

数字控制 400Hz 三相四线高功率因数 PWM 整流器研究

石健将¹ 杨永飞¹ 王文杰¹ 张际海² 张建国²

(1. 浙江大学电气工程学院 杭州 310027 2. 北京航空工程研究中心 北京 100076)

摘要 根据航空电源系统中 AC-DC 静止变流器的应用需要, 设计了一套数字控制 400Hz 三相四线高功率因数 PWM 整流器系统。传统的直接电流控制方法由于被控量是交流信号, 因而存在着相位静差问题, 本文采用基于 dq 同步旋转坐标变换的空间矢量控制方法, 实现了输入电流与输入电压间的相位无静差控制, 实现了高功率因数目的; 针对三相四线结构输出串联电容均压问题, 本文提出了输出串联电容均压环与中线电流环串联的双闭环控制方法, 实现了输出串联电容均压控制。最后在理论分析与仿真的基础上搭建了 3kW 原理样机, 仿真和实验结果均验证了该系统控制方法的正确性与可行性。

关键词: 400Hz 三相四线 高功率因数 无静差控制 均压控制

中图分类号: TM461

Digital Controlled 400Hz Three-Phase Four-Wire PWM Rectifier with High Power Factor

Shi Jianjiang¹ Yang Yongfei¹ Wang Wenjie¹ Zhang Jihai² Zhang Jianguo²

(1. Zhejiang University Hangzhou 310027 China 2. Beijing Aeronautical Technology Research Center Beijing 100076 China)

Abstract In this paper, a digital controlled 400Hz three-phase four-wire PWM rectifier with high power factor is designed for an aeronautical AC-DC converter. Static error exists in direct current control strategy due to sinusoidal reference. So space vector control strategy is used in this paper to realize zero-static-error and high input power factor. In three-phase four-wire topology, the output voltage of the series capacitors may imbalance. So the output voltage balancing outer loop in series with neutral current inner loop control strategy is proposed in this paper to realize voltage balance of series capacitors. At last, both Saber simulation results and experimental results verify the validity and feasibility of the control scheme.

Keywords: 400Hz, three-phase four-wire, high power factor, zero static error control, voltage sharing control

收稿日期 2011-02-25 改稿日期 2011-10-21

1 引言

随着电力电子技术的迅速发展和电力电子装置的广泛应用, 传统二极管不控整流和晶闸管相控整

流对电网的谐波污染越来越严重, 大量的谐波电流不仅会降低电网的功率因数、增加输电线路的功率损耗, 严重时还会使电网电压波形发生畸变, 使用电设备发生故障甚至直接损坏。随着全控型高频开关器件和 PWM 调制技术的发展, 高频 PWM 整流技术也得到迅速发展; 高频 PWM 整流器具有输入

电流正弦化、输入功率因数可控、输出直流电压稳定可控和能量可双向流动等优点，真正地实现了“绿色电能变换”，满足了现代用电设备对电网的电能质量要求。另一方面，随着高压直流输电、可再生能源并网发电、新型 UPS、能量存储、静止无功发生器（Static Idle Work Generator, SVG）等电力电子新技术的快速发展，中大功率高频 PWM 整流器的应用也越来越广泛，因此研究高性能的高频 PWM 整流器及其控制方法仍然是电力电子技术研究的热点，具有很高的应用价值 [1]。

本文针对航空静止变流器，设计了 400Hz 三相四线高功率因数 PWM 整流器主电路，分别建立了 abc 三相静止坐标系和 dq 同步旋转坐标系下的数学模型。针对传统 PWM 整流器电流内环控制方法输入电流与输入电压相位差较大的问题，本文采用基于 dq 同步旋转坐标变换的空间矢量控制方法，实现了输入电流与输入电压相位无静差控制，同时使输入电流波形具有很好的正弦度，达到了高功率因数的目的。针对直流输出端负载不对称等原因都可能引起输出串联电容两端电压不均衡的问题，本文提出了输出串联电容均压环与中线电流环串联的双闭环控制方法，很好地解决了输出串联电容的均压问题。

2 三相四线 PWM 整流器设计与建模

高频 PWM 整流技术经过 20 多年的发展，产生了多种拓扑结构，其中三相六开关 PWM 整流器由于具有输入电流 THD 小、能量可双向流动等优点而在中大功率场合广泛应用 [2-4]。考虑实际应用的需要，本文选择系统功率主电路为三相四线六开关结构，如图 1 所示。

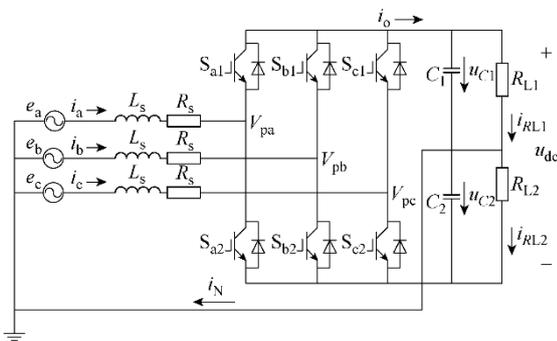


图 1 三相四线 PWM 整流器拓扑

Fig.1 The topology of three-phase four-wire PWM rectifier

为便于分析与简化系统模型，特做如下假设：

- (1) 开关器件均为理想器件，无开关延时和导

通压降。

- (2) 三相输入电源为理想的对称电压源。

(3) 同一桥臂上下开关管互补导通，不存在死区时间。

(4) 两直流输出滤波电容均为理想电容，且电容值相等，即 $C_1=C_2=C$ 。

定义三相各桥臂的开关函数为

$$S_k = \begin{cases} 1 & k\text{相的下管导通} \\ -1 & k\text{相的上管导通} \end{cases} \quad k = a, b, c \quad (1)$$

则 PWM 整流器交流侧电压可表示为

$$\begin{cases} v_{pa} = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2}S_a\right)u_{C1} - \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}S_a\right)u_{C2} \\ v_{pb} = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2}S_b\right)u_{C1} - \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}S_b\right)u_{C2} \\ v_{pc} = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2}S_c\right)u_{C1} - \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}S_c\right)u_{C2} \end{cases} \quad (2)$$

定义两输出电容偏压为 $\Delta u = u_{C1} - u_{C2}$ ，整流器直流输出电压为 $u_{dc} = u_{C1} + u_{C2}$ ，则由基尔霍夫电压定律得到三相四线 PWM 整流器在 abc 三相静止坐标系下的高频模型为

$$\begin{cases} L_s \frac{di_a}{dt} + R_s i_a = e_a + \frac{1}{2}S_a u_{dc} - \frac{1}{2}\Delta u \\ L_s \frac{di_b}{dt} + R_s i_b = e_b + \frac{1}{2}S_b u_{dc} - \frac{1}{2}\Delta u \\ L_s \frac{di_c}{dt} + R_s i_c = e_c + \frac{1}{2}S_c u_{dc} - \frac{1}{2}\Delta u \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = -S_a i_a - S_b i_b - S_c i_c - (i_{RL1} + i_{RL2}) \\ C \frac{d\Delta u}{dt} = i_a + i_b + i_c - (i_{RL1} - i_{RL2}) = i_N - (i_{RL1} - i_{RL2}) \end{cases} \quad (3)$$

由于控制上选择双极性 PWM 调制方式，可得开关函数在开关周期内的平均值与占空比之间的关系为 $s_k = 2d_k - 1$ ，代入式 (3) 即得三相四线 PWM 整流器的开关周期平均模型

$$\left\{ \begin{aligned} &L_s \frac{d \langle i_a \rangle_{T_s} + R_s \langle i_a \rangle_{T_s} = \langle e_a \rangle_{T_s} + \left(d_a - \frac{1}{2} \right) \langle u_{dc} \rangle_{T_s} - \frac{1}{2} \langle \Delta u \rangle_{T_s} \\ &L_s \frac{d \langle i_b \rangle_{T_s} + R_s \langle i_b \rangle_{T_s} = \langle e_b \rangle_{T_s} + \left(d_b - \frac{1}{2} \right) \langle u_{dc} \rangle_{T_s} - \frac{1}{2} \langle \Delta u \rangle_{T_s} \\ &L_s \frac{d \langle i_c \rangle_{T_s} + R_s \langle i_c \rangle_{T_s} = \langle e_c \rangle_{T_s} + \left(d_c - \frac{1}{2} \right) \langle u_{dc} \rangle_{T_s} - \frac{1}{2} \langle \Delta u \rangle_{T_s} \\ &C \frac{d \langle u_{dc} \rangle_{T_s} = -(2d_a - 1) \langle i_a \rangle_{T_s} - (2d_b - 1) \langle i_b \rangle_{T_s} - (2d_c - 1) \langle i_c \rangle_{T_s} - \langle i_{RL1} + i_{RL2} \rangle_{T_s} \\ &C \frac{d \langle \Delta u \rangle_{T_s} = \langle i_a \rangle_{T_s} + \langle i_b \rangle_{T_s} + \langle i_c \rangle_{T_s} - \langle i_{RL1} - i_{RL2} \rangle_{T_s} \end{aligned} \right. \quad (4)$$

由式 (4) 可知：当主电路为三相四线结构时，三相输入之间实现了完全解耦，可以对三相输入电流进行独立控制。但由于输入电流为交流量，在三相静止坐标系下控制输入电流，其与输入电压之间会有较大的相位差，不能实现高功率因数 [5-9]。采用空间矢量控制可以在 dq 同步旋转坐标系下实现对输入电流的无静差控制，使输入电流具有很好的正弦度并保持与输入电压同相位，实现高功率因数。

设计 abc 三相静止坐标系到 αβγ 三维欧氏空间之间的变换矩阵为

$$T_{abc-\alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (5)$$

而从 αβγ 三维欧氏空间到 dq 同步旋转坐标系之间的变换矩阵为

$$T_{\alpha\beta\gamma-dq0} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (6)$$

应用变换矩阵式 (5) 和式 (6) 对式 (4) 进行 dq 同步旋转坐标变换，得三相四线 PWM 整流器在 dq 同步旋转坐标系下的数学模型

$$\left\{ \begin{aligned} &L_s \frac{d \langle i_d \rangle_{T_s} + R_s \langle i_d \rangle_{T_s} = \langle e_d \rangle_{T_s} + d_d \langle u_{dc} \rangle_{T_s} - \omega L_s \langle i_q \rangle_{T_s} \\ &L_s \frac{d \langle i_q \rangle_{T_s} + R_s \langle i_q \rangle_{T_s} = \langle e_q \rangle_{T_s} + d_q \langle u_{dc} \rangle_{T_s} + \omega L_s \langle i_d \rangle_{T_s} \\ &L_s \frac{d \langle i_0 \rangle_{T_s} + R_s \langle i_0 \rangle_{T_s} = \left(d_0 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \langle u_{dc} \rangle_{T_s} - \frac{\sqrt{3}}{2} \langle \Delta u \rangle_{T_s} \\ &C \frac{d \langle u_{dc} \rangle_{T_s} = -2d_d \langle i_d \rangle_{T_s} - 2d_q \langle i_q \rangle_{T_s} - 2 \left(d_0 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \langle i_0 \rangle_{T_s} - \langle i_{RL1} + i_{RL2} \rangle_{T_s} \\ &C \frac{d \langle \Delta u \rangle_{T_s} = \sqrt{3} \langle i_0 \rangle_{T_s} - \langle i_{RL1} - i_{RL2} \rangle_{T_s} \end{aligned} \right. \quad (7)$$

3 三相四线 PWM 整流器控制系统设计

式 (7) 表明，经过 dq 同步旋转坐标变换后，三相输入电流的 d、q 两轴之间出现了耦合关系，控制上无法按单输入单输出系统对 d、q 和 0 轴分别进行独立控制。为此，需要引入前馈解耦控制，如图 2 所示。经过前馈解耦控制后，即可得到 d、q 轴之间完全解耦的输入电流数学模型

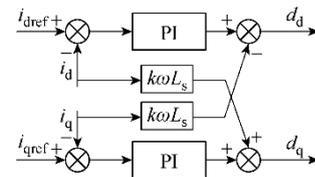


图 2 dq 轴间的前馈解耦控制框图

Fig.2 The diagram of decoupling control between dq axis

$$\left\{ \begin{aligned} &L_s \frac{d \langle i_d \rangle_{T_s} + R_s \langle i_d \rangle_{T_s} = \langle e_d \rangle_{T_s} + d_d \langle u_{dc} \rangle_{T_s} \\ &L_s \frac{d \langle i_q \rangle_{T_s} + R_s \langle i_q \rangle_{T_s} = \langle e_q \rangle_{T_s} + d_q \langle u_{dc} \rangle_{T_s} \\ &L_s \frac{d \langle i_0 \rangle_{T_s} + R_s \langle i_0 \rangle_{T_s} = \left(d_0 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \langle u_{dc} \rangle_{T_s} - \frac{\sqrt{3}}{2} \langle \Delta u \rangle_{T_s} \end{aligned} \right. \quad (8)$$

假设三相静止坐标系下输入电流的表达式为

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_m \cos(\omega t + \varphi_1) + \frac{i_N}{3} \\ I_m \cos(\omega t + \varphi_1 - 120^\circ) + \frac{i_N}{3} \\ I_m \cos(\omega t + \varphi_1 + 120^\circ) + \frac{i_N}{3} \end{pmatrix} \quad (9)$$

再假设 dq 同步旋转坐标变换矩阵的相角为 $\theta = \omega t + \varphi_2$ (亦为输入电压的相角), 则通过变换矩阵对三相输入电流做同步旋转变换后得到

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \\ \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\varphi_2 - \varphi_1) \\ \frac{\sqrt{3}}{3} i_N \end{pmatrix} \quad (10)$$

式 (10) 表明, 由于变换矩阵与输入电流的初始相角都是确定的, 三相静止坐标系下的交流输入电流变换成了 dq 同步旋转坐标系下的直流量, 且输入电流的 d 轴分量反映了系统输入的有功功率, 而 q 轴分量反映了系统输入的无功功率。因此, 此时采用传统的 PI 控制使 $i_q=0$ 、 $i_d=i_{dref}$, 即可实现对输入电流的无静差控制, 使输入电流与输入电压完全同相位, 同时使输入电流具有很好的正弦度, 达到高功率因数目的。

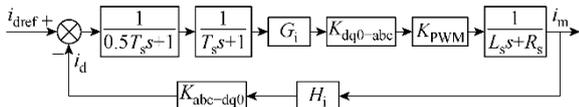


图3 输入电流内环控制框图

Fig.3 The block diagram of the input-current control loop

对解耦后 dq 同步旋转坐标系下的数学模型应用扰动和线性化处理方法 [10], 得到输入电流内环控制系统如图 3 所示, 图中两一阶惯性环节用来等效 A-D 采样和 PWM 调制环节的延时; G_i 为电流内环控制器, 一般为 PI 环节; $K_{abc-dq0} = \sqrt{3}/2$ 和 $K_{dq0-abc} = \sqrt{2}/3$ 为等功率变换过程中的变换系数; $K_{PWM} = U_{dc} / (2U_{tri})$ 为整流器的等效增益, 其中 U_{tri} 是双极性 PWM 调制中三角载波的幅值; H_i 为输入电流采样系数。

假设系统输出负载对称, 即 $R_{L1} = R_{L2} = R_L$, 则输出电压外环控制系统如图 4 所示, 其中 G_v 为电压外环控制器; G_{ic} 为电流内环闭环传递函数; H_v 为输出直流电压采样系数; $G(s) = k_o(1 - T_z s) / (1 + T_p s)$ 为输入电流幅值到输出直流电压的传递函数, 其中

$K_o = 3R_L(e_m - 2R_s I_m) / (2U_{dc})$ 、 $T_z = L_s I_m / (e_m - 2R_s I_m)$ 、 $T_p = 1 + 0.5R_L C$ 。由于电压外环开环传递函数中存在一个右半平面的零点, 因此在设计控制器参数时不能简单地按最小相位系统进行设计, 必须充分考虑右半平面零点的影响, 否则可能影响系统的性能甚至导致系统不稳定。

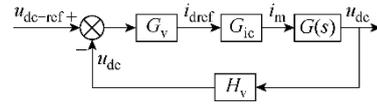


图4 输出电压外环的控制框图

Fig.4 The diagram of the control loop for output voltage

由于主电路为三相四线结构, 输出直流端负载不对称或电流控制器输出信号中出现直流干扰等情况都可能引起输出串联电容不均压, 影响系统的正常工作 [11-13]。由三相四线 PWM 整流器系统模型对输出串联电容不均压的原因进行分析可知, 系统中线电流是引起输出串联电容不均压的根本原因, 输出直流端负载不对称和电流控制器输出信号出现直流干扰等最终都要通过中线电流引起输出串联电容不均压。相反, 通过控制系统中线电流则可以对输出串联电容不均压情况进行有效控制。因而本文提出了一种输出串联电容均压环与中线电流环串联的双闭环控制方法, 控制原理如图 5 所示。当系统因负载不对称或干扰等原因导致输出串联电容出现偏压时, 均压外环控制器的输出为一常数, 该常数作为 0 轴电流的给定值, 通过电流内环控制器在调制信号中产生直流偏置, 最终在系统的中线电流中产生直流分量, 使输出串联电容电压恢复均衡。而在输出串联电容均压时, 系统中线电流的给定值为 0, 不影响系统正常工作。

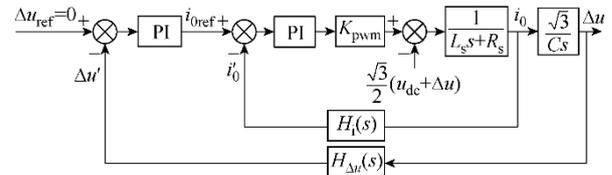


图5 输出串联电容均压控制系统原理图

Fig.5 The diagram of the voltage balancing control strategy

对上述控制方法进行综合, 得到三相四线高功率因数 PWM 整流器控制系统原理框图, 如图 6 所示; 其中 dq 同步旋转坐标变换与反变换、PI 控制参数计算、PWM 控制信号生成等均由 TMS320 F2812 数字信号处理器实现, 因此该系统为全数字控制系统。

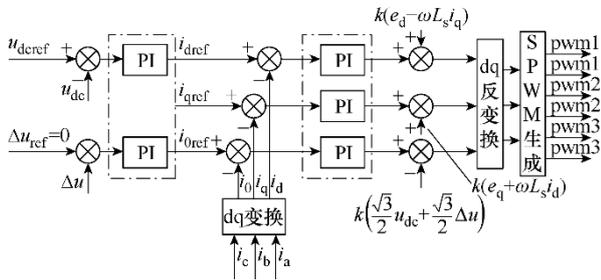


图 6 三相四线高功率因数 PWM 整流器控制系统原理图

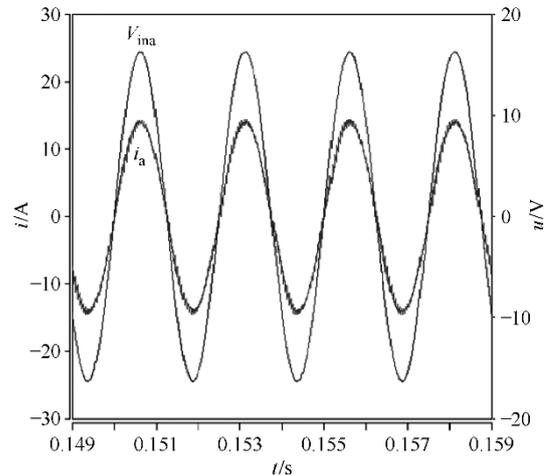
Fig.6 The block diagram of control system of three-phase four-wire PWM rectifier

由于主电路为 Boost 型拓扑，在启动的过程中输入电流会有较大的无功分量，导致输入电流过冲严重，很容易引起输入过流保护甚至损坏开关管。工程上多采用串电阻的方法来解决启动问题。本文采用输入电流软启动的方法，在启动过程中将输入电流限值由零逐渐增加至最大值。由于在启动开始时刻输入电流给定被限制在很小的数值，因此电流内环会很快进入闭环状态，使无功电流迅速减小甚至降为零。随着电流给定限值的不断增加，输出电压也逐渐上升至额定值，使系统进入稳定工作状态、完成启动过程。

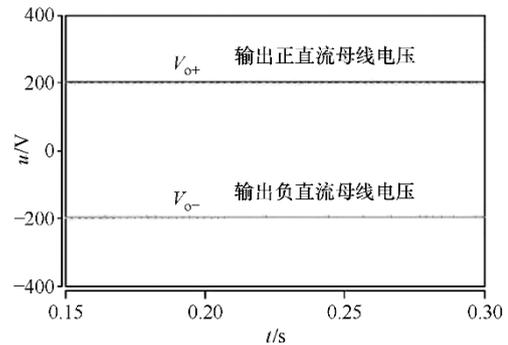
4 仿真与实验

根据上述的控制方法设计了额定功率为 3kW 的原理样机，输入三相交流电压为 115V/400Hz，输出直流电压为 ±200V，输入滤波电感为 2.7mH，两输出串联滤波电容均为 2 200μF，开关频率为 20kHz。

应用 Saber 软件对系统进行了仿真，其中图 7a 为 A 相输入电流仿真波形，该电流波形具有较好的正弦度，THD 值仅为 4.6%，且输入电流与输入电压同相位，具有较高的功率因数；图 7b 为输出电压仿真波形，正、负直流母线电压均衡且很好地稳定在额定值。



(a) 满载时 A 相输入电流



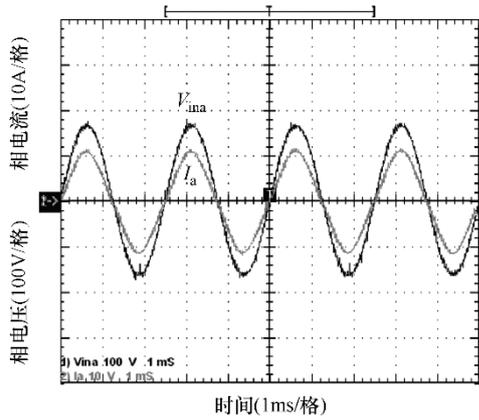
(b) 满载时输出电压

图 7 系统输入电流与输出电压仿真波形

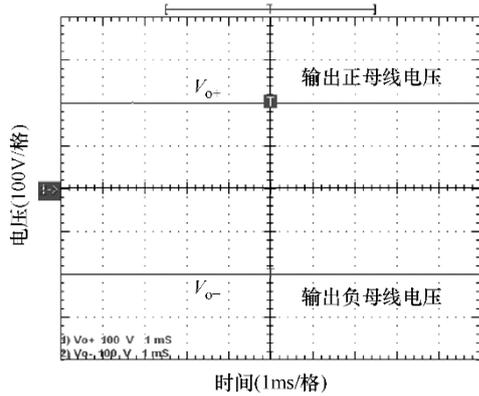
Fig.7 The simulation waveforms of the input current and output voltage

根据控制系统设计和仿真参数搭建了 3kW 原理样机。负载对称情况下系统稳态实验波形如图 8 所示，其中图 8a 为 A 相输入电流与电压波形，相电流 THD 值为 6.3%，且输入电流与输入电压始终保持同相位；图 8b 为输出电压波形，正、负直流母线电压均衡且为额定值。

负载不对称情况，即当输出端正直流母线负载为 37.2Ω、负直流母线负载为 72.6Ω时，实验波形如图 9 所示。其中图 9a 为系统输入电流、电压和中线电流实验波形，与负载对称情况相比，系统输入电流 THD 略有增加，但仍具有较好的正弦度；而中线



(a) A相输入电流、电压



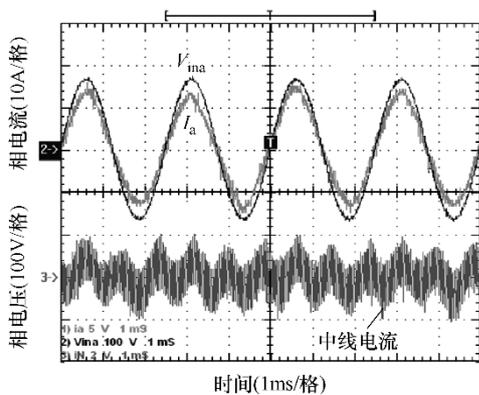
(b) 输出电压

图8 负载对称情况下系统稳态实验波形

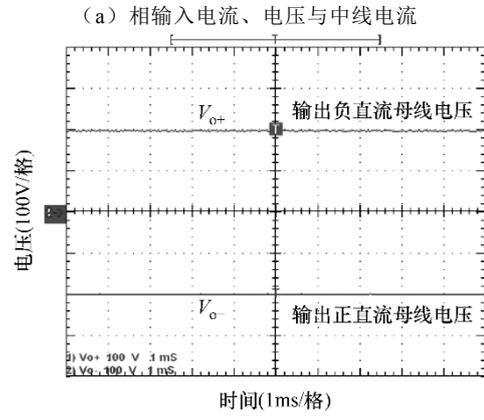
Fig.8 The experiment waveforms under the case of the balancing load

电流则不断变化以实现输出串联电容均压。图9b为输出串联电容两端电压，可见虽然负载不对称情况严重，但通过中线电流的不断调节，两输出滤波电容仍很好地实现了串联均压。

上述仿真和实验结果均表明，本文所设计的系统及其空间矢量控制方法很好地实现了三相四线高功率因数PWM整流器的输入电流电压相位无静差控制；而输出串联电容均压环和中线电流环串联的双闭环控制方法在负载不对称的情况下也能够很好的实现对输出串联电容的均压控制。



时间(1ms/格)



(b) 输出电压

图9 负载不对称情况下系统

Fig.9 The experimental waveforms under the case of the imbalance load

5 结论

本文针对三相四线整流器的特点，采用了三相四线六开关Boost拓扑作为功率主电路，并进行了主电路系统建模分析；为了实现了输入电流电压相位无静差控制、达到高功率因数的目的，文中采用基于dq同步旋转坐标变换的空间矢量控制方法；针对负载不对称等原因造成的输出不均压问题，文中提出了输出串联电容均压环与中线电流环串联的双闭环控制方法。仿真和实验结果都验证了本文整流器系统控制方法的正确性与可行性。

参考文献

- [1] 张崇巍, 张兴. PWM整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [2] 李玉玲. 电流型PWM整流器及其控制策略的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2006.
- [3] 朱士海, 钱江, 钱照明. 三相AC-DC功率因数校正拓扑比较[J]. 电工电能新技术, 2002, 21(2): 72-76. Zhu Shihai, Qian Jiang, Qian Zhaoming. Comparison of three-phase AC-DC power factor correction topology[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2002, 21(2): 72-76.
- [4] Bhim Singh, Brij N Singh, Ambrish Chandra. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(3): 641-660.
- [5] 何海洋. 三相高功率因素整流器研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2006.

- [6] 陈瑶, 金新民, 童亦斌. 三相四线系统中三相电压型 PWM 整流器控制策略 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 64-68.
Chen Yao, Jin Xinmin, Tong Yibin. Control strategy of three phase voltage source PWM rectifier in three-phase four-wire systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(7): 64-68
- [7] 王英, 张纯江, 陈辉明. 三相 PWM 整流器新型相位幅值控制数学模型及其控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 85-89.
Wang Ying, Zhang Chunjiang, Chen Huiming. A new phase and amplitude control strategy and mathematics model of three-phase voltage rectifier [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 85-89.
- [8] 郭文杰, 林飞, 郑琼林. 三相电压型 PWM 整流器的级联式非线性 PI 控制 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 138-143.
Guo Wenjie, Lin Fei, Zheng Qionglin. The cascaded nonlinear PI control for three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 138-143.
- [9] Rajesh Ghosh, Narayanan G. Control of three-phase, four-wire PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 96-106.
- [10] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [11] Lo YuKang, Song TzuHemg, Chiu HuangJen. Analysis and elimination of voltage imbalance between the split capacitors in half-bridge boost rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(5): 1175-1177.
- [12] Ramesh Srinivasan, Ramesh Oruganti. A unity power factor converter using half-bridge boost topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(3): 487-499.
- [13] Jianjiang Shi, Baochen Wang, Xi Lu, et al. 400Hz three-phase PWM rectifier based on vector control with zero static error compensation[C]. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Korea, 2009: 76-80.

作者简介:石健将 男, 1969 年生, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子组合变换器、三相功率因数校正、航空电源和智能固态变压器等。杨永飞 男, 1985 年生, 硕士研究生, 研究方向为 DC-