

基于 DSP 的 SVPWM 与载波 PWM 的统一性研究

杨金辉¹,戴瑜兴¹,易龙强²

(1. 湖南大学电气与信息工程学院,湖南长沙 410082; 2. 威胜集团控股有限公司,湖南长沙 410013)

摘要: 针对脉宽调制(PWM)逆变器,在研究逆变电源电压矢量的基础上,将空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术应用到三相和单相 PWM 逆变电源,分别给出了三相和单相 SVPWM 的数字信号处理(DSP)算法,给出了一种开关模式优化的单相 SVPWM 算法,导出了三相和单相 SVPWM 基于载波调制的调制波形式以及零序信号形式,指出载波零序信号在本质上对应着逆变器零电压矢量作用时间分配与分布,论证了 SVPWM 与载波 PWM 的统一,实验结果验证了 SVPWM 算法的有效性.

关键词: PWM 逆变器; 空间矢量脉宽调制; 载波 PWM; DSP; 零序信号

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 07-1646-08

DSP Based Equivalence of SVPWM and Carrier-Based PWM Study

YANG Jin-hui¹, DAI Yu-xing¹, YI Long-qiang²

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha, Hunan 410082, China;
2. Wasion Group, Changsha, Hunan 410013, China)

Abstract: For the control of Pulse Width Modulation (PWM) inverter, the Space-Vector PWM (SVPWM) technique was been applied to three-phase inverter and single-phase inverter based on the inverter voltage space vector analysis. Then, the realization method based on Digital Signal Processing (DSP) for three-phase and single-phase SVPWM technique was described in detail. An optimal switching SVPWM technique was given. The three-phase SVPWM carrier-based modulation form and its zero-sequence signal has been deduced. Through the point of carrier zero-sequence signal corresponding to space-vector zero voltage vector, the equivalent of space-vector based modulation and carrier based modulation was been proved. Finally, the experiment proved those ideal in this paper.

Key words: PWM (pulse width modulation) Inverter; SVPWM (space-vector pulse width modulation); Carrier-Based PWM; DSP (digital signal processing); Zero-sequence signal

1 引言

常用 PWM 技术包括基于空间矢量调制的 PWM 与基于载波调制的 PWM,前者以空间电压矢量为研究内容,后者以调制波为研究内容.

本文通过对 PWM 逆变电源的电压空间矢量分析,将三相 SVPWM 逆变控制算法推广至单相 PWM 逆变电源,分别给出了三相和单相 SVPWM 的 DSP 算法,给出了一种开关模式优化单相 SVPWM 算法,导出了三相和单相 SVPWM 基于载波调制的调制波形式和零序信号形式,指出载波零序信号本质上对应着逆变器零电压矢量作用时间分配与分布.

理论研究表明,空间矢量调制 PWM 在本质上是一类特殊的载波调制 PWM,零序信号是联系空间矢量调制和载波调制的桥梁.实验结果论证了 SVPWM 与载波

PWM 的统一,验证了 SVPWM 算法的有效性.

2 三相 SVPWM 算法实现

典型三相 PWM 逆变器如图 1 所示,其产生的八种离散线电压矢量,如式(1)所示^[1].

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 V_{dc} 为直流母线电压; $v_{xy} = v_{xN} - v_{yN}$ ($x, y = a, b$ or c) 为逆变输出线电压; a, b, c 为桥臂开关状态. 矢量 \mathbf{v} 在空间形成 8 个离散的平面电压矢量,如图 2(a) 所示. 利用这八种离散电压矢量来线性拟合期望参考电压矢量 \mathbf{u} 是 SVPWM 的基本思想,通过 3/2 坐标变换将其映射至平面电压矢量,如式(2)所示.

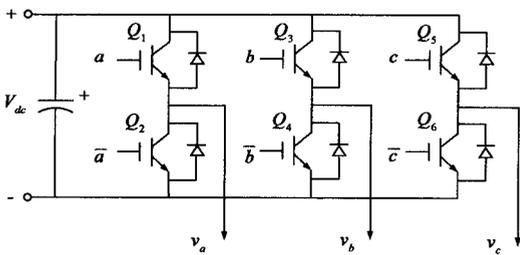


图1 三相PWM逆变器

$$\bar{v} = C^{-1}v = V_{dc} \begin{bmatrix} \frac{3}{\sqrt{6}} & -\frac{3}{\sqrt{6}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2)$$

当电压矢量 u 的作用时间远小于其变化速度(即 $2\pi/T \ll \omega$)时,根据伏秒平衡原理可得式(3), T_s 为 PWM 周期,由于 $T_1 + T_2 \leq T_s$,所以应在逆变输出状态中插入零电压矢量来填充剩余时间。

$$\begin{cases} T_s u = T_1 \bar{v}_x + T_2 \bar{v}_{x+60} + T_0(\bar{v}_0 \text{ or } \bar{v}_7) \\ T_s = T_1 + T_2 + T_0 \end{cases} \quad (3)$$

通过各电压矢量之间的几何关系来计算 T_1 和 T_2 。以 u 逆时针旋转为正方向,设 u 与所在扇区 \bar{v}_x 夹角为 α ,通过图 2(b)可以得到计算式(4)。图中 U_ϕ 是三个参考线电压的有效值,其组成电压矢量的矢量长度为 $\sqrt{3}U_\phi$ 。由式(4)可得式(5)。

$$\begin{cases} \sqrt{3}U_\phi T_s \sin\alpha = \sqrt{2}V_{dc} T_2 \sin 60^\circ \\ \sqrt{3}U_\phi T_s \cos\alpha = \sqrt{2}V_{dc} T_1 + \sqrt{2}V_{dc} T_2 \cos 60^\circ \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} T_1 = M T_s \sin(60^\circ - \alpha) \\ T_2 = M T_s \sin\alpha, \quad M = \frac{\sqrt{2}U_\phi}{V_{dc}} \leq 1 \end{cases} \quad (5)$$

式中 M 为脉宽调制度,表明直流母线电压 V_{dc} 对逆变输出线电压的约束,式中 T_1 、 T_2 计算与 u 所在扇区无关;在每个不同的扇区内, T_1 总是矢量 \bar{v}_x 的作用时间, T_2 总是 \bar{v}_{x+60} 矢量的作用时间。

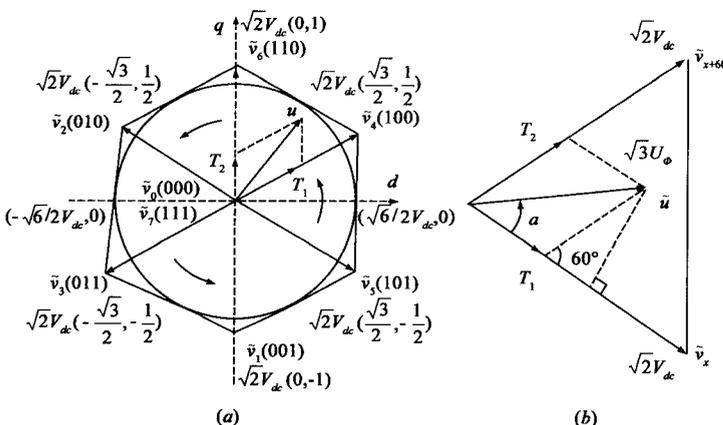


图2 三相逆变器电压矢量与SVPWM作用时间 T_1 、 T_2

利用 LF2407A 事件管理器上 3 个全比较单元,将式(5)所得 T_1 、 T_2 值按 u 所在扇区对 LF2407A 比较单元的比较寄存器 $CMPR_x(x=1,2 \text{ or } 3)$ 进行相应赋值即可实现三相 SVPWM 算法,图 3 显示了各扇区 $CMPR_x$ 赋值与相应 SVPWM 输出波形。

3 单相 SVPWM 算法实现

典型单相全桥 PWM 逆变器如图 4 所示,产生的离散“线电压”矢量矩阵如式(6)所示^[1,2]。

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{ba} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \quad (6)$$

矢量 $v = (v_{ab}, v_{ba})^T$ 在空间形成 4 个离散电压矢量,如图 5(a)所示。

已知三相电源系统线电压是三个相位互差 $2\pi/3$ 的正弦波电压,为了能像三相电一样进行空间电压矢量分析,引入单相正弦电源的线电压概念^[3],令:

$$\begin{cases} u_{AB} = \sqrt{2}U_\phi \sin\omega t \\ u_{BA} = \sqrt{2}U_\phi \sin(\omega t + \pi) \end{cases} \quad (7)$$

以时间 t 为参变量,则式(7)中单相线电压所组成矢量 $u = (u_{AB}, u_{BA})^T$,在二维平面坐标系中形成平面电压矢量,如图 5(b)所示。由于 $u_{AB} + u_{BA} = 0$,即单相空间电压矢量 u 全部落在直线 $x + y = 0$ 上。因此,所有矢量 $u |_{t \in R}$ 组成的矢量空间 V_u 是 R^2 的一维线性子空间。参考三相三维空间坐标旋转变换,取图 5(b)中轴 α 、 β 正方向上的单位向量为两新基 (y_1, y_2) :

$$y_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(1, -1)^T, \quad y_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(1, 1)^T \quad (8)$$

其中,基 y_2 为 V_u 所在直线单位法向量。基 (e_1, e_2) 到新基 (y_1, y_2) 的过渡矩阵 C 为:

$$(y_1, y_2) = (e_1, e_2)C \quad (9)$$

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}, \quad C^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

那么,原空间电压矢量 u 在新基下的坐标 \bar{u} 为:

$$\bar{u} = C^{-1}u \quad (11)$$

即
$$\bar{u} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = 2U_\phi \begin{bmatrix} \sin\omega t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

\bar{u} 如图 5(c)所示。取式(11)对式(6)做坐标旋转变换得式(13),电压矢量 $\bar{v} = (v_\alpha, v_\beta)^T$ 如图 5(d)所示。

$$\bar{v} = C^{-1}v = \sqrt{2}V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \quad (13)$$

用离散电压矢量对期望输出电压矢量进行线性拟合 SVPWM 技术的基本思想^[3,4]。设 T_s 为调制载波周期、 T_1 为有效电压矢量作用

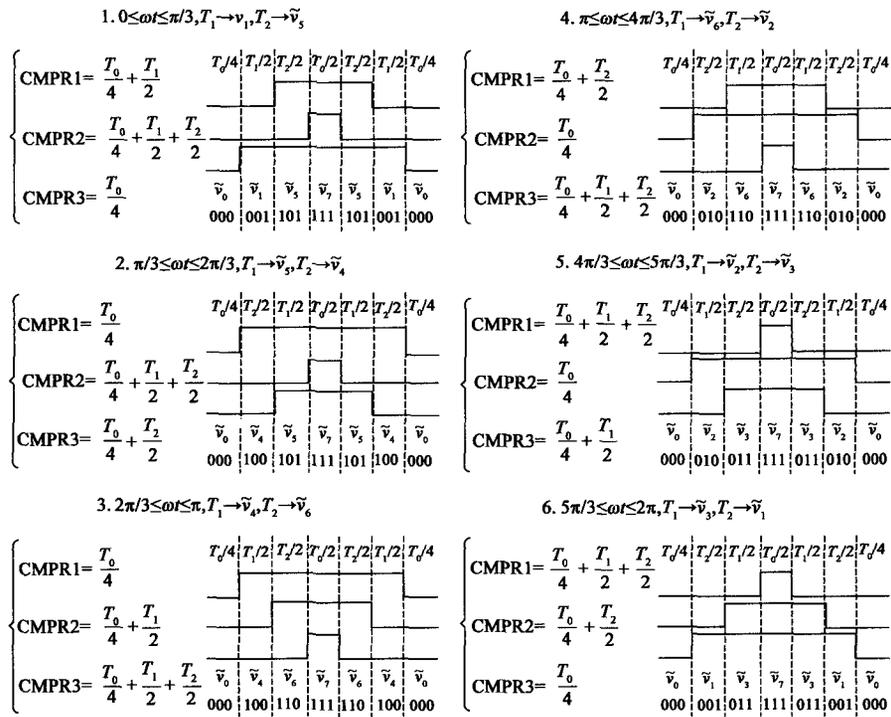


图3 SVPWM算法LF2407A实现

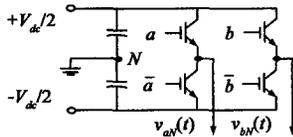


图4 单相全桥PWM逆变电路

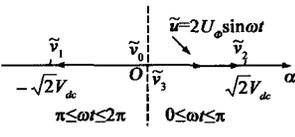


图6 单相SVPWM计算

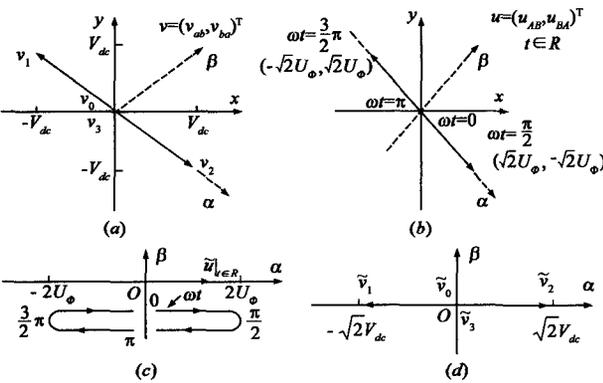


图5 单相逆变桥输出电压矢量图

时间、 T_0 为零电压矢量作用时间, 根据伏秒平衡原理可得:

$$\begin{cases} T_s \bar{u} = T_1 \bar{v}_x + T_0 (\bar{v}_0 \text{ or } \bar{v}_3) \\ T_s = T_1 + T_0 \end{cases} \quad (14)$$

式中, \bar{u} 为式(6)期望输出电压矢量; \bar{v}_x 为图 5(d)所示逆变电压矢量 \bar{v}_1 与 \bar{v}_2 之一, 究竟取哪个矢量要视 \bar{u} 所在区间而定. 图 6 为式(14)离散逆变输出电压矢量对期望输出电压矢量的线性拟合过程.

(1) 当 $\omega t \in [0, \pi]$ 时, 取 \bar{v}_2 , 则

$$T_s \cdot 2U_\phi \sin \omega t = T_1 \cdot \sqrt{2} V_{dc} \Rightarrow \begin{cases} T_1 = MT_s \sin \omega t \\ T_0 = T_s - T_1 \end{cases} \quad (15)$$

(2) 当 $\omega t \in [\pi, 2\pi]$ 时, 取 \bar{v}_1 , 则

$$T_s \cdot 2U_\phi \sin \omega t = T_1 \cdot -\sqrt{2} V_{dc} \Rightarrow \begin{cases} T_1 = MT_s \sin(\omega t - \pi) \\ T_0 = T_s - T_1 \end{cases} \quad (16)$$

式中 M 为脉宽调制度:

$$M = \frac{2U_\phi}{\sqrt{2} V_{dc}} = \frac{\sqrt{2} U_\phi}{V_{dc}} \leq 1 \quad (17)$$

利用 TI 的 LF2407A DSP 微控制器, 将式(15, 16) 计算所得时间, 对控制器的比较寄存器 CMPRx 进行赋值来实现单相 SVPWM 算法^[2], 如图 7 所示.

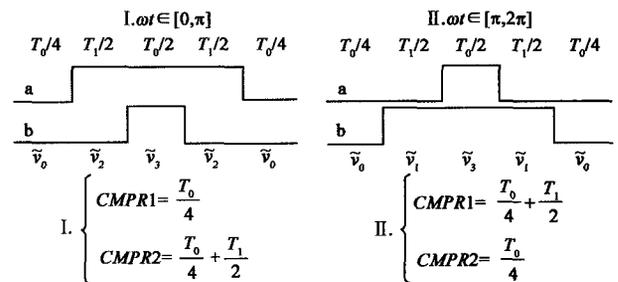


图7 单相SVPWM的实现

4 三相 SVPWM 与载波 PWM 的统一

首先介绍 LF2407 调制的一个基本事实. 对于任意信号 $u(t)$ ($|u(t)| \leq 1$), 通过式(18)调制 LF2407 计数

器的计数值三角载波,如图 8 所示。

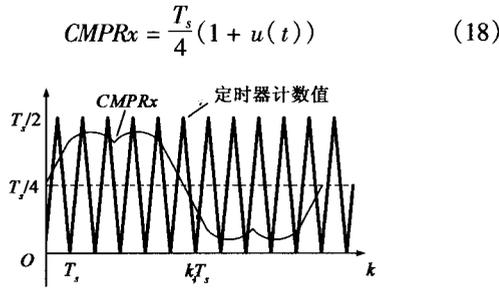


图8 LF2407调制方法

用所得的对称 PWM 信号去控制图 1 逆变器中任一桥臂,所得逆变输出电压相对于中性参考点 N 并略去高频载波电压分量,满足如下关系^[5]:

$$v_{iN}(t) = -\frac{V_{dc}}{2}u(t) \quad (19)$$

式中负号是由于 DSP 对称 PWM 产生的特性所引入的,因为 LF2407 对称 PWM 脉冲产生是基于三角计数载波大于调制信号的。

众所周知,通过在三相正弦调制波中注入零序信号的非正弦调制载波 PWM 技术可以有效的提高逆变输出直流母线的利用率^[6,7]。对于三相载波 PWM,其调制信号的一般表达式,如式(20)所示。

$$u_i^*(t) = \frac{u_i(t) + z(t)}{\max(|u_i(t) + z(t)|)} \quad (20)$$

式中 $z(t)$ 为注入谐波分量。用 $u_i^*(t)$ 通过式(18)进行调制,显然 $z(t)$ 不会出现在逆变输出线电压中,所以称为零序信号 (Zero-sequence signal)。 $u_i(t)$ 为正弦基本调制波,函数 $\max(|f(x)|)$ 是函数 $f(x)$ 绝对值的最大值。这样是将调制信号 $u_i^*(t)$ 做归一化处理,并使 $u_i^*(t)$ 满足 $|u_i^*(t)| \leq 1$ 的条件,防止过调制出现。

另外,由于 $u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0$,所以零序信号可通过下式进行计算:

$$z(t) = \frac{1}{3}(u_a^*(t) + u_b^*(t) + u_c^*(t)) \quad (21)$$

式(22)给出了一种可能的零序信号形式^[6]。将该零序信号与正弦调制波,和两者合成的调制波绘制在一起,如图 9 示。为方便信号被归一化,纵坐标最大幅度为 1;横坐标为时间轴,单位为秒。

$$z(t) = 1/6\sin(3\omega t) \quad (22)$$

可以证明

$$\max(|u_i(t) + z(t)|) = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (23)$$

那么

$$u_i^*(t) = 2/\sqrt{3}(u_i(t) + z(t)) \quad (24)$$

且 $|u_i^*(t)| \leq 1$ 。因此,在 $u_i^*(t)$ 信

号的调制下,根据式(19)可得

$$\begin{cases} v_{ab}(t) = v_{aN}(t) - v_{bN}(t) = V_{dc}M\sin(\omega t - 5\pi/6) \\ v_{bc}(t) = v_{bN}(t) - v_{cN}(t) = V_{dc}M\sin(\omega t - 3\pi/2) \\ v_{ca}(t) = v_{cN}(t) - v_{aN}(t) = V_{dc}M\sin(\omega t - \pi/6) \end{cases} \quad (25)$$

此时,逆变输出线电压峰值可达直流母线电压值。可见,对三相 SPWM 调制信号插入零序信号可以提高逆变器对直流母线的利用率。

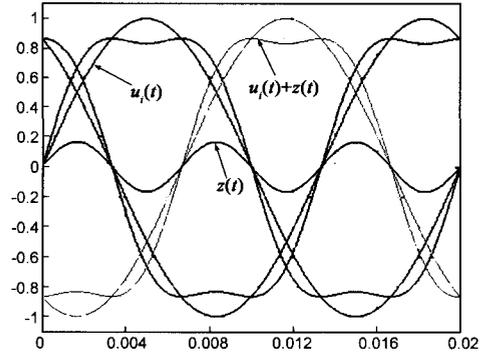


图9 SPWM载波注入零序信号

从 SVPWM 的 LF2407 实现方法中可以导出三相 SVPWM 的载波调制形式。以第一扇区 $\omega t \in [0, \pi/3]$ 为例,对 LF2407 比较单元寄存器赋值式做适当变换,注意 $T_s = T_0 + T_1 + T_2$ 。

$$\begin{cases} CMPR1 = T_0/4 + T_1/2 = T_s/4 + (T_1 - T_2)/4 \\ CMPR2 = T_0/4 + T_1/2 + T_2/2 = T_s/4 + (T_1 + T_2)/4 \\ CMPR3 = T_0/4 = T_s/4 - (T_1 + T_2)/4 \end{cases} \quad (26)$$

代入矢量作用时间 T_1, T_2 计算式(5)可得

$$\begin{cases} CMPR1 = T_s/4[1 + \sqrt{3}M\cos(\alpha + \pi/3)] \\ CMPR2 = T_s/4[1 + M\sin(\alpha + \pi/3)] \\ CMPR3 = T_s/4[1 - M\sin(\alpha + \pi/3)] \end{cases} \quad (27)$$

式中 $\alpha \in [0, \pi/3]$,同理可以计算其余五扇区的 CMPRx 赋值式,将其列于表 1。

表 1 SVPWM 调制波信号

扇区	CMPR1	CMPR2	CMPR3
$\alpha \in [0, \frac{\pi}{3}]$	$\frac{T_s}{4}[1 + \sqrt{3}M\cos(\alpha + \frac{\pi}{3})]$	$\frac{T_s}{4}[1 + M\sin(\alpha + \frac{\pi}{3})]$	$\frac{T_s}{4}[1 - M\sin(\alpha + \frac{\pi}{3})]$
$\alpha \in [\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}]$	$\frac{T_s}{4}[1 - M\sin\alpha]$	$\frac{T_s}{4}[1 + M\sin\alpha]$	$\frac{T_s}{4}[1 - \sqrt{3}M\cos\alpha]$
$\alpha \in [\frac{2\pi}{3}, \pi]$	$\frac{T_s}{4}[1 - M\sin(\alpha - \frac{\pi}{3})]$	$\frac{T_s}{4}[1 + \sqrt{3}M\cos(\alpha - \frac{\pi}{3})]$	$\frac{T_s}{4}[1 + M\sin(\alpha - \frac{\pi}{3})]$
$\alpha \in [\pi, \frac{4\pi}{3}]$	$\frac{T_s}{4}[1 - \sqrt{3}M\cos(\alpha - \frac{2\pi}{3})]$	$\frac{T_s}{4}[1 - \sqrt{3}M\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3})]$	$\frac{T_s}{4}[1 + M\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3})]$
$\alpha \in [\frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}]$	$\frac{T_s}{4}[1 + M\sin(\alpha - \pi)]$	$\frac{T_s}{4}[1 - M\sin(\alpha - \pi)]$	$\frac{T_s}{4}[1 + \sqrt{3}M\cos(\alpha - \pi)]$
$\alpha \in [\frac{5\pi}{3}, 2\pi]$	$\frac{T_s}{4}[1 + M\sin(\alpha - \frac{4\pi}{3})]$	$\frac{T_s}{4}[1 - \sqrt{3}M\cos(\alpha - \frac{4\pi}{3})]$	$\frac{T_s}{4}[1 - M\sin(\alpha - \frac{4\pi}{3})]$

参照式(18)可从表中提取 SVPWM 各相调制信号 $u_i^*(t) (i = a, b, c)$, 并根据式(19)可得逆变输出相电压表达式, 取 a 相作为示意, 如式(28)所示.

$$\begin{cases} v_{aN} = -\sqrt{3}MV_{dc}/2\cos(\alpha + \pi/3), \alpha \in [0, \pi/3] \\ v_{aN} = MV_{dc}/2\sin\alpha, \alpha \in [\pi/3, 2\pi/3] \\ v_{aN} = MV_{dc}/2\sin(\alpha - \pi/3), \alpha \in [2\pi/3, \pi] \\ v_{aN} = \sqrt{3}MV_{dc}/2\cos(\alpha - 2\pi/3), \alpha \in [\pi, 4\pi/3] \\ v_{aN} = -MV_{dc}/2\sin(\alpha - \pi), \alpha \in [4\pi/3, 5\pi/3] \\ v_{aN} = -MV_{dc}/2\sin(\alpha - 4\pi/3), \alpha \in [5\pi/3, 2\pi] \end{cases} \quad (28)$$

根据零序信号计算式(21)可计算出 SVPWM 调制的零序信号 $z(t)$, 如式(29)所示.

$$z(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{3} \cdot (u_a^*(t) + u_b^*(t) + u_c^*(t)) = \begin{cases} 1/2\cos(\alpha + \pi/3), \alpha \in [0, \pi/3] \\ -1/2\cos\alpha, \alpha \in [\pi/3, 2\pi/3] \\ 1/2\cos(\alpha - \pi/3), \alpha \in [2\pi/3, \pi] \\ -1/2\cos(\alpha - 2\pi/3), \alpha \in [\pi, 4\pi/3] \\ 1/2\cos(\alpha - \pi), \alpha \in [4\pi/3, 5\pi/3] \\ -1/2\cos(\alpha + 4\pi/3), \alpha \in [5\pi/3, 2\pi] \end{cases} \quad (29)$$

式中引入系数 $\sqrt{3}/2$ 是为了讨论方便, 可证明 $\max(|u_i(t) + z(t)|) = \sqrt{3}/2$, 因此三相 SVPWM 逆变调制信号也可表示为式(24), 式中 $z(t)$ 为式(29), 这便是 SVPWM 的载波调制本质. 将 SVPWM 调制波波、零序信号波形与三相 SPWM 正弦调制波波绘制在一起, 如图 10 所示. 图中横坐标为时间秒.

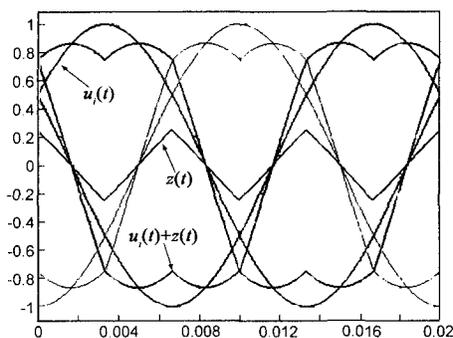


图10 SVPWM调制波与零序信号

5 单相 SVPWM 与载波 PWM 的统一

与三相 SVPWM 类似, 通过改变逆变输出零电压向量时间分配与位置分布, 可得单相开关模式优化 SVPWM 技术^[2]. 图 11(a)给出了单相 SVPWM 第一区间内的一种开关模式优化矢量分布图, I. 为原 SVPWM 开关模式用作对比. 以开关模式 II. 为例, 优化后的开关模式与 LF2407A 比较寄存器 CMPRx 赋值式如图 11(b)所示.

由图可见, 由于每个 PWM 周期只有一个开关动

作, 优化后的 SVPWM 只有原开关模式 50% 的开关损耗, 有利于减小逆变电源散热片的尺寸, 极大降低了逆变电源开关器件的开关损耗.

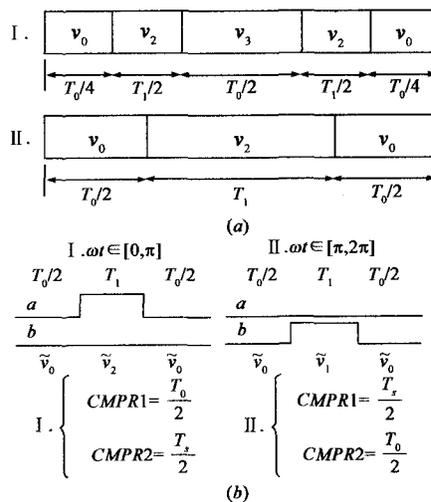


图11 开关模式优化SVPWM及实现

与三相类似, 利用单相逆变器的对称性, 对于式(18)、(19)可引入式(30)调制波表达式. 由于式中 $z(t)$ 不会出现在单相全桥逆变器的“线电压”中, 故称为零序信号.

$$\begin{cases} u_a(t) = M\sin\omega t + z(t) \\ u_b(t) = M\sin(\omega t + \pi) + z(t) \end{cases} \quad (30)$$

另外, 可得单相 $z(t)$ 信号的计算式

$$z(t) = \frac{1}{2}(u_a(t) + u_b(t)) \quad (31)$$

容易证明, $z(t) = 0$ 时的载波调制 PWM 与图 11(a) 模式 I 的单相 SVPWM 等效. 着重推导模式 II. 开关模式优化 SVPWM 与其零序信号形式.

对于模式 II, 当 $\omega t \in [0, \pi]$ 时:

$$\begin{cases} CMPR1 = \frac{T_0}{2} = \frac{T_s}{2} - \frac{T_1}{2} = T_s/4(1 + 1 - 2M\sin(\omega t)) \\ CMPR2 = T_s/4(1 + 1) \end{cases} \quad (32)$$

同理可得第二区间的 CMPRx 赋值式表达式, 将它们列于表 2.

表 2 开关模式优化 SVPWM 算法

区间	CMPR1	CMPR2
$\omega t \in [0, \pi]$	$T_s/4(1 + 1 - 2M\sin(\omega t))$	$T_s/4(1 + 1)$
$\omega t \in [\pi, 2\pi]$	$T_s/4(1 + 1)$	$T_s/4(1 + 1 + 2M\sin(\omega t))$

参考载波调制式(18), 可得单相开关优化 SVPWM 的载波调制的调制波表达式:

$$\begin{cases} u_a(t) = 1 - 2M\sin\omega t, \omega t \in [0, \pi] \\ u_a(t) = 1, \omega t \in [\pi, 2\pi] \end{cases} \quad (33)$$

$$\begin{cases} u_b(t) = 1, \omega t \in [0, \pi] \\ u_b(t) = 1 + 2M \sin \omega t, \omega t \in [\pi, 2\pi] \end{cases} \quad (34)$$

根据零序信号计算式(19)可得单相开关优化 SVPWM 载波调制零序信号表达式,如式(35)所示.

$$\begin{cases} z(t) = 1 - M \sin \omega t, \omega t \in [0, \pi] \\ z(t) = 1 + M \sin \omega t, \omega t \in [\pi, 2\pi] \end{cases} \quad (35)$$

式中可见,单相开关优化 SVPWM 的零序信号与脉宽调制度 M 有关.将单相开关优化 SVPWM 调制波、零序信号绘制在一起,如图 12 所示,显示了单相 SVPWM 的载波调制形式.三相中为特定目标优化所引入的非正弦脉宽调制技术的研究方法同样可以应用于单相逆变系统.

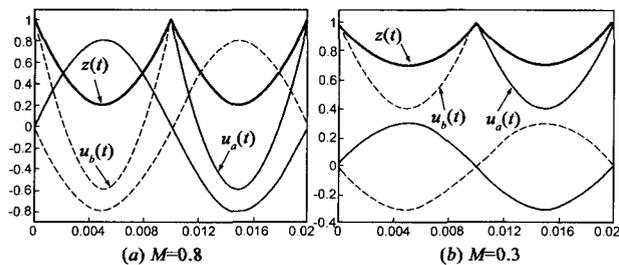


图12 单相开关优化SVPWM调制波与零序信号

6 零序信号本质

空间矢量 PWM 技术是一种计算有效电压矢量作用时间的计算方法,它并未定义逆变输出中零电压矢量作用时间的分配与零电压矢量的分布方式.由此可见,对逆变零电压矢量的处理将导致大量不同特性的 SVPWM 出现.

图 13 显示了 SVPWM 在第一扇区中,三种可能的零电压矢量分布: I 是典型 SVPWM 矢量分布方式,对应一种连续 PWM 波形; II、III 是开关优化模型下的两种 SVPWM 表现形式.可见,对 SVPWM 零电压矢量的不同处理将导致不同类型的 SVPWM 技术.

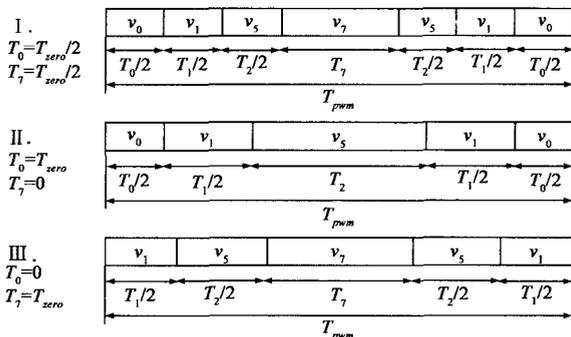


图13 SVPWM三种零电压矢量分布

此外,零电压矢量作用时间 $T_0 + T_7 = T_{pwm} - T_1 - T_2$, T_{pwm} 为 PWM 周期,显然对于 T_0 、 T_7 则存在无穷多种分配方式.对于 T_0 与 T_7 时间上的分配可由式(36)统一

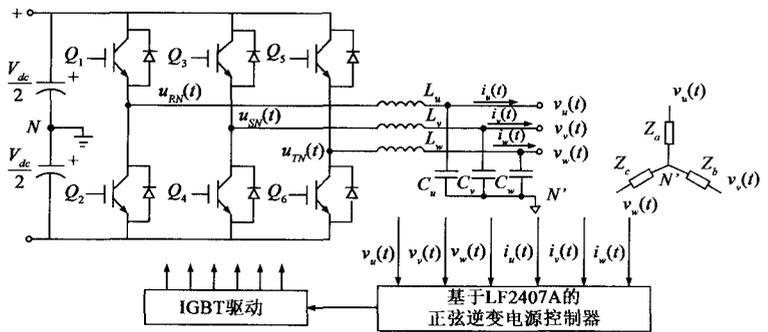


图14 实验硬件平台

表述^[8].式中 $0 \leq K_0(\omega t) \leq 1$.显然,不同的 $K_0(\omega t)$ 对应有不同的 SVPWM 形式,前述 SVPWM 的 $T_0 = T_7 = T_{zero}/2$.

$$\begin{cases} T_7 = K_0(\omega t) T_{zero} \\ T_0 = (1 - K_0(\omega t)) T_{zero} \\ T_{zero} = T_{pwm} - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (36)$$

利用前述的研究方法,不难得到各种 SVPWM 在载波调制下的调制波波形和与之对应的零序信号.并且,每个特定的 SVPWM 都必将对应一个唯一的零序信号.因此,载波零序信号在本质上对应着逆变器零电压矢量作用时间分配与分布.

7 实验

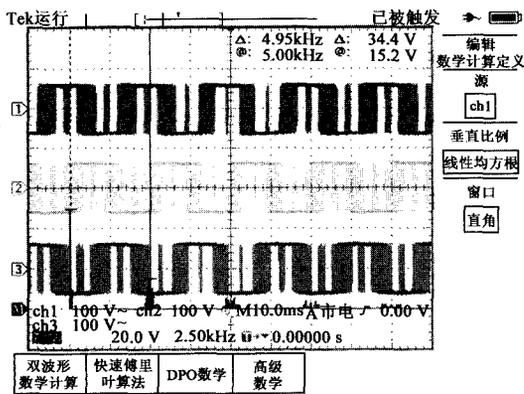
利用 TI 的 LF2407A 微控制器、FUJI 的 IGBT 2MB1 100PC-140、IGBT 专用驱动光耦 HCPL3120 组成驱动电路及外围辅助电源、缓冲电路等构建三相全桥正弦逆变器实验硬件平台,如图 14.取直流母线电压 $V_{dc} = 120V$ 、调制频率 $f_0 = 50Hz$ 、输出滤波电感 $L = 1.8mH$ 、输出滤波电容 $C = 10\mu F$ 、PWM 载波频率 $f_s = 5kHz$ 、脉宽调制度 $M = 1$.

根据第二节设计开环逆变器程序验证三相 SVPWM 算法.图 15(a)通道 1,2,3 为三相 SVPWM 算法控制逆变输出 $u_{iN}(t)$ ($i = R, S, T$) PWM 波形及频谱,标号为 M 的通道是利用该示波器频谱分析功能,对通道 1 进行的频谱分析.频谱分析表明,逆变输出 PWM 首次谐波发生在载频(5kHz)左右.

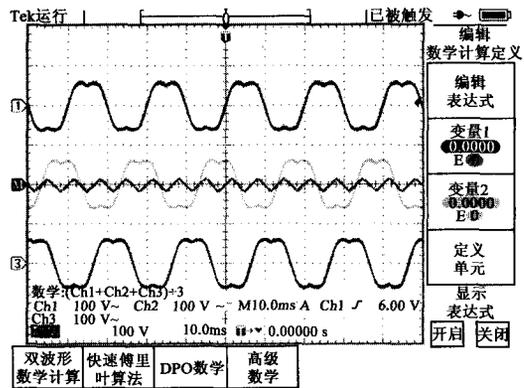
图 15(b)通道 1,2,3 为 $u_{iN}(t)$ ($i = R, S, T$) 相电压波形, M 通道是利用该示波器波形运算功能,利用零序信号计算式(21)得到的三相 SVPWM 载波调制零序信号,与理论分析图 10 一致.

图 15(c)为逆变输出 $v_{iN}(t)$ ($i = u, v, w$) 相电压波形及频谱.图中频谱分析可知,由于 SVPWM 逆变输出 PWM 谐波含量低,逆变输出只须使用较小参数的滤波电路即可得光滑的正弦逆变输出电压.

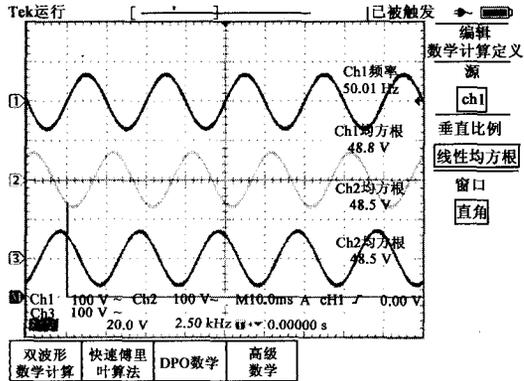
根据第三节设计开环逆变器程序验证单相 SVPWM 算法.图 16(a)为单相 SVPWM 开关模式 I 的逆变输出 $u_{ab}(t)$ 波形,图中标号 M 为该 PWM 信号频谱,频谱显



(a) $u_{iN}(t)$ ($i=R,S,T$) PWM波形及频谱



(b) $u_{iN}(t)$ ($i=R,S,T$) 波形及零序信号

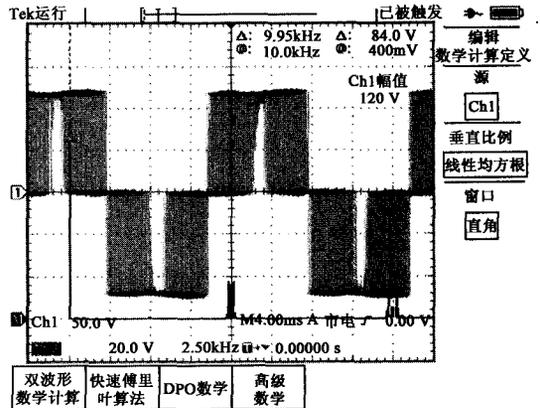


(c) $v_{iN}(t)$ ($i=u,v,w$) 电压波形及频谱

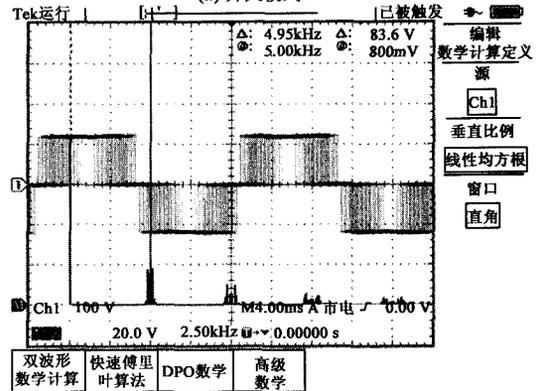
图15 三相SVPWM算法相关波形及频谱

示 PWM 波形首次谐波发生在两倍载频(10kHz)处,与理论值一致.作为对比,图 16(b)为开关模式优化 II 在 SVPWM 控制下的 $u_{ab}(t)$ 波形及频谱.不难发现,开关模式优化后的 PWM 波形首次谐波发生在载频左右.

图 17 为开关模式优化 II 的单相 SVPWM 逆变输出 $u_{aN}(t)$ 与 $u_{bN}(t)$ 波形,图中标号 M 是利用示波器波形运算功能根据式(32)计算所得的零序电压信号.对比分析图 8 与理论计算式(19),验证了实验结果与理论分析的一致性.由于逆变 PWM 谐波含量少,只须用一个简单的感容滤波电路即可获得标准正弦波电压,如图 18 所示.图中波形显示,滤波后的逆变电压十分光滑.



(a) 开关模式 I



(b) 开关模式优化 II

图16 单相 $u_{ab}(t)$ 波形及频谱

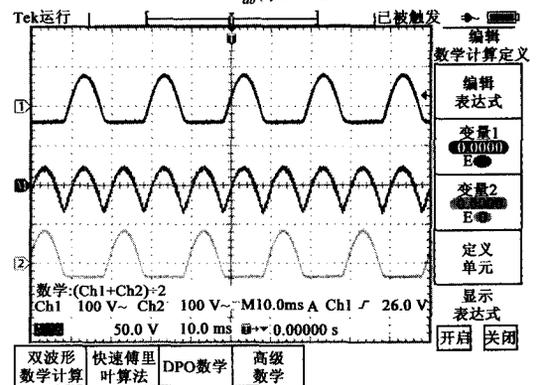


图17 单相 $u_{ab}(t)$ 波形

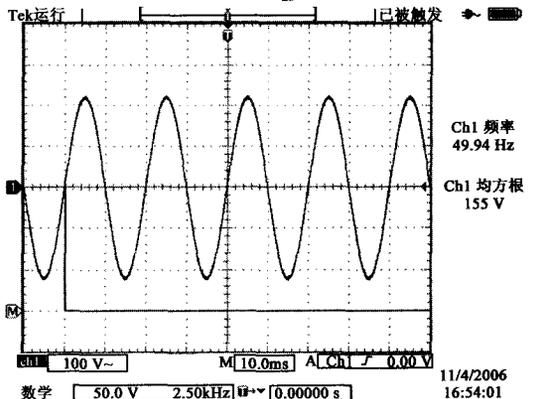


图18 单相逆变输出电压波形

8 结论

(1)给出了三相和单相 SVPWM 的 DSP 算法,证明了 SVPWM 与载波 PWM 的统一性,实验结果验证了算法的有效性。

(2)单相 SVPWM 开关优化模式 II 中每个 PWM 周期只有一个开关动作,开关损耗为原开关模式 I 的 50%,极大降低了逆变电源开关器件的开关损耗,有利于减小逆变电源散热片的尺寸。

(3)载波零序信号在本质上对应着逆变器零电压矢量作用时间分配与分布,每个特定的 SVPWM 对应一个唯一的零序信号,零序信号是联系空间矢量调制和载波调制的桥梁。

总之,SVPWM 技术具有极高的工程实用价值,本文内容及结论极大的丰富了该技术相关研究,为研究各种新型优化 PWM 逆变系统提供了参考。

参考文献:

- [1] 汪江,张立,吴爱国. 新型软性开关逆变电路的拓扑研究[J]. 电子学报,1996,24(11):60-64.
Wang Jiang, Zhang Li, Wu Ai-guo. Research of a novel soft switched inverter circuit topology[J]. Acta, Electronica, Sinica, 1996,24(11):60-64. (in Chinese)
- [2] 易龙强,戴瑜兴. 基于 DSP 的单相 SVPWM 技术与零序信号分析[J]. 电子学报,2007,35(12):2289-2293.
Yi Long-qiang, Dai Yu-xing. DSP based single-phase SVPWM technique and zero-sequence signal analysis[J]. Acta Electronica Sinica, 2007,35(12):2289-2293. (in Chinese)
- [3] Zhenyu Yu. SVPWM with TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns[R]. Texas Instruments, Literature Number SPRA524, 1999. 10-15.
- [4] Zhenyu Yu, David Figoli. AC Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle And Space Vector PWM Techniques

with TMS320C240[R]. Texas Instruments, Literature Number SPRA284A, 1998. 11-17.

- [5] TI Instruments. TMS320LF/LC240xA DSP Controllers System and Peripherals Reference Guide (Rev. B)[R]. Texas Instruments, Literature Number SPRU357B, 2001. 179-184.
- [6] J A Houldsworth, D A Grant. The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1984, 20(5):1224-1228.
- [7] Bowes S R, Lai Yen Shin. Relationship between space vector modulation and regular sampled PWM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(5):670-679.
- [8] Keliang Zhou, Danwei Wang. Relationship between space vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(1):186-195.

作者简介:



杨金辉 女, 1983年3月出生于湖南省新化市, 2004年进入湖南大学电气与信息工程学院电路与系统专业, 现为硕博连读生, 主要研究领域为数字化、智能化电源设计理论与应用。
E-mail: yjh1413@163.com



戴瑜兴 男, 工学博士, 教授, 博士生导师。1956年2月出生于湖南省浏阳市, 现任湖南大学电气与信息工程学院电子信息工程系主任, 学科带头人。主持完成科研课题30余项, 出版著作6部, 发表论文100余篇, 获省部级科技进步奖9项。中国电子学会高级会员, 中国电子学会本科生教育委员会委员等。目前主要研究领域为: 数字化系统设计理论与应用, 现代网络与通信技术。
E-mail: daiyx@hnu.cn