基于 DSP-FPGA 的 SVPWM 细分优化算法的实现

郑 飞，彭 飞，费树岷，周杏鹏
（东南大学，江苏 南京 210096）

摘要：提出一种空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation，简称 SVPWM)细分优化算法。采用尽可能多条边的正多边形对磁场圆进行细分，并对细分后的 SVPWM 脉冲进一步优化，有效消除了窄脉冲。然后通过 Matlab 离线计算，并基于 DSP-现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array，简称 FPGA)实现该算法。交流调速实验表明，该算法不仅易于数字化实现，便于实时控制，而且具有良好的控制效果。

关键词：空间矢量脉宽调制；细分优化；离线计算；实时控制
中图分类号：TN787　　**文献标识码**：A　　**文章编号**：1000-100X(2010)08-0039-02

The Realization of Subdivision and Optimization SVPWM Algorithm Based on DSP-FPGA

ZHENG Fei, PENG Fei, FEI Shu-min, ZHOU Xing-peng
(*Southeast University*, *Nanjing* 210096, *China*)

Abstract: A subdivision and optimization space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm is proposed. In this method, the flux circle is subdivided into more parts by regular polygon and the SVPWM pulses are further optimized to eliminate narrow pulses. Furthermore, this method is realized based on DSP-FPGA after calculating off-line on Matlab. The AC motors speed-regulating experimental results indicate that the proposed algorithm is easy to realize for digitalization and real-time control, and has a good control performance.

Keywords: space vector pulse width modulation; subdivision and optimization; calculating off-line; real-time control
Foundation Project: Supported by National Natural Science Foundation of China (No.6508001479)

1 引 言

空间矢量脉宽调制(SVPWM)以其控制简单、数字化容易、电压利用率高、电流波形畸变小、转矩脉动低等优点，在交流电机调速领域得到广泛应用[1-4]。SVPWM 控制原理利用逆变器各桥臂开关控制信号的不同组合，使逆变器输出电压矢量运行轨迹尽可能接近圆形。传统的 SVPWM 调制技术多采用三相到两相的坐标变换，通过三角函数计算矢量时间，利用反正切求矢量相角，通过矢量分解确定扇区的基本矢量，算法复杂且对磁链圆的逼近程度较低。

在此，提出了一种简单直观，且能够对磁链圆用正多边形进行任意细分的 SVPWM 调制方法。给出了 SVPWM 细分优化的计算方法及其在 DSP-FPGA 系统中的实现过程，最后将其成功应用在交流调速系统中，并给出使用该方法在不同频率下系统带感应电机的实验效果。

2 SVPWM 细分算法及其优化

2.1 细分算法的提出

传统 SVPWM 算法相当于用正六边形去逼近圆形。为使逆变器输出电压矢量的运行轨迹更加逼近圆形，可用更多条边的正多边形对圆进行细分。由于所有用于逼近圆的正多边形的边均可用基本电压矢量线性表示，因此，对正多边形的每条边，可通过几何方法分解为组成其基本矢量的长度，即为相应开关状态所持续的时间，这就是 SVPWM 细分算法。

当需要改变逆变器输出电压幅值时，只需采用零矢量插入的方法，即按比例减少基本电压矢量 $\boldsymbol{U}_1$ 和 $\boldsymbol{U}_2$ 的作用时间 T_x，T_y，同时插入一定时间长度的零矢量使各扇区所占时间不变。插入零矢量的原则为：SVPWM 相邻两状态切换时只有一个桥臂的输出状态发生变化，即两个相邻电压矢量间只有一位的差别。若在插入零矢量前，相邻扇区 I 和 II 的矢量分配为 $\boldsymbol{U}_2(110)\rightarrow\boldsymbol{U}_1(100)\rightarrow\boldsymbol{U}_2(110)\rightarrow\boldsymbol{U}_1(100)$，插入零矢量后的分配情况应变为 $\boldsymbol{U}_7(000)\rightarrow\boldsymbol{U}_1(100)\rightarrow\boldsymbol{U}_2(110)\rightarrow\boldsymbol{U}_8(111)\rightarrow\boldsymbol{U}_2(110)\rightarrow\boldsymbol{U}_1(100)\rightarrow\boldsymbol{U}_7(000)$，同理可得其他区扇区内电压矢量的分配情况。

采用正 48 边形逼近圆形，通过基本电压矢量的组合分别表示 48 边形的每一条边。基本电压矢量经重新分配后的电压矢量运行轨迹如图 1 所示。

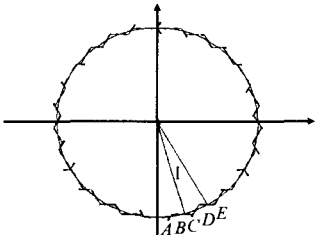

图 1　正 48 边形电压矢量运行轨迹

基金项目：国家自然科学基金资助项目(6508001479)
定稿日期：2009-11-26
作者简介：郑 飞(1982-)，男，湖北天门人，博士，研究方向为光伏并网发电控制技术。

若逆变器开关器件的开关频率足够高，可按照以上细分思想对理想的圆形电压矢量轨迹进一步细分。

2.2 基于 Matlab 的算法实现

通过编写程序可在 Matlab 中计算出各基本电压矢量作用的时间。如图 1 所示，扇区 I 内的 48 边形的一条边可由 $\boldsymbol{U}_1$ 与 $\boldsymbol{U}_2$ 线性表示。设理想电压矢量轨迹圆半径为 1，以正多边形中心为坐标原点建立平面直角坐标系，则在平面空间的扇区 I 内，$\boldsymbol{U}_1$ 坐标为(1,0)，$\boldsymbol{U}_2$ 坐标为$(1/2,\sqrt{3}/2)$，正 48 边形顶点坐标为 $A(0,-1)$，$B(\sin7.5°,-\cos7.5°)$，$C(\sin15°,-\cos15°)$，$D(\sin22.5°,-\cos22.5°)$，$E(\sin30°,-\cos30°)$。正 48 边形的边 AB，BC，CD，DE 均由 $\boldsymbol{U}_1$，$\boldsymbol{U}_2$ 线性表示为：

$$\begin{cases} B=A+x_1\boldsymbol{U}_1+y_1\boldsymbol{U}_2\ ,\ C=B+x_2\boldsymbol{U}_1+y_2\boldsymbol{U}_2 \\ D=C+x_3\boldsymbol{U}_1+y_3\boldsymbol{U}_2\ ,\ E=D+x_4\boldsymbol{U}_1+y_4\boldsymbol{U}_2 \end{cases} \tag{1}$$

扇区 I 内，各开关状态作用时间 T_x，T_y 分别为：

$$T=\sum_{i=1}^{4}(x_i+y_i),\quad T_{xi}=\frac{1}{12fT}x_i,\quad T_{yi}=\frac{1}{12fT}y_i,\quad i=1\sim4 \tag{2}$$

式中：T 为扇区 I 内开关状态总作用时间；f 为调制信号频率。

当 f=50 Hz 时，由式(1)，(2)解得扇区 I 内，各开关状态作用时间依次为：T_{x1}=0.363 ms，T_{y1}=0.029 ms，T_{x2}=0.085 ms，T_{y2}=0.328 ms，T_{x3}=0.287 ms，T_{y3}=0.140 ms，T_{x4}=0.193 ms，T_{y4}=0.242 ms。同理可得在其他调制频率下，基本电压矢量在其他扇区的分配情况。

2.3 波形优化

通常在正多边形每条边开始或结束时均插入零矢量，当采用正 48 边形逼近理想圆形电压轨迹时，需插入 48 个零矢量，每个桥臂上增加了 32 个开关状态，即 16 个脉冲。若调制度较高，则零矢量变得很窄。图 2a 示出调制度为 90%的单向输出波形，可见其中掺入大量窄脉冲，从而提高了功率器件开关频率。因此必须对零矢量的分配进行优化设计。

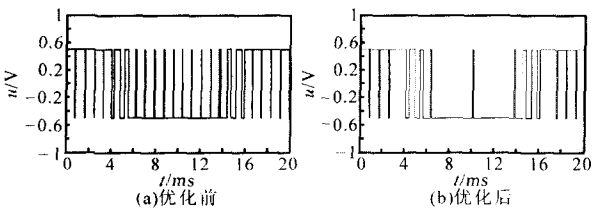

图 2 优化前后的 SVPWM 波形

提出将每两个边或多个边合为一组，每组之间插入零矢量的方法。因为若每两条边插入一个零矢量，可使窄脉冲个数减少一半，窄脉冲宽度增加一倍，所以有效降低了开关器件的最高开关频率，减少了开关损耗。图 2b 示出优化后的波形，可见图 2a 中的窄脉冲被有效消除。

3 SVPWM 硬件实现

3.1 总体设计

使用 TMS320F2812 型 DSP 和 EP2C5T144C8 型 FPGA 构成完整的交流电机数字控制系统，由 DSP 通过控制算法计算出 SVPWM 的频率和幅值，发送给 FPGA，FPGA 使用上述细分优化算法，发出相应的 SVPWM 信号来控制逆变器各桥臂开关的通断。总体结构如图 3 所示。

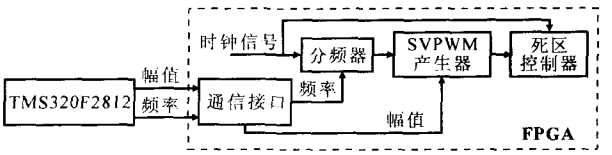

图 3 SVPWM 控制器的组成

由于 SVPWM 细分优化算法包含大量数学运算，因此，最好的解决方法是通过 Matlab 离线计算，将计算的结果即各分区中基本电压矢量的作用时间存入 FPGA，从而极大地减轻数字系统的负担，增强系统控制的实时性。根据从上到下的设计原则，如图 3 所示，FPGA 软件包含通信接口、分频器、SVPWM 发生器、SVPWM 输出译码器、死区控制器 5 个模块。

分频器输出频率和 SVPWM 发生器输出幅值由通信接口给定，分频器将 40 MHz 的系统频率分频输出给 SVPWM 发生器，由于死区控制器需要精确控制死区时间，故采用 40 MHz 的系统频率。SVPWM 发生器采用分频器输出信号作为时钟信号，输出相应的基本矢量，译码器将基本矢量译为逆变器桥臂上的开关控制信号，输出给死区控制器，死区控制器将开关控制信号添加死区后输出。

3.2 软件流程

FPGA 中通信接口、分频器和输出译码器 3 个模块相对较简单，故在此主要阐述 SVPWM 发生器和死区控制器两模块的 FPGA 软件实现方法。

3.2.1 SVPWM 发生器

对于底层元件，采用有限状态机设计方法，将一个周期内所有状态及其对应的时间放入数组中。再定义时间轴指针信号变量 i 和状态变换的指针信号 x，每当时钟上升沿来临时 i 自加，若 i 与 x 重合则切换到下一状态，同时将下一状态变换点的值赋予 x，但要注意跳过持续时间为零的状态。这样，只需改变时钟的频率即可对 SVPWM 进行调频，不存在整型变量运算的量化误差。按一定比例减小有效状态的持续时间，同时延长零状态矢量的持续时间便可改变 SVPWM 的输出幅值。具体算法流程如图 4 所示。

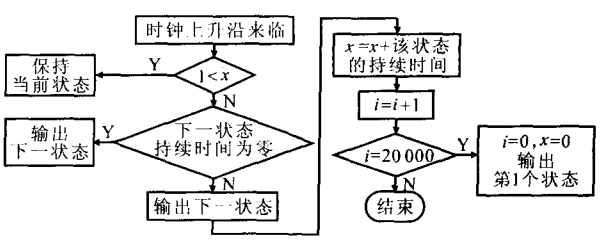

图 4 SVPWM 发生器软件流程

(下转第74 页)

前，电抗器处于稳定运行状态，阻抗值为 15 Ω，有效地跟踪了给定电抗，在 1.05 s 时将电抗器阻抗的给定值改为 8 Ω，由图可见，在约 1.1 s 时，电抗器再次进入稳定状态，阻抗值为 8 Ω。

6 结 论

负载可调的变压器式可控电抗器因其优越的性能而具有广泛的应用前景。但就目前的控制系统而言，控制电感时需首先确定变压器的本体参数，这不利于电抗器的推广应用，同时逆变桥直流侧电压对电抗器的性能也有很大的影响。针对上述问题，采用谐振模块与延时模块构成基波分量的提取模型，利用该模型提取电抗器初级电流、电压的基波分量，实现了电抗器电感的在线监测，并以此作为电抗器次级电流同相分量的调整依据，因此该控制系统在不依赖变压器本体参数的情况下能有效控制电抗器的电抗值。还分析了次级绕组电流的垂直分量与电抗器逆变器直流电容电压的关系，及该电流分量对电抗器性能的影响，提出了采用滞环方式，通过控制次级电流的垂直分量实现对逆变桥直流电压的控制，从而减小了垂直电流分量对电抗器性能的影响。同时由于控制系统中次级电流的同相分量和垂直分量均为基波分量，这样减小了电抗器初级电流的谐波分量对电抗器性能的影响。通过仿真验证了所提基波分量提取模型的有效性，同时通过实验验证了所设计的控制系统能快速、准确地控制电抗器的等效电感和逆变桥直流侧的电容电压。

参考文献

[1] 李达义，陈乔夫，贾正春.基于磁通可控的可调电抗器的新原理[J].中国电机工程学报，2003，23(2)：116-120.
[2] 李达义，陈乔夫，薛建科，等.基于基波磁通补偿的三相有源电力滤波器[J].电力系统自动化，2003，27(11)：48-52.
[3] 张 允，邹云屏，吴振兴，等.励磁电流补偿方法的电流控制型单相电压恢复器的仿真研究[J].中国电机工程学报，2008，28(22)：152-158.
[4] 程 路，陈乔夫，张 宇，等.基于变压器可控负载原理的新型消弧线圈[J].电力系统自动化，2006，30(21)：77-80.
[5] 程 路，陈乔夫，张 宇，等.变压器负载可控的新型自动调谐消弧线圈[J].高电压技术，2007，33(6)：50-54.
[6] 同向前，申 明，吴庆范.电阻与电感独立可控的有源电抗器[J].电工技术学报，2007，22(10)：55-59.

(上接第 40 页)

3.2.2 死区控制器

由于 IGBT 并非理想开关，开通和关断都需要一定的时间，所以为了避免产生直通损坏桥臂，必须设置死区。死区控制器仍然采用有限状态机的设计思想，设计思路为：当逆变器开关状态发生变化时，先将状态发生变化的桥臂彻底关断，然后切换至相应状态。具体算法流程如图 5 所示。

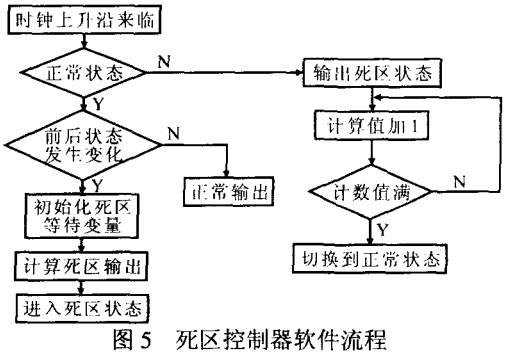

图 5 死区控制器软件流程

4 实验验证

为验证所提出 SVPWM 细分优化算法在实际应用中的效果，特基于 DSP-FPGA 控制一台电压型三相逆变器带 120 W 交流电机进行实验。在直流母线电压为 311 V 时，输出交流线电压可达 260 V 以上，而在相同情况下使用 SPWM 控制，输出交流线电压仅约为 220 V。

可见在该实验中，SVPWM 调制方法的电压利用率比 SPWM 约高 18.2%。电机运行在 50 Hz，25 Hz 时，逆变器输出线电压波形如图 6 所示，示波器波形幅值为实际波形比例压缩 30 倍所得。

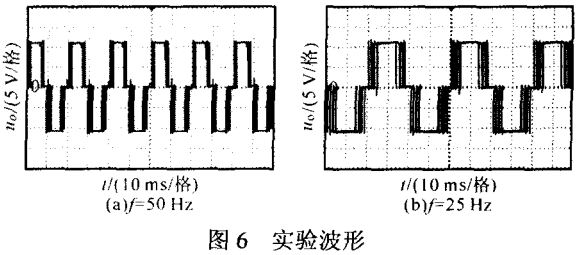

图 6 实验波形

5 结 论

提出了一种 SVPWM 细分优化方法，并通过 Matlab 离线计算及 DSP-FPGA 将该算法成功应用于交流电机调速系统。与传统的 SVPWM 调制方法相比，该方法简单，占用硬件资源少，实时性强，实验证明其控制效果良好。

参考文献

[1] 梅从立，刘国海，廖志凌.空间矢量 PWM 谐波分析及其对电机转矩的影响[J].微特电机，2004，32(7)：16-19.
[2] 于 飞，张晓锋，李槐树，等.一种简单的直接数字式空间矢量 PWM 实现方法[J].海军工程大学学报，2005，17(1)：71-75.
[3] 周卫平，吴正国，唐劲松，等.SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系[J].中国电机工程学报，2006，26(2)：133-137.
[4] 邢绍邦，赵克友.电压型 SVPWM 算法及其仿真[J].微特电机，2007，35(5)：26-28.