

# 基于空间矢量脉宽调制的过调制策略研究\*

刘雨石, 乔鸣忠, 朱 鹏

(海军工程大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430033)

**摘 要:** 在电机控制中, 过调制算法能够显著提高逆变器输出的电压, 对提高电机转速有着重要意义。为了改善空间矢量脉宽调制对直流母线电压利用率不足的缺点, 研究了基于空间矢量脉宽调制的单模式过调制算法, 对输出电压基波幅值与其谐波含量进行理论分析。针对过调制区实际输出电压基波幅值与参考电压不一致这一问题, 对目标调制比与给定调制比的关系作出可控性分析, 作出拟合曲线并求出函数关系, 最后对该过调制算法进行了仿真研究和试验验证。仿真分析和试验验证结果均证明了理论分析的正确性和可行性。

**关键词:** 逆变器; 过调制; 可控性; 电压基波幅值; 谐波含量

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)12-0036-07

## Research on Overmodulation Strategy Based on Space Vector Pulse Width Modulation\*

LIU Yushi, QIAO Mingzhong, ZHU Peng

(College of Electric Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

**Abstract:** In the motor control, the over modulation algorithm could effectively improve the inverter output voltage, of great significance to improve the motor speed. To improve the shortcomings of space vector pulse width modulation DC bus voltage under-utilization, a single mode overmodulation algorithm based on SVPWM was studied, carried out the amplitude of the fundamental voltage and the harmonic content of the output voltage. Aimed at the problem that the amplitude of the fundamental output voltage of the overmodulation zone did not coincide with the reference voltage, the controllability analysis was made on the relationship between the target modulation ratio and the given modulation ratio, made the fitting curve and found the function relation and carried out simulation and experimental verification of the overmodulation algorithm. The simulation results and experimental results showed that the theoretical analysis was correct and feasible.

**Key words:** inverter; overmodulation; controllability; voltage fundamental wave amplitude; harmonic content

## 0 引 言

在交流调速系统中, 电压源逆变器在简单的开环控制系统和复杂的高性能闭环控制系统中都有着比较好的性能, 与之相应的 PWM 策略也被许多专家学者深入研究。20 世纪 90 年代以前, 几乎所有对 PWM 算法的研究都局限在线性区。后来

随着人们对逆变器输出电压要求的提高, 越来越多的学者将注意力转移到 PWM 过调制区。在 Holtz J 和 Bolognani S 最早分别提出了双模式过调制算法<sup>[1]</sup>和单模式过调制算法<sup>[2]</sup>后, 到目前为止过调制策略已经取得了非常显著的成果<sup>[3-8]</sup>。

空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 因其数字化实现起来容易、

\* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51407188)

作者简介: 刘雨石(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为交流电机调速技术。

乔鸣忠(1971—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统自动化及电力推进技术。

朱 鹏(1984—), 男, 研究方向为电力电子与电力传动。

谐波性能好等优点得到越来越多的应用。在使用 SVPWM 调制算法的电压型逆变器中, 输出电压基波幅值仅为六拍阶梯波状态下的 90.69%。为了提高逆变器输出电压基波幅值, 逆变器需要工作在过调制区, 最后进入六拍阶梯波状态。控制算法部分采用恒压频比控制, 以保持电压和频率的比值不变, 从而保证了电机磁通恒定<sup>[9]</sup>。这种控制方式实现起来比较简单, 通用性强, 经济性好, 适用于对速度精度要求较低场合。

本文首先对单模式过调制算法进行研究, 发现逆变器在过调制区实际输出电压基波幅值与参考电压基波幅值不一致, 以往的文献[10-12]也只是对逆变器输出进行定性的分析, 针对这一问题本文对过调制算法进行可控性分析, 作出目标调制比和实际给定调制比的拟合曲线并求出函数关系, 最后对该改进的调制算法进行仿真和试验。仿真和试验均表明该过调制算法可以有效提高输出电压基波幅值, 并且实现输出电压基波幅值与参考电压基波幅值基本一致, 证明了理论分析的正确性。

## 1 过调制算法

### 1.1 空间矢量脉宽调制

典型的三相桥式逆变器根据三个桥臂的开关组合状态(SA, SB, SC), 可得出逆变器输出的八个基本电压矢量, 其中六个非零基本矢量长度为  $2u_{dc}/3$ , 空间上互差  $\pi/3$ , 将电压空间分为六个扇区, 另外还包括两个零矢量。由空间矢量脉宽调制原理可知, 参考电压矢量  $U_{ref}$  可由相邻两个非零矢量和零矢量合成, 根据伏秒平衡原则有

$$u_{ref}t_s = u_1t_1 + u_2t_2 \quad (1)$$

其中:  $t_s$  为开关周期,  $t_1$  和  $t_2$  分别为  $u_1$  和  $u_2$  的作用时间<sup>[13]</sup>:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{\sqrt{3}u_{ref}t_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)}{u_{dc}} \\ t_2 = \frac{\sqrt{3}u_{ref}t_s \sin\theta}{u_{dc}} \end{cases} \quad (2)$$

一个周期内的剩余时间  $t_0 = t_s - t_1 - t_2$ , 由零矢量作用。在电压轨迹为圆形的条件下, 当  $\theta = \pi/6$  时, 逆变器可以输出线性调制区最大电压, 其基波

幅值为  $U_{dc}/\sqrt{3}$ 。当一个开关周期内只有一个非零矢量作用时, 逆变器工作在六拍阶梯波状态, 输出电压基波幅值为  $2U_{dc}/\pi$ , 是逆变器可以输出的最大电压基波幅值。电压轨迹从圆形过渡到六阶梯形的过程<sup>[14]</sup>, 即为本文所要研究的过调制算法。

### 1.2 过调制算法原理

为了叙述的准确性, 本文定义实际给定调制比为  $M$ :

$$M = \frac{|U_{ref}|}{U_{dc}} \quad (3)$$

其中:  $U_{ref}$  为参考电压矢量基波幅值, 当  $|U_{ref}| = 2U_{dc}/3$  时,  $M = 2/3$ 。  $\sqrt{3}/3 < M \leq 2/3$  区间即为过调制区。如图 1 所示, 圆 ACEGIKA 为希望合成的参考电压矢量轨迹。过调制算法的思想是当参考电压矢量顶点超出正六边形时, 根据其位置使输出矢量停留在  $\vec{OB}$  或  $\vec{OC}$  位置<sup>[15]</sup>, 即保持输出电压的幅值不变, 修正参考电压矢量相角到  $a_g$  位置, 实际调制电压矢量轨迹为图 1 中粗线部分, 1/4 周期内电压随角度变化矢量图如图 2 所示。

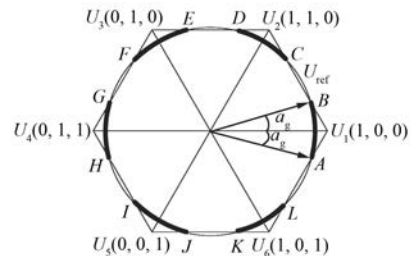


图 1 过调制参考电压矢量轨迹

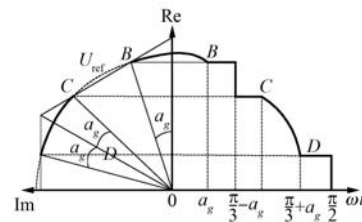


图 2 电压矢量图

相位保持角  $a_g$  的表达式为

$$a_g = \frac{\pi}{6} - \arccos\left(\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}|U_{ref}|}\right) \quad (4)$$

进入过调制区后, 随调制比  $M$  变大, 夹角  $a_g$  不断变小, 直到调制比达到  $2/3$ ,  $a_g = 0$ 。

以第一扇区为例,实际输出电压相角  $\theta$  与参考电压相角  $\theta_{ref}$  之间关系为

$$\theta = \begin{cases} \theta_{ref}, & (0 < \theta_{ref} < a_g) \\ a_g, & (a_g < \theta_{ref} < \pi/6) \\ \pi/3 - a_g, & (\pi/3 < \theta_{ref} < \pi/3 - a_g) \\ \theta_{ref}, & (\pi/3 - a_g < \theta_{ref} < \pi/3) \end{cases} \quad (5)$$

输出相电压基波幅值可以表示为

$$U_1 = \frac{3|U_{ref}|}{\pi} \left[ 2a_g + e^{ja_g} \int_{a_g}^{\pi/6} e^{-j\theta} d\theta + e^{j(\pi/3-a_g)} \int_{\pi/6}^{\pi/3-a_g} e^{-j\theta} d\theta \right] = \frac{6|U_{ref}|}{\pi} \{a_g + \sin(\pi/6 - a_g)\} \quad (6)$$

当参考电压矢量基波幅值  $|U_{ref}| = 2U_{dc}/3$  时,参考电压圆形轨迹与正六边形相交于正六边形六个顶点,进入六拍阶梯波状态,输出相电压基波幅值为  $2U_{dc}/\pi$ 。

由于该过调制算法处理后逆变器输出电压矢量轨迹是跳变的,必然导致谐波分量的增加,所以由傅里叶分析<sup>[16]</sup>可得  $n$  次谐波分量的表达式为

$$U_n = \frac{jU_{dc}}{2\pi} \left[ \sum_{k=0}^5 e^{jk\frac{\pi}{3}(1-n)} \right] \left\{ \frac{1}{n-1} [e^{j(1-n)a_g} - 1 + e^{j(1-n)\pi/3} - e^{j(1-n)(\pi/3-a_g)}] + \frac{1}{n} [e^{j(a_g-n\pi/6)} - e^{j(1-n)} + e^{j(1-n)(\pi/3-a_g)} - e^{j(\pi/3-a_g-n\pi/6)}] \right\} \quad (7)$$

从式(7)可以得出  $6n \pm 1$  次谐波分量较高,在后文的仿真分析与试验验证中也将对输出线电压谐波含量进行分析。

### 1.3 过调制算法的实现

为实现过调制算法,需要对各基本矢量的作用时间重新计算。以第一扇区为例,由式(2)和式(5)得矢量作用时间为

$$t_1 = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}u_{ref}t_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)}{u_{dc}}, & (0 < \theta \leq a_g) \\ \frac{\sqrt{3}u_{ref}t_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - a_g\right)}{u_{dc}}, & (a_g < \theta < \pi/6 - a_g) \end{cases} \quad (8)$$

$$t_2 = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}u_{ref}t_s \sin\theta}{u_{dc}}, & (0 < \theta \leq a_g) \\ \frac{\sqrt{3}u_{ref}t_s \sin a_g}{u_{dc}}, & (a_g < \theta < \pi/6 - a_g) \end{cases} \quad (9)$$

零矢量作用时间仍为  $t_0 = t_s - t_1 - t_2$ 。

当参考电压基波幅值变大至  $U_{dc}/\sqrt{3}$  后,其圆形轨迹与正六边形开始相交,逆变器进入过调制区,根据参考电压相角判断是否需要参考电压矢量相角修正,再通过式(8)和式(9)计算基本矢量作用时间。流程图如图3所示。

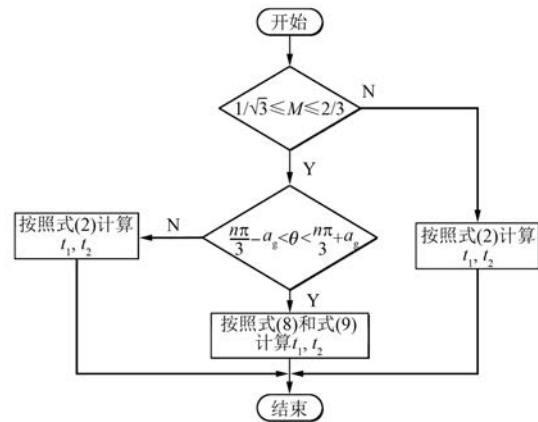


图3 过调制算法流程图

可以看出该过调制算法只需要计算相位保持角,在试验中所需要的存储空间较小,更易于数字化实现。

## 2 可控性分析

由上节的理论分析可以得出,进入过调制区后,随着相位保持角  $a_g$  的增加,逆变器输出相电压基波幅值与参考电压基波幅值不一致,这是由于该过调制算法为非线性调制。为增加算法的可控性,需要计算实际给定调制比与目标调制比的关系,由式(3)和式(4)可得实际给定调制比和相位保持角  $a_g$  的关系为

$$M = \frac{1}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - a_g\right)} \quad (10)$$

定义  $M_r$  为目标输出电压对应调制比, 由式 (4) 和式 (6) 可得

$$M_r = \frac{|U_1|}{U_{dc}} = \frac{6}{\pi} \cdot \frac{a_g + \sin\left(\frac{\pi}{6} - a_g\right)}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - a_g\right)} \quad (11)$$

逆变器实际输出电压与参考电压差值  $\Delta U$  表达式为

$$\Delta U = \frac{6U_{dc}}{\pi} \cdot \frac{1 - a_g - \sin\left(\frac{\pi}{6} - a_g\right)}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - a_g\right)} \quad (12)$$

可以得出  $\Delta U$  是随  $a_g$  变化的, 并且不是简单的线性关系, 在过调制区  $\Delta U$  最大可以达到  $0.03U_{dc}$ 。这对于任何控制系都是不可忽略的误差, 针对此需要分析  $M_r$  与  $M$  的关系, 使得逆变器输出电压可控。在整个过调制区  $M_r$  与  $M$  的关系曲线如图 4 所示。

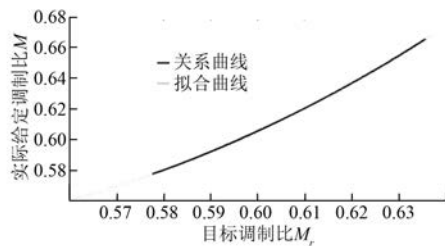


图 4 过调制区  $M_r$  与  $M$  拟合曲线

考虑到试验中 DSP 芯片的数据处理能力更有利于数字化实现, 作出  $M$  对于  $M_r$  三阶拟合曲线函数关系, 表达式如下:

$$M = -0.333M_r^2 + 7.97M_r - 7.79M_r + 2.48 \quad (13)$$

由于各基本矢量的作用时间是根据  $M$  计算的, 而逆变器输出电压基波幅值对应调制比为  $M_r$ , 因此过调制算法引起的非线性影响使逆变器输出电压基波幅值减小, 所以在处理时需要根据式 (13) 计算出目标输出电压下调制比  $M_r$  所对应的实际给定调制比  $M$ , 按更新后的  $M$  进行过调制计算。这样才能保证逆变器输出的相电压基波幅值与参考电压基波幅值一致。

### 3 仿真分析与试验验证

#### 3.1 仿真分析

交直交控制系统的拓扑结构如图 5 所示, 主要包括整流器和逆变器。

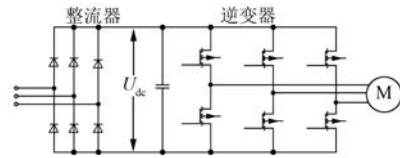


图 5 交-直-交控制系统拓扑结构

基于以上控制策略, 在 MATLAB 环境下建立系统的仿真模型。仿真参数为: 直流母线电压 40 V, 开关周期 0.000 5 s, 仿真算法 ode3。仿真模型如图 6 所示, 主要由  $U/f$  控制模块、调制比修正模块、过调制模块和逆变器模块组成。  $U/f$  控制模块收到转速指令后产生参考电压幅值与频率, 过调制模块通过频率与调制比产生脉冲波形对三相逆变器进行控制。

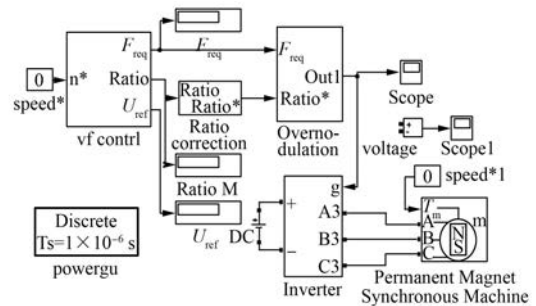


图 6 过调制算法仿真模型

仿真观测的参数主要有参考电压基波幅值、参考电压频率、调制比、输出线电压基波幅值和输出线电压谐波含量。

仿真中计算不同参考电压对应的目标调制比。通过式 (13) 对目标调制比进行修正, 计算出实际给定的调制比, 观测逆变器输出相电压和线电压基波幅值、波形失真率等数据。具体数据如表 1 所示。

通过表 1 的九组数据可以看出, 逆变器进入过调制区以后输出电压随转速指令的升高不断增大, 最终在转速为 1 524 r/min 时, 逆变器输出线电压基波幅值为 44.11 V, 逆变器进入六拍阶梯波工作状态, 与空间矢量脉宽调制相比, 输出线电压

表 1 仿真数据

序号	参考电压	目标调制比	给定调制比	转速指令	频率	线电压	实际相电压	波形失真率/%
1	23.08	0.577	0.577	1 290	86	40.13	23.06	51.88
2	23.36	0.584	0.585	1 320	88	40.91	23.54	49.47
3	23.64	0.591	0.593	1 350	90	41.42	23.89	47.04
4	23.92	0.598	0.603	1 380	92	41.96	24.22	44.38
5	24.20	0.605	0.613	1 410	94	42.38	24.46	41.74
6	24.48	0.612	0.623	1 440	96	42.91	24.76	39.22
7	24.76	0.619	0.635	1 470	98	43.38	25.04	36.48
8	25.04	0.626	0.647	1 500	100	43.76	25.26	33.57
9	25.44	0.636	0.666	1 524	101.6	44.11	25.46	31.08

基波幅值提高了 10%，并且通过修正后，可以实现逆变器输出相电压基波幅值与参考电压基波幅值基本相等。但由于拟合曲线方程并不能完全精确，使得实际值和目标值存在 0.2~0.3 V 的误差。

该过调制算法的初始波形失真率较高，达到

51.88%；随调制比变大波形失真率不断降低，最后降低到 31.08%。为了观测各次谐波分量，对几组输出线电压进行傅里叶分析，图 7 分别为实际调制比为 0.603、0.623、0.647 和 0.666 时各次谐波分量图。

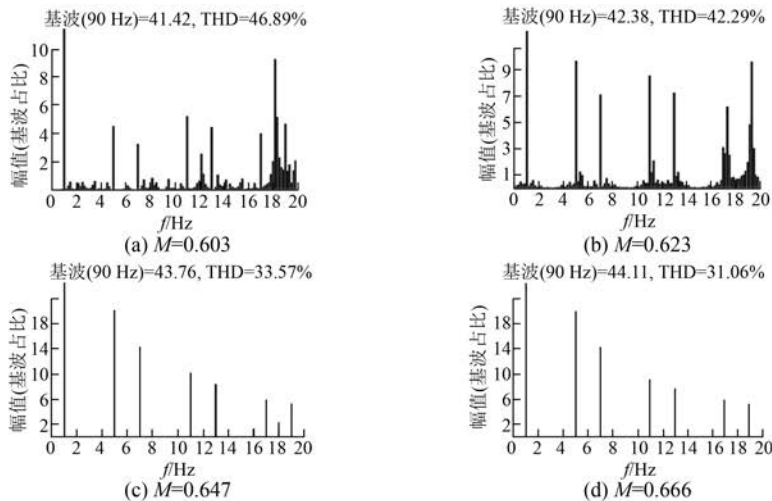


图 7 逆变器输出线电压谐波分量

可以看出该过调制算法下逆变器输出的线电压波形  $6n \pm 1$  次谐波分量较高。

适用仿真模型同时仿真了在转速连续增大情况下一相 PWM 调制波波形和逆变器输出线电压波形，如图 8 所示。

可以直观地看出，该过调制算法可以实现从进入过调制区到六拍阶梯波状态下的平滑过渡。

### 3.2 试验验证

在实验室搭建了交-直-交控制系统进行试验验证，如图 9 所示。试验参数与仿真相匹配。

控制器 DSP 选用浮点型 TMS320F28335 芯

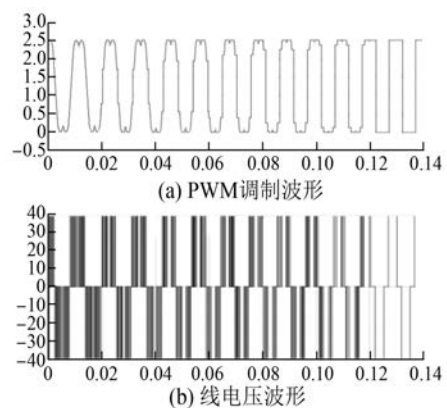


图 8 逆变器输出 PWM 调制波形、线电压波形

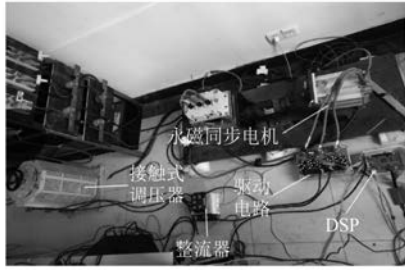


图9 交-直-交试验系统

片,主要完成过调制算法的运算。对过调制区不同转速的逆变器输出电压进行测试,根据逆变器需要输出与目标相电压基波幅值对应的调制比,

通过式(13)计算出实际给定的调制比指令,测试输出相电压基波幅值等参数。具体试验数据如表2所示。

通过表2可以看出,该过调制算法可以提高逆变器输出电压基波幅值,并且通过修正的调制比可以使实际输出相电压基波幅值与参考电压基波幅值一致。但变压器输出电压不稳定导致直流母线电压不稳定,并且由于试验中死区设置和窄脉冲剔除等原因,导致线电压基波幅值与仿真有1V以内偏差,实际相电压基波幅值与参考相电压基波幅值都存在0.3~0.7V误差,并且波形失真率略高于仿真数据。

表2 试验数据

序号	参考电压	目标调制比	给定调制比	转速	频率	线电压	波形失真率%	实际相电压
1	23.08	0.577	0.577	1 290	86	40.56	54.88	23.41
2	23.36	0.584	0.585	1 320	88	41.02	51.97	23.68
3	23.64	0.591	0.593	1 350	90	41.55	49.38	23.98
4	23.92	0.598	0.603	1 380	92	42.30	46.65	24.42
5	24.20	0.605	0.613	1 410	94	42.95	43.77	24.79
6	24.48	0.612	0.623	1 440	96	43.74	40.62	25.25
7	24.76	0.619	0.635	1 470	98	44.04	37.46	25.42
8	25.04	0.626	0.647	1 500	100	44.78	35.80	25.84
9	25.44	0.636	0.666	1 520	101.3	45.43	31.08	26.22

对部分逆变器输出电压波形进行观测并进行傅里叶分析,图10~图12分别为不同转速所对应调制比为0.585、0.623和0.666时逆变器输出的

线电压波形和谐波分析,输出线电压基波幅值分别为41.02V、43.74V和45.43V,波形失真率分别为51.97%、40.62%和31.08%。

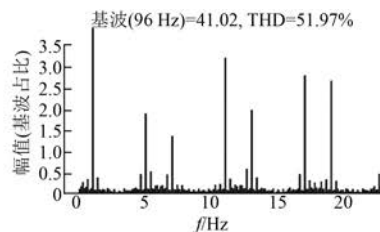
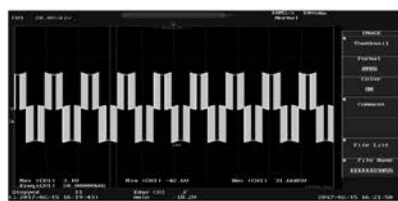


图10 转速1320 r/min、频率88 Hz、调制比0.585时输出的线电压波形和谐波分析

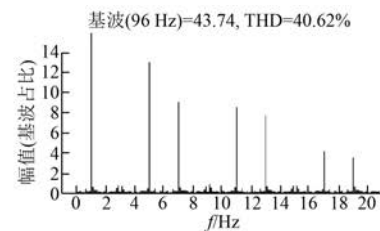
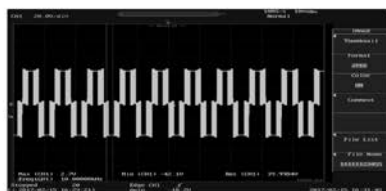


图11 转速1440 r/min、频率96 Hz、调制比0.623时输出的线电压波形和谐波分析

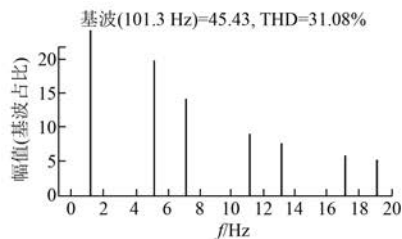


图 12 转速 1 520 r/min、频率 101.3 Hz、调制比 0.666 时输出的线电压波形和谐波分析

从图 10~图 12 中傅里叶分析可得单模式过调制算法逆变器对直流母线电压利用率有所提高,但这种过调制方式谐波含量很高,尤其  $6n \pm 1$  次谐波含量较高,并且随着转速的增加波形失真率有所降低,试验结果与仿真结果一致,证明了理论分析的正确性。

#### 4 结 语

本文对基于空间矢量脉宽调制的单模式过调制算法进行了研究,对输出电压进行了可控性分析,最后通过仿真研究和试验验证得出以下结论:

(1) 仿真结果表明,与空间矢量脉宽调制相比,该过调制算法可以提高逆变器输出电压基波幅值 10% 左右,但  $6n \pm 1$  次谐波分量较高,并且随着调制比的升高,波形失真率降低,试验结果证明了理论分析的正确性。

(2) 过调制区内,逆变器实际输出电压小于参考电压,对此,将实际调制比与给定调制比作出拟合曲线并求出函数关系,通过对给定调制比的修正可以使逆变器输出相电压基波幅值与参考电压基波幅值相等,对实际控制电机转速有着重要意义。

#### 【参 考 文 献】

- [ 1 ] HOLTZ J, LOTZKAT W, KHAMBADKONE A M. On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode[J]. IEEE Trans Power Electronics, 1993, 8(4): 546-553.
- [ 2 ] BOLOGNANI S, ZIGLIOTTO M. Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(2): 525-530.
- [ 3 ] MONDAL S K, BOSE B K, OLESCHUK V, et al. Space vector pulse width modulation of three-level inverter extending operation into overmodulation region[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(2): 604-611.
- [ 4 ] TRIPATHI A, KHAMBADKONE A M, PANDA S K. Direct method of overmodulation with integrated closed loop stator flux vector control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20 (5): 1161-1168.
- [ 5 ] 张立伟,刘钧,温旭辉,等.基于基波电压幅值线性输出控制的 SVPWM 过调制新算法[J].中国电机工程学报,2005,25(19): 12-18.
- [ 6 ] 吴芳,万山明,黄声华.一种过调制算法及其在永磁同步电动机弱磁控制中的应用[J].电工技术学报,2010,25(1): 58-63.
- [ 7 ] 全恒立,张钢,陈杰,等.一种 SVPWM 过调制算法的数字化实现[J].电气传动,2010,40(5): 44-48.
- [ 8 ] 吴晓新,柳巍,阮毅,等.一种 SVPWM 过调制算法及其在两电平逆变器中的应用[J].电机与控制学报,2015,19(1): 76-81.
- [ 9 ] 杨津听,张玲凤,赵锦宏,等.矢量控制变频器中电压和频率的关系的研究[J].变频器世界,2016(1): 67-69.
- [ 10 ] 王旭东,张思艳,余腾伟.SVPWM 过调制中控制角算法的分析与应用[J].电机与控制学报,2010,14(12): 63-67.
- [ 11 ] 吕敬,张建文,王晗,等.SVPWM 过调制算法的理论分析与实验应用[J].电气传动,2011,41(8): 7-11.
- [ 12 ] 涂群章,林加堃,曾繁琦,等.永磁同步电机控制系统带过调制的弱磁控制策略研究[J].兵工学报,2016,37(5): 953-960.
- [ 13 ] 郎宝华,刘卫国,周熙炜,等.空间矢量脉宽调制的仿真研究及应用[J].电机与控制应用,2007,34(8): 6-9.
- [ 14 ] 杨澜倩,唐校,万频,等.SVPWM 过调制算法磁链分析及在永磁同步电机驱动中的应用[J].电机与控制应用,2014,41(7): 6-9.
- [ 15 ] 余艳,李玲.基于 SVPWM 矢量控制变频仿真分析[J].电机与控制应用,2009,36(7): 63-66.
- [ 16 ] 朱建林,张建华,郭有贵,等.过调制矩阵变换器的电压传输特性及谐波分析[J].中国电机工程学报,2007,27(10): 110-113.

收稿日期: 2017 -03 -08