

基于 H 桥及 SPWM 调制的大功率交流恒流源

杨松 李艳芳 徐欣歌 陈文芴

(厦门大学物理与机电工程学院, 福建 厦门 361005)

摘 要: 针对交流恒流的使用要求, 提出了一种采用不对称规则采样法 SPWM 大功率恒流源实现方案, 给出了相应的 SPWM 算法和硬件电路设计, 实验结果表明, 该方案具有速度快、精度高等特点。

关键词: SPWM; 逆变电源; 交流恒流

中图分类号: TP212 TP274⁺.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 1672-4801(2011)03-080-04

在生产实际中, 常需要对特定电流效应应用的产品进行测试。如对断路器、熔断器、热继电器、磁力启动器等基于电流热效应的保护器或保护性开关进行严格测试。在这些测试中, 作为测试基准量的电流需要由交流恒流源提供。目前交流恒流源大多由自耦调压器和升流变压器组成, 这种结构的恒流源有几个缺点: 第一, 由于自耦调压器是有触点的器件, 这样在大电流工作的情况下, 触点容易烧蚀; 第二, 自耦调压器调压动作慢, 完成一次调压动作一般需要 2 s 左右, 这与检测速度要求越来越高的现代化生产是有很大的差距的; 第三, 自耦调压器调压精度低, 恒流精度很难达到要求。

就目前交流恒流源的现状, 在考虑了工业控制成本及稳定性要求的基础上, 本文给出一种基于 H 全桥的 SPWM 载波高功率、大电流交流恒流源实现方案。该方案克服了目前生产检测线上通用的交流大功率恒流源的上述缺点, 具有调节速度快、稳流精度高等特点。

1 系统结构

系统电路采用 AC-DC-AC 模式 (如图 1 所示)。电路由 H 全桥构成主逆变电路, SPWM 信号通过驱动电路驱动 H 桥, 将整流滤波后的 310 V 直流母线电压斩波成为载带 50 Hz 正弦分量的高压高频载波; 降压升流变压器将高压高频载波的电压降低以提升输出电流; 经滤波环节, 载波分量被滤除, 只有正弦分量被加载到负载上。ATMEG16 主控制器根据电流传感器检测到的电流大小, 调节 SPWM 信号占空比, 进而调节加载在高频载波上 50 Hz 正弦分量的大小, 达到调节负载的电流大小的目的, 实现输出电流恒流。

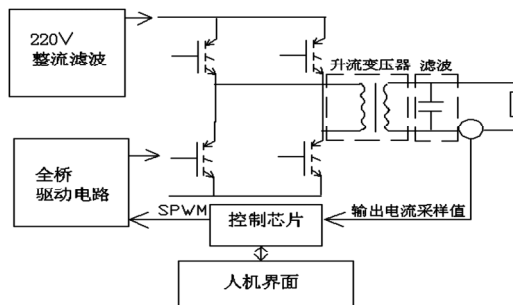


图 1 系统结构

下面根据这款 200 A/2 kW、输入电压为单相 220 V 工频、输出开路电压为 12 V 工频的交流恒流源, 就图 1 结构中 SPWM 信号生成, H 桥、升流变压器、滤波器等关键进行讨论。

2 SPWM 信号生成

在众多 SPWM 波形的算法中, 不对称规则采样法兼有速度快, 精度高的特定, 适合本系统的要求。

不对称规则采样法是在每个载波周期的上升沿和下降沿各采样一次, 既在三角波的顶点位置采样, 又在三角波的底点位置采样, 这样形成的方波与正弦波逼近程度高, 其基本采样原理如图 2 所示。

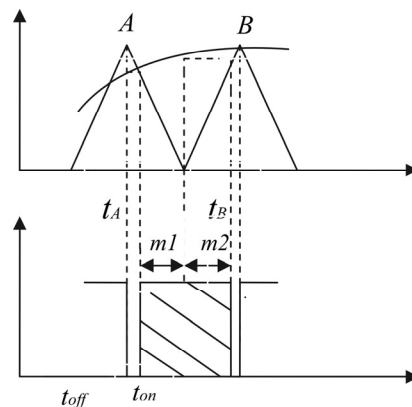


图 2 不对称规则采样法

作者简介: 杨松(1986-), 男, 硕士研究生, 研究方向: 电子技术研究及嵌入式系统开发。

设调制比为 a , $a = \frac{U_C}{U_m}$, 当取 $U_m = 1$, 则正弦

波可以表示为 $y = a \sin \omega t$

根据相似三角形的原理, 可得如下关系:

$$\frac{m_1}{T/2} = \frac{1 + a \sin \omega t_A}{2}, \quad \frac{m_2}{T/2} = \frac{1 + a \sin \omega t_B}{2} \quad (1)$$

可得

$$m_1 = \frac{T(1 + a \sin \omega t_A)}{4}, \quad m_2 = \frac{T(1 + a \sin \omega t_B)}{4} \quad (2)$$

式中, t_A 为在三角波的正峰值对正弦信号波进行采样的采用时刻, t_B 为在三角波的负峰值对正弦波的采样时刻; $\delta = m_1 + m_2$ 为开通时刻的脉冲宽度; T 为三角波载波的周期。因此可得开通的脉冲宽度为:

$$\delta = \frac{T(2 + a \sin \omega t_A + a \sin \omega t_B)}{4} \quad (3)$$

其中, $\omega t_A = (k + 1/4)2\pi / N$

$$(k = 0, 1, 2, \dots, N-1) \quad (4)$$

$\omega t_B = (k + 3/4)2\pi / N$

$$(k = 0, 1, 2, \dots, N-1) \quad (5)$$

利用上述公式可以算出每个采样点寄存器对应的值。本设计对 50Hz 正弦波半周期进行 $N=200$ 点采样, 根据上述公式可以得到正弦波 90 度所对应的正弦表:

[1,3,6,10,13,17,20,25,27,32,34,37,39,41,46,48,53,55,57,60,62,64,67,69,73,76,78,82,84,86,89,91,95,97,101,105,107,109,111,113,117,119,121,125,128,130,132,134,137,139,140,144,147,148,150,153,156,159,160,163,164,165,167,169,170,171,174,175,177,178,179,180,181,183,184,185,186,187,188,189,189,190,190,191,191,192,193,193,194,194,195,196,197,197,198,198,199,199,200,200]

将该正弦表存储在芯片中, 每次采样时跟新对应的值即可产生所需 SPWM 波。该波形各特性如下所示。

载波频率:

$$f_{pwm} = \frac{f_{clk}}{2 \cdot TOP} = 20 \text{ kHz}$$

f_{clk} 为单片机时钟频率, 本设计取 8 MHz; TOP 为计数寄存器最大值, 本设计中设值 200。

基波频率

$$f = \frac{f_{pwm}}{2 \times 200} = 50 \text{ Hz}$$

3 硬件电路设计

3.1 升流变压器设计

恒流源输出为低压大电流, 考虑到 H 桥输出电压不能定的太低, 输出变压器必须采用降压变压器, 电压降低的同时提升了输出电流, 因此称为升流变压器。升流变压器与普通工频变压器的区别在于: (1)工作波形不是正弦波, 而是矩形波; (2)升流变压器工作频率要比普通工频变压器高很多, 为几十 kHz 甚至几百 kHz, 本设计载波频率是 20 kHz; (3)升流变压器设计必须要考虑高频工作需要及高次谐波影响。

实验表明, 驱动 IGBT 管的 PWM 波占空比在 70% 以上的时候, IGBT 管的发热就会明显提升, 导致其使用寿命的下降。为了使系统稳定可靠, SPWM 波形最大占空比定为 65%, 据此可计算 H 桥输出载波电压中正弦分量最大有效值:

$$U_I = 220\text{V} \times 65\% = 143\text{V} \quad (6)$$

开路输出的额定电压为 12V, 得变压器初级次级变比:

$$n = \frac{U_I}{U_O} = \frac{143}{12} \approx 12/1 \quad (7)$$

最大输出功率 P_2 为 2 kW, 由此确定初级最大电流:

$$I_1 = \frac{P_1}{U_1} = \frac{P_2/\eta}{U_1} = \frac{P_2}{\eta U_1} = 20 \text{ A} \quad (8)$$

其中 η 为变压器效率, 取值一般在 60%~90%。本设计中取值 70%。

升流后输出电压是 SPWM 波形, 包含了载波分量和正弦波分量, 需经过滤波器将载波滤除。本设计采用 LC 滤波, 如图 3 所示。

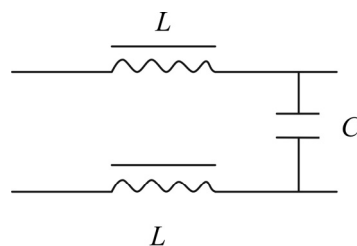


图3 滤波电路

其截止角频率:

$$\omega = 2R/L \quad (9)$$

其中 R 为公称阻抗, 其截止频率为 f_c , 可得

$$C = \frac{L}{R^2} = \frac{2}{\omega R} = \frac{1}{\pi f_c R} \quad (10)$$

实际设计时, 电感 L 利用升流变压器自身漏感。漏感的漏磁通量为:

$$W = \frac{\mu_0 H^2}{2} g d h = \frac{\mu_0 N^2 I^2}{2h} g d \quad (11)$$

得漏感为:

$$L_s = \frac{2W}{I^2} = \frac{\mu_0 N^2}{h} g d \quad (12)$$

其中, L_s 为漏感, μ_0 为空气的导磁率, 在 CGS 绝对单位制中为 1, 在 SI 国际单位制中 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} (H/m)$; g 为两个线圈之间的平均周长; d 为两个线圈之间的距离; h 为两个线圈之间的高度, N 为所需计算漏感线圈的匝数。

3.2 全桥驱动电路的设计

逆变主电路选择用四个 IGBT 管组成全桥。IGBT 是一种复合全控型电压驱动式电力电子器件, 既有 MOSFET 栅极电压控制快速开关特性、又有双极晶体管大电流处理能力和低饱和压降特点。因此, 广泛应用于变频器、开关电源等领域。

据式 (3) 可得初级最大输入电流为 20 A, 同时根据母线电压为 310 V, 确定全桥结构的极限参数为: 最大初级电流 50 A, IGBT 管耐压 400

V。由此选用了富士公司的 2MB175N-060 的 IGBT 模块。该 IGBT 模块最大承受电压为 600 V, 所能通过最大电流为 75 A, 符合本设计要求。

IGBT 管在实际使用中必须考虑到安全驱动, 本设计中采用了 M57959L 保护模块, 该模块为日本三菱电气公司为驱动 IGBT 管而设计的厚膜集成电路, 它采用正 15 V 和负 10 V 的正负双电源供电, 正向电压能使 IGBT 管有效开通, 负电压能够使 IGBT 管可靠关断。该芯片还配有断路和过载保护, 并且具有封闭性短路保护功能, 在过流的时候能够实现软关断最大限度保护 IGBT 管。

4 实验结果

图 4 为逆变主电路输出信号经过 LC 滤波后的波形情况; 表 1 为不同负载和不同输入电压情况下输出电流变化情况; 表 2 为设定不同恒流值时输出电流情况。

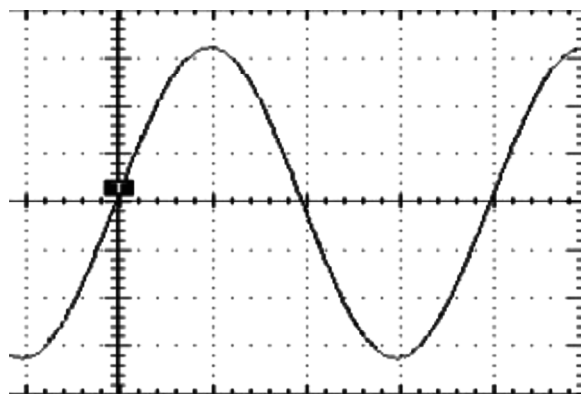


图 4 输出波形 (5V/50Hz)

表 1 不同负载和占空比下电流变化

负载/ Ω	2						
SPWM 最高占空比/%	5.5	10.9	21.8	32.7	43.6	54.5	65
H 桥输出正弦分量有效值/V	12	24	48	72	96	120	143
输出电流/A	0.49	1.01	1.98	3.01	4.02	4.99	5.00
负载/ Ω	1						
SPWM 最高占空比/%	5.5	10.9	21.8	32.7	43.6	54.5	65
H 桥输出正弦分量有效值/V	12	24	48	72	96	120	143
输出电流/A	1.00	1.99	4.01	6.00	7.98	10.00	12.01
负载/ Ω	0.5						
SPWM 最高占空比/%	5.5	10.9	21.8	32.7	43.6	54.5	65
H 桥输出正弦分量有效值/V	12	24	48	72	96	120	143
输出电流/A	2.00	3.98	8.02	12.00	16.00	19.98	24.01

(下转第 85 页)

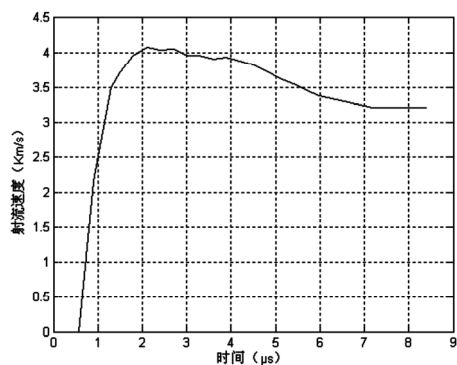


图4 水射流头部速度曲线

清晰看出, 在0.65μs 时, 炸药爆炸产生的压力开始驱动水向前运动, 随后射流头部速度处于不断加速过程中, 在2.2μs 时达到了最高的4.0km/s 左右, 随着射流质量和能量流入量的减少, 开始下降最终稳定在3.2 km/s 左右。由仿真结果得出, 线性水射流断裂时间出现在12.8μs~13.2μs 时, 此时射流头部速度为3.1 km/s 左右。

由参考文献【2】, 聚能装药要形成良好的爆炸成形射流, 压合速度应满足

$$\frac{1}{\cos \beta} \sqrt{s \frac{\sigma_y^D}{\rho}} < v_0 < C \cdot \tan \beta$$

参考文献

- [1] 郝莉, 王成, 宁建国. 聚能射流问题的数值模拟[J]. 北京理工大学学报, 2003, 23(1): 19~21
- [2] 陈智刚, 赵太勇. 爆炸及其终点效应 [M]. 北京: 兵器工业出版社, 2004.4
- [3] Walters W P, Zukas J A. Fundamentals of shaped charges[M]. New York: John Wiley and Sons, 1989.203~209
- [4] 李裕春. 线型聚能装药射流形成数值模拟及装药结构参数优化研究 [D]. 南京: 工程兵工程学院, 2001.6
- [5] 时党勇, 李裕春, 张胜民. 基于ANSYS/LS_DYNA进行显示动力分析[M].北京: 清华大学出版社, 2005

(上接第82页)

表2 输出电流情况

设定电流 / A	实际电流最小值 / A	实际电流最大值 / A	稳定度 / %
10	10.0	10.1	99.0
20	20.0	20.1	99.5
50	49.7	50.0	99.4
100	99.7	100.1	99.6
150	149.7	150.3	99.6

参考文献:

- [1] 刘凤君. 正弦波逆变器[M]. 北京: 科学出版社, 2002.
- [2] 童诗白, 华成英. 模拟电子技术基础 (第3版) [M]. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- [3] 江海波, 王卓然. 深入浅出 AVR 单片机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2009.
- [4] 李刚, 艾良. 基于 SPWM 的正弦波设计与实现[J]. 现代电子技术, 2008, 31 (13): 154-155.
- [5] 程曙, 徐国卿, 许哲雄. SPWM 逆变器死区效应分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2002, 14 (2): 39-42.
- [6] 吴东升. 基于DSP的数字式正弦波逆变电源的研究与设计[J]. 电气技术, 2006 (11): 21-24, 28.

其中: c 为药性罩材料的音速; v_0 为药性罩压垮速度; β 为压垮角; σ_y^D 为药性罩动态屈服强度。炸药的爆轰瞬时产生极高的压力, 水和非金属材料壳体的屈服强度可以忽略即 $\sigma_y^D = 0$, 因此实际应用中只考虑右侧的不等式。药性罩相对流动速度达到超音速时, 在碰撞点会产生脱体冲击波, 形成的射流连续性不好, 甚至无法形成。设计过程中应合理设计炸药厚度和药性罩形状, 避免 v_0 过大或者 β 过小。

6 结语

本文采用了有限元分析软件Ls_dyna对线性聚能水射流的形成和作用过程进行了数值模拟, 并对爆炸成形的线性水射流的特性进行分析讨论, 分析表明: 采用炸药爆炸的驱动作用形成线性聚能水射流能够可用于切割金属和其它材料。与金属射流相比, 水射流穿透钢靶后, 射流迅速分散、失效, 不会形成雾化的金属粉末, 具有附带损伤低的特性。爆炸形成线性水射流与炸药厚度、药性罩形状有重要的关系, 还需要进一步研究探讨。本文的研究结果对爆炸形成线性水射流的结构设计有重要的意义

5 结论

由上述实验结果可看出, 输出电流波形精确度高, 谐波小; 外界负载变化的情况下, 电流输线性好, 能够适合不同负载要求。输出电流稳定, 波动率小 (平均波动率在±0.5%以内)。输出电流从0~150 A 连续可调, 能够满足各种不同场合的需求。