

## 两种优化开关模式在高频SVPWM逆变电源中的应用

陈常清, 邓智泉

南京航空航天大学

**摘要:** 针对数字化高频空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 逆变电源的特殊要求, 对SVPWM算法进行了改进, 并提出两种适用于高频SVPWM算法的优化开关模式。最后分别采用纯软件方法和硬件结合DSP内部空间矢量PWM集成硬件的混合方法, 来实现两种优化开关模式在一高频SVPWM逆变电源样机中的应用。该样机采用TMS320LF2407A构成的最小控制系统, 可输出0~1000Hz连续可调的三相交流电。

**关键词:** 高频; 逆变器; 电压空间矢量; 数字信号处理器; 开关损耗

### 0 引言

现代化工业生产中高速电机和超高速电机被广泛应用于诸如高速机床, 涡轮分子泵, 离心机, 压缩机, 飞轮储能以及小型发电设备等工业领域。为使一台电机的转速达到60000r/min, 逆变器必须提供至少1000Hz基频的交流电。

目前, 国内在高频逆变器领域的研究中, 主要还是采用正弦脉宽调制 (SPWM) 技术[1]。近年来出现了在正弦波中注入零序信号的非正弦脉宽调制技术。电压空间矢量脉宽调制技术 (SVPWM) 即是在正弦波中注入适当的三次谐波的非正弦调制技术, 它的线性调制度较SPWM高15%, 而且输出谐波小。由于空间矢量控制实时算法含多个乘法运算和矩阵运算, 而使运算量大, 所以, 对CPU的运算速度和数据处理技术要求就更高。为实现SVPWM的在线运算, 有人采用双CPU, 双口RAM并行工作的原理, 这样虽然高速性很好, 但用两片CPU明显提高了设计难度和成本; 而且在高频数字化控制领域, 上述结构中CPU的数据交换和处理速度也将无法满足要求。本文针对全数字化高频SVPWM逆变电源对高速性、实时性、可靠性的要求, 首先, 改进了SVPWM算法, 然后, 在总结SVPWM开关模式后, 提出了两种适合于高频SVPWM算法的优化开关模式, 并在由TI公司高性能数字信号处理器TMS320LF2407A组成的高频逆变数字控制系统中给予实现, 同时进行了对比研究。

### 1 SVPWM的算法改进及两种优化开关模式

对于三相电压源型逆变器的6个开关管, 用“1”和“0”分别代表上下桥臂的开、关状态, 则开关信号共有8种组合, U1 (100), U2 (110), U3 (010), U4 (011), U5 (001), U6 (101), 以及U0 (000) 和U7 (111)。这8种组合, 在复平面上, 分别产生8种电压向量, 如图1所示。其中U0及U7为零向量, 6个非零向量构成了图中的六边形, 并将六边形分为6个扇区。图中所示六边形内切圆和略小的同心圆分别表示SVPWM和SPWM的直流电压利用率。空间电压矢量法即是通过选取同一扇区中相邻两个非零矢量和适当的零矢量来合成一个等效的空间旋转电压矢量Uref (该电压向量在空间上理想轨迹是一个圆), 调控Uref的频率、幅值和相位, 即可实现逆变器输出电压频率、幅值和相位的控制。设T1及T2分别为同一扇区两相邻非零向量UX及UX±1, 在同一个采样周期中对应的作用时间, T0为零向量作用时间, 由SVPWM的原理可得式 (1)。

$$TPWMU_{ref}=T_1U_X+T_2U_{X\pm 1}+T_0(U_0 \text{ or } U_7) \quad (1)$$

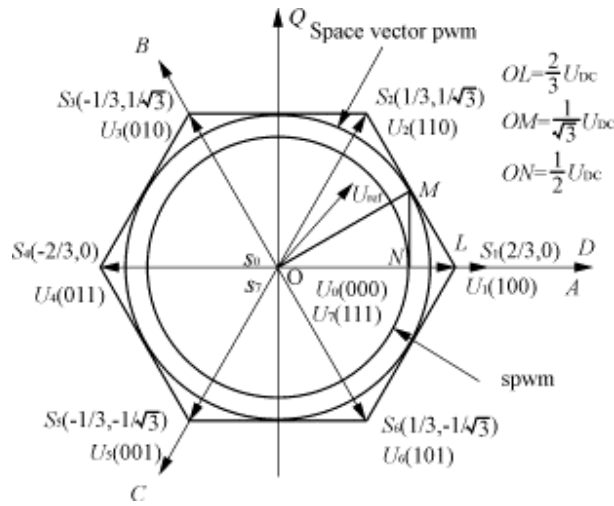


图1 空间矢量图

对式 (1)，文献[2]给出T1, T2和T0的解，如式 (2)。

$$\begin{cases} T_1 = T \sin(\alpha) \\ T_2 = T \sin(\pi/3 - \alpha) \\ T_0 = T - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (2)$$

式中：0 ≤ α ≤ π/3，为Uref与A（或D）轴的夹角；

T1 + T2 + T0 = T = TPWM，为控制周期；

m为调制度。

这种解法在Uref的幅值和相位已知条件下，可以精简控制算法，但在电机控制算法中，比如常用的转子磁场定向控制或气隙磁场定向控制中，电压的给定量[Ud, Uq]T通常是由电流内环id及iq通过电流调节器，或是文献[3]中所述，直接对id及iq进行定子电压解耦得到，而此时再用以上求解算法需先把给定量转换为Uref的向量表达式，这将会加大指令开销，不利于快速实时控制，所以，有必要对式 (1) 的求解方法进行改进。

设D及Q为固定于定子的坐标轴系，且D轴与电机A轴重合，Q轴超前D轴90°。通过式 (3) 可以进行磁势不变的坐标变换，得到对应于U1~U6个非零向量在D及Q坐标轴系上的表示，即U1对应S1 (2/3, 0)，U2对应S2 (1/3, 1/√3)等，如图1中所示。

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

由式 (1) 及式 (3) 可以得到一种求T1, T2和T0的新方程组式 (4)。

$$\begin{cases} [T_1, T_2]' = T_r [S_x, S_{x+1}]^{-1} U_{\Delta}' \\ T_0 = T_r - T_1 - T_2 \\ U_{\Delta}' = [U_{\Delta} \ U_r] \end{cases} \quad (4)$$

对于式(4)，在软件中的求解是根据 $[S_x, S_{x+1}]$ 所在的扇区数 $S$  ( $S=0, 1, 2, 3, 4, 5$ ) 作一个关于 $[S_x, S_{x+1}] - 1$ 的长度为24 (每扇区4个) 的表格，存入DSP的程序存储器，在程序运行中进行查表计算，这样可以方便快速地进行矩阵运算，而且运算量小，速度快，适合于高频逆变电源的控制要求。此外，无论电机采用经典的V/F控制还是采用先进的转子磁场定向控制等，都可采用此改进算法。

由式(4)可知，只要各向量的开关时间满足 $T_1, T_2$ 和 $T_0$ 的关系，即可实现电压空间矢量脉宽调制技术，对于开关状态的先后顺序及起点时间并无限制，这就为减少开关动作次数和减少谐波的优化控制提供了可能。图2列出了所有可能的空间矢量开关状态变化图，每个箭头表示一个开关动作。例如，从开关状态 $S_0$ 变到 $S_1$ ，至少需要1次开关动作，而从 $S_1$ 到 $S_4$ 则至少需要3次的开关动作。采用适当的开关模式可以减少每个采样周期内的开关动作次数，降低开关损耗，减小开关管的温升，从而保证高频逆变电源的安全运行。经过对比研究，可得出结论：优化的空间矢量开关模式在任意两相邻空间矢量转换中只有一次开关动作。图3及图4分别给出了扇区1中对称和不对称的SVPWM优化开关模式。它们的共同点是：在模式1的一个采样周期中同时用到了 $S_0$ 和 $S_7$ 两个零向量；而模式2只用到一个零向量，即 $S_0$ 或 $S_7$ 。图3中的模式1在一个采样周期中，3个桥臂有6次开关动作；该开关序列在加入死区后，仍是对称的。模式2在一个采样周期中，3个桥臂只有4次开关动作，开关损耗只有第一种模式的67%；但该开关序列在加入死区后是不对称的，会增加谐波分量。同理分析，图4中的两种模式较之图3中的两种模式，开关次数均减少了一半，但由于它们是不对称的脉冲模式，在输出电流中会造成较大的谐波含量，从而增大脉动转矩，使电机在高速运行时剧烈振动，会引起诸多不安全因素。所以，在高频SVPWM逆变电源中，图3所示的两种优化开关模式是其首选开关模式。以下将对之进行实验分析。

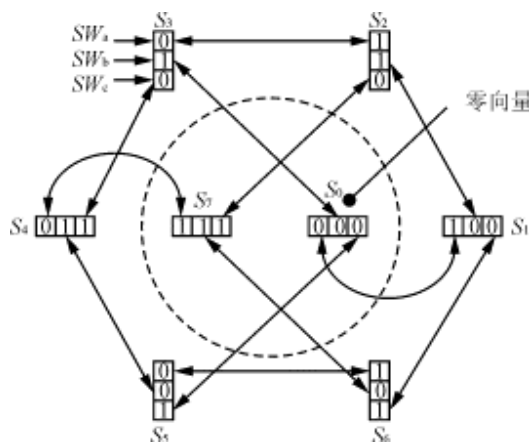
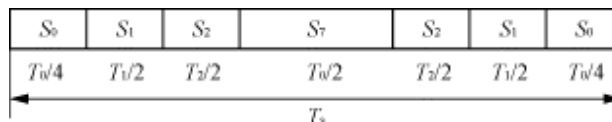
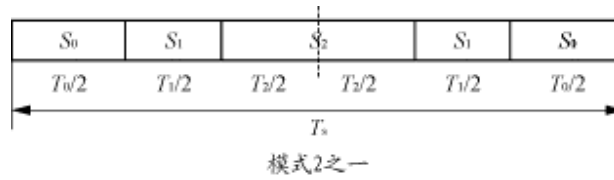


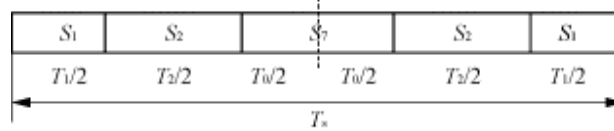
图2 电压空间矢量开关模式图



(a) 模式1



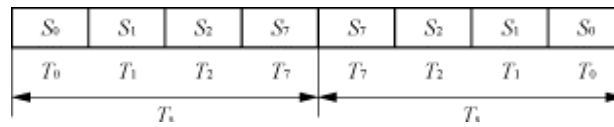
模式2之一



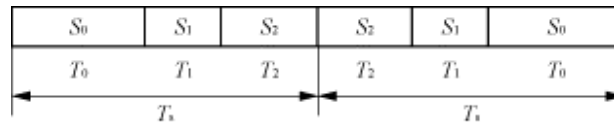
模式2之二

(b) 模式2

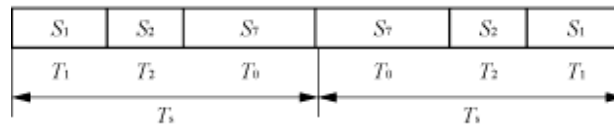
图3 两种对称的优化开关模式



(a) 模式1



模式2之一



模式2之二

(b) 模式2

图4 两种不对称的优化开关模式

## 2 高频SVPWM逆变器的设计

### 2.1 硬件设计

高频逆变电源要求控制器能够在最短的时间内，完成全部控制运算。对各种单片机和DSP的性能进行比较筛选后，本文设计的逆变器数控系统采用TI公司DSP24x系列的最新成员TMS320LF2407A。该芯片具有同类DSP中最优越的一些性能，只需一片TMS320LF2407A即可实现高频SVPWM逆变电源数字控制系统的设计。在TMS320LF2407A时钟输入引脚上接20MHz晶振，后经内部锁相环倍频后得40MHz时钟频率，这样指令执行周期可缩为25ns，较C240DSP速度整整提高了1倍。另外，TMS320LF2407A还具有外部集成度更高，程序存储器更大，A/D转换速度更快的特点，且其独特的空间矢量PWM波形产生电路，更为完成高频SVPWM算法提供了方便，同时可

使数字控制系统最小化。

对于输出频率为1000Hz的逆变器，开关频率至少要在20kHz以上，但是开关频率过高又会给DSP的运算及A/D转换带来压力。另外，死区时间在理想脉宽中所占的比例过大，对调制线性度也会造成不良影响，经权衡，本系统控制周期取为23.8μs，这样采用优化模式1时的开关频率为6的倍数42kHz，而采用优化模式2，开关频率仅为28kHz。普通的IGBT已经无法承受这么高的开关频率，所以，逆变器主电路采用分立MOSFET(1RFP60)组成的三相桥式电路结构。为实现高频信号驱动，和最大地简化电路，硬件设计中除了采用贴片式DSP外，还采用IR公司的高压浮动MOS栅极驱动芯片IR2130。

图5为逆变器系统示意图。实际工作时，DSP在每个控制周期中经A/D采样频率给定信号后，根据V/F控制原理和改进的SVPWM算法，选择优化开关模式，来产生6路PWM信号，经高速光耦隔离后送IR2130驱动6个MOS管来带动一个三相感性负载工作。

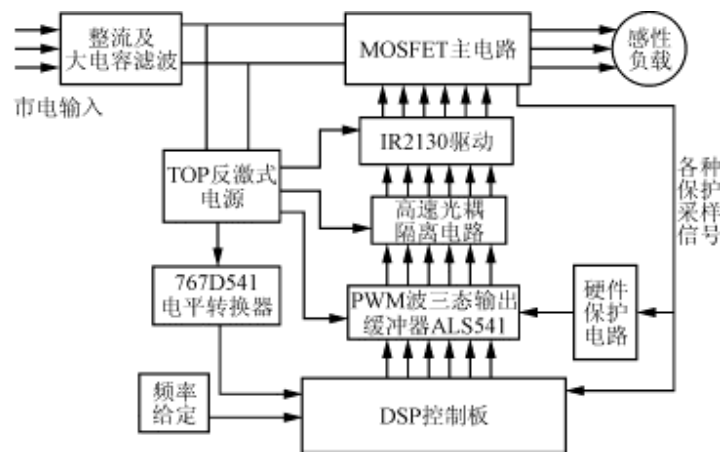


图5 逆变器系统示意图

IR2130为单电源+15V工作；可直接驱动600V高压系统；自带硬件死区和欠压锁定功能与过流保护功能；通过外围自举电路，可同时驱动3个桥臂的6个MOS管。注意到采用图3所示优化开关模式2时，生成的PWM波中会出现一段长时间导通或关断的脉冲信号，这就要求IR2130的自举电容能够提供足够大的驱动电荷，否则，将无法驱动高端MOS管。自举电容所需的最小电容值，可由式（5）计算。

$$C \geq \frac{2 \left[ 2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{lcs(1eak)}}{f} \right]}{V_m - V_r - V_{ls}} \quad (5)$$

式中：Qg为高端器件栅极电荷；

f为工作频率；

Iqbs(max)为高端驱动电路最大静态电流；

Ilbs(1eak)为自举电容漏电流；

$Q_{Is}$ 为每个周期内，电平转换电路中的电荷要求；

$V_{cc}$ 为芯片供电电压；

$V_f$ 为自举二极管正向压降；

$V_{Is}$ 为低端器件压降或高端负载压降。

经计算并取安全余量后，采用 $4.7\mu F$ 的CBB电容作为自举电容。

电路设计中考虑高频逆变器的安全运行，还通过DSP的信号采集，进行过、欠压，过流，过温等保护电路的设计。

硬件系统采用TOPSwitch反激式电源，分别为控制电路，驱动电路，保护电路提供+5V，±15V等5路相互隔离的辅助电源。

## 2.2 软件设计

在软件编写中，根据高频逆变电源的控制要求，全部采用编译效率最高的汇编语言，这样可更有效地利用TMS320LF2407A的高速数据处理能力。同时，软件中尽量使用240x系列DSP的复合指令，如MPYA，SPAC，LTS，DMOV等，以最大程度地精简程序，减小DSP运算量。以下将结合改进的SVPWM算法，分别对两种开关优化模式进行编程。

### 2.2.1 优化模式1的纯软件波形生成法

该法从开关时间参数的计算到输出向量的选取，全部采用软件实现。软件由三部分组成，即主程序，定时器周期中断子程序和保护中断子程序。主程序负责各种初始化工作；保护子程序完成故障监控和故障处理功能。程序主体为定时器周期中断子程序，负责完成SVPWM的改进算法及模式1的PWM波输出。程序流程图如图6所示。

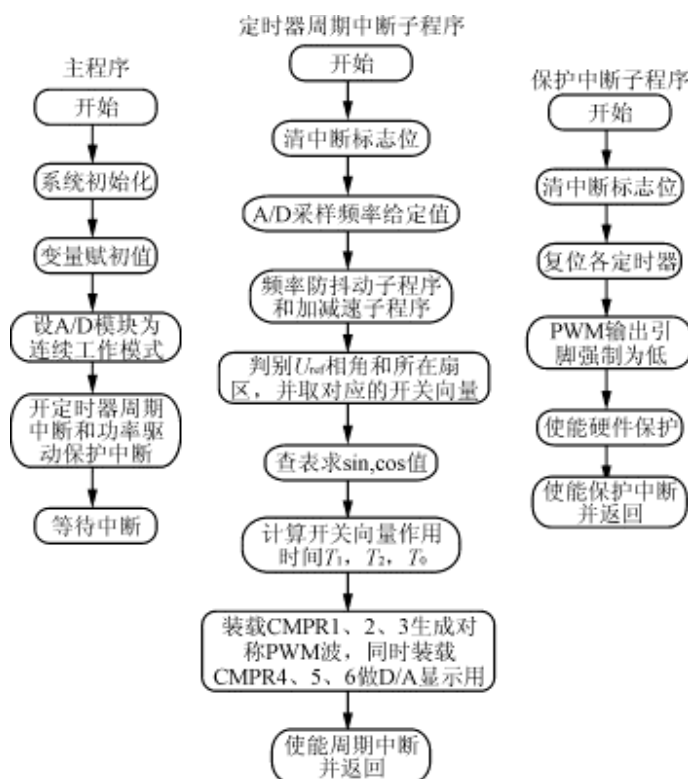


图6 程序流程图

### 2.2.2 优化模式2的混合波形生成法

为实现优化模式2的开关动作，可利用TMS320LF2407A内部极大简化的电压空间矢量PWM波形产生硬件电路，即软件结合集成硬件的混合波形生成法。在软件中只要对相应的控制寄存器进行设置即可。必须添加的步骤如下：设置COMCONA寄存器使DSP工作于空间矢量PWM模式；查表并将每个控制周期中初始向量（UX）的开启方式写入到ACTRA.14~12位中，如U1的写入值为（100）；将“1”（“1”表示参考向量Uref为顺时针旋转，“0”表示Uref为逆时针旋转）写入ACTRA.15中；最后将T1/2写入到CMPR1寄存器，将（T1+T2）/2写入到CMPR2寄存器。这样，空间矢量PWM波形产生硬件电路将根据初始向量和参考向量的旋转方向，自动选择模式2所示的优化开关组合。

## 3 实验结果分析

为验证本文提出的SVPWM改进算法和两种优化开关模式的实际效果，首先进行了MATLAB仿真验证。控制系统仿真模型如图7所示。由于数字化SVPWM逆变器模型实为一个离散控制系统，所以采用MATLAB中的S函数编程，来模拟SVPWM离散算法，只要改变S函数输出向量的时间和顺序就可分别实现两种优化开关模式的控制仿真，图7中cqc模块为S函数模块。

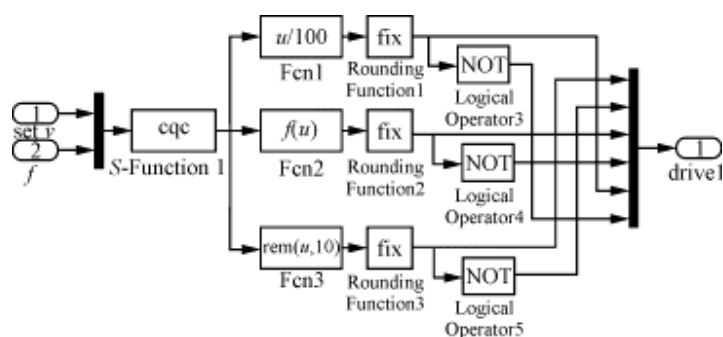


图7 控制系统仿真模型

图8及图9分别为感性负载下两种优化模式在1000Hz输出时的仿真波形。其中 $u_{an}$ 及 $u_{bn}$ 为经过一阶RC滤波后的相电压波形， $u_{ab}$ 为RC滤波后的线电压波形， $i_{s-a}$ 为对应电流波形。由仿真波形可见，采用开关优化模式1时，相电压为典型的马鞍波形，其对应的线电压、线电流谐波含量很小，不过在一个采样周期中开关次数较多。而采用优化模式2时，相电压中出现了微小畸变，使得输出线电流谐波含量增加，但是它的开关损耗仅为前面的67%，这将有利于高频逆变器向更高的控制频率发展。可见二者各有优缺点。

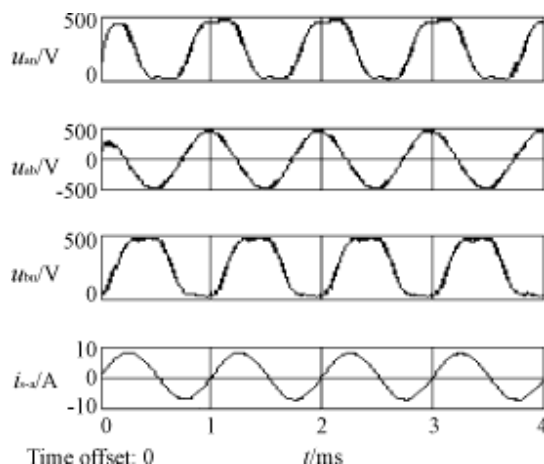


图8 优化模式1仿真波形（1000Hz）

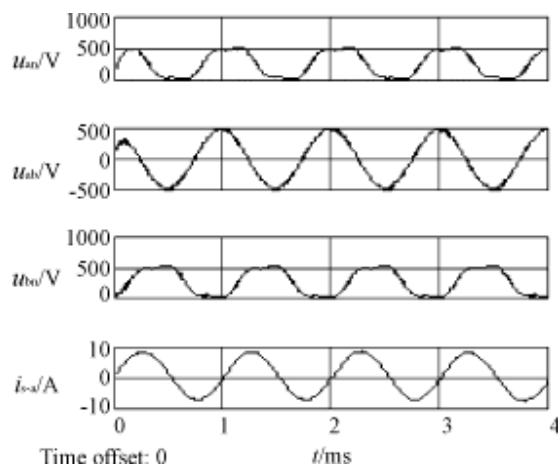


图9 优化模式2仿真波形 (1000Hz)

图10及图11为在TMS320LF2407A最小控制系统下的实验波形,可见与仿真波形相似。实验样机设计输出功率为 $2000V \cdot A$ ,输入是220V, 50Hz单相交流电,输出为可在0到1000Hz连续变化的三相交流电。由于IR2130自带 $2\mu s$ 的死区,使得模式2的PWM波形不再具有对称性,这导致了实验中输出相电压马鞍波形畸变得更大些。但从线电压,线电流上看,两种方法所输出的波形均具有很高的正弦性。

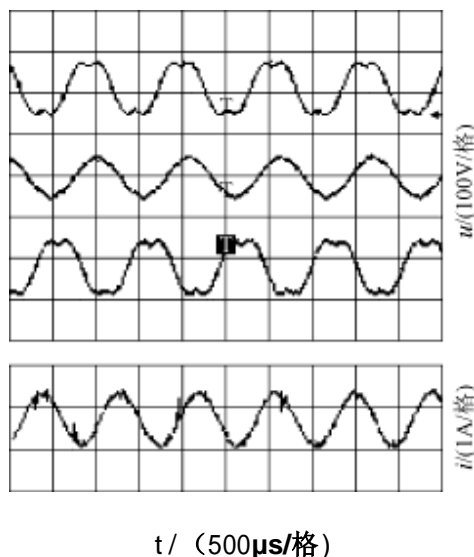


图10 纯软件SVPWM波形生成法实验波形 (1000Hz)

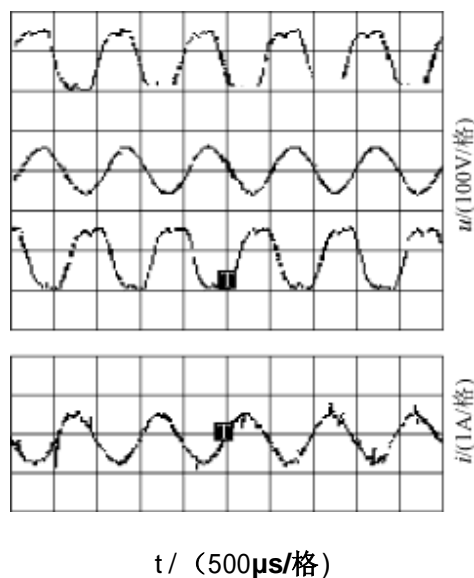


图11 混合SVPWM波形生成法实验波形 (1000Hz)

另外, 经过计算可知, 改进SVPWM算法后, 采用两种开关优化模式的周期中断子程序, TMS320LF2407A均可在 $7.2\mu\text{s}$ 内执行完毕, 而控制周期为 $23.8\mu\text{s}$ , 这就为DSP完成其他更复杂的电机控制程序预留了足够的程序处理时间。

#### 4 结语

实验证明改进SVPWM算法后, 本文所设计的基于TMS320LF2407A的高频SVPWM逆变电源样机, 在采用两种优化开关模式后, 不但具有直流电压利用率高, 软件开发周期短等优点, 而且还可达到提高输出波形质量和减少开关损耗的效果, 具有一定的实用价值。

#### 作者简介

陈常清(1978—), 男, 南京航空航天大学电气工程系电力电子与电力传动专业在读硕士研究生, 主要研究方向为数字化逆变电源技术。