

# 峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 逆变弧焊电源的完整小信号模型及控制环路设计

何亚宁

(成都熊谷加世电器有限公司, 成都 611731)

**摘 要:** 在研制一台输出功率 20 kW, 开关频率 50 kHz 的全数字控制脉冲 MIG/MAG 逆变弧焊电源 DPS-500 时, 为了提高系统的控制精度和动态响应, 采用了峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 主电路拓扑. 运用平均开关建模法, 建立 PSFB-ZVS PWM 变换器的功率级在 CCM 下的小信号模型. 推导峰值电流模式控制部分的小信号模型, 最终建立峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 逆变弧焊电源的完整小信号模型. 推出斜率补偿的设计原则, 设计了 PI 频率补偿器. 小信号模型的解析计算结果与通过 Simplis 小信号频域分析工具软件获得的频域响应一致.

**关键词:** 逆变; 弧焊电源; 峰值电流模式; 平均开关建模; 小信号模型

**中图分类号:** TG 434.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-360X(2016)01-0081-04

## 0 序 言

焊接工艺的发展对弧焊电源的动态特性提出了越来越高的要求<sup>[1]</sup>, 好的动态特性一般与焊接过程稳定, 飞溅小, 焊缝成形好等结果密切相关<sup>[2]</sup>. 峰值电流模式移相全桥零电压开关 PWM (PSFB-ZVS PWM) 主电路拓扑由于具有诸多优点, 在焊接领域被广泛应用<sup>[3,4]</sup>.

峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 主电路的完整小信号模型包括功率级和控制级. 采用平均开关建模法<sup>[5-7]</sup>建立功率级的小信号模型; 峰值电流模式控制部分的小信号模型采用 Ridley 的采样数据模型<sup>[8]</sup>. 由于考虑了电流采样效应, 文中小信号模型的精度比文献<sup>[1]</sup>的更高. 与文献<sup>[9]</sup>不同的是, 文中推导的控制到输出传输函数  $G_{vc}(s)$  的解析式具有明确的物理意义, 能够指导斜率补偿的定量计算. 设计了 PI 频率补偿器, 推导峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 逆变弧焊电源在恒流输出特性下的环路增益函数  $LG(s)$ .

## 1 CCM 模式下的功率级小信号模型

图 1 是峰值电流模式控制的 PSFB-ZVS PWM 逆变弧焊电源的示意图. 图 2 是 PSFB-ZVS PWM 开关端口 a, p, c 上的瞬时电压  $u_{ap}$ ,  $u_{cp}$  和瞬时电流  $i_a$ ,  $i_c$

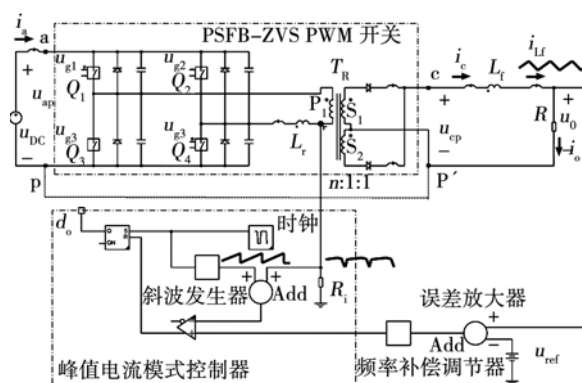


图 1 峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 变换器电路

Fig. 1 Schematic of PSFB-ZVS PWM converter with peak current mode control

的波形. 对  $u_{ap}$ ,  $u_{cp}$ ,  $i_a$ ,  $i_c$  求周期平均值, 得到 PSFB-ZVS PWM 开关的平均大信号模型表达式为

$$\langle u_{cp} \rangle_{T_R} = d_{\text{oeff}} \langle u_{ap} \rangle_{T_R} / n \quad (1)$$

$$\langle i_a \rangle_{T_R} = d_{\text{oeff}} \langle i_c \rangle_{T_R} / n \quad (2)$$

式中:  $d_{\text{oeff}}$  是有效占空比; 主变压器变比为  $n$ ;  $T_s$  是开关周期;  $T_R$  是输出电感电流的纹波周期;  $T_s = 2T_R$ .

周期平均值定义为  $\langle f(t) \rangle_{T_R} = (1/T_R) \int_0^{T_R} f(t) dt$ .

围绕某一稳态工作点, 对式(1)和式(2)进行扰动, 忽略高阶项使之线性化, 得

$$\hat{u}_{cp} = U_{ap} \hat{d}_{\text{oeff}} / n + D_{\text{oeff}} \hat{u}_{ap} / n \quad (3)$$

$$\hat{i}_a = I_c \hat{d}_{\text{oeff}} / n + D_{\text{oeff}} \hat{i}_c / n \quad (4)$$

式中: 符号 $\hat{\phantom{x}}$ 表示是交流小信号值,  $U_{ap}$ ,  $I_c$ ,  $D_{\text{oeff}}$ 代表对

应瞬时的直流稳态值. 式(3)和式(4)代表 PSFB-ZVS PWM 开关的小信号模型. 结合输出滤波电感  $L_f$  和负载  $R$ , 得到整个 PSFB-ZVS PWM 变换器的功率级的小信号模型, 见图 3.

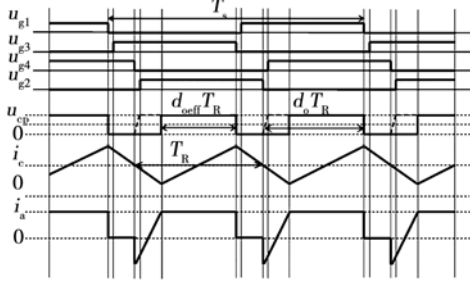


图 2 PSFB-ZVS PWM 开关的端口上的瞬时波形

Fig. 2 Terminal quantities of PSFB-ZVS PWM switch

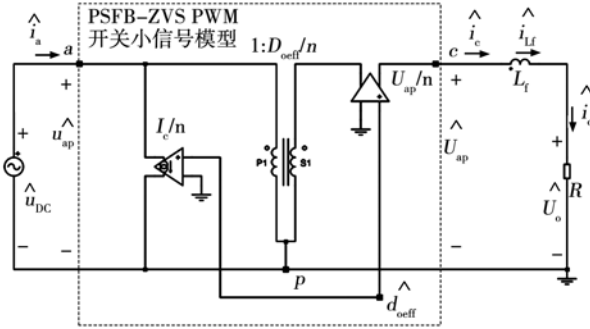


图 3 PSFB-ZVS PWM 功率级在 CCM 下的小信号模型

Fig. 3 Small-signal models for power stage of PSFB-ZVS PWM in CCM

推导输出 - 占空比的传输函数  $G_{vd}(s)$ , 即

$$G_{vd}(s) = U_{DC} / [n(1 + sL_f/R)] \quad (5)$$

式中:  $s$  是复频率;  $U_{DC}$  是输入电压.

## 2 CCM 模式下的控制级小信号模型

图 4 是峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 变换器完整小信号模型. 虚线框内为 CCM 模式下的控制级的小信号模型, 各模型变量的推导结果为

$$F_m = 1 / [(S_{nv} + S_{ev})T_R] = 1 / (m_c S_{nv} T_R)$$

式中:  $F_m$  是调制增益,  $m_c = 1 + S_{ev}/S_{nv}$ ,  $m_c$  代表斜率补偿的相对大小,  $S_{ev} = R_i S_e$ ,  $S_{nv} = R_i S_n/n$ ,  $S_n = (U_{DC}/n - U_o)/(L_f + L_f/n^2)$ ,  $R_i$  是变压器原边电流采样的传输函数,  $S_n$  是输出电感  $L_f$  电流的上升斜率,  $S_e$  是斜率补偿电流的斜率,  $S_{nv}$ ,  $S_{ev}$  是对应  $S_n$ ,  $S_e$  的电压斜率,  $L_f$  是谐振电感,  $U_{DC}$ ,  $U_o$  是输入和输出电压的直流稳态值,  $U_o = I_o R$ .  $I_o$  是输出电流的直流稳态值.

$H_e(s)$  是电流采样效应传输函数, 即

$$H_e(s) \approx 1 - \frac{1}{2/\pi} \left( \frac{s}{\omega_R/2} \right) + \left( \frac{s}{\omega_R/2} \right)^2, \quad \omega_R = \frac{2\pi}{T_R}$$

$k_f, k_r$  代表与输入电压和输出电压相关的前馈

$$\text{系数: } k_f = -\frac{T_R R_i D_{\text{oeff}}}{n^2 L_f} \left( 1 - \frac{D_{\text{oeff}}}{2} \right), \quad k_r = \frac{R_i T_R}{2n L_f}.$$

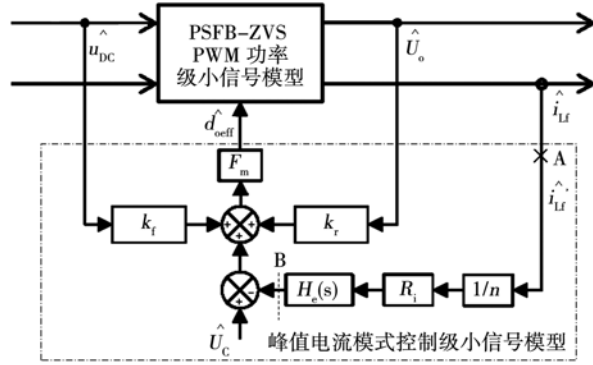


图 4 峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 变换器完整小信号模型

Fig. 4 Small-signal models for peak current mode PSFB-ZVS PWM in CCM

## 3 完整小信号模型的解析结果

### 3.1 电流环路增益 $T_i(s)$

考虑前馈系数  $k_r$  对电流环路增益  $T_i(s)$  的高频响应几乎没有影响[8], 忽略  $k_r$  并令控制电压和输入电压的扰动  $u_c(s) = 0$ ,  $u_{DC}(s) = 0$ , 得电流环路增益  $T_i(s)$  的近似表达式为

$$T_i(s) \approx \left( \frac{L_f}{R m_c T_R D'_{\text{oeff}}} \right) \frac{1}{1 + sL_f/R} H_e(s) \quad (6)$$

其中  $D'_{\text{oeff}} = 1 - D_{\text{oeff}}$ .

### 3.2 控制到输出的传输函数 $G_{vc}(s)$

$$G_{vc}(s) = 1 / \left[ \frac{1 + T_i(s) R_i}{T_i(s)} \frac{1}{nR} H_e(s) - k_r \right] \quad (7)$$

将式(6)带入式(7), 得

$$G_{vc}(s) = \frac{nR / [R_i (1 + \alpha)]}{1 + \frac{(m_c D'_{\text{oeff}} - 0.5) T_R}{1 + \alpha} s + \frac{T_R^2}{(\pi \sqrt{1 + \alpha})^2} s^2} \quad (8)$$

式中:  $\alpha = RT_R (m_c D'_{\text{oeff}} - 0.5) / L_f$ . 推导控制—输出的传输函数  $G_{vc}(s)$  的直流增益  $k$ 、极点频率  $f_o$ 、极点品质因数  $Q_p$  分别为

$$k = nR / [R_i (1 + \alpha)], \quad f_o = \sqrt{1 + \alpha} / (2T_R)$$

$$Q_p = \sqrt{1 + \alpha} / [\pi (m_c D'_{\text{oeff}} - 0.5)]$$

在电感电流连续的情况下,  $\alpha \ll 1$ , 则  $k \approx nR / R_i$ ,  $f_o \approx 1 / (2T_R) = 1 / T_s$ ,  $Q_p \approx 1 / [\pi (m_c D'_{\text{oeff}} - 0.5)]$

工程应用中,  $Q_p \leq 1$  可以保证电流环路不振荡且系统闭环后又有较好的动态响应, 由此推出峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 变换器斜率补偿的设计依据, 即

$$S_{ev} \geq R_i U_o [1 - 0.182 U_{DC} / (n U_o)] / (n L_f) \quad (9)$$

### 3.3 环路增益的传输函数 $LG(s)$

设输出电流采样的传输函数为  $R_o$ , 误差放大器和频率补偿器的传输函数为  $G_{err}(s)$ , 推导恒流输出特性下的峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 逆变弧焊电源的环路增益函数, 即

$$LG(s) \approx \frac{n R_o / R_i}{1 + (m_c D'_{\text{eff}} - 0.5) T_R s + T_R^2 s^2 / \pi^2} G_{err}(s) \quad (10)$$

## 4 设计实例、结果及讨论

根据推导的峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 变换器的完整小信号模型, 建立脉冲 MIG/MAG 逆变弧焊电源的小信号仿真电路模型. 模型参数为  $F_s = 50$  kHz,  $n = 6$ ,  $L_f = 10 \mu\text{H}$ ,  $L_r = 12 \mu\text{H}$ ,  $R_i = 0.025 \Omega$ ,  $R_o = 0.0044 \Omega$ ,  $U_{DC} = 537\text{V}$ ,  $U_o = 39\text{V}$ ,  $I_o = 500\text{A}$ ,  $R = 0.078 \Omega$ .

电流环路增益  $Ti(s)$  的仿真结果见图 5,  $m_c = 1$  的曲线代表没有斜率补偿,  $S_{ev} = 0$ ,  $Q_p = 4.97$ , 电流环路增益的相位裕量为  $26^\circ$ , 电流环路不稳定; 当加入斜率补偿至  $m_c = 1.45$ ,  $Q_p = 1$ , 相位裕量增加为  $54^\circ$ , 电流环路稳定; 进一步增加斜率补偿至  $m_c = 1.77$ ,  $Q_p = 0.64$ , 相位裕量增加为  $63^\circ$ , 但系统的动态响应将随过零交越频率的减小而下降. 实际工程设计还需综合考虑输入电压  $U_{DC}$  及输出电压  $U_o$  的波动范围, 死区时间, 变压器磁化电流带来的等效斜率补偿效应等因素, 文中设计确定所加的斜率补偿值  $S_{ev} = 0.0127\text{V}/\mu\text{s}$ . 设计的 PI 频率补偿器传输函数为

$$G_{err}(s) = \frac{801(1 + 5.32e^{-5}s)}{1 + 0.0382s + 3.6389e^{-7}s^2} \quad (11)$$

图 6 的环路增益  $LG(s)$  的仿真结果显示, 当输出电流为最大值  $500\text{A}$  时, 环路增益为  $58\text{dB}$ , 过零交越频率  $11.1\text{kHz}$ , 相位裕量  $116^\circ$ , 增益裕量  $13\text{dB}$ ; 当输出电流为最小值  $25\text{A}$  时, 环路增益为  $55\text{dB}$ , 过零交越频率  $4.26\text{kHz}$ , 相位裕量  $124^\circ$ , 增益裕量  $20\text{dB}$ . 可见, 经过优化设计, 不论是重载还是轻载, 文中逆变弧焊电源都实现了较好的稳定性、稳态性能以及动态响应性能. 运用 Simplis 的小信号频域分析工具, 模拟硬件电路的扫频测量方法, 对时域电路进行快速傅里叶分析获得频域响应. 由于没有平均建模法过程中的近似处理, 在任何频率点上都可

以获得高精度的分析结果. 图 7 显示了用两种不同方法获取的  $500\text{A}$  时的环路增益响应, 在开关频率  $50\text{kHz}$  以下一致, 进一步证明文中小信号模型的准确性.

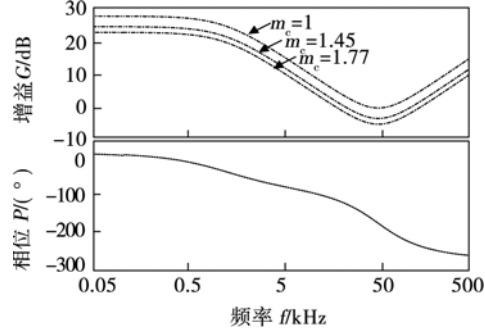


图 5 峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 变换器电流环路增益  
Fig. 5 Current loop gain for peak current mode PSFB-ZVS PWM in CCM

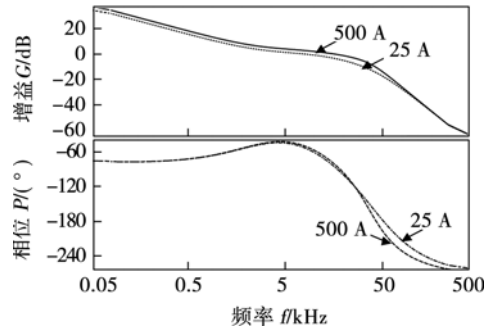


图 6 峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 变换器环路增益  
Fig. 6 Open loop gain for peak current mode PSFB-ZVS PWM in CCM

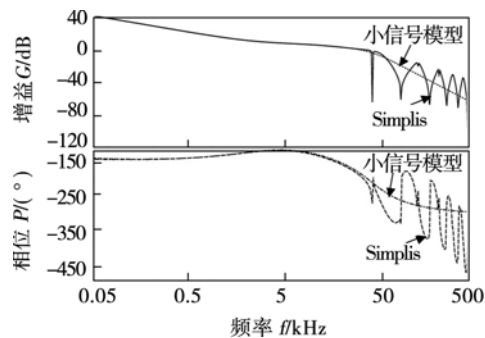


图 7 环路增益的对比

Fig. 7 Comparison of open loop gain

运用小信号模型进行优化设计的焊接电源 DPS-500 已经定型量产<sup>[10]</sup>, 铝合金脉冲焊和用于 X80 管道根焊的金属粉芯丝精密短路过渡焊的效果均优良, 印证了该焊接电源优良的动态特性. 图 8

是半自动铝镁合金脉冲焊焊缝形貌。



图 8 铝镁合金的半自动脉冲焊焊缝

Fig. 8 Photograph of pulsed welding seam for aluminum magnesium alloy

## 5 结 论

(1) 建立峰值电流模式 PSFB-ZVS PWM 逆变弧焊电源的完整小信号模型,在二分之一的输出电感电流纹波频率以下的频率段,与 Simplis 软件通过模拟扫频测量方法得到的精确结果一致。

(2) 推导的控制到输出传输函数  $G_{vc}(s)$  的解析表达式,具有明晰的物理意义,能够指导斜率补偿和频率补偿的设计。

(3) 依据建立的小信号模型完成系统的最优化设计,使逆变弧焊电源从最小输出电流到最大输出电流都实现了较好的稳定性、稳态性能以及动态响应性能。

## 参考文献:

- [1] 王瑞超,薛家祥. 软开关弧焊逆变电源动特性分析[J]. 焊接学报, 2012, 33(10): 17-20.  
Wang Ruichao, Xue Jiaxiang. Analysis for dynamic characteristics of soft-switch arc welding inverter[J]. Transactions of the China Welding Institution, 2012, 33(10): 17-20.
- [2] 陆沛涛,谢 珩,黄石生,等. 弧焊电源动特性测定方法的研究现状[J]. 电焊机, 2003, 33(2): 11-13.

- Lu Peitao, Xie Heng, Huang Shisheng, *et al.* Situation on measuring method of dynamic characteristic of arc welding power source[J]. Electric Welding Machine, 2003, 33(2): 11-13.
- [3] 周漪清,黄石生,张红兵. 大功率弧焊逆变器主电路的建模与仿真[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2004(8): 30-33.  
Zhou yiqing, Huang Shisheng, Zhang Hongbing. Modeling and simulation of the main circuit in high power arc welding inverters [J]. Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition), 2004(8): 30-33.
- [4] 方臣富,殷树言,侯润石,等. 逆变弧焊电源峰值电流模式双闭环控制系统[J]. 焊接学报, 2005, 26(10): 14-18.  
Fang Chenfu, Yin Shuyan, Hou Runshi, *et al.* Research of double close loops control system of peak current mode about inverter arc welding power supply [J]. Transactions of the China Welding Institution, 2005, 26(10): 14-18.
- [5] 何亚宁. 峰值电流模式控制的非理想 Buck 变换器的建模[J]. 电子器件, 2009, 32(2): 467-475.  
He Yaning. Modeling of non-ideal buck converter with peak current-mode control [J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2009, 32(2): 467-475.
- [6] Vorpérian V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode[J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1990, 26(3): 490-496.
- [7] Tsai F S. Small-signal and transient analysis of a zero-voltage-switched, phase-controlled PWM converter using averaged switch model[J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 1993, 29(3): 493-499.
- [8] Ridley R B. A new, continuous-time model for current-mode control[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 1991, 6(2): 271-280.
- [9] Xu X. Small-signal model for current mode control full-bridge phase-shifted ZVS converter[C]// Power Electronics and Motion Control Conference, The Third International. IEEE, Beijing, 2000: 514-518.
- [10] 何亚宁,于德军,万跃平,等. DPS-500 全数字多功能管道焊机的研发[J]. 电焊机, 2014, 44(11): 7-11.  
He Yaning, Yu Dejun, Wan Yueping, *et al.* Research and development of DPS-500 Digital multi-purpose pipeline welding machine[J]. Electric Welding Machine, 2014, 44(11): 7-11.

**作者简介:** 何亚宁,男,1969 年出生,高级工程师,从事开关电源、逆变焊机的研发. 发表论文 17 篇,申请发明专利 2 项. Email: tomhe714@gmail.com