

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2208995

一种可切换工作模式的反激开关电源*

郭纳馨 于占东 金鑫池 赵艳茹
(渤海大学控制科学与工程学院 锦州 121013)

摘要:反激变换器存在电感电流连续模式(CCM)和断续模式(DCM)两种工作状态。通常选取处于CCM与DCM的临界状态作为工作点,设计反激开关电源的补偿回路。该折衷方案虽能兼顾两种工作模式,但存在带宽较小、动态响应差的问题,且在轻载情况下尤为突出。针对该问题设计了一种可切换工作模式的反激开关电源,对CCM和DCM模式分别设计环路补偿网络,通过变压器原边电流判断负载情况,进而切换补偿网络,实现电源工作模式的切换。设计了输出功率120W的反激开关电源样机,进行仿真和样机性能测试,试验结果表明,电源不仅能根据负载情况切换工作模式,而且轻载时具有很好的动态响应,验证了该方案的有效性,与预期设计结果相符。

关键词:反激变换器;连续模式;断续模式;模式切换

中图分类号: TM273 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1010

A flyback switching power supply with switchable working mode

Gao Naxin Yu Zhandong Jin Xinchu Zhao Yanru
(College of Control Science and Engineering, Bohai University, Jinzhou 121013, China)

Abstract: Flyback converter has two working states: Continuous inductance current mode (CCM) and discontinuous mode (DCM). Usually, the critical state of CCM and DCM is selected as the working point to design the compensation loop of flyback switching power supply. Although the compromise scheme can take into account two working modes, it has the problems of small bandwidth and poor dynamic response, especially under light load. To solve this problem, a flyback switching power supply with switchable working mode is designed. The loop compensation network is designed for CCM and DCM modes respectively. The load condition is judged by the primary side current of the transformer, and then the compensation network is switched to realize the switching mode of the power supply. A prototype flyback switching power supply with output power of 120 W was designed, and the simulation and performance test of the prototype were carried out. The test results show that the power supply can not only switch the working mode according to the load, but also has a good dynamic response under light load. The effectiveness of the scheme is verified, which is consistent with the expected design results.

Keywords: flyback converter; continuous mode; discontinuous mode; mode switching

0 引言

随着科学技术的发展,高频开关电源高效率、体积小等特点越发明显,在电子设备、仪器仪表、微机系统等领域均有广泛的应用^[1]。反激变换器具有拓扑结构简单,可靠性高,输入与输出部分电气隔离以及成本低等优点,在中小型功率变换场所运用尤其普遍^[2-3]。

按照输出电感电流是否连续,反激开关电源有连续(CCM)和断续(DCM)两种工作模式。在小功率轻载的场合,变换器工作在断续模式;在大功率重载的场合,变换器

工作在连续模式^[4]。为使变换器适应两种工况,补偿网络通常选择在临界状态下按照CCM模式设计。当输入电压或负载发生变化时,变换器可从CCM模式过渡到DCM模式^[5]。这种设计方法的补偿网络针对CCM设计,因此变换器在DCM模式时带宽不够大,存在动态响应变差的问题。针对两种模式的系统特性分别设计环路补偿网络,根据负载情况切换合适的工作模式可提高开关电源的性能和系统的动态响应速度。

文献[6]分析了反激变换器的工作原理,通过状态空间平均法对DCM反激变换器进行建模分析,详细推导了该

收稿日期:2022-02-11

* 基金项目:国家自然科学基金(61673071)项目资助

模式下的传递函数;文献[7-8]研究了基于 PWM 芯片控制的 DCM 反激电源的设计,阐述了反激电源的基本工作原理,介绍了反激电源的设计过程;文献[9]采用在 DCM 与 CCM 的临界状态下设计反激开关电源,详细介绍了高频变压器的设计,为反激开关电源的设计提供了一定的参考价值。

本文采用 UC3843 峰值电流型 PWM 控制芯片设计反激变换器,提出了根据负载情况匹配工作模式的方法,并设计了模式切换电路和环路补偿网络。通过实验分析,验证反激开关电源能够根据负载大小,在保证电源输出稳定的条件下,实现两种工作模式切换的有效性及可行性,提高了电源的整体性能。

1 反激变换器的工作模式

反激拓扑主要由滤波电容 C_{OUT} 、储能变压器、开关管 Q、整流二极管 D 组成。其工作过程是当开关管导通时,变压器原边电感流过电流并储能,因为变压器原边与副边绕组同名端相反,此时副边二极管反向截止,负载上的电流由输出电容提供;当开关管关断时,副边整流二极管正向导通,存储在变压器中的能量提供给输出电容及负载。反激拓扑的 PWM 控制模式通常采用电压模式或电流模式,电压模式只有一个电压单环控制,而电流模式相当于在电压单环控制的基础上增加了电流内环,形成双闭环控制,能够加快系统的响应速度,使系统具有较好的动态性能。峰值电流模式反激变换器系统框图如图 1 所示。

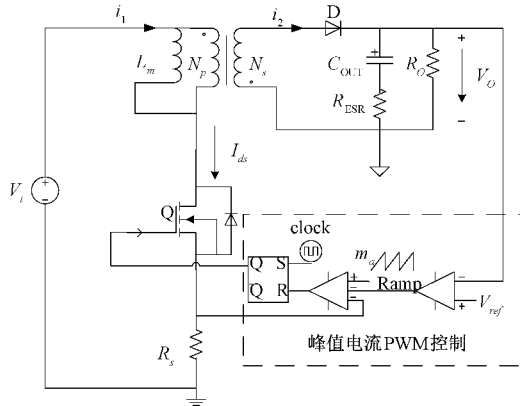


图 1 峰值电流模式反激变换器系统框图

根据负载情况,反激变换器可工作在 CCM 模式或 DCM 模式,两种模式之间为临界状态。对应的变压器原边和副边电流波形如图 2 所示。

通过参考峰值电流模式反激变换器功率级小信号建模分析^[10],可以得到其控制到输出的功率级传递函数 $G_o(s)$ 可表示为:

$$G_o(s) = G_p(s) \times G_H(s) \quad (1)$$

式中: $G_p(s)$ 是由反激拓扑等效模型和占空比调制等效模型得到的传递函数, $G_H(s)$ 为电流环采样构成的二阶采样环节。

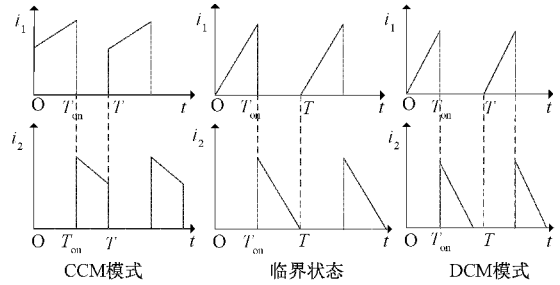


图 2 变压器原边和副边电流波形

$$G_p(s) = \frac{nR_oV_i}{(2nV_o + V_i)R_s} \times \frac{(1 + sR_{ESR}C_{OUT}) \times (1 - \frac{sL_mD}{n^2R_o(1-D)^2})}{(1 + \frac{sC_{OUT}R_o}{1+D})} \quad (2)$$

$$G_H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s((1 + \frac{m_a}{m}) \times (1-D) - 0.5)}{f_{sw}} + \frac{s^2}{\pi^2 f_{sw}^2}} \quad (3)$$

当轻载或空载时,输出电阻相当于无穷大,此时右半平面的零点可以忽略,对于 CCM 模式反激变换器,控制到输出的传递函数为:

$$G_o(s) \approx \frac{V_o}{R_s I_{d,peak}} \frac{1 + sR_{ESR}C_{OUT}}{1 + \frac{sR_oC_{OUT}}{2}} \quad (4)$$

式中: V_o 为输出电压, V_i 为输入电压, C_{OUT} 为输出电容, R_{ESR} 为输出电容的等效串联电阻, R_s 为初级侧检流电阻, R_o 为输出端负载, L_m 为变压器初级电感值, D 为变换器的占空比, m_a 为斜坡补偿的补偿斜率, m 为初级电流上升斜率, f_{sw} 为开关频率, n 为变压器初级线圈与次级线圈的匝比。

对比两种模式下的功率级传递函数可知,CCM 反激变换器的传递函数存在一个右半平面零点,在设计变换器时,为避开该零点对系统的影响,通常选择较小的带宽^[11],因此 DCM 模式带宽选择范围相对有限。

由于 UC3843 电流型 PWM 控制芯片在反激变换器中应用广泛,故以该芯片为例设计了输出为 24 V/5 A 可切换工作模式的反激开关电源,该设计系统由整流电路、反激主回路、稳压电路、软启动和模式切换电路构成。

2 工作模式切换

2.1 临界工作点交流分析

在临界模式下设计 CCM 反激变换器,计算补偿网络参数并搭建了仿真电路,分别对轻载和重载两种情况进行交流分析,结果如图 3 所示。轻载时变换器工作在 DCM 模式^[12],由图 3(a)的交流分析可知,系统的穿越频率为

1.5 kHz,相位裕度为 65°;重载时变换器工作在 CCM 模式,由图 3(b)的交流分析可知,系统的穿越频率为 2 kHz,相位裕度为 58°。

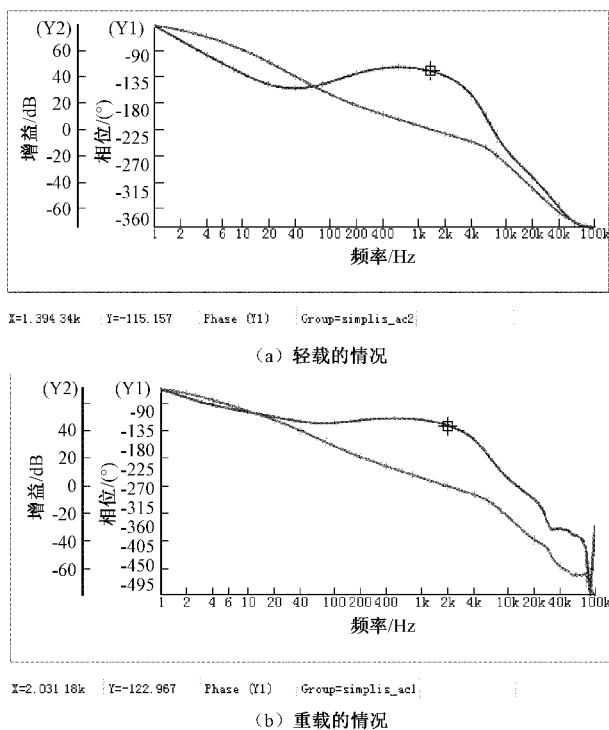


图 3 临界状态设计下载和重载交流分析

可见采用临界模式下设计 CCM 反激变换器的方法,虽然轻载时也能稳定工作,但不能保证带宽足够大,因此这种方法设计的反激变换器动态响应较差。根据以上分析,设计了输出为 24 V/5 A 的反激开关电源,分别针对 CCM 和 DCM 模式的系统特性设计补偿网络,确定相应的补偿网络参数,通过设计切换电路来实现补偿网络的参数切换。

2.2 模式切换电路设计

当高频变压器设计完成后,变压器的电感值将不会再改变,此时负载所需电流大小是决定电源工作模式的关键^[13-14]。模式切换电路包括电压差分放大电路、电压滞回比较电路、继电器、自锁按键以及两种模式的环路补偿网络。

该电路的切换过程是通过控制继电器线圈得电和失电实现的,能完成 CCM 和 DCM 补偿网络参数的切换。对变压器原边电流采样可判断出负载情况,进而选择合适的工作模式和补偿网络,提高电源的效率和调整率等指标。该电路既可以手动切换补偿网络也可以通过比较器实现自动切换。MOS 管源极经采样电阻接地,采样信号差分放大后经过滞回比较器,该滞回比较器采用反相输入接法,将比较阈值设计为 $U_{oh} = 1.8\text{ V}$, $U_{ol} = 1.3\text{ V}$ 。当负载为重载时, $U'_c < U_{ol}$,滞回比较器输出高电平,线圈失电同时继电器触点接通 CCM 补偿网络。同理,当负载为轻载时, $U'_c > U_{oh}$,滞回比较器输出低电平,线圈得电同时继电器触点接通 DCM 的补偿网络。

3 两种模式补偿网络设计与参数选择

开关电源是闭环控制系统,包括外环电压反馈和内环电流反馈,系统整体闭环控制框图如图 4 所示。其中, $G_c(s)$ 为补偿网络的传递函数, $G_o(s)$ 为反激变换器的功率级传递函数。

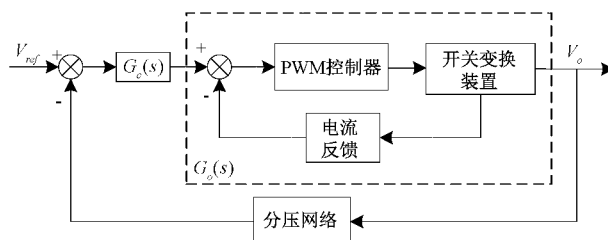


图 4 反激变换器闭环控制框图

3.1 补偿网络设计

对于峰值电流模式的反激变换器,根据功率级传递函数可知,采用二型补偿网络即可简化为一阶系统^[15]。本设计采用 PI 调节器和误差放大器相结合构成的二型补偿器,补偿网络一部分由光耦 PC817 和 TL431 构成 PI 调节器,为系统提供一个零点和原点处极点;另一部分由 UC3843 芯片内部误差放大器构成惯性环节,为系统提供一个补偿极点。经切换电路判断,重载时继电器触点 S1 接通 CCM 的补偿网络,轻载时继电器触点 S2 接通 DCM 的补偿网络。补偿网络的传递函数可用下面的表达式概括:

$$G_c(s) = G_{OPTO}(s) \cdot G_{TL431}(s) \cdot G_{EA}(s) \quad (5)$$

根据 TL431 内部结构,可将反馈回路中的 TL431 等效为分立的电压基准和运放构成的反馈网络^[16],CCM 与 DCM 的 PI 补偿网络如图 5 所示。

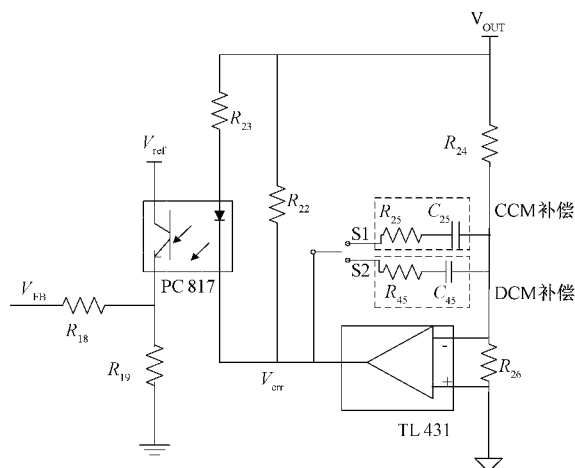


图 5 PC817 与 TL431 构成的反馈网络

光耦 PC817 采用共集电极接法,CTR 为光耦的电流传输比, R_{23} 为光耦二极管的限流电阻, R_{19} 为下拉电阻。推导得 CCM 与 DCM 的 PI 补偿网络传递函数如式(6)和(7)所示。

$$G_{OPTO}(s) \cdot G_{TL431}(s) = \frac{V_{FB}(s)}{V_{OUT}(s)} = -CTR \cdot \frac{R_{19}}{R_{23}} \cdot \frac{(sR_{25}C_{25} + 1)}{sR_{24}C_{25}} \quad (6)$$

$$G_{OPTO}(s) \cdot G_{TL431}(s) = \frac{V_{FB}(s)}{V_{OUT}(s)} = -CTR \cdot \frac{R_{19}}{R_{23}} \cdot \frac{(sR_{45}C_{45} + 1)}{sR_{24}C_{45}} \quad (7)$$

为简化为一阶系统,利用 PWM 控制芯片内部的误差放大器构成惯性环节,可为系统提供一个补偿极点^[17-18],该部分的补偿结构如图 6 所示。其中, R_{45} 和 C_{45} 构成 CCM 的补偿极点, R_{43} 和 C_{43} 构成 DCM 的补偿极点。

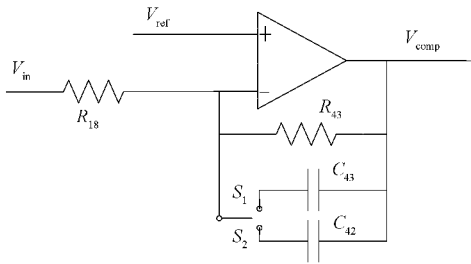


图 6 误差放大器补偿网络

利用交流小信号分析,可得 CCM 和 DCM 误差放大器补偿网络的传递函数如式(8)和(9)所示。

$$G_{EA}(s) = -\frac{R_{43}}{R_{18}} \cdot \frac{1}{(sR_{43}C_{43} + 1)} \quad (8)$$

$$G_{EA}(s) = -\frac{R_{42}}{R_{18}} \cdot \frac{1}{(sR_{43}C_{42} + 1)} \quad (9)$$

两部分传递函数都已知,可整理得到 CCM 补偿网络传递函数如式(10)所示。

$$G_C(s) = CTR \cdot \frac{R_{19}}{R_{23}} \cdot \frac{R_{43}}{R_{18}} \cdot \frac{R_{25}}{R_{24}} \cdot \frac{\left(\frac{1}{sR_{25}C_{25}} + 1\right)}{(sR_{43}C_{43} + 1)} = G_1 \cdot G_2 \cdot \frac{\left(\frac{1}{sR_{25}C_{25}} + 1\right)}{(sR_{43}C_{43} + 1)} \quad (10)$$

$$\text{式中: } G_1 = CTR \cdot \frac{R_{19}}{R_{23}} \cdot \frac{R_{43}}{R_{18}}, G_2 = \frac{R_{25}}{R_{24}}$$

DCM 补偿网络的传递函数如式(11)所示。

$$G_C(s) = CTR \cdot \frac{R_{19}}{R_{23}} \cdot \frac{R_{43}}{R_{18}} \cdot \frac{R_{45}}{R_{24}} \cdot \frac{\left(\frac{1}{sR_{45}C_{45}} + 1\right)}{(sR_{43}C_{42} + 1)} = G_1 \cdot G_2 \cdot \frac{\left(\frac{1}{sR_{45}C_{45}} + 1\right)}{(sR_{43}C_{42} + 1)} \quad (11)$$

$$\text{式中: } G_1 = CTR \cdot \frac{R_{19}}{R_{23}} \cdot \frac{R_{43}}{R_{18}}, G_2 = \frac{R_{45}}{R_{24}}$$

3.2 补偿环路的参数选择

开关电源的设计参数为输入交流电压为 85~265 V,整流后的直流电压 V_i 为 120~375 V,输出电压 $V_o=24$ V,

输出功率 $P_o=120$ W,效率 $\eta=85\%$,开关频率 $f_{sw}=100$ kHz。经过计算,选择输出电容 $C_{OUT}=1\ 360\ \mu\text{F}$,变压器原边电感值 $L_m=0.16$ mH,变压器原副边匝比 $n=5$,最大占空比 $D=0.65$,输出电阻 $R_o=4.8\ \Omega$,输出电容的 ESR 值 $R_{ESR}=0.04\ \Omega$,采样电阻 $R_s=0.1\ \Omega$ 。

1)CCM 补偿环路的参数选择

将设定参数代入 CCM 功率级传递函数,可得直流增益为 18.03,该模式下存在一个低频极点 $f_{P1}=45$ Hz,存在一个零点 $f_{z1}=3.3$ kHz,以及一个右半平面零点 $f_{RHZ}=13$ kHz,二阶采样环节形成的极点在 $1/2$ 开关频率处,可知 $f_{P2}=50$ kHz,进而可得到功率级传递函数的表达式为:

$$G_O(s) = 18.43 \times \frac{(1 + 4.807 \times 10^{-5}s) \times (1 - 1.216 \times 10^{-3}s)}{(1 + 3.352 \times 10^{-3}s)(1 + 2.894 \times 10^{-6}s + 8.374 \times 10^{-12}s^2)} \quad (12)$$

为避免右半平面零点引起过多相移,使系统具有较好的动态特性^[19],选取穿越频率 $f_c = f_{RHZ}/4 \approx 3$ kHz,该频率处的增益为 -4.6 dB,相位裕度为 -60°。该开关电源输出电压为 24 V,分压网络由 R_{24} 和 R_{25} 构成,为了使输出电压经过分压网络后给 TL431 提供 2.5 V 的参考电压,因此令 $R_{25}=2.49$ k Ω ,则 $R_{24}=21.5$ k Ω 。为了满足 TL431 最小工作电流 1 mA,选取偏置电阻 $R_{22} \leq U_Z/1\ \text{mA} = 1.2\ \text{V}/1\ \text{mA} = 1.2$ k Ω ,其中 U_Z 为光耦发光二极管的正向压降,此处选取 R_{22} 为 1 k Ω 。由于系统在 3 kHz 穿越频率处本身存在 -6 dB 的增益,并且光耦和误差放大器提供了 3.7 dB 的增益 G_1 ,因此 G_2 需提供 2 dB 的增益,保证补偿后系统在穿越频率处的增益为 0 dB,计算可得 $G_2=1.26$,则 $R_{43}=R_{18} \times G_2=21.5$ k $\Omega \times 1.26=28$ k Ω 。

为使补偿后的渐进特性曲线以 -20 dB/dec 穿越 0 dB 线,选取补偿零点的频率为 $f_{cz} = f_c/10 = 300$ Hz,实际设计选择电阻 $R_{25}=49.9$ k Ω ,可求得 $C_{25} = 1/(2\pi R_{25} f_{cz}) \approx 10$ nF,补偿前的系统存在一个由输出滤波电路形成的 ESR 零点 $f_{ESR}=3.3$ kHz,采用零极点对消的方法,设补偿极点的频率 $f_{CP}=f_{ESR}=3.3$ kHz,若选择 $R_{43}=10$ k Ω ,则 $C_{43} = 1/(2\pi R_{43} f_{CP}) = 4.7$ nF。代入各补偿网络参数值可得到 CCM 补偿网络整体的传递函数:

$$G_C(s) = 1.538 \times \frac{(4.863 \times 10^{-4}s + 1)}{(2.151 \times 10^{-4}s)(4.807 \times 10^{-5}s + 1)} \quad (13)$$

仿真伯德图如图 7 所示。可见系统的穿越频率 $f_c = 1.98 \times 10^4/2\pi = 3.1$ kHz,穿越频率处的相位裕度为 $\phi(f_c)=68.1^\circ$,达到了闭环系统稳定的条件,同时也符合设计目标。

2)DCM 补偿环路的参数选择

根据给定的开关电源参数可求得变压器原边峰值电流 $I_{dspeak}=4$ A,由式(4)可得 DCM 传递函数增益为 10.082,该模式下同样存在由输出电容 ESR 带来的零点 $f_{z1} =$

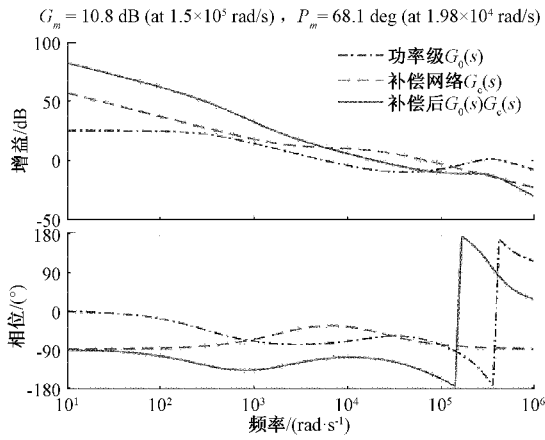


图 7 CCM 伯德图

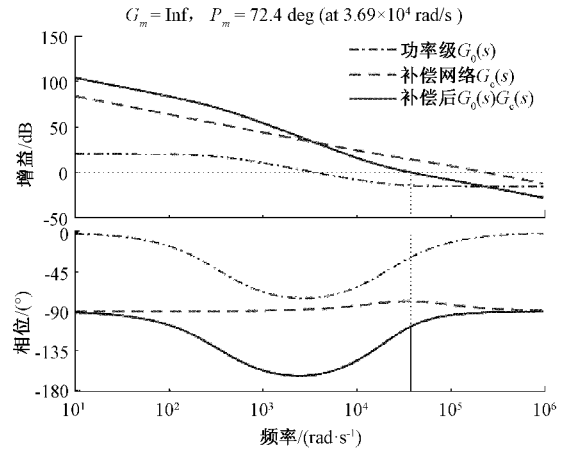


图 8 DCM 伯德图

3.3 kHz, 由输出电容和输出电阻形成的极点 $f_{p1} = 2/(2\pi R_o C_{OUT}) = 2.885 \times 10^{-3}$, 进而可得 DCM 模式下系统的功率级传递函数为:

$$G_o(s) = 10.082 \times \frac{(1 + 4.808 \times 10^{-5} s)}{(1 + 2.885 \times 10^{-3} s)} \quad (14)$$

DCM 模式下不存在右半平面零点, 因此带宽的选择范围相比 CCM 模式更大, 选择穿越频率 $f_c = 6$ kHz, 该频率处的增益为 -14 dB, 相位裕度 $\phi(f_c) = -28^\circ$ 。在选择补偿零点的时候采用了 Venable 的 K 因子法, 令补偿后穿越频率处的相位裕度 $PM = 70^\circ$, 可求得补偿网络需要提升的相位值为: $Boost = PM - \phi(f_c) = 70^\circ - (-28^\circ) - \pi/2 = 8^\circ$, 进而可以计算出 K 因子的值为: $K = \tan(Boost/2 + 45^\circ) = 1.15$ 。

由此可求得补偿极点的位置 $f_p = K \times f_c \approx 7$ kHz, 补偿零点的位置 $f_z = f_c/K \approx 5$ kHz, 从而使穿越频率处于所配置零极点的几何平均值处。与 CCM 模式一样, DCM 模式下光耦同样提供了 3.7 dB 的增益 G_1 , 因此增益 G_2 需提供 10 dB 的增益, 才能保证补偿后系统穿越频率处增益为 0 dB, 可求得 $G_2 = 10^{10}/20 \approx 3$, $R_{45} = R_{24} \times G_2 \approx 65$ k Ω , $C_{45} = 1/(2\pi R_{45} f_z) \approx 470$ nF。根据补偿极点频率 $f_p = 7$ kHz, 选择 $R_{43} = 10$ k Ω , 则补偿电容 $C_{42} = 1/(2\pi R_{43} f_z) \approx 3.3$ nF, DCM 补偿网络对应的传递函数可表示为:

$$G_c(s) = 1.538 \times \frac{(3.54 \times 10^{-5} s + 1)}{(9.95 \times 10^{-6} s)(2.38 \times 10^{-5} s + 1)} \quad (15)$$

DCM 模式下补偿后系统的仿真伯德图如图 8 所示, 穿越频率 $f_c = 3.69 \times 10^4/2\pi \approx 5.9$ kHz, 相位裕度 $\phi(f_c) = 72.4^\circ$, 满足闭环系统稳定性要求, 与设计目标相符。

4 实验结果及分析

基于 UC3843 电流型 PWM 控制芯片, 设计了输出功率为 120 W 可切换工作模式的反激开关电源, 负载采用两个最大阻值分别为 20 和 150 Ω 的可调滑动变阻器, 通过负载切换开关实现负载跳变, 电源的输入端连接可调交流变

压器, 利用隔离变压器给示波器供电, 利用电流钳和示波器实现电压和电流波形的测试, 试验平台如图 9 所示。



图 9 试验测试平台

在交流输入为 220 V, 负载为 50 Ω 的轻载状态下, 反激开关电源稳定工作在 DCM 模式, 此时电源的占空比较小, 变压器存储的能量在 1 个周期内完全释放, 变压器原边电流断续^[20], 电流从 0 开始线性上升波形如图 10 所示, 周期为 10 μ s, 分析可得符合系统开关频率为 100 kHz 的设计要求, 该反激开关电源在轻载状态下有较好的稳态输出。



图 10 轻载时变压器原边电流

在交流输入为 120 V, 负载为 8 Ω 的重载情况下, 反激开关电源工作在 CCM 模式, 此时电源的占空比较大, 变压器储能较多, 一个周期内存储的能量没有完全释放, 变压器原边电流连续, 由图 11 可知变压器原边电流不为零, 而是从一定电流值开始线性增大, 并稳定工作于连续状态, 电源的开关频率为 100 kHz, 该反激开关电源在重载状态下具有很好的稳态性能。

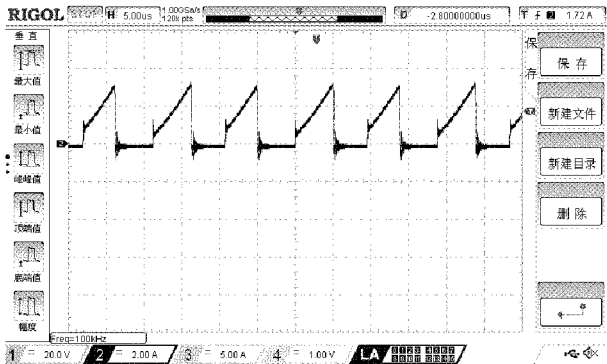


图 11 重载时变压器原边电流

在交流输入 200 V 的情况下, 当负载由 40 Ω 切换至 4.8 Ω 满载时, 电源能根据负载情况自动将补偿网络从 DCM 切换至 CCM, 同时能保证开关电源的稳定输出。反激电源的动态性能测试如图 12 所示, CH1 通道测量的是输出电压波形, CH2 通道测量的是输出电流波形。

分析电流波形可知, 轻载时输出电流为 0.6 A, 切换为重载后输出电流迅速跳变为 5 A 并保持稳定, 输出电流瞬变过程大约为 25 μ s。分析电压波形可知, 负载由轻载向满载切换的瞬间, 变换器输出电压波动不明显, 一方面是由于系统闭环控制, 负载出现突变时能够迅速进行脉宽调制, 改变占空比大小使输出电压稳定; 另一方面是由于电源输出端滤波电容的作用, 能将远大于 25 μ s 的轻微波动滤除, 电压基本保持 24 V 稳定输出, 系统动态响应较快。

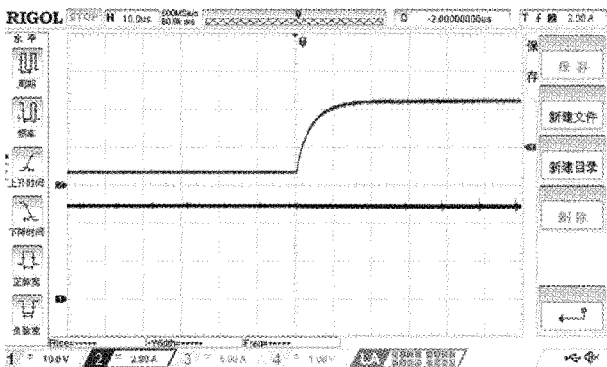


图 12 输出电压和输出电流的动态变化

5 结 论

本文采用 UC3843 峰值电流型 PWM 控制芯片, 设计

了一种可切换工作模式的反激式开关电源, 提出了分别针对 DCM 和 CCM 两种模式设计补偿网络的方法。该反激开关电源根据变压器原边电流判断负载情况, 能够自动切换补偿网络参数实现工作模式切换, 使电源处于最佳工作状态。实验表明, 该设计方法可以使反激开关电源的工作模式与负载情况相匹配, 能够较好地实现两种工作模式之间的切换, 当负载由轻载突变为重载时, 电源切换工作模式和补偿网络后保持稳定输出, 同时具有较好的动态响应特性。

参 考 文 献

- [1] 夏永洪, 顾伟华, 朱德省, 等. 基于磁饱和特性的反激式电源带载能力评估[J]. 电源学报, 2021, 19(1): 30-38.
- [2] 王一鸣, 许颇, 李翔, 等. 基于 UC2844 的反激式电源设计[J]. 电子制作, 2022, 30(1): 20-23.
- [3] 曹子轩, 郎宝华, 杨泽容. 多输出反激式开关电源的研究与设计[J]. 电子测量技术, 2020, 43(4): 11-15.
- [4] 王洋赛, 刘松涛, 肖海龙, 等. 反激变换器电流连续和断续的比较研究[J]. 船电技术, 2018, 38(1): 33-35, 39.
- [5] 夏泽中, 马吉祺, 张法明. 一种反激式 DC-DC 变换器设计与研究[J]. 电源技术, 2013, 37(5): 853-856.
- [6] 杨可, 苏尚流. 基于状态空间平均法的反激变换器 DCM 小信号建模[J]. 通信电源技术, 2021, 38(2): 6-9.
- [7] 薛鹏. 一种隔离型反激式开关电源的设计[J]. 电子世界, 2021(23): 114-116.
- [8] MOHAMMAD T, BAMGBOJE D O, HU T S. Compensated single input multiple output flyback converter[J]. Energies, 2021, 14(11), DOI: 10.3390/en14113009.
- [9] 陈少浩, 李扬, 陈鼎, 等. 基于 BCM 工作模式的反激变换器设计[J]. 电脑知识与技术, 2017, 13(33): 266-269.
- [10] HOSSEIN D, DEHKORDI B M, ADIB E, et al. Dynamic model development and control for multiple-output flyback converters in DCM and CCM [J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2018, 46(6): 1228-1248.
- [11] 张文文, 刘子龙, 孙洪武, 等. 具有 APFC 功能的 AC-DC 开关电源设计[J]. 电子测量技术, 2016, 265(5): 22-26.
- [12] 王强, 王槐生, 田宏伟. 一种反激式开关电源的设计与仿真[J]. 计算机仿真, 2021, 38(4): 83-88, 138.
- [13] 高利敏, 周杰. 反激开关电源在洗衣机控制系统的应用[J]. 国外电子测量技术, 2017, 36(10): 56-59.
- [14] 韩标, 张海鹏. 电流模式反激电源的环路设计[J]. 电子世界, 2017(23): 126-128.
- [15] 张京, 秦会斌, 章旦阳. 基于 UC3843 的 60 W 升压电

- 路设计[J]. 电源技术, 2016, 40(2): 425-426, 454.
- [16] 巫春玲, 程琰清, 刘智轩, 等. 一种改进的储能锂电池主动均衡拓扑研究[J]. 电子测量技术, 2021, 44(3): 32-37.
- [17] 顾伟康. 单端反激式开关电源变压器的设计[J]. 通信电源技术, 2021, 38(1): 59-62.
- [18] 莫恭防, 韩鹏, 玉升灿, 等. 基于同步整流技术的高效率恒压恒流电源[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(12): 102-107.
- [19] 董海鹰, 李晓青, 李坦. 单端反激式开关电源反馈回路的补偿控制[J]. 电源技术, 2013, 37(4): 624-627.
- [20] 姜月明, 俞洋, 彭喜元. 基于关键特征提取和 Elman 神经网络的开关电源多参数辨识[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(7): 11-19.

作者简介

郜纳馨, 硕士研究生, 主要研究方向为反激式开关电源、LLC 谐振变换器等。

于占东(通信作者), 教授, 硕士研究生导师, 主要研究方向为电力电子技术、复杂系统控制, 鲁棒控制等。

E-mail: 12044266@qq.com