



TB068
CIRCUITOS MICROELECTRONICOS

Trabajo de Laboratorio N°3

Etpas con Transistores Integrados

Autor:
Falcon Luciana

Padrón:
107316

Fecha:
21/11/25

Introducción

Analizar las características principales de una etapa amplificadora formada por dos transistores MOSFET en configuración cascode (source común - gate común), mediante cálculo analítico, medición en laboratorio y verificación por simulación (LTSpice).

Resumen

En la primera parte, se analizó el funcionamiento del MOSFET de doble gate BF966, obteniendo por simulación, cálculo manual y medición su punto de trabajo (polarización) y los parámetros característicos del circuito (pequeña señal).

También se determinó la frecuencia de corte superior f_H utilizando una punta pasiva compensada (10X), cuya capacitancia de entrada ($\approx 17 \text{ pF}$) carga la salida del cascode y reduce el ancho de banda medido.

En la segunda parte, se repitió la medición del ancho de banda pero utilizando una punta activa, cuya capacitancia de entrada es del orden de décimas de pF. Esto reduce significativamente la carga capacitiva sobre la salida del cascode, en comparación con la punta pasiva 10X ($\approx 17 \text{ pF}$). De esta forma, la punta activa altera mucho menos la impedancia de salida del amplificador, permitiendo observar una f_H mayor.

Desarrollo

Se utilizó un circuito impreso provisto por el Laboratorio, en base al MOSFET de doble gate BF966, que pueden configurarse como un circuito equivalente de dos transistores NMOSFET de canal preformado. El diagrama circuital de la etapa amplificadora es el de la figura 1.

1. MOSFET de doble gate BF966

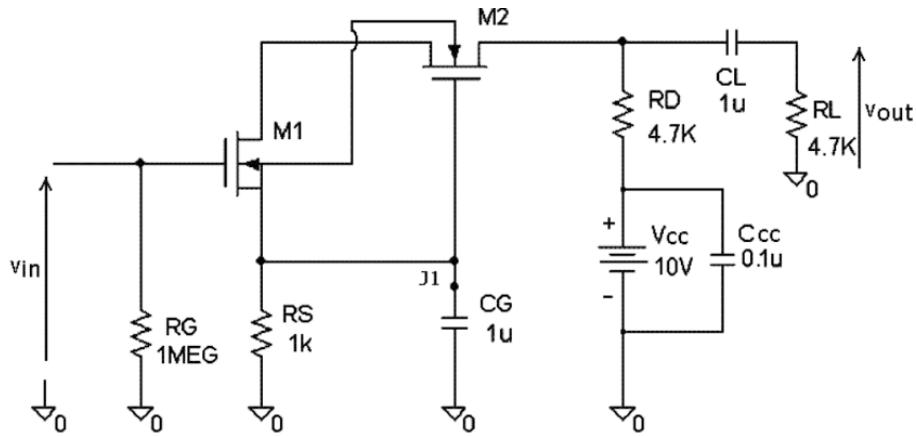


Figura 1: MOSFET de doble gate BF966.

El “Dual Gate BF966” posee una configuración interna como la indicada en la figura 2 a. Su funcionamiento puede asimilarse al del macromodelo indicado en la figura 2 b, donde los parámetros no especificados de los transistores se admiten despreciables.

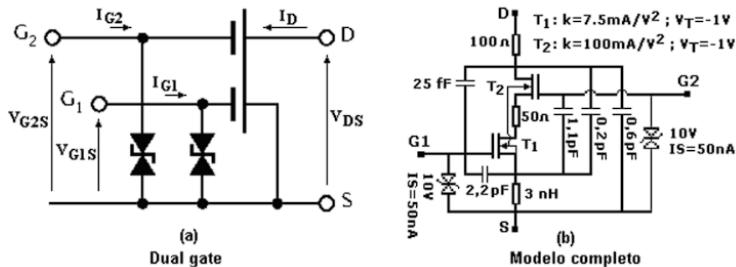


Figura 2: Configuracion del MOSFET de doble GateBF966.

A los fines del trabajo de laboratorio, se utilizó un macromodelo más simplificado, que se indica en la figura 3, donde los parámetros para simulación mediante LTSpice no especificados de los MOSFET, son los tomados por defecto según los modelos del programa.

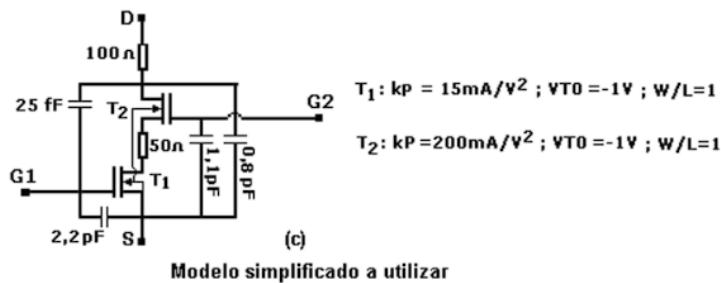


Figura 3: Maromodelo MOSFET doble GateBF966.

1.1. Valores de reposo

Figura 4: Circuito de polarización.

Polarización DC Suponiendo operación en saturación:

$$I_D = k (V_{GS} - V_T)^2 \quad \text{con } k = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L}. \quad (1)$$

Se comprobó que $V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$ para M1 y M2.

1.2. Medicion del punto de trabajo

Figura 5: Medición de la tensión en la resistencia $R_S = 1 \text{ k}\Omega$ para determinar el punto de trabajo del transistor.

En la medición con el osciloscopio se colocó la punta sobre la resistencia $R_S = 1\text{ k}\Omega$ con el fin de registrar la caída de tensión en dicho componente. A partir de esta medida se obtiene la corriente de trabajo del dispositivo mediante:

$$I_{DQ} = I_{SQ} = \frac{V_S}{R_S} \quad (2)$$

Para la tensión medida $V_S = 0,8\text{ V}$, se obtiene:

$$I_{DQ} = I_{SQ} = \frac{0,8\text{ V}}{1\,000\,\Omega} = 0,0008\text{ A} = 0,8\text{ mA} \quad (3)$$

Por lo tanto, la corriente de reposo del transistor es 0,8 mA.

Tabla de resultados

Tabla 1: Valores de reposo

Magnitud	Calculado	Simulado	Medido
I_{DQ1}	0.7 mA	0.69mA	0.8mA
I_{DQ2}	0.7 mA	0.69mA	0.8mA
V_{DSQ1}	0.94 V	0.92 V	–
V_{DSQ2}	4.7 V	5.12 V	7.4V

1.3. Parámetros de pequeña señal

Figura 6: Circuito de señal.

Parámetros intrínsecos En el punto de reposo:

$$g_m = \sqrt{2kI_D} \quad (4)$$

dando como resultado:

$$g_{m1} \approx 4,58\text{ mA}$$

$$g_{m2} \approx 16,7\text{ mA}$$

$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_D} \xrightarrow{\lambda \approx 0} \infty \quad (5)$$

$$r_{gs} \rightarrow \infty \quad (6)$$

Resistencias de entrada y salida

$$R_{in} = R_G \parallel R_{ig} \quad (7)$$

$$R_{out} = R_D \parallel R_{od} \quad (8)$$

Ganancia interna del amplificador

$$A_{v1} = \frac{-i_{d1} R_{is2}}{v_{in}} = \frac{-i_{d1} \frac{1}{gm2}}{v_{in}} = \frac{-g_{m1}}{g_{m2}} \approx -0,27 \quad (9)$$

$$A_{v2} = \frac{i_{d2} R_{ca}}{v_{gs2}} = g_{m2} R_{ca} \approx 39 \quad (10)$$

Luego,

$$A_v = A_{v1} A_{v2} \quad (11)$$

Ganancia total desde la fuente

$$A_{vs} = A_v \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{sig}} \quad (12)$$

1.4. Medicion de la ganancia

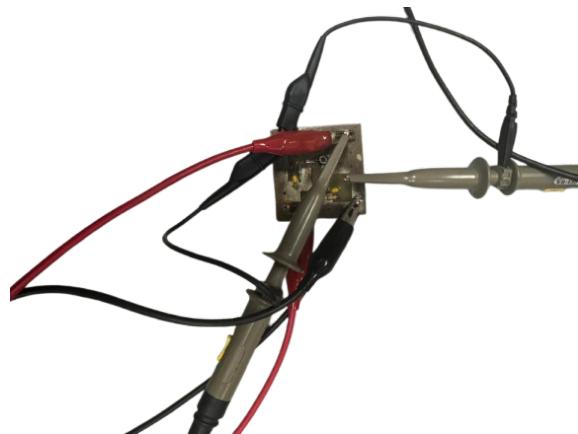


Figura 7: Banco de trabajo para la medicion de la ganancia.

A partir de la medición en el osciloscopio de la figura 8 :

$$V_{in} = 102 \text{ mV}_{pp}$$

$$V_{out} = 824 \text{ mV}_{pp}$$

Entonces:

$$A_v = \frac{824 \text{ mV}}{102 \text{ mV}} \approx 8,08$$

1

¹La ganancia en decibelios:

$$A_{dB} = 20 \log_{10}(A_v)$$

$$A_{dB} = 20 \log_{10}(8,08) \approx 18,15 \text{ dB}$$

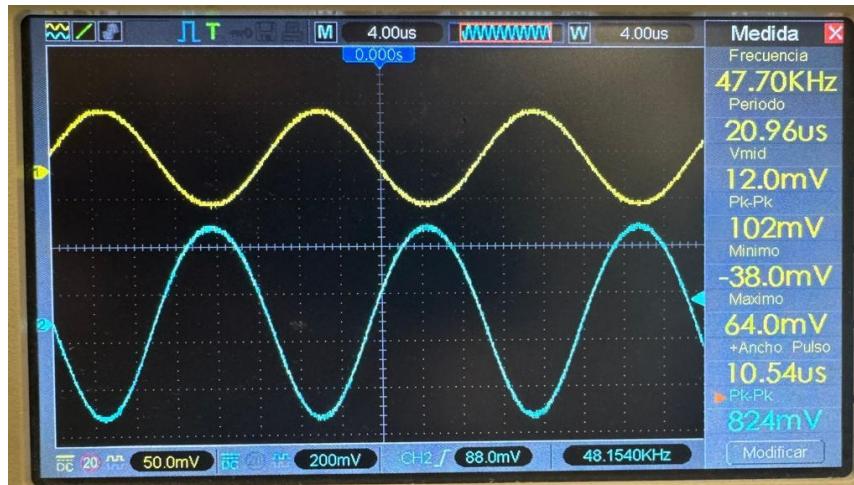


Figura 8: Ganancia medición.

1.5. Medición de las resistencias de entrada y salida

Para la medición de las R_{in} y R_{out} se precedió a la colocación de una resistencia de prueba en cada caso.

Figura 9: Circuito para la medición de la resistencia.

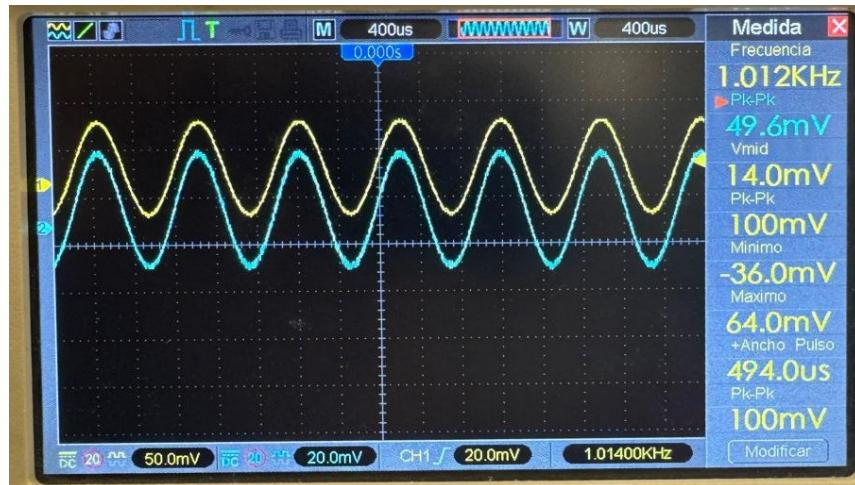
Medicion de R_i

Resistencia de prueba colocada en el circuito: $R_T = 1M\Omega$, $v_1 = 49,6mV$ y $v_2 = 100mV$ valores medidos.

$$v_2 = \frac{v_1 R_M}{R_i + R_T} \rightarrow R_M = \frac{v_2 R_T}{v_1 - v_2} = 1M\Omega \quad (13)$$

Para calcular la resistencia de entrada R_i ,

$$R_i = R_M // R_{punta} = 1M\Omega // 10M = 910k\Omega \quad (14)$$

Figura 10: Medición de R_i en el osciloscopio.

Medición de R_o

$v_1 = 52,5mV$ y $v_2 = 100mV$ valores medidos.

$$R_M = \frac{v_2 R_T}{v_1 - v_2} = 4,6k\Omega \quad (15)$$

$$R_i = R_M / R_{punta} \xrightarrow{R_{punta} \rightarrow \infty} 4,6k\Omega \quad (16)$$

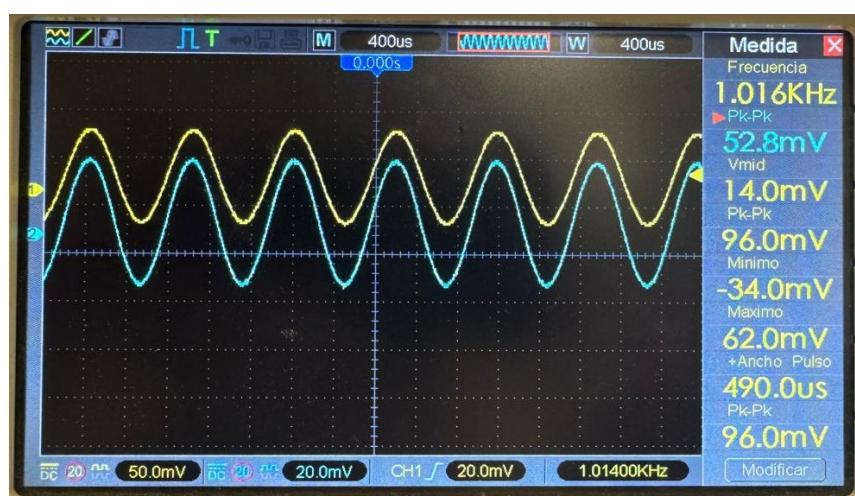
Figura 11: Medición de R_o en el osciloscopio.

Tabla de resultados

Tabla 2: Ganancias y resistencias

Magnitud	Calculado	Simulado ¹	Medido ²
A_v	-10.7	-10.6	-8.07
A_{vs}	-10.7	-10.6	-8.07
R_i	1 MΩ	1 MΩ	910 kΩ
R_o	4.7 kΩ	4.7 kΩ	4.6 kΩ

1.6. simulaciones de las ganancias A_v y A_{vs}

Barrido en Frecuencia

Se realizó un barrido en frecuencia del circuito amplificador, en donde se realizaron mediciones de la tensión de salida a diferentes frecuencias para luego poder generar el diagrama de Bode. Para ello se utilizaron una tensión de entrada $V = 100 \text{ mV}$ y punta x10 para realizar la medición de la tensión de salida.

En la tabla 4 (anexo) se pueden observar las distintas mediciones del barrido en frecuencia, en donde se comenzó con una frecuencia de 200 Hz, y se terminó con 10 MHz.

Luego se realizó la simulación en *LTspice* teniendo en cuenta la punta x10 del osciloscopio. Esto se puede observar en la figura 12.

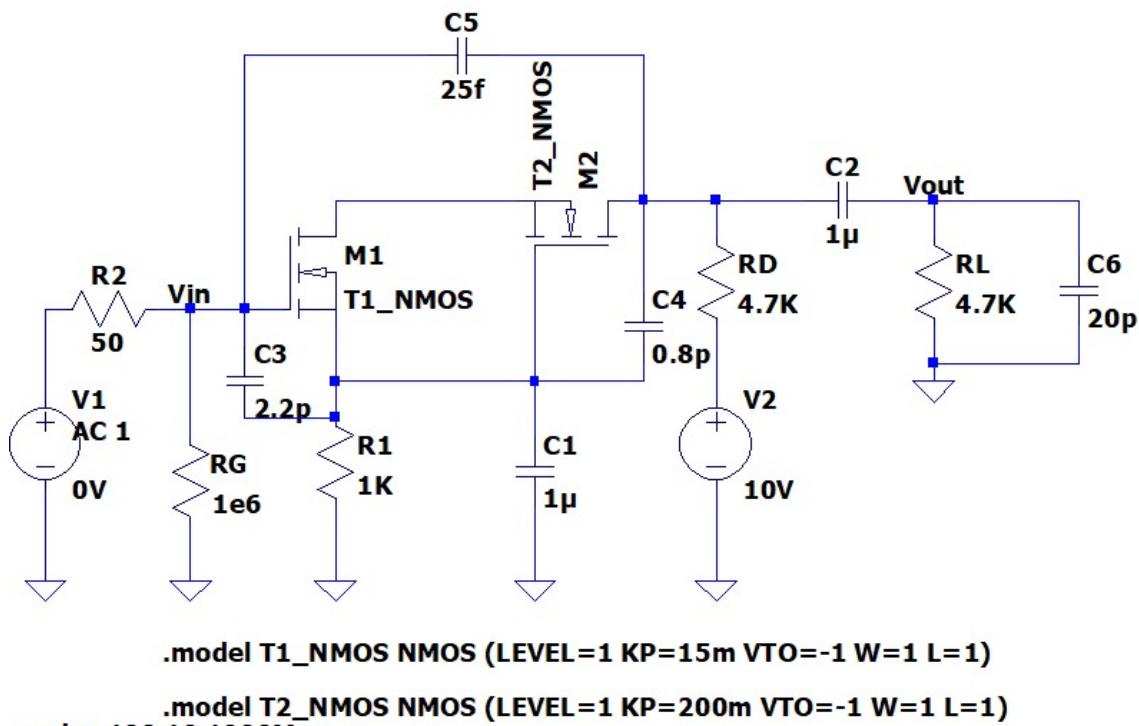


Figura 12: Simulación barrido en frecuencia

A partir de la simulación y las mediciones se realizó el diagrama de Bode ???. En el mismo se puede observar como las mediciones siguen la forma de la simulación, pero con una diferencia de ganancia entre las frecuencias de corte inferior y superior. En el caso de la simulación la magnitud es de alrededor de 21 dB, mientras que las mediciones dan alrededor de 18 dB.

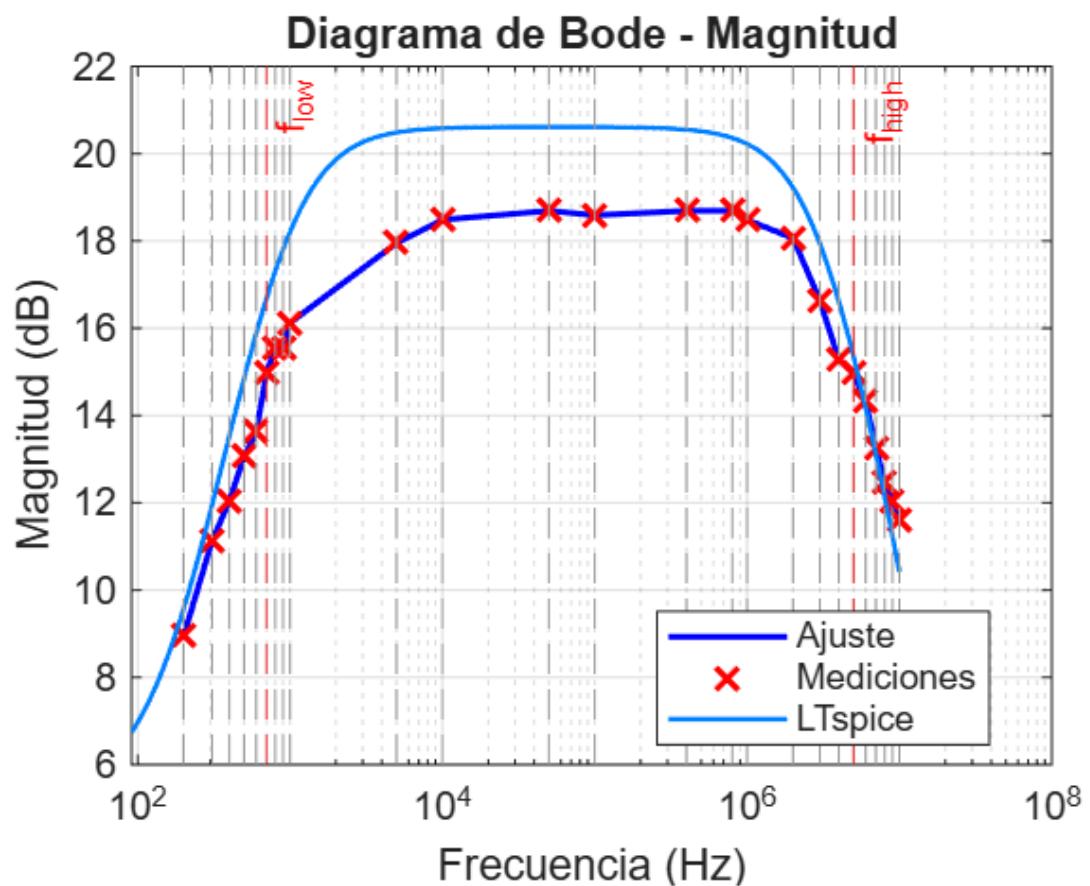


Figura 13: Bode - Modulo.

Además, se realizó el diagrama de Bode de la fase por simulación, el cual se puede observar en la figura 8. El mismo muestra como el circuito mantiene una fase constante en las frecuencias medias de alrededor de 180.

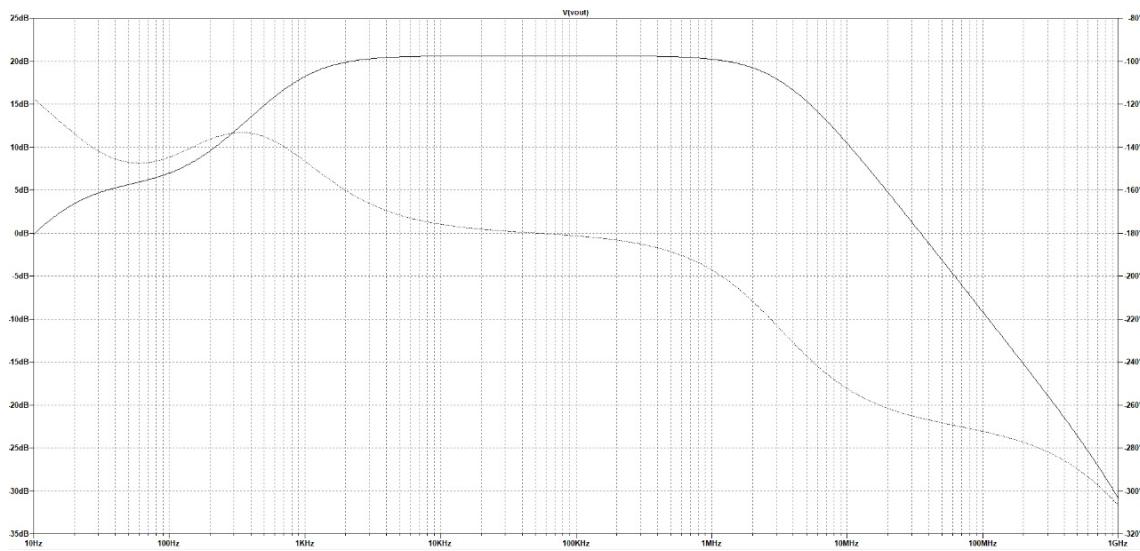


Figura 14: BODE - Fase

Respuesta en frecuencia para Avs

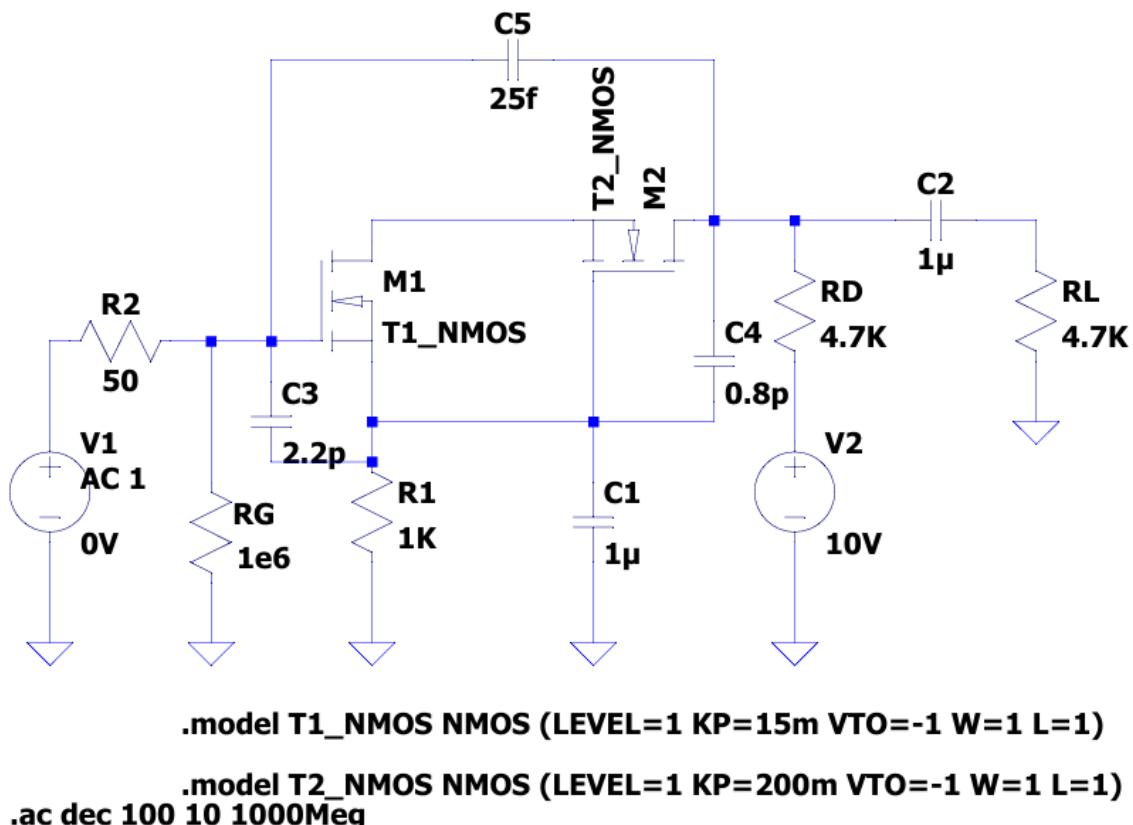


Figura 15: Circuito implementado para el barrido en frecuencia desde la fuente.

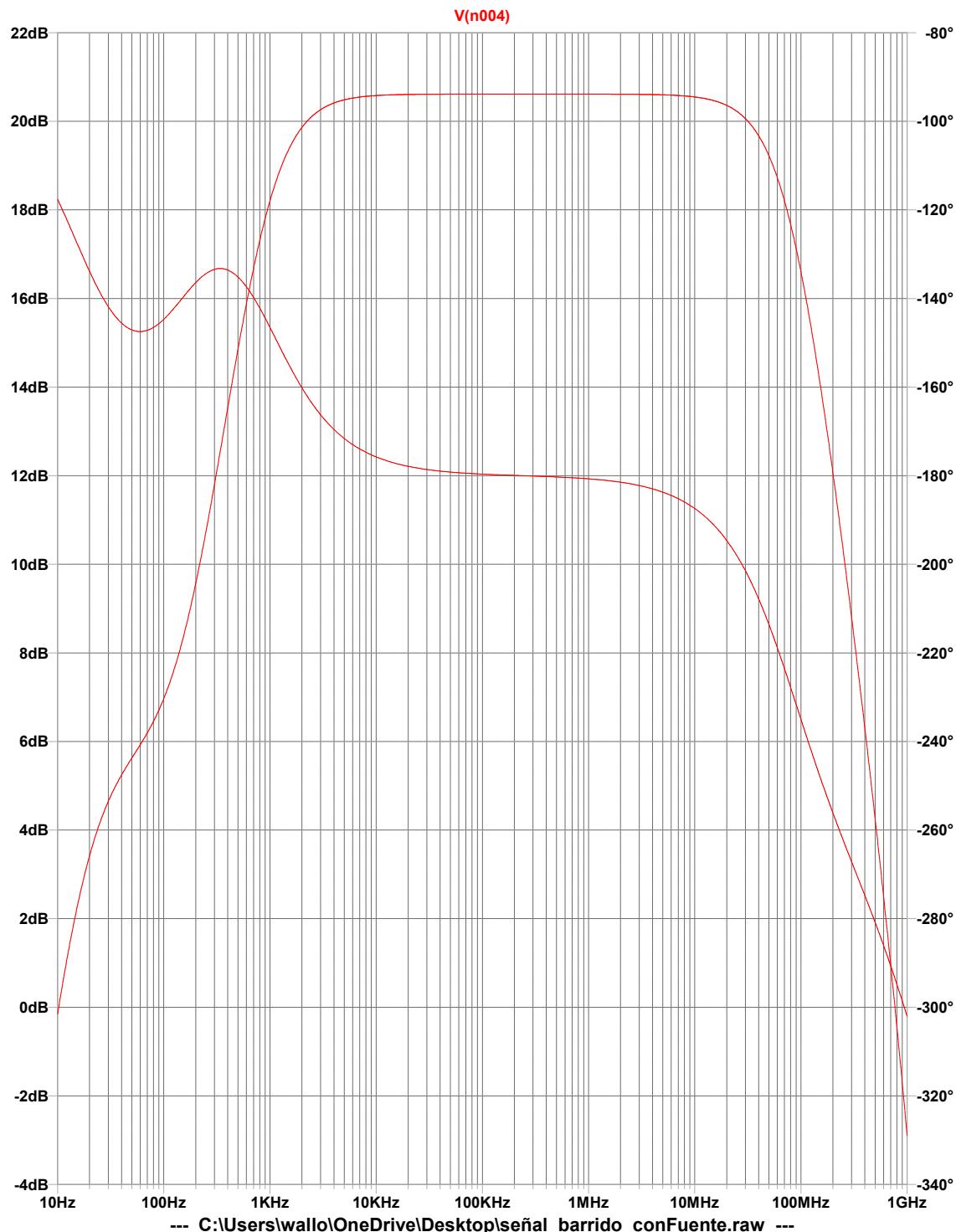


Figura 16: Barrido en frecuencia con fuente Vs del circuito Mosfet Doble Gate BF966.

1.7. La máxima señal a la salida sin recorte y el $V_{0_{max}}$ admitiendo baja distorsión.

Se estima que existe baja distorsión cuando

$$\Delta V_{GS} \ll \frac{V_{GSQ} - V_T}{2} = 0,115 \text{ V} \quad (17)$$

Por lo tanto, la amplitud pico de la señal de entrada debe ser menor a 0,115 V, lo que equivale a una amplitud pico a pico de aproximadamente 0,23 V.

Para la medición de la FFT en el osciloscopio se eligió una señal de 50 mV_{pp}, valor que se encuentra dentro del rango lineal y garantiza baja distorsión.

$V_{0_{max}}$ admitiendo baja distorsión

La distorsión, para la señal de salida sin recorte, se evaluó de dos modos :

1. FFT del osciloscopio digital.
2. Comando .FOUR de LTSpice.

FFT del osciloscopio digital

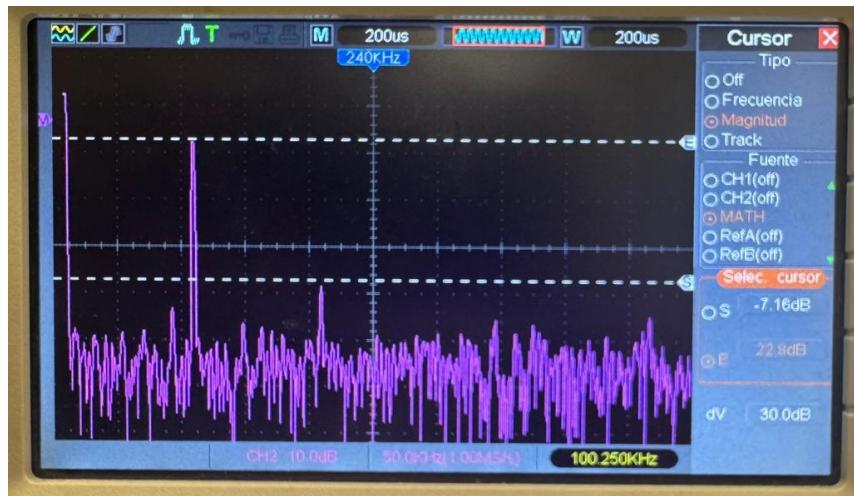


Figura 17: FFT simulación.

$$V_{dB} = 20 \log \frac{v_i}{1V} \rightarrow v_i = 10^{\frac{V_{dB}}{20}} \quad (18)$$

Usado la ecuación anterior:

N	dB	V
1	22,8	3,8
2	-7,16	0,43

Tabla 3: Tensiones de los armónicos

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1} = \frac{\sqrt{0,43^2}}{3,8} = 0,113 \Rightarrow 11,3\% \quad (19)$$

Comando .FOUR de LTSpice

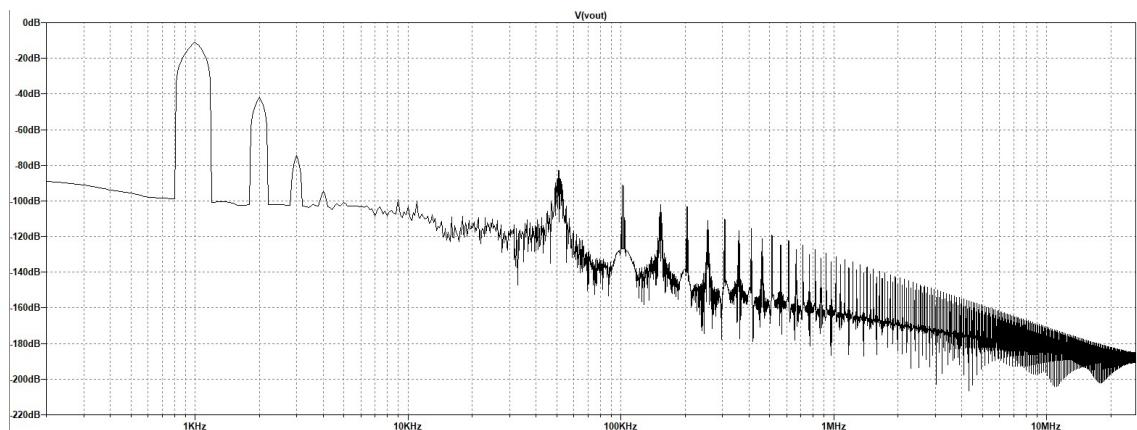


Figura 18: FFT simulada.

```

Direct Newton iteration for .op point succeeded.
N-Period=1
Fourier components of V(vout)
DC component:-0.000223479

Harmonic          Frequency        Fourier          Normalized
Number           [Hz]            Component       Component
1                1.000e+03      4.049e-01      1.000e+00
2                2.000e+03      1.155e-02      2.853e-02
3                3.000e+03      2.620e-04      6.472e-04
4                4.000e+03      2.515e-05      6.213e-05
5                5.000e+03      1.518e-05      3.750e-05
6                6.000e+03      1.601e-05      3.954e-05
7                7.000e+03      6.261e-06      1.546e-05
8                8.000e+03      5.699e-06      1.408e-05
9                9.000e+03      5.935e-06      1.466e-05
Total Harmonic Distortion: 2.853267% (2.853781%)

```

Figura 19: THD de $V_{o_{max}}$ LTSpice.

2. Frecuencia de corte superior con punta activa

Se volvió a realizar la medición de f_h pero esta vez utilizando una punta de prueba activa, que posee una capacitancia de entrada mucho menor que las pasivas convencionales, lo que atenúa la influencia de la capacitancia punta de prueba-osciloscopio. Sus características aproximadas son las indicadas en la figura 20 y el banco de trabajo se muestra en la figura 21.

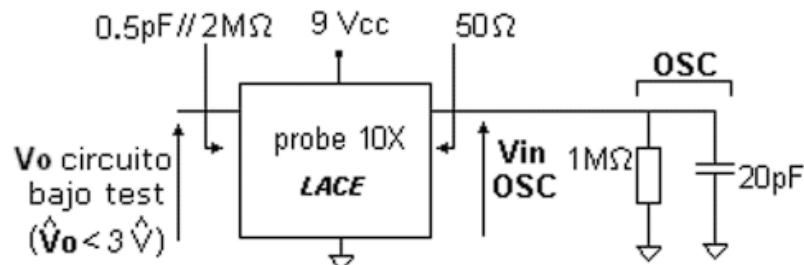


Figura 20: Circuito con punta activa.

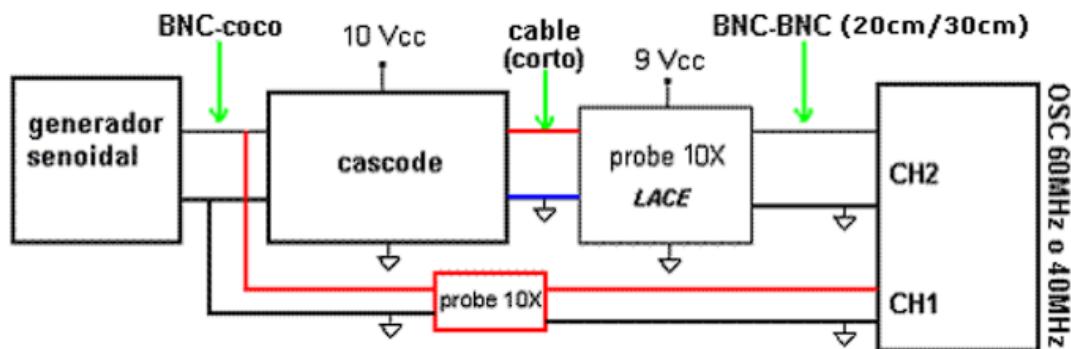


Figura 21: Banco de medición del circuito.

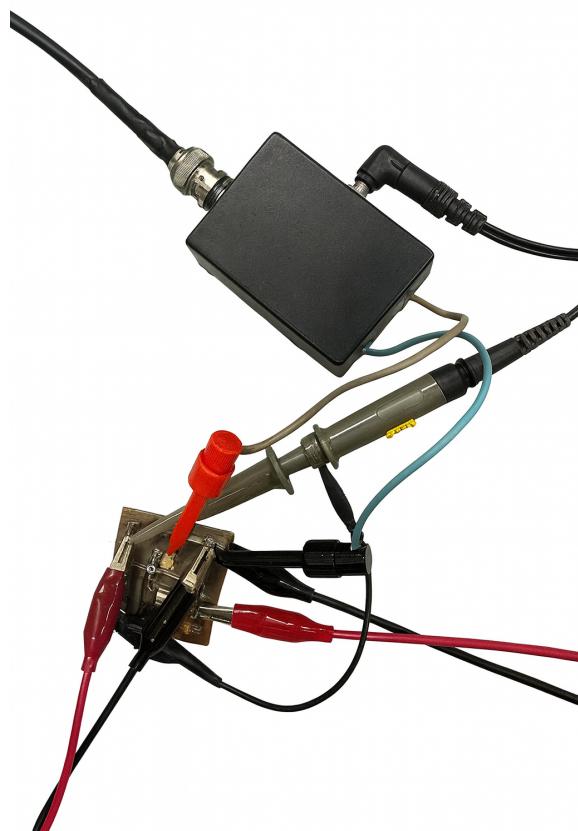


Figura 22: Banco de medición en el laboratorio.

Para el barrido en frecuencia del circuito amplificador, se realizaron mediciones de

la tensión de salida a diferentes frecuencias para luego poder generar el diagrama de Bode. Para ello se utilizaron una tensión de entrada $V = 200 \text{ mV}$ y la punta activa para realizar la medición de la tensión de salida.

En la tabla 5 (anexo) se pueden observar las distintas mediciones del barrido en frecuencia, en donde se comenzó con una frecuencia de 100 kHz, y se terminó con 10 MHz.

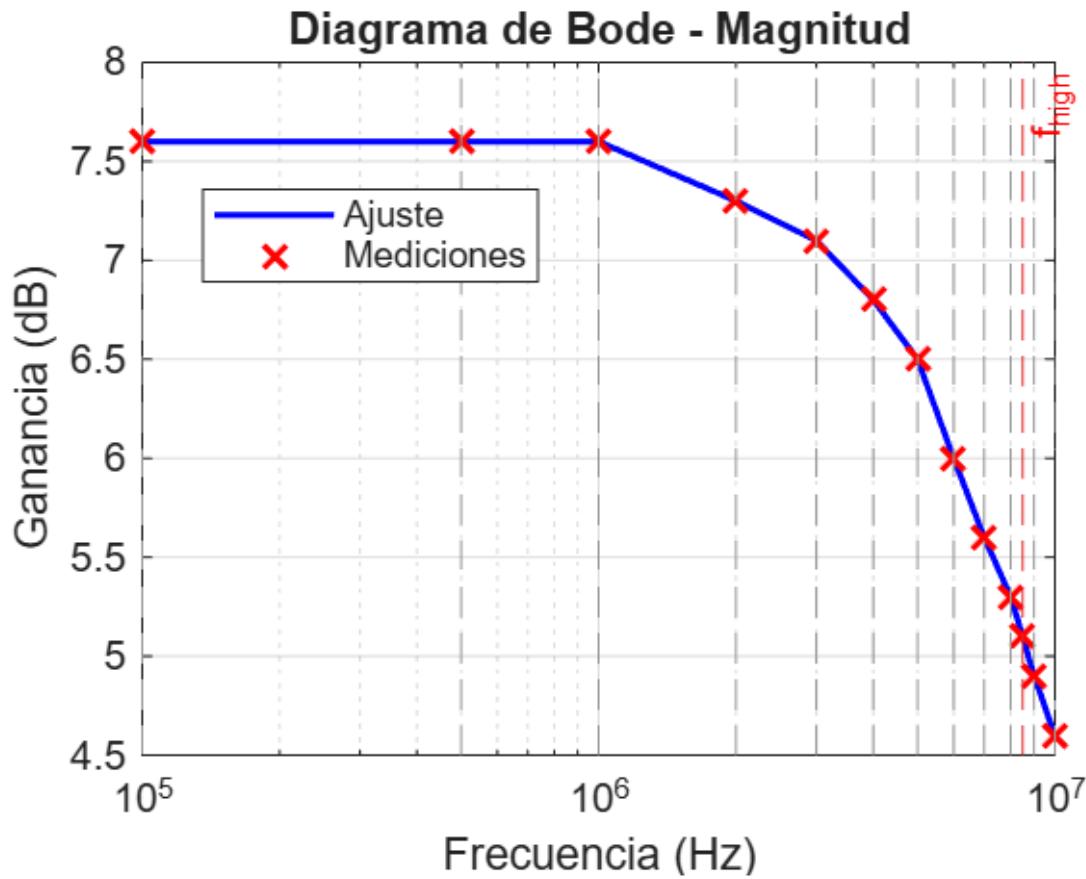


Figura 23: Bode - Modulo. Punta Activa.

¿Influye la punta 10X conectada a la entrada?

Sí. La punta pasiva 10X introduce una capacitancia de entrada del orden de 10 a 20 pF, la cual queda conectada directamente al nodo de entrada del amplificador. Esta capacitancia forma, junto con la resistencia de entrada del circuito, un filtro RC que reduce la amplitud de la señal a altas frecuencias y limita el ancho de banda efectivo de la medición.

Además, el cable coaxil del osciloscopio, cuya capacitancia distribuida es aproximadamente 100 pF/m, añade carga capacitiva adicional sobre el nodo medido. Estos efectos modifican la impedancia vista por la fuente e introducen un polo que desplaza la frecuencia de corte superior hacia valores menores.

Por lo tanto, la punta 10X sí influye en la medición: carga el circuito y reduce el ancho de banda observado, especialmente en nodos de alta impedancia como el drain del cascode.

Influencia del cableado y conectores

El cableado y conectores utilizados (BNC, coaxiales y adaptadores) incorporan elementos parásitos: capacitancia distribuida, inductancia serie y pequeñas resistencias de contacto. Estos parasitismos producen atenuación de la señal, modificación de la respuesta en frecuencia y, en ciertos casos, resonancias a altas frecuencias.

Cuando la longitud del cable se vuelve significativa respecto de la frecuencia de operación, estos efectos se acentúan, alterando la impedancia de carga del amplificador. Como resultado, la medición deja de reflejar fielmente el comportamiento real del circuito y se observa una disminución del ancho de banda.

Minimizar la longitud de los cables, evitar adaptadores innecesarios y utilizar puntas de baja capacitancia reduce sustancialmente estas distorsiones.

Sustracción del desacople C_G

El capacitor CG mantiene el gate de la etapa en cascode referenciado a masa en pequeñas señales, logrando un comportamiento de ganancia unitaria en AC y una fuerte reducción del efecto Miller. Sin embargo, también introduce una capacitancia efectiva importante sobre el transistor superior.

Si se elimina el desacople CG, el nodo del gate 2 deja de estar en baja impedancia, disminuye el efecto de multiplicación de capacitancias y se reduce la capacitancia total vista desde el drain del transistor inferior. Al disminuir la capacitancia equivalente en ese nodo, la frecuencia de corte superior aumenta, por lo que el ancho de banda del amplificador se incrementa.

En resumen, retirar CG reduce la carga capacitiva en el nodo crítico, lo cual explica el aumento esperado del ancho de banda.

3. Conclusiones

El trabajo mostró una buena coherencia entre el cálculo teórico, las simulaciones en LTSpice y las mediciones experimentales. Las principales diferencias se explican por los parasitismos del montaje: la punta pasiva 10X (17 pF), el cable coaxil y los conectores añadieron capacitancia al nodo de salida, reduciendo el ancho de banda medido. Esto se verificó al repetir la medición con una punta activa, donde la frecuencia de corte superior aumentó significativamente.

La medición de FFT del osciloscopio, realizada con 50 mVpp para garantizar operación lineal, registró un fundamental de aproximadamente 3.8 V y un segundo armónico de 0.43 V, obteniéndose un THD 11.3 %. La simulación en LTSpice mediante el comando .FOUR arrojó un espectro muy similar, con armónicos levemente menores debido a la ausencia de capacitancias parásitas del PCB y del instrumental. Esta coincidencia confirma que el modelo reproduce adecuadamente el comportamiento real del amplificador.

Finalmente, se observó que la remoción del desacople C_G aumenta el ancho de banda al reducir la capacitancia efectiva del nodo cascode, lo cual coincide con la teoría. En conjunto, el trabajo resalta la importancia de considerar la influencia de las puntas de medición y del cableado al caracterizar circuitos de alta frecuencia.

4. Bibliografía

- [1] Zola. Clases complementarias. Facultad de ingeniería, Universidad de Buenos Aires, 2025.

A. Anexos

A.1. Resultados de las simulaciones

Análisis DC (puntos de reposo), AC sweep (respuesta en frecuencia), .FOUR para componentes de Fourier y transitorio para ver recorte.

Polarización

```
--- Operating Point ---  
V(vs1) : 0.695482 voltage  
V(vd2) : 6.73123 voltage  
V(n002) : 10 voltage  
V(n001) : 0 voltage  
V(vd1_vs2) : 1.61208 voltage  
Id(M2) : 0.000695539 device_current  
Ig(M2) : 0 device_current  
Ib(M2) : -5.12915e-012 device_current  
Is(M2) : -0.000695539 device_current  
Id(ML) : 0.000695482 device_current  
Ig(ML) : 0 device_current  
Ib(M1) : -9.26601e-013 device_current  
Is(M1) : -0.000695482 device_current  
I(Rg) : 0 device_current  
I(Rd) : -0.000695482 device_current  
I(Rs) : 0.000695482 device_current  
I(Vcc) : -0.000695482 device_current
```

Figura 24: Captura de los datos de polarización en LTSpice.

Señal

```

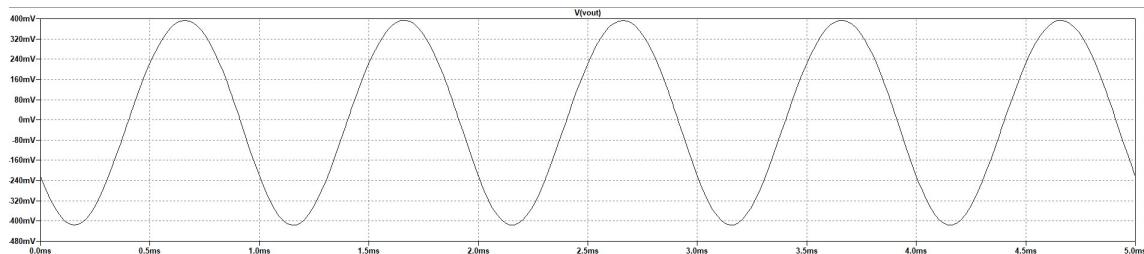
--- Operating Point ---

V(n001) :      6.73123      voltage
V(n005) :      10          voltage
V(vout) :      3.16368e-014  voltage
V(vin) :      8.49129e-023  voltage
V(n002) :      1.61208      voltage
V(n004) :      0.695482     voltage
V(n003) :      0          voltage
Id(M2) :      0.000695539  device_current
Ig(M2) :      0          device_current
Ib(M2) :      -5.12915e-012 device_current
Is(M2) :      -0.000695539  device_current
Id(M1) :      0.000695482  device_current
Ig(M1) :      0          device_current
Ib(M1) :      -9.26601e-013 device_current
Is(M1) :      -0.000695482  device_current
I(C6) :      6.32736e-037  device_current
I(C5) :      1.68281e-025  device_current
I(C4) :      4.8286e-024   device_current
I(C3) :      -1.53006e-024  device_current
I(C2) :      -6.73123e-018 device_current
I(C1) :      6.95482e-019  device_current
I(R2) :      1.69826e-024  device_current
I(R1) :      0.000695482  device_current
I(Rg) :      8.49129e-029  device_current
I(Rl) :      6.73123e-018 device_current
I(Rd) :      -0.000695482  device_current
I(V2) :      -0.000695482  device_current
I(V1) :      1.69826e-024  device_current

```

Figura 25: Captura de los datos de señal en LTSpice.

V_{0max} admitiendo baja distorsión

Figura 26: $V_{out_{max}}$ distorsión.

A.2. Resultados de las mediciones

Tabla para para el gráfico de la Respuesta en Frecuencia del circuito:

Frecuencia [Hz]	Amp Pico-Pico [V]	Ganancia [dB]
200E+00	0.28	2.8
308E+00	0.36	3.6
400E+00	0.4	4
500E+00	0.45	4.5
600E+00	0.48	4.8
700E+00	0.56	5.6
800E+00	0.6	6
900E+00	0.6	6
1.00E+03	0.64	6.4
5.00E+03	0.79	7.9
1.00E+04	0.84	8.4
5.00E+04	0.86	8.6
1.00E+05	0.85	8.5
4.00E+05	0.86	8.6
8.00E+05	0.86	8.6
1.00E+06	0.84	8.4
2.00E+06	0.8	8
3.00E+06	0.68	6.8
4.00E+06	0.58	5.8
5.00E+06	0.56	5.6
6.00E+06	0.52	5.2
7.00E+06	0.46	4.6
8.00E+06	0.42	4.2
9.00E+06	0.4	4
1.00E+07	0.38	3.8

Tabla 4: Mediciones barrido en frecuencia.

Tabla para para el gráfico de la Respuesta en Frecuencia con punta activa:

Frecuencia [Hz]	Amp Pico-Pico [V]	Ganancia [dB]
100E+03	1.5	7.6
500E+03	1.5	7.6
1E+06	1.5	7.6
2E+06	1.46	7.3
3E+06	1.42	7.1
4E+06	1.36	6.8
5E+06	1.30	6.5
6E+06	1.20	6
7E+06	1.12	5.6
8E+06	1.06	5.3
8.5E+06	1.02	5.1
9E+06	0.98	4.9
10E+06	0.92	4.6

Tabla 5: Mediciones barrido en frecuencia con punta activa.