

UTN.BA

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL BUENOS AIRES

Electrónica Aplicada I:

Trabajo de Laboratorio

Autores:

Coiro, M. - Liano, L. - Hiriart, J. - Montoya, M.

Noviembre 2020



Índice

1. Consigna	3
1.1. Análisis	3
1.2. Medición del Punto Q	6
1.3. Medición de Parámetros Característicos	6
1.4. Medición de Respuesta en Frecuencia	6
2. Resolución	7
2.1. Diseño del Circuito	7
2.1.1. Primer dispositivo seleccionado: J109 - ONsemiconductors	7
2.1.2. Segundo dispositivo seleccionado: MMBFU310LT1 - ONsemiconductors	8
2.2. Medición del Punto Q	17
2.2.1. J109 - ONsemiconductors	17
2.2.2. J109M - Versión Editada	19
2.2.3. MMBFU310LT1 - ONsemiconductors	20
2.3. Medición de Parámetros Característicos	21
2.3.1. J109 - ONsemiconductors	21
2.3.2. J109M - Versión Editada	25
2.3.3. MMBFU310LT1 - ONsemiconductors	26
2.4. Medición de la respuesta en frecuencia	27
2.4.1. J109 - ONsemiconductors	27
2.4.2. J109M - Versión Editada	30
2.4.3. MMBFU310LT1 - ONsemiconductors	31
3. Conclusiones	32

1. Consigna

1.1. Análisis

En el caso de nuestro grupo (10) y debido a que solicitamos realizar el diseño de un circuito Bootstrap, los docentes nos ofrecieron como referencia el circuito mostrado a continuación en la Figura 1.

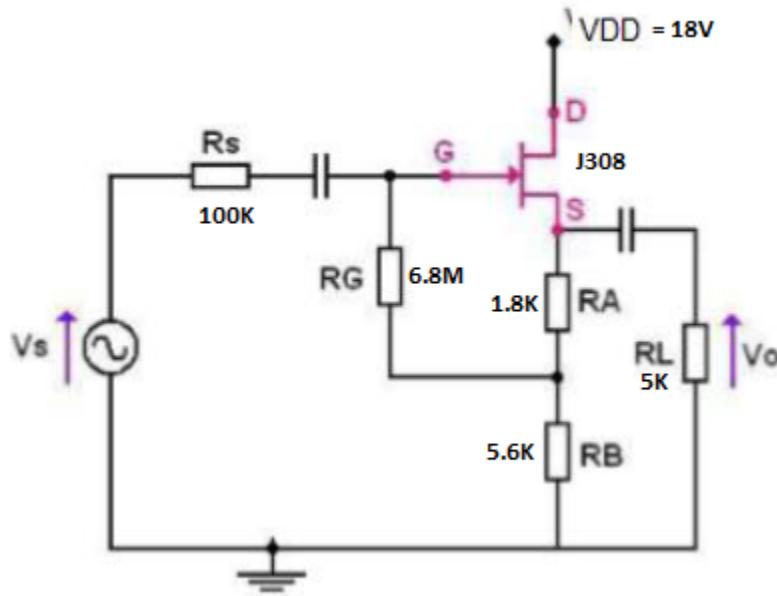


Figura 1: Circuito de ejemplo.

A partir de dicho circuito se realizó el análisis correspondiente para extraer las características fundamentales del mismo. Este análisis lo podremos observar a continuación.

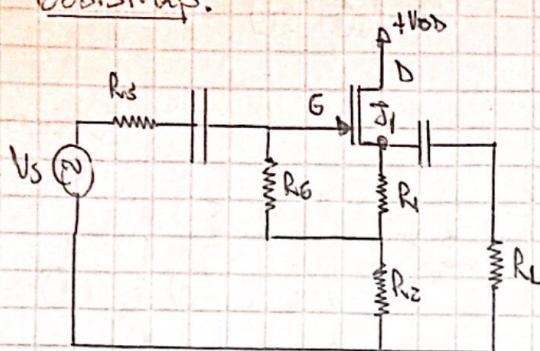
Después de realizar este análisis, observamos que los valores de ganancia de tensión y resistencia de entrada rondan los valores,

$$A_{Vs} = 0,93 ; R_{iA} = 23,3M\Omega \quad (1)$$

Por tal motivo, tomando como referencia este circuito, nos propusimos que el diseño de nuestro circuito cumpla al menos con los siguientes requisitos:

- Mantener $R_s = 100k\Omega$ y $R_L = 5k\Omega$.
- $A_{Vs} = 0,85$
- $R_{iA} = 20M\Omega$
- $V_{DD} \leq 12V$
- Tolerancia de un 10%
- Todos los componentes tienen que existir en el mercado y deben ser baratos en comparación con el resto.

Bootstrap.

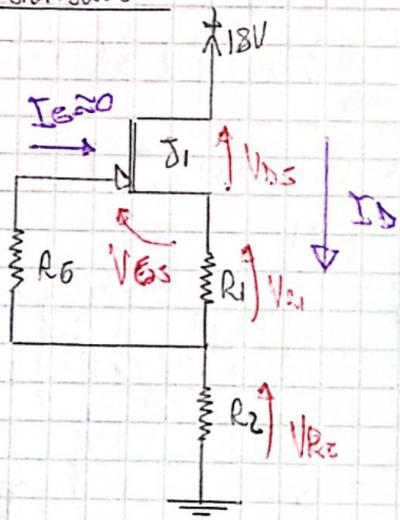


Datasheet: J1 ~~J1~~ J308 $\left\{ \begin{array}{l} V_p = -3V \\ I_{DSS} = 30mA \end{array} \right. \right\}$ $I_{DSR} = 250mA$ $r_{ds,min} = 8m\Omega$

$$\begin{aligned} R_g &= 100k\Omega \\ R_L &= 5k\Omega \\ R_G &= 6.8M\Omega \\ R_1 &= 1.8k\Omega \\ R_2 &= 5.6k\Omega \\ V_{DD} &= 18V \end{aligned}$$

$$\boxed{r_{ds,min} = 4k\Omega}$$

Polarización



$$① V_{DD} = V_{DS} + I_D \cdot (R_1 + R_2)$$

$$② V_{D1} = R_1 \cdot I_D = -V_{GS} \rightarrow I_D = -\frac{V_{GS}}{R_1} \quad ②'$$

$$③ I_D = \frac{I_{DSS}}{V_F^2} \cdot (V_{GS} - V_p)^2$$

$$②' = ③$$

$$-\frac{V_{GS}}{R_1} = \frac{I_{DSS}}{V_F^2} \left(V_{GS}^2 - 2V_F \cdot V_{GS} + V_F^2 \right)$$

$$0 = \frac{I_{DSS}}{V_F^2} \cdot V_{GS}^2 + \left(\frac{-2V_F \cdot I_{DSS}}{V_F^2} + \frac{1}{R_1} \right) V_{GS} + (I_{DSR})$$

$$0 = 3.70 \cdot V_{GS}^2 + 23.7m\Omega \cdot V_{GS} + 25mA$$

$$\boxed{V_{GS1} = -2.56V} \quad ①$$

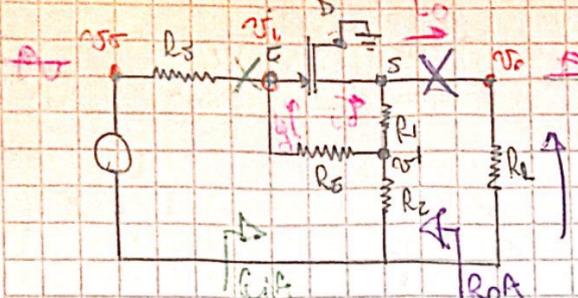
$$\boxed{V_{GS2} = 3.81V} \quad \text{X}$$

$$\text{En } ① \quad \boxed{I_D = \frac{2.56V}{1.8k\Omega} = 1.42mA}$$

$$\text{En } ① \quad V_{DS} = V_{DD} - I_D \cdot (R_1 + R_2)$$

$$\boxed{V_{DS} = 18V - 1.42mA (1.8k\Omega + 5.6k\Omega) = 7.492V}$$

Analisis de Señal



$$A_{vS} = \frac{R_{f1}}{R_1} \cdot A_{vT}$$

$$A_{vT} = \frac{V_o}{V_i} = g_{fS} \cdot g_{f1} \cdot R_{f2}$$

$$R_{f2} = \frac{1}{\frac{1}{R_{f1} + R_2} + \frac{1}{r_d} + g_{fS} r_A} = 120 \Omega$$

$$R_{AS} = R_{f1} \parallel R_2 = 117 \Omega$$

$$A_{vTm} = g_{fSm} \cdot R_{AS} = 0,935$$

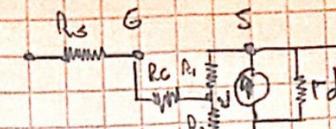
Ajuste

$$R_{f1} = \frac{V_o}{I_g} = \frac{V_o}{V_i - V_o} = \frac{V_o \cdot R_2}{V_i \cdot R_2 - V_o \cdot R_2} = \frac{R_2}{1 - A_{vT} \cdot \frac{R_2}{R_{f2}}}$$

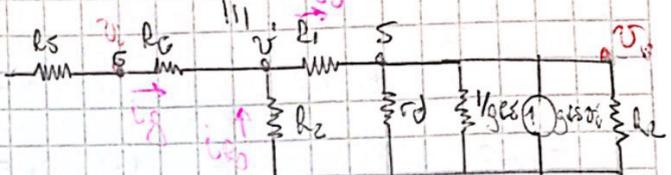
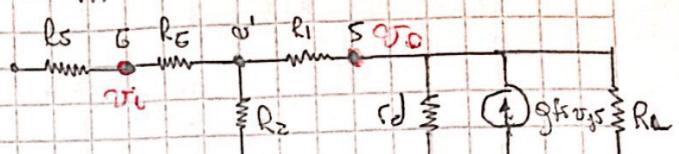
$$R_{f1} = \frac{R_2}{1 - A_{vT} \cdot \frac{R_2}{R_{f2}}} = 23,31 \text{ M}\Omega$$

$$A_{vS} = 0,932$$

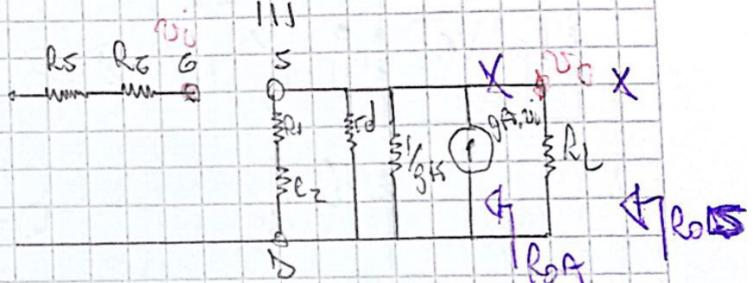
Modelo



$$V_{gs} = V_i - V_o$$



Si tenemos Igso $\Rightarrow I_{R2} \approx I_d$



$$g_{fS} = \frac{2 \cdot I_{DS}}{V_D - V_{GS}} \cdot \frac{I_D}{I_{DS}}$$

$$g_{fS} \approx 1,6 \text{ mS}$$

1.2. Medición del Punto Q

Simule los procedimientos de medición del punto Q y vuelque los valores leídos en la Tabla 1 que sigue:

-	Calculado	Simulado
I_{DQ}	-	-
V_{GSQ}	-	-
V_{DSQ}	-	-

Cuadro 1: Tabla medición punto Q

1.3. Medición de Parámetros Característicos

Simule los procedimientos de medición de Av, Avs, Ria, Roa y excursiones máximas de señal sin deformación. Excite con una señal de frecuencia 1Khz.

-	Calculado	Simulado
A_V	-	-
A_{Vs}	-	-
R_{iA}	-	-
R_{oA}	-	-

Cuadro 2: Tabla medición de los parámetros característicos

1.4. Medición de Respuesta en Frecuencia

Simule el procedimiento para obtener la curva de respuesta en frecuencia para dos valores diferentes de capacitores: 1uF y 10uF y dibújela en un gráfico con un eje de frecuencias logarítmico.

1 μF			10 μF		
$f[Hz]$	$V_s[Volt]$	$V_0[Volt]$	$f[Hz]$	$V_s[Volt]$	$V_0[Volt]$
-	-	-	-	-	-
-	-	-	-	-	-
-	-	-	-	-	-
-	-	-	-	-	-
-	-	-	-	-	-
-	-	-	-	-	-

Cuadro 3: Tabla medición de la respuesta en frecuencia

2. Resolución

2.1. Diseño del Circuito

La resolución del trabajo comienza con el procedimiento de diseño del circuito. En particular se diseñan dos circuitos diferentes basados en lo solicitado.

Cada uno de estos circuitos fue diseñado utilizando distintos JFET, los cuales fueron seleccionados en el inventario disponible en [Digikey](#). Para el proceso de selección de los dispositivos electrónicos, se procuro obtener componentes baratos y de amplia disponibilidad.

2.1.1. Primer dispositivo seleccionado: J109 - ONsemiconductors

Este dispositivo se encuentra dentro del repertorio de los ofrecidos en el programa de simulación Tina. El datasheet del mismo lo puede encontrar [aquí](#).

Este dispositivo viene en formato THT con un encapsulado TO-92. Como el fabricante nos indica, las características que el mismo presenta son las ilustradas a continuación en la figura 2.

Electrical Characteristics

Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Max.	Unit
Off Characteristics					
$V_{(BR)GSS}$	Gate-Source Breakdown Voltage	$I_G = -10 \mu\text{A}, V_{DS} = 0$	-25		V
I_{GSS}	Gate Reverse Current	$V_{GS} = -15 \text{ V}, V_{DS} = 0$		-3.0	nA
		$V_{GS} = -15 \text{ V}, V_{DS} = 0, T_A = 100^\circ\text{C}$		-200	
$V_{GS(\text{off})}$	Gate-Source Cut-Off Voltage	$V_{DS} = 15 \text{ V}, I_D = 10 \text{ nA}$	MMBFJ108	-3.0	V
			J109	-2.0	
On Characteristics					
I_{DSS}	Zero-Gate Voltage Drain Current ⁽⁵⁾	$V_{DS} = 15 \text{ V}, V_{GS} = 0$	MMBFJ108	80	mA
			J109	40	
$r_{DS(\text{on})}$	Drain-Source On Resistance	$V_{DS} \leq 0.1 \text{ V}, V_{GS} = 0$	MMBFJ108		\Omega
			J109	12	
Small Signal Characteristics					
$C_{dg(\text{on})}$ $C_{sg(\text{off})}$	Drain-Gate & Source-Gate On Capacitance	$V_{DS} = 0, V_{GS} = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$		85	pF
				15	
$C_{dg(\text{off})}$	Drain-Gate Off Capacitance	$V_{DS} = 0, V_{GS} = -10 \text{ V}, f = 1.0 \text{ MHz}$		15	pF
$C_{sg(\text{off})}$	Source-Gate Off Capacitance	$V_{DS} = 0, V_{GS} = -10 \text{ V}, f = 1.0 \text{ MHz}$		15	pF

Figura 2: Características eléctricas del J109.

Algo que quisiéramos resaltar son los valores de capacitancia que fabricante nos comunica. Estos van a ser un factor determinante en el desarrollo del trabajo. Debido a que la capacitancia es muy elevada, al trabajar con frecuencias de $f = 1\text{kHz}$ las características se pierden, es por ello que aparte se presenta una versión del mismo circuito pero modificando las capacitancias en el modelo de Spice y otro circuito alternativo utilizando un JFET con mejores características.

Los modelos utilizados entonces son los siguientes:

- .model J109 NJF(Beta=12.432m Betatce=-0.5 Vto=-3.0006 Vtotc=-2.5m Lambda=35.024m Is=533.34f Xti=3 Isr=4402f Nr=2 Alpha=32.54u N=1 Rd=1 Rs=1 Cgd=47.7p Cgs=47.497p Fc=0.5 Vk=428.3 M=279m Pb=1 Kf=52540f Af=1 Mfg=ON_Semiconductos)
- .model J109M NJF(Beta=12.432m Betatce=-0.5 Vto=-3.0006 Vtotc=-2.5m Lambda=35.024m Is=533.34f Xti=3 Isr=4402f Nr=2 Alpha=32.54u N=1 Rd=1 Rs=1 Cgd=4.7p Cgs=4.497p Fc=0.5 Vk=428.3 M=279m Pb=1 Kf=52540f Af=1 Mfg=ON_Semiconductos)

Donde J109 es el modelo del JFET sin modificar, y J109M es el modelo con las capacidades internas adaptadas.

IMPORTANTE: Tener en cuenta de que al copiar y pegar desde este documento es posible que se agreguen caracteres que no corresponden con el .model, como por ejemplo el guión en lambda del J109M.

2.1.2. Segundo dispositivo seleccionado: MMBFU310LT1 - ONsemiconductors

En este caso el dispositivo no se encuentra disponible ni en el simulador LTspice ni en Tina 9. El datasheet del mismo lo puede encontrar [aquí](#).

Este dispositivo viene en formato SMD con un encapsulado SOT-23. Como el fabricante nos indica, las características que el mismo presenta son las ilustradas a continuación en la figura 3.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Gate-Source Breakdown Voltage - ($I_G = -1.0 \mu\text{A}_{\text{dc}}$, $V_{DS} = 0$)	$V_{(BR)GSS}$	-25	-	Vdc
Gate 1 Leakage Current - ($V_{GS} = -15 \text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0$)	I_{G1SS}	-	-150	pA
Gate 2 Leakage Current - ($V_{GS} = -15 \text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0$, $T_A = 125^\circ\text{C}$)	I_{G2SS}	-	-150	nAdc
Gate Source Cutoff Voltage - ($V_{DS} = 10 \text{ Vdc}$, $I_D = 1.0 \text{ nAdc}$)	$V_{GS(\text{off})}$	-2.5	-6.0	Vdc
ON CHARACTERISTICS				
Zero-Gate-Voltage Drain Current - ($V_{DS} = 10 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$)	I_{DSS}	24	60	mAdc
Gate-Source Forward Voltage - ($I_G = 10 \text{ mAdc}$, $V_{DS} = 0$)	$V_{GS(f)}$	-	1.0	Vdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS				
Forward Transfer Admittance - ($V_{DS} = 10 \text{ Vdc}$, $I_D = 10 \text{ mAdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	$ Y_{fs} $	10	18	mmhos
Output Admittance - ($V_{DS} = 10 \text{ Vdc}$, $I_D = 10 \text{ mAdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	$ Y_{os} $	-	250	μmhos
Input Capacitance - ($V_{GS} = -10 \text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{iss}	-	5.0	pF
Reverse Transfer Capacitance - ($V_{GS} = -10 \text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{rss}	-	2.5	pF

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

Figura 3: Características eléctricas del MMBFU310LT1.

El modelo utilizado:

- .model MMBFU310LT1 NJF(Beta=2.432m Betatce=-0.5 Vto=-4.25 Vtotc=-2.5m Lambda=35.024m Is=200.34f Xti=3 Isr=2402f Nr=2 Alpha=20.54u N=1 Rd=1 Rs=1 Cgd=5.7p Cgs=2.497p Fc=0.5 Vk=428.3 M=279m Pb=1 Kf=52540f Af=1 Mfg=Simulacion)

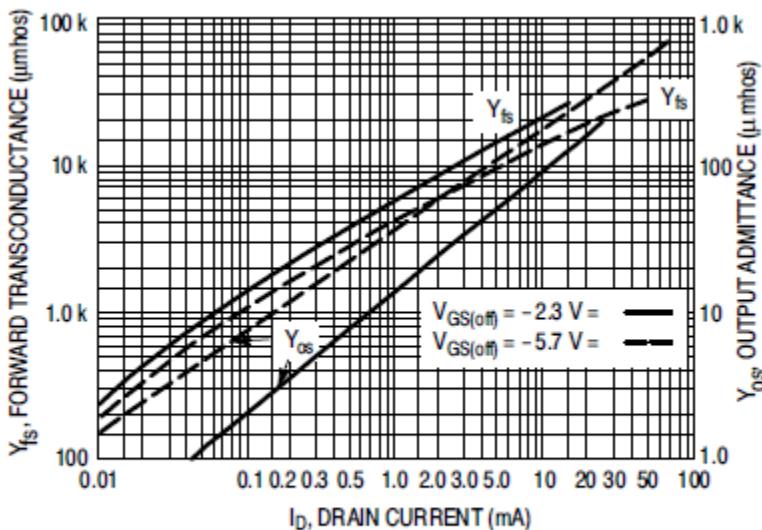


Figure 3. Common-Source Output Admittance and Forward Transconductance vs Drain Current

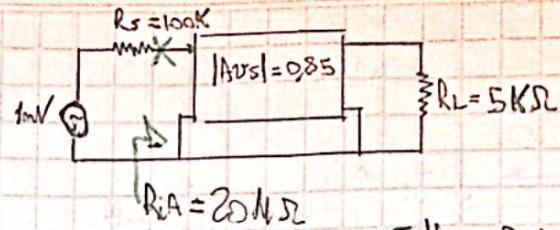
Figura 4: Curvas características del MMBFU310LT1.

Nota: El .model NO es oficial.

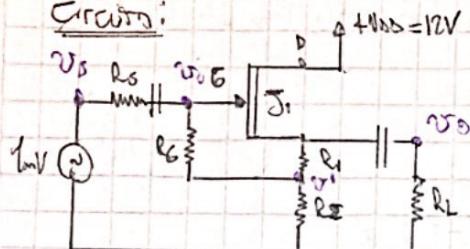
A continuación se presentan los manuscritos correspondiente al desarrollo del diseño para un circuito con J109 y con MMBFU310LT1. Tener en cuenta que en el primer caso aceptamos tener características mejores ($A_{Vs} \rightarrow 1$ y $R_{iA} > 20M\Omega$).

Diseñamos un Bootstrap con:

- Admitimos una tolerancia del 5%
- Suponemos una $V_{SD} = 12V$



Circuito:

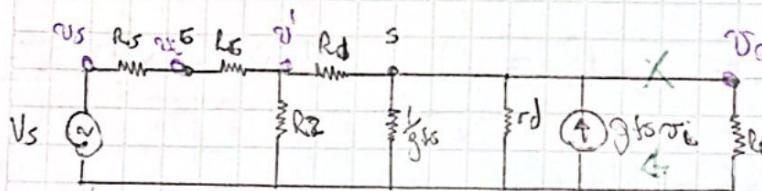


J1: J109 de ON Semiconductor
THT

Suponemos $I_D = 1 \text{ mA}$ para sacar g_{fs} y g_{os} de las tablas

$$g_{fs} = 9 \text{ mS}, \quad g_{os} = 20 \text{ nS} \rightarrow r_d \approx 50 \text{ k}\Omega$$

Síntesis con modelo equivalente



$$A_{vS} = \frac{R_{fA}}{R_S + R_{fA}} \cdot A_{vS}$$

$$A_{vS} = \frac{g_{fs} \cdot R_S + R_S}{R_S} = R_S$$

Suponiendo $g_o \approx 0 \Rightarrow R_{oA} = (R_1 + R_2) // \frac{1}{g_{fs}} // r_d$

$$R_{fA} = \frac{100 \Omega}{50 \text{ k}\Omega // (R_1 + R_2)}$$

Si $(R_1 + R_2) \gg 1 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_{fA} \approx 100 \Omega$

Si $R_{oA} \approx 100 \Omega \Rightarrow A_v \approx 0.9$ y $A_{vS} \approx 0.9$

$$R_{fA} = \frac{R_S}{g_{fs}} = \frac{R_S}{\frac{(V_i - V_o)}{R_S}} = \frac{R_S \cdot R_S}{V_i - V_o \cdot \frac{R_S}{R_1 + R_2}} = \frac{R_S}{1 - A_{vS} \cdot \frac{R_S}{R_1 + R_2}}$$

Si R_{fA} tiene que ser $20 \text{ M}\Omega$, adopto $R_S = 82 \text{ M}\Omega$

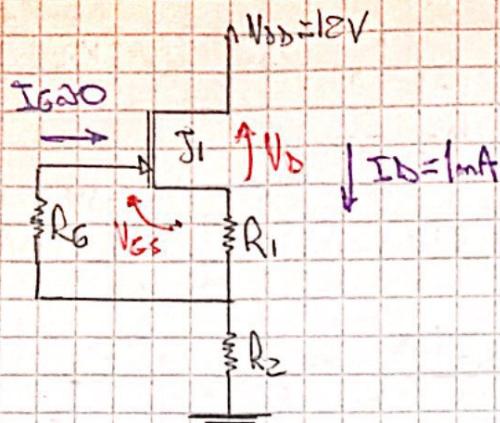
Defino $R_P = R_1 // R_2$

$$1 - A_{vS} \cdot \frac{R_S}{R_1 + R_2} = \frac{82 \text{ M}\Omega}{20 \text{ M}\Omega}$$

$$\frac{R_S}{R_1 + R_2} = A_{vS} \left(1 - 0.41 \right) = \frac{1}{A_{vS}} \cdot 0.59 = 0.655$$

$$\frac{R_S}{R_1 + R_2} = 0.655 \implies R_P = 0.655 \cdot R_1$$

Polarización



$$ID = \frac{I_{DSS}}{N_p e} (V_{GS} - V_p)^2$$

Datos:

$$\frac{1\text{ mA}(\%)}{40\text{ mA}} = V_{GS}^2 + 2V \cdot V_{GS} + 9V^2$$

$$0 = V_{GS}^2 + 6V \cdot V_{GS} + \left(9V^2 - \frac{1}{40}V^2\right)$$

$$V_{GS1} = -3.52V$$

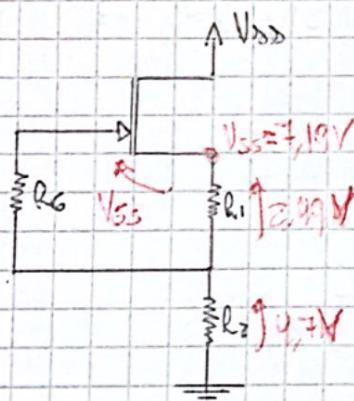
$$V_{GS2} = -3.8V$$

$$R_1 = \frac{-V_{GS1}}{I_D} = 2.52 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 2.49 \text{ k}\Omega \rightarrow +5\%$$

$$R_2 = 0.633 \cdot R_1 \Rightarrow R_2 = 1.63 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}} = 4.7 \text{ k}\Omega \rightarrow 4.7 \text{ k}\Omega \pm 10\%$$



Si queremos que se cumpla

$$V_{DS} > V_{GS} - V_p > 0$$

$$V_{GS} > 0.48V > 0$$

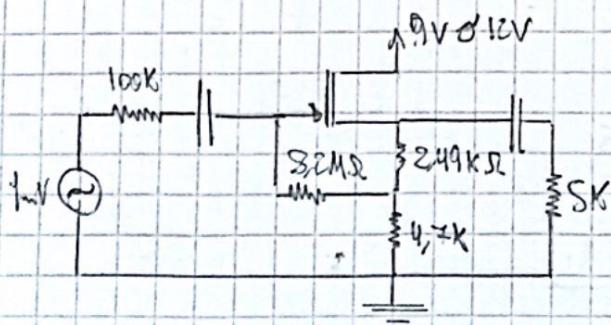
V

$$V_{DS} - V_{GS} > 0.48V$$

$$V_{DS} > 7.67V$$

→ podríamos poner $V_{DS} = 9V$

Resultado Final:



Otro diseño pero con el MMBF081OLT1

Vamos a suponer $I_D = 2 \text{ mA}$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_p \approx 0 \\ I_{DS} \approx 4 \text{ mA} \\ g_{fs} \Big|_{2 \text{ mA}} \approx 3 \text{ mS} \\ g_{os} \Big|_{2 \text{ mA}} \approx 30 \text{ mS} \Rightarrow r_d \approx 33 \text{ k}\Omega \end{array} \right.$$

$$R_{OA} = (r_1 + r_2) \parallel \frac{1}{g_{fs}} \parallel r_d$$

$$R_{OA} = (r_1 + r_2) \parallel 330 \Omega$$

$$\text{Si } (r_1 + r_2) \geq 33 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_{OA} \approx 330 \Omega$$

$$|A_{vB}| = g_{fs} \cdot R_{OA} = g_{fs} \cdot (R_{OA} \parallel r_d) \approx 0.92$$

$$|A_{vB}| \approx 0.924$$

$$R_{OA} = \frac{R_G}{1 - A_{vB} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \rightarrow \text{Adopto } R_G = 3.2 \text{ M}\Omega$$

$$1 - A_{vB} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3.2 \text{ M}\Omega}{20 \text{ M}\Omega} \rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{\left(1 - \frac{3.2}{20}\right)}{A_{vB}}$$

$$R_2 = 0.641 \cdot R_1$$

Polarización

$$Q = V_{GS}^2 + BSV V_{GS} + \left(18.06V^2 - \frac{18.06 \cdot V^2 \cdot 2 \text{ mA}}{4 \text{ mA}} \right)$$

$$V_{GS1} = -3.32 \text{ V}, \quad (1) \quad R_1 = \frac{-V_{GS}}{I_D} = 1.66 \text{ k}\Omega \rightarrow 1.5 \text{ k}\Omega, 10\%$$

$$V_{GS2} = -5.17 \text{ V}, \quad (X) \quad R_2 = R_1 \cdot 0.641 = 9.61 \text{ k}\Omega \rightarrow R_2 = 5.33 \text{ k}\Omega \rightarrow R_2 = 5.6 \text{ k}\Omega, 10\%$$

$$(R_1 + R_2) < 3 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_{OA} = (r_1 + r_2) \parallel 330 \Omega = 289 \Omega \rightarrow R_{OS} = R_{OA} / R_L = 269 \Omega$$

$$A_{vS} = 3 \text{ mS} \cdot 269 \Omega = 0.807$$

$$R_{OA} = \frac{3.2 \text{ M}\Omega}{1 - 0.8 \cdot \frac{5.6 \text{ k}\Omega}{2.06 \text{ k}\Omega}} = 12.5 \text{ M}\Omega \rightarrow \text{Muy chico!}$$

$$A_{vS} = 0.803$$

$$\text{Asumimos que } I_D = 2 \text{ mA} \Rightarrow g_{fs}|_{3 \text{ mA}} = 3.5 \text{ mS}$$

$$g_{os}|_{2 \text{ mA}} = 35 \text{ DSS} \Rightarrow r_d = 28.5 \text{ k}\Omega$$

Planteamos la Ecación de polarización

$$0 = V_{GS}^2 + 8.5V V_{GS} + \left(13.06V^2 - \frac{13.06V^2 \cdot 2 \text{ mA}}{4 \text{ mA}} \right)$$

$$V_{GS} = -3.11V$$

$$R_1 = \frac{-V_{GS}}{I_D} = 103k \rightarrow 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{iT} = \frac{R_2}{1 - A_{tr} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$\begin{matrix} 28.5 \text{ k}\Omega \\ 28.5 \text{ k}\Omega \\ \text{en} \quad \text{en} \end{matrix} \quad \begin{matrix} 5 \text{ k}\Omega \\ 5 \text{ k}\Omega \end{matrix}$$

$$(Si \quad R_1 + R_2 \geq 15k \Rightarrow (R_1 + R_2) // 28.5 \text{ k}\Omega = 15k)$$

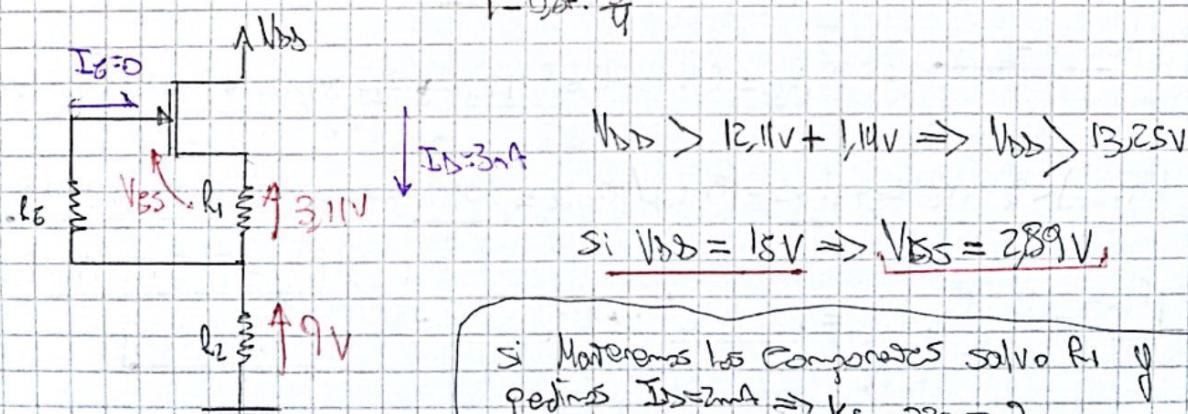
$$A_{tr} = g_{fs} \cdot g_{os} = g_{fs} \cdot \left[\frac{(R_1 + R_2) // R_d}{R_d} // \frac{1}{g_{os}} \right] = g_{fs} \cdot \left(R_1 + R_2 \right) // 28.5 \text{ k}\Omega = 0.795$$

$$\text{Si asumo } R_d = 5 \text{ k}\Omega \Rightarrow (R_1 + R_2) // 28.5 \text{ k}\Omega = 280.9 \text{ k}\Omega \Rightarrow A_{tr} = 0.87$$

$$R_{iT} = \frac{R_2}{1 - A_{tr} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}} = R_2$$

$$20 \text{ M}\Omega \left(1 - 0.87 \cdot \frac{3k}{4k} \right) = 6.95 \text{ M}\Omega = R_1 \rightarrow \text{Tomo } R_1 = 8.7 \text{ M}\Omega$$

$$R_{iT} = \frac{8.7 \text{ M}\Omega}{1 - 0.87 \cdot \frac{3}{4}} \approx 23.6 \text{ M}\Omega$$



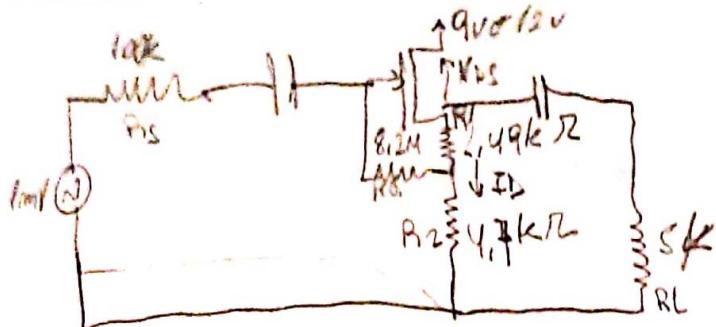
Si queremos los componentes solo R_1 y pedimos $I_D = 2 \text{ mA} \Rightarrow g_{fs} = 333 \text{ S} \quad r_d = 33 \text{ k}\Omega \quad V_{GS} = 3.3 \text{ V}$

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \rightarrow A_{tr} = 8 \text{ mS} \cdot (4.8 \text{ k}\Omega // 33 \text{ k}\Omega // 330 \text{ k}\Omega // 1 \text{ k}\Omega) = 0.868$$

$$R_{iT} \approx 19.46 \text{ M}\Omega \quad y \quad V_{DD} \approx 12 \text{ V} \Rightarrow V_{GS} \approx 2.65 \text{ V}$$

Verificación del Diseño

J019



$$V_{GS} = -I_D \cdot R_1$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_1 + R_2)$$

$$\begin{cases} V_P = -3V \\ I_{DSS} = 40mA \\ k = \frac{I_{DSS}}{V_P} = \frac{40mA}{-9} = 4.44 \times 10^{-3} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{GS} = -I_D \cdot R_1 \Rightarrow V_{GS} = -I_D \cdot 2.49k \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_D = k(V_{GS} + V_P)^2 \Rightarrow I_D = 4.44 \times 10^{-3} (V_{GS} - (-3))^2 \end{cases}$$

$$I_D = 1mA$$

$$V_{SS} = -2.52V$$

✓

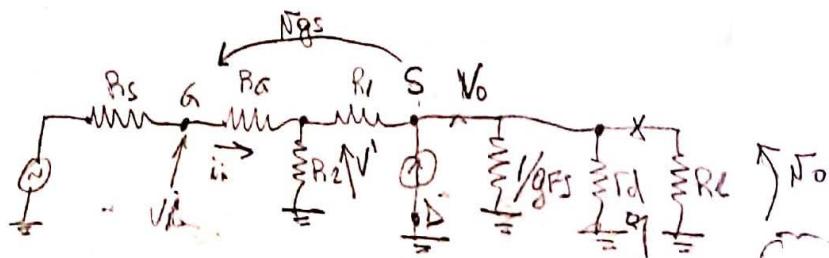
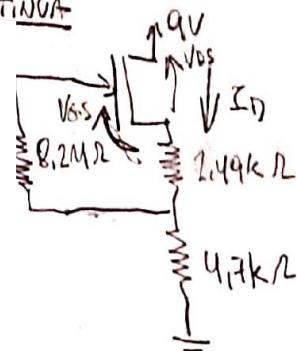
$$V_{DS} = 9V - 1mA(2.49k + 4.7k)$$

$$[V_{DS} = 1.81V] \quad \checkmark$$

$$V_{GS} > (V_{GS} - V_P) > 0$$

$$V_{GS} > 2.52V - (-3V) > 0 \Rightarrow [1.81V > 0.48V > 0] \quad \checkmark$$

CONTINUAR



$$i_{A2} = \frac{N_i}{R_g}, \quad i_i = \frac{V_i - V}{R_g} = \frac{V_i - V_o \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$A_{i2} = \frac{N_o}{R_i} \Rightarrow A_{i2} \cdot i_i = N_o$$

$$= \frac{V_i - A_{i2} \cdot N_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_g} = \frac{V_i}{R_g} \left(1 - \frac{A_{i2} \cdot N_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_g} \right)$$

$$i_{A2} = \frac{N_i}{R_g} \cdot (1-k) \Rightarrow i_{A2} = \frac{(1-k)}{R_g}$$

$$A_{IR} = \frac{N_O}{N_A} = \frac{g_{FS} \cdot R_{OS}}{R_A} = g_{FS} \cdot R_{OS \cdot A_{IR}}$$

$$R_O = q_{MIS} \cdot 101\Omega = \underline{0,9 = A_{IR}}$$

$g_{FS} = q_{MIS}$ for R_{OS} be R_{OS}

$$R_{OS} = (R_1 + R_2) // r_d // g_{FS} // R_C$$

$$R_{OS} = 1,62k // 50k // 11,11 // 5k - \underline{101\Omega = R_{OS}}$$

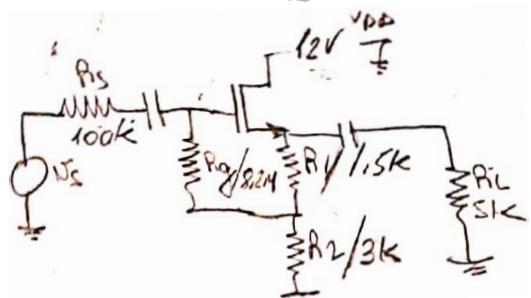
$$R_{OS} = \frac{R_{id}}{R_{id} + R_S} \cdot A_{IR} = \frac{20M\Omega \cdot 0,9}{20M\Omega + 101\Omega}$$

$$R_{id} = \frac{R_C}{1-k} = \frac{R_C}{1-A_{IR} \cdot \frac{R_2}{R_1 R_2}} \approx \sqrt{20M\Omega} = R_{id,2}$$

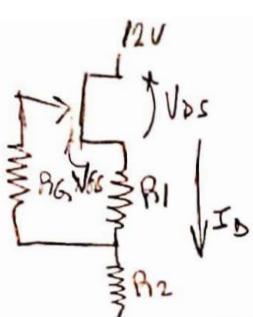
$$\underline{A_{IR,2} = 0,895}$$

MM8FUB310LT1
JFET

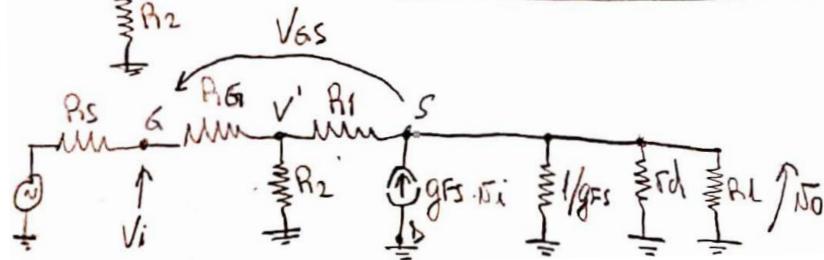
$$\left. \begin{array}{l} V_P = -4,25V \\ I_{DS} \approx 42mA \\ g_{FS} \mid_{2mA} \approx 3MS \\ g_{OS} \mid_{2mA} \approx 301(S \Rightarrow r_d \approx 33k\Omega) \end{array} \right\}$$



CONTINUATION



$$\left. \begin{array}{l} V_{GS} = -I_D \cdot R_1 \Rightarrow I_D = \frac{V_{GS}}{1.5k} \\ I_D = k(V_{GS} - V_P)^2 \Rightarrow I_D = 2.32 \times 10^{-3} \cdot (V_{GS} + 4.25)^2 \\ | V_{GS} = -3.28V \quad I_D = 2.18mA \end{array} \right\}$$



$$A_{VS} = g_{FS} \cdot R_{OS} = 3MS \cdot 287\Omega = 0.86 = A_{VS}$$

$$A_{VS} = f_{IS} \cdot \frac{R_{12}}{R_1 + R_2} = 0.86 \quad \left| \frac{19k\Omega}{19M\Omega + 100k} = 0.85 = A_{VS} \right.$$

$$R_{12} = \frac{R_g}{1 - A_{VS} \frac{R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{19M\Omega}{1 - 0.85 \frac{3k}{19M + 3k}} = 287\Omega$$

$$\left. \begin{array}{l} g_{FS} = 3MS \\ r_d = 33k\Omega \\ \frac{1}{g_{FS}} = 333\Omega \\ R_1 + R_2 = 4.5k \end{array} \right\}$$

$$R_{OS} = 4.5k / 333\Omega \parallel 3k\Omega \parallel$$

$$3k \quad R_{OS} = 287\Omega$$

2.2. Medición del Punto Q

Planteamos los circuitos en el TINA y/o LTspice.

2.2.1. J109 - ONsemiconductors

En este caso planteamos el circuito en TINA y en LTspice.

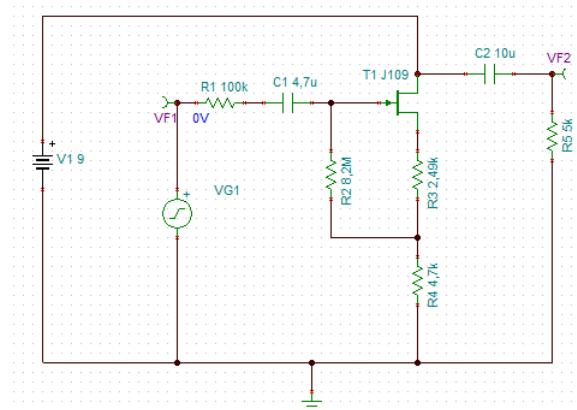


Figura 5: Circuito Boostrap con J109 en Tina 9.

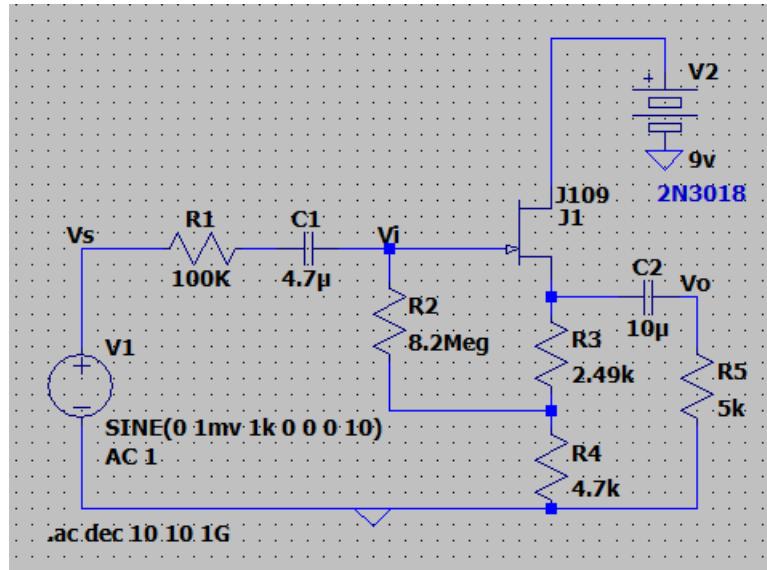


Figura 6: Circuito Boostrap con J109 en LTspice.

Para realizar las mediciones del punto Q utilizamos Tina, siguiendo con el procedimiento explicado en clase por el Ing. Alejandro Gonzalez.

Utilizando el voltímetro DC medimos la tensión en los nodos de interés. Luego conectamos el amperímetro para conocer la corriente que circula por el colector. Finalmente plasmamos estos valores en el cuadro 4.

-	Calculado	Simulado
I_{DQ}	1mA	1,09mA
V_{GSQ}	-2,52V	-2,71V
V_{DSQ}	1,81V	1,18V

Cuadro 4: Tabla medición punto Q del J109

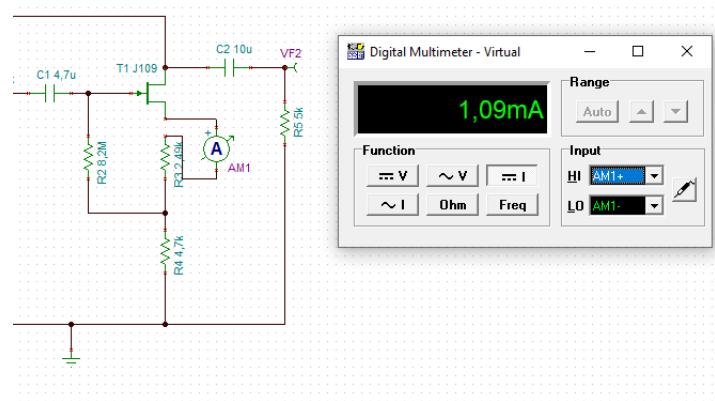


Figura 7: Simulación medición de la corriente I_C .

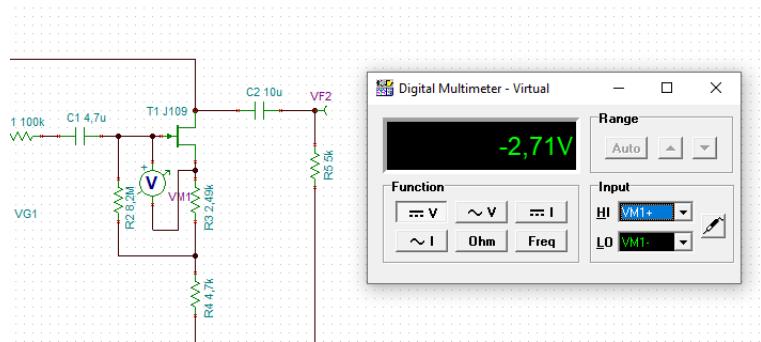


Figura 8: Simulación medición de la diferencia de tensión V_{BEQ} .

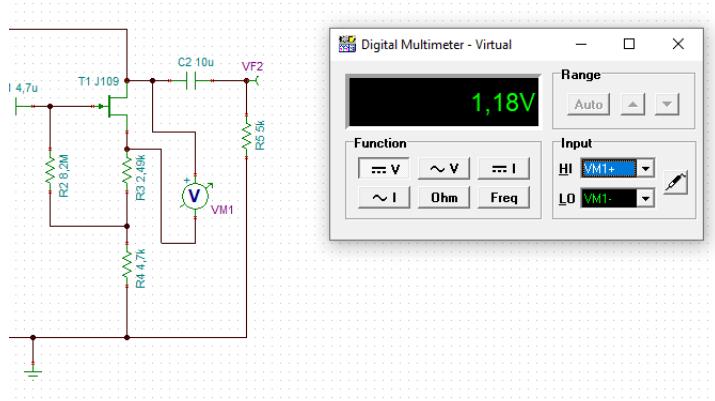


Figura 9: Simulación medición de la diferencia de tensión V_{CEQ} .

2.2.2. J109M - Versión Editada

En este caso, debido a que no logramos importar el .model al software Tina, se trabajo directamente en LTspice.

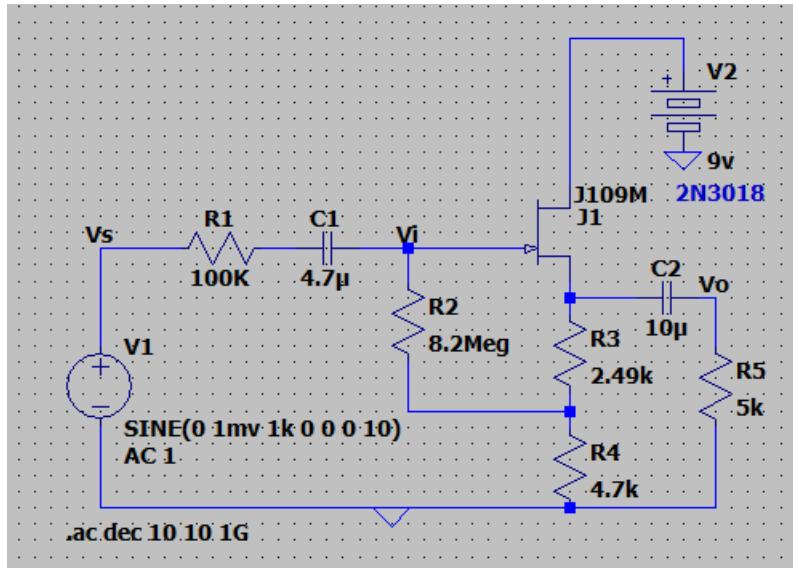


Figura 10: Circuito Boostrap con J109M en LTspice.

Para este caso, al tratarse de un componente con las mismas características que el J109, a excepción de las capacitancias parásitas, los valores calculados son los mismos. Por tanto este paso lo hacemos para comprobar que se mantenga la polarización independientemente de que haya variado la capacitancia interna, cosa que teóricamente debería mantenerse. Estos resultados los vemos en el cuadro 5. Como vemos, la teoría se comprueba en la simulación.

-	Calculado	Simulado
I_{DQ}	1mA	1,09mA
V_{GSQ}	-2,52V	-2,71V
V_{DSQ}	1,81V	1,18V

Cuadro 5: Tabla medición punto Q del J109M

2.2.3. MMBFU310LT1 - ONsemiconductors

Finalmente, por el mismo motivo que en el caso anterior se simula el algoritmo en el LTspice. Debe tenerse en consideración que el .model utilizado no es el oficial.

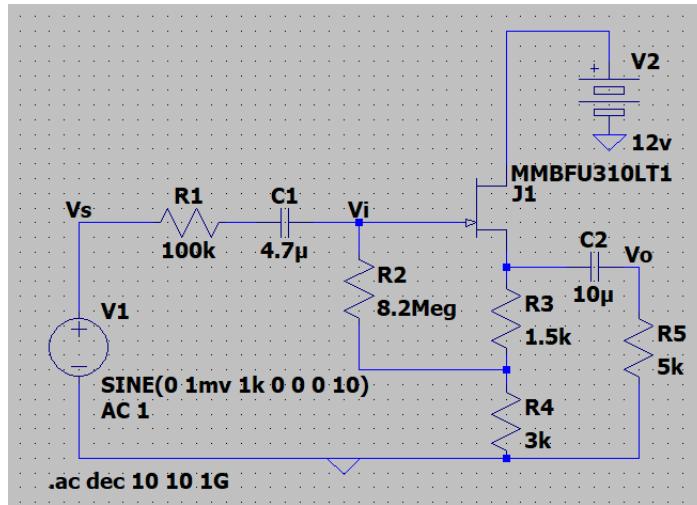


Figura 11: Circuito Bootstrap con MMBFU310LT1 en LTspice.

-	Calculado	Simulado
I_{DQ}	2,18mA	2,21mA
V_{GSQ}	-3,28V	-3,32V
V_{DSQ}	2,19V	2,03V

Cuadro 6: Tabla medición punto Q del MMBFU310LT1

2.3. Medición de Parámetros Característicos

2.3.1. J109 - ONsemiconductors

Para realizar estas mediciones se configuro el generador de señales con una amplitud de 1V y una frecuencia de 1kHz. De esta manera, al conectar un osciloscopio es posible ver cual es la A_{VS} .

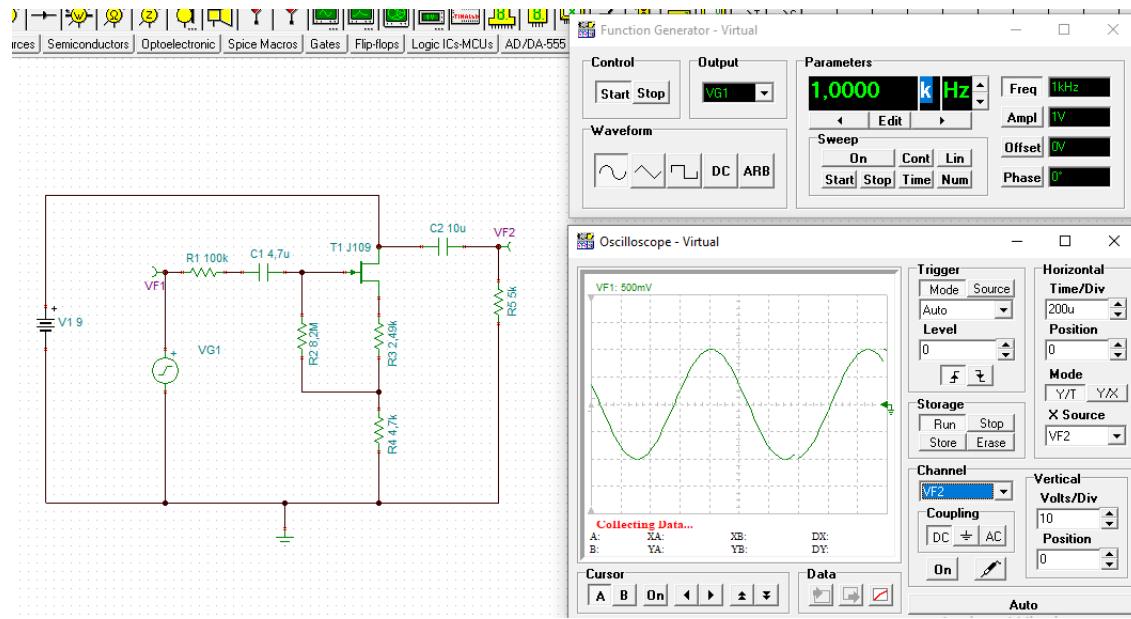


Figura 12: Circuito implementado para medir los parámetros.

Debido a que no logramos hacer funcionar que estén ambos canales encendidos y transmitiendo, pasamos a simular el mismo circuito en el LTCspice. Observamos las curvas 13.

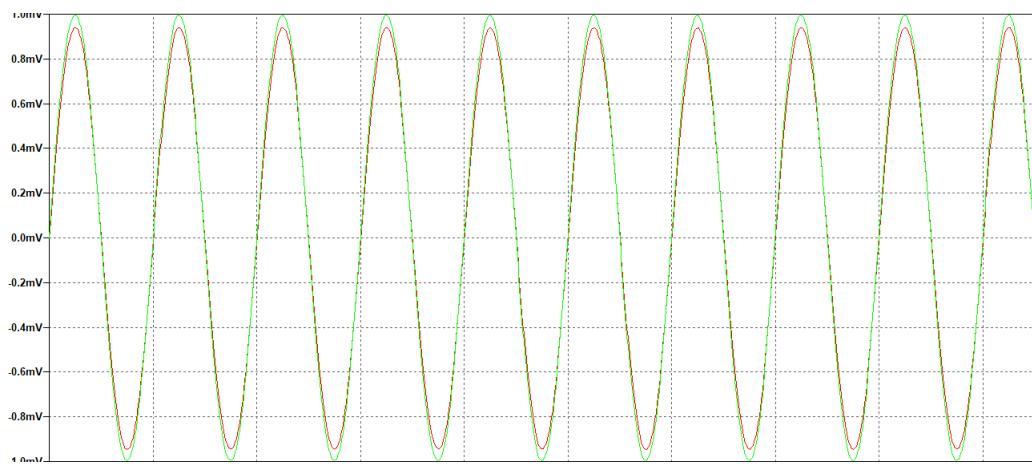


Figura 13: Circuito implementado para medir los parámetros.

Para calcular la ganancia A_{VS} solo es necesario hacer una medición de la tensión en el pico y en el valle de la señal V_0 y dividirla por una medición del mismo tipo de la señal V_S .

$$A_{VS} = \frac{\Delta V_0}{\Delta V_S} = \frac{1,84mV}{1,98mV} = 0,929$$

Para calcular la $A_V = V_0/V_i$ debemos puentear la resistencia R_S como si utilizaremos una llave que permita puentear esa resistencia según lo necesitemos. La figura 14 muestra el circuito utilizado.

$$A_V = \frac{\Delta V_0}{\Delta V_i} = \frac{1,89mV}{1,98mV} = 0,954$$

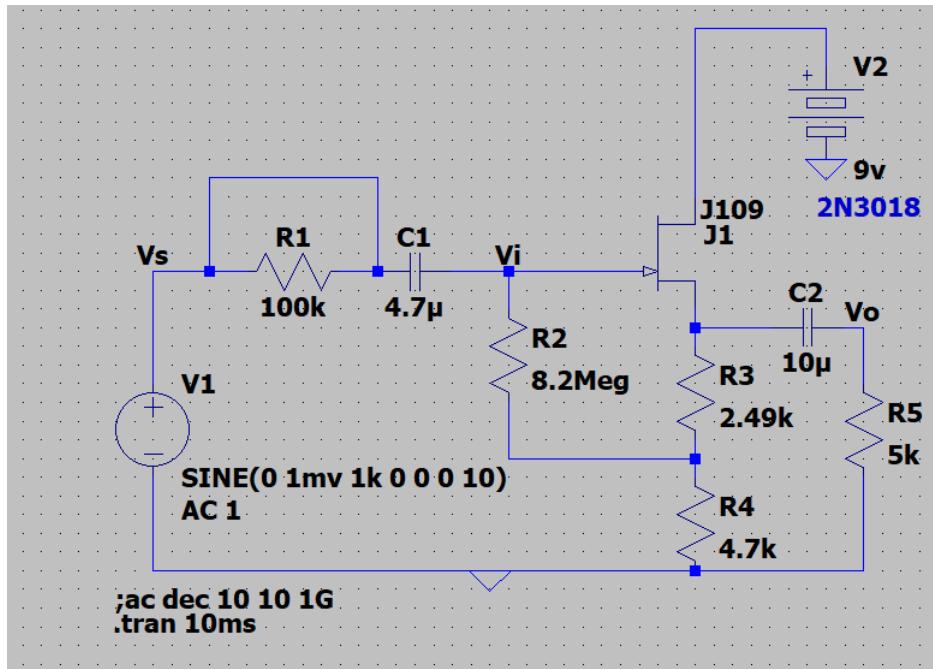


Figura 14: Circuito implementado para medir los parámetros.

Para calcular las resistencias de entrada R_{iA} y de salida R_{oA} utilizaremos procedimientos semejantes utilizando una llave para cortocircuitar R_S y R_L según corresponda. Luego se utilizará un potenciómetro en lugar de dichas resistencias para poder ir variando los valores y finalmente conocerlos.

Comenzando con el método de cálculo de la R_{iA} , nosotros sabemos que la A_{VS} sigue una expresión como la siguiente:

$$A_{VS} = A_V \cdot \frac{R_{iA}}{R_S + R_{iA}}$$

De forma que si $R_S = 0\Omega$, equivalente a cortocircuitar con una llave a dicha resistencia, podremos calcular la ganancia de tensión A_V , como lo hicimos en el ejercicio anterior. Por otro lado, ya knowing A_V es posible utilizar un potenciómetro en simulating la R_S de manera tal que al aumentar el valor de dicho componente logremos igualar la resistencia R_{iA} , lo que generaría un valor de $A_{VS} = A_V/2$.

Como $A_V = 0,954$ entonces necesitaremos modificar el valor del potenciómetro hasta encontrar una ganancia $A_{VS} = 0,954/2 = 0,477$.

Luego de probar distintos valores de R_S llegamos a la conclusión de que una $R_{iA} = 7,4M\Omega$ genera una $A_{VS} = 0,473$, por lo que el valor R_{iA} se puede aproximar bastante bien a $R_{iA} = 7,4M\Omega$.

Como podemos observar es llamativo la diferencia que existe entre los valores simulados y calculados. Esto se debe a que la capacitancia parásita del dispositivos (J109) es demasiado alta para la frecuencia de trabajo elegida ($f = 1kHz$). Por este motivo fue que editamos el .model de este dispositivo, modificando las capacitancias parásitas deberían mejorar las características del circuito.

Debido a que todo lo relacionado a respuesta en frecuencia se trata en la materia Electrónica Aplicada 2, nos resultó importante destacar que con este análisis no es posible distinguir cuando las características van a estropearse.

Finalmente, para calcular la resistencia de salida del circuito vamos a utilizar una llave para abrir el circuito en R_L . Debemos analizar las características de la ganancia en función de R_{oA} ,

$$A_V = -g_{fs} \cdot R_{oA} \cdot \frac{R_L}{R_{oA} + R_L} = A_{V\infty} \cdot \frac{R_L}{R_{oA} + R_L}$$

De forma que si abrimos el circuito, nos quedaría un diagrama semejante al de la figura 15, y por tanto se define la ganancia,

$$A_{V\infty} = -g_{fs} \cdot R_{oA}$$

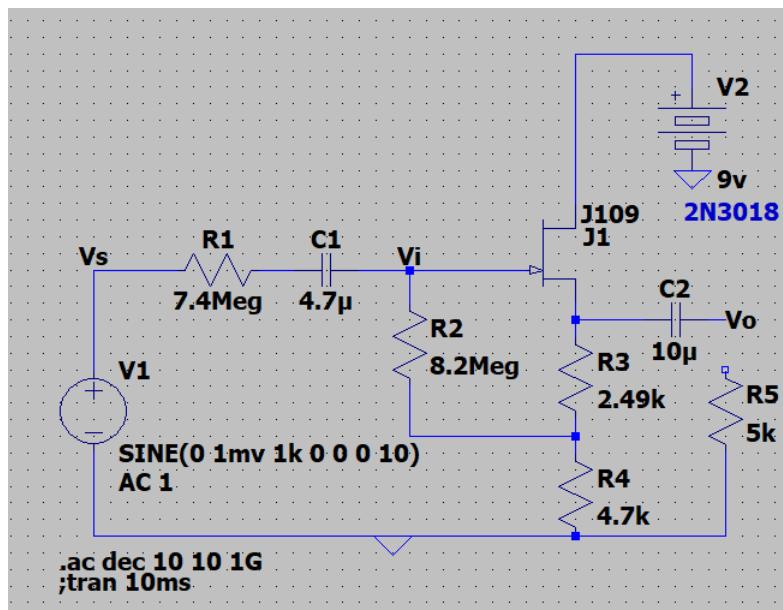


Figura 15: Circuito implementado para medir la ganancia con R_L abierto.

Para el circuito nos queda

$$A_{V\infty} = \frac{V_0}{V_S} = \frac{1,92mV}{1,98mV} = 0,969$$

Si variamos R_L de forma que $R_L/(R_{oA} + R_L) = 1/2$, entonces llegaríamos a una ganancia $A_V = A_{V\infty}/2 = 0,484$.

Después de hacer pruebas para distintos valores llegamos a que con una $R_L = 130\Omega$ obtenemos una ganancia $A_V = 481$.

-	Calculado	Simulado
A_{Vs}	0,895	0,929
A_V	0,9	0,954
R_{iA}	$20M\Omega$	$7,4M\Omega$
R_{oA}	120Ω	130Ω

Cuadro 7: Tabla medición de los parámetros característicos

2.3.2. J109M - Versión Editada

En este caso, los valores calculados son los mismo pero los simulados son distintos por haber modificado los parámetros del .model referidos a la capacitancia parásita. Los resultados de las mediciones para este caso los plasmamos directamente en la tabla 8. Podemos observar como el valor de la R_{iA} mejora significativamente.

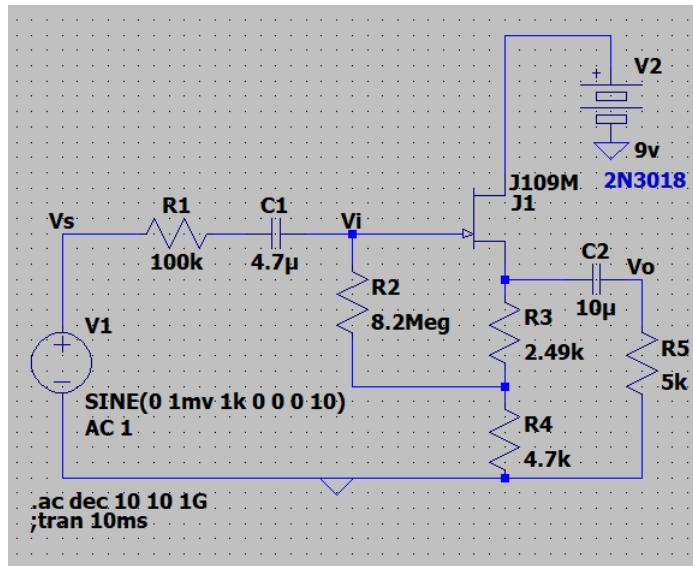


Figura 16: Circuito implementado para medir los parámetros con el J109-Modificado.

-	Calculado	Simulado
A_{Vs}	0,895	0,947
A_V	0,9	0,952
R_{iA}	$20M\Omega$	$21M\Omega$
R_{oA}	120Ω	130Ω

Cuadro 8: Tabla medición de los parámetros característicos

2.3.3. MMBFU310LT1 - ONsemiconductors

Finalmente volvemos a realizar el procedimiento para el MMBFU310LT1, con el circuito antes mencionado en la figura 11. Al variar todos los componentes, los valores de los parámetros característicos son muy distintos. Expresamos estos valores en el cuadro 9.

NOTA: Los valores correspondientes a esta simulación **son incorrectos** debido a que el modelo de este dispositivo no estaba disponible en internet. Por tal motivo los resultados no son coincidentes con los valores calculados. No sabemos que parámetro del .model está mal ni como debemos modificarlo conforme al datasheet.

-	Calculado	Simulado
A_{Vs}	0,85	0,901
A_V	0,86	0,906
R_{iA}	$19M\Omega$	$20,5M\Omega$
R_{oA}	287Ω	200Ω

Cuadro 9: Tabla medición de los parámetros característicos

2.4. Medición de la respuesta en frecuencia

Para este apartado se van a correr simulaciones con los tres dispositivos, modificando los capacitores utilizados hasta el momento para que ambos tengan una valores iguales. En la primer simulación se utilizarán capacitores de $C = 1\mu F$ y luego en la segunda simulación de $C = 10\mu F$.

2.4.1. J109 - ONsemiconductors

Comenzamos con el circuito del J109, el cual luego de ser modificado se presenta en la figura 17.

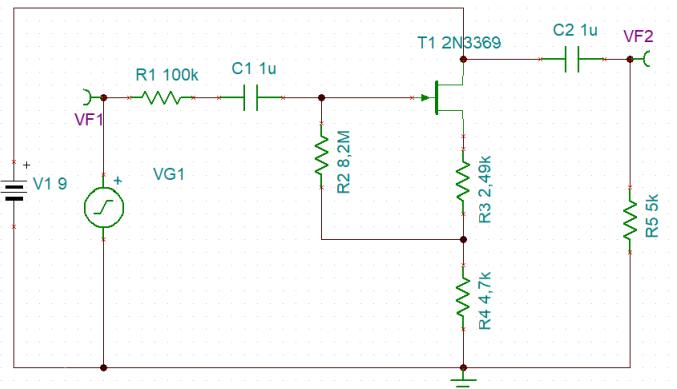


Figura 17: Circuito implementado para medir la respuesta en frecuencia del J109 con capacitores de $C = 1\mu F$.

Para este apartado vamos a realizar múltiples mediciones de la ganancia de tensión, utilizando el método anteriormente descripto, pero variando la frecuencia de la fuente de tensión. De esta forma seremos capaces de hacer un mapeo del espectro. Para ello utilizaremos el equipamiento de la figura 18.

Luego realizaremos la misma experiencia para el circuito utilizando los capacitores de $C = 10\mu F$, según podemos observar en la figura 19.

Para finalizar se completará la tabla 10 que contiene los resultados de la experiencia y luego se presentarán los gráficos correspondientes a $A_{VS}(\omega)$ en la figura 20. Estos gráficos fueron hechos mediante un script de python (puede verlo [aquí](#)), tomando como datos los valores del cuadro antes mencionado.

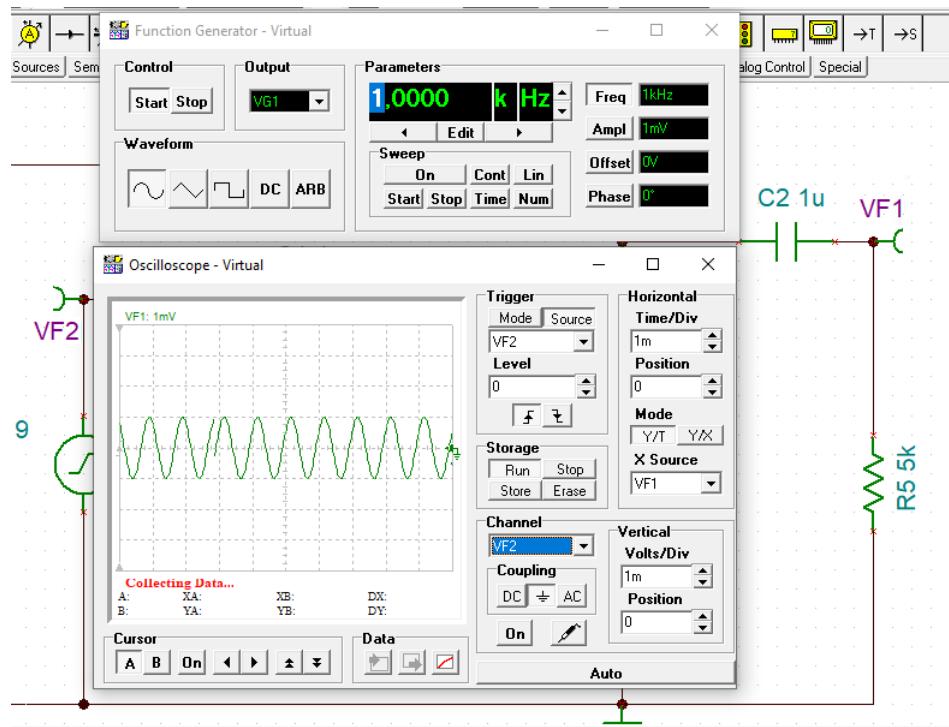


Figura 18: Equipamiento para realizar la medición de la respuesta en frecuencia.

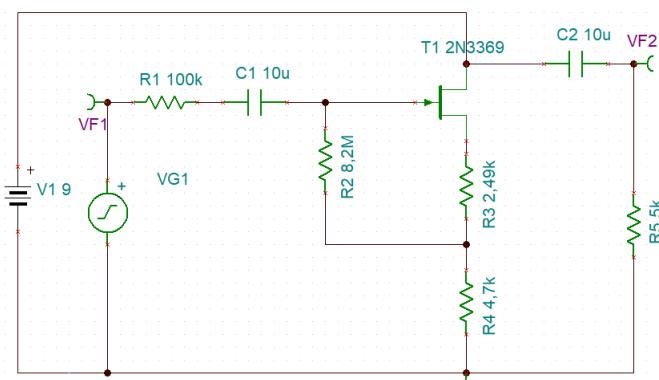


Figura 19: Circuito implementado para medir la respuesta en frecuencia del J109 con capacitores de $C = 10\mu F$.

A_{VS}					
1 μF			10 μF		
$f[Hz]$	$V_s[Volt]$	$V_0[Volt]$	$f[Hz]$	$V_s[Volt]$	$V_0[Volt]$
20Hz	1mV	0,513mV	150kHz	1mV	0,936mV
50Hz	1mV	0,805mV	250kHz	1mV	0,945mV
100Hz	1mV	0,905mV	100Hz	1mV	0,947mV
500Hz	1mV	0,945mV	500Hz	1mV	0,947mV
1kHz	1mV	0,947mV	1kHz	1mV	0,947mV
10kHz	1mV	0,928mV	10kHz	1mV	0,928mV
20kHz	1mV	0,878mV	20kHz	1mV	0,878mV
50kHz	1mV	0,667mV	50kHz	1mV	0,667mV
75kHz	1mV	0,522mV	75kHz	1mV	0,522mV
100kHz	1mV	0,421mV	100kHz	1mV	0,421mV

Cuadro 10: Tabla medición de la respuesta en frecuencia

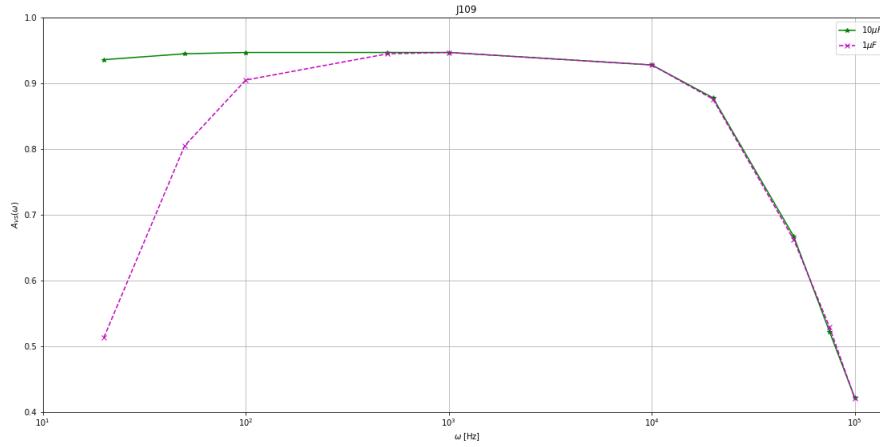


Figura 20: Curva de la respuesta en frecuencia.

2.4.2. J109M - Versión Editada

Se repetirá el procedimiento anteriormente descripto. Los resultados se presentarán en el cuadro 11 y los gráficos en la figura 21.

A_{VS}					
$1\mu F$			$10\mu F$		
$f[Hz]$	$V_s[Volt]$	$V_0[Volt]$	$f[Hz]$	$V_s[Volt]$	$V_0[Volt]$
20Hz	1mV	0,513mV	150kHz	1mV	0,936mV
50Hz	1mV	0,805mV	250kHz	1mV	0,945mV
100Hz	1mV	0,905mV	100Hz	1mV	0,947mV
500Hz	1mV	0,945mV	500Hz	1mV	0,947mV
1kHz	1mV	0,947mV	1kHz	1mV	0,947mV
10kHz	1mV	0,947mV	10kHz	1mV	0,947mV
20kHz	1mV	0,946mV	20kHz	1mV	0,944mV
50kHz	1mV	0,943mV	50kHz	1mV	0,943mV
75kHz	1mV	0,937mV	75kHz	1mV	0,937mV
100kHz	1mV	0,929mV	100kHz	1mV	0,929mV

Cuadro 11: Tabla medición de la respuesta en frecuencia

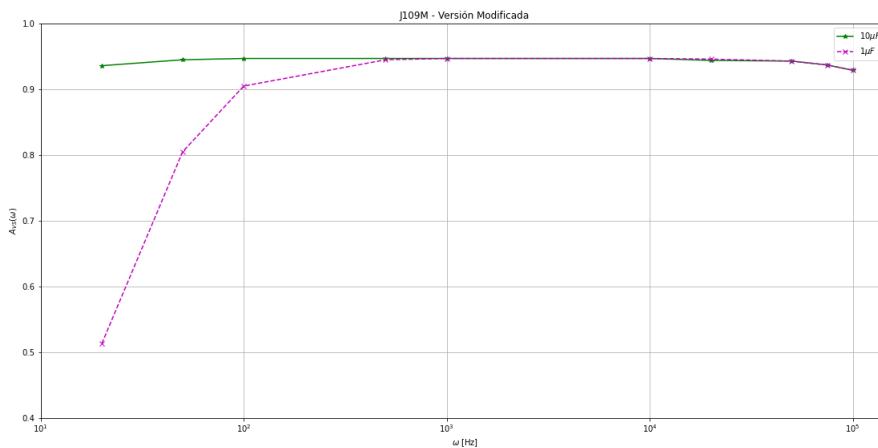


Figura 21: Curva de la respuesta en frecuencia.

2.4.3. MMBFU310LT1 - ONsemiconductors

Nuevamente se repetirá el procedimiento. Los resultados se presentarán en el cuadro 12 y los gráficos en la figura 22. Recordemos que este .model no es el oficial.

A_{VS}					
1 μF			10 μF		
$f[Hz]$	$V_s[Volt]$	$V_0[Volt]$	$f[Hz]$	$V_s[Volt]$	$V_0[Volt]$
20Hz	1mV	0,493mV	150kHz	1mV	0,891mV
50Hz	1mV	0,769mV	250kHz	1mV	0,900mV
100Hz	1mV	0,862mV	100Hz	1mV	0,901mV
500Hz	1mV	0,900mV	500Hz	1mV	0,901mV
1kHz	1mV	0,901mV	1kHz	1mV	0,901mV
10kHz	1mV	0,901mV	10kHz	1mV	0,901mV
20kHz	1mV	0,901mV	20kHz	1mV	0,901mV
50kHz	1mV	0,896mV	50kHz	1mV	0,896mV
75kHz	1mV	0,889mV	75kHz	1mV	0,889mV
100kHz	1mV	0,880mV	100kHz	1mV	0,880mV

Cuadro 12: Tabla medición de la respuesta en frecuencia

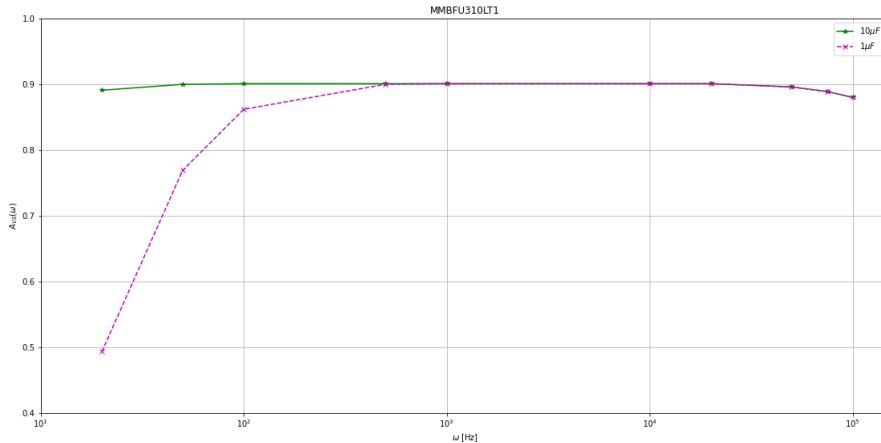


Figura 22: Curva de la respuesta en frecuencia.

3. Conclusiones

En este trabajo es posible observar el comportamiento de un circuito bootstrap, el cual presenta mejores características que un colector común. En el trabajo se analizan la metodología de medición de tanto los parámetros característicos de este circuito, su polarización como también la respuesta en frecuencia de la ganancia de tensión del mismo.

También a modo de agregado se analizan distintos circuitos que permitan comparar el comportamiento de los distintos dispositivos semiconductores utilizados. Algo muy interesante que se puede observar es el fenómeno resultante de modificar la capacitancia parásita de un dispositivo. Como vimos en el transcurso del trabajo al disminuir la capacitancia parásita del JFET J109 logramos aumentar la resistencia de entrada R_{iA} del circuito y también se modificó la respuesta en frecuencia, logrando aumentar el ancho de banda de la misma.

Concluimos entonces que la capacitancia parásita impide al circuito trabajar en alta frecuencia debido al comportamiento integrador que presentan las capacitancias.

Por otro lado, observamos que aumentar los capacitores asociados al circuito (no capacitancia parásita) tiene un impacto positivo al trabajar con bajas frecuencias.