

二极管箝位三电平逆变器共模电压抑制技术

吕佃顺^{1,2,3}, 许洪华^{1,3}

(1. 中国科学院 电工研究所, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100049;
3. 科诺伟业风能设备(北京)有限公司, 北京 100083)

摘要: 针对二极管箝位三电平逆变器, 根据小矢量作用时中点电流与相电流方向, 将小矢量分为正小矢量和负小矢量, 提出一种不含正小矢量的脉宽调制矢量合成策略, 将逆变器输出共模电压幅值由原来的 $1/3$ 直流母线电压降低到 $1/6$ 直流母线电压。将参与输出电压合成的负小矢量按照矢量合成关系分为过渡小矢量、附加小矢量 1 和附加小矢量 2, 并根据不同小矢量作用时对中点电压的控制能力推导出最优小矢量选择标准, 实现对中点电压的有效控制。通过试验验证了纯电感负载和单位功率因数 2 种典型工况下共模电压抑制策略与中点电压控制策略的有效性。

关键词: 逆变器; 脉宽调制; 二极管箝位三电平逆变器; 共模电压抑制; 中点电压控制

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2018.01.009

0 引言

随着能源和环境问题的突出, 世界各国正在把更多目光投向可再生能源, 其中风力发电已经成为目前最具规模化开发条件和商业化发展前景的可再生能源发电方式。在风力发电中, 需要脉宽调制(PWM)变频器对电能进行处理, 其中由二极管箝位三电平逆变器组成的四象限变流器具有能量转换效率高、控制相对简单、 du/dt 低等优点, 因而被广泛采用, 但是在其应用过程中存在一些负面效应^[1-2], 典型问题为逆变器产生的高频共模电压。

高频共模电压会在发电机转轴上感应出高频轴电压进而形成轴电流, 腐蚀发电机轴承; 高频共模电压与发电机绕组寄生电容相互作用, 降低绕组对地绝缘; 同时高频共模电压产生很强的电磁干扰, 影响其他控制系统和电子设备的正常运行^[3-4]。随着电压的升高, 电力设备可供设计的电压裕量越来越小, 考虑到多电平结构是实现高电压的典型途径, 研究多电平 PWM 逆变器输出共模电压抑制技术具有重要的理论意义和实用价值。文献[5]对二极管箝位三电平控制技术进行了论述, 本文称为经典控制策略; 文献[6]采用前馈有源滤波器结构消除逆变器输出共模电压的负面作用; 文献[7]通过软件优化 PWM 策略方式, 将两电平逆变器输出共模电压降低为原来的 $1/3$ 。文献[8-9]提出软件优化 PWM 策略实现三电平逆变器共模电压部分降低或完全消除, 指出部分降低策略综合指标最优, 但未考虑到中点电压控制; 文献[10]站在三角波优化的角度提出新型 PWM 策略以抑制三电平逆变器共模电压输出, 但也未考虑中点

电压问题; 文献[11]提出一种适用于两电平 Z 源逆变器的抑制共模电压调制方法; 文献[12]提出调整开关序列以抑制共模电压对中点电压控制的影响, 并从控制算法和拓扑改进 2 条途径分别实现中点电位平衡的控制; 文献[13]分析了特定谐波消去 PWM 策略对输出共模电压的影响; 文献[14]采用虚拟空间矢量合成结合相占空比法的思路实现了输出共模电压降低和中点电压平衡控制, 但仅适用于三相三线制系统。文献[15]阐述了多种工况下多电平逆变器的中点电压控制技术。

本文将矢量空间分为 6 个扇区, 每个扇区细分为 2 个小区, 根据小矢量作用时中点电流与相电流方向, 将小矢量分为正小矢量和负小矢量, 提出一种不含正小矢量的 PWM(NPSVPWM)矢量合成策略, 将逆变器输出共模电压幅值由原来的 $1/3$ 直流母线电压降低到 $1/6$ 直流母线电压。关于中点电压问题, 本文将参与输出电压合成的小矢量按照矢量合成关系分为过渡小矢量、附加小矢量 1 和附加小矢量 2, 并根据不同小矢量作用时对中点电压的控制能力推导出最优小矢量选择标准, 实现对中点电压的有效控制。

1 二极管箝位三电平逆变器输出共模电压特征及抑制策略

二极管箝位三电平逆变器的拓扑如图 1 所示, 由 12 个 IGBT 和 6 个箝位二极管组成。

用开关变量 S_a 、 S_b 、 S_c 分别表示三电平逆变器各桥臂开关状态, 状态 0、1、2 分别对应桥臂 $-U_{dc}/2$ 、0、 $U_{dc}/2$ 3 个电压输出。定义三电平逆变器的开关状态为 $S_a S_b S_c$, 则三电平逆变器共有 27 个开关状态, 分别对应 19 个空间状态, 如图 2 所示。

不同于经典控制策略, 本文将整个平面分成 6 个

收稿日期: 2016-09-04; 修回日期: 2017-10-09

基金项目: 国家科技支撑计划项目(2012BAA01B00)

Project supported by the National Science and Technology Support Program of China(2012BAA01B00)

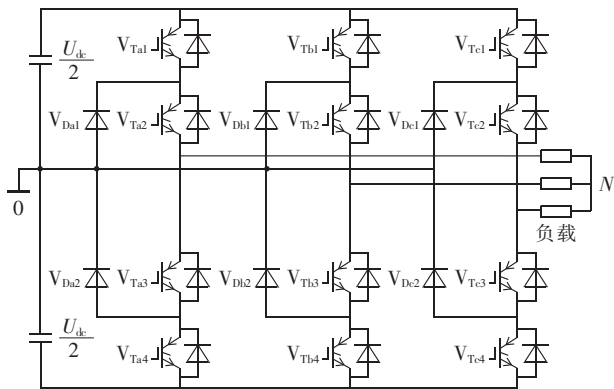


图 1 二极管箝位三电平逆变器拓扑

Fig.1 Topology of diode clamped three-level inverter

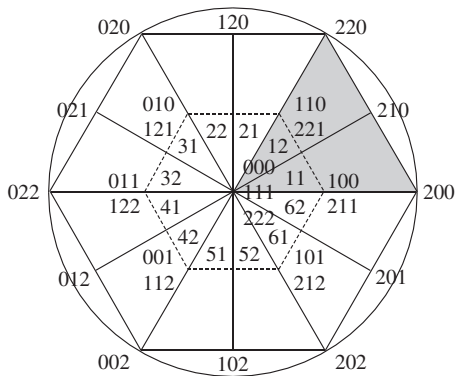


图 2 三电平逆变器空间矢量

Fig.2 Space vector of three-level inverter

扇区,每个扇区分成 2 个小区,用 xy 表示, x 代表扇区号, y 代表小区号,如 12 区表示第 1 扇区第 2 小区。矢量根据长短分为 4 类:零矢量、小矢量、中矢量和 大矢量,其中小矢量有 1 个冗余状态,零矢量有 2 个冗余状态。定义三相电流和中点电流 I_m 均以输出为正,如果小矢量作用时对应中点电流与相电流方向相同,称为正小矢量,如 100、122;如果小矢量作用时对应中点电流与相电流相反,则称负小矢量,如 011、211,如图 3 所示。

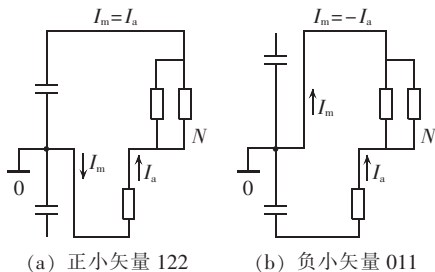


图 3 正小矢量与负小矢量定义

Fig.3 Definition of positive and negative small vectors

不同矢量作用时对应共模电压如表 1 所示。

从表 1 可以看出,不同矢量对应不同共模电压幅值 $|U_{N0}|$,其中中矢量对应 $|U_{N0}|=0$,大矢量对应 $|U_{N0}|=U_{dc}/6$;正小矢量对应 $|U_{N0}|=U_{dc}/3$,负小矢量

表 1 不同矢量对应共模电压幅值

Table 1 Magnitude of common-mode voltage relating to different vectors

矢量定义	矢量标号	$ U_{N0} $
零矢量	(000, 222)、111	$U_{dc}/2, 0$
正小矢量	100, 010, 001, 221, 122, 212	$U_{dc}/3$
负小矢量	110, 011, 101, 211, 121, 112	$U_{dc}/6$
中矢量	210, 120, 021, 012, 102, 201	0
大矢量	200, 020, 002, 220, 022, 202	$U_{dc}/6$

对应 $|U_{N0}|=U_{dc}/6$;零矢量 111 对应 $|U_{N0}|=0$,零矢量 000、222 对应 $|U_{N0}|=U_{dc}/2$ 。如果参与合成输出电压的矢量状态不包含零矢量 000、222,则逆变器输出共模电压峰值将从 $U_{dc}/2$ 降低到 $U_{dc}/3$,如果再去掉正小矢量,则逆变器输出共模电压峰值将从 $U_{dc}/3$ 降低到 $U_{dc}/6$ 。去除零矢量 000、222,去除 6 个正小矢量,剩余的 19 个矢量位置唯一对应 19 个空间状态。

不失一般性,以图 2 中第 1 扇区为例说明降低逆变器输出共模电压的思路。考虑抑制共模电压输出,第 1 扇区可供使用的基本矢量为零矢量 111、负小矢量(211、110)、中矢量 210 和大矢量(200、220)。将第 1 扇区分成第 11、12 2 小区,遵循每次状态切换时仅 1 对开关器件动作原则,第 11 小区开关序列为 111、211、210、200、210、211、111,第 12 小区开关序列为 111、110、210、220、210、110、111,开关序列为七段式。

选择好合成输出电压所用的矢量,求取每个矢量作用时间。对于每个开关序列,为了控制中点电压平衡,优先采用中矢量和 大矢量;负小矢量用于状态过渡分配最小作用时间 T_{min} ,后文称作过渡小矢量;零矢量用于剩余时间填充。设小矢量 U_s 作用时间为 T_s ,中矢量 U_m 作用时间为 T_m ,大矢量 U_l 作用时间为 T_l ,零矢量作用时间为 T_0 ,扇区号为 n 。

定义 $\alpha\beta$ 坐标系预合成电压为 U_α 和 U_β ,设最大矢量长度为 $U_{dc}/2$,对各矢量进行标幺化,中矢量 $U_m=\sqrt{2} \angle (2n-1)\pi/6$,大矢量 $U_l=\sqrt{\frac{8}{3}} \angle (n-1)\pi/3$ 。

$$\text{第 } x1(x=1,2,\cdots,6)\text{ 小区时, } U_s=\sqrt{\frac{2}{3}} \angle \frac{(n-1)\pi}{3},$$

计算得到第 $x1$ 小区各矢量作用时间为:

$$\begin{cases} T_s=T_{min} \\ T_m=\sqrt{2} \cos \frac{(2n+1)\pi}{6} U_\alpha + \sqrt{2} \sin \frac{(2n+1)\pi}{6} U_\beta \\ T_l=-\sqrt{\frac{3}{2}} \cos \frac{(n+1)\pi}{3} U_\alpha - \sqrt{\frac{3}{2}} \sin \frac{(n+1)\pi}{3} U_\beta - \frac{T_{min}}{2} \\ T_0=-\sqrt{\frac{1}{2}} \cos \frac{(2n-1)\pi}{6} U_\alpha - \sqrt{\frac{1}{2}} \sin \frac{(2n-1)\pi}{6} U_\beta - \frac{T_{min}}{2} + 1 \end{cases} \quad (1)$$

第 $x2$ 小区时,小矢量 $U_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \angle \frac{n\pi}{3}$, 计算得到第 $x2$ 小区各矢量作用时间如下:

$$\begin{cases} T_s = T_{\min} \\ T_m = \sqrt{2} \cos \frac{(2n-3)\pi}{6} U_\alpha + \sqrt{2} \sin \frac{(2n-3)\pi}{6} U_\beta \\ T_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} \cos \frac{(n+1)\pi}{3} U_\alpha + \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \sin \frac{(n+1)\pi}{3} U_\beta - \frac{T_{\min}}{2} \\ T_0 = -\sqrt{\frac{1}{2}} \cos \frac{(2n-1)\pi}{6} U_\alpha - \\ \sqrt{\frac{1}{2}} \sin \frac{(2n-1)\pi}{6} U_\beta - \frac{T_{\min}}{2} + 1 \end{cases} \quad (2)$$

关于过渡小矢量作用最小时间 $T_{\min}$ 的选取,主要考虑过渡小矢量能够作为有效状态输出,开关状态切换时仅 1 对主开关器件动作。 $T_{\min}$ 选取的考虑因素主要为主开关器件死区时间,正常情况下按照 2 倍的死区时间选取。当出现过调制时,减小 $T_{\min}$ 作用时间,保证输出电压幅值。

每个开关序列包含 1 个小矢量用于状态过渡,单一小矢量累积作用效果将使中点电压失去平衡。

2 兼顾共模电压抑制的中点电压平衡策略

既然小矢量、中矢量作用影响中点电压,则中点电压的平衡也可通过改变小矢量或中矢量作用时间来实现。舍弃正小矢量后,为了实现中点电压的平衡控制,必须引入其他负小矢量。通过分析可知引入互差 120° 的 2 个负小矢量是合适的;一方面过渡小矢量和引入的 2 个负小矢量作用分别对应不同的三相电流,可满足中点电压的实时控制需求;另一方面保证 1 个 PWM 周期内各桥臂器件最多动作 1 次。以图 2 中第 11 小区为例进行详细说明,见图 4。

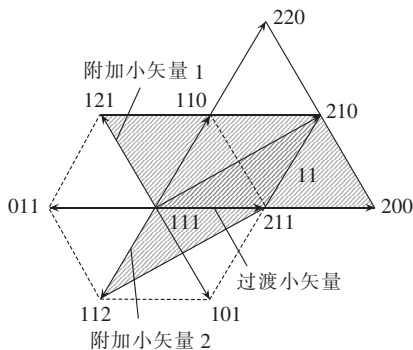


图 4 第 11 小区各矢量合成关系

Fig.4 Vector synthesis relationship of subsector 11

图 4 中,第 11 小区参与输出电压合成的基本矢量包含大矢量 200、中矢量 210、过渡小矢量 211 和零矢量 111。另外,根据中点电压控制需要,引入 121

作为附加小矢量 1 或 112 作为附加小矢量 2 参与输出电压合成,附加小矢量 121 与大矢量 200 可以合成中矢量 210,附加小矢量 112 与中矢量 210 可以合成 $1/2$ 的大矢量 200。

引入附加小矢量后,对中性点电压的控制可以分为 3 种工况,使用不同工况的依据为过渡小矢量、附加小矢量 1 和附加小矢量 2 作用对应中点电流符号和中点电压调整方向。

工况 1:过渡小矢量作用对应中点电流符号满足中点电压控制要求,调整过渡小矢量作用时间控制中点电压。

大矢量 200 与过渡小矢量 211 相位相同,长度相差 1 倍,过渡小矢量 211 作用对应中点电流 $I_m = -I_a$, a 相电流为输出时 211 作用使中点电压升高, a 相电流为输入时 211 作用使中点电压降低。过渡小矢量 211 对中点电压的调整最直接,但是半个基波周期内只能朝着一个方向控制。

工况 2:附加小矢量 1 作用对应电流符号满足中点电压控制要求,增加附加小矢量 1 参与输出电压合成。

对于第 11 小区,附加小矢量 1(121)作用对应中点电流 $I_m = -I_b$, b 相电流为输出时 121 作用使中点电压升高, b 相电流为输入时 121 作用使中点电压降低。同时,121 与 200 等时间作用合成中矢量 210,减少 210 作用时间,210 作用对应中点电流 $I_m = I_b$ 。通过增加 $-I_b$ 作用时间,减少 I_b 作用时间,实现对中点电压双重调节效果。

工况 3:附加小矢量 2 作用对应电流符号满足中点电压控制要求,增加附加小矢量 2 参与输出电压合成。

对于第 11 小区,附加小矢量 2(112)作用对应中点电流 $I_m = -I_c$, c 相电流为输出时 112 作用使中点电压升高, c 相电流为输入时 112 作用使中点电压降低。同时,112 与中矢量 210 等时间作用可以合成 $1/2$ 的大矢量 200,增加中矢量 210 作用时间,210 作用对应中点电流 $I_m = I_b$ 。通过增加 $-I_c$ 作用时间,增加 I_b 作用时间,实现对中点电压双重调节效果。

对于第 11 小区,工况 1 对应增加过渡小矢量 (211)作用时间,实现 a 相电流对中点电压控制作用;工况 2 对应增加附加小矢量 1(121)作用时间,减少中矢量 210 作用时间,实现 b 相电流对中点电压双重调节作用;工况 3 对应增加附加小矢量 2(112)作用时间,增加中矢量(210)作用时间,实现 c、b 两相电流对中点电压双重调节作用。3 种工况分别对应三相电流,通过调整负小矢量、中矢量作用时间,实现三相电流对中点电压的实时控制。

遵循每次状态切换时仅 1 对开关器件动作原

变流单元组成功率柜,网侧变流单元直接连接 690 V 电网,机侧变流单元经 3 号电抗器和 1 号断路器连接 690 V 电网。1 号断路器和 2 号断路器互锁,四象限功率循环试验时闭合 1 号断路器,纯电感负载试验时闭合 2 号断路器。

变流单元所用 IGBT 型号为 ABB5SNA1200G-330100,直流母线等效电容 9.6 mF,1 号和 3 号电抗器电感值 1.8 mH,2 号电抗器电感值 0.03 mH。控制时 PWM 频率 1 kHz,死区时间 25 μ s,过渡小矢量作用最短时间 $T_{\min}=50 \mu$ s。无特殊说明时,试验数据采用 DPO3014 采集,每秒采样 5×10^6 点。

3.2 纯电感负载共模电压抑制策略验证

采用共模电压抑制策略,控制图 5 中网侧变流单元不控整流运行,对应直流母线 1 kV 左右;闭合 2 号断路器,机侧变流单元电抗器负载运行,给定有效值 400 A 电流,机侧变流单元输出 ab 线电压、a 相电流和共模电压波形如图 6 所示。

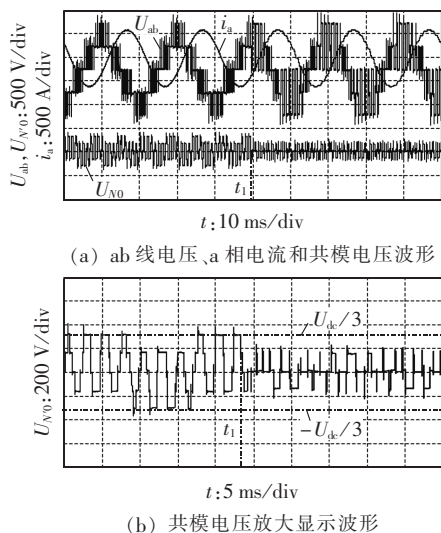


图 6 纯电感负载时经典调制策略与 NPSVPWM 策略输出共模电压对比

Fig.6 Comparison of common-mode voltage between conventional PWM and NPSVPWM with inductor load

图 6(a)为机侧变流单元输出 ab 线电压 U_{ab} 、a 相电流 I_a 和 2 号断路器 N' 点与变流单元 0 点之间的共模电压 $U_{N'0}$ 波形,对 t_1 前后 10 ms 共模电压波形放大显示,得到图 6(b)放大显示的共模电压波形。在 t_1 时刻从经典 PWM 策略切换到本文 NPSVPWM 策略, $N'0$ 点之间的共模电压从 $U_{dc}/3$ 降低到 $U_{dc}/6$,抑制策略有效。

为了验证 NPSVPWM 抑制共模电压输出期间的中点电压控制技术,试验时采用逆变器客户端录制正负母线电压(U_{dp} 、 U_{dn})、中点电压调节输出 U_{Nchl} (标幺值)和开关序列标识(0 对应过渡小矢量开关序列,100 对应附加小矢量 1 开关序列,200 对应附加小矢量 2 开关序列),每秒采样 1000 点,结果见图 7。

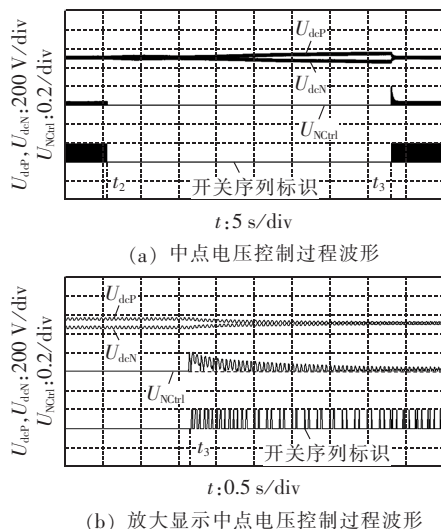


图 7 纯电感负载 NPSVPWM 时的中点电压控制波形

Fig.7 Waveforms of neutral point voltage control under NPSVPWM with inductor load

图 7(a)中,在 t_2 时刻禁止中点电压控制,观察无控制期间中点电压变化情况。中点电压开始漂移,正母线电压 U_{dp} 逐渐增大,负母线电压 U_{dn} 逐渐减小;大约经历 39 s 到达 t_3 时刻,正负母线电压偏差达到 100 V。在 t_2-t_3 期间,采用七段式过渡小矢量开关序列,中点电压控制输出 U_{Nchl} 为 0;在 t_3 时刻使能中点电压控制,中点电压快速恢复平衡,从 t_3 开始,中点电压控制输出 U_{Nchl} 上升到 0.2 p.u.(最大 1 p.u.),随着中点电压平衡逐渐稳定,中点电压控制输出 U_{Nchl} 稳定在 0.03 p.u.;中点电压控制采用七段式开关序列和附加小矢量 2 对应的九段式开关序列进行调整。

3.3 单位功率因数共模电压抑制策略验证

控制图 5 中 1 号断路器闭合,网侧变流单元 PWM,控制直流母线电压 1.2 kV,机侧变流单元起动后控制有功功率。机侧变流单元起机前网侧变流单元控制中点电压,机侧变流单元起机后禁用网侧变流单元对中点电压控制,采用机侧变流单元控制中点电压。机侧变流单元加载 500 kW 有功功率时,机侧变流单元输出 ab 线电压、a 相电流和共模电压波形如图 8 所示。

图 8(a)为 ab 线电压 U_{ab} 、a 相电流 I_a 和 2 号变压器中性点 N 与变流单元 0 点之间的共模电压 U_{N0} 波形,对图中 t_1 前后 10 ms 共模电压波形放大,得到图 8(b)所示的共模电压波形。在 t_1 时刻从经典 PWM 策略切换到 NPSVPWM 策略, U_{N0} 从 $U_{dc}/3$ 降低到 $U_{dc}/6$,抑制策略有效。

需要说明的是,图 6(b)与图 8(b)中的共模电压波形存在不少差异,主要是测量点 N 不同引起的。单位功率因数时测量图 5 中 2 号变压器 N 点与变流单

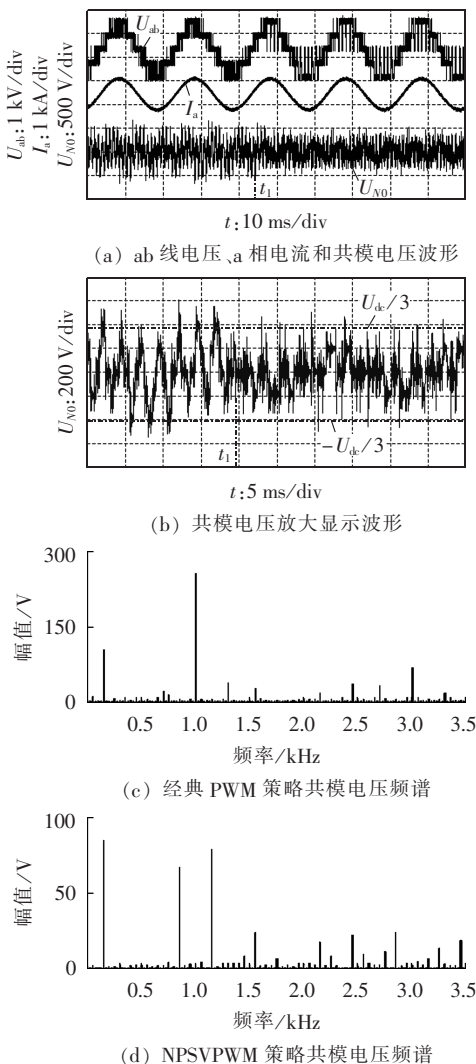


图 8 单位功率因数时经典调制策略与 NPSVPWM 策略输出共模电压对比

Fig.8 Comparison of common-mode voltage between conventional PWM and NPSVPWM with unity power factor

元 0 点之间的共模电压波形,纯电感负载时测量 2 号断路器 N' 点与变流单元 0 点之间的共模电压波形。测量 2 号变压器 N 点相对测量 2 号断路器 N' 点,开关状态切换时电压振荡明显严重,振荡分量幅值最大接近 $U_{dc}/6$ 。2 处共模电压较大工况为电机对地绝缘设计提供参考。

对经典 PWM 策略和 NPSVPWM 策略输出共模电压进行频谱分析,分别如图 8(c)、(d)所示。经典 PWM 策略共模电压最大值出现在开关频率 1 kHz 处,幅值为 255 V,在基波 3 次谐波(150 Hz)处存在 103.6 V 电压,在 3 倍开关频率(3 kHz)处存在 67.3 V 电压,其他频率处电压峰值在 30 V 以下;而 NPSVPWM 策略共模电压最大值出现在开关频率两侧,分别为 0.85 kHz 处幅值为 65 V,1.15 kHz 处幅值为 78 V,150 Hz 处为 83.1 V,2 kHz、3 kHz 存在几个谐波点,幅值均在 20 V 以下。从频域分析,NPSVPWM 策略

相比经典 PWM 策略在共模电压方面还是有不少优势的。

同样,对单位功率因数时中点电压控制性能进行试验,采用逆变器客户端录制控制结果如图 9 所示。

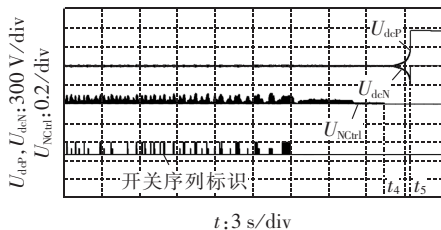


图 9 单位功率因数 NPSVPWM 时的中点电压控制波形

Fig.9 Waveforms of neutral point voltage control under NPSVPWM with unity power factor

图 9 中,加载 500 kW 有功功率后,为了验证中点电压控制效果,在 t_4 时刻禁用中点电压控制,中点电压快速漂移,正母线电压 U_{dcP} 迅速增大,负母线电压 U_{dcN} 迅速减小;大约经历 2 s 时间,在 t_5 时刻触发中点电压故障停机。

关于开关损耗,七段式开关序列每个 PWM 周期有 3 对开关器件状态发生变化,而九段式开关序列每个 PWM 周期有 4 对开关器件状态发生变化,九段式开关序列的开关损耗是七段式开关序列的 1.33 倍。对比图 7 纯电感负载和图 9 单位功率因数运行,大部分时间内工作在七段式开关序列,只有在直流母线电压需要调整时临时出现九段式开关序列,采用 NPSVPWM 共模电压抑制策略时开关损耗增加不大。

将经典 PWM 策略、不带中点电压控制的 NPSVPWM 共模电压抑制策略和带中点电压控制的 NPSVPWM 共模电压抑制策略对应的共模电压波形放在同一窗口进行对比,如图 10 所示。

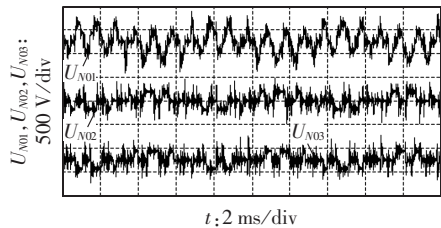


图 10 3 种工况下的共模电压输出对比

Fig.10 Common-mode voltage comparison for three operating modes

图 10 中, U_{N01} 对应经典 PWM 策略, U_{N02} 对应不带中点电压控制的 NPSVPWM 策略(试验时采用网侧变流器控制中点电压), U_{N03} 对应带中点电压控制的 NPSVPWM 策略。从图中可以看出,中点电压控制 NPSVPWM 策略影响不大,两者共模电压波形基本看不出差异。

最后,对图 8 中的经典 PWM 策略与 NPSVPWM

共模电压抑制策略中的线电压与相电流波形进行频谱分析,结果如图 11 所示。其中, f_1 对应基波 50 Hz,幅值为基准 100%。

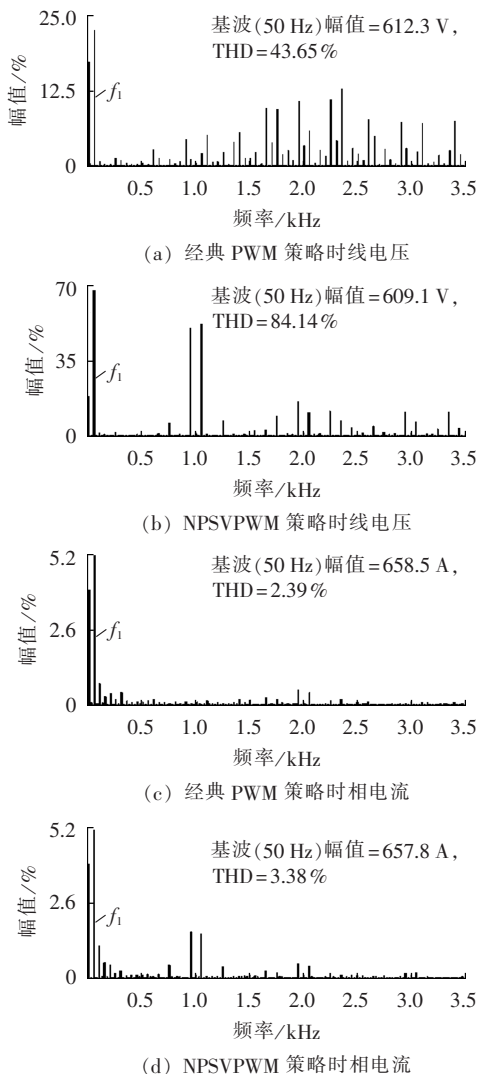


图 11 经典调制策略与 NPSVPWM 策略线电压与相电流 THD 对比

Fig.11 Comparison of THD of line voltage and phase current between conventional PWM and NPSVPWM

结合开关频率 1 kHz 控制工况,从图 11(a)、(b) 可以看出,经典 PWM 策略时,电压谐波主要集中在 1.5 倍、2 倍开关频率附近,其中 1.5 倍开关频率附近 1.65 kHz 处幅值为 9.57%,1.75 kHz 处幅值为 9.37%,2 倍开关频率附近 1.95 kHz 处幅值为 10.71%,2.25 kHz 处幅值为 12.85%,2.35 kHz 处幅值为 12.85%,THD 为 43.65%;而 NPSVPWM 共模电压抑制策略时,开关频率附近谐波含量明显增大,0.95 kHz 处幅值为 49.88%,1.05 kHz 处幅值为 51.96 kHz,2 倍开关频率附近 1.95 kHz 处幅值为 15.67%,2.05 kHz 处幅值为 10.48%,2.25 kHz 处幅值为 11.25%,THD 达到 84.14%。

对相电流进行频谱分析,从图 11(c)、(d) 可以看出,经典 PWM 策略下,相电流 THD 为 2.39%,分布较均匀,主要集中在 1.5 倍开关频率和 2 倍开关频率附近;而 NPSVPWM 共模电压抑制策略时,相电流 THD 为 3.38%,在开关频率附近有 2 个较高幅值点,0.95 kHz 处幅值为 1.56%,1.05 kHz 处幅值为 1.49%。NPSVPWM 共模电压抑制策略下的相电流 THD 大约为经典 PWM 策略的 1.4 倍。本文 NPSVPWM 共模电压抑制策略对电压、电流 THD 的影响主要体现在开关频率附近出现 2 个幅值较大的谐波成分,实际使用时考虑到电机电枢电感较大,机侧变流单元增大的 THD 对电流影响不大,但是如果应用到网侧变流单元,需要对滤波回路进行重新计算。

4 总结与展望

本文提出一种针对二极管箝位三电平逆变器的 NPSVPWM 共模电压抑制策略,将共模电压由原来的 $U_{dc}/3$ 降低到 $U_{dc}/6$,在降低共模电压的同时,可以对中点电压进行有效控制。NPSVPWM 策略分为七段式和九段式开关序列 2 种工作状态,稳态运行时,大部分时间工作在七段式开关序列状态。最后,基于现有产品功率柜和试验平台对 NPSVPWM 共模电压抑制策略及中点电压控制策略进行验证。

NPSVPWM 策略相关的不同九段式开关序列切换时存在 1 对以上的开关器件动作,死区会带来短暂的正小矢量过渡状态,引起 $U_{dc}/3$ 共模电压尖峰。实际操作时不同九段式开关序列切换时插入 1 个七段式开关序列采用 111 过渡可以避免该共模电压尖峰。

采用 NPSVPWM 策略在降低共模电压输出的同时,将增大输出线电压的 THD,实际使用时可以根据需求在不同阶段采用不同的调制方式;在电机起动时的低调制阶段,采用文献[16]所示 14 段 PWM 策略以减小电机转矩脉动;在高转速时采用本文 NPSVPWM 策略以降低电机共模电压输出。

参考文献:

- [1] NOBORU A. Damping circuit to suppress motor terminal over-voltage and ringing in PWM inverter-fed AC motor drive systems with long motor leads[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(5): 1014-1020.
- [2] MURAI Y, KUBOTA T, KAWASE Y. Leakage current reduction for a high-frequency carrier inverter feeding an induction machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(4): 858-863.
- [3] ZHONG E, LIPO T A. Improvements in EMC performance of inverter-fed motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(6): 1247-1256.
- [4] ERDMAN J M, KERKMAN R J, SCHLEGEL D W, et al. Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996,

- 32(2):250-259.
- [5] 林磊,邹云屏,钟和清,等. 二极管箝位型三电平逆变器控制系统研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(15):33-39.
LIN Lei,ZOU Yunping,ZHONG Heqing,et al. Study of control system of diode-clamped three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(15):33-39.
- [6] 姜艳姝,刘宇,徐殿国,等. PWM 变频器输出共模电压及其抑制技术的研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(9):48-53.
JIANG Yanshu,LIU Yu,XU Dianguo,et al. Research on common-mode voltage generated by a PWM inverter and its cancellation technology[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(9):48-53.
- [7] 陆海峰,瞿文龙,张星,等. 抑制共模电压的不对称 NZPWM 技术[J]. 清华大学学报(自然科学版),2007,47(7):1122-1125,1129.
LU Haifeng,QU Wenlong,ZHANG Xing,et al. Asymmetrical NZPWM technique for reducing the common-mode voltage[J]. Journal of Tsinghua University(Science & Technology),2007,47(7):1122-1125,1129.
- [8] 姜艳姝,徐殿国,赵洪,等. 多电平 SPWM 变频器中共模电压抑制技术的研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(3):18-22.
JIANG Yanshu,XU Dianguo,ZHAO Hong,et al. Research on common-mode voltage reduction in multi-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(3):18-22.
- [9] 赵莉,宋平岗,叶满园,等. 多电平逆变器共模电压的抑制[J]. 电力系统及其自动化学报,2009,21(3):63-68.
ZHAO Li,SONG Pinggang,YE Manyuan,et al. Mitigation scheme to common-mode voltage in multi-level inverters[J]. Proceedings of the CSU-EPSA,2009,21(3):63-68.
- [10] 钟玉林,赵争鸣,张永昌,等. SHEPWM 对三电平 NPC 变频器共模电压的抑制作用[J]. 变流器技术与电力牵引,2007(5):28-33.
ZHONG Yulin,ZHAO Zhengming,ZHANG Yongchang,et al. Suppression of common mode voltage for three-level NPC converter applying SHEPWM[J]. Converter Technology & Electric Traction,2007(5):28-33.
- [11] 张瑾. 一种抑制 Z 源逆变器共模电压的 PWM 方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(6):81-86.
ZHANG Jin. Common-mode voltage suppression by PWM for Z-source inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(6):81-86.
- [12] 颜湘武,肖志恒. 基于空间矢量调制的非隔离型 V2G 系统共模电流抑制[J]. 电力自动化设备,2017,37(9):46-55.
YAN Xiangwu,XIAO Zhiheng. Common-mode current suppression based on space vector modulation for transformer-less V2G system[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(9):46-55.
- [13] 文家燕,王付胜,邵章平,等. 三电平并网逆变器共模电压抑制方法研究[J]. 电力电子技术,2012,46(1):22-23,57.
WEN Jiayan,WANG Fusheng,SHAO Zhangping,et al. Research on common-mode voltage mitigation of grid-connected inverter with three-level[J]. Power Electronics,2012,46(1):22-23,57.
- [14] 吴可丽. 二极管箝位型三电平逆变器共模电压抑制[D]. 天津:天津大学,2013.
WU Keli. Common-mode voltage suppression for neutral-point-clamped three-level inverter[D]. Tianjin:Tianjin University,2013.
- [15] 吴洪洋,何湘宁. 多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用[J]. 中国电机工程学报,2002,22(5):10-15.
WU Hongyang,HE Xiangning. Relationship between multi-level carrier-based PWM and SVPWM and its applications [J]. Proceedings of the CSEE,2002,22(5):10-15.
- [16] 马晓亮,魏学森. 西门子的优化三电平 PWM 信号生成方法[J]. 变频器世界,2010(1):47-52.
MA Xiaoliang,WEI Xuesen. An optimized PWM method used in siemens three-level inverters[J]. The World of Inverters,2010(1):47-52.

作者简介:



吕佃顺

吕佃顺(1983—),男,山东聊城人,助理研究员,博士研究生,主要研究方向为可再生能源发电及其大功率变流技术(E-mail: dslv@mail.iee.ac.cn);

许洪华(1967—),男,山东聊城人,研究员,博士研究生导师,主要研究方向为风电、光电及其混合发电系统,可再生能源技术经济评价和政策(E-mail: hxu@mail.iee.ac.cn)。

Common-mode voltage mitigation of diode clamped three-level inverter

LÜ Dianshun^{1,2,3}, XU Honghua^{1,3}

(1. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Science, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

3. Corona Wind Energy Equipment(Beijing) Co., Ltd., Beijing 100083, China)

Abstract: Small vectors are divided into positive small vectors and negative small vectors based on the direction of phase current and neutral current, and a novel NPSVPWM(No-Positive Small Vectors Pulse Width Modulation) strategy is proposed for the diode clamped three-level inverter, which reduces the common-mode voltage output from 1/3 of DC bus voltage to 1/6 of DC bus voltage. The negative small vectors are divided into transiting small vector, additional small vector 1 and additional small vector 2, and the selection criteria of optimal small vector is derived according to the control ability of the neutral point voltage under different vectors, in order to effectively control the neutral voltage. The effectiveness of the common-mode voltage mitigation strategy and the neutral point voltage control strategy are verified by the experiments under two typical conditions of pure inductor load and unity power factor.

Key words: electric inverters; pulse width modulation; diode clamped three-level inverter; common-mode voltage mitigation; neutral voltage control