# Universidad Nacional de Córdoba

Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales

Electrónica Analógica III

Trabajo Práctico N° 1


| Nombre | DNI |
|---|---|
| Clemenz Jeremías | 43449566 |


| | |
|---|---|
| Docentes | Ing. Rodrigo Bruni |
| | Ing. José Amado |
| | Ing. Federico Dadam |

Córdoba, República Argentina

2 de abril de 2024

# Índice

# Índice de figuras

# Índice de tablas

# 1. Introducción

En el trabajo práctico N° 1 se realizará el estudio de un circuito de acoplamiento interetapas. Los circuitos interetapa se utilizan en sistemas de comunicación para adaptar impedancia y sintonizar en una frecuencia determinada, permitiendo máxima transferencia de energía entre etapas. En el práctico construiremos el circuito resonante, montando la bobina y utilizando capacitores comerciales, donde tendremos que cumplir valores de frecuencia central, ancho de banda, factor de calidad e impedancia de entrada y salida.

# 2. Marco teórico

## 2.1. Circuito resonante RLC

Un circuito resonante está compuesto por una resistencia, bobina y un capacitor (Figura 1), en el cual se produce una resonancia en una frecuencia determinada. La frecuencia de resonancia es aquella en la cual la reactancia inductiva y la reactancia capacitiva son iguales, por lo que la impedancia del circuito es puramente resistiva.

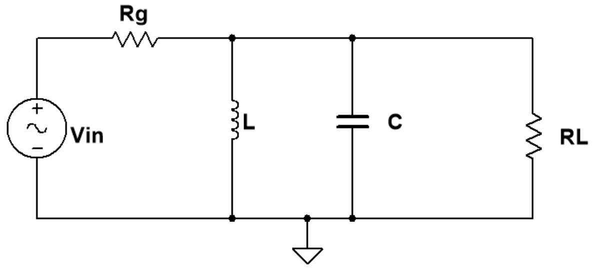


Figura 1: Circuito resonante RLC

La frecuencia de resonancia o frecuencia central ($f_0$) caracteriza al circuito resonante, y se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{1}$$

Donde:

- $f_0$ es la frecuencia central
- $L$ es la inductancia
- $C$ es la capacidad

En la última ecuación podemos observar que la frecuencia central depende de la inductancia $L$ y la capacidad $C$. A partir de la $f_0$ podemos definir el factor de calidad cuando el circuito está cargado ($Q_c$) y cuando el circuito está descargado ($Q_d$). Se pueden calcular mediante las siguientes ecuaciones:

$$Q_c = \frac{f_0}{BW} = \frac{R_T}{X_L} \tag{2}$$

$$Q_d = \frac{R_P}{X_L} \tag{3}$$

Donde:

- $R_T$ es la resistencia total
- $R_P$ es la resistencia paralelo
- $X_L$ es la reactancia inductiva
- $BW$ es el ancho de banda

La variable $R_T$ es la resistencia total del circuito, la cual determinará el factor de calidad cargado del circuito. El inductor real tendrá pérdidas parasitarias, esta resistencia se encuentra en paralelo con el inductor de la figura 1 y se denomina resistencia en paralelo ($R_P$). La resistencia total del circuito $R_T$ se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$R_T = R_P \parallel R_L \parallel R_g \tag{4}$$

Donde:

- $R_P$ es la resistencia paralelo

- $R_L$ es la resistencia de carga
- $R_g$ es la resistencia del generador

En este trabajo práctico se pretende diseñar un circuito resonante a una determinada frecuencia central y ancho de banda. Por lo tanto realizaremos una modificación del circuito de la figura 1, para obtener el circuito de acoplamiento interetapas (Figura 2).

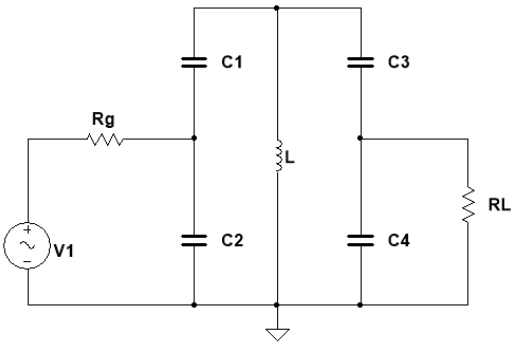


Figura 2: Circuito de acoplamiento interetapas RLC modificado

El circuito de la figura 2 tiene la misma frecuencia central que el circuito de la figura 1. Si calculamos la capacidad total, obtendremos la misma que la del circuito de la figura 1.

$$C_T = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2} + \frac{C3 \cdot C4}{C3 + C4} = \frac{C}{2} + \frac{C}{2} \tag{5}$$

Analizando la salida del circuito de la figura 2, podemos trazar un paralelismo con el autotransformador, donde podemos reflejar las impedancias tanto del generador como de la carga al primario. Y donde cada capacitor o la suma de ellos es el bobinado del autotransformador.

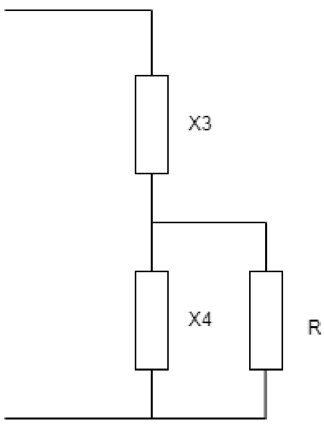


Figura 3: Autotransformador

Del autotransformador podemos obtener la relación de transformación:

$$R'_L = (1 + \frac{C_3}{C_4})^2 \cdot R_L \tag{6}$$

$$R'_g = (1 + \frac{C_1}{C_2})^2 \cdot R_g \tag{7}$$

Finalmente, el circuito reflejado de la figura 2 queda como se muestra en la figura 5:
Donde nos queda una resistencia total de:

$$R_T = R'_g \parallel R'_L \parallel R_P \tag{8}$$

Donde:

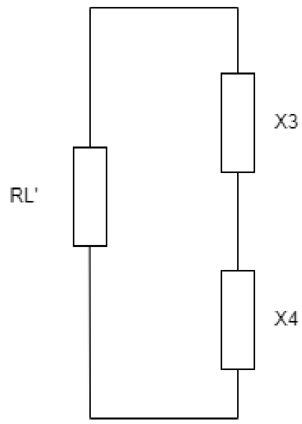


Figura 4: Esquema de relación de transformación

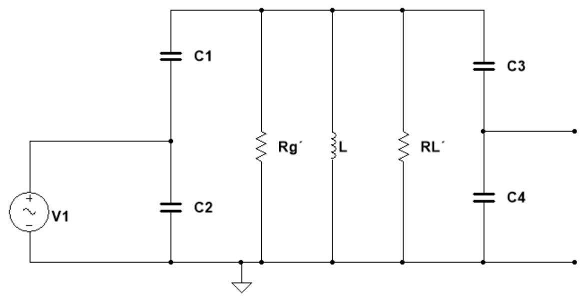


Figura 5: Circuito reflejado

- $R'_g$ es la resistencia del generador reflejada
- $R'_L$ es la resistencia de carga reflejada
- $R_P$ es la resistencia paralelo

Con el circuito reflejado, las resistencias $R'_g$ y $R'_L$ dependerán de los capacitores $C1$, $C2$, $C3$ y $C4$, lo que nos permitirá adaptar las impedancias de entrada y salida del circuito. Podemos realizar la siguiente asignación de valores, donde seguiremos cumpliendo la condición de la ecuación 7:

$$R_T = X_L \cdot Q_c = R'_g \parallel (R'_L \parallel R_P) = 2R_T \parallel 2R_T \tag{9}$$

Finalmente, luego de este desarrollo nos quedará un sistema de ecuaciones con 4 incógnitas, las cuales son $C1$, $C2$, $C3$ y $C4$, que nos servirán para el diseño del circuito de acoplamiento.

$$\begin{cases} R'_L = \left(1 + \frac{C_3}{C_4}\right)^2 \cdot R_L \\ \\ R'_g = \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)^2 \cdot R_g \\ \\ \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C}{2} \\ \\ \frac{C_3 \cdot C_4}{C_3 + C_4} = \frac{C}{2} \end{cases} \tag{10}$$

## 2.2. Condición para la reflexión de impedancias

La demostración de la reflexión de impedancias se parte de un circuito mixto y se lo lleva a otro paralelo. En la siguiente figura se muestran la forma que queremos expresar el circuito.

La impedancia equivalente del circuito mixto se puede expresar como:

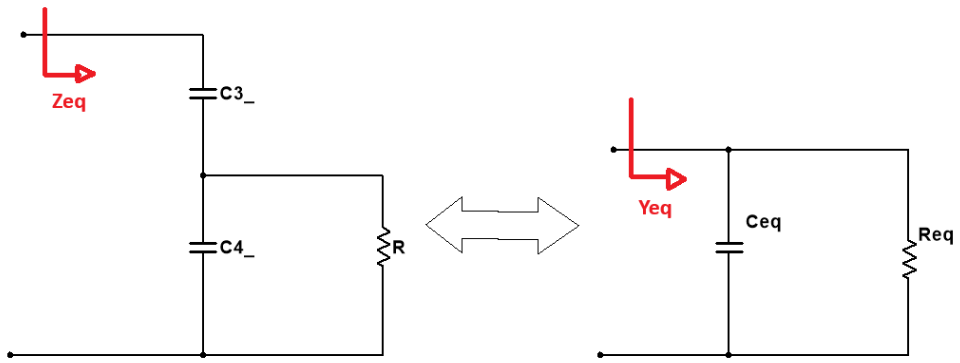


Figura 6: Circuitos equivalentes

$$Z_{eq} = X_{C3} + X_{C4}//R \tag{11}$$

Desarrollando la ecuación anterior, obtenemos:

$$Z_{eq} = \frac{R \cdot (1 + \frac{C4}{C3}) - j \cdot \frac{1}{2\pi f C3}}{1 + j \cdot R \cdot 2\pi f C4} \tag{12}$$

Luego para pasar al modelo equivalente paralelo podremos expresar la impedancia como admitancia para mayor facilidad de cálculo:

$$Y_{eq} = \frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1 + j \cdot R \cdot 2\pi f C4}{R \cdot (1 + \frac{C4}{C3}) - j \cdot \frac{1}{2\pi f C3}} \tag{13}$$

Racionalizando la expresión:

$$Y_{eq} = \frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1 + j \cdot R \cdot 2\pi f C4}{R \cdot (1 + \frac{C4}{C3}) - j \cdot \frac{1}{2\pi f C3}} \cdot \frac{R \cdot (1 + \frac{C4}{C3}) + j \cdot \frac{1}{2\pi f C3}}{R \cdot (1 + \frac{C4}{C3}) + j \cdot \frac{1}{2\pi f C3}} \tag{14}$$

Finalmente, obtenemos la expresión de la admitancia equivalente:

$$Y_{eq} = \frac{R + j \cdot (2\pi)^2 \cdot f^2 \cdot C4 \cdot (1 + \frac{C4}{C3})}{R^2 \cdot (1 + \frac{C4}{C3})^2 + \frac{1}{4\pi^2 f^2 C3^2}} \tag{15}$$

Tomando la parte real de la admitancia para obtener la conductancia equivalente:

$$G_{eq} = Re(Y_{eq}) = \frac{R}{R^2 \cdot (1 + \frac{C4}{C3})^2 + \frac{1}{4\pi^2 f^2 C3^2}} \tag{16}$$

Simplificando e invirtiendo la expresión, obtenemos la $R_{eq}$ que es la resistencia equivalente del circuito paralelo que inicialmente queremos:

$$R_{eq} = R \cdot (1 + \frac{C4}{C3})^2 + \frac{1}{R \cdot 4\pi^2 f^2 C3^2} \tag{17}$$

El segundo término de la ecuación 17 hace que no se cumpla la reflexión de impedancias. Para solucionar este problema, se debe cumplir la siguiente condición:

$$R \cdot 4\pi^2 f^2 C3^2 \gg 10 \tag{18}$$

El parámetro que podremos variar para cumplir la condición de la ecuación 18 es la capacidad de C3.

# 3. Desarrollo

## 3.1. Requerimientos

Para este trabajo práctico se nos solicita realizar un circuito resonante que cumpla con las siguientes especificaciones:

- Frecuencia de resonancia: $f_0 = 16MHz$
- Ancho de banda: $BW = 1{,}6MHz$
- Factor de calidad con el circuito cargado: $Q_c = 10$
- Impedancia de entrada: $Z_{in} = 50\Omega$
- Impedancia de salida: $Z_{out} = 1k\Omega$

## 3.2. Diseño del inductor

El primer paso para construir el circuito resonante es realizar los cálculos del inductor. Para ello, se utilizará la siguiente fórmula:

$$L = D^3 \cdot N_s^2 \cdot k \cdot 10^{-3}\ [\mu Hy] \tag{19}$$

Donde:

- $D$ es el diametro externo del inductor en cm
- $N_s$ es el numero de espiras por unidad de longitud en espiras/cm
- $k$ es la constante que depende de la relacion de longitud con diametro l/D

Para comenzar, fijaremos parámetros que podamos ajustar o determinar. Elegimos los siguientes valores:

- $D = 2{,}21$ cm
- diametro del conductor: $d = 2{,}1$ mm
- separacion entre espiras: $S = 3$ mm

El *valor del diámetro D* es el *diámetro interno del inductor $D_o$* más *el diámetro del conductor d*. El diámetro interno del inductor $D_o$ es de 20 mm, se eligió por comodidad para el bobinado. El cilindro para enrollar el inductor de diámetro 20 mm se obtuvo mediante una impresora 3D.

Con estos valores, se puede calcular el *numero de espiras por unidad de longitud $N_s$*:

$$N_s = \frac{1}{S+d} = \frac{10}{3+2{,}1} = 1{,}96 \approx 2 \text{ espiras/cm} \tag{20}$$

Para seguir con los cálculos, necesitaremos seleccionar un valor de *longitud del inductor l*. En la planilla de cálculo se definieron valores de longitud con un paso de 0.1 cm, desde 1 cm hasta 6 cm. Finalmente, seleccionamos:

- $l = 3{,}8$ cm

Calculamos la cantidad de espiras, este valor tiene que ser un numero entero, por lo tanto redondeamos:

$$N = N_s \cdot l = 2 \cdot 3{,}8 \approx 7 \text{ espiras} \tag{21}$$

Tenemos que tener en cuenta que redondeamos para Ns de 1.96 a 2. Ahora calculamos la *relacion de longitud con diámetro*:

$$\frac{l}{D} = \frac{3{,}8}{2{,}21} = 1{,}72 \tag{22}$$

Ahora tendremos que calcular la *constante k*. Para ello, utilizaremos la fórmula de Nagaoka. También podemos extraer el valor de la siguiente gráfica de la curva de K:

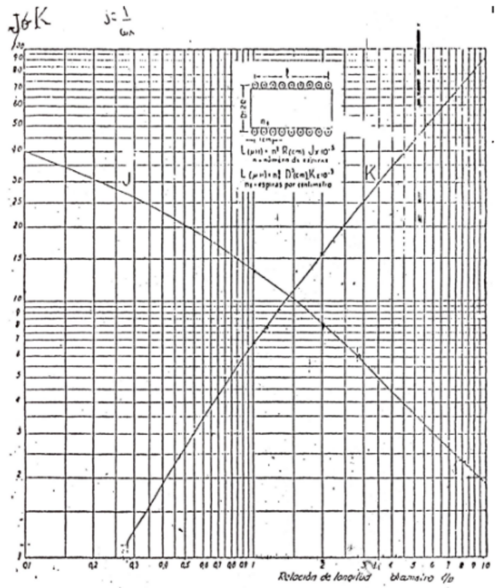


Figura 7: Curva de Nagaoka

Nosotros utilizaremos la siguiente fórmula, que es la función de la curva de Nagaoka:

$$k = K \cdot \pi^2 \cdot \frac{L}{D} \tag{23}$$

Donde $K$ se calcula mediante la siguiente formula:

$$K = \frac{1}{1 + 0{,}9 \cdot \frac{D}{2L} - 2 \cdot 10^{-2} \left(\frac{D}{2L}\right)^2} \tag{24}$$

Sustituyendo los valores obtenemos:

$$K = \frac{1}{1 + 0{,}9 \cdot \frac{2{,}21}{2 \cdot 3{,}8} - 0{,}2 \cdot 10^{-2} \left(\frac{2{,}21}{2 \cdot 3{,}8}\right)^2} = 0{,}79 \tag{25}$$

Y el factor de Nagaoka:

$$k = 0{,}79 \cdot \pi^2 \cdot 1{,}72 = 13{,}5 \tag{26}$$

Con todos estos parámetros calculados, podemos determinar el valor de la inductancia utilizando la fórmula correspondiente:

$$L = D^3 \cdot N_s^2 \cdot k \cdot 10^{-3} = 2{,}21^3 \cdot (1{,}96)^2 \cdot 13{,}5 \cdot 10^{-3} \tag{27}$$

$$\boxed{L = 0{,}56\ \mu H} \tag{28}$$

### 3.2.1. Cálculo de resistencias

Para el calculo de las resistencias necesitaremos calcular el *factor de calidad sin carga* $Q_d$, con la siguiente fórmula:

$$Q_d = 8850 \cdot \frac{D \cdot l}{102 \cdot l + 45 \cdot D} \cdot \sqrt{f_0} \tag{29}$$

Donde:

- $l$ es la longitud del inductor en cm
- $D$ es el diámetro del inductor en cm
- $f_0$ es la frecuencia de resonancia en MHz

Sustituyendo los valores obtenemos:

$$\boxed{Q_d = 610{,}4} \tag{30}$$

La *reactancia del inductor* $X_L$ es:

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot 16 \cdot 10^6 \cdot 0{,}56 \cdot 10^{-6} \approx 56\ \Omega \tag{31}$$

Con $X_L$ y $Q_d$ podemos calcular la *resistencia paralela* $R_p$:

$$R_p = Q_d \cdot X_L = 610{,}4 \cdot 56 \tag{32}$$

$$\boxed{R_p = 34{,}3\ k\Omega} \tag{33}$$

Con $Q_C$ y $X_L$ podemos calcular la *resistencia total* $R_T$:

$$R_T = Q_c \cdot X_L \tag{34}$$

$$\boxed{R_T = 560\ \Omega} \tag{35}$$

Con los valores calculados podremos calcular la resistencia de carga reflejada $R'_L$ y la resistencia del generador reflejada $R'_g$, para esto tenemos que despejar $R'_L$ y $R'_g$ de la ecuacion 8:

$$R'_L // R_P = 2 \cdot R_T \tag{36}$$

$$R'_g = 2 \cdot R_T \tag{37}$$

Despejando $R'_L$ obtenemos:

$$R'_L = \frac{2 \cdot R_T \cdot R_P}{R_P - 2 \cdot R_T} \tag{38}$$

Sustituyendo los valores obtenemos:

$$R'_L = \frac{2 \cdot 560 \cdot 34300}{34300 - 2 \cdot 560} = 1161{,}8\ \Omega \tag{39}$$

$$\boxed{R'_L = 1161{,}8\ \Omega} \tag{40}$$

Y calculando $R'_g$:

$$R'_g = 2 \cdot 560 \tag{41}$$

$$\boxed{R'_g = 1123\ \Omega} \tag{42}$$

### 3.2.2. Cálculo de los capacitores

Con la *frecuencia de resonancia* $f_0 = 16, MHz$ y el valor de la inductancia calculado, podemos determinar el valor de la *capacitancia total* $C_T$ con la siguiente fórmula:

$$C_T = \frac{1}{L \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_0)^2} = \frac{1}{0{,}56 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 16 \cdot 10^6)^2} \tag{43}$$

$$\boxed{C_T = 177 \text{ pF}} \tag{44}$$

Con las ecuaciones del sistema de ecuaciones 13, podemos calcular $C_1$, $C_2$, $C_3$ y $C_4$:

$$C_2 = \frac{C}{2} \cdot \sqrt{\frac{R'_g}{R_g}} \tag{45}$$

Entonces $C_1$ sera igual a:

$$C_1 = \frac{C_2}{\sqrt{R'_g/R_g - 1}} \tag{46}$$

Con $C_4$ y $C_3$ nos queda:

$$C_4 = \frac{C}{2} \cdot \sqrt{\frac{R'_L}{R_L}} \tag{47}$$

$$C_3 = \frac{C_4}{\sqrt{R'_L/R_L - 1}} \tag{48}$$

Remplazando los valores obtenemos:

$$\boxed{C_1 = 112 \text{ pF}} \tag{49}$$

$$\boxed{C_2 = 420 \text{ pF}} \tag{50}$$

$$\boxed{C_3 = 1225 \text{ pF}} \tag{51}$$

$$\boxed{C_4 = 95 \text{ pF}} \tag{52}$$

## 3.3. Simulación

Para comprobar el correcto funcionamiento de nuestro circuito, se realizó una simulación en LTSpice. A continuación se muestra el circuito simulado:

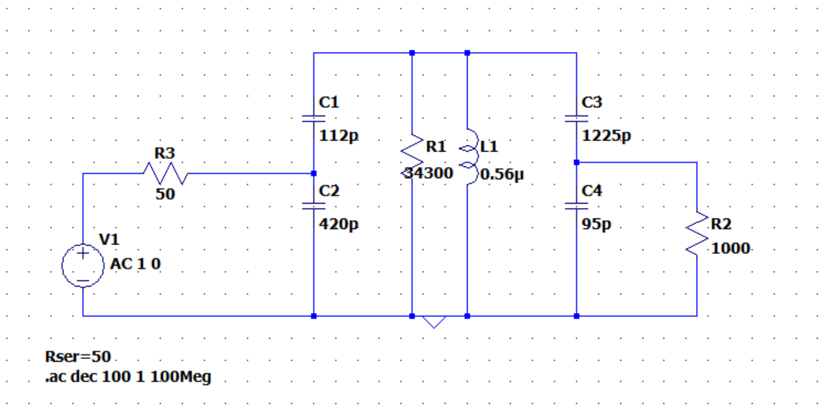


Figura 8: Circuito simulado en LTSpice

La respuesta en frecuencia obtenida del circuito simulada es la siguiente:

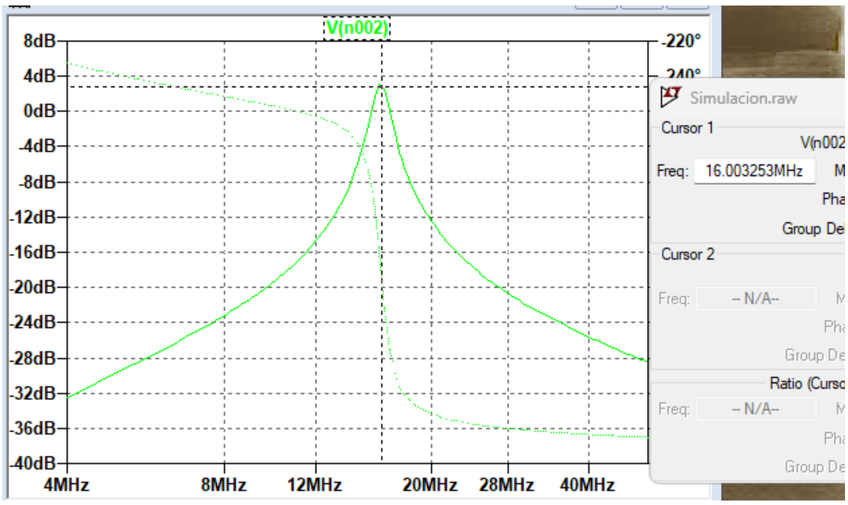


Figura 9: Respuesta en frecuencia del circuito simulado

Se observa que la $frecuencia\ de\ resonancia\ es\ de\ 16, MHz$ con una ganancia de $2, \mathrm{dB}$. Además:

- frecuencia de corte inferior: $15{,}2 MHz$
- frecuencia de corte superior: $16{,}8 MHz$
- ancho de banda: $1{,}6 MHz$
- $Q_c = 10$

## 3.4. Selección de componentes y armado

El primer paso sera determinar que capacitores utilizaremos para el circuito. Los capacitores seleccionados son:

- $C_1 = 100$ pF
- $C_2 = 330 + 100 = 430$ pF
- $C_3 = 1000 + 100 + 100 = 1200$ pF
- $C_4 = 100$ pF

La capacidad total sera:

$$C_T = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + \frac{C_3 \cdot C_4}{C_3 + C_4} \tag{53}$$

$$\boxed{C_T = 173{,}4 \text{ pF}} \tag{54}$$

El resultado obtenido con los capacitores obtenidos, haciendo un análisis de Montecarlo, fue el siguiente:

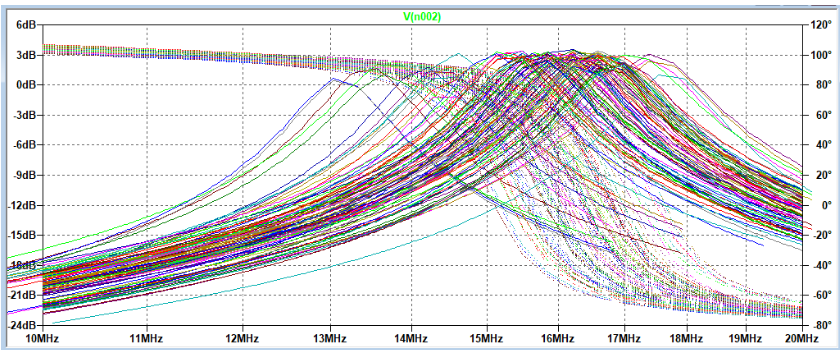


Figura 10: Analisis de montecarlo

Vemos que la tolerancia de los capacitores utilizados provoca que $f_0$ varíe entre $13,\text{MHz}$ y $17{,}2,\text{MHz}$. El inductor y los capacitores montados en la PCB finalmente nos queda:

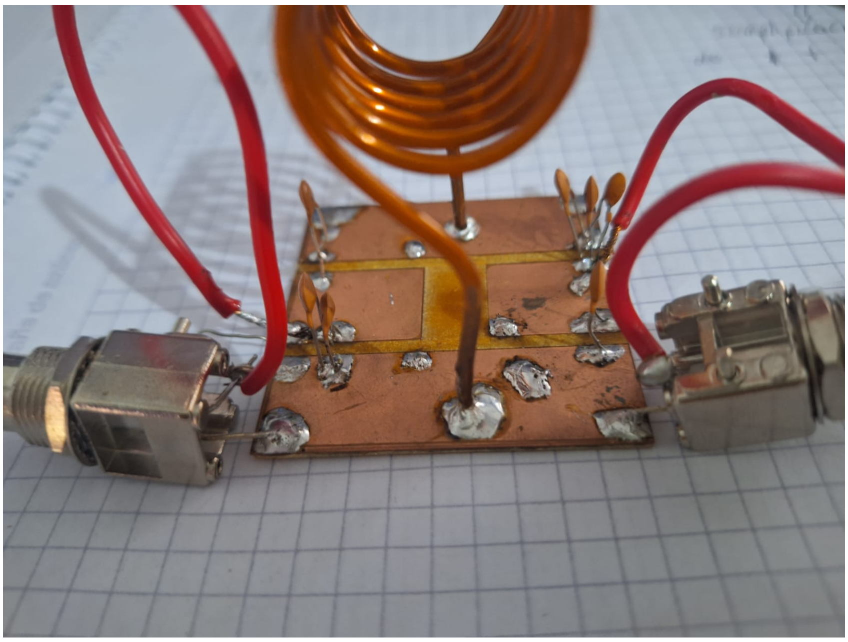

Figura 11: PCB montada

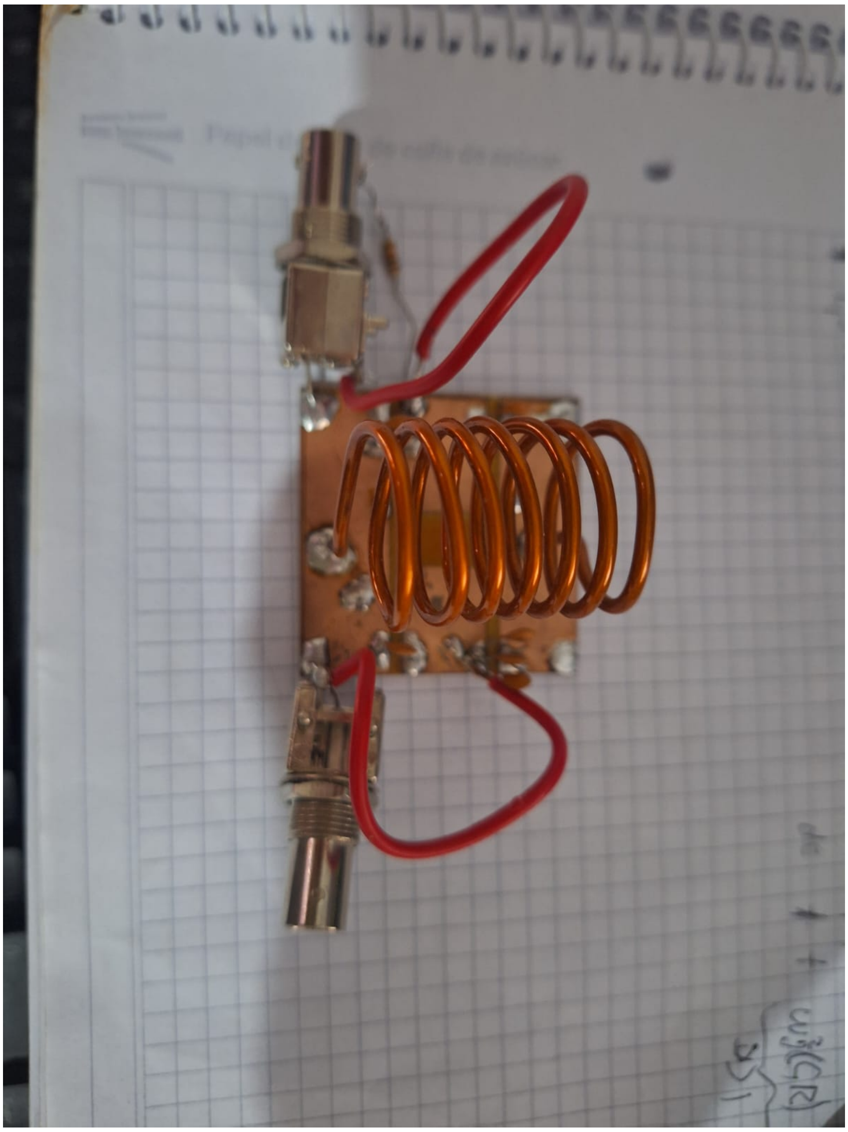

Figura 12: PCB montada

## 3.5. Mediciones

Para la medición de los parámetros del circuito, se utilizará:

- Generador de señales
- Osciloscopio
- 3 cables BNC
- BNC-T

Los números de serie de los instrumentos utilizados son:

- Generador de señales: GW Instek AFG-2125 (GFA2)
- Osciloscopio: Keysight DSO1052B (OSC63)

### 3.5.1. Medicion de $f_o$

Para la medicion de la frecuencia de resonancia, se conecta el circuito a tope. El esquema es el siguiente:

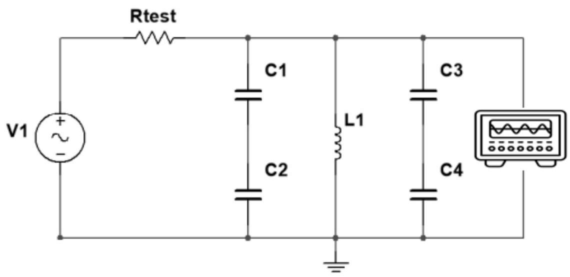


Figura 13: Medicion de $f_{o1}$

La resistencia Rtest tiene que ser del orden de $R_p$, por lo tanto, inicialmente se utilizó una resistencia de 1 kΩ. Una vez realizada la conexión, se varía la frecuencia del generador de señales de menor a mayor hasta encontrar la frecuencia de resonancia. Debemos considerar que el osciloscopio tiene una capacidad de entrada, por lo tanto, esta capacidad parásita puede afectar la medición de la frecuencia de resonancia.

La medicion $f_o1$:

$$\boxed{f_{o1} = 12MHz} \tag{55}$$

A continuación, mediremos la frecuencia de resonancia $f_{o2}$, para esto se utilizará una resistencia de 1kΩ y ademas, se agrega el capacitor $C_F$ en paralelo al inductor y los capacitores. El esquema es el siguiente:

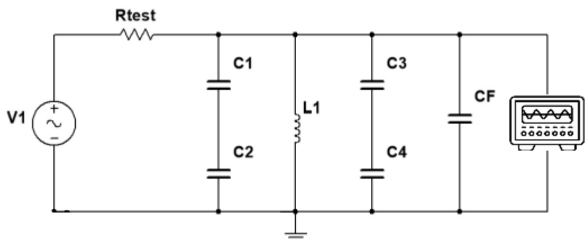


Figura 14: Medicion de $f_o2$

Donde el capacitor $C_F$ es de 100pF.

La medición $f_{o2}$:

$$\boxed{f_o2 = 10{,}5\ MHz} \tag{56}$$

Para obtener la frecuencia de resonancia $f_o$ se debe obtener $C_o$ a partir de estas ecuaciones:

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_T + C_o)}} \tag{57}$$

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_T + C_o + C_F)}} \tag{58}$$

Donde $C_T$ es igual a 177 pF. Despejando $C_o$ de estas ecuaciones obtenemos:

$$\left(\frac{f_{o1}}{f_{o2}}\right)^2 = \frac{C_T + C_o + C_F}{C_T + C_o} \tag{59}$$

$$C_o = \frac{C_T \cdot (f_{o2}^2 - f_{o1}^2) + C_F f_{o2}^2}{f_{o1}^2 - f_{o2}^2} \tag{60}$$

El capacitor $C_F$ es de 100 pF y $C_o$ es de:

$$\boxed{C_o = 149{,}7\ pF} \tag{61}$$

Con este valor, dimensionamos la capacidad agregada del osciloscopio, cables BNC, soldaduras, etc., y es comparable a la del circuito, por lo tanto, modificará la medición y afectará el resultado. Ahora determinaremos el valor de la inductancia $L$:

$$L = \frac{1}{(2\pi f_{o1})^2} \cdot \frac{1}{C_T + C_o} \tag{62}$$

$$\boxed{L = 0{,}538\ \mu Hy} \tag{63}$$

Con este valor determinamos el valor de la *frecuencia de resonancia* $f_o$:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_T}} \tag{64}$$

$$\boxed{f_o = 16{,}3\ MHz} \tag{65}$$

### 3.5.2. Medición de $R_p$

Para la medición de la resistencia de pérdida, se utiliza el esquema de la figura 15:

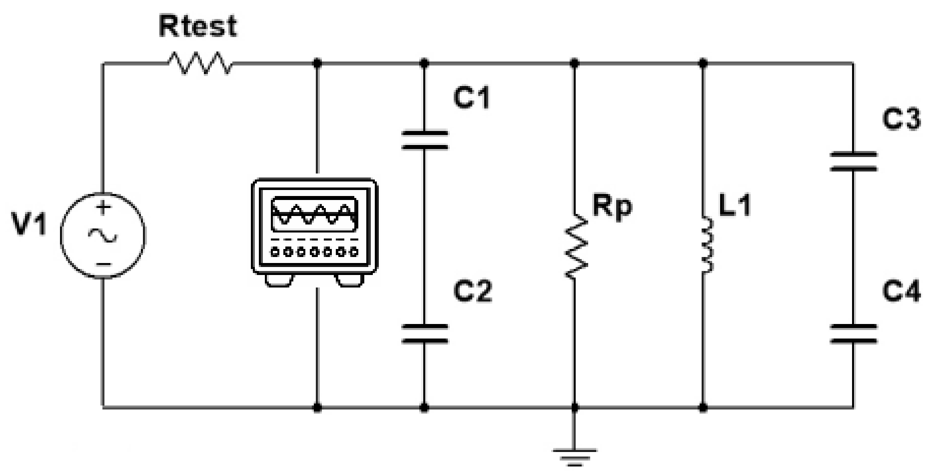


Figura 15: Medición de $R_p$

Tenemos que colocar la frecuencia del generador de onda en la frecuencia de resonancia $f_o$, ya que la reactancia inductiva y capacitiva se anulan en esa frecuencia. Por lo tanto, nos quedará la resistencia de test $R_{test} = 1k\Omega$ en serie con la resistencia de pérdida $R_p$. Por lo tanto, al realizar el divisor resistivo:

$$V_{osciloscopio} = V_1 \cdot \frac{R_p}{R_p + (R_{test} + R_g)} \tag{66}$$

Y despejando $R_p$ obtenemos:

$$R_p = \frac{(R_{test} + R_g) \cdot V_{osciloscopio}}{V_1 - V_{osciloscopio}} \tag{67}$$

Las mediciones son las siguientes:

| Medición | Valor |
|---|---|
| $V_{osciloscopio}$ | 2 V |
| $V_1$ | 1.76 V |

Reemplazando los valores obtenemos:

$$\boxed{R_p = 7{,}7\ k\Omega} \tag{68}$$

Idealmente, la resistencia de pérdida debería ser infinita, o lo suficientemente alta para disminuir la pérdida de energía en el circuito. Además, nosotros hicimos la adaptación de impedancia suponiendo que:

$$R_p \parallel R_L = 2 \cdot R_T \tag{69}$$

Y el cálculo de este valor tendría que ser de 34.3 kΩ. Por lo tanto, este valor modificará la adaptación de impedancia.

#### 3.5.3. Medición de $BW$

Para la medición del ancho de banda, se utiliza el esquema de la figura 16:

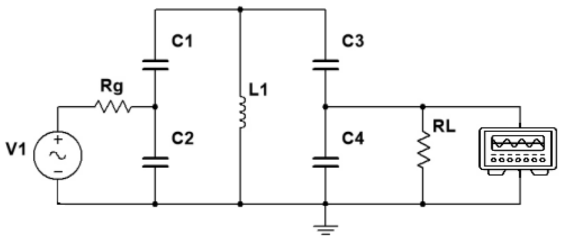


Figura 16: Medición de $BW$

La medición del ancho de banda, variaremos la frecuencia hasta encontrar el pico máximo de amplitud en la salida. Una vez encontrado el pico máximo, buscaremos el punto donde la amplitud caiga -3 dB de la amplitud máxima. La diferencia entre la frecuencia de corte superior y la inferior nos dará el ancho de banda. Las mediciones son las siguientes:

| Medición | Amplitud | Ancho de banda |
|---|---|---|
| Frecuencia de corte inferior | 2.87 V | 11.85 MHz |
| Frecuencia central | 4.06 V | 12.6 MHz |
| Frecuencia de corte superior | 2.87 V | 13.3 MHz |

El ancho de banda es:

$$BW = f_{corte\ superior} - f_{corte\ inferior} = 13{,}3 - 11{,}85 \tag{70}$$

$$\boxed{BW = 1{,}45\ MHz} \tag{71}$$

El valor obtenido es menor al esperado. Esto puede ser debido a la capacidad parásita del osciloscopio, cables BNC, soldaduras, etc. Además, es posible que debido a la tolerancia de los componentes y a que la resistencia de pérdida es menor a la calculada, el ancho de banda se vea afectado.

#### 3.5.4. Medición de $Z_{in}$

Para la medición de la impedancia de entrada, se utiliza el esquema de la figura 17 y la figura 18:

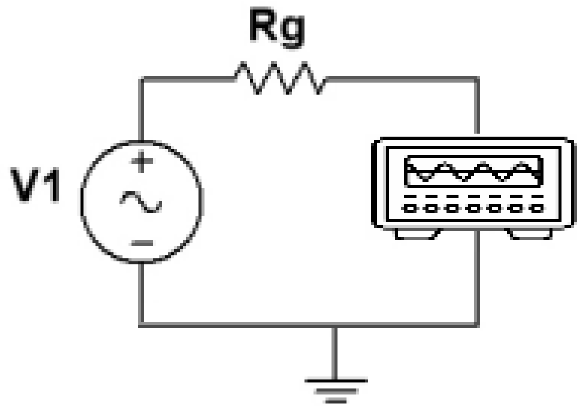


Figura 17: Medición de $V_g$

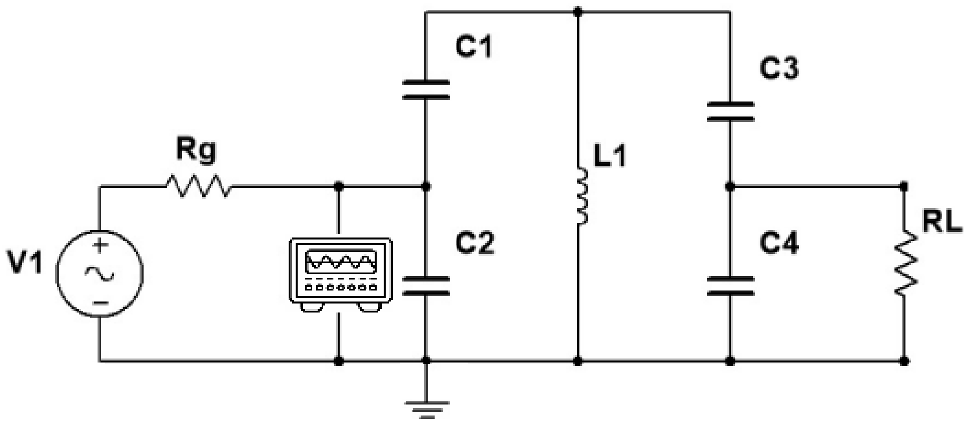


Figura 18: Medición de $V_{in}$

Con estas dos mediciones podemos calcular la impedancia de entrada. Las mediciones son las siguientes:

| **Medición** | **Valor** |
|---|---|
| Generador $V_1$ | 2.3 V |
| Tensión de entrada $V_{in}$ | 0.7 V |

Debido a que medimos en resonancia, la reactancia inductiva y capacitiva se anulan. Por lo tanto, podemos plantear el divisor resistivo:

$$V_{in} = V_1 \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_g} \tag{72}$$

Despejando $Z_{in}$ obtenemos:

$$Z_{in} = R_g \cdot \frac{V_{in}}{V_1 - V_{in}} \tag{73}$$

Reemplazando los valores obtenemos:

$$\boxed{Z_{in} = 22\ \Omega} \tag{74}$$

Este valor discrepa de forma significativa con el valor esperado de 50 Ω. Esto puede ser debido a la capacidad parásita del osciloscopio, cables BNC, soldaduras, etc. La mejor forma de medir la impedancia de entrada es con un analizador de impedancia o con un roímetro. Además, una causa que afecta a la impedancia de entrada es la resistencia de pérdida, que en este caso es menor a la calculada.

### 3.5.5. Medición de $Z_{out}$

Para la medición de la impedancia de salida, se utiliza el esquema de la figura 19 y la figura 20.

Realizando estas dos mediciones podemos calcular la impedancia de salida. Las mediciones son las siguientes:

| **Medición** | **Valor** |
|---|---|
| $V_{out}$ sin carga | 1.05 V |
| $V_{out}$ o $V_L$ con carga | 2.4 V |

Planteando el divisor resistivo:

$$V_L = V_{out} \cdot \frac{Z_L}{Z_{out} + Z_L} \tag{75}$$

Despejando $Z_{out}$ obtenemos:

$$Z_{out} = Z_L \cdot \frac{V_{out} - V_L}{V_L} \tag{76}$$

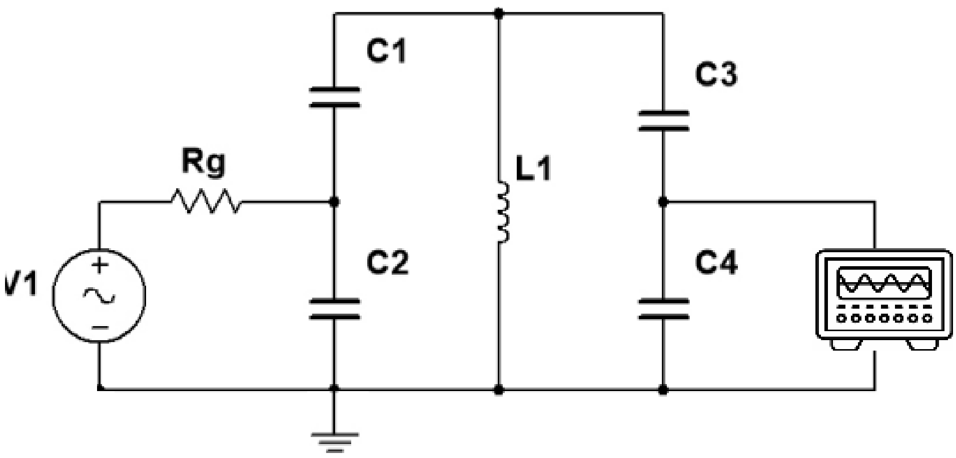


Figura 19: Medición de $V_{out}$ sin carga

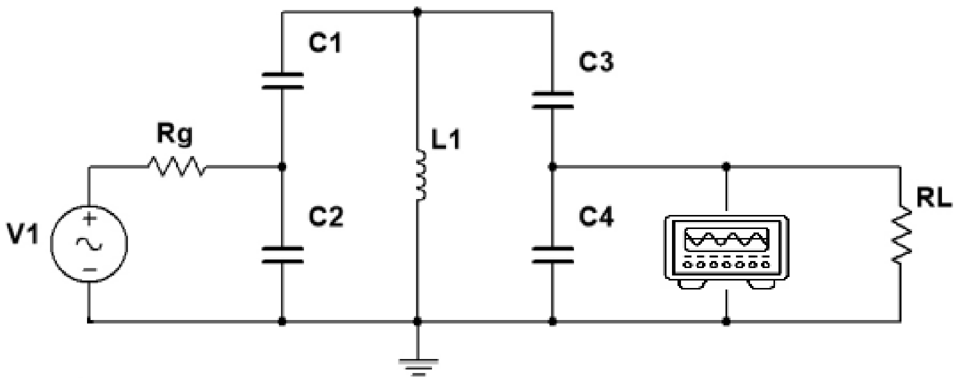


Figura 20: Medición de $V_{out}$ con carga

Reemplazando los valores obtenemos:

$$\boxed{Z_{out} = 1285\ \Omega} \tag{77}$$

El valor difiere del valor esperado de 1 k$\Omega$. Si bien el osciloscopio y los cables pueden modificar la medición, la principal causa de la diferencia es la resistencia de pérdida que es menor a la calculada. En la siguiente fórmula podemos ver cómo afecta la resistencia de pérdida a la adaptación de impedancia:

$$R'_L = \frac{2 \cdot R_T}{1 - \frac{2 \cdot R_T}{R_p}} \tag{78}$$

Donde podemos observar que si $R_p$ es menor, el término $\frac{2 \cdot R_T}{R_p}$ será considerable y afectará directamente la adaptación de impedancia.

### 3.5.6. Factor de calidad

Con los valores medidos podemos calcular el *factor de calidad* $Q_c$ y el *factor de calidad sin carga* $Q_d$:

$$Q_c = \frac{f_o}{BW} = \frac{16{,}3}{1{,}45} \tag{79}$$

$$\boxed{Q_c = 11{,}2} \tag{80}$$

$$Q_d = \frac{R_p}{X_L} = \frac{R_p}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot L} = \frac{7{,}7 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 16{,}3 \cdot 10^6 \cdot 0{,}538 \cdot 10^{-6}} \tag{81}$$

$$\boxed{Q_d = 139{,}7} \tag{82}$$

# 4. Resultados finales

En la siguiente tabla se presentan los resultados obtenidos comparado con los valores de diseño:

| **Parámetro** | **Diseño** | **Valor medido** | **Error porcentual** |
|---|---|---|---|
| $f_o$ | 16 MHz | 16.3 MHz | 1.875 % |
| L | 0.56 $\mu$H | 0.538 $\mu$H | 3.57 % |
| Rp | 34.3 kΩ | 7.7 kΩ | 77.6 % |
| BW | 1.6 MHz | 1.45 MHz | 9.37 % |
| Zin | 50 Ω | 22 Ω | 56 % |
| Zout | 1000 Ω | 1285 Ω | 28.5 % |
| Qc | 10 | 11.2 | 12 % |
| Qd | 610.4 | 139.7 | 77 % |

Tabla 1: Resultados obtenidos

# 5. Conclusiones

En este trabajo se diseñó y construyó un circuito resonante, aplicando conceptos abordados en clase. El resultado de los cálculos y las mediciones no son exactamente iguales debido a múltiples factores.

El principal inconveniente a la hora de realizar el armado del circuito es el inductor. Para empezar, a la hora de comprar cobre para realizar el inductor, no sabemos si el cobre es puro o no, lo que afecta a la resistencia del inductor. Por otro lado, al bobinar a mano el inductor, no tenemos la certeza de que la separación entre espiras sea la misma en todo el inductor, y además el cobre al tener un grosor de 2,1 mm, no se puede bobinar de manera perfecta ya que este tiende a deformarse, lo que afecta a la inductancia del inductor. Al cambiar la inductancia, cambia la frecuencia de resonancia, lo que hace que la adaptación de impedancias necesite otros valores de capacitores. Otro problema que tuve fue que al realizar las mediciones en dos días distintos, los valores de las mediciones no eran iguales, lo que me llevó a tener que realizar las mediciones nuevamente. Esto se debió a que al transportar el circuito, lo modifiqué levemente. También puede deberse a que utilicé un osciloscopio distinto, lo que puede afectar a las mediciones.

Observando la tabla de resultados, podemos ver que en $R_p$ el error es del 77,6 %. Los cálculos realizados de la resistencia de pérdidas son de 34,3 kΩ, mientras nosotros medimos 7,7 kΩ. Esto provocará que la potencia transferida sea menor debido a que el circuito no se encuentre adaptado. Esto se refleja en las mediciones de $Z_{\text{in}}$ y $Z_{\text{out}}$, donde los valores medidos no son iguales a los valores de diseño. En $Z_{\text{in}}$ el error es del 56 % y en $Z_{\text{out}}$ el error es del 28,5 %.

Los capacitores utilizados son capacitores de cerámica, que cuentan con una tolerancia del −20 % al 80 %. Esto afecta a la frecuencia de resonancia y además a la adaptación de impedancias.

Otro problema que afecta radicalmente las mediciones son los instrumentos de medición. En este caso, aunque utilizamos conectores BNC, se agrega la capacidad parásita de los cables, del mismo osciloscopio y del generador de señales.

La solución al problema del trabajo artesanal del inductor es utilizar un bobinador de inductores, que nos permita bobinar inductores de manera más precisa. Utilizar calibre para ajustar, si es necesario, la distancia entre espiras. Esto nos permitirá tener una inductancia más precisa y una resistencia de pérdidas más cercana a la calculada. Otra solución es utilizar inductores comerciales, que cuentan con una inductancia y resistencia de pérdidas específica. Además, para mejorar la adaptación de impedancias podrían utilizarse capacitores de poliéster de 1 % de tolerancia, aunque encarecería el trabajo práctico. Y la última mejora podría ser utilizar un osciloscopio de alta frecuencia y un generador de señales de alta frecuencia, para disminuir la capacidad parásita de los cables y de los instrumentos de medición. Además, para medir la adaptación de impedancias, podría utilizarse un roímetro, que nos permitiría medir la potencia transferida y así saber si el circuito se encuentra adaptado o no.

Finalmente, considerando los problemas anteriormente mencionados y las soluciones propuestas, el trabajo nos permite tener un mayor entendimiento de los circuitos resonantes, y además poder observar el efecto de las altas frecuencias en los circuitos.