



Universidad Nacional de Córdoba

Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales

Electrónica Analógica III

Trabajo Práctico N° 1

Nombre	DNI
Clemenzen Jeremías	43449566

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

Córdoba, República Argentina
4 de abril de 2024

Índice

1. Introducción	4
2. Marco teórico	5
2.1. Circuito resonante RLC	5
2.2. Condición para la reflexión de impedancias	7
3. Desarrollo	9
3.1. Requerimientos	9
3.2. Diseño del inductor	9
3.2.1. Cálculo de resistencias	10
3.2.2. Cálculo de los capacitores	12
3.3. Simulación	13
3.4. Selección de componentes y armado	14
3.5. Mediciones	16
3.5.1. Medición de f_o	16
3.5.2. Medición de R_p	17
3.5.3. Medición de BW	18
3.5.4. Medición de Z_{in}	19
3.5.5. Medición de Z_{out}	20
3.5.6. Factor de calidad	21
4. Resultados finales	23
5. Conclusiones	24
6. Complemento	25
6.1. Redes de adaptación L	25

Índice de figuras

1.	Circuito resonante RLC	5
2.	Circuito de acoplamiento interetapas RLC modificado	6
3.	Autotransformador	6
4.	Esquema de relación de transformación	7
5.	Circuito reflejado	7
6.	Circuitos equivalentes	8
7.	Curva de Nagaoka	10
8.	Circuito simulado en LTSpice	13
9.	Respuesta en frecuencia del circuito simulado	13
10.	Análisis de montecarlo	14
11.	PCB montada	14
12.	PCB montada	15
13.	Medición de f_{o1}	16
14.	Medición de f_{o2}	16
15.	Medición de R_p	17
16.	Medición de BW	18
17.	Medición de V_g	19
18.	Medición de V_{in}	20
19.	Medición de V_{out} sin carga	21
20.	Medición de V_{out} con carga	21
21.	Red L en configuración 1	25
22.	Red L en configuración 2	25
23.	Red L en configuración 3	26
24.	Red L en configuración 4	26

Índice de tablas

1.	Resultados obtenidos	23
----	--------------------------------	----

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.

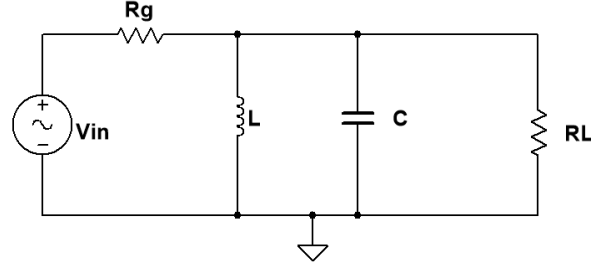


Figura 1: Circuito resonante RLC

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

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

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:

$$Q_c = \frac{f_0}{BW} = \frac{R_T}{X_L} \quad (2)$$

$$Q_d = \frac{R_P}{X_L} \quad (3)$$

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:

$$R_T = R_P \parallel R_L \parallel R_g \quad (4)$$

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).

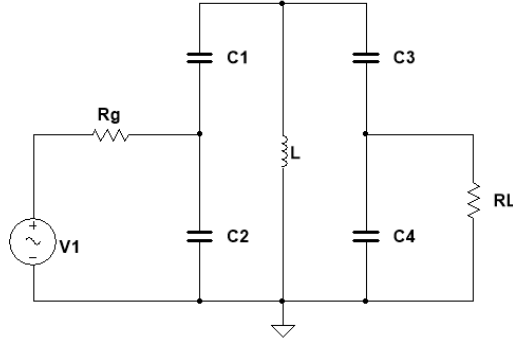


Figura 2: Circuito de acoplamiento interetapas RLC modificado

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.

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

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.

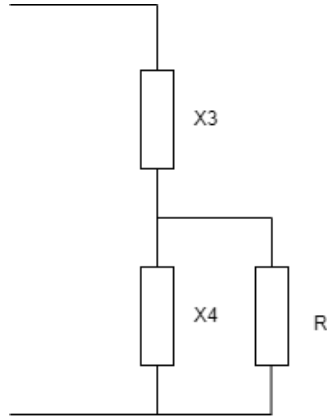


Figura 3: Autotransformador

Del autotransformador podemos obtener la relación de transformación:

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

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

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

$$R_T = R'_g \parallel R'_L \parallel R_P \quad (8)$$

Donde:

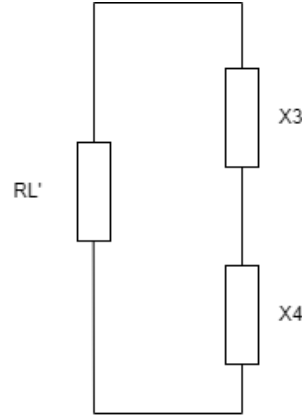


Figura 4: Esquema de relación de transformación

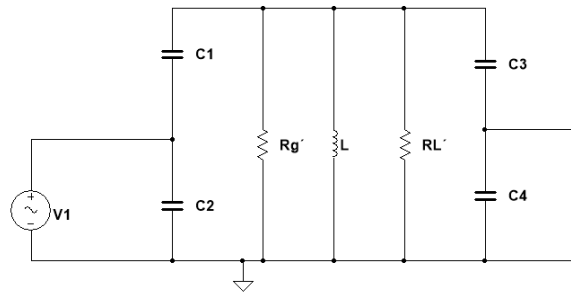


Figura 5: Circuito reflejado

- 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:

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

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.

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

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:

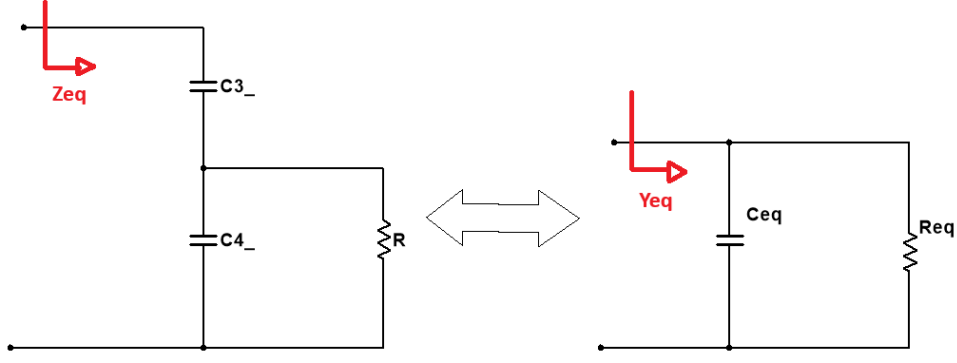


Figura 6: Circuitos equivalentes

$$Z_{eq} = X_{C3} + X_{C4} // R \quad (11)$$

Desarrollando la ecuación anterior, obtenemos:

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

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

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

Racionalizando la expresión:

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

Finalmente, obtenemos la expresión de la admitancia equivalente:

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

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

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

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

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

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:

$$R \cdot 4\pi^2 f^2 C3^2 \gg 10 \quad (18)$$

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:

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

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* :

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

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:

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

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

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

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:

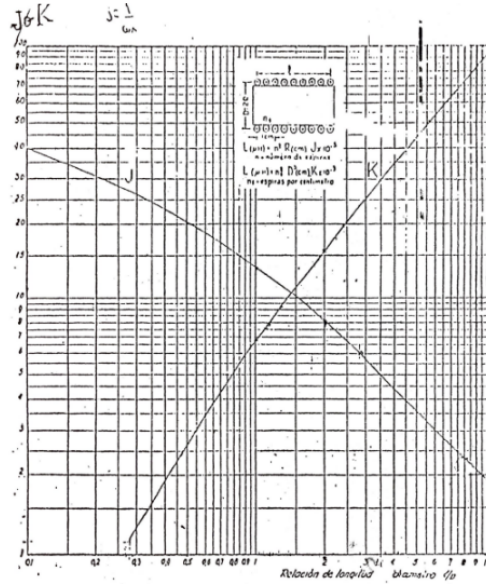


Figura 7: Curva de Nagaoka

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

$$k = K \cdot \pi^2 \cdot \frac{L}{D} \quad (23)$$

Donde K se calcula mediante la siguiente formula:

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

Sustituyendo los valores obtenemos:

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

Y el factor de Nagaoka:

$$k = 0,79 \cdot \pi^2 \cdot 1,72 = 13,5 \quad (26)$$

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

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

$$\boxed{L = 0,56 \mu H} \quad (28)$$

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:

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

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:

$$\boxed{Q_d = 610,4} \quad (30)$$

La *reactancia del inductor* X_L es:

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

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

$$R_p = Q_d \cdot X_L = 610,4 \cdot 56 \quad (32)$$

$$\boxed{R_p = 34,3 \, k\Omega} \quad (33)$$

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

$$R_T = Q_c \cdot X_L \quad (34)$$

$$\boxed{R_T = 560 \, \Omega} \quad (35)$$

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 ecuación 8:

$$R'_L // R_P = 2 \cdot R_T \quad (36)$$

$$R'_g = 2 \cdot R_T \quad (37)$$

Despejando R'_L obtenemos:

$$R'_L = \frac{2 \cdot R_T \cdot R_P}{R_P - 2 \cdot R_T} \quad (38)$$

Sustituyendo los valores obtenemos:

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

$$\boxed{R'_L = 1161,8 \, \Omega} \quad (40)$$

Y calculando R'_g :

$$R'_g = 2 \cdot 560 \quad (41)$$

$$\boxed{R'_g = 1123 \, \Omega} \quad (42)$$

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:

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

$$\boxed{C_T = 177 \text{ pF}} \quad (44)$$

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

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

Entonces C_1 sera igual a:

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

Con C_4 y C_3 nos queda:

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

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

Remplazando los valores obtenemos:

$$\boxed{C_1 = 112 \text{ pF}} \quad (49)$$

$$\boxed{C_2 = 420 \text{ pF}} \quad (50)$$

$$\boxed{C_3 = 1225 \text{ pF}} \quad (51)$$

$$\boxed{C_4 = 95 \text{ pF}} \quad (52)$$

3.3. Simulación

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

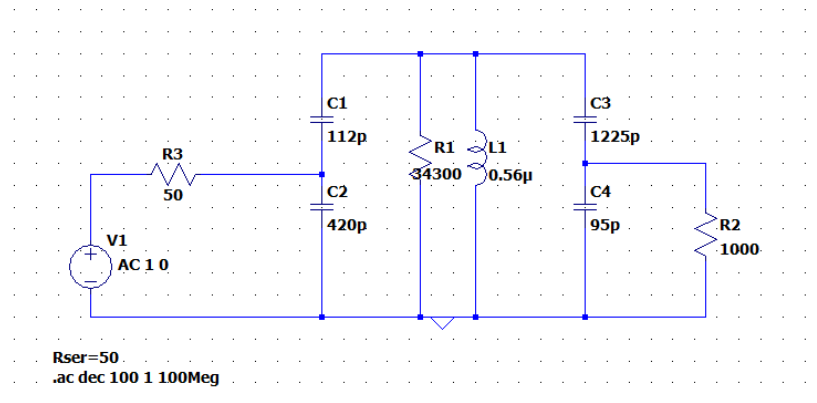


Figura 8: Circuito simulado en LTSpice

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

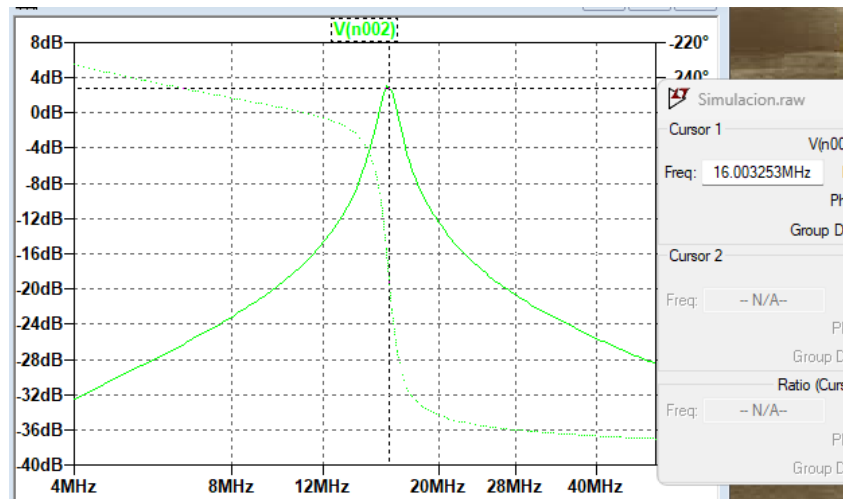


Figura 9: Respuesta en frecuencia del circuito simulado

Se observa que la *frecuencia de resonancia es de 16, MHz* con una ganancia de 2, 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:

- $C_1 = 100 \text{ pF}$
- $C_2 = 330 + 100 = 430 \text{ pF}$
- $C_3 = 1000 + 100 + 100 = 1200 \text{ pF}$
- $C_4 = 100 \text{ pF}$

La capacidad total sera:

$$C_T = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + \frac{C_3 \cdot C_4}{C_3 + C_4} \quad (53)$$

$$C_T = 173,4 \text{ pF} \quad (54)$$

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

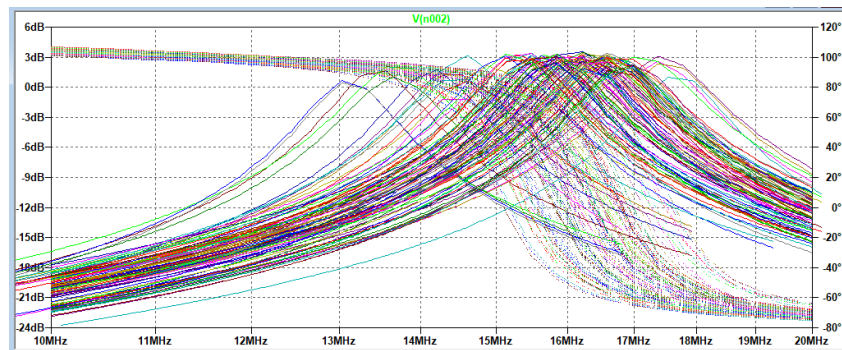


Figura 10: Analisis de montecarlo

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

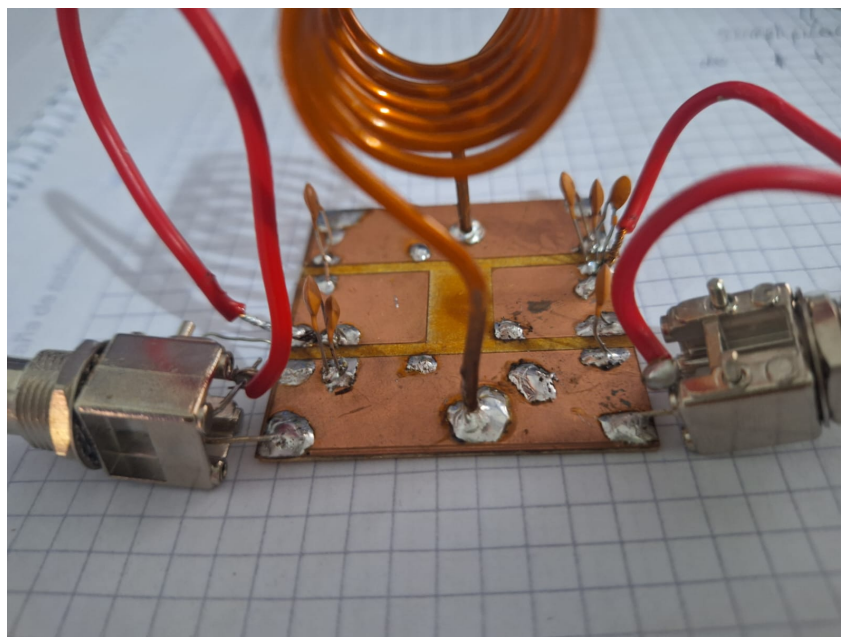


Figura 11: PCB montada

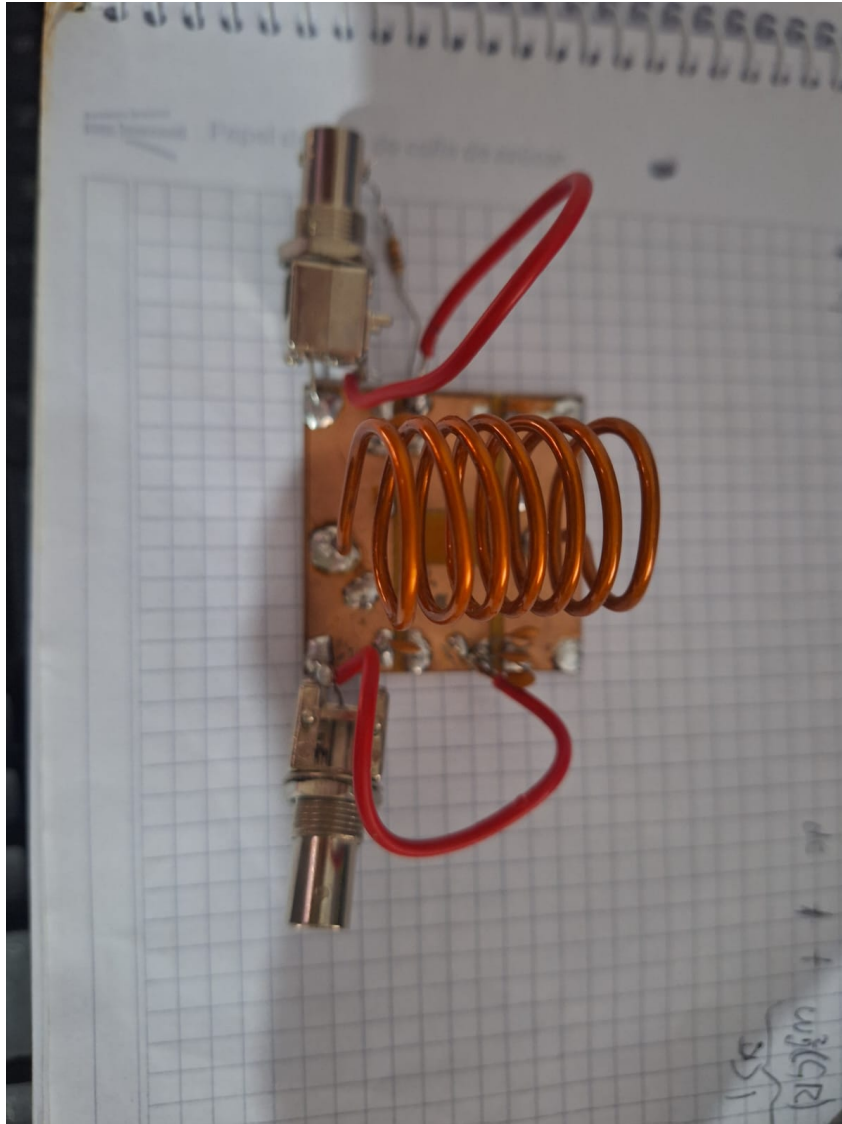


Figura 12: PCB montada

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:

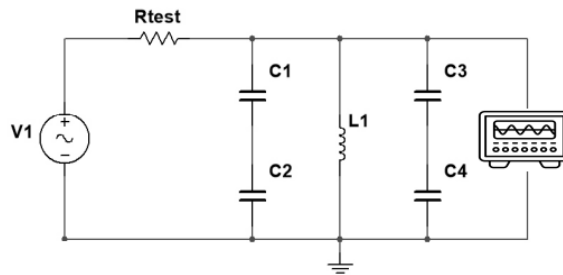


Figura 13: Medicion de f_{o1}

La resistencia R_{test} tiene que ser del orden de R_p , por lo tanto, inicialmente se utilizó una resistencia de $1\text{ k}\Omega$. 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} :

$$f_{o1} = 12\text{ MHz} \quad (55)$$

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

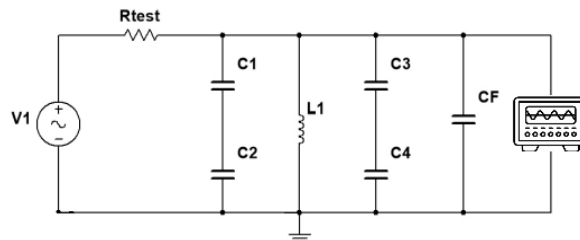


Figura 14: Medicion de f_{o2}

Donde el capacitor C_F es de 100 pF .

La medición f_{o2} :

$$f_{o2} = 10,5\text{ MHz} \quad (56)$$

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

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

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

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

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

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

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

$$\boxed{C_o = 149,7 \text{ pF}} \quad (61)$$

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 :

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

$$\boxed{L = 0,538 \text{ } \mu\text{Hy}} \quad (63)$$

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

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_T}} \quad (64)$$

$$\boxed{f_o = 16,3 \text{ MHz}} \quad (65)$$

3.5.2. Medición de R_p

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

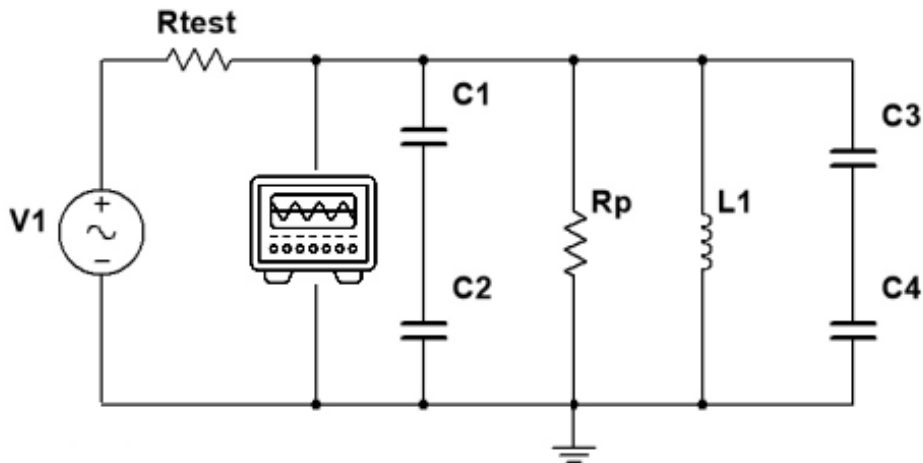


Figura 15: Medición de R_p

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:

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

Y despejando R_p obtenemos:

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

Las mediciones son las siguientes:

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

Reemplazando los valores obtenemos:

$$R_p = 7,7 \text{ k}\Omega \quad (68)$$

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:

$$R_p \parallel R_L = 2 \cdot R_T \quad (69)$$

Y el cálculo de este valor tendría que ser de 34.3 k Ω . 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:

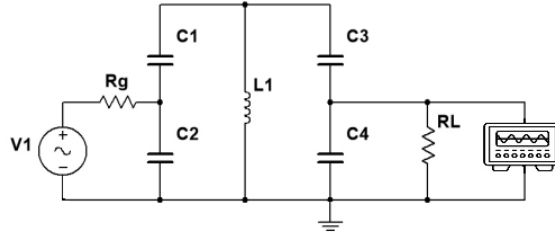


Figura 16: Medición de BW

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:

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

$$BW = 1,45 \text{ MHz} \quad (71)$$

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:

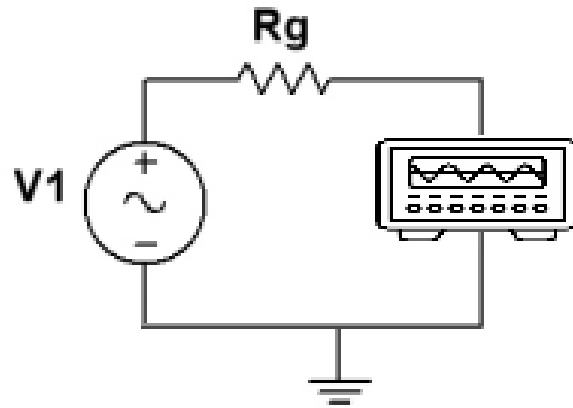


Figura 17: Medición de V_g

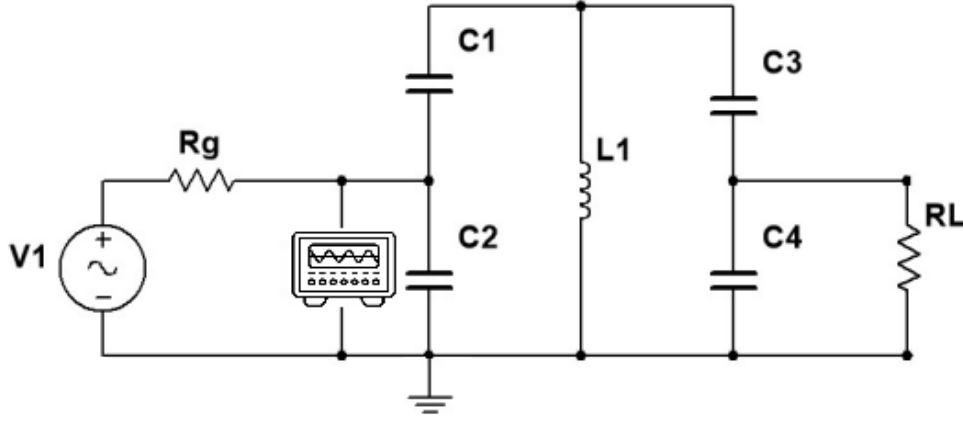


Figura 18: Medición de V_{in}

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:

$$V_{in} = V_1 \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_g} \quad (72)$$

Despejando Z_{in} obtenemos:

$$Z_{in} = R_g \cdot \frac{V_{in}}{V_1 - V_{in}} \quad (73)$$

Reemplazando los valores obtenemos:

$$\boxed{Z_{in} = 22 \, \Omega} \quad (74)$$

Este valor discrepa de forma significativa con el valor esperado de $50 \, \Omega$. 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:

$$V_L = V_{out} \cdot \frac{Z_L}{Z_{out} + Z_L} \quad (75)$$

Despejando Z_{out} obtenemos:

$$Z_{out} = Z_L \cdot \frac{V_{out} - V_L}{V_L} \quad (76)$$

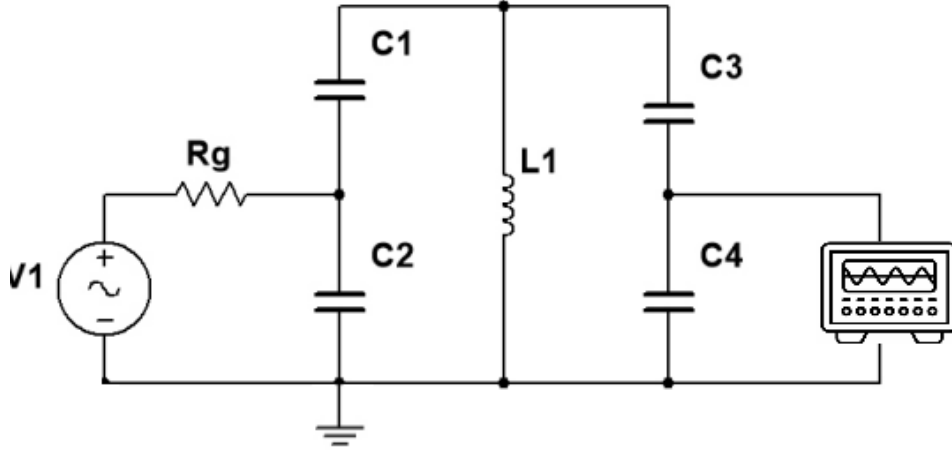


Figura 19: Medición de V_{out} sin carga

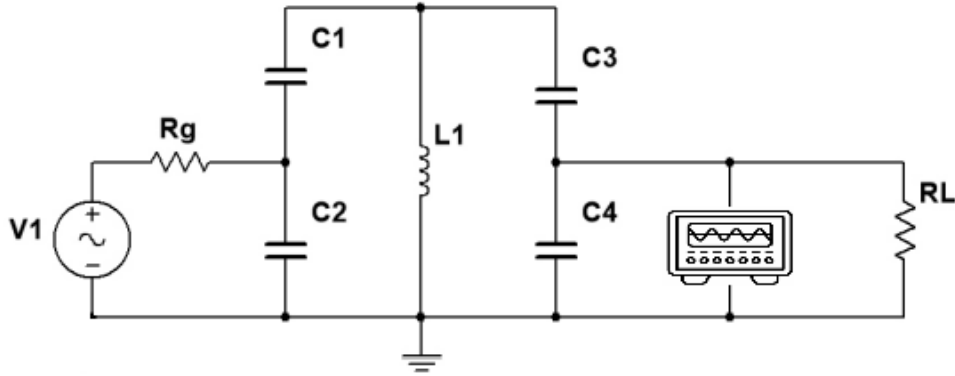


Figura 20: Medición de V_{out} con carga

Reemplazando los valores obtenemos:

$$\boxed{Z_{out} = 1285 \, \Omega} \quad (77)$$

El valor difiere del valor esperado de 1 k Ω . 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:

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

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 :

$$Q_c = \frac{f_o}{BW} = \frac{16,3}{1,45} \quad (79)$$

$$\boxed{Q_c = 11,2} \quad (80)$$

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

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

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 μ H	0.538 μ H	3.57 %
R _p	34.3 k Ω	7.7 k Ω	77.6 %
BW	1.6 MHz	1.45 MHz	9.37 %
Z _{in}	50 Ω	22 Ω	56 %
Z _{out}	1000 Ω	1285 Ω	28.5 %
Q _c	10	11.2	12 %
Q _d	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 k Ω , mientras nosotros medimos 7,7 k Ω . 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_{in} y Z_{out} , donde los valores medidos no son iguales a los valores de diseño. En Z_{in} el error es del 56 % y en Z_{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.

6. Complemento

6.1. Redes de adaptación L

La red L es una red de adaptación cuya función es hacer que haya máxima transferencia de potencia de una fuente hacia una carga. Esta compuesta por dos elementos reactivos puestos en forma de L entre la resistencia de la fuente y la carga. Las cuatro configuraciones posibles y sus ecuaciones de diseño son:

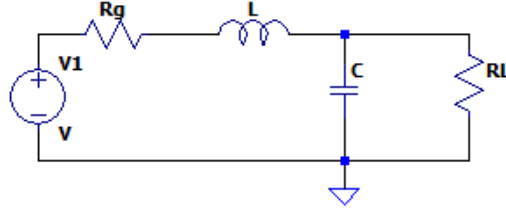


Figura 21: Red L en configuración 1

Donde R_L es mayor que R_s . Este es un filtro pasa bajos.

$$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_s} - 1} \quad (83)$$

$$L = Q \cdot \frac{R_s}{2\pi f} \quad (84)$$

$$C = \frac{Q}{2\pi f R_L} \quad (85)$$

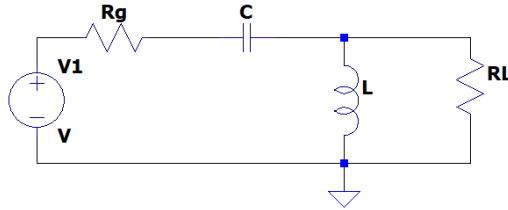


Figura 22: Red L en configuración 2

Donde R_L es mayor que R_s . Además con este circuito producimos un desacople de continua y es un filtro pasa altos.

$$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_s} - 1} \quad (86)$$

$$L = \frac{R_L}{2\pi f Q} \quad (87)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f Q R_s} \quad (88)$$

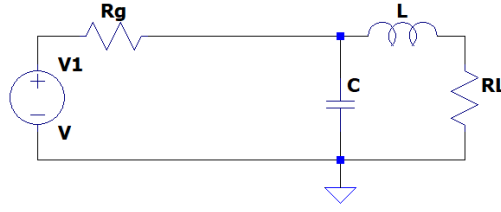


Figura 23: Red L en configuración 3

Donde R_L es menor que R_s . Es un filtro pasa bajos.

$$Q = \sqrt{\frac{R_s}{R_L} - 1} \quad (89)$$

$$L = Q \cdot \frac{R_L}{2\pi f} \quad (90)$$

$$C = \frac{Q}{2\pi f R_s} \quad (91)$$

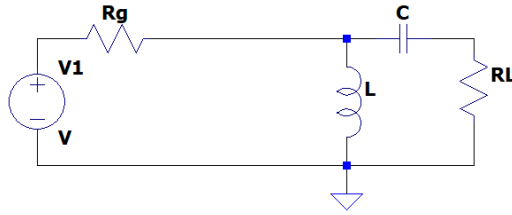


Figura 24: Red L en configuración 4

Donde R_L es menor que R_s . Además con este circuito producimos un desacople de continua y es un filtro pasa altos.

$$Q = \sqrt{\frac{R_s}{R_L} - 1} \quad (92)$$

$$L = \frac{R_s}{2\pi f Q} \quad (93)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f Q R_L} \quad (94)$$

En todas las configuraciones la frecuencia central de resonancia es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (95)$$

Esta red es la configuración más sencilla pero tiene la desventaja de que el factor de calidad no es ajustable. Las aplicaciones más comunes de las redes de adaptación L son:

- En sistemas de audio para adaptar impedancias entre etapas de amplificación.
- En sistemas de comunicación para adaptar etapas de transmisión y recepción.
- Filtros pasa bajos y pasa altos.