

# DC/DC 变换器电流模式数字控制电路研究

周习祥, 李加升, 蔡超强, 曾 静

(益阳职业技术学院, 湖南 益阳 413049)

**摘 要:** 针对电压控制型开关电源是一个二阶的有条件的稳定系统, 响应速度慢, 稳定性不够, 因此可在电压单闭环控制基础上增加电流控制环, 形成双闭环控制系统, 以提高系统的响应速度和稳定性。本文通过分析电流模式数字控制电路的静态和动态特性, 建立了数字控制电流型 PS-FB ZVS PWM DC/DC 变换器闭环小信号模型和小信号传递函数模型, 在积分控制工作方式下, 选取不同的积分、微分系数, 在负载阶跃扰动时得到了输出电压的单位阶跃响应曲线, 通过实验得到了负载突变时开关脉冲及输出电压的动态响应曲线。

**关键词:** DC/DC 变换器; 电流模式; 数字控制; 小信号模型

**中图分类号:** TP273

**文献标识码:** A

## 引 言

开关电源控制模式大致可以分为电压控制模式和电流控制模式, 电压控制型开关电源是一个二阶系统, 而二阶系统是一个有条件稳定系统, 并且开关电源电流都要通过电感, 对电压信号有 90° 的相移, 对于整个稳压电源, 实际上是通过改变开关变压器初级的励磁电流, 以适应输入电压和负载的变化而保持输出电压稳定的要求。所以采用采样输出电压的方法实现稳压, 在调节过程中存在一定的滞后, 导致响应速度慢, 稳定性不够, 在大信号变动时容易产生振荡<sup>[1-3]</sup>。

针对电压控制型的缺点, 可以在传统的电压控制型基础上, 增加一个内环——电流控制环, 形成一个双闭环控制系统, 让电感上的电流不再是一个独立变量, 使变换器成为一个一阶系统, 从而使系统的响应速度, 稳定性, 适应性等各方面显著提高。

## 1 电流模式数字控制电路原理

电流模式数字控制电路图如图 1 所示, 作为电流检测电压转换装置。VCO<sub>C</sub> 的输出频率  $f_c$  为:

$$f_c = G_c E_{IC} + B_c \quad (1)$$

上式中:

$$E_{IC} = [A_c R_i I_o + A_v (V_o - V_{ref}) + E_{BC}] \quad (2)$$

电流型数字控制的原理为: 在一个周期中, 最初时钟脉冲启动开关管导通, 同时使比较器复位, 比较器开始以下降沿方式计数, 计算从 VCO<sub>C</sub> 发来的脉冲数, 当 VCO<sub>C</sub> 的脉冲数达到  $N_{RM}$  时, 比较器产生一个关断信号, 关断功率开关管<sup>[4-5]</sup>。

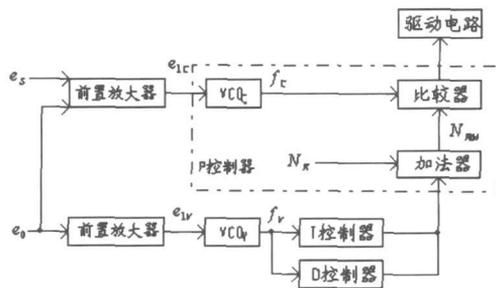


图 1 电流模式数字控制电路框图

## 2 电流模式数字控制电路静态特性

假定系统工作在静态条件下, 则微分控制不起作用, 这样,  $N_{RM}$  可修改为:

$$N_{RM} = N_R - K_I \sum N_I \quad (3)$$

考虑到积分控制器的上溢和下溢现象,  $\sum N_I$  被限

制在  $-(2^{Q_i} - 1) \leq \sum N_i \leq 2^{Q_i} - 1$ , 由此可得:

$$N_R - K_I (2^{Q_i} - 1) \leq N_{RM} \leq N_R + K_I (2^{Q_i} - 1) \quad (4)$$

变换器的导通时间可表示为:  $T_{ON} = \frac{N_{RM}}{f_c}$

考虑到式 (4) 对  $N_{RM}$  的限定和  $VCO_C$  的饱和特性, PSFB ZVS PWM DC/DC 变换器电流型控制可分为 3 种工作模式。

### 2.1 积分控制模式

在积分控制模式中, 因为没有静差, 所以输出电压为  $V_o = V_{ref}$ 。这样,  $VCO_V$  的振荡频率  $f_v$  被固定在  $f_v^{16-71}$ , 则  $VCO_C$  的振荡频率  $f_c$  可表示为:

$$f_c = G_C (A_C R_S I_o + E_{BC}) + B_C \quad (5)$$

输出电压  $V_o$  可表示为:

$$V_o = nD_{eff} V_{in} = \frac{T_{on}}{T_s} nV_{in} \quad (6)$$

在积分控制模式中, 控制范围只是与积分控制器的上溢和下溢值有关, 从式 (6) 可以看出:

$$\frac{f'_c T_s V_{ref}}{N_R + K_I (2^{Q_i} - 1)} \leq V_{in} \leq \frac{f'_c T_s V_{ref}}{N_R + K_I (2^{Q_i} - 1)} \quad (7)$$

### 2.2 比例控制模式

在比例控制模式中, 积分控制器发生上溢或下溢,  $N_{RM}$  被固定在公式 (4) 中的上限值或下限值。根据式 (5), 利用  $f$  的变化来实现对  $T_{ON}$  的控制, 实现比例控制模式<sup>[8-10]</sup>。 $f$  的变化范围为  $f_{min} < f < f_{max}$ 。

当发生上溢时, 即  $f < f_{min}$ , 由公式 (7) 可得:

$$\frac{f'_c T_s V_{ref}}{N_R - K_I (2^{Q_i} - 1)} < V_{in} < \frac{f_{max} T_s}{N_R - K_I (2^{Q_i} - 1)} \cdot \frac{f_{max} + G_C A_V V_{ref} - G_C E_{BC} - B_C}{G_C (A_C R_S + A_V R)} \quad (8)$$

同理, 发生下溢时, 即  $f_{min} < f < f'$ , 可得:

$$\frac{f'_c T_s V_{ref}}{N_R - K_I (2^{Q_i} - 1)} > V_{in} > \frac{f_{min} T_s}{N_R - K_I (2^{Q_i} - 1)} \cdot \frac{f_{min} + G_C A_V V_{ref} - G_C E_{BC} - B_C}{G_C (A_C R_S + A_V R)} \quad (9)$$

### 2.3 开环控制模式

当  $f > f_{max}$  时, 或  $f < f_{min}$ ,  $VCO$  饱和,  $f$  被限定在  $f_{min}$  或  $f_{max}$ , 而不随  $V_{in}$  变化, 负反馈支路不起作用, 系统成为开环模式, 这在设计时是应当避免的。

## 3 电流模式数字控制电路动态特性

电压型负反馈数字 PID 传递函数可表示为:

$$H(s) = \frac{d}{V_o} = -H_p [1 + (s\tau_D + \frac{1}{s\tau_I}) e^{-sT_s}] \quad (10)$$

$$H_p \approx AGN_R / (f')^2 T_s \tau_D \approx K_D \beta f' T_s N_R \quad (11)$$

$$\tau_I \approx N_R / (K_I \beta f') \quad (12)$$

由上式及图 1 得到电流型控制电流电压负反馈数字 PID 传递函数如下:

设  $V_o$  变化量为  $V_o$ ,  $I_o$  变化量为  $I_o$ , 可得:

$$d = [(\frac{H_{PV}}{1 + s\tau_1} + \frac{(H_D + H_I/s)e^{-sT_s}}{1 + s\tau_2})V_o + \frac{H_{PI}}{1 + s\tau_3}I_o] \quad (13)$$

上式中,  $\tau_2$  为电压前置放大器时间常数,  $\tau_1, \tau_3$  为电流前置放大器时间常数,  $A_V, A_C, A$  分别为三个时间常数对应的增益。

$$H_{PV} = \frac{G_C A_V N_R}{(f')^2 T_s}, H_D = \frac{K_D \beta T_s G A}{f'}$$

$$H_I = \frac{K_I \beta G A}{f' T_s}, H_{PI} = \frac{G_C A_C N_R R_S}{(f' T_s)^2}$$

$G$  为  $VCO_V$  的增益,  $A$  为电压前置放大器的增益。

由上式可得数字控制电压反馈回路传递函数为:

$$H_m = \frac{H_{PV}}{1 + s\tau_1} + \frac{(H_D + H_I/s)e^{-sT_s}}{1 + s\tau_2} \quad (14)$$

$$\text{电流回路传递函数为: } H_i = \frac{H_{PI}}{1 + s\tau_3} \quad (15)$$

## 4 PS-FB ZVS PWM DC/DC 变换器电流模式数字控制电路闭环小信号模型

由 (14) 和 (15) 式可以得到 PSFB ZVS PWM DC/DC 变换器小信号模型, 如图 2 所示。由图 2 可求得电压开环时电流控制 PSFB ZVS PWM DC/DC 变换器的各传递函数。

### ① 输出电压对控制电压传递函数

$$A_C = \frac{V_o}{V_c} = \frac{F_2}{1 + H_i F_9 + F_4 F_7 H_i} \quad (16)$$

### ② 输出电压对输入电压传递函数

$$A_V = \frac{V_o}{V_{in}} = F_1 - \frac{F_3 F_7 F_2 H_i + F_8 F_2 H_i}{1 + H_i F_9 + F_4 F_7 H_i} \quad (17)$$

### ③ 输出阻抗传递函数

$$Z_0 = \left. \frac{V_o}{I_o} \right| = F_6 - \frac{F_5 F_7 F_2 H_i}{1 + H_i F_9 + F_4 F_7 H_i} \quad (18)$$

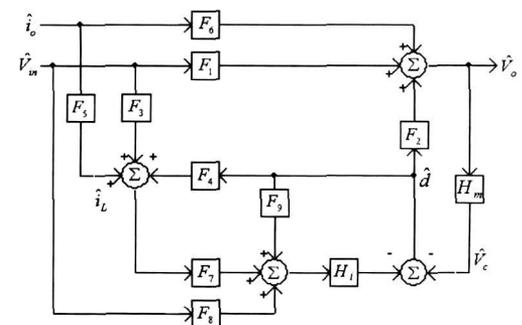


图 2 闭环小信号电路模型

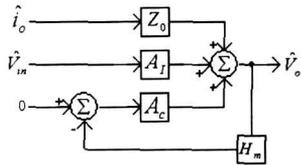


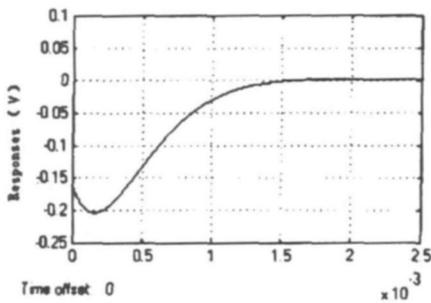
图 3 闭环小信号传递函数模型

### 5 仿真平台

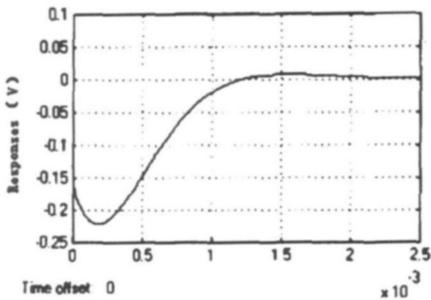
采用上述方法对数字控制电路积分、微分系数进行设计, 控制电路参数如下:

$f_c' = 17.5\text{MHz}$ ,  $f_v' = 17.5\text{MHz}$ ,  $G = 6\text{MHz}$ ,  $A = 1$ ,  
 $\beta = 0.84$ ,  $T_s = 20\mu\text{s}$ ,  $N_R = 233$ ,  $G_c = 6\text{MHz}$ ,  $A_v = 1$ ,  $A_c = 5$ ,  
 $B_v = 1.12\text{MHz}$ ,  $E_{BV} = 2.73$ ,  $B_c = 1.12\text{MHz}$ ,  $E_{BC} = 2.86\text{V}$ ,  
 $N_{NT} = 147$ ,  $Q_I = 10$

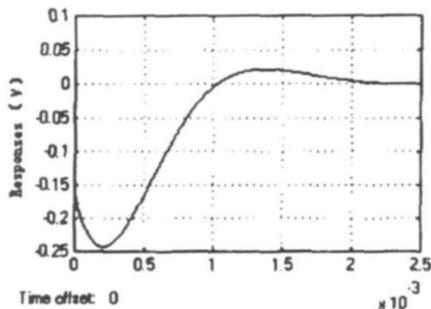
当输出电流扰动为阶跃扰动, 阶跃扰动值为 5A 时, 取不同的微分、积分系数, 得到输出电压的单位阶跃响应曲线如图 4 所示。



(a)  $K_D = 3, K_I = 0.14$



(b)  $K_D = 10, K_I = 0.08$



(c)  $K_D = 10, K_I = 0.26$

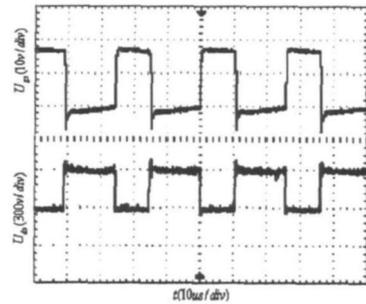
图 4 不同微分、积分系数下的单位阶跃响应曲线

### 6 实验平台及结果分析

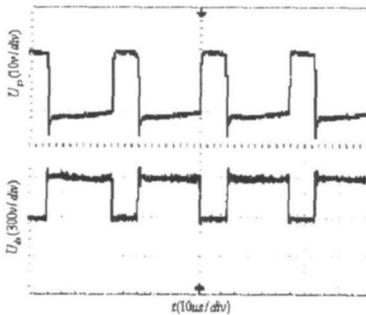
PS-FB ZVS PWM DC/DC 变换器为 48V 通信电源, 额定输出功率为 1KW, 主电路主要参数设置为:

输入直流电压:  $U_{in} = 300\text{V}$ ; 输出直流电压:  $U_o = 48\text{V}$ ;  
 变压器原副边变比:  $K = 5.12$ ; 输出滤波电感:  $L_f = 140\mu\text{H}$ ;  
 输出滤波电容:  $C = 220\mu\text{F}$ ; 隔直电容:  $C_d = 1\mu\text{F}$ ; 换向电感:  $L_c = 7.2\mu\text{H}$ ;  
 超前臂并联电容:  $C_1 = C_3 = 2200\text{pF}$ ; 滞后臂并联电容:  $C_2 = C_4 = 2200\text{pF}$ ;  
 死区时间:  $\tau \approx 500\text{ns}$ ; 开关频率:  $f = 50\text{kHz}$ ; 辅助电感:  $L_a = 5\mu\text{H}$ ;  
 辅助电容:  $C_a = 7\mu\text{H}$ 。

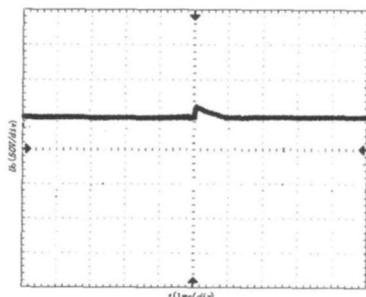
移相控制 PWM 脉冲生成电路采用 UCC3895 芯片, 利用霍尔元件检测输出信号, 经数字调节器处理后将误差信号提供 UCC3895。当输出端负载变轻导致输出电流减小 5A 时, 用数字 (100MHz) 双踪示波器检测负载变化前和变化时开关管的驱动脉冲和漏源之间电压, 并检测输出电压的动态响应曲线, 得到如图 5 所示波形。通



(a) 负载突变前开关管的驱动脉冲和漏源电压



(b) 负载突变时开关管的驱动脉冲和漏源电压



(c) 负载突变时输出电压动态响应曲线

图 5 负载突变时动态响应曲线

过负载突变前后波形比较可知: 开关管驱动脉冲的占空比减小 12%, PWM 脉冲调整平稳; 变换器的动态响应时间约为 1ms, 响应速度快。

## 7 结束语

电流型数字控制电路不存在斜坡补偿问题; 由于 VCO 采样频率比开关电源频率高许多倍, 因此数字控制在一个开关周期中能很好的反应扰动引起的电压、电流变化; 数字控制存在  $N_{RM}$  过溢及 VCO 饱和现象, 因此控制电路汇总参数的选择至关重要。本文首先分析了电流模式数字控制电路的静态和动态特性, 建立了数字控制电流型 PS-FB ZVS PWM DC/DC 变换器闭环小信号模型, 得到了不同微分、积分下输出电压的单位阶跃响应曲线。由图 4 可以看出, 微分、积分系数有一定的范围。在此范围内精心选择微分、积分系数, 可使系统的性能达到最佳。

## 参考文献:

[1] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计 [M]. 北京: 电子工业出版社, 1999

- [2] 王广柱. 并联型有源电力滤波器电流控制的等效原理 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(15): 40-45
- [3] 杜贵平, 石黄生, 王振民. 大功率逆变电源峰值电流控制模式的研究 [J]. 电力电子技术, 2002(2).
- [4] 周习祥. BUCK-BOOST DC/DC 变换器 RHP 零点研究 [J]. 四川理工学院学报: 自然科学版, 2010, 23(1): 110-112
- [5] 曾翔. 基于磁耦合共振的无线输电系统设计 [J]. 四川理工学院学报: 自然科学版, 2010, 23(5): 605-607.
- [6] 李玉玲. 电流型 PWM 整流器及其控制策略的研究 [D]. 浙江大学博士学位论文, 2006
- [7] 张志平. 电流型脉宽调制器的研究 [D]. 西安电子科技大学硕士学位论文, 2006
- [8] 马利军. 峰值电流控制型 ZVS 全桥变换器的研究与应用 [D]. 河海大学硕士学位论文, 2007.
- [9] 李杭军. 功率因数校正的数字控制 [J]. 计算机工程, 2008, 34(增刊): 159-162
- [10] 余晓光. 宽负载范围 ZVS 全桥变换器研究 [D]. 浙江大学, 2002(3): 10-14.

## DC / DC Converter's Current mode Digital Control Circuit Research

ZHOU Xixiang, LI Jia-sheng, CAI Chao-qiang, ZENG Jing

(Yiyang Vocational Technical College, Yiyang 413049, China)

**Abstract** For voltage-controlled switching power supply is a conditional second-order stable system, the speed of response is slow, the stability is insufficient, so we can add the current control loop in the voltage single closed-loop control foundation, form a double-loop control system, according to improve the system response speed and stability. In this article, through analysis the static and dynamic characteristics of the current-mode digital control circuit. I have established a closed-loop small-signal model and small-signal transfer function model of the PS-FB ZVS PWM DC / DC converter's current-mode digital control circuit. Under the integral control mode, the unit step response curve of the output voltage has been got with the different integral and differential coefficients when the step load happens. The gate pulse and dynamic response curve of output voltage has been obtained by experiment when mutation load.

**Key words** DC/DC converter; current-mode; digital control; small-signal model