

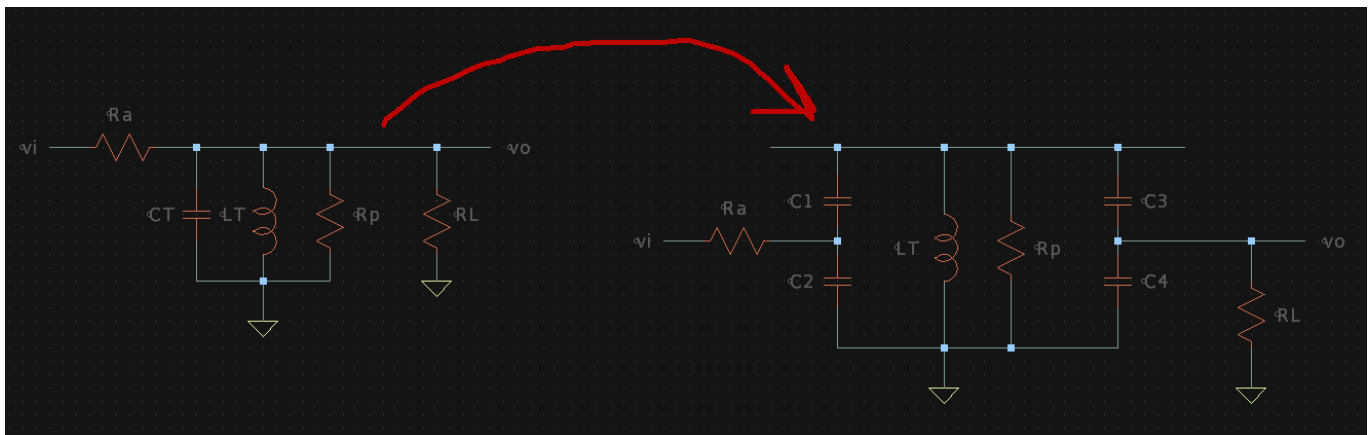
Resumen teorico

del teorico sabemos que para un circuito RLC paralelo se cumple

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LT \cdot CT}}$$

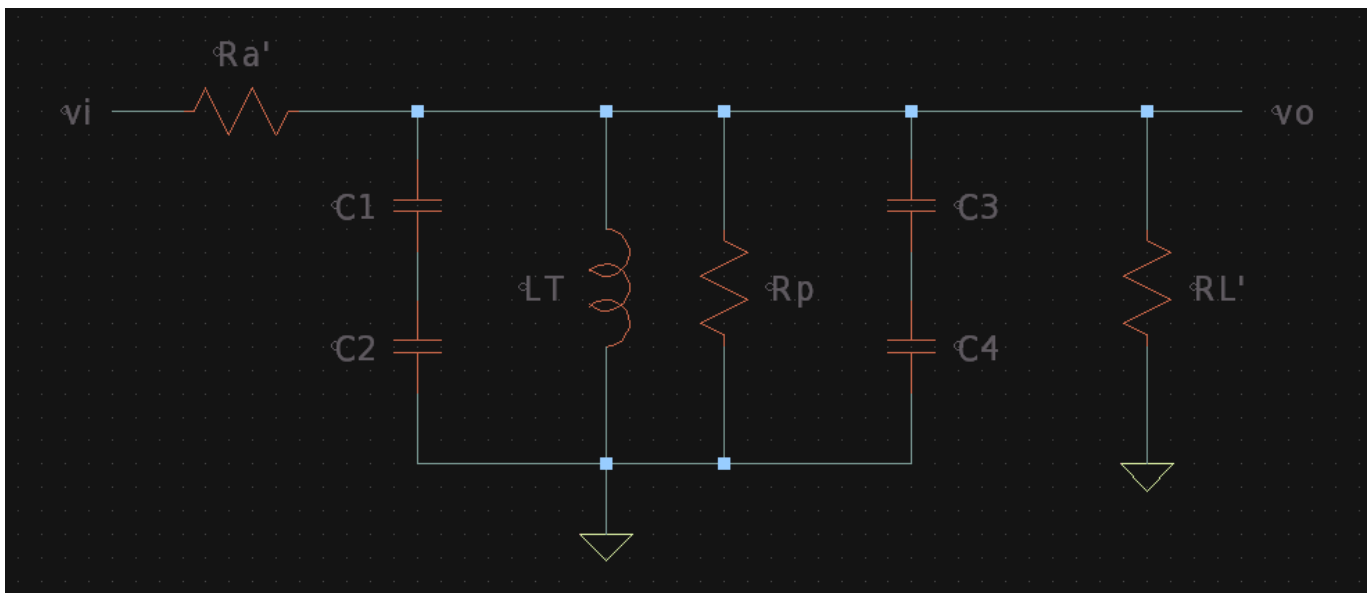
$$Q_p = \frac{RT}{2\pi f_o \cdot LT} = \frac{f_o}{BW}$$

del teorico sacamos que un circuito RLC paralelo se puede transformar en



Ra resistencia de antena, Rp resistencia de perdida del inductor

aplicando una reflexion similar a la del auto transformador se simplifica



de donde sacamos las relaciones

$$RT = Ra' // (RL' // Rp)$$

$$CT = (C1(s)C2) // (C3(s)C4)$$

y para las impedancias reflejadas

$$Ra' = Ra \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right)^2$$

$$RL' = RL \left(1 + \frac{C_4}{C_3} \right)^2$$

con lo que la entrada y salida quedan adaptadas

con estas igualdades calculamos todos los capacitores y diseñamos la inductancia para cumplir con los requerimientos

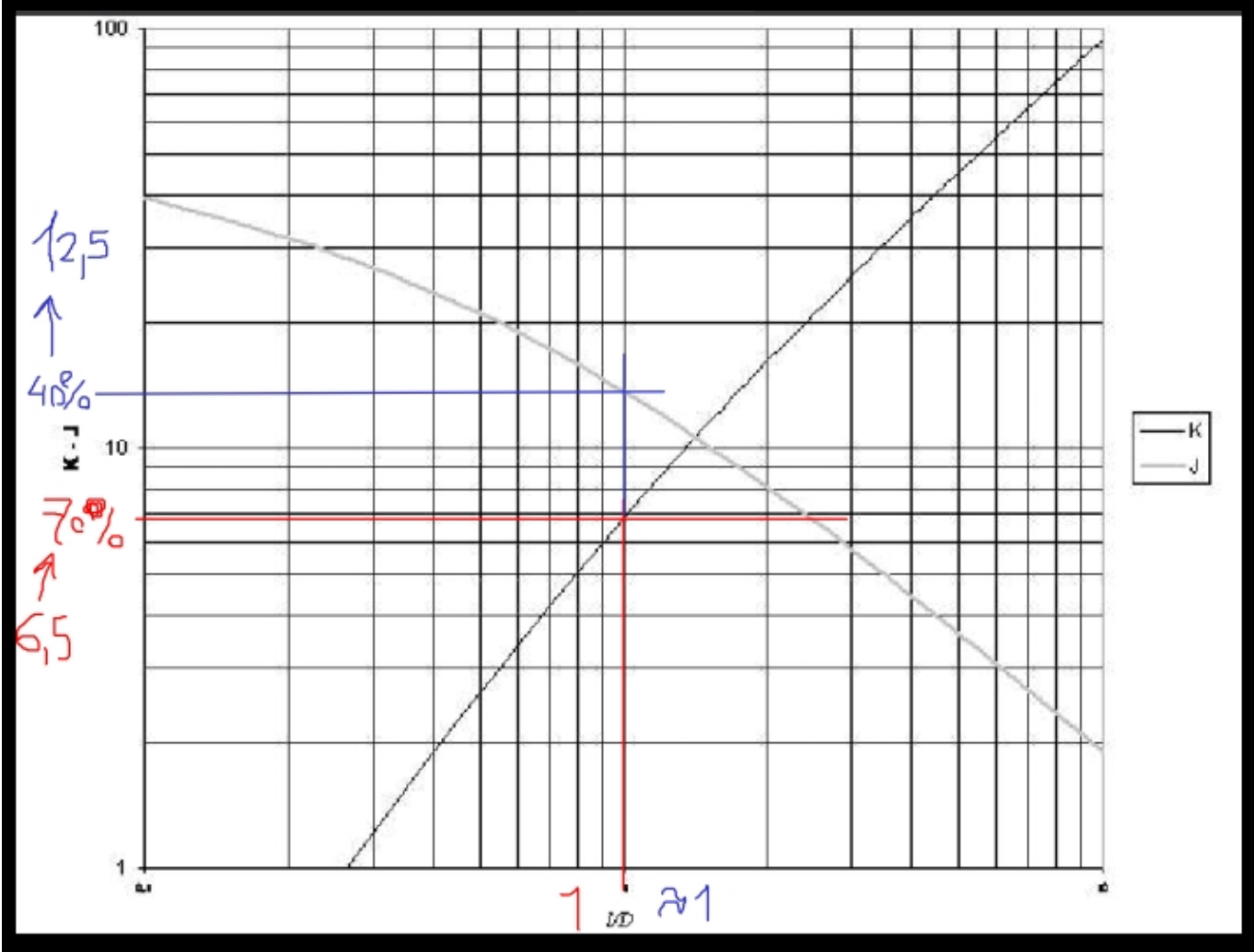
$$Ra' = RL' // Rp = 2RT$$

$$C1(s)C2 = C3(s)C4 = \frac{CT}{2}$$

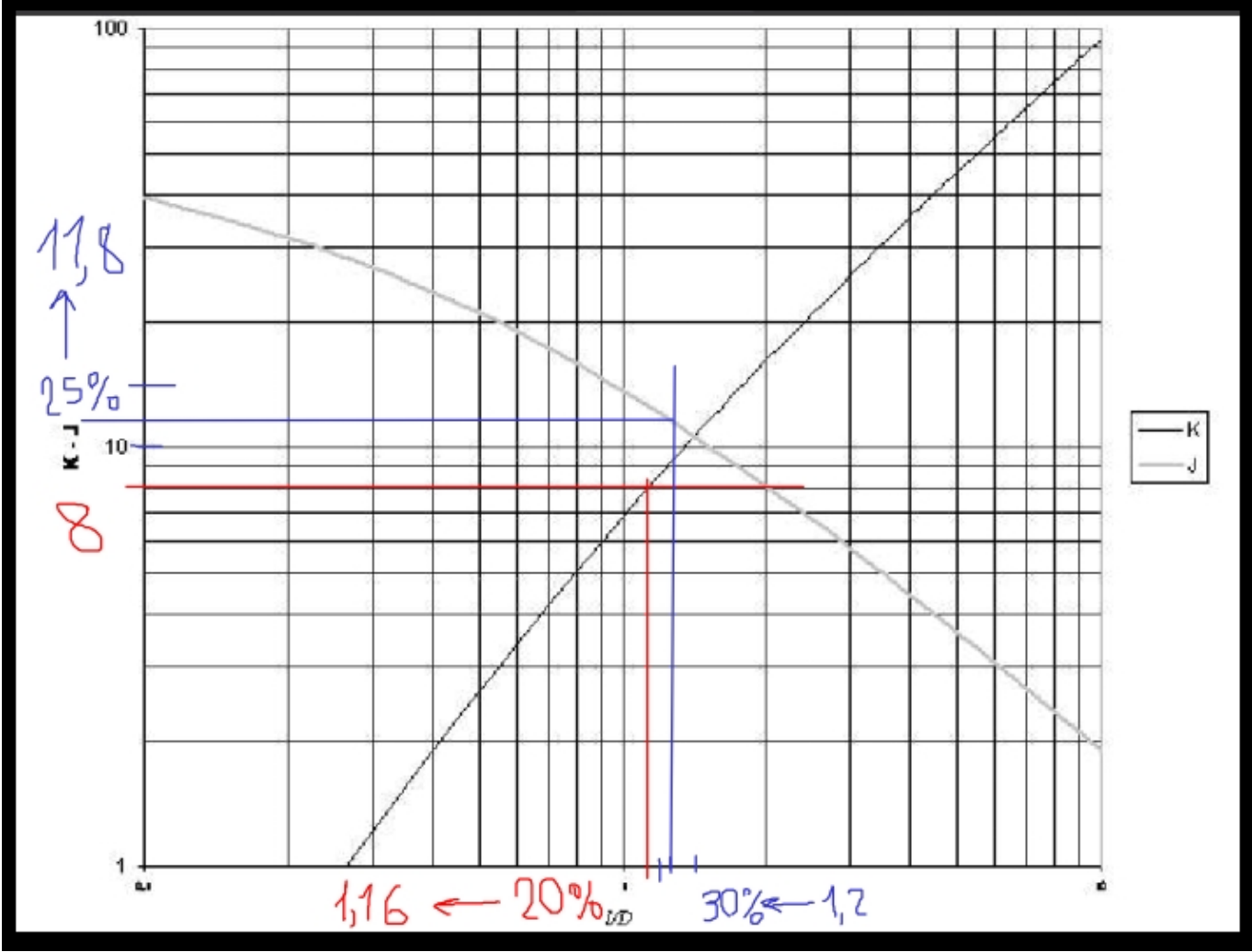
Diseño/simulacion

la metodologia para el diseño fue

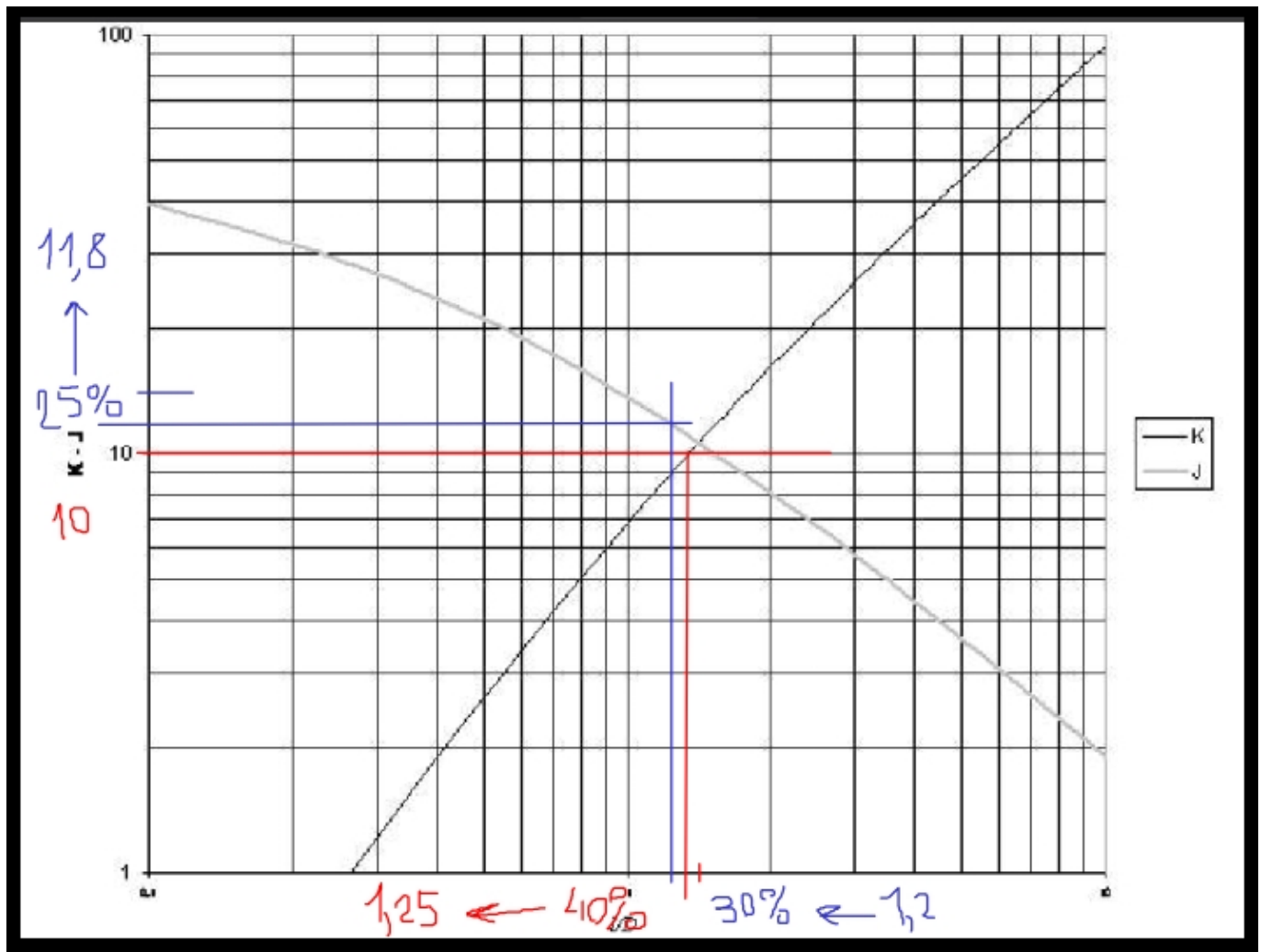
1. definir diametro de alambre y del nucleo para el inductor
2. calcular inductancia para un K de 6.5
3. calcular capacidad para resonar a la fo, definir esta capacidad para comenzar
 - ◦ diseñar el inductor con curva K, sacar numero de espiras
 - ◦ comprobar valor con curva J, usar este valor de inductancia
 - ◦ calcular resistencia de perdida con ecuaciones de nagaoka
4. con la nueva inductancia, corregir la capacidad total para resonar
5. calcular resitencia total para cumplir con el BW
6. buscar capacitores C1-4
 - ◦ si C3 da negativo, aumentar RT, aumentando LT, disminuir CT y volver al paso 3.



250

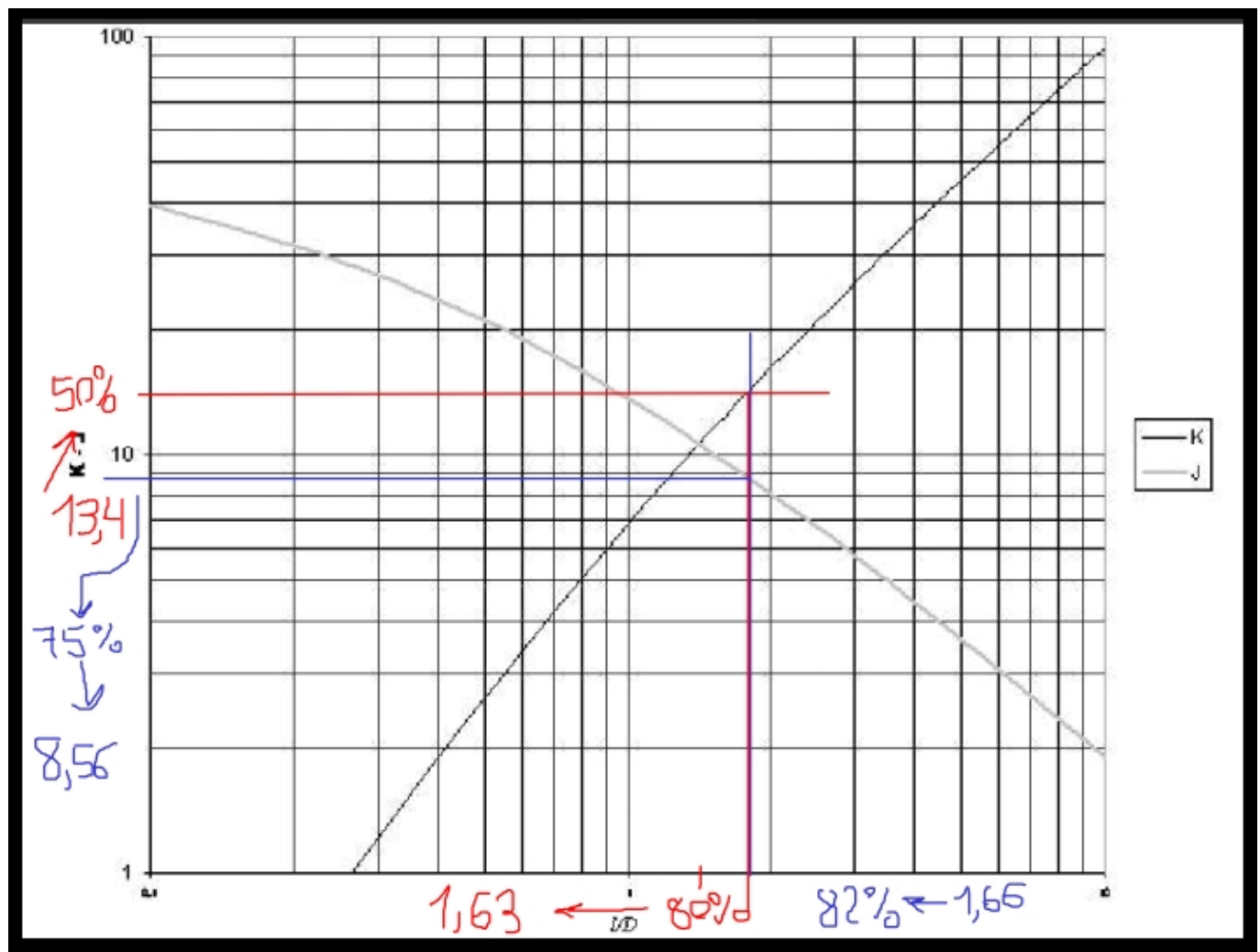


200

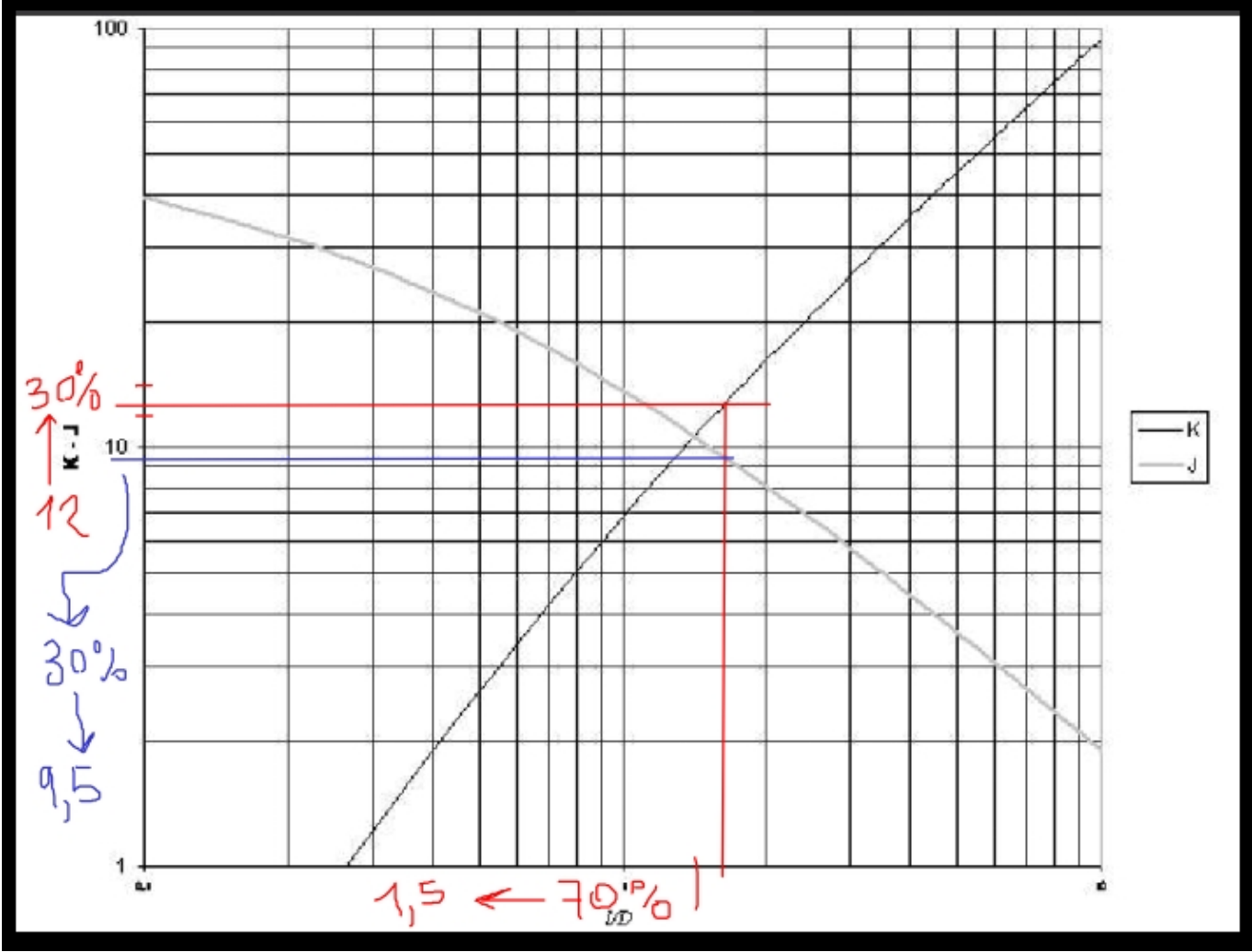


7. con valores validos, simular y comprobar

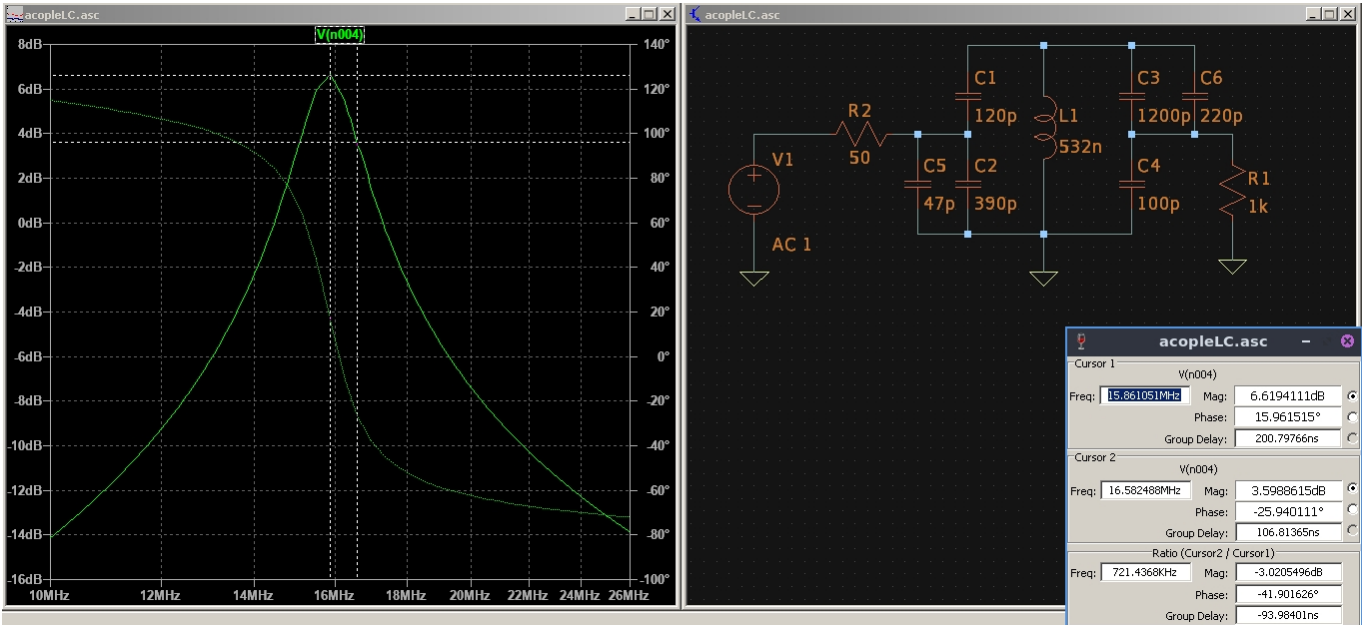
150



- normalizar a valores comerciales, sacar capacidad total, cambiar valor de inductancia y volver al paso3.



8. simular con valores comerciales ajustados



con las relaciones anteriores se obtienen las ecuaciones para diseño

para los capacitores C1 y C2

$$C_2 = \frac{CT}{2} \sqrt{\frac{2RT}{Ra}}$$

$$C_1 = \frac{C_2}{\sqrt{\frac{2RT}{Ra}} - 1}$$

y para C3 y C4

$$C_4 = \frac{CT}{2} \sqrt{\frac{RL'}{RL}}$$

$$C_3 = \frac{C_4}{\sqrt{\frac{RL'}{RL}} - 1}$$

$$RL' = \frac{2RT}{1 - \frac{2RT}{Rp}}$$

se realizo un script en python para hacer los calculos de componentes y hacer el diseño del inductor usando el metodo de nagaoka

finalmente se implemento con

inductor:

- 0.532 uH aprox.
- 10 espiras y diametro de cobre 1.2 mm
- nucleo de 1 cm, largo de 1.7 cm aprox.

capacitores:

- C1=120pF, C2=(390//47)pF, C3=1.5nF y C4=100pF.
- capacidad total con valores normalizados 188pF aprox.

Armado

pcb de 5x10cm, diseño con marcador, se estañan las pistas y agregan los conectores BNC para entrada y salida

posibilidad de conectar/desconectar Cx, Rx, RL y puentear punto de insercion y salida



Mediciones

setup

- generador 2 Vpp, imp de salida 50 Ohm

frecuencia de resonancia

medimos en el riel de arriba para simplificar todas las ecuaciones es medicion indirecta debido a la capacidad parasita del osc que nos cambia la frecuencia de resonancia

sacamos f_{o1} midiendo sin C_x y f_{o2} agregando C_x

como

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LT \cdot (CT + C_{osc})}}$$

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LT \cdot (CT + C_{osc} + C_x)}}$$

dividiendo miembro a miembro y llamando k a la relacion f_{o1}/f_{o2}

$$CT + C_{osc} = \frac{Cx}{k^2 - 1}$$

que la llamamos A y la reemplazamos en la ecuacion de fo1 y obtenemos LT como

$$LT = \frac{1}{(2\pi fo1)^2 \cdot A}$$

para la medicion

fo1=12.34MHz fo2=9.87MHz LT=0.520uH (err% = 2.2%)

reemplazando en la ecuacion para resonancia

fo=16.1MHz

Q descargado

en resonancia y sin carga se agrega Rx, cambia los puntos de medicion y entrada, y se mide vi y vo

luego como

$$v_o = v_i \frac{R_p}{R_p + R_x}, \quad \text{despejamos} \quad R_p = \frac{R_x}{\frac{v_i}{v_o} - 1}$$

finalmente para el Q descargado

$$Q_{desc} = \frac{R_p}{2\pi fo \cdot LT}$$

midiendo

fo=12.34MHz vi=2 Vpp vo=0.49 Vpp Rp=4k87 Ohm

Qdesc=120

imp de salida

imp de entrada

bw y respuesta
