

LLC谐振变换器设计与优化

廖鸿飞 (fly)



内容提纲

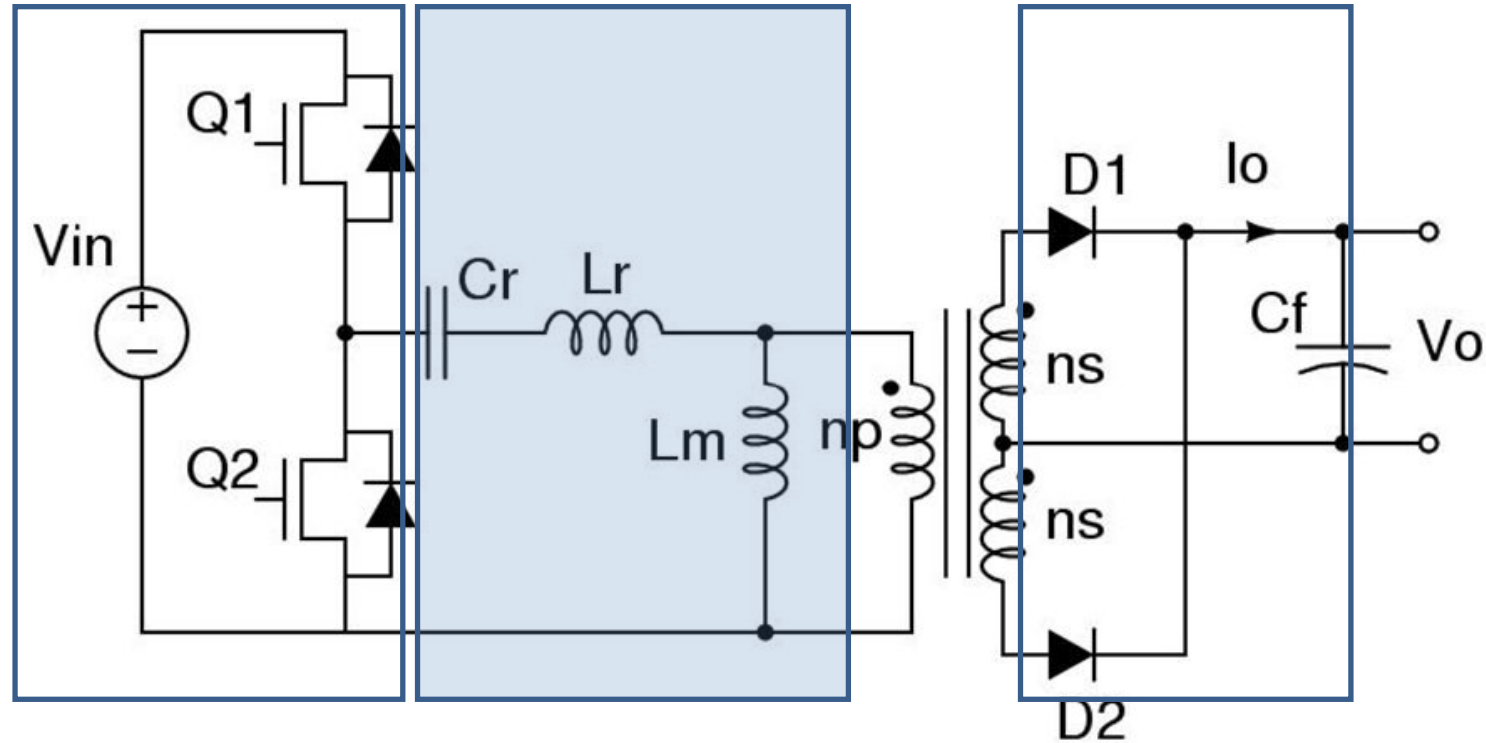
1 LLC的工作原理

2 LLC的参数设计

3 LLC的设计步骤

LLC的工作原理

LLC拓扑结构



输入变换

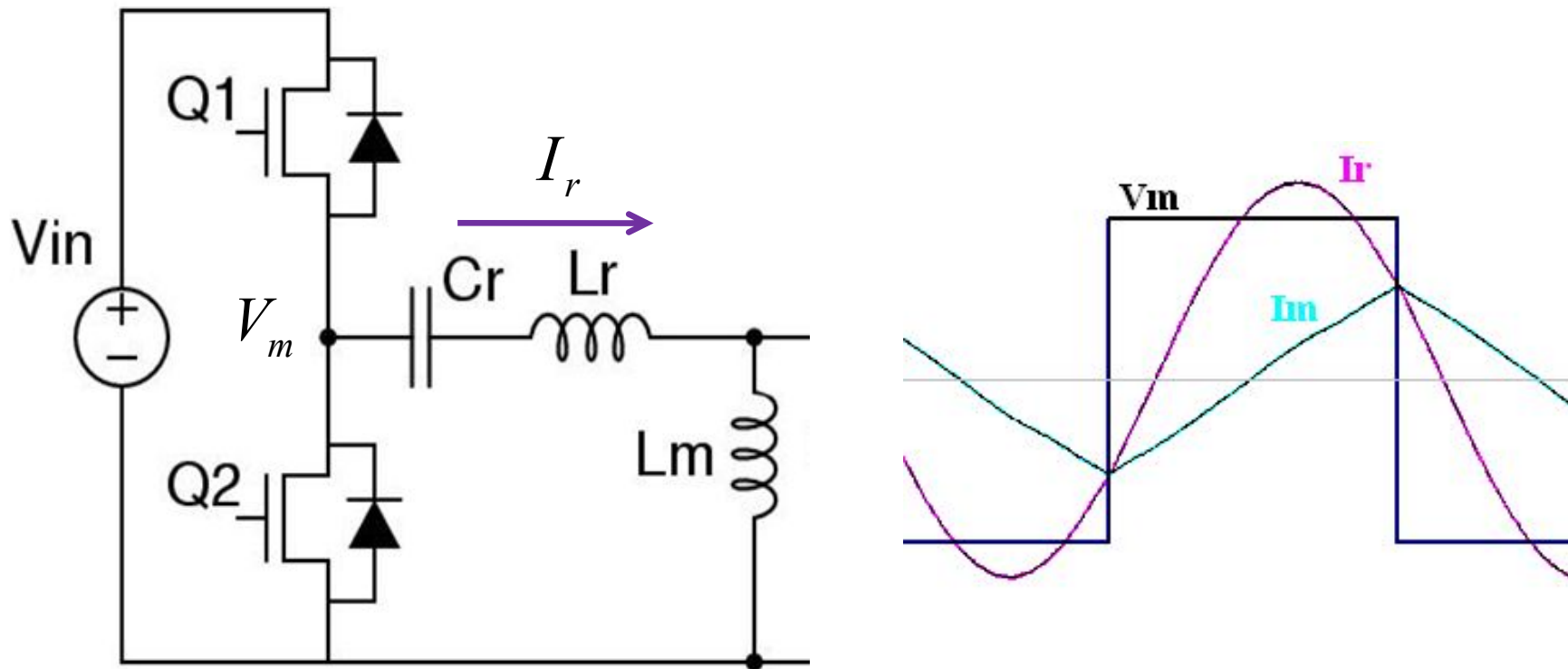
谐振网络

整流输出

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

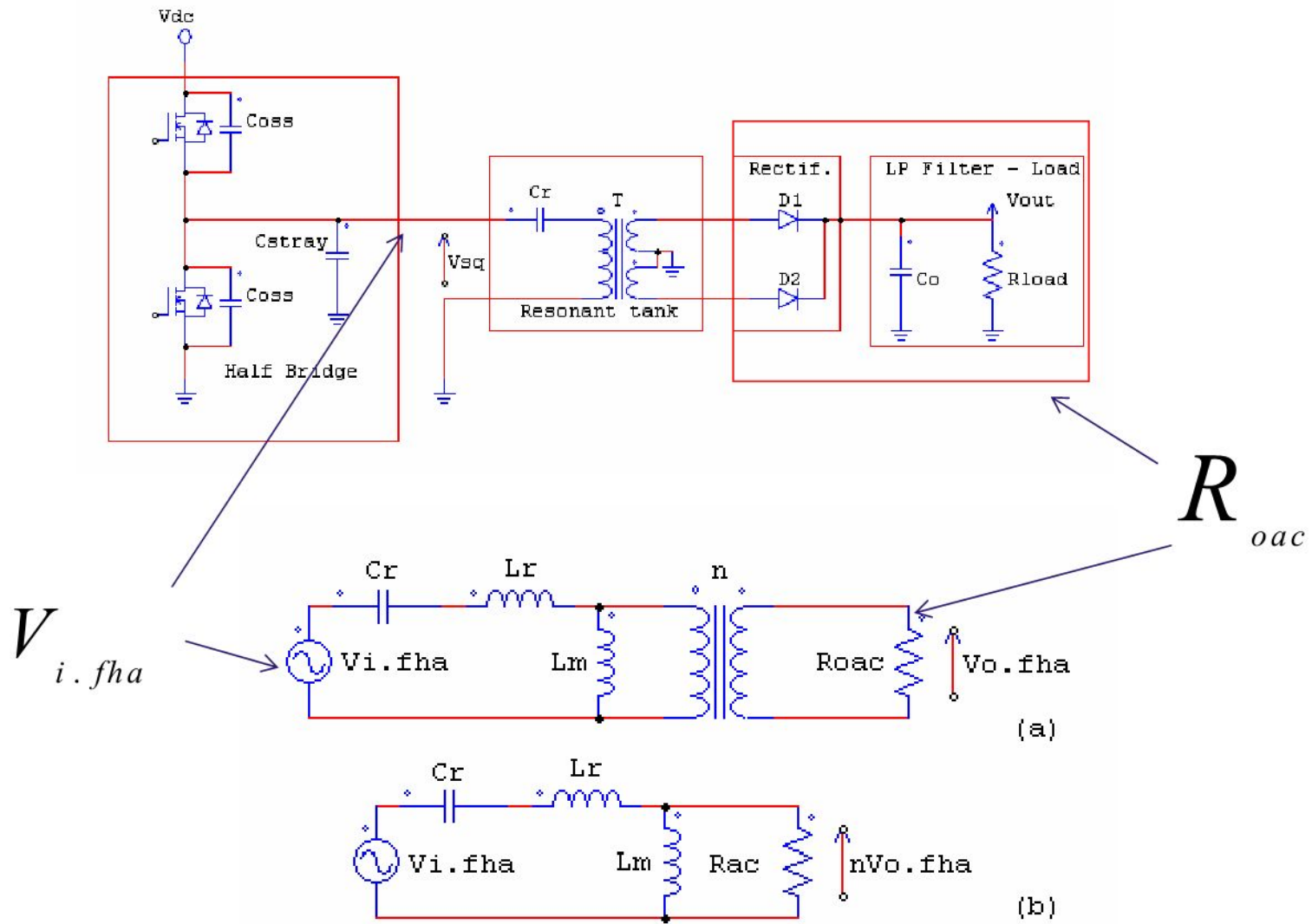
$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) C_r}}$$

软开关原理



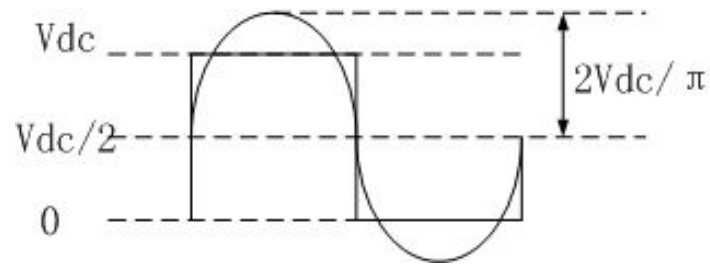
当频率高于谐振频率，谐振网络将呈现感性，即电流滞后于电压，因此下管关断开关后，谐振电流将从Q1的寄生体二极管流过，使得Q1能实现ZVS。

LLC的等效分析



LLC的等效分析

谐振槽路的输入为方波，



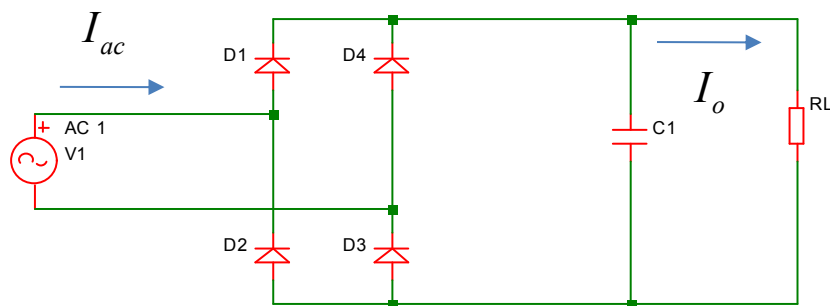
通过对其进行傅里叶分解得到其基波分量:

$$V_{iFHA}(t) = \frac{2}{\pi} V_{dc} \sin(2\pi f_s t)$$

有效值为:

$$V_{iFHA} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{dc}$$

LLC的等效分析



LLC整流输出电流为正弦波，因此：

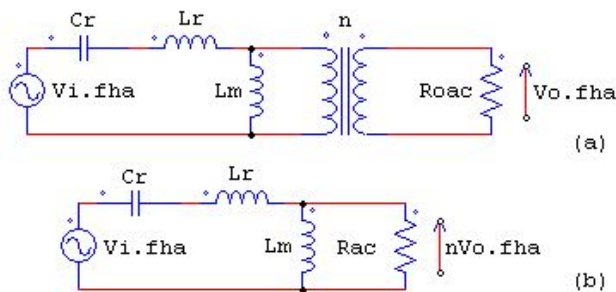
$$I_o = \frac{2}{\pi} I_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{ac(rms)}$$

即：
$$I_{ac(rms)} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_o$$

由功率守恒可得：
$$E_{ac(rms)} = V_{oFHA} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o$$

因此等效负载：
$$R_{ac} = \frac{E_{ac(rms)}}{I_{ac(rms)}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} = \frac{8}{\pi^2} R_L$$

此分析同样适用于全波整流：



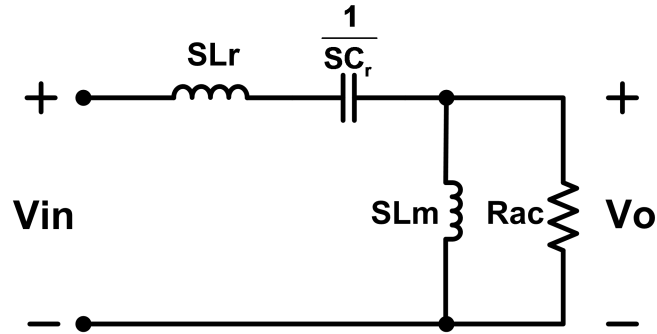
$$R_{oac} = \frac{8}{\pi^2} R_L$$

因此折算至原边的等效负载：

$$R_{ac} = \frac{n^2 8}{\pi^2} R_L$$

LLC的等效分析

在复频域中，LLC电路可以简化为：

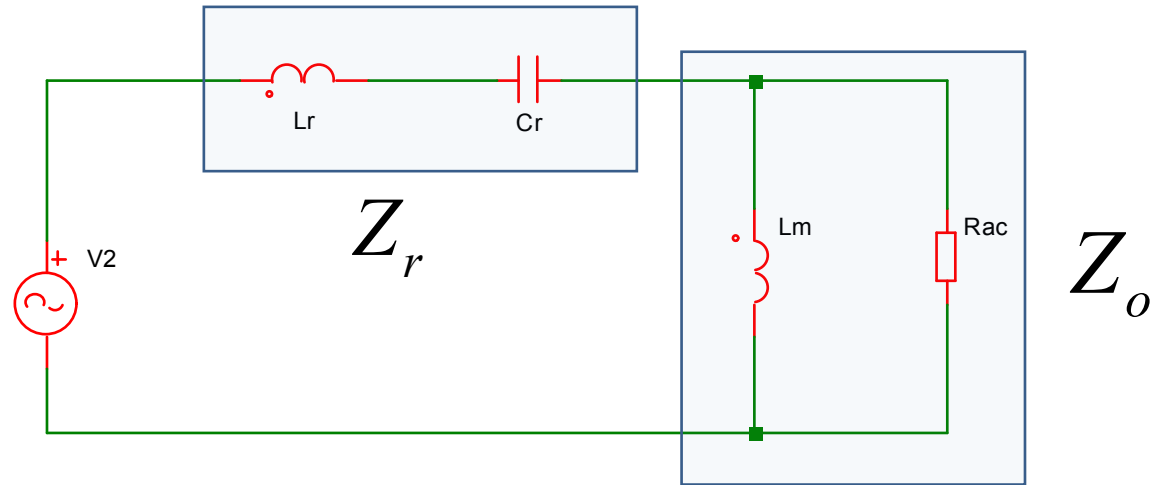


输入输出关系:
$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{SL_m // R_{ac}}{SL_r + \frac{1}{SC_r} + SL_m // R_{ac}}$$

因此谐振网络增益:
$$M(f_n, k, Q) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kf_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}}$$

LLC的调节原理

LLC电路可以简化为:

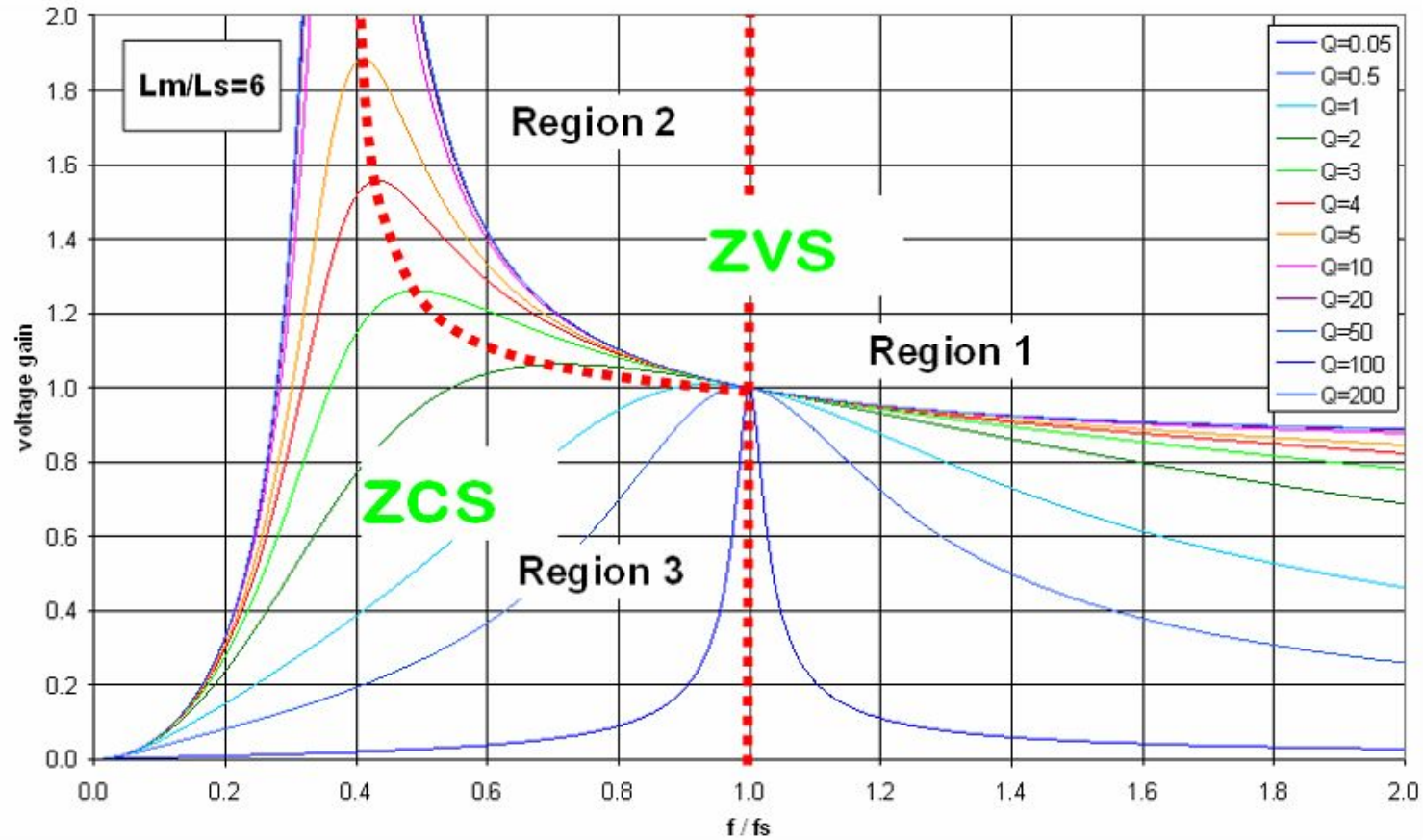


当负载 R_{ac} 变化时，系统调整工作频率，改变 Z_r 和 Z_o 的分压比，使得输出电压稳定。

轻载或空载时， R_{ac} 很大，近似开路，谐振频率变为：
$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}}$$

负载很大时， R_{ac} 很小， L_m 的电流很小，谐振频率近似为：
$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

LLC的增益曲线



LLC有三种工作模式： $f_s = f_{r1}$ ， $f_s > f_{r1}$ 和 $f_{r2} < f_s < f_{r1}$

在三种工作模式中有不同的特性，应根据设计要求进行选择。

三种模式特点

$$f_s = f_{r1}$$

最理想的情况，谐振网络增益为**1**，负载变化不影响输出电压。

$$f_s > f_{r1}$$

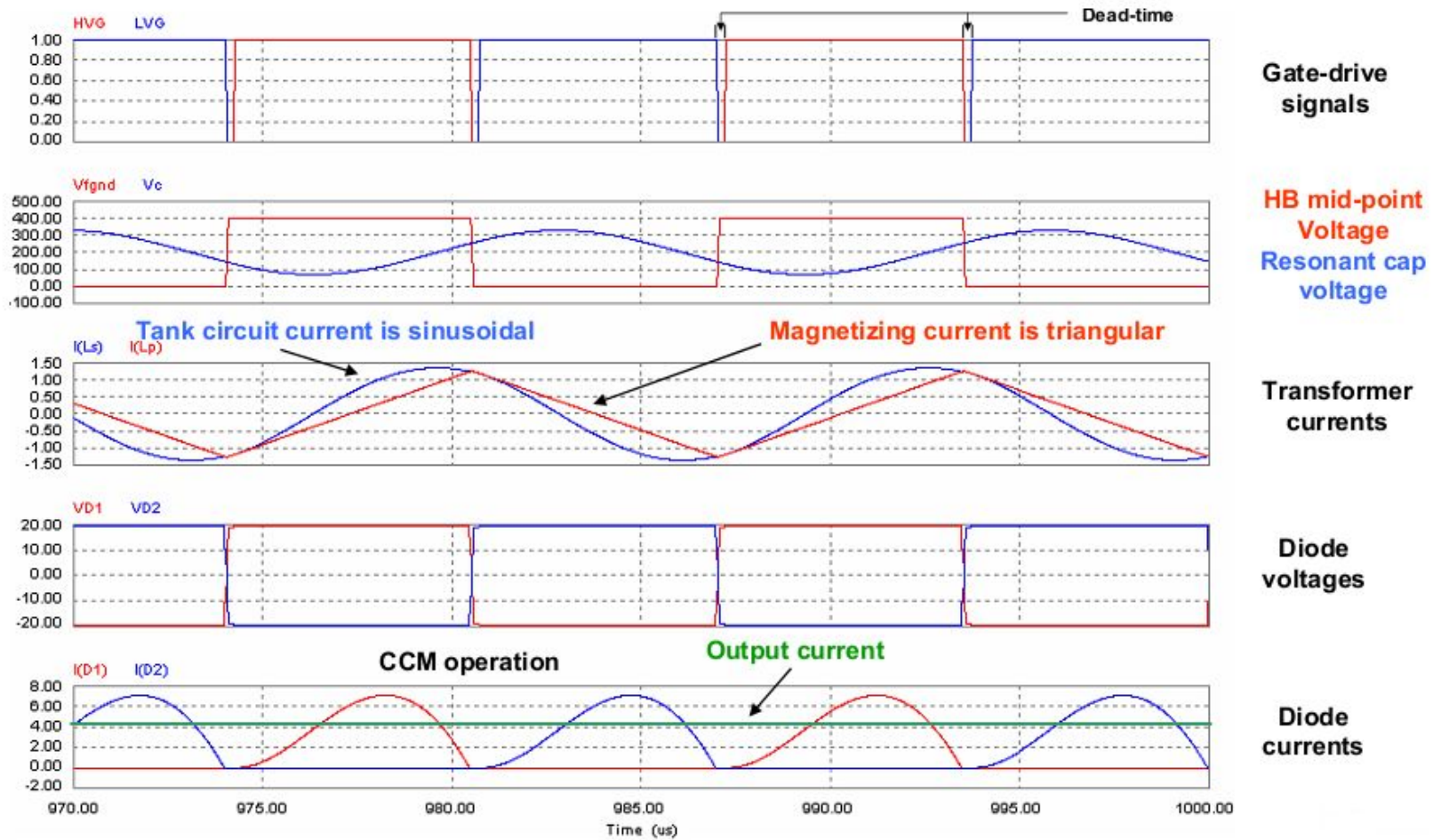
谐振网络增益小于**1**，增益曲线平缓，负载调节特性较差。
但输出电流脉动较小，输出二极管损耗较小。

$$f_{r2} < f_s < f_{r1}$$

谐振网络增益大于**1**，增益曲线较陡，负载调节特性较好。

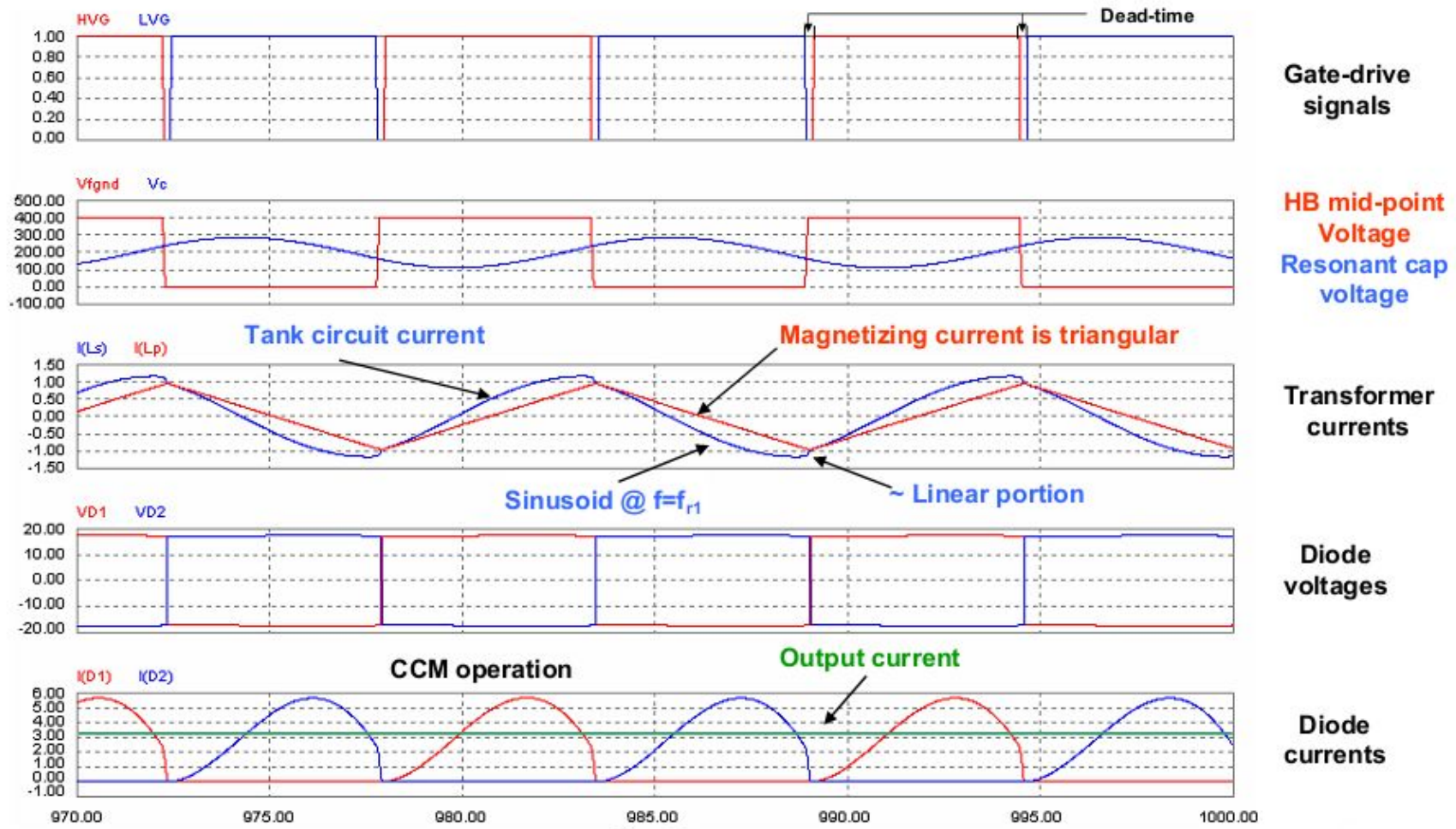
LLC的工作波形

$f_s = f_{r1}$ 时的工作波形:



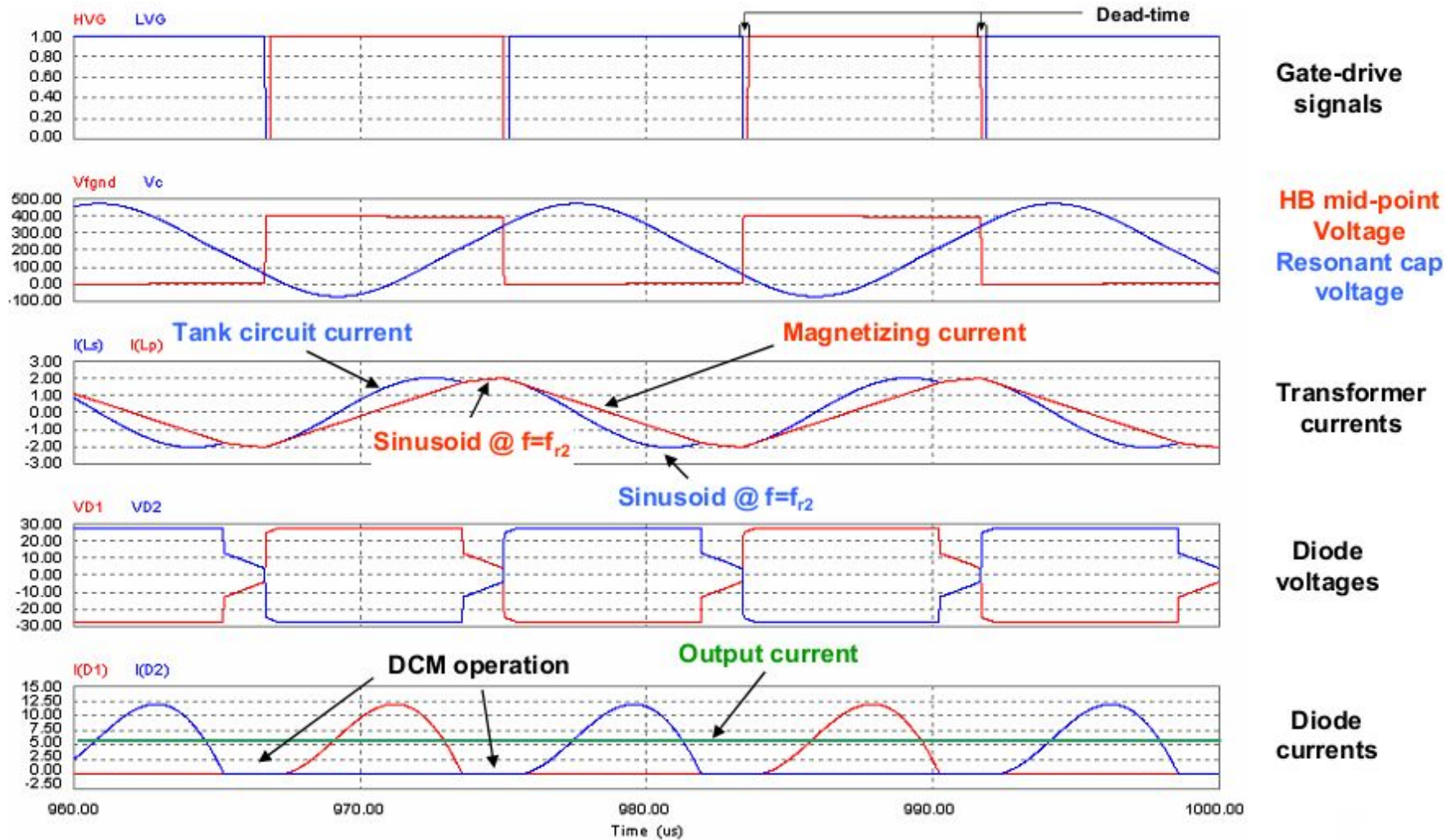
LLC的工作波形

$f_s > f_{r1}$ 时的工作波形:



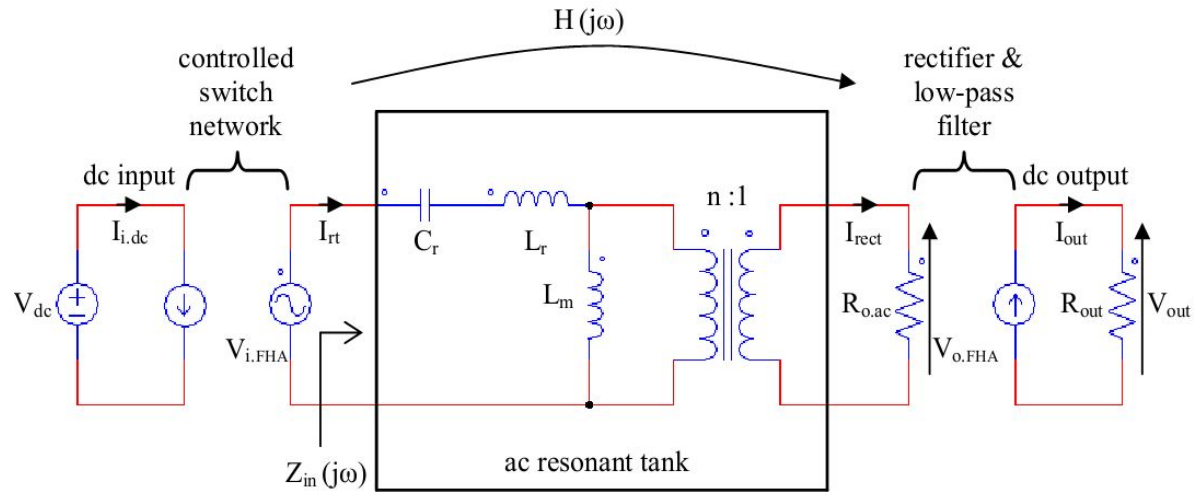
LLC的工作波形

$f_{r1} > f_s > f_{r2}$ 时的工作波形:



LLC的参数设计

LLC的变压器变比



LLC系统输入输出关系为:

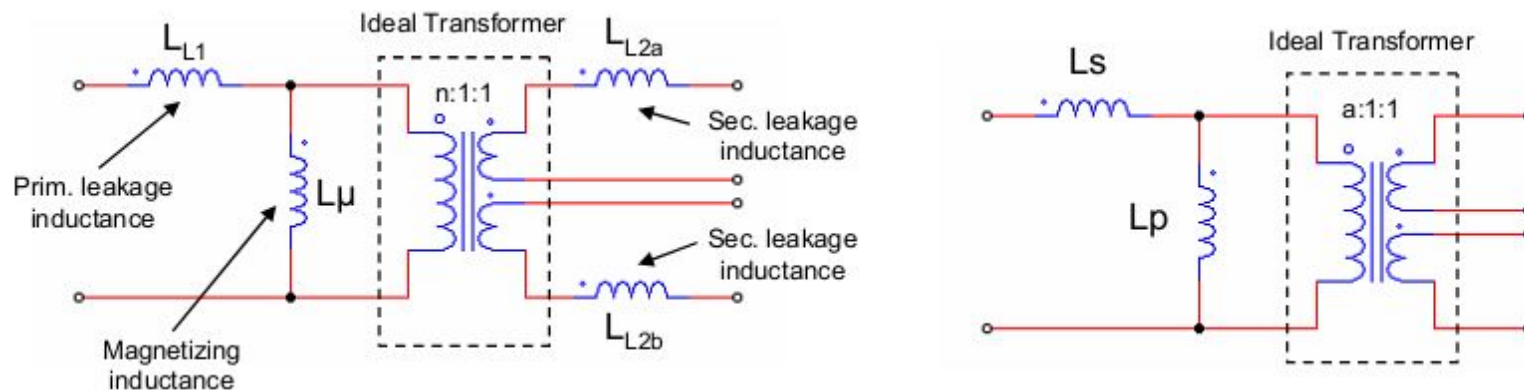
$$H = \frac{V_{iFHA}}{V_{oFHA}} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{dc}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o} = \frac{1}{2} \frac{V_{dc}}{V_o} = nM$$

即:

$$n = \frac{1}{2} \frac{V_{dc}}{V_o} \frac{1}{M}$$

因此改变变压器的变比，可以改变LLC的工作模式。

LLC的变压器变比



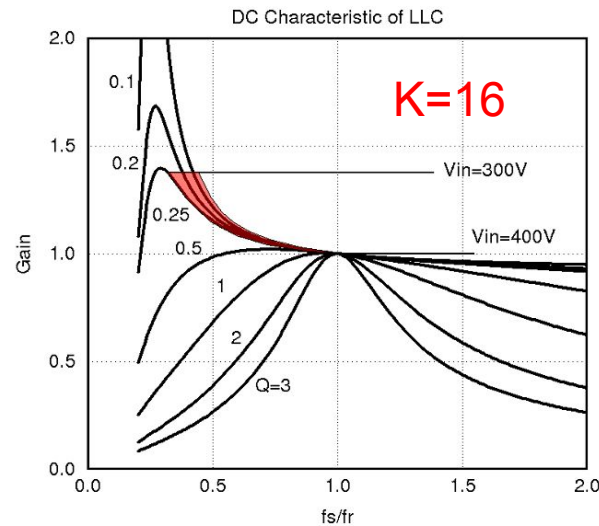
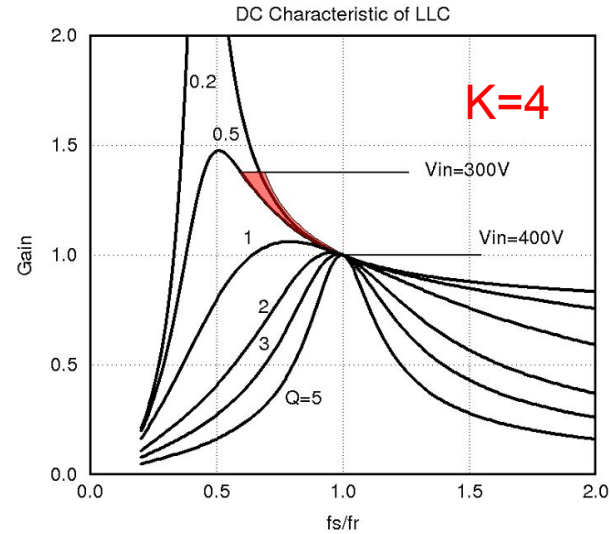
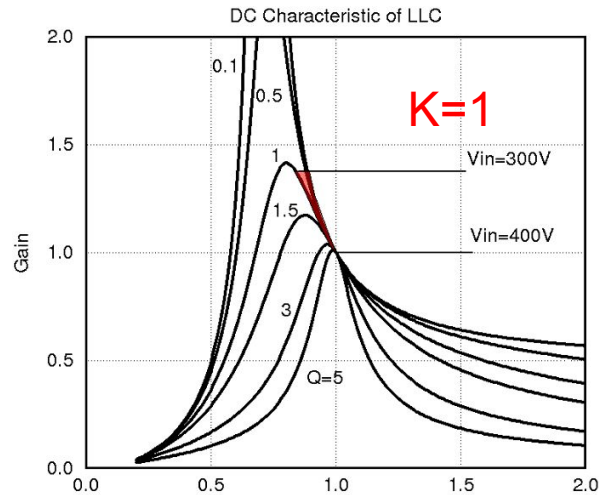
由于变压器原副边有漏感存在，即耦合系数不为1，因此原副边的理论变比 a 与实际变比 n 并不相等，由于漏感存在压降，所以理论变比大于实际变比。其关系为：

$$n = a \sqrt{\frac{L_m}{L_m + L_r}}$$

K值的选取

K的取值将影响增益曲线的陡度，也就是影响LLC的负载调整率。

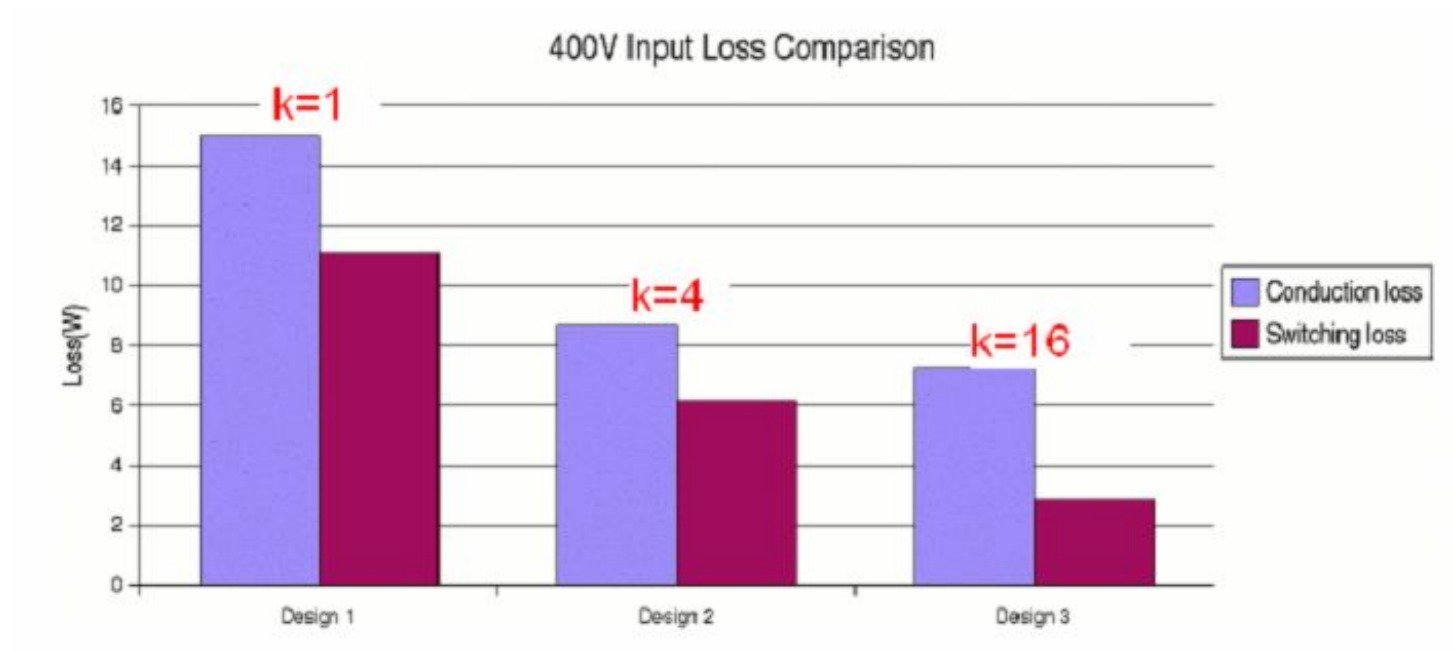
$$k = \frac{L_m}{L_r}$$



K的取值越大，曲线越平缓，要得到相同的增益，其频率变化越大

K值的选取

K值与效率的关系



K值越小，意味着激磁电感越小，激磁电流越大，损耗越大。

K值一般在3~7之间

Q值的选取

由：

$$Q = \frac{Z_o}{R_{ac}} = \frac{2\pi f_r L_r}{R_{ac}} \quad k = \frac{L_m}{L_r}$$

可以得到：

$$Q = \frac{Z_o}{R_{ac}} = \frac{2\pi f_r L_m}{kR_{ac}}$$

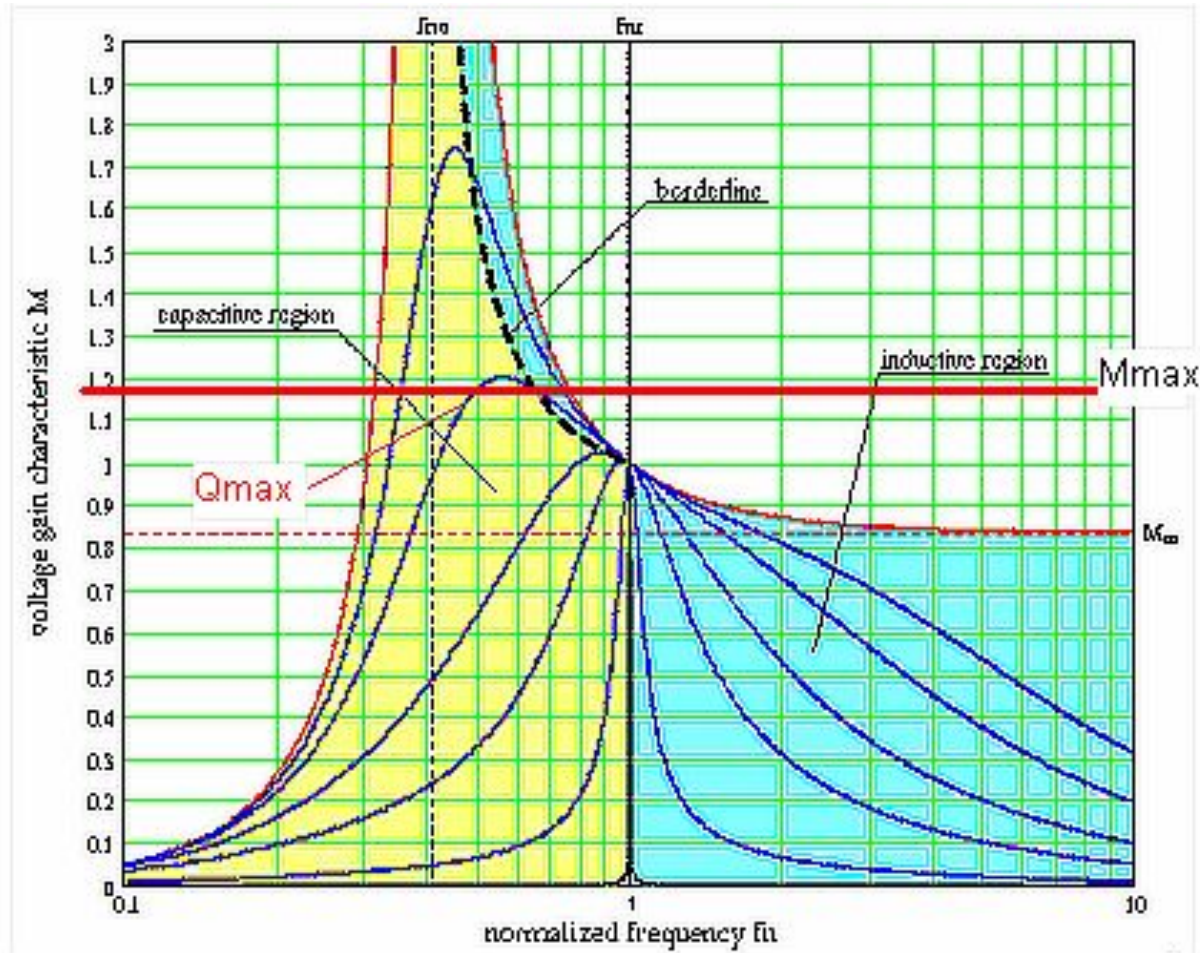
因此Q值越大，励磁电感越大，损耗越小。因此在满足软开关的条件下，Q值应尽量取最大值。

由LLC ZVS软开关的边界条件，即LLC谐振网络的阻抗为纯阻性，可以求出Qmax

$$Q_{\max} = \frac{1}{kM_{\max}} \sqrt{k + \frac{M_{\max}^2}{M_{\max}^2 - 1}}$$

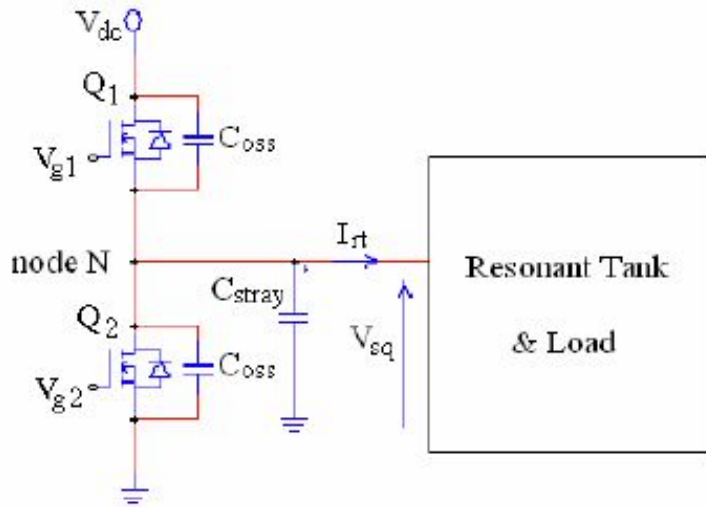
为留一定的裕量，通常取Q为（0.92~0.95）Qmax

Q值的选取



对于同一个增益，不同负载下Q值是变化的，但Q值有一个最大值 Q_{max} ，如果 $Q > Q_{max}$ ，LLC将进入ZCS区域。

Q值的另一限制



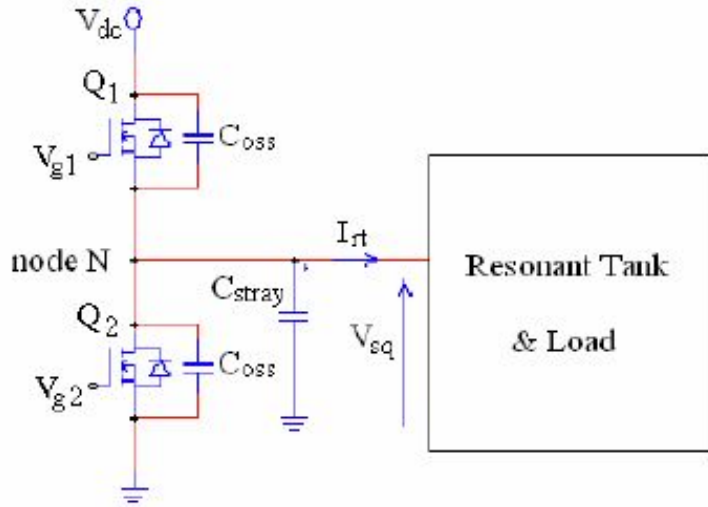
当LLC运行于高输入电压，空载的情况下时，原边电流最小，需要确保在此情况下，LLC仍能实现软开关。

$$\frac{V_{iFHAMAX}}{\|Z_{inol}(f_{n\max})\|} \geq \frac{I_{zvs(vdc\max)}}{\sqrt{2}} \Rightarrow Q_{zvs} \leq \frac{2}{\pi} \frac{f_{n\max}}{(k+1)f_{n\max}^2 - 1} \frac{T_D}{R_{ac} C_{zvs}}$$

$$I_{zvs(vdc\max)} = (2C_{oss} + C_{stay}) \frac{V_{dc}}{T_D}$$

LLC的Q值应该小于Qmax和Qzvs

死区时间选取



在死区时间内，上下管同时处于关断状态，激磁电流对MOS管结电容进行充放电，使其电压为零，从而实现ZVS。

因此：

$$T_D \geq \frac{V_{dc} (2C_{oss} + C_{stay})}{I_{zvs(vdc\ max)}} \geq \frac{V_{dc} (2C_{oss} + C_{stay})}{I_{m(vdc\ max)}} \geq (2C_{oss} + C_{stay}) 4f_{\max} (L_r + L_m)$$

Lm越大，激磁电流越小，激磁电流损耗越小，但所需的死区时间越大，有效工作时间越小，由此造成损耗越大。需折中选择励磁电感和死区时间。

LLC的设计步骤

LLC设计步骤

1. 计算理论变比与增益
2. 负载折算
3. 选择K值
4. 选择Q值
5. 计算谐振网络参数
6. 变压器计算
7. 计算器件应力

LLC设计步骤

1. 计算理论匝比:

$$n := \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{dc.nom}}{V_o}$$

以理想情况下工作在谐振点处计算

2. 计算最大, 最小增益:

$$M_{max} := 2 \cdot n \cdot \frac{V_o}{V_{dc.min}} \quad M_{min} := 2 \cdot n \cdot \frac{V_o}{V_{dc.max}}$$

3. 负载折算:

$$R_{ac} := \frac{8}{\pi^2} \cdot n^2 \cdot \frac{V_o^2}{P_{max}}$$

4. 计算最大归一化频率:

$$f_{n.max} := \frac{f_{sw.max}}{f_r}$$

LLC设计步骤

5. 计算K值:

$$k := \frac{M_{\min}}{1 - M_{\min}} \cdot \frac{f_{n.\max}^2 - 1}{f_{n.\max}^2}$$

6. 计算最小输入电压，最大负载时保证ZVS的Q的最大值:

$$Q_{zvs.1} := 0.95 \frac{1}{k \cdot M_{\max}} \cdot \sqrt{k + \frac{M_{\max}^2}{M_{\max}^2 - 1}}$$

7. 计算最大输入电压，空载时保证ZVS的Q的最大值:

$$Q_{zvs.2} := \frac{2}{\pi} \cdot \frac{f_{n.\max}}{(k + 1) \cdot f_{n.\max}^2 - 1} \cdot \frac{T_D}{R_{ac} \cdot C_{zvs}}$$

8. 选择以上Q值中的最小值为最终的Q值:

$$Q_{ZVS} := \min(Q_{ZVS.1}, Q_{ZVS.2})$$

LLC设计步骤

9. 计算最小开关频率:

$$f_{\text{sw.Min}} := f_r \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + k \cdot \left(1 - \frac{1}{M_{\text{max}}^{1+k_{\text{marg}}^4}}\right)}}$$

如果计算的最小开关频率太低或者太高，需要调整设定的谐振频率，直到最小开关频率为一个合理的值。

10. 计算谐振网络参数:

$$Z_o := Q_{\text{zvs}} \cdot R_{\text{ac}} \quad C_r := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot Z_o} \quad L_r := \frac{Z_r}{2\pi f_r} \quad L_m := \frac{L_r}{\lambda}$$

11. 计算变压器的匝数:

$$N_p := \frac{\int_0^{0.5T_{\text{smin}}} V_{\text{fund}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_{\text{smin}} \cdot t) dt}{\Delta B_m \cdot A_c}$$

LLC设计步骤

12. 副边电流:

副边峰值电流: $I_{s_peak} := I_{o_max} \cdot \sqrt{2}$

副边有效值电流: $I_{s_rms} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_{s_peak} \cdot \sin(\omega t))^2 d(\omega t)}$

副边平均值电流: $I_{s_avg} := \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{s_peak} \cdot \sin(\omega t) d(\omega t)$

13. 原边电流:

原边峰值电流: $I_{p_peak} := I_{s_peak} \cdot \frac{N_s}{N_{p1}}$

原边有效值电流: $I_{p_rms} := \frac{1}{4\sqrt{2}} \frac{I_{o_max}}{n} \sqrt{\frac{n^4 \cdot V_o^2}{I_{o_max}^2 L_m^2 f_{smin}^2} + 4\pi^2}$

原边励磁电流: $I_{lrmax} := \frac{n \cdot V_o}{4L_m f_{smin}}$

谢谢！