

一种带辅助变压器的 Flyback

变换器 ZVS 软开关实现方案 (图)

作者：陈世杰 吕征宇 钱照明

文章加入时间：2005 年 7 月 12 日 16:00:58

摘要：提出了一种新颖的 FLYBACK 变换器 ZVS 软开关实现方案。一个较小的辅助变压器与主变压器串联，通过使辅助变压器原边激磁电感电流双向来达到主开关管的 ZVS 软开关条件。该方案实现了主辅开关管的 ZVS 软开关，限制了输出整流二极管关断时的 di/dt ，并且使变换器在任何负载情况下，都能在宽输入范围内实现软开关。

关键词：ZVS 软开关；辅助变压器；电流双向

引言

在很多通讯和计算机系统中，需要使用高功率密度、高效率的开关电源。提高开关频率可以减小电感、电容等元件的体积，是目前开关电源提高功率密度的一种趋势。但是，开关频率的提高，开关器件的损耗也随之增加。

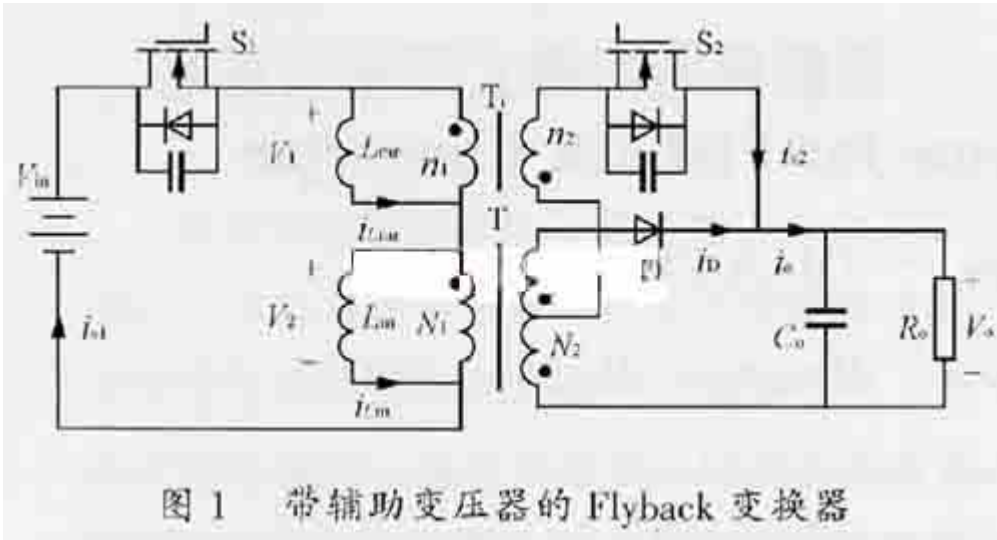
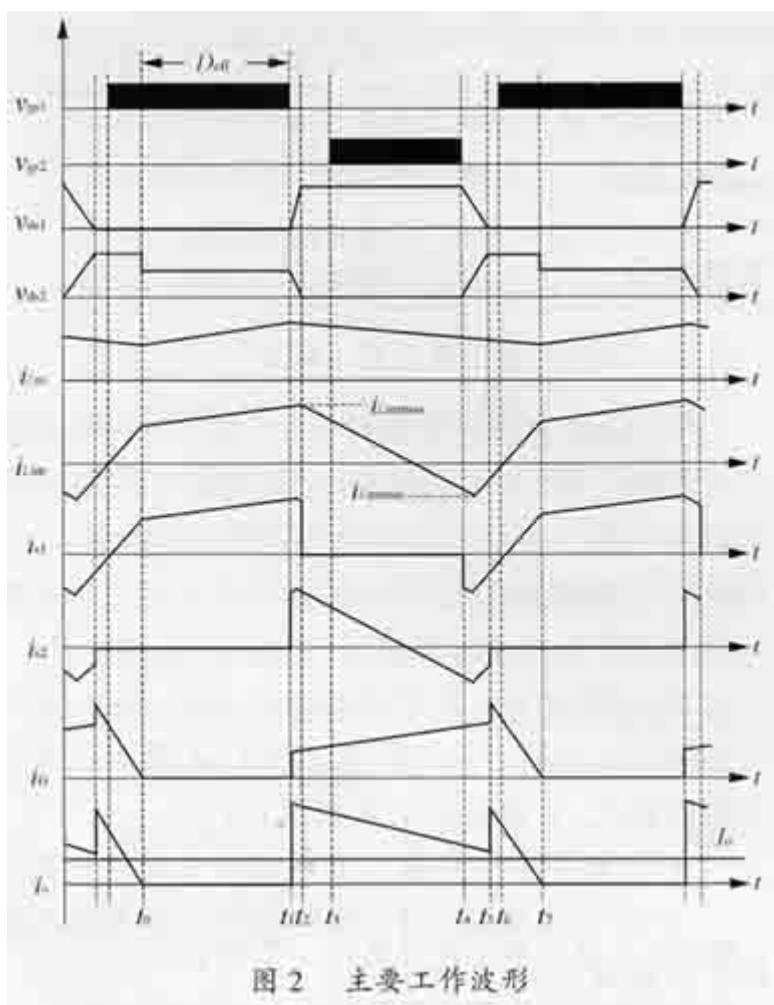


图 1 带辅助变压器的 Flyback 变换器

为了减小开关电源的开关损耗，提高其开关频率，软开关技术应运而生。软开关技术主要包括两种：零电压软开关 (ZVS) 及零电流软开关 (ZCS)。在含有 MOSFET 开关器件的变换器拓扑中，零电压软开关要优于零电流软开关。

Flyback 变换器电路简单，在小功率场合得到了广泛的应用。基于 Flyback 变换器的 ZVS 软开关拓扑也得到了进一步的发展 [2][3][4]。最近几年，有源箝位 ZVS 软开关技术被提出 [5][6][7]，但它也

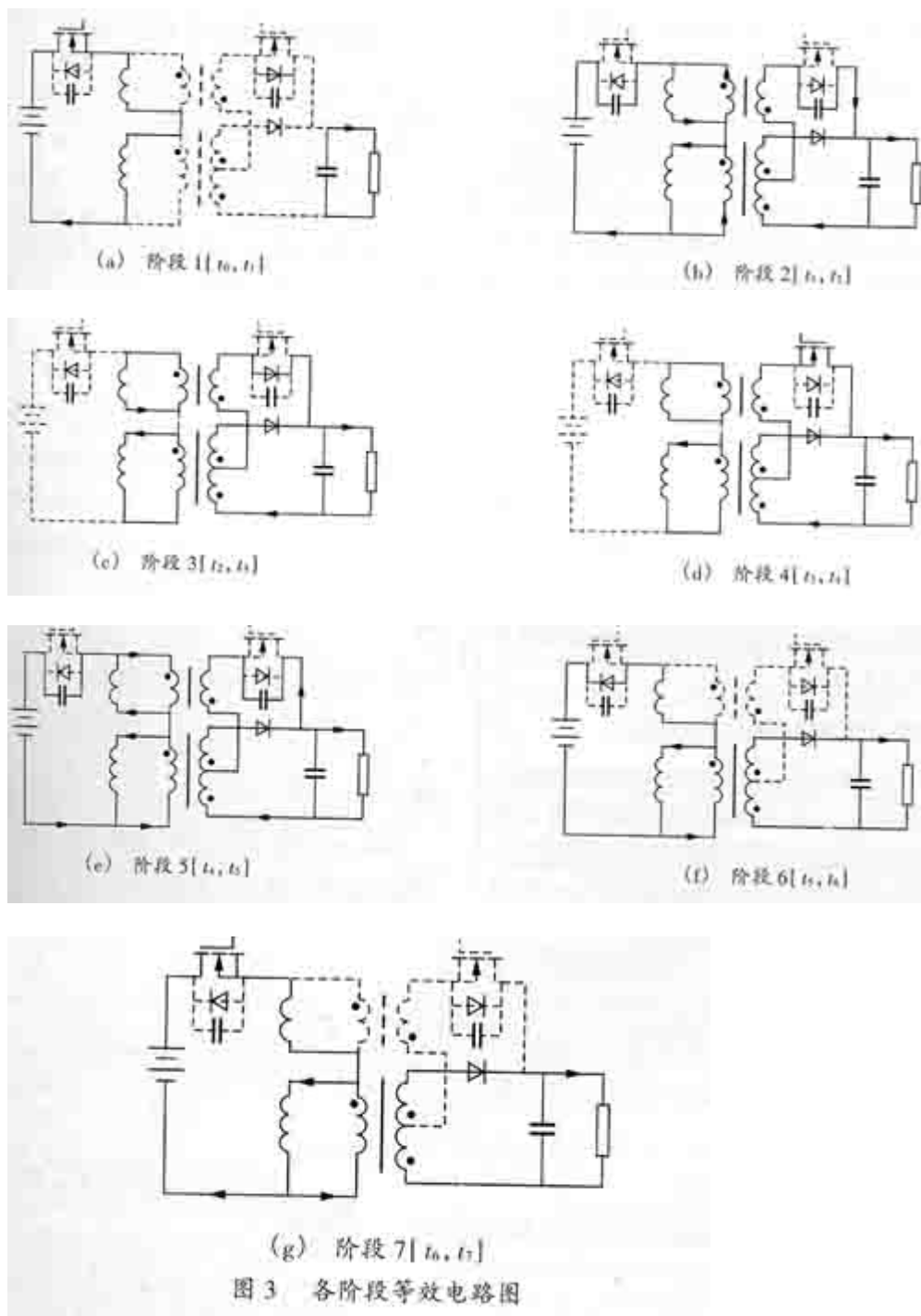
存在一些缺点[8][9]，比如，轻载时不能实现软开关。



本文提出了一种带辅助变压器的Flyback零电压软开关电路，与有源箝位Flyback零电压软开关电路相比，它具有以下几个优点：

- 1) 电路在整个负载范围内都能实现软开关；
- 2) 任何负载情况下，电路都可以在宽输入范围中实现软开关；
- 3) 丢失占空比不随输出负载变化而变化，利于电路参数设计。

下面分析了此电路的工作原理及软开关参数的设计，并以实验结果验证了该方案的有效性。



1 工作原理

图1为本文提出的Flyback软开关电路， T_r 为辅助变压器。其两个开关 S_1 及 S_2 互补导通，中间有一定的死区防止共态导通。主变压器 T 激磁电感 L_m 较大，使电路工作在电流连续模式（CCM），如图2中 i_{Lm} 波形所示。而 T_r 的激磁电感 L_{mr} 设计得较小（ $L_{mr} < L_m$ ），使流过 L_{mr} 的电流在一个周期内可以反向，如图2中 i_{Lmr} 波形所示。考虑到开关的结电容以及死区时间，一个周期可以分为7个阶段进行分析，各个阶段的等效电路如图3所示。其工作原理描述如下。

1) 阶段1 [$t_0 \sim t_1$] 该阶段， S_1 导通， L_m 与 L_{mr} 串联承受输入电压，流过 L_m 及 L_{mr} 的电流

线性上升。此时间段

$$V_{ds2} = V_{in} \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{mr}} \frac{N_1}{N_1} \frac{L_{mr}}{L_m + L_{mr}} \frac{n_2}{n_1} \quad (1)$$

式中：V_{ds2} 为 S2 的漏源电压；

V_o 为变换器输出电压；

N₁ 为 T 原边绕组匝数；

N₂ 及 N₃ 为 T 副边两个绕组匝数；

n₁ 及 n₂ 为 Tr 原副边两个绕组匝数。

2) 阶段 2 [t₁ ~ t₂] t₁ 时刻 S1 关断，L_m 上的电流通过 T 耦合到副边，使二极管 D 导通，L_m 两端电压被箝位在

$$V_2 = \frac{N_1 V_o}{N_2 + N_3} \quad (2)$$

L_m 上的电流线性下降。

L_{mr} 上的电流一部分对 S1 的输出电容 Cr₁ 充电，另一部分通过 Tr 耦合对 S2 的输出电容 Cr₂ 放电。t₂ 时刻，S2 的漏源电压下降到零，该阶段结束。

3) 阶段 3 [t₂ ~ t₃] 当 S2 的漏源电压下降到零之后，S2 的寄生二极管导通，将 S2 的漏源电压箝位在零电压状态，也就为 S2 的零电压导通创造了条件。同时 L_{mr} 两端被箝位在

$$V_1 = - \frac{n_1}{n_2} \frac{N_3}{N_2 + N_3} V_o \quad (3)$$

L_{mr} 上电流线性下降。而 S1 的漏源电压被箝位在最大电压

$$V_{ds1max} = V_{in} + \frac{n_1 N_1}{n_2 (N_2 + N_3)} \frac{N_1}{(N_2 + N_3)} V_o \quad (4)$$

4) 阶段 4 [t₃ ~ t₄] t₃ 时刻 S2 的门极变为高电平，S2 零电压开通。流过寄生二极管的电流流经 S2。L_{mr} 两端依然承受式 (3) 所示电压 V₁，L_{mr} 上电流线性下降到零然后反向增加。t₄ 时刻，S2 关断，该阶段结束。此时间段

$$i_D N_3 + i_o N_2 = i_{Lm} N_1 \quad (5)$$

$$i_o = i_D + i_{Lmr} \frac{n_1}{n_2} \quad (6)$$

$$i_D = \frac{i_{Lm} N_1 - i_{Lmr} \frac{n_1}{n_2} N_2}{N_2 + N_3} \quad (7)$$

$$i_o = \frac{i_{Lm} N_1 + i_{Lmr} \frac{n_1}{n_2} N_3}{N_2 + N_3} \quad (8)$$

5) 阶段 5 [t4 ~ t5] t4 时刻, Lmr 上的电流方向为负, 此电流一部分对 S1 的输出结电容 Cr1 放电, 同时, 另一部分通过 Tr 耦合到副边对 S2 的输出结电容 Cr2 充电。到 t5 时刻, S1 的漏源电压下降到零, 该阶段结束。

6) 阶段 6 [t5 ~ t6] 当 S1 的漏源电压下降到零之后, S1 的寄生二极管导通, 将 S1 的漏源电压箝位在零电压状态, 为 S1 的零电压导通创造了条件。此时, Lmr 上的反向电流流经主变压器, 给流过二极管 D 的电流 iD 叠加上一个电流

$$\Delta I(t5) = \left| \frac{i_{Lmr}(t5) N_1}{N_2 + N_3} \right| \quad (9)$$

此时间段内, 二极管 D 仍然导通, Lmr 两端电压被箝位在

$$V_1 = V_{in} - V_2 - \frac{N_1}{N_2 + N_3} V_o \quad (10)$$

Lmr 上电流线性上升。而 S2 的漏源电压被箝位在最大电压

$$V_{ds2max} = \left(V_{in} + \frac{N_1}{N_2 + N_3} V_o \right) \frac{N_3}{N_2 + N_3} V_o \quad (11)$$

7) 阶段 7 [t6~t7] t6 时刻, S1 的门极变为高电平, S1 零电压开通。流过寄生二极管的电流流经 S1。由于 Lmr 两端承受的电压 V1 此时较大, iLmr 快速上升, 到 t7 时刻, iLmr=iLm, 主变压器耦合到副边的电流为零, 二极管 D 自然关断。此时间段=

$$\frac{di_D}{dt} = -\frac{N_1}{N_2 + N_3} \left(\frac{V_{in} + \frac{N_1}{N_2 + N_3} V_o}{L_{mr}} + \frac{\frac{N_1}{N_2 + N_3} V_o}{L_m} \right)$$

(12) 由于 Lmr = Lm, 式 (12) 可近似为

$$\frac{di_D}{dt} = -\frac{N_1}{N_2 + N_3} \left(\frac{V_{in} + \frac{N_1}{N_2 + N_3} V_o}{L_{mr}} \right) \quad (13)$$

接着 Lmr 与 Lm 串联承受输入电压, 开始下一个周期。可以看到, 在这种方案下, 两个开关 S1 和 S2 零电压开通, 二极管 D 零电流关断。

2 软开关的参数设计

假定电路工作在 CCM 状态。由于 S2 的软开关实现是 iLmrmax 对 Cr1 及 Cr2 充放电, 而 S1 的软开关实现是 iLmrmin 对 Cr1 及 Cr2 充放电, 在电路满载情况下, |iLmrmax| >> |iLmrmin|, 而且 S2 的充电电压要大于放电电压 (见图 2 波形 vds2), 因此, S1 的软开关实现要比 S2 难得多。在参数设计中, 关键是要考虑 S1 的软开关条件。

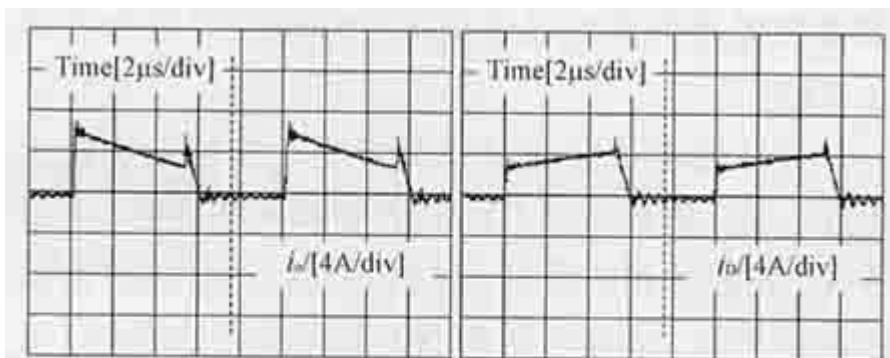


图 4 输出滤波前电流及流过副边二极管 D 的电流
(测试条件: $V_{in} = 48\text{ V}$ $I_o = 2.5\text{ A}$)

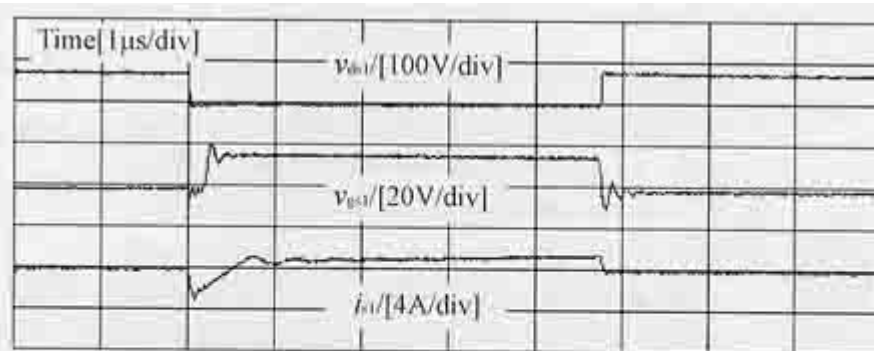


图5 轻载时 S_1 的驱动电压、漏源电压及流过电流波形(测试条件: $V_m = 48\text{ V}$ $I_o = 0.5\text{ A}$)

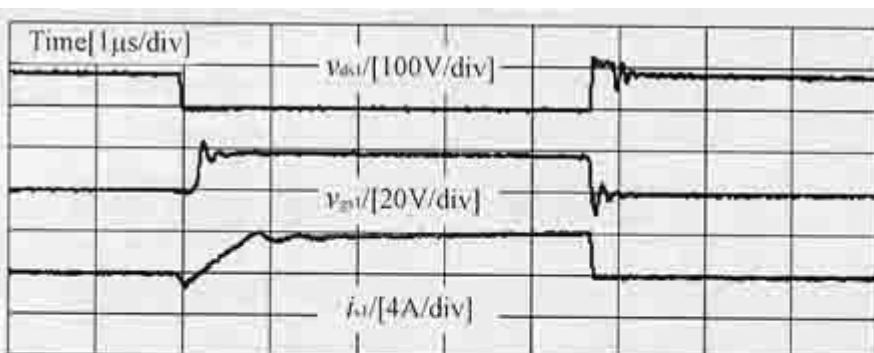


图6 满载时 S_1 的驱动电压、漏源电压及流过电流波形(测试条件: $V_m = 48\text{ V}$ $I_o = 3.0\text{ A}$)

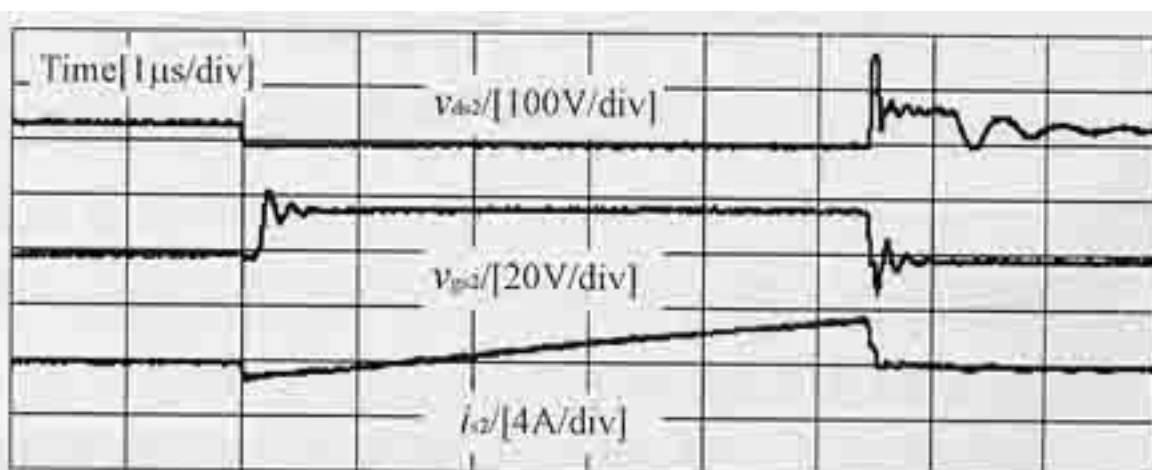


图7 轻载时 S_2 的驱动电压、漏源电压及流过电流波形(测试条件: $V_m = 48\text{ V}$ $I_o = 0.5\text{ A}$)

2.1 主变压器激磁电感 L_m 的设定

由于 L_m 的存在,变换器的有效占空比 D_{eff} (根据激磁电感 L_m 的充放电时间定义,见图 2) 要小于 S_1 的占空比 D ,但是,由于 $t_4 \sim t_7$ 时间内 i_{Lm} 的上升速度非常快,所以,可近似认为 $D_{eff}=D$ 。这样,根据 Flyback 电路工作在 CCM 的条件

$$L_m \geq \frac{1}{2} \frac{\eta (V_{in} D)^2}{P_o CCM f_s} \quad (14)$$

式中： η 为变换器效率；

f_s 为开关频率； P_o 为变换器输出功率。

在实际设计中,为了保证电路在轻载时也能工作在电流连续模式,取定

$$\frac{N_1}{N_2 + N_3} \approx \frac{V_{in} D}{V_o (1 - D)} \quad (16)$$

2.2 主副变压器原副边匝数比设定

根据 L_m 、 L_m ,及变换器输入输出关系有

而根据式 (8),为了使输出滤波前电流 i_o 在 $t_3 \sim t_4$ 时间段下降不要太快,最好有 $N_3 \leq N_2$ 。

另外,为了保证 t_1 时刻 S_1 关断时流过副边二极管 D 的电流 $i_D > 0$,根据式 (7) 有

$$\frac{n_1}{n_2} < \frac{N_1}{N_2} \quad (17)$$

2.3 辅助变压器激磁电感 L_{mr} 设定

为了实现 S_1 的 ZVS 软开关,在 $(1 - D)T$ 时间内,激磁电感 L_{mr} 上电流必须反向,即

$$\frac{n_1 N_3 V_o}{n_2 (N_2 + N_3) L_{mf} f_s} (1 - D) > i_{Lmrmax} \quad (18)$$

$$i_{Lmrmax} = i_{Lmax} \approx \frac{P_o^{CCM}}{\eta V_{in} D} + \frac{1}{2} \frac{V_{in} D}{L_{mf} f_s} \quad (19)$$

将式(19)代入式

$$L_{mr} < \frac{\frac{n_1 N_3 V_o}{n_2 (N_2 + N_3) f_s} (1 - D)}{\frac{P_o^{CCM}}{\eta V_{in} D} + \frac{1}{2} \frac{V_{in} D}{L_{mf} f_s}} \quad (20)$$

另外，根据 Lmr 与 S1 及 S2 的输出结电容谐振条件

$$\frac{1}{2} L_{mr} i_{Lmrmin}^2 \geq \frac{1}{2} C_{r1} V_{ds1max}^2 + \frac{1}{2} C_{r2} V_{ds2max}^2 \quad (21)$$

得

$$L_{mr} \geq \frac{C_r V_{ds1max}^2}{i_{Lmrmin}^2} \quad (22)$$

$$C_r = C_{r1} + C_{r2} \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \quad (23)$$

而

$$i_{Lmrmin} = \frac{n_1 N_3 V_o}{n_2 (N_2 + N_3) L_{mr}} (1 - D) T - i_{Lmrmax} \quad (24)$$

将式(24)代入式(22)解得

$$L_{mr} \leq \left(\frac{\sqrt{C_r V_{ds1max}^2} + 4 \frac{n_1 N_3 V_o}{n_2 (N_2 + N_3) f_s} (1 - D) i_{Lmrmax} - \sqrt{C_r V_{ds1max}^2}}{2 i_{Lmrmax}} \right)^2 \quad (25)$$

比较式(20)和式(25)，Lmr 应该根据式(25)来设定。

另外，由式(24)可以发现，输入、输出电压一定时，随着负载的增加， i_{Lmrmax} 增大〔见式(19)〕， i_{Lmrmin} 减小，软开关就越不容易实现。所以，Lmr 要根据满载时软开关的实现条件来设定。而当输入电压为宽范围时，随着输入电压的减小， i_{Lmrmax} 增加〔由于电路工作在 CCM，满载时式(19)第二项可以忽略〕， i_{Lmrmin} 表达式第一项减小， i_{Lmrmin} 减小，软开关就越不容易实现。所以，对于输出负载、输入电压变化的情况，Lmr 要根据输出满载、输入电压最小时

的软开关实现条件来设定。

同时需要指出，在能实现软开关的前提下， L_{mr} 不宜太小，以免造成开关管上过大的电流应力及导通损耗。

2.4 死区时间的确定

为了实现 S1 的软开关，必须保证在 $t_5 \sim t_6$ 时间内，S1 开始导通。否则， L_{mr} 上电流反向，重新对 C_{r1} 充电，这样，S1 的 ZVS 软开关条件就会丢失。因此，S2 关断后、S1 开通前的死区时间设定对开关管 S1 的软开关实现至关重要。合适的死区时间为电感 L_{mr} 与 S1 及 S2 的输出结电容谐振周期的 1/4，即

$$t_{dead1} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{mr} \left[C_{r1} + \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 C_{r2} \right]} \quad (26)$$

一般而言，开关管输出电容是所受电压的函数，为方便起见，在此假设 C_{r1} 及 C_{r2} 恒定。

2.5 有效占空比 D_{eff} 的计算

有效占空比 D_{eff} 比 S1 的占空比 D 略小，即

$$D_{eff} = D - \Delta D \quad (27)$$

根据

$$\Delta i_{L_{mr}(\Delta DT)} \approx \Delta i_{L_{mr}((1-D)T)} - \Delta i_{L_{mr}((1-D)T)} \quad (28)$$

解得

$$\Delta D \approx \left\{ \frac{1}{\frac{V_{in}n_2(N_2+N_3)}{V_o n_1 N_3} + \frac{N_1 n_2}{n_1 N_3}} \times \frac{1}{\frac{L_{mr}}{L_{mr}} \left[\frac{V_{in}(N_2+N_3)}{V_o N_1} + 1 \right]} \right\} \times (1-D) \quad (29)$$

代入式(27)得

$$D_{eff} = D - \left\{ \frac{1}{\frac{V_{in}n_2(N_2+N_3)}{V_o n_1 N_3} + \frac{N_1 n_2}{n_1 N_3}} \times \frac{1}{\frac{L_{mr}}{L_{mr}} \left[\frac{V_{in}(N_2+N_3)}{V_o N_1} + 1 \right]} \right\} \times (1-D) \quad (30)$$

从式(29)可以看出，丢失占空比与输出负载无关。在相同电气规格和电路参数条件下，其值大概为有源箝位 Flyback 变换器满载时丢失占空比的 1/2[7]。

3 实验结果

为了验证上述的 ZVS 软开关实现方法，本文设计了一个实验电路，其规格及主要参数如下：

输入电压 V_{in} 40 ~ 56V ；

输出电压 V_o 20V ；

输出满载电流 I_o 3A ；

工作频率 f 100kHz ；

S1 及 S2 IRF640 ；

主变压器激磁电感 L_m 222 μ H ；

主变压器原副边匝数 $N_1 : N_2 : N_3$ 39 : 15 : 15 ；

辅助变压器激磁电感 L_{mr} 10 μ H ；

辅助变压器原副边匝数 $n_1 : n_2$ 13 : 13。

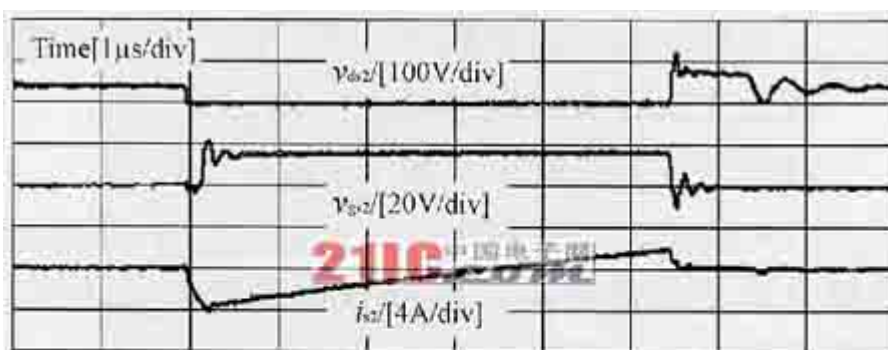
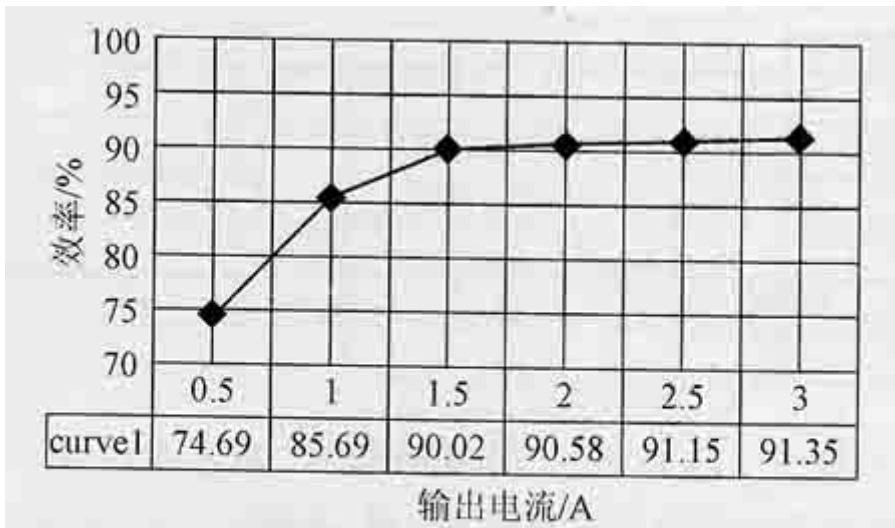


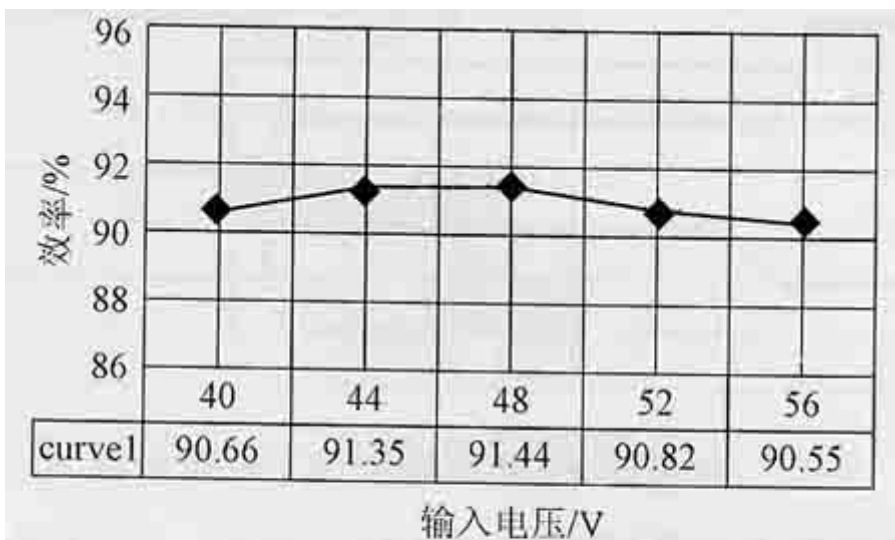
图 8 满载时 S_2 的驱动电压、漏源电压及流过电流波形(测试条件: $V_{in} = 48V$ $I_o = 3.0A$)

图 4 给出的是负载电流 $I_o=2.5A$ 时，输出滤波前电流及流过副边二极管 D 电流的实验波形，其结果与理论分析相吻合。图 5 ~ 图 8 分别给出了 S1 和 S2 在轻载及满载时的驱动电压、漏源极电压和所流过电流的实验波形。从图中可以看出，当驱动电压为正时，开关管的漏源极电压已经为零，是零电压开通。而当开关管关断时，其结电容限制了漏源极电压的上升率，是零电压关断，由此说明 S1 及 S2 在轻载及满载时都实现了 ZVS[10]。从开关管漏源极电压与所流过电流的比较也可以看出实现了 ZVS。

图 9 给出了变换器效率曲线。图 9 (a) 为输入电压一定，负载电流不同时的变换效率曲线，可以看出，满载时效率最高，为 91.35%。图 9 (b) 为负载电流一定，输入电压不同时的变换效率曲线，可以看到，效率随输入电压变化而变化的范围很小。



(a) 额定输入电压时效率与输出电流关系图



(b) 输出满载时效率与输入电压关系图

图 9 变换器效率曲线

4 结语

本文提出了一种 Flyback 变换器 ZVS 软开关拓扑，分析了其工作原理及其软开关参数的设计方法。由于软开关参数的设计（关键是辅助变压器原边激磁电感 L_{mr} 的设计）是根据满载及最小输入电压时的工作情况设计的，而随着负载的减轻和输入电压的增加，ZVS 软开关的实现也越容易。因此，该软开关拓扑可以工作在宽输入范围及任何负载范围，与有源箝位软开关拓扑相比具有一定的优点，可以作为应用于通讯、计算机系统等高功率密度场合的一种选择。