

# 同步整流器驱动方式对开关电源效率的影响

宋伟 官元九 吕瑶

(哈尔滨理工大学) (辽宁大学) (哈尔滨市计划干部培训中心)

**摘要** 通过对双端开关电源输出端不同整流方式功耗的理论计算,详细分析了在采用功率 MOSFET 实现整流输出的同步整流技术中,同步整流器的驱动方式对电源效率的影响;指出采用控制驱动的方式可以比自驱动方式获得更高的效率。

**关键词** 同步整流; 自驱动; 控制驱动; 开关电源; 功率 MOSFET; 肖特基二极管

**分类号** TN86

随着诸如 3.3V 微处理器、数字信号处理器以及各种专用低压 IC 电路的应用日益普及,低电压、大电流输出电源的开发愈显重要。对于低的输出电压,输出整流器的损耗是影响电源效率的主要因素。即使采用肖特基二极管作为输出的整流元件,其输出压降造成的损耗亦相当可观。在此情况下,必须采用同步整流技术。

基于同步整流器驱动方式,可将同步整流器分为两类,即自驱动和控制驱动。自驱动同步整流器的驱动信号直接由功率变压器的次级绕组提供,具有结构简单、所需元件少的特点。控制驱动同步整流器的驱动信号由主回路功率开关为驱动信号产生。

开关电源的效率可表示为<sup>[1]</sup>

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_i + P_{rec}} \quad (1)$$

其中,  $P_o$  为输出功率,  $P_i$  为除整流器损耗以外的所有损耗,  $P_{rec}$  为整流损耗。

下面将分别对采用肖特基二极管、自驱动同步整流器以及控制驱动同步整流器的双端开关电源(推挽型、半桥或全桥型)的整流损耗进行分析,从而确定它们对开关电源效率的影响。

## 1 不同整流方式整流器的功耗

### 1.1 肖特基二极管整流器的功耗 $P_{rn}$

脉宽调制(PWM)式双端开关电源<sup>[2]</sup>输出端通常采用的整流滤波电路结构如图 1a 所示。在低输出电压和高工作频率的情况下,整流二极管  $D_1$  和  $D_2$  通常采用肖特基二极管。电路主要波形如图 1b ~ e。  $T_{off}$  对应主回路中开关晶体管截止时间,对应于  $T_{off}$  期间的整流二极管  $D_1$  和  $D_2$  同时起续流二极管的作用,它们为储能电感  $L$  向负载释放能量提供通路。若整流二极管  $D_1$  和  $D_2$  的特性完全对称,励磁电流形成的反向电压忽略不计,流过二极管  $D_1$  和  $D_2$  的电流最大值为流过储能电感电流最大值  $I_L$  的一半,图 1c ~ e 是在储能电感  $L$  稍大于使其上电流连续所需最小电感量  $L_{min}$  的情况下的电流波形。

收稿日期: 1996-10-28

整流器的功耗可以由流过肖特基二极管  $D_1$  和  $D_2$  的平均电流  $I_0/2$ , 乘以其上的导通压降  $V_{sh,D_1} = V_{sh,D_2} = V_{sh}$  表示

$$P_{sh} = V_{sh,D_1} \frac{I_0}{2} + V_{sh,D_2} \frac{I_0}{2} = V_{sh} I_0 \quad (2)$$

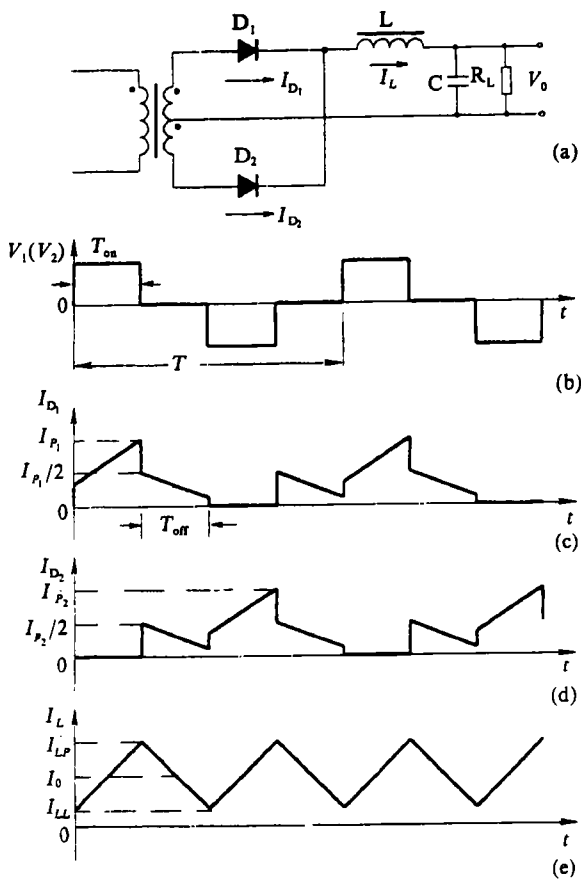


图1 肖特基二极管整流器及主要波形

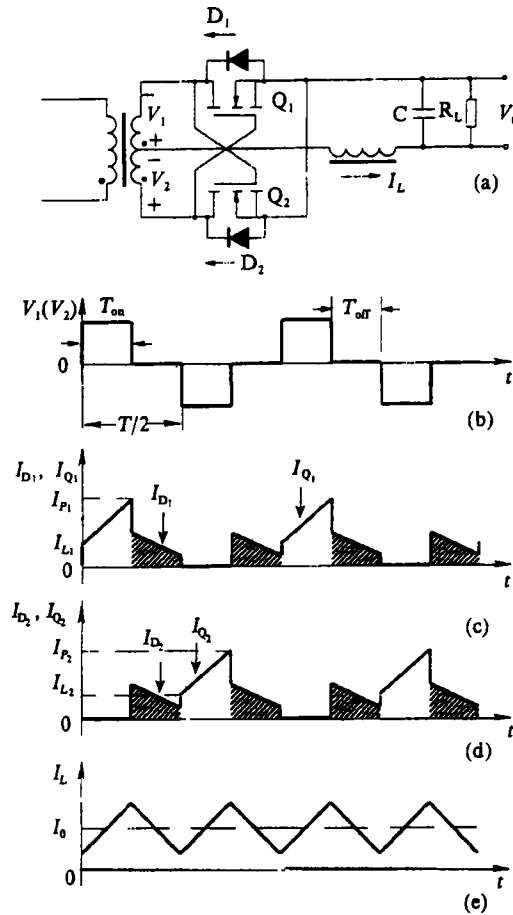


图2 自驱动同步整流器及主要波形

### 1.2 自驱动同步整流器的功耗 $P_{SSR}$

由内部有集成体二极管  $D$  的功率 MOSFET 构成的自驱动方式同步整流器  $SR_1$  和  $SR_2$  的电路结构如图 2a 所示, 功率 MOSFET 的驱动信号由变压器次级绕组提供. 主要波形示于图 2b ~ e. 在开关电源输入回路开关管导通期间 ( $T_{on}$ ), 变压器次级绕组上的电压驱动 MOSFET  $Q_1$  (或  $Q_2$ ) 导通, 只要流过  $Q_1$  (或  $Q_2$ ) 的峰值电流  $I_{P_1}$  ( $I_{P_2}$ ) 满足

$$\left. \begin{aligned} I_{P_1} R_{on1} &< V_{BD1} \\ I_{P_2} R_{on2} &< V_{BD2} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

其中,  $R_{on1}$ ,  $R_{on2}$  分别为  $Q_1$ ,  $Q_2$  的导通电阻,  $V_{BD1}$ ,  $V_{BD2}$  分别为  $Q_1$  和  $Q_2$  内体二极管的导通压降, 则在  $T_{on}$  期间,  $D_1$  和  $D_2$  将不会导通,  $Q_1$  上的功耗为

$$P_{Q_1} = I_{E,Q_1}^2 R_{on1} \quad (4)$$

其中,  $I_{E,Q_1}$  为流过  $Q_1$  电流的有效值, 有

$$\begin{aligned} I_{E,Q_1}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T I_{Q_1}^2 dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} \left( \frac{I_{P_1} - I_{L_1}}{T_{on}} t + I_{L_1} \right)^2 dt \end{aligned} \quad (5)$$

积分式(5), 得

$$I_{E,Q_1}^2 = \frac{1}{3} (I_{P_1}^2 + I_{P_1} I_{L_1} + I_{P_1}^2) q \quad (6)$$

$q = T_{on}/T$ , 为波形的占空比. 将式(6)代入式(4), 得

$$P_{Q_1} = \frac{1}{3} (I_{P_1}^2 + I_{P_1} I_{L_1} + I_{P_1}^2) R_{on_1} q \quad (7)$$

同样, 对于  $Q_2$  有

$$P_{Q_2} = \frac{1}{3} (I_{P_2}^2 + I_{P_2} I_{L_2} + I_{P_2}^2) R_{on_2} q \quad (8)$$

在此及后面的讨论中, 均设两个同步整流器的特性完全对称, 从而有  $R_{on_1} = R_{on_2} = R_{on}$ ,  $I_{P_1} = I_{P_2} = I_P$ ,  $I_{L_1} = I_{L_2} = I_L$ , 因此,  $Q_1$  和  $Q_2$  上的总功耗

$$P_Q = \frac{1}{3} (I_P^2 + I_P I_L + I_P^2) R_{on} q_0 \quad (9)$$

其中  $q_0 = T_{on}/(T/2)$  为整流后方波的占空比.

在  $T_{off}$  期间,  $Q_1, Q_2$  均截止, 由体二极管  $D_1$  和  $D_2$  作为续流二极管.  $D_1$  和  $D_2$  上的总功耗

$$P_{BD} = I_0 V_{BD} (1 - q_0) \quad (10)$$

因此, 自驱动同步整流器的功耗为

$$P_{SSR} = \frac{1}{3} (I_P^2 + I_P I_L + I_P^2) R_{on} q_0 + I_0 V_{BD} (1 - q_0) \quad (11)$$

### 1.3 控制驱动同步整流器的功耗 $P_{CSR}$

控制驱动同步整流器的电路形式如图 3a,  $Q_1$  和  $Q_2$  的栅极驱动信号  $V_{DS_1}$  和  $V_{DS_2}$ , 由变压器原边功率开关管的驱动信号控制附加的同步整流器驱动电路提供. 当同步整流器驱动电路输出信号  $V_{DS_1}$  和  $V_{DS_2}$  的波形和变压器原边开关管的驱动信号一致时, 同步整流器的工作过程和波形接近自驱动方式的情形, 整流器功耗可由式(11)表示. 这种情况下控制驱动同步整流器功耗接近于自驱动同步整流器的功耗, 并且还需要附加的元件构成驱动电路, 显然, 这是我们所不希望的.

图 3c, d 的  $V_{DS_1}$  和  $V_{DS_2}$  是由变压器原边开关管驱动信号经同步整流器驱动电路产生的占空比为 50% 的互补驱动波形. 在理想情况下, 只要满足式(3), 同步整流器在整个工作周期内,  $D_1$  和  $D_2$  均不导通, 整流器的功耗即为  $Q_1$  与  $Q_2$  上的功耗,  $Q_1, Q_2$  上电流波形如图 3e, f. 可以求得

$$P_{CSR} = \frac{1}{3} (I_P^2 + I_P I_L + I_P^2) R_{on} \quad (12)$$

上式略去了驱动电路的功耗. 控制驱动方式同步整流器潜在的问题及解决方法, 将在后面的分析中讨论.

## 2 不同整流方式的比较

采用同步整流技术的目的在于提高低输出电压时电源的效率, 欲使采用同步整流技术的开关电

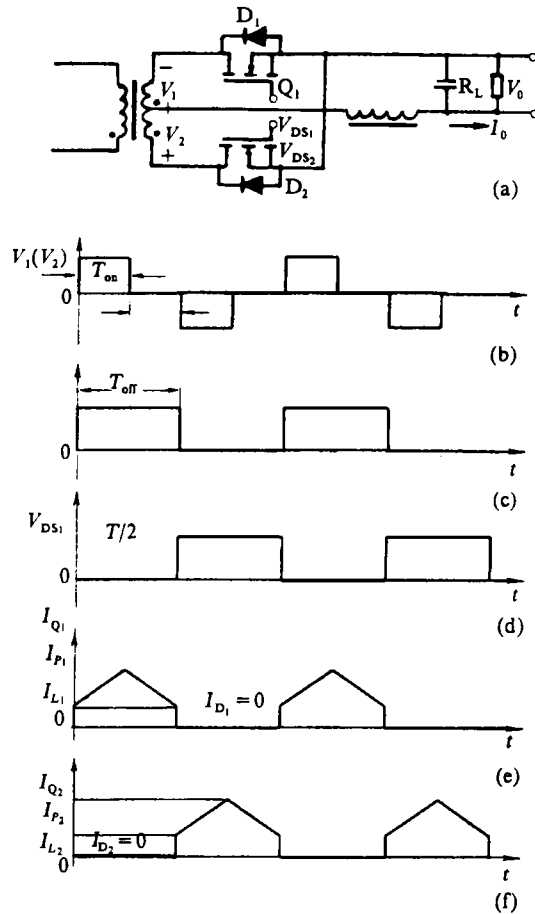


图3 控制驱动同步整流器及主要波形

源整流效率高于采用肖特基二极管的整流电路效率, 应满足  $P_{SSR} < P_{Sh}$  (自驱动方式) 或  $P_{CSR} < P_{Sh}$  (控制驱动方式)。

### 2.1 自驱动同步整流器与肖特基二极管整流器的比较

对自驱动同步整流器, 由式(2)和式(11), 应有

$$\frac{1}{3} (I_p^2 + I_p I_L + I_p^2) R_{on} q_0 + I_0 V_{BD} (1 - q_0) < I_0 V_{Sh} \tag{13}$$

尽管可根据负载电流容量通过适当选择功率 MOSFET 或采用并联方式使功率 MOSFET 的导通电阻  $R_{on}$  满足式(3), 然而, 由于功率 MOSFET 内部体二极管的导通压降较高, 一般为  $1 \sim 2.2V^{[3]}$ , 远大于肖特基二极管的导通压降 ( $V_{Sh}$  一般为  $0.3 \sim 0.6V$ )<sup>[4]</sup>, 在电源输入电压变化范围较大, 从而使  $q_0$  变化较大时, 很容易使式(10)的  $P_{BD} > P_{Sh}$ , 显然, 此时式(13)不再成立, 这意味着采用自驱动同步整流器功耗大于肖特基二极管整流器功耗, 相应电源的效率将低于后者。由此可见, 自驱动方式的同步整流器不适合应用在电源输入电压变化范围大的情况, 否则, 在输入电压高、对应  $q_0$  值较小时, 其整流效率将低于肖特基二极管整流器; 可通过在每只功率 MOSFET 上并联一个肖特基二极管改善自驱动同步整流器性能。由于  $V_{Sh} < V_{BD}$ , 从而“短路”了体二极管, 使其在  $T_{off}$  期间亦不导通, 此时, 自驱动同步整流器的功耗可表示为

$$P_{SSR} = \frac{1}{3} (I_p^2 + I_p I_L + I_p^2) R_{on} q_0 + I_0 V_{sh} (1 - q_0) \tag{14}$$

式(11)和式(14)表示的自驱动同步整流器功耗, 忽略了 MSFET 驱动信号导通阈值电压的影响, 也没有考虑二极管反向恢复带来的损耗, 当考虑这些因素时, 整流器功耗将相应的略大一些。

### 2.2 控制驱动同步整流器与肖特基二极管整流器的比较

对于控制驱动同步整流器, 必须满足  $P_{CSR} < P_{Sh}$ , 才能期望获得比肖特基二极管更好的整流性能。由式(2), (12)

$$\frac{1}{3} (I_p^2 + I_p I_L + I_p^2) R_{on} < I_0 V_{Sh} \tag{15}$$

而  $I_0 = (I_p + I_L)/2$ , 从而

$$\frac{4}{3} I_0 R_{on} < V_{Sh} + \frac{1}{3} \frac{I_p I_L}{I_0} R_{on} \tag{16}$$

一种极限情况的考虑是储能电感能量全部传递的情形, 即在  $T_{off}$  结束时, 储能电感的能量刚好全部释放给负载, 对应的  $I_L = 0$ , 而在  $T_{on}$  结束时, 流过储能电感的电流最大, 为  $I_p = 2I_0$ , 这时, 式(10)可写为

$$I_0 R_{on} < 0.75 V_{Sh} \tag{17}$$

### 2.3 自驱动方式与控制驱动方式同步整流器的比较

在不考虑功率 MOSFET 栅极导通阈值  $V_{GS(th)}$  对同步整流的影响时, 在  $T_{on}$  期间

$$P_{SSR(on)} = P_{CSR(on)} = \frac{1}{3} (I_p^2 + I_p I_L + I_p^2) R_{on} q_0 \tag{18}$$

实际上由于变压器原边存在的绕组分布电容以及开关管漏-源分布电容等使开关管关断时波形变缓, 自驱动同步整流器的 MOSFET 在  $V_s = V_1 + V_2 < V_{GS(th)}$  时, 将处于

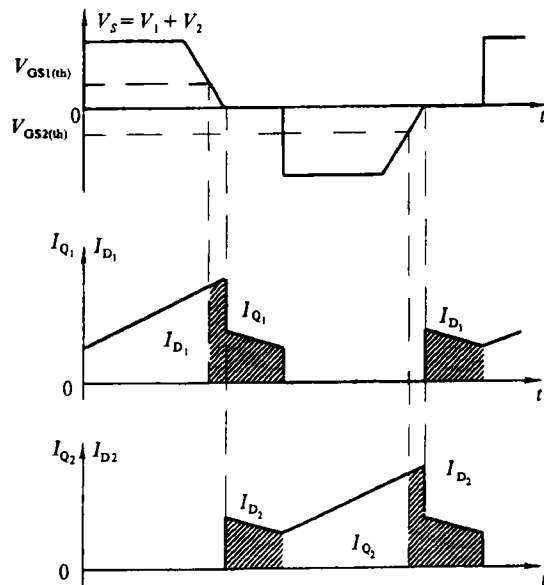


图 4  $V_{GS(th)}$  对  $R_{SSR}$  的影响

截止, 电流流过相应的体二极管的时间变长(如图4的阴影部分), 因此有

$$P_{\text{CSR(on)}} < P_{\text{SSR(on)}} \quad (19)$$

在  $T_{\text{off}}$  期间

$$\begin{aligned} P_{\text{CSR(on)}} &= \frac{1}{3} (I_p^2 + I_p I_L + I_L^2) R_{\text{on}} (1 - q_0) \\ &= \left( \frac{4}{3} I_0^2 - \frac{1}{3} I_p I_L \right) R_{\text{on}} (1 - q_0) \end{aligned} \quad (20)$$

由式(10)

$$P_{\text{SSR(off)}} = P_{\text{BD}} = I_0 V_{\text{BD}} (1 - q_0) \quad (21)$$

在式(20)中, 当  $I_p = I_L = I_0$  时, 即相应波形为矩形波, 流过  $R_{\text{on}}$  的电流有效值最小, 相应的功耗亦最小

$$P_{\text{CSR(off)}}^{\text{min}} = I_0^2 R_{\text{on}} (1 - q_0) \quad (22)$$

而在  $I_L = 0, I_p = 2I_0$  时, 即相应波形为三角波时, 流过  $R_{\text{on}}$  的电流有效值最大

$$P_{\text{CSR(off)}}^{\text{max}} = \frac{4}{3} I_0^2 R_{\text{on}} (1 - q_0) \quad (23)$$

考虑到式(3), 式(23)满足

$$P_{\text{CSR(off)}}^{\text{max}} = \frac{2I_0}{3} I_p R_{\text{on}} (1 - q_0) < \frac{2}{3} I_0 V_{\text{BD}} (1 - q_0) = \frac{2}{3} P_{\text{SSR(off)}}$$

即

$$P_{\text{CSR(off)}}^{\text{max}} < P_{\text{SSR(off)}} \quad (24)$$

由式(18), (19), (24), 得

$$P_{\text{CSR}} < P_{\text{SSR}} \quad (25)$$

可见, 采用占空比为 50% 的方波作为控制驱动同步整流器的驱动信号, 整流效率将高于自驱动方式的效率.

在实际应用中, 采用 50% 占空比的互补方波作为同步整流器的驱动信号, 有可能出现栅极驱动信号的轻微交迭, 这将造成两个同步整流器的 MOSFET 同时导通, 因而造成变压器的次级线圈短路, 对此, 可以通过适当选择开关电源主回路的工作方式加以克服, 例如, 采用电流控制方式的开关电源, 同步整流器的栅极驱动信号的轻微交迭并不会带来不良影响.

### 3 结束语

在低输出电压的双端开关电源中, 采用 MOSFET 构成输出端同步整流器是提高电源效率的必要手段, 要使同步整流器获得优于采用肖特基二极管所能得到的整流性能, 设计中应满足一定的条件. 无论是自驱动还是控制驱动方式, 同步整流器所选用的功率 MOSFET 都应满足(3)式的条件. 在规定的电流容量, 若单支功率 MOSFET 的  $R_{\text{on}}$  值不能满足(3)式, 可采用多管并联来降低  $R_{\text{on}}$ ; 不同的驱动方式对整流效率有显著影响. 自驱动方式的同步整流电路结构简单, 节省元件, 但在输入电压范围变化大时, 电源可能工作在占空比  $q_0$  较小状态, 其整流效率将下降, 甚至可能低于采用肖特基二极管的整流效率. 采用控制驱动方式时, 由于额外的驱动信号电路而使电路复杂, 成本提高, 但该方式可获得比自驱动方式更好的整流性能. 理想情况下, 采用 50% 占空比的栅极驱动信号, 可使同步整流器内的体二极管在整个工作周期中都不导通, 在满足式(17)的条件下, 其整流效率优于肖特基二极管. 实际应用中, 栅极驱动信号可能出现的轻微交迭的影响, 可以通过选择适当的主回路工作方式而予以克服.

## 参 考 文 献

- 1 Milan M Jovanovic, Michael T Zhang and Fred C Lee. Evaluation of Synchronous Rectification Efficiency Improvement Limits in Forward Converters. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 1995, 42(4)
- 2 叶治政, 叶靖园. 开关稳压电源. 北京: 高等教育出版社, 1989
- 3 Power Mosfet Tansistor Data. Motorola, 1989
- 4 Schottky Diode-designer's Manual. International Rectifier, 1992

## Influences of Driven Methods on Synchronous Rectifier of Switch-mode Power Supply

*Song Wei, Gong Yuanjiu, Lu Yao*

**Abstract** Through theoretical calculating of power loss of different rectifier of two-ends switch-mode supply, the influences of synchronous rectifier driving method on power supply efficiency are analysed in this paper. It is proposed that higher efficiency may be obtained by using control-driven synchronous rectifier than by using self-driven one.

**Key words** synchronous rectification; self-driven; control-driven; switch mode power supply; power MOSFET; schottky diode

(审稿: 傅云鹏教授, 周欣荣教授; 编辑: 朱长有)