

# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
<b>2. Curvas Características</b>	<b>3</b>
2.1. Diodo Rectificador . . . . .	3
2.1.1. Descripción teórica . . . . .	3
2.1.2. Análisis en corriente continua . . . . .	3
2.2. Diodo Zener . . . . .	6
2.2.1. Descripción teórica . . . . .	6
2.2.2. Análisis en corriente continua . . . . .	6
2.3. Transistor BJT . . . . .	8
2.3.1. Descripción teórica . . . . .	8
2.3.2. Análisis en corriente continua . . . . .	9
2.3.3. Anexo - Compensación . . . . .	12
<b>3. Amplificador con BJT</b>	<b>13</b>
3.1. Polarización . . . . .	13
3.2. Modelo incremental . . . . .	14
3.3. Circuito incremental . . . . .	14
3.4. Respuesta en frecuencia . . . . .	15
3.5. Impedancia de entrada . . . . .	17
3.6. Impedancia de salida . . . . .	17
<b>4. Diodo Rectificador - Análisis en frecuencia</b>	<b>19</b>

## 1. Introducción

En el presente trabajo práctico de laboratorio, se busca comparar mediante circuitos de prueba el comportamiento de dos componentes alineales comúnmente utilizados: diodo y transistor bipolar de juntura (*BTJ*).

En una primer parte se analiza la respuesta de ambos elementos en corriente continua, para diodos rectificador y zener, y para un transistor bipolar *NPN*. Luego, se toma un circuito amplificador implementado con un transistor *NPN*, para analizar su respuesta en frecuencia. Y por último, se retoma el caso del diodo rectificador, pero analizando ahora su respuesta para corriente alterna a distintas frecuencias. En cada caso se realiza la comparación de lo obtenido mediante simulaciones en LTSpice y mediciones, planteando adicionalmente el análisis teórico.

## 2. Curvas Características

### 2.1. Diodo Rectificador

#### 2.1.1. Descripción teórica

Antes de realizar el análisis circuital, se describirá en forma breve al dispositivo a tratar:

El diodo es un dispositivo semiconductor conformado por una juntura  $P - N$ , donde  $N$  y  $P$  son materiales extrínsecos. Es decir, partiendo de una material intrínseco como el silicio ( $Si$ ) (que es de valencia 4), el material  $N$  se forma al contaminarlo con impurezas del grupo 5 de la tabla periódica (llamadas impurezas donoras, dado que el quinto electrón adicional queda débilmente unido y requiere muy poca energía para ser arrancado), y el material  $P$  se forma al contaminarlo con impurezas del grupo 3 (llamadas impurezas aceptoras, dado que al tener un electrón menos se forman huecos de carga positiva, que pueden ocuparse al aceptar otros electrones). Teniendo en cuenta lo anterior, en el material  $N$  los portadores mayoritarios son los electrones libres, y en el  $P$  son las lagunas o huecos libres.

El material intrínseco en si mismo es neutro, por lo que al contaminarlo puede pensarse que adquirió cierta polaridad. Pero como la proporción de impurezas suele ser del orden de 1 parte cada 10 millones, se sigue considerando que tanto el material  $N$  como el  $P$  se mantienen neutros.

Al unir los dos materiales, en la juntura se forma una zona de depleción, al pasar electrones libres cercanos a dicha juntura desde el lado  $N$  al lado  $P$ , y los huecos del lado  $P$  al lado  $N$ . Debido al campo eléctrico generado, se produce una diferencia de potencial que va en aumento hasta que los electrones libres del material  $N$  y los huecos del material  $P$  más alejados de la zona de depleción ya no pueden pasar de un lado al otro de la juntura. El potencial resultante en esta condición de equilibrio se denomina potencial de contacto.

Al conectar una fuente de tensión con el positivo en el terminal  $N$ , se polariza al diodo en sentido inverso, por lo que la zona de depleción se ensancha y no conduce. Hay una pequeña corriente que surge debido a que algunos portadores minoritarios pasan de un lado al otro, y se denomina corriente de saturación inversa ( $I_S$ ), que es del orden de  $10^{-12} A$ . Si se excede cierto valor de tensión aplicada en inversa, denominada tensión de ruptura  $V_{BR}$ , el diodo comienza a conducir fuertemente, debido al denominado efecto avalancha (ó zener dependiendo del valor de  $V_{BR}$  del diodo en cuestión). En el caso de un diodo rectificador, el efecto producido es de avalancha, donde los portadores minoritarios que cruzan la zona de depleción debido al campo eléctrico consiguen suficiente energía cinética para romper enlaces covalentes en los átomos con los que colisionan. Los portadores que son liberados por efecto de la colisión pueden tener suficiente energía para liberar otros portadores en otra nueva colisión, proceso que se replica en forma de avalancha (de ahí el nombre), pudiendo soportar cualquier corriente en inversa para una variación despreciable en la tensión. Este proceso no resulta destructivo para el diodo siempre que se controle la potencia disipada con el circuito externo al que esté conectado.

Si se conecta la fuente de tensión con el positivo en el terminal  $P$ , se polariza al diodo en sentido directo, haciéndose a la zona de depleción más angosta hasta superar el potencial de contacto, donde el diodo comienza a conducir siguiendo un comportamiento exponencial:

$$I_D = I_S(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1)$$

Donde  $V_T$  se la denomina tensión térmica, que depende linealmente con la temperatura.

#### 2.1.2. Análisis en corriente continua

En este caso, se analiza el comportamiento del diodo rectificador 1N4007. Para la realización del modelo teórico y posterior mediciones, se implementó el circuito de prueba que se muestra en la siguiente figura, en un protoboard.

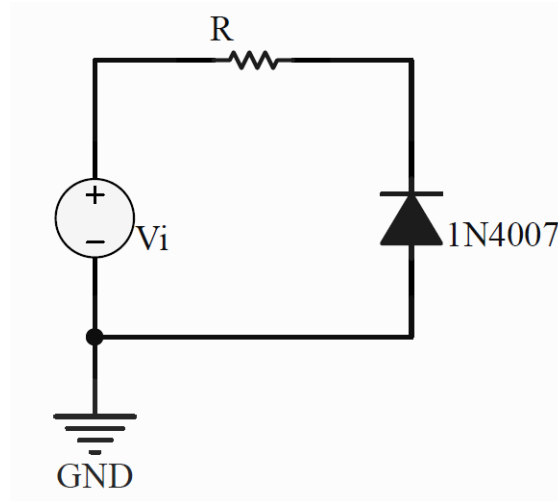


Figura 1: Circuito con diodo y resistencia limitadora

Para el análisis a realizar, se denotará como  $V_D$  a la tensión entre los terminales del diodo, e  $I_D$  la respectiva corriente. Para las condiciones de trabajo se consideró que la temperatura ambiente fue de  $27^\circ C$  (ó  $300^\circ K$ ). Como  $I_S$  es del orden de  $10^{-12} A$ , se considerará que en sentido inverso el diodo no conduce, y actúa entonces como un circuito abierto.

Para la comparación se tomará lo obtenido de la simulación y se superpondrá con la curva resultante de las mediciones.

Se dispone realizar un barrido de  $V_i$ , desde  $0V$  hasta  $2V$ . Suponiendo una corriente de  $1mA$  para el caso de máxima  $V_i$ , se calcula la resistencia a utilizar, considerando que el diodo ya se encuentra conduciendo para esa condición, al tomar de la hoja de datos como tensión de disparo máxima  $0,8V$ . Entonces, se linealiza el comportamiento del circuito para dicha condición, pudiendo calcular el valor de  $R$  siguiendo la ley de Ohm:

$$R = \frac{V_i - V_D}{I_{MAX}} = \frac{2V - 0,8V}{1mA} = 1200\Omega$$

El cual coincide con un valor comercial normalizado, por lo que se define a  $R$  con dicho valor. Para efectuar las mediciones correspondientes, a partir de medir  $V_i$  y  $V_D$  para cada caso, y mediante la ley de Ohm aplicada sobre la resistencia  $R$  se calcula la corriente en todo momento como:

$$I_D = \frac{V_D - V_i}{R}$$

Se comparan entonces, en la siguiente gráfica, las curvas obtenidas de la simulación con las mediciones, de  $I_D(V_D)$ .

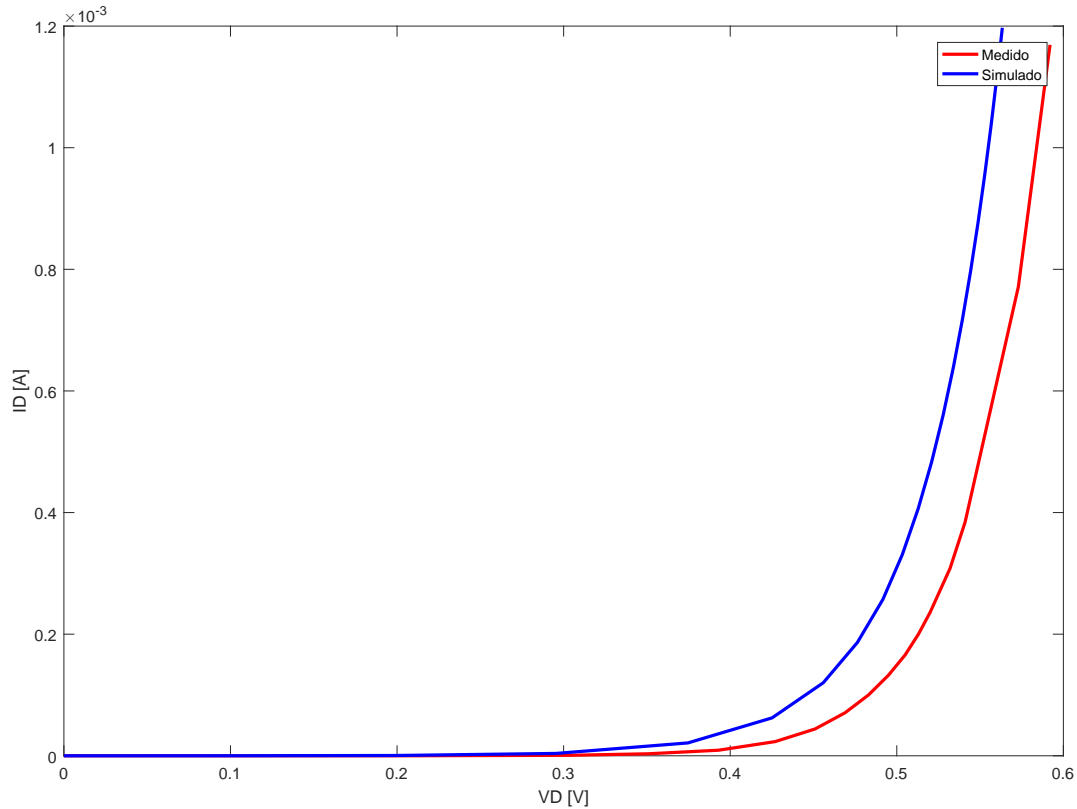


Figura 2: Curvas características resultantes  $I_D(V_D)$

De las curvas obtenidas, se observa que en la simulada el diodo comienza a conducir para una tensión menor que en el diodo real, por lo que a medida que se sigue aumentando la tensión de entrada y la corriente aumenta, resulta lógico que ambas curvas se separen para tensiones de diodo cada vez mayores. Esta diferencia de tensiones se da debido a que el diodo real no se corresponde exactamente con el modelo simulado. Por un lado, debido a las variaciones en la temperatura de trabajo, que modifican  $V_T$  y consecuentemente la ecuación de corriente en el diodo; por otra parte porque, constructivamente, la concentración de impurezas de los materiales  $N$  y  $P$  resultante influye en el valor del potencial de contacto. Por estas cuestiones, en la hoja de datos específica, en general, un valor típico y uno máximo para la tensión de disparo.

Por otro lado, se observa que en una sección donde el diodo ya conduce fuertemente, las pendientes de las rectas tangentes a las curvas son similares, por lo que el comportamiento del diodo simulado y el real resulta aproximadamente idéntico para las condiciones de trabajo dadas. Para verificar esto, considerando un intervalo pequeño para  $V_D$  e  $I_D$ , se toma un par de valores de ambos casos correspondientes a las mismas  $V_{i1}$  y  $V_{i2}$ :

	$V_{D1}$	$V_{D2}$	$I_{D1}$	$I_{D2}$
Simulado	0.534V	0.539V	0.638mA	0.717mA
Medido	0.532V	0.541V	0.3mA	0.4mA

Figura 3: Valores de  $V_D$  e  $I_D$  considerados para el cálculo de la pendiente

Calculando las pendientes en dichos intervalos, resulta en forma aproximada:

$$Medido \Rightarrow \frac{\Delta I_D}{\Delta V_D} = \frac{I_{D2} - I_{D1}}{V_{D2} - V_{D1}} = 0,011 \left[ \frac{1}{\Omega} \right]$$

$$\text{Simulado} \Rightarrow \frac{\Delta I_D}{\Delta V_D} = \frac{I_{D2} - I_{D1}}{V_{D2} - V_{D1}} = 0,015 \left[ \frac{1}{\Omega} \right]$$

Verificando entonces que los valores se encuentran dentro del mismo orden.

## 2.2. Diodo Zener

### 2.2.1. Descripción teórica

En este caso, el dispositivo a tratar es un diodo zener. Su principio de funcionamiento es similar al diodo rectificador en polarización directa, pero resulta un poco diferente en la zona de polarización inversa, que se quiere evitar para un diodo rectificador común pero es la zona de trabajo buscada en un circuito con un diodo zener.

Brevemente, la ruptura zener (a diferencia de la ruptura de avalancha) se da cuando el campo eléctrico de la zona de depleción aumenta al punto donde puede romper enlaces covalentes lo que radica en la generación de electrones libres y huecos. Los electrones libres generados por este proceso son llevados por el campo eléctrico al lado  $N$ , y los huecos al lado  $P$ , esto es porque los electrones libres se ven atraídos por el polo positivo de la fuente y los huecos por el polo negativo (ya que está polarizado en inversa). Por lo mencionado anteriormente ambos portadores forman una corriente entre los terminales de la unión. Una vez que se inicia el efecto zener, se genera una gran cantidad de portadores para pequeñas variaciones respecto de la tensión de ruptura de zener ( $V_Z$ ), siendo la corriente que circula determinada ahora por el circuito externo. Los diodos fabricados para operar específicamente en dicha zona permite utilizarlos como reguladores de voltaje, una aplicación muy frecuente.

### 2.2.2. Análisis en corriente continua

En este caso, el diodo zener utilizado es el 1N4736A, cuyo voltaje de regulación inverso típico es de 6,8V. Para llevar a cabo las mediciones y posterior comparación con simulación, se implementó el mismo circuito utilizado para el diodo rectificador, pero utilizando el diodo zener, también en un protoboard.

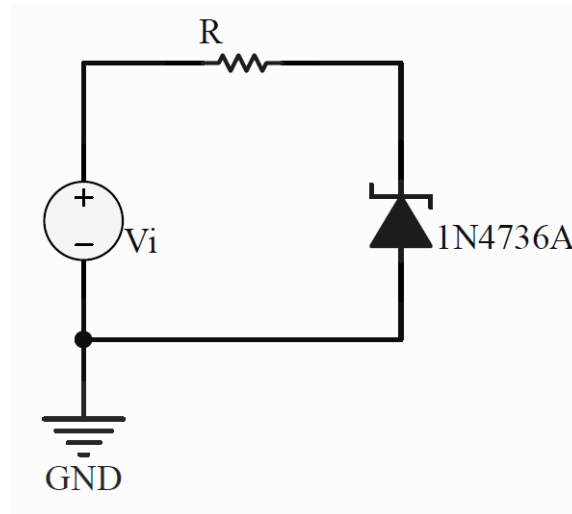


Figura 4: Circuito con diodo y resistencia limitadora

Desde el punto de vista teórico, se comportará como un diodo común para polarización directa, cuyo potencial de contacto se halla aproximadamente en 0,7V. Para polarización inversa, se desprecia nuevamente la corriente  $I_S$ , por lo que para tensiones menores a  $V_Z$  no conduce y se comporta como un circuito abierto. Cuando  $V_i$  se acerca al valor de  $V_Z$ , comienza a producirse el efecto zener, y predomina cuando  $V_i$  supera dicho valor. Por ello, la tensión en el diodo se mantendrá aproximadamente en  $V_Z$  y, al ser ahora constantes  $V_i$  y  $V_D$  la corriente se regula en forma aproximadamente lineal con la resistencia, por ley de Ohm.

En la siguiente gráfica se comparan las curvas de  $I_D(V_D)$  obtenidas mediante simulación y mediciones.

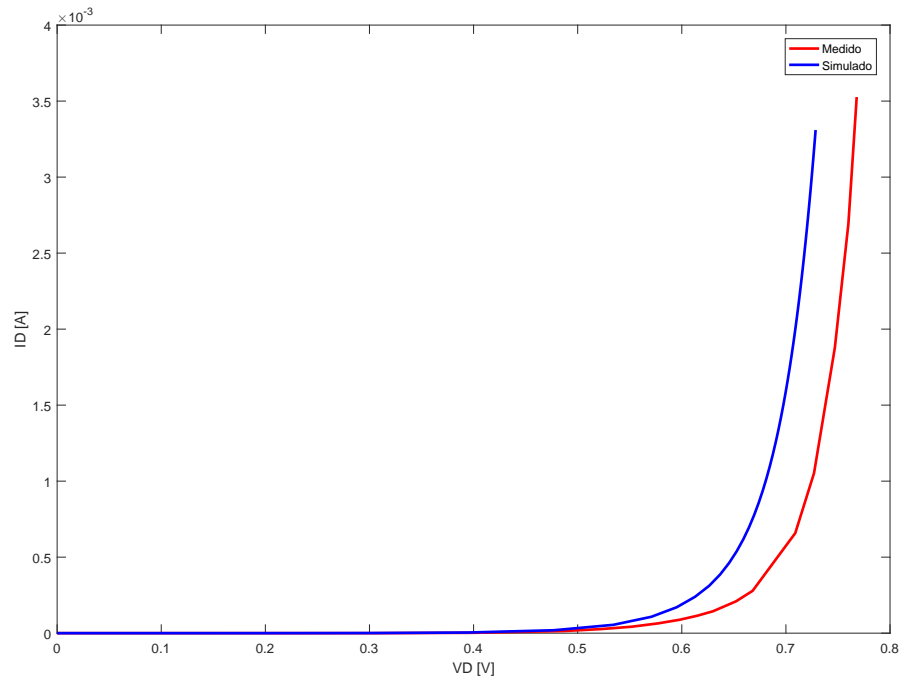


Figura 5: Curvas características resultantes  $I_D(V_D)$  - Polarización directa

A partir de las curvas obtenidas en el intervalo de polarización directa, se observa un comportamiento similar al obtenido en el caso del diodo rectificador, donde en el caso simulado el diodo comienza a conducir antes que en el caso medido. Esto conlleva a que al continuar aumentando  $V_i$  hasta superar el umbral de conducción, ambas curvas se separan, pero habiendo ya superado dicho umbral las curvas mantienen pendientes similares.

Para verificar nuevamente que en directa resultan pendientes de crecimiento similares, considerando un intervalo pequeño para  $V_D$  e  $I_D$ , se toma un par de valores de ambos casos correspondientes a las mismas  $V_{i1}$  y  $V_{i2}$ :

	$V_{D1}$	$V_{D2}$	$I_{D1}$	$I_{D2}$
Simulado	0.72V	0.731V	2.65mA	3.567mA
Medido	0.76V	0.768V	2.7mA	3.5mA

Figura 6: Valores de  $V_D$  e  $I_D$  considerados para el cálculo de la pendiente

Se calculan entonces las pendientes, en forma aproximada:

$$Medido \Rightarrow \frac{\Delta I_D}{\Delta V_D} = \frac{I_{D2} - I_{D1}}{V_{D2} - V_{D1}} = 0,100 \left[ \frac{1}{\Omega} \right]$$

$$Simulado \Rightarrow \frac{\Delta I_D}{\Delta V_D} = \frac{I_{D2} - I_{D1}}{V_{D2} - V_{D1}} = 0,083 \left[ \frac{1}{\Omega} \right]$$

Encontrándose dentro del mismo orden.

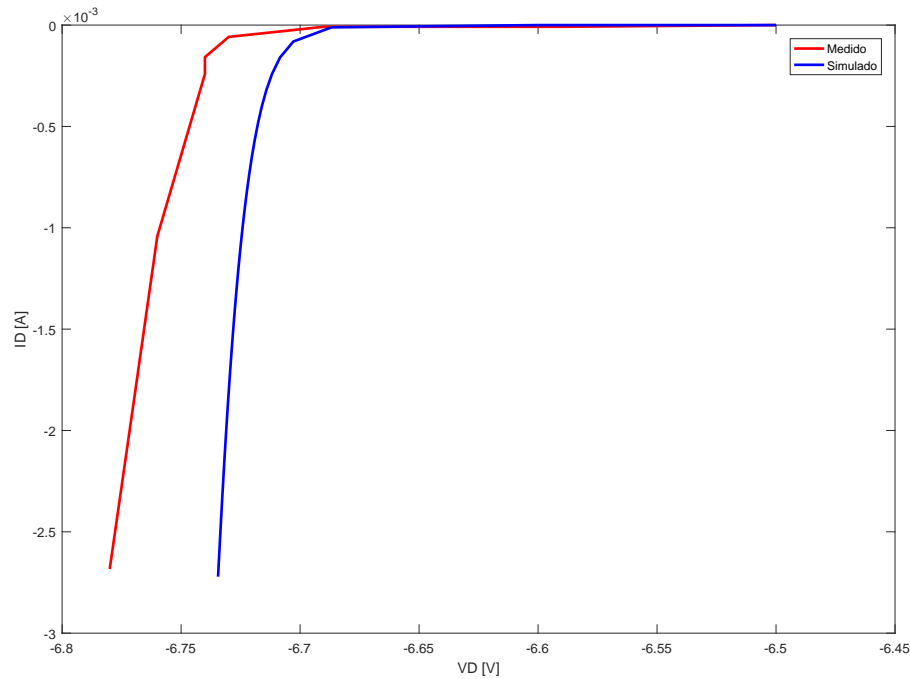


Figura 7: Curvas características resultantes  $I_D(V_D)$  - Polarización inversa

Pasando a la zona de polarización inversa, al superar la tensión de ruptura de zener  $V_Z$  el diodo comienza a conducir fuertemente, como predice dicho efecto en la teoría. A partir de dicho valor de  $V_i$ , al continuar aumentándola la tensión sobre el diodo se mantiene casi constante, por lo que las variación de corriente pasa a ser aproximadamente lineal debido a la resistencia limitadora. Esta precisión en la zona de ruptura es la que lleva a utilizarlo frecuentemente como regulador de voltaje. En este caso, se utilizó una escala ampliada desde los  $6,5V$  en inversa, de forma tal de poder observar que ambas curvas (simulada y real) están separadas, pero la diferencia es mínima, aproximadamente  $0,05V$ .

## 2.3. Transistor BJT

### 2.3.1. Descripción teórica

Antes de efectuar el análisis circuital sobre el dispositivo, se realiza una breve descripción del mismo:

El transistor bipolar es un dispositivo formado por dos junturas  $P - N$  conectadas en serie, y la corriente es conducida tanto por electrones libres como por huecos (por ello la característica de bipolar). Al conectarse dos junturas en serie, surgen dos configuraciones posibles:  $N - P - N$  y  $P - N - P$ . Para cada región se tiene un terminal del transistor, que se denominan: base (B) a la región centra, y colector (C) y emisor (E) a los dos extremos. Se considera como emisor al extremo  $N$  (si es  $NPN$ ) o  $P$  (si es  $PNP$ ) que está más contaminado en exceso por impurezas (esto último da la pauta de que el transistor bipolar no es exactamente simétrico). Se tomará el caso del transistor  $NPN$ .

Según se polaricen las junturas, se dará un modo de operación determinado. En este caso se estudiará al transistor cuando la juntura  $C - B$  se polariza en inversa y la juntura  $B - E$  en directa; dicho modo se denomina modo activo directo, que es cuando el transistor trabaja como modulador de corriente: según la corriente de base  $I_B$  con la que se polariza a la juntura  $B - E$  (en este caso será mediante una fuente de alimentación que se denominará  $V_{BB}$ ), queda determinada la corriente de colector  $I_C$  mediante un factor  $\beta$  (que en general se lo nombra como  $HFE$ ), que idealmente es constante y mucho mayor que 1, de tal forma que  $I_C = \beta I_B$ . Considerando a la tensión entre  $C - E$  como  $V_{CE}$ , en el análisis a efectuar se busca comparar para algunos valores de  $I_B$ , las curvas de  $I_C(V_{CE})$  resultantes en forma simulada y a través de mediciones.



### 2.3.2. Análisis en corriente continua

El transistor utilizado es un *BC547C*, el cual es de tipo *NPN*. Para llevar a cabo las mediciones a comparar con simulación, se implementó el siguiente circuito en protoboard.

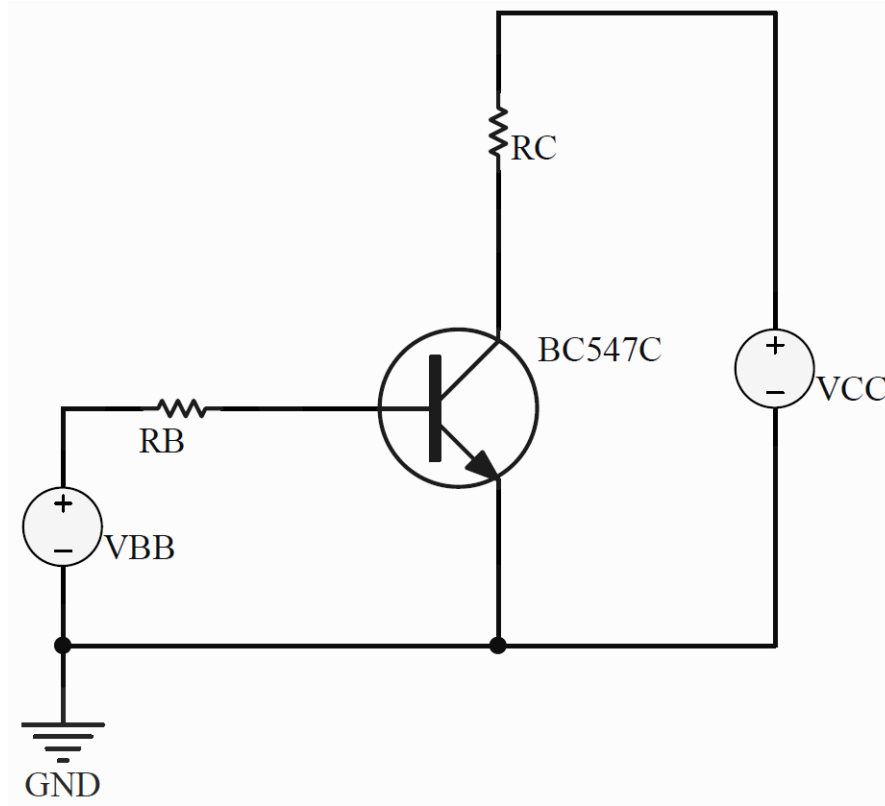


Figura 8: Circuito de polarización simple sin resistencia de emisor

Para el análisis, se considerara que la sección de circuito que pasa por la juntura *B – E* constituye la malla de entrada, y la sección que une al colector y al emisor se denomina malla de salida. De acuerdo a la hoja de datos la máxima corriente  $I_C$  que se permite es de  $100mA$ , por lo que se decidió regular la polarización desde la malla de entrada con la fuente  $V_{BB}$  de forma tal de obtener una  $I_{CQ} = 10mA$  en el punto de trabajo (tal que esté alejada del valor máximo) y así obtener una curva  $I_{CQ}(V_{CEQ})$ . A partir de allí se elegirán otros tres valores adicionales de  $V_{BB}$  menores para conseguir corrientes  $I_{CQ}$  menores y poder graficar otras tres curvas más.

Para el transistor en cuestión, el valor típico de  $HFE = 520$ . Tomando una  $V_{BB} = 1,4V$  como máximo, y considerando la juntura *B – E* en conducción, se toma  $V_{BEON} = 0,7V$ , por lo que recorriendo la malla de entrada resulta:

$$V_{BB} - I_B R_B - V_{BEON} = 0$$

$$V_{BB} - V_{BEON} = \frac{I_{CQ}}{HFE} R_B$$

$$HFE \frac{V_{BB} - V_{BEON}}{I_{CQ}} = R_B = 36,4K\Omega$$

Por lo que tomando un valor comercial se elije  $R_B = 33K\Omega$ .

Para que el transistor opere en modo activo directo (*M.A.D.*), el valor de  $V_{CEQ}$  debe ser mayor a  $0,2V$  para que no sature. Considerando que la  $V_{CC}$  se barre desde  $0V$  hasta  $12V$ , eligiendo una  $R_C = 1K\Omega$  surge que:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C = 3V > 0,2V \Rightarrow M.A.D.$$

Para los otros tres casos se tomó  $V_{BB}$  en 1,2V, 1V y 0,8V. Para proceder en cada caso experimentalmente, una vez fijada la  $V_{BB}$  se parte de  $V_{CC} = 0V$  y se va aumentando, midiendo el valor de  $V_{CE}$  con un multímetro buscando obtener, mientras sea menor a 0,2V, intervalos de 0,05V para una mayor precisión en dicha sección de la curva, y cuando  $V_{CE} > 0,2V$ , se toman intervalos de 0,1V, hasta llegar a 1V. Se anota en cada caso el valor de  $V_{CC}$  correspondiente a ese valor de  $V_{CE}$ , y utilizando la ecuación de la malla de salida se calcula el valor de  $I_C$ . En todo momento se considera que se trabajó a una temperatura ambiente de 25°C.

En la siguiente gráfica se comparan las curvas obtenidas mediante simulación y mediciones.

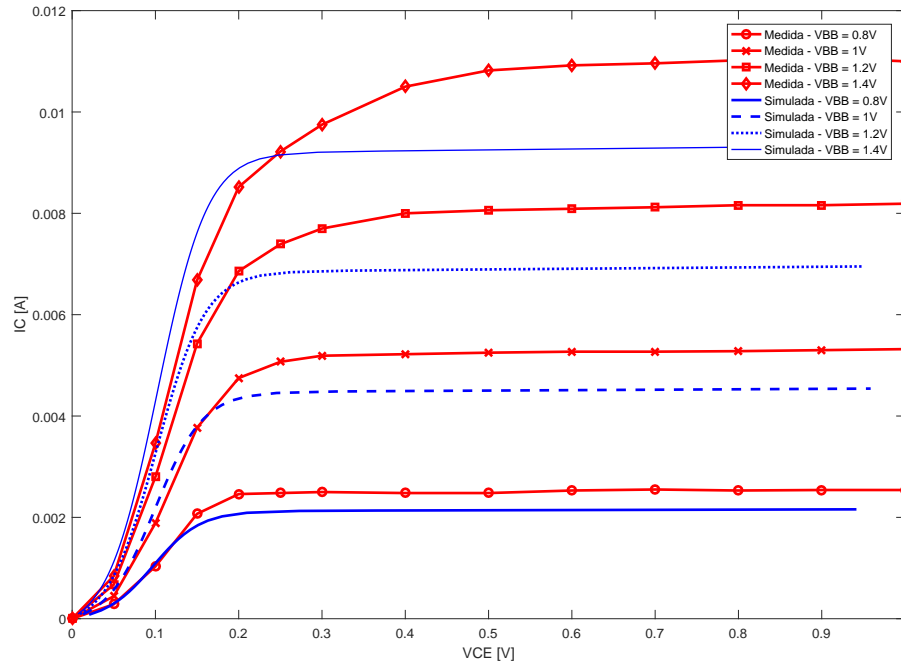


Figura 9: Curvas características resultantes  $I_C(V_{CE})$

A partir de las gráficas, se observa por un lado que el transistor físico responde en forma coherente con las curvas simuladas. Pero por otro lado, hay un cierto desfase entre la curva simulada y la medida para cada caso de  $V_{BB}$ , y dicha diferencia se ensancha todavía más para mayores valores de  $V_{BB}$  (que provocan una mayor  $I_B$  y consecuentemente una mayor  $I_C$ ). Para analizar esto, se toma de la hoja de datos el intervalo de valores que puede tomar la ganancia de corriente  $HFE$ :

$I_C = 2mA - V_{CE} = 5V$	<i>Min.</i>	<i>Typ.</i>	<i>Max.</i>
$HFE$	420	520	800

Figura 10: Intervalo de valores para ganancia de corriente  $HFE$  (ON Semiconductor)

Se observa que el parámetro en cuestión tiene mucha dispersión. Si se reescribe la ecuación de la malla de entrada con  $I_C$ :

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BEON}}{R_B} HFE$$

Queda en evidencia que dicha dispersión se traslada linealmente a  $I_C$ . Por otro lado, el valor de  $HFE$  también puede variar de acuerdo al rango de  $I_C$  trabajado, según la gráfica provista por la hoja de datos:

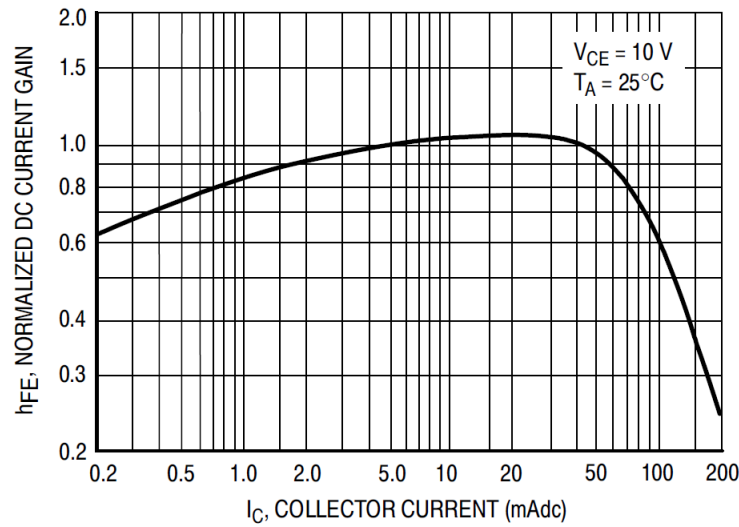


Figura 11: Ganancia de corriente en DC normalizada

Donde el valor de  $HFE$  típico se multiplica por el coeficiente correspondiente a la  $I_{CQ}$ . Pero como los valores de  $I_C$  obtenidos varían entre  $2\text{ mA} - 10\text{ mA}$ , no aporta una diferencia significativa.

Para comprobar que las diferencias son debidas a las variaciones de  $HFE$ , se modifica solamente el valor de  $R_B$  en la simulación (dado que ahí el  $HFE$  es fijo) para obtener el conjunto de valores de  $I_{BQ}$  que proporcionen las  $I_{CQ}$  buscadas más cercanas a las medidas, contrastando nuevamente en la siguiente gráfica.

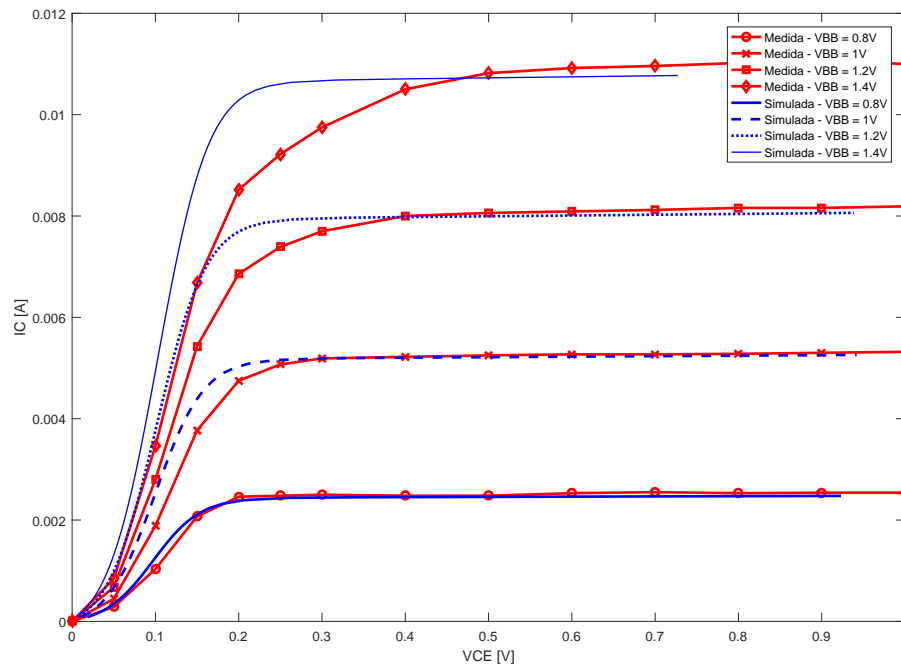


Figura 12: Curvas características resultantes  $I_C(V_{CE})$  (simulación ajustada)

Observando que, efectivamente, ahora las curvas tienen una mejor coincidencia.

### 2.3.3. Anexo - Compensación

Para reducir lo más posible el efecto que produce la amplia variación del parámetro de ganancia de corriente, se explica brevemente una técnica de compensación que consiste en agregar una resistencia entre el emisor y la referencia a tierra, como se muestra en el siguiente circuito.

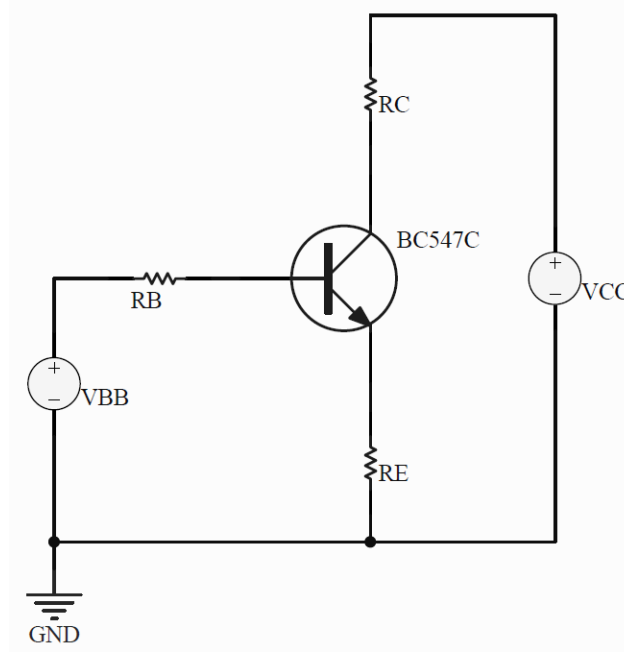


Figura 13: Circuito de polarización simple con resistencia de emisor

Planteando nuevamente la ecuación de la malla de entrada se tiene:

$$V_{BB} - I_B R_B - V_{BEON} - (I_B + I_C) R_E = 0$$

Considerando que  $I_C = I_B HFE$ , se despeja  $I_C$ :

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEON}}{R_E \left(1 + \frac{1}{HFE}\right) + \frac{R_B}{HFE}}$$

Dado que  $HFE \gg 1$ , queda:

$$I_{CQ} \approx \frac{V_{BB} - V_{BEON}}{R_E + \frac{R_B}{HFE}}$$

Donde si se cumple que  $R_E \gg \frac{R_B}{HFE}$ , se independiza en gran medida al circuito de las variaciones de  $HFE$ .

### 3. Amplificador con BJT

El circuito a tratar es un amplificador de baja señal en configuración de emisor común, utilizando un transistor *BC547C*, que es del tipo *NPN*. Se realizará el análisis teórico y, en base a la respuesta en frecuencia, se observará en que intervalo de frecuencias resulta válido el análisis incremental.

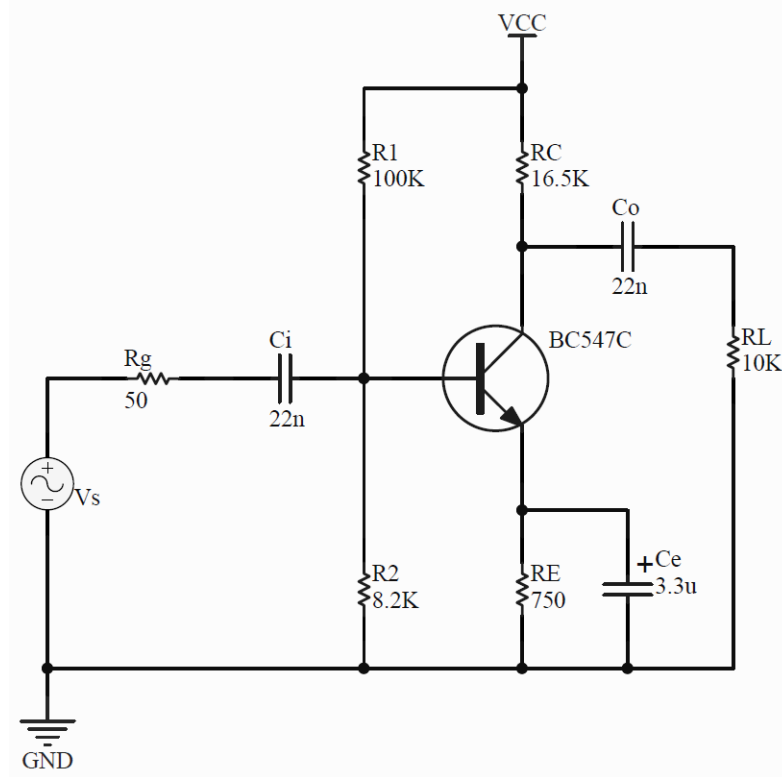


Figura 14: Circuito amplificador emisor común

Los componentes indicados están seleccionados de acuerdo al número de grupo y la disponibilidad de valores normalizados cercanos en el pañol. No se disponía del transistor *BC547B* sugerido en la consigna, sino del *BC547C*. La salida  $V_o$  se toma sobre la resistencia  $R_L$ .

#### 3.1. Polarización

Para el análisis en continua, se pasiva la fuente de señal  $V_s$ , considerando a los capacitores como circuitos abiertos. Planteando el equivalente de Thevenin entre base y emisor queda:

$$V_{TH} = \frac{V_{CC}R_2}{R_1 + R_2} = 0,909V$$

$$R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 7,578K\Omega$$

De forma tal de poder tratar la malla de entrada como en el circuito compensado de la sección «2.3.3». Recorriendo la malla de entrada:

$$V_{TH} - I_B(R_{TH}) - V_{BEON} - I_B(1 + HFE)R_E = 0$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BEON}}{R_E(1 + HFE) + R_{TH}}$$

Sabiendo que  $I_C = I_B HFE$ , resulta:

$$I_{CQ} = \frac{V_{TH} - V_{BEON}}{R_E(\frac{1}{HFE} + 1) + \frac{R_{TH}}{HFE}}$$

$$I_{CQ} = 272,84\mu A$$

Recorriendo la malla de salida:

$$V_{CC} - I_{CQ}(RC) - V_{CEQ} - I_{CQ}(1 + \frac{1}{HFE})R_E = 0$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E + \frac{R_E}{HFE})$$

$$V_{CEQ} = 7,3V > 0,2V$$

Por lo tanto, el circuito opera en modo activo directo.

### 3.2. Modelo incremental

Para el análisis en corriente alterna, el modelo que se utilizará es el de parámetros híbridos, por comodidad. Se estiman entonces los cuatro parámetros correspondientes al modelo en cuestión (a  $25^\circ C$ ):

$$hfe = \beta = 520$$

$$hie \approx (\beta + 1)\frac{V_T}{I_{CQ}} = 47,74K\Omega$$

Considerando una tensión de early  $V_A \approx 50V$ , se estima:

$$hoe = \frac{1}{r_{ce}} \approx \frac{I_{CQ}}{V_A} = 5,56[\frac{\mu A}{V}] \Rightarrow \frac{1}{hoe} = roe = 180K\Omega$$

$$hre \approx 0$$

### 3.3. Circuito incremental

Habiendo definido los parámetros del modelo a utilizar, se dibuja el circuito equivalente en alterna, considerando los capacitores como un cortocircuito. Posteriormente se verá en que rango de frecuencias resulta válida esta suposición.

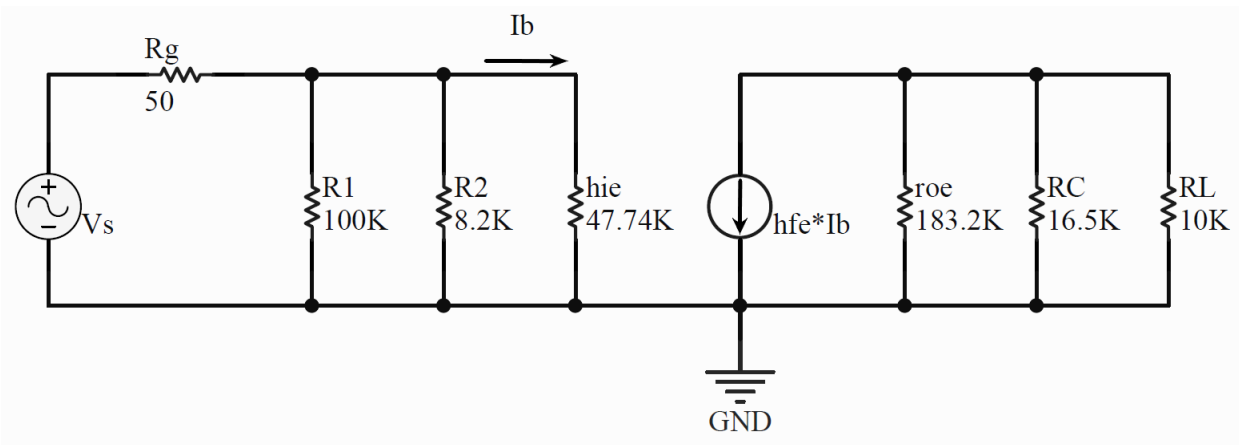


Figura 15: Circuito incremental

Siendo  $R_{TH} = R_1 // R_2 = 7,58K\Omega$ . Al tratar los capacitores como cortocircuitos, el terminal de emisor queda conectado a la masa común, lo que le da el nombre de amplificador emisor común.

Llamando  $V_i = V_s \frac{R_{TH} // h_{ie}}{R_g + (R_{TH} // h_{ie})}$  a la tensión sobre  $h_{ie}$ , se calcula la ganancia del sistema  $A_{vs}$ :

$$A_{vs} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-i_b \cdot h_{fe}(r_{oe} // R_C // R_L)(R_{TH} // h_{ie})}{V_i(R_g + (R_{TH} // h_{ie}))} = \frac{-i_b \cdot h_{fe}(r_{oe} // R_C // R_L)(R_{TH} // h_{ie})}{i_b \cdot h_{ie}(R_g + (R_{TH} // h_{ie}))}$$

$$A_{vs} = \frac{-h_{fe}(r_{oe} // R_C // R_L)(R_{TH} // h_{ie})}{h_{ie}(R_g + (R_{TH} // h_{ie}))} = -65$$

El signo negativo indica que invierte la señal de entrada a la salida. Si se pasa el valor a decibels queda:

$$A_{vs}[dB] = 20\log(|A_{vs}|) = 36,3[dB]$$

Para la impedancia de entrada del amplificador, sin considerar  $R_g$ , se calcula como:

$$R_{ia} = h_{ie} // R_{TH} = 6,53K\Omega$$

Como  $R_g \ll R_{ia}$ , entonces resulta  $R_{is} \approx R_{ia}$ .

Y la impedancia de salida, pasivando la entrada y considerando  $R_L$ , resulta:

$$R_{os} = r_{oe} // R_C // R_L = 6,02K\Omega$$

A partir de los dos resultados anteriores, se observa que las impedancias de entrada y salida son parecidas en su valor. Esta característica de un emisor común permite conectarlos en cascada, dado que al ser dichas impedancias parecidas, la adaptación es cercana a la ideal y la transferencia de potencia es prácticamente la máxima.

### 3.4. Respuesta en frecuencia

En esta sección se busca verificar, mediante la respuesta en frecuencia, el rango donde resulta válido el análisis incremental, y comparar con los resultados obtenidos de las mediciones. En el siguiente gráfico se superponen las curvas de respuesta en frecuencia obtenidas mediante simulación y mediciones.

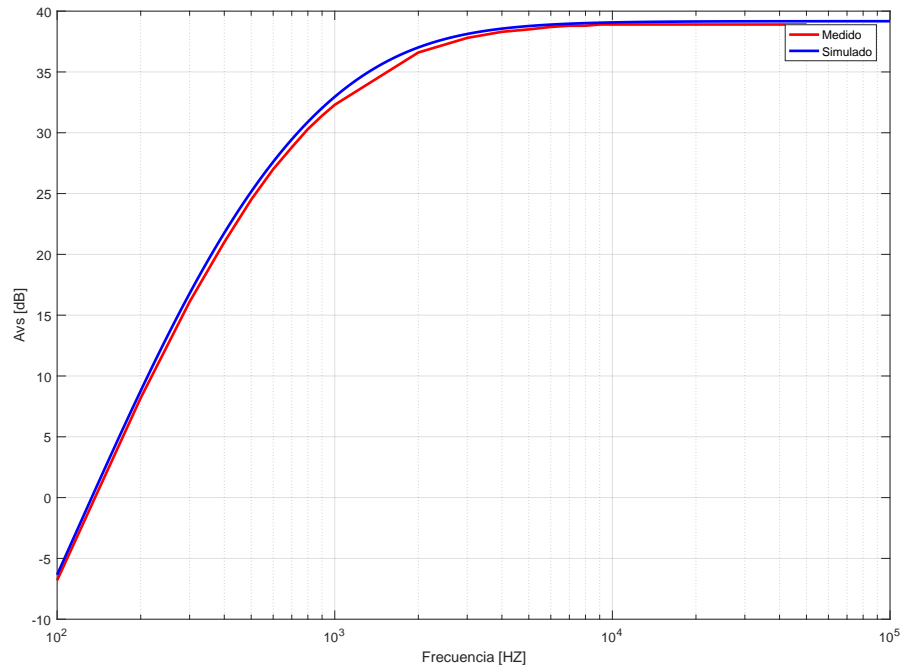


Figura 16: Respuesta en frecuencia

Las gráficas obtenidas coinciden casi en su totalidad, por lo que el comportamiento real responde bien al simulado.

Retomando el análisis de la ganancia, siendo el valor teórico obtenido de  $A_{vs}[dB] = 36,3[dB]$ , puede establecerse un rango de validez de entre  $1KHz$  y  $2KHz$ . Partiendo del punto de trabajo, la señal alterna inyectada lo que hará es que dicho punto (estático en continua) se desplace a lo largo de un pequeño segmento sobre la recta de carga estática sobre el gráfico de  $I_C(V_{CE})$ , cuyos extremos se ubican en  $V_{CE} = V_{CC} = 12V$  y en el límite de saturación (con  $V_{CE} = 0,2V$ ) la  $I_{CLimite} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E + \frac{R_E}{HFE}} = 684\mu A$ . Teniendo en cuenta que  $I_{CQ} = 272,84\mu A$  para el amplificador en cuestión, el valor máximo de la amplitud de la señal inyectada ( $V_s$ ) será aquel que genere una  $\hat{i}_c$  que, sumada al valor estático  $I_{CQ}$  (por superposición) no desplace el punto  $Q$  más allá de los límites indicados anteriormente, sino la señal de salida se verá distorsionada. En este caso, la  $\hat{i}_c$  máxima queda dada por el valor de la misma  $I_{CQ}$ . Teniendo esto en cuenta, desde el circuito incremental se obtiene:

$$\hat{i}_c = \frac{V_s}{h_{ie}} \frac{h_{fe}(R_{TH} // h_{ie})}{[R_g + (R_{TH} // h_{ie})]}$$

$$V_s = \frac{\hat{i}_c \cdot h_{ie}[R_g + (R_{TH} // h_{ie})]}{h_{fe}(R_{TH} // h_{ie})}$$

$$V_s(Max) = 25,22mV$$

En la siguiente gráfica se muestra una medición (a modo de ejemplo) de la señal de entrada a  $100mV$  de amplitud y la de salida, a una frecuencia de  $2KHz$  (comprendida en el intervalo de validez mencionado anteriormente), donde se produce la distorsión.

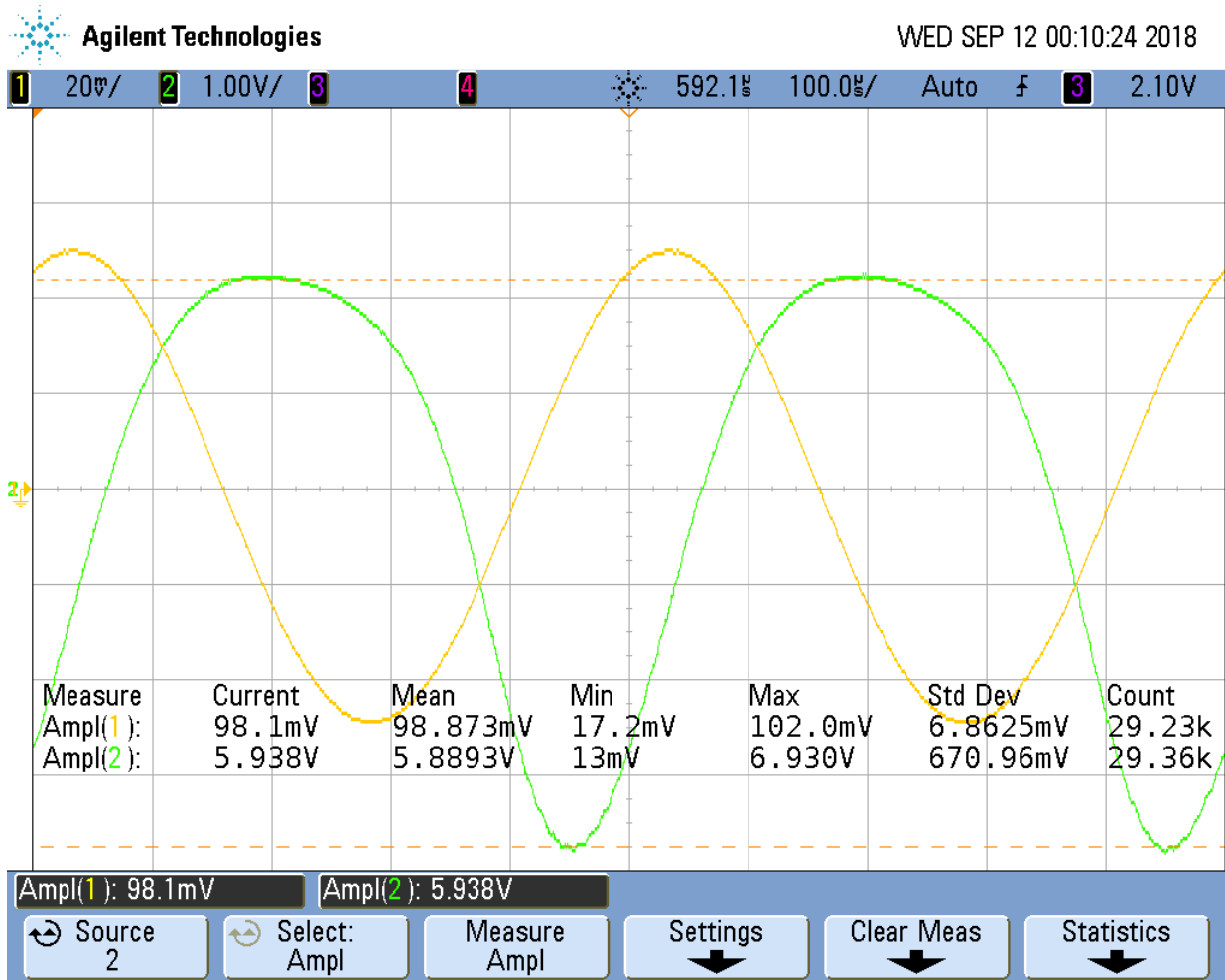


Figura 17: Medición de entrada y salida, donde CH1 -  $V_s$ , CH2 -  $V_o$



Al ser un amplificador inversor, el semiciclo positivo de entrada corresponde al negativo de salida donde, al mover el punto  $Q$  hacia la zona de saturación, la señal se distorsiona dado que el transistor ya no opera linealmente, y el semiciclo negativo de entrada corresponde al positivo de salida, donde se lleva el punto  $Q$  hacia la zona de corte, produciendo la forma aplanada de la señal debido a que el transistor no conduce.

### 3.5. Impedancia de entrada

Se procedió a medir la impedancia de entrada del amplificador  $R_{ia}$  para distintas frecuencias (al igual que se hizo para la ganancia), comparando en la siguiente gráfica con la curva simulada. Para efectuar las mediciones, se colocó una resistencia similar a  $R_{ia}$  en serie al generador, midiendo las tensiones entre sus bornes para calcular la corriente que circula  $I_s$ , de forma tal que  $\frac{V_s}{I_s} - R_{serie} \approx R_{ia}$  (al alterar el circuito con dicha resistencia, puede haber cierto error en la medición, sumado al efecto que producen las puntas del osciloscopio).

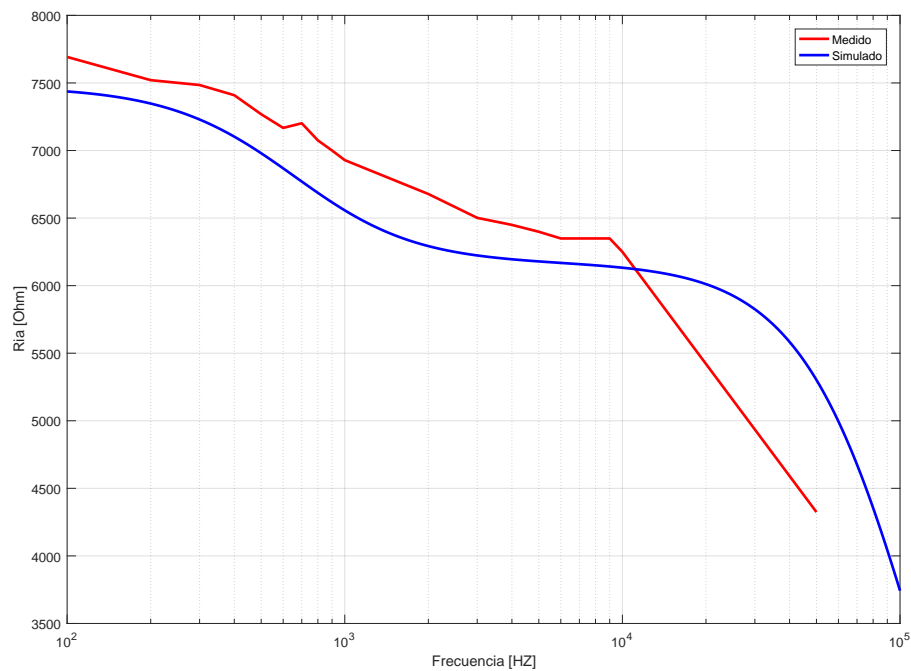


Figura 18: Impedancia de entrada

A partir de las curvas obtenidas, comparando con el valor calculado de  $R_{ia} = 6,53K\Omega$ , se observa que el obtenido mediante el análisis incremental resulta válido en el intervalo de  $1KHz$  y  $3KHz$ , similar al intervalo obtenido para la ganancia de tensión del sistema.

### 3.6. Impedancia de salida

Para la medición de la impedancia de salida del amplificador  $R_{os}$ , se procedió en forma similar que para la impedancia de entrada, pero en este caso actuando sobre  $R_L$ : se mide primero la tensión  $V_o$  con  $R_L$  y luego sin ella. En la siguiente gráfica se muestra solo la curva medida (dado que no es posible replicar el procedimiento en la simulación).

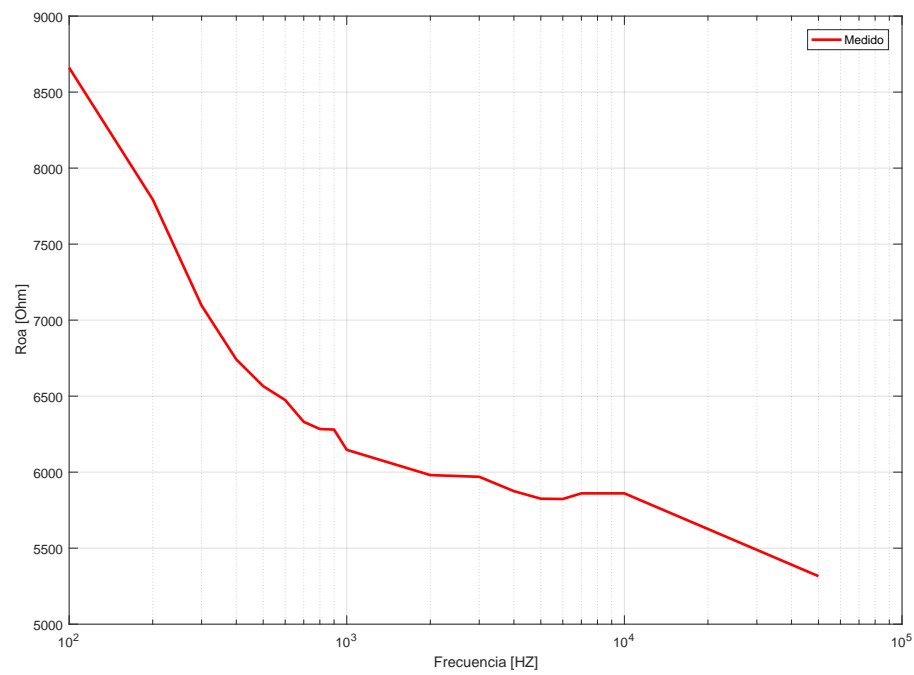


Figura 19: Impedancia de salida

Teniendo en cuenta el valor calculado  $R_{os} = 6,02K\Omega$ , resulta bien aproximado por el modelo incremental en el mismo intervalo de frecuencias que para los parámetros anteriores de ganancia e impedancia de entrada ( $1KHz$  y  $2KHz$ ). En altas frecuencias surge cierto error por el efecto producido al colocar las puntas del osciloscopio en el circuito.

## 4. Diodo Rectificador - Análisis en frecuencia

En esta sección, se retoma el análisis del diodo rectificador 1N4007, pero en este caso se inyecta una señal alterna de amplitud 1V, para observar su respuesta en frecuencia. El circuito utilizado es el que se muestra en la figura.

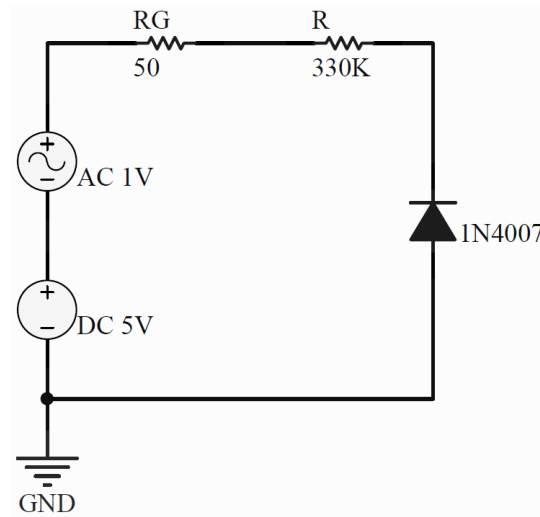


Figura 20: Circuito con diodo rectificador en alterna

Se mide la tensión de entrada  $V_i$  y la tensión sobre el diodo para distintas frecuencias, de forma tal de comprobar como se modifica el funcionamiento a altas frecuencias. En la siguiente gráfica se superponen la respuesta en frecuencia medida y simulada.

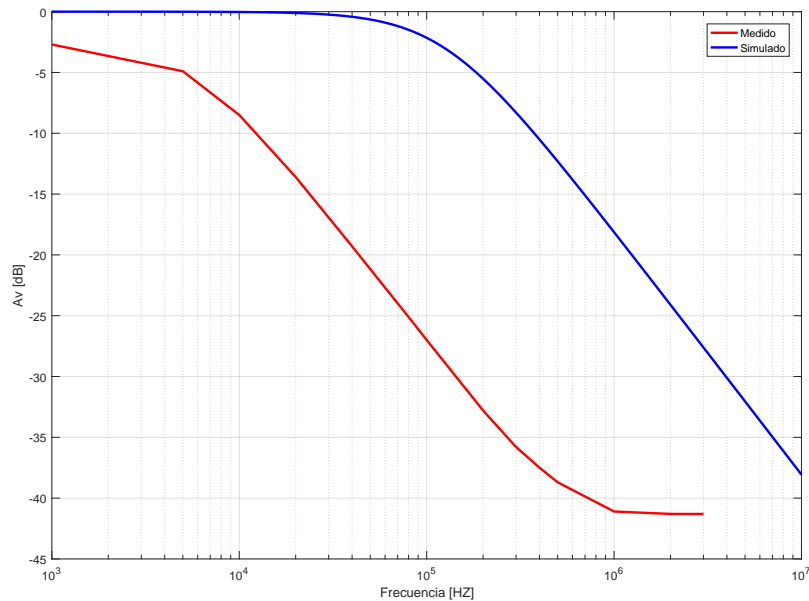


Figura 21: Respuesta en frecuencia - Módulo

A partir de la gráfica obtenida, se observa que a altas frecuencias toma relevancia el efectos capacitivo de la juntura, llamada  $C_j$ . Como se modela conectada en paralelo al diodo, el comportamiento termina siendo similar

al de un circuito  $RC$  pasabajos (con el diodo polarizado en inversa). Se puede observar que las gráficas están desfasadas: esto se debe al efecto de las puntas del osciloscopio. Al modelarlas como un capacitor en paralelo a una resistencia de  $\approx 1M\Omega$ , la resistencia  $R = 330K$  del circuito es de un orden cercano, formándose un divisor resistivo entre dicha resistencia y la punta, provocando una atenuación ya desde las primeras frecuencias. Este error puede solucionarse utilizando un valor de  $R$  despreciable frente a la impedancia puesta por la punta del osciloscopio. Para una frecuencia no muy alta ( $1KHz$ ) se obtuvo una ganancia de  $-2,7dB$ ; a partir de allí, restando  $3dB$  se busca aproximadamente la frecuencia de corte, de forma tal de poder, junto con la resistencia  $R$  obtener aproximadamente la capacidad de juntura. En este caso correspondería a  $-5,7dB$  de ganancia obtenidos a una frecuencia de  $4KHz$ . A partir de la ecuación para la frecuencia de corte de un circuito pasabajos de primer orden:

$$f_C = \frac{1}{2\pi RC}$$

Se despeja el valor de la capacidad total:

$$C = \frac{1}{2\pi R f_C} = 120pF$$

Restando la capacidad de  $100pF$  agregada por la punta, se obtiene que  $C_j \approx 20pF$ , que está en el orden del valor dado por la hoja de datos ( $15pF$ ).

Para comprobar que el corrimiento es debido a lo planteado anteriormente, se simuló nuevamente el circuito pero modelando la punta como se muestra a continuación, conectada a la salida sobre el diodo.

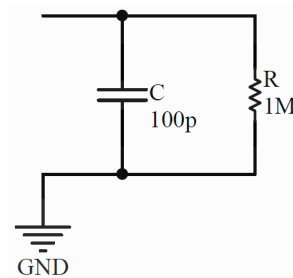


Figura 22: Modelado de las puntas

Realizando el agregado, se compara la nueva curva simulada con la medida.

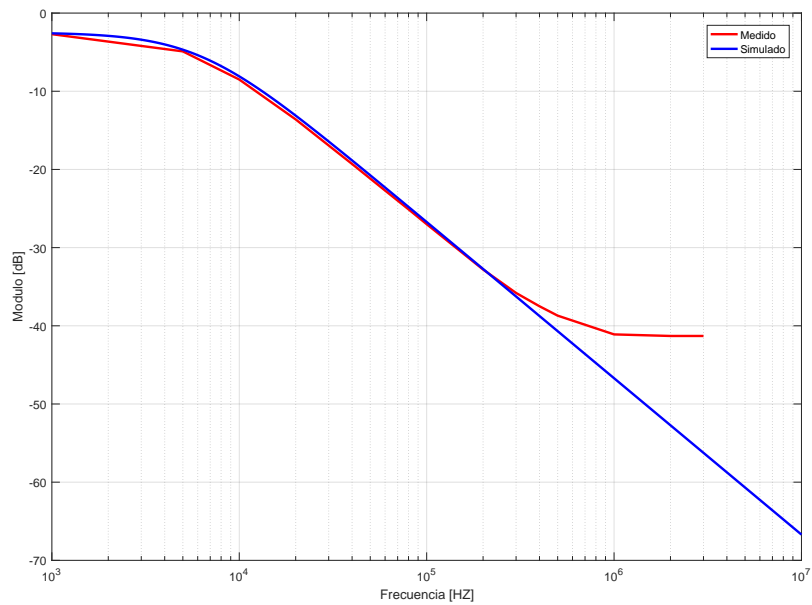


Figura 23: Respuesta en frecuencia - Módulo (con punta)

Donde ahora ambas curvas se ajustan mucho mejor. Esto último resulta también razonable en la fase obtenida, que es también similar al de un circuito  $RC$ , dado que a altas frecuencias tiende al valor de  $90^\circ$ , por el polo que inserta la capacidad de junta. Lo anterior puede observarse en la siguiente gráfica, comparando la fase simulada y medida.

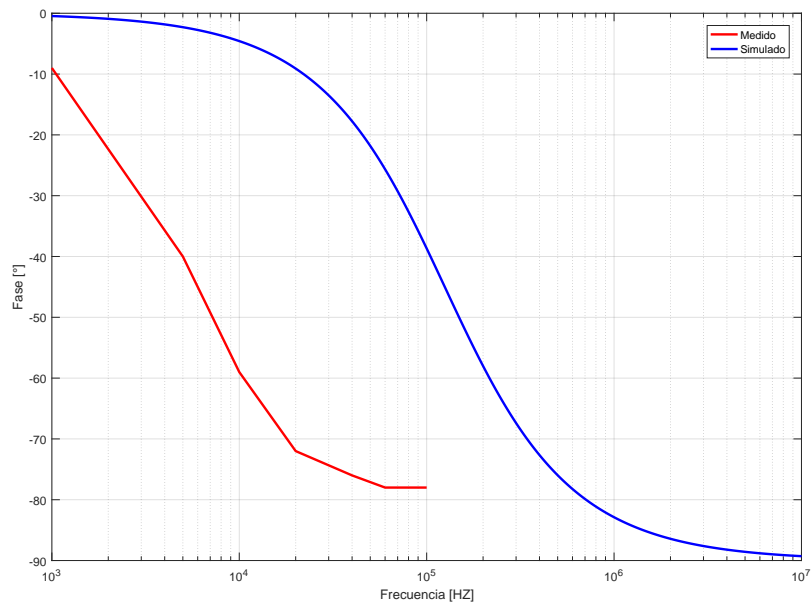


Figura 24: Respuesta en frecuencia - Fase

Al igual que en el caso del módulo, la fase se ve afectada de igual manera por la punta del osciloscopio. Realizando el agregado de la punta a la simulación, se compara la nueva curva de fase simulada con la medida.

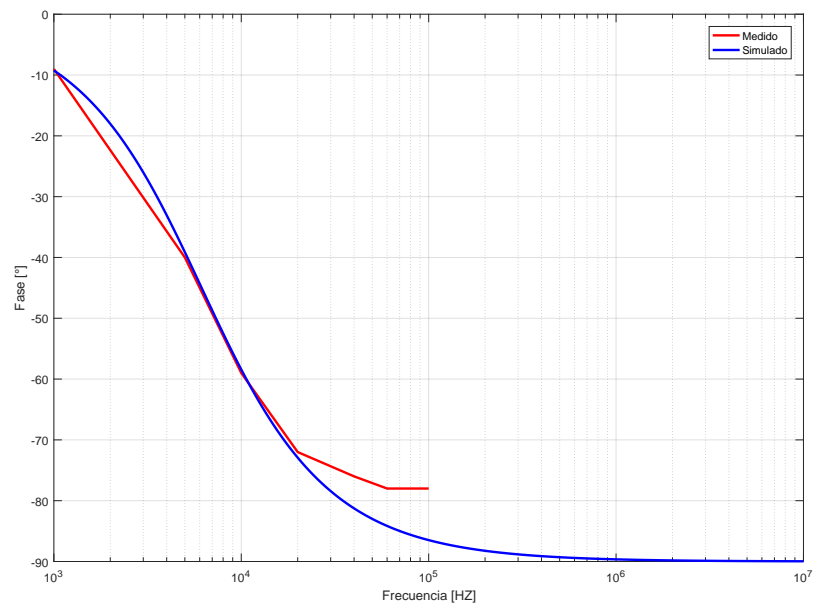


Figura 25: Respuesta en frecuencia - Fase (con punta)

Donde ahora ambas curvas se ajustan mucho mejor.