

引用格式:陈姝含,王俊峰,王凯,等. 同步整流反激变换器在 FCCM 模式下环流能量回馈技术研究[J]. 微电子学与计算机, 2020,37(11):83-88. [CHEN S H,WANG J F,WANG K,et al. Research on energy feedback technology of synchronous rectifier flyback converter in FCCM mode [J]. Microelectronics & Computer,2020,37(11):83-88.]

同步整流反激变换器在 FCCM 模式下环流能量回馈技术研究

陈姝含,王俊峰,王 凯,马 聪
(西安微电子技术研究所,陕西 西安 710054)

摘 要: 单端反激同步整流变换器工作于轻载状态时会产生反向环流,造成功率损耗,并且通常用于监测环流的零点检测电路结构复杂、控制难度大. 为避免这些问题,本文采用了一种结构简单的新型同步整流电路,无需抑制反向环流,而是通过匹配谐振参数的方式使得同一周期内整流 MOS 第二次开启,充分回收环流能量. 同时,本文对轻载时各工作阶段电压电流表达式与谐振时间做了定量计算,并给出实验波形. 验证结果表明,该结构可使环流能量无损回馈,同时实现开关管零电压开关(ZVS),且有效抑制低频阻尼振荡,使轻载时的电路工作效率大幅提升.

关键词: 单端反激式(flyback)同步整流变换器;环流能量回馈;强迫连续工作模式(FCCM);零电压开关(ZVS);低频阻尼振荡;高效率

中图分类号: TN703

文献标识码: A

文章编号: 1000—7180(2020)11—0083—06

Research on energy feedback technology of synchronous rectifier flyback converter in FCCM mode

CHEN Shu-han, WANG Jun-feng, WANG Kai, MA Cong

(Xi'an Microelectronics Technology Institute, Xi'an 710054, China)

Abstract: When the single-ended flyback synchronous rectifier converter works at light load, the reverse circulating current causes power loss. The zero-point detection circuit has complex structure and is difficult to control, which is usually used to monitor the reverse circulating current. This paper presents a new type of synchronous rectifier circuit with simple structure. Instead of suppressing the reverse circulating current, the rectifier MOS is turned on for the second time in the same cycle by matching the resonance parameters to fully recover the circulating energy. This paper quantitatively calculates the voltage and current expressions and resonance time of each working phase at light load, and gives the experimental waveforms. The verification results show that the structure can make non-destructive feedback of circulating energy, realize zero voltage switching (ZVS) of the switching tube, and effectively suppress low-frequency damped oscillation, which greatly improves the working efficiency of the circuit at light load.

Key words: single-ended flyback synchronous rectifier converter; circulation energy feedback; forced continuous conduction mode (FCCM); zero voltage switch(ZVS); low-frequency damped oscillation; high efficiency

1 引言

flyback 变换器自 20 世纪 80 年代诞生以来,由于线路结构简单且成本低廉,被广泛应用于中小功

率电源变换场合,但其整流损耗、开关损耗及断续工作模式(DCM)下的低频阻尼振荡损耗都比较大,使得电路效率难以提升. 同步整流技术虽然采用了通态电阻低且不存在势垒电压的 MOSFET 取代传统

肖特基二极管,大幅降低了整流损耗,但是 MOS-FET 具有双向导通性,电路工作于强迫连续工作模式(FCCM)时会输出反向环流,从而造成一部分功率损耗.不仅如此,同步整流技术通常还需要配合零点检测电路一起使用,该电路用于监测次级电流,当电流下降为零时立即关断整流 MOSFET,从而避免反向环流,但该零点检测电路存在功率损耗大,控制线路复杂等缺陷.为减少反向环流损耗且避免使用零点检测电路,本文采用一种新型同步整流驱动线路,无需额外的零点检测电路抑制反向环流,线路结构简单,仅需调整整流 MOSFET 驱动电路 RC 时间常数与其阈值电压相匹配,即可实现同一周期内整流 MOSFET 的第二次开启,回收环流能量并无损回馈,降低损耗,提升效率.同时,该系统在环流回馈过程中可以有效抑制低频阻尼振荡,并且由于开关管下一周期导通前反馈电流在变压器原边电感上形成了负向电流,所以还可以实现开关管零电压开关(ZVS),有效降低开关损耗,达到比传统同步整流电路更高的传输效率.

2 同步整流 flyback 变换器及其在 FCCM 模式下环流分析

2.1 自驱动同步整流 flyback 变换器

同步整流采用通态电阻极低的 MOSFET 取代传统肖特基二极管,可以大幅降低低压大电流输出时 DC/DC 变换器的整流损耗.同步整流技术中采用的 MOSFET 需要合适的驱动电路使其按照严格的时序关系开通关断才能正确工作.驱动电路的工作方式可划分为自驱动和外驱动.自驱动是在变压器中取合适点的电压来驱动整流 MOSFET,具有电路结构简单,自适应且元器件少的优点.

本文采用自驱动同步整流技术,整流 MOSFET 直接由变压器辅助绕组驱动,线路原理如图 1 所示.

开关管 M_1 导通期间,变压器初级线圈 L_m 直接连接输入电压,变压器储能.此时次级线圈 L_s 与辅助线圈 L_3 的电压反向, M_2 的栅源电压小于零, M_2 关断,电容 C_o 向负载 R_o 供电.

开关管 M_1 断开时,初级线圈储存的能量传递给次级线圈,次级线圈 L_s 与辅助线圈 L_3 上感应出正向电压, M_2 的栅源电压大于开启阈值电压, M_2 导通.导通电流向电容 C_o 与负载 R_o 供电.

2.2 FCCM 模式下输出环流电流分析

同步整流技术应用在轻载条件时,变压器次级电流下降到零时整流 MOSFET 并不会立即关断,

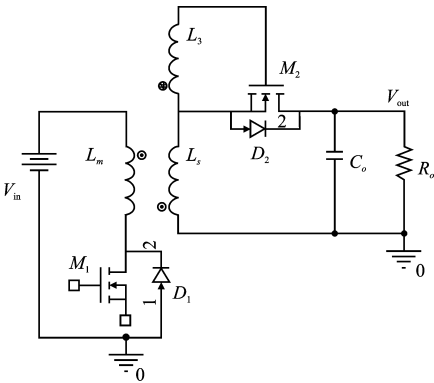


图 1 自驱动同步整流 flyback 变换器

输出电容会通过双向导通的整流 MOSFET 与变压器次级绕组形成环流,带来较大功率损耗.环流电流持续时间越长,产生的损耗越大.同步整流 flyback 变换器在 FCCM 模式下输出环流电流波形如下图所示,阴影部分代表输出环流产生的功率损耗,其面积越大,电路效率越低.

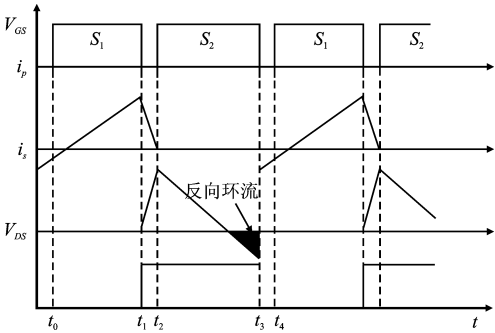


图 2 FCCM 模式下输出环流电流波形图

为解决该问题,本文调整整流 MOS 阈值电压与驱动端的电容值、电阻值相匹配,使得整流 MOS 栅源电压低于阈值电压时自动关断并将环流能量反馈回变压器初级.当整流 MOS 阈值电压足够低时,初级侧能量再次传递给次级侧时整流 MOS 将第二次开启,将原本损耗的环流能量无损传递.该技术消除了输出环流电流带来的损耗,实现了环流能量无损回馈,大幅提升电路工作效率.

3 FCCM 模式下自驱动同步整流 flyback 变换器工作过程分析

线路原理如图 3 所示,采用单端反激拓扑结构,自驱动同步整流技术.

其中: L_m 为变压器初级线圈电感, L_s 为次级线圈电感; L_3 为变压器辅助线圈电感,用于驱动 M_2 ; L_r 为变压器漏感; C_{oss1} 为功率开关管 M_1 的结电容;

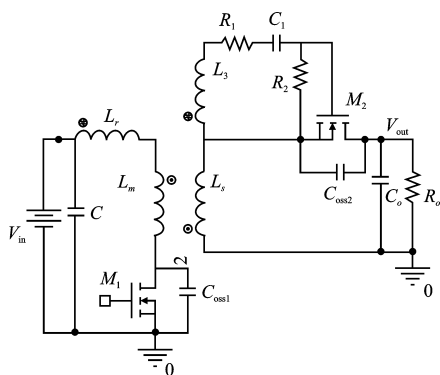


图3 自驱动同步整流 flyback 变换器原理图

C_{oss2} 为整流管 M_2 的结电容; C 为输入电容; C_o 与 R_o 分别为输出电容和输出负载。

在对图3所示电路进行详细讨论之前,需做如下几点假设:

(1) 变压器漏感 L_r 远小于初级线圈电感 L_m , 本文根据实际情况对 L_r 做忽略处理;

(2) 变压器初级电流 i_{Lm} 异名端流出方向为正, 次级电流 i_{Ls} 异名端流出方向为正。

FCCM 模式下的电压电流波形如图4所示。

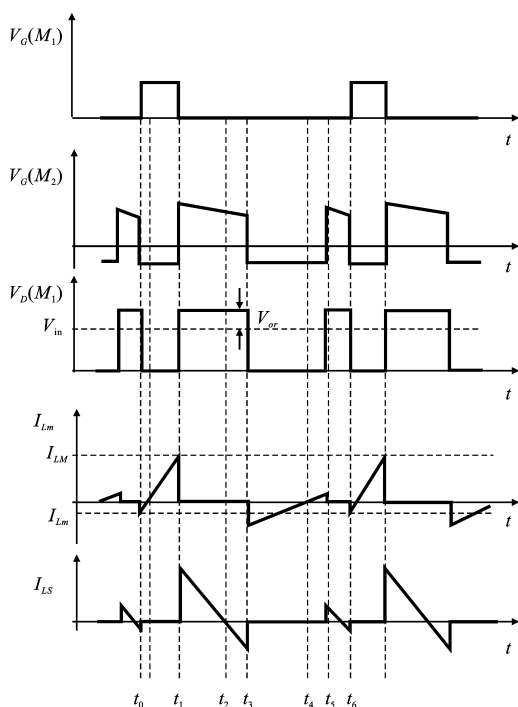
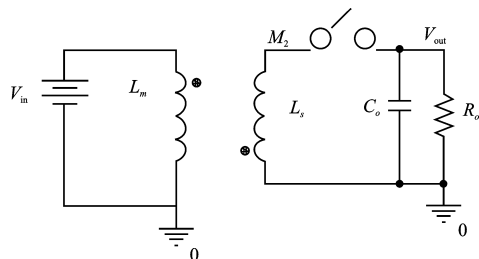


图4 FCCM 模式电压电流波形图

(1) $t_0 - t_1$ 时间段

t_0 时刻由于上一周期结束时 C_{oss1} 与 L_m 谐振, 此刻 L_m 电流由异名端流入, i_{Lm} 为负向。 t_0 时刻, 开关管 M_1 导通, $-i_{Lm}$ 逐渐减小, 过零后正向增大, t_1 时刻 i_{Lm} 达到正向最大。此阶段变压器同名端电压

高, 异名端电压低, 整流管 M_2 关断, 输出电压由电容 C_o 维持。变压器初级电流 i_{Lm} 线性上升, 电压上正下负, 变压器储能。该时间段对应的等效电路如图5所示, 此阶段 $L_r \ll L_m$, 此处 L_r 可忽略。

图5 $t_0 - t_1$ 时间段等效电路图

在该时间段内, 有: $L_m \cdot \frac{d(i_{Lm})}{dt} = V_{in}$

代入初始条件 $i_{Lm}(t_0) = I_{Lm}$ 得: $i_{Lm}(t) = \frac{V_{in}}{L_m} \cdot t$

+ I_{Lm}

t_1 时刻 M_1 关断, 有: $i_{Lm}(t_1) = I_{LM}$

则该段持续时间为: $T_1 = t_1 - t_0 = \frac{I_{LM} - I_{Lm}}{V_{in}} \cdot L_m$

L_m

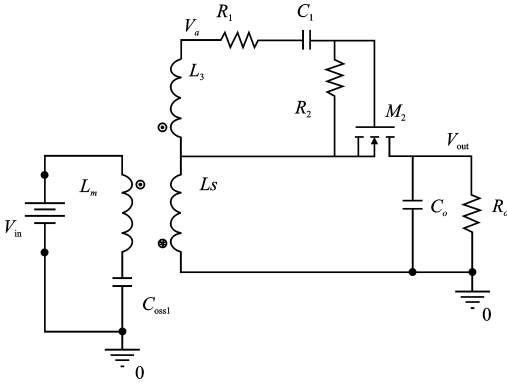
(2) $t_1 - t_3$ 时间段

t_1 时刻开关管 M_1 关断, 变压器异名端电压升高, 同名端电压低, 异名端电压高, $V_{GS}(M_2) > V_{GS}(th)$ (V_{GS} 为整流管 M_2 的栅源电压, $V_{GS}(th)$ 为 M_2 的阈值电压), 整流管 M_2 导通, 电流由变压器次级绕组异名端流出, 向负载输出的同时给输出电容 C_o 充电。电流近似线性减小, i_{Ls} 在 t_2 时刻下降到零, M_2 的栅源电压仍然高于其阈值电压, 整流管 M_2 继续导通, 此时 M_2 源极电压略低于漏极电压, i_{Ls} 反向流通并线性增加。 $t_1 - t_3$ 时间段内, 整流管 M_2 的栅极电压在电容 C_1 与电阻 R_2 的作用下持续降低, t_3 时刻 $V_{GS}(M_2) < V_{GS}(th)$, 整流管 M_2 关断, 反向电流 i_{Ls} 达到最大, C_o 停止放电, 能量储存于变压器磁芯中。 C_{oss1} 电压始终被钳位在 $(V_{in} + V_{or})$ 。该时间段对应的等效电路如图6所示。

由于 M_2 导通电阻很小, 可认为该段时间内 V_S (整流管 M_2 源极电压) 近似等于输出电压 V_{out} 并保持不变。 R_1 与 R_2 构成驱动端分压电路, 因 $R_1 \ll R_2$, 可将 R_1 忽略, 则该电路可等效为 R_2 与 C_1 构成的串联 RC 电路, 有:

$$V_a - V_{out} = V_{C1} + V_{R2} = i_{L3} \cdot R_2 + \frac{Q}{C_1}$$

式中, i_{L3} 为辅助线圈电流, Q 为电容 C_1 的电荷量; 代

图 6 $t_1 - t_3$ 时间段等效电路图

入 $i_{L3} = \frac{dQ}{dt}$ 可得

$$V_{C1}(t) = \frac{Q}{C_1} = (V_a - V_{out}) \cdot (1 - \exp(-\frac{t}{R_2 \cdot C_1}))$$

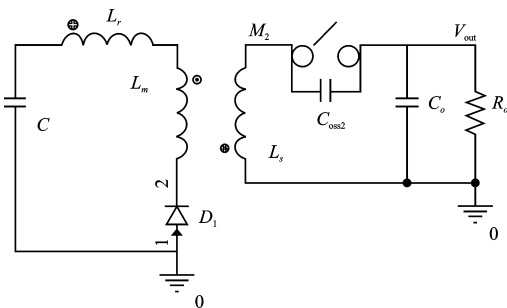
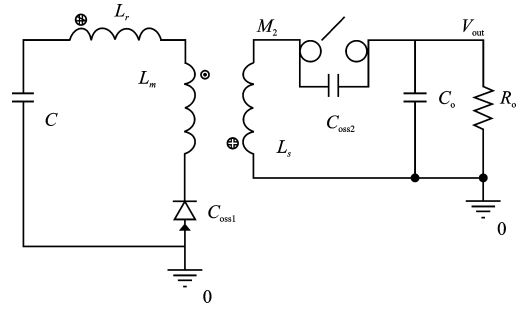
$$V_{R2}(t) = i_{L3} \cdot R_2 = (V_a - V_{out}) \cdot \exp(-\frac{t}{R_2 \cdot C_1})$$

t_3 时刻 $V_{R2}(t_3) = V_{GS}(M_2) \leq V_{GS}(th)$ 整流管 M_2 关断. 则该段持续时间为:

$$T_2 = t_3 - t_1 = -R_2 \cdot C_1 \cdot \ln\left(\frac{V_{GS}(th)}{V_a - V_{out}}\right)$$

(3) $t_3 - t_5$ 时间段

t_3 时刻整流管 M_2 关断, 能量由变压器次级侧传递回初级侧, 反馈电流 $i'_{Lm} = \frac{i_{Ls}(t_3)}{n}$ (n 为变压器初级匝比) 由初级侧同名端流出且负向逐渐减小. 同时 L_m 与 C_{oss1} 发生谐振, 电容 C_{oss1} 电压转换为电感 L_m 电流, 同时给输入电容 C 充电. t_4 时刻 $-i_{Lm}$ 减小至零, 之后电容 C 放电, 通过 L_r 、 L_m 给 C_{oss1} 充电, i_{Lm} 正向增加且在 t_5 时刻达到最大, 此时 $V_{Coss1} > V_{in} + V_{or}$ ($V_{or} = n \cdot V_{out}$), 整流管 M_2 再次打开, 能量由变压器初级传递至次级. 此阶段内考虑到 C_{oss1} 放电电流相对于电容 C 的充电电流有一个很小的数值, 所以 C_{oss1} 的放电电流忽略不计. 该时间段对应的等效电路如图 7、8 所示.

图 7 $t_3 - t_4$ 时间段等效电路图图 8 $t_4 - t_5$ 时间段等效电路图

$$\text{在这个时间段有: } \begin{cases} (L_m + L_r) \cdot \frac{di_{Lm}}{dt} = -V_C \\ C \cdot \frac{dv_C}{dt} = i_{Lm} \end{cases}$$

解方程可得:

$$i_{Lm}(t) = \frac{1}{C \cdot (L_m + L_r)} \cdot \cos(t \cdot \sqrt{\frac{1}{C \cdot (L_m + L_r)}})$$

$$v_C(t) = \frac{i_{Ls}(t_3)}{N} \cdot \sqrt{\frac{L_m + L_r}{C}} \cdot \sin(t \cdot \sqrt{\frac{1}{C \cdot (L_m + L_r)}})$$

由 $V_C(t_3) = V_C(t_4) = V_{in}$ (V_{in} 为输入电压) 可得

$$i_{Lm}(t) = -\frac{V_{in}}{L_m + L_r} \cdot t, \text{ 又因为 } \begin{cases} i_{Lm}(t_3) = i'_{Lm} \\ i_{Lm}(t_4) = 0 \end{cases},$$

$$\text{则 } T_3' = t_4 - t_3 = \frac{i_{Ls}(t_3) \cdot (L_m + L_r)}{n \cdot V_{in}}$$

当 $V_{Coss1} > V_{in} + V_{or}$ 时 M_2 再次开启, 故 t_5 时刻的初级电感电压 $u_{Lm}(t_5) = (V_{in} + V_{or}) - V_{in}$.

$$\text{由 } \begin{cases} f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C \cdot (L_m + L_r)}} \\ X_{Lm} = 2\pi \cdot f \cdot L_m \end{cases} \text{ 可得初级电感电}$$

$$\text{流 } I_{Lm} = \frac{u_{Lm}}{X_{Lm}} = \frac{V_{or} \cdot \sqrt{C \cdot (L_m + L_r)}}{L_m},$$

$$\text{代入 } \begin{cases} i_{Lm}(t_4) = 0 \\ i_{Lm}(t_5) = \frac{V_{or} \cdot \sqrt{C \cdot (L_m + L_r)}}{L_m} \end{cases} \text{ 得:}$$

$$T_3'' = t_5 - t_4 = \frac{i_{Lm}(t_5) - i_{Lm}(t_4)}{di_{Lm}/dt} =$$

$$\frac{V_{or} \cdot (L_m + L_r) \cdot \sqrt{C \cdot (L_m + L_r)}}{V_{in} \cdot L_m} \text{ 该段持续时间}$$

$$\text{为: } T_3 = t_5 - t_3 = T_3' + T_3''.$$

(4) $t_5 - t_6$ 时间段

t_5 时刻整流管 M_2 导通, 次级电感 L_s 与输出电容 C_o 再次发生谐振, 其工作过程与持续时间同 $t_1 - t_3$ 时间段. t_6 时刻开关管 M_1 导通, 电路进入下一周期. 则该段持续时间为: $T_4 = t_6 - t_5$.

4 电路实验及分析

4.1 实验一:验证影响整流 MOS 开启次数的因素

当 flyback 变换器工作在 FCCM 模式时, t_1-t_3 时间段持续时间为:

$$T_2 = t_3 - t_1 = -R_2 \cdot C_1 \cdot \ln\left(\frac{V_{GS(th)}}{V_a - V_{out}}\right)$$

式中, $\ln\left(\frac{V_{GS(th)}}{V_a - V_{out}}\right) < 0$. 当 T_2 减小时, 同一周期内整流管 M_2 开启次数将会增多. 分析上式可知, 减小 R_2 或者减小 C_1 均可使 T_2 减小.

实验选用的整流 MOSFET 阈值电压典型值为 2.2 V, 实验波形如图 9 所示, 其中通道 1 表示开关功率 MOSFET 的漏源电压 V_{DS} (V); 通道 2 表示变压器次级电流 i_{LS} (A).

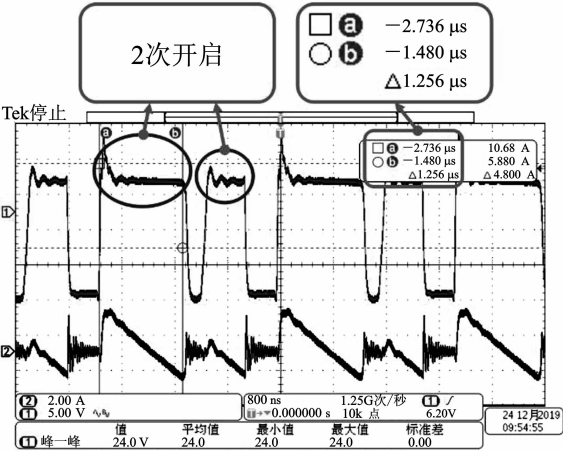


图 9 $C_1:3\ 680\ \text{pF}$ $R_2:820\ \Omega$ 的电压电流波形

由实验波形可知:与图 9 相比,在 R_2 不变、 C_1 减小 680 pF 的条件下, T_2 减小 312 ns 且整流 MOS 多开启一次, 如图 10 所示; 在 C_1 不变、 R_2 减小 600 Ω 的条件下, T_2 减小 568 ns 且整流 MOS 多开启两次, 如图 11 所示. 该结果表明, 减小 C_1 或减小 R_2 均可使 T_2 减小, 从而增加同一周期内整流 MOS 开启次数.

4.2 实验二:效率对比与分析

本实验中同步整流 flyback 变换器原理样机的输入电压 16 V、输出电压 2.5 V、输出电流 3.5 A、满载转换效率 82%. 当输出功率小于 3 W 时, 该样机工作于 FCCM 模式, 此时通过调整参数使得整流 MOS 在同一周期内两次开启, 将原本消耗的反向环流能量无损回馈. 实验得到了输出功率小于 3 W 时的电路传输效率, 在与相同实验条件下未实现环流能量回馈的传统同步整流 flyback 变换器效率做对

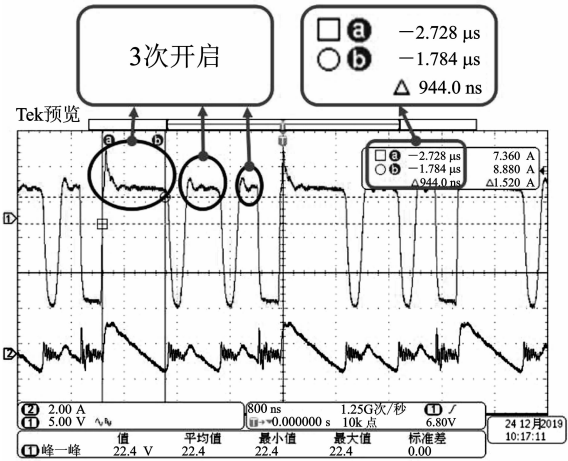


图 10 $C_1:3\ 000\ \text{pF}$ $R_2:820\ \Omega$ 的电压电流波形

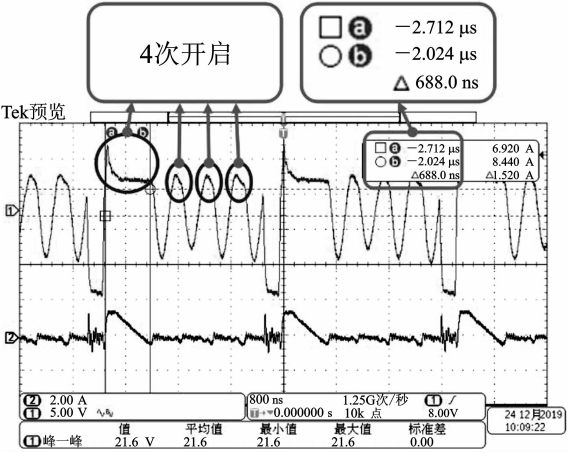


图 11 $C_1:3\ 680\ \text{pF}$ $R_2:220\ \Omega$ 的电压电流波形

比后, 绘制效率曲线如图 12.

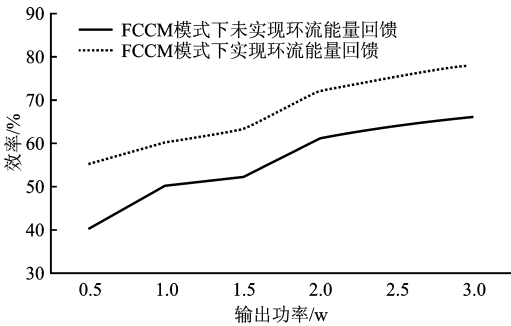


图 12 效率曲线图

同步整流 flyback 变换器工作于 FCCM 模式下, 未实现环流能量回馈时的电路平均传输效率为 53.4%; 实现能量回馈后, 效率为 65.08%, 提升 10% 以上. 实验结果表明, 该电路可以大幅提升电路传输效率.

5 结束语

本文对同步整流 flyback 变换器在 FCCM 模式下的反向环流问题进行了研究,不同于常规抑制反向环流的设计思路,本文设计了一款环流回馈电路,无损回收环流能量,并对其进行了实验验证,电路结构简单且效率提升明显. 计算结果与实验波形表明:一,当整流 MOSFET 阈值电压足够低时,输出环流能量在回馈回初级侧后可以通过整流 MOS 的第二次开启传递至次级侧,消除环流电流造成的损耗;二,通过调整整流 MOS 驱动端电容值与电阻值的方式可以控制同一周期内整流 MOS 的开启次数;此外,该技术可以抑制轻载时整流管关断导致的低频阻尼振荡,同时实现开关管 ZVS,有效降低开关损耗,提升电路传输效率.

参考文献:

- [1] CHEN L H, KE L C. High efficiency flyback converter with primary, secondary, and tertiary windings: UnitedStates, USA, 7233505[P]. 2007-06-19.
- [2] PRESSMAN A I, BILLING S K, MOREY T. 开关电源设计[M]. 3 版. 王志强, 肖文勋, 虞龙, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2010.
PRESSMAN A I, BILLING S K, MOREY T. Switching power supply design[M]. 3rd ed. WANG Z Q, XIAO W X, YU L, et al trans. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2010.
- [3] 宋辉淇, 林维明. 同步整流技术的特点与分析比较[J]. 通信电源技术, 2006, 23(3): 34-37. DOI:10.3969/j. issn. 1009-3664. 2006. 03. 011.
SONG H Q, LIN W M. The comparison and analysis

of synchronous rectification[J]. Telecom Power Technologies, 2006, 23(3): 34-37. DOI:10.3969/j. issn. 1009-3664. 2006. 03. 011.

- [4] 王聪. 软开关功率变换器及其应用[M]. 北京: 科学出版社, 2000.
WANG C. Soft switching power converter and its application[M]. Beijing: Science Press, 2000.
- [5] 宋辉淇, 林维明. 同步整流反激变换器的损耗模型分析[J]. 低压电器, 2006(8): 50-54, 58. DOI:10.3969/j. issn. 1001-5531. 2006. 08. 013.
SONG H Q, LIN W M. Analysis of power dissipation model on flyback converter with synchronous rectification[J]. Low Voltage Apparatus, 2006(8): 50-54, 58. DOI:10.3969/j. issn. 1001-5531. 2006. 08. 013.
- [6] CHEN M L, KUEHNY J A. DC-to-DC converter with secondary flyback core reset: United States, 5521807[P]. 1996-05-28.
- [7] 文天祥, 符致华. 开关电源工程化设计与实战[M]. 北京: 机械工业出版社, 2019.
WEN T X, FU Z H. Engineering design and practice of switching power supply[M]. Beijing: China Machine Press, 2019.

作者简介:

陈姝含 女, (1994-), 硕士研究生. 研究方向为电力电子技术、开关电源技术. E-mail: chenxi19941122@qq. com.

王俊峰 男, (1964-), 研究员, 博士生导师. 研究方向为电源变换技术、高密度集成技术.

王凯 男, (1981-), 高级工程师. 研究方向为混合集成电源功率变换.

马聪 男, (1989-), 博士研究生. 研究方向为 DC/DC 变换器设计.