

基于 gh 坐标系的三电平变频器SVPWM混合调制策略

传统多电平SVPWM存在计算复杂的问题,为提高计算的实时性,提出了基于非正交 gh 坐标系的简化算法,此算法无须扇区判断即可避免复杂的三角函数运算,易于实现多电平系统的实时控制。基于对SVPWM开关序列多样性的分析,提出一种多模式SVPWM的混合调制策略。通过不同工况下13段式调制、7段式调制及5段式调制的切换,实现一种具有窄脉冲消除、中性点平衡性好及电压利用率高等优势的SVPWM优化算法。分别通过仿真及实验验证算法的有效性及可行性。

李凯锋 朱春毅 邢卫宏 杨 培/冶金自动化研究设计院

0 引言

冶金行业中,以轧机、水泵和风机为代表的大功率设备对传动控制的快速性、稳定性及可靠性要求极高。这些设备调速范围宽,需要变频器在全调制范围内具有很好的输出特性^[1]。在其控制系统中,调制算法对电能输出特性的控制具有极其关键的作用。其中,SVPWM作为一种实时调制技术,自1982年德国学者Holtz提出电压空间矢量的概念之后便得到了快速的发展,1968年H W Von Der Broeck将其成功应用于两电平的控制,目前已广泛应用于多电平变频器系统的控制^[2]。

随着电平数的增加,SVPWM算法的复杂程度也相应增加,不利于高性能变频器的实时控制。为简化多电平SVPWM算法,文献[3]提出一种基于 gh 坐标系的计算简化方式,但其仍对空间矢量图进行大扇区及小扇区的划分,且其逻辑判断过于烦琐。大多文献中并未提出开关

序列的实现方法,本文对简化算法进行详细分析,并提出了基于 gh 坐标系的无须查表的触发脉冲统一实现方法。充分利用各电压矢量的冗余状态来分配开关顺序,提高输出的电压质量。本文综合各种开关序列的优势,在全调制范围内采用多种模式SVPWM的混合调制,并对不同模式调制算法切换过程可能出现的电压跳变问题提出解决方案。

1 基于GH坐标系的简化算法

传统的基于 $\alpha\beta$ 坐标系的三电平SVPWM算法首先根据参考电压确定其在扇区,然后通过幅秒平衡原理计算出各作用矢量的时间。整个过程涉及到三角函数的计算,对于复杂的多电平调制算法,作用时间的求解计算会影响到系统的实时控制。

由于空间矢量的分布可以自然地形成正三角形,因此通过非正交的 gh 坐标系可使所有开关矢量都有整数坐标,大大减小了计算的复杂程度^[4]。令 g 轴与 a 轴同向,按逆时针旋转 60° 得到 h 轴, gh 坐标系中的坐标与三相静止坐标系的变换关系为

$$\begin{pmatrix} U_{rg} \\ U_{rh} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

式中, U_{rg} 、 U_{rh} 为GH坐标系坐标; U_a 、 U_b 和 U_c 为三相电压,以小矢量长度将其标准化,可得到经变换后 gh 坐标系下的空间矢量图,如图1所示。

现以图1中参考矢量为例,分别对参



李凯锋/硕士研究生

关键词/Keywords

三电平·
GH坐标系·
SVPWM·
混合调制·

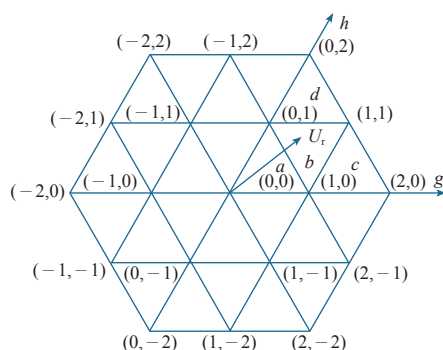


图1 GH坐标系下的空间矢量图

考矢量的坐标进行入整运算和舍整运算, 可得到参考矢量所在的平行四边形的坐标, 四点坐标表达式分别为

$$\begin{cases} \mathbf{U}_{ul} = \begin{pmatrix} \bar{U}_{rg} & \bar{U}_{rh} \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix}^T \\ \mathbf{U}_{lu} = \begin{pmatrix} \underline{U}_{rg} & \bar{U}_{rh} \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix}^T \\ \mathbf{U}_{uu} = \begin{pmatrix} \bar{U}_{rg} & \bar{U}_{rh} \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} 1 & 1 \end{pmatrix}^T \\ \mathbf{U}_{ll} = \begin{pmatrix} \underline{U}_{rg} & \underline{U}_{rh} \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix}^T \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\mathbf{U}_{ul}$ 、 $\mathbf{U}_{lu}$ 、 $\mathbf{U}_{uu}$ 和 $\mathbf{U}_{ll}$ 分别为入整运算及舍整运算的基本空间矢量; $\bar{U}_{rg}$ 、 $\bar{U}_{rh}$ 为入整运算; $\underline{U}_{rg}$ 、 $\underline{U}_{rh}$ 为舍整运算。

按照最近三矢量合成原则, 需要去除其中一个矢量, 由图1可知, $\mathbf{U}_{ul}$ 、 $\mathbf{U}_{lu}$ 必为参考矢量的基本作用矢量, 通过判断目标坐标在以 $\mathbf{U}_{ul}$ 、 $\mathbf{U}_{lu}$ 为端点的线段哪一侧, 可得其所在三角形, 即判断如下

$$\mathbf{U}_{rg} + \mathbf{U}_{rh} - (\mathbf{U}_{ulg} + \mathbf{U}_{ulh}) \quad (3)$$

若式(3)为正, 则第三作用矢量为 $\mathbf{U}_{uu}$; 若为负, 则第三作用矢量为 $\mathbf{U}_{ll}$ 。判断出作用矢量后, 同样根据幅秒平衡原理对各矢量作用时间进行计算, 即

$$\begin{cases} U_r = d_{ul}\mathbf{U}_{ul} + d_{lu}\mathbf{U}_{lu} + d_3\mathbf{U}_3 \\ 1 = d_{ul} + d_{lu} + d_3 \end{cases} \quad (4)$$

式中, $\mathbf{U}_3$ 为 $\mathbf{U}_{uu}$ 或 $\mathbf{U}_{ll}$; d_{ul} 、 d_{lu} 和 d_3 分别为三基本矢量作用时间的占空比, 通过计算可得两种情况下的占空比分别为

$$\begin{cases} d_{ul} = U_{rg} - U_{llg} \\ d_{lu} = U_{rh} - U_{llh} \\ d_{ll} = 1 - d_{ul} - d_{lu} \end{cases} \quad (U_3 = \mathbf{U}_{ll}) \quad (5)$$

$$\begin{cases} d_{ul} = U_{uuh} - U_{rh} \\ d_{lu} = U_{uug} - U_{rg} \\ d_{ll} = 1 - d_{lu} - d_{ul} \end{cases} \quad (U_3 = \mathbf{U}_{uu}) \quad (6)$$

通过上述方式可避免扇区判断及三角函数运算, 只需对坐标函数进行解算即可得到gh坐标系空间矢量所对应的开关状态, 设矢量对应开关状态分别为 S_a 、 S_b 和 S_c , 令其满足以下方程

$$\begin{cases} S_a = i \\ S_b = i - U_g \\ S_c = i - U_g - U_h \end{cases} \quad S_a, S_b, S_c \in [-1, 1] \quad (7)$$

通过 i 取值的变换可以得出矢量对应的所有开关状态, 其中大矢量和中矢量均只有一组可行解, 小矢量存在两组解, 零矢量存在三组解。

多电平SVPWM开关状态表的编写过程复杂且容易出现编写错误, 本文提出一种无须查表的开关序列设计方法。首先将开关矢量的三相值相加, 并对其结果进行降序排列, 第一扇区内的排序结果如表1所示。

表1 不同区域中的开关状态之和排序

三角形区域	开关状态降序排列
A	PPP PPO POO OOO OON ONN NNN
B	PPO POO PON OON ONN
C	POO PON PNN ONN
D	PPO PPN PON OON

根据表1可以看出, 经排序后每相的开关状态变化趋势均为从P到O或从O到N, 根据此特性可以对电平跳变时刻进行不同情况下的分析。为消除偶次谐波的干扰, 可采用PN交替的发波方式, 引入变量flag, P型小矢量首发时flag置1, N型小矢量首发时flag为-1。由于P型小矢量POO三相之和为1, N型小矢量OON三相之和为-1, 根据角度对flag进行分配, 当上述排列的开关状态之和与flag相等时, 即确定出当前采样时刻首发矢量的开关状态。然后通过首发矢量及PN状态的选取得到采样周期内中间时刻的开关状态。根据初始时刻和中间时刻电压状态的不同, 可分别按式(7)对电压跳变时刻进行求解, 即

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\text{comp}} = \sum_0^m V_j t_j k_j \quad (P-O) \\ T_{\text{comp}} = \sum_0^m (1-V_j) t_j k_j \quad (O-P) \\ T_{\text{comp}} = \sum_0^m (1+V_j) t_j k_j \quad (O-N) \\ T_{\text{comp}} = -\sum_0^m V_j t_j k_j \quad (N-O) \end{array} \right. \quad (8)$$

式中, T_{comp} 为电压跳变时刻; m 为常数, 7段式调制中取3; V_j 为开关状态, 若为P型小矢量首发, 则 V_j 为按上述降序排列中以首发矢量为起点的正序开关状态, 若为N型小矢量首发, 则 V_j 为按上述降序排列中以首发矢量为起点的负序开关状态; t_j 为 V_j 矢量对应的作用时间; k_j 为时间分配因子, 根据发波方式可有不同的设计, 本文所采用的分配因子如表2所示。

表2 不同调制方式下的分配因子

j	1	2	3	4	5	6
13段	0.2	0.25	0.25	0.2	0.25	0.25
k_j 7段	0.25	0.5	0.5	—	—	—
5段	0.5	0.5	1	—	—	—

分别对abc三相进行上述计算, 即可得到每相的电压跳变时间, 将上述计算结果存入DSP比较器中, 并对脉冲输出进行低有效、高有效、强制低及强制高的触发动作设置之后, 即可得到相应的脉冲信号。

2 多模式SVPWM混合调制

由于空间矢量存在不同的冗余状态且不同的状态对变频器性能影响不同, 可通过时间及矢量作用顺序两个自由度的组合对开关序列进行多种设计。为减小调制过程中产生的谐波, 通常采用中心对称的矢量发送顺序。7段式调制以其谐波特性好及中性点电压控制能力强等优势得到了广泛的应用, 但在调制度过低及过高两种情况下的调制性能并不理想, 因此需通过多模式的SVPWM组合实现最优控制。

2.1 13段式SVPWM调制

由于IGCT开通关断时间比较长, 因此最小

脉宽问题必须考虑在内。受最小脉宽的限制, 调制度过低时的输出电压为不可控状态。采用零矢量首发的方式, 理论上可以产生时间任意短的电压, 零矢量的合理利用可以扩大输出电压的可调范围。其存在三种冗余状态: 传统的采取OOO首发的方式, 在一个采样周期内只有单一的P型或N型小矢量作用, 其中性点电压的波动较大^[5]; 以PPP型零矢量首发或NNN型零矢量首发可形成两种新型的13段式发波方法。A三角形区域内NNN首发的发波序列如图2所示。

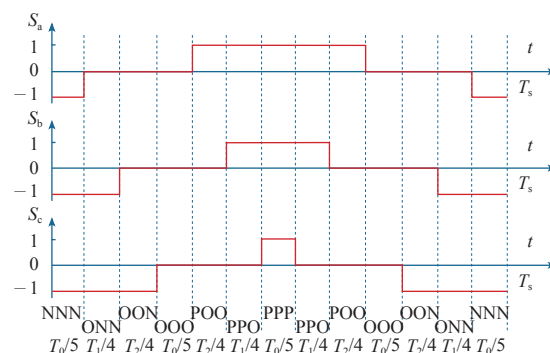


图2 13段式调制开关序列

由于每个扇区的起始和结束矢量均为NNN型, 所以在扇区切换时不存在额外的开关动作, 有效地避免了扇区切换过程中的电压矢量突变。开关状态的高电平时间和低电平时间均包含零矢量作用时间, 占空比不小于20%, 因此不会出现窄脉冲。此PWM波形为双极型调制, 由于各小矢量的冗余状态均被使用, 能在半个周期内抵消直流母线电容的充放电对中性点电压的影响, 因此对中性点电压波动具有很好的抑制作用。

考虑到两种调制方式的电流谐波畸变特性, 此处以 $m = 0.3$ 为零矢量与小矢量算法切换的边界。在 $m < 0.3$ 时采用零矢量 (NNN) 首发的13段式调制; 在 $m > 0.3$ 时采用PN交替的7段式调制。两种调制方式相互切换过程中不允许出现电压两级跳变。当以PPP首发的脉冲切换到N型小矢量首发的脉冲, 或以NNN首发的脉冲切换到P型小矢量首发的脉冲时, 会出现电压的两级跳变。而从NNN跳变到N型小矢量时, 不存在电压跳变, 即仅在N型小矢量首发的情况下进行开关序列的切换, 若采样时不

是N首发，可延时一个采样周期再进行切换。

2.2 5段式SVPWM调制

如上所述，7段式的SVPWM在调制度过高时也会受最小脉宽的限制而不能输出理想波形，调制度达不到理想值，以致直流母线利用率相应降低。最大调制度与最小脉宽满足的关系式为

$$m_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(1 - \frac{2T_{\min}}{T_s} \right) \quad (9)$$

式中， $T_{\min}$ 为最小脉宽； T_s 为采样周期。

在线性调制区内可通过减小最小脉宽和死区时间的方式来提升调制度^[6]。此处采用零矢量重新分配的5段式调制方式，其在开关序列上进行重新设计，在一个采样周期内一相关器件不动作，存在7段式中脉冲作用时间过短的现象。参考电压位于C三角形区域内的发波序列及矢量作用时间分配如图3所示。

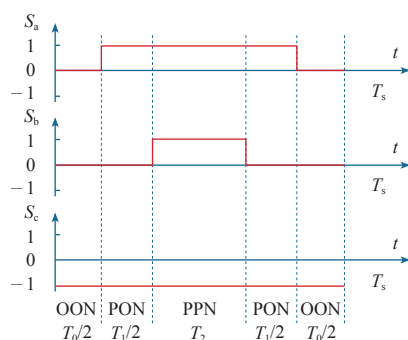


图3 5段式调制开关序列

从图3中可以看出，开关周期内c相一直处于N状态。此状态在7段式调制中，c相为作用时间 $T_0/2$ 的触发脉冲，当 $T_0/2 < T_{\min}$ 时，切换为5段式调制即可实现窄脉宽消除。在一个采样周期内三相桥臂中的IGCT共动作4次，同7段式的6次动作相比减小了1/3，相应器件的开关损耗也等比减小^[7]。因此在大功率低开关频率调制中，5段式调制具有明显优势。本文中5段式调制方式与7段式调制均为小矢量首发的中心对称脉冲，调制方式切换时无电压两级跳变，可实现平滑过渡。并不同于传统的不连续调制DSVPWM，只在扇区中间切换时有两相开关动作，在扇区切换过程中三相开关状态均无动作，其开关损耗进一步减小，且满足 60° 内开

关状态的电压钳位，其对应关系如图4所示。

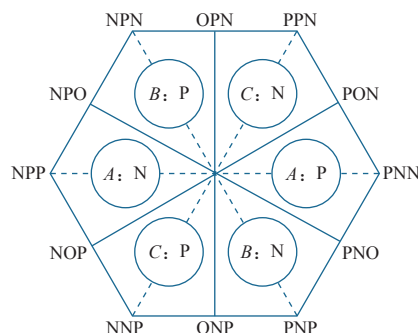


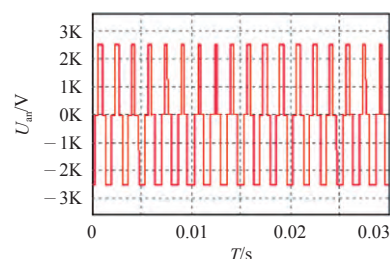
图4 三相电压钳位与空间矢量图对应关系

3 仿真与实验验证

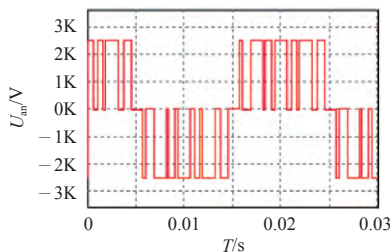
为验证本文提出的计算简化算法和宽输出范围内的SVPWM混合调制算法的有效性，分别通过PSIM仿真环境及基于IGCT的NPC背靠背试验平台对算法进行检验。实验平台主要包括控制柜、机侧功率柜、网侧功率柜、直流斩波柜和水冷柜，其机侧、网侧均为采用5SHY 35L4510的三电平拓扑，可实现能量的双向流动。其网侧交流进线电压为3 300 V，直流母线电压为5 kV，额定容量为5 MW，开关频率为600 Hz。控制系统主要包括采样、主控、通信和输入输出四个部分，其中主控为DSP实现控制算法与FPGA实现脉冲处理相结合的方式，分别对不同调制度下的输出波形进行分析。

首先对比传统的SVPWM与计算简化的SVPWM的运算时间，在相同参数下，同样仿真变频器运行1 s时，通过多次仿真取平均值可以得到传统计算方法需要执行46 s，而基于 gh 坐标系的简化计算方法只需要执行27 s，可见简化计算方法在调制的实时性方面具有明显优势。

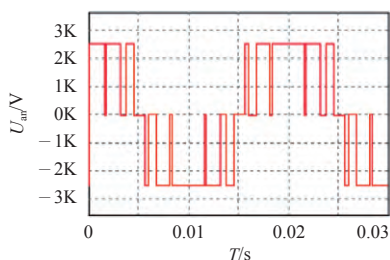
多模式SVPWM混合调制的相电压输出波形如图5所示。由图5a可以看出，13段式调制属于双极性调制，其高低电平作用时间占空比的大小随调制度大小的改变并不明显，有效地避免了窄脉冲的出现。在一个采样周期中PN矢量作用时间相同，中性点电压波动小。由图5c与5b对比可以看出，5段式调制在调制上半周期和下半周期中均有 60° 范围无开关动作，开关频率低于7段式调制，有



(a) 13段式调制a相电压



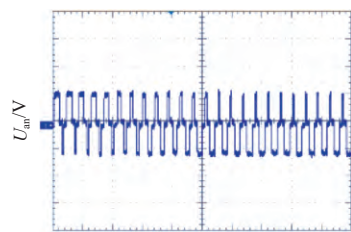
(b) 7段式调制a相电压



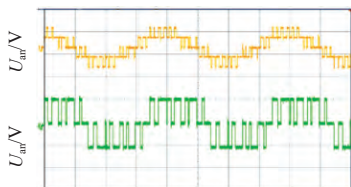
(c) 5段式调制a相电压

图5 输出电压仿真波形

利于减小器件的开关损耗。图6为混合调制在不同工况下的相电压及线电压输出波形，可以看出



(a) 13段式调制输出电压



(b) 7段式调制输出电压

图6 输出电压实验波形

其与仿真波形具有较高的一致性，实验波形比较理想。

4 结束语

本文通过对SVPWM在非正交 gh 坐标系下计算方法的分析，使调制算法计算得到简化，从而具有更高的实时性，并提出一种无须查表的统一发波实现方法。通过矢量作用顺序及作用时间两个自由度的重新设计，得到一种优化的多模式SVPWM混合调制策略。其在低调制度时采用双极性调制，具有无窄脉宽、中性点电压平衡性好的优点；在高调制度时采用5段式调制，具有母线电压利用率高、开关损耗少等优点。

参考文献

- [1] 王雪松, 赵争鸣. 高压变频器在电力和冶金行业的应用现状分析[J]. 电气技术, 2006(8).
- [2] 殷正刚. 大功率三电平逆变器脉宽调制及磁场定向控制的研究[D]. 北京: 中国科学院研究生院, 2012.
- [3] 胡存刚. 多电平二极管箝位型逆变器PWM控制方法及相关问题的研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2008.
- [4] 赵辉, 李瑞, 王红君, 等. 60° 坐标系下三电平逆变器SVPWM方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(24).
- [5] Seixas P F Severo Mendes, M A Donoso-Garcia P. A space vector PWM method for three-level voltage source inverters[J]. Fifteenth Annual IEEE, 2000: 549-555.
- [6] 李时杰. 基于Back-to-Back变流技术的调速系统的研究[D]. 北京: 中国科学院研究生院, 2006.
- [7] Ui-Min Choi, Hyun-Hee Lee, Kyo-Beum Lee. Simple neutral-point voltage control for three-level inverters using a discontinuous pulse width modulation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2013, 28(2): 434-443.

(收稿日期: 2015-12-10) EA