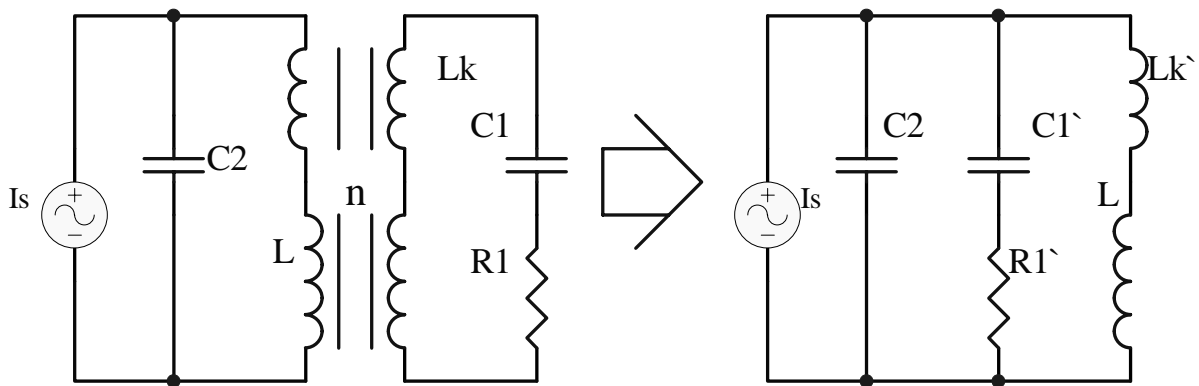
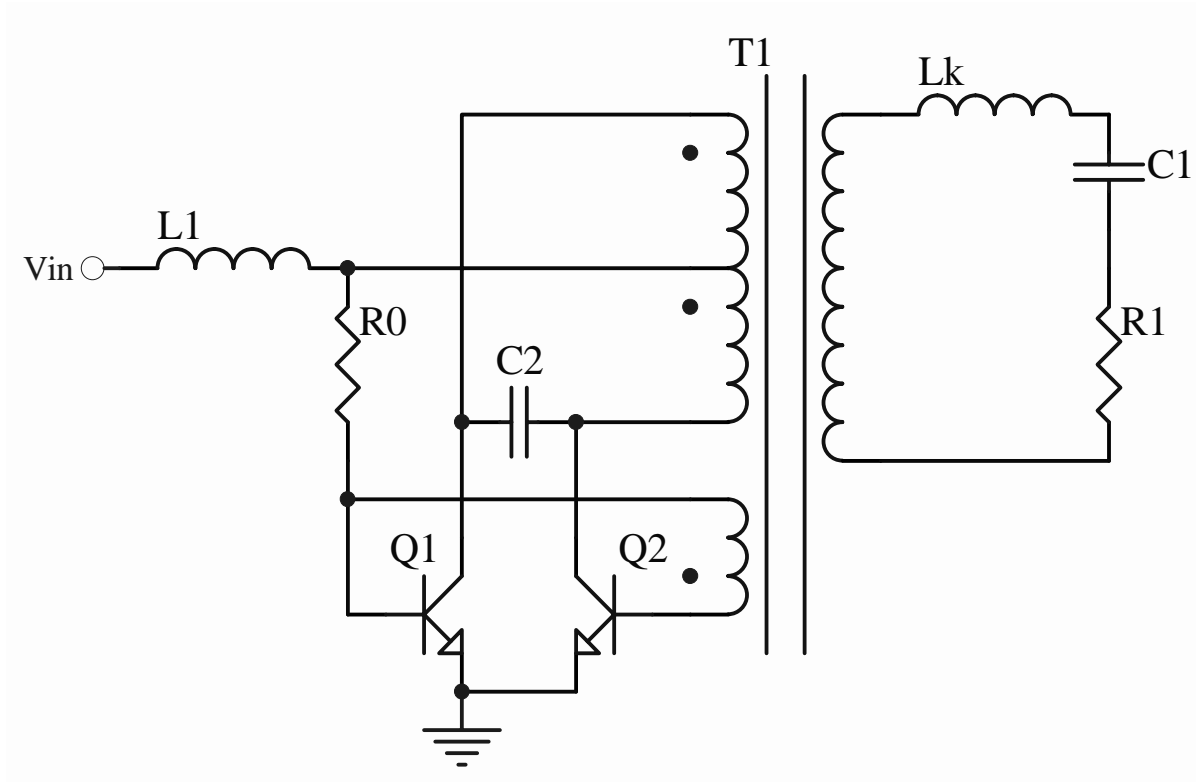


## CCFL INVERTER ROYER 结构谐振变压器设计分析

1. Royer 典型电路：



等效工作电路

次级阻抗变换到初级

- Lk：漏感 Lk，一般测次级漏感
  - L：初级电感 L，为 2 个绕组的串联电感
  - L1：扼流电感
  - R0：启动电阻
  - R1：负载 R
  - C1：高压镇流电容 C1
  - C2：初级谐振电容 C2
  - n：匝数比
  - Is：等效电流源
  - Lk', C1', R1' 是次级转换到初级的参数
- 这是初级并联谐振回路。

2. 阻抗分析：

$$Lk' = Lk/n^2,$$

$$R1' + ZC1' = (R1 + ZC1) / n^2,$$

$$Z := \frac{-I \left( R - \frac{I}{\omega CI} \right) \left( I \omega L + \frac{I \omega Lk}{N^2} \right)}{N^2 \omega C2 \left( \frac{R - \frac{I}{\omega CI}}{N^2} - \frac{I}{\omega C2} \right) \left( -\frac{I \left( R - \frac{I}{\omega CI} \right)}{N^2 \omega C2 \left( \frac{R - \frac{I}{\omega CI}}{N^2} - \frac{I}{\omega C2} \right)} + I \omega L + \frac{I \omega Lk}{N^2} \right)}$$

阻抗虚部：

$$Ima := \left( -\frac{R}{N^4 \omega^2 CI C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega CI} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} - \frac{R \left( -\frac{1}{N^2 \omega CI} - \frac{1}{\omega C2} \right)}{N^2 \omega C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega CI} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} \right)^2 \left( \omega L + \frac{\omega Lk}{N^2} \right) \Bigg/ \left( \left( -\frac{R}{N^4 \omega^2 CI C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega CI} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} - \frac{R \left( -\frac{1}{N^2 \omega CI} - \frac{1}{\omega C2} \right)}{N^2 \omega C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega CI} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} \right) + \left( \frac{R^2}{N^4 \omega C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega CI} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} + \frac{-\frac{1}{N^2 \omega CI} - \frac{1}{\omega C2}}{N^2 \omega^2 CI C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega CI} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} + \omega L + \frac{\omega Lk}{N^2} \right)^2 \right) \Bigg/ \left( \frac{R^2}{N^4 \omega C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega CI} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} \right)$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{-\frac{1}{N^2 \omega C1} - \frac{1}{\omega C2}}{N^2 \omega^2 C1 C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega C1} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} \left( \omega L + \frac{\omega Lk}{N^2} \right) \left( \right. \\
 & - \frac{R^2}{N^4 \omega C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega C1} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} \\
 & + \frac{-\frac{1}{N^2 \omega C1} - \frac{1}{\omega C2}}{N^2 \omega^2 C1 C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega C1} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} + \omega L + \frac{\omega Lk}{N^2} \left. \right) / \left( \left( \right. \right. \\
 & - \frac{R}{N^4 \omega^2 C1 C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega C1} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} \\
 & - \left. \frac{R \left( -\frac{1}{N^2 \omega C1} - \frac{1}{\omega C2} \right)}{N^2 \omega C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega C1} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} \right)^2 + \left( \right. \\
 & - \frac{R^2}{N^4 \omega C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega C1} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} \\
 & + \left. \frac{-\frac{1}{N^2 \omega C1} - \frac{1}{\omega C2}}{N^2 \omega^2 C1 C2 \left( \frac{R^2}{N^4} + \left( -\frac{1}{N^2 \omega C1} - \frac{1}{\omega C2} \right)^2 \right)} + \omega L + \frac{\omega Lk}{N^2} \right)^2 \left. \right)
 \end{aligned}$$

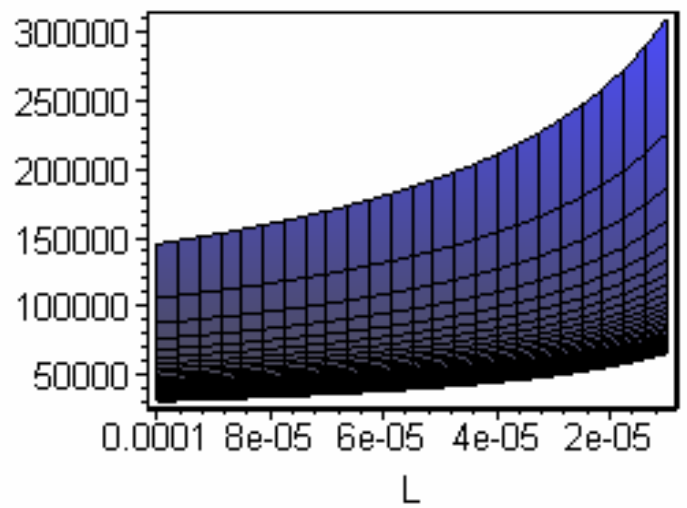
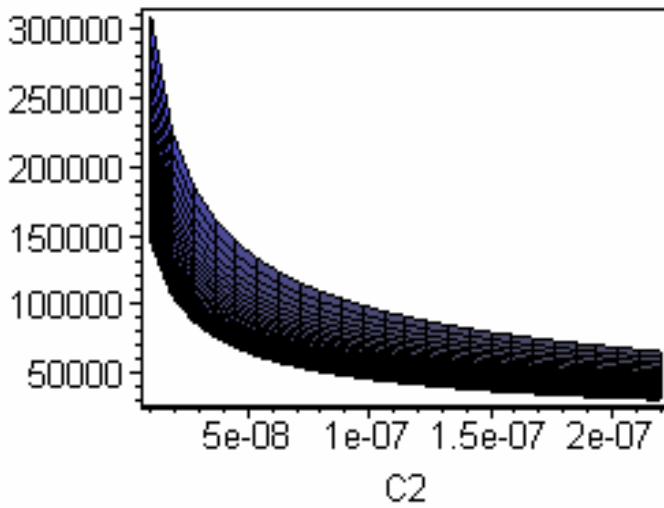
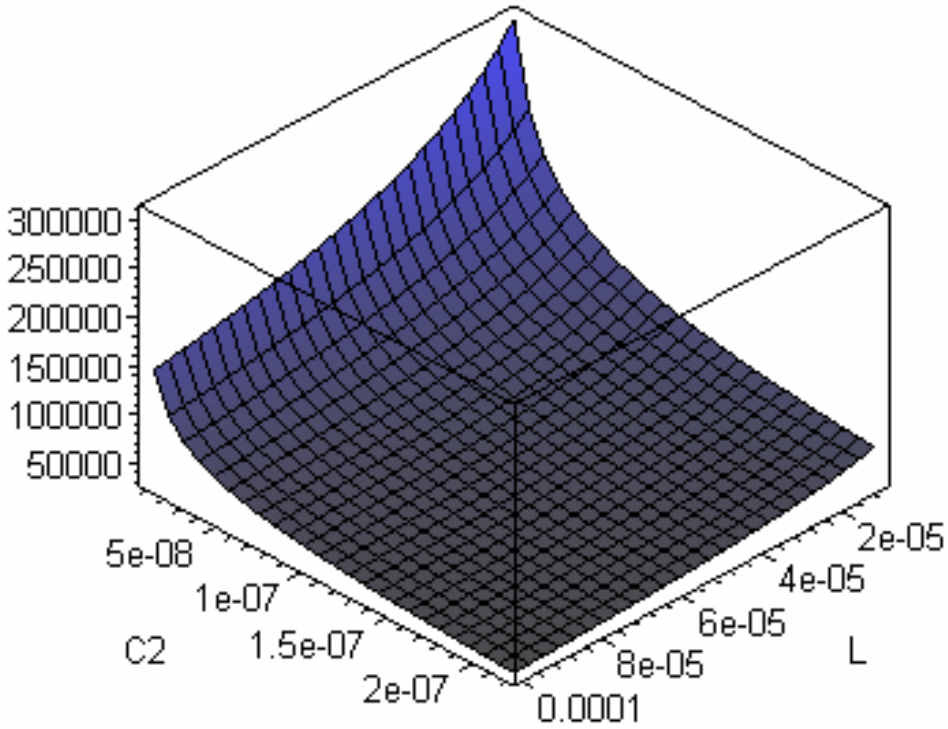
Royer 回路是初级并联谐振回路，始终工作于谐振状态，因此阻抗虚部为 0。

$$\begin{aligned}
 f := & \frac{1}{4} \sqrt{2} (C2 (L N^2 + Lk) (-C1 N^4 L - C2 L N^2 + R^2 C1^2 N^2 - C2 Lk - C1 N^2 Lk + \text{sqrt}( \\
 & 2 R^2 C1^2 N^2 C2 Lk + 2 C2 L N^4 R^2 C1^2 + R^4 C1^4 N^4 + C2^2 Lk^2 + C1^2 N^4 Lk^2 \\
 & + 4 C1 N^4 L C2 Lk + 2 C1 N^6 L^2 C2 + C1^2 N^8 L^2 + C2^2 L^2 N^4 + 2 C2^2 L N^2 Lk \\
 & + 2 C2 Lk^2 C1 N^2 - 2 R^2 C1^3 N^4 Lk + 2 C1^2 N^6 L Lk - 2 C1^3 N^6 L R^2)))^{(1/2)} / (R \\
 & C1 C2 (L N^2 + Lk) \pi)
 \end{aligned}$$

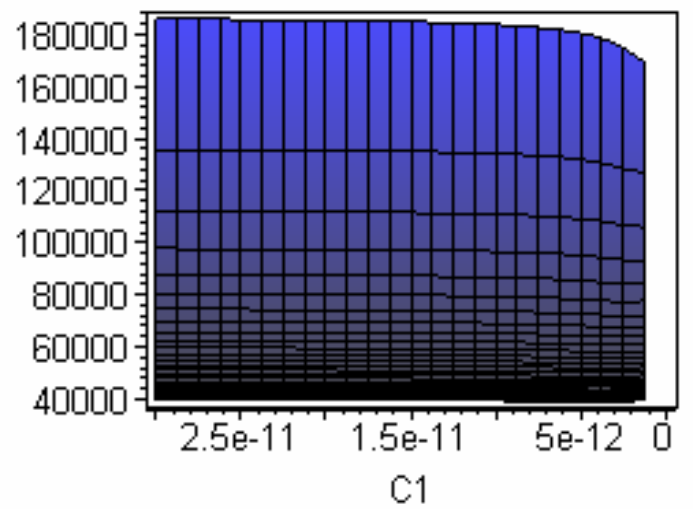
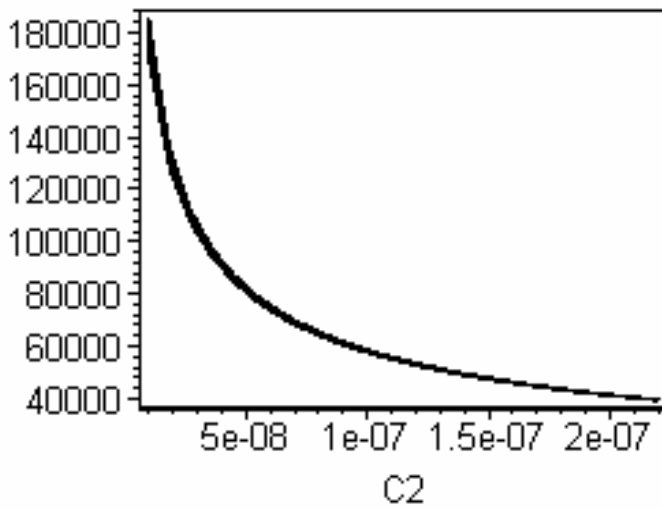
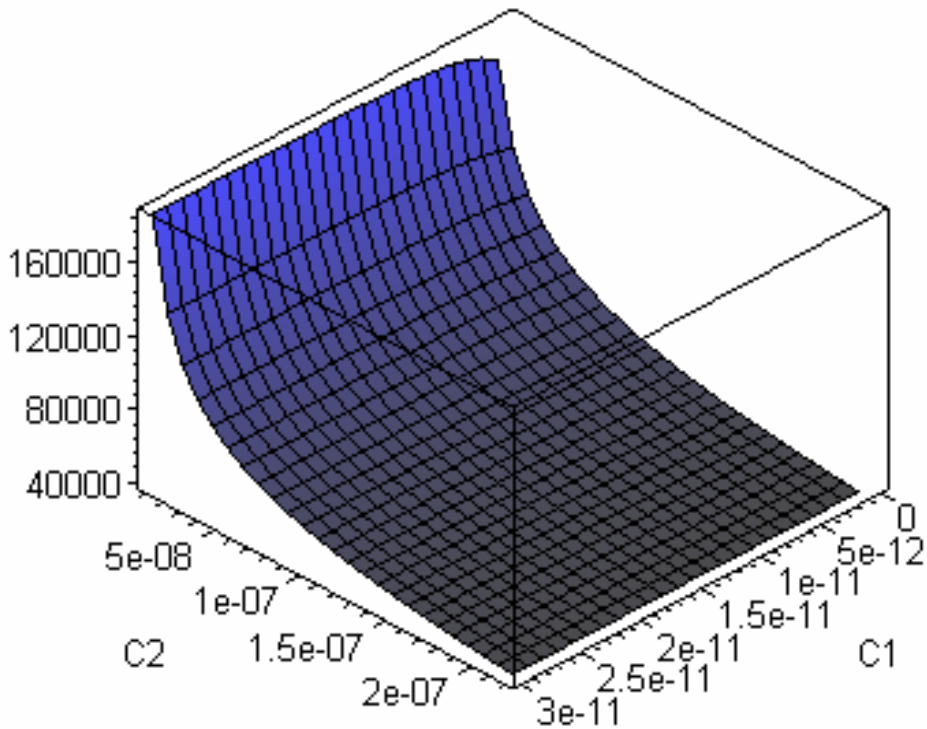
设一些工作条件，输入电压 Vin=12V，正常负载 R=100K，空载 R=1M，最小负载 R=2K：

3. 空载频率：

$R=1M$  ,  $C1=18pF$  ,  $Lk=80mH$  ,  $N=70$  :

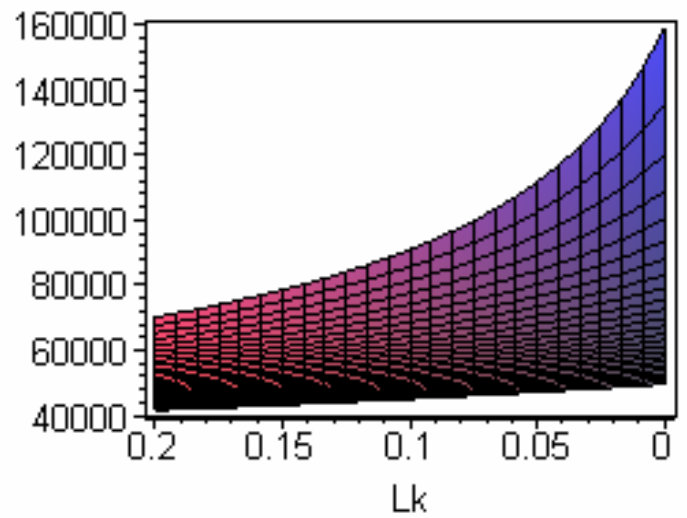
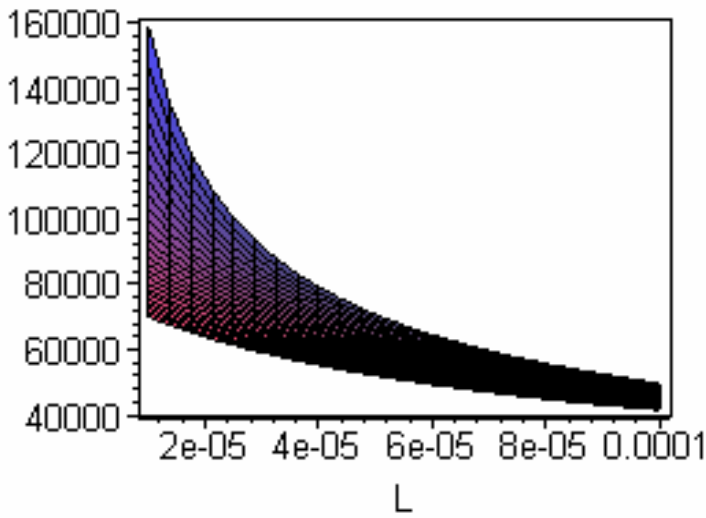
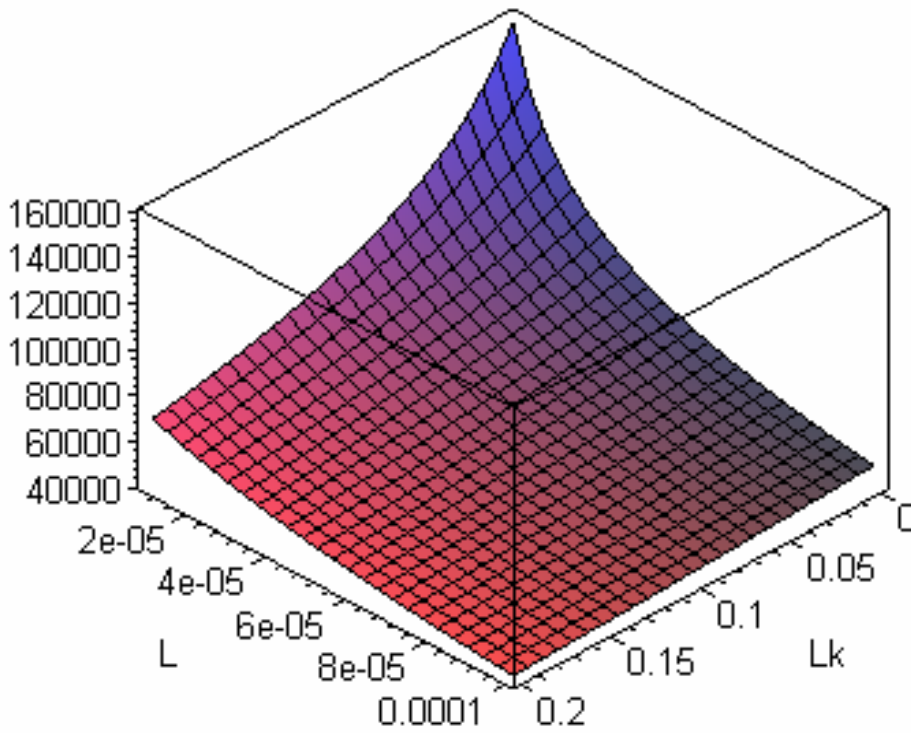


$R=1M$  ,  $L=56\mu H$  ,  $L_k=80mH$  ,  $N=70$  :

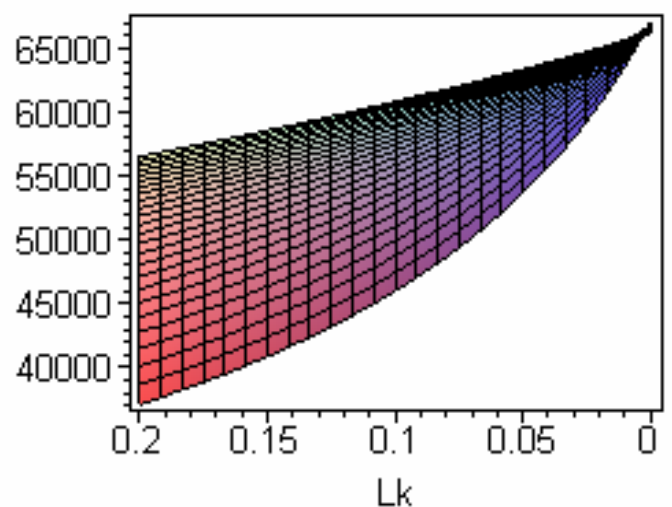
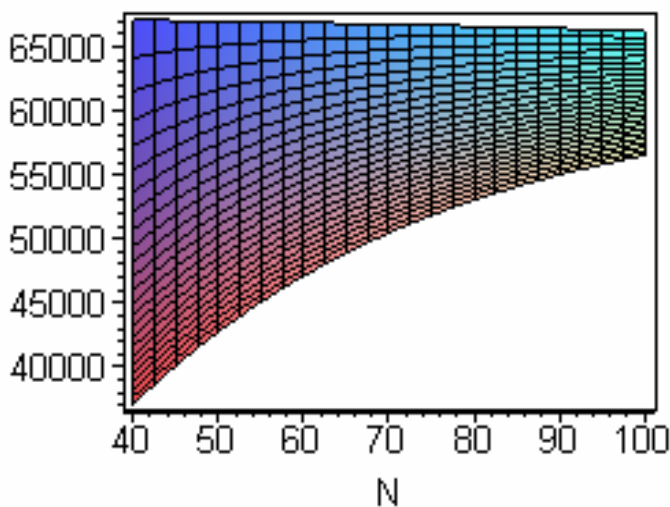
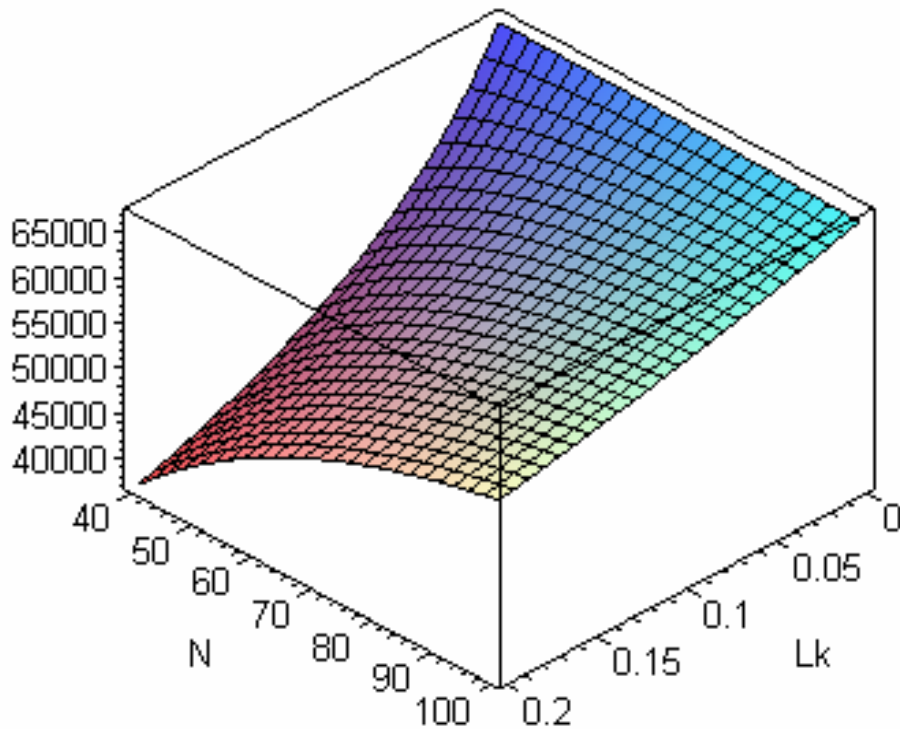


可以看出高压镇流电容 C1 对空载频率没有多大影响。

$R=1M$  ,  $C1=18pF$  ,  $C2=100nF$  ,  $N=70$  :

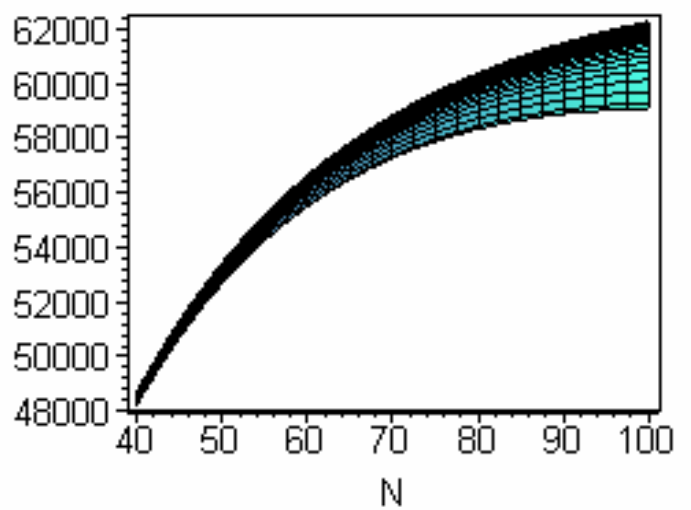
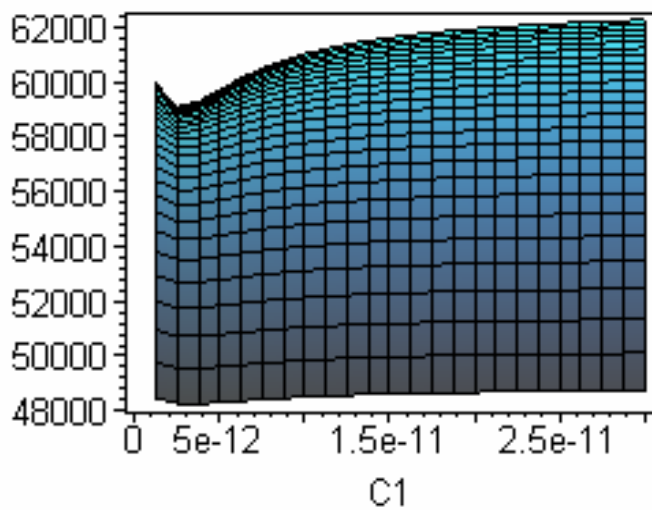
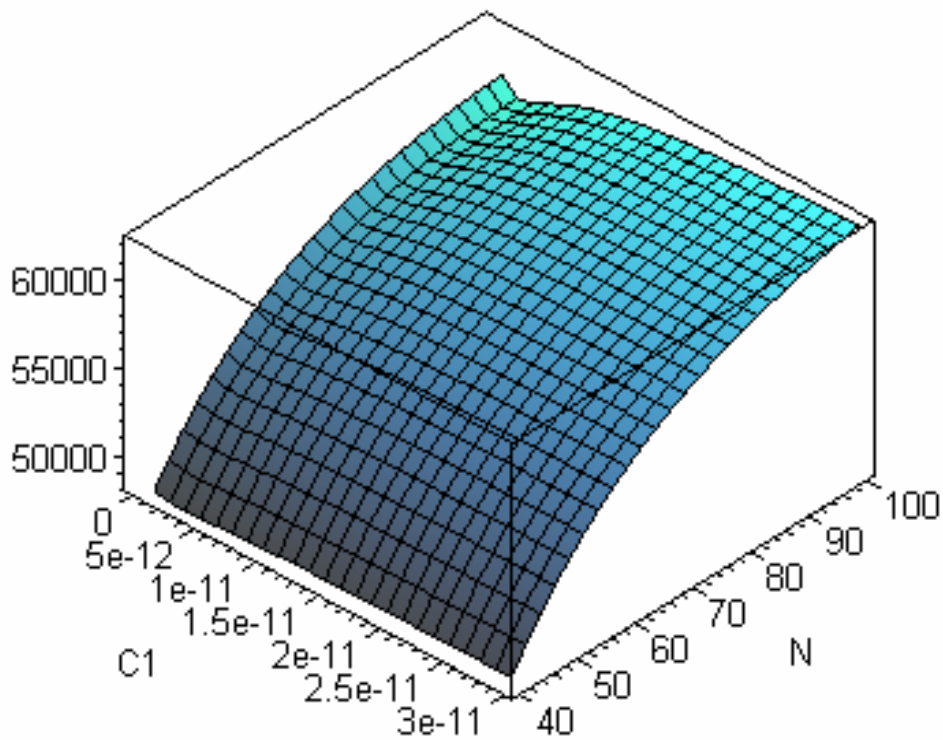


$R=1M$  ,  $L=56\mu H$  ,  $C1=18pF$  ,  $C2=100nF$  :



可以看到空载时，漏感比较小时匝数比的变化对频率没有多大影响，但当漏感比较大时匝数比增加频率会升高，这是因为匝数比大时漏感  $L_k$  反应到谐振回路中的作用相对谐振电感  $L$  的作用比较小，但匝数比小时反应到谐振回路中其与谐振电感  $L$  已经可以相当，共同起作用。

$R=1M$  ,  $L=56\mu H$  ,  $L_k=80mH$  ,  $C_2=100nF$  :

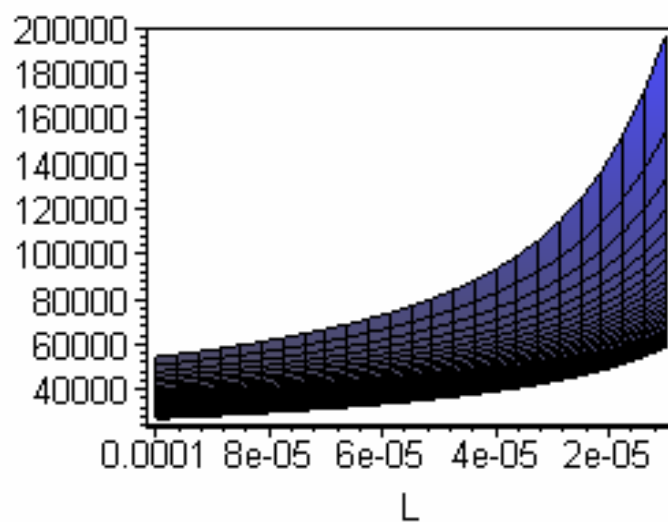
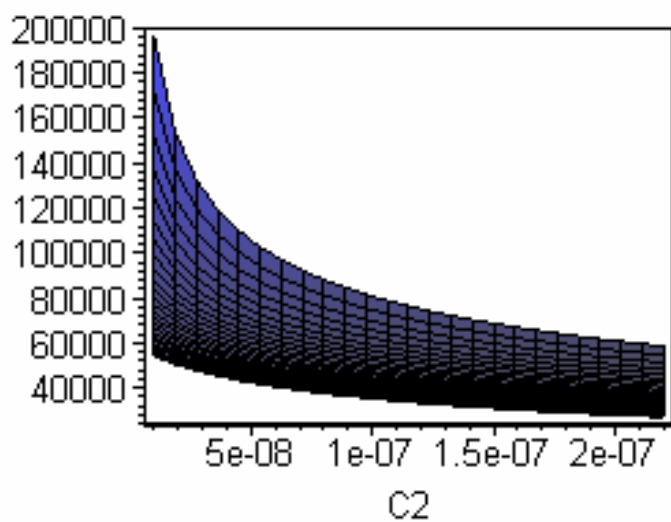
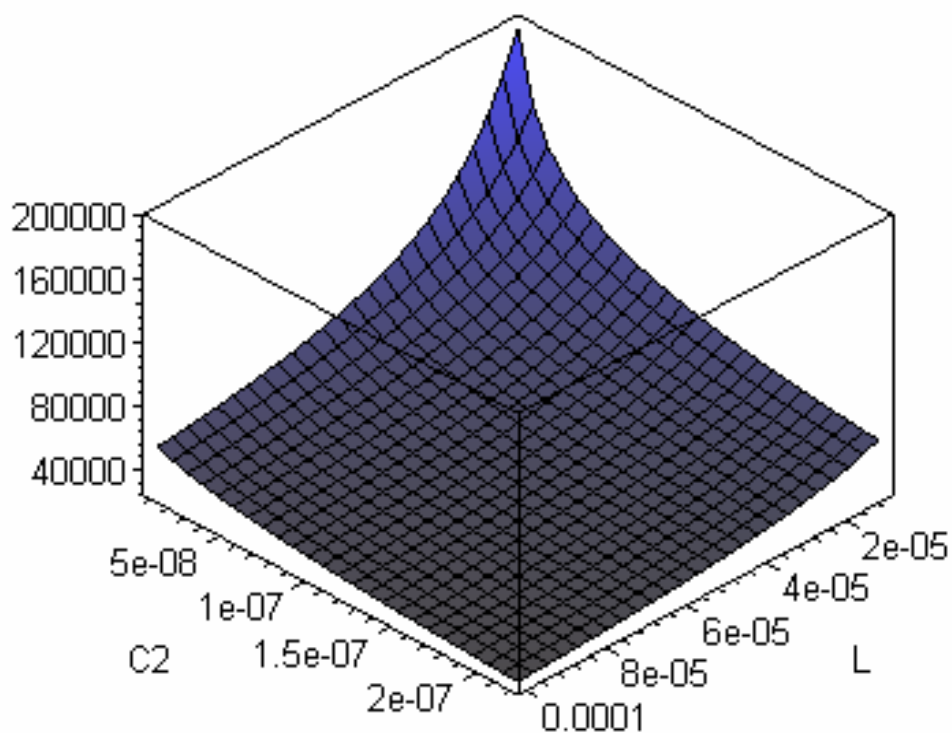


空载时  $C_1$  变化对频率影响不大，主要还是匝数比的影响。



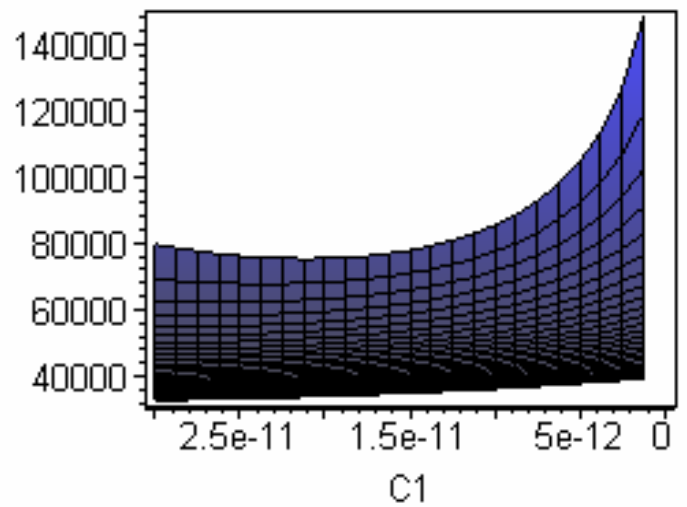
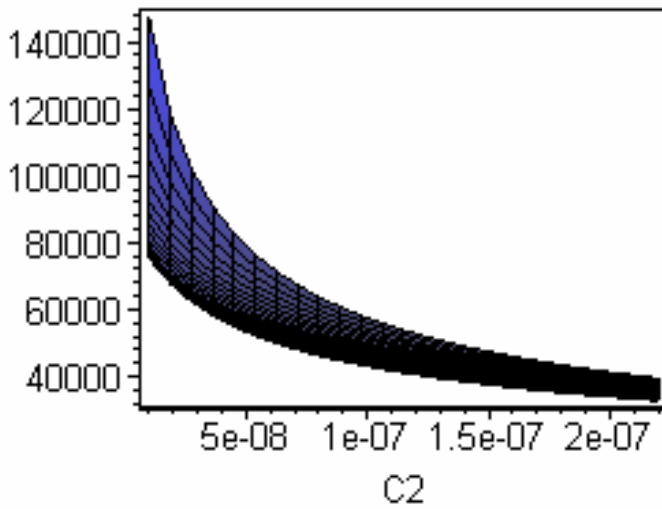
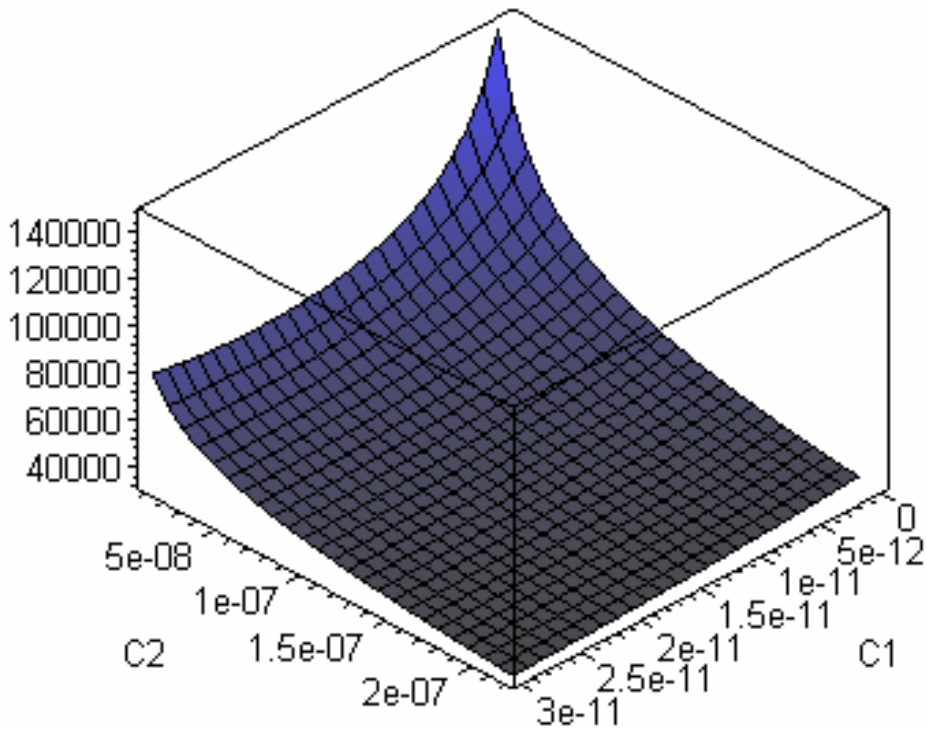
4. 工作频率：

$R=100K$  ,  $C1=18pF$  ,  $Lk=80mH$  ,  $N=70$  :



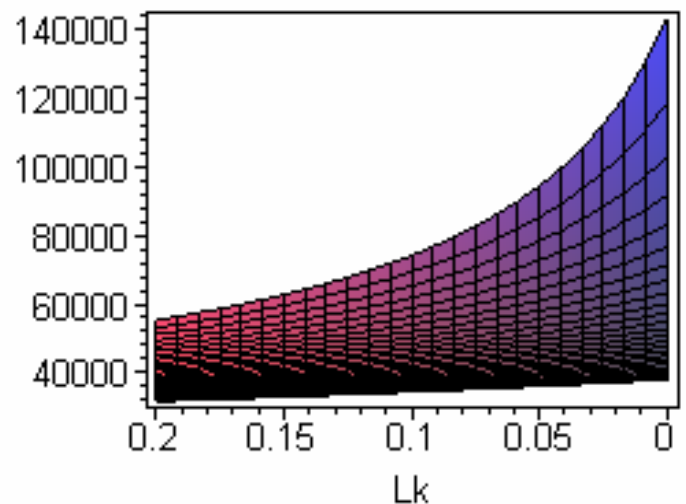
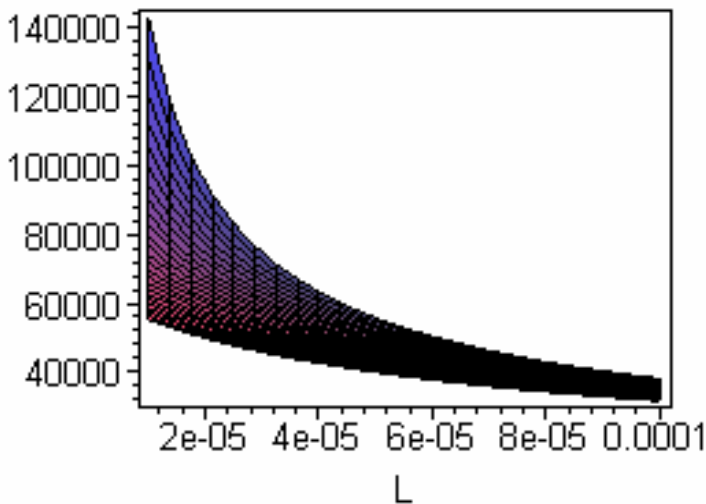
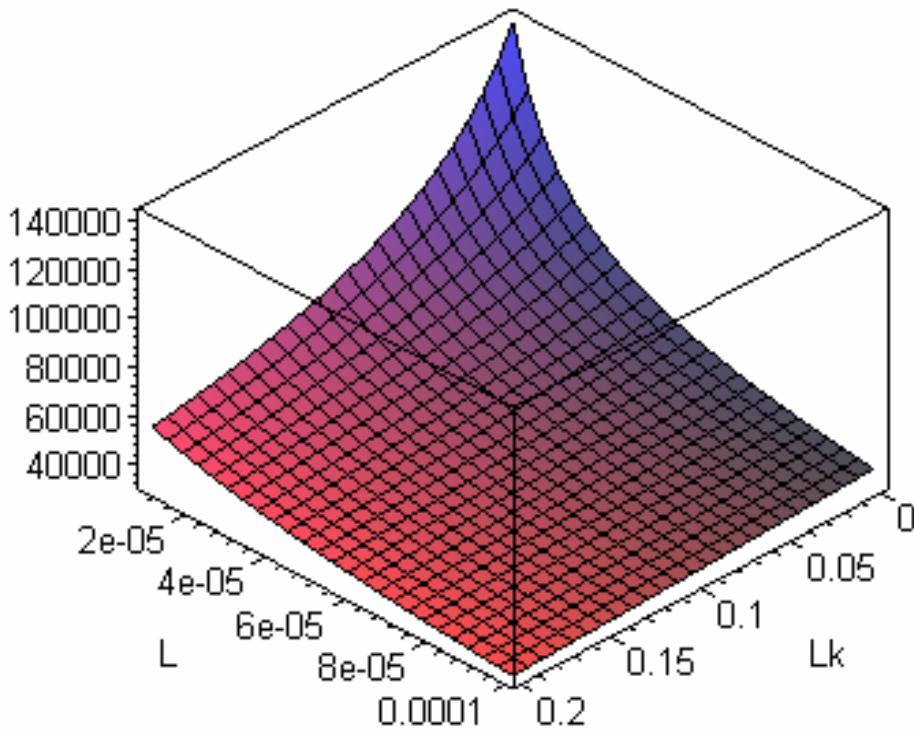
L、 $C2$  是决定回路工作频率的主要因数。

$R=100K$  ,  $L=56\mu H$  ,  $L_k=80mH$  ,  $N=70$  :



C1 只有在带载时才对工作频率有影响。

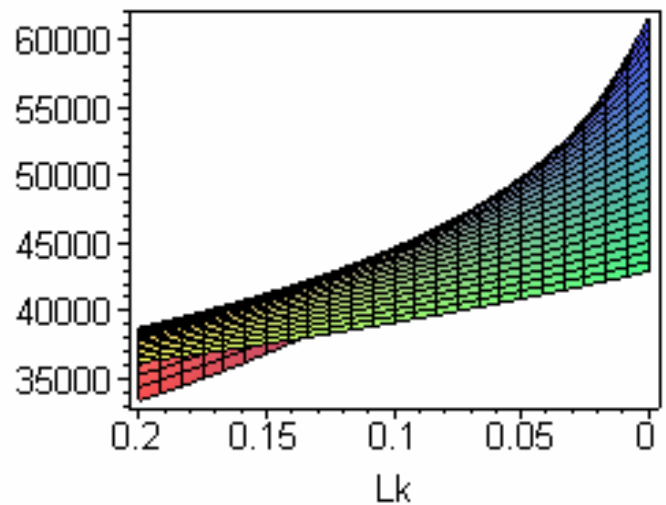
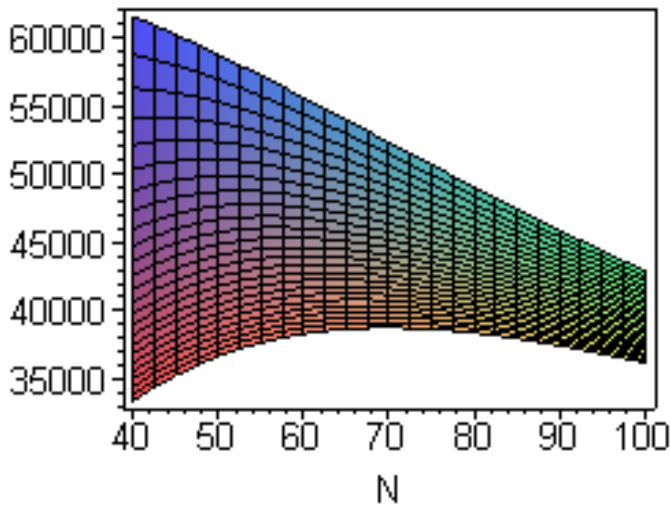
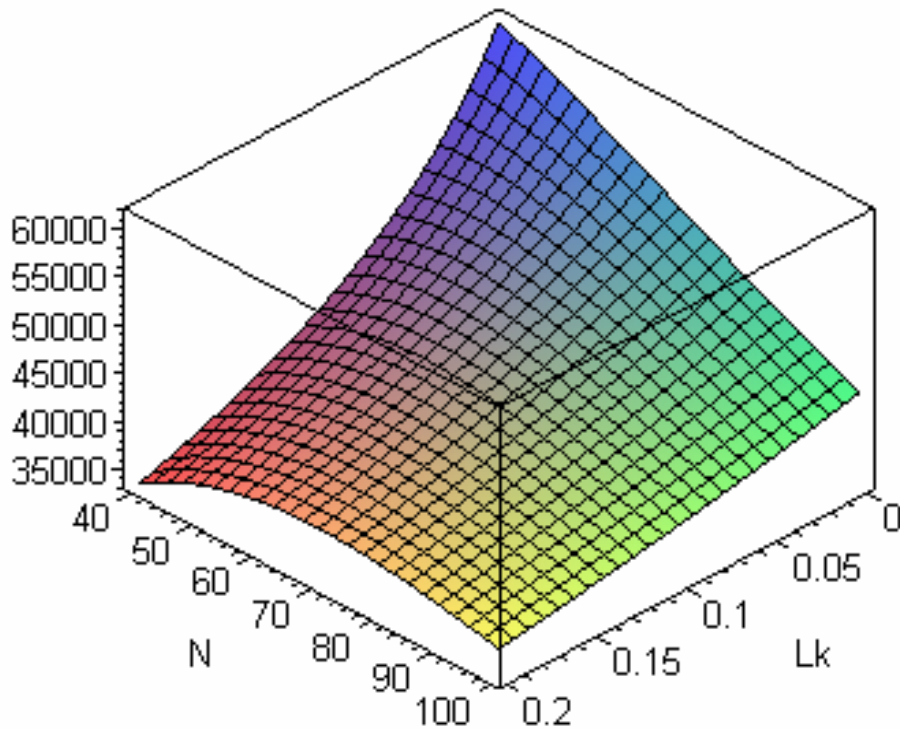
$R=100K$  ,  $C1=18pF$  ,  $C2=100nF$  ,  $N=70$  :



Royer 结构的变压器由于结构上的原因漏感不会很小,但也不会很大,一般在几十 mH 左右,小于 100mH,可以看到通常情况下漏感  $L_k$  对频率的影响比较小。

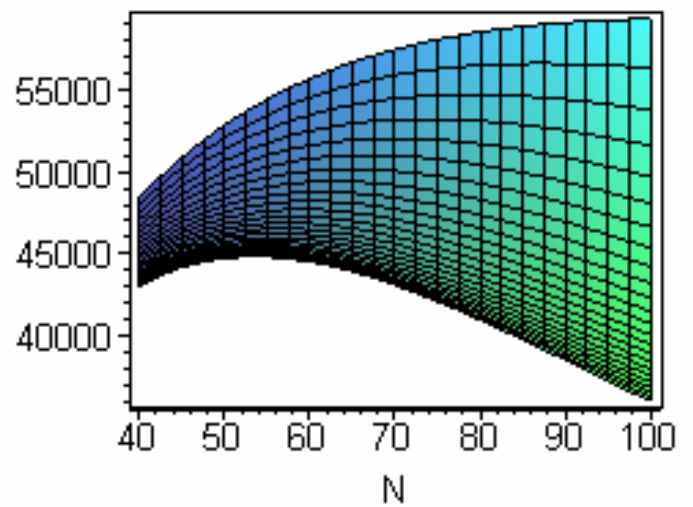
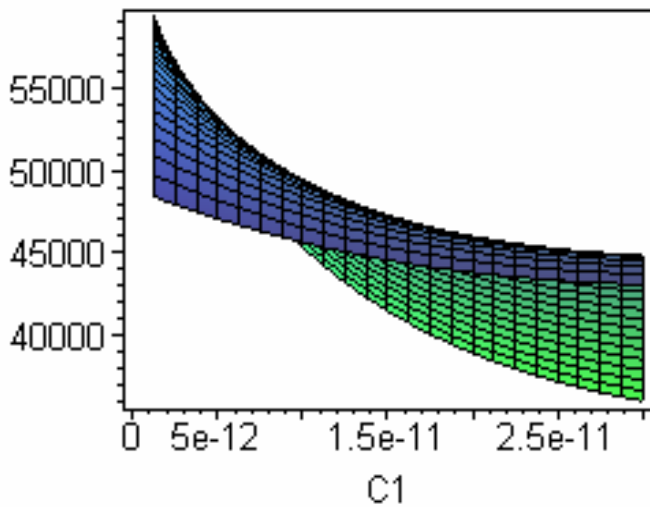
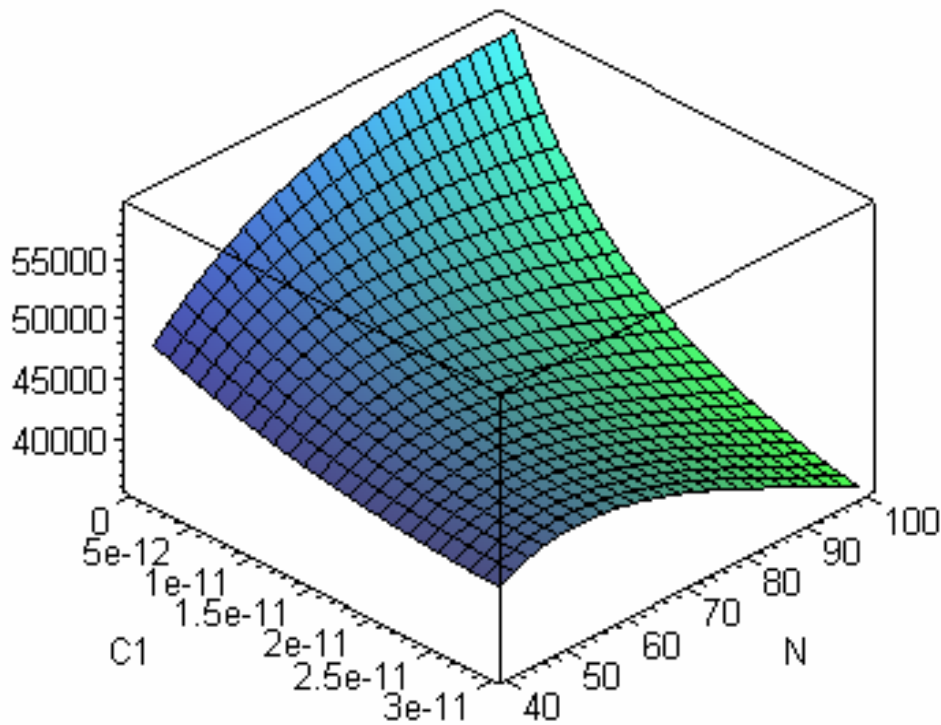
实际使用过程中需要工作频率比较高时,往往减小电感  $L$  工作频率升高的有限,这是因为此时的谐振电感比较小,漏感也开始起比较大的作用。

$R=100K$  ,  $L=100\mu H$  ,  $C1=18pF$  ,  $C2=100nF$  :



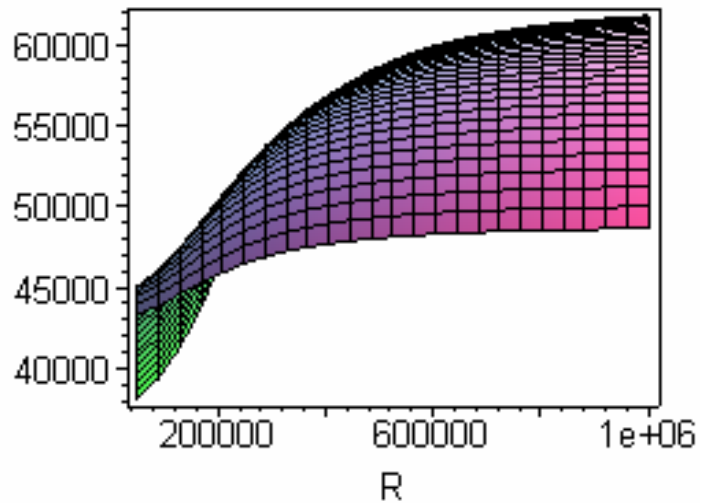
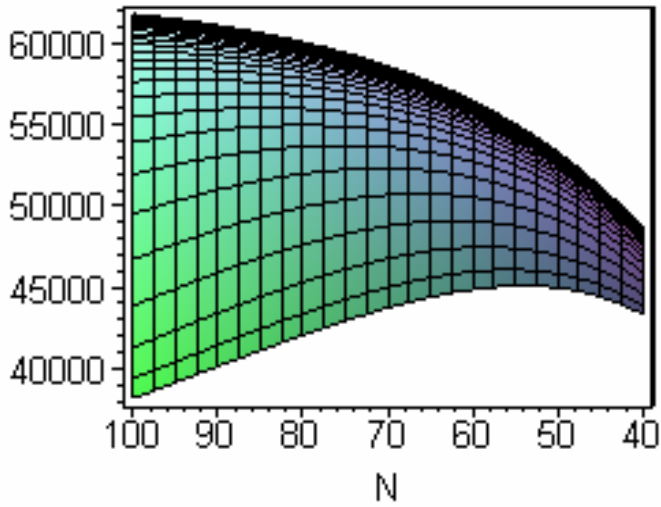
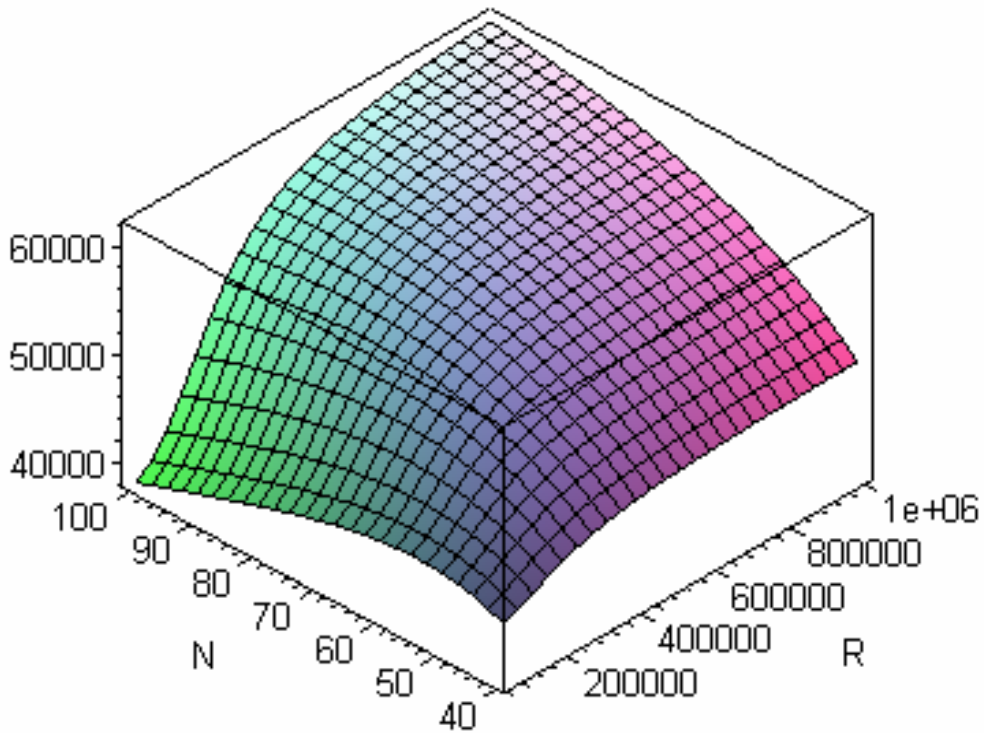
可以看到漏感  $L_k$  比较小时匝数比增加频率会降低，漏感  $L_k$  比较大时匝数比变化对频率的影响就比较小。从另一个角度看匝数比大了以后，漏感  $L_k$  对频率产生的变化就比较小。

$R=100K$  ,  $L=56\mu H$  ,  $L_k=80mH$  ,  $C_2=100nF$  :



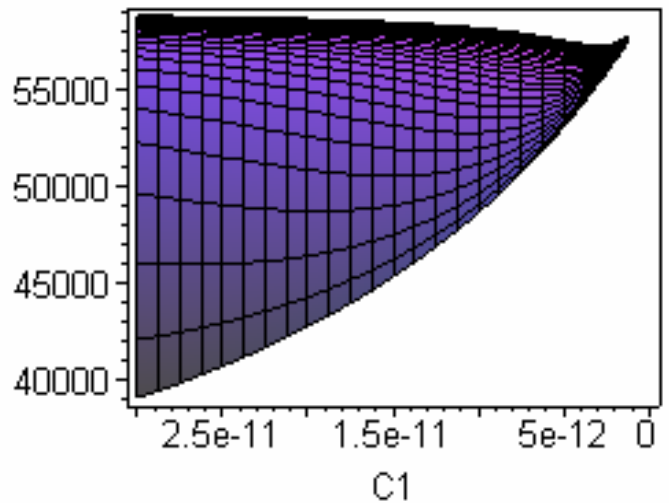
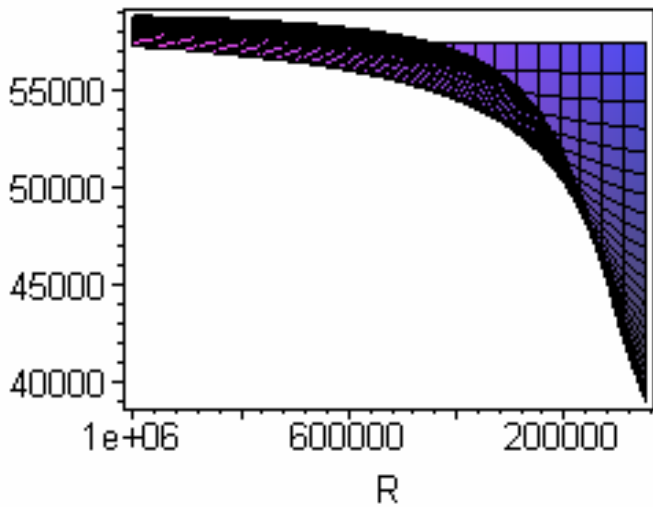
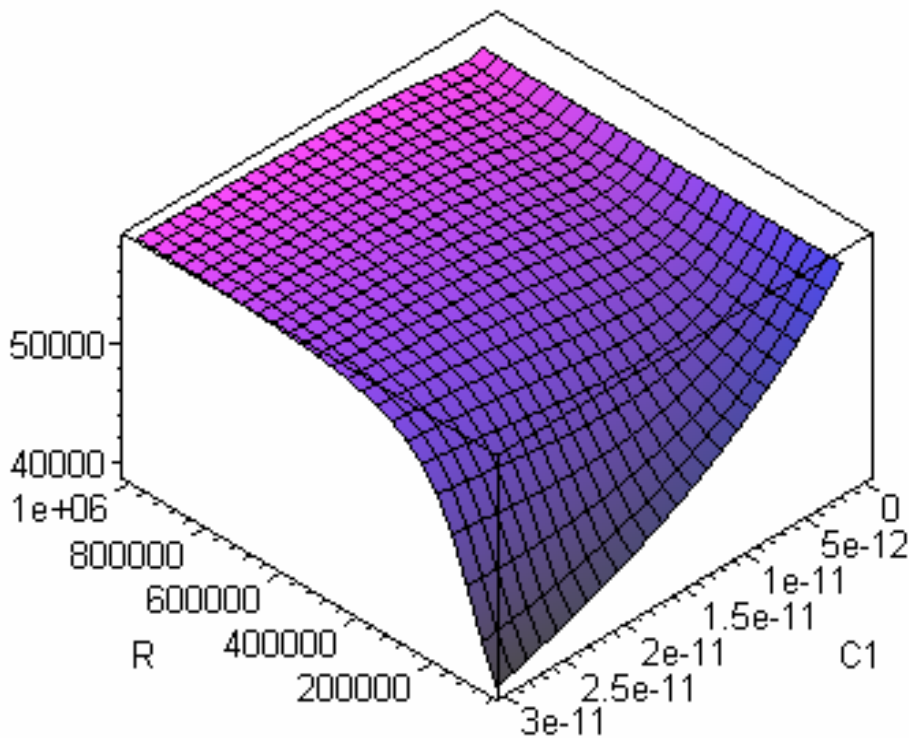
可以看到正常工作时  $C_1$  增加，频率下降。匝数比升高，频率也会下降。

$L=56\mu\text{H}$  ,  $L_k=80\text{mH}$  ,  $C_1=18\text{pF}$  ,  $C_2=100\text{nF}$  :



可以看到带载以后工作频率就会下降，匝数比越大，下降幅度越大。

$L=56\mu\text{H}$  ,  $L_k=80\text{mH}$  ,  $C_2=100\text{nF}$  ,  $N=70$  :



由于 Royer 结构的变压器其漏感  $L_k$  一般比较小，其匝数比比较大，因此在实际计算时可以忽略不计。

考虑空载时， $R_1$ 、 $C_1$  在回路中开路，因此回路中只剩  $L$ 、 $C_2$  两个元件，此时谐振频率：

$$f := \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_2}}$$

正常工作时，负载  $R$  虽然阻值比较大，通常在  $100\text{K}$  左右，但是折合到初级只有几十，可以认为近似短路，回路中只剩  $L$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  三个元件，此时谐振频率可简化为

$$f := \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_2 + N^2 C_1)}}$$

5. 谐振回路 Q 值：

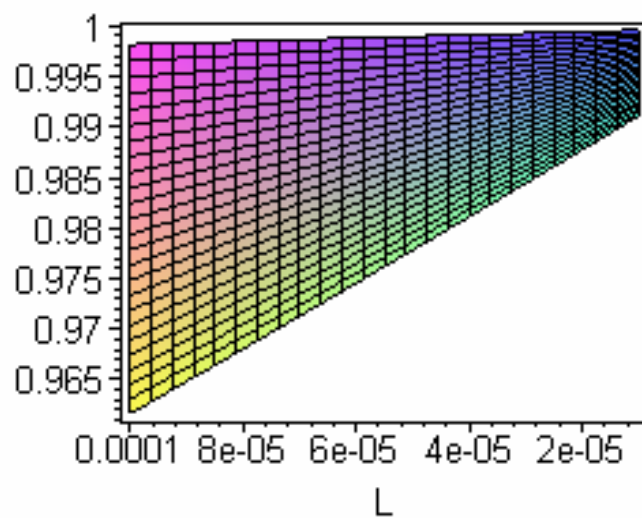
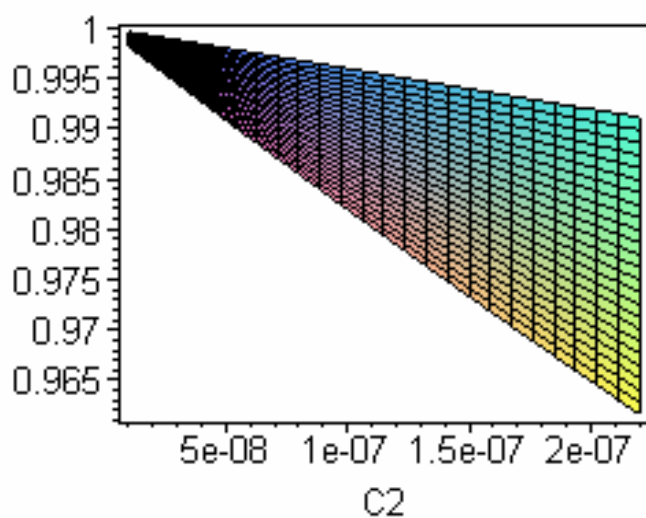
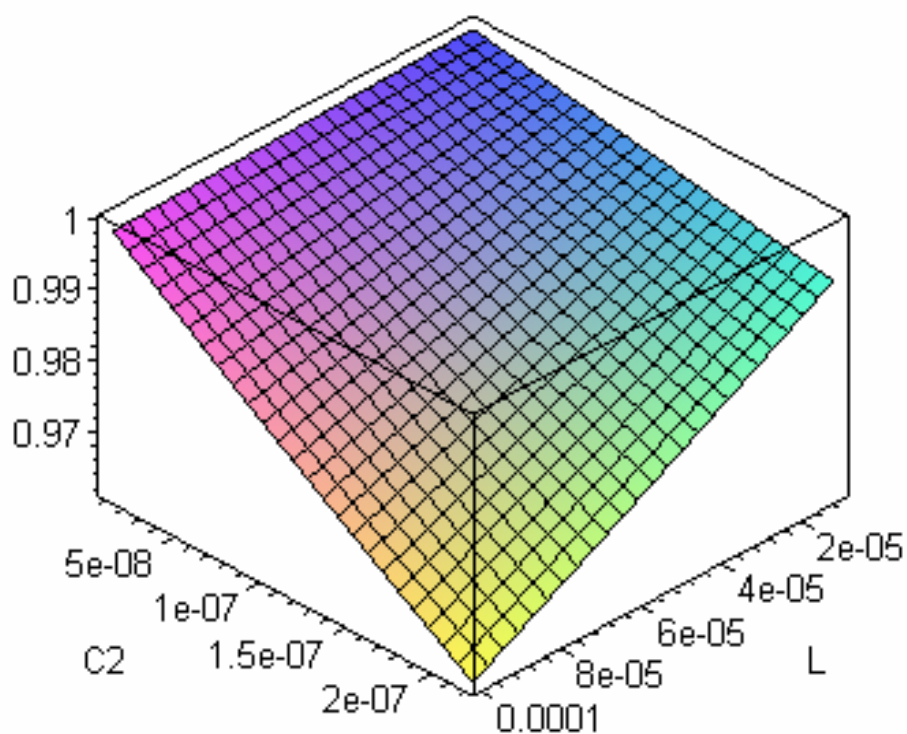
$$Q := \left| \frac{R}{R - \frac{I}{\omega CI}} \right|$$

$$\omega := \sqrt{2} R CI (C2 (LN^2 + Lk) (-CI N^4 L - C2 LN^2 + R^2 CI^2 N^2 - C2 Lk - CI N^2 Lk + \text{sqrt}(2 R^2 CI^2 N^2 C2 Lk + 2 C2 LN^4 R^2 CI^2 + R^4 CI^4 N^4 + C2^2 Lk^2 + CI^2 N^4 Lk^2 + 4 CI N^4 L C2 Lk + 2 CI N^6 L^2 C2 + CI^2 N^8 L^2 + C2^2 L^2 N^4 + 2 C2^2 LN^2 Lk + 2 C2 Lk^2 CI N^2 - 2 R^2 CI^3 N^4 Lk + 2 CI^2 N^6 L Lk - 2 CI^3 N^6 L R^2)))^{(1/2)} / (2 R^2 CI^2 C2 LN^2 + 2 R^2 CI^2 C2 Lk)$$

$$Q := \left| R \left( R - \frac{1}{2} I (2 R^2 CI^2 C2 LN^2 + 2 R^2 CI^2 C2 Lk) \sqrt{2} / (R CI^2 (C2 (LN^2 + Lk) (-CI N^4 L - C2 LN^2 + R^2 CI^2 N^2 - C2 Lk - CI N^2 Lk + \text{sqrt}(2 R^2 CI^2 N^2 C2 Lk + 2 C2 LN^4 R^2 CI^2 + R^4 CI^4 N^4 + C2^2 Lk^2 + CI^2 N^4 Lk^2 + 4 CI N^4 L C2 Lk + 2 CI N^6 L^2 C2 + CI^2 N^8 L^2 + C2^2 L^2 N^4 + 2 C2^2 LN^2 Lk + 2 C2 Lk^2 CI N^2 - 2 R^2 CI^3 N^4 Lk + 2 CI^2 N^6 L Lk - 2 CI^3 N^6 L R^2)))^{(1/2)}) \right|$$

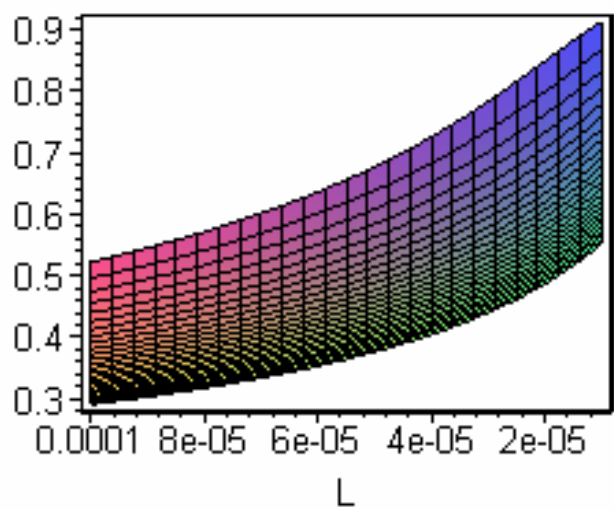
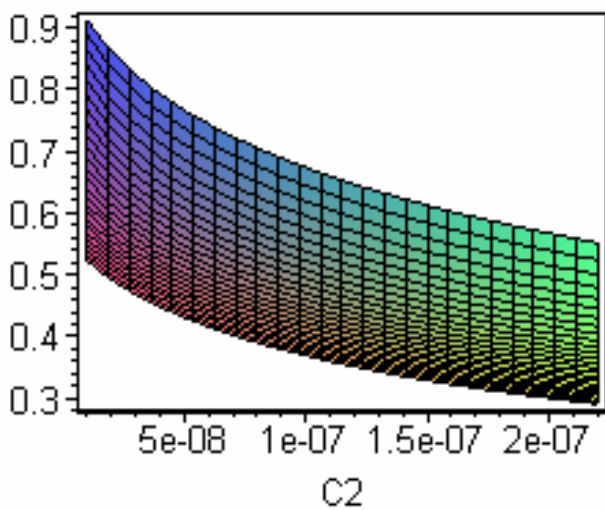
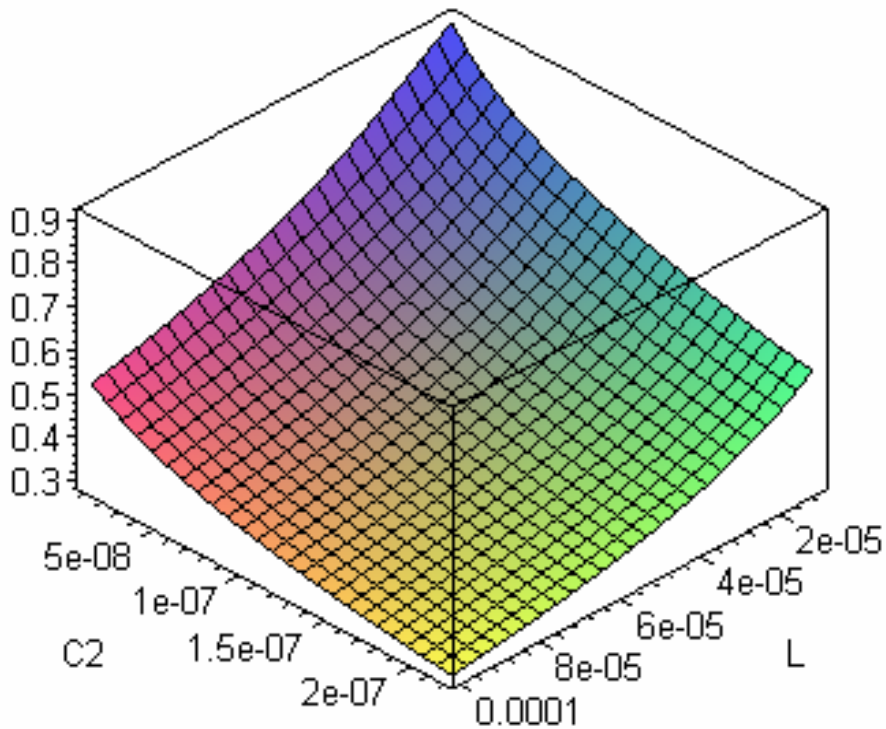


$R=1M$  ,  $C1=18pF$  ,  $Lk=80mH$  ,  $N=70$  : (空载)



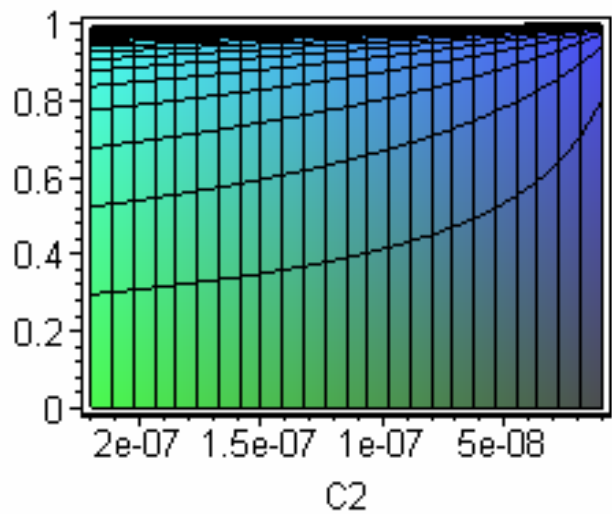
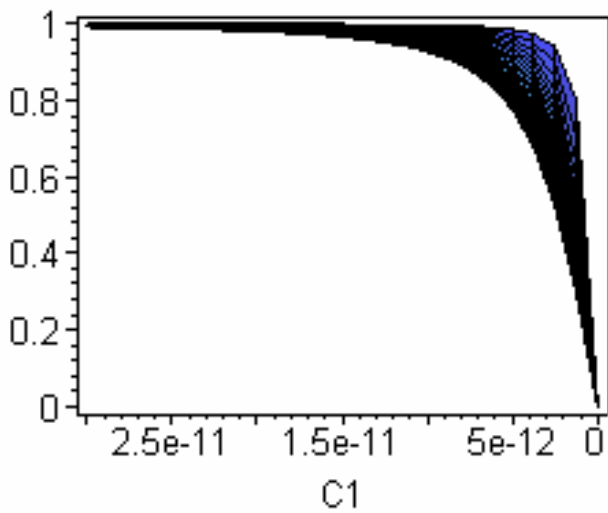
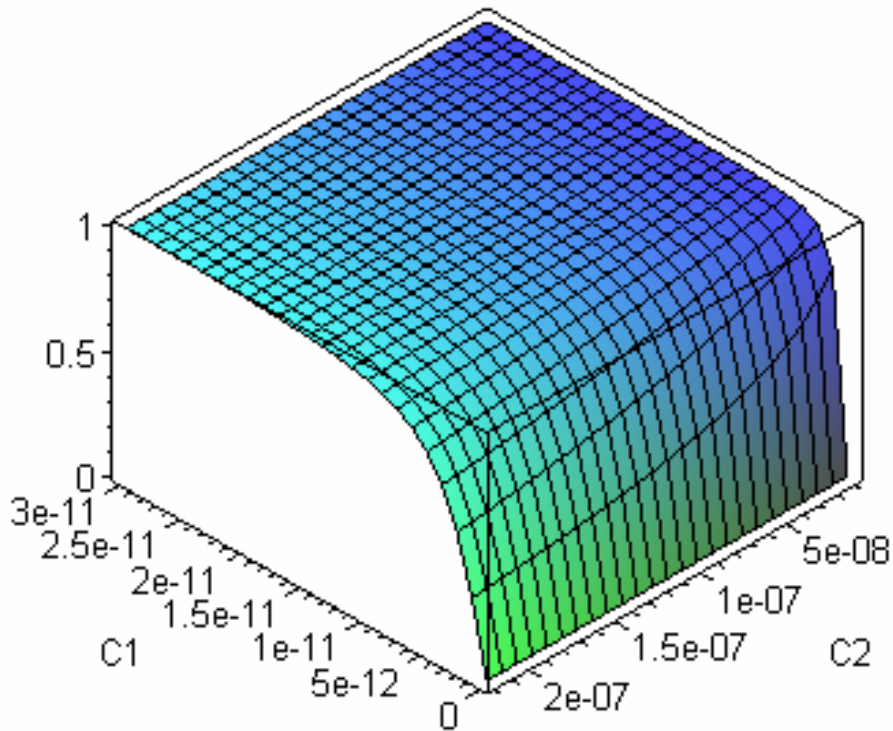
可以看到适当减小  $L$ 、 $C2$  都能提高输出。

$R=100K$  ,  $C1=18pF$  ,  $Lk=80mH$  ,  $N=70$  : (带载)



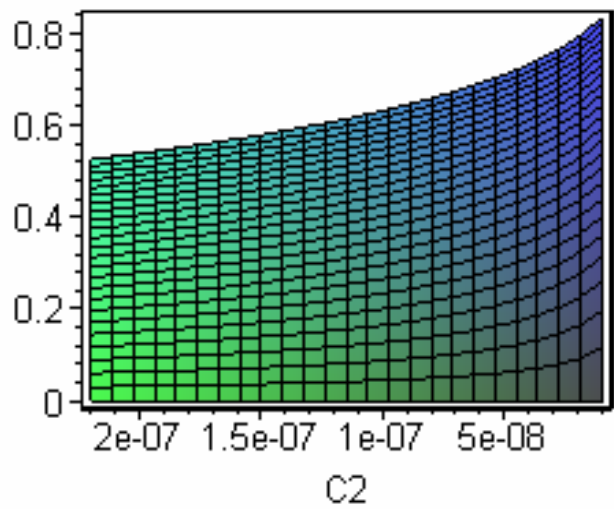
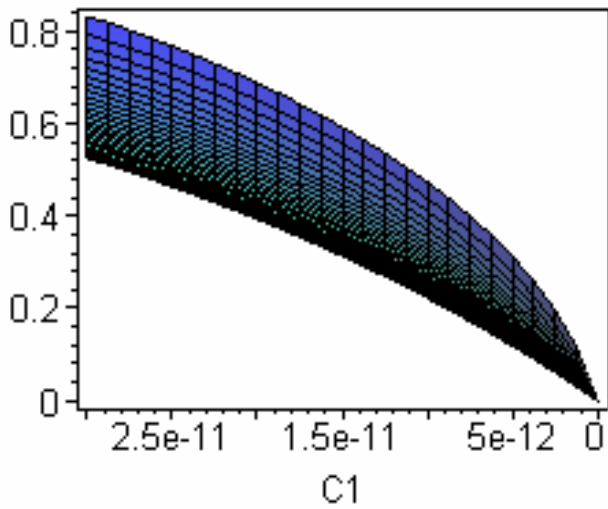
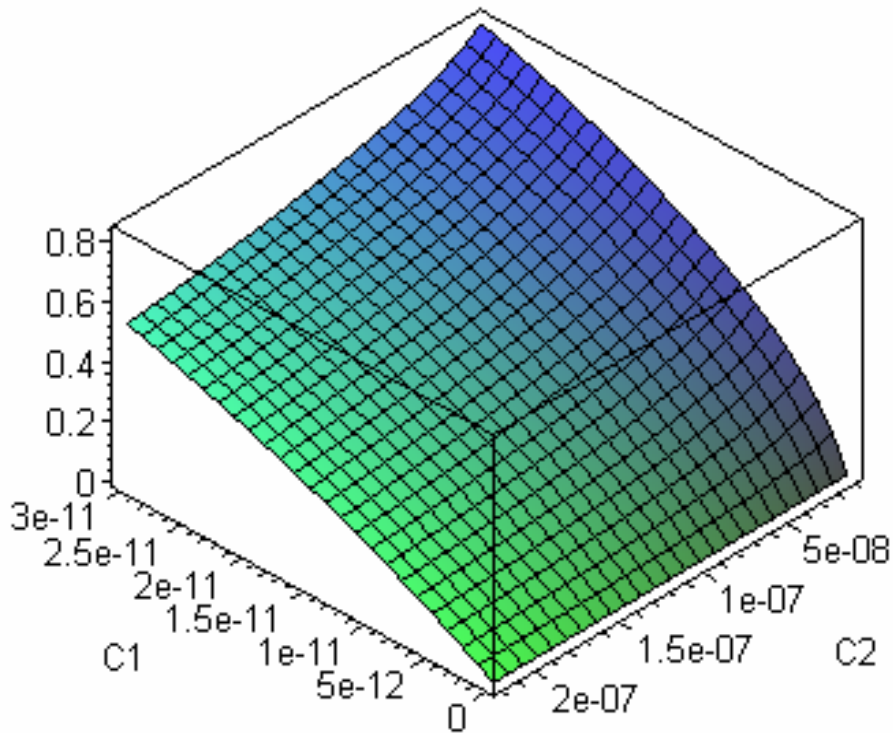
可以看到带载时 Q 值下降很多，这也是 Royer 结构的变压器要求匝数比较高的原因。

$R=1M$  ,  $L=56\mu H$  ,  $L_k=80mH$  ,  $N=70$  : (空载)



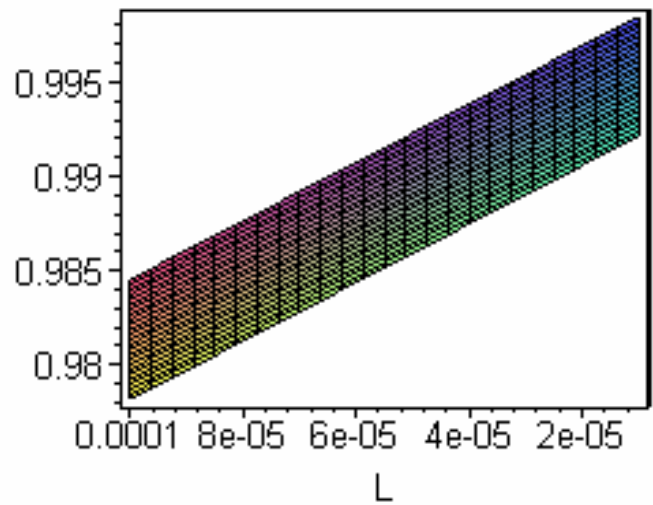
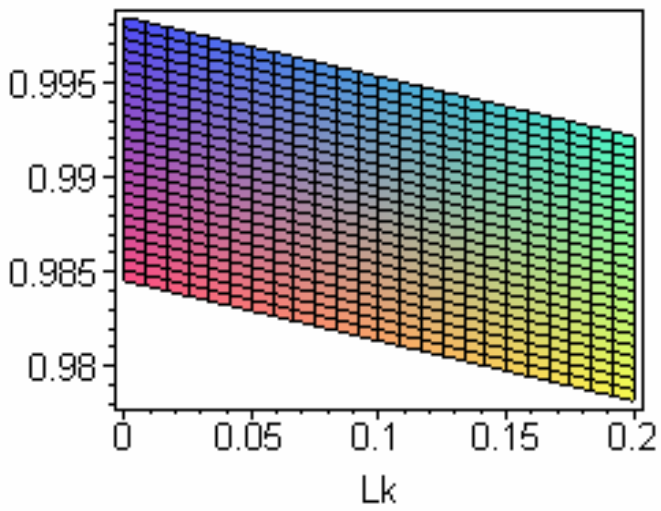
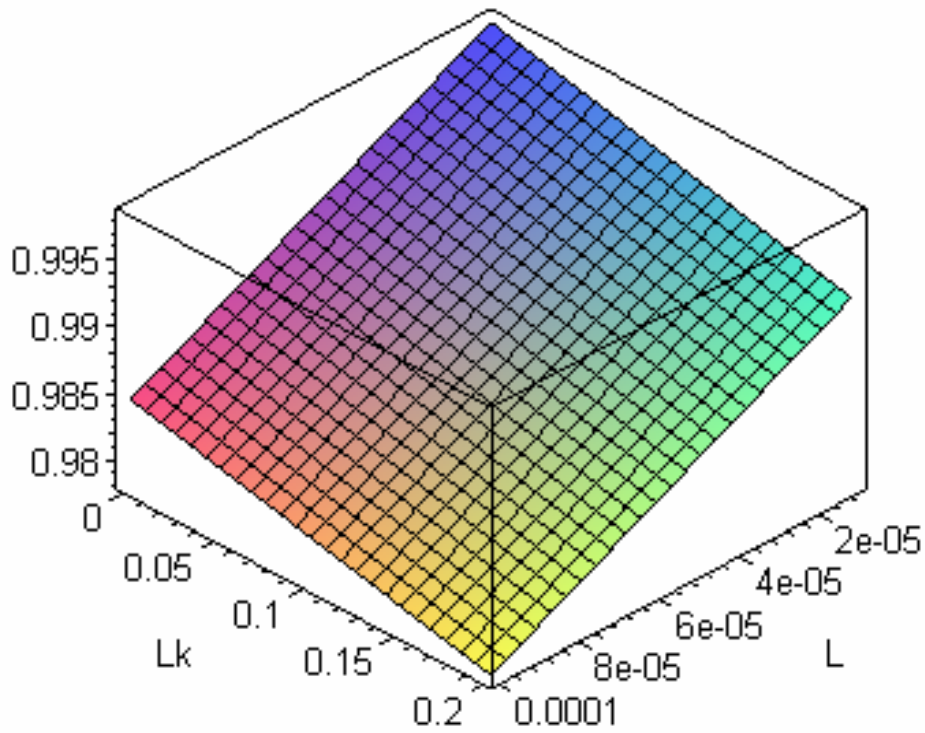
可以看到 C1 的取值不能过小，否则输出不够。

$R=100K$  ,  $L=56\mu H$  ,  $L_k=80mH$  ,  $N=70$  : (带载)

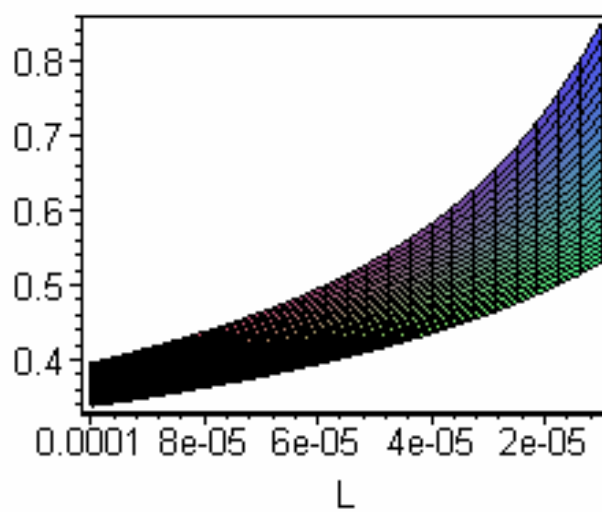
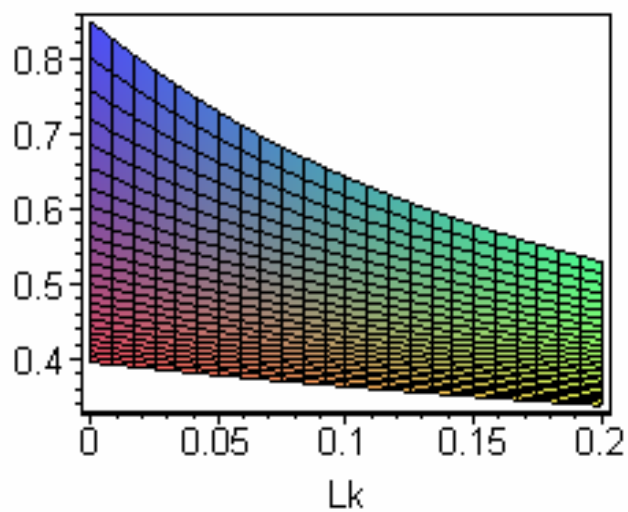
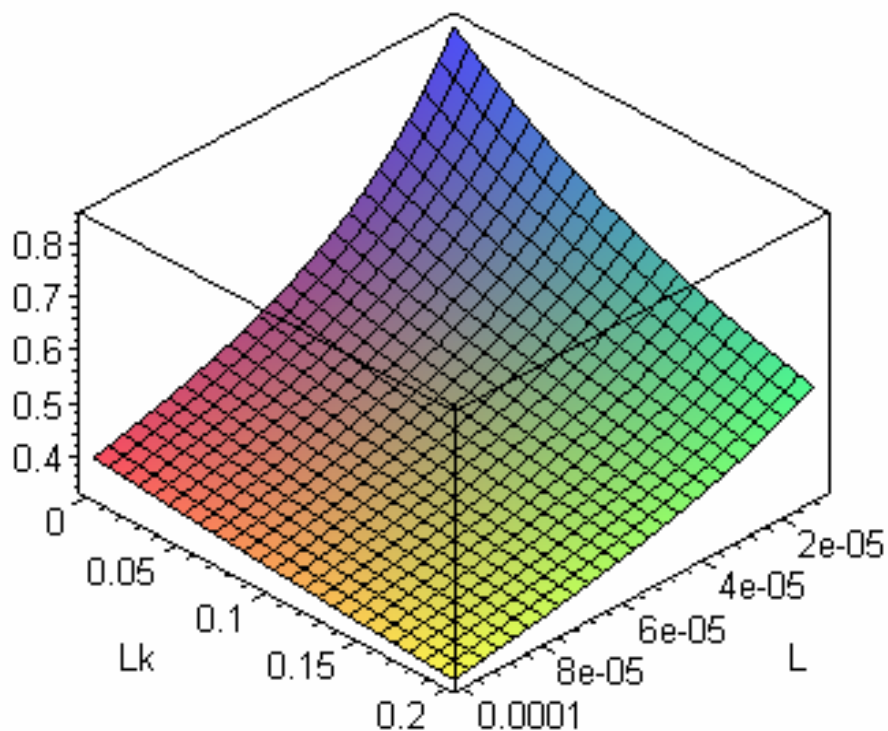


可以看到带载时改变  $C1$  进行调整的效果要比改变  $C2$  明显，因此输出变化比较大时改变  $C1$  比较好，输出变化比较小时可以调整  $C2$ 。

$R=1M$  ,  $C1=18pF$  ,  $C2=100nF$  ,  $N=70$  : (空载)

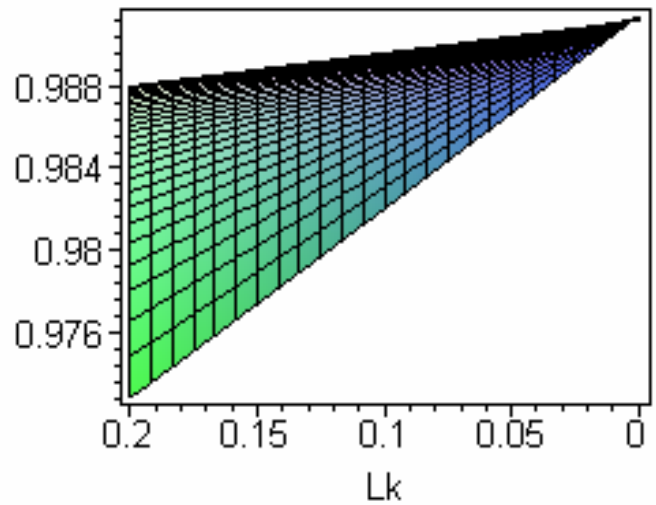
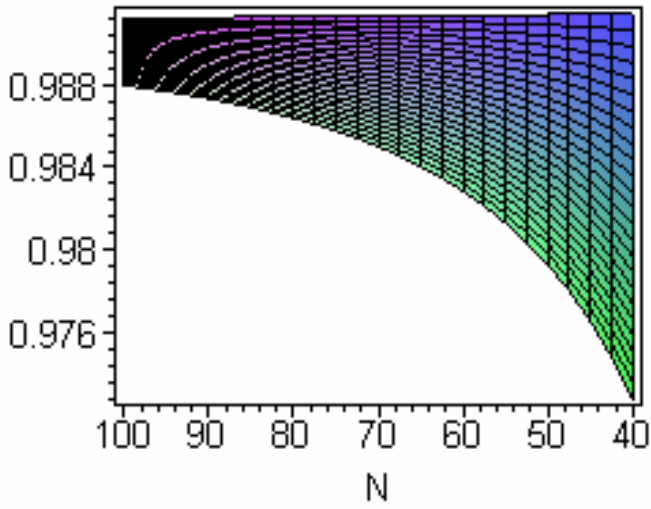
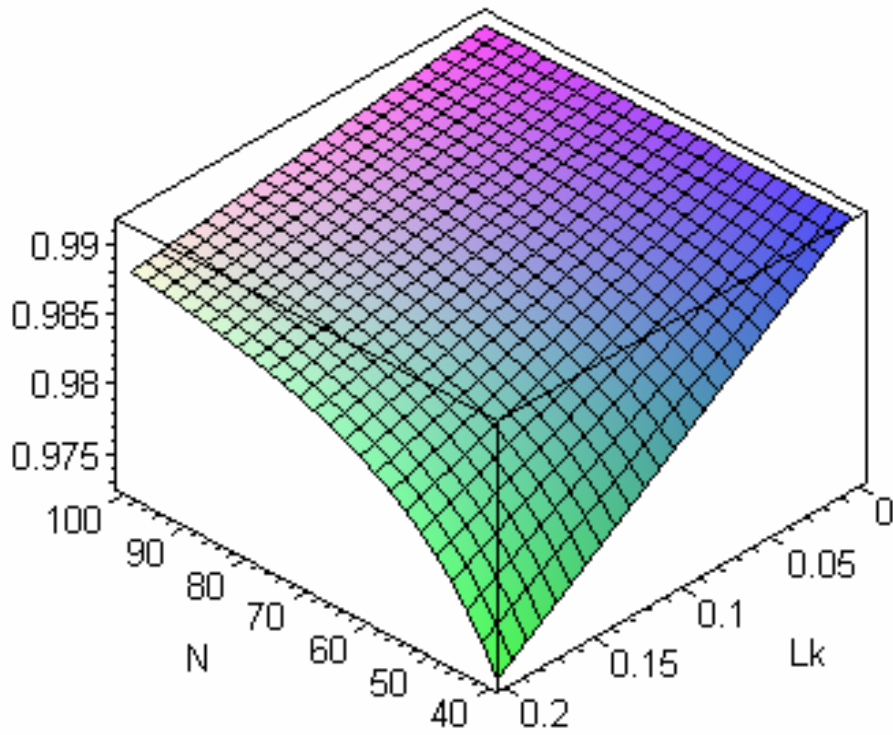


$R=100K$  ,  $C1=18pF$  ,  $C2=100nF$  ,  $N=70$  : (带载)

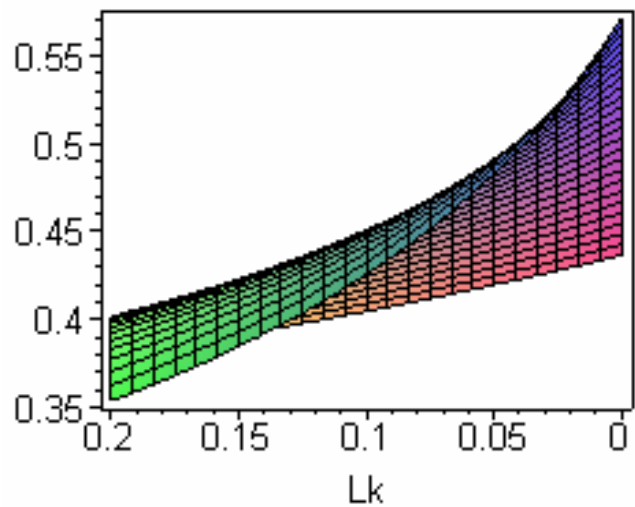
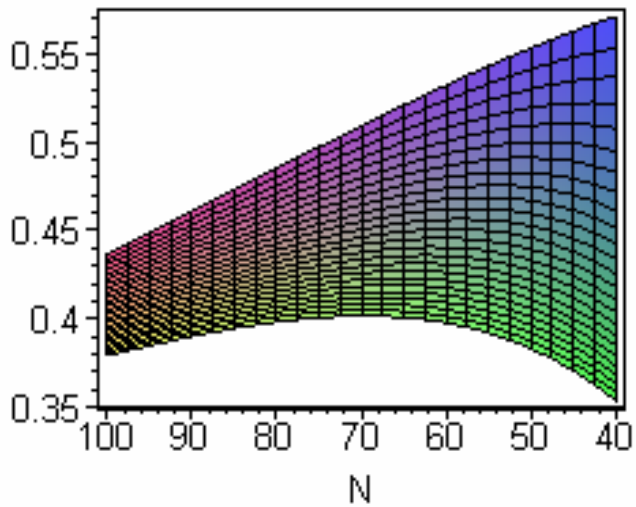
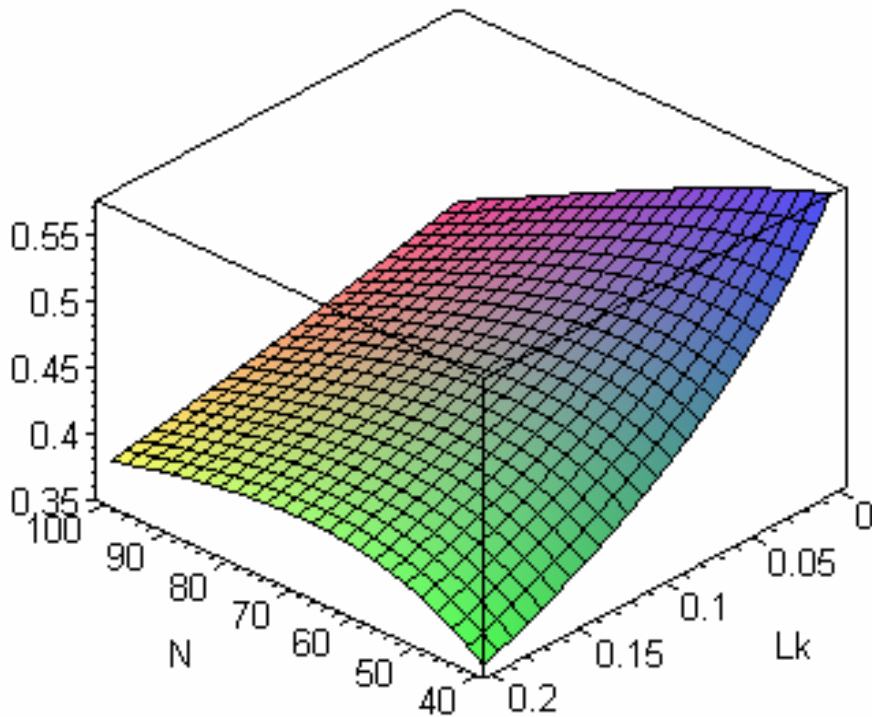


可以看到要尽量减小漏感  $L_k$  , 降低其影响谐振电感  $L$  的作用。

$R=1M$  ,  $L=56\mu H$  ,  $C1=18pF$  ,  $C2=100nF$  : (空载)



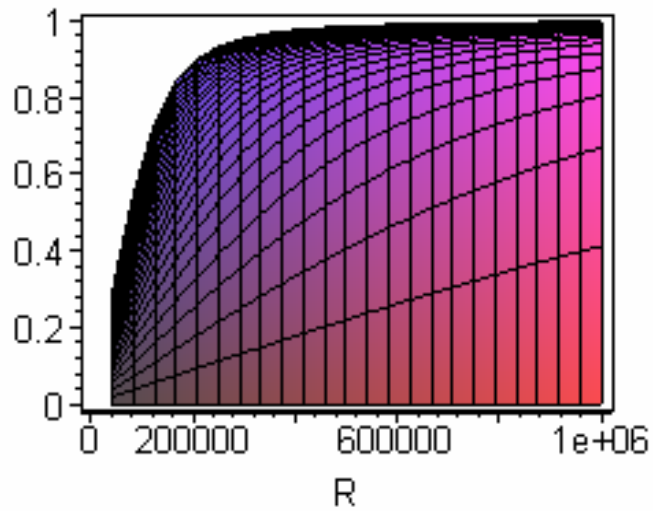
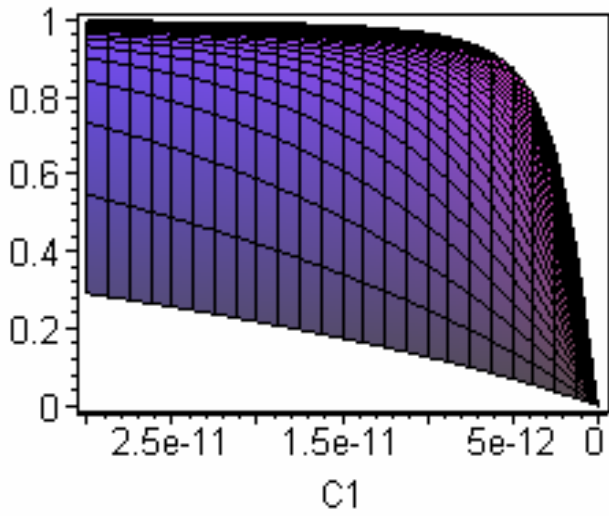
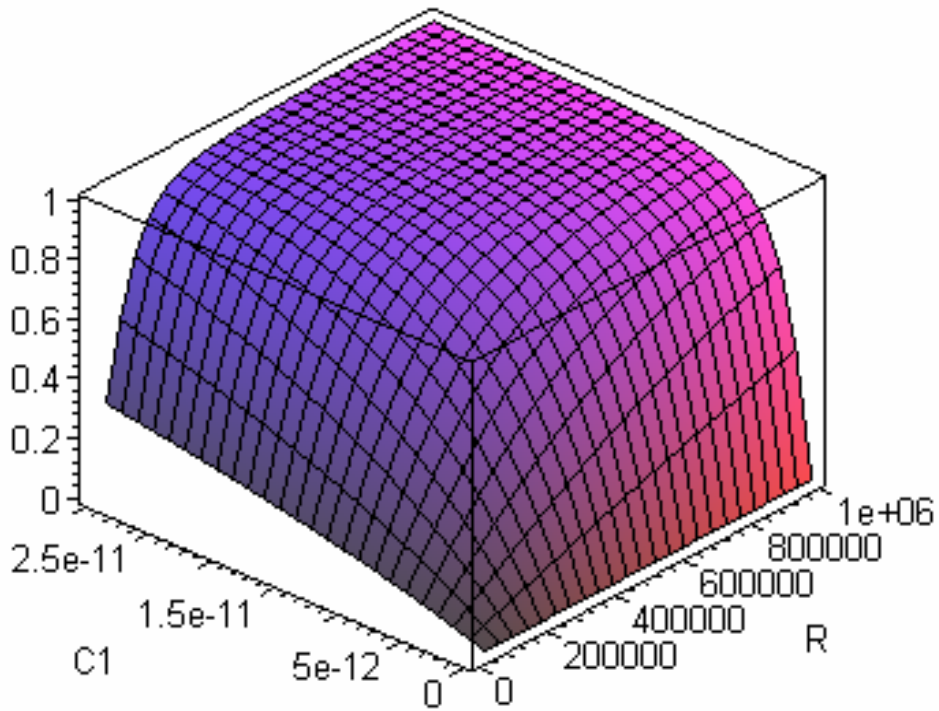
$R=100K$  ,  $L=56\mu H$  ,  $C1=18pF$  ,  $C2=100nF$  : ( 带载 )



可以看到匝数比较大时漏感  $L_k$  的影响就比较小，这也是 Royer 结构的变压器不怎么考虑漏感的原因，因为它实际使用时的匝数比都比较大。



$L=56\mu\text{H}$  ,  $L_k=80\text{mH}$  ,  $C_2=100\text{nF}$  ,  $N=70$  :



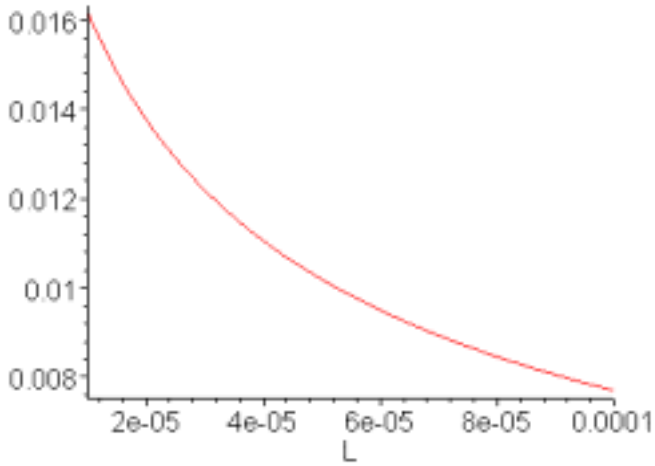
6. 安全性问题：

设  $R=2K$  ,  $V_{in}=12V$  ,  $C1=18pF$  ,  $C2=100nF$  ,  $L=56\mu H$  ,  $Lk=80mH$  ,  $N=70$  :

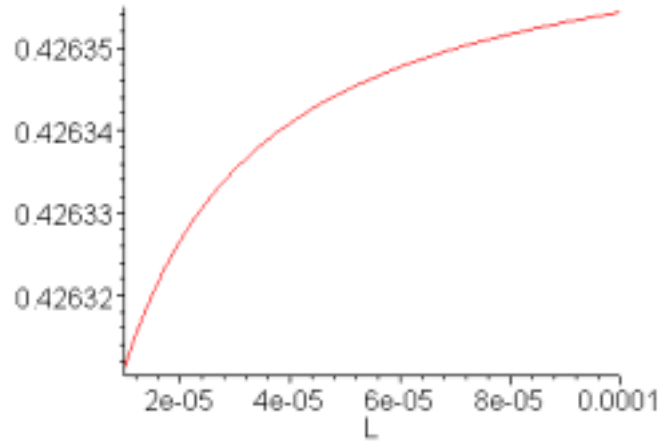
$$V_{in} \cdot 2.2 \cdot N \cdot Q = V_{out}$$

$$I_{out} = V_{out} / R \cdot 1.414$$

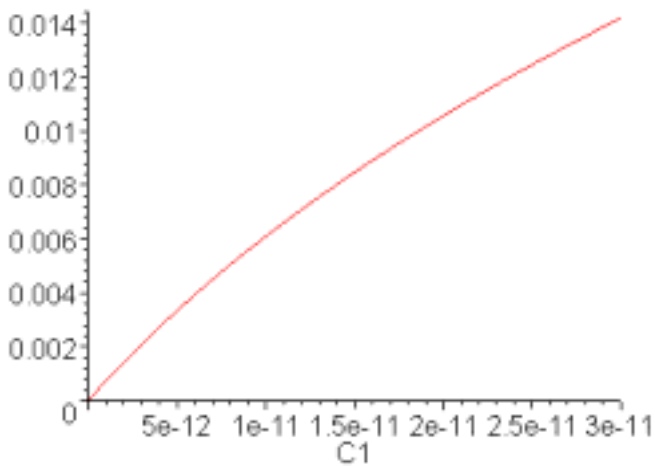
$$Q_{safe} = I_{out} / (0.7 \cdot f) = V_{in} \cdot N \cdot Q / (1.414 \cdot R \cdot f)$$



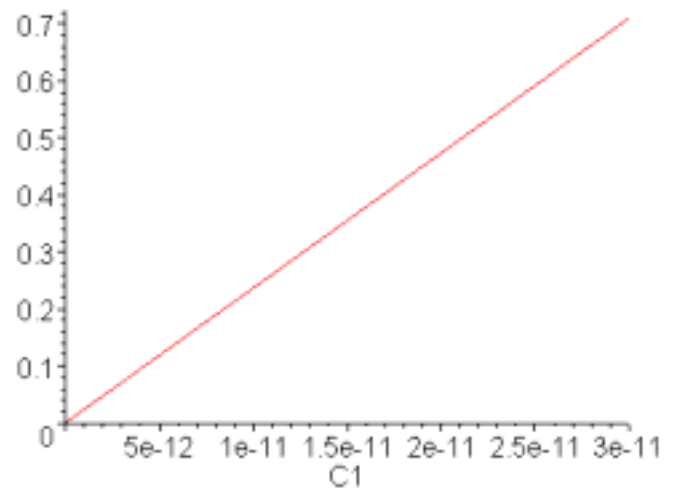
Q-L



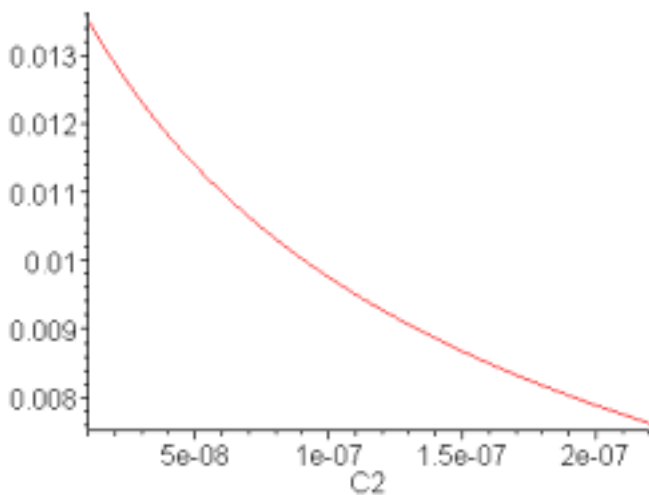
Qsafe-L



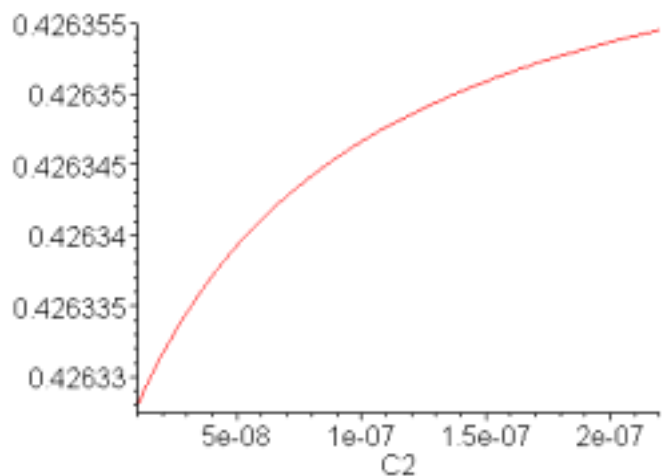
Q-C1



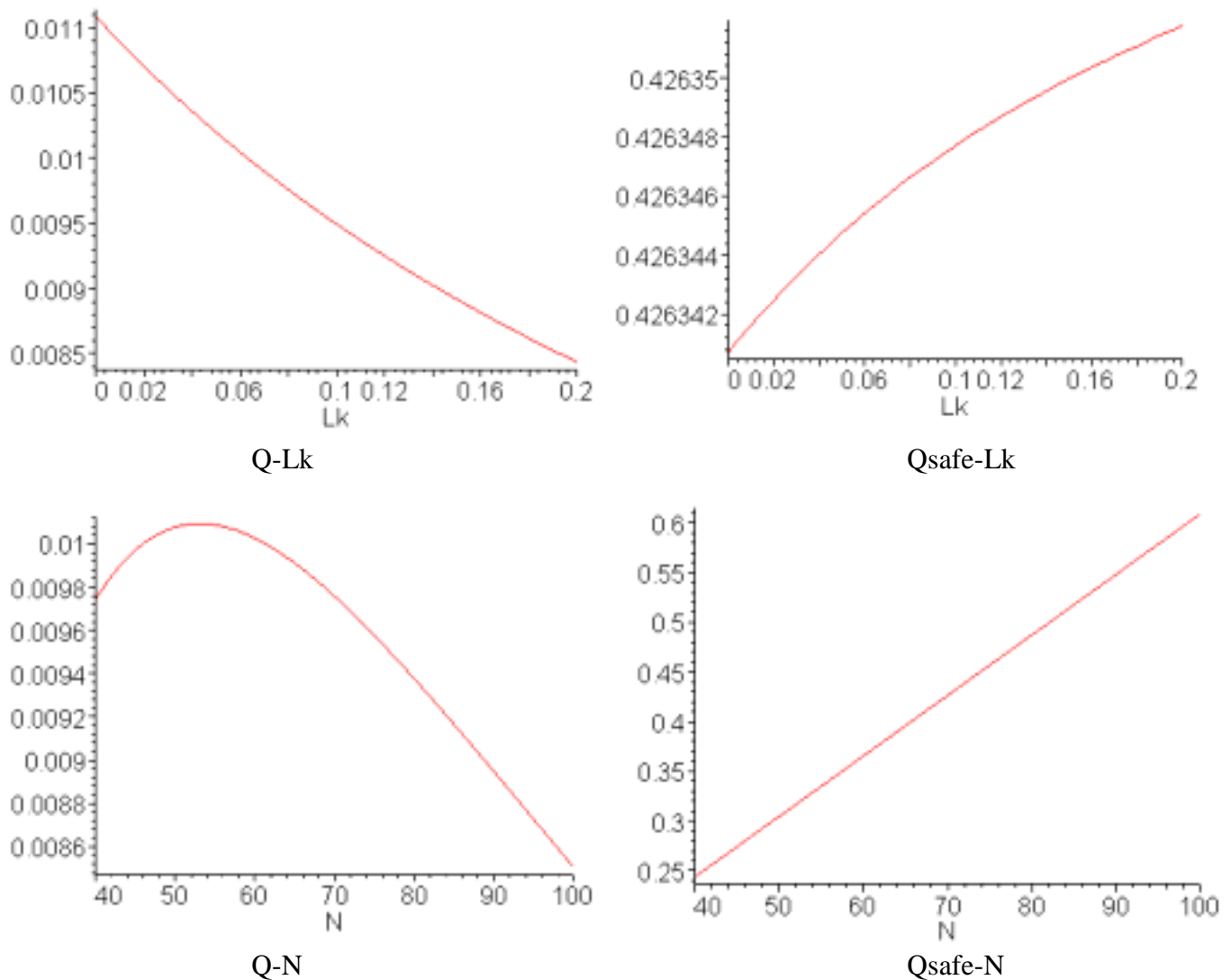
Qsafe-C1



Q-C2



Qsafe-C2



可以看到虽然有些参数随着值变大 Q 值会变小,但是总的输出电流会变大,会接近安全值。上面的参数是按正弦波计算的,实际测试时要将扼流电感  $L_1$  短路,此时输出的波形不是正弦波,其电流峰值还会更大。可以看到所有参数的  $Q_{safe}$  都是正向变化的,因此都有最大值的限制。

### 7. 三极管的耐压问题:

扼流电感  $L_1$  后面的波形是相当于全波整流后的波形,其电压  $V_{L1} = V_{in} * \frac{1}{4} \pi \sqrt{2}$

谐振电容两端的电压  $V_c = 2V_{L1} = V_{in} * \frac{1}{2} \pi \sqrt{2}$

三极管最高电压为谐振电容电压的峰值  $V_{max} = V_c * \sqrt{2} = V_{in} *$

由于早期的 Royer 回路都是用线性变压器供电,其输入电压变化可能比较大,一般要留 1.25 倍余量,即 12V 输入时要考虑到 15V。此外三极管还要考虑降额使用的问题。

当  $V_{in} = 12V$  时,三极管耐压要大于 37.7V,谐振电容的耐压要大于 75.4V。

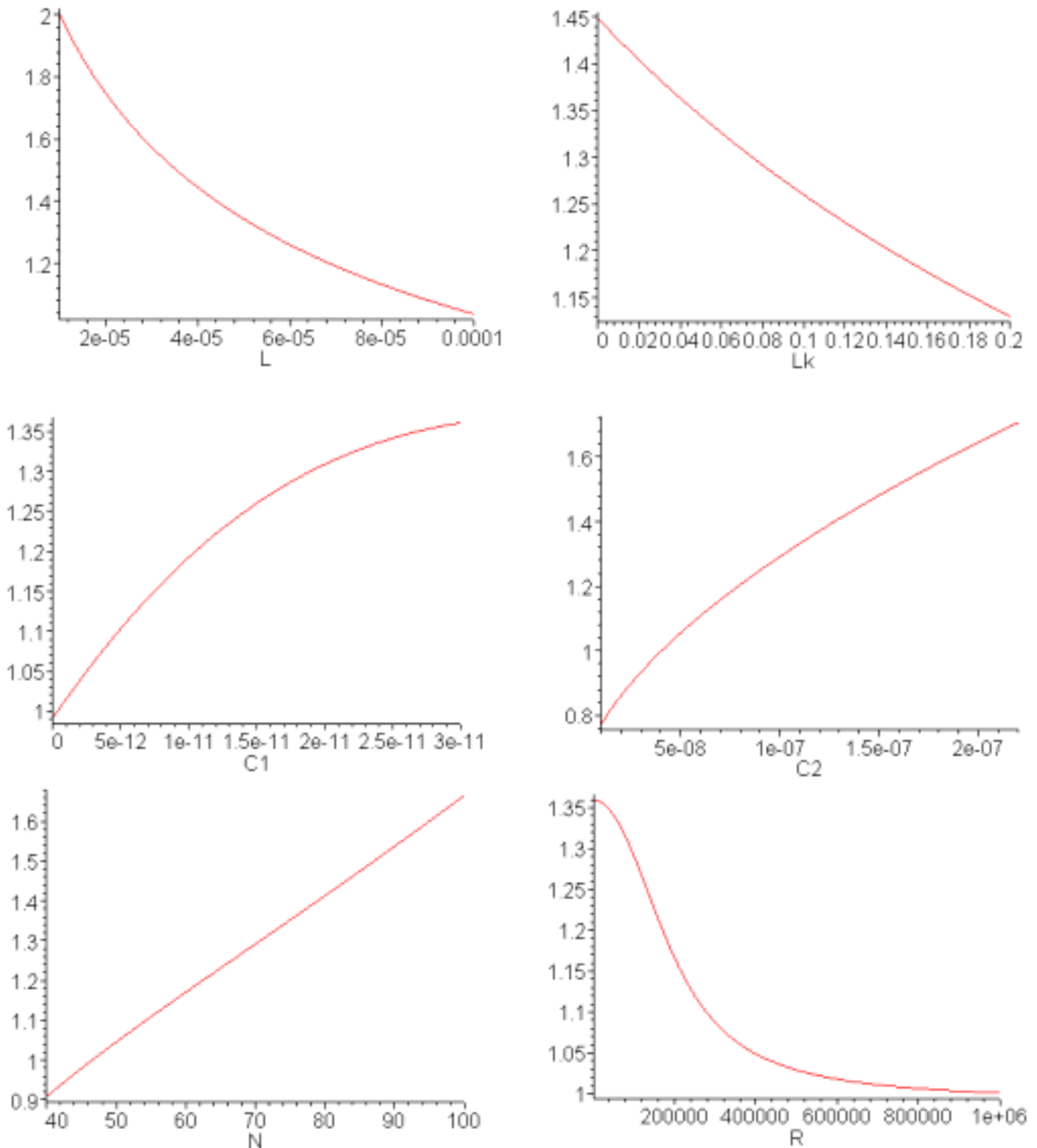
常用的三极管 KSD1616A 的  $V_{ceo} = 60V$ ,谐振电容使用薄膜电容,耐压至少 DC100V 档。

## 8. 谐振电流：

设  $R=100K$  ,  $V_{in}=12V$  ,  $C_1=18pF$  ,  $C_2=100nF$  ,  $L=56\mu H$  ,  $L_k=80mH$  ,  $N=70$  :

## A) 变压器初级绕组：

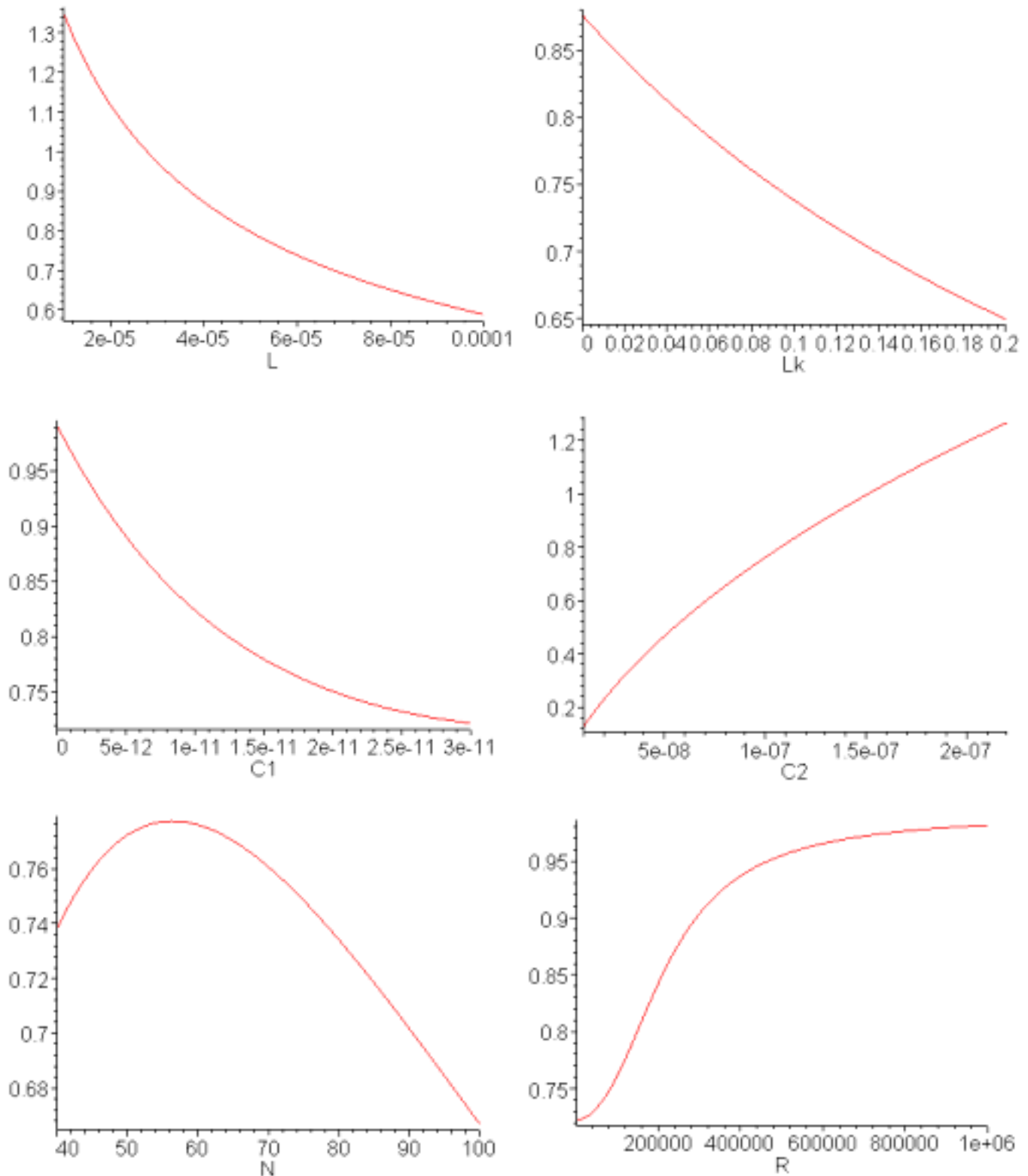
$$I_{pri} = V_c / (Z_L + Z_{Lk}) = \frac{-\frac{1}{2} I_{Vin} \pi \sqrt{2} N^2}{\omega (L N^2 + L_k)}$$



可以看到增加 L、L<sub>k</sub> 对减小初级电流有好处，C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、N 的增加都会引起初级电流的增大，即使在空载状态初级也有较大电流，这是 Royer 电路的一个缺点。输出低阻抗时初级谐振电流最大。

B) 谐振电容电流：

$$I_c = V_c / Z_{C2} = \frac{1}{2} I_{Vin} \pi \sqrt{2} \omega C_2$$

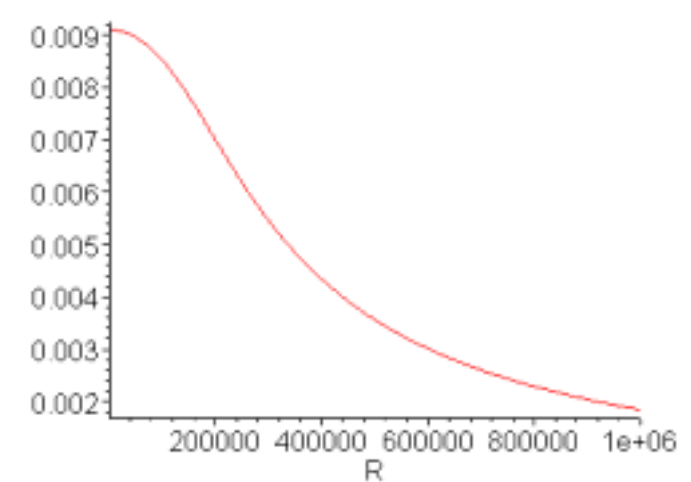
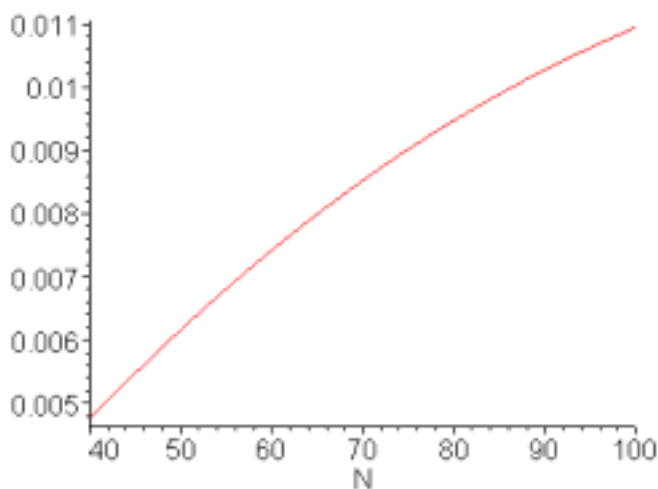
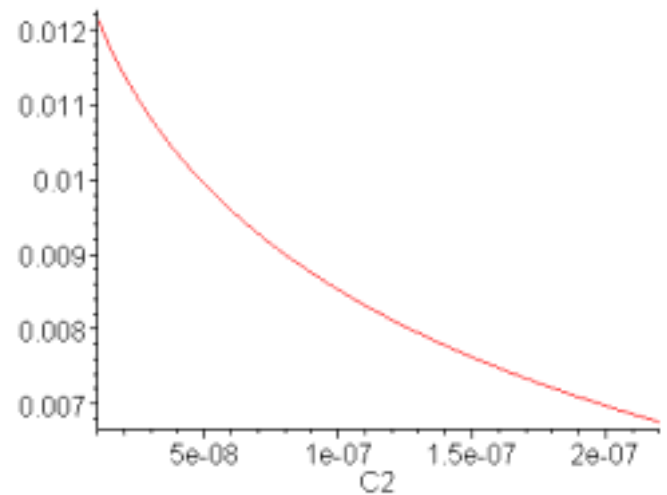
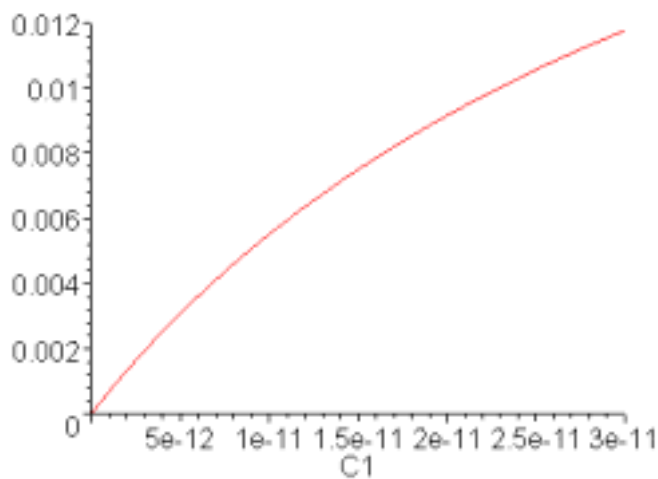
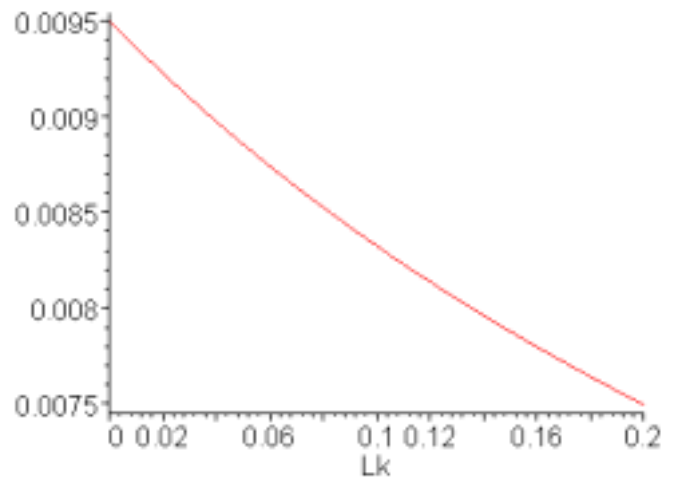
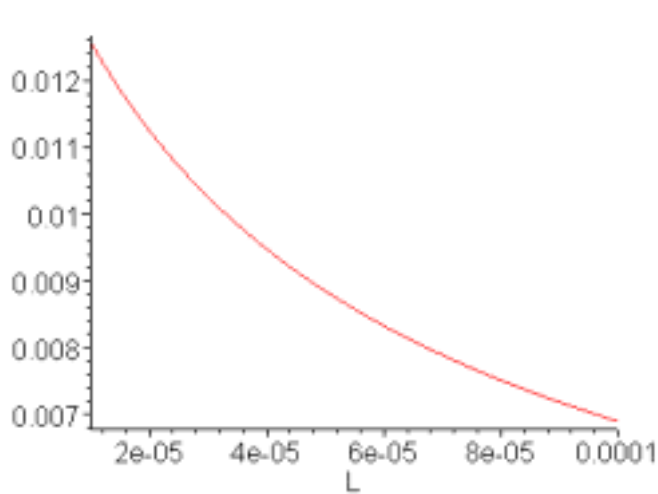


可以看到谐振电容  $C_2$  越大，流经电容的电流也越大，空载时电流达最大值。

注意到  $N=55$  左右  $I_c$  曲线有个拐点，这是因为此时匝数比不够，带不动负载，输出相当于空载。前面的频率及  $Q$  值曲线也存在这个问题。

C) 输出电流：

$$I_{out} = V_c / (Z_{C1} + R_1) / N = -\frac{1}{2} \frac{V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C_1 N}{-R \omega C_1 + I}$$



可以看到输出电流做小的调整时可以调 C2、L 比较方便，但是要考虑到此时初级谐振回路的谐振电流会增加，要做大的调整时调整 C1 与 N 比较好，在各参数精度有保证的情况下，漏感的变化对输出电流偏差起着较大的作用。

D) 折合到初级的输出电流：

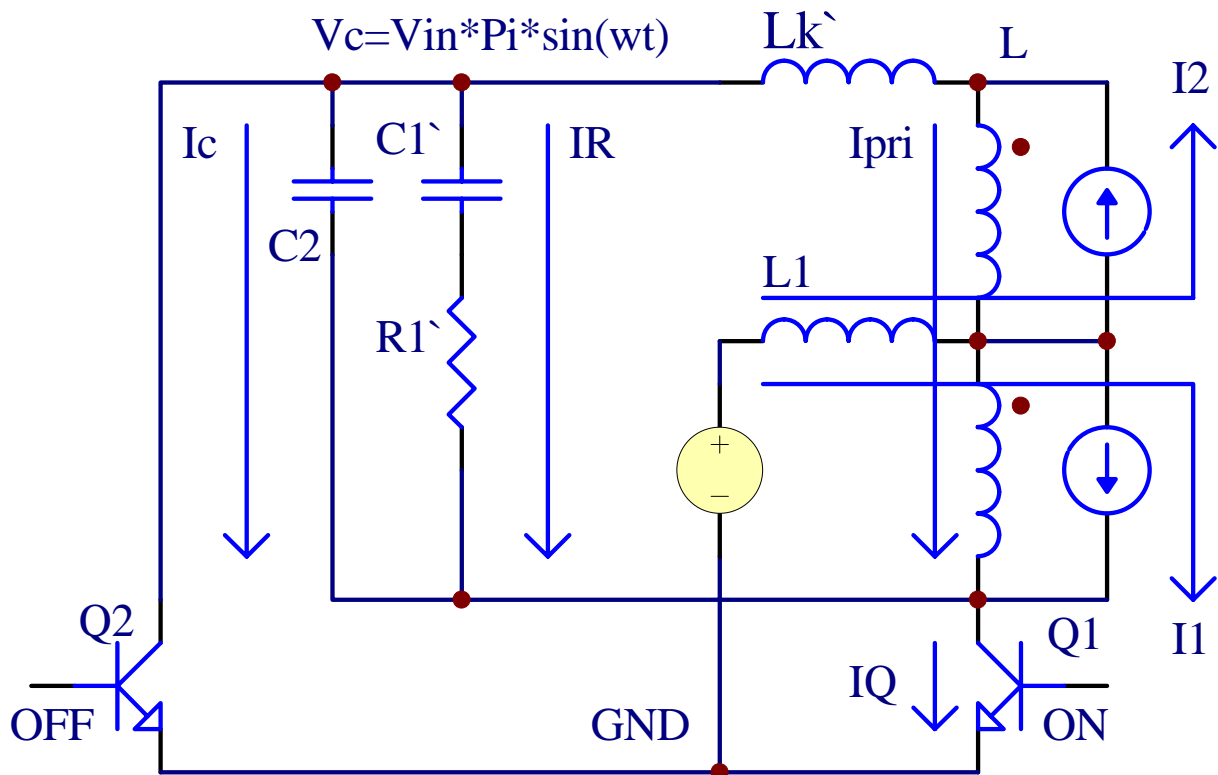
$$IR = I_{out} * N = - \frac{1}{2} \frac{V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C1 N^2}{-R \omega C1 + I}$$

E) 电感 L1 电流：

考虑 Q1 导通时的电流流向，此时电感 L1 相当于一个电流源，直流电源在交流情况下是短路的。

$I_2 = I_c + IR + I_{pri}$  ,  $I_1 = I_2$  ,  $I_Q = I_1 + I_c + IR + I_{pri}$  ,  $I_{L1} = I_1 + I_2$  :

$$I_{L1} := - \frac{I V_{in} \pi \sqrt{2} N^2}{\omega (Lk + L N^2)} + I V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C2 + \frac{V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C1 N^2}{R \omega C1 - I}$$



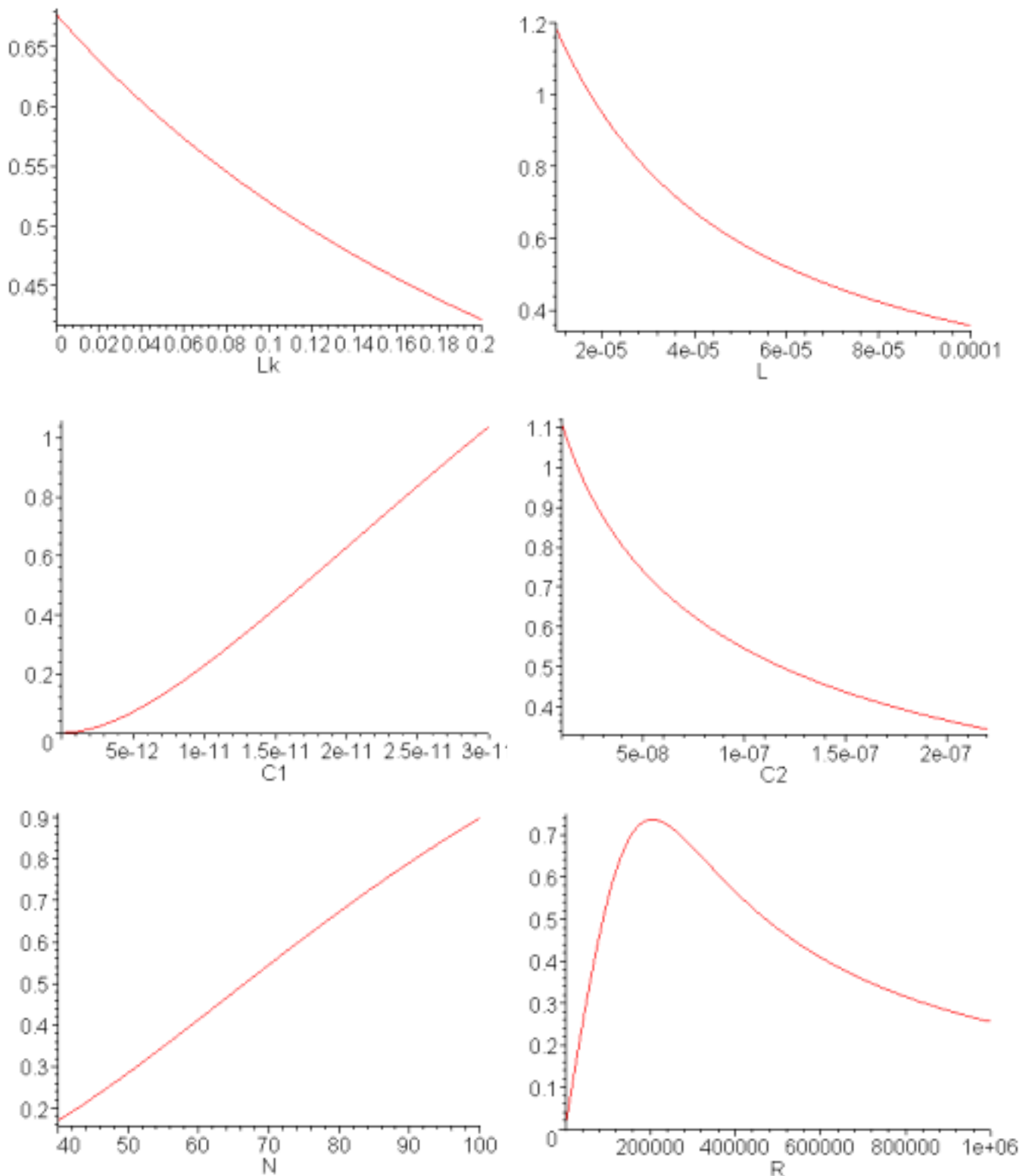
这是 Q1 导通的半周波形，Q2 导通的波形也是类似的，只是方向问题。

可以看到变压器初级两个绕组的电流实际上是不同的，一个为  $I_c + IR$ ，另一个为  $2I_{pri} + I_c + IR$ 。

此处  $I_{L1}$  是流出电感的电流，这是交流电流，而不是流入电感的电流，流入电感的电流是直流电流，两者有区别。从有效值来看：

$$I_{Lin} := \frac{1}{4} \pi \sqrt{2} I_{L1}$$

IL1 与其它参数的关系曲线：



可以看到 IL1 是随着输出功率的增加而增加的，与负载电流有关，与谐振电流无关。

R 对应的曲线有个峰值，在这个阻抗下变压器输出的功率最大，这是因为这个阻抗正好和变压器输出阻抗相匹配。



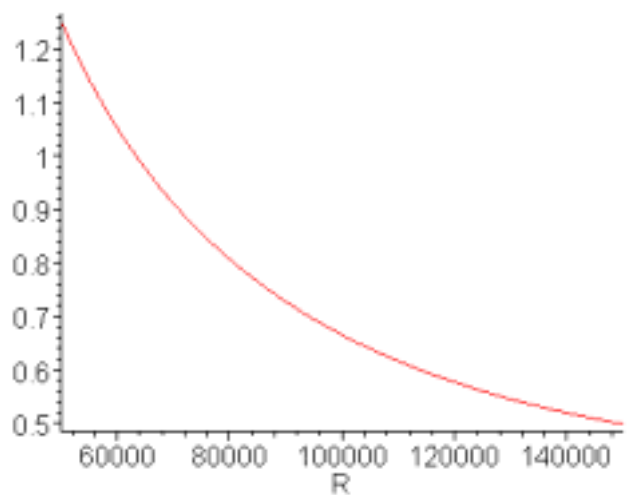
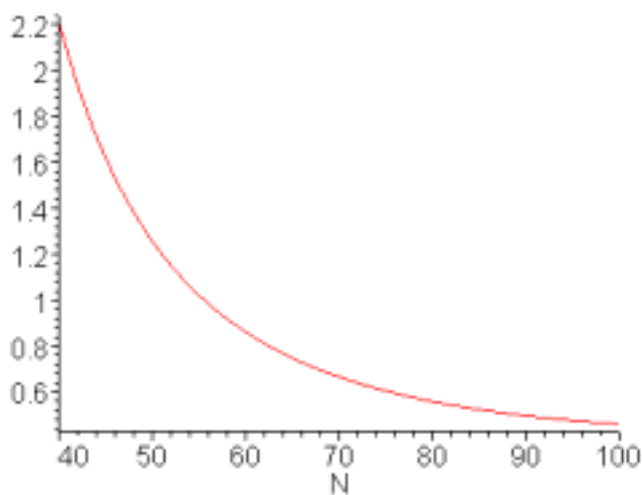
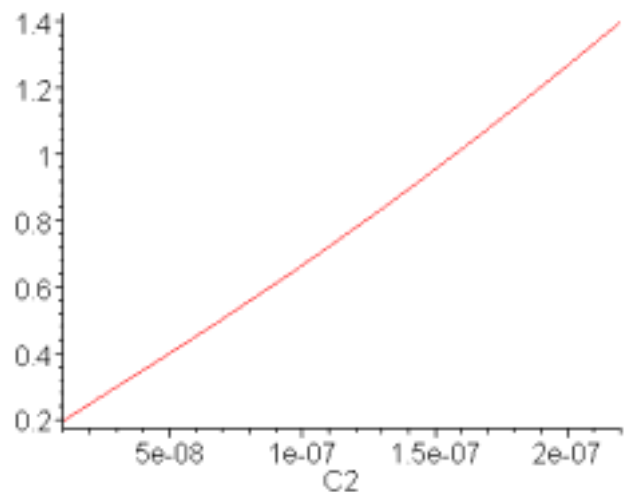
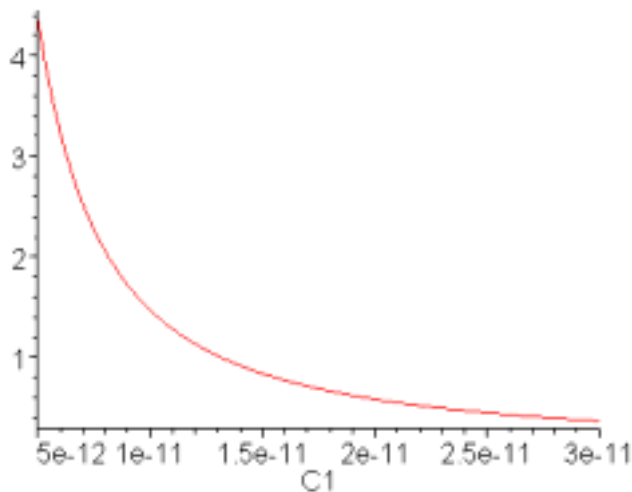
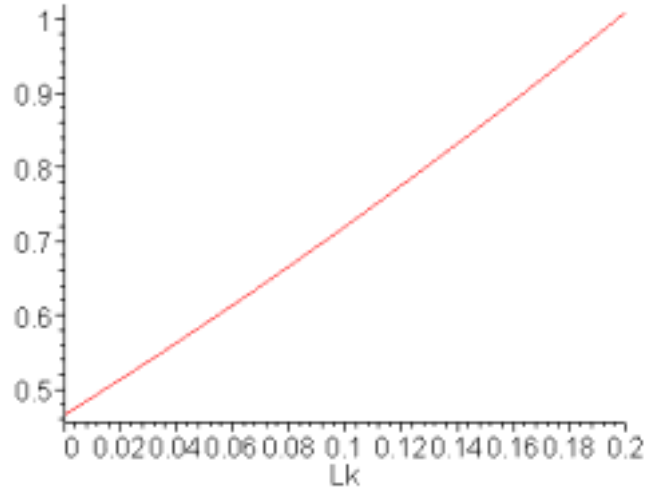
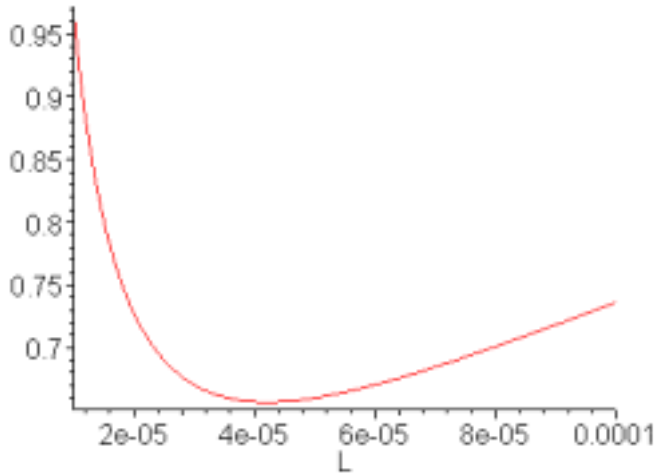
F) 电感 L1 的取值：

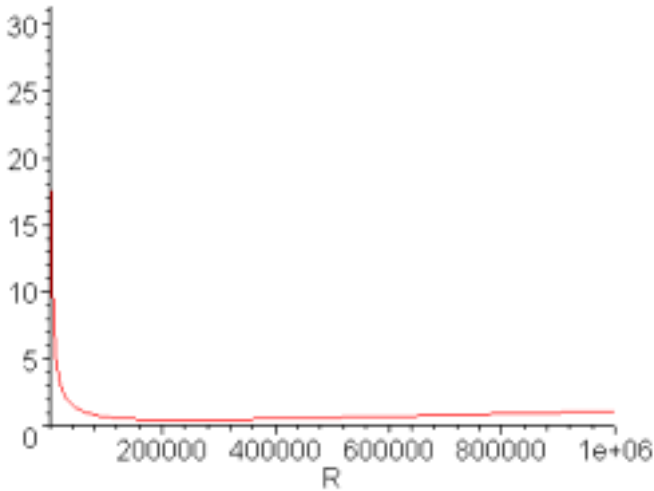
$$V_{L1} = L1 * (dI_{L1}/dt)$$

$$L1 := \frac{1}{4} \sqrt{2} \sqrt{-8 + \pi^2} \left| \frac{V_{in}}{\left( -\frac{I V_{in} \pi \sqrt{2} N^2}{\omega (Lk + L N^2)} + I V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C2 + \frac{V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C1 N^2}{R \omega C1 - I} \right) \omega} \right|$$

此处 L1 是要求的最小值，L1 实际上与输入电压无关。

令 QL=L1/L：





由于 L1 还起抑制变压器的脉动电流对输入电源端的干扰作用，因此感量越大，抑制效果越好，但是这个电感一般由工字型电感绕制，有体积及绕线等成本方面的限制，此外还要考虑电感的直流重叠及温升，因此感量要取的合适。

从以上图中可以看到一般正常工作时 L1 的感量要求都不大，只有在输出阻抗低的时候才比较大，因此常用的做法是其感量做到与变压器谐振电感的感量一样，即  $Q_L=1$ ，考虑安全性问题时可以再适当取大些。通常会取一些标准值电感，如 100uH，120uH 等等。

### G) 三极管电流：

三极管导通期间流经的电流与流经电感的电流相同，但是只有一半周期导通：

$$I_{Q=IL1} = -\frac{I V_{in} \pi \sqrt{2} N^2}{\omega (Lk + L N^2)} + I V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C2 - \frac{V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C1 N^2}{-R \omega C1 + I}$$

$$I_{Qpeak} := \sqrt{2} \left| -\frac{I V_{in} \pi \sqrt{2} N^2}{\omega (Lk + L N^2)} + I V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C2 - \frac{V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C1 N^2}{-R \omega C1 + I} \right|$$

可以看到三极管电流除了峰值高些外有效值并不高，这也是 KSD1616A 虽然  $I_c$  只有 1A 但是在 12V 输入时能做两灯管（6-7W）驱动的原因。

### H) 输入功率：(考虑理想变压器，效率为 1)

$$P_{in} = V_c * (I_{pri} + I_c + I_R) =$$

$$\frac{1}{2} \pi \sqrt{2} \left| V_{in} \left( -\frac{\frac{1}{2} I V_{in} \pi \sqrt{2} N^2}{\omega (Lk + L N^2)} + \frac{1}{2} I V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C2 + \frac{\frac{1}{2} V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C1 N^2}{R \omega C1 - I} \right) \right|$$

此时的虚部电流互相抵消，只剩实部电流，这个电流由电流源即 L1 来提供。

### I) 输入电流：

$$I_{in} = P_{in} / V_{in} = \frac{1}{2} \pi \sqrt{2} \left| -\frac{\frac{1}{2} I V_{in} \pi \sqrt{2} N^2}{\omega (Lk + L N^2)} + \frac{1}{2} I V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C2 + \frac{\frac{1}{2} V_{in} \pi \sqrt{2} \omega C1 N^2}{R \omega C1 - I} \right|$$

这是个交流电流。

从扼流电感 L1 来看， $I_{Lin} := \frac{1}{4} \pi \sqrt{2} I_{L1}$  这是个直流电流。

### J) 变压器两个绕组的电流：

从总的效果看，变压器两个绕组的电流， $I_1 = I_c + I_R = 0.5 I_{L1} - I_{pri}$ ， $I_2 = 2 I_{pri} + I_c + I_R = 0.5 I_{L1} + I_{pri}$ 。

由于  $I_{L1}$  是实部电流， $I_{pri}$  是虚部电流，因此两个绕组的电流有效值是一致的，只是相位不一样。线径可以根据这个有效值进行选取。

9. 辅助绕组  $N_a$  :

辅助绕组的电压  $V_a$  加在三极管的 B、E 极之间, 考虑到通常使用的三极管的  $V_{beo}$  一般为 6V, 其有效值则为  $4.24V_{rms}$ , 再考虑到输入电压变化范围的影响, 因此一般正常工作时取  $V_a=3--3.3V_{rms}$ 。

辅助绕组一般取 3 圈, 因此当输入电压确定后主绕组匝数也就确定了:

$$N_p := \frac{1}{4} \frac{V_{in} \pi \sqrt{2} N_a}{V_a}$$

由于空载时回路 Q 值接近 1, 因此次级圈数由空载电压确定:

$$N_s := 2 \frac{V_{open} \sqrt{2} N_p}{V_{in} \pi} = \frac{V_{open} N_a}{V_a}$$

有个经验设计值, 一圈相当于 1V 电压, 因此多少 V 电压就用多少圈圈数。

这儿没有考虑三极管饱和压降以及扼流电感  $L_1$  的压降对回路电压有效值的影响。

实际设计时一定要确保在最高输入电压下辅助绕组电压峰值不会超过 6V 以及最低输入电压下空载电压也要满足要求。

由于输入电压的范围比较大, 因此输出的高压相差也会比较大, 所以 Royer 结构的变压器可靠性是个最大的问题。

10. 高压电容  $C_1$  :

高压电容正常工作时两端电压是确定的, 因此  $Z_{C1}=V_{C1}/I_{C1}=(V_{open}-V_{out})/I_{out}$   
 $C_1=I_{out}/(V_{open}-V_{out})/2\pi f$ , 此处的电压含有虚部, 因此按有效值计算为

$$C_1 := \frac{1}{2} \frac{I_{out}}{\sqrt{V_{open}^2 - V_{out}^2} \pi f}$$

如果  $C_1$  取的偏小的话就会导致  $V_{open}$  偏高, 会对可靠性带来不利的影响。  
 但是  $C_1$  取大的话一定要确保输出阻抗  $2K\Omega$  时的安全性问题。

11. 谐振电容  $C_2$  与电感  $L$  :

由于需要比较完美的正弦波, 因此需要比较大的谐振电流, 就要求谐振回路的阻抗小于负载阻抗。

$$I \omega \left( L + \frac{L_k}{N^2} \right) < \frac{R - \frac{I}{\omega C_1}}{N^2} \quad \frac{-I}{\omega C_2} < \frac{R - \frac{I}{\omega C_1}}{N^2}$$

$$L < \frac{\sqrt{R^2 \omega^2 C_1^2 + 1}}{\omega^2 C_1 N^2} - \frac{L_k}{N^2} \quad \frac{N^2 C_1}{\sqrt{R^2 \omega^2 C_1^2 + 1}} < C_2$$

不考虑  $L_k$  及  $C_1$  的影响, 此时  $\omega := \frac{1}{\sqrt{L C_2}}$ , 因此可以简化为  $\sqrt{\frac{L}{C_2}} < \frac{R}{N^2}$

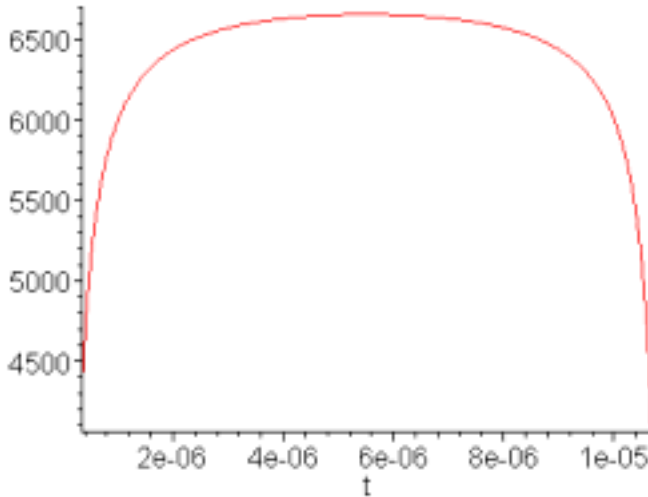
$$L < \frac{1}{2} \frac{R}{N^2 \pi f} \quad \frac{1}{2} \frac{N^2}{R \pi f} < C_2$$

12. 偏置电阻  $R_0$  :

$I_{R0} = (V_{in} \sqrt{2} \sin(t) - V_{be}) / R_0$

考虑到开关管的工作效率, 必须保证开关管工作在饱和状态下, 所以  $I_{R0} > h_{fe} \cdot I_Q$

$$R0 := \left| \frac{hfe \left( \frac{1}{2} Vin \pi \sin(\omega t) - Vbe \right)}{\left( -\frac{I Vin \pi \sqrt{2} N^2}{\omega (Lk + L N^2)} + I Vin \pi \sqrt{2} \omega C2 - \frac{Vin \pi \sqrt{2} \omega CI N^2}{-R \omega CI + I} \right) \sin(\omega t)} \right|$$



取 hfe=200，按照上面的参数得到的半周期阻值曲线：f=45.4KHz，Vbe=0.7V

可以看到 R0 有个最大值的限制，R0 取值偏大，就会造成开关管发热严重，温升过高。当回路中只有一个启动电阻时，另一路的驱动电流也要由它来提供，此时阻值还要适当降低。一般为了保证电路的平衡性，会给两个三极管都加启动电阻。

由于这个电阻会有较大电流，必须注意其功耗。此外必须考虑到三极管基极驱动电流也不能过大，否则会导致损坏以及无谓的功率损耗，因此这个电阻阻值也不能太小。

hfe 不能取的过高，因为功率管在大电流的情况下 hfe 比较低。

13. 输出波形：

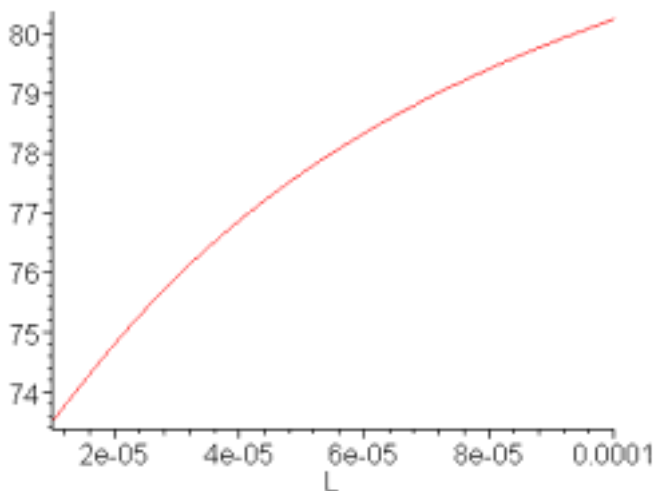
CCFL INVERTER 要求输出波形越接近正弦越好，考虑 IR+Ic 与 Vc 的相位问题：

$$IR+Ic = \frac{1}{2} \frac{Vin \pi \sqrt{2} \omega^2 CI^2 N^2 R}{R^2 \omega^2 CI^2 + 1} + I \left( \frac{1}{2} \frac{Vin \pi \sqrt{2} \omega CI N^2}{R^2 \omega^2 CI^2 + 1} + \frac{1}{2} Vin \pi \sqrt{2} \omega C2 \right)$$

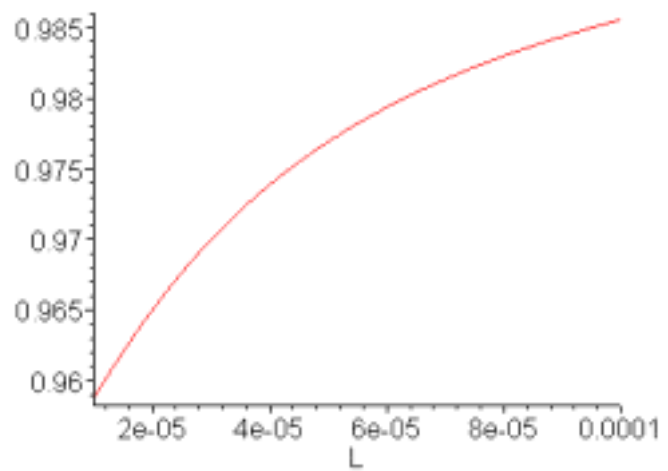
$$ang := \arctan \left( \frac{N^2 CI + C2 R^2 \omega^2 CI^2 + C2}{\omega R N^2 CI^2} \right)$$

完全谐振时，谐振电容上电流与电压的相位相差 90 度，此时电容上的电压就是完美的正弦波，当存在一定相位差时，波形就会产生变形。

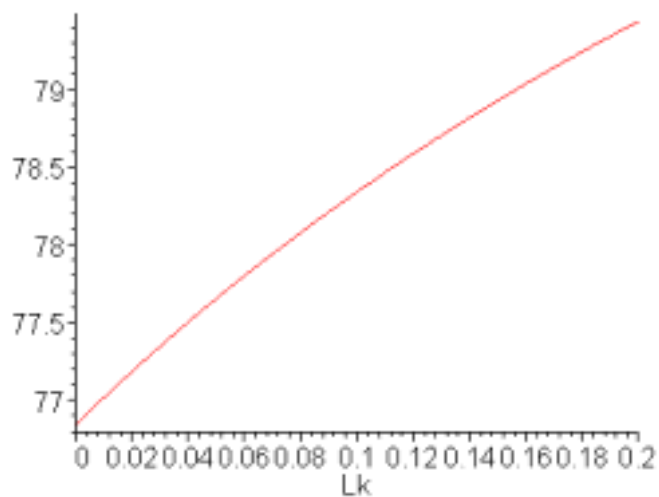
令 PF=cos(ang- /2)，因此当 PF 越接近 1 时波形越接近正弦波。



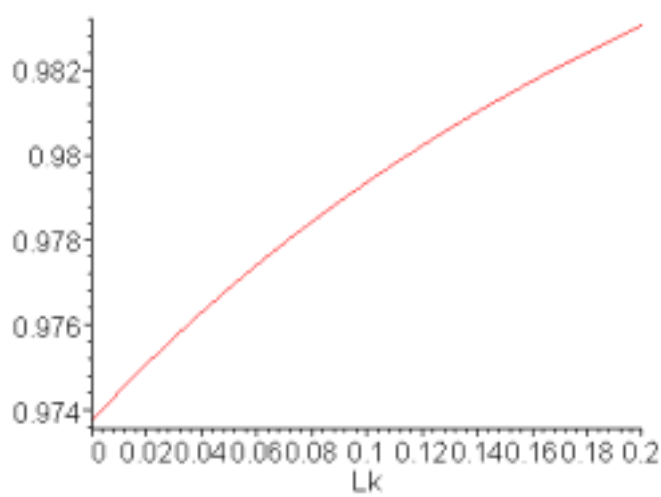
ang-L



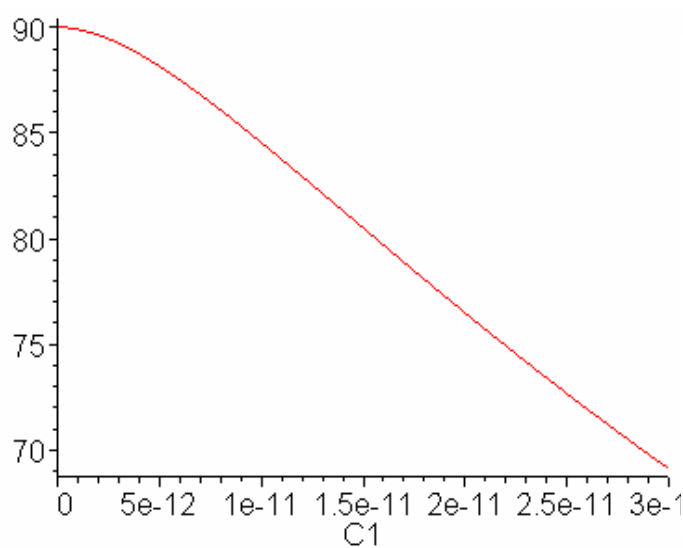
PF-L



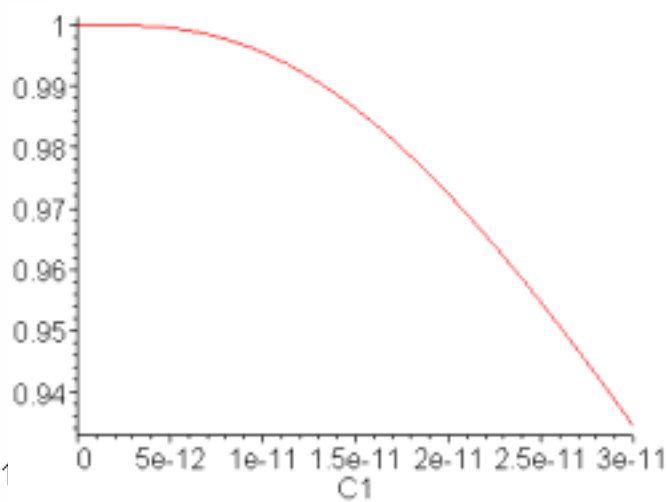
ang-Lk



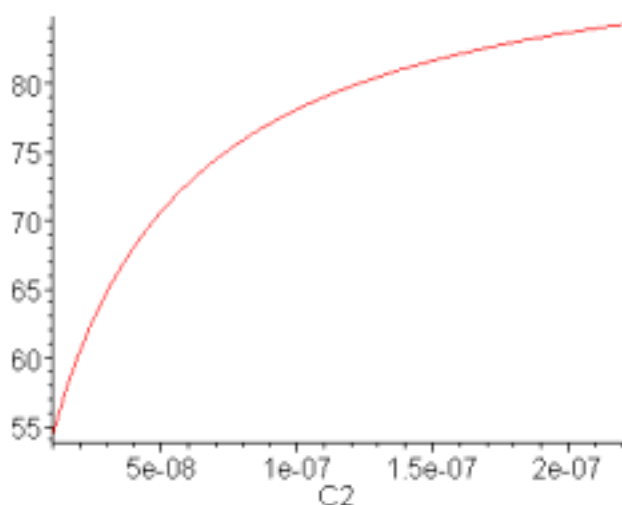
PF-Lk



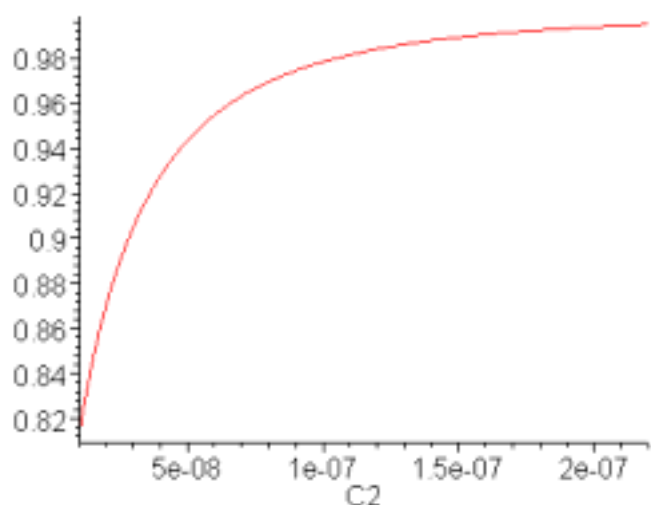
ang-C1



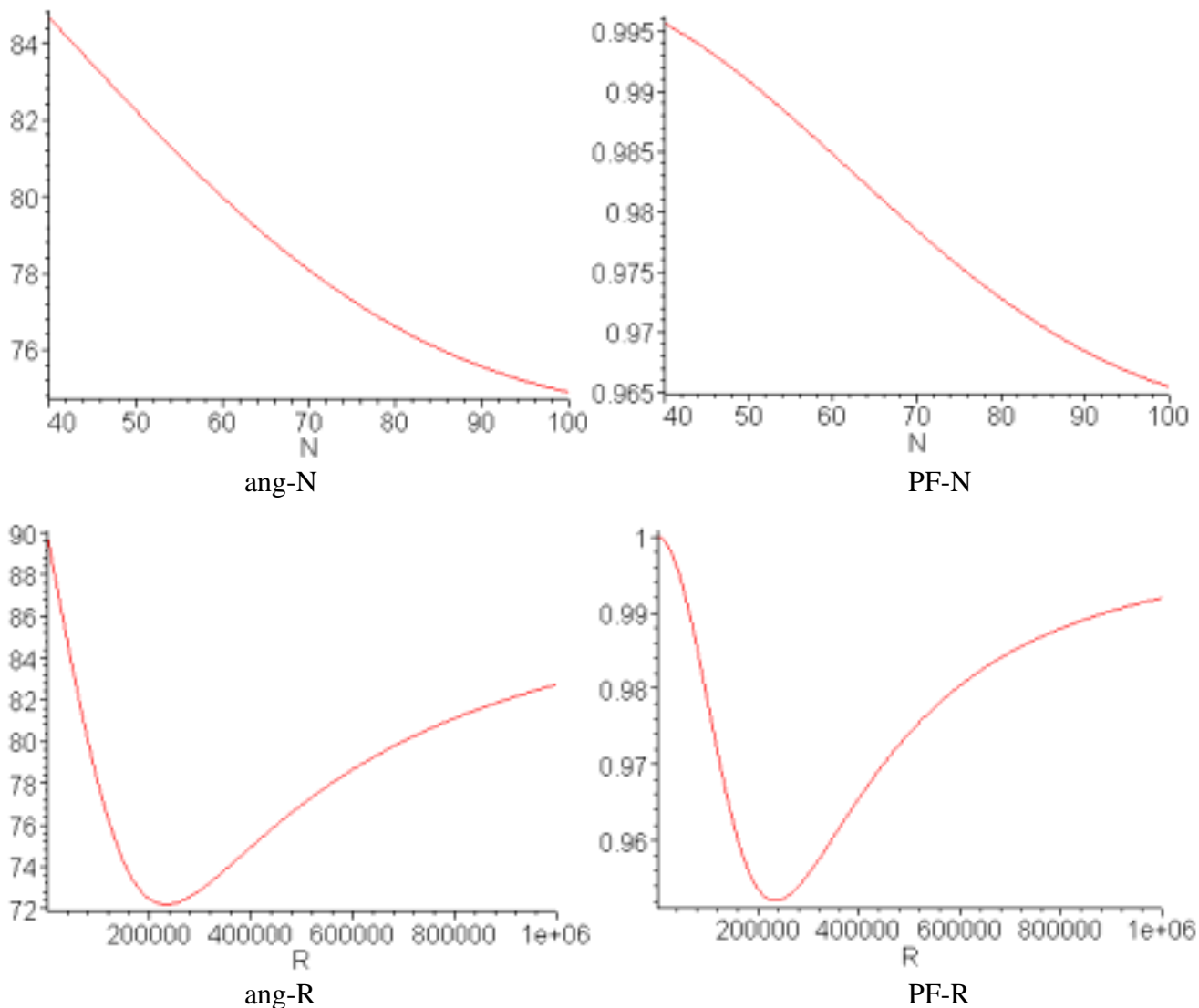
PF-C1



ang-C2



PF-C2



可以看到，减小匝数比  $N$ 、高压电容值  $C1$ ，增大谐振电感  $L$ 、谐振电容  $C2$  对改善波形有好处。

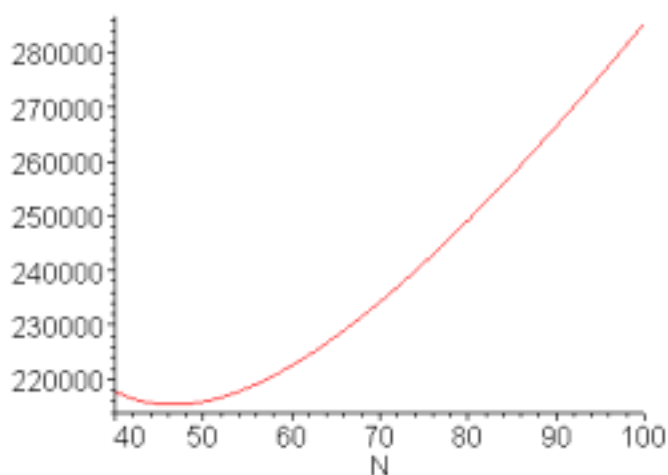
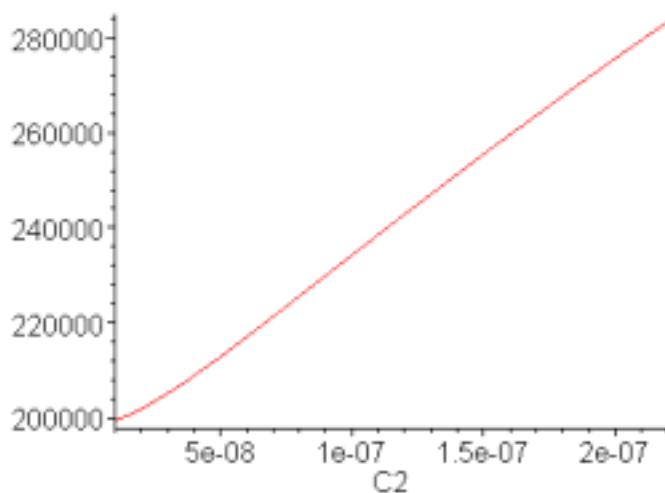
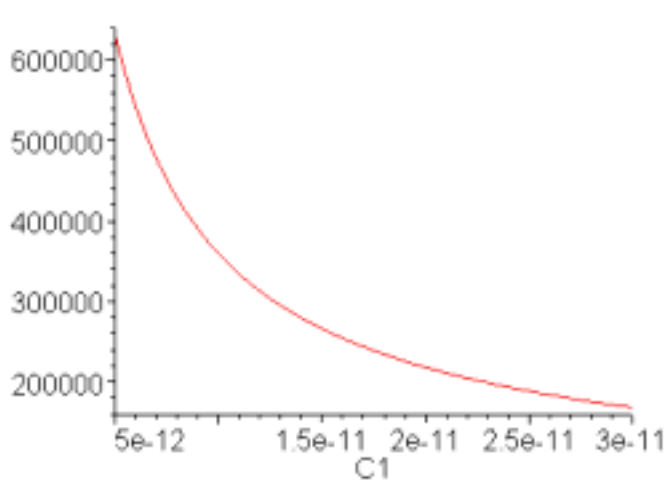
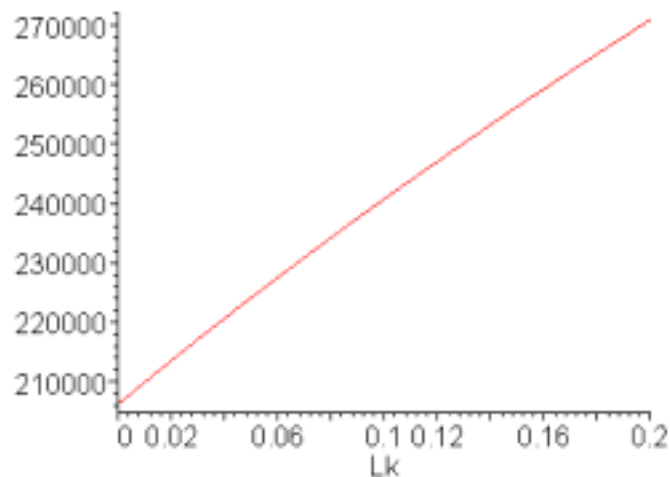
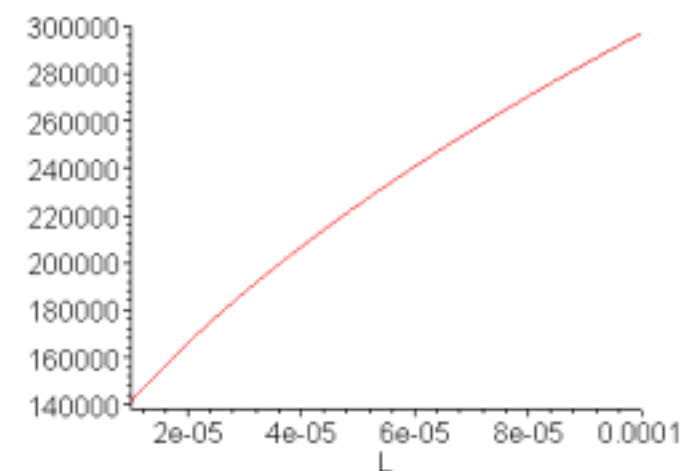
注意到减小  $N$ 、 $C1$  会导致输出下降，增大  $L$  会降低工作频率，增大  $C2$  会导致变压器谐振电流增大从而引起温升增加，因此这些改善波形的对策都有局限性，需要加以综合考虑，这是 Royer 变压器设计比较复杂困难的原因。

可以看到  $R$  曲线有个拐点，这是因为此时输出功率最大，实部电流达最大值，因此其相位差比较大。当  $R$  趋向于无穷大时其相位为 90 度，与电压相位相差 0 度。

实际使用时为了保证波形，要工作在  $R$  曲线的这个拐点的左半部分，并且离这个拐点越远越好，因此这一点的  $R$  要越大越好，设此点值为  $R_k$ ：

将  $\text{ang}$  曲线对  $R$  求导令其等于 0 就得到了  $R_k$ ：

$$R_k := \frac{\sqrt{2} \sqrt{(C1 N^2 + 2 C2) (L N^2 + Lk) (C1 N^2 + C2)}}{(C1 N^2 + 2 C2) N C1}$$



可以看到增加  $N$  减小  $C_1$  都可以增加  $R_k$ ，但这与减小相位差的做法是有矛盾的，因此实际使用时要从多方面进行考虑。

#### 14. 铁芯 AL 值：

当线圈圈数与感量确定后，磁芯的 AL 值也就确定了，需要注意的是 AL 值偏大说明磁芯气隙偏小，容易导致磁芯饱和，AL 值偏小磁芯气隙就会偏大，导致变压器的转换效率不高。

15. 负载分布电容的影响：

A) 设负载分布电容为  $C_s$ ，则总阻抗为：

$$Z := -I \left( -\frac{IR}{\omega C_s \left( R - \frac{I}{\omega C_s} \right)} - \frac{I}{\omega CI} \right) \left( \frac{I \omega Lk}{N^2} + I \omega L \right) \Bigg/ \left( N^2 \omega C2 \right)$$

$$\left( \frac{-\frac{IR}{\omega C_s \left( R - \frac{I}{\omega C_s} \right)} - \frac{I}{\omega CI}}{N^2} - \frac{I}{\omega C2} \right)$$

$$\left( -\frac{I \left( -\frac{IR}{\omega C_s \left( R - \frac{I}{\omega C_s} \right)} - \frac{I}{\omega CI} \right)}{N^2 \omega C2 \left( \frac{-\frac{IR}{\omega C_s \left( R - \frac{I}{\omega C_s} \right)} - \frac{I}{\omega CI}}{N^2} - \frac{I}{\omega C2} \right)} + \frac{I \omega Lk}{N^2} + I \omega L \right)$$

$$f := \frac{1}{2} \sqrt{2} R \left( (C2 L N^2 C_s^2 + C2 Lk C_s^2 + CI C_s^2 L N^4 + CI C_s^2 Lk N^2 + CI^2 C_s L N^4 \right.$$

$$+ 2 CI C2 C_s Lk + CI^2 C_s Lk N^2 + 2 CI C2 C_s L N^2 + CI^2 C2 L N^2 + CI^2 C2 Lk) \left( \right.$$

$$R^2 N^2 C_s^2 + 2 R^2 N^2 C_s CI - C2 L N^2 - C2 Lk - CI N^2 Lk + R^2 N^2 CI^2 - CI L N^4 +$$

$$\text{sqrt}(R^4 N^4 C_s^4 + CI^2 N^4 Lk^2 + R^4 N^4 CI^4 + CI^2 L^2 N^8 + 4 R^4 N^4 C_s^3 CI$$

$$+ 6 R^4 N^4 C_s^2 CI^2 + C2^2 Lk^2 + 4 R^2 N^4 C_s CI C2 L + 4 R^2 N^2 C_s CI C2 Lk$$

$$+ 4 C2 L N^4 CI Lk + 2 C2 L N^4 R^2 CI^2 + 2 C2 Lk R^2 N^2 CI^2 + 4 R^4 N^4 C_s CI^3$$

$$+ 2 C2^2 L N^2 Lk + 2 C2 L^2 N^6 CI + 2 C2 Lk^2 CI N^2 - 2 CI^3 N^4 Lk R^2$$

$$+ 2 CI^2 N^6 Lk L - 2 R^2 N^6 CI^3 L + 2 R^2 N^4 C_s^2 C2 L + 2 R^2 N^2 C_s^2 C2 Lk$$

$$+ 2 R^2 N^4 C_s^2 CI Lk + 2 R^2 N^6 C_s^2 CI L + C2^2 L^2 N^4) \Big)^{(1/2)} \Big/ \left( (2 R^2 C2 L N^2 C_s^2 \right.$$

$$+ 2 R^2 C2 Lk C_s^2 + 2 R^2 CI C_s^2 L N^4 + 2 R^2 CI C_s^2 Lk N^2 + 2 R^2 CI^2 C_s L N^4$$

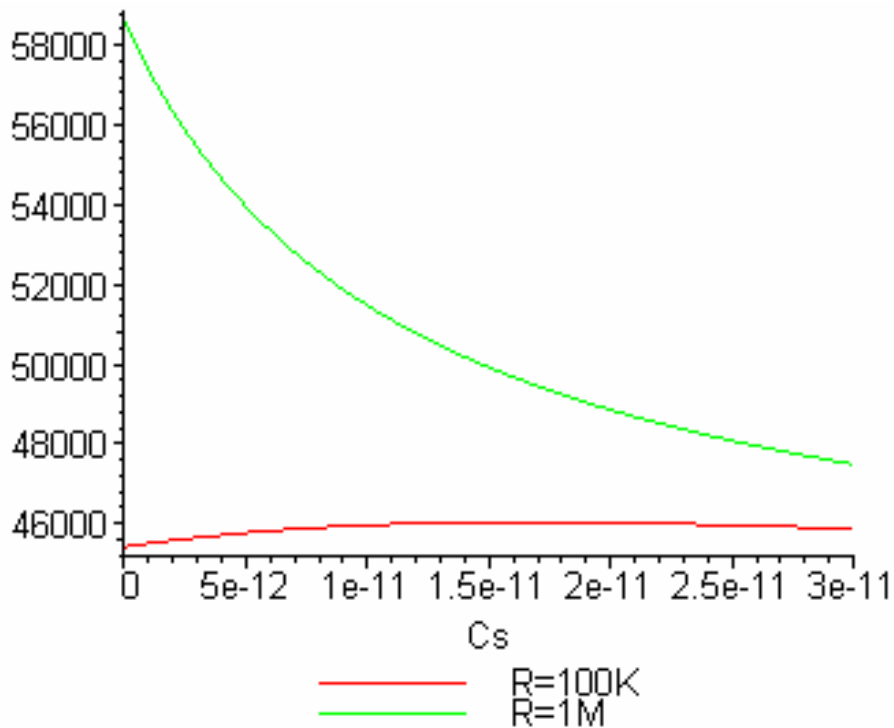
$$+ 4 R^2 CI C2 C_s Lk + 2 R^2 CI^2 C_s Lk N^2 + 4 R^2 CI C2 C_s L N^2 + 2 R^2 CI^2 C2 L N^2$$

$$+ 2 R^2 CI^2 C2 Lk) \pi \Big)$$

$$Q := \left| \frac{R}{\omega C_s \left( R - \frac{I}{\omega C_s} \right) \left( -\frac{IR}{\omega C_s \left( R - \frac{I}{\omega C_s} \right)} - \frac{I}{\omega CI} \right)} \right|$$

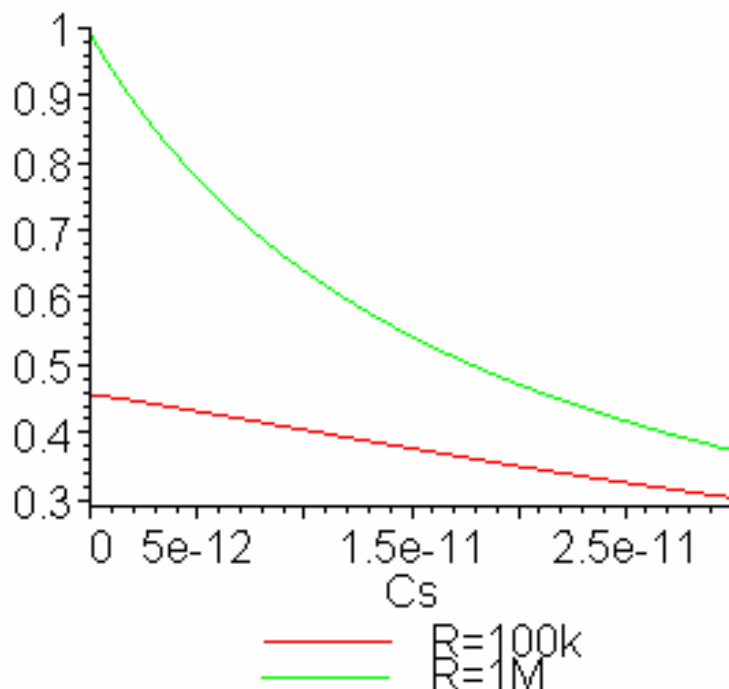


B) 频率：



可以看到  $C_s$  在空载与带载的情况下起的作用是不一样的，空载时是降低频率，带载时会升高频率， $C_s$  大到一定值时频率又会再下降。

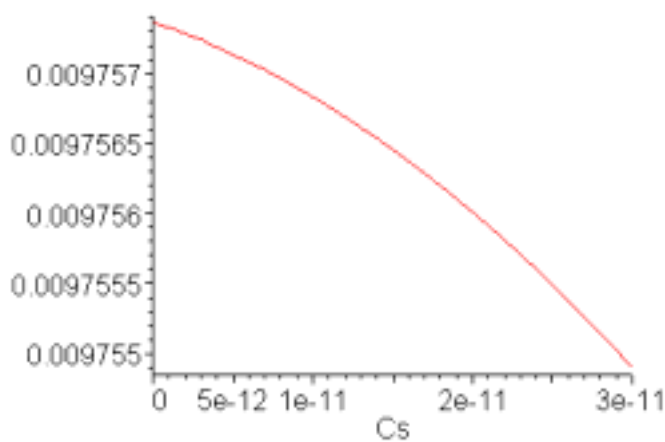
C) Q 值：



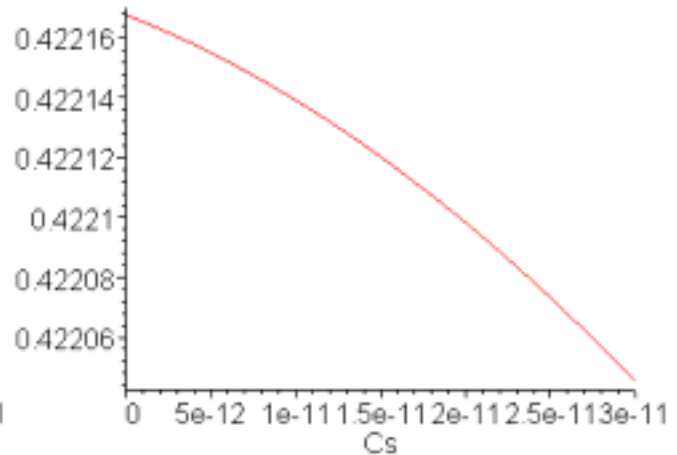
可以看到有了  $C_s$  后 Q 值会下降，尤其空载时下降更多，此时就不容易输出高压，因而灯管更难点亮，这也是 Royer 变压器的一个缺点。

D) 安全性方面：

$$Q_{safe} := \frac{V_{in} \pi N q}{.7 f_0 R}$$



Q-Cs



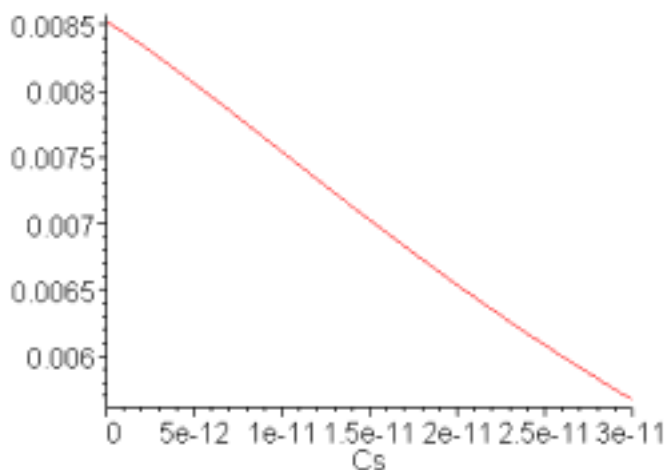
Qsafe-Cs

可以看到有了 Cs 后在安全方面会好一点，因为此时分布电容相当于一个阻抗并联在人体负载上分担了一部分电流。

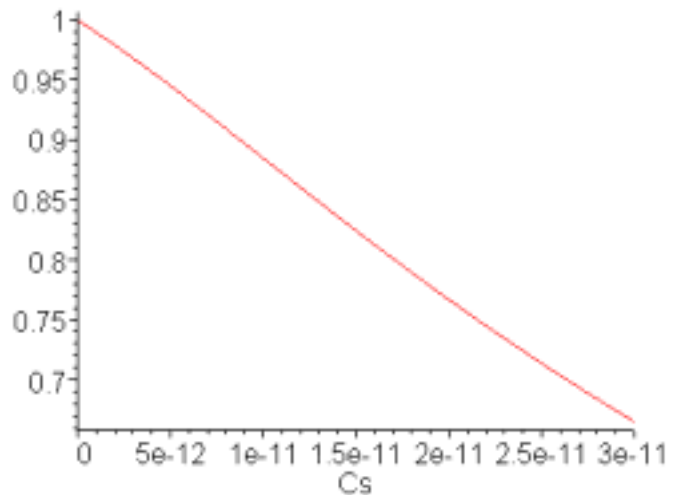
E) 对输出电流的影响：

$$I_{out} := \frac{\frac{1}{2} I V_{in} \pi \sqrt{2} \omega (R \omega C_s - I) C I N}{R \omega C I + R \omega C_s - I}$$

$$I_{outR} := \frac{1}{2} \sqrt{2} \pi \left| \frac{N C I V_{in} \omega}{R \omega C I + R \omega C_s - I} \right|$$



IoutR-Cs

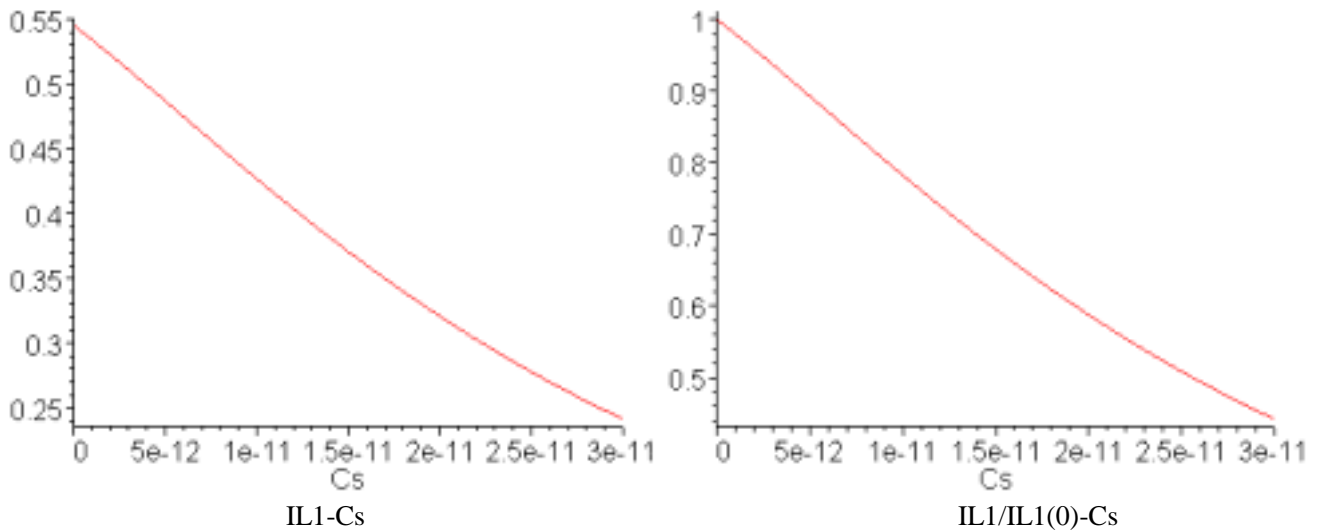


IoutR/IoutR(Cs=0)

可以看到 Cs 会导致负载上的输出电流下降。

F) 电感及开关管电流：

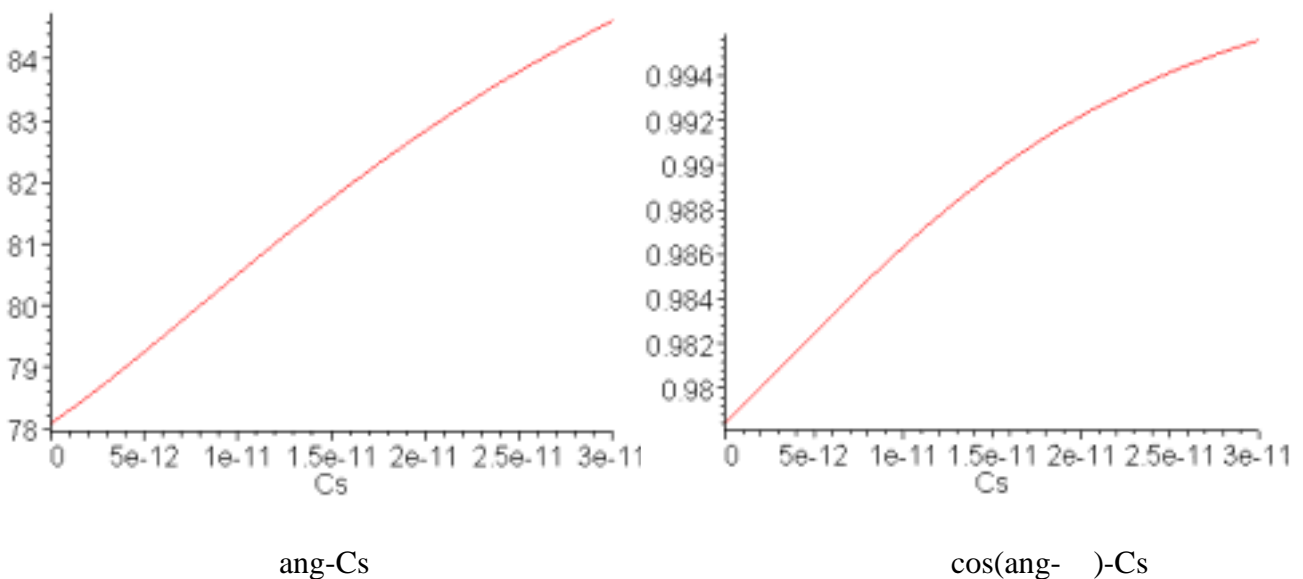
$$|I_L| := -\frac{12 I \pi \sqrt{2} N^2}{\omega (L_k + L N^2)} + 12 I \pi \sqrt{2} \omega C_2 + \frac{12 I \pi \sqrt{2} \omega (R \omega C_s - I) C I N^2}{R \omega C I + R \omega C_s - I}$$



因为输出功率的下降，电感及开关管电流也会下降。

G) 相位问题：

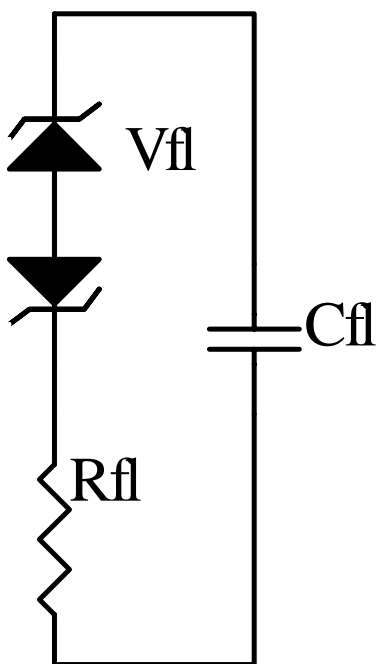
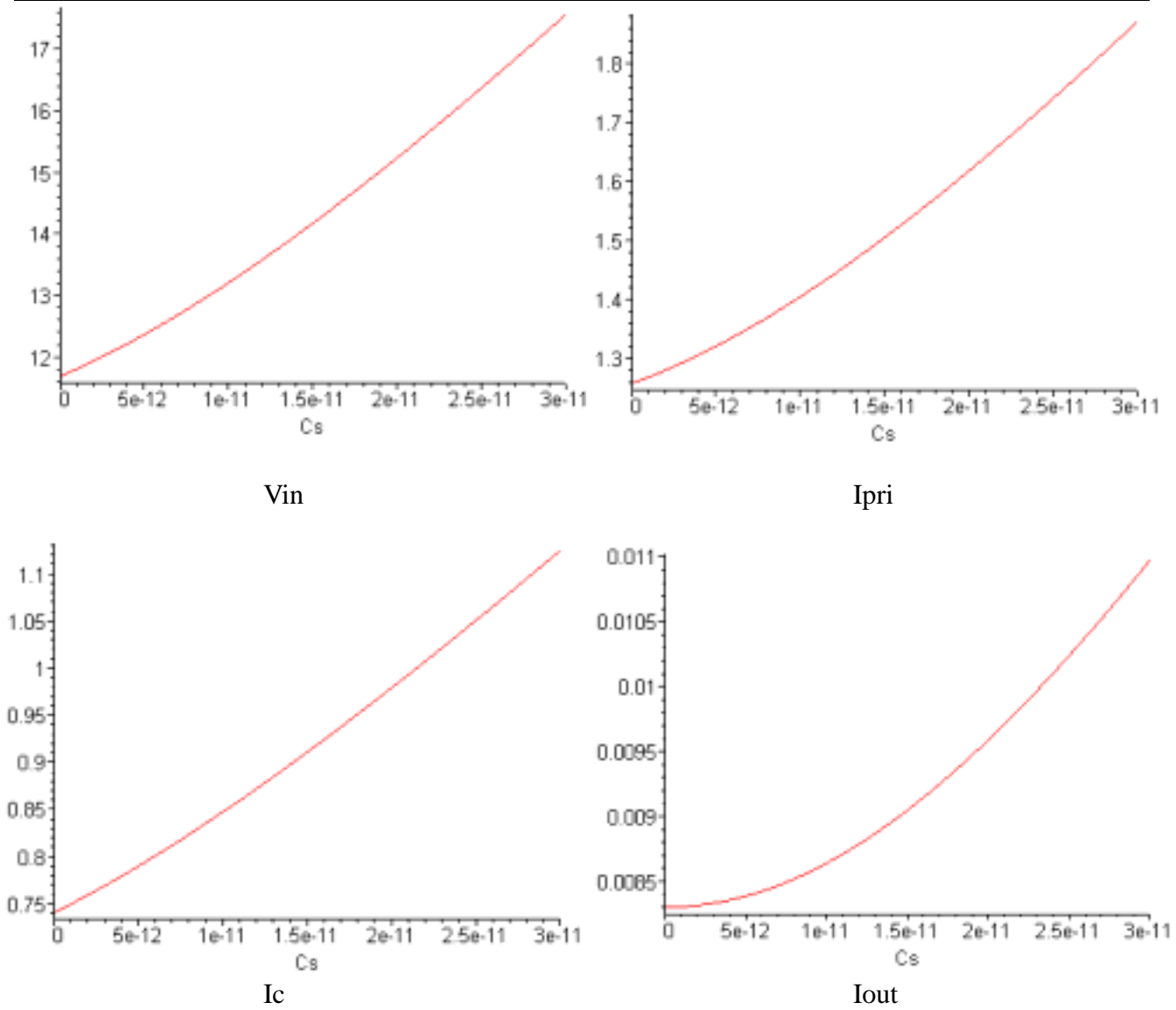
$$ang := \arctan((C2 R^2 \omega^2 CI^2 + 2 C2 R^2 \omega^2 CI Cs + C2 R^2 \omega^2 Cs^2 + C2 + \omega^2 R^2 Cs CI^2 N^2 + \omega^2 R^2 Cs^2 CI N^2 + CI N^2) / (\omega CI^2 N^2 R))$$



可以看到增加 Cs 后相位差有一定改善，但这是以降低输出功率为代价的。

H) 考虑输出电流有反馈控制时，由于 Cs 的影响，会使输入电压升高，假设输出负载电流稳定在 8.3mA 时，以下是输入电压、Ipri、Ic、总输出 Iout 随 Cs 变化的曲线：

可以看到随着电压的升高，谐振电流会增加，由于回路不是理想回路，总有阻抗存在，因此随着电流的增加损耗也会增加，因此 Cs 带来的直接影响是回路总体效率的下降。



此外由于 CCFL 实际的等效参数如左图所示， $V_{fl}$  是灯管内部最小崩溃电压， $R_{fl}$  是灯管阻抗， $C_{fl}$  是其本身杂散电容，由于有这个电容的存在，因此 Royer 回路效率不会很高，并且也决定了在用 Royer 结构的变压器做驱动时需要比较高的启动电压。

## 15. 共地与浮地的接法：

输出低端接地时称为共地，输出低端不接地时称为浮地。在做扫描仪等不需控制电流的一般使用浮地，在输出需要做电流控制时就要采用共地结构。一般浮地时输出电流会比共地时大些。这主要是变压器初次级的分布电容在起作用，等效电路见下图。

当浮地时电流流经  $C_{s1}$ 、 $C_{s2}$ ，共地时  $C_{s1}$  被短路，电流只流经  $C_{s2}$ ，由于  $C_{s1}$ 、 $C_{s2}$  容值都比较小，因此流过的电流也不大。

$C_{s1}$  是变压器输出高压端对初级的分布电容， $C_{s2}$  是变压器输出低压端对初级的分布电容，由于结构的原因， $C_{s1}$  要比  $C_{s2}$  小。

