

# 交错并联正激变换器电压控制和电流控制的实验研究

姜熠 徐德鸿 浙江大学电气工程学院 (杭州 310027)

**摘要:** 本文在介绍了交错并联双管正激变换器电压控制模型和峰值电流控制模型基础上, 为它们分别设计了控制补偿网络, 用实验方法比较电流控制模式交错并联双管正激变换器和电压控制模式交错并联双管正激变换器在输出控制精度、频带、抑制输入电压纹波、抗击负载扰动方面的性能。

**叙词:** 正激变换器 控制 动态模型

## Experimental Study of Dynamics of Interleaving Two-transistor-forward Converter

Jiangyi Xu Dehong College of Electrical Engineering, Zhejiang University (310027)

**Abstract:** In this paper dynamic models of interleaving two-transistor-forward converter are introduced both for voltage control mode and peak current control mode. Compensation networks for both control modes are given. By experiment, these two control modes are compared in respect to characteristics such as static accuracy, loop bandwidth, suppression ability to both line and load interface.

**Keywords:** two-transistor-forward converter control modeling

### 1 引言

双管正激变换器较单管正激变换器有很多优点, 特别是在电压应力方面, 因为变换器中每个功率器件只需要承受电源电压而在单管正激变换器中则要承受两倍的电源电压。而且同半桥或全桥变换器相比, 它不存在桥臂直通的危险。

为了增加双管正激变换器的变换功率, 需要将两个双正激变换器并联运行。有两种方法实现两个双正激变换器的移相并联; 一种是在输出电压侧并联, 另一种是在续流二极管侧并联。后一种并联方式因其主开关的电流应力和续流二极管的电压应力低, 优于前一种并联方式<sup>[1]</sup>。

本文在介绍了交错并联双管正激变换器电压控制模型和峰值电流控制模型基础上, 为它们分别设计了控制补偿网络, 将用实验方法比较电流控制模式交错并联双管正激变换器和电压控制模式交错并联双管正激变换器在输出控制精度、频带、抑制输入电压纹波、抗击负载扰动方面的性能。

### 2 电压控制模型和峰值电流控制模型

交错并联双管正激变换器主电路构成如图 1。

两个正激变换器共用一个续流二极管、滤波电感和电容, 控制脉冲彼此移相 180°。电路的主要波形如图 2 所示, 可以分为六个工作状态。

#### 2.1 电压控制模式的动态模型

交错并联双管正激变换器从动态特性的角度可以等效于一个开关频率加倍的双管正激变换器。它的开关导通占空比  $d$  为:

$$d = 2d_{\text{主电路}}$$

其中,  $d_{\text{主电路}}$  为单个双管正激变换器的开关管的导通占空比。其等效电路如图 3 所示, 其中  $R_C$  为电容的串联等效电阻,  $R_L$  为电感的串联等效电阻,  $R$  为负载电阻。

用状态空间平均法对电压模式控制下主电路进行建模, 可推得占空比到输出电压的传递函数:

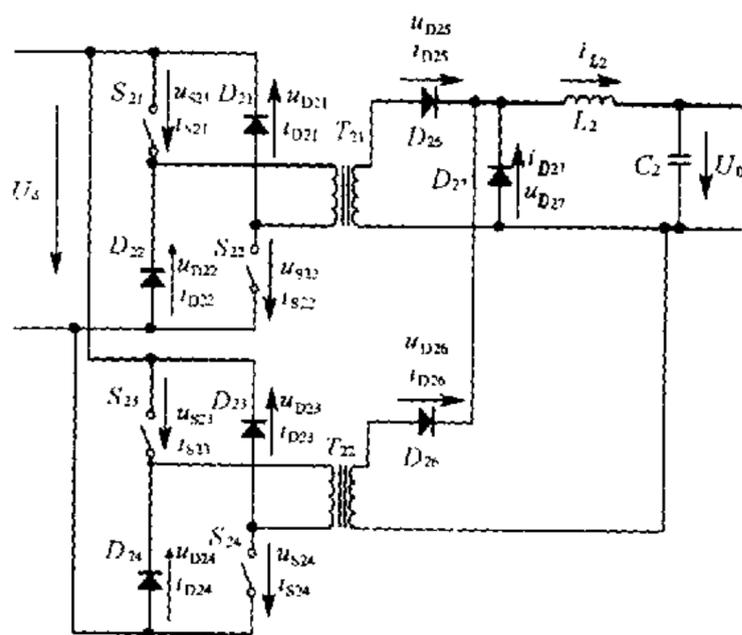


图 1 交错并联双管正激变换器

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{i}_s(s)=0} = \frac{\frac{nV_s}{L} \left[ (R // R_C) \left( s + \frac{1}{(R+R_C)C} \right) + \frac{R^2}{(R+R_C)^2 C} \right]}{\left( s + \frac{R_L + R_C // R}{L} \right) \left( s + \frac{1}{(R+R_C)C} \right) + \frac{R^2}{(R+R_C)LC}}$$

占空比到输出电流的传递函数:

$$\frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{i}_s(s)=0} = \frac{\frac{nV_s}{L} \left( s + \frac{1}{(R+R_C)C} \right)}{\left( s + \frac{R_L + R_C // R}{L} \right) \left( s + \frac{1}{(R+R_C)C} \right) + \frac{R^2}{(R+R_C)LC}}$$

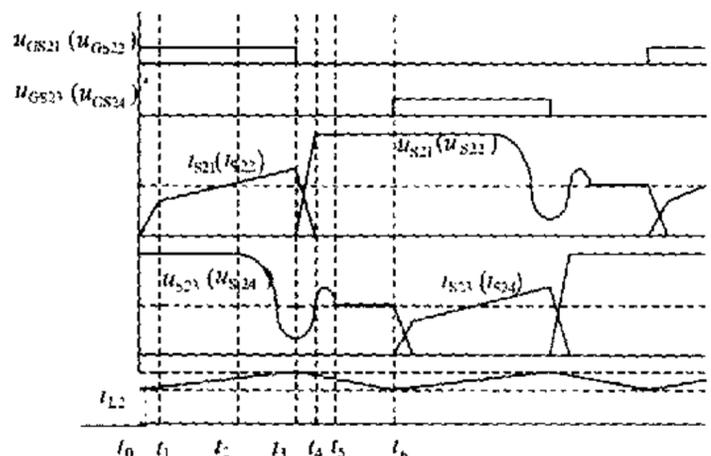


图2 交错并联正激变换器的典型工作波形

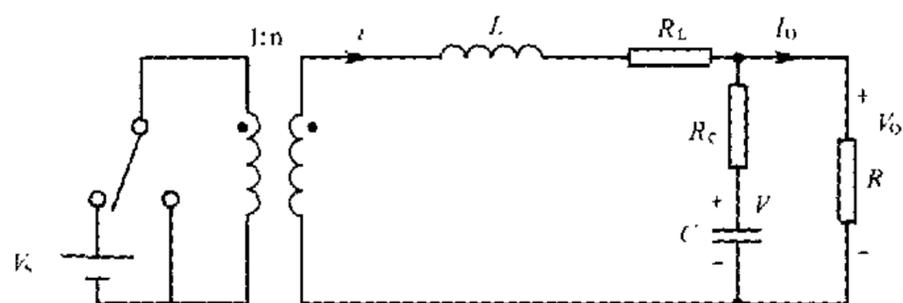


图3 开关导通时的等效电路图

## 2.2 峰值电流控制模式的动态模型

峰值电流控制的框图如图4所示。\$V\_c\$ 为电流指令信号，\$R\_1\$ 为变压器原边电流检测回路的放大倍数。在开关周期的开始，时钟 CLOCK 将 FF 触发器置位，Q 输出为“1”，开关连接电源，变压器原边电流逐渐增加。当电流检测回路的输出超过指令信号 \$v\_c\$ 时，比较器输出变“1”，于是复位 FF 触发器，这样 Q 输出为“0”，开关连接于地，一直持续到本周期结束。当时钟 CLOCK 信号再次来到时，重复以上过程。

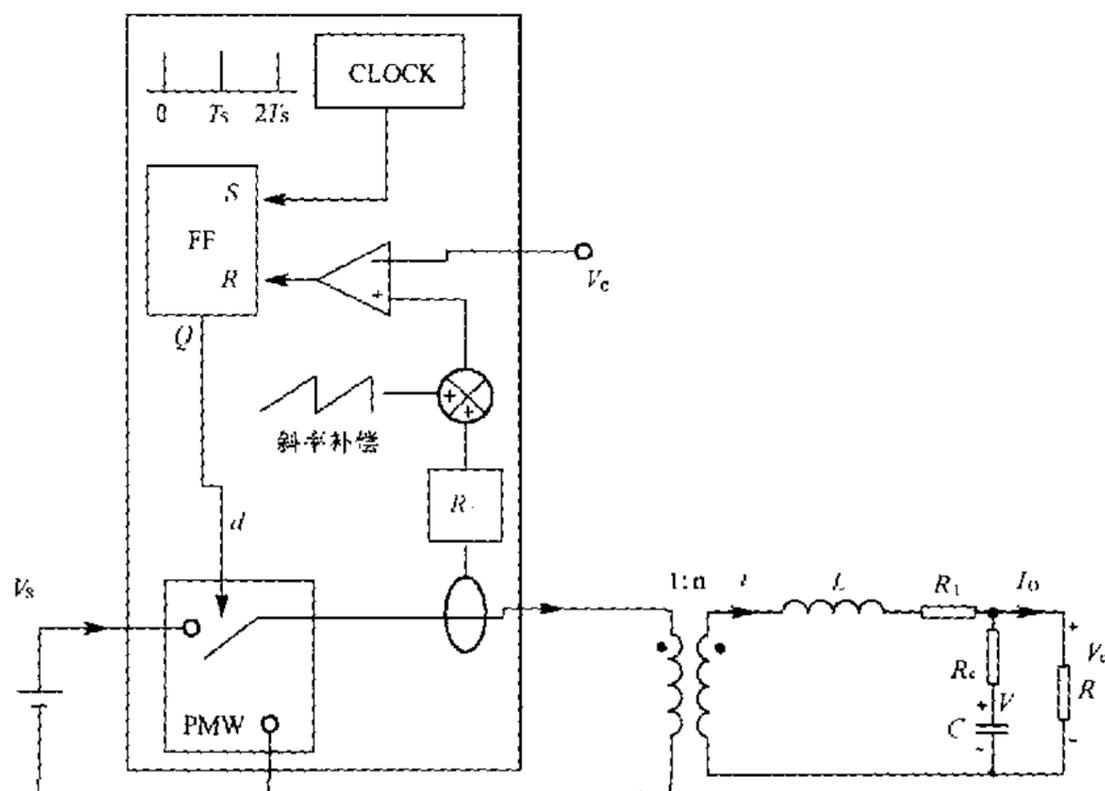


图4 峰值电流控制原理图

根据 V. Vorperian 理论，可推得基于峰值电流控制的交错并联双管正激变换器的小信号模型:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{R (R_C C_c + 1)}{R_1 (R C_c + 1) \Delta(s)}$$

其中 \$\omega\_s = 2\pi f\_s\$，而 \$f\_s\$ 为开关频率。

$$Q = \frac{1}{\pi \left( D' \frac{S_e}{S_n} + \frac{1}{2} - D \right)}$$

$S_n$  为变压器原边电流的上升斜率,  $S_n = \frac{V_s (1-D)}{L} R_{lc}$ ,  $S_e$  为补偿斜率。变压器原边电流的上升斜率  $S_n$  与补偿斜率  $S_e$  的关系见图 5。图 5 中,  $S_f$  为电流下降率,  $i_c$  为变压器原边电流的平均值。

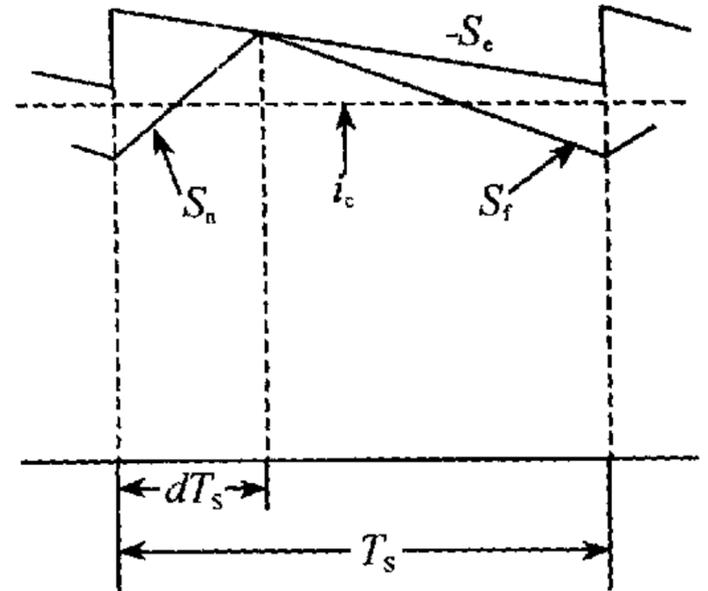


图 5 峰值电流控制的概念图

### 3 控制器的设计

#### 3.1 电压模式控制器的设计

被控系统的开环传递函数为:

$$G_2(s) = \frac{\frac{nV_s}{L} \left[ (R//R_C) \left( s + \frac{1}{(R+R_C)C} \right) + \frac{R^2}{(R+R_C)^2 C} \right]}{\left( s + \frac{R_L+R_C//R}{L} \right) \left( s + \frac{1}{(R+R_C)C} \right) + \frac{R^2}{(R+R_C)^2 LC}}$$

其中,  $R = 25\Omega$ ,  $C = 380\mu\text{H}$ ,  $L = 300\mu\text{F}$ ,  $R_C = 0.02\Omega$ ,  $R_L = 0.05\Omega$ ,  $V_s = 385\text{V}$ ,  $n = 1.19$ 。

控制框图 6 中,  $\hat{v}_{ref}(s)$  为给定电压,  $H(s)$  为补偿网络的传递函数,  $K_1$  为分压系数, 脉宽调制器 (PWM) 的传递函数  $\hat{d}(s) / \hat{v}_k(s)$  为常数  $K_2 = 1/V_m$ ,  $V_m$  为锯齿波电压幅值,  $\hat{v}_s(s)$  为输入电压扰动量。所以系统的开环传递函数为:

$$G(s) = K_1 K_2 H(s) G_2(s)$$

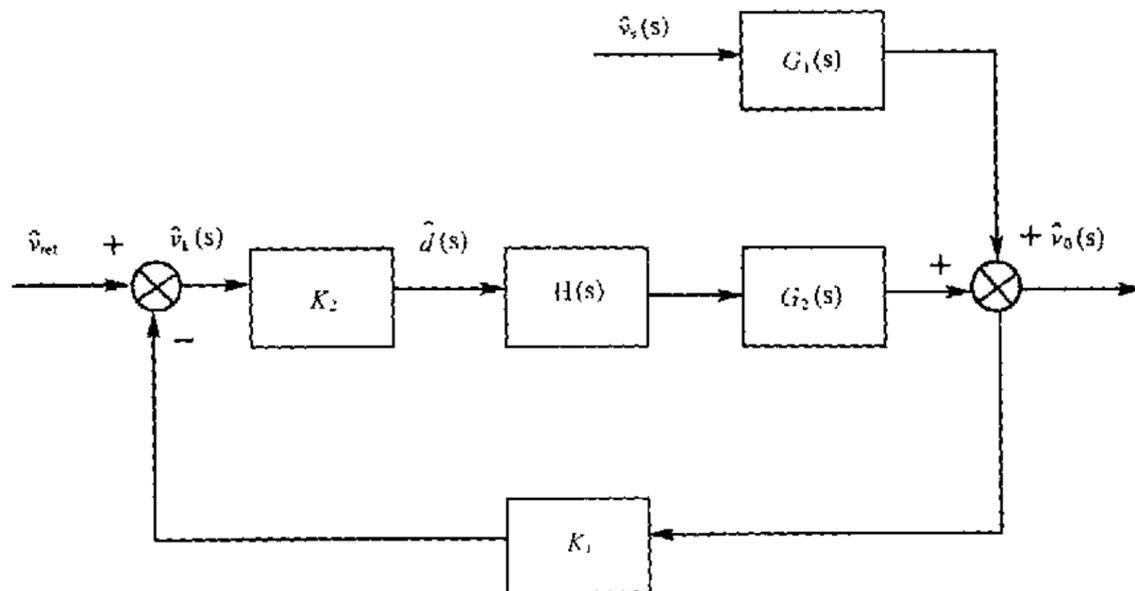


图 6 系统方框图

校正前的系统开环波特图 ( $H(s) = 1$ ) 如图 7 (a) 所示。系统的穿越频率为  $31431\text{rad/s}$ , 相位裕量为  $13.8^\circ$ 。此时系统相位裕量小, 系统动态性能差。

引入如下迟后超前环节的传递函数后:

$$H(s) = 609.912 \frac{(4.10 \times 10^{-4}s + 1)(7.17 \times 10^{-4}s + 1)}{(5.42 \times 10^{-6}s + 1)(4.40 \times 10^{-6}s + 1)s}$$

校正后系统的开环波特图如图 7 (b) 所示, 穿越频率降低为  $6802.8\text{rad/s}$ , 相位裕度增加为  $59.8^\circ$ 。

#### 3.2 峰值电流模式控制器的设计

峰值电流模式控制是一种电压、电流双环控制方式, 其原理框图如图 8 所示。

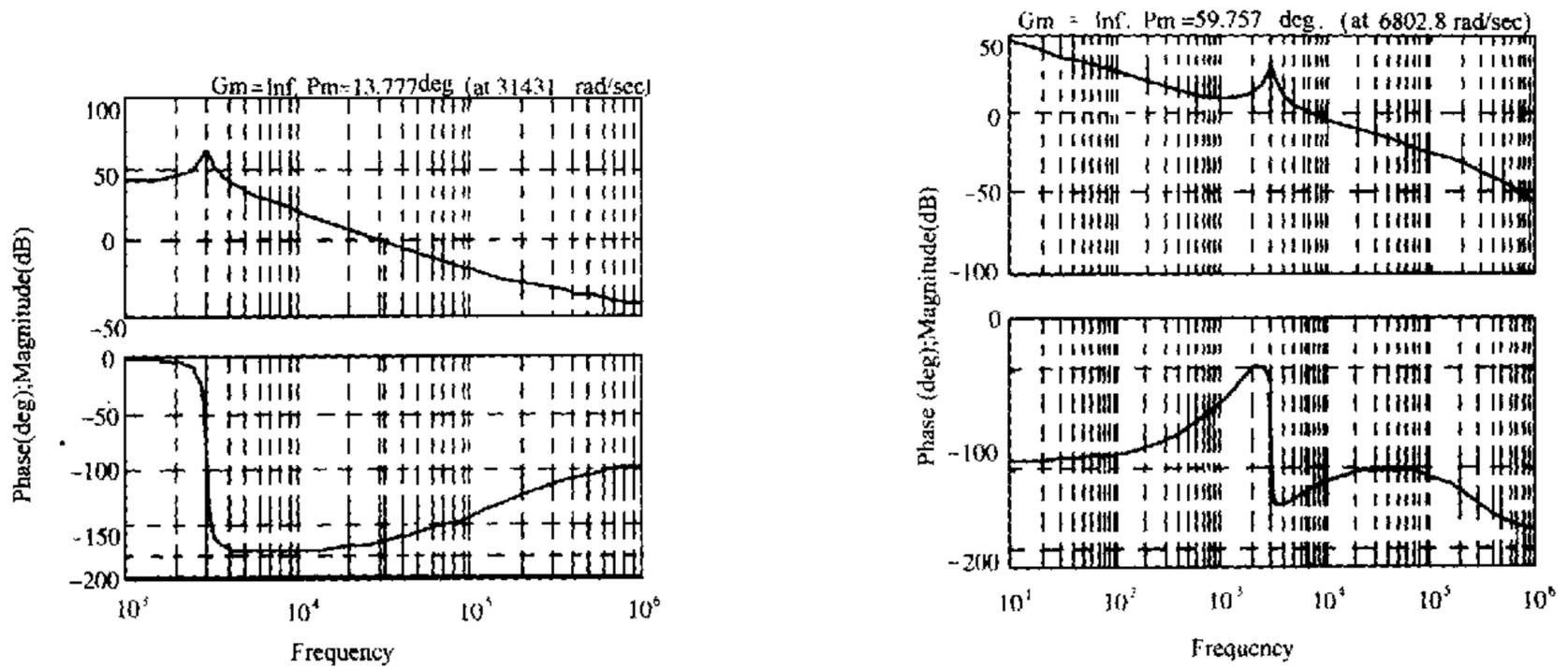
其中,  $V_c$  为电压误差放大器的输出,  $V_s$  代表主开关管的电流, CLOCK 为恒频时钟信号, 它定时使触发器输出高电平, 使主开关管开通; 而当  $V_c$  与  $V_s$  相等时, 触发器输出低电平, 使主开关管关断。

峰值电流模式控制的主电路模型表达式如下:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{R(R_C C_S + 1)}{R_i(R C_S + 1) \Delta(s)}$$

设  $R = 25\Omega$ ,  $C = 380\mu\text{F}$ ,  $R_C = 0.02\Omega$ ,  $R_i = 0.02\text{V/A}$ ,  $n = 1.19$ ,  $D = 0.58$ ,  $S_e = 4.5e + 5\text{A/s}$ ,  $S_n = 4.2e + 5\text{A/s}$ ,  $\omega_s = 8.8e + 5\text{rad/s}$ 。

先求出电流环的波特图如图 9 (a)。由图可知, 系统的穿越频率为  $8.2 \times 10^5 \text{ rad/s}$ , 相位裕量为  $9.2^\circ$ 。



(a) 补偿前

(b) 补偿后

图 7 电压模式控制的开环波特图

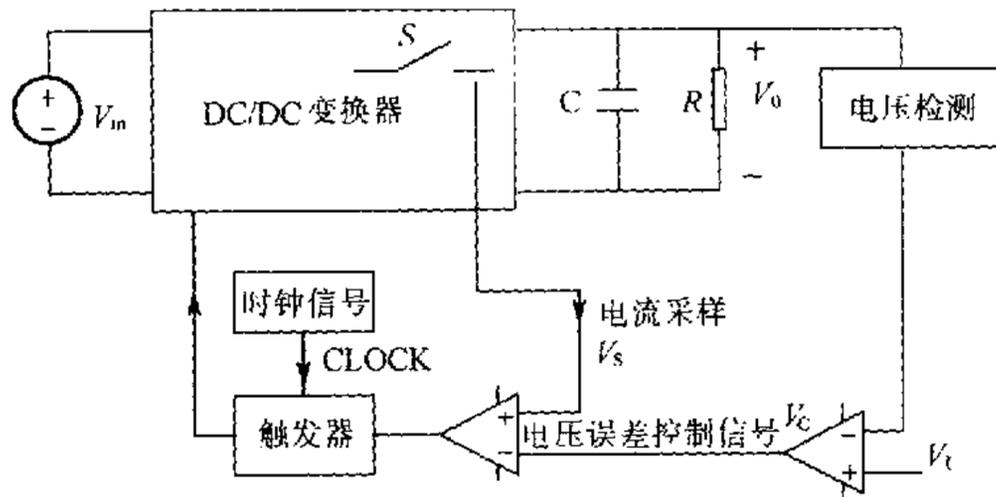
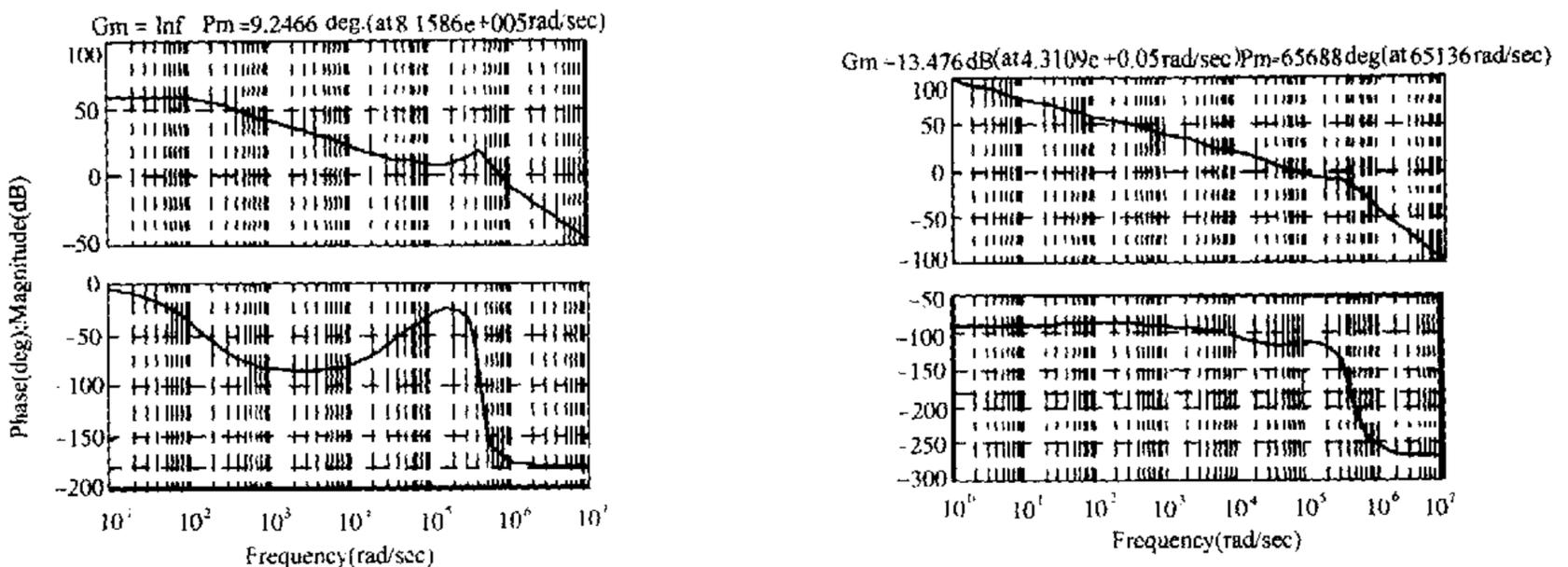


图 8 峰值电流模式控制的双环控制



(a) 电流环控制的特性

(b) 加校正网络后

图 9 峰值电流模式控制波特图

电压外环用如下的校正网络进行校正:

$$H(s) = 199.54 \frac{(1 \times 10^{-2}s + 1)}{(2.29 \times 10^{-5}s + 1)s}$$

校正后系统的开环波特图如图 9 (b) 所示, 穿越频率为 65136rad/s, 相位裕度为 65.7°。

## 4 两种控制方式性能的实验研究

### 4.1 输出电压稳态精度的比较

以变换器输出电压为 220V 为例, 观察输出电流变化时输出电压稳态精度的变化情况。

表 1 电压控制下输出电压的稳态精度

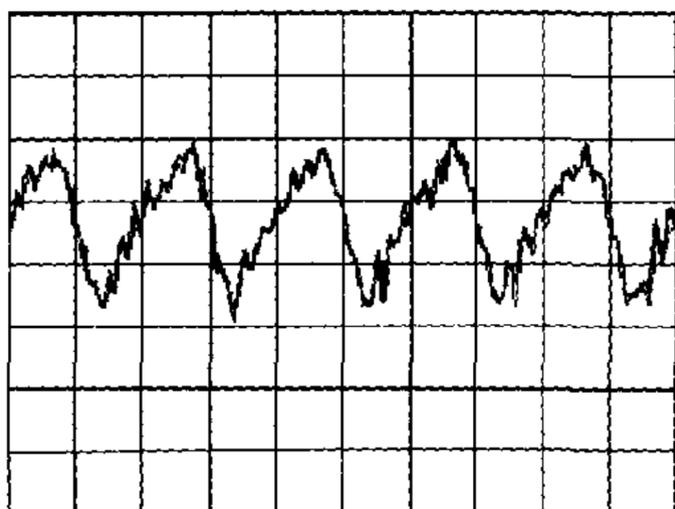
$I_o$ (A)	2.20	5.39	7.65	10.91
$V_o$ (V)	220.4	220.2	219.7	219.7
$V_{\text{ERROR}}$ (V)	0.4	0.2	0.3	0.3
ERROR%	0.18	0.09	0.14	0.14

表 2 峰值电流控制模式下输出电压的稳态精度

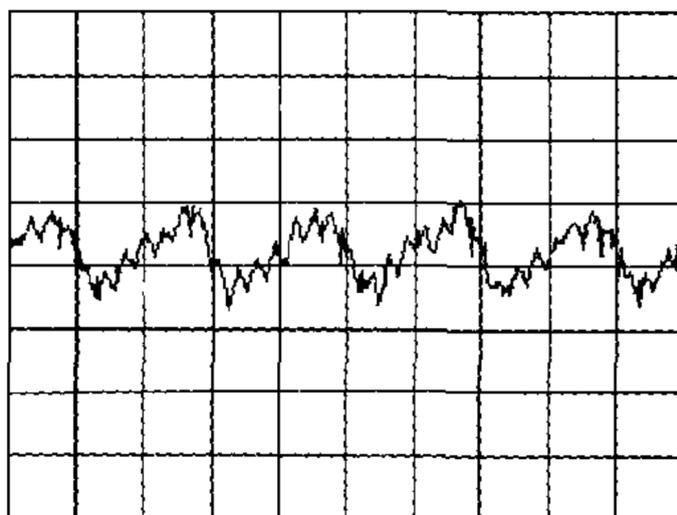
$I_o$ (A)	2.20	5.39	7.65	10.91
$V_o$ (V)	220.5	220.1	219.8	219.5
$V_{\text{ERROR}}$ (V)	0.5	0.1	0.2	0.5
ERROR%	0.23	0.045	0.09	0.23

由此可知, 用这两种控制方式的输出电压稳态精度相差无几。

### 4.2 输出电压的低频纹波的比较



(a) 电压模式控制



(b) 峰值电流模式控制

图 10 变换器输出电压纹波, 电压为 0.5V/DIV, 时间为 5ms/DIV

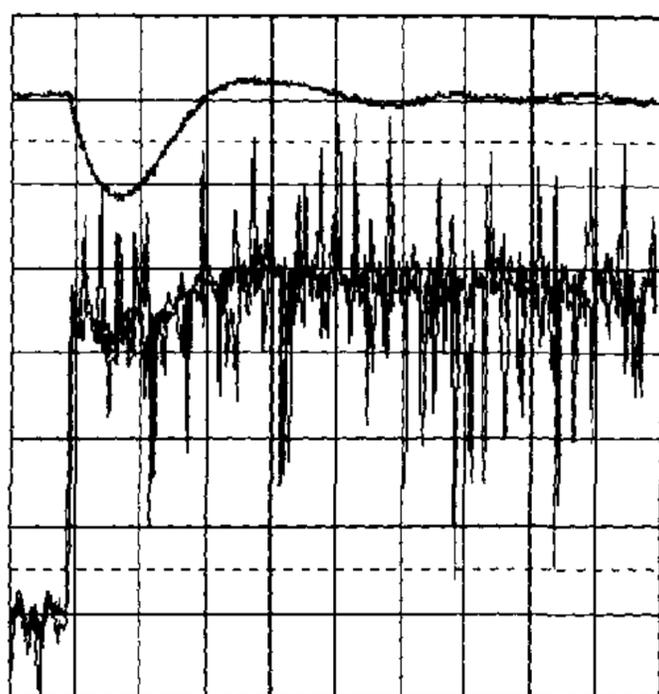
在输出电压为 220V, 输出电流为 10.91A 时, 电压控制模式下, 输出电压的纹波为 1.9V, 如图 10 (a)。峰值电流模式控制模式下, 输出电压的纹波为 0.8V, 如图 10 (b)。

### 4.3 负载突变时动态响应的比较

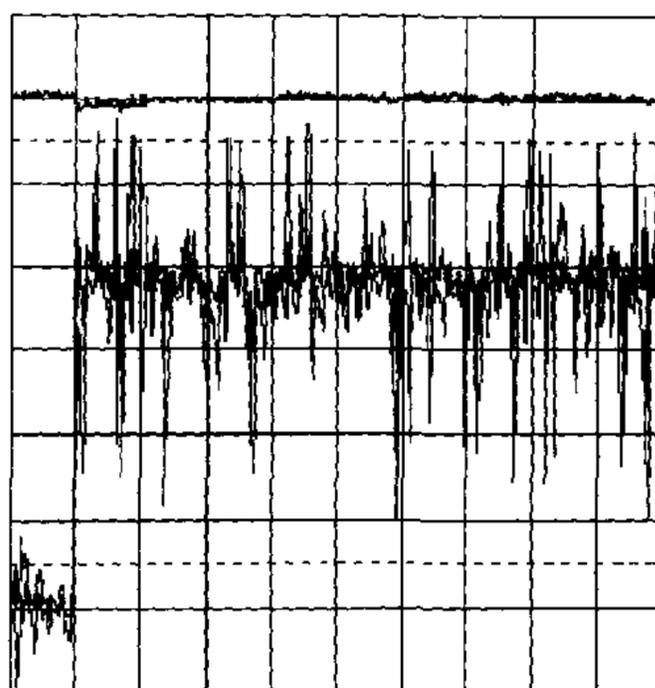
图 11 给出了输出电压为 220V, 输出电流从 2.20A 突变到 8.24A 时, 两种控制下输出电压、电流在负载突变情况下的波形。由图 11 (a) 可知, 在负载突变时, 输出电压有 22V 突变, 并且以 10ms 为周期衰减振荡; 而由图 11 (b) 可知, 输出电压仅有 1V 的突变, 并且立刻就稳定在 220V。可见, 峰值电流控制模式比电压控制模式具有更强的抗击负载扰动能力。

## 4 结论

电流控制模式交错并联双管正激变换器比电压控制模式交错并联双管正激变换器的频带宽, 具有较强的抑制输入电压纹波、抗击负载扰动能力。



(a) 电压模式控制



(b) 峰值电流模式控制

图 11 输出电压、电流在负载突变情况下的波形，电压为 20V/DIV，电流为 1.5A/DIV，时间为 5ms/DIV

### 参考文献

- [1] R. D. Middlebrook, S. Cuk., "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages"., IEEE PESC 1976, pp. 18-34.
- [2] V. Vorperian., "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch: Part I Continuous Conduction Mode", IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, March 1990, Vol. 26, No. 2.
- [3] V. Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch: Part II : Discontinuous Conduction Mode", IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, March 1990, Vol. 26, No. 2.
- [4] R. B. Ridley, "A New Continuous-Time Model for Current-Mode Control", Power Conversion and Intelligent Motion Conference, October, 1989.
- [5] R. B. Ridley, "A New, Continuous-Time Model for Current-Mode Control with Constant On-Time, Constant Off-Time, and Discontinuous Conduction Mode", IEEE PESC 1990.
- [6] V. Vorperian, "Analysis of Current-Mode Controlled PWM Converters Using the Current Controlled PWM Switch"., Power Conversion and Intelligent Motion 1990
- [7] 冯翰, 徐德鸿, "双管正激变换器交错并联的方法比较", 第 13 届中国电源学会年会论文集, pp87-92, 1999 年 11 月, 深圳。

### 作者简介

姜熠, 男, 2000 年 3 月获浙江大学电力电子与电力传动硕士学位, 现工作于杭州伊博电源公司。

徐德鸿, 男, 浙江大学电气工程学院教授, 博士生导师, 从事高频功率变换、基于电力电子技术的谐波、电力品质控制技术。

