

宽电压RCD钳位Flyback变换器的参数优化设计

李林鸿¹, 皇金峰^{1,2}, 谢锋¹

(1. 陕西理工大学 电气工程学院, 陕西 汉中 723001;

2. 陕西省工业自动化重点实验室, 陕西 汉中 723001)

摘要: 分析了RCD钳位Flyback变换器的工作原理及能量传输过程特点, 得出了励磁电感、滤波电容、吸收电阻以及钳位电容等参数在宽电压范围内的变化规律。针对分布式发电系统、UPS等特殊应用环境下, 需要Flyback电源能够在宽电压范围内都能正常工作, 因此考虑到全动态范围内的最恶劣工况, 给出了RCD钳位Flyback变换器各元件参数的设计方法, 使得变换器在全动态范围的工作性能都能符合设计指标要求。最后通过仿真和实验验证了宽电压范围参数设计的合理性。

关键词: RCD钳位; Flyback变换器; 宽电压范围; 参数设计

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd19922

Optimization Design of Wide Voltage RCD Clamped Flyback Converter Parameters

LI Linhong¹, HUANG Jinfeng^{1,2}, XIE Feng¹

(1. School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, Shaanxi, China;

2. Shaanxi Key Laboratory of Industrial Automation, Hanzhong 723001, Shaanxi, China)

Abstract: The working principle of RCD clamped Flyback converter and the characteristics of energy transmission process were analyzed. The variation rules of excitation inductance, filter capacitance, absorption resistance and clamp capacitance in wide voltage range were obtained. For distributed generation system, UPS and other special application environments, Flyback power supply is required to operate normally in a wide voltage range, therefore, the worst operating conditions in the whole dynamic range were considered, the design method of each component parameter of RCD clamped Flyback converter was given, the performance of the converter in the full dynamic range could meet the design requirements. Finally, the rationality of parameter design in wide voltage range was verified by simulation and experiment.

Key words: clamp of resistance capacitance diode (RCD); Flyback converter; range of wide voltage; parameter design

Flyback变换器电路结构简单, 在中小功率领域应用较为广泛^[1-3]。但在一些特殊的应用环境下, 需要Flyback变换器能够在宽电压范围内工作, 如分布式发电系统, 不间断电源(uninterruptible power system, UPS)等^[4]。因此, 研究宽电压范围下Flyback变换器的参数优化设计, 对于提高变换器的整体性能有重要意义。

Flyback变换器的变压器有2个特性, 一是在开关管开通阶段一次侧励磁电感进行储存能量; 二是在开关管关断阶段将一次侧励磁电感

上储存的能量耦合至副边进行能量传输^[5]。为了防止Flyback变换器的变压器饱和, 通常会采取大气隙, 但是会导致漏感增加^[6]。漏感上储存的能量将会与开关管的寄生电容形成寄生振荡, 产生强烈的电磁干扰, 这些干扰将影响到变换器本身及其控制电路的正常工作^[7]。通过引入RCD缓冲电路, 可以减小Flyback变换器开关管在关断时刻的开关应力和开关噪声。如何合理地设计变换器参数一直是国内外研究的热点问题。文献[3]和文献[6]通过对能量转移过程的

基金项目: 陕西省教育厅重点项目(18JS021); 陕西省工业自动化重点实验室开放课题(SLGPT2019KF01-14)

作者简介: 李林鸿(1992—), 男, 硕士研究生, Email: soarllh@163.com

通讯作者: 皇金峰(1978—), 男, 博士, 副教授, Email: jfhuang2000@163.com

深入分析,推导出反馈电压产生的回馈能耗与变换器缓冲电路各元件之间的关系,给出了变换器缓冲电路参数的设计方法。文献[4]和文献[8]针对光伏系统中高压输入的情况,提出一种改进型的电路,即采用2个反激电路串联来解决单管耐压问题,进而解决系统成本高、频率低、功率密度低等问题。文献[9]以单端反激变换器为主电路,设计了一种多路输出隔离式开关电源,但是缺乏对变换器动态范围内输出电压纹波的研究。变换器的输出纹波电压是衡量电源稳态性能的重要指标,并且变换器在工作中输入电压及负载都是变化的,而关于RCD钳位Flyback变换器在宽电压范围内的参数设计研究较少^[10-12]。

本文对工作在宽电压范围的RCD钳位Flyback变换器的工作原理及能量传输过程进行了深入分析,从变换器工作模式及输出纹波电压的角度出发,给出全动态范围下RCD钳位Flyback变换器励磁电感、输出电容、钳位电容和吸收电阻的参数设计方法,使得变换器可以在全动态范围下工作模式及输出电压纹波都满足设计要求。最后通过仿真和实验,验证了本文所提设计方法的合理性。

1 工作原理及能量传输过程分析

1.1 工作原理

Flyback变换器拓扑如图1所示。图1中, U_i 为输入电源, i_m 为励磁电感电流,VT为开关管, L_m 为励磁电感, L_k 为漏电感, L_p 为一次侧绕组, L_s 为二次侧绕组, C_p 为钳位电容, R_p 为吸收电阻, VD_1 为一次侧续流二极管, VD_2 为二次侧输出二极管, C_o 为输出电容, R_o 为负载电阻, i_s 为二次侧电感电流, I_o 为输出电流, U_o 为输出电压。并设一次侧绕组匝数为 W_p ,二次侧绕组匝数为 W_s ,匝比 $n=W_s/W_p$ 。

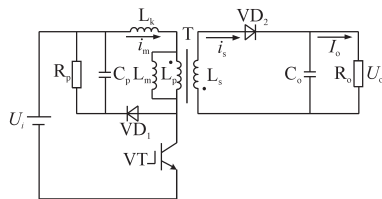


图1 RCD钳位Flyback变换器

Fig.1 RCD clamp Flyback converter

由图1可知,VT导通期间, L_m 两端的电压为 $U_i \cdot L_m / (L_m + L_k)$;VT关断期间, L_m 两端的电压为

U_o/n ,根据励磁电感伏秒平衡可得^[5]:

$$U_i \frac{L_m}{L_m + L_k} DT = \frac{U_o}{n} (1 - D) T \quad (1)$$

由式(1)可得 U_i 和 U_o 之间关系为

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{nD}{1 - D} \cdot \frac{L_m}{L_m + L_k} \quad (2)$$

式中: D 为占空比。

1.2 工作模式

Flyback变换器的工作过程如图2所示。当Flyback变换器工作在临界导通模式时,二次侧临界电感 $L_{2,c}$ 为^[5]

$$L_{2,c} = \frac{R_o (1 - D)^2}{2f} \quad (3)$$

式中: f 为开关频率。

又因为:

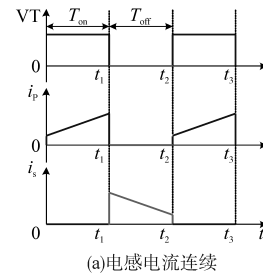
$$n^2 L_m = L_2 \quad (4)$$

假设 $L_k = \mu L_m$ (μ 为漏感系数,通常Flyback变换器的漏感为励磁电感的1%~5%)^[6],联立式(2)~式(4),可得临界励磁电感 L_c 为

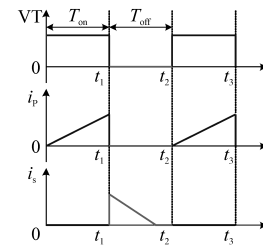
$$L_c = \frac{R_o U_i}{2nf [U_o (\mu + 1) + n U_i]} \quad (5)$$

由式(5)可知Flyback变换器工作模式和励磁电感之间关系为

$$\begin{cases} L_m > L_c & \text{CCM} \\ L_m < L_c & \text{DCM} \end{cases} \quad (6)$$



(a)电感电流连续



(b)电感电流断续

图2 Flyback变换器电感电流波形

Fig.2 Inductance current waveforms of Flyback converter

1.3 能量传输过程分析

Flyback变换器开关管VT导通和关断时对应电路拓扑如图3所示。

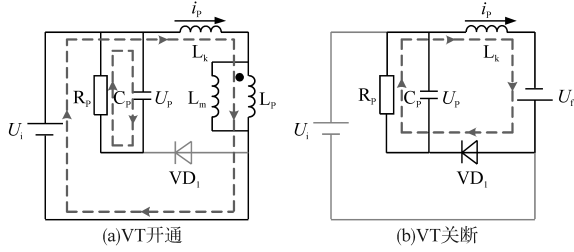


图3 Flyback变换器不同工作模式等效电路

Fig.3 Different working mode equivalent circuit of Flyback converter

当变换器工作在临界导通模式,有:

$$\begin{cases} Q_p = \frac{1}{2} L_m i_m^2(t) \\ Q_k = \frac{1}{2} L_k i_k^2(t) \\ i_m(t) = \frac{U_i}{L_m + L_k} t \end{cases} \quad (7)$$

式中: Q_p 、 Q_k 分别为励磁电感 L_m 和漏感 L_k 在开关管VT开通时所储存的能量。

根据能量守恒定律,有:

$$U_i \frac{1}{T} \int_0^{DT} i_m(t) dt = \frac{1}{T} (Q_p + Q_k) \quad (8)$$

由图3可知,当Flyback变换器工作在稳态时,忽略电容损耗,漏感 L_k 所储存的能量均会被一次侧吸收电阻 R_p 消耗,而励磁电感 L_m 所储存的能量绝大部分将耦合至副边提供给负载 R_o ,一小部分形成回馈能耗 Q_f ,最终消耗在吸收电阻 R_p 上,即

$$\begin{cases} \frac{1}{T} (Q_p - Q_f) = \frac{U_o^2}{R_o} \\ \frac{1}{T} (Q_k + Q_f) = \frac{U_p^2}{R_p} \end{cases} \quad (9)$$

式中: U_p 为一次侧吸收电阻 R_p 上的电压。

2 变换器参数设计

2.1 励磁电感 L_m 的设计

将式(5)分别对 U_i 、 U_o 、 R_o 、 μ 求导可得:

$$\begin{cases} \frac{\partial L_c}{\partial U_i} = \frac{R_o U_o (1 + \mu)}{2nf (nU_i + U_o + nU_o)^2} > 0 \\ \frac{\partial L_c}{\partial U_o} = -\frac{R_o U_i (1 + \mu)}{2nf (nU_i + U_o + \mu U_o)^2} < 0 \\ \frac{\partial L_c}{\partial R_o} = \frac{U_i}{2fn^2 U_i + 2nf U_o + 2n\mu f U_o} > 0 \\ \frac{\partial L_c}{\partial \mu} = -\frac{R_o U_o U_i}{2nf (nU_i + U_o + \mu U_o)^2} < 0 \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)可知, L_c 随着 R_o 和 U_i 的增大而增大; L_c 随着 U_o 和 μ 的增大而减小。变换器在实际工作中输入电压、输出电压和负载均是动态变化的,即 U_i 的范围为 $[U_{i,min}, U_{i,max}]$, U_o 的范围为 $[U_{o,min}, U_{o,max}]$, R_o 的范围为 $[R_{o,min}, R_{o,max}]$, μ 的范围为 $[\mu_{min}, \mu_{max}]$ 。不连续导电模式(discontinuous conduction mode, DCM)时,由于副边二极管存在反向恢复问题,所以需加入相应的吸收回路^[9]。因此为了使RCD钳位Flyback变换器在全动态范围都工作在连续导电模式(continuous conduction mode, CCM),结合式(5)、式(6)和式(10)可知,此时最小临界励磁电感 $L_{c,min}$ 为

$$L_{c,min} = \frac{R_{o,max} U_{i,max}}{2nf [U_{o,min} (\mu_{min} + 1) + nU_{i,max}]} \quad (11)$$

Flyback变换器实际工作中由于存在寄生参数,为了使变换器能够正常工作在CCM,即实际最小临界励磁电感 $L_{m,min}$ 的设计值为^[5]

$$L_{m,min} = \frac{K_1 R_{o,max} U_{i,max}}{2nf [U_{o,min} (\mu_{min} + 1) + nU_{i,max}]} \quad (12)$$

式中: K_1 为裕量系数,一般取1.1~1.15。

2.2 滤波电容 C_o 设计

由文献[5]可知,RCD钳位Flyback变换器工作在连续导通模式时,输出纹波电压 U_{pp} 计算公式为

$$U_{pp} = \frac{DU_o}{R_o C_o f} \quad (13)$$

联立式(2)和式(13)可得:

$$U_{pp} = \frac{U_o^2 (L_k + L_m)}{U_o (L_k + L_m) + nU_i L_m} \cdot \frac{1}{R_o C_o f} \quad (14)$$

将式(14)分别对 U_i 、 U_o 、 R_o 、 L_k 求导可得:

$$\begin{cases} \frac{\partial U_{pp}}{\partial U_i} = -\frac{nU_o^2 L_m (L_k + L_m)}{fC_o R_o [L_k U_o + L_m (nU_i + U_o)]^2} < 0 \\ \frac{\partial U_{pp}}{\partial U_o} = \frac{nL_m U_i U_o^2}{fC_o R_o [L_k U_o + L_m (nU_i + U_o)]^2} > 0 \\ \frac{\partial U_{pp}}{\partial R_o} = -\frac{U_o^2 (L_k + L_m)}{fC_o R_o^2 [L_k U_o + L_m (nU_i + U_o)]} < 0 \\ \frac{\partial U_{pp}}{\partial L_k} = \frac{nL_m U_i U_o^2}{fC_o R_o [L_k U_o + L_m (nU_i + U_o)]^2} > 0 \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)可知, U_{pp} 随着 R_o 、 U_i 的增大而减小, U_{pp} 随着 U_o 和 L_k 的增大而增大。同理,当RCD钳位Flyback变换器工作在动态范围时,考虑裕量系数 K_2 ,可知最小输出电容 $C_{o,min}$ 为^[5]

$$C_{o,min} = \frac{K_2 U_{o,max}^2 (L_{k,max} + L_m)}{U_{o,max} (L_{k,max} + L_m) + n U_{i,min} L_m} \cdot \frac{1}{f R_{o,min} U_{pp}} \quad (16)$$

其中, K_2 取 2~3。

2.3 吸收电阻 R_p 设计

由图 3 可知,为了减小 Flyback 变换器在开关管关断时刻的回馈能耗, U_p 必须满足以下条件^[6]:

$$U_p > U_f = \frac{U_o}{n} \quad (17)$$

当电容电压 U_p 大于回馈电压 U_f 时,忽略电容损耗,有:

$$\frac{1}{T} W_k = \frac{U_p^2}{R_p} \quad (18)$$

联立式(7)、式(17)和式(18)可得:

$$R_p > \frac{2f [U_o (L_k + L_m) + n U_i L_m]^2}{n^2 U_i^2 L_k} \quad (19)$$

将式(19)分别对 U_i , U_o , L_k 求导:

$$\begin{cases} \frac{\partial R_p}{\partial U_i} = -\frac{4f U_o (L_k + L_m) [L_k U_o + \alpha]}{n^2 U_i^3 L_k} < 0 \\ \frac{\partial R_p}{\partial U_o} = \frac{4f (L_k + L_m) [L_k U_o + \alpha]}{n^2 U_i^2 L_k} > 0 \\ \frac{\partial R_p}{\partial L_k} = -\frac{2f [\alpha - L_k U_o] [L_k U_o + \alpha]}{n^2 U_i^2 L_k^2} < 0 \end{cases} \quad (20)$$

其中 $\alpha = L_m (n U_i + U_o)$

由式(20)可知, R_p 随着 U_i 和 L_k 的增大而减小; R_p 随着 U_o 的增大而增大。因此,当 RCD 钳位 Flyback 变换器工作在动态范围时的最小吸收电阻 $R_{p,min}$ 为

$$R_{p,min} = \frac{2f [U_{o,max} (L_{k,min} + L_m) + n U_{i,min} L_m]^2}{n^2 U_{i,min}^2 L_{k,min}} \quad (21)$$

2.4 钳位电容 C_p 设计

假设 U_p 的纹波电压峰峰值 $U_{pp} = \lambda U_p$ (λ 为纹波系数,取值通常为 2%~5%)^[6],当开关管 VT 关断后,根据电荷守恒定律可得:

$$C_p = \frac{U_p T}{R_p U_{pp}} = \frac{1}{f \lambda R_p} \quad (22)$$

由式(22)可知, C_p 随着 λ 的增大而减小,因此,当 RCD 钳位 Flyback 变换器工作在动态范围时的最小钳位电容 $C_{p,min}$ 为

$$C_{p,min} = \frac{1}{f \lambda_{min} R_p} \quad (23)$$

3 仿真分析

为了验证本文所提参数优化设计方法的合理性,现以一个典型 RCD 钳位 Flyback 变换器为例进行仿真验证。具体参数为: $U_i=50\sim 100$ V, $U_o=5\sim 10$ V, $R_o=12\sim 35$ Ω , $n=1/5$, $U_{pp}=100$ mV, $f=40$ kHz。

将以上参数代入第 2 节给出的设计方法可得励磁电感 $L_m=8.73$ mH、输出滤波电容 $C_o=107$ μ F、吸收电阻 $R_p=282\ 161$ Ω 、钳位电容 $C_p=4$ nF。

3.1 参数设计仿真分析

3.1.1 临界励磁电感仿真分析

由式(5)可得 L_c 随 U_i 和 R_o 的变化曲线,如图 4 所示。

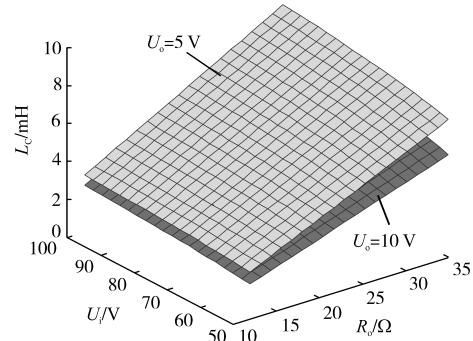


图 4 L_c 随 U_i 和 R_o 变化曲线图

Fig.4 L_c varies with U_i and R_o curves

由图 4 可知, L_c 随着 U_i 和 R_o 的增大而增大,随着 U_o 的增大而减小。当 $U_i=100$ V, $R_o=35$ Ω , $U_o=5$ V 时, L_c 取最大值 $L_{c,max}=8.73$ mH。仿真与理论分析结果一致。

3.2.2 输出电容仿真分析

由式(14)可得 U_{pp} 随 U_i 和 R_o 的变化曲线,如图 5 所示。

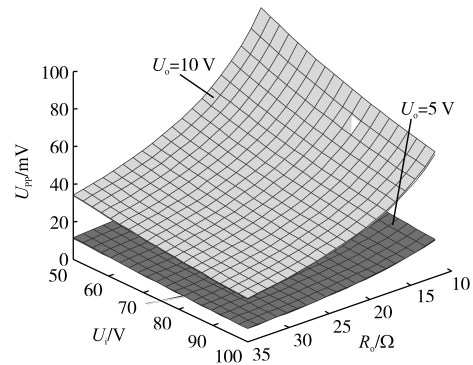


图 5 U_{pp} 随 U_i 和 R_o 变化曲线图

Fig.5 U_{pp} varies with U_i and R_o curves

由图 5 可知, U_{pp} 随着 U_i 和 R_o 的增大而减小,随着 U_o 的增大而增大,当 $U_i=50$ V, $R_o=12$ Ω , $U_o=10$ V 时纹波电压 $U_{pp,max}=100$ mV,此时输出电容

$C_o=107\ \mu\text{F}$ 。仿真与理论分析结果一致。

3.3.3 吸收电阻仿真分析

由式(19)可得 R_p 随 U_i 和 U_o 的变化曲线,如图6所示。

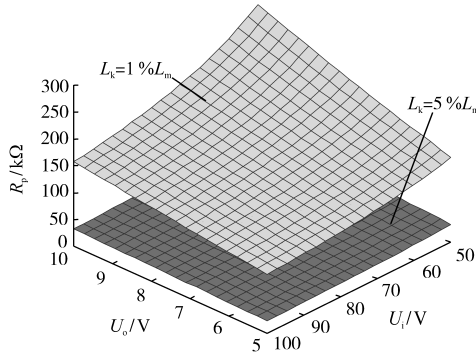


图6 R_p 随 U_i 和 U_o 变化曲线

Fig.6 R_p varies with U_i and U_o curve

由图6可知, R_p 随着 U_i 和 L_k 的增大而减小, R_p 随着 U_o 的增大而增大,当 $U_i=50\ \text{V}$, $U_o=10\ \text{V}$, $L_k=1\%L_m$ 时, R_p 取最大值 $R_{p,\max}=282\ 161\ \Omega$,此时钳位电容 $C_p=4\ \text{nF}$ 。仿真与理论分析结果一致。

3.2 工作模式及输出纹波电压仿真分析

考虑到全动态范围最恶劣的工况,即变换器的输出纹波电压最大,由式(15)可知此时的参数为: $U_i=U_{i,\min}$, $R_o=R_{o,\min}$, $U_o=U_{o,\max}$ 。此时变换器的参数为: $U_i=50\ \text{V}$, $R_o=12\ \Omega$, $U_o=10\ \text{V}$, $n=1/5$, $L_m=8.73\ \text{mH}$, $L_k=87.3\ \mu\text{H}$, $C_o=107\ \mu\text{F}$, $R_p=282\ 161\ \Omega$, $C_p=4\ \text{nF}$ 。变换器二次侧电感电流和输出电压的仿真波形如图7所示。图中 U_g 为驱动信号电压波形。

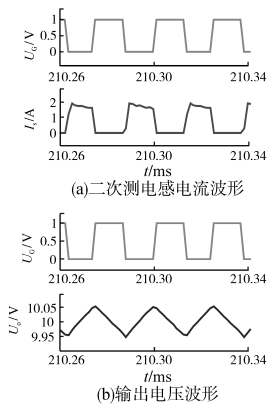


图7 变换器二次侧电感电流和输出电压仿真波形

Fig.7 Simulated waveforms of inductance current and output voltage in secondary side of converter

由图7可知变换器工作在电流连续模式,且此时输出纹波电压为100 mV,满足设计要求,说明本文所提的参数设计方法具有合理性。

4 实验验证

实验电路拓扑如图1所示,考虑到裕量系数,变换器具体参数如下: $U_i=50\ \text{V}$, $R_o=12\sim 35\ \Omega$, $U_o=5\sim 10\ \text{V}$, $n=1/5$, $L_m=9.87\ \text{mH}$, $L_k=106.5\ \mu\text{H}$, $C_o=247\ \mu\text{F}$, $R_p=320\ \text{k}\Omega$, $C_p=4\ \text{nF}$ 。

4.1 工作模式及输出纹波电压实验分析

Flyback变换器二次侧电感电流和输出纹波电压波形如图8所示。图8中变换器的输入电压 $U_i=50\ \text{V}$,输出电压 $U_o=10\ \text{V}$ 。图8a、图8b的负载 $R=12\ \Omega$,图8c、图8d的负载 $R=20\ \Omega$,图8e、图8f的负载 $R=35\ \Omega$ 。三种情况下变换器均工作在电流连续模式。其中当 $R=12\ \Omega$ 时,输出纹波电压为82 mV;当 $R=20\ \Omega$ 时,输出纹波电压为52 mV;当 $R=35\ \Omega$ 时,输出纹波电压为36 mV。

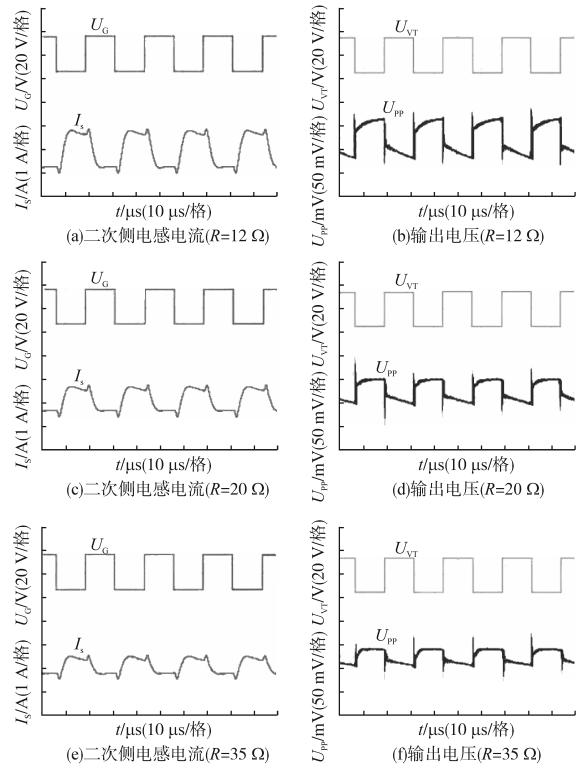


图8 变换器二次侧电感电流和输出电压实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of inductance current and output voltage in secondary side of converter

对比图7和图8可看出,仿真波形和实验结果波形不同,主要原因是仿真时未考虑输出电容存在的ESR对输出纹波电压的影响,但是实验结果仍在允许的误差范围内。

图9为变换器输入电压相同,输出电压分别为5 V和10 V时,输出纹波电压随负载的变化曲线图。

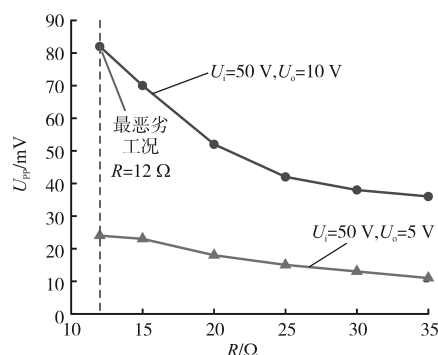


图9 变换器输出纹波电压随负载变化曲线

Fig.9 Curves of output ripple voltage varying with load of converter

由图8和图9可知,变换器在满载时($R=12\Omega$),输出纹波电压最大,输出纹波电压将随着输出电压的增大而增大。实验结果与理论分析结果相同,且在最恶劣工况时,输出纹波电压为82 mV,满足设计要求。此实验结果说明以最恶劣工况为基准的设计方法有效可行。

4.2 开关管电压应力实验分析

当 $U_i=50\text{V}$, $R_o=12\Omega$, $U_o=10\text{V}$ 时,变换器未引入RCD的开关管电压波形如图10a所示,由图可知开关管承受的最大电压约为175 V;变换器引入RCD后的开关管电压波形如图10b所示,由图可知开关管承受的最大电压约为110 V,对比图10a、图10b可看出,本文的设计方法在最恶劣工况下仍能够有效地降低开关应力,说明本文所提设计方法较为合理。

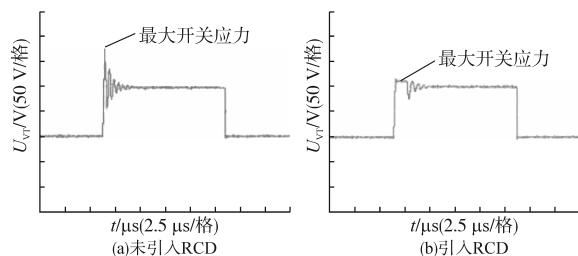


图10 开关管电压波形

Fig.10 Waveform of switch voltage

5 结论

为了满足特殊环境下RCD钳位Flyback变换器能够在宽电压环境中的正常运行,本文提出了一种基于RCD钳位Flyback变换器工作在最恶劣

工况下各元件的设计原则及方法,该方法可以使变换器在全动态范围内工作时,均能满足工作模式及输出纹波电压的设计要求,并且在最恶劣工况下仍能够有效的降低开关应力。最后通过仿真和实验验证了该方法的可行性。

参考文献

- [1] Ayachit A, Reatti A. Magnetising Inductance of Multiple-output Flyback DC-DC Converter for Discontinuous Conduction Mode[J]. IET Power Electronics, 2016, 10(4): 451-461.
- [2] Cristian Pesce. A DC-DC Converter Based on Modified Flyback Converter Topology[J]. IEEE Latin America Transactions, 2016, 14(9): 3949-3956.
- [3] Zhao Chengdong, Junming Z. An Improved Variable On-time Control Strategy for a CRM Flyback PFC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 915-919.
- [4] 王钊, 马丛淦, 宋振辉, 等. 实现二次升压功能的 Forward 和 Flyback 变换器[J]. 电气传动, 2018, 48(7): 50-54.
- [5] 刘树林, 刘健. 开关变换器分析与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [6] 刘树林, 曹晓生, 马一博. RCD 钳位 Flyback 变换器的回馈能耗分析及设计考虑[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 9-15.
- [7] 张逸成, 叶尚斌, 张佳佳, 等. 电力电子设备传导噪声抑制措施研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 77-86.
- [8] 高滨, 陈坤鹏, 夏东伟, 等. 一种应用于光伏系统的反激辅助电源设计[J]. 电源学报, 2015, 13(4): 120-123.
- [9] 孟天星, 张厚升. 一种实用新型新型反激式开关电源[J]. 电气传动, 2014, 44(9): 40-44.
- [10] 赵海伟, 秦海鸿, 朱梓悦. 反激变换器中RCD箝位电路的分析与设计[J]. 电源学报, 2015, 13(3): 41-49.
- [11] Chen Henglin, Zheng Zhichao, Xiao Ji. Determining the Number of Transformer Shielding Winding Turns for Suppressing Common-mode Noise in Flyback Converters[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018, 60(5): 1606-1609.
- [12] Qian Ting, Wu Qichen. A Scheme of a Resonant Forward-flyback Converter with Suppressed Frequency Variation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3711-3716.

收稿日期:2019-01-29

修改稿日期:2019-04-18