

带中点电位平衡控制的 VIENNA 整流器简化 SVPWM 双闭环控制

姜海鹏^{1 2}, 刘永强¹

(1. 华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510640; 2. 海华电子企业(中国)有限公司, 广东 广州 510656)

摘要: 针对三电平 VIENNA 整流器存在的固有中点电压波动和传统 SVPWM(空间矢量脉宽调制)计算繁琐的不足,将直流侧中点电压偏差引入到电压定向电流解耦闭环控制中,通过调节指令电流的直流偏移量实现直流侧中点电压平衡控制,并探索了一种基于两电平空间矢量平面的三电平 SVPWM 简化算法。结合等效电路分析了整流器工作原理,并给出了简化 SVPWM 占空比和中点补偿系数选取依据。最后搭建了一台实验样机,实验结果验证了该方案的可行性和正确性。

关键词: VIENNA 整流器; 电压定向电流解耦控制; 中点电位平衡控制; 简化 SVPWM 算法

中图分类号: TM 46

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2014)02-0035-07

Simplified SVPWM dual closed loop vector control method for VIENNA rectifier with midpoint potential balance control

JIANG Hai-peng^{1 2}, LIU Yong-qiang¹

(1. College of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China;

2. Haihua Electronics Enterprise (China) Corporation, Guangzhou 510656, China)

Abstract: Aiming at the inherent problems of midpoint voltage fluctuation and complex space vector pulse width modulation (SVPWM) of three-level VIENNA rectifier, the DC-link midpoint voltage error was introduced to the dual closed-loop control and the DC-link midpoint voltage balance control was solved by regulating the DC offset of the reference current. Combining with equivalent circuit, a simplified three-level SVPWM algorithm based on three-level principle was proposed for this topology, the working principle of VIENNA rectifier was analyzed, and finally a prototype of VIENNA rectifier was built. Experimental results show that the adoption of this scheme ensures that the VIENNA rectifier not only owns excellent network-side performance, but also has a good static and dynamic performance and the midpoint balance characteristics.

Key words: VIENNA rectifier; dual closed-loop control; midpoint potential balance control; space vector pulse width modulation

收稿日期: 2013-07-26

基金项目: 国家自然科学基金(61104181)

作者简介: 姜海鹏(1978—),男,博士研究生,研究方向为新型电力电子变换器及其控制技术;

刘永强(1961—),男,教授,博士生导师,研究方向为电力电子在电力系统中的应用。

通讯作者: 姜海鹏

0 引言

VIENNA 整流器是一种两象限中点箝位式三电平 PWM 整流器拓扑^[1-3]。VIENNA 整流器具有功率因数高、输入电流 THD 低、开关器件少、开关应力低、无开关死区问题、可靠性高等优点,特别适用于能量单向流动的中大功率场合,该变换器控制是核心,对该整流器控制问题展开研究具有重要的理论意义和工程价值。

VIENNA 整流器输入相电压为三电平,同传统三电平整流器拓扑一样存在中点波动问题,中点电位波动会带来偶次谐波,增大电容及功率器件电压应力^[4-12]。文献[4-5]研究了滞环电流控制方法下三电平逆变器的中点平衡抑制策略;文献[6-7]研究了二极管箝位式三电平整流器中点平衡控制方法,但均是在传统空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)基础上开展的中点平衡控制;

针对 VIENNA 整流器,文献[8]研究了电网三相不平衡下的控制方法;文献[9]分别研究了一种基于随机开关频率的传统滞环电流控制方法和定频平均电流控制方法,但均未进行有效的中点平衡控制,存在中点波动问题;文献[10]对单周期控制下的中点电位进行了分析和控制,文献[11]研究了适用于能量平衡同步控制方法的中点平衡控制;但文献[10-11]对简化 SVPWM 或双闭环控制方法下的中点平衡控制均未进行探讨。文献[12]虽将双闭环控制应用于 VIENNA 整流器,但采用的 SVPWM 复杂,计算量大,本文采用了一种简化 SVPWM 克服了上述不足,并通过调节指令电流的直流偏移量实现直流侧中点电压平衡控制,本文 SVPWM 算法和中点平衡控制方法均与上述文献不同,是目前研究工作的进一步拓展。

电压定向电流解耦闭环控制因其控制性能优越、响应快速、简单易行而广泛运用于 PWM 整流器等功率因数校正电路^[13-15]。本文将该闭环控制策略拓展至 VIENNA 整流器中,并针对上述中点波动问题,通过调节直流偏移量实现直流侧中点电压平衡控制,并探索了一种基于两电平空间矢量平面的三电平 SVPWM 简化算法,分析了原理,给出了理论依据。最后搭建了一台实验样机,实验结果表明该方案的采用确保了 VIENNA 整流器系统具有优良的输入性能和直流稳压性能的同时,较好地实现了中点电压平衡控制。

1 电路拓扑

VIENNA 整流器电路拓扑如图 1 所示。由三相

不控整流桥及 3 个连接于整流器输入点及直流母线电容中点的 3 个双向开关(S_a 、 S_b 、 S_c 表示 3 个开关的状态 0 为开,1 为合)构成,其每个开关管承受的最大电压是输出母线电压的一半,因此可以采用低耐压器件用于大功率场合。

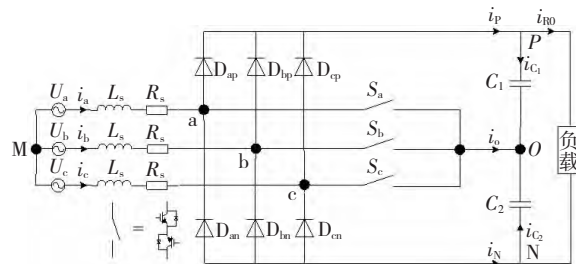


图 1 VIENNA 整流器主电路拓扑

Fig. 1 Main circuit topology of VIENNA rectifier

由图 1 可得 VIENNA 交流侧电压平衡方程为

$$\left. \begin{aligned} L_s \frac{di_a}{dt} &= U_a - i_a R_s - U_{a0} - U_{OM} \\ L_s \frac{di_b}{dt} &= U_b - i_b R_s - U_{b0} - U_{OM} \\ L_s \frac{di_c}{dt} &= U_c - i_c R_s - U_{c0} - U_{OM} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: U_a 、 U_b 、 U_c 为电网电压; L_s 为升压电感; i_a 、 i_b 、 i_c 为电感电流; U_{OM} 为电容中性点到电网中性点电压; U_{a0} 、 U_{b0} 、 U_{c0} 为整流器输入相电压。

由图 1 知,以 a 相为例,当开关 S_a 开通时,整流器 a 相输入端被箝位在直流侧中点 O;当开关 S_a 关断时,整流器 a 相输入端电压为 $+U_{C1}$ 或 $-U_{C2}$,电压正负由 a 相电流极性决定,得到各相相电压为三电平。各相输入端相对直流侧电容中点电压为

$$U_{i0} = \begin{cases} 0, & S_i = 1, \\ U_{C1}, & S_i = 0, i_i > 0, i = a, b, c, \\ -U_{C2}, & S_i = 0, i_i < 0. \end{cases} \quad (2)$$

式中 U_{C1} 、 U_{C2} 为直流侧电容 C_1 、 C_2 的电压。

直流侧中点平衡时, $U_{C1} = U_{C2} = U_{dc}/2$,对于三相电网平衡系统,可知

$$U_{OM} = -\frac{U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}}{3} \quad (3)$$

如不满足式(3),则 U_{OM} 不等于零,VIENNA 整流器同传统三电平拓扑一样存在中点偏移问题^[10-11]。

2 三电平 SVPWM 简化算法及工作状态分析

2.1 简化 SVPWM 算法

传统三电平 SVPWM 算法是从两电平的最近矢

量合成算法推演而得到的,但引入了大量的三角函数计算,算法的复杂程度较大。要想简化三电平算法,必须适当分解其参考电压矢量。将一种基于两电平 SVPWM 的简化算法应用于 VIENNA 整流器中,以简化各矢量作用时间计算。

由式(1)可知,每相桥臂都有 3 个状态($K_j=2$, 1 0, 其中 2 表示为电流从该相流至中点 O 的开关导通, 1 为开关全部关断, 0 为电流从中点 O 流至该相的开关导通), 综合三相桥臂状态, 除去 VIENNA 整流器不可能出现的状态“2 2 2”及“0 0 0”, 总共三相桥臂开关状态总数为 $3^3-2=25$, 可以产生 19 个不同的电压矢量, 得到 VIENNA 整流器桥臂状态矢量图如图 2(a) 所示。每相桥臂状态为“2”和“0”时, 对应桥臂开关管状态为“0”; 每相桥臂状态为“1”时, 对应桥臂开关管状态为“1”, 得到电压空间矢量图如图 2(b) 所示。

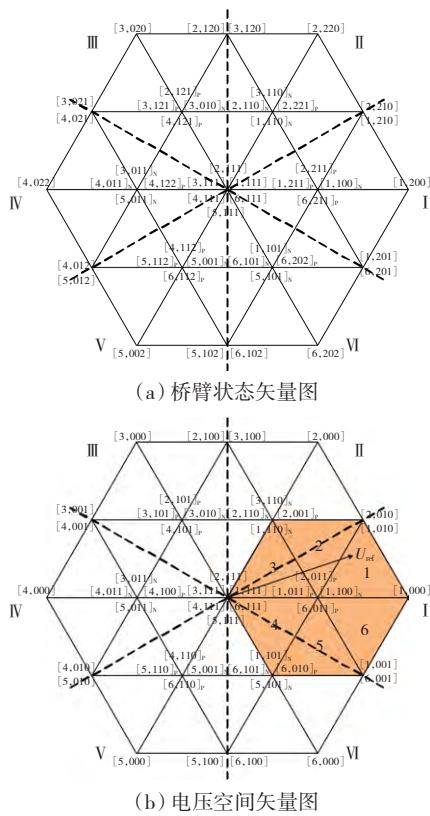


图 2 VIENNA 整流器桥臂状态及电压空间矢量图
Fig. 2 The bridge arm state vector and the voltage space vector for VIENNA rectifier

把三电平 VIENNA 整流器空间矢量分解为 6 个两电平矢量, 各扇区小矢量为对应两电平区域中心矢量。如图 2(b) 中阴影部分为参考电压矢量 U_{ref} 落入第 I 扇区时对应的两电平空间矢量图, 此时将该两电平区域的各个矢量及 U_{ref} 分别减去中心矢量投影到 abc 坐标系下的电压幅值, 此时得到的 U'_{ref} 即为

两电平空间矢量的修正参考电压矢量, 如图 3 所示。其它区间类似此原理进行修正, 各扇区参考电压修正值如表 1 所示(表中数据含义为: 以第 I 扇区为例, 三相修正电压 U'_a, U'_b, U'_c 修正的电压值分别为 $U_{dc}/3, -U_{dc}/6, -U_{dc}/6$)。

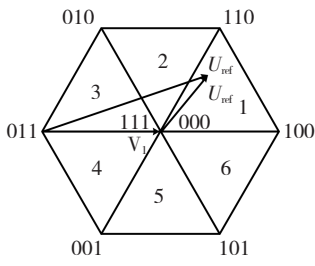


图 3 第 I 扇区分解的两电平空间矢量
Fig. 3 The decomposition two-level vector of sector I

结合表 1 计算得到各矢量修正后矢量幅值, 根据 SVPWM 调制策略原理, 可计算得到 VIENNA 整流器三相功率器件导通时间分别为

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{2\sqrt{3}U'_\alpha T_s}{U_{dc}}, \\ Y &= \frac{(\sqrt{3}U'_\beta + 3U'_\alpha) T_s}{U_{dc}}, \\ Z &= \frac{(\sqrt{3}U'_\beta - 3U'_\alpha) T_s}{U_{dc}}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中 U'_α, U'_β 分别为 abc 坐标系下修正后参考电压矢量 U_{ref} 变换至 $\alpha-\beta$ 坐标系下的电压值。

表 1 各扇区参考电压修正值

Table 1 correction value of each sector

扇区\各相修正电压	U'_a	U'_b	U'_c
I	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$	$-U_{dc}/6$
II	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$	$-U_{dc}/3$
III	$-U_{dc}/6$	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
IV	$-U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$
V	$-U_{dc}/6$	$-U_{dc}/6$	$U_{dc}/3$
VI	$U_{dc}/6$	$-U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$

2.2 工作状态分析

为了分析简化 SVPWM 调制策略下 VIENNA 整流器工作状态, 首先将三相输入电压划分为 6 个区间, 每个区间间隔为 60° , 如图 4 所示。

以第 I 扇区($U_a > 0, U_b < 0, U_c < 0$)为例分析, 每个开关管只有两个状态(1 为导通, 0 为关断), 则存在第 I 扇区内存在 2^3 个开关状态(如表 2 所示), 整流器在每个开关状态下的工作情况如下所示, 各个状态下的等效电路如图 5 所示, 其他扇区工作状态

类似。

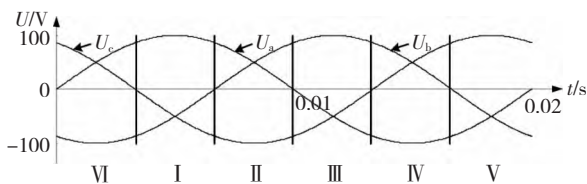


图4 扇区划分图

Fig. 4 Sectorized map

表2 开关状态

Table 2 Switch status

开关管	开关状态							
S_a	0	0	0	0	1	1	1	1
S_b	0	0	1	1	0	0	1	1
S_c	0	1	0	1	0	1	0	1

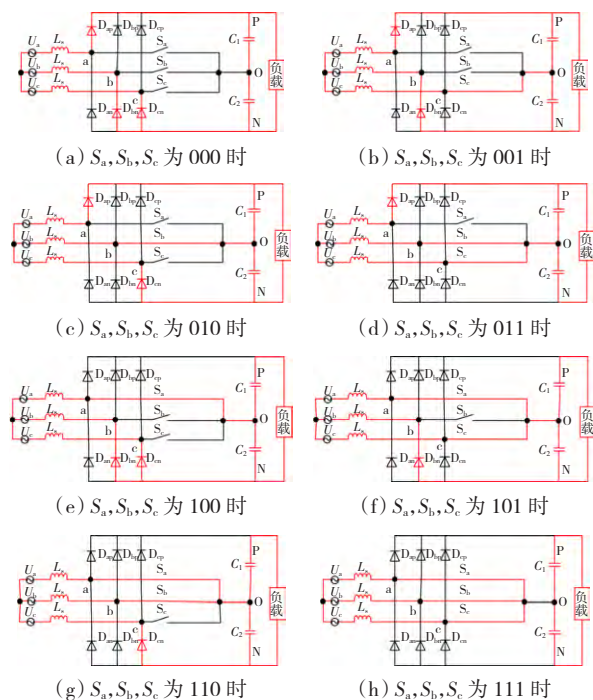


图5 第I扇区 ($U_a > 0$ $U_b < 0$ $U_c < 0$) 下不同状态等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of different state of sector I ($U_a > 0$ $U_b < 0$ $U_c < 0$)

(a) 状态000: 开关管 S_a 、 S_b 、 S_c 关断, $U_{a0} = U_{C1}$, $U_{b0} = -U_{C2}$ 、 $U_{c0} = -U_{C2}$, 电源经 L_s 对电容 C_1 、 C_2 充电;

(b) 状态001: 开关管 S_a 、 S_b 关断 S_c 开通, $U_{a0} = U_{C1}$ 、 $U_{b0} = -U_{C2}$ 、 $U_{c0} = 0$, 电源通过 L_s 一起对电容 C_1 充电 C_2 对负载放电;

(c) 状态010: 开关管 S_a 、 S_c 关断 S_b 开通, $U_{a0} = U_{C1}$ 、 $U_{b0} = 0$ 、 $U_{c0} = -U_{C2}$, 电源通过 L_s 一起对电容 C_1 充电 C_2 对负载放电;

(d) 状态011: 开关管 S_a 关断 S_b 、 S_c 开通, $U_{a0} = U_{C1}$ 、 $U_{b0} = 0$ 、 $U_{c0} = 0$, 电源通过 L_s 一起对电容 C_1 充电 C_2 对负载放电;

(e) 状态100: 开关管 S_a 开通 S_b 、 S_c 关断, $U_{a0} = 0$ 、 $U_{b0} = -U_{C2}$ 、 $U_{c0} = -U_{C2}$, C_1 对负载放电, 电源通过 L_s 一起对电容 C_2 充电;

(f) 状态101: 开关管 S_a 、 S_c 开通 S_b 关断, $U_{a0} = 0$ 、 $U_{b0} = -U_{C2}$ 、 $U_{c0} = 0$, C_1 对负载放电, 电源通过 L_s 一起对电容 C_2 充电;

(g) 状态110: 开关管 S_a 、 S_b 开通 S_c 关断, $U_{a0} = 0$ 、 $U_{b0} = 0$ 、 $U_{c0} = -U_{C2}$, C_1 对负载放电, 电源通过 L_s 一起对电容 C_2 充电;

(h) 状态111: 开关管 S_a 、 S_b 、 S_c 开通, $U_{a0} = 0$ 、 $U_{b0} = 0$ 、 $U_{c0} = 0$, C_1 、 C_2 一起对负载放电;

3 带中点电压平衡控制的电压定向电流解耦闭环控制

3.1 双闭环控制

将输入侧电压方程1变换至d-q坐标系下,由d-q坐标系下方程可知,网侧电流d-q坐标系下分量 i_d 、 i_q 相互耦合,如果调整一个分量势必会影响另一个分量的变化。电压定向电流解耦双闭环控制为提高电流控制的性能,引入 i_d 、 i_q 分量的解耦控制,且 i_d 、 i_q 电流环分别采用一个PI调节器进行控制,由此得到d-q坐标系下电流解耦控制框图如图6所示,图中作用时间的电压指令为

$$\begin{cases} V_d = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_d^* - i_d) - R_s i_d + \omega L_s i_q + U_d \\ V_q = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_q^* - i_q) - R_s i_q - \omega L_s i_d + U_q \end{cases} \quad (5)$$

式中 V_d 、 V_q 为d-q坐标系中输入指令相电压的d轴、q轴分量, i_d^* 、 i_q^* 为d-q坐标系下有功电流、无功电流指令值。

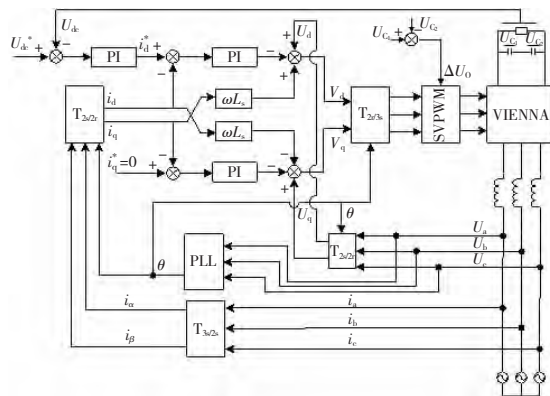


图6 VIENNA 整流器控制框图

Fig. 6 Control block of VIENNA rectifier

结合图 1 和 d-q 坐标系下输入侧方程可知

$$\begin{cases} V_d = S_{dp} U_{C1} - S_{dn} U_{C2} \\ V_q = S_{qp} U_{C1} - S_{qn} U_{C2} \end{cases} \quad (6)$$

联合式(5)和式(1)可得

$$\begin{cases} L_s \frac{di_d}{dt} = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_d^* - i_d) - R_s i_d \\ L_s \frac{di_q}{dt} = -\left(K_{iq} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_q^* - i_q) - R_s i_q \end{cases} \quad (7)$$

从式(7)可以看出解耦算法可实现 i_d 、 i_q 无静差控制。系统无功电流指令值 i_q^* 一般取 0, 希望整流器运行在单位功率因数下, 系统的有功电流指令值 i_d^* 为电压外环 PI 调节器的输出值, 与流过负载的电流成正比。有功电流及无功电流表达式如式(8)所示。

$$\begin{cases} i_d^* = -\left(K_{up} + \frac{K_{ul}}{s}\right)(U_{dc}^* - U_{dc}) \\ i_q^* = 0 \end{cases} \quad (8)$$

3.2 直流侧中点电压平衡控制

电容中点的不对称通常由直流电流和低频交流分量造成。电压的不对称会产生偶次谐波, 增大电容和功率器件的电压应力, 不利于整流器的安全运行。

因此需采用中点电位平衡控制消除中点波动带来的上述影响, 当直流侧电容电压不平衡时, 令

$$\Delta U_0 = U_{C1} - U_{C2} \quad (9)$$

VIENNA 整流器 SVPWM 调制策略下的中点平衡控制可以通过调整 P、N 小矢量的作用时间来实现。由于成对的 P、N 小矢量对中点电位的影响正好相反, 所以通过闭环调节合理分配不同类型小矢量的作用时间, 可以控制中点电压 U_0 。

小矢量的作用时间可以分成 t_{aP} 、 t_{aN} 两部分, 即

$$\begin{cases} t_{aP} = t_a(1 - \Delta T) \\ t_{aN} = t_a(1 + \Delta T) \end{cases} \quad (10)$$

其中 ΔT 为时间调整量, 通过检测直流侧两电容电压差值, 形成闭环反馈控制, 来调整式(10)中的时间增量 ΔT , 使得中点电压控制在预期范围内, 即

$$\Delta T = K_m \frac{\Delta U_0}{\Delta U_{ref}} \quad (11)$$

其中 ΔU_{ref} 为直流侧两电容电压差期望值, K_m 为中点平衡调整系数, 在实际中通过调节 K_m 的取值, 控制中点电位误差的调节速度, K_m 越大调节速度越快, 中点电位控制效果越好, 但 K_m 越大 t_{aP} 、 t_{aN} 重新分配的频次越高, 频繁的时间变换会使输出电压的谐波含量增加, 于是在满足输出谐波前提下尽可能增大 K_m 以确保较好的中点平衡控制性能。

当电压差 $U_{C1} - U_{C2} > 0$ 时, $\Delta T > 0$, P 型小矢量作用时间减小, 同时 N 型小矢量作用时间增大, 中点电位降低; 当 $U_{C1} - U_{C2} < 0$ 时, $\Delta T < 0$, P 型小矢量作用时间增大, N 型小矢量作用时间减小, 中点电位增加。

4 实验验证

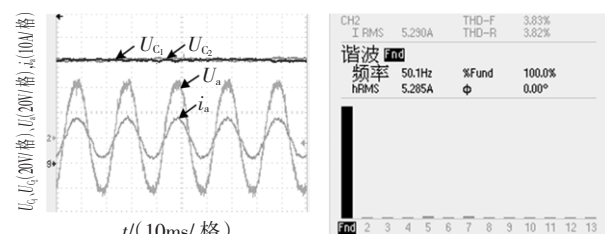
为了验证文中方案的可行性和正确性, 搭建了一台基于 TMS320F2812 控制器的 VIENNA 整流器实验样机, 对文中提出的方案进行了实验验证, 试验参数见表 3。

表 3 实验参数

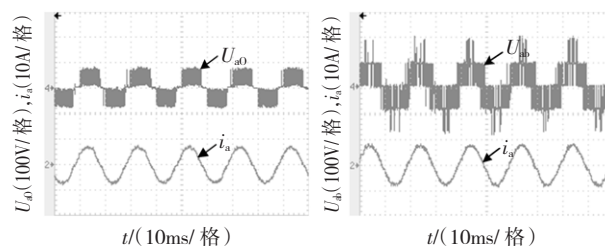
Table 3 Experimental Parameters	
三相输入电压	50V/50Hz
三相输入电感	$L_s = 3\text{mH}$
直流侧滤波电容	$C_1 = C_2 = 2200\mu\text{F}/400\text{V}$
闭环直流侧电压给定	$U_{dc}^* = 160\text{V}$
直流侧负载	$120\Omega - 60\Omega$
开关频率	10kHz

图 7(a) 分别为 60 Ω 负载时网侧电压电流、直流侧两电容电压波形, 图 7(b) 为输入相电流谐波分析, 测得电流 THD 为 3.82%, 网侧功率因数为 0.995。由图 7 波形可知, 输入电流为谐波含量较少的正弦波且网侧接近单位功率因数, 直流侧电容电压基本恒定, 系统具有优良的输入输出性能。

图 7(c) 为输入相电压相电流波形, 图 7(d) 为输入线电压相电流波形, 由图 7 可知, VIENNA 整流器输入相电压为三电平波形, 线电压为五电平波形, 验证了该整流器的三电平特性。



(a) 输入相电压、电流及电容电压波形 (b) 输入相电流 THD 分析



(c) 输入相电压及相电流 (d) 输入线电压及相电流

图 7 稳态实验波形

Fig. 7 Experiment waveform of steady state

对 VIENNA 整流器的闭环控制系统进行了试验验证: 设定 $U_{dc}^* = 160 \text{ V}$, 直流侧负载 R 在 60Ω 和 120Ω 之间动态切换, 结果如图 8 所示。

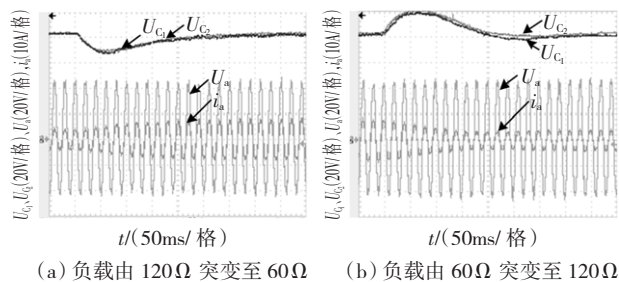


图 8 闭环控制下负载突变时网侧及电容电压波形

Fig. 8 Input and capacitor waveform when mutation load with closed control

图 8 为闭环控制下负载突减和突增情况下网侧电压电流波形及直流侧电容电压波形。由图 8 可见, 在负载波动情况下, 闭环控制使 VIENNA 整流器直流侧电容电压在较短时间内恢复至给定值, 从而验证了系统具有良好的动态性能。证明了闭环控制系统的正确性和可行性。

图 9(a)、(b) 分别为闭环控制策略下负载突变时的有功和无功电流波形(串行 D/A 输出)。由图可以看出, 由于闭环控制策略的作用, 直流侧输出在较短时间内恢复至给定值, 系统有功电流 i_d 重载时大轻载时小, 但是系统无功电流 i_q 一直为 0, 证明系统具有良好的动态性能。

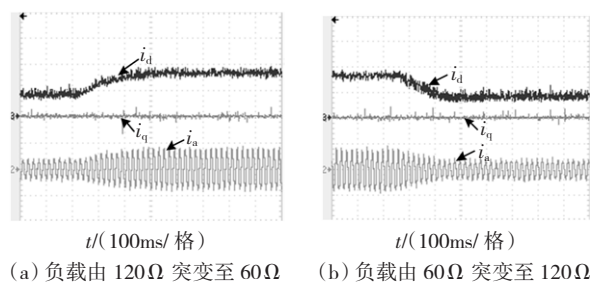


图 9 双闭环控制下有功电流 i_d 、无功电流 i_q 波形

Fig. 9 The dynamic state active current i_d and reactive current i_q with double-loop control

在不同负载情况下对 midpoint 平衡控制策略进行了闭环试验验证, 结果如图 10 所示。

图 10(a)、(b) 为负载由 120Ω 突变到 60Ω 情况下, midpoint 平衡控制前后的直流侧上下电容电压、中点电压及输入电流波形。由图 10(a) 可见, 未加 midpoint 平衡控制时, 中点电位在 $\pm 8 \text{ V}$ 范围波动; 由图 10(b) 可知, 在加入 midpoint 平衡控制策略后, 中点电位控制在 $\pm 2 \text{ V}$ 范围内, 中点偏移得到较好控制, 母线电容电压达到均衡, 验证了本文中点平衡控制算法的

可行性。

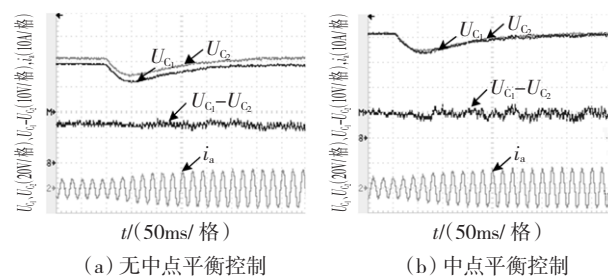


图 10 midpoint 平衡控制前后波形(负载由 120Ω 突变至 60Ω)
Fig. 10 Experiment waveform before and after midpoint balance control (load step from 120Ω to 60Ω)

5 结 论

本文将直流侧中点电压偏差引入到 VIENNA 整流器电压定向电流解耦闭环控制中, 并探索了一种基于两电平空间矢量平面的三电平 SVPWM 简化算法, 通过样机对所提方案进行了试验验证, 结果表明该方案在确保 VIENNA 整流器具有优异网侧性能的同时, 具有良好的动态性能和中点电压平衡特性。

中点平衡控制调节系数的精确选取将是下一步待研究内容。

参 考 文 献:

- [1] KOLAR J W, ZACH F C. A novel three-phase three-switch three-level PWM rectifier [C]//IEEE Proceeding Power Conversion Conference, Nagaoka, 1994: 125 - 138.
- [2] KOLAR J W, ZACH F C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(4): 456 - 467.
- [3] LIN B R, YANG T Y. Three-phase high power factor AC/DC converter [J]. IEEE Proceeding Electric Power Applications, 2005, 152(3): 485 - 492.
- [4] DALESSANDRO L, DROFENIK U, ROUND S D, et al. A novel hysteresis current control for three-phase three-Level PWM rectifiers [C]//APEC'05 Conference Proceedings, Australia, 2005: 501 - 507.
- [5] 姚文熙, 吕征宇, 费万明, 等. 一种新的三电平中点电位滞环控制法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 92 - 97.
YAO Wenxi, LÜ Zhengyu, FEI Wanmin, et al. A new three-level neutral point potential hysteresis-band control [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 92 - 97.
- [6] 金舜, 钟彦儒, 明正峰, 等. 一种控制中点电位并消除窄脉冲的三电平 PWM 方法 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 114 - 118.
JIN Shun, ZHONG Yanru, MING Zhengfeng, et al. A three-level pwm method of neutral-point balancing and narrow-pulse elimination [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 114 - 118.
- [7] 宋强, 刘文华, 严干贵, 等. 基于零序电压注入的三电平 NPC 逆

- 变器中点电位平衡控制方法[J]. 中国电机工程学报 2004 24(5):57-62.
- SONG Qiang ,LIU Wenhua ,YAN Gangui ,et al. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level NPC inverters by using analytically injected zero-sequence voltage[J]. Proceedings of the CSEE 2004 24(5):57-62.
- [8] 刘森森,李宾,杭丽君,等. 一种新型电网三相不平衡时 VIENNA 整流器的控制方法[J]. 中国电机工程学报 2012 32(21):54-62.
- LIU Sensen ,LI Bin ,HANG Lijun , et al. A novel natural frame control scheme for a VIENNA rectifier under three unbalance operation conditions[J]. Proceedings of the CSEE 2012 32(21):54-62.
- [9] 王小峰,邓焰,何湘宁. 三相三电平二极管箝位型整流器的单载波调制和中点平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报 2006 ,26(8):7-11.
- WANG Xiaofeng ,DENG Yan ,HE Xiangning. Single-carrier modulation and neutral-point balancing method for simplified three-phase three-level diode-clamped rectifier[J]. Proceedings of the CSEE 2006 26(8):7-11.
- [10] 韦微,陈新,樊轶,龚春英. 基于单周期控制的三相三电平 VIENNA 整流器输出中点电位分析及控制方法研究[J]. 中国电机工程学报 2013 33(0):1-9.
- WEI Zheng ,CHEN Xin ,FAN Yi ,et al. Study and analysis neutral-point potential and control methods for one-cycle controlled three-phase three-level VIENNA rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE ,2013 33(0):1-9.
- [11] MASWOOD A I ,AL-AMMAR E ,LIU F. Average and hysteresis current-controlled three-phase three-level unity power factor rectifier operation and performance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2011 4(7):752-758.
- [12] 王正,谭国俊. 基于 SVPWM 的 VIENNA 整流器矢量控制策略的研究[J]. 电气传动 2011 41(4):31-34.
- WANG Zheng ,TAN Guojun. Study on the VIENNA rectifier based on space vector pulse width modulation[J]. Electric Drive ,2011 4(7):752-758.
- [13] 张东升,张东来,王陶,等. 三电平整流器的 PFC 及中点平衡控制方法[J]. 中国电机工程学报 2009 24(10):81-86.
- ZHANG Dongsheng ,ZHANG Donglai ,WANG Tao ,et al. PFC and neutral point balanced control method of three-level rectifier[J]. Proceedings of the CSEE 2009 24(10):81-86.
- [14] 郎永强,徐殿国, HADIANAMREI S R ,等. 三相电压型 PWM 整流器的一种改进前馈控制策略[J]. 电机与控制学报 ,2006 10(2):160-170.
- LANG Yongqiang ,XU Dianguo ,HADIANAMREI S R ,et al. Improved feedforward control of three-phase voltage source PWM Rectifier[J]. Electric Machines and Control 2006 10(2):160-170.
- [15] 王恩德,黄声华. 三相电压型 PWM 整流的新型双闭环控制策略[J]. 中国电机工程学报 2012 32(15):24-30.
- WANG Ende ,HUANG Shenghua. A novel double closed loops control of the three-phase voltage-sourced PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE 2012 32(15):24-30.

(编辑:刘素菊)