

基于 PWM 分解的三电平逆变器 SVPWM 的 DSP 实现方法

姚文熙, 吕征宇, 费万民

(浙江大学电气学院, 浙江省杭州市 310027)

摘要: 三电平技术在电力输电及中高压变频场合有着广泛的应用前景。文中讨论了三电平逆变器的空间矢量控制技术和基于中点电流方向的中点电压平衡方法, 根据矢量控制与载波技术的内在联系, 提出了矢量控制的分解方法。利用面向控制的 DSP 芯片 (TMS320LF2407A) 内部集成的 2 组三相两电平载波 PWM 单元, 实现了三电平的矢量控制技术。该方法充分利用 DSP 的内部资源, 以单片 DSP 实现三电平电路的矢量控制, 大大降低了控制电路硬件的复杂性, 提高了系统的可靠性。实验证实所提出的方案切实可行、效果显著。

关键词: 空间矢量脉宽调制 (SVPWM); 三电平变频器; 数字信号处理器 (DSP)

中图分类号: TM464

0 引言

新型三电平逆变器采用中点钳位方法^[1]能将每个功率管的耐压限制在直流电压的 1/2, 可以提升直流母线的电压容量近 1 倍。由于比传统的两电平多一台阶, 三电平可以输出阶梯波, 其输出电压谐波含量显著小于两电平。因此, 三电平逆变器在中高压变频调速、有源电力滤波装置和电力系统无功补偿等领域有着广阔的应用前景。

三电平逆变电路的一个技术关键是脉宽调制 (PWM) 的选择与实现。由于三电平电路拓扑比较复杂, 开关管比两电平电路多 1 倍, 如何协调控制这些开关管是三电平电路的一个关键技术。目前两电平电路的 PWM 已经成熟, 而三电平 PWM 本质上与其一致, 因此, 将这些控制方法移到三电平电路是可行的。归结起来, 用于三电平的 PWM 主要有正弦波载波 PWM (SPWM) 和空间矢量 PWM (SVPWM) 以及选择谐波消除 PWM (SHEPWM) 等。SVPWM 相对于其他方法有着电压调制比高、中点电压容易控制、开关次数相对少等优点, 而受到更普遍的应用。

本文简要介绍三电平电路的工作原理和矢量控制技术的实现, 根据三电平电路控制系统要求速度快且 PWM 通道多的特点, 采用美国 TI 公司新型面向控制领域的 DSP 芯片 TMS320LF2407A 作为控制芯片, 利用该 DSP 内部集成的 2 组三相载波

PWM 模块^[2], 将三电平矢量控制方法分解成 2 组两电平载波 PWM 方法^[3], 从而得以采用单片 DSP 芯片实现了三电平电路 SVPWM 的数字控制。该控制方案已在 660 V 电机变频器上实现。

1 三电平逆变电路的矢量调制技术

图 1 所示为三相三电平逆变主电路, 表 1 为各相桥臂的开关状态。

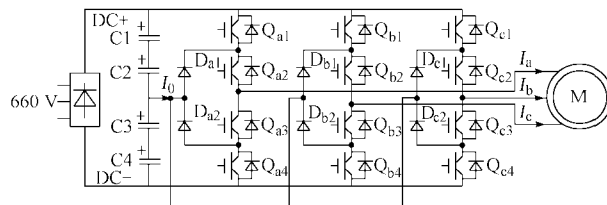


图 1 三电平主电路示意图

Fig. 1 Main circuit of three-level converter

表 1 三电平开关状态
Table 1 Switch states of three-level converter

状态	Q_{x1}	Q_{x2}	Q_{x3}	Q_{x4}
1	开	开	关	关
0	关	开	开	关
-1	关	关	开	开

注: x 为 a, b, c 相。

三电平各相桥臂有 3 种状态: -1, 0, 1, 因此三相共有 27 个空间矢量, 其中有效矢量 19 个。SVPWM 算法产生步骤如下^[4]:

- a. 确定当前矢量的幅值和角度;
- b. 判断矢量落在哪个扇区, 并进一步判断矢量落在哪个小区域;
- c. 确定构成该矢量的实际开关矢量;

收稿日期: 2004-01-09; 修回日期: 2004-02-12。

国家自然科学基金重点资助项目 (50237030ZD); 台达电力电子科教发展基金资助项目。

d. 确定开关矢量的作用时间。

具体矢量计算方法详见文献[4]。本文以图 2 中 I 扇区、F 小区为例,在 F 区中各矢量持续时间为:

$$t_a = 2T_s - KT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$$

$$t_b = 2KT_s \sin \theta$$

$$t_c = 2KT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - T_s$$

式中: t_a, t_b, t_c 分别表示矢量 V_1, V_8, V_7 在一个 PWM 周期内的持续时间; $K = \frac{4\sqrt{3}}{3}A$; A 为输出电压调制比; T_s 为开关周期。

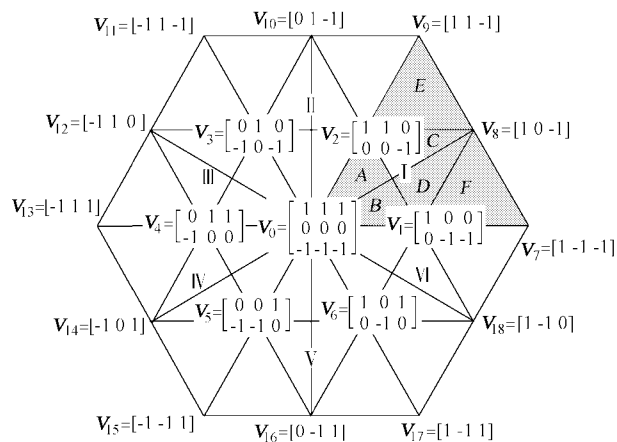


图 2 三电平空间矢量图
Fig. 2 Vector diagram of three-level converter

当三电平主电路出现 0 电平时,外电路对直流侧电容中点注入或抽取电流,从而引起中点电位的浮动。在三电平的 27 个矢量中只有短矢量和中矢量含有 0 电平,会产生中点电流,并且由于短矢量总是成对出现,两者产生的中点电流相反。为分析方便,假设由 0 和 1 组成的短矢量为正短矢量,由 0 和 -1 组成的短矢量为负短矢量。对于短矢量 V_1 ,当输出正矢量 $[1\ 0\ 0]$ 时中点电流为 $-I_a$,当输出负矢量 $[0\ -1\ -1]$ 时中点电流为 I_a 。表 2 列出了选择不同短矢量时中点电流和输出电流的关系(电流正方向如图 1 所标)。因此,可以根据输出电流的方向和中点电位偏移方向来分配短矢量的作用时间,从而调整中点电位的平衡[5]。为计算方便,引进方向函数 S_{Gi} ,赋值见表 2。式(1)、式(2)是采用棒棒控制方式得到的短矢量分配时间:

$$\Delta t = \text{sgn}(|V_{\text{del}}| - |V_{\text{dec}}|) S_{Gi} k t_{ro} \quad (1)$$

$$\begin{cases} t_1 = \frac{t_{ro}}{2} + \Delta t \\ t_2 = \frac{t_{ro}}{2} - \Delta t \end{cases} \quad (2)$$

式中: t_{ro} 为短矢量作用的总时间; k 为平衡因子 ($0 < k < 1/4$); t_1 为正短矢量作用时间; t_2 为负短矢量作用时间。

表 2 不同短矢量下中点电流与输出电流的关系
Table 2 Mid-current based on different short-vectors

短矢量 (作用区域)	I_o	I_o	S_{Gi}
$V_1 \left(-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}\right)$	$-I_a[1\ 0\ 0]$	$I_a[0\ -1\ -1]$	$-\text{sgn}(I_a)$
$V_2 \left(\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right)$	$I_c[1\ 1\ 0]$	$-I_c[0\ 0\ -1]$	$\text{sgn}(I_c)$
$V_3 \left(\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}\right)$	$-I_b[0\ 1\ 0]$	$I_b[-1\ 0\ -1]$	$-\text{sgn}(I_b)$
$V_4 \left(\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}\right)$	$I_a[0\ 1\ 1]$	$-I_a[-1\ 0\ 0]$	$\text{sgn}(I_a)$
$V_5 \left(\frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2}\right)$	$-I_c[0\ 0\ 1]$	$I_c[-1\ -1\ 0]$	$-\text{sgn}(I_c)$
$V_6 \left(\frac{3\pi}{2}, \frac{11\pi}{6}\right)$	$I_b[1\ 0\ 1]$	$-I_b[0\ -1\ 0]$	$\text{sgn}(I_b)$

考虑中点平衡调节后的输出矢量时序如图 3 所示。

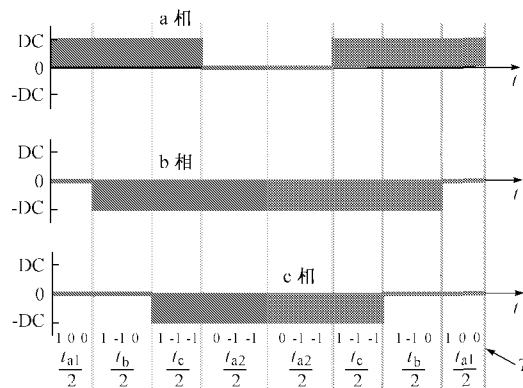


图 3 I 扇区 F 区矢量时序
Fig. 3 Vectors sequence in area F, sector I

2 三电平矢量调制的分解和 DSP 实现

TI 公司推出的 TMS320LF2407A 芯片面向控制领域[2],不仅具有一般 DSP 运算速度快的特点(在控制领域),而且功能齐全,性价比很高。表 3 列出了该款 DSP 在三电平控制中需要用到的功能特点和应用。

表 3 TMS320LF2407A 主要特点和应用
Table 3 Main characteristics of TMS320LF2407A

DSP 的特点	应用
25 ns 的指令周期	三电平 SVPWM 运算 时间小于 $5\ \mu\text{s}$
32k×16 位片内 Flash	存放程序、三电平矢量表
2.5k×16 位片内 RAM	程序运行时临时存储器
16 通道 1 路 A/D 转换,500 ns 转换时间	接收逆变器反馈信号
2 个事件管理器,能输出最多 16 路 PWM 信号,死区可编辑	输出逆变器 PWM 信号

三电平逆变器的反馈电压、电流和电机转速等信号从 A/D 转换器进入 DSP, 经过运算调节后可直接输出 12 路三电平逆变器的 PWM 控制信号, 整个过程仅有 $10 \mu\text{s}$ 延迟, 足以满足开关频率不高于 10 kHz 的中高压变频领域。

DSP 内部集成的全比较单元是面向电机控制领域的 PWM 模块, 它只集成了两电平矢量调制功能, 难以直接运用在三电平控制中。本文利用 DSP 内部的 2 组三相两电平载波 PWM 单元实现三电平逆变器的矢量 PWM。

三电平逆变器中为了减小 EMI, 须保证每次电压跳变是直流电压的一半, 因此, 各相输出电压在同一时间只在 0 和 DC 或者 0 和 -DC 之间变化。以 a 相为例, 当该相输出在 0 和 DC 之间变化时, Q_{a2} 保持导通, Q_{a4} 保持关断, 仅有 Q_{a1} 和 Q_{a3} 轮流导通和关断, 当 Q_{a1} 导通、 Q_{a3} 关断时输出 DC, Q_{a3} 导通、 Q_{a1} 关断时输出 0; 同理, 该相输出在 0 和 -DC 之间变化时, Q_{a3} 保持导通, Q_{a1} 保持关断, Q_{a2} 和 Q_{a4} 轮流导通和关断; 并且为了保证不出现同时有 3 个 IGBT 导通即单管承受全部直流电压的现象, Q_{a1} 和 Q_{a3} 以及 Q_{a2} 和 Q_{a4} 之间需要有死区存在。由此如图 3 所示, F 区的三电平 PWM 输出时序可以分解为 2 组三相两电平 PWM 时序, 如图 4 所示。其中上面 3 组信号为各相输出 0 和 DC 电平, 由 IGBT 开关管 (Q_{a1} , Q_{a3} , Q_{b1} , Q_{b3} , Q_{c1} , Q_{c3}) 组合实现, 此时开关管 Q_{a2} , Q_{b2} , Q_{c2} 保持导通, 而 Q_{a4} , Q_{b4} , Q_{c4} 保持关断; 下面 3 组信号所示各相输出 0 和 -DC 电平, 由 IGBT 管 (Q_{a2} , Q_{a4} , Q_{b2} , Q_{b4} , Q_{c2} , Q_{c4}) 组合实现, 此时开关管 Q_{a3} , Q_{b3} , Q_{c3} 保持导通, 而 Q_{a1} , Q_{b1} , Q_{c1} 保持关断。

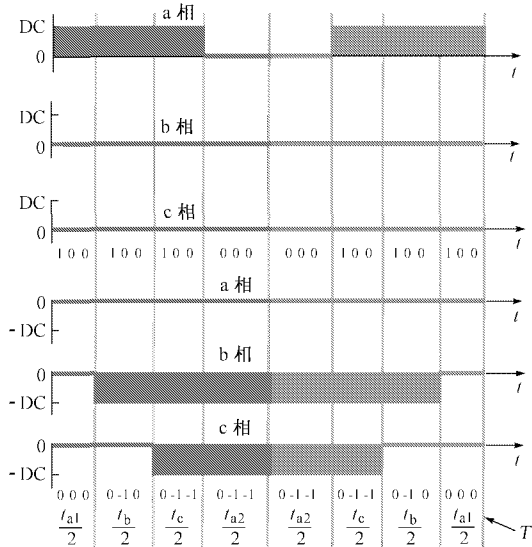


图 4 三电平 SVPWM 调制的分解
Fig. 4 Analysis of three-level SVPWM

利用上述方法将三电平的 PWM 方法看成 2 组两电平的 PWM 方法后, 就可以方便地利用 DSP 内部的 PWM 单元实现三电平的矢量调制。TMS320LF2407A 芯片内部集成了 2 组全比较单元, 可输出 2 个三相全桥的 PWM 信号。全比较单元通过计数器产生三角波或锯齿波等载波信号, 然后根据上文分析计算各开关管的开通占空比, 写入 DSP 的比较寄存器 CMPRx, DSP 会自动生成 PWM 信号。图 5 为 I 扇区 F 小区的 PWM 生成示意图。

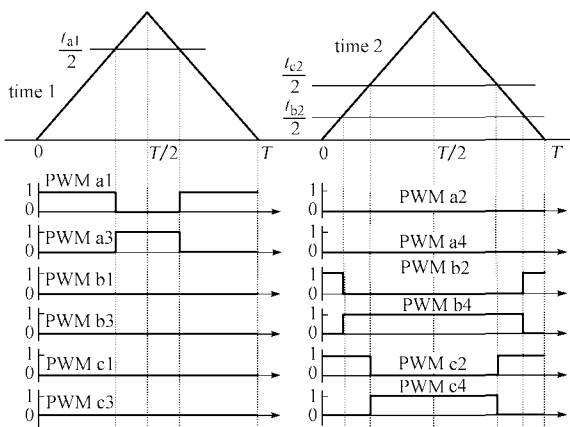


图 5 DSP 的 PWM 单元实现三电平 SVPWM
Fig. 5 Realization of the three-level SVPWM by using the PWM cell of DSP

3 实验结果

用于验证上述控制方案的三电平实验模型主电路如图 1 所示。电路参数如下: $Q_{x1} \sim Q_{x4}$ 为 IGBT (TOSHIBA MG25Q2YS40, 1 200 V, 25 A); $D_{x1} \sim D_{x2}$ 为钳位二极管; C1 ~ C4 为 HCGFA4700MFD 315 V DC; 电机型号为 Y2-100L1-4, 2.2 kW。实验参数如下: 直流电压 930 V; 带电机负载 660 V, 1.5 A; 开关频率 10 kHz; 电机恒 V/F 值调速。实验结果如图 6~图 8。

图 6 是采用本文提到的全数字控制空间矢量法实现的三电平逆变器输出线电压。

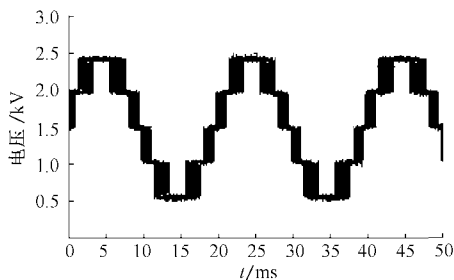


图 6 输出电压波形
Fig. 6 Output voltage waveform

图 7 是装置直接带电机负载后的输出电流波形。

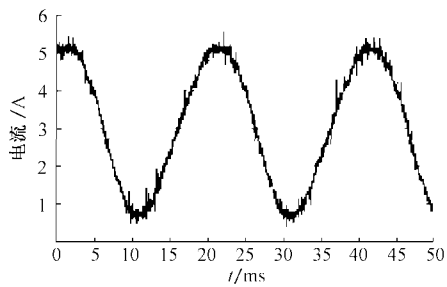


图 7 输出电流波形
Fig. 7 Output current waveform

图 8 为输出主频率 10 Hz 时中点电压的平衡效果。图 8(a)是在直流电压为 600 V 没有加入平衡环节的中点电压波形,可见其明显存在 3 倍主频率的低频纹波;图 8(b)是加入中点电压平衡环节后直流电压升至 950 V 时的中点电压的波形,其低频纹波很小。

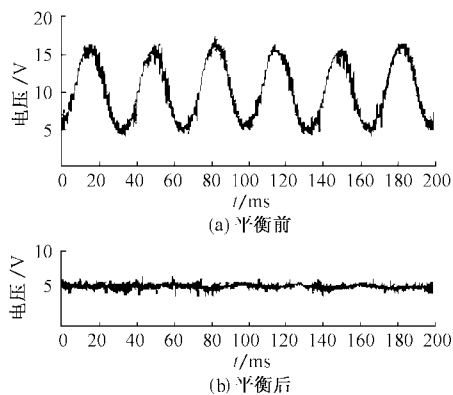


图 8 频率在 10 Hz 时中点电位平衡效果
Fig. 8 Mid-voltage balance effect at 10 Hz

图 9 是电机在启动和关断时的电流动态过程。

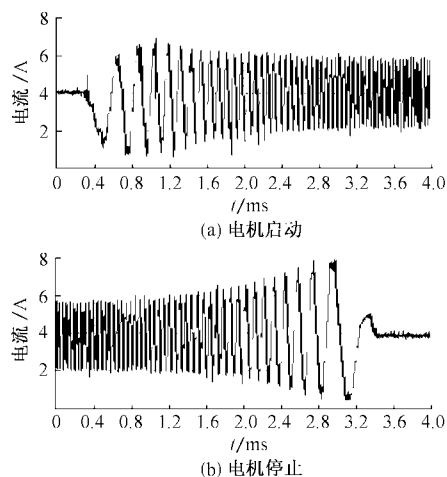


图 9 电机启动和停止时的电流动态过程
Fig. 9 Motor current of start and stop process

实验证实了本文设计的基于单片 DSP 作为控制芯片的控制方案可以很好地完成三电平逆变器矢量调制(包括直流中点电位平衡、电机恒 V/F 值调速)的控制任务。

4 结语

三电平技术在中高压变频场合和高质量变流器中的应用越来越广,矢量调制技术因其诸多优点而在三电平逆变器控制中得到普遍认可。由于技术上的复杂性,目前国内这方面的应用尚不多见。由于需要控制多路的功率器件,三电平逆变器的矢量 PWM 控制系统较为复杂,不利于系统的可靠运行。TI 公司的新型 DSP 芯片 TMS320LF2407A 具有 16 路高速 A/D 采样和 16 路 PWM 输出通道,足够用于三电平的控制,能够大大简化硬件控制系统。本文采用了三电平 SVPWM 方法和基于判断中点电流方向的中点电压平衡方法,对三电平 SVPWM 进行分解,从而利用 DSP 内部集成的 2 组载波 PWM 模块来实现三电平逆变器的 SVPWM 控制,通过对电机恒 V/F 值的变频调速实验,验证该方法切实可行且能得到满意的结果。本文涉及的三电平逆变器直流电压工作在 1 kV 左右,在目前 380 V 的电网并联谐波补偿上应用也有突出的优点。

参考文献

- 1 Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A New Neutral-point Clamped PWM Inverter. IEEE Trans on Ind Applicat, 1981, 17(5): 518~523
- 2 Texas Instruments. TMS320LF/LC240xA DSP Controllers System and Peripherals, Reference Guide
- 3 吴洪洋,何相宁(Wu Hongyang, He Xiangning). 多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用(Relationship Between Multilevel Carrier-based PWM and SVPWM and Its Applications). 中国电机工程学报(Proceedings of the CSEE), 2002, 22(5): 10~15
- 4 桂红云,姚文熙,吕征宇(Gui Hongyun, Yao Wenxi, Lü Zhengyu). DSP 空间矢量控制三电平逆变器的研究(Research on Three-level Inverter with SVPWM Based on DSP). 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems), 2004, 28(11)
- 5 韦立祥,刘丛伟,孙旭东,等(Wei Lixiang, Liu Congwei, Sun Xudong, et al). 三电平变流器直流电压平衡控制方法(DC Voltage Balance Control Method for Three-level Converter). 清华大学学报(自然科学版)(Journal of Tsinghua Univ (Sci & Tech)), 2002, 42(9): 1204~1208

姚文熙(1977—),男,博士研究生,研究方向为电力电子装置及其 DSP 控制。E-mail: ywxi@zju.edu.cn

吕征宇(1957—),男,教授,博士生导师,研究方向为电力电子功率变换与系统控制。

费万民(1965—),男,博士研究生,研究方向为电力传动。

(下转第 71 页 continued on page 71)

的改善和提高,应用该方法能够有效区分变压器内外部故障,并具有不受 TA 饱和以及 TA 变比不一致的影响等优点,与传统的比率制动型差动保护相配合,可构成一种较理想的变压器主保护方案。

参 考 文 献

- 1 Sidhu T S. A Power Transformer Protection Technique with Stability During Current Transformer Saturation and Ratio-mismatch Conditions. IEEE Trans on Power Delivery, 1999, 14(3): 798~804
- 2 李永丽,梅 云,刘长胜,等(Li Yongli, Mei Yun, Liu Changsheng, et al). 一种基于序功率方向的变压器保护方案(A Protective Scheme for Power Transformers Based on Sequence Power Directions). 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems), 2002, 26(4): 28~31
- 3 孙志杰,陈云仑(Sun Zhijie, Chen Yunlun). 波形对称原理的变压器差动保护(Transformer Differential Protection Based on the Characteristic Analysis of the First and Second Half Cycle of the Magnetizing Inrush Current). 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems), 1996, 20(4): 42~46
- 4 宗洪良,金华烽,朱振飞,等(Zong Hongliang, Jin Huafeng, Zhu Zhenfei, et al). 基于励磁阻抗变化的变压器励磁涌流判别方法

- (Transformer Inrush Detected by the Variation of Magnetizing Impedance). 中国电机工程学报(Proceedings of the CSEE), 2001, 21(7): 91~94
- 5 葛宝明,苏鹏声,王祥珩,等(Ge Baoming, Su Pengsheng, Wang Xiangheng, et al). 基于瞬时励磁电感频率特性判别变压器励磁涌流(Distinguish Inrush Currents for Transformer Using Frequency Characteristic of Instantaneous Excitation Inductance). 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems), 2002, 26(17): 35~39
 - 6 郑 涛,刘万顺,吴春华,等(Zheng Tao, Liu Wanshun, Wu Chunhua, et al). 基于瞬时功率的变压器励磁涌流和内部故障电流识别新方法(A New Approach to the Discrimination Between Inrush Current and Internal Fault Current Based on Instantaneous Power). 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems), 2003, 27(23): 51~55

郑 涛(1975—),男,博士研究生,研究方向为微机变压器保护与仿真等。E-mail: ztsteven@263.net

刘万顺(1941—),男,教授,博士生导师,IEEE 高级会员,研究方向为电力系统仿真、电力系统微机保护等。

庄恒建(1979—),男,硕士研究生,研究方向为电力系统微机保护等。

STUDY OF A TRANSFORMER PROTECTIVE SCHEME BASED ON THE IMPROVED SEQUENCE IMPEDANCE ALGORITHM

Zheng Tao, Liu Wanshun, Zhuang Hengjian, Xiao Shirui, Jiao Shaohua
(North China Electric Power University Sifang Institute, Beijing 100085, China)

Abstract: The sequence impedance-based algorithm of transformer protection has the advantage of immunity to current transformer saturation and ratio-mismatch conditions. It has excellent performance in distinguishing the transformer's internal and external fault currents by identifying the location of positive and negative sequence impedance of each side of transformer in the phase plane. Based on this principle, this paper improves the partition of phase plane, complements criteria of identifying inrush currents and discusses measurements which should be considered under special conditions. After constructing the saturation model of the current transformer, simulation tests of HYBRISIM (hybrid simulator) are made. Simulation results show that this new algorithm can improve the reliability and sensitivity of transformer protection. Cooperating with ratio-restraint differential protection, an ideal protective scheme can be outlined.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 50277012).

Key words: transformer protection; differential protection; sequence impedance; internal fault; external fault; current transformer saturation

(上接第 53 页 continued from page 53)

THREE-LEVEL SVPWM METHOD BASED ON TWO-LEVEL PWM CELL IN DSP

Yao Wenxi, Lü Zhengyu, Fei Wanmin (Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Three-level converter technique has attracted greater attention and interests recently due to its higher potential in applications. This paper discusses the method of the space-vector pulse width modulation (SVPWM) and mid-voltage balance based on direction of mid-current for three-level converters. Based on decomposition of the SVPWM, a method based on DSP is proposed. The method adopts two groups of three-phase traditional PWM cell integrated in DSP. It implements all control functions by only a single DSP chip. The method utilizes the resource of DSP sufficiently, reduces the complexity and improves the reliability of system, which is well demonstrated in the paper by experiment results.

This work is supported by the Key Project of the Natural Science Foundation of China (No. 50237030ZD) and DELTA Science, Technology and Education Development Foundation for Power Electronics.

Key words: space-vector pulse width modulation (SVPWM); three-level converter; digital signal processor (DSP)