



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

86.06 - CIRCUITOS ELECTRÓNICOS

Algunas recomendaciones para futuros informes:

- Pasar el corrector ortográfico.
- Redacción: No abusar de la coma ni de los paréntesis. Volver a leer lo que escriben. Piensen las ideas que quieren transmitir y estructuren bien en oraciones y párrafos.
- Las tablas de valores están muy buenas, pero tampoco hay que abusar. Están exponiendo demasiada información entonces se pierde un poco el foco. Pensar qué información es más relevante y hacer una buena descripción en el texto.

TRABAJO DE LABORATORIO 2

Etapas con transistores discretos

15 de mayo de 2016

INTEGRANTES:

| | |
|----------------------------|-------|
| Bruno, Nicolas | 95191 |
| <nicoo.24@hotmail.com> | |
| Hagata, Juan Pablo | 93856 |
| <jpablo.hagata@gmail.com> | |
| Vazquez, Matias | 91523 |
| <mfvazquezfiuba@gmail.com> | |

Informe aprobado.
Nota: 7
Docente: T. A. González
Fecha: 20/05/2016

Índice

| | |
|--|-----------|
| 1. Introducción | 3 |
| 2. Etapa amplificadora con un transistor | 3 |
| 2.1. Justificación del diseño | 3 |
| 2.2. Polarización del transistor | 4 |
| 2.2.1. Dispersión del punto Q | 5 |
| 2.3. Calculo de parámetros por inspección | 5 |
| 2.3.1. Circuito en señal | 5 |
| 2.3.2. Ganancia | 5 |
| 2.3.3. Resistencia de entrada | 6 |
| 2.3.4. Resistencia de salida | 6 |
| 2.3.5. Ganancia referida al generador de entrada | 7 |
| 2.3.6. Cálculo de la resistencia de entrada y la ganancia | 7 |
| 2.3.7. Dispersión de la ganancia y valores de los parámetros obtenidos | 8 |
| 2.4. Máxima excusión de salida | 8 |
| 2.4.1. Criterio para la validez del modelo lineal | 8 |
| 2.5. Simulaciones | 9 |
| 2.5.1. Polarización del transistor | 9 |
| 2.5.2. Dispersión del punto Q | 9 |
| 2.5.3. Ganancia | 9 |
| 2.5.4. Dispersión de la ganancia | 10 |
| 2.5.5. Resistencia de entrada | 11 |
| 2.5.6. Resistencia de salida | 12 |
| 2.5.7. Rango de frecuencias valido | 13 |
| 2.5.8. Máxima excusión de salida | 13 |
| 2.5.9. Valores de los parámetros obtenidos | 14 |
| 2.6. Mediciones | 14 |
| 2.6.1. Polarización del transistor | 14 |
| 2.6.2. Ganancia | 14 |
| 2.6.3. Validez del modelo lineal | 15 |
| 2.6.4. Resistencia de entrada | 16 |
| 2.6.5. Resistencia de salida | 16 |
| 2.6.6. Valores de los parámetros obtenidos | 17 |
| 2.7. Resultados | 17 |
| 2.8. Preguntas | 18 |
| 3. Característica y parámetros de los dispositivos | 19 |
| 3.1. Circuito utilizado | 19 |
| 3.2. Simulación | 19 |
| 3.3. Mediciones | 22 |
| 4. Etapa amplificadora con dos transistores | 23 |
| 4.1. Circuito seguidor | 23 |
| 4.1.1. Calculo de las resistencias de polarización | 24 |
| 4.1.2. Obtención del punto de reposo | 25 |
| 4.2. Circuito seguidor acoplado al amplificador | 25 |
| 4.2.1. Obtención del punto de reposo de la etapa amplificadora | 26 |
| 4.2.2. Obtención de parámetros | 27 |
| 4.3. Simulaciones | 28 |
| 4.3.1. Puntos de reposo | 28 |
| 4.3.2. Amplificación | 29 |
| 4.3.3. Resistencia de entrada | 30 |
| 4.3.4. Resistencia de salida | 31 |
| 4.4. Cálculo por inspección del circuito modificado | 32 |
| 4.4.1. Punto de reposo | 32 |
| 4.4.2. Parámetros del circuito | 32 |

| | |
|--|-----------|
| 4.5. Mediciones | 33 |
| 4.5.1. Punto de reposo | 33 |
| 4.5.2. Amplificación | 33 |
| 4.5.3. Resistencia de entrada | 34 |
| 4.5.4. Resistencia de salida | 34 |
| 4.6. Comparación de resultados | 35 |
| 4.6.1. Punto de reposo de la etapa seguidora | 35 |
| 4.6.2. Punto de reposo de la etapa amplificadora | 36 |
| 4.6.3. Parámetros del circuito | 37 |
| 4.7. Preguntas | 37 |
| 5. Oscilador senoidal por desplazamiento de fase | 38 |
| 5.1. Circuito simulado | 38 |
| 5.2. Preguntas | 39 |
| 5.3. Mediciones | 40 |
| 5.4. Comparación de resultados | 40 |
| 6. Conclusiones | 41 |
| 6.1. Amplificador con un transistor | 41 |
| 6.2. Amplificador con etapa seguidora | 41 |
| 6.3. Oscilador senoidal por desplazamiento de fase | 41 |

1. Introducción

Se analizará el funcionamiento de un amplificador de una etapa “Emisor común” / “Source común” de uno “Base común” / “Gate común”. Se buscarán sus parámetros característicos y la influencia en su funcionamiento al agregar un seguidor en la entrada. Por ultimo se analizará el funcionamiento de un oscilador.

2. Etapa amplificadora con un transistor

2.1. Justificación del diseño

Obtenga una configuración que brinde $R_i > 10 \text{ k}\Omega$, $|A_v| = 50$. o lo más cercano posible

Para lograr estas especificaciones se tuvieron en cuenta tanto la configuración como la tecnología a utilizar. Debido a la alta impedancia de entrada que se requiere, se optó por usar transistores de tipo FET, eligiendo utilizar MOSFET, ya que los TBJ no presentan una impedancia de entrada de la magnitud requerida en ninguna configuración. Para lograr la amplificación pedida se decidió utilizar al MOSFET en configuración source común. Esto se debe a que si se lo utilizara en configuración gate común se tendría una impedancia de entrada de valor $\frac{1}{g_m}$ que apenas alcanza los cientos de ohms, mientras que si se lo utilizara en drain común, la amplificación sería menor a 1.

Siempre usar en el texto referencias a las figuras y a las tablas. Si hay algo sin referenciar en el texto no tiene sentido ponerlo.

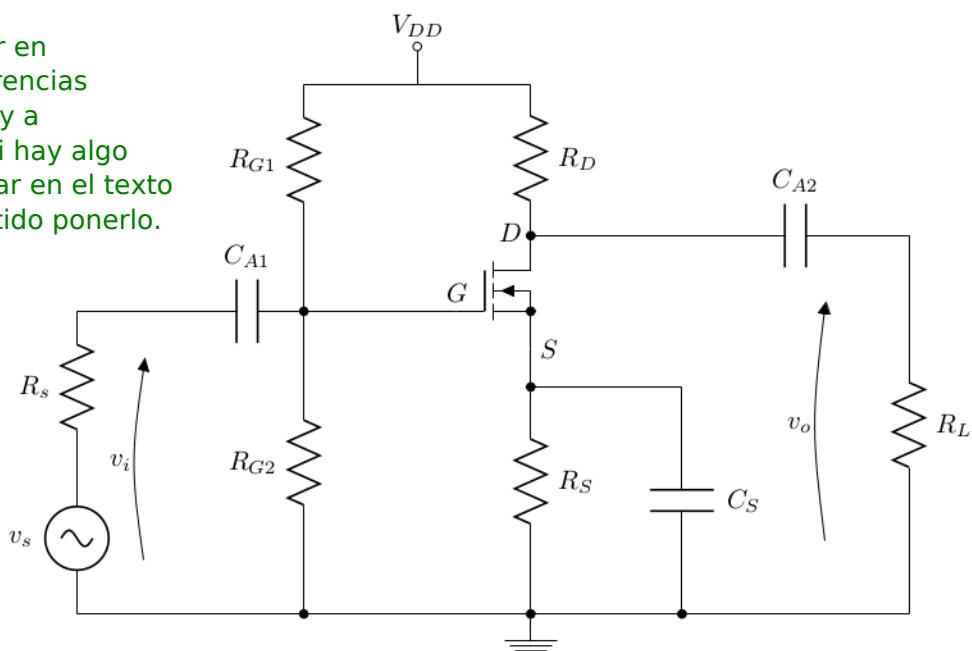


Figura 1: Circuito de la etapa amplificadora

| R_{G1} | R_{G2} | R_s | R_D | R_S | R_L | C_{A1} | C_S | V_{DD} |
|----------------|----------------|-------------|----------------|--------------|---------------|-----------------|-------------------|----------|
| 820 k Ω | 100 k Ω | 50 Ω | 4,7 k Ω | 1 k Ω | 10 k Ω | 2 μF | 100 μF | 28 V |

Tabla 1: Valores de resistencias, capacitores y fuente

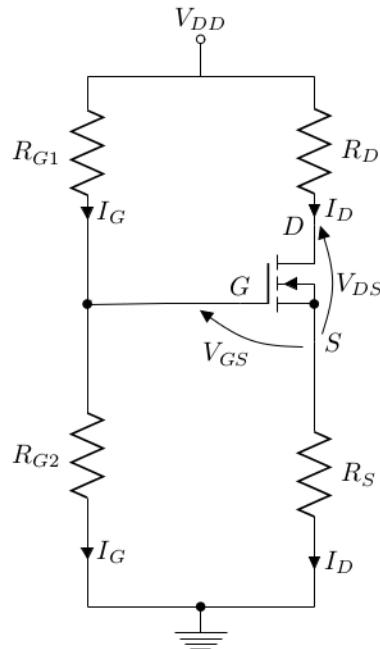
Las resistencias del divisor resistivo del gate se eligieron de estos valores ya que, como se verá mas adelante, el paralelo de estas queda en paralelo con la resistencia r_{gs} que tiende a infinito y se logra tener la resistencia de entrada pedida. R_D y R_L fueron elegidos con estos valores, ya que a través de estas se logra aumentar la ganancia y obtener valores cercanos al pedido (esto se verá mas adelante cuando se analizan los parámetros de señal del circuito). Por otro lado R_S se eligió para lograr una mejor estabilidad del punto de polarización. Los valores de los capacitores fueron elegidos para que se comporten como cortocircuitos en señal.

Ya estaban en la placa...

No es necesario indicar siempre se verá más adelante, se puede hacer un adelanto o resumen. Luego se demostrará.
Página 3

2.2. Polarización del transistor

Para calcular el punto de polarización del transistor se utiliza el siguiente circuito:



de la figura ... con
valores dados de los
componentes dados por
la tabla...

Figura 2: Circuito de polarización del MOSFET

| R_{G1} | R_{G2} | R_D | R_S | V_{DD} |
|----------------|----------------|----------------|--------------|----------|
| 820 k Ω | 100 k Ω | 4,7 k Ω | 1 k Ω | 24 V |

Tabla 2: Valores de resistencias del circuito de polarización

Si se toma la malla de entrada del MOSFET, como la corriente de gate tiende a 0, se puede hacer un equivalente de Thévenin. Este consiste en una fuente de tensión en serie con una resistencia de valores:

$$V_{thev} = V_{GG} = V_{DD} \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 3,04 \text{ V} \quad (1)$$

$$R_{thev} = R_{G1} // R_{G2} = 89 \text{ k}\Omega \quad (2)$$

Recorriendo la malla de salida se tiene:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S) \quad (3)$$

Recorriendo la malla de entrada se tiene la siguiente ecuación:

$$V_{GS} = V_{GG} - I_D R_S \quad (4)$$

Del MOSFET se tiene la ecuación:

$$I_D = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (5)$$

Donde $K = 123,3 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ y $V_T = 2,1 \text{ V}$ (obtenido de la hoja de datos). Reemplazando 4 en 5 y despejando, se obtiene que $I_D = 0,78 \text{ mA}$. Usando este dato en 4 se obtiene que $V_{GS} = 2,21 \text{ V}$. Usando esta corriente en 3 se obtiene que $V_{DS} = 23,52 \text{ V}$. Entonces se cumple que $V_{DS} > V_{GS} - V_T$, por lo tanto esta en la zona de saturación. En la tabla 3 pueden verse las tensiones contra común y la corriente del punto Q.

| I_D | V_G | V_S | V_D |
|---------|--------|--------|---------|
| 0,78 mA | 3,04 V | 0,83 V | 24,35 V |

Tabla 3: Valores de tensiones contra común y corriente

Indicar que la dispersión
fue fijada por ustedes.

2.2.1. Dispersión del punto Q

A continuación, se analiza la dispersión del punto Q de acuerdo a las variaciones en los parámetros K y V_T . El parámetro K tiene un valor mínimo de $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ y un valor máximo de $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$. Por otro lado el valor mínimo de V_T es $V_T = 1,47 \text{ V}$ y el valor máximo $V_T = 2,73 \text{ V}$. En la tabla 4 se muestra la variación del punto Q de acuerdo a estos parámetros.

| Parámetro | $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,1 \text{ V}$ y $K = 123,3 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|-----------|---|--|--|
| I_D | 1,40 mA | 0,78 mA | 0,20 mA |
| V_{DS} | 20,03 V | 23,52 V | 26,85 V |
| V_{GS} | 1,60 V | 2,21 V | 2,8 V |

Tabla 4: Tabla comparativa de los puntos Q con la dispersión de los parámetros

Si bien V_{GS} no se considera parte del punto Q, ^{??} se agrega a la tabla para mostrar que se cumple $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ y $V_{GS} > V_T$, entonces el transistor no sale del régimen de saturación.

2.3. Calculo de parámetros por inspección

2.3.1. Circuito en señal

Para calcular los parámetros del circuito por inspección se debe analizar el circuito en señal. El mismo quedará como se indica en la figura a continuación debido a que el funcionamiento que se desea del amplificador se dará en el rango de frecuencias medias, en el que los capacitores pueden considerarse cortocircuitos (debido a que a la magnitud de la reactancia asociada a cada capacitancia es muy chica en comparación a la resistencia del generador y a la resistencia R_S , poniendo en corto a esta última).

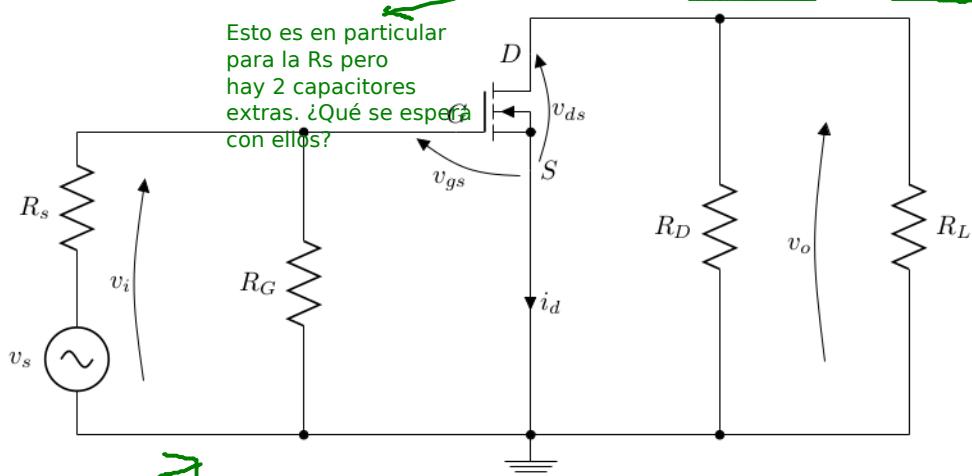


Figura 3: Circuito de la etapa amplificadora en señal

Si la tabla tiene que ver con la figura

| R_s | R_G | R_D | R_L |
|-------------|----------------------|-----------------------|----------------------|
| 50Ω | $89 \text{ k}\Omega$ | $4,7 \text{ k}\Omega$ | $10 \text{ k}\Omega$ |

Tabla 5: Valores de resistencias del circuito de señal
deberían incluir esos datos en la figura como tabla.

2.3.2. Ganancia

Se toma que la resistencia r_{ds} tiende a infinito. Debido a que la tensión de entrada produce una caída de tensión entre el gate y el source (v_{gs}) se tiene que $i_d = g_m v_{gs}$ (es decir, se activa el generador controlado de corriente que va de drain a source). Recorriendo la malla de salida se obtiene:

$$A_v = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = \frac{-g_m v_{gs} (R_D // R_L)}{v_{gs}} = -g_m (R_D // R_L) \quad (6)$$

Donde g_m se calcula como

El donde se refiere a la ecuación entonces es punto seguido sin sangría.

$$g_m = K(V_{GS} - V_T) \quad \text{Calcular los valores de } g_m. \quad (7)$$

2.3.3. Resistencia de entrada

Para calcular la resistencia de entrada vista desde el terminal del gate, se coloca una fuente de prueba entre el terminal de gate y source como indica la figura 4.

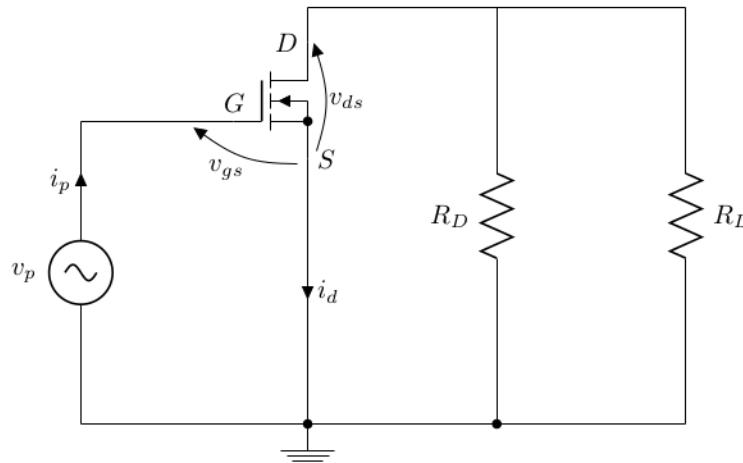


Figura 4: Circuito para el calculo de la resistencia de entrada vista desde el gate

| R_D | R_L |
|----------------|---------------|
| 4,7 k Ω | 10 k Ω |

Tabla 6: Valores de resistencias del circuito para el calculo de la resistencia de entrada vista desde el gate

Al estar en señal, entre el terminal de gate y source se tiene la resistencia r_{gs} , por la que circula la corriente de gate, por lo tanto, al aplicar una tensión de prueba entre el terminal de gate y source, la corriente irá por esta resistencia, por lo tanto se obtiene que:

$$R_{ig} = \frac{v_{gs}}{i_g} = r_{gs} \quad (8)$$

Para calcular la resistencia de entrada vista desde el generador de entrada hacia el circuito, se debe colocar entre el terminal v_i y tierra una tensión de prueba (ver figura 3). Puede observarse que la resistencia de entrada obtenida es el paralelo de la resistencia R_{ig} con la resistencia R_G , por lo tanto:

$$R_i = R_{ig} // R_G \quad (9)$$

2.3.4. Resistencia de salida

Si bien no fue un parámetro que limite el diseño de este amplificador, se muestra cómo se calculan las resistencias de salida vistas desde el drain, y la carga, y la ganancia respecto del generador de entrada.

Para calcular la resistencia de salida vista desde el drain, se utiliza el circuito 5.

Redacción:
Abuso
de comas

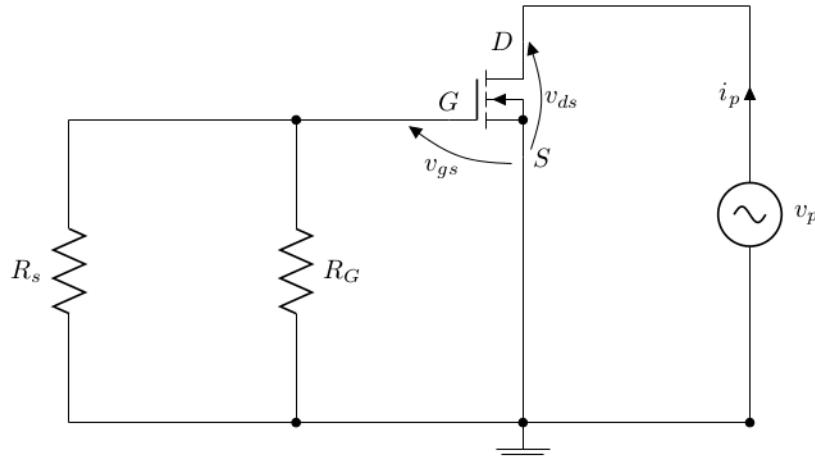


Figura 5: Circuito para el calculo de la resistencia de salida vista desde el drain

| R_s | R_G |
|------------|---------------------|
| 50Ω | $89\text{ k}\Omega$ |

Tabla 7: Valores de resistencias del circuito para el calculo de la resistencia de salida vista desde el drain

Al haber pasivado el generador de entrada, la caída de tensión entre el gate y el source es 0, por lo tanto, no se activa el generador controlado de corriente desde el drain al source. Por lo tanto la corriente de prueba ira por la resistencia r_{ds} . Entonces:

$$R_{od} = r_{ds} \quad (10)$$

Pero como r_{ds} tiende a infinito, entonces R_{od} tiende a infinito. Esto se debe a que la resistencia de salida de un transistor MOSFET se calcula como:

¿De dónde sale esa dispersión?

$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_{DQ}} \quad (11)$$

Y como λ toma valores entre $0,005 \frac{1}{V}$ y $0,03 \frac{1}{V}$, como la corriente es del orden de los mA, esta resistencia termina quedando del orden de los $M\Omega$ por lo que puede considerarse que tiende a infinito. Para calcular la resistencia de salida vista desde la carga (R_o), se debe colocar una tensión de prueba entre el terminal v_o y tierra (ver figura 3). En este caso se tiene que la resistencia que se observa es el paralelo de r_{ds} con R_D , por lo tanto:

$$R_o = r_{ds} // R_D = R_D = 4,7\text{ k}\Omega \quad (12)$$

2.3.5. Ganancia referida al generador de entrada

La ganancia de tensión referida al generador de entrada se define como $A_{vs} = T A_v$, donde $T = \frac{v_i}{v_s}$. Se tiene en este caso que:

$$A_{vs} = T A_v = \frac{v_i}{v_s} A_v = \frac{v_s \frac{R_i}{R_i + R_{gen}}}{v_s} A_v = \frac{R_i}{R_i + R_{gen}} A_v \quad (13)$$

2.3.6. Cálculo de la resistencia de entrada y la ganancia

Utilizando los valores de los componentes elegidos, las ecuaciones 6 y 7 y la corriente de polarización obtenida en el inciso anterior.

$$A_v = -g_m (R_D // R_L) = -13,6 \frac{\text{mA}}{\text{V}} 3,2\text{ k}\Omega = -43,5 \quad (14)$$

Utilizando que r_{gs} tiende a infinito, y la ecuación 9 se obtiene:

$$R_i = R_G = 89 \text{ k}\Omega \quad (15)$$

De 14 y 15 puede observarse que el diseño propuesto cumple con las especificaciones pedidas.

2.3.7. Dispersión de la ganancia y valores de los parámetros obtenidos

A continuación se agrega una tabla donde se muestra como varia la ganancia con la dispersión del punto Q. En la tabla 9 pueden verse los parámetros calculados teóricamente para valores típicos de los parámetros propios del transistor.

| Parámetro | $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,1 \text{ V}$ y $K = 123,3 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|-----------|---|--|--|
| A_v | -66.6 | -43.5 | -19.3 |

Tabla 8: Tabla comparativa de las ganancias con respecto a la variación del punto Q

| A_v | R_i | R_o |
|-------|---------------|----------------|
| -43.5 | 89 k Ω | 4,7 k Ω |

Integrar en una tabla.
¿Cambian Ri y Ro?

Tabla 9: Tabla con los parámetros calculados teóricamente para valores típicos de los parámetros del transistor

2.4. Máxima excursión de salida

Para la máxima excusión de salida se recorre la malla de salida en señal, por lo que se tiene:

$$v_{ds} = -id R_{da} \quad (16)$$

Debido a la linealización del modelo:

$$v_{DS} = v_{ds} + V_{DSQ} \quad (17)$$

$$i_D = i_d + I_{DQ} \quad (18)$$

Utilizando estas dos ecuaciones en la primera, se obtiene la recta de carga dinámica, de la que se obtendrán los valores donde hay distorsión por corte y saturación:

$$i_{DS} = I_{DQ} + \frac{V_{DSQ}}{R_{da}} - \frac{v_{DS}}{R_{da}} \quad (19)$$

Se utiliza que R_{da} el paralelo entre R_D y R_L es $R_{da} = 3,2 \text{ k}\Omega$, $V_{DSQ} = 23,52 \text{ V}$ e $I_{DQ} = 0,7 \text{ mA}$. Entonces el transistor se irá a corte ($i_D = 0$) cuando $v_{DS} = 25,76 \text{ V}$ (ver ecuación 19). El transistor dejará de estar en saturación cuando $V_{DS} < V_{GS} - V_T = 0,11 \text{ V}$ (debido a que la tensión entre gate y drain será mayor a la tensión umbral, y saldrá de saturación). Por lo tanto la máxima excusión de salida será 2,23 V, ya que si a la tensión V_{DSQ} se le suma este valor, el transistor se irá a corte (Es el efecto que afecta la señal a una menor tensión de salida agregada). Utilizando la ganancia calculada en 14, se tendrá esta salida para una tensión de entrada de 51 mV.

← ¿Se puede llegar a este punto recorriendo la RCD?

2.4.1. Criterio para la validez del modelo lineal

Partiendo de la ecuación de corriente del MOSFET:

$$I_D = K (V_{GS} - V_T)^2 \quad (20)$$

Puede observarse que no es lineal, sin embargo, para la validez del modelo lineal, es necesario adoptar un criterio. El elegido fue el siguiente:

$$v_{GS} \leq \frac{V_{GS} - V_T}{2} \text{ subíndices} \quad (21)$$

¿De dónde sale este criterio? Explicar

Menor o igual?
Yo diría mucho menor. ¿Por qué?

De la ecuación 21, y utilizando que $V_{GS} = 2,21\text{ V}$ y $V_T = 2,1\text{ V}$ se obtiene que la máxima tensión de entrada de señal donde vale la linealidad del modelo es $v_{gs} = 55\text{ mV}$. Entonces se observa que no se sufrirá alinealidad aunque se inyecte a la entrada la tensión correspondiente a la máxima excursión de salida. Se destaca que este es solo un criterio, existen otros, como por ejemplo la linealización por Taylor de la ecuación 20, con la que podría lograrse tener errores del 10%. **No entiendo. Explicar.**

2.5. Simulaciones

2.5.1. Polarización del transistor

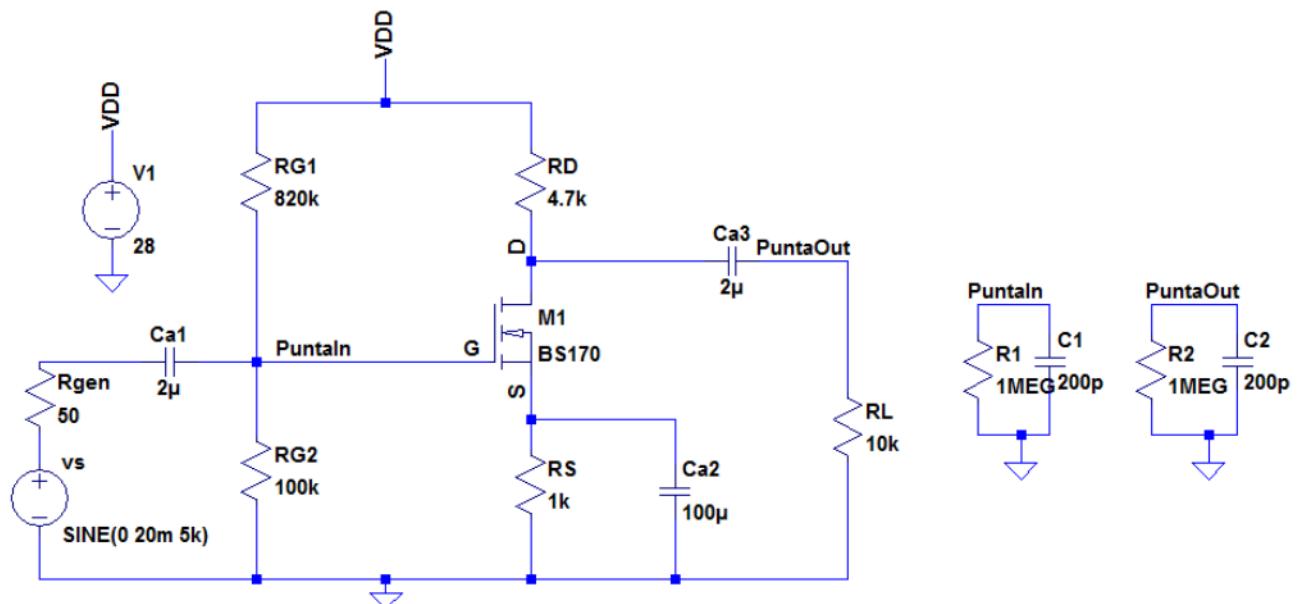


Figura 6: Circuito que se medirá, incluyendo puntas X1

En primer lugar se simuló en *Spice* el punto de operación del circuito 6 y se obtuvieron los valores de tabla 10:

| I_D | V_G | V_S | V_D |
|---------|--------|--------|--------|
| 1,09 mA | 3,04 V | 1,09 V | 22,9 V |

Tabla 10: Valores de tensiones contra común y corriente simulados

Estos valores difieren de los obtenidos teóricamente (ver tabla 3), debido a que para el cálculo teórico se usó el valor típico de la tensión umbral que no coincide con el que usa el modelo de *Spice*.

2.5.2. Dispersión del punto Q

Modificando el K y la tensión umbral del archivo BS170.sub se obtienen los valores de la tabla 11, puede verse que se obtuvieron valores muy cercanos a los de la tabla 4.

| Parámetro | $V_T = 1,47\text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 1,824\text{ V}$ y $K = 123,3 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73\text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|-----------|--|---|---|
| I_D | 1,43 mA | 1,09 mA | 0,2 mA |
| V_{DS} | 19,81 V | 21,81 V | 26,64 V |
| V_{GS} | 1,61 V | 1,95 V | 2,80 V |

Tabla 11: Tabla comparativa de los puntos Q con la dispersión de los parámetros simulados

2.5.3. Ganancia

Para el cálculo de A_v se realizó un análisis en AC del circuito 6 y luego se graficó la tensión de salida dividido la tensión de entrada obteniéndose el gráfico 7

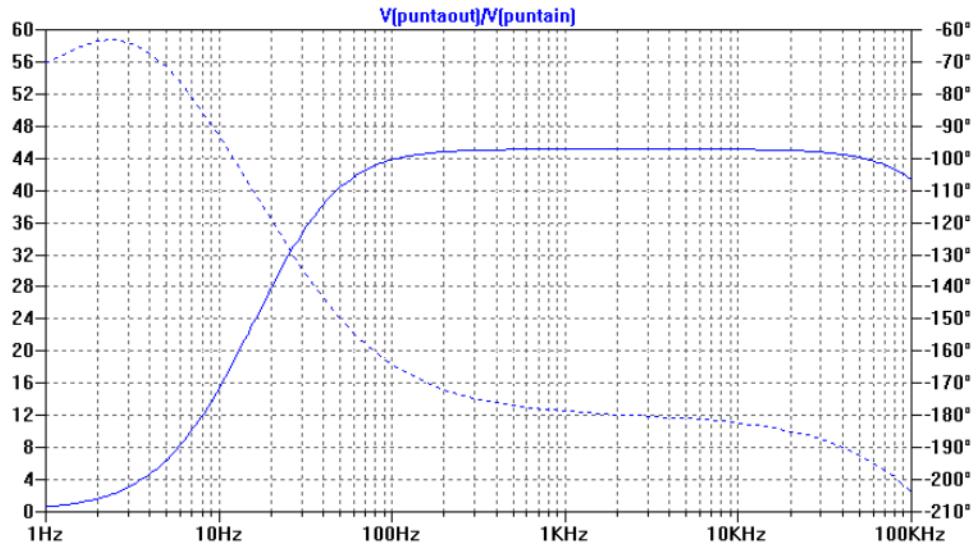


Figura 7: Ganancia A_v en función de la frecuencia

Del gráfico 7, se decide medir a 1 kHz, ya que se tiene una ganancia de aproximadamente -45 , valor muy próximo al deseado.

2.5.4. Dispersión de la ganancia

Luego, se modificó el modelo de Spice nuevamente para obtener como varía la ganancia con la dispersión de Q para 1 kHz (ver figuras 8 y 9). En la tabla 12 puede verse como varía la ganancia con los parámetros. Cabe destacar que para el caso de $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ la ganancia varía mucho respecto al cálculo teórico debido a que, al simular, la tensión V_{GS} queda muy próxima a la tensión V_T y Spice cambia el modelo con el que trabaja.

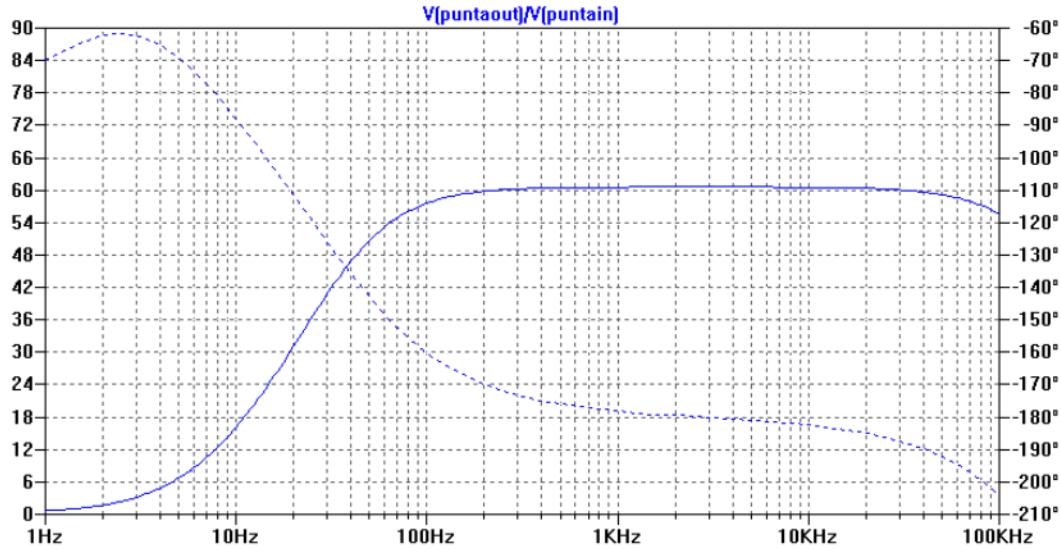


Figura 8: Ganancia A_v en función de la frecuencia con $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$

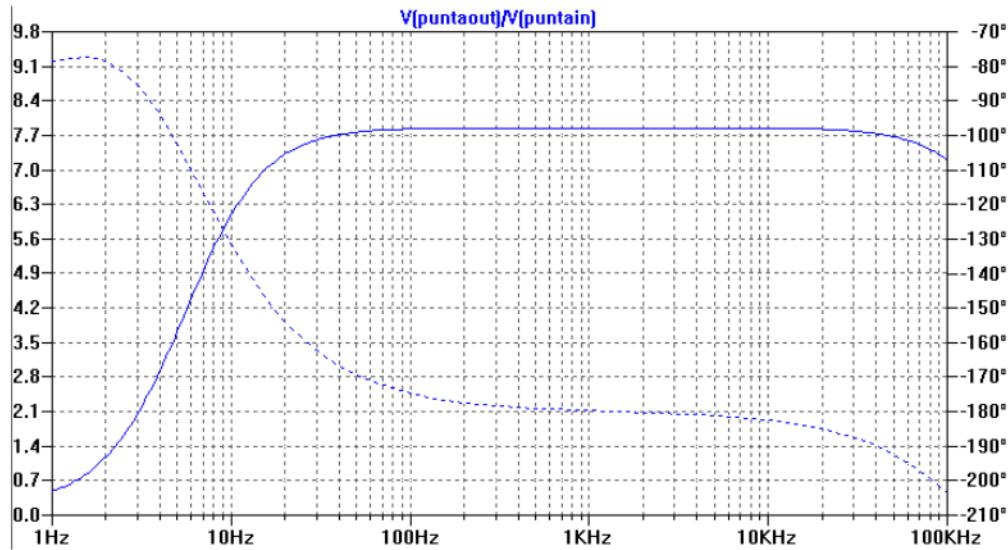


Figura 9: Ganancia A_v en función de la frecuencia con $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$

| Parámetro | $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 1,824 \text{ V}$ y $K = 123,3 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|-----------|---|--|--|
| A_v | -61 | -45 | -8 |

Tabla 12: Tabla comparativa de las ganancias con respecto a la variación del punto Q simuladas a 1kHz

2.5.5. Resistencia de entrada

Del análisis en AC del circuito 10, se gráfico la tensión de entrada dividida la corriente de entrada para calcular la resistencia de entrada

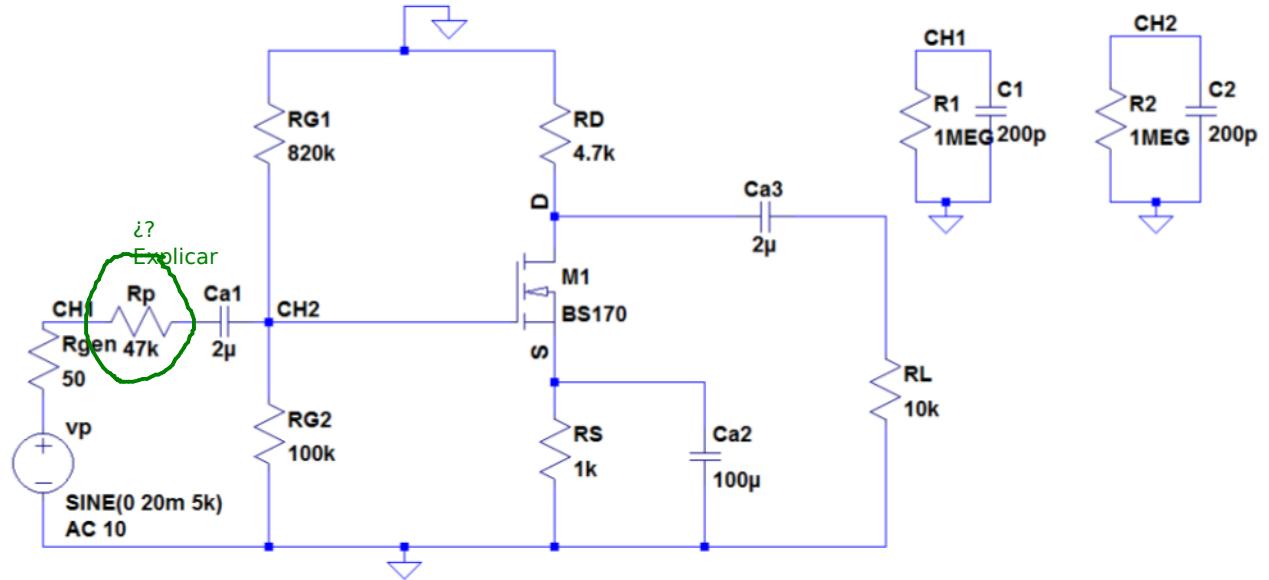


Figura 10: Circuito para simular y medir la resistencia de entrada R_i

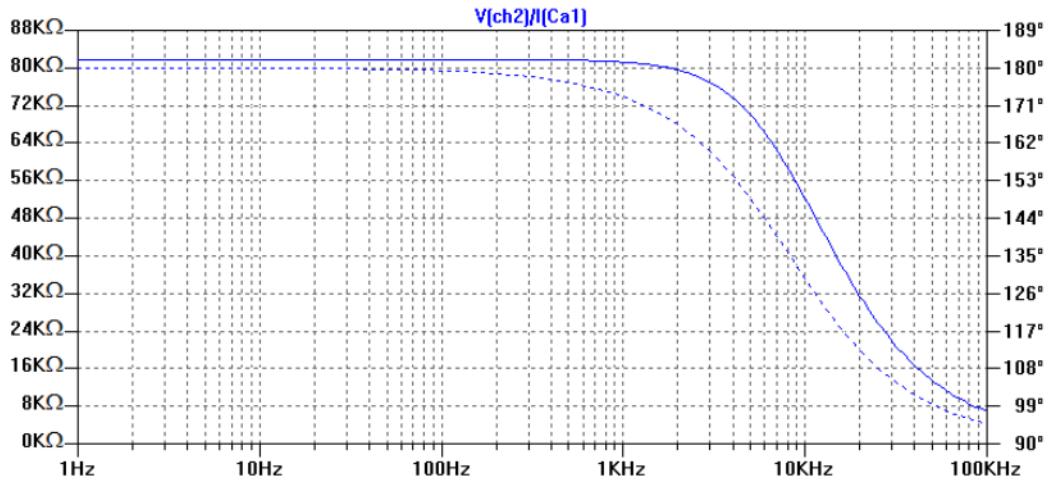


Figura 11: Resistencia de entrada R_i en función de la frecuencia

Puede observarse de la figura 11 que para 1 kHz, la resistencia de entrada sigue siendo mayor a 10 kΩ

2.5.6. Resistencia de salida

Para simular R_o en AC se utilizó el circuito 12, donde graficando la tensión $CH2$ dividido la corriente por el capacitor C_{a3} se obtiene el gráfico 13:

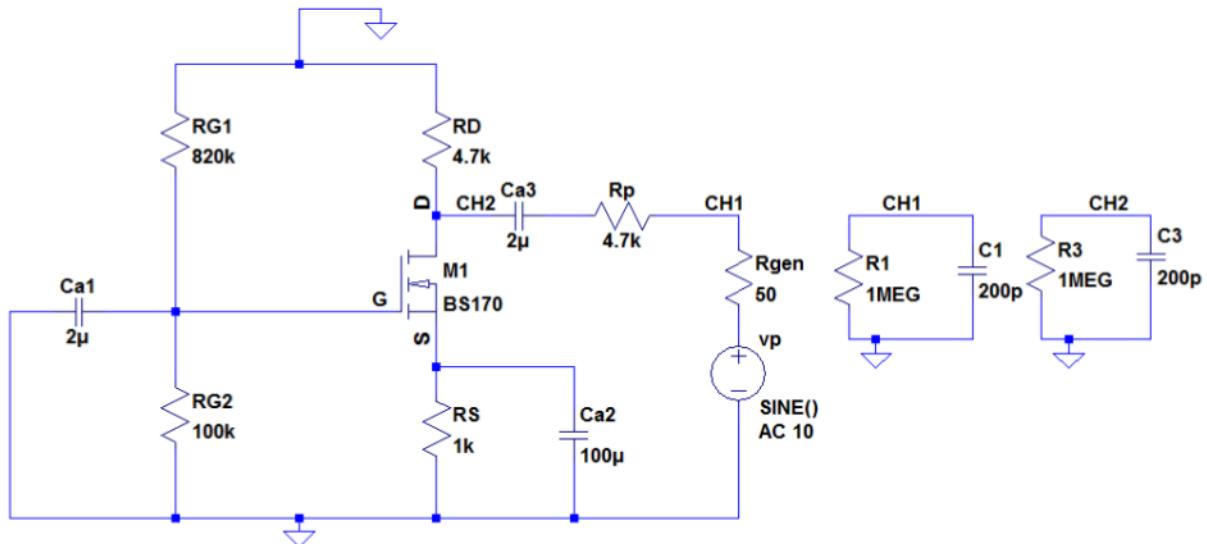


Figura 12: Circuito para simular y medir la resistencia de salida R_o

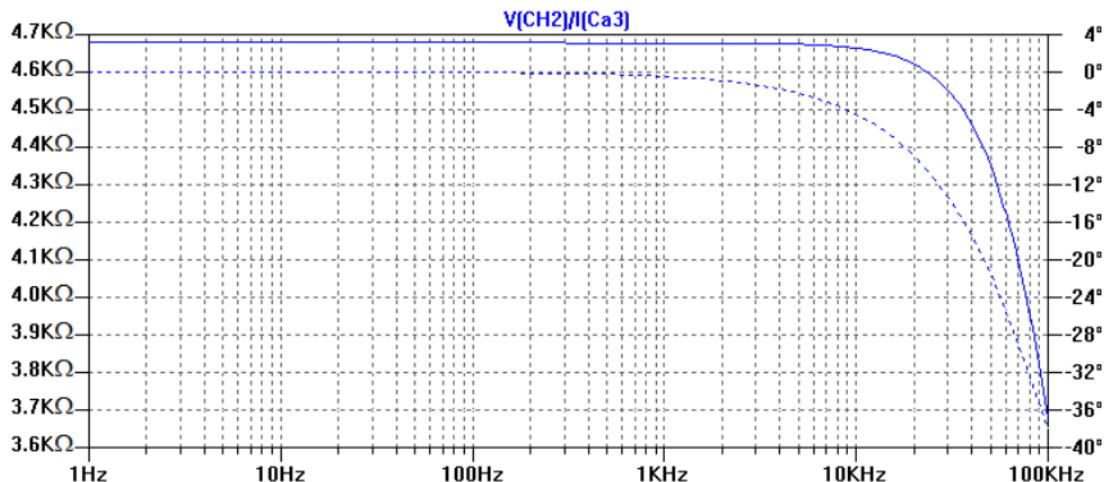


Figura 13: Resistencia de salida R_o en función de la frecuencia

2.5.7. Rango de frecuencias válido^{medias}

De la figura 7 puede observarse que se tiene el valor deseado de A_v entre 100Hz y 100kHz. Para este rango de frecuencias la ganancia es aproximadamente de -45° . Por otro lado, observando la figura 11, puede verse que en el mismo rango de frecuencias de antes se obtiene el valor de R_i deseado, que si bien varía, se mantiene siempre mayor a $10\text{ k}\Omega$. Cabe destacar que en el rango de frecuencias donde se obtiene la resistencia de entrada y ganancia deseada la resistencia de salida presenta variaciones que no se tomaron en cuenta debido a que el diseño no presentaba requerimientos para este parámetro. Para todas las mediciones se utilizó punta x1 ya que se quiere saber el comportamiento de la ganancia y la resistencia de entrada en frecuencias cercanas a 1kHz, que es donde se realizaran las mediciones (debido a que a esta frecuencia se logran las especificaciones requeridas).

2.5.8. Máxima excusión de salida

Debido a que la máxima excusión de salida es de 2,23V, utilizando que $A_v = A_{vs} = -43,5^{\circ}$ Debido a que la resistencia de entrada es mucho mayor a la resistencia del generador, se obtiene que la máxima señal del generador de entrada es aproximadamente 51mV. Usando esta tensión, como tensión del generador de entrada, se observa en la figura 14 que la señal de salida se deforma, pero no recorta.

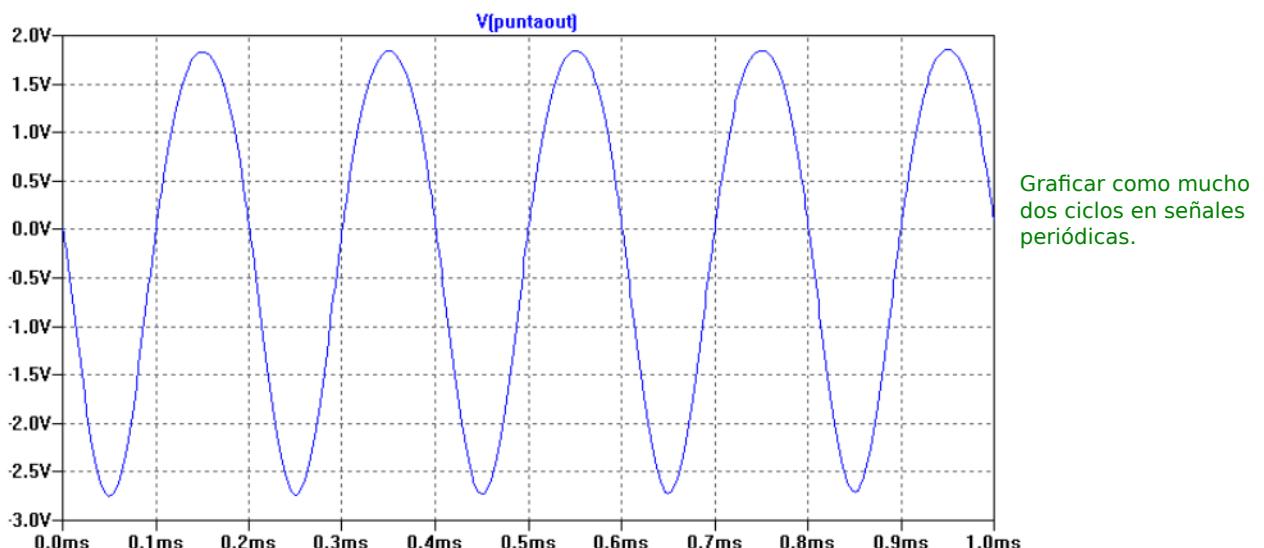


Figura 14: Señal de salida cuando la entrada es 51mV

¿Qué significa válido?

Si bien la señal presenta deformación, el resultado obtenido es válido. Esto se debe a que, como se analizó de la ecuación 21, para valores de v_{gs} menores a 55mV, sigue valiendo la linealidad del modelo,

Mucho menores!

por lo que para tensiones de entrada que no superen este valor, es valido pensar al dispositivo como lineal. En la figura 15 , se usó como tensión del generador 15 mV, y puede observarse que la señal mejora su forma, es decir, se obtiene una señal senoidal.

2.5.9. Valores de los parámetros obtenidos

En la tabla 13 pueden verse los parametros obtenidos mediante simulación.

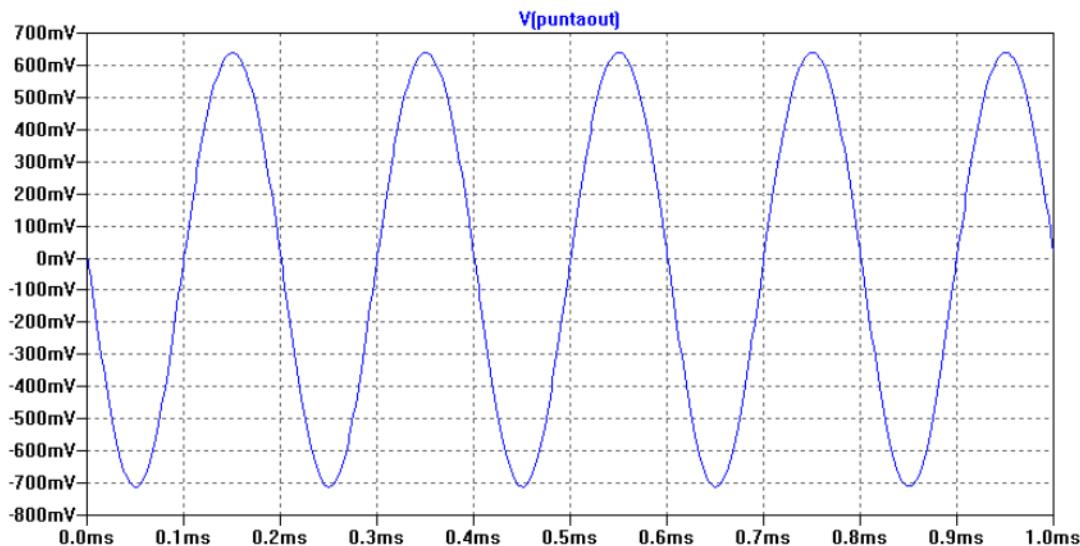


Figura 15: Señal de salida cuando la entrada es 15 mV

Esto ya se simuló antes. ¿Qué diferencia hay en esta subsección?

| A_v | R_i | R_o |
|-------|-------|--------|
| -45 | 80 kΩ | 4,5 kΩ |

Tabla 13: Tabla con los parametros calculados mediante simulación a 1 kHz utilizando los parametros por defecto de Spice para el transistor

2.6. Mediciones

2.6.1. Polarización del transistor

En primer lugar, se midieron las tensiones contra común y la corriente en el punto de operación, utilizando el circuito de la figura 6 y un multímetro (DT830B de la marca UNI-T), con el generador de entrada apagado. Los valores obtenidos se detallan en la tabla 14.

| I_D | V_G | V_S | V_D |
|---------|--------|--------|--------|
| 1,59 mA | 2,68 V | 1,59 V | 20,7 V |

Calcular VGS y VDS.

Tabla 14: Valores de tensiones contra comun y corriente medidos

2.6.2. Ganancia

Luego se midió A_v , utilizando nuevamente el circuito 6, pero con el generador de tensión v_s en 25 mV. ¿Por qué la y aproximadamente frecuencia de 1 KHz. Este valor de tensión fue elegido para evitar distorsión y para poder seguir suponiendo que el transistor se comporta linealmente (ver ecuación 21). La frecuencia fue elegida debido a que en ese valor, como se había analizado previamente, se obtienen los valores deseados de ganancia y resistencia de entrada. De la medición se obtuvo el gráfico de la figura 16. De este gráfico, utilizando la ecuación 6 (Debido a que R_i es mucho mas grande que R_s , A_v y A_{vs} son aproximadamente iguales), se obtiene que la ganancia vale aproximadamente $A_v = -20$. Este valor se aleja del deseado, pero el circuito aun sigue amplificando la señal de entrada.

Simularon con 15 mV. ¿Por qué la diferencia?

Redactar mejor si quieren hacer aclaraciones.

Vuelvan a leer y fijense que mal que queda ese paréntesis.

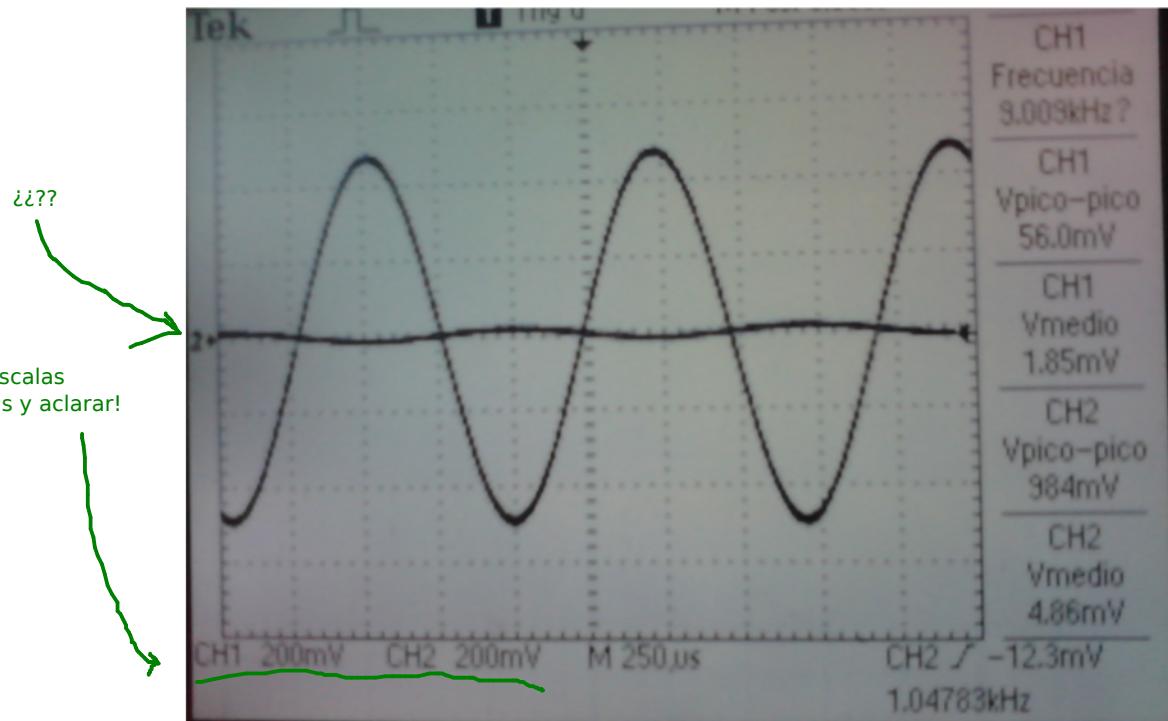


Figura 16: Señal de salida (CH2) y señal de entrada (CH1)

2.6.3. Validez del modelo lineal

A continuación, se aumentó la tensión del generador a 80 mV para analizar la salida cuando el transistor deja de comportarse linealmente según el criterio optado. El gráfico de esta medición puede observarse en la figura 17. Del mismo puede verse que la salida se deforma, es decir, no se obtiene a la salida una senoidal perfecta, tal como se había predicho. ??

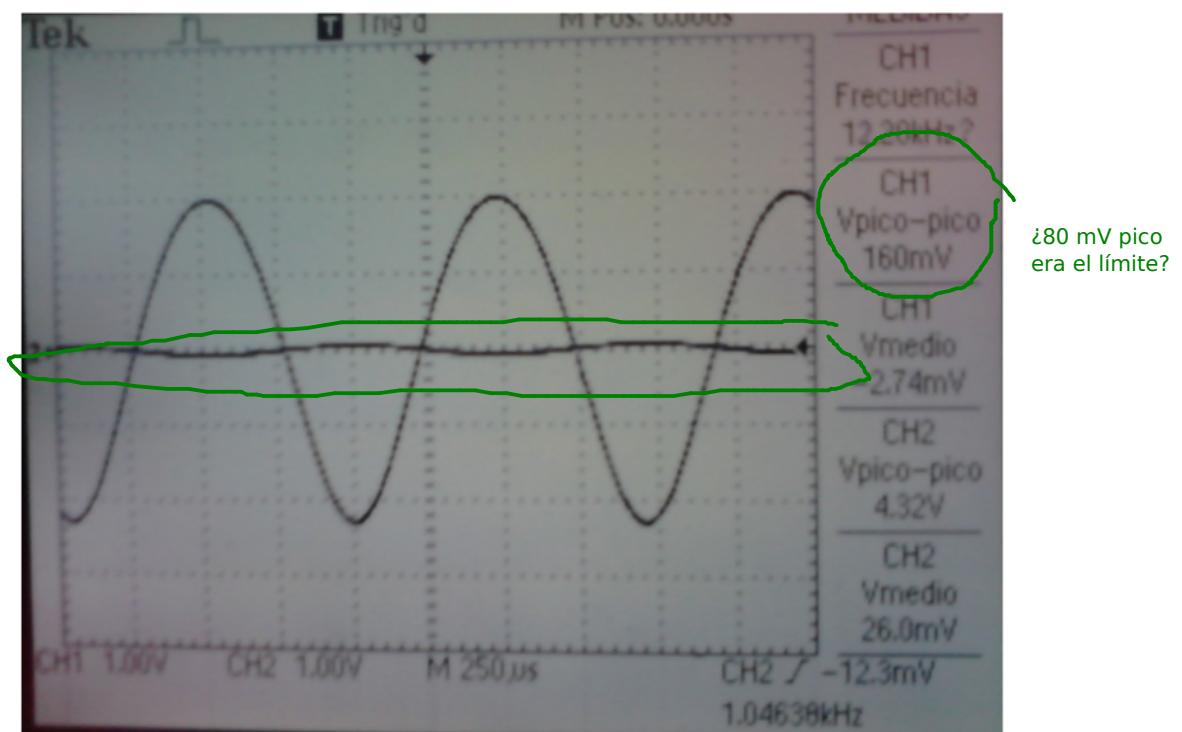


Figura 17: Señal de salida (CH2) y señal de entrada (CH1)

2.6.4. Resistencia de entrada

Para medir la resistencia de entrada, se utilizó el circuito de la figura 10. Se eligió utilizar una tensión del generador de 362 mV y frecuencia de 1 kHz porque es la frecuencia a la que se obtienen los valores deseados de ganancia y resistencia de entrada. La resistencia en serie al generador fue elegida de 47 kΩ, ya que del cálculo teórico se espera tener aproximadamente 80 kΩ de resistencia de entrada. De la medición, se obtuvieron en el osciloscopio las señales vistas en la figura 18.

¿Y por qué no pusieron algo más cercano a 80 k? 82 k

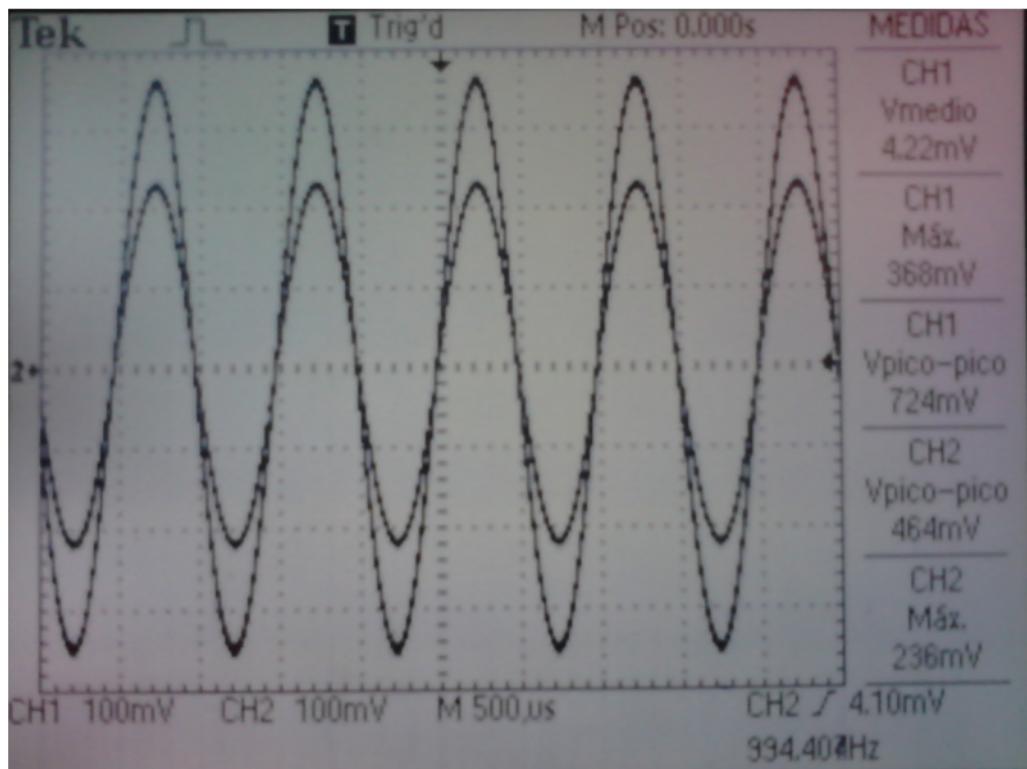


Figura 18: Señales de los canales 1 y 2 para calcular la resistencia de entrada

Para calcular la resistencia R_i se realizan los siguientes cálculos observando los valores máximos de las tensiones de la figura 18 y el circuito 10.

$$v_{R_3} = v_{CH1} - v_{CH2} \quad (22)$$

$$i_{R_p} = \frac{v_{R_p}}{R_p} \quad (23)$$

Finalmente la resistencia de entrada se obtiene como

$$R_i = \frac{v_{R_p}}{i_{R_p}} \quad (24)$$

Por lo tanto se obtiene una resistencia de entrada de aproximadamente 84 kΩ

2.6.5. Resistencia de salida

Para medir la resistencia de salida, se utilizó el circuito de la figura 12. Se eligió utilizar una tensión del generador de 360 mV y frecuencia de 1 kHz porque es la frecuencia a la que se logran tener las especificaciones deseadas. La resistencia en serie al generador se eligió de 4,7 kΩ ya que del cálculo teórico se espera tener una resistencia de salida del mismo valor. De la medición, se obtuvieron en el osciloscopio las señales vistas en la figura 19.

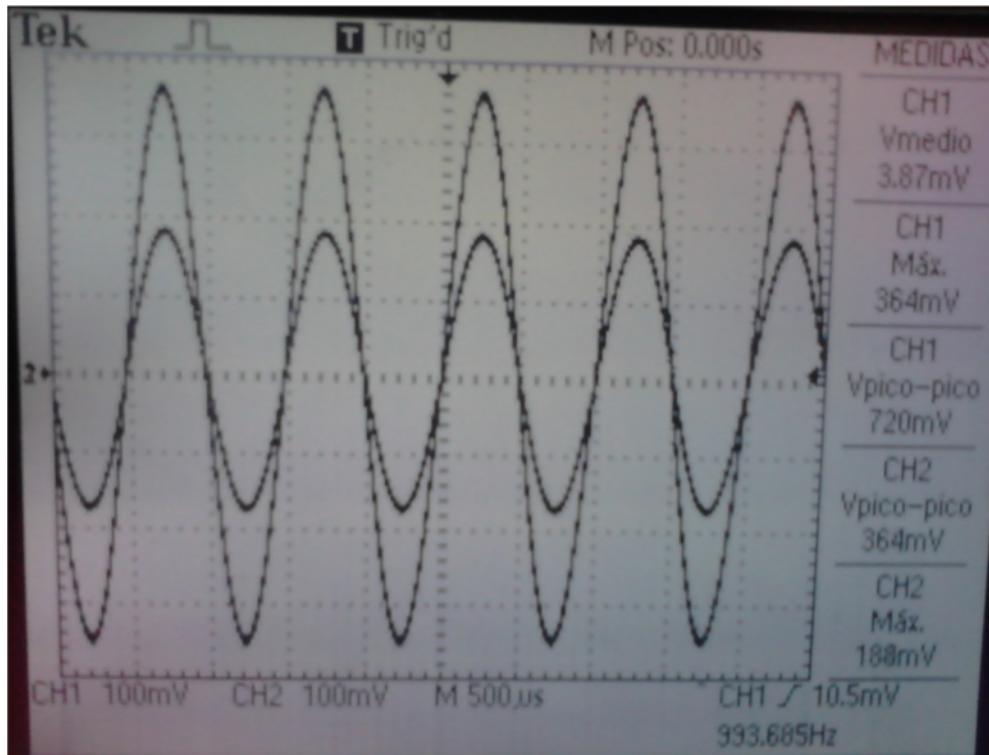


Figura 19: Señales de los canales 1 y 2 para calcular la resistencia de salida

Utilizando las tensiones máximas de la figura 19 y el circuito 12, junto con las ecuaciones 22, 23 y 24, se obtiene que la resistencia de salida es de aproximadamente 5 kΩ.

2.6.6. Valores de los parámetros obtenidos

En la tabla 15 pueden observarse los parámetros del amplificador medidos.

| A_v | R_i | R_o |
|-------|-------|-------|
| -20 | 84 kΩ | 5 kΩ |

Tabla 15: Tabla con los parametros medidos a 1 kHz

2.7. Resultados

En la tabla 16 pueden verse las tensiones y corrientes en el punto Q obtenidas a través del cálculo teórico, simulación y medición, y en la tabla 17 los errores del cálculo teórico y la simulación respecto a la medición. Puede verse que el error más grande se tiene en la corriente, esto puede deberse a que el parámetro V_T según la hoja de datos, puede variar desde 0,8 V hasta 3 V, es decir, presenta una dispersión mayor al 30 % del valor típico como se tuvo en cuenta tanto en los cálculos teóricos como en la simulación. Por otro lado, el valor de parámetro k es difícil de determinar, y, al igual que para el parámetro V_T , también se analizó solamente una dispersión del 30 % del mismo a partir del valor típico. Por lo tanto, debido a que el rango de los parámetros propios del transistor en el que se analizó la operación del mismo es menor al rango real, pueden tenerse errores como los encontrados. En la tabla 16 pueden verse los valores de ganancia, resistencia de entrada y salida obtenidos a partir de la medición, simulación y cálculo teórico, y en la tabla 17 los errores de los valores obtenidos mediante cálculo teórico y simulación respecto a la medición. De las expresiones 6, 7, 8, 9, 10, 12, puede observarse que las resistencias de entrada y de salida, pueden aproximarse a ser independientes del punto de polarización (en el entorno de valores de corrientes y tensiones en los que trabaja el transistor en este amplificador), por lo que se llega a que el error respecto a la medición es chico por ambos métodos. Por otro lado la ganancia es dependiente de la transconductancia, la cual depende de las tensiones V_T , V_{GS} , y de k , por lo que por los mismos motivos analizados para el punto de polarización es lógico que presente el mayor error.

Si la corriente es cerca del doble de la calculada, ¿es de esperar que la ganancia sea la mitad? Notar que la menor ganancia que calcularon se da para IDQ bajo (0,2 mA)

| Parámetro | Teórico | Simulación | Medición |
|-----------|---------|------------|----------|
| I_D | 0,78 mA | 1,09 mA | 1,59 mA |
| V_G | 3,04 V | 3,04 V | 2,68 V |
| V_D | 24,35 V | 22,9 V | 20,7 V |
| V_S | 0,83 V | 1,09 V | 1,59 V |
| V_{DS} | 23,52 V | 21,81 V | 19,11 V |
| V_{GS} | 2,21 V | 1,95 V | 1,09 V |

¿Cómo puede variar tanto la tensión VG?

Tabla 16: Tabla comparativa de los puntos Q obtenidos mediante diferentes métodos

| Parámetro | Teórico | Simulación |
|-----------|---------|------------|
| I_D | -51 % | -31 % |
| V_G | 13 % | 13 % |
| V_D | 18 % | 11 % |
| V_S | -48 % | -31 % |
| V_{DS} | 23 % | 14 % |
| V_{GS} | 103 % | 79 % |

Está perfecto sintetizar resultados en tablas pero tampoco es necesario llenar al informe de ellas. Juntar en una o dos tablas la información más importante.

Tabla 17: Tabla con los errores respecto a la medición de las corrientes y tensiones calculadas teóricamente y simuladas

| Método | A_v | R_i | R_o |
|------------|-------|-------|--------|
| Teórico | -43,5 | 89 kΩ | 4,7 kΩ |
| Simulación | -45 | 80 kΩ | 4,5 kΩ |
| Medición | -20 | 84 kΩ | 5 kΩ |

Tabla 18: Tabla con los parametros obtenidos a 1 k Hz mediante diferentes métodos

| Método | A_v | R_i | R_o |
|------------|-------|-------|-------|
| Teórico | 117 % | 6 % | -6 % |
| Simulación | 125 % | -5 % | -10 % |

Tabla 19: Tabla con los errores de los parametros obtenidos a 1 k Hz mediante simulación y calculo teórico respecto a la medición

2.8. Preguntas

¿La etapa amplificadora diseñada está realimentada para la señal?

Redacción No, ya que tiene un capacitor en paralelo al resistor R_S . Que para la señal se comporta como un corto. Eliminando así el efecto del resistor R_S para la señal.

Si no lo está; ¿Qué elemento debería eliminarse o agregarse en el circuito para que esté realimentado para la señal?. En ese caso, ¿qué se muestrearía a la salida y qué se sumaría a la entrada?. De acuerdo con esto, ¿qué parámetro de transferencia del amplificador es el que se querría estabilizar si la realimentación fuese negativa?. Demostrar mediante un análisis de incrementos si la realimentación es negativa.

Debería eliminarse el capacitor que está en paralelo a R_S . En este caso en la salida ocurre un muestreo de corriente y en la entrada se sumaría tensión. Ya que por la resistencia R_S circula la corriente de salida, que genera una caída de tensión sobre R_S que afecta a la tensión de entrada. Con este tipo de realimentación se estabiliza G_m . Al aumentar la corriente de salida, aumenta la tensión sobre el resistor R_S . Lo que origina una disminución en la tensión de polarización V_{GS} , y de esta forma disminuyendo la corriente de salida. Este decremento se opone al incremento inicial, por lo que la realimentación es negativa. Desde el punto de vista del circuito de señal, teniendo en cuenta la resistencia de realimentación en el source, R_S , un incremento positivo del generador de entrada, v_s , produciría un incremento positivo en la tensión de entrada del circuito v_i y R_S , entonces la nueva v_i se calcula como

No se pregunta el efecto en continua

$$v_i = v_s - v_{R_s} \quad (25)$$

por lo que la nueva tensión de entrada del circuito será menor a la inicial. De esto puede notarse que la realimentación es negativa.

3. Característica y parámetros de los dispositivos

Enunciado.

3.1. Circuito utilizado

Se propone utilizar el circuito mostrado en la figura 20 para obtener las características de salida (I_D, V_{DS}) con V_{GS} como parámetro.

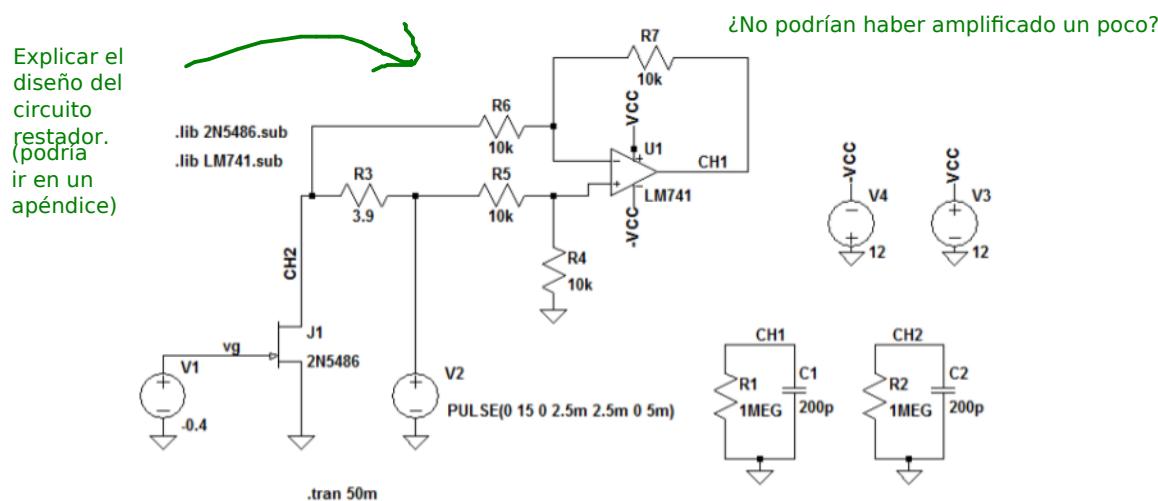


Figura 20: Circuito para la obtención de características de salida.

Se utilizará el osciloscopio en modo XY y utilizando puntas directas. Para obtener V_{DS} se medirá con la punta del canal 2 en el terminal D del transistor. Para I_D se medirá la tensión de salida del amplificador V_{CH1} restador utilizando la punta del canal 1. Con las resistencias elegidas para el amplificador restador se obtendrá la diferencia de tensión entre los terminales del resistor, para luego calcular la corriente mediante la ecuación 26.

$$I_D = \frac{V_{CH1}}{R_3} \quad (26)$$

La fuente V_2 es una señal triangular de amplitud pico a pico de 10 V con un offset de 5 V. Con una frecuencia de $f = 200$ Hz.

Luego se irá variando $V_{GS} = V_1$ directo desde la fuente para observar distintas curvas.

3.2. Simulación

Esto no es recomendable porque la fuente varía de 0 a 30 V.
Cuidado la próxima vez. Además por un tema de sensibilidad en el ajuste les convendría poner un divisor resistivo.

En las figuras 21, 22, 23 y 24 se muestran las curvas obtenidas en Spice para $V_{GS} = 0,0$ V, $V_{GS} = -0,4$ V, $V_{GS} = -1,0$ V y $V_{GS} = -1,5$ V respectivamente.

Se obtiene de las curvas la corriente I_D para $V_{DS} = 5$ V para luego poder ser comparadas con un modelo teórico simulado.

Se obtiene I_D utilizando la ley de Ohm, mediante la ecuación 26.

Redacción

Superpuestas en una sola figura.

$$I_D = \{ 23,0 \text{ mA} ; 31,0 \text{ mA} ; 43,3 \text{ mA} ; 51,3 \text{ mA} \}$$

En realidad conviene escalar directo en los gráficos.

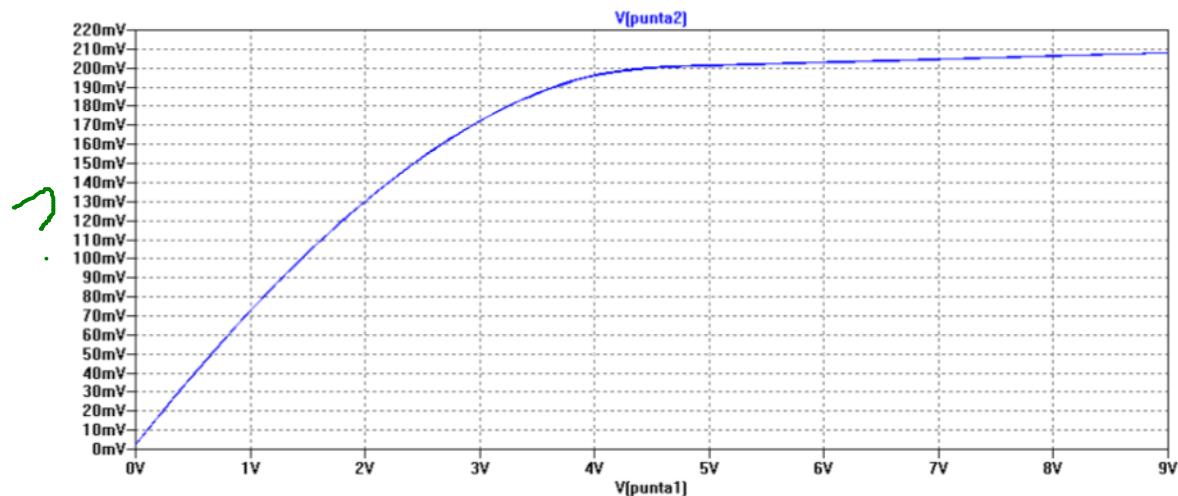


Figura 21: Curva obtenida con $V_{GS} = 0,0$ V.

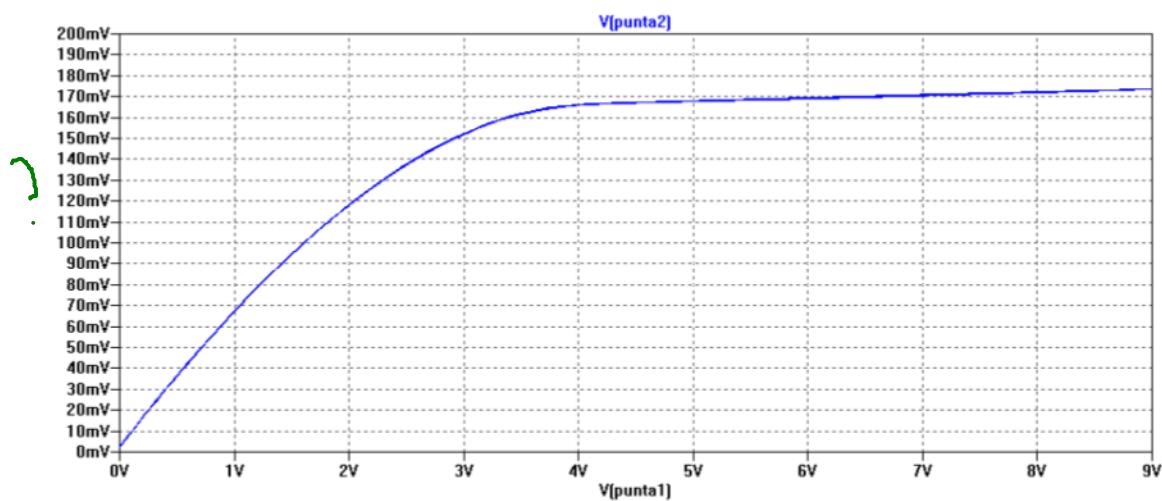


Figura 22: Curva obtenida con $V_{GS} = -0,4$ V.

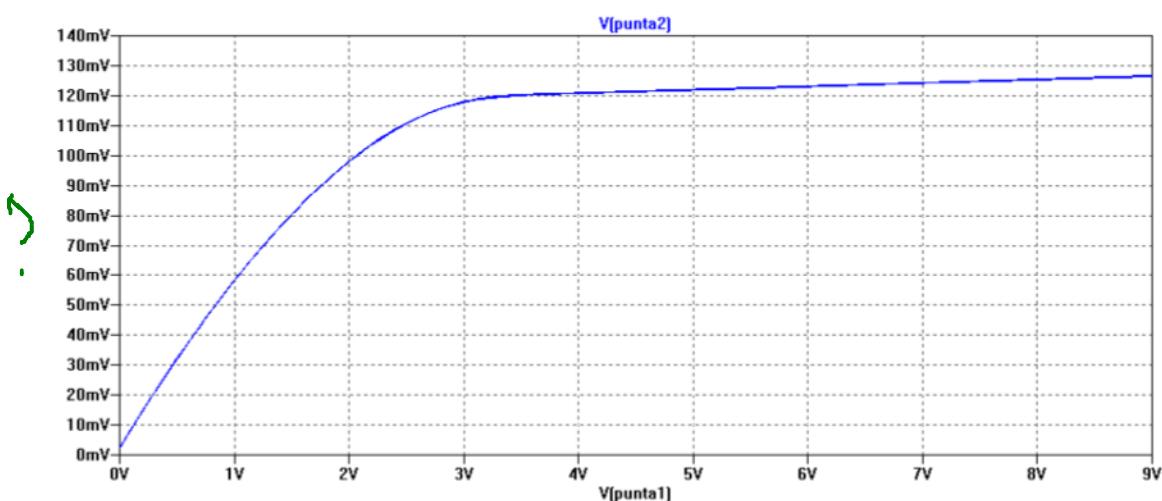


Figura 23: Curva obtenida con $V_{GS} = -1,0$ V.

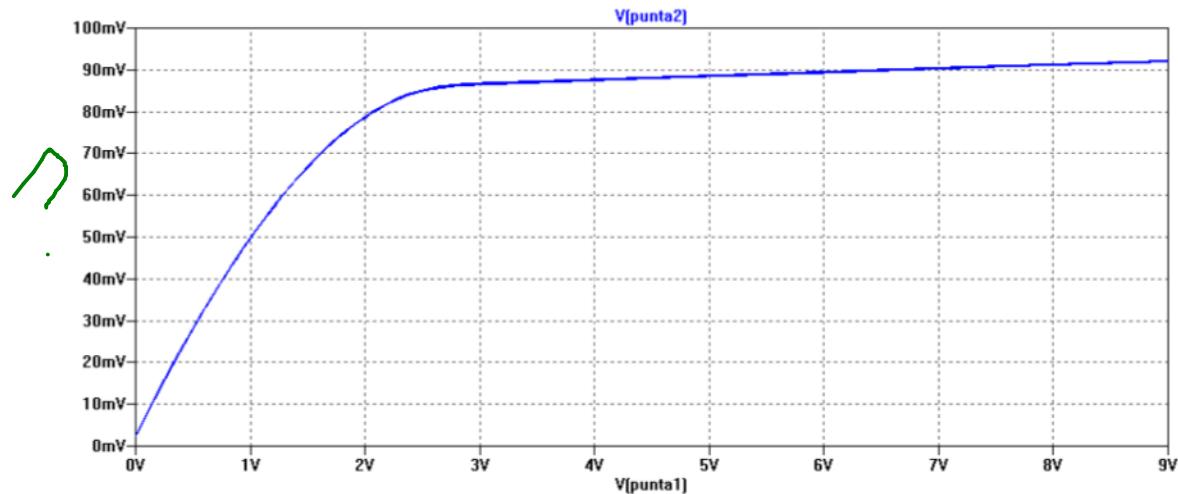


Figura 24: Curva obtenida con $V_{GS} = -1,5$ V.

Para validar el método se comparará la curva obtenida con la que se obtiene realizando un DC sweep de Spice. En la figura 25 se muestra el circuito utilizado para la simulación.

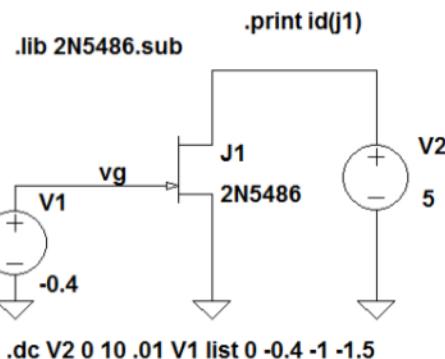


Figura 25: Circuito utilizado utilizando DC sweep.

La curva obtenida se muestra en la figura 26, se utilizaron los mismos valores de $V_{GS} = \{ 0,0 \text{ V} ; -0,4 \text{ V} ; -1,0 \text{ V} ; -1,5 \text{ V} \}$. De la simulación se extraen los valores de I_D para $V_{DS} = 5 \text{ V}$. Obteniéndose aproximadamente:

$$I_D = \{ 22,5 \text{ mA} ; 30,0 \text{ mA} ; 42,0 \text{ mA} ; 51,0 \text{ mA} \}$$

Que concuerdan con los valores de I_D obtenidos en las simulaciones del banco de medición que se utilizará en el laboratorio.

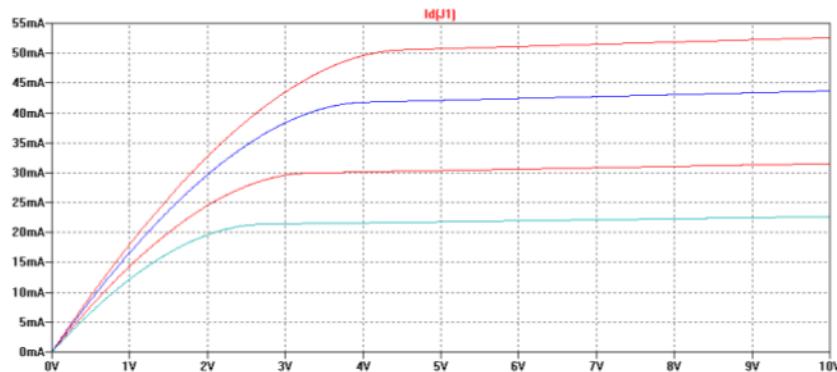
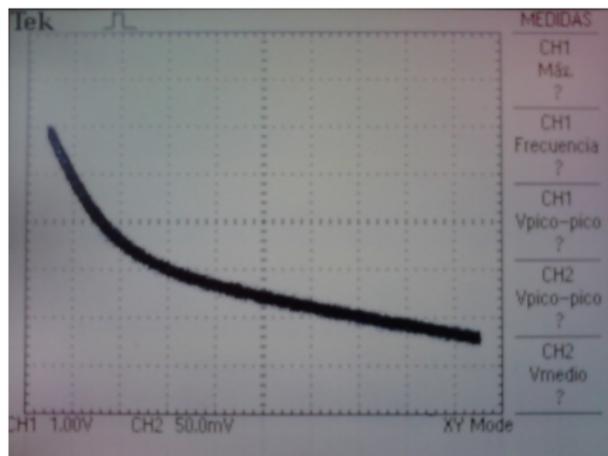


Figura 26: Curva característica obtenida en Spice utilizando DC sweep.

3.3. Mediciones

Utilizando el banco de medición 20 a una frecuencia de $f = 200\text{ Hz}$ se realizaron las mediciones utilizando un osciloscopio en modo XY.

En las figuras 27, 28, 29 y 30 se muestran las curvas obtenidas del osciloscopio para $V_{GS} = 0,0\text{ V}$, $V_{GS} = -0,4\text{ V}$, $V_{GS} = -1,0\text{ V}$ y $V_{GS} = -1,5\text{ V}$ respectivamente.



Indicar escalas.

Figura 27: Curva obtenida con $V_{GS} = 0,0\text{ V}$.

Mejor si entran las 4 en una sola figura con 4 subfiguras en 2x2. Así aprovechan mejor el espacio y se pueden ver todas juntas en la misma hoja.

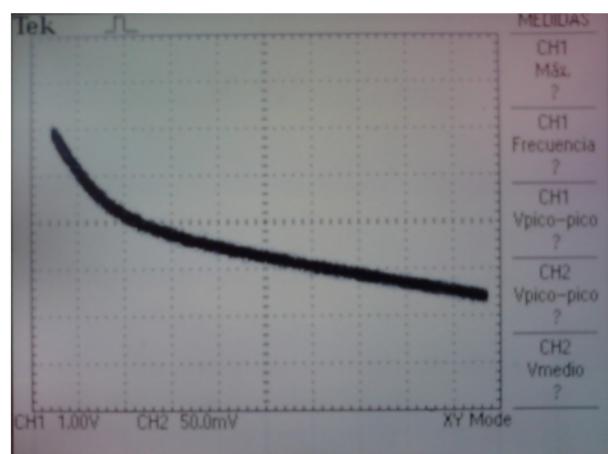


Figura 28: Curva obtenida con $V_{GS} = -0,4\text{ V}$.

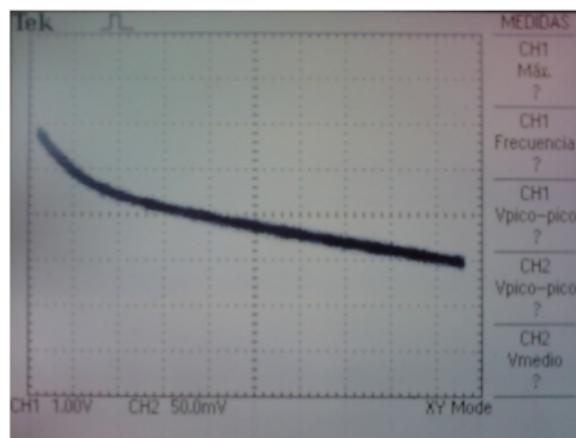


Figura 29: Curva obtenida con $V_{GS} = -1,0\text{ V}$.

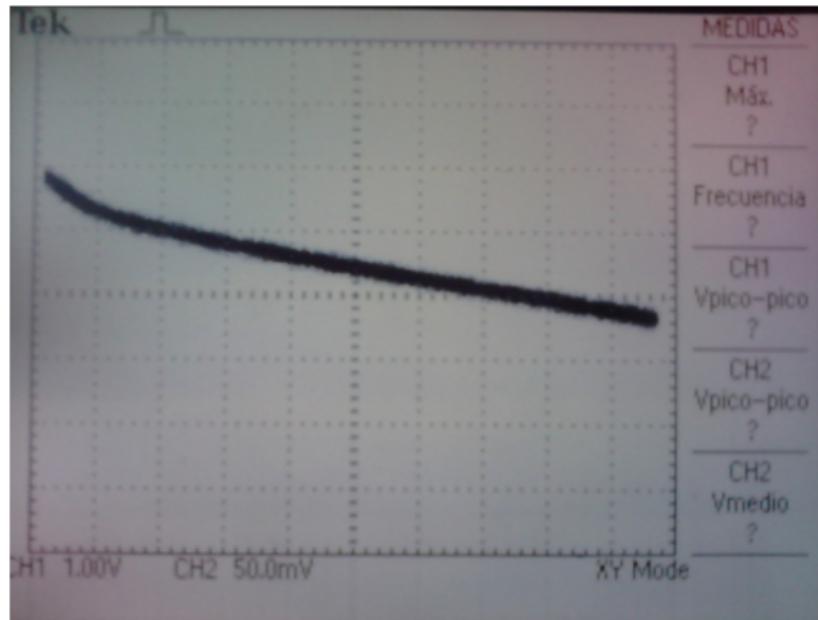


Figura 30: Curva obtenida con $V_{GS} = -1,5$ V.

Se obtiene aproximadamente I_D para $V_{DS} = 5$ V mediante la ecuación 26.

$$I_D = \{ 19,0 \text{ mA} ; 30,8 \text{ mA} ; 35,9 \text{ mA} ; 46,2 \text{ mA} \}$$

Los resultados obtenidos son similares a los obtenidos mediante simulación, destacando que las curvas obtenidas en las mediciones presentan un grosor que impide medir con exactitud los valores medidos. Sin embargo resultó ser un método útil para obtener la forma de las curvas.

| V_{GS} | I_D simulado | I_D medido | Error simulado respecto a la medición |
|----------|----------------|--------------|---------------------------------------|
| 0,0 V | 22,5 mA | 19,0 mA | 18,4 % |
| -0,4 V | 30,0 mA | 30,8 mA | -2,60 % |
| -1,0 V | 42,0 mA | 35,9 mA | 17,0 % |
| -1,5 V | 51,0 mA | 46,2 mA | 10,4 % |

Tabla 20: Tabla comparativa de I_D para distintos V_{GS} con $V_{DS} = 5$ V.

4. Etapa amplificadora con dos transistores

Se intercala una etapa en CC/DC (seguidor) entre el generador de señal y la etapa amplificadora bajo análisis. Se tratará de mantener el mismo valor de corriente de reposo en la etapa amplificadora.

4.1. Circuito seguidor

En la figura 31 se muestra el circuito seguidor propuesto. Se utilizará el subíndice 1 para referirnos a la etapa seguidora. Utiliza una configuración drain común y un transistor mosfet BS170 para mantener la misma tecnología que la etapa amplificadora.

En este caso la resistencia $R_L = 89 \text{ k}\Omega$ se despreciará ya que representa la resistencia interna de la etapa amplificadora, que en paralelo a la resistencia R_{S1} (que puede valer 470Ω o $1 \text{ k}\Omega$) será despreciable.

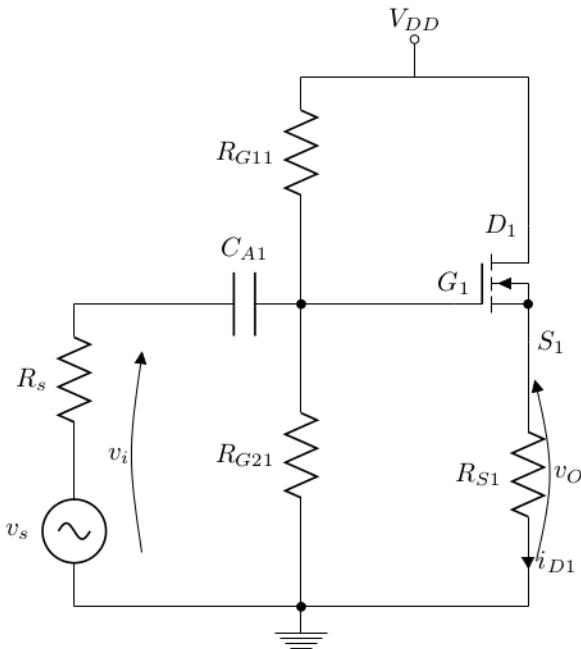


Figura 31: Circuito seguidor propuesto

En la tabla 21 se muestran los datos del circuito, que son calculados posteriormente.

| | |
|-----------|--------|
| V_{DD} | 28 V |
| R_{G11} | 390 kΩ |
| R_{G21} | 100 kΩ |
| R_{S1} | 1 kΩ |
| R_s | 50 Ω |

Tabla 21: Datos del circuito

4.1.1. Calculo de las resistencias de polarización

Como se quitarán los resistores de polarización de la etapa amplificadora, se debe diseñar el seguidor de forma que este la polarice.

Para esto es necesario obtener en continua una tensión de salida de $V_{O1} = V_{GG} = 3,04 \text{ V}$.

A continuación se harán los cálculos necesarios para obtener las resistencias R_{G11} y R_{G21} del circuito utilizando los valores típicos de V_T y K :

Se obtiene la corriente I_{DQ1} necesaria para obtener dicho V_o fijando $R_S = 1 \text{ kΩ}$:

$$I_{DQ1} = \frac{V_O}{R_{S1}} = \frac{3,04 \text{ V}}{1 \text{ kΩ}} \approx 3,04 \text{ mA}$$

De la ecuación número 5 se despeja y obtiene V_{GS} :

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{I_{DQ1}^2}{K}} + V_T = \sqrt{\frac{3,04 \text{ mA}^2}{123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}}} + 2,1 \text{ V} \approx 2,32 \text{ V}$$

Por lo tanto la tensión en el gate del transistor respecto al común será:

$$V_{G1} = V_{GS1} + V_{O1} = 2,32 \text{ V} + 3,04 \text{ V} = 5,36 \text{ V}$$

De la ecuación número 27 se fijó el valor de $R_{G21} = 100 \text{ kΩ}$ y se despeja R_{G11} .

$$V_{G1} = V_{DD} \frac{R_{G21}}{R_{G11} + R_{G21}} \quad (27)$$

Despejando R_{G11} :

$$R_{G11} = R_{G21} \frac{V_{DD} - V_{G1}}{V_{G1}} = 100 \text{ k}\Omega \frac{28 \text{ V} - 5,36 \text{ V}}{5,36 \text{ V}} \approx 422 \text{ k}\Omega$$

Se utilizará el valor mas cercano a los valores normalizados de resistencias. Por lo tanto:

$$R_{G11} = 390 \text{ k}\Omega$$

4.1.2. Obtención del punto de reposo

Con el valor de R_{G11} calculado previamente se obtiene $V_{G1} = 5,7 \text{ V}$.

A continuación se calcula el punto de reposo para las resistencias elegidas.

De la malla de entrada se obtiene:

$$V_{G1} - V_{GS1} = I_{D1} R_{S1} \quad (28)$$

Mediante las ecuaciones 5 y 28 se obtiene $V_{GS1} = 2,3 \text{ V}$.

Se despeja y calcula I_{D1} mediante la ecuación 28:

$$I_{D1} = \frac{V_{G1} - V_{GS1}}{R_{S1}} = \frac{5,7 \text{ V} - 2,3 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 3,4 \text{ mA}$$

Resultando:

$$V_{O1} = V_{G1} - V_{GS1} = 5,7 \text{ V} - 2,3 \text{ V} = 3,4 \text{ V}$$

Se calcula V_{DSQ1} :

$$V_{DSQ1} = V_{DD} - V_{O1} = 28 \text{ V} - 3,4 \text{ V} = 24,5 \text{ V}$$

Como $V_{DS1} > V_{GS1} - V_T$ el transistor se encuentra en saturación.

$$(I_{DQ1}; V_{DSQ1}) = (2,60 \text{ mA}; 25,1 \text{ V})$$

En la tabla 22 se analiza la dispersión del punto $Q1$ calculado para una variación del 30% de los parámetros V_T y K del transistor. Para los valores límites el transistor sigue encontrándose en saturación.

| Parámetro | $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,1 \text{ V}$ y $K = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|-----------|---|--|--|
| I_{D1} | 4,1 mA | 3,4 mA | 2,8 mA |
| V_{DS1} | 23,9 V | 24,6 V | 25,2 V |
| V_{GS1} | 1,7 V | 2,3 V | 3,0 V |
| V_{S1} | 4,1 V | 3,4 V | 2,8 V |
| V_{G1} | 5,8 V | 5,7 V | 5,8 V |
| V_{D1} | 28 V | 28 V | 28 V |

Tabla 22: Tabla comparativa de los puntos $Q1$ con la dispersión de los parámetros

4.2. Circuito seguidor acoplado al amplificador

En la figura 32 se muestra el circuito seguidor acoplado de forma directa a la etapa amplificadora.

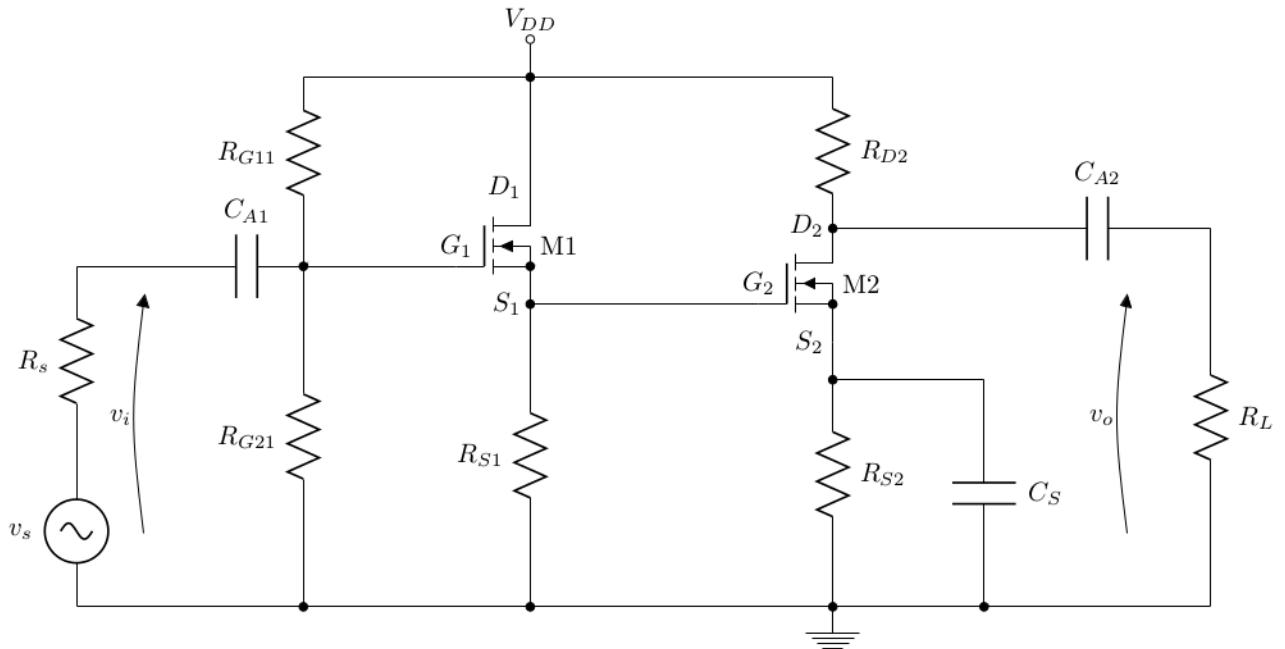


Figura 32: Circuito seguidor con etapa amplificadora

Eliminar los resistores de polarización de la etapa original conectados al punto de acople ¿Por qué no tienen utilidad al conectar el seguidor en forma directa?

El seguidor esta diseñado para que pueda polarizar la etapa amplificadora al conectarlo de forma directa. Por esto se procuró obtener una tensión de salida en continua igual a la tensión del gate respecto al común de la etapa amplificadora ($V_{O1} = V_{G2}$).

4.2.1. Obtención del punto de reposo de la etapa amplificadora

Partiendo del punto de reposo de la etapa seguidora se calcula el punto de reposo de la etapa amplificadora. Recordando que la tensión de salida de continua de la etapa seguidora es $V_{O1} = 3,5$ V que será la tensión de gate respecto al común del transistor M2 de la etapa amplificadora. Por lo tanto $V_{G2} = 3,5$ V

De la malla de entrada se obtiene:

$$V_{G2} - V_{GS2} = I_{D2} R_{S2} \quad (29)$$

Mediante las ecuaciones 5 y 29 se obtiene $V_{GS} = 2,24$ V.

Se despeja y calcula I_D mediante la ecuación 29:

$$I_{D2} = \frac{V_{G2} - V_{GS2}}{R_{S2}} = \frac{3,4\text{ V} - 2,24\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} \approx 1,16\text{ mA}$$

Finalmente se calcula V_{DS2} :

$$V_{DS2} = V_{DD} - I_{D2}(R_{D2} + R_{S2}) = 28\text{ V} - 1,16\text{ mA}(4,7\text{ k}\Omega + 1\text{ k}\Omega) \approx 21,4\text{ V}$$

En la tabla 23 se muestran los distintos puntos Q2 obtenidos de la etapa amplificadora, considerando la una dispersión del 30 % de los parámetros K y V_T del transistor. En base a los valores de la tabla, el transistor estará en saturación para los distintos puntos Q2 obtenidos considerando la dispersión de los parámetros.

¿Para qué condición de los parámetros de Q1? Parecería que es para la misma VG2 esperada

| Parámetro | $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,1 \text{ V}$ y $K = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|-----------|---|--|--|
| I_{D2} | 1,88 mA | 1,16 mA | 650 μA |
| V_{DS2} | 17,3 V | 21,4 V | 24,3 V |
| V_{GS2} | 1,62 V | 2,24 V | 2,85 V |
| V_{S2} | 1,88 V | 1,16 V | 0,65 V |
| V_{G2} | 3,5 V | 3,4 V | 3,5 V |
| V_{D2} | 19,18 V | 22,56 V | 24,95 V |

Tabla 23: Tabla comparativa de los puntos Q_2 de la etapa amplificadora

Deberían verificar que en los casos extremos siga funcionando bien

4.2.2. Obtención de parámetros

A continuación se obtendrán los parámetros A_v , R_i y R_o . Para poder comparar sus diferencias con los calculados sin la etapa seguidora.

En la figura 33 se muestra modelo del circuito en señal.

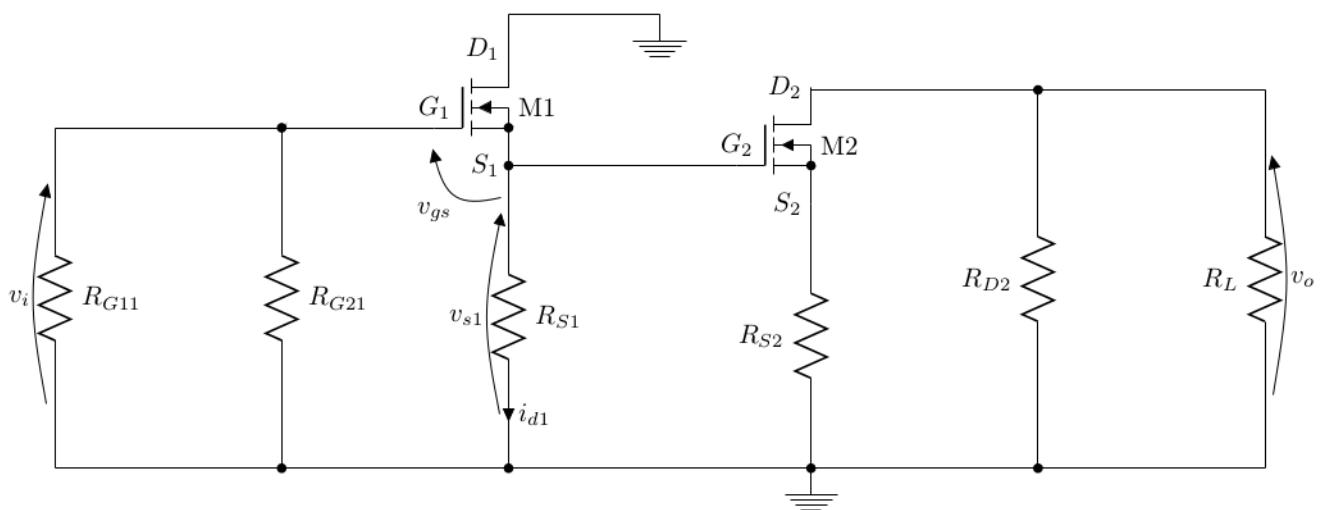


Figura 33: Modelo del circuito en señal

Se calculan los gm de cada transistor mediante la ecuación 7

$$g_{m1} = K(V_{GS1} - V_T) = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (2,3 \text{ V} - 2,1 \text{ V}) = 24,6 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

$$g_{m2} = K(V_{GS2} - V_T) = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (2,24 \text{ V} - 2,1 \text{ V}) = 17,22 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Se obtiene la amplificación de la etapa seguidora

$$A_{v1} = \frac{v_{s1}}{v_i} = \frac{i_{d1} R_{S1}}{i_{d1} R_{S1} + v_{gs1}} = \frac{g_{m1} v_{gs1} R_{S1}}{g_{m1} v_{gs1} R_{S1} + v_{gs1}}$$

$$A_{v1} = \frac{g_{m1} R_{S1}}{g_{m1} R_{S1} + 1} \quad (30)$$

Resultando:

$$A_{v1} = \frac{24,6 \frac{\text{mA}}{\text{V}} 1 \text{ k}\Omega}{24,6 \frac{\text{mA}}{\text{V}} 1 \text{ k}\Omega + 1} \approx 0,96$$

Se calcula la amplificación A_{v2} de la etapa amplificadora mediante la ecuación 6:

$$A_{v2} = -g_{m2}(R_{D2}/R_L) = -17,22 \frac{\text{mA}}{\text{V}} 3,2 \text{ k}\Omega \approx -55$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_i} \frac{v_{s1}}{v_{s1}} = \frac{v_o}{v_{s1}} \frac{v_{s1}}{v_i} = A_{v1} A_{v2} = -55 \cdot 0,96 = -52,8$$

Se muestra en la tabla 24 los distintos parámetros obtenidos considerando una dispersión del 30 % de los parámetros V_T y K .

Son valores extremos? Justificar.

| Parámetro | $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 1,82 \text{ V}$ y $K = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|-----------|---|---|--|
| g_{m1} | $36,8 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ | $24,6 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ | $23,2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ |
| g_{m2} | $24 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ | $17,22 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ | $10,32 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ |
| A_{v1} | 0.97 | 0.96 | 0.96 |
| A_{v2} | -77 | -55 | -33 |
| A_v | -75 | -53 | -32 |

Tabla 24: Tabla comparativa de la amplificación considerando la dispersión de V_T y K

Las resistencias de entrada y salida del circuito son:

$$R_i = (R_{G11} // R_{G21}) \approx 79 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_{D2} = 4,70 \text{ k}\Omega$$

4.3. Simulaciones

Se simuló mediante Spice el circuito mostrado en la figura 34. A continuación se muestran los resultados obtenidos en cada simulación.

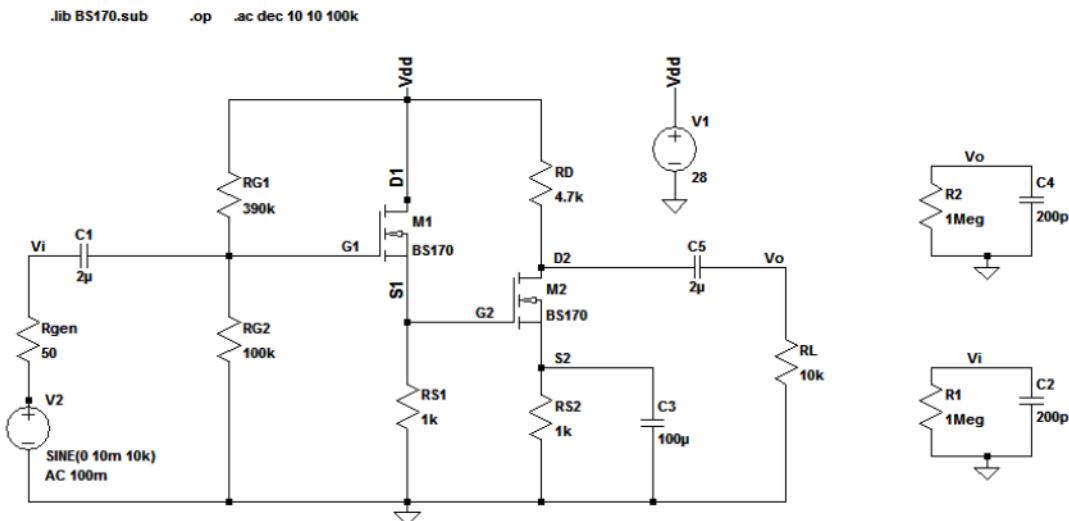


Figura 34: Banco de medición en Spice

4.3.1. Puntos de reposo

En las tablas 25 y 26 se muestran los puntos de reposo de la etapa seguidora y amplificadora respectivamente, teniendo en cuenta una dispersión del 30 % de los parámetros V_T y K .

| Parámetro | $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 1,82 \text{ V}$ y $K = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|------------|---|---|--|
| I_{D1Q} | 4,01 mA | 2,85 mA | 2,73 mA |
| V_{DS1Q} | 24,0 V | 21,1 V | 25,3 V |
| V_{GS1Q} | 1,70 V | 2,04 V | 2,99 V |

Tabla 25: Tabla comparativa de los puntos Q_1 de la etapa seguidora obtenidos en Spice

| Parámetro | $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 1,82 \text{ V}$ y $K = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|------------|---|---|--|
| I_{D2Q} | 2,37 mA | 908 μA | 56 pA |
| V_{DS2Q} | 14,5 V | 18,8 V | 28,0 V |
| V_{GS2Q} | 1,65 V | 1,95 V | 2,73 V |

Tabla 26: Tabla comparativa de los puntos $Q2$ de la etapa amplificadora obtenidos en *Spice*

De la tabla 26 se observa que la etapa amplificadora está en corto. Por lo que la amplificación será nula. Se procede a disminuir el valor de R_{G11} a un valor normalizado menor, para poder aumentar V_G1 y verificar que para V_{Tmax} y K_{min} la etapa amplificadora no esté en corte. Se utilizará el siguiente valor de $R_{G11} = 330 \text{ k}\Omega$.

Se vuelve a simular en *Spice* considerando la dispersión de los parámetros con la modificación realizada. En las tablas 27 y 28 se muestran los puntos de reposo de la etapa seguidora y amplificadora respectivamente. Se verifica que para todos los posibles casos $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ para ambos transistores, por lo tanto están en saturación.

| Parámetro | $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 1,82 \text{ V}$ y $K = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|------------|---|---|--|
| I_{D1Q} | 4,79 mA | 4,42 mA | 3,49 mA |
| V_{DS1Q} | 23,1 V | 23,6 V | 24,5 V |
| V_{GS1Q} | 1,72 V | 2,09 V | 3,02 V |
| V_{S1} | 4,79 V | 4,42 V | 3,49 V |
| V_{G1} | 6,51 V | 6,51 V | 6,51 V |
| V_{D1} | 28 V | 28 V | 28 V |

Tabla 27: punto $Q1$ de la etapa seguidora obtenidos en *Spice* con $R_{G11} = 330 \text{ k}\Omega$

| Parámetro | $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 1,82 \text{ V}$ y $K = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|------------|---|---|--|
| I_{D2Q} | 3,12 mA | 2,40 mA | 638 μA |
| V_{DS2Q} | 10,2 V | 14,3 V | 24,4 V |
| V_{GS2Q} | 1,67 V | 2,02 V | 2,85 V |
| V_{S2} | 3,12 V | 2,40 V | 0,638 V |
| V_{G2} | 4,79 V | 4,42 V | 3,49 V |
| V_{D2} | 13,3 V | 16,7 V | 25,0 V |

Tabla 28: Punto $Q2$ de la etapa amplificadora obtenidos en *Spice* con $R_{G11} = 330 \text{ k}\Omega$

4.3.2. Amplificación

Se simuló el circuito mostrado en la figura 34 para obtener la amplificación del circuito.

En las figuras 35, 36 y 37 se muestran la respuesta en frecuencia de la amplificación típica, mínima y máxima considerando una dispersión del 30 % de los parámetros V_T y K . Se observa que la amplificación deseada $A_v = -50$ se encuentra dentro del rango de posibles valores de $A_v = [-95; -31]$ simulados.

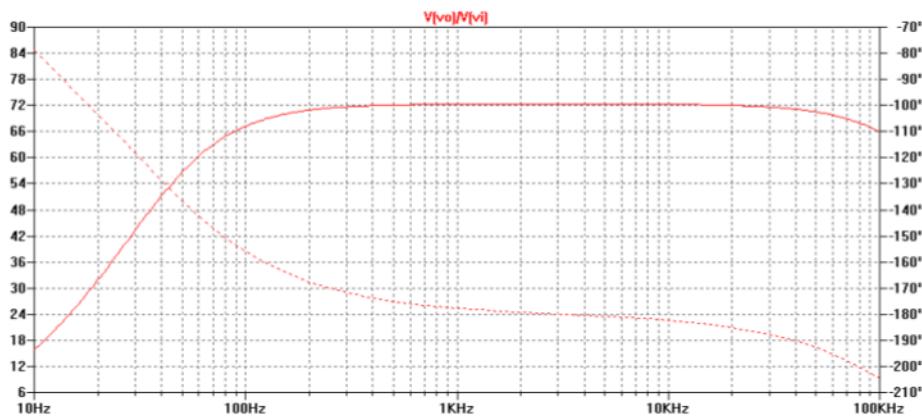


Figura 35: Amplificación del circuito típica

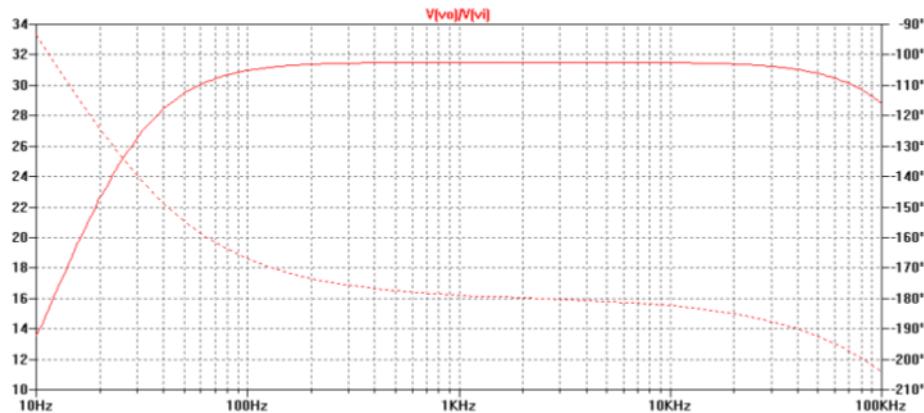


Figura 36: Amplificación del circuito mínima

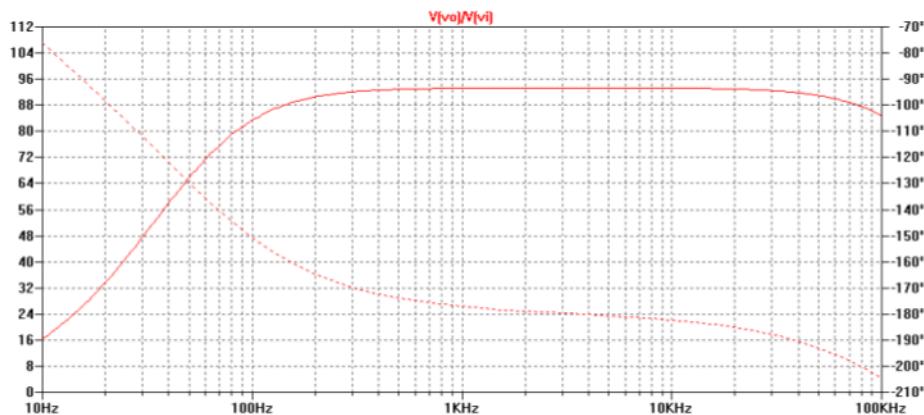


Figura 37: Amplificación del circuito máxima

4.3.3. Resistencia de entrada

Se simuló el circuito mostrado en la figura 38. Conectando una fuente de prueba v_p en la entrada en serie a un resistor de $47\text{k}\Omega$. Se utilizó esta configuración para la simulación ya que será el mismo banco de medición que se utilizará para las mediciones. Se obtiene la resistencia de entrada mediante $R_i = \frac{v_p}{i_p}$.

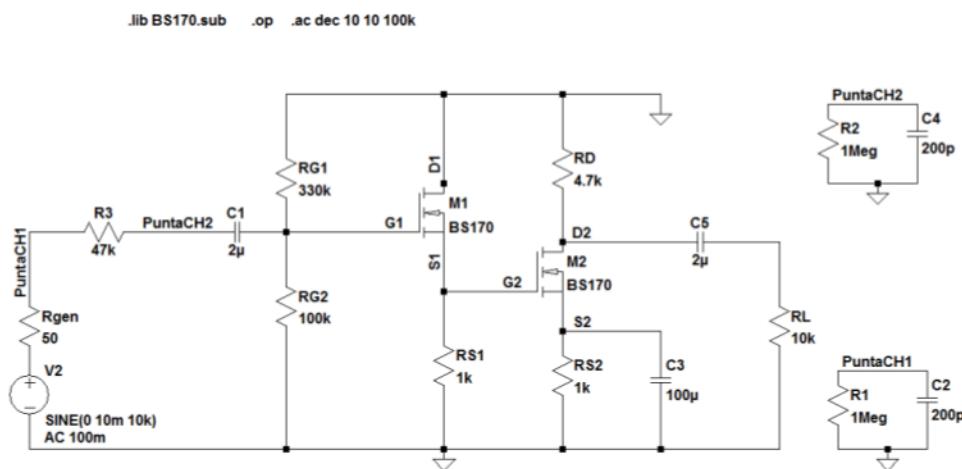


Figura 38: Banco de medición para la obtención de R_i

En la figura 39 se muestra valor de la resistencia de entrada R_i para distintas frecuencias. Que para la frecuencia de trabajo $f = 1 \text{ kHz}$ se obtiene un valor de $R_i \approx 72 \text{ k}\Omega$.

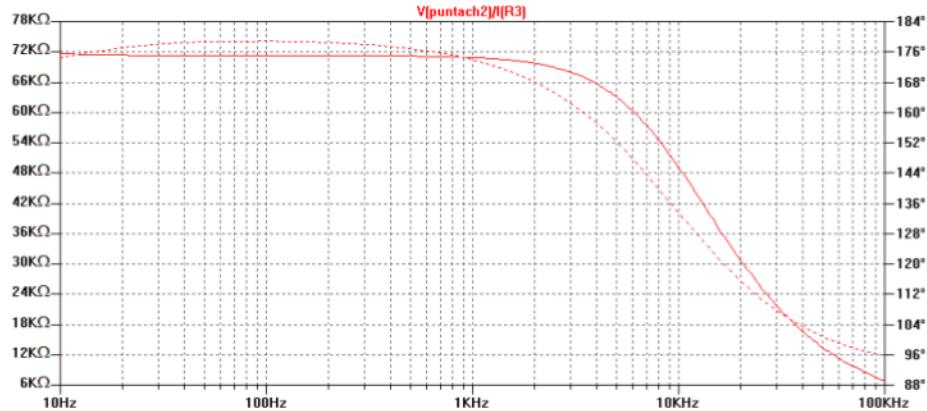


Figura 39: Resistencia de entrada R_i en frecuencia

4.3.4. Resistencia de salida

En la figura 40 se muestra el banco de medición utilizado para la obtención de R_o . Al igual que para R_i , se conecta una fuente de prueba v_p en la salida en serie a un resistor de $4,7 \text{ k}\Omega$ y se obtiene la resistencia de salida mediante $R_o = \frac{v_p}{i_p}$.

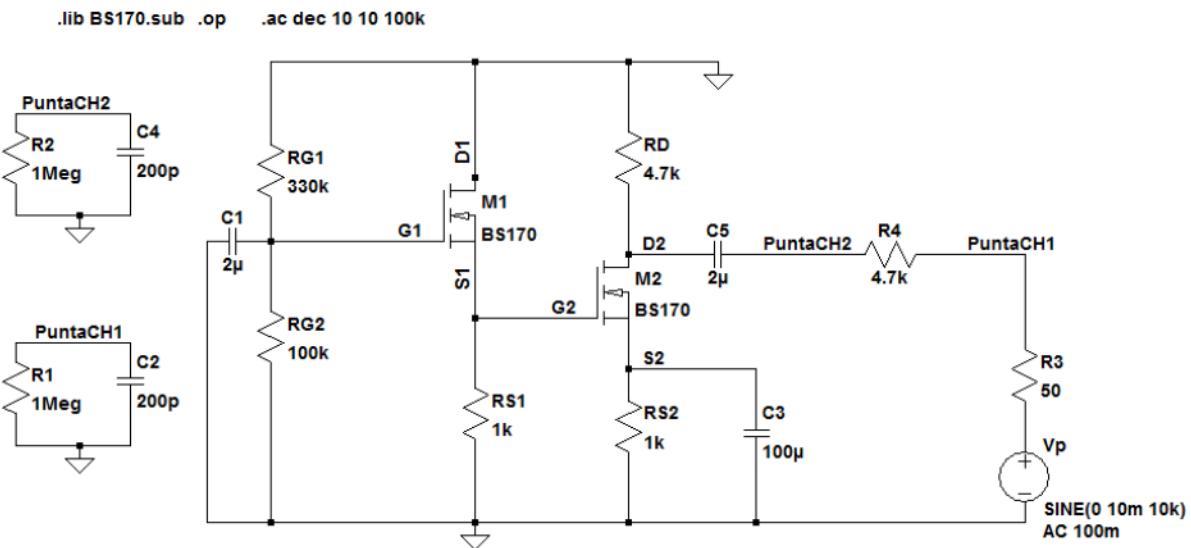


Figura 40: Banco de medición para la obtención de R_o

En la figura 41 se muestra el valor de la resistencia de salida R_o . Que para la frecuencia de trabajo $f = 1 \text{ kHz}$ se obtiene un valor de $R_o \approx 4,68 \text{ k}\Omega$.

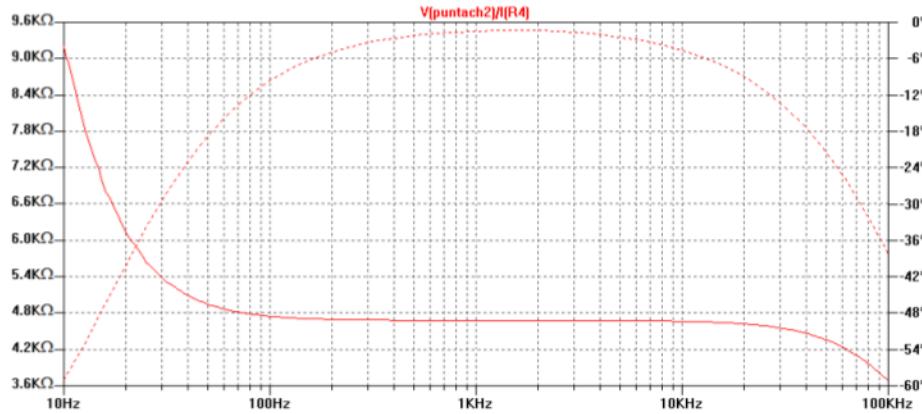


Figura 41: Resistencia de entrada R_o en frecuencia

4.4. Cálculo por inspección del circuito modificado

Se volverán a obtener los parámetros calculados por inspección debido a la modificación de R_{G1} a $R_{G1} = 330\text{k}\Omega$ en las simulaciones realizadas. Para poder comparar los resultados calculados con la simulación y la medición.

4.4.1. Punto de reposo

En las tablas 29 y 30 se muestran los puntos de reposo de la etapa seguidora y amplificadora, respectivamente. Considerando una dispersión del 30 % de los parámetros V_T y K .

| Parámetro | $V_T = 1,47\text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,10\text{ V}$ y $K = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73\text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|------------|--|--|---|
| I_{D1Q} | 4,79 mA | 4,14 mA | 3,49 mA |
| V_{DS1Q} | 23,2 V | 23,9 V | 24,5 V |
| V_{GS1Q} | 1,71 V | 2,36 V | 3,01 V |
| V_{S1} | 4,79 V | 4,14 V | 3,49 V |
| V_{G1} | 6,51 V | 6,51 V | 6,51 V |
| V_{D1} | 28 V | 28 V | 28 V |

Tabla 29: Punto Q1 de la etapa seguidora obtenidos mediante inspección con $R_{G11} = 330\text{k}\Omega$

| Parámetro | $V_T = 1,47\text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,10\text{ V}$ y $K = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73\text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|------------|--|--|---|
| I_{D2Q} | 3,12 mA | 1,87 mA | 640 μ A |
| V_{DS2Q} | 10,2 V | 17,2 V | 24,4 V |
| V_{GS2Q} | 1,67 V | 2,27 V | 2,85 V |
| V_{S2} | 3,12 V | 1,87 V | 640 mV |
| V_{G2} | 4,79 V | 4,14 V | 3,49 V |
| V_{D2} | 13,3 V | 19,1 V | 25,0 V |

Tabla 30: Punto Q2 de la etapa amplificadora obtenidos mediante inspección con $R_{G11} = 330\text{k}\Omega$

4.4.2. Parámetros del circuito

Se vuelve a calcular los parámetros del circuito para el nuevo valor de R_{G11} de la etapa seguidora. En la tabla 31 se muestran los distintos parámetros obtenidos considerando una dispersión del 30 % de los parámetros V_T y K .

| Parámetro | $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 1,82 \text{ V}$ y $K = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ | $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 86 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ |
|-----------|---|---|--|
| g_{m1} | $38,4 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ | $32,0 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ | $24,1 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ |
| g_{m2} | $32,0 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ | $20,9 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ | $10,3 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ |
| A_{v1} | 0.975 | 0.970 | 0.960 |
| A_{v2} | -123 | -66.9 | -33.0 |
| A_v | -119 | -64.9 | -31.7 |

Tabla 31: Amplificación obtenidos mediante inspección con $R_{G11} = 330 \text{ k}\Omega$

La resistencia de entrada se ve modificada por el cambio de R_{G11} . Resultando:

$$R_i = (R_{G11}/R_{G21}) \approx 76,7 \text{ k}\Omega$$

R_o no se ve modificada ya que solo depende de R_{D2} . Manteniéndose entonces:

$$R_o = 4,70 \text{ k}\Omega$$

4.5. Mediciones

4.5.1. Punto de reposo

Usando el mismo banco de medición que se utilizó en las simulaciones (figura 34) se midió el punto de reposo de cada etapa del circuito.

En la tabla 32 se muestran los puntos de reposo de cada transistor. La medición se realizó midiendo la tensión en los terminales de los transistores con un tester.

| Etapa | Seguidor $Q1$ | Amplificador $Q2$ |
|----------|---------------|-------------------|
| V_S | 4,85 V | 3,31 V |
| V_G | 6,02 V | 4,85 V |
| V_D | 28 V | 12,46 V |
| I_D | 4,85 mA | 3,31 mA |
| V_{DS} | 23,15 V | 9,15 V |
| V_{GS} | 1,17 V | 1,54 V |

Tabla 32: Puntos de reposo medidos

4.5.2. Amplificación

En la figura 42 se muestran las señales de entrada y salida medidas. Se calcula A_v mediante los valores pico-pico medidos de las señales:

$$A_v = \frac{v_{o_{pp}}}{v_{i_{pp}}} = -\frac{1,40 \text{ V}}{40,0 \text{ mV}}$$

Resultando:

$$A_v = -35$$

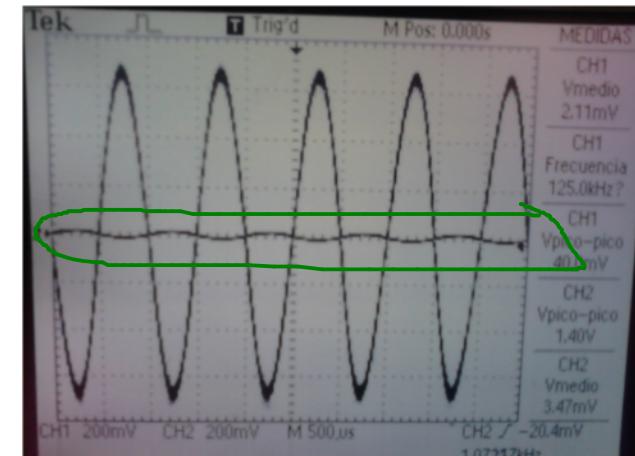


Figura 42: Señal de entrada (CH1) y señal de salida (CH2) medidas con osciloscopio

4.5.3. Resistencia de entrada

Se utilizó el banco de medición mostrado en la figura 38. Calculando la diferencia de tensión medida en los dos canales, se mide la tensión entre los terminales del resistor de $R_p = 47\text{ k}\Omega$ para obtener la corriente y así calcular la resistencia de entrada con la tensión medida con la punta CH2.

En la figura 43 se muestra el resultado obtenido en el osciloscopio para una señal de entrada de 720 mV pico-pico a una frecuencia de 1 kHz.

Se calcula R_i mediante:

$$R_i = \frac{V_{CH2_{max}}}{V_{CH1_{max}} - V_{CH2_{max}}} R_p = \frac{224\text{ mV}}{364\text{ mV} - 224\text{ mV}} 47\text{ k}\Omega = 75,2\text{ k}\Omega$$

¿Es pequeña señal?

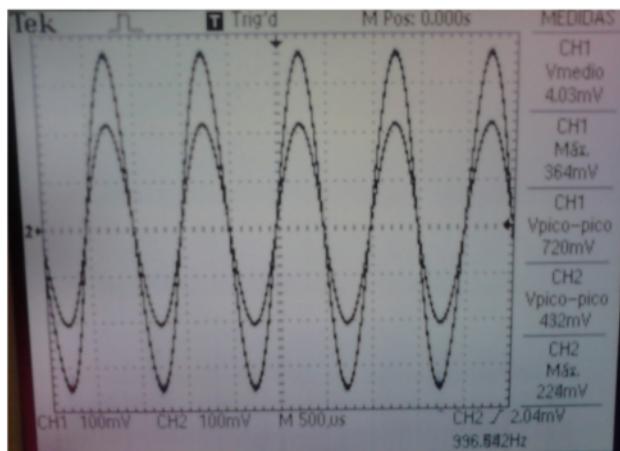


Figura 43: Señal del generador (CH1) y señal sobre la entrada del seguidor (CH2)

4.5.4. Resistencia de salida

Se utilizó el banco de medición mostrado en la figura 40. Al igual que para R_i se calcula la corriente con la diferencia de tensión entre el resistor $R_p = 4,7\text{ k}\Omega$ y luego calcular la resistencia de salida en base a la tensión medida por la punta CH2.

En la figura 44 se muestra el resultado obtenido en el osciloscopio para una señal de entrada de 720 mV pico-pico a una frecuencia de 1 kHz.

Se calcula R_o mediante:

$$R_o = \frac{V_{CH2_{max}}}{V_{CH1_{max}} - V_{CH2_{max}}} R_p = \frac{184\text{ mV}}{364\text{ mV} - 184\text{ mV}} 4,7\text{ k}\Omega \approx 4,8\text{ k}\Omega$$

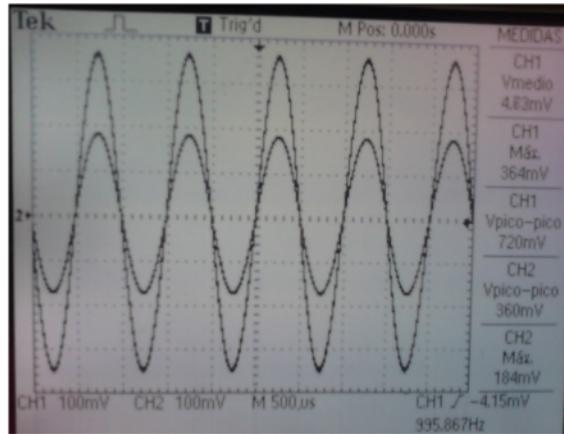


Figura 44: Señal del generador (CH1) y señal sobre la salida del amplificador (CH2)

4.6. Comparación de resultados

4.6.1. Punto de reposo de la etapa seguidora

En la tabla 33 se muestra el punto de reposo Q1 correspondiente a la etapa seguidora del circuito para los distintos métodos utilizados. Se utilizaron los valores típicos para la columna correspondiente a los cálculos y simulación.

| Método | Cálculo | Simulación | Medición |
|-----------|---------|------------|----------|
| I_{D1} | 4,14 mA | 4,42 mA | 4,85 mA |
| V_{G1} | 6,51 V | 6,51 V | 6,02 V |
| V_{D1} | 28,0 V | 28,0 V | 28,0 V |
| V_{S1} | 4,14 V | 4,42 V | 4,85 V |
| V_{DS1} | 23,9 V | 23,6 V | 23,15 V |
| V_{GS1} | 2,36 V | 2,09 V | 1,17 V |

Tabla 33: Tabla comparativa de los puntos Q1 obtenidos mediante diferentes métodos

En la tabla 34 se muestran los errores respecto al valor medido del punto de reposo Q2 de los valores obtenidos mediante cálculo y simulación. Para todos los valores se encontró menor error en los resultados obtenidos mediante las simulaciones en *Spice*.

| Método | Cálculo | Simulación |
|-----------|---------|------------|
| I_{D1} | -14.6 % | -8.86 % |
| V_{G1} | 8.14 % | 8.14 % |
| V_{D1} | 0 % | 0 % |
| V_{S1} | -14.6 % | -8.87 % |
| V_{DS1} | 3.24 % | 1.94 % |
| V_{GS1} | 102 % | 102 % |

Tabla 34: Tabla con los errores respecto a la medición del punto de reposo Q1

También se verificó si los valores medidos están dentro del rango de valores posibles considerando una dispersión del 30 % de los parámetros V_T y K .

En la tabla 35 se muestran los rangos de valores obtenidos mediante cálculo por inspección y simulación junto a los valores medidos.

De la tabla se puede observar que los valores medidos están fuera de los rangos de valores obtenidos. Esto se debe a que se consideró una dispersión del 30 % de los parámetros V_T y K . Sin embargo los valores medidos son muy cercanos a los valores máximos obtenidos en cada método, considerando $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$. Para evitar esto se debería considerar la dispersión máxima y mínima de los parámetros según las hojas de datos, $V_{T_{min}} = 0,8 \text{ V}$ y $V_{T_{max}} = 3 \text{ V}$, en lugar del 30 % respecto al valor típico.

Demasiadas tablas. Juntar información relevante en una sola.

| Método | Cálculo | Simulación | Medición |
|-----------|-----------------------|-----------------------|----------|
| I_{D1} | [3,49 mA ; 4,79 mA] | [3,49 mA ; 4,79 mA] | 4,85 mA |
| V_{G1} | [6,51 V ; 6,51 V] | [6,51 V ; 6,51 V] | 6,02 V |
| V_{D1} | [28 V ; 28 V] | [28 V ; 28 V] | 28 V |
| V_{S1} | [3,49 V ; 4,79 V] | [3,49 V ; 4,79 V] | 4,85 V |
| V_{DS1} | [23,2 V ; 24,5 V] | [23,1 V ; 24,5 V] | 23,15 V |
| V_{GS1} | [1,71 V ; 3,01 V] | [1,72 V ; 3,02 V] | 1,17 V |

Tabla 35: Tabla del punto de reposo Q1 medido y el rango de valores obtenido mediante cálculo y medición

4.6.2. Punto de reposo de la etapa amplificadora

En la tabla 36 se muestra el punto de reposo Q2 correspondiente a la etapa amplificadora del circuito para los distintos métodos utilizados. Se utilizaron los valores típicos para la columna correspondiente a los cálculos y simulación.

| Método | Cálculo | Simulación | Medición |
|-----------|---------|------------|----------|
| I_{D2} | 1,87 mA | 2,40 mA | 3,31 mA |
| V_{G2} | 4,14 V | 4,42 V | 4,85 V |
| V_{D2} | 19,1 V | 16,7 V | 12,5 V |
| V_{S2} | 1,87 V | 2,4 V | 3,31 V |
| V_{DS2} | 17,2 V | 14,3 V | 9,15 V |
| V_{GS2} | 2,27 V | 2,02 V | 1,54 V |

Tabla 36: Tabla comparativa de los puntos Q2 obtenidos mediante diferentes métodos

En la tabla 37 se muestran los errores respecto al valor medido del punto de reposo Q2 de los valores obtenidos mediante cálculo y simulación. Para todos los valores se encontró menor error en los resultados obtenidos mediante las simulaciones en *Spice*.

| Método | Cálculo | Simulación |
|-----------|---------|------------|
| I_{D2} | -43.5 % | -27.5 % |
| V_{G2} | 14.6 % | 8.87 % |
| V_{D2} | 52.8 % | 33.6 % |
| V_{S2} | -43.5 % | -27.5 % |
| V_{DS2} | 88.0 % | 56.3 % |
| V_{GS2} | 47.4 % | 31.2 % |

Tabla 37: Tabla con los errores respecto a la medición del punto de reposo Q2

Se verificó si los valores medidos están dentro del rango de valores posibles considerando una dispersión del 30 % de los parámetros V_T y K .

En la tabla 38 se muestran los rangos de valores obtenidos mediante cálculo por inspección y simulación junto a los valores medidos.

Al igual que para el seguidor se puede observar que los valores medidos están fuera de los rangos de valores calculados y simulados. Debido a no haber tomado una dispersión del mínimo y máximo V_T en lugar de tomar una dispersión del 30 %.

También se observa que los valores medidos son muy cercanos a los valores máximos obtenidos en cada método, considerando $V_T = 1,47 \text{ V}$ y $K = 160 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$.

| Método | Cálculo | Simulación | Medición |
|-----------|---|---|-------------------|
| I_{D2} | [$640 \mu\text{A}$; $3,12 \text{ mA}$] | [$638 \mu\text{A}$; $3,12 \text{ mA}$] | $3,31 \text{ mA}$ |
| V_{G2} | [$3,49 \text{ V}$; $4,79 \text{ V}$] | [$3,49 \text{ V}$; $4,79 \text{ V}$] | $4,85 \text{ V}$ |
| V_{D2} | [$13,3 \text{ V}$; $25,0 \text{ V}$] | [$13,3 \text{ V}$; $25,0 \text{ V}$] | $12,46 \text{ V}$ |
| V_{S2} | [640 mV ; $3,12 \text{ V}$] | [638 mV ; $3,12 \text{ V}$] | $3,31 \text{ V}$ |
| V_{DS2} | [$10,2 \text{ V}$; $24,4 \text{ V}$] | [$10,2 \text{ V}$; $24,4 \text{ V}$] | $9,15 \text{ V}$ |
| V_{GS2} | [$1,67 \text{ V}$; $2,85 \text{ V}$] | [$1,67 \text{ V}$; $2,85 \text{ V}$] | $1,54 \text{ V}$ |

Tabla 38: Tabla del punto de reposo Q2 medido y el rango de valores obtenido mediante cálculo y medición

4.6.3. Parámetros del circuito

En la tabla 39 se muestran los parámetros del circuito amplificador acoplado a una etapa seguidora obtenidos mediante distintos métodos.

Se realiza una comparación del error que se comete al obtener los parámetros mediante cálculo por inspección y simulación respecto a la medición. En la tabla 40 se pueden ver los errores obtenidos. No se encontraron diferencias significativas entre los errores obtenidos por ambos métodos.

| Método | A_v | R_i | R_o |
|------------|-------|----------------------|-----------------------|
| Teórico | -43.5 | $89 \text{ k}\Omega$ | $4,7 \text{ k}\Omega$ |
| Simulación | -45 | $80 \text{ k}\Omega$ | $4,5 \text{ k}\Omega$ |
| Medición | -20 | $84 \text{ k}\Omega$ | $5 \text{ k}\Omega$ |

Tabla 39: Tabla con los parámetros obtenidos a 1 kHz mediante diferentes métodos

| Método | A_v | R_i | R_o |
|------------|-------|-------|-------|
| Teórico | 117 % | 6 % | -6 % |
| Simulación | 125 % | -5 % | -10 % |

Tabla 40: Tabla con los errores de los parámetros obtenidos respecto a la medición

En la tabla 41 se compara el valor medido de A_v con los rangos de valores de A_v medidos y simulados. Para verificar si el valor medido se encuentra dentro del rango de valores.

Se observa que el valor de A_v medido está dentro del rango de valores calculados y simulados. Sin embargo se encuentra muy cercano al caso extremo planteado en el que $V_T = 2,73 \text{ V}$ y $K = 123 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$.

| Método | Cálculo | Simulación | Medición |
|--------|------------------|---------------|----------|
| A_v | [-119 ; -31.7] | [-95 ; -31] | -35 |

Tabla 41: Tabla de la amplificación medida y rangos obtenidos mediante cálculo y simulación

4.7. Preguntas

¿Cómo se modifica el equivalente de Thévenin del generador que excita a la etapa amplificadora original cuando se agrega la etapa seguidor?

Los circuitos seguidores tienen amplificaciones menores que 1. Por lo que agregar un circuito seguidor a la salida del generador sería equivalente a aumentar la resistencia del equivalente de Thévenin del generador que excita a la etapa amplificadora.

Considerando que la resistencia interna de la etapa amplificadora $R_i = 89 \text{ k}\Omega$. Observando el circuito de la figura 45 se deduce que para llegar al mismo efecto que la etapa seguidora de reducir a 0.96 veces la señal de entrada, se debe obtener la misma proporción de v_i en el divisor resistivo formado por $R_{Thévenin}$ y R_i .

Entonces se plantea:

¿?

$$A_{v1} = \frac{R_i}{R_i + R_{Thévenin}}$$

Se despeja y calcula $R_{Thévenin}$:

$$R_{Thevenin} = R_i \frac{1 - A_v}{A_v} = 89\text{k}\Omega \frac{1 - 0,96}{0,96} \approx 3,7\text{k}\Omega$$

No!!!
¿Cómo hacen un equivalente de Thevenin del seguidor?

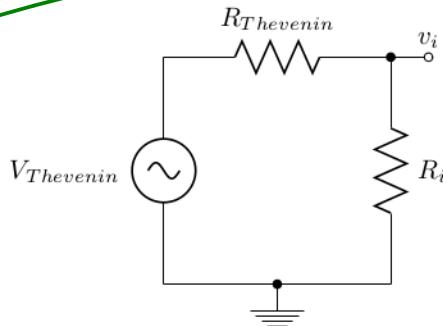


Figura 45: Equivalente de Thévenin de la tensión de entrada del amplificador

¿Cómo son los nuevos parámetros R_i , R_o y A_v de esta etapa con dos transistores respecto a los obtenidos en la etapa original bajo estudio?

En la tabla 42 se muestran los parámetros con y sin etapa seguidora obtenidos mediante cálculos por inspección.

| Parámetro | Sin seguidor | Con seguidor |
|-----------|-----------------|-----------------|
| A_v | -43.5 | -64 |
| R_i | 89 k Ω | 76,7 k Ω |
| R_o | 4,70 k Ω | 4,70 k Ω |

Tabla 42: Tabla comparativa de las características del amplificador con y sin etapa seguidora.

En base a los resultados obtenidos se observa que la amplificación A_v aumenta respecto al amplificador sin etapa seguidora. Esto se debe a que no se pudo mantener el mismo punto $Q2$ de la etapa amplificadora acoplada directamente al seguidor. Ya que el la etapa seguidora es la encargada de polarizar a la etapa amplificadora, y por estar limitados a los valores normalizados de resistencias no se pudo obtener el mismo punto $Q2$ sin seguidor. Sin etapa seguidora para valores típicos se obtiene $V_{GS2} = 1,95\text{ V}$ y con etapa seguidora se obtiene $V_{GS2} = 2,02\text{ V}$. Al aumentar V_{GS2} aumenta g_{m2} . Y al aumentar g_{m2} aumenta A_{v2} .

Se observa que al agregar la etapa seguidora se modifica la resistencia interna R_i , ya que ahora esta depende del circuito seguidor. Se utilizaron valores elevados para las resistencias de polarización de la etapa seguidora para intentar mantener la resistencia de entrada alta de la etapa amplificadora. Sin embargo no se logró mantener exactamente el mismo valor ya que también se debieron elegir los valores adecuados de resistencias para que la etapa seguidora pueda polarizar a la etapa amplificadora adecuadamente.

No se observan cambios en R_o ya que este depende solo de la resistencia R_D del amplificador.

5. Oscilador senoidal por desplazamiento de fase

5.1. Circuito simulado

En la figura 46 se muestra el circuito propuesto del oscilador.

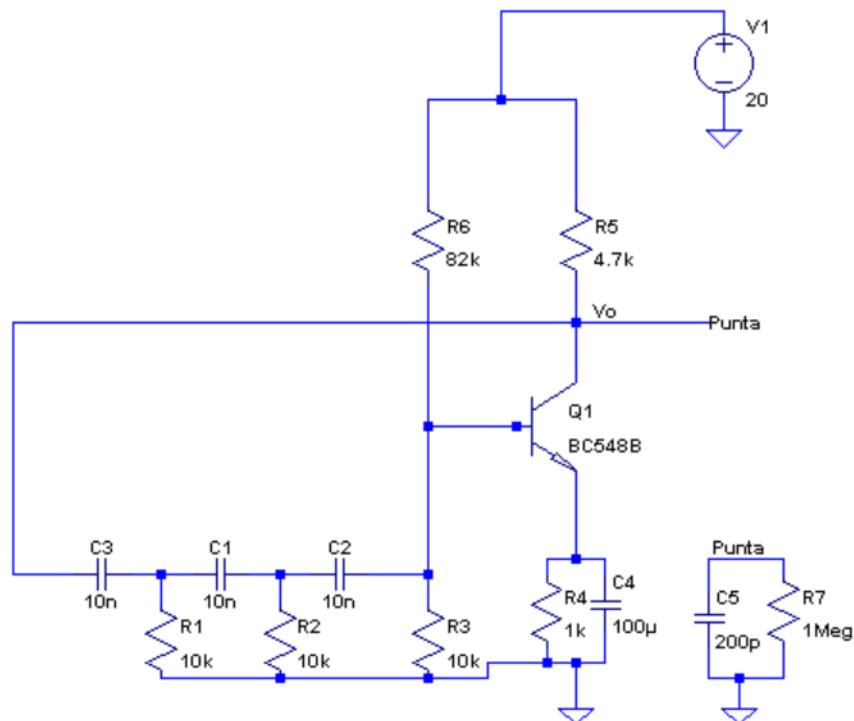


Figura 46: Circuito para simular el oscilador

Se obtuvo la respuesta mostrada en la figura 47 a partir de la simulación en *Spice*.

Como mucho dos ciclos para poder ver mejor la señal.



Figura 47: Salida simulada del oscilador

5.2. Preguntas

Explicar cualitativamente por qué la señal v_o resulta ser periódica (forma cuasi senoidal). Utilizar los conceptos generales de realimentación para demostrar, recorriendo el lazo, que la realimentación es positiva. Enunciar las condiciones necesarias para que un circuito realimentado oscile. Luego explicar cualitativamente porque las verifica este circuito.

Conociendo la salida del amplificador "emisor común", sabemos que el desfase entre la entrada y la salida es de 180 grados. Si a este amplificador, se le agrega una red RC como realimentación esta tendrá un desfase adicional. Por lo tanto, agregando 3 redes RC, se consigue un desfase de 180 grados. Si se suman ambos desfasajes en frecuencias muy altas, se llega a los 360 grados, o en otras palabras, se vuelve a cero, sumando tensión en valores positivos de entrada y restando en valores negativos. Pero debido al retardo del circuito para producir los cambios mediante la realimentación, los valores realimentados hacen oscilar la salida en vez de estabilizarla.

Al recorrer la malla de realimentación, se busca que $|A_0 \cdot \beta| = 1$, donde $A_0 = \frac{V_o}{V_i}$ y $\beta = \frac{V_o}{V_o}$. Esto se debe a que, valores menores de realimentación harán que la señal se atenue hasta llegar a cero, y valores mayores la harán crecer hasta los valores de alimentación, dejando de ser un oscilador útil.

¿Cómo se logra que oscile continuamente entonces este circuito?

Sin obtener una expresión analítica, justificar a partir del análisis del comportamiento de la red de realimentación, cómo se relaciona aproximadamente la frecuencia de la señal v_0 con los valores de la red RC.

Realizando un análisis cualitativo del circuitos, se puede pensar en el diagrama de Bode de una de las redes RC de realimentación. Se sabe que a partir de una determinada frecuencia f_0 , la fase se modificará en 90 grados. Para esta red se sabe también que

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\tau}$$

$$\tau = R.C$$

Utilizando los valores del circuito ($R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 10 \text{ nF}$), se obtiene una frecuencia de corte

$$f_c = 1591,55 \text{ Hz}$$

Por otro lado, para 3 redes RC, el desfasaje de cada una sera aproximadamente de 60 grados. Por lo que la frecuencia de corte será menor (más a la izquierda en el diagrama de Bode, teniendo en cuenta la escala logarítmica). Comparando con la frecuencia de corte obtenida en la simulación ($f_c = 500 \text{ Hz}$), se puede decir que el calculo aproximado fue bastante cercano.

5.3. Mediciones

Durante la etapa de mediciones se utilizaron las placas ofrecidas por el laboratorio. Se noto que al realizar una conexión entre ellas con un cable muy largo, se producia mucho ruido.

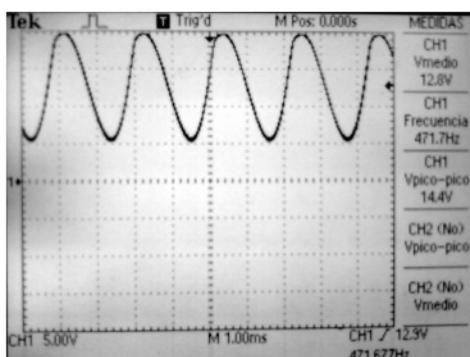
Se obtuvo una señal periodica, senoidal, de frecuencia 471,7 Hz, como se puede ver en la figura 48.

5.4. Comparación de resultados

A continuación se analizarán los valores medidos, simulados y calculados. Se puede ver en la tabla 43 que los ordenes de magnitud de las frecuencias de corte son similares (en escala logarítmica) y el error porcentual entre estos valores y el valor medido es muy pequeño. Sobre la forma de la señal de salida, se puede ver que es una senoidal deformada, tanto en la simulación como en las mediciones. Esto se debe al aporte en menor medida de distintos armónicos, ya que el oscilador no es ideal.

| | Calculo | Simulación | Medición |
|-------------|------------|------------|----------|
| f_c | 1591,55 Hz | 500 Hz | 471,7 Hz |
| Error | 237,41 % | 5,99 % | — |
| $\log(f_c)$ | 3,2018 | 2,6989 | 2,6736 |
| Error (log) | 19,75 % | 0,95 % | — |

Tabla 43: Comparación de valores calculados, simulados y medidos.



Aprovechar mejor la pantalla del osciloscopio!!!

Figura 48: Salida medida del oscilador

6. Conclusiones

6.1. Amplificador con un transistor

De esta etapa se concluye que, si bien se puede usar el modelo teórico para su diseño, es necesario tener en cuenta la variación total de los parámetros propios del transistor MOSFET (k y V_T), ya que influyen en las características que se desean del amplificador (especialmente en la ganancia dentro las tensiones y corrientes que se manejan en este diseño). Se habla de variación total ya que en el análisis realizado se tomó en cuenta una variación solamente del 30% y no coincidió con lo medido.

Por otra parte, se vió que existen diferentes criterios para fijar el límite dentro del que el transistor sigue comportando linealmente. Estos límites pueden ser elegidos para lograr un mayor o menor error de acuerdo a la aplicación que sea necesaria. Estos límites dependen tanto de los parámetros propios del transistor, como de su polarización.

Si se desea obtener una amplificación menos dispersa es necesario realimentar el circuito en señal. Esto reduce drásticamente la amplificación obtenida, pero disminuiría notablemente su variación. En caso de necesitarse una amplificación elevada se pueden poner varias etapas de amplificadores realimentados en señal hasta lograr la amplificación deseada.

6.2. Amplificador con etapa seguidora

Al igual que para las conclusiones del amplificador, es necesario tomar los valores mínimos y máximos de los parámetros del transistor al analizar la dispersión, ya que tomando una dispersión del 30% se obtuvieron valores fuera del rango de valores calculados por inspección y simulados.

Los seguidores resultan útiles para modificar las resistencias de entrada o del amplificador acoplándolo a la etapa amplificadora. En caso de contarse con un amplificador que utiliza un transistor TBJ, su resistencia de entrada será pequeña debido al valor de r_π del transistor. Si se desea tener una resistencia de entrada mayor se puede agregar una etapa seguidora con una resistencia de entrada alta.

¿En su caso era necesario? ¿Mejoraron las características? ¿Por qué?

6.3. Oscilador senoidal por desplazamiento de fase

De la etapa del oscilador concluye que es posible construir un circuito que entregue una señal senoidal de salida, aunque con mucha facilidad esta saldrá deformada. Esto se puede apreciar tanto en las mediciones y la simulación.

Por otro lado, la salida del circuito utilizado posee acoplada una tensión continua, que podría ser eliminada.

¿Podrían haber diseñado en base a la dispersión indicada por el fabricante?

Referencias

- [1] <http://www.philohome.com/sensors/gp2d12/gp2d12-datasheets/bc548.pdf>
- [2] <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/BS/BS170.pdf>
- [3] http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/2N5486-D.PDF