

# 基于单周期控制的三相三电平 PFC 整流器 中点电压平衡方法

高铁峰, 仲宙宇, 张 森, 赵剑锋

(东南大学 电气工程学院, 江苏 南京 210096)

**摘要:** 基于扩展状态空间平均法, 建立了三相三电平功率因数校正(PFC)整流器的动态模型, 详细分析了直流侧中点电压不平衡的原因, 推导了影响中点电压的零序占空比表达式。在此基础上, 提出一种改进单周期控制方法, 该方法在单个积分周期内引入零序占空比前馈补偿和中点电压反馈控制, 具有较强的中点电压平衡能力, 以及较好的稳态和动态特性。仿真及硬件平台实验验证了理论分析的正确性和有效性。

**关键词:** 功率因数校正; 整流器; 中点电压平衡; 单周期控制; 前馈补偿; 反馈控制

**中图分类号:** TM 46

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.07.017

## 0 引言

三相三电平功率因数校正(PFC)整流器能够实现电力电子系统的单位功率因数, 同时能够把交流侧电流的总谐波畸变率(THD)控制在要求范围内, 因此在航空供电系统、工业高压电源和通信设备等领域发挥着重要作用。近年来, 学术界提出并成功应用了多种拓扑结构作为 PFC 整流器来提升电力电子系统交流侧的性能。其中, 文献[1]提出的 VIENNA 整流器作为一种三电平单向变换器, 具有较强的 PFC 以及交流电流谐波抑制能力。和其他变换器相比, 由于 VIENNA 整流器需要的开关器件更少, 输入电感更小, 进一步提升了效率, 降低了硬件成本, 因此对一些对电能质量和功率密度要求较高的场合得到了广泛应用<sup>[2-4]</sup>。

精确有效的建模方法对于了解电力电子系统的本质特性具有重要意义, 同时为控制器设计、电路参数设计提供了理论基础。经过多年的发展, 已有多种建模方法成功地应用到电力电子变换器及电力电子系统之中。其中, 扩展状态空间平均法由 Sanders 首次提出<sup>[5]</sup>, 该方法对电路变量进行时变傅里叶展开处理, 忽略了高频谐波分量而保留低频分量, 因此能够精确表征电路特性而不会增加建模的复杂度。扩展状态空间平均法已被成功应用于众多电力电子领域, 如高压直流电源、分布式发电、电动汽车供电系统等<sup>[6-9]</sup>。

单周期控制 OCC(One-Cycle Control)作为一种非线性控制方法具有独特的优势, 在控制过程中不用采集交流侧电压, 无需乘法器、锁相环等环节, 因此硬件成本低, 易于实现<sup>[10]</sup>; 具有较好的动态特性, 适

用于各种高压大功率场合, 如三电平变换器、PFC、有源滤波器等<sup>[11-12]</sup>。近年来, 数字控制器的迅速发展进一步拓展了单周期控制在多种特殊场合中的应用。

中点电压平衡问题作为一个三电平拓扑结构的固有问题一直以来受到学术界的广泛关注。周期性的电流流入直流侧中点导致了直流电容电压的不均, 进而对器件造成不同的应力, 使得三电平变换器的稳定运行存在很大的安全隐患。针对这一问题, 相关学者提出了多种解决方案, 主要分为硬件方法和软件方法。硬件方法主要是通过独立的直流电源或其他外加辅助电路来对中点电流进行补偿, 进而实现中点电压平衡<sup>[13]</sup>。硬件方法原理简单, 但增加了系统的复杂程度和实施成本。软件方法主要是通过对直流侧电压的闭环控制来对脉宽调制(PWM)过程进行修正, 从本质上解决了中点电压平衡问题。软件方法主要可以分为基于正弦脉宽调制(SPWM)和基于空间矢量脉宽调制(SVPWM)<sup>[14-19]</sup>, 其中基于 SVPWM 的方法主要通过调节矢量作用时间来实现中点平衡, 文献[14]提出了一种用小矢量来代替其他矢量的方法, 具有较强的中点电压平衡能力, 但会造成交流侧电流 THD 上升, 还会带来负载的损耗。在分析了 SPWM 和 SVPWM 共性的基础上, 向参考电压注入零序电压的方法被广泛采用<sup>[15]</sup>, 但通常中点电流和零序电压之间的非线性关系导致了零序电压的计算和取值过于复杂, 不利于实际中的应用。文献[16]在中点电压闭环控制器中加入了一个包含中点电流平均值和峰值等其他信息的偏置信号, 对中点电压起到了较强的平衡作用, 具有较好的稳态以及动态特性。文献[17]提出了一种向输入电流注入 3 次谐波分量的方法, 有效地控制了中点电位平衡。

本文利用扩展状态空间平均法建立了三电平 PFC(VIENNA)整流器的动态模型, 分析了直流侧中点电压不平衡的原因, 通过计算得到了影响中点电

收稿日期: 2016-02-02; 修回日期: 2016-05-25

基金项目: 江苏省科技支撑研究项目(SBE201300580)

Project supported by the Technological Support Program of Jiangsu Province(SBE201300580)

压平衡的开关管占空比零序成分。在此基础上对传统单周期控制方法进行改进,在每个积分周期内引入了零序占空比前馈补偿和中点电压差反馈控制,在每个开关周期内不仅能够对总的直流侧电压进行控制,而且能够起到中点电压平衡的作用。

## 1 VIENNA 整流器动态模型及中点电压分析

### 1.1 VIENNA 整流器拓扑结构

VIENNA 整流器拓扑结构如图 1 所示。图中,  $u_{SA}, u_{SB}, u_{SC}$  为输入电压;  $L$  为输入电感;  $S_A, S_B, S_C$  为双向开关, 分别由一个 IGBT 和一个二极管整流桥组成, 整流桥中共 4 个二极管, 2 个和交流侧连接, 另外 2 个和直流侧中点连接; 每个桥臂上除双向开关外还有 2 个续流二极管;  $C_1, C_2$  为输出滤波电容, 满足  $C_1 = C_2 = C$ ;  $R_{L1}$  和  $R_{L2}$  为负载电阻; 由于直流侧中点  $N$  的存在, 输出电压  $U_o$  被分解为  $U_{C1}$  和  $U_{C2}$  两部分。

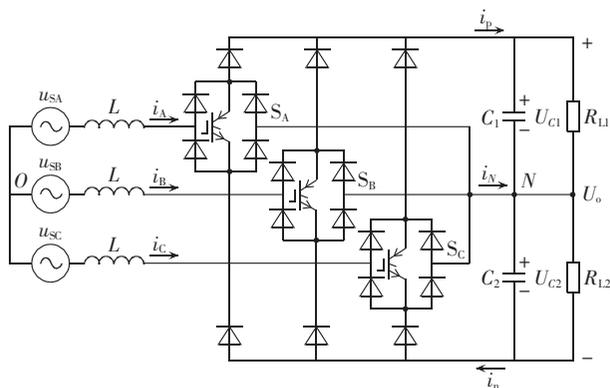


图 1 VIENNA 整流器拓扑结构

Fig.1 Topology of VIENNA rectifier

假设整流器工作于连续电流模式, 当开关闭合时, 输入交流侧通过二极管整流桥和直流侧中点连接; 当开关断开, 输入电流为正(或负)时, 输入交流侧通过续流二极管和直流侧正(或负)端连接, 由此形成三电平系统。其中, 二极管整流桥按输入电压频率换流, 续流二极管按开关频率换流, 开关管两侧电压不仅取决于开关管的状态, 还和输入电流方向有关。

根据基尔霍夫定律, 可得到整流器交流侧状态平均方程:

$$u_{sX} = L \frac{di_X}{dt} + u_{XN} + u_{NO} \quad (1)$$

其中,  $i_X (X=A, B, C)$  为输入电流;  $u_{XN}$  为双向开关两端电压;  $u_{NO}$  为直流侧中点和输入电源中点之间的电压。由前文分析可知, 当开关管闭合时,  $u_{XN} = 0$ ; 当开关管断开时,  $u_{XN} = U_{C1}$  或  $-U_{C2}$ , 具体值取决于输入电流的方向。在分析时忽略直流侧电容电压差, 即  $U_{C1} = U_{C2} = U_o/2$ , 同时设每相的平均占空比为  $d_X$ , 即得到双向开关两端的电压表达式为:

$$u_{XN} = (1 - d_X) \operatorname{sgn}(i_X) \frac{U_o}{2} \quad (2)$$

$$\operatorname{sgn}(i_X) = \begin{cases} 1 & i_X \geq 0 \\ -1 & i_X < 0 \end{cases} \quad (3)$$

为了解决式(2)中符号函数导致的非线性问题, 重新定义开关管平均占空比  $D_X$  为:

$$D_X = (1 - d_X) \operatorname{sgn}(i_X) \quad (4)$$

将式(2)~(4)代入式(1)能够得到 VIENNA 整流器的交流侧方程:

$$u_{sX} = L \frac{di_X}{dt} + D_X \frac{U_o}{2} + u_{NO} \quad (5)$$

对于直流侧, 同样根据基尔霍夫定律可以得到如下等式:

$$\begin{cases} C \frac{dU_{C1}}{dt} = i_p - \frac{U_o}{R_{L1}} \\ C \frac{dU_{C2}}{dt} = i_n - \frac{U_o}{R_{L2}} \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $i_p, i_n$  分别为流入(流出)整流器直流侧正(负)端电流, 方向如图 1 所示。

### 1.2 VIENNA 整流器动态模型及中点电压分析

扩展状态空间平均法的核心思想是利用时变傅里叶变换描述电力电子系统中的变量, 在分析时可以只考虑占主导地位的谐波次数, 因此既能保证模型的精确度, 又能降低模型的复杂度。根据该方法的原理, 对于任意一个周期变量  $x(t)$ , 在时间段  $[t-T, t]$  内, 可以将其展开为复数傅里叶级数的形式:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k(t) \cdot e^{jk\omega t} \quad (7)$$

其中,  $x_k(t)$  为第  $k$  次谐波分量的傅里叶系数。

$$x_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) \cdot e^{-jk\omega\tau} d\tau \quad (8)$$

对于变量的微分及乘法运算, 还具有以下 2 个基本性质:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t) \\ \langle x \cdot y \rangle_k(t) = \sum_i \langle x \rangle_{k-i}(t) \cdot \langle y \rangle_i(t) \end{cases} \quad (9)$$

根据扩展状态平均法理论,  $k$  取值较大时能够得到更精确的数学模型, 但对于一般电力电子系统, 可以近似为直流或正弦的变量, 只考虑 0 次和 1 次谐波分量即可满足模型精度的需求, 同时避免了建模过程过于复杂。

为了建立 VIENNA 整流器的动态模型, 首先做如下假设: 三相输入电压对称, 同时忽略三相输入电流的高次谐波和由器件引起的直流偏置, 二者都用 1 次谐波分量进行近似; 对于开关管平均占空比, 在傅里叶展开时  $k$  取 0 和  $\pm 1$ , 即用 0 次和 1 次谐波分量进行近似。

$$\begin{cases} u_{SA} = \langle u_{SA} \rangle_1 e^{j\omega t} + \langle u_{SA} \rangle_{-1} e^{-j\omega t} \\ i_A = \langle i_A \rangle_1 e^{j\omega t} + \langle i_A \rangle_{-1} e^{-j\omega t} \\ D_A = \langle D \rangle_0 + \langle D_A \rangle_1 e^{j\omega t} + \langle D_A \rangle_{-1} e^{-j\omega t} \end{cases} \quad (10)$$

其中,  $\langle D \rangle_0$  为开关管平均占空比中的零序成分,且各相相等。由扩展状态空间平均法原理可知,傅里叶系数  $\langle x \rangle_1$  可转换为复数形式,且  $\langle x \rangle_1$  和  $\langle x \rangle_{-1}$  互为共轭复数:

$$\begin{cases} \langle u_{SA} \rangle_1 = \text{Re} \{ \langle u_{SA} \rangle_1 \} + j \text{Im} \{ \langle u_{SA} \rangle_1 \} \\ \langle i_A \rangle_1 = \text{Re} \{ \langle i_A \rangle_1 \} + j \text{Im} \{ \langle i_A \rangle_1 \} \\ \langle D_A \rangle_1 = \text{Re} \{ \langle D_A \rangle_1 \} + j \text{Im} \{ \langle D_A \rangle_1 \} \end{cases} \quad (11)$$

其中,  $\text{Re} \{ \cdot \}$  和  $\text{Im} \{ \cdot \}$  分别为傅里叶系数的实部和虚部。

完成上述假设及变量处理后,对交流侧状态方程(1)两侧取 1 次谐波分量,可以得到:

$$\langle u_{SA} \rangle_1 = L \left\langle \frac{di_A}{dt} \right\rangle_1 + \langle u_{AN} \rangle_1 + \langle u_{NO} \rangle_1 \quad (12)$$

由式(2)、(4)可以得到:

$$\langle u_{AN} \rangle_1 = \langle D_A \rangle_1 \frac{U_o}{2} \quad (13)$$

另外,根据三相输入电压对称性,  $u_{NO}$  可由以下公式求得:

$$u_{NO} = -\frac{1}{3} (u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}) \quad (14)$$

对式(13)两侧取 1 次谐波分量可得:

$$\begin{aligned} \langle u_{NO} \rangle_1 &= -\frac{1}{3} (\langle u_{AN} \rangle_1 + \langle u_{BN} \rangle_1 + \langle u_{CN} \rangle_1) = \\ &= -\frac{1}{3} (\langle u_{AN} \rangle_1 + \langle u_{AN} \rangle_1 \cdot e^{-j2\pi/3} + \langle u_{AN} \rangle_1 \cdot e^{-j4\pi/3}) = 0 \end{aligned} \quad (15)$$

将式(9)—(11)、(13)和(15)代入式(12),可以得到实部、虚部分离的 VIENNA 整流器交流侧 A 相动态模型方程:

$$\begin{cases} \frac{d(\text{Re} \{ \langle i_A \rangle_1 \})}{dt} = \omega \text{Im} \{ \langle i_A \rangle_1 \} + \frac{1}{L} \text{Re} \{ \langle u_{SA} \rangle_1 \} - \\ \quad \frac{1}{L} \text{Re} \{ \langle D_A \rangle_1 \} \frac{U_o}{2} \\ \frac{d(\text{Im} \{ \langle i_A \rangle_1 \})}{dt} = -\omega \text{Re} \{ \langle i_A \rangle_1 \} + \frac{1}{L} \text{Im} \{ \langle u_{SA} \rangle_1 \} - \\ \quad \frac{1}{L} \text{Im} \{ \langle D_A \rangle_1 \} \frac{U_o}{2} \end{cases} \quad (16)$$

根据扩展状态空间平均法定义及三相系统的对称性,B、C 相的动态模型方程和 A 相类似,在此省略具体推导过程。

由前文所述的换流方式,VIENNA 整流器桥臂电流  $i_{pX}$ 、 $i_{nX}$  满足以下等式:

$$\begin{aligned} i_{pX} &= \begin{cases} (1-d_X) i_X & i_X \geq 0 \\ 0 & i_X < 0 \end{cases} \\ i_{nX} &= \begin{cases} 0 & i_X \geq 0 \\ (d_X-1) i_X & i_X < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (17)$$

将式(4)代入式(17),可以得到交流电流与直流电流的关系表达式:

$$\begin{cases} i_p + i_n = \sum_{X=A,B,C} (i_{pX} + i_{nX}) = \sum_{X=A,B,C} (D_X i_X) \\ i_p - i_n = \sum_{X=A,B,C} (i_{pX} - i_{nX}) = \sum_{X=A,B,C} (D_X \cdot \text{sgn}(i_X) \cdot i_X) \end{cases} \quad (18)$$

根据式(6)、(18)即可得到直流侧动态模型方程:

$$\begin{cases} C \frac{dU_o}{dt} = D_A i_A + D_B i_B + D_C i_C - 2 \frac{U_o}{R} \\ C \frac{d\Delta U_o}{dt} = -i_N = D_A \text{sgn}(i_A) i_A + \\ \quad D_B \text{sgn}(i_B) i_B + D_C \text{sgn}(i_C) i_C \end{cases} \quad (19)$$

其中,  $\Delta U_o = U_{C1} - U_{C2}$  为直流侧两电容电压差值。

忽略输出电压  $U_o$  的高次纹波,假定其在每个开关周期的值恒定,可将式(19)中的第一个等式两侧取 0 次谐波分量,并结合式(10)、(11)可以得到:

$$\begin{aligned} \left\langle \frac{dU_o}{dt} \right\rangle_0 &= \frac{6}{C} (\text{Re} \{ \langle D_A \rangle_1 \} \cdot \text{Re} \{ \langle i_A \rangle_1 \} + \\ &\quad \text{Im} \{ \langle D_A \rangle_1 \} \cdot \text{Im} \{ \langle i_A \rangle_1 \}) - 2 \frac{U_o}{R} \end{aligned} \quad (20)$$

从式(19)中的第二个等式可以看出,中点电压差值和中性点电流具有直接关系,为了满足中点电压平衡,需要使中点电流在单个开关周期内的平均值为 0。对该等式分别取 0 次和 1 次谐波分量,结合式(10),可以得到满足中点电压平衡所需的零序占空比表达式:

$$\langle D \rangle_0 = \cos \theta \frac{\sqrt{\text{Re}^2 \{ \langle D_A \rangle_1 \} + \text{Im}^2 \{ \langle D_A \rangle_1 \}}}{\pi} \cos(3\omega_0 t + \varphi) \quad (21)$$

其中,  $\varphi = \arctan \left( \frac{\text{Im} \{ \langle D_A \rangle_1 \}}{\text{Re} \{ \langle D_A \rangle_1 \}} \right)$ ;  $\theta$  为交流侧功率因数角;  $\omega_0$  为输入电压角频率。由式(21)可以看出,所需的零序占空比频率为输入电压的 3 倍,且可以通过各相占空比基频分量求得,在实际应用中可作为一种前馈调制补偿来对中点电压差进行治理。

## 2 基于单周期控制的中点电压平衡方法

### 2.1 传统单周期控制

单周期控制的核心控制目标是使交流侧输入电压、电流同相位,令变换器实现单位 PFC 的目标,即存在一个等效电阻  $R_e$ ,使输入电压、电流满足:

$$u_{sX} = R_e i_X \quad (22)$$

单周期控制的控制方程为<sup>[10]</sup>:

$$U_m(1-d_X) = R_s |i_X| \quad (23)$$

其中,  $U_m$  为电压控制器的输出值;  $R_s$  为交流电流采样电阻。传统单周期控制采用模拟电路实现,具有实现简单、成本低等特点。但在一些高压大功率密度场合或在变换器特殊运行情况下,非理想化的器件会导致控制器失去稳定性。数字控制器由于其自身的高

效性和灵活性在电力电子领域得到广泛应用,近年来数字化单周期控制已经发展到了较为成熟的阶段。

数字单周期控制器主要原理如图 2 所示。直流侧电压采样值和参考值做差后,首先经过电压 PI 控制器,输出一个电压环指令值  $U_m$ ;然后  $U_m$  输入到积分器模块中,经过运算输出幅值为  $U_m$  的载波,其频率为开关频率;最后该载波和交流电流采样结果进行比较,生成开关管的驱动信号。

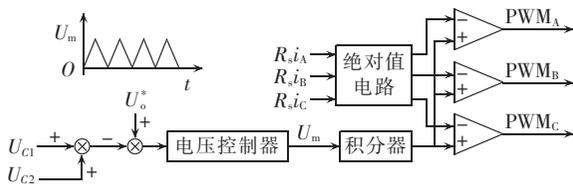
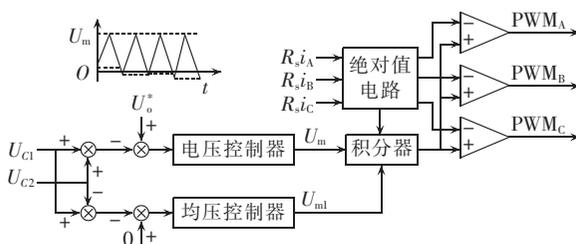


图 2 单周期控制框图

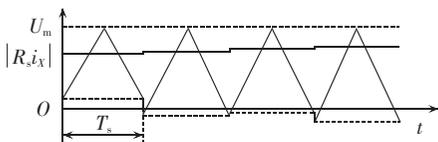
Fig.2 Block diagram of OCC

## 2.2 改进单周期控制

前文分析了零序占空比对中点电压平衡的前馈补偿作用,在此基础上对传统单周期控制方法进行改进。原理如图 3(a)所示:每个开关周期内首先由输入电流采样值根据式(21)计算零序占空比,再引入直流侧均压环,二者之和作为单周期控制的积分初始值。具体积分过程如图 3(b)所示:与传统单周期控制方法相比,积分器的积分初值不再为 0,这样在每个开关周期内的调制过程中,不仅实现了对直流侧电压的控制,还由于引入了零序占空比前馈补偿以及直流侧电容电压差的反馈控制,能够在每个积分周期内对直流侧电容电压差进行控制,具有较快的响应速度。另外,该方法在原有硬件电路条件下通过软件算法实现,没有增加硬件成本,方法简单可靠。



(a) 控制框图



(b) 积分过程

图 3 改进单周期控制框图

Fig.3 Block diagram of modified OCC

因为开关频率远大于输入电流频率,可认为在单个积分周期内采样电流值恒定,则在一个开关周期内传统单周期控制的占空比为:

$$d=1-|R_s i_x| \quad (24)$$

对于改进单周期控制,积分初值不再为 0,假设每个周期内积分器从  $\varepsilon$  开始积分,则新的占空比为:

$$d'=\frac{1-|R_s i_x|}{1+\varepsilon} \quad (25)$$

由上述改进单周期控制原理及式(21)、(24)和(25)可以求得每个开关周期的积分初值:

$$\varepsilon=\frac{\langle D \rangle_0+U_{m1}}{|R_s i_x|-\langle D \rangle_0-U_{m1}-1} \quad (26)$$

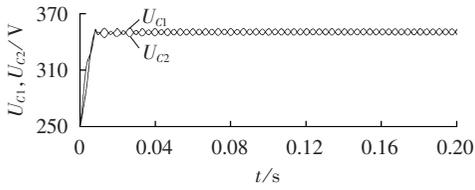
其中,  $U_{m1}$  为直流侧电容电压均压控制器输出,如图 3(a)中所示。在实际应用中,直流侧电压控制器及电容电压均压控制器均采用 PI 控制器,在参数设计完成后,引入的零序占空比前馈补偿相当于在调制过程中对占空比进行修正,只改变了调制的增益,并不会影响控制环的稳定性或频域特性。

## 3 实验验证

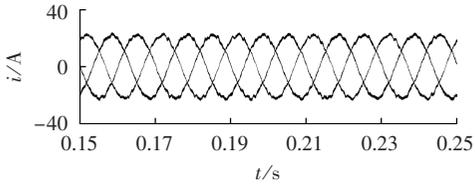
### 3.1 仿真实验

为了验证本文提出的改进单周期控制方法,利用 MATLAB/Simulink 进行了仿真。主要仿真参数为:输入线电压有效值 380 V,频率 50 Hz;输入电感 3 mH;开关频率 10 kHz;直流侧电容每个 2000  $\mu$ F;额定输出功率 9.8 kW;额定输出电压 700 V。

仿真结果如图 4—8 所示。图 4、图 5 分别为采用传统单周期控制和改进单周期控制时的直流侧电压以及输入电流波形。从图 4(a)可以看出,当采用传统单周期控制时,直流侧电压整体具有较好的动态响应时间,但 2 个电容电压存在明显的差值,而且存在一定的低频纹波。从图 5(a)可以看出,采用本文所述的改进单周期控制方法后,直流侧电压在 0.03 s 左右达到稳定,而且 2 个电容电压的差异被消除,实现了中点电压平衡。比较图 4(b)和图 5(b)还能发现,采用了改进单周期控制并没有增加输入电流的 THD。直流侧电压动态波形如图 6 所示,首先采用传统单周期控制,在 0.2 s 处加载中点电压平衡算法,从图中可以看出,直流侧电容电压在 10 ms 内达到平衡,能够说明前文所述的在每个积分周期内对中点电压差进行补偿控制具有较好的动态效果。图 7、图 8 比较了在负载不对称情况下传统单周期控制和改进单周期控制的控制效果。从图 7 可以看出,当负载相差 50% 的情况下采用传统单周期控制会导致直流侧电容电压远远偏离参考值,达到稳态后两电容电压相差 100 V 左右,另外输入电流 THD 较大,还存在一定程度上的直流偏置。从图 8 可以看出,在 0.2 s 时加载中点平衡算法,中点电压达到平衡共需要 25 ms 左右,输入电流也得到改善。



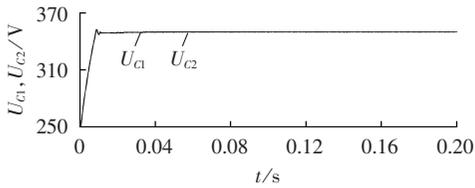
(a) 直流侧电容电压



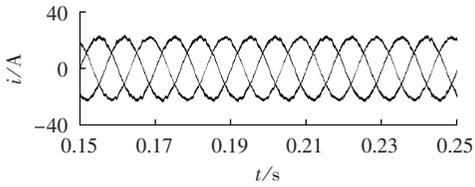
(b) 输入电流

图 4 传统单周期控制的仿真结果

Fig.4 Simulative results of conventional OCC



(a) 直流侧电容电压



(b) 输入电流

图 5 改进单周期控制的仿真结果

Fig.5 Simulative results of modified OCC

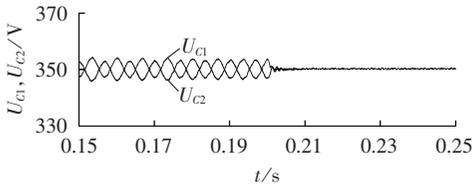


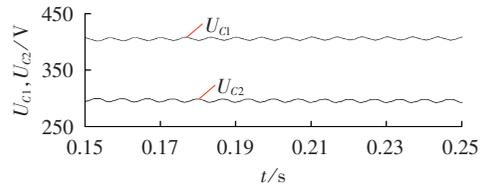
图 6 直流侧电容电压动态仿真结果

Fig.6 Result of dynamic simulation of DC-link capacitor voltage

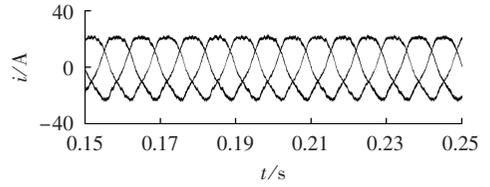
### 3.2 硬件实验平台

为了验证前文的理论分析,搭建了 1.5 kW 的实验平台,主要实验参数如下:输入线电压有效值 110 V,频率 50 Hz;输入电感 3 mH;开关频率 10 kHz;直流侧电容每个 1000  $\mu$ F;额定输出电压 250 V。实验结果如图 9—11 所示。

图 9 比较了传统单周期控制和改进单周期控制的控制效果,当采用传统单周期控制时,直流侧电容电压差约为 10 V,占直流侧总电压的 4% 左右。采用改进单周期控制后直流侧电容电压实现平衡,而且没有导致输入电流的 THD 明显增加,与仿真结论一致。图 10 展示了改进单周期控制的动态性能,加载



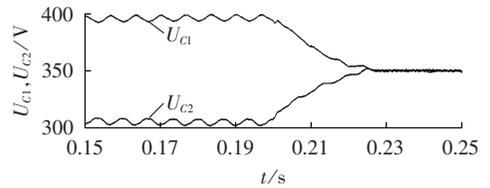
(a) 直流侧电容电压



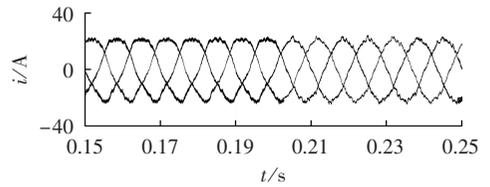
(b) 输入电流

图 7 负载不对称传统单周期控制波形

Fig.7 Simulative results of conventional OCC for asymmetric loads



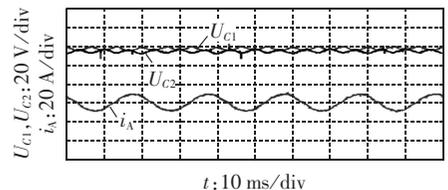
(a) 直流侧电容电压



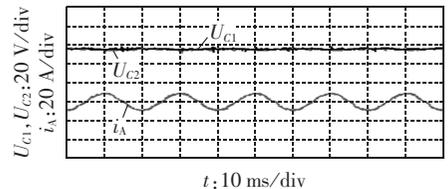
(b) 输入电流

图 8 负载不对称改进单周期控制波形

Fig.8 Simulative results of modified OCC for asymmetric loads



(a) 传统单周期控制



(b) 改进单周期控制

图 9 传统单周期控制和改进单周期控制对比

Fig.9 Comparison between conventional OCC and modified OCC

中点平衡算法后,经过 10 ms 左右直流侧电容电压达到平衡,同时输入电流的畸变也得到改善。考虑由硬件电路各个环节造成的延迟作用,平衡恢复时间略大于仿真实验,但足以说明改进单周期控制算法具

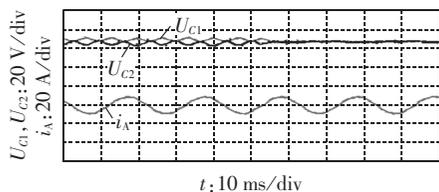
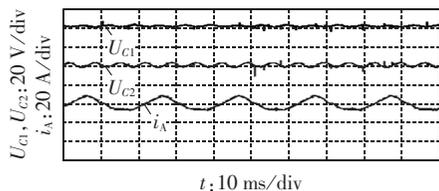
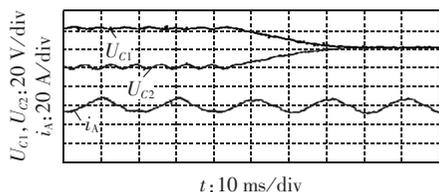


图10 直流侧电容电压动态实验结果

Fig.10 Result of dynamic experiment of DC-link capacitor voltage



(a) 直流侧电容电压



(b) 输入电流

图11 负载不对称改进单周期控制波形

Fig.11 Simulative results of modified OCC for asymmetric loads

有良好的动态特性。图11中比较了负载不对称情况下2种算法的性能。从图中可以看出,50%的负载差异导致了40V左右的直流侧电容电压差异以及较大的输入电流畸变;加载中点平衡算法后,电容电压差异在35ms内被消除,说明本文所述的改进单周期控制方法在负载不对称情况下同样具有较强的中点平衡能力。

## 4 结论

本文首先建立了基于扩展状态空间平均法的三相PFC(VIENNA)整流器动态模型,在此基础上对中点电压平衡问题进行了详细的分析,推导出了影响中点电压的零序占空比表达式。提出了一种引入零序占空比前馈补偿和中点电压反馈的改进单周期控制,该方法在每个积分周期内不仅能够对总的直流侧电压进行控制,还具有较强的中点电压平衡能力。最后进行了仿真验证并搭建了1.5kW的实验平台对该方法进行验证,实验结果表明,本文提出的改进单周期控制方法具有较强的中点电压平衡能力以及较好的稳态和动态特性。

## 参考文献:

[1] KOLAR J, ERTL H, ZACH F. Design and experimental investigation of a three-phase high power density high efficiency unity power factor PWM(VIENNA) rectifier employing a novel inte-

grated power semiconductor module[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. San Jose, USA:IEEE,1996:514-523.

- [2] DROFENIK U, LAIMER G, KOLAR J W. Pump characteristic based optimization of a direct water cooling system for a 10 kW/500 kHz Vienna rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(3): 704-714.
- [3] 陆翔, 谢运祥, 桂存兵, 等. 基于无源性与滑模变结构控制相结合的VIENNA整流器控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(10): 110-115.
- LU Xiang, XIE Yunxiang, GUI Cunbing, et al. VIENNA rectifier control strategy based on passivity control and sliding mode variable structure control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(10): 110-115.
- [4] ROUND S, KARUTZ P, HELDWEIN M, et al. Towards a 30 kW/iter, three-phase unity power factor rectifier[C]//IEEJ-IEEE PCC. Nagoya, Japan:IEEE, 2007: 1251-1259.
- [5] SANDERS S R, NOWOROLSKI J M, LIU X Z, et al. Generalized averaging method for power conversion circuits[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 6(2): 251-259.
- [6] MARTIN-RAMOS J A, DIAZ J, PERIA A M, et al. Dynamic and steady-state models for the PRCLCC resonant topology with a capacitor as output filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 54(4): 2262-2275.
- [7] DARYABAK M, FILIZADEH S, JATSKEVICH J, et al. Modeling of LCC-HVDC systems using dynamic phasors[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(4): 1989-1998.
- [8] YE Z, JAIN P, SEN P. Phasor-domain modeling of resonant inverters for high-frequency AC power distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(4): 911-923.
- [9] EMADI A, KHALIGH A, RIVETTA C H, et al. Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives[J]. IEEE Transactions on Vehicle Technology, 2006, 55(4): 1112-1125.
- [10] SMEDLEY K M, SLOBODAN C. One cycle control of switching converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 625-633.
- [11] BENTO A A D M, VIERA P K P, DA SILVA E R C. Application of the one-cycle control technique to a three-phase three-level NPC rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2): 1177-1184.
- [12] 蔡逢煌, 王武, 陈浩龙. 倍压 Boost-APFC 变换器的改进型单周期控制[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(10): 121-126.
- CAI Fenghuang, WANG Wu, CHEN Haolong. Improved single-cycle control of double-voltage Boost-APFC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(10): 121-126.
- [13] BOORA A A, NAMI A, ZARE F, et al. Voltage-sharing converter to supply single-phase asymmetrical four-level diode-clamped inverter with high power factor loads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10): 2507-2520.
- [14] CHOI U M, LEE J S, LEE K B. New modulation strategy to balance the neutral-point voltage for three-level neutral-clamped inverter systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(1): 91-100.
- [15] HANG L, LI B, ZHANG M, et al. Equivalence of SVM and carrier-based PWM in three-phase/wire/level Vienna rectifier and capability of unbalanced-load control[J]. IEEE Transactions

- on Industrial Electronics,2014;20-28.
- [16] CHATURVEDI P,JAIN S,AGARWAL P. Carrier-based neutral point potential regulator with reduced switching losses for three-level diode-clamped inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2014,61(2):613-624.
- [17] 韦微,陈新,樊轶,等. 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(15):29-37.
- WEI Zheng,CHEN Xin,FAN Yi,et al. Study and analysis of neutral-point potential and control methods for one-cycle controlled three-phase three-level VIENNA rectifier[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(15):29-37.
- [18] 吕建国,吴馥云,胡文斌,等. 动态搜索调节调制波偏置的 SPWM 三电平逆变器中点电压平衡控制方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(12):73-79.
- LÜ Jianguo,WU Fuyun,HU Wenbin,et al. Modulation wave offset adjustment by dynamic search to balance neutral-point voltage of three-level SPWM inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(12):73-79.
- [19] 谢路耀,金新民,吴学智,等. 基于零序注入的 NPC 三电平变流器中点电位反馈控制[J]. 电工技术学报,2012,27(12):117-128.

XIE Luyao,JIN Xinmin,WU Xuezhi,et al. Neutral point voltage feedback control based on zero sequence injection for NPC three-level converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(12):117-128.

#### 作者简介:



高铁峰

高铁峰(1986—),男,江苏南京人,博士研究生,主要研究方向为多电平变换器、谐振变换器建模及控制等(**E-mail**:gtf-bryant\_008@163.com);

仲宙宇(1992—),女,江苏常州人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子变换器建模及控制(**E-mail**:zhongzhouyu1992@163.com);

张森(1990—),男,江苏徐州人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子变换器控制等(**E-mail**:cumtzhz@126.com);

赵剑锋(1972—),男,江苏南京人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力节能技术、新能源并网技术、电能质量分析治理等(**E-mail**:jianfeng\_zhao@seu.edu.cn)。

## Neutral-point voltage balancing based on one-cycle control for three-phase three-level PFC rectifier

GAO Tiefeng,ZHONG Zhouyu,ZHANG Sen,ZHAO Jianfeng

(School of Electrical Engineering,Southeast University,Nanjing 210096,China)

**Abstract:** A dynamic model of three-phase three-level PFC(Power Factor Correction) rectifier is developed based on the generalized state space averaging method. The cause of neutral-point voltage imbalance is studied and the expression of zero-sequence duty ratio is derived,which influences the neutral-point voltage. A modified OCC(One-Cycle Control) is proposed,which introduces the feedforward compensation of zero-sequence duty ratio and the feedback control of neutral-point voltage in single integral cycle,resulting in the enhanced neutral-point voltage balancing capability and the better steady-state and transient performances. Simulative and experimental results validate the correctness and effectiveness of theoretical analysis.

**Key words:** power factor correction; electric rectifiers; neutral-point voltage balancing; one-cycle control; feedforward compensation; feedback control

(上接第 110 页 continued from page 110)

## Active front-end controller for DC distribution

LIU Chuang,CUI Jianfeng,LIU Haiyang,CAI Guowei

(Northeast Dianli University,Jilin 132012,China)

**Abstract:** A DC distribution system architecture based on AFEC(Active Front-End Controller) is proposed to effectively employ and manage the renewable energy resources at customer side,which adopts the AFEC designed based on power electronics technique and high-frequency isolation technique to integrate the distribution step-down transformer with the AC-DC converter for the power conversion between medium-voltage AC grid and low-voltage DC grid. The basic types and different practical applications of AFEC are introduced. The system topology of cascaded AFECs with series inputs and parallel outputs,as well as the functions of its different modules,are analyzed in detail. A small experimental system based on the cascaded AFECs integrating dual Boost/Buck full-bridge converter with CLLC resonance module is built to verify the feasibility of the overall system architecture and the validity of its control strategy.

**Key words:** DC power distribution system; active front-end controller; high-frequency isolation; cascade; electric converters; power balancing