

$$v_{Cr}(t) = Z_r I_i \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.23)$$

上面两式表明 i_{Lr} 和 v_{Cr} 仅与 I_i 和 Z_r 有关, 谐振电容电压的最大值为 $V_{Cr\max} = Z_r I_i$, 谐振电感电流的最大值为 $I_{Lr\max} = 2I_i$ 。

2. 谐振电容并联负载电阻

图2.10 是具有负载电阻 R 的并联谐振电路, 输入电流源为正弦交流电, $i_i(t) = I \sin(\omega_{in}t + \theta_i)$, 那么谐振电容电压也为交流电, $v_{Cr}(t) = V_{Cr} \sin(\omega_{in}t + \theta_v)$, 其中 $\omega_{in} = \frac{1}{2\pi f_{in}}$ 为输入电源的角频率, f_{in} 为输入电源的频率。

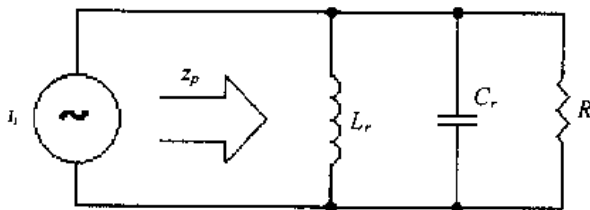


图 2.10 具有负载电阻 R 的并联谐振电路

从输入电流向右看过去, 谐振回路的阻抗 z_p 为:

$$z_p = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\left(\omega_{in}C_r - \frac{1}{\omega_{in}L_r}\right)} \quad (2.24)$$

阻抗 z_p 的模 Z_p 和相角 θ_{zp} 分别为:

$$Z_p = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\omega_{in}C_r - \frac{1}{\omega_{in}L_r}\right)^2}} \quad (2.25)$$

$$\theta_{zp} = \text{tg}^{-1} \left[R \left(\frac{1}{\omega_{in}L_r} - \omega_{in}C_r \right) \right] \quad (2.26)$$

$$\theta_{zp} = \theta_v - \theta_i \quad (2.27)$$

品质因数 Q 定义为:

$$Q = \frac{\omega_r L_r}{R} = \frac{1}{\omega_r C_r R} = \frac{Z_r}{R} \quad (2.28)$$

图 2.11 给出了回路阻抗的模 Z_p 和相角 θ_{zp} 与电源频率 ω_{in} 的关系曲线。从中可以看

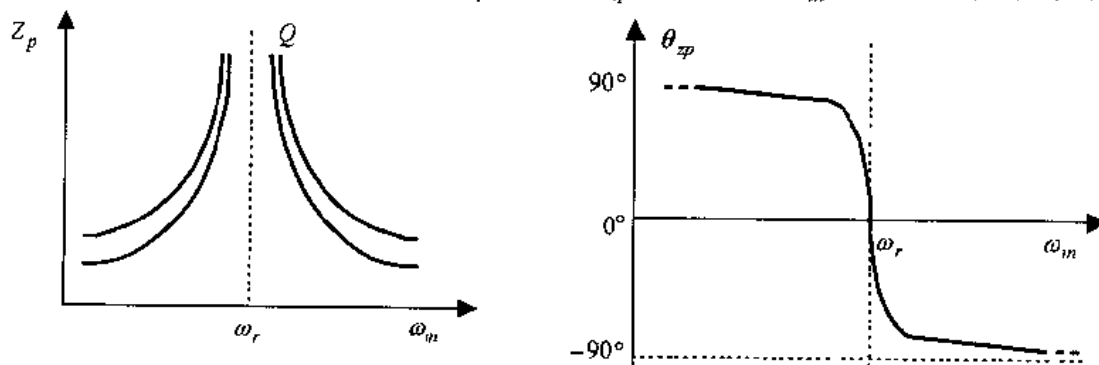


图 2.11 回路阻抗的模 Z_p 和相角 θ_{zp} 与电源频率 ω_{in} 的关系曲线

出,当电源频率 ω_{in} 等于谐振频率 ω_r 时,回路阻抗 Z_p 相当大, $\theta_{zp} = 0$, 电路呈阻性;当电源频率 ω_{in} 低于谐振频率 ω_r 时, Z_p 减小, $\theta_{zp} > 0$, 谐振电容电压超前于电流源, 谐振回路呈感性;当电源频率 ω_{in} 高于谐振频率 ω_r 时, Z_p 也减小, $\theta_{zp} < 0$, 谐振电容电压滞后于电流源, 谐振回路呈容性。

2.3 串联负载串联谐振变换器

前面已经提到,谐振变换器分为串联谐振变换器和并联谐振变换器两大类,本章只讨论串联谐振变换器的基本原理。根据负载与谐振回路的连接方式,串联谐振变换器可分为串联负载串联谐振变换器(Series load series resonant converters, SLSRCs)和并联负载串联谐振变换器(Parallel load series resonant converters, PLSRCs)两类。本节讨论串联负载串联谐振变换器的基本原理。

2.3.1 拓扑结构和开关模式

图 2.12 给出了两种串联负载串联谐振变换器,一种是半桥式,另一种是全桥式。图中负载电阻 R_{Ld} 是直接通过整流电路与谐振电路相串联的;也可先经过变压器,再通过整流桥与负载相连,变压器既有电压变换作用,又有隔离作用。

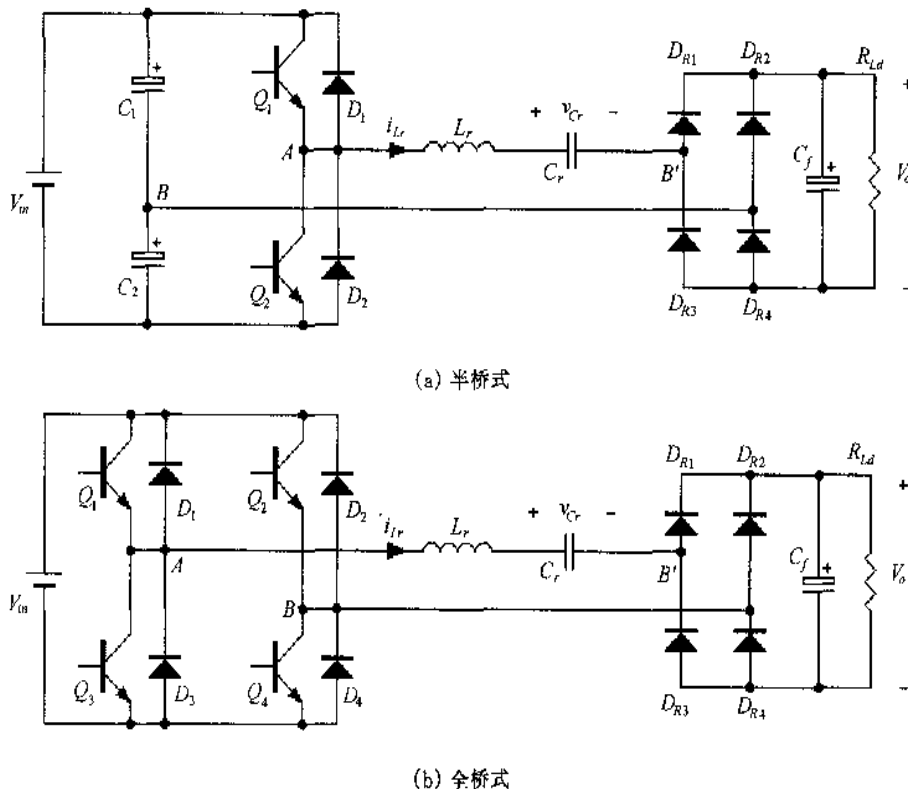


图 2.12 串联负载串联谐振变换器

在半桥电路中,开关管 Q_1 和 Q_2 为 180° 互补导通,但 Q_1 和 Q_2 之间有死区时间,以防直通。当 Q_1 (或 D_1) 导通时, AB 两点电压为 $v_{AB} = \frac{1}{2} V_{in}$, 当 Q_2 (或 D_2) 导通时, $v_{AB} =$

$-\frac{1}{2}V_{in}$, 因此 AB 两点电压 v_{AB} 为一个幅值为 $\frac{1}{2}V_{in}$ 、 180° 的交流方波电压。

在全桥电路中,斜对角的两只开关管 Q_1 和 Q_4 、 Q_2 和 Q_3 同时开通和关断, Q_1 和 Q_4 与 Q_2 和 Q_3 也为 180° 互补导通。当 Q_1 和 Q_4 (或 D_1 和 D_4) 同时导通时, AB 两点电压为 $v_{AB} = V_{in}$, 当 Q_2 和 Q_3 (或 D_2 和 D_3) 同时导通时, $v_{AB} = -V_{in}$, 因此 AB 两点电压 v_{AB} 为一个幅值为 V_{in} 、 180° 的交流方波电压。

由于滤波电容 C_f 比较大, 所以输出电压 V_o 是一个平滑的直流电压。参考图 2.12, 无论是半桥电路还是全桥电路, 当谐振电感电流 i_{Lr} 为正时, 整流二极管 D_{R1} 和 D_{R4} 导通, i_{Lr} 给负载供电, B'B 两点电压为 $v_{B'B} = V_o$; 当 i_{Lr} 为负时, 整流二极管 D_{R2} 和 D_{R3} 导通, i_{Lr} 给负载供电, B'B 两点电压为 $v_{B'B} = -V_o$ 。因此 $v_{B'B}$ 为一个幅值为 V_o 、 180° 的交流方波电压。因为通过整流桥的电流就是电流 i_{Lr} , 故整流后的电流为 i_{Lr} 的绝对值 $|i_{Lr}|$, 负载电流为 $|i_{Lr}|$ 的平均值 I_o 。

从上面的分析可以得到下面的结论: ①无论是采用半桥电路还是全桥电路, AB 两点电压 v_{AB} 均为一个 180° 的交流方波电压, 只是幅值不同, 半桥电路的幅值为 $\frac{1}{2}V_{in}$, 全桥电路的幅值为 V_{in} , v_{AB} 的极性只与开关管的开关情况有关; ②无论是半桥电路还是全桥电路, B'B 两点电压 $v_{B'B}$ 为一个幅值为 V_o 、 180° 的交流方波电压, 其极性只与谐振电感电流 i_{Lr} 的方向有关。

由于全桥电路和半桥电路的工作原理一样, 下面的分析以半桥电路为例。根据开关管的开关情况和谐振电感电流 i_{Lr} 的方向, SLSRCs 存在四种开关模态。同时, 该变换器还有第五种开关模态, 在该模态中, 开关管 Q_1 和 Q_2 均关断, 谐振电感电流 i_{Lr} 等于 0, 谐振电容电压 v_C 保持不变, 负载由滤波电容 C_f 供电。这五种开关模态的等效电路如图 2.13 所示。

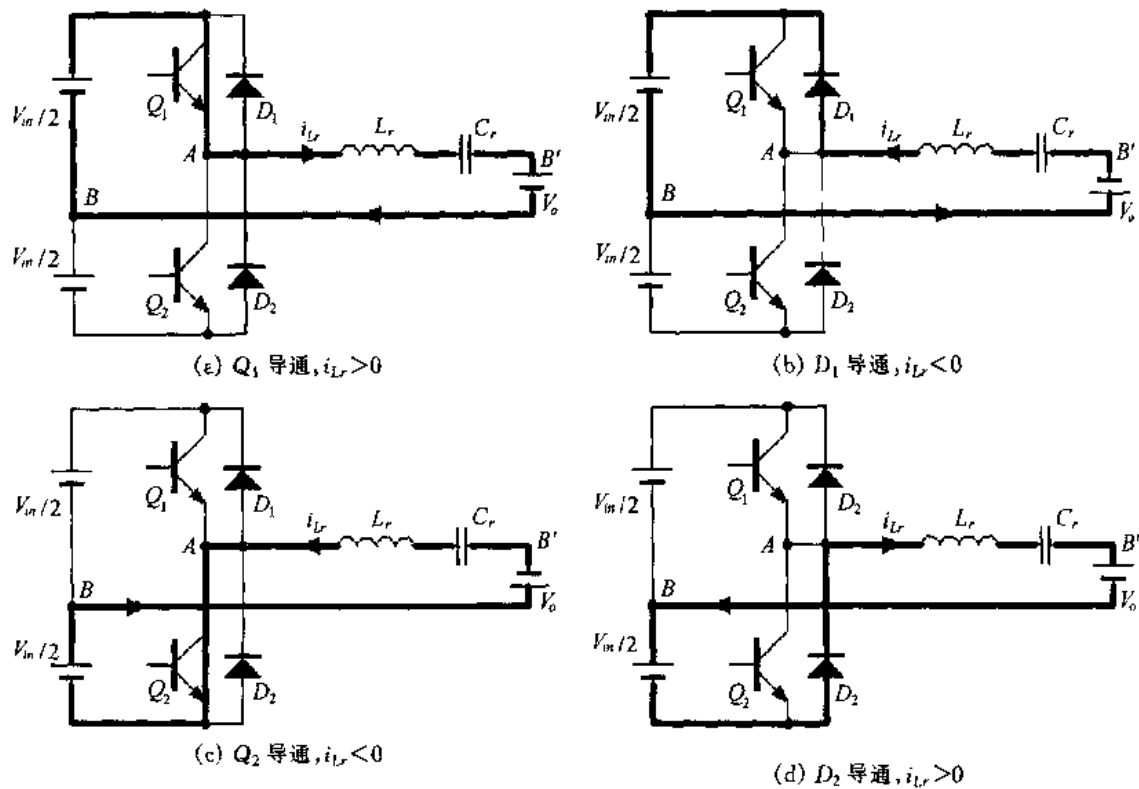
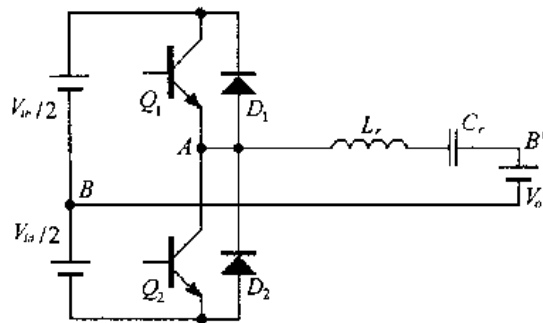


图 2.13 开关模态的等效电路



(e) Q_1 和 Q_2 均关断, $i_{Lr} = 0$

图 2.13(续)

仔细观察图 2.13 中的(a)~(d)四个开关模式的电路结构,我们可以发现,这四个开关模式的电路结构完全一样,只是电源电压不同而已,因此可以统一为一个电路,如图 2.14 所示。通过这个统一电路,可以解出不同开关模式中谐振电感电流 i_{Lr} 和 谐振电容电压 v_{Cr} 的统一表达式,只是每个开关模式的等效电源电压 V_E 以及 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的初始状态不同。表 2.1 给出了等效电源电压 V_E 与导通器件和 谐振电感电流的关系。

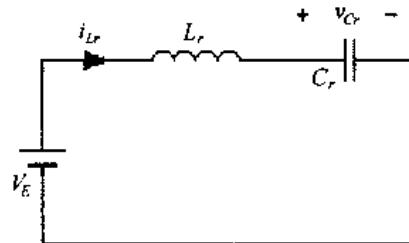


图 2.14 不同开关模式的统一等效电路

表 2.1 等效电源电压 V_E 与导通器件和 谐振电感电流的关系

导通器件	谐振电感电流 i_{Lr}	等效电源电压 V_E
Q_1	$i_{Lr} > 0$	$V_E = \frac{1}{2} V_{in} - V_0$
D_1	$i_{Lr} < 0$	$V_E = \frac{1}{2} V_{in} + V_0$
Q_2	$i_{Lr} < 0$	$V_E = -\frac{1}{2} V_{in} + V_0$
D_2	$i_{Lr} > 0$	$V_E = -\frac{1}{2} V_{in} - V_0$

图 2.14 和图 2.5 的电路结构是一样的,只是电压源的表示不同,图 2.14 中是用 V_E 表示,图 2.5 用 V_{in} ,因此将式(2.3)和(2.4)中的 V_{in} 用 V_E 代替,就得到了图 2.14 中谐振电感电流 i_{Lr} 和 谐振电容电压 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr0} \cos \omega_r (t - t_0) + \frac{V_E - V_{Cr0}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.29)$$

$$v_{Cr}(t) = V_E - (V_E - V_{Cr0}) \cos \omega_r (t - t_0) + Z_r I_{Lr0} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.30)$$

式中 ω_r 是谐振角频率, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$, 谐振频率 $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$; 谐振周期

$T_r = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$; Z_r 是谐振电感和谐振电容的特征阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$ 。 I_{Lr0} 和 V_{Cr0} 分别为每个开关模式开始时谐振电感初始电流和 谐振电容的初始电压。

根据开关频率 f_s 的不同,变换器有三种工作方式:①当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,变换器为电流断续工作方式;②低于谐振频率工作,即 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时,变换器为电流连续工作方式;③高于谐振频率工作,即 $f_s > f_r$,变换器为电流连续工作方式。下面分析这三种工作方式的工作原理。

2.3.2 当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,变换器为电流断续工作方式

图 2.15 给出了 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时变换器为电流断续工作方式的主要波形图。在一个开关周期中,变换器有六种开关模态,各开关模态的工作情况描述如下。

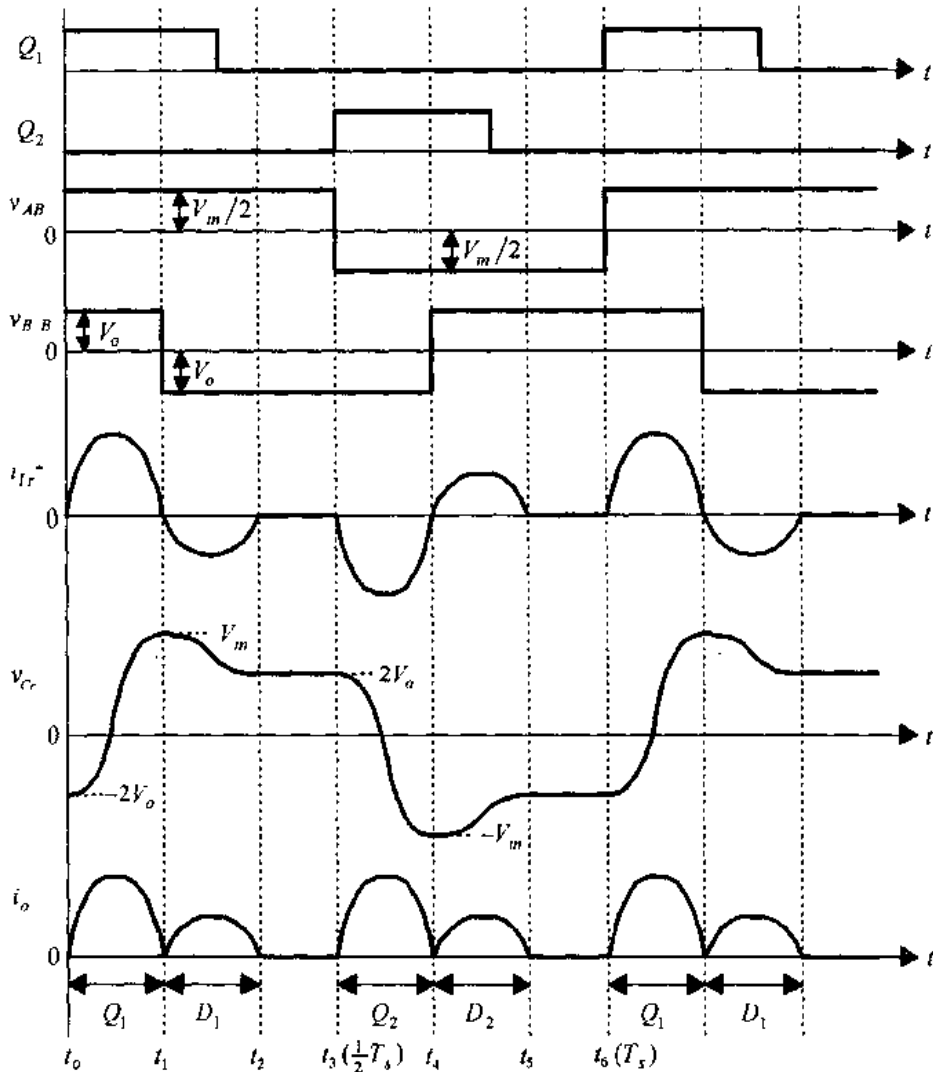


图 2.15 电流断续工作方式($f_s < \frac{1}{2}f_r$)的主要波形

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 2.13(a)]

在 t_0 时刻前,谐振电感电流 i_{Lr} 为零,即 $I_{Lr}(t_0) = 0$,谐振电容电压 v_{Cr} 为负电压,

$V_{Cr}(t_0) = -2V_o$ (这在后面将会解释)。

t_0 时刻开通开关管 Q_1 , 由于此时 i_{Lr} 为零, Q_1 是零电流开通, i_{Lr} 开始增加, v_{Cr} 也增加。将前面的谐振电感电流和谐振电容电压的初始值 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_0) = 0$ 和 $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_0) = -2V_o$ 代入式(2.29)和(2.30), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = \frac{\frac{1}{2}V_{in} + V_o}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.31)$$

$$v_{Cr}(t) = (\frac{1}{2}V_{in} - V_o) - (\frac{1}{2}V_{in} + V_o)\cos\omega_r(t - t_0) \quad (2.32)$$

经过 $\frac{1}{2}T_r$, 在 t_1 时刻, i_{Lr} 减小到零, 即 $I_{Lr}(t_1) = 0$, 此时 $V_{Cr}(t_1) = V_{in}$ 。开关模式 1 结束, 它的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{1}{2}T_r \quad (2.33)$$

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [参考图 2.13(b)]

在此开关模式中, i_{Lr} 反方向流动, Q_1 的反并二极管 D_1 导通, 将 Q_1 两端电压箝在零位, Q_1 可以零电压/零电流关断。将谐振电感电流和电容电压在 t_1 的初始值 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = 0$ 和 $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = V_{in}$ 代入式(2.29)和(2.30), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_o - \frac{1}{2}V_{in}}{Z_r} \sin\omega_r(t - t_1) \quad (2.34)$$

$$v_{Cr}(t) = (\frac{1}{2}V_{in} + V_o) - (V_o - \frac{1}{2}V_{in})\cos\omega_r(t - t_1) \quad (2.35)$$

经过 $\frac{1}{2}T_r$, 在 t_2 时刻, i_{Lr} 减小到零, 即 $I_{Lr}(t_2) = 0$, D_1 自然关断。此时 $V_{Cr}(t_2) = 2V_o$ 。开关模式 2 结束, 它的持续时间为:

$$t_{12} = \frac{1}{2}T_r \quad (2.36)$$

3. 开关模式 3 [t_2, t_3] [参考图 2.13(e)]

在此开关模式中, 所有开关管和二极管均关断, i_{Lr} 为零, v_{Cr} 电压保持在 $2V_o$ 不变, 负载由滤波电容 C_f 供电。

在 t_3 时刻, 即 $\frac{1}{2}T_s$ 时刻, 开关管 Q_2 零电流开通, 开始另一半个开关周期, 其工作原理与上面描述的类似。在 t_6 时刻, 即 T_s 时刻, $I_{Lr0}(t_6) = I_{Lr0} = 0$, $V_{Cr0}(t_6) = V_{Cr0} = -2V_o$ 。

从上面的分析可以看出, 当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时, 谐振电感电流断续工作。开关管为零电流开通, 零电流/零电压关断; 反并二极管为自然开通和关断。

通过控制开关模式 3 的时间, 即控制 i_{Lr} 为零的时间, 就可以调节输出电压 V_o , 实际上就是采用调节频率的方式调节输出电压。

2.3.3 低于谐振频率工作 ($\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$)

如果提高开关频率,使 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$,那么变换器为电流连续工作方式。图 2.16 给出了这种工作方式的主要波形图。在一个开关周期中,变换器有四种开关模态,各开关模态的工作情况描述如下。

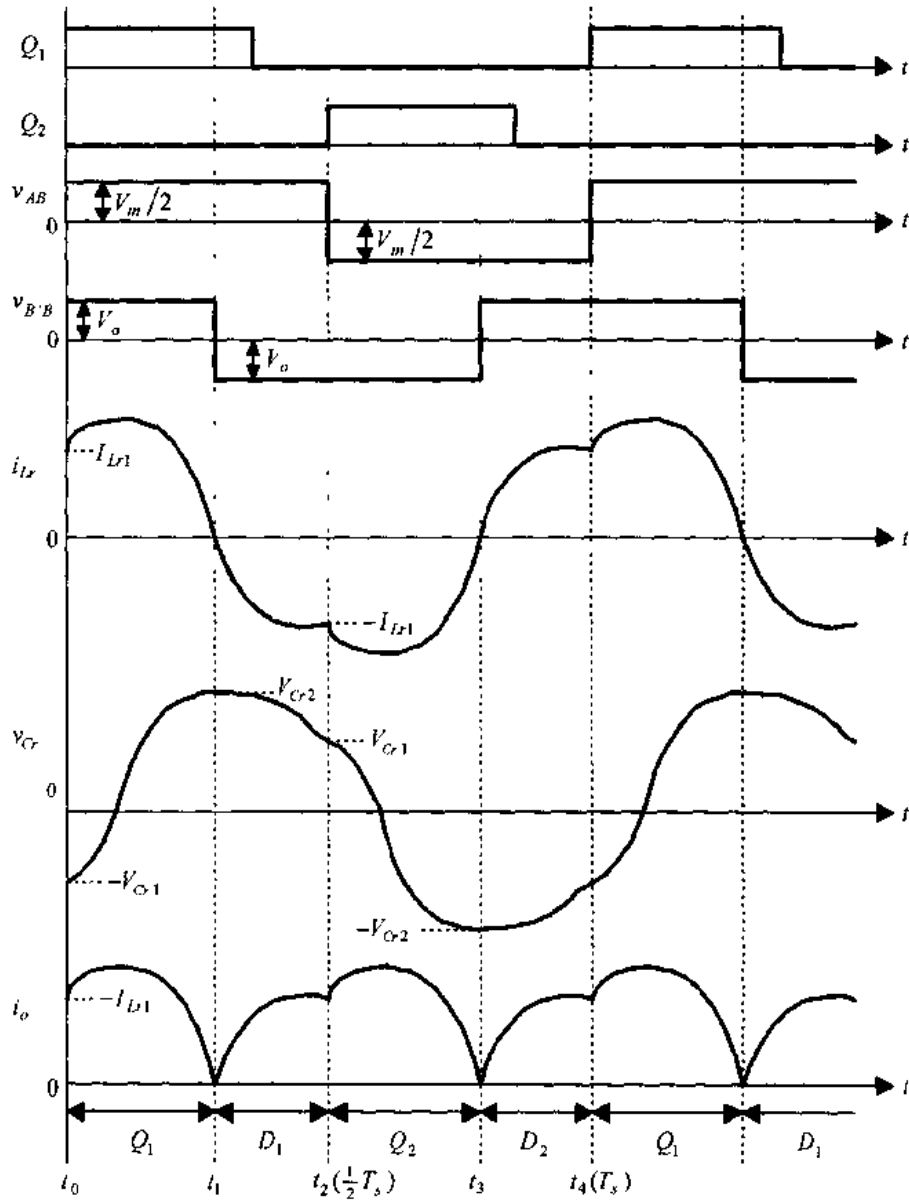


图 2.16 电流连续工作方式 ($\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$) 的主要波形

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 2.13(a)]

在 t_0 时刻,谐振电感电流 i_{Lr} 为正,其值为 $I_{Lr}(t_0) = I_{Lr1}$,流过二极管 D_2 ;谐振电容电压 v_{Cr} 为负,其值为 $V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$ 。

在 t_0 时刻, i_{Lr} 流过 D_2 ,此时 Q_1 开通, D_2 立即截止,存在反向恢复电流,此电流流过

Q_1 , 在 Q_1 中产生很大的开通电流尖峰, 因此 Q_1 是硬开通, 存在开通损耗。

将谐振电感电流和谐振电容电压的初始值 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_0) = I_{Lr1}$ 和 $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$ 代入式(2.29)和(2.30), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr1} \cos \omega_r(t - t_0) + \frac{\frac{1}{2} V_m - V_o + V_{Cr1}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \quad (2.37)$$

$$v_{Cr}(t) = \left(\frac{1}{2} V_m - V_o\right) - \left(\frac{1}{2} V_m - V_o + V_{Cr1}\right) \cos \omega_r(t - t_0) + Z_r I_{Lr1} \sin \omega_r(t - t_0) \quad (2.38)$$

在 t_1 时刻, i_{Lr} 减小到零, 即 $I_{Lr}(t_1) = 0$, 开关模式 1 结束, 此时谐振电容电压为:

$$V_{Cr}(t_1) = \left(\frac{1}{2} V_m - V_o\right) - \left(\frac{1}{2} V_m - V_o + V_{Cr1}\right) \cos \alpha + Z_r I_{Lr1} \sin \alpha \equiv V_{Cr2} \quad (2.39)$$

式中

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \frac{Z_r I_{Lr1}}{V_o - \frac{1}{2} V_m - V_{Cr1}} \quad (2.40)$$

开关模式 1 的持续时间为:

$$t_{01} = \alpha / \omega_r \quad (2.41)$$

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [参考图 2.13(b)]

在此开关模式中, i_{Lr} 反方向流动, Q_1 的反并二极管 D_1 导通, 将 Q_1 两端电压箝在零位, Q_1 可以零电压/零电流关断。将谐振电感电流和谐振电容电压在 t_1 时刻的初始值 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = 0$ 和 $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = V_{Cr2}$ 代入(2.29)和(2.30), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = \frac{\frac{1}{2} V_m + V_o - V_{Cr2}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) \quad (2.42)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2} V_m + V_o - \left(\frac{1}{2} V_m + V_o - V_{Cr2}\right) \cos \omega_r(t - t_1) \quad (2.43)$$

在 t_2 时刻, 即 $\frac{1}{2} T_s$ 时刻, 谐振电感电流 i_{Lr} 为负, 其值为 $I_{Lr}(t_2) = -I_{Lr1}$, 流过二极管 D_1 , 谐振电容电压 v_{Cr} 为正。

$$V_{Cr}(t_2) = \frac{1}{2} V_m + V_o - \left(\frac{1}{2} V_m + V_o - V_{Cr2}\right) \cos \beta = V_{Cr1} \quad (2.44)$$

式中

$$\beta = \sin^{-1} \frac{Z_r I_{Lr1}}{-V_o - \frac{1}{2} V_m + V_{Cr2}} \quad (2.45)$$

开关模式 2 的持续时间为:

$$t_{12} = \beta / \omega_r \quad (2.46)$$

在 t_2 时刻, i_{Lr} 流过 D_1 , Q_2 开通时, D_1 立即截止, 存在反向恢复电流, 此电流流过 Q_2 , 在 Q_2 中产生很大的开通电流尖峰, 因此 Q_2 是硬开通, 存在开通损耗。

从上面的分析可以看出, 当 $\frac{1}{2} f_r < f < f_r$ 时, 谐振电感电流连续工作。开关管为零电压/零电流关断, 但开通是硬开通, 存在开通损耗。反并二极管为自然开通, 但关断时有反

向恢复电流,因此反并二极管必须采用快恢复二极管。为了减小开关管的开通损耗,实现零电流开通,可以在开关管中串联电感或饱和电感 L_s ,如图 2.17 所示。开关管开通之前,饱和电感电流为零。当开关管开通时,饱和电感限制开关管的电流上升率,使开关管电流从零慢慢上升,从而实现开关管的零电流开通,同时改善了二极管的关断条件,消除了反向恢复问题。

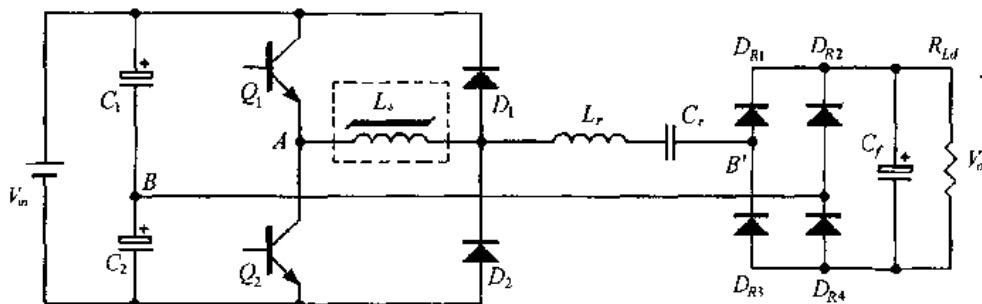


图 2.17 采用串联电感或饱和电感的串联谐振变换器

2.3.4 高于谐振频率工作 ($f_s > f_r$)

如果进一步提高开关频率,使 $f_s > f_r$,变换器为电流连续工作方式,但这种工作方式与 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时不同。图 2.18 给出了这种工作方式的主要波形图。在一个开关周期中,变换器有四种开关模态。

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 2.13(b)]

在 t_0 时刻,谐振电感电流 i_{L_r} 为负,其值为 $I_{L_r}(t_0) = -I_{L_r1}$,流过二极管 D_1 ,谐振电容电压 v_{C_r} 为负,其值为 $V_{C_r}(t_0) = -V_{C_r1}$ 。

在此开关模态中, i_{L_r} 流过 Q_1 的反并二极管 D_1 , Q_1 两端电压被箝在零位, Q_1 可以零电压/零电流开通。虽然 Q_1 已经开通,但没有电流流过。将谐振电感电流和谐振电容电压在 t_0 的初始值 $I_{L_r0} = I_{L_r}(t_0) = -I_{L_r1}$ 和 $V_{C_r} = V_{C_r}(t_0) = -V_{C_r1}$ 代入式(2.29)和(2.30),可以得到 i_{L_r} 和 v_{C_r} 的表达式。

$$i_{L_r}(t) = -I_{L_r1} \cos \omega_r(t - t_0) + \frac{\frac{1}{2} V_m + V_o + V_{C_r1}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \quad (2.47)$$

$$v_{C_r}(t) = \left(\frac{1}{2} V_m + V_o\right) - \left(\frac{1}{2} V_m + V_o + V_{C_r1}\right) \cos \omega_r(t - t_0) - Z_r I_{L_r1} \sin \omega_r(t - t_0) \quad (2.48)$$

在 t_1 时刻, i_{L_r} 上升到零,即 $I_{L_r}(t_1) = 0$,开关模态 1 结束,此时谐振电容电压为:

$$V_{C_r}(t_1) = \left(\frac{1}{2} V_m + V_o\right) - \left(\frac{1}{2} V_m + V_o + V_{C_r1}\right) \cos \alpha - Z_r I_{L_r1} \sin \alpha \equiv -V_{C_r2} \quad (2.49)$$

式中

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \frac{Z_r I_{L_r1}}{V_o + \frac{1}{2} V_m + V_{C_r1}} \quad (2.50)$$

开关模态 1 的持续时间为:

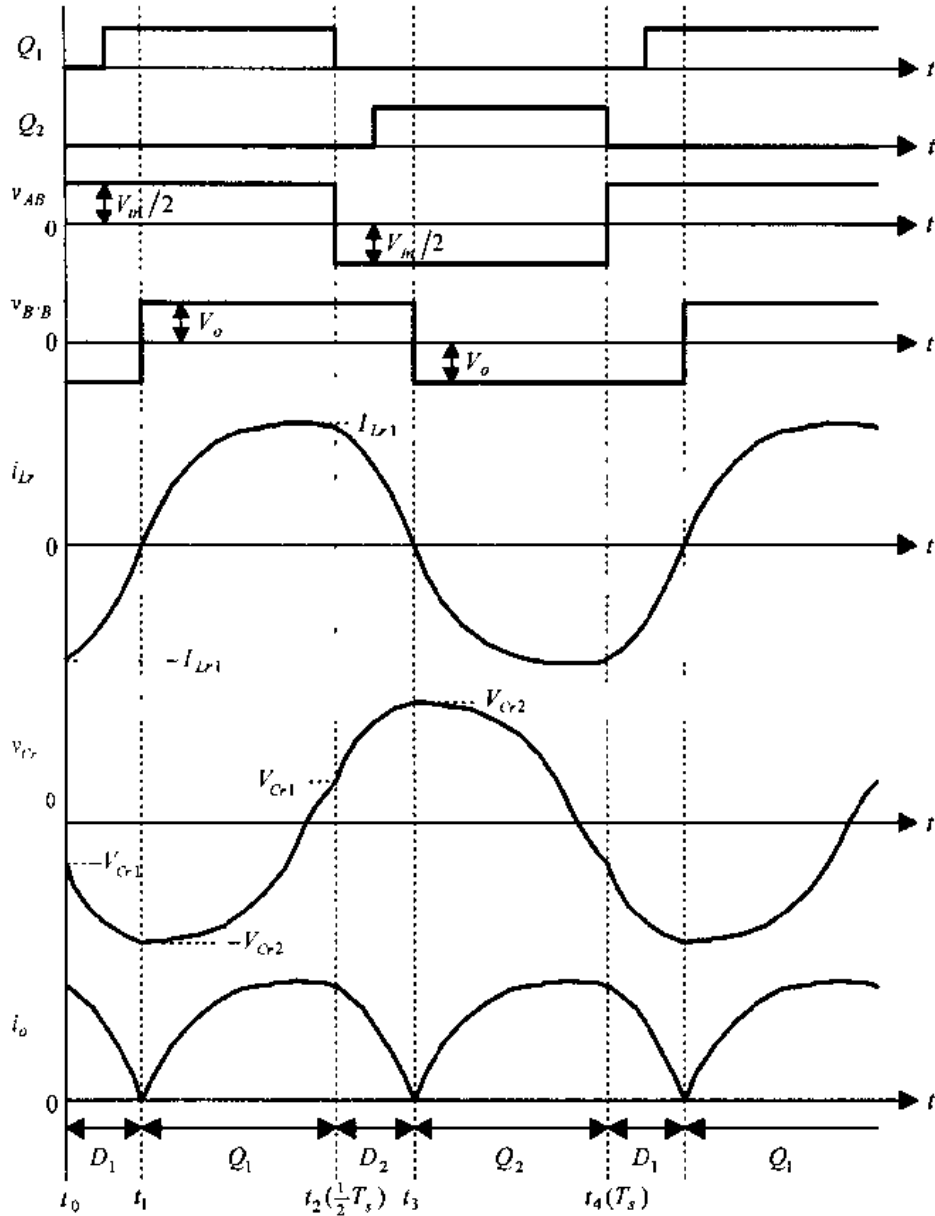


图 2.18 电流连续工作方式($f_s > f_r$)的主要波形

$$t_{01} = \alpha / \omega_r \quad (2.51)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2] [参考图 2.13(a)]

在此开关模态中, i_{Lr} 正方向流动, 流经 Q_1, D_1 自然关断。将谐振电感电流和谐振电容电压在 t_1 的初始值 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = 0$ 和 $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = -V_{Cr2}$ 代入式(2.29)和(2.30), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = \frac{\frac{1}{2} V_{in} - V_o + V_{Cr2}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_1) \quad (2.52)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2} V_{in} - V_o - \left(\frac{1}{2} V_{in} - V_o + V_{Cr2} \right) \cos \omega_r (t - t_1) \quad (2.53)$$

在 t_2 时刻, 即 $\frac{1}{2}T_s$ 时刻, 谐振电感电流 i_{Lr} 为正, $I_{Lr}(t_2) = I_{Lr1}$, 流过 Q_1 , 谐振电容电压 v_{Cr} 为正, $V_{Cr}(t_2) = V_{Cr1}$ 。

$$V_{Cr}(t_2) = \frac{1}{2} V_{in} - V_o - \left(\frac{1}{2} V_{in} - V_o + V_{Cr2} \right) \cos \beta = V_{Cr1} \quad (2.54)$$

式中

$$\beta = \sin^{-1} \frac{Z_r I_{Lr1}}{-V_o + \frac{1}{2} V_{in} + V_{Cr2}} \quad (2.55)$$

开关模式 2 的持续时间为:

$$t_{12} = \beta / \omega_r \quad (2.56)$$

在 t_2 时刻关断 Q_1 时, i_{Lr} 流过 Q_1 , 因此 Q_1 是硬关断, 存在关断损耗。

从上面的分析可以看出, 当 $f_s > f_r$ 时, 谐振电感电流连续工作。开关管为零电压/零电流开通, 但关断是硬关断, 存在关断损耗。反并二极管为自然关断。为了实现开关管的零电压关断, 可以在两个开关管上分别并联吸收电容 C_s 和 C_s , 如图 2.19 所示。在开关管导通时, 电容电压为零。当开关管关断时, 其电流转移到并联电容上, 电容限制了开关管两端电压的上升率, 电压从零慢慢升高, 从而实现了开关管的零电压关断, 同时也实现了反并二极管的零电压开通。

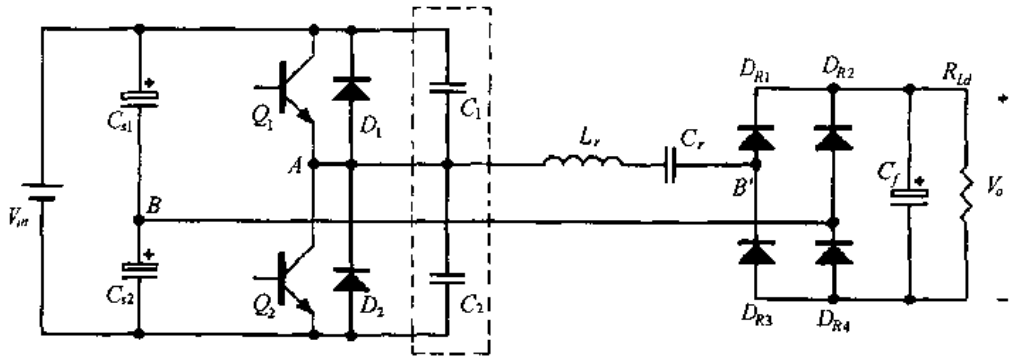


图 2.19 并联吸收电容的串联谐振变换器

2.3.5 稳态特性

图 2.20 给出了串联负载串联谐振变换器在 $V_o = 0.4$ 和 $V_o = 0.9$ 时 I_o 与 ω_s 的稳态关系曲线, 图中的物理量采用标么值, 各物理量的基值分别为: 电压基值是 $V_{base} = \frac{1}{2} V_{in}$ (半桥) 或 $V_{base} = V_{in}$ (全桥), 电流基值为 $I_{base} = \frac{V_{in}}{2Z_r}$ (半桥) 或 $I_{base} = \frac{V_{in}}{Z_r}$ (全桥), 其中 $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$, 角频率基值为 $\omega_{base} = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 。

从图中可以看出, 在 $\frac{\omega_s}{\omega_r} < 0.5$ 时, SLSRCs 具有类似电流源的特性, 在负载电阻 R_{Ld} 变化时, 输出电压成比例变化, 而 I_o 几乎不变。也就是说, 在断续电流工作方式下的 SLSRCs 具有自动过载保护能力。

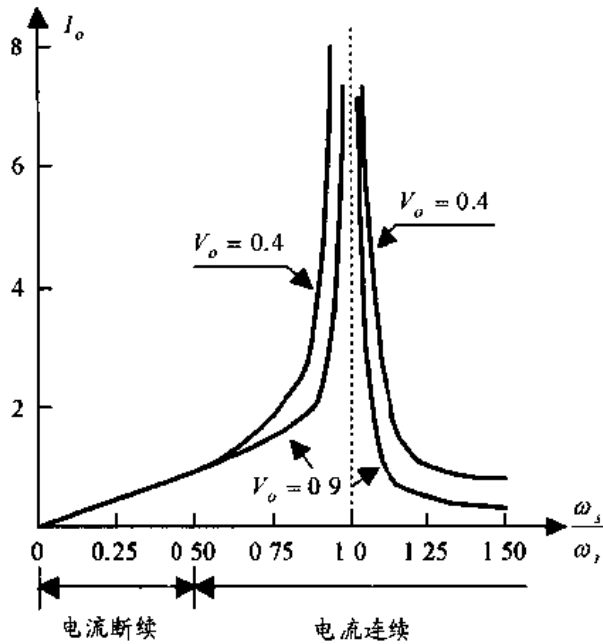


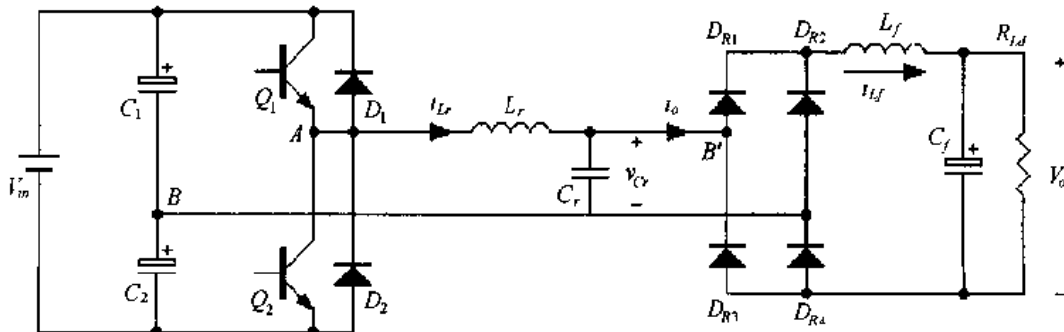
图 2.20 串联负载串联谐振变换器的稳态特性

2.4 并联负载串联谐振变换器

2.4.1 拓扑结构和开关模式

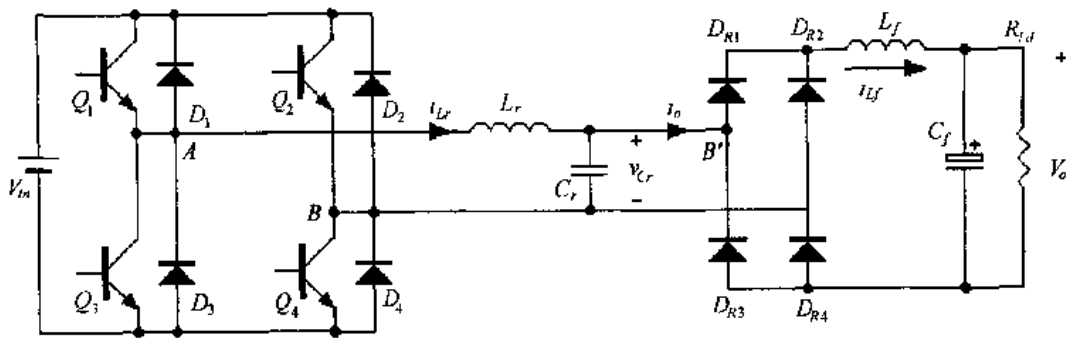
并联负载串联谐振变换器(PLSRCs)的负载与谐振电容相并联,而不是串联在谐振回路中。PLSRCs 与 SLSRCs 有以下不同:①具有电压源特性,可以实现多路输出;②输出端可以开路,但不能短路;③即使不用输出变压器,输出电压也可以高于或低于输入电压。

图 2.21 给出了 PLSRCs 的两种电路结构,一种是半桥式,另一种是全桥式。图中滤波电路与负载电阻 R_{Ld} 是直接通过整流电路与谐振电容相并联的,也可先经过变压器,再通过整流桥与负载相连,变压器起到电压变换和电气隔离两个作用。



(a) 半桥式

图 2.21 并联负载串联谐振变换器



(b) 全桥式

图 2 21(续)

与 SLSRCs 一样,在半桥电路中,开关管 Q_1 和 Q_2 为 180° 互补导通,但 Q_1 和 Q_2 之间有死区时间,以防直通。当 Q_1 (或 D_1) 导通时, AB 两点电压为 $v_{AB} = \frac{1}{2} V_m$, 当 Q_2 (或 D_2) 导通时, $v_{AB} = -\frac{1}{2} V_m$, 因此 AB 两点电压 v_{AB} 为一个幅值为 $\frac{1}{2} V_m$ 的交流方波电压。

在全桥电路中,斜对角的两只开关管 Q_1 和 Q_4 、 Q_2 和 Q_3 同时开通和关断, Q_1 和 Q_4 与 Q_2 和 Q_3 也为 180° 互补导通。当 Q_1 和 Q_4 (或 D_1 和 D_4) 同时导通时, AB 两点电压为 $v_{AB} = V_m$, 当 Q_2 和 Q_3 (或 D_2 和 D_3) 同时导通时, $v_{AB} = -V_m$, 因此 AB 两点电压 v_{AB} 为一个幅值为 V_m 、 180° 宽的交流方波电压。

滤波电感 L_f 一般比较大,其电流基本保持不变,为 I_o 。参考图 2.21,无论是半桥电路还是全桥电路,当谐振电容电压 v_{Cr} 为正时,整流二极管 D_{R1} 和 D_{R4} 导通, v_{Cr} 给负载供电, $B'B$ 两点电流为 $I_{BB} = I_o$; 当 v_{Cr} 为负时,整流二极管 D_{R2} 和 D_{R3} 导通, v_{Cr} 给负载供电, $B'B$ 两点电流为 $I_{BB} = -I_o$, 因此 I_{BB} 为一个幅值为 I_o 、 180° 宽的交流方波电流。因为通过整流桥的电压就是电压 v_{Cr} , 故整流后的电压为 v_{Cr} 的绝对值 $|v_{Cr}|$, 输出电压为 $|v_{Cr}|$ 的平均值 V_o 。

从上面的分析可以得到下面的结论:①无论是采用半桥电路还是全桥电路, AB 两点电压 v_{AB} 均为一个 180° 宽的交流方波电压,只是幅值不同,半桥电路的幅值为 $\frac{1}{2} V_m$, 全桥电路的幅值为 V_m , v_{AB} 的极性只与开关管的开关情况有关;②无论是半桥电路还是全桥电路, $B'B$ 两点电流 i_{BB} 为一个幅值为 I_o 、 180° 宽的交流方波电流,其极性只与谐振电容电压 v_{Cr} 的极性有关。

全桥电路和半桥电路的工作原理一样,下面以半桥电路为例来分析 PLSRCs 的工作原理。根据开关管的开关情况和谐振电容电压 v_{Cr} 的极性, PLSRCs 存在四种开关模态。在这四种开关模态中,谐振电感和谐振电容谐振工作,称之为谐振开关模态,如图 2.22 所示。同时,该变换器还有另外五种开关模态,其中四种开关模态中只有谐振电感或谐振电容参与工作,第五种开关模态中谐振电感和谐振电容均不工作,称这五种开关模态为非谐振开关模态,如图 2.23 所示。这九种开关模态的工作情况将在后面分析。

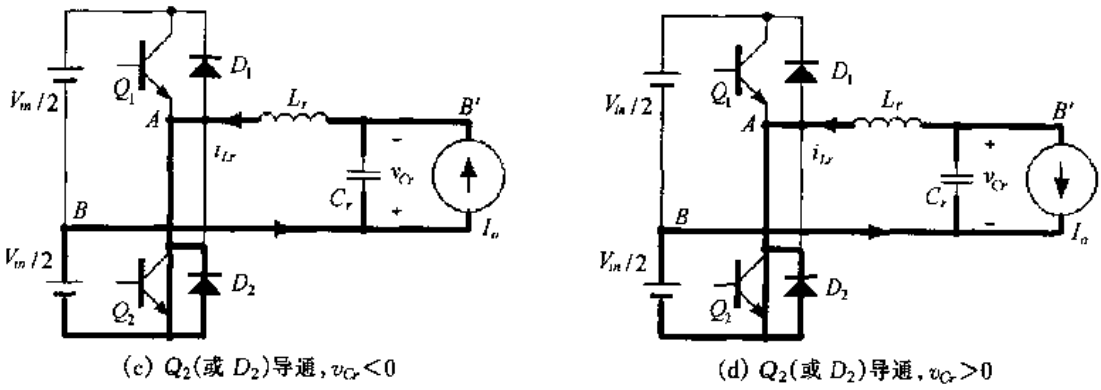
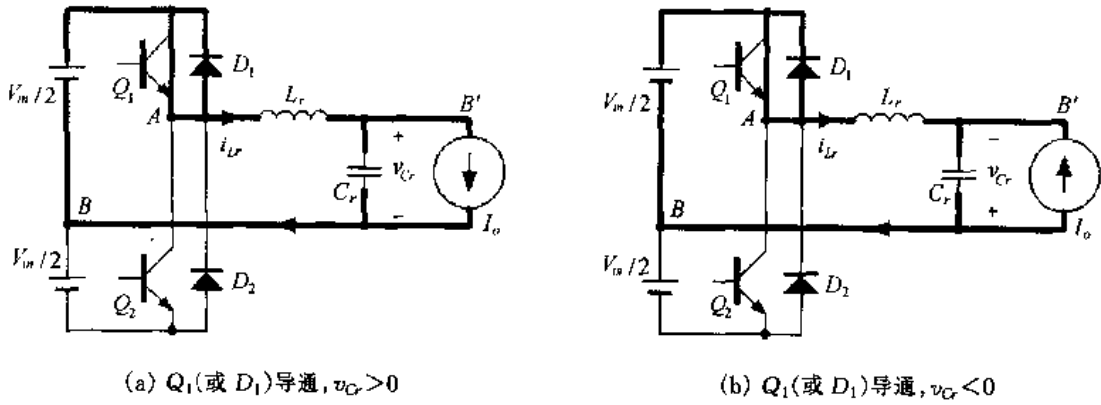


图 2.22 四种谐振开关模式

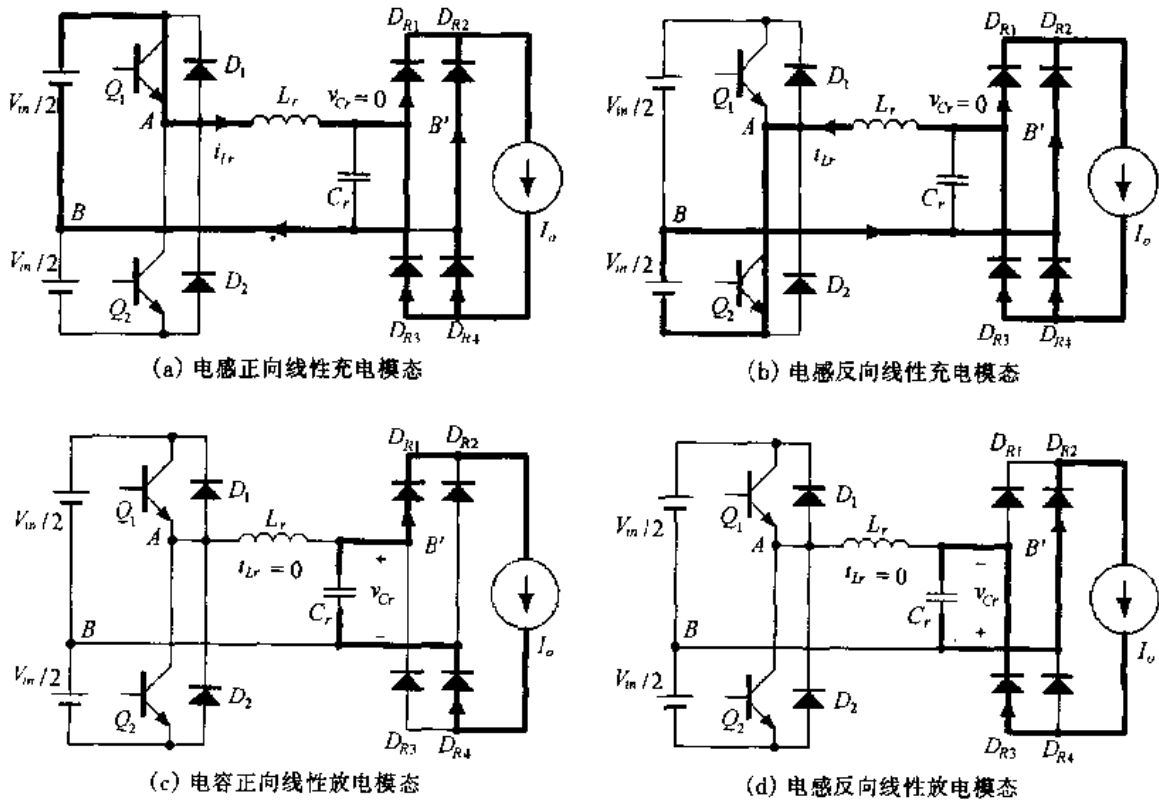
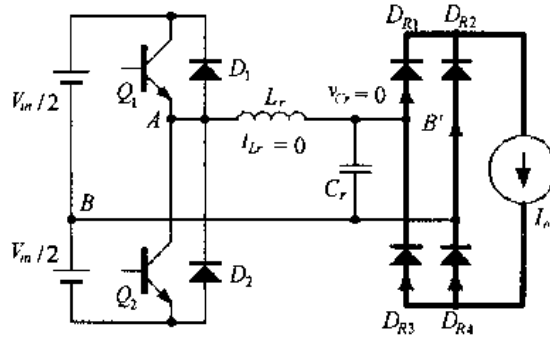


图 2.23 五种非谐振开关模式



(e) 自然续流模式

图 2.23(续)

仔细观察图 2.22 中四个开关模式的电路结构,我们可以发现,这四个开关模式的电路结构完全一样,只是电源电压和电流源电流不同而已,因此可以统一为一个电路,如图 2.24 所示。通过这个统一电路,可以解出不同开关模式中谐振电感电流 i_{Lr} 和谐振电容电压 v_{Cr} 的统一表达式,只是每个开关模式的等效电源电压 V_E 和等效电流源电流 I_E 以及 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的初始状态不同。表 2.2 给出了等效电源电压 V_E 和等效电流源电流 I_E 与导通器件和谐振电容电压的关系。

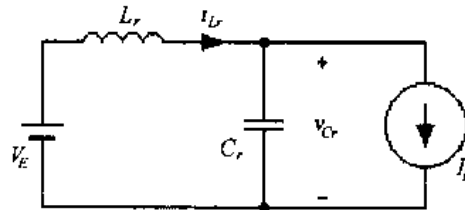


图 2.24 四种谐振开关模式的统一等效电路

表 2.2 等效电源电压 V_E 和等效电流源电流 I_E 与导通器件和谐振电容电压的关系

导通器件	谐振电感电压 v_{Cr}	等效电源电压 V_E	等效电流源电流 I_E
$Q_1(D_1)$	$v_{Cr} > 0$	$V_E = \frac{1}{2} V_{in}$	$I_E = I_o$
$Q_1(D_1)$	$v_{Cr} < 0$	$V_E = \frac{1}{2} V_{in}$	$I_E = -I_o$
$Q_2(D_2)$	$v_{Cr} < 0$	$V_E = -\frac{1}{2} V_{in}$	$I_E = -I_o$
$Q_2(D_2)$	$v_{Cr} > 0$	$V_E = -\frac{1}{2} V_{in}$	$I_E = I_o$

图 2.24 和图 2.6 的电路结构是一样的,只是电压源和电流源的表示不同,图 2.24 中是用 V_E 和 I_E 表示,而图 2.6 用 V_{in} 和 I_o ,因此将式(2.9)和(2.10)中的 V_{in} 用 V_E 替代, I_o 用 I_E 替代,就得到了图 2.24 中谐振电感电流 i_{Lr} 和谐振电容电压 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = I_E + (I_{Lr0} - I_E) \cos \omega_r (t - t_0) + \frac{V_E - V_{Cr0}}{Z_r} \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.57)$$

$$v_{Cr}(t) = V_E - (V_E - V_{Cr0}) \cos \omega_r (t - t_0) + Z_r (I_{Lr0} - I_E) \sin \omega_r (t - t_0) \quad (2.58)$$

式中 ω_r 是谐振角频率, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$, 谐振频率 $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$; 谐振周期 $T_r =$

$\frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$; Z_r 是谐振电感和谐振电容的特征阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$; I_{Lr0} 和 V_{Cr0} 分别为每个开关模式开始时谐振电感的初始电流和谐振电容的初始电压。

与 SLSRCs 一样,根据开关频率 f_s 的不同,PLSRCs 也有三种工作方式:①当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,变换器为电流断续工作方式;②低于谐振频率工作,即 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时,变换器为电流连续工作方式;③高于谐振频率工作,即 $f_s > f_r$,变换器为电流连续工作方式。下面分析这三种工作方式的工作原理。

2.4.2 当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,变换器为电流断续工作方式

图 2.25 给出了 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时变换器为电流断续工作方式的主要波形图。在一个开关周期中,变换器有八种开关模式。

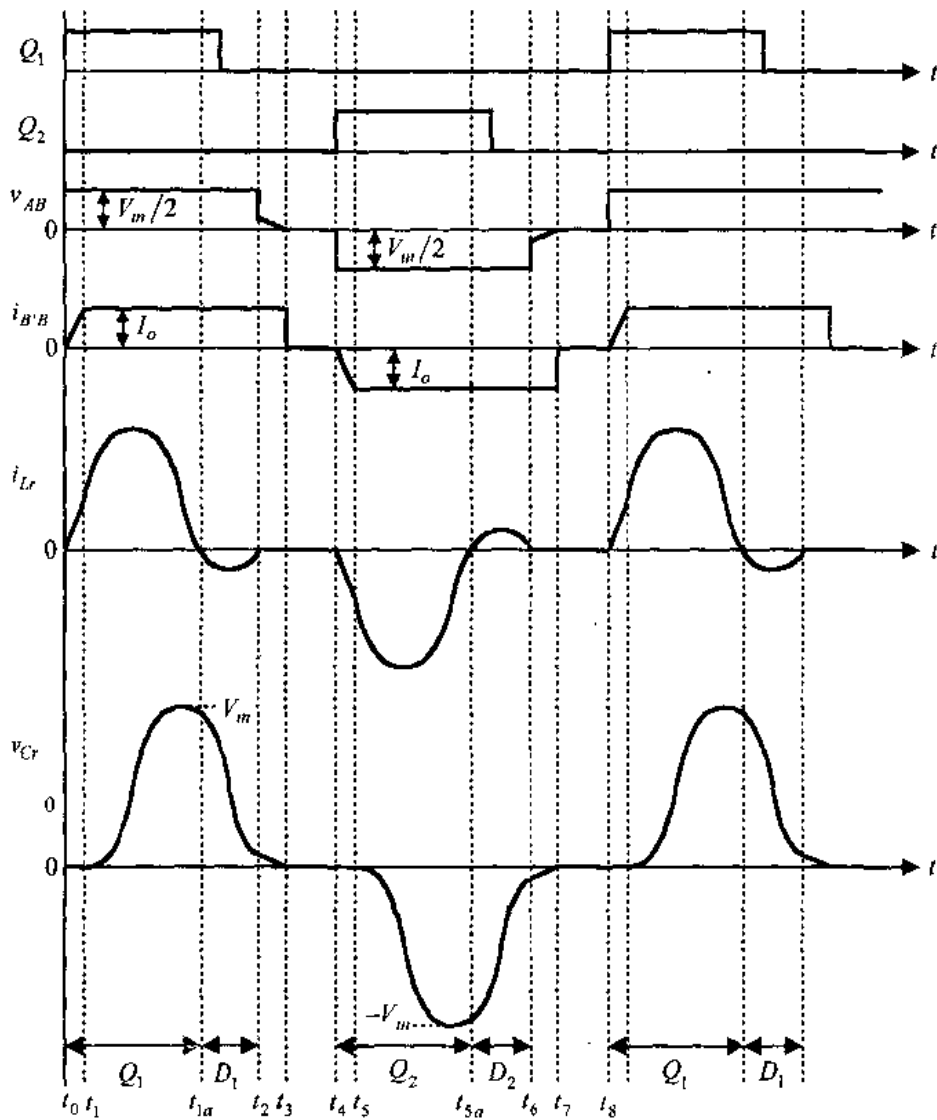


图 2.25 电流断续工作方式($f_s < 2f_r$)的主要波形

1. 开关模式 1 [t_0, t_1] [参考图 2.23(a)]

在 t_0 时刻,谐振电感电流 i_{Lr} 和谐振电容电压 v_{Cr} 均为零,即 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_0) = 0$,

$V_{Cr0} = V_{Cr}(t_0) = 0$ 。滤波电感电流通过四只整流二极管续流。

t_0 时刻开通开关管 Q_1 , 由于此时 i_{Lr} 为零, Q_1 是零电流开通。在这段时间里, 由于 $i_{Lr} < I_o$, 不足以提供滤波电感电流, 因此四只整流管全部导通, 谐振电容电压被箝在零位。这样电源电压 $\frac{1}{2} V_m$ 全部加在谐振电感上, 谐振电感电流 i_{Lr} 从零开始线性增加。

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_m}{2L_r}(t - t_0) \quad (2.59)$$

在 t_1 时刻, i_{Lr} 增加到 I_o , 整流管 D_{R1} 和 D_{R4} 继续导通, 而 D_{R2} 和 D_{R3} 截止, 开关模式 1 结束, 其持续时间为:

$$t_{01} = 2L_r I_o / V_m \quad (2.60)$$

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [参考图 2.22(a)]

在此开关模式中, 谐振电感和谐振电容谐振工作, 将 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = I_o$, $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = 0$, $V_E = \frac{1}{2} V_m$, $I_E = -I_o$ 代入式(2.57)和(2.58), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 的表达式。

$$i_{Lr}(t) = I_o + \frac{V_m}{2Z_r} \sin \omega_r (t - t_1) \quad (2.61)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2} V_m [1 - \cos \omega_r (t - t_1)] \quad (2.62)$$

在 t_{1a} 时刻, i_{Lr} 减小到零, 然后继续反方向流动, 流经 Q_1 的反并二极管 D_1 , 将 Q_1 两端电压箝在零位, 因此此时可以零电压/零电流关断 Q_1 。

在 t_2 时刻, i_{Lr} 从负方向再次减小到零, D_1 自然关断, 开关模式 2 结束, 此时谐振电容电压为:

$$V_{Cr}(t_2) = \frac{1}{2} V_m \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2Z_r I_o}{V_m} \right)^2} \right] \quad (2.63)$$

开关模式 2 的持续时间为:

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_r} \left[2\pi - \sin^{-1} \left(\frac{2Z_r I_o}{V_m} \right) \right] \quad (2.64)$$

3. 开关模式 3 [t_2, t_3] [参考图 2.23(c)]

在 t_2 时刻, i_{Lr} 为零, 由于 Q_1 已经关断, i_{Lr} 不能正方向流动, 因此一直为零。这样滤波电感电流由谐振电容提供, 谐振电容被放电, 其电压 v_{Cr} 线性减小。

$$v_{Cr}(t) = V_{Cr}(t_2) - \frac{I_o}{C_r} (t - t_2) \quad (2.65)$$

在 t_3 时刻, v_{Cr} 减小到零, 开关模式 3 结束, 其持续时间为:

$$t_{23} = C_r V_{Cr}(t_2) / I_o \quad (2.66)$$

4. 开关模式 4 [t_3, t_4] [参考图 2.23(e)]

在此开关模式中, 谐振电感电流 i_{Lr} 和谐振电容电压 v_{Cr} 均为零, 滤波电感电流通过四

只整流二极管续流。

在 t_4 时刻,零电流开通 Q_2 ,开始另一个半周,其工作情况与上面的分析类似。

从上面的分析可以看出,当 $f_s < \frac{1}{2} f_r$ 时,谐振电感电流断续工作。开关管为零电流开通,零电压/零电流关断,反并二极管为自然开通和关断。

2.4.3 低于谐振频率工作 ($\frac{1}{2} f_r < f_s < f_r$)

如果提高开关频率,使 $\frac{1}{2} f_r < f_s < f_r$,那么变换器为电流连续工作方式。图 2.26 给出了这种工作方式的主要波形图。由于 $f_s < f_r$,谐振回路呈容性,谐振电感电流 i_{Lr} 超前于电压 v_{AB} 。在一个开关周期中,变换器有四种开关模态。

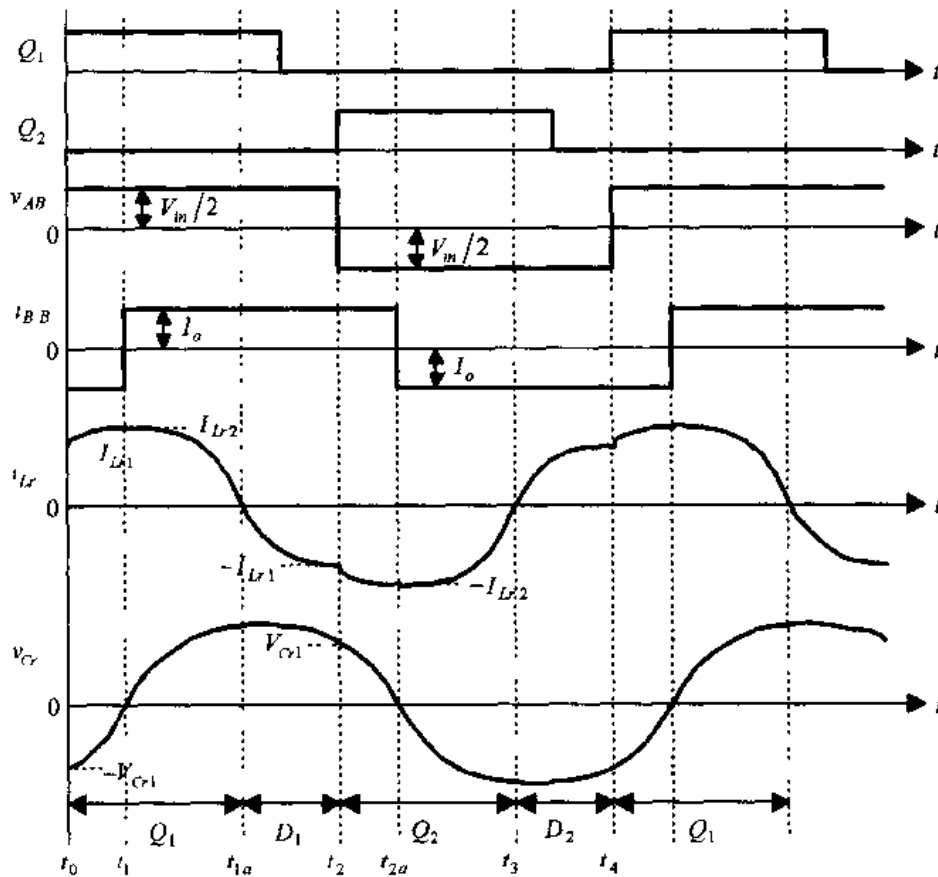


图 2.26 电流连续工作方式 ($\frac{1}{2} f_r < f_s < f_r$) 的主要波形

1. 开关模态 1 [t_0, t_1] [参考图 2.22(b)]

在 t_0 时刻,谐振电感电流 i_{Lr} 流过二极管 D_2 ,其值为 $I_{Lr}(t_0) = I_{Lr1}$,谐振电容电压 v_{Cr} 为负电压,其值为 $V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$ 。滤波电感电流流经整流管 D_{R2} 和 D_{R3} 。

在 t_0 时刻开通 Q_1 , D_2 立即截止,存在反向恢复电流,此电流流过 Q_1 ,在 Q_1 中产生很大的开通电流尖峰,因此 Q_1 是硬开通,存在开通损耗。

将 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_0) = I_{Lr1}$, $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$, $V_E = \frac{1}{2} V_m$, $I_E = -I_o$ 代入式

(2.57)和(2.58),可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 在这个开关模式中的表达式。

$$i_{Lr}(t) = -I_o + (I_{Lr1} + I_o)\cos\omega_r(t - t_0) + \frac{\frac{1}{2}V_{in} + V_{Cr1}}{Z_r}\sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.67)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2}V_{in} - (\frac{1}{2}V_{in} + V_{Cr1})\cos\omega_r(t - t_0) + Z_r(I_{Lr1} + I_o)\sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.68)$$

在 t_1 时刻, v_{Cr} 从负电压上升到零, 开关模式 1 结束。

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [对应于图 2.22(a)]

从 t_1 时刻开始, v_{Cr} 为正电压, 滤波电感电流流经整流管 D_{R1} 和 D_{R4} , D_{R2} 和 D_{R3} 截止。将 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = I_{Lr2}$, $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = 0$, $V_E = \frac{1}{2}V_{in}$, $I_E = I_o$ 代入式(2.57)和(2.58), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 在这个开关模式中的表达式。

$$i_{Lr}(t) = I_o + (I_{Lr2} - I_o)\cos\omega_r(t - t_0) + \frac{V_{in}}{2Z_r}\sin\omega_r(t - t_1) \quad (2.69)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2}V_{in}[1 - \cos\omega_r(t - t_1)] + Z_r(I_{Lr2} - I_o)\sin\omega_r(t - t_1) \quad (2.70)$$

在 t_{1a} 时刻, i_{Lr} 减小到零, 然后继续反方向流动, 流经 Q_1 的反并二极管 D_1 , 将 Q_1 两端电压箝在零位, 因此此时可以零电压/零电流关断 Q_1 。

在 t_2 时刻, 开通 Q_2 , 开关模式 2 结束, 此时谐振电感电流为 $I_{Lr}(t_2) = -I_{Lr1}$, 谐振电容电压为 $V_{Cr}(t_2) = V_{Cr1}$ 。同样在开通 Q_2 时, D_1 立即截止, 存在反向恢复电流, 此电流流过 Q_2 , 在 Q_2 中产生很大的开通电流尖峰, 因此 Q_2 也是硬开通, 存在开通损耗。

从上面的分析可以看出, 当 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时, 谐振电感电流连续工作。开关管为零电压/零电流关断, 但开通是硬开通, 存在开通损耗。反并二极管为自然开通, 但关断时有反向恢复电流, 因此反并二极管必须采用快恢复二极管。

2.4.4 高于谐振频率工作($f_s > f_r$)

如果进一步提高开关频率, 使 $f_s > f_r$, 变换器为电流连续工作方式, 但这种工作方式与 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时不同。由于 $f_s > f_r$, 谐振回路呈感性, 谐振电感电流 i_{Lr} 滞后于电压 v_{AB} 。图 2.27 给出了这种工作方式的主要波形图, 在一个开关周期中, 变换器有四种开关模式。

1. 开关模式 1 [t_0, t_1] [参考图 2.22(b)]

在 t_0 时刻, 谐振电感电流 i_{Lr} 为负, 即 $I_{Lr}(t_0) = -I_{Lr1}$, 流过二极管 D_1 , 谐振电容电压 v_{Cr} 为负, 定义 $V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$ 。滤波电感电流 I_o 流经整流管 D_{R2} 和 D_{R3} 。此时开通 Q_1 为零电流/零电压开通。

将 $I_{Lr0} = I_{Lr}(t_0) = -I_{Lr1}$, $V_{Cr0} = V_{Cr}(t_0) = -V_{Cr1}$, $V_E = \frac{1}{2}V_{in}$, $I_E = -I_o$ 代入式(2.57)和(2.58), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 在这个开关模式中的表达式。

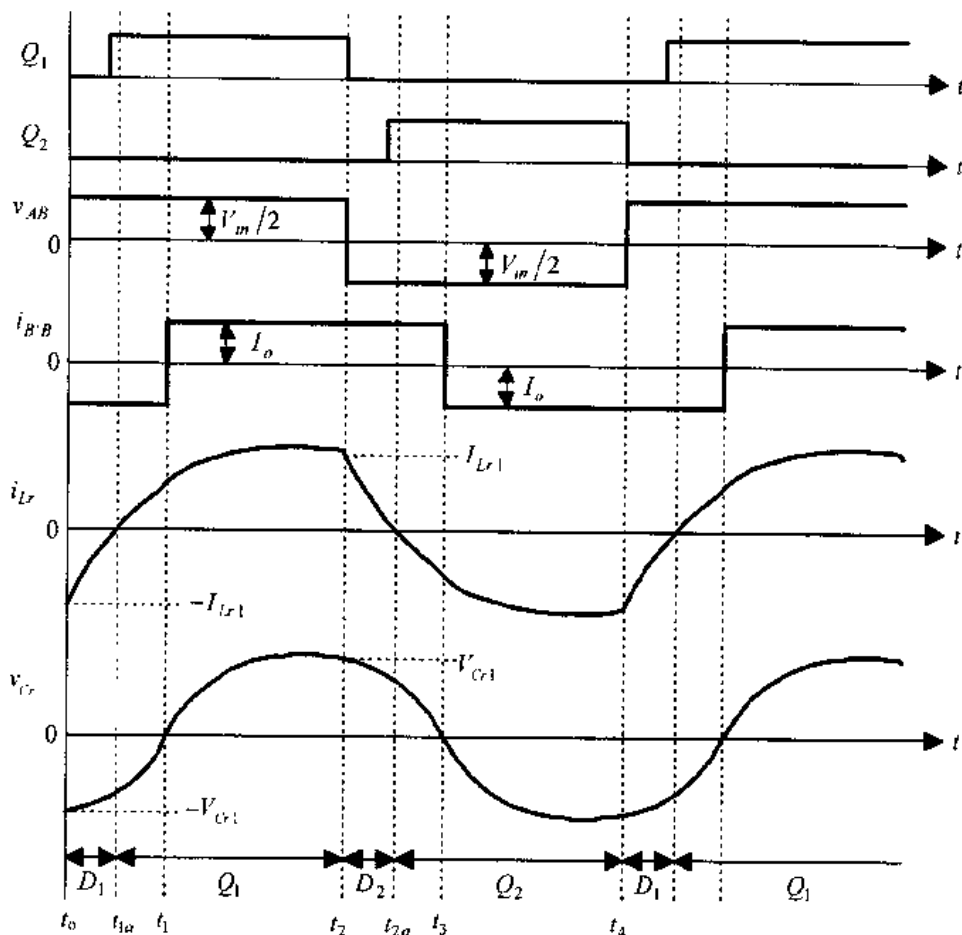


图 2.27 电流连续工作方式($f_s > f_r$)的主要波形

$$i_{Lr}(t) = -I_o + (-I_{Lr1} + I_o)\cos\omega_r(t - t_0) + \frac{\frac{1}{2}V_{in} + V_{Cr1}}{Z_r}\sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.71)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2}V_{in} - \left(\frac{1}{2}V_{in} + V_{Cr1}\right)\cos\omega_r(t - t_0) + Z_r(-I_{Lr1} + I_o)\sin\omega_r(t - t_0) \quad (2.72)$$

在 t_{1a} 时刻, i_{Lr} 减小到零, 然后继续正方向流动, 流经 Q_1, D_1 自然关断。

在 t_1 时刻, v_{Cr} 从负电压上升到零, 此时 $I_{Lr}(t_1) = I_{Lr2}$, 开关模式 1 结束。

2. 开关模式 2 [t_1, t_2] [对应于图 2.22(a)]

从 t_1 时刻开始, v_{Cr} 为正, 滤波电感电流流经整流管 D_{R1} 和 D_{R4}, D_{R2} 和 D_{R3} 截止。将

$I_{Lr0} = I_{Lr}(t_1) = I_{Lr2}, V_{Cr0} = V_{Cr}(t_1) = 0, V_E = \frac{1}{2}V_{in}, I_E = I_o$ 代入式(2.57)和式(2.58), 可以得到 i_{Lr} 和 v_{Cr} 在这个开关模式中的表达式。

$$i_{Lr}(t) = I_o + (I_{Lr2} - I_o)\cos\omega_r(t - t_1) + \frac{V_{in}}{2Z_r}\sin\omega_r(t - t_1) \quad (2.73)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{2}V_{in}[1 - \cos\omega_r(t - t_1)] + Z_r(I_{Lr2} - I_o)\sin\omega_r(t - t_1) \quad (2.74)$$

在 t_2 时刻关断 Q_1 时, i_{Lr} 流过 Q_1 , 因此 Q_1 是硬关断, 存在关断损耗。

从上面的分析可以看出,当 $f_s > f_r$ 时,谐振电感电流连续工作。开关管为零电压/零电流开通,但关断是硬关断,存在关断损耗。反并二极管为自然关断。

2.4.5 稳态特性

图 2.28 给出了 PLSRCs 在 $I_o = 0.4$ 和 $I_o = 0.8$ 时 V_o 与 ω_s 的稳态关系曲线,图中的物理量采用标么值,各物理量的基值分别为:电压基值是 $V_{base} = \frac{1}{2} V_{in}$ (半桥) 或 $V_{base} = V_{in}$ (全桥),电流基值为 $I_{base} = \frac{V_{in}}{2Z_r}$ (半桥) 或 $I_{base} = \frac{V_{in}}{Z_r}$ (全桥),其中 $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$,角频率基值为 $\omega_{base} = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 。从中可以看出,在 $\frac{\omega_s}{\omega_r} < 0.5$ 时,PLSRCs 工作在电流断续区,具有良好的电压源特性,输出电压 V_o 与输出电流 I_o 无关,这个特性对于多路输出变压器特别有利。同时,在此频率区间,输出电压与开关频率成正比,控制电路设计很方便。在 $f_s > f_r$ 工作区间,为使输出电压标么值为 1,负载变化时,所需开关频率的变化范围较小。该变换器在不用输出变压器时的输出电压也可高于或低于电源电压。

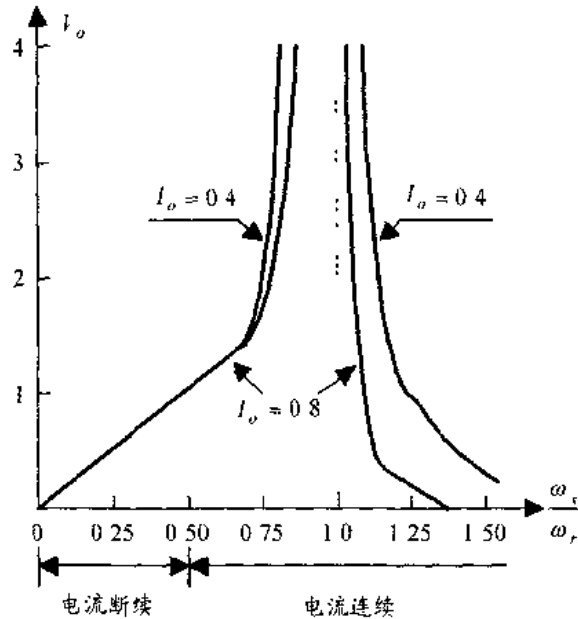


图 2.28 并联负载串联谐振变换器的稳态特性

本章小结

第一章讨论的直流变换器由于开关管工作在硬开关状态,开关损耗很大,限制了开关频率的提高,从而限制了变换器的轻量化和小型化。为了提高开关频率,必须采用软开关技术,这种技术分为零电流开关和零电压开关两类。

从软开关技术的发展过程来看,直流变换器可以归纳为以下几种:①全谐振型变换器,一般称之为谐振变换器。按谐振类型,谐振变换器可分为串联谐振变换器和并联谐振变换器两类。按负载与谐振电路的连接关系,谐振变换器又可分为串联负载(或串联输

出)谐振变换器和并联负载(或并联输出)谐振变换器两类。②准谐振变换器和多谐振变换器,准谐振变换器分为零电流开关准谐振变换器和零电压开关准谐振变换器。③零开关 PWM 变换器,包括零电压开关 PWM 变换器和零电流开关 PWM 变换器。④零转换 PWM 变换器,包括零电压转换 PWM 变换器和零电流转换 PWM 变换器。

本章分析了串联负载串联谐振变换器和并联负载串联谐振变换器的基本原理,这两种变换器的特点是:

(1) 变换器有三种工作方式:①当 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,变换器为电流断续工作方式,此时开关管工作在零电流开关条件下;②低于谐振频率工作,即 $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$ 时,变换器为电流连续工作方式,谐振回路呈容性,谐振电感电流 i_L 超前于电压 v_{AB} ,开关管为零电流关断,但为硬开通;③高于谐振频率工作,即 $f_s > f_r$,变换器为电流连续工作方式,谐振回路呈感性,谐振电感电流 i_L 滞后于电压 v_{AB} ,此时开关管为零电压开通,但为硬关断。

(2) 为了实现开关管的零电流开通和零电压关断,应在电路中加入饱和电感(或线性电感)或吸收电容。

(3) 该类变换器的基本控制方式为频率控制。

(4) 变换器回路电流接近于正弦波,可显著降低电磁干扰。

(5) 在 $f_s < \frac{1}{2}f_r$ 时,SLSRCs 具有电流源的特性,并具有自动过载保护的功能,而 PLSRCs 具有电压源的特性。

谐振变换器由于电压和电流波形均为正弦波,其 EMI 很小,在中频感应加热场合得到广泛应用。有些通讯用开关电源也采用谐振变换器,其开关频率范围为 180~450kHz。

第三章 准谐振变换器和多谐振变换器

3.1 引言

第二章讨论了谐振变换器的基本原理,该类变换器主要应用在半桥和全桥电路中,谐振电感和谐振电容一直参与功率变换,用来实现开关管的零电压开关或零电流开关。在单管构成的变换器中,为了实现开关管的软开关,80年代出现了准谐振变换器(Quasi-resonant converters, QRCs)和多谐振变换器(Multi-resonant converters, MRCs)。本章讨论这两类变换器的工作情况。当然,推挽变换器、半桥和全桥变换器也可以构成 QRCs 和 MRCs。

提出准谐振变换器的概念是为了实现开关管的软开关,软开关方式分为零电流开关(Zero-current-switching, ZCS)和零电压开关(Zero-voltage-switching, ZVS)两类,因此准谐振变换器可分为两类:零电流开关准谐振变换器(ZCS QRCs)和零电压开关准谐振变换器(ZVS QRCs)。

QRCs 中最关键的部分就是谐振开关(Resonant switch)的概念,它是在第一章讨论的直流变换器的开关管中加入一个谐振电感 L_r 和一个谐振电容 C_r 而构成的。根据开关管与谐振电感和谐振电容的不同组合,谐振开关可分为零电流谐振开关(Zero-current resonant switch)和零电压谐振开关(Zero-voltage resonant switch)。

3.1.1 零电流谐振开关

图 3.1 给出了零电流谐振开关的电路图,它有两种电路方式:L型和M型,其工作原理是一样的。从图中可以看出,谐振电感 L_r 是与功率开关 S_1 相串联的,其基本思想是:在 S_1 开通之前, L_r 的电流为零;当 S_1 开通时, L_r 限制 S_1 中电流的上升率,从而实现 S_1 的零电流开通;而当 S_1 关断时, L_r 和 C_r 谐振工作使 L_r 的电流回到零,从而实现 S_1 的零电流关断。因此, L_r 和 C_r 为 S_1 提供了零电流开关的条件。

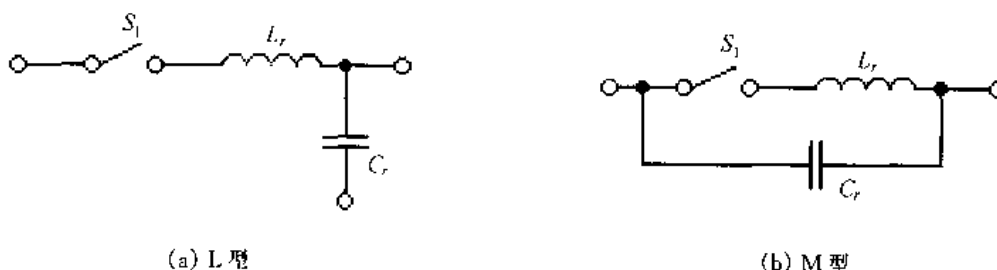


图 3.1 零电流谐振开关

根据功率开关 S_1 是单方向导通还是双方向导通,可将零电流谐振开关分为半波模式(Half-wave mode)和全波模式(Full-wave mode),如图 3.2 所示。图 3.2(a)是半波模式,功率开关 S_1 由一个开关管 Q_1 和一个二极管 D_{Q1} 相串联构成。 D_{Q1} 使功率开关 S_1

的电流只能单方向流动(如果 Q_1 采用 MOSFET),而且为 Q_1 承受反向电压(如果 Q_1 选用 BJT、IGBT 等器件,它们不能承受反向电压,否则将被反向击穿)。这样,谐振电感 L_r 的电流只能单方向流动。图 3.2(b)是全波模式,功率开关 S_1 由开关管 Q_1 及其反并二极管 D_{Q1} 构成,可以双向流过电流, D_{Q1} 提供反向电流通路。谐振电感 L_r 的电流可以双向流动, L_r 和 C_r 可以自由谐振工作。

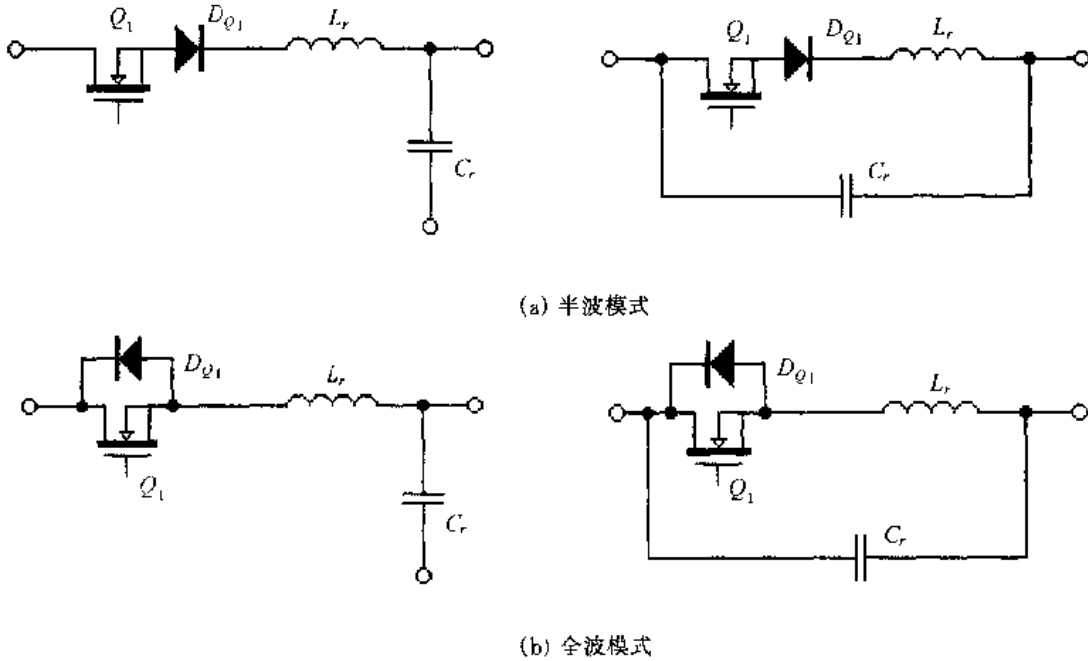


图 3.2 零电流谐振开关的结构图

3.1.2 零电压谐振开关

图 3.3 给出了零电压谐振开关的电路图,它也有两种电路方式:L型和M型,其工作原理是一样的。从图中可以看出,谐振电容 C_r 是与功率开关 S_1 相并联的,其基本思路是:在 S_1 导通时, C_r 上的电压为零;当 S_1 关断时, C_r 限制 S_1 上电压的上升率,从而实现 S_1 的零电压关断;而当 S_1 开通时, L_r 和 C_r 谐振工作使 C_r 的电压回到零,从而实现 S_1 的零电压开通。因此, L_r 和 C_r 为 S_1 提供了零电压开关的条件。

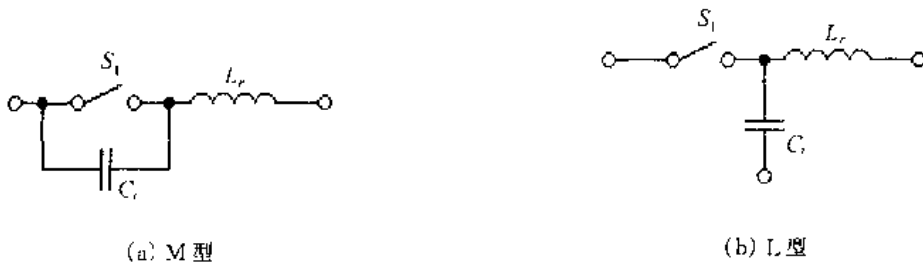


图 3.3 零电压谐振开关

同样根据功率开关 S_1 是单方向导通还是双向导通,可将零电压谐振开关分为半波模式(Half-wave mode)和全波模式(Full-wave mode),如图 3.4 所示。这里的半波模式

和全波模式的定义与零电流谐振开关有所不同。图 3.4(a)是半波模式,功率开关 S_1 由开关管 Q_1 及其反并二极管 D_{Q1} 构成,可以双方向流过电流, D_{Q1} 提供反向电流通路。这样,谐振电容 C_r 上的电压只能为正,不能为负,因为此时 C_r 的电压被 D_{Q1} 箝在零电位。图 3.4 (b)是全波模式,功率开关 S_1 由一个开关管 Q_1 和一个二极管 D_{Q1} 相串联构成, D_{Q1} 使功率开关 S_1 的电流只能单方向流动(如果 Q_1 采用 MOSFET),而且为 Q_1 承受反向电压(如果 Q_1 选用 BJT、IGBT 等器件,它们不能承受反向电压,否则将被反向击穿)。谐振电容 C_r 上的电压既可以为正,也可以为负, L_r 和 C_r 可以自由谐振工作。

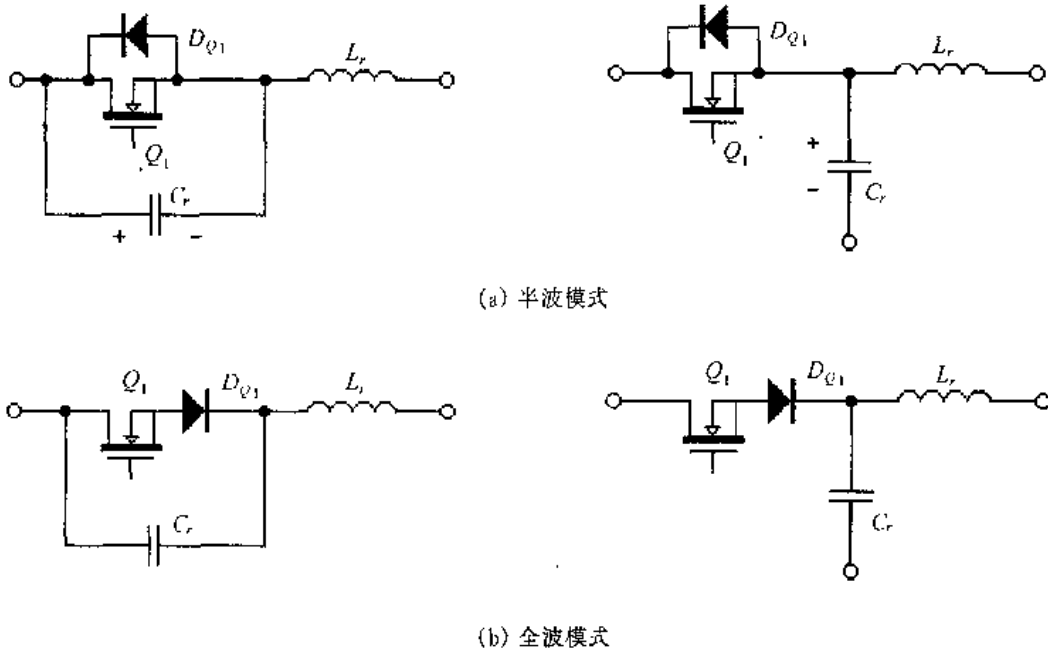


图 3.4 零电压谐振开关的结构图

3.2 零电流开关准谐振变换器

零电流开关准谐振变换器(ZCS QRCs)这类变换器的工作原理是基本类似的,本节以 Buck ZCS QRC 为例来分析。图 3.5 给出了 Buck ZCS QRC 的电路图,图 3.5(a)和(b)分别为半波模式和全波模式。图 3.6 分别给出了它们的主要工作波形图。

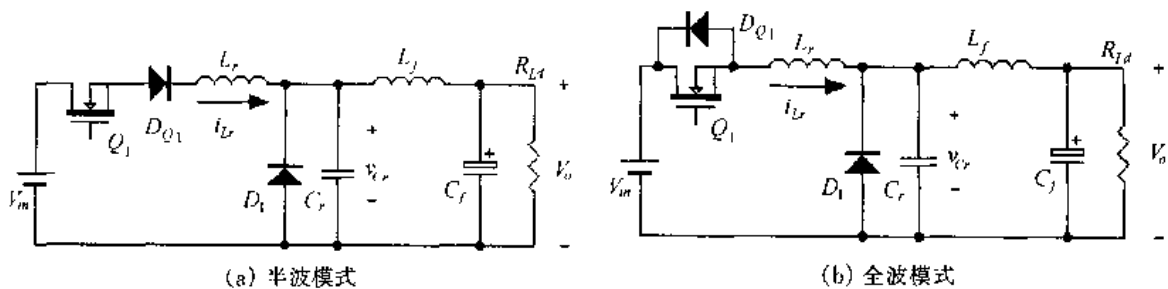


图 3.5 Buck ZCS QRC 电路图

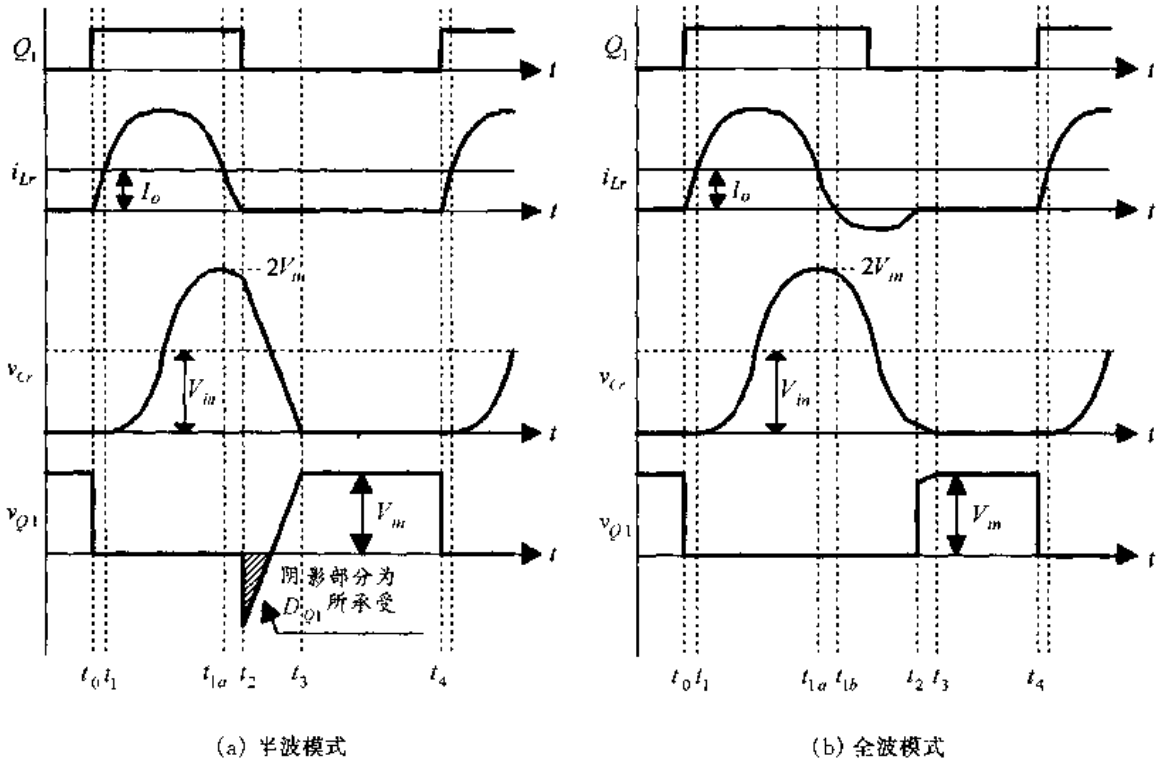


图 3.6 Buck ZCS QRC 的主要波形图

3.2.1 工作原理

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有四种开关状态。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;
- ③ $L_f \gg L_r$;

④ L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,为 I_o 。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。

这里给出以下物理量的定义:

- ① 特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$;
- ② 谐振角频率 $\omega = 1/\sqrt{L_r C_r}$;
- ③ 谐振频率 $f_r = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$;
- ④ 谐振周期 $T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$ 。

图 3.7 和图 3.8 分别给出了半波模式和全波模式的 Buck ZCS QRC 各开关模式的等效电路。

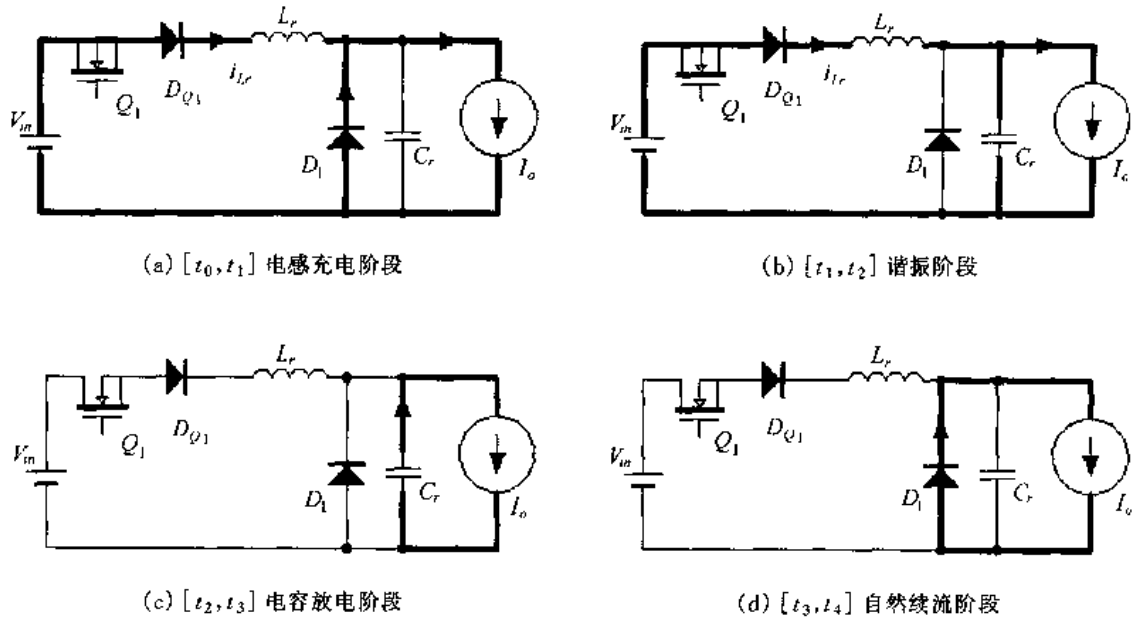


图 3 7 半波模式 Buck ZCS QRC 各开关模式的等效电路

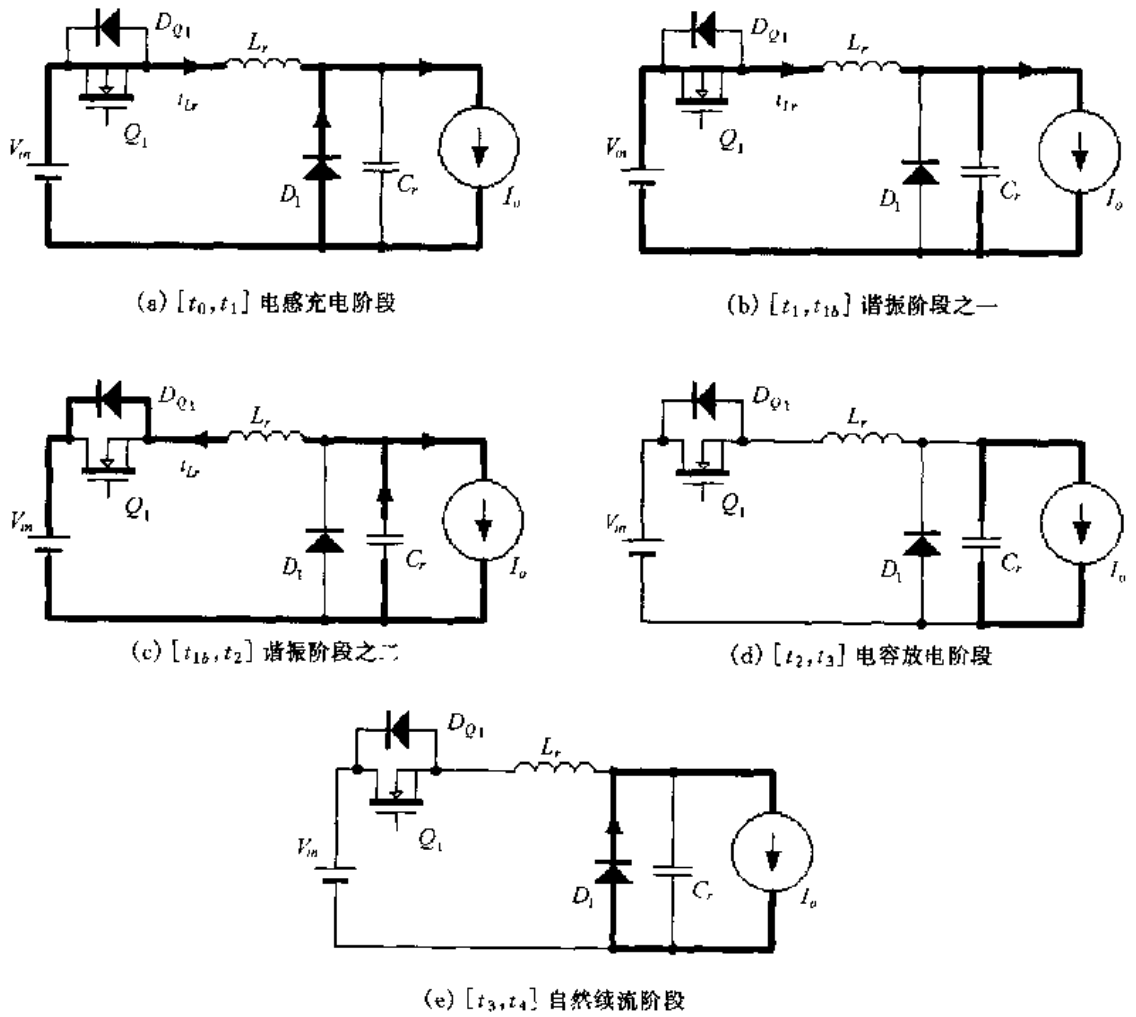


图 3 8 全波模式 Buck ZCS QRC 各开关模式的等效电路

1. 开关模态 1 [t_0, t_1]——电感充电阶段 [参考图 3.7(a)和图 3.8(a)]

在 t_0 时刻之前,开关管 Q_1 处于关断状态,输出滤波电感电流 I_o 通过续流二极管 D_1 流过。谐振电感电流 i_{L_r} 为 0,谐振电容电压 v_{C_r} 也为 0。

在 t_0 时刻, Q_1 开通,加在 L_r 上的电压为 V_{in} ,其电流从 0 线性上升,因此 Q_1 是零电流开通。

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_0) \quad (3.1)$$

而 D_1 中的电流为:

$$i_{D_1}(t) = I_o - \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_0) \quad (3.2)$$

在 t_1 时刻, i_{L_r} 上升到 I_o ,此时 $i_{D_1} = 0$, D_1 自然关断。开关模态 1 的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{L_r I_o}{V_{in}} \quad (3.3)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2]——谐振阶段 [参考图 3.7(b)和图 3.8(b)、(c)]

从 t_1 时刻开始, L_r 和 C_r 开始谐振工作, L_r 的电流和 C_r 的电压的表达式为:

$$i_{L_r}(t) = I_o + \frac{V_{in}}{Z_r} \sin \omega(t - t_1) \quad (3.4)$$

$$v_{C_r}(t) = V_{in} [1 - \cos \omega(t - t_1)] \quad (3.5)$$

经过 $\frac{1}{2} T_r$, 到达 t_{1a} 时刻, i_{L_r} 减小到 I_o ,此时 v_{C_r} 达到最大值 $V_{C_{rmax}} = 2V_{in}$ 。

如果是半波模式[参考图 3.7(b)],那么在 t_2 时刻, i_{L_r} 减小到 0,此时关断开关管 Q_1 ,则 Q_1 是零电流关断。

在 t_2 时刻,谐振电容电压为:

$$V_{C_r}(t_2) = V_{in} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right)^2} \right] \quad (3.6a)$$

此时谐振电容电压大于 V_{in} ,加在 Q_1 和 D_{Q1} 上的电压为一个负的电压,此负电压为 D_{Q1} 所承受,防止了 Q_1 因承受反压而导致反向击穿。

如果是全波模式[参考图 3.8(b)、(c)],在 t_{1b} 时刻, i_{L_r} 减小到 0,此时 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, i_{L_r} 继续反方向流动。在 t_2 时刻, i_{L_r} 再次减小到 0。在 $[t_{1b}, t_2]$ 时段, D_{Q1} 导通, Q_1 中的电流为零,这时关断 Q_1 ,则 Q_1 是零电流关断。

在 t_2 时刻,谐振电容电压为:

$$V_{C_r}(t_2) = V_{in} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right)^2} \right] \quad (3.6b)$$

从上面的分析可知,无论是半波模式还是全波模式,在此开关模态结束时, i_{L_r} 为 0,谐振电容上的电压可用下式来表达:

$$V_{C_r}(t_2) = V_{in} \left[1 + M \sqrt{1 - \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right)^2} \right] \quad (3.6c)$$

此开关模式的持续时间为:

$$t_{12} = \frac{1}{\omega} \left[\frac{\pi}{2} (3 - M) + M \cdot \sin^{-1} \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right) \right] \quad (3.7)$$

在式(3.6c)和(3.7)中,半波模式时 $M=1$,全波模式时 $M=-1$ 。

3. 开关模式 3 [t_2, t_3]——电容放电阶段 [参考图 3.7(c)和图 3.8(d)]

在此开关模式中,由于 $i_{Lr}=0$,输出滤波电感电流 I_o 全部流过谐振电容,谐振电容放电,谐振电容电压为:

$$v_{Cr}(t) = V_{Cr}(t_2) - \frac{I_o}{C_r} (t - t_2) \quad (3.8)$$

在 t_3 时刻, v_{Cr} 减小到 0,续流二极管 D_1 导通,此开关模式的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{C_r V_{Cr}(t_2)}{I_o} \quad (3.9)$$

4. 开关模式 4 [t_3, t_4] 自然续流阶段 [参考图 3.7(d)和图 3.8(e)]

在此开关模式中,输出滤波电感电流 I_o 经过续流二极管 D_1 续流。

在 t_4 时刻,零电流开通 Q_1 ,开始下一个开关周期。

3.2.2 参数设计

1. L_r 和 C_r 的设计

L_r 和 C_r 的设计取决于它的谐振频率 f_r 及最大输出电流 $I_{o\max}$ 。要实现开关管的零电流开关,在开关管关断之前, i_{Lr} 必须减小到 0。从式(3.4)中可知,为了在任意负载时 i_{Lr} 能够回到 0,要求:

$$\frac{V_{in}}{Z_r} > I_{o\max} \quad (3.10)$$

即
$$Z_r < \frac{V_{in}}{I_{o\max}} \quad (3.11)$$

可将上式改写为:

$$Z_r = K_c \frac{V_{in}}{I_{o\max}} \quad (3.12)$$

式中 $K_c < 1$ 。

而
$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (3.13)$$

根据上面两式可以确定 L_r 和 C_r 的大小,即

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r} = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{K_c V_{in}}{I_{o\max}} \quad (3.14)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{I_{o\max}}{K_c V_{in}} \quad (3.15)$$

2. 开关管和二极管的选取

开关管和二极管的选取取决于它们的电压与电流应力。从式(3.4)中我们可以得到,

谐振电感的最大电流为:

$$I_{Lr\max} = I_{o\max} + \frac{V_{in}}{Z_r} \quad (3.16)$$

将式(3.12)代入上式,则有:

$$I_{Lr\max} = \left(1 + \frac{1}{K_c}\right) I_{o\max} > 2I_{o\max} \quad (3.17)$$

从式(3.5)可知,谐振电容的最大电压为 $V_{Cr\max} = 2V_{in}$ 。

根据上面的分析,我们可以知道:

- ① Q_1 中流过的最大电流 $I_{Q1\max} > 2I_{o\max}$, 它所承受的最大正向电压为 V_{in} 。
- ② 在半波模式中, 串联二极管 D_{Q1} 中所流过的最大电流为 $I_{DQ1\max} > 2I_{o\max}$, 所承受的最大反向电压为 V_{in} 。
- ③ 在全波模式中, 反并联二极管 D_{Q1} 在负载最轻时流过的电流最大, 其值为 $I_{DQ1\max} = I_{o\max}$, 所承受的最大反向电压为 V_{in} 。
- ④ 续流二极管 D_1 中所流过的最大电流为 $I_{D1\max} = I_{o\max}$, 所承受的最大反向电压为 $2V_{in}$ 。
- ⑤ 谐振电感的最大电流为 $I_{Lr\max} > 2I_{o\max}$, 谐振电容上的最大电压为 $V_{Cr\max} = 2V_{in}$ 。

3.2.3 电压变换比

下面讨论一下该变换器的输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 之间的关系。在每个开关周期 T_s 中, 输入能量 E_i 为:

$$\begin{aligned} E_i &= \int_0^{T_s} V_{in} I_i dt = \int_0^{T_s} V_{in} i_{Lr}(t) dt = \int_{t_0}^{t_1} V_{in} \frac{V_{in}}{L_r} (t - t_0) dt + \int_{t_1}^{t_2} V_{in} \left[I_o + \frac{V_{in}}{Z_r} \sin \omega(t - t_1) \right] dt \\ &= V_{in} \left\{ \frac{L_r I_o}{2V_{in}} + \frac{I_o}{\omega} \left[\frac{\pi}{2} (3 - M) + M \sin^{-1} \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right) \right] + C_r V_{in} \left[1 + M \sqrt{1 - \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right)^2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.18)$$

面在每个开关周期中, 输出能量 E_o 为:

$$E_o = V_o I_o T_s \quad (3.19)$$

在每个开关周期中, 输入能量 E_i 与输出能量 E_o 相等, 即

$$E_i = E_o \quad (3.20)$$

这里定义: $X \equiv \frac{V_o}{V_{in}}$, $\gamma \equiv \frac{R_{Ld}}{Z_r}$, 其中 R_{Ld} 是负载电阻。由式(3.18)~(3.20)可得:

$$\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_r} \cdot \left\{ \frac{X}{2\gamma} + \left[\frac{\pi}{2} (3 - M) + M \sin^{-1} \left(\frac{X}{\gamma} \right) \right] + \frac{\gamma}{X} \left[1 + M \sqrt{1 - \left(\frac{X}{\gamma} \right)^2} \right] \right\} - X = 0 \quad (3.21)$$

图 3.9 给出了半波模式和全波模式下 Buck ZCS QRC 的电压变换比 $X \equiv \frac{V_o}{V_{in}}$ 在不同的 $\gamma \equiv \frac{R_{Ld}}{Z_r}$ 时与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系图。从图中可以看出, 半波模式的电压变换比 X 与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系

曲线与负载有关。而全波模式在不同负载时,其电压变换比 X 与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系曲线与负载关系不大,这是因为在全波模式下,有一部分电流通过 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 回馈到输入电压中去。负载越重,通过 D_{Q1} 回馈到输入电压中的电流越少;而负载越轻,通过 D_{Q1} 回馈到输入电压中的电流越多。

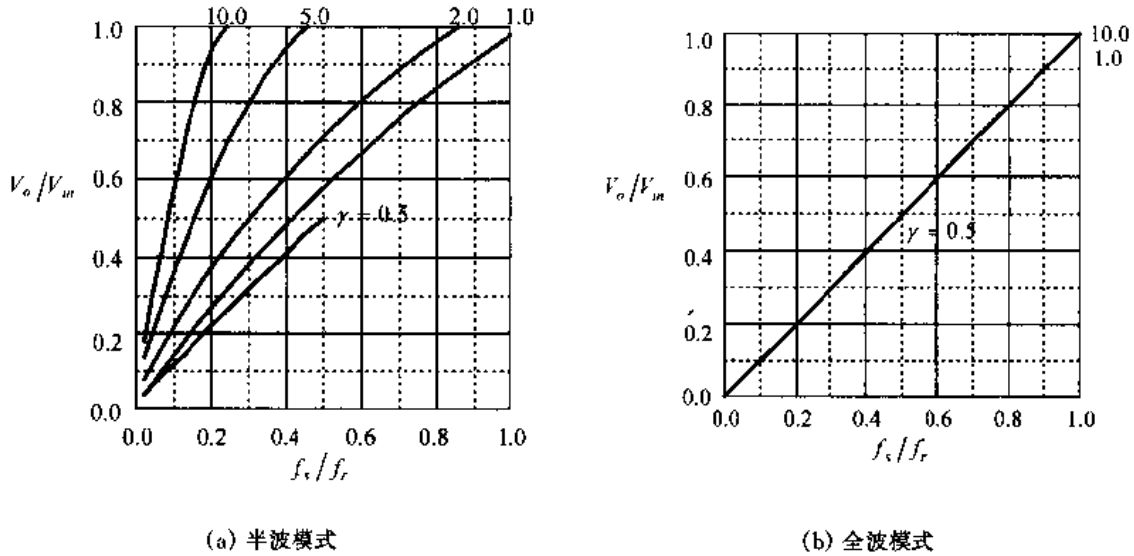


图 3.9 Buck ZCS QRC 的电压变换比 X 在不同的 r 时与 f_s/f_r 的关系图

3.2.4 控制策略与工作模式选择

从式(3.21)和图 3.9 可以看出,要在不同负载和不同的输入电压 V_m 下,得到要求的输出电压 V_o ,必须采用脉冲频率调制(Pulse frequency modulation, PFM)方法,即通过调节变换器的开关频率来调节输出电压。

在前面的分析中,我们知道 Buck ZCS QRC 有半波模式和全波模式两种工作模式。一般而言,对于 ZCS QRCs,全波模式优于半波模式,这是因为:

① 半波模式的电压变换比与负载有很大的关系,对负载的变化很敏感。而全波模式的电压变换比与负载关系不大,对负载的变化不太敏感,全波模式的这种特性有利于电路闭环系统的稳定工作。

② 半波模式时,开关管 Q_1 与二极管 D_{Q1} 是串联的, D_{Q1} 位于主功率回路中。在实际电路中, D_{Q1} 导通时是有通态压降的,因此存在通态损耗,使变换器的效率有所降低。而全波模式不存在这种情况,而且如果 Q_1 选用 MOSFET, MOSFET 自身就寄生有一个反并二极管,不用再外接二极管,这样可减少电路的器件数,降低了成本。

同时,在实际电路中,开关管 Q_1 存在结电容,开关管虽然是零电流开通,不存在电流和电压交叠所产生的开通损耗,但是开关管开通时,其结电容上有电压,这就是所谓的容性开通。此时结电容上的能量将全部消耗在开关管内部,产生开通损耗。为了减小因为容性开通产生的损耗,最好选择结电容较小的器件,如 BJT 和 IGBT,而不是选择 MOSFET。

3.2.5 仿真结果与分析

为了更好地理解 Buck ZCS QRC 的工作原理,我们对该变换器进行了仿真分析,仿真

所用的参数为：

- 输入直流电压： $V_{in} = 20\text{VDC}$ ；
- 输出直流电压： $V_o = 10\text{VDC}$ ；
- 输出电流： $I_o = 2\text{A}$ ；
- 滤波电感： $L_f = 100\mu\text{H}$ ；
- 滤波电容： $C_f = 10\mu\text{F}$ ；
- 谐振电感： $L_r = 1.6\mu\text{H}$ ；
- 谐振电容： $C_r = 64\text{nF}$ ；
- 谐振频率： $f_r = 500\text{kHz}$ 。

图 3.10 给出了仿真波形,其中图 3.10(a)和图 3.10(b)分别为半波模式和全波模式。从图中可以看出,当开关管开通时,谐振电感限制了电流的上升率,使开关管实现了零电流开通。在半波模式中,当谐振电感电流减小到零时,开关管关断,因此开关管是零电流关断。在全波模式中,谐振电感电流减小到零并且反方向流动,开关管的反并二极管导通,将开关管的电压箝在零位,此时开关管的电流为零,此时关断开关管,那么开关管是零电流关断。从图中还可以看出,半波模式时,开关管要承受反向电压,这个反向电压为开关管的串联二极管所承受。

该变换器的谐振电感和谐振电容的特征阻抗为 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r} = 5\Omega$,因此谐振电感电流峰值为 $I_{Lr\max} = I_o + \frac{V_{in}}{Z_r} = 2 + \frac{20}{5} = 6\text{A}$,谐振电容电压峰值为 $V_{Cr\max} = 2V_{in} = 40\text{V}$,这与图 3.10 的仿真结果是吻合的。

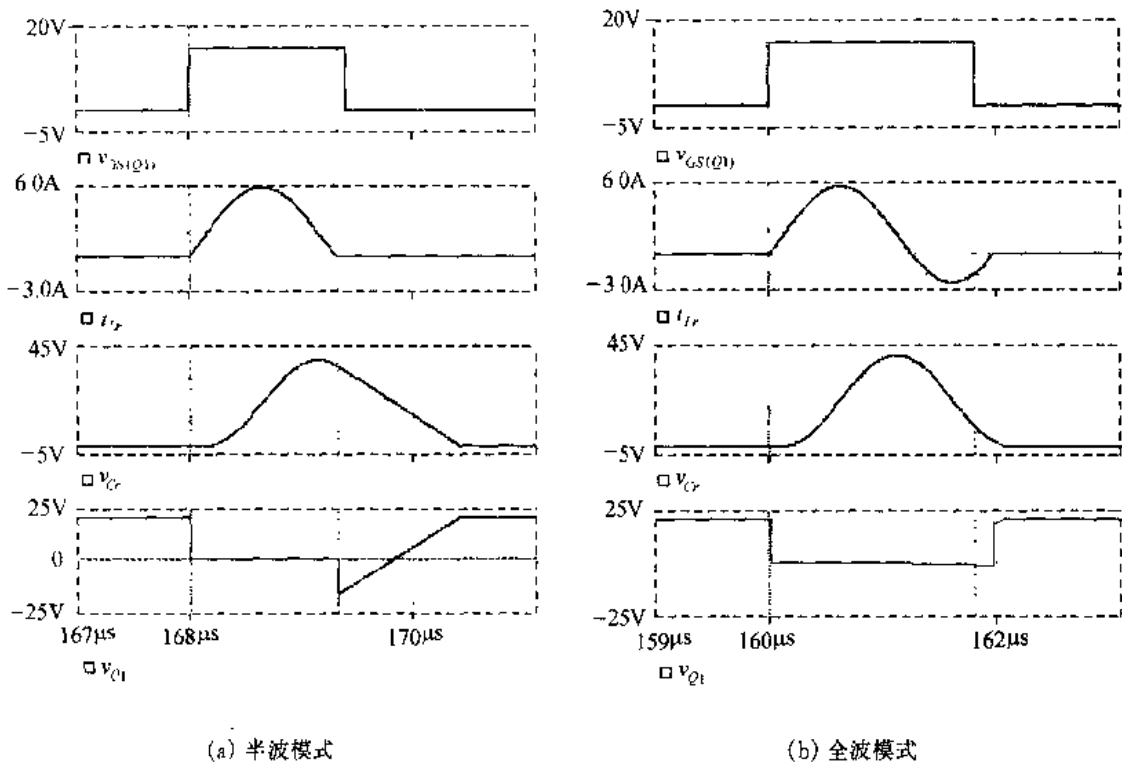


图 3.10 Buck ZCS QRC 的仿真波形

3.2.6 零电流开关准谐振变换器族

将零电流谐振开关应用到第一章讨论的直流变换器中,可以得到一族零电流开关准谐振变换器(ZCS QRCs)。图 3.11 给出了一族不隔离的单管 ZCS QRCs,图 3.12 给出了一族隔离的单管 ZCS QRCs。在这两个图中,左边是 L 型结构,右边是 M 型结构。

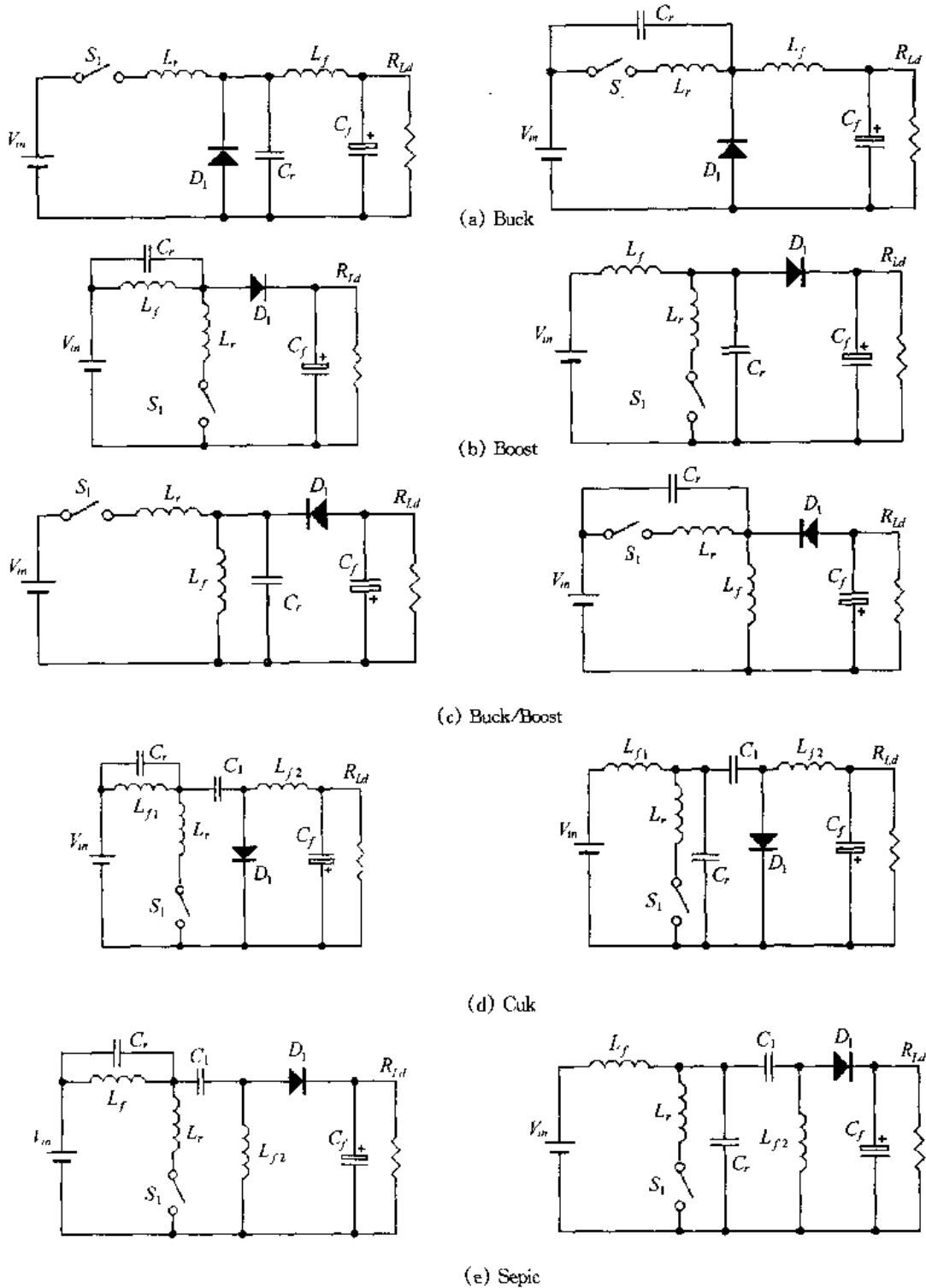
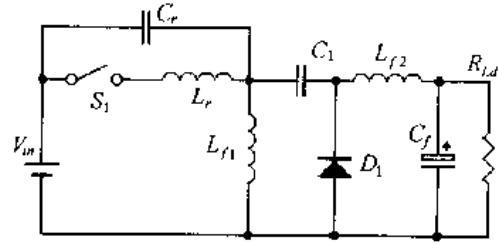
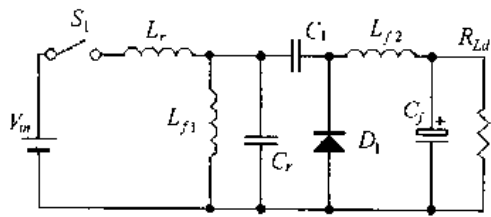
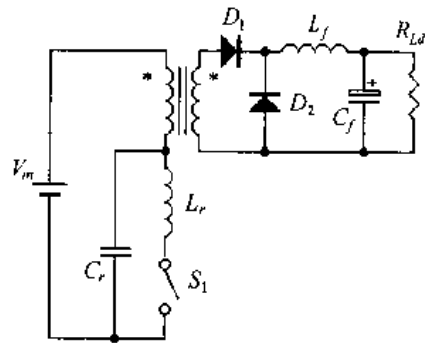
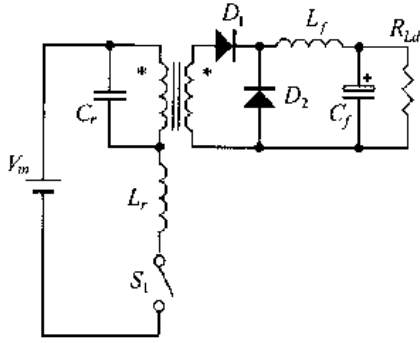


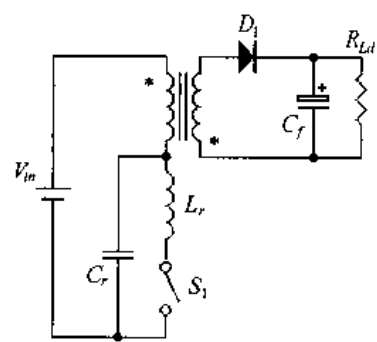
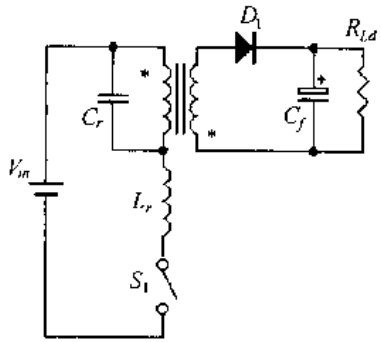
图 3.11 不隔离的单管 ZCS QRC 族



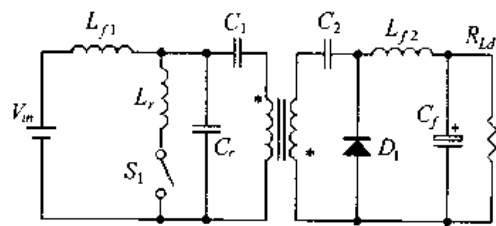
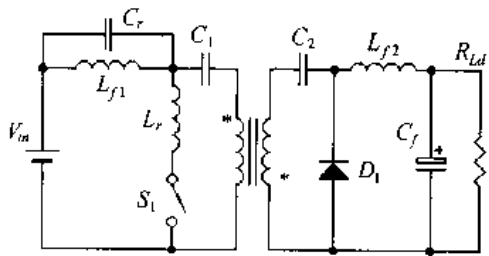
(f) Zeta
图 3.11(续)



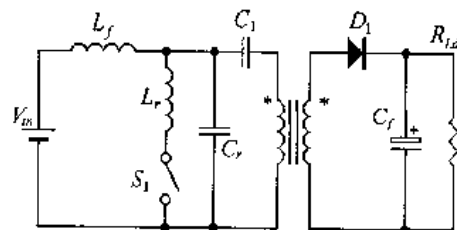
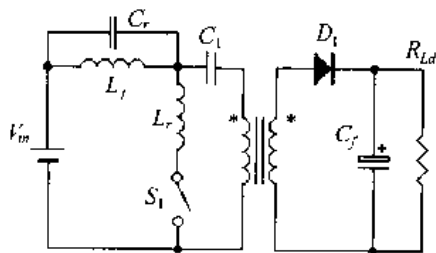
(a) Forward



(b) Flyback



(c) Cuk



(d) Sepic

图 3.12 隔离的单管 ZCS QRC 族

3.3 零电压开关准谐振变换器

将零电压谐振开关应用到第一章讨论的直流变换器中,可以得到零电压开关准谐振变换器(ZVS QRCs),ZVS QRCs的工作原理是基本类似的,本节以 Boost ZVS QRC 为例来分析。图 3.13 给出了 Boost ZVS QRC 的电路图,图 3.13(a)和(b)分别为半波模式和全波模式。图 3.14 分别给出了它们的主要工作波形图。

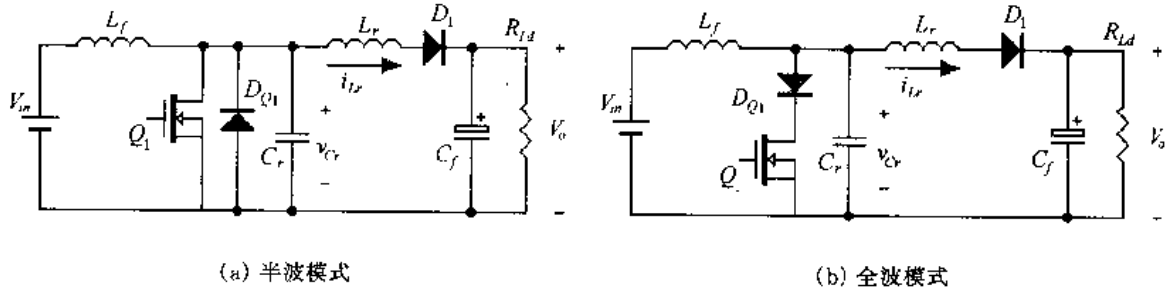


图 3.13 Boost ZVS QRC 电路图

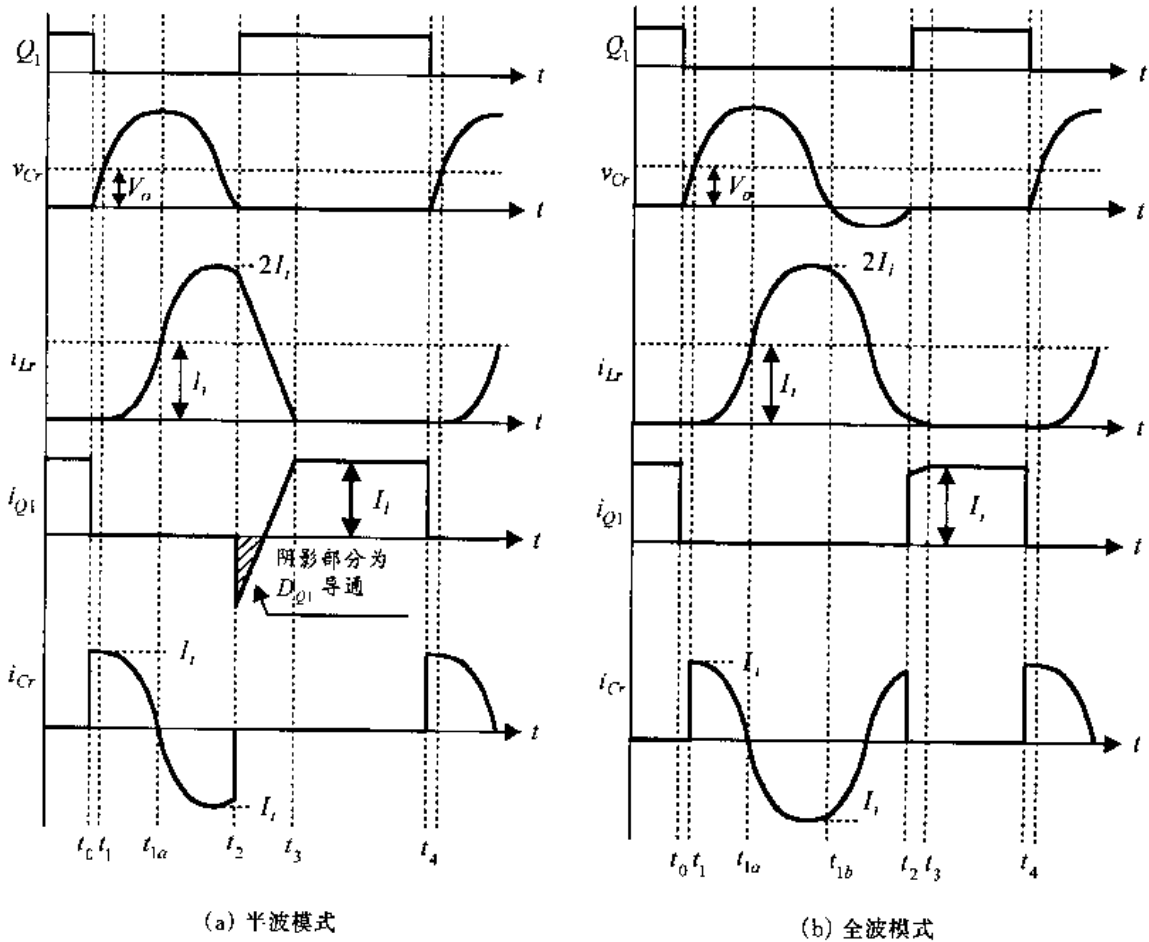


图 3.14 Boost ZVS QRC 的主要波形

3.3.1 工作原理

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有四种开关状态。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;
- ③ $L_f \gg L_r$;
- ④ L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,为 I_f ,这样 L_f 和输入电压 V_{in} 可以看成 一个电流为 I_f 的恒流源;

⑤ 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 ,这样 C_f 和负载电阻 可以看成 一个电压为 V_o 的恒压源。

这里给出以下物理量的定义:

- ① 特征阻抗 $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$;
- ② 谐振角频率 $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$;
- ③ 谐振频率 $f_r = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$;
- ④ 谐振周期 $T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$ 。

图 3.15 和图 3.16 分别给出了半波模式和全波模式的 Boost ZVS QRC 各开关模式的等效电路。

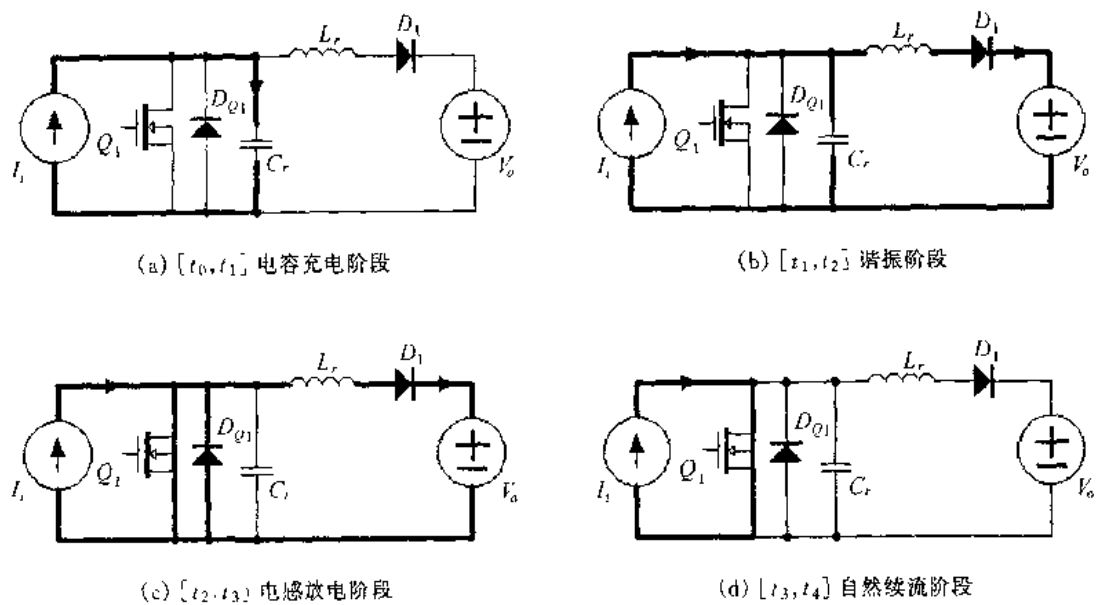


图 3.15 半波模式 Boost ZVS QRC 各开关模式的等效电路

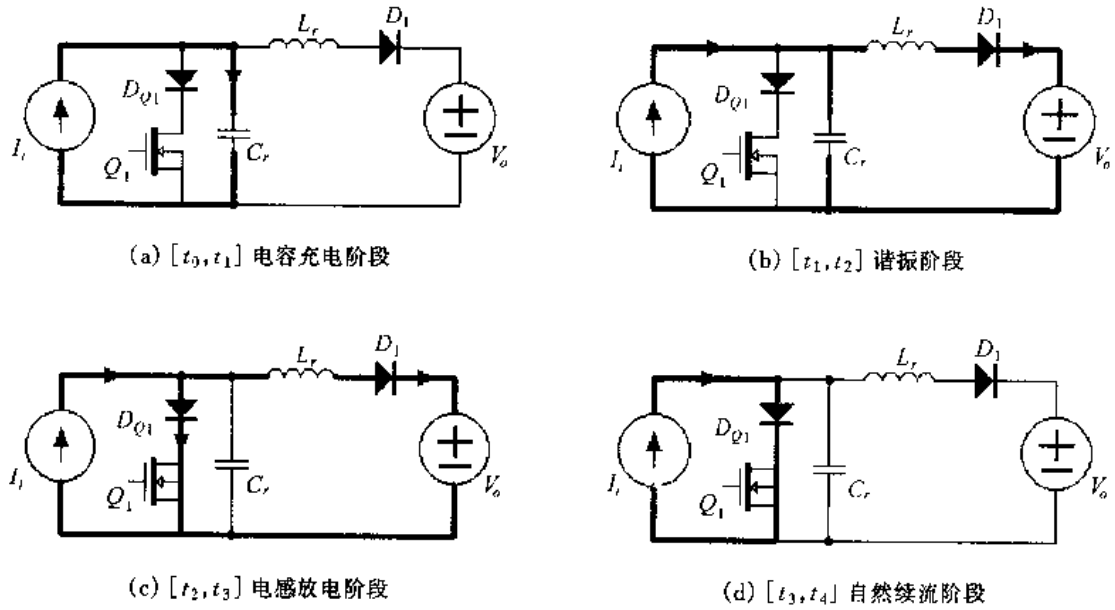


图 3.16 全波模式 Boost ZVS QRC 各开关模式的等效电路

1. 开关模式 1 $[t_0, t_1]$ ——电容充电阶段 [参考图 3.15(a)和图 3.16(a)]

在 t_0 时刻之前, 开关管 Q_1 导通, 输入电流 I_i 经过 Q_1 续流, 谐振电容 C_r 上的电压为 0。 D_1 处于关断状态, 谐振电感 L_r 的电流为零。

在 t_0 时刻, 关断 Q_1 , 输入电流 I_i 从 Q_1 中转移到 C_r 中, 给 C_r 充电, 电压从 0 开始线性上升, 由于 C_r 的电压是慢慢开始上升的, 那么 Q_1 就是零电压关断。在此开关模式中, C_r 的电压为:

$$v_{C_r}(t) = \frac{I_i}{C_r}(t - t_0) \quad (3.22)$$

在 t_1 时刻, v_{C_r} 上升到输出电压 V_o , 开关模式 1 结束, 它的持续时间为:

$$t_{01} = \frac{C_r V_o}{I_i} \quad (3.23)$$

2. 开关模式 2 $[t_1, t_2]$ ——谐振阶段 [参考图 3.15(b)和图 3.16(b)]

从 t_1 时刻起, D_1 开始导通, L_r 与 C_r 谐振工作, 谐振电感电流 i_{L_r} 从 0 开始增加, i_{L_r} 和 v_{C_r} 的表达式为:

$$i_{L_r}(t) = I_i [1 - \cos\omega(t - t_1)] \quad (3.24)$$

$$v_{C_r}(t) = V_o + I_i Z_r \sin\omega(t - t_1) \quad (3.25)$$

经过 $\frac{T_r}{2}$, 到达 t_{1a} 时刻, i_{L_r} 等于 I_i , 此时 v_{C_r} 到达最大值 $V_{C_r\max}$ 。

$$V_{C_r\max} = V_o + I_i Z_r \quad (3.26)$$

从 t_{1a} 时刻开始, i_{L_r} 小于 I_i , 此时 C_r 开始放电, 其电压开始下降。

半波模式下, 在 t_2 时刻, v_{C_r} 减小到 0, 此时 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, 将 Q_1 的电压箝在零位, 此时开通 Q_1 , 则 Q_1 为零电压开通。此时谐振电感电流为:

$$I_{Lr}(t_2) = I_i \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_o}{I_i Z_r} \right)^2} \right] \quad (3.27a)$$

全波模式下,在 t_{18} 时刻, v_{Cr} 减小到 0, 并且开始变为负电压; 在 t_2 时刻, v_{Cr} 从负电压再次减小到 0, 此时开通 Q_1 , 则 Q_1 为零电压开通。此时谐振电感电流为:

$$I_{Lr}(t_2) = I_i \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{V_o}{I_i Z_r} \right)^2} \right] \quad (3.27b)$$

将半波模式和全波模式统一起来, 那么有:

$$I_{Lr}(t_2) = I_i \left[1 + M \sqrt{1 - \left(\frac{V_o}{I_i Z_r} \right)^2} \right] \quad (3.27c)$$

式中 M 的取值为: 在半波模式下, $M = 1$; 在全波模式下, $M = -1$ 。此开关模态的持续时间为:

$$t_{12} = \frac{1}{\omega} \left[\frac{\pi}{2} (3 - M) + M \sin^{-1} \frac{V_o}{I_i Z_r} \right] \quad (3.28)$$

3. 开关模态 3 [t_2, t_3]——电感放电阶段 [参考图 3.15(c) 和图 3.16(c)]

在此开关模态中, Q_1 开通, 输入电流 I_i 流经 Q_1 , 此时加在谐振电感两端的电压为 $-V_o$, 那么 i_{Lr} 线性减小。

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_2) - \frac{V_o}{L_r} (t - t_2) \quad (3.29)$$

在 t_3 时刻, i_{Lr} 减小到 0, 由于 D_1 的阻断作用, i_{Lr} 不能反方向流动, 此开关模态结束, 它的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{L_r I_{Lr}(t_2)}{V_o} \quad (3.30)$$

4. 开关模态 4 [t_3, t_4]——自然续流阶段 [参考图 3.15(d) 和图 3.16(d)]

在此开关模态中, 谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 停止工作, 输入电流 I_i 经过 Q_1 续流, 负载由输出滤波电容提供能量。

在 t_4 时刻, Q_1 零电压关断, 开始下一个开关周期。

3.3.2 参数设计

1. L_r 和 C_r 的设计

L_r 和 C_r 的大小取决于它的谐振频率 f_r 及最小输出电流 $I_{o\min}$ 。从式(3.25)中可知, 为了在最小输出电流时实现开关管的零电压开关, 在开关管开通之前, 谐振电容电压 v_{Cr} 必须能够回到 0, 那么要求:

$$I_{i\min} Z_r > V_o \quad (3.31)$$

$$\text{即 } Z_r > \frac{V_o}{I_{i\min}} \quad (3.32)$$

可将上式改写为:

$$Z_r = K_v \frac{V_o}{I_{i\min}} \quad (3.33)$$

式中 $K_v > 1$ 。

$$\text{而} \quad f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (3.34)$$

$$\text{另外} \quad I_{i\min} = \frac{V_o I_{o\min}}{V_{in}} \quad (3.35)$$

根据上面两式可以确定 L_r 和 C_r 的大小, 即

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r} = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{K_v V_{in}}{I_{o\min}} \quad (3.36)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} = \frac{1}{2\pi f_r} \cdot \frac{I_{o\min}}{K_v V_{in}} \quad (3.37)$$

2. 开关管和二极管的选取

开关管和二极管的选取取决于它们的电压与电流应力。从式(3.25)中我们可以知道, 谐振电容的最大电压为:

$$V_{Cr\max} = V_o + I_r Z_r \quad (3.38)$$

将式(3.33)和(3.35)代入上式, 则有:

$$V_{Cr\max} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_o}{I_{o\min}} \right) \quad (3.39)$$

在最大输出负载时, $V_{Cr\max} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$ 。也就是说, 负载越大, 谐振电容上的电压越高; 最大负载与最小负载的比值 $\frac{I_{o\max}}{I_{o\min}}$ 越大, 谐振电容上的电压越高。

从式(3.24)中可知, 谐振电感的最大电流为 $I_{Lr\max} = 2I_{i\max}$ 。

根据上面的分析, 我们可以知道:

① Q_1 中流过的最大电流 $I_{Q1\max} = I_{i\max}$, 它所承受的最大正向电压为 $V_{Q1\max} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$, $\frac{I_{o\max}}{I_{o\min}}$ 越大, $V_{Q1\max}$ 越高。

② 在半波模式中, 串联二极管 D_{Q1} 中所流过的最大电流为 $I_{DQ1\max} = I_{i\max}$, 所承受的最大反向电压为 $V_{DQ1\max} = V_o \left(K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} - 1 \right)$ 。

③ 在全波模式中, 反并联二极管 D_{Q1} 在负载最轻时流过的电流最大, 其值为 $I_{DQ1\max} = I_{i\max}$, 所承受的最大反向电压为 $V_{DQ1\max} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$ 。

④ 升压二极管 D_1 中所流过的最大电流为 $I_{D1\max} = 2I_{i\max}$, 所承受的最大反向电压为 V_o 。

⑤ 谐振电感的最大电流为 $I_{Lr\max} = 2I_{i\max}$, 谐振电容上的最大电压为 $V_{Cr\max} = V_o \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$ 。

3.3.3 电压变换比

下面讨论该变换器的输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 之间的关系,即电压变换比。在一个开关周期 T_s 中,输入能量 E_i 为:

$$E_i = V_{in} I_i T_s \quad (3.40)$$

而输出能量 E_o 为:

$$\begin{aligned} E_o &= \int_{T_s} V_o i_{L_r}(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} V_o I_i [1 - \cos \omega(t - t_1)] dt + \int_{t_2}^{t_3} V_o \left[I_{L_r}(t_2) - \frac{V_o}{L_r}(t - t_2) \right] dt \\ &= V_o I_i \left\{ \frac{1}{\omega} \left[\frac{\pi}{2}(3 - M) + M \sin^{-1} \frac{V_o}{I_i Z_r} + \frac{\gamma}{X} \right] + \frac{L_r I_i \left[1 + M \sqrt{1 - \left(\frac{V_o}{I_i Z_r} \right)^2} \right]}{2V_o} \right\} \end{aligned} \quad (3.41)$$

式中 $X \equiv \frac{V_o}{V_{in}}$, $\gamma \equiv \frac{R_{Ld}}{Z_r}$, R_{Ld} 是负载电阻。

在每个开关周期中,输入能量 E_i 与输出能量 E_o 相等,即:

$$E_i = E_o \quad (3.42)$$

由式(3.40)~(3.42)可得:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = X = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_r} \cdot \left[\frac{\pi}{2}(3 - M) + M \sin^{-1} \frac{\gamma}{X} + \frac{\gamma}{2X} + \frac{X}{\gamma} \left(1 - M \sqrt{1 - \frac{\gamma^2}{X^2}} \right)^2 \right]} \quad (3.43)$$

根据上式,可以得到图 3.17 所示的 Boost ZVS QRC 的电压变换比 $X \equiv \frac{V_o}{V_{in}}$ 与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系图。从图中可以看出,在不同的 $\gamma \equiv \frac{R_{Ld}}{Z_r}$ 时,半波模式的电压变换比 X 与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系

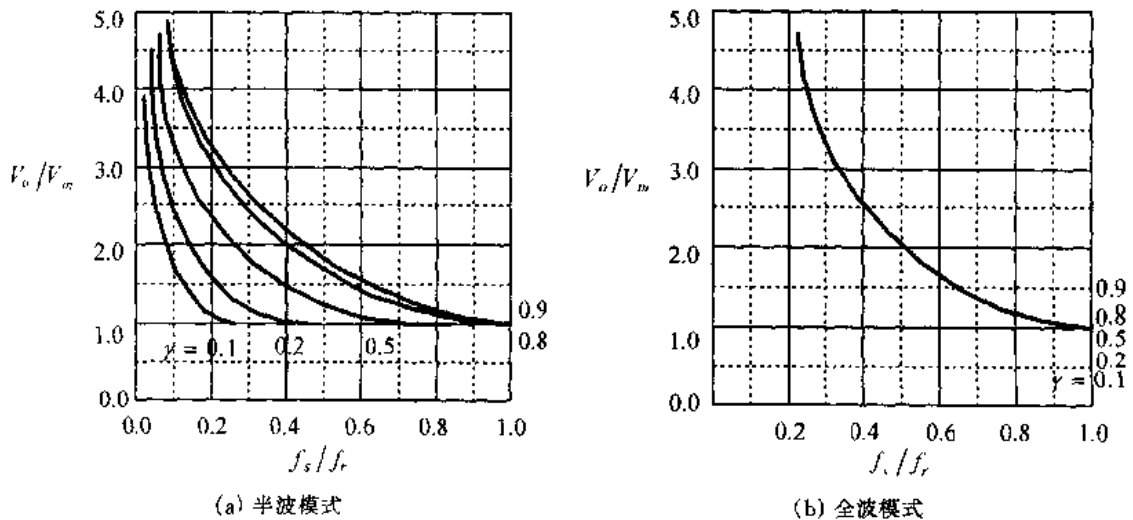


图 3.17 Boost ZVS QRC 的电压变换比 X 在不同的 γ 时与 f_s/f_r 的关系图

曲线不同,与负载有关。而在全波模式下,不同负载时的电压变换比 X 与 $\frac{f_s}{f_r}$ 的关系曲线基本是重合的,说明与负载关系不大。

3.3.4 控制策略与电路拓扑选择

从式(3.43)和图 3.17 可以看出,要在不同负载和不同的输入电压 V_{in} 下,得到要求的输出电压 V_o ,必须采用脉冲频率调制(Pulse frequency modulation,PFM)方法,即通过调节变换器的开关频率来调节输出电压。

在前面的分析中,我们知道 Boost ZVS QRC 有半波模式和全波模式两种工作模式。从实际应用来说,对于 ZVS QRCs,半波模式优于全波模式,这是因为:

① 全波模式时,开关管 Q_1 与二极管 D_{Q1} 是串联的, D_{Q1} 位于主功率回路中。实际电路中的 D_{Q1} 导通时是有通态压降的,因此存在通态损耗,使变换器的效率有所降低。而半波模式不存在这种情况, D_{Q1} 是反并于 Q_1 的。如果 Q_1 选用 MOSFET, MOSFET 自身寄生有一个反并二极管,不用再外接二极管,这样可减少电路的器件数,降低成本。

② 半波模式时,谐振电容并联于 Q_1 ,刚好将 Q_1 的结电容吸收进去,使 Q_1 的结电容成为谐振电容中的一部分。

半波模式的缺点是它的电压变换比与负载有很大的关系,对负载变化很敏感。而全波模式的电压变换比与负载关系不大,对负载的变化不太敏感。半波模式对负载变化很敏感的特性增加了设计稳定闭环系统的难度。

在实际电路中,开关管一般选用 MOSFET,这是因为 MOSFET 的开关速度很快,而且它的结电容刚好被利用。当然 BJT 和 IGBT 也可作为开关管,但是由于它们在关断时存在电流拖尾,因此在关断时,需要较大的吸收电容来降低电压的上升率,使其电压不要上升得太快,以减小关断损耗,这样就限制了开关频率的提高,一般只能工作在 20~30kHz。

3.3.5 仿真结果与分析

图 3.18 给出了 Boost ZVS QRC 的仿真波形,仿真所用的参数为:

- 输入直流电压: $V_{in} = 20\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 30\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 0.2\text{A}$;
- 滤波电感: $L_f = 200\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 10\mu\text{F}$;
- 谐振电感: $L_r = 8\mu\text{H}$;
- 谐振电容: $C_r = 800\text{pF}$;
- 谐振频率: $f_r = 2\text{MHz}$ 。

图 3.18(a)和图 3.18(b)分别为半波模式和全波模式时的仿真波形。从图中可以看出,当开关管关断时,谐振电容限制了电压的上升率,使开关管实现了零电压关断。在半波模式中,谐振电容电压下降到零,开关管的反并二极管导通,将开关管的电压箝在零位,此时开通开关管,那么开关管是零电压开通。在全波模式中,当谐振电容电压下降到零时,开关管开通,因此开关管是零电压开通。从图中还可以看出,全波模式时,谐振电容电

压要为负,因此开关管要承受反向电压,这个反向电压为开关管的串联二极管所承受。

该变换器的谐振电感和谐振电容的特征阻抗为 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r} = 100\Omega$. 因此谐振电容电压峰值为 $V_{Crmax} = V_o + I_r Z_r = 30 + 100 \times \frac{30 \times 0.2}{20} = 60V$, 谐振电感电流峰值为 $I_{Lrmax} = 2I_o = 0.4A$, 这与图 3.18 的仿真结果是吻合的。

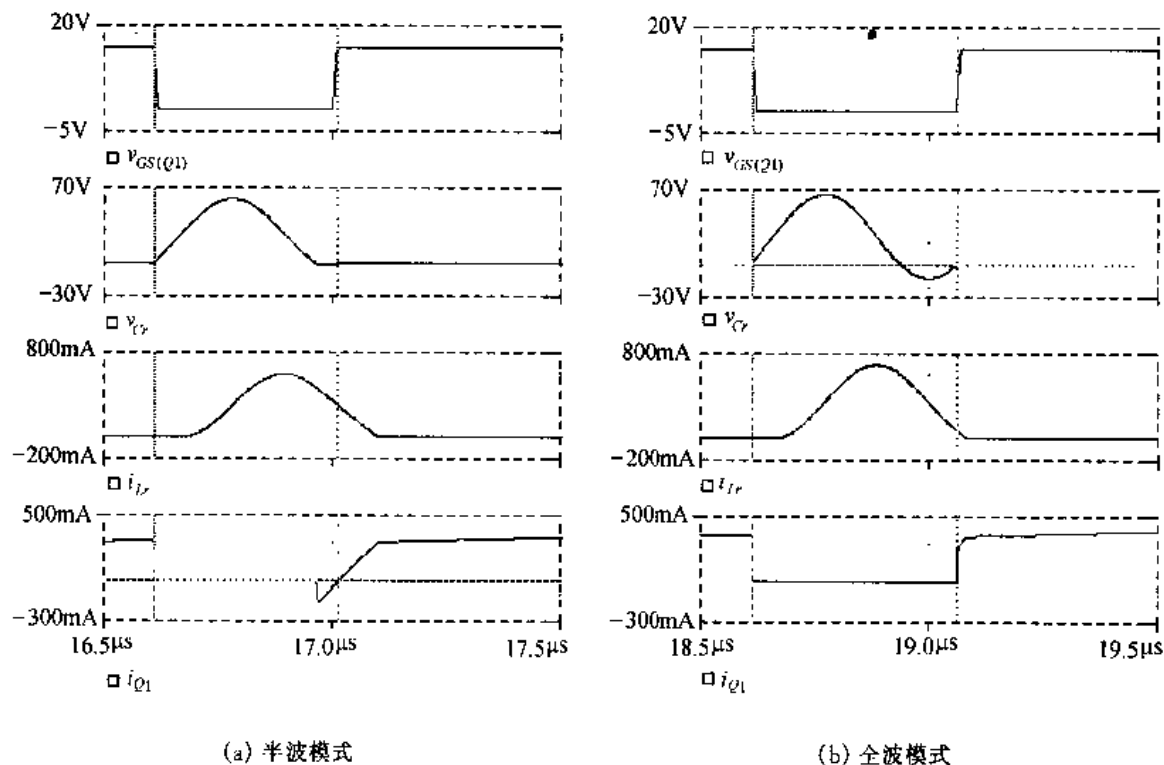


图 3.18 Boost ZVS QRC 的仿真波形

3.3.6 零电压开关准谐振变换器族

将零电压谐振开关应用到第一章讨论的直流变换器中,可以得到一族零电压开关准谐振变换器(ZVS QRCs)。图 3.19 给出了不隔离的单管 ZVS QRC 族,左边的电路采用 M 型结构,右边电路采用 L 型结构。图 3.20 给出了隔离的单管 ZVS QRC 族,左边的电路采用 M 型结构,右边电路采用 L 型结构。从图中可以看出,变压器的漏感可作为谐振电感的一部分,开关管的结电容也可作为谐振电容的一部分。而且变压器的漏感也可直接用作谐振电感,开关管的结电容直接用作谐振电容,这样就不必另外再加谐振电感和谐振电容,从而可以减少 ZVS QRCs 的元件数量,简化电路结构。对于 Forward 电路来讲,谐振电感和谐振电容的工作使变压器自动磁复位,从而不再需要复位绕组,进一步简化了电路结构。

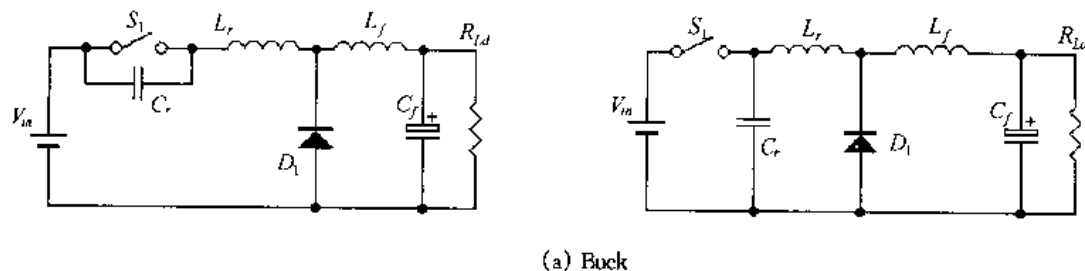
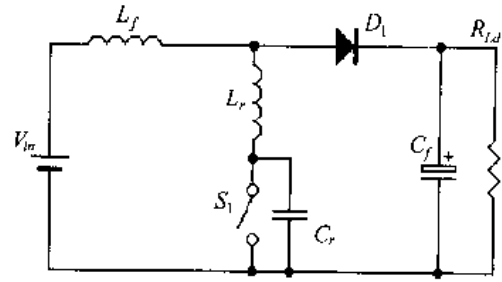
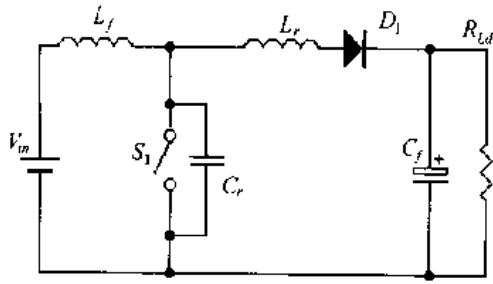
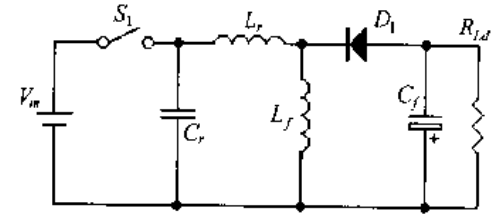
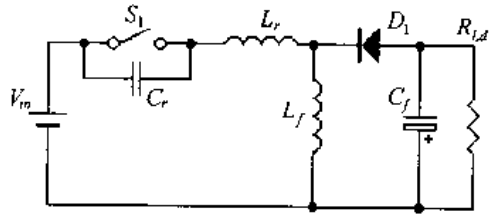


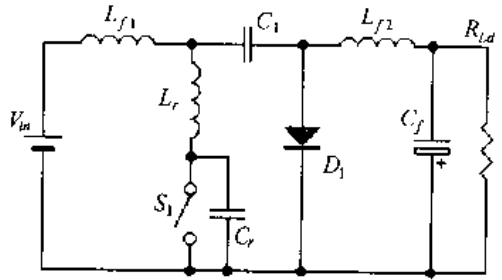
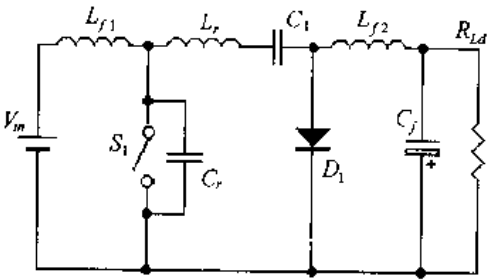
图 3.19 不隔离的单管 ZVS QRC 族



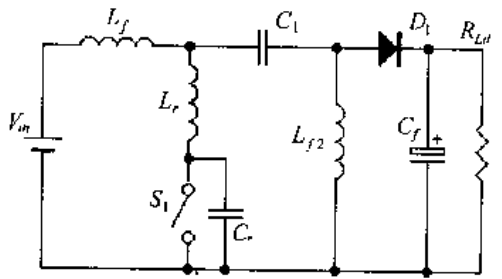
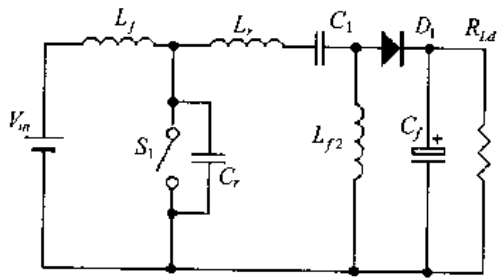
(b) Boost



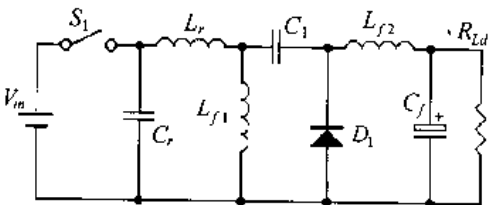
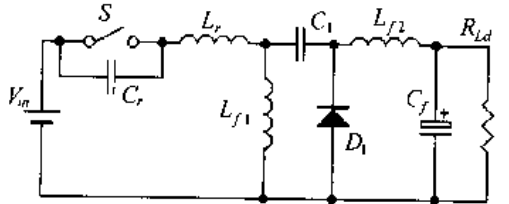
(c) Buck/Boost



(d) Cuk



(e) Sepic



(f) Zeta

图 3.19(续)

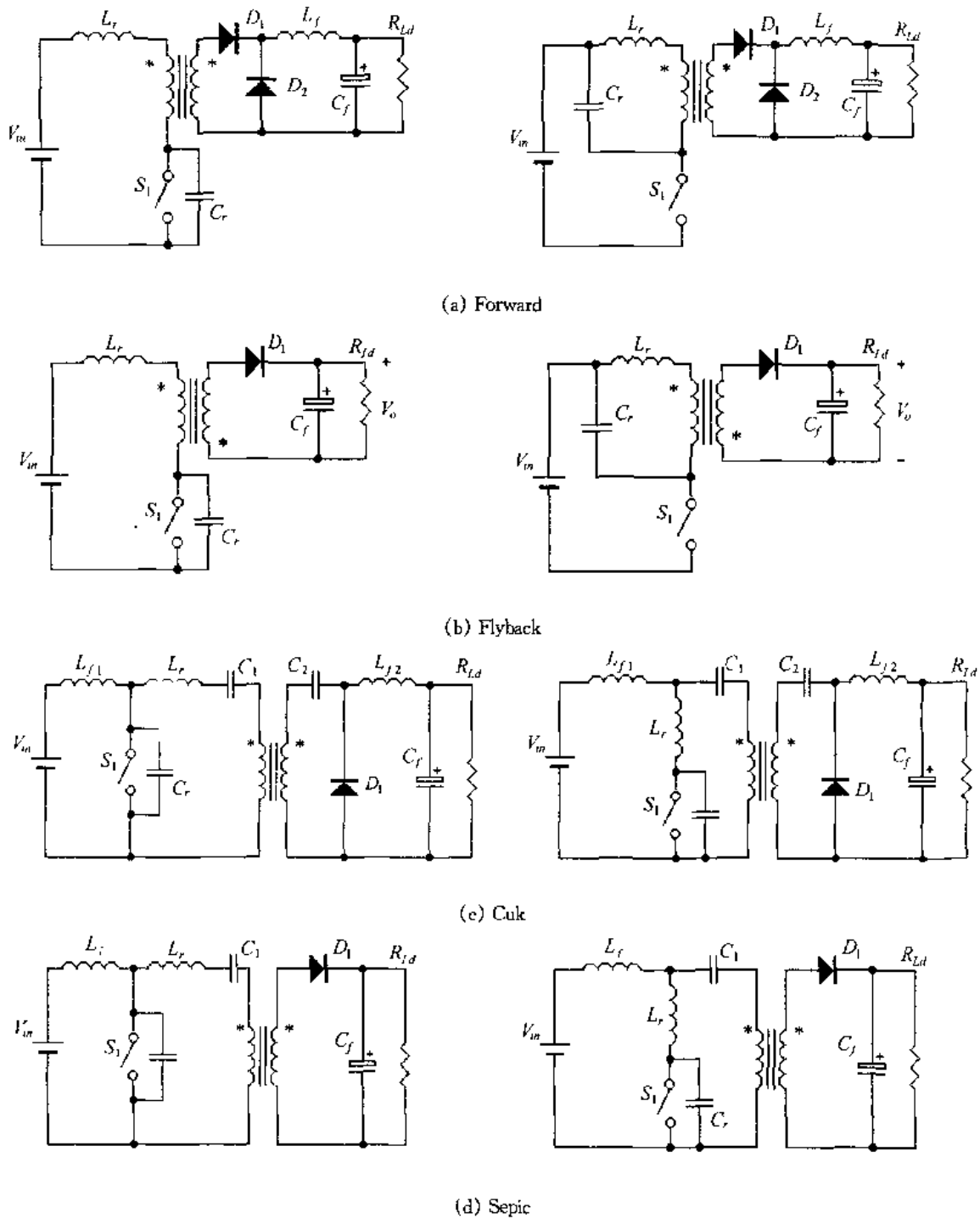


图 3.20 隔离的单管 ZVS QRC 族

3.4 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的比较

3.4.1 对偶关系

从前面的讨论中,我们会发现 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 之间存在对偶关系,比如, Buck ZCS QRC 就是 Boost ZVS QRC 的对偶电路。从图 3.6 和图 3.14 中可以看出, Buck ZCS QRC 中谐振电感的电流波形、谐振电容的电压波形和开关管的电压波形分别与

Boost ZVS QRC 中谐振电容的电压波形、谐振电感的电流波形和开关管的电流波形是一样的。ZCS QRCs 中的任何变换器在 ZVS QRCs 中均有它的对偶电路。表 3.1 给出了 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的对偶关系。

表 3.1 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的对偶关系

	ZCS QRCs	ZVS QRCs
控制策略	恒定开通时间, PFM	恒定关断时间, PFM
开关管电压波形	准方波	准正弦波
开关管电流波形	准正弦波	准方波
负载范围	$[0, I_{onmax}]$	$[I_{onmin}, \infty]$
$\frac{V_o}{V_m}$ 的提高	提高 f_s	降低 f_s
$\frac{V_o}{V_m}$ 的降低	I_o 减小	I_o 减小
全波模式	D_1 与 Q_1 反并联	D_1 与 Q_1 相串联
半波模式	D_1 与 Q_1 相串联	D_1 与 Q_1 反并联

3.4.2 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的优缺点

当我们将 QRCs 中的电压源和滤波电容短路, 同时将滤波电感开路, 就可得到图 3.21 所示的零电流准谐振开关 (Zero-current quasi-resonant switch, ZC QRS) 和零电压准谐振开关 (Zero-voltage quasi-resonant switch, ZV QRS) 的等效电路图。

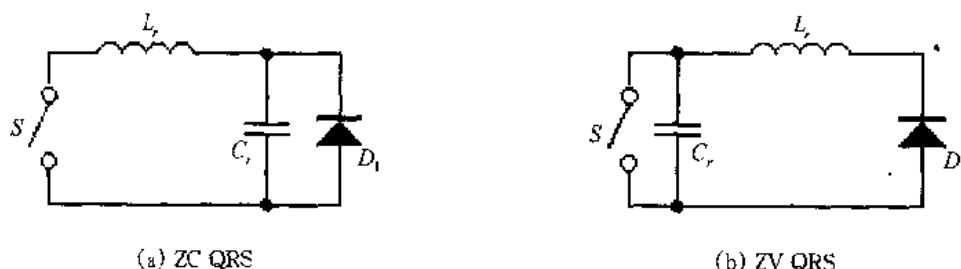


图 3.21 ZC QRS 和 ZV QRS 的等效电路图

图 3.21(a) 表明, 在 ZC QRS 中, 功率开关 S 与谐振电感 L_r 相串联, 而二极管 D_1 与谐振电容 C_r 相并联。由于 C_r 与 D_1 是并联的, 吸收了 D_1 的结电容, 而且实现了 D_1 的零电压关断, 消除了 D_1 的反向恢复问题。但是由于 S 是与 L_r 相串联的, 当 L_r 的电流减小到 0 时, S 的电压立即从 0 上升到输入电压 V_m 。在实际电路中, S 存在结电容, 当 S 开通时, 其结电容上的能量全部消耗在 S 中, 而且 S 的电压变化率 dv/dt 会造成很大的干扰。

图 3.21(b) 表明, 在 ZV QRS 中, 功率开关 S 与谐振电容 C_r 相并联, 而二极管 D_1 与谐振电感 L_r 相串联。由于 S 与谐振电容 C_r 并联, 吸收了 S 的结电容, 而且实现了 S 的零电压开关。但是 D_1 是与 L_r 相串联的, 当 L_r 的电流减小到 0 时, D_1 关断, 其电压立即从 0 上升到输入电压 V_m , 此时 D_1 的结电容会与 L_r 产生振荡, 而影响到变换器的电压变换比。ZVS QRCs 的另一个缺陷是开关管的电压应力很大, 它与实现 ZVS 的负载范围有关, 如果负载范围为 10:1, 那么电压应力将是输入电压 V_m 的 11 倍, 需要选用高耐压的开关管。前面已经提到, 在 ZVS QRCs 中, 一般采用 MOSFET 作为开关管, 而 MOSFET 的耐压越高, 其结电容越大, 这使得实现开关管的零电压开关的难度也越大。

上面的分析说明,ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 只能改善 S 和 D_1 中的一个器件的开关条件,而不能同时改善。为了同时改善 S 和 D_1 的开关条件,提出了多谐振变换器(Multi-resonant converters,MRCs)的概念。

3.5 零电压开关多谐振变换器

3.5.1 多谐振开关

MRCs 的提出是为了同时实现功率开关 S 和二极管 D_1 的软开关,图 3.22 给出了两种多谐振开关的电路结构。

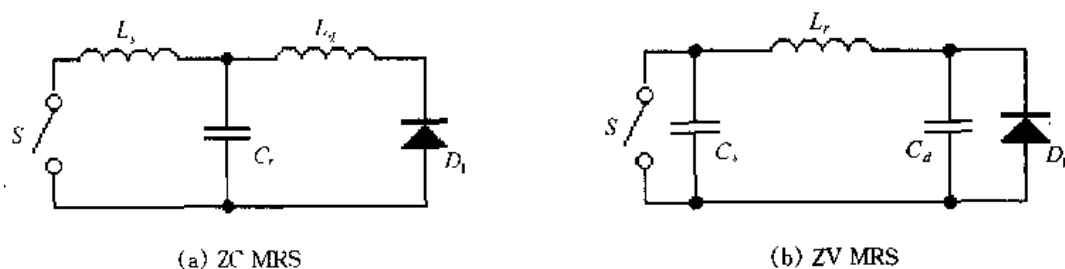
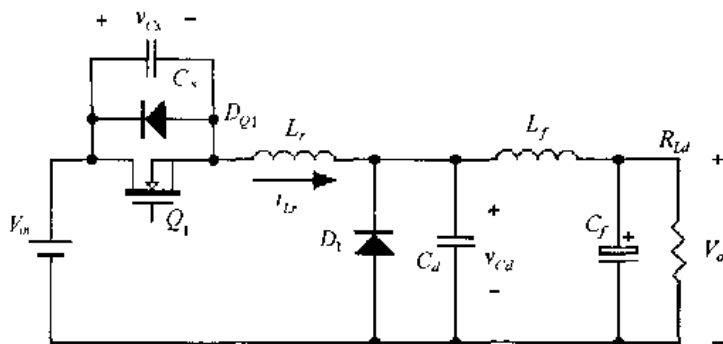


图 3.22 ZC MRS 和 ZV MRS 的等效电路图

图 3.22(a)是零电流多谐振开关(Zero-current multi-resonant switch,ZC MRS),它的谐振元件构成一个 T 型网络,谐振电感 L_s 和 L_d 分别与功率开关 S 和二极管 D_1 相串联, C_r 是谐振电容。图 3.22(b)是零电压多谐振开关(Zero-voltage multi-resonant switch,ZV MRS),它的谐振元件构成一个 Π 型网络,谐振电容 C_s 和 C_d 分别与功率开关 S 和二极管 D_1 相并联, L_r 是谐振电感。从图中可以看出,ZV MRS 与 ZC MRS 是对偶的。从实际应用来看,ZV MRS 比较合理,因为它直接利用了 S 和 D_1 的结电容;而 ZC MRS 不太合理,它没有利用 S 和 D_1 的结电容,这两个结电容的存在会造成它们与谐振电感 L_r 振荡,影响电路的正常工作。

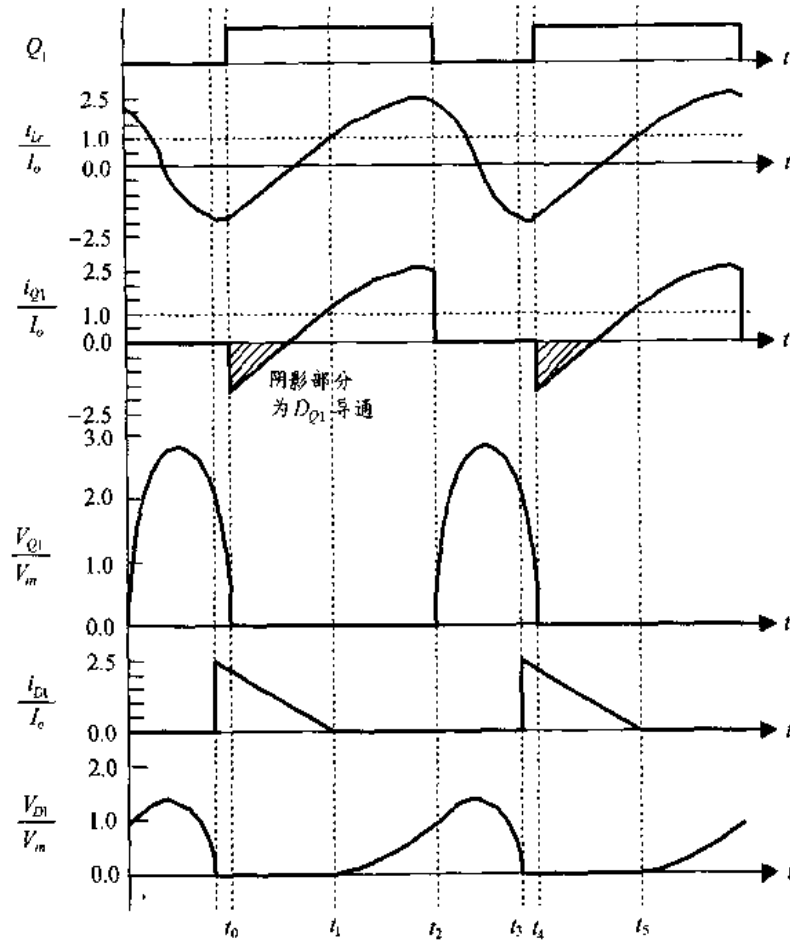
3.5.2 工作原理

将 ZV MRS 的概念应用到 Buck 变换器中,可以得到 Buck ZVS MRC,如图 3.23(a)所示,图 3.23(b)是 Buck ZVS MRC 的主要波形。



(a) 电路图

图 3.23 Buck ZVS MRC 的电路结构及其主要波形图



(b) 主要波形图

图 3.23(续)

在一个开关周期 T_s 中,该变换器有四种开关模态,其等效电路如图 3.24 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 所有电感、电容和变压器均为理想元件;
- ③ $L_f \gg L_r$;

④ L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,为 I_o ,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。

这里给出以下物理量的定义:

① 特征阻抗 $Z_{rsd} = \sqrt{\frac{L_r}{C_e}}$, $Z_{rd} = \sqrt{\frac{L_r}{C_d}}$, $Z_{rs} = \sqrt{\frac{L_r}{C_s}}$, 式中 $C_e = \frac{C_s C_d}{C_s + C_d}$;

② 谐振角频率 $\omega_{rsd} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_e}}$, $\omega_{rd} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_d}}$, $\omega_{rs} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_s}}$;

③ 谐振频率 $f_{rsd} = \frac{\omega_{rsd}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_e}}$, $f_{rd} = \frac{\omega_{rd}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_d}}$, $f_{rs} = \frac{\omega_{rs}}{2\pi} =$

$$\frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_s}};$$

$$\textcircled{1} \text{ 谐振周期 } T_{rsd} = \frac{1}{f_{rsd}} = 2\pi \sqrt{L_r C_e}, T_{rd} = \frac{1}{f_{rd}} = 2\pi \sqrt{L_r C_d}, T_{rs} = \frac{1}{f_{rs}} = 2\pi \sqrt{L_r C_s}.$$

1. 开关模态 1 $[t_0, t_1]$ ——线性阶段 [参考图 3.24(a)]

在 t_0 时刻, 开关管 Q_1 开通, 此时谐振电感电流 i_{L_r} 流经 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} , Q_1 两端电压为零, 因此 Q_1 是零电压开通。在此开关模态中, i_{L_r} 小于输出电流 I_o , 其差值 $I_o - i_{L_r}$ 从续流二极管 D_1 中流过。加在谐振电感两端的电压为输入电压 V_{in} , i_{L_r} 线性增加。谐振电感电流和两个谐振电容上的电压为:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_0) + I_{L_r}(t_0) \quad (3.44)$$

$$v_{C_s}(t) = 0 \quad (3.45)$$

$$v_{C_d}(t) = 0 \quad (3.46)$$

在 t_1 时刻, i_{L_r} 增加到 I_o , 续流二极管 D_1 自然关断。

2. 开关模态 2 $[t_1, t_2]$ ——谐振阶段之一 [参考图 3.24(b)]

在此开关模态中, 谐振电感 L_r 和谐振电容 C_d 谐振工作, i_{L_r} 、 v_{C_d} 和 v_{C_s} 的表达式分别为:

$$i_{L_r}(t) = I_o + \frac{V_{in}}{Z_{rd}} \sin \omega_{rd}(t - t_1) \quad (3.47)$$

$$v_{C_d}(t) = V_{in}[1 - \cos \omega_{rd}(t - t_1)] \quad (3.48)$$

$$v_{C_s}(t) = 0 \quad (3.49)$$

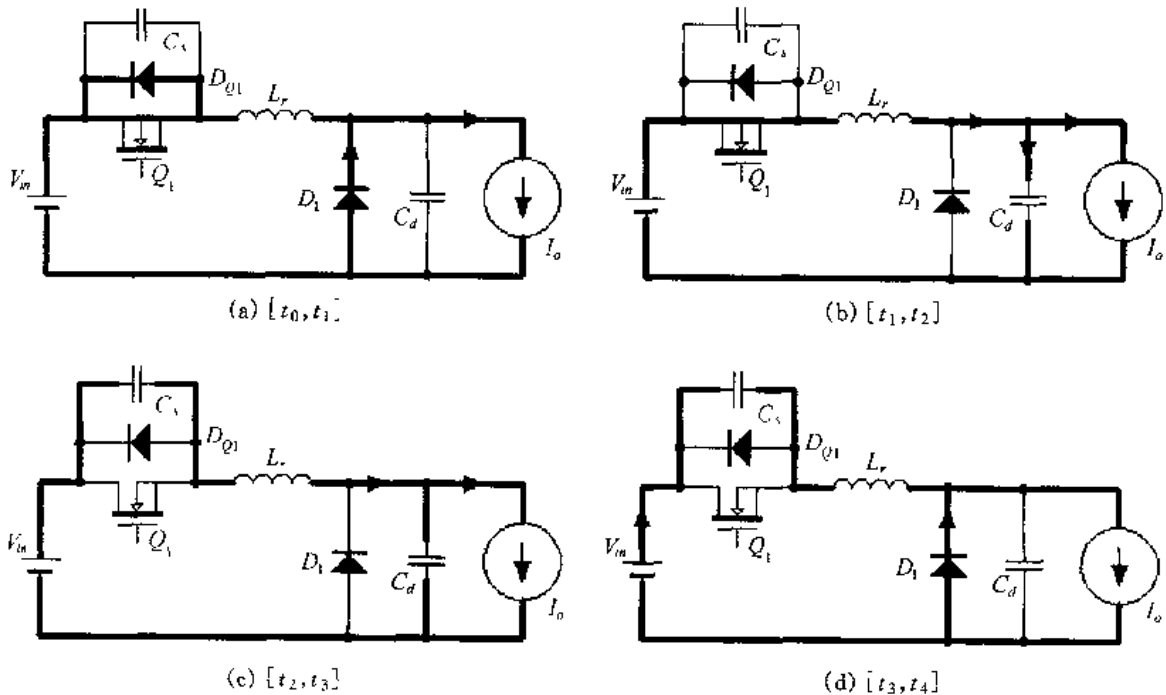


图 3.24 Buck ZVS MRC 各开关模态的等效电路

3. 开关模态 3 $[t_2, t_3]$ ——谐振阶段之二 [参考图 3.24(c)]

在 t_2 时刻, 开关管 Q_1 关断, 谐振电容 C_s 也参与谐振工作, 即此时 C_s 、 C_d 和 L_r 三个谐振元件共同谐振工作。 i_{L_r} 、 v_{C_d} 和 v_{C_s} 的表达式分别为:

$$i_{L_r}(t) = I_{L_r}(t_2)\cos\omega_{rsd}(t-t_2) + \frac{I_0 C_s}{C_s + C_d} [1 - \cos\omega_{rsd}(t-t_2)] \\ + \left[V_{in} - V_{C_d}(t_2) + \frac{C_s}{C_d} V_{C_d}(t_2) \right] \frac{1}{Z_{rsd}} \sin\omega_{rsd}(t-t_2) \quad (3.50)$$

$$v_{C_s}(t) = \frac{1}{\omega_{rsd} C_s} I_{L_r}(t_2) \sin\omega_{rsd}(t-t_2) + \frac{I_0}{C_s + C_d} (t-t_2) - \frac{1}{\omega_{rsd}} \cdot \frac{I_0}{C_s + C_d} \sin\omega_{rsd}(t-t_2) \\ + [V_{in} - V_{C_d}(t_2)] \frac{C_d}{C_s + C_d} [1 - \cos\omega_{rsd}(t-t_2)] \quad (3.51)$$

$$v_{C_d}(t) = V_{C_d}(t_2) + \frac{1}{\omega_{rsd} C_d} I_{L_r}(t_2) \sin\omega_{rsd}(t-t_2) + [V_{in} - V_{C_d}(t_2)] \frac{C_s}{C_s + C_d} \\ \cdot [1 - \cos\omega_{rsd}(t-t_2)] - \frac{I_0}{C_s + C_d} (t-t_2) - \frac{I_0}{\omega_{rsd} C_d} \cdot \frac{C_s}{C_s + C_d} \sin\omega_{rsd}(t-t_2) \quad (3.52)$$

从式(3.52)和图 3.23(b)中可以知道, 开关管 Q_1 的并联电容上的电压 v_{C_s} 是慢慢上升的, 因此 Q_1 是零电压关断的。

在 t_3 时刻, 谐振电容电压 v_{C_d} 下降到零, 续流二极管 D_1 导通。

4. 开关模态 4 $[t_3, t_4]$ ——谐振阶段之三 [参考图 3.24(d)]

在此开关模态中, L_r 与 C_s 谐振工作。 i_{L_r} 、 v_{C_d} 和 v_{C_s} 的表达式分别为:

$$i_{L_r}(t) = [V_{in} - V_{C_s}(t_3)] \frac{1}{Z_{rs}} \sin\omega_{rs}(t-t_3) + I_{L_r}(t_3) \cos\omega_{rs}(t-t_3) \quad (3.53)$$

$$v_{C_s}(t) = V_{C_s}(t_3) \cos\omega_{rs}(t-t_3) + Z_{rs} I_{L_r}(t_3) \sin\omega_{rs}(t-t_3) \\ + V_{in} [1 - \cos\omega_{rs}(t-t_3)] \quad (3.54)$$

$$v_{C_d}(t) = 0 \quad (3.55)$$

在 t_4 时刻, 谐振电容 C_s 的电压下降到零, Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, 此时开通 Q_1 , 那么 Q_1 是零电压开通。从 t_4 时刻起, 开始另一个开关周期。

从前面的分析中, 我们可以知道, 在一个开关周期中, 变换器有三个谐振阶段, 每个谐振阶段中参与谐振工作的元件不同。参与第一个谐振阶段的是谐振电感 L_r 和 谐振电容 C_d , 参与第二个谐振阶段的是谐振电感 L_r 、谐振电容 C_d 和 谐振电容 C_s , 参与第三个谐振阶段的是谐振电感 L_r 和 谐振电容 C_s 。每个谐振阶段的谐振频率都不一样。由于存在多个谐振阶段, 所以这类变换器被称为多谐振变换器。

3.5.3 电压变换比

变换器的参数优化设计比较复杂, 本书不作讨论, 文献[16]对此进行了详细的分析。同样, ZVS MRCs 的电压变换比 $X = V_o/V_{in}$ 无法用明确的式子来表达, 只能采用数值解法。通过式(3.44)~(3.55)可以得到 Buck ZVS MRC 的电压变换比 X 。这里给出几个

标么值: $C_N = C_d/C_s$, $I_N = \frac{I_o Z_s}{V_{in}}$ 。 C_N 对于 X 来说是一个比较重要的物理量, C_N 不同, X 也不同。图 3.25 给出了 $C_N = 3$ 时, Buck ZVS MRC 的电压变换比 X 和开关管 Q_1 的电压应力与 $f_N = f_s/f_{rs}$ 的关系图。该图说明, Buck ZVS MRC 需要采用频率调制方案。图 3.25(a) 中的一条粗线表示 $X = 0.5$, 当负载从 $I_N = 0$ 变化到 1.66 时, 开关频率变化不是很大, 说明为了调节输出电压, 该变换器的开关频率的变化范围较小。从图 3.25(b) 中可以看出, 当负载从 $I_N = 0$ 变化到 1.66 时, 开关管上的电压应力只有输入电压的 2.5 倍, 比 ZVS QRCs 中开关管的电压应力要小得多。

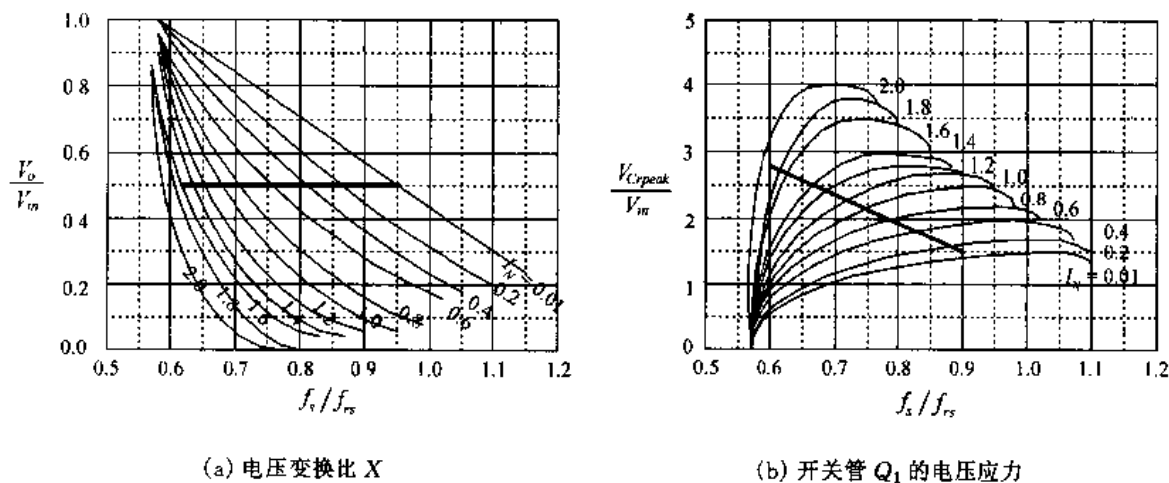


图 3.25 $C_N = 3$ 时, Buck ZVS MRC 的 X 和 Q_1 的电压应力与 $f_N = f_s/f_{rs}$ 的关系图

3.5.4 仿真结果与分析

图 3.26 给出了 Buck ZVS MRC 的仿真波形, 仿真所用的参数为:

- 输入直流电压: $V_{in} = 15\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 7.5\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 2\text{A}$;
- 滤波电感: $L_f = 1\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 4.7\mu\text{F}$;
- 谐振电感: $L_r = 220\text{nH}$;
- 谐振电容: $C_s = 2\text{nF}$, $C_d = 6.8\text{nF}$;
- 开关频率: $f_s = 4.3\text{MHz}$ 。

从图中可以看出, 开关管 Q_1 开通时, 其反并二极管 D_{Q1} 处于导通状态, 因此 Q_1 是零电压开通。当 Q_1 关断时, 其电压(亦即 v_{Cs})是慢慢上升的, 因此 Q_1 是零电压关断。续流二极管 D_1 的电压慢慢下降到零后才开通, 因此 D_1 是软开通的。而当 D_1 的电流减小到零时, 它自然关断, 其电压也是慢慢上升的, 因此 D_1 是软关断的, 不存在反向恢复问题。在输出满载时, 我们可以看出 v_{Cs} 的峰值电压小于 50V, 是输入电压 20V 的 2.5 倍, 与 ZVS QRCs 相比, 开关管的电压应力较小。

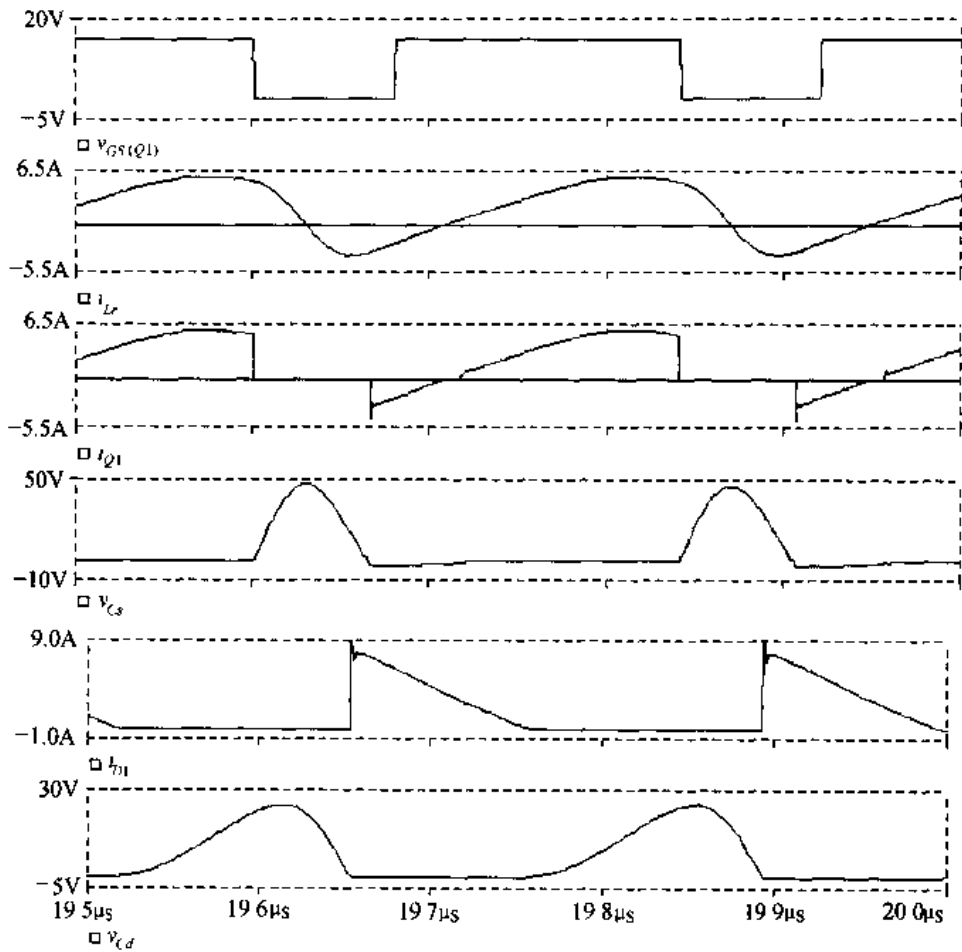


图 3.26 Buck ZVS MRC 的仿真波形

3.5.5 零电压开关多谐振变换器族

将 ZV MRS 的概念应用到所有的基本变换器中,可以得到一族零电压开关多谐振变换器。图 3.27 给出的是不隔离的单管 ZVS MRCs,图 3.28 给出的是隔离的单管 ZVS MRCs。从图中可以看出,在隔离的 ZVS MRCs 中,变压器的漏感可作为谐振电感的一部分,开关管的结电容也可作为谐振电容的一部分。而且变压器的漏感也可直接用作谐振电感,开关管的结电容直接用作谐振电容,这样就不必另外再加谐振电感和谐振电容,从而可以减少 ZVS QRCs 的元件数量,简化电路结构。对于 Forward 电路来讲,谐振电感和谐振电容的工作使变压器自动磁复位,从而不再需要复位绕组,进一步简化了电路结构。

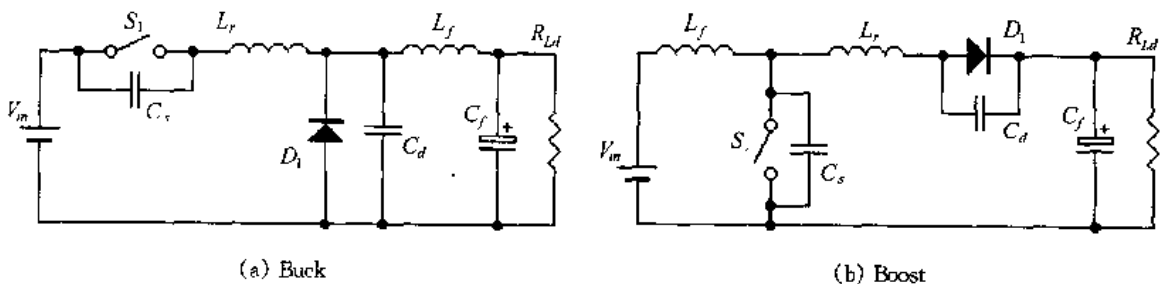


图 3.27 不隔离的单管 ZVS MRCs

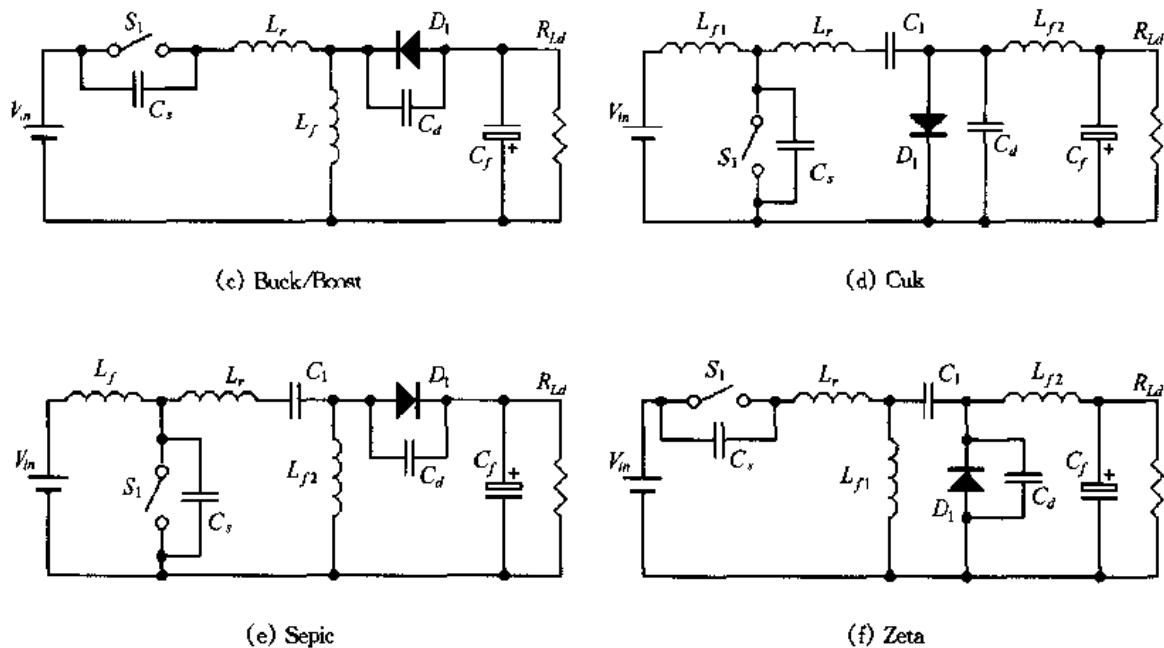


图 3.27(续)

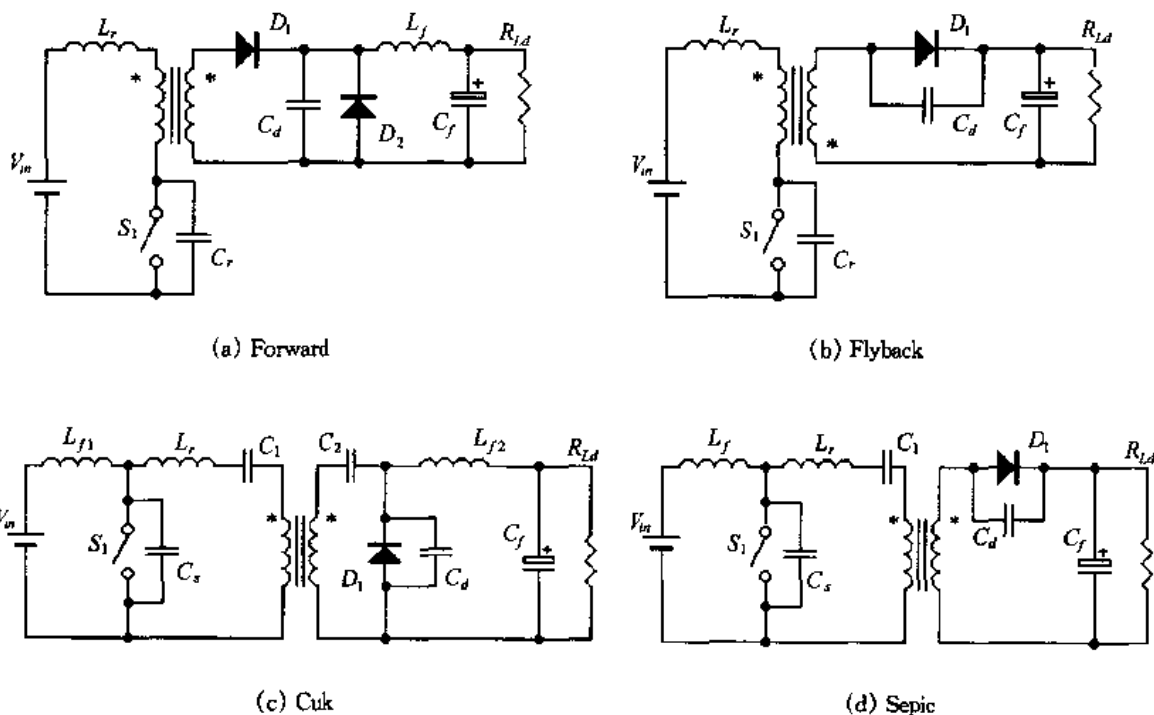


图 3.28 隔离的单管 ZVS MRCs

本章小结

本章介绍了准谐振变换器(QRCs)和多谐振变换器(MRCs)的基本工作原理。QRCs分为ZCS QRCs和ZVS QRCs两类,它们的特点是:

① 在ZCS QRCs中,整流二极管的结电容被吸收,实现了零电压开关,开关管实现了零电流关断,但它的结电容没有被吸收,开关管是容性开通的,存在开通损耗;

② 在ZVS QRCs中,开关管的结电容被吸收,实现了零电压开关,而整流二极管的结

电容未被吸收,它会与谐振电感产生振荡,影响变换器的正常工作;

③ ZVS QRCs 中开关管的电压应力与实现 ZVS 的负载范围有关,负载范围越宽,开关管的电压应力越大;

④ ZVS MRCs 吸收了开关管和整流二极管的结电容,同时实现了开关管和整流二极管的零电压开关,而且它的开关管的电压应力与 ZVS QRCs 相比要小得多;

⑤ QRCs 和 MRCs 均采用频率调制方案,很难优化设计输出滤波器。

QRCs 和 MRCs 由于实现了开关管的软开关,可以将开关频率提高到几 MHz 甚至几十 MHz。但是由于它们的开关频率是变化的,很难优化设计滤波器,而且电压和电流应力很大,因此一般应用在小功率、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。

第四章 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器

4.1 引言

在第三章中,我们讨论了准谐振变换器(QRCs)和多谐振变换器(MRCs)的工作原理,这两类变换器在基本的变换器中加入谐振电感和谐振电容,实现开关管的软开关,但是这两类变换器的缺点是要采用频率调制方案。变化的开关频率使得变换器的高频变压器、输入滤波器和输出滤波器的优化设计变得十分困难。同时,QRCs 和 MRCs 还有一个缺陷是不易控制。为了能够优化设计这些元件,必须采用恒定频率控制,即 PWM 控制。在准谐振变换器中加入一个辅助开关管,就可以得到 PWM 控制的准谐振变换器,该类变换器在提出时,曾被命名为 PWM ZCS QRCs 和 PWM ZVS QRCs,为了区别于准谐振变换器,该类变换器后来被命名为 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器。下面我们分别讨论这两种变换器的工作原理和参数设计。

4.2 ZCS PWM 变换器

4.2.1 工作原理

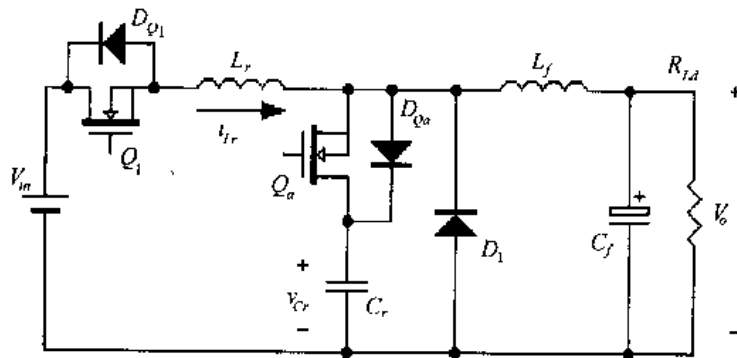
图 4.1 是 Buck ZCS PWM 变换器的电路图和主要波形,其中输入电源 V_{in} 、主开关管 Q_1 (包括其反并二极管 D_{Q1})、续流二极管 D_1 、输出滤波电感 L_f 、输出滤波电容 C_f 、负载电阻 R_L 、谐振电感 L_r 和 谐振电容 C_r 构成全波模式的 Buck ZCS QRC。 Q_a 是辅助开关管, D_{Qa} 是 Q_a 的反并二极管。从中可以看出,Buck ZCS PWM 变换器实际上是在 Buck ZCS QRC 的基础上,给谐振电容 C_r 串联了一个辅助开关管 Q_a 和反并二极管 D_{Qa} 。

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 4.2 所示。在分析之前,作出如下假设:

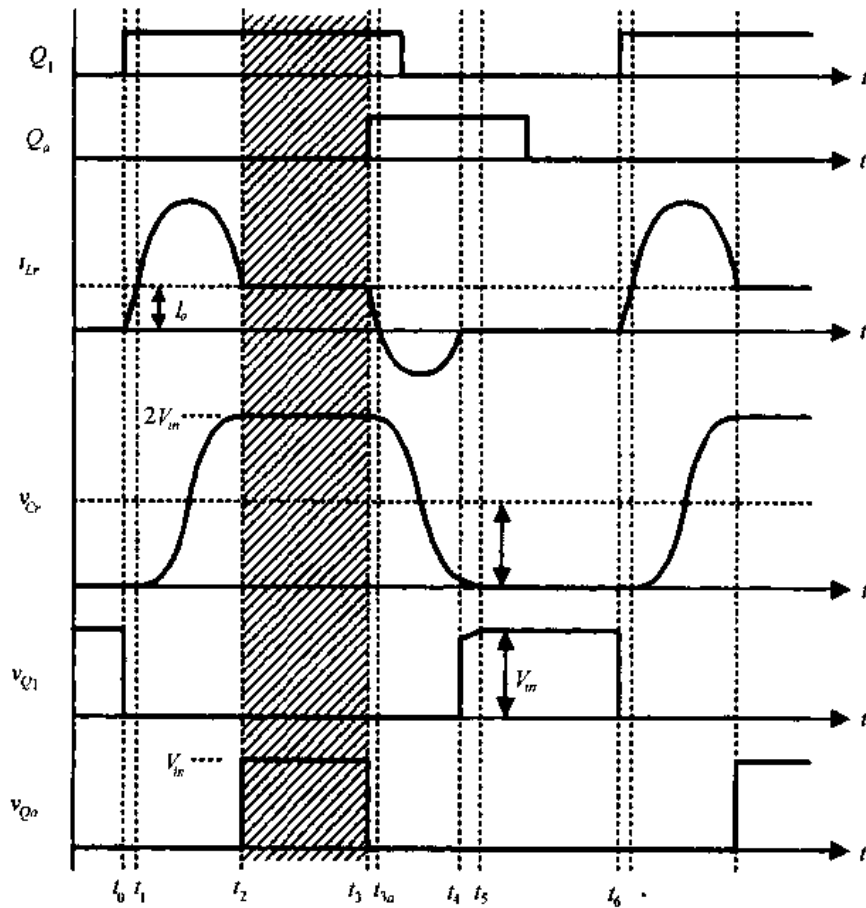
- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;
- ③ $L_f \gg L_r$;
- ④ L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,为 I_o ,这样 L_f 和 C_f 以及负载电阻可以看成是一个电流为 I_o 的恒流源。

这里给出以下物理量的定义:

- ① 特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$;
- ② 谐振角频率 $\omega = 1/\sqrt{L_r C_r}$;
- ③ 谐振频率 $f_r = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$;
- ④ 谐振周期 $T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$;

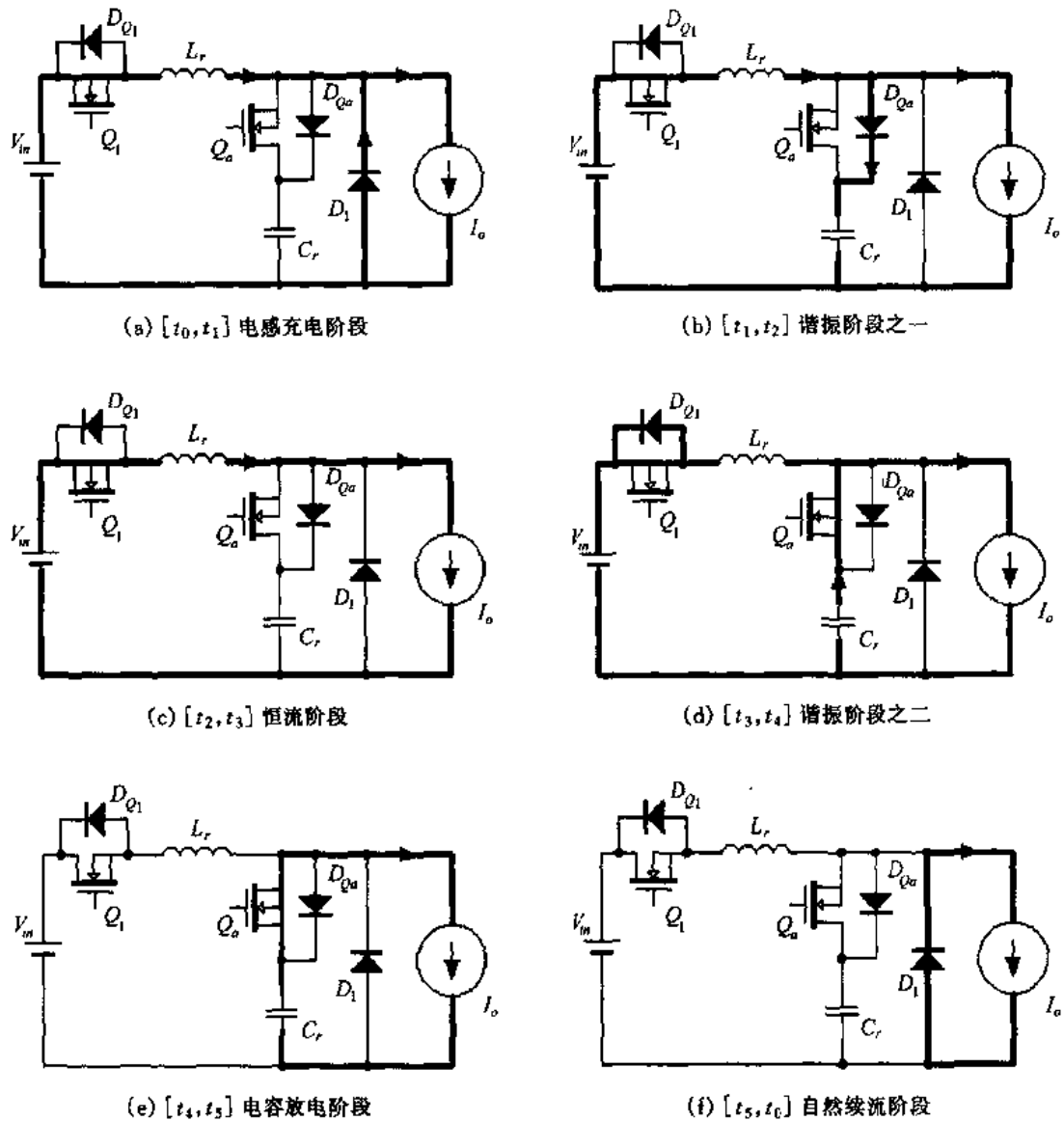


(a) 电路图



(b) 主要波形图

图 4.1 Buck ZCS PWM 变换器的电路图和主要波形图



(a) $[t_0, t_1]$ 电感充电阶段

(b) $[t_1, t_2]$ 谐振阶段之一

(c) $[t_2, t_3]$ 恒流阶段

(d) $[t_3, t_4]$ 谐振阶段之二

(e) $[t_4, t_5]$ 电容放电阶段

(f) $[t_5, t_6]$ 自然续流阶段

图 4.2 Buck ZCS PWM 变换器各开关模式的等效电路

1. 开关模式 1 $[t_0, t_1]$ ——电感充电阶段[参考图 4.2(a)]

在 t_0 时刻之前,主开关管 Q_1 和辅助开关管 Q_a 均处于关断状态,输出滤波电感电流 I_o 通过续流二极管 D_1 流过。谐振电感电流 i_{Lr} 为 0,谐振电容电压 v_{Cr} 也为 0。

在 t_0 时刻, Q_1 开通,加在 L_r 上的电压为 V_{in} ,其电流从 0 开始线性上升,因此 Q_1 是零电流开通。而 D_1 中的电流线性下降。

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_0) \quad (4.1)$$

$$i_{D1}(t) = I_o - \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_0) \quad (4.2)$$

在 t_1 时刻, i_{Lr} 上升到 I_o ,此时 $i_{D1} = 0$, D_1 自然关断。开关模式 1 的持续时间为:

$$t_{01} = L_r I_o / V_{in} \quad (4.3)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2]——谐振阶段之一 [参考图 4.2(b)]

从 t_1 时刻开始, 辅助二极管 D_{Q_2} 自然导通, L_r 和 C_r 开始谐振工作, L_r 的电流和 C_r 的电压的表达式为:

$$i_{L_r}(t) = I_o + \frac{V_{in}}{Z_r} \sin \omega(t - t_1) \quad (4.4)$$

$$v_{C_r}(t) = V_{in} [1 - \cos \omega(t - t_1)] \quad (4.5)$$

经过 $\frac{1}{2} T_r$, 到达 t_2 时刻, i_{L_r} 减小到 I_o , 此时 v_{C_r} 达到最大值 $V_{C_{rmax}} = 2V_{in}$ 。

3. 开关模态 3 [t_1, t_3]——恒流阶段 [参考图 4.2(c)]

在此开关模态中, 辅助二极管 D_{Q_2} 自然关断, 谐振电容 C_r 无法放电, 其电压保持在最大值 $V_{C_{rmax}} = 2V_{in}$ 。谐振电感电流恒定不变, 等于输出电流 I_o , 即 $i_{L_r}(t) = I_o$ 。

4. 开关模态 4 [t_3, t_4]——谐振阶段之二 [参考图 4.2(d)]

在 t_3 时刻, 零电流开通辅助开关管 Q_a 。 L_r 和 C_r 开始谐振工作, C_r 通过 Q_a 放电。 L_r 的电流和 C_r 的电压的表达式为:

$$i_{L_r}(t) = I_o - \frac{V_{in}}{Z_r} \sin \omega(t - t_3) \quad (4.6)$$

$$v_{C_r}(t) = V_{in} [1 + \cos \omega(t - t_3)] \quad (4.7)$$

在 t_{3a} 时刻, i_{L_r} 减小到零, 此时 Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通, i_{L_r} 反方向流动。在 t_4 时刻, i_{L_r} 再次减小到零。在 $[t_{3a}, t_4]$ 时段, 由于 i_{L_r} 流经 D_{Q1} , Q_1 中的电流为零, 因此可以在该时段中关断 Q_1 , Q_1 则是零电流关断。

在 t_4 时刻, 谐振电容电压为:

$$V_{C_r}(t_4) = V_{in} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right)^2} \right] \quad (4.8)$$

此开关模态的持续时间为:

$$t_{34} = \frac{1}{\omega} \left[\pi - \sin^{-1} \left(\frac{Z_r I_o}{V_{in}} \right) \right] \quad (4.9)$$

5. 开关模态 5 [t_4, t_5]——电容放电阶段 [参考图 4.2(e)]

在此开关模态中, 由于 $i_{L_r} = 0$, 输出滤波电感电流 I_o 全部流过谐振电容, 谐振电容放电, 谐振电容电压为:

$$v_{C_r}(t) = V_{C_r}(t_4) - \frac{I_o}{C_r} (t - t_4) \quad (4.10)$$

在 t_5 时刻, 谐振电容电压减小到 0, D_1 导通, 此开关模态的持续时间为:

$$t_{45} = C_r V_{C_r}(t_4) / I_o \quad (4.11)$$

6. 开关模式 6 [t_5, t_6]——自然续流阶段[参考图 4.2(f)]

在此开关模式中,输出滤波电感电流 I_o 经过续流管 D_1 续流,辅助开关管 Q_a 零电压/零电流关断。

在 t_6 时刻,零电流开通 Q_1 ,开始下一个开关周期。

4.2.2 ZCS PWM 变换器与 ZCS QRCs 的比较

从上面的分析中可以知道,Buck ZCS PWM 变换器是对 Buck ZCS QRC 的改进,它们的区别是:

① Buck ZCS PWM 变换器通过控制辅助开关管 Q_a ,将 Buck ZCS QRC 的谐振过程拆成两个开关模式,即谐振阶段之一和和谐阶段之二,并且在这两个开关模式之间插入了一个恒流阶段,如图 4.1(b)中的阴影部分所示。

② Buck ZCS QRC 采用频率调制策略,而 Buck ZCS PWM 变换器可以实现变换器的 PWM 控制。在 Buck ZCS PWM 变换器中,开关模式 3 和 6 实际上和基本的 Buck PWM 变换器的两个开关模式一样;而开关模式 1 和 2 是为实现 ZCS 准备初始条件;开关模式 4 是实现 ZCS 的开关模式;开关模式 5 是实现 ZCS 所附带产生的开关模式。为了实现变换器的 PWM 控制,在设计参数时,一般使开关模式 1、2、4 和 5 的时间相对于开关模式 3 和 6 的时间很短,这样谐振元件的工作对于变换器的特性影响很小。

③ Buck ZCS QRC 中谐振电感和谐振电容一直参与变换器的工作。在 Buck ZCS PWM 变换器中,谐振电感和谐振电容不是一直参与变换器的工作,而只是在主开关管开关时谐振工作,谐振工作时间相对于开关周期来说很短,谐振元件的损耗较小;同时,开关管的通态损耗比 Buck ZCS QRC 小。

Buck ZCS PWM 变换器与 Buck ZCS QRC 的相同之处是:主开关管实现零电流开关的条件完全相同;主开关管和谐振电容、谐振电感的电压和电流应力也是完全一样的。同时,在 Buck ZCS PWM 变换器中,辅助开关管 Q_a 也实现了零电流开关。

虽然这里是对 Buck ZCS PWM 变换器与 Buck ZCS QRC 进行比较,实际上,Buck ZCS PWM 变换器与 Buck ZCS QRC 的区别与相同之处就是所有 ZCS PWM 变换器与其所对应的 ZCS QRCs 的区别与相同之处。

4.2.3 参数设计

1. L_r 和 C_r 的设计

为了在任意负载下均能实现主开关管的零电流开关,谐振电感电流必须能够回零,由式(4.6)可以得到下式:

$$\frac{V_{in}}{Z_r} > I_{o\max} \quad (4.12)$$

式中 $I_{o\max}$ 是最大输出电流。即

$$Z_r < \frac{V_{in}}{I_{o\max}} \quad (4.13)$$

可将上式改写为:

$$Z_r = K_c \frac{V_{in}}{I_{omax}} \quad (4.14)$$

式中 $K_c < 1$ 。

为了减小谐振电感和谐振电容谐振工作对 PWM 控制产生的影响,需要将谐振工作时间尽量减小,即减小开关模态 2 和开关模态 4 的持续时间,亦即减小谐振周期 T_r ,提高谐振频率 f_r 。这里定义谐振频率 f_r 与开关频率的关系为:

$$f_r = N \cdot f_s \quad (4.15)$$

式中 N 一般取值为 4~10。

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (4.16)$$

从式(4.14)~(4.16)可以确定 L_r 和 C_r 的大小,即

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r} = \frac{K_c}{2\pi \cdot N} \cdot \frac{V_{in}}{f_s I_{omax}} \quad (4.17)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} = \frac{1}{2\pi \cdot K_c \cdot N} \cdot \frac{I_{omax}}{f_s V_{in}} \quad (4.18)$$

2. 开关管和二极管的选取

开关管和二极管的选取取决于它们的电压与电流应力。从式(4.4)中我们可以知道,谐振电感的最大电流为:

$$I_{Lrmax} = I_{omax} + \frac{V_{in}}{Z_r} \quad (4.19)$$

将式(4.14)代入上式,则有:

$$I_{Lrmax} = \left(1 + \frac{1}{K_c}\right) I_{omax} \quad (4.20)$$

在最大输出负载时, $I_{Lrmax} > 2I_{omax}$ 。

从式(4.5)中可知,谐振电容的最大电压为 $V_{Crmax} = 2V_{in}$ 。

根据上面的分析,我们可以知道:

- ① Q_1 中流过最大电流 $I_{Q1max} > 2I_{omax}$, 它所承受的最大正向电压为 V_{in} 。
- ② 反并联二极管 D_{Q1} 中在负载最轻时流过的电流最大,其值为 $I_{DQ1max} = I_{omax}$, 所承受的最大反向电压为 V_{in} 。
- ③ 续流二极管 D_1 中所流过的最大电流为 $I_{D1max} = I_{omax}$, 所承受的最大反向电压为 $2V_{in}$ 。
- ④ 谐振电感的最大电流为 $I_{Lrmax} > 2I_{omax}$, 谐振电容上的最大电压为 $V_{Crmax} = 2V_{in}$ 。
- ⑤ 辅助开关管所承受的最大正向电压为 $2V_{in}$, 辅助二根管所承受的最大反向电压为 $2V_{in}$ 。

4.2.4 仿真结果与分析

图 4.3 给出了 Buck ZCS PWM 变换器的仿真波形,仿真所用的参数为:

输入直流电压: $V_{in} = 48\text{VDC}$;

- 输出直流电压: $V_o = 24\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 4\text{A}$;
- 滤波电感: $L_f = 100\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 10\mu\text{F}$;
- 谐振电感: $L_r = 0.66\mu\text{H}$;
- 谐振电容: $C_r = 20\text{nF}$;
- 谐振频率: $f_r = 1.35\text{MHz}$;
- 开关频率: $f_s = 400\text{kHz}$ 。

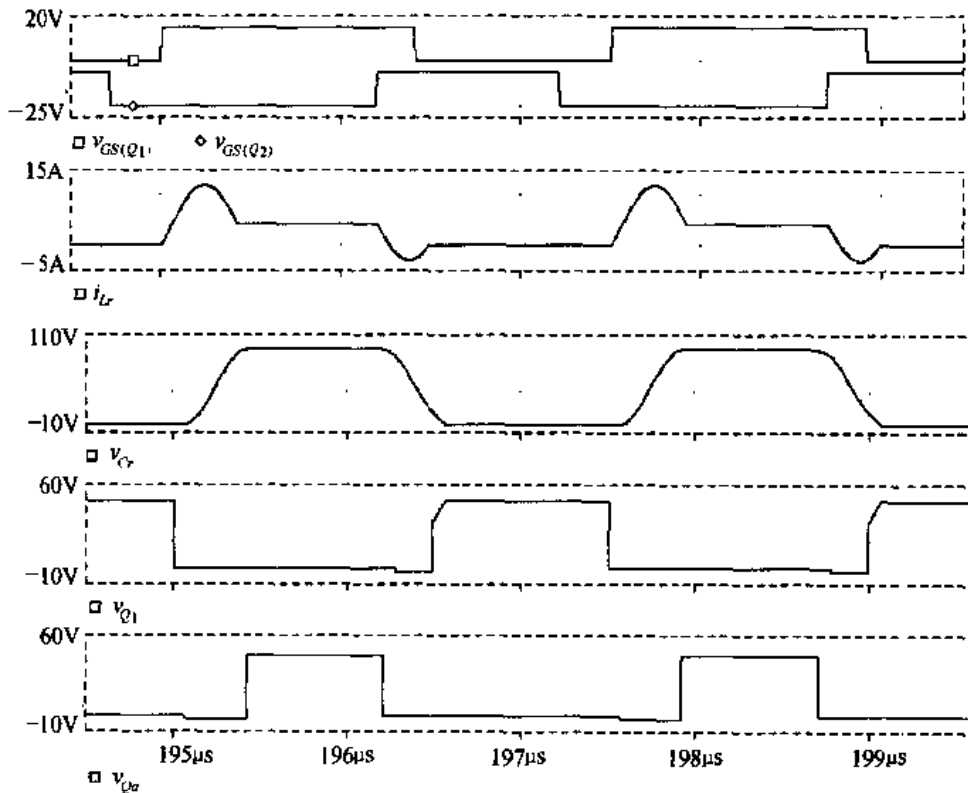


图 4.3 Buck ZCS PWM 变换器的仿真波形

从图中可以看出,当主开关管 Q_1 开通时,谐振电感限制了电流的上升率,使 Q_1 实现了零电流开通。谐振电感电流减小到零并且反方向流动, Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通,将开关管的电压箝在零位, Q_1 的电流为零,此时关断 Q_1 ,那么 Q_1 是零电流关断。

从图中也可以看出,谐振元件只是在主开关管开关时工作一段时间,其他时间停止工作,这样谐振元件的损耗相对于 ZCS QRCs 来说要小一些。而谐振元件和开关管的电压和电流与 ZCS QRCs 的完全一样。该变换器的谐振电感和谐振电容的特征阻抗为 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r} = 5.74\Omega$,因此谐振电感电流峰值为 $I_{Lr\max} = I_o + \frac{V_{in}}{Z_r} = 4 + \frac{48}{5.74} = 12.35\text{A}$,谐振电容电压峰值为 $V_{Cr\max} = 2V_{in} = 96\text{V}$ 。

4.2.5 ZCS PWM 变换器族

给 ZCS QRCs 中的谐振电容串联一个辅助开关管,就可以得到一族 ZCS PWM 变换

器。图 4.4 给出了一族不隔离的单管 ZCS PWM 变换器, 图 4.5 给出了一族隔离的单管 ZCS PWM 变换器。在第三章中我们已经谈到, 全波模式 ZCS QRCs 优于半波模式 ZCS QRCs, 因此在实际应用中, 一般选用全波模式 ZCS QRCs。因此, 这里只给出在全波模式 ZCS QRCs 的基础上改进得到的 ZCS PWM 变换器。图中 S_1 和 S_a 的电路构成如图 4.4(g) 所示。

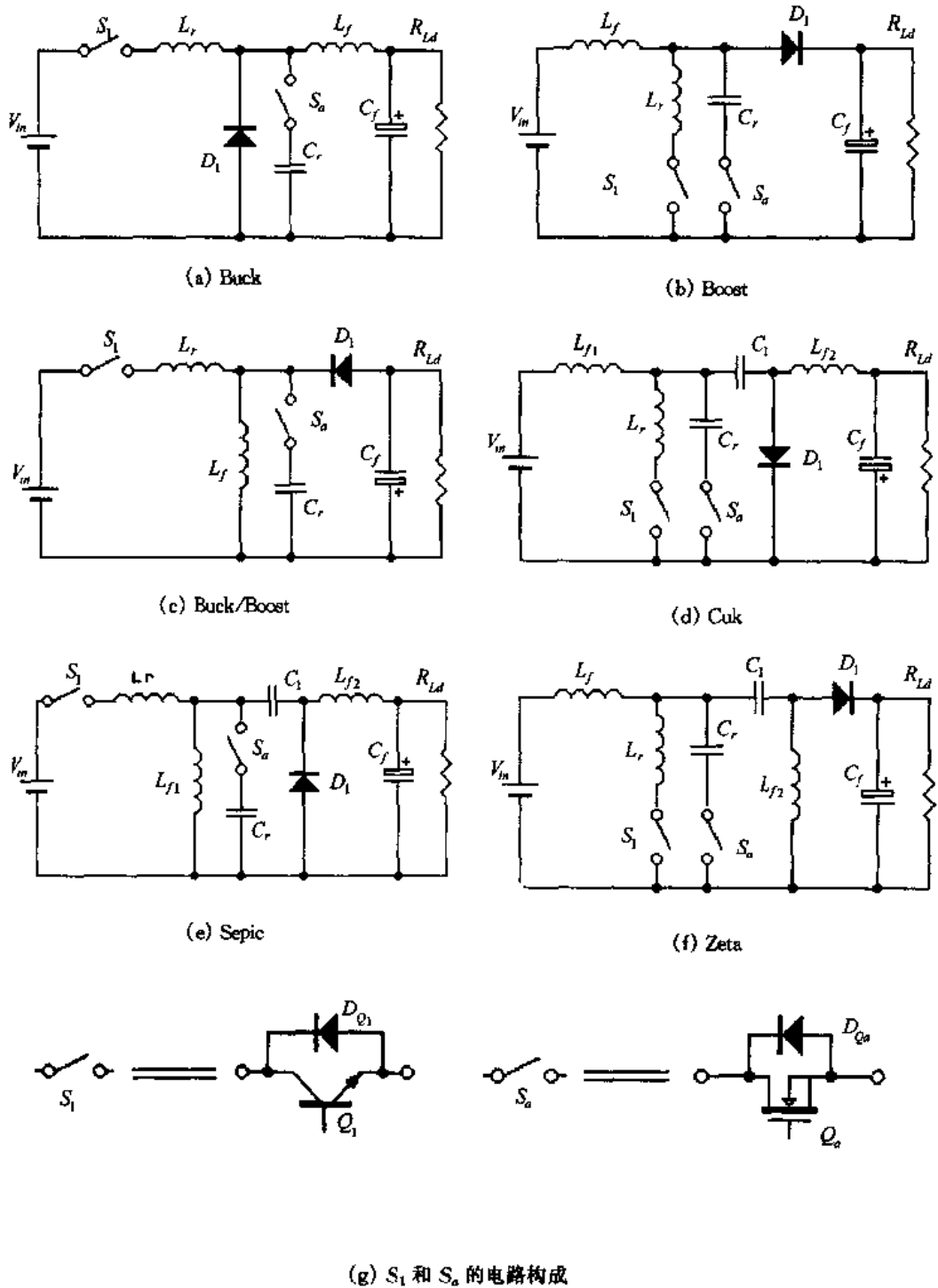


图 4.4 不隔离的单管 ZCS PWM 变换器族

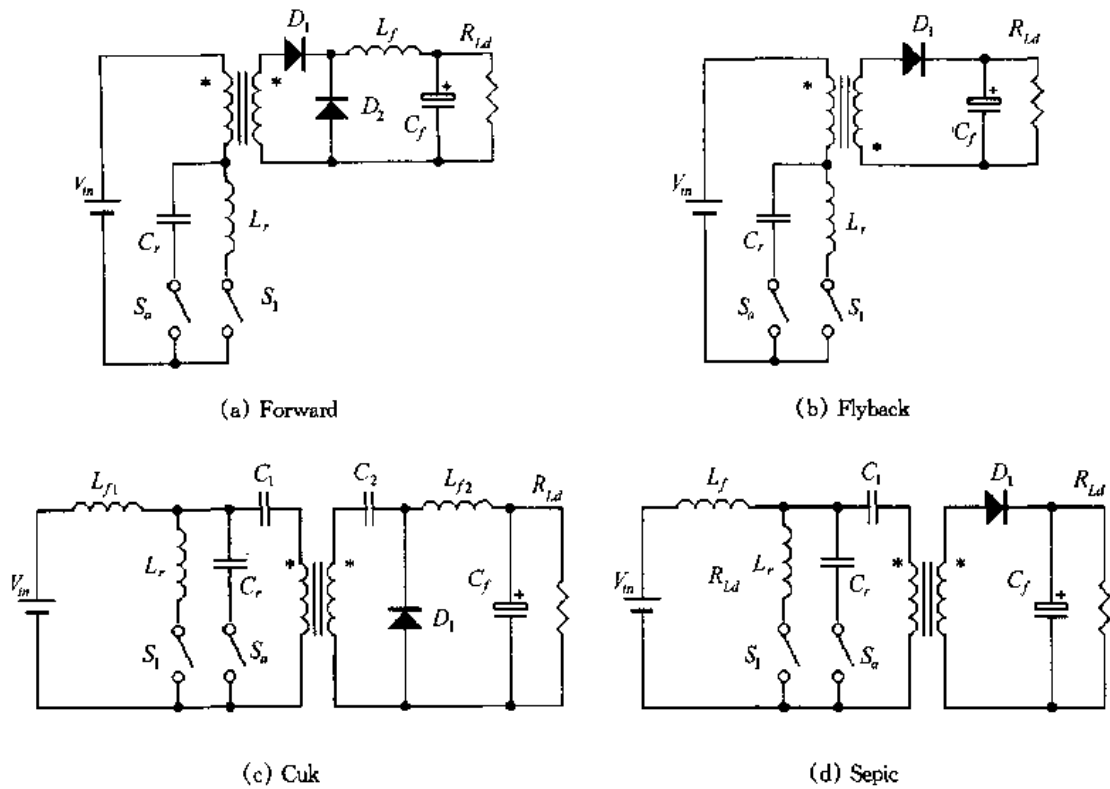


图 4.5 隔离的单管 ZCS PWM 变换器族

4.3 ZVS PWM 变换器

前面讨论了 ZCS PWM 变换器的工作原理,它是在 ZCS QRCs 的基础上,给谐振电容串联一只辅助开关管(包括它的反并联二极管)。根据电路对偶原理,如果在 ZVS QRCs 的基础上,给谐振电感并联一只辅助开关管(包括它的串联二极管),就可以得到一族 ZVS PWM 变换器。下面我们以 Buck ZVS PWM 变换器为例来分析它们的工作原理。

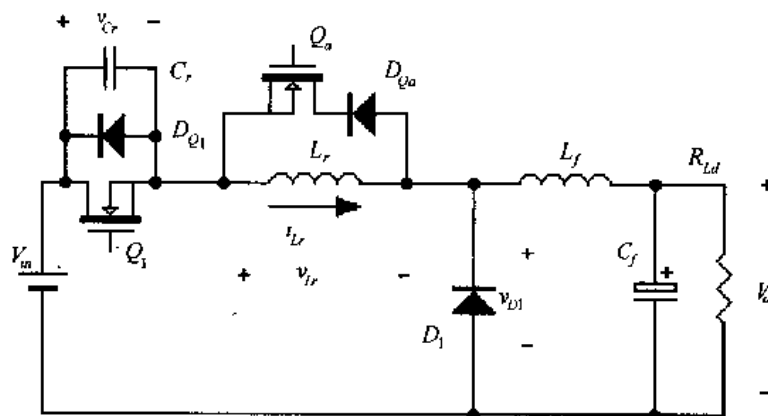
4.3.1 工作原理

图 4.6 给出了 Buck ZVS PWM 变换器的电路图和主要波形,其中输入电源 V_{in} 、主开关管 Q_1 (包括其反并二极管 D_{Q1})、续流二极管 D_1 、滤波电感 L_f 、滤波电容 C_f 、负载电阻 R_{Ld} 、谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 构成半波模式的 Buck ZVS QRC。 Q_a 是辅助开关管, D_{Qa} 是 Q_a 的串联二极管。从中可以看出, Buck ZVS PWM 变换器实际上是在 Buck ZVS QRC 的基础上,给谐振电感 L_r 并联了一个辅助开关管 Q_a 和二极管 D_{Qa} 。

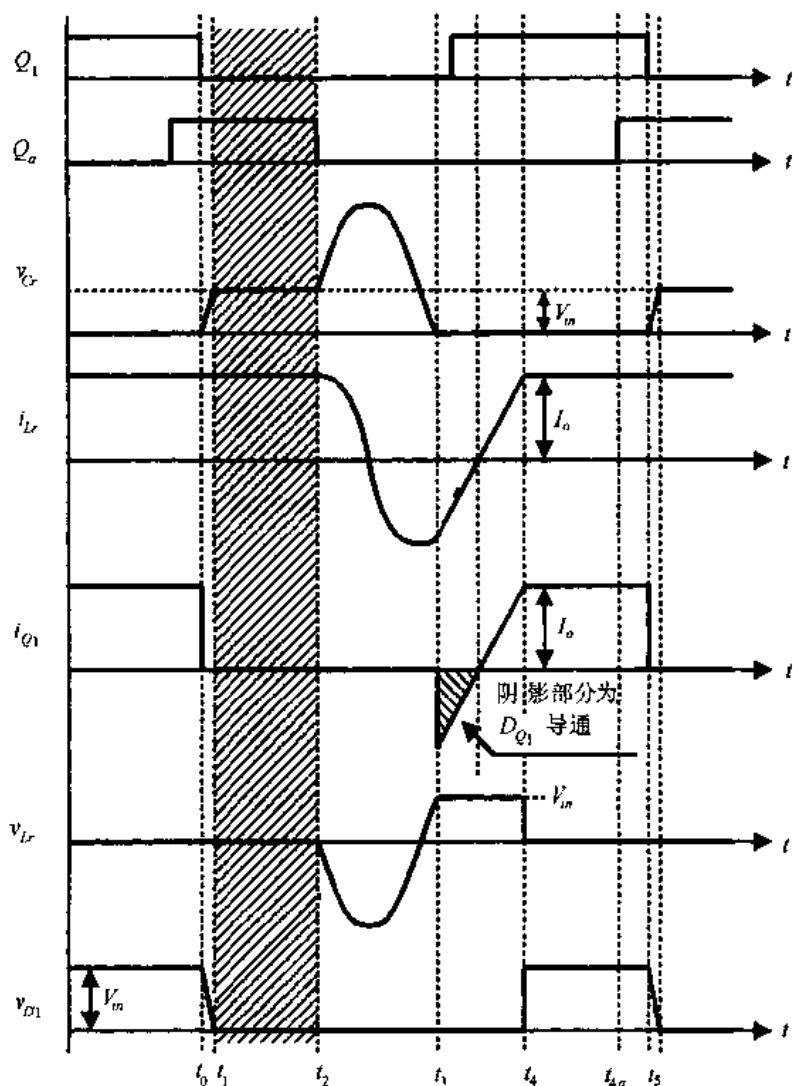
在一个开关周期 T_s 中,该变换器有五种开关状态,其等效电路如图 4.7 所示。在分析之前,作出如下假设:

- ① 所有开关管、二极管均为理想器件;
- ② 所有电感、电容和变压器均为理想元件;
- ③ $L_f \gg L_r$;
- ④ L_f 足够大,在一个开关周期中,其电流基本保持不变,为 I_o ,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。

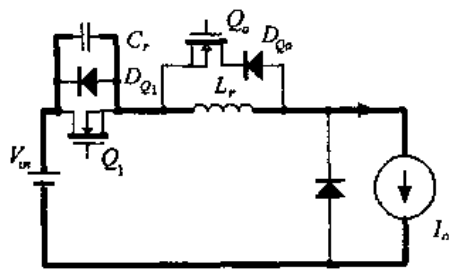


(a) 电路图

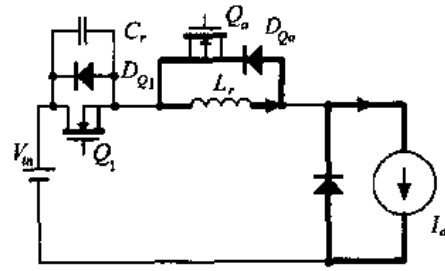


(b) 主要波形图

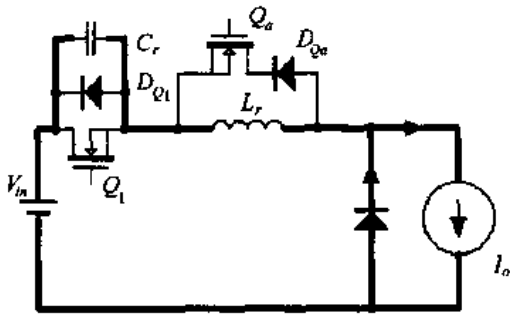
图 4.6 Buck ZVS PWM 变换器的电路图和主要波形图



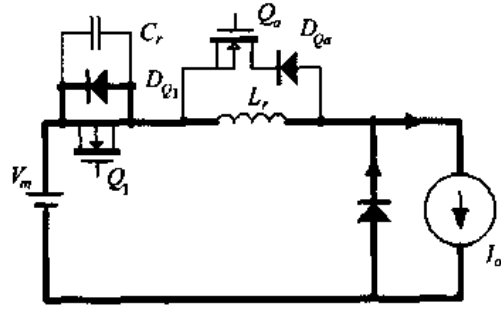
(a) $[t_0, t_1]$ 电容充电阶段



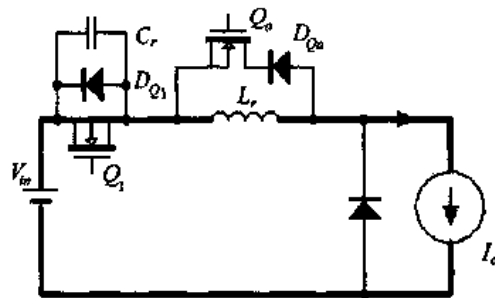
(b) $[t_1, t_2]$ 自然续流阶段



(c) $[t_2, t_3]$ 谐振阶段



(d) $[t_3, t_4]$ 电感充电阶段



(e) $[t_4, t_5]$ 恒流阶段

图 4.7 Buck ZVS PWM 变换器各开关模式的等效电路

这里给出以下物理量的定义：

- ① 特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ ；
- ② 谐振角频率 $\omega = 1/\sqrt{L_r C_r}$ ；
- ③ 谐振频率 $f_r = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$ ；
- ④ 谐振周期 $T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_r C_r}$ 。

1. 开关模态 1 [t_0, t_1]——电容充电阶段 [参考图 4.7(a)]

在 t_0 时刻之前,主开关管 Q_1 和辅助开关管 Q_a 均处于导通状态,续流二极管 D_1 处于关断状态,谐振电容电压 $V_{Cr}(t_0)=0$,谐振电感电流 $I_{Lr}(t_0)=I_o$ 。

在 t_0 时刻,主开关管 Q_1 关断,其电流立即转移到谐振电容中去,给谐振电容充电。在此开关模态中,谐振电感电流恒定不变,即

$$i_{Lr}(t) = I_o \quad (4.21)$$

由于电容的充电电流为输出电流 I_o ,因此谐振电容电压线性上升,即

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_o}{C_r}(t - t_0) \quad (4.22)$$

因为 C_r 的电压是慢慢上升的,所以 Q_1 就是零电压关断。

在 t_1 时刻, v_{Cr} 上升到输入电压 V_{in} ,续流二极管 D_1 导通,开关模态 1 结束,它的持续时间为:

$$t_{01} = C_r V_{in} / I_o \quad (4.23)$$

2. 开关模态 2 [t_1, t_2]——自然续流阶段 [参考图 4.7(b)]

在此开关模态中,谐振电感电流 i_{Lr} 通过辅助开关管 Q_a 续流,其电流值保持不变,依然等于输出电流 I_o 。而输出电流 I_o 则通过续流二极管 D_1 续流。

3. 开关模态 3 [t_2, t_3]——谐振阶段 [参考图 4.7(c)]

在 t_2 时刻,辅助开关管 Q_a 关断,谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 开始谐振工作,而输出电流依然通过 D_1 续流。由于 C_r 的存在,因此辅助开关管 Q_a 是零电压关断的。在这段时间里,谐振电感电流和谐振电容电压为:

$$i_{Lr}(t) = I_o \cos \omega(t - t_2) \quad (4.24)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{in} + I_o Z_r \sin \omega(t - t_2) \quad (4.25)$$

续流二极管 D_1 中的电流为:

$$i_{D1}(t) = I_o [1 - \cos \omega(t - t_2)] \quad (4.26)$$

在 t_3 时刻, v_{Cr} 下降到 0, Q_1 的反并二极管 D_{Q1} 导通,将 Q_1 的电压箝在零位,此时开通 Q_1 ,则 Q_1 是零电压开通。

在 t_3 时刻,谐振电感电流为:

$$I_{Lr}(t_3) = -I_o \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_r}\right)^2} \quad (4.27)$$

开关模态 3 的持续时间为:

$$t_{23} = \frac{\pi}{\omega} + \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{I_o Z_r} \quad (4.28)$$

4. 开关模态 4 [t_3, t_4]——电感充电阶段 [参考图 4.7(d)]

在此开关模态中,主开关管 Q_1 处于开通状态,输出电流 I_o 通过 D_1 续流,此时加在

谐振电感上的电压为输入电压 V_{in} , 谐振电感电流线性增加, 即

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_3) + \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_3) \quad (4.29)$$

而 D_1 中的电流线性减小, 即

$$i_{D1}(t) = I_o - I_{Lr}(t_3) - \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_3) \quad (4.30)$$

在 t_4 时刻, i_{Lr} 上升到输出电流 I_o 。此时 D_1 中的电流减小到 0, D_1 自然关断。该开关模态的持续时间为:

$$t_{34} = \frac{L_r [I_o - I_{Lr}(t_3)]}{V_{in}} \quad (4.31)$$

5. 开关模态 5 [t_4, t_5]——恒流阶段 [参考图 4.7(e)]

在此开关模态中, 主开关管 Q_1 处于开通状态, D_1 处于关断状态, 谐振电感电流保持在输出电流 I_o 。

辅助开关管 Q_a 在主开关管 Q_1 关断之前开通, 即在 t_{4a} 时刻开通 Q_a 。由于谐振电感电流不能突变, 因此 Q_a 是零电流开通。

在 t_5 时刻, Q_1 零电压关断, 开始另一个开关周期。

4.3.2 ZVS PWM 变换器与 ZVS QRCs 的比较

从上面的分析中可以知道, Buck ZVS PWM 变换器与 Buck ZVS QRC 的区别是:

① Buck ZVS PWM 变换器通过控制辅助开关管 Q_a , 在 Buck ZVS QRC 的电容充电阶段和谐振过程插入了一个自然续流阶段, 如图 4.6(b) 中的阴影部分所示。

② Buck ZVS QRC 采用频率调制策略, 而 Buck ZVS PWM 变换器可以实现变换器的 PWM 控制。在 Buck ZVS PWM 变换器中, 开关模态 2 和 5 实际上和基本的 Buck PWM 变换器的两个开关模态一样, 只是开关模态 2 中谐振电感在自然续流, 它是为实现 ZVS 准备初始条件; 而开关模态 3 是实现零电压开通的开关模态; 开关模态 1 是实现零电压关断的开关模态; 开关模态 4 是实现 ZVS 所附带产生的开关模态。为了实现变换器的 PWM 控制, 在设计参数时, 一般使开关模态 1、3 和 4 的时间相对于开关模态 2 和 5 的时间很短, 使谐振元件的工作对于变换器的特性影响很小。

③ Buck ZVS QRC 中谐振电感和谐振电容一直参与变换器的工作。在 Buck ZVS PWM 变换器中, 谐振电感和谐振电容不是一直参与变换器的工作, 而只是在主开关管开关时谐振工作, 谐振工作时间相对于开关周期来说很短, 谐振元件的损耗较小; 同时, 开关管的通态损耗比 Buck ZVS QRC 小。

Buck ZVS PWM 变换器与 Buck ZVS QRC 的相同之处是: 主开关管实现零电压开关的条件完全相同; 开关管和谐振电容、谐振电感的电压和电流应力也是完全一样的。同时, 在 Buck ZVS PWM 变换器中, 辅助开关管 Q_a 也实现了零电压开关。

Buck ZVS PWM 变换器与 Buck ZVS QRC 的区别与相同之处就是所有 ZVS PWM 变换器与它们所对应的 ZVS QRCs 的区别与相同之处。

4.3.3 参数设计

1. L_r 和 C_r 的设计

为了实现主开关管的零电压开关,谐振电容电压必须能够回零,那么从式(4.25)中可以看出,必须满足下式:

$$I_{o\min}Z_r > V_{in} \quad (4.32)$$

式中 $I_{o\min}$ 是最小输出电流。即

$$Z_r > \frac{V_{in}}{I_{o\min}} \quad (4.33)$$

可将上式改写为:

$$Z_r = K_v \frac{V_{in}}{I_{o\min}} \quad (4.34)$$

式中 $K_v > 1$ 。

为了减小谐振电感和谐振电容谐振工作对 PWM 控制产生的影响,需要将谐振工作时间尽量减小,即减小开关模态 3 的持续时间,亦即减小谐振周期 T_r ,提高谐振频率 f_r 。这里定义谐振频率 f_r 与开关频率的关系为:

$$f_r = N \cdot f_s \quad (4.35)$$

式中 N 一般取值为 3~10。

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (4.36)$$

从式(4.34)~(4.36)可以确定 L_r 和 C_r 的大小,1.

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r} = \frac{K_v}{2\pi \cdot N} \cdot \frac{V_{in}}{f_s I_{o\min}} \quad (4.37)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} = \frac{1}{2\pi \cdot K_v \cdot N} \cdot \frac{I_{o\min}}{f_s V_{in}} \quad (4.38)$$

2. 开关管和二极管的选取

开关管和二极管的选取取决于它们的电压与电流应力。从式(4.25)中我们可以知道,谐振电容的最大电压为:

$$V_{Cr\max} = V_{in} + I_o Z_r \quad (4.39)$$

将式(4.34)代入上式,则有:

$$V_{Cr\max} = V_{in} \left(1 + K_v \frac{I_o}{I_{o\min}} \right) \quad (4.40)$$

在最大输出负载时, $V_{Cr\max} = V_{in} \left(1 + K_v \frac{I_{o\max}}{I_{o\min}} \right)$ 。也就是说,负载越大,谐振电容上的电压越高;最大负载与最小负载的比值 $\frac{I_{o\max}}{I_{o\min}}$ 越大,谐振电容上的电压越高。

从式(4.24)中可知,谐振电感的最大电流为 $I_{Lr\max} = I_{o\max}$ 。

根据上面的分析,我们可以知道:

① Q_1 中流过的最大电流为 $I_{Q1\max} = I_{o\max}$,它所承受的最大正向电压为

$V_{Q1\max} = V_{in} \left(1 + K_v \frac{I_{O\max}}{I_{O\min}} \right)$, $\frac{I_{O\max}}{I_{O\min}}$ 越大, $V_{Q1\max}$ 越高。

② 反并联二极管 D_{Q1} 中流过的最大电流为 $I_{DQ1\max} = I_{O\max}$, 所承受的最大反向电压为

$$V_{DQ1\max} = V_{in} \left(1 + K_v \frac{I_{O\max}}{I_{O\min}} \right)。$$

③ 续流二极管 D_1 中所流过的最大电流为 $I_{D1\max} = 2I_{O\max}$, 所承受的最大反向电压为 V_{in} 。

④ 谐振电感的最大电流为 $I_{Lr\max} = I_{O\max}$, 谐振电容上的最大电压为 $V_{Cr\max} = V_{in} \left(1 + K_v \frac{I_{O\max}}{I_{O\min}} \right)。$

⑤ 辅助开关管所承受的最大正向电压为 V_{in} , 辅助二极管所承受的最大反向电压为

$$V_{Cr\max} = K_v \cdot \frac{I_{O\max}}{I_{O\min}} \cdot V_{in}。$$

4.3.4 仿真结果与分析

图 4.8 给出了 Buck ZVS PWM 变换器的仿真波形, 仿真所用的参数为:

- 输入直流电压: $V_{in} = 48\text{VDC}$;
- 输出直流电压: $V_o = 24\text{VDC}$;
- 输出电流: $I_o = 3\text{A}$;
- 滤波电感: $L_f = 60\mu\text{H}$;
- 滤波电容: $C_f = 10\mu\text{F}$;
- 谐振电感: $L_r = 2.7\mu\text{H}$;
- 谐振电容: $C_r = 650\text{pF}$;
- 谐振频率: $f_r = 3.8\text{MHz}$;
- 开关频率: $f_s = 1\text{MHz}$ 。

从图中可以看出, 当主开关管 Q_1 关断时, 谐振电容限制了电压的上升率, 使 Q_1 实现了零电压关断。当谐振电容电压下降到零, Q_1 的反并联二极管 D_{Q1} 导通, 将 Q_1 的电压箝在零位, 此时开通 Q_1 , 那么 Q_1 是零电压开通。

从图中也可以看出, 谐振元件只是在主开关管开关时工作一段时间, 其他时间停止工作, 这样谐振元件的损耗相对于 ZVS QRCs 来说要小一些。而谐振元件和开关管的电压和电流与 ZVS QRCs 的完全一样。该变换器的谐振电感和谐振电容的特征阻抗为 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r} = 64.45\Omega$, 因此谐振电容电压峰值为 $V_{Cr\max} = V_{in} + I_o Z_r = 48 + 3 \times 64.45 = 241\text{V}$, 谐振电感电流峰值为 $I_{Lr\max} = I_o = 3\text{A}$ 。

4.3.5 ZVS PWM 变换器族

给 ZVS QRCs 中的谐振电感并联一个辅助开关管, 就可以得到一族 ZVS PWM 变换器。图 4.9 给出了一族不隔离的单管 ZVS PWM 变换器, 图 4.10 给出了一族隔离的单管 ZVS PWM 变换器。在第三章中, 我们知道, 半波模式 ZVS QRCs 优于全波模式 ZVS QRCs, 在实际应用中, 一般选用半波模式 ZVS QRCs。因此, 这里只给出在半波模式 ZVS QRCs 的基础上改进得到的 ZVS PWM 变换器。图中 S_1 和 S_a 的电路构成如图 4.9(g) 所示。

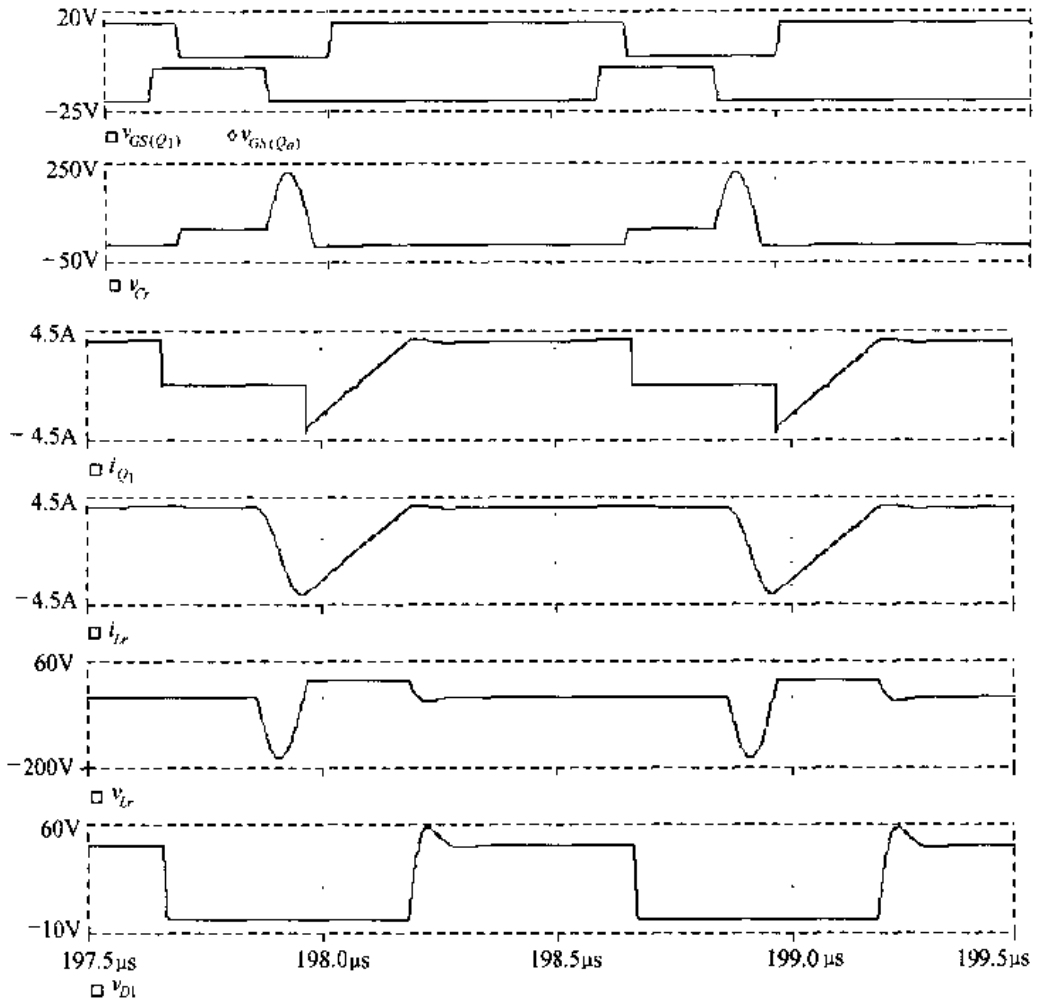


图 4.8 Buck ZVS PWM 变换器的仿真波形

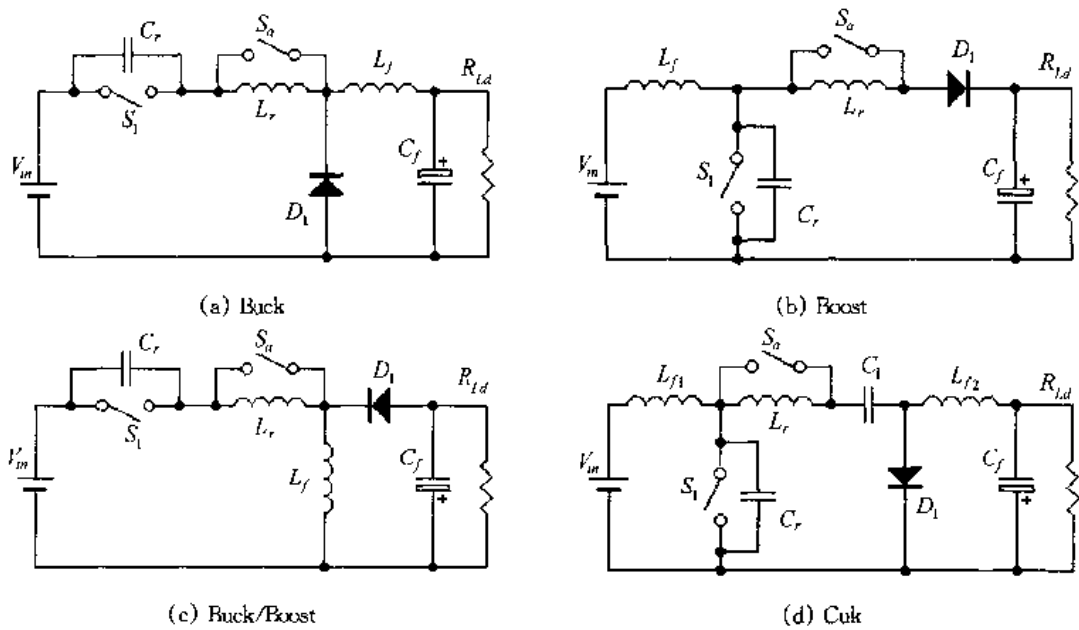
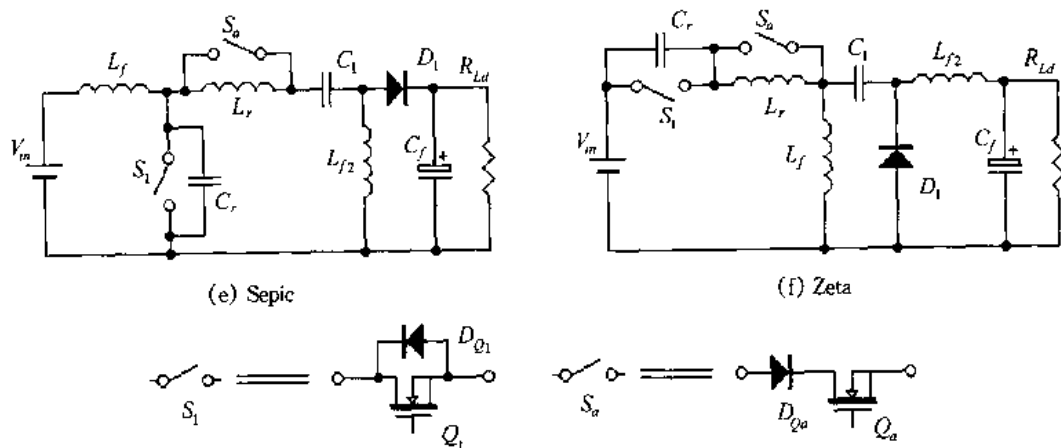
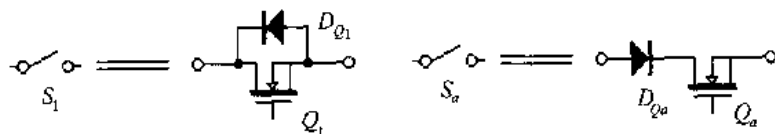


图 4.9 不隔离的单管 ZVS PWM 变换器族



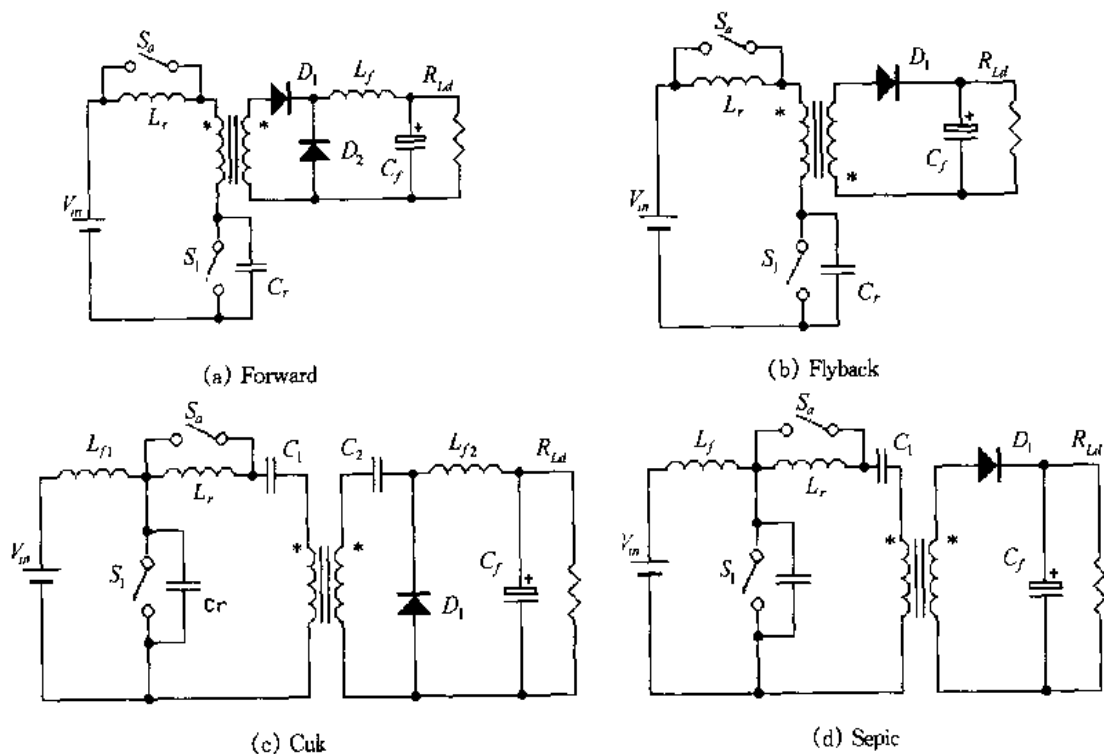
(e) Sepic

(f) Zeta



(g) S_1 和 S_2 的电路构成

图 4.9(续)



(a) Forward

(b) Flyback

(c) Cuk

(d) Sepic

图 4.10 隔离的单管 ZVS PWM 变换器族

本章小结

本章分析了 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器的基本工作原理及其参数设计。从前面的分析可以得到以下结论：

① ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器是分别在 ZCS QRCs 和 ZVS QRCs 的基础上改进而得到的。在 ZCS QRCs 的谐振电容上串联一个辅助开关管就可以得到 ZCS PWM 变换器，而在 ZVS QRCs 的谐振电感上并联一个辅助开关管则可以得到 ZVS PWM