

零电压零电流开关复合式 PWM 全桥三电平变换器

李斌 阮新波 南京航空航天大学 (南京 210016)

摘要:本文提出一种零电压零电流开关 PWM 复合式全桥三电平变换器,该变换器的一个桥臂为三电平桥臂,其开关管的电压应力为输入电压的一半,可在很宽的负载范围内实现零电压开关,可以选用 MOSFET;另一个桥臂为两电平桥臂,其开关管电压应力为输入电压,可在很宽的负载范围内实现零电流开关,可以选用 IGBT。该变换器的输出整流电压交流分量很小,可以减小输出滤波器,改善变换器的动态特性。其输入电流脉动很小,可以减小输入滤波器。本文详细分析该变换器的工作原理,讨论参数设计,并且给出实验结果。本文还提出了其他几种零电压零电流开关 PWM 复合式全桥三电平变换器。

叙 词:三电平变换器 全桥变换器 零电压开关 零电流开关

1 引言

为了满足 IEC61000-3-2 的谐波限制要求,必须采用功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)技术,三相 PFC 变换器的输出电压一般为 760-800VDC,甚至高达 1000V,这就要求提高后级直流变换器开关管的电压定额。为了降低开关管的电压应力,Pinheiro 于 1992 年提出了零电压开关 PWM 三电平变换器(Zero-Voltage-Switching PWM Three-Level Converters, ZVS TL 变换器)^[1],该变换器最大的优点是开关管电压应力为输入电压的一半。

文献[5]系统地提出了 TL 变换器的软开关技术,引入了超前管和滞后管的概念,并将软开关 PWM TL 变换器分为两类:ZVS PWM TL 变换器和 Zero-Voltage and Zero-Current-Switching (ZVZCS) PWM TL 变换器。在 ZVS PWM TL 变换器中,超前管利用漏感和输出滤波电感的能量可以在很宽的负载范围内实现 ZVS,而滞后管只能利用漏感能量实现 ZVS,漏感一般较小,轻载时滞后管将失去 ZVS^[1-3, 6]。在 ZVZCS PWM TL 变换器中,超前管可以在较宽的负载范围内实现 ZVS,适合选用 MOSFET,滞后管也可在较宽的负载范围内实现 ZCS,适合选用 IGBT^[4, 5]。前面已提到,TL 变换器的开关管电压应力为输入电压的一半,而 IGBT 的电压定额可以较高,因此 IGBT 用于 TL 变换器没有充分利用电压定额。

前面提到的 TL 变换器本质上是一个半桥变换器,其输出滤波器上的电压为两电平波形,只是因为其桥臂是一个三电平桥臂,所以称之为 TL 变换器,准确来讲,该变换器应称为半桥 TL 变换器。

本文提出一种 ZVZCS 复合式全桥(Hybrid Full-Bridge, H-FB) TL 变换器,该变换器的两个桥臂分别为三电平桥臂和两电平桥臂。三电平桥臂的开关管电压应力为输入电压的一半,可在很宽的负载范围内实现 ZVS,可以选用 MOSFET。两电平桥臂开关管的电压应力为输入电压,可在很宽的负载范围内实现 ZCS,可以选用 IGBT。因此该变换器的开关管充分发挥了目前市场上所能提供器件的特性和优势。该变换器的输出滤波器上的电压为

三电平波形,所含高频交流分量较小,因而可以减小输出滤波器。同时它的输入电流脉动较小,由此可以减小输入滤波器。本文将详细分析该变换器的工作原理,讨论其参数设计,并进行实验验证。

2 工作原理

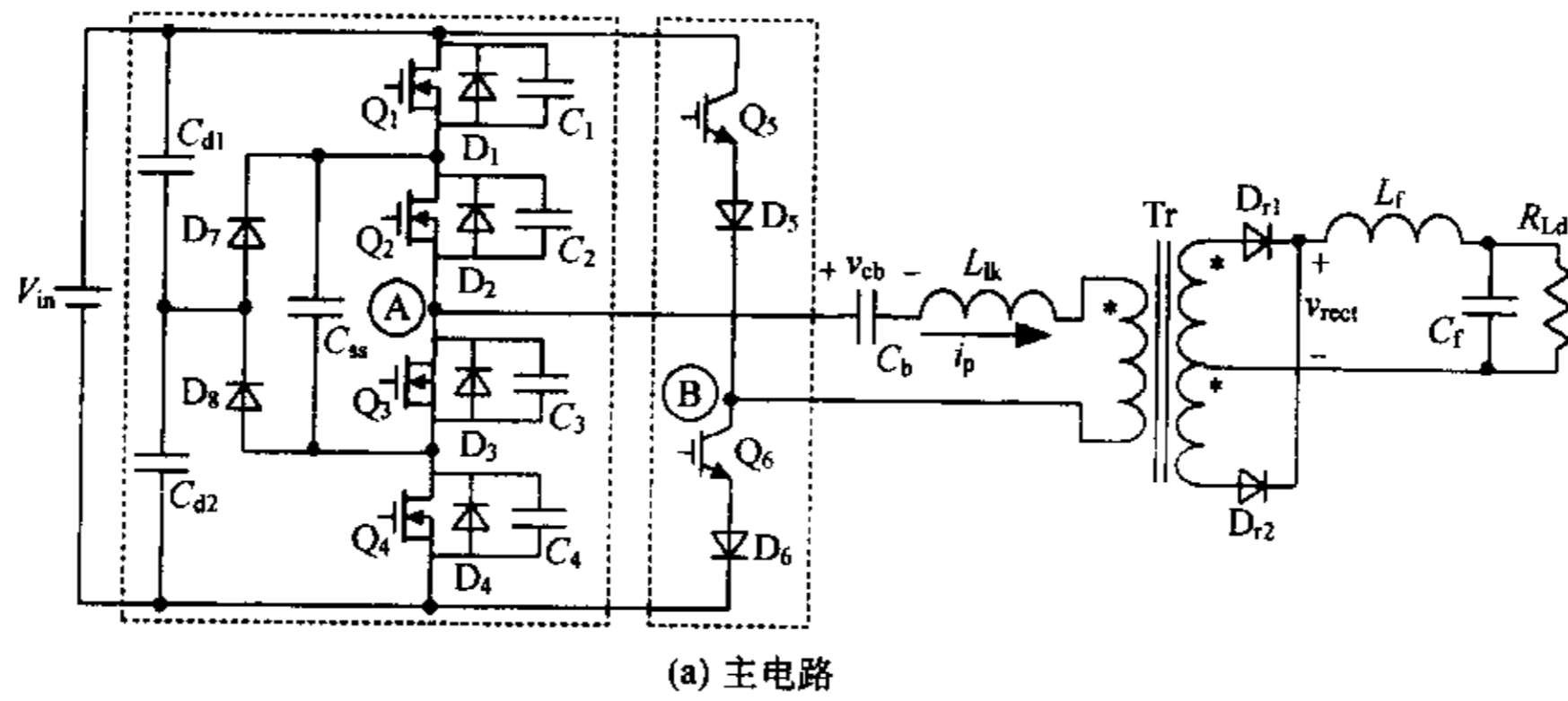
图 1 给出了 ZVZCS H-FB TL 变换器的主电路和主要波形图。三电平桥臂由开关管 $Q_1 - Q_4$ (包括其寄生二极管 $D_1 - D_4$ 和结电容 $C_1 - C_4$)、续流二极管 D_7 和 D_8 、分压电容 C_{d1} 和 C_{d2} ,以及飞跨电容 C_m 组成。其中 C_{d1} 和 C_{d2} 容量很大,而且相等,其电压均为输入电压 V_{in} 的一半,即 $V_{d1} = V_{d2} = V_{in}/2$ 。两电平桥臂由开关管 Q_5 和 Q_6 与其串联二极管 D_5 和 D_6 组成, D_5 和 D_6 分别使 Q_5 和 Q_6 只能单方向流过电流。 L_m 是变压器原边漏感, C_s 是阻断电容。

Q_2 和 Q_3 与 Q_5 和 Q_6 采用移相控制方法, Q_2 和 Q_3 为 180° 互补导通, Q_5 和 Q_6 为 180° 互补导通, Q_2 和 Q_3 的驱动信号分别超前于 Q_5 和 Q_6 一个相位角(称为移相角),定义 Q_2 和 Q_3 为超前管, Q_5 和 Q_6 为滞后管。在稳态工作时, Q_2 和 Q_3 与 Q_5 和 Q_6 之间的移相角是固定的,其大小只是刚好保证 Q_5 和 Q_6 实现 ZCS,后面将会解释。 Q_1 和 Q_4 分别相对于 Q_2 和 Q_3 PWM 工作,定义它们为斩波管。

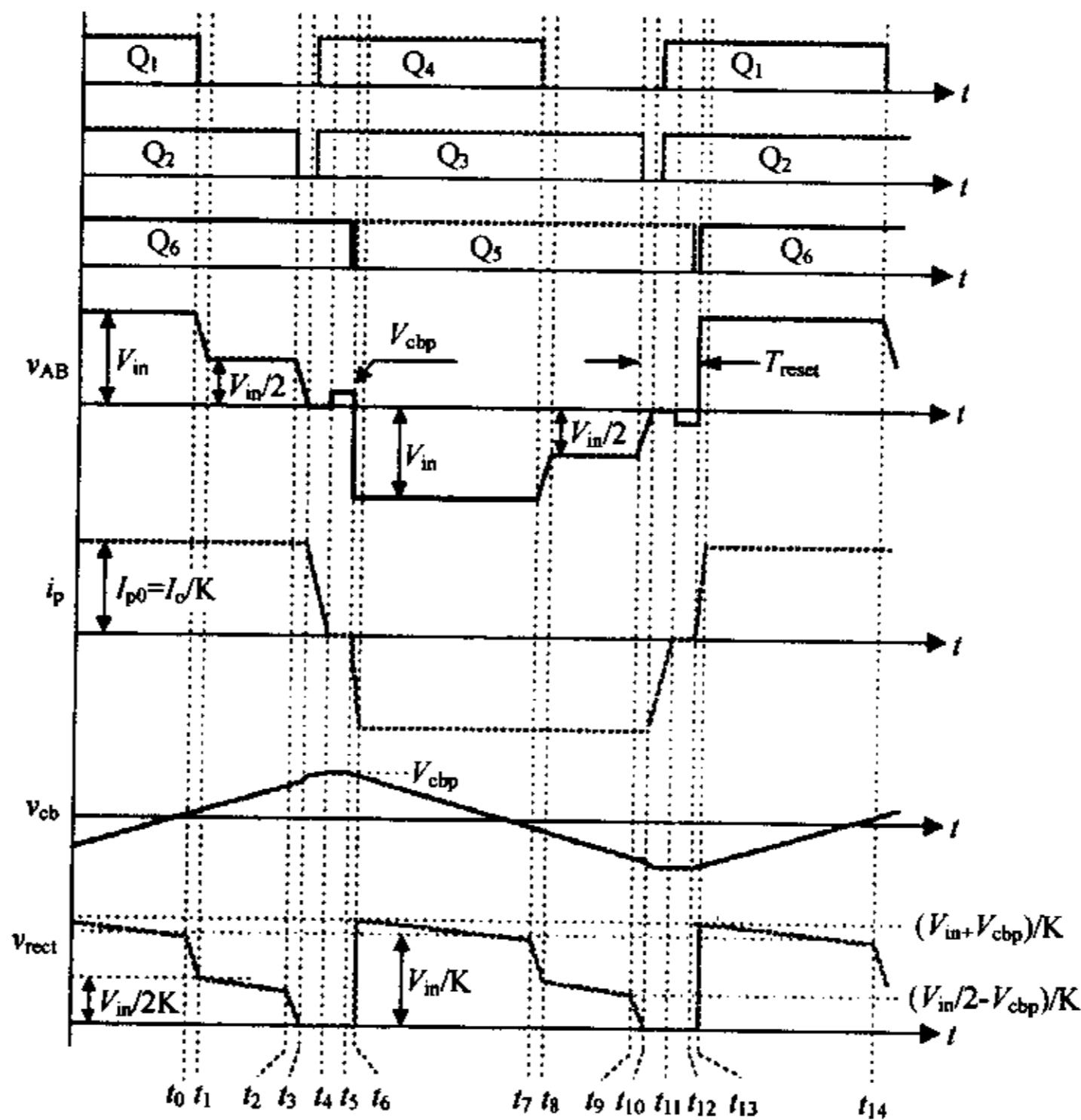
在一个开关周期中,ZVZCS H-FB TL 变换器有 14 个开关模式,图 2 给出了不同开关模式下的等效电路。在分析之前,作如下假设:

- 1) 所有开关管、二极管均为理想器件;
- 2) 电感、电容均为理想元件;
- 3) $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_r$;
- 4) 飞跨电容 C_m 足够大,在稳态工作时,其电压为 $V_{in}/2$;
- 5) 滤波电感 L_r 足够大,可以认为是一个恒流源,其电流为输出电流 I_o 。

(1) 开关模式 0 t_0 时刻前 [图 2(a)]



(a) 主电路



(b) 主要波形

图1 ZVZCS复合式全桥三电平变换器

t_0 之前, Q_1 、 Q_2 和 Q_6 导通, $v_{AB} = V_{in}$, 原边电流 i_p 给 C_b 充电。输出整流管 D_{R1} 导通, D_{R2} 截止。在 t_0 时刻, $I_p(t_0) = I_{p0} = I_o/K$, 其中 K 为变压器原副边匝比。 C_b 的电压为 $V_b(t_0)$ 。

(2) 开关模式 1 [t_0, t_1] [图 2(b)]

t_1 时刻关断 Q_1 , i_p 给 C_1 充电, 同时通过 C_{cb} 给 C_4 放电。由于有 C_1 和 C_4 , Q_1 是零电压关断。此时副边恒流源 I_o 反射到原边, i_p 保持 I_{p0} 不变。 i_p 同时给 C_b 充电。

$$v_{d1}(t) = \frac{I_{p0}}{2C_r}(t - t_0) \quad (1)$$

$$v_{d2}(t) = \frac{V_{in}}{2} - \frac{I_{p0}}{2C_r}(t - t_0) \quad (2)$$

在 t_1 时刻, C_1 的电压上升到 $V_{in}/2$ 时, C_4 的电压下降到 0, A 点电位为 $V_{in}/2$, D_7 自然导通。该模式的持续时间为:

$$t_{01} = C_r V_{in} / I_{p0} \quad (3)$$

(3) 开关模式 2 [t_1, t_2] [图 2(c)]

当 D_7 导通后, 由于 C_{cb} 电压稳定在 $V_{in}/2$, Q_4 的电压被钳在零, $v_{AB} = V_{in}/2$, i_p 对 C_b 充电。

(4) 开关模式 3 [t_2, t_3] [图 2(d)]

t_2 时刻关断 Q_2 , i_p 给 C_2 充电, 同时通过 C_{cb} 给 C_3 放电。由于有 C_2 和 C_3 , Q_2 是零电压关断。此时副边恒流源 I_o 反射到原边, i_p 保持 I_{p0} 不变。 i_p 继续给 C_b 充电。

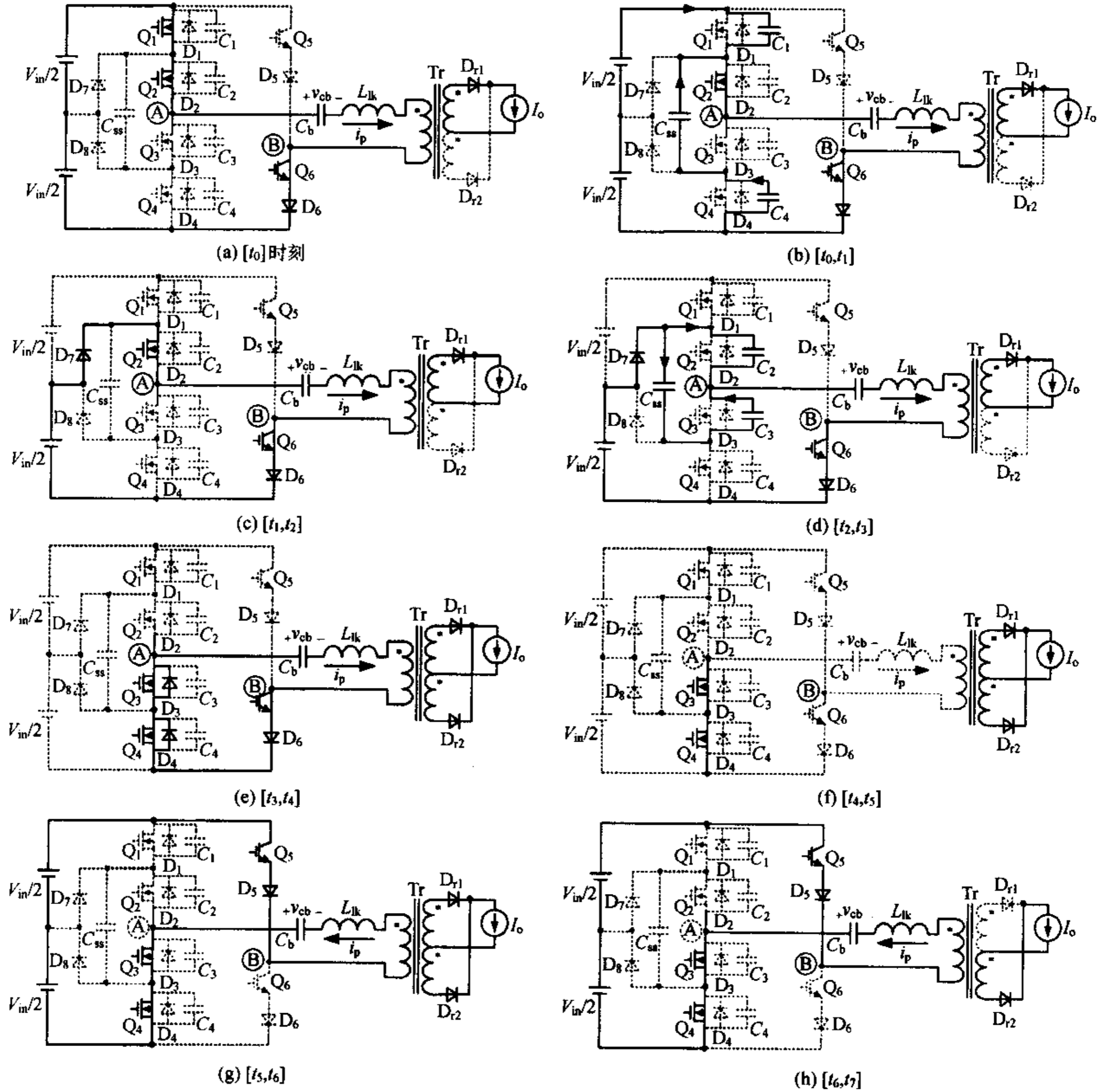


图 2 各个开关模式的等效电路

$$v_{c2}(t) = \frac{I_{p0}}{2C_r}(t - t_2) \quad (4)$$

$$v_{c3}(t) = \frac{V_{in}}{2} - \frac{I_{p0}}{2C_r}(t - t_2) \quad (5)$$

在 t_3 时刻, C_2 的电压上升到 $V_{in}/2$, C_3 的电压下降到 0。该模式的持续时间为: $t_{23} = C_r V_{in}/I_{p0}$ (6)

(5) 开关模式 4 [t_3, t_4] [图 2(e)]

从 t_3 时刻开始, D_3 和 D_4 导通, 将 Q_3 和 Q_4 两端电压钳在零, 此时开通 Q_3 和 Q_4 为零电压开通。由于 $v_{AB} = 0$, v_{cb} 加在变压器

原边, 使 i_p 下降, i_p 将不足以提供滤波电感电流, D_{r1} 和 D_{r2} 同时导通, 将变压器原、副边电压钳在零, 这样 v_{cb} 全部加在 L_{lk} 上。由于 C_b 较大, 可近似认为其电压基本不变, 因此 i_p 线性减小。

$$v_{cb}(t) = V_{cb}(t_2) = v_{cbp} \quad (7)$$

$$i_p(t) = I_{p0} - \frac{V_{cbp}}{L_{lk}}(t - t_3) \quad (8)$$

式中 V_{cbp} 是 C_b 的电压峰值。

在 t_4 时刻, i_p 下降到零。该开关模式的持续时间为:

$$t_{34} = L_{lk} \cdot I_{p0} / V_{cbp} \quad (9)$$

(6) 开关模式 5 [t_4, t_5] [图 2(f)]

i_p 下降到零后,有反向流动的趋势,但是 D_6 的存在使 i_p 保持在零。此时 $v_B = -V_{cb}$,两个整流管同时导通,均分负载电流。

(7) 开关模态 6 [t_5, t_6] [图 2(g)]

t_5 时刻关断 Q_6 ,此时 Q_6 中并没有电流流过,因此 Q_6 是零电流关断。在很小的延时后,开通 Q_5 ,由于 L_k 的存在, i_p 不能突变, Q_5 是零电流开通。

由于 i_p 不足以提供负载电流,两个整流管依然同时导通,变压器的原、副边绕组被钳在零电压。此时加在 L_k 上的电压为 $-(V_{in} + V_{cb})$, i_p 从零开始反方向线性增加。

$$i_p(t) = -\frac{V_{in} + V_{cb}}{L_k}(t - t_5) \quad (10)$$

在 t_6 时刻, i_p 反方向增加到折算到原边的负载电流 I_o/K 。该开关模态的时间为:

$$t_{56} = \frac{L_k \cdot I_o}{K \cdot (V_{in} + V_{cb})} \quad (11)$$

(8) 开关模态 7 [t_6, t_7] [图 2(h)]

从 t_6 时刻开始, D_{R1} 关断,所有负载电流均流过 D_{R2} 。 i_p 给 C_b 放电。

$$v_{cb}(t) = V_{cb} - \frac{I_o}{C_b}(t - t_6) \quad (12)$$

在 t_7 时刻,关断 Q_4 ,开始另一个半周期 [t_7, t_8],其工作情况类似于前面描述的 [t_0, t_1]。

3 变换器的优点

3.1 三电平桥臂的 ZVS

斩波管 Q_1 和 Q_4 的结电容确保它们实现零电压关断。为了实现零电压开通,必须使即将开通的斩波管的结电容电压从 $V_{in}/2$ 下降到 0,同时使关断的斩波管的结电容电压从 0 上升到 $V_{in}/2$,这相当于两只斩波管结电容的能量进行了相互交换。完成这个能量交换,需要外在能量。从 [t_0, t_1] 时段可以看出,在斩波管的开关过程中,输出滤波电感和漏感是相互串联的,用来完成斩波管结电容能量交换的能量来自输出滤波电感和漏感。输出滤波电感一般较大,其能量足以保证在负载较轻时也能实现斩波管的 ZVS,也就是说,斩波管可以在很宽的负载范围内实现 ZVS。

类似于斩波管,超前管也是利用输出滤波电感和漏感的能量在很宽的负载范围内实现 ZVS。

3.2 两电平桥臂的 ZCS

两电平桥臂可以实现 ZCS。为了实现开关管的 ZCS,必须在开关管关断之前,使 i_p 减小到零。 i_p 减小到零的时间为 t_{34} 。

图 3 给出了 v_{AB} 、 i_p 和 v_{cb} 的波形图。由于 L_k 很小,因此 t_{56} 很短,可以忽略。前面已提到,由于 C_b 较大, v_{cb} 在 [t_5, t_6] 期间基本不变。这样在 $T_s/2 - T_{reset}$ 内, v_{*cb} 从 $-V_{cb}$ 变化到 V_{cb} 。

$$V_{cb} = \frac{I_{p0}}{2 \cdot C_b} \cdot \left(\frac{T_s}{2} - T_{reset} \right) \quad (13)$$

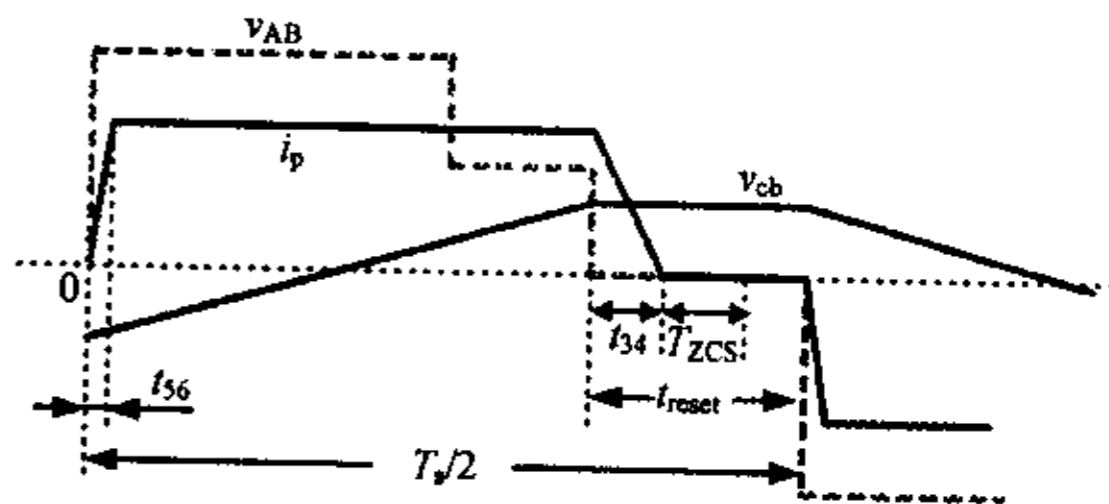
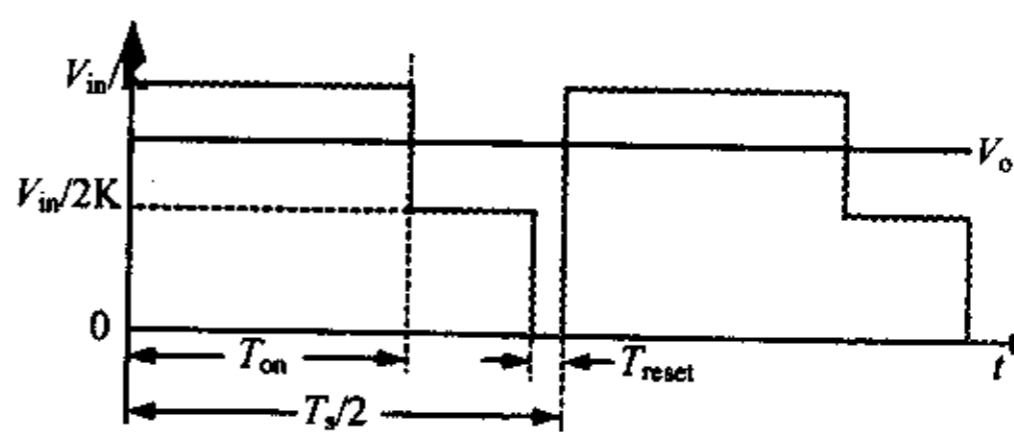


图 3 Treset 的确定

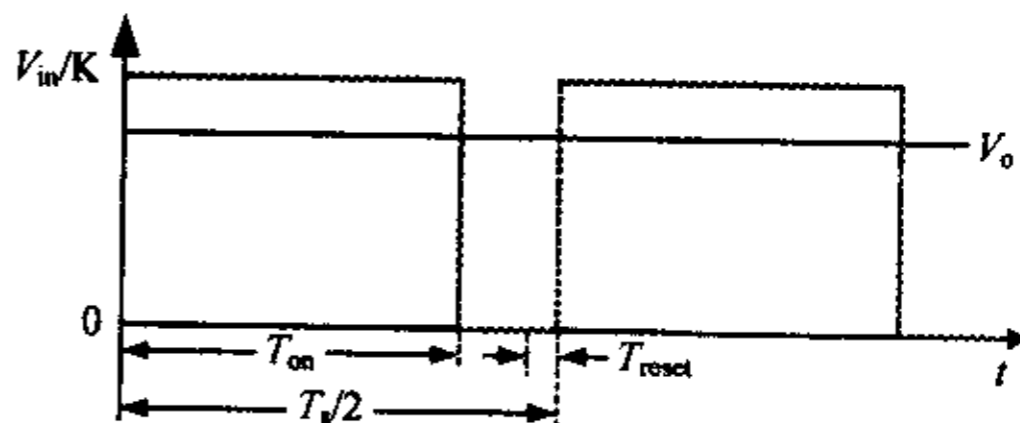
式中 T_{reset} 是预留的 i_p 的复位时间,它包括 t_{34} 和 T_{ZCS} 。 T_{ZCS} 是滞后管实现 ZCS 的时间,取决于滞后管的关断特性。

将式(13)代入式(9),可以得到:

$$t_{34} = 2L_k C_b / \left(\frac{T_s}{2} - T_{reset} \right) \quad (14)$$



(a) AVZCS H-S 变换器



(b) AVZCS FB 变换器

图 4 输出整流电压波形

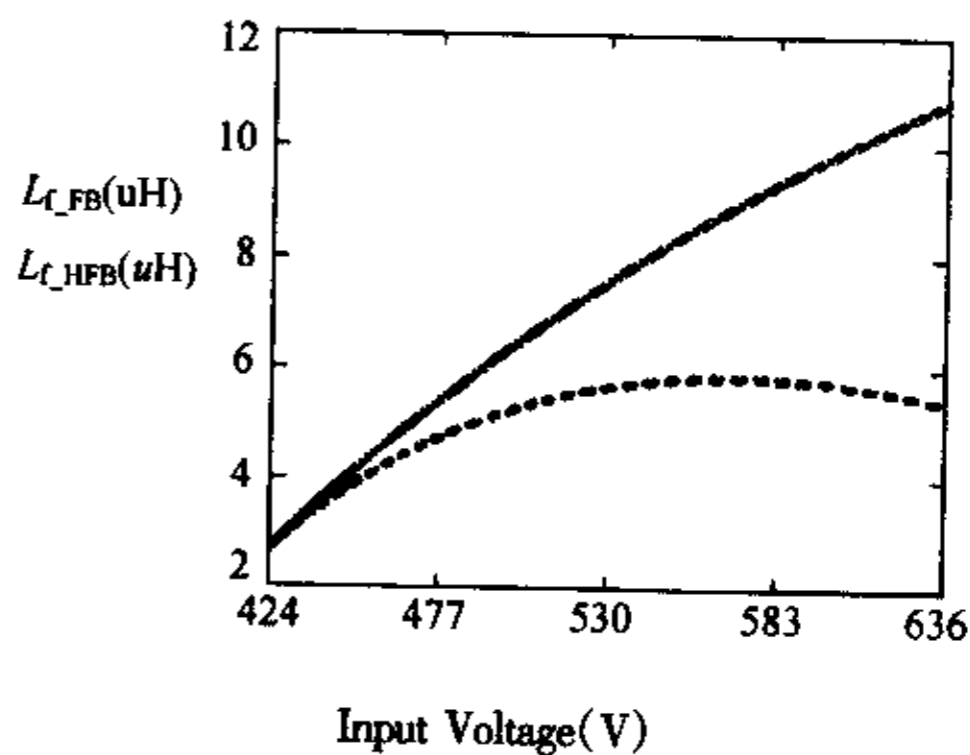


图 5 两种变换器的滤波电感

式(14)表明 t_{34} 与负载无关。因此只要满足式(15),就能确保 i_p 减小到零,从而确保在任意负载和输入电压范围内滞后管均能实现 ZCS。

$$t_{34} + T_{ZCS} \leq T_{reset} \quad (15)$$

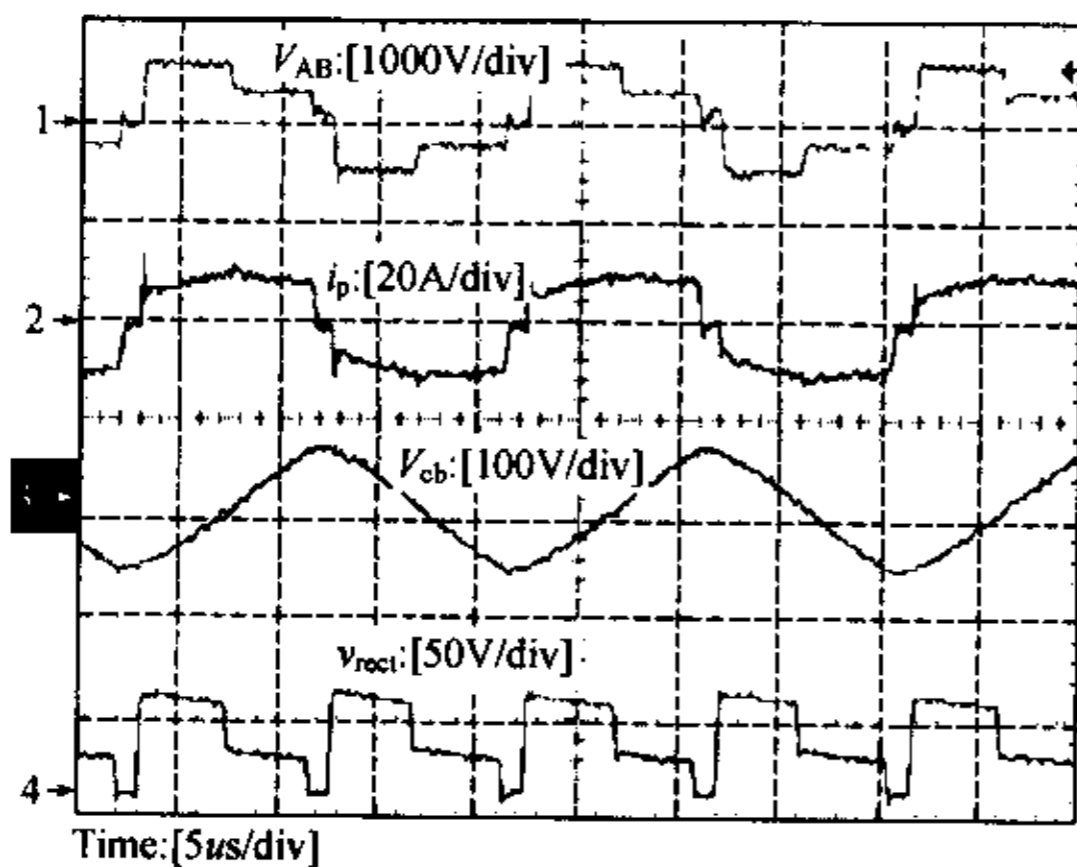
在实际设计中, T_{reset} 为一个固定的时间, 也就是超前管和滞后管的移相角是固定的。一般使 $T_{\text{reset}} < 0.05T_s$ 。

3.3 输出滤波电感

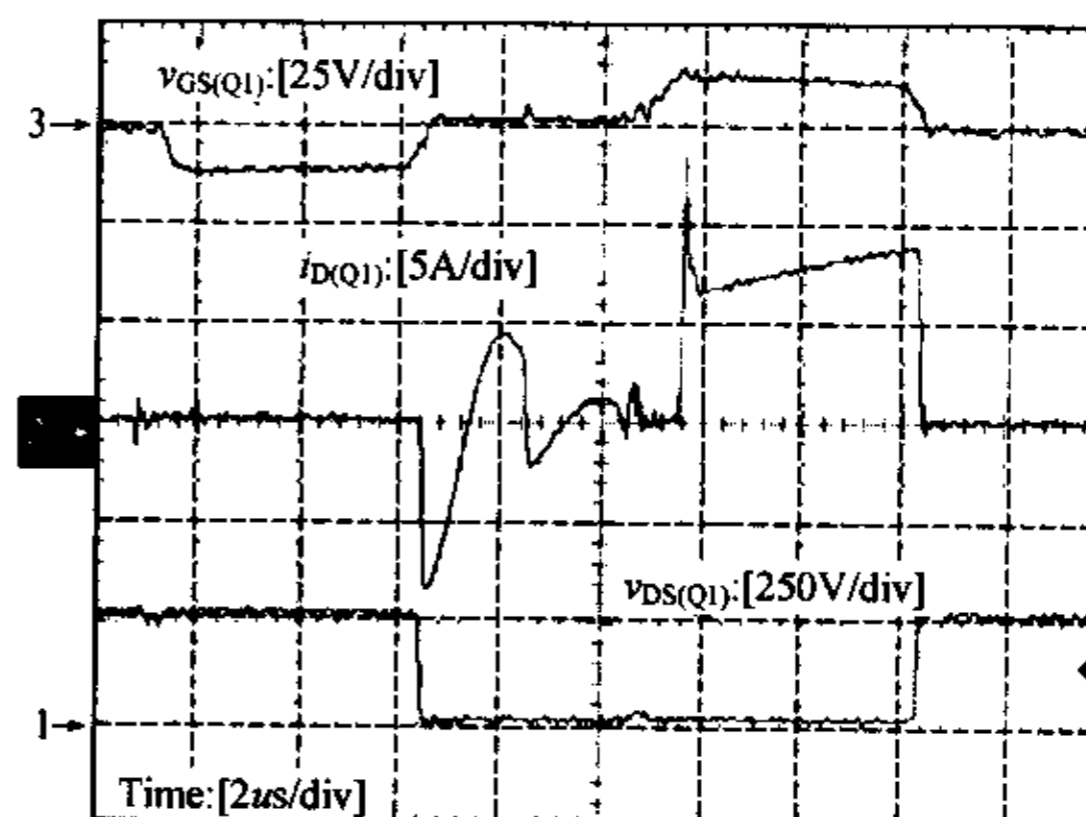
参考图 1(b), v_{cb} 尽管影响 v_{rect} 波形, 但对 v_{rect} 的平均电压没有

影响, 而 $[t_0, t_1]$ 和 $[t_2, t_3]$ 时段很短, 可以忽略, 这样 v_{rect} 波形可简化为图 4(a) 所示。变换器的输入输出电压关系为:

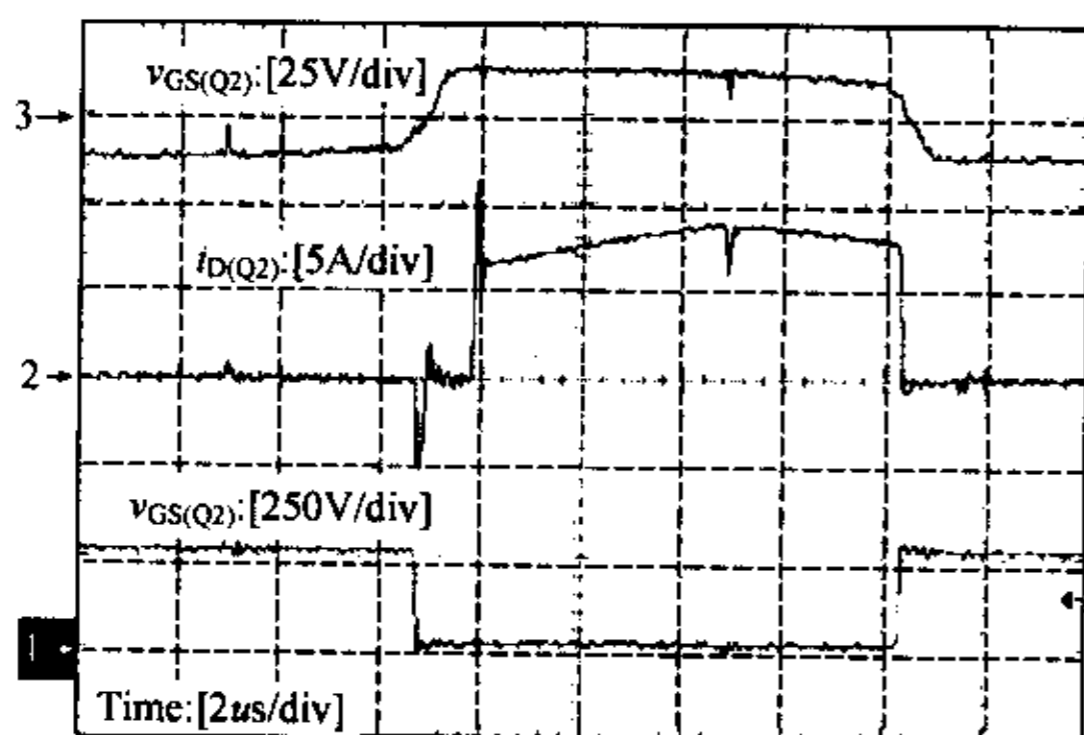
$$V_o = \frac{V_{in}}{2K}(1 + D_1 - D_{\text{reset}}) \quad (16)$$



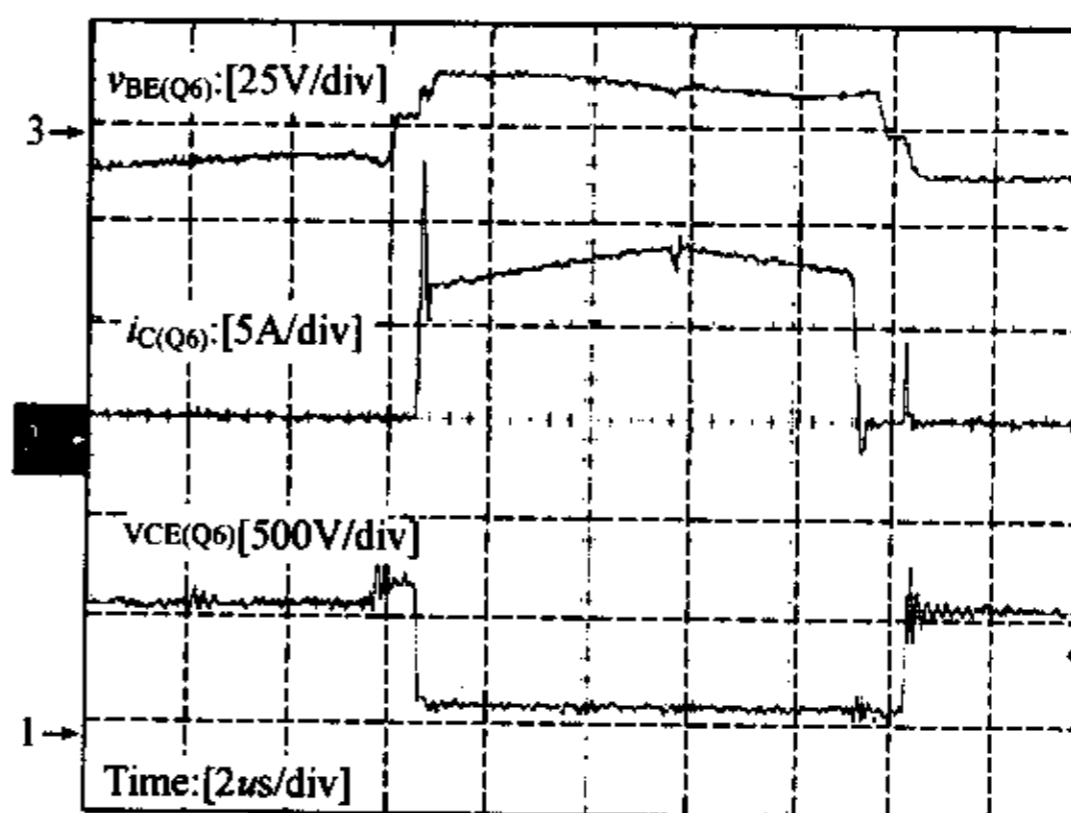
(a) V_{AB} , i_p , v_{cb} 和 v_{rect} 波形



(b) 斩波管的驱动电压、漏源电压及漏极电流波形



(c) 超前管的驱动电压、漏源电压及漏极电流波形



(d) 滞后管驱动电压、CE 极电压及集电极电流波形

图 6 实验结果

式中 $D_1 = \frac{T_{\text{on}}}{T_s/2}$, $D_{\text{reset}} = \frac{T_{\text{reset}}}{T_s/2}$, T_{on} 是 Q_1 、 Q_2 和 Q_6 (或 Q_3 、 Q_4 和 Q_5) 同时导通的时间。

ZVZCS FB 变换器同样需要一定的复位时间来保证一只桥臂的 ZCS, 因此其最大占空比也受到限制^[7,8]。假设 ZVZCS FB 变换器和 ZVZCS H-FB TL 变换器所需 T_{reset} 相等, 那么它们的变压器原副边匝比相等, 即:

$$K = \frac{V_{\text{inmin}}}{V_o}(1 - D_{\text{reset}}) \quad (17)$$

如果两种变换器的输出滤波电感电流脉动 Δi_L 相等, 则其电感量 $L_{L\text{-FB}}$ 和 $L_{L\text{-HFB-TL}}$ 分别为:

$$L_{L\text{-FB}} = \frac{V_o}{\Delta i_L}(1 - D_{\text{FB}}) \frac{T_s}{2} \quad (18)$$

$$L_{L\text{-HFB-TL}} = \frac{V_{in}/K - V_o}{\Delta i_L} D_1 \frac{T_s}{2} \quad (19)$$

式中 D_{FB} 是 ZVZCS FB 变换器的占空比, $D_{\text{FB}} = KV_o/V_{in}$ 。

根据式(18)和(19), 我们可以得到图 5。其中输入电压为 $V_{in} = 530V \pm 20\%$, 输出电压为 $V_o = 54V$, 输出电流为 $I_o = 10A$, $D_{\text{reset}} = 0.1$, 开关频率为 $f_s = 50\text{kHz}$, 电感电流脉动为 $\Delta i_L = 10A$ 。从图 5 中可以看出, $L_{L\text{-FB}}$ 的最大值为 $10.8\mu\text{H}$, $L_{L\text{-HFB-TL}}$ 的最大值为 $5.85\mu\text{H}$, 它只有 $L_{L\text{-FB}}$ 最大值的大约 1/2。输入电压范围越宽, $L_{L\text{-HFB-TL}}$ 最大值与 $L_{L\text{-FB}}$ 最大值的比值越小。

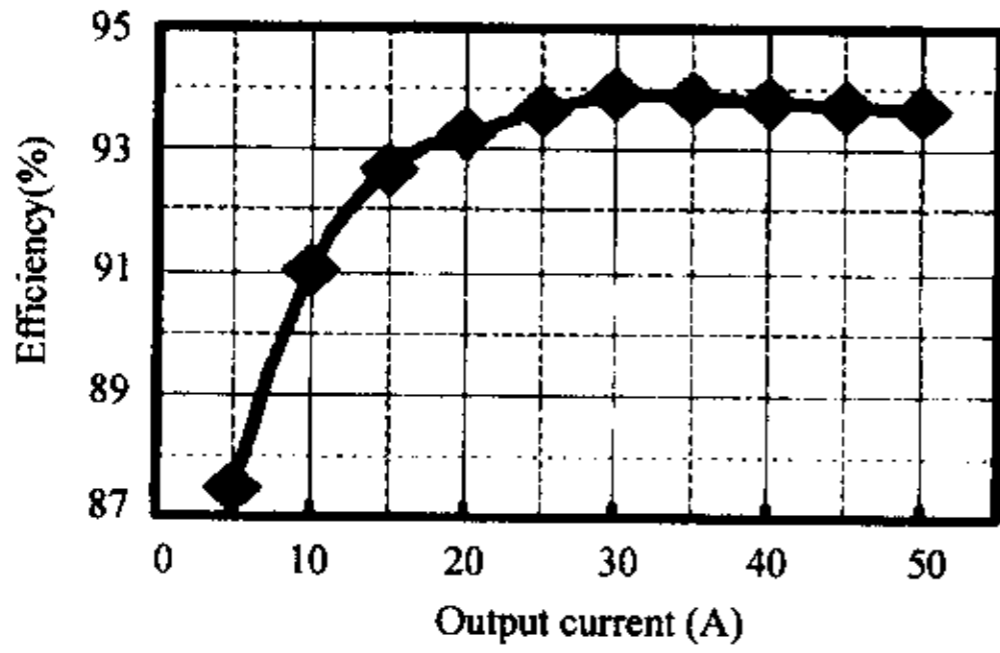
3.4 输入滤波器

从图 1(b)可以看出, 原边电流只是在零状态时才回到零, 零

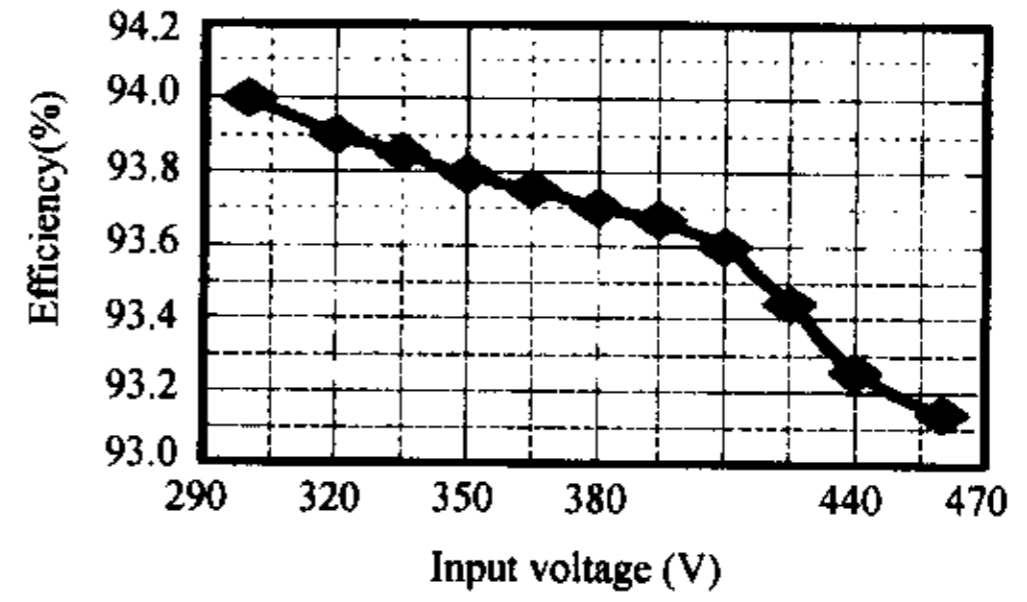
状态时间一般很短,只是为了实现滞后管的 ZCS。原边电流整流后就是变换器的输入电流,该电流除了很短时间为零外,基本上是一个恒流源,这样输入滤波器可以很小。

4 实验结果

为了验证 ZVZCS PWM HFB TL 变换器的工作原理,在实验室完成了一台输出 54V/50A 的原理样机,实验所用的数据为:输入



(a) 效率与输出电流的关系图



(b) 效率与输入电压的关系

图 7 整机变换效率

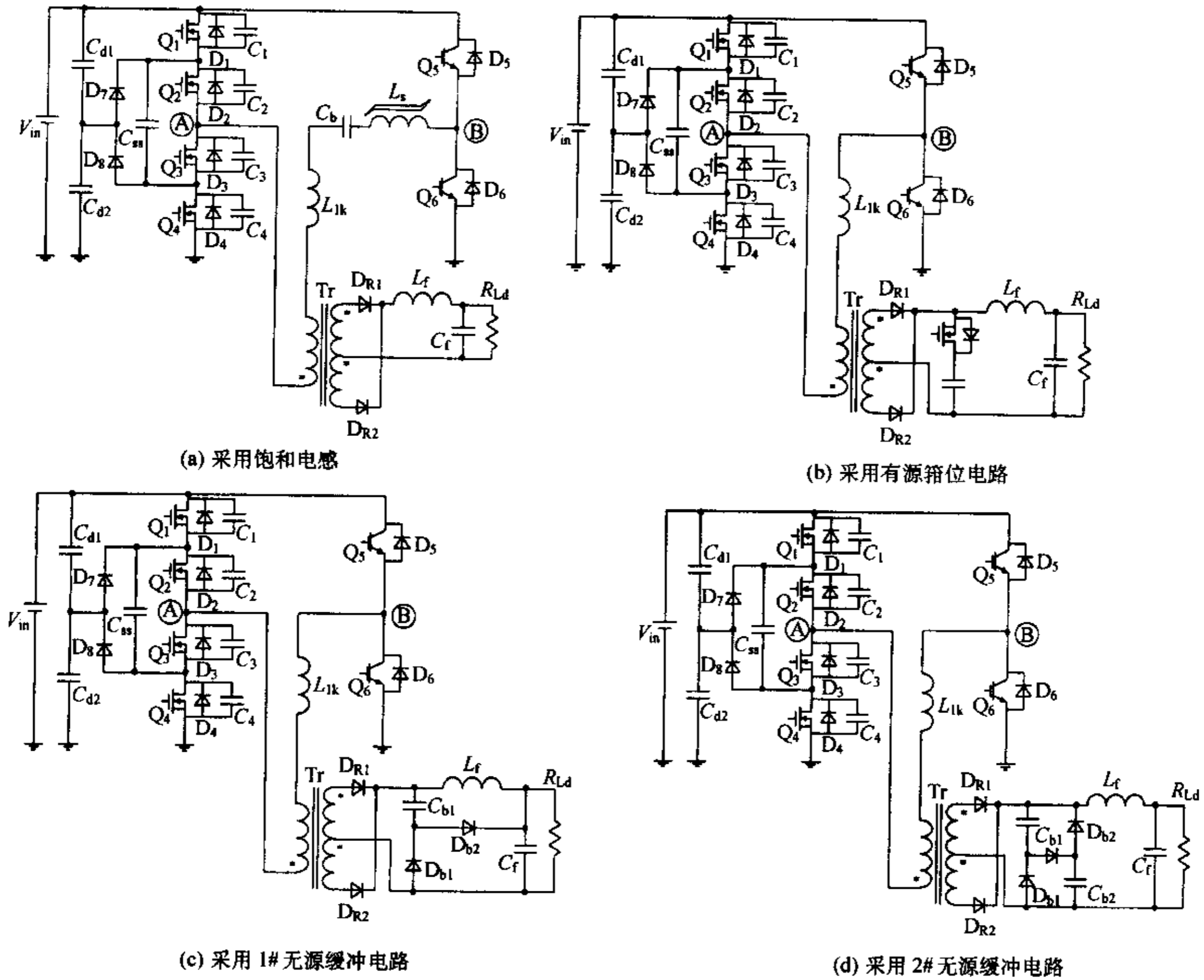


图 8 几种 ZVZCS PWM H-FB TL 变换器

电压为三相交流电压 380V/50Hz, 整流滤波后得到直流电压 $V_{in} = 530V \pm 20\%$; 输出电压: $V_o = 54V$; 变压器原副边变比: $K = 6.33$; 变压器原边漏感: $L_k = 6\mu H$; 阻断电容: $C_b = 0.66\mu F$; 输出滤波电感: $L_f = 6\mu H$; 输出滤波电容: $C_f = 10000\mu F$; 开关管 ($Q_1 - Q_4$): IR-FP460; 开关管 ($Q_5 - Q_6$): CT60AM18F; 输出整流二极管 (D_{R1}, D_{R2}): DSEI2x61-06C; 开关频率: $f_s = 50kHz$ 。

图 6 给出了满载时的实验波形。图 6(a) 是原边电压 v_{AB} 、原边电流 i_p 、阻断电容电压 v_{cb} 和输出整流电压 v_{rect} 波形。该图表明当 $v_{AB} = 0$ 时, v_{cb} 使 i_p 从负载电流减小到零, 从而使滞后管实现 ZCS。 v_{AB} 和 v_{rect} 均为三电平电压波形, 这样可以减小滤波电感。图 6(b) 和 (c) 分别给出了斩波管和超前管的驱动电压、漏源极电压及其漏极电流波形, 它们表明斩波管和超前管均实现了 ZVS, 并且它们的电压应力均只有输入电压的一半。图 6(d) 是滞后管的驱动信号、电流和 CE 电压波形, 它表明滞后管实现了 ZCS, 其电压应力为输入电压。

图 7 是变换器从交流输入到输出的整机变换效率曲线。图 7(a) 为在额定 380V/50Hz 三相交流电压时不同的输出电流的效率, 最高时达到 94%, 满载时 93.7%。图 7(b) 给出了在输出满载 50A/54V 时, 不同输入交流电压时的效率。随输入电压的升高, 效率有所下降。

5 其它几种 ZVZCS H-FB TL 变换器

ZVZCS PWM H-FB TL 变换器很重要的一点是使原边电流复位, 以实现滞后管的 ZCS。阻断电容就是用来使原边电流回零, 而滞后管的串联二极管则是阻止原边电流在零状态反方向流动。

类似于 ZVZCS PWM FB 变换器, 原边电流复位的方法还有几种, 由此可得到几种 ZVZCS PWM H-FB TL 变换器, 如图 8 所示。图 8(a) 中用一个饱和电感来代替滞后管的串联二极管, 图 8(b) - (d) 分别用有源钳位电路和两种无损缓冲电路来使原边电流复位, 同时还可以抑制副边整流二极管上的电压尖峰。

6 结论

本文提出了一种 ZVZCS PWM H-FB TL 变换器, 它的优点是:

1) 一个桥臂为三电平桥臂, 其开关管电压应力为输入电压的一半, 可在宽负载范围内实现 ZVS, 可采用 MOS 管作为开关管。

2) 另一个桥臂为两电平桥臂, 其开关管电压应力为输入电压, 可在宽负载范围内实现 ZCS, 可采用 IGBT 管作为开关管。

3) 输出整流波形中高频分量小, 可以减小输出滤波电感;

4) 输入电流近似为一直流电流, 可大大减小输入滤波器;

本文分析了它的工作原理, 并通过一个 2.7kW 的原理样机进行了实验验证。本文还提出了另外几种 ZVZCS PWM H-FB TL 变换器。

参考文献

- [1] J. Renes Pinheiro and Ivo Barbi, "The three-level zvs pwm converter-A new concept in high-voltage dc-to-dc conversion," IEEE IECON, 1992, pp. 173-178
- [2] J. Renes Pinheiro and Ivo Barbi, "Wide load range three-level zvs-pwm dc-to-dc converter," IEEE PESC, 1993, pp. 171-177
- [3] F. Canales, P. M. Barbosa, J. M. Burdío, and F. C. Lee, "A zero-voltage-switching three-level dc/dc converter," Proceedings of CPES, 2000, pp. 366-371
- [4] F. Canales, P. M. Barbosa and F. C. Lee, "A zero-voltage and zero-current-switching three level dc/dc converter," IEEE APEC, 2000, pp. 314-320
- [5] Xinbo Ruan, Linqun Zhou and Yangguang Yan, "Soft-switching pwm three-level converters," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 16, No. 5, 2001, pp. 612-622.
- [6] Xinbo Ruan, Dayu Xu, Linqun Zhou, Bin Li and Qianhong Chen, "Zero-voltage-switching pwm three-level converter with two clamping diodes," to be appeared in IEEE Transaction on Industrial Electronics. Vol. 49, No. 4, 2002
- [7] J. G. Cho, J. A. Sabate, G. C. Hua and F. C. Lee, "Zero-voltage and zero-current-switching full-bridge pwm converter for high power applications," IEEE-PESC, 1994, pp. 102-108
- [8] Xinbo Ruan and Yangguang Yan, "A novel zero-voltage and zero-current-switching pwm full bridge converters using two diodes in series with the lagging leg", IEEE Transaction on Industrial Electronics. Vol. 48, No. 4, 2001, pp. 777-785

作者简介

阮新波, 男, 1970 年 2 月生, 博士学位, 教授, 研究方向为高频软开关直-直变换器、高频软开关逆变器和变换器的建模分析。

(上接第 119 页)

resonant converters", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 4, NO. 4, 1989, pp. 450-458;

[7] W. A. Tabisz and F. C. Lee "DC analysis and design of zero-voltage-switched multi-resonant converters" in Proc. IEEE PESC, 1989 pp. 243-

251.

作者简介

金科, 男, 1978 年 4 月生, 硕士研究生。研究方向为大功率高频软开关直-直变换器。