

基于无电流传感器的三相Vienna整流器控制策略研究

为降低Vienna整流器的生产成本,提高整个控制系统的工作效率,设计基于无电流传感器的单闭环控制策略,详细分析、推导该算法,给出具体设计过程。另外,针对Vienna整流器的中点电位波动问题,采用加入平衡因子的SVPWM技术,主要是利用平衡因子来控制中点电位平衡,给出加入平衡因子的SVPWM的推导过程。单闭环控制算法简化了控制系统的设计过程,提高了整个控制系统的工作效率,加入平衡因子的SVPWM具有良好的中点电位平衡控制能力。最后通过实验结果验证该控制算法的正确性和高效性。

李新王松曾庆辉王俊波/广东电网有限责任公司佛山供电局



李新/工程师

传统无电流传感器控制策略是一种间接电流控制算法,采用电流重构技术来获得网侧三相电流信息,以实现无电流传感器控制策略^[1-3]。该算法虽节约成本,但是需要重构网侧电流,从而降低电流内环的控制准确性;其与传统电压电流双闭环控制策略类似,采用双闭环控制,电流波形受电流内环控制参数影响较大,并且控制算法较复杂。本文简化传统双闭环控制算法,降低生产成本,提出无电流传感器的单闭环控制算法;由于该算法是基于相角控制原理,无须重构网侧电流信息,即无须电流内环,从而化简传统双闭环控制策略;因此无须电流传感器从而降低生产成本,该策略具有双重研究意义。

Vienna整流器与传统三电平整流器的性能类似,用以解决传统三电平整流器中点电位平衡问题的控制算法,可以

应用在Vienna整流器中^[4-7]。关于中点电位平衡控制算法的研究主要存在两点:

①从平衡因子上作算法研究,文献[8]提出模糊控制算法,该算法虽不易受控制系统影响,便于移植,但设计控制规则较为烦琐,不易实现编程,在整流器研究中应用较少,而目前主要采用PI控制器;②研究调制方式,由于载波调制(SPWM)技术电压利用率低,电流谐波含量大,开关管工作频率高等缺点,本文采用SVPWM提高电压利用率,降低开关工作频率和关断损耗,同时SVPWM控制具有更好的动态性能,另外利用PI控制器输出的平衡因子控制冗余矢量对的作用时间,实现中点电位平衡。

详细推导基于无电流传感器的单闭环控制策略,给出控制方案的具体设计过程,提出加入平衡因子准确控制中点电位平衡的SVPWM,对平衡因子的控制采用PI控制器,最后利用实验样机来验证控制策略的有效性。

Vienna整流器数学模型

三相Vienna整流器主电路拓扑结构如图1所示, u_a 、 u_b 和 u_c 为三相输入电源; i_a 、 i_b 和 i_c 为三相输入电流; i_p 、 i_n 为输出直流母线正向和负向电流; L_1 、 L_2 和 L_3 为三相滤波电感,其值为 L ; C_p 、 C_n 为直流侧上下电容,其值为 C ; v_{Cp} 、 v_{Cn} 分别为上下直流电容的电压; R_L 为输出电阻负载; $S_{a,b,c}$ 为三相开关函数,每个双向开关由1个主控开关器件和4个二极管组成,结构如图1左半部所示;每只桥

关键词/Keywords

Vienna整流器·
无电流传感器·
中点电位平衡·
空间矢量调制·

广东省战略性新兴产业核心技术攻关项目资助
(2012A032300001)。

臂上存在上下两只快速恢复二极管 (a相: VD_{ap} 、 VD_{an})。

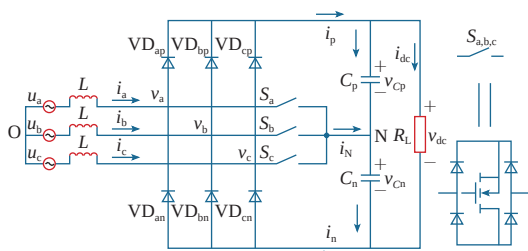


图1 三相Vienna整流器主电路拓扑

Vienna整流器是电流驱动型功率因数校正整流器，开关管两端的电压由开关管自身状态和输入电流方向共同决定^[9]。以a相为例，输入电流为正，开关开通，开关管被钳位在直流正极，此时开关两端电压 v_{ap} 为 $v_{Cp}(v_{dc}/2)$ ；若输入电流为负，开关开通，开关管被钳位在直流负极，此时开关两端电压 v_{an} 为 $v_{Cn}(-v_{dc}/2)$ ；开关管关断，无论电流正负，开关管被钳位在直流中点N。

电网处于理想平衡状态，Vienna整流器工作在连续电流模式下，该电路可以简化成与调制波函数相关的平均状态数学模型，因此，每个开关周期内的平均状态模型如图2所示。

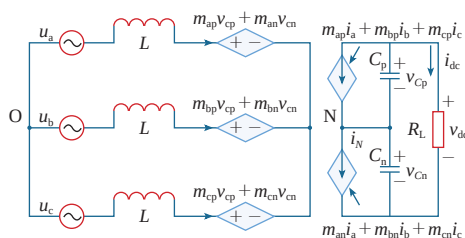


图2 平均状态空间模型

$m_{ip}(i=a,b,c)$ 表示输出电压为 $v_{dc}/2$ 的调制波时间函数， $m_{in}(i=a,b,c)$ 输出电压为 $-v_{dc}/2$ 的调制波时间函数；输出电压的平均值可表示为 $m_{ip}(i=a,b,c)v_{Cp}+m_{in}(i=a,b,c)v_{Cn}$ 。稳态时，忽略开关频率谐波，根据电路元件的微分性质和基尔霍夫电压定律得到

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (1)$$

其中

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{m_{ap}}{L_a} & -\frac{m_{an}}{L_a} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{m_{bp}}{L_b} & -\frac{m_{bn}}{L_b} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{m_{cp}}{L_c} & -\frac{m_{cn}}{L_c} \\ \frac{m_{ap}}{C_p} & \frac{m_{bp}}{C_p} & \frac{m_{cp}}{C_p} & -\frac{1}{R_L C_p} & \frac{1}{R_L C_p} \\ \frac{m_{an}}{C_n} & \frac{m_{bn}}{C_n} & \frac{m_{cn}}{C_n} & \frac{1}{R_L C_n} & -\frac{1}{R_L C_n} \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$u = \begin{pmatrix} u_a & u_b & u_c \end{pmatrix}^T \quad (4)$$

$$x = \begin{pmatrix} i_a & i_b & i_c & v_{Cp} & v_{Cn} \end{pmatrix}^T \quad (5)$$

式中， $L_a=L_b=L_c=L$ ， $v_{Cp}=v_{Cn}=v_{dc}/2$ ，将三相坐标系的状态空间方程转化到同步旋转极坐标系下，通过旋转变换可得到

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_L^\alpha \\ I_L^\theta \\ V_{dc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \left[V_s^\alpha \cos(-I_L^\theta) - \frac{V_{dc}}{2} M^\alpha \cos(M^\theta - I_L^\theta) \right] \\ \frac{1}{LI_L^\alpha} \left[V_s^\alpha \sin(-I_L^\theta) - \frac{V_{dc}}{2} M^\alpha \sin(M^\theta - I_L^\theta) - \omega_e \right] \\ \frac{1}{C} \left[\frac{3}{2} I_L^\alpha M^\alpha \cos(M^\theta - I_L^\theta) - \frac{2V_{dc}}{R_L} \right] \end{pmatrix} \quad (6)$$

式中， I_L^α 和 I_L^θ 分别为输入电流矢量的幅值和相角； M^α 和 M^θ 分别调制波矢量的幅值和相角； V_s^α 为电源电压矢量的幅值。

单闭环控制算法

本文提出基于无电流传感器的单闭环控制策略，其控制原理框图如图3所示。该算法利用直流侧电压与参考给定电压的误差，将误差信号作为PI控制器的输入量，PI控制器的输出作为电源电压与功率开关端电压的相角差，它被用于调制波定

向。由于调制波的幅值 M^a 在一个开关工作周期内变化很小,能量传递的过程主要依靠相角 M^θ 来进行控制,另外对幅值的合理控制是Vienna整流器工作在单位功率因数下的重要条件,同时也是获得高质量正弦电流波形的关键因素。

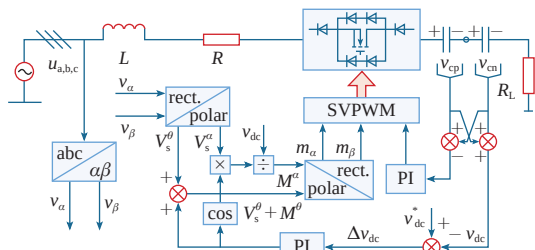


图3 单闭环控制算法原理框图

电压外环PI调节器是设计的关键,由式(6)可知相角与直流电压的数学平均状态模型,系统的控制量与被控量之间存在着非线性关系,不便于分析和设计控制系统,因此需要将上述动态数学模型用小信号模型进行处理,得到线性化的小信号数学模型

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + B\hat{u} \quad (7)$$

式中

$$A = \begin{pmatrix} 0 & I_L^A \omega_e & -\frac{M^A}{2L} \\ -\frac{\omega_e}{I_L^A} & 0 & 0 \\ \frac{3M^A}{2C} & 0 & -\frac{2}{2R_L C} \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{V_{dc} M^A}{2I_L^A L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$\hat{x} = \begin{pmatrix} i_L^A \\ -i_L^\theta \\ v_{dc} \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$\hat{u} = m^\theta \quad (11)$$

直流侧 v_{dc} 和 m^θ 之间的等效传递函数如下

$$G(s) = \frac{v_{dc}}{m^\theta} = G_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_r}\right) \left(1 + \frac{s}{Q_c \omega_c} + \frac{s^2}{\omega_c^2}\right)} \quad (12)$$

式中

$$G_0 = -\frac{3V_{dc}(M^A)^2 R}{8\omega_e L} \quad (13)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\frac{RC}{2} + \frac{3(M^A)^2 R}{8\omega_e L}} \quad (14)$$

$$\omega_c = \sqrt{\omega_e^2 + \frac{3(M^A)^2}{4LC}} \quad (15)$$

$$Q_c = \frac{\omega_c}{\omega_r} \frac{1}{\frac{\omega_c^2}{\omega_r^2} - 1} \quad (16)$$

整个电压外环传递函数是一个三阶系统,通过合理设计PI调节器使系统获得充裕的相角裕度和增益裕度,按照额定参数计算,在最佳阻尼比下,系统电压外环的PI调节器的参数设计分别为 $k_p \approx 14.5$, $k_i \approx 187$ 。

中点电位平衡控制

Vienna整流器与传统三电平整流器的工作扇区划分不同,如图4所示,以 $-\pi/6 \sim \pi/6$ 作为第一大扇区,然后每隔 60° 划分一个大扇区,每个大扇区划分六个小扇区^[10]。

如图4所示,以第一大扇区为例,选取位于小

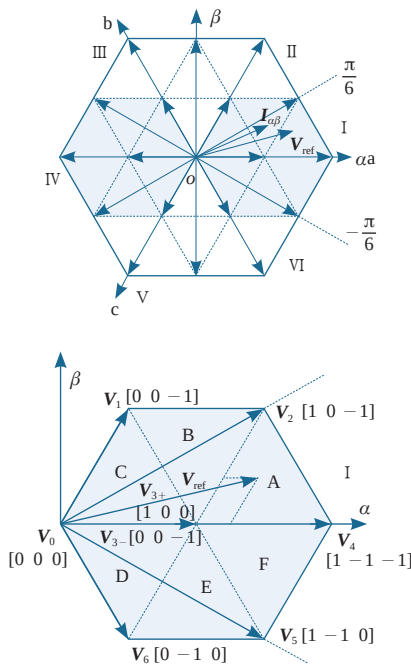


图4 六大扇区和第一扇区电压空间矢量

扇区A的目标矢量 $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ ，三相电流的相位 I_a 位于上半周，而 I_b 和 I_c 位于下半周。目标矢量采用最近矢量合成原则，利用伏秒平衡原理， $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ 是由长矢量 $\mathbf{V}_4$ ，中矢量 $\mathbf{V}_2$ 和短矢量 $\mathbf{V}_3(\mathbf{V}_{3+}, \mathbf{V}_{3-})$ 合成，其时间分别为 T_4 、 T_2 和 T_3 ，则上述关系的表达式如下

$$\mathbf{V}_4 T_4 + \mathbf{V}_3 T_3 + \mathbf{V}_2 T_2 = \mathbf{V}_{\text{ref}} T_s \quad (17)$$

式中， T_s 为采样周期，同时各个矢量的作用时间满足以下关系

$$T_4 + T_3 + T_2 = T_s \quad (18)$$

将式(17)按实部和虚部分别展开

$$\begin{cases} |\mathbf{V}_4| T_4 + \frac{\sqrt{3}}{2} |\mathbf{V}_3| T_3 + |\mathbf{V}_2| T_2 = |\mathbf{V}_{\alpha}| T_s \\ \frac{1}{2} |\mathbf{V}_2| T_2 = |\mathbf{V}_{\beta}| T_s \\ T_4 + T_3 + T_2 = T_s \end{cases} \quad (19)$$

令调制比 $m = \sqrt{3} |\mathbf{V}_{\text{ref}}| / |\mathbf{V}_{\text{dc}}|$ ，将式(19)中各个矢量长度在 $|\mathbf{V}_{\text{dc}}|$ 下标准化，长矢量的长度为 $2\mathbf{V}_{\text{dc}}/3$ ，中矢量的长度为 $\sqrt{3}\mathbf{V}_{\text{dc}}/3$ 和短矢量的长度为 $\mathbf{V}_{\text{dc}}/3$ ，同时利用Clarke逆矩阵反变换到abc坐标下，利用分配最小一对冗余矢量的作用时间来调控上下电容的充放电时间，从而满足中点电位的动态平衡，为此应满足以下关系

$$(1-f)\mathbf{V}_{3+} = f\mathbf{V}_{3-} \quad (20)$$

式中， f 为冗余矢量的分配时间系数。 f 的范围在0~1之间，它由上下电容的电位差决定，通过PI调节器对电位差进行控制，即使在负载不平衡的情况下，中点电位也能够得到有效的平衡控制。为消除谐波和减小开关管通断损耗，采用七段对称矢量合成模式，每次矢量变化一次，开关管动作一次，采用从正小冗余矢量或负冗余矢量开始^[10]，开关管依次的开关顺序为 $\mathbf{V}_{3+}(1,0,0) \rightarrow \mathbf{V}_2(1,0,-1) \rightarrow \mathbf{V}_4(1,-1,-1) \rightarrow \mathbf{V}_{3-}(0,-1,-1) \rightarrow \mathbf{V}_4(1,-1,-1) \rightarrow \mathbf{V}_2(1,0,-1) \rightarrow \mathbf{V}_{3+}(1,0,0)$ 。

利用式(19)、式(20)可以得出三相开关管的工作时间

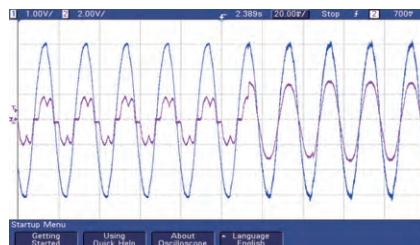
$$\begin{cases} d_a = u_a^* + [2f - u_c^* + f(u_c^* - u_a^*) - 1] \\ d_b = -u_b^* - [2f - u_c^* + f(u_c^* - u_a^*) - 1] \\ d_c = -u_c^* - [2f - u_c^* + f(u_c^* - u_a^*) - 1] \\ d_0 = 2f - u_c^* + f(u_c^* - u_a^*) - 1 \end{cases} \quad (21)$$

当目标矢量位于另外五扇区时，按照上述分析方式，可依次推出相应合成矢量的基本时间，计算分析过程类似，不再赘述。

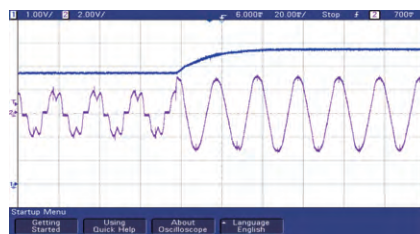
实验验证

为验证上述控制策略，基于TMS320F2812控制核心芯片，设计输出额定功率为1.98 kW的实验样机。电路设计参数如下：三相电源为110 V/50 Hz；直流给定输出电压为300 V；额定输出功率为1.98 kW；开关频率为15 kHz；三相电感为4 mH；直流侧上下电容为2 200 μF 。

图5为Vienna整流器从不控状态到可控状态的电压、电流波形图，负载为45 Ω 。从图5a中可看出输入电流在一个周期内达到稳定，不控到可控过程中电流畸变不大，对开关器件的电流冲击几乎不存在，图5a中电压为50 V/格，电流为5 A/格；图5b表明，直流电压能够实现平稳过渡，不存在超调，说明单闭环控制策略能够对直流电压实现无超调稳定控制，标度同图5a。



(a) a相电压、电流波形



(b) 直流电压及a相电流波形

图5 从不控状态到可控状态的电流和电压波形

图6为直流侧上下电容的电压波形，从图6中可以得出加入平衡因子的SVPWM能够很好地控制中点电位平衡。取稳态波形，图7a为a相电流和直流电压波形，图7a表明单闭环控制策略具备较好稳定性；从图7b可得出网侧输入电流与电压电位同

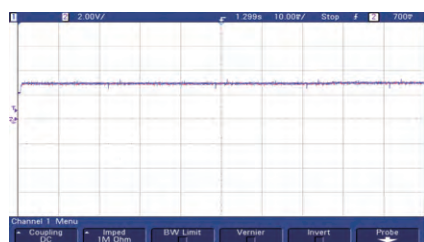
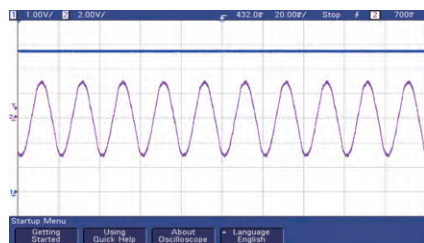
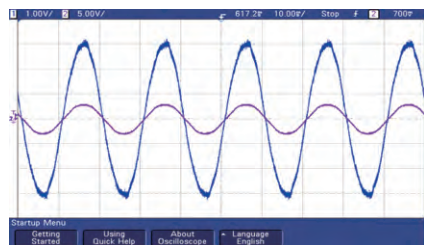


图6 直流侧上下电容电压波形



(a) a相电流及直流电压波形



(b) a相电流、电压波形

图7 稳态实验波形图

相位, Vienna 整流器在近似单位功率因数状态稳定运行。

结束语

本文针对三相Vienna整流器,设计一种无电流传感器的单闭环控制策略,该算法是对传统双闭环控制策略的简化,省去电流内环,在实际生产中提高设计控制算法效率,使控制系统具有高效性。由于Vienna整流器的SVPWM不同于传统三电平整流器,在研究传统三电平整流器SVPWM的基础上,探索适用于Vienna整流器的SVPWM技术,并在SVPWM中加入平衡因子使该调制方式具有良好的中点电位平衡能力。最后,通过样机对所提方案进行验证,实验结果验证控制算法的有效性。

参考文献

- [1] 符强,林辉,贺博,等. 无电流传感器的四开关三相无刷直流电机驱动控制新策略[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(17): 148-153.
- [3] 毛鸿,吴兆麟,王毅,等. 三相电压型PWM整流器无电流传感器控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2001, 4(2): 56-60.
- [3] Lim D L D. AC voltage and current sensorless control of three-phase PWM rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(6): 883-890.
- [4] 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.
- [5] 周卫平,吴正国,唐劲松,等. SVPWM的等效算法及SVPWM与SPWM的本质联系[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 133-137.
- [6] 陈娟,何英杰,王新宇,等. 三电平空间矢量与载波调制策略统一理论的研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 71-78.
- [7] 陈鑫兵,何礼高. 基于模糊控制的三电平逆变器中点电位平衡策略[J]. 电工技术学报, 2007, 22(10): 103-109.
- [8] Ma Hui, Xie Yunxiang, et al. Modeling and direct power control method of vienna rectifiers using sliding mode control approach[J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15(1): 190-201.
- [9] 窦真兰,程孟增,李素英,等. 三电平NPC整流器控制及中点电位平衡控制技术[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(10): 32-37.
- [10] 姜卫东,王群京,陈权,等. 二极管箝位型多电平逆变器全范围电容电压平衡的PWM调制方法[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 28-35.

(收稿日期: 2014-12-04) EA