
半桥LLC谐振变换器设计与仿真

2012.01.10

1 谐振变换器技术

2 LLC变换器的工作原理

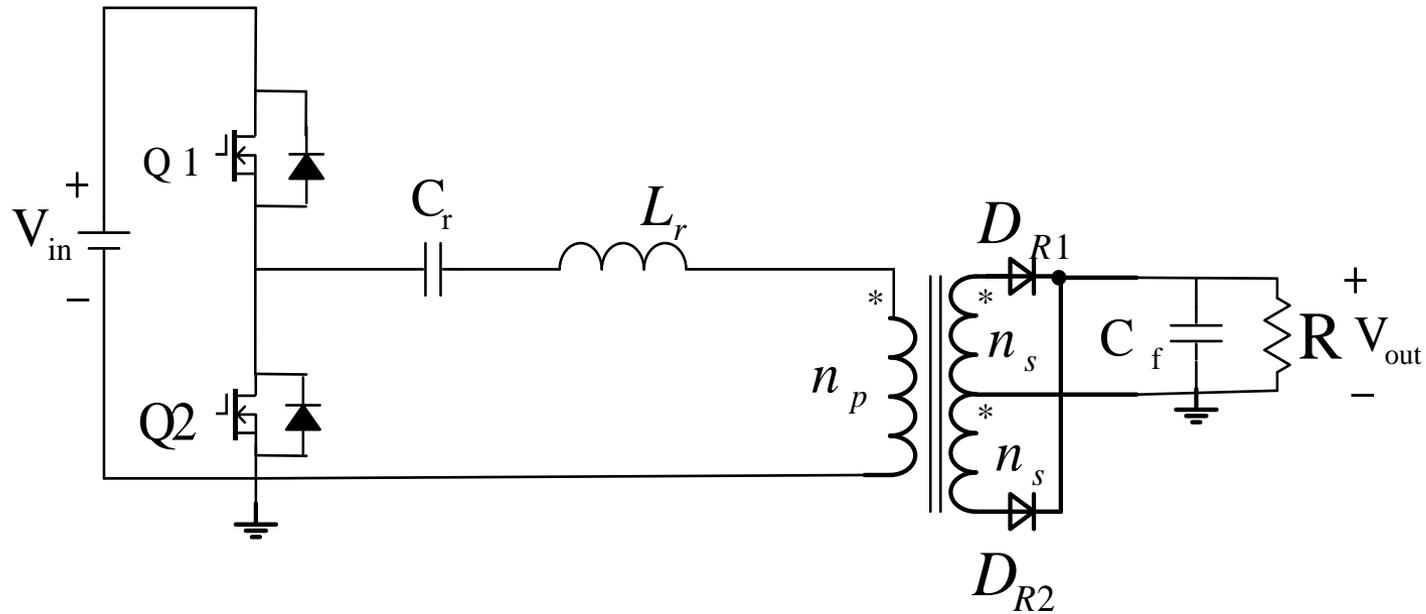
3 Saber仿真结果分析

1 谐振变换器技术

谐振变换器之所以得到重视和研究，是因为在谐振时电流或电压周期性过零，利用这一点实现软开关，可以降低开关损耗，提高功率变换器的效率。

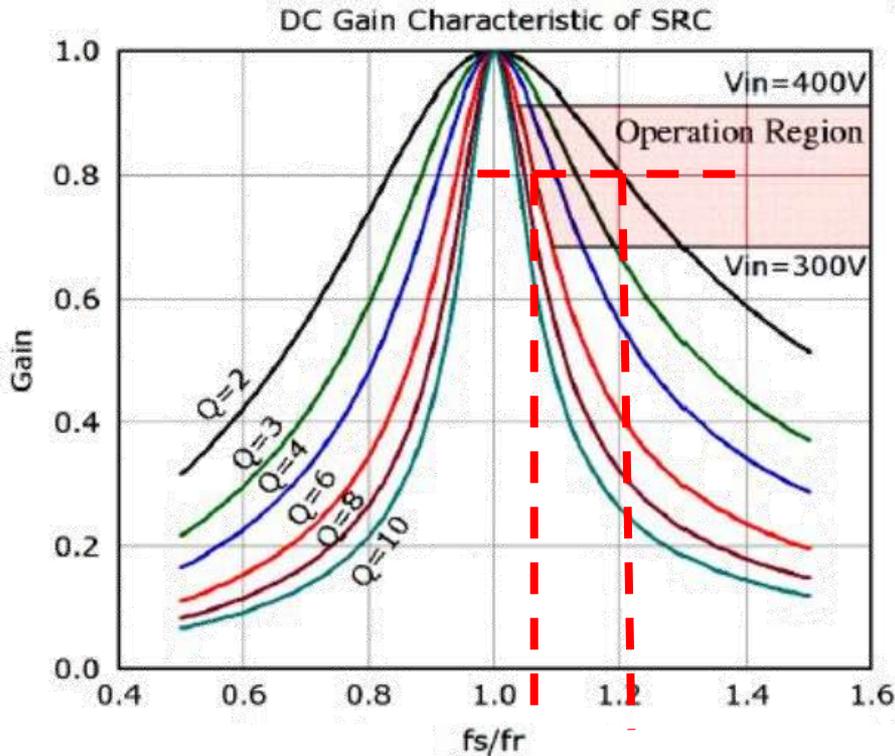
谐振功率变化器有以下三种：SRC（Series Resonance Circuit）、PRC（Parallel Resonance Circuit）、SPRC（Series-Parallel Resonance Circuit，又称LLC）。

1.1 SRC（串联谐振电路）



电路中电感与电容串联，形成一个串联谐振腔。这个谐振腔的阻抗与负载串联，则由于其串联分压作用，增益总是小于1。谐振腔的阻抗与频率有关，在其谐振频率 f_r 下阻抗最小，此时的增益也最大。

SRC的直流特性曲线



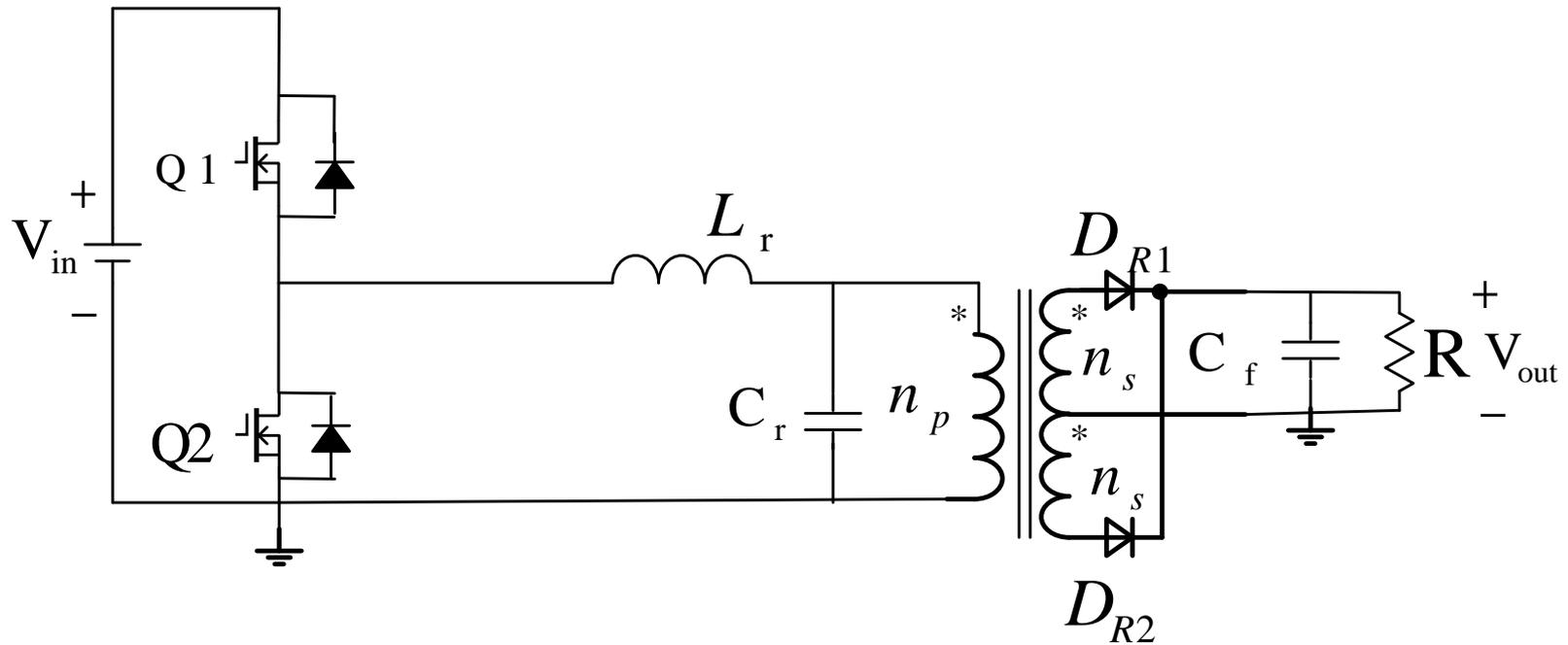
根据电路的直流特性可知：

- ① $f_s > f_r$ 时, 开关管 $Q \rightarrow ZVS$;
- ② 轻载时, f_s 要变化很大才能保证输出电压不变;
- ③ V_{in} 增大时, f_s 增大, 使输出电压保持不变。

此时谐振腔的阻抗也增大, 则谐振腔内有很高的能量在循环, 而并没有把这些能量供给负载, 并且使半导体器件的应力增大。

因此, 串联谐振变换器存在一些不利因素: 轻载调整率高、高的谐振能量、高输入电压时较大的关断电流。

1.2 PRC (并联谐振电路)

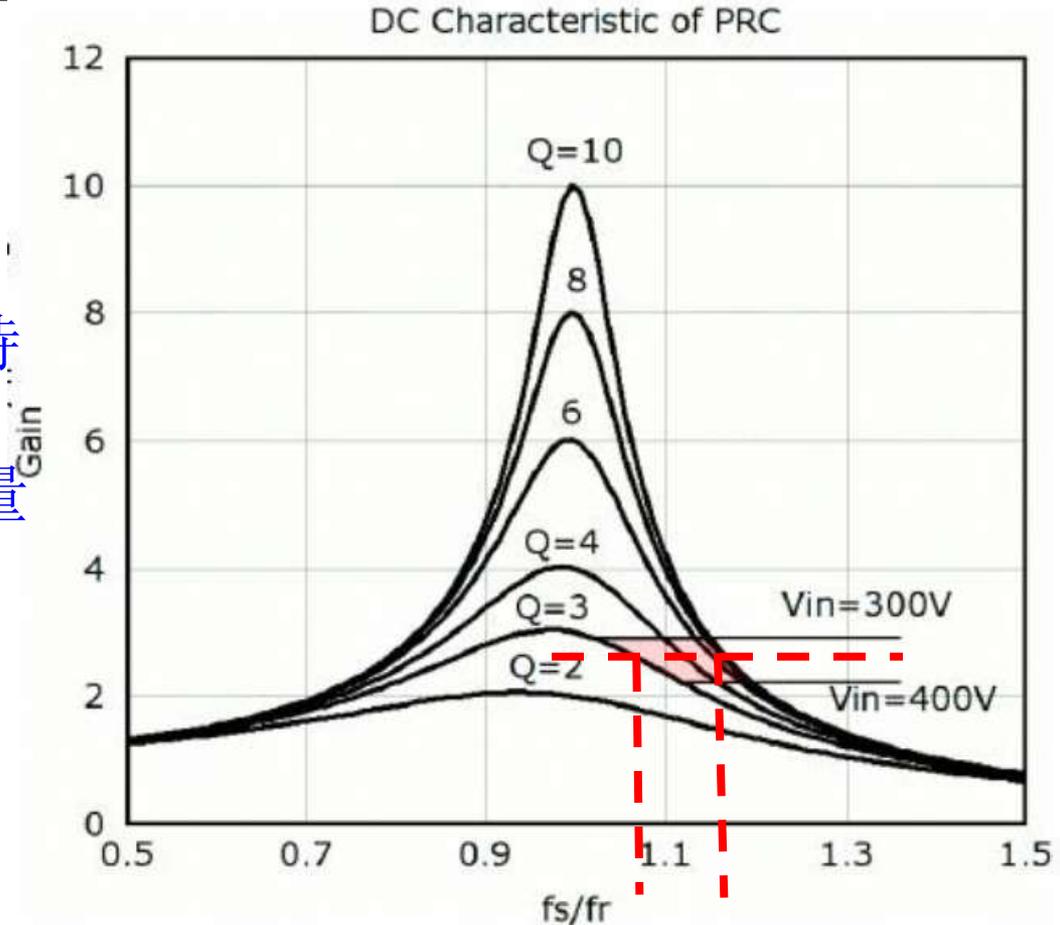


PRC的直流特性曲线

根据其直流特性可知：

- ① $f_s > f_r$ 时，实现软开关；
- ② 轻载时， f_s 并不要变化很大来维持输出电压不变；
- ③ V_{in} 增大时， f_s 增大来维持输出电压不变。

此时谐振腔内循环的能量依然很大，即使是在轻载的条件下，由于负载与电容并联，仍然有一个比较小的串联阻抗。

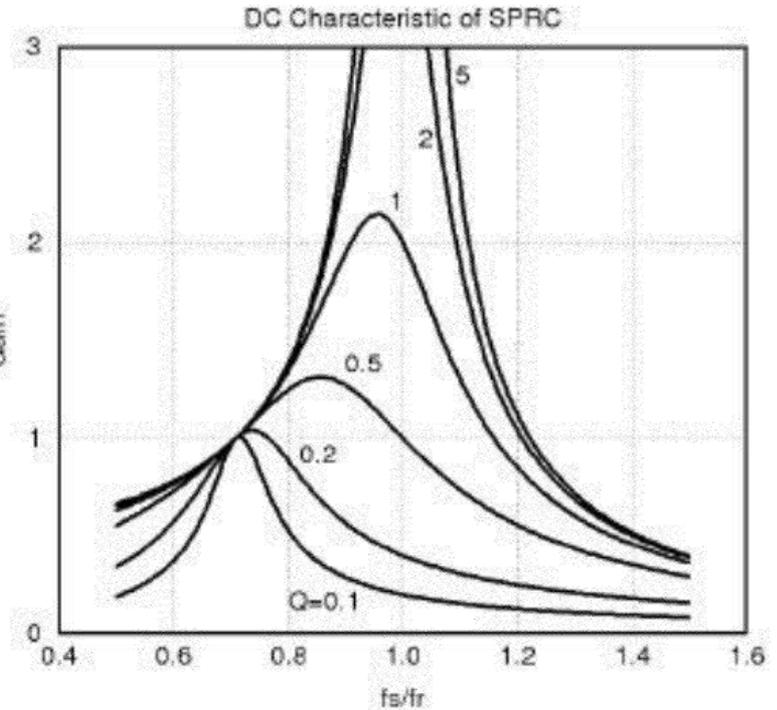
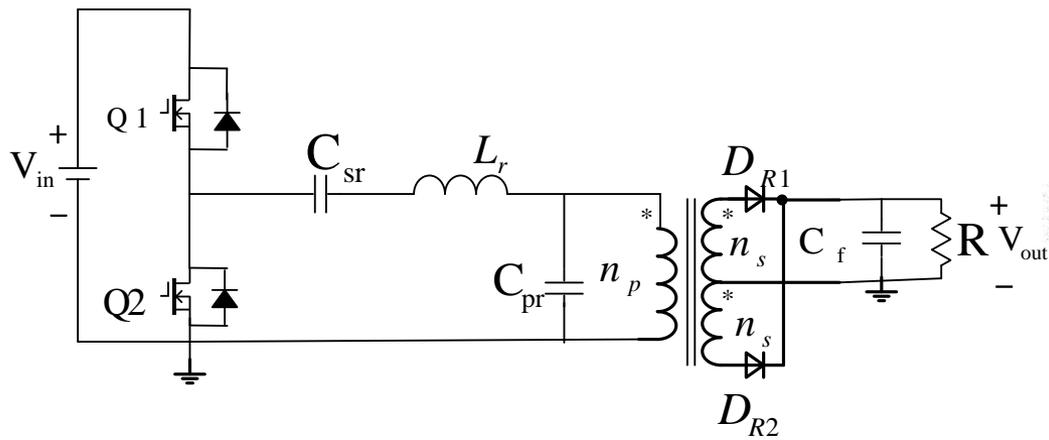


与SRC相比，PRC优点：在轻载时，频率变化不大即可保证输出电压不变。

PRC的缺点：高的谐振能量、高输入电压时关断电流较大引起较大的关断损耗。

1.3 SPRC (串并联谐振电路)

串并联谐振电路有两种形式。



LCC形式

对于LCC电路，存在两个谐振频率：

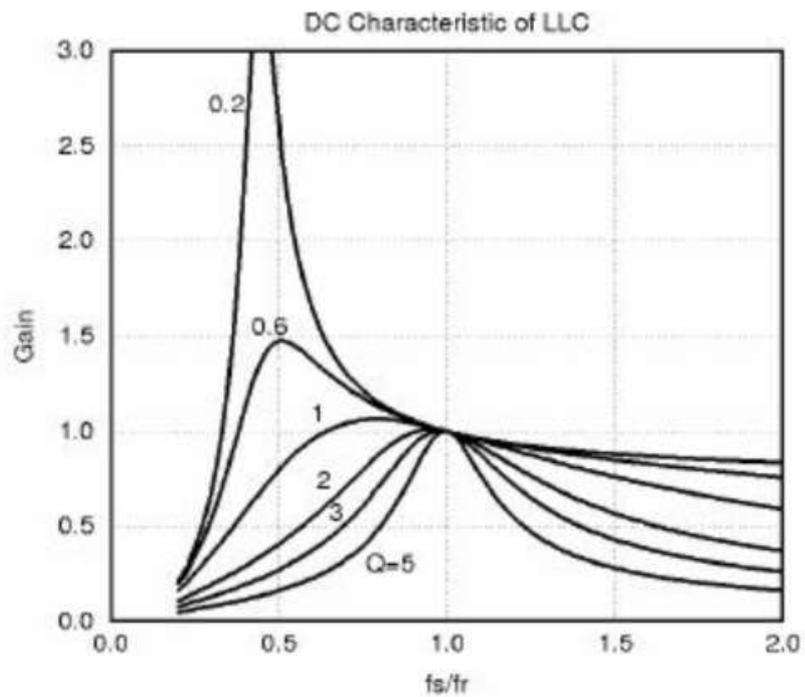
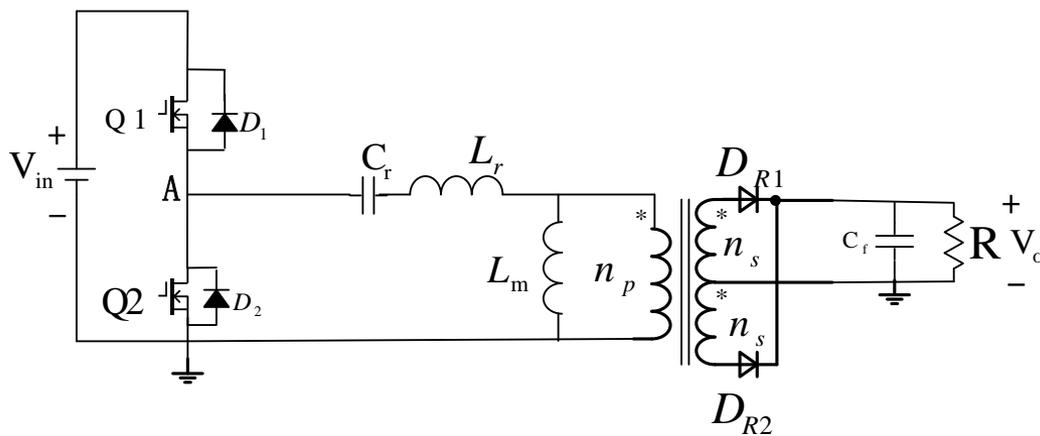
$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_{sr}}}$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r (C_{sr} // C_{pr})}}$$

显然， $f_{r2} < f_{r1}$ 。由直流特性曲线可知：

- ① 当 $f_{r2} < f_s < f_{r1}$ 时，MOSFET工作在ZCS区域，对于MOSFET而言，ZVS模式下开关损耗较ZCS模式要小；
- ② 为了满足ZVS， $f_s > f_{r1}$ ，这样低频谐振点没有利用。

从这个方案可以看出，可以利用双谐振网络来实现ZVS，如果将LCC的直流特性左右翻转，那么低频谐振点就可以利用上。因此，出现了特性较好的谐振变换器LLC结构。



LLC形式

对于LLC电路，存在两个谐振频率：

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

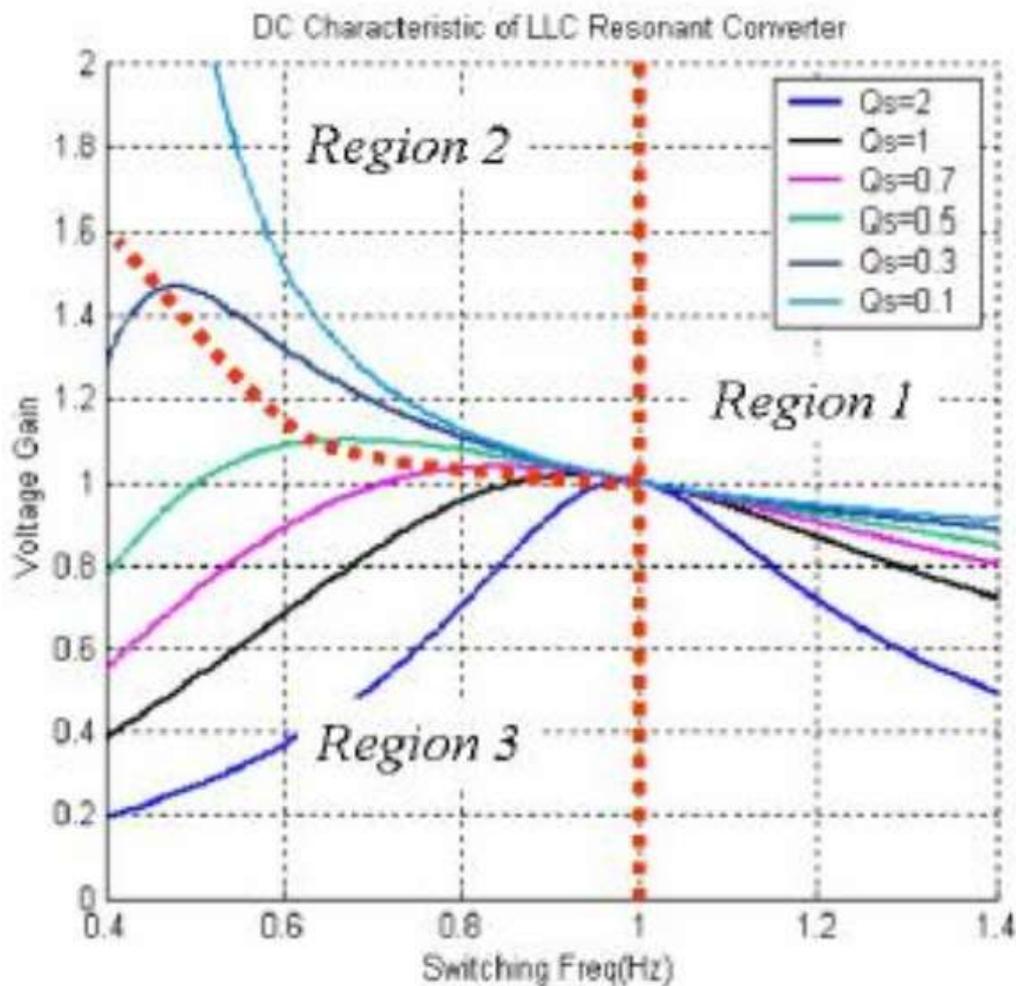
$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}}$$

显然， $f_{r1} > f_{r2}$ 。由直流特性曲线可知：

- ① 当 $f_s > f_{r2}$ 时，MOSFET工作在ZVS区域，对于MOSFET而言，ZVS模式下开关损耗较ZCS模式要小；
- ② 在轻载时，LLC谐振变换器的开关频率变化很小，即使在空载时它也具备零电压开关能力。

2 LLC变换器的工作原理

2.1 LLC变换器的模态分析

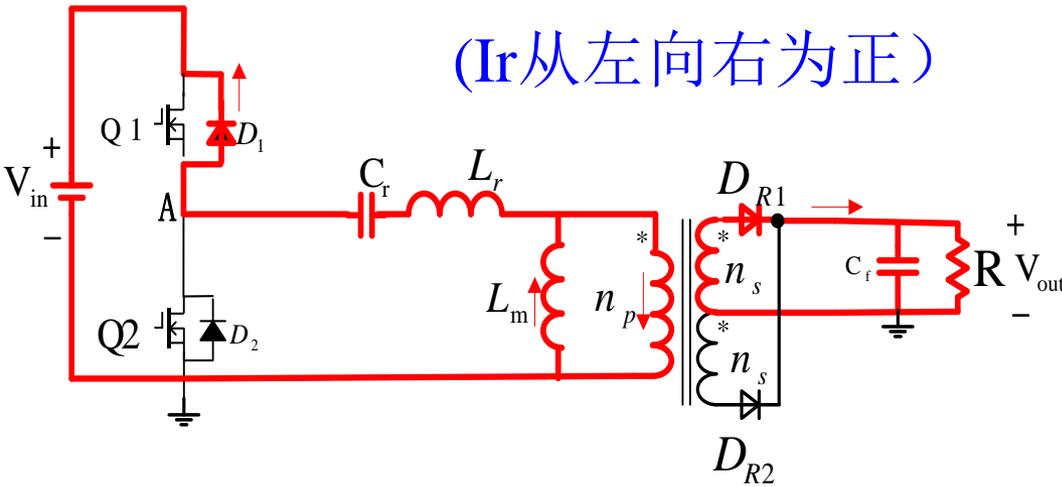


根据LLC谐振变换器的直流增益特性可以将其分为三个工作区域。

通常将LLC谐振变换器设计工作在区域1和2，工作区域3是ZCS工作区。对于MOSFET而言，ZVS模式的开关损耗比ZCS模式的开关损耗要小。

2.1.1 工作区域2($fr_2 < f < fr_1$)

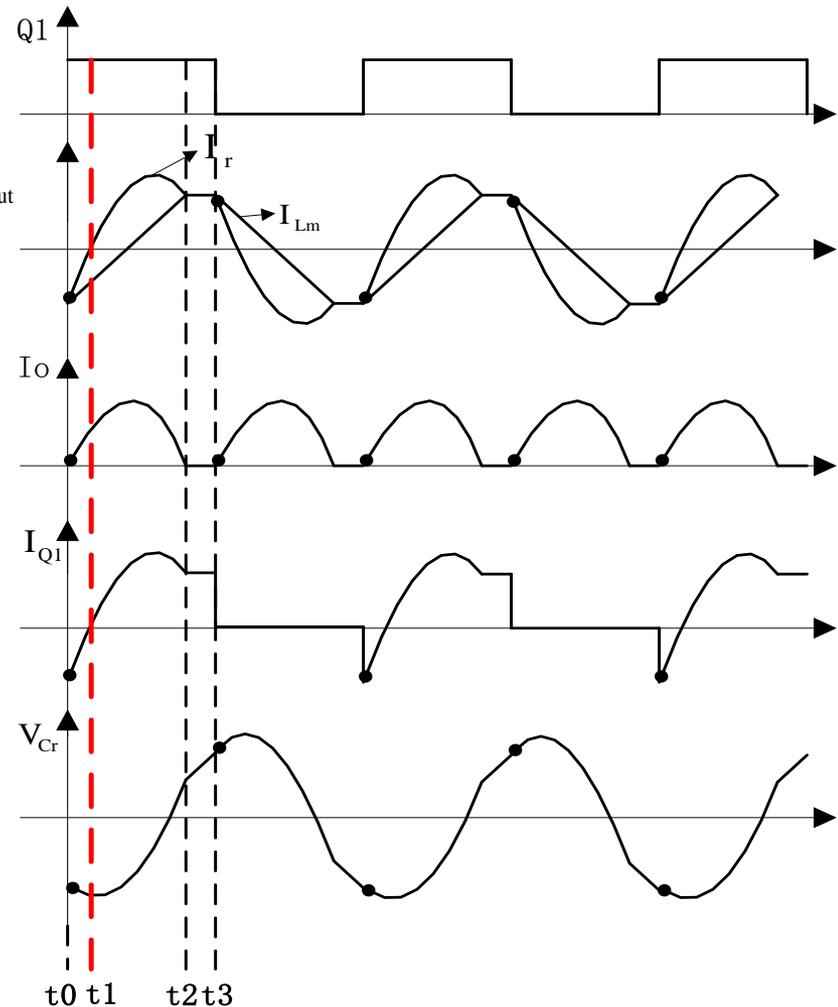
模态1



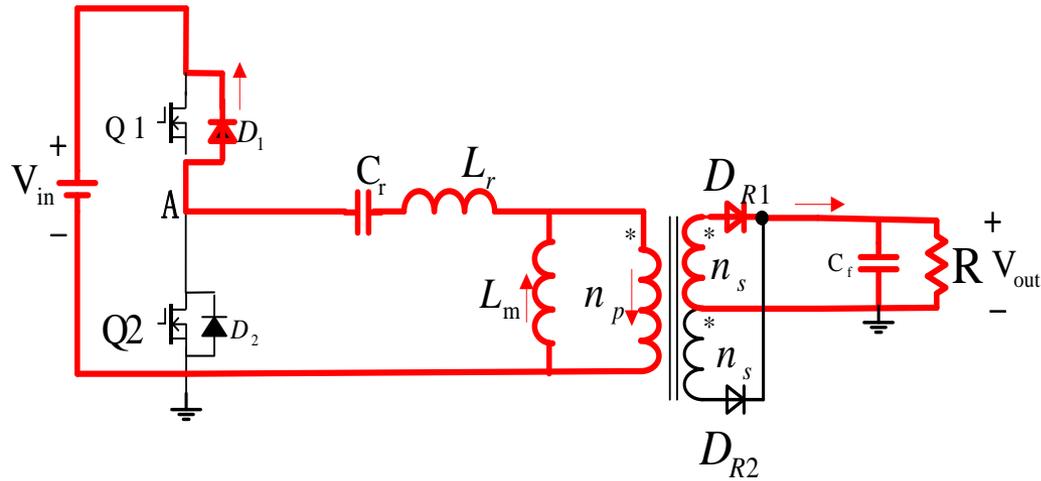
① M1: ($t_0 < t < t_1$)

t_0 时刻, Q_2 恰好关断, 谐振电流 $I_r < 0$, $I_{DR1} = 0$ 。 I_r 流经 D_1 , 使 $V_{Q1} = 0$, 为 Q_1 ZVS 开通创造条件。

在这个过程中, PWM 信号加在 Q_1 上使其 ZVS 开通。

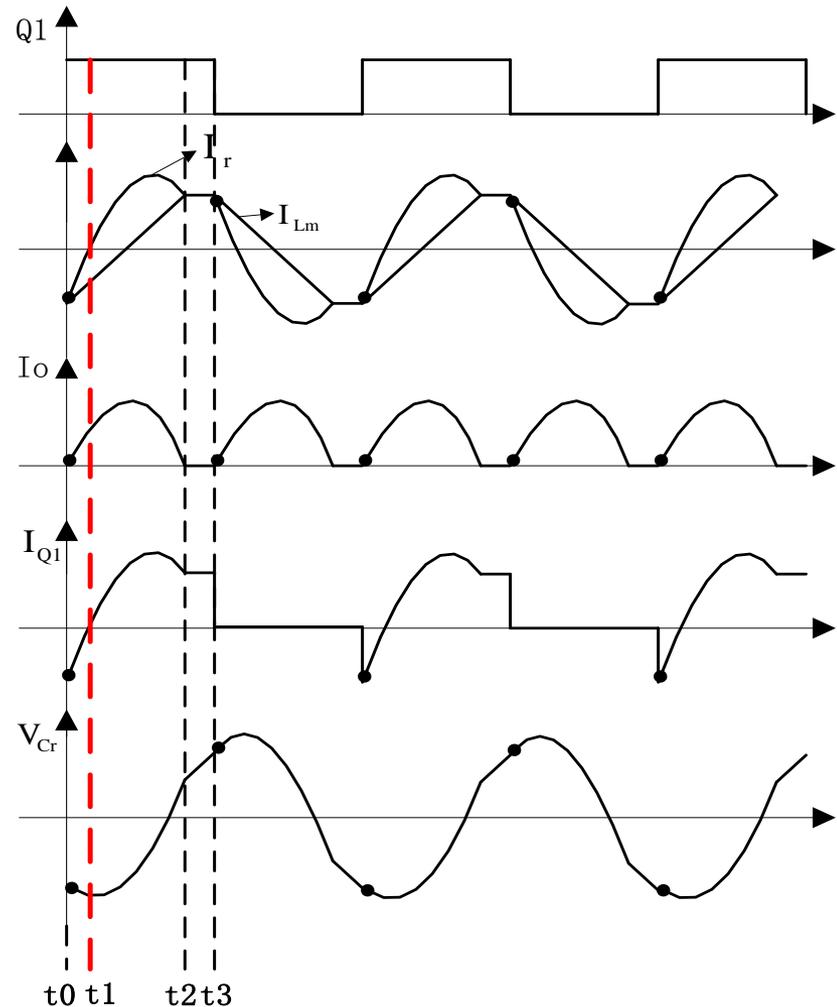


工作区域2——模态1

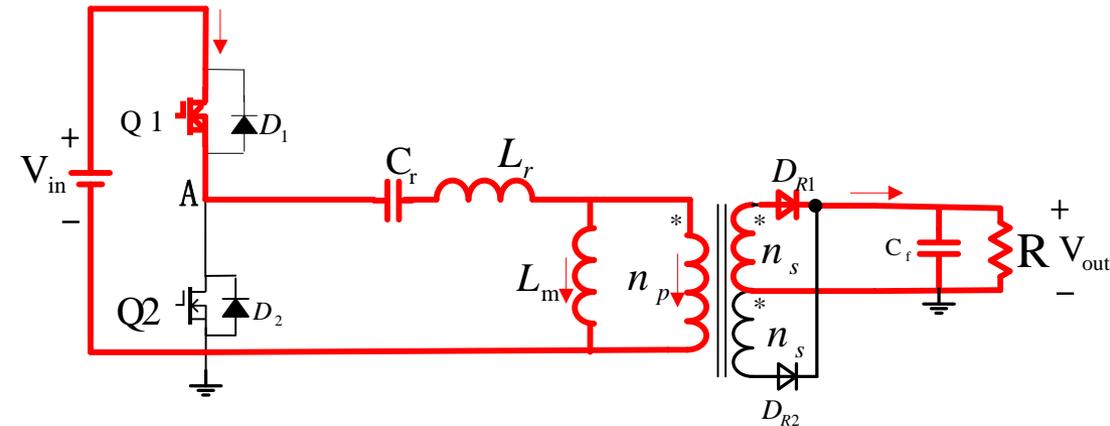


① M1: ($t_0 < t < t_1$)

这时 V_{in} 加在谐振腔上， I_r 增大到 0，在这个过程中，由电磁感应定律知，同名端为“+”，副边 D_{R1} 导通，此时副边电压即为输出电压。反推过去，原边电压即为恒定值（ $n_p \cdot V_o / n_s$ ），则 L_m 处于恒压储能状态，其电流线性上升。

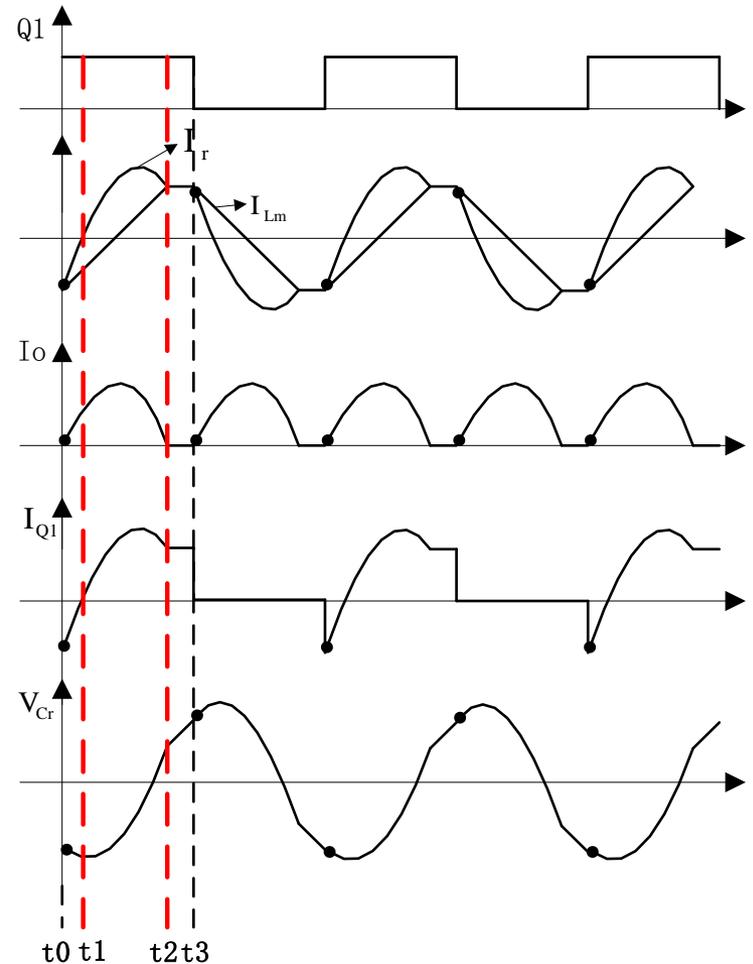


工作区域2——模态2

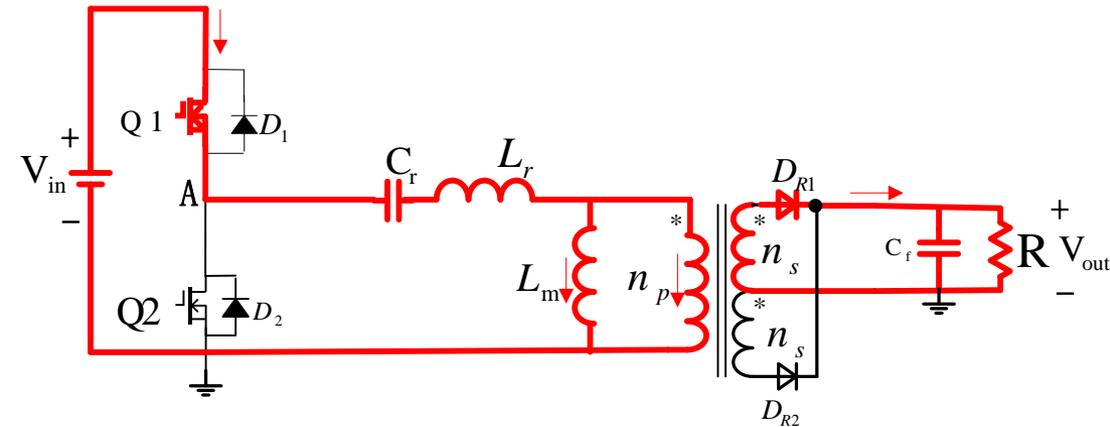


② M2: ($t_1 < t < t_2$)

$t_0 \sim t_1$ 时段，Q1 已经 ON。谐振电流 I_r 从 0 开始以近似正弦规律增大，副边 DR1 依然导通，副边电压即为输出电压，那么原边电压是恒定值 ($n_p \cdot V_o / n_s$)，那么电流 I_{lm} 线性上升。



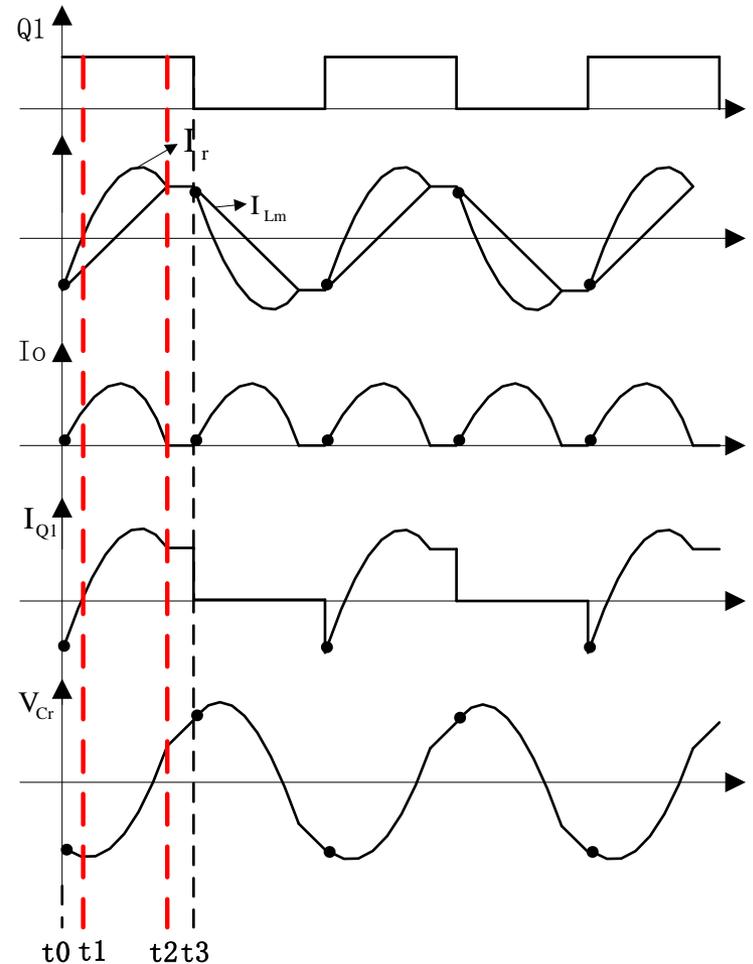
工作区域2——模态2



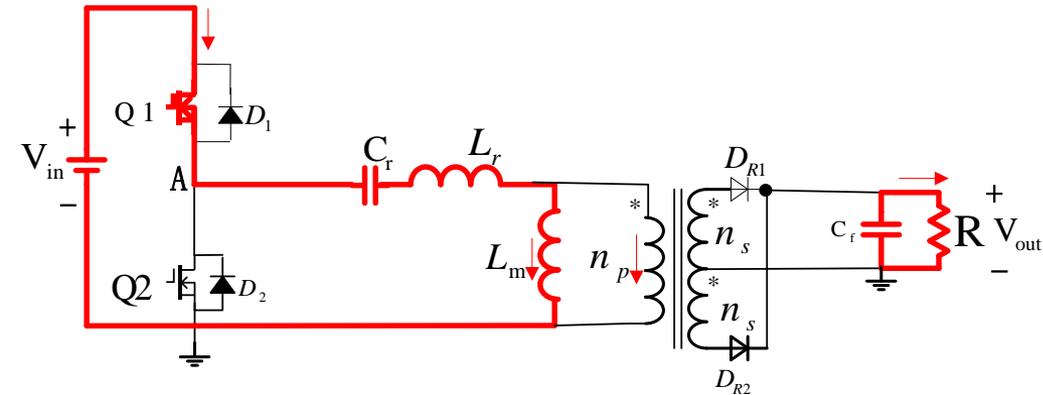
② M2: ($t_1 < t < t_2$)

此时工作在串联谐振状态，即 L_r 与 C_r 串联谐振， L_m 上电压由于被箝位而只作为负载不参与谐振。

在这个时段里，有 $I_r = I_{lm} + I_{np}$ 。
在 t_2 时刻， $I_r = I_{lm}$ 。



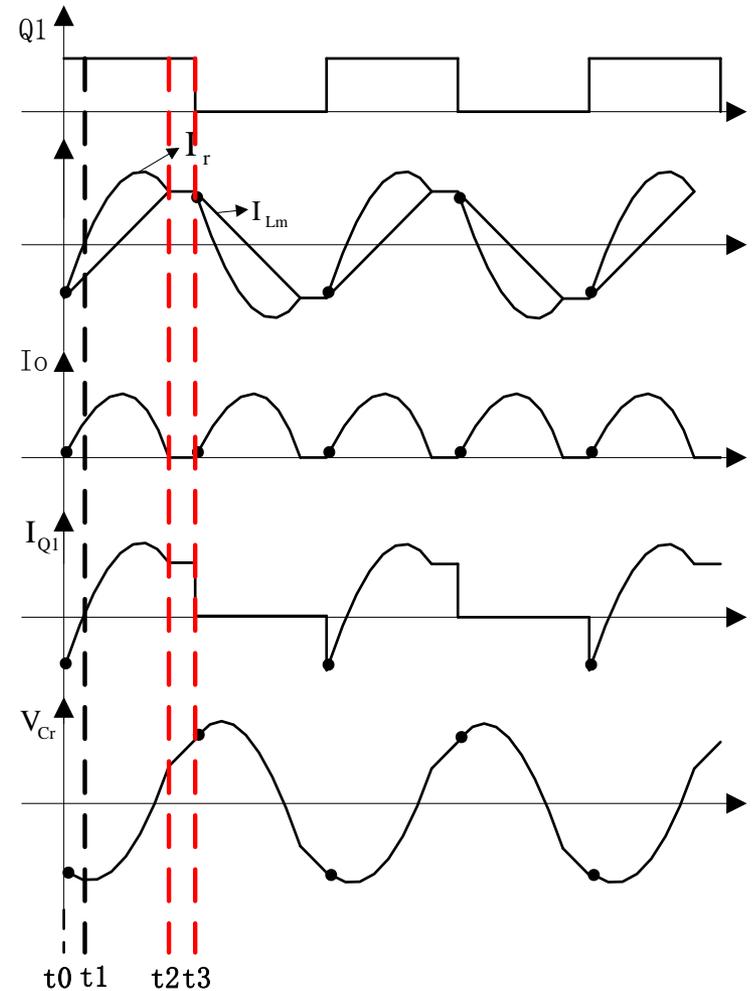
工作区域2——模态3



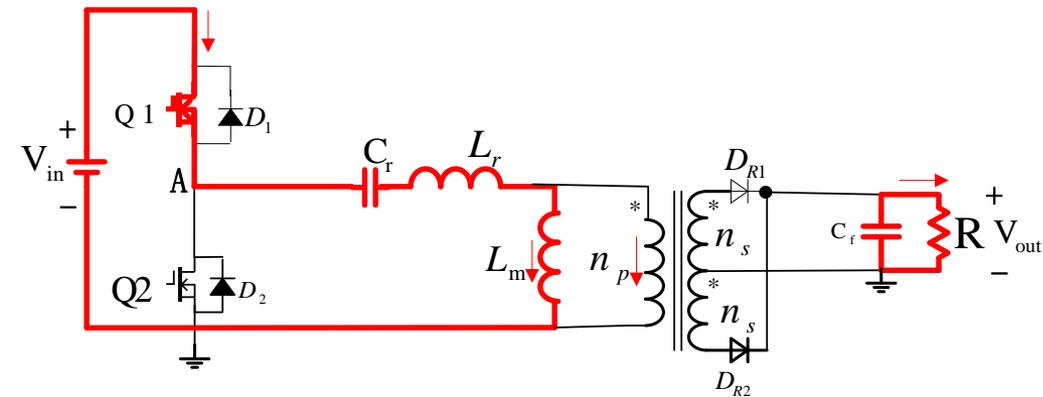
③ M3:($t_2 < t < t_3$)

t_2 时刻， $I_{np}=0$ ，则副边电流也为0，即DR1ZCS关断，不存在反向恢复的问题。在这个时段，Q1依然导通。这时 (L_r+L_m) 与 C_r 形成串联谐振，由于时间较短，而且 (L_m+L_r) 也很大，认为电流保持不变， $I_r=I_{lm}$ 。

在 t_3 时刻，Q1关断，电流 I_r （大于0）为ZVS开通Q2创造条件。

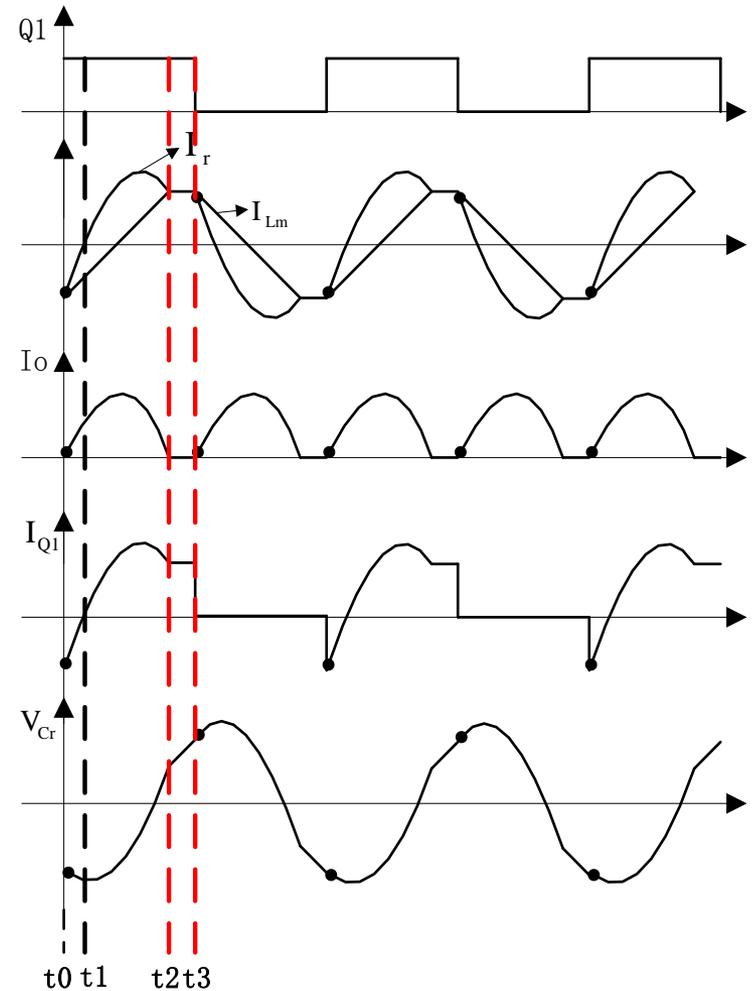


工作区域2——模态3



从这个模态可知，MOSFET的关断电流即为激磁电流，通过变压器的合理设计，使激磁电流比负载电流小的多，那么可以降低开关损耗。

同时可知，ZVS开通是由于激磁电流所得，此时原副边断开，与负载电流无关，那么即使在零电流负载的条件下也能实现ZVS开通。



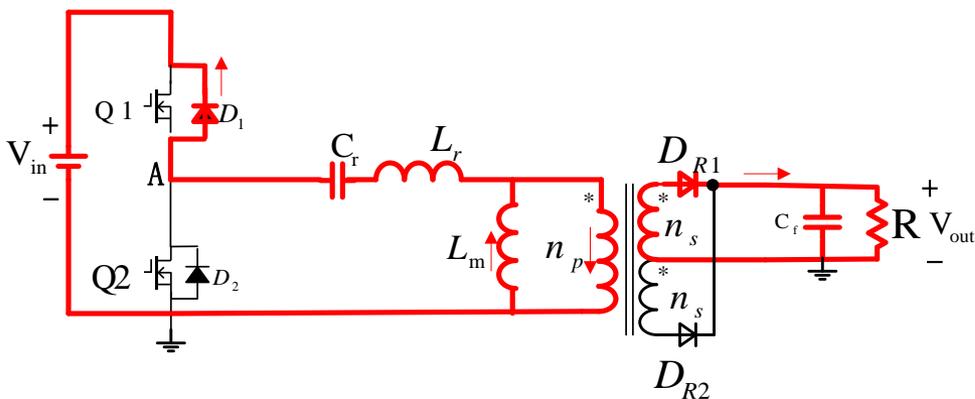
工作区域2——模态4

在下半个周期，其模态与上半个周期一样。

- (1)在 t_3 时，Q1关断了，激磁电流流经 $D_2 \rightarrow C_r \rightarrow L_r \rightarrow L_m$ 形成回路，电流在减小；
- (2)由电磁感应定律知，同名端为“-”，副边 D_{R2} 导通，此时副边电压为 $-V_o$ ，原边电压为 $-(n_p * V_o / n_s)$ ；
- (3)电感 L_m 上的电流线性下降到0之前，将Q2开通，即实现了ZVS开通。而 I_r 的电流已正弦规律下降（这时是 L_r 与 C_r 谐振）。
- (4)然后同样的，达到，进入 $L_r + L_m$ 与 C_r 谐振阶段，直到Q2关断，那么将进入下一个周期。

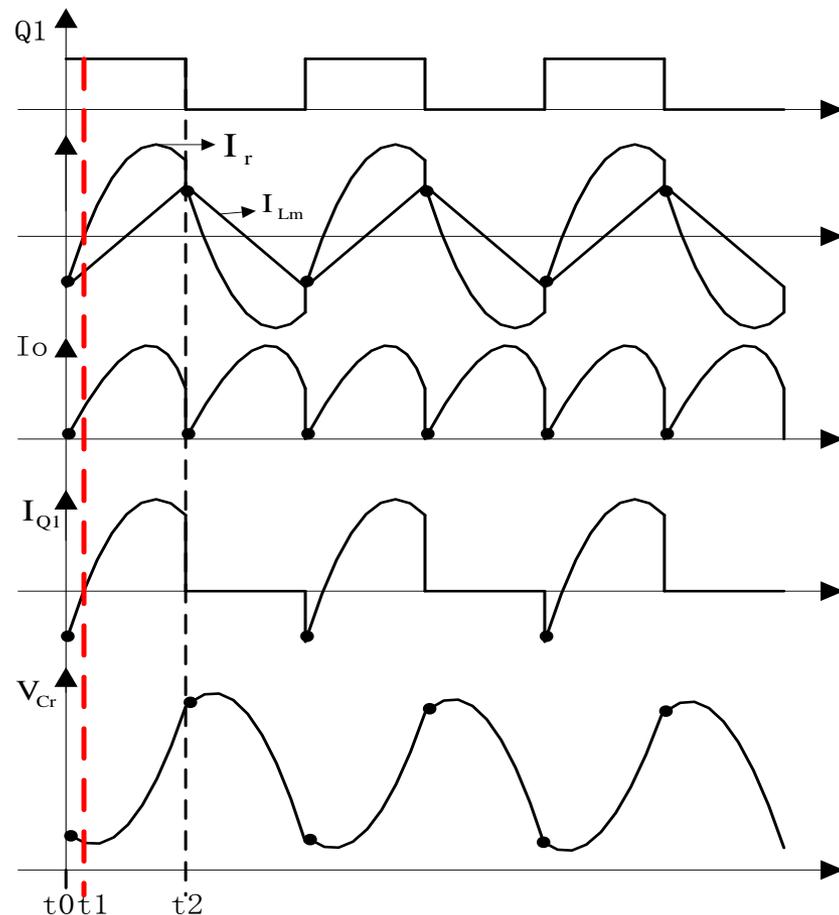
2.1.2 工作区域1 ($f > f_{r1}$)

模态1



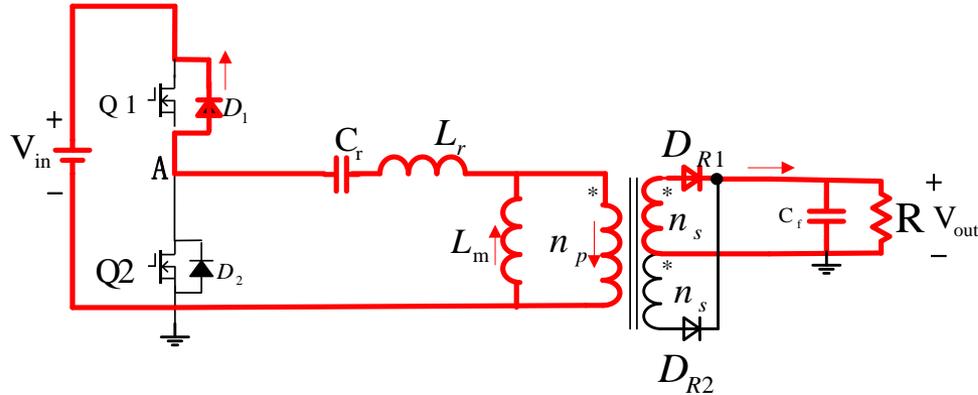
① M1 ($t_0 < t < t_1$)

t_0 时刻，Q2恰好关断，此时 L_r 的电流 $I_r < 0$ （从左向右记为正）。 I_r 流经 D_1 ，为Q1ZVS开通创造条件，并且 I_r 以正弦规律减小到0。



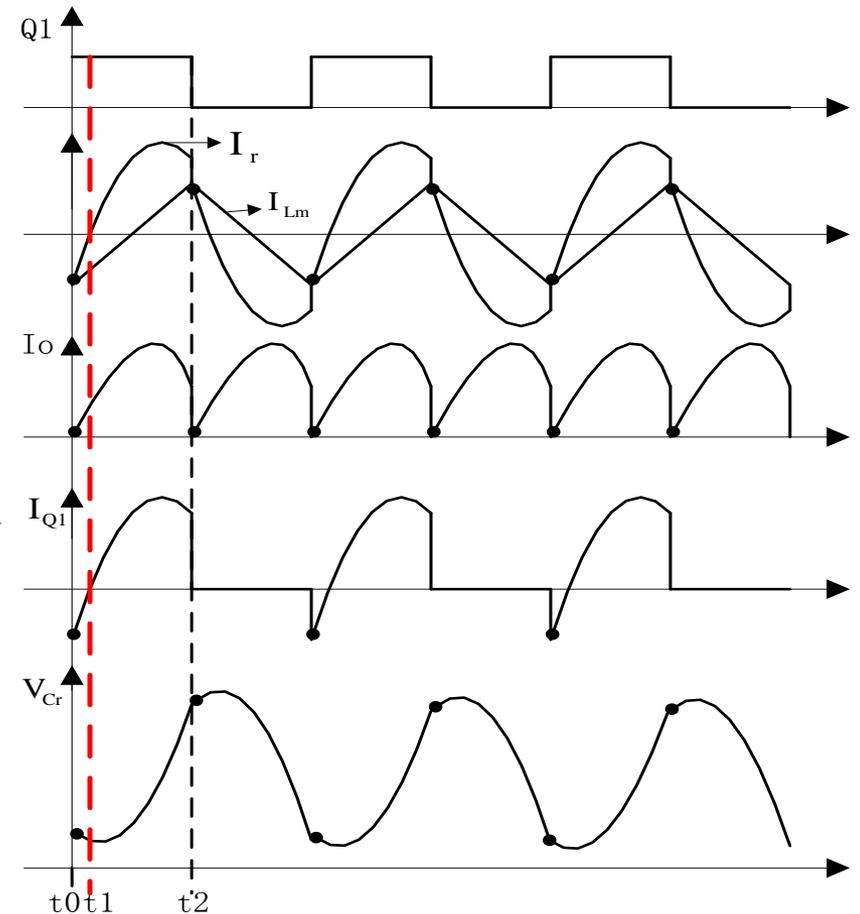
2.1.2 工作区域1 ($f > f_{r1}$)

模态1

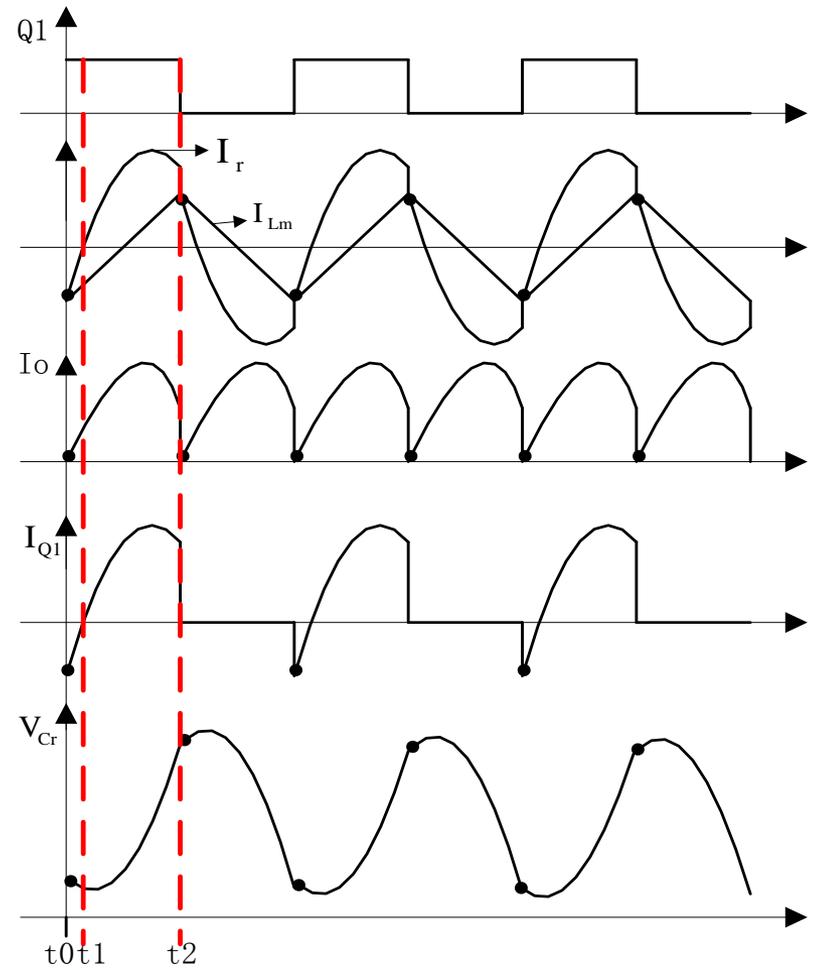
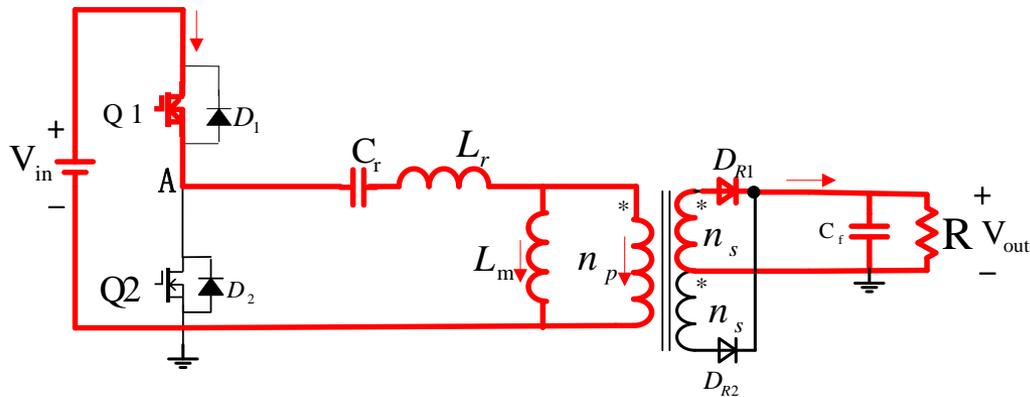


① M1($t_0 < t < t_1$)

由电磁感应定律知，副边DR1导通，副边电压即为输出电压 V_o ，则原边电压即为 $(n_p * V_o / n_s)$ ， L_m 上电压为定值， I_{lm} 线性上升到0，此时 L_r 与 C_r 谐振。在这段时间里Q1开通。



工作区域1——模态2



② M2 ($t_1 < t < t_2$)

Q1已经ON， I_r 依然以正弦规律增大， I_{lm} 依然线性上升，在 t_2 时刻，Q1关断，但 $I_r > I_{lm}$ ，在Q1关断时，副边二极管依然导通， I_{ns} 依然有电流，同时 I_r 的存在，为Q2的ZVS开通创造了条件。

工作区域1——模态3

下半个周期与上半个周期类似。

(1)在 t_2 时刻，Q1关断， I_r 电流流经D2，在这个过程中Q2开通，实现了ZVS开通，并且强制 $I_r > I_{lm}$;

(2) I_{lm} 电流开始减小，由电磁感应定律知，同名端为“-”，副边DR2导通，原边 L_m 电压恒定，其电流线性减小，直至Q2关断。

工作区域1——总结

总之，当 $f > f_{r1}$ 时，依然有ZVS开通的特点，但是整个工作过程中，**激磁电感 L_m 没有参与过谐振**，都是 L_r 与 C_r 的串联谐振，所以认为这种工作模式与串联谐振类似，具备了串联谐振的优缺点。

MOSFET关断电流为 I_r 的电流，较大，这样开关损耗也大；并且，副边整流二极管没有ZCS关断，存在反向恢复问题，同时存在损耗。比工作区域2的效率要低。

2.1.3 工作区域3 ($f < f_{r2}$)

区域3是MOSFET的ZCS工作区，因为在 $f < f_{r2}$ 时，谐振腔阻抗呈容性，电压滞后于电流。在谐振变换器中，一般不设计在这个区域，所以这里将不详细讲解。

2.2 LLC变换器的直流特性分析

2.2.1 LLC变换器直流增益特性

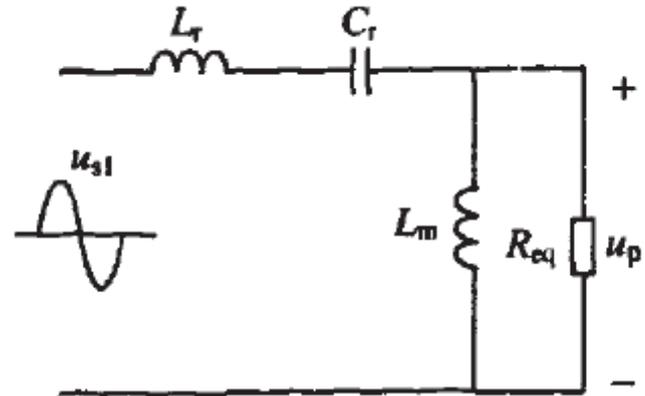
LLC的谐振网络可以等效如下图。

图中 R_{eq} 为折算到原边的负载，其值为：

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} * n^2 * R_o$$

该网络的品质因数为：

$$Q = \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$



首先计算该网络的传递函数：

$$G_{(j\omega)} = \frac{(j\omega L_m) // R_{eq}}{(j\omega L_m) // R_{eq} + \frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_r}$$
$$= \frac{-\omega^2 L_r C_r}{-\omega^2 L_r C_r - \omega^2 L_r C_r (jQ\omega\sqrt{L_r C_r} + \frac{L_r}{L_m}) + jQ\omega\sqrt{L_r C_r} + \frac{L_r}{L_m}}$$

其中 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ ， 且 $\frac{\omega}{\omega_r} = \frac{f}{f_r}$

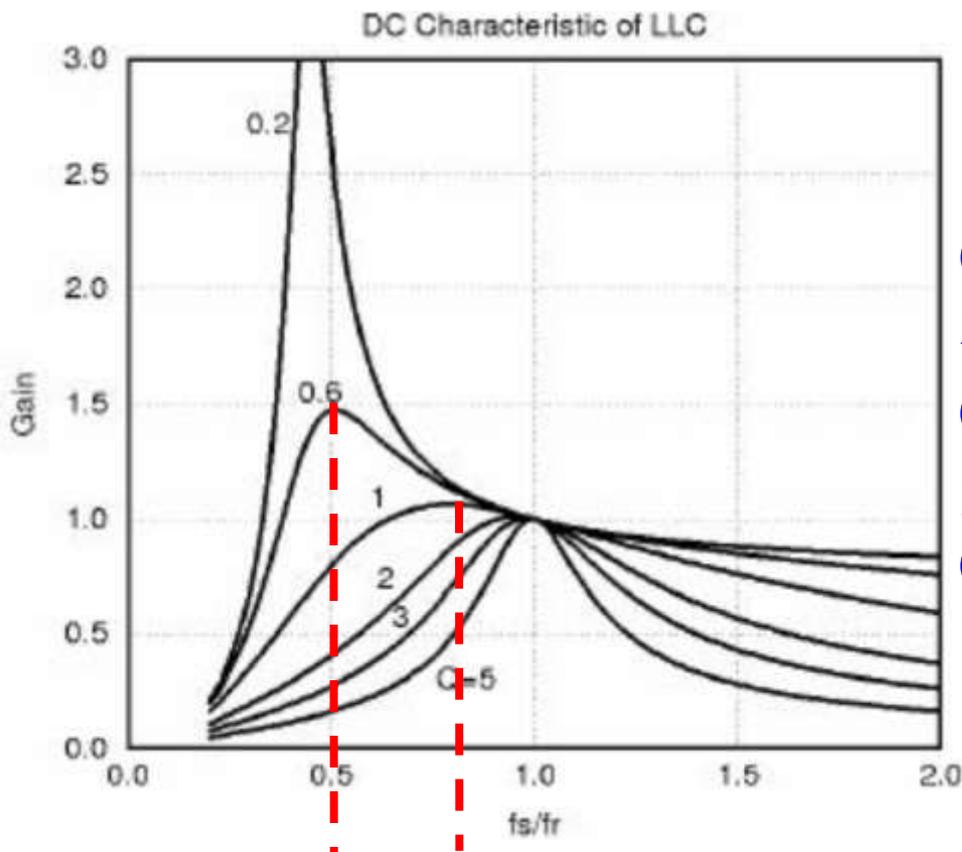
进行归一化计算：令 $k=L_r/L_m, f_n=f/f_r$ ，带入 $G(j\omega)$ 化简得：

$$G(j\omega) = \frac{-f_n^2}{-f_n^2 - f_n^2(jQf_n + k) + jQf_n + k}$$
$$= \frac{1}{1+k - k/f_n^2 + jQ(f_n - 1/f_n)}$$

因此LLC谐振变换器的输入输出直流特性记为： $M(\lambda, f_n, Q)$

$$M(\lambda, f_n, Q) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1/(2n)}{\sqrt{(1+k - \frac{k}{f_n^2})^2 + Q^2(f_n - \frac{1}{f_n})^2}}$$

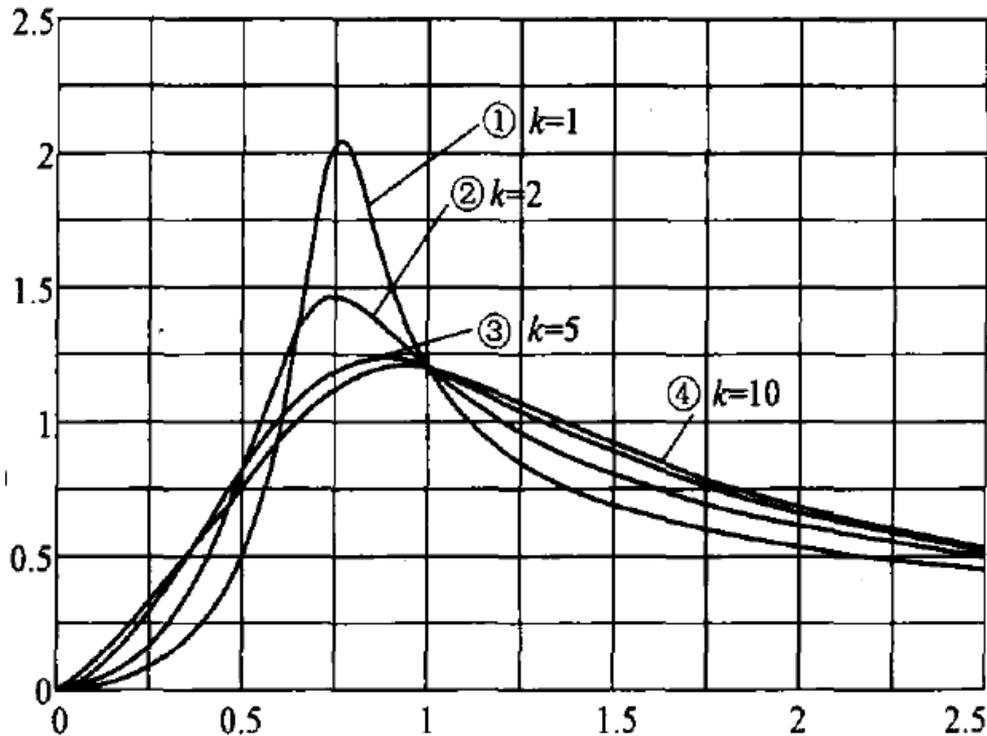
其增益特像曲线为：



- 从增益特性曲线上可以看出：
- ①当开关频率 f 在 f_r 右边时，工作在ZVS状态；
 - ②当输入电压降低，可以降低开关频率使其增益增大；
 - ③当负载加重时，谐振频率会升高。

2.2.2 $k=L_r/L_m$ 对直流增益特性的影响

不同 k 值下的直流增益曲线如下图，图中，横坐标为 fn ，纵坐标为增益 M 。

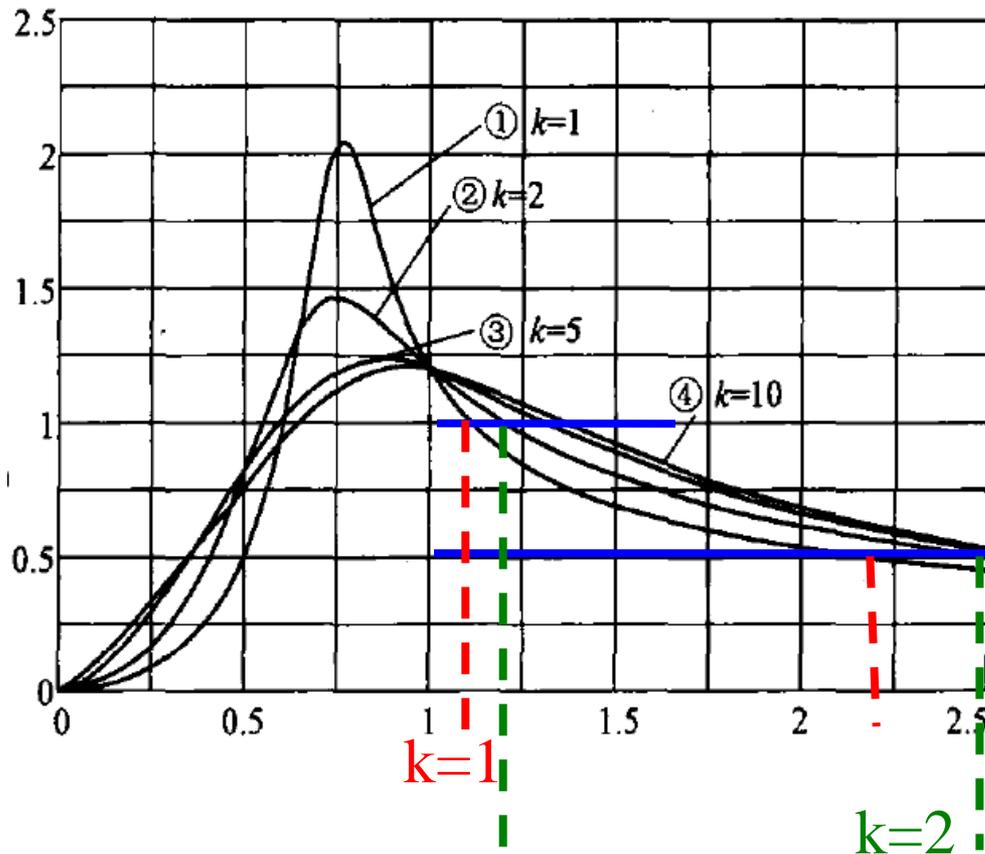


在输入输出功率一定的变换器下，匝比 n 固定，在某一个 Q 下，直流增益曲线随 k 的变化情况：

① 当 k 增大时，其最大增益值在减小，那么在低输入电压下可能达不到要求的输出电压；

2.2.2 $k=L_r/L_m$ 对直流增益特性的影响

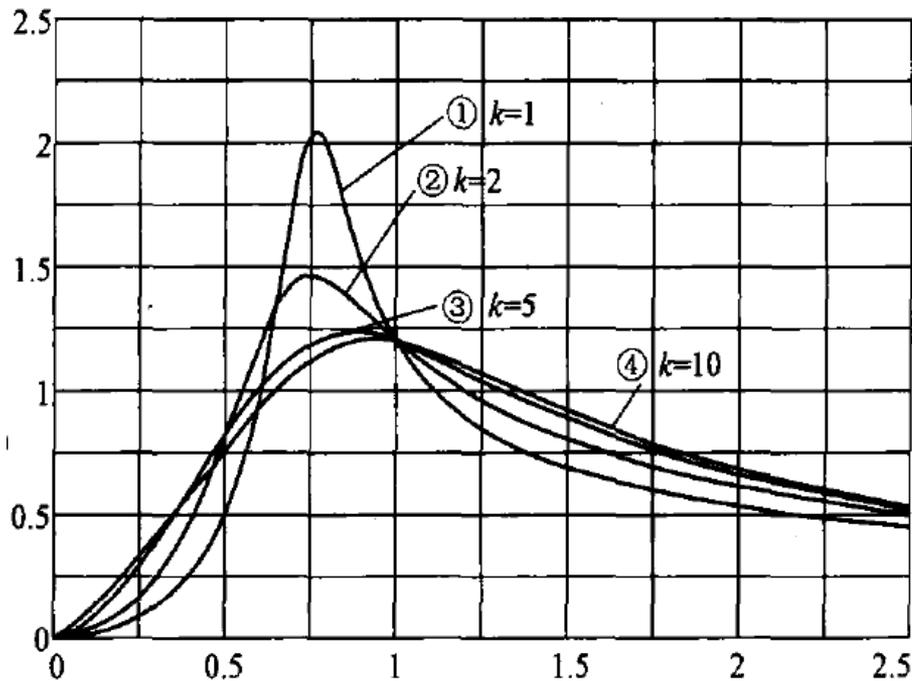
不同 k 值下的直流增益曲线如下图，图中，横坐标为 fn ，纵坐标为增益 M 。



② 档 k 增大时，在一定的电压范围内为了达到要求的输出电压，LLC变换器的工作频率范围加宽，这对磁性元件的工作不利；

2.2.2 $k=L_r/L_m$ 对直流增益特性的影响

不同 k 值下的直流增益曲线如下图，图中，横坐标为 fn ，纵坐标为增益 M 。

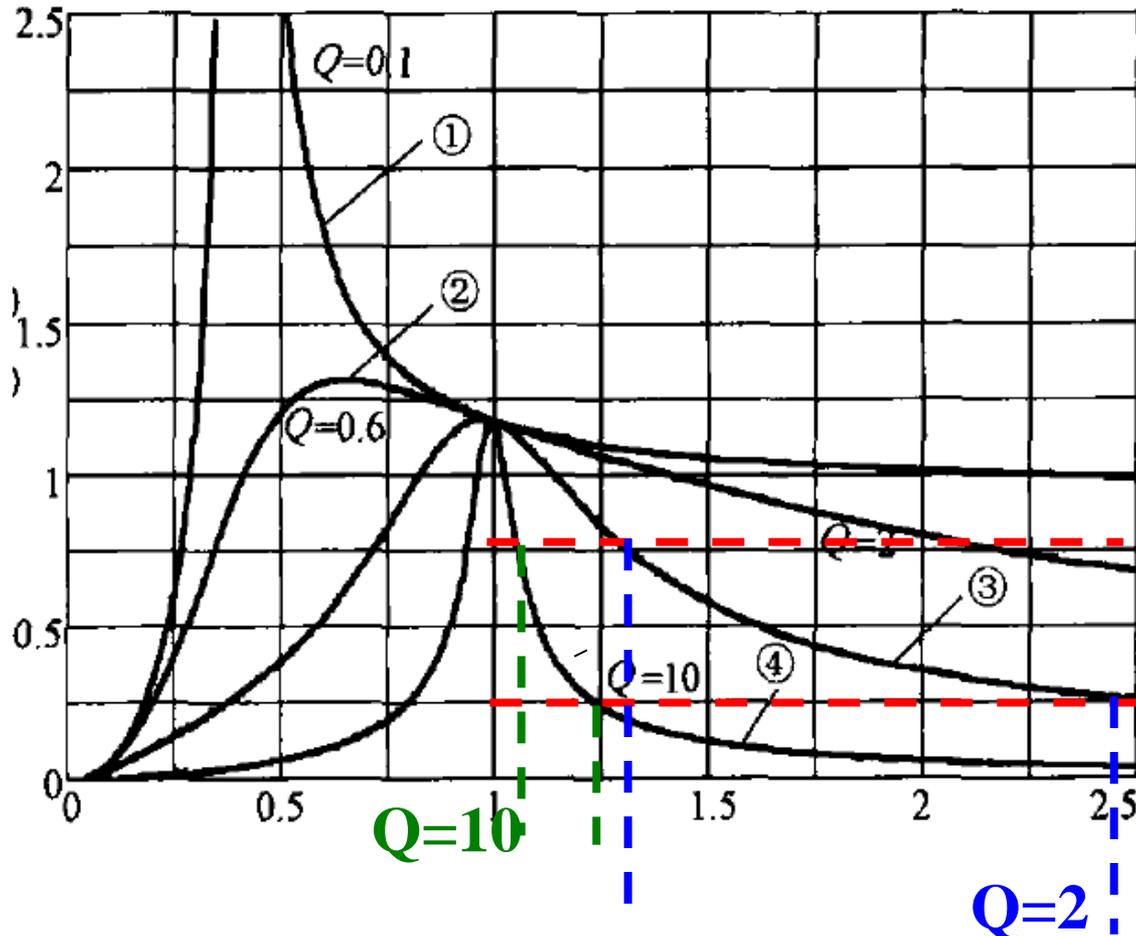


③ 当 k 减小，即 L_m 的值减小时，由于输出电压一定，那么在电感 L_m 上的电压是一个定值，由 $L_m(di/dt)=u$ 得，电流的峰值变大。而原边开关管关断时的电流即为激磁电流，那么会使关断损耗较大；但是峰值电流过小，可能会影响零电压的开通。

因此，在选择 k 值时应折中考虑。

2.1.3 Q对直流增益特性的影响

不同Q值下的直流增益曲线如下图，图中，横坐标为 f_n ，纵坐标为增益M。



对于给定的谐振变换器，在 n 和 k 选定后，当 Q 值越大，其工作频率的变化范围就越窄（在 $f_{r2} < f < f_{r1}$ 的工作模式下），这样有助于磁性元件的工作。

3 Saber仿真结果分析

3.1 电路参数

根据LLC谐振变换器的工作原理的分析，我们在实际应用中通常使其工作在区域2 ($f_{r1} < f < f_{r2}$)。用Saber仿真时电路的参数如下：

输入电压 $V_{in}=400V$ ；

输出电压 $V_o=24V$ ；

输出功率 $P_o=300W$ ；

$L_r=68\mu H$ ；

$C_r=46nF$ ；

$L_m=408\mu H$ ；

匝比 $n=8.3$ ；

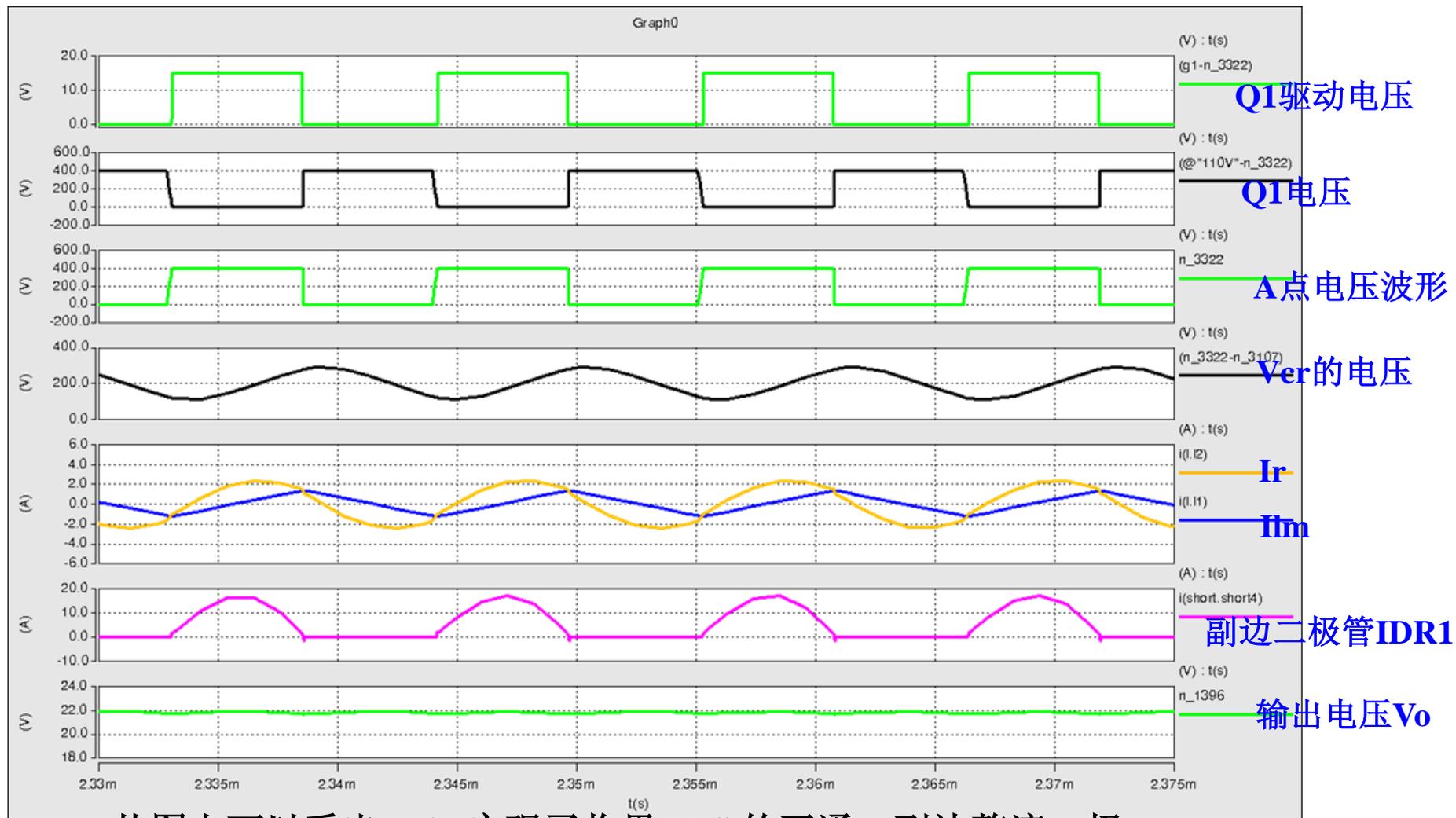
$C_f=600\mu F$ ；

负载电阻 $R=2\Omega$ ；

开关频率 $f_s=90KHZ$ 。

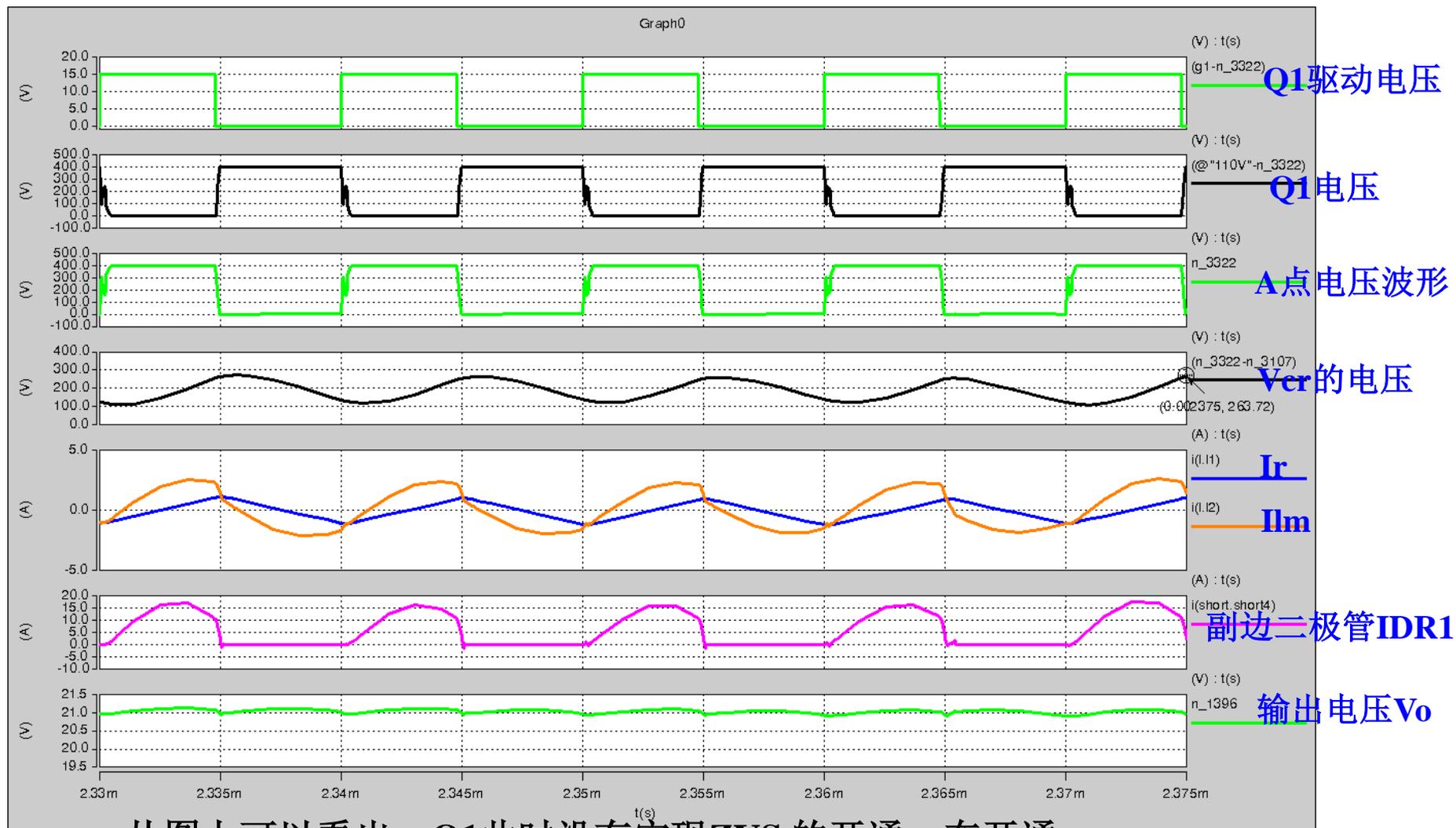
3.2 仿真波形

3.2.1 $f=f_{r1}$ 的工作波形



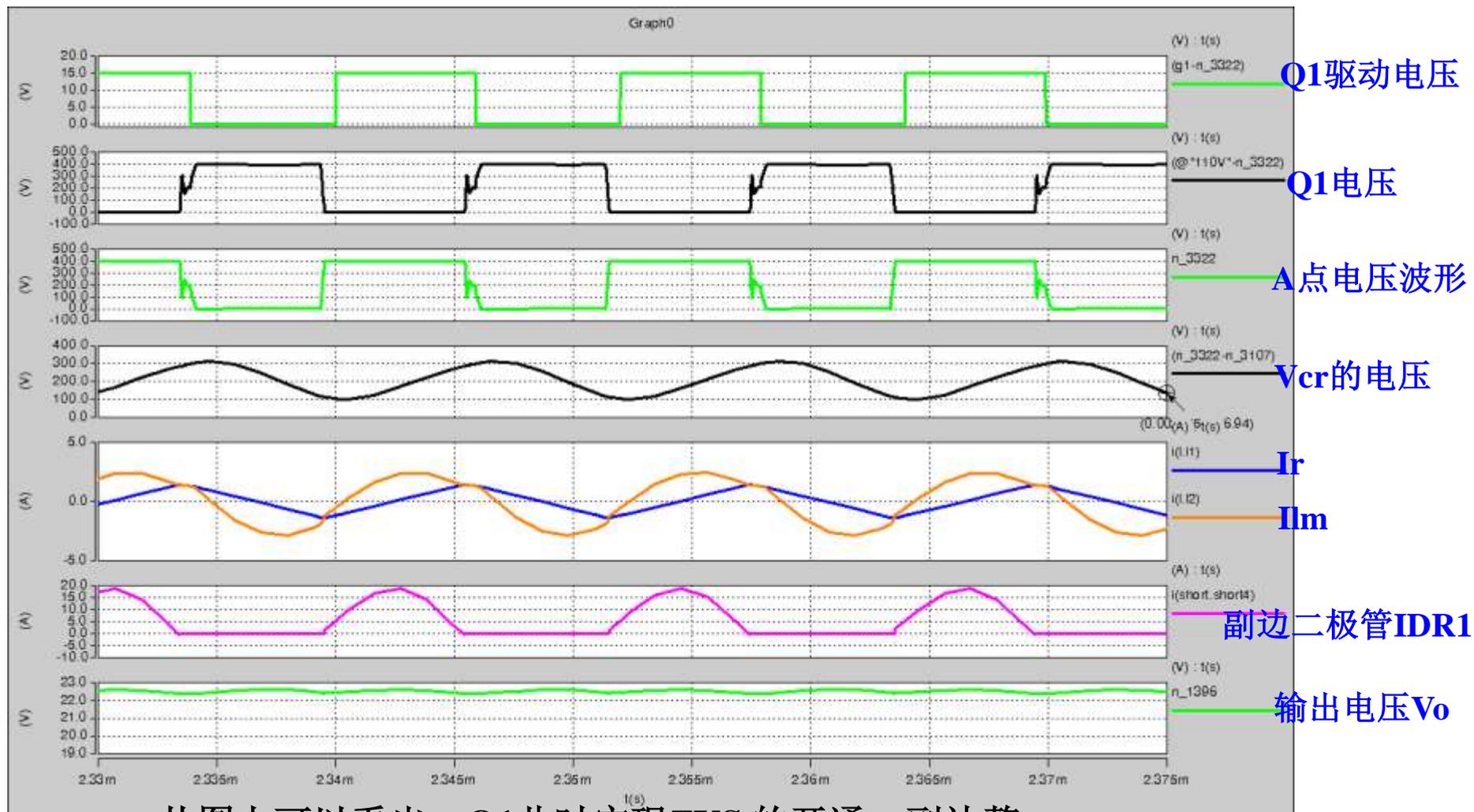
从图上可以看出，Q1实现了临界ZVS的开通，副边整流二极管临界ZCS关断。

3.2.2 $f > f_{r1}$ 的工作波形



从图上可以看出，Q1此时没有实现ZVS的开通，在开通时，有200多伏的电压，副边整流二极管也不是ZCS关断。这样损耗比较大。

3.2.3 $fr_2 < f < fr_1$ 的工作波形



从图上可以看出，Q1此时实现ZVS的开通，副边整流二极管是ZCS关断，而且此时的MOSFET的ZVS开通及整流二极管ZCS的关断较为容易实现。