

变流与控制

一种简单的三电平变流器 SVPWM 过调制策略

刘 勇, 甘韦韦, 胡 仙

(中车株洲所电气技术与材料工程研究院, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 针对三电平电压型变流器在过调制区间工作时采用常规的过调制策略会导致较大的中点电压波动问题, 文章提出了一种空间矢量 PWM (SVPWM) 过调制策略, 其能实现输出电压和参考电压的伏秒平衡, 同时能减少中点电位的波动, 且易于实现。这种控制策略已成功运用于采用国产 IGCT 的二极管箝位三电平大功率变流器电机驱动系统中, 仿真和试验结果验证了该控制策略的有效性。

关键词: 三电平电压型变流器; 空间矢量 PWM; 过调制; 集成门极换流晶闸管; 电机驱动

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2017)02-0017-06

doi:10.13889/j.issn.2095-3631.2017.02.003

A Simple SVPWM Over-modulation Scheme for Three-level Converter

LIU Yong, GAN Weiwei, HU Xian

(CRRC ZIC Research Institute of Electrical Technology & Material Engineering, Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Traditional over-modulation scheme can lead to a large fluctuation of neutral-point voltage when three-level voltage source converter (VSC) works at over-modulation region. A SVPWM over-modulation scheme was proposed which was easy to implement and could realize volt-second balance between output voltage and reference voltage, and reduce the fluctuation of neutral-point voltage. The control strategy has been successfully applied in the NPC motor drive system based on the domestic IGCTs. Simulation and experiment results show the validity of the method.

Keywords: three-level VSC; SVPWM; over-modulation; IGCT; motor drive

0 引言

三电平电压型逆变器具有开关器件电压应力小、输出谐波少等优势^[1-2], 在机车牵引、冶金轧钢等众多领域获得了广泛应用。三电平电压型逆变器的调制主要有两类: 载波 PWM 调制和空间矢量 PWM 调制 (SVPWM)^[3], 其中 SVPWM 调制易于数字实现, 同时相比于载波 PWM 调制具有更高的直流电压利用率和更小的转矩脉动, 因而在交流调速领域得到了普遍应用。SVPWM 调制在线性区只能达到 90.7% 的调制比, 为了进一步提高直流电压利用率和满足调速系统高转矩的需求, 学者们提出了 SVPWM 过调制策略。采用 SVPWM 过调制策略能将 SVPWM 的调制区间拓展到非线性区,

从而将系统的调制范围从 0~90.7% 延伸至 0~100%^[4]。

目前学者提出了很多的过调制策略, 如最小相位误差过调制^[3, 5]、最小幅值误差过调制^[3, 5]、基于叠加原理 SVPWM 过调制^[6]及基于空间矢量分类技术过调制^[7]等。典型的过调制策略主要分为两类^[3]: 一类是将过调制区间分为两个区间, 各区间采用不同的控制策略, 即双模式控制^[8]; 另一类是将调制区间作为一个整体, 采用统一的控制策略, 即单模式控制^[9]。但这些方法都比较复杂, 本文在分析三电平 SVPWM 调制的基础上提出一种简单的过调制控制方法, 它能同时实现过调制的线性化, 使得输出电压从线性调制区到方波运行的平滑过渡。

1 三电平 SVPWM 调制

1.1 主电路及基本矢量

二极管箝位三电平电路是一种成熟的三电平拓

收稿日期: 2017-01-09

作者简介: 刘勇 (1981-), 男, 博士, 高级工程师, 主要从事机车电力牵引交流传动控制和工业变频器交流传动控制方面的科研工作。

基金项目: 国家科技支撑计划项目 (2012BAF09B02)

扑^[10]，二极管箝位三电平逆变器的主电路如图1所示。逆变器每一相输出电压有3种状态：正（ $+V_{dc}/2$ ）、零（O）、负（ $-V_{dc}/2$ ），因此三相三电平逆变器就可以输出 $3^3=27$ 种电压状态组合。在 α - β 平面上，三电平逆变器27组电压状态所对应的空间相量如图2所示^[11]。图中标出不同开关状态组合和空间相量的对应关系，如其中的[PON]表示U、V、W三相输出对应的开关状态为：正（P）、零（O）、负（N）。

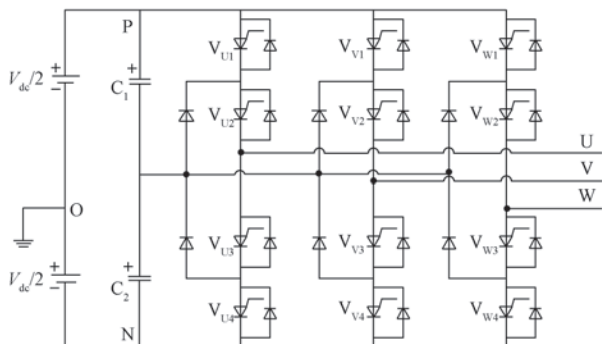


图1 二极管箝位三电平逆变器主电路

Fig. 1 Main circuit of diode-clamped three-level inverter

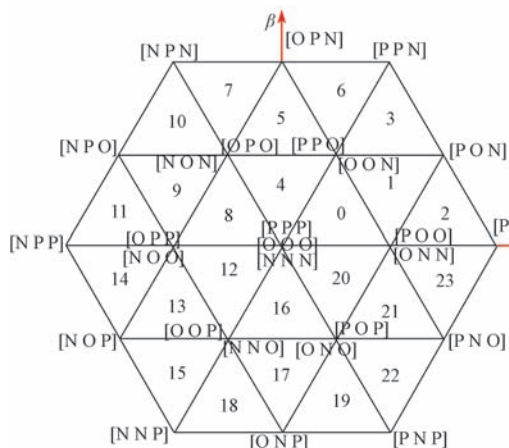


图2 三电平逆变器基本空间矢量图

Fig. 2 Space voltage vector diagram of three-level inverter

1.2 调制方法

三电平 SVPWM 的基本思路是根据参考电压矢量所在扇区以及小三角形区域选择其临近的3个基本矢量，再利用伏秒平衡的原理计算每个基本矢量的作用时间，最后按照一定原则排列矢量顺序，调制出脉冲波形^[12]。三电平 SVPWM 调制的算法主要有3类：基于正交坐标系的 SVPWM 算法^[13]、基于 60° 坐标系的 SVPWM 算法^[14-16]和基于矢量分解的 SVPWM 算法^[17]。无论采用哪种方法，最终都可以得到3个基本矢量及其作用时间，而本文的过调制方法是基于修改3个基本矢量的作用时间来实现的。

2 三电平 SVPWM 过调制策略

2.1 过调制策略基本原理

为了叙述准确，先定义 SVPWM 的调制比 M ：

$$M = \frac{U_{ref}}{\frac{2}{\pi} U_{dc}} \quad (1)$$

式中： U_{ref} ——参考电压矢量的幅值； U_{dc} ——直流侧电压。

当调制比小于0.907时，也就是参考电压矢量位于空间矢量六边形的内切圆内（图3所示的绿色部分）时，通过 SVPWM 调制，使逆变器的输出电压与参考电压等效，输出电压随着调制比的增加而线性增加，因此把这个区域称之为线性调制区。在线性调制区，输出电压的轨迹为圆形；而当调制比大于0.907的时候，参考电压的轨迹将不会完全在空间矢量六边形内，会有一部分超出空间矢量六边形。在空间矢量六边形里面的部分，输出电压和参考电压是等效；但是超出空间矢量六边形的部分，输出电压便不能和参考电压等效，因此输出电压不再是圆形轨迹，也不会随着调制比的增加而线性增加，因此将这个区域称之为非线性调制区，也称作过调制区。当调制比等于1的时候，也就是过调制区的极限范围，系统将进入方波运行模式。

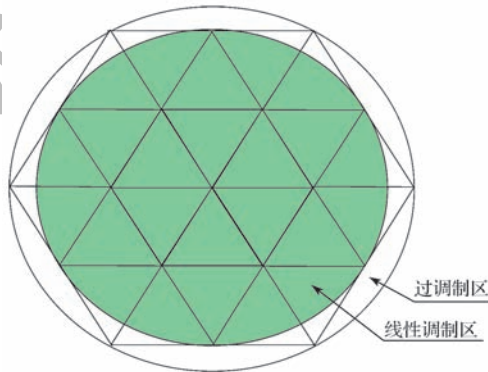


图3 三电平逆变器 SVPWM 调制分区示意图

Fig. 3 Schematic diagram of SVPWM modulation division for three-level inverter

2.1.1 过调制 I 区^[18]

当调制比大于0.907时，参考电压的轨迹如图4所示，其一部分在空间矢量六边形外（即图中所示M区域），一部分在空间矢量六边形内（即图中所示N区域）。在N区域中，输出电压的轨迹为弧线，输出电压能跟随参考电压；而在M区域中，输出电压的轨迹为弦，输出电压小于参考电压。

在M区域内，由于输出电压小于参考电压，因此在一个基波周期内，输出电压和参考电压不满足伏秒平衡，输出电压与参考电压将有偏差。为了使输出电压和参考电压满足伏秒平衡，可以利用N区域中输出电压幅值的裕量来补偿M区域中幅值的损失，即将图4中N区域的阴影部分来补偿M区域的阴影部分，从而使输出电压和参考电压在六分之一一个基波周期内满足伏秒平衡。

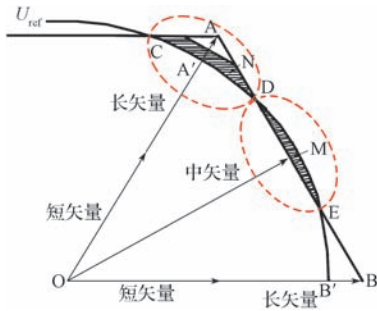


图4 过调制 I 区的参考矢量轨迹图

Fig. 4 Reference vector locus diagram in over-modulation I region

然而这样补偿是有限度的，极限情况就是 N 区域中的全部裕量刚好补偿 M 区域中的幅值损失，此时对应于图 4 中的三角形 OAB 的面积等于参考电压轨迹形成的六分之一扇形 $\widehat{OAB}$ 的面积。假设参考电压为 U_{ref} ，直流侧电压为 U_{dc} ，调制比为 M ，则：

$$\frac{1}{2} \times \frac{2}{3} \times U_{dc} \times \frac{2}{3} \times U_{dc} \times \sin \frac{\pi}{3} = \frac{1}{6} \times \pi \times U_{ref}^2 \quad (2)$$

由式 (1) 和式 (2) 可求得此时调制比 $M=0.952$ 。

当调制比在 0.907~0.952 之间时，可以通过上述补偿策略来实现输出电压和参考电压的等效，将这个区域称为过调制 I 区。当调制比为 0.952 时，也就是在过调制 I 区的极限时，输出电压的轨迹将为空间矢量六边形的 6 条边。

2.1.2 过调制 II 区

系统的最大输出为方波时，调制比为 1。将调制比在 0.952~1 这个区域称为过调制 II 区，此时采用过调制 I 区的补偿策略已经不能满足要求，输出电压和参考电压不能满足伏秒平衡，因此必须采用其他的补偿策略。

图 5 示出过调制 II 区的参考电压矢量的轨迹。图中， U_1 和 U_2 为两个输出电压矢量，对应的作用时间分别为 t_1 和 t_2 ，对应的参考电压矢量为 U_{ref1} 和 U_{ref2} 。若按照过调制 I 区的策略，则输出电压的伏秒乘积的和将小于参考电压伏秒乘积的和，即：

$$U_1 t_1 + U_2 t_2 < U_{ref1} t_1 + U_{ref2} t_2 \quad (3)$$

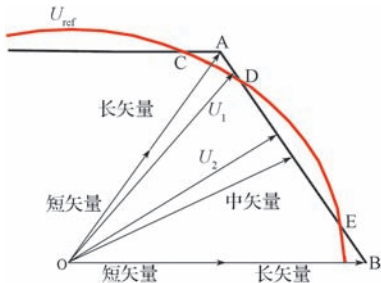


图5 过调制 II 区的参考电压矢量轨迹图

Fig. 5 Reference vector locus diagram in over-modulation II region

此时的输出电压矢量在空间矢量六边形的边上，输出电压的幅值已经达到了极限，不可能再增加。为了

满足输出电压和参考电压的伏秒平衡，可以调整输出电压矢量的作用时间。因为 $U_1 > U_2$ ，可以将 U_1 的作用时间延长至 t_1' ，同时将 U_2 的作用时间缩短至 t_2' ，但总时间不变，即

$$t_1' + t_2' = t_1 + t_2 \quad (4)$$

同时使 t_1' 和 t_2' 满足式 (5)：

$$U_1 t_1' + U_2 t_2' = U_{ref1} t_1 + U_{ref2} t_2 \quad (5)$$

这样输出电压和参考电压在这个时间段内将满足伏秒平衡。如果将此规律拓展至图 5 中的整个三角形 OAB 区间，即延长靠近长矢量的输出电压矢量的作用时间，缩短靠近中矢量的输出电压矢量的作用时间，而输出电压矢量作用的总时间不变，这样就可以实现输出电压和参考电压在六分之一个基波周期内满足伏秒平衡，同样输出电压和参考电压在基波周期内也满足伏秒平衡。

2.2 实现方法

2.2.1 过调制 I 区

在过调制 I 区内，输出电压矢量由长矢量、中矢量和短矢量来合成。设 T_4 , T_5 , T_6 分别为采用线性调制区的方法且根据参考电压矢量计算而获得的长矢量 U_4 、中矢量 U_5 、短矢量 U_6 的作用时间，总作用时间为 T_s 。如果参考电压处于 M 区域（图 6），则 $T_6 < 0$ ，将输出电压保持在空间矢量六边形的边上；如果参考电压处于 N 区域（图 6），则 $T_6 > 0$ ，需缩短短矢量的作用时间，延长长矢量和中矢量的作用时间，而总的作用时间保持不变，这样就可以增大输出电压的幅值，从而保持输出电压和参考电压的伏秒平衡。设调整后合成输出电压矢量的长矢量、中矢量和短矢量的时间分别为 T_4' , T_5' , T_6' 。

在过调制 I 区，需要保持输出电压的相位和参考电压的相位一致，其控制策略的具体实现方法如下：

(1) 当 $T_6 < 0$ 时，修改各个基本电压矢量的作用时间，具体如下：

$$\left. \begin{aligned} T_4' &= T_s \frac{T_4 + 0.5T_6}{T_s + T_4 + 0.5T_6} \\ T_5' &= T_s \frac{T_5}{T_s + T_4 + 0.5T_6} \\ T_6' &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

(2) 当 $T_6 \geq 0$ 时，修改各个基本电压矢量的作用时间，具体如下：

$$\left. \begin{aligned} T_4' &= T_4 + \frac{k_1(T_4 + T_s)T_6}{2T_s - T_6} \\ T_5' &= T_5 + \frac{k_1T_5T_6}{2T_s - T_6} \\ T_6' &= T_6 - k_1T_6 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中: k_1 ——过调制 I 区的补偿因子, 由调制比 M 决定。

由于补偿因子 k_1 和调制比 M 是一种非线性关系, 为了实现简单, 我们将其线性化, 即:

$$k_1 = M \times A - B \quad (8)$$

式中: A, B ——未知数。

当 $M=0.907$ 时, 参考电压的轨迹为空间矢量六边形的内切圆, 是线性调制区和过调制 I 区的临界点, 此时不需要补偿, 因此 $k_1=0$; 当 $M=0.952$ 时, 输出电压的轨迹为空间矢量六边形的边, 是过调制 I 区和过调制 II 区的临界点, 此时短矢量在整个区域内的作用时间都为零, 因此 $k_1=1$ 。将这两个条件代入式 (8), 可得 k_1 和调制比 M 线性化的关系式:

$$k_1 = M \times 22.222 - 20.155 \quad (9)$$

图 6 示出采用上述方法后输出电压矢量的轨迹图。

当 $M=0.907$ 时, 输出电压矢量的轨迹为空间矢量六边形的内切圆图 6(a), 此时 $k_1=0$; 当 $0.907 < M < 0.952$ 时, 处于过调制 I 区, 输出电压矢量的轨迹如图 6(b) 所示, 输出电压矢量的轨迹一部分在空间矢量六边形的边上, 一部分处于空间矢量六边形内, 并且随着调制比的增加, 处于空间矢量六边形内的部分逐渐减少, 这个阶段补偿因子 $0 < k_1 < 1$; 当 $M=0.952$ 时, 处于过调制 I 区和过调制 II 区的临界状态, 输出电压矢量的轨迹如图 6(c) 所示, 为空间矢量六边形的六条边, 此时补偿因子 $k_1=1$ 。

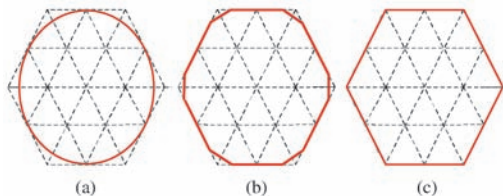


图 6 过调制 I 区输出电压矢量的轨迹图
Fig. 6 Locus diagram of output voltage vector in over-modulation I region

通过上述方法可实现过调制 I 区的调制策略, 从而使输出电压和参考电压达到伏秒平衡, 同时保证输出电压的相位和参考电压的相一致。

2.2.2 过调制 II 区

过调制 II 区的基本原理是延长靠近长矢量的输出电压矢量的作用时间, 缩短靠近中矢量的输出电压矢量的作用时间。在过调制 II 区, 输出电压的轨迹都在空间矢量六边形的边上, 因此此时输出电压矢量只由长矢量和中矢量来合成。在每一个开关周期内延长长矢量的作用时间, 同时相应地缩短中矢量的作用时间, 这样也就等效地实现了过调制 II 区的控制策略。具体的实现方法如下:

设 T_7 、 T_8 、 T_9 分别为线性调制方法计算获得的长矢量 U_7 、中矢量 U_8 、短矢量 U_9 的作用时间。在整个区域

内, 修改各个基本电压矢量的时间。

$$\left. \begin{aligned} T_7' &= T_7 + (T_s - T_7) \times k_2 \\ T_8' &= (T_s - T_7) \times (1 - k_2) \\ T_9' &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式中: k_2 ——过调制 II 区的补偿因子, 由调制比 M 决定。

由于补偿因子 k_2 和调制比 M 也是一种非线性关系, 为了实现简单, 我们同样将其线性化, 即:

$$k_2 = M \times C - D \quad (11)$$

式中: C, D ——未知数。

当 $M=0.952$ 时, 输出电压的轨迹为空间矢量六边形的 6 条边, 是过调制 I 区和过调制 II 区的临界点, 此时不需要采用过调制 II 区的补偿, 因此 $k_2=0$; 当 $M=1$ 时, 系统进入方波运行状态, 输出电压矢量的轨迹只在空间矢量六边形的 6 个顶点, 此时在整个周期内只有 6 个长矢量作用, 中矢量的作用时间也为零, 因此 $k_2=1$ 。将这两个条件代入式 (11) 中可得补偿因子 k_2 和调制比 M 线性化的关系式:

$$k_2 = M \times 20.833 - 19.833 \quad (12)$$

图 7 示出采用上述方法后过调制 II 区输出电压矢量的轨迹。当 $M=0.952$ 时, 处于过调制 I 区和过调制 II 区的临界状态, 输出电压矢量的轨迹如图 7(a) 所示, 为空间矢量六边形的 6 条边, 此时补偿因子 $k_2=0$; 当 $0.952 < M < 1$ 时, 处于过调制 II 区, 输出电压矢量的轨迹如图 7(b) 所示, 输出电压矢量的轨迹也在空间矢量六边形的边上, 但不是完整的 6 条边, 并且输出电压矢量轨迹的长度也随着调制比的增加而越来越短, 这个阶段补偿因子 $0 < k_2 < 1$; 当 $M=1$ 时, 处于过调制 II 区的极限状态, 输出电压矢量的轨迹如图 7(c) 所示, 为空间矢量六边形的 6 个顶点, 此时补偿因子 $k_2=1$ 。

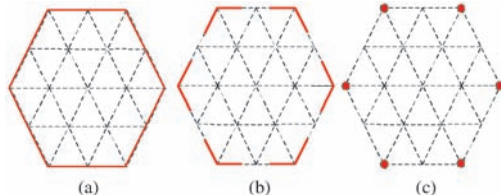


图 7 过调制 II 区输出电压矢量的轨迹图
Fig. 7 Locus diagram of output voltage vector in over-modulation II region

在过调制 II 区, 输出电压矢量只由长矢量和中矢量合成, 长矢量对 midpoint 电位没有影响, 而中矢量对 midpoint 电位有影响。在一个基波周期内, 中矢量对 midpoint 电位的影响总效果为零, 但调制过程中会引起 midpoint 电位的波动^[19], 同时波动的幅值与中矢量的作用时间成正比。传统的控制方法在过调制 II 区不改变中矢量的作用时间, 例如当输出电压矢量的相位在 30° 时, 中矢量

的作用时间将为整个开关周期，因此对中点电位的波动影响较大。采用本文所述的控制策略，在过调制Ⅱ区，缩短了中矢量的作用时间，例如当输出电压矢量的相位在 30° 时，中矢量的作用时间小于开关周期，并会随着调制深度的增加而越来越小。因此采用本文的控制策略能减少对中点电位的影响。

传统的过调制方法在过调制Ⅱ区，一般都采用将长矢量先保持一段时间的方法来实现^[5, 18, 20]，与过调制Ⅰ区的实现方法截然不同，整体实现起来比较复杂。本文的过调制方法在过调制Ⅰ区时是通过调整长矢量、中矢量和短矢量的作用时间而实现，在过调制Ⅱ区时则通过调整长矢量和中矢量的作用时间来实现，这两个区域内的实现方法其实是一致，因此整体实现比较简单。这种过调制方法不仅适用于异步调制，同时也适用于同步调制^[21-22]。

3 仿真

利用上述过调制方法，在 Matlab 仿真平台上搭建了三电平逆变器的 SVPWM 仿真模型，其直流侧电压为 2 000 V，输出频率为 50 Hz，负载为三相阻感负载，电阻为 2.2 Ω ，电感为 1 mH。仿真波形如图 8~图 11 所示。

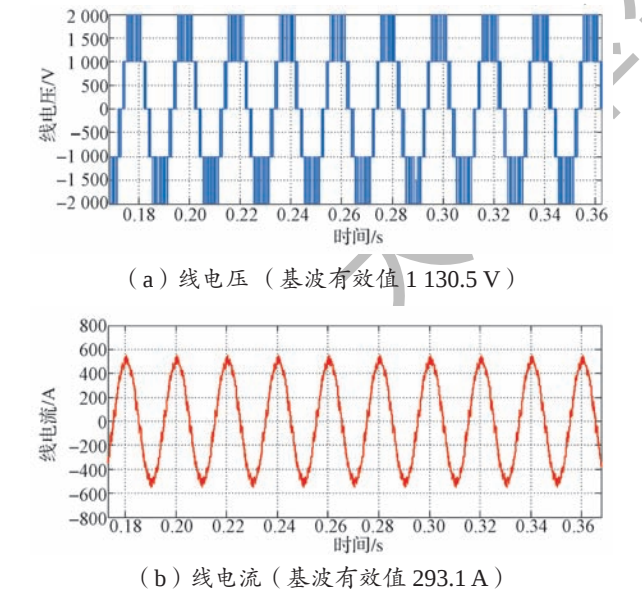


图 8 $M=0.8901$ (线性调制区) 时线电压、线电流波形
Fig. 8 Waveforms of line voltage and line current when $M=0.8901$ (Linear modulation region)

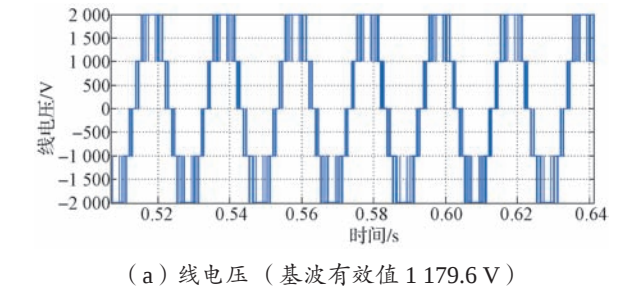


图 9 $M=0.932$ (过调制Ⅰ区) 时线电压、线电流波形
Fig. 9 Waveforms of line voltage and line current when $M=0.932$ (region I)

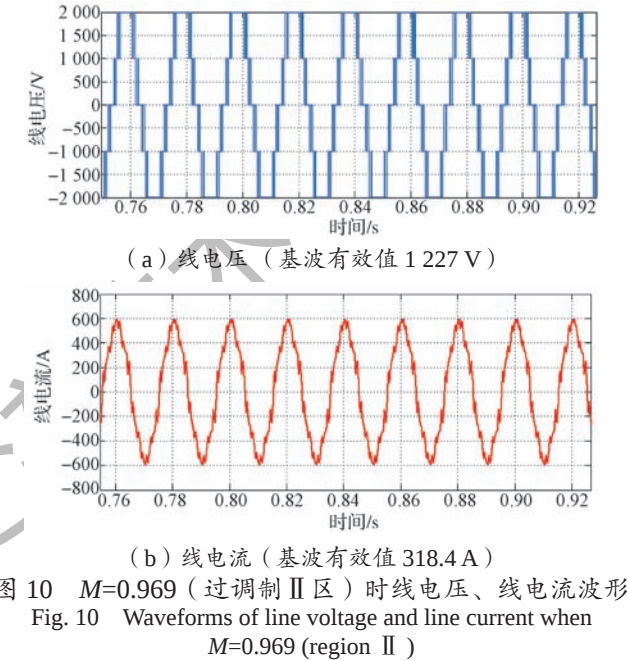


图 10 $M=0.969$ (过调制Ⅱ区) 时线电压、线电流波形
Fig. 10 Waveforms of line voltage and line current when $M=0.969$ (region II)

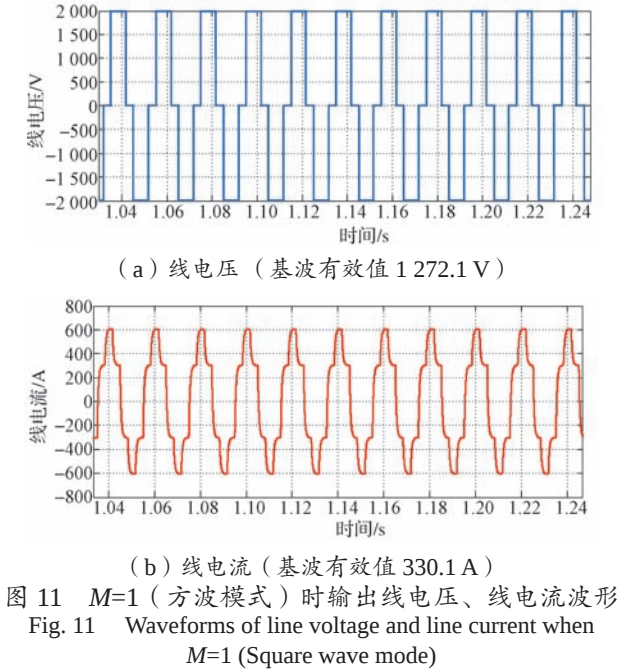


图 11 $M=1$ (方波模式) 时输出线电压、线电流波形
Fig. 11 Waveforms of line voltage and line current when $M=1$ (Square wave mode)

由上述各图可以看出，随着调制比的增加，线电压、线电流基波的有效值也在相应增加，验证了过调制策略的正确性；只是随着调制比的增大，脉冲数减少，线电压和线电流的谐波含量也会有所增加。

4 试验

基于该过调制方法的理论分析和仿真研究的结果，在一套自主研制的采用国产IGCT的二极管箝位三电平大功率变流器电机驱动系统上进行了试验研究。图12示出该试验系统结构框图，三相交流电压通过四象限整流器变成直流电压，两个逆变器并联在同一个直流母排上，组成一个多传动系统，分别控制一台额定功率为3 MW的大功率异步电机（2倍过载能力）和一台额定功率3 MW的大功率电励磁同步电机（2倍过载能力），两台电机同轴连接组成一个对拖系统。试验系统的整流器和两个逆变器均采用基于国产IGCT的二极管箝位三电平变流器。系统运行时，四象限整流器控制直流侧电压恒定以及中点电位平衡，逆变器控制一台电机使之处于牵引工况，另一台电机处于制动工况，能量通过直流侧电容进行交换，交流侧只提供系统损耗的能量。



图 12 试验系统框图

Fig. 12 Schematic diagram of the experimental system

采用本文的过调制策略进行试验，逆变器直流侧电压为4840 V，试验结果如图13、图14所示。可以看出，从线性调制区过渡到过调制区后，电机调速闭环控制系统能平稳运行，只是一个周期内的脉冲数减少，因此电机电流的THD比线性调制区有所增加。试验结果验证了过调制控制策略的有效性，并能应用于电机调速。由于IGCT二极管箝位三电平变流器在实际运行中不允许由高电平直接转变成低电平，因此实际试验中不允许方波运行。

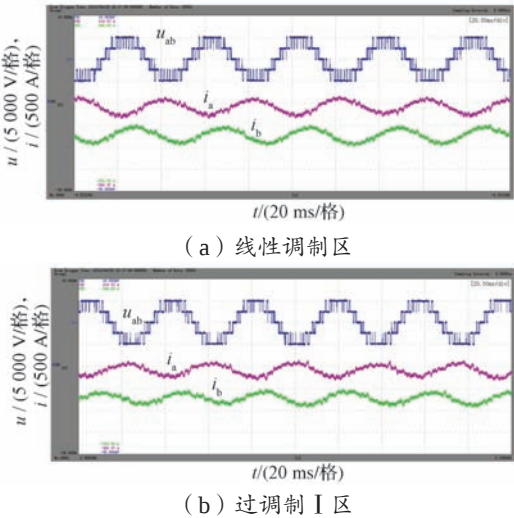


图 13 线电压 u_{ab} 、相电流 i_a 和相电流 i_b 试验波形
Fig. 13 Waveforms of line-voltage u_{ab} , phase current i_a and phase current i_b

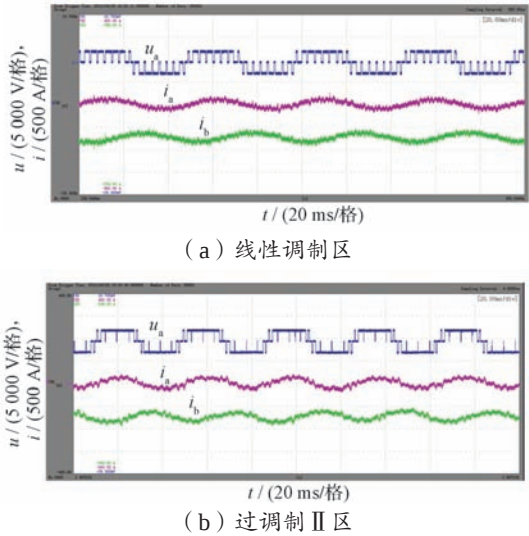


图 14 a 相电压、a 相电流、b 相电流波形图
Fig. 14 Waveforms of phase voltage u_a , phase current i_a and phase current i_b

5 结语

基于双模式控制的SVPWM过调制策略通过在过调制I区和II区加入补偿系数，修改基本矢量的作用时间，不仅可实现线性区到过调制I区及过调制I区到II区的平滑过渡，还可实现输出电压与参考电压之间的伏秒平衡。这种过调制方法原理直观，易于理解；同时通过对补偿系数和调制比进行线性化处理后，计算量小，易于实现、便于工程化应用。仿真和试验结果验证了这种控制策略的有效性。目前这种过调制策略已经成功运用于基于国产IGCT的二极管箝位三电平变流器电机驱动系统中，运行结果也验证了其有效性。

参考文献：

[1] 张艳芳, 林飞, 马志文. 两种过调制方法的比较研究[J]. 北京交通大学学报, 2005, 29(2): 29-43.
ZHANG Y F, LIN F, MA Z W. Comparison of Two Space Vector Pulse-Width Over-modulation Methods[J]. Journal of Beijing Jiao Tong University, 2005, 29(2): 29-43.
[2] 李明, 马小平, 陈爱丽. 一种改进的三电平逆变器空间电压矢量PWM控制技术[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2003, 23(增刊): 179-183.
LI M, MA X P, CHEN A L. A improved SVPWM technique for three-level inverter[J]. Journal of Southeast University(Natural Science Edition), 2003, 23(Sup.): 179-183.
[3] 李阳, 戴鹏, 于月森, 等. 三电平逆变器SVPWM过调制控制策略综述[J]. 电气传动, 2010, 40(7): 8-11.
LI Y, DAI P, YU Y S, et al. Overview of the SVPWM Overmodulation Strategies of Three-level Inverter[J]. Electric Drive, 2010, 40(7): 8-11.
[4] 金舜, 钟彦儒, 程为彬. 新颖的SVPWM过调制策略及其在三电平逆变器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 84-90.