

一种 SVPWM 过调制算法的数字化实现

全恒立, 张钢, 陈杰, 刘志刚

(北京交通大学 电气工程学院, 北京 100044)

摘要: 提出了一种简便可行的 SVPWM 过调制策略。根据输出矢量在角度和幅值上的连续性, 将过调制区域分成了两部分; 并提出了每个分区的过调制策略以及相应电压矢量基波的数学表达式。最后, 针对上述策略, 给出了一种可实现的工程方法, 并进行了相关的实验。实验结果证明了该策略的可行性。

关键词: 空间电压矢量; 过调制; 工程实现

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

Digital Implementation of SVPWM Over-modulation

QUAN Heng-li, ZHANG Gang, CHEN Jie, LIU Zhi-gang

(School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: A method of SVPWM over-modulation which is easy to be implemented was proposed. According to the continuity of angle and amplitude, the over-modulation range could be divided into two parts. The theory of over-modulation and the expression of the fundamental voltage magnetic in each part were presented with each part's characteristic. At last, based on the theory of over-modulation, a realizable engineering method was proposed. This method was used to finish the experiment and the theory was proved to be available.

Key words: space voltage vector; over-modulation; engineering implementation

1 引言

与传统的 SPWM 调制方式相比, SVPWM 调制方式在线性调制区将直流电压利用率提高了 15.47%。但是在某些应用场合, 直流电压一定时, 需要输出更高的交流电压, 因此对 SVPWM 过调制策略的研究有着重大的现实意义。

文献[1, 2], 将过调制区域进行了划分, 并给出相应的算法; 文献[3]比较了几种现有算法的优劣。上述几种算法虽然各有优点, 但是实现均比较复杂。

本文提出了一种便于 DSP 实现的 SVPWM 过调制策略, 详细分析了该策略下输出电压矢量的特点并进行了严格的数学推导。采用这种策略可以消除线性调制、过调制和 6 阶梯波之间的界限, 根据实际需要输出电压矢量的幅值进行控制。

2 SVPWM 原理

如图 1 所示, 任意给定的空间电压矢量, 均可

由 8 个基本空间电压矢量合成。以第一扇区为例, 图 1 中的矢量 V_{ref} 可表示为

$$V_{ref} = \frac{t_1}{T_s} V_1 + \frac{t_2}{T_s} V_2$$

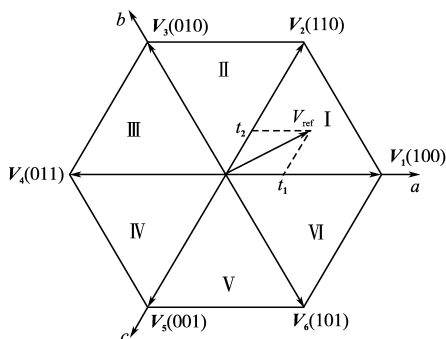


图 1 空间电压矢量分区

Fig. 1 Space voltage vector area

如图 2a 所示, 为尽量减少谐波, 一般采用 7 段式调制方式^[4], 即在一个调制周期的剩余时间 $t_0 = T_s - t_1 - t_2$ 内采用零矢量, 并将这段时间均匀分布在一个调制周期的开头、结尾和中间。图 2b 为 3 个桥臂开关函数的波形。

基金项目: 十一五国家科技支撑计划重点项目(2006BAG02B00);

作者简介: 全恒立(1986—), 男, 博士, Email: 08117327@bjtu.edu.cn

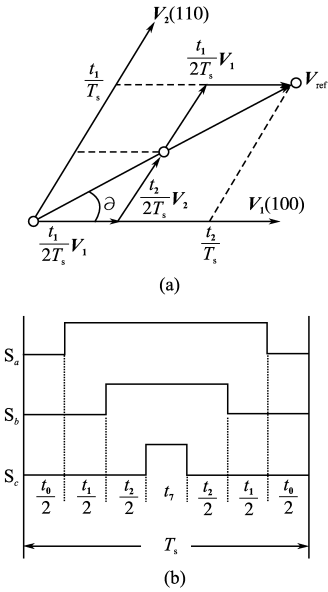


图 2 V_{ref} 的合成及开关函数波形
Fig. 2 The compose of V_{ref} & the shape of switching function

根据三角关系, 可计算各矢量的作用时间如下:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} m_r T_0 \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ t_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} m_r T_0 \sin \alpha \\ t_0 = t_7 = \frac{T_0 - t_1 - t_2}{2} \end{cases} \quad (1)$$

3 过调制区域的划分

定义调制比 m_r 为

$$m_r = \frac{u_1}{u_{1six-step}} \quad (2)$$

式中: u_1 为经过调制得到波形的基波峰值;
 $u_{1six-step}$ 为 6 阶梯波调制状态输出的基波峰值。

根据 m_r 的大小可以将矢量空间分成 3 个区域: 线性调制区、过调制 I 区、过调制 II 区^[1]。

3.1 线性调制区

如图 3 所示, 指令电压矢量 V_{ref} 的轨迹位于正六边形内切圆内部。因该轨迹在任何位置均可通过 8 个基本矢量的调制实现, 所以称为线性调制区。此调制区域的特点是输出电压在角度和幅值上均可保持连续性。当 V_{ref} 的幅值为正六边内切圆半径时, 线性调制输出的电压基波 u_1 达到最大值, 容易得到:

$$u_1 < \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{2}{3} U_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc}$$

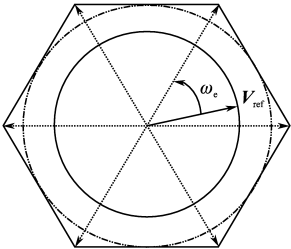


图 3 线性调制区
Fig. 3 Linear modulation range

得到调制比 m_r 的范围:

$$m_r \leq 0.907$$

此区域采用式(1)计算基本矢量的作用时间。

3.2 过调制 I 区

如图 4 所示, 过调制 I 区指令电压矢量 V_{ref} 的特点是: 部分轨迹在正六边形内部, 部分在正六边形外部。由于正六边形区域是输出矢量线性调制可实现的区域, 因此轨迹中超出正六边形的部分无法通过线性调制实现, 此时按照式(1)计算基本矢量的作用时间, 得到如下结论:

$$\begin{cases} t_a + t_b > T_s \\ t_0 < 0 \end{cases}$$

因此超出正六边形的部分, 线性调制的方法不再适用。当参考电压矢量 V_{ref} 的轨迹为正六边形外接圆时, 达到过调制 I 区的极限。图 4 中的 u_1 为经算法校正后输出电压的基波幅值。值得指出的是: 在过调制 I 区, 指令电压矢量 V_{ref} 的幅值大于 u_1 , 稍后将给出具体的表达式。

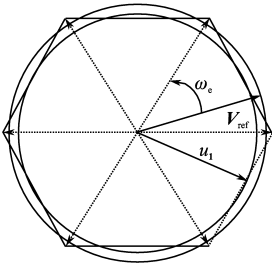


图 4 过调制 I 区
Fig. 4 Over-modulation range I

3.3 过调制 II 区

如图 5 所示, 在过调制 II 区, 指令电压矢量 V_{ref} 的轨迹在任何位置均超出正六边形。由于正六边形区域是输出矢量线性调制可实现的区域, 因此在指令电压矢量轨迹无法通过线性调制实现。图 5 中的 u_1 为经算法校正后输出电压的基波幅值, 在过调制 II 区, 指令电压矢量 V_{ref} 的幅值大于 u_1 。需要注意的是: 过调制 II 区的指令电压

虽然超出了正六边形外接圆, 其实际输出的基波仍然在正六边形的外接圆内。

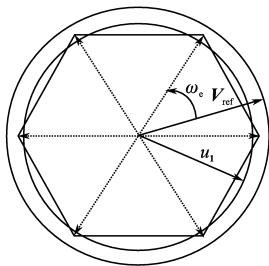


图 5 过调制 II 区
Fig. 5 Over-modulation range II

4 过调制策略

4.1 过调制 I 区 (0.907 < m_r < 0.952)

如图 6 所示, 采取如下的调制策略实现过调制 I 区的调制: 仅截取第 1 象限示意, 图 6 中 V_{ref} 为原指令电压矢量的轨迹。粗实线为修正过的、可实际实现的指令电压轨迹: 曲线 AB、线段 BC、曲线 CD、线段 DE。这种调制方法的实质是将原指令电压轨迹超出正六边形的部分校正到正六边形的边长上, 减小了输出电压的幅值。曲线 AB, CD 段按照式(1)确定基本电压矢量的作用时间, 线段 BC, DE 则按照下式确定基本电压矢量的作用时间:

$$\left\{ \begin{aligned} t_1 &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} m_r T_0 \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ t_2 &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} m_r T_0 \sin \alpha \\ t'_1 &= \frac{t_1}{t_1 + t_2} \\ t'_2 &= \frac{t_2}{t_1 + t_2} \\ t'_0 &= 0 \end{aligned} \right. \quad (3)$$

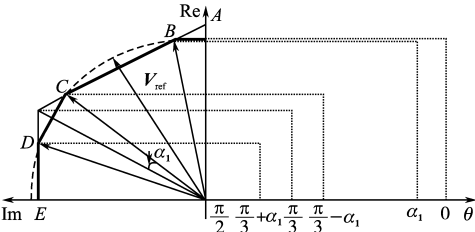


图 6 调制 I 区第 1 象限调制曲线
Fig. 6 Corrected trajectory of over-modulation range I

在线段 BC, DE 上, 零矢量的作用时间为 0。这种调制方式的优点是能够保证输出电压在角度

上的连续性; 由于线段部分较原轨迹在幅值上有损失, 输出电压的基波幅值有所减小, 因此电压基波幅值小于 V_{ref} 的幅值。

根据数学关系得到输出电压实际基波调制比:

$$m_r = \sqrt{3} \left\{ \frac{\alpha_1}{\cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_1)} - \ln \left[\tan(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha_1}{2}) \right] \right\} \quad 0 \leq \alpha_1 \leq \frac{\pi}{6} \quad (4)$$

指令电压参考圆 V_{ref} 对应的调制比:

$$m'_r = \frac{\sqrt{3}\pi}{6\cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_1)} \quad 0 \leq \alpha_1 \leq \frac{\pi}{6} \quad (5)$$

α₁ 取 30° 为调制 I 区的下限, 此时参考电压矢量 V_{ref} 的轨迹为正六边形的内切圆。

$$m_r = \frac{\pi\sqrt{3}}{6} = 0.907$$

$$m'_r = \frac{\sqrt{3}\pi}{6} = 0.907$$

α₁ 取 0° 为调制 I 区的上限, 此时参考电压矢量 V_{ref} 的轨迹为正六边形的外接圆。

$$m_r = \frac{\sqrt{3}}{2} \ln 3 = 0.952$$

$$m'_r = \frac{\pi}{3} = 1.047$$

因此得到调制 I 区间基波电压的调制区间:

$$0.907 < m_r < 0.952$$

$$0.907 < m'_r < 1.047$$

4.2 过调制 II 区 (0.952 < m_r ≤ 1)

如图 7 所示, 采取如下调制策略实现 II 区的调制, 仅截取第 1 象限示意: 图 7 中 V_{ref} 为参考电压的轨迹。以两基本矢量 OA, OB 为夹边, 构造平行四边形, 与 V_{ref} 相交, 过 O 与两交点 G, I 做线段 OG, OI, 两线段分别交正六边形于 C, B; 同理可以得到点 E。粗实线为修正过的、可实际实现的指令电压轨迹: 点 A, 线段 BC, 点 D, 线段 EF。II 区过调制策略的实质是利用 6 条基本矢

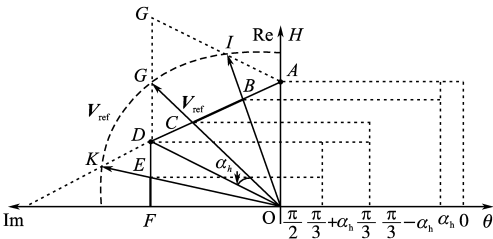


图 7 调制 II 区第 1 象限调制曲线
Fig. 7 Corrected trajectory of over-modulation range II

量和正六边形的边进一步增大输出基波的幅值。在基本矢量上停留的时间越长,输出的电压基波幅值越大。当每个基本矢量上停留的时间达到六分之一周期时,输出电压为 6 阶梯波。

根据数学关系得到输出电压实际基波的调制比:

$$m_r = 2 \left\{ \sin \alpha_h - \frac{\sqrt{3}}{2} \ln \left[\tan \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha_h}{2} \right) \right] \right\} \quad (6)$$

$$0 \leq \alpha_h \leq \frac{\pi}{6}$$

指令电压的参考圆 V_{ref} 对应的调制比为

$$m'_r = \frac{\pi}{2\sqrt{3} \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha_h)} \quad (7)$$

α_h 取 0° 为调制 I 区的下限,参考电压矢量 V_{ref} 的轨迹为正六边形的外接圆。此时:

$$m_r = \frac{\sqrt{3}}{2} \ln 3 = 0.952$$

$$m'_r = \frac{\pi}{3} = 1.047$$

α_h 为 30° 为调制 I 区的上限,参考电压矢量 V_{ref} 的轨迹为正六边形的内切圆。此时:

$$m_r = \frac{4U_{dc} \sin \frac{\pi}{6}}{\pi \frac{2}{\pi} U_{dc}} = 1$$

$$m'_r = \frac{\pi}{\sqrt{3}} = 1.814$$

因此可以得到调制 I 区间基波电压的调制区间:

$$0.952 < m_r \leq 1$$

$$1.047 < m'_r \leq 1.814$$

5 实验验证

如图 8 所示,根据目标调制比 m_r 所在的范围将调制方法分为线性调制区、过调制 I 区、过调制 II 区、6 阶梯波 4 种情况分别进行处理。

如图 9 所示,当 m_r 位于过调制 I 区,首先根据目标调制比 m_r 反推出对应的夹角 α_h ,再根据式(5)求出指令电压的调制比 m'_r 。利用 m'_r 和式(1)求出 t_1 和 t_2 。若 $t_1 + t_2 > T_0$,表明指令电压位于图 6 所示的曲线 BC 上,根据式(3)确定基本矢量作用的时间;若 $t_1 + t_2 < T_0$,表示指令电压位于图 6 所示的曲线 AB 或者 CD 上,则根据式(1)确定基本矢量作用的时间。

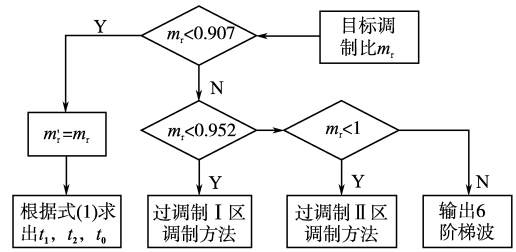
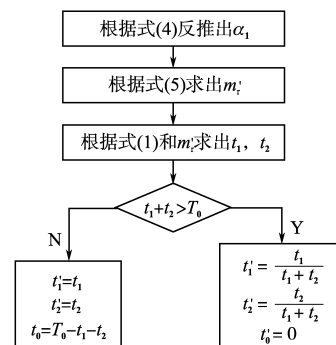


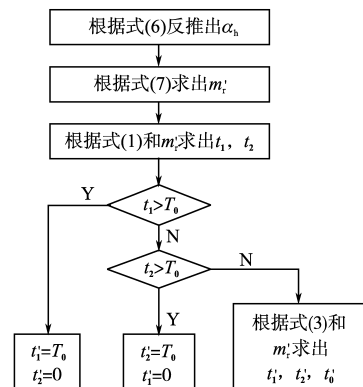
图 8 主程序流程图

Fig. 8 The flow chart of main program

如图 9 所示,当 m_r 位于过调制 II 区,首先要根据目标调制比 m_r 反推出对应的 α_h ,之后根据式(7)求出指令电压的调制比 m'_r 。利用 m'_r 和式(1)求出 t_1 和 t_2 ,若 $t_1 > T_0$,表示指令电压位于图 7 所示的曲线 HI 上,应在整个调制周期均输出基本矢量 OA ;若 $t_2 > T_0$,表示指令电压位于图 7 所示的曲线 GK 上,应使整个调制周期均输出基本矢量 OD ;若以上条件均不满足,表示指令电压位于图 7 所示的曲线 GI 上,应按照式(3)确定基本矢量作用的时间。式(4)~式(7)可以事先由计算机制成表格,实际控制时,由 CPU 单元采取离线



(a) 过调制 I 区调制法



(b) 过调制 II 区调制法

图 9 过调制流程图

Fig. 9 The flow chart of over-modulation

查表的方式进行控制,这样可以大大减轻 CPU 的工作负担。

以 TMS320LF2812 为主控芯片,搭建图 10 所示实验平台。图 11a 为 $m_r = 0.947$ ($m'_r = 0.99$) 时 a 桥臂上管驱动脉冲波形;图 11b 为对应

的 A 相电流波形;图 11c 为 $m_r = 0.984$ ($m'_r = 1.36$) 时 a 桥臂上管驱动脉冲波形;图 11d 为对应的 A 相电流波形。

由实验波形可知,脉冲的波形与理论分析吻合。驱动脉冲连续高电平的持续时间随着调制比的增加而增大并且由两部分合并为一部分;输出电压逐渐向 6 脉波演变。

6 结论

本文提出了一种 SVPWM 过调制策略,并对其输出基波的幅值进行了详细的数学推导。针对上述过调制策略给出了一种可用 DSP 实现的工程方法,搭建实验平台对此策略进行了实验验证。

参考文献

- [1] Holtz J. On Continuous Control of PWM Inverters in the Over-modulation Range Including the Six-Step Mode[J]. IEEE Trans. on PE, 1993, 8(4): 546—553.
- [2] Lee Dong-Choon. A Novel Overmodulation Technique for Space-vector PWM Inverters[J]. IEEE Trans. on PE, 1998, 13(6): 1144—1150.
- [3] 张艳芳,林飞,马志文,等.两种 SVPWM 过调制方法的比较研究[J]. 北京交通大学学报, 2005, 4(2): 39—43.
- [4] 张崇巍,张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2003.

收稿日期: 2009—06—17

修改稿日期: 2009—11—18

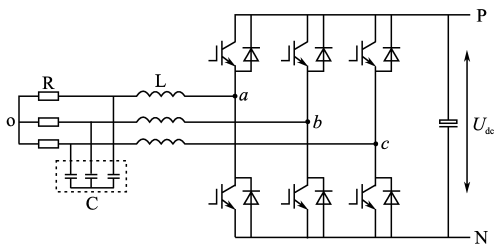


图 10 三相 PWM 变流器主电路

Fig. 10 The main circuit of three-phase PWM inverter

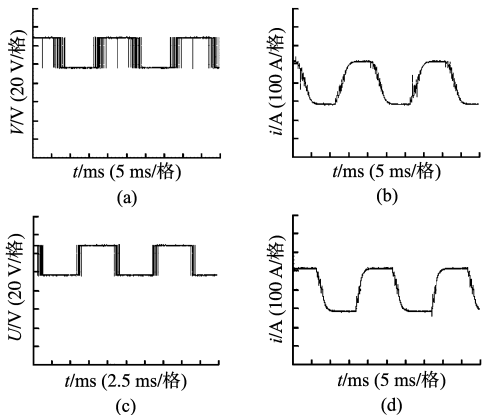


图 11 实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms

《电气传动》珍藏版

—— 50 周年纪念光盘

《电气传动》杂志(ISSN 1001—2095, C N 12—1067/T P, 月刊)系国内外公开发行的电气传动类技术刊物, 1959 年创刊, 由天津电气传动设计研究所和中国自动化学会主办, 天津电气传动设计研究所主管。读者群体遍布在电气传动自动化领域。为和全社会各行业的信息化发展进程相适应,《电气传动》对创刊 50 年来的期刊进行全面完整的数字化整合, 编辑出版了《电气传动》珍藏版, 这对有效保护、开发和利用期刊的珍贵资源, 推动我国电气传动领域的发展起到极大作用。《电气传动》珍藏版是一部集成化电子期刊, 它全文收录了《电气传动》杂志 50 年来发表的全部论文。纪念光盘可根据年限、卷次、期目、作者、作者工作单位、篇名、关键词等对收录的文章进行检索, 便于读者在浩瀚的资料中快速找到所需资料。《电气传动》珍藏版是各图书馆、资料室、研究院、企业、收存《电气传动》期刊的最佳版本, 也是广大读者与作者珍藏电气传动领域专业文献的最好方式。更是作者收藏自己在本刊所发文章的最佳选择。

《电气传动》珍藏版, 每套 60 元(包括快递费), 订购 5 套以上 8 折优惠。

汇款地址: 天津市河东区津塘路 174 号《电气传动》编辑部

联系电话: 022—84376191

联系人: 李同月 王欢

E-mail: mde@tried.com.cn

(汇款单上须注明“订购光盘”字样)