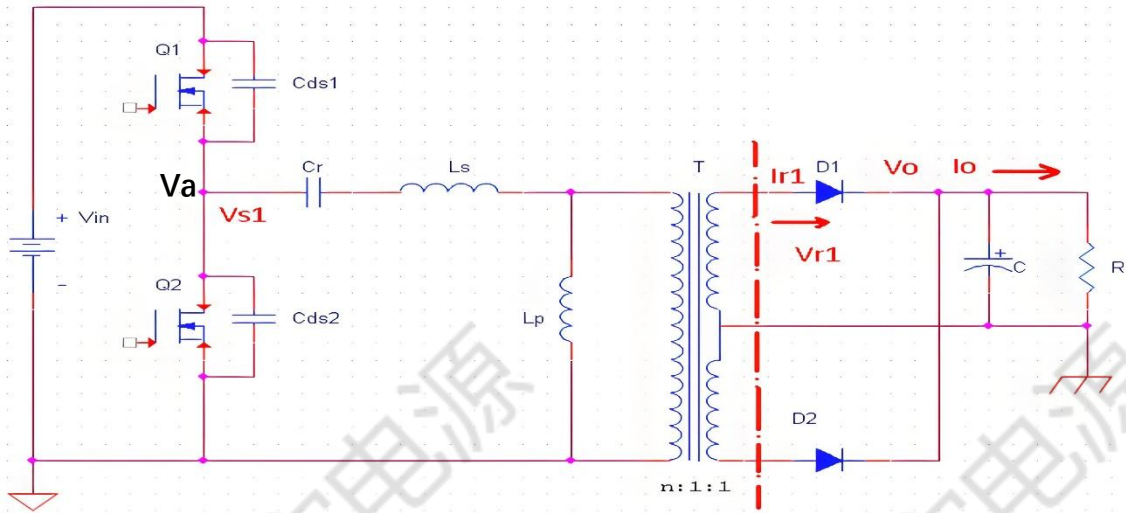


LLC 谐振电路原理、参数计算、损耗计算

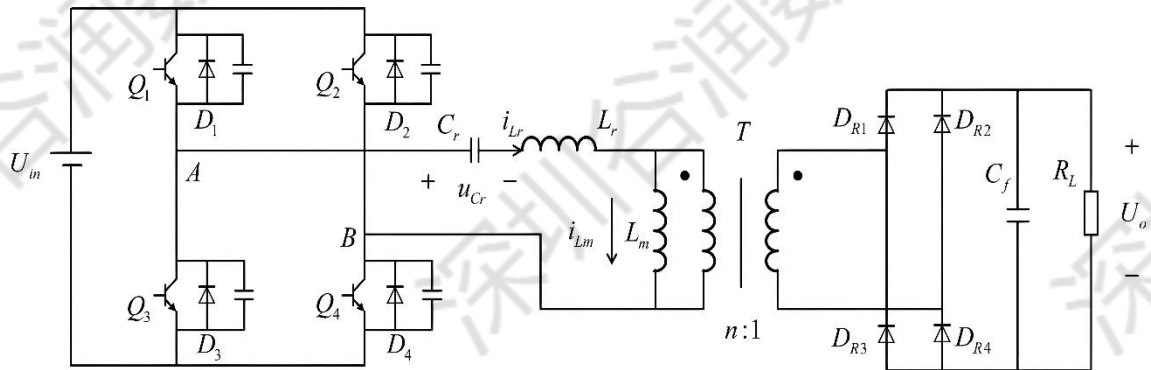
(深圳谷润数字电源有限公司-2025-11-09 V1.1)

一、 LLC 电路的拓扑结构及计算分析等效电路

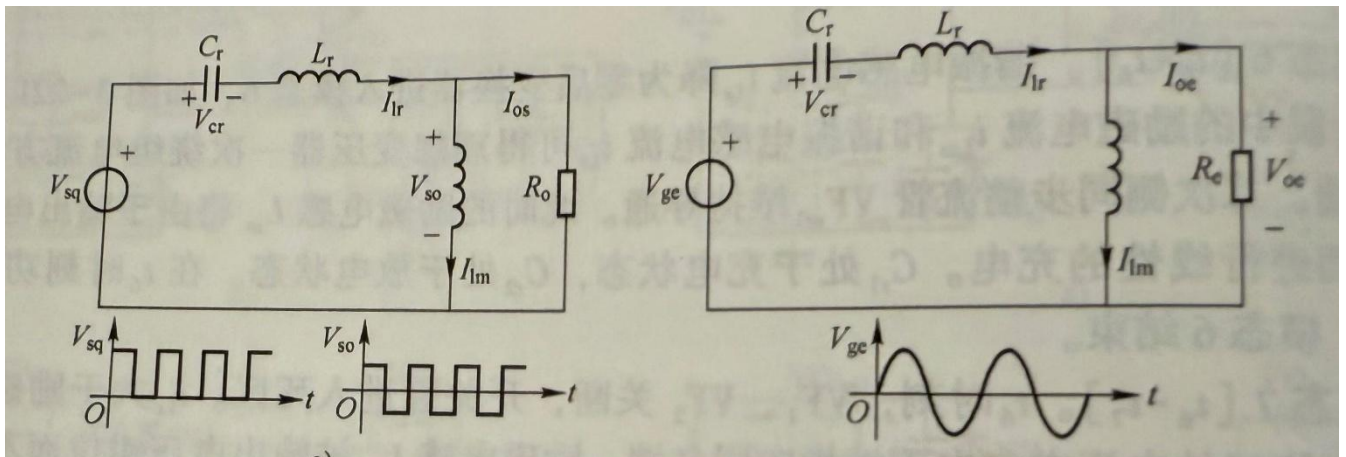
半桥 LLC 电路拓扑如下：



全桥 LLC 电路拓扑如下：



LLC 理论分析等效电路图（基于 FHA 分析）如下：



(V_{ge} 是 V_{sq} 的基波分量, V_{oe} 是 V_{so} 的基本分量, 变压器电路只能传递交流能量, 直流仅是电压钳位作用)

二、 LLC 电路的工作过程、软开关的实现及波形详解

先说两个重要结论：

1. 正常工作的 LLC 电路的软开关特点主要是指一次侧开关管 ZVS 开通、二次侧整流管 ZCS 开通和关断。一次侧开关关断时尽管达不到完全的 ZCS，但因为关断时刻的网络电流已经比较小了，关断损耗也不会很大。上述这些特点让 LLC 的开关损耗大大降低。

解释一下 ZVS (零电压开通) 和 ZCS (零电流关断)：

一次侧 ZVS 是指 MOSFET 开通前结电容电荷已经被抽走 $V_{DS} \approx 0$ ，开通损耗 ≈ 0 ；

一次侧 ZCS 是指 MOSFET 的关断前电流先谐振到 0 再撤驱动，关断损耗 ≈ 0 ；

二次侧整流管 ZCS 现象，这也是 LLC 电路的特色，是指次级整流管的电流每个周期都是从 0 开始开通，经过半个正弦波自然减小到 0 然后才反向截止，没有开关损耗。

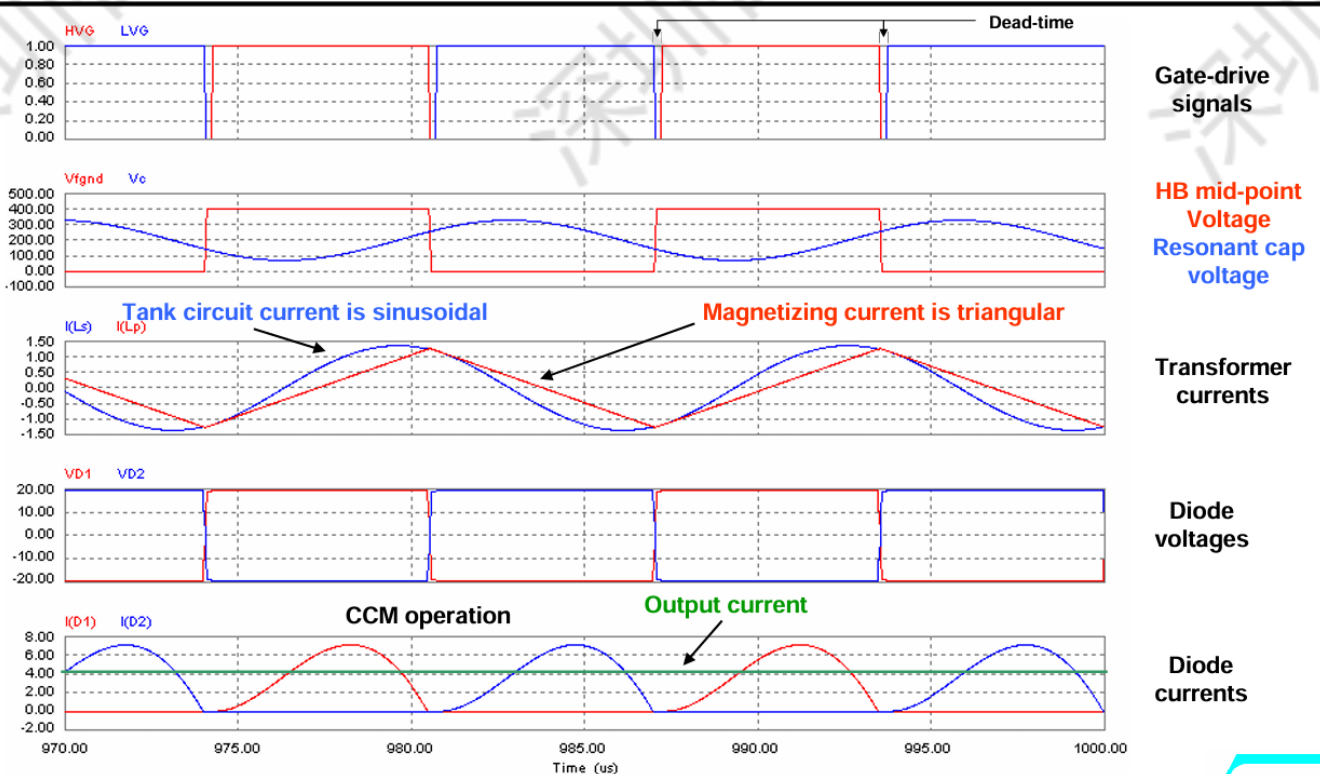
2. LLC 电路中开关管的工作状态和开通时刻通常不是依靠实时检测电流来控制的，而是通过频率调节这个简单的方法来实现软开关的，LLC 谐振变换器的推荐工作频率范围 f_s 在 $0.7 \sim 2 f_r$ 之间，即可兼顾效率、器件应力与磁性元件体积。

3. 下面根据工作频率的大小，细分为三段进行分别叙述：

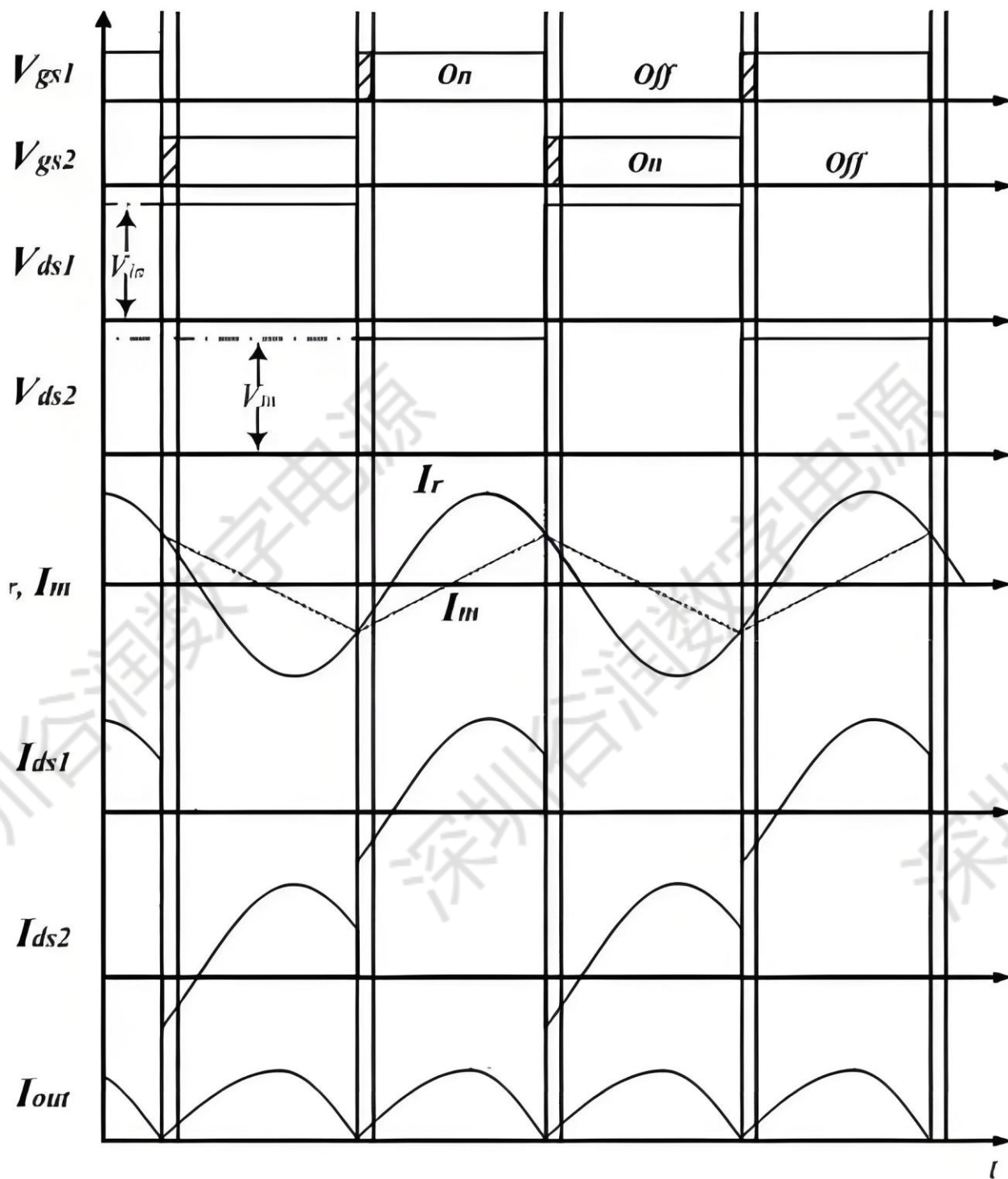
- 3.1 谐振工作区， $f_s = f_r$ ：电路工作在谐振频率 f_r 处，效率最高，是 LLC 的首选工作点。

参看第一页开始的半桥 LLC 电路图，主要工作波形如下图：

Waveforms at resonance ($f_{sw} = f_{r1}$)



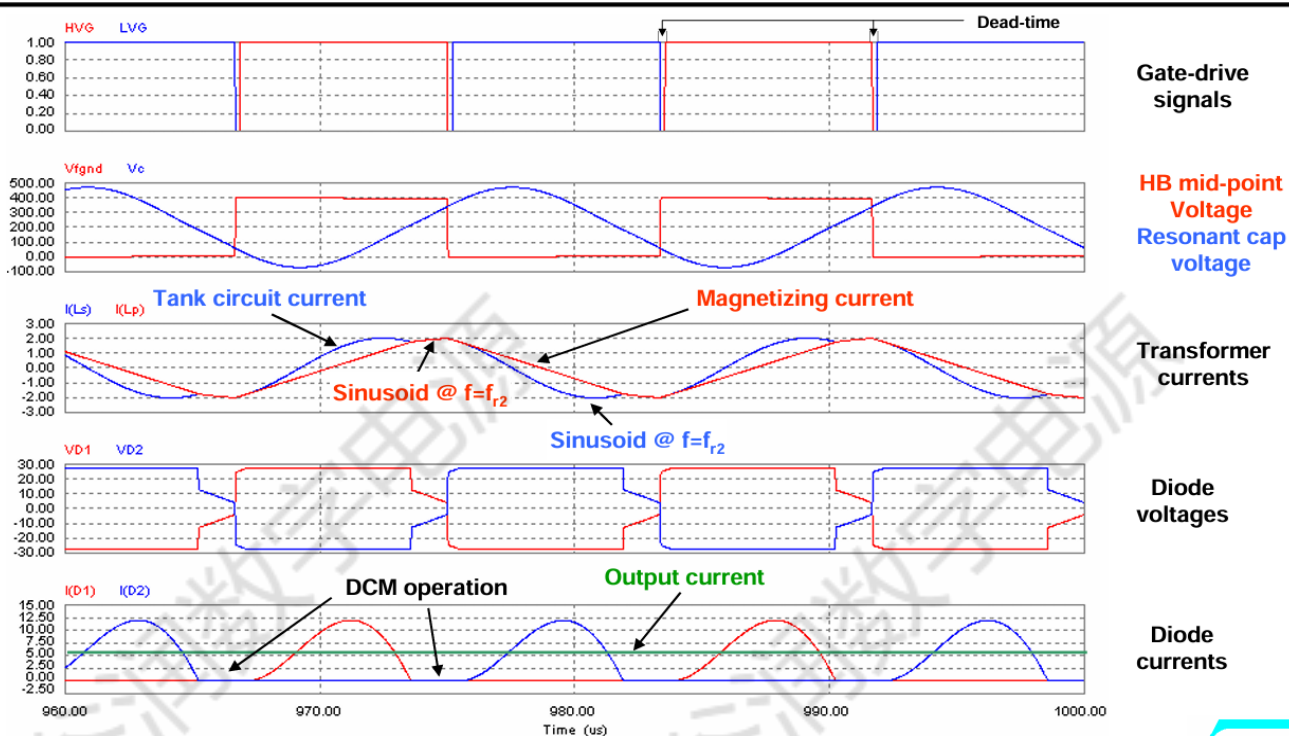
下面再给一个网上找来的一般 LLC 文献里最常用的波形图，这个图突出了死区时间，分开了 Q1、Q2 的电流：



图中可以看出 Q1/Q2 是 ZVS，因为 V_{gs1}/V_{gs2} 给高电平开通的时刻，Q1/Q2 的体二极管已经是导通续流了， V_{ds1}/V_{ds2} 此刻早已经是 -1V 电压了。次级侧的二极管是近似标准的正弦波电流，开关损耗为零。
 $f_s = f_r$ 时，电路是谐振状态，电路网路是纯阻性负载，电压和电流同相位（也就是说电压从 0 开始增大时电流也是从零开始增大） C_s 和 L_s 上的电压相位差 180° ，电压互相抵消。
 显然，输入电压方波和电路里的谐振电流（需要扣除励磁电流，这个是方波电压的形成来源）是同相的。

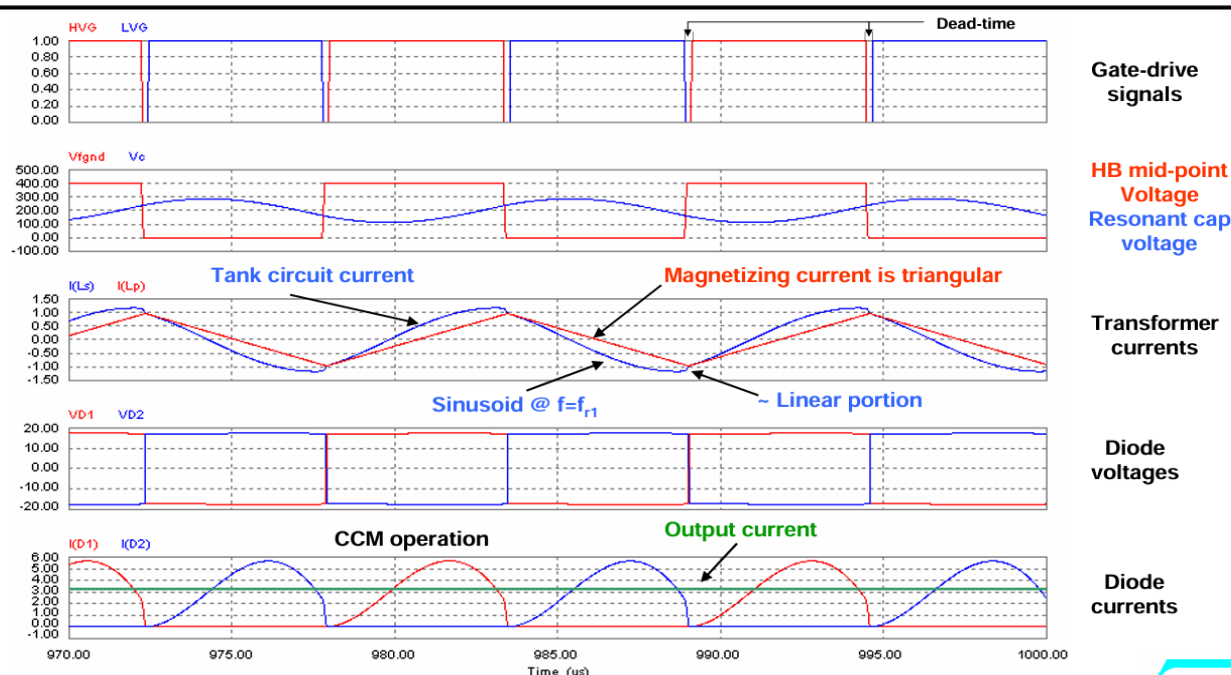
3.2 低于谐振区 ($0.7 f_r \leq f_s < f_r$): 实现了一次侧的 ZVS 开通和二次侧整流管的 ZCS, 注意一次侧关断时有励磁电流, 并不是 ZCS。频率下限一般做到 $0.7 f_r$ 左右, 再低就容易进入容性区, 失去 ZVS, 开关器件容易损坏。此时工作频率低于 L_s 和 C_s 构成的 f_{r1} 谐振频率, 但是仍然高于 L_s+L_m 和 C_s 构成的 f_{r2} “串联谐振频率”。当谐振电流等于励磁电流时, 此时开关管还不关断 (因为频率低, 周期长), 励磁电感 L_m 不再被副边钳位, 而是参与谐振过程, 让电流不再按正弦波变化, 而是按线性变化, 稍后开关管关断, 励磁电流续流到下个开关的二极管, 实现下个周期的 ZVS 开通。工作波形如下:

Waveforms below resonance ($f_{sw} < f_{r1}$)

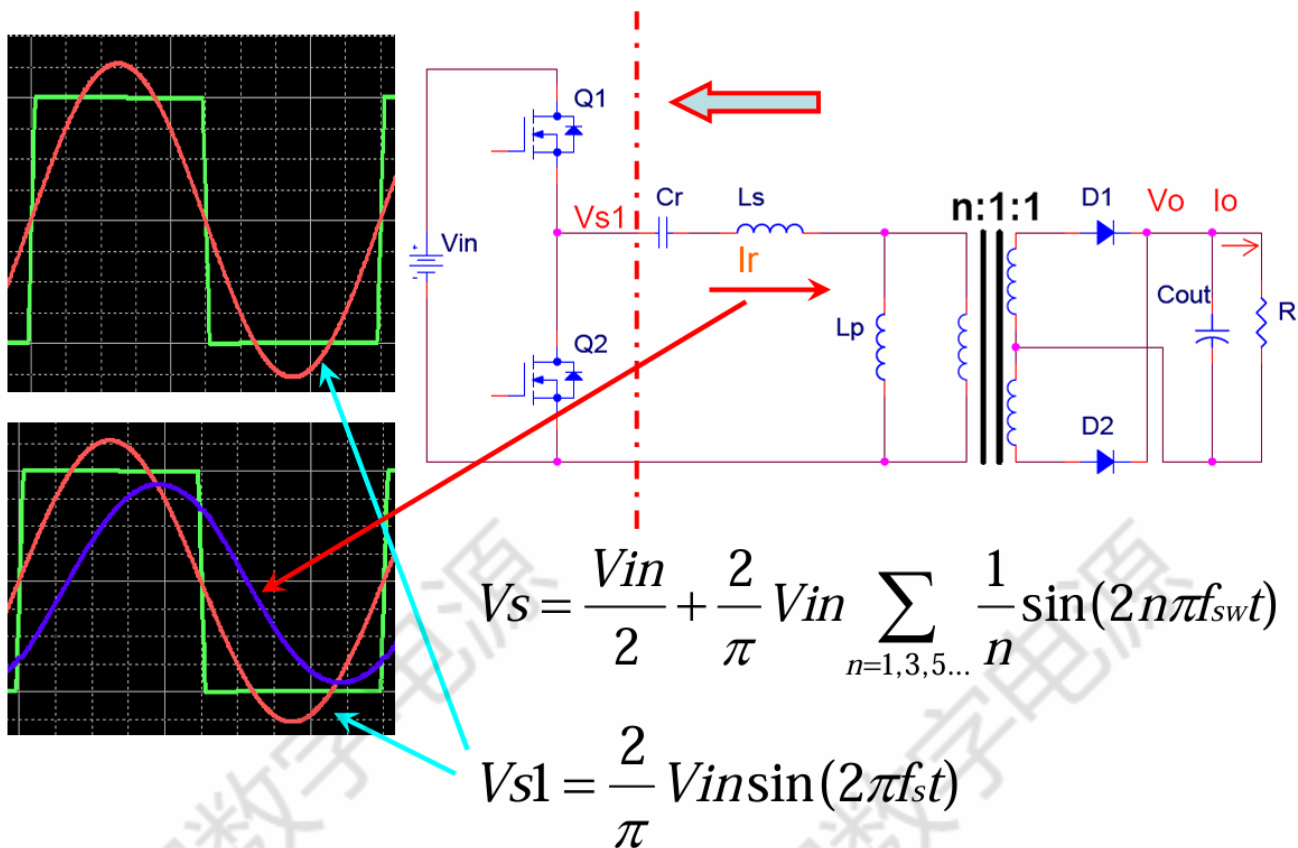


3.3 高于谐振区 ($f_r < f_s \leq 2 f_r$): 一次侧仍可保持 ZVS 开通, 硬关断, 关断损耗较大; 二次侧整流管也相应的是软开硬关, LLC 变换器在当输出电压需要继续降低或进入轻载稳压时, 就依靠升高频率来实现减小电压增益 (见下章节内容), 最高可到 $2 f_r$ 左右; 再往上磁性元件损耗和开关损耗急剧上升, 一般不再推荐。

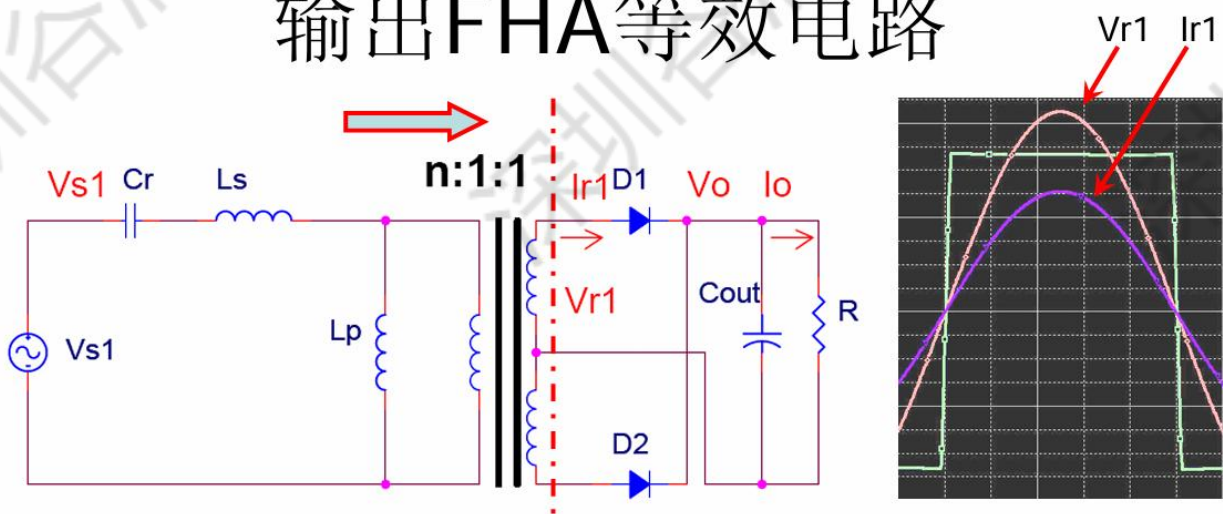
Waveforms above resonance ($f_{sw} > f_{r1}$)



三、谐振状态下，对半桥 LLC 谐振电路用 FHA 分析波形和等效电路



输出FHA等效电路



$$V_{r1} = \frac{4}{\pi} V_o \sin(2\pi f_s t - \varphi_R)$$

$$I_o = \frac{2}{T_S} \int_0^{T_S/2} I_{R1} |\sin(2\pi f_s t - \varphi_R)| dt = \frac{2}{\pi} I_{R1}$$

$$I_{r1} = I_{R1} \sin(2\pi f_s t - \varphi_R)$$

Vr1, Ir1同相,所以阻抗为电阻

$$R_e = \frac{V_{r1}(t)}{i_{r1}(t)} = \frac{8}{\pi^2} * \frac{V_o}{I_o} = \frac{8R}{\pi^2}$$

四、LLC 电路的增益计算

参看第一页的等效电路，应用一次谐波近似分析法（FHA），输出/输入电压增益计算如下：

则交流电路等效负载电阻 R_e 表示为

$$R_e = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{8n^2 V_o}{\pi^2 I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (3-9)$$

由图 3-23b，可以得到谐振网络的输出-输入传递函数为

$$H(j\omega) = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \frac{(j\omega L_m) \parallel R_e}{(j\omega L_m \parallel R_e) + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}} \quad (3-10)$$

则直流增益为

$$M_g = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \frac{1}{2n} \left| \frac{(j\omega L_m) \parallel R_e}{(j\omega L_m \parallel R_e) + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}} \right| \quad (3-11)$$

参数定义见表 3-1。

表 3-1 参数定义

名称	表达式
电感系数	$L_n = \frac{L_m}{L_r}$
归一化频率	$f_n = \frac{f_s}{f_{r1}}$
谐振频率	$f_{r1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$
品质因数	$Q_e = \frac{1}{n^2 R_o} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$

归一化电压增益 $M_g(f_n, L_n, Q_e)$ 的表达式为

$$M_g(f_n, L_n, Q_e) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{L_n} - \frac{1}{L_n f_n^2}\right)^2 + Q_e^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (3-12)$$

归一化直流电压增益 $M_{gdc}(f_n, L_n, Q_e)$ 的表达式为

$$M_{gdc}(f_n, L_n, Q_e) = \frac{1}{2n \sqrt{\left(1 + \frac{1}{L_n} - \frac{1}{L_n f_n^2}\right)^2 + Q_e^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (3-13)$$

L_n : 电感系数，也就是变压器励磁电感与谐振电感的比值，电感量固定 L_n 就是常量；

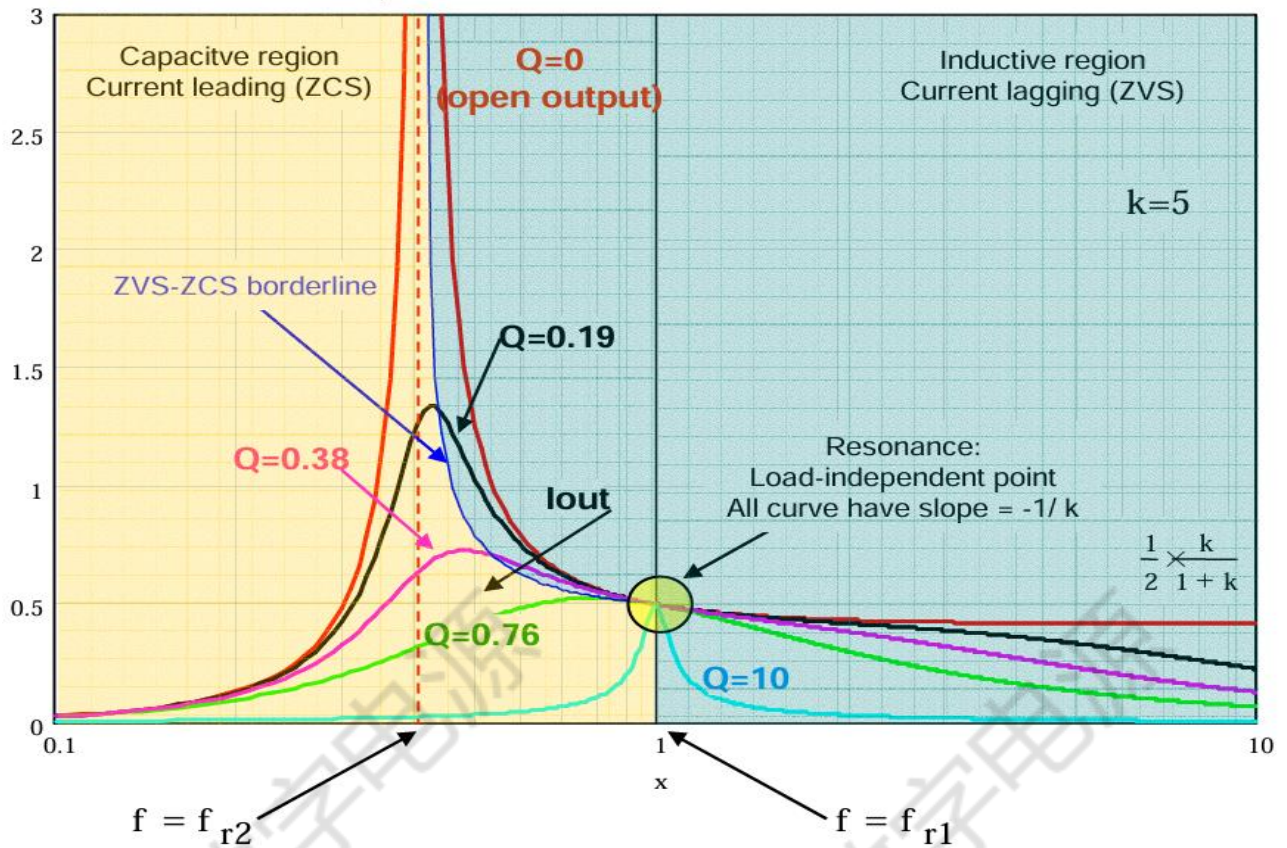
f_n : 归一化开关频率，也就是工作频率与电路谐振频率的比值；

f_{r1} : 谐振频率，就是电路的 L_s 与 C_s 构成的谐振频率，选定了 C_s 和 L_s ， f_{r1} 就是常量；

Q_e : 品质因数，从表达中可以看出 Q_e 与负载大小 (R_o)、 L_r 、 C_s 都有关系，当 L_r 和 C_s 选定了， Q_e 就只和负载 R_o 成反比，也就是和输出功率成正比了。

对于 LC 谐振腔，品质因数 Q_e 的物理含义就是“谐振电路增益的尖锐度”，见下图

电压增益 M 与工作频率 f 和电路品质因数 Q 之间的曲线关系图如下（基于 $L_n=5$ ）



上图中的绿色区域是感性负载区，是 LLC 设计的工作区，可以保证实现 ZVS，左侧的黄色区域是容性负载区，理论上可以实现一侧侧开关的 ZCS，无法满足 ZVS，而且容易损坏开关，LLC 不用这个区域。上图中的 k 就是上页公式的 L_n (就是 L_m/L_s)，Q 就是 Q_e ，f 就是 f_n 。

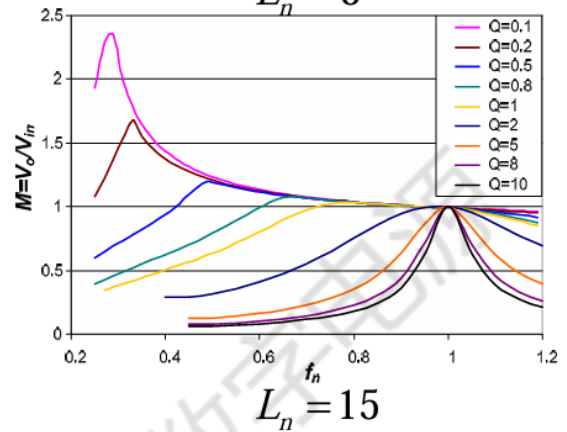
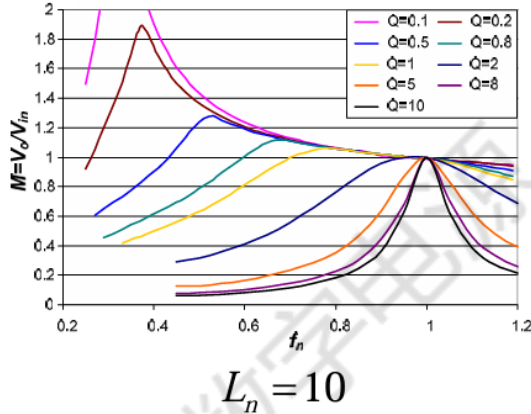
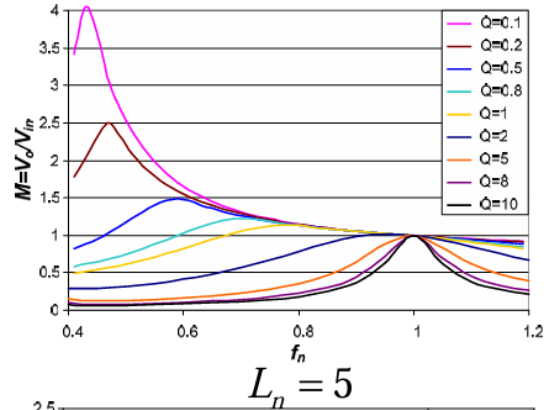
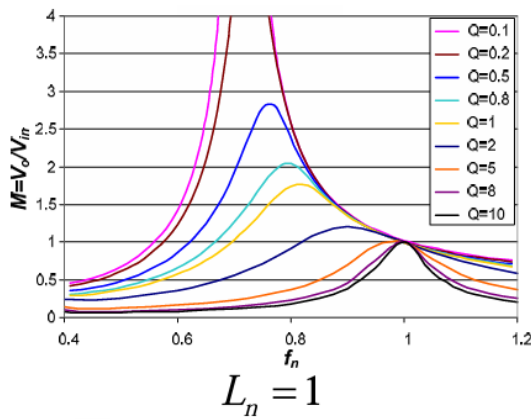
(注意：黄圈中心增益 0.5 是基于输出 V_o /输入 V_{in} ，正常大家常用 $1/2V_{in}$ 正负方波，那么增益就是 1。当初次匝比是 1:1 时，输出电压增益是 1.0，这个与普通的正激和半桥全桥等变压器一样很好理解，当工作频率低于 f_{r1} 谐振频率时增益会大于 1 该如何理解？那是因为 $L_s C_s$ 上的电压不再互相抵消，而是有净负值)

$f > f_{r1}$ (f_{r1} 是 L_s 和 C_s 的谐振频率)，谐振网络是感性负载，电路实现 ZVS 开通（定性理解：感性负载的电压相位超前电流，这就确保了电压突然上升时电路里的电流还处于从负到零的过程，这个过程可以让 MOSFET 的体二极管续流导通，从而实现 ZVS)；在工作频率 $f < f_{r2}$ (f_{r2} 是 L_s+L_m 与 C_s 的谐振频率)时，电路是容性负载，无法满足电压超前电流的先决条件，因此无法实现 ZVS，故此，**变换器禁止工作在 $f < f_{r2}$ 状态**。工作频率在 $f_{r2} < f < f_{r1}$ 区间时，变换器是容性还是阻性取决于负载的轻重，也就是图中 Q 的取值。

图中可以明确看出不同 Q_e 下的增益曲线变化特征：

- 1) 负载加重即 Q 增加时，变换器越容易进入容性区，反之负载减轻时越容易进入感性区
- 2) 负载加重会使电压增益不断减小，要维持稳压需要适当降低频率提高增益。
- 3) 负载减轻会使电压增益不断增加，要维持稳压需要加大工作频率才能降低增益。
- 4) Q 值在满载情况下的合理取值是 0.2~0.5 这个范围，这样重载轻载的增益都有保证

下面讨论一下电感系数 L_n 的影响，选用不同的 L_n ，带入增益公式，得出的增益曲线如下：



L_n 不同，也就是变压器电感 L_m 与谐振电感 L_s 比值不同时：

- 1) L_n 过大，电压增益就会扁平，给定的增益变动范围就需要更大幅度调整频率。
- 2) L_n 过小， L_m 电感小励磁电流增大，流动的无功能量变大，整体效率变低。

实际应用中，通常把 L_n 设定在 3~7，可以兼顾电压调整幅度和整体效率。

结论： LLC 设计的满载工作频率一般设定在略低于 f_r ，负载加重时适当降低频率获得更高增益，但不宜低于 $0.7 \cdot f_r$ ；负载减轻时可加大频率降低增益，但不宜超过 $2 \cdot f_r$ ；为了获得较宽的电压输出电压调节范围，满载时 Q 值建议取 0.4（范围 0.3~0.5）；为了兼顾电压调整幅度和整体效率， L_n （也就是 k 值）建议取 5（范围 3~7）

主要计算公式汇总如下：

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{1}{R_{ac}} \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot \frac{V_{out}}{I_{out}} \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_r) C_r}}$$

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

五、举例说明如何计算半桥 LLC 电路的 Lm, Ls, Cr

以 G300 电源为例, 其的 LLC 单元参数如下:

输入电压 (Vin): 直流 400 V (通常由前级 PFC 电路提供)

输出电压 (Vo): 48V

输出功率 (Po): 48V 6A

设计步骤与参数计算

LLC 设计的核心是三个元件: 谐振电感 (Lr)、谐振电容 (Cr) 和励磁电感 (Lm)。

步骤 1: 确定变压器匝比 (n)

匝比由输入输出电压在谐振频率点 (增益为 1) 的关系决定。

$$V_{in}/2 = n \cdot V_o$$

这里忽略了副边二极管压降等损耗, 实际设计中会留一点余量。

$$n = V_{in}/2V_o = 400/2 * 48 = 4.16$$

我们取一个接近的整数, $n = 4$ 。

步骤 2: 计算最大/最小直流增益 (M)

在额定输入电压 (400V) 和满载时, 我们期望它在谐振点工作, 此归一化增益应为 1。

在恶劣情况 (通常是最低输入电压和满载) 下, 需要最大增益, 我们假设输入电压有 10% 的纹波, 即最低输入电压为 360V。 $M_{max} = 400/360 \approx 1.1$

这个 $M_{max} = 1.1$ 是我们设计增益曲线时必须达到的目标。

步骤 3: 选择谐振频率 fr1、品质因数 Qe、电感比 Ln

这是 LLC 设计的核心权衡, 使用增益曲线族来选择 Ln 和 Qe。 Qe 和 Ln 的权衡见上页,

LLC 电路的谐振频率 fr1 现在大家一般取 60kHz ~ 100kHz 范围, 这个主要取决于 MOSFET 的开关特性, 开关损耗小的管子可以把频率选高一些。频率选低可以降低开关损耗, 但是会增加电感和电容的体积, 这个需要折中考虑。初选 $fr1=100kHz, Ln = 5, Qe = 0.4$ 。

步骤 4: 计算等效负载电阻 (Rac)

最大输出电流 $I_{o_max} = P_{o_max} / V_o = 300W / 48V = 6A$

负载电阻 $R_{load} = V_o / I_{o_max} = 48V / 6A = 8\Omega$

$R_{ac} = (8 * n^2 / \pi^2) * R_{load} = (8 * 4^2 / \pi^2) * 8\Omega \approx 103\Omega$ (可以简算为 $0.8 * n * n * R_{load}$)

步骤 5: 计算谐振腔参数 (Lr, Cr, Lm)

根据第 5 页表 3-1 的参数公式, 在已知 f_{r1} 、 Q_e 、 R_{ac} 和 L_n 的情况下, 可以很方便的推导出 C_r , L_r , L_m 这 3 个参数的计算公式:

计算谐振电容 (Cr)

$$C_r = 1 / (2 * \pi * f_{r1} * Q_e * R_{ac}) = 1 / (2 * 3.1416 * 100000 * 0.4 * 103) = 38 \text{ nF}$$

计算谐振电感 (Lr)

$$L_r = 1 / ((2 * \pi * f_{r1})^2 * C_r) = 1 / ((2 * 3.1416 * 100000)^2 * 33\text{nF}) \approx 76 \text{ }\mu\text{H}$$

计算励磁电感 (Lm): $L_m = L_n * L_r = 5 * 76 \text{ }\mu\text{H} = 380 \text{ }\mu\text{H}$

接下来要对算出来的参数进行复核 (因为我们有些参数是取近似值的, 难免互有干涉)

复核步骤 1: 复核输入电压波动、满载及轻载时, 要能稳压输出时的工作频率

现在我们使用公式来验证在 $Q_e=0.4$, $L_n=5$ 时, 增益曲线是否能覆盖我们的需求。

增益公式:
$$M = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{L_n} \cdot \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + Q^2 \cdot \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}}$$

考虑 400V 母线输入电压在 360V~420V 之间变动范围, 为了保持输出电压不变, 那么 $V_{in}=420\text{V}$ 时 $M_{\min}=0.95$, $V_{in}=360\text{V}$ 时, $M_{\max}=1.1$, 满载时 $Q_e=0.4$, $L_n=5$ 带入上面公式, 计算 (可以采用试算法), 得出:

$M=1.1$ 时, 满载最低工作频率 $f_n=0.83*f_{r1}=83\text{kHz}$,

$M=0.95$ 时, 满载最高工作频率 $f_n=1.04*f_{r1}=104\text{kHz}$,

负载减轻当负载只有满载的 25%时, 此时 R_o 是满载时的 4 倍, Q_e 只有 $0.4/4=0.1$

M 仍然取 0.95, 根据上式可以导出 1/4 轻载时, $f_n=1.15*f_{r1}=115\text{kHz}$

可见, 无论是 V_{in} 有波动 (360V~420V), 或是负载有波动(12V20A ~ 12V5A), 变换器的频率都在 83~115kHz 范围内, 符合设定的 100kHz 附近

注: 基于 $L_n=5$, $Q=0.4$, $f_{r1}=100\text{kHz}$ 这几个条件, 我们上述计算出来的 L_s , L_p , C_s 分别是:

$$L_s=76\mu\text{H}, L_p=380\mu\text{H}, C_s=38\text{nF}$$

G300 48V6A 实物中, $L_s=50\mu\text{H}$, $C_s=39\text{nF}$, $L_p=300\mu\text{H}$, 大家可以按照这个结论反

算回去, $L_n=300/60=5$, $f_{r1}=1/2*3.14*\sqrt{L_s*C_s}=104\text{kHz}$, $Q=\sqrt{L_s/C_s}/R_{ac}=0.4$

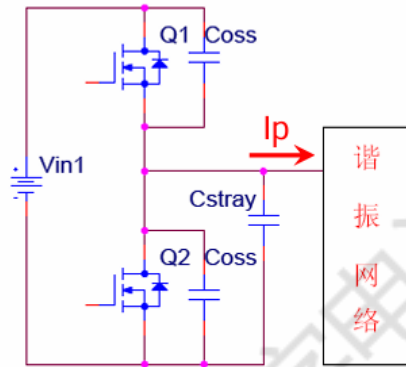
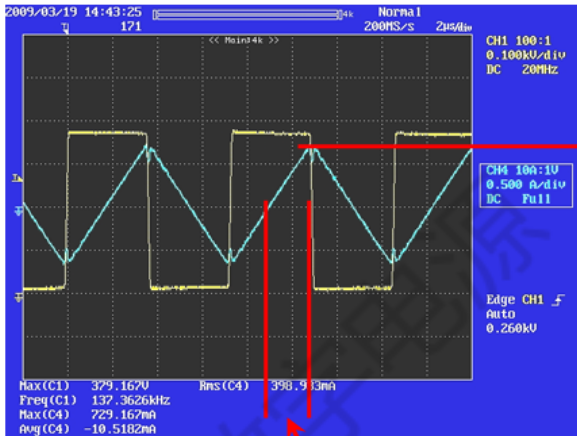
也就是说 G300 的谐振参数是基于 $L_n=5$, $Q=0.4$, $f_{r1}=104\text{kHz}$ 的, 也是在推荐的范围内

至于 L_n 、 Q 、 f_{r1} 三个参数如何选取是最优, 要根据电源还是充电器来细分, 后续我们会分析不同参数组合对电源效率和电压调节幅度的详细计算。注意: 实物中 L_s 是 $50\mu\text{H}$, 但是要把变压器的漏感 $10\mu\text{H}$ 考虑进去, 所以真实的 L_s 是 $60\mu\text{H}$ 。

六、死区时间的设置

要实现 ZVS，除了让工作频率落在感性负载区域，另一个重要因素是设置合理的死区时间，我们需要确保在死区时间内，励磁电流 I_m 能抽走开关管 DS 间电容上存储的电荷，看下图，开关管 DS 间的电容等于 $2 \cdot C_{oss} + C_{stray}$ 。

ZVS的另一个限制



$$I_p > (2C_{oss} + C_{stray}) \frac{V_{in}}{T_d}$$

$$I_m = \frac{V_{inMax}}{L_s + L_p} * \frac{T_{min}}{4}$$

$$= \frac{V_{inMax}}{4 f_{max} * (L_s + L_p)}$$

输入电压最高时的 I_m

保证ZVS的 I_p

核算 $I_m > I_p$, 不满足重选Q

假设 DS 间总电容大约等于 300pF (C_{oss} 具体值要查器件手册，600V 常规 MOSFET 的 C_{oss} 典型值是 150pF, C_{stray} 这里取 0), 死区时间 T_{dead} 取 100ns。

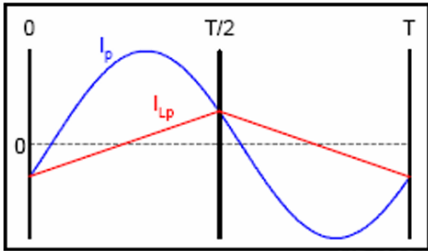
$$I_m = 420 / (4 * 110 * 10e3 * 400 * 10e-6) = 420 / (4 * 11 * 4) = 420 / 176 = 2.4A,$$

$$I_p = 300 * 10e-12 * 420 / 100 * 10e-9 = 3 * 42 / 100 = 1.2A$$

$I_m > I_p$, 这表示 100ns 的死区时间设置没有问题

七、计算谐振电流和验证电压增益

谐振电流有效值和最大值的计算



谐振腔里流过的电流由两部分叠加：

- 与负载功率有关的“负载分量” I_{Load}
- 与 L_m 、 V_{in} 、 f_s 有关的“励磁分量” I_{Mag}

总瞬时电流 $i_{Lr}(t) = i_{Load}(t) + i_{Mag}(t)$

励磁分量 I_{Mag} 是线性变化的，见上图红色直线，在 90° 相位处近似为零，在 0° 和 180° 相位处是正负最大值， $I_{Mag_max} = 0.5 \cdot V_{in} / (L_m \cdot 4 \cdot f_s)$ ，这个用 $U = L \cdot di/dt$ 很容易算得。

可见： L_m 越小， I_{Mag} 越大；轻载时 I_{Mag} 甚至可以超过 I_{Load} 。

因为上面两个分量相位差 $\approx 90^\circ$ ，正弦交流负载电流最大时励磁电流近似为零，因此在满载工作时谐振回路里的最大电流就是负载反射电流 I_{Load_max}

$$I_{Load_max} = \sqrt{2} \cdot I_{Load_rms} = \sqrt{2} \cdot V_{in} / (2 \cdot R_{ac})$$

还是采用上面的 G300 例子，把数值代入 I_{Mag_max} 和 I_{Load_max} 公式，得到：

励磁电流峰值： $I_{Mag_max} = 1.6A$ ，

满载谐振电流峰值： $I_{Load_max} = 2.8A$

轻载谐振电流峰值： $I_{Load_1/4 \text{ 负载}} = 0.7A$

显然， L_m 和 f_s 决定“励磁电流”大小，它直接影响轻载/空载时的 RMS 和峰值；

谐振点处 L_s 与 C_s 的阻抗互相抵消，因此它们的绝对数值不影响谐振电流幅值

LLC 变换器在负载加重或者输入、输出电压有变动时，电压增益就要相应变动，工作频率也就偏离 f_r 了，很多情况下 f_s 的工作范围是在 $f_{r1} \sim f_{r2}$ 之间，此时已经偏离谐振频率 f_{r1} 了。

此时 L_s 与 C_s 的阻抗就不能互相抵消，详细的情况如下：

L_s 、 C_s 串联起来的阻抗 Z_s ：

$$Z_s(j\omega) = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} = j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right)$$

角频率 $\omega = 2\pi f$

把 L_m 与反射负载电阻 R_{eff} 并联后再与 Z_s 串联:

$$R_{eff} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (n = N_p/N_s)$$

$$Z_{eq}(j\omega) = Z_s(j\omega) + \left(\frac{1}{j\omega L_m} + \frac{1}{R_{eff}} \right)^{-1}$$

展开后得

$$Z_{eq}(j\omega) = j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right) + \frac{j\omega L_m R_{eff}}{R_{eff} + j\omega L_m}$$

针对 G300 实际参数, 我们分别计算一下当 LLC 工作在 90K、100K、110KHz 频率时 (谐振频率的谐振电流和输出电压 (假设此时负载等效电阻不变, 一直是 8Ω , R_{ac} 简化为 100Ω):

角频率: ω (94K、104K、114K) = $2\pi \cdot f_s = 5.9 \times 10^5$ 、 6.5×10^5 、 7.2×10^5

串联阻抗: $Z_s = j(\omega L_s - 1/(\omega C_s))$

$$Z_s(94\text{kHz}) = j(5.9 \times 10^5 \cdot 60 \mu - 1/(5.9 \times 10^5 \cdot 39 \text{ n})) = j(35 - 43) = -j8.0 \Omega \text{ (容性)}$$

$$Z_s(104\text{kHz}) = j(6.5 \times 10^5 \cdot 60 \mu - 1/(6.5 \times 10^5 \cdot 39 \text{ n})) = j(39 - 39) = 0 \Omega \text{ (阻性)}$$

$$Z_s(114\text{kHz}) = j(7.2 \times 10^5 \cdot 60 \mu - 1/(7.2 \times 10^5 \cdot 39 \text{ n})) = j(43 - 36) = +j7.0 \Omega \text{ (感性)}$$

并联部分 ($L_m // R_{ac}$): $Z_p = (j\omega L_m \cdot R_{ac}) / (j\omega L_m + R_{ac})$

$$\omega L_m(94\text{k}, 104\text{k}, 114\text{kHz}) = 5.9[6.5, 7.2] \times 10^5 \cdot 300 \mu = 177, 195, 216 \Omega,$$

$$Z_p(94\text{kHz}) = j177 \cdot 100 / (j177 + 100) = 76 + j43; \quad |Z_p| = 87$$

$$Z_p(104\text{kHz}) = j195 \cdot 100 / (j195 + 100) = 79 + j41; \quad |Z_p| = 89$$

$$Z_p(114\text{kHz}) = j216 \cdot 100 / (j216 + 100) = 82 + j38; \quad |Z_p| = 90$$

总等效阻抗 $Z_{eq} = Z_s + Z_p$

$$Z_{eq}(94\text{kH}) = -j8 + 76 + j43 = 76 + j35,$$

$$\text{阻抗绝对值 } |Z_{eq}| \approx 84 \Omega, \quad \text{相位角 } \varphi = \arctan(35/76) \approx 25^\circ$$

$$Z_{eq}(104\text{kH}) = 0 + 79 + j41 = 79 + j41,$$

$$\text{阻抗绝对值 } |Z_{eq}| \approx 89 \Omega, \quad \text{相位角 } \varphi = \arctan(41/79) \approx 27^\circ$$

$$Z_{eq}(114\text{kH}) = j7 + 82 + j38 = 82 + j45,$$

$$\text{阻抗绝对值 } |Z_{eq}| \approx 94 \Omega, \quad \text{相位角 } \varphi = \arctan(45/82) \approx 29^\circ$$

下面计算电压增益（半桥时 $V_{in} = 200\text{ V}$ ）

按 LLC 的基波电压来算增益 $M = |V_{o_fund}| / (V_{in}/2) = |Z_p|/|Z_{eq}| \cdot \cos \varphi$:

$$M(94k) = |Z_p|/|Z_{eq}| \cdot \cos \varphi = 87/84 \cdot \cos 25^\circ \approx 0.94$$

$$M(104k) = |Z_p|/|Z_{eq}| \cdot \cos \varphi = 89/89 \cdot \cos 27^\circ \approx 0.89$$

$$M(114k) = |Z_p|/|Z_{eq}| \cdot \cos \varphi = 90/94 \cdot \cos 29^\circ \approx 0.84$$

若换算成输出电压幅值，则计算结果如下：

$$V_{o_fund}(94k) = V_{fund} \cdot M(94k)/n \approx 255 \cdot 0.94/4 \approx 60\text{ V}$$

$$V_{o_fund}(104k) = V_{fund} \cdot M(104k)/n \approx 255 \cdot 0.89/4 \approx 57\text{ V}$$

$$V_{o_fund}(114k) = V_{fund} \cdot M(114k)/n \approx 255 \cdot 0.84/4 \approx 54\text{ V}$$

注意，行业常用的归一化增益表达式如下：

$$M_{norm} = n \cdot V_{o_fund} / (V_{in}/2)$$

按这个写法： $M_{norm}(94k, 104k, 114k)$ 分别乘上 1.27，就是 **1.20, 1.14, 1.08**

下面计算谐振电流（基波峰值）

$$I_p(94k) = V_{fund} / |Z_{eq}| \approx 255 / 84 \approx \mathbf{3.04\text{ A}}$$

$$I_p(87.8k) = V_{fund} / |Z_{eq}| \approx 255 / 89 \approx 2.86\text{ A}$$

$$I_p(100k) = V_{fund} / |Z_{eq}| \approx 255 / 94 \approx 2.71\text{ A}$$

八、谐振电容和谐振电感上的电压应力

$$V_{cr_peak} = I_{p_peak} \cdot X_{cr} = I_p \cdot \sqrt{2} \cdot (1 / (2 \cdot \pi \cdot F_r \cdot C_r))$$

$$V_{cr_peak}(94k) = 3.04 \cdot 1.414 / (2 \cdot 3.14 \cdot 94000 \cdot 39 \cdot 10^{-9}) = \mathbf{187V}$$

$$V_{cr_peak}(104k) = 2.86 \cdot 1.414 / (2 \cdot 3.14 \cdot 104000 \cdot 39 \cdot 10^{-9}) = 159V$$

$$V_{cr_peak}(114k) = 2.71 \cdot 1.414 / (2 \cdot 3.14 \cdot 114000 \cdot 39 \cdot 10^{-9}) = 137V$$

$$V_{lr_peak} = I_{p_peak} \cdot X_{lr} = I_p \cdot \sqrt{2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot F_r \cdot L_r$$

$$V_{lr_peak}(80k) = 3.04 \cdot 1.414 \cdot 2 \cdot 3.14 \cdot 94000 \cdot 50 \mu = \mathbf{127V}$$

$$V_{lr_peak}(87.8k) = 2.86 \cdot 1.414 \cdot 2 \cdot 3.14 \cdot 104000 \cdot 50 \mu = 132V$$

$$V_{lr_peak}(100k) = 2.71 \cdot 1.414 \cdot 2 \cdot 3.14 \cdot 114000 \cdot 50 \mu = 137V$$

九、副边二极管应力

$$\cdot \text{电压应力: } V_{sec} = V_o + (V_{in_max} / (2 \cdot n)) = 48V + (410V / 8) \approx 100V$$

十、磁性元件磁芯及尺寸如何选择

1. 以 G300-48V 为例，说明变压器如何设计

功率变压器的选择有很多方法，最常用的方法一般是用 AP 工程经验法，

经典的 **AP** 公式 被表示为：

$$AP = A_e \times A_w = \frac{P_{in} \times 10^4}{K_u \cdot K_f \cdot f \cdot B_{max} \cdot J}$$

- AP ：面积乘积， $A_e \times A_w$ (cm^4)
- P_{in} ：输入功率(W)
- K_u ：窗口利用系数 (建议 0.25，因为初级绕组的铜线最多占窗口的 0.35)
- K_f ：波形系数: 正弦波: $K_f = 1.1$ ，方波: $K_f = 1.0$
- f ：工作频率 (**Hz**)
- B_{max} ：最大工作磁通密度 (**T**)。建议取 0.2T~0.3 左右。
- J ：电流密度 (**A/cm²**)。根据温升选取，建议 200 ~ 400A/cm²。
- 10^4 ：单位转换系数 (当 A_e 和 A_w 从 m^2 转换为 cm^2 时， $1\text{m}^4 = 10^8\text{cm}^4$ ，但由于 J 用 A/cm^2 等，最终系数简化为 10^4)。

G300 电源， P_{in} 取 330W (按 90%效率考虑)， K_u 取 0.25, K_f 取 1.1, f 取 100kHz, B_m 取 0.3T, J 取 200 A/cm²，算出 $AP=330 / (0.25*1.1*1*0.3*200) = 2.0\text{cm}^2$ 。磁芯现在多用 PQ 形状，PQ32/25 的 $AP=2.5\text{cm}^2$ ，初选 PQ32/25，磁芯手册里它的 $A_e=1.70\text{cm}^2$ ， $A_w=1.73$

计算原边匝数 (N_p):

- $A_e = 170\text{mm}^2$ ， $\Delta B = 0.3\text{T}$ 。
- $N_p \geq (V_{in_min} * 0.5) / (2 * B_m * A_e * f) = (400\text{V} * 0.5) / (2 * 0.3\text{T} * 170\text{e-6 m}^2 * 90\text{e3 Hz})$
- $N_p \geq 200 / (9.18) \approx 21.8\text{ Turns}$
- 我们取 $N_p = 22\text{ Turns}$ 。

计算副边匝数 (Ns):

· $N_s = N_p / n = 22/4=5.5$, 这不是整数, 需要重新调整一下, 如果取 $N_p = 20$, 则 $N_p=5$

注: 实际 G300-48V 的变压器参数如下: 磁芯 PQ32/25, $N_p=21T$, $N_s=5T$, $L_p=300\mu H$, 这个数值与我们计算的结果基本吻合。

2. 计算谐振电感 L_s (以 G300 为例)

同样的, 我们采用电感 AP 工程经验公式 (注意, 电感的 AP 与变压器的 AP 公式不同), 谐振电感可以选用铁氧体磁芯, 也可以选用合金粉芯磁环。

$$AP = \left(\frac{L \cdot I_{pk} \cdot I_{rms}}{B_{max} \cdot K_u \cdot J} \right) \times 10^4 \text{ (单位: cm}^4\text{)}$$

K_u : 铁氧体磁芯绕制取 0.5~0.7, 铁粉芯磁环绕制取 0.3~0.5

J : 取 200~400A/cm², 越小铜线温升越小, 但是体积加大

B_{max} : 铁氧体取 0.2~0.3T, 铁粉芯 0.8~1.2, 具体要查手册

前面算得 $L_s=50\mu H$, $I_{pk}=3.0A$, 带入 AP 公式,

$$AP=5 \cdot 3.0 \cdot 2.3 / (0.3 \cdot 0.5 \cdot 300) = 0.76 \text{ cm}^4$$

PQ2620 的 AP 值是 0.72 cm⁴, 基本符合这个要求, 实际上 G300 的谐振电感就是 PQ2620。

磁芯材质、铜线线径、匝数、气隙这些细节参数详见其他文档