

反激式开关电源的环路分析与设计

摘要：设计了一款反激式开关电源，依据理论计算出补偿器参数，通过实验调试证明计算参数能够使环路稳定，并接近于优化参数。

关键词：环路设计；反激电源；误差放大器；零极点补偿；相位增益

中图分类号：TM92

文献标识码：A

文章编号：0258-7998(2012)06-0061-04

Loop analysis and design of flyback switching power supply

Yue Zhongzhe

(Automation College, Harbin University of Science & Technology, Harbin 150040, China)

Abstract: This paper analyses the zero-pole of common links and three series of error amplifier's features and usage, expounds the system design methods. Then design a flyback SMPS, calculate the compensation parameters in accordance with the analysis, experimental results show the calculation parameters can keep the loop stable and approach the optimized value.

Key words: loop design; flyback SMPS; error amplifier; zero-pole compensation; phase gain

环路设计直接影响电源的性能^[1]，本文以常用的反激电源为例，分析了环路稳定的条件以及环路设计的方法，并通过实验验证了该方法的可行性。

1 反激电源环路与常见环节的分析

反激式电源的系统模型如图 1 所示^[2]。

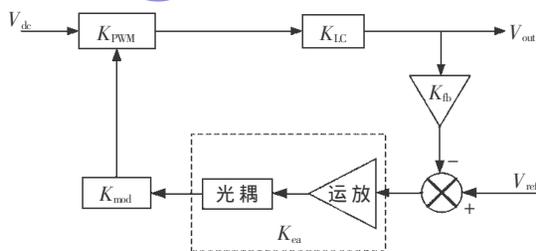


图 1 反激式开关电源的系统模型

其中 K_{PWM} 和 K_{LC} 为放大倍数， K_{LC} 表示滤波环节的放大倍数， K_{fb} 是反馈环节的放大倍数， V_{ref} 是参考电压， K_{ea} 是误差放大器的放大倍数， K_{mod} 是调制器的放大倍数。可以得到开环传递函数为：

$$G(s) = K_{PWM}(s) \times K_{LC}(s) \times K_{fb}(s) \times K_{ea}(s) \times K_{mod}(s)$$

反激电源开环传递函数的幅频

特性曲线于 -10 dB 的幅频和 $45^\circ \sim 60^\circ$ 的相位裕度。在低频段有较高的增益以保证输出精度

度，在中频段有较高的频率范围以加快的速度，在高频段有较快的衰减速度，以抑制高频纹波^[3]。在反激电源中，当一个电源基本参数确定时， K_{PWM} 、 K_{LC} 、 K_{fb} 、 V_{ref} 、 K_{mod} 也相应确定，系统的开环传函只能通过误差放大器 K_{ea} 来调节。调节误差放大器 K_{ea} 实际就是调节系统零极点的个数及其分布位置，以满足系统需要的相位裕度和幅值裕度。在实际设计时，先画出除了误差放大器之外部分的伯德图，根据需要确定合适的补偿器类型，计算补偿器参数，并进行实际电路调试，以确定最优的补偿参数。

本文以一款多路输出电源为例，分析了电源功率部分和环路的设计过程。

2 设计实例与测试结果

按照上述分析使用 TOP227 作为主控芯片设计了一款多路输出、副边相互隔离式的反激电源。主要参数如下：输入 AC 185~265 V，输出 $V_1=15 \text{ V}$ ， $I_1=3 \text{ A}$ ； $V_2=18 \text{ V}$ ， $I_2=1.5 \text{ A}$ ； $V_3=24 \text{ V}$ ， $I_3=1 \text{ A}$ 。 V_1 作为主控端，主输出滤波电容取 $2000 \mu\text{F}$ 。

则 DC/DC 输入端的最低电压 $V_{min}=185 \text{ V} \times 1.3=240 \text{ V}$ ，最高电压 $V_{max}=265 \text{ V} \times 1.414=375 \text{ V}$ ，取反射电压为 135 V ，由变压器伏秒平衡原理可得：

$$\frac{V_{min} \times D_{max}}{N_p} = \frac{V_{out} \times (1 - D_{max})}{N_s} \quad (1)$$

由式(1)可以得到反射电压的表达式:

$$V_{\text{反射}} = \frac{V_{\text{min}} \times D_{\text{max}}}{(1-D_{\text{max}})} = \frac{V_{\text{out}} \times N_p}{N_s} \quad (2)$$

将 $V_{\text{反射}} = 135 \text{ V}$ 和 $V_{\text{min}} = 240 \text{ V}$ 代入式 (2), 求出 $D_{\text{max}} = 0.36$ 。

2.1 变压器的设计

首先用 AP 法选择磁芯^[2]:

$$A_p = A_e \times A_Q = \frac{P_T \times 10^6}{2\eta f_s \Delta B \delta K_m K_C} \quad (3)$$

式中, A_e 为变压器磁芯的有效截面积(单位 cm^2); A_Q 为变压器磁芯的窗口面积(单位 cm^2); P_T 为变压器的标称输出功率(单位 W), 本设计中为 $15 \times 3 + 18 \times 1.5 + 24 \times 1 = 96 \text{ W}$; η 为变压器的效率, 取 0.8; f_s 为变压器的工作频率, TOP227 的开关频率典型值为 100 kHz ; ΔB 为磁芯工作磁密, 设计中用 PC40 材料, 取值 2000 Gs ; δ 为线圈导线的电流密度, 取 4 A/mm^2 ; K_m 为窗口填充系数, 取 0.2; K_C 为磁芯的填充系数, 取 1.0。

将上述数值代入公式得到 $A_p = 0.375 \text{ cm}^4$, 对照磁芯表选择 EER30 磁芯, 其 $A_e = 107.5 \text{ mm}^2$, 其他参数的计算:

$$I_p = \frac{2P_T}{\eta \times V_{\text{min}} \times D_{\text{max}}} = 1.39 \text{ A}$$

$$L_p = \frac{V_{\text{min}} \times D_{\text{max}}}{I_p \times f_s} = 0.62 \text{ mH}$$

$$N_p = \frac{L_p \times I_p}{A_e \times \Delta B} = 40 \text{ T}$$

$$N_{15} = \frac{N_p \times (V_{15} + V_d)(1 - D_{\text{max}})}{V_{\text{min}} \times D_{\text{max}}} = 4.6 \text{ T} \quad (\text{取 } 5 \text{ T})$$

$$N_{18} = \frac{N_{15} \times (V_{18} + V_d)}{V_{15} + V_d} = 6 \text{ T}$$

$$N_{24} = \frac{N_{15} \times (V_{24} + V_d)}{V_{15} + V_d} = 8 \text{ T}$$

反馈电压取 12 V 。

$$N_{12} = \frac{N_{15} \times (V_{12} + V_d)}{V_{15} + V_d} = 4 \text{ T}$$

其中 V_d 是输出整流二极管的压降, 取 0.6 V 。实际设计的变压器原边电感量为 0.65 mH , 副边电感为:

$$L_s = L_p \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 = 0.01 \text{ mH}。$$

2.2 误差放大器的设计

2.2.1 功率部分的直流增益和零极点

功率部分直流增益为:

$$G_{\text{dc}} = \frac{V_{\text{in}}}{(1-D)^2} \times \frac{N_s}{N_p} = 73.2$$

化成分贝形式:

$$20 \lg 73.2 = 37.3 \text{ dB}$$

副边等效电感:

$$L = \frac{L_s}{(1-D)^2} = 0.024 \text{ mH}$$

等效电感与输出滤波电容形成的双重极点为:

$$f_{2p} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = 0.72 \text{ kHz}$$

由电容手册查出由电容 ESR 引起的零点大约在 5 kHz 。

2.2.2 调制器部分的直流增益和零极点

TOP227 控制端等效模型如图 2 所示^[5]。其中 Z_C 为芯片动态阻抗, 由芯片手册查得为 15Ω ,

R 、 C 为外接的启动电阻和启动电容,

典型值为 6.8Ω 和 $47 \mu\text{F}$, TOP227 芯片

PWM 部分的直流增益为

$$20 \lg 160 = 44 \text{ dB},$$

$$\text{零点 } f_z = \frac{1}{2\pi RC} = 498 \text{ Hz}, \text{极点 } f_{p1} = \frac{1}{2\pi(R+Z_C)C} =$$

$$155 \text{ Hz}, \text{另外在芯片内部还集成一个极点 } f_{p2} = 7 \text{ kHz}^{[5]}。$$

2.2.3 功率部分和调制器部分的伯德图

根据直流增益和零极点画出功率部分和调制器部分的伯德图, 如图 3 所示。其中 A 为功率部分, B 为调制器部分, 按照叠加原则求出功率部分与调制器二部分之和, 如 C 所示。根据直流增益和斜率可求出各个转折频率处的增益。

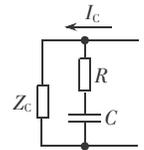


图 2 TOP 控制端等效模型

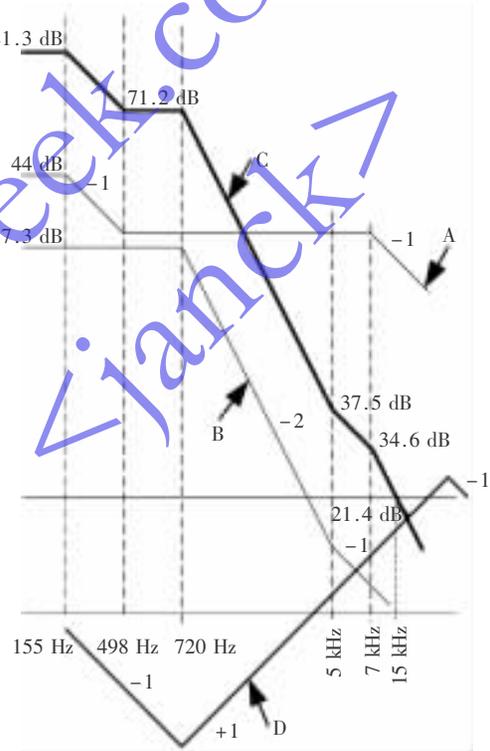


图 3 环路伯德图

2.2.4 误差放大器设计

I 型和 II 型误差放大器是 III 型误差放大器的特殊形式^[3], 本文按照 III 型误差放大器分析补偿参数的计算。伯德图如图 3 中 D 所示。误差放大器和光耦的电路图如图 4 所示。

由图 4 可得:

$$\frac{\Delta i_{R_b}}{\Delta V_0} = \frac{\Delta V_0 - \Delta V_{\text{err}}}{R_b \times \Delta V_0} = \frac{1+G}{R_b}$$

其中 G 为 III 型误差放大器输入到输出的比值, $\Delta i_{R_b} / \Delta V_0$ 在伯德图上 ω_0 处的增益约等于 $G(\omega_0) / R_b$ 。即在 III 型误差

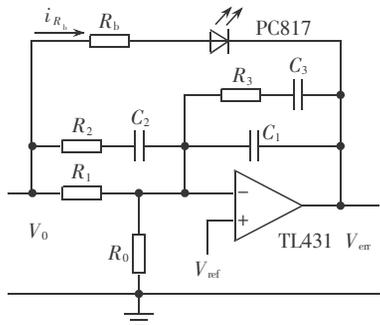


图4 III型误差放大器应用电路

放大器二个零点处 $\Delta i_{R_b} / \Delta V_0$ 的绝对增益为 $R_3 / (R_1 \times R_b)$ 。

考虑到芯片的带宽,取系统的穿越频率 $f_{s0}=15\text{ kHz}$,将III型误差放大器的两个零点放在输出端LC滤波器的双重极点上,以提升相位,得到等式:

$$\frac{1}{2\pi R_3 C_3} = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} = 720\text{ Hz} \quad (4)$$

除误差放大器外,环路其他部分在穿越频率 $f_{s0}=15\text{ kHz}$ 处的增益为:

$$34.6 - 40 \lg \frac{15\text{ k}}{7\text{ k}} = 21.4\text{ dB}$$

由于在穿越频率处总环路增益为0 dB,所以误差放大器在穿越频率处的增益为-21.4 dB,得到等式:

$$20 \lg \frac{R_3}{R_1 \times R_b} + 20 \lg \frac{15\text{ k}}{0.72\text{ k}} = -21.4\text{ dB} \quad (5)$$

III型误差放大器幅频曲线以+1变化的频段放在穿越频率附近,与环路其他部分总增益曲线的斜率-2叠加,保证整个幅频曲线以-1的斜率穿越0 dB轴线。两个极点放在大于穿越频率处,用以衰减高频干扰。零极点的放置影响整个环路的相位,通过调整两个极点的位置,来保证系统有充足的相位裕度。假设将两个极点放在一起,位置为 f_{2p} ,得到等式:

$$\frac{1}{2\pi R_3 C_1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = f_{2p} \quad (6)$$

除 f_{2p} 外各个零极点引起的相位滞后为:

$$\tan^{-1} \frac{15\text{ k}}{155\text{ k}} - \tan^{-1} \frac{15\text{ k}}{0.498\text{ k}} - \tan^{-1} \frac{15\text{ k}}{5\text{ k}} + \tan^{-1} \frac{15\text{ k}}{7\text{ k}} + 90^\circ = 85^\circ$$

留45°的相位裕度,则得到等式:

$$2 \tan^{-1} \frac{15\text{ k}}{f_{2p}} = 180^\circ - 45^\circ - 85^\circ = 50^\circ \quad (7)$$

由于TL431控制端有漏电流10 μA,为了保证输出电压的精度,需分压电阻上的电流大于漏电流的100倍^[6],所以取 $R_0=2\text{ k}\Omega$,分压电阻上的电流为 $\frac{2.5\text{ V}}{2\text{ k}\Omega} = 1.25\text{ mA}$ 。

根据分压等式得:

$$R_1 = \frac{V_0 - V_{ref}}{V_{ref}} \times R_0 = \frac{15 - 2.5}{2.5} \times 2\text{ k}\Omega = 10\text{ k}\Omega \quad (8)$$

取 $R_b=390\ \Omega$,联立式(4)~式(8),得到: $R_2=200\ \Omega$, $R_3=16\text{ k}\Omega$ 取 $18\text{ k}\Omega$, $C_1=310\text{ pF}$, 取 331 , $C_2=2.2 \times 10^4\text{ pF}$ 取 223 , $C_3=1.2 \times 10^4\text{ pF}$, 取 103 。

3 实验验证

根据计算的结果进行电路的调试验证,调试结果表明在 $R_1=10\text{ k}\Omega$, $R_2=200\ \Omega$, $R_3=18\text{ k}\Omega$, C_1 取 102 , C_2 取 223 , C_3 取 223 时效果最好。上电瞬间的波形如图5所示,稳态波形如图6、图7、图8所示。由图可见,电源启动时间短,没有过冲且纹波小。理论计算值与调试的优化值很接近,说明了上述设计是正确的,在工程设计与调试中具有指导意义。



图5 上电瞬间波形



图6 主路输出电压稳态波形



图7 18 V 输出电压稳态波形



图8 24 V 输出电压稳态波形

参考文献

- [1] PRESSMAN A. Switching and linear power supply, power converter design[M]. Switchtronix Press, Waban, Mass, 1997.
- [2] BASSO C. Switch mode power supplies; SPICE simulations and practical designs[M]. McGraw-Hill, 2008.
- [3] BASSO C. Transient response counts when choosing phase

margin[J].Power Electronics and Technology,2008(11):18-21.

[4] KOLLMAN R,BETTEN J.Closing the loop with a popular shunt regulator[J].Power Electronics Technology,2003(9):30-36.

[5] Power Integration, Inc.TOP221-227 Datasheet[A].2001.

[6] BASSO C.开关电源环路中的 TL431[J].电子设计应用,2009(3):65-69.

(收稿日期:2011-11-14)

作者简介:

岳哲,男,1973年生,工程师,主要研究方向:工业电气自动化,自动控制及仪表。

OFweek电子工程网
ee.ofweek.com
<janck>