

三相 VIENNA 整流器矢量控制策略的研究*

陈 达, 张 羽, 陈息坤

(上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072)

摘 要: 针对三电平 VIENNA 整流器存在中点电位波动、控制复杂的问题, 将直流侧中点电压偏差引入到电压定向电流解耦的双环控制中, 通过调整矢量作用时间来达到直流侧中点电压平衡控制, 并探究了一种三电平空间矢量平面简化到两电平矢量平面的简化空间矢量脉宽调制算法。最后通过 MATLAB/Simulink 搭建 VIENNA 整流器矢量控制仿真模型, 通过仿真分析证实了该控制策略简单可行, 且具有良好的动态性能和静态性能。

关键词: VIENNA 整流器; 空间矢量脉宽调制; 中点电位平衡控制

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)02-0007-06

Research on Vector Control Strategy of Three Phase Three Level VIENNA Rectifier*

CHEN Da, ZHANG Yu, CHEN Xikun

(School of Mechanical Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: In order to solve the problems of midpoint voltage fluctuation, the complicated control problem of the traditional 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 achieved by adapting vector action time. Based on the platform of MATLAB/Simulink VIENNA rectifier vector control simulation was built. The simulation results proved that the control strategy was simple and feasible, and it had good dynamic performance and static performance.

Key words: VIENNA rectifier; space vector pulse width modulation; midpoint potential balance control

0 引 言

随着电力电子技术的发展, 高压大功率变流器已经广泛应用于各种工业场合, 其网侧的整流性能直接决定了变流器的整体控制效果。传统的不控整流器(二极管整流器)或相控整流器(晶闸管整流器)在控制应用中存在深控时网侧功率因数低、交流侧输入电流严重畸变等缺点, 给电网电压带来了大量谐波污染^[1-3]。三相 VIENNA 整流器是一种优秀的三电平电路拓扑。与两电平整流

器相比较而言, 该整流器输出电平数增加, 在相同母线电压下, 每个开关管承受的电压应力仅为两电平整流器的一半; 由于降低了输出电压的跳变, 输出电流谐波畸变率(THD)含量减少。相对于传统的三电平整流器, 该整流器所需要的开关管数量大大减少, 同时桥臂之间不存在输出电压直通现象, 无需设置开关驱动死区。基于上述优点, VIENNA 整流器的拓扑结构及控制策略引起了国内外学者的大量关注。

在所有的整流器控制策略中, 电网电压定向

* 基金项目: 国家高技术研究发展计划(863 计划)(2011AA11A247); 上海市科委重点项目(14DZ1206300); 上海市经信委重大技术装备项目(ZB-ZBYZ-02-14-0825)

作者简介: 陈 达(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动。

张 羽(1994—), 女, 硕士研究生, 研究方向为高压电源。

陈息坤(1962—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为大功率电力电子变换与控制技术、新型储能及其变换控制技术、新能源发电技术等。

的直接电流控制最为常见。当三电平整流器使用这种控制策略时,由于电流内环和电压外环只关注于功率因数和输出电压的控制,会导致大量的3次谐波注入直流侧中点,引起中点电压周期性波动,从而带来偶次谐波,增大了电容和功率器件应力,不利于系统安全稳定运行。文献[3-4]针对 VIENNA 整流器,分析空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 与调制波的等效关系,通过向调制波中加入零序分量来减少中点电位波动,但零序分量等效冗余小矢量的计算复杂,且零序分量关系式冗余,容易造成零序分量分配错误,导致输入电流畸变及中点电位不平衡。文献[5]针对 VIENNA 整流器电压电流双环控制及中点进行了分析,但是采用的 SVPWM 算法复杂,计算量大。文献[6]研究了一种基于载波调制的等效空间矢量调制策略,并结合滑模直接功率控制,探索了具有中点电位平衡的等效空间矢量调制,但存在参数整定复杂,计算量大的缺点。文献[7]比较了三电平整流器与直流电机模型的相似性,将直流电机的双环控制应用到三电平 PWM 整流器中,根据电压电流波动方向来优化调整冗余正负小矢量,实现中点电压平衡,但由于 VIENNA 整流器与常规三电平整流器在调制矢量的选择上不同,造成策略在 VIENNA 整流应用中受到限制。

针对上面问题,本文在分析 VIENNA 整流器工作原理的基础上,探究了将期望电压矢量 U_{ref} 由三电平矢量空间转换到两电平矢量空间进行 SVPWM 调制的方法,以简化 VIENNA 整流器矢量选择、作用时间计算等问题;并且针对三电平拓扑固有的直流侧电容不平衡问题引入不平衡调节因子 m ,通过对调节因子的调整实现了对直流母线中点电位的平衡控制,解决了三电平中点平衡的问题。最后,搭建了 MATLAB/Simulink 仿真模型,仿真结果证明了该控制策略的可行性和有效性。

1 VIENNA 整流器的工作原理

VIENNA 整流器的主拓扑结构如图 1 所示。其 3 个工作在 Boost 状态下的电感、3 个功率桥臂以及直流侧 2 个串联的输出电容组成。其中每个功率桥臂由 2 个快恢复二极管和 2 个反向串联的全控型功率管组成。

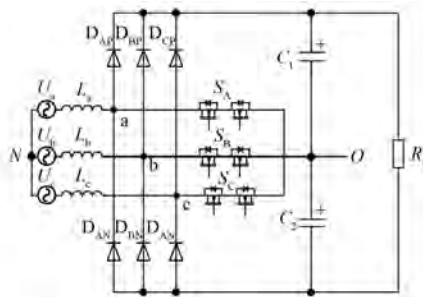


图 1 VIENNA 整流器的拓扑

VIENNA 整流器在不同的电网电压和相电流时刻,不同的开关状态能得到不同的控制效果。由于三相三线制 VIENNA 整流器电路结构具有对称性,这里以 A 相为例进行分析:当双向开关管导通时,整流器 A 相输入端被钳位在直流母线电容中点电压,此时 $U_a=0$,如图 2(b)、图 2(d) 所示;当双向开关管关断时,整流器 A 相输入端的输入电压与输入电流的极性有关,当 A 相输入电流为正时,A 相输入端经过 L_A 、 D_{AP} 与直流母线正极相连如图 2(a) 所示,此时,A 相输入端电压为 $U_A=U_{dc}/2$;当 A 相输入电流为负时,A 相输入端经过 L_A 、 D_{AN} 与直流母线负极相连如图 2(c) 所示,此时,A 相输入端电压为 $U_A=-U_{dc}/2$ 。

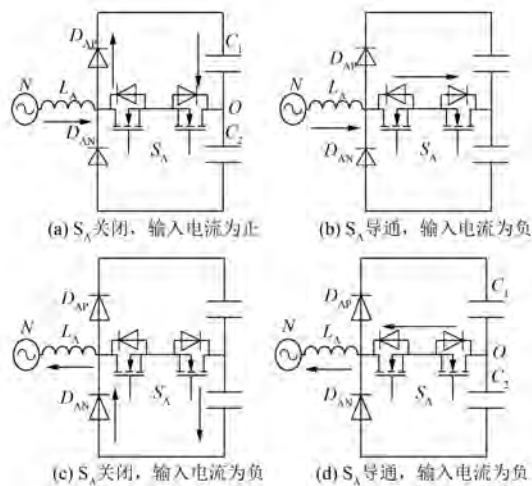


图 2 A 相输入端电压与电流的流向分析

2 VIENNA 整流器的 SVPWM 算法

2.1 VIENNA 整流器的桥臂状态及电压矢量

通过以上分析可知,VIENNA 整流器每相输入电压可为 $U_{dc}/2$ 、 0 、 $-U_{dc}/2$,因此可以定义开关函数如下:

$$S_A = \begin{cases} 1, & S_A \text{ 关断 且 } i_a \geq 0 \\ 0, & S_A \text{ 导通} \\ -1, & S_A \text{ 关断 且 } i_a \leq 0 \end{cases} \quad (1)$$

为了简化对 VIENNA 整流器分析, 可以将 VIENNA 整流器的拓扑结构简化为如图 3 所示。

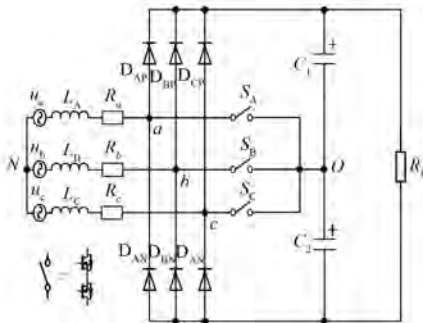


图 3 VIENNA 整流器的拓扑结构的简化图

$$\begin{cases} u_{aN} = \left[S_A - \frac{1}{3}(S_A + S_B + S_C) \right] \cdot \frac{U_{dc}}{2} \\ u_{bN} = \left[S_B - \frac{1}{3}(S_A + S_B + S_C) \right] \cdot \frac{U_{dc}}{2} \\ u_{cN} = \left[S_C - \frac{1}{3}(S_A + S_B + S_C) \right] \cdot \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (2)$$

由图 3 可知, VIENNA 整流器由 3 个桥臂组成, 每个桥臂有 3 种开关状态, 即 1, 0, -1, 总共有 27 种状态, 又因为三相电流不能同时为正或同时为负, 不存在“1 1 1”, “-1 -1 -1”两种状态, 所以总共存在 25 (27-2=25) 种开关状态。由基尔霍夫定律和节点电流定律可以得出式 (2), 通过式 (2) 可得 19 种不同的电压矢量, 如图 4 所示。

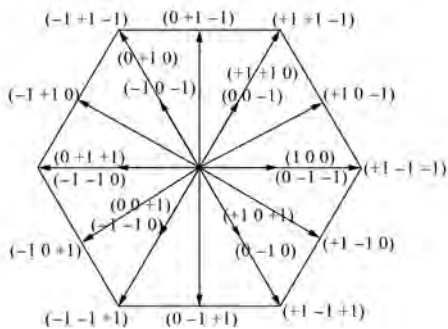


图 4 VIENNA 整流器的电压矢量

在三电平整流器的 SVPWM 调制中, 可以采用将三电平转换成两电平的方法来进行 SVPWM 调制, 将电压矢量从复杂的三电平平面转换到传

统的两电平平面中, 从而按照传统两电平 SVPWM 的方式确定扇区, 计算脉冲时间, 产生控制脉冲。VIENNA 整流器由于其拓扑结构的局限性, 电压和电流矢量必须同极性, 所以需要根据电流的极性来将三电平大六边形矢量平面转换成 6 个小的六边形扇区 I、II、III、IV、V、VI。VIENNA 整流器的电压矢量分区图如图 5 所示。

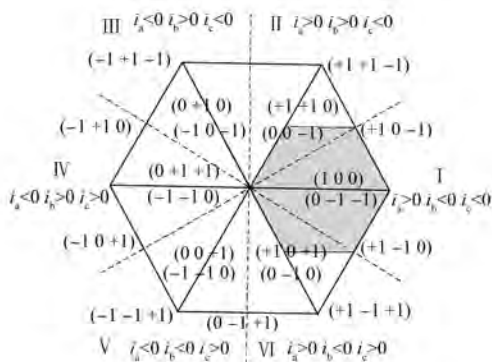


图 5 VIENNA 整流器的电压矢量分区图

由于每一时刻, 电流可分为正、负两种状态, 三相电流共可组合成 8 种状态, 又由于同一时刻不可能出现三相电流同时为正或为负的情况, 所以可以根据电流状态将电压矢量分为 6 个扇区。为了方便将三电平电压矢量转换到两电平电压矢量, 需为每个扇区选定一个基础电压矢量, 如表 1 所示。

表 1 扇区及基础矢量表

扇区	电流	基础矢量
I	$i_a > 0, i_b < 0, i_c < 0$	(1 0 0) 或 (0 -1 -1)
II	$i_a > 0, i_b > 0, i_c < 0$	(0 0 -1) 或 (+1 +1 0)
III	$i_a < 0, i_b > 0, i_c < 0$	(0 +1 0) 或 (-1 0 -1)
IV	$i_a < 0, i_b > 0, i_c > 0$	(0 +1 +1) 或 (-1 -1 0)
V	$i_a < 0, i_b < 0, i_c > 0$	(0 0 +1) 或 (-1 -1 0)
VI	$i_a > 0, i_b < 0, i_c > 0$	(+1 0 +1) 或 (0 -1 0)

2.2 三电平 SVPWM 简化算法的实现

根据以上所提的扇区分区及基础电压矢量的确定, 可以实现简化的 SVPWM 算法。

三电平平面变换到两平面控制方法如图 6 所示。首先根据电流矢量在大的六边形电压矢量中选择出一个小的六边形并指定一个基本电压矢量, 然后根据这个基础电压矢量将该小六边形区域内的 8 个可选矢量转换成两电平平面内的 6 个

等幅矢量和一个零矢量,将期望矢量也根据基础矢量转换至两电平平面。三电平到两电平矢量平移如图 7 所示,并通过传统区间判断计算出作用矢量和作用时间。最后通过与三角波进行比较生成 PWM 波。

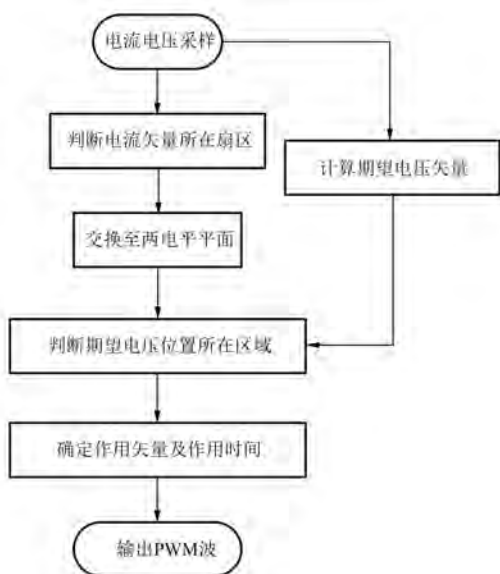


图 6 三电平平面变换到两平面控制方法

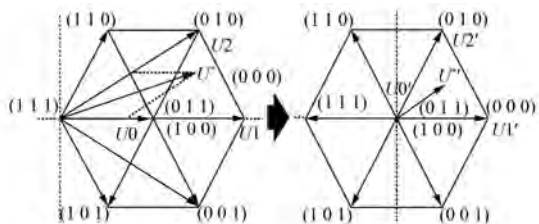


图 7 三电平到两电平矢量平移

在此,以参考矢量位于第一扇区为例进行分析。参考矢量位于其他扇区与此类似,不再赘述。

如图 7 所示,当 U_{ref}^* 位于第一扇区时,选定基础矢量为 $(1\ 0\ 0)$,通过依据基础矢量在两相静止坐标系中 $\alpha\beta$ 轴上分量 ($U_\alpha = 1/3 U_{dc}$, $U_\beta = 0$),采用式(2) 将三电平平面矢量转换到两电平平面中。

$$\begin{cases} U_a^* = U_\alpha - \frac{1}{3} U_{dc} \\ U_b^* = U_\beta \end{cases} \quad (2)$$

原矢量 U^* 需由三电平平面 U_0 、 U_1 、 U_2 的 3 个矢量合成,通过基础矢量变换后,原矢量和基本矢量 U^* 、 U_0 、 U_1 、 U_2 矢量分别变成了 $U^{*'}$ 、 U_0' 、 U_1' 、

U_2' 两电平平面的矢量。采用传统算法即可算出 $U^{*'}$ 在两电平平面中由 U_0' 、 U_1' 、 U_2' 矢量合成的时间,从而也计算出了 U^* 在三电平平面中由 U_0 、 U_1 、 U_2 矢量合成的时间,如式(3)所示。

$$\begin{cases} t_1 = \frac{3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta}{U_{dc}} T_s \\ t_2 = \frac{2\sqrt{3}U_\beta}{U_{dc}} T_s \\ t_0 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (3)$$

计算 t_1 、 t_2 时有可能出现 $t_1 + t_2 > T_s$ 的情况,当 $t_1 + t_2 > T_s$,还必须按式(4)将 t_1 、 t_2 标准化:

$$\begin{cases} t_1^* = \frac{t_1}{t_1 + t_2} T_s \\ t_2^* = \frac{t_2}{t_1 + t_2} T_s \end{cases} \quad (4)$$

这样就得到了当电压矢量 U_{ref} 在第一扇区时,基础矢量的作用时间,同理可得到 U_{ref} 在其他各个扇区的作用时间。

2.3 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构成的。电压的不对称会产生偶次谐波,增加电容和功率器件的电压应力,不利于整流器的安全运行。因此需要采用中点电位平衡控制消除中点波动带来的不利影响^[8-10]。

VIENNA 整流器 SVPWM 调制策略下大矢量和零矢量对中点电位的波动无影响;中矢量会导致中点波动,且对中矢量的影响是不可控的,而相对的小矢量对中点电位的影响正好相反,负小矢量使直流侧 C_1 放电、 C_2 充电,中点电位上升,正小矢量使直流侧 C_1 充电、 C_2 放电,使中点电位下降,所以可以通过闭环调节合理分配不同类型小矢量的作用时间,来控制中点电压。

以第一扇区为例分析,当电流矢量位于第一扇区,参考电压矢量位于第一个扇区时,如图 7 所示,采用空间矢量的七段表示方法,对应的开关状态为 100、000、010、011、011、010、000、100,VIENNA 整流器的 PWM 波形如图 8 所示。

由图 8 可知,在一个周期中小矢量作用的时间为 $t_0 = t_0^- + t_0^+$,因此可以引入式(5)所示的控制因子 m ,然后根据式(6)来调节重新分配正、负小矢量的作用时间来抑制中点电位波动。

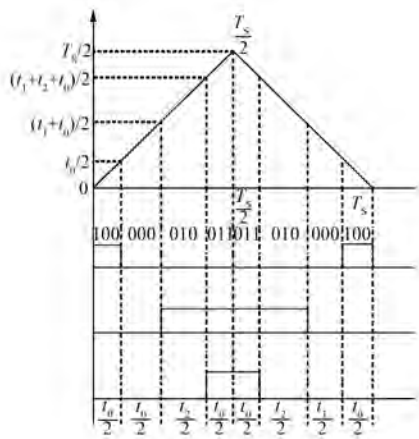


图 8 VIENNA 整流器的 PWM 波形

$$m = \begin{cases} 1 & e > \Delta u \\ \frac{1}{\Delta u} & -\Delta u < e < \Delta u - 1 \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} t_0^- = t_0 \frac{1+m}{2} \\ t_0^+ = t_0 \frac{1-m}{2} \end{cases} \quad (6)$$

通过式(6),可以保证在一个控制周期内,小矢量作用总时间不变,而正负小矢量各自作用时间会根据上下电容的偏差值进行一个负反馈控制,通过对 Δu 的设置即可达到对波动大小的直接控制。

2.4 带中点电压平衡控制的电压定向电流解耦闭环控制

本文设计的 VIENNA 整流器矢量控制系统如图 9 所示。VIENNA 整流器采用双闭环控制策略^[11],其中电压外环控制直流母线电压稳定。电压外环将采样得到的母线电压 U_{dc} 与给定电压 U_{dc}^* 比较,偏差值送入 PI 调节器得到 d 轴电流给定值 i_d^* 。为了提高功率因数,将无功电流给定值 i_q^* 设为 0。

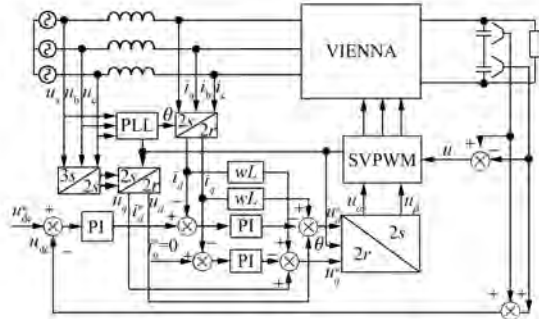


图 9 VIENNA 整流器矢量控制系统框图

内环电流的控制引入 i_d 、 i_q 的前馈解耦控制,电流环均采用 PI 调节控制,以此来使电网电流正弦化。为了使直流侧上下电容电压均衡,在 SVPWM 环节通过引入上下电容电压差值来配合调节产生 VIENNA 整流器的触发脉冲^[10]。

3 仿真分析

为了验证上述控制策略的正确性与可行性,基于 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建了 VIENNA 整流器的矢量仿真模型。仿真参数:交流线电压 380 V、输入阻抗 4 mΩ、输入滤波电感 0.5 mH、直流母线电压 800 V、直流侧电容 2 mF、开关频率 10 KHz。仿真结果如图 10~图 13 所示。

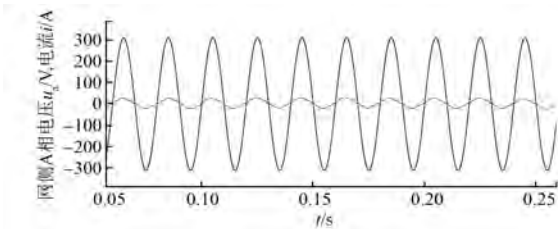


图 10 A 相电压和相电流波形

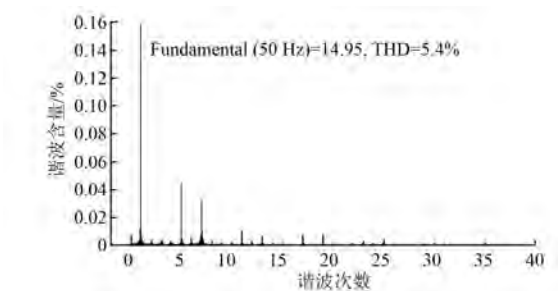


图 11 交流侧输入电流 FFT 分析

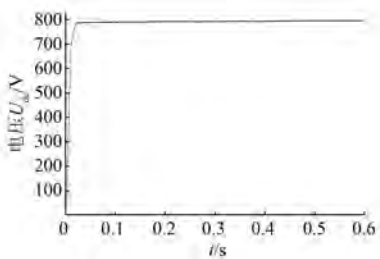


图 12 直流母线电压波形

通过图 10、图 11 可以看出网侧电流具有良好的正弦度,且能与电网电压保持同相位,交流侧的电流总畸变率 THD 为 5.4,谐波含量较低,基本

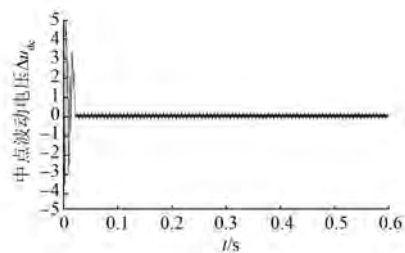


图 13 直流母线中点电位波形

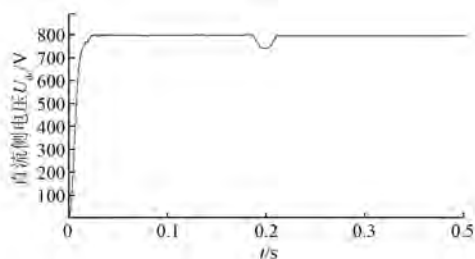


图 14 突加负载时直流母线电压波形

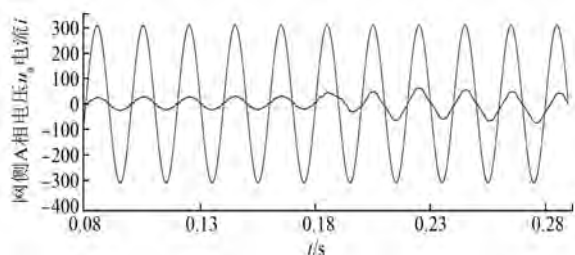


图 15 突加负载时 A 相电压与电流波形图

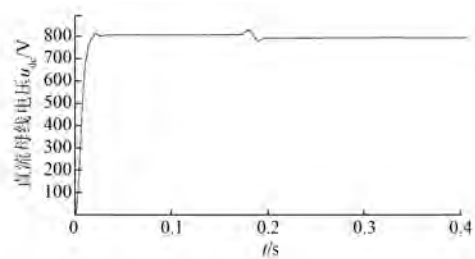


图 16 突减负载直流母线电压波形

实现单位功率因数整流。从图 12 可以发现,直流母线电压在 0.02 s 内达到稳态,并保持给定 800 V 不变,由图 12 可知系统具有较好的稳定性和快速性。图 13 为直流母线中点电位脉动波形,电压脉动在 ± 1 内波动,从图 13 中可以看出本文提到的上下电容均压措施能保证上下电容电压能达到很好的均衡。图 14、图 15 为在 0.18 s 刻突加 50%

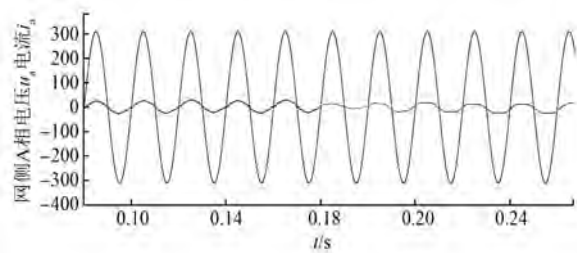


图 17 突减负载时 A 相电压与电流波形图

负载,直流母线电压和交流侧电压电流波形图,从图 14 可以看出,突加 50% 负载后,电压跌落大约 50 V,并在 0.04 s 重新达到稳态。图 16、图 17 为在 0.18 s 时刻突减 25% 负载,直流母线和 A 相网侧电压电流波形图,由图 16 可以看出突减 25% 负载后,直流母线电压升高约 25 V 后在 0.03 s 内重新达到稳态。通过突加负载和突减负载直流侧电压和网侧电压电流波形,可以看出采用本文所提控制策略,系统具有较好的动态性和稳定性。

4 结 语

本文在对 VIENNA 整流器拓扑结构和工作原理详细分析的基础上,研究了将 VINENA 三电平电压矢量转换到两电平矢量平面,从而采用传统两电平的调制策略进行调制,以简化 VIENNA 整流器的 SVPWM 控制策略。同时,针对三电平整流器固有的中点电位波动问题,本文在所提的调制策略中引入了调节因数 m ,并通过对 m 的控制实现了中点电位的平衡控制。最后通过 MATLAB/Simulink 搭建了 VIENNA 整流器电压外环、电流内环的双闭环控制仿真图。仿真结果表明,系统网侧电流波形正弦度高,功率因数较高,中点电位波动小,且系统具有良好的动态性和稳定性。验证了 VIENNA 整流器简化 SVPWM 调制方法的合理性与可行性,为实际系统的设计提供了较好的理论依据。

【参考文献】

- [1] QIAO C, SMEDLEY K M. Three-phase unity-power-factor star-connected switch (VIENNA) rectifier with unified constant-frequency integration control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(4): 952-957.

(下转第 24 页)

- 机直接转矩控制[J].电机与控制学报,2014,18(4):66-71.
- [6] 徐艳平,钟彦儒.基于占空比控制的永磁同步电新型直接转矩控制策略[J].电工技术学报,2009,24(10):27-32.
- [7] GEYERR T, PAPAFOOTIOU G, MORARI M. Model predictive direct torque control Part I concept, algorithm, and analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1894-1905.
- [8] 牛里,杨明,刘可述,等.永磁同步电机电流预测控制算法[J].中国电机工程学报,2012,32(6):131-137.
- [9] 牛峰,李奎,王尧.永磁同步电机模型预测直接转矩控制[J].电机与控制学报,2015,19(12):60-67.
- [10] KOURO S, CORTES P, VARGAS R, et al. Model predictive control A simple and powerful method to control power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1826-1838.
- [11] 余雨婷,滕青芳,柏建勇,等.基于弱磁升速的永磁同步电机模型预测控制[J].微特电机,2016,44(12):44-47.
- [12] PREINDL M, BOLOGANI S. Model predictive direct torque control with finite control set for PM-SM drive systems, part 1: Maximum torque perampere operation[J].IEEE Trans Ind Informat,2013,19(4):1912-1921.
- [13] LIU Q, HAMEYER K. A finite control set model predictive direct torque control for the PMSM with MTPA operation and torque ripple minimization[J]. Proc IEEE Int Elect Mach Drives Conf, 2015(5): 804-810.
- [14] PRIOR G, KRSTIC M. Quantized-input control lyapunov approach for permanent magnet synchronous motor drives[J].IEEE Trans Control Syst Technol, 2013,21(5):1784-1794.

收稿日期: 2017 -06 -02

(上接第 12 页)

- [2] BURGOS R, LAI R, PEI Y, et al. Space vector modulator for vienna - type rectifiers based on the equivalence between two - and three - level converters: a carrier - based implementation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 1888-1898.
- [3] ZHANG M, LI B, HANG L, et al. Performance study for high power density three-phase Vienna PFC rectifier by using SVPWM control method [C] // Twenty - Seventh IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE, 2012: 1187-1191.
- [4] LAI R, WANG F, NING P, et al. Development of a 10 kW high power density three-phase AC-DC-AC converter using SiC devices [C] // European Conference on Power Electronics and Applications, IEEE, 2009: 1-12.
- [5] 邓先明,王冬冬,叶宗彬,等.基于简化三电平 SVPWM 算法的整流器研究[J].电力电子技术, 2008, 42(5): 3-4.
- [6] 马辉,谢运祥,施泽宇,等.Vienna 整流器滑模直接功率及中点电位平衡控制策略[J].电机与控制学报,2016,20(8):10-16.
- [7] 金红元,邹云屏,林磊,等.三电平 PWM 整流器双环控制技术及中点电压平衡控制技术研究[J].中国电机工程学报,2006,26(20):64-68.
- [8] 宋文祥,陈国呈,武慧,等.一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J].中国电机工程学报,2006,26(12):95-100.
- [9] 高燃,张维戈,牛利勇,等.单周期控制 VIENNA 整流器中点平衡研究[J].电源技术, 2013(11): 2040-2043.
- [10] 姜海鹏,刘永强.带中点电位平衡控制的 VIENNA 整流器简化 SVPWM 双闭环控制[J].电机与控制学报,2014,18(2):35-41.
- [11] 张豪,侯圣语.基于 SVPWM 的 Vienna 整流器矢量控制策略的研究[J].华北电力大学学报(自然科学版),2012,39(5):54-58.

收稿日期: 2017 -06 -13