



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES
FACULTAD DE INGENIERÍA
Año 2025 - 1^{er} cuatrimestre

MATERIA (TB068)

TRABAJO PRÁCTICO 3 - ETAPAS CON TRANSISTORES INTEGRADOS

ESTUDIANTES: Grupo 1

Monti, Martina	110574
<code>mmonti@fi.uba.ar</code>	
Cabrera, Santiago	110445
<code>smcabrera@fi.uba.ar</code>	
Leroy, Joaquín	110458
<code>jleroy@fi.uba.ar</code>	
Del Rio, Francisco	110761
<code>fadelrio@fi.uba.ar</code>	

Índice

1. Introducción	2
2. Análisis del circuito	2
2.1. Polarización	2
2.2. Parámetros de señal	2
2.3. Análisis en bajas frecuencias	3
2.4. Análisis en altas frecuencias	4
3. Simulación	5
3.1. Parámetros de señal	5
3.2. Análisis en frecuencia	6
4. Medición	6
4.1. Parámetros de señal	6
4.2. Análisis en frecuencia	8
5. Conclusiones	9

1. Introducción

Este trabajo práctico tiene como objetivo el estudio de una etapa amplificadora “cascode”, compuesta por dos transistores MOSFET. Sobre esta, se desarrollarán los cálculos y mediciones necesarios para la obtención de las características principales del circuito. A su vez, se pretende estudiar la influencia del instrumental en las mediciones hechas a altas frecuencias.

2. Análisis del circuito

2.1. Polarización

Se busca el punto de reposo por medio del siguiente circuito

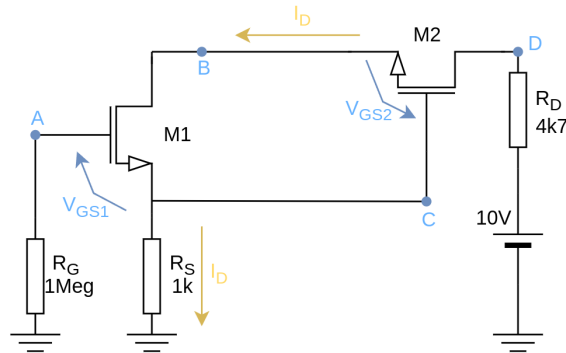


Figura 1: Circuito de polarización

Se asume estrangulamiento para ambos transistores, luego

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \quad (1)$$

$$V_{DS} > V_{GS} - V_T \quad (2)$$

donde $V_T = -1V$, $k = 15mA/V^2$ para M1 y $k = 200mA/V^2$ para M2.

Por lo tanto se puede plantear la malla de entrada del primer transistor para obtener V_{GS1} .

$$V_{GS1} + 1k\Omega I_{D1} = 0 \quad (3)$$

$$V_{GS1} + k(V_{GS1} - V_T)^2 1k\Omega \quad (4)$$

Luego de desarrollar la expresión cuadrática y considerando que $V_{GS} > V_T$ se obtiene $V_{GS1} = -695mV$ y por lo tanto $I_{D1} = 695\mu A$.

Dado que es un cascode, las corrientes I_D de ambos transistores tiene el mismo valor, por lo tanto $I_{D2} = 695\mu A$. Usando este valor se puede despejar V_{GS2} de la expresión 1 y obtener $V_{GS2} = -916mV$.

Finalmente se debe verificar que se cumplan las condiciones de estrangulamiento, para esto se deben obtener las tensiones en los nodos B, C y D. La tensión del nodo C es $V_C = 1k\Omega I_D = 695mV$, la del nodo B es $V_B = V_C - V_{GS2} = 1,6V$, y la del nodo D es $V_D = 10V - 4,7k\Omega I_D = 6,8V$. Por lo tanto $V_{DS1} = V_C - V_B = 916mV > V_{GS1} - V_T = 305mV$ y $V_{DS2} = V_D - V_B = 5,2V > V_{GS2} - V_T = 84mV$ lo cual verifica estrangulamiento.

2.2. Parámetros de señal

Para obtener los parámetros se analiza el circuito equivalente en frecuencias medias, de la Figura 2.

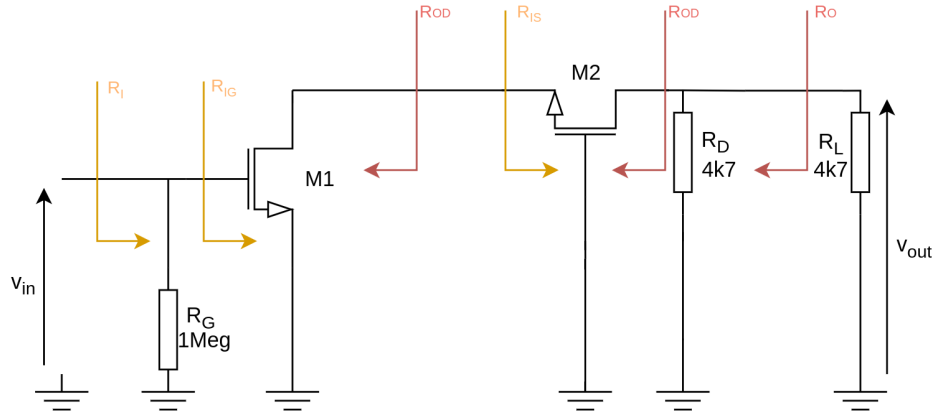


Figura 2: Circuito equivalente a frecuencias medias

Primero, en la tabla Tabla 2.1 se especifican los parámetros característicos de señal de los transistores, obtenidos a partir de el punto de reposo.

	M_1	M_2
$I_D [\mu A]$	695	695
$g_m [\frac{mA}{V}]$	4.6	17
$r_{gs} [\Omega]$	∞	∞
$r_{ds} [\Omega]$	∞	∞

Cuadro 2.1: Parámetros de señal de los transistores

Para R_{IS} se tiene, por reflexión:

$$R_{IS} = \frac{r_{gs}}{g_{m2}r_{gs}} = \frac{1}{g_{m2}} = 58,8 \Omega \quad (5)$$

Para R_I resulta evidente que $R_{IG} = r_{gs}$, por lo que se tendrá $R_{IG} = \infty$, y luego:

$$R_I = R_{IG} // R_G = \infty // 1 M\Omega = 1 M\Omega \quad (6)$$

Luego, como las r_{ds} de ambos transistores tienden a ∞ , se tendrá:

$$R_{OD1} = \infty \quad R_{OD2} = \infty \quad (7)$$

Entonces, como $R_O = R_{OC2} // 4,7 k\Omega$, se obtiene:

$$R_O = 4,7 k\Omega \quad (8)$$

Luego, para los A_v , se tiene:

$$A_{v1} = -g_{m1}R_{IS} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \quad A_{v2} = g_{m2}R_D // R_L = g_{m2} * 2,35 k\Omega \quad (9)$$

Y finalmente:

$$A_v = \frac{v_I}{v_o} = A_{v1} * A_{v2} = -g_{m1} * 2,35 k\Omega = -10,81 \quad (10)$$

En la Tabla 2.2 se encuentran los parámetros característicos del amplificador.

2.3. Análisis en bajas frecuencias

Al momento de hacer este análisis se debe evaluar cada capacitor considerando que el resto están en frecuencias medias para poder definir cuál es el capacitor dominante, es decir, el que da la frecuencia de corte inferior.

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (11)$$

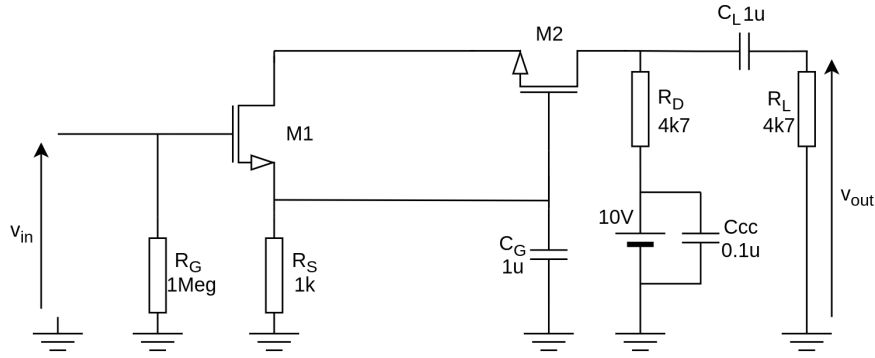


Figura 3: Circuito a analizar

Es necesario calcular la frecuencia de corte inferior de cada capacitor, esto se hace utilizando la expresión 11 en donde la resistencia es la que se ve desde el capacitor.

En primer lugar, el capacitor C_{cc} queda cortocircuitado por lo tanto no afecta en señal por lo que se sabe que ese no es el capacitor dominante.

Para el capacitor $C_G = 1\mu F$ se debe considerar la resistencia $R_S // R_{OS1} // R_{OG2}$. R_{OG2} es infinito debido a que R_{ds2} y R_{gd} son infinitas. R_{OS1} se puede calcular considerando que se quiere reflejar R_{gs1} para que le circule una corriente β veces mas grande, por lo tanto se obtiene $R_{OS1} = \frac{R_{gs1}}{\beta_{mos}} = \frac{1}{gm_1} = 217\Omega$. Luego, el capacitor C_G se descarga sobre una resistencia de valor $R_{OS1} // R_S = 178\Omega$, lo que da una frecuencia de corte $f = 892Hz$.

Por otro lado, el capacitor $C_L = 1\mu F$ se descarga solo sobre R_D y R_L , ya que $R_{OD} = \infty$. Para el capacitor las resistencias están en serie, por lo que $R = 9,2k\Omega$, lo que implica una frecuencia de corte de $f = 16Hz$. Dado que esta frecuencia es mucho menor a la primera, se puede considerar que el polo en bajas frecuencias está en $f = 892Hz$, y que el rango de frecuencias medias empieza una década después de esta frecuencia, es decir en $8,9kHz$.

2.4. Análisis en altas frecuencias

El circuito a analizar en altas frecuencias es el siguiente:

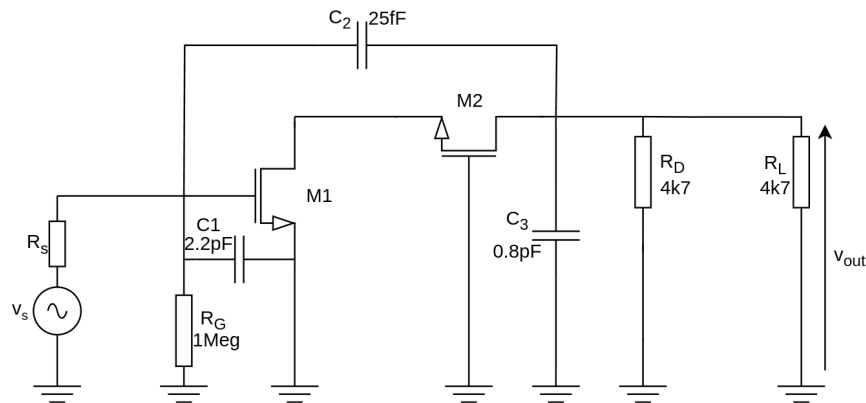


Figura 4: Circuito de altas frecuencias

Para este análisis se hallará la capacidad equivalente entre cada nodo y común, así como la resistencia sobre la que se descarga dicha capacidad. Se reflejarán los capacitores utilizando el teorema de Miller cuando sea necesario. Hay 2 nodos de interés: el nodo del gate de M1 y el nodo del drain de M2.

En cuanto al primer nodo, se tiene el capacitor C_1 , entre el nodo y común, y el capacitor C_2 entre el nodo y la salida del amplificador. Del análisis anterior se sabe que la relación de tensiones entre estos nodos a frecuencias medias es $\frac{v_o}{v_i} = -10,81$. El teorema de Miller indica que el capacitor puede reemplazarse por uno equivalente entre el gate de M1 y común del siguiente valor:

$$C_2^* = (1 - A_v) \cdot C_2$$

lo que implica un capacitor equivalente $C_2^* = 0,3pF$.

De esta forma, en el primer nodo se tiene una capacidad equivalente de $C = C_1 + C_2^* = 2,5pF$, ya que los capacitores C_1 y C_2^* se encuentran en paralelo. La misma se descarga sobre una resistencia equivalente $R = R_{IG} // R_G // R_S \approx R_S = 50\Omega$. De esta forma se tiene una frecuencia característica $f = 1,27GHz$.

El mismo análisis se puede hacer para el nodo del drain de M2, solo que ahora se debe utilizar la relación de tensiones inversa, es decir, la proporción entre la tensión del nodo de la entrada y el nodo de la salida, como si se excitara al amplificador desde la salida. Luego, se tiene que $A_{v\ inv} = 0$, ya que $r_{ds2} = \infty$, por lo que al nodo de entrada no llega señal si se excita desde la salida.

Luego, $C_2^{**} = (1 - A_{v\ inv}) \cdot C_2$. En este nodo se tiene una capacidad $C = 0,825pF$ que se descarga sobre $R = R_D // R_L = 2350\Omega$. Eso implica una frecuencia $f = 82MHz$. Esta frecuencia es mucho menor que la primera, por lo que puede considerarse que el polo dominante en altas está en $82MHz$. Entonces, el rango de frecuencias medias terminará una década antes de la misma, en $8,2MHz$.

En la Tabla 2.2 se encuentran los parámetros característicos del amplificador.

R_{IN}	R_O	A_v	f_l	f_h
1 M Ω	4,7k Ω	-10.81	890 Hz	82 MHz

Cuadro 2.2: Parámetros característicos del amplificador

3. Simulación

Para la simulación del circuito se utilizó el modelo proporcionado en el enunciado, el mismo se puede ver en la Figura 5

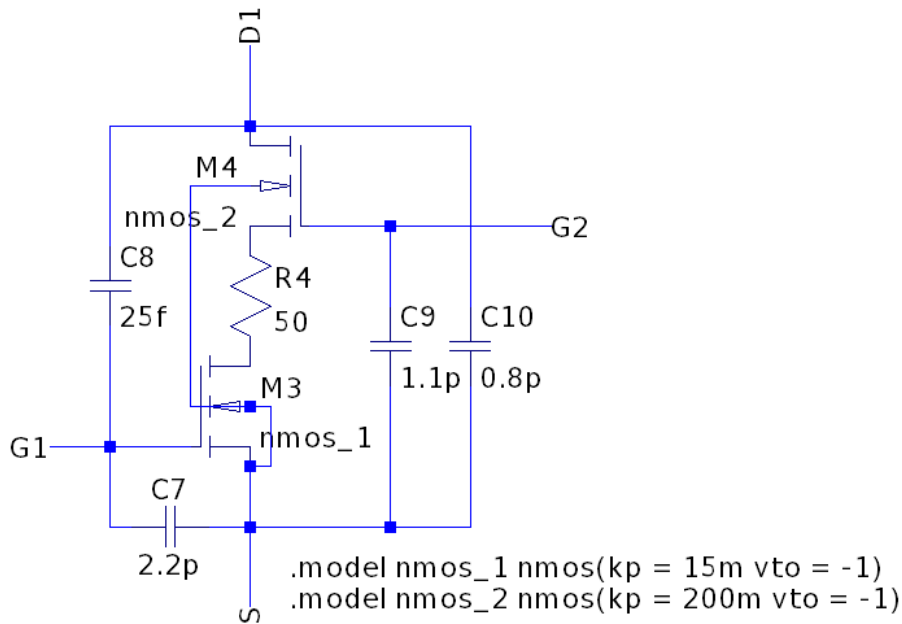


Figura 5: Modelo utilizado para simular el circuito

3.1. Parámetros de señal

En base al modelo se simuló el circuito y se obtuvieron los parámetros expresados en la Tabla 3.1. El error de los cálculos es muy bajo para el caso de R_{IN} y R_O , del 0.3% para esta ultima. En el caso del A_v el error es del 1%, también despreciable. Para las frecuencias de corte, se presenta un error del 3% para f_l y del 4.5% para f_h : Estos últimos errores, como era esperado, son mayores, ya que a la hora de calcular estas frecuencias se utilizan polos ficticios, que si bien son una gran herramienta para aproximarnos al valor real, no dejan de ser una aproximación.

R_{IN}	R_O	A_v	f_l	f_h
1 M Ω	4,717 k Ω	-10.7	864 Hz	78.5 MHz

Cuadro 3.1: Parámetros simulados del amplificador

3.2. Análisis en frecuencia

Para obtener las frecuencias de corte superior e inferior se utilizó la función **AC analysis** de LTspice, la cual otorgó el siguiente gráfico de respuesta en frecuencia:

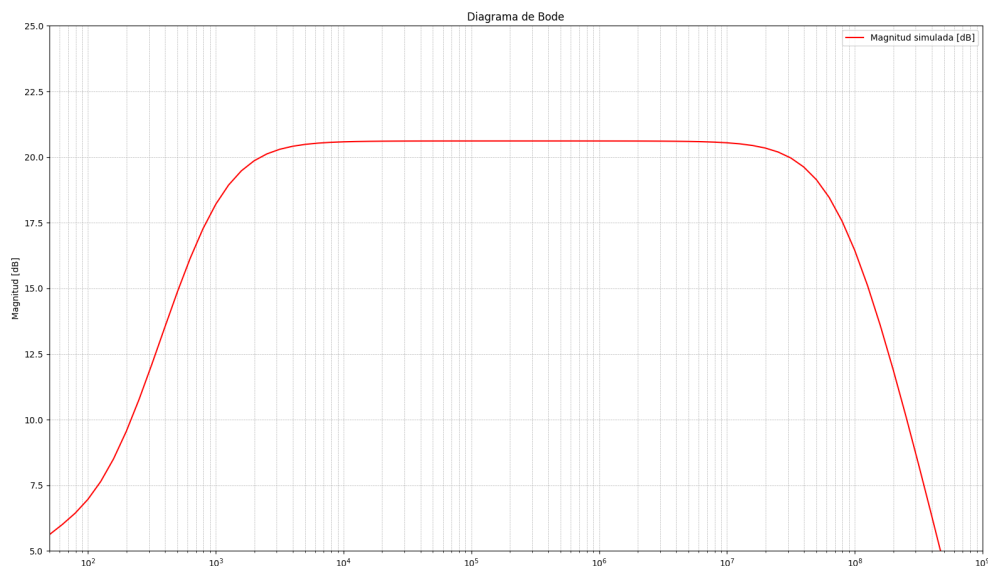


Figura 6: Respuesta en frecuencia simulada

4. Medición

4.1. Parámetros de señal

En primer lugar se midió la ganancia del amplificador poniendo una señal senoidal a la entrada de amplitud conocida.



Figura 7: Señal de entrada y salida

La señal de entrada tenía una amplitud pico-pico de 28 mV y la señal de salida tenía una amplitud pico de 284 mV , dando una ganancia de

$$A_v = \frac{284 \text{ mV}}{28 \text{ mV}} = -10,14$$

El signo negativo surge del desfase de 180° .

Luego se midió la resistencia de entrada poniendo una resistencia de valor conocido en serie con la fuente, formando un divisor resistivo. Se midió la tensión de la fuente y la tensión de entrada al amplificador, obteniendo la proporción de la tensión de la fuente que efectivamente llega a la entrada del amplificador.

La relación entre las tensiones cumple:

$$\frac{v_s}{v_i} = \frac{R_{IN} + R}{R_{IN}}$$

$$\frac{v_s}{v_i} - 1 = \frac{v_s - v_i}{v_i} = \frac{R}{R_{IN}}$$

$$R_{IN} = R \cdot \frac{v_i}{v_s - v_i}$$

En las mediciones se utilizó una resistencia $R = 1 \text{ M}\Omega$ y las tensiones pico-pico medidas fueron $v_s = 800 \text{ mV}$ y $v_i = 400 \text{ mV}$, dando que la resistencia de entrada es $R_{IN} = 1 \text{ M}\Omega$

Luego se midió la resistencia de salida. Para ello se pasivó la señal de entrada y se excitó desde la salida a través de una resistencia R de valor conocido. Además se usó el dato de que la resistencia de carga R_L vale $4,7 \text{ k}\Omega$. Luego se excitó desde la salida con una senoidal de amplitud conocida y se midió la caída que se forma en el paralelo entre R_{OUT} y R_L . Luego se cumple que:

$$\frac{v_s}{v_o} = \frac{R + R_L // R_{OUT}}{R_L // R_{OUT}}$$

Las tensiones medidas fueron $v_s = 2,1 \text{ V}$ y $v_i = 0,7 \text{ V}$. Luego

$$R_{OUT} = 4,7 \text{ k}\Omega$$

Por otro lado, se determinó la máxima excursión de señal sin distorsión. Esto se hizo incrementando la amplitud de la señal de entrada hasta que aparecieran armónicos en la FFT de la señal de salida. Se determinó que la máxima amplitud de salida sin distorsión es de 333 mV .

4.2. Análisis en frecuencia

Se hizo un barrido en frecuencia entre 100 Hz y 10 MHz usando una punta compensada en X10. Se utilizó dicha punta ya que la respuesta en frecuencia del amplificador decae en frecuencias más altas de las que permite medir la punta X1. De dicho barrido en frecuencia se obtuvo el siguiente gráfico:

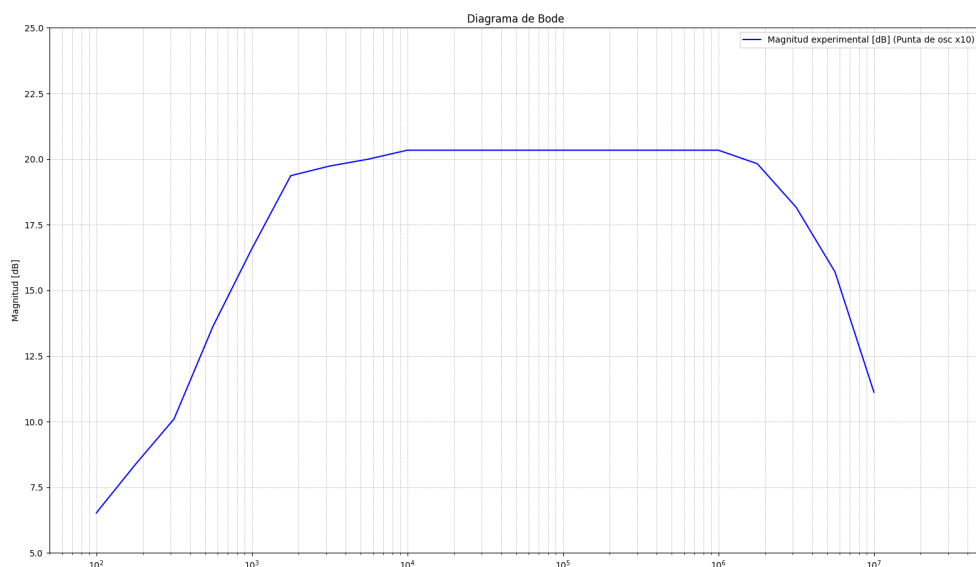


Figura 8: Respuesta en frecuencia obtenida midiendo con la punta X10

Se observa que las frecuencias que limitan el ancho de banda son $f_l = 8\text{ kHz}$ y $f_h = 3,86\text{ MHz}$

Debido a que incluso la punta compensada no era suficiente para observar la respuesta en frecuencia completa, se utilizó una punta de prueba activa que permitía medir frecuencias incluso más altas sin que la impedancia del sistema punta-osciloscopio afectara a las mediciones. Se hizo el barrido en frecuencias entre 100 kHz y 10 MHz , del cual se obtuvo el siguiente gráfico:

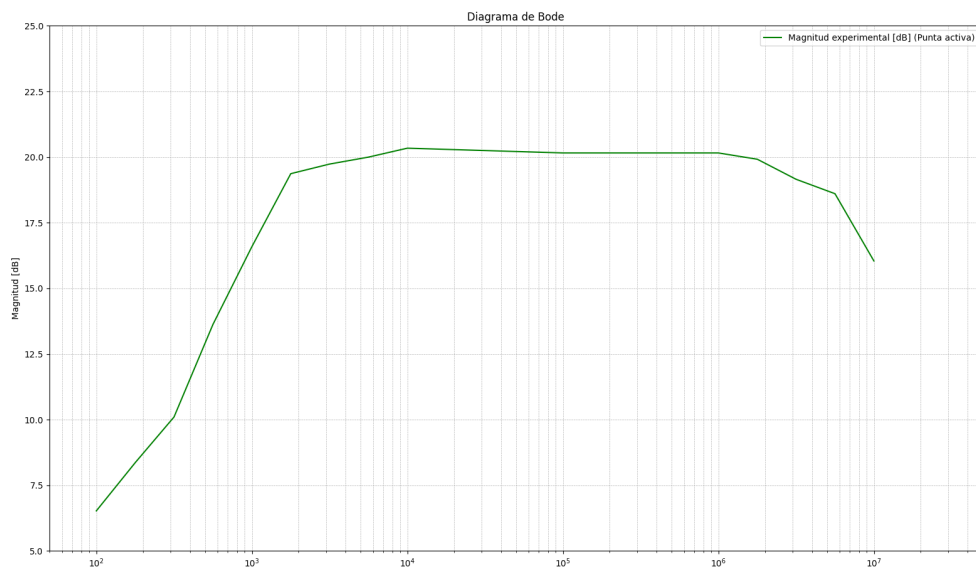


Figura 9: Respuesta en frecuencia obtenida midiendo con la punta activa

Se observa que f_h cambia su valor a $7,76\text{MHz}$. Este valor sigue siendo menor al obtenido mediante el análisis numérico y simulaciones. Esto se debe a la intervención de las características frecuenciales del instrumento de medición.

Por último, se desacopló el capacitor C_G y se analizó la influencia de este cambio en el ancho de banda. Se observó que la ganancia disminuye, pero el ancho de banda aumenta, ya que este capacitor era el que imponía el polo dominante en frecuencias bajas. La reducción de la ganancia se da porque al desacoplar el capacitor, el circuito queda realimentado en señal.

5. Conclusiones

Todos los cálculos teóricos y simulaciones coincidieron con las mediciones, con excepción de la frecuencia de corte en altas.

A frecuencias altas los componentes reactivos del instrumental tienen efectos sobre las mediciones. Existen técnicas para mitigar dichos efectos, como el uso de una punta activa que muestre una baja capacidad al circuito medido.

Para obtener un mayor ancho de banda se puede desacoplar el capacitor que imponga el polo dominante en bajas, pero eso implica tener una menor ganancia a frecuencias medias.