



LLC 谐振变换器的设计

北方工业大学

节能照明电源集成与制造北京市重点实验室主任

张卫平教授



目录

- 一、LLC谐振变换器的优点
- 二、LLC谐振变换器的基础知识
- 三、LLC谐振变换器功率级的设计
- 四、LLC谐振变换器的小信号模型
- 五、闭环LLC谐振变换器的静态分析
- 六、LLC谐振变换器反馈电路的设计



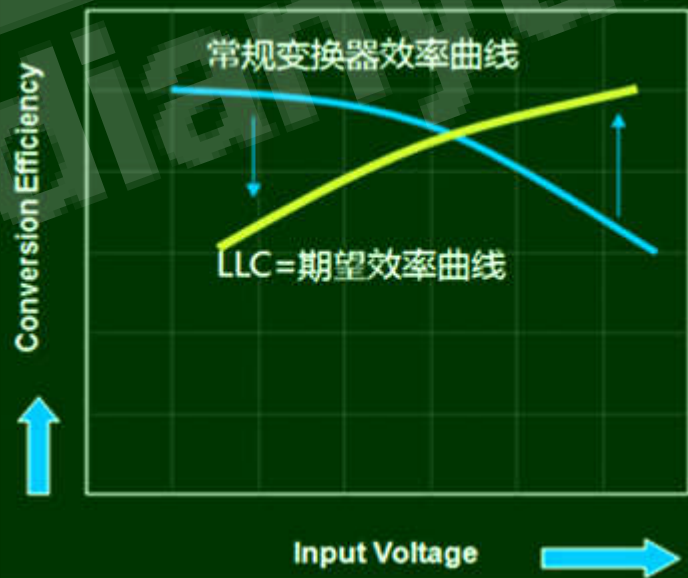
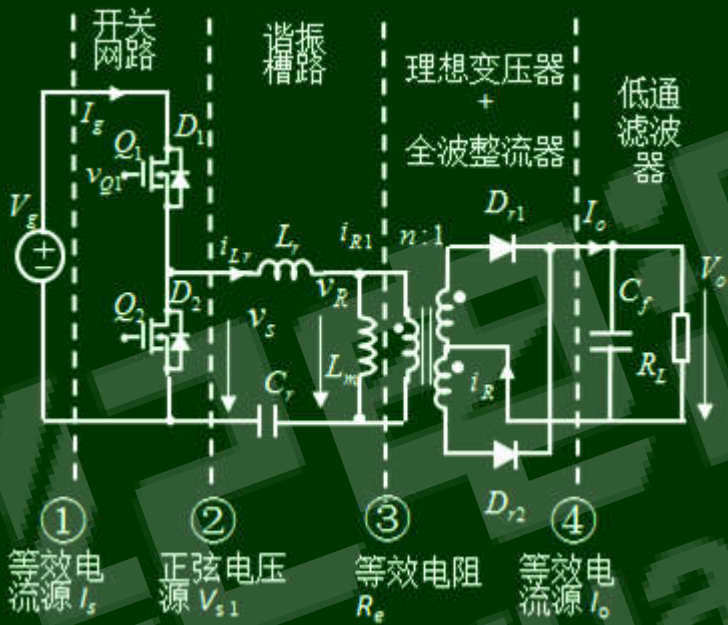
1.1 结构简单：

由变压器、Cr和整流电路组成；

1.2 效率高：

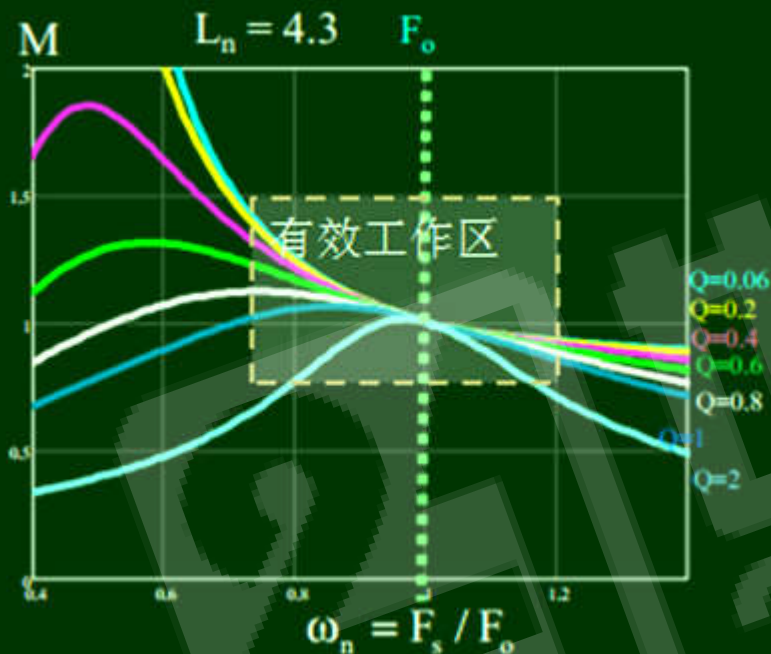
全负载范围内MOSFET的ZVS和整流器的ZCS，
高频化、体积小、功率密度高

1.3 效率曲线符合期望值



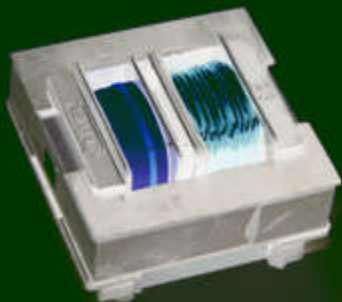
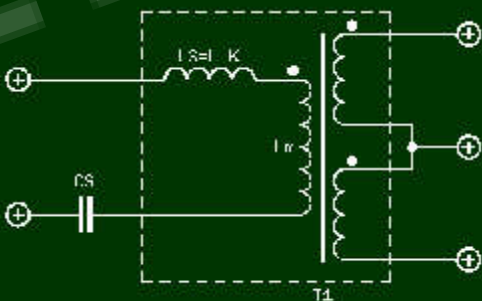
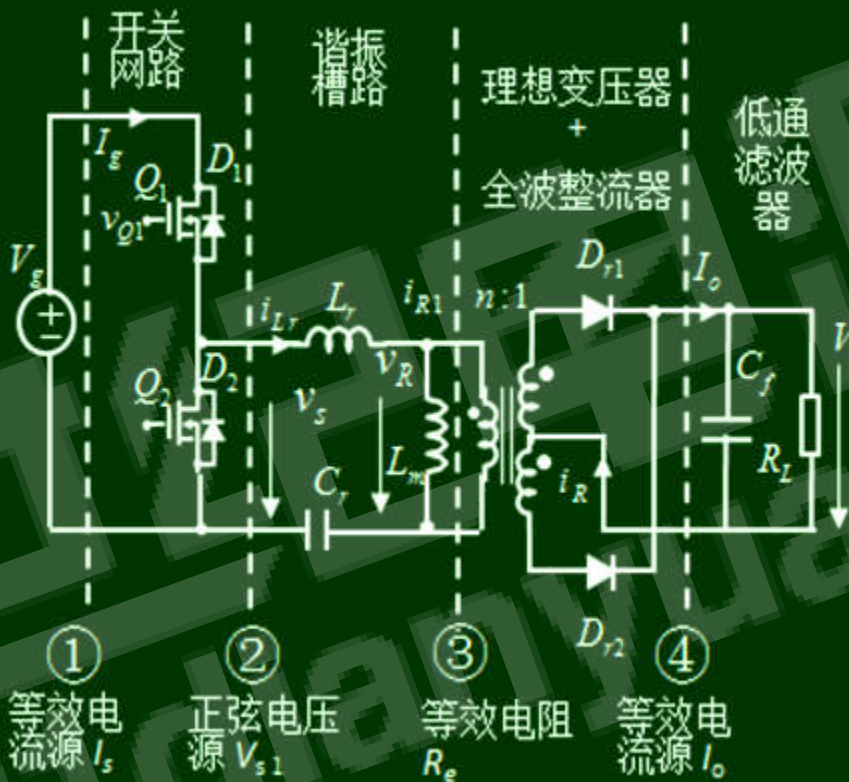


1.4 输入电压变化范围宽： (0.8-1.4)Vnorm

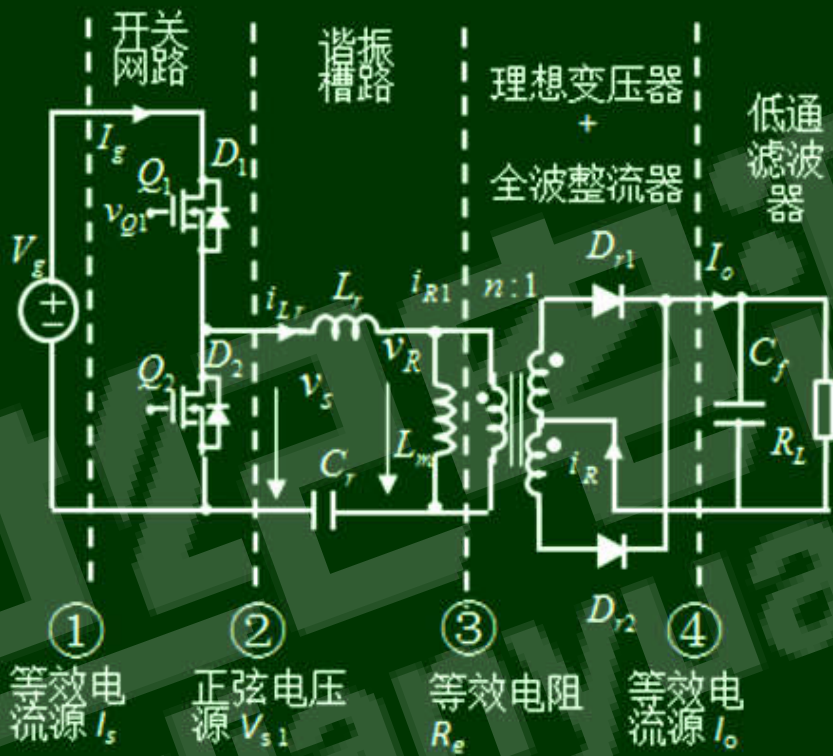
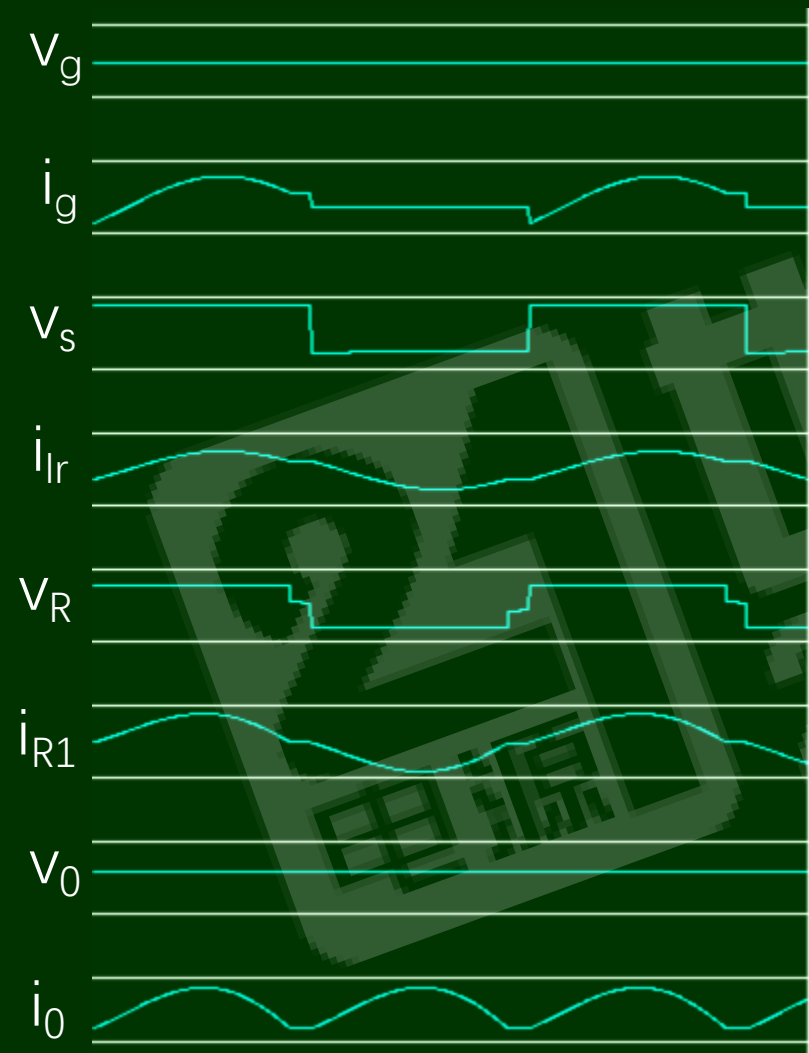


1.5 便于磁集成

磁化电感+谐振电感+理想变压器
= 高频变压器



2.1 电路拓扑结构



- 半桥开关网路：**将直流电压变为方波电压
- 谐振槽路：**将方波电压转化为正弦电流
- 控制方式：**频率控制输入阻抗和电流
- 隔离变压器：**变压和隔离的作用
- 全波整流器：**将交流电变换为直流电
- 低通滤波器：**滤除纹波

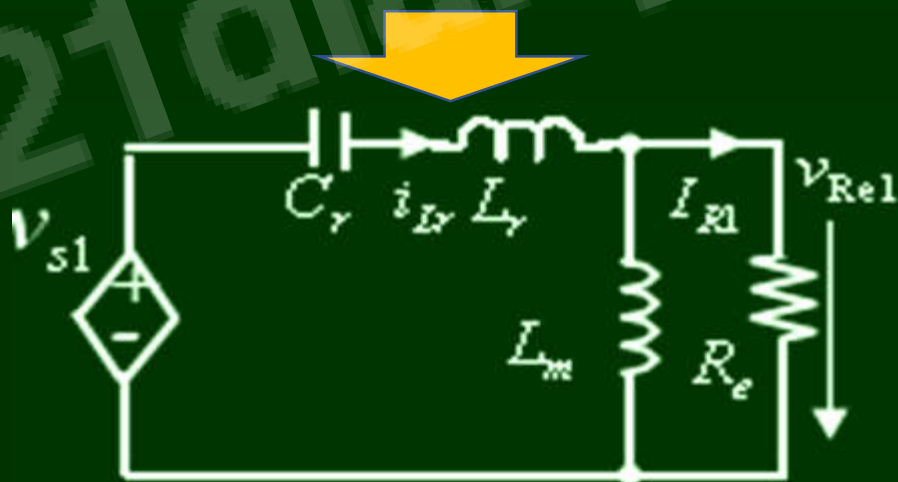
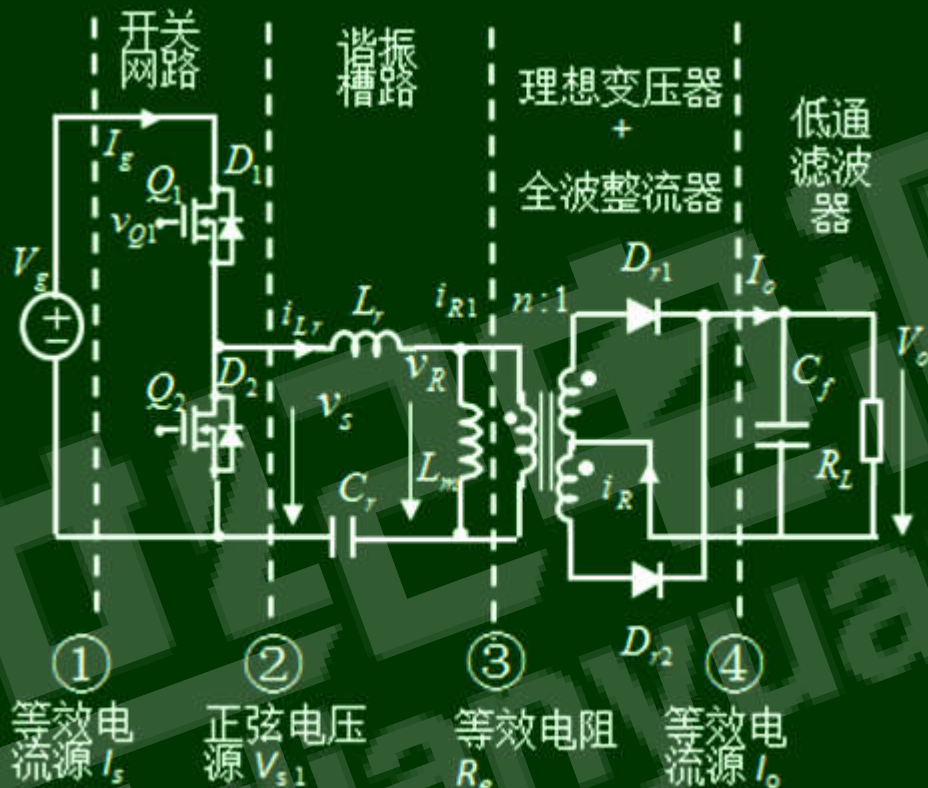


2.2 稳态——基波分析法

基波分析法的基本假设：

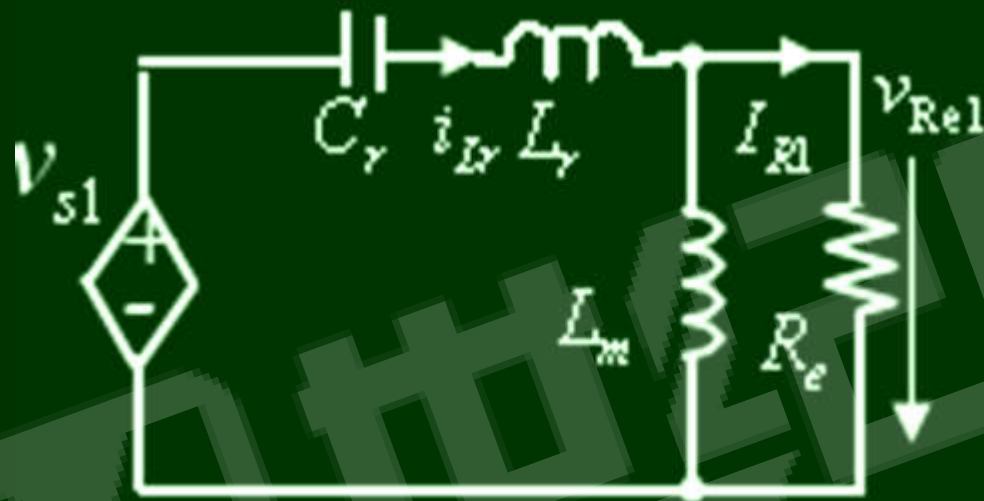
- (1) $v_s(t)$ 为方波脉冲序列
- (2) $Q > 0.5$ 且 $f_0 \approx f_s$ ，用基波替代方波；
- (3) 变压器输入电流为正弦波，反射电阻 R_e 表示理想变压器的负载效应。

基于上述假设，得到基波等效电路
 将非线性电路 $\longrightarrow$ 线性等效电路
 $\longrightarrow$ 用相量分析法分析 LLC 谐振变换器的稳态性能。





2.3 直流增益特性



基于稳态模型，用相量法可得到谐振槽路的传递函数

$$H(j\omega) = \frac{\dot{I}_{R_{e1}}}{\dot{V}_{s1}} = \frac{\frac{j\omega L_m R_e}{R_e + j\omega L_m}}{j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} + \frac{j\omega L_m R_e}{R_e + j\omega L_m}}$$

含有Ln、Q和fn参量简洁公式

$$H(j\omega) = \frac{\frac{j\omega L_m R_e}{R_e + j\omega L_m}}{j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} + \frac{j\omega L_m R_e}{R_e + j\omega L_m}} \Rightarrow M = |H(j\omega)| = \frac{L_n f_n^2}{\sqrt{[(1 + L_n) f_n^2 - 1]^2 + [Q L_n f_n (f_n^2 - 1)]^2}}$$

LLC变换器参数定义表

直流增益

串联谐振频率

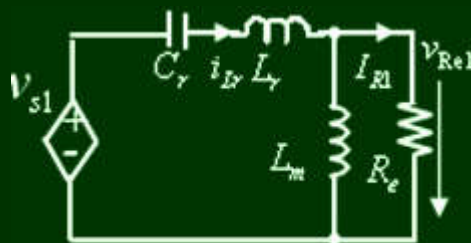
并联谐振频率

品质因数

归一化频率

电感比

$$M = \frac{nV_o}{V_g/2} \quad f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e} \quad f_n = \frac{f}{f_o} \quad L_n = \frac{L_m}{L_r} > 1$$





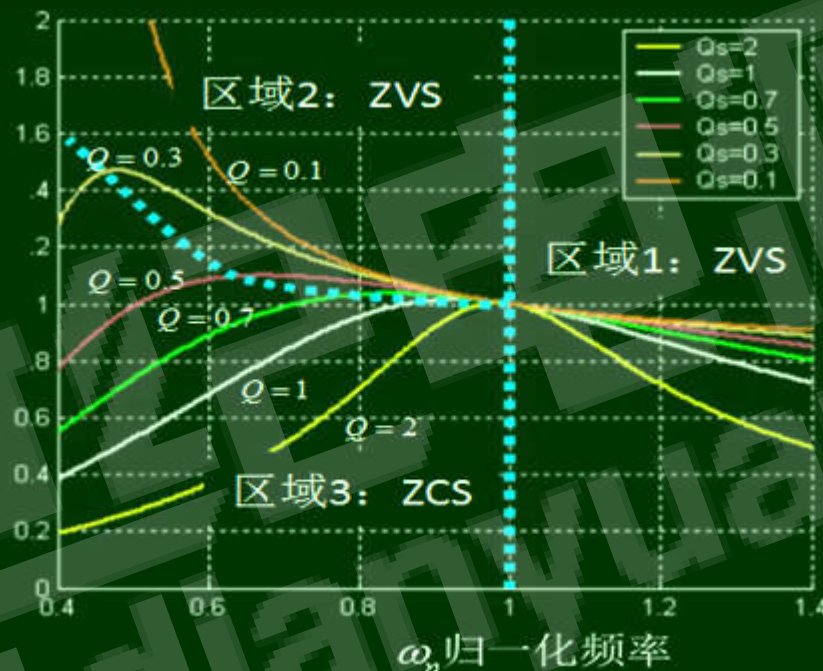
$$L_n=5, Q=0.1,0.3,0.5,0.7,1 \text{ 和 } 2$$

$$M = \frac{L_n f_n^2}{\sqrt{[(1+L_n)f_n^2 - 1]^2 + [QL_n f_n(f_n^2 - 1)]^2}}$$

电压增益

由直流增益公式绘制直流特性曲线

划分区域：分别以串联频率 f_o 和并联谐振频率 f_p 为分界线，将曲线族划分为三个区域。



区域1：ZVS， $f_s > f_o$ ， $M < 1$ ，但因循环电流， P_{loss} 大

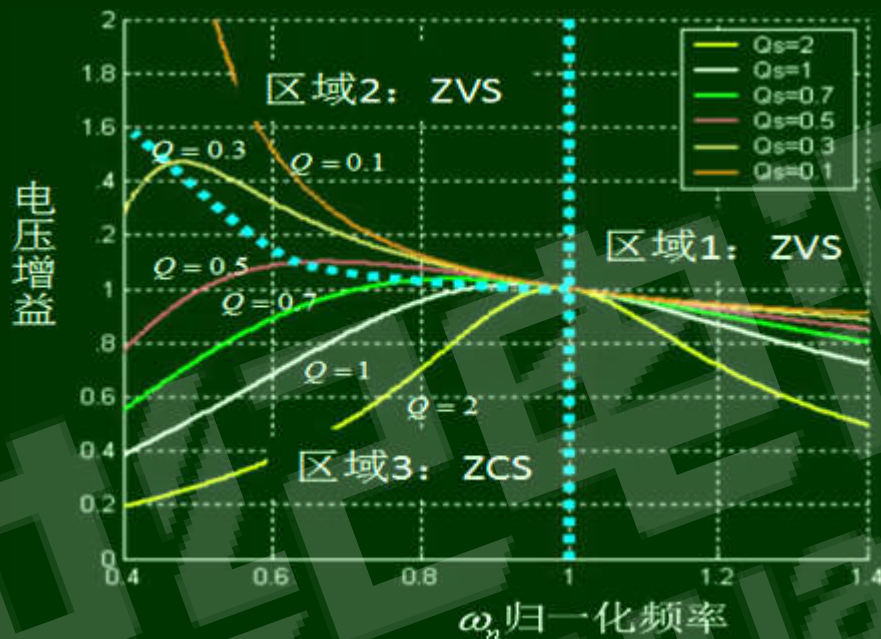
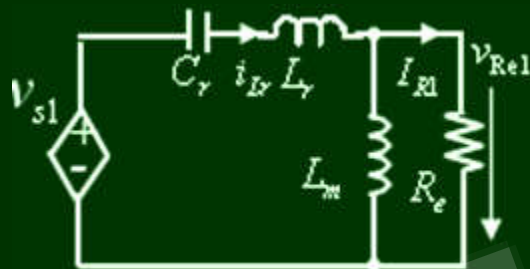
区域3：ZCS， $f_s < f_o$ ， $M < 1$ ，非工作区域

区域2：ZVS， $f_s < f_o$ ， $M > 1$ ，工作区域



2.3 直流增益特性

3个区域，区域2为理想工作区



2类谐振点---最佳工作点

第一最佳工作点—串联谐振频率点

$M=1$ ，串联谐振支路不产生无功功率，效率最高，一般对应着额定输入电压 V_{gnorm} ； L_m 上的电流实现了软开关。

第二个最佳工作点—并联谐振频率点

$M>1$ ，无循环电流，效率最高，一般对应着最小输入电压 V_{gmin} ；



2.4 时域波形分析

1) Cr电容充当直流电源

类似OTL型功率放大器中的隔直电容，在 Q_2 导通期间，谐振槽路与直流输入电压源 V_g 并无物理连接， C_r 充当直流电源，为谐振槽路提供能量；

在 Q_1 导通—充电：电压源

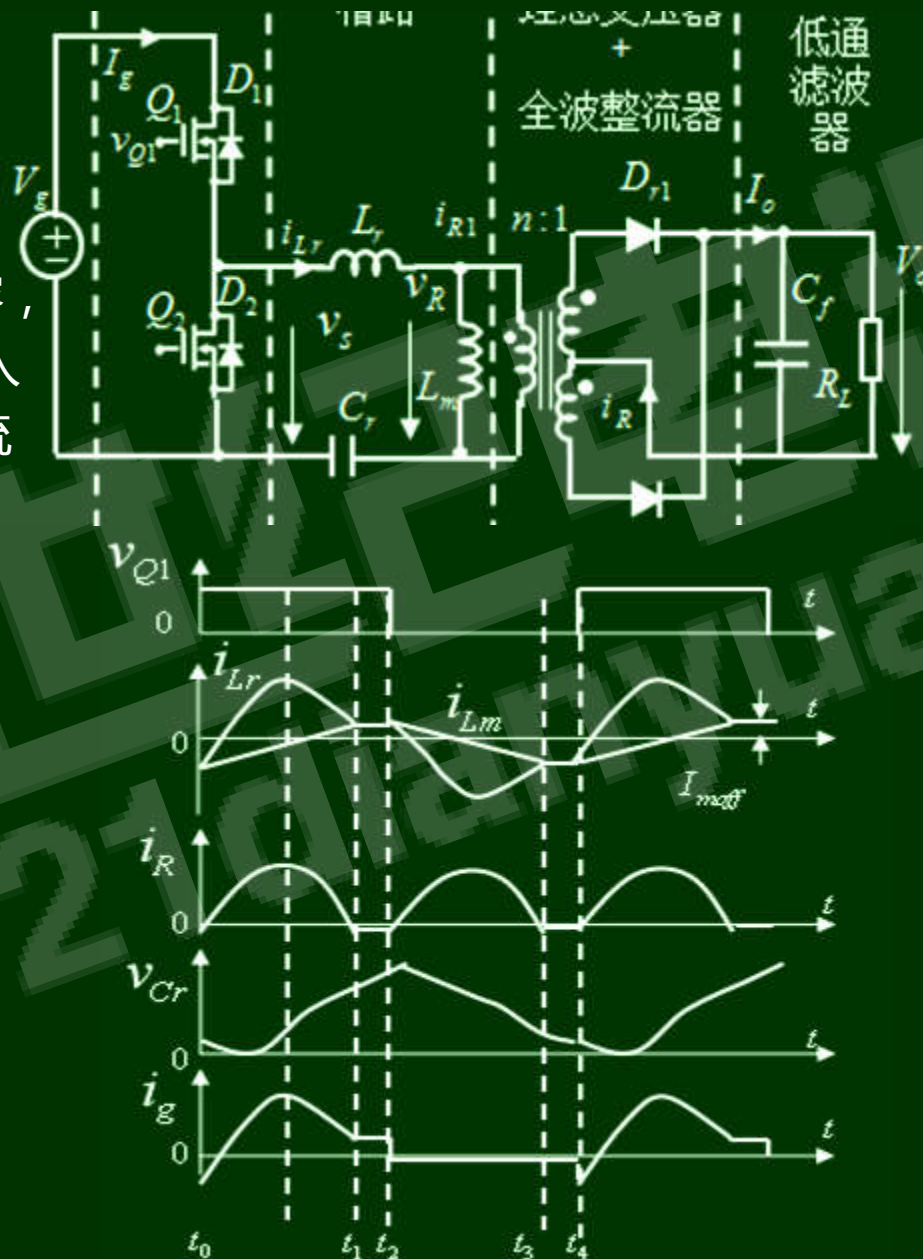
$$V_g \rightarrow L_r \rightarrow T_r \rightarrow C_r$$

$$V_{crMax} = V_g, V_{cragv} = V_g/2$$

2) 变压器原边等效

当变压器原边的电流 $i_{R1} > 0$ ，整流二极管

D_r 导通，变压器原边被箝位 $\pm V_o$ 得到分时区的线性等效电路





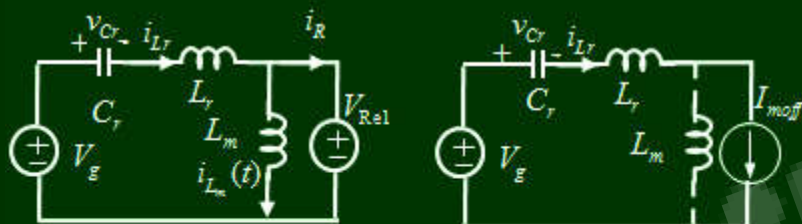
3) 分时区的线性等效电路

区间1 $[t_0, t_1]$: Q1/on, 电感 L_r 和 L_m 和电容充电, 数值增加;
 $t=t_0$, $i_{Lr}=i_{Lm}$, Dr/off

区间1 $[t_1, t_2]$: L_m 参与谐振,
 $L_m \gg L_r$, 近似用恒流源替代;

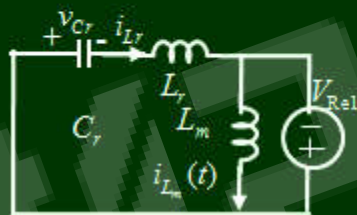
区间3 $[t_2, t_3] \approx$ 区间1, 但Q2/on

区间4 $[t_3, t_4] \approx$ 区间2, 但Q2/on

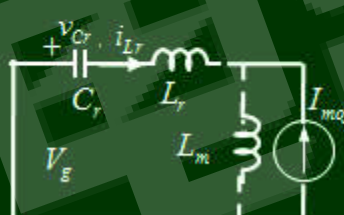


(a) t_0 to t_1

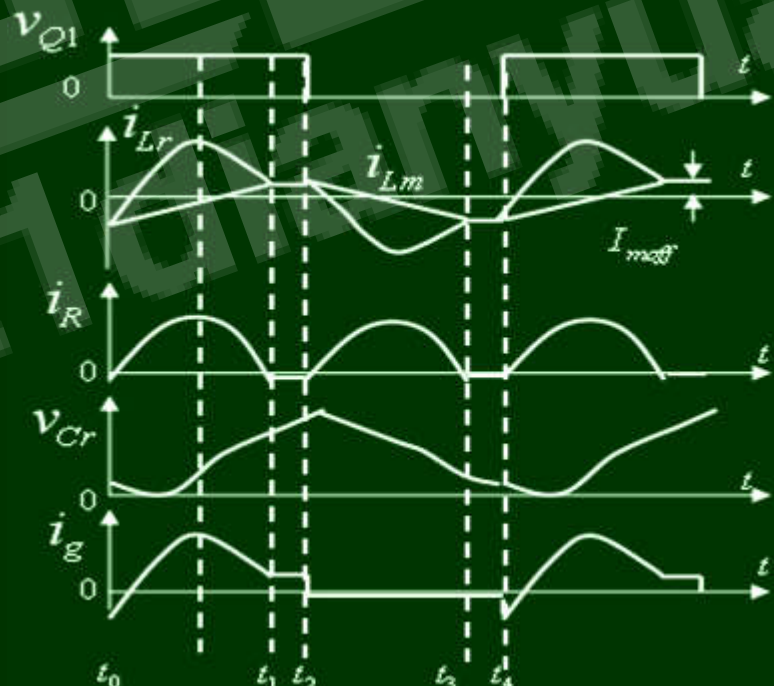
(b) t_1 to t_2



(c) t_2 to t_3

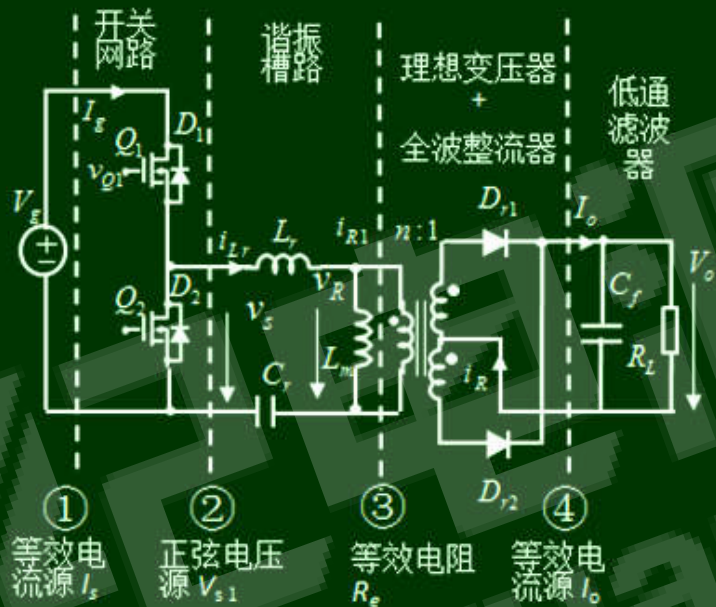


(d) t_3 to t_4



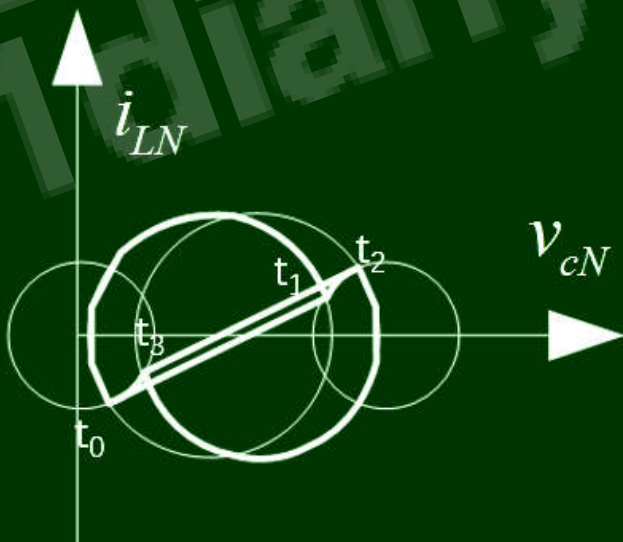
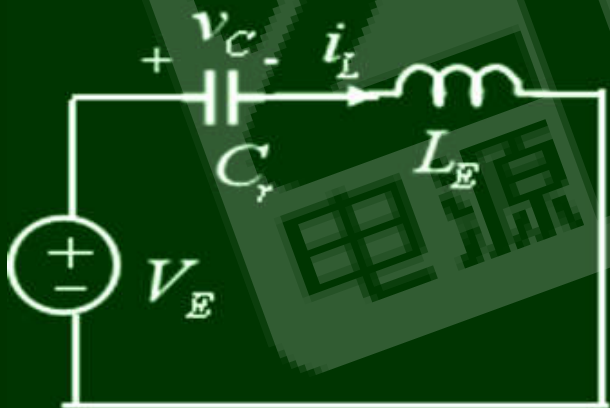


	V_g	L_g	ρ	圆心
t_0 to t_1	$V_g - V_o$	L_r		$V_g - V_o, 0$
t_1 to t_2	V_g	$L_r + L_m$	$\sqrt{(V_{C0} - V_E)^2 + (Z_o I_{Lo})^2}$	$V_g, 0$
t_2 to t_3	V_o	L_r		$V_o, 0$
t_3 to t_4	0	$L_r + L_m$		0, 0



时域波形的相平面分析

$$(v_C(t) - V_E)^2 + i_{LN}^2 = (V_{C0} - V_E)^2 + (Z_o I_{Lo})^2 = \rho^2 \Rightarrow \text{半径}$$



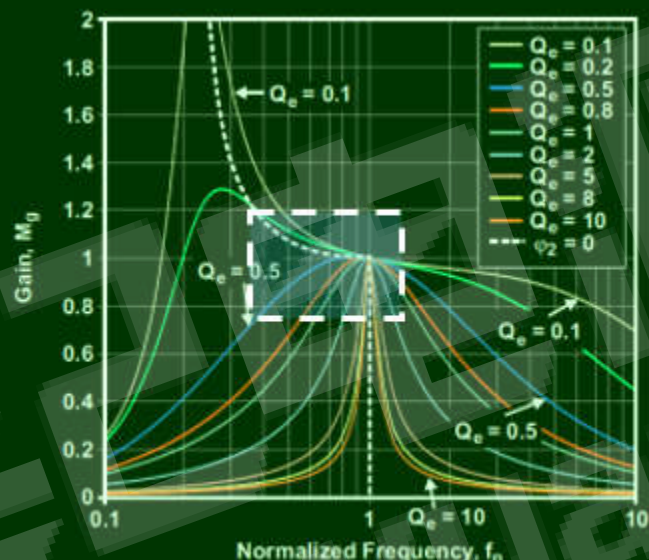
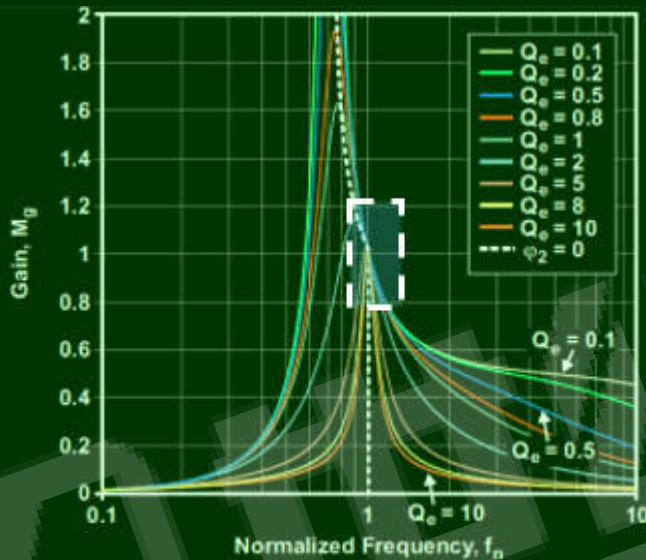
3.1 功率级设计需要考虑的问题

折衷处理1

Lm的折衷处理1

$L_m \downarrow \rightarrow L_n \downarrow \rightarrow$
调频范围变窄。

开关电流的有效
值公式



$$I_{switch_RMS} \approx \sqrt{\frac{1}{16} \cdot \left(\frac{I_{out}^2 \cdot \pi^2}{n^2} + \frac{V_{bulk}^2}{16 \cdot L_m^2 \cdot f_{sw}^2} \right)}, L_m \downarrow \Rightarrow I_{switch_RMS} \uparrow \Rightarrow \text{导通损耗增加}$$

$$\text{ZVS的最小磁化电感: } L_m \leq \frac{T_d}{16(C_{ds1} + C_{ds2})f_s}$$

原则1：

磁化电感 L_m 取大原则。磁化电感的数值尽可能取大一些，以降低损耗，并保证在期望的调频范围具有合理的电压增益。

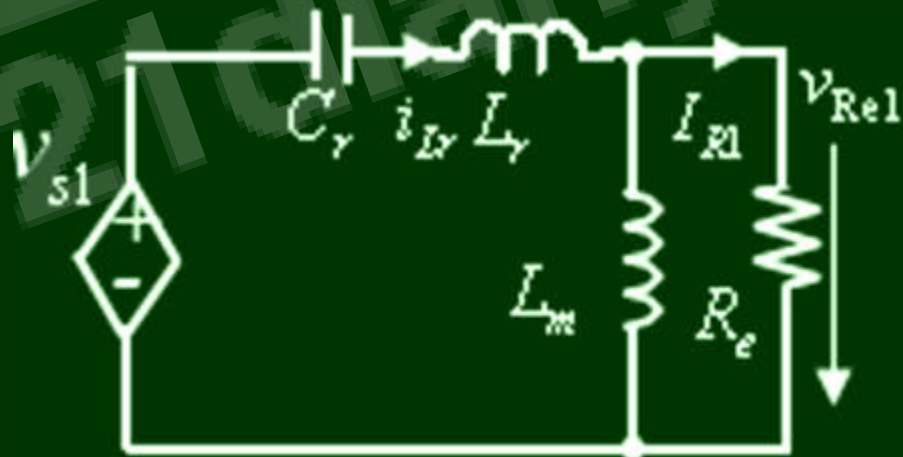
折衷处理2

- a) C_r 电容充当直流电源：存储能量足以支撑Q2导通期间为负载提供能量；
- b) 特征阻抗。

$$Z_o = \sqrt{L_r / C_r}, C_r \uparrow \Rightarrow Z_o \downarrow \Rightarrow I_{switch_RMS} \uparrow, \text{损耗增加}$$

- c) $C_r \downarrow \rightarrow V_{crMax} \uparrow$ ，电容应力增加

原则2，谐振电容 C_r 最小原则。谐振电容的数值应尽可能的小一些，以增加特征阻抗，保证在重载工况具有足够Q值和较小的短路电流。





问题1：电压调整率

输入电压范围为 $[V_{\min}, V_{\max}]$

➡ 增益范围 $[M_{\max}, M_{\min}]$

$$M_{\max} = \frac{2nV_o}{V_{g\min}}, \quad M_{\min} = \frac{2nV_o}{V_{g\max}}$$

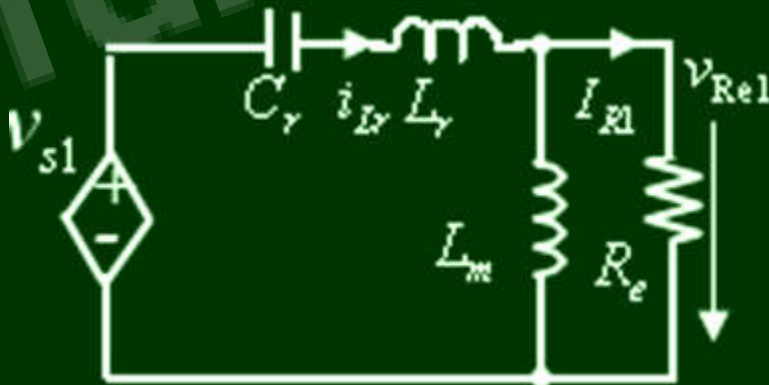
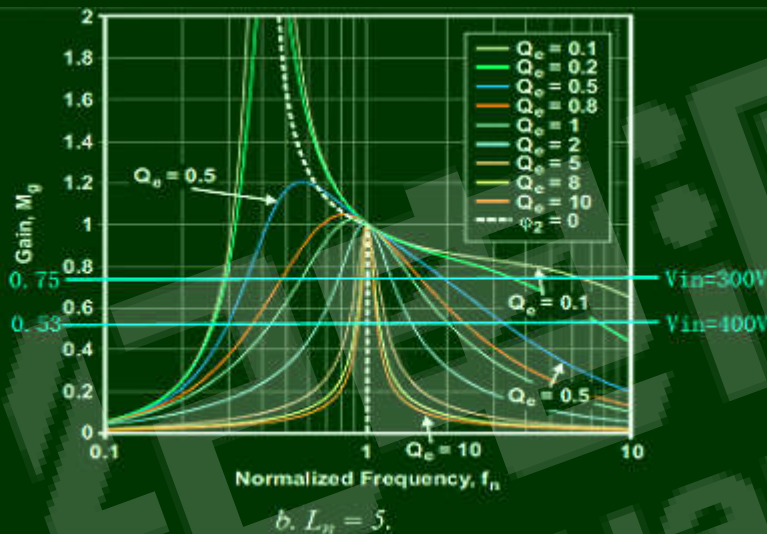
问题2：空载运行

LLC谐振变换器允许空载运行 → $Q=0$ 工况 → $f_s \gg f_o \rightarrow f_n \rightarrow \text{无穷大}$

$$M = \frac{L_n f_n^2}{\sqrt{[(1+L_n)f_n^2 - 1]^2 + [QL_n f_n(f_n^2 - 1)]^2}} \xrightarrow{Q=0} \frac{L_n f_n^2}{(1+L_n)f_n^2 - 1} \xrightarrow{(1+L_n)f_n^2 \gg 1} \frac{L_n}{1+L_n}$$

$$M_\infty = \frac{L_n}{1+L_n} = \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

物理意义：空载 → C_r 短路，增益等于 L_r 和 L_m 的分压。



问题3：选择开关频率

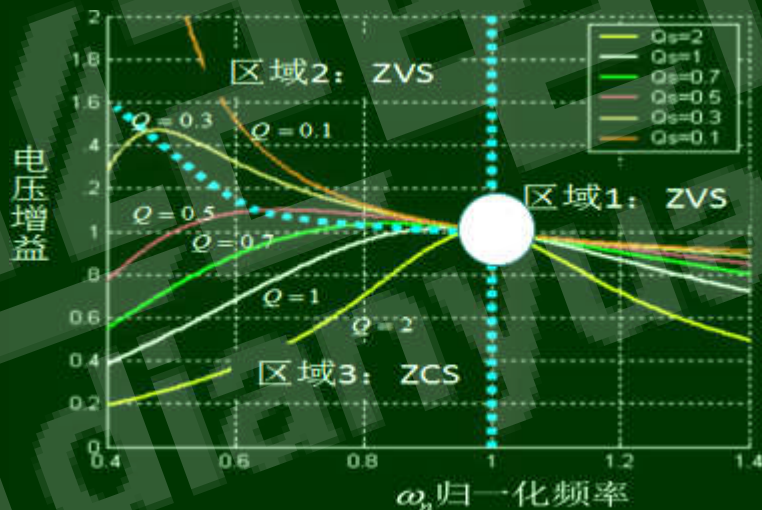
EMI 测试的频率起点为150kHz：若用Coolmos管， $f_s=100 \sim 150\text{kHz}$ ；若用IGBT， $f_s=30 \sim 50\text{kHz}$ ；GaN: $f_s=400 \sim 500\text{kHz}$ 。

问题4：确定变化器匝比 $n \rightarrow$ 在第一最佳工作点确定 n

第一最佳工作点—串联谐振频率点

$M=1$ ，串联谐振支路没有无功功率，
谐振效率最高，额定输入电压 V_{gnorm}

$$n = M \frac{V_{gnorm}}{2V_o} \Big|_{M=1} = \frac{V_{gnorm}}{2V_o}$$



问题5：选择Ln和Q值

品质因数 $Q = \text{无功功率} / \text{有功功率} \rightarrow Q \text{值正比于无功功率} \rightarrow \text{正比于循环电流幅值}$ 。

$Q \downarrow \rightarrow \eta \uparrow$ ；由直流增益曲线可知， $Q \uparrow \rightarrow$ 直流增益 M 的峰值下降。要求 Q 值尽量小；

Q 值太小，曲线的过于陡峭，小信号模型的直流增益过大，影响系统的稳定性

$$\text{小信号模型直流增益: } G_{DC} = \frac{dV_o}{d\omega_s} = \frac{V_g}{2n\omega_o} \frac{dM}{d\omega_n}$$



问题5：选择 L_n 和 Q 值

Q 值对系统的影响

	Q range	F_s range	Primary RMS Current	Switch turn off current	Resonant Cap Voltage	Peak Output current
Design 1	1 to 0	175k to 200k	8.1A to 9.2A	7.8A to 5.8A	800V	31A to 43A
Design 2	0.5 to 0	135k to 200k	6.0A to 8.3A	4.1A to 3.2A	440V	31A to 49A
Design 3	0.25 to 0	72k to 200k	5.7A to 10.2A	1.9A to 0.24A	430V	31A to 89A

Q 值的实验结果：design1， $Q=1 \sim 0$ ，调频范围较窄：175 ~ 200kHz，谐振电容的电压应力高达800V，两倍于输入电压；design3， $Q=0.25 \sim 0$ ，调频范围较宽：70 ~ 200kHz；峰值输出电流较大：31 ~ 89A；在design 2中，调频范围合适、原边电流较小：6 ~ 8.3A，电容电压最大应力为 440V。

$Q=0.5 \sim 0$ 是最佳设计。

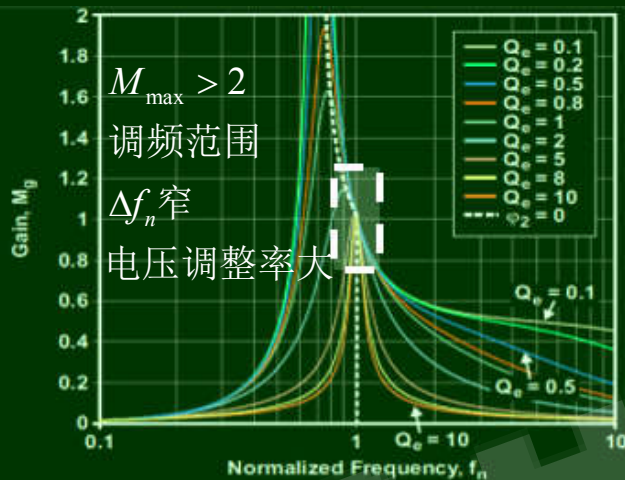
不同 L_n (1 , 5 , 10 , 20) 对应的直流增益曲线见下图。下面以 $Q=0.5$ 为例，说明 L_n 对直流增益的影响。在图(a)中 $L_n=1$ ，并联谐振频率点对应的直流增益大于2。 $Q=0.5 \sim 0$ 曲线的斜率很大，导致调频范围变窄，但会影响系统稳定性。在图(c)和(d)中， $L_n=10$ 、或20，并联谐振频率点的直流增益大于1或近似等于1，系统几乎失去了对输入电压的调整能力。在图(b)中， $L_n=5$ ，并联谐振频率点对应的直流增益约为1.2，曲线斜率和调频范围均处在合理的范围。

L_n 的推荐值为5，变化范围2.5 ~ 6。

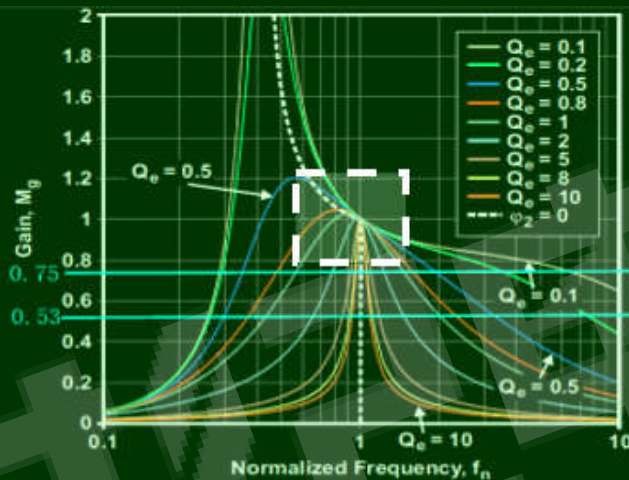


$L_n=1, 5, 10, 20$, 满载 $Q=0.5$, $M=[0.8,1.2]$

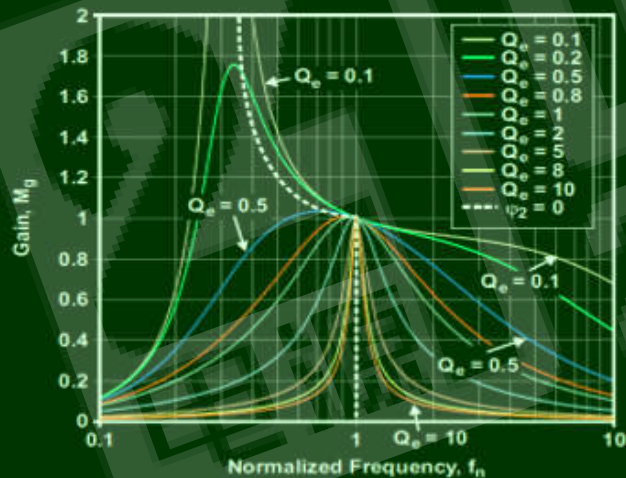
$M_{\max}=1.2$



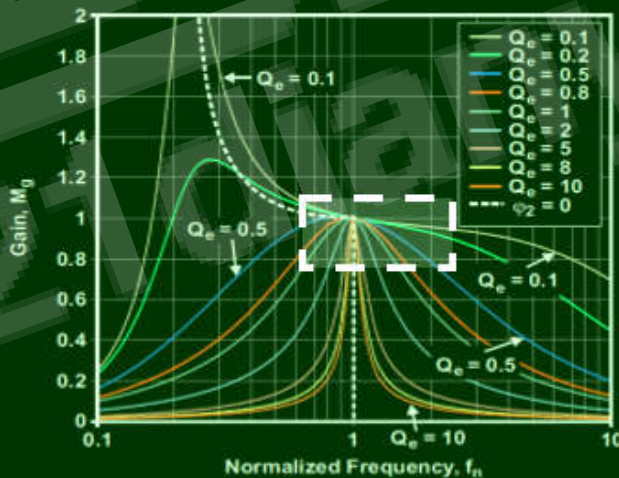
a. $L_n = 1$.



b. $L_n = 5$.



c. $L_n = 10$.



d. $L_n = 20$.

调频范围

Δf_n 适中

满足电压调整率

$M_{\max}=1$

调频范围

Δf_n 宽

电压调整率小
不能满足最小
输入电压

L_n 的推荐值为5, 变化范围2.5 ~ 6



问题6：谐振电容Cr的最小值

Cr电容充当直流电源：存储能量足以支撑Q2导通期间为负载提供能量。

在 Q_1 导通—充电：电压源 $V_g \rightarrow L_r \rightarrow T_r \rightarrow C_r$ 。

$$V_{crMax} = V_g, V_{cravg} = V_g/2$$

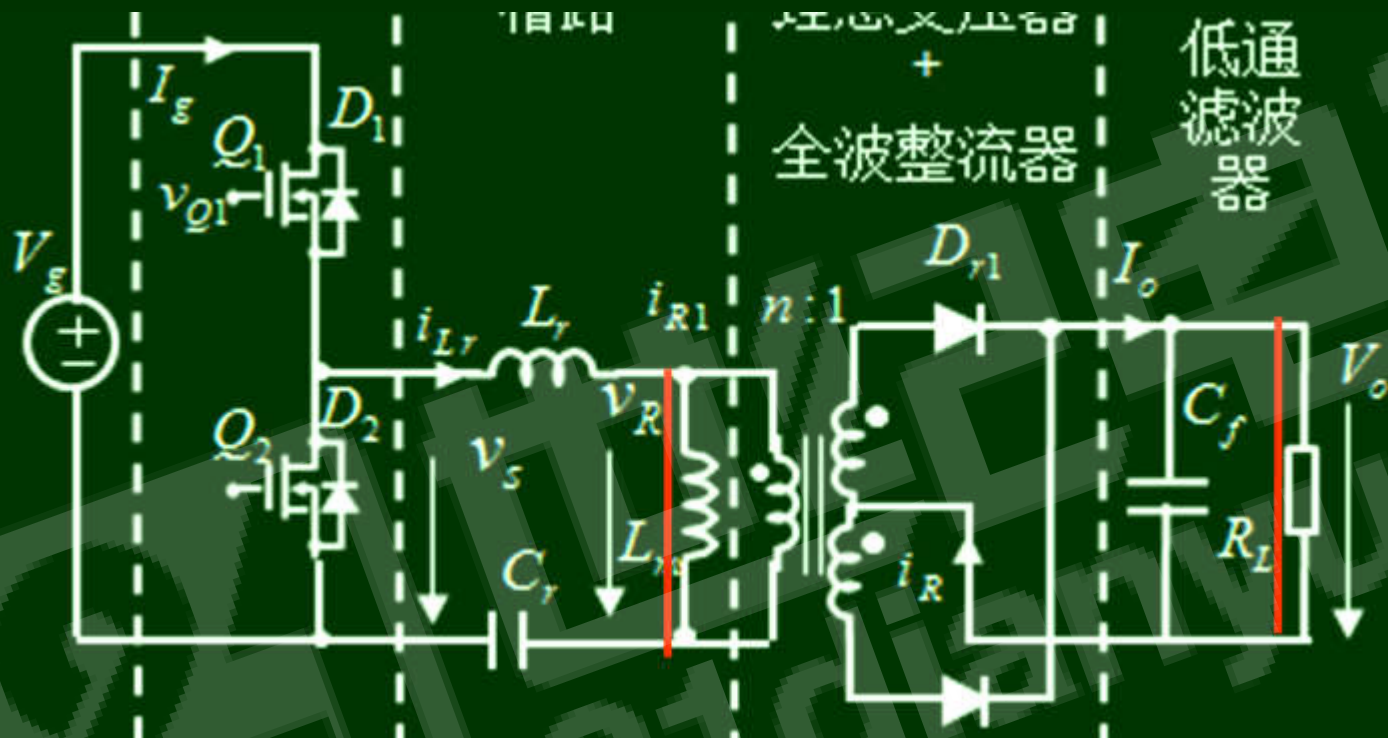
满载功率为 $P_{o max}$ ，最大输入电压 $V_{g max}$ ，电容存储的能量=直流电源的在 Q_1 导通期间提供能量

$$\frac{1}{2} C_r V_{g max}^2 = \frac{P_{o max} T_s / 2}{\eta}$$

最小电容值：
$$C_r = \frac{P_{o max} T_{s max}}{\eta V_{g max}^2}$$



问题7：短路运行



RL短路，LM短路，电路退化为LC串联谐振

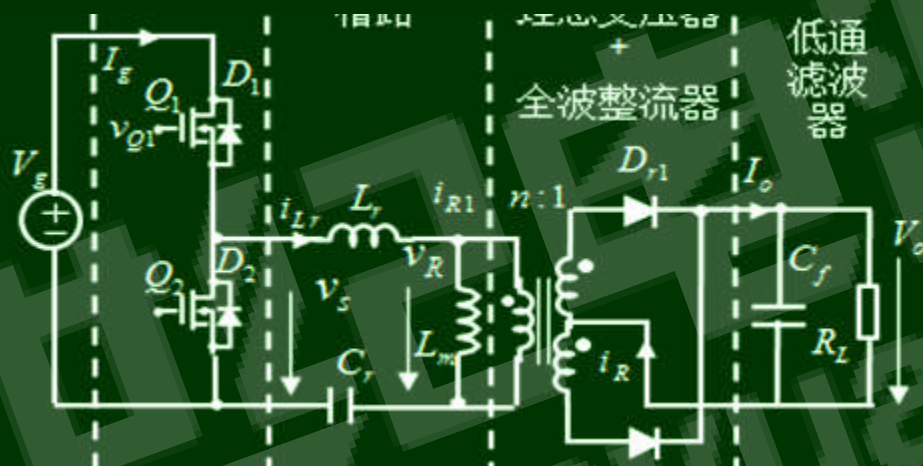
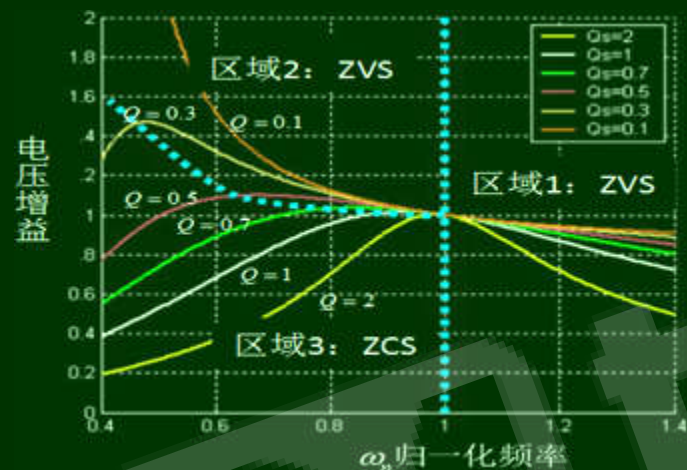
输入电流， $\dot{I}_{Lr} = \frac{V_g / 2}{j\omega L_r + 1 / j\omega C_r} = \frac{(j\omega C_r)V_g / 2}{1 - (\frac{\omega}{\omega_o})^2}$

$\Rightarrow \frac{\omega}{\omega_o} \rightarrow \infty \Rightarrow |\dot{I}_{Lr}| = \frac{V_g / 2}{\omega L_r} \Rightarrow L_r \text{ 决定了短路电流}$



问题8：ZVS条件

Q1和Q2 ZVS的必要条件是，OP点位于区域1和2



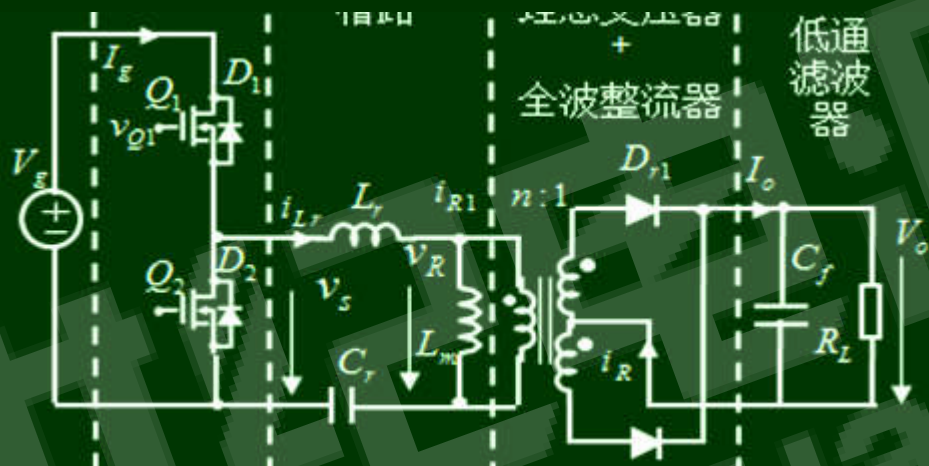
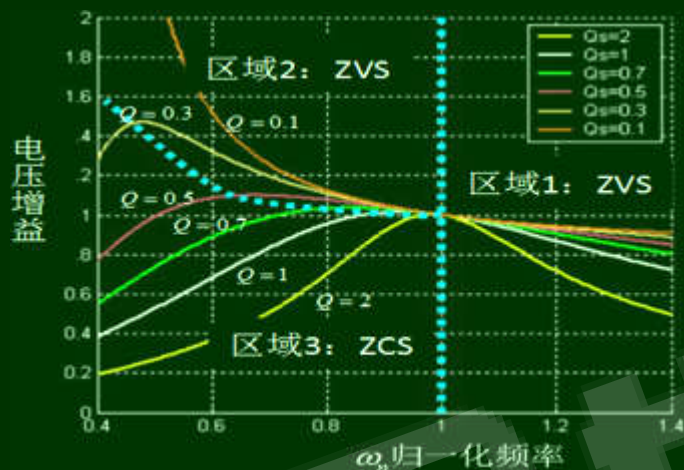
ZVS充分条件1：在开关管关断时刻，谐振槽路存储的磁能必须大于两个开关管输出电容完成一次充、放电所需的电能，表示为

$$\frac{1}{2}(L_r + L_m)I_{moff}^2 > \frac{1}{2}(2C_{ds1} + 2C_{ds2})V_g^2$$

式中 I_{moff} 是 Q_1 关断时刻磁化电感 L_m 的电流。



问题8：ZVS条件



为了防止直通现象，需要在两个驱动信号之间增加一个死区时间 T_d ，确保一个开关管彻底关断后才允许另一个开关管开启。

ZVS充分条件2：

$$T_d \leq 16(C_{ds1} + C_{ds2})f_s L_m$$

减少 T_d 意味着增加 L_{moff} ，使得开关损耗和导通损耗增加。 T_d 的建议值100ns。上式就变为磁化电感最大值的限制条件，

$$L_m \leq \frac{T_d}{16(C_{ds1} + C_{ds2})f_s}$$



3.2、功率级设计实例

以12V输出电压的ATX12计算机服务器电源为例，介绍LLC谐振变换器功率级的设计方法与步骤。

技术指标：

输入电压：375 ~ 405V；

额定输入电压： $V_{g\text{norm}}=390\text{V}$

额定输出功率：300W；

输出电压：12V；

额定输出电流：25A；

电压调整率（ $I_o=1.0\text{A}$ ）： $\leq 1\%$ ；

负载调整率（ $V_g=390\text{V}$ ）： $\leq 1\%$ ；

输出电压纹波峰峰值（ $V_g=390\text{V}, I_o=25\text{A}$ ）： $\Delta V_o \leq 120\text{mV}$ ；

效率（ $V_g=390\text{V}, I_o=25\text{A}$ ）： $\geq 90\%$ ；

开关频率（额定工作下）：70 ~ 150 kHz。

控制芯片：选择UCC25600作为控制器，



步骤1：设计变压器匝数比

在第一最佳工作点确定变压器的匝比 n

$$n = M \times \frac{V_g / 2}{V_o} \bigg|_{\substack{M=1 \\ V_g=V_{g\text{norm}}}} = \frac{390 / 2}{12} = 16.25 \approx 16$$

步骤2：确定增益范围

在计算电压增益时，应考虑整流二极管的正向压降 $V_F=0.7V$ 和1%负载调整率的影响。

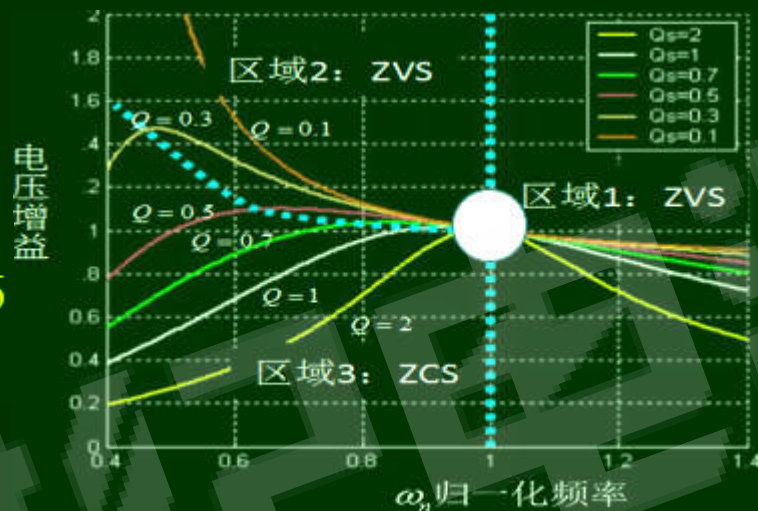
假设实际效率为92%（设计要求为>90%），则LLC变换器等效输出电阻消耗了8%

功率，等效输出电阻的压降 V_{loss} 为

$$V_{loss} = \frac{\frac{300W}{92\%} \times 8\%}{25A} = 1.05V$$

基于上述考虑，修改最大增益公式

$$M_{\max} = \frac{n \times (V_{o\max} + V_F + V_{loss})}{V_{g\min} / 2} = \frac{16 \times [12V \times (1+1\%) + 0.7V + 1.05V]}{375 / 2} = 1.18$$





在110%过载条件下仍然正常工作，应重新计算最大增益

$$M_{\max} = 1.18 \times 110\% = 1.30$$

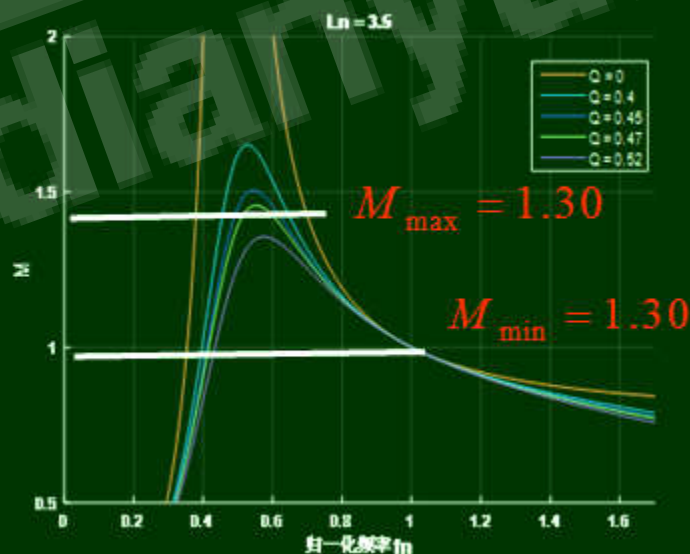
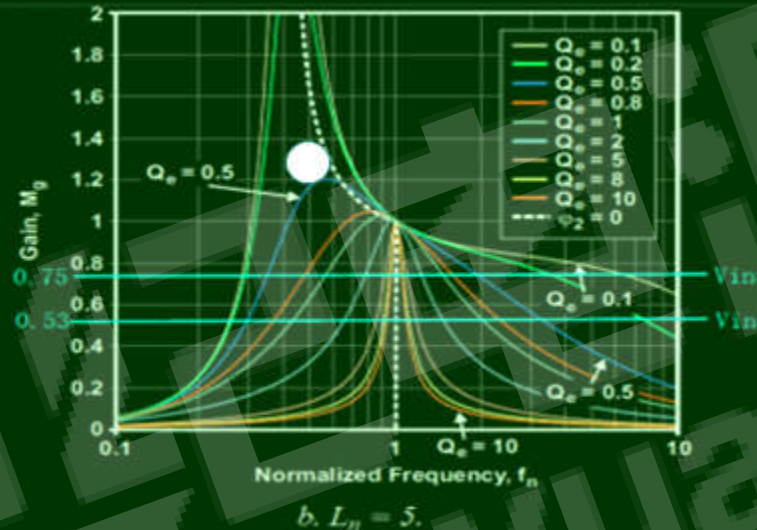
同理，计算最小直流增益

$$M_{\min} = \frac{n \times (V_{o\min} + V_F)}{V_{g\max} / 2} = 0.99$$

步骤3：选择 L_n 和 Q

选择 L_n 和 Q 的原则是，

- 1) $M_{\max}$ 的工作点位于并联谐振频率附近，使得系统在最低输入电压工况效率最高；
- 2) Q 的推荐值为0.5， L_n 的推荐值为5，变化范围2.5 ~ 6。首先，选择 $L_n=5$ ，由图可知， $Q=0.5$ 对应的最大增益为1.2，小于1.3的设计要求。所以，应该适当降低 L_n 和 Q 值。选择 $L_n=3.5$ ， $Q=0.45$ ，绘制直流增益。



**步骤4：计算原边交流等效电阻 R_e**

计算出变压器原边等效电阻 R_e

$$R_e = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \frac{V_o}{I_o} = \frac{8 \times 16^2}{\pi^2} \times \frac{12V}{25A} = 99.7\Omega$$

110%过载工况对应的等效负载为

$$R_e = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \frac{V_o}{110I_o\%} = \frac{8 \times 16^2}{\pi^2} \times \frac{12V}{25A \times 110\%} = 90.6\Omega$$

步骤5：设计谐振槽路参数

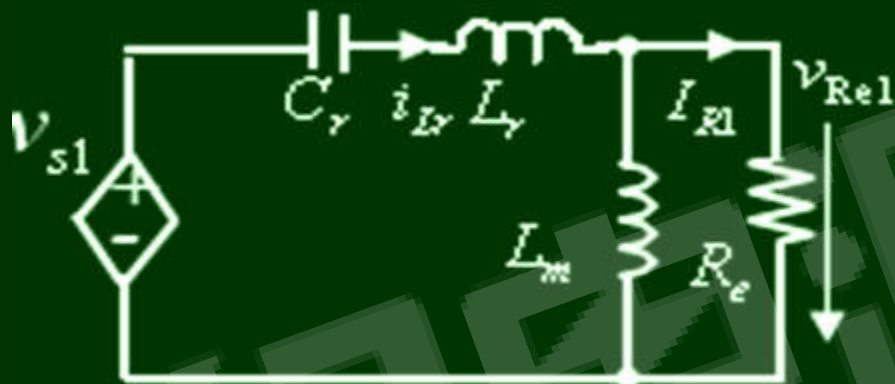
品质因数 Q 的一种表达式是

$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_e} = \frac{1}{\omega_o C_r R_e}$$

选择初始谐振频率为130kHz，由满载工况计算谐振电容 C_r

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_0 Q R_e} = \frac{1}{2\pi \times 0.45 \times 130kHz \times 99.7} = 27.3nF$$

取 $f_{\min}=80kHz$ ， $V_{g\max}=405V$ ， $\eta=92\%$ ，计算出 C_r 的最小值为24.85nF，小于设计值。说明这个设计是合理的。





计算出谐振电感

$$L_r = \frac{1}{(2\pi \times f_0)^2 \times C_r} = \frac{1}{(2\pi \times 130\text{kHz})^2 \times 27.3\text{nF}} = 54.9\mu\text{H} \Rightarrow 60\mu\text{H}$$

计算出磁化电感

$$L_M = L_n \times L_r = 3.5 \times 60 = 210\mu\text{H}$$

开关管的输出电容 $C_{ds} = 100\text{pF}$ ，死区时间 $T_d = 100\text{nS}$ ，磁化电感最大值取 $240.4\mu\text{H}$ ，满足ZVS对磁化电感最大值的限制，满足ZVS的充分条件2。

步骤6：验证谐振槽路设计

串联谐振频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_r \times C_r}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{60\mu\text{H} \times 27.3\text{nF}}} = 124.4\text{kHz}$$

电感比为

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} = \frac{210\mu\text{H}}{60\mu\text{H}} = 3.5$$

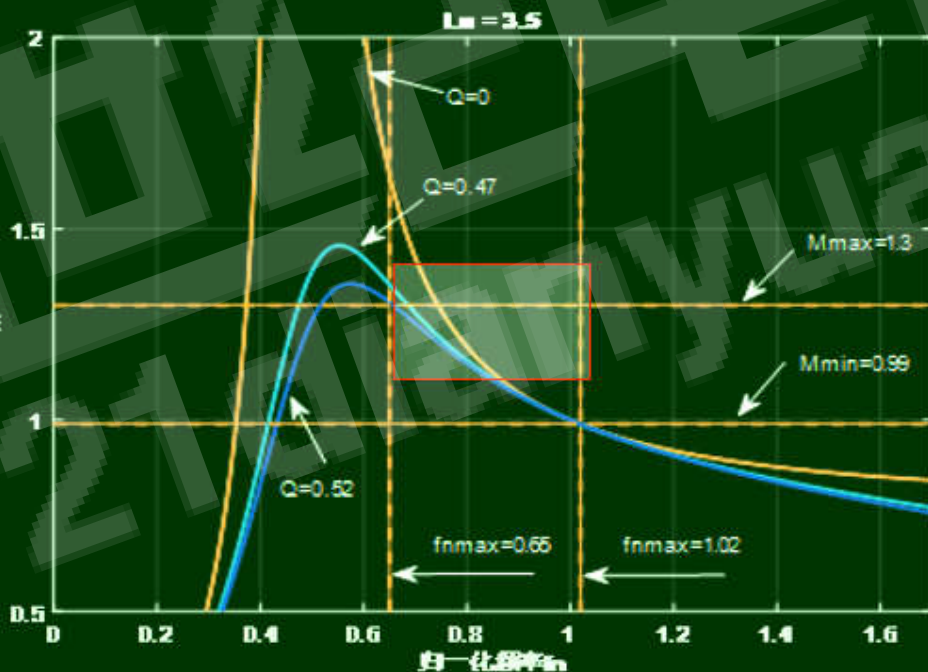


$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_e} = \frac{\sqrt{60\mu H / 27.3nF}}{99.7} = 0.47$$

110%过载工况的 Q 值 $Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_e} = \frac{\sqrt{60\mu H / 27.3nF}}{90.6} = 0.52$

令 $L_n=3.5$, $Q=0, 0.47, 0.52$, 绘制直流增益曲线, 如图所示。

在图中, $M_{\min}=0.99$ 直线与曲线的交点对应的频率为最大归一化频率 $f_{n\max}=1.02$, 谐振频率 $f_0=124.4\text{kHz}$, 则最高工作频率为 $f_{\max}=f_0 \times f_{n\max}=126.9\text{kHz}$;
 $M_{\max}=1.3$ 直线与 $Q=0.52$ 曲线的交点对应的频率为最小归一化频率 $f_{n\min}=0.65$, 则最低工作频率 $f_{\min}=f_{n\min} \times f_0=80.7\text{kHz}$





步骤7：计算原边电流

在 110%负载工况，计算变压器原边等效负载的有效值为

$$I_{R1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times \frac{I_o}{n} = 1.11 \times \frac{25A \times 110\%}{16} = 1.91A$$

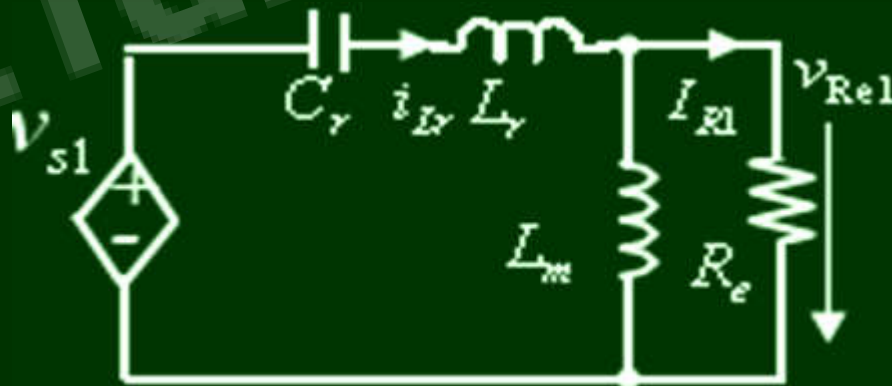
在最低开关频率（ $f_{\min}=80.7\text{kHz}$ ）工况，磁化电流达到了最大值

$$I_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{nV_o}{\omega L_m} = 0.901 \times \frac{16 \times 12V}{2\pi \times 80.7\text{kHz} \times 210\mu H} = 1.63A$$

则谐振电感的电流等于 I_{R1} 和 I_m 的矢量和，表示为

$$I_{Lr} = \sqrt{I_m^2 + I_{R1}^2} = \sqrt{(1.63A)^2 + (1.91A)^2} = 2.51A$$

式中， I_{Lr} 也是开关管和变压器原边以及谐振电感的最大电流的有效值。



步骤8：计算副边电流

变压器副边电流的有效值与原边电流值满足变压器的变比关系，得

$$I_R = n \times I_{R1} = 16 \times 1.91A = 30.6A$$

由于变压器采用了带中心抽头的结构，负载电流由两个副边绕组平均分担，其有效值为

$$I_{Dr} = \frac{\sqrt{2} \times I_R}{2} = \frac{\sqrt{2} \times 30.6A}{2} = 21.6A$$

平均值为

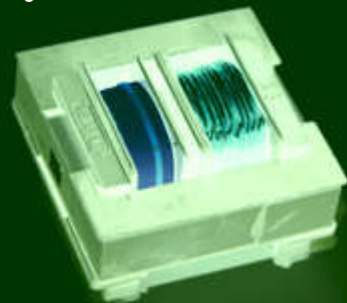
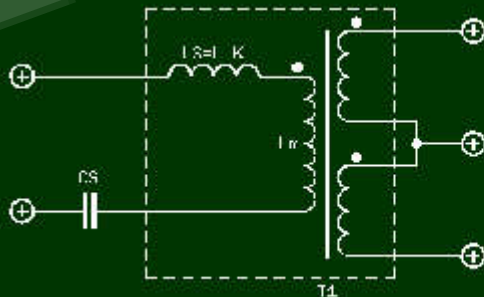
$$I_{Drave} = \frac{\sqrt{2} \times I_R}{\pi} = \frac{\sqrt{2} \times 30.6A}{\pi} = 13.8A$$

步骤9：选择变压器

变压器可以自行设计也可以选择购买，其参数如下：匝数比： $n = 16$ ；原边电压：450VAC；

原边电流： $I_p = I_{Lr} = 2.6A > 2.51A$ ；副边电压：36VAC；副边电流： $I_s = I_{dr} = 21.6A$ （带有中

心抽头的变压器）；空载工作频率：127kHz；满载工作频率：80kHz。



步骤10：选择谐振电感

原方案利用变压器的漏感电感作为 L_r 。增加漏感会增加变压器的损耗。我们建议谐振仍然使用独立电感。

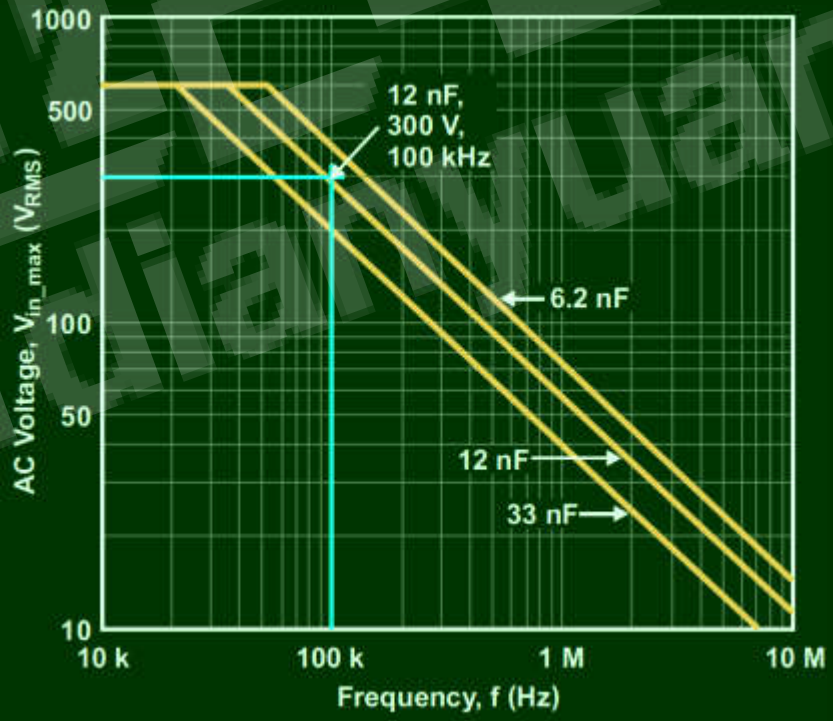
可以自行设计也可以选择购买，其参数如下：串联谐振电感： $L_r = 60\mu H$ ；电流： $I_{L_r} = 2.6A$ ；频率范围：80 ~ 127 kHz。电感两端电压有下面公式计算

$$V_{L_r} = \omega L_r \times I_{L_r} = 2\pi \times 80.7kHz \times 60\mu H \times 2.6 = 75.7V$$

取电感的耐压为100V。

步骤11：选择谐振电容

- 1) 因 C_r 通过谐振高频大电流，应选择低损耗因子(DF)的电容。
- 2) 谐振变换器通常采用金属化聚丙烯薄膜电容，具有极低DF值并允许高频电流通过。
- 3) 由电容耐压值与工作频率的关系曲线可知，12nF电容、标称耐压值为600Vrms，当 $f=100kHz$ 时，耐压变为300V。降额(减半)使用电容的耐压。



电容耐压值与频率关系



谐振电容耐压值计算：电容电流 $I_{Cr} = I_r = 2.6A$ ，电容交流电压的幅值

$$V_{Cr} = \frac{I_{Cr}}{\omega C_r} = \frac{2.6A}{2\pi \times 80.7kHz \times 27.3nF} = 187.9V$$

在 Q_2 导通期间，谐振电容充当了直流电源的作用。谐振电容的直流工作点为 $V_g/2$ ，峰值电压值为

$$V_{Cr_peak} = \frac{V_{in_max}}{2} + \sqrt{2} \times V_{Cr} = \frac{405}{2} + \sqrt{2} \times 187.9 = 467.4V$$

步骤12：选择开关管

Q_1 和 Q_2 的耐压等于输入电压的最大值405V，所用耐压值为500V的MOSFET管。

在稳态工作时， Q_1 和 Q_2 轮流导通，平均承担谐振电流。然而在启动瞬间，由于输出电容的初值为零，磁化电感被短路，电路运行短路工作模式，每个MOSFET上流过高达110%过载谐振电流，所以两个开关管的电流值应为2.51A。

应该选用导通电阻 R_{on} 小的开关管。在MOSFET中，减少导通电阻意味着增加导电的截面积，输出电容 C_{ds} 随之增加。

折衷处理 R_{on} 和 C_{ds} 。

**步骤13：验证ZVS条件**

工作点位于直流增益曲线的感性区是ZVS的必要条件，而其充分条件如下

$$\frac{1}{2}(L_m + L_r) \times I_{moff}^2 \geq \frac{1}{2}(2C_{ds1} + 2C_{ds2}) \times V_g^2$$

$$T_d \geq 16 \times (C_{ds1} + C_{ds2}) \times f_s \times L_m$$

耐压500V MOSFET输出电容 C_{ds} 的典型值为100pF。在最高工作频率，磁化电感的峰值 I_{moff} 达到了最小值，其值为

$$I_{moff} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \times \frac{n \times V_o}{2\pi \times f_s \times L_m} \Big|_{f_s=127kHz} = 0.901 \times \frac{16 \times 12V}{2\pi \times 127kHz \times 210\mu H} = 1.03A$$

故，应该在最高工作频率处验证ZVS的充分条件

$$\frac{1}{2}(L_m + L_r) \times (\sqrt{2}I_{moff})^2 = \frac{1}{2}(210\mu H + 60\mu H) \times (\sqrt{2} \times 1.03A)^2 = 286.5 \times 10^{-6} J >$$

$$\frac{1}{2}(2C_{eq}) \times V_{gmax}^2 = \frac{1}{2}(2 \times 200pF) \times (405V)^2 = 32.8 \times 10^{-6} J$$

满足充分条件 1。



死区时间 $T_d \geq 16 \times C_{eq} \times f_{sw} \times L_m = 16 \times 200 pF \times 127 kHz \times 210 uH = 85 ns$

取 $T_d = 100 ns$ ，满足充分条件2

步骤14：选择整流二极管

带有中心抽头变压器的全波整流电路的整流管的耐压为两倍的输出电压

$$V_{DB} = \frac{V_{g \max}}{n} \times 2 = \frac{405V}{16} \times 2 = 25V$$

应该选择耐压值超过30V的二极管。两个整流管均分了变压器副边的电流。因此，整流管流过的平均电流为

$$I_{Dr} = \frac{\sqrt{2} \times I_R}{\pi} = \frac{\sqrt{2} \times 30.6A}{\pi} = 13.8A$$



步骤15：选择输出滤波器

LLC变换器的滤波电路为一个输出电容 C_f 。变压器副边输出电流是一个全波整流正弦波，傅里叶展开后，存在着直流分量、基波分量以及奇次谐波高频分量。直流分量流过了负载，其余分量需要输出电容提供通路。全波整流器的输出电流为

$$I_{rect} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times I_o$$

流过输出电容 C_f 的有效值为 $I_{C_f} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times I_o\right)^2 - I_o^2} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \times I_o = 0.482 \times I_o = 0.482 \times 25A = 12.1A$

上式表明，输出电容电流的有效值接近负载电流一半。如此大的电流流过一个电容会引起巨大损耗，使得电容温升超过其额定值。在LLC变换器中，通常需要多个电容并联以减少其电流。

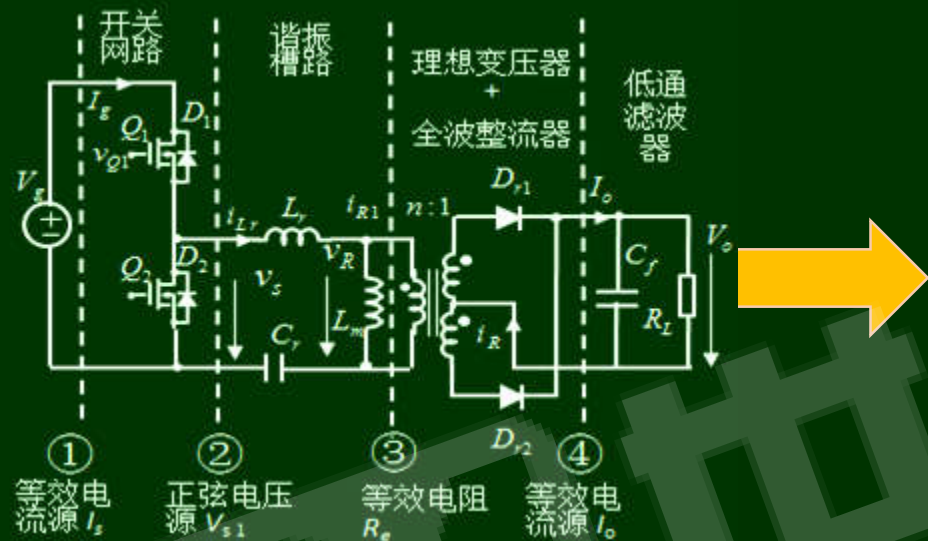
铝电解电容具有高纹波电流值和低等效串联电阻（ESR），是输出电容的理想选择。

整流器输出电流的交流分量流过输出电容后，会在ESR产生交流纹波。根据设计要求，输出交流纹波的峰峰值为120mV，所以最大允许ESR_{max}为

$$ESR_{max} = \frac{\Delta V_o}{2\sqrt{2}I_{co}} = \frac{0.12}{2\sqrt{2} \times 12.1} = 3.5m\Omega$$



4.1 LLC的小信号模型

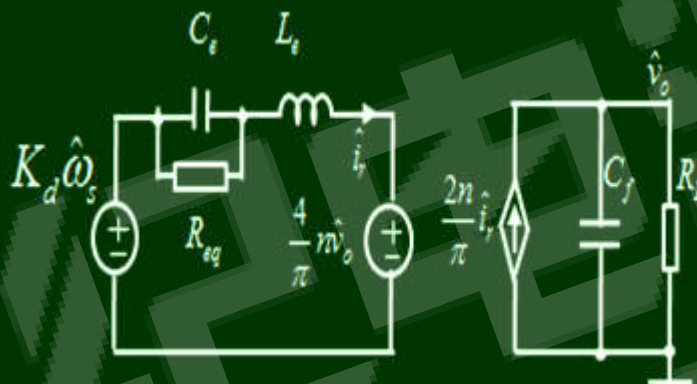


区域1建模结果：

$$G_s(s) = \frac{G_{DC}}{(1 + \frac{s}{\omega_{fs}})(1 + \frac{s}{Q_b \omega_b} + \frac{s^2}{\omega_b^2})} \quad f_s \geq 1.15 f_o \quad (\text{区域1})$$

其中, $\omega_{fs} = \frac{1}{R_L C_f}$, $\omega_b = \omega_s - \omega_o$, $Q_b = \frac{|\omega_s L_r - 1/\omega_s C_r|}{R_e}$,

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



区域2建模结果：

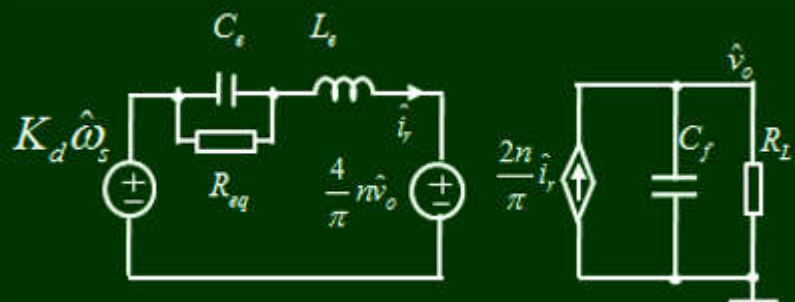
$$G_s(s) = \frac{G_{DC}}{1 + \frac{s}{Q_p \omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad f_s \leq 1.15 f_o \quad (\text{区域2})$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_e \frac{\pi^2}{8n^2} C_f}}, Q_p = \frac{\sqrt{8n}}{\pi} R_L \sqrt{\frac{C_f}{L_e}}, L_r, \omega_n = \frac{f_s}{f_o}$$

$$L_e = \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{\omega_n^2}\right) L_r & f_s \geq f_o \\ \left(1 + \frac{1}{\omega_n^2}\right) L_r + L_m (1 - \omega_n) & f_s < f_o \end{cases}$$



区域1：小信号模型

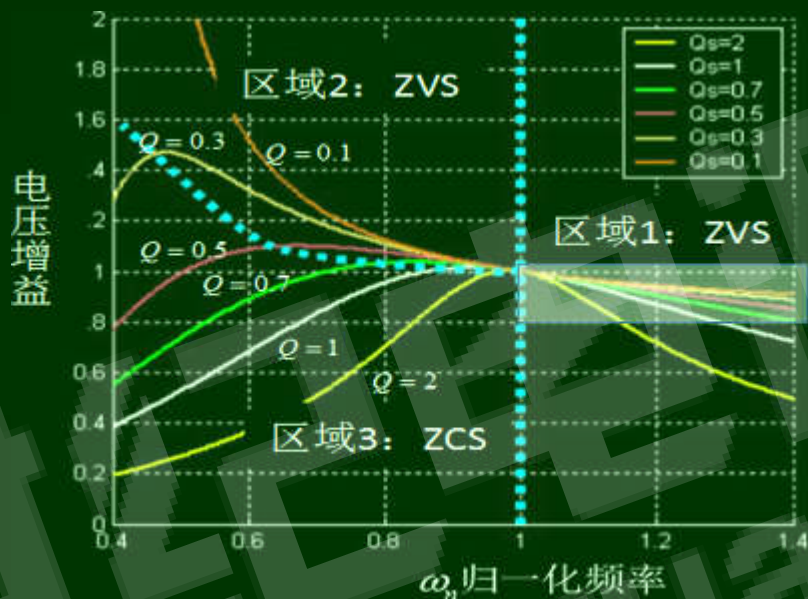


工作于区域1时的小信号等效电路

$$G_s(s) = \frac{G_{DC}}{(1 + \frac{s}{\omega_{fs}})(1 + \frac{s}{Q_b \omega_b} + \frac{s^2}{\omega_b^2})} \quad f_s \geq 1.15 f_o \quad (\text{区域1})$$

$$\text{其中, } \omega_{fs} = \frac{1}{R_L C_f}, \omega_b = \omega_s - \omega_o, Q_b = \frac{|\omega_s L_r - 1/\omega_s C_r|}{R_e},$$

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



1) 谐振变换器小信号的特殊现象

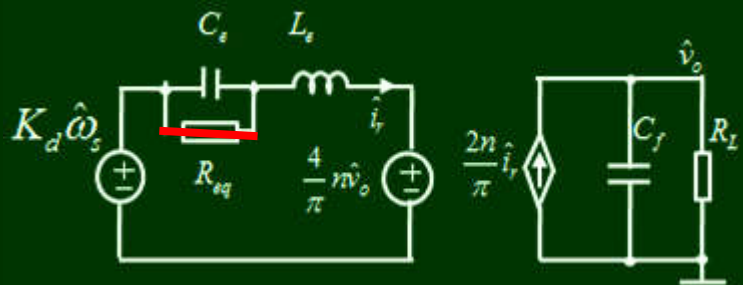
差拍谐振频 $\omega_b = \omega_s - \omega_o$

原因：谐振网路的微分效应

等效电路： $R_{eq} \neq 0$ ， R_{eq} 、 C_r 和 L_e 组成的二阶网路；2) 输出电容 C_f 和负载 R_L 形成了一个低频极点。



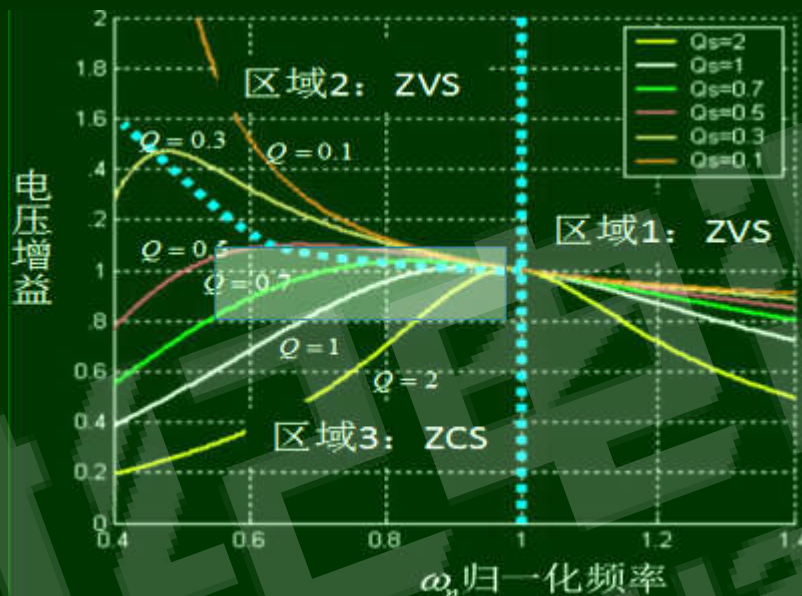
区域2：小信号模型



工作于区域2时的小信号等效电路

等效电路：由于 L_m 参与谐振，使得谐振槽路失去微分效应，所以 $R_{eq} = 0$ 。

L_e 、 R_L 和 C_f 组成的二阶网路



$$G_s(s) = \frac{G_{DC}}{1 + \frac{s}{Q_p \omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad f_s \leq 1.15 f_o \quad (\text{区域2})$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_e \frac{\pi^2}{8n^2} C_f}}, Q_p = \frac{\sqrt{8n}}{\pi} R_L \sqrt{\frac{C_f}{L_e}}, L_r, \omega_n = \frac{f_s}{f_o}$$

$$L_e = \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{\omega_n^2}\right) L_r & f_s \geq f_o \\ \left(1 + \frac{1}{\omega_n^2}\right) L_r + L_m(1 - \omega_n) & f_s < f_o \end{cases}$$



直流增益公式

$$M = |H(j\omega)|$$

$$= \frac{L_n f_n^2}{\sqrt{[(1 + L_n) f_n^2 - 1]^2 + [Q L_n f_n (f_n^2 - 1)]^2}}$$

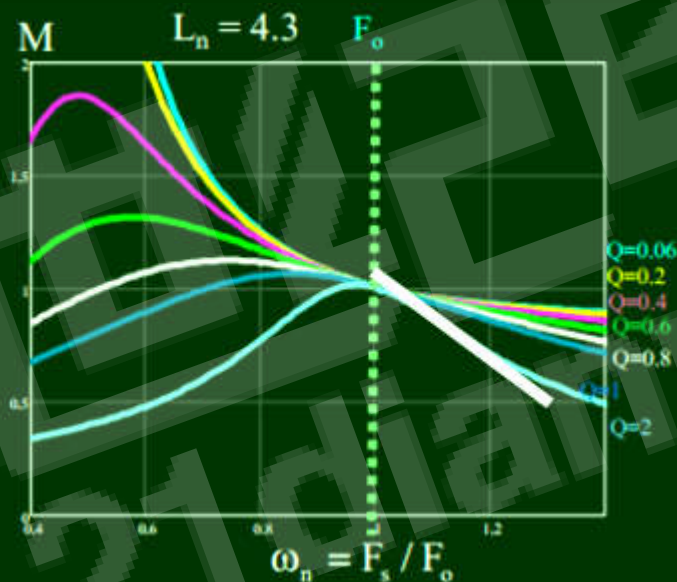
小信号模型的直流增益 G_{DC}

$$f = f_o, V_o = \frac{V_g}{2n} \Big|_{\substack{M=1 \\ \omega_n=1}}$$

$$f \neq f_o, V_o = M \frac{V_g}{2n}$$

小信号直流增益:

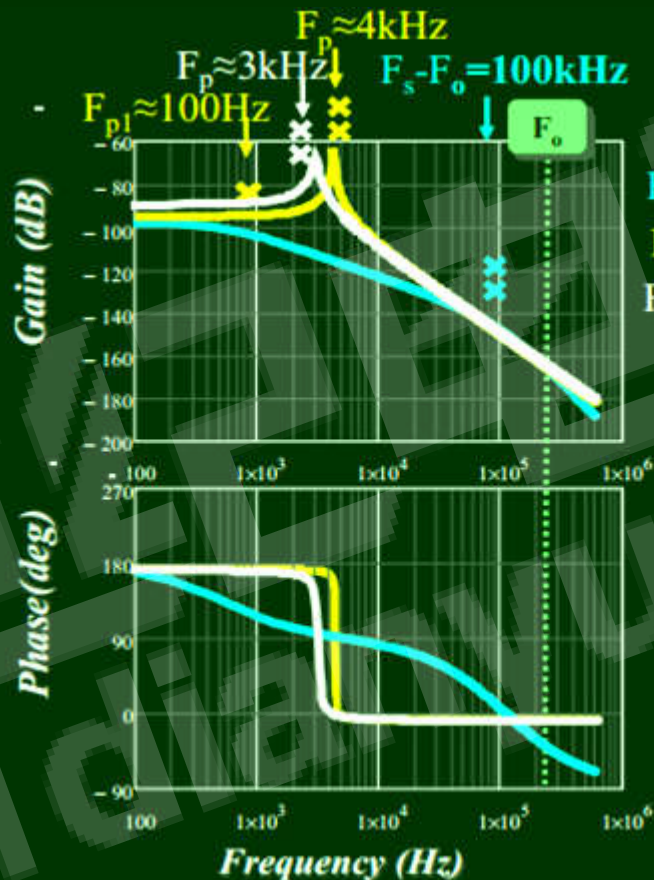
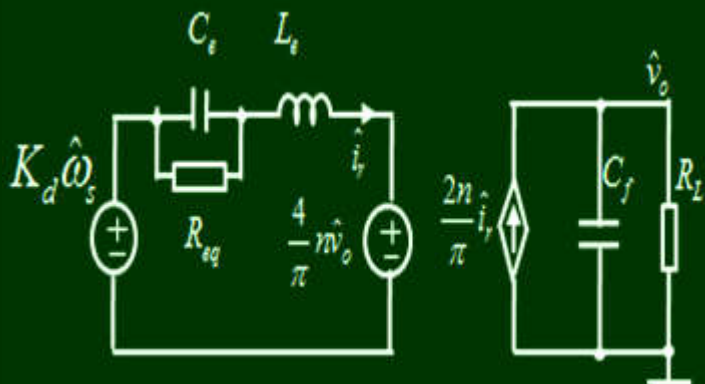
$$G_{DC} = \frac{dV_o}{d\omega_s} = \frac{V_g}{2n\omega_o} \frac{dM}{d\omega_n}$$



由准静态分析方法可知，小信号直流增益等于在直流增益曲线上的工作点处的斜率。



4.2 验证LLC的小信号模型



应用规范小信号等效电路仿真，得到控制—输出电压传递函数的波特图。

区域1： $f_s = 1.4f_o$ ， $R_{eq} = 6.5\Omega$ ，

$Q_b = 0.6$ ，

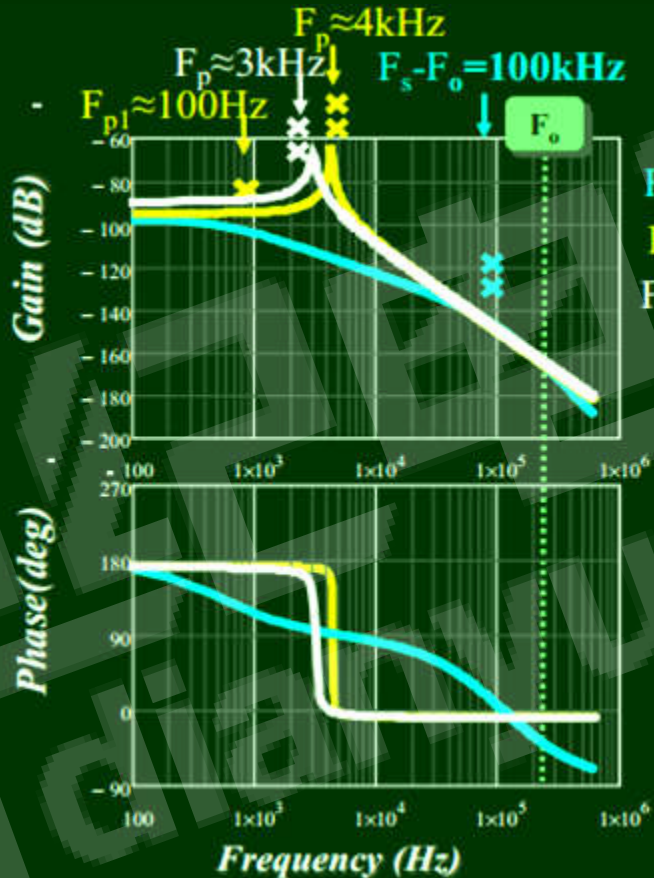
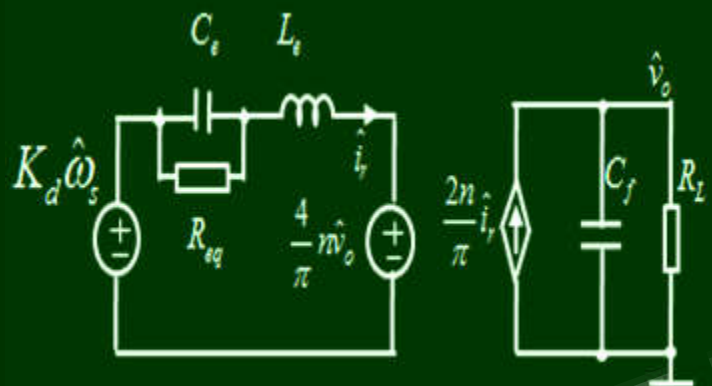
$f_o = 100\text{kHz}$ → 在 f_o 附近，相位变化

180° → 二阶极点；

在 $f_p = 1\text{kHz}$ 频率点的相位滞后了 45°

→ 二阶极点。

$$G(s) = \frac{G_{DC}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_s}\right) \left(1 + \frac{s}{Q_b \omega_b} + \frac{s^2}{\omega_b^2}\right)} \quad f_s \geq 1.15f_o \quad (\text{区域})$$



区域2： $f_s=0.8f_o$ ，波特图用图的白线表示。在 $f_p=3\text{kHz}$ 附近有一个 180° 相移→只有一对二阶极点

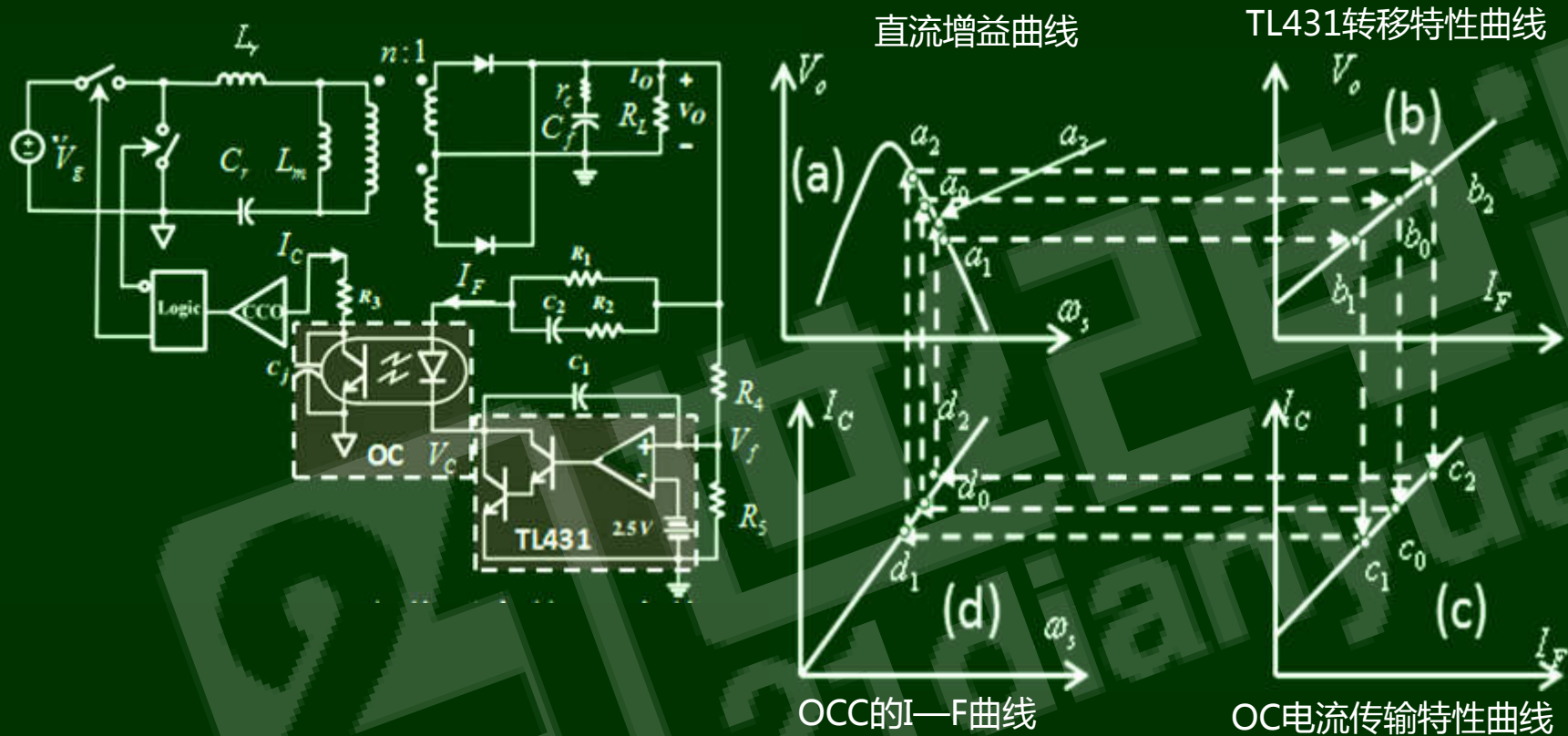
上述仿真结果验证了小信号模型的有效性。

$$G_s(s) = \frac{G_{DC}}{1 + \frac{s}{Q_p \omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad f_s \leq 1.15f_o \quad (\text{区域2})$$

式中, K_{CO} 为电流灵敏度系数, I_{C} 为控制电流—OC三极管的集电极电流。



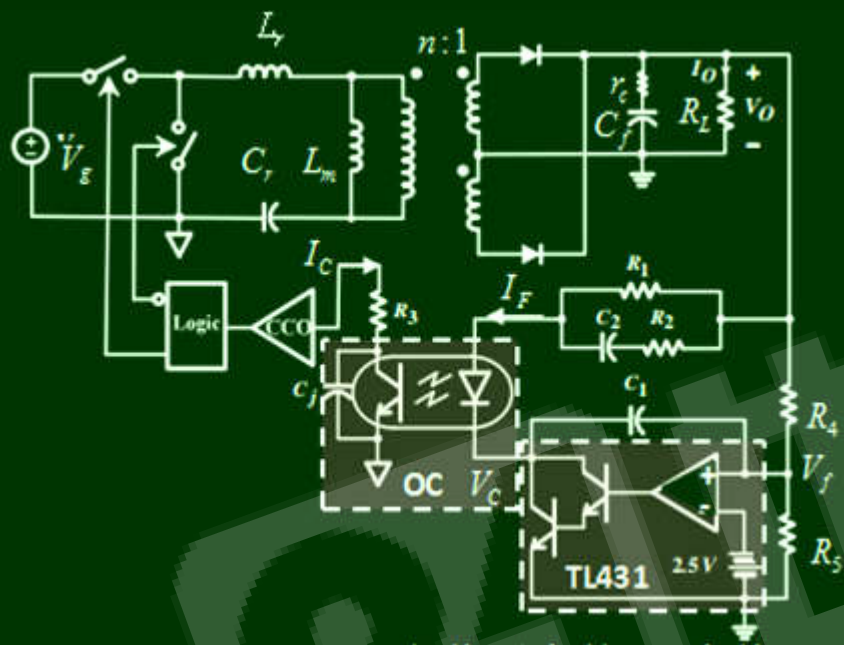
LLC变换器的稳压原理



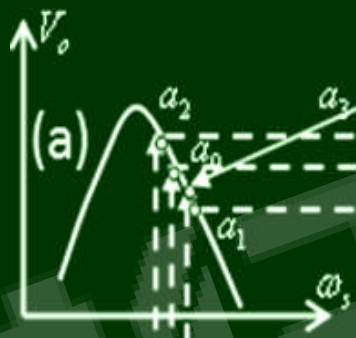
1) 当进入稳态后，输出电压 V_o 处在 a_0 点，分别在图(b)、(c)和(d)中对应着 b_0 、 c_0 和 d_0 点，形成了一个稳定的闭环。



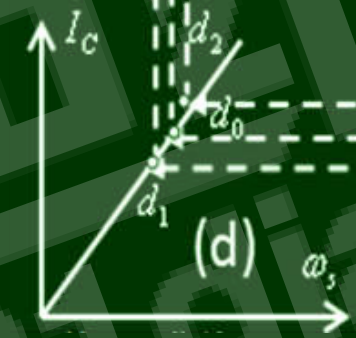
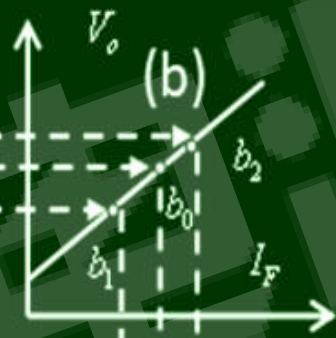
LLC变换器的稳压原理



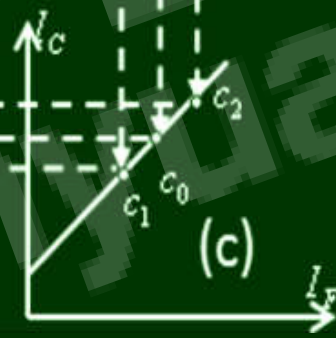
直流增益曲线



TL431转移特性曲线



OCC的I—F曲线



OC电流传输特性曲线

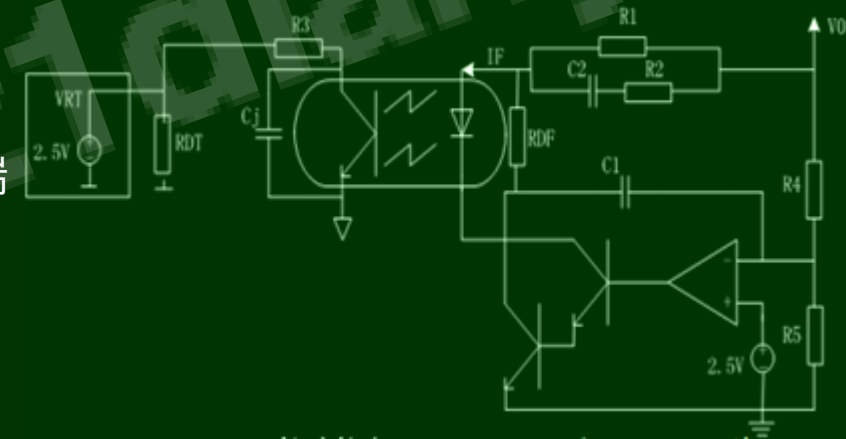
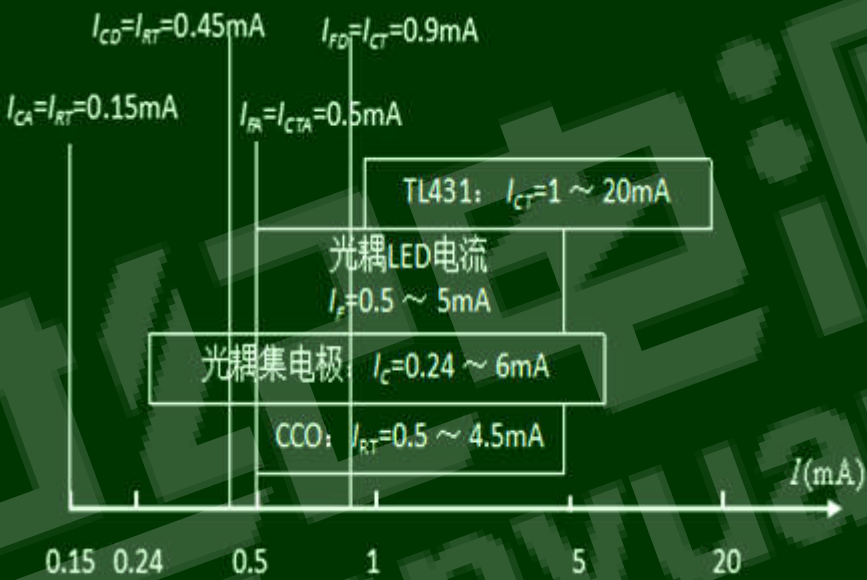
2) 若RL加重→ $V_o \downarrow$ →图(a) a_0 偏移到点 a_1 → I_f 下降→ I_c 下降→ ω_s 下降→ $V_o \uparrow$

5.2 闭环LLC谐振变换器的静态工作点匹配问题

1) CCO、OC和TL431三种器件静态电流范围对照图以及静态工作点的匹配图，如右上图所示。

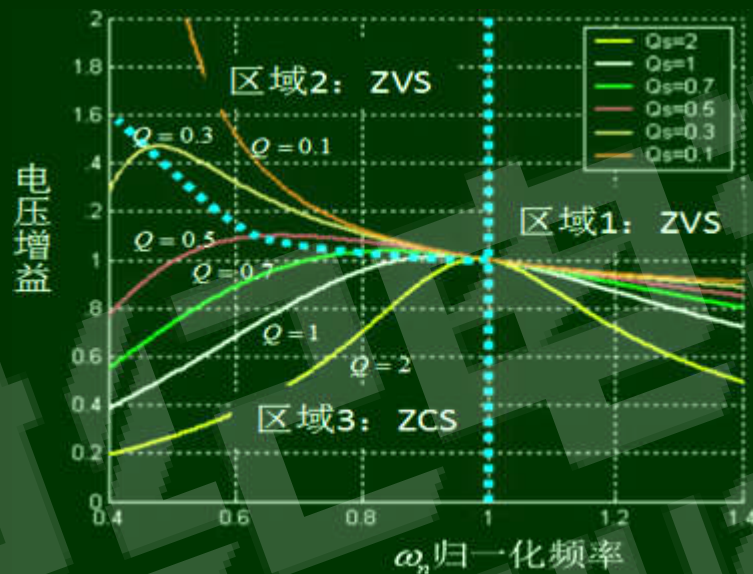
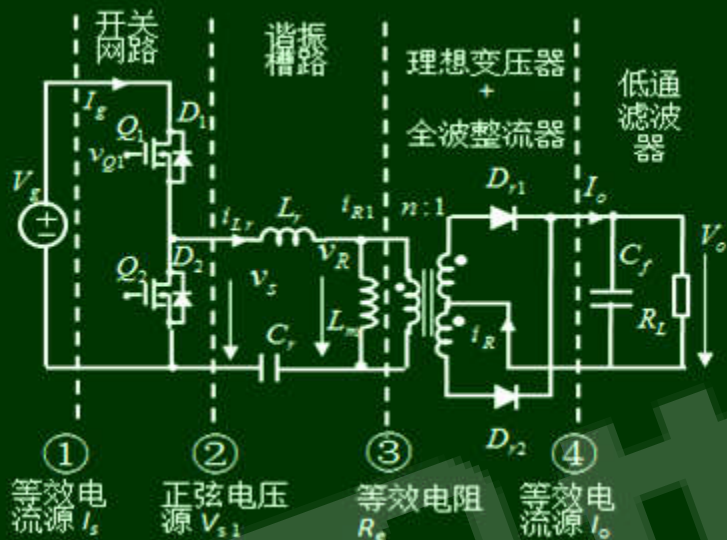
2) 因为TL431集电极电流工作区域>光耦LED电流工作区域，故在OC的LED两端并入一个电阻 R_{DF} ，在不增加光耦LED静态电流 I_F 的条件下，实现TL431与LED电流工作区域匹配。

3) 因为CCO的输入电流工作区域<光耦三极管电流工作区域，故在OCC的输入端LED两端并接一个电阻 R_{CT} ，实现光耦三极管与CCO电流工作区域匹配。





6.1 功率小信号特性



区域1: $G_s(s) = \frac{G_{DC}}{(1 + \frac{s}{\omega_{fs}})(1 + \frac{s}{Q_b \omega_b} + \frac{s^2}{\omega_b^2})}$ $f_s \geq 1.15 f_o$

区域2: $G_s(s) = \frac{G_{DC}}{1 + \frac{s}{Q_p \omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}}$ $f_s \leq 1.15 f_o$

问题1：用哪个模型进行环路设计？

6.2 直流工作区域

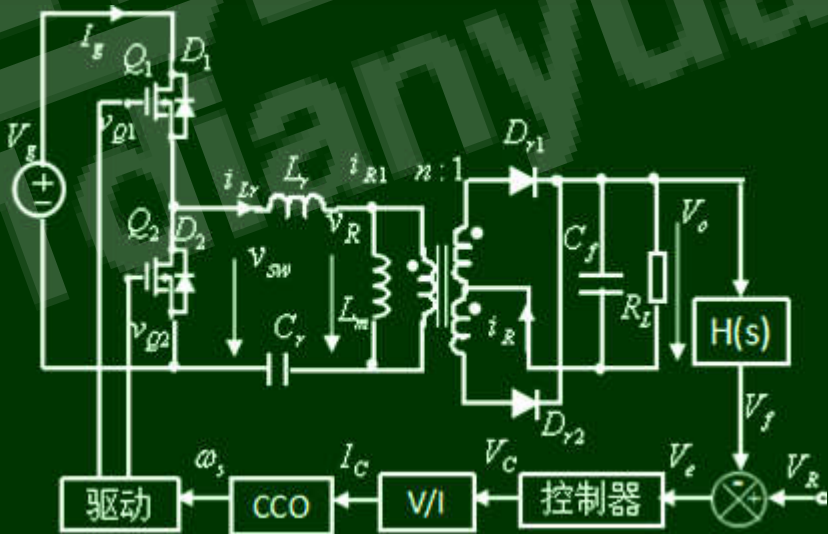
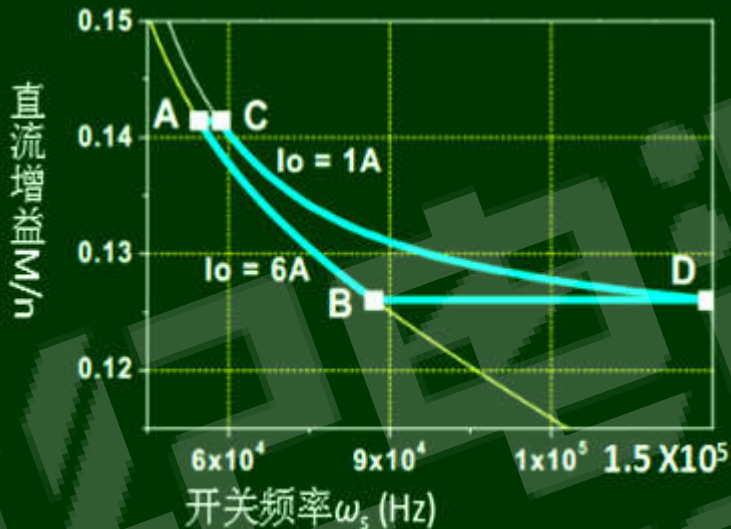
负载变化决定了Q值→对应不同直流增益曲线输入电压变化决定M值 →对应不同M值二者决定了直流工作区域。

问题2：哪个工作点是最坏工况？

6.3 反馈工作原理

电压采样网路 $H(s)$ 将输出电压衰减为反馈电压 V_f ，经过求和器获得参考电压 V_R 与 V_f 的误差电压 V_e ，控制器产生电压控制信号 V_c ，电压—电流转换器 V/I 是一个电阻，将 V_c 转换为电流控制信号 I_c ，以控制CCO输出振荡频率，调节输出电压。

问题3：控制器如何设计？





6.4 最坏工况

AB线的斜率>CD斜率
应以AB线为基准设计控制器。

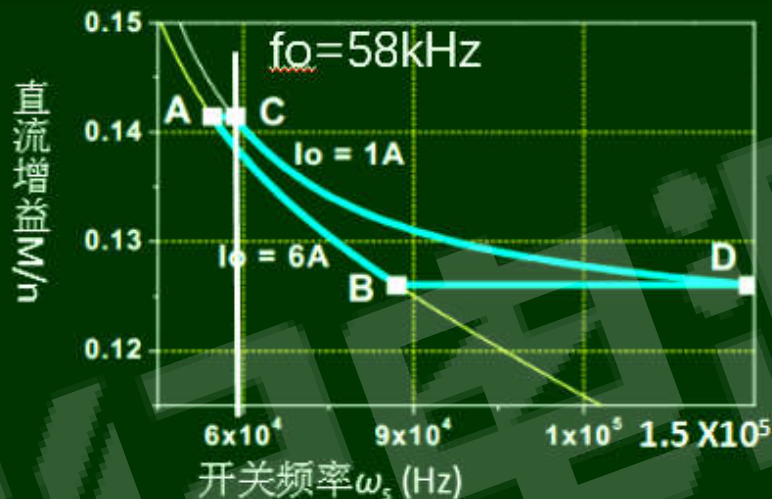
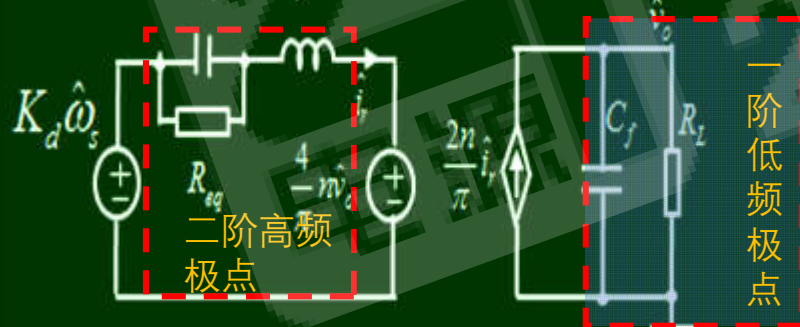
谐振频率 $f_o=58\text{kHz}$,

A点位于区域2

B点位于区域1

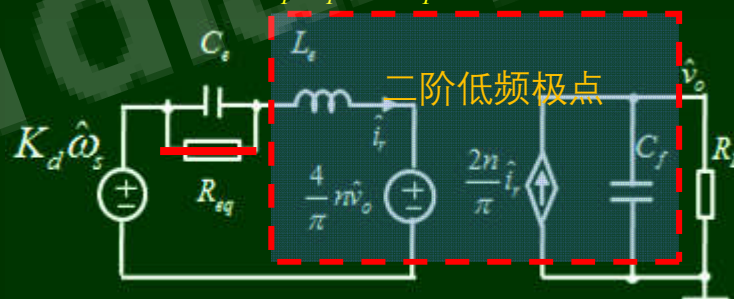
B点位于区域1

$$G_{vf}(s) = \frac{G_{DC}(1 + \frac{s}{\omega_{esr}})}{(1 + \frac{s}{\omega_{fs}})(1 + \frac{s}{Q_b\omega_b} + \frac{s^2}{\omega_b^2})}, \omega_{esr} = \frac{1}{r_c C_f}$$



A点位于区域2

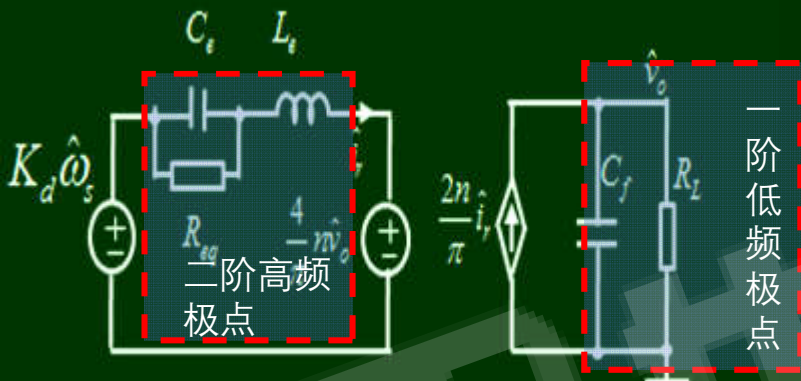
$$G_{vf}(s) = \frac{G_{DC}(1 + \frac{s}{\omega_{esr}})}{1 + \frac{s}{Q_p\omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}}, \omega_{esr} = \frac{1}{r_c C_f}$$



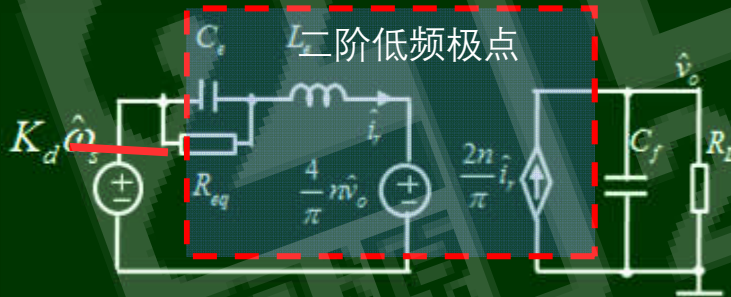
结论：区域1/2含一/二阶低频极点



B点位于区域1



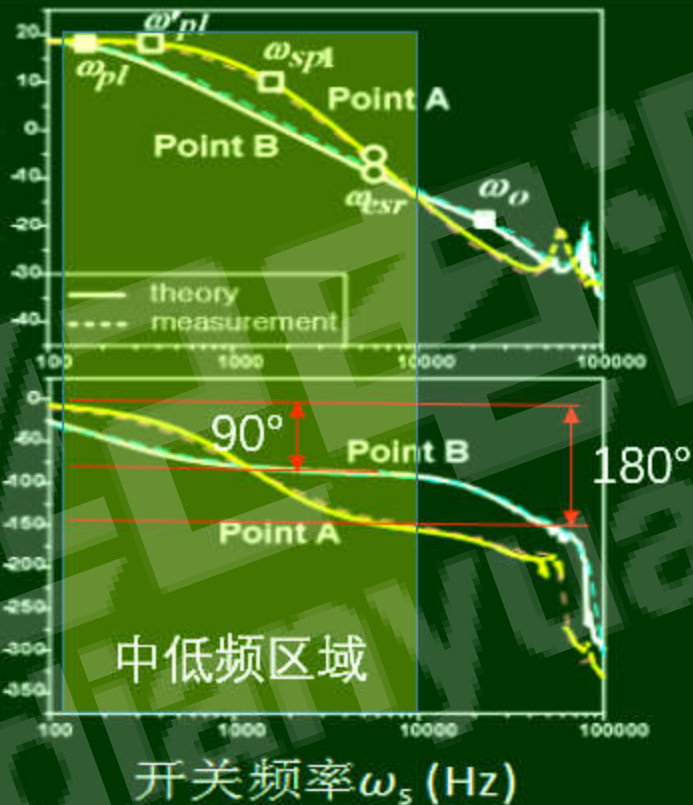
A点位于区域2



区域1/2含一/二阶低频极点

幅频特性 (dB)

相频特性 (°)



由仿真结果可知：

在中低频区域，A/B点分别有180°/90°相移，验证了上述结论。

最坏工作点：A点—低压重载

PWM最坏工况：高压轻载。



6.5 控制对象

在工作点A处，存在两个低频实数极点零点 ω_{esr}
 需要考虑输出电容Cf的ESR，应修正为

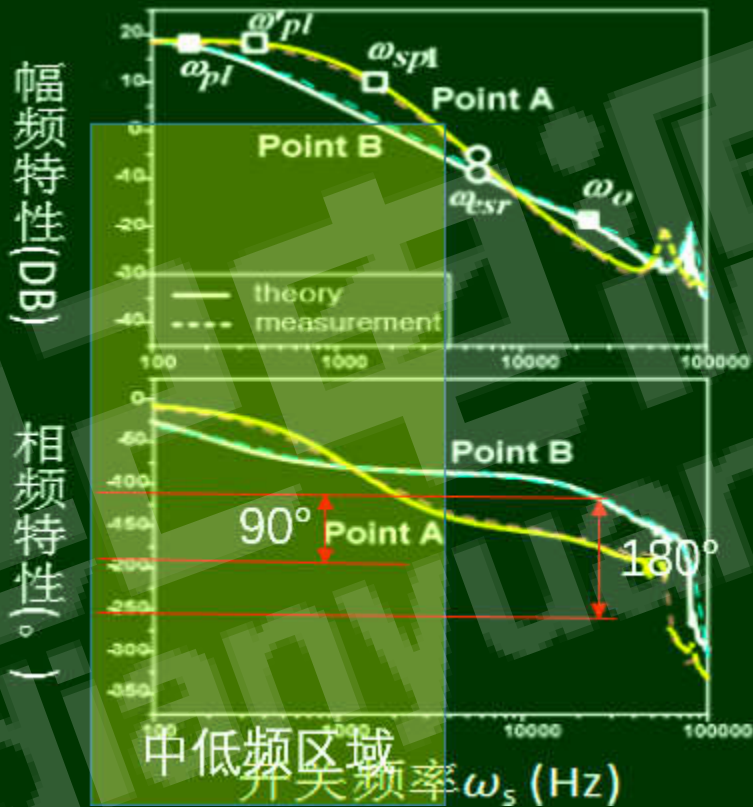
$$G_{vf}(s) = \frac{G_{DC}(1 + \frac{s}{\omega_{esr}})}{1 + \frac{s}{Q_p \omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}}, \omega_{esr} = \frac{1}{r_c C_f}$$

当 $Q_p < 0.5$ 时，存在着两个实数极点。
 用下面近似式求取近似实数极点

$$\begin{cases} \omega_{pl}' = \omega_p 10^{\frac{-1}{2Q_p}} \\ \omega_{sp1} = \omega_p 10^{\frac{1}{2Q_p}} \end{cases}$$

控制对象的近似表达式

$$G_{vf}(s) \approx \frac{G_{DC}(1 + \frac{s}{\omega_{esr}})}{(1 + \frac{s}{\omega_{pl}'})(1 + \frac{s}{\omega_{sp1}})}, \omega_{esr} = \frac{1}{r_c C_f}$$





6.6 电压控制器的设计

控制对象

$$G_{vf}(s) \approx \frac{G_{DC}(1 + \frac{s}{\omega_{esr}})}{(1 + \frac{s}{\omega_{pl}})(1 + \frac{s}{\omega_{sp1}})}, \quad \omega_{esr} = \frac{1}{r_c C_f}$$

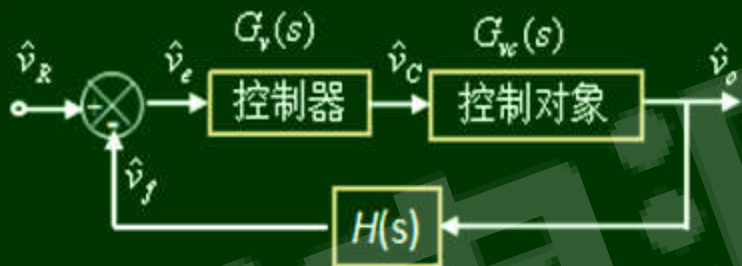
$G_{vf}(s)$ 是一个极点和单零点的传函

LLC谐振变换器电压控制器的设计原则：

- 1) 增加一个积分环节以消除静态误差；
- 2) 增加 ω_{z1} 和 ω_{z2} 两个低频极点抵消控制对象的两个低频极点，以增加穿越频率；
- 3) 增加一个中频极点 ω_{p1} 抵消ESR零点 ω_{esr} ；
- 4) 增加一个高频 ω_{p2} 加大开环传递函数高频段的衰减率。

选择双极点-双零点的控制器

$$G_v(s) = \frac{K_m(1 + \frac{s}{\omega_{z1}})(1 + \frac{s}{\omega_{z2}})}{s(1 + \frac{s}{\omega_{p1}})(1 + \frac{s}{\omega_{p2}})}$$



(a)电压控制闭环框图



(b)控制对象的框图

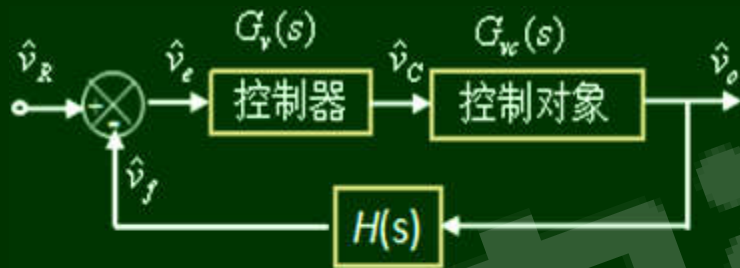


双极点-双零点的控制器

$$G_v(s) = \frac{K_m (1 + \frac{s}{\omega_{z1}})(1 + \frac{s}{\omega_{z2}})}{s(1 + \frac{s}{\omega_{p1}})(1 + \frac{s}{\omega_{p2}})}$$

闭环电压控制的框图如图(a)所示，其中，控制器的传递函数为 $G_v(s)$ ，电压采样网路的传递函数 $H(s)$ ，控制对象的传递函数 $G_{vc}(s)$ ，包括了V/I、CCO和功率级 $G_{vf}(s)$ 等三个环节，如图(b)。基于图(a)，写出开环传递函数 $T(s)$ 的表达式，

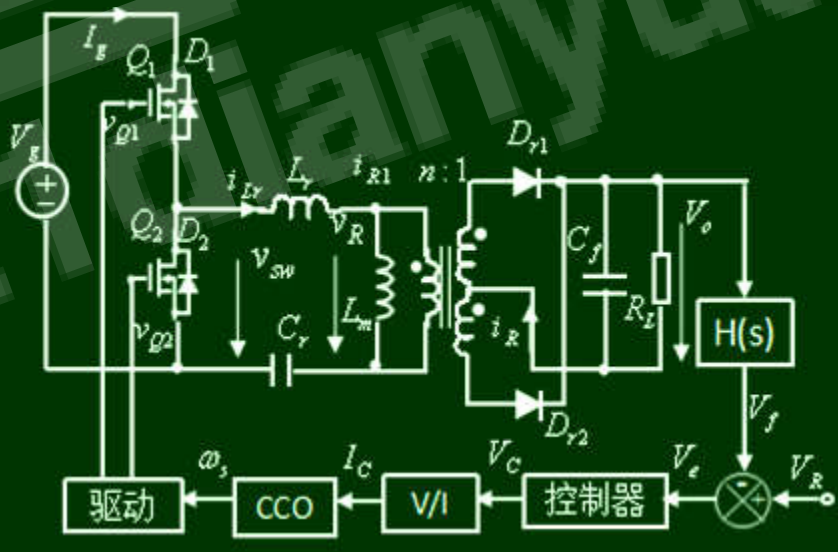
$$T(s) = G_{vf}(s)G_v(s)H(s)$$



(a)电压控制闭环框图



(b)控制对象的框图



$\pi(s)$ 的表达式

$$T(s) = G_{vf}(s)G_v(s)H(s) = \frac{K_m(1+\frac{s}{\omega_{z1}})(1+\frac{s}{\omega_{z2}})}{s(1+\frac{s}{\omega_{p1}})(1+\frac{s}{\omega_{p2}})} \times \frac{G_{DC}(1+\frac{s}{\omega_{esr}})}{(1+\frac{s}{\omega_{pl}})(1+\frac{s}{\omega_{sp1}})} \times H(s)$$

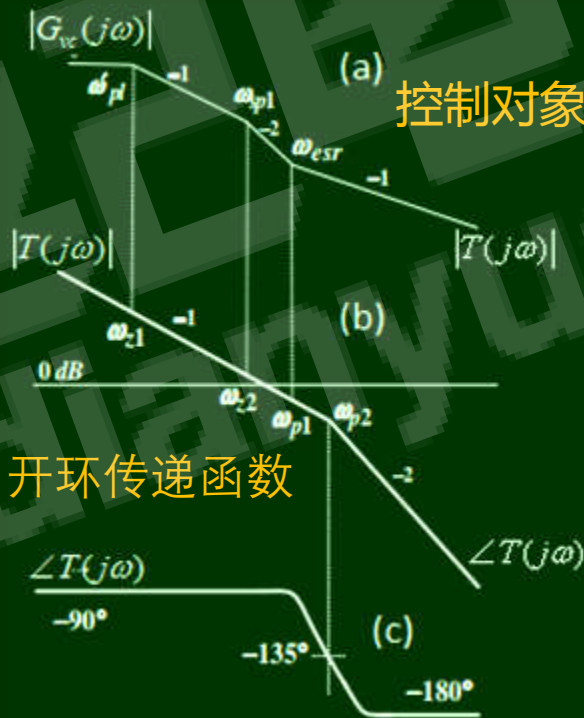
控制对象及其开环传递函数的波特图如图所示。

为了便于确定控制器的直流增益 K_m ，在初始设计时，令穿越频率 $f_c = f_{p2}$ ，保证相位裕度为 45° 。在穿越频率处

$$|T(j\omega_c)| = \frac{K_{m0}|H(j\omega_c)|G_{DC}}{\sqrt{2\pi f_c}} = 1$$

直流增益 K_m 初值 K_{m0} 的计算公式是

$$K_{m0} = \frac{\sqrt{2\pi f_c}}{G_{DC}|H(j\omega_c)|}$$





6.7 反馈电路的传递函数

反馈电路：

TL431+高速OC

隔离+反馈+控制器

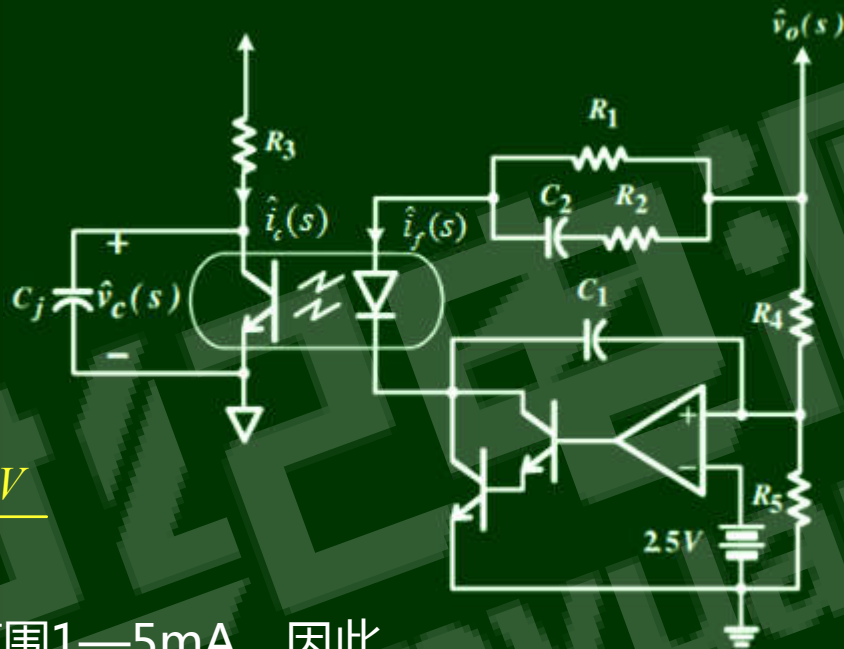
下面推导传递函数。

光耦LED的交流电阻 r_d 为 $r_d \approx \frac{26\text{ mV}}{I_F}$

式中， I_F 是光耦LED的静态电流，取值范围1—5mA。因此 $r_d=5 \sim 26$ 欧姆，很小。在交流分析过程，忽略 r_d 的影响。

基于反馈电路，并忽略 r_d 的影响，得到如下表达式

$$\frac{\hat{i}_f}{\hat{v}_o} = \frac{K_1(1 + \frac{s}{\omega_{z1}})(1 + \frac{s}{\omega_{z2}})}{(1 + \frac{s}{\omega_{p1}})}, \omega_{z1} = \frac{1}{R_4 C_1}, \omega_{z2} = \frac{1}{(R_1 + R_2)C_2}, \omega_{p1} = \frac{1}{R_2 C_2}, K_1 = \frac{1}{R_1 R_4 C_1}$$



考虑OC输出电容 C_j ，电流-电压的传递函数为

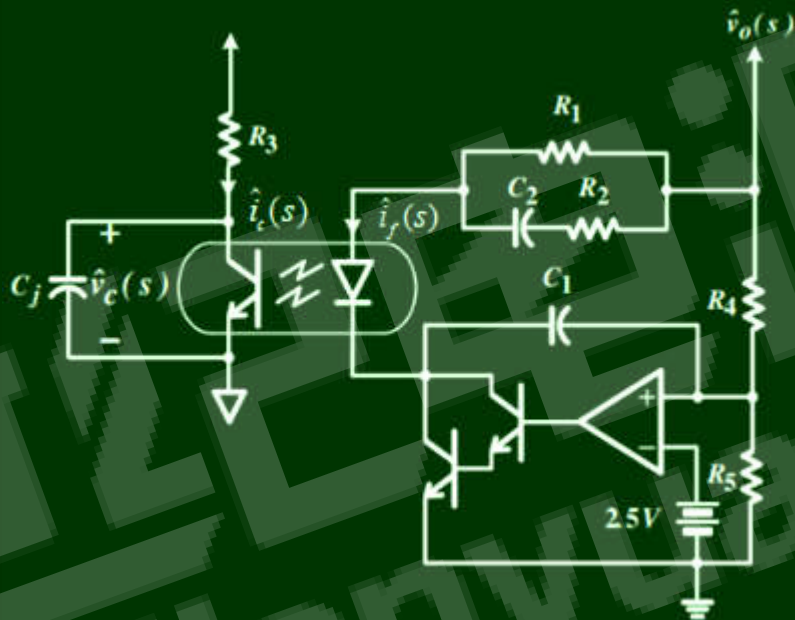
$$\frac{\hat{v}_c}{\hat{i}_c} = \frac{K_2}{(1 + \frac{s}{\omega_{p2}})}, \omega_{z1} = \frac{1}{R_3 C_j}, K_2 = R_3$$

OC电流比的小信号模型

$$\frac{\hat{i}_c}{\hat{i}_f} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_f} \approx CRT \Big|_{I_d = I_{dQ}}$$

由前面三个传函可得反馈电路的传函

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_o} = \frac{\hat{i}_f}{\hat{v}_o} \times \frac{\hat{i}_c}{\hat{i}_f} \times \frac{\hat{v}_c}{\hat{i}_c} = \frac{K_m (1 + \frac{s}{\omega_{z1}})(1 + \frac{s}{\omega_{z2}})}{s(1 + \frac{s}{\omega_{p1}})(1 + \frac{s}{\omega_{p2}})}, K_m = K_1 \cdot CRT \cdot K_2$$



反馈电路的传函是一个双极点双零点，适合用作LLC谐振变换器的电压控制器。

谢谢！



21世纪电源网
21dianyuanyuan.com