



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES
FACULTAD DE INGENIERÍA
Año 2019 - 2º cuatrimestre

CIRCUITOS ELECTRÓNICOS (86.06)

ETAPAS CON TRANSISTORES INTEGRADOS

INFORME DE LABORATORIO N° 3

José F. González - 100063 - <jfgonzalez@fi.uba.ar>

Gottfried, Joel - 102498 - <joelgottfried99@gmail.com>

Urquiza, Elias - 100714 - <eurquiza@fi.uba.ar>

Índice

1. Objetivos	2
2. Desarrollo	2
3. Cálculo Analítico	2
3.1. Valores de Reposo	3
3.2. Análisis de Señal a Frecuencias Medias	4
3.2.1. Amplificación de Tensión Total (A_v)	4
3.2.2. Resistencia de Entrada y de Salida	5
3.2.3. Máxima excursión de señal a la salida sin recorte	5
3.2.4. Respuesta en frecuencia para A_{vs}	5
4. Simulación	8
4.1. Valores de Reposo	9
4.2. Análisis de Señal a Frecuencias Medias	9
4.2.1. Amplificación de Tensión Total (A_v)	9
4.2.2. Resistencia de Entrada y de Salida	10
4.2.3. Máxima Excursión de Señal a la salida sin recorte	11
4.2.4. Respuesta en Frecuencia para A_{vs}	12
5. Mediciones	14
5.1. Valores de Reposo	14
5.2. Análisis de Señal a Frecuencias Medias	14
5.2.1. Amplificación de Tensión Total (A_v)	14
5.2.2. Resistencia de Entrada y de Salida	14
5.2.3. Máxima excursión de señal a la salida sin recorte	15
5.2.4. Respuesta en frecuencia para A_{vs}	16
6. Análisis Comparativo	18

1. Objetivos

- Analizar las características principales de una etapa amplificadora formada por un MOSFET de doble gate BF966, que puede configurarse como un circuito equivalente de dos transistores NMOSFET de canal preformado.
- Comparar los resultados obtenidos mediante el cálculo analítico, la medición en laboratorio y la verificación por simulación con LTSPICE.

2. Desarrollo

3. Cálculo Analítico

Utilizando el modelo presente en la fig. 1, calculamos analíticamente los valores de reposo y los parámetros de señal para frecuencias medianas.

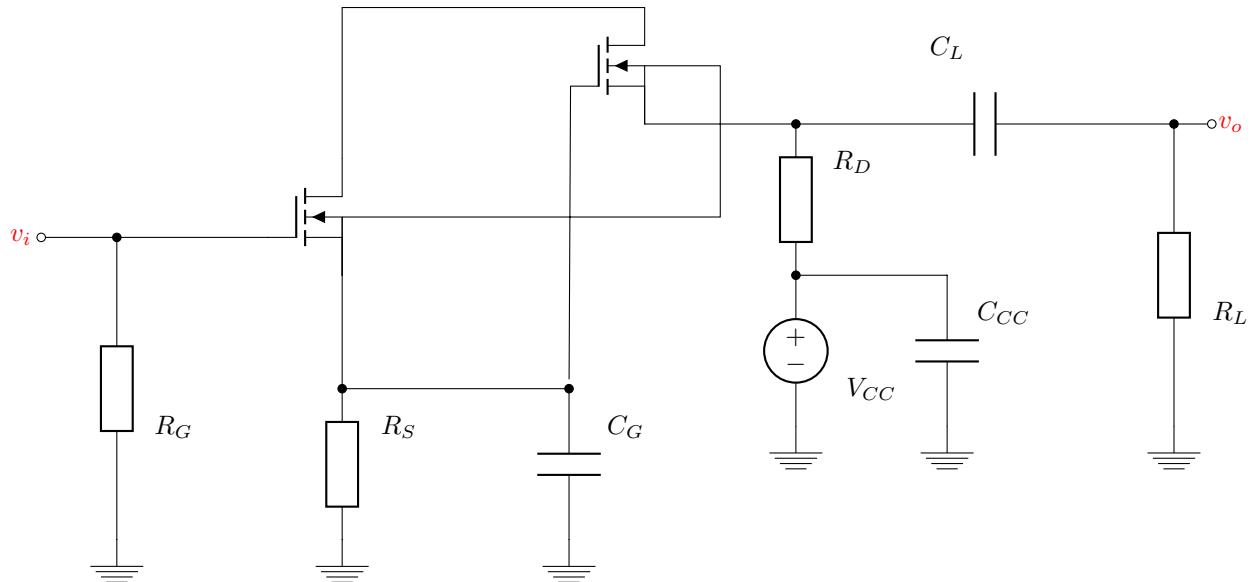


Figura 1: Esquema simplificado del circuito.

Se tienen los siguientes datos:

- $K_1 = 15 \frac{mA}{V^2}$
- $K_2 = 200 \frac{mA}{V^2}$
- $V_{T1} = V_{T2} = V_T = -1V$
- $\frac{W}{L} = 1$
- $C_{g1s} = 2,2pF$
- $C_{g2s} = 1,1pF$
- $C_{d1s} = C_{d2s} = 0,8pF$
- $C_{g1d} = C_{g2d} = 25fF$

3.1. Valores de Reposo

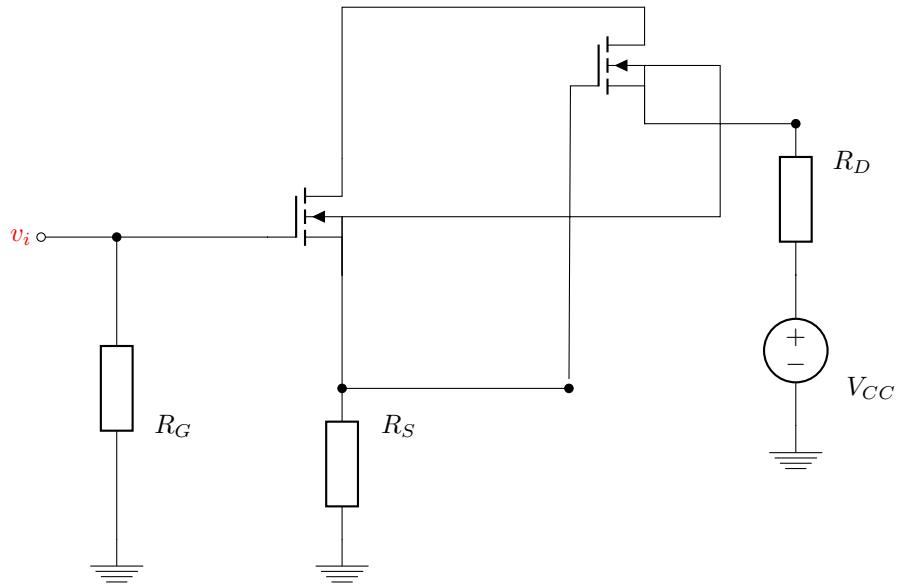


Figura 2: Esquema simplificado del circuito de continua.

Planteando la malla de entrada se obtiene

$$0 - V_{GSQ_1} - I_D R_S = 0 \Rightarrow -V_{GSQ_1} - R_S K_1 (V_{GSQ_1} - V_{T_1})^2 = 0 \quad (1)$$

Desarrollando el cuadrado de la Ec. 1 se obtiene la siguiente expresión:

$$-R_S K_1 V_{GSQ_1}^2 + (2R_S K_1 V_T - 1)V_{GSQ_1} - R_S K_1 V_T^2 = 0 \quad (2)$$

Por lo que se obtiene

$$V_{GSQ_1} = -0,77V \Rightarrow I_{DQ_1} = 793,5\mu A \quad (3)$$

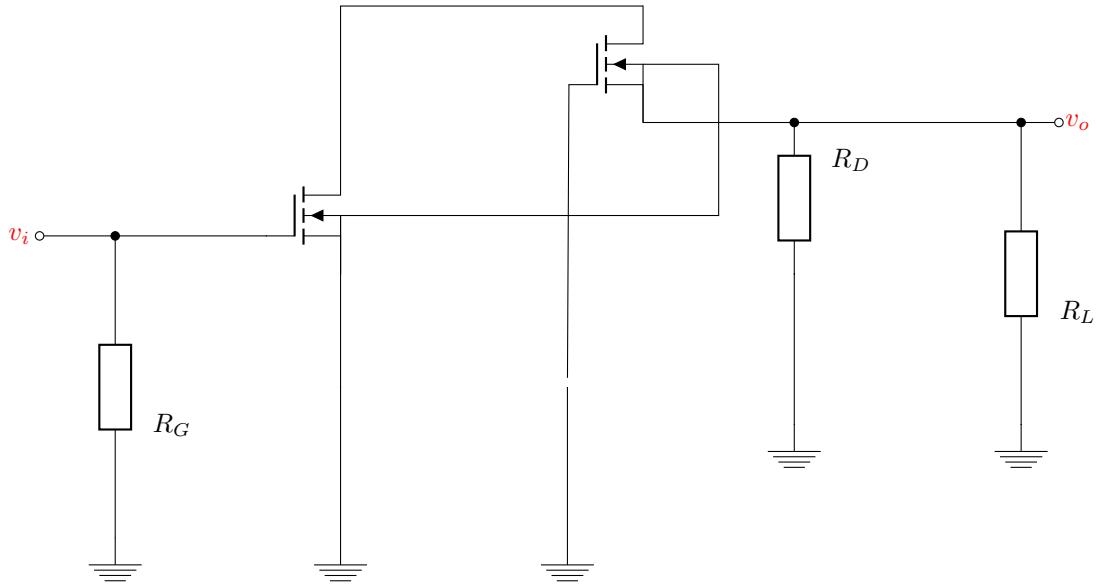
Debido a que la corriente será la misma en ambos transistores, se pueden despejar los valores de reposo:

$$Q_1 = (0,94V; 793,5\mu A) \quad (4)$$

$$Q_2 = (4,54V; 793,5\mu A) \quad (5)$$

$$Q_T = (5,48V; 793,5\mu A) \quad (6)$$

3.2. Análisis de Señal a Frecuencias Medianas



Tenemos los siguientes valores para el análisis:

Transistor	g_m	r_{gs}	r_{ds}
1	$6,9 \frac{mA}{V}$	$\rightarrow \infty$	$\rightarrow \infty$
2	$25,2 \frac{mA}{V}$	$\rightarrow \infty$	$\rightarrow \infty$

Cuadro 1: Parámetros de pequeña señal.

3.2.1. Amplificación de Tensión Total (A_v)

Si separamos el circuito en dos bloques, uno con amplificación $A_{v1} = v_{o1}/v_i$ y otro con $A_{v2} = v_o/v_{o1}$ como se muestra en el esquema. En las ecuaciones 8 y 9 se muestran los resultados.

Para los despejes se utiliza el valor de r_i^{**} que se define en la Ec. 7. Esta resistencia corresponde a la resistencia equivalente vista desde el Source del segundo transistor hacia el interior de este.

$$r_i^{**} = \frac{r_{gs2}}{r_{gs2} g_{m2}} = 39,7\Omega \quad (7)$$

$$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_i} = \frac{-i_d r_i^{**}}{\frac{i_d}{g_{m1} r_{gs}} r_{gs}} = -g_{m1} r_i^{**} = -0,274 \quad (8)$$

$$A_{v1} = \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{-i_d 2,35 K\Omega}{-i_d r_i^{**}} = \frac{2,35 K\Omega}{39,7\Omega} = 59,2 \quad (9)$$

Finalmente podemos despejar A_v :

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-i_d 2,35 k\Omega}{\frac{i_d}{g_{m1} r_{gs1}} r_{gs1}} = -g_{m1} 2,35 k\Omega = -16,22 \quad (10)$$

Que además verifica la relación $A_v = A_{v1} A_{v2}$.

Dado que no tomamos en cuenta ninguna resistencia en serie con la señal del generador, se tiene que $V_i = V_s$ por lo que tenemos:

$$A_{vs} = A_v = -16,22 \quad (11)$$

3.2.2. Resistencia de Entrada y de Salida

Dado que la resistencia del Gate 1 está en paralelo con la resistencia de entrada del transistor, que tiende a infinito por el enunciado, se obtiene:

$$R_i = 1M\Omega // r_{gs_1} = 1M\Omega \quad (12)$$

Por otro lado, dado que la resistencia de salida es el paralelo entre la resistencia del drain y la resistencia r_{ds_2} , se tiene:

$$R_{out} = 4,7K\Omega // r_{ds_2} = 4,7K\Omega \quad (13)$$

3.2.3. Máxima excursión de señal a la salida sin recorte

Se estima que existe baja distorsión cuando $\Delta V_{GS} << (V_{GSQ} - V_T)/2$. Esta expresión puede ser justificada al interpretar lo que representa. Dado que ΔV_{GS} representa la amplitud pico de la señal de entrada, es necesario que la misma no supere el límite para el cual el transistor deja de estar en saturación y entra en modo triodo. Por ello, el límite de la señal de entrada está impuesto por la distancia entre V_{GSQ} y V_T .

Si se traza la recta de carga dinámica de ambos transistores se pueden observar los límites de amplitud de señal que pueden tener en su salida. Las ecuaciones de ambas rectas de carga se presentan a continuación:

RCD del Primer Transistor:

$$i_{D_1} = I_{DQ_1} + \frac{V_{DSQ_1} - v_{d1}}{r_i^{**}} = 24,5mA - \frac{v_{d1}}{39,7\Omega} \quad (14)$$

La raíz se encuentra en $v_{D_1} = 973mV$ y la ordenada al origen en $i_{D_1} = 24,5mA$.

RCD del Segundo Transistor:

$$i_{D_2} = I_{DQ_2} + \frac{V_{DSQ_2} - v_{d2}}{4,7K\Omega/2} = 2,73mA - \frac{v_{d2}}{2,35K\Omega} \quad (15)$$

La raíz se encuentra en $v_{D_2} = 6,42V$ y la ordenada al origen en $i_{D_2} = 2,73mA$.

La tensión $V_{o1_{max}} = V_{DSQ_1} - 0,94V = 0,97V - 0,94V = 30mV$, mientras que $V_{o_{max}} = V_{DSQ_2} - 4,54V = 6,42V - 4,54V = 1,88V$.

Dado el valor de A_{V1} de la ecuación 8 se puede despejar la tensión de entrada máxima v_i :

$$v_{i_M} = \frac{30mV}{0,274} = 30mV \quad (16)$$

Para esta tensión de entrada, por el valor de A_v obtenido en la ec. 10, se tiene:

$$v_{o_M} = |A_v|110mV = 16,22 \cdot 110mV = 1,8V \quad (17)$$

Dado que esta tensión de salida es menor que la obtenida por la RCD del segundo transistor, se puede concluir que el primer transistor es el que limita el comportamiento de esta configuración y los valores presentados en las ecuaciones 16 y 17 son los valores máximos aproximados que se pueden esperar medir sin recorte.

3.2.4. Respuesta en frecuencia para A_{vs} .

Con un análisis por inspección podemos obtener un valor aproximado de las frecuencias de corte inferior y superior del sistema. Utilizando el modelo simple propuesto por el enunciado, tenemos los siguientes datos:

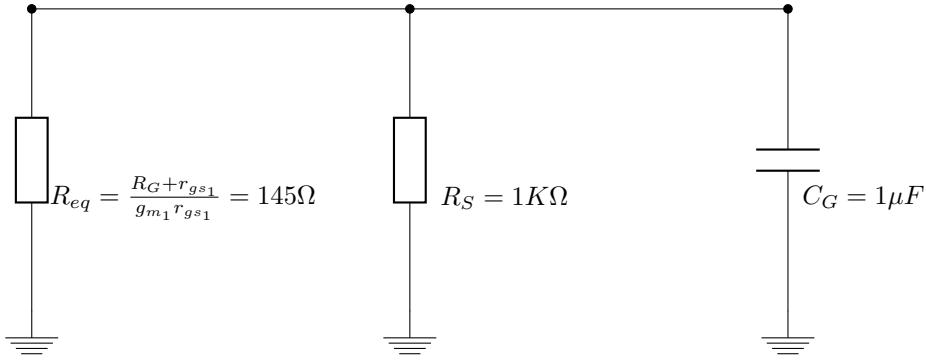
- $C_{g_1s} = 2,2pF$
- $C_{g_2s} = 1,1pF$
- $C_{d_1s} = C_{d_2s} = 0,8pF$

■ $C_{g_1d} = C_{g_2d} = 25fF$

Análisis en Baja Frecuencia

Analizando primero la respuesta en bajas frecuencias, considerando entonces únicamente la influencia del capacitor C_G , C_L , y C_{cc} , se calcula lo siguiente:

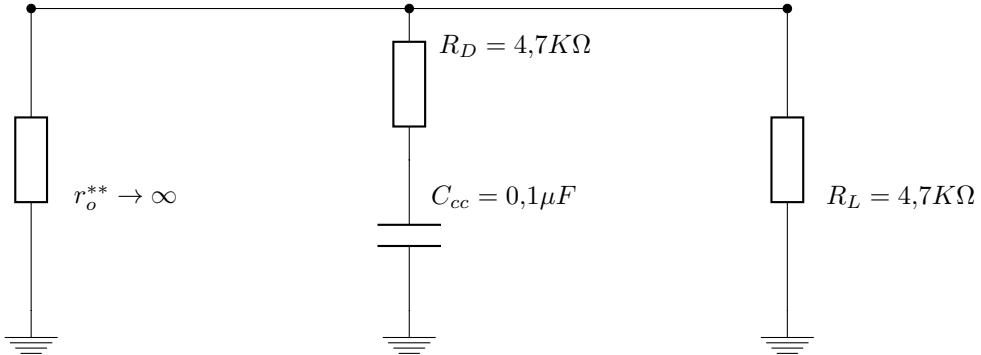
C_G : Pasivando las fuentes independientes y considerando los otros capacitores externos como cortocircuitos:



R_{eq} es la resistencia equivalente vista desde el source del T1.

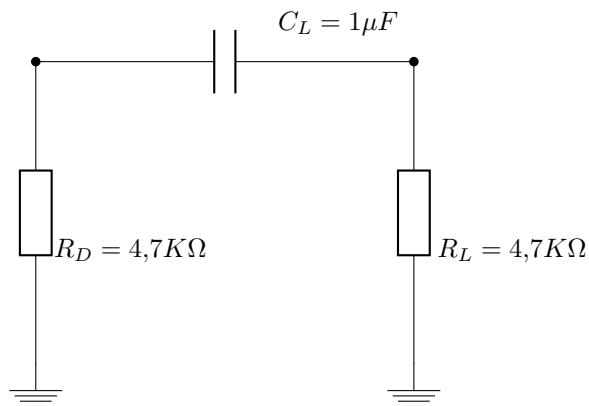
$$\tau_G = (145\Omega // 1K\Omega) 1\mu F = 0,127ms \Rightarrow f_G = 1253Hz \quad (18)$$

C_{cc} : Pasivando las fuentes independientes y considerando los otros capacitores externos como cortocircuitos:



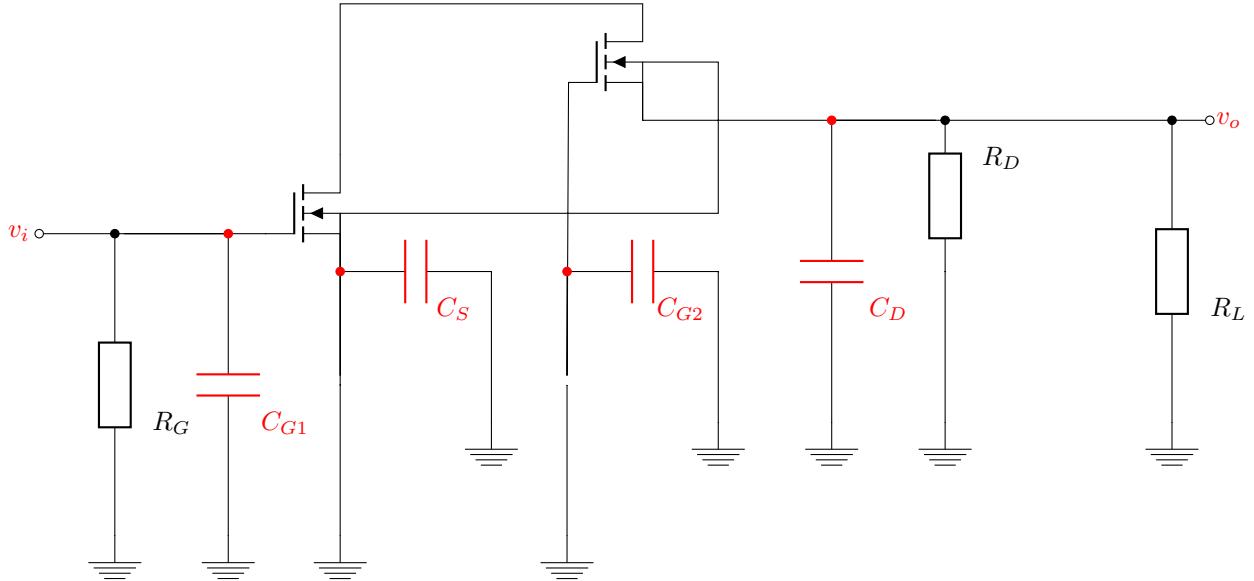
$$\tau_{cc} = 9,4\Omega 0,1\mu F = 0,94ms \Rightarrow f_{cc} = 169Hz \quad (19)$$

C_L : Pasivando las fuentes independientes y considerando los otros capacitores externos como cortocircuitos:



Podemos concluir entonces, dado que la suma de polos ficticios es de $1592Hz$, que la frecuencia de corte inferior tendrá este valor aproximado.

Análisis en Alta Frecuencia

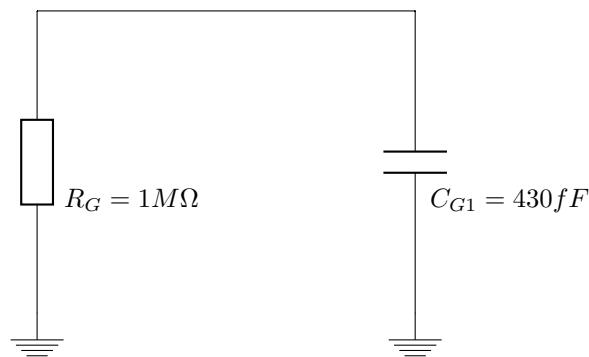


Para el análisis en altas frecuencias, obtenemos los siguientes valores:

- $C_{G1} = 2,2pF(1 - \frac{v_{source}}{v_i}) + 25fF(1 - \frac{v_o}{v_i}) = 430fF$
- $C_{G2} = 1,1pF(1 - \frac{v_{source}}{v_{gate_2}}) = 1,1pF$
- $C_D = 25fF(1 - \frac{v_i}{v_o}) + 0,8pF(1 - \frac{v_{source}}{v_o}) = 1,3pF$
- $C_{Source} = 0,8pF(1 - \frac{v_o}{v_{source}}) + 1,1pF(1 - \frac{v_{source}}{v_{gate_2}}) + 2,2pF(1 - \frac{v_i}{v_{source}}) = 14,9pF$

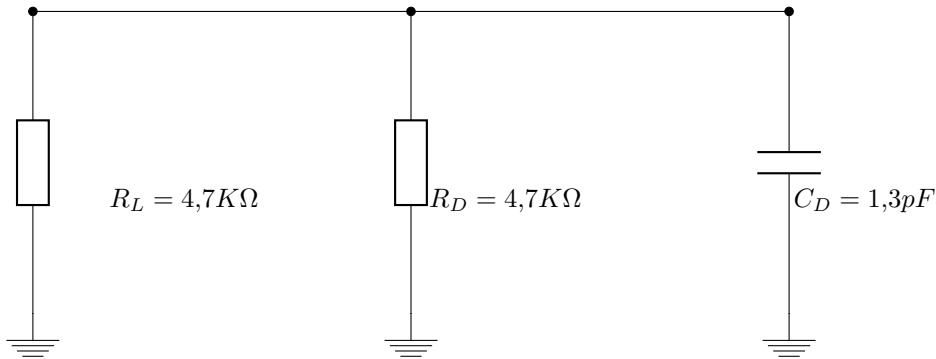
Obtenemos entonces, sin considerar la capacidad del Gate 2 puesto que el capacitor asociado está en serie con una resistencia equivalente que se considera tiende a infinito:

C_{G1} :



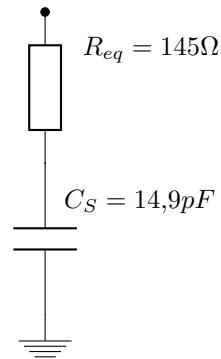
$$\tau_{G1} = 1M\Omega \cdot 430fF = 430ns \Rightarrow f_{G1} = 370,1KHz \quad (20)$$

C_D :



$$\tau_D = 1,3pF \cdot 2,35K\Omega = 3,1ns \Rightarrow f_D = 51,3MHz \quad (21)$$

C_S :



$$\tau_S = 14,9pF \cdot 145\Omega = 2,16ns \Rightarrow f_S = 73,7MHz \quad (22)$$

Debido a que la frecuencia asociada al Gate 1 es la menor, consideraremos que $f_H = 370,1KHz$ es la frecuencia de corte superior del sistema.

4. Simulación

Simulando el circuito dado con LTSpice, utilizando el modelo simplificado del integrado, presente en la figura 3, verificamos los resultados analíticos calculados en la sección anterior. Consideramos nuevamente los siguientes valores:

- $K_1 = 15 \frac{mA}{V^2}$
- $K_2 = 200 \frac{mA}{V^2}$
- $V_{T_1} = V_{T_2} = V_T = -1V$
- $\frac{W}{L} = 1$

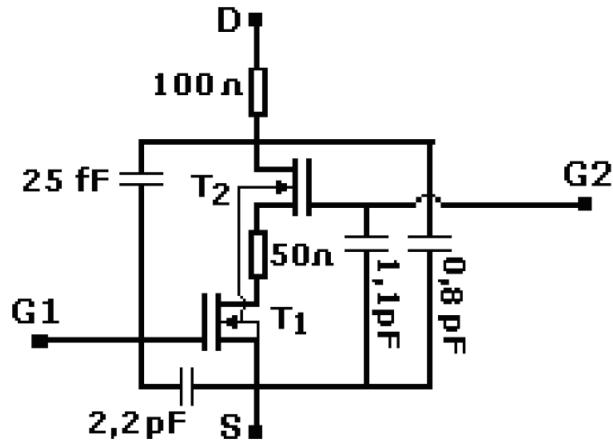


Figura 3: Modelo simple del integrado según lo propuesto por el enunciado.

4.1. Valores de Reposo

V_{G1Q}	V_{G2Q}	V_{S_Q}	V_{D_Q}	V_{cc}
0V	695mV	695mV	6,73V	10V

Cuadro 2: Valores de reposo simulados.

$$V_{DSQ} = V_{DQ} - V_{SQ} = 6V \quad (23)$$

$$I_{DQ} = 695\mu A \quad (24)$$

4.2. Análisis de Señal a Frecuencias Medias

4.2.1. Amplificación de Tensión Total (A_v)

Alimentando al circuito con una señal de entrada de $10mV$ pico y de frecuencia $10KHz$ se obtuvo el gráfico de la figura 4. Con el cociente de los valores pico de tensión se puede concluir que $A_v = -10,6$ y A_{vs} tendrá el mismo valor puesto que no estamos considerando algún valor de resistencia en serie con la fuente de señal.

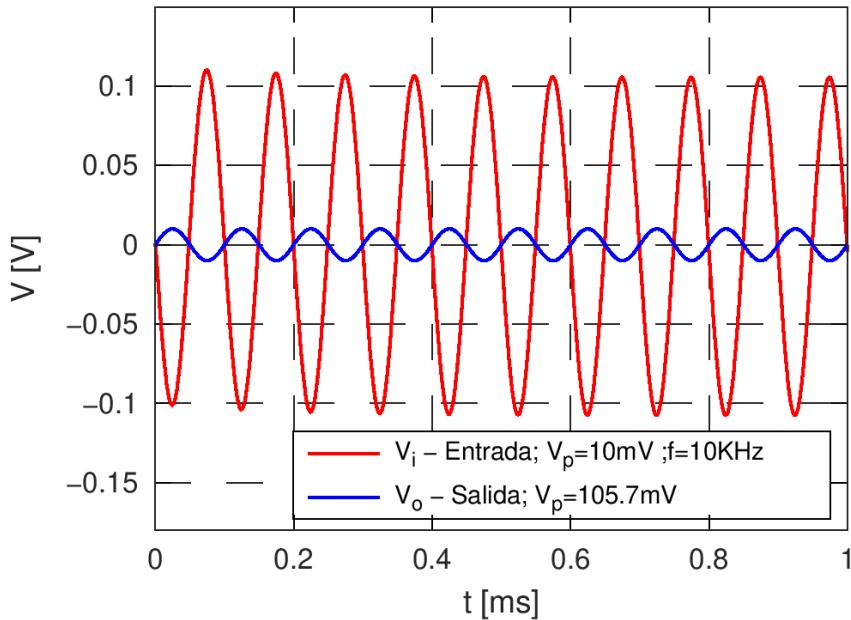


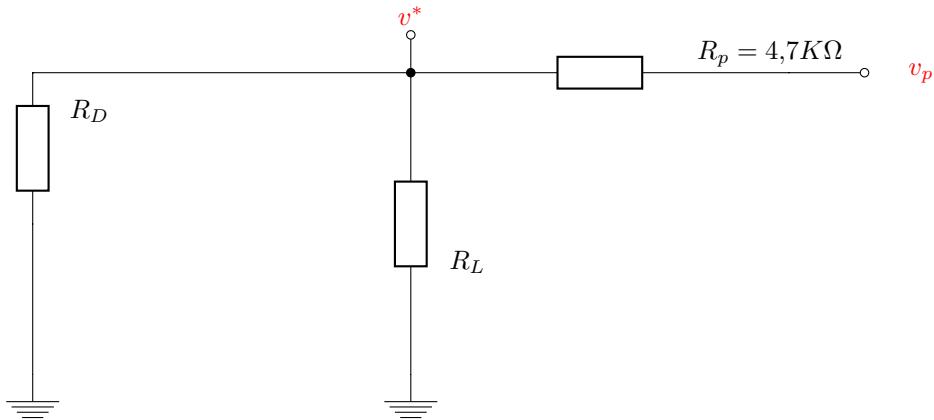
Figura 4: Señal de entrada y salida dentro del rango de frecuencias medias obtenida por simulación.

4.2.2. Resistencia de Entrada y de Salida

Resistencia de Entrada Dado que no se registra corriente entrante por el Gate 1, se puede concluir entonces que

$$R_{in} = 1M\Omega \quad (25)$$

Resistencia de Salida



Pasivando la fuente de señal entre Gate 1 y común, y colocando una fuente de prueba con $V_{p(pico)} = 330mV$ en serie con una resistencia de $4,7K\Omega$ en el nodo e salida del circuito, se puede calcular la R_{out} por medio del análisis siguiente:

$$\frac{V_p - V^*}{4,7K\Omega} - \frac{V^*}{4,7K\Omega} = i_{R_{out}} = \frac{V^*}{R_{out}} \quad (26)$$

Se obtuvo

$$V^* = 108,9mV \Rightarrow i_{R_{out}} = 23,9\mu A \Rightarrow R_{out} = 4,6K\Omega \quad (27)$$

4.2.3. Máxima Excusión de Señal a la salida sin recorte

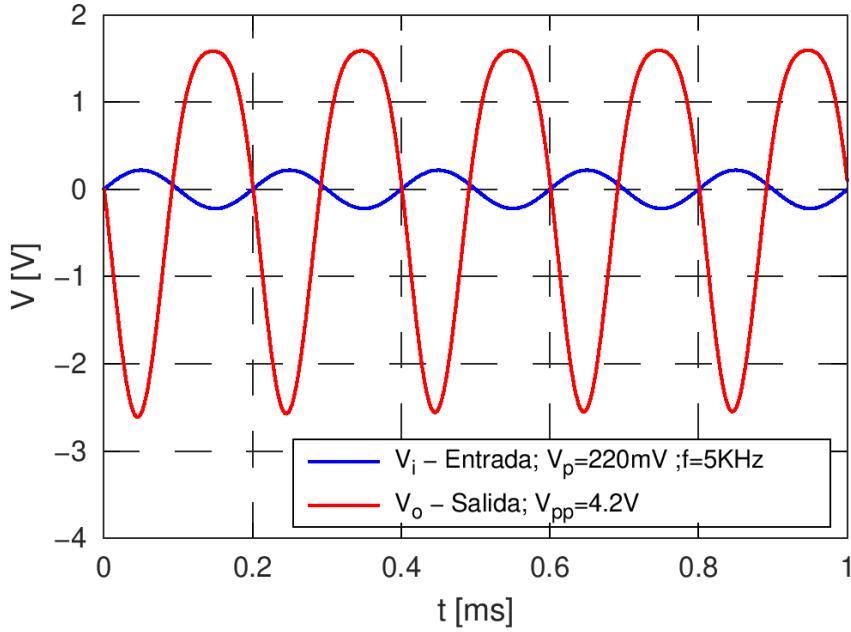


Figura 5: Señal de entrada y salida máxima sin recorte obtenida por simulación.

Como se observa en la figura 5, se tiene que la tensión de salida máxima sin recorte y con baja distorsión es de $V_{o(max)_{pp}} = 4,2V$ para una señal $V_{s_{pp}} = 440mV$. Con estos parámetros se utilizó el comando **.FOURIER** de LTSpice para calcular la TDH, obteniéndose así:

$$TDH = 19,93 \% \quad (28)$$

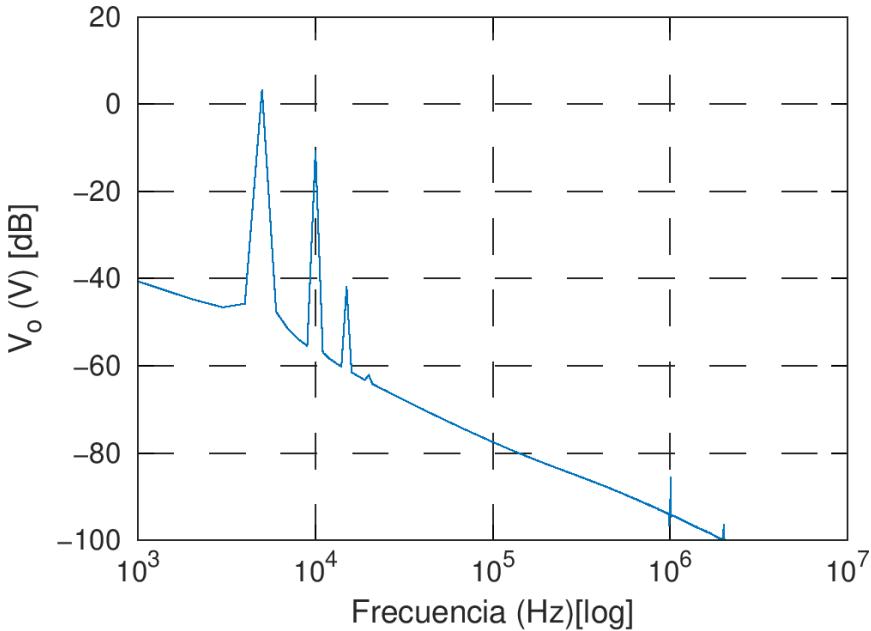


Figura 6: FFT de la señal de salida presente en la figura 5 para la que se obtuvo TDH=19.93 %.

4.2.4. Respuesta en Frecuencia para A_{vs}

Se simuló la respuesta en frecuencia para cuatro casos distintos: sin simular las puntas del osciloscopio; simulando puntas X1; simulando puntas X10; simulando puntas activas. Se presentan a continuación los resultados obtenidos.

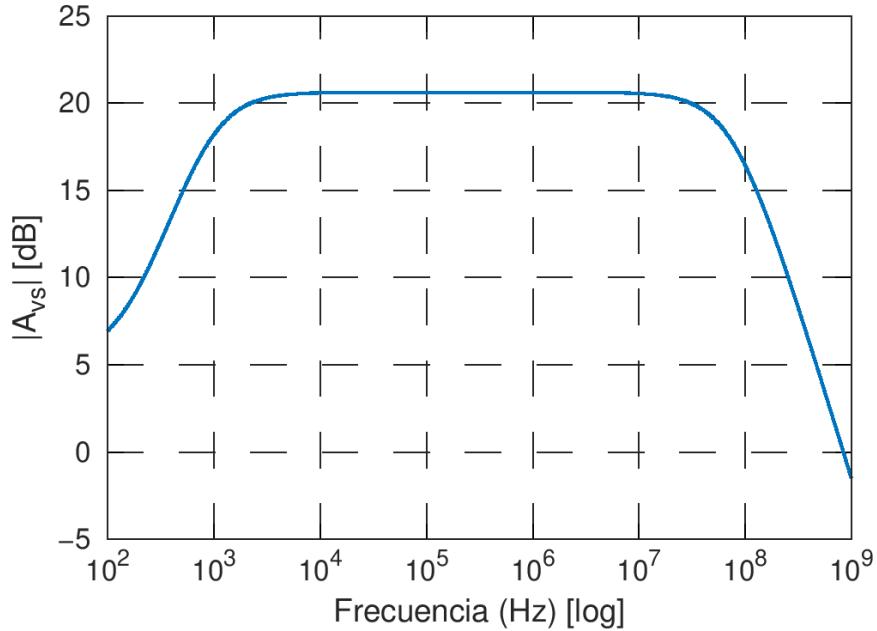


Figura 7: Respuesta en frecuencia sin simular puntas de osciloscopio.

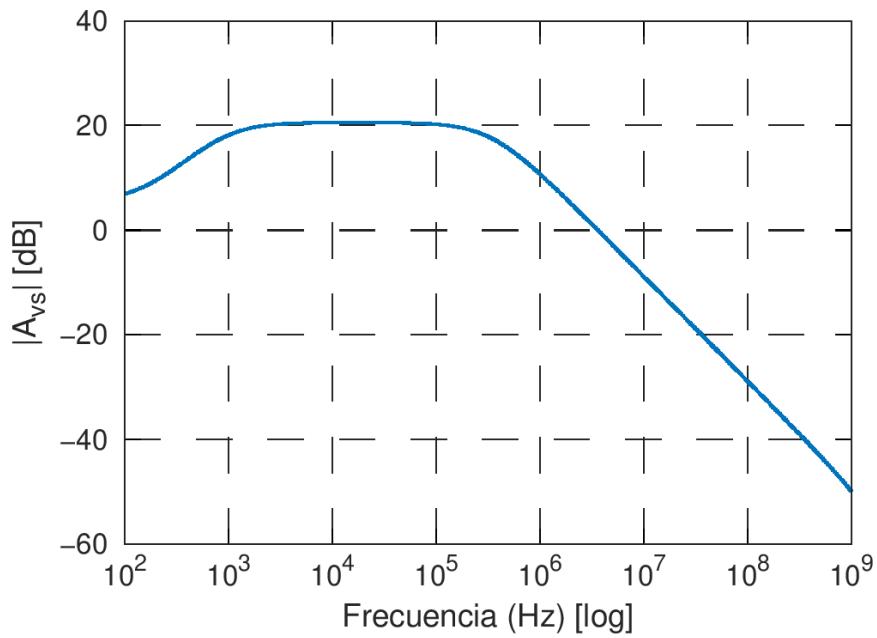


Figura 8: Respuesta en frecuencia simulando puntas X1.

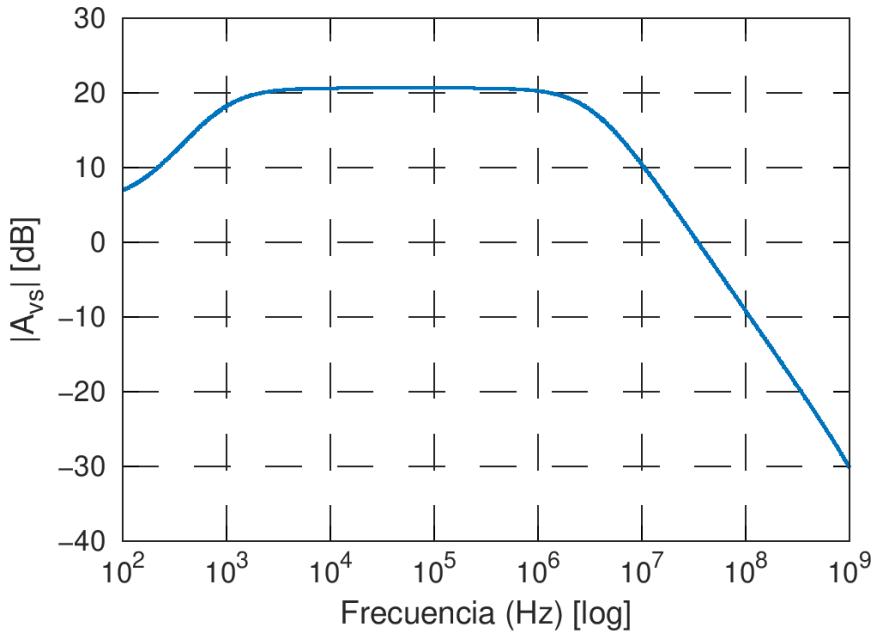


Figura 9: Respuesta en frecuencia simulando puntas X10.

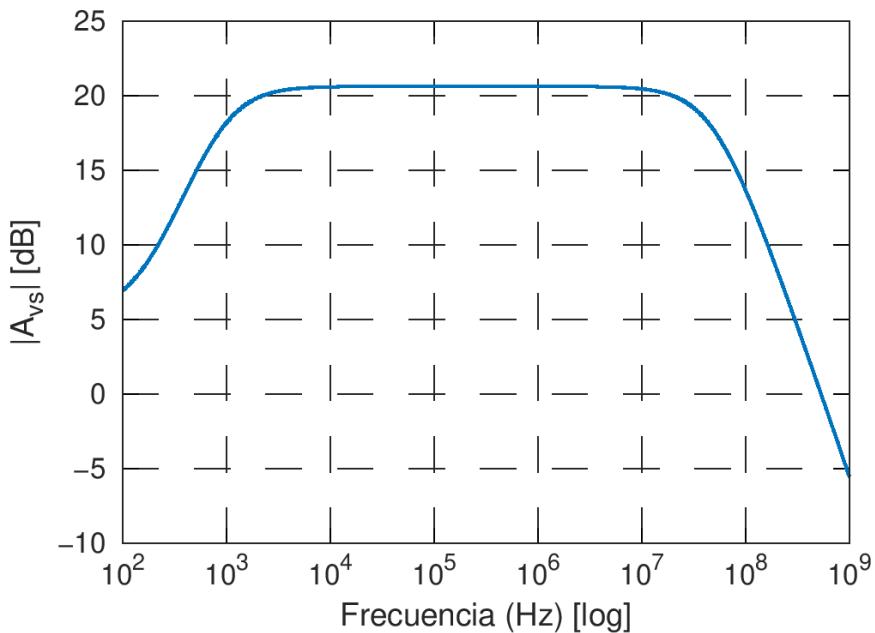


Figura 10: Respuesta en frecuencia simulando puntas activas.

Podemos observar que la frecuencia de corte inferior no es alterada apreciablemente con el uso de las distintas puntas de medición, obteniendo entonces:

$$f_l \approx 3\text{KHz} \quad (29)$$

Por otro lado, la frecuencia de corte superior se ve disminuida con el uso de puntas X1 y X10 respecto a la obtenida sin simular las puntas. La frecuencia de corte superior que más se asemeja a la f_h es la obtenida utilizando puntas activas, por tener una capacidad mucho menor que las otras dos.

$$f_h \approx 11\text{MHz} \quad (30)$$

5. Mediciones

5.1. Valores de Reposo

V_{G1_Q}	V_{G2_Q}	V_{S_Q}	V_{D_Q}	V_{cc}
4,8mV	700mV	700mV	7,6V	10V

Cuadro 3: Valores de reposo medidos.

$$V_{DS_Q} = 6,9V \quad (31)$$

$$I_{DQ} = \frac{V_{cc} - V_{DQ}}{R_D} = \frac{10V - 7,6V}{4,7K\Omega} = 511\mu A \quad (32)$$

5.2. Análisis de Señal a Frecuencias Medias

5.2.1. Amplificación de Tensión Total (A_v)

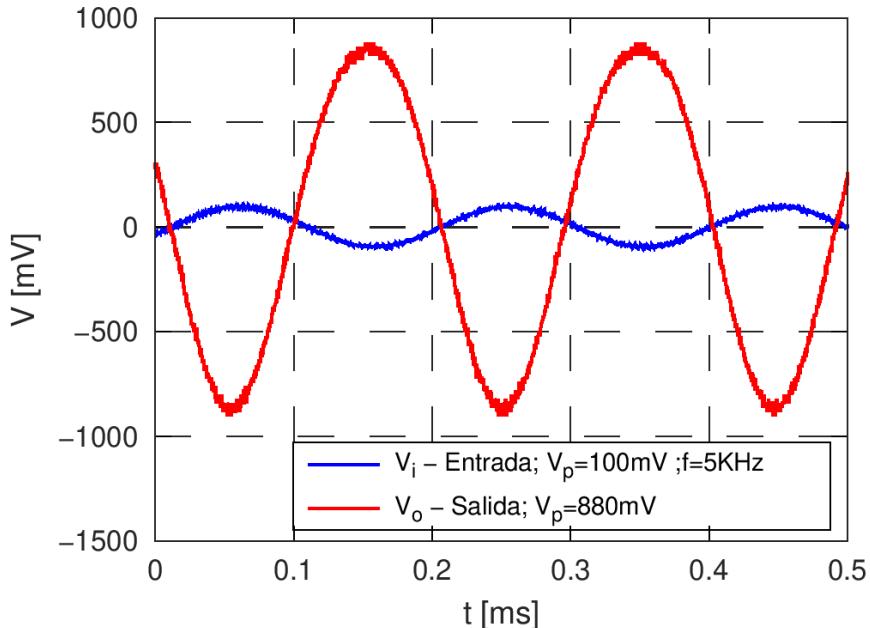


Figura 11: Respuesta obtenida para una señal de entrada de 5KHz y amplitud de 100mV.

$$A_v = \frac{1,8V_{pp}}{200mV_{pp}} = 9 \quad (33)$$

5.2.2. Resistencia de Entrada y de Salida

Resistencia de Entrada: Dado que la tensión de reposo en el Gate 1 es cercana a 0V, consideramos que la resistencia de entrada se corresponde a R_G tal que:

$$R_{in} = 1M\Omega \quad (34)$$

Resistencia de Salida Colocando una resistencia de prueba de $R_p = 4,7K\Omega$ sobre la carga junto con una tensión de prueba V_p se obtuvo:

$$V_p = 660mV_{pp} \Rightarrow V_{(R_L//R_{out})}^* = 244mV_{pp} \quad (35)$$

Con este valor podemos despejar $(R_L//R_{out})$:

$$V^* = V_p \frac{(R_L//R_{out})}{R_p + (R_L//R_{out})} \Rightarrow (R_L//R_{out}) = \frac{V^* R_p}{V_p - V^*} = 2,76 K\Omega \quad (36)$$

$$\frac{R_{out} R_L}{R_{out} + R_L} = (R_L//R_{out}) \Rightarrow R_{out} = \frac{(R_L//R_{out}) R_L}{R_L - (R_L//R_{out})} \quad (37)$$

$$R_{out} = \frac{2,76 K\Omega \cdot 4,7 K\Omega}{4,7 K\Omega - 2,76 K\Omega} = 6,7 K\Omega \quad (38)$$

5.2.3. Máxima excusión de señal a la salida sin recorte

Al medir la máxima excusión sin recorte admitiendo baja distorsión, con una frecuencia de **5KHz**, obtuvimos la respuesta presente en la figura 12. Observamos que la máxima tensión pico de entrada es de aproximadamente $V_i = 212mV$ obteniendo así una señal de salida alineal de aproximadamente $V_{O_{pp}} = 3,3V$.

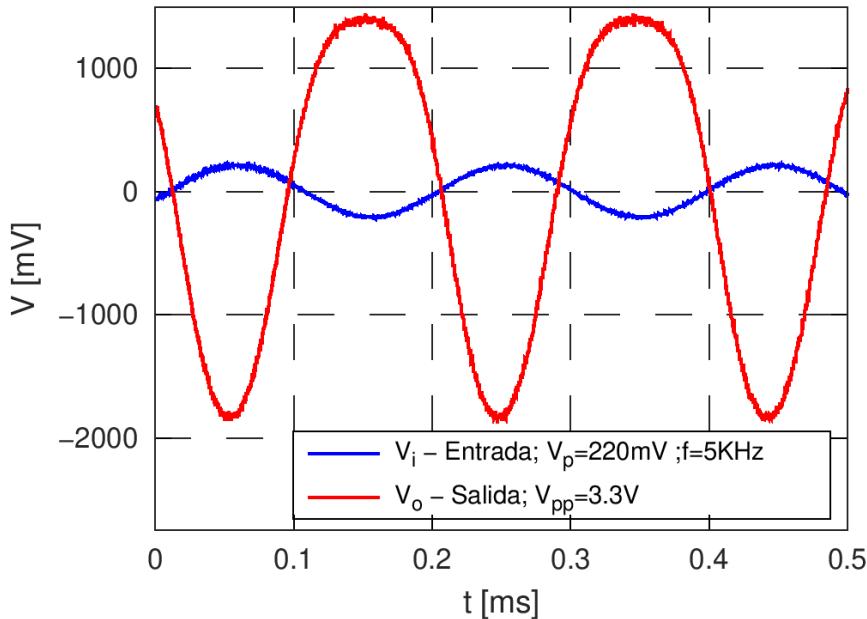


Figura 12: Máxima excusión de señal a la salida sin recorte.

Para evaluar la distorsión de la señal, se utilizó la función FFT del osciloscopio digital, obteniéndose el resultado de la figura 13.



Figura 13: FFT de la señal de salida en su máxima excusión sin recorte. Escala: 2.5KHz/div.

Se observa que la señal fundamental es de 5KHz, correspondiente a la frecuencia de la señal de entrada, pero se encuentran otros armónicos de menor magnitud en 10Khz, 15Khz y 20Khz. Estos armónicos indican que la señal de salida no es pura y tenemos un cierto nivel de distorsión presente.

5.2.4. Respuesta en frecuencia para A_{vs} .

Para medir la respuesta en frecuencia, con una tensión de entrada $V_{sp} = 180mV$, se realizó un barrido de frecuencia hasta 10MHz con puntas pasivas X1, X10, y puntas activas X10 alimentadas por una tensión continua de 9V. Los diagramas de bode realizados con las mediciones se encuentran a continuación. En la tabla 4 se comparan los resultados obtenidos.

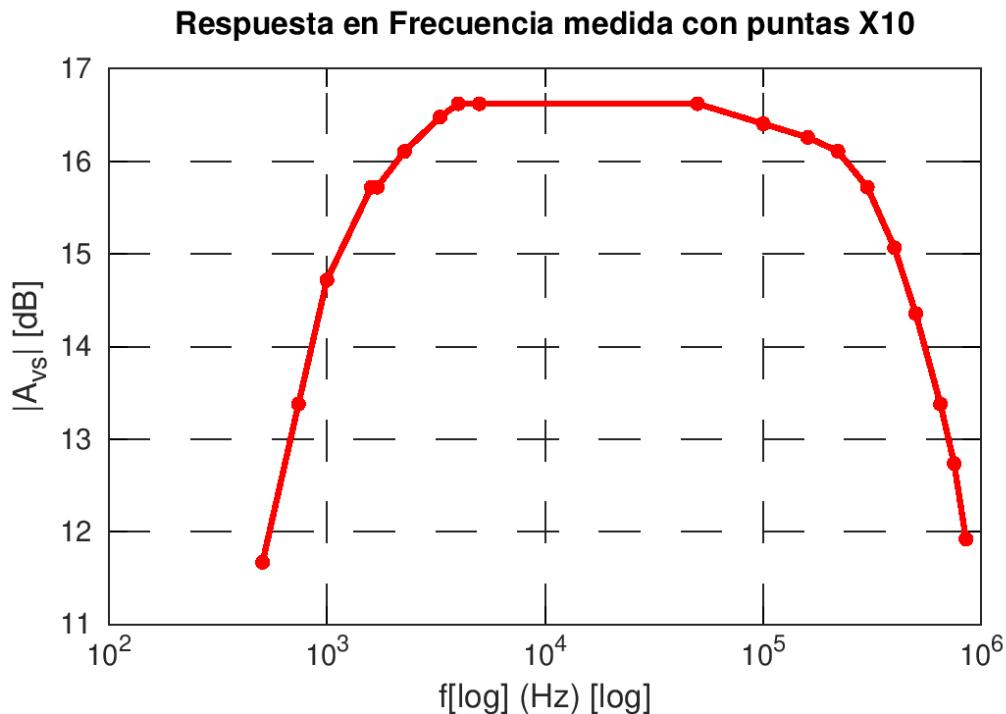


Figura 14: Respuesta en frecuencia medida con puntas de osciloscopio X1.

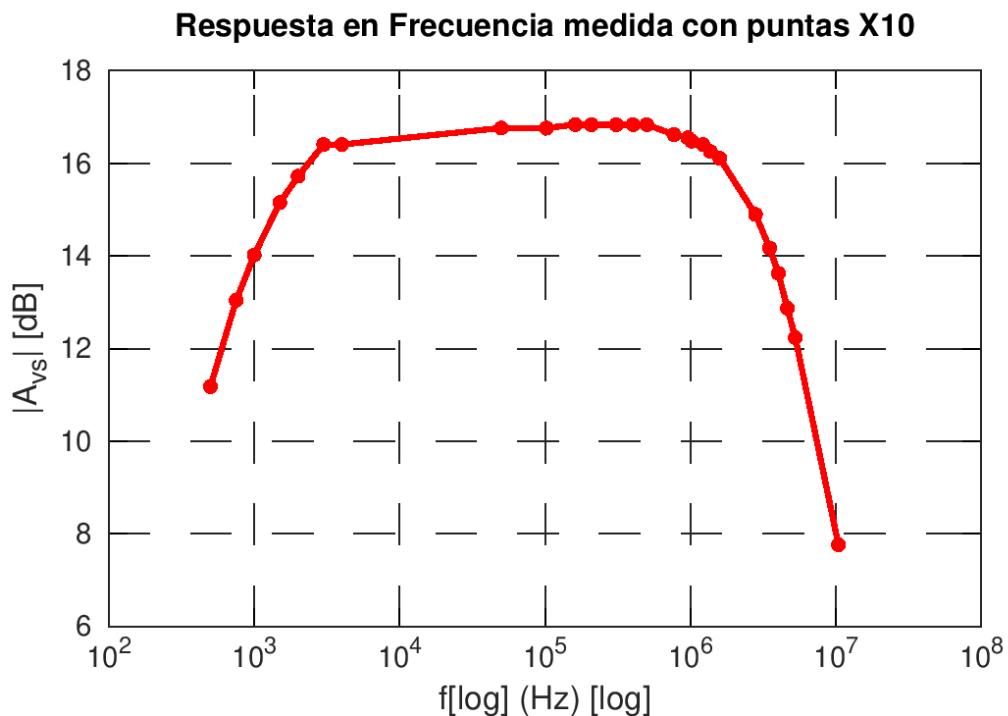


Figura 15: Respuesta en frecuencia medida con puntas de osciloscopio X10.

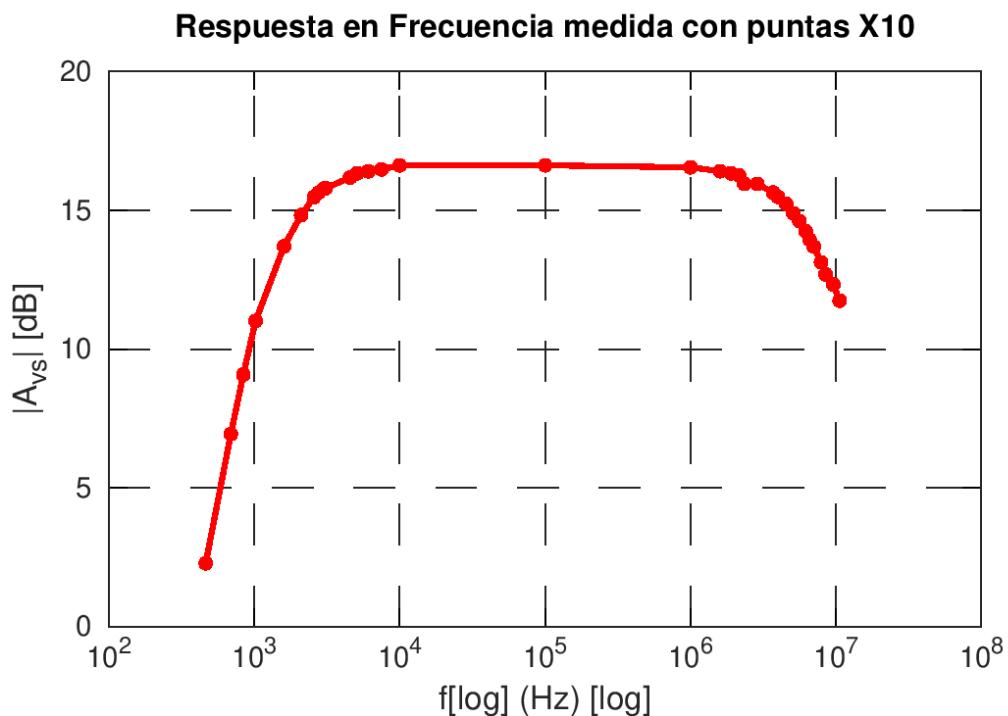


Figura 16: Respuesta en frecuencia medida con puntas de prueba activas.

Puntas	f_l	f_h	$ A_{vs} $
X1	4KHz	100KHz	6.8
X10	3KHz	1MHz	6.9
Activas	10KHz	2MHz	6.8

Cuadro 4: Tabla comparativa de los valores de frecuencia de corte inferior y superior. Se incluye también el valor de $|A_{vs}|$.

6. Análisis Comparativo

En el cuadro 5 se comparan los parámetros de interés. Para el caso de la respuesta en frecuencia medida en el laboratorio, se consideró la frecuencia de corte inferior medida con las puntas X1, por tener más puntos que las mediciones de puntas pasivas X10, y para el valor de la f_h se utilizó aquel obtenido con el uso de puntas de prueba activas, ya que poseen una capacitancia mucho menor que las pasivas y atenúa la influencia de dichas puntas. El error relativo incluido en el cuadro corresponde a la diferencia porcentual entre el valor medido y el analítico, tomando el medido como valor real.

Valor	I_{DQ}	V_{DSQ}	A_v	A_{vs}	R_{in}	R_{out}	$V_{o_{max}}$	f_l	f_h
Analítico	$793,4\mu A$	$5,48V$	-16.22	-16.22	$1M\Omega$	$4,7K\Omega$	$1,8V$	$1592Hz$	$370,1KHz$
Simulado	$695\mu A$	$6V$	-10.6	-10.6	$1M\Omega$	$4,6K\Omega$	$2,15V$	$3KHz$	$11MHz$
Medido	$511\mu A$	$6,9V$	-9	-6.8	$1M\Omega$	$6,7K\Omega$	$1,82V$	$4KHz$	$2MHz$
$\epsilon_r \%$	55 %	21 %	80 %	105 %	0 %	30 %	1 %	60 %	81.5 %

Cuadro 5: Cuadro comparativo de todos los valores obtenidos por análisis, simulación, y medición.