

Trabajo de Laboratorio 3: Etapas con Transistores Integrados

Franco Berni fberni@fi.uba.ar 110007	Ignacio Cavicchioli icavicchioli@fi.uba.ar 109428	Manuel Hirsch mhirsch@fi.uba.ar 110221
--	---	--

Resumen

Este informe presenta la resolución del Trabajo de Laboratorio N° 3. La experiencia tiene como objetivo analizar las características principales de una etapa amplificadora formada por dos transistores MOSFET en configuración cascode. Se realizan cálculos analíticos, que luego se verifican por medio de mediciones de laboratorio y simulaciones. Se analizan las variaciones encontradas en los parámetros del amplificador—amplificación, resistencia de entrada y resistencia de salida.

Índice

1. Desarrollo	2
1.1. Análisis por inspección	2
1.2. Simulación del circuito	9
1.3. Medición del circuito	13
2. Resultados y análisis	19
2.1. Valores de reposo	19
2.2. Amplificación de entrada total a frecuencias medias	19
2.3. Resistencia de entrada y salida	19
2.4. Máxima excursión de señal a la salida sin recorte y con baja distorsión	20
2.5. Respuesta en frecuencia	20
3. Conclusiones	21

1. Desarrollo

1.1. Análisis por inspección

El circuito amplificador a analizar es un amplificador en configuración cascode, construido a partir de un MOSFET doble gate BF966. El circuito del amplificador se muestra en la figura 1. Notar que en la realidad, los bulks de ambos transistores se encuentran conectados entre sí, pero dado que el integrado posee $\mu = 0$, este efecto puede despreciarse y considerarse que cada bulk está conectado a su correspondiente source sin cambiar el análisis.

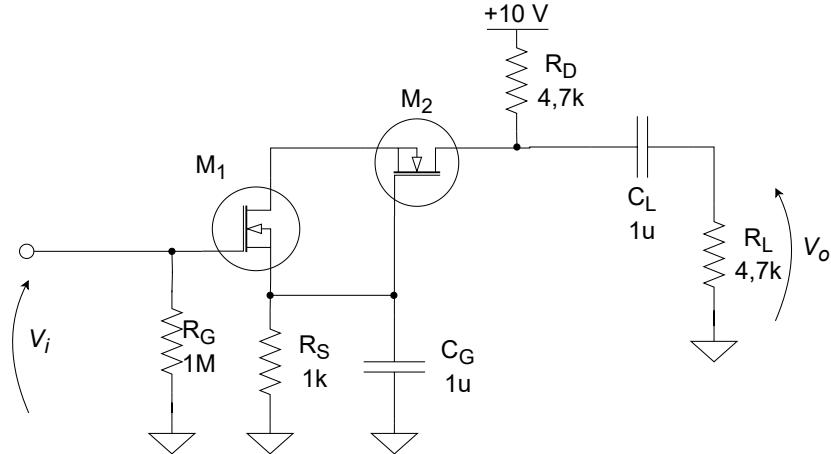


Figura 1: Esquema del circuito amplificador.

1.1.1. Polarización

En primer lugar se busca el punto de polarización del circuito. El circuito de polarización se muestra en la figura 2. Los parámetros de los transistores son $k_1 = 7,5 \text{ mA/V}^2$, $k_2 = 100 \text{ mA/V}^2$, y $V_T = -1 \text{ V}$ (para ambos). Notar que se trata de transistores de canal preformado. Además, $\lambda = 0$ y $\mu = 0$.

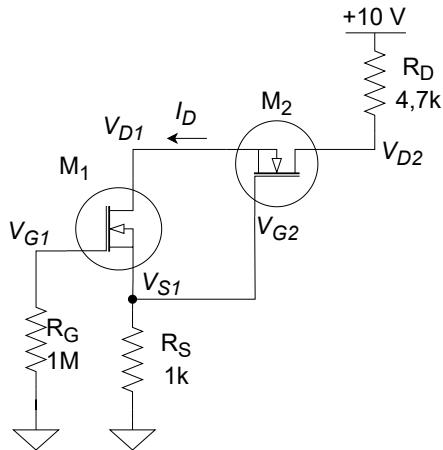


Figura 2: Circuito de polarización del amplificador.

Como no hay corriente de gate en M1, la tensión $V_{G1} = 0 \text{ V}$. Entonces, suponiendo ambos transistores en saturación, notando que

$$I_D = k_1(V_{GS1} - V_T)^2$$

y que

$$V_{GS1} = -V_{S1} = -1 \text{ k}\Omega I_D,$$

se puede despejar

$$I_D = 0,695 \text{ mA}.$$

Resulta en este caso $V_{GS_1} = -0,695 \text{ V}$.

Conocida la corriente I_D , ahora puede resolverse para V_{GS_2} despejando de

$$I_D = k_2(V_{GS_2} - V_T)^2,$$

de donde se obtiene $V_{GS_2} = -0,917 \text{ V}$. La tensión de source de M2 puede hallarse a partir de

$$V_{GS_2} = V_{G_2} - V_{S_2},$$

observando que $V_{G_2} = V_{S_1} = 0,695 \text{ V}$. Resulta $V_{S_2} = 1,61 \text{ V}$.

Para terminar de encontrar las tensiones de los terminales de M1 y M2 respecto de común, notar que

$$V_{D_2} = 10 \text{ V} - 4,7 \text{ k}\Omega I_D = 6,73 \text{ V},$$

mientras que

$$V_{D_1} = V_{S_2} = 1,61 \text{ V}.$$

Observar que efectivamente ambos transistores se encuentran en saturación puesto que cumplen $V_{DS} > V_{GS} - V_T$.

1.1.2. Parámetros de amplificación

Para el estudio del amplificador, se calcularon los parámetros de amplificación, resistencia de entrada y resistencia de salida. Este estudio se realizó sobre el circuito de pequeña señal a frecuencias medias mostrado en la figura 3.

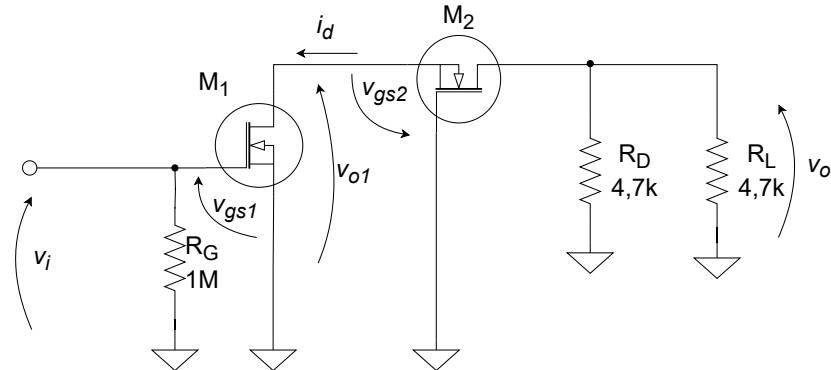


Figura 3: Circuito de pequeño señal del amplificador.

En primer lugar, se calcula la ganancia de la primera etapa como

$$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_i} = \frac{-i_d R_{is2}}{v_{gs1}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}}, \quad (1)$$

donde

$$R_{is2} = \frac{-i_d}{-v_{gs2}} = \frac{1}{g_{m2}}.$$

La ganancia de la segunda etapa puede calcularse como

$$A_{v2} = \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{-i_d (R_D \parallel R_L)}{-v_{gs2}} = g_{m2} 2,35 \text{ k}\Omega. \quad (2)$$

La ganancia total puede encontrarse multiplicando las ganancias de las etapas individuales obtenidas en (1) y (2), resultando en

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = A_{v1} A_{v2} = -g_{m1} 2,35 \text{ k}\Omega.$$

Observar que la ganancia total no depende de la transconductancia del transistor M2, una característica distinta de la conexión cascode.

Para los valores de polarización obtenidos, se tiene $g_{m_1} = 2\sqrt{k_1 I_D} = 4,57 \text{ mA/V}$, y $g_{m_2} = 16,7 \text{ mA/V}$. La ganancia total es

$$A_v = -10,7.$$

La resistencia de entrada del amplificador es $R_i = v_i/i_i = 1 \text{ M}\Omega$. Si se conecta un generador de señales a la entrada con impedancia de salida de 50Ω , la ganancia del generador a la salida será $A_{v_s} \approx A_v = -10,7$.

La resistencia de salida del amplificador es $R_o = v_o/i_o = 4,7 \text{ k}\Omega$, dado que $\lambda = 0$.

1.1.3. Límites de recorte y alinealidad

Para calcular la máxima tensión admisible a la salida sin recorte, primero buscamos la tensión de salida que causa distorsión por corte. Esto ocurrirá si la corriente total de ambos transistores es $i_D = 0$, es decir, si

$$i_d = -I_D = -0,695 \text{ mA.}$$

Notando que

$$v_o = -2,35 \text{ k}\Omega i_d,$$

podemos despejar una tensión

$$v_o = 1,63 \text{ V.}$$

Notar que por tratarse de un cascode donde la corriente por ambos transistores es la misma, M1 y M2 cortan a la vez.

La otra condición de distorsión es que M2 entre en triodo. El límite entre saturación y triodo es

$$v_{DG_2} = -V_T = 1 \text{ V.}$$

Lo cual puede reescribirse como

$$v_o = -V_{DG_2} - V_T,$$

ya que $v_{DG_2} = V_{DG_2} + v_o$. En este caso, resulta $v_o = -5 \text{ V}$. Este límite es menos restrictivo que el de corte. Entonces, la máxima tensión de salida sin recorte es

$$\hat{v}_{o(\text{máx,recorte})} = 1,63 \text{ V.}$$

Como la ganancia de la segunda etapa es muy grande, no existe la posibilidad de que entre en triodo la primera etapa dado que la variación de la señal v_{o_1} será muy pequeña.

Finalmente, queda comprobar para qué rango de tensiones el amplificador no produce una significativa distorsión por alinealidad. Habrá una alinealidad considerable si la tensión gate-source de pequeña señal no es mucho más chica que el *overdrive* $V_{GS_2} - V_T$.

Se estima que hay baja distorsión cuando se cumple que $\Delta v_{GS} \ll (V_{GSQ} - V_T)/2$. En una etapa amplificadora con transistores MOSFET operando en la región activa, la corriente de drain total se expresa como:

$$i_D = k(v_{GS} - V_T)^2$$

Para estudiar el comportamiento frente a pequeñas señales, se supone que el transistor se encuentra polarizado en un punto fijo V_{GSQ} . Sobre este punto se aplica una señal alterna de pequeña amplitud Δv_{GS} , de forma que:

$$v_{GS} = V_{GSQ} + \Delta v_{GS}$$

Reemplazando esta expresión en la ecuación de la corriente total:

$$i_D = k(V_{GSQ} + \Delta v_{GS} - V_T)^2$$

Desarrollando el cuadrado:

$$i_D = k [(V_{GSQ} - V_T)^2 + 2(V_{GSQ} - V_T)\Delta v_{GS} + (\Delta v_{GS})^2]$$

Esta expresión se compone de tres términos:

- $k(V_{GSQ} - V_T)^2$: corriente de polarización.
- $2k(V_{GSQ} - V_T)\Delta v_{GS}$: componente lineal que da lugar a la amplificación.

- $k(\Delta v_{GS})^2$: término no lineal que introduce distorsión.

Para asegurar un comportamiento lineal del amplificador, se requiere que el término cuadrático sea despreciable en comparación con el lineal. Por lo tanto, debe cumplirse:

$$k(\Delta v_{GS})^2 \ll 2k(V_{GSQ} - V_T)\Delta v_{GS}$$

Dividiendo ambos lados por $k\Delta v_{GS}$ (suponiendo $\Delta v_{GS} > 0$):

$$\Delta v_{GS} \ll 2(V_{GSQ} - V_T)$$

Sin embargo, la consigna presenta un criterio deducible de analizar la curva de transferencia. La figura 4 muestra una curva de transferencia genérica, sobre la cual se dibujó una tangente en el punto de reposo.

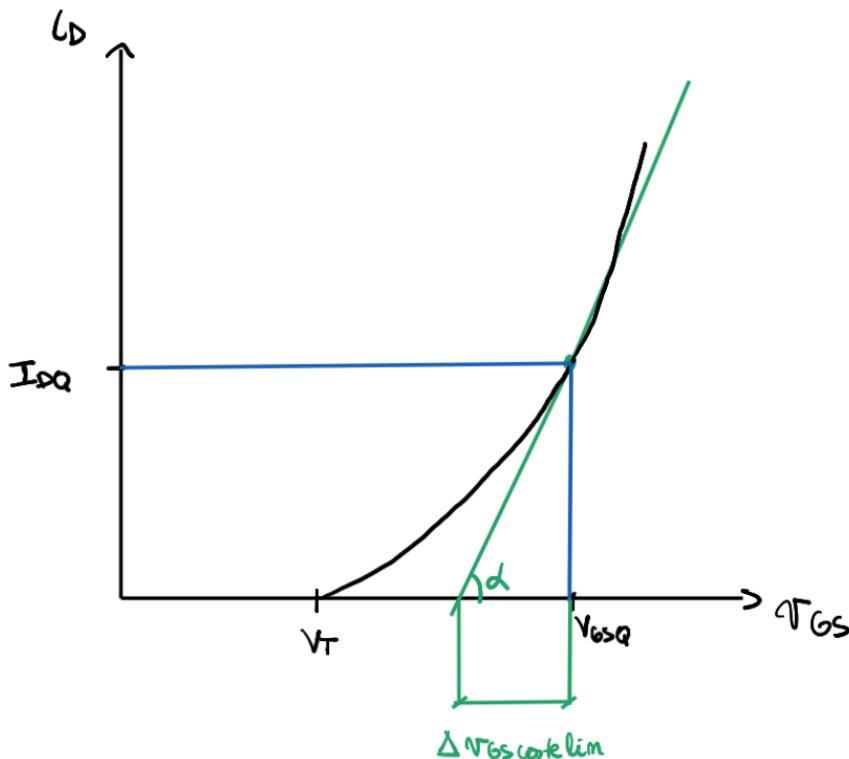


Figura 4: Curva de transferencia genérica para un MOSFET.

A la diferencia entre V_{GSQ} y el punto donde dicha tangente cruza al eje de las abscisas se lo llama $\Delta v_{GS_{c\ lin}}$ (de corte lineal). Se verifica

$$\tan(\alpha) = \frac{I_{DQ}}{\Delta v_{GS_{c\ lin}}} = g_m,$$

de donde

$$\Delta v_{GS_{c\ lin}} = \frac{I_{DQ}}{g_m} = \frac{k(V_{GSQ} - V_T)^2}{2k(V_{GSQ} - V_T)} = \frac{V_{GSQ} - V_T}{2}.$$

Para que la variación de delta esté lejos de generar el “corte lineal” se toma el siguiente criterio:

$$\Delta v_{GS} < \frac{V_{GSQ} - V_T}{20}. \quad (3)$$

Entonces,

$$v_{gs_2} < \frac{V_{GS_2} - V_T}{20} = 4,15 \text{ mV},$$

y observando que la ganancia de v_{gs_2} a la salida es $A_{v_2} = 39,2$, se tiene que la máxima salida sin distorsión es

$$\hat{V}_{o(\text{máx,distorsión})} = 163 \text{ mV}.$$

Nuevamente, no hace falta verificar M1 por alinealidad puesto que las variaciones de su tensión gate-source serán muy pequeñas para la tensión de salida obtenida.

1.1.4. Respuesta en frecuencia

Frecuencia de corte inferior Para el cálculo manual de la respuesta en frecuencia del circuito, se procede por el método de polos ficticios. Comenzando por la respuesta en bajas frecuencias, se muestra en la figura 5 el circuito de pequeña señal equivalente. Los capacitores internos de los MOSFETs se consideran circuitos abiertos a estas frecuencias.

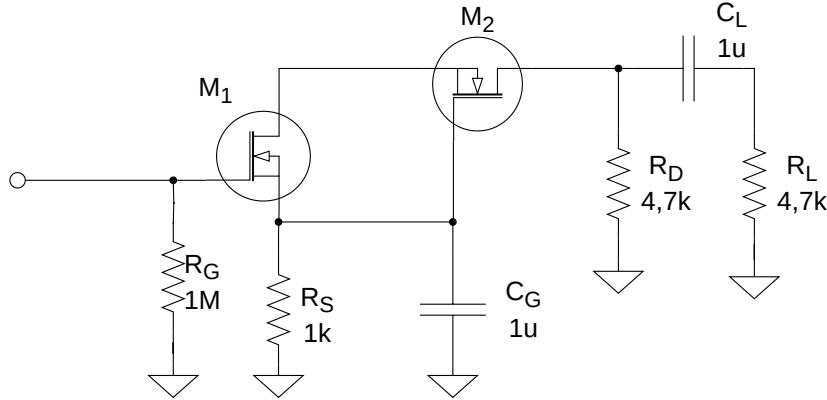


Figura 5: Circuito de pequeña señal de bajas frecuencias del amplificador.

Para calcular el polo ficticio asociado C_G , suponemos que C_L se comporta como un circuito abierto. Entonces, la resistencia equivalente vista entre los terminales donde se conecta C_G es

$$R_{eq_G} = R_S \parallel \frac{1}{g_{m_1}} = 180 \Omega.$$

La frecuencia asociada al polo ficticio de este capacitor es

$$f_{l_G} = \frac{1}{2\pi R_{eq_G} C_G} = 884 \text{ Hz.}$$

Similarmente, para calcular el polo ficticio asociado C_L , suponemos que C_G se comporta como un circuito abierto. Entonces, la resistencia equivalente vista entre los terminales donde se conecta C_L es

$$R_{eq_L} = R_L + R_D = 9,4 \text{ k}\Omega.$$

Recordar que $\lambda = 0$, por lo que la resistencia vista hacia el drain de M2 es infinita. Entonces, la frecuencia asociada al polo ficticio de este capacitor es

$$f_{l_L} = \frac{1}{2\pi R_{eq_L} C_L} = 17 \text{ Hz.}$$

Como la frecuencia del polo ficticio de C_G es mucho mayor que la asociada a C_L , podemos concluir que la frecuencia de corte en bajas del circuito es aproximadamente

$$f_l = 884 \text{ Hz.}$$

Frecuencia de corte superior Para el análisis del amplificador en altas frecuencias, se utiliza el circuito equivalente mostrado en la figura 6. Notar que se incluyeron las resistencias internas del integrado, dado que pueden tener una influencia considerable en los cálculos. Para simplificar el análisis, se reflejan las capacitancias utilizando el teorema de Miller, obteniéndose una C_g y una C_d conectadas al circuito como se muestra en la figura 7. El capacitor equivalente conectado al gate de M1 es

$$C_g = 2,2 \text{ pF} + 25 \text{ pF}(1 - A_v) = 2,5 \text{ pF}.$$

El capacitor equivalente conectado al drain de M2 es

$$C_d \approx 0,8 \text{ pF} + 25 \text{ fF} = 0,8 \text{ pF},$$

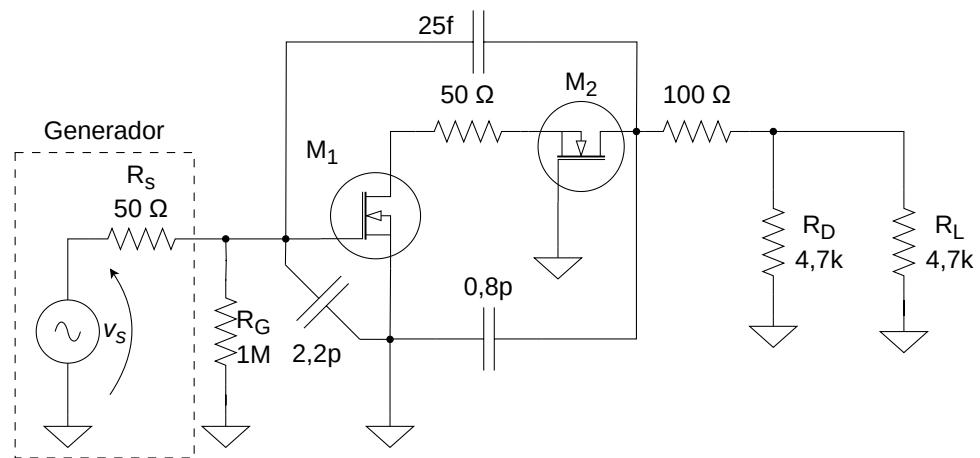


Figura 6: Circuito de pequeña señal de altas frecuencias del amplificador.

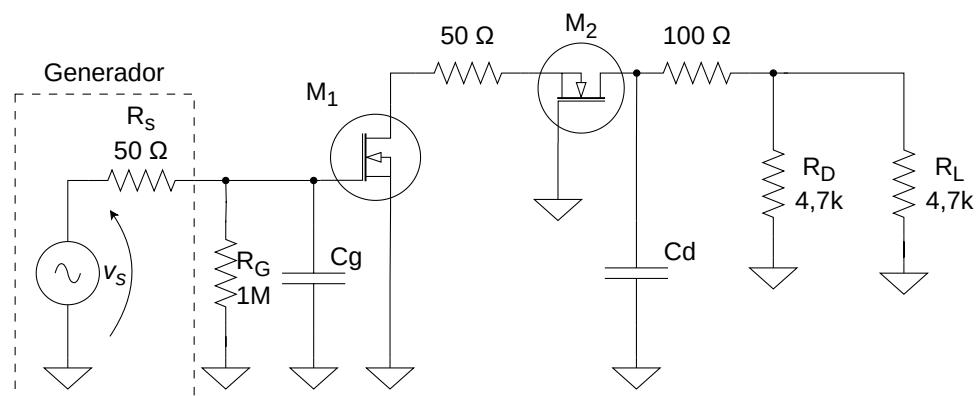


Figura 7: Circuito de pequeña señal de altas frecuencias del amplificador con capacitancias reflejadas.

ya que la ganancia entre el source de M2 y gate de M1 (donde está conectado el capacitor de 25 pF) es muy pequeña por no ser el drain un terminal de control, y por lo tanto se refleja prácticamente sin cambios.

Proseguimos por el método de las constantes de tiempo. Suponiendo que C_d es un abierto, calculamos la constante de tiempo asociada a C_g como

$$\tau_g = 50 \Omega C_g = 0,125 \text{ ns.}$$

Ahora, suponiendo a C_g como un abierto, calculamos la constante de tiempo asociada a C_d como

$$\tau_d = (100 \Omega + (4,7 \text{ k}\Omega \parallel 4,7 \text{ k}\Omega)) C_d = 1,96 \text{ ns.}$$

Como la constante de tiempo asociada a C_d es mucho mayor a la asociada a C_g , la constante de tiempo de alta frecuencia del circuito es aproximadamente τ_d , y la frecuencia de corte de alta frecuencia es aproximadamente

$$f_h = \frac{1}{2\pi\tau_d} = 81,2 \text{ MHz.}$$

Efecto del instrumental sobre la respuesta en frecuencia La conexión del instrumental de medición en el circuito afecta la respuesta en frecuencia medida. Para frecuencias bajas, el efecto es despreciable dado que la capacitancia de las puntas—tanto la pasiva como la activa—es del orden de los picofaradios. Sin embargo, en altas frecuencias el conjunto punta-osciloscopio introduce un polo ficticio que afecta considerablemente la medición de f_h .

El circuito equivalente de alta frecuencia con una punta genérica conectada a la salida se muestra en la figura 8. Observar que dada la alta resistencia de la punta (al menos $2 \text{ M}\Omega$), las constantes de tiempo asociadas a C_g y C_d calculadas anteriormente no se ven afectadas. Sin embargo, se introduce una nueva constante de tiempo.

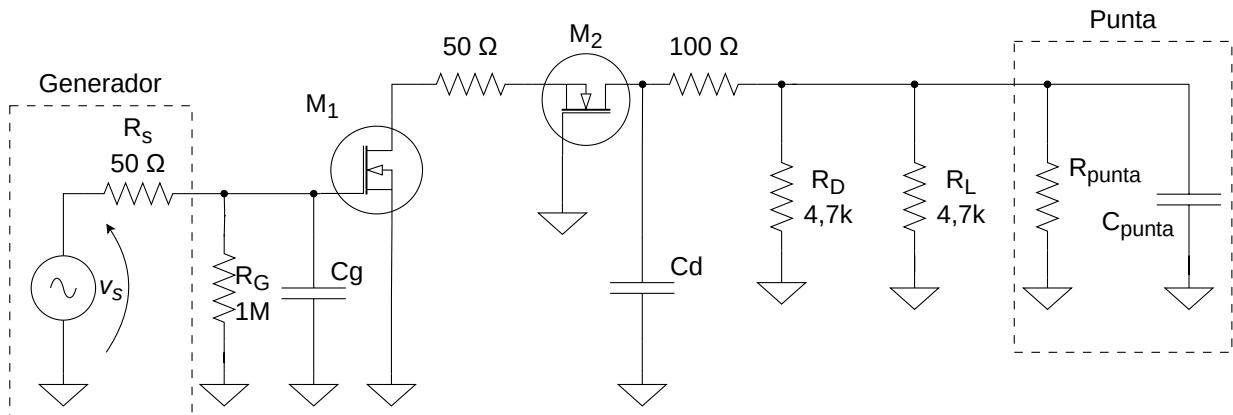


Figura 8: Circuito de pequeña señal de altas frecuencias del amplificador con una punta genérica conectada.

En el caso de la punta pasiva $\times 10$, su resistencia es de $10 \text{ M}\Omega$, mientras que la capacitancia asociada es de 20 pF. La constante de tiempo del polo asociado es

$$\tau_p = 2,35 \text{ k}\Omega 20 \text{ pF} = 47 \text{ ns.}$$

Dado que es mucho mayor que las constantes de tiempo asociadas a C_g y C_d , la punta aportará el polo dominante y la frecuencia de corte medida con la punta pasiva será

$$f_{h_p} = \frac{1}{2\pi\tau_p} = 3,39 \text{ MHz.}$$

Se produce una reducción en más de una década de la frecuencia de corte en altas, lo que revela una limitación importante de la punta pasiva.

Para la punta activa utilizada, su resistencia es de $2 \text{ M}\Omega$, mientras que su capacitancia es de solo 0,5 pF. La constante de tiempo asociada es

$$\tau_a = 1,18 \text{ ns},$$

que como es comparable a la constante de tiempo τ_d , se suman ambas para obtener una frecuencia de corte en altas garantizable dada por

$$f_{h_a} = \frac{1}{2\pi(\tau_a + \tau_d)} = 50,7 \text{ MHz.}$$

La punta activa posee un mejor ancho de banda, lo que permite medir el circuito amplificador casi hasta su frecuencia de corte real. Sin embargo, debe notarse que las limitaciones en el ancho de banda del osciloscopio a utilizar pueden resultar en una frecuencia de corte medida que no alcance siquiera los 50 MHz esperados.

1.2. Simulación del circuito

1.2.1. Valores de reposo

los valores de reposo del circuito se simularon sobre el esquemático de la figura 9. La directiva usada fue .op. Los resultados se encuentran en el cuadro 1.

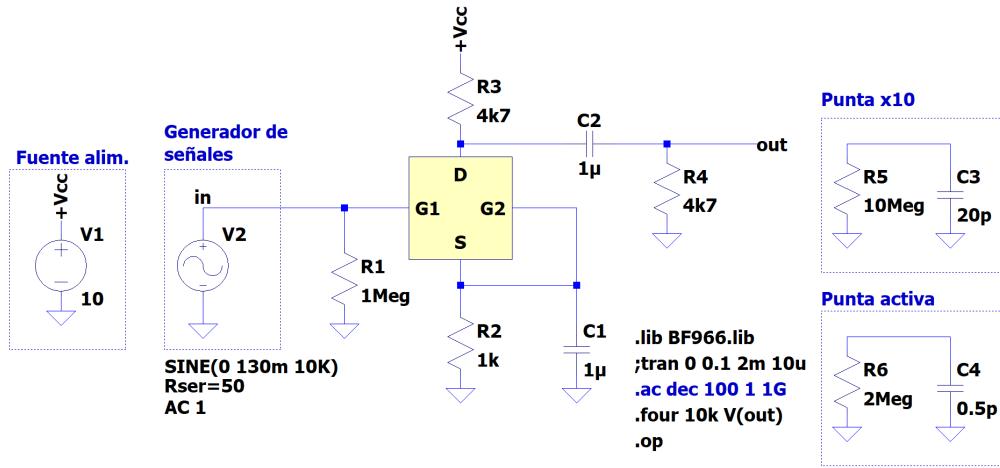


Figura 9: Circuito simulado en LTSpice para obtención del punto de operación.

	V_{CC}	V_{G_1}	V_{G_2}	V_{S_1}	V_{D_2}	V_{GS_1}	I_{D_Q}
Simulación	10 V	0 V	695,48 mV	695,48 mV	6,73 V	-695,48 mV	695,48 μA

Cuadro 1: Valores de reposo simulados en el circuito.

1.2.2. Amplificación de entrada total a frecuencias medias y respuesta en frecuencia

La ganancia a frecuencias medias se midió sobre el circuito de la figura 10. Primero se usó la directiva .ac, generando el diagrama de respuesta en frecuencia de la figura 11. Luego, se eligió la frecuencia de 10kHz, que está en el rango de frecuencias medias, y se obtuvo la señal en el tiempo con la directiva .tran que se ve en la figura 12. Por último, se simuló el circuito cargado con la punta activa, resultando en el bode de la figura 13.

La ganancia a frecuencias medias se determinó en -10,73 veces, o 20,6 dB. El ancho de banda del circuito cargado con la punta de $\times 10$ se midió desde los cruces de -3 dB relativos a la ganancia en frecuencias medias, resultando en unas frecuencias $f_l = 860 \text{ Hz}$ y $f_h = 3,22 \text{ MHz}$, y un BW = 3,22 MHz.

Al cambiar a la punta activa se obtuvieron las frecuencias $f_l = 860 \text{ Hz}$ y $f_h = 50,39 \text{ MHz}$, y un BW = 50,39 MHz.

1.2.3. Resistencia de entrada y salida

La resistencia de entrada del circuito se puede calcular usando la expresión

$$R_i = R_s \frac{v_i}{v_s - v_i}, \quad (4)$$

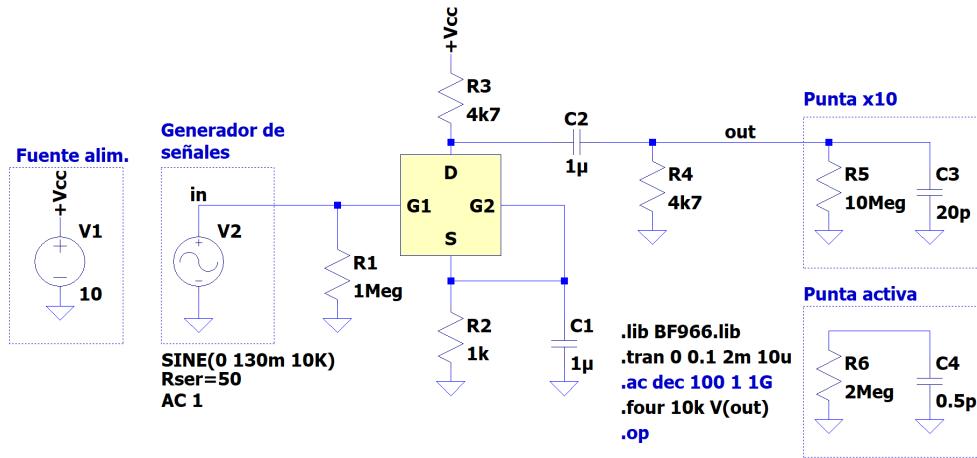


Figura 10: Circuito simulado en LTSpice para obtención de la ganancia.

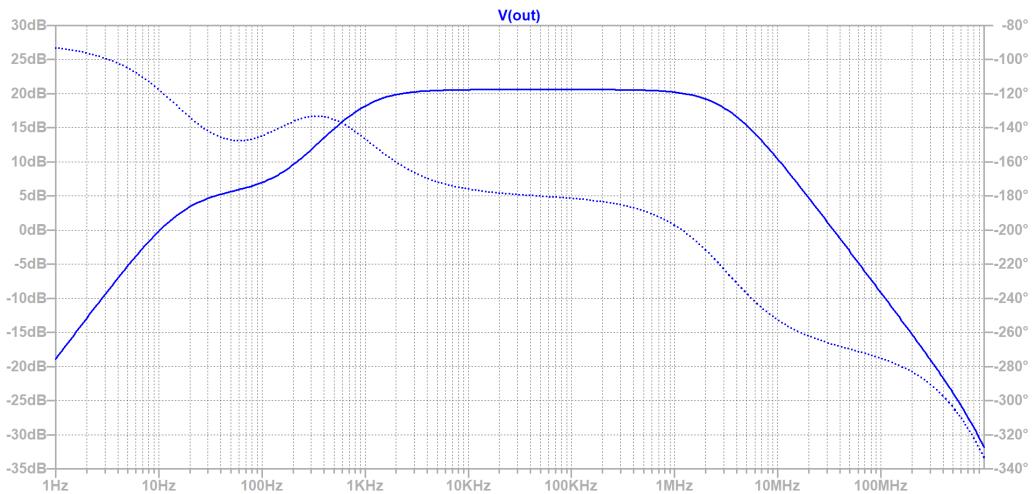
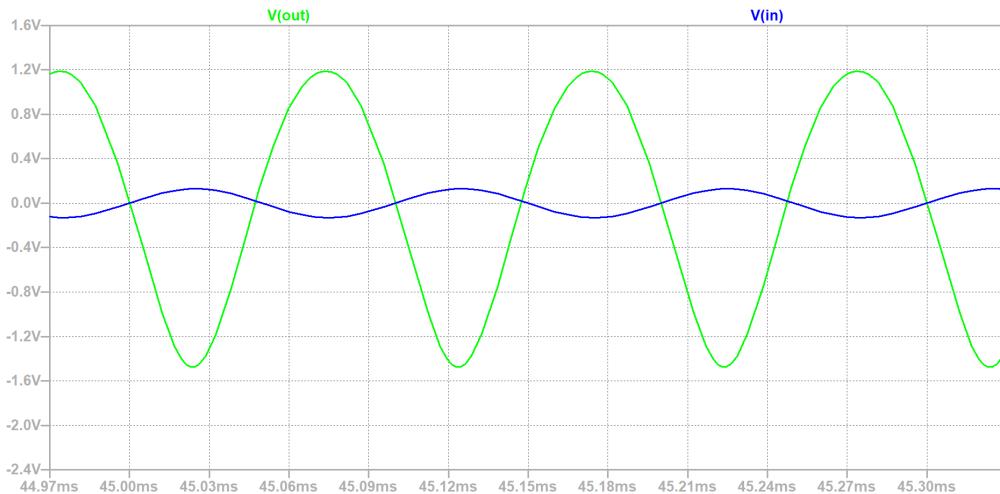
Figura 11: Respuesta en frecuencia del circuito simulado con punta $\times 10$.

Figura 12: Respuesta temporal de una señal de 10 kHz.

que se basa en la relación de resistencias y tensiones en el macromodelo del amplificador. Los valores picos de tensión medidos con el osciloscopio, cuya señal se muestra en la figura 14, fueron $\hat{v}_i = 61,84 \text{ mV}$ y $\hat{v}_s = 129,93 \text{ mV}$. Se aclara que estos valores se registraron agregando una resistencia de $1 \text{ M}\Omega$ y con una entrada a frecuencia de 1 kHz , elegida porque en el diagrama de respuesta en frecuencia de 15 la ganancia y fase son constantes. Dicho todo esto, la resistencia de entrada calculada considerando los efectos de las puntas es de $908 \text{ k}\Omega$. Ajustando por los efectos de las puntas (se considera la resistencia de la punta en paralelo con la resistencia de entrada real) se llega a una $R_i \approx 999 \text{ k}\Omega$.

La resistencia de salida se midió en las condiciones del circuito de la figura 16 con una entrada de $10 \text{ k}\Omega$, que sigue en el rango de frecuencias medias aún habiendo modificado el circuito por el agregado de la resistencia de $4,7 \text{ k}\Omega$ en paralelo con la carga. Se puede calcular la resistencia de salida en función de las ganancias antes y después del cambio a partir del siguiente sistema de ecuaciones

$$\begin{cases} A_v = -g_{m1}(R_o \parallel 4,7 \text{ k}\Omega) \\ A'_v = -g_{m1}(R_o \parallel (4,7 \text{ k}\Omega \parallel 4,7 \text{ k}\Omega)) \end{cases} . \quad (5)$$

Con la carga de $4,7 \text{ k}\Omega$ se registró una ganancia de $-10,6$, mientras que para $2,35 \text{ k}\Omega$ se obtuvo una ganancia de $-7,1$ veces. Resolviendo el sistema de ecuaciones se llega a una resistencia de salida $R_o = 4,57 \text{ k}\Omega$, ya ajustada por el efecto de la punta en paralelo. El valor es similar al obtenido por inspección

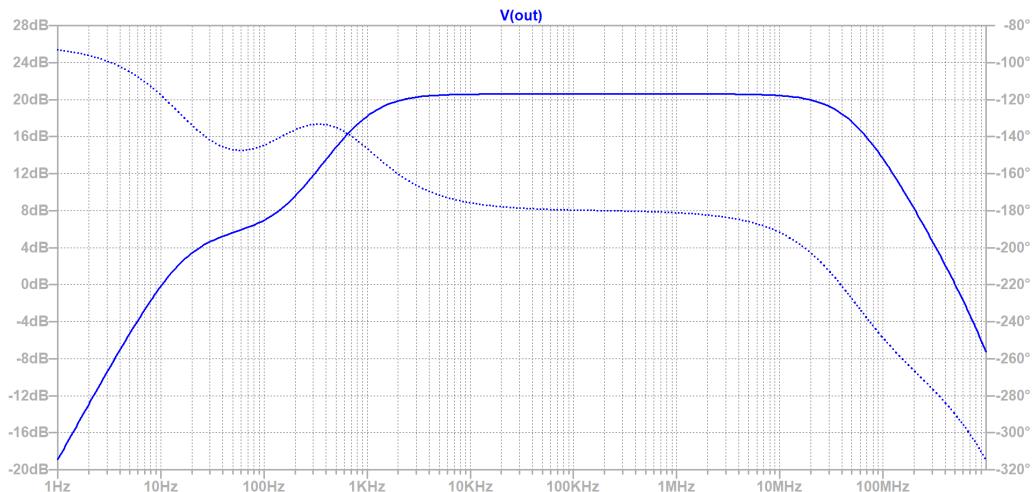


Figura 13: Respuesta en frecuencia del circuito simulado con punta activa.

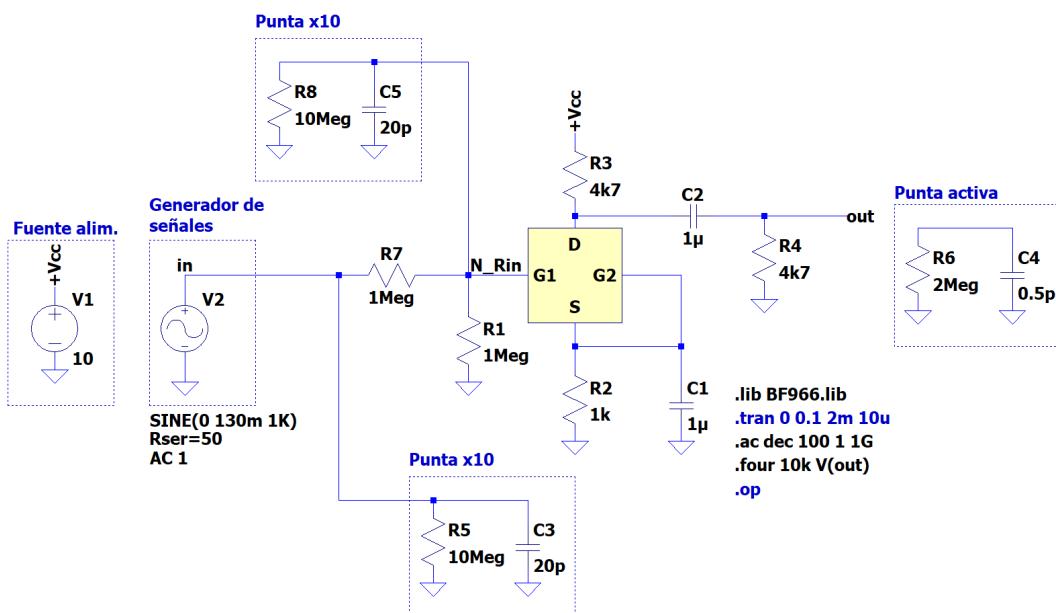


Figura 14: Circuito simulado para medir la resistencia de entrada.

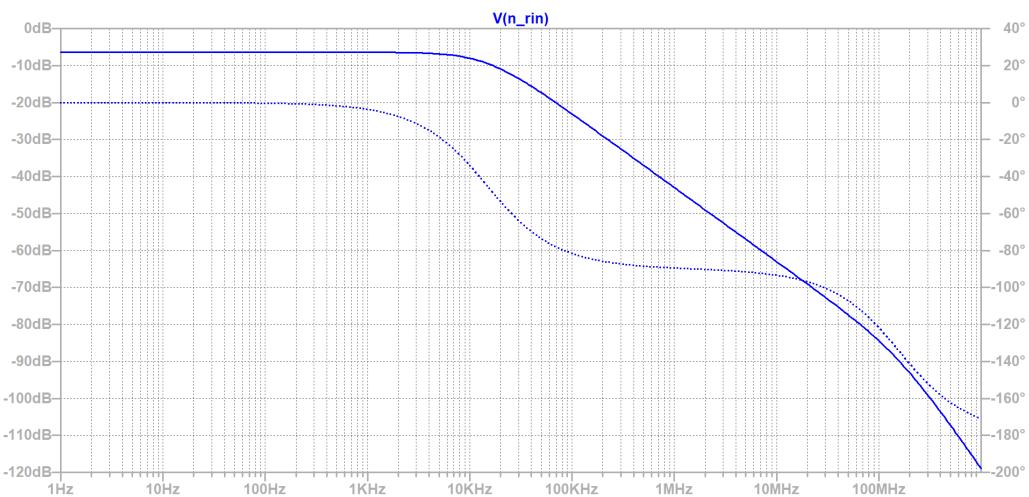


Figura 15: Bode del circuito usado para medir la resistencia de entrada del amplificador.

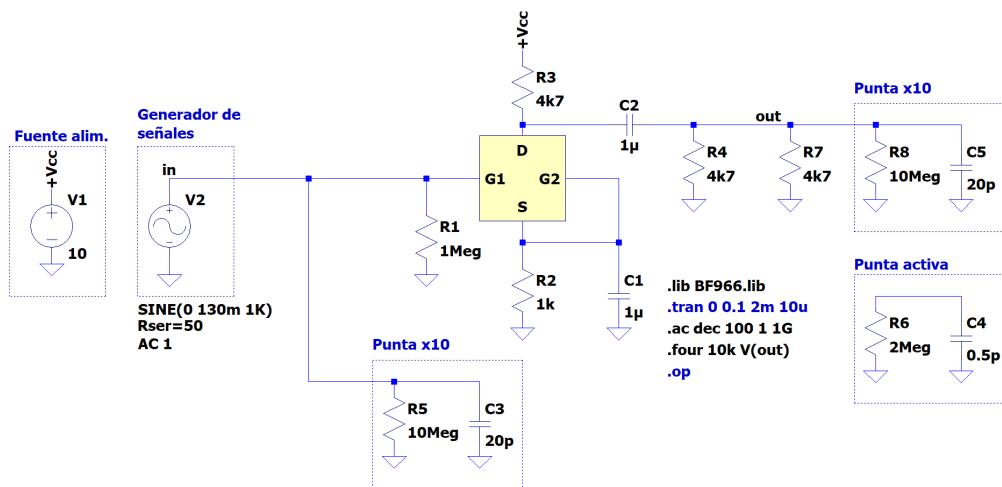


Figura 16: Circuito simulado para medir la resistencia de salida.

1.2.4. Máxima excusión de señal a la salida sin recorte y con baja distorsión

Las consignas dan a entender que se deben desarrollar dos ítems diferentes: por un lado la máxima excusión a la salida sin recorte y, por otro lado, el mismo parámetro pero admitiendo baja distorsión.

Para analizar ambos casos se usó el esquemático de la figura 10, variando la amplitud de la señal de entrada (siempre con frecuencia de 10 kHz) para observar los atributos de la señal de salida.

Para obtener la distorsión armónica total (THD) se utilizó la directiva `.four`, adoptando un THD = 10 % como criterio de baja distorsión. Aparte, si se aproxima el THD como la distorsión causada solamente por el primer armónico, un THD de 10 % equivale a 20 dB de diferencia entre la frecuencia fundamental y el primer armónico.

En la figura 17 se observa la señal de salida con $\hat{V}_o = 1,18 \text{ V}$, correspondiente a una entrada $\hat{V}_i = 130 \text{ mV}$. El THD resultó en 10,15 %, indicando que la distorsión está justo al límite del 10 % ya mencionado. Dicho esto, se concluye que la máxima excusión con baja distorsión es de $\hat{V}_{o_{\max}} = 1,18 \text{ V}$.

Por otro lado, en la figura 18 se observa una salida de $\hat{V}_o = 1,65 \text{ V}$, asociada a una entrada de $\hat{V}_i = 230 \text{ mV}$. Es claro que la señal está distorsionada además de levemente recortada. Aparte, el THD es de aproximadamente 20 %. En consecuencia, se puede decir que el límite de salida sin recorte se encuentra alrededor de los valores de esta señal, es decir $\hat{V}_{o_{\max}} = 1,65 \text{ V}$. Cabe recalcar que, contrario al de distorsión, el criterio de recorte es arbitrario y visual.

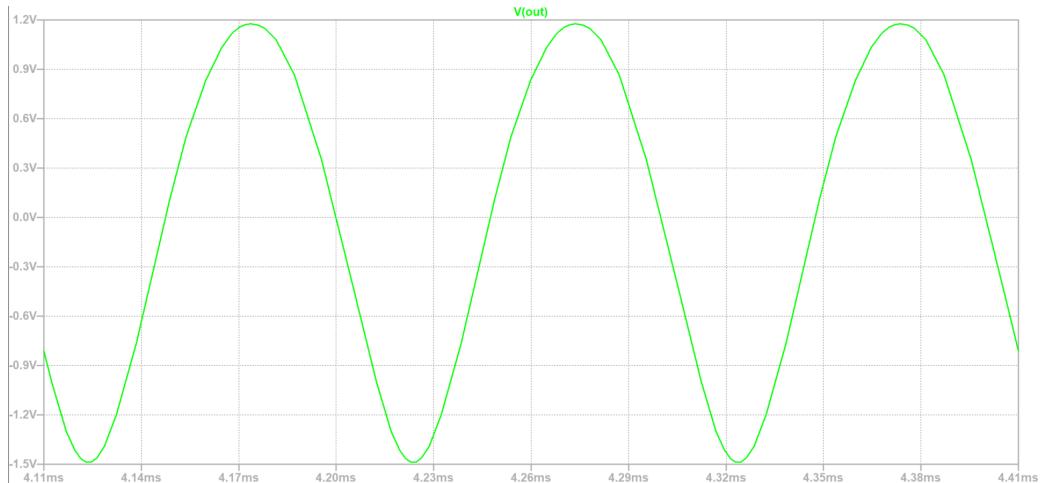


Figura 17: Salida con leve distorsión apreciable.

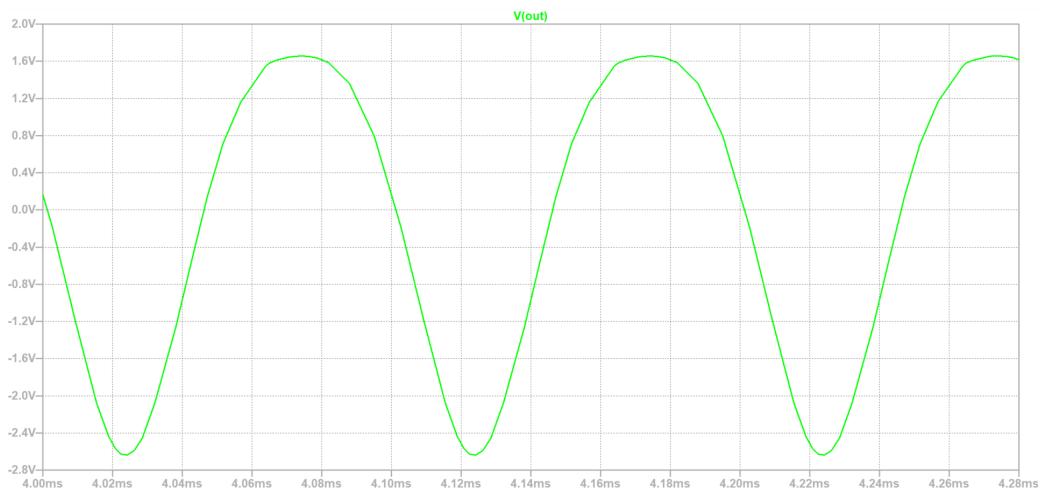


Figura 18: Salida empezando a recortar en el semicírculo positivo.

1.3. Medición del circuito

El banco de trabajo para las mediciones es el descrito en el diagrama de la figura 19.

1.3.1. Valores de reposo

Los valores de reposo del circuito se midieron con un multímetro bajo la condición de tensión de entrada nula ($V_i = 0 \text{ V}$). La corriente de reposo se calculó según

$$I_{DQ} = \frac{V_{S1}}{R_S} = \frac{V_{S1}}{1 \text{ k}\Omega}.$$

Los resultados obtenidos se encuentran en el cuadro 2.

	V_{CC}	V_{G_1}	V_{G_2}	V_{S_1}	V_{D_2}	V_{GS_1}	I_{DQ}
Medición	10,13 V	0 V	560 mV	560 mV	7,43 V	-560 mV	560 μA

Cuadro 2: Valores de reposo medidos en el circuito.

1.3.2. Amplificación de entrada total A_v a frecuencias medianas

La ganancia A_v se midió a una frecuencia de 10,46 kHz, que está dentro del rango de frecuencias medianas estimado en la resolución analítica. Las señales temporales y los respectivos valores pico-pico se pueden observar en la figura 20.

Se midió una tensión de entrada (canal 1) $v_{i_{pp}} = 131 \text{ mV}$ y una tensión de salida (canal 2) $v_{o_{pp}} = 1,32 \text{ V}$, resultando en una ganancia $A_v \approx -10$, coincidente con la estimada por inspección. Además, como la resistencia de salida del generador de funciones empleado es de 50Ω mientras que la resistencia de entrada del amplificador está en el orden de $1 \text{ M}\Omega$, se puede admitir que la relación entre las ganancias A_v y A_{vs} es

$$A_{vs} = \frac{R_i}{R_i + R_g} A_v \approx A_v.$$

1.3.3. Resistencias de entrada y salida

La resistencia de entrada del amplificador se midió usando el procedimiento del segundo trabajo de laboratorio. Este consiste en colocar una resistencia de valor similar al de la resistencia de entrada estimada del amplificador y registrar las señales v_s y v_i . Luego, la resistencia de entrada se puede estimar por (4). En la figura 21 se pueden ver las señales temporales registradas adicionando una resistencia de $1 \text{ M}\Omega$, registrando una tensión $v_{s_{pp}} = 2,0 \text{ V}$ (canal 1) y una $v_{i_{pp}} = 960 \text{ mV}$ (canal 2). Reemplazando en (4) con los datos previamente explicitados se llegó a que la resistencia de entrada medida es $R_i \approx 0,923 \text{ M}\Omega$, que es cercano a los obtenidos por inspección y simulación.

La resistencia de salida del amplificador se calculó a partir de (5). En un caso se usó la carga requerida por consigna de $4,7 \text{ k}\Omega$, y la segunda carga se logró adicionando otra resistencia de $4,7 \text{ k}\Omega$ en paralelo a la carga original.

La ganancia A_v para la carga de $4,7 \text{ k}\Omega$ se conoce del inciso anterior, y es -10 . La ganancia con la adición de los $4,7 \text{ k}\Omega$ en paralelo se extrajo de la figura 22, que presenta las señales de entrada (canal 1) y salida (canal 2) medidas en el circuito con carga alterada, resultando en una $A'_v \approx -6,7$. Así se llega a que la resistencia de salida del circuito es de $4,56 \text{ k}\Omega$, valor similar al obtenido por inspección y simulación.

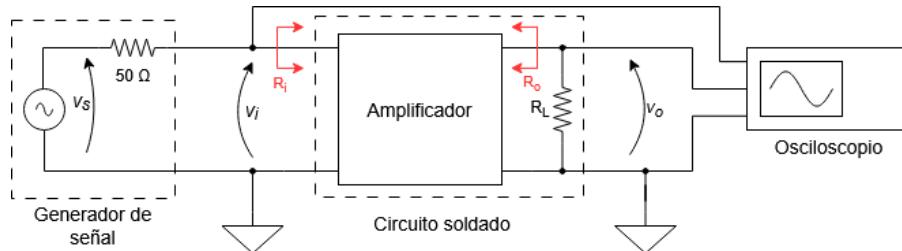
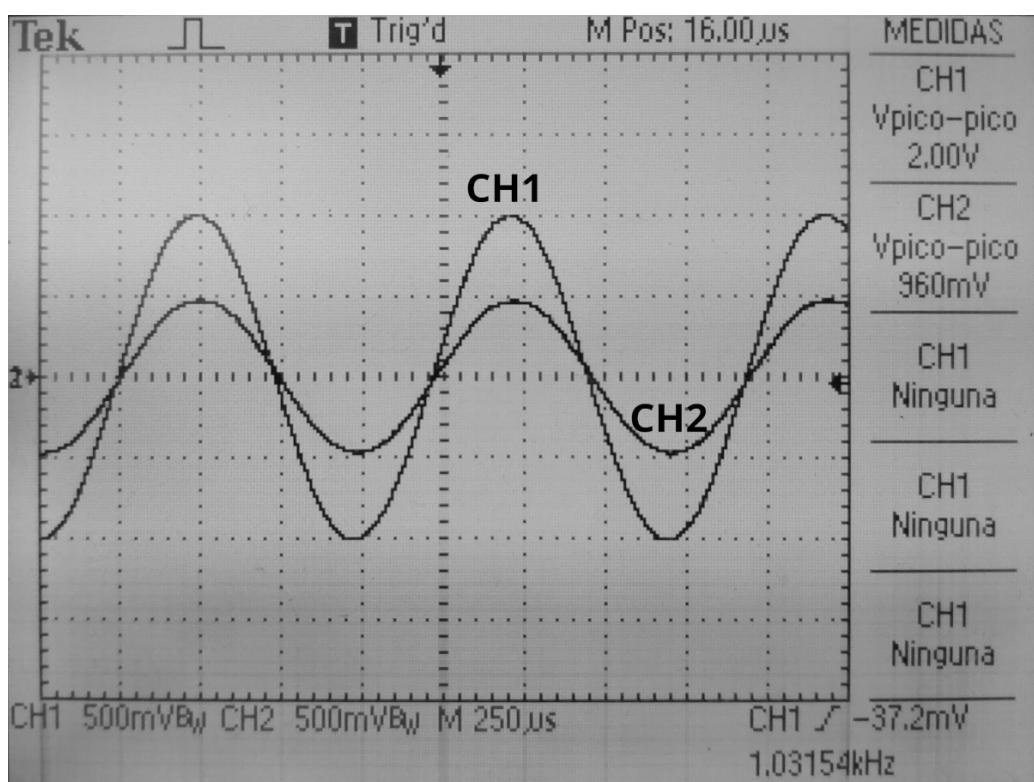
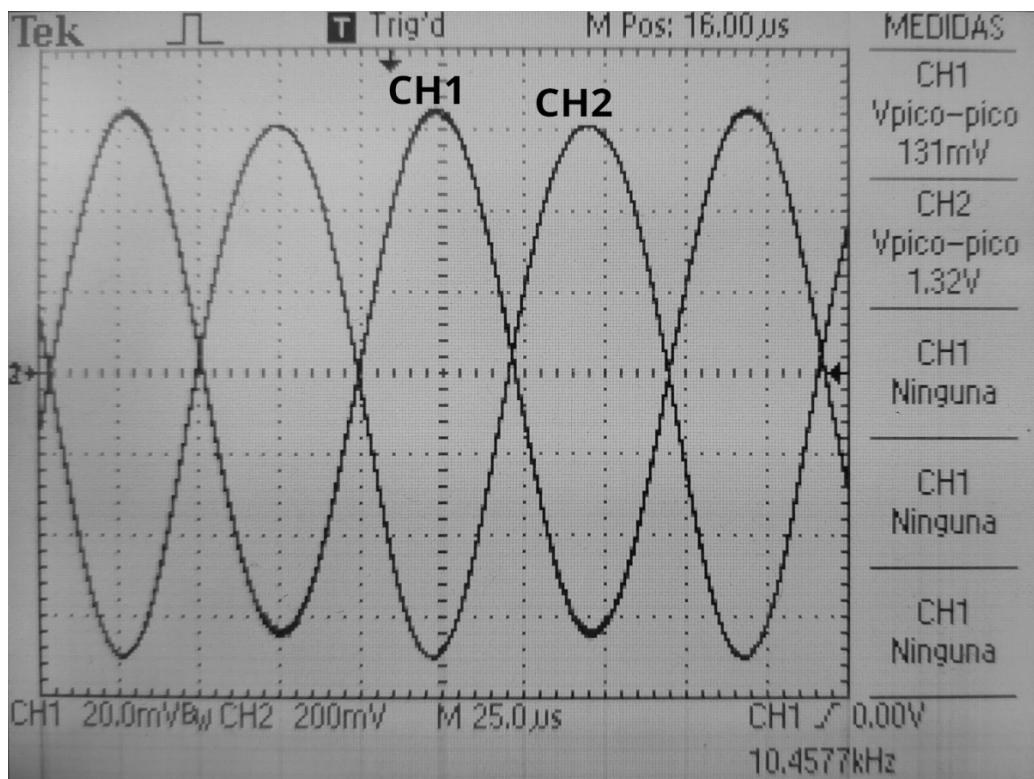


Figura 19: Diagrama del banco de trabajo.



1.3.4. Máxima excusión de señal a la salida sin recorte y con baja distorsión

En contraste con el análisis por simulación, la distorsión del circuito real fue evaluada a partir de la FFT de la señal medida, obtenida mediante el osciloscopio y mostrada en la figura 23. Se determinó experimentalmente la amplitud de salida para la cual el primer armónico resultaba al menos 20 dB inferior al componente fundamental, es decir, con una amplitud al menos 10 veces menor. Este criterio es consistente con el utilizado previamente para el cálculo del THD.

La figura 24 presenta la señal medida en el dominio temporal, correspondiente a una amplitud de salida $\hat{V}_o \approx 1,1$ V. Se observa una leve distorsión en el semiciclo positivo, manifestada por un redondeo en el lóbulo superior de la onda, aunque sin alcanzar un recorte definido. Por este motivo, se considera este valor como el máximo con distorsión aún aceptable: $\hat{V}_{o_{\max}} = 1,1$ V.

Luego, se incrementó la amplitud de entrada hasta obtener una salida en la que el aplanamiento del semiciclo positivo se vuelve más notorio, como se muestra en la figura 25. En este caso, la amplitud de salida es aproximadamente $\hat{V}_o \approx 1,3$ V, valor que se adopta como umbral de inicio de recorte: $\hat{V}_{o_{\max}} = 1,3$ V.

1.3.5. Respuesta en frecuencia

Para la parte experimental de la respuesta en frecuencia, se configuró el generador de señales con una amplitud pico a pico de aproximadamente 122 mV y se varió la frecuencia hasta obtener los pares entrada-salida. En la figura 26 de la sección 2.5 se muestra el gráfico con la respuesta medida y la simulada en LTspice. Cabe aclarar que se midió A_v , y dado que la impedancia de entrada es alta, se puede aproximar $A_v \approx A_{v_s}$. En ambos casos se utilizó una punta de prueba $\times 10$.

Este primer caso resultó en una frecuencia de corte inferior $f_{low} = 878$ Hz, y una superior $f_h = 3,7$ MHz.

Como parte final del inciso se repitió la medición de f_h con una punta activa, cuya menor capacitancia reduce el efecto de carga, permitiendo mayor ancho de banda. En este caso se obtuvo $f_h \approx 7$ MHz.

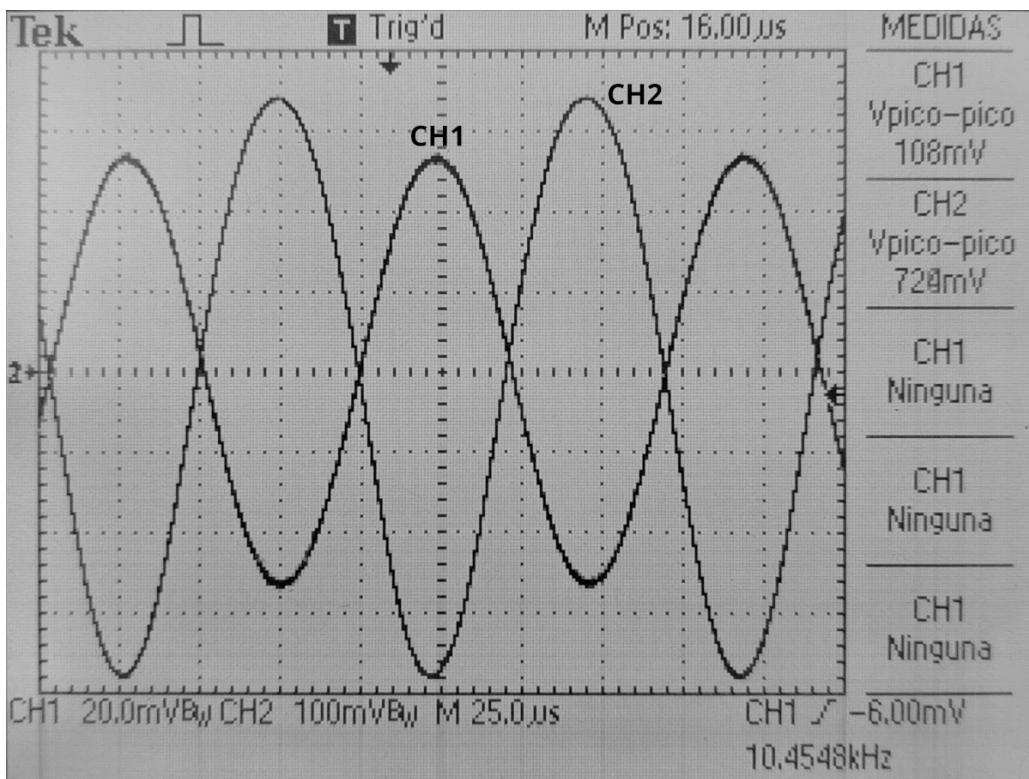


Figura 22: Señales usadas en la estimación de la resistencia de salida.

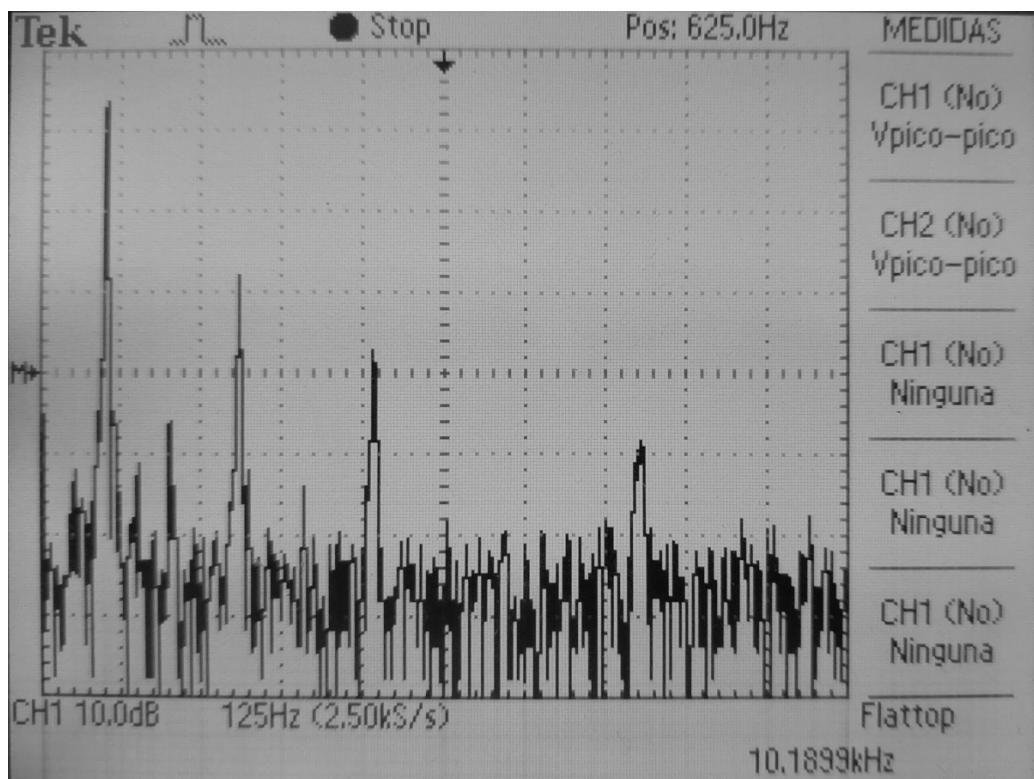


Figura 23: FFT de la señal de salida.

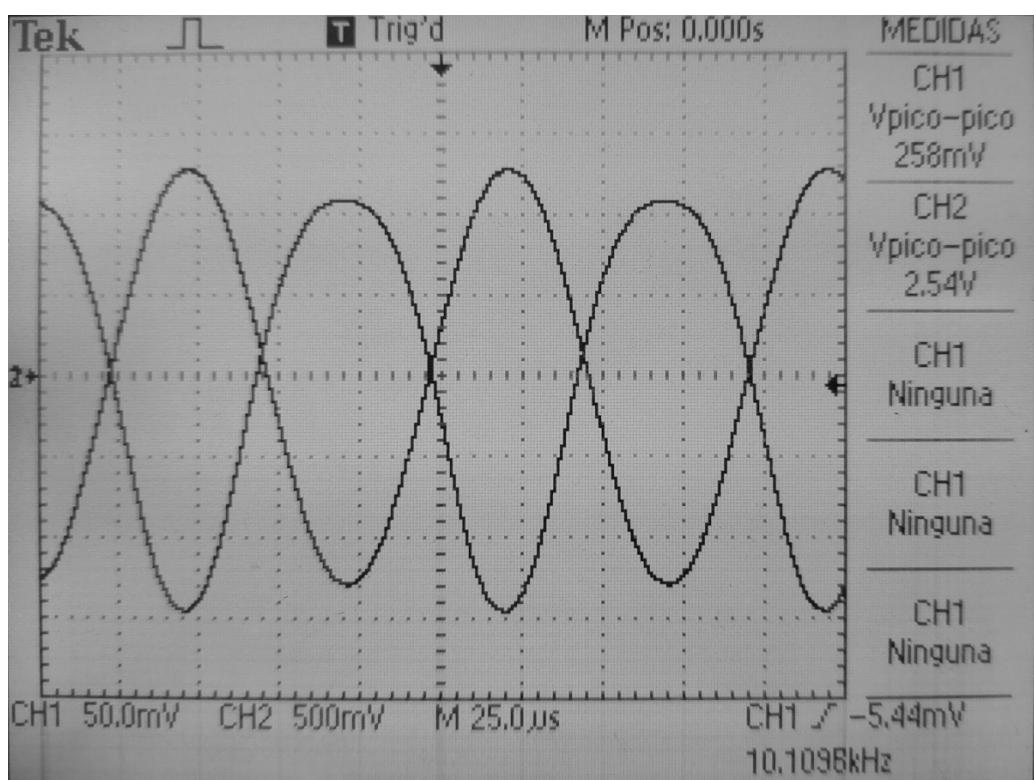


Figura 24: Señal de salida con baja distorsión.

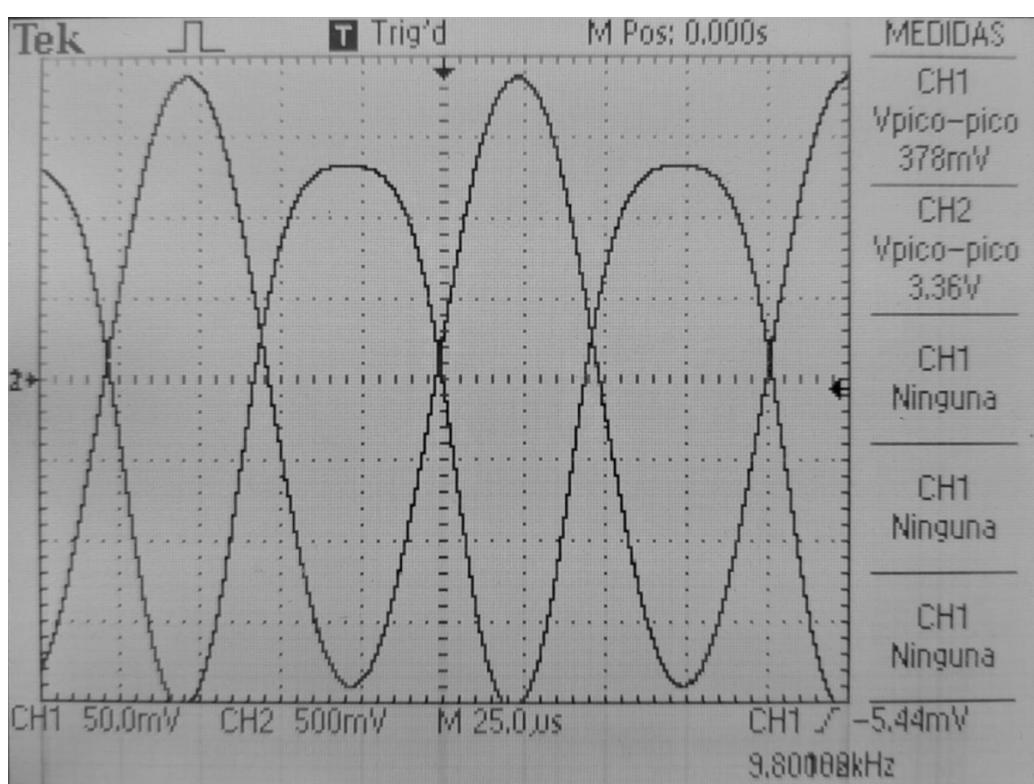


Figura 25: Señal de salida comenzando a recortar.

2. Resultados y análisis

2.1. Valores de reposo

El cuadro 3 muestra los puntos de reposo obtenidos por inspección, simulación y medición sobre el circuito. Además, suma una fila con los errores relativos porcentuales del punto Q medido y calculado por inspección, respecto de la simulación.

	V_{CC}/V	V_{G_1}/V	V_{G_2}/mV	V_{S_1}/mV	V_{D_2}/V	V_{GS_1}/mV	$I_{D_Q}/\mu A$
Inspección	10	0	695	695	6,73	-695	695
Simulación	10	0	695,48	695,48	6,73	-695,48	695,48
Medición	10,13	0	560	560	7,43	-560	560
Error rel. (inspección) / %	0	-0,07	0	-0,07	0	-0,07	-0,07
Error rel. (medición) / %	1,3	0	-19,5	-19,5	-10,1	-19,5	-19,5

Cuadro 3: Valores de reposo obtenidos por inspección, simulación y medición. Errores relativos del cálculo por inspección y de medición, respecto de la simulación.

Lo primero que se nota es que el error porcentual relativo máximo observado entre los puntos de reposo obtenidos por inspección y simulación no supera el 0,07%. Esto indica que el análisis por inspección está desarrollado adecuadamente, justificando las aproximaciones que se hayan realizado. También da un punto de comparación para el circuito real.

Ahora bien, los errores relativos porcentuales de las mediciones respecto de los valores simulados son elevados considerando el criterio típico de 10%, especialmente en las tensiones de *gate* y *source*. Las grandes diferencias porcentuales son atribuidas principalmente a la dispersión de los componentes físicos, como las resistencias y el mismo circuito integrado. Como el punto de reposo condiciona el funcionamiento en pequeña señal, es probable que se observen diferencias no despreciables en los parámetros de ganancia.

2.2. Amplificación de entrada total a frecuencias medianas

A lo largo del trabajo se obtuvieron las siguientes ganancias A_v :

- A_v por inspección: -10,7 veces.
- A_v simulada: -10,73 veces.
- A_v medida: -10 veces.

A simple vista se nota que las ganancias obtenidas por inspección y simulación son, a fines prácticos, coincidentes. En cambio, la ganancia medida difiere por un error absoluto de -0,73, equivalente a un error relativo porcentual de -6,8% respecto de la simulada. Dado que la diferencia está dentro del 10% de tolerancia, se considera que el circuito está dentro del rango de trabajo aceptable.

2.3. Resistencia de entrada y salida

A lo largo del trabajo se obtuvieron las siguientes resistencias de entrada y salida:

- Por inspección: $R_i = 1 M\Omega$ y $R_o = 4,7 k\Omega$
- Por simulación: $R_i = 0,999 M\Omega$ y $R_o = 4,57 k\Omega$
- Por mediciones: $R_i = 1,016 M\Omega$ y $R_o = 4,56 k\Omega$

Analizando los valores de R_i , se observa una buena concordancia entre el valor obtenido por inspección y el valor simulado, con una diferencia menor a $1 k\Omega$, es decir, prácticamente idénticos. Por otro lado, el valor medido difiere en $16 k\Omega$ respecto al simulado, lo que representa una diferencia relativa de aproximadamente -1,8%. Este desvío es aceptable considerando el criterio de 10% ya mencionado. Cabe destacar que los valores mostrados son los ajustados por los efectos de las puntas usadas en las mediciones.

En cuanto a la resistencia de salida R_o , se observa un discrepancia del 8,2% entre el cálculo por inspección y la simulación. Por su parte, el valor medido de R_o es casi igual al simulado, con una diferencia de -10Ω , o

–0,2 %. Se entiende que el origen de la discrepancia es la dispersión de los componentes (resistencias, circuito integrado) y el instrumental usado. Cabe mencionar que no se aplicó corrección sobre las mediciones de R_o , dado que su valor es mucho menor que la impedancia del instrumental de medición ($\approx 10 \text{ M}\Omega$), y la carga introducida es negligible.

2.4. Máxima excusión de señal a la salida sin recorte y con baja distorsión

En la totalidad del informe se utilizaron distintos métodos para determinar la máxima excusión tanto con baja distorsión como sin recorte. En el cuadro 4 se comparan los resultados obtenidos por simulación y por medición. Adicionalmente se agrega una fila de error relativo porcentual respecto de la simulación. Es importante aclarar nuevamente que \hat{V}_o sin recorte es un parámetro obtenido visualmente y es lógico que un resultado difiera del otro. Sin embargo, para \hat{V}_o con baja distorsión, se usaron métodos distintos pero con cierta equivalencia (función FFT en el osciloscopio y THD en la simulación), lo cual se ve reflejado en el bajo error relativo. Notar que el valor de \hat{V}_o calculado por inspección inicialmente es muy similar al simulado.

	\hat{V}_o con baja distorsión / V	\hat{V}_o sin recorte / V
Inspección	—	1,63
Simulación	1,18	1,65
Medición	1,1	1,3
Error rel. (inspección) / %	—	-1,21
Error rel. (medición) / %	-6,77	-21,21

Cuadro 4: Tabla comparativa de valores de máxima excusión.

2.5. Respuesta en frecuencia

Como se observa en la figura 26, la forma de la respuesta en frecuencia medida es muy similar a la obtenida por simulación, aunque la ganancia medida resulta levemente menor. En los cuadros 5 y 6 se presentan los valores de f_l , f_h y ancho de banda obtenidos mediante cálculo por inspección, simulación y medición, tanto con la punta $\times 10$ como con la activa. Además, se incluye una fila con los errores relativos porcentuales de los resultados experimentales y los cálculos respectivo de la simulación.

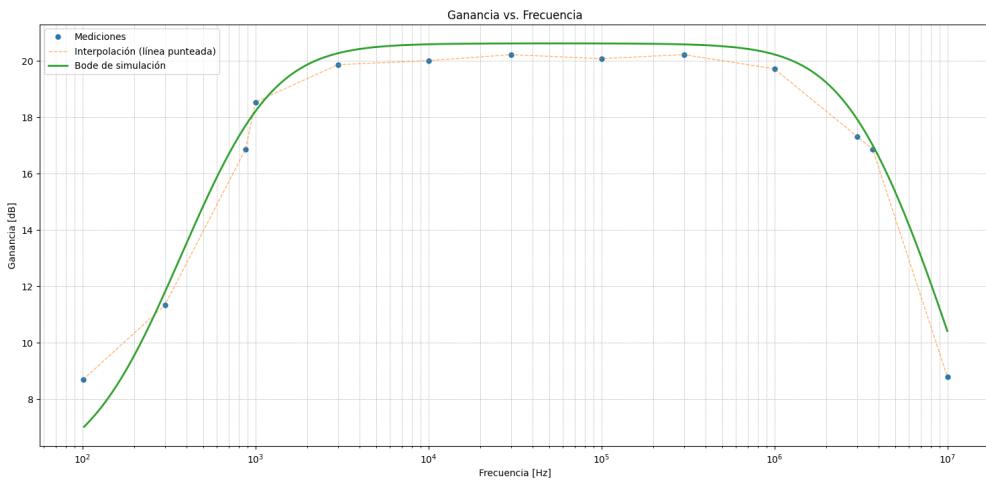


Figura 26: Diagrama de Bode de magnitud.

En el caso de la punta pasiva $\times 10$ (cuadro 5), se observa una buena correspondencia general entre los tres métodos. Las diferencias entre la inspección y la simulación son moderadas y coherentes con las aproximaciones realizadas en el análisis por inspección. Las mediciones también muestran una tendencia similar, aunque con una desviación algo mayor en la frecuencia de corte superior, posiblemente debido a efectos parásitos del circuito físico o a limitaciones del modelo simulado.

	f_l / Hz	f_h / MHz	Ancho de banda / MHz
Inspección	884	3,39	3,39
Simulación	860	3,22	3,22
Medición	878	3,70	3,70
Error rel. (inspección) / %	2,79	5,28	5,28
Error rel. (medición) / %	2,09	14,90	14,90

Cuadro 5: Tabla comparativa de respuesta en frecuencia para inspección, simulación y medición usando punta pasiva $\times 10$.

	f_l / Hz	f_h / Hz	Ancho de banda / Hz
Inspección	884	50,7	50,7
Simulación	860	50,39	50,39
Medición	878	7	7
Error rel. (inspección) / %	2,79	0,62	0,62
Error rel. (medición) / %	2,09	-86,1	-86,1

Cuadro 6: Tabla comparativa de respuesta en frecuencia para inspección, simulación y medición usando punta activa.

Con la punta activa (cuadro 6), si bien se mantienen los valores esperados por inspección y simulación, las mediciones presentan una discrepancia significativa en la frecuencia de corte superior y, en consecuencia, en el ancho de banda. Aun así, se evidencia una mejora respecto de la punta $\times 10$, confirmando que la punta activa permite medir con mayor ancho de banda. Sin embargo, esta mejora no alcanza los valores anticipados, lo cual sugiere que existen restricciones prácticas—como la respuesta en frecuencia real de la punta o su interacción con el circuito—que limitan su rendimiento efectivo.

3. Conclusiones

El desarrollo del trabajo permitió ahondar en el análisis por inspección, simulación y medición de circuitos multi-etapa, siendo este caso particular un *cascode* conformado de dos MOSFETs. Se logró verificar el funcionamiento del circuito, caracterizando su punto de reposo, parámetros de pequeña señal y respuesta en frecuencia, siempre comparando con los valores simulados.

Como ya se enunció en el inciso de análisis de resultados, los valores calculados por inspección y simulación muestran un elevado grado de coincidencia, validando las aproximaciones utilizadas en el desarrollo “en papel”.

En contraste, las mediciones presentan discrepancias no despreciables respecto a los valores simulados, pero, como se expresó anteriormente, esto es atribuido a la dispersión de los componentes circuitales, el instrumental y efectos parásitos no considerados en las simulaciones o análisis por inspección. No obstante, los parámetros de pequeña señal, como la ganancia y resistencias de entrada y salida se mantuvieron dentro de los límites tolerables (10%), demostrando que el circuito cumple hasta cierto punto con las especificaciones de diseño intuidas en el análisis por simulación e inspección.

Desde un punto de vista pedagógico, el trabajo resalta la necesidad de pasar por las 3 etapas de diseño: inspección, simulación y verificación experimental por medición. Cada una cumple una función particular en el *workflow* del análisis de este tipo de circuitos. La inspección da cierta intuición sobre el circuito (frecuencias de corte, ganancias, punto de trabajo, y demás). La simulación permite verificar que no se hayan cometido errores en papel y facilita la consideración de efectos de mayor orden o elementos complejos de introducir en cálculos manuales. La verificación por medición corrobora que la implementación en la realidad sea la esperada, que esté entre los límites de tolerancia esperados.