

软开关技术

5.1 什么是软开关技术

在第1章介绍开关电源的发展趋势时,提到小型化、轻量化是今后开关电源的一个重要发展方向,提高开关电源的工作频率可以有效降低电感、电容以及变压器的体积与重量。虽然高频化有着诸多的优点,但功率管在开通、关断过程中会出现电压与电流的重叠过程,其开关示意图如图5.1所示,可以看出,功率管在开通与关断的过程中会分别产生开通损耗与关断损耗,随着开关频率的提高,开关过程中产生的开关损耗在开关电源额定功率中的占比逐渐增加,这将大大降低开关电源的效率。功率管在开关过程中产生的损耗将制约开关电源工作的上限频率,从而也制约了变换器的体积与重量的进一步减小。工作在硬开关状态下的功率管还会使变换器电路中产生极大的电压变化率与极大的电流变化率,会在变换器电路的寄生电感与电容中产生很大的电磁干扰(Electromagnetic Interference, EMI)。

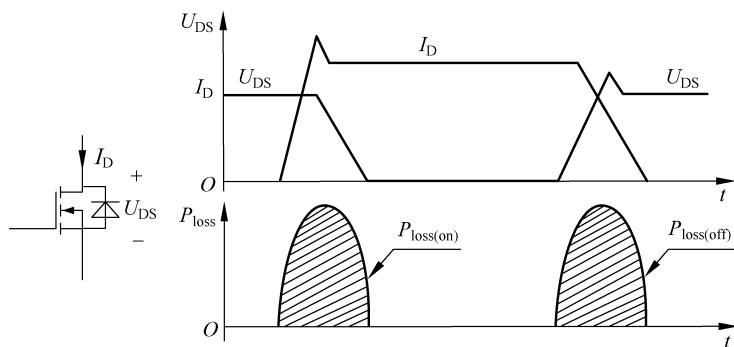


图 5.1 功率管开关时的电压电流波形

此外,硬开关工作的功率管还可能使器件的功率管轨迹超出功率管的安全工作区(Safety Operation Area, SOA),导致功率管的损坏。正常情况下,硬开关的功率管开关轨迹如图5.2中的曲线1与曲线2进行动作,可以看出,除开通、关断一次需要消耗较大的功率外,硬开关的开关轨迹离SOA很近,在一些特殊情况下,可能超出SOA的范围,从而损坏功率管。

如果通过外加器件与电路改变功率管的开关轨迹,在图 5.2 所示的轨迹图中沿着曲线 3、曲线 4 进行开通或关断,则每次开通、关断所产生的损耗将大大降低,从而可以使开关电源在较高的开关频率下实现较高的效率,并且可以有效降低 EMI。开关轨迹如图 5.2 中曲线 3 与曲线 4 的功率管,其电压与电流波形如图 5.3 所示。改变开关轨迹一般可采用两种方式,即如图 5.3(a)所示的零电流开关以及如图 5.3(b)所示的零电压开关。图 5.3(a)中,在功率管开通后,通过外部器件减缓功率管中电流的上升速度,在功率管电压降到 0 以后,电流才缓慢达到额定电流,这样,非零电压、电流重叠部分减少,可有效降低损耗;图 5.3(a)中,在功率管关断之前,由外部电路将功率管的电流提前降到 0,则功率管在关断过程中将不产生损耗;图 5.3(b)中,在功率管开通前,由外部电路将功率管端电压降低到 0,然后再开通功率管,则功率管的导通损耗为 0;图 5.3(b)中,在功率管关断后,由外部电路将功率管端电压缓慢升高,使电压电流的非零部分重叠时间变少,则功率管的关断损耗大大降低。

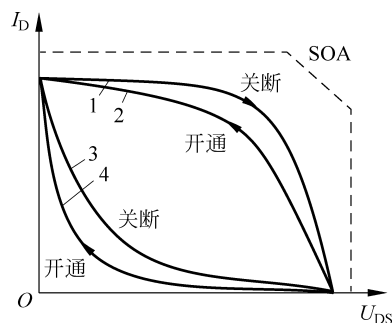


图 5.2 功率管的开关轨迹

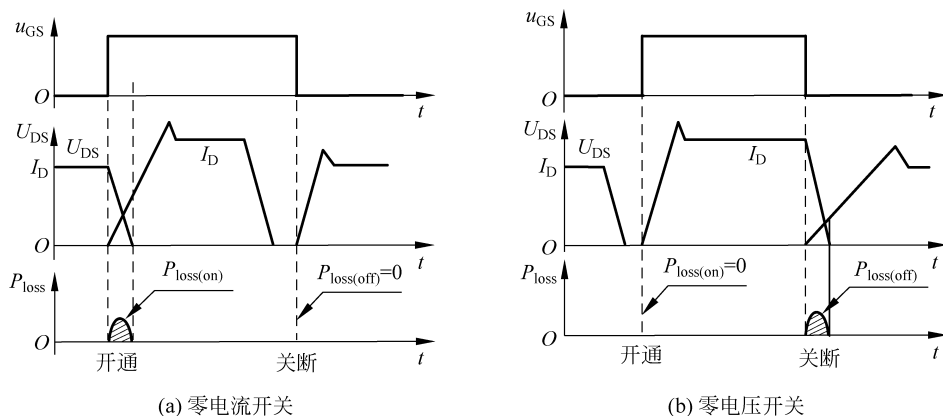


图 5.3 功率管实现软开关的波形图

根据图 5.2 可知,通过增加外部电路使开关轨迹向坐标轴靠近,即保证电压或电流中的一个量保持在较小的值,从而可以大大减少开关损耗。可以认为是外加电路“软化”了开关轨迹或者“软化”了开关过程。利用这种原理如果能设计出一种能量吸收、释放电路,使图 5.2 所示的开关轨迹尽可能地沿着电压轴或者电流轴变化,则开关损耗很小或接近于零。利用外部能量吸收、释放电路使功率管开关过程软化的技术,称为软开关 (soft switching) 技术。

所谓软开关,是指功率管的开通、关断过程中电压与电流为零,或至少一方为零,在开关过程中,没有出现电压与电流的同时非零部分交叠,如零电压开关 (Zero Voltage Switching, ZVS),零电流开关 (Zero Current Switching, ZCS)。通常情况下,将近似的 ZVS 或 ZCS 也称作软开关。

5.2 软开关技术的分类

自 20 世纪 70 年代以来,由国内外研究并得到推广应用的 各种高频软开关技术分类如表 5.1 所示。

表 5.1 软开关技术的发展历程

时 间	名 称	应 用
20 世纪 70 年代	串联或并联谐振技术	半桥式或全桥式变换器
20 世纪 80 年代初	有源钳位 ZVS 技术	主要是单端变换器
20 世纪 80 年代中	准谐振或多谐振技术	单端或桥式变换器
20 世纪 80 年代末	ZCS-PWM 或 ZVS-PWM 技术	单端或桥式变换器
20 世纪 80 年代末	移相全桥 ZVS-PWM 技术	全桥变换器 250W 以上
20 世纪 90 年代初	ZCT-PWM 或 ZVT-PWM 技术	单端或桥式变换器
20 世纪 90 年代	广义软开关 PWM 技术	

20 世纪末,软开关技术已在国内外多种 PWM DC/DC 变换器中广泛应用。例如,美国 VICOR 公司开发的 DC/DC 高频软开关变换器,48V/600W 输出,效率达 90%,功率密度达 120W/in³;日本 Lambda 公司采用有源钳位 ZVS-PWM Fly-forward 变换器及同步整流技术,可以使 DC/DC 变换器模块效率达 90%。美国 ETM 公司开发的 LCC 谐振式 ZCS 开关电源,输出 11kV/1.5kW,开关频率为 100kHz,效率可达 92%。20 世纪末,我国自行开发的 2kW 输出通信用一次电源,应用移相全桥 PWM 软开关技术,模块效率可达 93%,比用 PWM 技术的同类产品重量下降了 40%。然而,要想实现兆赫级软开关电源的实用化,仅依靠电路的开发是很困难的,还必须依赖于半导体开关器件性能的改善,以及封装技术的提高等。

目前继续研究高频软开关技术及其应用仍有现实意义。例如,新型开关器件的出现及开关器件性能的改善,需要研究最佳软开关变换器电路,对于过去已开发而未得到应用的电路,在新的条件下,应用于高频软开关技术的可能性,也要重新评估。

PWM DC/DC 变换器的软开关技术可以分为以下几类:

(1) 准谐振变换器(Quasi-Resonant Converters, QRCs)和多谐振变换器(Multi-Resonant Converters, MRCs)。这是软开关技术的一次飞跃,这种变换器的特点是谐振元件参与能量变换的某一阶段,而不是全程参加。准谐振变换器分为零电流开关准谐振变换器(Zero-Current-Switching Quasi-Resonant Converters, ZCS QRCs)和零电压开关准谐振变换器(Zero-Voltage-Switching Quasi-Resonant Converters, ZVS QRCs)。多谐振变换器一般实现功率管的零电压开关。这种变换器需要采用频率调制控制方法,不能采用 PWM 调制法。

(2) 全谐振变换器,也称为谐振变换器(Resonant Converters)。这种变换器实际上是负载谐振式变换器,按照元件的谐振方式,分为串联谐振变换器(Series Resonant Converters, SRCs)和并联谐振变换器(Parallel Resonant Convers, PRCs)两种。按负载与谐振电路的连接关系,谐振变换器也可以分为两种:一种是负载与谐振回路串联,称为串联

负载(或串联输出)谐振变换器(Series Load Resonant Converters, SLRCs);另一种是负载与谐振回路并联,称为并联负载(或并联输出)谐振变换器(Parallel Load Resonant Converters, PLRCs)。在谐振变换器中,谐振元件一直在谐振工作,参与电能变换的全过程。这种变换器与负载的关系很大,对负载的变化很敏感,一般采用频率调制法,不能实现 PWM 调制,因此应用较少。

(3) 零开关 PWM 变换器(Zero Switching PWM Converters)。此种变换器可以分为零电压开关 PWM 变换器(Zero-Voltage-Switching PWM Converters)和零电流开关 PWM 变换器(Zero-Current-Switching PWM Converters)。这种变换器是在 QRCs 的基础上,加入一个辅助功率管来控制谐振元件的谐振过程,实现恒定频率控制,即实现 PWM 控制,与 QRCs 不同的是,谐振元件的谐振工作时间与开关周期相比很短,一般为开关周期的 $1/10 \sim 1/5$ 。

(4) 零转换 PWM 变换器(Zero Transition Converters)。此种变换器可以分为零电压转换 PWM 变换器(Zero-Voltage-Transition PWM Converters, ZVT PWM Converters)和零电流转换 PWM 变换器(Zero-Current-Transition PWM Converters, ZCT PWM Converter)。这种变换器是软开关技术的又一个飞跃。它的特点是变换器工作在 PWM 方式下,辅助谐振电路只是在主功率管开关时工作一段时间以实现功率管的软开关,在其他时间停止工作,这样,辅助谐振电路的损耗会很小。

在 PWM DC/DC 变换器中应用的软开关技术,还包含无源无损软开关技术,即不附加有源器件,只采用电感电容和二极管构成的无源缓冲电路。

本章主要对常见的软开关电路进行介绍。

5.3 无源吸收电路

无源吸收电路的目的是通过电阻、电感、电容等无源器件改变功率管在开通、关断过程中的开关轨迹,以转移开关过程中产生的能量损耗至无源吸收电路中。一般情况下,所转移的能量通过无源吸收电路中的电阻消耗掉。无源吸收电路分关断吸收电路、开通吸收电路以及组合吸收电路。

5.3.1 RCD 关断吸收电路

为了限制功率管在由开通向关断过程中过快的电压上升速率,一般在功率管两端并联一个容值较小的电容,但是在功率管开通后存储在电容中的能量立刻将通过开通的功率管进行释放,给功率管造成瞬时的过流,因此,在功率管两侧直接并联电容的方法在实际情况中极少采用。目前应用较广的是 RCD 关断吸收电路,图 5.4 为应用于反激变换器中的 RCD 关断吸收电路的例子,RCD 关断吸收电路可加在变压器原边两端,如图 5.4(a)所示,也可加在功率管两端,如图 5.4(b)所示,前者称为 RCD 钳位电路,后者称为 RCD 缓冲电路,也可将它们组合使用。

以图 5.4(a)所示的 RCD 钳位电路为例说明其工作原理:如果没有 RCD 钳位电路,在功率管关断之前,流过变压器原边的电流达到最大,在功率管 S 关断以后,变压器的励磁电

流转移到变压器的副边,而漏感中存储的能量将对功率管 S 的结电容进行充电,导致功率管 S 端电压出现极大的尖峰,严重时会导致功率管损坏;增加 RCD 钳位电路以后,功率管关断后,当漏感能量对结电容充电使得功率管端电压升高到某一值以后,RCD 钳位电路中的二极管导通,使得功率管 S 的端电压被钳位在输入电压与钳位电容电压 U_c 之和,漏感中的能量经二极管转移到钳位电容中,从而功率管两端电压被钳位(限制)。被存储在吸收电容 C 中的能量只能通过电阻 R 消耗掉。

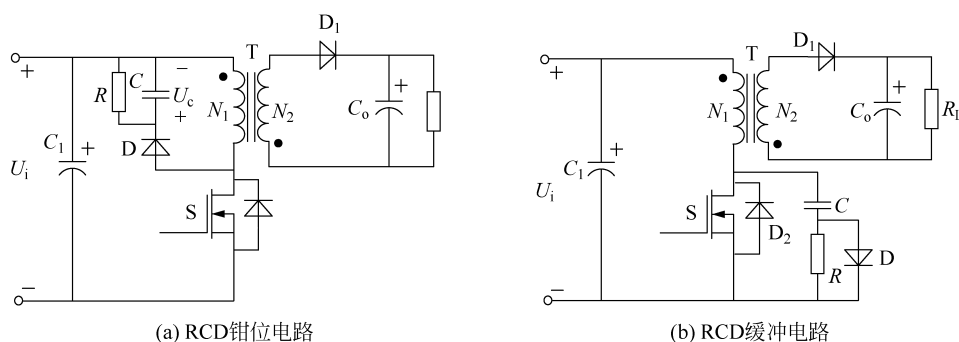


图 5.4 RCD 吸收电路

为验证图 5.4(a)中 RCD 钳位电路对反激变换器中功率管电压尖峰的影响,采用 Saber 仿真软件建立了图 5.5 所示的仿真模型,图中设置变压器原边自感为 1mH ,副边自感为 0.5mH ,原边漏感为 $10\mu\text{H}$,开关频率为 20kHz ,其余参数如仿真模型中所示,为验证 RCD 参数大小对功率管在关断时刻电压尖峰的影响,如图 5.6(a)、(b)、(c)所示的仿真波形分别对应无 RCD 钳位电路、 $R=10\text{k}\Omega$ 、 $R=1\text{k}\Omega$ 三种情况的仿真波形,可以看出三种情况下,无 RCD 钳位电路时,功率管电压尖峰最大,而 $R=1\text{k}\Omega$ 时,功率管电压尖峰最小;虽然较小的电阻值可以大大降低功率管的电压尖峰,从而可以采用额定电压更低、导通阻抗较小的功率管,但是较小阻值的吸收电阻将消耗更大的功率,将降低变换器的效率。由图 5.6(b)和图 5.6(c)可以看出,吸收电阻 $R=10\text{k}\Omega$ 、 $R=1\text{k}\Omega$ 时对应的吸收电容两端电压分别为 145V 与 60V ,吸收电阻消耗的功率差接近两倍,因此在选取电阻时需要考虑功率损耗的因素。

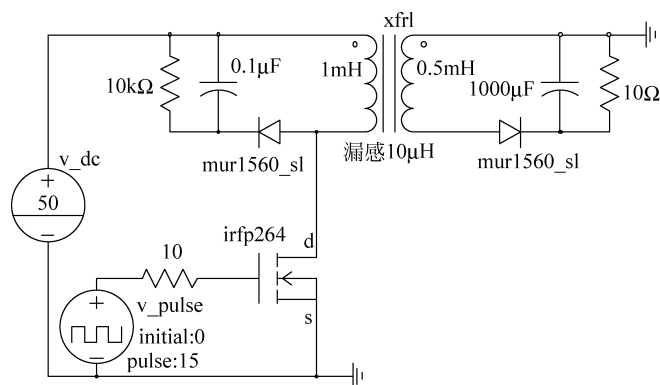


图 5.5 RCD 钳位电路 Saber 仿真模型

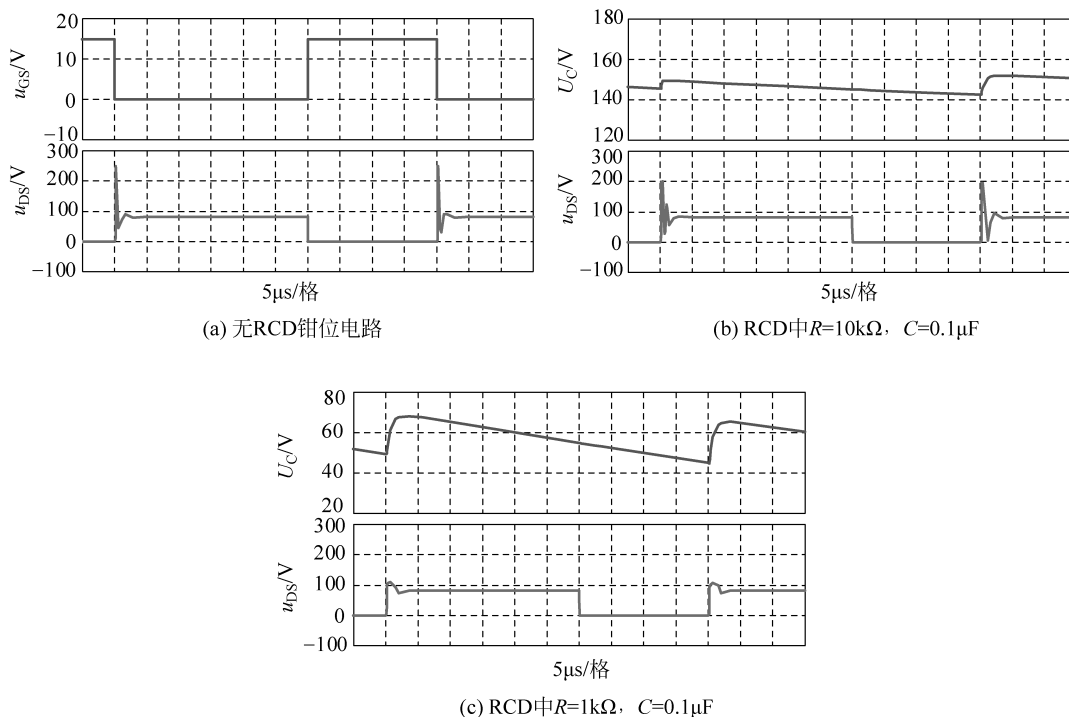


图 5.6 RCD 钳位电路 Saber 仿真结果

5.3.2 RLD 开通吸收电路

与 RCD 关断吸收电路相对偶的是串联 RLD 网络,所起的作用是阻止功率管在开通过程中过快的电流上升速率,一般情况下应用于 IGBT 功率管所构成的拓扑中,图 5.7 为基于 Buck 变换器的 RLD 开通吸收电路。在功率管关断后,与功率管相串联的 RLD 支路中,电感 L 的电流就经电阻 R 、二极管 D 进行续流,直至电感 L 中的电流下降到 0 后结束该过程。

同样,为验证 RLD 开通吸收电路的功能,利用 Saber 建立了如图 5.8 所示的仿真模型,开关频率为 20kHz ,其余参数见模型中的各项数据。从图 5.9 的仿真结果可以看出,增加 RLD 开通缓冲吸收电路以后,功率管开通后电流过冲得到了很好的抑制,此外,在功率管关断后,由于 RLD 吸收电路自身形成环路,对功率管的关断基本没有负面影响。

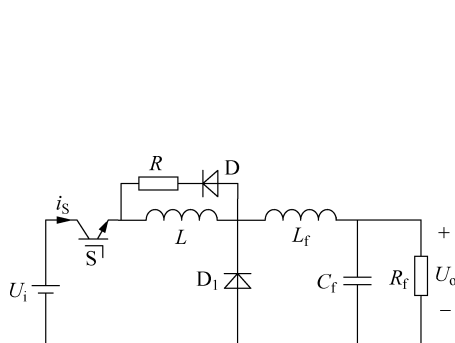


图 5.7 基于 Buck 变换器的
RLD 开通吸收电路

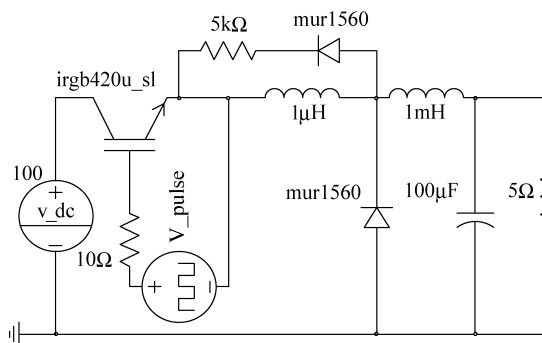


图 5.8 RLD 开通吸收电路 Saber 仿真模型

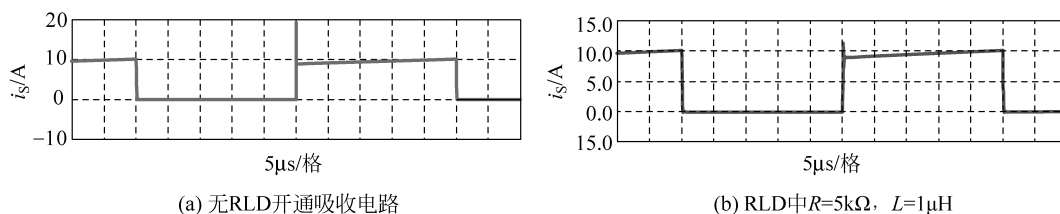


图 5.9 RLD 开通吸收电路 Saber 仿真结果

5.4 零电压准谐振变换器

在变换器中引入准谐振变换器的概念是为了实现功率管的软开关,软开关的方式分零电流开关(ZCS)与零电压开关(ZVS),所以准谐振变换器分为零电流准谐振变换器(ZCS QRCs)与零电压准谐振变换器(ZVS QRCs)。在经典变换器中引入零电流谐振开关或引入零电压谐振开关都可形成准谐振变换器,本节将详细介绍一种以 Buck 变换器为基础的零电压准谐振变换器。

图 5.10 为基于 Buck 电路的零电压开关准谐振变换器,在传统的 Buck 变换器的基础上,引入零电压准谐振单元代替原来的功率管,准谐振单元中包含一个与功率管串联的谐振电感 L_r ,以及一个与功率管并联的谐振电容 C_r 。通常情况下,谐振电感 L_r 的感值远小于滤波电感 L ,因此分析问题,如果出现谐振电感 L_r 与滤波电感 L 串联,此时可以近似认为,谐振电感 L_r 上的电压近似为零。

5.4.1 零电压准谐振变换器的工作原理

图 5.11 为对应基于 Buck 电路的零电压开关准谐振变换器在一个开关周期内的工作波形,根据所示波形,一个开关周期内分 7 个阶段,其中第 2 阶段、第 3 阶段、第 4 阶段电路中电流通路一致,同属一个模态,因此零电压准谐振变换器一个开关管周期内分 5 个工作模态,对应的 5 个模态图分别如图 5.12(a)~(e)所示。

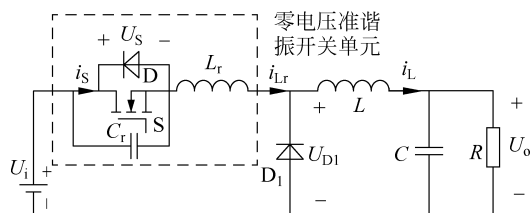


图 5.10 基于 Buck 电路的零电压开关准谐振变换器

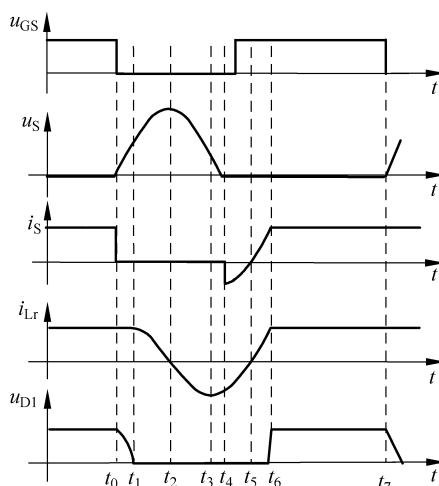


图 5.11 基于 Buck 电路的零电压开关准谐振变换器的工作波形

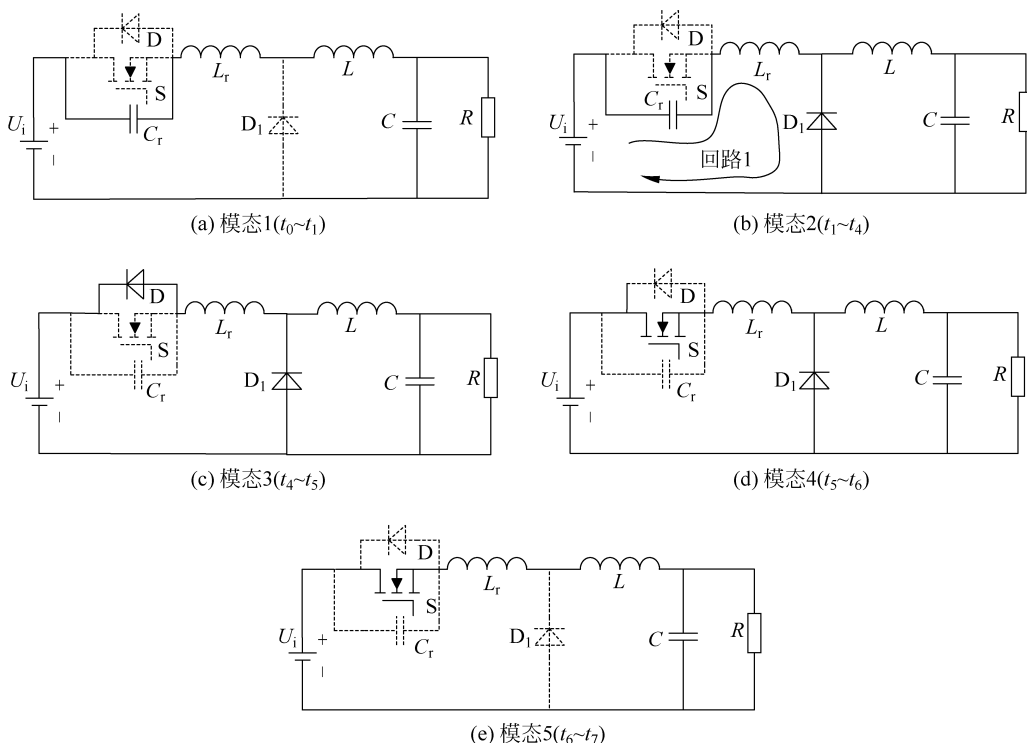


图 5.12 基于 Buck 电路的零电压开关准谐振变换器模式图

1) 模式 1: $t_0 \sim t_1$

t_0 时刻之前,功率管 S 导通,输入电源通过功率管 S 向输出侧提供能量,电感电流 i_L 线性增加。 t_0 时刻,关断功率管 S,此时,谐振电感 L_r 与滤波电感 L 中的电流均为最大值。与传统 Buck 变换器在功率管关断后,续流二极管立刻导通不一样,零电压准谐振变换器中,在 t_0 之后,谐振电容 C_r 充电,其端电压 u_{Cr} (即 u_S) 从零开始增加,因此功率管 S 实现零电压关断;续流二极管承受反向电压 $u_{D1} = U_i - u_{Cr(t)}$ 大于零,二极管在功率管关断后继续保持截止状态。当 $u_{Cr(t1)} = U_i$ 时,二极管 D_1 端电压 $u_{D1(t1)} = U_i - u_{Cr(t1)} = 0$ 。此阶段内,由于滤波电感 L 与谐振电感 L_r 串联,这一段时间内,电流 $i_L = i_{Lr}$,且近似不变,因此可以认为谐振电容 C_r 的端电压 u_{Cr} 是线性上升的。

2) 模式 2: $t_1 \sim t_4$

t_1 时刻以后,谐振电感 C_r 继续被充电,其电压进一步增加,二极管 D_1 在 t_1 时刻以后开始导通。谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r 通过图 5.12(b) 中的回路 1 开始谐振,谐振电流 i_{Lr} 逐渐减小,续流二极管 D_1 中的电流逐渐增加, t_2 时刻,谐振电感电流 $i_{Lr(t2)} = 0$,谐振电容电压 u_{Cr} 最大; t_2 时刻以后,谐振电容开始放电, u_{Cr} 也开始降低,电流 i_{Lr} 变负,续流二极管 D_1 不仅要承担滤波电感电流 i_L ,还要承担负值的谐振电流 i_{Lr} 。 t_3 时刻,谐振电感电流 i_{Lr} 达到负向最大值; t_4 时刻,谐振电容电压 u_{Cr} 降低到零。

3) 模式 3: $t_4 \sim t_5$

t_4 时刻后,谐振电容电压 u_{Cr} 有变负的趋势,因此与功率管并联的二极管 D 导通,因此选择在 t_4 时刻以后开通功率管 S,由于并联二极管 D 处于导通状态,因此功率管获得了零电压开通。在二极管 D 导通以后,存储在谐振电感中的能量迅速转移到输入电源中,谐振

电感电流 i_{Lr} 基本是线性上升的(绝对值减小)。 t_5 时刻, 谐振电感电流 i_{Lr} 由负变零。

4) 模态 4: $t_5 \sim t_6$

t_5 时刻后, 电流 i_{Lr} 开始由负值变为正值, 续流二极管 D_1 的电流 $i_{D1} = i_L - i_{Lr}$, 随着电流 i_{Lr} 的增加, 电流 i_{D1} 逐渐减小, t_6 时刻, 二极管 D_1 截止。

5) 模态 5: $t_6 \sim t_7$

t_6 时刻后, 变换器的运行状态与传统 Buck 变换器在功率管导通阶段的状态一样, 电流 i_L 增加, 电感储能, 至功率管 S 再次关断, 下一开关周期开始。

模态 1 近似等效为一个恒流源 I_L (由于滤波电感 L 值很大, 近似认为电感电流 i_L 在整个周期内基本不变, 等于 I_L) 给谐振电容充电, 通常情况下, 认为持续时间很短。谐振过程发生在模态 2, 电路中的函数关系如式(5-1)所示。

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + u_{Cr} = U_i \\ C_r \frac{du_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad \begin{matrix} u_{Cr(t1)} = U_i, & i_{Lr(t1)} = I_L, & t \in [t_1, t_4] \end{matrix} \quad (5-1)$$

根据上述方程, 可以求解得到谐振电容电压 u_{Cr} 在模态 1 中的表达式如式(5-2)所示。

$$u_{Cr}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_L \sin \omega_r (t - t_1) + U_i, \quad \omega_r = \sqrt{L_r C_r} \quad t \in [t_1, t_4] \quad (5-2)$$

谐振电容电压 u_{Cr} 等于功率管电压 u_s , 因此功率管承受的峰值电压为

$$u_{S_peak} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_L + U_i \quad (5-3)$$

从图 5.11 所示的波形可以看出, 谐振电容电压 u_{Cr} 必须能够到零, 才能保证功率管的零电压开通, 根据式(5-2), 功率管的零电压开通条件为

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_L > U_i \quad (5-4)$$

根据式(5-4), 开关管承受的电压峰值至少是两倍的输入电压 U_i 。需要说明的是, 零电压准谐振变换器具有功率管零电压开通与零电压关断的特点, 但也存在如下缺点:

(1) 功率管承受电压至少是两倍的输入电压, 相对传统 Buck 变换器而言, 需要选择额定电压更高的功率管, 这也意味着功率管的导通阻抗或者导通压降将变大, 增加了导通损耗;

(2) 谐振过程中谐振电流有负值, 这意味着有一部分已经流出输入电源的能量再次反馈到输入电源中, 直接增加了功率管的电流应力, 增加了损耗;

(3) 在电路外部参数变化时, 必须保证开关管关断的时间不变, 变化功率管的导通时间, 即变频控制, 才能实现输出电压的控制。

5.4.2 零电压准谐振变换器的仿真实证

根据 5.4.1 节中的分析, 采用 Saber 建立了基于 Buck 电路的零电压开关准谐振变换器的仿真模型, 如图 5.13 所示, 各元件的型号与参数如图中所示。图 5.14(a)、(b)、(c) 分别给出了负载电阻 $R=10\Omega$ 、 25Ω 、 100Ω 三种情况下开关管电压与电流、二极管电压、谐振电感电流的波形。可以看出由于功率管两端并联谐振电容, 其端电压上升的速率得到了限制, 因此三种情况下功率管均能实现零电压关断; 但仅在 $R=10\Omega$ 和 $R=25\Omega$ 两种情况下, 功率管能够实现零电压开通, 从仿真波形可以看出, $R=10\Omega$ 时功率管最大端电压为 $300V$, $R=25\Omega$ 时功率管最大端电压为 $210V$, 完全满足式(5-4)的功率管零电压开通的条件, 但 $R=$

10 Ω 时,功率管承受电压为输入电源的 3 倍,在设计时也需要注意避免,因为额定电压高的开关器件会导致较大的导通损耗; $R=100\Omega$ 时功率管最大端电压为 140V,未超过输入电压的两倍,因此功率管开通时,其端电压大于零,且存储在谐振电容中的能量通过开通的功率管瞬时释放,造成功率管开通时瞬时电流尖峰,如图 5.14(c) 中所示,严重时损坏功率管,因此选择谐振电容时,尽量选择容值较小的谐振电容。

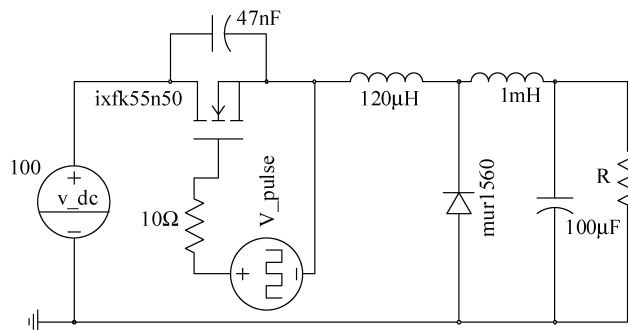


图 5.13 基于 Buck 电路的零电压开关准谐振变换器的 Saber 仿真模型

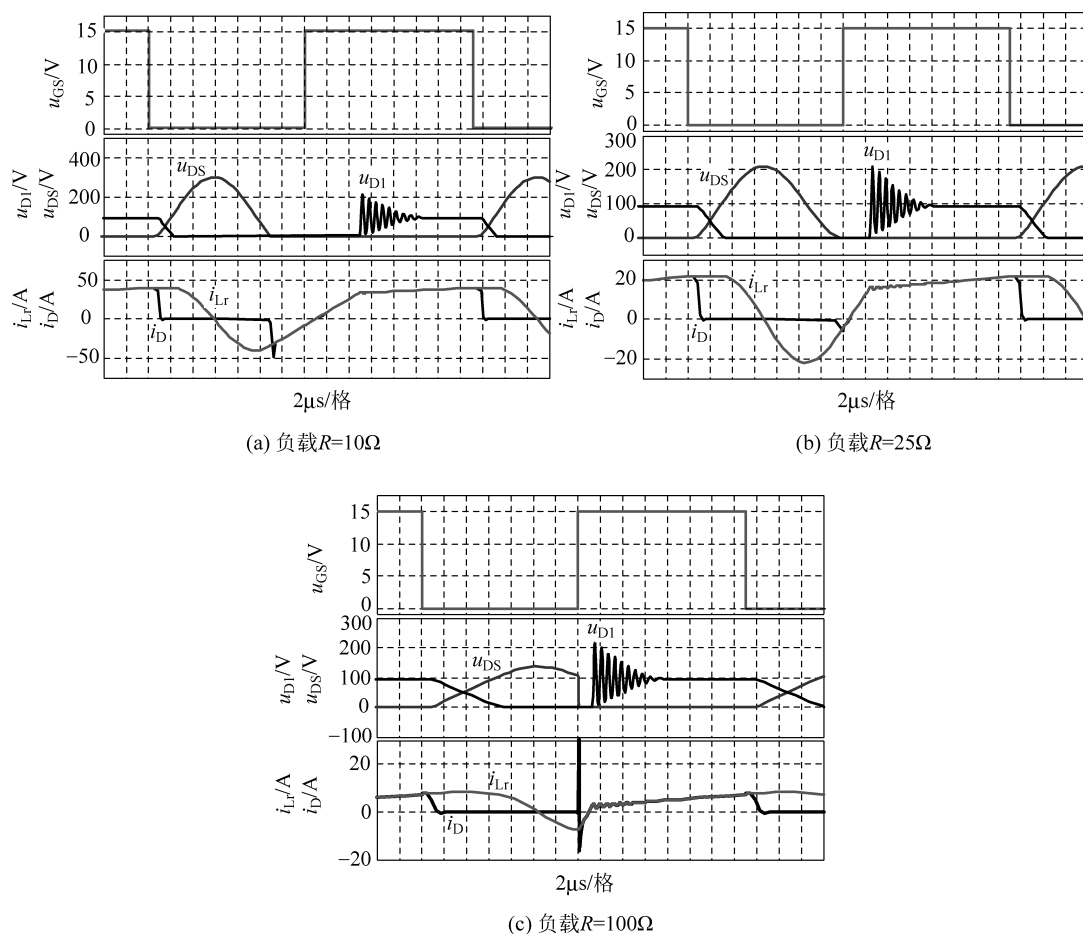


图 5.14 基于 Buck 电路的零电压开关准谐振变换器的 Saber 仿真结果

5.5 LC 串联谐振变换器

与前面所讲的准谐振变换器相比,LC 串联谐振变换器在开关周期中,实现了完整的谐振过程,并利用谐振过程中电压、电流特性,适时选择功率管关断时刻,使功率管实现软开关。基于全桥电路的 LC 串联谐振变换器如图 5.15 所示,其中,谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 与变压器的原边绕组串联。功率管 $S_1 \sim S_4$ 的调制策略如下: S_1 与 S_4 同时开通或关断, S_2 与 S_3 同时开通或关断,两组功率管导通相差 180° ,两组功率管在一个开关周期内导通时间相等,且采用调频实现输出电压的稳定。作用于串联 LC 谐振电路的外部电压为:

$$u_{LC} = u_{AB} - u_{W1} = \begin{cases} U_i - k_T U_o & i_{Lr} > 0 \text{ 且 } S_1/S_4 \text{ 导通} \\ U_i + k_T U_o & i_{Lr} < 0 \text{ 且 } D_1/D_4 \text{ 导通} \\ -U_i + k_T U_o & i_{Lr} < 0 \text{ 且 } S_2/S_3 \text{ 导通} \\ -U_i - k_T U_o & i_{Lr} > 0 \text{ 且 } D_2/D_3 \text{ 导通} \end{cases} \quad (5-5)$$

其中, k_T 为变压器原边、副边的匝数比。根据开关频率 f_s 与 LC 谐振频率 f_r 之间的关系, LC 串联谐振变换器的工作方式可以分为 3 种,分别为 ① $f_s < 0.5f_r$; ② $0.5f_r < f_s < f_r$; ③ $f_s > 5f_r$ 。首先定义谐振角频率 $\omega_r = 2\pi f_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$, 谐振周期 $T_r = 2\pi\sqrt{L_r C_r}$, 谐振特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$, 下面分别分析 3 种工作情况。

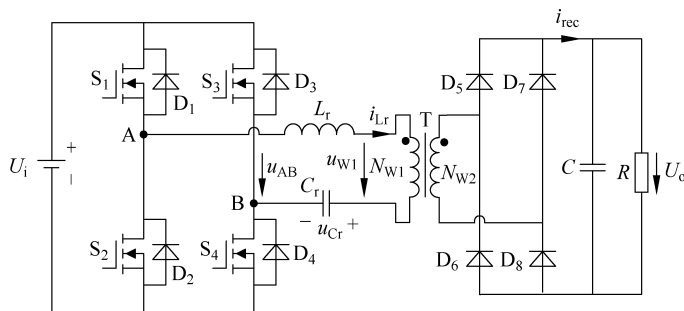


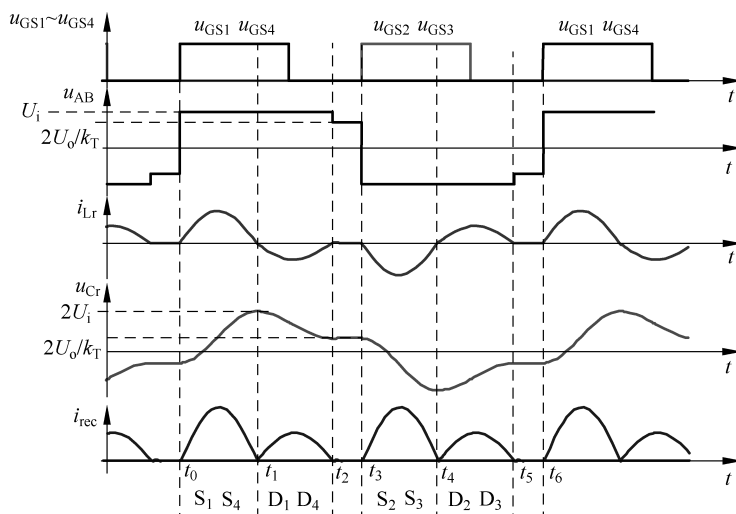
图 5.15 基于全桥电路的 LC 串联谐振变换器

5.5.1 $f_s < 0.5f_r$ 时的工作原理

图 5.16 为开关频率 f_s 小于谐振频率 f_r 的一半时谐振变换器的主要工作波形。由 f_s 与 f_r 之间的关系可知,一个开关周期内,至少可以实现两次完整的谐振过程。根据图 5.16,一个开关周期内变换器的工作过程可以分为 6 个模式。

1) 模式 1: $t_0 \sim t_1$ [图 5.17(a)]

在 t_0 前,除了负载由滤波电容 C 供给能量外,变换器中其他支路没有电流。 t_0 时刻同时开通功率管 S_1 与 S_4 ,谐振电路在外电压的作用下谐振电流 i_{Lr} 开始增加,即流过功率管 S_1 与 S_4 的电流缓慢增加,因此 S_1 与 S_4 实现了零电流开通。变压器副边二极管 D_5 和 D_8 导通,LC 谐振电路电压 $u_{LC} = U_i - U_o/k_T$,初始条件 $u_{Cr}(t_0) = -2U_o/k_T$, $i_{Lr}(t_0) = 0$,可根据电感与电容的基本关系列写微分方程,求得谐振电容电压表达式与谐振电感电流表达式分

图 5.16 $f_s < 0.5 f_r$ 时串联谐振变换器的主要工作波形

别为

$$u_{Cr}(t) = (U_i - U_o/k_T) - (U_i + U_o/k_T) \cos \omega_r(t - t_0) \quad t \in (t_0 \sim t_1) \quad (5-6)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{(U_i + U_o/k_T)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \quad t \in (t_0 \sim t_1) \quad (5-7)$$

在 t_1 时刻, 谐振电流 $i_{Lr}(t_1) = 0$, 谐振电容电压 $u_{Cr}(t_1) = 2U_i$, 谐振电路正好经过半个开关周期, 因此模式 1 经历的时间为 $0.5T_r$ 。

2) 模式 2: $t_1 \sim t_2$ [图 5.17(b)]

t_1 时刻以后, 开始后半个谐振周期, 谐振过程继续进行, 谐振电流变负, 二极管 D_1 和 D_4 导通, 因此功率管 S_1 与 S_4 的端电压等于 0, 在经历了模式 1 的半个谐振周期且并联的二极管 D_1 和 D_4 导通后, 可以关断功率管, S_1 与 S_4 实现了零电压、零电流关断。此阶段中, LC 谐振电路电压 $u_{LC} = U_i + U_o/k_T$, 根据 t_1 时刻谐振电流与谐振电容的初值, 得到

$$u_{Cr}(t) = (U_i + U_o/k_T) + (U_i - U_o/k_T) \cos \omega_r(t - t_0) \quad t \in (t_0 \sim t_1) \quad (5-8)$$

$$i_{Lr}(t) = -\frac{(U_i - U_o/k_T)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) \quad t \in (t_1 \sim t_2) \quad (5-9)$$

在 t_2 时刻, 谐振电流 $i_{Lr}(t_2) = 0$, 谐振电容电压 $u_{Cr}(t_2) = 2U_o/k_T$, 谐振电路正好又经过了半个开关周期, 因此模式 2 经历的时间也为 $0.5T_r$ 。

3) 模式 3: $t_2 \sim t_3$ [图 5.17(c)]

t_2 时刻, 功率管 S_2 与 S_3 尚未开通, 功率管 S_1 与 S_4 已经关断, 因此 t_2 时刻以后, 在变换器中, 除了负载由滤波电容 C 供给能量外, 变换器中其他支路没有电流, 该模式一直持续到功率管 S_2 与 S_3 开通为止。

模式 4~模式 6 [分别对应图 5.17(d)、图 5.17(e)、图 5.17(c)] 与前 3 个模式是对称关系, 可以分别写出谐振电路中的电压与电流关系, 此处不再赘述。

LC 谐振变换器工作在这种方式下, 模式 1、模式 2、模式 4、模式 5 固定, 功率管的关断时间发生在模式 2 与模式 5 的过程中, 通过调节模式 3 与模式 6 的时间, 就可以调节输出电压的大小, 这就是变频控制。

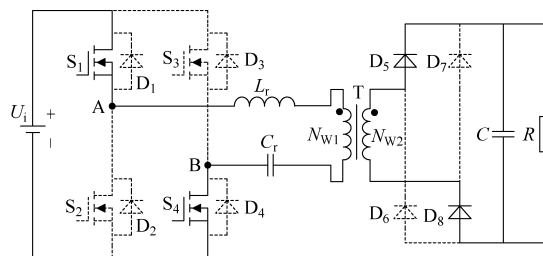
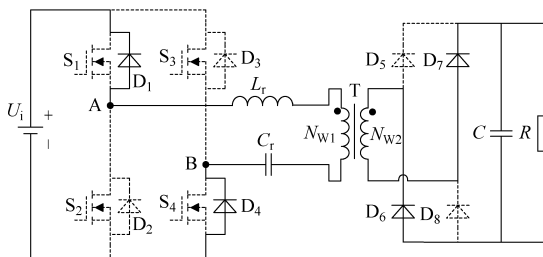
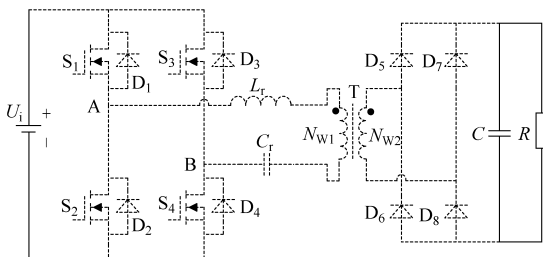
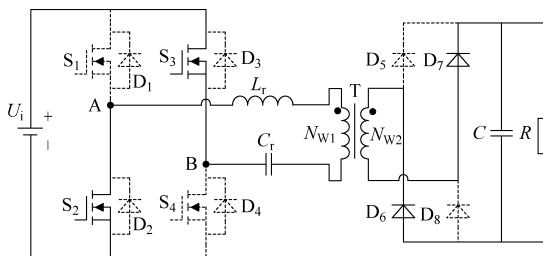
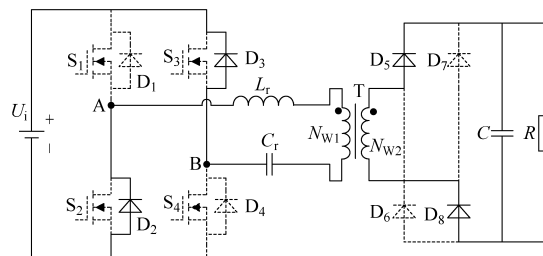

 (a) 模式1($t_0 \sim t_1$)

 (b) 模式2($t_1 \sim t_2$)

 (c) 模式3或模式6($t_2 \sim t_3$ 或 $t_5 \sim t_6$)

 (d) 模式4($t_4 \sim t_5$)

 (e) 模式5($t_5 \sim t_6$)

 图 5.17 LC 串联谐振变换器在 $f_s < 0.5 f_r$ 时的模式图

5.5.2 $0.5f_r < f_s < f_r$ 时的工作原理

图 5.18 为开关频率 f_s 在 $(0.5f_r, f_r)$ 区间内时谐振变换器的主要工作波形。由 f_s 与 f_r 之间的关系可知,在半个开关周期内不足以提供至少 1 个完整谐振过程的时间,因此谐振电压、谐振电流波形是不规则的正弦波形。根据图 5.18,一个开关周期内变换器的工作过程可以分为 4 个模式。

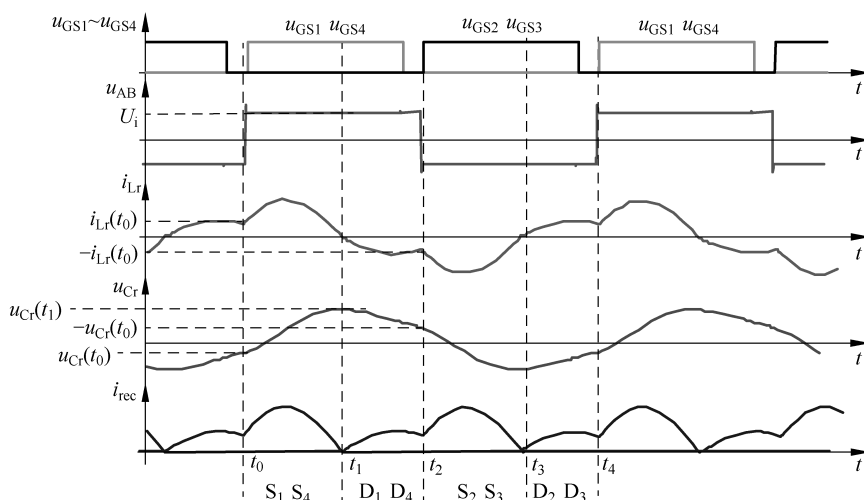


图 5.18 $0.5f_r < f_s < f_r$ 时串联谐振变换器的主要工作波形

1) 模式 1: $t_0 \sim t_1$ [图 5.17(a)]

在 t_0 前,谐振电流大于零,其值为 $i_{Lr}(t_0)$,谐振电容电压小于零,其值为 $u_{Cr}(t_0)$,全桥电路二极管 D_2 、 D_3 导通。 t_0 时刻,开通功率管 S_1 、 S_4 ,二极管 D_2 、 D_3 立刻截止并承受反向电压,因此存在较大的反向恢复损耗;在功率管 S_1 、 S_4 中,除了需要流过谐振电流 i_{Lr} 以外,还会流过二极管的反向恢复电流,在功率管 S_1 、 S_4 的开通过程中产生了很大的电流尖峰,因此功率管 S_1 、 S_4 中会产生很大的开通损耗,功率管 S_1 、 S_4 的开通属于硬开通。

根据 LC 谐振电路电压 $u_{LC} = U_i - U_o/k_T$ 以及谐振电容、谐振电压的初始条件,得

$$u_{Cr}(t) = (U_i - U_o/k_T) - [U_i - U_o/k_T - u_{Cr}(t_0)]\cos\omega_r(t - t_0) + Z_r i_{Lr}(t_0) i_{Lr}(t_0) \sin\omega_r(t - t_0) \quad t \in (t_0 \sim t_1) \quad (5-10)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0)\cos\omega_r(t - t_0) + \frac{(U_i - U_o/k_T - u_{Cr}(t_0))}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_0) \quad t \in (t_0 \sim t_1) \quad (5-11)$$

t_1 时刻,谐振电流降到零,本模式结束。

2) 模式 2: $t_1 \sim t_2$ [图 5.17(b)]

t_1 时刻以后,谐振电流由正变负,二极管 D_1 、 D_4 开始导通,将功率管 S_1 、 S_4 端电压钳位在零,在谐振电流为负的这段时间内,关断功率管 S_1 、 S_4 ,实现 S_1 、 S_4 的零电压/零电流关断。该模式持续到功率管 S_2 、 S_3 导通时刻。

根据 LC 谐振电路电压 $u_{LC} = U_i + U_o/k_T$ 以及谐振电容、谐振电压的初始条件 $i_{Lr}(t_1) = 0$, $u_{Cr}(t_1)$ 得

$$u_{Cr}(t) = (U_i + U_o/k_T) - [U_i + U_o/k_T - u_{Cr}(t_1)]\cos\omega_r(t - t_1) \quad t \in (t_1 \sim t_2) \quad (5-12)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{(U_i + U_o/k_T - u_{Cr}(t_1))}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_1) \quad t \in (t_1 \sim t_2) \quad (5-13)$$

t_2 时刻, 开通功率管 S_2 、 S_3 , 该模式结束。二极管 D_1 、 D_4 立刻截止并承受反向电压, 因此存在较大的反向恢复损耗; 在功率管 S_2 、 S_3 中, 除了需要流过谐振电流 i_{Lr} 以外, 还会流过二极管的反向恢复电流, 在功率管 S_2 、 S_3 的开通过程中产生了很大的电流尖峰, 因此功率管 S_2 、 S_3 中会产生很大的开通损耗, 功率管 S_2 、 S_3 的开通属于硬开通。

模式 3 和模式 4 (分别对应图 5.17(d) 和图 5.17(e)) 与前两个模式是对称关系, 可以分别写出谐振电路中的电压与电流关系, 此处不再赘述。

通过变频控制实现谐振电流峰值大小, 就可以实现从输入端向输出端输送能量, 即实现对输出电压大小的调节。

5.5.3 $f_s > f_r$ 时的工作原理

图 5.19 为开关频率 f_s 大于谐振频率 f_r 时谐振变换器的主要工作波形, 谐振电流继续工作在电流连续方式。根据图 5.19, 一个开关周期内变换器的工作过程可以分为 4 个模式。

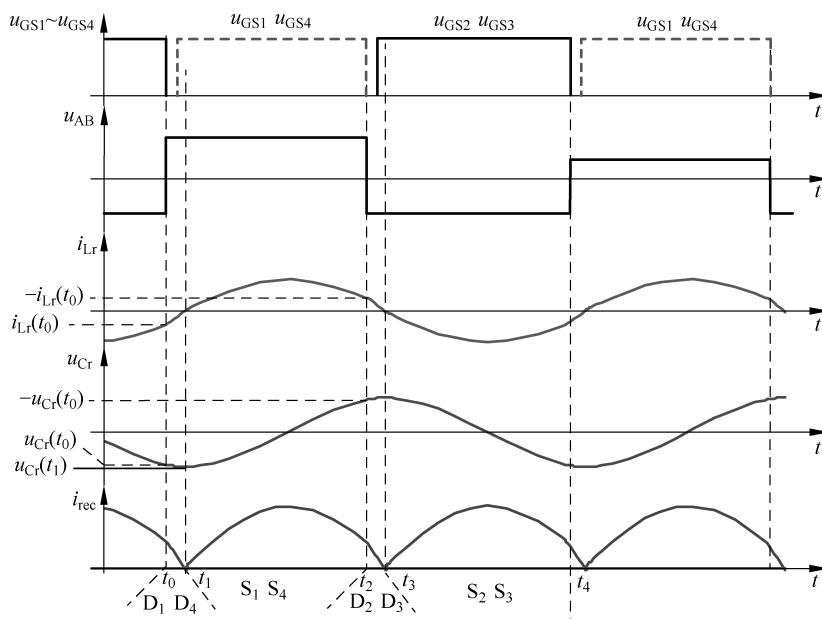


图 5.19 $f_s > f_r$ 时串联谐振变换器的主要工作波形

1) 模式 1: $t_0 \sim t_1$ [图 5.17(b)]

在 t_0 时刻前, 谐振电流小于零, 其值为 $i_{Lr}(t_0)$, 谐振电容电压小于零, 其值为 $u_{Cr}(t_0)$, 全桥电路中功率管 S_2 、 S_3 导通。 t_0 时刻, 关断功率管 S_2 、 S_3 , 二极管 D_1 、 D_4 立刻导通, 因此功率管 S_2 、 S_3 属于硬关断。在二极管 D_1 、 D_4 导通以后, 开通功率管 S_1 、 S_4 可实现功率管的零电压/零电流开通。

根据 LC 谐振电路电压 $u_{LC}=U_i+U_o/k_T$ 以及谐振电容、谐振电压的初始条件,得

$$u_{Cr}(t) = (U_i + U_o/k_T) - [U_i + U_o/k_T - u_{Cr}(t_0)]\cos\omega_r(t - t_0) + Z_r i_{Lr}(t_0) i_{Lr}(t_0) \sin\omega_r(t - t_0) \quad t \in (t_0 \sim t_1) \quad (5-14)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0)\cos\omega_r(t - t_0) + \frac{(U_i + U_o/k_T - u_{Cr}(t_0))}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_0) \quad t \in (t_0 \sim t_1) \quad (5-15)$$

t_1 时刻,谐振电流上升到零,本模态结束。

2) 模态 2: $t_1 \sim t_2$ [图 5.17(a)]

t_1 时刻以后,谐振电流由负变正,功率管 S_1 、 S_4 流过电流。在本模态内,谐振电容电压由负变正。

根据 LC 谐振电路电压 $u_{LC}=U_i-U_o/k_T$ 以及谐振电容、谐振电压的初始条件 $i_{Lr}(t_1)=0, u_{Cr}(t_1)$ 得

$$u_{Cr}(t) = (U_i - U_o/k_T) - [U_i - U_o/k_T - u_{Cr}(t_1)]\cos\omega_r(t - t_1) \quad t \in (t_1 \sim t_2) \quad (5-16)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{(U_i - U_o/k_T - u_{Cr}(t_1))}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_1) \quad t \in (t_1 \sim t_2) \quad (5-17)$$

t_2 时刻,关断功率管 S_1 、 S_4 ,同功率管 S_2 、 S_3 一样,功率管 S_1 、 S_4 实现硬关断。

模态 3 和模态 4(分别对应图 5.17(d)和图 5.17(e))与前两个模态是对称关系,可以分别写出谐振电路中的电压与电流关系,此处不再赘述。

有一点必须注意:LC 串联谐振变换器输出电压折算到原边的值必定是小于输入电压的。

5.5.4 LC 串联谐振变换器的仿真实验

为验证 LC 串联谐振变换器在上述 3 种工作情况下的运行情况,建立了如图 5.20 所示的 Saber 仿真模型。仿真模型中的器件型号与参数如图中所示,图中谐振频率 $f_r=48\text{kHz}$,变压器的变比为 1:2。下面通过改变驱动信号的参数、改变负载电阻值实现不同情况下的仿真。

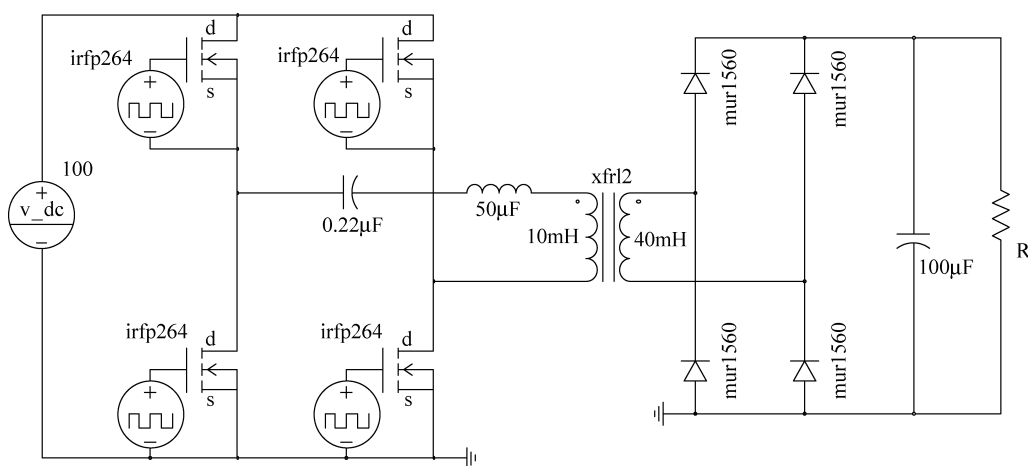


图 5.20 基于全桥电路的 LC 串联谐振变换器 Saber 仿真模型

图 5.21 为开关频率小于 $24\text{kHz}(0.5f_r)$ 时,不同负载情况下的 Saber 仿真结果。图 5.21(a)为负载 $R=15\Omega, f_s=20\text{kHz}$ 时的仿真结果,可以看出,谐振电压、谐振电流波形

与图 5.16 所示的理论波形相同。谐振电容的最大电压为输入电压的两倍(200V)；在谐振电流为零的阶段，谐振电压为输出电压折算到原边值的两倍(120V)。

在图 5.21(a)仿真参数的基础上，仅将负载电阻值变为 300Ω ，仿真结果如图 5.21(b)所示。可以看出，输出的谐振电压、谐振电流波形与理论值不再一致，其原因是线路中的寄生参数、开关管、二极管以及变压器的线路阻抗造成的损耗，使得谐振电流变为零时，谐振电容电压小于输入电压的两倍(200V)，使谐振网络反向谐振的条件消失，因此该情况下，半个开关周期内仅能实现半个谐振过程。

如果将图 5.21(b)仿真结果对应的仿真参数仅将其中的开关周期改为 6.7 kHz，仿真结果如图 5.21(c)所示。则在半个开关周期内，将恢复完整的谐振过程，其原因是，随着开关频率下降，开关周期超过谐振时长，所以谐振元件可以实现完整周期的谐振过程，开关频率下降以后，输出电压也下降，作用于谐振单元的电压降变大，即式(5-5)中右侧的第一项变大，使得谐振一次向输出侧的电压传输的能量变大，直至满足在谐振单元前半周期谐振结束后，谐振电压的最大值达到输入电压的两倍，谐振负半周继续谐振的条件。

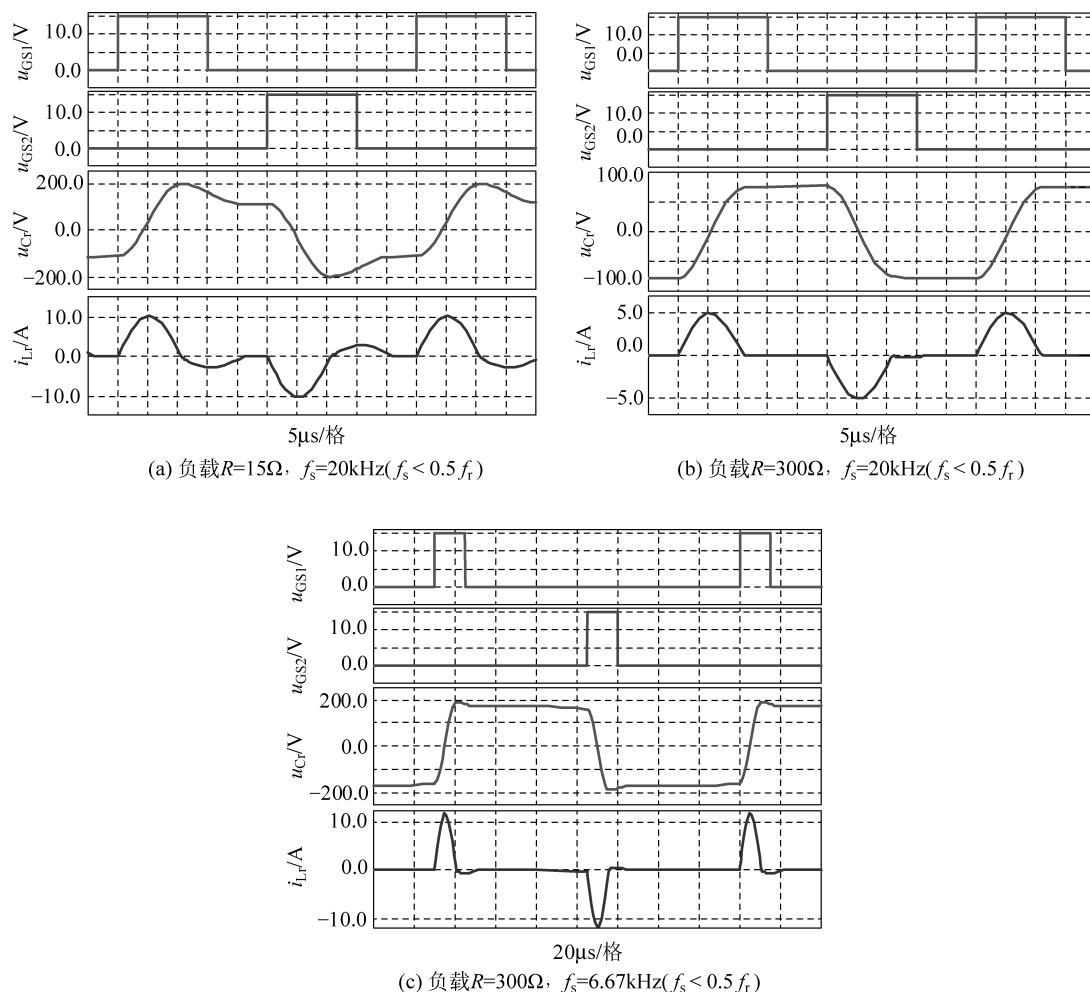


图 5.21 LC 串联谐振变换器在 $f_s < 0.5 f_r$ 时的 Saber 仿真结果

图 5.22 为开关频率在 30kHz ($0.5f_r < f_s < f_r$) 时,不同负载情况下的 Saber 仿真结果。图 5.22(a)为负载 $R=30\Omega$ 时的仿真结果,可以看出,谐振电压、谐振电流波形与图 5.18 所示的理论波形相同。同图 5.21 所示的情况类似,在轻载时($R=300\Omega$),在半个开关周期内只能保证半个谐振过程。

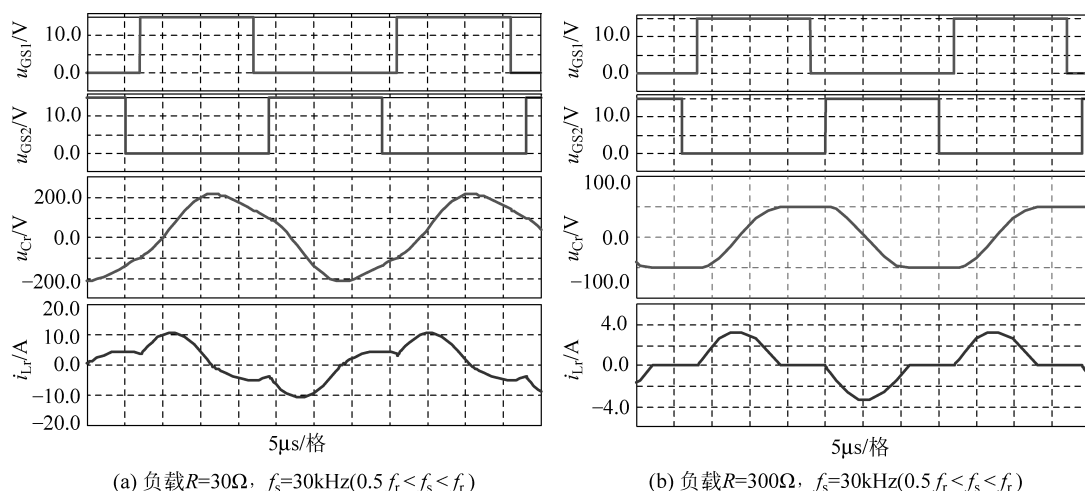


图 5.22 LC 串联谐振变换器在 $0.5f_r < f_s < f_r$ 时的 Saber 仿真结果

图 5.23 为开关频率在 62.5kHz ($f_s > f_r$) 时,不同负载情况下的 Saber 仿真结果。图 5.23(a)为负载 $R=30\Omega$ 时的仿真结果,可以看出,谐振电压、谐振电流波形与图 5.19 所示的理论波形相同。同图 5.21 和图 5.22 所示的情况类似,在轻载时($R=300\Omega$),由于过小的谐振电流,半个开关周期结束时,不能保证谐振电流为正值,因此与图 5.19 所示的理论波形存在一定的差异。

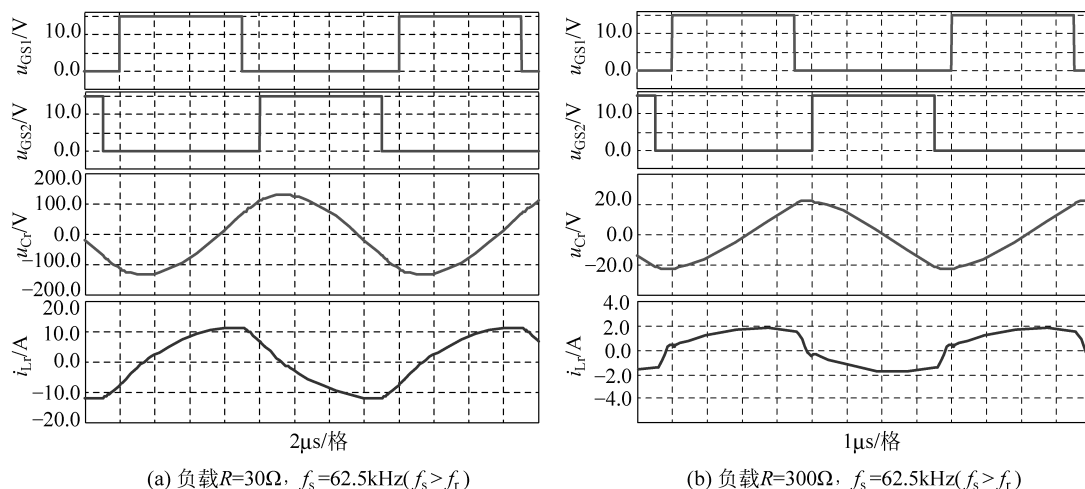


图 5.23 LC 串联谐振变换器在 $f_s > f_r$ 时的 Saber 仿真结果

5.6 LC 并联谐振变换器

另一种在开关周期内实现完整谐振过程的是 LC 并联谐振变换器,其谐振电容 C_r 并联在变压器的原边绕组,谐振电感 L_r 连接在全桥电路的交流侧,谐振电容 C_r 相当于一个电压源,因此在变换器的输出滤波电容之前还必须采用电感缓冲两个电容之间的电压差,其具体电路拓扑如图 5.24 所示。功率管 $S_1 \sim S_4$ 的调制策略与图 5.15 所示 LC 串联谐振变换器的调制策略一样,也就是说,图 5.24 中的电压 u_{AB} 为一方波电压;变压器原边绕组与谐振电容并联,因此整流电路输出电压 u_D 为谐振电压的绝对值,这与传统的桥式变换器的整流器输出电压为方波电压不一样,因此滤波电容电流 I_L 不再呈现线性上升与线性下降的过程,而是斜率变化的升降过程。

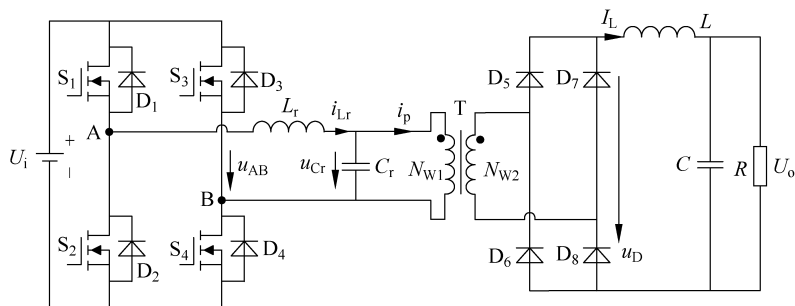


图 5.24 基于全桥电路的 LC 并联谐振变换器

滤波电感值一般都较大,可以将电流 I_L 看成是一电流源,将 LC 并联谐振看成是一个整体,其输入是电压源 u_{AB} ,其输出是电流源为 i_p ,其大小等于 I_L/k_T ,则 LC 并联谐振单元的输入电压、输出电流与变换器中的特征量之间的关系为

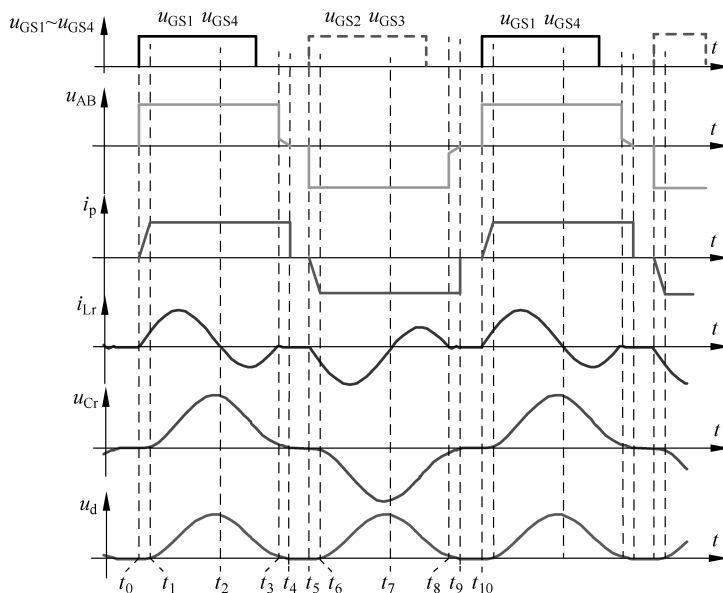
$$u_{AB} = \begin{cases} U_i & S_1/S_4 \text{ 或 } D_1/D_4 \text{ 导通} \\ -U_i & S_2/S_3 \text{ 或 } D_2/D_3 \text{ 导通} \end{cases} \quad (5-18)$$

$$i_p = \begin{cases} I_L/k_T & u_{Cr} > 0 \\ -I_L/k_T & u_{Cr} < 0 \end{cases} \quad (5-19)$$

其中, k_T 为变压器原边、副边的匝数比。根据开关频率 f_s 与 LC 谐振频率 f_r 之间的关系, LC 串联谐振变换器的工作方式可以分为 3 种,分别为 ① $f_s < 0.5f_r$; ② $0.5f_r < f_s < f_r$; ③ $f_s > 5f_r$ 。定义谐振角频率 $\omega_r = 2\pi f_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$, 谐振周期 $T_r = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$, 谐振特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$, 下面分别分析 3 种工作情况。

5.6.1 $f_s < 0.5f_r$ 时的工作原理

图 5.25 为开关频率 f_s 小于谐振频率 f_r 的一半时谐振变换器的主要工作波形。由于 f_s 与 f_r 之间的关系可知,一个开关周期内,至少可以实现两次完整的谐振过程。根据图 5.25 所示,一个开关周期内变换器的工作过程可以分为 6 个模式。

图 5.25 $f_s < 0.5 f_r$ 时并联谐振变换器的主要工作波形1) 模态 1: $t_0 \sim t_1$ [图 5.26(a)]

在 t_0 前, 电感电流 I_L 通过 4 个整流二极管 $D_5 \sim D_8$ 进行续流, 谐振电容电压被整流二极管钳位为零, 负载由滤波电容 C 向其供电。 t_0 时刻, 开通功率管 S_1 与 S_4 , 谐振电感电流 i_{Lr} (该模式下即等于谐振单元输出电流 i_p) 缓慢增加, 因此开关管 S_1 与 S_4 实现零电流开通; 在 $i_{Lr} < I_L/k_T$ 阶段, 整流二极管 $D_5 \sim D_8$ 继续导通, 不过流过 D_5 、 D_8 电流逐渐增加, 流过 D_6 、 D_7 电流逐渐减小; t_1 时刻, $i_{Lr} = I_L/k_T$ 时, D_6 、 D_7 关断, 模态 1 结束。

2) 模态 2: $t_1 \sim t_3$ [图 5.26(b) 和图 5.26(c)]

t_1 时刻以后, $i_{Lr} > I_L/k_T$, 谐振过程开始。谐振电流的初始值 $i_{Lr}(t_1) = I_L/k_T$, $u_{Cr}(t_1) = 0$, 再根据式(5-17)和式(5-18)中谐振单元的输入电压、输出电流的关系, 得到谐振电流 i_{Lr} 与谐振电压 u_{Cr} 的表达式。

$$u_{Cr}(t) = U_i [1 - \cos \omega_r(t - t_1)] \quad t \in (t_1 \sim t_3) \quad (5-20)$$

$$i_{Lr}(t) = I_L/k_T + \frac{U_i}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) \quad t \in (t_1 \sim t_3) \quad (5-21)$$

t_2 时刻, 谐振电流 i_{Lr} 为零; t_2 时刻以后, 谐振电流变负, 功率管 S_1 与 S_4 的反并二极管 D_1 与 D_4 导通, 在谐振电流 i_{Lr} 为负的阶段关断开关管 S_1 与 S_4 可实现零电压零电流关断; 变压器副边整流侧电路工作状态不变, 谐振电压逐渐变小, 直至 t_3 时刻, 谐振电流 i_{Lr} 由负变零, 该模态结束。

3) 模态 3: $t_3 \sim t_4$ [图 5.26(d)]

t_3 时刻以后, 功率管 $S_1 \sim S_4$ 中均没有电流, 谐振电流 i_{Lr} 保持为零, 因此谐振电感的端电压为零, 前级功率管 $S_1 \sim S_4$ 的输出电压 u_{AB} 等于谐振电容电压 u_{Cr} , 该模态内谐振电压 u_{Cr} 仍大于零, 谐振电容中存储的能量经整流二极管 D_5 、 D_8 向负载侧释放, 变压器副边的整流电路仍保持与模态 2 一样的状态。 t_4 时刻, $u_{Cr} = 0$, 该模态结束。

4) 模态 4: $t_4 \sim t_5$ [图 5.26(e)]

t_4 时刻以后, 变压器原边不再向副边提供能量, 因此, 整流二极管 $D_5 \sim D_8$ 全部导通进

行续流。 t_5 时刻,功率管 S_2 、 S_3 导通,负半周期开始。

$t_5 \sim t_{10}$ 时间段为负半开关周期的工作过程,其工作波形与正半周期对称,对应的模式工作电路如图 5.26(f)~(j)所示,这里不再赘述。

LC 并联谐振变换器工作在这种方式下,改变模式 4、模式 8 持续的时间,就可以调节输出电压的大小,这就是变频控制。

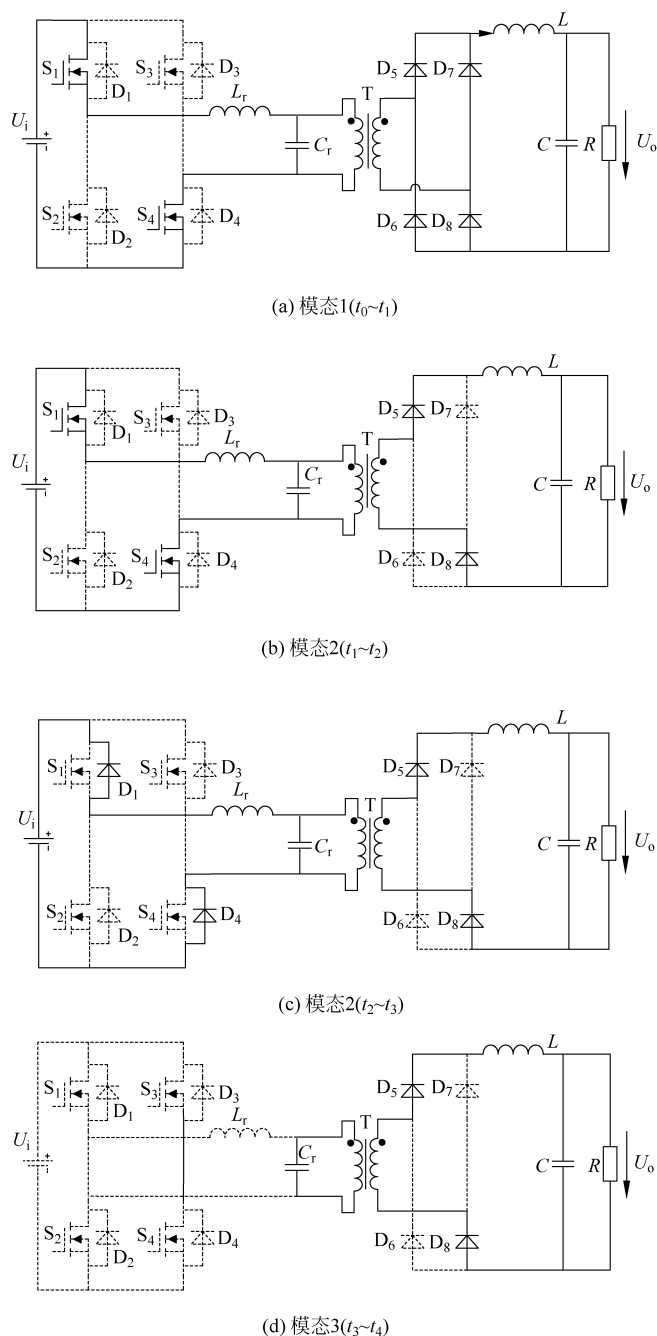
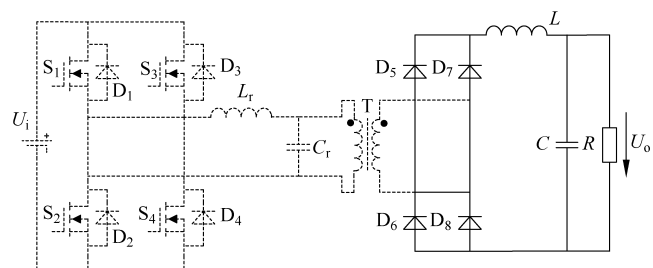
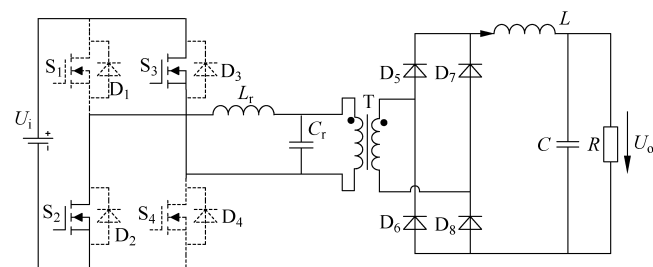


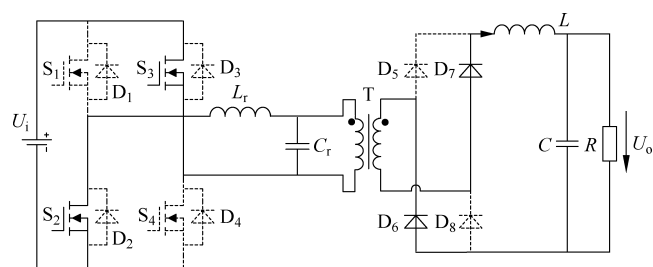
图 5.26 LC 并联谐振变换器在 $f_s < 0.5 f_r$ 时的模式图



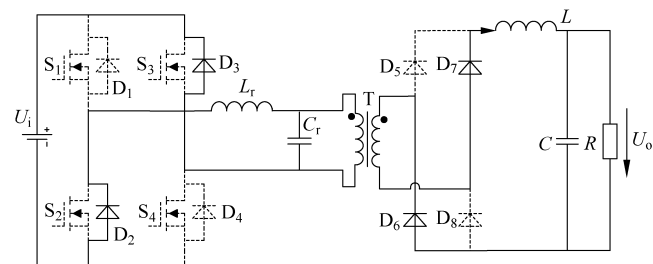
(e) 模式4($t_4 \sim t_5$)



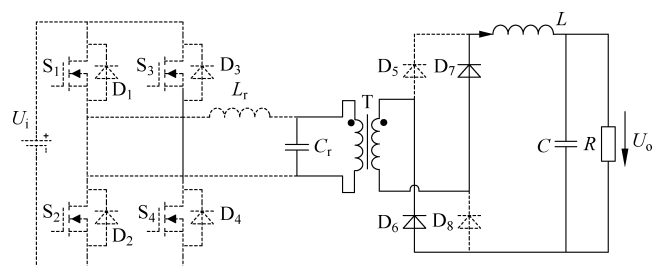
(f) 模式5($t_5 \sim t_6$)



(g) 模式6($t_6 \sim t_7$)



(h) 模式6($t_7 \sim t_8$)



(i) 模式7($t_8 \sim t_9$)

图 5.26 (续)

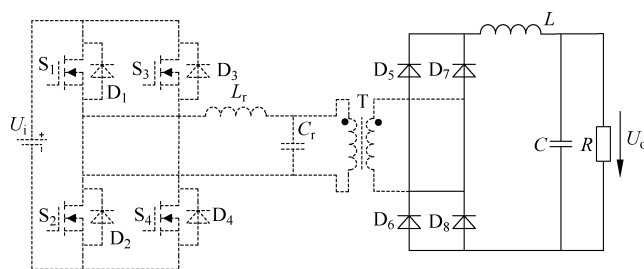
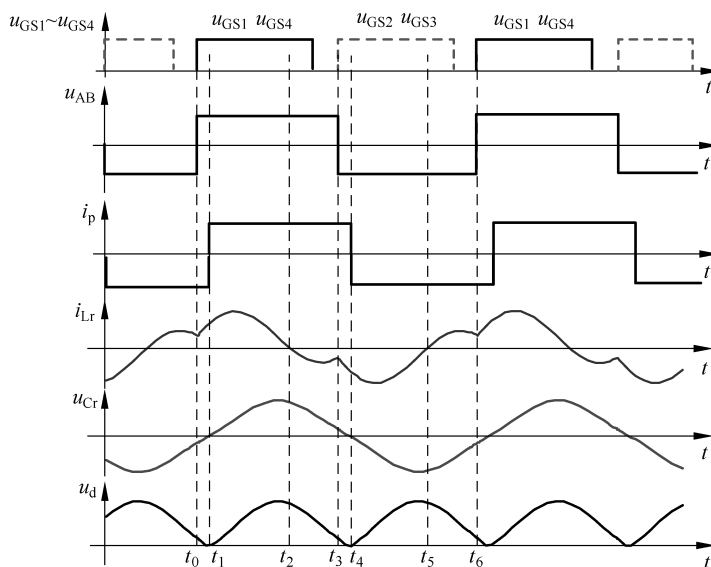
(j) 模式8($t_9 \sim t_{10}$)

图 5.26 (续)

5.6.2 $0.5f_r < f_s < f_r, f_s > f_r$ 时的工作原理

当 LC 并联谐振变换器的开关频率工作在 $0.5f_r < f_s < f_r$ 与 $f_s > f_r$ 时,由于半个开关周期的时间小于一个完整的谐振过程,因此这两种情况下谐振变换器的工作模式中,LC 谐振单元始终处于谐振状态,两种情况下谐振变换器在一个开关周期内均有 6 个开关模态,分别如图 5.27 和图 5.28 所示,对应的工作模态、工作时间、对应模态的工作元件如表 5.2 所示,这里不再对每个模态具体的工作原理进行解释。需要注意的是,在开关频率 $f_s < 0.5f_r$ 时,功率管 $S_1 \sim S_4$ 总能实现零电压/零电流开通与零电压关断;但是在开关频率在 $0.5f_r < f_s < f_r$ 范围内时,功率管可以实现零电压/零电流关断,但开通过程属于硬开关,存在功率损耗;在开关频率 $f_s > f_r$ 时,功率管可以实现零电压/零电流开通,但关断属硬关断,存在功率损耗。

图 5.27 $0.5f_r < f_s < f_r$ 时变换器的主要工作波形图

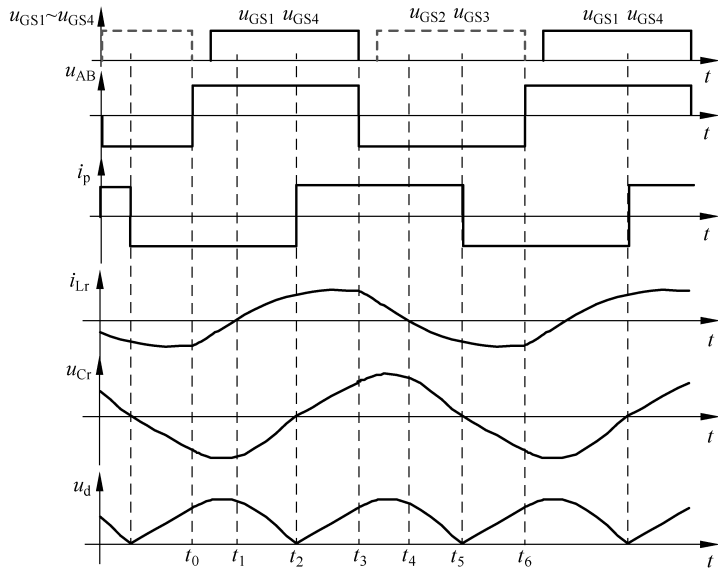


图 5.28 $f_s > f_r$ 时变换器的主要工作波形

表 5.2 $0.5f_r < f_s < f_r, f_s > f_r$ 时模式说明

$0.5f_r < f_s < f_r$			$f_s > f_r$		
模式 1	$t_0 \sim t_1$	$S_1/S_4, D_6/D_7$ 导通	模式 1	$t_0 \sim t_1$	$D_1/D_4, D_6/D_7$ 导通
模式 2	$t_1 \sim t_2$	$S_1/S_4, D_6/D_7$ 导通	模式 2	$t_1 \sim t_2$	$S_1/S_4, D_6/D_7$ 导通
模式 3	$t_2 \sim t_3$	$D_1/D_4, D_5/D_8$ 导通	模式 3	$t_2 \sim t_3$	$S_1/S_4, D_5/D_8$ 导通
模式 4	$t_3 \sim t_4$	$S_2/S_3, D_5/D_8$ 导通	模式 4	$t_3 \sim t_4$	$D_2/D_3, D_5/D_8$ 导通
模式 5	$t_4 \sim t_5$	$S_2/S_3, D_6/D_7$ 导通	模式 5	$t_4 \sim t_5$	$S_2/S_3, D_5/D_8$ 导通
模式 6	$t_5 \sim t_6$	$D_2/D_3, D_6/D_7$ 导通	模式 6	$t_5 \sim t_6$	$S_2/S_3, D_6/D_7$ 导通

5.6.3 LC 并联谐振变换器的仿真实验

为验证 LC 并联谐振变换器在上述 3 种工作情况下的运行情况,建立了如图 5.29 所示的 Saber 仿真模型。仿真模型中的器件型号与参数如图中所示,图中谐振频率 $f_r = 48\text{kHz}$,变压器的变比为 1:2。通过改变谐振变换器的工作频率、改变负载电阻值可实现不同情况下的仿真。

图 5.30(a)为开关频率等于 $20\text{kHz}(f_s < 0.5f_r)$ 、负载电阻 $R = 60\Omega$ 时,Saber 仿真模型得到的仿真结果,可以看出,谐振电压、谐振电流波形与图 5.25 所示的理论波形相同。开关管在关断时刻之前,与其并联的二极管就已经导通,因此开关管实现零电压零电流关断;且开关管开通后流过的电流总是慢慢增加,所以开关管实现零电流开通。

在图 5.30(a)仿真参数的基础上,仅将开关频率变为 $29.4\text{kHz}(0.5f_r < f_s < f_r)$,仿真结果如图 5.30(b)所示。可以看出,仿真波形与图 5.27 所示的理论分析波形一致,此时谐振电容的电压峰值等于输入电压的 2 倍,即 200V 。此外,开关管 S_1 与 S_4 开通之前,谐振电流为正值,对应电流流过 S_2, S_3 的体二极管,因此开关管 S_1 与 S_4 的开通过程属于硬开通;而各开关管的关断前,对应体二极管的流过电流,因此开关管实现零电压关断。

图 5.30(c)为开关频率等于 $55.5\text{kHz}(f_s > f_r)$ 、负载电阻 $R = 60\Omega$ 时,Saber 仿真模型得到的仿真结果,可以看出,谐振电流的正负情况正好与图 5.30(b)所示的开关频率在 $0.5f_r < f_s < f_r$

范围内的情况相反,因此开关管实现了零电压/零电流开通,但关断属硬关断,存在功率损耗。

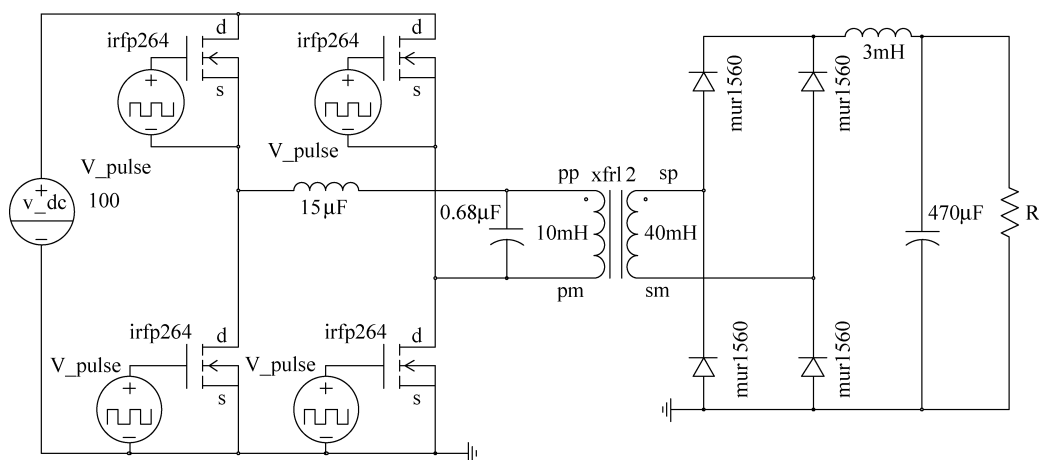


图 5.29 基于全桥电路的 LC 串联谐振变换器 Saber 仿真模型

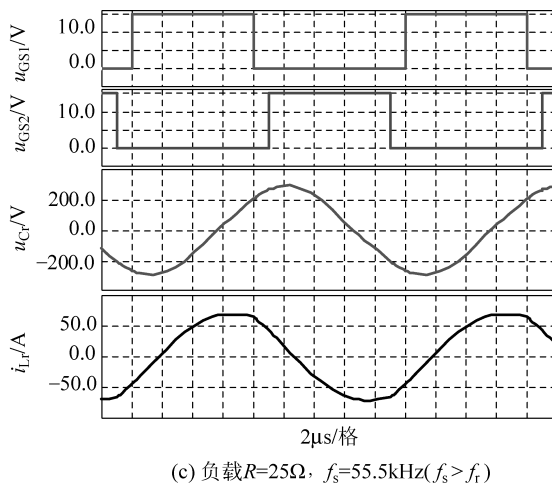
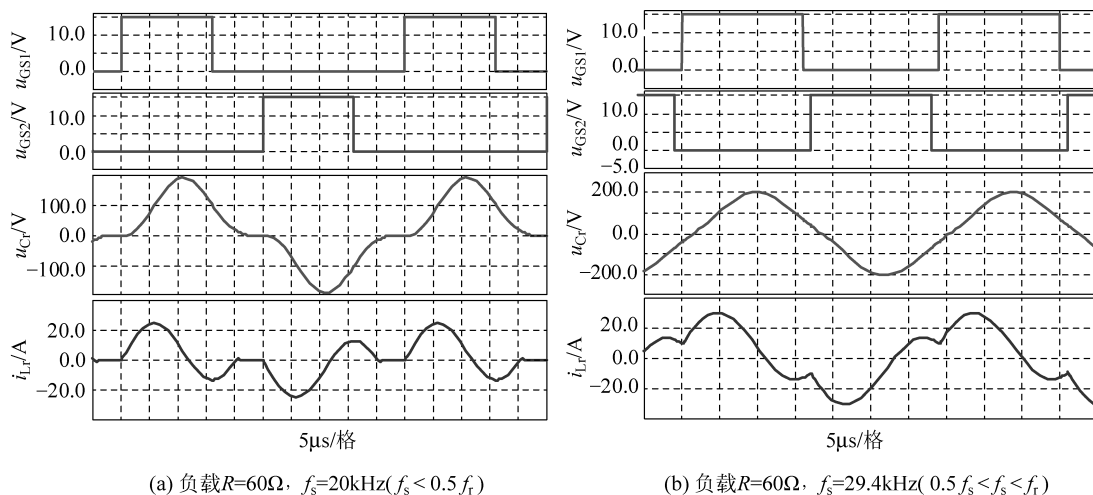


图 5.30 LC 并联谐振变换器在 3 种频率范围内时的 Saber 仿真结果

5.7 LLC 谐振变换器

LLC 谐振变换器在传统串联 LC 谐振变换器和并联 LC 谐振变换器的基础上进行了改进,它既具有 LC 串联谐振变换器谐振电容所起到的隔直作用和谐振网络电流随负载轻重而变化,轻载时效率较高的优点,同时又兼具了 LC 并联谐振变换器可以工作在空载条件下,对滤波电容的电流脉动要求小的特点,是一种比较理想的谐振变换器拓扑。但由于它在传统串联谐振变换器的基础上增加了一个谐振元件,电路特性变得更为复杂。本节以半桥式 LLC 谐振变换器为例进行分析。

5.7.1 LLC 谐振变换器的工作原理

图 5.31 为半桥 LLC 谐振变换器的电路结构,图中 LLC 谐振单元的输入侧电路是由开关管 S_1 、 S_2 构成的半桥逆变电路,其输出电压 u_A 是带有直流分量 $0.5U_i$ 的矩形波,该直流分量由谐振电容 C_r 承担,即谐振电容 C_r 也具有隔直功能;谐振电感 L_r 与 L_m 分别与变压器的原边绕组串联与并联,在实际的变换器中,可以采用变压器的漏感与自感分别实现;图 5.31 中的变压器后级采用全波整流电路,较适合在低输出电压场合;图中的半桥逆变电路(全波整流电路)也可以被其他形式的逆变电路或整流电路代替,如全桥逆变电路(全桥整流电路或倍压整流电路),具体采用哪种电路视变换器的输入、输出参数以及应用场合而定。

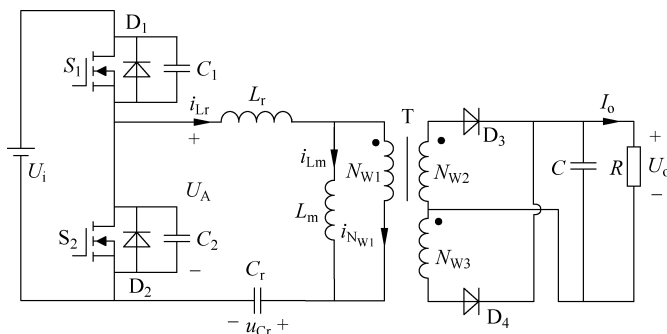


图 5.31 半桥 LLC 谐振变换器

LLC 谐振变换器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 f_r ,另一个是谐振电感 L_r 与 L_m 串联后和谐振电容 C_r 的谐振频率 f_m ,两个谐振频率分别为

$$\begin{cases} f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \\ f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \end{cases} \quad (5-22)$$

在传统的 LC 串联谐振变换器中,为了实现原边开关管的 ZVS,开关频率必须高于谐振单元的谐振频率,即在桥式逆变器的输出侧来看,谐振单元与负载呈感性。根据式(5-22)中的两个谐振频率,LLC 谐振变换器的工作频率可以在 $f_s > f_r$ 范围,也可以工作在 $f_m < f_s < f_r$ 范围内,它们对应的工作原理与工作特性存在一定的区别,下面分别分析上述两种情况。

1. $f_m < f_s < f_r$

图 5.32 为半桥 LLC 谐振变换器在 $f_m < f_s < f_r$ 时工作波形,一个开关周期内可以分

为 8 个工作模态,下面分别对几个模态进行分析。

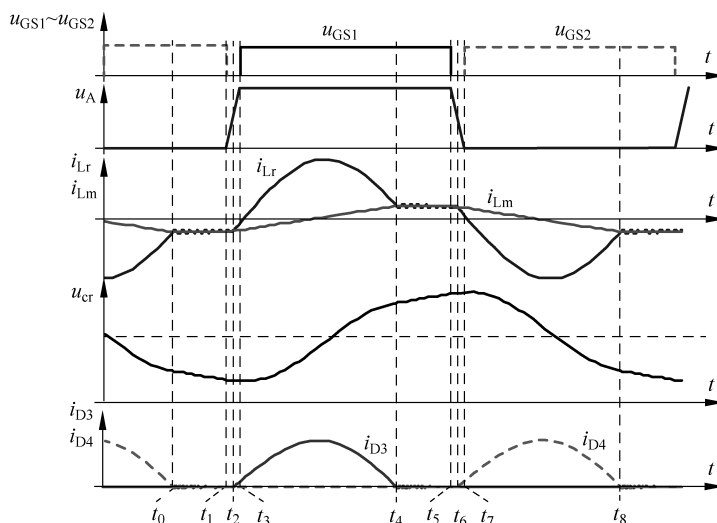


图 5.32 半桥 LLC 谐振变换器在 $f_m < f_s < f_r$ 时工作波形

1) 模态 1: $t_0 \sim t_1$ [图 5.33(a)]

在 t_0 前,开关管 S_2 导通,谐振电流 i_{Lr} 与 i_{Lm} 均为负值,且 $|i_{Lr}| > |i_{Lm}|$,此时,谐振电感 L_m 电压被导通的整流二极管 D_4 钳位在 $-k_T U_o$,因此谐振电感 L_m 不参与谐振。

t_0 时刻, $i_{Lr} = i_{Lm}$,且均为负值,整流二极管 D_4 截止,谐振电感 L_m 、 L_r 以及谐振电容 C_r 经开关管 S_2 形成谐振回路,由于谐振电感 L_m 的感值较大,因此谐振周期较大,谐振电流 i_{Lr} 在这一阶段时间内变化不明显。

t_1 时刻,开关管 S_2 关断,该模态结束。

2) 模态 2: $t_1 \sim t_2$ [图 5.33(b)]

t_1 时刻,开关管 S_2 关断,由于开关管 S_1 、 S_2 的寄生电容 C_1 、 C_2 较小,因此该阶段分析时认为谐振电流 i_{Lr} 给 C_1 线性放电,给 C_2 线性充电,在该过程中,开关管 S_1 的端电压逐渐下降,开关管 S_2 的端电压逐渐上升。因此,开关管 S_2 实现了零电压关断。在 t_2 时刻,电压 $u_A(t_2) = u_{Cr}(t_2)$ 。

3) 模态 3: $t_2 \sim t_3$ [图 5.33(c)]

t_2 时刻以后, u_A 继续增加,则作用在谐振电感 L_m 的电压大于零,即变压器原边电压大于零,因此变压器副边的整流二极管 D_3 导通。此后,谐振电感 L_m 的端电压被钳位在 $k_T U_o$,其中 k_T 为变压器原边、副边之间的匝数比。因此电流 i_{Lm} 在该段时间内线性增加;谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r 构成的电路继续对 C_1 放电,给 C_2 充电,当 t_3 时刻, $u_A = U_i$,该模态结束。

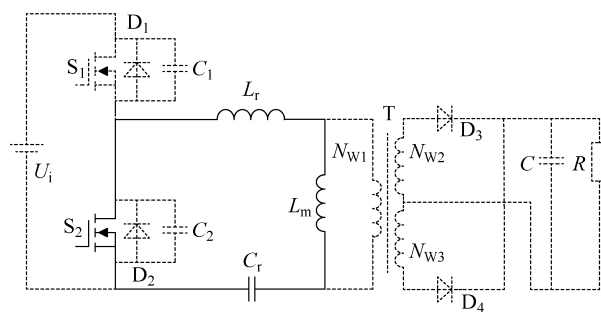
4) 模态 4: $t_3 \sim t_4$ [图 5.33(d)]

t_3 时刻以后,二极管 D_1 导通。因此在 t_3 时刻以后,并且在谐振电流 i_{Lr} 为负值的阶段(即二极管 D_1 保持导通阶段)开通开关管 S_1 可实现零电压/零电流开通。该模态中,谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r 谐振,谐振电感 L_m 的端电压仍被钳位在 $k_T U_o$,因此作用在谐振单元上的电压为 $0.5U_i - k_T U_o$ 。流过二极管 D_3 的电流等于 $k_T(i_{Lr} - i_{Lm})$ 。

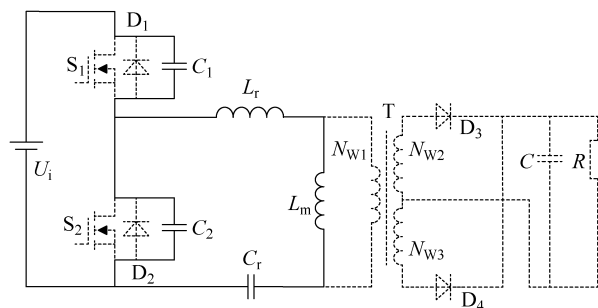
t_4 时刻, $i_{Lr} = i_{Lm}$,整流二极管 D_3 的电流变零后截止,基本无反向恢复损耗,该模态结束。

后半周期的模态图分别如图 5.33(e)~(h)所示,与前半周期对称,这里不再赘述。

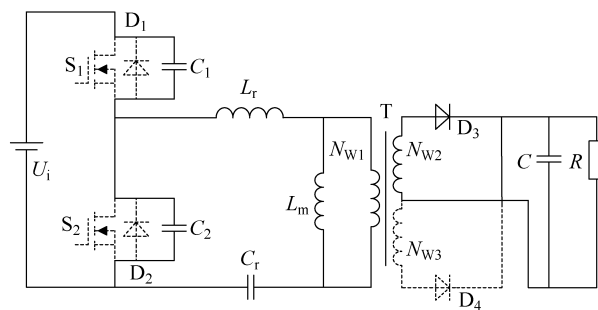
从 LLC 谐振变换器的工作原理可以看出, 开关管 S_1 、 S_2 均可以实现零电压/零电流开通与零电压关断, 此外整流二极管的开通与关断均发生在零电流时刻, 因此其开通、关断过程的损耗也很小。



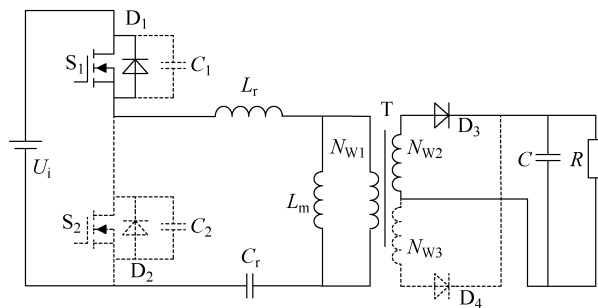
(a) 模式1($t_0 \sim t_1$)



(b) 模式2($t_1 \sim t_2$)



(c) 模式3($t_2 \sim t_3$)



(d) 模式4($t_3 \sim t_4$)

图 5.33 LLC 谐振变换器在 $f_m < f_s < f_r$ 时的模式图

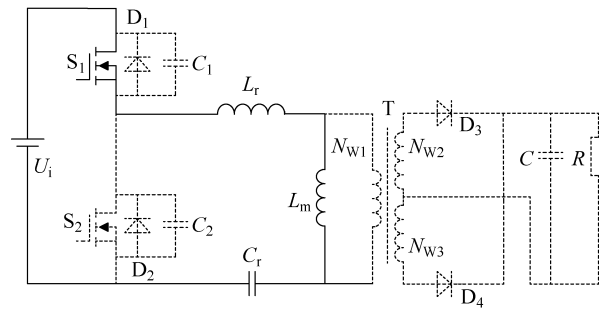
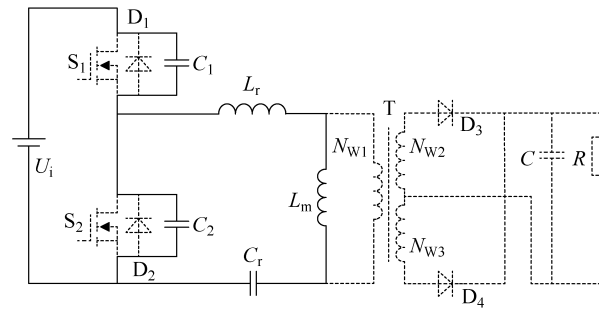
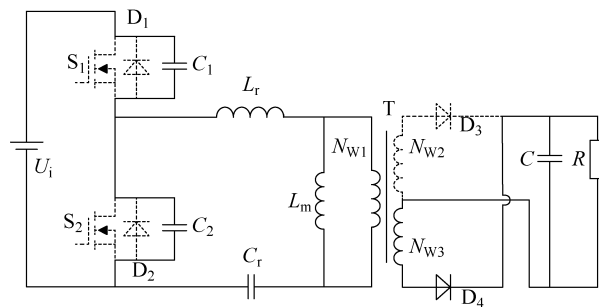
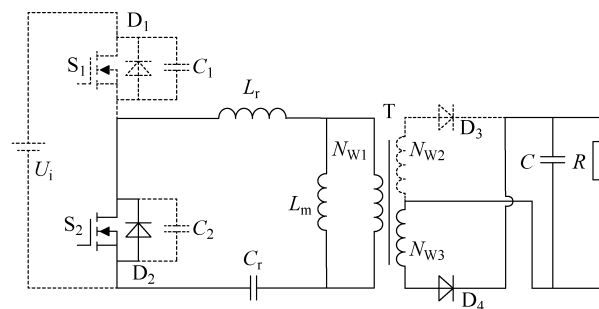

 (e) 模态5($t_4 \sim t_5$)

 (f) 模态6($t_5 \sim t_6$)

 (g) 模态7($t_6 \sim t_7$)

 (h) 模态8($t_7 \sim t_8$)

图 5.33 (续)

2. $f_s > f_r$

在开关频率 $f_s > f_r$ 时,变换器谐振电感 L_m 的端电压一直被整流二极管 D3 或 D4 钳位,其端电压值为 $|k_T U_o|$,由于谐振电感 L_m 不参与谐振,因此 LLC 谐振变换器在 $f_s > f_r$ 时的工作原理类似于 LC 串联谐振变换器在开关频率大于谐振频率时的情况。由于在介绍 LC 串联谐振变换器 $f_s > f_r$ 的时候忽略了开关管的寄生电容,在一个开关周期内仅有 4 个工作模态。本节考虑 LLC 谐振变换器在 $f_s > f_r$ 时,开关管的寄生电容,具体的工作波形与模态图分别如图 5.34 和图 5.35 所示。

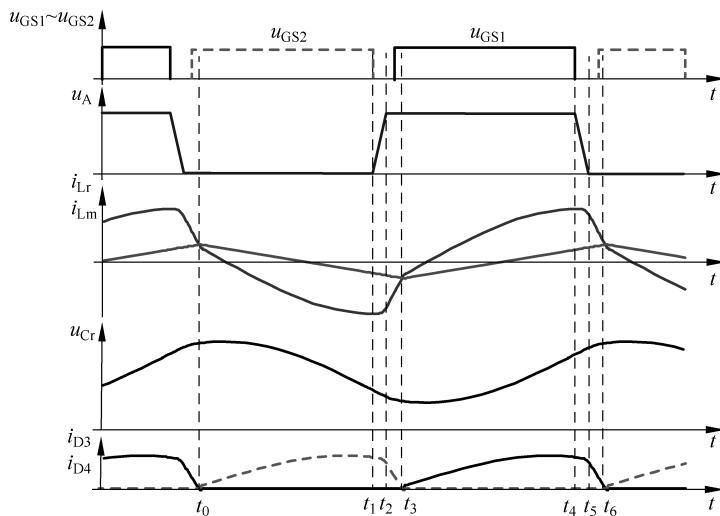


图 5.34 半桥 LLC 谐振变换器在 $f_s > f_r$ 时的工作波形

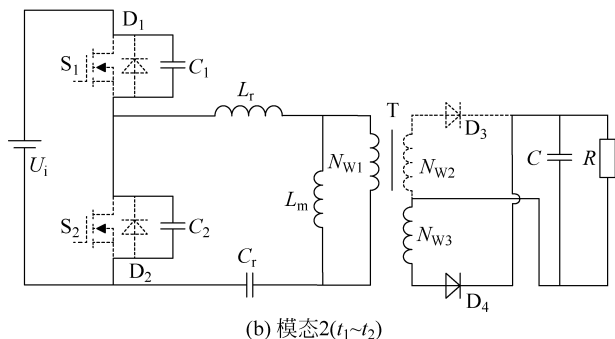
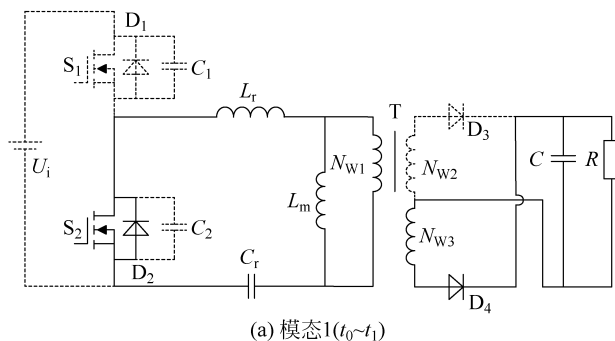


图 5.35 LLC 谐振变换器在 $f_s > f_r$ 时的模态图

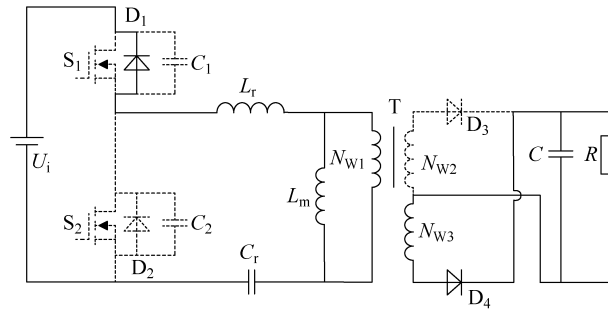
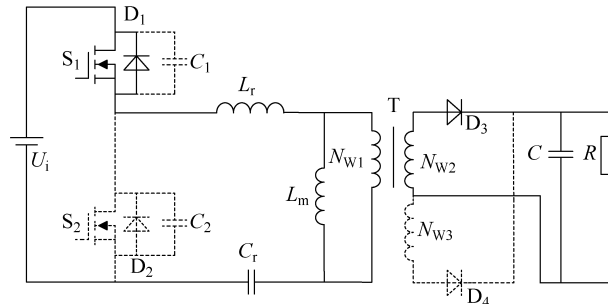
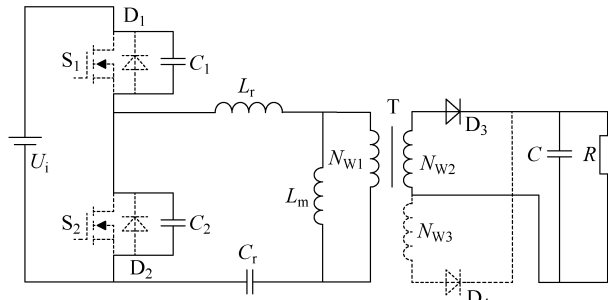
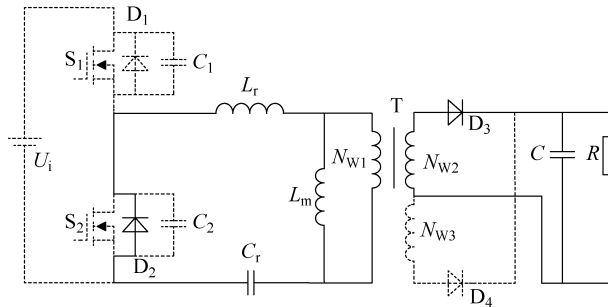

 (c) 模式3($t_2 \sim t_3$)

 (d) 模式4($t_3 \sim t_4$)

 (e) 模式5($t_4 \sim t_5$)

 (f) 模式6($t_5 \sim t_6$)

图 5.35 (续)

1) 模式 1: $t_0 \sim t_1$ [图 5.35(a)]

t_0 时刻前, $i_{Lr} > i_{Lm}$, 变压器原边电流 $i_{N_{W1}} = i_{Lr} - i_{Lm}$, 为一正值, 因此变压器副边的整流管 D_3 导通。由于开关管 S_1 关断、 S_2 导通, 且谐振电流 i_{Lr} 是一个正值, 因此二极管 D_2 处于

导通状态。

t_0 时刻, $i_{Lr} = i_{Lm}$, 且均为正值, 整流二极管 D_3 截止, 此后谐振电流 i_{Lr} 继续减小, 电流 $i_{N_{W1}}$ 变负, 对应的整流二极管 D_4 导通。此后谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r 继续谐振, 作用于谐振单元上的电压为 $-0.5U_i + k_T U_o$ 。当谐振电流 i_{Lr} 由正变负以后, 二极管 D_2 关断。该阶段中, 谐振电感电压被钳位在 $-k_T U_o$, 因此电流 i_{Lm} 开始线性下降。

t_1 时刻, 开关管 S_2 关断, 该模态结束。

2) 模态 2: $t_1 \sim t_2$ [图 5.35(b)]

t_1 时刻, 开关管 S_2 关断, 由于开关管 S_1 、 S_2 的寄生电容 C_1 、 C_2 较小, 因此该阶段分析时认为谐振电流 i_{Lr} 给 C_1 线性放电, 给 C_2 线性充电, 在该过程中, 开关管 S_1 的端电压逐渐下降, 开关管 S_2 的端电压逐渐上升。因此, 开关管 S_2 实现了零电压关断。在 t_2 时刻, 电压 $u_A(t_2) = U_i$ 。

3) 模态 3: $t_2 \sim t_3$ [图 5.35(c)]

t_2 时刻以后, 二极管 D_1 导通, 开关管 S_1 的端电压为零, 因此在 t_2 时刻以后, 可以开通开关管 S_1 , 且可实现开关管 S_1 的零电压/零电流开通。该模态一直持续到 t_3 时刻 $i_{Lr} = i_{Lm}$ 结束。

t_3 时刻以后, $i_{Lr} > i_{Lm}$, 整流二极管 D_4 截止, 整流二极管 D_3 开通。

后半周期的模态图分别如图 5.35(d)~(f) 所示, 与前半周期对称, 这里不再赘述。

同样的, LLC 谐振变换器在 $f_s > f_r$ 时, 开关管 S_1 、 S_2 均可以实现零电压/零电流开通与零电压关断, 整流二极管的开通与关断均发生在零电流时刻, 因此整个变换器功率器件的开关损耗很小。

当 $f_s < f_m$ 时, 谐振单元与负载呈现容性, 这对变换器的效率提升不利, 因此, 设计 LLC 变换器时通常避免工作在此区域。

5.7.2 LLC 谐振变换器的输出特性

从图 5.32 和图 5.34 可以看出, 谐振变换器输入电压 u_A 中的直流分量等于 $0.5U_i$, 其基波分量为

$$u_{A-f}(t) = \frac{2}{\pi} U_i \sin(2\pi f_s t) \quad (5-23)$$

为了对谐振变换器进行稳态分析, 采用基频分量法 (First Harmonic Approximation) 进行分析。假设谐振电流 i_{Lr} 也是一个正弦函数

$$i_{Lr}(t) = \sqrt{2} I_{Lr} \sin(2\pi f_s t - \varphi) \quad (5-24)$$

其中, I_{Lr} 为谐振电流 i_{Lr} 的有效值, φ 为谐振电流与电压 u_A 之间的相位差。

整流二极管流过准正弦电流, 并且当电流到零时翻转; 因此整流电路的输入电压是幅值为 U_o 的方波, 电流与电压同相, 对应的基波电压与电流分别为

$$u_{o_rec}(t) = \frac{4}{\pi} U_o \sin(2\pi f_s t - \gamma) \quad (5-25)$$

$$i_{o_rec}(t) = \sqrt{2} I_{o_rec} \sin(2\pi f_s t - \gamma) \quad (5-26)$$

其中, I_{o_rec} 为整流电流 i_{o_rec} 的有效值, γ 为整流电流与整流输入电压 u_{o_rec} 之间的相位差。

因此可以得到输出平均电流 I_o 为

$$I_o = \frac{2}{T_s} \int_0^{0.5T_s} |i_{o_rec}(t)| dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{o_rec} = \frac{P_o}{U_o} = \frac{U_o}{R} \quad (5-27)$$

其中, T_s 为开关周期, P_o 为变换器输出功率。由于整流电压与整流电流同相, 因此整流电路+输出滤波对谐振网络就相当于等效电阻 R_{o_ac}

$$R_{o_ac} = \frac{u_{o_rec}(t)}{i_{rec}(t)} = \frac{U_{o_rec}}{I_{rec}} = \frac{8U_o^2}{\pi^2 P_o} = \frac{8}{\pi^2} R \quad (5-28)$$

为了讨论方便, 把等效负载折算到变压器原边, 得到:

$$R_{ac} = n^2 R_{o_ac} \quad (5-29)$$

根据图 5.36 所示的 LLC 谐振变单元的交流等效电路可以得到谐振网络的传递函数为

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{n u_{o_rec}(s)}{u_{A_f}(s)} = \frac{R_{ac} \parallel sL_m}{\frac{1}{sC_r} + sL_r + (R_{ac} \parallel sL_m)} \\ &= \frac{-L_m C_r R_{ac} \omega^2}{-j\omega^3 L_r C_r L_m - \omega^2 C_r R_{ac} (L_r + L_m) + j\omega L_m + R_{ac}} \end{aligned} \quad (5-30)$$

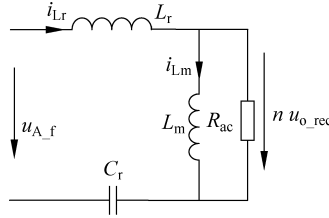


图 5.36 LLC 谐振变单元的交流等效电路

根据式(5-30)得到直流增益为

$$M_{dc} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{\pi u_{o_rec}(s)}{2\sqrt{2}} \frac{\sqrt{2}}{\pi u_{A_f}(s)} = \frac{1}{2n} |H(j\omega)| \quad (5-31)$$

定义电感系数: $\lambda = (L_r/L_m)$, 归一化频率 $f_n = (f_s/f_r)$, 电路品质因数 $Q = Z_o/R_{ac} = Z_o/(n^2 R_{o_ac}) = Z_o P_o / (n^2 U_o^2)$, 其中阻抗特性 $Z_o = \sqrt{L_r/C_r} = 2\pi f_r L_r = 1/(2\pi f_r C_r)$, 对式(5-30)进行变换, 得

$$M_{dc} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{2n} \left| \frac{1}{1 + \lambda \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right) + j \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right) Q} \right| = \frac{1}{2n} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (5-32)$$

定义归一化的电压增益 M 为

$$M = 2n \frac{U_o}{U_i} = |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (5-33)$$

由式(5-33)可以得到 LLC 谐振变换器直流增益曲线如图 5.37 所示。图中的直流增益曲线是在 $\lambda = 0.2$ 的情况下变化品质因数 Q 值得到的。从图中可以看出, 每条增益曲线都是随频率的增加先增加再减小, 所以每条曲线都会在某一个频率处有个拐点, 并且拐点频率随着负载减轻不断减小, 但不会一直趋近于零。因此, 在 LLC 变换器控制时, 如果输入电压在较大的范围内变化, 通过改变变换器的工作频率就可以实现输出电压的稳定。

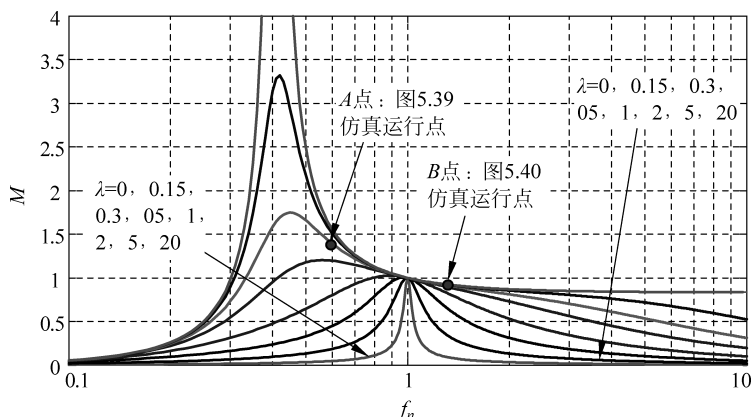


图 5.37 LLC 谐振变单元的输出电压随开关频率变化曲线($\lambda=0.2$)

5.7.3 LLC 谐振变换器的仿真验证

为验证 LLC 并联谐振变换器在上述 3 种工作情况下的运行情况,建立了如图 5.38 所示的 Saber 仿真模型。仿真模型中的器件型号与参数如图中所示,图中谐振频率 $f_r = 50\text{kHz}$, $f_m = 17.5\text{kHz}$,变压器的变比为 $4:1:1$ 。

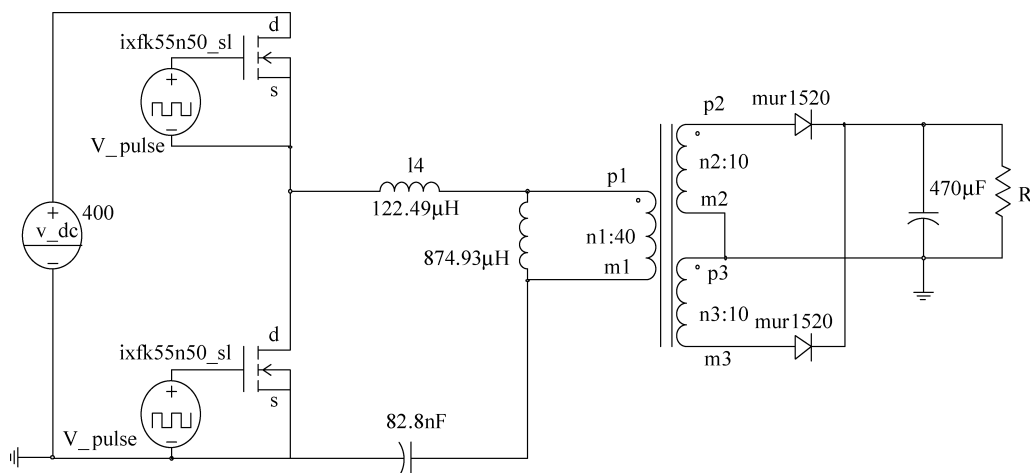


图 5.38 基于半桥电路的 LLC 谐振变换器的 Saber 仿真模型

图 5.39 为开关频率等于 30kHz ($f_m < f_s < f_r$)、设定死区时间 $0.7\mu\text{s}$, 负载电阻 $R = 9.875\Omega$ 时 Saber 仿真模型得到的仿真结果,从前面的分析可以得到变换器的品质因数 $Q = 0.3$,变换器的输出电压 $U_o = 64.9\text{V}$,可以求得归一化的电压增益 $M = 1.298 (8 \times 64.9/400)$,与图 5.37 中的 A 点对应。可以看出,谐振变换器的仿真波形与图 5.32 所示的理论波形相同,图中仅给出了开关管 S_2 的端电压与电流波形,在关管 S_2 导通之前,其体二极管 D_2 已经导通,且流过其的电流从零慢慢上升,因此开关管 S_2 实现零电压/零电流开通;为方便观测开关管 S_2 的关断过程,图中对其进行了局部放大,可以看到,开关管的端电压缓慢地上升的过程,与电流的重叠部分很小,虽然开关管的电流维持一段很小的电流值,该电流是对开关管的寄生电容进行充电的电流,因此对开关管来说是实现了零电压关断;变压

器副边的整流二极管 D_3 与 D_4 电流均能在零电流处导通与关断,因此整流二极管的反向恢复损耗很小。

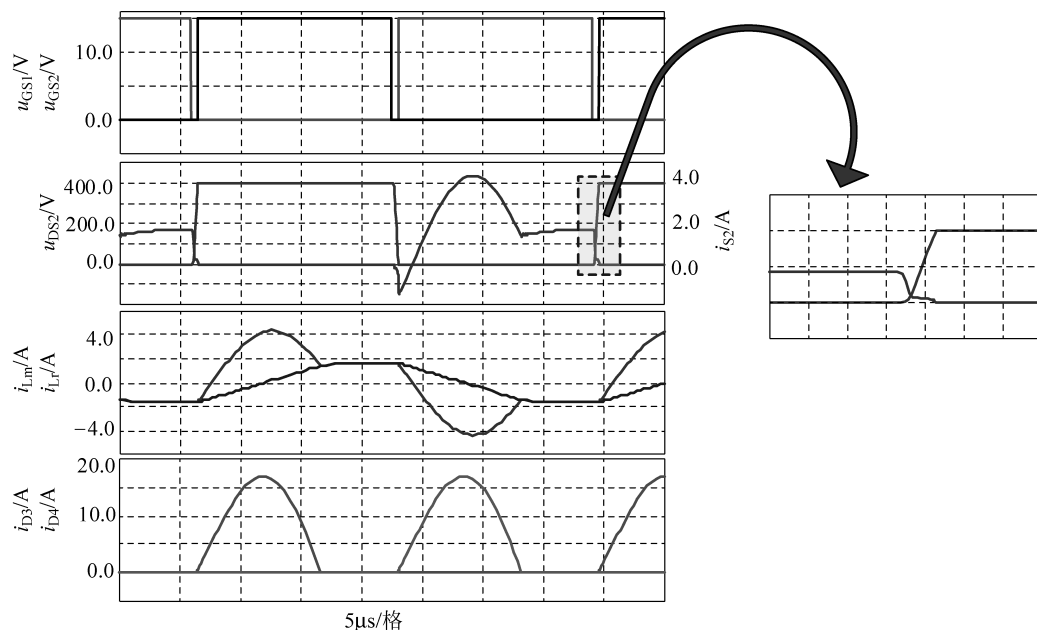


图 5.39 LLC 谐振变换器在 $f_m < f_s < f_r$ 时的 Saber 仿真结果

图 5.40 为开关频率等于 55.5kHz ($f_m < f_s < f_r$)、设定死区时间 $0.7\mu\text{s}$ 、负载电阻 $R = 9.875\Omega$ 时 Saber 仿真模型得到的仿真结果,其品质因数 $Q = 0.3$,变换器的输出电压 $U_o = 47.9\text{V}$,可以求得归一化的电压增益 $M = 0.958(8 \times 47.9/400)$,与图 5.37 中的 B 点对应。可以看出,谐振变换器的仿真波形与图 5.34 所示的理论波形相同,开关管与二极管的电压电流分析类似图 5.39,这里不再分析。

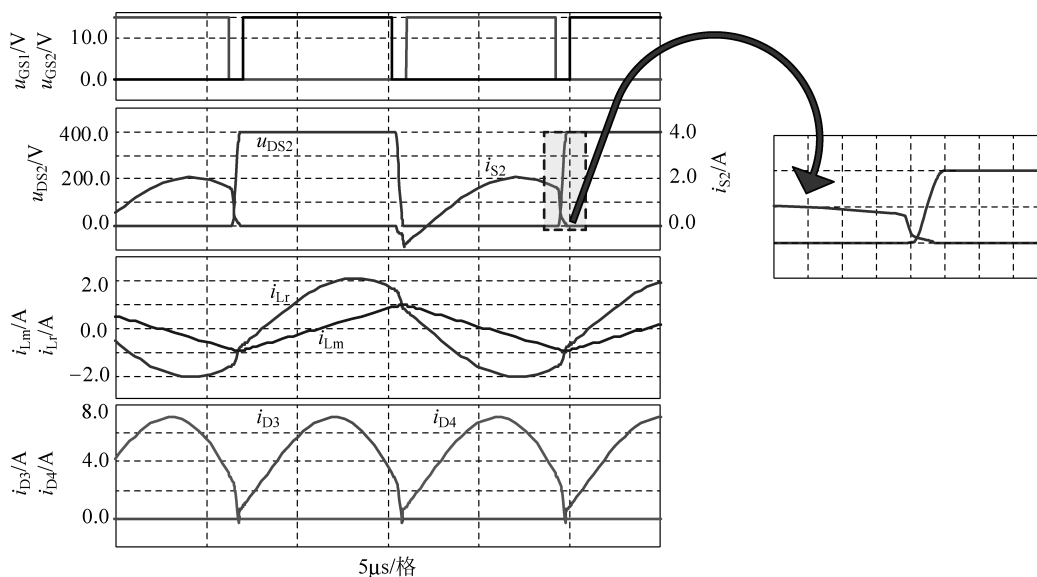


图 5.40 LLC 谐振变换器在 $f_s > f_r$ 时的 Saber 仿真结果

5.8 移相全桥零电压开关 PWM 变换器

前面几节所讲的几类谐振变换器均是通过改变变换器工作的开关频率来实现输出电压的调节,变频控制对变换器中的磁性元件以及滤波器设计提出了较高的要求,如果设计不合理,很可能使变换器中的磁心饱和和运行或者纹波水平超出规定。本节介绍的移相全桥零电压开关 PWM 变换器如图 5.41 所示,其开关频率固定,利用增加的谐振电感 L_r 与开关管的输出电容($C_1 \sim C_4$)发生谐振实现开关管的零电压开关。图 5.41 中, $D_1 \sim D_4$ 为对应开关管的体二极管, $D_5 \sim D_8$ 构成桥式整流器,输出侧采用 LC 二阶低通滤波器进行滤波。

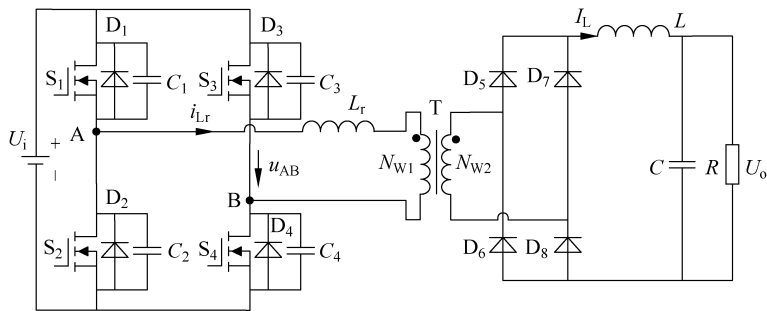


图 5.41 移相全桥零电压开关 PWM 变换器

5.8.1 移相全桥零电压开关 PWM 变换器的工作原理

移相全桥零电压开关 PWM 变换器在一个开关周期内的理论波形如图 5.42 所示,一个开关周期内变换器分 12 个工作模态,图 5.43 给出了各模态的等效电路。变换器中,通常滤波电感 L 折算到原边的值要远远大于谐振电感 L_r 的大小。从图 5.42 中可以看出,开关管 S_1 、 S_2 驱动信号超前 S_4 、 S_3 驱动信号一个相位角,因此通常将开关管 S_1 、 S_2 组成的桥臂称为超前桥臂,开关管 S_3 、 S_4 组成的桥臂称为滞后桥臂。

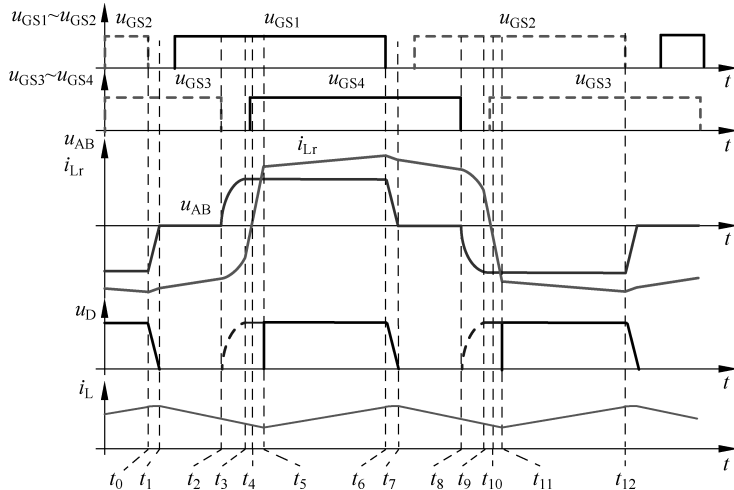


图 5.42 移相全桥零电压开关 PWM 变换器的主要工作波形

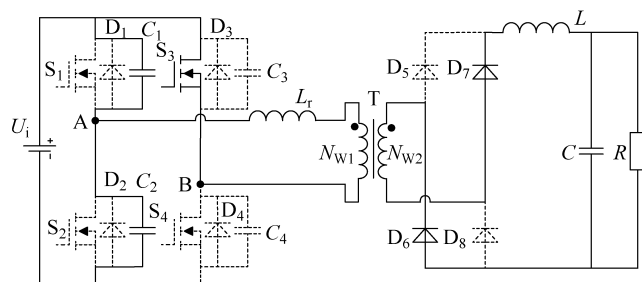
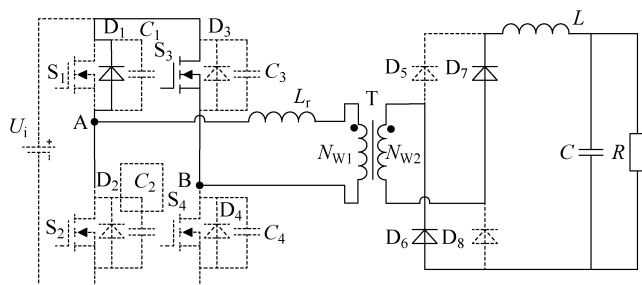
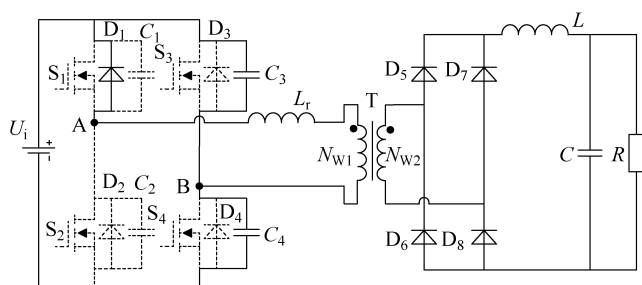
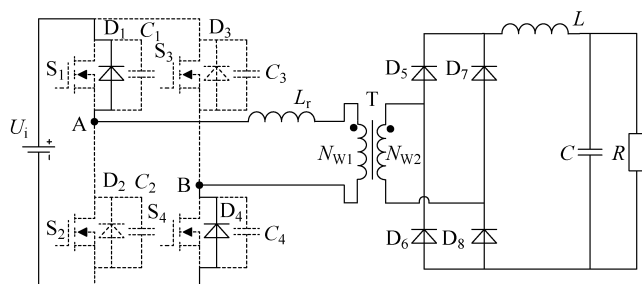
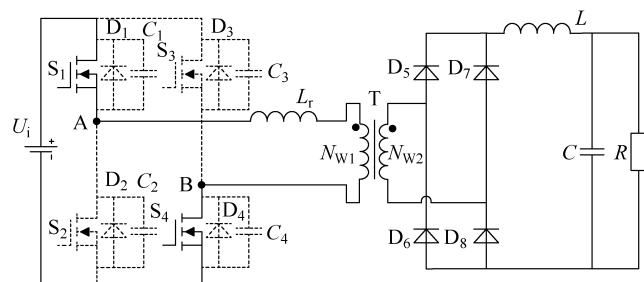
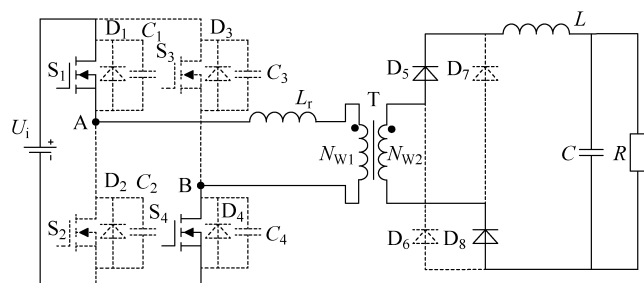
(a) 模式1($t_0 \sim t_1$)(b) 模式2($t_1 \sim t_2$)(c) 模式3($t_2 \sim t_3$)(d) 模式4($t_3 \sim t_4$)

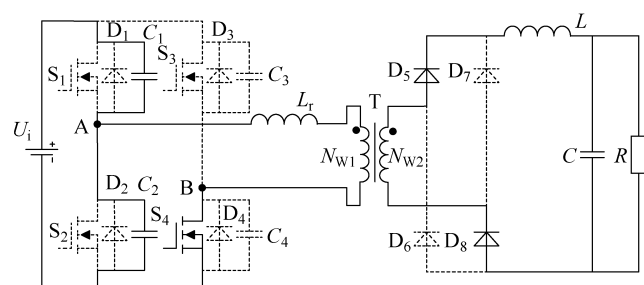
图 5.43 移相全桥零电压开关 PWM 变换器的各模式等效电路



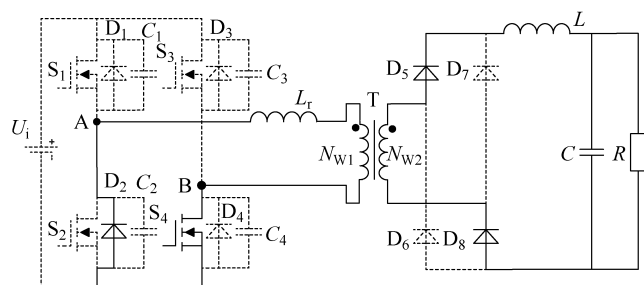
(e) 模式5($t_4 \sim t_5$)



(f) 模式6($t_5 \sim t_6$)



(g) 模式7($t_6 \sim t_7$)



(h) 模式8($t_7 \sim t_8$)

图 5.43 (续)

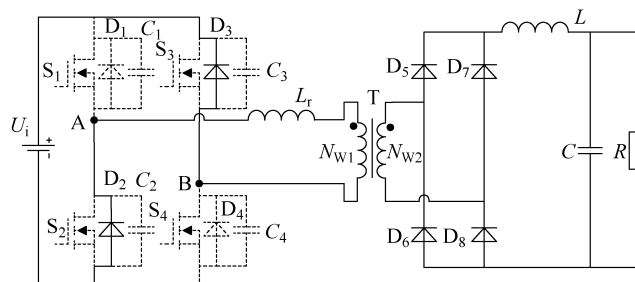
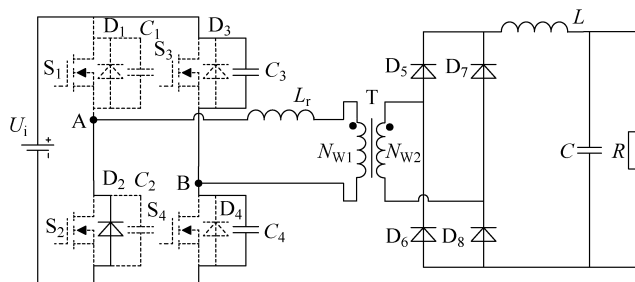
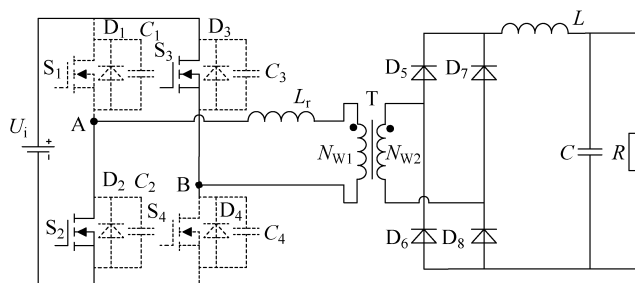
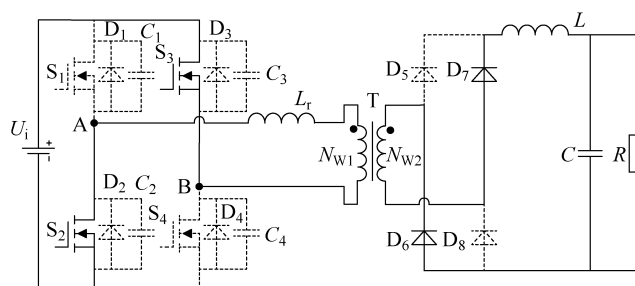
(i) 模态9($t_8 \sim t_9$)(j) 模态10($t_9 \sim t_{10}$)(k) 模态11($t_{10} \sim t_{11}$)(l) 模态12($t_{11} \sim t_{12}$)

图 5.43 (续)

1) 模态 1: $t_0 \sim t_1$ [图 5.43(a)]

t_0 时刻前, 开关管 S_2 、 S_3 导通, 电流 i_{Lr} 为负值, 变压器副边整流二极管 D_6 、 D_7 处于导通状态。滤波电感电流线性增加。

t_0 时刻, 关断开关管 S_2 , 电感 L_r 与 L 串联共同对电容 C_1 放电、 C_2 充电, 由于 L 值很

大,该段时间内,近似认为开关管 S_1 端电压线性下降、 S_2 端电压线性上升,因此电压 u_{AB} 线性下降,至 t_1 时刻, $u_{AB}=0$ 。作用于滤波电感的端电压 $u_L=(u_{AB}/k_T)-U_o$,因此该模态内,电压 u_L 先正后负,对应的电流 i_L 也先上升后下降,不过该段时间较短,且 L 值较大,电流 i_L 的变化不明显。

2) 模态 2: $t_1 \sim t_2$ [图 5.43(b)]

t_1 时刻, $u_{AB}=0$ 。 t_1 时刻后,二极管 D_1 导通,因此,在 t_1 时刻后,开关管 S_1 可以实现零电压开通。该模态中,电感 L_r 与 L 仍为串联关系,滤波电感端电压 $u_L=-U_o$,因此电流 i_L 线性下降,电流 $i_{Lr}=k_T i_L$ 。 t_2 时刻,关断开关管 S_3 。

3) 模态 3: $t_2 \sim t_3$ [图 5.43(c)]

t_2 时刻,关断开关管 S_3 以后,电流 i_{Lr} 对电容 C_4 放电、 C_3 充电,电压 u_{AB} 变为负值,电流 i_{Lr} 减小的幅度比电流 i_L 大,因此变压器原边的电流不足以提供全部的副边电流 i_L ,则整流二极管 D_5 、 D_8 导通,而整流二极管 D_6 、 D_7 继续导通,电流 i_{D5} 、 i_{D8} 逐渐增大,电流 i_{D6} 、 i_{D7} 逐渐减小。此时,变压器原副边电压等于 0,电感 L_r 与电容 C_3 、 C_4 发生谐振。滤波电感电压与前一模态相同,即 $u_L=-U_o$,因此电流 i_L 仍线性下降。当 t_3 时刻, $u_{AB}=-U_i$ 时,该模态结束。由于开关管 S_3 的端电压上升是伴随着谐振过程,谐振过程结束, S_3 的端电压上升到 U_i ,因此开关管 S_3 实现零电压关断。

4) 模态 4: $t_3 \sim t_4$ [图 5.43(d)]

当 t_3 时刻, $u_{AB}=-U_i$,此后二极管 D_4 导通,电感 L_r 中存储的能量通过二极管 D_1 、 D_4 回馈到输入电源,电流 i_{Lr} 可以在较短的时间内下降到零。 t_4 时刻, $i_{Lr}=0$,此时变压器副边的整流电路中,4 个整流管流过的电流相等。在 t_3 时刻以后 D_4 导通至 $i_{Lr}=0$ 的这段时间内开通 S_4 可实现 S_4 的零电压导通。

5) 模态 5: $t_4 \sim t_5$ [图 5.43(e)]

t_4 时刻以后, $i_{Lr}>0$,变压器原边侧电路中的电流从二极管 D_1 、 D_4 换流到开关管 S_1 、 S_4 ,开关管在 t_4 时刻获得零电压开通。电感 L_r 的端电压 $u_{Lr}=U_i$,对应电流 i_{Lr} 线性增加,因此整流电路中的电流关系为 $i_{D5}=i_{D8}>i_{D6}=i_{D7}$ 。 t_5 时刻, $i_{Lr}=i_L/k_T$,整流二极管 D_6 、 D_7 关断, D_5 、 D_8 完全承担滤波电感电流 i_L 。

6) 模态 6: $t_5 \sim t_6$ [图 5.43(f)]

t_5 时刻以后,电感 L_r 与 L 又变成串联关系,即 $i_{Lr}=i_L/k_T$;滤波电感电压 $u_L=(u_{AB}/k_T)-U_o$,电流 i_L 在该模态内线性上升。 t_6 时刻,关断开关管 S_1 。

$t_6 \sim t_{12}$ 时刻,变换器的工作模态与前 6 个模态对称,这里不再赘述。

5.8.2 移相全桥零电压开关 PWM 变换器的仿真实验

为验证移相全桥零电压开关 PWM 变换器的运行情况,建立了如图 5.44 所示的 Saber 仿真模型。仿真模型中的器件型号与参数如图中所示,开关频率为 50kHz,超前开关管 S_1 、 S_2 驱动信号超前滞后开关管 S_4 、 S_3 驱动信号 2.5 μ s,则变换器的占空比 $D=0.75$;变压器变比 $k_T=4$,负载电阻 $R=10\Omega$ 。

图 5.45 为 Saber 仿真模型得到的仿真结果,图中仅给出了超前桥臂开关管 S_2 、滞后桥臂开关管 S_4 的电压电流波形,同一桥臂上的另一个开关管的运行波形相同,仅在相位上存

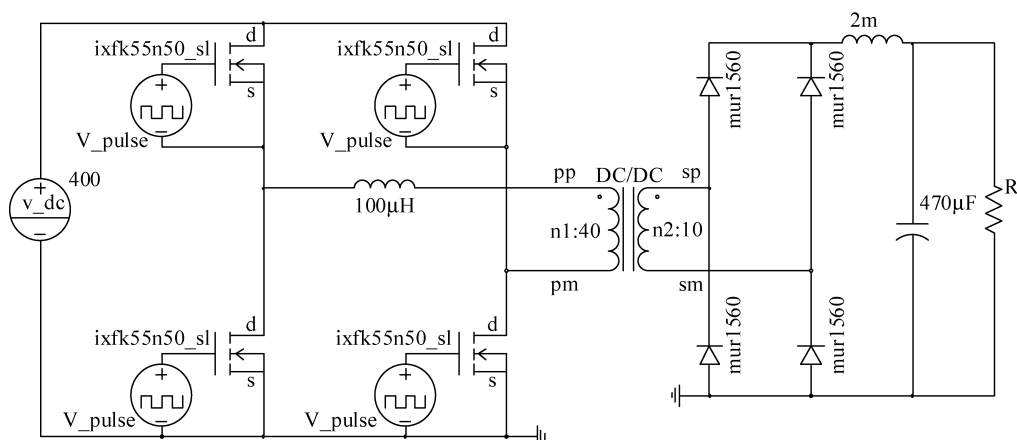


图 5.44 移相全桥零电压开关 PWM 变换器 Saber 仿真模型

在 180° 的相位差。可以看出开关管 S_2 、 S_4 在导通前均是并联的体二极管 D_2 、 D_4 先导通,待其端电压为零以后再开通,且由于电流上升速度受制于电流 i_{Lr} 的上升速度,因此所有的开关管 $S_1 \sim S_4$ 均可实现零电压/零电流导通。在开关管的关断时刻,由于开关管的体电容限制了端电压的上升速度,因此开关管都可以实现零电压关断。从整流电路的输出波形 u_D 可以看到,其高电压的宽度小于变压器原边电路中开关管 S_1 、 S_4 (或 S_2 、 S_3) 导通重叠的时间,究其原因,是整流二极管的换流时间受制于变压器原边电路中的电流 i_{Lr} 的方向改变的时间,即对应于图 5.42 在 $t_2 \sim t_5$ 、 $t_8 \sim t_{11}$ 内的两段时间,在这两段时间内,4 个整流二极管均处于导通状态,因此电压 u_D 在这两段时间内为零。此外 u_D 的端电压存在很大的尖峰,需要额定电压更高、导通压降也更高的二极管,这增加了电路中的损耗。

5.8.3 移相全桥零电压开关 PWM 变换器的优点和缺点

虽然移相全桥零电压开关 PWM 变换器能够实现所有开关管的零电压开通与零电流关断,但该变换器与前面几节介绍的谐振变换器,特别是与 LLC 谐振变换器相比,存在着不少的缺点,具体如下。

1. 轻载时难以实现零电压开关

超前桥臂和滞后桥臂开关管实现 ZVS 的条件不同。两个桥臂上的开关管实现 ZVS 都需要相应的并联电容能量释放为零,二极管自然导通。超前桥臂中的开关管关断以后,是电感 L_r 与 L 串联共同对电容 C_1 、 C_2 进行充放电;滞后桥臂中的开关管关断以后,是电感 L_r 单独对电容 C_3 、 C_4 进行充放电,而电感 L_r 相对于电感 L 的值要小很多,所以在轻载情况下 L_r 中的能量不能保证完全对 C_3 、 C_4 进行一个充放电过程,因此在轻载情况下,滞后桥臂中的开关管不易实现零电压开关。此外,在轻载时,电感 L_r 或 L 对开关管体电容进行充放电的过程变慢,在死区时间内若不能完成对体电容的充放电,则零电压开关也不能实现。

2. 副边占空比丢失

副边占空比丢失是移相全桥变换器中的一个重要的现象,所谓副边占空比丢失,就是说

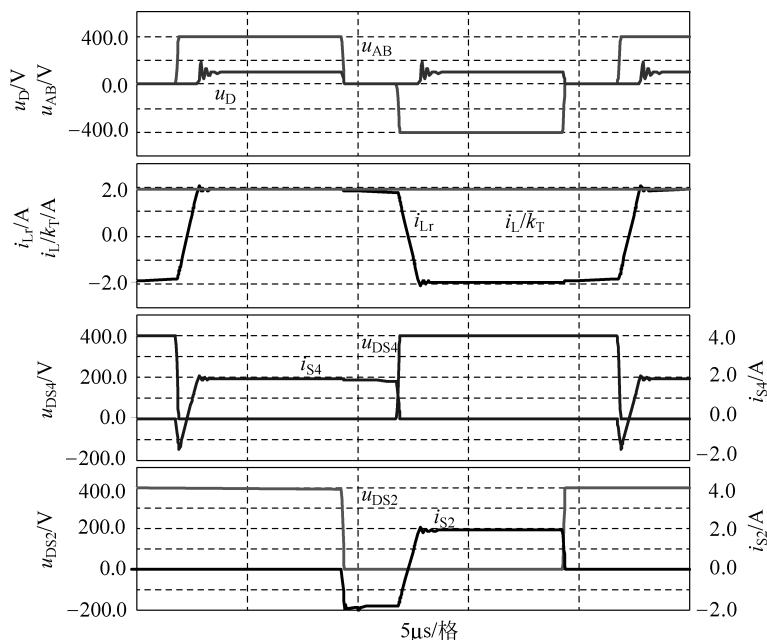


图 5.45 移相全桥零电压开关 PWM 变换器 Saber 仿真结果

副边的占空比 D_s 小于原边的占空比 D_p , 即: $D_s < D_p$, 其差值就是副边占空比丢失 D_{loss} ; 副边占空比丢失的原因是: 存在原边电流从正向(或负向)变化到负向(或正向)负载电流的时间, 即对应于图 5.42 在 $t_2 \sim t_5$ 、 $t_8 \sim t_{11}$ 内的两段时间, 在这两段时间内, 4 个整流二极管均处于导通状态, 因此电压 u_D 在这两段时间内为零。 D_{loss} 使 D_s 减少, 为了得到所要求的输出电压, 就必须减小原副边的匝数比。而匝数比的减少, 带来两个问题: ①原边电流增加, 开关管电流峰值也要增加, 通态损耗加大; ②副边整流桥的耐压值要增加。为了减少 D_{loss} , 可以采用饱和电感的办法, 就是将谐振电感 L_r 改为饱和电感, 但是不能完全消除占空比丢失。

3. 副边整流二极管存在反向恢复问题

反向恢复现象是二极管使用时必须注意的问题。根据移相全桥零电压开关 PWM 变换器由于占空比丢失的原因, 谐振电感 L_r 不能太大, 因此为使输出电压交流分量较小, 副边滤波电路必须有一定滤波电感 L_f 的存在。在电压 u_{AB} 反向时, 导通的整流二极管电流不能立即降为零, 必然存在 4 个整流二极管同时导通续流的过程 ($t_2 \sim t_5$ 、 $t_8 \sim t_{11}$)。此时由导通向关断过程转换的二极管存在反向恢复问题, 整流电压 u_D 出现振荡, 二极管反向电压出现尖峰, 如图 5.45 中的仿真波形 u_D 存在着较大的电压尖峰。这种由整流二极管反向恢复问题而引起的损耗严重限制了直流电源效率的提高。

4. 输入电压和变换器转换效率的矛盾

在输入电压保证能输出满载电压的前提下, 当输入电压 U_i 较低时, 占空比大, 原边环流能量较小(即在 $u_{AB} = 0$ 阶段流过开关管的电流), 变换器效率较高; 当输入电压 U_i 较高时,

占空比小,原边环流持续时间变长,且换流又不能转移到输出侧,仅在变压器原边电路流通,因此变换器效率较低。为取得较高的效率,移相全桥零电压 PWM 变换器通常设计在输入电压较低,占空比较大时工作。出现输入电压掉电时,负载能量只能由直流母线电容提供,短时间内输入电压很快降低。这时要维持输出电压恒定,要求占空比更大,电路失去超调能力,使输出电压很快降低。因此输入电压和变换效率的这种关系,对于有掉电维持时间限制的开关电源是不适合的。

习题

1. 什么是软开关技术?
2. 软开关技术如何分类?
3. 零电压准谐振变换器有哪些缺点?
4. LLC 谐振变换器在开关频率通常工作在什么范围内,为什么?
5. 移相全桥零电压开关 PWM 变换器有哪些缺点?