

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

22.59 ELECTRÓNICA I

Experiencia de laboratorio 1

Grupo 1

GONZÁLEZ ORLANDO, Tomás Agustín	57090
PARRA, Rocío	57669
PIERDOMINICI, Matías Nicolás	57498
STEWART HARRIS, María Luz	57676

Profesores

ALCOCER, Fernando
GARDELLA, Pablo Jesús
OREGLIA, Eduardo Víctor

Presentado: 19/09/2018

Índice

1	Curvas características	2
1.1	Curva del diodo común	2
1.2	Curva del diodo Zener	3
1.3	Curvas del transistor bipolar	4
2	Circuito con transistor	7
2.1	Análisis teórico	7
2.1.1	Polarización	8
2.1.2	Modelo incremental	9
2.1.3	Circuito incremental	9
2.2	Resultados y análisis	11
2.2.1	Respuesta en frecuencia	11
2.2.2	Impedancia de entrada	12
2.2.3	Impedancia de salida	12
2.3	Conclusiones	13
3	Circuito con diodo	14
3.1	Modelo del diodo en AC	14
3.2	Función transferencia	15
3.3	Mediciones	15
3.4	Conclusión	17

Ejercicio 1

Curvas características

Se busca simular las curvas características de distintos dispositivos y corroborar estas simulaciones con las mediciones obtenidas:

1. Diodo común
2. Diodo Zener
3. Transistor bipolar

Todas las simulaciones fueron realizadas en LTSPICE.

1.1 Curva del diodo común

El diodo utilizado fue el 1N4007, para el cual la tensión de breakdown es de -1000V y su tensión threshold es cercana a los 0.7 V

Se utilizó una fuente de tensión continua, a la cual se la fue variando y se midió la tensión en el diodo y la corriente que circulaba por la resistencia con tester.

El circuito propuesto para realizar las mediciones es el siguiente:

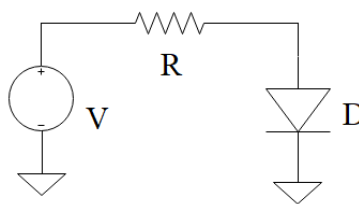


Figura 1.1: Circuito propuesto para las mediciones del diodo.

Con $R = 20\Omega$. Las curvas resultantes de las mediciones y de las simulaciones fueron las siguientes:

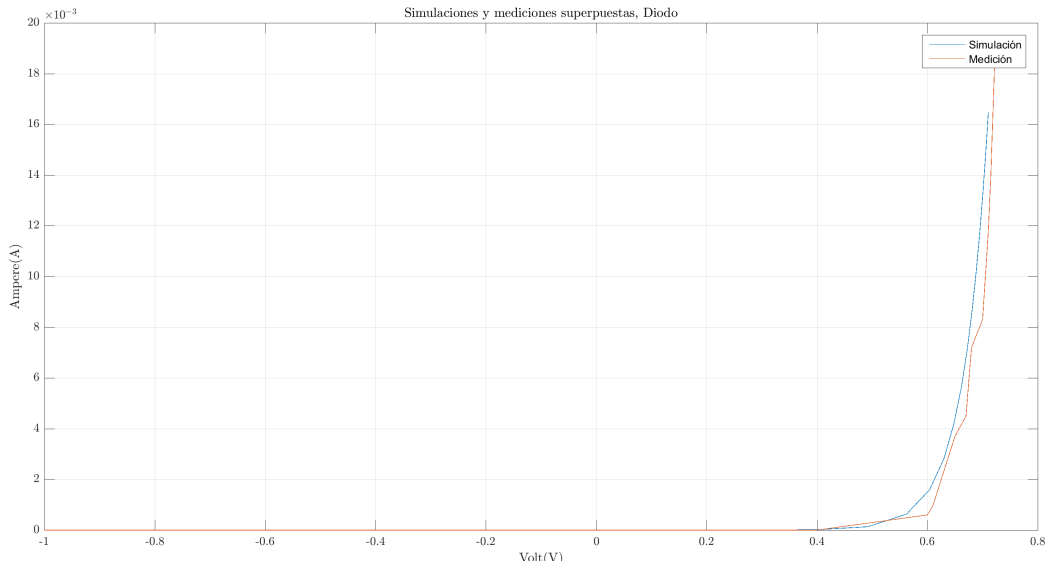


Figura 1.2: Simulación de la curva del diodo y medición superpuestas.

La curva simulada coincide con la medida, por lo que se verifica que el diodo cumple con el modelo ideal.

Debe hacerse notar que la corriente en valores inferiores a los 0.3V no pudo ser medida, ya que el tester arrojaba una medición de 0V en su mínima escala. Esto se corresponde con el modelo teórico del diodo ya que la corriente en estos valores de tensión será del orden de los μA , medición que no podrá ser realizada con los tester del pañol.

1.2 Curva del diodo Zener

El diodo Zener utilizado fue un diodo Zener de 3,9 V, modelo 1N4730A. Sin embargo, las simulaciones en LTSPICE se hicieron con el modelo GP3V9 ya que no se pudo obtener el modelo del 1N4730A para el SPICE, por lo que se espera una diferencia entre la curva simulada y la medida.

Se utilizó una fuente de tensión continua, a la cual se la fue variando y se midió la tensión en el diodo y la corriente que circulaba por la resistencia con tester.

El circuito propuesto para realizar las mediciones es el siguiente:

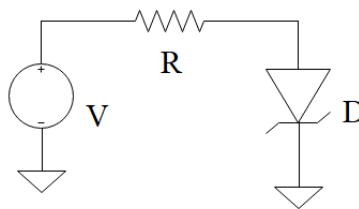


Figura 1.3: Circuito propuesto para las mediciones del diodo Zener.

Con $R = 10\Omega$. Las curvas resultantes de las mediciones y de las simulaciones fueron las siguientes:

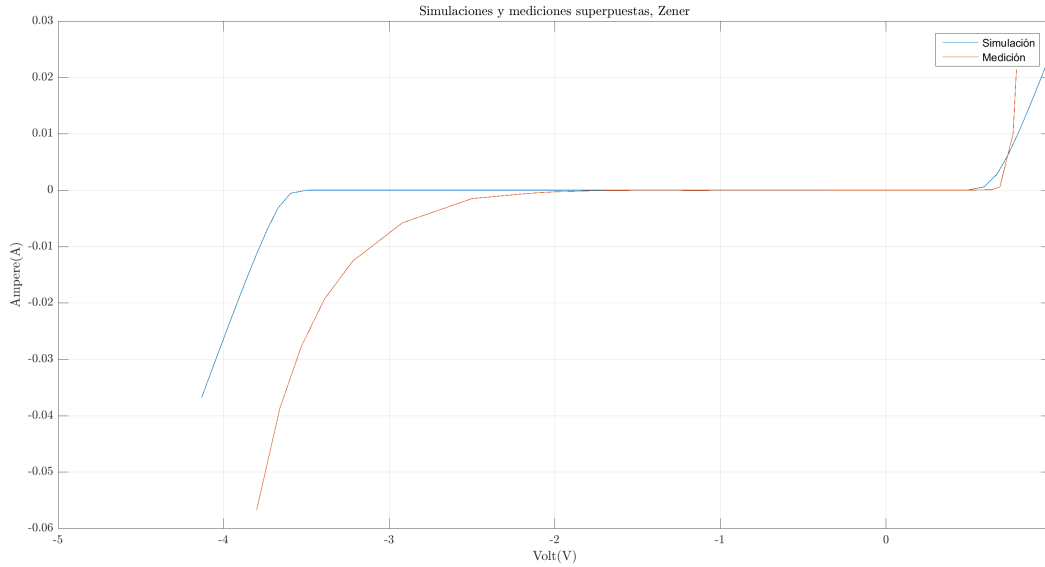


Figura 1.4: Simulación de la curva del zener y medición superpuestas.

Como se puede notar, las curvas resultantes tienen la misma forma, la propia de un diodo zener, con una caída exponencial de la corriente cerca de la tensión de breakdown y una subida también exponencial para valores cercanos a 0.7V. Sin embargo, debe hacerse notar que la tensión a partir de la cual comienza la caída abrupta para la simulación es exactamente 3.9V, mientras que para el diodo medido, la caída comienza en valores cercanos a 2.5V.

La razón de esto se cree que es la diferencia de modelos elegidos para la simulación y para la medición, siendo el diodo 1N4730A con el que se contaba es un diodo de peor calidad, en el sentido en que el "codo" característico del zener comienza para valores de tensiones relativamente bajos, pero la caída abrupta comienza recién a partir de los 3.9V o valores cercanos a los mismos.

Debe recordarse de la sección anterior que los valores de medición de corriente nulos no necesariamente lo son así, sino que estos son los valores que pudo arrojar un tester común en mínima escala, y que además se estima que las corrientes circulantes serán del orden de los μA .

1.3 Curvas del transistor bipolar

El transistor utilizado fue un BC547.

El circuito propuesto para realizar las mediciones es el siguiente:

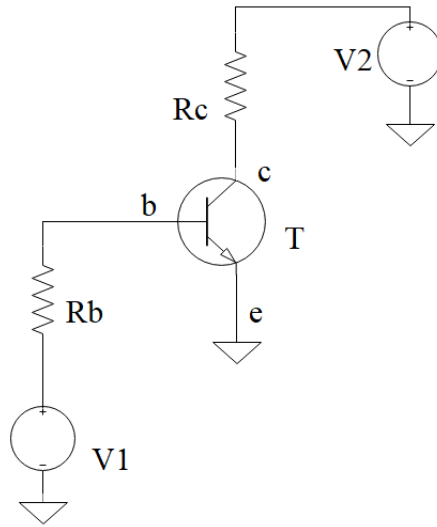


Figura 1.5: Circuito propuesto para las mediciones del transistor.

Los valores de resistencia elegidos fueron $R_B = 33k\Omega$ y $R_C = 150\Omega$: el primero para limitar la corriente de base a valores en el orden de los μA , y el segundo para poder observar los cambios en V_{CE} en el rango de 30V de la fuente utilizada.

Para cada curva, se asumió una corriente de base I_b constante tanto al momento de simular como al de realizar las mediciones. Sin embargo, esto resulta ser una idealización, ya que en realidad la fuente de continua no podrá aportar una tensión exactamente igual para todos los valores de tensión entre colector y emisor. La tensión de la base también irá fluctuando y con eso también lo hará I_b . Se tomó un promedio de las corrientes de base para definir una curva a simular/medir.

Resolviendo las mallas del circuito y asumiendo una caída de 0.7V sobre el transistor, se pudo definir el valor de tensión de la fuente de base para lograr cada corriente de base deseada y con ella trazar cada curva.

Es así como, para una corriente de base fija, se realizó un barrido de tensión continua de V_2 , con la cual se iba a su vez barriendo en tensión emisor-colector, que se midió también utilizando un multímetro.

La corriente de base se midió a partir de tomar la tensión sobre la resistencia de base, cuyo valor era fijo y conocido. Análogamente, la corriente del colector se midió a partir de tomar la tensión sobre la resistencia del colector.

Las curvas resultantes de las mediciones y de las simulaciones fueron las siguientes:

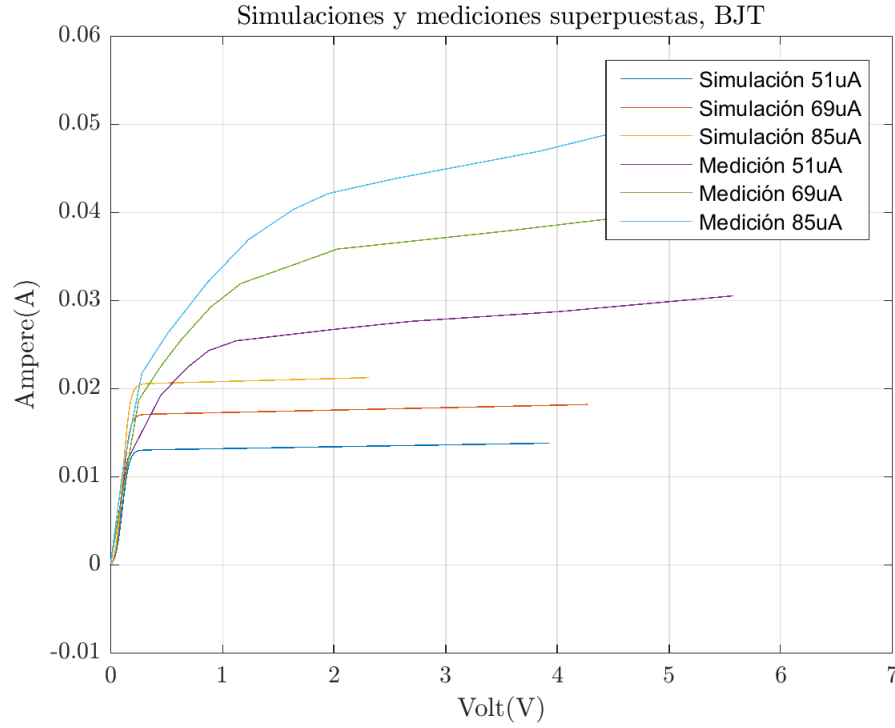


Figura 1.6: Simulación de la curva del transistor y medición superpuestas.

Si bien las curvas medidas respetan la forma general que esperaba obtenerse, se observan significantes discrepancias con la simulación.

Para empezar, el valor de I_C para el que la corriente comienza a depender de manera aproximadamente lineal de V_{CE} es mucho menor en la simulación. Esto puede deberse a la gran dispersión del valor de h_{fe} , que el fabricante sólo indica que se encuentra entre 110 y 800 (adimensional). La relación entre I_C e I_B indicaría que LTSPICE considera $h_{fe} \sim 250$, lo cual es mucho menor que el medido con el tester de 569. Con este último h_{fe} se pueden explicar las corrientes obtenidas para polarización activa directa.

Por otro lado, en la simulación las curvas llegan a su comportamiento lineal para valores de V_{CE} menores que para las mediciones. Aquí pueden estar entrando en juego comportamientos no ideales del transistor no contemplados por el simulador, así como otras diferencias entre el modelo genérico y el transistor concreto que se utilizó.

Ejercicio 2

Circuito con transistor

En este ejercicio, se estudió el comportamiento de un transistor NPN en el siguiente circuito con emisor común:

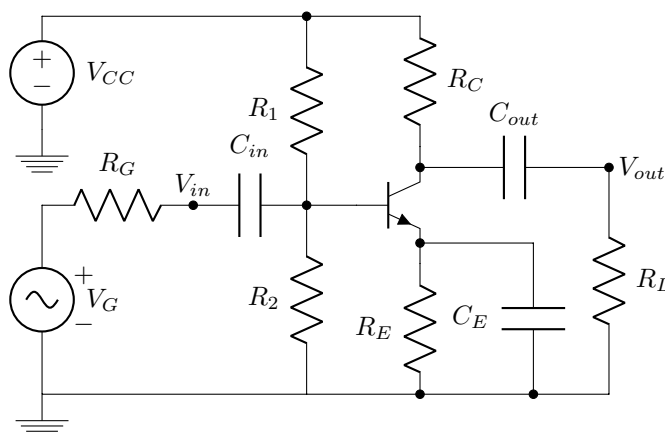


Figura 2.1: Esquema del circuito

En particular, el modelo de transistor utilizado fue el BC547¹. Su h_{fe} , medido con multímetro, es de 569.

Los valores de los componentes pasivos son los siguientes:

R_1	R_2	R_C	R_E	R_L	C_{in}	C_{out}	C_E
$100k\Omega$	$8.2k\Omega$	$5.6k\Omega$	250Ω	$10k\Omega$	$10nF$	$10nF$	$1\mu F$

Tabla 2.1: Valores de las resistencias y los capacitores utilizados

La resistencia R_G se encuentra excluida de estas consideraciones puesto a que es la resistencia interna del generador, cuyo valor estándar es 50Ω . A su vez, el transistor se alimentó con $V_{CC} = 12V$

2.1 Análisis teórico

A continuación obtendremos la respuesta para señales de frecuencia media (donde los capacitores pueden considerarse cables) del circuito. Si bien con este método no podremos obtener la respuesta en frecuencia del circuito, se espera que el valor máximo de ganancia coincida con el calculado aquí.

¹La hoja de datos de este transistor puede encontrarse en el siguiente link: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/BC546.pdf>

2.1.1 Polarización

Como la polarización del transistor se realiza en continua, no circula corriente por las ramas del circuito donde hay capacitores. Por lo tanto, se puede simplificar de la siguiente manera:

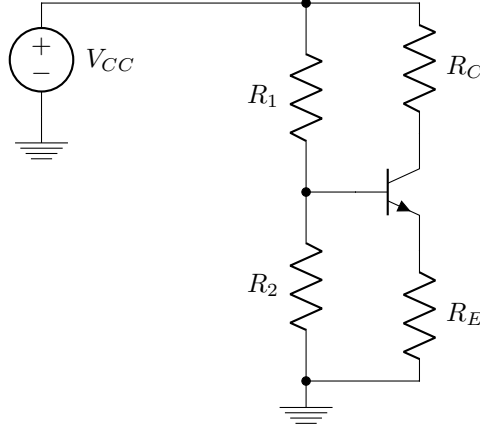


Figura 2.2: Esquema del circuito en continua

Aplicaremos el teorema de Thévenin para resolverlo, es decir para obtener $I_{Cq} = h_{fe} \cdot I_{Bq}$. Aplicando un divisor de tensión, obtenemos que $V_{Th} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot V_{CC} = 0.909V$, con $R_{Th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 7.579k\Omega$. Considerando que por la resistencia R_E pasa $I_E = I_C + I_B = I_B \cdot (h_{FE} + 1)$, el circuito resultante es entonces el siguiente:

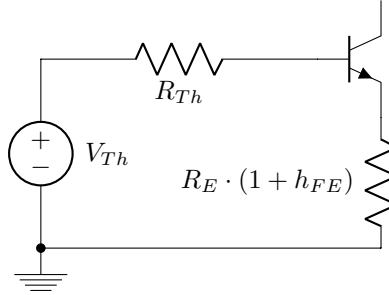


Figura 2.3: Circuito de Thévenin en continua

De esta manera obtenemos que los valores de las corrientes de polarización son:

$$\begin{cases} I_{Bq} = \frac{V_{Th} - V_{BEON}}{R_{Th} + R_E \cdot (1 + h_{FE})} & = 1.467nA \\ I_{Cq} = h_{FE} \cdot I_{Bq} = \frac{V_{Th} - V_{BEON}}{\frac{R_{Th}}{h_{FE}} + R_E \cdot \left(\frac{1 + h_{FE}}{h_{FE}} \right)} & = 835nA \end{cases}$$

Con estas corrientes tan pequeñas, la tensión V_{CE} es prácticamente idéntica a $V_{CC} = 12V$, con lo cual estamos en el rango admitido por el fabricante para este parámetro (entre $45V$ de máximo y $0.9V$ de saturación). En cuanto a la potencia, puesto que este transistor puede disipar hasta $500mW$ tampoco nos preocupa, y lo mismo con los $100mA$ máximos para I_C . Por último, siendo que la *cut-off current* de este transistor es de $15nA \ll I_{Cq}$, se puede concluir que se está trabajando en la *safe operation area* para polarización activa directa.

2.1.2 Modelo incremental

Los parámetros que utilizaremos en el circuito incremental son los híbridos. Para ello necesitaremos los valores de las tensiones V_T y V_A . En cuanto a la primera, se considera que la misma vale $26mV$ pues se trabaja a temperatura ambiente. La tensión de Early, por otro lado, la extrapolaremos de los gráficos de $I_C(V_{CE})$ aportados por el fabricante.

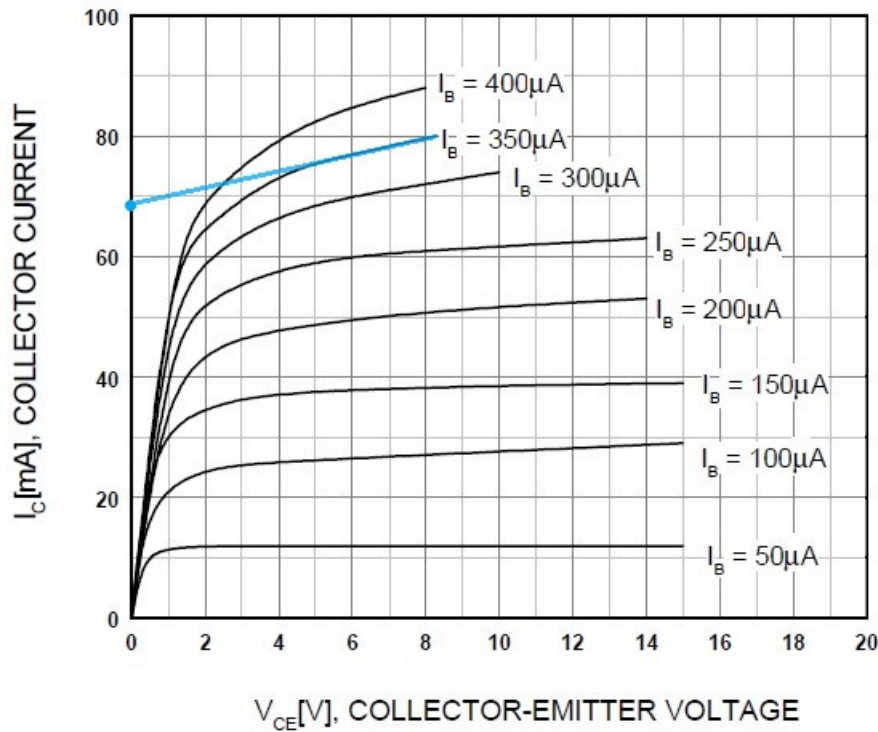


Figura 2.4: Curvas características de la hoja de datos e interpolación lineal

La recta resaltada en celeste en la figura anterior intersecta al eje x en $V_{CE} = -V_A$. Dado que su coordenada de origen es $I_{C0} \sim 68mA$, y su pendiente es $r_{ce} \sim \frac{8V}{80mA - 68mA} = 667\Omega$, resulta que el valor de la tensión de Early para este transistor es $V_A = r_{ce} \cdot I_{C0} \sim 45.33V$.

Habiendo determinado estos valores, los parámetros híbridos resultan ser:

$$\begin{cases} h_{ie} = (h_{FE} + 1) \cdot \frac{V_T}{I_{Cq}} & = 17.75M\Omega \\ \frac{1}{h_{oe}} = r_{oe} = \frac{V_A}{I_{Cq}} & = 54.29M\Omega \end{cases}$$

2.1.3 Circuito incremental

Considerando que la frecuencia es lo suficientemente grande como para que la impedancia de los capacitores sea despreciable, el circuito queda planteado de la siguiente manera:

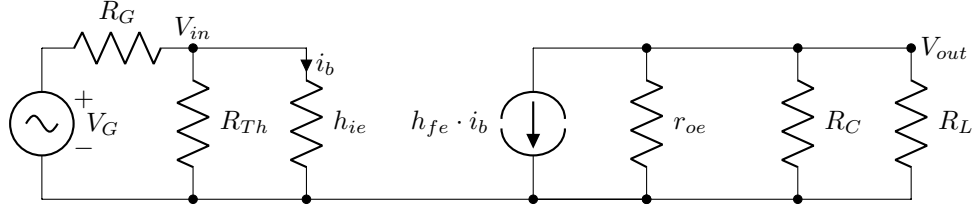


Figura 2.5: Circuito en frecuencias medias, utilizando el modelo híbrido para el transistor

Debido a que $r_{oe} \gg R_C \parallel R_L$, despreciamos sus efectos en el circuito. Las impedancias de este circuito son entonces:

$$\begin{cases} R_D = R_C \parallel R_L & = 3.590k\Omega \\ R_{ia} = R_{Th} \parallel h_{ie} \sim R_{Th} & = 7.579k\Omega \\ R_{oa} = \frac{h_{fe} \cdot i_b \cdot R_C}{h_{fe} \cdot i_b} = R_C & = 5.6k\Omega \end{cases} \quad (2.1)$$

La ganancia en tensión se obtiene entonces como:

$$\Delta_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{i_b \cdot h_{fe} \cdot R_D}{i_b \cdot R_{ia}} = \frac{h_{fe} \cdot R_D}{R_{ia}} = 270 = 49dB \quad (2.2)$$

Si quisiésemos considerar la dependencia de la frecuencia para las impedancias de entrada y la salida, asumiendo que los valores de h_{ie} y r_{oe} siguen siendo lo suficientemente elevados como para que sean despreciables frente al resto de los valores, podríamos agregar a este circuito los capacitores C_{in} y C_{out} , que quedarán en serie respectivamente con R_{Th} y R_C , resultando en dos circuitos pasa altos. La frecuencia de corte de estos circuitos serían entonces $f_{in} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{R_{Th} C_{in}} \right) \sim 2.1kHz$ y $f_{out} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{R_C C_{out}} \right) \sim 2.8kHz$

2.2 Resultados y análisis

2.2.1 Respuesta en frecuencia

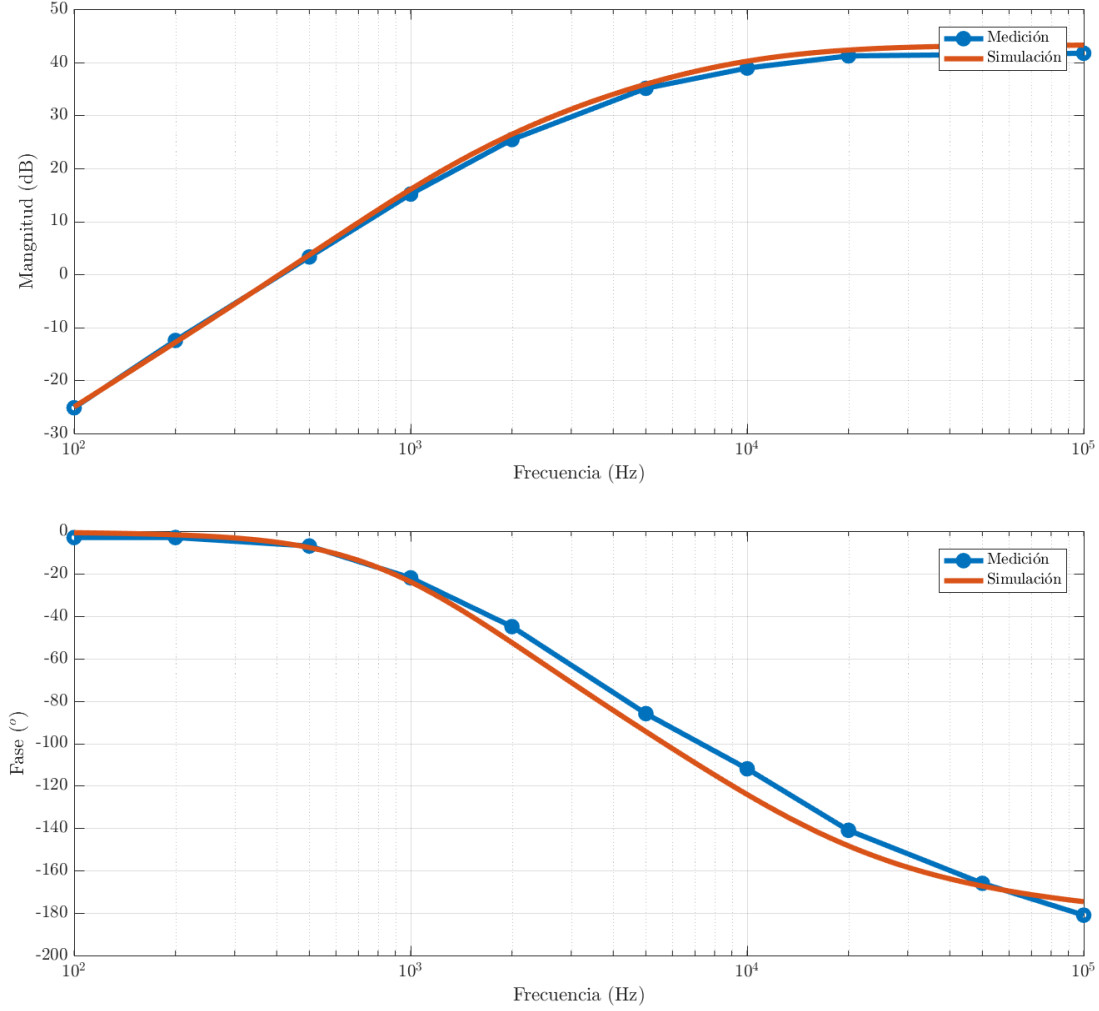


Figura 2.6: Diagrama de bode de la respuesta en frecuencia

Las mediciones de ganancia en tensión coinciden con lo simulado en *LtSpice*. Se observa que inicialmente la ganancia crece $40dB$ por década, y luego este crecimiento se ve limitado por un polo de segundo orden con $f_0 \sim 6k\Omega$ (donde la fase es aproximadamente 90°). Así para $f \gg 6k\Omega$, la ganancia se estabiliza en $42dB$.

Esto es considerablemente inferior a los $49dB$ obtenidos en la ecuación (2.2). Esto podría deberse a que en esos cálculos se consideró que el valor de h_{fe} era el mismo para continua que para frecuencias medias, y no necesariamente es este el caso. Asumiendo que la expresión de Δ_V utilizada es válida, las mediciones indicarían que el valor de h_{fe} en alterna es 338. Si este fuese el caso, las aproximaciones utilizadas para calcular las impedancias en (2.1) aún pueden utilizarse, lo cual confirma que la expresión de la ganancia se conserva. Considerando que la hoja de datos informa que $110 \leq h_{fe} \leq 800$, este resultado está dentro de lo admitido por el fabricante.

2.2.2 Impedancia de entrada

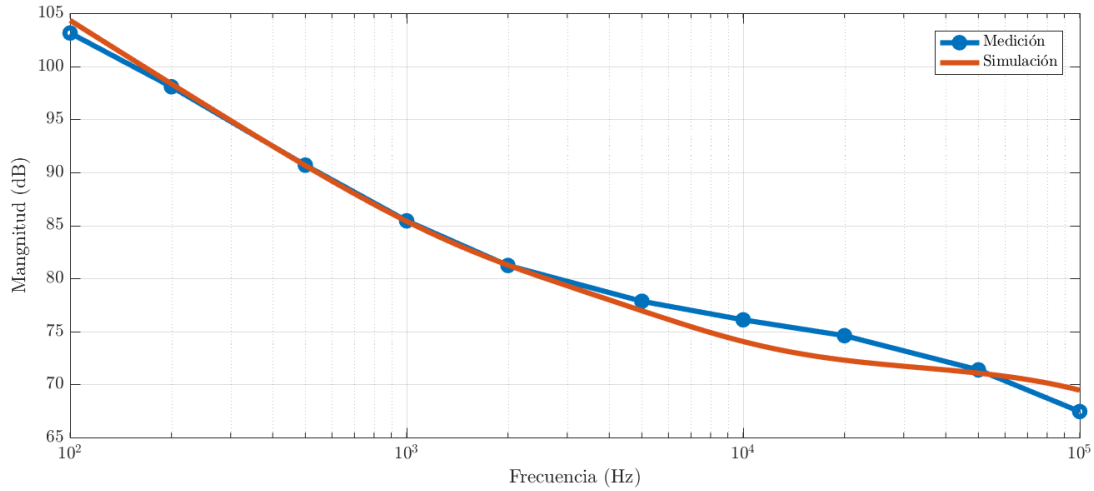


Figura 2.7: Diagrama de bode de la impedancia de entrada

Las mediciones prácticamente coinciden con la simulación en el rango de frecuencias medido dentro de un margen de error aceptable. Sin embargo, este comportamiento no es el calculado en la sección (2.1.3), según lo cual la impedancia debería estabilizarse aproximadamente en $77dB$ para $f \gg 2kHz$. El modelo físico utilizado, entonces, no es válido para esta impedancia.

2.2.3 Impedancia de salida

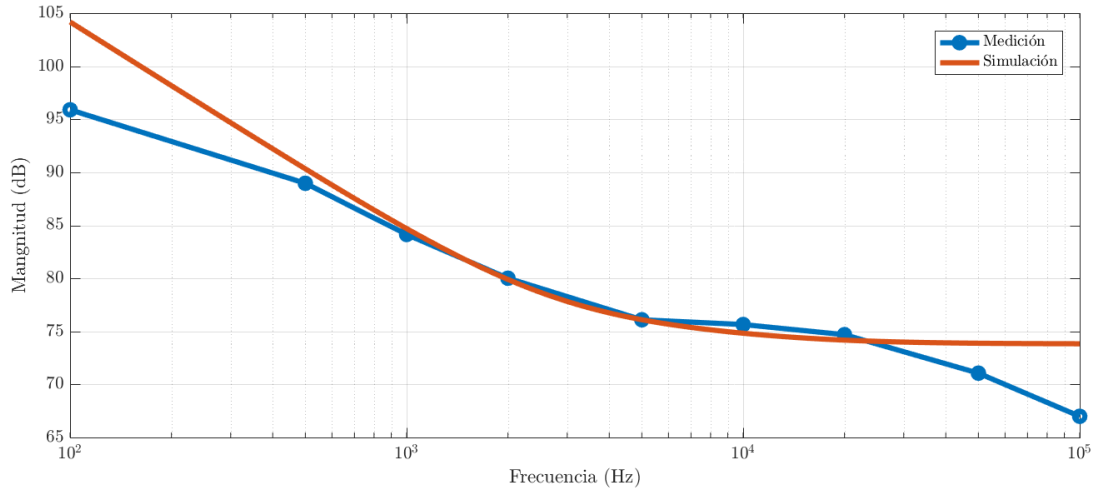


Figura 2.8: Diagrama de bode de la impedancia de entrada

En este caso, la simulación y las mediciones coinciden en el rango de frecuencias entre aproximadamente $5kHz$ y $200kHz$. A su vez, el valor en que la simulación predice que la impedancia es $75dB \sim 5.6k\Omega$, que se condice con el valor de R_{oa} que habíamos calculado en (2.1). También la frecuencia del polo está en línea con la calculada en la sección (2.1.3). En frecuencias más altas, puede que efectos de inductancias parásitas, así como las puntas del osciloscopio, estén interfiriendo en la medición. Asimismo, puede haber discrepancias entre el modelo de *spice* y el transistor utilizado que se manifiestan en este caso.

2.3 Conclusiones

Las mediciones efectuadas mayormente coincidieron con los cálculos de *LtSpice*. Sin embargo, con el análisis incremental sólo pudo predecirse adecuadamente el comportamiento de la impedancia de salida de acuerdo al simulador. Sin embargo, considerando que el valor de h_{fe} no es el mismo para alterna que para continua, es posible explicar la ganancia en tensión en frecuencias medias con este modelo, si bien no se cuenta con su valor para alterna y sólo podemos afirmar que según el modelo planteado, debería ser aproximadamente 338.

Ejercicio 3

Circuito con diodo

El circuito estudiado en esta sección es el siguiente:

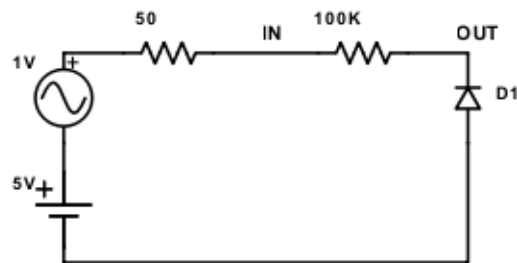


Figura 3.1: Esquema del circuito

3.1 Modelo del diodo en AC

El diodo en corriente alterna, con pequeñas amplitudes, se puede modelar como el paralelo de un capacitor con una resistencia. La resistencia es la dinámica del diodo, la cual se mantiene constante debido a la baja amplitud de entrada. En cuanto a la capacidad, ésta proviene de dos fenómenos distintos: la capacidad de difusión y la proveniente de la juntura. Esta última se debe a que la juntura se puede modelar como un dieléctrico separando dos superficies con carga opuesta.

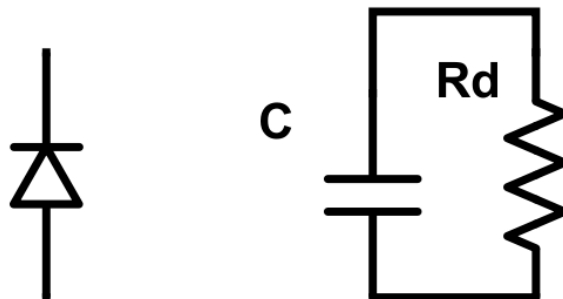


Figura 3.2: Modelo AC del diodo

3.2 Función transferencia

Teniendo en cuenta el modelo del diodo, y aplicando un divisor de tensión, se obtiene la función transferencia del circuito:

$$H(s) = \left(\frac{R_D}{R + R_D} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\left(\frac{R + R_D}{C R_D} \right)}} \right) \quad (3.1)$$

La función transferencia hallada corresponde a un sistema de primer orden. Como la parte real de su polo es negativa, el sistema es BIBO estable, y por lo tanto para hallar la respuesta en frecuencia basta evaluar $s = j\omega$. Esta función corresponde a un filtro pasabajos con frecuencia de corte $\omega_C = \frac{R + R_D}{C R_D}$. Por ende, se esperaría que para frecuencias mucho menores a $f_C = \frac{\omega_C}{2\pi}$ no haya atenuación, en $f = f_C$, la atenuación sea de $3dB$, y para $f \gg f_c$ se atenúe $20dB$ por década. En cuanto a la fase, se esperaría que varíe entre 0° y -90° , pasando por -45° en la frecuencia de corte.

De la hoja de datos del 1N4007 obtuvimos que su capacitancia es de aproximadamente $8pF$.

PONER
LA FRE-
CUEN-
CIA DE
CORTE

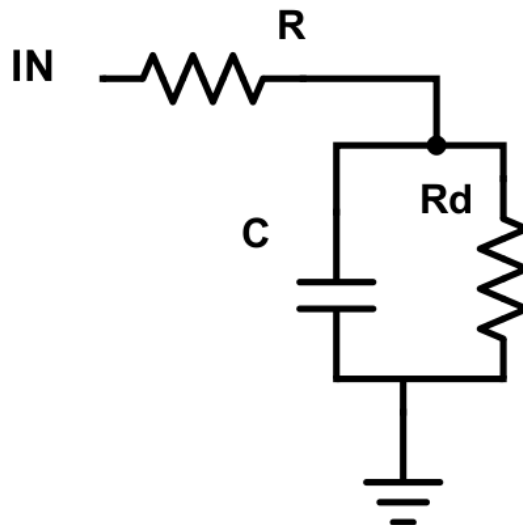


Figura 3.3: Circuito con modelo AC del diodo

3.3 Mediciones

Las mediciones se realizaron con un generador de funciones y un osciloscopio, con las puntas configuradas en $\times 1$.

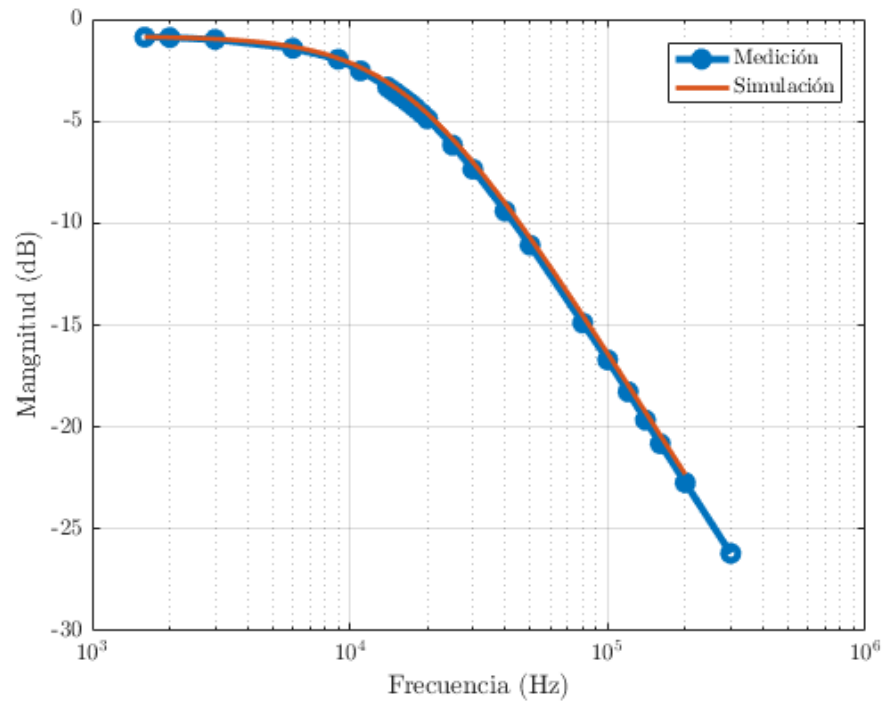


Figura 3.4: Magnitud de la respuesta en frecuencia, medida y simulada

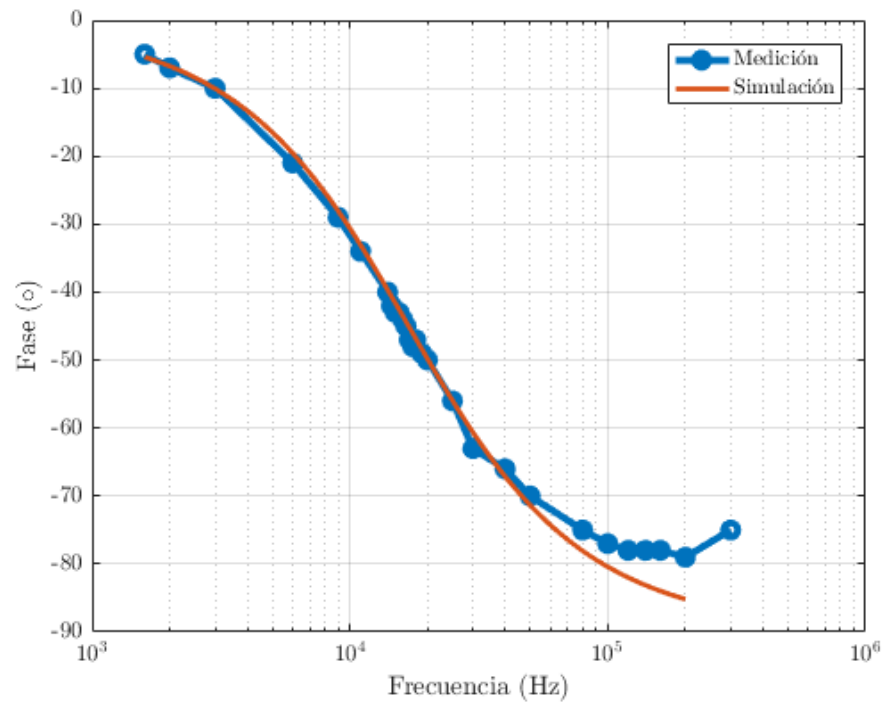


Figura 3.5: Fase de la respuesta en frecuencia, medida y simulada

3.4 Conclusión

Se observa en los gráficos que la simulación se ajusta a las mediciones. Sin embargo, para que esto suceda en la simulación se tuvo que tener en cuenta los efectos de las puntas del osciloscopio, modeladas como el paralelo de un capacitor de $100pF$ con una resistencia de $1M\Omega$, alterando el comportamiento predicho. Además, R_D no se puede considerar constante, debido a que el circuito se alimenta con una tensión de $1V_{pp}$, con lo cual no se cumple con la premisa de amplitudes pequeñas.