

Ejercicios TCI

AUTOR:

Francisco José Blázquez Plaza (f5se@correo.ugr.es)

FECHA DE ENTREGA: 30/12/2018



**UNIVERSIDAD
DE GRANADA**

- Análisis de la corriente que atraviesa un Hotbed-----pags 2-7
- Diseño de un amplificador para una empresa real-----pags 8-16
- Simulación de un Colpitts en Altium con parásitos-----pags 17-28

Análisis del HotBed de una impresora 3D

1. Objetivo:

El objetivo de este problema es calcular el valor de la resistencia equivalente que se ve entre los terminales de la PCB para grosores de cobre de 17.5 y 35 μm . Se debe estimar la corriente que circula por ella cuando se alimenta a 12 V para ambos grosores.



Figura 1: Imagen de la cama caliente a analizar.

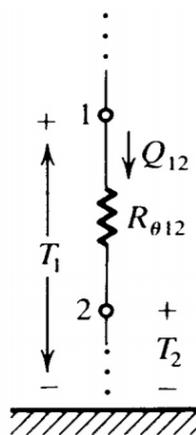
2. Funcionamiento:

Su objetivo principal es lograr que la zona de impresión mantenga una temperatura para que la impresión se mantenga adherida y no se despegue debido a las fuerzas de deformación que el proceso de impresión capa por capa genera. Además como efecto secundario evitará la deformación por enfriamiento (warping) y mantendrá la impresión caliente.



Figura 2: Cama comercial similar al modelo en Altium del problema.

Dicha cama está formada por un resistor por el cual se introduce una cantidad de corriente determinada. Gracias al efecto Joule conseguimos calentar toda la superficie que recorre nuestro resistor por la gran cantidad de potencia que se transforma en energía calorífica.



$$Q_{12} = \frac{T_1 - T_2}{R_{\theta 12}}$$

$$R_{\theta} = \rho_{\theta} \frac{l}{A}$$

Donde la cantidad de potencia disipada en forma de calor viene dado por $Q(W)$.

Figura 3: Modelo térmico equivalente.

3. Análisis de la PCB:

En primer lugar analizamos como está la Hotbed formada.

Si observamos con detalle la PCB comprobamos que está formada por cuatro resistencias en paralelo. Este hecho queda comprobado si realizamos un highlight sobre las nets.

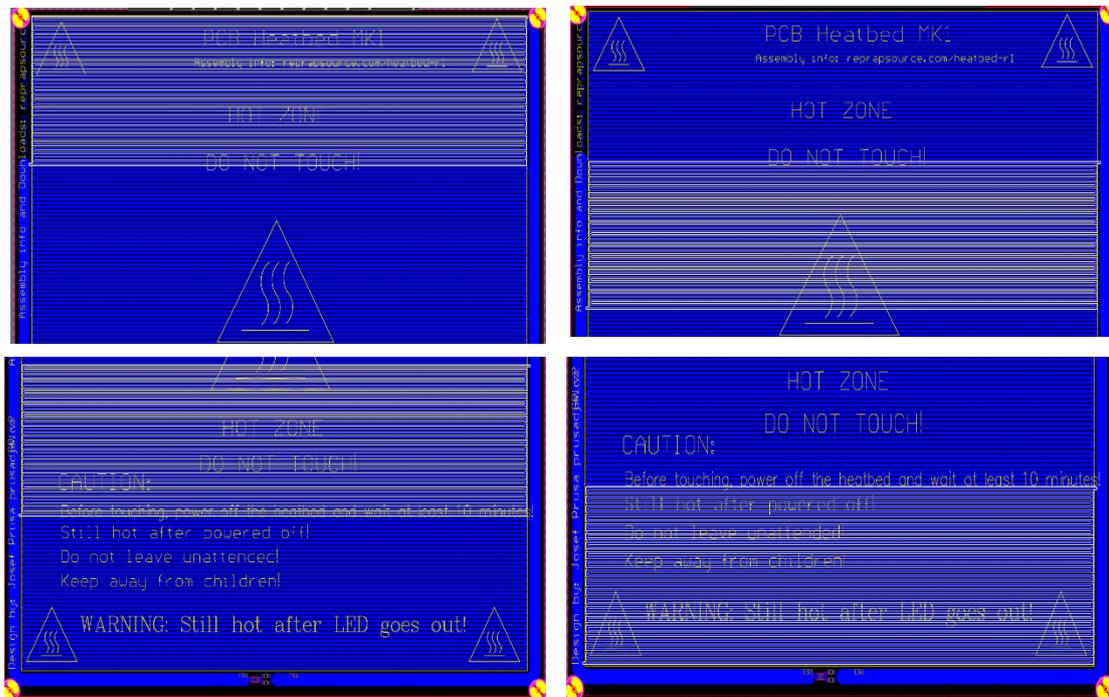


Figura 4: Detalle de las cuatro resistencias que forman la cama.

Cabe detallar que es lógico que la cama funcione de esta forma ya que si una resistencia falla la cama seguirá pudiendo ser utilizada aunque no obtengamos un pleno rendimiento de ella. Si estuvieran en serie y una fallara la cama quedaría inutilizada.

Observamos el ancho y la longitud de cada una de las pistas si hacemos doble click sobre cualquiera de ellas.

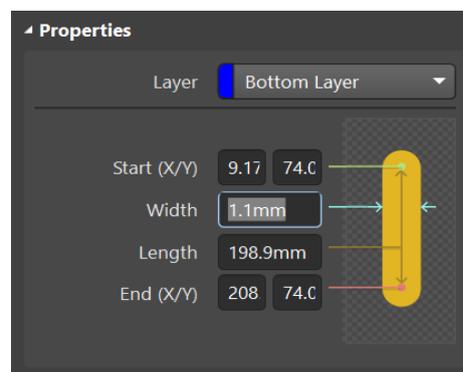


Figura 6: Anchura de las pistas del centro de la cama.

4. Resolución del problema:

Teniendo en cuenta el apartado anterior podemos representar el esquema del circuito a analizar en este problema como el siguiente:

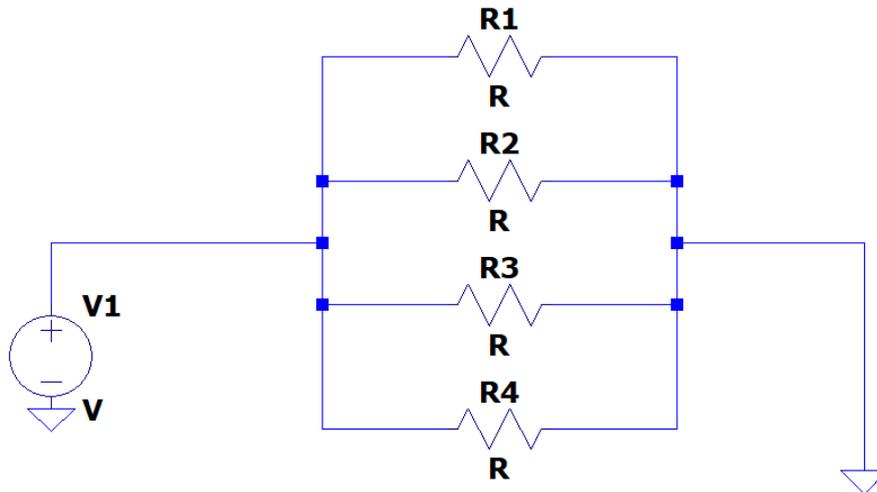


Figura 6: Esquema del circuito a analizar.

Calculamos el valor una resistencia R y aproximaremos el valor del resto a ella debido a su semejanza de longitud.

En primer lugar calculamos la superficie ocupada dependiendo del grosor escogido:

$$S = width * grosor (mm^2)$$

$$S_1 = 1.1 mm * 17.5 \mu m = 0.01925 mm^2$$

$$S_2 = 1.1 mm * 35 \mu m = 0.0385 mm^2$$

A continuación calculamos la resistencia equivalente para los grosores dados:

$$R = \frac{L * Npistas}{S} \rho (\Omega)$$

$$R_1 = \frac{199 * 10^{-3} * 39}{0.01925 * 10^{-6} * 5.5 * 10^7} = 7.33 \Omega$$

$$R_2 = \frac{199 * 10^{-3} * 39}{0.0385 * 10^{-6} * 5.5 * 10^7} = 3.66 \Omega$$

Ergo obtenemos que:

Grosor de 17.5 μm

$$R_{eq} = R_1 \parallel R_1 \parallel R_1 \parallel R_1 = 1.83 \Omega$$

$$I = \frac{V}{R} = \frac{12}{1.83} = 6.56 A$$

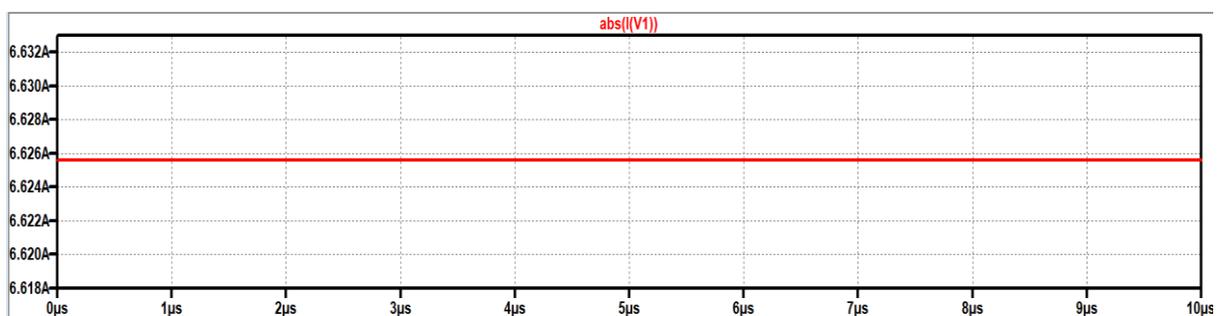
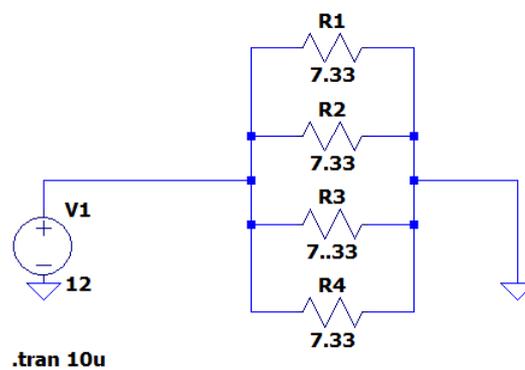
Grosor de 35 μm

$$R_{eq} = R_2 \parallel R_2 \parallel R_2 \parallel R_2 = 0.915 \Omega$$

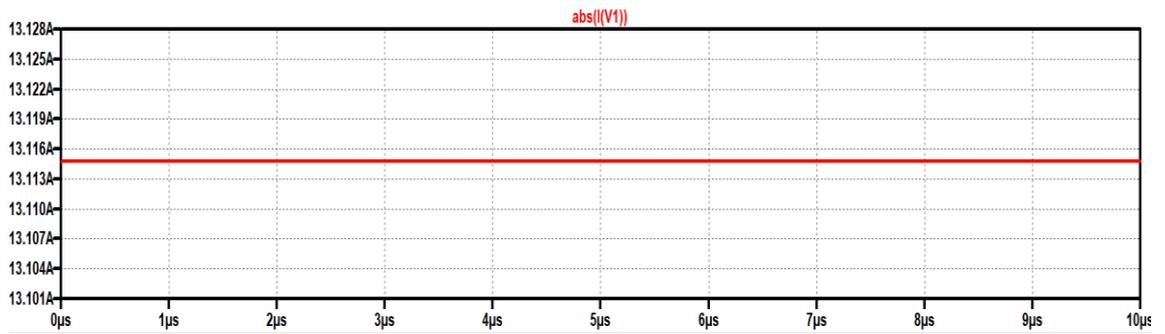
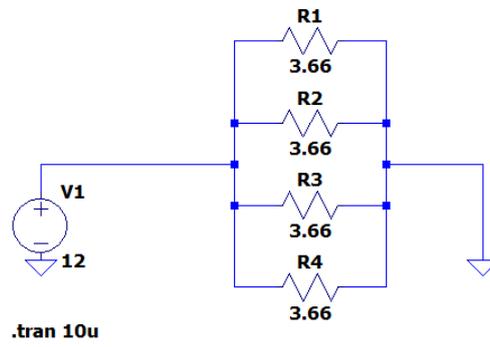
$$I = \frac{V}{R} = \frac{12}{0.915} = 13.11 A$$

5. Comprobamos por simulación:

Grosor de 17.5 μm



Grosor de 35 μm



AMPLIFICADOR REAL

1. Objetivo:

El objetivo de este problema es proporcionar un circuito que si es estimulado con 0.1 V obtengamos a la salida 1 V y si es estimulado con 1 V obtengamos a la salida 6 V. Es decir:

$$V_{in} = 0.1 \text{ V} \rightarrow V_{out} = 1 \text{ V}$$

$$V_{in} = 1 \text{ V} \rightarrow V_{out} = 6 \text{ V}$$

Existen ciertos requisitos extras para el diseño siendo estos los siguientes:

Single supply 10 V

$$R_L = 100\Omega$$

Resistencias de variabilidad 5%

Amplificadores disponibles:

UA741

LM358

TL082

TLC272

TLV2472

2. Caracterización de la recta de amplificación:



Figura 1: Recta de ganancia a conseguir

3. Diseño del circuito:

La configuración idónea para cumplir con las especificaciones que se nos exigen es un sumador ponderado de dos entradas en configuración no inversora.

Sumador ponderado no inversor.

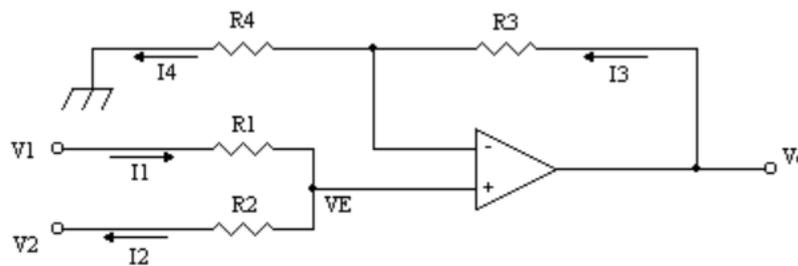


Figura 2: Configuración del amplificador sumador ponderado no inversor de dos entradas.

Analisis teórico:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_2 & I_3 &= I_4 \\
 I_4 &= \frac{VE - 0}{R_4} & I_3 &= \frac{V_o - VE}{R_3} & I_1 &= \frac{V_1 - VE}{R_1} & I_2 &= \frac{VE - V_2}{R_2} \\
 \frac{V_1 - VE}{R_1} &= \frac{VE - V_2}{R_2} & \Rightarrow & R_2(V_1 - VE) = R_1(VE - V_2) & \Rightarrow & \\
 V_1 \cdot R_1 - VE \cdot R_2 &= VE \cdot R_1 - V_2 \cdot R_1 & \Rightarrow & V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1 = VE \cdot R_1 + VE \cdot R_2 & \Rightarrow & V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1 = VE \cdot (R_1 + R_2) & \Rightarrow \\
 VE &= \frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{(R_1 + R_2)}
 \end{aligned}$$

A su vez obtenemos:

$$\begin{aligned}
 \frac{V_o - VE}{R_3} &= \frac{VE}{R_4} \Rightarrow R_4 \cdot (V_o - VE) = R_3 \cdot VE \Rightarrow R_4 \cdot V_o - R_4 \cdot VE = R_3 \cdot VE \Rightarrow R_4 \cdot V_o = R_3 \cdot VE + R_4 \cdot VE \Rightarrow \\
 R_4 \cdot V_o &= VE \cdot (R_3 + R_4) \Rightarrow VE = \frac{R_4 \cdot V_o}{R_3 + R_4}
 \end{aligned}$$

E igualando:

$$\frac{R_4 \cdot V_o}{R_3 + R_4} = \frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{(R_1 + R_2)} \Rightarrow V_o = \frac{(V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1)}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

Ergo:

$$\begin{aligned}
 \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} &= \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} \Rightarrow R_3 + R_4 = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_2} \cdot (R_1 + R_2) \Rightarrow \\
 V_o &= \frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\frac{R_3 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_2} (R_1 + R_2)}{R_4} = V_1 R_2 + V_2 R_1 \frac{R_3}{R_1 \cdot R_2} \\
 V_o &= \frac{R_3}{R_1} \cdot V_1 + V_2 \cdot \frac{R_3}{R_2}
 \end{aligned}$$

Siendo R4 la resistencia que balancea el circuito y viene dada por:

$$R_4 = \frac{R_{R1||R2} R_3}{R_{R1||R2} - R_3}$$

V₁ corresponde a nuestra V_{in} y V₂ correspondiendo a V_{cc}

Teniendo en cuenta todo lo descrito obtenemos el siguiente circuito:

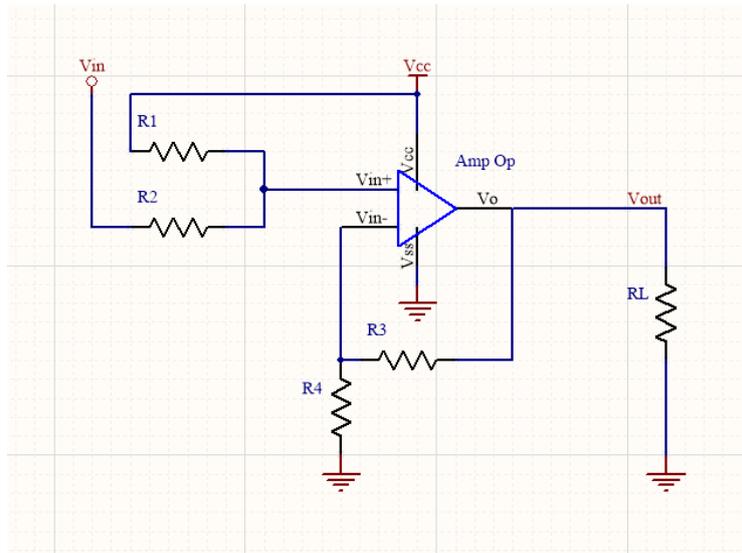


Figura 3: Configuración del circuito resultante.

A continuación se incluye la tabla de las resistencias a utilizar de la serie E24 5% para cumplir las especificaciones del circuito.

Tabla de valores comerciales de las Resistencias

x 1	x 10	x 100	x 1.000 (K)	x 10.000 (10K)	x 100.000 (100K)	x 1.000.000 (M)
1 Ω	10 Ω	100 Ω	1 KΩ	10 KΩ	100 KΩ	1 M Ω
1,2 Ω	12 Ω	120 Ω	1K2 Ω	12 KΩ	120 KΩ	1M2 Ω
1,5 Ω	15 Ω	150 Ω	1K5 Ω	15 KΩ	150 KΩ	1M5 Ω
1,8 Ω	18 Ω	180 Ω	1K8 Ω	18 KΩ	180 KΩ	1M8 Ω
2,2 Ω	22 Ω	220 Ω	2K2 Ω	22 KΩ	220 KΩ	2M2 Ω
2,7 Ω	27 Ω	270 Ω	2K7 Ω	27 KΩ	270 KΩ	2M7 Ω
3,3 Ω	33 Ω	330 Ω	3K3 Ω	33 KΩ	330 KΩ	3M3 Ω
3,9 Ω	39 Ω	390 Ω	3K9 Ω	39 KΩ	390 KΩ	3M9 Ω
4,7 Ω	47 Ω	470 Ω	4K7 Ω	47 KΩ	470 KΩ	4M7 Ω
5,1 Ω	51 Ω	510 Ω	5K1 Ω	51 KΩ	510 KΩ	5M1 Ω
5,6 Ω	56 Ω	560 Ω	5K6 Ω	56 KΩ	560 KΩ	5M6 Ω
6,8 Ω	68 Ω	680 Ω	6K8 Ω	68 KΩ	680 KΩ	6M8 Ω
8,2 Ω	82 Ω	820 Ω	8K2 Ω	82 KΩ	820 KΩ	8M2 Ω
						10M Ω

Estos valores corresponden para las resistencias con una tolerancia de 10% o de 5%, para resistencias de precisión, cuya tolerancia es del 2% puede que existan otros valores comerciales intermedios a estos.

Tabla 1: Tabla de valores comerciales de resistencias 5%

Teniendo en cuenta esto; la ecuación de ganancia y el requisito de que la resistencia de carga debe ser de 100Ω obtenemos la siguiente tabla de resistencias escogidas:

Tabla de resistencias 5% utilizadas.			
Designacion	Valor ideal (KΩ)	Valor minimo real (KΩ)	Valor maximo real (KΩ)
R1	1.8	1.71	1.89
R2	222	210.9	233.1
R3	10	9.5	10.5
R4	2.2	2.09	2.31
RL	0.1	0.095	0.105

Tabla 2: Tabla de valores comerciales de resistencias 5% elegidas

4. Elección del amplificador operacional:

Debemos recordar que los amplificadores disponibles son los siguientes:

UA741

LM358

TL082

TLC272

TLV2472

En primer lugar debemos descartar aquellos que no soporten una alimentación del tipo “Single Supply”, ya que este es uno de los requisitos del problema.

Extraemos del *datasheet del UA741* que:

7.4 Device Functional Modes

The μ A741 device is powered on when the power supply is connected. The device can operate as a single-supply or dual-supply operational amplifier depending on the application.

<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua741.pdf>

Extraemos del *datasheet del LM358* que:

- Wide Power Supply Range:
 - Single Supply: 3V to 32V
 - Or Dual Supplies: $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$

<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm158-n.pdf>

Extraemos del *datasheet del TL082* que:

Absolute Maximum Ratings ⁽¹⁾⁽²⁾

Supply Voltage	$\pm 18V$
----------------	-----------

<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl082-n.pdf>

Extraemos del *datasheet del TLC272* que:

- Single-Supply Operation

<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlc272.pdf>

Extraemos del *datasheet del TLV2472* que:

- Supply Voltage Range: 2.7V to 6V

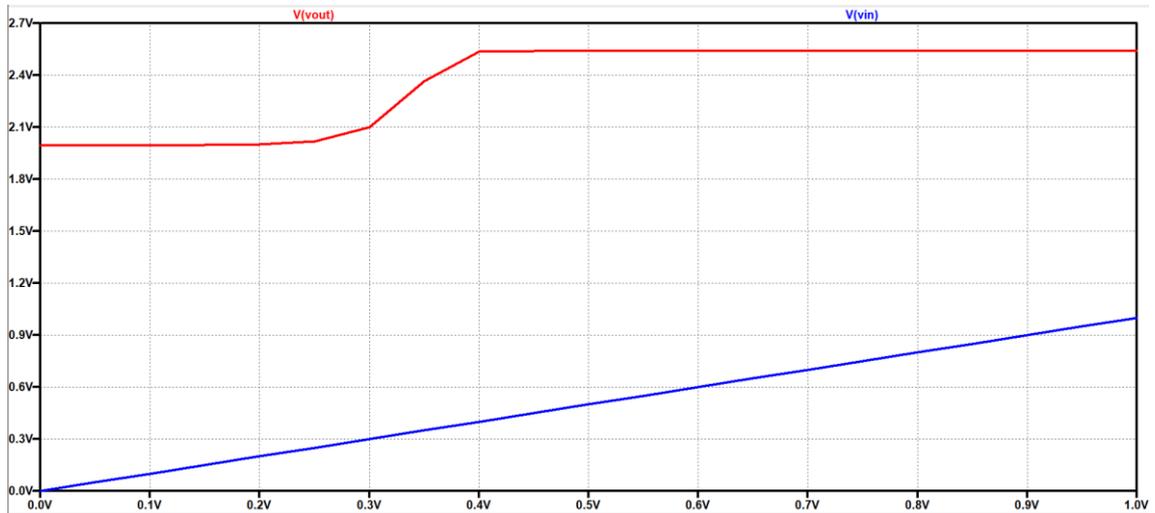
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv2470.pdf>

Hay que tener en cuenta que que nuestra alimentación es de 10 V.

La elección vendrá dada por aquel amplificador que se comporte mejor en la simulación; es decir, aquel que nos proporcione una mayor corriente de salida y represente adecuadamente la recta de ganancia.

5. Simulación del circuito:

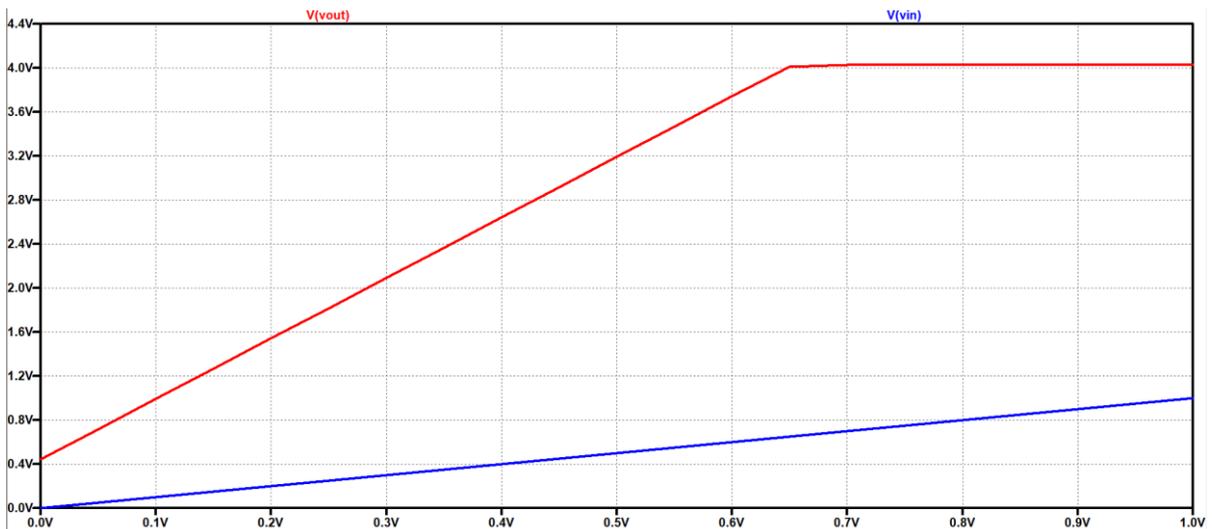
UA741



Simulación 1: Circuito configurado con el UA741

Observamos que este amplificador operacional no cumple el desarrollo teórico ya que la resistencia de carga es demasiado pequeña, lo que altera la señal de salida.

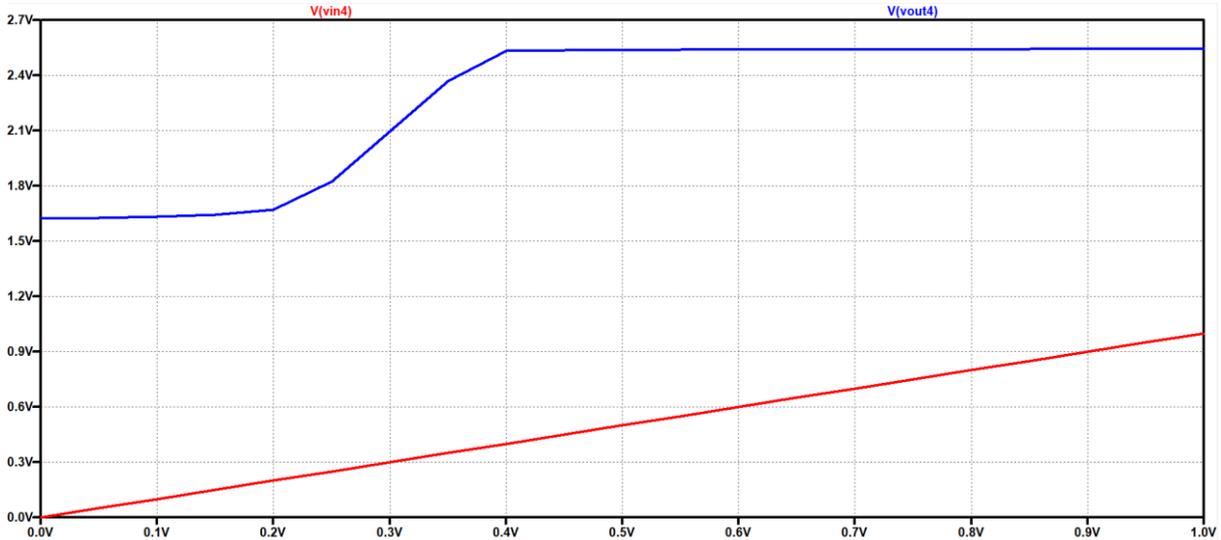
LM358



Simulación 2: Circuito configurado con el LM358

Observamos que este amplificador operacional no cumple el desarrollo teórico ya que la resistencia de carga es demasiado pequeña, lo que altera la señal de salida. Aunque el rendimiento mejora con respecto al UA741.

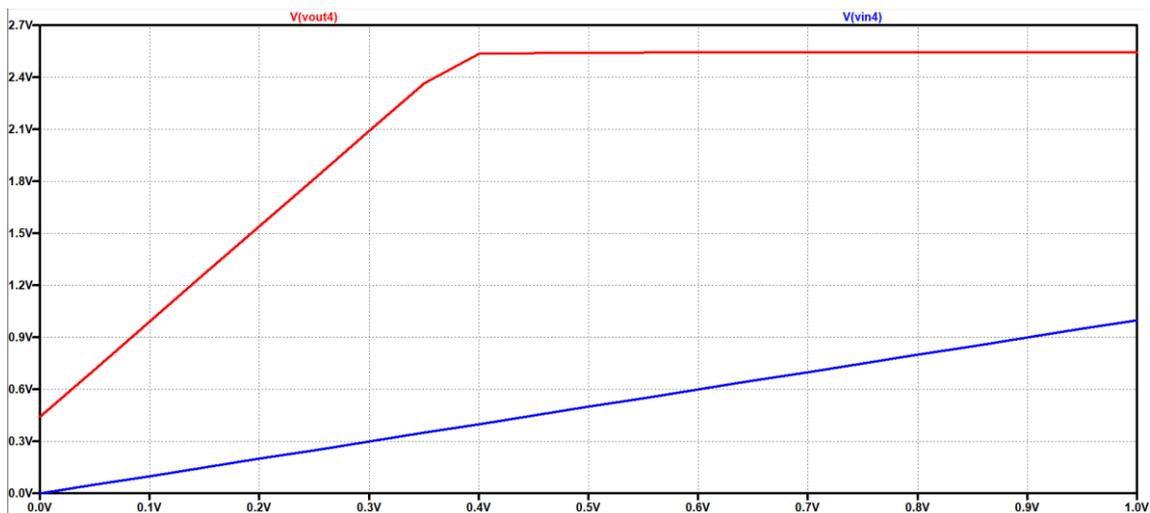
TL082



Simulación 3: Circuito configurado con el TL082

Observamos que este amplificador operacional no cumple el desarrollo teórico ya que la resistencia de carga es demasiado pequeña, lo que altera la señal de salida. El comportamiento es similar al UA741.

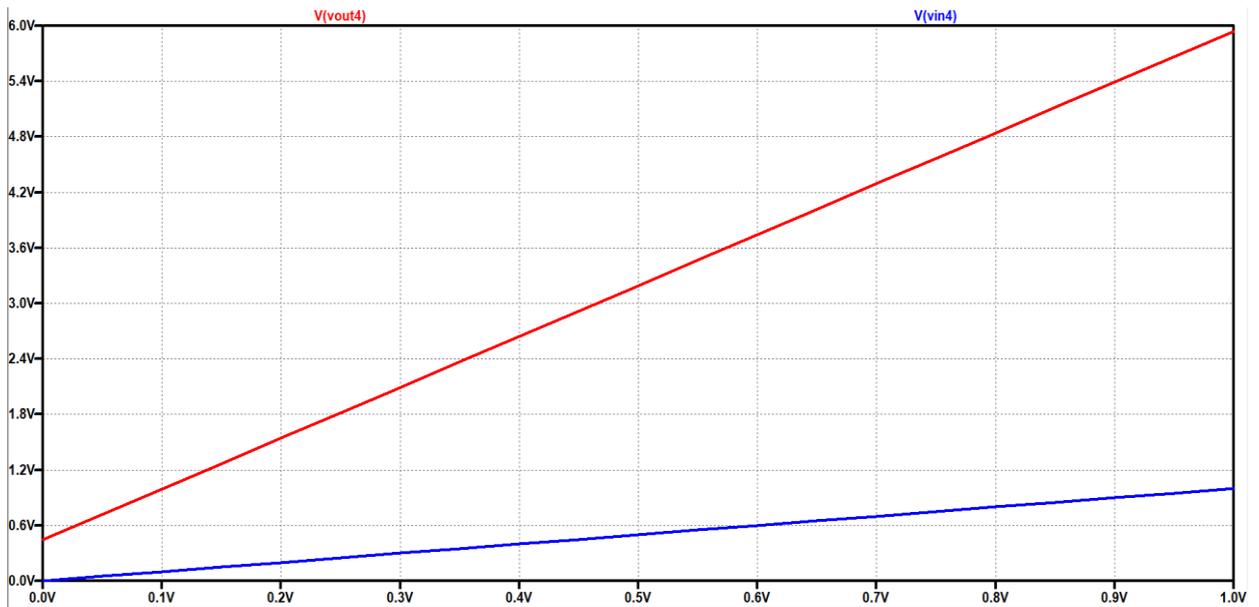
TLC272



Simulación 4: Circuito configurado con el TLC272

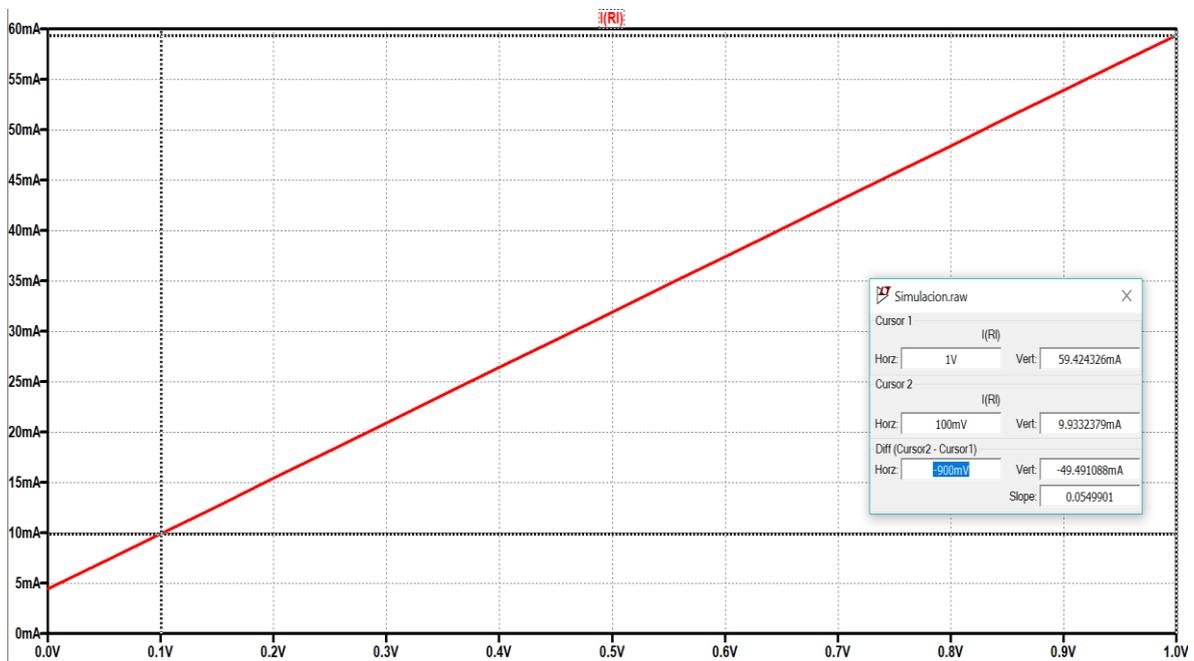
Observamos que este amplificador operacional no cumple el desarrollo teórico ya que la resistencia de carga es demasiado pequeña, lo que altera la señal de salida.

TLV2472



Simulación 5: Circuito configurado con el TLV2472

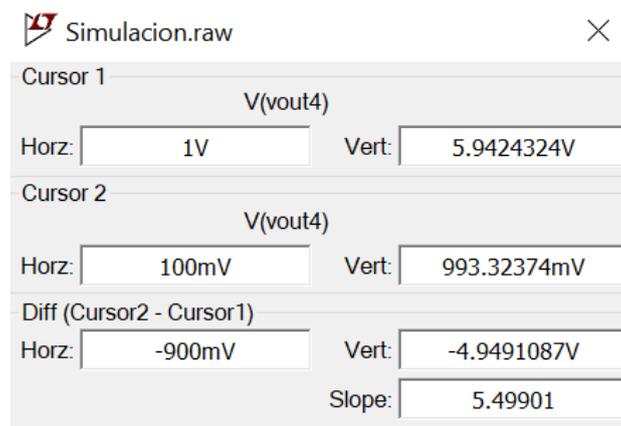
Como observamos el comportamiento del **TLV2472** es el **correcto** con respecto a la curva de ganancia.



Simulación 6: Intensidad de salida en R_L

La intensidad máxima que obtenemos cuando la entrada es 1 V es de 59.42 mA y cuando la entrada es de 0.1 V es de 9.93 mA.

A su vez demostramos que la pendiente es igual a la obtenida teóricamente.



Finalmente queda incluir el divisor de tensión en nuestro circuito para que el amplificador operacional este alimentado dentro de los rangos recomendados, por ejemplo en 5 V si utilizamos dos resistencias del mismo valor.

Circuito obtenido:

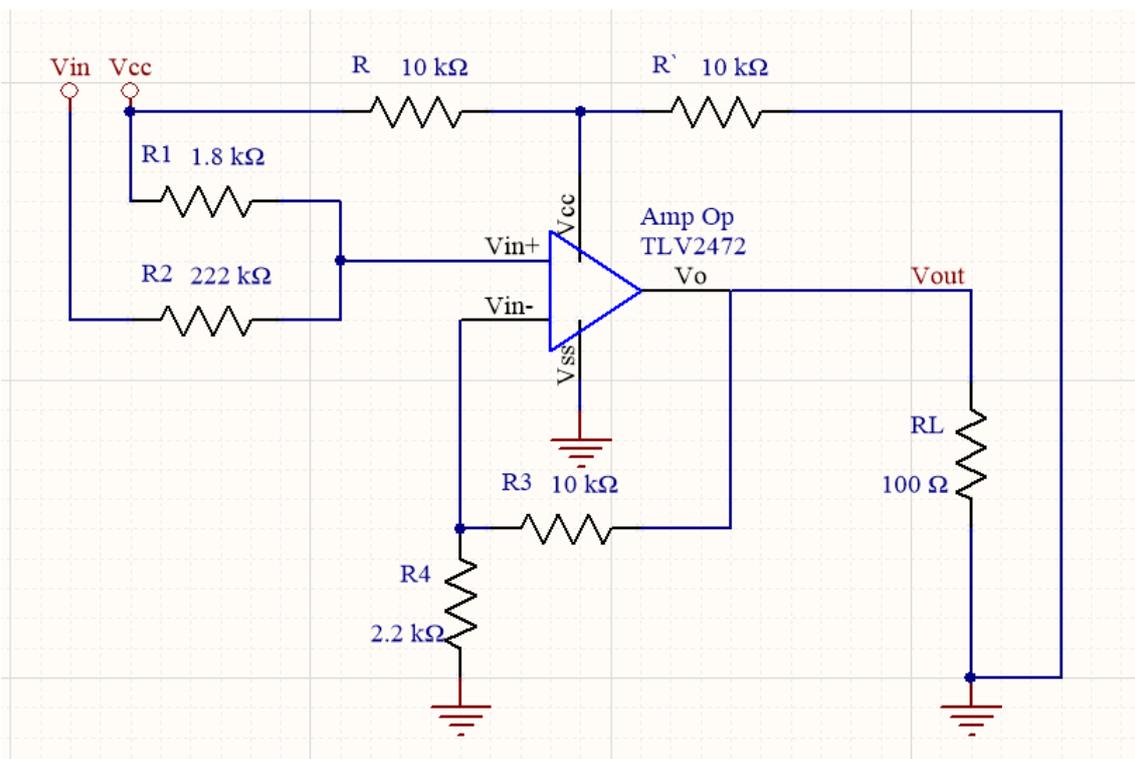


Figura 4: Configuración del circuito final.

3.3 VDC Colpitts BJT Oscillator

6. Objetivo:

- 1.1 Obtener la frecuencia de oscilación.
- 1.2 Si se conecta el oscilador a la fuente con dos cables que representan 1 uH de inductancia: Calcular nueva frecuencia de oscilación.
- 1.3 Obtener longitud de cables de diámetro 24 AWG que representan 1 uH.
- 1.4 Añadir un elemento circuital que permita restituir la frecuencia de resonancia.

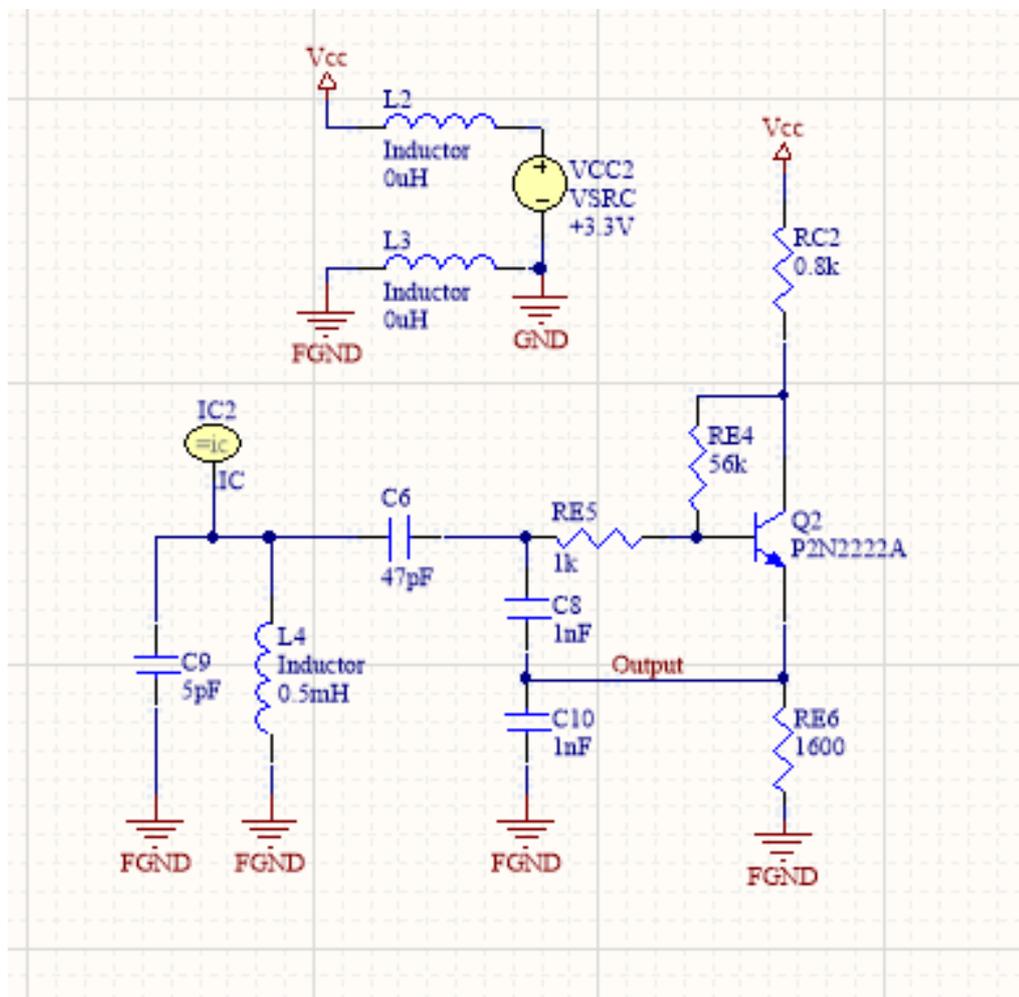
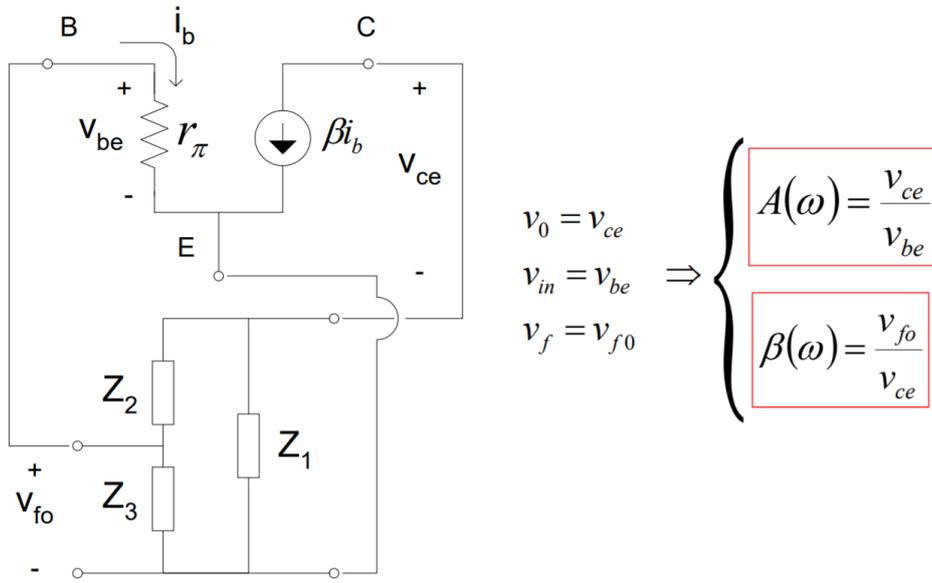


Figura 1: Oscilador Colpitts sin efectos parásitos.

6.1 Obtención de la frecuencia de oscilación.

ANÁLISIS TEORICO:

Cálculo de los criterios de oscilación en un oscilador Colpitts:



$$v_{be} = i_b r_\pi$$

$$v_{ce} = -\beta i_b Z_{C,total}$$

$$v_{fo} = \frac{Z_3'}{Z_2 + Z_3'} v_{ce}$$

$$Z_{C,total} = [Z_1 // (Z_2 + Z_3)']$$

$$Z_3' \equiv Z_3 // r_\pi$$

$$A(\omega)\beta(\omega) = -\beta \frac{Z_1 Z_3}{r_\pi (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_3 (Z_1 + Z_2)}$$

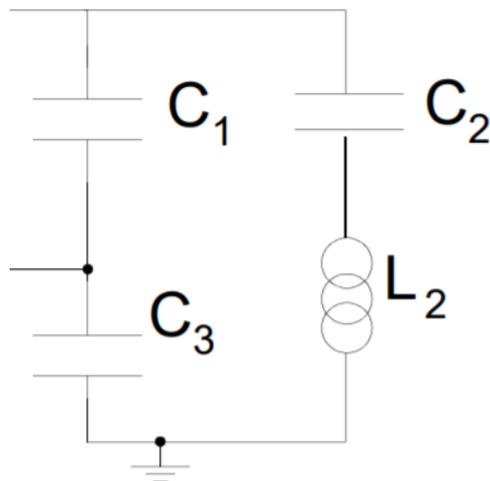
La red de realimentación son elementos puramente reactivos ergo:

$$A(\omega)\beta(\omega) = \beta \frac{X_1 X_3}{r_{\pi} j(X_1 + X_2 + X_3) - X_3(X_1 + X_2)}$$

Por lo que obtenemos las condiciones de oscilación:

$$A(\omega)\beta(\omega) = \beta \frac{X_1}{X_3} > 1 \quad X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

Llegados a este punto podemos identificar que **nuestro circuito corresponde** con el circuito denominado **“Oscilador de Clapp”** en configuración de colector común.



Calculo de la frecuencia de oscilación:

$$\left. \begin{aligned}
 X_1 + X_2' + X_3 &= 0 \\
 X_1 &= -\frac{1}{C_1\omega} \\
 X_2' &= L_2'\omega; \\
 X_2' &= L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega} \\
 X_3 &= -\frac{1}{C_3\omega}
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{aligned}
 -\frac{1}{C_1\omega} + X_2' - \frac{1}{C_3\omega} &= 0 \Rightarrow -\frac{1}{C_1\omega} + \left(L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega} \right) - \frac{1}{C_3\omega} = 0 \Rightarrow \\
 \Rightarrow L_2\omega^2 &= \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} = 0 \Rightarrow \boxed{\omega = \sqrt{\frac{1}{L_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)}}
 \end{aligned}$$

Donde:

$$C1_{teorico} = C8_{circuito \ a \ analizar}$$

$$C2_{teorico} = C10_{circuito \ a \ analizar}$$

$$C3_{teorico} = C6_{circuito \ a \ analizar}$$

$$L2_{teorico} = L4_{circuito \ a \ analizar}$$

Siendo C9 despreciable a la hora de estimar la frecuencia de oscilación manuscrita por la gran complejidad que implica en los cálculos y la poca perturbación provocada en la frecuencia final de oscilación.

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_4} \left(\frac{1}{C_8} + \frac{1}{C_{10}} + \frac{1}{C_6} \right)}$$

Obteniendo que $f_{osc} = 1.08 \text{ MHz}$

ANALISIS POR SIMULACION:

Siguiendo los pasos descritos en el enunciado del ejercicio realizamos la **simulación** obteniendo:

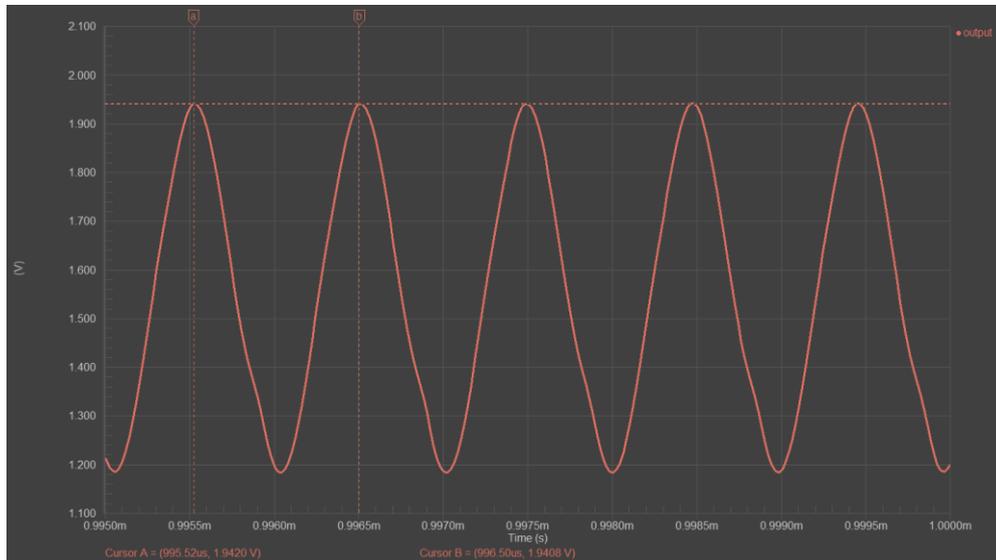


Figura 2: Simulación del circuito ideal.

Measurement Cursors			
▲	Wave Name	X	Y
A	output	995.52u	1.9420
B	output	996.50u	1.9408
Measurement		X	Y
AC RMS	A . . B	257.94m	
RMS	A . . B	1.5782	
Frequency	A . . B	1.0204MHz	
Waveform - output			
Measurement	Value	X	
Max	1.942 V	999.5us	
Base Line	1.189 V		
Top Line	1.940 V		

Figura 3: Tabla de datos de la simulación ideal.

Obtenemos una frecuencia de oscilación de 1.0204 MHz

6.2 Circuito real, parásitos en la fuente.

Se conecta el oscilador a la fuente con dos cables que representan 1 uH de inductancia

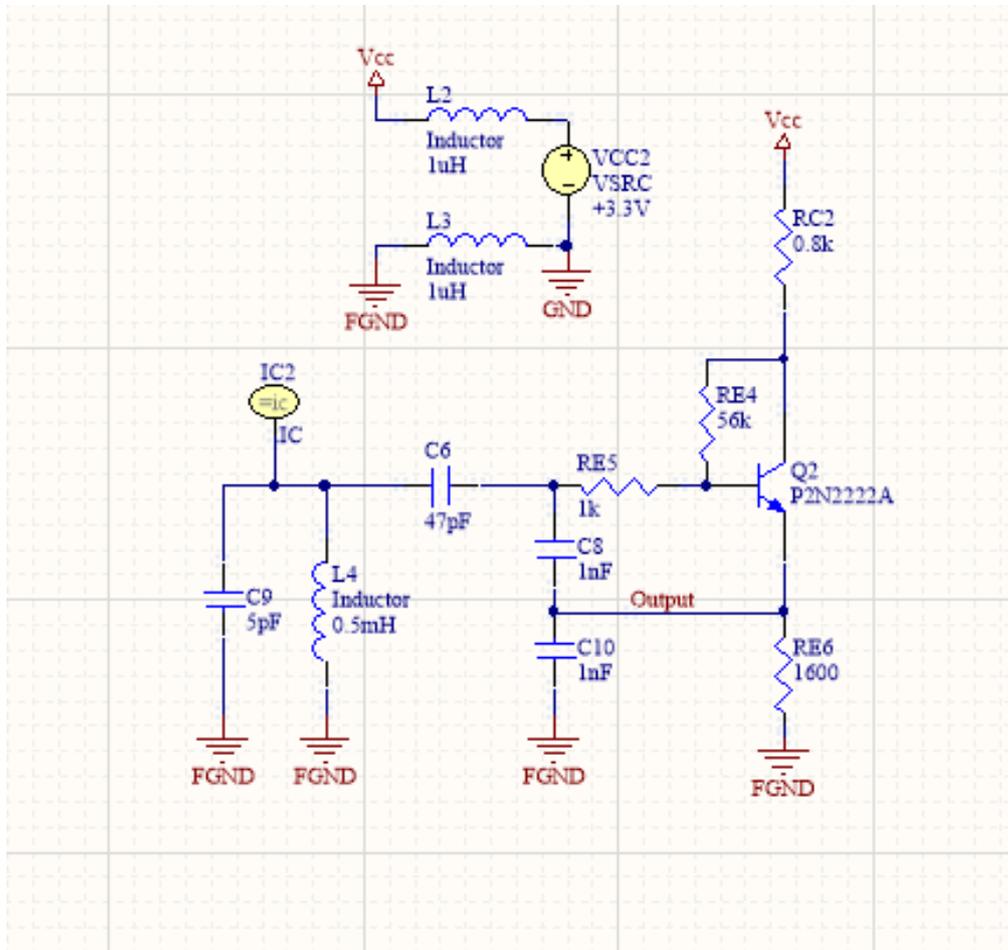


Figura 4: Circuito real.

De forma análoga al circuito ideal aplicamos el análisis teórico.

Las diferencias a tener en cuenta con el apartado anterior radical en:

$$X_2 = L_4\omega + L_3\omega + L_2\omega$$
$$X_3 = \frac{1}{C_{10}\omega} + L_3\omega$$

Resolviendo los cálculos apropiados obtenemos que:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_4 + L_2 + 2L_3} \left(\frac{1}{C_8} + \frac{1}{C_{10}} + \frac{1}{C_6} \right)}$$

Obteniendo que $f_{osc}=1.08$ MHz

Simulamos:



Figura 5: Simulación del circuito real.

Measurement Cursors			
▲	Wave Name	X	Y
A	output	995.82u	1.9379
B	output	996.77u	1.9358
Measurement		X	Y
B - A		944.31n	-2.1701m
Minimum A . . B		1.0323	
Maximum A . . B		1.9379	
Average A . . B		1.4706	
AC RMS A . . B		307.47m	
RMS A . . B		1.5024	
Frequency A . . B		1.0590MHz	
Waveform - output			
Measurement	Value	X	
Max	1.942 V	998.7us	
Base Line	1.460 V		
Top Line	1.932 V		

Figura 6: Tabla de datos de la simulación real.

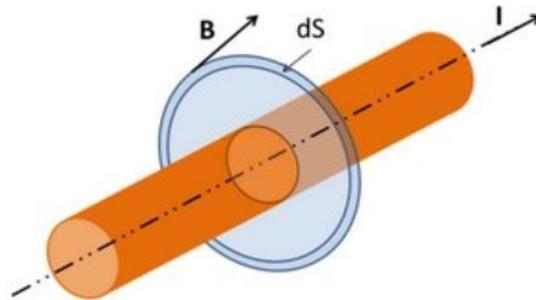
Obtenemos una frecuencia de oscilación de 1.059 MHz

6.3 Calculo de la longitud de cables de diámetro 24 AWG que representan 1 uH

Cuando por un conductor circula una corriente eléctrica variable, se crea en su entorno un campo magnético también variable que rodea tanto al propio conductor que lo genera como al resto de conductores del circuito al que pertenecen.

La energía almacenada por unidad de longitud en el campo magnético que rodea a una línea monofásica en el espacio que la separa de la línea de retorno tiene la siguiente expresión:

$$E = \frac{1}{2} \int \vec{B} \cdot \vec{H} \cdot dS \quad \left[\frac{J}{m} \right]$$



Sumando la energía magnética por unidad de longitud interior ($r \leq R$) y exterior ($r > R$) obtendremos el total de la energía almacenada en el campo magnético que rodea al cable tomando como límite para el cálculo de la energía magnética (E_m) el conductor de retorno:

$$\begin{aligned} E_m &= \frac{\mu_0}{2} \int H^2 \cdot dS = \frac{\mu_0}{2} \left[\int_0^R \left(\frac{I \cdot r}{2\pi R^2} \right)^2 \cdot 2\pi r \cdot dr + \int_R^D \left(\frac{I}{2\pi r} \right)^2 \cdot 2\pi r \cdot dr \right] = \\ &= \frac{\mu_0}{2} \left[\int_0^R \frac{I^2 \cdot r^3}{2\pi \cdot R^4} \cdot dr + \int_R^D \frac{I^2}{2\pi r} \cdot dr \right] = \frac{\mu_0 \cdot I^2}{2 \cdot 2\pi} \left[\frac{1}{R^4} \int_0^R r^3 \cdot dr + \int_R^D \frac{1}{r} \cdot dr \right] = \frac{\mu_0 \cdot I^2}{4\pi} \left[\frac{1}{R^4} \left[\frac{r^4}{4} \right]_0^R + [\ln r]_R^D \right] = \\ &= \frac{\mu_0 \cdot I^2}{4\pi} \left[\frac{R^4}{4 \cdot R^4} + \ln \frac{D}{R} \right] \end{aligned}$$

Como $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{V \cdot s}{A \cdot m} \left(\frac{H}{m} \right)$ (se considera que el conductor es un medio no magnético, lineal e isótropo de ahí considerar este valor de permeabilidad magnética).

$$E_m = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot I^2}{4\pi} \left[\frac{1}{4} + \ln \frac{D}{R} \right] = \frac{I^2}{4} \cdot \left[1 + 4 \cdot \ln \frac{D}{R} \right] \cdot 10^{-7}$$

Y dado que sabemos que la energía almacenada en forma de campo magnético por inducción magnética se obtiene a partir de la expresión que relaciona la tensión con la intensidad en una bobina o autoinducción:

$$U = L \frac{dI}{dt} \rightarrow U \cdot I = L \cdot I \cdot \frac{dI}{dt} \rightarrow E_m = \int U \cdot I \cdot dt = \int L \cdot I \cdot dI = L \frac{I^2}{2} \rightarrow$$

$$E_m = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2$$

$$L = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + 4 \cdot \ln \frac{D}{R} \right] \cdot 10^{-7} \quad \left[\frac{H}{m} \right]$$

Siendo el **radio de los cables 24AWG = 255.3 mm** obtenemos que encontramos una inductancia parasita de 1uH en un cable de longitud minima de **29.5 mm**

6.4 Solucion circuital a dichos parasitos.

Si queremos mejorar el comportamiento de la frecuencia de oscilación introducimos un condensador de Bypass como se vio en teoría.

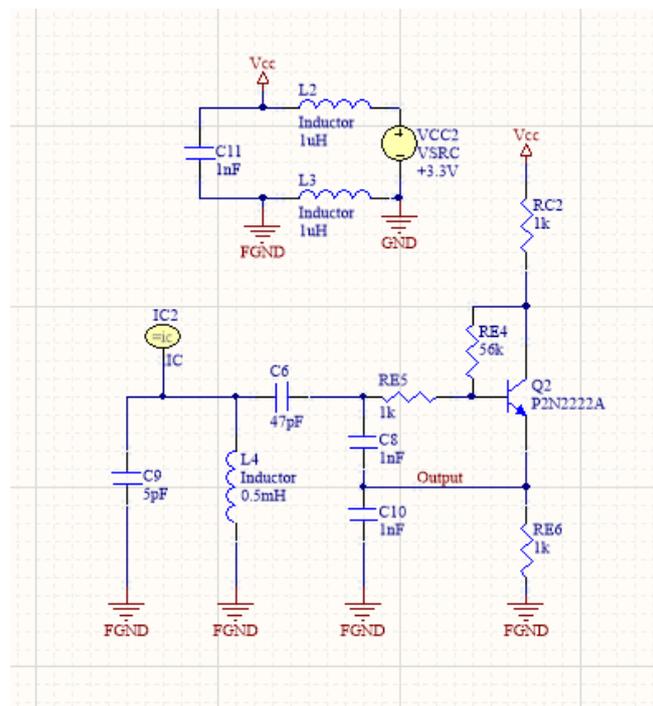


Figura 7: Circuito real con BP C.

Simulamos:

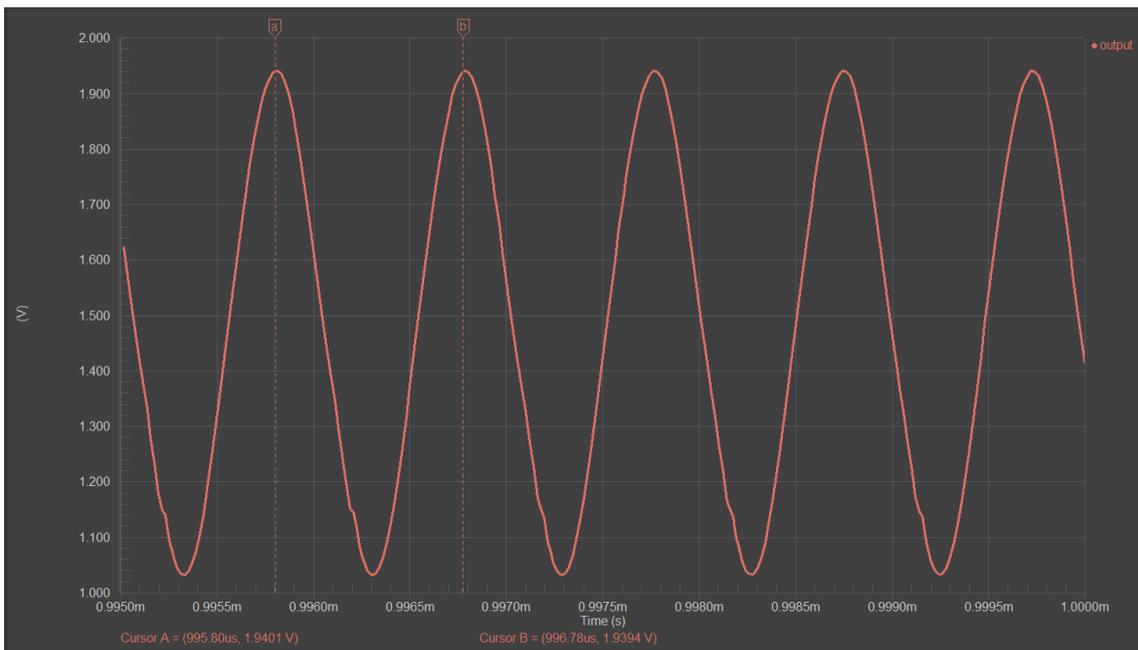


Figura 8: Simulación con BP.

Measurement Cursors		
Wave Name	X	Y
A	output	996.00u 2.0881
B	output	996.98u 2.0881
Measurement	X	Y
B - A	979.98n	-4.2915u
Minimum A . . B	700.25m	
Maximum A . . B	2.0881	
Average A . . B	1.4391	
AC RMS A . . B	477.28m	
RMS A . . B	1.5162	
Frequency A . . B	1.0204MHz	
Waveform - output		
Measurement	Value	X
Rise Time	280.7n	
Fall Time	318.2n	
Min	690.4mV	995.5us
Max	2.088 V	998.0us

Figura 9: Tabla de datos de la simulación con BP C.

Obtenemos una frecuencia de oscilación de 1.0204 MHz que es idéntica a la obtenida sin parasitos.