

采用 WVC 技术控制的多路输出反激变换器的小信号分析和设计

Small-signal Analysis & Design of Weighted Voltage-mode Control for a Multiple-output Flyback Converter

豆飞进 王俊 穆新华

南京航空航天大学航空电源重点实验室(南京 210016)

Dou Fei-jin Wang Jun Mu Xinhua

The Aeronautics Power Supply Center of NUAA(210016)

摘要:对采用 WVC 技术控制的多路输出反激变换器作了小信号分析,研究了加权系数对控制的影响,最后对补偿环节作了设计,通过仿真验证了设计的正确性。

关键词:WVC 反激变换器 补偿

Abstract: The small-signal model for a multiple-output flyback converter with weighted voltage control (WVC) is derived. The effects of weighting factors on the small-signal behavior are invested. Based on the analysis, the design procedure for loop compensation is presented. The small-signal model and the design procedure are verified on a simulation for a two-output flyback converter.

Keywords: WVC flyback converter compensation

1 引言

通常对于具有多路输出变换器的控制,是通过采样某一输出端电压来调节占空比,这种控制方法使得被采样输出端电压输出特性较好,而其他的输出特性较差,尤其在负载突变时,表现更为突出^[1]。利用输出滤波电感的耦合可以改善输出的瞬态特性,但它对于直流特性调节效果却并不明显^[2]。

如图 1 所示,采用 WVC 技术^[3]的反激变换器可以有效改善输出的直流和瞬态特性,图 1 中对各路输出电压均进行采样作加权后调节占空比 d ,如果权衡系数和补偿环节设计合理,电源品质将会得到显著改善。

本文应用 PWM 开关模型对采用 WVC 技术的多路输出反激变换器进行直流小信号分析,研究了加权系数 k_i ($i = 1, 2, \dots, n$) 对系统的影响,最后对系统的补偿环节作了简要设计。

2 小信号模型

运用 PWM 开关模型技术,PWM 开关可以用一简单的小信号模型电路替代^[3],于是可以得到如图 2 所示的多路输出反激变换器的小信号模型,为简化分析,作了以下假设:

(1)开关为理想开关,即不存在导通电阻和结电容,关断电

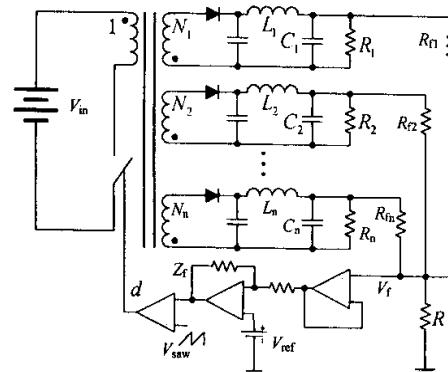


图 1 采用 WVC 技术控制的多路输出反激变换器电路图

阻无穷大;

(2)变压器为理想变压器,即磁化电感为无穷大,漏感为零,线圈铜损和铁心损耗可忽略;

(3)输出滤波电感无铁损。

图 2 中,如果令 $V_n = 0$,结合网络理论分析,可以得到控制-

输出传输函数为

$$\frac{V_o(S)}{d(S)} = K_d \frac{(1 + \frac{S}{S_{z1}})(1 - \frac{S}{S_{z2}})}{1 + \frac{S}{\omega_a Q_i} + \frac{S^2}{\omega_a^2}} \quad (i = 1, 2, \dots, n)$$

其中, $S_{zi} = \frac{1}{R_{ci} C_i}$, 为等效 ESR 零点,

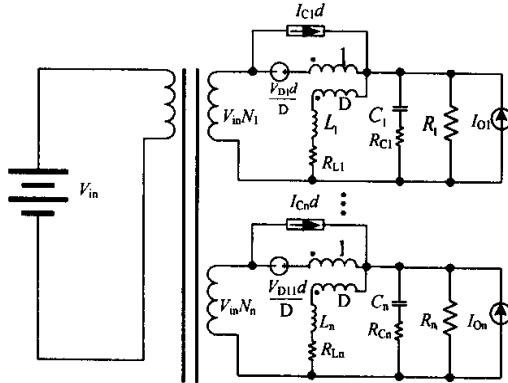


图 2 采用 WVC 技术控制的多路输出反激变换器的小信号模型

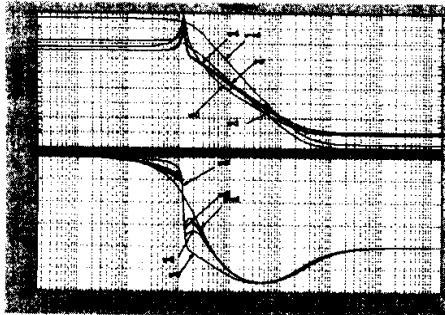


图 3 $G_{vd}(S)$ 随 $u = k_1/k_2$ 变化的一组 Bode 图

$$S_{zi} = \frac{1}{L_i} (D \frac{V_D}{I_{ci}} - R_{if})$$

$$K_d = \frac{V_{in} N_i}{D^2}$$

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \sqrt{\frac{R_u + D^2 R_i}{R_G + R_i}}$$

$$Q_i = \frac{\omega_a}{R_u} + \frac{1}{C_i (R_G + R_i)}$$

V_{in} 可以由直流分析得到, 即

$$V_{in} = \frac{R_u + R_i D}{D} I_{ci}$$

这里, 以两路输出为例, 说明加权系数 $k_i (i = 1, 2)$ 对系统的影响。

由图 1 得:

$$V_f = k_1 V_{o1} + k_2 V_{o2}$$

其中,

$$k_1 = \frac{R_{f1} R}{R_{f1} R_{f2} + R_{f1} R + R_{f2} R}, k_2 = \frac{R_{f2} R}{R_{f1} R_{f2} + R_{f1} R + R_{f2} R}$$

于是得到:

$$G_{vd}(S) = \frac{V_f(S)}{d(S)} = k_1 k_{d1} \frac{(1 + \frac{S}{S_{z1}})(1 - \frac{S}{S_{z2}})}{1 + \frac{S}{\omega_{01} Q_1} + \frac{S^2}{\omega_{01}^2}} + k_2 k_{d2} \frac{(1 + \frac{S}{S_{z2}})(1 - \frac{S}{S_{z1}})}{1 + \frac{S}{\omega_{02} Q_2} + \frac{S^2}{\omega_{02}^2}}$$

假设零点远离极点, 那么上式可以写成以下零-极点形式

$$G_{vd}(S) = \frac{k(1 + \frac{S}{S_{z1}})(1 - \frac{S}{S_{z2}})(1 + \frac{S}{\omega_a Q_i} + \frac{S^2}{\omega_a^2})}{(1 + \frac{S}{\omega_{01} Q_1} + \frac{S^2}{\omega_{01}^2})(1 + \frac{S}{\omega_{02} Q_2} + \frac{S^2}{\omega_{02}^2})}$$

其中

$$k = k_1 k_{d1} + k_2 k_{d2}$$

$$\frac{1}{S_{z1}} \approx \frac{1}{k} (\frac{k_1 k_{d1}}{S_{z11}} + \frac{k_2 k_{d2}}{S_{z12}})$$

$$\frac{1}{S_{z2}} \approx \frac{1}{k} (\frac{k_1 k_{d1}}{S_{z21}} + \frac{k_2 k_{d2}}{S_{z22}})$$

$$\frac{1}{\omega_a^2} = \frac{1}{k} (\frac{k_1 k_{d1}}{\omega_{01}^2} + \frac{k_2 k_{d2}}{\omega_{02}^2})$$

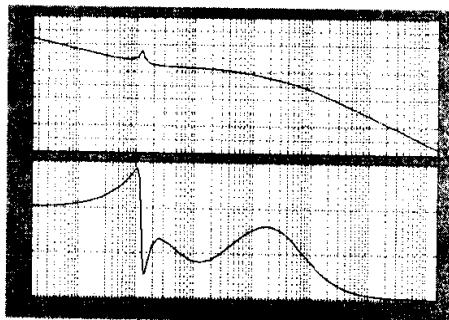
由 $G_{vd}(S)$ 的表达式可以看出, 对于两路输出的反激变换器, 采用 WVC 技术时, 其 $G_{vd}(S)$ 为 4 阶, 而只进行单路采样控制时其 $G_{vd}(S)$ 为 2 阶。另外, 对于 $G_{vd}(S)$, 其极点是固定不变的, 而其零点 S_{z1} 、 S_{z2} 和谐振频率 ω_a 分别是加权系数 $k_i (i = 1, 2)$ 的函数, 对照 ω_a 的表达式, 无论 $k_i (i = 1, 2)$ 如何变化, 都存在关系 $\omega_{01} \leq \omega_a \leq \omega_{02}$, 这说明 $G_{vd}(S)$ 的谐振频率 ω_a , $\omega_{0i} (i = 1, 2)$ 是交错分布的, 这种交错分布的特点使得 4 阶系统在高频和低频时的幅频特性类似于单路采样的 2 阶系统, 而在中频时呈现多峰值现象。下面给出了 $G_{vd}(S)$ 随 $\mu = k_1/k_2$ 变化的一组 Bode 图, 其中 $u = 0$ 或 $u = \infty$ 是一种特例, 即为单路采样反馈情况。其主要电路参数见表 1。

表 1 主要仿真参数表

N _i	0.067	N ₂	0.156	L _i (μH)	69	L ₁ (μH)	378
C ₁ (μF)	210	C ₂ (μF)	114	R ₁₁ (Ω)	0.037	R ₁₂ (Ω)	0.12
R _{cl} (Ω)	0.023	R _{c2} (Ω)	0.0057	R ₁ (Ω)	2.5	R ₂ (Ω)	24

3 补偿环节的设计

从以上分析可知, 采用 WVC 技术的多路反馈反激变换器的

图4 加入补偿环节后校正后的Bode图($u=3$)

控制-反馈传递函数具有零、极点交错分布的特点,该系统为不稳定的高阶系统,为将其构建为稳定的闭环系统,必须加入适当的补偿环节,通常可以设计为一个积分环节加三个极点和两个零点的形式^[4],如下所示:

$$A_c(S) = \frac{k(S + S_{z1})(S + S_{z2})}{S(S + S_{p1})(S + S_{p2})(S + S_{p3})}$$

其中,极点 S_{p1} 、 S_{p2} 分别用来消除 ESR 等效零点和 S_o 的影响,将 S_o 设定在开关频率的一半处,可以减小开关噪声;零点 S_{z1} 、 S_{z2} 设置适当可以获得快速响应和较大的控制带宽。图 4 给出了经过校正后的幅频特性。显然,经过校正后的系统是稳定的,并且在开关点附近有 78° 的裕度,设计合理。

4 结论

本文对采用 WVC 技术的多路输出反激变换器进行小信号分析,研究了加权系数 k_i ($i=1, 2, \dots, n$)对系统的影响,得出以下结论:对于多路输出情况,如果采用 WVC 技术,其控制-反馈传递

(上接第 610 页)

谐波峰值,提高系统电磁兼容性方面的优越性,是固定开关频率的 PWM 技术不可比拟的。不过,在实际应用中,必须做到既要考虑减小谐波峰值(VQS),又要考虑最低次谐波出现的位置(Δf)即 f_s 下限的限制。因此,需要对 RPWM 的随机增益认真优化选取。

参考文献

- [1]. VIADIMIR BLASKO, MICHAEL M. BECH, Frede Random pulse Width Modulator for Industrial Drives[J]. IEEE , 2000. 932-938.
- [2]. CARTER J., GOODMAN C. J., Zelaya and Tran S. C., Capacitor voltage control in single-phase three-level PWM converters[J]. EPE'97.
- [3]. J. K. PEDERSEN, F. BLAABJERG, Implementation and

函数 $G_d(S)$ 为一高阶系统,并且阶数为单路采样反馈时阶数的 2 倍;另外, $G_d(S)$ 的极点与 k_i ($i=1, 2, \dots, n$)无关,而其零点是 k_i ($i=1, 2, \dots, n$) 的函数,随着 k_i ($i=1, 2, \dots, n$) 的变化而变化,但无论如何,零、极点总是交错分布的。基于这些特点,使得 $G_d(S)$ 的幅频特性在高频和低频时呈现出类似于单路采样反馈的情况,而在中频段表现为多峰值现象。

参考文献

[1] T. G. Wilson, Jr., "Cross Regulation in an Energy-Sorage DC-to-DC Converter With Two Regulated Outputs," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1977, pp. 190-199

[2] S. CUK and R. D. Middlebrook, "Coupled-inductor and Other Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter," Advances in Switched-Mode Power Conversion, Vols. I and II, 1983, pp. 331-347

[3] V. Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Mode of the PWM Switch: Parts I and II," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 26 no. 3, pp. 490-505, 1990

[4] D. M. Sable, R. Ridley, B. H. Cho, "Comparison of Performance of Single-Loop and Current-Injection Control for PWM Converters that Operate in Both Continuous and Discontinuous Modes of Operation," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 7, no. 1, pp. 136-142, 1992

作者简介

豆飞进,男,硕士研究生,研究方向为电源技术和功率变换技术。

test of a digital quasirandom technique SFAVM PWM in a high performance drive system[J], in Proc. IEEE-IECON'92 , 1992, . 265-270.

[4]. J. T. BOYS, P. G. HANDLEY , Spread spectrum switching : Low noise modulation technique for PWM inverter drives [J]. Inst. Electron. Eng.-Proc. Part B, vol. 139, no. 3, May 1992. 252-260.

[5] 刘凤君.《正弦波逆变器》[M].北京:科学出版社,2002.

作者简介

熊聪颖,女,硕士,研究方向为电力电子系统的电磁兼容。

吴正国,男,教授,博士生导师,研究方向为电力电子技术,数字信号处理。

马丰民,男,博士,研究方向为电力电子及电气传动。