

正激变换器同步整流驱动方法分析

张思全 林志峰 李秀华 广东工业大学 (广州 510090)

摘要: 本文对正激变换器同步整流的内驱动、外驱动方法的工作原理进行了比较分析。讨论了提高同步整流效率应采取的措施。并得出结论,同步整流是低压、大电流电源中提高效率的有效方法。

叙词: 正激变换器 同步整流 自驱动 外驱动

1 引言

计算机、通信交换机等数据处理设备在电路密度和速度不断提高的同时,它们的电源系统也向更加高效、低耗、小型化方向发展,许多功能不同、复杂程度不同的功率变换方法不断出现。在这其中,同步整流方法得到了普遍认可并获得广泛应用。如今 IC 电压标准已经从 5V 降为 3.3V,今后还会更低。用同步整流取代传统的肖特基二极管整流,可以得到小巧、高效的电源,满足设备对低压、大电流的需求。

2 正激变换器中的同步整流

按照同步整流的驱动方法,可将所有同步整流分为两类:自驱动和外驱动。自驱动同步整流是指同步整流管直接由变压器副边电压驱动。外驱动是指同步整流管是靠门极驱动信号来驱动,而这个驱动信号来自主开关管的门极驱动。相比较来说,自驱动同步整流的电路结构简单,所需元件数量少。

自驱动同步整流因为续流二极管靠复位电压驱动,所以工作特性依赖于功率变压器的复位方式。理想情况下,希望变压器复位时间与主开关管的关断时间相等,这样,输出电流将在整个关断期间内通过同步整流管续流。

2.1 采用 RCD 钳位及自驱动同步整流的同步整流

电路如图 1 所示。在这个电路中,同步整流管(SRs)包括

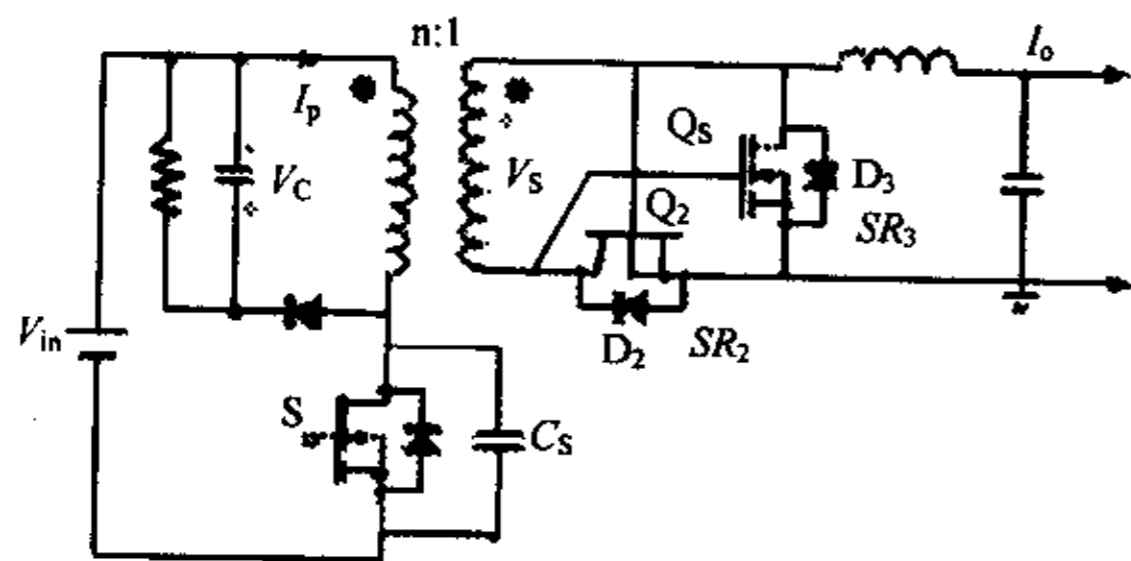


图 1 RCD 钳位及自驱动方式同步整流正激变换器 SR₂ (Q₂ 和 D₂) 和 SR₃ (Q₃ 和 D₃) 与变压器的副边绕组交错耦合,而且直接被副边电压驱动。因为不需要驱动器或控制电路来提供门极驱动信号,这种电路形式是同步整流中最简单的。因为同步整流管 SR₃ 的门极驱动信号来自复位电压,所以它的工作状况取决于变压器磁心复位方式。

图 1 电路中,原边主开关管的门极驱动信号、电压波形及副边同步整流管的电流波形分别如图 2 所示。从波形图 2(c) 中可以看出,一旦变压器复位完成,变压器的磁电流 I_m 开始流过 SR₂ 的体二极管。这个电流大小为: $I_m = N \frac{V_c}{\sqrt{L_m/C_s}}$

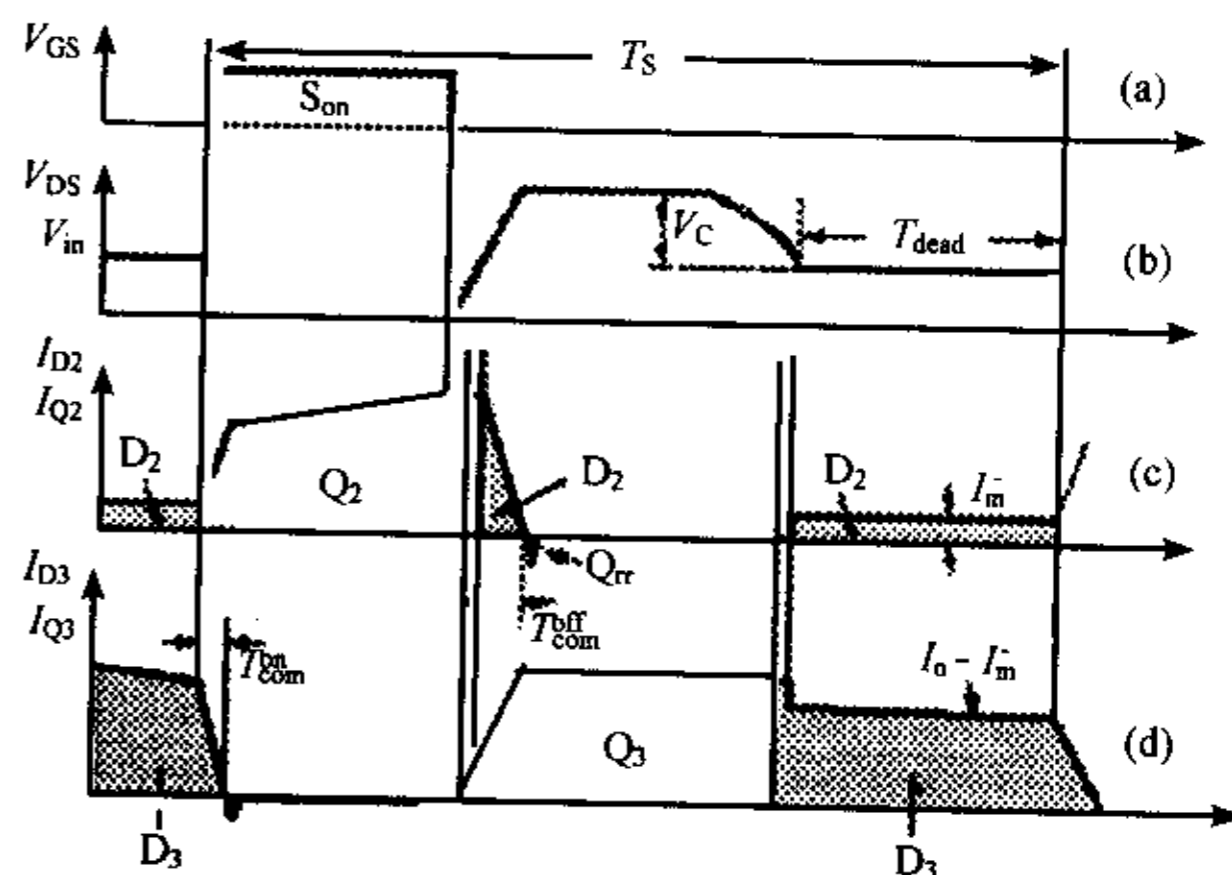


图 2 (a) 主开关管门极驱动信号
(b) 主开关管漏源极电压
(c) 流过同步整流管 SR₂ 的电流
(d) 流过同步整流管 SR₃ 的电流

其中 N 是变压器的匝比, V_c 是变压器的复位电压, L_m 是变压器磁电感, C_s 是从主开关管两端看过去的总电容量。它是主开关管输出电容、变压器绕组电容 (C_{tr})、钳位二极管跨接电容、SR₃ 的反射输入电容、SR₂ 的反射输出电容的总和。

同样,从图 2(d) 波形中能看到,在变压器复位完成之后,负载电流 I_o 与磁化电流 I_m 之间的差值从 SR₃ 的晶体管 Q₃ 被转移到体二极管 D₃。由于 SR₂ 和 SR₃ 的体二极管的正向压降相对较高,这就降低了同步整流的效率。效率降低是由于体二极管的导通依赖于死区时间 (T_{dead}) 的延续和体二极管的正向压降 (V_{BD})。可以通过给 SR₂ 及 SR₃ 并联肖特基二极管或最小化 D₂ 和 D₃ 的导通时间来使这个损耗减到最少。D₃ 的导通时间的减小能通过外部门极驱动信号来驱动 Q₃ 或通过采用别的复位方式将死区时间最小化来得到。

可以通过采用新的变压器复位方式使死区时间最小化来缩短 D_2 的导通时间。然而,应该指出,因为负载电流 I_o 比磁电流 I_m 大很多,在死区时间内,由 D_3 导通造成的效率损失比 D_2 导通造成的损失大很多。对于设计良好的变换器,在输出电流为 15A 到 20A 时,通常小于 2A。 D_2 的导通损耗对输出效率的影响相对来说较小。

SR_2 和 SR_3 的体二极管的导通损耗也依赖于转换时间 T_{con}^{off} 和 T_{con}^{on} ,如图 2(c)、2(d)所示。事实上, SR_2 的体二极管 D_2 仅在死区期间和主开关管关断之后一个极短的时间内导通。当死区时间仅由变压器的复位电压决定,主开关管关断之后, D_2 的转换时间依赖于副边电压的下降时间和输出电流从二极管 D_2 到晶体管 Q_3 的转换时间 T_{con}^{off} 。转换时间 T_{con}^{off} 决定于副边电感,这个电感包括变压器的漏电感、 SRs 的封装电感和副边交互电感。副边电感也决定主开关管开通后,从二极管 D_3 到晶体管 Q_2 转换电流所需的时间(T_{con}^{on})。因为对于输出电流 $I_o \gg I_m$,在死区期间体二极管 D_3 的导通损耗比 D_2 的导通损耗高的多。结果,与 D_3 在交换期间 T_{con}^{on} 中的导通损耗对 SR_3 的总损耗的影响相比,在交换期间 T_{con}^{off} 内, D_2 的导通损耗对 SR_2 的总导通损耗的影响要大得多。为了减少转换时间,整个副边的电感应该减到最少。而且,使变压器的漏电感小于别的电路电感,对于避免 SRs 的门极驱动电压损失尤其重要。

最后,需要指出 SRs 的体二极管导通,不仅增加导通损耗,而且也带来由于反向恢复引起的功率损耗。这个在体二极管关断期间,出现在另一个 SR 的体二极管和晶体管之上的损耗,与恢复电荷 Q_{rr} 、频率和副边电压成比例。消除这个损耗的唯一方法是给 SR_2 和 SR_3 并联肖特基二极管。

2.2 有源钳位和自驱动同步整流的正激变换器

具有有源钳位复位方式的正激变换器电路如图 3 所示。它

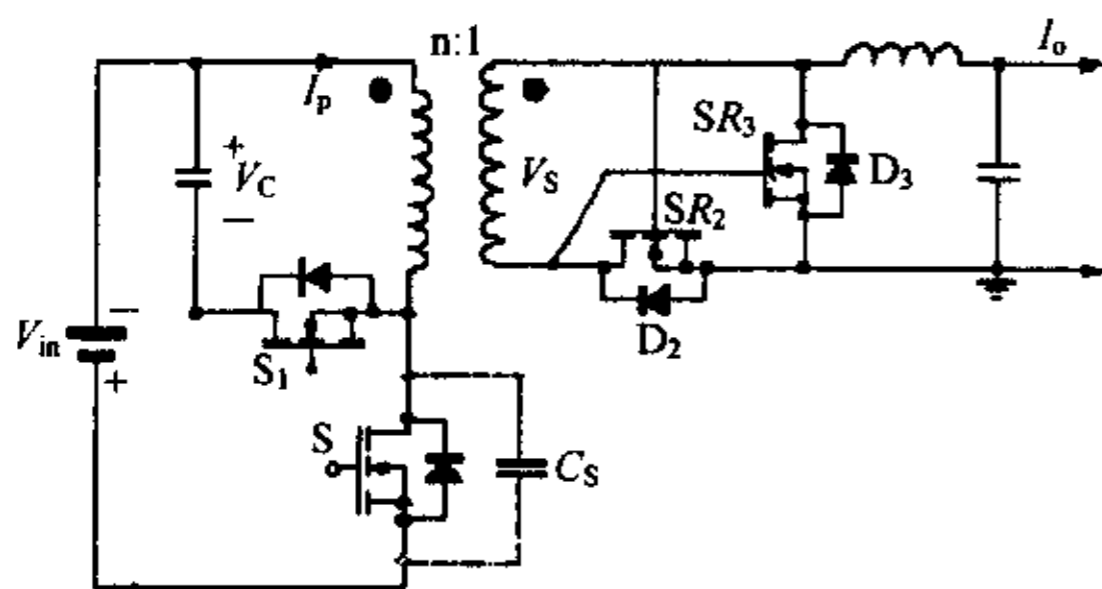


图 3 有源钳位及自驱动方式同步整流正激变换器的主要波形如图 4 所示。可以看出,因为在几乎整个主开关管关断期间,变压器磁心都被复位,所以有源钳位复位方式将死区时间减到了最小。晶体管 Q_3 的导通时间被最大化, D_2 传导磁电流的时间被减到最小。结果,有源钳位复位方式的变换器相对于 RCD 钳位方式的变换器的转换效率有所提高。同时,有源

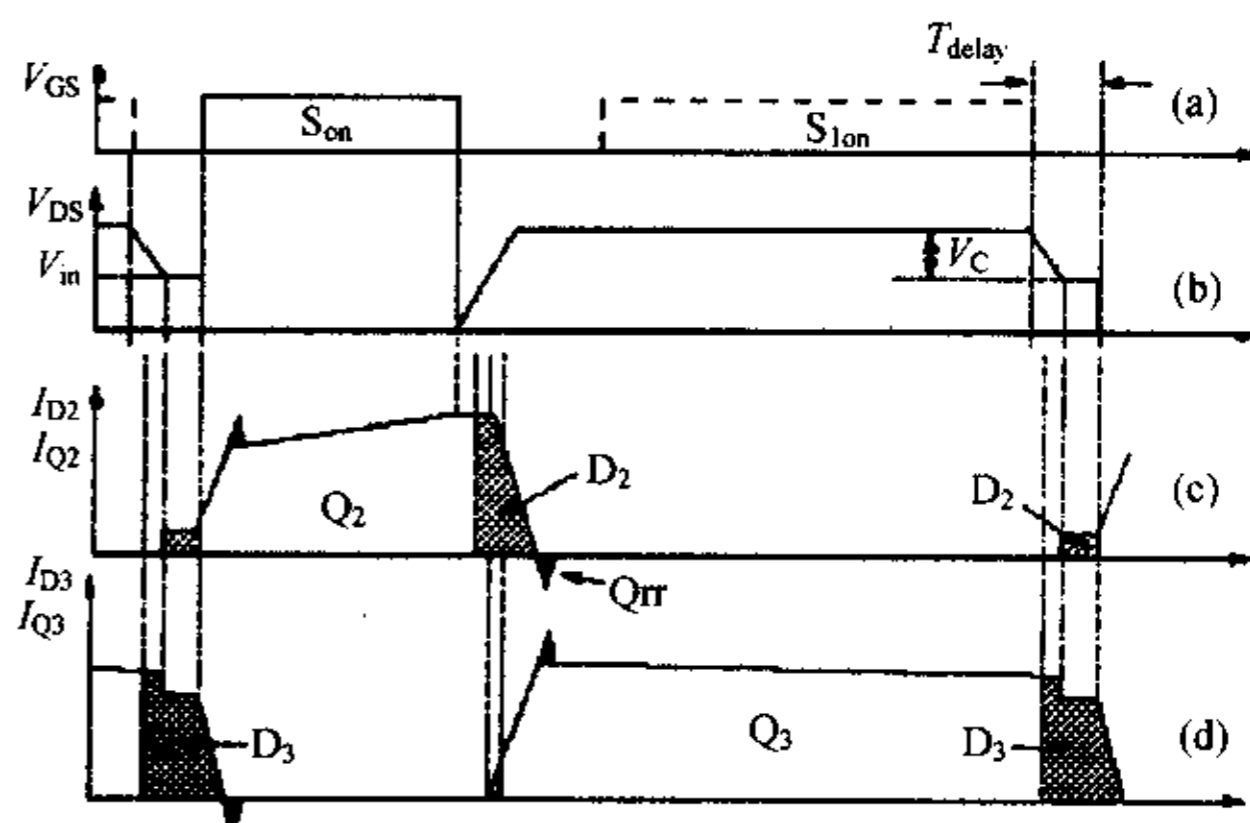


图 4 (a)主开关管门极驱动信号
(b)主开关管漏源极电压
(c)流过同步整流管 SR_2 的电流
(d)流过同步整流管 SR_3 的电流

钳位复位方式减小了主开关管上的电压应力。此外,适当调整变压器的磁电感,可使主开关管在零电压下开通。与采用 RCD 钳位复位方式的电路相比,不利的方面是,有源钳位方式需要一个额外的开关管和相应的驱动电路。由此可见,使用肖特基二极管与 SR_2 并联来提高 RCD 钳位电路效率的方法比采用有源钳位方法更简单、经济。而在需要着重考虑电压应力和软开关的同步整流应用中,有源钳位方法是一个可行的选择。

虽然自驱动同步整流易于实现,但它们不适于在输入电压变化范围较大的情况下应用。对于在图 1 和 3 中所示的自驱动同步整流,最大可接受的输入电压范围很大程度上依赖于输出电压。输出电压越高,可接受的输入电压范围就越窄。因为 SR_2 的门极驱动电压与输入电压成一定比例。同样,最小副边电压,(如,门极驱动)电压依赖于所需的输出电压和最大占空比。如果输入电压范围较宽并且输出电压相对较高(例如, $> 5V$),门极驱动电压在上限有可能超过(或接近)最大允许门极驱动电压。输出电压对门极驱动电压的幅度的影响能通过从一个单独的绕组获得驱动信号来消除。同样,最大门极驱动电压能通过采用一个门极到源极的电压钳位电路加以限制。然而,所有这些调整需要附加的元件和/或一个多绕组的变压器,这使得自驱动方法变的更加复杂。因此,自驱动 SRs 较适于在输入电压变化范围较窄和输出电压较低的情况下应用。

2.3 外驱动同步整流正激变换器

外驱动同步整流正激变换器的电路如图 5 所示,它的主要波形如图 6 所示。在电路中,晶体管 Q_2 和 Q_3 被从主开关管门极驱动获得的信号所驱动,因此,同步整流管的导通时间与变压器的复位方式无关,仅决定于门极驱动信号的时间。从图 6(c)、6(d)可见,当从控制电路驱动同步整流管时,得到 Q_3 的最大导通时间,它对在死区时间内通过二极管 D_2 的磁电流的导通时间

没有影响。在死区时间内,晶体管 Q_2 是关闭的(对 Q_2 的门极驱动较低),对于外驱动的同步整流管,在死区时间内,二极管 D_2 的导通与自驱动完全相同。

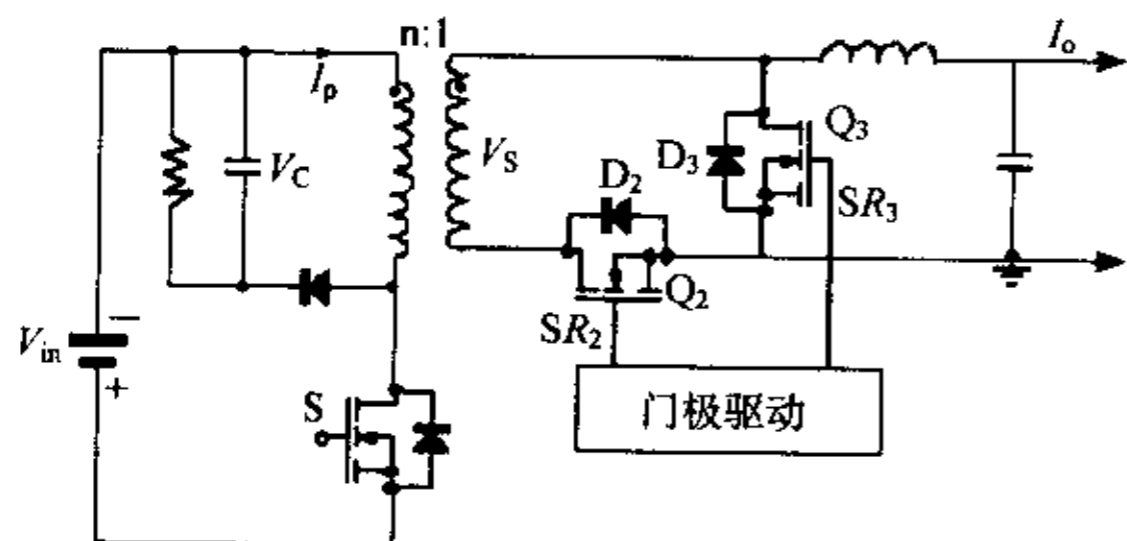


图5 外驱动同步整流正激变换器

理想情况下,除了不可避免 D_2 在死区时间内的导通以外, SR_s 的门极驱动时间安排应该不允许体二极管的导通。这只有在非常精确的门极驱动时间安排下才可能实现。即在一个 SR 的门极驱动信号开通或终止的同时,另一个 SR 门极驱动信号终止或开通。实际上,这种理想的互补驱动是不可能实现的。在意外情况下,短暂的门极驱动信号交叠将同时开通两个 SR_s ,这会引副边短路,造成副边电流增加,会使效率降低;情况严重时,会引起变换器停止工作。为了避免在实际应用中 SR_s 同时导通,在两个门极驱动信号之间一定要有引入延迟。因为在延迟期间,没有门极驱动信号作用于 SR_s , SR_s 的体二极管正在导通。这不仅增加导通损耗,而且带来了反向恢复损耗。因此,驱动控制同步整流的效果很大程度上依赖于门极驱动的时间安排。

3 结论

讨论了在正激变换器中实施同步整流的方法,同时分析了变压器复位机制对自驱动同步整流效果的影响。在一个输出

(上接第48页)

究。无源无损软开关技术的实现,是通过在主电路中附加一些由无源元件组成的无源网络,通过无源器件的谐振过程来实现软开关的功能,无需附加额外的检测和控制,系统控制简单,运行可靠。Hang-seok Choi 和 B. H. Cho 提出了一个 boost PFP 电路,它具有改进的 ZCS PWM 开关单元。这个改进的 ZCS PWM 开关单元为主开关和辅助开关都提供了 ZCS 条件,不增加主开关的导通损耗。同时该电路还实现了二极管的软换流,消除了反向恢复问题。南京航空航天大学的 Xinbo Ruan 对 ZVS PWM 进行

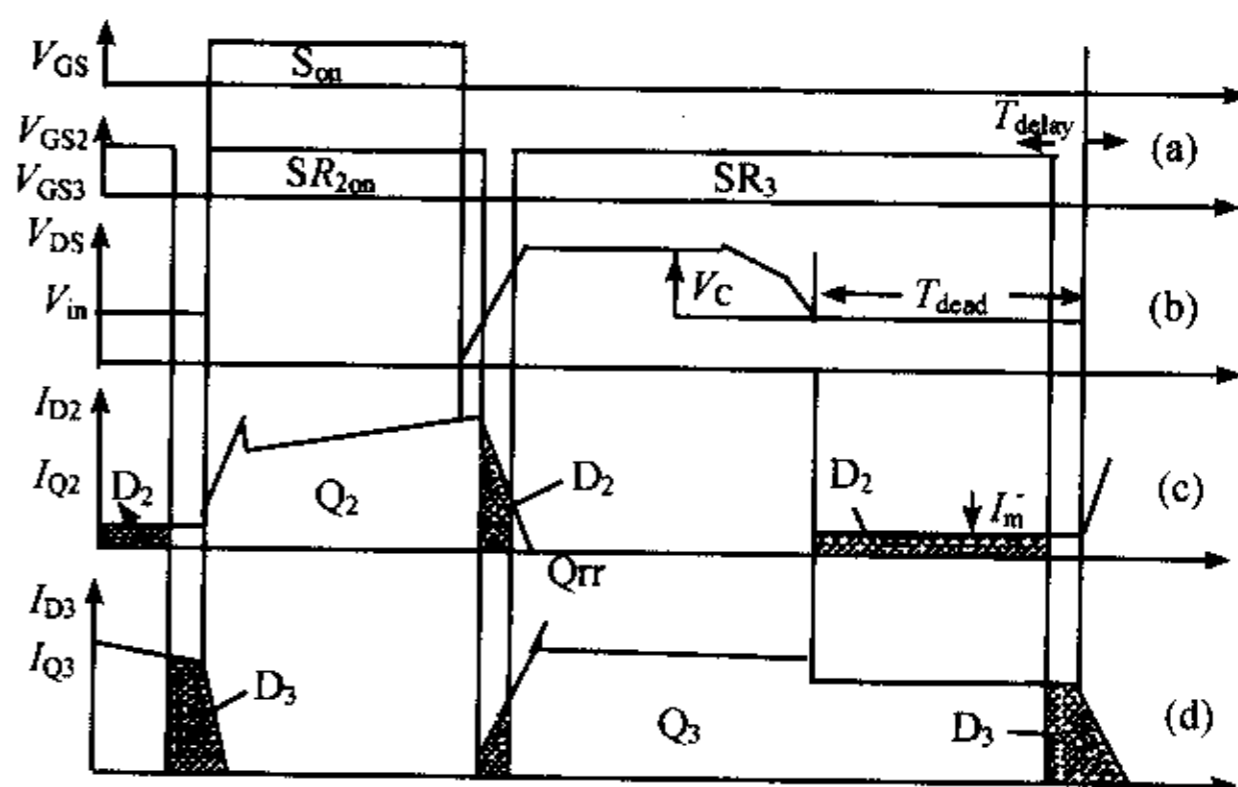


图6 (a)门极驱动信号 (b)主开关管漏源极电压
(c)流过同步整流管 SR_2 的电流
(d)流过同步整流管 SR_3 的电流

3.3V/20A的正激变换器中,用同步整流取代传统的肖特基二极管整流,实验结果证明效率提高了1-2%。这说明,用同步整流取代肖特基二极管对提高变换器效率的作用是明显的,但效率的提高有许多限制,这些限制是输出电压、输出电流、 SR_s 的通态阻抗、 SR_s 替换肖特基二极管后的正向压降等因素共同作用而产生的。把它们之间的相互作用分析清楚,选择正确的驱动控制方法,才能有效提高同步整流的效率。

参考文献

- [1] Michael Tao Zhang, ELECTRICAL, THERMAL, AND EMI DESIGNS OF HIGH-DENSITY, LOW-PROFILE POWER SUPPLIES, February 17, 1997
- [2] 胡宗波,张波,一种应用同步整流技术的正激变换器的研究,电源世界,2002.4

了研究,提出的 CDR ZVS PWM TL 变换器具有在宽的负载范围内实现 ZVS,整流二极管自然换流,没有占空比丢失等优点。

会议论文集已在 EE/IEEE 数据库中列出,有兴趣读者可直接调用。

参考文献

- [1] IEEE Applied Power electronics Conference and exposition conference proceedings, March 2002, Dallas, U. S. A.