

基于 DSP 的单相 SVPWM 技术与零序信号分析

易龙强, 戴瑜兴

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南长沙 410082)

摘要: 针对单相全桥 PWM 逆变器, 在研究单相逆变电源电压矢量的基础上, 首次将空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术应用于单相 PWM 逆变电源, 并给出了单相 SVPWM 算法的 DSP 实现方法. 通过对单相逆变电压调制信号的频谱分析, 给出了单相 SVPWM 算法的谐波倍频特性; 通过对单相 SVPWM 零电压矢量的分析, 提出了一种开关模式优化的单相 SVPWM 算法; 通过对单相 SVPWM 零序信号的分析, 论证了单相 SVPWM 与载波 PWM 的统一. 实验结果验证了单相 SVPWM 算法的有效性.

关键词: 逆变器; 空间矢量脉宽调制; 零序信号; DSP

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 12-2289-05

DSP Based Single-Phase SVPWM Technique and Zero-Sequence Signal Analysis

YI Long-qiang, DAI Yu-xing

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha, Hunan 410082, China)

Abstract: For the control of single-phase (S.P.) PWM inverter, the Space-Vector PWM technique was applied to S.P. inverter based on the S.P. inverter voltage space vector analysis. And the realization method for S.P. SVPWM technique was described in details. Through the spectrum analysis of S.P. SVPWM waveform, a doubled harmonic frequency property of the S.P. SVPWM technique was shown. Through the disposal of zero voltage vector, a optimal switching SVPWM technique was brought forward. Through the analysis of zero-sequence signal for S.P. carrier modulation, the equivalent of space-vector based modulation and carrier based modulation was proved. Finally, the experiment was taken to prove those ideals in this paper.

Key words: inverter; space-vector pulse width modulation; zero-sequence signal; digital signal processor

1 引言

当前, 空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术被广泛应用于 UPS/EPS、变频器等各类三相 PWM 逆变电源中. 该算法具有母线电压利用率高, 开关器件损耗小等众多优点. 但是, 由于单相电源的特点, 尚未将该技术应用于单相逆变电源.

本文通过对单相电源与单相 PWM 逆变系统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 逆变电源中, 并提出了一种开关模式优化单相 SVPWM 技术. 该技术有效地降低了逆变开关器件的开关损耗, 比常规单相逆变算法节约 50% 的逆变开关损耗. 另外通过对单相电源 SVPWM 算法的零序信号分析证明了单相 SVPWM 与零序信号注入载波 PWM 的统一.

2 单相逆变开关电压矢量分析

2.1 单相电源系统空间电压矢量分析

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, 那么类似的, 可以定义单相(确切的说应该是“两相”)电源系统线电压为:

$$\begin{cases} u_{AB} = \sqrt{2} U_{\phi} \sin \omega t \\ u_{BA} = \sqrt{2} U_{\phi} \sin(\omega t + \pi) \end{cases} \quad (1)$$

以时间 t 为参变量, 则式(1)中单相线电压所组成矢量 $\mathbf{u} = (u_{AB}, u_{BA})^T$, 在二维平面坐标系中形成平面电压矢量, 如图 1 所示.

由于 $u_{AB} + u_{BA} = 0$, 即单相空间电压矢量 \mathbf{u} 全部落在直线 $x + y = 0$ 上. 因此, 所有矢量 $\mathbf{u} |_{t \in \mathbf{R}}$ 组成的矢量

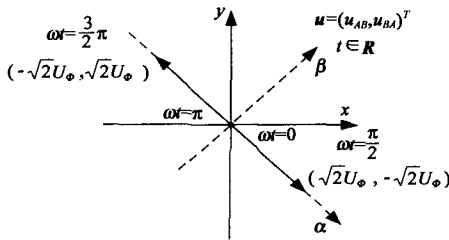


图 1 单相正弦电压的平面电压矢量图

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 1 中轴 α 、 β 正方向上的单位向量为两新基 (y_1, y_2) :

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

其中, 基 y_2 为 V_u 所在直线单位法向量. 显然, 新基下的 y_2 轴上坐标分量将为零. 基 (e_1, e_2) 到新基 (y_1, y_2) 的过渡矩阵 C 为:

$$(y_1, y_2) = (e_1, e_2)C \quad (3)$$

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad C^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

那么, 原空间电压矢量 u 在新基下的坐标 \tilde{u} 为:

$$\tilde{u} = C^{-1}u \quad (5)$$

即

$$\tilde{u} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = 2U_\phi \begin{bmatrix} \sin\omega t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

\tilde{u} 如图 2 所示:

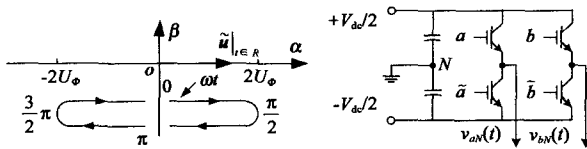


图 2 坐标旋转变换后的单相电压矢量图

图 3 单相全桥 PWM 逆变电路

2.2 单相全桥 PWM 逆变器空间电压矢量分析

图 3 为典型单相全桥 PWM 逆变器拓扑, 产生的离散“线电压”矢量用矩阵表示, 如式(7)所示.

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{ba} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \quad (7)$$

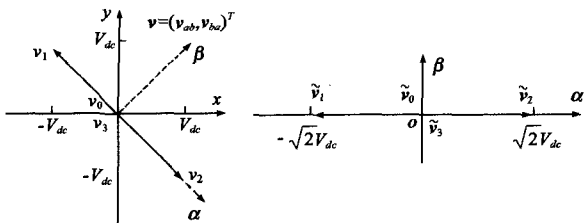


图 4 单相逆变桥输出电压矢量图

图 5 坐标变换后的 4 个电压矢量图

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

取坐标变换式(5)对式(7)做坐标旋转变换, 可得式(8). 变换后的电压矢量 $\tilde{v} = (v_\alpha, v_\beta)^T$ 如图 5 所示.

$$\tilde{v} = C^{-1}v = \sqrt{2}V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \quad (8)$$

2.3 单相 SVPWM 的实现

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^[1,2]. 设 T_s 为调制载波周期、 T_1 为有效电压矢量作用时间、 T_0 为零电压矢量作用时间, 根据伏秒平衡原理可得:

$$\begin{cases} T_s \tilde{u} = T_1 \tilde{v}_x + T_0 (\tilde{v}_0 \text{ 或 } \tilde{v}_3) \\ T_s = T_1 + T_0 \end{cases} \quad (9)$$

式中, \tilde{u} 为式(6)期望输出的电压矢量; \tilde{v}_x 为图 5 逆变电压矢量 \tilde{v}_1 与 \tilde{v}_2 之一, 究竟取哪个矢量要

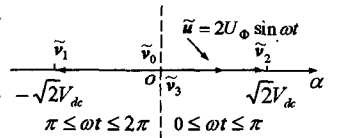


图 6 单相 SVPWM 计算

视 \tilde{u} 所在区间而定.

图 6 显示了离散逆变输出电压矢量对期望输出的电压矢量的线性拟合过程:

i. 当 $\omega t \in [0, \pi]$ 时, 取 \tilde{v}_2 , 则

$$T_s \cdot 2U_\phi \sin\omega t = T_1 \cdot \sqrt{2}V_{dc} \Rightarrow \begin{cases} T_1 = MT_s \sin\omega t \\ T_0 = T_s - T_1 \end{cases} \quad (10)$$

ii. 当 $\omega t \in [\pi, 2\pi]$ 时, 取 \tilde{v}_1 , 则

$$T_s \cdot 2U_\phi \sin\omega t = T_1 \cdot -\sqrt{2}V_{dc} \Rightarrow \begin{cases} T_1 = MT_s \sin(\omega t - \pi) \\ T_0 = T_s - T_1 \end{cases} \quad (11)$$

式中 M 为脉宽调制度:

$$M = \frac{2U_\phi}{\sqrt{2}V_{dc}} = \frac{\sqrt{2}U_\phi}{V_{dc}} \leq 1 \quad (12)$$

图 7 为利用 TI 的 LF2407A DSP 微控制器, 将式(10, 11)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 算法的过程^[6].

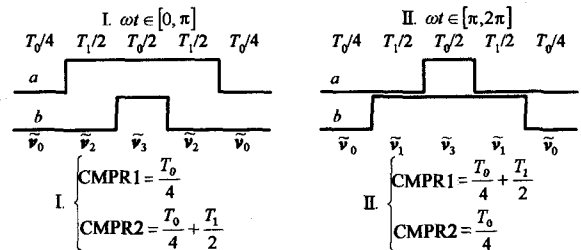


图 7 单相 SVPWM 的实现

3 单相 SVPWM 频谱与谐波倍频特性

观察图 7 输出电压矢量分布, 可得到单相 SVPWM 逆变输出“线电压”波形, 如图 8 所示.

图中 $N = T_0/T_s$ 为载波比, T_s 为 PWM 周期, T_0 为调制电压周期. 该波形呈现出脉冲多重化特性, 并可表述为

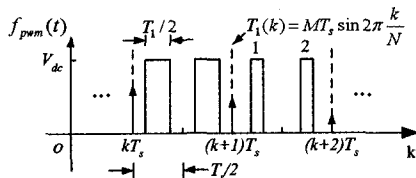


图 8 单相 SVPWM 逆变“线电压”波形

$$f_{pwm}(t) = V_{dc} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^1 \{ u(t - [(k + \frac{2i+1}{4})T_s - \frac{1}{4}MT_s \sin(2\pi \frac{k}{N})]) - u(t - [(k + \frac{2i+1}{4})T_s + \frac{1}{4}MT_s \sin(2\pi \frac{k}{N})]) \} \quad (13)$$

将式(13)展成傅里级数($\omega_0 = 2\pi/T_0$),可得

$$f_{pwm}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_n \cos n\omega_0 t + B_n \sin n\omega_0 t) \quad (14)$$

其中

$$\begin{cases} A_n = \frac{8V_{dc}}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{2N} \sum_{i=0}^{P-1} \sin \frac{n\pi M \sin(2\pi \frac{i}{N})}{2N} \cos \frac{n(2i+1)\pi}{N} \\ B_n = \frac{8V_{dc}}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{2N} \sum_{i=0}^{P-1} \sin \frac{n\pi M \sin(2\pi \frac{i}{N})}{2N} \sin \frac{n(2i+1)\pi}{N} \end{cases} \quad (15)$$

式中 $P = N/2$. 取 $V_{dc} = 110\sqrt{2}V$, $f_0 = 50\text{Hz}$, $f_s = 5\text{kHz}$ 则 $P = 50$ ($N = 5\text{kHz}/50\text{Hz}$, $P = N/2$), 绘制单相 SVPWM 逆变输出“线电压”频谱图,如图 8 所示.

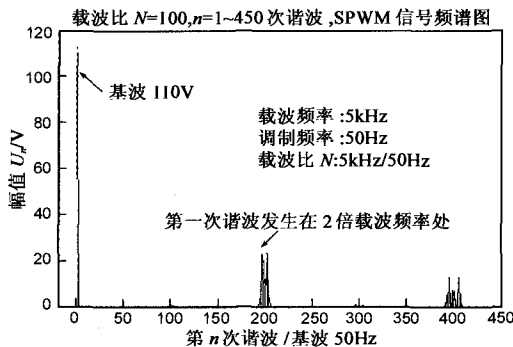


图 9 SVPWM 频谱图 ($P=50$)

图中横轴是基波频率的倍数,可见单相 SVPWM 首次谐波频率为载波频率的两倍,即单相 SVPWM 逆变输出电压有谐波倍频特性.该特性有利于减少逆变电源输出滤波器的尺寸,并降低逆变电源的设计成本.

4 单相 SVPWM 开关模式优化

对逆变开关模式进行优化可以有效降低逆变开关损耗.与三相 SVPWM 类似,通过改变逆变输出零电压矢量时间分配与位置分布,可得开关模式优化 SVPWM 技术^[3].图 9 给出了单相 SVPWM 第一区间内的两种可能的开关模式优化矢量分布图,图中 I. 为原 SVPWM 开

关模式用作对比.

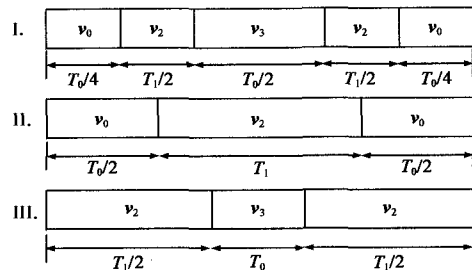


图 10 开关模式优化 SVPWM

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 所示.

图中可见,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.极大降低了逆变电源开关器件的开关损耗,并有利于减小逆变电源散热片的尺寸.这是传统单相 PWM 逆变控制算法难以得到的控制效果.

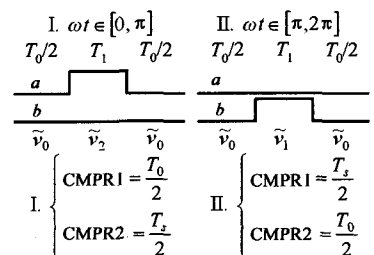


图 11 开关模式优化 SVPWM 实现

5 单相 SVPWM 与载波 PWM 的统一

理论上,三相 SVPWM 可以通过对三相 SPWM 调制信号注入零序信号来获得^[4,5].对于单相 SVPWM,也有类似的结论.分析前,先简要介绍 LF2407A 调制的一个基本事实.对于任意信号 $u(t)$ ($|u(t)| \le 1$),通过式(16)调制 LF2407A 计数器的计数值三角载波,如图 12 所示.

$$CMPRx = \frac{T_s}{4} (1 + u(t)) \quad (16)$$

用所得 PWM 信号控制图 3 逆变器中任一桥臂,则相对于中性参考点 N,并略去高频载波电压分量,桥臂输出电压满足如下关系^[5]:

$$v_{iN}(t) = -\frac{V_{dc}}{2} u(t) \quad (i = a \text{ 或 } b) \quad (17)$$

式中负号因为 PWM 脉冲的产生是基于三角计数载波大于调制信号的.与三相类似,利用单相逆变器的对称性,可引入式(18)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.

$$\begin{cases} u_a(t) = M \sin \omega t + z(t) \\ u_b(t) = M \sin(\omega t + \pi) + z(t) \end{cases} \quad (18)$$

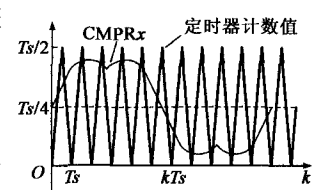


图 12 DSP 调制方法

另外,可得单相 $z(t)$ 信号的计算式

$$z(t) = \frac{1}{2}(u_a(t) + u_b(t)) \quad (19)$$

容易证明, $z(t) = 0$ 时的载波调制 PWM 与图 10 模式 I. 的单相 SVPWM 等效. 这里着重推导模式 II. 的开关模式优化 SVPWM 与其零序信号形式.

对于模式 II., 当 $\omega t \in [0, \pi]$ 时:

$$\begin{cases} CMPR1 = \frac{T_0}{2} = \frac{T_s}{2} - \frac{T_1}{2} = T_s/4(1+1-2M\sin(\omega t)) \\ CMPR2 = T_s/4(1+1) \end{cases} \quad (20)$$

同理可得第二区间的 $CMPR_x$ 赋值式表达式, 将它们列于表 1.

表 1 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(16), 可得单相开关优化 SVPWM 的载波调制的调制波表达式:

$$\begin{cases} u_a(t) = 1 - 2M\sin\omega t, \omega t \in [0, \pi] \\ u_a(t) = 1, \omega t \in [\pi, 2\pi] \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} u_b(t) = 1, \omega t \in [0, \pi] \\ u_b(t) = 1 + 2M\sin\omega t, \omega t \in [\pi, 2\pi] \end{cases} \quad (21)$$

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(22)所示.

$$\begin{cases} z(t) = 1 - M\sin\omega t, \omega t \in [0, \pi] \\ z(t) = 1 + M\sin\omega t, \omega t \in [\pi, 2\pi] \end{cases} \quad (22)$$

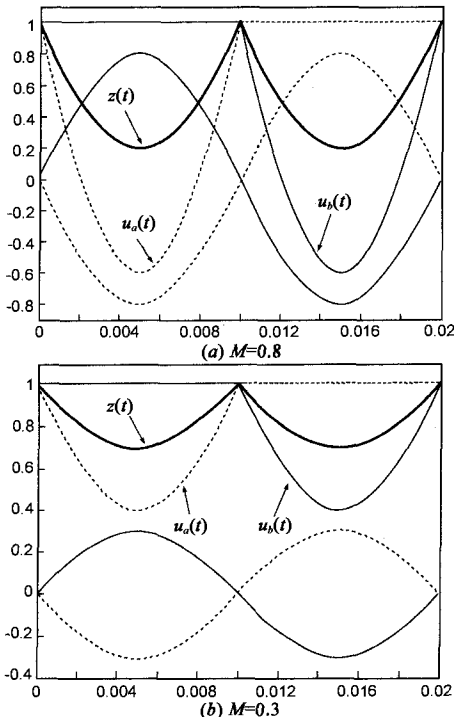


图 13 单相开关优化 SVPWM 调制波与零序信号

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 13 所示.

图 13 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.

6 实验

参照图 3 构建单相全桥 PWM 逆变器作为实验硬件平台. 实验中取: 直流母线电压 $V_{dc} = 120V$ 、调制频率 $f_0 = 50Hz$ 、PWM 载波频率 $f_s = 5kHz$ 、脉宽调制度 $M = 1$. 利用 2.3 节介绍的单相 SVPWM 实现方法, 编写单相开环逆变程序.

图 14 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. 频谱显示 PWM 波形首次谐波发生在两倍载频(10kHz)处, 参考理论计算频谱图 8, 与理论计算结论一致. 作为对比, 图 15 为开关模式优化 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.

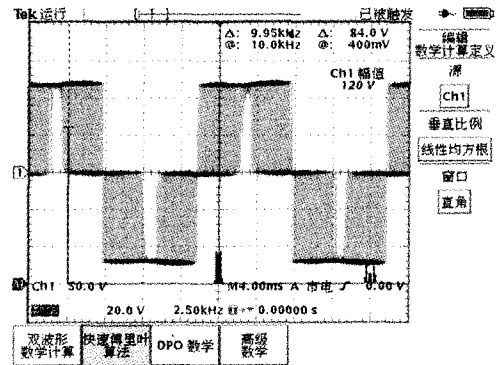


图 14 $u_{ab}(t)$ 波形及频谱 (开关模式 I)

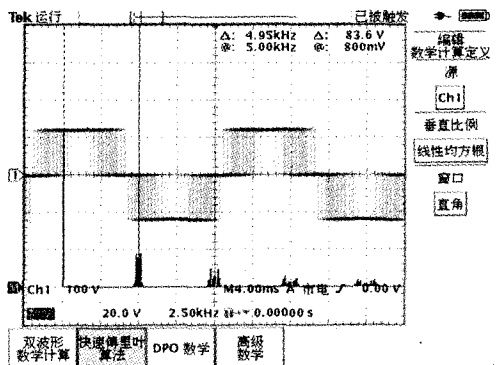
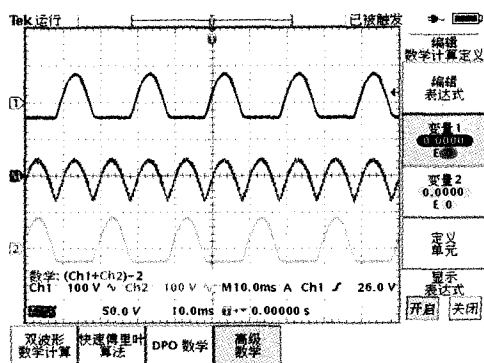


图 15 $u_{ab}(t)$ 波形及频谱 (开关模式 II)

图 16 为优化开关模式 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(19)计算所得的零序电压信号. 对比分析图 13 与理论计算式(17), 不难发现实验结果与理论分析的一致性.

图 16 $u_{aN}(t)$ 与 $u_{bN}(t)$ 波形

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 17 所示.图中频谱显示,滤波后的逆变电压十分光滑.

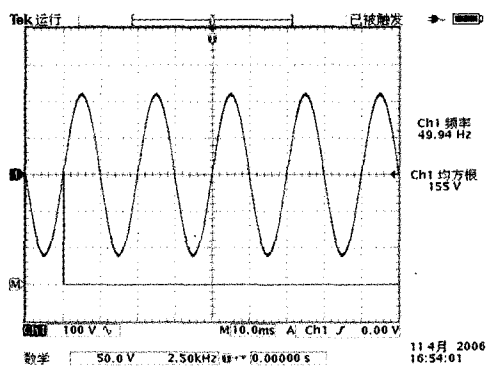


图 17 逆变输出电压波形及频谱

具有极高的工程实用价值,而且是对 SVPWM 逆变控制算法理论的重要补充,并为研究各种新型优化单相 PWM 技术提供了新的手段.

参考文献:

- [1] Zhenyu Yu. Space-vector PWM with TMS320C24x/F24x using hardware and software determined switching patterns [DB/OL]. <http://focus.ti.com/lit/an/spra524/spra524.pdf>, 1999-03-01/2006-10-29.
- [2] Zhenyu Yu, David Figoli. AC induction motor control using constant V/Hz principle and space vector PWM techniques with TMS320C240 [DB/OL]. <http://focus.ti.com/lit/an/spra284a/spra284a.pdf>, 1999-04-01/2006-10-29.
- [3] Stefanovic V R, Vukosavic S N. Space-vector PWM voltage control with optimized switching strategy [A]. Conference Record of the 1992 IEEE/IAS Annual Meeting[C]. Houston: IEEE, 1992. 1025 - 1033.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] TI Instruments. TMS320LF/LC240xA DSP controllers system and peripherals reference guide (Rev. B) [DB/OL]. <http://focus.ti.com/lit/ug/spru357c/spru357c.pdf>, 2006-05-01/2006-10-29.

7 结论

通过上述分析得到如下结论:

1. 单相 SVPWM 逆变电压谐波倍频特性降低了逆变电压谐波含量,有利于减小逆变电源输出滤波器尺寸;

2. 对单相 SVPWM 调制信号零电压矢量的分析为各类单相优化 PWM 提供了研究方法.单相开关模式优化 SVPWM 算法较传统单相逆变算法节约 50% 的开关损耗;

3. 对单相零序信号的分析建立了空间矢量调制与单相载波调制的桥梁,给出了单相 SVPWM 算法的载波调制形式,并以此证明了单相 SVPWM 算法与载波 PWM 算法的统一.

对比图 7 和图 11 以及实验频谱图 14 和图 15 可知:单相逆变电源中,开关模式优化与逆变输出谐波含量具有对立性,即减少 50% 的开关损耗必将提高一倍的谐波含量,反之亦然.

总之,SVPWM 技术在单相逆变电源中的应用不仅

作者简介:



易龙强 男,1978 年出生于湖南省湘潭市,2001 年就读于湖南大学电路与系统专业,2003 年获工学硕士学位,2007 年获工学博士学位.主要研究领域为数字化、智能化电源设计理论与应用、电能质量分析与检测技术.

E-mail: ylqiang@126.com or ylqiang@tom.com



戴瑜兴 男,1956 年出生于湖南省浏阳市,工学博士,教授,博士生导师,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.长期从事教学与科研工作,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 6 项.中国电子学会高级会员,中国电子学会本科教育分会委员等.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,数字化电源技术. E-mail: daiyx@hnu.net.cn