

SVPWM 过调制算法的理论分析与实验应用

吕敬¹, 张建文¹, 王晗¹, 蔡旭^{1,2}

(1. 上海交通大学 电子信息与电气工程学院 风力发电研究中心 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室, 上海 200240; 2. 上海交通大学 船舶海洋与建筑工程学院 海洋工程国家重点实验室, 上海 200240)

摘要: 过调制算法能够有效提高逆变器的输出基波电压, 对缩短电动机的动态响应时间、扩大稳态运行区域是十分有意义的。研究了一种基于 SVPWM 的过调制算法, 并对过调制区的谐波成分进行了分析。最后在 Matlab/Simulink 仿真软件和 350 kW 鼠笼式异步发电机全功率变换器实验平台上进行了验证。结果表明, 该过调制策略可实现整个调制范围内 PWM 逆变器输出基波电压的线性控制, 最终达到逆变器的六阶梯波运行状态。

关键词: 空间矢量 PWM; 过调制; 电压源逆变器; 电压利用率; 线性控制

中图分类号: TM464

文献标识码: A

Theoretical Analysis and Experimental Application of Overmodulation Algorithm Based on SVPWM

LÜ Jing¹, ZHANG Jian-wen¹, WANG Han¹, CAI Xu^{1,2}

(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Transformation, Wind Power Research Center, School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China; 2. State Key Laboratory of Ocean Engineering, School of Naval Architecture, Ocean and Civil Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Overmodulation strategy can effectively raise the inverter output fundamental voltage. So it is very meaningful for reducing motor dynamic response time and extending the operation area of steady-state. An overmodulation algorithm based on SVPWM was studied, and harmonic components of the output voltage in overmodulation zones was analyzed. Finally, Matlab/Simulink software and 350 kW squirrel cage induction generator(SCIG) full-power converter experimental platform were using to validate the method. The results show that the overmodulation strategy can achieve the linear control of PWM inverters output fundamental voltage during the entire modulation range and finally reach six-step operation.

Key words: space-vector PWM; overmodulation; voltage inverters; voltage utilization; linear control

1 引言

三相电压源型 PWM 逆变器以其能够提供电压和频率可调的功率输出, 在 DC/AC 功率变换中得到了广泛的应用。SVPWM 因其直流电压利用率高、数字化实现容易、谐波性能好等优点得到越来越多的应用。但 SVPWM 仅能够将输出基波电压提高到六阶梯波运行时的 0.907 倍, 为了获得更高的基波输出电压, 逆变器必须工作在过调制区, 直至达到六阶梯波运行状态。当出现

过调制时, 调制波峰值超出三角载波峰值, 实际输出的基波电压不再随调制度线性变化, 这种情况下控制器已经饱和, 输出电压波形仅仅部分受控。由于在饱和区间上调制器失去了对输出电压的控制, 因此输出电压波形逐渐发生畸变且含有低次谐波成分。因此需要对 SVPWM 过调制算法进行研究, 在保证实际输出基波电压随调制度线性变化的同时, 尽量提高电能质量。

本文在传统 SVPWM 算法的基础上, 研究了一种过调制控制算法的原理, 并对其谐波特性进

基金项目: 海洋工程国家重点实验室自主基金(AE010803); 上海市科技发展基金(08DZ1200504, 09DZ1201303)

作者简介: 吕敬(1985—), 男, 硕士研究生, Email: lvjingdjs@163.com

行了分析,采用 Matlab/Simulink 进行了仿真验证,最后进行了实验验证。仿真和实验结果验证了该过调制算法的正确性和有效性。

2 过调制算法原理

首先定义调制度为

$$m = \frac{|u^*|}{2U_{dc}/\pi} \quad (1)$$

式中: $|u^*|$ 为参考相电压幅值; $2U_{dc}/\pi$ 为逆变器六阶梯波运行时输出基波电压幅值。

采用传统的 SPWM 调制时,最大输出相电压幅值为 $U_{dc}/2$,调制度为 0.785;采用 SVPWM 调制时,最大输出相电压幅值为 $U_{dc}/\sqrt{3}$,调制度为 0.907,直流电压利用率比 SPWM 提高了 15.47%。为了得到更高的调制度,就需要运用一定的过调制控制算法。

根据调制度大小,将 SVPWM 的调制区域分成 3 部分:线性调制区 ($0 \leq m \leq 0.907$)、过调制 1 区 ($0.907 < m \leq 0.952$) 和过调制 2 区 ($0.952 < m \leq 1$)。

2.1 线性调制区 ($0 \leq m \leq 0.907$)

如图 1 所示,SVPWM 处于线性调制区域意味着参考电压矢量位于正六边形的内切圆内,此时参考电压矢量的轨迹为圆形,对应的线电压输出波形为标准正弦波。此时保持参考电压矢量的幅值和相角均不变,由 SVPWM 的基本原理可知,参考电压矢量 u^* 由相邻两个有效矢量和零矢量合成。根据伏秒平衡原则,有

$$u^* = \frac{T_1}{T_s} u_1 + \frac{T_2}{T_s} u_2 \quad (2)$$

式中: T_s 为 PWM 开关周期; T_1, T_2 分别为有效矢量 u_1 和 u_2 的作用时间。

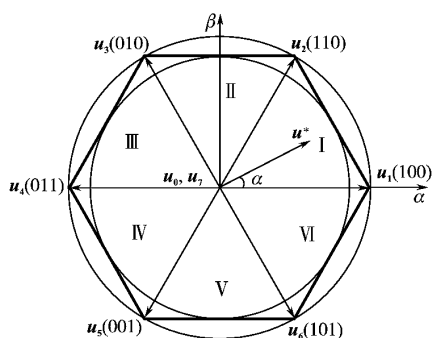


图 1 空间电压矢量图

Fig. 1 Diagram of space voltage vectors

则相邻 2 个有效矢量和零矢量的作用时间分别为

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}|u^*|}{U_{dc}} T_s \sin(\frac{n\pi}{3} - \alpha) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}|u^*|}{U_{dc}} T_s \sin[\alpha - \frac{(n-1)\pi}{3}] \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad n=1, \dots, 6 \quad (3)$$

式中: α 为参考电压矢量的相角; n 为参考电压矢量在 α, β 平面所处的扇区。

当调制度 $m=0.907$ 时,参考电压矢量 u^* 的轨迹为正六边形的内切圆,此时输出电压为线性调制范围内的最大值。当调制度 $m > 0.907$ 时,由于正六边形的限制,逆变器输出电压发生畸变,其幅值将小于参考电压的幅值,此时 PWM 调制进入过调制区。

过调制区的脉宽调制可通过修正参考电压矢量的相角和幅值来实现。如图 2 所示,由控制系统得到的参考电压矢量 $u^* = u^* \angle \alpha$ 通过预处理器修正后得到实际调制的参考电压矢量 $u_p^* = u_p^* \angle \alpha_p$,然后送入 PWM 调制器进行调制。

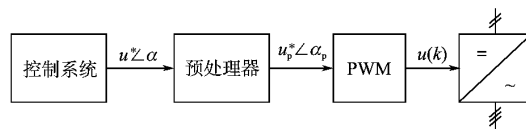


图 2 脉宽调制和预调制器

Fig. 2 Pulse Width modulator and preprocessor

2.2 过调制 1 区 ($0.907 < m \leq 0.952$)

如图 3 所示,粗实线为实际调制的参考电压矢量轨迹,长虚线为希望的参考电压矢量轨迹,短虚线为实际参考电压矢量中的基波分量。交角 α_g 为 u^* 和正六边形边界的交点与正六边形顶点之间的夹角。令 $|u^*| = u^*$,则交角 α_g 的表达式为

$$\alpha_g = \pi/6 - \arccos(\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}u^*}) \quad (4)$$

将式(1)代入式(4),可得交角 α_g 与调制度 m 的关系曲线如图 4 所示。

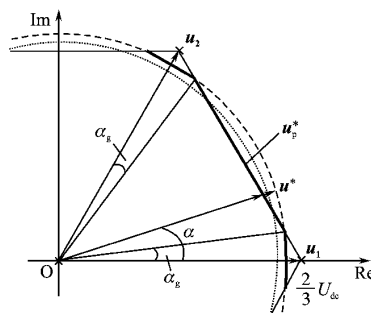


图 3 过调制 1 区参考电压矢量轨迹

Fig. 3 Reference voltage trajectory in overmodulation mode 1

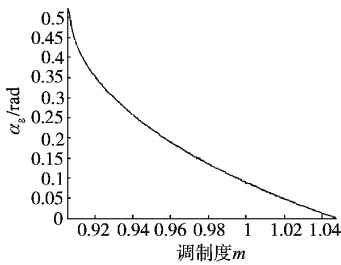


图 4 交角 α_g 与调制度 m 的关系曲线
Fig. 4 The relationship between crossing angle and modulation index

在过调制 1 区,保持参考电压矢量 u^* 的相角不变,即 $\alpha_p = \alpha$,只修正 u^* 的幅值,以减少谐波。由图 3 可知, u^* 超出正六边形的轨迹被限制到正六边形边界上,则实际调制的参考电压矢量 u_p^* 的幅值被修正为

$$u_p^* = \begin{cases} u^* & \frac{(n-1)\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{(n-1)\pi}{3} + \alpha_g \\ \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \sin[\frac{(n+1)\pi}{3} - \alpha]} & \frac{(n-1)\pi}{3} + \alpha_g \leq \alpha \leq \frac{n\pi}{3} - \alpha_g \\ u^* & \frac{n\pi}{3} - \alpha_g \leq \alpha \leq \frac{n\pi}{3} \end{cases} \quad (5)$$

实际调制的参考电压矢量 u_p^* 中的基波分量幅值为^[2]

$$U_1 = \frac{6}{\pi} \{ u^* \cdot \alpha_g + \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \ln[\lg(\pi/3 - \alpha_g/2)] \} \quad (6)$$

将式(1)、式(4)代入式(6),可得基波电压幅值 U_1 与调制度 m 的关系曲线如图 5 所示。

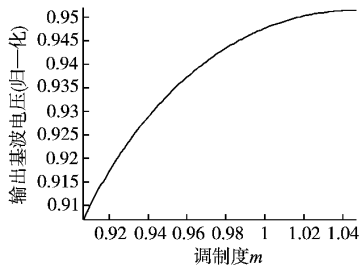


图 5 过调制 1 区的基波电压与调制度的关系
Fig. 5 Fundamental voltage with regard to modulation index in overmodulation mode 1

由图 5 可以看出,过调制 1 区的基波相电压最大调制度为 $m=0.952$,对应着交角 $\alpha_g=0$,此时 u_p^* 的轨迹被完全限制在正六边形边界上。故该方法无法实现逆变器六阶梯波运行。为了达到最大调制度 1,需采用其他的过调制算法。

2.3 过调制 2 区 ($0.952 < m \leq 1$)

当调制度 $m > 0.952$ 时,为了获得更大的伏秒平衡区域, u_p^* 必须保持在正六边形的顶点一段

时间,然后再沿着正六边形边界走完剩余的开关周期。

如图 6 所示,角 α_h 称为保持角,控制着 u_p^* 保持在正六边形顶点处的时间,并唯一控制着基波电压,它是关于调制度 m 的非线性函数^[3]。以第 1 扇区为例,当 $\alpha \leq \alpha_h$ 时, u_p^* 始终保持为 u_1 ;当 $\alpha_h \leq \alpha \leq \pi/3 - \alpha_h$ 时, u_p^* 随 u^* 一起旋转,但是幅值为六边形边界,并且在位置 $\pi/6$ 时两者重合;当 $\alpha \geq \pi/3 - \alpha_h$ 时, u_p^* 始终保持为 u_2 。保持角 α_h 在 $0 \sim \pi/6$ 之间变化,当 $\alpha_h = \pi/6$ 时, u_p^* 的轨迹在正六边形的 6 个顶点上跳变,即逆变器运行在六阶梯波状态,达到最大调制度 $m=1$ 。这种方法在相角上不能保证完全跟随,但是可以实现幅值的最大化。

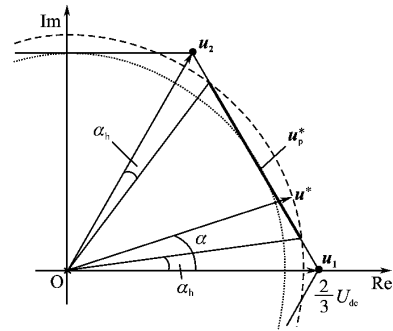


图 6 过调制 2 区参考电压矢量轨迹
Fig. 6 Reference voltage trajectory in overmodulation mode 2

实际调制的参考电压矢量 u_p^* 被限制到 u^* 端点向正六边形边界作垂线的交点处,则实际参考电压矢量 u_p^* 的相角为

$$\alpha_p = \begin{cases} \frac{(n-1)\pi}{3} & \frac{(n-1)\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{(n-1)\pi}{3} + \alpha_h \\ \frac{\alpha - (2n-1) \cdot \alpha_h}{1 - \frac{6}{\pi} \cdot \alpha_h} & \frac{(n-1)\pi}{3} + \alpha_h \leq \alpha \leq \frac{n\pi}{3} - \alpha_h \\ \frac{n\pi}{3} & \frac{n\pi}{3} - \alpha_h \leq \alpha \leq \frac{n\pi}{3} \end{cases} \quad (7)$$

u_p^* 的幅值为

$$u_p^* = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{dc} & \frac{(n-1)\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{(n-1)\pi}{3} + \alpha_h \\ \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos[\frac{(2n-1)\pi}{6} - \alpha_p]} & \frac{(n-1)\pi}{3} + \alpha_h \leq \alpha \leq \frac{n\pi}{3} - \alpha_h \\ \frac{2}{3} U_{dc} & \frac{n\pi}{3} - \alpha_h \leq \alpha \leq \frac{n\pi}{3} \end{cases} \quad (8)$$

将保持角 α_h 与调制度 m 的非线性关系曲线分段线性化,有

$$\begin{cases} \alpha_h = 6.40m - 6.09 & 0.9517 \leq m < 0.9800 \\ \alpha_h = 11.75m - 11.34 & 0.9800 \leq m < 0.9975 \\ \alpha_h = 48.96m - 48.43 & 0.9975 \leq m \leq 1.0000 \end{cases} \quad (9)$$

3 谐波分析

将式(5)、式(7)、式(8)代入图 2 的预处理器中即可实现过调制区的脉宽调制。由于预处理器包含了一组非线性函数,经过预处理器修正后的参考电压矢量已发生畸变。图 7 为调制度 $m = 0.98$ 时 α, β 坐标系下的参考电压波形及其频谱图。过调制过程引入了较大的低次谐波(5 次,7 次,9 次,11 次等),且总的谐波畸变率(THD)随调制度 m 的增大而增大^[1]。实质上,过调制条件所带来的仅有的谐波差别是增加了基带谐波分量,而这些基带谐波是由过调制过程的非线性特性造成的。

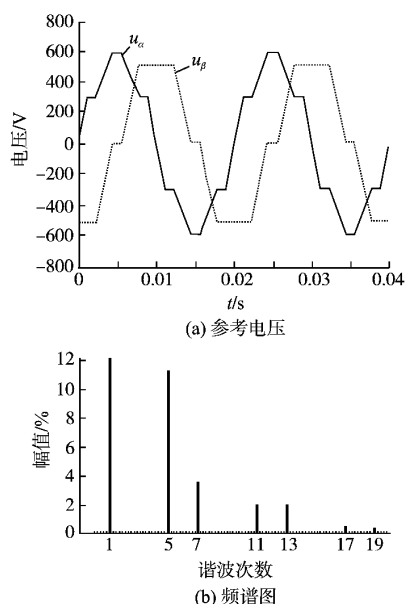


图 7 过调制 2 区的参考电压及其频谱图
Fig. 7 Reference voltage and harmonic spectra in overmodulation mode 2

4 仿真与实验结果

本文采用 Matlab/Simulink 仿真软件,仿真参数为:鼠笼式异步电机(690 V,350 kW)额定转速为 1 100 r/min(3 对极),额定频率为 50 Hz。电网电压为 690 V,直流侧电容为 18.8 mF,开关频率为 3 kHz。为验证过调制算法,将直流电压从 1 100 V 降到 890 V。

图 8 为调制度 m 连续变化时的波形图,可以

看出采用该过调制算法可实现线性调制区到六阶梯波运行状态的平滑过渡。由图 8d 可以看到,相电流波形随调制度的增加畸变越来越严重。

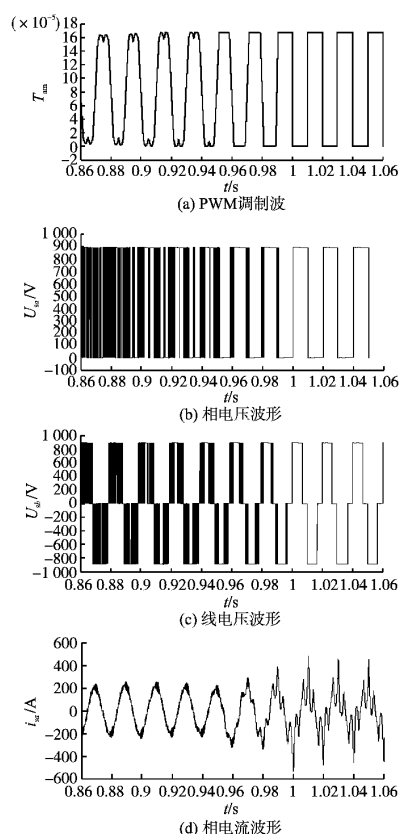


图 8 调制度 m 连续变化时的波形
Fig. 8 Waveforms with modulation index m varies continuously

图 9 为逆变器输出基波电压随调制度的变化曲线,当不采用过调制算法时,在过调制区逆变器输出基波电压将小于参考电压,虽最终能够达到六阶梯波运行,但此时所需调制度 $m > 4$,这显然对提高电机的动态响应速度很不利;采用本文所提过调制算法时,逆变器输出基波电压在整个调制范围内随调制度基本成线性变化。

实验在 350 kW 鼠笼式异步发电机全功率变换器实验平台上进行,该平台采用背靠背两电平 PWM 变换器拓扑,采用 IGBT 作为功率开关器件。软件平台以 dSPACE 为核心控制器,以 Matlab/Simulink 仿真环境为算法载体,可以通过 dSPACE 上位机软件进行参数在线修改以及以实际波形的方式监测系统电压和电流等量。

实验参数如下:电网电压 380 V,直流电压 600 V,直流侧电容 18.8 μ F,开关频率 2 kHz,网侧变换器通过 LCL 滤波器接入电网。

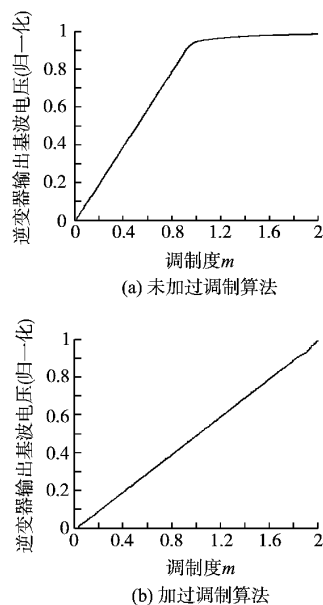


图 9 逆变器输出基波电压与调制度的关系

Fig. 9 Inverter output fundamental voltage with regard to modulation index

图 10 为不同调制度下 a 相 SVPWM 调制波波形,可以看出随着调制度的增加,PWM 调制波峰逐渐被削平,最后工作在方波运行状态。图 11 为逆变器工作在过调制区时输出线电压 U_{ab} 和相电压 U_a 的波形,可以看出随着调制度的增加,逆变器输出电压波形中的脉冲数逐渐减少,最后输出方波。实验结果与理论分析相一致。

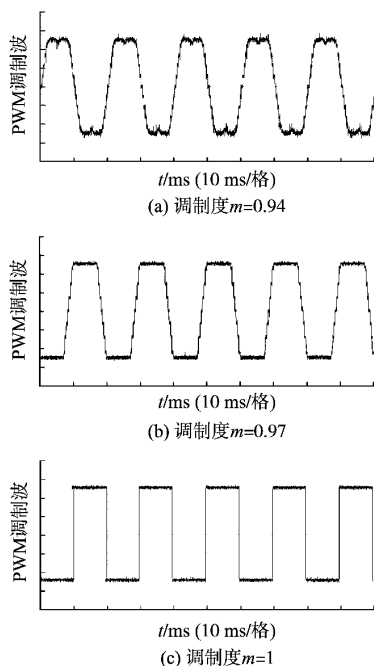


图 10 SVPWM 调制波波形

Fig. 10 SVPWM modulation waveforms

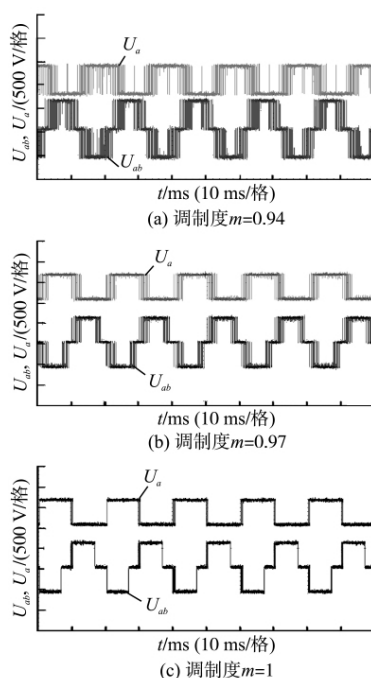


图 11 逆变器输出线电压及相电压波形

Fig. 11 Line voltage and phase voltage waveforms of inverter output

5 结论

针对传统 SVPWM 算法直流电压利用率只有 0.907 的缺点,研究了一种基于 SVPWM 的过调制算法,深入分析了该过调制算法的基本原理及过调制区的低次谐波成分。最后对该过调制算法进行了仿真和实验验证。结果表明,该过调制算法可实现在整个调制范围内 PWM 逆变器输出基波电压的线性控制,最终达到逆变器的六阶梯波运行状态。

参考文献

- [1] Dong-Choon Lee, G-Myoung Lee. A Novel Overmodulation Technique for Space-vector PWM Inverters [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(6): 1144-1151.
- [2] Bolognani S, Zigliotto M. Space Vector Fourier Analysis of SVM Inverters in the Overmodulation Range [C] // PEDES1996, New Delhi, India: 1996: 319-324.
- [3] Holtz J, Lotzkat W, Khambadkone A. On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-step Mode [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1993, 8(4): 546-553.
- [4] 刘洋, 赵金. 磁场定向控制中 SVPWM 过调制策略的改进与实现 [J]. 电气传动, 2008, 38(3): 33-36.

收稿日期: 2010-11-16

修改稿日期: 2011-02-19