

一种负载不平衡情况下单相三电平脉冲 整流器中点电位控制方法

王顺亮, 宋文胜, 冯晓云

(西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031)

摘要: 首先分析了负载不平衡情况下单相电压型三电平脉冲整流器的工作原理, 引出该电路直流侧中点电位偏移的特点。为了实现在负载不平衡的恶劣情况下直流侧中点电位平衡的控制目标, 以传统的单相三电平单极性载波脉宽调制(CBPWM)方法为基础, 提出了一种在负载不平衡情况下, 基于电压补偿分量注入的载波脉宽调制(CBPWM-VOI)算法。理论分析表明: 电压补偿分量的取值与负载有着密切关系, 在一定的负载不平衡度范围内, 该调制算法可以有效地控制直流侧中性点电位无偏移。计算机仿真和小功率样机实验都验证了该算法的有效性 & 理论计算的正确性。

关键词: 整流器; 三电平; 负载不平衡; 中点电位控制; 电压补偿分量

中图分类号: TM 461

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.10.014

0 引言

脉冲整流器是交流传动系统的一个重要组成部分, 目前我国生产的高速动车组和大功率交流传动电力机车的牵引变流器均采用脉宽调制(PWM)技术, 因此也称为 PWM 整流器, 其拓扑结构分为两电平和三电平两大类^[1]。相比两电平结构, 三电平拓扑具有半导体开关器件所承受的电压应力较低、等效开关频率高、容量大、谐波失真更低和电能质量更佳等优点^[2-6]。目前, 单相三电平二极管箝位型(NPC)结构已经广泛应用于高速铁路电力牵引交流传动系统中^[6]。但是电路元件特性的不平衡、非理想的开关器件特性等多方面的原因都会引起三电平整流器中性点电压不平衡的问题^[5]。在交-直-交传动系统中, 三电平逆变器中点电位未能控制达到平衡, 可等效为整流器的负载不平衡, 同样会引起整流器中点电位不平衡现象的产生。

针对单相三电平整流器中点电位不平衡的问题, 文献[5]提出了一种依靠调节死区时间的方式来控制中点电位, 但是实时地改变死区时间存在损坏半导体开关器件的风险。文献[7-10]在建立整流器的 $d-q$ 坐标系模型和 $d-q$ 坐标解耦控制的基础上, 在三电平 SVPWM 算法中通过调节冗余矢量作用时间来达到三电平整流器两电容电荷平衡的目的。文献[11-14]中指出, 通过在调制信号中注入零序电压分量的方法, 可以有效地平衡三相三电平逆变器的

直流侧中点电位。文献[15-16]将该零序电压分量注入方法推广到了三相三电平整流器中。文献[17]将三相三电平变流器中零序电压分量注入的中点电位控制方法扩展到了单相三电平整流器, 通过合理地设计零序电压分量, 该中点电位平衡方法不会引起附加的开关损耗。但是鲜有文献研究在负载不平衡的恶劣条件下, 零序电压分量的设计与选取范围的计算方法。文献[3]针对单相三电平整流器负载不平衡情况下, 采用 SVPWM 策略, 利用一个非线性控制和组合冗余开关函数的方法, 确保两电容电压相等, 但是没有研究负载极端不平衡情况下, 能否控制中点电位达到平衡。

本文以单相三电平脉冲整流器为研究对象, 首先详细分析了传统载波脉宽调制 CBPWM(Carrier Based Pulse Width Modulation)的基本原理, 然后基于注入电压补偿分量 VOI(Voltage Offset Injection)的 CBPWM-VOI 调制算法, 提出了一种针对负载不平衡情况下中点电位平衡控制方法; 并给出了极端情况下, 无法控制中点电位达到平衡的负载不平衡度条件。最后通过计算机仿真和小功率样机实验对该方法的有效性和可行性进行了对比验证研究。

1 单相三电平脉冲整流器工作原理

单相三电平脉冲整流器主电路如图 1 所示, 图中两负载中点 m 与两电容中点 o 相连。 u_N 和 i_N 分别为交流侧输入电压和电流, L_N 和 R_N 分别为变压器绕组等效漏感和电阻, V_{Ta1} 、 V_{Ta2} 、 V_{Ta3} 、 V_{Ta4} 为 a 桥臂开关器件, V_{Tb1} 、 V_{Tb2} 、 V_{Tb3} 、 V_{Tb4} 为 b 桥臂开关器件, u_{ab} 为整流桥的输入电压, u_1 和 u_2 分别为电容 C_1 和 C_2 的电压, i_1 和 i_2 分别为电容 C_1 和 C_2 流入 o 端的电流, i_p 、 i_n 和 i_o 分别为流入 p 端、 n 端和 o 端的电流, R_1 和 R_2

收稿日期: 2012-09-29; 修回日期: 2013-07-16

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51207131, 51277153); 高铁联合基金重点资助项目(U11344205)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51207131, 51277153) and the Key Project of High-speed Railway Joint Fund(U11344205)

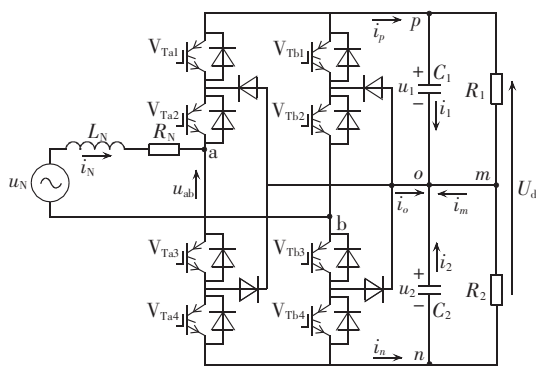


图 1 单相三电平脉冲整流器主电路图

Fig.1 Main circuit of single-phase three-level pulse rectifier

为等效负载, i_m 为直流侧负载中点流向电容中点的电流。

为了便于分析,定义理想开关函数 $S_i(i=a,b)$ 为:

$$S_i = \begin{cases} 1 & V_{Ti1} \text{ 和 } V_{Ti2} \text{ 导通, } V_{Ti3} \text{ 和 } V_{Ti4} \text{ 关断} \\ 0 & V_{Ti2} \text{ 和 } V_{Ti3} \text{ 导通, } V_{Ti1} \text{ 和 } V_{Ti4} \text{ 关断} \\ -1 & V_{Ti3} \text{ 和 } V_{Ti4} \text{ 导通, } V_{Ti1} \text{ 和 } V_{Ti2} \text{ 关断} \end{cases} \quad (1)$$

根据式(1),可得出该整流器的 9 种工作模式对应的开关状态及电压值如表 1 所示。

表 1 整流器的工作模式

Tab.1 Operating modes of rectifier

工作模式	S_a	S_b	u_{ao}	u_{bo}	u_{ab}
1	1	1	u_1	u_1	0
2	1	0	u_1	0	u_1
3	1	-1	u_1	$-u_2$	$u_1 + u_2$
4	0	1	0	u_1	$-u_1$
5	0	0	0	0	0
6	0	-1	0	$-u_2$	u_2
7	-1	1	$-u_2$	u_1	$-u_1 - u_2$
8	-1	0	$-u_2$	0	$-u_2$
9	-1	-1	$-u_2$	$-u_2$	0

根据式(1)和表 1, u_{ao} 和 u_{bo} 可以表示为:

$$\begin{cases} u_{ao} = \frac{S_a(S_a+1)}{2}u_1 - \frac{S_a(S_a-1)}{2}u_2 \\ u_{bo} = \frac{S_b(S_b+1)}{2}u_1 - \frac{S_b(S_b-1)}{2}u_2 \end{cases} \quad (2)$$

用式(2)中第一式减第二式,可以得出整流桥的输入电压 u_{ab} 为:

$$u_{ab} = u_{ao} - u_{bo} = \frac{S_a - S_b}{2}(u_1 + u_2) + \frac{S_a^2 - S_b^2}{2}(u_1 - u_2) \quad (3)$$

假设开关器件为理想模型,在换向过程中没有功率和能量损耗。因此交流侧与直流侧瞬时功率应相等,可得:

$$u_{ab}i_N = u_1i_p - u_2i_n \quad (4)$$

将式(3)代入式(4)可求得:

$$\begin{cases} i_p = \frac{S_a(S_a+1) - S_b(S_b+1)}{2}i_N \\ i_n = \frac{S_a(S_a-1) - S_b(S_b-1)}{2}i_N \end{cases} \quad (5)$$

对图 1 所示主电路中的 m 、 p 、 n 、 o 结点采用基尔霍夫电流定律(KCL),可得:

$$\begin{cases} i_m = \frac{u_1}{R_1} - \frac{u_2}{R_2} \\ i_p = i_1 + \frac{u_1}{R_1} = \frac{C_1 du_1}{dt} + \frac{u_1}{R_1} \\ i_n = i_2 - \frac{u_2}{R_2} = -\frac{C_2 du_2}{dt} - \frac{u_2}{R_2} \\ i_o = -i_1 - i_2 - i_m \end{cases} \quad (6)$$

联立式(6)、式(5)可以解得:

$$i_o = i_p - i_n = -(S_a^2 - S_b^2)i_N \quad (7)$$

假设直流侧两电容大小相等($C = C_1 = C_2$),根据式(6)还可得:

$$i_o = -\frac{C du_1}{dt} + \frac{C du_2}{dt} - \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} \quad (8)$$

令 $u_\Delta = u_1 - u_2$ 为两电容的电压差,将 u_Δ 和式(6)中的 i_m 代入式(8)可得:

$$u_\Delta = \frac{1}{C} \int -(i_o + i_m) dt + k = \frac{1}{C} \int [(S_a^2 - S_b^2)i_N - i_m] dt + k \quad (9)$$

其中, k 为积分常数,由初始状态的两电容电压差决定。从式(9)可看出中点电流 i_o 和 i_m 能影响两电容的电压差,而 i_m 由两电容各自的电压和负载决定,不能在控制系统中直接调节,因此在控制系统中只能通过合理控制 i_o 的变化来控制中点电位的平衡。在电容 C 的值不变的情况下,可以调节 i_o 的开关状态(S_a S_b)只有(1 0)、(0 1)、(0 -1)、(-1 0)这 4 种模式,其中(1 0)和(0 -1)以及(0 1)和(-1 0)互为冗余状态。通过合理地调节这 4 种模式的作用时间,可以有效地控制中点电位。

2 三电平脉冲整流器 CBPWM-VOI 算法

采用传统的三电平脉冲整流器 CBPWM 算法时,将 a 相和 b 相的调制信号归一化为 u_a 和 u_b ,并且满足:

$$u_a = u_{ab}^* = -u_b \quad (10)$$

其中, u_{ab}^* 为整流器输入电压调制信号。

将 u_a 和 u_b 分别与正侧和负侧三角载波相比较来生成 PWM 信号。其调制原理为:

$$S_i = \begin{cases} 1 & u_i \geq u_{c+} \\ 0 & u_{c-} < u_i < u_{c+} \\ -1 & u_i \leq u_{c-} \end{cases} \quad (11)$$

其中, $i=a,b$; u_{c+} 和 u_{c-} 分别为正侧载波和负侧载波信号。

由于对称性,传统 CBPWM 算法在开关周期 T_s 内,当 $u_a \geq 0$ 时,出现的冗余状态为(1 0)和(0 -1),且作用时间相等;当 $u_a < 0$ 时,出现的冗余状态为(0 1)和(-1 0),作用时间也相等。由式(7)可知,此调制算法不能改变中点电流 i_o 的大小。根据式(9),因为

负载的不平衡,无论中点电位是否平衡,传统 CBPWM 算法都无法调节冗余状态的作用时间来使其维持平衡。

为了通过调节冗余状态的作用时间来有效地控制中点电位和减小开关损耗,本节引入 CBPWM-VOI 算法。

注入电压补偿分量 u_z 后,新合成的 a 相和 b 相调制信号 u_a^* 和 u_b^* 可以表示为:

$$\begin{cases} u_a^* = u_a + u_z = u_{ab}^* + u_z \\ u_b^* = u_b + u_z = -u_{ab}^* + u_z \end{cases} \quad (12)$$

图 2、图 3 分别给出了调制信号在 $0 \leq |u_{ab}^*| \leq 0.5$ 和 $0.5 < |u_{ab}^*| \leq 1$ 区域范围内时,单相三电平脉冲整流器 CBPWM-VOI 算法示意图。

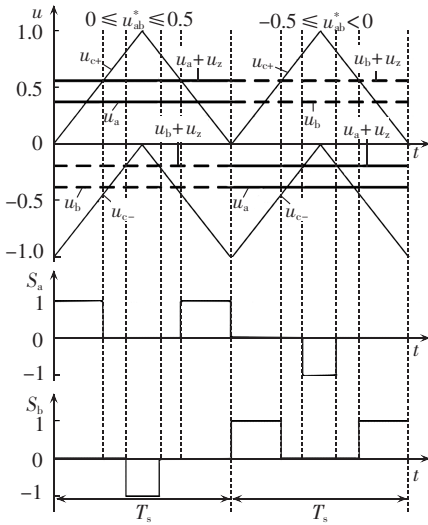


图 2 $0 \leq |u_{ab}^*| \leq 0.5$ 区域 CBPWM-VOI 示意图
Fig.2 Schematic diagram of CBPWM-VOI when $0 \leq |u_{ab}^*| \leq 0.5$

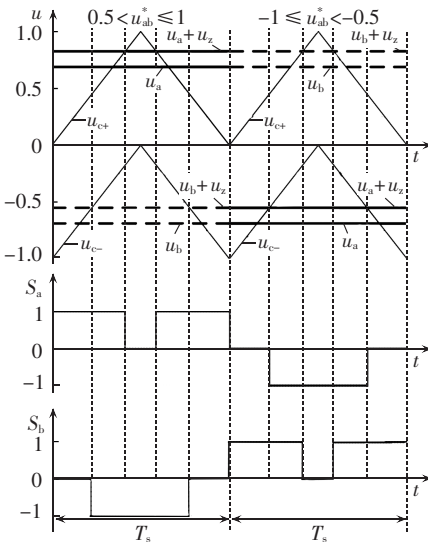


图 3 $0.5 < |u_{ab}^*| \leq 1$ 区域 CBPWM-VOI 示意图
Fig.3 Schematic diagram of CBPWM-VOI when $0.5 < |u_{ab}^*| \leq 1$

从图 2 和图 3 中可以看出当 $-1 \leq u_{ab}^* \leq 0$ 时,出现的冗余状态为 $(0 \ 1)$ 和 $(-1 \ 0)$,注入电压补偿分量后,其作用时间 $T_{(0 \ 1)}$ 和 $T_{(-1 \ 0)}$ 可以分别表示如式 (13)、(14) 所示。

当 $-0.5 \leq u_{ab}^* \leq 0$ 时,有:

$$\begin{cases} T_{(0 \ 1)} = (u_b + u_z)T_s = (-u_{ab}^* + u_z)T_s \\ T_{(-1 \ 0)} = -(u_a + u_z)T_s = (-u_{ab}^* - u_z)T_s \end{cases} \quad (13)$$

当 $-1 \leq u_{ab}^* < -0.5$ 时,有:

$$\begin{cases} T_{(0 \ 1)} = (1 + u_a + u_z)T_s = (1 + u_{ab}^* + u_z)T_s \\ T_{(-1 \ 0)} = (1 - u_b - u_z)T_s = (1 + u_{ab}^* - u_z)T_s \end{cases} \quad (14)$$

由式 (13)、(14) 可知,注入电压补偿分量 u_z 后,冗余状态的作用时间不再相等。

当开关频率远大于调制信号的频率时,在一个开关周期 T_s 内,交流侧输入电流 i_N 可以等效为一恒定值。则根据伏秒平衡原理,联立式 (7)、(13)、(14) 可以得出 $-1 \leq u_{ab}^* \leq 0$ 时的中点电流:

$$i_o = -(S_a^2 T_s - S_b^2 T_s) i_N / T_s = 2u_z i_N \quad (15)$$

从图 2 和图 3 中同样可以得出当 $0 < u_{ab}^* \leq 1$ 时,出现的冗余状态为 $(1 \ 0)$ 和 $(0 \ -1)$,注入电压补偿分量后,其作用时间 $T_{(1 \ 0)}$ 和 $T_{(0 \ -1)}$ 可以分别表示如式 (16)、(17) 所示。

当 $0 < u_{ab}^* \leq 0.5$ 时,有:

$$\begin{cases} T_{(1 \ 0)} = (u_a + u_z)T_s = (u_{ab}^* + u_z)T_s \\ T_{(0 \ -1)} = -(u_b + u_z)T_s = (u_{ab}^* - u_z)T_s \end{cases} \quad (16)$$

当 $0.5 < u_{ab}^* \leq 1$ 时,有:

$$\begin{cases} T_{(1 \ 0)} = (1 + u_b + u_z)T_s = (1 - u_{ab}^* + u_z)T_s \\ T_{(0 \ -1)} = (1 - u_a - u_z)T_s = (1 - u_{ab}^* - u_z)T_s \end{cases} \quad (17)$$

同理联立式 (7)、(16)、(17) 可以得出 $0 < u_{ab}^* \leq 1$ 时的中点电流为:

$$i_o = -(T_{(1 \ 0)} - T_{(0 \ -1)}) i_N / T_s = -2u_z i_N \quad (18)$$

引入符号函数 $\text{sgn}(\cdot)$ 可以将式 (15) 和式 (18) 统一表示为:

$$i_o = -\text{sgn}(u_{ab}^*) 2u_z i_N \quad (19)$$

3 负载不平衡情况下电压补偿分量的设计

注入的中点电流 i_o 一部分用于平衡由于负载不平衡引起的电流 i_m 即为中点电流的基本分量 i_{o1} ,一部分用于调节两电容电压差即为微调分量 i_{o2} 。注入的电压补偿分量也有相应的 2 个分量:基本分量 u_{z1} 和微调分量 u_{z2} 。

$$i_{o1} = -i_m = -\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} = -\text{sgn}(u_{ab}^*) 2u_{z1} i_N \quad (20)$$

$$i_{o2} = -i_1 - i_2 = -C \frac{du_\Delta}{dt} = -\text{sgn}(u_{ab}^*) 2u_{z2} i_N \quad (21)$$

根据式 (20) 可以得出:

$$u_{z1} = \text{sgn}(u_{ab}^*) \left(\frac{u_1}{R_1} - \frac{u_2}{R_2} \right) / (2i_N) \quad (22)$$

为了有效调节两电容电压差来控制中点电位,在任意时刻,必须满足以下控制原则:

$$u_{\Delta} \frac{du_{\Delta}}{dt} \leq 0 \quad (23)$$

对式(9)进行微分处理并联立式(21)可得:

$$\frac{du_{\Delta}}{dt} = -(i_o + i_m) / C = -i_{o2} / C = \text{sgn}(u_{ab}^*) 2u_{z2} i_N / C \quad (24)$$

将式(24)代入式(23)可得:

$$u_{\Delta} \frac{du_{\Delta}}{dt} = \text{sgn}(u_{ab}^*) 2u_{z2} i_N / C \leq 0 \quad (25)$$

为了有效地调节两电容上的电压差,根据式(25)可以将 u_{z2} 设计为:

$$u_{z2} = -\text{sgn}(u_{ab}^* i_N) K u_{\Delta} / U_d \quad (26)$$

其中, K 为比例系数。根据式(22)和式(26)可得出电压补偿分量表达式:

$$u_z = \text{sgn}(u_{ab}^*) \left(\frac{u_1}{R_1} - \frac{u_2}{R_2} \right) / (2i_N) - \text{sgn}(u_{ab}^* i_N) K u_{\Delta} / U_d \quad (27)$$

由图 2 和图 3 可知,为了使调制信号在线性调制范围内,注入电压补偿分量后新合成的调制信号必须满足条件: $|u_z \pm u_{ab}^*| \leq 1$ 。由此可知 u_z 应该在图 4 所示的外围大正方形内。但是当 $-0.5 < u_{ab}^* < 0.5$ 时,为了满足中点电位控制的需求,可能会出现 u_a^* 和 u_b^* 符号相同的情况,则 CBPWM-VOI 的输出状态就会存在状态(1 1)与(0 0)之间的切换,此时在同一时刻三电平脉冲整流器发生了 4 次开关切换,即存在开关切换次数大的问题。为了避免这种情况的发生,在设计电压补偿分量时,将其取值限制在图 4 中的阴影区域内。

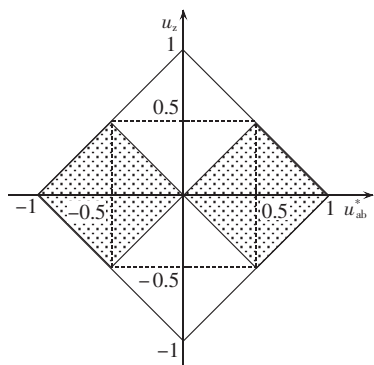


图 4 电压补偿分量取值范围图

Fig.4 Range of voltage compensating component

图 4 中阴影部分的边界值为满足 CBPWM-VOI 在线性调制区域内的电压补偿分量的极限值,此边界值定义为 u_{zL} 。根据图 4,可以求得:

$$u_{zL} = \begin{cases} \text{sgn}(u_z) |1 - u_{ab}^*| & 0.5 \leq u_{ab}^* \leq 1 \\ \text{sgn}(u_z) |u_{ab}^*| & -0.5 < u_{ab}^* < 0.5 \\ \text{sgn}(u_z) |1 + u_{ab}^*| & -1 \leq u_{ab}^* \leq -0.5 \end{cases} \quad (28)$$

为了将式(28)各个分段区域统一表达,作如下定义:

$$A = \begin{cases} 1 & 0.5 \leq u_{ab}^* \leq 1 \\ 0 & -0.5 < u_{ab}^* < 0.5 \\ -1 & -1 \leq u_{ab}^* \leq -0.5 \end{cases} \quad (29)$$

根据式(29)的定义,式(28)可表示为:

$$u_{zL} = \text{sgn}(u_z) |A^2 - (A^2 + A - 1)u_{ab}^*| \quad (30)$$

为了避免式(27)中 u_z 超过边界值的情况出现,在最终确定电压补偿分量的值的时候,作如下条件约束:

$$u_z = \begin{cases} u_z & |u_z| < |u_{zL}| \\ u_{zL} & |u_z| \geq |u_{zL}| \end{cases} \quad (31)$$

当两电容电压平衡时, $u_1 = u_2 = U_d / 2$, $u_{z2} = 0$ 。在交流侧的一个周期内 i_N 可等效为其有效值 I_N ,则根据式(27), u_z 可等效为:

$$u_z = \text{sgn}(u_{ab}^* i_N) \frac{(R_2 - R_1)U_d}{4R_1 R_2 I_N} \quad (32)$$

若出现负载严重不平衡的极端情况,为了达到中点电位平衡的控制要求,需要注入的中点电流值很大,可能会出现 $|u_z| \geq 0.5 \geq |u_{zL}|$ 的情况,此时 u_z 已达到其边界值的最大值,由于边界值的条件约束, u_{zL} 不可能一直取其最大值,注入的 u_z 不能达到理论值,中点电位不能达到平衡。

交流侧电压有效值为 U_N ,由系统交流侧与直流侧功率相等,可求得交流侧电流有效值:

$$I_N = \frac{U_d^2}{R_1 + R_2} / U_N \quad (33)$$

定义等效负载不平衡度 σ :

$$\sigma = \left| \frac{R_1^2 - R_2^2}{R_1 R_2} \right| \quad (34)$$

将式(33)、(34)代入式(32),可得 $|u_z| \geq 0.5$ 的条件为:

$$\sigma \geq \frac{2U_d}{U_N} \quad (35)$$

根据式(35)可以知道,当等效负载不平衡度 $\sigma \geq 2U_d / U_N$ 时,系统已经无法控制中点电位达到平衡。

4 仿真和实验结果

4.1 仿真研究

为了验证本文所设计的 CBPWM-VOI 调制算法的有效性和可行性,首先进行了单相三电平脉冲整流器及其控制系统的计算机仿真研究。仿真系统参数设置如下:整流器输出功率 450 W;交流侧电压有效值 $U_N = 80$ V;交流侧电感 $L_N = 5$ mH;直流侧电容 $C_1 = C_2 = 4.4$ mF;直流侧电压给定值 $U_d = 150$ V;总负载电阻 $R_1 + R_2 = 50$ Ω ;开关频率为 $f_s = 2.5$ kHz;系统在 0.8 s 时切入中点电位控制程序。

图 5 给出了 $R_1 = 20$ Ω , $R_2 = 30$ Ω 时交流侧输入电压 u_N 和电流 i_N 仿真波形,从图中可以看出交流侧电压和电流很好地实现了同相位,即整流器单位功

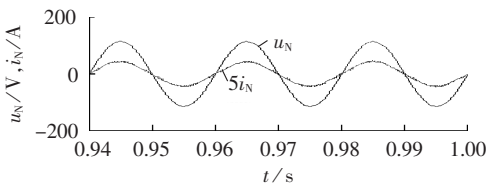
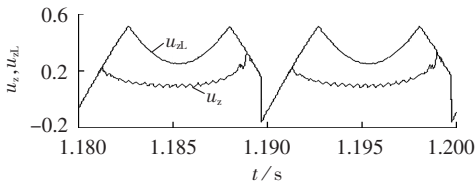


图 5 交流侧输入电压 u_N 和电流 i_N 仿真波形

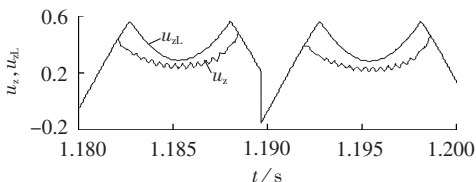
Fig.5 Simulative waveforms of input voltage u_N and current i_N at AC side

率因数运行。

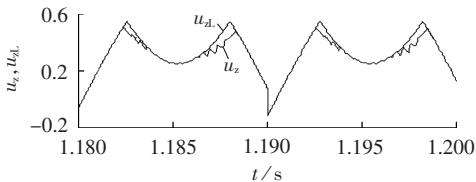
图 6 给出了 4 种不同负载不平衡度情况下,注入电压补偿分量值的分布情况(纵轴电压量为标么值)。图 7 给出了 2 种负载不平衡度情况下,直流侧两电容电压仿真波形图。从图 6 中可以看出,负载不平衡度 σ 值越大,所注入的电压补偿分量值越接近其边界值。从图 7 中可以看出, σ 值越大,加入中点电位控制程序前两电容电压偏差越大; σ 值较小时,中点电位能很快地达到平衡;当 σ 值达到式(35)的条件时,图 6 中电压补偿分量取其边界值注入,并且从图 7 可看出此时中点电位不能达到平衡,与理论分析一致。



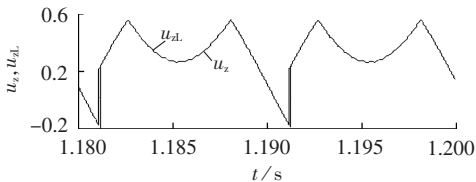
(a) $R_1=20\ \Omega, R_2=30\ \Omega, \sigma=0.83$



(b) $R_1=15\ \Omega, R_2=35\ \Omega, \sigma=1.90$



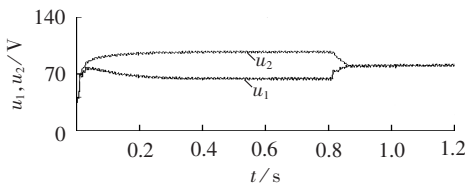
(c) $R_1=12\ \Omega, R_2=38\ \Omega, \sigma=2.85$



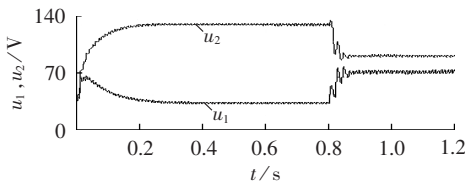
(d) $R_1=10\ \Omega, R_2=40\ \Omega, \sigma=3.75$

图 6 不同 σ 值情况下注入的电压补偿分量

Fig.6 Injected voltage compensating component for different σ values



(a) $R_1=20\ \Omega, R_2=30\ \Omega, \sigma=0.83$



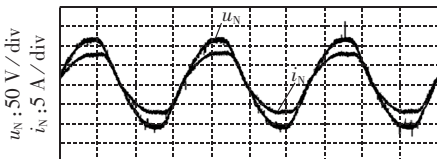
(b) $R_1=10\ \Omega, R_2=40\ \Omega, \sigma=3.75$

图 7 不同 σ 值情况下直流侧两电容电压仿真波形

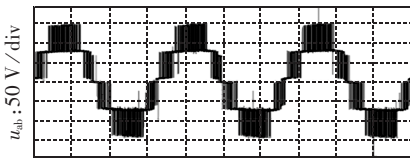
Fig.7 Simulative voltage waveforms of DC-link capacitors for different σ values

4.2 实验研究

为了进一步验证负载不平衡情况下,本文中点电位控制方法的可行性和有效性,在小功率样机上进行了实验测试。实验时负载电阻取 $R_1=20\ \Omega, R_2=30\ \Omega$,图 8 给出了交流侧输入电压 u_N 和电流 i_N 、整流桥输入端 u_{ab} 的实验波形,可见整流器实现了单位功率因数运行。



(a) u_N 和 i_N 实验波形

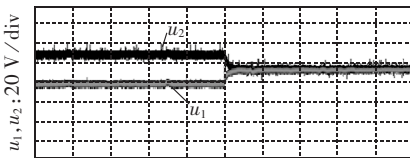


(b) u_{ab} 实验波形

图 8 输入端实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of input end

图 9 给出了直流侧两电容电压实验波形,验证了该控制方法能快速地实现中点电位平衡。为了验证理论推导中电压补偿分量注入值的正确性,图 10



t: 500 ms/div

图 9 $u_z=u_{z1}+u_{z2}$ 时直流侧两电容电压实验波形

Fig.9 Experimental voltage waveforms of DC-link capacitors when $u_z=u_{z1}+u_{z2}$

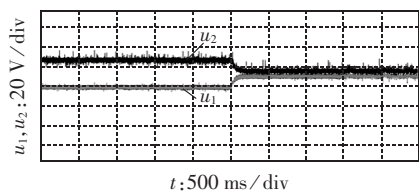


图10 $u_z = u_{z1}/2 + u_{z2}$ 时直流侧两电容电压实验波形

Fig.10 Experimental voltage waveforms of DC-link capacitors when $u_z = u_{z1}/2 + u_{z2}$

给出了当其他条件与上一步实验条件相同、而注入的电压补偿分量取值为 $u_z = u_{z1}/2 + u_{z2}$ 时,直流侧两电容电压波形图。从图中可以看出,当注入的电压补偿分量没有达到理论值时,中点电位不能达到平衡。这验证了 u_z 理论值计算的正确性,也从侧面验证了式(35)的推导。

5 结论

本文以单相三电平脉冲整流器为研究对象,针对负载不平衡情况下,在深入分析 CBPWM-VOI 算法的基础上,提出了一种能适用于负载不平衡情况下的中点电位控制方法。通过理论推导,给出了电压补偿分量的设计方法。研究了需要注入的电压补偿分量与负载不平衡度的关系;负载不平衡度越大,需要注入的电压补偿分量值越接近其边界值。得出了当负载不平衡度满足一定条件时系统无法控制中点电位达到平衡的结论,为负载不平衡的系统设计提供理论支撑。仿真和实验验证了该控制方法的有效性和电压补偿分量理论值计算的正确性。

参考文献:

- [1] 冯晓云. 电力牵引交流传动及其控制系统[M]. 北京:高等教育出版社,2009:78-92.
- [2] LIN B R, HUNG T L. Novel single-phase AC/DC converter with two PWM control schemes[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2002, 38(3): 1000-1010.
- [3] SALAET J, CANO A, GIMENO L M, et al. Adaptive balancing of the neutral point voltage in a single-phase three-level rectifier[C]//Compatibility in Power Electronics. Gdynia, Poland: IEEE, 2005: 108-113.
- [4] SALAET J, GILABERT A, BORDONAU J, et al. Nonlinear control of neutral point in three-level single-phase converter by means of switching redundant states[J]. Electronics Letters, 2006, 42(5): 304-306.
- [5] OSAWA C, MATSUMOTO Y, MIZUKAMI T, et al. A state-space modeling and a neutral point voltage control for an NPC power converter[C]//Power Conversion Conference. Nagaoka, Japan: IEEE, 1997: 225-230.
- [6] 申张亮, 郑建勇, 梅军. 基于改进虚拟空间矢量调制方法的中点箝位型三电平逆变器电容电压平衡问题[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(3): 79-84.
- SHEN Zhangliang, ZHENG Jianyong, MEI Jun. Capacitor potential balancing of neutral-point clamped three-level inverter based on improved virtual space vector PWM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(3): 79-84.
- [7] SONG W S, FENG X Y, SMEDLEY K. A space-vector PWM method for single-phase three-level neutral-point clamped converter[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Fort Worth, America: IEEE, 2011: 521-528.
- [8] SALAET J, ALEPUZ S, GILABERT A, et al. D-Q modeling and control of a single-phase three-level Boost rectifier with power factor correction and neutral-point voltage balancing[C]//Power Electronics Specialists Conference. Cairns, Queensland: IEEE, 2002: 514-519.
- [9] SONG W S, FENG X Y, XIONG C L. A neutral point voltage regulation method with SVPWM control for single-phase three-level NPC converters[C]//Vehicle Power and Propulsion Conference. Harbin, China: IEEE, 2008: 1-4.
- [10] 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.
- DOU Zhenlan, CHENG Mengzeng, LI Suying, et al. Decoupling control and neutral-point-potential balance control for three-level neutral-point-clamped rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(10): 32-37.
- [11] 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.
- [12] 王新宇, 何英杰, 刘进军. 注入零序分量 SPWM 调制三电平逆变器直流侧中点电压平衡控制机理[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 70-76.
- WANG Xinyu, HE Yingjie, LIU Jinjun. Neutral-point voltage balancing principle of NPC inverter modulated by SPWM injected zero-sequence voltage[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 70-76.
- [13] 薄保中, 刘卫国, 罗兵, 等. 三电平逆变器窄脉冲补偿方法研究[J]. 电力自动化设备, 2004, 24(8): 25-28.
- BO Baozhong, LIU Weiguo, LUO Bing, et al. Study of narrow pulse width compensation technique for three-level inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2004, 24(8): 25-28.
- [14] 王明渝, 李玉军, 刘述喜, 等. 零序分量注入型三电平感应电动机矢量控制系统[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(10): 34-37.
- WANG Mingyu, LI Yujun, LIU Shuxi, et al. Zero-sequence component imposed three-level vector control system of induction machine [J]. Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(10): 34-37.
- [15] 孟永庆, 沈传文, 刘正, 等. 基于零序电压注入的三电平中点箝位整流器中点电位控制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(10): 92-97.
- MENG Yongqing, SHEN Chuanwen, LIU Zheng, et al. Study on neutral-point potential control method for three-level NPC rectifiers by injecting zero-sequence voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(10): 92-97.
- [16] 原熙博, 李永东, 王琛琛. 基于零序分量注入的三电平 PWM 整流器目标优化控制[J]. 电工技术学报, 2009, 24(3): 116-121.
- YUAN Xibo, LI Yongdong, WANG Chenchen. Object oriented

optimal control method for three-level PWM rectifier by zero-sequence voltage injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(3):116-121.

[17] 宋文胜,冯晓云. 基于零序电压分量注入的单相三电平 NPC 整流器脉宽调制方法[J]. 中国电机工程学报,2011,31(36):16-24.
SONG Wensheng,FENG Xiaoyun. A pulse width modulation scheme with zero-sequence voltage injection for single phase three-level NPC rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(36):16-24.

作者简介:
王顺亮(1987-),男,四川大竹人,博士研究生,研究方向为电力牵引交流传动及其控制技术(E-mail:wangshuenliang@sina.com);
宋文胜(1985-),男,安徽安庆人,讲师,博士,研究方向为电力牵引交流传动及其控制技术;
冯晓云(1962-),女,河南夏邑人,教授,博士研究生导师,研究方向为电力牵引交流传动及其控制技术、列车运行控制及其仿真技术。

Neutral point voltage control for single-phase three-level pulse rectifier
with unbalanced loads

WANG Shunliang,SONG Wensheng,FENG Xiaoyun

(School of Electrical Engineering,Southwest Jiaotong University,Chengdu 610031,China)

Abstract: The operating principle of single-phase three-level voltage-source pulse rectifier with unbalanced loads is analyzed and the voltage drift of DC-link neutral point is derived. A unipolar CBPWM-VOI(Carrier-Based Pulse Width Modulation with Voltage Offset Injection) algorithm based on traditional single-phase three-level unipolar CBPWM is proposed to control the DC-link neutral point voltage under load imbalance condition. Theoretical analysis shows that,the voltage compensating component is closely relative to the loads and the proposed modulation algorithm keeps the zero voltage drift of DC-link neutral point effectively within a certain range of load imbalance degree. The effectiveness of the proposed algorithm and the correctness of theoretical calculation are verified by the computer simulation and the experiment of a small-power prototype.

Key words: electric rectifiers; three level; load imbalance; neutral point voltage control; voltage offset

浙江中凯科技股份有限公司公告

浙江中凯科技股份有限公司(以下称中凯公司)自 2012 年 12 月 31 日起已取消“上海凯保电器有限公司”KB0 控制与保护开关电器授权经销商资格,并停止“上海凯保电器有限公司”以中凯公司或中凯公司授权经销商名义进行的一切活动,该单位于 2012 年 12 月 31 日起所从事的任何商业活动均与中凯公司无关。

同时,中凯公司已于 2013 年 1 月 1 日授权“上海鑫保电气科技有限公司”为华东地区 KB0 控制与保护开关电器经销商,有效期至 2013 年 12 月 31 日。在授权期间,“上海鑫保电气科技有限公司”将代表中凯公司全面负责华东地区的市场销售,提供售前、售中和售后服务,确保满足广大用户采购、使用的需求。

在此,中凯公司郑重申明,中凯享有的知识产权如“中凯”、“KB0”等注册商标,以及外观设计、实用新型、发明专利等受国家法律保护,任何第三方未经中凯公司许可都不得使用,否则,将采取相应的制约措施并保留追究其法律责任的权利。

(浙江中凯科技股份有限公司)