

基于 DSP 的 H 桥级联多电平逆变器的研究

杨仁增¹, 王海欣¹, 黄海宏¹, 傅 鹏²

(1.合肥工业大学, 安徽 合肥 230009; 2.中国科学院等离子体物理研究所, 安徽 合肥 230031)

摘要:超导托卡马克核聚变实验装置(Experimental Advanced Superconducting Tokamak, 简称 EAST)快控电源是一种大容量单相逆变电源。现有的快控电源已难以满足 EAST 的发展要求, 新型快控电源的研制难点主要集中在高压和大电流。为满足快控电源系统高压和快速响应的要求, 提出了采用 IGBT 作为功率器件的 H 桥级联逆变器方案。系统采用基于 DSP 的载波移相技术, 以降低 IGBT 的开关损耗, 提高等效开关频率, 改善输出电压波形。在此对逆变器输出电压谐波进行了分析和系统仿真, 最后通过 H 桥级联逆变器实验装置验证了该控制策略的有效性。

关键词:H 桥级联逆变器; 快控电源; 载波移相

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2010)12-0076-03

Study of Cascaded H-bridge Multilevel Inverters Based on DSP

YANG Ren-zeng¹, WANG Hai-xin¹, HUANG Hai-hong¹, FU Peng²

(1.Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2.Institute of Plasma Physics, Chinese Academy of Sciences, Hefei 230031, China)

Abstract: Experimental advanced superconducting tokamak (EAST) fast control power supply is a large capacity single phase inverter power supply. The existing system can't meet developmental requirement of EAST. The difficulties of new power supply are high voltage and large current. To meet requirement of high voltage and fast response, the scheme of cascaded H-bridge inverts with IGBT is presented. The technique of carrier wave phase-shifted PWM based on DSP is applied to decrease switching loss of IGBT, raise equal switch-frequency of converter and improve performance of output wave. The mathematic analysis of harmonic and simulation of system are carried out, and the validity of proposed scheme and control strategy are confirmed by experiments.

Keywords: cascaded H-bridges inverter; fast control power supply; carrier wave phase-shifted

Foundation Project: Supported by Key Project of National Ninth Five Year Research Program (No. (1998)1303); College Innovation Project of Hefei University of Technology (No. XS201005)

1 引言

国家“九五”大科学工程超导托卡马克核聚变实验装置(EAST)中的快速控制电源是一种大容量 AC/DC/AC 单相逆变电源, 它跟踪等离子体漂移产生的位移信号, 通过为真空室内部的 4 个快控线圈提供数千安的励磁电流, 形成磁场来维持等离子体在非圆截面时的动态平衡与准确位置, 以抑制等离子体在大拉长形下的快速漂移^[1]。

目前正在运行的快控电源于 2006 年开始投入运行, 其参数为最大输出电压 ± 800 V, 最大输出

电流 ± 5 kA。而随着 EAST 的不断发展, 对快控电源也提出了新的要求, 初步设想是将其参数提升到最大输出电压 ± 3 kV, 最大输出电流 ± 20 kA。考虑到电源快速响应能力的要求, 鉴于 IGCT 虽具有高耐压和大电流的特性, 但其开关频率过低, 且高耐压 IGBT 的通流能力又太低, 故拟采用性价比较高的中耐压大电流 IGBT 作为功率器件。考虑到 IGBT 的开关频率远高于晶闸管, 动态均压难以解决, 不宜直接串联, 故采用 H 桥级联的模式。为降低开关损耗, 通常大功率开关器件开关频率偏低, 但低频的 PWM 控制会导致输出波形中含有大量低频谐波。该次设计拟采用载波移相技术来提高系统的等效频率, 改善输出电压波形。

2 H 桥输出谐波分析

H 桥逆变器采用双极性 PWM 的调制方式, 如

基金项目: 国家九五重点科技攻关项目((1998)1303); 合肥工业大学大学生创新基金项目资助(XS201005)

定稿日期: 2010-09-07

作者简介: 杨仁增(1971-), 男, 山东人, 硕士研究生, 研究方向为电工理论新技术。

图 1 所示。定义 a, b 为调制波和载波的交点, E 为直流侧电压, 载波 u_c 和调制波 u_s 的表达式为:

$$u_c = \begin{cases} (\omega_s t + \alpha - 2\pi k) \frac{2U_c}{\pi} - U_c, & 2\pi k \leq \omega_s t \leq 2\pi k + \pi \\ -[\omega_s t + \alpha - 2\pi(k+1)] \frac{2U_c}{\pi} - U_c, & 2\pi k + \pi < \omega_s t \leq 2\pi(k+1) \end{cases} \quad (1)$$

$$u_s = U_s \sin \omega_s t \quad (2)$$

式中: α 为载波初始相位; $k=0, 1, 2, 3, \dots$, 下同; ω_c 为载波频率; ω_s 为调制波频率。

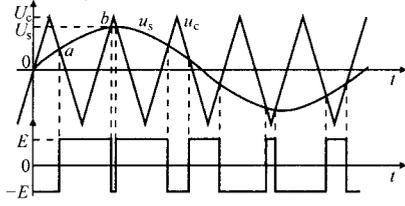


图 1 H 桥逆变器 PWM 调制方式

当 $\omega_s t = a, u_s = u_c$ 时, 有:

$$U_s \sin \omega_s t = -[\omega_s t + \alpha - 2\pi(k+1)] \frac{2U_c}{\pi} - U_c \quad (3)$$

定义 M 为调制度, $X = \omega_s t, Y = \omega_s t$, 则有:

$$X = 2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y) - \alpha \quad (4)$$

当 $\omega_s t = b, u_s = u_c$ 时, 有:

$$X = 2\pi k + \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y) - \alpha \quad (5)$$

则输出波形为:

$$u_o(X, Y) = \begin{cases} E, X = \begin{cases} \geq 2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y) - \alpha \\ < 2\pi k + \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y) - \alpha \end{cases} \\ -E, X = \begin{cases} \geq 2\pi k + \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y) - \alpha \\ < 2\pi(k+1) - \frac{\pi}{2}(1 + M \sin Y) - \alpha \end{cases} \end{cases} \quad (6)$$

对 u_o 进行傅里叶分解, 即:

$$u_o(X, Y) = \frac{A_0 \omega}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cos nX + B_{0n} \sin nY) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos mX + B_{m0} \sin mY) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} [A_{mn} \cos(mX+nY) + B_{mn} \sin(mX+nY)] \quad (7)$$

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{2}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_o(X, Y) e^{j(mX+nY)} dXdY \quad (8)$$

综合式(6)和式(8), 可得:

$$A_{mn} + jB_{mn} = -\frac{j2E}{m\pi^2} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \left[e^{j\left(\frac{n\pi}{2} + \frac{mM\pi}{2} \sin Y\right)} - e^{-j\left(\frac{n\pi}{2} + \frac{mM\pi}{2} \sin Y\right)} \right] e^{-jm\alpha} e^{jnY} dY \quad (9)$$

已知 $(-1)^n = e^{jn\pi}$, 根据贝塞尔函数可得:

$$\begin{cases} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\frac{mM\pi}{2} \sin Y} e^{jnY} dY = e^{jn\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \\ \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\frac{mM\pi}{2} \sin Y} e^{jnY} dY = J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (10)$$

式中: $J_n(x)$ 为 n 次的贝塞尔函数。

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{4E}{m\pi} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \cdot e^{-jm\alpha} \left(\cos \frac{n\pi}{2} + j \sin \frac{n\pi}{2} \right) \quad (11)$$

经推导, u_o 为:

$$u_o = ME \sin \omega_s t + \frac{4E}{\pi} \sum_{m=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{J_0\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m} \sin\left(\frac{m}{2}\pi\right) e^{-jm\alpha} \cdot \cos(mF\omega_s t) + \frac{4E}{\pi} \sum_{m=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 2, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m} \cdot \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) e^{-jm\alpha} \cos\left[(mF+n)\omega_s t - \frac{n\pi}{2}\right] \quad (12)$$

式中: F 为载波比。

显然输出波形中包含基波、低次和高次谐波、载波及其边带频率的谐波^[2]。

3 载波移相 H 桥级联谐波分析

图 2 示出 2H 桥级联结构, 则 2H 桥的载波初始相位相差 180° , 输出电压为:

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} = 2ME \sin \omega_s t + \frac{4E}{\pi} \cdot \sum_{m=2, 4, \dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos m\pi e^{-j2m\alpha} \sin[(2mF+n)\omega_s t] \quad (13)$$

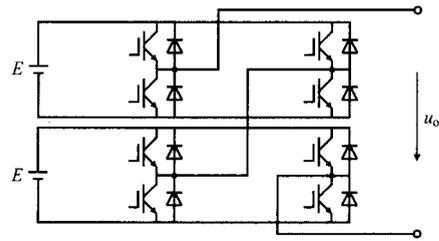


图 2 2H 桥级联

显然式中无 F 次谐波, 最大谐波出现在 $2F \pm 1$ 次附近。若 H 桥级联调制方式采用双极性, 并且 N 为偶数, 定义 $\alpha_1 = 0, \alpha_2 = 2\pi/N, \dots, \alpha_N = (N-1)2\pi/N$ 为每个 H 桥的载波初始相位, 设 H 桥的输出电压分别为 $u_{o1} \sim u_{oN}$ 。

由式(13)可知, $u_{o1} \sim u_{oN}$ 有相同的基波电压, 而式(13)中的第 2 部分为:

$$e^{-jm0} + e^{-jn\frac{2\pi}{N}} + \dots + e^{-j(N-1)\frac{2\pi}{N}} = \begin{cases} N, m = kN \\ 0, m \neq kN \end{cases} \quad k=1, 2, \dots \quad (14)$$

则总输出电压为:

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} + \dots + u_{oN} = NME \sin \omega_s t + \frac{2NE}{\pi} \cdot \sum_{m=N, 2N, \dots} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} J_n(mM\pi) \cos m\pi \sin[(mNF+n)\omega_s t] \quad (15)$$

最大谐波主要集中在 $NF \pm 1$ 附近, 输出电压为 $N+1$ 电平, 幅值为单个 H 桥输出电压的 N 倍。

4 仿真

采用 Matlab/Simulation 进行仿真, 调制波为 50 Hz, 每个 H 桥载波为 7.5 kHz。输出电压波形和频谱分析如图 3 所示。

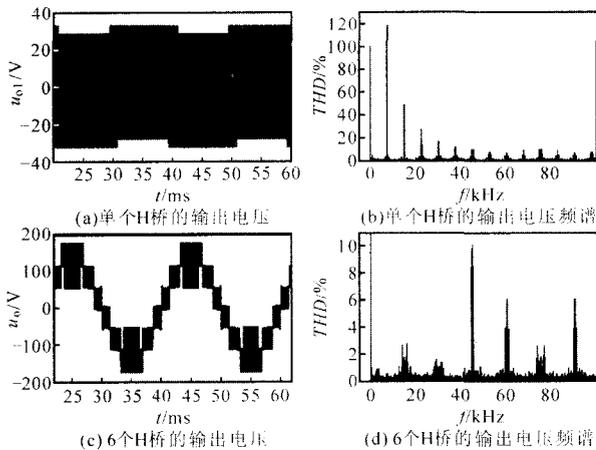


图 3 H 桥级联输出电压及频谱分析

图 3a 为单个 H 桥的输出电压及频谱分析, 当 $M=1$ 时, 最大谐波出现在 7.5 kHz 附近, 幅值为基波幅值的 84.37%, $THD=158.03\%$ 。当 M 降低时, 谐波含量增加。当 $M=0.8$ 时, 最大谐波幅值为基波幅值的 118.55%, $THD=169.26\%$ 。

图 3b 为 6 个 H 桥的输出电压及频谱分析, 当 $M=1$ 时, 最大谐波出现在 45 kHz 附近, 与理论分析相符, 幅值为基波幅值的 9.81%, $THD=34.31\%$ 。

5 DSP 实现载波移相

采用 TMS320F2812 型 DSP 来产生相移 PWM 波。TMS320F2812 片上 EVA 和 EVB 包含 4 路通用定时器和 4 个比较/PWM 单元, 可以产生 6 对 PWM 波, 并且具有死区和输出极性可编程的功能。设定 EVA 中的通用定时器 1 和 EVB 中的通用定时器 3 工作在连续上升/下降计数模式, 其计数周期即为 PWM 周期, T_xPR 寄存器数值由 PWM 开关频率 f_{PWM} (7.5 kHz) 和 EV 模块的时钟频率 f_{CLK} (75 MHz) 决定, 即:

$$T_xPR = \frac{f_{CLK}}{2f_{PWM}} = 5000 \quad (16)$$

比较寄存器 CMPR1~CMPR6 的数值与定时计数器 TxCNT 的数值进行比较, 当数值相匹配时, 其关联的 PWM 口状态发生跳变。设定通用定时器 1 (T1CNT) 和通用定时器 3 (T3CNT) 工作在同步状态, 但 T1CNT 和 T3CNT 寄存器数值不同, 则对应的 PWM1 和 PWM7 输出口可产生 $0 \sim 180^\circ$ 的相移 PWM 信号。

为产生相位互补的相移 PWM 信号, 在第 n 个采样周期内, CMPR1~CMPR3 的数值为:

$$CMPR_x = \frac{T1PR}{2} \left\{ 1 - M \sin \left[\left(n + \frac{k}{3} \right) \frac{\pi}{F} \right] \right\} \quad (17)$$

$k=0, 1, 2$ 分别对应 CMPR1, CMPR2, CMPR3。PWM1/2 直接连接到驱动电路作为 PWM 控制信号, 而 PWM3/4/5/6 连接到 GPIOA 端口。通过 CPU 定时器 0 产生定时中断, 进行延时 PWM 输出, 即可获得对应的相移 PWM 信号。定时中断定时器 T_Counter 数值可根据相移角度 $\Delta\theta$ 获得, 即:

$$T_Counter = \frac{\Delta\theta}{360} \cdot \frac{1}{f_{PWM}} \quad (18)$$

6 实验

图 4 示出 6 个 H 桥级联没有滤波电感时输出的 7 电平电压波形, 与图 3a 中波形相比, 该波形显然更接近正弦。

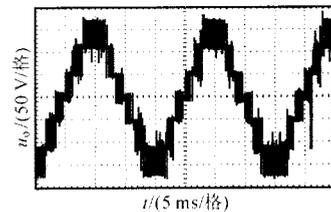


图 4 输出电压波形

7 结论

H 桥级联可解决新超导托卡马克核聚变实验装置快控电源中低压 IGBT 器件应用于高压场合的问题, 采用载波移相可有效改善输出电压波形, 降低谐波, 提高等效开关频率。对 H 桥级联谐波情况进行了分析和仿真, 并通过实验验证了其控制策略的有效性。

参考文献

- [1] 黄海宏, 傅鹏, 高格, 等. EAST 快控电源逆变器并联分析[J]. 电力电子技术, 2010, 44(3): 57-59.
- [2] 刘凤君. 多电平逆变技术及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.