

变换器。

② ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器通过控制辅助开关管的开关,来控制谐振电感和谐振电容的谐振工作过程,从而实现变换器的 PWM 控制。

③ 谐振电感和谐振电容的谐振工作贯穿于 QRCs 工作的全过程;而在 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器中,谐振电感和谐振电容只是在主开关管开关时谐振工作一段时间,只占开关周期的很少部分。

④ ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器实现主开关管软开关的条件分别与 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的完全一样。

⑤ ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器中主开关管和整流二极管的电流和电压应力分别与 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的完全一样。

⑥ 与 ZCS QRCs 一样,ZCS PWM 变换器吸收了整流二极管的结电容,未能吸收主开关管的结电容;而与 ZVS QRCs 一样,ZVS PWM 变换器则吸收了主开关管的结电容,未能吸收整流二极管的结电容。

ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器中谐振元件的谐振时间相对于开关周期来说很短,而谐振元件的谐振频率一般为几 MHz,这样 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器的开关频率为几百 kHz 到 1MHz,相对于 QRCs 而言低一些。但由于实现了恒定频率工作,输出滤波器可以优化设计。而 QRCs 的开关频率范围很宽,最低频率可能较低,因此 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器的性能指标和体积重量优于 QRCs。与 QRCs 一样,ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器的电压和电流应力很大,因此一般也应用在小功率、低电压、而且对体积和重量要求十分严格的场合,比如宇航电源和程控交换机的 DC/DC 电源模块。

第五章 零电压转换(ZVT) PWM 变换器

5.1 引言

前几章讨论了谐振变换器和准谐振变换器、多谐振变换器,在这些电路中,谐振电感和谐振电容一直参与能量传递,而且它们的电压和电流应力较大。在 ZVS PWM 变换器和 ZCS PWM 变换器中,谐振元件虽然不是一直谐振工作,但谐振电感却串联在主功率回路中,损耗较大。同时,开关管和谐振元件的电压应力和电流应力与准谐振变换器的完全相同。为了克服这些缺陷,文献[20]提出了零电压转换(Zero-voltage-transition, ZVT)变换器的概念,该类变换器的特点是:①采用 PWM 控制方式,实现恒定频率控制;②辅助电路只是在开关管开关时工作,其他时候不工作,从而减小了辅助电路的损耗;③辅助电路不是串联在主功率回路中,而是与主功率回路相并联,这样也减小了辅助电路的损耗;④辅助电路的工作不会增加主开关管的电压和电流应力,主开关管的电压和电流应力很小,与第一章讨论的直流变换器的电压和电流应力一样,这是它与 ZVS PWM 变换器和 ZCS PWM 变换器的根本区别,这也使得 ZVT 变换器在中大功率场合得到广泛应用。

本章讨论该类变换器的工作原理及参数设计,由于该类变换器的辅助开关管是硬关断,本章还将介绍该类变换器的改进电路。

5.2 ZVT PWM 变换器

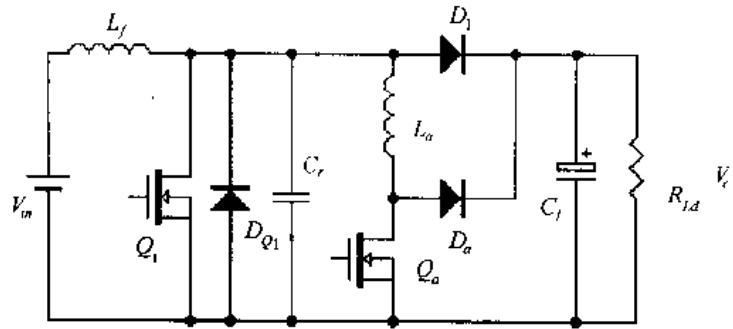
5.2.1 工作原理

ZVT PWM 变换器的基本思路是:为了实现主开关管的零电压关断,可以给它并联一个缓冲电容,用来限制开关管电压的上升率。而在主开关管开通时,必须要将其缓冲电容上的电荷释放到零,以实现主开关管的零电压开通。为了在主开关管开通之前将其缓冲电容上的电荷释放到零,可以附加一个辅助电路来实现。而当主开关管零电压开通后,辅助电路将停止工作。也就是说,辅助电路只是在主开关管将要开通之前的很短一段时间内工作,在主开关管完成零电压开通后,辅助电路立即停止工作,而不是在变换器工作的所有时间都参与工作。

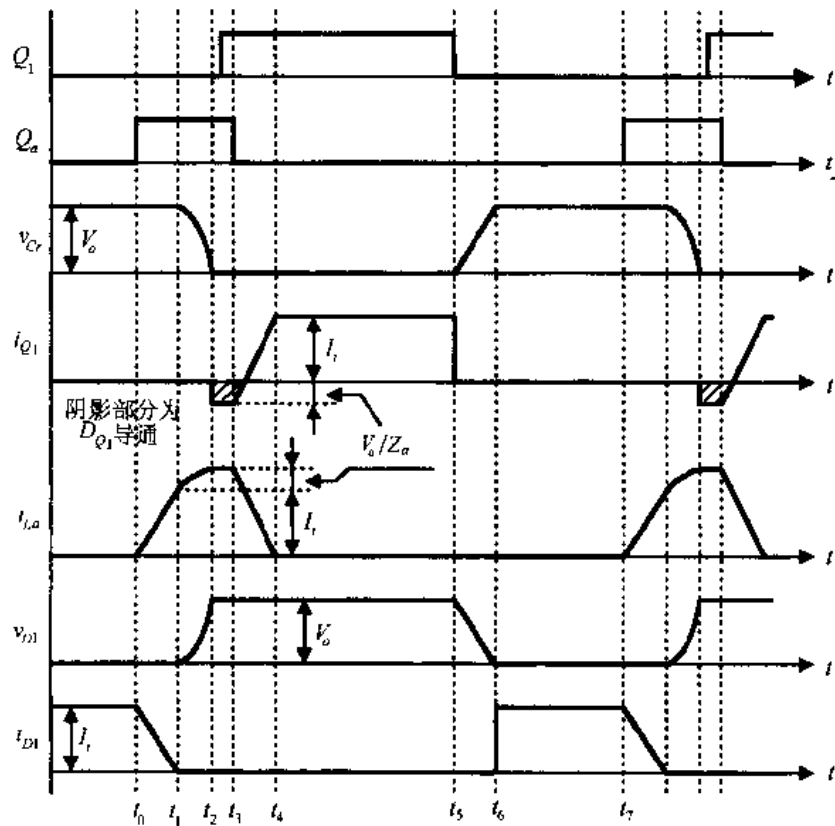
本节以 Boost ZVT PWM 变换器为例,讨论 ZVT PWM 变换器的工作原理。Boost ZVT PWM 变换器的基本电路和主要波形如图 5.1 所示。输入直流电源 V_{in} ,主开关管 Q_1 、升压二极管 D_1 、升压电感 L_f 和滤波电容 C_f 组成基本的 Boost 变换器, C_r 是 Q_1 的缓冲电容,它包括了 Q_1 的结电容, D_{Q1} 是 Q_1 的体二极管。虚框内的辅助开关管 Q_a 、辅助二极管 D_a 和辅助电感 L_a 构成辅助电路。

在一个开关周期中,该变换器有七种开关状态。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 5.1 Boost ZVT PWM 变换器的基本电路及其主要波形

③ 升压电感 L_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电流基本保持不变, 为 I_i ;

④ 滤波电容 C_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电压基本保持不变, 为 V_o 。

图 5.2 给出了该变换器在不同开关状态下的等效电路。各开关状态的工作情况描述如下。

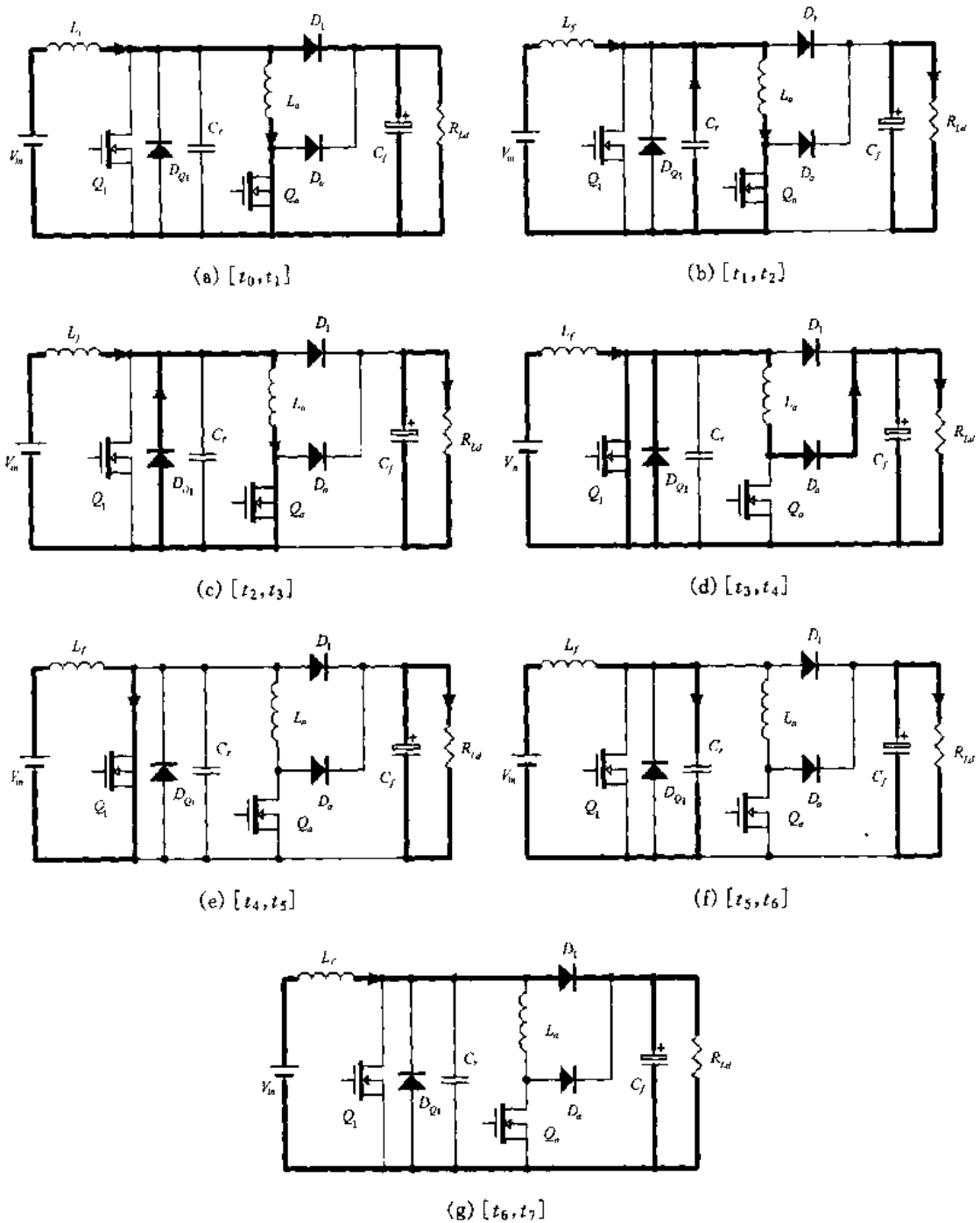


图 5.2 在不同开关状态下的等效电路

1. 开关模式 1 $[t_0, t_1]$ [对应于图 5.2(a)]

在 t_0 时刻前, 主开关管 Q_1 和辅助开关管 Q_a 处于关断状态, 升压二极管 D_1 导通。在 t_0 时刻, 开通 Q_a , 此时辅助电感电流 i_{La} 从 0 开始线性上升, 其上升斜率为 $\frac{di_{La}}{dt} = \frac{V_a}{L_a}$, 而 D_1 中的电流开始线性下降, 其下降斜率为 $\frac{di_{D1}}{dt} = -\frac{V_a}{L_a}$ 。在 t_1 时刻, i_{La} 上升到升压电感

电流 I_i , D_1 的电流减小到 0, D_1 自然关断, 开关模态 1 结束。该模态的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{L_a I_i}{V_o} \quad (5.1)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2] [对应于图 5.2(b)]

在此开关模态中, L_a 开始与电容 C_r 谐振, i_{L_a} 继续上升, 而 C_r 的电压 v_{C_r} 开始下降。 i_{L_a} 和 v_{C_r} 分别为:

$$i_{L_a}(t) = I_i + \frac{V_o}{Z_a} \sin \omega(t - t_1) \quad (5.2)$$

$$v_{C_r}(t) = V_o \cos \omega(t - t_1) \quad (5.3)$$

式中 $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_a C_r}}$, $Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_r}}$ 。

当 C_r 的电压下降到 0 时, Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, 将 Q_1 的电压箝在零位, 此时辅助电感电流为 $I_{L_a}(t_2) = I_i + \frac{V_o}{Z_a}$ 。该模态持续的时间为:

$$t_{12} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_a C_r} \quad (5.4)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3] [对应于图 5.2(c)]

在该模态中, D_{Q1} 导通, L_a 电流通过 D_{Q1} 续流, 此时开通 Q_1 就是零电压开通。 Q_1 的开通时刻应该滞后于 Q_a 的开通时刻, 滞后时间为:

$$t_d > t_{01} + t_{12} = \frac{L_a I_i}{V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_a C_r} \quad (5.5)$$

4. 开关模态 4 [t_3, t_4] [对应于图 5.2(d)]

在 t_3 时刻, 关断 Q_a , 由于 Q_a 关断时, 其电流不为零, 而且当它关断后, D_a 导通, Q_a 上的电压立即上升到 V_o , 因此 Q_a 为硬关断。当 Q_a 关断后, 加在 L_a 两端的电压为 $-V_o$, L_a 中的能量转移到负载中去, L_a 中的电流线性下降, Q_1 中的电流线性上升。

$$i_{L_a}(t) = I_{L_a}(t_2) - \frac{V_o}{L_a}(t - t_3) \quad (5.6)$$

$$i_{Q1}(t) = -\frac{V_o}{Z_a} + \frac{V_o}{L_a}(t - t_3) \quad (5.7)$$

在 t_4 时刻, L_a 电流下降到 0, Q_1 中的电流为 I_i 。

5. 开关模态 5 [t_4, t_5] [对应于图 5.2(e)]

在此模态中, Q_1 导通, D_1 关断。升压电感电流流过 Q_1 , 滤波电容给负载供电, 其规律与不加辅助电路的 Boost 电路完全相同。

6. 开关模态 6 [t_5, t_6] [对应于图 5.2(f)]

在 t_5 时刻 Q_1 关断, 此时升压电感电流给 C_r 充电, C_r 的电压从 0 开始线性上升。

$$v_{C_r}(t) = \frac{I_i}{C_r}(t - t_5) \quad (5.8)$$

由于存在 C_r , 所以 Q_1 是零电压关断。在 t_6 时刻, C_r 的电压上升到 V_o , 此时 D_1 自然导通。

7. 开关模态 7 [t_6, t_7] [对应于图 5.2(g)]

该模态与不加辅助电路的 Boost 电路一样, L_f 和 V_{in} 给滤波电容 C_f 和负载供电。

在 t_7 时刻, Q_a 开通, 开始另一个开关周期。

5.2.2 辅助电路的参数设计

1. C_r 的设计

C_r 是用来使 Q_1 实现零电压关断的, C_r 的选择应使得 $v_{DS(Q1)}$ 亦即 v_{C_r} 上升速度不要太快。一般可选择在最大负载时, v_{C_r} 从 0 上升到 V_o 的时间为 $(2 \sim 3)t_f$, t_f 为 Q_1 的关断时间。那么 C_r 可由下式来选择:

$$C_r = \frac{I_{i\max}}{V_o} \cdot (2 \sim 3)t_f \quad (5.9)$$

C_r 上的最大电压为 V_o 。因此, C_r 可根据式(5.9)和 V_o 来选择。

2. L_a 的设计

辅助电路只是在主开关管 Q_1 开关的时候起作用, 其他时候停止工作。为了不影响主电路的工作时间, 辅助电路的工作时间不能太长, 一般可选择为开关周期 T_s 的 $1/10$, 即 $t_{01} + t_{12} < T_s/10$, 亦即

$$\frac{L_a I_{i\max}}{V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_a C_r} \leq \frac{T_s}{10} \quad (5.10)$$

由上式可以求出 L_a 的大小。

L_a 的最大峰值电流 $I_{La(pk)\max}$ 为:

$$I_{La(pk)\max} = I_{i\max} + \frac{V_o}{Z_a} \quad (5.11)$$

L_a 的最大有效值电流 $I_{La\max}$ 为:

$$I_{La\max} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \frac{L_a}{3V_o} \left[I_{i\max}^3 + \left(I_{i\max} + \frac{V_o}{Z_a} \right)^3 \right] + \frac{I_{i\max}^2}{2\omega} + \frac{2V_o I_{i\max}}{\omega L_a} + \frac{V_o^2}{L_a Z_a} \cdot \frac{\pi}{4} + \left(I_i + \frac{V_o}{Z_a} \right)^2 t_{23} \right\}} \quad (5.12)$$

一般 t_{23} 很小, 可以忽略, 因此上式简写为:

$$I_{La\max} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \frac{L_a}{3V_o} \left[I_{i\max}^3 + \left(I_{i\max} + \frac{V_o}{Z_a} \right)^3 \right] + \frac{I_{i\max}^2 \pi}{2\omega} + \frac{2V_o I_{i\max}}{\omega L_a} + \frac{V_o^2}{L_a Z_a} \cdot \frac{\pi}{4} \right\}} \quad (5.13)$$

3. 辅助开关管的选择

辅助开关管的最大峰值电流为 $I_{Qa(pk)max} = I_{imax} + \frac{V_o}{Z_a}$, 最大有效值电流为

$$I_{Qa(max)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{L_a}{3V_o} I_{imax}^3 + \frac{I_{imax}^2 \pi}{2\omega} + \frac{2V_o I_{imax}}{\omega L_a} + \frac{V_o^2}{L_a Z_a} \cdot \frac{\pi}{4} \right]}$$

它所承受的最大电压为 V_o 。根据辅助开关管的最大峰值电流、最大有效值电流和它所承受的最大电压可以选择辅助开关管的型号。

4. 辅助二极管的选择

辅助二极管的最大峰值电流为 $I_{Da(pk)max} = I_{imax} + \frac{V_o}{Z_a}$, 最大有效值电流为

$$I_{Da(max)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \frac{L_a}{3V_o} \left(I_{imax} + \frac{V_o}{Z_a} \right)^3}$$

所承受的最大电压为 V_o 。根据辅助二极管的最大峰值电流、最大有效值电流和它所承受的最大电压可以选择辅助二极管的型号。

5.2.3 仿真结果与分析

图 5.3 给出了 Boost ZVT PWM 变换器的仿真结果, 仿真所用的参数为:

- 输入直流电压: $V_{in} = 250\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 400\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 2.5\text{A}$;
- 升压电感: $L_f = 450\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 47\mu\text{F}$;
- 辅助电感: $L_a = 10\mu\text{H}$;
- 辅助电容: $C_a = 1\text{nF}$;
- 开关频率: $f_s = 100\text{kHz}$ 。

图 5.3(a) 给出了主开关管和辅助开关管的驱动信号 $v_{GS(Q1)}$ 和 $v_{GS(Qa)}$ 。图 5.3(b) 是辅助电感电流 i_{La} 和输入电流 I_i 的波形, 从中可以看出辅助电路工作时间很短, 只是在主开关管开通时工作一段时间, 因此辅助电路的损耗很小。图 5.3(c) 给出了主开关管上的电压波形 $v_{DS(Q1)}$ 。当主开关管开通时, 辅助电路已使其电压下降到零, 并且其反并二极管已导通, 因此主开关管是零电压开通的。当主开关管关断时, 其并联电容限制了电压的上升率, 其电压慢慢上升, 因此主开关管是零电压关断的, 而且它的最大电压为输出电压 $V_o = 400\text{V}$ 。图 5.3(d) 是升压二极管的电流波形, 该图说明当主开关管开通时, 升压二极管的电流已下降到零, 因此它不存在反向恢复问题。图 5.3(e) 是辅助开关管上的电压波形 $v_{DS(Qa)}$, 该图表明, 辅助开关管关断时, 其电压迅速上升, 它是硬关断的, 存在较大的关断损耗。

在该变换器中, 输入电流为 $I_i = 4\text{A}$, 辅助谐振电感和谐振电容的特征阻抗为 $Z_a =$

$$\sqrt{\frac{L_a}{C_a}} = 100\Omega, \text{ 这时谐振电感电流的最大值为 } I_{Lr(max)} = I_i + \frac{V_o}{Z_a} = 4 + \frac{400}{100} = 8\text{A}。$$

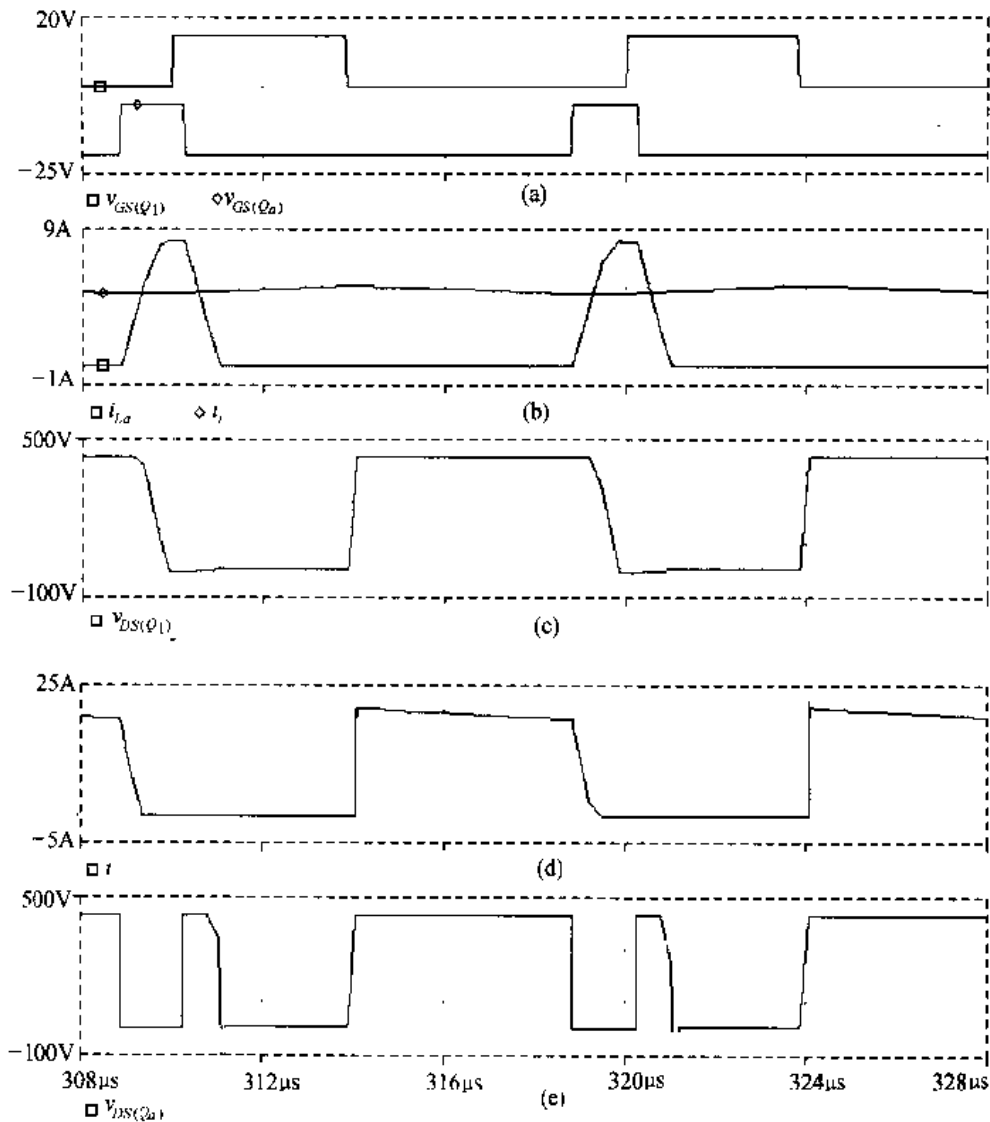


图 5.3 Boost ZVT PWM 变换器的仿真结果

5.3 ZVT PWM 变换器族及其优缺点

5.3.1 ZVT PWM 变换器族

ZVT 的概念可以推广到第一章讨论的所有单管直流变换器中,图 5.4 给出了不隔离的单管 ZVT PWM 变换器。在 Sepic ZVT PWM 变换器中,耦合电感 L_a 作为辅助电感使用,用来将谐振转换过程中的能量转移到储能电容 C_1 中去。这个能量也可以转移到负载或反馈到输入电压中去,只要将耦合电感 L_a 的副边和二极管 D_a 支路接在滤波电容 C_f 两端或输入电源上。在 Zeta ZVT PWM 变换器中,耦合电感 L_a 作为辅助电感使用,用来将谐振转换过程中的能量反馈到输入电源中去。这个能量实际上也可以转移到负载中去,只要将耦合电感 L_a 的副边和二极管 D_a 支路接在滤波电容 C_f 两端。但一般不这样做,因为 D_a 支路会给负载带来一定的脉冲电流,使输出电压纹波变大。

图 5.5 给出了几种隔离的单管 ZVT PWM 变换器。和 ZVS QRCs 一样,隔离的 ZVT

PWM 变换器也没有利用到功率变压器的漏感, 因此在设计功率变压器时, 有必要尽可能地减小漏感。可以采用原边和副边交叉绕法, 这种绕法的缺点是变压器的绕组电容较大。在传统的 PWM 变换器中, 绕组电容的能量消耗在开关管中, 增加了开关管的开通损耗。而在 ZVT PWM 变换器中, 绕组电容被谐振电容吸收, 作为谐振电容的一部分, 因此绕组电容被利用起来了。

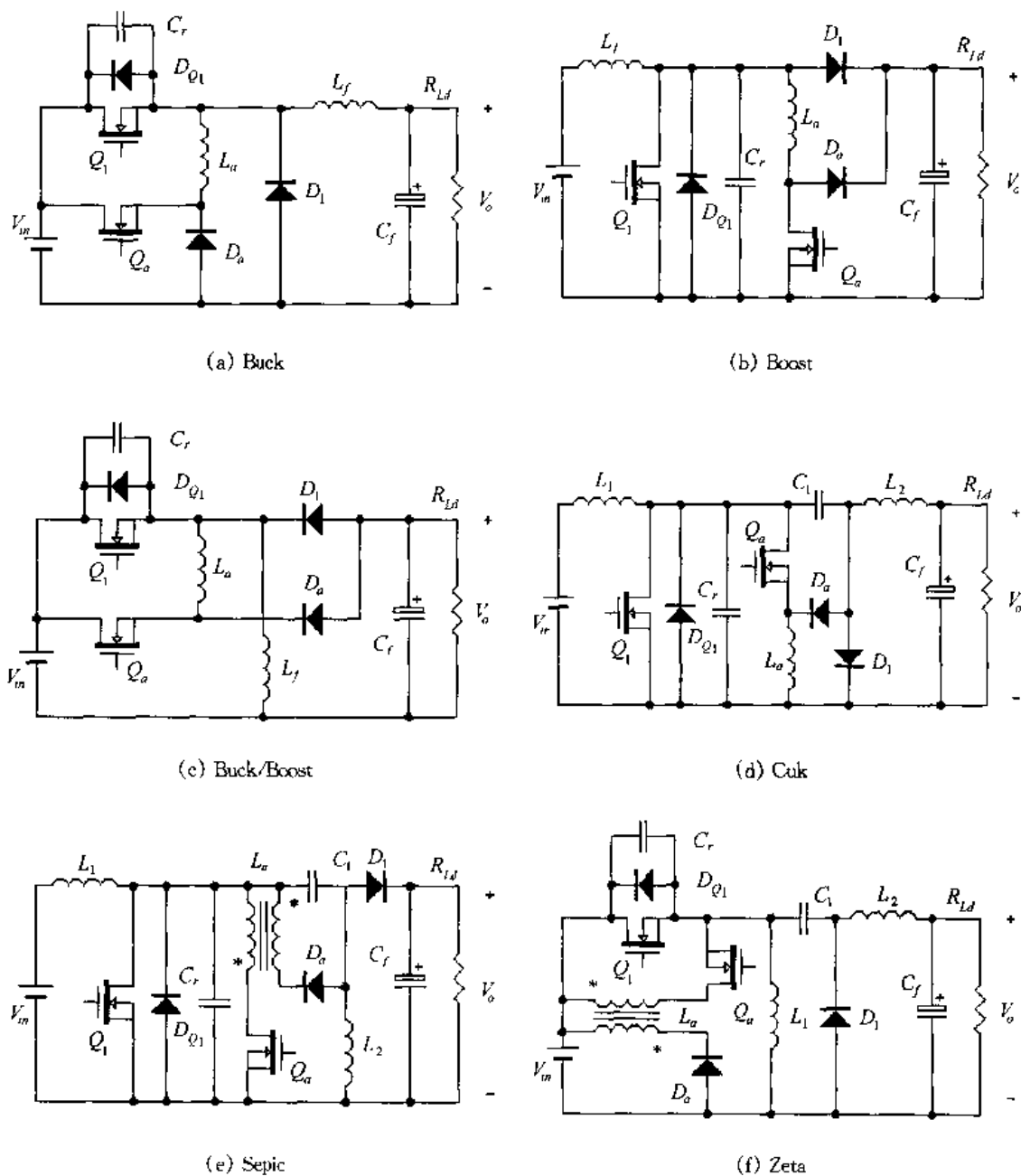


图 5.4 不隔离的单管 ZVT PWM 变换器

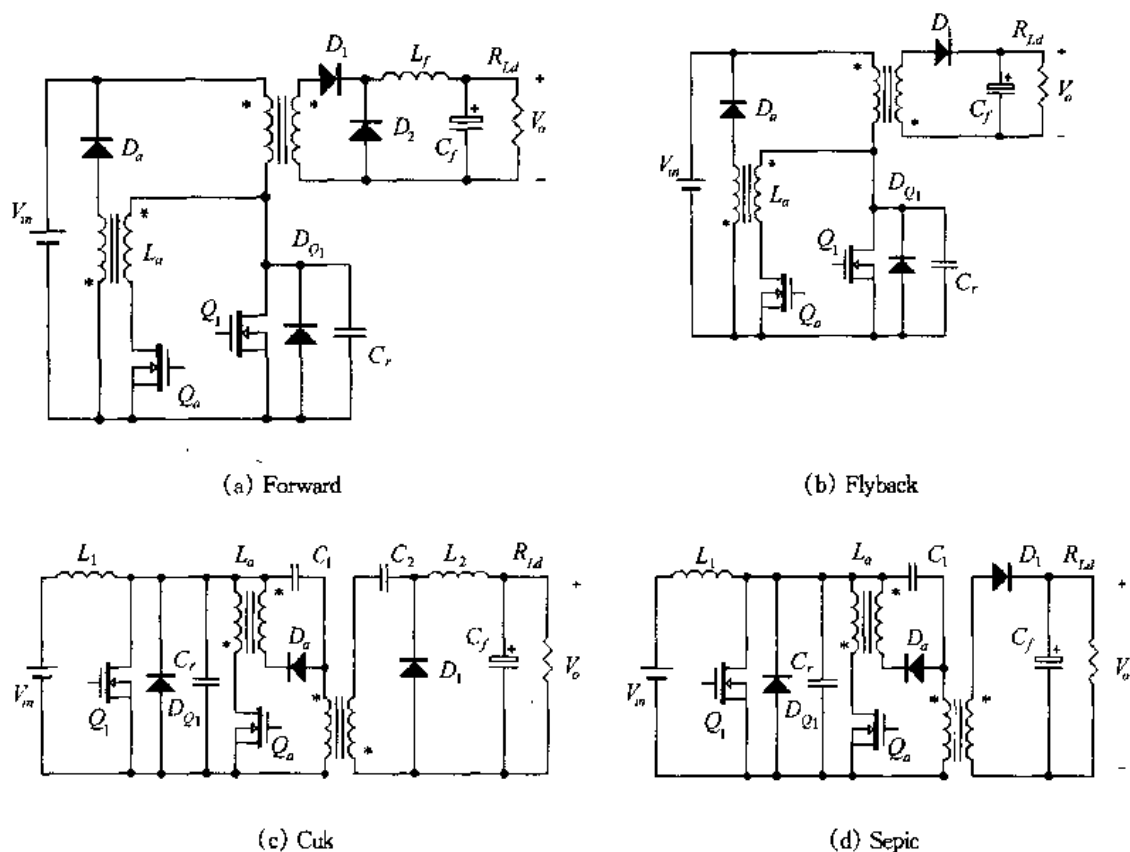


图 5.5 隔离的单管 ZVT PWM 变换器

5.3.2 ZVT PWM 变换器的优点和缺点

该方案的优点是：

- ① 实现了主开关管 Q_1 和升压二极管 D_1 的软开关；
- ② 辅助开关管是零电流开通,但有容性开通损耗；
- ③ 主开关管和升压二极管 D_1 中的电压、电流应力与不加辅助电路一样；
- ④ 辅助电路的工作时间很短,其电流有效值很小,因此损耗小；
- ⑤ 在任意负载和输入电压范围内均可实现 ZVS；
- ⑥ 实现了恒频工作。

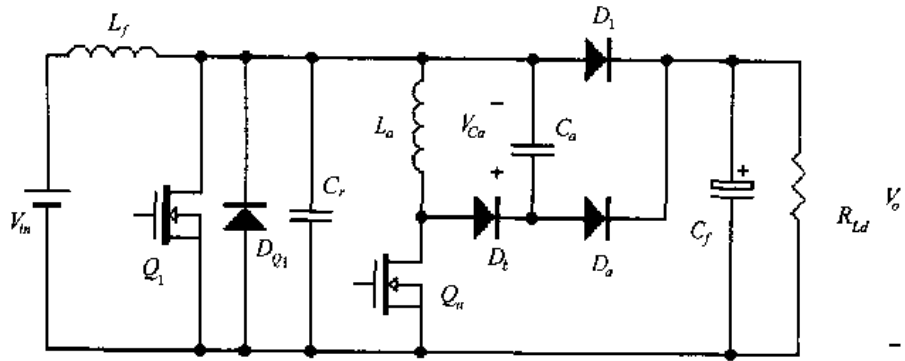
该电路的缺点是,辅助开关管的关断损耗很大,比不加辅助电路时主开关管的关断损耗还要大,因此有必要改善辅助开关管的关断条件。在下一节中将介绍一种改进型 ZVT PWM 变换器^[21]。

5.4 改进型 ZVT PWM 变换器

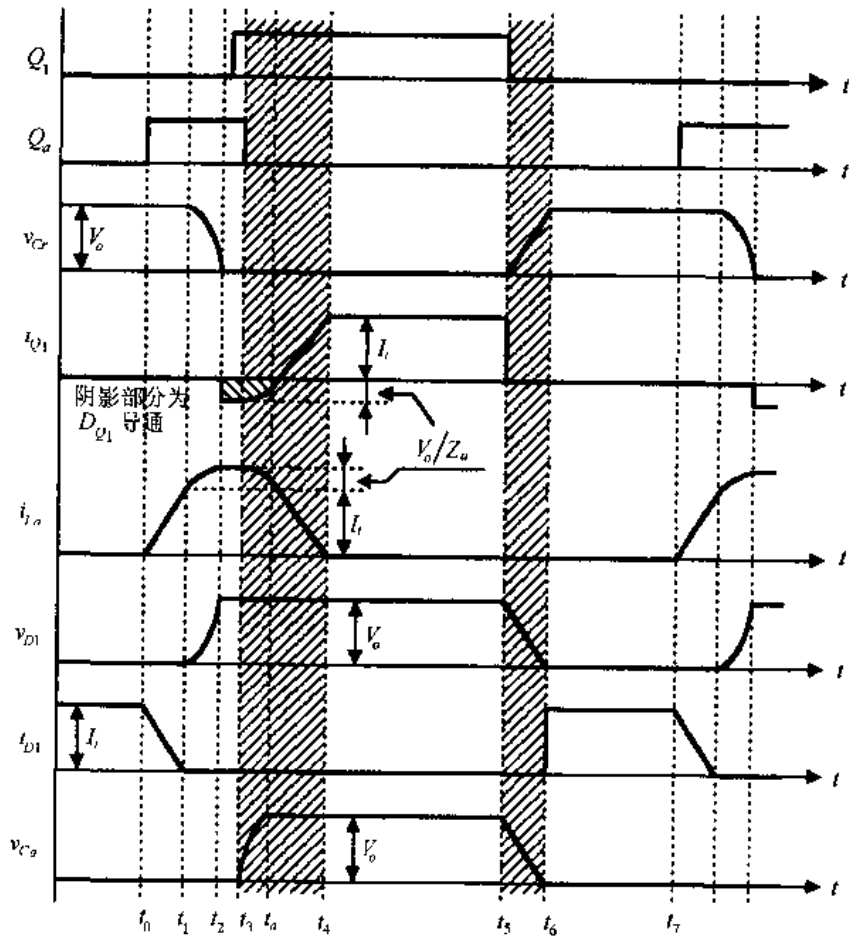
5.4.1 工作原理

本节还是以 Boost 变换器为例,讨论改进型 ZVT PWM 变换器的工作原理。图 5.6 给出了改进型 Boost ZVT PWM 变换器的基本电路和主要波形。与图 5.1 相比,改进型

Boost ZVT PWM 变换器增加了虚框部分,即一个辅助电容 C_a 和一个辅助二极管 D_b 。



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 5.6 改进型 Boost ZVT PWM 变换器的电路及其主要波形

改进型 Boost ZVT PWM 变换器的工作原理与基本的 Boost ZVT PWM 变换器基本相同,不同之处有两点,如图 5.6(b)中的阴影部分所示;①将图 5.1 中的 $[t_3, t_4]$ 模式分为 $[t_3, t_a]$ 和 $[t_a, t_4]$ 两个模式;② $[t_5, t_6]$ 模式工作情况不同。图 5.7 给出了改进型 Boost ZVT PWM 变换器在不同的开关模式下的等效电路,由于有些开关模式的工作情况与基本的 Boost ZVT PWM 变换器一样,因此下面只分析 $[t_3, t_a]$ 、 $[t_a, t_4]$ 和 $[t_5, t_6]$ 模式的工

作情况。

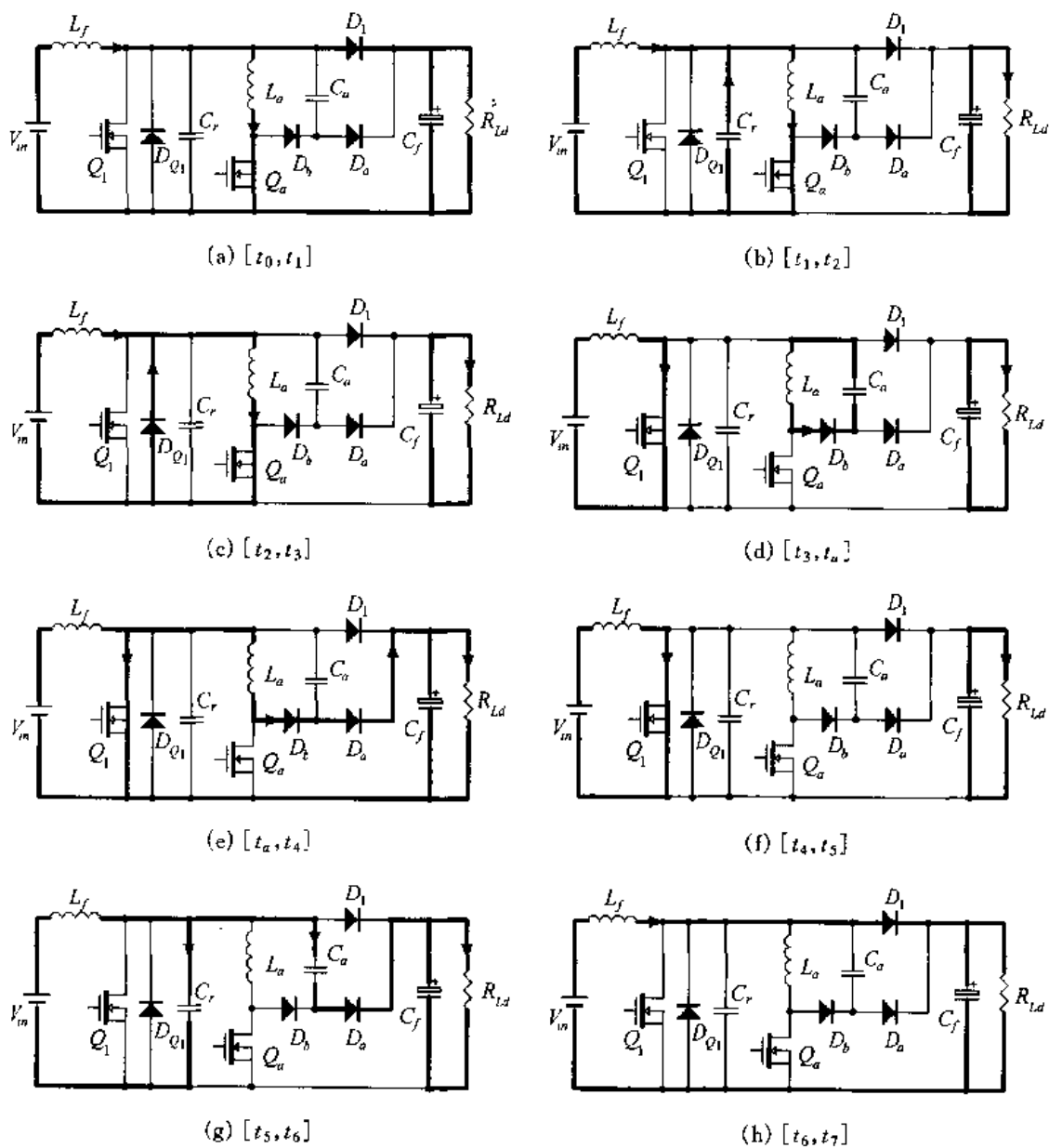


图 5.7 不同开关模式下的等效电路

1. 开关模式 t_{3a} $[t_3, t_a]$ [对应于图 5.7(d)]

在 t_3 时刻, $I_{L_a}(t_3) = I_i + \frac{V_o}{Z_a}$, 其中 $Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_r}}$, $V_{C_a}(t_3) = 0$ 。此时关断 Q_a , i_{L_a} 给 C_a 充电, 由于有 C_a , Q_a 是零电压关断。在此开关模式中, i_{L_a} 和 v_{C_a} 分别为:

$$i_{L_a}(t) = I_{L_a}(t_3) \cos \omega_1(t - t_3) \quad (5.14)$$

$$v_{C_a}(t) = I_{L_a}(t_3) Z_{a1} \sin \omega_1(t - t_3) \quad (5.15)$$

式中 $Z_{a1} = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}$ 。

在 t_a 时刻, $V_{Ca}(t_a) = V_o$, D_a 导通, 将 v_{Ca} 箝在 V_o , 此时 $I_{La}(t_a)$ 为:

$$I_{La}(t_a) = I_{La}(t_3) \sqrt{1 - \left[\frac{V_o}{I_{La}(t_3) Z_{a1}} \right]^2} \quad (5.16)$$

2. 开关模态 t_{a4} [t_a, t_4] [对应于图 5.7(e)]

在此模态中, 加在 L_a 上的电压为 $-V_o$, i_{La} 线性下降。

$$i_{La}(t) = I_{La}(t_4) - \frac{V_o}{L_a}(t - t_a) \quad (5.17)$$

在 t_4 时刻, i_{La} 下降到 0。此模态的持续时间为:

$$t_{a4} = \frac{L_a I_{La}(t_a)}{V_o} \quad (5.18)$$

3. 开关模态 t_{56} [t_5, t_6] [对应于图 5.7(g)]

在 t_5 时刻, 主开关管 Q_1 关断, 升压电感电流同时给 C_r 充电, 给 C_a 放电, 由于有 C_r 和 C_a , Q_1 是零电压关断。

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_i}{C_r + C_a}(t - t_5) \quad (5.19)$$

$$v_{Ca}(t) = V_o - \frac{I_i}{C_r + C_a}(t - t_5) \quad (5.20)$$

在 t_6 时刻, v_{Cr} 上升到 V_o , v_{Ca} 下降到 0, D_1 自然导通, D_a 自然关断。此开关模态的持续时间为:

$$t_{56} = \frac{V_o}{I_i}(C_r + C_a) \quad (5.21)$$

从上面的分析中可以看出, C_a 起到两个作用: ①当辅助管 Q_a 关断时, C_a 充电, 给 Q_1 的关断起到缓冲作用; ②而当主开关管 Q_1 关断时, C_a 放电, 给 Q_1 的关断起到缓冲作用, 因此 Q_1 的缓冲电容 C_r 可以很小, 只利用其结电容就足够了, 不必另加缓冲电容。

5.4.2 辅助电路的参数设计

1. C_a 的选择

C_a 既作为主开关管 Q_1 的缓冲电容, 又作为辅助开关管的缓冲电容。在选择 C_a 时, 主要考虑 Q_1 的关断情况, 这是因为辅助开关管的电流定额比主开关管小, 虽然它关断时的电流比主开关管大, 但其关断损耗要比主开关管小。为了减小 Q_1 的关断损耗, 可以使 C_a 在放电时其速度不要太快。一般可选择在最大负载时, v_{Ca} 从 V_o 下降到 0 的时间为 $(2-3)t_f$, t_f 为 Q_1 的关断时间。那么 C_a 可由下式来选择:

$$C_a = \frac{I_{imax}}{V_o} \cdot (2-3)t_f \quad (5.22)$$

C_a 上的最大电压为 V_o , 因此 C_a 可根据式(5.22)和 V_o 来选择。

2. L_a 的设计

式(5.10)给出 L_a 的计算方法, 由于在加入 C_a 后, C_r 可以省去, 式(5.10)中的 C_r 用

C_{MOS} 替代, C_{MOS} 是主开关管的结电容, 因此式(5.10)可改写为下式:

$$\frac{L_a I_{i\max}}{V_o} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_a C_{\text{MOS}}} \leq \frac{T_s}{10} \quad (5.23)$$

由于 C_{MOS} 很小, 因此上式可简化为:

$$\frac{L_a I_{i\max}}{V_o} \leq \frac{T_s}{10} \quad (5.24)$$

亦即

$$L_a \leq \frac{T_s}{10} \cdot \frac{V_o}{I_{i\max}} \quad (5.25)$$

L_a 的最大峰值电流为:

$$I_{L_a(pk)\max} = I_{i\max} + \frac{V_o}{\sqrt{L_a/C_r}} \quad (5.26)$$

由于这里 $C_r = C_{\text{MOS}}$, 因此上式可写为:

$$I_{L_a(pk)\max} = I_{i\max} + \frac{V_o}{\sqrt{L_a/C_{\text{MOS}}}} \quad (5.27)$$

由于 C_{MOS} 比 5.2.1 中所讨论的 C_r 要小得多, 因此改进型 ZVT PWM 变换器中, 谐振电感的峰值电流比基本的 ZVT PWM 变换器中要小一些。

在计算 L_a 的有效值电流时, 由于 t_{23} 时间很短, 因此可以忽略。在考虑 t_{3a} 时段时, 可以近似地认为 i_{L_a} 在这段时间里是线性下降的, 其下降斜率与 t_{a4} 时间一样, 那么 L_a 的最大有效值电流为:

$$I_{L_a\max} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\frac{L_a}{3V_o} \left[I_{i\max}^3 + \left(I_{i\max} + \frac{V_o}{Z_a} \right)^3 \right] + \frac{I_{i\max}^2 \pi}{2\omega} + \frac{2V_o I_{i\max}}{\omega L_a} + \frac{V_o^2 \pi}{L_a Z_a 4} \right]} \quad (5.28)$$

5.4.3 仿真结果与分析

图 5.8 给出了改进型 Boost ZVT PWM 变换器的仿真结果, 仿真所用的参数与前面讨论的 Boost ZVT PWM 变换器的参数一样。只是这里多了一个辅助电容 C_a , 而少了一个电容 C_r , C_r 直接用 Q_1 的结电容。为了本节的完整性, 这里重新给出:

- 输入直流电压: $V_{in} = 250\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 400\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 2.5\text{A}$;
- 升压电感: $L_f = 450\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 47\mu\text{F}$;
- 辅助电感: $L_a = 10\mu\text{H}$;
- 辅助电容: $C_a = 1\text{nF}$;
- 开关频率: $f_s = 100\text{kHz}$ 。

图 5.8(a) 给出了主开关管和辅助开关管的驱动信号 $v_{\text{GS}(Q_1)}$ 和 $v_{\text{GS}(Q_a)}$, 图 5.8(b) 是辅助电感电流 i_{L_a} 和输入电流 I_i 的波形, 从中可以看出辅助电路工作时间很短, 只是在主开关管开通时工作一段时间, 因此辅助电路的损耗很小。与 Boost ZVT PWM 变换器相比, 改进型 Boost ZVT PWM 变换器中辅助电感电流的峰值要小得多, 只有 4A, 而在 Boost

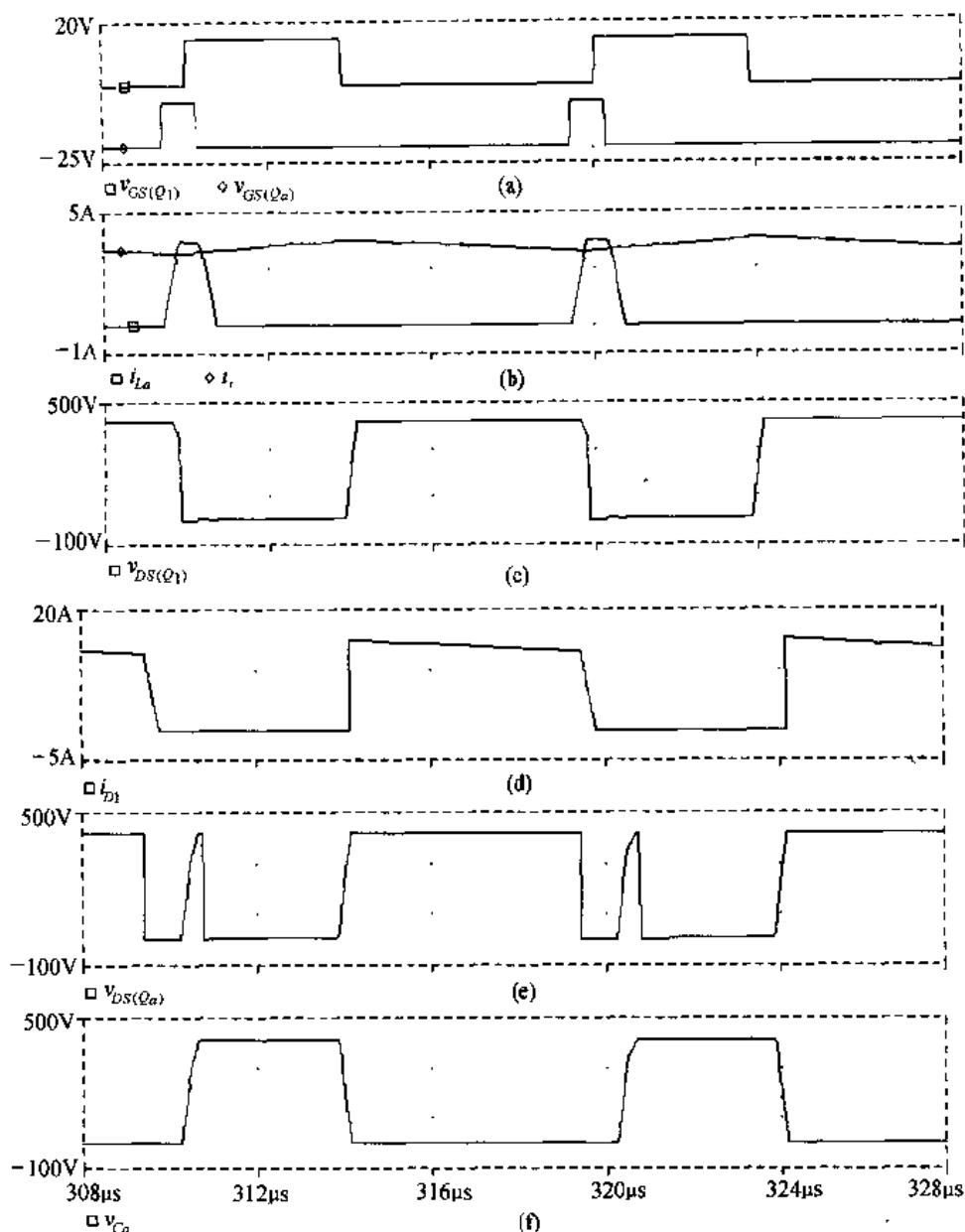


图 5.8 改进型 Boost ZVT PWM 变换器的仿真结果

ZVT PWM 变换器中,辅助电感电流的峰值为 8A。这是因为在 Boost ZVT PWM 变换器中,直接并联在主开关管上的电容较大,辅助电感与之谐振工作时,其特征阻抗较小,导致峰值电流较大。而在改进型 Boost ZVT PWM 变换器中,主开关管的缓冲电容主要是辅助电容,直接并联在主开关管上的电容就是它的结电容,其值很小,因此谐振工作时特征阻抗较大,辅助电感峰值电流就很小。

图 5.8(c)给出了主开关管上的电压波形 $v_{DS(Q1)}$,从图中可以看出,当主开关管开通时,辅助电路已使其电压下降到零,并且其反并二极管已导通,因此主开关管是零电压开通的;当主开关管关断时,其结电容和辅助电容限制了其电压的上升率,其电压慢慢上升,因此主开关管是零电压关断的。图 5.8(d)是升压二极管的电流波形,该图说明当主开关管开通时,升压二极管的电流已下降到零,因此它不存在反向恢复问题。图 5.8(e)是辅助开关管上的电压波形 $v_{DS(Qa)}$,该图表明,辅助开关管关断时,辅助电容限制了其电压的

上升率,其电压慢慢上升,因此辅助开关管是零电压关断的。图 5.8(f)给出了辅助电容的电压波形,从中可以看出,辅助电容放电时,它作为主开关管的缓冲电容;而当它充电时,作为辅助开关管的缓冲电容。因此辅助电容既做为主开关管的缓冲电容又作为辅助开关管的缓冲电容。

5.5 改进型 ZVT PWM 变换器族及其优缺点

5.5.1 改进型 ZVT PWM 变换器族

在讨论了改进型 Boost ZVT PWM 变换器后,可将其思路推广到所有单管构成的 ZVT PWM 变换器中。图 5.9 给出了改进型不隔离的单管 ZVT PWM 变换器,图 5.10 给出了改进型隔离的单管 ZVT PWM 变换器。

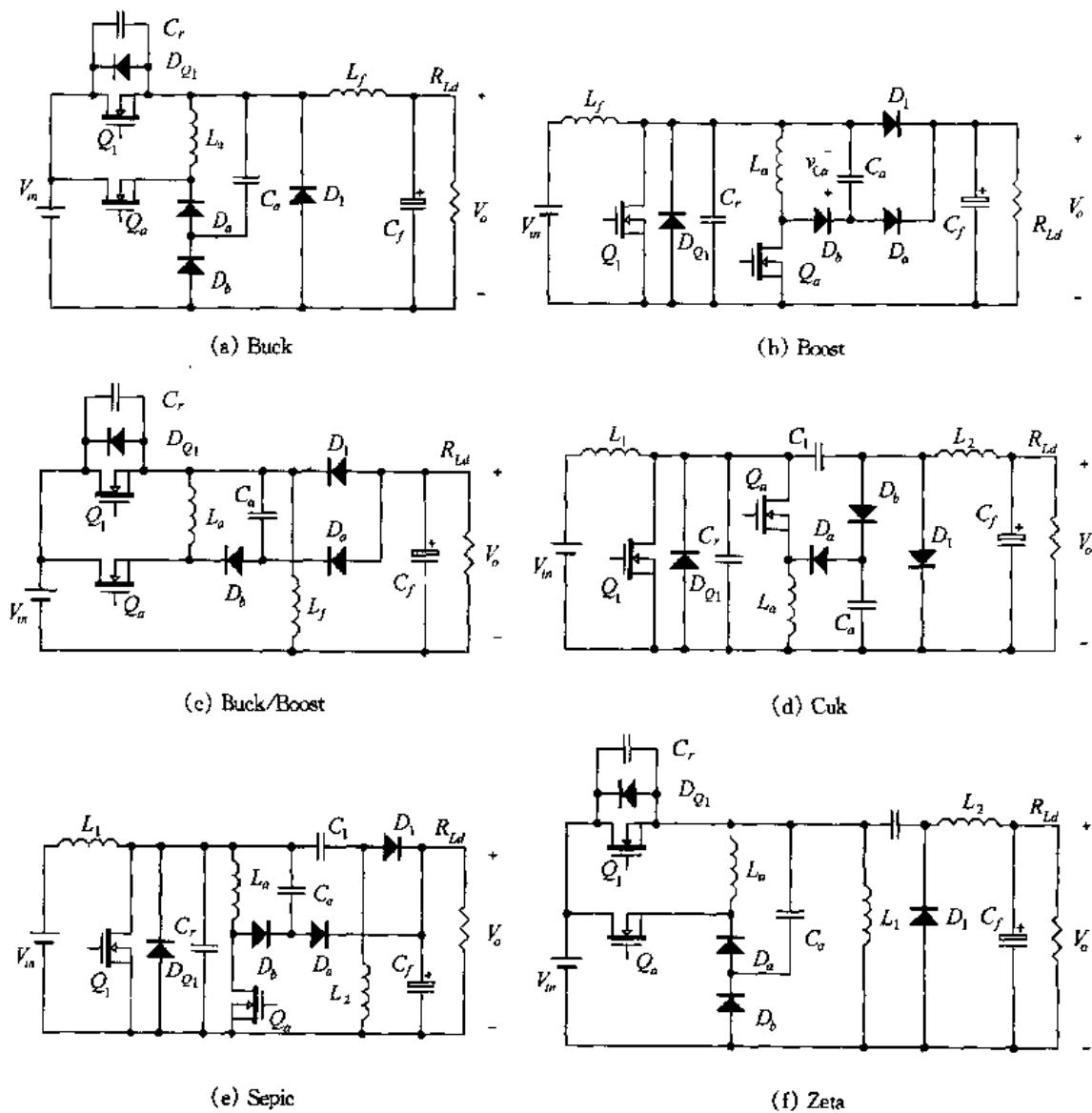


图 5.9 改进型不隔离的单管 ZVT PWM 变换器

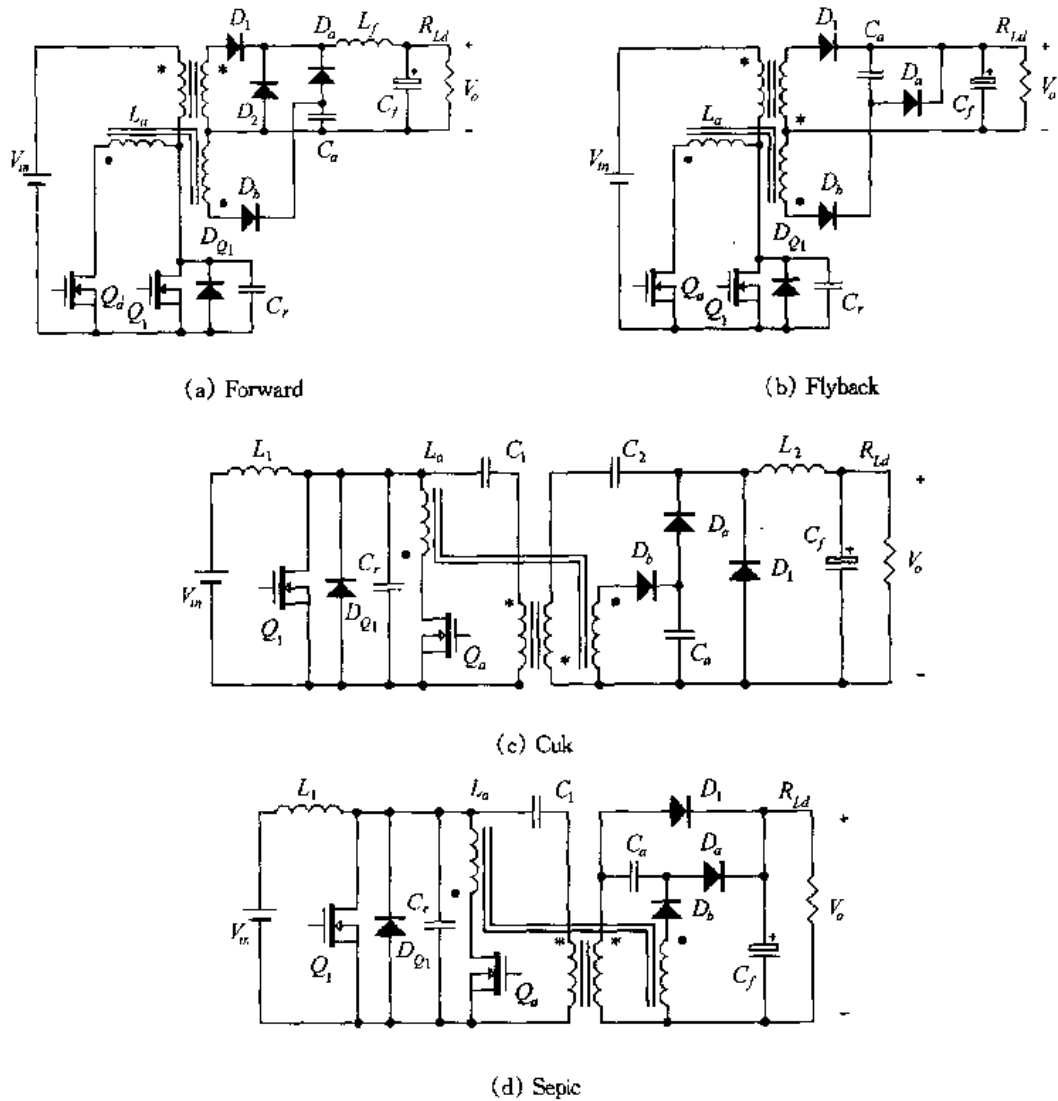


图 5.10 改进型隔离的单管 ZVT PWM 变换器

5.5.2 改进型 ZVT PWM 变换器的优点

改进型 ZVT PWM 变换器保留了 ZVT PWM 变换器的所有优点,还带来了以下优点:

- ① 辅助开关管是零电压关断的;
- ② 辅助电容既作为主开关管的缓冲电容,又作为辅助开关管的缓冲电容;
- ③ 主开关管的缓冲电容直接利用其结电容就可以了,不必另加缓冲电容;
- ④ 辅助电感的峰值电流比 ZVT PWM 变换器的小。

本章小结

本章分析了 ZVT PWM 变换器的基本原理,讨论了它的参数设计,并将此思路推广到所有单管直流变换器。它的优点是在任意负载和输入电压范围内实现了主开关管 Q_1

和升压二极管 D_1 的软开关;主开关管和升压二极管中的电压、电流应力与不加辅助电路时一样;辅助电路的工作时间很短,其电流有效值很小,因此损耗小。该电路的缺陷是辅助开关管是硬开关,其关断损耗较大。

为了减小辅助开关管的关断损耗,本章介绍了改进型 ZVT PWM 变换器,并讨论了它的参数设计。

除了可以实现主开关管的零电压开关,ZVT PWM 变换器和改进型 ZVT PWM 变换器最大的特点是其辅助电路与主功率电路相并联,而且辅助电路的工作不会增加主开关管的电压和电流应力,主开关管的电压和电流应力很小。这些优点使得它们广泛应用于中大功率场合。

第六章 零电流转换(ZCT) PWM 变换器

6.1 ZCT PWM 变换器的基本思路

在第五章中,我们分析了ZVT PWM变换器的工作原理,ZCT PWM变换器的工作原理与ZVT PWM变换器的工作原理基本类似。它的基本思路是,当开关管将要关断时,使其电流减小到零,从而实现主开关管的零电流关断。为了达到这个目的,需在基本的PWM变换器中增加一个辅助电路,该电路在主开关管将关断前工作,使主开关管的电流减小到零,当主开关管零电流关断后,辅助电路停止工作。也就是说辅助电路只是在主开关管将要关断时工作一段时间,其他时间不工作。主电路除了在主开关管关断时与第一章讨论的直流变换器略有不同外,其他时间均与后者工作情况一致,依然采用PWM控制。这类变换器被称为零电流转换(ZCT)PWM变换器。

6.2 ZCT PWM 变换器

6.2.1 工作原理

本节还是以Boost ZCT PWM变换器为例,讨论它的工作原理,其基本电路和主要波形如图6.1所示。输入直流电源 V_{in} 、主开关管 Q_1 、升压二极管 D_1 、升压电感 L_f 和滤波电容 C_f 组成基本的Boost变换器, D_{Q1} 是 Q_1 的反并二极管。虚框内的辅助开关管 Q_a 、辅助二极管 D_a 、辅助电感 L_a 和辅助电容 C_a 构成辅助电路, D_{Qa} 是 Q_a 的体二极管。

在一个开关周期中,该变换器有六种开关状态,图6.2给出了在各种开关模式下的等效电路图。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;

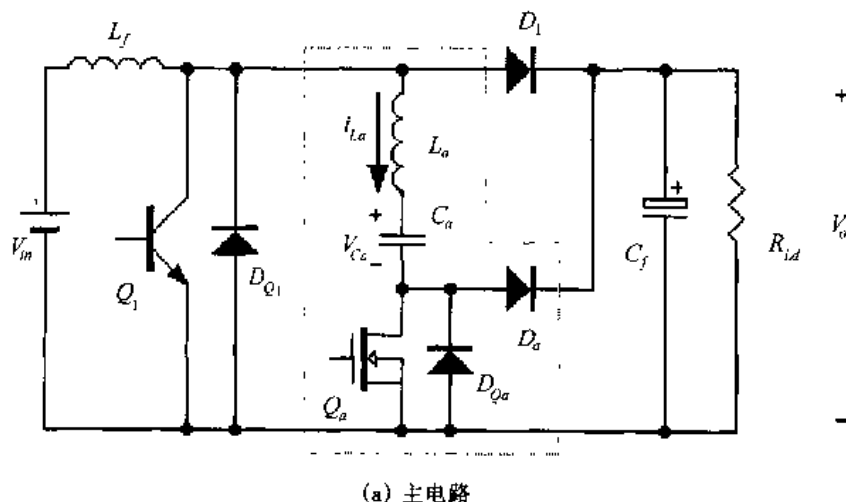
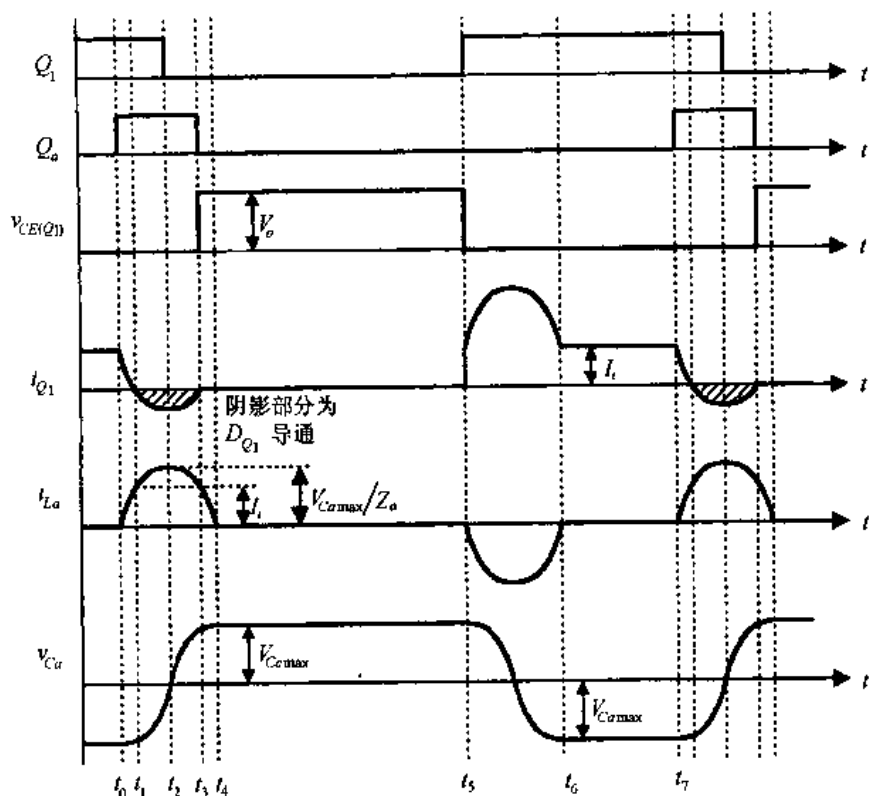


图 6.1 Boost ZCT PWM 变换器的基本电路及其主要波形



(b) 主要波形

图 6.1(续)

- ③ 升压电感 L_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电流基本保持不变, 为 I_i ;
- ④ 滤波电容 C_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电压基本保持不变, 为 V_o 。

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [对应于图 6.2(a)]

在 t_0 时刻之前, Q_1 处于导通状态, 升压电感电流 I_i 流过 Q_1 , 负载由输出电容 C_f 提供电能。此时辅助电感电流 $i_{La}(t_0) = 0$, 辅助电容 C_a 上的电压为 $-V_{Ca,max}$ 。

t_0 时刻开通辅助开关管 Q_a , 此时加在 L_a 和 C_a 支路上的电压为 0, L_a 和 C_a 开始谐振工作, L_a 的电流上升, C_a 被反向放电, 同时主开关管 Q_1 中的电流开始减小。在这段时间, L_a 和 Q_1 中的电流、 C_a 的电压分别为:

$$i_{La}(t) = \frac{V_{Ca,max}}{Z_a} \sin \omega(t - t_0) \quad (6.1)$$

$$i_{Q1}(t) = I_i - \frac{V_{Ca,max}}{Z_a} \sin \omega(t - t_0) \quad (6.2)$$

$$v_{Ca}(t) = -V_{Ca,max} \cos \omega(t - t_0) \quad (6.3)$$

式中, $Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$, $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}$ 。

在 t_1 时刻, i_{La} 上升到升压电感电流 I_i , i_{Q1} 电流下降到零。

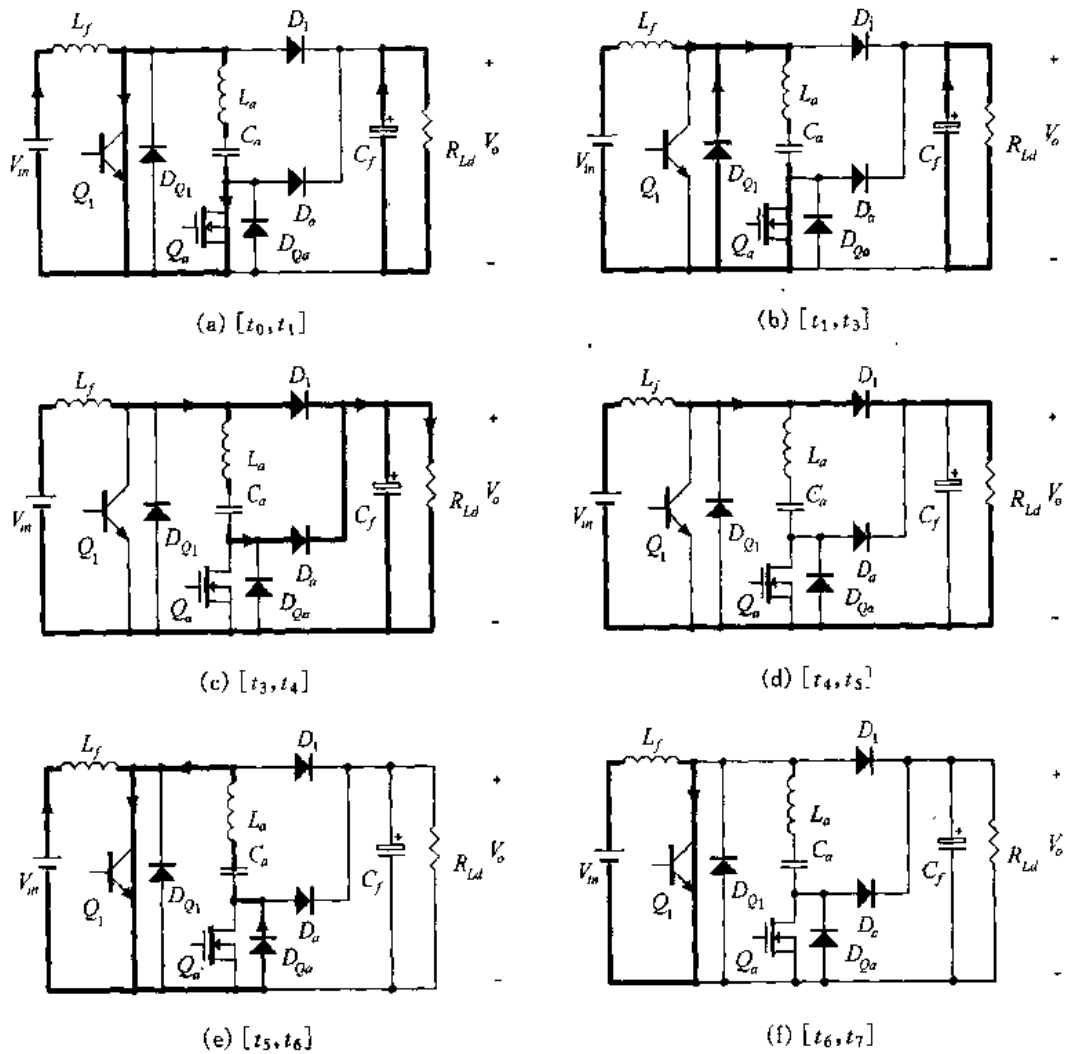


图 6.2 各种开关模式的等效电路图

2. 开关模式 2 $[t_1, t_3]$ [对应于图 6.2(b)]

在 $[t_1, t_2]$ 时段, 辅助电感和辅助电容继续谐振工作, L_a 的电流继续上升, C_a 继续被反向放电, 主开关管的反并二极管 D_{Q1} 导通。在 t_2 时刻, 辅助电容电荷反向被放到 0, 即 $V_{Ca}(t_2) = 0$, 此时辅助电感电流上升到最大值, 即 $I_{La}(t_2) = V_{Camax}/Z_a$ 。

在 $[t_2, t_3]$ 时段, 辅助电感和辅助电容继续谐振工作, L_a 的电流开始减小, 辅助电容被正向充电, 其电压开始上升, 主开关管的反并二极管 D_{Q1} 继续导通。

在 t_3 时刻, i_{La} 减小到 I_i 时, 开关模式 2 结束。

$$t_{03} = \frac{1}{4} T_r + T_r \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{I_i}{I_{Lamax}} \right) \quad (6.4)$$

下面我们讨论一下 Q_1 和 Q_a 的关断时刻。从前面的分析中, 我们可以知道, 在 $[t_1, t_3]$ 时段中, Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 在导通, Q_1 中没有电流流过。在不同的负载时, t_2 时刻是固定的, 即 $t_{02} = \frac{1}{4} T_r$, T_r 是辅助电感和辅助电容的谐振周期, $T_r = 2\pi \sqrt{L_a C_a}$ 。而 t_3 时刻是不固定的, 因此, Q_1 的关断时刻可以设置在 t_2 时刻, 此时其反并二极管导通, 因

此 Q_1 是零电流关断。而 Q_a 的关断时刻则必须在 t_3 时刻, 即 i_{L_a} 下降到 I_i 时, 实际上 t_3 时刻也是固定的, 这在后面将要解释。

3. 开关模态 3 [t_3, t_4] [对应于图 6.2(c)]

在此开关模态中, 由于 Q_1 关断, 升压电感电流通过升压二极管 D_1 流入负载, 输入电压和升压电感给负载供电。而在 t_3 时刻 Q_a 关断后, 辅助电感电流通过辅助二极管 D_a 流入负载。由于 D_1 和 D_a 均导通, 那么此时加在 L_a 和 C_a 支路上的电压依然为 0, L_a 和 C_a 继续谐振工作, L_a 的电流继续减小, C_a 继续被正向充电。 i_{L_a} 和 v_{C_a} 的表达式依然分别为式(6.1)和(6.2), 为了完整性, 这里重新写出。

$$i_{L_a}(t) = \frac{V_{C_{a\max}}}{Z_a} \sin\omega(t - t_0) \quad (6.5)$$

$$v_{C_a}(t) = -V_{C_{a\max}} \cos\omega(t - t_0) \quad (6.6)$$

在 t_4 时刻, L_a 和 C_a 的半个谐振周期结束, 即 $t_{04} = T_r/2$ 。 i_{L_a} 减小到 0, v_{C_a} 上升到最大值 $V_{C_{a\max}}$ 。

4. 开关模态 4 [t_4, t_5] [对应于图 6.2(d)]

在此开关模态中, 辅助电路停止工作, 输入直流电压和升压电感同时给负载提供能量, 与基本的 Boost 电路的工作情况一样。

5. 开关模态 5 [t_5, t_6] [对应于图 6.2(e)]

在 t_5 时刻, 主开关管 Q_1 开通, D_1 截止, I_i 流过 Q_1 , 负载由输出滤波电容供能。同时, 辅助电路的 L_a 和 C_a 通过 Q_1 和 Q_a 的体二极管 D_{Q_a} 开始谐振工作。由于 Q_1 开通之前其电压为输出电压 V_o , 当它开通时输入电流 I_i 立即流过它, 因此 Q_1 是硬开通, 而升压二极管 D_1 存在反向恢复问题。

$$i_{L_a}(t) = -\frac{V_{C_{a\max}}}{Z_a} \sin\omega(t - t_5) \quad (6.7)$$

$$v_{C_a}(t) = V_{C_{a\max}} \cos\omega(t - t_5) \quad (6.8)$$

在 t_6 时刻, L_a 和 C_a 完成半个谐振周期, 即 $t_{56} = \frac{1}{2} T_r$ 。此时 i_{L_a} 减小到 0, C_a 被反向充电到最大电压, 即 $V_{C_a}(t_6) = -V_{C_{a\max}}$, 辅助电路停止工作。

6. 开关模态 6 [t_6, t_7] [对应于图 6.2(f)]

在此开关模态中, 升压电感电流流经 Q_1 , 负载由输出滤波电容提供能量, 这与基本的 Boost 电路是完全一样的。

在 t_7 时刻, Q_a 开通, 开始另一个开关周期。

6.2.2 辅助支路的能量调节

1. 辅助支路的能量守恒

在前面分析时, 我们知道, 在开关模态 1 和 2 中, 加在 L_a 和 C_a 组成的辅助支路上的

电压为0。而在开关模式3中,如果电路工作在稳定状态,在 t_3 时刻辅助开关管 Q_a 关断时, i_{L_a} 刚好减小到 I_i 。这样使得辅助管一关断, D_a 立即导通,加在 L_a 和 C_a 支路上的电压依然为0。在这三个开关模式中,加在 L_a 和 C_a 组成的辅助支路上的电压一直为0。如果我们定义 L_a 和 C_a 组成的辅助支路里的能量为 E_a ,即:

$$E_a = \frac{1}{2} L_a i_{L_a}^2 + \frac{1}{2} C_a v_{C_a}^2 \quad (6.9)$$

那么辅助支路的能量 E_a 是守恒的,在开关模式1到开关模式3中,其能量先从 C_a 中转移到 L_a 中,然后再转移到 C_a 中,使 C_a 电压极性刚好相反,由“负”变为“正”,但电压绝对值是一样的,均为 $V_{C_{a\max}}$,如图6.3(a)所示。

在开关模式5中,主开关管 Q_1 导通,加在辅助支路上的电压为0,其能量又从 C_a 中转移到 L_a 中再转移到 C_a 中, C_a 电压极性刚好相反,由“正”变为“负”,但电压绝对值相等,均为 $V_{C_{a\max}}$,如图6.3(c)所示。

在开关模式4和6中,辅助支路没有能量交换,所有能量均存储在辅助电容 C_a 中,分别如图6.3(b)和(d)所示。

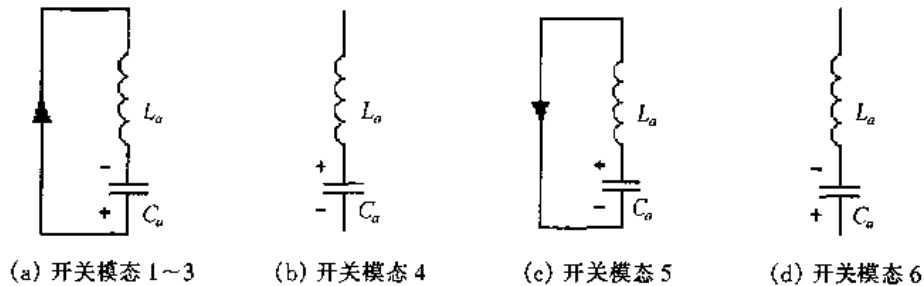


图 6.3 辅助支路的能量守恒

因此,变换器工作在稳态时,在整个开关周期中, L_a 和 C_a 组成的辅助支路是封闭的,与外界没有能量交换,其能量 E_a 是守恒的。 L_a 的峰值电流和 C_a 的峰值电压与 E_a 的关系为:

$$I_{L_{a\max}} = \sqrt{2E_a/L_a} \quad (6.10)$$

$$V_{C_{a\max}} = \sqrt{2E_a/C_a} \quad (6.11)$$

上面之所以得出辅助支路的能量守恒的结论,其前提条件是 t_3 时刻辅助管 Q_a 关断时, i_{L_a} 刚好减小到 I_i 。那么如果前提条件不成立,即 Q_a 关断时, i_{L_a} 不等于 I_i ,又会出现什么情况呢?

2. 辅助支路的能量减少

如果辅助管 Q_a 关断时, $i_{L_a} > I_i$,即 Q_a 在 i_{L_a} 下降到 I_i 之前关断,那么就会出现图6.4所示的开关模式。此时 D_{Q1} 处于导通状态, i_{L_a} 通过 D_a 和 D_{Q1} 流动,辅助支路中串入了一个电压源 V_o ,其极性与 i_{L_a} 方向相反,辅助支路的能量有一部分转移到负载中去了,其能量减少。那么在下个开关周期中, i_{L_a} 的峰值将会减小,当 Q_a 关断时, i_{L_a} 刚好等于 I_i 。

3. 辅助支路的能量增加

如果当 i_{La} 下降到 I_i 时, Q_a 继续导通一段时间再关断, 那么在 Q_1 关断后 Q_a 关断之前就会出现图 6.5 所示的开关模态。此时 D_1 导通, 那么 L_a 和 C_a 支路中就串入了一个直流电压源 V_o , 其极性与 i_{La} 方向相同, 使 i_{La} 继续增加。直流电压源 V_o 为辅助支路提供了一部分能量, 使辅助支路中的能量增加。那么在下一个开关周期中, i_{La} 的峰值将会增加, 当 Q_a 关断时, i_{La} 刚好等于 I_i 。

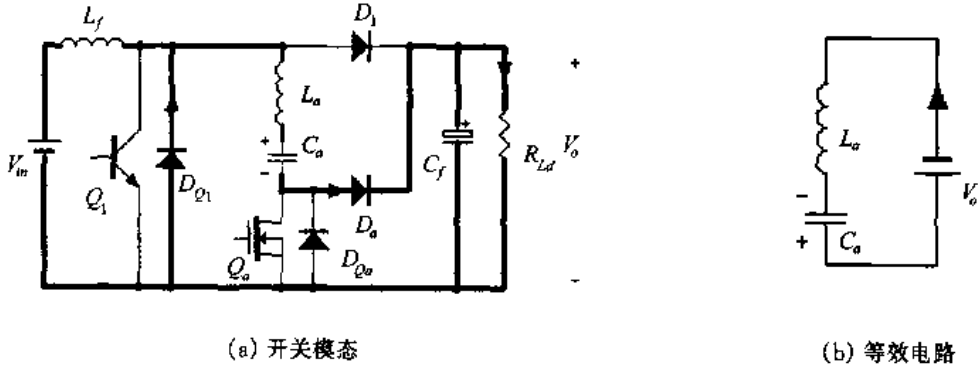


图 6.4 辅助管 Q_a 关断时, $i_{La} > I_i$

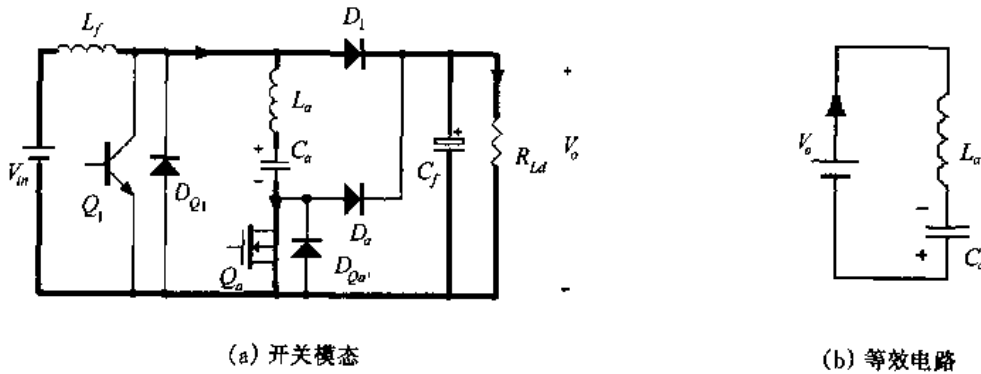


图 6.5 辅助管 Q_a 关断时, $i_{La} < I_i$

通过前面的分析我们可以得出以下结论:

① 在稳态工作时, 对于某一负载, Q_a 关断时, i_{La} 必然等于 I_i 。在整个开关周期中, L_a 和 C_a 组成的辅助支路是封闭的, 与外界没有能量交换, 其能量是守恒的。换句话说, Q_a 的关断时刻就决定了 i_{La} 的峰值, 也就决定了辅助支路的能量。

② L_a 和 C_a 支路中的能量与负载有关, 并且随着负载的变化而调整。当负载减小或输入电压升高时, I_i 减小, 那么辅助支路的能量减小, 使 i_{La} 的峰值和 v_{Ca} 的峰值均减小; 当负载增加或输入电压降低时, I_i 增加, 辅助支路中的能量将会增加, 使 i_{La} 和 v_{Ca} 的峰值均增加。因此 L_a 和 C_a 支路中的能量具有自我调整功能, 这种自我调整功能有利于减小辅助电路的损耗。

6.2.3 参数设计

1. 辅助开关管导通时间 $T_{on(Qa)}$ 的确定

前面的分析表明,在稳态工作时,辅助支路的能量决定于辅助开关管 Q_a 的关断时刻,亦即 Q_a 的导通时间 $T_{on(Qa)}$ 。为了减小辅助支路的损耗,在保证实现主开关管的零电流关断的前提下,有必要减小辅助支路的能量,这就涉及到辅助开关管导通时间 $T_{on(Qa)}$ 的确定。

我们知道当 Q_a 关断时, i_{La} 肯定等于 I_i , 亦即 Q_a 的关断时刻就确定了 i_{La} 的峰值。从式(6.4)中可得到:

$$T_{on(Qa)} = t_{03} = \frac{1}{4} T_r + T_r \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \cos^{-1} \frac{I_i}{I_{La\max}} = T_r \cdot \left(\frac{1}{4} + \frac{1}{2\pi} \cdot \cos^{-1} \frac{I_i}{I_{La\max}} \right) \quad (6.12)$$

从图 6.1 和式(6.12)中可以知道: $T_{on(Qa)}$ 的大小就决定了 $I_{La\max}$ 的大小, $T_{on(Qa)}$ 越大, $I_{La\max}$ 也越大。为了减小 $I_{La\max}$, 同时保证主开关管实现零电流关断, 一般选择 $T_{on(Qa)} = 0.4 T_r$, 那么根据式(6.12), 有 $I_{La\max} = 1.7 I_i$ 。

2. L_a 和 C_a 的选择

在讨论 L_a 和 C_a 的选择之前, 有必要讨论辅助电容峰值电压 $V_{Ca\max}$ 的大小。因为 $V_{Ca\max}$ 与 L_a 的峰值电流 $I_{La\max}$ 有关。

在开关模式 5 中, 当 i_{La} 给 C_a 反向充电完毕, i_{La} 减小到零, C_a 的电压达到反向最大值 $V_{Ca\max}$ 。一般而言, $V_{Ca\max} \leq V_o$ 。如果 $V_{Ca\max} > V_o$, 就会出现图 6.6 所示的开关模式。此时 D_a 开通, C_a 反向放电, 从而使辅助电容的反向电压峰值减小到小于 V_o 。

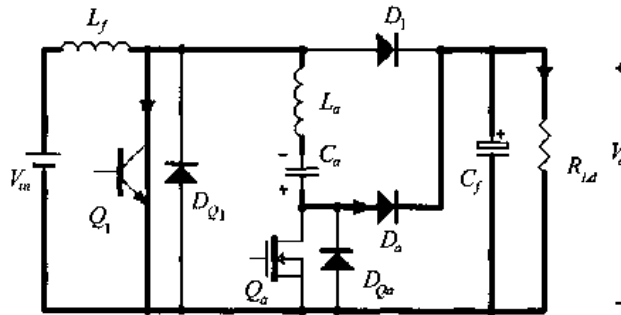


图 6.6 $V_{Ca\max} > V_o$ 时出现的开关模式

下面我们讨论 L_a 和 C_a 的选择。从式(6.12)中可知 L_a 的最大值电流 $I_{La\max}$ 为:

$$I_{La\max} = \frac{I_i}{\cos \left[\frac{T_{on(Qa)} - \frac{1}{4} T_r}{T_r} \cdot 2\pi \right]} = \frac{I_i}{\sin \left[\frac{T_{on(Qa)} \cdot 2\pi}{T_r} \right]} \quad (6.13)$$

而从前而知道:

$$I_{La\max} = \frac{V_{Ca\max}}{\sqrt{L_a/C_a}} \quad (6.14)$$

由于 $V_{C_{a\max}} \leq V_o$, 那么上式可改写为:

$$I_{L_{a\max}} \leq \frac{V_o}{\sqrt{L_a/C_a}} \quad (6.15)$$

为了不影响基本的 Boost 变换器的工作, L_a 和 C_a 的谐振工作时间不能太长, 一般选择其正向或反向的谐振工作时间为一个开关周期 T_s 的 $\frac{1}{10}$, 那么有:

$$\frac{T_r}{2} = \frac{T_s}{10} \quad (6.16)$$

即
$$2\pi \sqrt{L_a C_a} = \frac{T_s}{5} \quad (6.17)$$

由式(6.15)和(6.17)可以求出 L_a 和 C_a 的选值。

$$L_a = \frac{V_o \cdot T_s}{10\pi \cdot I_{L_{a\max}}} \quad (6.18)$$

$$C_a = \frac{I_{L_{a\max}} \cdot T_s}{10\pi \cdot V_o} \quad (6.19)$$

L_a 的峰值电流为 $I_{L_{a\max}}$ 。在一个开关周期中, 辅助支路正负谐振各一次, 那么 L_a 的有效值电流为 $\sqrt{\frac{T_r}{2T_s}} \cdot I_{L_{a\max}}$ 。 C_a 的最大峰值电压为 V_o 。

辅助开关管 Q_a 所承受的最大电压为 V_o , 其峰值电流为 $I_{L_{a\max}}$, 有效值电流(包括其反并二极管)为:

$$I_{Q_a} = \left\{ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_r}{T_s}} + \sqrt{\frac{1}{2T_s} \left[T_{on(Q_a)} - \frac{1}{2\omega} \sin(2\omega T_{on(Q_a)}) \right]} \right\} \cdot I_{L_{a\max}} \quad (6.20)$$

辅助二极管 D_a 所承受的最大电压为 V_o , 其峰值电流为 $I_{L_{a\max}} \sin[\omega T_{on(Q_a)}]$, 有效值电流为:

$$I_{D_a} = \sqrt{\frac{1}{2T_s} \left[\frac{T_r}{2} - T_{on(Q_a)} + \frac{1}{2\omega} \sin(2\omega T_{on(Q_a)}) \right]} \cdot I_{L_{a\max}} \quad (6.21)$$

6.2.4 仿真结果与分析

图 6.7 给出了 Boost ZCT PWM 变换器的仿真结果, 仿真所用的参数为:

- 输入直流电压: $V_{in} = 250\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 400\text{VDC}$;
- 输出电流为: $I_o = 2.5\text{A}$;
- 升压电感: $L_f = 450\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 47\mu\text{F}$;
- 辅助电感: $L_a = 6\mu\text{H}$;
- 辅助电容: $C_a = 10\text{nF}$;
- 开关频率: $f_s = 100\text{kHz}$ 。

从图 6.7 中可以看出, 当主开关管 Q_1 关断时, 其反并二极管 D_{Q1} 导通(如图中箭头所指), 因此 Q_1 是零电流关断的。

图 6.8 分别给出了在输出电流为 2.5A 和 0.7A 时的辅助电容电压和辅助电感电流

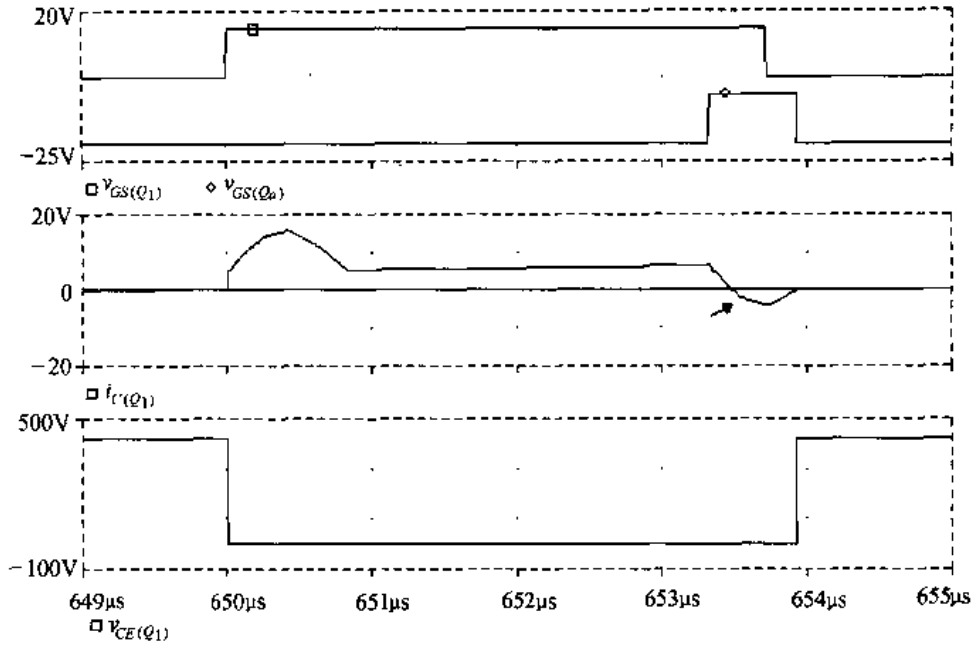
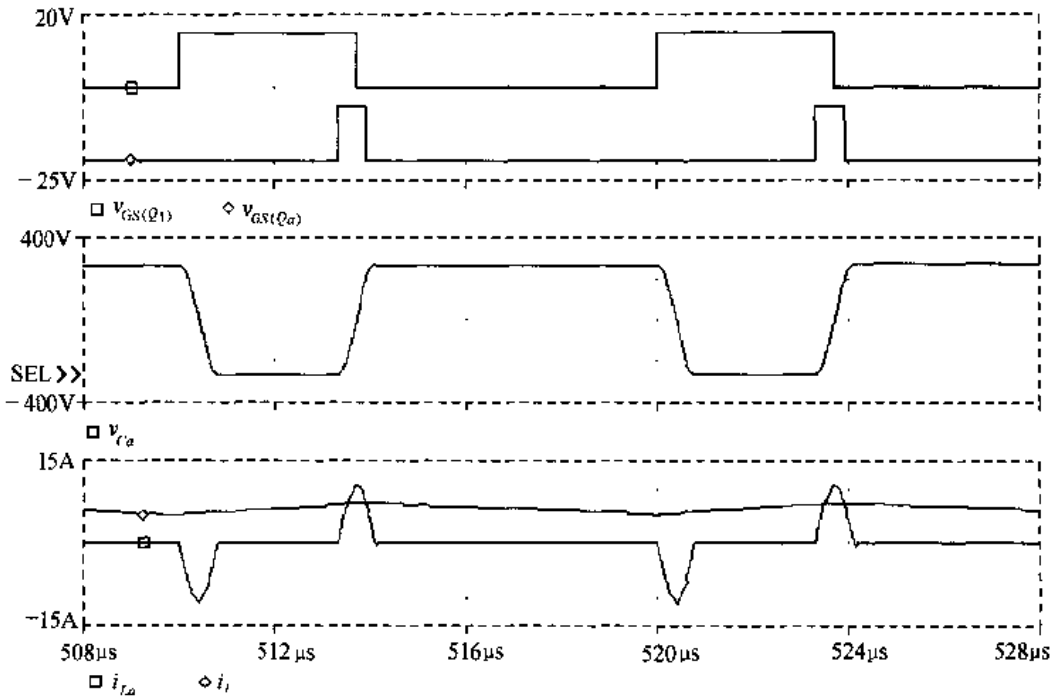


图 6.7 Boost ZCT PWM 变换器的仿真结果

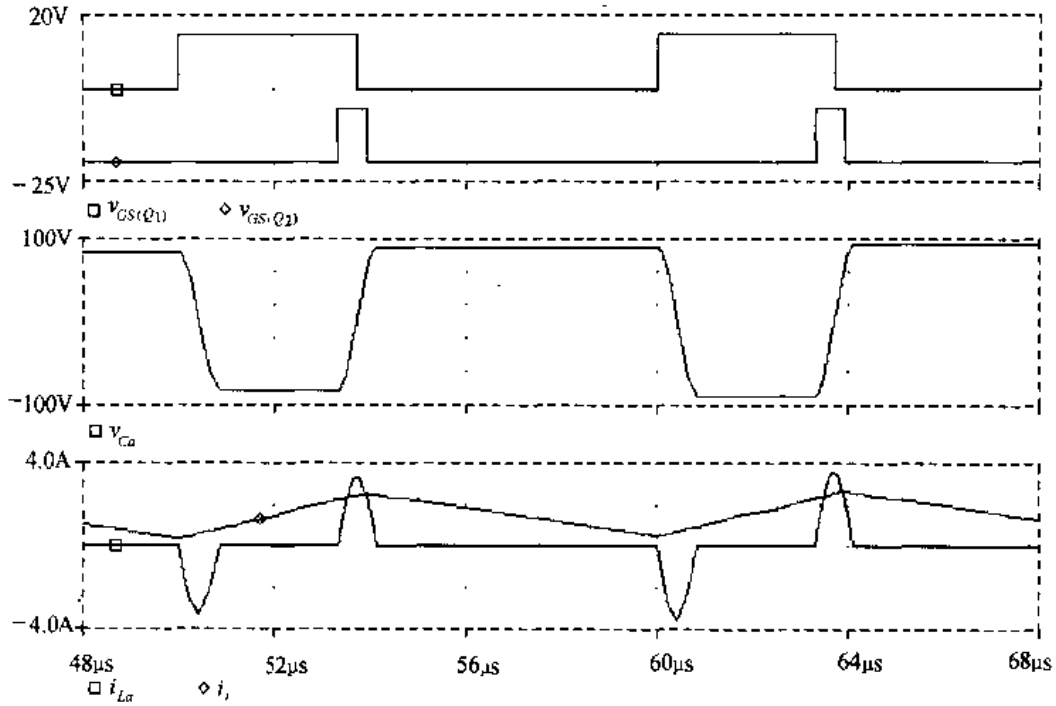
波形。从图中可以看出,负载大的时候,辅助电容峰值电压高,辅助电感峰值电流也大,辅助支路的能量大;负载小的时候,辅助电容峰值电压低,辅助电感峰值电流也小,辅助支路的能量小。说明辅助电感和辅助电容组成的辅助支路的能量是随着输出功率的变化而自动调节的,这可以使电路处于优化工作状态。

图 6.9 分别给出了辅助开关管 Q_a 关断时辅助电感电流 i_{La} 与输入电流 i_i 不相等和相等的波形图。图 6.9(a) 是当 Q_a 关断时, $i_{La} < i_i$, 此时在辅助支路上出现一个正的电压脉冲, 其幅值为 V_o (如图中圆圈所标明), 说明此时辅助支路能量不够, 通过正的电压脉冲来给辅



(a) 输出电流为 2.5A

图 6.8 输出电流为 2.5A 和 0.7A 时的辅助电容电压和辅助电感电流波形



(b) 输出电流为 0.7A

图 6.8(续)

助支路补充能量。图 6.9(b)是当 Q_a 关断时, $i_{La} > i_i$, 此时辅助支路上出现一个负电压脉冲, 其幅值为 V_o (如图中圆圈所标明), 说明此时辅助支路能量过大, 通过负电压脉冲来减少辅助支路的能量。图 6.9(c)是当 Q_a 关断时, $i_{La} = i_i$, 辅助支路上既没有正电压脉冲, 也没有负电压脉冲, 辅助支路电压为 0, 说明此时辅助支路的能量刚好满足 i_i 的需要。从这三个图中可以看出, 辅助支路的能量是可以自我调节的, 使其刚好满足 i_i 的需要。

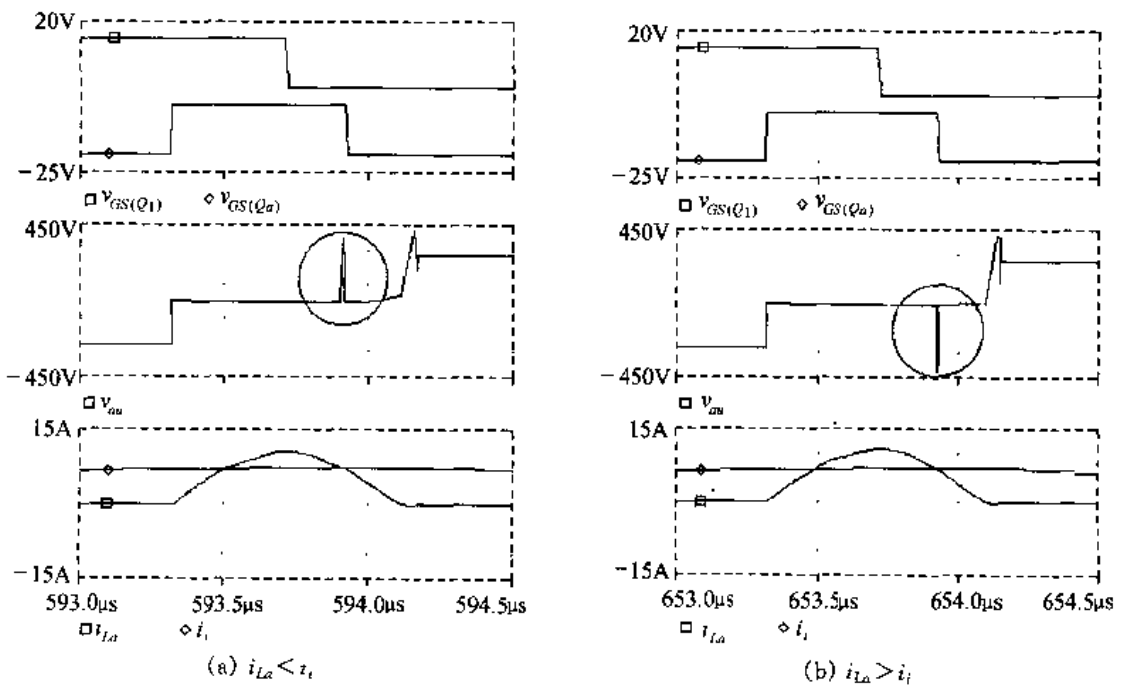
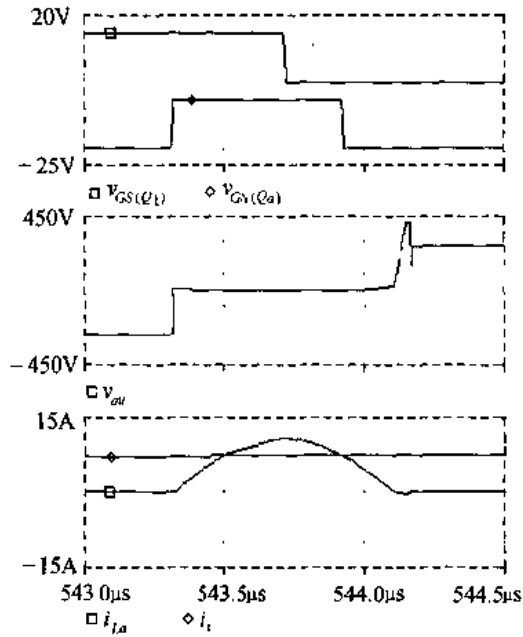


图 6.9 辅助开关管关断时辅助支路的能量调节



(c) $i_{La} = i_t$
图 6.9(续)

6.3 ZCT PWM 变换器族及其优缺点

6.3.1 ZCT PWM 变换器族

Boost ZCT PWM 变换器的思路可以推广到第一章讨论的所有单管直流变换器,如图 6.10 所示。

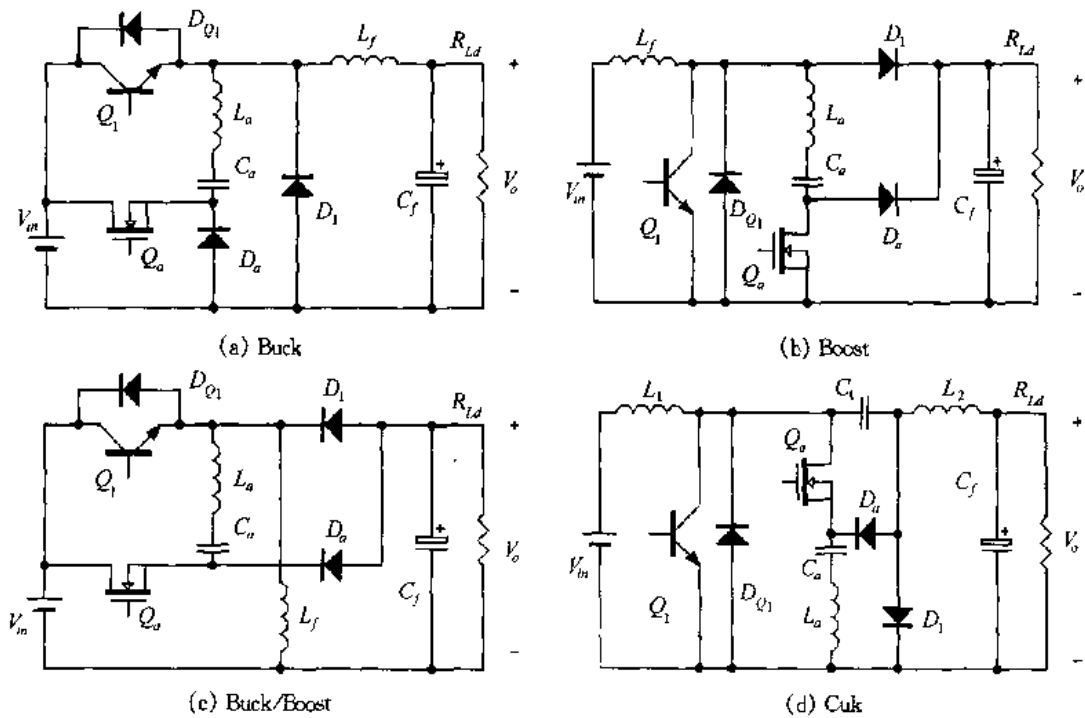


图 6.10 不隔离的单管 ZCT PWM 变换器

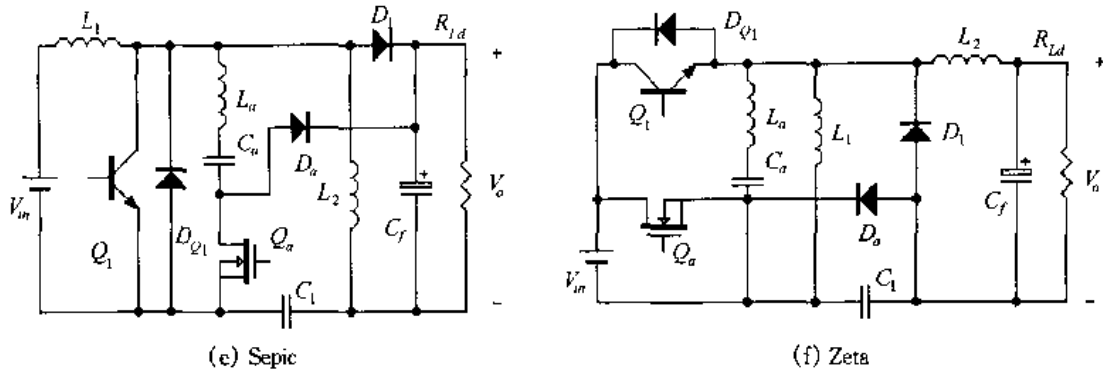


图 6.10(续)

6.3.2 ZCT PWM 变换器的优缺点

从上面的分析中可以知道该变换器的优点为：

- ① 在任意输入电压范围和负载范围内,均可实现主开关管的零电流关断;
- ② 辅助支路的能量随着负载的变化而调整,从而减小了辅助支路的损耗;
- ③ 辅助电路工作时间很短,其损耗小;
- ④ 实现了恒频控制。

该变换器的缺点是：

- ① 主开关管不是零电流开通;
- ② 升压二极管存在反向恢复问题。

6.4 改进型 ZCT PWM 变换器

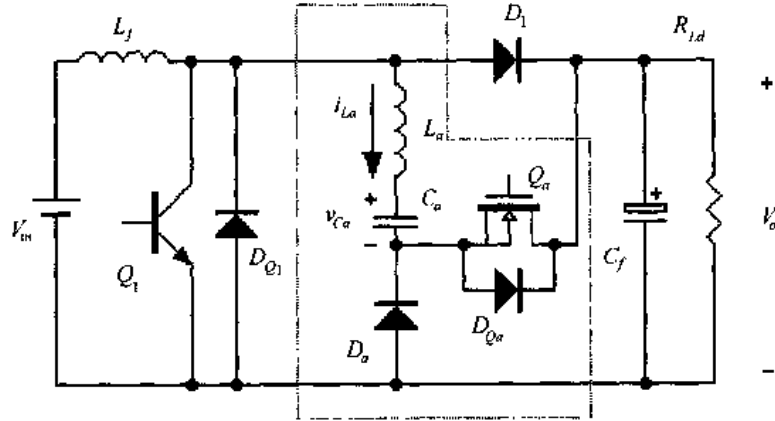
为了克服 ZCT PWM 变换器的缺点,使主开关管既能实现零电流关断,又能实现零电流开通,消除升压二极管的反向恢复,可以对图 6.1 中的 ZCT PWM 变换器作一个小小的改动,同时对辅助开关管的开关时序作适当调整。图 6.11 给出了改进型 Boost ZCT PWM 变换器的电路图及其主要波形。从图中可以看出,改进型 Boost ZCT PWM 变换器与 Boost ZCT PWM 变换器的区别在于将辅助开关管 Q_a 与辅助二极管 D_a 交换了一个位置,而辅助开关管在一个开关周期内开通了两次。第一次开通是在主开关管 Q_1 关断,升压二极管 D_1 导通时。辅助开关管 Q_a 开通,将升压二极管 D_1 中的电流转移到辅助支路中去,使 D_1 中的电流减小到零, D_1 自然关断。对于节点 A 而言,此时升压电感 L_f 和辅助电感 L_a 的电流相等,而且不能突变,因此开通 Q_1 为零电流开通。第二次开通是在主开关管 Q_1 开通,升压二极管 D_1 关断时。其思路与 ZCT PWM 变换器的思路一样,辅助开关管 Q_a 再次开通,将 Q_1 中的电流转移到辅助支路中去,并且使主开关管的反并二极管 D_{D1} 导通,从而实现主开关管的零电流关断。

6.4.1 工作原理

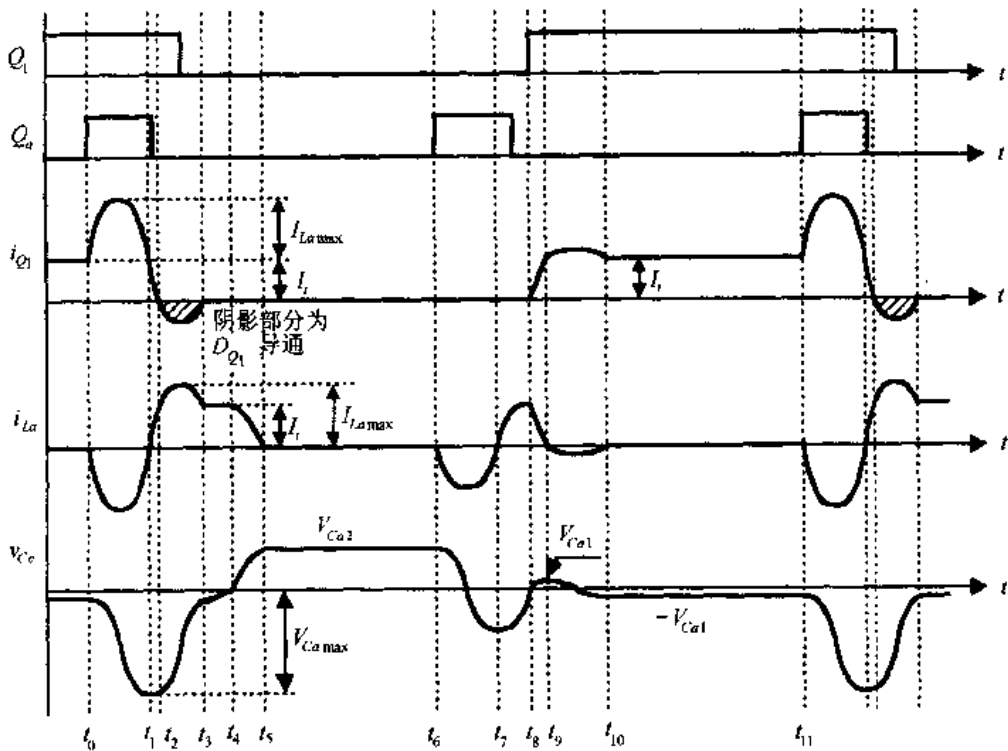
在一个开关周期中,该变换器有 11 种开关模式,图 6.12 给出了在各种开关模式下的等效电路图。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;

- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件；
- ③ 升压电感 L_f 足够大，在一个开关周期中，其电流基本保持不变，为 I_i ；
- ④ 滤波电容 C_f 足够大，在一个开关周期中，其电压基本保持不变，为 V_o 。



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 6.11 改进型 Boost ZCT PWM 变换器的基本电路及其主要波形

1. 开关模式 1 [t_0, t_1] [对应于图 6.12(a)]

在 t_0 之前，主开关管 Q_1 处于导通状态，升压二极管 D_1 截止， I_i 从 Q_1 中流过，辅助电路没有工作， L_a 的电流等于 0，而 C_a 上的电压为 $-V_{Ca1}$ ， V_{Ca1} 的大小将在后面解释。

在 t_0 时刻，辅助开关管 Q_a 开通，加在谐振支路上的电压为 V_o ，辅助电感 L_a 和辅助

电容 C_a 通过 Q_a 和 Q_1 谐振工作, 辅助电感电流 i_{La} 流经 Q_1 、输出滤波电容 C_f 和负载 R_{Ld} 以及 Q_a , 从 0 开始反向增加, C_a 被反向充电。 v_{Ca} 、 i_{La} 和 Q_1 中的电流 i_{Q1} 的表达式分别为:

$$v_{Ca}(t) = -V_o + (V_o - V_{Ca1}) \cos \omega(t - t_0) \quad (6.22)$$

$$i_{La}(t) = -\frac{V_o - V_{Ca1}}{Z_a} \sin \omega(t - t_0) \quad (6.23)$$

$$i_{Q1}(t) = I_i + \frac{V_o - V_{Ca1}}{Z_a} \sin \omega(t - t_0) \quad (6.24)$$

式中 $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}$, $Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$ 。

经过半个谐振周期 $\frac{T_r}{2}$, 到达 t_1 时刻。

$$t_{01} = \frac{T_r}{2} \quad (6.25)$$

式中 $T_r = \frac{2\pi}{\omega} = 2\pi \sqrt{L_a C_a}$ 。此时 v_{Ca} 达到负的最大值 $-V_{Ca\max}$, 而 i_{La} 等于 0。

$$-V_{Ca\max} = -2V_o + V_{Ca1} \quad (6.26)$$

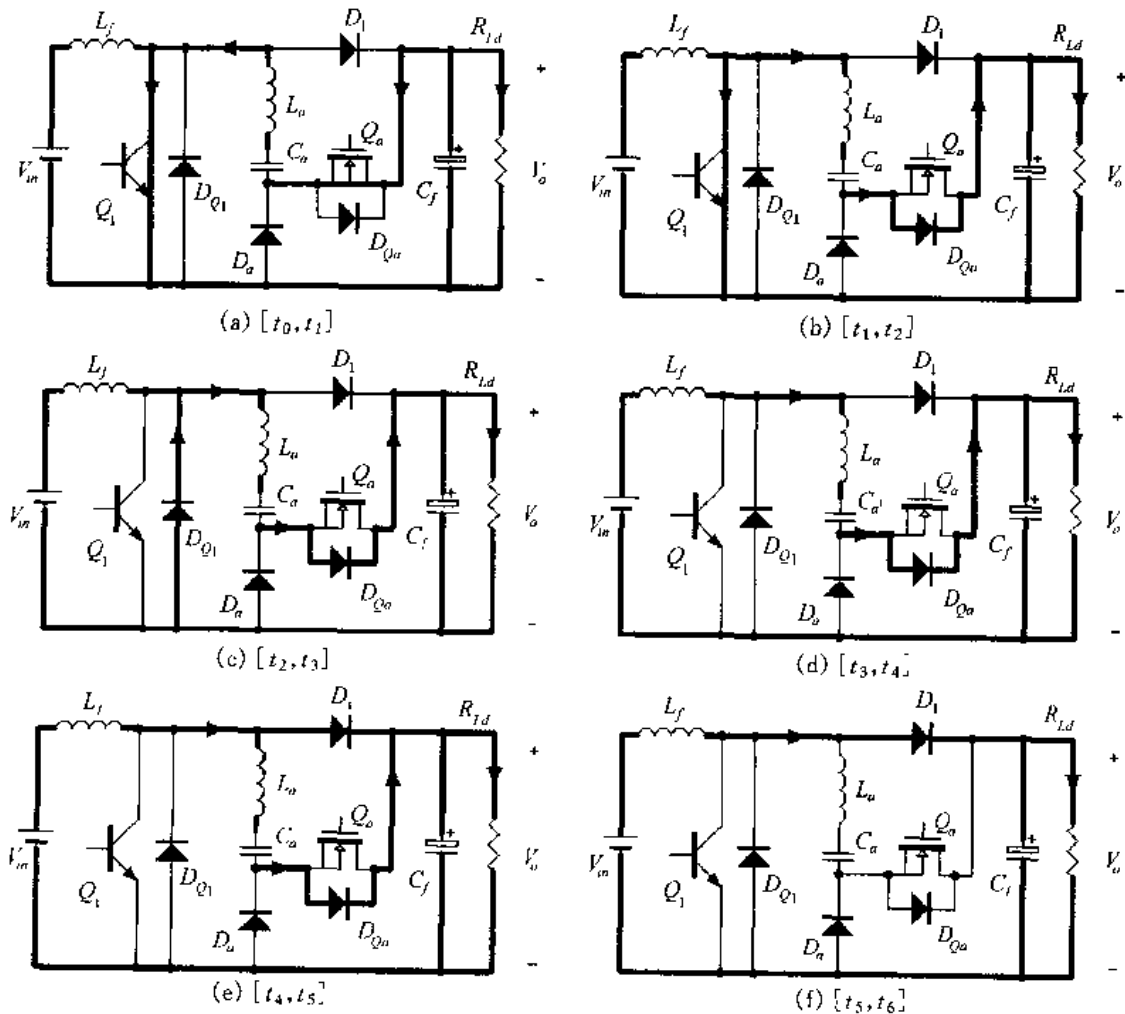
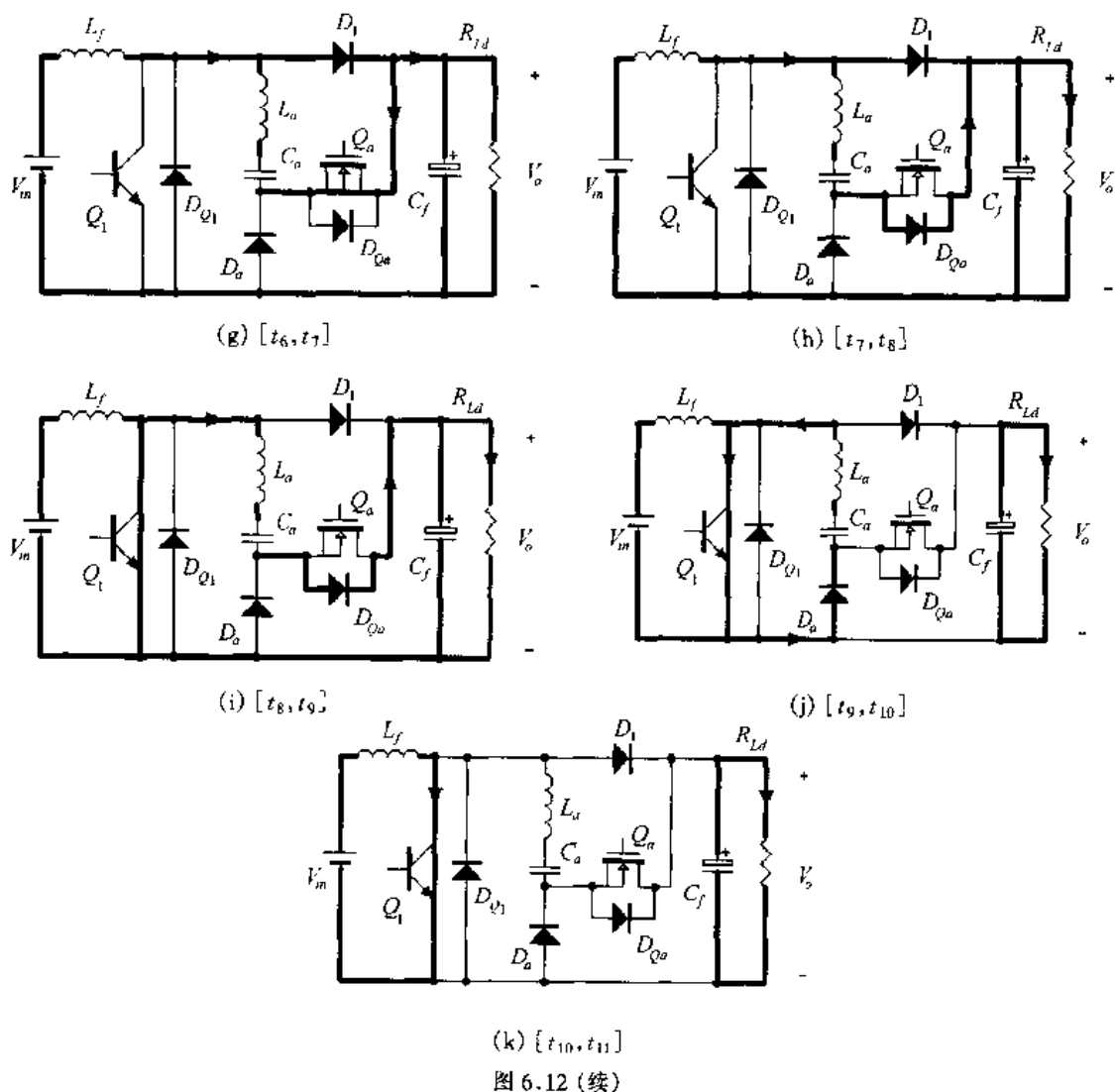


图 6.12 各种开关状态的等效电路图



2. 开关模态 2 $[t_1, t_2]$ [参考图 6.12(b)]

从 t_1 时刻开始, L_u 和 C_a 继续谐振工作, C_a 被反向放电, 而 i_{La} 变为正方向流动, 从零开始增加, 流经 Q_u 的反并二极管 D_{Qu} 。与此同时, Q_1 中的电流 i_{Q1} 开始减小。在此开关模态中, 辅助开关管 Q_a 可以零电压关断。 v_{Ca} 、 i_{La} 和 Q_1 中的电流 i_{Q1} 的表达式分别为下面三式。

$$v_{Ca}(t) = -V_o - (V_o - V_{Ca1}) \cos \omega(t - t_1) \quad (6.27)$$

$$i_{La}(t) = \frac{V_o - V_{Ca1}}{Z_a} \sin \omega(t - t_1) \quad (6.28)$$

$$i_{Q1}(t) = I_i - \frac{V_o - V_{Ca1}}{Z_a} \sin \omega(t - t_1) \quad (6.29)$$

在 t_2 时刻, i_{La} 增加到 I_i , Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 开始导通。

3. 开关模态 3 $[t_2, t_3]$ [参考图 6.12(c)]

在这段时间里, 谐振支路的等效电路同样没有变化, L_u 和 C_a 继续谐振工作, 由于

$i_{L_a} > I_i$, 此时 D_{Q1} 导通, Q_1 可以零电流关断。

在 t_3 时刻, i_{L_a} 减小到 I_i , D_{Q1} 自然关断。

4. 开关模态 4 [t_3, t_4][参考图 6.12(d)]

在此时段里, 升压二极管 D_1 处于截止状态, I_i 只能通过 L_a 、 C_a 和 D_{Qa} 流过, i_{L_a} 恒定在 I_i , C_a 被恒流反向放电, C_a 的电压反向线性减小。在 t_4 时刻, C_a 电压减小到 0。

5. 开关模态 5 [t_4, t_5][参考图 6.12(e)]

t_4 时刻后, v_{C_a} 变为正电压, D_1 导通, 谐振支路 L_a 和 C_a 通过 D_{Qa} 和 D_1 谐振工作。 i_{L_a} 和 v_{C_a} 的表达式为:

$$i_{L_a}(t) = I_i \cos \omega(t - t_4) \quad (6.30)$$

$$v_{C_a}(t) = I_i Z_a \sin \omega(t - t_4) \quad (6.31)$$

在 t_5 时刻, i_{L_a} 减小到 0, v_{C_a} 达到正的最大值 $V_{C_{a2}} = I_i Z_a$, D_{Qa} 自然关断。

6. 开关模态 6 [t_5, t_6][参考图 6.12(f)]

在这个开关模态中, 辅助电路停止工作, 主电路的工作情况与基本的 Boost 变换器的工作情况一样, 输入电压和升压电感共同通过 D_1 向负载提供能量。

7. 开关模态 7 [t_6, t_7][参考图 6.12(g)]

为了实现主开关管 Q_1 的零电流开通, 在 t_6 时刻再次开通辅助开关管 Q_a , 由于 $I_{L_a}(t_6) = 0$, 因此 Q_a 是零电流开通。当 Q_a 开通后, L_a 和 C_a 通过 D_1 和 Q_a 谐振工作。

$$v_{C_a}(t) = V_{C_{a2}} \cos \omega(t - t_6) \quad (6.32)$$

$$i_{L_a}(t) = -\frac{V_{C_{a2}}}{Z_a} \sin \omega(t - t_6) = -I_i \sin \omega(t - t_6) \quad (6.33)$$

经过 $\frac{T_r}{2}$, 即在 t_7 时刻, C_a 上的电压从 $+V_{C_{a2}}$ 变成 $-V_{C_{a2}}$, L_a 的电流减小到 0。

8. 开关模态 8 [t_7, t_8][参考图 6.12(h)]

在这段时间里, L_a 和 C_a 继续谐振工作, i_{L_a} 和 v_{C_a} 的表达式与式(6.32)、(6.33)相同。为了表达得更清楚, 可将上面两式改写如下:

$$v_{C_a}(t) = -V_{C_{a2}} \cos \omega(t - t_7) \quad (6.34)$$

$$i_{L_a}(t) = \frac{V_{C_{a2}}}{Z_a} \sin \omega(t - t_7) = I_i \sin \omega(t - t_7) \quad (6.35)$$

由于 i_{L_a} 变成正方向, 流过 D_{Qa} , 则 Q_a 可以零电流关断。

此时流过 D_1 的电流 i_{D1} 为:

$$i_{D1}(t) = I_i [1 - \sin \omega(t - t_7)] \quad (6.36)$$

随着 i_{L_a} 的增加, D_1 中的电流越来越小。在 t_8 时刻, v_{C_a} 减小到 0, i_{L_a} 上升到最大值 I_i , D_1 中的电流减小到零, 自然关断。

9. 开关模态 9 $[t_8, t_9]$ [参考图 6.12(i)]

在 t_8 时刻, 由于 i_{L_a} 等于 I_i , D_1 自然关断。而升压电感 L_f 和辅助电感 L_a 的电流不能突变, 因此此时开通 Q_1 , 则 Q_1 是零电流开通。当 Q_1 开通后, i_{L_a} 继续正向流动, 它流经 D_Q 、 C_f 、 R_{L_d} 和 Q_1 , 此时 L_a 和 C_a 的谐振支路中串入了输出滤波电容 C_f 和负载 R_{L_d} , 因此 i_{L_a} 迅速减小, 其能量大部分反馈到负载中去了, 只有少部分能量存贮在电容 C_a 中。

$$v_{C_a}(t) = V_o [\cos \omega(t - t_8) - 1] + I_i Z_a \sin \omega(t - t_8) \quad (6.37)$$

$$i_{L_a}(t) = -\frac{V_o}{Z_a} \sin \omega(t - t_8) + I_i \cos \omega(t - t_8) \quad (6.38)$$

在 t_9 时刻, i_{L_a} 减小到零, C_a 上的电压为:

$$V_{Ca1} = V_o \left[\sqrt{1 + \left(\frac{I_i Z_a}{V_o} \right)^2} - 1 \right] \quad (6.39)$$

10. 开关模态 10 $[t_9, t_{10}]$ [参考图 6.12(j)]

从 t_9 时刻开始, L_a 和 C_a 通过 Q_1 和 D_a 谐振工作。经过 $\frac{T_r}{2}$, 到达 t_{10} 时刻, i_{L_a} 减小到 0, 而 C_a 的电压则由 V_{Ca1} 变为 $-V_{Ca1}$, D_a 自然关断。

11. 开关模态 11 $[t_{10}, t_{11}]$ [参考图 6.12(k)]

在此段时间里, 辅助电路停止工作, 主电路的工作情况与基本的 Boost 变换器工作情况完全一样。 I_i 流经 Q_1 , 负载由输出滤波电容 C_f 供电。

6.4.2 参数分析

经过上面的分析, 可以得出下面的结论:

① 只要保证 L_a 的最大电流值 $I_{L_a \max}$ 大于输入电流最大值 $I_{i \max}$, 就可以保证在任意负载和规定的输入电压范围内实现主开关管的零电流关断。

② 在实现主开关管的零电流开通时, 辅助开关管开通, L_a 和 C_a 谐振工作的初始条件与输入电流 I_i 有关, 它可以保证 i_{L_a} 的最大电流刚好达到 I_i , 从而实现主开关管的零电流开通。在实际电路中, 输入电流不是恒定的, 而是有一定的脉动。输入电流 I_i 在 Q_1 关断时比在 Q_1 开通时大, 因此, 完全可以保证在任意负载和规定的输入电压范围内实现主开关管的零电流开通。

根据上面的结论, 可以来讨论参数设计。

1. L_a 和 C_a 的选值

为了保证在任意负载和规定的输入电压范围内实现开关管的零电流开关, 必须要求满足下式:

$$I_{L_a \max} > I_{i \max} \quad (6.40)$$

$I_{i \max}$ 是最大输入电流。

同时希望辅助电路的工作时间很短, 不影响基本的 Boost 变换器的工作, 那么一般要求:

$$T_r = \frac{T_s}{10} \quad (6.41)$$

式中 T_r 是 L_a 和 C_a 的谐振周期, T_s 是开关周期。由式(6.40)可得到下式:

$$\frac{V_o - V_{Ca1}}{Z_a} = K \cdot I_{imax} \quad (6.42)$$

式中 $K > 1$, 一般取 $K = 1.5 \sim 2$ 。将式(6.41)代入到上式中, 则有:

$$Z_a = \frac{2K - \sqrt{K^2 + 3}}{K^2 - 1} \cdot \frac{V_o}{I_{imax}} = J \cdot \frac{V_o}{I_{imax}} \quad (6.43)$$

式中 $J = \frac{2K - \sqrt{K^2 + 3}}{K^2 - 1}$, 而

$$Z_a = \sqrt{L_a / C_a} \quad (6.44)$$

由式(6.41)可得到:

$$2\pi \sqrt{L_a C_a} = \frac{T_s}{10} \quad (6.45)$$

由式(6.43) ~ (6.45)可得到 L_a 和 C_a 的选值。

$$L_a = \frac{J \cdot V_o \cdot T_s}{20\pi \cdot I_{imax}} \quad (6.46)$$

$$C_a = \frac{I_{imax} \cdot T_s}{20\pi \cdot J \cdot V_o} \quad (6.47)$$

2. 辅管的两次开通时间 T_{on1} 和 T_{on2} 的选择

从前面的分析中可以看出, 为了实现 Q_1 的零电流关断, 辅助开关管 Q_a 第一次开通时刻应提前于 Q_1 的关断时刻, 即在 t_0 时刻开通 Q_a , 其提前量为:

$$t_{d1} = \frac{3}{4} T_r \quad (6.48)$$

Q_a 的导通时间 T_{on1} 为:

$$T_r < T_{on1} < \frac{3}{4} T_r \quad (6.49)$$

面为了实现 Q_1 的零电流开通, 辅助开关管第二次开通, 其开通时刻应提前于 Q_1 的开通时刻, 即在 t_6 时刻再次开通 Q_a , 其提前量为:

$$t_{d2} - t_{68} = \frac{3}{4} T_r \quad (6.50)$$

Q_a 的导通时间 T_{on2} 为:

$$T_r < T_{on2} < \frac{3}{4} T_r \quad (6.51)$$

6.4.3 仿真结果与分析

图 6.13 给出了改进型 Boost ZCT PWM 变换器的仿真结果, 仿真所用的参数与 Boost ZCT PWM 变换器的参数一样, 为了本节的完整性, 这里重新给出:

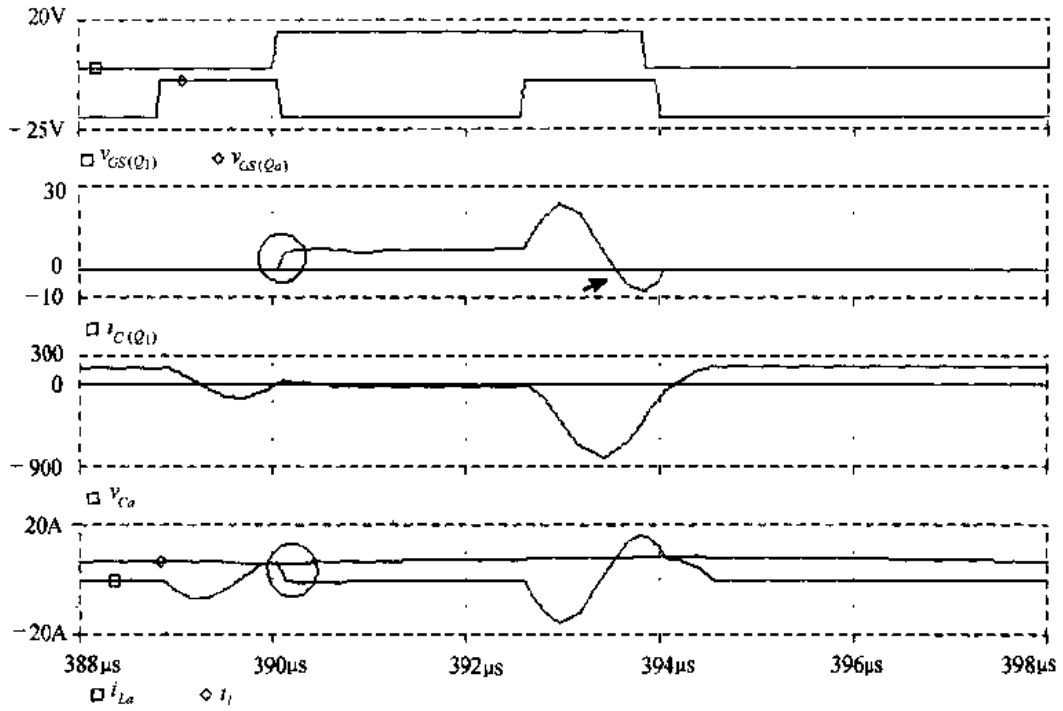
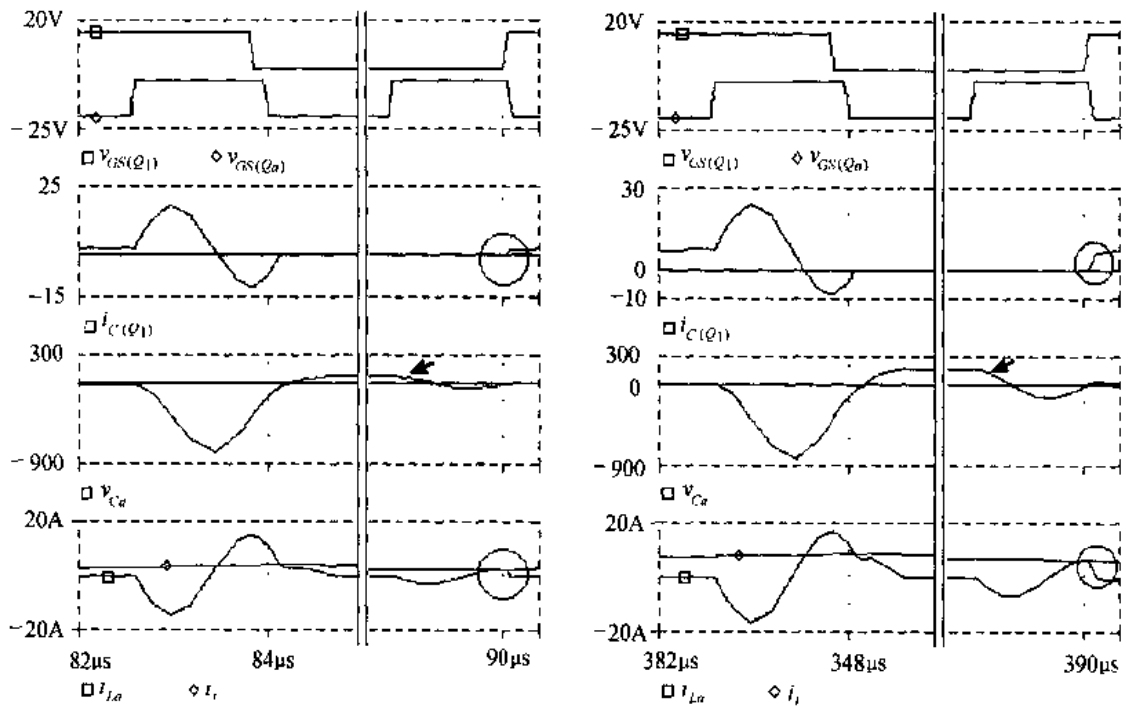


图 6.13 改进型 Boost ZCT PWM 变换器的仿真结果



(a) 输出电流为 0.7A

(b) 输出电流为 2.5A

图 6.14 输出电流为 2.5A 和 0.7A 时的仿真波形

- 输入直流电压: $V_{in} = 250\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 400\text{VDC}$;

- 输出电流为: $I_o = 2.5\text{A}$;
- 升压电感: $L_f = 450\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 47\mu\text{F}$;
- 辅助电感: $L_a = 6\mu\text{H}$;
- 辅助电容: $C_a = 10\text{nF}$;
- 开关频率: $f_s = 100\text{kHz}$ 。

从图中可以看出,当主开关管 Q_1 开通时,辅助电感电流 i_{L_a} 等于升压电感电流 I_i (即输入电流),由于 i_{L_a} 和 I_i 都不能突变, Q_1 开通时,其电流是慢慢上升的,如图中圆圈所示,因此 Q_1 是零电流开通。当 Q_1 关断时,其反并二极管 D_{Q_1} 导通(如图中箭头所指),因此 Q_1 是零电流关断的。

图 6.14 给出了输出电流为 0.7A 和 2.5A 时的仿真波形,从中可以看出,主开关管均能实现零电流关断。在不同负载时,辅助电容的峰值电压不同,输出电流越大,峰值电压越高,如图中箭头所示,这是因为峰值电压等于辅助支路的特征阻抗 Z_o 与输入电流 I_i 的乘积。这样在主开关管开通时,辅助电感的电流刚好可以上升到输入电流,如图中圆圈所示,从而实现主开关管的零电流开通。因此在任意负载下均能实现主开关管的零电流开关。

6.5 改进型 ZCT PWM 变换器族及其优缺点

6.5.1 改进型 ZCT PWM 变换器族

改进型 Boost ZCT PWM 变换器的思路可能推广到所有 ZCT PWM 变换器,如图 6.15 所示。

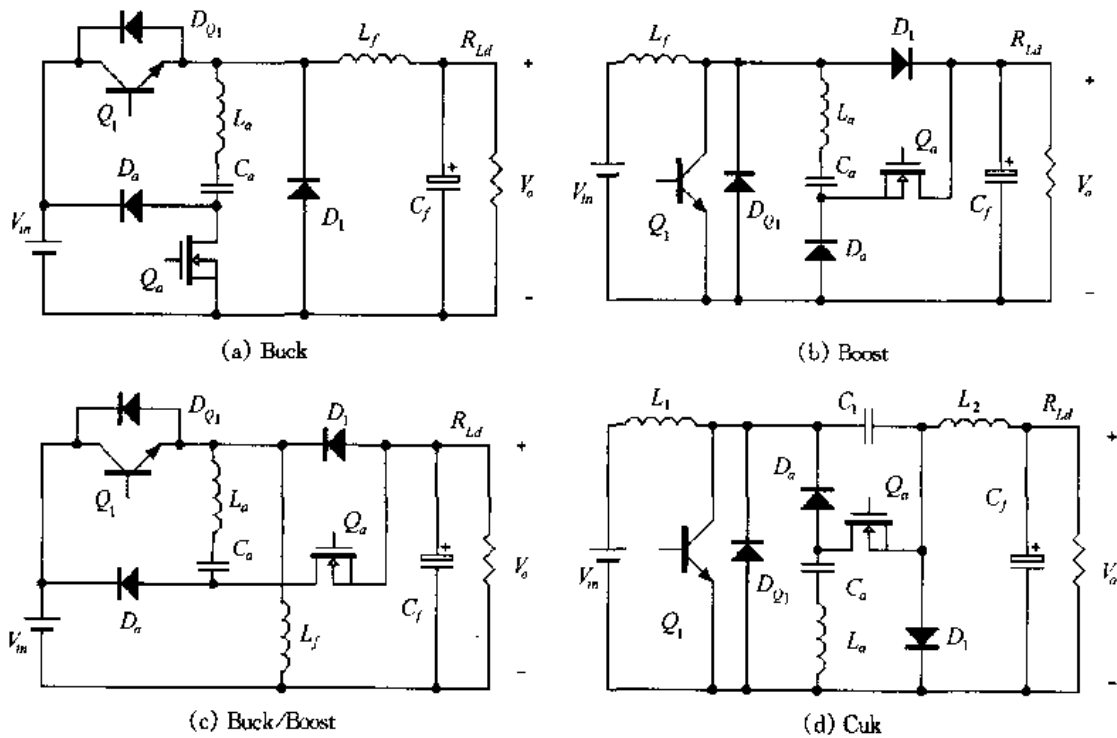


图 6.15 不隔离的单管改进型 ZCT PWM 变换器

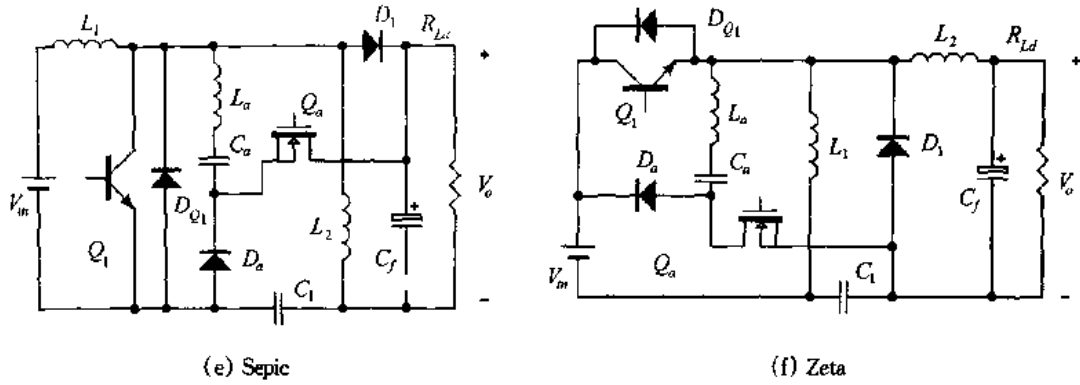


图 6.15(续)

6.5.2 改进型 ZCT PWM 变换器的优缺点

从上面的分析中可以知道该变换器的优点为:

- ① 在任意输入电压范围和负载范围内,均可实现主开关管的零电流开通和零电流关断;
- ② 辅助开关管工作在软开关状态;
- ③ 辅助电路工作时间很短,其损耗小;
- ④ 实现了恒频控制。

该变换器的缺点是在实现主开关管的零电流关断时,辅助电路谐振工作,其电流流过主开关管,主开关管中额外多增加了一个电流,其峰值电流较大。

本章小结

本章分析了 ZCT PWM 变换器的基本原理,讨论了它的参数设计,并将此思路推广到所有单管直流变换器,这种电路有以下优点:

- ① 在任意负载和规定的输入电压范围内均能实现主开关管的零电流关断。
- ② 辅助电路的能量可以随着负载的变化而自我调整。当负载较小或输入电压较高时, I_i 较小,辅助支路的能量则较小;当负载较大或输入电压较低时, I_i 较大,辅助支路中的能量则较大。因此,辅助电路工作在优化工作状态,有利于减小辅助电路的损耗。

其缺点是主开关管不能实现零电流开通,升压二极管存在反向恢复问题。

改进型 ZCT PWM 变换器在任意负载和规定的输入电压范围内均能实现主开关管的零电流开关,本章分析了它的基本原理,讨论了它的参数设计,并将此思路推广到所有单管直流变换器。

除了可以实现主开关管的零电流开关外,ZCT PWM 变换器和改进型 ZCT PWM 变换器与 ZVT PWM 变换器和改进型 ZVT PWM 变换器类似,有一个最大的特点,就是它的辅助网络与主功率电路相并联,而且辅助电路的工作不会增加主开关管的电压应力,主开关管的电压应力很小。这些优点使得它们适用于采用 IGBT 作为主开关管的中大功率场合,这时避免了 IGBT 的电流拖尾现象,从而可以大大提高开关频率。

第七章 正激变换器的磁复位技术和软开关双管正激变换器

7.1 引言

正激变换器具有电路结构简单、输入与输出电压隔离、可以多路输出等优点,广泛应用于中小功率变换场合。该变换器有一个固有的缺陷,就是它的变压器必须要磁复位,因此必须采取复位电路。正激变压器的磁复位的基本思路是:变压器原边绕组(或副边绕组)上的正向电压伏秒面积应该等于负向电压伏秒面积。

在第一章中,我们讨论了正激变换器的基本原理。为了使变压器磁复位,在变压器中加入一个复位绕组 W_3 (第三个绕组)。图 7.1 是它的主电路和主要波形,从中可以看出,变压器原边绕组的正、负电压伏秒面积是相等的。复位时,磁化电流流过复位绕组 W_3 。开关管的电压应力为 $V_Q = \left(1 + \frac{W_1}{W_3}\right) V_{in}$,在实际应用中,为了降低开关管的电压应力,同时尽量提高变换器的占空比 D_y ,一般使复位绕组的匝数与原边绕组匝数相同,这样变换器的占空比 $D_y < 0.5$,开关管的电压应力为 $V_Q = 2V_{in}$ 。

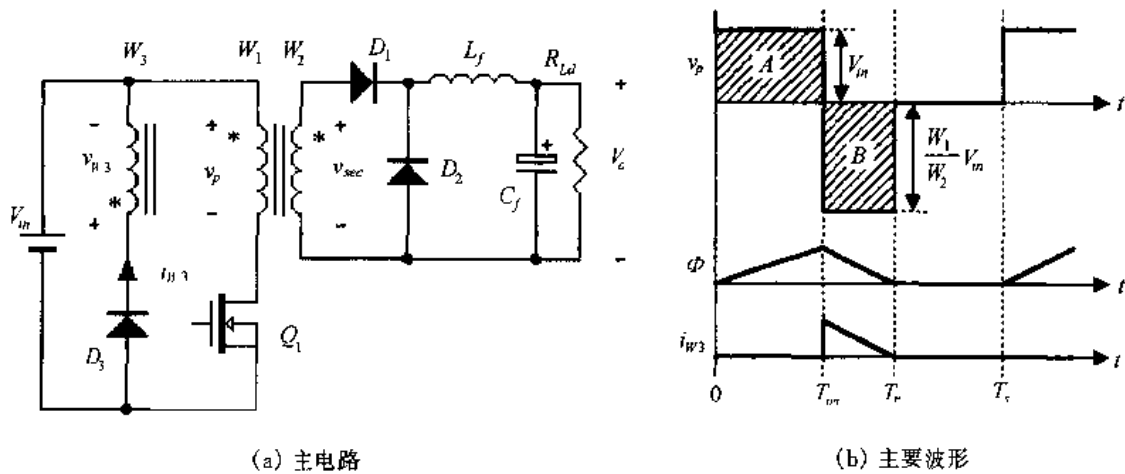


图 7.1 采用复位绕组的正激变换器

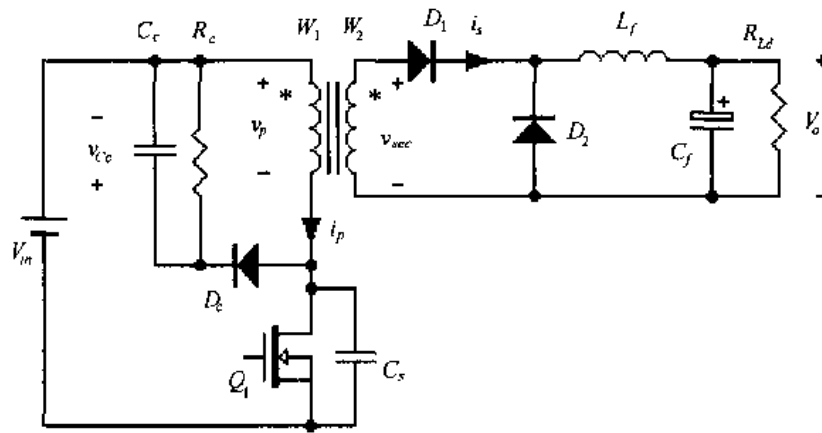
近年来关于正激变换器磁复位技术的研究很多,本章将讨论这些磁复位技术,包括 RCD 箝位技术, LCD 箝位技术,有源箝位技术和 ZVT 箝位技术。

7.2 RCD 箝位技术

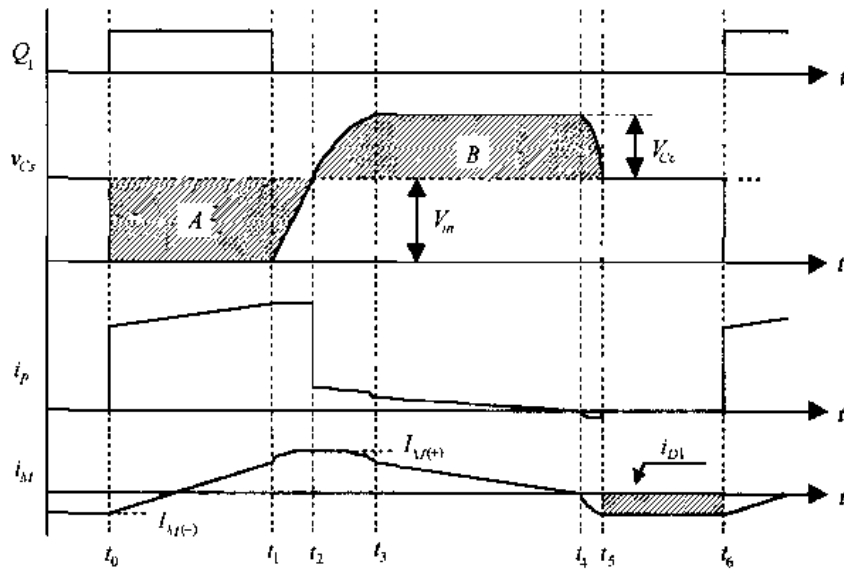
7.2.1 工作原理

采用复位绕组的正激变换器的变压器有三个绕组,为了减小开关管关断时的电压尖峰,复位绕组和原边绕组要紧密耦合,因此变压器的设计和制作比较复杂。为了简化变压器的设计与制作,在对成本要求十分严格,而对变换效率要求不高的电源中,一般采用

RCD箝位技术。在该变换器中,变压器只有两个绕组,不需要复位绕组,图 7.2 给出了 RCD 箝位的正激变换器的主电路及其主要波形。图中 C_c 是箝位电容, R_c 是箝位电阻, D_c 是箝位二极管。 C_s 是开关管 Q_1 的结电容, 变压器原副边匝比为 $K = W_1/W_2$ 。



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 7.2 RCD 箝位的正激变换器

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有六种开关状态,其等效电路如图 7.3 所示。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源;
- ③ 箝位电容 C_c 足够大,其电压基本保持不变,可以看成电压为 V_{Cc} 的电压源。

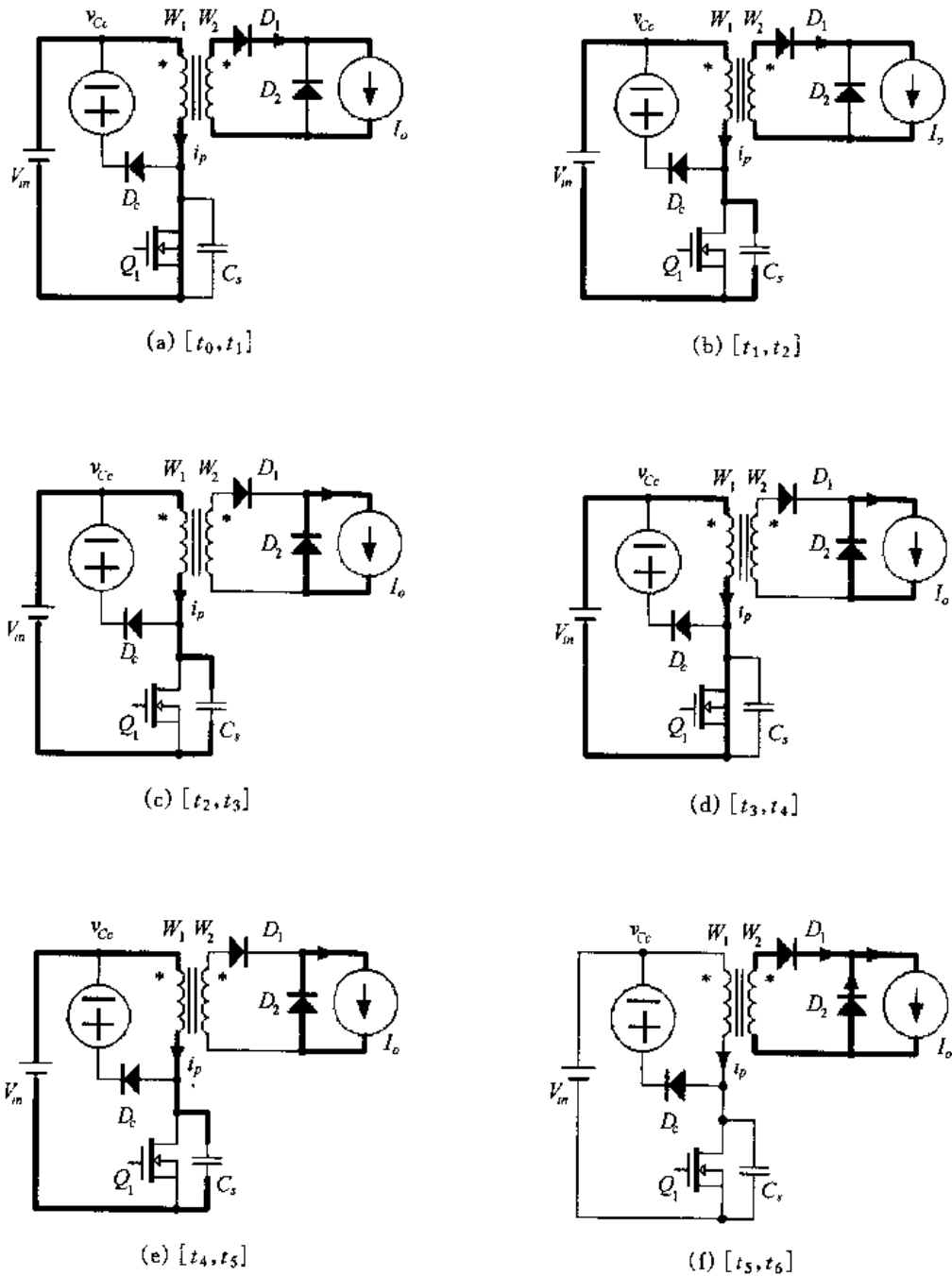


图 7.3 各开关模式的等效电路

1. 开关模式 1 $[t_0, t_1]$ [参考图 7.3(a)]

在 t_0 时刻前, 开关管 Q_1 上的电压为输入电压 V_{in} , 负载电流 I_o 流过续流二极管 D_2 。在 t_0 时刻, 开通开关管 Q_1 , D_2 关断。 Q_1 的结电容上的能量 $\frac{1}{2} C_s V_{in}^2$ 全部消耗在 Q_1 内部, 而且 D_2 关断时存在反向恢复电流, 因此 Q_1 是硬开通, 存在开通损耗。

Q_1 开通后, 负载电流 I_o 流经整流二极管 D_1 。变压器的原边电压为输入电压 V_{in} , 其励磁电流 i_M 从 $I_{M(-)}$ 开始线性上升, 即

$$i_M(t) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.1)$$

式中 L_M 为变压器原边励磁电感, $I_{M(-)}$ 为负向最大励磁电流, 其大小将在后面解释。

变压器原边电流 i_p 为折算到原边的负载电流和励磁电流之和, 即

$$i_p(t) = \frac{I_o}{K} + i_M(t) = \frac{I_o}{K} + I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.2)$$

在 t_1 时刻, 励磁电流为:

$$I_M(t_1) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t_1 - t_0) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}t_{01} \quad (7.3)$$

式中 t_{01} 是开关管 Q_1 的开通时间 T_{on} 。开关管 Q_1 的开关周期为 T_s , 占空比为 D_y , 那么有:

$$t_{01} = T_{on} = D_y T_s \quad (7.4)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2] [参考图 7.3(b)]

在 t_1 时刻, 开关管 Q_1 关断, 整流管 D_1 继续导通, 此时折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 同时给 Q_1 的结电容 C_s 充电。一般 $i_M \ll I_o/K$, 因此 C_s 的电压从零开始线性上升。

$$v_{Cs}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_1) \quad (7.5)$$

由于 C_s 限制了 Q_1 上的电压上升率, 因此 Q_1 是零电压关断的。

在这段时间里, 励磁电流为:

$$i_M(t) = I_M(t_1) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_1) - \frac{1}{2L_M C_s} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_1)^2 \quad (7.6)$$

在 t_2 时刻, C_s 的电压上升到输入电压 V_{in} , 开关模态 2 结束。它的持续时间为:

$$t_{12} = KC_s V_{in} / I_o \quad (7.7)$$

此时励磁电流达到正向最大值 $I_{M(+)}$ 。

$$I_{M(+)} = I_{M(-)} + \frac{V_{in} T_{on}}{L_M} + \frac{KC_s V_{in}^2}{2L_M I_o} \quad (7.8)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3] [参考图 7.3(c)]

在这段时间里, 由于 C_s 的电压继续上升, 加在变压器原边绕组的电压为负向电压, 因此副边绕组的电压也为负, 整流管 D_1 关断, 负载电流经过续流二极管 D_2 续流。原边电流为励磁电流, 不再包括负载电流。这时励磁电感与结电容 C_s 谐振工作, 励磁电流从 $I_{M(+)}$ 开始减小, 结电容电压从 V_{in} 继续上升。

$$v_{Cs}(t) = V_{in} + I_{M(+)} Z_M \sin \omega_M (t - t_2) \quad (7.9)$$

$$i_p(t) = i_M(t) = I_{M(+)} \cos \omega_M (t - t_2) \quad (7.10)$$

式中 $Z_M = \sqrt{L_M / C_s}$, 是励磁电感与结电容的特征阻抗; $\omega_M = 1 / \sqrt{L_M C_s}$, 是励磁电感与结电容的谐振角频率。

在 t_3 时刻, 结电容电压上升到 $V_{in} + V_{Cs}$, 开关模态 3 结束。它的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{1}{\omega_M} \sin^{-1} \left(\frac{V_{C_c}}{I_{M(+)} Z_M} \right) \quad (7.11)$$

此时励磁电流为:

$$I_p(t_3) = I_M(t_3) = I_{M(+)} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{C_c}}{I_{M(+)} Z_M} \right)^2} \quad (7.12)$$

4. 开关模态 4 [t_3, t_4] [参考图 7.3(d)]

在这段时间里,励磁电流流经箝位二极管 D_c , 结电容电压被箝在 $V_{in} + V_{C_c}$, 负载电流继续经续流管 D_2 续流。此时加在变压器原边绕组上的电压为 $-V_{C_c}$, 励磁电流线性减小。

$$i_M(t) = I_M(t_3) - \frac{V_{C_c}}{L_M} (t - t_3) \quad (7.13)$$

在 t_4 时刻,励磁电流下降到零,开关模态 4 结束。它的持续时间为:

$$t_{34} = L_M I_M(t_3) / V_{C_c} \quad (7.14)$$

5. 开关模态 5 [t_4, t_5] [参考图 7.3(e)]

在此开关模态中,箝位管 D_c 自然截止。结电容 C_s 开始放电,励磁电流从零开始反向增加。

$$i_M(t) = \frac{V_{C_c}}{Z_M} \sin \omega_M (t - t_4) \quad (7.15)$$

$$v_{C_s}(t) = V_{in} + V_{C_c} \cos \omega_M (t - t_4) \quad (7.16)$$

当结电容电压下降到输入电压 V_{in} 时,开关模态 5 结束。它的持续时间为:

$$t_{45} = \frac{1}{4} T_M = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_M C_s} \quad (7.17)$$

此时励磁电流达到负向最大值为:

$$I_{M(-)} = -V_{C_c} / Z_M \quad (7.18)$$

6. 开关模态 6 [t_5, t_6] [参考图 7.3(f)]

在此开关模态中,结电容电压有继续下降的趋势,这时原边绕组电压将会为正,同样副边绕组电压也为正,使整流二极管 D_1 导通。由于原边电流很小,不足以提供负载电流,因此续流管 D_2 继续导通。也就是说,这段时间 D_1 和 D_2 同时导通,这样将副边绕组电压箝在零位,因此原边绕组电压也为零。变压器励磁电流保持为 $I_{M(-)}$ 不变,流经整流二极管 D_1 , 原边绕组电流为零,即 $i_p = 0$ 。根据变压器的原副边电流关系,整流二极管 D_1 的电流为:

$$i_{D1}(t) = -K I_{M(-)} = K V_{C_c} / Z_M \quad (7.19)$$

整流二极管 D_2 的电流为:

$$i_{D2}(t) = I_o - i_{D1} = I_o - \frac{K V_{C_c}}{Z_M} \quad (7.20)$$

在 t_6 时刻, 开通开关管 Q_1 , 开始下一个开关周期。

7.2.2 参数设计

根据上面的分析, 我们来讨论变换器的参数设计和选择。

1. 箝位电压 V_{C_c} 的计算

为了保证变压器能够磁复位, 原边绕组所加正负电压伏秒面积必须相等。由于开关模式 2、3 和 5 的时间相对于开关模式 1 和 4 来说很短, 为了简化分析, 这里将其忽略, 那么有:

$$V_{C_c} = \frac{V_{in} D_y}{1 - D_y} = \frac{KV_o}{1 - D_y} \quad (7.21)$$

在输入电压最低时, 占空比最大, 此时用于给变压器磁复位的时间最短。为了能够在最短的时间内完成磁复位, 那么箝位电压的最大值 $V_{C_{cmax}}$ 为:

$$V_{C_{cmax}} = \frac{KV_o}{1 - D_{y_{max}}} \quad (7.22)$$

开关管 Q_1 关断时所承受的电压为:

$$V_{Q1} = V_{in} + V_{C_c} = \frac{KV_o}{D_y(1 - D_y)} \quad (7.23)$$

在正激变换器中, 一般取 $D_{y_{max}} = 0.5$ 。从式(7.23)中可以看出, 输入电压 V_{in} 越高, D_y 越小, 那么 V_{Q1} 越高。也就是说, 在输入电压最高时, 开关管 Q_1 所承受的电压应力最高。如果输入电压 V_{in} 的范围为 $40 \sim 60V$, 当 $V_{in} = 40V$ 时, $D_y = 0.5$, 那么当 $V_{in} = 60V$ 时, $D_y = 0.33$, 此时, $V_{Q1_{max}} = 90V$ 。而采用复位绕组复位时, 开关管 Q_1 所承受的最大电压应力为 $V_{Q1_{max}} = 2 \times 60V = 120V$ 。因此 RCD 箝位技术与采用复位绕组相比, 开关管 Q_1 所承受的最大电压应力要小。

二极管 D_1 和 D_2 关断时所承受的电压为:

$$V_{D1} = V_{D2} = \frac{V_o}{D_y(1 - D_y)} \quad (7.24)$$

2. 箝位电阻 R_c 的选取

在 t_2 时刻, 变压器的励磁能量最大, 为 $E_M = \frac{1}{2} L_M I_{M(+)}^2$ 。在开关模式 3 中, 有一部分励磁能量转移到结电容中, 这部分能量为:

$$E_{trans} = \frac{1}{2} C_s (V_{in} + V_{C_c})^2 - \frac{1}{2} C_s V_{in}^2 = \frac{1}{2} C_s V_{C_c}^2 + C_s V_{in} V_{C_c} \quad (7.25)$$

剩下的励磁能量在开关模式 4 中全部消耗在箝位网络中, 也就是消耗在箝位电阻上。如果考虑变压器的漏感能量, 漏感能量也消耗在箝位电阻上, 那么有下式:

$$\frac{V_{C_c}^2}{R_c} = \frac{1}{2} f_s L_M I_{M(+)}^2 - f_s \left(\frac{1}{2} C_s V_{C_c}^2 + C_s V_{in} V_{C_c} \right) + \frac{1}{2} f_s L_{lk} \left(\frac{I_o}{K} \right)^2 \quad (7.26)$$

将式(7.8)和(7.18)代入上式, 并且忽略式(7.8)右边的最后一项, 那么有:

$$R_c = \frac{2V_{C_c}^2}{\frac{(KV_o)^2}{L_M f_s} - 2 \frac{KV_o V_{C_c}}{\sqrt{L_M/C_s}} - 2f_s C_s V_o V_{C_c} - f_s L_{lk} \left(\frac{I_o}{K}\right)^2} \quad (7.27)$$

3. 箝位电容 C_c 的选取

在开关模式 4 中,箝位二极管 D_c 导通,励磁电流给箝位电容 C_c 充电。在其他时间里, D_c 截止,箝位电容 C_c 通过箝位电阻 R_c 放电,放电速率为 V_{C_c}/R_c 。那么箝位电容电压的脉动可估算为:

$$\Delta V_{C_c} = \frac{V_{C_c}}{R_c C_c} (T_s - t_{34}) \quad (7.28)$$

由于开关管的结电容 C_s 较小,一般可取 $t_{34} = (1 - D_y) T_s$,因此上式可简化为:

$$\Delta V_{C_c} = \frac{D_y V_{C_c}}{f_s R_c C_c} \quad (7.29)$$

如果箝位电容电压的脉动率为 5%,而取 $D_{y\max} = 0.5$,那么箝位电容 C_c 的大小为:

$$C_c = \frac{10}{f_s R_c} \quad (7.30)$$

4. 外加电容 C_{ext} 的选取

从式(7.26)中可以发现,结电容 C_s 越大,箝位网络上的损耗 $V_{C_c}^2/R_c$ 越小。由于开关管的结电容是由开关管自身决定的,为了减小箝位网络上的损耗,可以给开关管外加一个并联电容 C_{ext} ,外加电容还可以减小开关管的关断损耗。但是外加电容增加了开关管的容性开通损耗,因此外加电容的选取要折衷考虑。

7.2.3 采用 RCD 箝位技术的正激变换器的优缺点

从上面的分析可以看出,RCD 箝位的正激变换器的优点是:

- ①主开关管的结电容使变压器双向磁化,但结电容一般很小,变压器的反向磁化电流 $I_{M(-)}$ 也很小,因此变换器的最大占空比为 0.5;
- ②开关管的电压应力比采用复位绕组时低;
- ③电路结构简单,成本低廉。

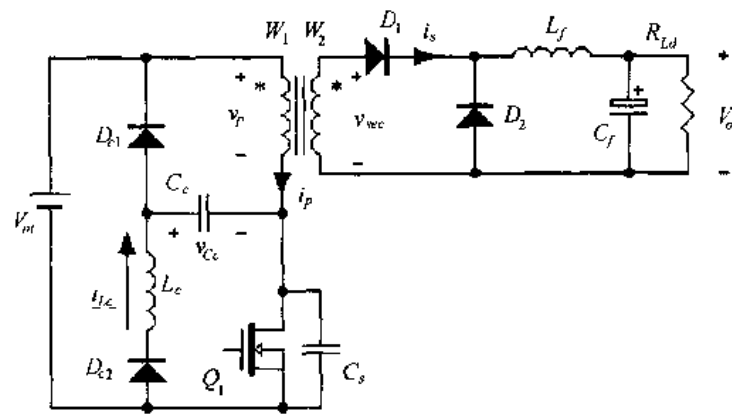
它的缺点是:部分励磁能量消耗在箝位网络中,同时开关管是硬开通的,存在开通损耗。因此该变换器适用于对效率要求不高,但对成本要求严格的小容量应用场合。

7.3 LCD 箝位技术

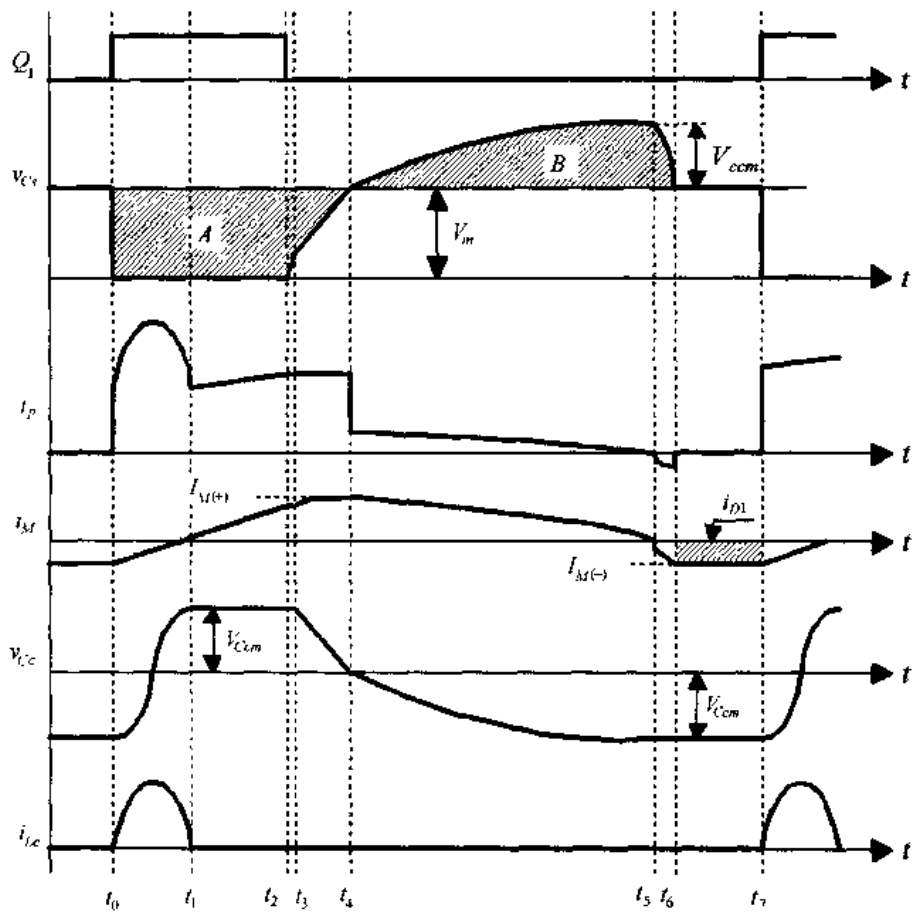
7.3.1 工作原理

由于 RCD 箝位技术存在损耗,为了消除箝位网络的损耗,本节介绍一种 LCD 箝位技术。该箝位网络由两只箝位二极管 D_{c1} 和 D_{c2} 、一个箝位电感 L_c 和一个箝位电容 C_c 组成。由于箝位网络中不存在电阻,因此该网络是无损的。图 7.4 给出了 LCD 箝位的正激变换器的主要电路及其主要波形, C_s 是开关管 Q_1 的结电容,变压器原副边匝比为 $K =$

W_1/W_2



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 7.4 LCD 箝位的正激变换器

在一个开关周期 T_s 中, 该变换器有六种开关状态, 其等效电路如图 7.5 所示。在分析之前, 作出如下假设:

① 所有开关管、二极管均为理想器件；

② L_f 足够大，在一个开关周期中，其电流基本保持不变，这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源。

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 7.5(a)]

在 t_0 时刻之前，开关管 Q_1 上的电压为输入电压 V_{in} ，箝位电容电压为 $-V_{Ccm}$ ，其大小后面将会解释，但这里假设 $V_{Ccm} < V_{in}$ ，箝位电感电流为零。在 t_0 时刻，开通开关管 Q_1 ，其结电容上的能量 $\frac{1}{2} C_s V_{in}^2$ 全部消耗在 Q_1 内部，而且 D_2 关断时存在反向恢复电流，因此与 RCD 箝位技术一样， Q_1 也是硬开通，存在开通损耗。

Q_1 开通后，负载电流 I_o 流经整流二极管 D_1 。变压器的原边电压为输入电压 V_{in} ，其励磁电流 i_M 从 $I_{M(-)}$ 开始线性上升，即

$$i_M(t) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.31)$$

式中 L_M 为变压器原边励磁电感， $I_{M(-)}$ 为负向最大励磁电流，其大小将在后面解释。

变压器原边电流 i_p 为折算到原边的负载电流和励磁电流之和，即

$$i_p(t) = \frac{I_o}{K} + i_M(t) = \frac{I_o}{K} + I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.32)$$

在这段时间里，箝位电容 C_c 通过开关管 Q_1 和箝位二极管 D_{c2} 与箝位电感 L_c 谐振工作。箝位电感电流和箝位电容电压分别为：

$$v_{C_c}(t) = -V_{Ccm} \cos \omega_c(t - t_0) \quad (7.33)$$

$$i_{L_c}(t) = \frac{V_{Ccm}}{Z_c} \sin \omega_c(t - t_0) \quad (7.34)$$

式中 $Z_c = \sqrt{L_c/C_c}$ ，是箝位电感与箝位电容的特征阻抗； $\omega_c = 1/\sqrt{L_c C_c}$ ，是箝位电感与箝位电容的谐振角频率； $T_c = 2\pi \sqrt{L_c C_c}$ ，是箝位电感与箝位电容的谐振周期。

经过 $\frac{1}{2} T_c$ ，达到 t_1 时刻，箝位电感电流为零，箝位电容电压从 $-V_{Ccm}$ 变为 V_{Ccm} ，箝位二极管 D_{c2} 自然关断。

开关模态 1 的持续时间为：

$$t_{01} = \frac{1}{2} T_c \quad (7.35)$$

在这段时间里，箝位电感的最大电流为 $I_{L_{cmax}} = V_{Ccm}/Z_c$ ，开关管 Q_1 流过的电流为折算到原边的负载电流、励磁电流和箝位电感电流之和，如果忽略励磁电流，那么 Q_1 的最大电流为：

$$I_{Q1max} = \frac{I_o}{K} + \frac{V_{Ccm}}{Z_c} \quad (7.36)$$

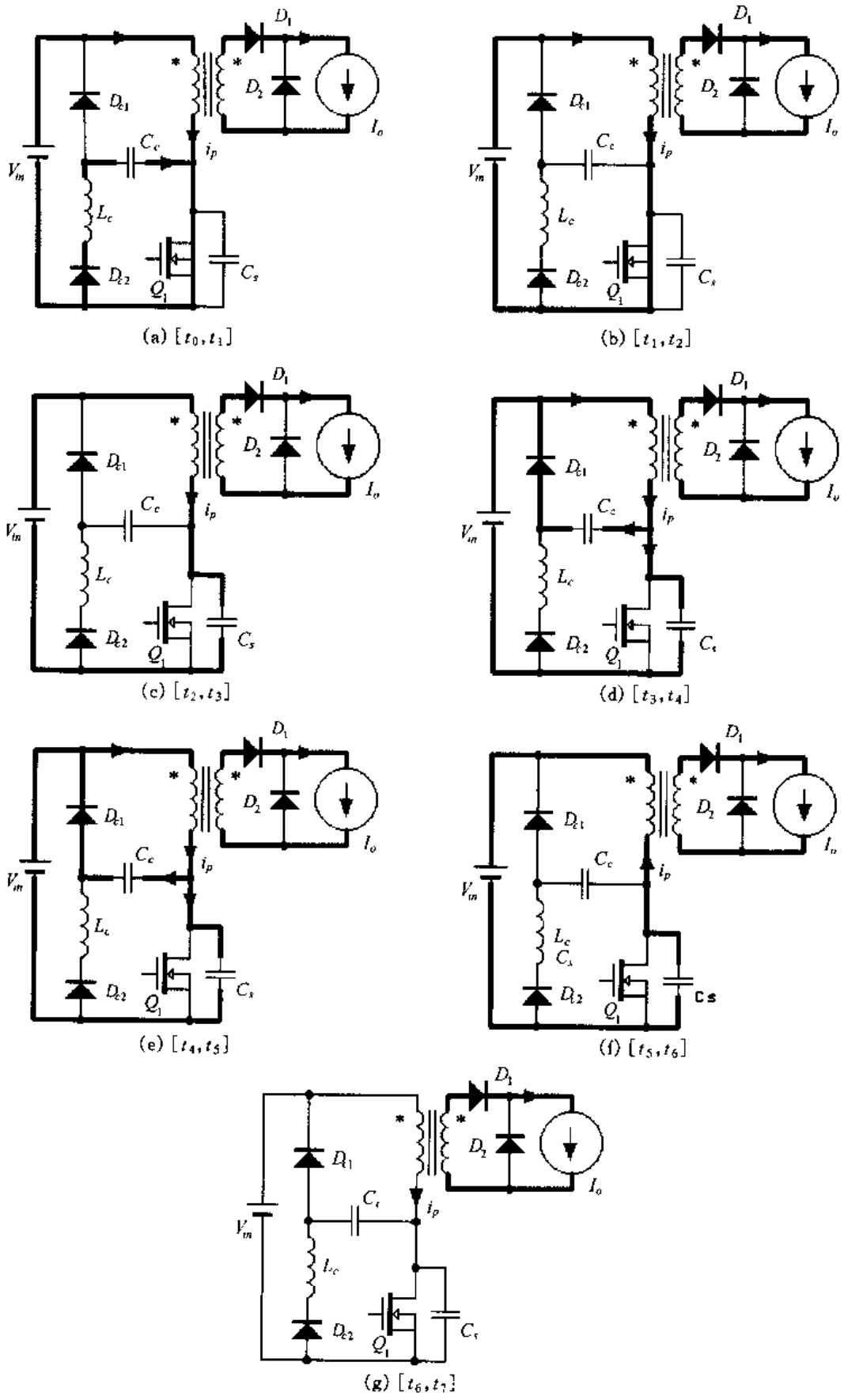


图 7.5 各开关模式的等效电路

2. 开关模态 2 [t_1, t_2] [参考图 7.5(b)]

在此开关模态中,除了箝位网络停止工作以外,其他的工作情况与开关模态 1 完全一样。在 t_2 时刻,开关管 Q_1 关断。此时励磁电流为:

$$I_M(t_2) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M} t_{02} \quad (7.37)$$

式中 t_{02} 是开关管 Q_1 的导通时间 T_{on} 。 Q_1 的开关周期为 T_s , 占空比为 D_s , 那么有:

$$t_{02} = T_{on} = D_s T_s \quad (7.38)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3] [参考图 7.5(c)]

在 t_2 时刻,开关管 Q_1 关断,整流管 D_1 继续导通,此时折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 给结电容 C_s 充电。一般 $i_M \ll I_o/K$, 这里可以忽略,因此 C_s 的电压从零开始线性上升。

$$v_{C_s}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_2) \quad (7.39)$$

在 t_3 时刻, C_s 的电压上升到输入电压 $V_{in} - V_{C_{cm}}$, 开关模态 3 结束。它的持续时间为:

$$t_{23} = K C_s (V_{in} - V_{C_{cm}}) / I_o \quad (7.40)$$

由于开关模态 3 时间很短,可以认为励磁电流基本不变,依然为 $I_M(t_2)$ 。

4. 开关模态 4 [t_3, t_4] [参考图 7.5(d)]

在 t_3 时刻,箝位二极管 D_{c1} 导通,折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 继续给结电容 C_s 充电,同时箝位电容 C_c 被放电。忽略 i_M , 那么 C_s 的电压从 $V_{in} - V_{C_{cm}}$ 继续线性上升, C_c 的电压线性降低。

$$v_{C_s}(t) = V_{in} - V_{C_{cm}} + \frac{1}{C_s + C_c} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_3) \quad (7.41)$$

$$v_{C_c}(t) = V_{C_{cm}} - \frac{1}{C_s + C_c} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_3) \quad (7.42)$$

在这段时间里,励磁电流为:

$$i_M(t) = I_M(t_2) + \frac{V_{C_{cm}}}{L_M} (t - t_3) - \frac{1}{2L_M(C_s + C_c)} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_3)^2 \quad (7.43)$$

在 t_4 时刻, C_s 的电压上升到输入电压 V_{in} , 同时箝位电容电压为零,开关模态 4 结束。它的持续时间为:

$$t_{34} = K(C_s + C_c) V_{C_{cm}} / I_o \quad (7.44)$$

此时励磁电流达到正向最大值 $I_{M(+)}$ 。

$$I_{M(+)} = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M} T_{on} + \frac{K(C_s + C_c) V_{C_{cm}}^2}{2L_M I_o} \quad (7.45)$$

在开关模态 3 和 4 中, C_s 和 C_c 限制了 Q_1 的电压上升率,因此 Q_1 是零电压关断。

5. 开关模态 5 [t_4, t_5] [参考图 7.5(e)]

在这段时间里, C_s 的电压继续上升,同时 C_c 被继续放电,加在变压器原边绕组的电

压为负向电压,因此副边绕组的电压也为负,整流管 D_1 关断,负载电流经过续流二极管 D_2 续流。那么原边电流为励磁电流,不再包括负载电流。这时励磁电感与 C_s 和 C_c 谐振工作,励磁电流从 $I_{M(+)}$ 开始减小,结电容电压从 V_{in} 继续上升。

$$v_{C_s}(t) = V_{in} + I_{M(+)} Z_{M1} \sin \omega_{M1}(t - t_4) \quad (7.46)$$

$$v_{C_c}(t) = -I_{M(+)} Z_{M1} \sin \omega_{M1}(t - t_4) \quad (7.47)$$

$$i_p(t) = i_M(t) = I_{M(+)} \cos \omega_{M1}(t - t_4) \quad (7.48)$$

式中 $Z_{M1} = \sqrt{L_M / (C_s + C_c)}$, 是励磁电感与结电容和箝位电容的特征阻抗; $\omega_{M1} = 1 / \sqrt{L_M (C_s + C_c)}$, 是励磁电感与结电容和箝位电容的谐振角频率; $T_{M1} = 2\pi \sqrt{L_M (C_s + C_c)}$, 是励磁电感与结电容和箝位电容的谐振周期。

经过 $\frac{1}{4} T_{M1}$, 达到 t_5 时刻, 励磁电流减小到零, 箝位电容电压达到负向最大值 $-V_{C_{cm}}$, 箝位二极管 D_{c1} 自然关断, 结电容电压上升到 $V_{in} + V_{C_{cm}}$ 。

$$V_{C_{cm}} = I_{M(+)} Z_{M1} \quad (7.49)$$

开关模态 5 的持续时间为:

$$t_{45} = \frac{1}{4} T_{M1} \quad (7.50)$$

6. 开关模态 6 [t_5, t_6] [参考图 7.5(f)]

在此开关模态中, 箝位网络停止工作, 结电容 C_c 开始放电, 励磁电流从零开始反向增加。

$$i_M(t) = -\frac{V_{C_{cm}}}{L_{M2}} \sin \omega_{M2}(t - t_5) \quad (7.51)$$

$$v_{C_s}(t) = V_{in} + V_{C_{cm}} \cos \omega_{M2}(t - t_5) \quad (7.52)$$

式中 $Z_{M2} = \sqrt{L_M / C_s}$, 是励磁电感与结电容的特征阻抗; $\omega_{M2} = 1 / \sqrt{L_M C_s}$, 是励磁电感与结电容的谐振角频率; $T_{M2} = 2\pi \sqrt{L_M C_s}$, 是励磁电感与结电容的谐振周期。

当结电容电压下降到输入电压 V_{in} 时, 开关模态 6 结束。它的持续时间为:

$$t_{56} = \frac{1}{4} T_{M2} \quad (7.53)$$

此时励磁电流达到负向最大值为:

$$I_{M(-)} = -\frac{V_{C_{cm}}}{Z_{M2}} \quad (7.54)$$

7. 开关模态 7 [t_6, t_7] [参考图 7.5(g)]

在此开关模态中, 结电容电压有继续下降的趋势, 那么原边绕组电压将会为正, 同样副边绕组电压也变为正, 使整流二极管 D_1 导通。由于原边电流很小, 不足以提供负载电流, 因此续流管 D_2 继续导通。在这段时间里, D_1 和 D_2 同时导通, 将副边绕组箝在零位, 因此原边绕组电压也为零。变压器励磁电流保持为 $I_{M(-)}$ 不变, 流经整流二极管 D_1 , 原边绕组电流为零, 即 $i_p = 0$ 。根据变压器的原副边电流关系, 整流二极管 D_1 的电流为:

$$i_{D1} = -K I_{M(-)} = \frac{KV_{C_{cm}}}{Z_{M2}} \quad (7.55)$$

整流二极管 D_2 的电流为:

$$i_{D2} = I_o - i_{D1} = I_o - \frac{KV_{Ccm}}{Z_{M2}} \quad (7.56)$$

在 t_7 时刻, 开通开关管 Q_1 , 开始下一个开关周期。

上面讨论的是 $V_{Ccm} < V_{in}$ 时的情况, 如果变压器的漏感能量和励磁能量较大, 有可能出现 $V_{Ccm} > V_{in}$ 的情况, 这时变换器的工作方式略有不同, 文献[25,26]对此进行了分析, 本书不作讨论。

7.3.2 参数设计

根据上面的分析, 我们来讨论变换器的参数设计。

为了完成变压器的磁复位, 必须满足下式:

$$t_{45} = \frac{1}{4} T_{M1} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_M(C_s + C_c)} < (1 - D_{y\max}) T_s \quad (7.57)$$

式中 $D_{y\max}$ 是变换器的最大占空比。

那么有:

$$C_c < \frac{(1 - D_{y\max})^2 T_s^2}{L_M \pi^2} - C_s \quad (7.58)$$

为了使箝位电感和箝位电容完成谐振过程, 必须有:

$$t_{01} = \frac{1}{2} T_c = \pi \sqrt{L_c C_c} < D_{y\min} T_s \quad (7.59)$$

式中 $D_{y\min}$ 是变换器的最小占空比。

那么有:

$$L_c < \frac{D_{y\min}^2 T_s^2}{C_c \pi^2} \quad (7.60)$$

在选择 L_c 和 C_c 时, 尽量提高 L_c 和 C_c 的比值, 即提高特征阻抗 Z_c , 以减小箝位电感的峰值电流。这样可减小开关管 Q_1 的通态损耗。

7.3.3 采用 LCD 箝位技术的正激变换器的优缺点

从上面的分析可以看出, LCD 箝位的正激变换器的优点是:

- ①主开关管的结电容使变压器双向磁化, 但结电容一般很小, 变压器的反向磁化电流 $I_{M(-)}$ 也很小, 因此变换器的最大占空比为 0.5;
- ②开关管的电压应力比采用复位绕组时低;
- ③箝位网络是无损耗的, 励磁能量和漏感能量全部回馈到电网中去了。

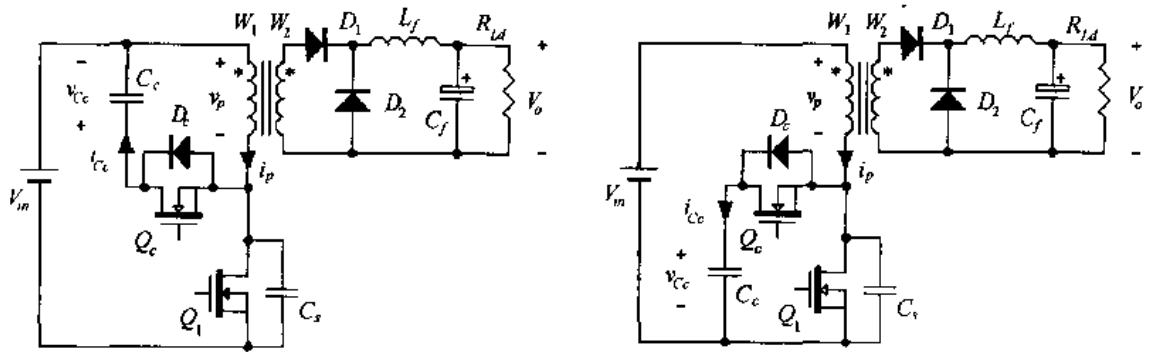
它的缺点是箝位元件在谐振时峰值电流较大, 这个电流流过开关管 Q_1 , 增加了 Q_1 的电流定额和通态损耗。同时, 开关管是硬开通的, 存在开通损耗。

7.4 有源箝位技术

7.4.1 工作原理

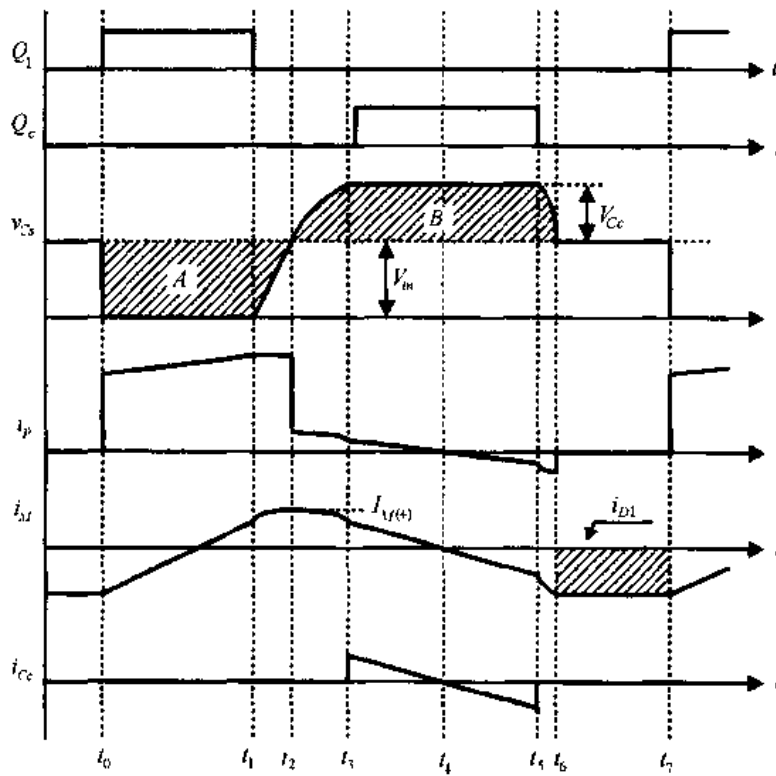
LCD 箝位技术增加了开关管的电流定额和通态损耗, 有源箝位 (Active clamp) 技术则

不存在这个问题。有源箝位网络由箝位开关管 Q_c 和箝位电容 C_c 组成, D_c 是 Q_c 的反并二极管。根据箝位电容 C_c 的位置不同, 有源箝位正激变换器有两种拓扑方式, 如图 7.6 所示。它们的工作原理基本是一样的, 本节以图 7.6(a) 的拓扑为例来讨论它的工作原理。图中 C_s 是开关管 Q_1 的结电容, 变压器原副边匝比为 $K = W_1/W_2$ 。图 7.6(c) 给出了该变换器的主要波形。



(a) 主电路之一

(b) 主电路之二



(c) 主要波形

图 7.6 有源箝位的正激变换器

在一个开关周期 T_s 中, 该变换器有七种开关模态, 其等效电路如图 7.7 所示。在分析之前, 作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② L_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电流基本保持不变, 这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源;

③ 箝位电容 C_c 足够大,其电压基本保持不变,可以看成电压为 V_{Cc} 的电压源。

本变换器的开关模式 1 到开关模式 3 的工作情况与 7.2 节中 RCD 箝位正激变换器的开关模式 1 到开关模式 3 完全一样,为了本节的完整性,这里重新给出。

1. 开关模式 1 [t_0, t_1] [参考图 7.7(a)]

在 t_0 时刻之前,开关管 Q_1 上的电压为输入电压 V_{in} 。在 t_0 时刻,开通开关管 Q_1 。与 RCD 箝位技术和 LCD 箝位技术一样,开关管 Q_1 是硬开通,存在开通损耗。

Q_1 开通后,负载电流 I_o 流经整流二极管 D_1 。变压器的原边电压为输入电压 V_{in} ,其励磁电流 i_M 从 $I_{M(-)}$ 开始线性上升,即

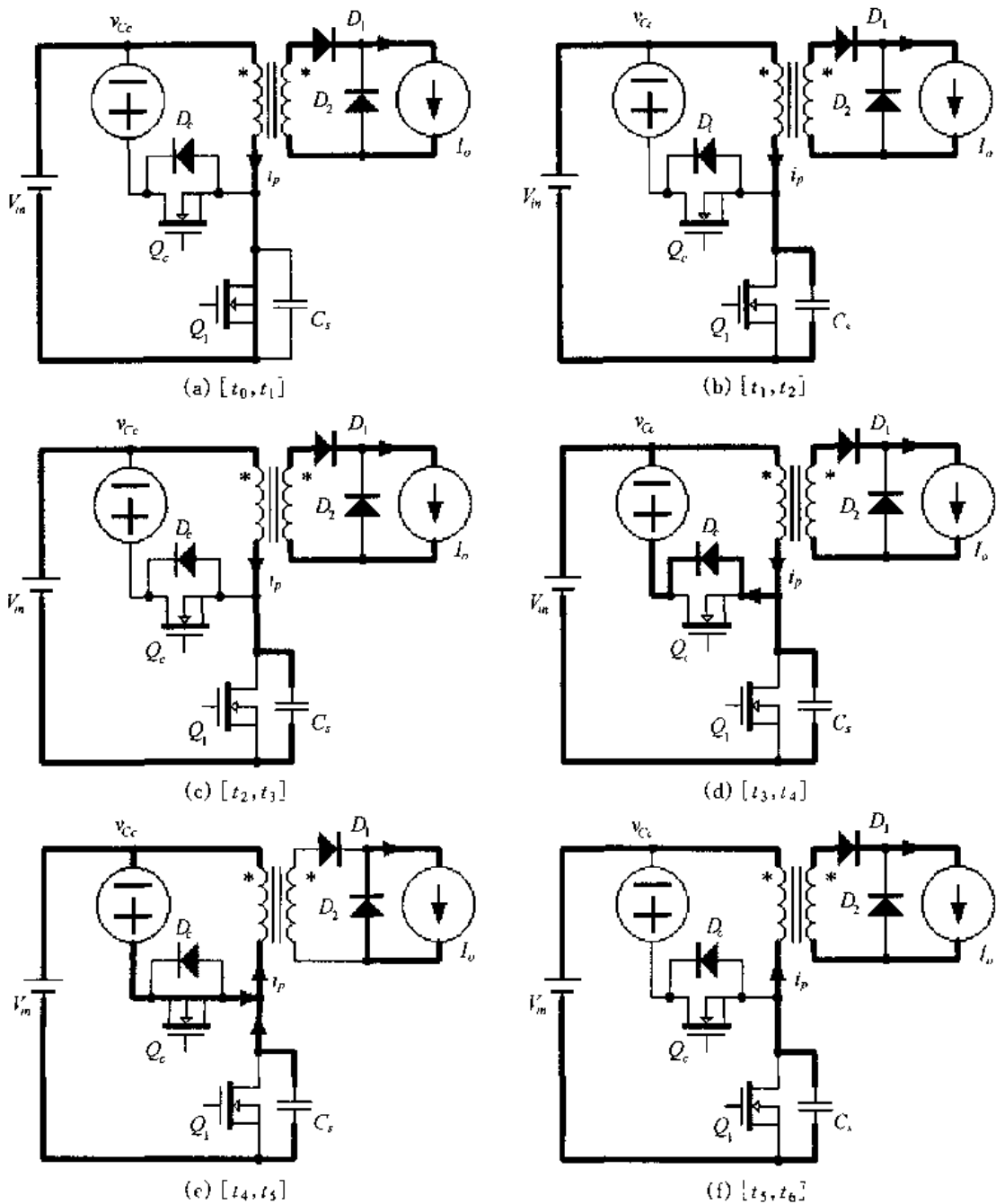
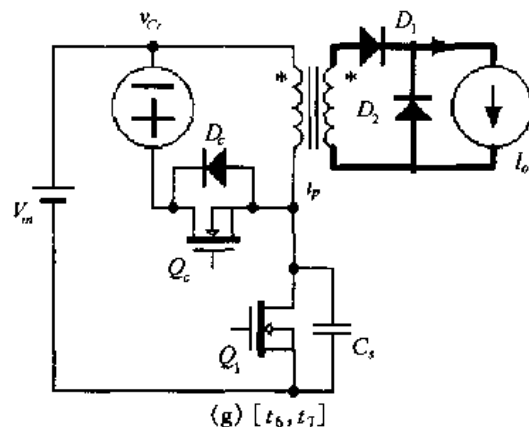


图 7.7 各开关模式的等效电路



(g) [t₆, t₇]

图 7.7(续)

$$i_M(t) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.61)$$

式中 L_M 为变压器原边励磁电感, $I_{M(-)}$ 为负向最大励磁电流, 其大小将在后面解释。

变压器原边电流 i_p 为折算到原边的负载电流和励磁电流之和, 即

$$i_p(t) = \frac{I_o}{K} + i_M(t) = \frac{I_o}{K} + I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_0) \quad (7.62)$$

在 t_1 时刻, 励磁电流为:

$$I_M(t_1) = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M}t_{01} \quad (7.63)$$

式中 t_{01} 是开关管 Q_1 的开通时间 T_{on} 。开关管 Q_1 的开关周期为 T_s , 占空比为 D_y , 那么有:

$$t_{01} = T_{on} = D_y T_s \quad (7.64)$$

2. 开关模式 2 [t₁, t₂] [参考图 7.7(b)]

在 t_1 时刻, 开关管 Q_1 关断, 整流管 D_1 继续导通, 此时折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 同时给 Q_1 的结电容 C_s 充电。一般 $i_M \ll I_o/K$, 因此 C_s 的电压从零开始线性上升。

$$v_{Cs}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{I_o}{K} \cdot (t - t_1) \quad (7.65)$$

由于 C_s 限制了 Q_1 上的电压上升率, 因此 Q_1 是零电压关断的。

在这段时间里, 励磁电流为:

$$i_M(t) = I_M(t_1) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_1) - \frac{1}{2L_M C_s} \cdot \frac{I_o}{K} (t - t_1)^2 \quad (7.66)$$

在 t_2 时刻, C_s 的电压上升到输入电压 V_{in} , 开关模式 2 结束。它的持续时间为:

$$t_{12} = KC_s V_{in} / I_o \quad (7.67)$$

此时励磁电流达到正向最大值 $I_{M(+)}$ 。

$$I_{M(+)} = I_{M(-)} + \frac{V_{in}}{L_M} T_{on} + \frac{KC_s V_{in}^2}{2L_M I_o} \quad (7.68)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3] [参考图 7.7(c)]

在这段时间里,由于 C_s 的电压继续上升,加在变压器原边绕组的电压为负向电压,因此副边绕组的电压也为负,整流管 D_1 关断,负载电流经过续流二极管 D_2 续流。原边电流为励磁电流,不再包括负载电流。这时励磁电感与结电容 C_s 谐振工作,励磁电流从 $I_{M(+)}$ 开始减小,结电容电压从 V_{in} 继续上升。

$$v_{Cs}(t) = V_{in} + I_{M(+)}Z_M \sin \omega_M(t - t_2) \quad (7.69)$$

$$i_p(t) = i_M(t) = I_{M(+)} \cos \omega_M(t - t_2) \quad (7.70)$$

式中 $Z_M = \sqrt{L_M/C_s}$, 是励磁电感与结电容的特征阻抗; $\omega_M = 1/\sqrt{L_M C_s}$, 是励磁电感与结电容的谐振角频率。

在 t_3 时刻,结电容电压上升到 $V_{in} + V_{C_c}$,开关模态 3 结束。它的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{1}{\omega_M} \sin^{-1} \left(\frac{V_{C_c}}{I_{M(+)}Z_M} \right) \quad (7.71)$$

此时励磁电流为:

$$I_p(t_3) = I_M(t_3) = I_{M(+)} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{C_c}}{I_{M(+)}Z_M} \right)^2} \quad (7.72)$$

4. 开关模态 4 [t_3, t_4] [参考图 7.7(d)]

在 t_3 时刻,结电容电压上升到 $V_{in} + V_{C_c}$ 时,箝位二极管 D_c 导通。励磁电流流经箝位二极管 D_c ,结电容电压被箝在 $V_{in} + V_{C_c}$,负载电流继续流经续流管 D_2 。此时加在变压器原边绕组上的电压为 $-V_{C_c}$,励磁电流线性减小。

$$i_M(t) = I_M(t_3) - \frac{V_{C_c}}{L_M}(t - t_3) \quad (7.73)$$

由于箝位管 D_c 导通,将箝位开关管 Q_c 的电压箝在零位,这时可以零电压开通 Q_c 。

在 t_4 时刻,励磁电流下降到零,开关模态 4 结束。它的持续时间为:

$$t_{34} = L_M I_M(t_3) / V_{C_c} \quad (7.74)$$

5. 开关模态 5 [t_4, t_5] [参考图 7.7(e)]

在此开关模态中,箝位管 D_c 自然截止。励磁电流开始经过箝位开关管 Q_c 反向流动。

$$i_M(t) = -\frac{V_{C_c}}{L_M}(t - t_4) \quad (7.75)$$

当励磁电流为 $-I_p(t_3)$ 时,关断 Q_c 。由于箝位电容和结电容的存在, Q_c 两端电压不能突变,因此 Q_c 是零电压关断。

开关模态 5 的持续时间为:

$$t_{45} = \frac{L_M I_p(t_3)}{V_{C_c}} \quad (7.76)$$

6. 开关模态 6 [t_5, t_6] [参考图 7.7(f)]

当 Q_c 关断后,励磁电流流过结电容 C_s , C_s 开始放电,励磁电流继续反向增加。

$$i_M(t) = -I_p(t_3)\cos\omega_M(t-t_5) - \frac{V_{C_c}}{Z_M}\sin\omega_M(t-t_5) \quad (7.77)$$

$$v_{C_c}(t) = V_{in} + V_{C_c}\cos\omega_M(t-t_5) - Z_M I_p(t_3)\sin\omega_M(t-t_5) \quad (7.78)$$

当结电容电压下降到输入电压 V_{in} 时,开关模式 6 结束。它的持续时间为:

$$t_{56} = \frac{1}{\omega_M} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{V_{C_c}}{Z_M I_p(t_3)} \right) \quad (7.79)$$

此时励磁电流为:

$$I_{M(-)} = -I_p(t_3)\cos\omega_M t_{56} - \frac{V_{C_c}}{Z_M}\sin\omega_M t_{56} \quad (7.80)$$

7. 开关模式 7 [t_6, t_7] [参考图 7.7(g)]

在此开关模式中,结电容电压有继续下降的趋势,这时原边绕组电压将会为正,同样副边绕组电压也变为正,使整流二极管 D_1 导通。由于原边电流很小,不足以提供负载电流,因此续流管 D_2 继续导通。那么这段时间 D_1 和 D_2 同时导通,将副边绕组箝在零位,因此原边绕组电压也为零。变压器励磁电流保持为 $I_{M(-)}$ 不变,流经整流二极管 D_1 ,原边绕组电流为零,即 $i_p = 0$ 。根据变压器的原副边电流关系,整流二极管 D_1 的电流为:

$$i_{D1} = -KI_{M(-)} \quad (7.81)$$

续流二极管 D_2 的电流为:

$$i_{D2} = I_0 - i_{D1} = I_0 + KI_{M(-)} \quad (7.82)$$

在 t_7 时刻,开通开关管 Q_1 ,开始下一个开关周期。

7.4.2 参数设计

根据上面的分析,我们来讨论变换器的参数设计。

1. 箝位电压 V_{C_c} 的计算

为了保证变压器能够磁复位,原边绕组所加正负电压伏秒面积必须相等。由于开关模式 2、3 和 6 的时间相对于开关模式 1、4 和 5 来说很短,为了简化分析,这里将其忽略,那么有:

$$V_{C_c} = \frac{V_{in} D_y}{1 - D_y} = \frac{KV_o}{1 - D_y} \quad (7.83)$$

在输入电压最低时,占空比最大,此时用于给变压器磁复位的时间最短。为了能够在最短的时间内完成磁复位,那么箝位电容电压最大值为:

$$V_{C_{cmax}} = \frac{KV_o}{1 - D_{y_{max}}} \quad (7.84)$$

开关管 Q_1 关断时所承受的电压为:

$$V_{Q1} = V_{in} + V_{C_c} \quad (7.85)$$

从式(7.83)中可以看出,输入电压 V_{in} 越低,箝位电压 V_{C_c} 越高,那么 $V_{Q1} = V_{in} + V_{C_c}$ 基本保持不变。也就是说,开关管 Q_1 所承受的电压应力基本与输入电压无关,这比采用复位绕组时开关管的电压应力要小。

二极管 D_1 和 D_2 关断时所承受的电压为:

$$V_{D1} = V_{D2} = \frac{V_{in} + V_{Cc}}{K} \quad (7.86)$$

2. 箝位电容 C_c 的选择

前面的分析中,我们假定箝位电容很大,其电压基本保持不变。但是在实际电路中,箝位电容的电压是有一定脉动的。在 $[t_3, t_4]$ 时段,箝位电容被充电,其电压升高;在 $[t_4, t_5]$ 时段,箝位电容被放电,其电压降低。那么电压脉动为:

$$\Delta V_{Cc} = \frac{1}{C_c} \int_{t_3}^{t_4} \left[I_M(t_3) - \frac{V_{Cc}}{L_M} (t - t_3) \right] dt = \frac{L_M I_M^2(+)}{2 V_{Cc} C_c} \quad (7.87)$$

如果不考虑开关模态 2、3 和 6 对励磁电流的影响,那么有:

$$I_{M(+)} = \frac{V_{in} D_y T_s}{2 L_M} = \frac{K V_o T_s}{2 L_M} \quad (7.88)$$

将上式和式(7.83)代入式(7.87),则有:

$$\Delta V_{Cc} = \frac{K V_o T_s^2 (1 - D_y)}{8 L_M C_c} \quad (7.89)$$

ΔV_{Cc} 和 V_{Cc} 的比值为:

$$\frac{\Delta V_{Cc}}{V_{Cc}} = \frac{[(1 - D_y) T_s]^2}{8 L_M C_c} \quad (7.90)$$

$\frac{\Delta V_{Cc}}{V_{Cc}}$ 的最大值为 $\frac{\Delta V_{Cc}}{V_{Cc}} \Big|_{\max} = \frac{T_s^2}{8 L_M C_c}$ 。如果取 $\frac{\Delta V_{Cc}}{V_{Cc}} \Big|_{\max} \leq 10\%$, 那么可以决定箝位电容的取值。

$$C_c \geq \frac{5 T_s^2}{4 L_M} \quad (7.91)$$

7.4.3 采用有源箝位技术的正激变换器的优缺点

从上面的分析可以看出,有源箝位的正激变换器的优点是:

① 变压器是双向对称磁化的,工作在 B-H 回线的第一和第三象限,变压器得到了充分利用,因此占空比可以大于 0.5,而且开关管的电压应力低,适合于输入电压范围比较宽的应用场合;

② 箝位开关管是零电压开关的;

③ 励磁能量和漏感能量全部回馈到电网中。

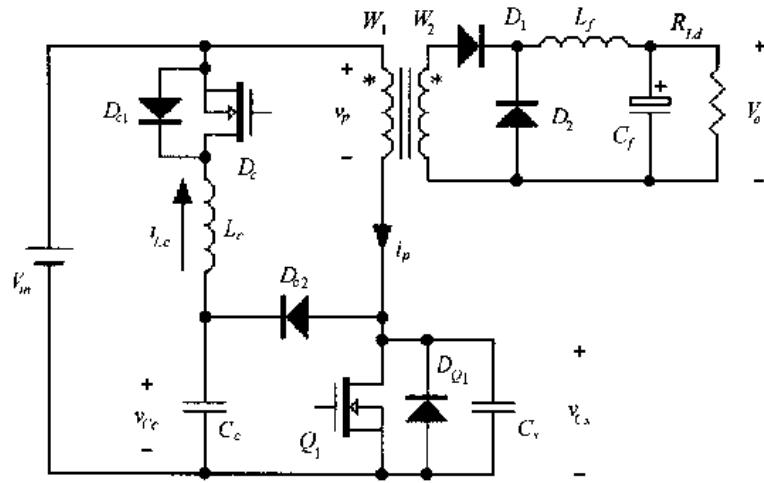
它的缺点是主开关管是硬开通的,存在开通损耗。

值得指出的是,有源箝位技术除了可以应用于正激变换器外,还可以应用于反激变换器和正-反激变换器(Forward-flyback converter)^[27, 28]。

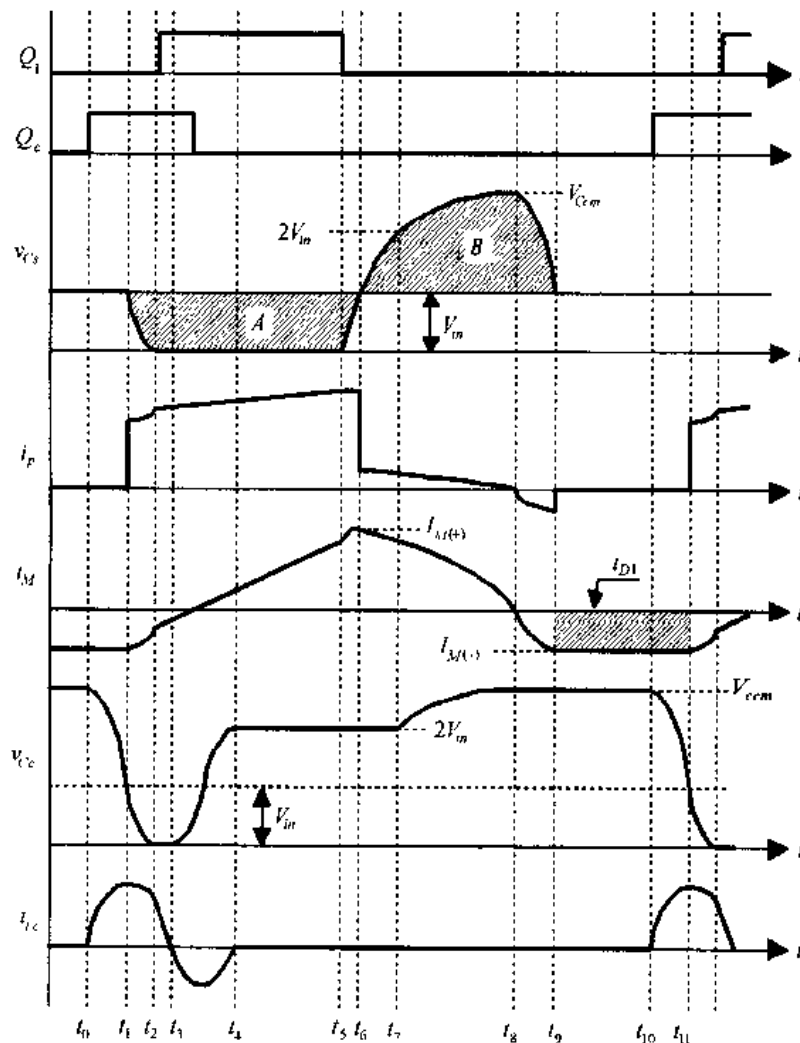
7.5 ZVT PWM 正激变换器

7.5.1 工作原理

前面我们讨论了正激变换器的 RCD 箝位技术、LCD 箝位技术和有源箝位技术,在这



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 7.8 ZVT PWM 正激变换器

三种技术中,主开关管都是零电压关断,但都是容性开通的,存在容性开通损耗。本节介

绍一种实现主开关管零电压开关的正激变换器。图 7.8 给出了这种正激变换器的主电路及其主要波形。图中辅助开关管 Q_c 及其反并二极管 D_{c1} 、辅助二极管 D_{c2} 、辅助电感 L_c 和辅助电容 C_c 组成辅助网络。 C_s 是开关管 Q_1 的结电容, 变压器原副边匝比为 $K = W_1/W_2$ 。

在一个开关周期 T_s 中, 该变换器有九种开关模态, 其等效电路如图 7.9 所示。在分析之前, 作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② L_f 足够大, 在一个开关周期中, 其电流基本保持不变, L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源。

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 7.9(a)]

在 t_0 时刻之前, 主开关管 Q_1 和辅助开关管 Q_c 均处于关断状态, 辅助电感电流为零, 辅助电容电压为 V_{Ccm} , 开关管 Q_1 上的电压为输入电压 V_{in} 。整流二极管 D_1 和续流二极管 D_2 同时导通, D_1 中流过的是变压器的励磁电流 $I_{M(-)}$, 而 D_2 中流过的是负载电流 I_o 与励磁电流 i_M 的差值 $[I_o - I_{M(-)}]$ 。 V_{Ccm} 和 $I_{M(-)}$ 的大小将在后面解释。

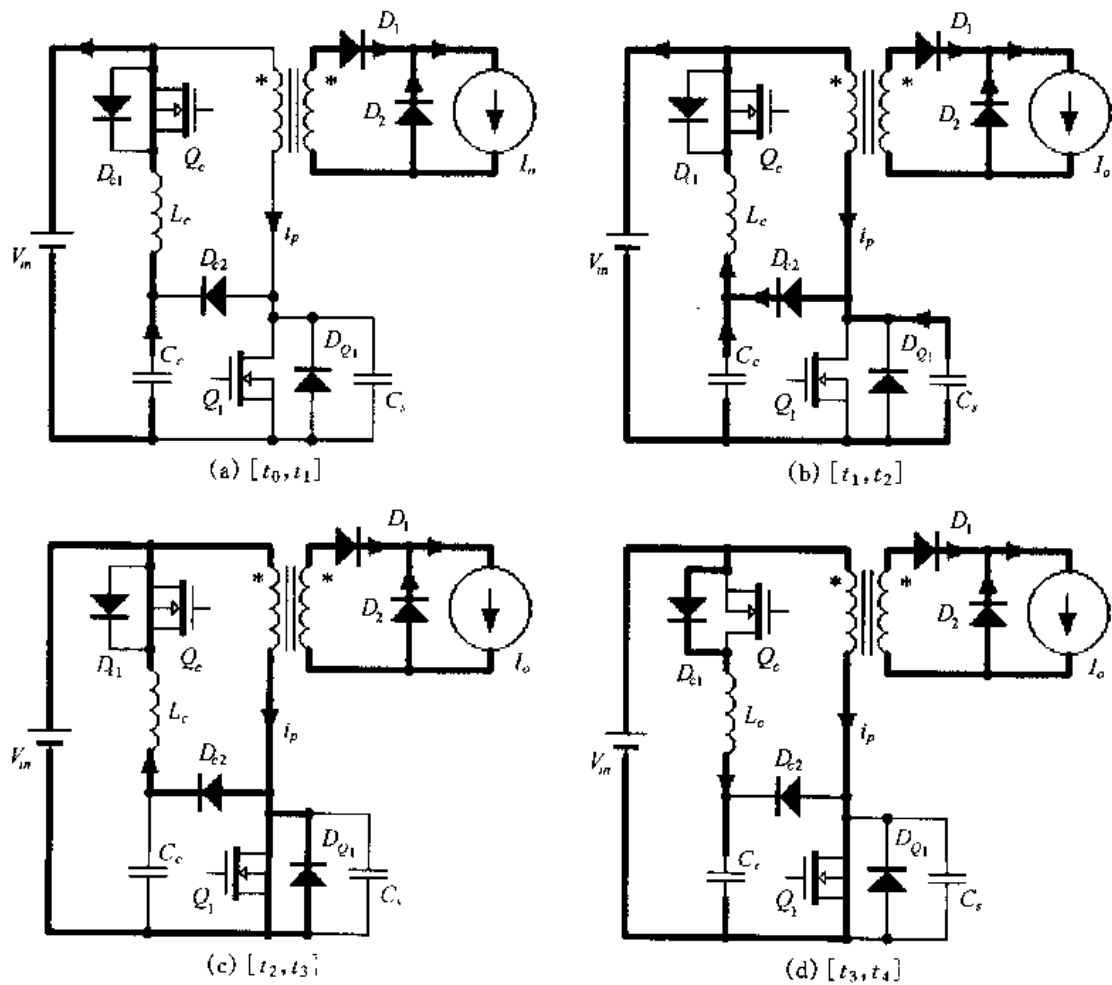


图 7.9 各开关模态的等效电路

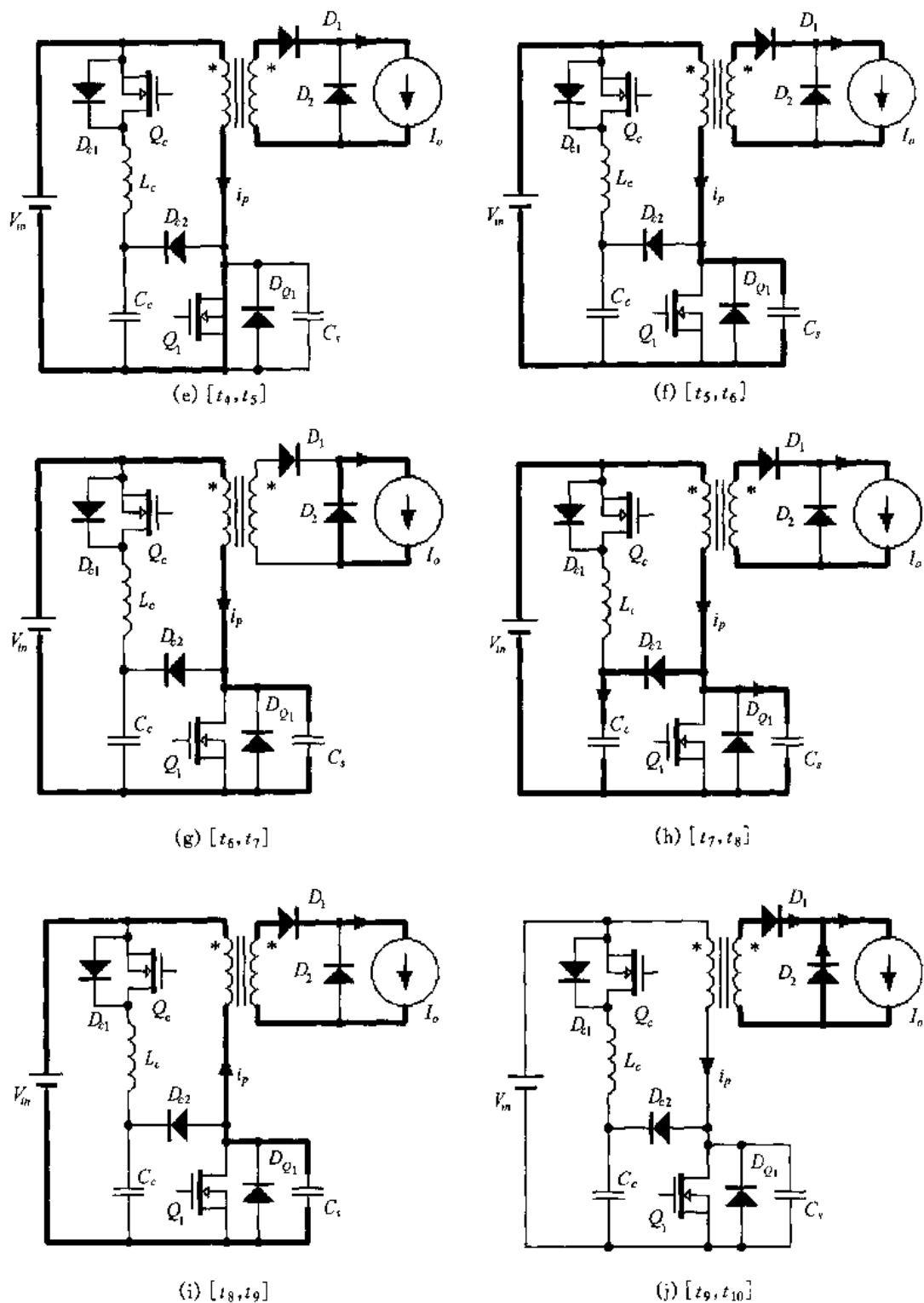


图 7.9(续)

在 t_0 时刻, 开通辅助开关管 Q_c , 辅助电感和辅助电容通过辅助开关管开始谐振工作, 辅助电感电流从零开始增加, 辅助电容电压开始下降。辅助管是零电流开通, 但为容性开通, 存在容性开通损耗。

$$i_{L_c}(t) = \frac{V_{C_{cm}} - V_{in}}{Z_{c1}} \sin \omega_{c1}(t - t_0) \quad (7.92)$$

$$v_{C_c}(t) = V_{in} - (V_{in} - V_{C_{cm}}) \cos \omega_{c1}(t - t_0) \quad (7.93)$$

式中 $\omega_{c1} = 1/\sqrt{L_c C_c}$ 是辅助电感与辅助电容的谐振角频率, 它们的谐振周期为 $T_{c1} = 2\pi \sqrt{L_c C_c}$; Z_{c1} 是辅助电感与辅助电容的特征阻抗, $Z_{c1} = \sqrt{L_c/C_c}$ 。

在 t_1 时刻, 辅助电容电压下降到 V_{in} , 开关模态 1 结束。它的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{1}{4} T_{c1} \quad (7.94)$$

此时辅助电感电流为:

$$I_{L_c}(t_1) = \frac{V_{C_{cm}} - V_{in}}{Z_{c1}} \quad (7.95)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2] [参考图 7.9(b)]

在这段时间里, 开关管的结电容 C_s 通过辅助二极管 D_{c2} 也开始参与谐振, 这样 L_c 、 C_c 和 C_s 三个元件谐振工作, C_s 的电压开始从 V_{in} 下降, 加在变压器原边绕组的电压为正, 整流管 D_1 导通, 续流管 D_2 截止, 负载电流流过 D_1 , 变压器原边电流为折算到原边的负载电流 I_o/K 。辅助电感电流和辅助电容电压、结电容电压、励磁电流分别为:

$$i_{L_c}(t) = \frac{I_o}{K} + \left[I_{L_c}(t_1) - \frac{I_o}{K} \right] \cos \omega_{c2}(t - t_1) \quad (7.96)$$

$$v_{C_c}(t) = v_{C_s}(t) = V_{in} + Z_{c2} \left[-I_{L_c}(t_1) + \frac{I_o}{K} \right] \sin \omega_{c2}(t - t_1) \quad (7.97)$$

$$i_M(t) = -\frac{L_c}{L_M} \left[I_{L_c}(t_1) - \frac{I_o}{K} \right] \cos \omega_{c2}(t - t_1) + I_{M(-)} \quad (7.98)$$

式中 $\omega_{c2} = 1/\sqrt{L_c(C_c + C_s)}$ 是辅助电感与辅助电容和结电容的谐振角频率, 它们的谐振周期为 $T_{c2} = 2\pi \sqrt{L_c(C_c + C_s)}$; Z_{c2} 是辅助电感与辅助电容和结电容的特征阻抗, $Z_{c2} = \sqrt{L_c/(C_c + C_s)}$ 。

在 t_2 时刻, 辅助电容和结电容的电压下降到零, 此时主开关管 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, 将辅助电容和结电容的电压箝在零位。此时开通主开关管 Q_1 , 那么 Q_1 为零电压开通。

开关模态 2 的持续时间为:

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_{c2}} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{Z_{c2} \left[I_{L_c}(t_1) - \frac{I_o}{K} \right]} \quad (7.99)$$

此时辅助电感电流和励磁电流分别为:

$$I_{L_c}(t_2) = \frac{I_o}{K} + \left[I_{L_c}(t_1) - \frac{I_o}{K} \right] \cos \omega_{c2} t_{12} \quad (7.100)$$

$$I_M(t_2) = -\frac{L_c}{L_M} \left[I_{L_c}(t_1) - \frac{I_o}{K} \right] \cos \omega_{c2} t_{12} + I_{M(-)} \quad (7.101)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3] [参考图 7.9(c)]

从 t_2 时刻开始, 加在辅助电感上的电压为电源电压 V_{in} , 辅助电感电流线性减小。

$$i_{L_c}(t) = I_{L_c}(t_2) - \frac{V_{in}}{L_c}(t - t_2) \quad (7.102)$$

主开关管导通后,加在变压器原边绕组上的电压为电源电压 V_{in} ,其励磁电流 i_M 从 $I_M(t_2)$ 开始线性上升,即

$$i_M(t) = I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_2) \quad (7.103)$$

变压器原边电流 i_p 为折算到原边的负载电流和励磁电流之和,即

$$i_p(t) = \frac{I_o}{K} + i_M(t) = \frac{I_o}{K} + I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_2) \quad (7.104)$$

在 t_3 时刻,辅助电感电流减小到零,开关模式 3 结束,其持续时间为:

$$t_{23} = L_c I_{L_c}(t_2) / V_{in} \quad (7.105)$$

4. 开关模式 4 [t_3, t_4] [参考图 7.9(d)]

在此开关模式中,辅助二极管 D_{c2} 截止,变压器的励磁电流和原边绕组电流的表达式依然为式(7.103)和(7.104)。输入电压通过二极管 D_{c1} 加在辅助电感和辅助电容上,辅助电感和辅助电容谐振工作。

$$i_{L_c}(t) = -\frac{V_{in}}{Z_{c1}} \sin \omega_{c1}(t - t_3) \quad (7.106)$$

$$v_{C_c}(t) = V_{in} [1 - \cos \omega_{c1}(t - t_3)] \quad (7.107)$$

在 t_4 时刻,辅助电感电流下降到 0,此时辅助电容电压为 $2V_{in}$,开关模式 4 结束。它的持续时间为:

$$t_{34} = \frac{1}{2} T_{c1} \quad (7.108)$$

5. 开关模式 5 [t_4, t_5] [参考图 7.9(e)]

在此开关模式中,辅助网络停止工作,变压器的励磁电流和原边绕组电流的表达式依然为式(7.103)和(7.104)。

在 t_5 时刻,主开关管 Q_1 关断,此时励磁电流和原边绕组电流分别为:

$$I_M(t_5) = I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M} t_{25} = I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M} T_{on} \quad (7.109)$$

$$I_p(t_5) = \frac{I_o}{K} + I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M} T_{on} \quad (7.110)$$

式中 T_{on} 为主开关管的导通时间。

6. 开关模式 6 [t_5, t_6] [参考图 7.9(f)]

t_5 时刻主开关管 Q_1 关断后,整流管 D_1 继续导通,此时折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 同时给 Q_1 的结电容充电。一般 $i_M \ll I_o/K$,因此 C_s 的电压从零开始线性上升。

$$v_{C_s}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{I_o}{K} (t - t_5) \quad (7.111)$$

由于 C_s 限制了 Q_1 上的电压上升率, 因此 Q_1 是零电压关断的。
在这段时间里, 励磁电流为:

$$i_M(t) = I_M(t_5) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_5) - \frac{1}{2L_M C_s} \cdot \frac{I_o}{K}(t - t_5)^2 \quad (7.112)$$

在 t_6 时刻, C_s 的电压上升到 V_{in} 。开关模式 6 的持续时间为:

$$t_{56} = KC_s V_{in} / I_o \quad (7.113)$$

此时励磁电流达到正向最大值 $I_{M(+)}$ 。

$$I_{M(+)} = I_M(t_2) + \frac{V_{in} T_{on}}{L_M} + \frac{KC_s V_{in}^2}{2L_M I_o} \quad (7.114)$$

7. 开关模式 7 [t_6, t_7] [参考图 7.9(g)]

由于 C_s 的电压继续上升, 加在变压器原边绕组的电压为负向电压, 因此副边绕组的电压也为负, 整流管 D_1 关断, 负载电流流经续流二极管 D_2 , 原边电流为励磁电流。这时励磁电感与结电容 C_s 谐振工作, 励磁电流从 $I_{M(+)}$ 开始减小, 结电容电压从 V_{in} 继续上升。

$$v_{C_s}(t) = V_{in} + I_{M(+)} Z_{M1} \sin \omega_{M1}(t - t_6) \quad (7.115)$$

$$i_p(t) = i_M(t) = I_{M(+)} \cos \omega_{M1}(t - t_6) \quad (7.116)$$

式中 $Z_{M1} = \sqrt{L_M / C_s}$, 是励磁电感与结电容的特征阻抗; $\omega_{M1} = 1 / \sqrt{L_M C_s}$, 是励磁电感与结电容的谐振角频率。

在 t_7 时刻, 结电容电压上升到 $2V_{in}$, 开关模式 7 结束。它的持续时间为:

$$t_{67} = \frac{1}{\omega_{M1}} \sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_{M(+)} Z_{M1}} \right) \quad (7.117)$$

此时励磁电流为:

$$I_M(t_7) = I_{M(+)} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_{M(+)} Z_{M1}} \right)^2} \quad (7.118)$$

8. 开关模式 8 [t_7, t_8] [参考图 7.9(h)]

在 t_7 时刻, 结电容电压上升到 $2V_{in}$ 时, 辅助二极管 D_{c2} 导通, 辅助电容也开始参与谐振工作。辅助电容电压和励磁电流分别为:

$$v_{C_c}(t) = v_{C_s}(t) = V_{in} [1 + \cos \omega_{M2}(t - t_7)] + Z_{M2} I_M(t_7) \sin \omega_{M2}(t - t_7) \quad (7.119)$$

$$i_M(t) = i_p(t) = I_M(t_7) \cos \omega_{M2}(t - t_7) - \frac{V_{in}}{Z_{M2}} \sin \omega_{M2}(t - t_7) \quad (7.120)$$

式中 $\omega_{M2} = 1 / \sqrt{L_M(C_s + C_c)}$ 是励磁电感与辅助电容和结电容的谐振角频率, 它们的谐振周期为 $T_{M2} = 2\pi \sqrt{L_M(C_s + C_c)}$; $Z_{M2} = \sqrt{L_M / (C_s + C_c)}$ 是励磁电感与辅助电容和结电容的特征阻抗。

在 t_8 时刻, 励磁电流减小到零, 开关模式 8 结束。它的持续时间为:

$$t_{78} = \frac{1}{\omega_{M2}} \text{tg}^{-1} \frac{Z_{M2} I_{LM}(t_7)}{V_{in}} \quad (7.121)$$

此时辅助电容电压和结电容电压为:

$$V_{C_c}(t_8) = V_{C_s}(t_8) = V_{in} (1 + \cos \omega_{M2} t_{78}) + Z_{M2} I_M(t_7) \sin \omega_{M2} t_{78} \equiv V_{C_{cm}} \quad (7.122)$$

9. 开关模态 9 [t_8, t_9] [参考图 7.9(i)]

在此开关模态中,辅助管 D_{c2} 自然截止,辅助电容电压保持不变。励磁电流开始反向滚动,结电容被放电。

$$i_M(t) = -\frac{V_{Ccm} - V_{in}}{Z_{M1}} \sin \omega_{M1}(t - t_8) \quad (7.123)$$

$$v_{Cs}(t) = V_{in} + (V_{Ccm} - V_{in}) \cos \omega_{M1}(t - t_8) \quad (7.124)$$

在 t_9 时刻,结电容电压下降到 V_{in} ,开关模态 9 结束。它的持续时间为:

$$t_{89} = \frac{1}{4} T_{M1} \quad (7.125)$$

此时励磁电流为:

$$I_M(t_9) = -\frac{V_{Ccm} - V_{in}}{Z_{M1}} \equiv I_{M(-)} \quad (7.126)$$

10. 开关模态 10 [t_9, t_{10}] [参考图 7.9(j)]

由于结电容电压有继续下降的趋势,这时原边绕组电压将会为正,同样副边绕组电压也为正,使整流二极管 D_1 导通。由于原边电流很小,不足以提供负载电流,因此续流管 D_2 继续导通。这时 D_1 和 D_2 同时导通,将副边绕组电压箝在零位,因此原边绕组电压也为零,那么结电容电压为 V_{in} ,变压器励磁电流保持为 $I_{M(-)}$ 不变,流经整流二极管 D_1 ,原边绕组电流为零,即 $i_p = 0$ 。根据变压器的原副边电流关系,整流二极管 D_1 的电流为:

$$i_{D1}(t) = -KI_{M(-)} \quad (7.127)$$

续流二极管 D_2 的电流为:

$$i_{D2}(t) = I_o - i_{D1} = I_o + KI_{M(-)} \quad (7.128)$$

在 t_{10} 时刻,开通辅助开关管 Q_c ,开始下一个开关周期。

7.5.2 参数设计

从上面的分析可以知道,辅助电容可以减小主开关管关断时的电压应力,一般辅助电容较大,比结电容大得多,即 $C_c \gg C_s$,那么有 $\omega_{c1} \approx \omega_{c2}$ 。辅助网络的工作时间为开关模态 1 和 4,可以近似认为这一段时间为辅助网络的一个谐振周期 T_{c1} 。为了不影响主电路的 PWM 工作,一般使辅助网络的工作时间很短,为:

$$t_{14} = T_{c1} = 2\pi \sqrt{L_c C_c} = \frac{1}{N} T_s \quad (7.129)$$

式中 $N = 6 \sim 10$ 。

为了实现主开关管的零电压开关,必须在主开关管开通之前,将它的结电容上的电荷抽完,由式(7.95)和(7.97)可得:

$$Z_{c1} = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} \leq \frac{K(V_{Ccm} - 2V_{in})}{I_{omax}} \quad (7.130)$$

式中 I_{omax} 为最大输出电流。

由于 V_{Ccm} 难以精确计算,一般可选择为:

$$V_{Ccm} = JV_{in} \quad (7.131)$$

一般取 $J=2.2\sim 3$ 。

由式(1.129) ~ (1.131),可得:

$$L_c \leq \frac{(J-2)KT_s V_{in}}{2N\pi I_{o\max}} \quad (7.132)$$

$$C_c \geq \frac{T_s I_{o\max}}{2NK(J-2)\pi V_{in}} \quad (7.133)$$

先取一个 J 值,由式(1.132)和(1.133)求得 L_c 和 C_c 后,再去核算 V_{Ccm} 是否与 J 的取值吻合,如果相差较大,重新调整 J 的取值,直到合适为止。

7.5.3 ZVT PWM 正激变换器的优缺点

从上面的分析可以看出,ZVT 正激变换器的优点是:

- ① 主开关管的结电容使变压器双向磁化,但结电容一般很小,变压器的反向磁化电流 $I_{M(-)}$ 也很小,因此变换器的最大占空比为 0.5;
- ② 主开关管是零电压开关的;
- ③ 辅助开关管是零电压关断和零电流开通,但为容性开通;
- ④ 励磁能量和漏感能量全部回馈到电网中;
- ⑤ 无需另加磁复位电路。

该变换器的缺点是:

- ① 辅助开关管是容性开通的,存在容性开通损耗;
- ② 主开关管的电压应力很高,大于 $2V_{in\max}$ 。

7.6 正激变换器磁复位技术的性能比较

前面讨论了正激变换器的几种磁复位技术,表 7.1 对它们进行了性能比较。从综合性能来看,有源箝位技术最佳。

表 7.1 正激变换器磁复位技术的性能比较

	复位绕组 ($W_1=W_2$)	RCD 箝位	LCD 箝位	有源箝位	ZVT 方式
电路拓扑简单程度	中	优	中	中	差
主开关管电压应力	$2V_{in\max}$	$<2V_{in\max}$	$<2V_{in\max}$	$<2V_{in\max}$	$>2V_{in\max}$
主开关管 ^[1] 开关条件	零电压关断 硬开通	零电压关断 硬开通	零电压关断 硬开通	零电压关断 硬开通	零电压开通 和关断
辅助开关管开关条件	/	/	/	零电压开通 和关断	零电压关断 容性开通
磁芯工作 ^[2]	双向不对称 磁化	双向不对称 磁化	双向不对称 磁化	双向对称 磁化	双向不对称 磁化
变换效率	中等	低	中等	高	中等

注:[1]表中所说的主开关管是采用 MOSFET,其结电容起到零电压关断的作用;如果主开关管为 IGBT 或 BJT 等器件时,前四种箝位技术中主开关管均为硬关断。

[2]当主开关管是采用 MOSFET 时,其结电容使变压器双向磁化,但结电容一般很小,因此变压器的反向磁化电流 $I_{M(-)}$ 也很小。如果主开关管为 IGBT 或 BJT 等器件时,除有源箝位技术以外,其他四种箝位技术中的变压器均为单向磁化。

7.7 ZVT 双管正激变换器

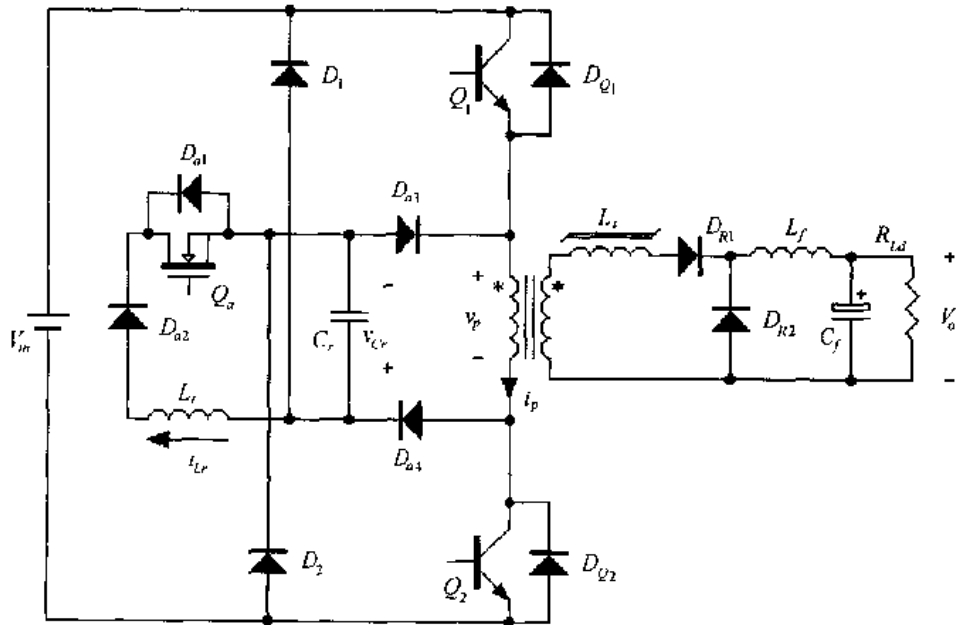
前面讨论了单管正激变换器的磁复位技术,从中可以看出,开关管的电压应力较高,这使得单管正激变换器在输入电压较高时,很难选择合适的开关管。特别是在选用 MOSFET 时, MOSFET 的电压定额越高,其通态电阻越大,这就影响了变换器的变换效率。双管正激变换器则没有这个缺点,其电压应力等于输入电源电压,而且它不需要另加磁复位电路,因此双管正激变换器在高输入电压、大功率的场合得到广泛应用。为了提高双管正激变换器的变换效率,有必要实现其开关管的软开关,文献[31, 32]分别提出了 ZVT 双管正激变换器和 ZCT 双管正激变换器,下面介绍它们的工作原理。

7.7.1 工作原理

图 7.10 给出了 ZVT 双管正激变换器的主电路及其主要波形。从图中可以看出, Q_1 (D_{Q1})、 Q_2 (D_{Q2})、 D_1 、 D_2 、变压器及变压器副边的整流和滤波电路构成双管正激变换器,变压器原副边匝比为 $K = W_1/W_2$,饱和电感的作用将在后面解释。虚框内的辅助开关管 Q_a (D_{a1})、辅助二极管 D_{a2} 、 D_{a3} 和 D_{a4} 、谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 构成辅助电路。其中 D_{a2} 用来阻止谐振电感电流反向流动和为辅助开关管 Q_a 承受反向电压。

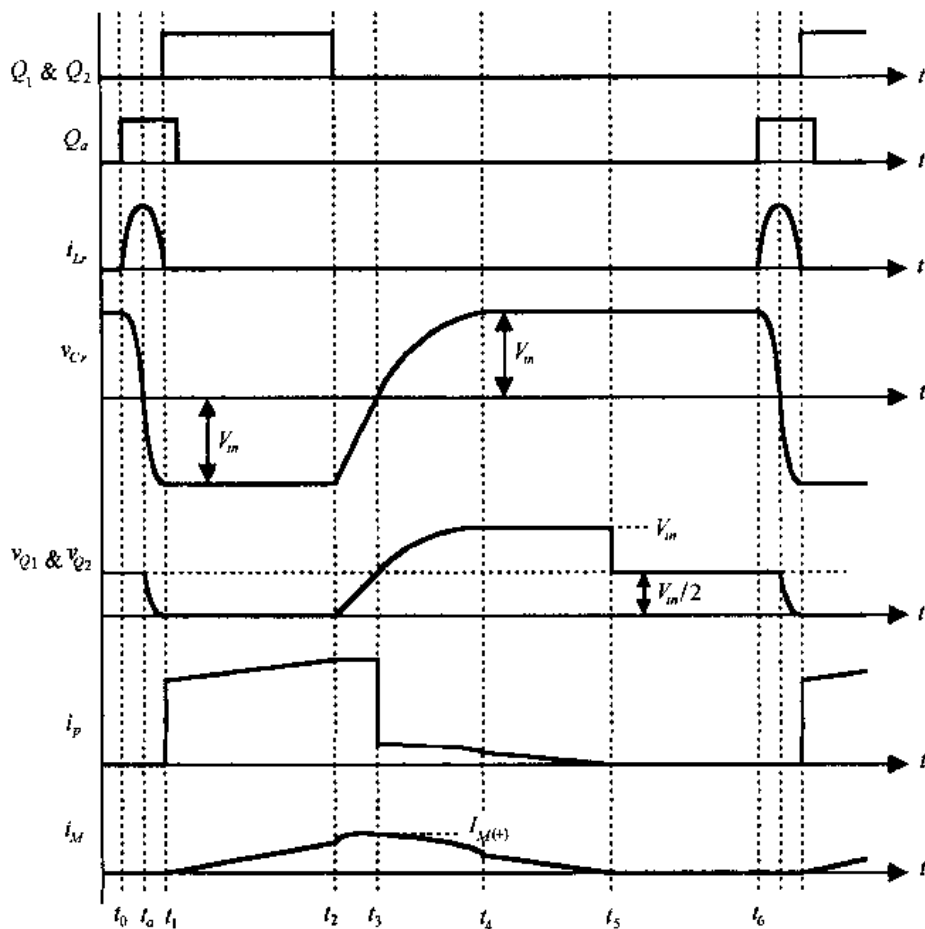
在一个开关周期 T_s 中,该变换器有六种开关状态,其等效电路如图 7.11 所示。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源。



(a) 主电路

图 7.10 ZVT 双管正激变换器的主要波形



(b) 主要波形
图 7.10(续)

1. 开关模式 1 $[t_0, t_1]$ [参考图 7.11(a)]

在 t_0 时刻之前,主开关管 Q_1 、 Q_2 和辅助开关管 Q_a 均处于关断状态,谐振电感电流为零,谐振电容电压为 V_{in} ,负载电流 I_o 流过续流二极管 D_{R2} 。

在 t_0 时刻,开通辅助开关管 Q_a ,谐振电感和谐振电容通过辅助开关管和辅助二极管 D_{a2} 开始谐振工作,谐振电感电流 i_{Lr} 从零开始增加,谐振电容电压开始下降。辅助管是零电流开通,但为容性开通,存在容性开通损耗。

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{in}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (7.134)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} \cos \omega_r (t - t_0) \quad (7.135)$$

式中 $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 是谐振电感与谐振电容的谐振角频率,它们的谐振周期为 $T_r = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$; Z_r 是谐振电感与谐振电容的特征阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$ 。

在 t_a 时刻,谐振电感电流达到最大值 $I_{Lrmax} = \frac{V_{in}}{Z_r}$,并且开始减小。谐振电容电压 v_{Cr} 下降到 0,并且继续反方向增加,此时主开关管 Q_1 、 Q_2 两端的电压开始从 $\frac{1}{2} V_{in}$ 下降。

由于 v_C 反向, 加在变压器原边绕组上的电压为正, 但是由于饱和电感 L_s 的作用, 原边电流不能突变, 因此可以近似认为变压器副边开路, 输出电流依然流过续流二极管 D_{R2} 。副边不影响辅助电路的谐振工作。

在 t_1 时刻, 开关模式 1 结束, 它的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{1}{2} T_r \quad (7.136)$$

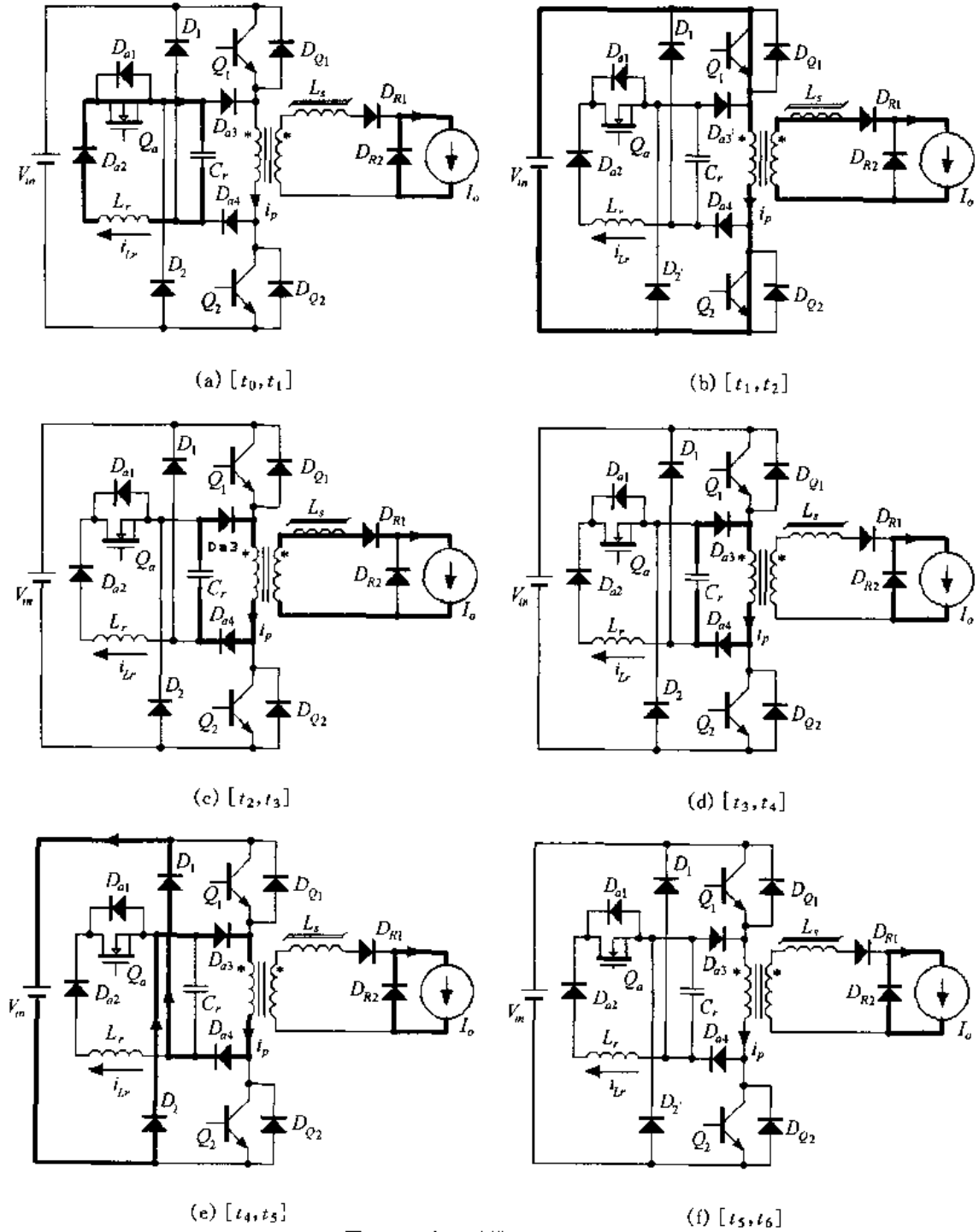


图 7.11 各开关模式的等效电路

此时谐振电感电流 i_{Lr} 等于 0, 谐振电容电压为 $-V_m$, 主开关管 Q_1 、 Q_2 两端的电压开始下降到零, 这样可以零电压开通 Q_1 和 Q_2 。

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [参考图 7.11(b)]

由于辅助二极管 D_{a2} 的阻断作用, 当 i_{Lr} 下降到零后不能反方向流动, 在 t_1 时刻后可以零电流关断辅助管。

在 t_1 时刻零电压开通主开关管 Q_1 、 Q_2 , 加在变压器原边绕组上的电压为电源电压 V_{in} , 其励磁电流 i_M 从 0 开始线性上升, 即

$$i_M(t) = \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_1) \quad (7.137)$$

饱和电感很快饱和, D_{R1} 导通, D_{R2} 关断, 原边开始为负载供电。变压器原边电流 i_p 为折算到原边的负载电流和励磁电流之和, 即

$$i_p(t) = \frac{I_o}{K} + i_M(t) = \frac{I_o}{K} + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_1) \quad (7.138)$$

在 t_2 时刻, 关断主开关管 Q_1 和 Q_2 , 此时励磁电流和原边绕组电流分别为:

$$I_M(t_2) = \frac{V_{in} T_{on}}{L_M} \quad (7.139)$$

$$I_p(t_2) = \frac{I_o}{K} + \frac{V_{in} T_{on}}{L_M} \quad (7.140)$$

式中 T_{on} 为主开关管的导通时间。

3. 开关模式 3 [t_2, t_3] [参考图 7.11(c)]

t_2 时刻主开关管 Q_1 和 Q_2 关断后, 整流管 D_{R1} 继续导通, 此时折算到原边的负载电流 I_o/K 和励磁电流 i_M 通过辅助二极管 D_{a3} 和 D_{a4} 同时给谐振电容 C_r 充电。一般 $i_M \ll I_o/K$, 可以忽略, 因此 C_r 的电压从 $-V_m$ 开始线性上升, 同样 Q_1 和 Q_2 两端的电压也是线性上升的。

$$v_{Cr}(t) = -V_m + \frac{1}{C_r} \cdot \frac{I_o}{K}(t - t_2) \quad (7.141)$$

由于 C_r 限制了 Q_1 和 Q_2 上的电压上升率, 因此 Q_1 和 Q_2 是零电压关断的。

在这段时间里, 励磁电流为:

$$i_M(t) = I_M(t_2) + \frac{V_{in}}{L_M}(t - t_2) - \frac{1}{2L_M C_r} \cdot \frac{I_o}{K}(t - t_2)^2 \quad (7.142)$$

在 t_3 时刻, C_r 的电压上升到 0。开关模式 3 的持续时间为:

$$t_{23} = KC_r V_m / I_o \quad (7.143)$$

此时励磁电流达到正向最大值 $I_{M(+)}$ 。

$$I_{M(+)} = \frac{V_{in} T_{on}}{L_M} + \frac{KC_r V_{in}^2}{2L_M I_o} \quad (7.144)$$

4. 开关模式 4 [t_3, t_4] [参考图 7.11(d)]

在此开关模式中, C_r 的电压从 0 继续上升, 加在变压器原边绕组的电压为负向电压,