



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES
FACULTAD DE INGENIERIA
2016 - 1^{er} Cuatrimestre

86.06 - CIRCUITOS ELECTRÓNICOS

TRABAJO DE LABORATORIO 3
Etapas con transistores integrados
21 de julio de 2016

INTEGRANTES:

Bruno, Nicolas	95191
<nicoo.24@hotmail.com>	
Piñero, Juan Cruz	96112
<juan.cruzp@yahoo.com>	
Vazquez, Matias	91523
<mfvazquezfiuba@gmail.com>	

Índice

1. Introducción	2
2. Cálculo analítico	2
2.1. Punto de reposo	2
2.2. Amplificación de tensión total (A_v) a frecuencias medias	4
2.3. Resistencia de entrada y de salida	5
2.3.1. Resistencia de entrada R_i	5
2.3.2. Resistencia de salida R_o	5
2.4. Excursión de salida	5
2.4.1. Máxima excursión de salida sin recorte	5
2.4.2. Máxima excursión de salida sin distorsión	6
2.5. Respuesta en frecuencia para A_{vs}	8
2.5.1. Altas frecuencias sin considerar las puntas de prueba	8
2.5.2. Altas frecuencias con puntas de prueba X10	10
2.5.3. Altas frecuencias con punta de prueba activa	10
2.5.4. Bajas frecuencias	11
3. Simulación	12
3.1. Punto de reposo	12
3.2. Amplificación de tensión total (A_v) a frecuencias medias	13
3.3. Resistencia de entrada y de salida	13
3.4. Excursión de salida	16
3.4.1. Máxima excursión de salida sin distorsión	16
3.4.2. Máxima excursión de salida sin recorte	17
3.5. Respuesta en frecuencia de A_{vs}	18
4. Mediciones	19
4.1. Punto de reposo	19
4.2. Amplificación de tensión total (A_v) a frecuencias medias	20
4.3. Resistencia de entrada y salida	20
4.3.1. Resistencia de entrada R_i	20
4.3.2. Resistencia de salida R_o	21
4.4. Excursión de salida	22
4.4.1. Excursión de salida sin distorsión	22
4.4.2. Excursión de salida sin recorte	23
4.5. Respuesta en frecuencia para A_{vs}	24
4.5.1. Análisis en bajas frecuencias	24
4.5.2. Análisis en altas frecuencias	25
5. Comparación de resultados	26
5.1. Punto de reposo	26
5.2. Amplificación de tensión total (A_v) a frecuencias medias	26
5.3. Resistencia de entrada y salida	26
5.4. Excursión de salida	26
5.5. Respuesta en frecuencia para A_{vs}	27
6. Conclusión	27

1. Introducción

En el siguiente trabajo se analizarán las características de una etapa amplificadora formada por dos transistores de tecnología metal-óxido-semiconductor (MOSFET), en configuración “cascode” (Source común - Gate común). Para esto, se realizará en un primer lugar el cálculo analítico, para luego contrastarlo con la simulación y la medición.

2. Cálculo analítico

El circuito a analizar es el de la figura 1. Se consideran despreciables λ y γ ($\lambda = 0$ y $\gamma = 0$). Las ecuaciones que describen a cada transistor son las siguientes:

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left(\sqrt{|V_{SB} + 2\phi_F|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right) \quad (1)$$

$$I_D = k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (2)$$

Donde $k' = \frac{k_p}{2}$. De la ecuación 1 se tiene que la tensión umbral de ambos transistores será V_{T0} ya que se despreció el parámetro γ . Por lo tanto se tienen los siguientes parámetros:

- $k_1' = 7,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$
- $k_2' = 100 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$
- $V_{T1}' = -1 \text{ V}$
- $V_{T2}' = -1 \text{ V}$
- $\frac{W}{L} = 1$ (para ambos transistores)

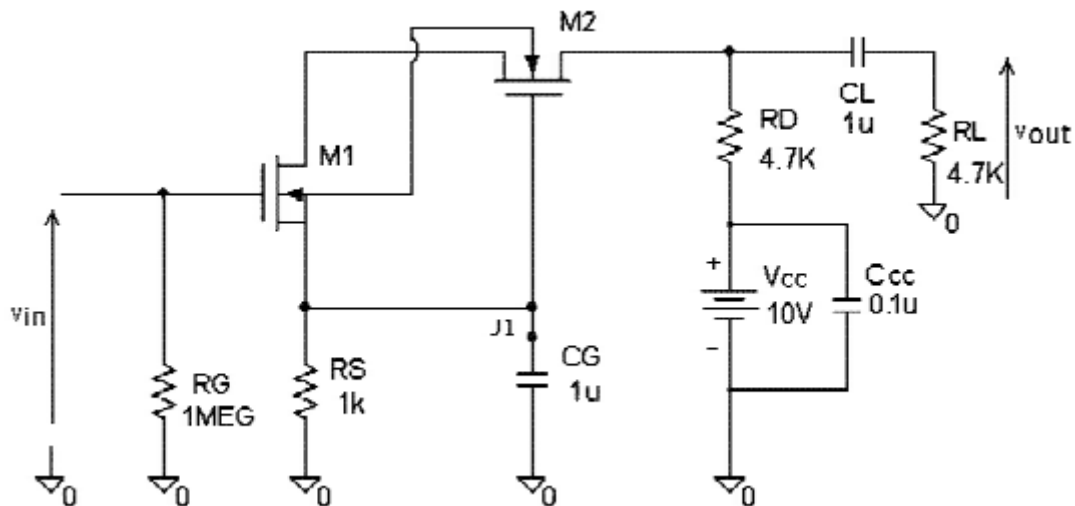


Figura 1: Circuito a analizar

2.1. Punto de reposo

Para el cálculo analítico del punto de reposo, se analiza el circuito de polarización del circuito de la figura 1. El mismo puede observarse en la figura 2.

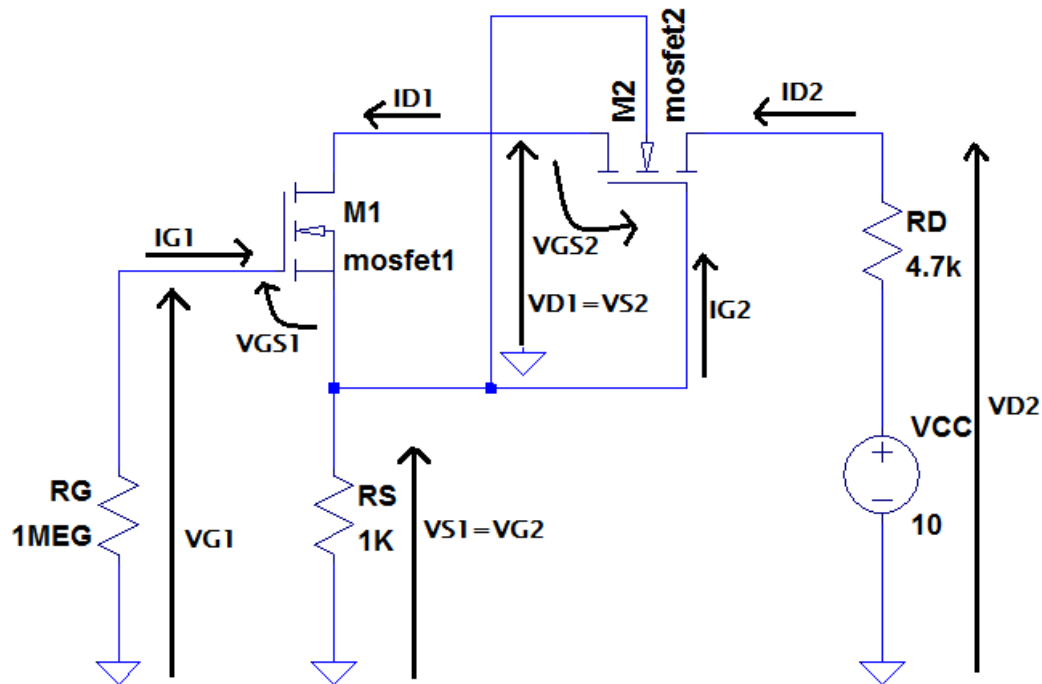


Figura 2: Circuito para calcular el punto de reposo

Debido a considerar que la impedancia de entrada de los MOSFET es infinita, se tiene que $I_{G1} = I_{G2} = 0$. También se tiene que $I_{B2} = 0$. Por lo tanto $I_{D1} = I_{D2} = I_D$. Recorriendo la malla de entrada del primer transistor, se tiene que:

$$V_{GS1} = -I_D 1 \text{ k}\Omega \quad (3)$$

Reemplazando 3 en 2 (con los datos para el primer transistor) se obtiene que $I_D = 0,7 \text{ mA}$. Usando este corriente en 3 se obtiene que $V_{GS1} = -0,7 \text{ V}$. Luego, debido a que las corrientes de drain son iguales, utilizando nuevamente la ecuación 2 pero con los datos para el transistor segundo transistor se obtiene que $V_{GS2} = -0,92 \text{ V}$.

Viendo el circuito 3 y 4 son iguales

$$V_{S1} = -I_D 1 \text{ k}\Omega \quad (4)$$

De 4, utilizando la corriente calculada anteriormente, se obtiene que $V_{S1} = 0,7 \text{ V}$. Observando el circuito se ve que $V_{S1} = V_{G2} = V_{B2}$, por lo tanto

$$V_{S2} = V_{G2} - V_{GS2} \quad (5)$$

De lo que se obtiene que $V_{S2} = 1,62 \text{ V}$. Para el calculo de la tensión de drain del segundo transistor se tiene que:

$$V_{D2} = 10 \text{ V} - I_D 4,7 \text{ k}\Omega \quad (6)$$

Resolviendo, $V_{D2} = 6,71 \text{ V}$. También se tiene que $V_{S2} = V_{D1}$, por lo tanto $V_{D1} = 1,62 \text{ V}$. En la tabla 1 pueden verse las tensiones contra común, y las corrientes en reposo. También se agregan las tensiones gate-source drain-source para mostrar que los transistores se encuentran en régimen lineal.

Transistor	V_G	V_S	V_D	I_D	V_{GS}	V_{DS}
M1	0 V	0,7 V	1,62 V	0,7 mA	-0,7 V	0,92 V
M2	0,7 V	1,62 V	6,71 V	0,7 mA	-0,92 V	5,09 V

Tabla 1: Corrientes y tensiones contra común en reposo

2.2. Amplificación de tensión total (A_v) a frecuencias medias

Para realizar este cálculo analítico se analiza el circuito de señal (ver figura 3)

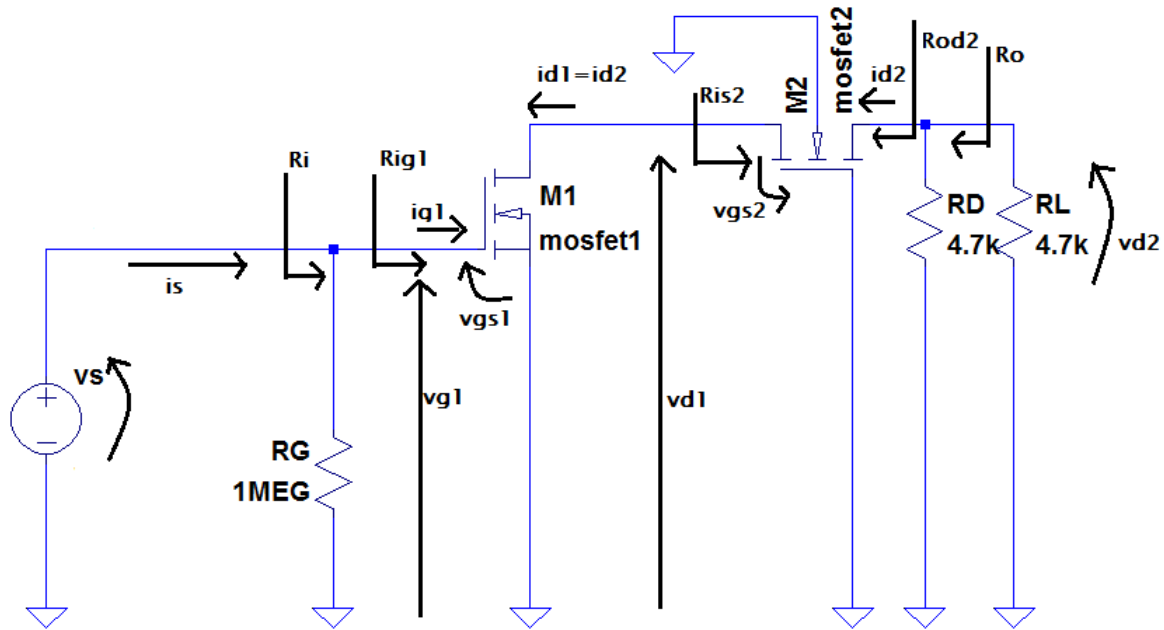


Figura 3: Circuito para calcular la ganancia A_v a frecuencias medias

En primer lugar se calcula el parámetro g_m utilizando la formula 7, de lo que se obtiene $g_{m1} = 4,6 \frac{mA}{V}$ y $g_{m2} = 17 \frac{mA}{V}$

$$g_m = 2\sqrt{k' \frac{W}{L} I_{DQ}} \quad (7)$$

Para calcular la ganancia de la primera etapa es necesario conocer su carga, para esto se calcula por inspección la resistencia de entrada de la segunda etapa. Para obtener esta resistencia, se conecta una fuente de prueba en el terminal de source de la segunda etapa como se indica en la figura 4. Por lo tanto la resistencia se obtiene como indica la ecuación 8.

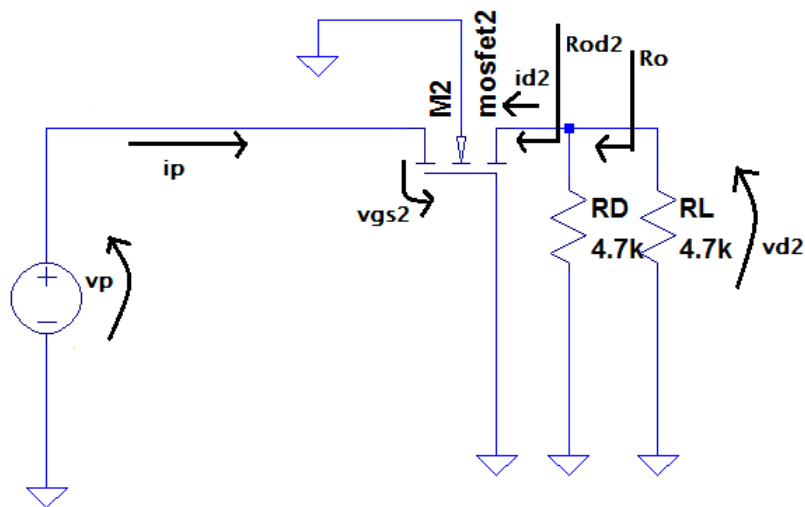


Figura 4: Circuito para calcular la resistencia R_{is2}

$$R_{is2} = \frac{v_p}{i_p} = \frac{r_{gs}}{\beta_{FET}} = \frac{1}{g_{m2}} = 59 \Omega \quad (8)$$

Por lo tanto la ganancia de la primera etapa se calcula como se indica en la ecuación 9.

$$A_{v1} = \frac{v_{d1}}{v_{g1}} = \frac{-i_{d1}R_{is2}}{v_{gs1}} = \frac{-g_{m1}v_{gs1}R_{is2}}{v_{gs1}} = -g_{m1}R_{is2} = -0,27 \quad (9)$$

Se calcula la ganancia de la segunda etapa con la ecuación 10

$$A_{v2} = \frac{v_{d2}}{v_{d1}} = \frac{-i_{d2}(R_D//R_L)}{v_{gs2}} = \frac{g_{m2}v_{gs2}(R_D//R_L)}{v_{gs2}} = g_{m2}(R_D//R_L) = 40 \quad (10)$$

Por lo tanto la ganancia total se calcula como indica la ecuación 11

$$A_v = \frac{v_{d2}}{v_{g1}} = \frac{v_{d2}}{v_{d1}} \frac{v_{d1}}{v_{g1}} = A_{v1}A_{v2} = -10,8 \quad (11)$$

2.3. Resistencia de entrada y de salida

2.3.1. Resistencia de entrada R_i

El cálculo de la resistencia de entrada es trivial debido a que se considera infinita la impedancia de entrada del MOSFET. Se calcula R_i mediante la ecuación 12:

$$R_i = R_G//R_{ig1} \approx R_G = 1 \text{ M}\Omega \quad (12)$$

2.3.2. Resistencia de salida R_o

Para el cálculo de R_o se considera que la resistencia de salida de la primer etapa tiende a infinito, ya que es r_{ds1} . Por lo que se considerará $i_{s2} = 0$. Bajo estas condiciones se obtiene que $R_{od2} = \beta_{FET}r_{ds2}$ y como se considera que r_{ds2} tiende a infinito, R_{od2} tenderá a infinito.

Por lo que R_o se calcula según la ecuación 13.

$$R_o = R_D//R_{od2} \approx R_D = 4,7 \text{ k}\Omega$$

De donde sale
esto?
 $r_{ds2}(1+g_{m2}r_{ds1})$

2.4. Excursión de salida

2.4.1. Máxima excursión de salida sin recorte

Se obtendrá la máxima excursión de cada etapa para luego poder obtener la total.

■ Primer Etapa

Se obtienen los valores pico de la tensión de salida de la primer etapa \hat{v}_{d1} en los cuales el transistor entra en la región de corte o triodo. Para que el transistor esté en triodo debe cumplirse que:

$$\widehat{v_{d1_{\text{triodo}}}} = V_{DS1Q} = 0,92 \text{ V}$$

Para que el transistor esté en la región de corte, debe cumplirse que $i_{D1} = 0 \text{ A}$.

Como:

$$i_{D1} = I_{D1Q} + i_{d1}$$

Entonces:

$$i_{d1_{\text{corte}}} = i_{D1} - I_{D1Q} = 0 \text{ mA} - 0,7 \text{ mA} = -0,7 \text{ mA}$$

Y por lo tanto:

$$\widehat{v_{d1_{\text{corte}}}} = |i_{d1_{\text{corte}}}R_{is2}| = 0,7 \text{ mA } 59 \Omega = 41,3 \text{ mV}$$

Como $\widehat{v_{d1_{\text{corte}}}} < \widehat{v_{d1_{\text{triodo}}}}$ la excursión máxima de salida sin recorte de la primer etapa será:

$$\widehat{v_{d1}} = \widehat{v_{d1_{\text{corte}}}} = 41,3 \text{ mV} \quad (14)$$

■ Segunda etapa

Para la segunda etapa se considerará que $v_o \approx v_{ds2}$ ya que $v_{gs2} \approx 0$ V. Entonces el transistor entrará en la región de triodo cuando:

$$\widehat{v_{o_{triado}}} = V_{DS2Q} = 5,09 \text{ V}$$

Y entrará en la región de corte cuando $i_{D2} = 0$ A.

Entonces:

$$i_{d2_{corte}} = i_{D2} - I_{D2Q} = -0,7 \text{ mA}$$

Por lo tanto:

$$\widehat{v_{o_{corte}}} = |i_{d2_{corte}} R_{da}| = 0,7 \text{ mA } 2,35 \text{ k}\Omega = 1,65 \text{ V}$$

Como $\widehat{v_{o_{corte}}} < \widehat{v_{o_{triado}}}$ la excursión máxima de salida sin recorte de la segunda etapa será:

$$\widehat{v_o} = \widehat{v_{o_{corte}}} = 1,65 \text{ V} \quad (15)$$

Ahora se verificará si para $\widehat{v_o}$ no hay recorte en la primera etapa. Si $v_o = 1,65$ V entonces:

$$v_{d1} = \frac{v_o}{A_{v2}} = \frac{1,65 \text{ V}}{40} = 41,3 \text{ mV}$$

Este resultado es igual a la máxima excursión de salida sin recorte de la primera etapa. Por lo tanto, si no hay recorte en la segunda etapa, no habrá recorte en la primera etapa.

Finalmente la máxima excursión de salida sin recorte es:

$$\widehat{v_o} = 1,65 \text{ V}$$

Por qué?

Por lo que el valor máximo de la señal de entrada v_i es:

$$\widehat{v_i} = \left| \frac{v_o}{A_v} \right| = \left| \frac{1,65 \text{ V}}{10,8} \right| = 153 \text{ mV}$$

Considerando
alinealidad

2.4.2. Máxima excursión de salida sin distorsión

Se estima que existe baja distorsión cuando $\Delta V_{GS} \ll V_{GS0} - V_T$. Siendo V_{GS0} el valor de V_{GS} en el cual la recta tangente al punto Q de la curva $I_D(V_{GS})$ tiene $I_D = 0$ A. Como se muestra en la figura 5.

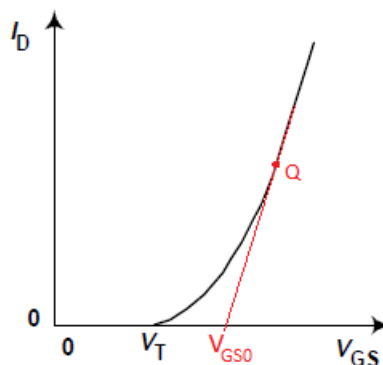


Figura 5: Curva V_{GS} vs I_D del transistor

Para obtener V_{GS0} se plantea la ecuación de la recta tangente:

$$I_D = I_{DQ} + 2k' \frac{W}{L} (V_{GSQ} - V_T)(V_{GS} - V_{GSQ})$$

Luego se despeja V_{GS} cuando $I_D = 0$ A:

$$V_{GS0} = V_{GSQ} - \frac{I_{DQ}}{2k' \frac{W}{L} (V_{GSQ} - V_T)}$$

Luego se reemplaza I_{DQ} por la expresión de la ecuación 2:

$$V_{GS0} = V_{GSQ} - \frac{k' \frac{W}{L} (V_{GSQ} - V_T)^2}{2k' \frac{W}{L} (V_{GSQ} - V_T)} = V_{GSQ} - \frac{V_{GSQ} - V_T}{2}$$

Finalmente se obtiene:

$$V_{GS0} = \frac{V_{GSQ} + V_T}{2} \quad (16)$$

Finalmente resulta:

$$V_{GS0} - V_T = \frac{V_{GSQ} + V_T}{2} - V_T = \frac{V_{GSQ} - V_T}{2}$$

Por lo tanto para que no haya distorsión debe cumplirse que:

$$\Delta V_{GS} \ll \frac{V_{GSQ} - V_T}{2} \quad (17)$$

Se tomará como cota máxima sin distorsión cuando v_{gs} sea 10 veces menor que $\frac{V_{GSQ} - V_T}{2}$. Por lo que se usará la ecuación 18 para obtener los valores máximos de v_{gs} .

$$\widehat{v_{gs}} = \frac{V_{GSQ} - V_T}{20} \quad (18)$$

Por lo que para el transistor M1 se obtiene:

$$\widehat{v_{gs1}} = \frac{V_{GSQ1} - V_T}{20} = \frac{-0,7 \text{ V} + 1 \text{ V}}{20} = 15 \text{ mV}$$

Para el transistor M2 se obtiene:

$$\widehat{v_{gs2}} = \frac{V_{GSQ2} - V_T}{20} = \frac{-0,92 \text{ V} + 1 \text{ V}}{20} = 4 \text{ mV}$$

Se obtendrá para las dos cotas máximas sin distorsión obtenidas cual corresponde a una menor señal de entrada.

■ Distorsión debida al transistor M1

Como $v_i = v_{gs1}$ entonces $\widehat{v_{iM1}} = \widehat{v_{gs1}} = 15 \text{ mV}$.

■ Distorsión debida al transistor M2

Como $v_{d1} = -v_{gs2}$ entonces:

$$\widehat{v_{iM2}} = \left| \frac{\widehat{v_{gs2}}}{A_{v1}} \right| = \frac{4 \text{ mV}}{0,27} = 14,8 \text{ mV}$$

Como $\widehat{v_{iM2}}$ admite una menor señal de entrada, esta será la máxima amplitud con distorsión despreciable.

$$\widehat{v_i} = 14,8 \text{ mV}$$

Para esta señal de entrada se obtiene en la salida:

$$\widehat{v_o} = |\widehat{v_i} A_v| = 14,8 \text{ mV} \cdot 10,8 = 160 \text{ mV}$$

2.5. Respuesta en frecuencia para A_{vs}

Para analizar en altas frecuencias se utilizará el modelo simplificado mostrado en la figura 6.

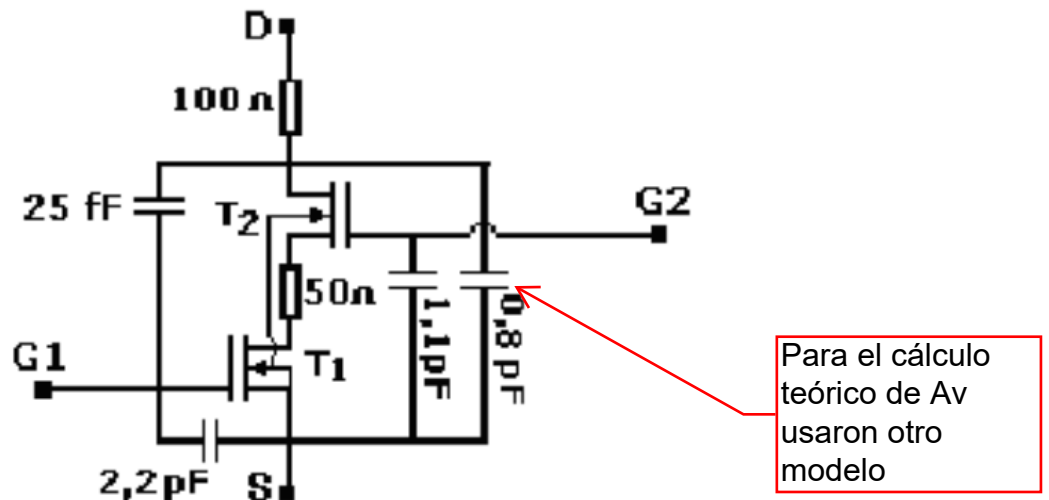


Figura 6: Modelo simplificado a utilizar

2.5.1. Altas frecuencias sin considerar las puntas de prueba

Reemplazando el modelo simplificado en el circuito se obtiene el modelo en señal mostrado en la figura 7 para altas frecuencias.

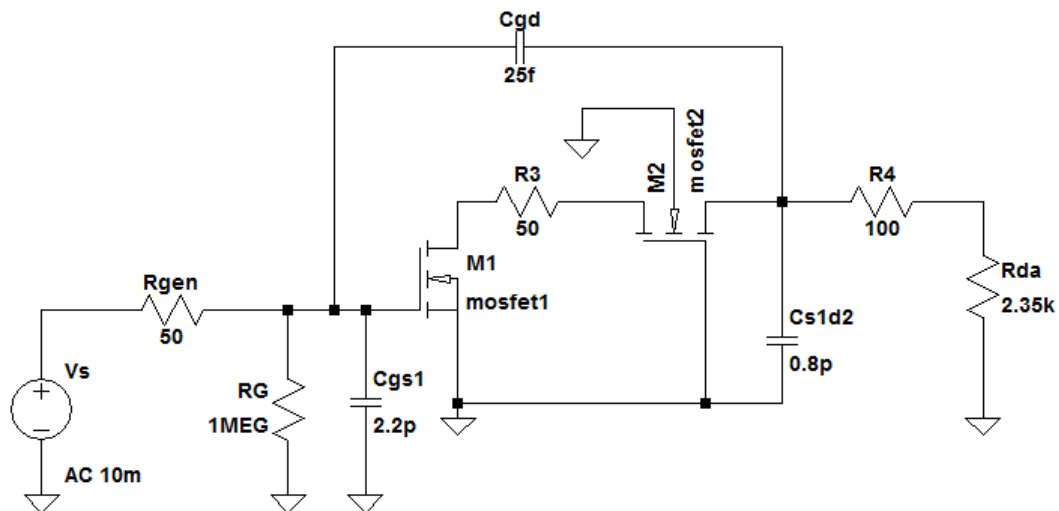


Figura 7: Circuito de señal para altas frecuencias

Se obtendrán las constantes de tiempo asociadas a cada nodo del transistor. Para obtener una frecuencia de corte superior f_h mediante el método de las constantes de tiempo.

■ Gate del transistor M1

En este nodo se encuentra el capacitor C_{gs1} y C_{gd} , para el análisis se reflejará el capacitor C_{gd} y se obtendrá su paralelo con C_{gs1} .

$$C_{gs1}^* = C_{gs1} + C_{gd}(1 - A_{g1d2})$$

Siendo A_{g1d2} la amplificación total A_v se obtiene:

$$C_{gs1}^* = 2,2 \text{ pF} + 0,025 \text{ pF}(1 + 10,8) = 2,50 \text{ pF}$$

La resistencia vista desde los terminales del capacitor C_{gs1} es $R_{gs1} = 1 \text{ M}\Omega / 50 \Omega \approx 50 \Omega$. Se calcula la constante de tiempo:

$$\tau_{gs1} = R_{gs1} C_{gs1} = 50 \Omega \cdot 2,50 \text{ pF} = 125 \text{ ps}$$

A esta constante de tiempo le corresponde la frecuencia:

$$f_{gs1} = \frac{1}{2 \pi \tau_{gs1}} = \frac{1}{2 \pi \cdot 125 \text{ ps}} = 1,27 \text{ GHz}$$

No es necesario agregar esto. Igualmente lo que no es 0 es el valor de la resistencia vista por el capacitor.

■ Source del transistor M1

Los capacitores asociados a este nodo no son relevantes, ya que el nodo está conectado a común. Por lo que su potencial está definido y es constante.

■ Gate del transistor M2

Al igual que el caso anterior, este terminal está conectado a tierra. Por lo que los capacitores asociados a este nodo no son relevantes.

■ Drain del transistor M2

En este nodo se encuentra C_{gd} y C_{s1d2} , por lo que será necesario reflejar C_{gd} para que quede en paralelo con C_{s1d2} . Resultando:

$$C_{ds2}^* = C_{s1d2} + C_{gd}(1 - A_{d2g1})$$

Como A_{d2g1} es la amplificación inversa del circuito. Resulta:

$$A_{d2g1} = A_{d2d1} A_{d1g1}$$

Pero como A_{d1g1} ya que desde el drain no se puede controlar al gate. Por lo que resulta:

$$A_{d2g1} = 0$$

Finalmente:

$$C_{ds2}^* = C_{s1d2} + C_{gd} = 0,8 + 0,025 \text{ pF} = 0,825 \text{ pF}$$

La resistencia asociada se calcula mediante:

$$R_{ds2} = 100 \Omega + 2,35 \text{ k}\Omega = 2,45 \text{ k}\Omega$$

Finalmente la constante de tiempo es:

$$\tau_{ds2} = R_{ds2} C_{ds2}^* = 2,45 \text{ k}\Omega \cdot 0,825 \text{ pF} = 2,02 \text{ ns}$$

Para esta constante de tiempo se obtiene la frecuencia:

$$f_{ds2} = \frac{1}{2 \pi \tau_{ds2}} = \frac{1}{2 \pi \cdot 2,02 \text{ ns}} = 78,8 \text{ MHz}$$

Como las frecuencias obtenidas están separadas por más de una década, se tomará como frecuencia de corte la menor frecuencia. Por lo tanto:

$$f_h = 78,8 \text{ MHz}$$

2.5.2. Altas frecuencias con puntas de prueba X10

Se agregan al circuito los modelos equivalentes de las puntas X10 del osciloscopio, una a la entrada y otra a la salida. En la figura 8 se muestra el banco de medición.

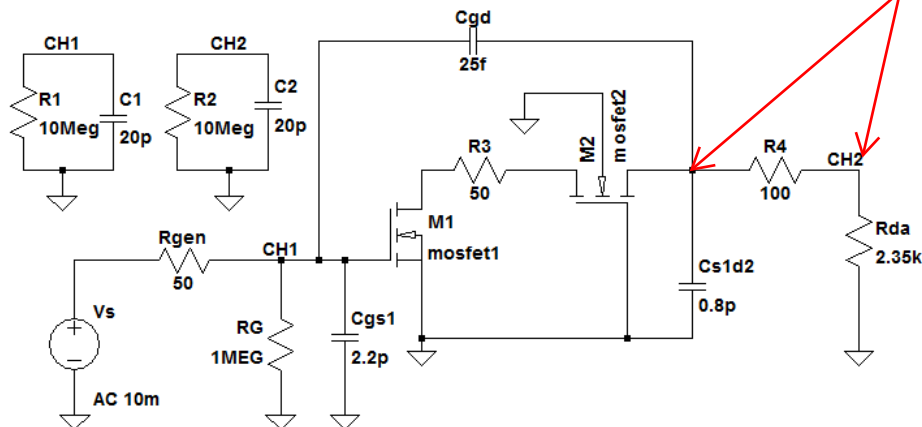


Figura 8: Circuito de señal para altas frecuencias considerando las puntas X10

Teniendo en cuenta las puntas del osciloscopio, utilizando puntas x10. Se agrega en la entrada y salida un capacitor $C_{punta} = 20 \text{ pF}$ y una resistencia $R_{punta} = 10 \text{ M}\Omega$, pero al agregarse en paralelo a $R_s = 50 \Omega$ y $R_{da} = 2,45 \text{ k}\Omega$ la resistencia de las puntas se considera despreciable. Por lo tanto solo se sumará a los capacitores antes calculados el capacitor de las puntas.

Entonces:

$$\tau_{gs1} = R_{gs1}(C_{gs1} + C_{punta}) = 50 \Omega (2,50 \text{ pF} + 20 \text{ pF}) = 1,13 \text{ ns}$$

A esta constante de tiempo le corresponde la frecuencia:

$$f_{gs1} = \frac{1}{2 \pi \tau_{gs1}} = \frac{1}{2 \pi 1,13 \text{ ns}} = 140 \text{ MHz}$$

$$\tau_{ds2} = R_{ds2}(C_{ds2} + C_{punta}) = 2,45 \text{ k}\Omega (0,825 \text{ pF} + 20 \text{ pF}) = 51,0 \text{ ns}$$

A esta constante de tiempo le corresponde la frecuencia:

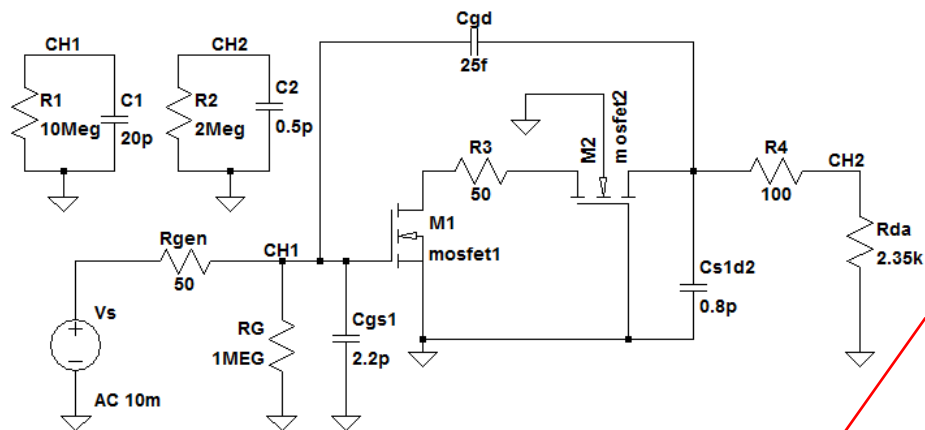
$$f_{ds2} = \frac{1}{2 \pi \tau_{ds2}} = \frac{1}{2 \pi 51,0 \text{ ns}} = 3,12 \text{ MHz}$$

Como puede observarse de los valores calculados, las puntas reducen considerablemente la frecuencia de corte superior f_h . De haber calculado $f_h = 78,8 \text{ MHz}$ teniendo en cuenta las puntas del osciloscopio x10 se obtiene $f_h = 3,12 \text{ MHz}$

2.5.3. Altas frecuencias con punta de prueba activa

redacción y
puntuación

Se reemplaza ahora el modelo equivalente de la punta de prueba X10 en la salida por una el modelo equivalente de una punta de prueba activa. En la figura 9 se muestra el banco de medición.



Porqué se suman las capacidades si no están en el mismo nodo?

Figura 9: Circuito de señal para altas frecuencias con punta activa en la salida

Para este caso solo se modifica el nodo de la salida. Ya que en la entrada se sigue usando una punta de prueba X10. Por lo que se repetirán las cuentas para el nodo de salida para la punta activa.

$$\tau_{ds2} = R_{ds2}(C_{ds2} + C_{punta}) = 2,45 \text{ k}\Omega (0,825 \text{ pF} + 0,5 \text{ pF}) = 3,25 \text{ ns}$$

En el nodo de la entrada se sigue obteniendo la misma constante de tiempo ya que no se modifica la punta en este nodo. Por lo que resulta:

$$\tau_{gs1} = 1,13 \text{ ns}$$

Como τ_{gs1} y τ_{ds2} son constantes de tiempo de valores similares, se admite como valor aproximado una constante de tiempo equivalente resultado de la suma de los valores individuales.

Resultando:

$$\tau_h = \tau_{gs1} + \tau_{ds2} = 1,13 \text{ ns} + 3,25 \text{ ns} = 4,48 \text{ ns}$$

Que corresponde a la frecuencia:

$$f_h = \frac{1}{2 \pi \tau_h} = \frac{1}{2 \pi 4,48 \text{ ns}}$$

Resultando la frecuencia de corte superior:

$$f_h = 35,5 \text{ MHz}$$

De este resultado se observa que utilizando puntas activas se obtiene un resultado mas cercano al ideal sin usar puntas. Ya que el valor obtenido es mas cercano al calculado sin considerar las puntas (78,8 MHz) que el obtenido utilizando puntas X10 (3,12 MHz).

2.5.4. Bajas frecuencias

Utilizando el circuito de la figura 1 se calculan las constantes de tiempo asociadas a cada capacitor.

- **Capacitor CG** Para calcular la constante de tiempo asociada a este capacitor Se coloca una fuente de tensión de prueba desde el terminal marcado como J1. Desde este terminal, y considerando las resistencias gate-drain y gate-source del transistor 2 como infinitas, se observa la siguiente resistencia:

$$R_{CG} = \frac{r_{gs} + R_G}{\beta_{FET}} // R_S = \frac{1}{g_{m1}} // R_S = 178 \Omega$$

La resistencia vista desde este terminal no variara si se conectan tanto la punta x1 como la punta x10 a la entrada debido a que el capacitor que introduce se encuentra en paralelo con el camino de la señal (es de altas frecuencias), y la resistencia que se introduce es despreciable al dividir todo por β_{FET} . Por lo tanto la constante de tiempo obtenida es:

$$\tau_{CG} = R_{CG}C_{CG} = 178 \Omega \cdot 1 \mu\text{F} = 178 \mu\text{s}$$

por lo tanto la frecuencia que se obtiene es:

$$f_{CG} = \frac{1}{2 \pi \tau_{CG}} = \frac{1}{2 \pi \cdot 178 \mu\text{s}} = 894 \text{ Hz}$$

- **Capacitor CL** Este capacitor posee conectado en serie la resistencia de salida del circuito (que se calculo anteriormente) y la resistencia de carga R_L , por lo tanto la resistencia resultante es:

$$R_{CL} = R_o + R_L = 4,7 \text{ k}\Omega + 4,7 \text{ k}\Omega = 9,4 \text{ k}\Omega$$

Por lo que la constante de tiempo resultante es:

$$\tau_{CL} = R_{CL}C_L = 9,4 \text{ k}\Omega \cdot 1 \mu\text{F} = 9,4 \text{ ms}$$

En este caso, al conectar la punta x1 o x10 a la salida, el valor no se modifica. Esto se debe a que queda una resistencia de $1 \text{ M}\Omega$ en paralelo a la resistencia de carga en el caso de utilizar punta x1, y una de $10 \text{ M}\Omega$ en el caso de utilizar punta x10, valores mucho mayores que $4,7 \text{ k}\Omega$. En el caso del capacitor en paralelo que se agrega, su valor será de 200 pF en la punta x1, y de 20 pF en la punta x10, por lo que se observa que al sumar este valor al capacitor C_L , su valor prácticamente o se modifica. Por lo tanto la frecuencia obtenida es:

$$f_{CL} = \frac{1}{2 \pi \tau_{CL}} = \frac{1}{2 \pi \cdot 9,4 \text{ ms}} = 17 \text{ Hz}$$

Debido a que la frecuencia asociada al capacitor C_G es mucho mayor que la asociada al capacitor C_L , se toma como frecuencia de corte inferior $f_L = 894 \text{ Hz}$. Por otro lado puede verse que las puntas de osciloscopio no influyen al analizar bajas frecuencias.

3. Simulación

3.1. Punto de reposo

Para simular el punto de reposo (comando `.op` del LTSpice) se utiliza el circuito de la figura 10. Cabe aclarar que mediante el comando `.model` se modificaron los parámetros de ambos transistores de acuerdo a los que se utilizaron en el calculo analítico. En la tabla 2 se observan las tensiones y corrientes obtenidas. Puede verse que no hay gran diferencia con lo calculado en la sección anterior.

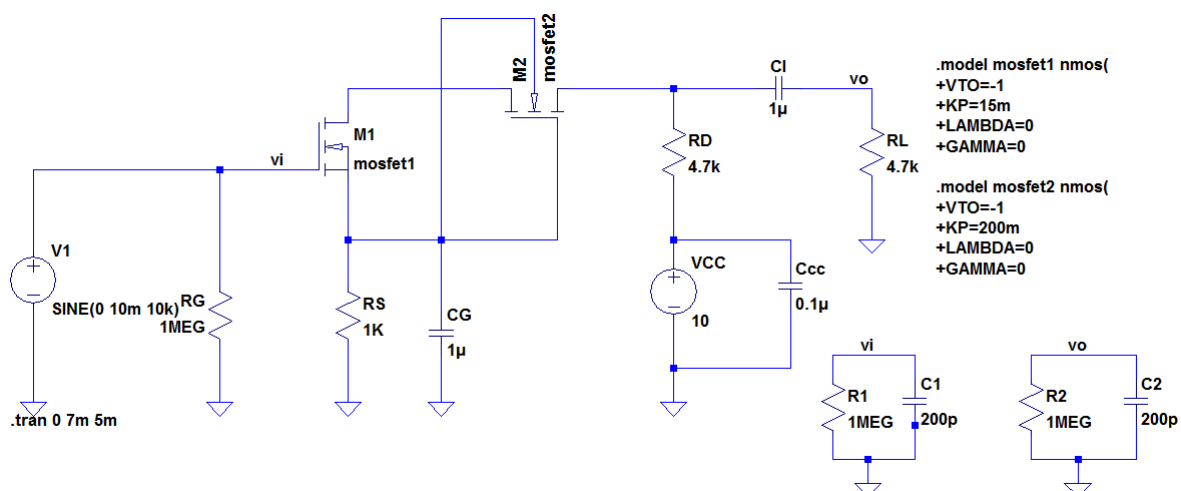


Figura 10: Circuito para simular el punto de reposo

Transistor	V_G	V_S	V_D	I_D	V_{GS}	V_{DS}
M1	0 V	0,70 V	1,61 V	0,7 mA	-0,7 V	0,91 V
M2	0,7 V	1,61 V	6,73 V	0,7 mA	-0,91 V	5,12 V

Tabla 2: Corrientes y tensiones contra común en reposo simuladas

3.2. Amplificación de tensión total (A_v) a frecuencias medias

Para calcular la ganancia del circuito 10 mediante simulación, se simularon 2 ms de la señal, a partir de los 3 ms (para evitar el transitorio) a 5 KHz (frecuencia que se toma como frecuencia media) con 10 mV de tensión. Se considero que utiliza punta x1 para medir tanto la tensión se salida como la de entrada. La señal que se obtuvo puede observarse en la figura 11. De la misma se obtiene que la ganancia es **aproximadamente** de -10 (ver que las señales están en contrafase).

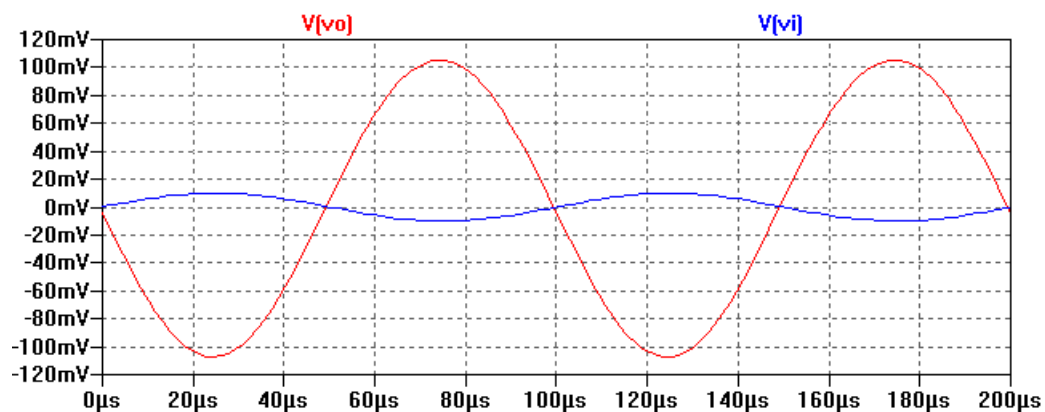


Figura 11: Señales de entrada y salida para frecuencias medias

3.3. Resistencia de entrada y de salida

Para la simulación de resistencia de entrada se armó el siguiente esquemático en LTspice:

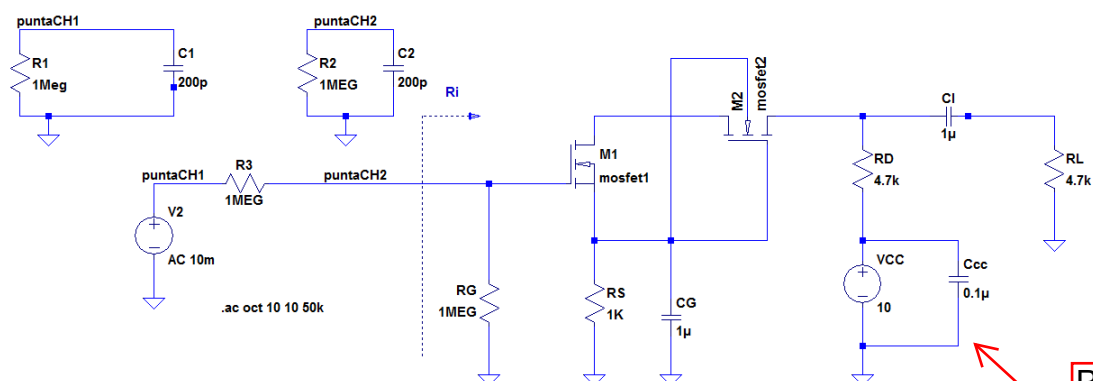


Figura 12: Banco de medición para resistencia de entrada R_i .

Haciendo un análisis AC se grafica $\frac{V_i}{I_i}$ en un rango apropiado de frecuencias. Teniendo en cuenta que las mediciones estarán afectadas por los instrumentos, se incluyó en el modelado un equivalente de una punta de osciloscopio para verificar cómo se afectan. A continuación los resultados obtenidos en cada caso:

Esta simulación
se hizo con el
circuito del banco
de medición?

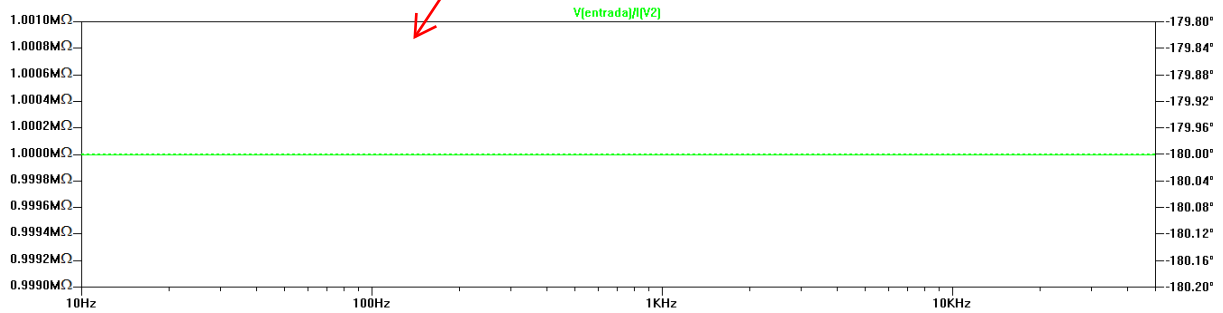


Figura 13: Resistencia de entrada simulada desconectando el equivalente de la punta de osciloscopio.

El resultado obtenido en este caso coincide con el predicho por el análisis por inspección.

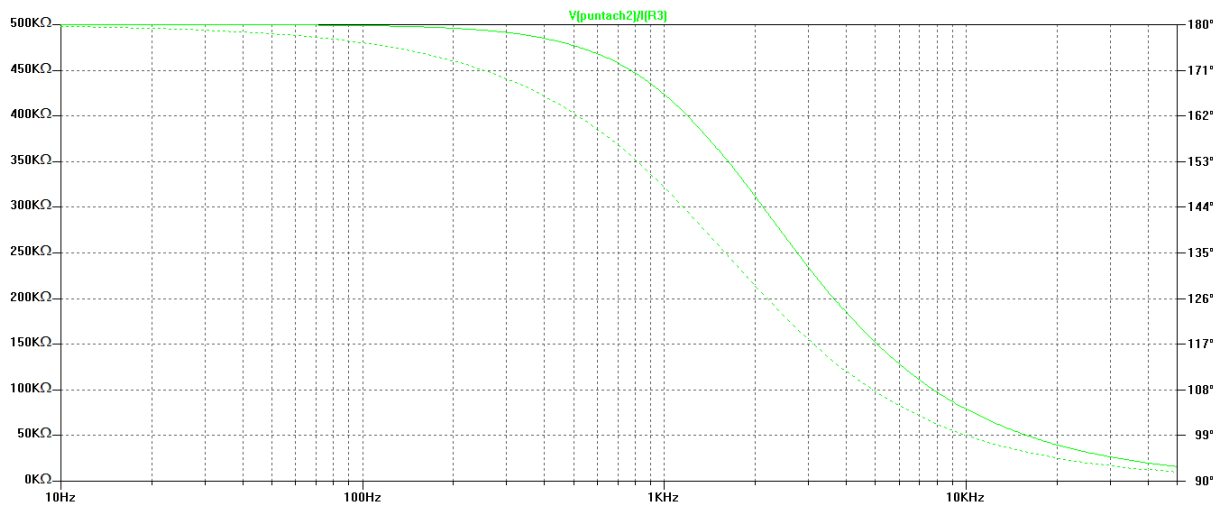


Figura 14: Resistencia de entrada simulada teniendo en cuenta el equivalente de la puntaX1 de osciloscopio.

En este caso se puede notar cómo a frecuencias **bajas la resistencia** equivalente de la punta afectaría la medición resultando el paralelo del valor real con el de dicha resistencia. Es decir:

$$R_{medida} = R_{punta} // R_i = 1 \text{ M}\Omega // 1 \text{ M}\Omega = 500 \text{ k}\Omega$$

Además también se puede notar cómo la capacidad asociada a la punta hace que a partir de frecuencias un poco menores que la de corte del filtro formado ($F_{corte} = 1,5 \text{ kHz}$) la medición se desvíe del valor real. De manera análoga pero con una aproximación mucho mejor, la medición con una puntaX10 también afectaría el valor obtenido, como se muestra en la siguiente simulación.

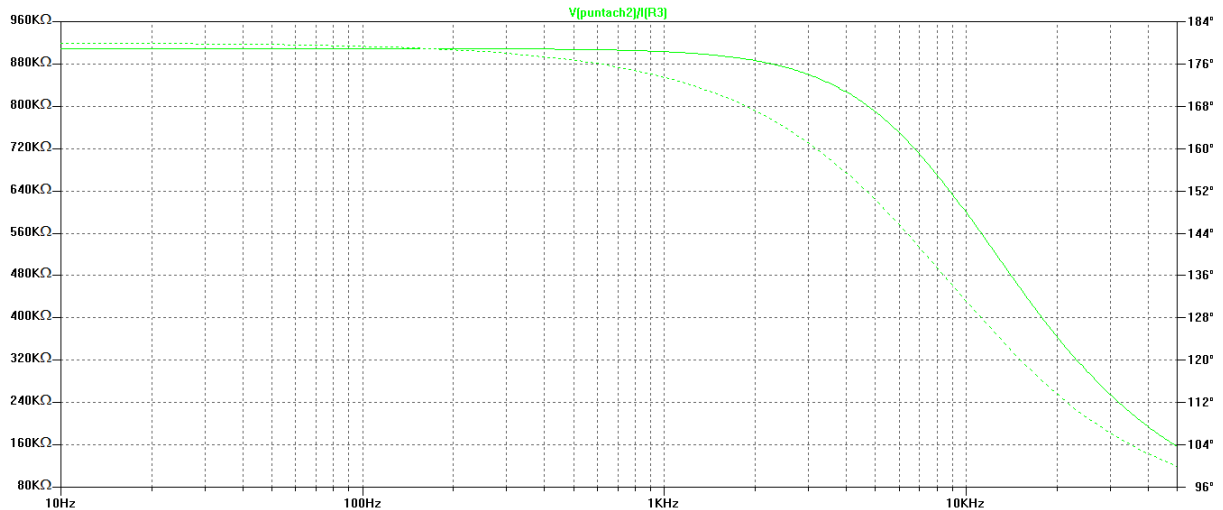


Figura 15: Resistencia de entrada simulada teniendo en cuenta el equivalente de la puntaX10 de osciloscopio.

Para éste caso la resistencia estimada no estaría tan lejos del valor real($910k\Omega$) ya que la punta x10 tiene una resistencia equivalente mayor.

Para la resistencia de salida el banco de medición modelado es el siguiente:

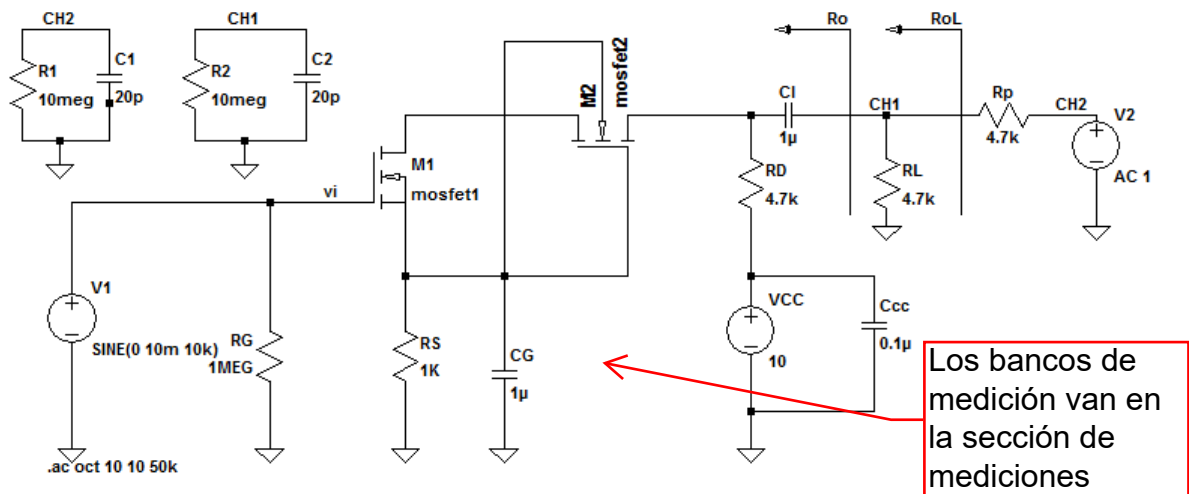


Figura 16: Banco de medición para resistencia de salida R_o .

Como la resistencia R_L está soldada a la placa que se utilizará para la medición, esta no podría removerse para la medición de R_o . Por lo que se obtendrá primero la resistencia R_{oL} y luego se despejará R_o del paralelo $R_{oL} = R_L // R_o$.

Procediendo de manera análoga que para el caso de la resistencia de entrada los resultados obtenidos fueron los siguientes:

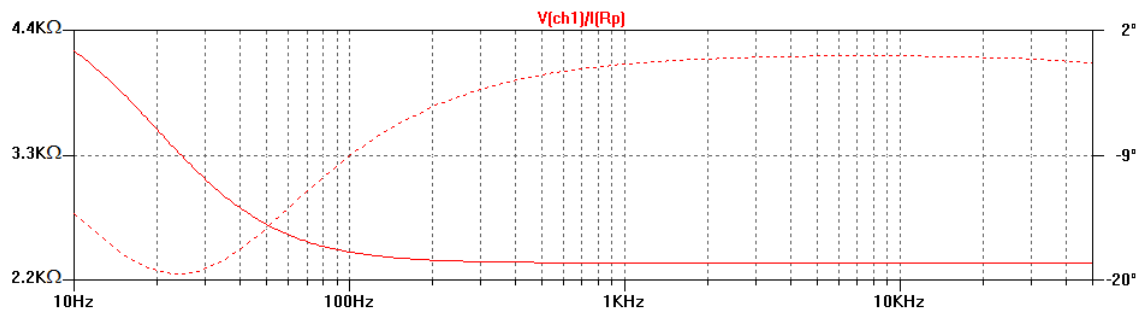


Figura 17: Resistencia de salida en paralelo a R_L simulada teniendo en cuenta el equivalente de la punta de osciloscopio.

El resultado hallado es de $R_{oL} = 2,35k\Omega$. Por lo que si $R_L = 4,7k\Omega$ la resistencia de salida es $R_o = 4,7k\Omega$.

3.4. Excursión de salida

3.4.1. Máxima excursión de salida sin distorsión

Qué sección?
3.1?

A partir del mismo esquemático presentado en la sección anterior, se verificó el límite de distorsión aceptable calculado anteriormente variando la amplitud de la señal de entrada.

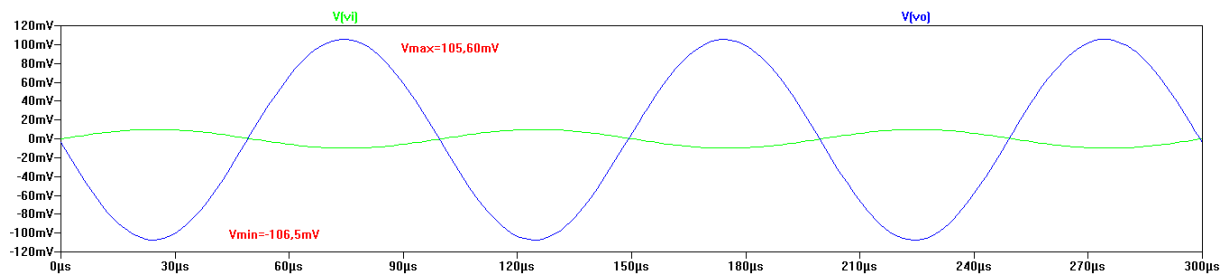


Figura 18: V_{in} y V_{out} para una señal de entrada de frecuencia 5kHz y 10mV de amplitud.

En la figura 18 la distorsión no es apreciable a simple vista, sin embargo al aumentar la amplitud empieza a notarse cada vez más, como se ve en la figura 19.

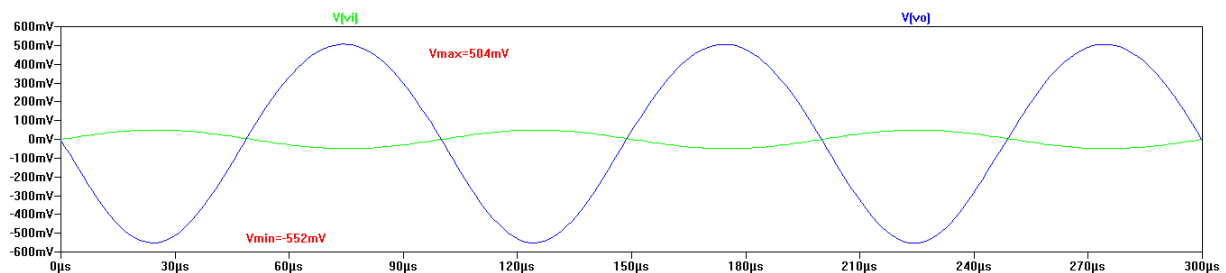


Figura 19: V_{in} y V_{out} para una señal de entrada de frecuencia 5kHz y amplitud 50mV .

Mediante el comando .FOUR de Spice se obtienen los componentes de Fourier de la señal de salida, para analizar la distorsión.

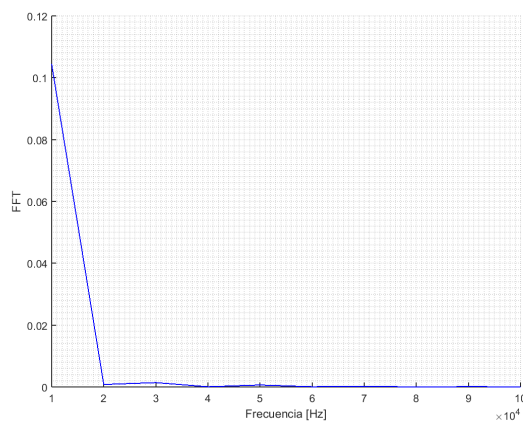
En la tabla 3 se muestran los resultados obtenidos para una señal de entrada de amplitud 15, mV y frecuencia 5 kHz. Se obtiene una distorsión armónica total de 1,20 %.

Harmonic	Frequency [kHz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase	Normalized Phase
1	5,00	$1,58E-01$	$1,00E+00$	$7,55^\circ$	$0,00^\circ$
2	10,0	$1,90E-03$	$1,20E-02$	$109,01^\circ$	$101,46^\circ$
3	15,0	$4,44E-06$	$2,81E-05$	$-44,50^\circ$	$-52,05^\circ$
4	20,0	$1,27E-06$	$8,02E-06$	$173,58^\circ$	$166,02^\circ$
5	25,0	$1,21E-06$	$7,69E-06$	$-5,50^\circ$	$-13,05^\circ$
6	30,0	$1,06E-06$	$6,74E-06$	$-178,68^\circ$	$-186,23^\circ$
7	35,0	$1,09E-06$	$6,92E-06$	$5,15^\circ$	$-2,40^\circ$
8	40,0	$9,71E-07$	$6,15E-06$	$-166,78^\circ$	$-174,34^\circ$
9	45,0	$1,02E-06$	$6,48E-06$	$19,02^\circ$	$11,47^\circ$
10	50,0	$9,12E-07$	$5,78E-06$	$-152,35^\circ$	$-159,91^\circ$
Total Harmonic Distortion: 1,200853 % (1,202284 %)					

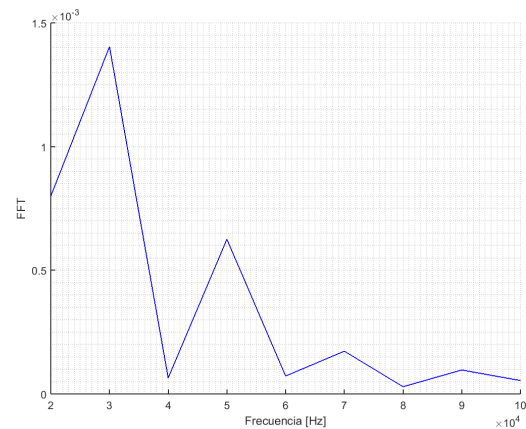
Tabla 3: Resultados obtenidos mediante el comando **.FOUR**

Para otros valores cuánto vale la distorsión? 1.2% es una distorsión considerable?

En la figura 20a se grafican las componentes de Fourier obtenidas del comando **.FOUR**. Y en la 20b se omite la frecuencia del generador para mostrar las componentes que originan la distorsión señal de salida.



(a) De la señal de salida.



(b) De la señal de salida omitiendo la frecuencia del generador.

Figura 20: Componentes de Fourier.

3.4.2. Máxima excursión de salida sin recorte

Finalmente para comprobar V_{omax} al recortar la señal de salida se repitió la simulación **.trans** hasta lograr ver dicho efecto. La amplitud de entrada necesaria para divisarlo fue $\widehat{V}_s = 220 \text{ mV}$, valor distinto al calculado teóricamente ya que como la señal se encuentra muy distorsionada para esta amplitud de entrada, el valor de A_v calculado puede variar.

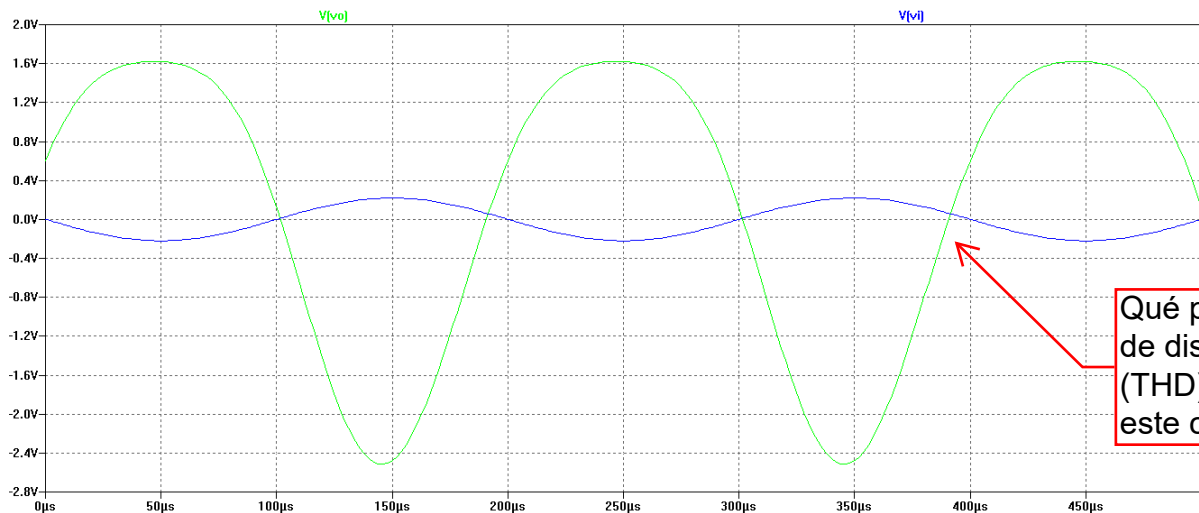


Figura 21: V_{in} y V_{out} para una señal de entrada de frecuencia 5kHz y amplitud 220mV .

3.5. Respuesta en frecuencia de A_{vs}

Se simula mediante la instrucción `.ac` de LTSpice, cambiando los equivalentes conectados representando los diferentes tipos de punta que se utilizarán en las mediciones. En este caso se incluyeron en el modelado los capacitores que afectan la respuesta en alta frecuencia, indicados en el enunciado, para modelar las capacidades internas del **BF966**.

Falta la
resistencia
interna del
generador

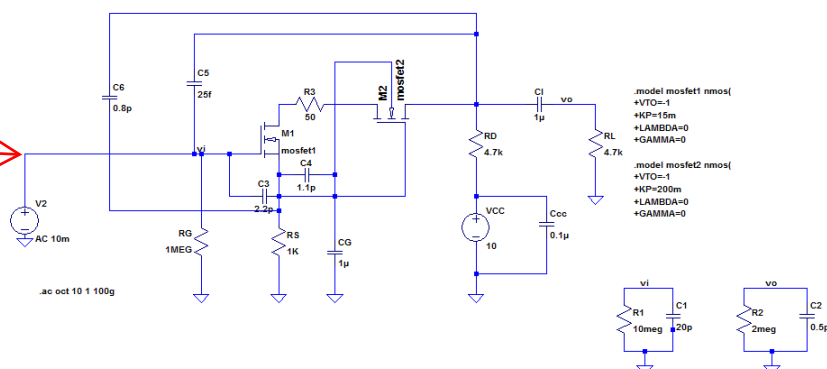
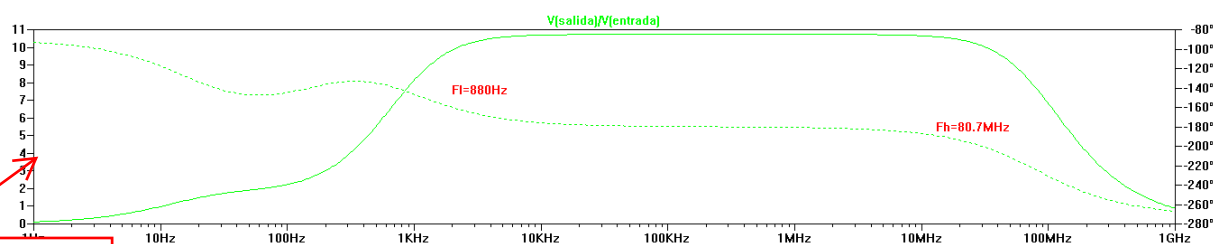


Figura 22: Esquemático de simulación de respuesta en frecuencia de A_{vs} , equivalentes punta x10 y punta activa.

Primero se muestra la respuesta en frecuencia real simulada, o sea sin conectar ningun equivalente que cargue al circuito.



Porqué este
gráfico no esta en
dB?

Figura 23: Respuesta en frecuencia de A_{vs} sin cargar el circuito

A continuación cargando el circuito con los equivalentes de distintos tipos de punta.

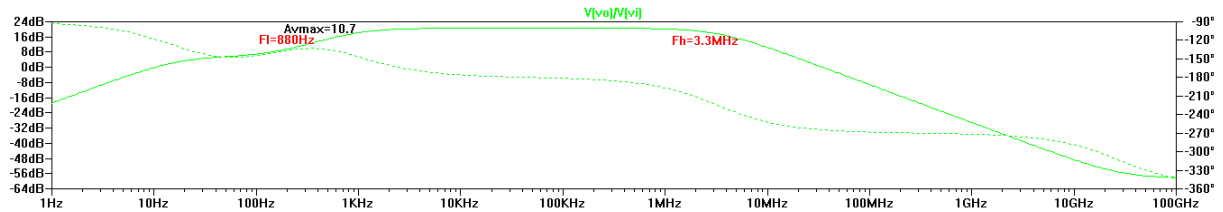


Figura 24: Respuesta en frecuencia de A_{vs} conectando equivalentes punta x10.

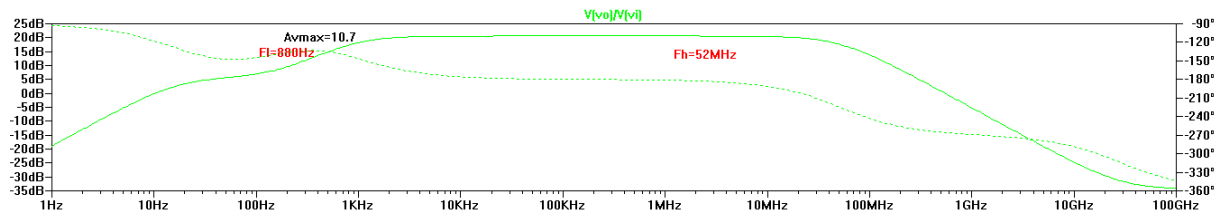


Figura 25: Respuesta en frecuencia de A_{vs} conectando equivalente puntax10 a la entrada y equivalente punta activa a la salida.

A partir de los resultados de las simulaciones en un rango de frecuencias amplio se decide usar como frecuencia de medición para R_i y R_o 5 kHz, ya que para este valor todas las magnitudes permanecen estables.

4. Mediciones

Para realizar las mediciones se utilizó el circuito impreso mostrado en la figura 26

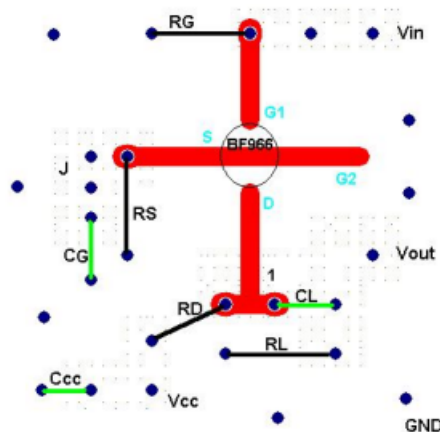


Figura 26: Circuito impreso utilizado

4.1. Punto de reposo

De la medición del circuito de la figura 26 se obtienen los valores de la tabla 4. Tanto la tensión de drain del primer transistor como la tensión de source del segundo no se pueden medir. Esto se debe a que el circuito con el que se hizo el cálculo analítico y posterior simulación representa un modelo del transistor integrado, por lo que los terminales nombrados anteriormente son inaccesibles.

Transistor	V_G	V_S	V_D	I_D	V_{GS}	V_{DS}
M1	0 V	0,55 V	-	0,57 mA	-0,55 V	-
M2	0,55 V	-	7,4 V	0,57 mA	-	-

Tabla 4: Corrientes y tensiones contra común en reposo

Cómo midieron I_D ?

4.2. Amplificación de tensión total (A_v) a frecuencias medias

De la medición (ver figura 27) del circuito de la figura 26 a 5 KHz con una tensión de entrada de aproximadamente 17 mV, utilizando puntas de prueba X1, se obtuvo una ganancia de:

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = -6,78$$

pico

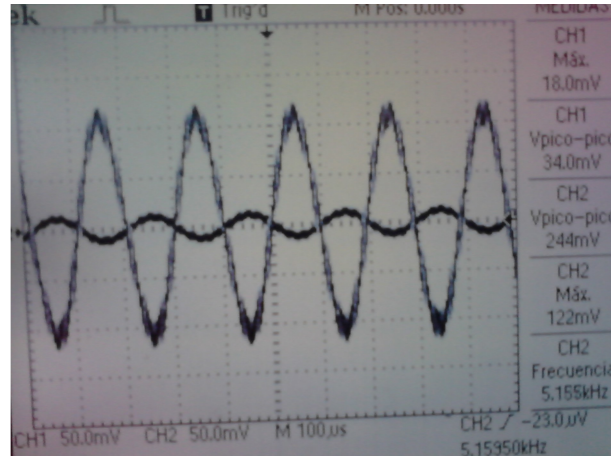


Figura 27

4.3. Resistencia de entrada y salida

A qué frecuencia midieron?

4.3.1. Resistencia de entrada R_i

Utilizando el banco de medición de la figura 12 se obtuvo la resistencia de entrada del circuito utilizando puntas de prueba X1 y X10.

Se calcula la resistencia de entrada R_i mediante la ecuación 19 utilizando valores picos para las tensiones.

$$R_i = \frac{R_{prueba} V_{CH2}}{V_{CH1} - V_{CH2}} \quad (19)$$

En la figura 28 se muestran las curvas obtenidas en el osciloscopio utilizando puntas de prueba X1 utilizando una señal de entrada senoidal de 160 mV pico a una frecuencia de 5 kHz.

Con los valores picos de las mediciones se calcula:

$$R_i = \frac{1 \text{ M}\Omega \cdot 38,0 \text{ mV}}{160 \text{ mV} - 38,0 \text{ mV}} \approx 311 \text{ k}\Omega$$

Midieron
 R_{prueba} ?

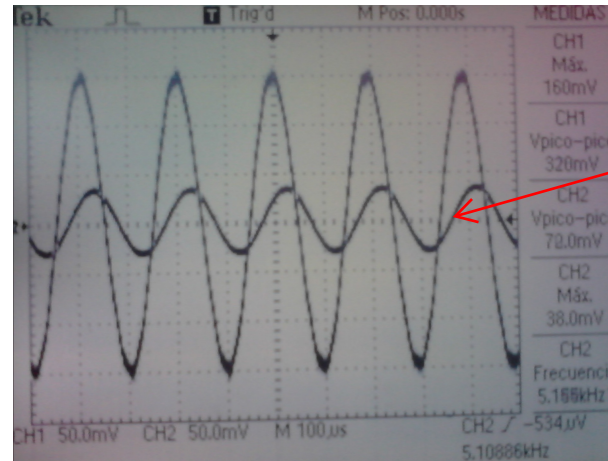
El valor obtenido de R_i con puntas X1 es mucho menor al calculado, sin tener en cuenta la influencia de las puntas de prueba. Las puntas de prueba X1 se modelan mediante una resistencia de 1 M Ω en paralelo a un capacitor de 200 pF.

A la frecuencia de trabajo de 5 kHz el capacitor tiene una reactancia de 1 M Ω . Por lo que al estar en paralelo a la resistencia de 1 M Ω de la punta se obtiene una resistencia equivalente de 500 k Ω . Esto afecta considerablemente a las mediciones realizadas, ya que se está midiendo la tensión entre los bornes de una resistencia de 1 M Ω con un instrumento que tiene una reactancia de entrada de 500 k Ω . Por lo que la punta del CH2 al agregarse en paralelo a R_i modifica su valor, resultando:

$$R_{i \text{ modificado}} = R_{i \text{ teorico}} // 500 \text{ k}\Omega = 1 \text{ M}\Omega // 500 \text{ k}\Omega \approx 333 \text{ k}\Omega$$

Que es un valor similar al obtenido en la medición.

?



Por tener un defasaje están a una frecuencia mayor al polo

Figura 28: Resultados obtenidos utilizando puntas X1

En la figura 29 se muestran los resultados obtenidos utilizando puntas de prueba X10. Se calcula R_i :

$$R_i = \frac{1 \text{ M}\Omega \cdot 84,0 \text{ mV}}{166 \text{ mV} - 84,0 \text{ mV}} \approx 1,02 \text{ M}\Omega$$

Que es un valor similar al obtenido mediante cálculos teóricos. La punta de prueba X10 afecta menos a la medición ya que su modelo equivalente posee una resistencia de $10 \text{ M}\Omega$ en paralelo a un capacitor de 20 pF . El capacitor a una frecuencia de 5 kHz tiene una reactancia de $10 \text{ M}\Omega$, por lo que la punta X10 posee una reactancia equivalente de $10 \text{ M}\Omega // 10 \text{ M}\Omega = 5 \text{ M}\Omega$. Esta resistencia en paralelo a R_i afecta en menor medida a las mediciones, ya que es mayor que R_i .

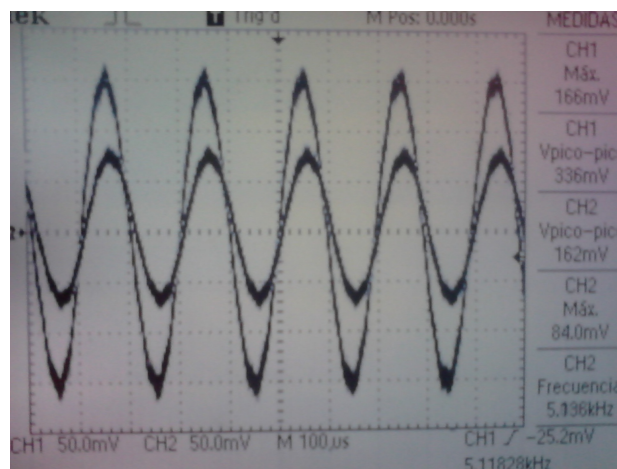


Figura 29: Resultados obtenidos utilizando puntas X10

4.3.2. Resistencia de salida R_o

Utilizando el banco de medición de la figura 17 se obtuvo el resultado mostrado en la figura 30. Se obtiene la resistencia R_{oL} mediante la ecuación 20, utilizando los valores picos medidos.

$$R_{oL} = \frac{R_p V_{CH1}}{V_{CH2} - V_{CH1}} \quad (20)$$

Reemplazando los valores obtenidos:

$$R_{oL} = \frac{4,7 \text{ k}\Omega \cdot 23,2 \text{ mV}}{67,2 \text{ mV} - 23,2 \text{ mV}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

Luego se despeja R_o del paralelo $R_{oL} = R_L // R_o$.

$$R_o = \frac{R_{oL} R_L}{R_L - R_{oL}} = \frac{2,5 \text{ k}\Omega \cdot 4,7 \text{ k}\Omega}{4,7 \text{ k}\Omega - 2,5 \text{ k}\Omega} \approx 5,3 \text{ k}\Omega$$

Que es un valor similar al obtenido mediante cálculos teóricos (4,7 kΩ).

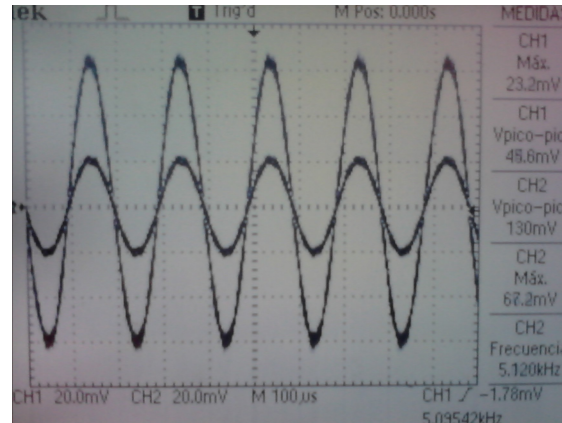


Figura 30: Resultados obtenidos utilizando puntas X10

4.4. Excursión de salida

4.4.1. Excursión de salida sin distorsión

En la medición de la excursión tuvimos en cuenta, como en el preinforme, la máxima amplitud de salida con baja distorsión ($\approx 15 \text{ mV}$ en la simulación), además de la máxima excursión sin recorte y el $\widehat{V_{o_{max}}}$ para la señal ya recortada.

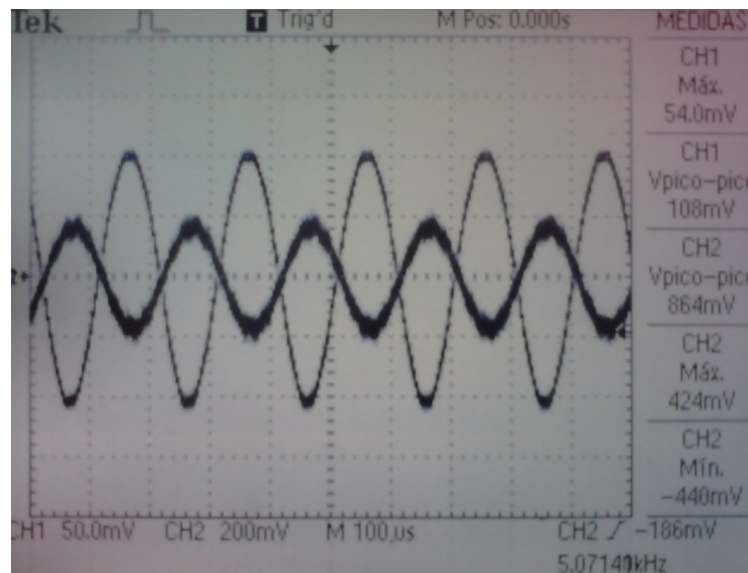


Figura 31: Distorsión. Señal de entrada y salida. $\widehat{V_{in}} = 54 \text{ mV}$

La señal de entrada en este caso se fijó en un valor mayor a la simulación, ya que para menores amplitudes resultaban señales muy ruidosas y no se lograban visualizar bien en el osciloscopio. En la imagen se indican el máximo y mínimo para la señal de salida distorsionada.

Además, para la salida de la figura 31, se realizó la FFT desde el menú **Math** del osciloscopio. Y se obtuvo la imagen mostrada en la figura 32.

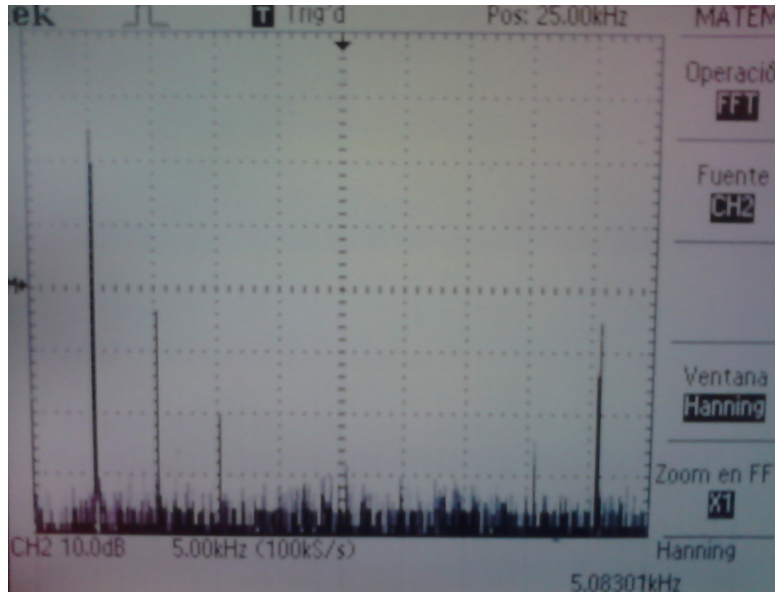


Figura 32: Distorsión.FFT osciloscopia para señal salida. $\widehat{V}_{in} = 54 \text{ mV}$

A partir de esta captura se construye la tabla 5 de valores normalizados (los más notables en la figura) para así obtener la distorsión armónica total.

Para obtener la amplitud normalizada, se despejó $\frac{V_i}{V_{ref}}$ de la ecuación 21.

$$dB_i = 20 \text{ dB} \log \left(\frac{V_i}{V_{ref}} \right) \quad (21)$$

Despejando se obtiene la ecuación 22.

$$\frac{V_i}{V_{ref}} = 10^{\frac{dB_i}{20 \text{ dB}}} \quad (22)$$

Frecuencia	5 kHz	10 kHz	15 kHz	40 kHz	45 kHz
Amplitud en dB	65 dB	36 dB	20 dB	16 dB	35 dB
Amplitud normalizada	1778	63	10	6,3	56

Tabla 5: Datos extraídos de la función FFT del osciloscopia.

Finalmente se obtiene la distorsión armónica total mediante la ecuación 23. Siendo $V_{fundamental}$ la amplitud obtenida para la frecuencia del generador de señales, 5 kHz.

$$THD = \frac{\sum_{i=2}^n V_i}{V_{fundamental}} \quad (23)$$

Se obteniendose:

$$THD = \frac{63 + 10 + 6,3 + 56}{1778} \approx 0,076 = 7,6 \%$$

4.4.2. Excursión de salida sin recorte

La máxima excursión sin recorte obtenida fue para un $\widehat{V}_{in} = 224 \text{ mV}$, además para verificar el valor máximo en el que recortaba la salida se obtuvo una captura de la pantalla para una amplitud de entrada aún mayor. El valor medido en este caso resultó $\widehat{V}_{o_{max}} = 1,48 \text{ V}$. Es lógico que resulte un poco menor a las simulaciones ya que la amplificación medida resultó menor. A continuación las imágenes correspondientes.

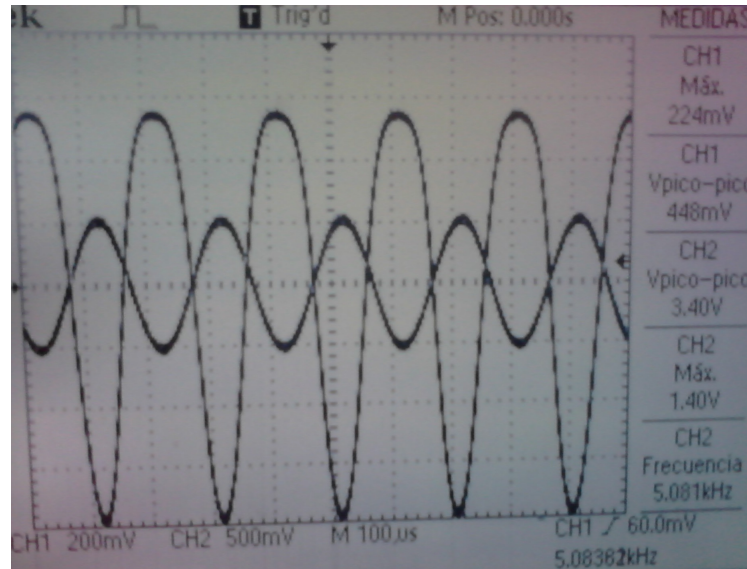


Figura 33: Señal de entrada y salida para máxima excursión sin recorte. $\widehat{V}_{in} = 224 \text{ mV}$

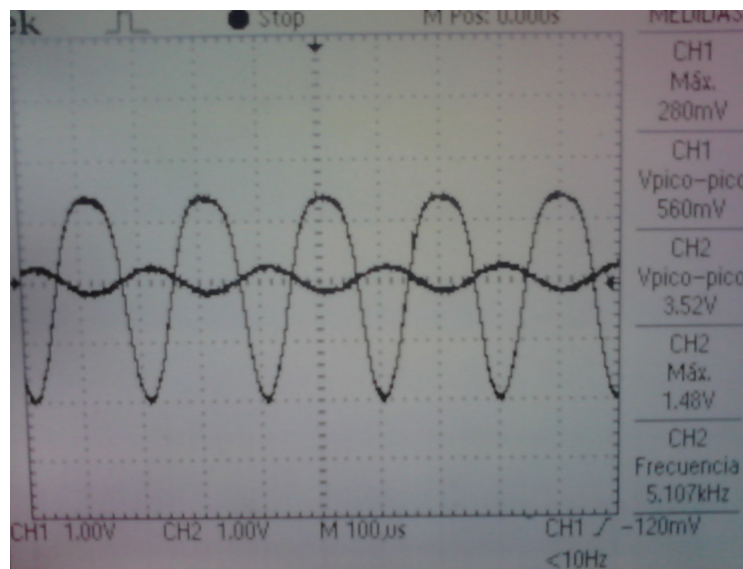


Figura 34: Señal de entrada y salida. $\widehat{V}_{o_{max}} = 1,48 \text{ V}$. $\widehat{V}_{in} = 280 \text{ mV}$

4.5. Respuesta en frecuencia para A_{vs}

4.5.1. Análisis en bajas frecuencias

Se utilizó el banco de medición mostrado en la figura 10 utilizando puntas de prueba X10. Se midió la señal de salida y de entrada, para un rango de frecuencias de 400 Hz a 9 kHz.

En la figura 35 se muestra la curva obtenida en escala logarítmica, marcando con una línea roja la amplificación que está a -3 dB de la amplificación a frecuencias medias. Obteniéndose aproximadamente la frecuencia de corte inferior $f_l = 1,25 \text{ kHz}$.

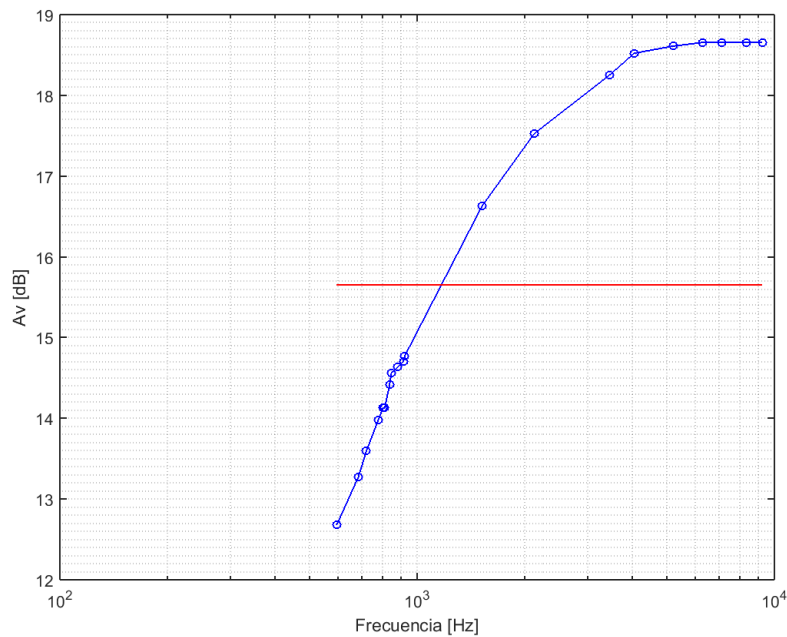


Figura 35: Amplificación obtenida para un barrido en bajas frecuencias.

4.5.2. Análisis en altas frecuencias

Luego se realizó un barrido en frecuencias desde los 100 kHz hasta los 10 MHz. Luego se armó una curva con los datos obtenidos y en cada grafico se trazó una recta de color rojo para indicar los -3 dB respecto del A_v en frecuencias medias.

En la figura 36a se muestra la curva obtenida utilizando una punta de prueba X10 en la salida. Se obtuvo aproximadamente una frecuencia de corte $f_l = 3,1$ MHz. Que es un valor similar al simulado.

En la figura 36b se muestra la curva obtenida utilizando una punta de prueba activa en la salida. Se obtuvo aproximadamente una frecuencia de corte $f_l = 7,0$ MHz. Este valor dista bastante del simulado.

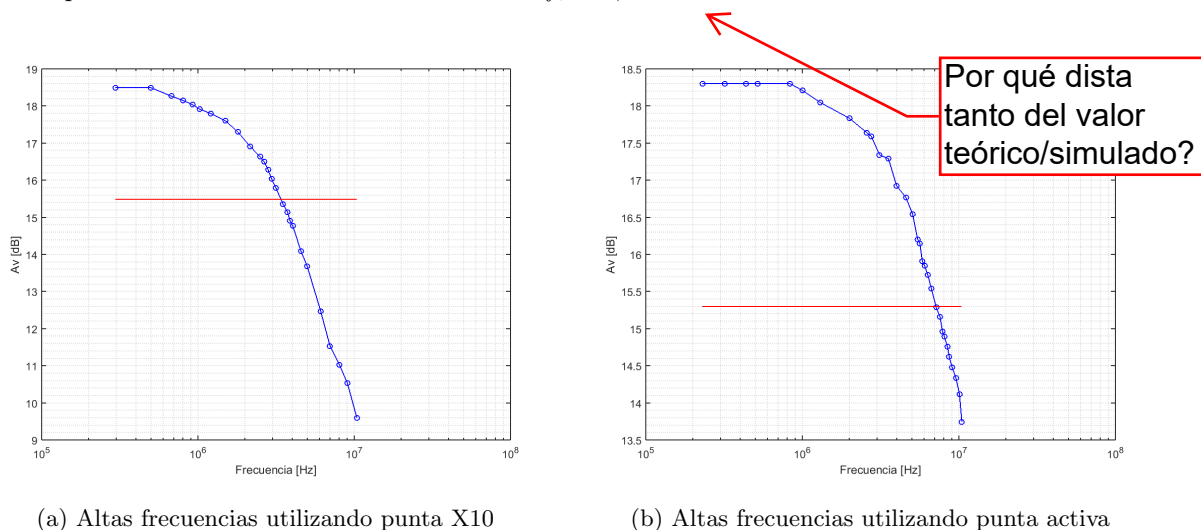


Figura 36: Amplificación obtenida para un barrido en altas frecuencias.

5. Comparación de resultados

5.1. Punto de reposo

La diferencia entre los valores calculados analíticamente (tabla 1) y los valores simulados (tabla 2), difieren de los medidos (tabla 4) debido a que los cálculos teóricos y posterior simulación fueron hechos en base a un modelo, que se aproxima a la realidad pero no es exacto

5.2. Amplificación de tensión total (A_v) a frecuencias medias

En la tabla 6 pueden observarse las ganancias obtenidas para cada método, y en la tabla 7 los errores respecto a la medición.

Método	A_v
Analítico	-10.8
Simulación	-10
Medición	-6.78

Tabla 6: Tabla comparativa de las ganancias obtenidas mediante distintos métodos

Método	Error
Analítico	59.2 %
Simulación	47.3 %

Tabla 7: Tabla con los errores respecto a la medición

Si bien entre el valor de la ganancia calculado analíticamente y mediante simulación no hay gran diferencia, ambos son muy distintos respecto al valor medido. Esto se debe a que la corriente y tensiones de reposo son muy parecidas en la simulación y el cálculo analítico, pero difieren mucho de lo medido, por lo que al cambiar el punto de operación, también se modifica la ganancia.

5.3. Resistencia de entrada y salida

Como ya se explicó anteriormente, las mayores diferencias entre los resultados teóricos y simulaciones con respecto a las mediciones ocurrieron en el caso de la utilización de la punta X1, ya que la influencia de su reactancia interna alteró significativamente el resultado obtenido.

Método	R_i	R_o
Analítico	1 M Ω	4,7 k Ω
Simulación punta x10	910 k Ω	4,7 k Ω
Medición punta x1	333 k Ω	-
Medición punta x10	1,02 M Ω	5,3 k Ω

Tabla 8: Tabla comparativa de resultados para R_i y R_o

5.4. Excursión de salida

En la tabla 9 se muestran las máximas excursiones obtenidas mediante distintos métodos. La tensión de salida sin recorte son similares para todos los métodos, pero esto no ocurre con la tensión máxima sin distorsión. Esto se debe a que se tomó como criterio para cumplir con la inecuación 17 que ΔV_{GS} sea 10 veces mas chico que $\frac{V_{GSQ} - V_T}{2}$ de forma arbitraria. Por los resultados obtenidos en las mediciones se podría haber tomado una cota mayor.

Método	máx excursión s/recorte	$V_{in_{max}}$ s/distorsión	distorsión	$V_{out_{max}}$ recorte
Analítico	1.65V	14,8mV	-	1.65V
Simulación	1,6V	15mV	1,20	1,6V
Medición	1.4V	54 mV		1.48V

Tabla 9: Tabla comparativa para resultados de excursión de salida

Por qué agregan la distorsión a una tabla comparativa si no tienen con que compararlo

5.5. Respuesta en frecuencia para A_{vs}

Método	f_l	f_h
Analítico	894Hz	78,8 MHz
Analítico punta x10	-	3,12MHz
Analítico punta activa	-	35,5MHz
Simulación	880Hz	80,7MHz
Simulación punta x10	880Hz	3,3MHz
Simulación punta activa	880Hz	52MHz
Medición punta x10	1,25kHz	3,1MHz
Medición punta activa	-	7,0MHz

Tabla 10: Tabla comparativa de resultados de respuesta en frecuencia para A_{vs}

Se puede ver que la f_h hallada para la medición con punta activa difiere considerablemente de la simulada, esto puede deberse a que el modelo utilizado para dicha punta en la simulación dista bastante del equivalente real. Esto es, dado que se consideran capacitancias muy chicas (del orden de los pF), las mediciones se ven afectadas por las distintas capacitancias parásitas presentes en el banco de medición(cable coaxial, PCB).

6. Conclusión

El punto de reposo difirió de lo calculado y simulado. Ya que en las mediciones este depende de parámetros de fabricación que son difíciles de regular.

Es necesario tener en cuenta como afectan los instrumentos de medición al circuito. Para la resistencia de entrada el resultado difiere mucho en base a la punta utilizada. Ya que la impedancia de entrada de la punta era comparable con la resistencia a medir.

Lo mismo ocurrió para la medición de la frecuencia de corte superior ya que el capacitor de la punta de prueba X10 afectó considerablemente a la frecuencia de corte medida. Esto se pudo corregir utilizando una punta de prueba activa, a pesar de que el resultado obtenido difirió del simulado y calculado ya que el modelo de la punta de prueba activa difiere del real, y en los cálculos y simulaciones no se tuvo en cuenta las capacitancias parásitas de los cables coaxial y del circuito.

El criterio tomado para disminuir la distorsión en la señal de salida fue muy riguroso. Ya que se decidió tomar que ΔV_{GS} sea 10 veces menor que $\frac{V_{GSQ}-V_T}{2}$. Quedando limitado el circuito a señales de entrada de amplitud muy chicas.