

新颖的 SVPWM 过调制策略 及其在三电平逆变器中的应用

金 舜, 钟彦儒, 程为彬

(西安理工大学自动化与信息工程学院电气工程系, 陕西省 西安市 710048)

Novel SVPWM Over-modulation Scheme and Its Application in Three-level Inverter

JIN Shun, ZHONG Yan-ru, CHENG Wei-bin

(Department of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi Province, China)

ABSTRACT: Two novel single-mode feed-forward carrier-less-based SVPWM overmodulation strategies are proposed. Their characteristics are studied and compared with that of published method. The first method is characteristic of precise linearity between modulation index and modified amplitude of reference voltage vector in overmodulation region and thus improved control precision of fundamental component of output voltage and reduction of required DSP memory and calculation time; While the second one has better THD index, but the control precise decreases little and it is more complicated. The first method is suitable for those applications that demand high control precision of fundamental component but hold little calculation resource and have no high harmonic index requirement; While the second one is for those requiring higher harmonic index and holding plentiful calculation resource. Experiment based on V/f feed-forward-controlled neutral-point-clamped three-level model inverter using one TI TMS320LF 2407A DSP had been carried out. The result of experiment confirms that the two proposed methods are correct and feasible.

KEY WORDS: space-vector pulse width modulation; overmodulation; three-level inverter

摘要: 提出了 2 种开环无载波的 SVPWM 单模式过调制策略。对它们的特点进行分析并与现有方法作比较。其中第一种方法的调制比与修改后的电压矢量幅值有精确的线性关系, 可以提高基波控制精度并有效地减少 DSP 的内存占用和运行时间, 但 THD 指标较差; 第二种方法 THD 指标较好, 但基波控制精度微弱降低, 且较复杂。第一种方法更适合于计算资源紧张而又对基波控制精度有要求但对谐波指标要求较低的场合; 而第二种方法则更适合于谐波指标要求较高且计算资源相对富足的应用。在一片以 TI TMS320LF 2407A DSP 为控制器的二极管箝位三电平开环 V/f 控制原理

样机上对新提出的 2 种过调制方法进行实验, 试验结果证明所提方法是正确和可行的。

关键词: 空间电压矢量脉宽调制; 过调制; 三电平逆变器

0 引言

在交流调速中, 电压源逆变器(VSI)无论在简单的开环通用型 V/f 控制还是在复杂的高性能闭环控制中都占据主流地位。与之相应的各种 PWM 策略在过去的二十多年中得到了深入而细致的研究^[1-2]。20 世纪 90 年代以前, 几乎所有对 PWM 策略的研究都局限在线性调制范围内。然而, 随着人们对电机输出转矩或逆变器低压适用性要求的提高, 从 20 世纪 90 年代初开始, 越来越多的学者开始致力于各种 PWM 策略在过调制范围内特性的研究, 十几年来已经取得了多项成果^[3-17]。在不增加任何硬件的情况下, 有效的 PWM 过调制策略可以用非线性过调制区将线性调制区和系统最大可能输出(六阶梯波)进行平滑衔接, 并通过过调制区的模型, 将调制系数(M)与系统实际输出之间的关系进行单位增益线性化。系统的调制范围能够由线性调制区的最大范围(SPWM: 0~78.5%; SVPWM: 0~90.7%)扩展到 0~100%, 电压输出至少提高 9.3%, 可以满足多数高转矩输出或较低电压场合的需求。虽然获得这一收益是以引入不可避免的高次谐波为代价的, 但是对于很多实际的应用, 这一代价还是值得的。

在各种过调制策略中, 基于开环的无载波 SVPWM 过调制技术以 Joachim Holtz 提出的双模式过调制^[3]和 S.Bolognani 提出的单模式过调制^[4]为典型代表。其中前者将过调制区($0.907 \leq M \leq 1.0$)分成两部分: $0.907 \leq M \leq 0.952$ (mode I)和 $0.952 \leq M \leq 1.0$ (mode

II)。在 mode I 中, 不修改参考电压矢量角 α_r , 而仅根据离线得到的 α_r 与调制度 M 的非线性关系对参考电压矢量的幅值进行修改; 在 mode II 中, 根据离线得到的保持角 α_h 与调制度 M 的非线性关系对参考电压矢量的幅值和相位均进行修改。后者根据离线得到的修改后的参考电压矢量的幅值与 M 的非线性关系, 同时修改参考电压矢量的幅值和相位, 用一种控制模式即可以实现从线性区到最大调制的平滑过渡。前者有较低的谐波畸变率(THD), 但有相对复杂的控制算法并查表所需的较大的内存空间; 而后者虽然 THD 较大, 但有简单的控制算法, 以及用近似分段线性计算代替了查表, 节省了内存空间。值得一提的是, 单模式控制方法中, 由于近似的线性计算, 造成了最大 0.5% 的输出误差^[4]。

虽然经过了十几年的发展, 对过调制技术的研究并没有达到饱和的状态, 近年来仍然有新的过调制策略被提出^[5-7]。其中文献[5]报道了双模式过调制策略在二极管箝位三电平逆变器中的仿真应用。

在保留单模式策略优点的基础上, 本文先提出一种新的过调制策略, 使得 M 与修改后的电压矢量幅值有精确的线性关系, 消除了文献[4]中由于近似线性而造成的误差。然而代价是 THD 的相对增大。随后又提出一种较复杂的方案, 获得了较文献[4]更好的 THD 以及线性关系, 但其线性度比第一种方法较差计算较复杂。

最后本文在基于单片 TI TMS320LF 2407A DSP 的二极管箝位三电平开环 V/f 模型样机上验证了所提方法并进行了不同方法的比较。另外本文除了使用的过调制策略与文献[5]不同外, 对电压矢量的合成方法也有所不同文献[18-19]。

1 新颖的 SVPWM 过调制策略

1.1 两电平线性 SVPWM

为了叙述的准确性, 先定义调制度 M

$$M = \frac{|\mathbf{V}^*|}{2U_{DC}/\pi} \quad (1)$$

式中: $|\mathbf{V}^*|$ 为参考相电压的幅值; U_{DC} 为逆变器的直流母线电压; $2U_{DC}/\pi$ 为六阶梯波基波电压幅值。由于六阶梯波是最大可能输出, 因此应有 $0 \leq M \leq 1$ 。

为了描述的完整性, 简单回顾一下传统的两电平线性 SVPWM。当参考电压矢量 \mathbf{V}^* 落在由 8 个基本矢量所张成的六边形的空间电压矢量图(图 1)之内时, 选择与之相邻的两个矢量 $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2$ 对其进行合成

$$\mathbf{V}^* = \mathbf{V}_1 \frac{T_1}{T_s} + \mathbf{V}_2 \frac{T_2}{T_s} \quad (2)$$

其中: T_s 为开关周期; T_1, T_2 分别为 $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2$ 的作用时间:

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3}T_s \frac{|\mathbf{V}^*|}{U_{DC}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ T_2 = \sqrt{3}T_s \frac{|\mathbf{V}^*|}{U_{DC}} \sin \alpha \end{cases} \quad (3)$$

在线性区内($M \leq 0.907$), $T_s \geq T_1 + T_2$, T_s 内的剩余时间 $T_0 = T_s - T_1 - T_2$ 由零矢量 \mathbf{V}_0 作用。此区域内 SVPWM 产生正弦基波输出电压。当 $M=0.907$ 时, $T_0=0$, 参考电压矢量的轨迹是矢量图六边形的内切圆, 此时是线性调制所能达到的最大调制度。当 M 继续增大时, 参考矢量超出六边形边界的扇区内有 $T_0 < 0$, 在 T_s 时间内, 矢量图中不存在任何基本矢量组合可以在 T_s 时间内对 \mathbf{V}^* 进行合成, 实际的输出电压幅值变小并发生畸变。此时输出电压的畸变是不可避免的, 然而其基波的幅值却是可以通过过调制技术得到补偿的。经过补偿的输出电压基波就能够准确地跟踪指令电压。当然, 补偿结果的上限是六阶梯波的基波幅值: $2U_{DC}/\pi$ 。对于 SVPWM, 补偿的手段是对参考电压矢量的幅值和相位进行合适的修正, 以获得恰当的补偿量。因此, SVPWM 过调制技术的核心就是找到合适的电压矢量的修正方法, 以及找到 M 与修正量(幅值修正量和相位修正量)之间的对应关系, 使得对于基波而言, 调制器在 $0 \leq M \leq 1$ 都有单位增益。不同的修正方法有不同的输出谐波特性以及 M 与修正量之间的对应关系。

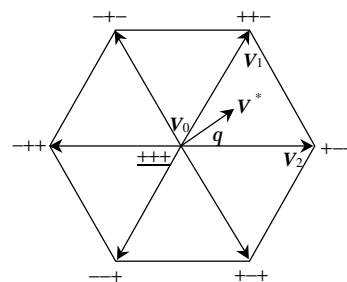


图 1 空间电压矢量图

Fig.1 Voltage space vector diagram

1.2 过调制策略 1

图 2 为过调制策略原理图。由于电压矢量被均分成以原点为中心的六个扇区, 参考矢量落在不同扇区时的处理是类似的, 因此仅考虑扇区 1 中的情况。设参考电压矢量幅值为 r , 相角为 q 。根据 M 将 r 修正为某个 r' , q 修正为 q'

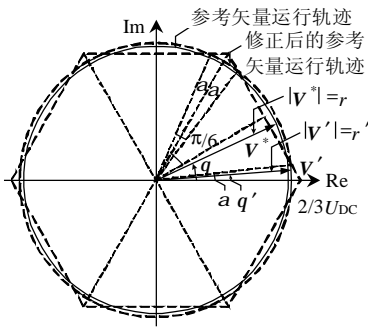


图2 新的过调制策略1

Fig.2 New overmodulation strategy 1

$$q' = \begin{cases} 6a \cdot q / \pi & , 0 \leq q < \pi/6 \\ \pi/3 - 2a + 6a \cdot q / \pi & , \pi/6 \leq q \leq \pi/3 \end{cases} \quad (4)$$

其中 a 为 r' 与六边形相交时的夹角, 且 $0 \leq a \leq \pi/6$, 并有

$$a(r') = \frac{\pi}{6} - \arccos\left(\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}r'}\right) \quad (5)$$

由于参考矢量的变换关系在矢量图中是以 60° 扇区重复的, 因此式(4)、(5)实际上是以第一扇区为例给出的参考矢量在各个扇区中的变换关系。 r' 的选择要使得由修正以后的参考电压矢量调制出来的电压波形的基波幅值跟踪由 M 给出的指令电压。由式(4)、(5)可以看出, r' 与 a 有一对一的关系, r' 或 a 决定了最终调制输出的电压波形, 也即决定了输出电压的基波幅值。因此得到 r' 或 a 与输出电压基波幅值的关系, 也就找到了将 r 修正为 r' 的依据。

1.3 节的分析正着力于此。由式(4)、(5)可以看出, 当 $r' = U_{DC}/\sqrt{3}$ (或 $a = \pi/6$) 时, q 修正的结果仍然是 q , 此时对应着过调制区的下边界。当 $r' = 2U_{DC}/3$ (或 $a = 0$) 时, q 修正的结果为 0 或 $\pi/3$, 即修正后的电压矢量仅为基本电压矢量, 输出最大调制度时的六阶梯波。当 r' 由 $U_{DC}/\sqrt{3}$ 连续增大为 $2U_{DC}/3$ 时(或 a 由 $\pi/6$ 连续减小为 0 时), 输出电压的基波分量由 0.907 连续变化到 1.0 (此处的数值是以最大输出为基值的标么值)。以上的描述可以从图2中得到直观的理解: 修正后的电压矢量 V' 的运行轨迹如图中粗黑线部分所示, 当参考电压矢量 V^* 在 $[0, \pi/6]$ 区间旋转时, V' 在 $[0, a]$ 区间恒速旋转, 速度是 V^* 的 $\frac{a}{\pi/6}$ 倍; 类似地, 当参考电压矢量 V^* 在 $[\pi/6, \pi/3]$ 区间旋转时, V' 在 $[\pi/3 - a, \pi/3]$ 区间恒速旋转, 速度也是 V^* 的 $\frac{a}{\pi/6}$ 倍。

1.3 输出波形的分析

对以上过调制策略所产生的输出电压波形进

行分析, 以期得到频谱特性与 a (或 r') 的关系。分析中忽略了开关频率所引起的谐波, 当开关频率大于 1kHz 时由此引起的误差约为 0.5% , 且当开关频率更高时误差迅速减小, 可忽略不计^[8]。图3显示了修正后的电压矢量 V' 的旋转轨迹(左半边粗实线), 右边是由 V' 所调制得到时间域内的相电压波形^[9]。

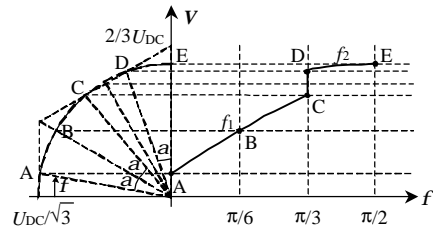


图3 相电压调制波形(过调制策略1)

Fig.3 Phase voltage wave (overmodulation strategy1)

注意图3的坐标选择仅仅是为了谐波分析的方便。相电压分段表达式是变换式(4)、(5)所体现的参考电压矢量在各扇区中的变换关系在新参考坐标下应用的结果。

对于一个给定的 a (或 r'), 相电压波形能被分为两个部分, 其分段表达式为

$$\begin{cases} f_1 = \frac{U_{DC} \cdot \sin a_1}{\sqrt{3} \cos(\pi/6 - a)} & , 0 \leq f < \pi/3 \\ f_2 = \frac{U_{DC} \cdot \sin a_2}{\sqrt{3} \cos(\pi/6 - a)} & , \pi/3 \leq f \leq \pi/2 \end{cases} \quad (6)$$

其中 $a_1 = 6a \cdot f / \pi - a + \pi/6$, $a_2 = 6a \cdot f / \pi - 3a + \pi/2$ 。将式(6)进行傅里叶级数展开, 得到基波电压的幅值

$$F(a) = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\pi/3} f_1(f) \sin f df + \int_{\pi/3}^{\pi/2} f_2(f) \sin f df \right] \quad (7)$$

利用定义, 式(1)可以得到 M 与 a 的关系

$$M = \frac{\pi}{2U_{DC}} F(a) \quad (8)$$

用数值计算的方法可以画出 M 与 a (Continuous angle) 的关系曲线如图4。考虑到式(5), 可以画出 M 与 r'/U_{DC} 的关系曲线, 见图5。另外文献[4]的曲线也示于同一图中。从图中可以看出 M 与 r'/U_{DC} 有精确的线性关系

$$r'/U_{DC} = 0.9677M - 0.3 \quad (9)$$

因此, 利用式(9), 可以通过简单的线性计算, 根据 M 将 r 修正为 r' , 并进而由式(4)将 q 修正为 q' , 使得由修正后的参考电压矢量所调制输出的基波幅值能够准确跟踪由 M 给出的指令电压幅值。

现在对输出电压中的高次谐波进行分析。 n 次

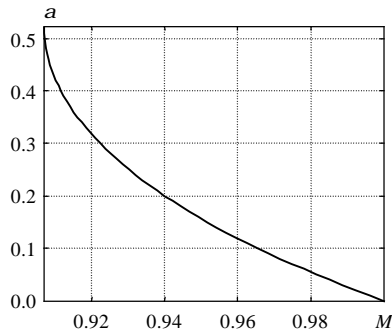


图 4 M 与 a(Continuous angle)的关系曲线

Fig.4 Relationship between M and a(Continuous angle)

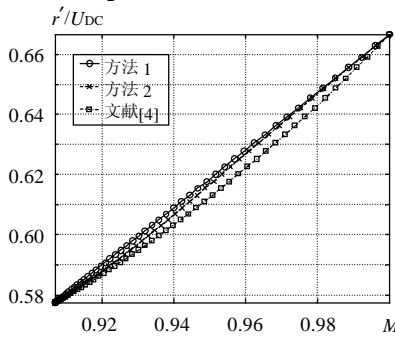


图 5 M 与 r'/U_{DC}或 R/U_{DC}的关系曲线

Fig.5 Relationship between M and r'/U_{DC} or R/U_{DC}

谐波可以用式(10)进行计算^[9]

$$F_n(a) = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\pi/3} f_1(f) \sin(nf) df + \int_{\pi/3}^{\pi/2} f_2(f) \sin(nf) df \right] \quad (10)$$

需要说明的是,式(10)对计算除偶次以及 3 的倍数次以外的谐波含量是有效的。由于波形函数在 $[-\pi, \pi]$ 区间上是奇函数,所以偶次以及 3 的倍数次谐波均为 0。 $F_n(a)$ 是 a 的函数, a 又与 M 有唯一对应的关系,因此可以得到 M 与 $F_n(M)$ 的关系。图 6 画出了 5、7、11、13 次谐波与 M 的关系曲线,其中谐波量值均对相应的 M 下的基波分量作了标幺化的处理。从图中可以看出,在任何调制度情况下,谐波次数越高,其含量越小。随着调制深度的提高,所有的谐波含

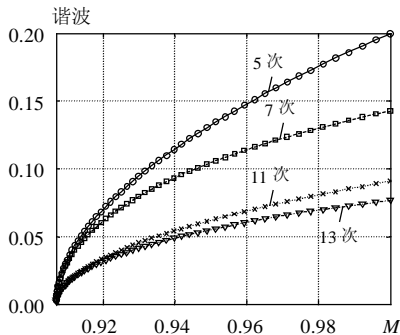


图 6 M 与高次谐波的关系(过调制策略 1)

Fig.6 Relationship between M and harmonics(overmodulation strategy 1)

量均逐渐增加,直到六阶梯模式时的最大值。

从波形的总体畸变程度来进行分析。定义总谐波畸变率 THD^[9],记作 I_{THD}

$$I_{THD} = \frac{\sqrt{(U_r^2 - U_1^2)}}{U_1} \quad (11)$$

其中 U_r, U_1 分别为输出电压和输出电压基波分量的有效值。图 7 画出了 THD 的曲线。从图中可以看出,THD 随 M 的增加而增加,在 $M=1.0$ 达到最大值 0.308。文献[4]的 THD 曲线也在图中画出,可见新的调制算法所获得的“精确线性”的良好性质是以牺牲 THD 指标为代价的。1.4 节提出另一种较复杂的单模式过调制策略,其 THD 指标和精度可以在二者之间获得较好的折衷。

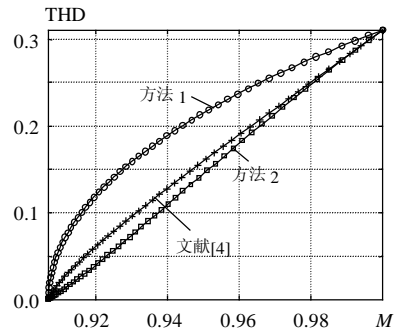


图 7 M 与 THD 的关系曲线

Fig.7 Relationship between M and THD

1.4 过调制策略 2

类似前面介绍的方法,不过这里的修正逻辑为

$$r' = \begin{cases} R & , 0 \leq q < a \\ \frac{U_{DC}}{\sqrt{3} \cos(\pi/3 - q')} & , a \leq q < \pi/6 - a \\ R & , \pi/6 - a \leq q \leq \pi/3 \end{cases} \quad (12)$$

$$q' = \begin{cases} \frac{\pi/6}{a} \cdot q - \frac{(\pi/6)^2}{a} + \frac{\pi}{6} & , 0 \leq q < \frac{\pi}{6} \\ \frac{\pi}{6} - \frac{B}{A} & , 0 \leq q < \frac{\pi}{6} \\ \frac{\pi/6}{a} \cdot q - \frac{(\pi/6)^2}{a} + \frac{\pi}{6} & , \frac{\pi}{6} \leq q \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{\pi}{6} + \frac{C}{A} & , \frac{\pi}{6} \leq q \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (13)$$

其中: $A=a^2-\pi a/6+(\pi/6)^2$, $B=\pi a^2/6-[3(\pi/6)^2+\pi q/6] \cdot a+(\pi/6)^3$, $C=\pi a^2/6-[3(\pi/6)^2-\pi q/6] \cdot a+(\pi/6)^3$, $a(R)=\pi/6-\arccos(U_{DC}/\sqrt{3}R)$, R 为控制参数。当式(13)第一式的结果小于 a 时用第二式代替第一式;当第三式的结果大于 $\pi/3-a$ 时用第四式代替第三式。通过图 8 能够得到直观的理解:

修正后的电压矢量 V' 的运行轨迹如图中粗黑线部分所示, 当参考电压矢量 V^* 在 $[0, \pi/6]$ 区间旋转时, V' 先在 $[0, a]$ 区间内以低于 V^* 的速度匀速旋转, 剩余时间在 $[a, \pi/6]$ 区间以 $\frac{\pi/6}{a}$ 倍 V^* 的速度恒速旋转; 类似地, 当参考电压矢量 V^* 在 $[\pi/6, \pi/3]$ 区间旋转时, V' 先在 $[\pi/6, \pi/3-a]$ 区间恒速旋转的速度是 V^* 的 $\frac{\pi/6}{a}$ 倍, 剩余时间在 $[\pi/3-a, \pi/3]$ 区间内以低于 V^* 的速度匀速旋转。

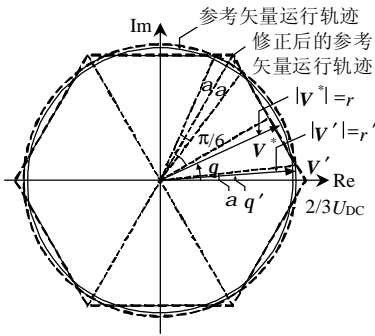


图8 新的过调制策略2
Fig.8 New overmodulation strategy 2

该方法的 M 与 R/U_{DC} 的关系见图5, 电压调制波形见图9, 高次谐波示于图10, THD 特性示于图7中。从图7可以看出该方法的线性度微弱降低, 但却有比文献[4]更小的 THD。但是将式(12)、(13)

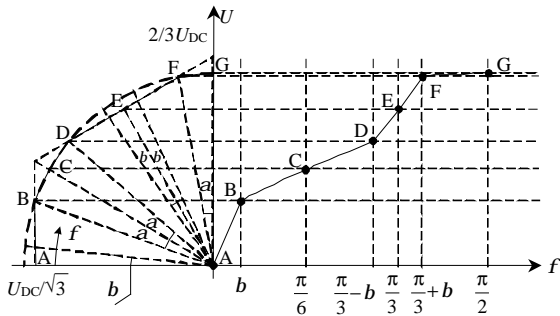


图9 相电压调制波形(过调制策略2)
Fig.9 Phase voltage wave(overmodulation strategy 2)

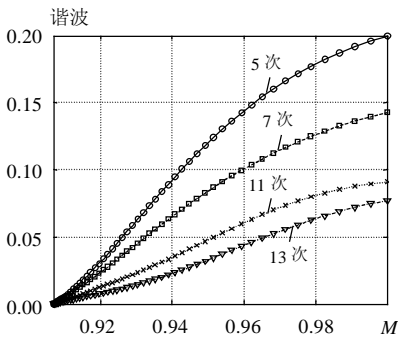


图10 M 与高次谐波的关系(过调制策略2)
Fig.10 Relationship between M and harmonics(overmodulation strategy 2)

与式(4)、(5)比较可以看出, 该种方法的计算量有较大的增加。

2 实验结果

为了验证所提调制方法的正确与可行性, 在一片 TI TMS320LF 2407A DSP 为控制器的二极管箝位三电平开环 V/f 控制原理样机^[18-23]上进行了实验。表1列出了实验条件, 图11为系统框图。控制方式采用开环恒定 V/f 控制。这里要说明的是, 控制程序中实际使用的母线电压值为程序中的设定值(100V), 而不是实测的母线电压。这样做的理由是易于做母线电压波动的试验, 实际输出的电压波形仅仅是按比例进行了缩放, 但谐波特性等并未因此而发生大的改变。将母线电压设定值定得较低(100V), 可以在较低的输出频率上开始发生过调制现象, 从而具有较高的载波比, 进而可以忽略开关对输出谐波特性造成的影响, 将注意力全部集中到过调制方法所造成的差异上去。

表1 实验条件

Tab.1 Experiment condition

参数	值
母线电压	DC100V
开关频率	1kHz
母线电容	1000μF
开关器件	MOSFET 10A/400V
交流电机	鼠笼异步 380V/1.1kW
控制器	TMS320LF2407A DSP
逆变器容量	1kVA
死区时间	4μs
D/A 精度	12Bit

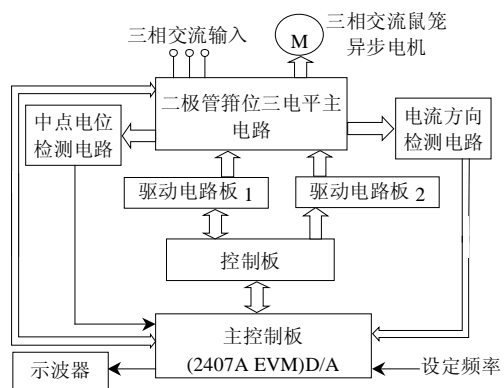


图11 系统框图
Fig.11 System setup

实验中, 相电压波形通过输出的实际电压矢量实时计算并由 D/A 输出。对3种方法(文献[4]的方法和本文提出的2种方法)的相电压波形分别在 $M=0.93, 0.96, 1.0$ 的情况下做对比(图12)。从图中可以明显看出, 采用策略2方法输出的相电压没有

跃变。图 13(a)、(b)、(c)对 3 种方法在 $M=0.95$ 时的线电压、线电流进行了比较。图 13(d)为六阶梯模式下的波形，可以看出母线电压有明显的波动，这是由于在此情况下，一个线电压周期只有 6 种离散状态，使得逆变器与电机之间只能以六倍于线电压的频率作能量交换所引起的。图 14、图 15 分别为采用策略 1 方法时频率扰动与母线电压扰动所引起

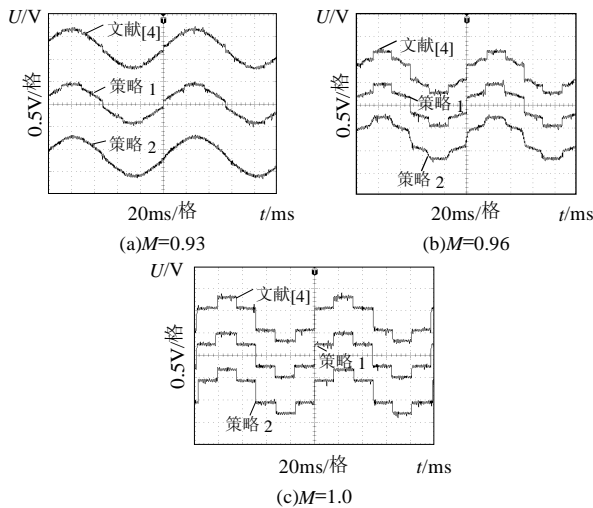


图 12 3 种方法的相电压波形
Fig.12 Phase voltage of the three methods

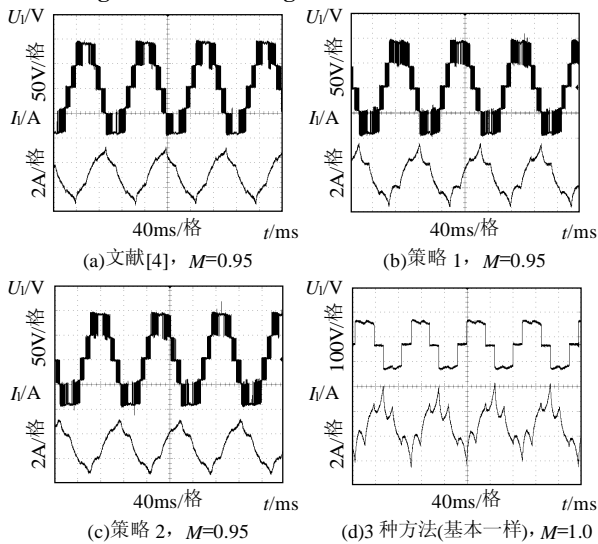


图 13 3 种方法的线电压、线电流波形
Fig.13 Line voltage and line current of the three methods

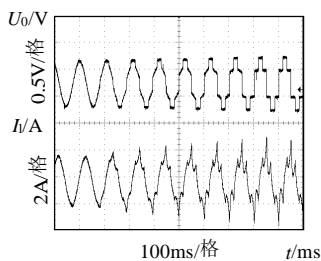


图 14 频率增加过程的动态响应
Fig.14 Dynamic response when frequency increases

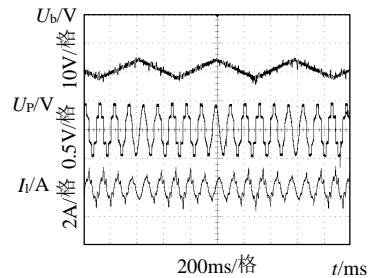


图 15 母线电压波动(90~100V)时的动态响应
Fig.15 Dynamic response when DC-Link voltage fluctuates (90~100V)

的相电压、电流的响应，其他 2 种方法均有类似的结果。

3 结论

本文提出 2 种单模式 SVPWM 过调制策略。第 1 种简单，并且基波控制精度高，但 THD 指标较差；第 2 种复杂，THD 指标较好，但基波控制精度稍差。因此第 1 种方法对计算资源紧张的应用如三电平 SVPWM 的过调制是有实用价值的；而第 2 种方法则更适合于 THD 指标要求较高且计算资源相对丰富但对基波控制精度要求稍低的应用。基于开环无载波的 SVPWM 过调制技术采用不同调制策略时会产生不同特性的输出电压，其中一些具有某些方面的优良特性。从理论上讲，存在无数种过调制策略，它们各有特点，实际使用中需要根据控制的条件和要求进行选择。

参考文献

- [1] Trzynadlowski A M. An overview of modern PWM techniques for three-phase, voltage-controlled, voltage-source inverters[J]. Proceedings of the IEEE International Symposium Industrial Electronics, 1996, (1): 25-39.
- [2] Holtz J. Pulse width modulation-A survey[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1992, (38): 410-420.
- [3] Holtz J. On continuous control of PWM inverters in the over-modulation range including the six-step mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(4): 546-553.
- [4] Bolognani S. Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(2): 525-530.
- [5] Mondal S K, Bose B K, Oleschuk V, et al. Space vector pulse width modulation of three-level inverter extending operation in to overmodulation region[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2003, 18(2): 604-611.
- [6] 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.
- [7] 张力伟, 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.
Zhang Liwei, Liu Jun, Wen Xuhui, et al. A novel algorithm of SVPWM inverter in the overmodulation region based on fundamental voltage amplitude linear output control[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(19): 12-18(in Chinese).
- [8] Hava A M, Kerkman R, Lipo T A. Carrier based PWM VSI overmodulation strategies: analysis, comparison, and design[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(4): 674-689.
- [9] Lee D C. A Novel overmodulation technique for space vector PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(6): 1144-1151.
- [10] Seok J K. A New overmodulation strategy for induction motor drive using space vector PWM[C]. Proceedings of APEC'95, Dallas, Texas, USA, 1995, 211-216.
- [11] Bakhshai A R. Incorporating the overmodulation range in space vector pattern generators using a classification algorithm[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(1): 83-91.
- [12] N ho N V. Two-mode overmodulation in two-level voltage source inverter using principle control between limit trajectories [C]. Proceedings of PEDS2003, Novotel Apollo Hotel, Singapore, 2003, 1274-1279.
- [13] Kauto V, Blasko V. Operation of voltage source converter at increased utility voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(1): 132-137.
- [14] Kaura V, Blasko V. A new method to extend linearity of a sinusoidal PWM in the overmodulation region[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 32(5): 1115-1121.
- [15] Houldworth J A, Grant D A. The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three phase PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1984, 20(5): 1224-1228.
- [16] Kerkaman R J, Rowan T M, Leggate D, et al. Control of PWM voltage inverters in the pulse dropping region[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(5): 559-565.
- [17] Xu X, Novotny D W. Bus utilization of discrete CRPWM inverters for field-oriented drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, (27): 1128-1135.
- [18] 金舜, 钟彦儒, 等. 一种控制中点电位并消除窄脉冲的三电平 PWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 114-118.
Jin Shun, Zhong Yanru, et al. A three-level PWM method of neutral-point balancing and narrow-pulse elimination[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 114-118(in Chinese).
- [19] 金舜, 钟彦儒. 一种新颖的同时考虑中点电位平衡和窄脉冲消除及死区补偿的三电平空间电压矢量脉宽调制方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(6): 60-66.
Jin Shun, Zhong Yanru. A novel three-level SVPWM algorithm considering neutral-point control and narrow-pulse elimination and dead-time compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(6): 60-66(in Chinese).
- [20] 翁海清, 孙旭东, 刘丛伟, 等. 三电平逆变器直流侧电压平衡控制方法的改进[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 94-97.
Weng Haiqing, Sun Xudong, Liu Congwei, et al. Improvement on DC-voltage balance control method of three-level inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 94-97(in Chinese).
- [21] 宋强, 刘文华. 基于零序电压注入的三电平 NPC 逆变器中点电位平衡控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 58-62.
Song Qiang, Liu Wenhua. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level NPC inverters by using analytically injected zero-sequence voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 58-62(in Chinese).
- [22] 吴洪洋, 何湘宁. 多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 10-15.
Wu Hongyang, He Xiangning. Relationship between multilevel carrier-based PWM and SVPWM and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5): 10-15(in Chinese).
- [23] 吴洪洋, 邓焰, 何湘宁. 一种新颖的多电平逆变器无源无损吸收电路[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(10): 71-76.
Wu Hongyang, Deng Yan, He Xiangning. A novel passive lossless snubber for multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(10): 71-76(in Chinese).

收稿日期: 2006-05-20.

作者简介:

金舜(1975—), 男, 博士研究生, 主要从事现代交流传动系统与多电平逆变器的研究, shunjin@126.com;

钟彦儒(1950—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事新型电力电子装置与系统的研究;

程为彬(1970—), 男, 副教授, 主要从事电力电子及绿色照明的研究。

(责任编辑 韩 蕾)