respecto a la obtenida al emplear un único transistor. En este trabajo se analiza el comportamiento del circuito 1.2 para comprender la utilidad del par Darlington.

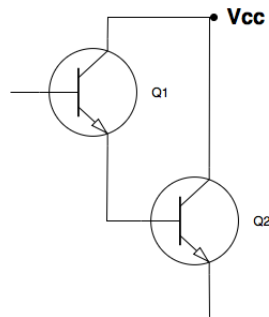


Figura 1.1: Configuración Darlington.

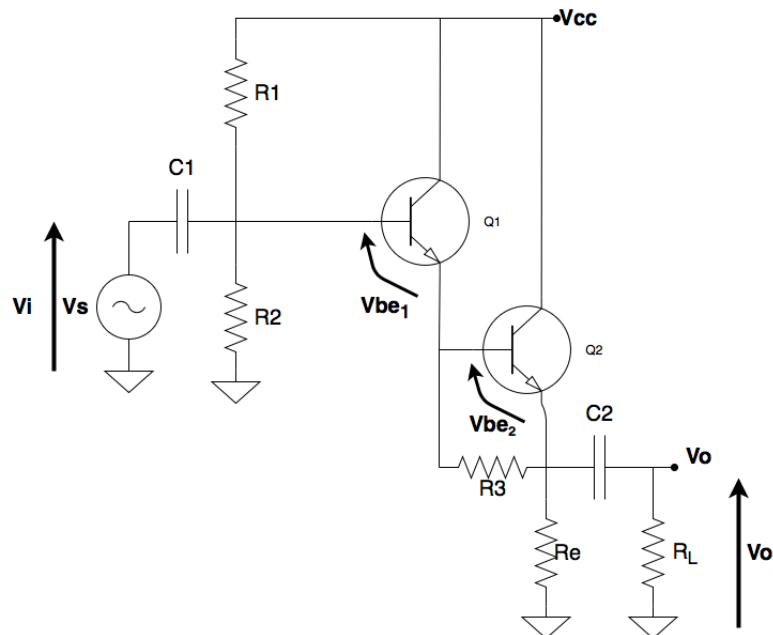


Figura 1.2: Circuito de estudio en este trabajo, implementando un par Darlington.

2. ANÁLISIS TEÓRICO DEL CIRCUITO

2.1. POLARIZACIÓN

En la Figura 2.1 se muestra el modelo del circuito considerando que los capacitores representan circuitos abiertos, ya que en este caso se trabaja con tensión V_{cc} continua. El mismo se esquematiza con el equivalente de Thevenin entre el nodo de base y masa.

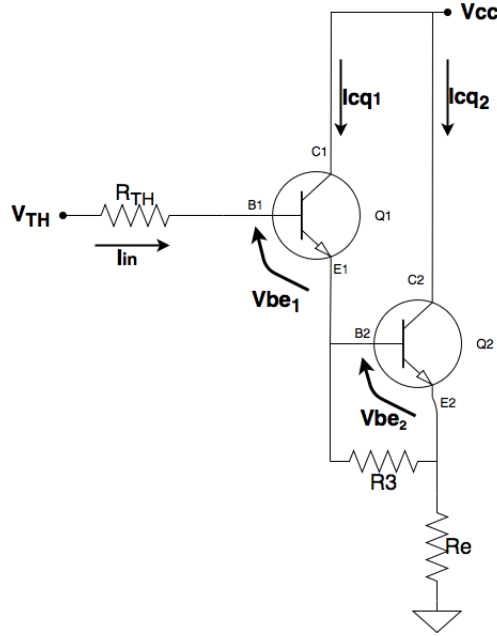


Figura 2.1: Circuito equivalente para el análisis de polarización.

Los valores utilizados para los cálculos son los de los componentes que utilizados en la implementación del circuito, que fueron elegidos en base a las simulaciones realizadas, con el fin de lograr un resultado óptimo. De esta forma, los valores de los componentes utilizados se listan en la Tabla 2.1. Los transistores utilizados son BC337-40.

Parámetros del circuito	
V_{cc}	15,00E+00
R_1	100,00E+03
R_2	330,00E+03
R_s	10,00E+03
R_4	10,00E+03
R_E	4,70E+03
R_L	1,00E+03

Tabla 2.1: Valores de los componentes utilizados

El equivalente de Thevenin entre la base del primer transistor y masa se obtiene mediante:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \\ R_{TH} = R_1 // R_2 \end{array} \right. \quad (2.1)$$

Recorriendo la malla de entrada se tiene que:

$$V_{th} - I_{B1}R_{th} - V_{BEon1} - V_{BEon2} - R_e(I_{E2} + I_{R4}) = 0 \quad (2.2)$$

Del nodo que conecta el emisor del primer transistor con la base del segundo, se relacionan las corrientes de los transistores:

$$I_{B_2} = I_{E_1} - \frac{V_{BEon_2}}{R_4} \quad (2.3)$$

Por último, de las ecuaciones de cada transistor, despreciando el efecto de las I_{CB0} dado que se trabaja a temperatura ambiente, se verifica:

$$\begin{cases} Q_1) I_{E_1} = I_{B_1}(\beta_1 + 1) \\ Q_2) I_{E_2} = I_{B_2}(\beta_2 + 1) \end{cases} \quad (2.4)$$

Resolviendo dichas ecuaciones se llega a las siguientes expresiones para las corrientes de colector de ambos transistores:

$$\begin{cases} I_{cq_1} = \frac{V_{th} - V_{BEon_1} - V_{BEon_2} \left(1 - \frac{R_e \beta_2}{R_4}\right)}{\frac{R_{th}}{\beta_1} + R_e \beta_2} \\ I_{cq_2} = V_{th} \frac{1}{\frac{R_{th}}{\beta_1 \beta_2} + R_e \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2}} - V_{BEon_1} \frac{1}{\frac{R_{th}}{\beta_2} + R_e \beta_1} - V_{BEon_2} \left(\frac{\beta_2}{R_4} + \frac{\left(1 - \frac{R_e \beta_2}{R_4}\right) \cdot (\beta_1 + 1)}{\frac{R_{th}}{\beta_2} + R_e \beta_1} \right) \end{cases} \quad (2.5)$$

Por último, se puede verificar que ambos transistores queden correctamente polarizados mediante:

$$\begin{cases} V_{CEQ_1} = V_{CC} - V_{BEon_2} \left(1 + \frac{R_e}{R_4}\right) - R_e I_{cq_2} \\ V_{CEQ_2} = V_{CC} - V_{BEon_2} \frac{R_e}{R_4} - R_e I_{cq_2} \end{cases} \quad (2.6)$$

Para los cálculos se utiliza $V_{BEon} = 0.7(V)$ para ambos transistores. Con respecto a los H_{FE} , éstos dependen de las I_{CQ} según la [hoja de datos del fabricante](#), con lo que son distintos para cada transistor. Tomando inicialmente el H_{FE} mínimo de la hoja de datos, e iterando para los valores de I_{CQ} obtenidos, se llega a que:

$$\begin{cases} H_{FE1} = 47 \\ H_{FE2} = 90 \end{cases}$$

Reemplazando además por los valores de los componentes utilizados, se hallan los valores de I_{cq_1} , I_{cq_2} , V_{CEQ_1} y V_{CEQ_2} , detallados en la Tabla 2.2.

Polarización	
ICQ1	93,54E-06
ICQ2	2,12E-03
VCEQ1	4,01E+00
VCEQ2	4,71E+00

Tabla 2.2: Valores hallados para las componentes de polarización.

2.2. MODELO INCREMENTAL

Los estimadores para los parámetros del modelo incremental de cada transistor se detallan a continuación.

$$\begin{cases} \widehat{r_e} = \frac{V_T}{I_{CQ}} \\ \widehat{h_{ie}} = (\beta + 1)R_e \\ \widehat{g_m} = \frac{1}{r_e} \\ \widehat{h_{fe}} = \beta_{DC} \\ \widehat{1/h_{oe}} = \infty \end{cases} \quad (2.7)$$

Se utiliza la ganancia de continua como estimador dado que las hojas de datos no especifican un valor para h_{fe} . Utilizando los valores de las corrientes de polarización y h_{fe} de cada transistor, se obtienen los siguientes valores:

Estimadores	Q1	Q2
\hat{g}_m		
\hat{h}_{ie}		
\hat{r}_e		

COMPLE
TABLA d
estimado
res

Tabla 2.3: Estimadores correspondientes al modelo incremental, para los transistores Q1 y Q2.

2.3. CIRCUITO INCREMENTAL

En la Figura 2.2 se muestra el circuito incremental. Las resistencias de salida de cada transistor se desprecian en los cálculos ya que hacerlo no introduce un error considerable y simplifica las operaciones.

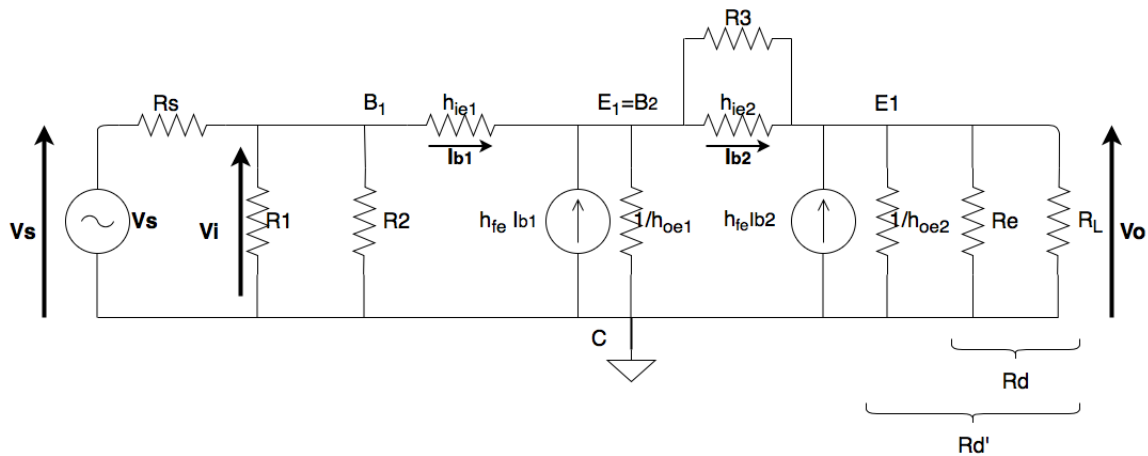


Figura 2.2: Circuito equivalente para el análisis del circuito incremental.

En la Tabla 2.3 se muestran los valores utilizados y calculados en esta sección, que se utilizan para calcular las ganancias e impedancias del circuito.

Modelo incremental	
VT	26mV
hfe1	47
hfe2	90
hie1	13,34kΩ
hie2	1,12kΩ

Para poder resolver el circuito fácilmente, se agrupa en paralelo la resistencia R_4 con hie_2 . Para poder hacerlo, se debe también adaptar la fuente de corriente del segundo transistor por la que circula por el paralelo de las resistencias de la siguiente forma. Además, se agrupan en paralelo R_e y R_L . Para éstas consideraciones se calculan los siguientes parámetros:

$$\begin{cases} hfe_2^* = hfe_2 \frac{R_4}{R_4 + hie_2} \\ hie_2^* = hie_2 // R_4 \\ R_d = R_e // R_L \end{cases} \quad (2.8)$$

Reemplazando por los valores correspondientes se obtienen los siguientes valores:

Simplificaciones	
hfe2*	80,96
Rd	824,56Ω
hie2*	1,00kΩ

A partir del circuito y de los cálculos anteriores, se puede ver que las expresiones para las impedancias que se ven a la entrada del primer transistor, del amplificador y del sistema se ven representadas por las ecuaciones que se muestran a continuación, utilizando pasaje a nivel de corriente.

$$\begin{cases} R_i = hie_1 + (hfe_1 + 1)hie_2^* + (hfe_2^* + 1)(hfe_1 + 1)R_d \\ R_{ia} = R_i // R_{th} \\ R_{is} = R_s + R_{ia} \end{cases} \quad (2.9)$$

De donde reemplazando por los valores ya calculados se obtienen las impedancias de entrada:

Impedancias de entrada	
Ri	3,31MΩ
Ria	75,00kΩ
Ris	85,00kΩ

Para el cálculo de la ganancia de tensión del sistema primero se calcula:

$$\begin{cases} \frac{V_o}{ib_2^*} = R_d(hfe_2^* + 1) \\ \frac{V_i}{V_s} = \frac{R_{ia}}{R_{ia} + R_s} \end{cases} \quad (2.10)$$

Así la ecuación de la ganancia en tensión del sistema se puede expresar de la siguiente forma.

$$\Delta_{vs} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{ib_2^*} \cdot \frac{ib_2^*}{ib_1} \cdot \frac{ib_1}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s} = R_d(hfe_2^* + 1)(hfe_1 + 1) \frac{1}{R_i} \frac{R_{ia}}{R_{ia} + R_s} \quad (2.11)$$

Finalmente, se llega a los valores de las ganancias de tensión del amplificador y del sistema:

Ganancias de tension	
Av	0,981
Avs	0,866

Al ser la configuración colector común se esperaba una ganancia de tensión menor a 1. De éste resultado se puede observar una ventaja de la configuración Darlington con respecto al colector común con un solo transistor, ya que éste último no puede llegar valores de ganancia de tensión superiores al 80%.

Para el cálculo de la ganancia de corriente se utiliza:

$$\begin{aligned} \Delta_i &= \frac{I_{Rd}}{ib_1} = (hfe_2^* + 1)(hfe_1 + 1) \\ \Delta_{is} &= \frac{I_{Rd}}{I_{Rs}} \cdot \frac{I_{b1}}{I_{Rs}} = \frac{R_{th}}{R_{th} + R_i} \Delta_i \\ \Delta_{is}' &= \frac{I_{Rl}}{I_{Rs}} = \frac{I_{Rl}}{I_{Rd}} \cdot \frac{I_{Rd}}{I_{Rs}} = \frac{R_e}{R_e + R_2} \Delta_{is} \end{aligned}$$

Donde Δ_i es la ganancia de corriente, Δ_{is} es la ganancia de corriente del sistema y Δ_{is}' es la ganancia de corriente del sistema sobre la carga. En Δ_i se puede apreciar la gran ganancia de corriente que tiene esta configuración, ya que se multiplican las ganancias de cada transistor. Los valores de las mismas se muestran en la siguiente tabla:

Ganancias de corriente	
Ai	3934,08
Ais	89,27
Ais'	73,61

Para la resistencia de salida, se pasiva la entrada, se coloca a la salida una fuente V_{op} con el terminal positivo a masa, y se calcula la corriente I_{op} que circula por dicha fuente. Las siguientes relaciones se utilizan para el cálculo:

$$\begin{cases} V_{op} = I_{B1}(R_s // R_{th} + h_{ie1} + hfe_1 + 1)hie_2^*) \\ I_{op} = I_{B1}(hfe_1 + 1)(hfe_2^* + 1) \\ r_o = \frac{V_{op}}{I_{op}} = \frac{R_s // R_{th} + hie_1 + (hfe_1 + 1)hie_2^*}{(hfe_1 + 1)(hfe_2^* + 1)} \\ r_{oa} = R_e // r_o \\ r_{os} = r_{oa} // R_L \end{cases} \quad (2.12)$$

Reemplazando por los valores de las variables involucradas en la ecuación, se obtienen los valores de las resistencias de salida vistas a la salida del segundo transistor, a la salida del amplificador y luego de la carga.

Impedancias de salida	
ro	15346,62
roa	3598,07
ros	782,52

3. MEDICIONES Y RESULTADOS OBTENIDOS

Para la implementación del circuito se buscó en las simulaciones tener una ganancia de corriente mayor a 60 veces, una ganancia de tensión mayor a 80%, siempre cuidando que ambos transistores queden correctamente polarizados, teniendo en cuenta que uno tiende a la saturación y el otro al corte. De esa forma se llegó a los valores dados de los componentes. En la Figura 3.1 se muestra la implementación del circuito en protoboard.

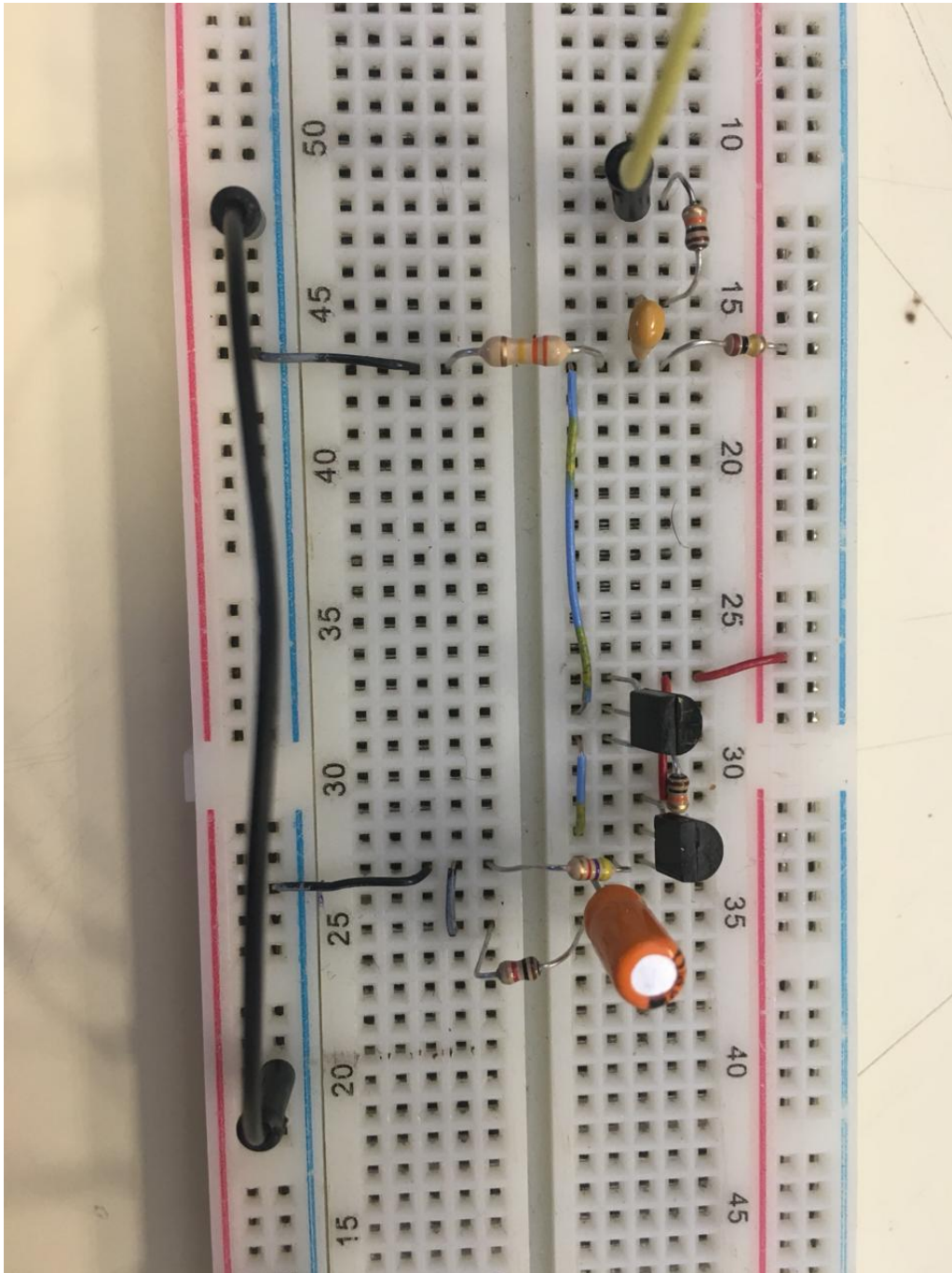


Figura 3.1: Circuito armado en protoboard.

3.1. POLARIZACIÓN

La comparación entre los valores de la polarización de los transistores se muestran en la Tabla???. Las diferencias en las I_{CQ} se deben principalmente a las variaciones de β con I_C , que fueron tenidas en consideración en los cálculos teóricos, pero de todas formas es distinto al real.

Insertar
tabla pol
rización

3.2. GANANCIAS

En primer lugar, se midió la ganancia de tensión del sistema. En la Figura 3.2 se muestra la contrastación de la medición, la simulación y la teoría. Como ningún cálculo teórico tiene en cuenta variaciones con la frecuencia, se toma un único valor para todas las frecuencias, y se ve que la aproximación para frecuencias medias es válida en el intervalo de frecuencias entre 400Hz y 500kHz , donde la ganancia empieza a caer. La ganancia en la banda pasante simulada es de 0.87 veces y la medida llega hasta 0.9 veces, con lo que el cálculo teórico de 0.866 veces resulta muy cercano a la realidad.

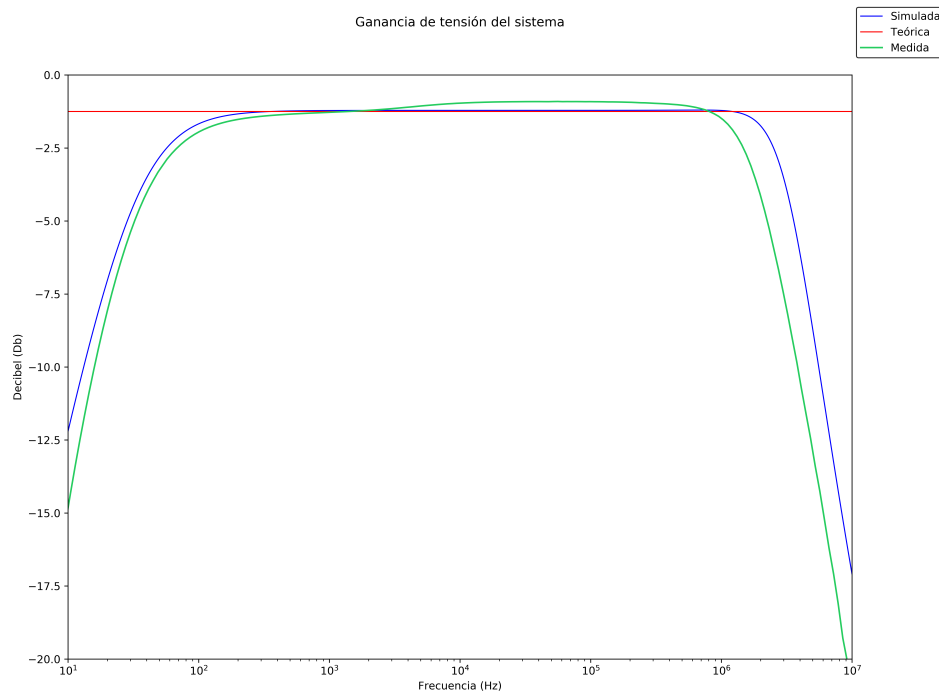


Figura 3.2: Ganancia de tensión del sistema teórica, simulada y medida

Luego se midió la ganancia de corriente del sistema. En la Figura 3.3 se puede observar la comparación entre teoría, simulación y práctica. En éste caso, es menor el intervalo de frecuencias en las que es válida la estimación teórica, y se presenta una diferencia entre simulación y medición en el punto en el que empieza a caer la ganancia. Éste efecto puede ser atribuible a las capacidades introducidas por el protobard. La ganancia en la banda pasante simulada y medida es de 37,5dB, es decir, 75 veces, mientras que la teórica es de 74 veces, con lo que el modelo nuevamente se verifica.

Insertar valores más específicos de simulación y medición

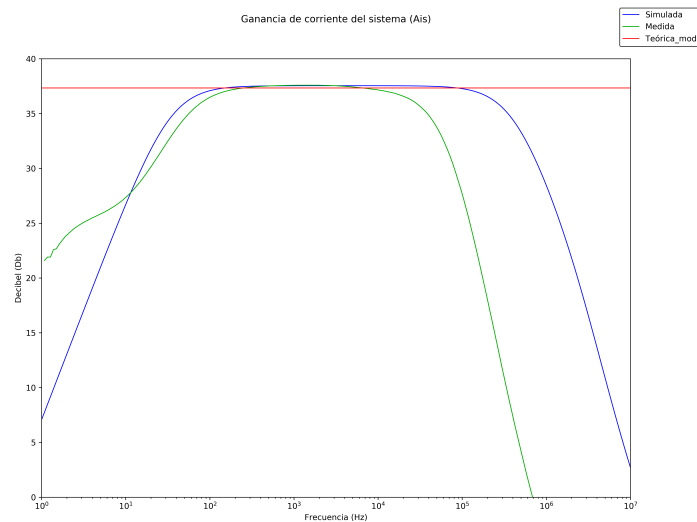


Figura 3.3: Ganancia de corriente del sistema teórica, simulada y medida

3.3. IMPEDANCIAS

Con respecto a la impedancia de entrada, se muestra la contrastación entre teoría, simulación y medición en la Figura 3.4, donde se puede apreciar que para frecuencias inferiores a 10 kHz las tres curvas son cercanas, siendo la impedancia de entrada medida a 200 Hz $76,2\text{ k}\Omega$, mientras que la simulada a la misma frecuencia es de $86,676\text{ k}\Omega$ y la teórica es de $85\text{ k}\Omega$. Nuevamente se observa que la medición no se corresponde con la medición a partir de 10 kHz .

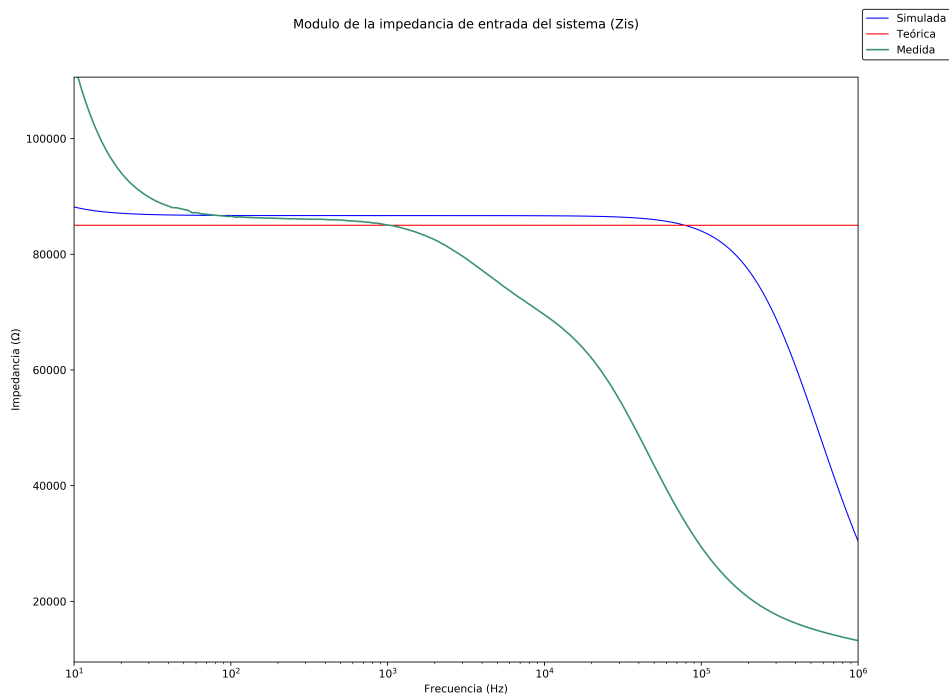


Figura 3.4: Impedancia de entrada del sistema teórica, simulada y medida.

Para la impedancia de salida se muestra la contrastación entre teoría, simulación y práctica en la Figura 3.5. Se observa que el sistema presenta una baja impedancia de salida, lo cual era esperado por tratarse de un colector común.

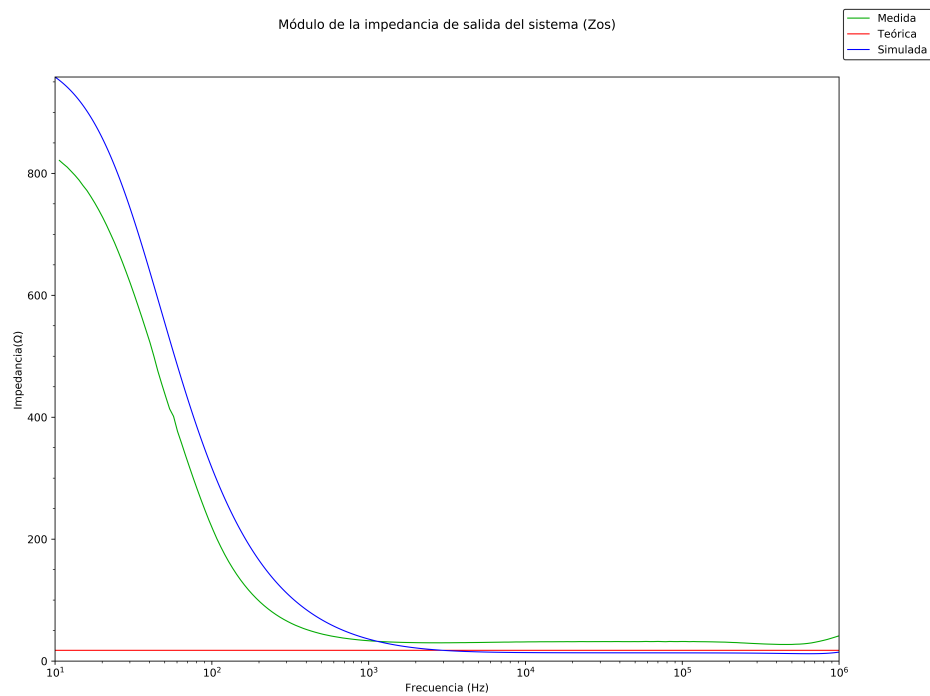


Figura 3.5: Impedancia de salida del sistema teórica, simulada y medida.

3.4. RESUMEN

En la siguiente tabla se muestran los valores teóricos, simulados y medidos de las ganancias e impedancias para frecuencias medias. Se tomaron los valores para

Insertar
tabla con
los valor
para fre-
cuencias
medias
que den
lindo, bu
car en tx
de simu-
laciones
csv de m
diciones
los que
no estén
puestos
más arri

4. CONCLUSIÓN