

基于磁场定向控制的全范围 电压输出 SVPWM 策略

赵云, 李叶松

(华中科技大学 控制科学与工程系, 湖北 武汉 430074)

摘要:提出一种基于磁场定向控制的 SVPWM 过调制策略, 实现了全范围电压的连续平滑输出。由于一般过调制方法改变了参考电压矢量的轨迹, 影响磁场定向的准确性, 使得输出转矩发生脉动, 以输出电压最大化和转矩脉动最小化为目标, 研究了改进的全范围电压输出 SVPWM 策略。实验结果表明, 提出的方法可有效提高电压利用率, 拓宽电机的转速运行范围, 加快动态响应速度。

关键词:空间电压矢量 PWM; 磁场定向控制; 过调制策略; 最大电压利用率

中图分类号:TP273

文献标识码:A

Study on SVPWM Strategies for Full Range Operation Based on Field-oriented Control

ZHAO Yun, LI Ye-song

(Department of Control Science and Engineering, Huazhong University of Science and
Technology, Wuhan 430074, Hubei, China)

Abstract: A novel overmodulation technique for SVPWM based on field-oriented control was presented, by which continuous and smooth transition can be realized in the full voltage range. Due to the modification of the reference voltage vector in the general overmodulation method, the field-orientation can't be guaranteed and torque ripple is also introduced into the field-oriented control system. In order to maximize the utilization ratio of the voltage and minimize the torque ripple, an improved PWM modulation strategy for full range voltage output was proposed. Experiment results verify the feasibility of the proposed method which enhances the output voltage of the inverter to expand the operating speed range of the motor and achieve faster dynamic response.

Key words: space vector pulse width modulation (SVPWM); field-oriented control; overmodulation strategies; maximum voltage utilization

1 引言

空间电压矢量 PWM, 着眼于使电机获得圆形旋转磁链, 将逆变器和电动机视为一个整体, 通过组合使用 8 种基本电压矢量, 实现变压变频控制, 由于其更高的直流母线电压利用率和较小的谐波输出, 在高性能的磁场定向控制系统中得到广泛应用。

采用 SVPWM 控制的电压型逆变器输出电压矢量基波幅值在线性调制区最大为 $U_{dc}/\sqrt{3}$, 而运用过调制技术最大可达 $2U_{dc}/\pi$, 输出电压比线性调制时提高了 10%, 对于提高电机的带载能力、加快动态响应速度, 特别是弱磁运行具有重要

意义。为实现全范围电压的连续输出, 文献[1]将全电压范围分为 3 个区间: 线性调制区、过调制区 I、过调制区 II, 分别给出了各区间的电压矢量调制算法, 文献[2]对此算法进行了详细推导, 由于实现算法十分繁琐, 为避免复杂的在线运算, 预先将大量数据表格存储在 EEPROM 中, 采用在线查表方法实现了该算法, 虽然输出电压最高达到 6 拍阶梯波, 但算法精度不高, 且没有考虑各调制区间的平滑切换问题。文献[3]将过调制区统一为一种控制模式, 简化了算法实现, 文献[4]综合了文献[2-3]过调制算法的优点, 在过调制区 I 采用文献[2]的算法, 在过调制区 II 采用文献[3]的算法, 由于对电压矢量相位的修改不连续, 文献

基金项目: 科技重大专项(2009ZX04010-011)

作者简介: 赵云(1985-), 男, 博士研究生, Email: guangyunzhao@163.com

[3-4]输出电压谐波含量明显高于文献[1-2]。文献[5]首先分析了传统的最小相位误差过调制和最小幅值误差过调制的缺点,然后提出了动态电压过调制策略,将输出电压分解为旋转反电势分量和动态电压分量,通过电压前馈解耦将动态电压分离出来,对动态电压分量按最小相位误差过调制处理以保障对电流的动态调节能力,这种算法实现复杂,对电机参数依赖程度高,不利于工程应用。文献[6]在自然采样 SPWM 的基础上,通过在三相正弦调制信号上叠加零序分量,以纯硬件方式实现了自然采样的 SVPWM,在此基础上文献[7]将文献[1]的过调制策略应用于自然采样 SVPWM 中,使得电压输出范围扩展到过调制区,最高可达 6 拍阶梯波输出。

应用于磁场定向控制系统中的 SVPWM,在追求全范围电压连续输出的同时应该兼顾过调制对磁场定向闭环系统的影响,然而上述过调制算法^[1-7]都没有考虑到磁场定向闭环系统对过调制策略的特殊要求,本文详细分析了过调制策略中电压矢量轨迹的修改方式对磁场定向准确性和转矩输出特性的影响,综合利用各种过调制算法的优点,得到一种改进的全范围电压输出 SVPWM 策略,分析了具体实现方法并进行了实验验证。

2 SVPWM 基本原理

三相电压型逆变器通过不同的开关组合方式可以产生 6 个有效的基本电压矢量和 2 个零电压矢量,将实平面划分为 6 个扇区,如图 1 所示。任何给定的参考电压矢量 U^* 可由其所在扇区相邻的基本电压矢量和零矢量等效合成,根据伏秒平衡法则可以求出各矢量作用时间(以扇区 3 为例):

$$\begin{cases} t_1 = \sqrt{3} T_{\text{PWM}} \frac{|U^*|}{U_{\text{dc}}} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ t_2 = \sqrt{3} T_{\text{PWM}} \frac{|U^*|}{U_{\text{dc}}} \sin \theta \\ t_0 = T_{\text{PWM}} - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{dc} 为直流母线电压; $|U^*|$ 和 θ 分别为参考电压矢量 U^* 的幅值与相角; T_{PWM} 为 PWM 控制周期; t_1, t_2, t_0 分别为基本电压矢量 U_1, U_6 和零矢量作用时间。

存在以下约束条件:

$$t_1 + t_2 \leq T_{\text{PWM}} \quad (2)$$

将式(1)代入式(2),得到:

$$|U^*| \leq \frac{U_{\text{dc}}}{\sqrt{3} \cos(\pi/6 - \theta)} \quad (3)$$

由式(3)可知, SVPWM 能够输出的电压矢量限于以 6 个基本电压矢量端点为顶点的正六边形边界及以内。若参考电压矢量 U^* 超出此范围,按式(1)计算矢量作用时间将会出现 $t_1 + t_2 > T_{\text{PWM}}$, 即进入过调制区,需要采取过调制处理。

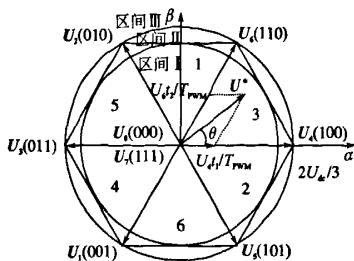


图 1 空间电压矢量示意图

Fig. 1 Diagram of space voltage vectors

3 全范围电压输出 SVPWM 策略分析

3.1 过调制方式对磁场定向控制的影响

一般过调制算法是按照输出电压基波幅值等于期望的参考电压矢量幅值的原则,通过修改电压矢量在复平面(即 $\alpha-\beta$ 平面)的运动轨迹,使其始终在正六边形边界范围以内运动。要实现从线性调制到最大基波幅值可达 6 拍阶梯波方式的全范围电压输出,采用过调制策略对电压矢量轨迹的修改,会使输出电压矢量的幅值和相角偏离期望的参考电压矢量。在磁场定向控制系统中,电压矢量的修改对闭环系统的性能会产生较大影响。

图 2 所示的交流电机转子磁场定向控制系统,对电压实现了闭环调节,决定系统性能的关键在于对电机输出转矩的精准控制,即实现磁场电流和转矩电流快速调节。图 3 给出了参考电压矢量 U^* 在静止 $\alpha-\beta$ 坐标系和同步旋转 $d-q$ 坐标系的分解图,系统处于稳态时,同步旋转坐标系下的磁场电流调节器和转矩电流调节器分别输出相应的电压分量 u_d^* 和 u_q^* ,保障磁场电流 i_d^* 和转矩电流 i_q^* 有效跟踪, u_d^* 和 u_q^* 大小维持稳定,由它们合成的空间电压矢量 U^* 幅值不变且随 $d-q$ 坐标系以同步角频率 ω_1 匀速旋转, U^* 与 d 轴的夹角 θ_d 保持恒定,而 U^* 在两相静止坐标系的分量 u_α^* 和 u_β^* 的大小随时间按正弦规律变化,在参考电压矢量处于线性调制区时输出电压可以完全跟随参考电压。在过调制区,输出电压轨迹不能完全跟随参考电压,在一个正弦周期内(即参考电压矢量

以同步角频率旋转一周) U^* 的端点运动轨迹一部分或全部在正六边形边界以外,超出了逆变器的输出能力,必须修改 U^* 的运动轨迹使其全部位于可实现范围以内。若不修改 U^* 的相位只将超界部分的幅值缩小至正六边形边界上,则 θ_d 可保持恒定,但随着 U^* 轨迹的移动其幅值不断变化,最大差值可达 $0.09U_{dc}$,由于 $u_d^* = |U^*| \cos \theta_d$, u_q^*

$= |U^*| \sin \theta_d$,这意味着在一个正弦周期中 u_d^* , u_q^* 会不断变化;若对 U^* 的相位进行修改,则 U^* 的旋转角频率不能维持恒定,造成频率畸变,同样会导致一个正弦周期内 u_d^* , u_q^* 的不断变化。因此,若将过调制处理看作指令电压环节的一个扰动因素,只要系统进入过调制区这个扰动就存在。

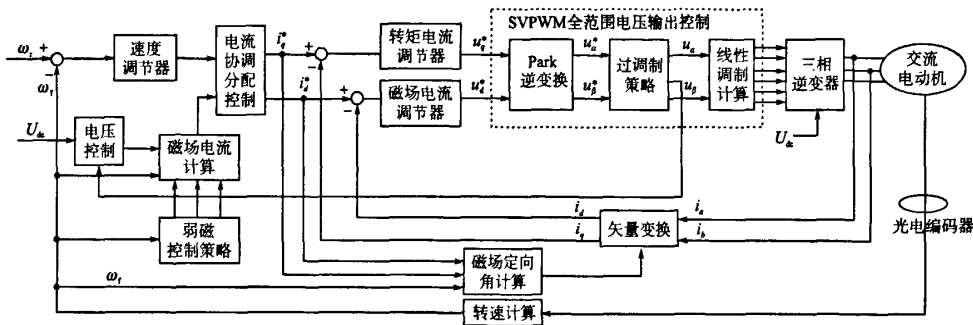


图 2 交流电机磁场定向控制系统框图

Fig. 2 Block diagram of field-oriented control system of AC machines

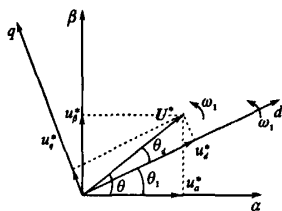


图 3 空间电压矢量不同坐标示意图

Fig. 3 Diagram of space voltage vector in different coordinates

控制电压 u_d^* , u_q^* 受到扰动,使得实际的磁场电流 i_d 和转矩电流 i_q 产生波动,电机的输出转矩会产生脉动,转矩脉动随着 u_d^* , u_q^* 扰动幅度的增大而加剧。在采用电流模型计算磁场定向角的系统中,实际反馈电流的波动会加大磁场定向的偏差,降低系统的性能。

从另一方面看,过调制区的输出电压不是规则的正弦波,电机的定子电流也不是正弦形式,也就不能得到在空间按正弦规律分布的定子磁链(即圆形旋转磁链)和恒定的输出转矩,因此过调制从原理上造成的转矩脉动不可避免,就需要通过适当的过调制处理将电压扰动降到最小。

分析现有的过调制方法^[1-7],可以得出以下结论:

1)过调制修改相位会造成频率畸变,使输出电压的谐波成分明显增加,比修改幅值对系统的

影响更大,若保持相位不变只修改幅值则最大输出电压基波只能达到 $0.9517 \times 2U_{dc}/\pi$,因此要实现全范围的电压输出对参考电压矢量的相位修改不可避免;

2)为降低过调制对磁场定向的影响,对参考电压矢量运动轨迹的修改应尽量使相位改变最小,并使幅值和相位连续平滑变化,可减小过调制处理造成的影响。

3.2 全范围电压区间的调制策略

文献[1-2]提出的过调制方法输出电压谐波成分明显低于其他方法,对电压矢量相位的修改方式要明显优于其他方法,在保证最大电压输出的同时使相位改变最小,理论上能获得全范围电压的连续输出,但该方法是在开环系统中根据输出电压基波幅值等于参考电压幅值的原则得出,其中计算补偿电压和保持角的算法复杂,很难实现在线计算,不易保证输出电压连续平滑过渡,从而使得电压矢量产生跳动。

考虑到在磁场定向控制系统中,对电压的控制是通过电流闭环调节实现,电流调节器能根据实际电流变化调整指令电压矢量幅值变化,在过调制区依据文献[1-2]对参考电压矢量的修改方法,进一步适当划分电压调制区间并对相角变化合理过渡,确保电压矢量在各区间切换平滑。通过对算法实现合理简化,可以得到控制精度更高且切换

连续平滑的全范围电压输出 SVPWM 策略。

全范围可划分为 3 个调制区间,如图 1 所示。区间 I: $|U^*| \leq U_{dc}/\sqrt{3}$, 即 U^* 位于正六边形内切圆以内; 区间 II: $U_{dc}/\sqrt{3} < |U^*| \leq 2U_{dc}/3$, 即 U^* 位于正六边形内切圆以外与外接圆以内的环形区域; 区间 III: $|U^*| > 2U_{dc}/3$, 即 U^* 位于正六边形外接圆以外。

区间 I 为线性调制区,按式(1)计算各基本电压矢量作用时间进行 PWM 控制,可输出正弦电压最大幅值为 $U_{dc}/\sqrt{3}$ 。区间 II 和 III 为过调制区,参考电压矢量的轨迹修改方式如图 4 所示,其中 U^* , U_1^* 分别表示给定的参考电压矢量和修改后实际输出的电压矢量。

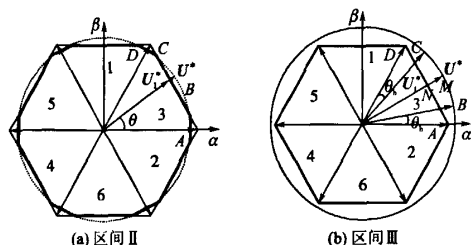


图 4 参考电压矢量轨迹修改示意图

Fig. 4 Modified trajectory of reference voltage vector

在区间 II 中采用最小相位误差过调制^[5],即保持参考电压矢量 U^* 的相位不变,只缩短其幅值至六边形边界。以扇区 3 为例,当 U^* 从 A 点以同步角频率沿圆弧 ABCD 移动时, U_1^* 以相同速度依次沿圆弧 AB、直线段 BC、圆弧 CD 移动,图 4 中虚线圆和粗实线轨迹分别为 U^* 和 U_1^* 在一个正弦周期的运动轨迹。此区间修改后的电压矢量 U_1^* 的求解方法为:先按式(1)计算 t_1, t_2 ,然后按式(4)将相邻的基本电压矢量作用时间调整为 t_1', t_2' ,零矢量作用时间为零。按此方式,给定电压矢量 U^* 幅值在 $U_{dc}/\sqrt{3} \sim 2U_{dc}/3$ 范围渐变时,对应的实际输出电压矢量 U_1^* 基波幅值变化范围为 $U_{dc}/\sqrt{3} \sim 0.9517 \times 2U_{dc}/\pi$ 。

$$\begin{aligned} t_1' &= \frac{t_1}{t_1 + t_2} T_{PWM} \\ t_2' &= \frac{t_2}{t_1 + t_2} T_{PWM} \end{aligned} \quad (4)$$

在区间 III 中 U^* 的幅值和相位都要修改,仍以扇区 3 为例,在 U^* 沿圆弧移动其相位从零增大为 θ_h 的过程中, U_1^* 矢量端点保持在 A 点不动; U^* 继续沿圆弧以 ω_1 速度从 B 移动到 C 的过程

中, U_1^* 矢量端点沿六边形边界以快于 ω_1 的速度从 A 移动到 D; 当 U^* 沿圆弧从 C 点移动到相位为 $\pi/6$, U_1^* 矢量端点保持在 D 点不动,其他扇区的情况与此类似。给定电压矢量 U^* 幅值在 $2U_{dc}/3 \sim 2.2U_{dc}/\pi$ 渐变时, θ_h 在 $0 \sim \pi/6$ 按线性关系取值,对应的实际输出电压矢量 U_1^* 的基波幅值变化范围为 $0.9517 \times 2U_{dc}/\pi \sim 2U_{dc}/\pi$, θ_h 为 0 即对应着区间 II 输出电压的上限, θ_h 为 $\pi/6$ 即对应着 6 拍阶梯波输出方式。

3.3 全范围电压输出 SVPWM 的算法实现

首先将电压矢量幅值标么化,标么基准为 $\sqrt{2} \times 2U_{dc}/\pi$, 则 $U_{dc}/\sqrt{3}$, $2U_{dc}/3$, $2.2U_{dc}/\pi$ 对应的标么值分别为 0.6413, 0.7405, 0.7781, 电压矢量 U^* , U_1^* 的标么化幅值分别记为 U_{PU}^* , U_{1PU}^* 。

在 SVPWM 线性调制算法^[8]的基础上增加相应的模块就可以方便地实现全范围电压调制输出,图 5 给出了流程图。

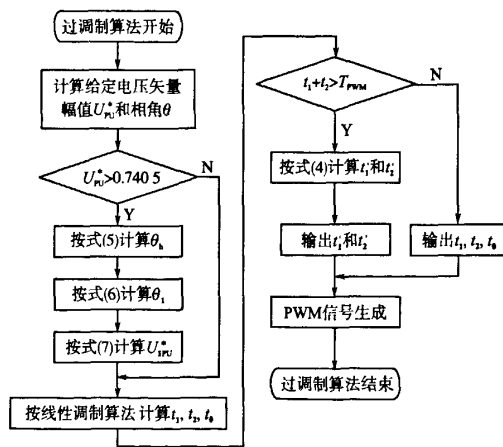


图 5 全范围电压输出 SVPWM 调制实现流程图

Fig. 5 Program flow chart of full region voltage modulation strategy

其中区间 I, II 实际计算时可合并处理,先按 SVPWM 的线性调制计算公式即式(1)计算基本电压矢量的作用时间 t_1, t_2 , 然后根据流程图右边部分处理。区间 III 中 θ_h (以弧度为单位) 与 U_{1PU}^* 的关系可由式(5)表示,在整个 $\alpha - \beta$ 平面上实际输出电压矢量 U_1^* 的幅值 U_{1PU}^* 和相角 θ_1 与参考电压矢量 U^* 相角 θ 的关系分别表示为式(6)、式(7),其中 θ_s 为扇区角度,当 U_1^* 位于图 5 中第 3, 1, 5, 4, 6, 2 扇区, θ_s 分别取值为 $0, \pi/3, 2\pi/3, \pi, 4\pi/3, 5\pi/3$ 。

$$\theta_h = 13.93 \times (U_{1PU}^* - 0.7405) \quad (5)$$

$$\theta_1 = \begin{cases} \theta_s & 0 \leq (\theta - \theta_s) \leq \theta_h \\ \frac{(\theta - \theta_h)\pi/6}{\pi/6 - \theta_h} + \theta_s & \theta_h < (\theta - \theta_s) < (\frac{\pi}{3} - \theta_h) \\ \frac{\pi}{3} + \theta_s & (\frac{\pi}{3} - \theta_h) \leq (\theta - \theta_s) \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (6)$$

$$U_{1PU}^* = \begin{cases} 0.7405 & 0 \leq (\theta - \theta_s) \leq \theta_h \\ \frac{0.6413}{\cos(\pi/6 - \theta_1 - \theta_s)} & \theta_h < (\theta - \theta_s) < (\frac{\pi}{3} - \theta_h) \\ 0.7405 & (\frac{\pi}{3} - \theta_h) \leq (\theta - \theta_s) \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (7)$$

4 实验结果及分析

在设计开发的伺服驱动平台上构建了如图 2 所示的磁场定向闭环控制系统,永磁同步伺服电机作为被控对象对以上算法进行实验验证。实测输入电源线电压有效值 174 V,逆变器直流母线电压 248 V,电机轴端负载惯量为电机惯量的 10 倍。伺服电机参数为:额定转速 2 000 r/min,静转矩 6.0 N·m,相电流有效值 5.5 A,转动惯量 8.7×10^{-4} kg·m²,反电动势常数 80 V/1 000 r·min⁻¹。

图 6a、图 6b 分别给出了从线性调制到 6 拍阶梯波方式的相电压输出波形及对应的调制信号波形,可以看出各调制区间过渡平滑,过调制区输出电压幅值和相位均连续变化。

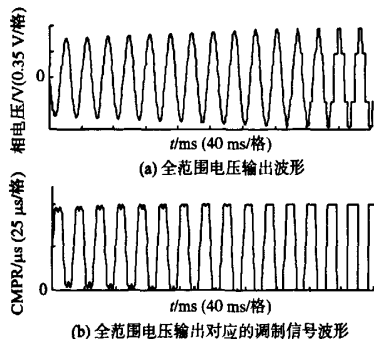


图 6 全范围电压输出实验波形
Fig. 6 Experimental curves of full region voltage output

文献[8]的 SVPWM 线性调制算法实际应用比较广泛,而文献[4]综合了文献[1-3]算法的优点,在其他条件完全相同的前提下,采用本文的方法实现 SVPWM 模块与上述两种算法进行了 0~2 400 r/min 转速阶跃响应对比实验。图 7a、图 7b 分别给出了本文方法与线性调制方法对比实验的转速响应曲线及对应的转矩电流输出曲线。图 8a~图 8c 分别给出了本文方法与文献

[4]方法对比实验的转速响应曲线及对应的转矩电流、磁场电流输出曲线。

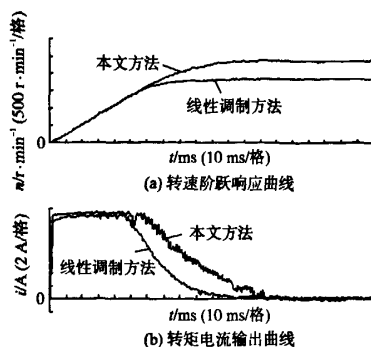


图 7 本文方法与线性调制方法对比实验曲线
Fig. 7 Contrast experiment curves of linear PWM and proposed strategy

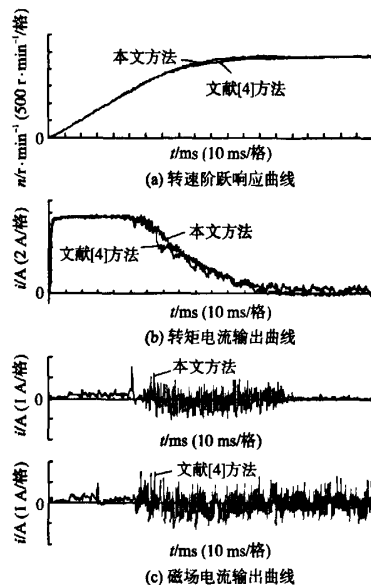


图 8 本文方法与文献[4]方法对比实验曲线
Fig. 8 Contrast experiment curves of literature [4] and proposed strategy

由图 7 可知,按线性调制方法能达到的最高转速为 1 800 r/min,采用本文的方法最高转速可达 2 400 r/min,与线性调制方法相比,本文能输出更高的电压,产生更大的加速转矩,说明该方法可有效提高电压利用率,拓宽电机转速运行范围。

由图 8 可知,本文方法与文献[4]的方法相比,输出最高电压范围一致,最高转速都可达 2 400 r/min,但系统进入过调制区后,文献[4]的方法使得转矩电流和磁场电流均产生较大波动,这是由于输出电压矢量幅值和相位存在跳变引起

的,而本文的方法电流控制效果较好。说明本文的过调制策略可有效降低转矩脉动,获得更好的动态性能。

5 结论

结合磁场定向闭环控制系统的特性,分析了 SVPWM 过调制方式对系统性能的影响,得出一种实现全范围电压输出的 SVPWM 调制策略。实验结果表明,提出的方法易于实现,能保证全范围电压的连续平滑输出,可以提高系统的动态响应性能和稳态运行范围。

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 Transactions on Power Electronics, 1993, 8(4): 546-553.
- [2] Dong-Choon L, Myoung L G. A Novel Overmodulation Technique for Space-vector PWM Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(6): 1144-1151.
- [3] Bolognani S, Zigliotto M. Novel Digital Continuous Control of SVM Inverters in the Overmodulation Range[J]. IEEE Trans-

actions on Industry Applications, 1997, 33(2): 525-530.

- [4] Venugopal S, Narayanan G. An Overmodulation Scheme for Vector Controlled Induction Motor Drives[C]// International Conference on Drives and Energy Systems in Power Electronics, PEDES, 2006: 1-6.
- [5] Bon-Ho B, Seung-Ki S. A Novel Dynamic Overmodulation Strategy for Fast Torque Control of High-saliency-ratio AC Motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(4): 1013-1019.
- [6] G-Myoung L, Dong-Choon L. Implementation of Naturally Sampled Space Vector Modulation Eliminating Microprocessors[C]// The Third International Proceedings in Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC, 2000, 2: 803-807.
- [7] Yuntao Y, Zhixin C. A Novel Naturally Sampled Space Vector Pulse Width Modulation Algorithm[C]// International Workshop on Intelligent Systems and Applications, ISA, 2009: 1-5.
- [8] Texas Instruments. Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor Using TMS320F240[Z]. SPRA588, 1999: 24-32.

收稿日期: 2010-02-05

修改稿日期: 2010-04-22

(上接第 21 页)

逆变部分不必增加繁琐的控制电路,通过现有元件的谐振,有效地实现了逆变桥晶闸管的关断,最大限度地节省了整个变频器的成本,而整体性能并没有降低。因此该方法对于低压方波供电的设备,如无刷直流电机,开关磁阻电机等具有一定的实用价值。除此之外,由于晶闸管的高载流能力,特别对于大电流负载,此方案更有优势。

此方案设计的变频器频率有一定的限制,最高做到 7 kHz。分析电路发现,整套设计只是利用谐振的后半个周期来控制关断,前面半个周期并没有作用,但是却限制了整个谐振的时间,从而制约了变频器的工作频率。由于上半个周期对电路工作时是没有作用的,如果可以减少上半个周期的谐振时间,将可以达到提高变频器工作频率的目的,接下来将通过一定的措施来实现此设想,进行进一步的研究。

参考文献

- [1] Zhang Zhuoran, Yan Yangguang, Yang Shanshui, et al. Development of a New Permanent-magnet BLDC Generator Using 12-Phase Half-wave Rectifier[J]. IEEE Transactions

on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 2023-2029.

- [2] Krishnan R, Rim G H. Modeling, Simulation and Analysis of Variable-speed Constant Frequency Power Conversion Scheme with a Permanent Magnet Brushless DC Generator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1990, 37(4): 291-296.
- [3] Lee B K, Ehsani M. Advanced BLDC Motor Drive for Low Cost and High Performance Propulsion System in Electric and Hybrid Vehicles[C]// IEEE 2001 International Electric Machines and Drives Conference, 2001: 246-251.
- [4] Halvaei Niasar A, Moghbelli H, Vahedi A. Modeling and Simulation Methods for Brushless DC Motor Drives[C]// Proceeding of the First International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization, ICMSAO, 2005: 05-5/05-6.
- [5] 张聚. 直流无刷电动机原理及应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1996.
- [6] 李军生, 李为民. C504 在直流无刷电动机控制中的应用[J]. 电力电子技术, 2002, 36(6): 34-36.
- [7] 高红, 梁贵毅. 方波无刷直流电机调速系统的研究与设计[J]. 电力电子技术, 2008, 42(12): 76-77.

收稿日期: 2010-01-04

修改稿日期: 2010-04-08