

### 4.1.2 LLC 谐振变换器

LLC 谐振变换器的电路如图 4—2 所示。若没有励磁电感  $L_m$ ，这个变换器和串联谐振变换器相同，加上  $L_m$  后，电路特性及工作方式就完全不同了。

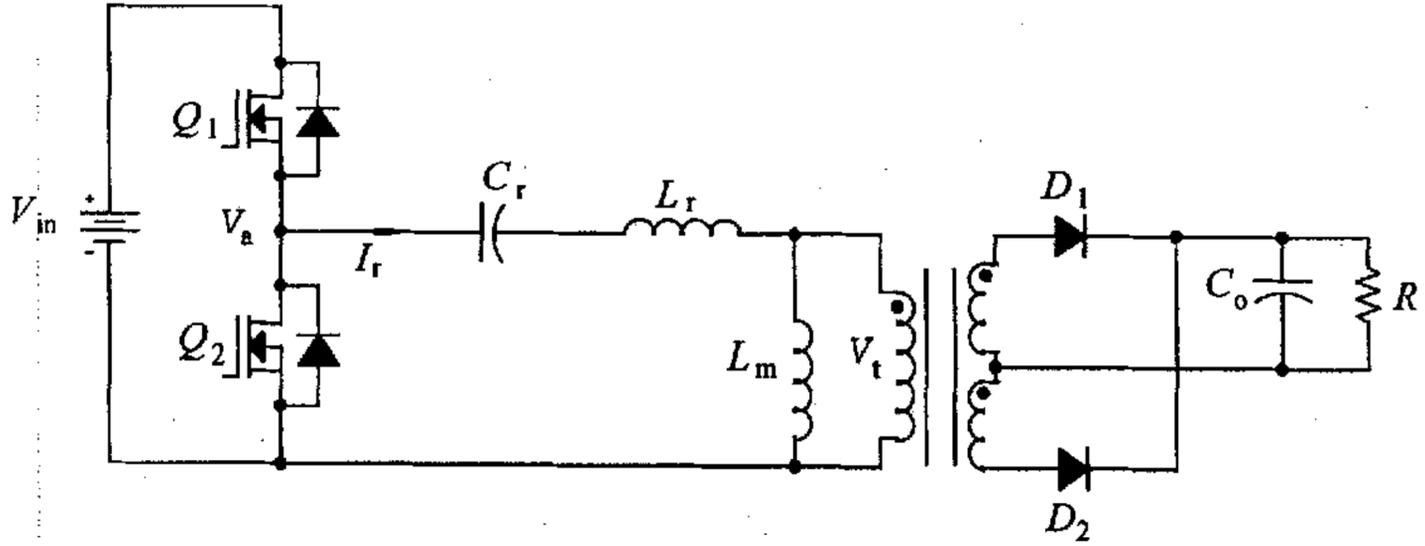


图 4—2 LLC 谐振变换器

电路中有三个无源元件： $L_r$ 、 $C_r$ 和 $L_m$ 。副边是一个带中心抽头的整流电路，后接一个滤波电容，原边是一个半桥式电路，也可以用全桥式电路或其它电路结构代替，功率传输途经中串联了一个电容，可自动达到能量平衡。

变换器使用变频控制。电路有两个谐振频率，一个是谐振电感  $L_r$  和谐振电容  $C_r$  的谐振频率，一个是  $L_m$  加上  $L_r$  与  $C_r$  的谐振频率。

#### ① 变换器的直流特性

为了获得 LLC 谐振变换器的直流工作特性，必须先理解它的工作过程。

分析这种由三个无源元件组成的谐振变换器是相当复杂的。在传统方法——“基本原件的简化”法<sup>[20]</sup>中，通过一些假设来进行分析，假设只使用电压、电流的最基本的频率元件来传送能量。在这个电路中，有两个谐振频率，并且这两个谐振频率在电路工作中都起很重要的作用，因此再使用这种假设就不准确了。本文使用仿真工具来进行分析，即对不同负载的每一个工作点进行频率扫描，得到稳态工作点并记录电路状态。进行适当的仿真次数后，可得到变换器的特征曲线。

图 4—3 是仿真得到的 LLC 谐振变换器的直流特性<sup>[18]</sup>。图中频率  $f_1$ 、 $f_2$  由下式定义：

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (4-1)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad (4-2)$$

$$Q_s = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R} \quad (4-3)$$

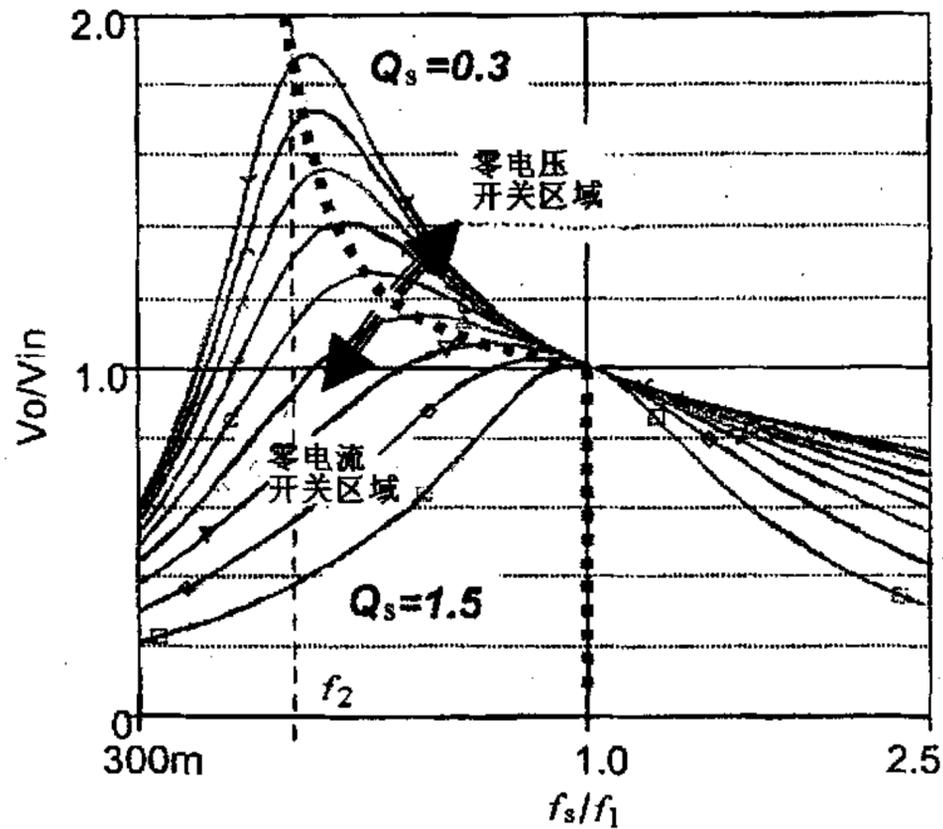


图 4—3 LLC 谐振电路的直流特性

从 LLC 变换器的直流特性可看到，增益的峰值随着负载  $Q_s$  的变化而变化。当  $Q_s$  变小时，峰值移到  $(L_m+L_r)$  和  $C_r$  的谐振频率附近。当  $Q_s$  变大时，峰值转移到  $L_r$  和  $C_r$  谐振频率附近。在谐振频率  $f_1$  处的增益与  $Q_s$  变化无关，总为 1。另一个有趣的现象是：增益可以是 boost 型，也可以是 buck 型。即增益可大于 1 也可小于 1，类似于 Buck-Boost 变换器。从特性图可看出，小负载时，电路特性象 PRC，随着负载的增加，它逐渐变为 SRC 型。

它的工作区域可分为两部分：ZCS 区域和 ZVS 区域。当开关频率大于  $f_1$  时，变换器总是工作在 ZVS 状态，当开关频率小于  $f_2$  时，变压器总是工作在 ZCS 状态。当工作在  $f_1$  和  $f_2$  之间时，负载条件决定了变换器是工作在 ZVS 状态还是 ZCS 状态。

为了便于实现 ZVS，电路原边开关使用了 MOSFET 开关管。为了确保 ZVS 操作，变换器工作范围应大于谐振频率  $f_2$ 。 $L_r$  和  $C_r$  的选择应确保在大负

载条件下，变换器仍工作在 ZVS 状态。 $L_m$  的选择决定了开关频率范围和 MOSFET 的关断电流的大小。当  $L_m$  减小时，开关频率范围减小，MOSFET 关断电流增加，开关损耗增加。

② 工作模式

图 4—4 是 LLC 谐振变换器在大于  $f_2$  小于  $f_1$  的开关频率范围内的仿真波形<sup>[18]</sup>。包括谐振回路输入电压  $V_a$ ，串联谐振电感  $L_r$  的电流  $I_{Lr}$ ；励磁电感  $L_m$  的电流  $I_{Lm}$ ，输出电流  $I_o$  和变压器原边电压  $V_t$ ，半开关周期的工作状态可分为以下三个工作模式。

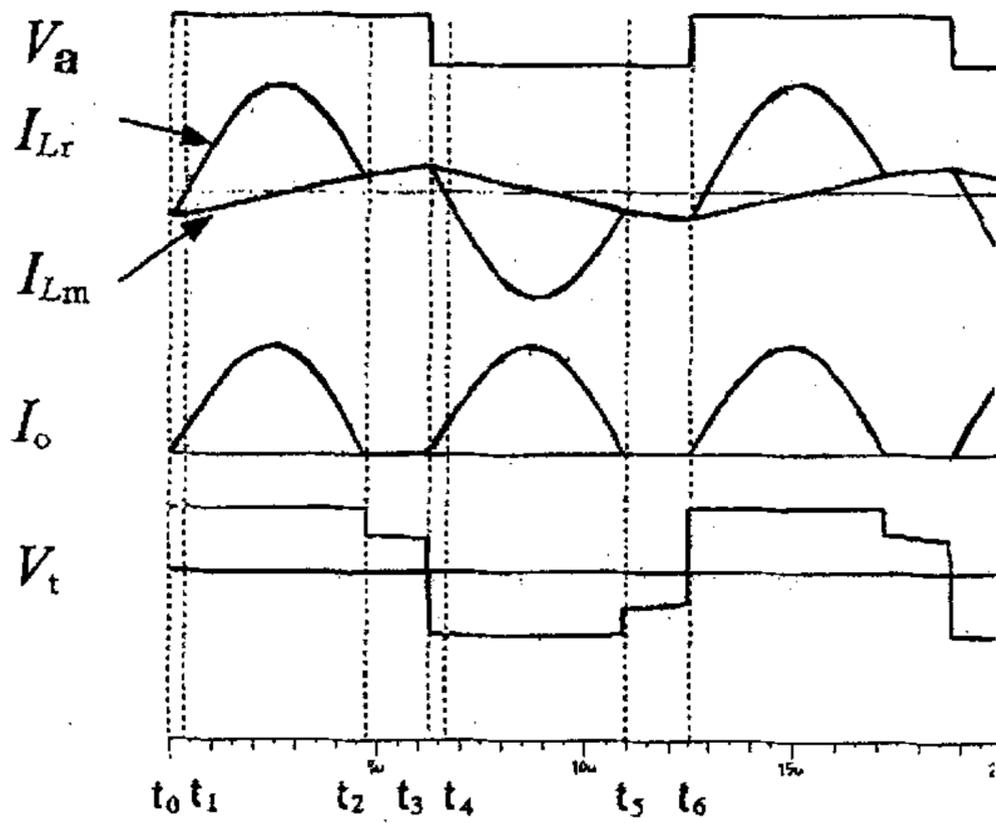
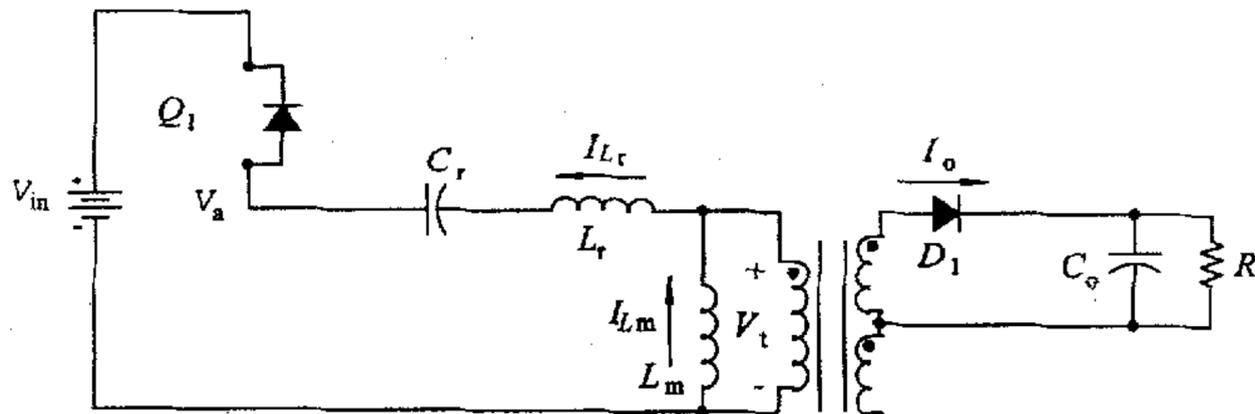


图 4—4 LLC 谐振电路的仿真波形



模式 1

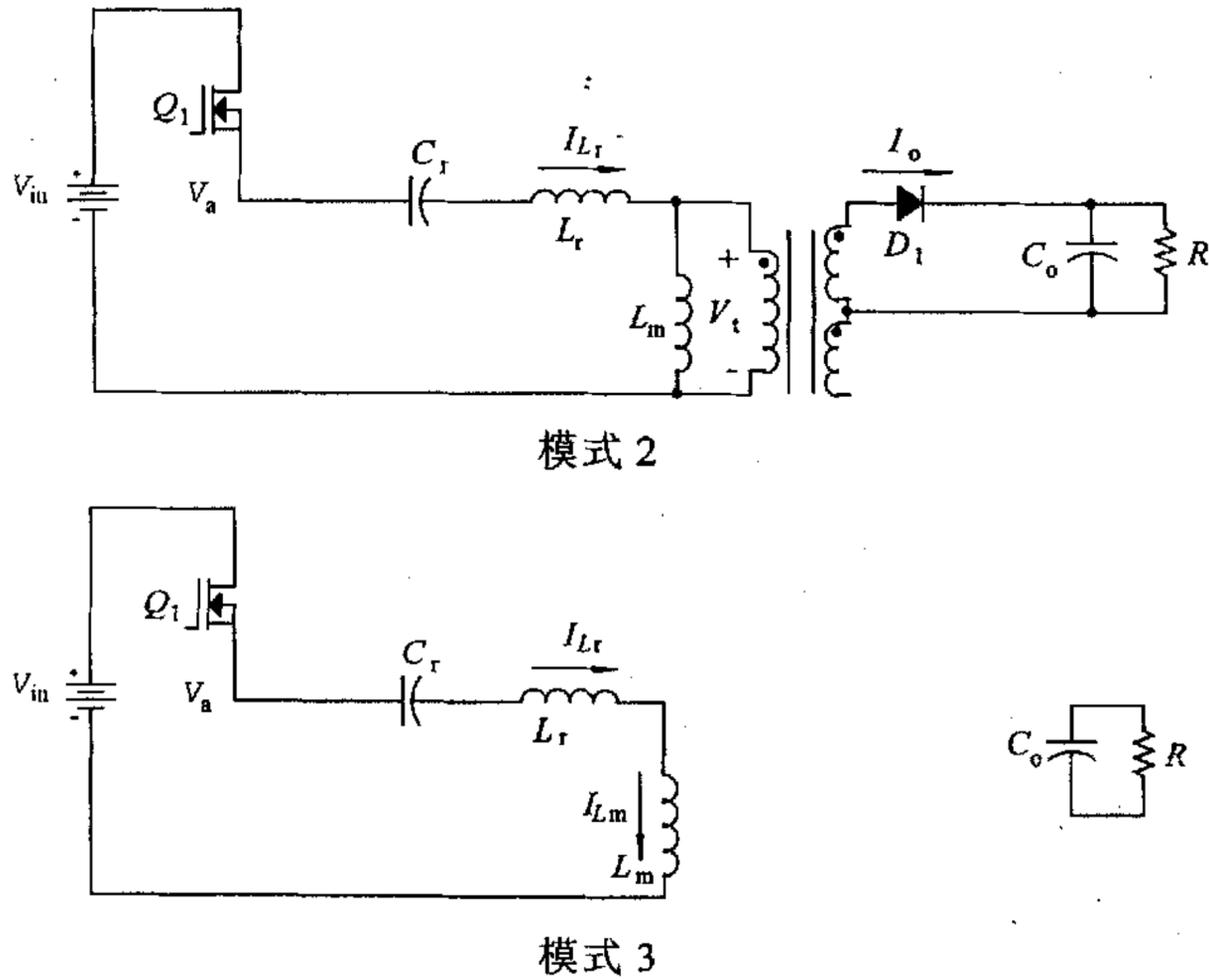


图 4—5 LLC 谐振电路的工作模式

模式 1 ( $t_0$  到  $t_1$ )

在  $t_0$  时刻,  $Q_2$  关断, 电路进入模式 1 状态, 这时谐振电感  $L_r$  内的电流为负, 因此  $Q_1$  的体内二极管导通, 为 ZVS 导通提供了条件。在该模式中  $Q_1$  的门信号应加到栅极。

当  $Q_1$  的体内二极管导通时,  $I_{Lr}$  开始增加, 变压器的极性为上正下负, 迫使次级二极管  $D_1$  导通,  $I_o$  开始增加, 变压器开始在次级输出电压,  $L_m$  在此过程中恒压充电。

模式 2 ( $t_1$  到  $t_2$ )

当谐振电感电流  $I_{Lr}$  由负变正时, 进入模式 2 工作状态。  $Q_1$  在模式 1 时已经加上门极开通信号, 因此在  $t_1$  时刻正向导通, 此时输出整流管  $D_1$  导通, 变压器电压被钳位在  $V_o$ ,  $L_m$  在此电压下线性充电, 不参与谐振。此模式时, 整个电路类似于一个带有谐振电感  $L_r$  和谐振电容  $C_r$  的串联谐振变换器电路。

当  $L_r$  电流与  $L_m$  电流相同时, 模式 2 工作状态结束, 输出电流变为零。

模式 3 ( $t_2$  到  $t_3$ )

$t_2$  时, 电感  $L_r$  的电流  $I_{Lr}$  与电感  $L_m$  的电流  $I_{Lm}$  相等, 输出电流为零, 输出整流管  $D_1$  和  $D_2$  反偏, 变压器次级电压小于输出电压, 输出被变压器隔离。

此时输出与原边隔离， $L_m$  开始参与谐振，组成一个与  $L_r$  和  $C_r$  串联的谐振回路。

$t_3$  时刻  $Q_1$  关断， $Q_2$  导通，模式 3 状态结束。从波形图可以看出， $Q_1$  在  $t_3$  时的关断电流比峰值电流要小的多。

后半个周期工作方式可用相同的方法进行分析。

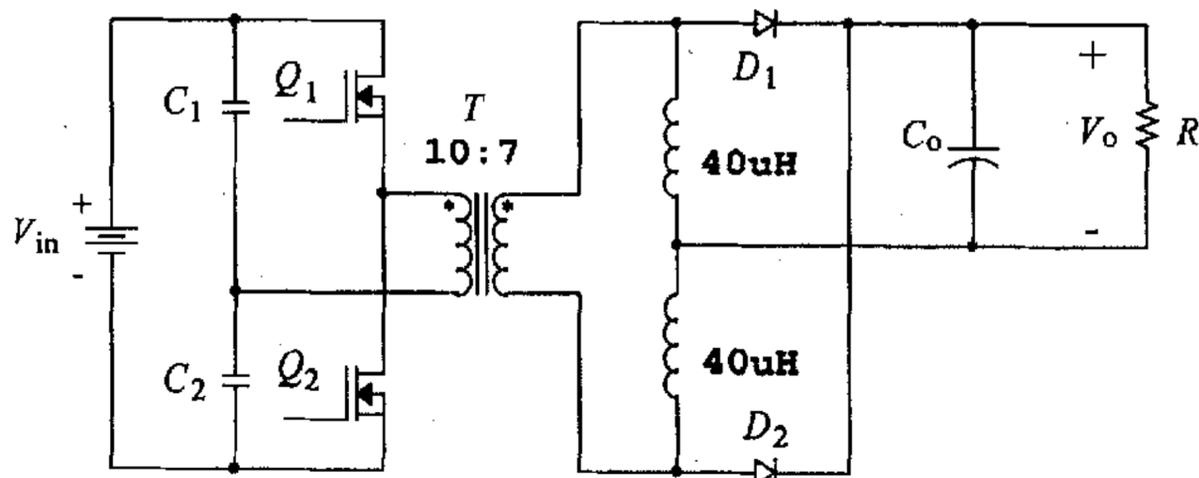
从仿真波形我们看到，MOSFET 管 ZVS 导通。关断电流的大小由励磁电感  $L_m$  决定，与负载条件无关，所以 ZVS 导通在任何负载条件下都能实现。MOSFET 关断时，关断电流比负载电流小的多，这样关断损耗也被大大减小。还有，次级二极管电流减少到零并关断，反向恢复电流也被减小。综上所述可知，这种开关变换器的损耗是非常小的。

下边，通过对 LLC 谐振变换器与 PWM 变换器的比较，显示了 LLC 谐振电路的优点。

#### 4.1.3 效率比较

这部分将比较一下 LLC 谐振变换电路与不对称半桥电路的效率。不对称半桥是简单高效的，因此选它作为比较对象。比较是在仿真的基础上进行的。两个变换电路的仿真模型是同一设计规格。两个电路如图 4—6 所示。两变换器的设计规格为：

$V_{in}=300\sim 400V$ ， $V_o=48V$ ， $P_o=1kW$ ，PWM 开关频率为 200kHz，LLC 开关频率为 150kHz 到 200kHz。



不对称半桥倍流整流电路