

对称 PWM 减小 H 半桥型开关功放电流纹波的新方法

翟小飞,刘德志,欧阳斌,魏克银,晏明

(海军工程大学 舰船综合电力技术国防科技重点实验室,湖北 武汉 430033)

摘要: 针对 H 半桥两电平开关功率放大器输出电流纹波较大导致负载损耗增加的缺点,提出采用 2 路中心对称但占空比不同的 PWM 实现三电平工作方式的新方法,称为对称 PWM 法。该方法采用一路 PWM 占空比固定,另一路 PWM 占空比受控可变的原理实现了三电平工作方式。给出了输出电流纹波计算公式,利用 Matlab 对开关功率放大器进行了仿真,构建了以 DSP 为控制核心的数字式开关功率放大器试验平台,进行了两电平和三电平开关功率放大器对比试验。理论分析、数字仿真和试验结果的一致性表明,采用对称 PWM 法能够有效地减小 H 半桥开关功率放大器输出电流纹波。

关键词: 对称 PWM; 三电平功率放大器; 电流纹波; H 半桥电路; DSP

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2011)02-0058-04

0 引言

开关功率放大器(简称功放)广泛应用于电磁轴承电流控制、同步发电机励磁电流控制、减震作动器电流控制等场合,主要目的是在线圈绕组中产生大小可控的电流,通常作为控制系统中电流环的执行环节^[1-4]。在较大容量的功放中几乎全部采用开关型功放,其中包括了可以输出双向电流的 H 全桥结构和电流单向流动的 H 半桥结构^[5-7]。开关功放有 2 个主要指标,一个是电流跟踪动态特性,另一个是输出电流纹波大小。文献[5]表明降低直流侧电压可以减小输出电流纹波,但同时也降低了电流的响应速度;提高开关频率可以降低电流纹波但会增加开关损耗,同时开关频率受到功率器件极限频率的限制,增加范围有限。三电平功放是近来研究较多的一种降低电流纹波的控制方式^[5-11]。针对 H 全桥,文献[5-6]给出了实现三电平控制的方法,如 PWM 调制方法、滞环比较方法、采样-保持方法,这些方法有效地减小了电流纹波。本文针对文献[12]采用的 H 半桥型开关功放,提出采用对称 PWM 方法实现三电平输出方式,其中一路 PWM 占空比固定,通过调节另一路 PWM 占空比改变负载平均电压从而改变负载平均电流。由于只需改变一路 PWM 脉冲占空比,方法简单,易于在控制器中实现。

1 对称 PWM 方法实现三电平功放原理及方法

1.1 H 半桥型开关功放工作原理

半桥型开关功放应用在励磁电流放大、无偏置电磁轴承等电流单向流动的系统中,其电路结构原理图如图 1 所示^[12-13]。图中 V_{T1} 、 V_{T2} 均为 IGBT, V_{D1} 、

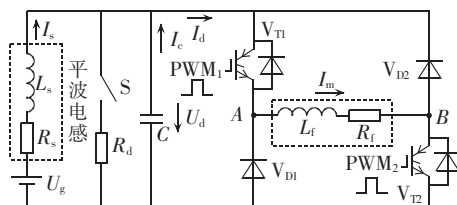


图 1 H 半桥型开关功放电路原理

Fig.1 Schematic diagram of H-half bridge switching power amplifier

V_{D2} 为续流二极管, 由于 V_{D1} 、 V_{D2} 的作用, 阻感负载 (电感为 L_f , 电阻为 R_f) 电流 I_m 只能沿一个方向流动。开关 S 与电阻 R_d 构成放电回路。 U_g 为直流励磁电源, L_s 与 R_s 为平波电感的感值及阻值, C 为直流滤波电容, U_d 为滤波电容电压。

引入 V_{T1} 、 V_{T2} 组成的开关函数 (S_1, S_2) , 定义如下:

$(S_1, S_2) = (1, 1)$, V_{T1} 和 V_{T2} 同时导通, “+1”;

$(S_1, S_2) = (0, 1)$, V_{T1} 截止, V_{T2} 导通, “0+”;

$(S_1, S_2) = (0, 0)$, V_{T1} 和 V_{T2} 同时截止, “-1”;

$(S_1, S_2) = (1, 0)$, V_{T1} 导通, V_{T2} 截止, “0-”。

H 半桥型功放根据 (S_1, S_2) 模态分为 4 种状态。

状态 1: $(S_1, S_2) = (1, 1)$, 充电阶段, 此时 V_{T1} 和 V_{T2} 导通, 加在绕组两端电压 $U_{AB} = U_d$, 称之为“+1”状态。此时, 绕组处于充电过程, 负载电流 I_m 不断增加。

状态 2: $(S_1, S_2) = (0, 1)$, 自然续流阶段, V_{T1} 截止, V_{T2} 导通, 加在绕组两端电压 $U_{AB} = 0$ 。负载电流 I_m 经过 V_{T2} 和 V_{D1} 自然续流, 称之为“0+”状态。

状态 3: $(S_1, S_2) = (0, 0)$, 反向放电阶段, V_{T1} 和 V_{T2} 均截止, 加在绕组两端电压 $U_{AB} = -U_d$, 称之为“-1”状态。此时, 绕组通过 V_{D1} 、 V_{D2} 向电容 C 反向充电, 负载电流 I_m 快速减小。

状态 4: $(S_1, S_2) = (1, 0)$, 自然续流阶段, V_{T1} 导通, V_{T2} 截止, 加在绕组两端电压 $U_{AB} = 0$ 。负载电流 I_m 经过 V_{D2} 和 V_{T1} 自然续流, 称之为“0-”状态。

根据以上分析,如果 V_{T1} 和 V_{T2} 控制脉冲 PWM,

和 PWM_2 完全相同, (S_1, S_2) 只能取得“+1”状态 ($U_{AB}=U_d$) 和“-1” ($U_{AB}=-U_d$) 2 种状态, 因此称这种方式为两电平方式; 当 (S_1, S_2) 取得上述所列出的 4 种状态时, 除了可以存在“+1”和“-1”状态外, 还可以获得“0+”和“0-”2 种形式的“0”状态 ($U_{AB}=0$), 因此称这种方式为三电平控制方式。

1.2 对称 PWM 三电平开关功放工作原理分析

实现开关功放的三电平方式就是在一个开关周期内对上述 4 种工作状态的组合。图 2 为 H 半桥开关功放采用对称 PWM 方法输出电流波形示意图。 PWM_1 为采用固定占空比 D_{ref} 的方波 (称为参考波), PWM_2 的占空比 D 可以改变, 且 2 个 PWM 方波在正半周和负半周均中心对称, 因此称之为对称 PWM 控制方法。2 个 PWM 占空比不同导致功放出现 4 种工作状态, 实现了功放三电平工作方式。

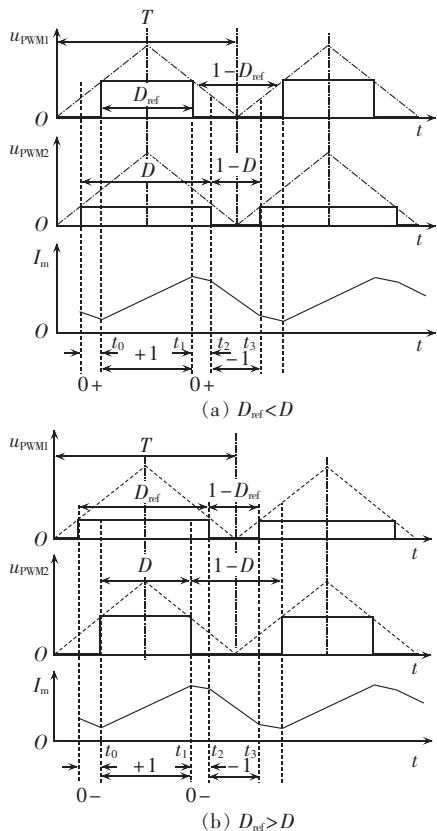


图 2 对称 PWM 输出电流波形示意图
Fig.2 Output current of amplifier with symmetrical PWMs

从图 2(a) 可以看出当 $D_{\text{ref}} < D$ 时, 在一个开关周期 T 内 H 半桥出现了“0+”、“+1”、“-1”3 种工作模式; 从图 2(b) 可以看出当 $D_{\text{ref}} > D$ 时, 在一个开关周期 T 内 H 半桥出现了“0-”、“+1”、“-1”3 种工作模式。可见对称 PWM 方法实现了 H 半桥开关功放三电平工作方式, 输出电流在周期 T 内出现了 4 次波动。无论是 $D_{\text{ref}} < D$ 还是 $D_{\text{ref}} > D$, 容易得出阻感性负载的平均电压 $\bar{U}_{AB}$ 和平均电流 $\bar{I}_m$ 为

$$\begin{cases} \bar{U}_{AB} = (D + D_{\text{ref}} - 1)U_d = D_{\text{m3}}U_d \\ \bar{I}_m = \bar{U}_{AB}/R_f = D_{\text{m3}}I_d \end{cases} \quad (1)$$

其中, $D_{\text{m3}} = D + D_{\text{ref}} - 1$ 称为平均占空比, $I_d = U_d/R_f$, U_d 为电源电压。要获得 $\bar{I}_m \geq 0$, 从式(1)可以得出 PWM_2 的占空比 D 范围为

$$(1 - D_{\text{ref}}) \leq D \leq 1 \quad (2)$$

相应地, 负载平均电流 $\bar{I}_m$ 范围为

$$0 \leq \bar{I}_m \leq D_{\text{ref}}I_d \quad (3)$$

从式(1)可以看出, 改变 PWM_2 占空比 D 可以改变加在负载上的平均电压 $\bar{U}_{AB}$ 以及负载电流平均值 $\bar{I}_m$, 这就是采用对称 PWM 对负载电流 I_m 进行控制的基本原理。当占空比 $D=1$ 时, H 半桥电路工作在“+1”和“0+”2 种状态, 等效于单管斩波的 Buck 电路。无特殊说明, 下文称为“三电平”方式均指对称 PWM 控制方法产生的。

1.3 两电平和三电平电流纹波分析

两电平与三电平控制方式下电流波形见图 3。

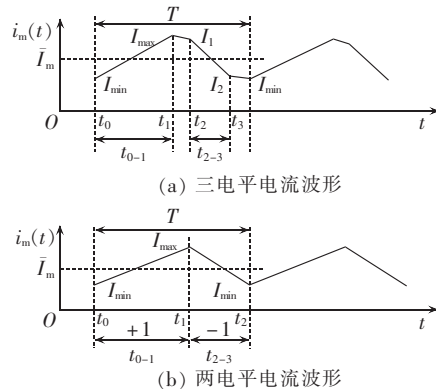


图 3 两电平与三电平控制方式下电流波形示意图

Fig.3 Current waveform under two-level or three-level control

设阻感性负载所加电压 U_{AB} , 则负载电流 $i_m(t)$ 为

$$i_m(t) = \frac{U_{AB}}{R_f} [1 - \exp(-t/\tau)] + I_0 \exp(-t/\tau) \quad (4)$$

其中, $\tau = L_f/R_f$ 为绕组时间常数, I_0 为负载初始电流。由于自然续流放电过程电流下降很小, 因此可以近似认为电流几乎没有变化, 即图 3(a) 中的 $I_1 = I_{\text{max}}$, $I_2 = I_{\text{min}}$ 。根据式(4)可以得到:

$$\begin{aligned} I_{\text{max}} &= I_d [1 - \exp(-t_{0-1}/\tau)] + I_{\text{min}} \exp(-t_{0-1}/\tau) \\ I_{\text{min}} &= -I_d [1 - \exp(-t_{2-3}/\tau)] + I_{\text{max}} \exp(-t_{2-3}/\tau) \end{aligned} \quad (5)$$

其中, t_{0-1} 为“+1”状态持续时间, t_{2-3} 为“-1”状态持续时间。由于 PWM 开关周期 $T \ll \tau$, 因此 $t_{0-1} \ll \tau$, $t_{2-3} \ll \tau$, 式(5)可以线性化为

$$\begin{aligned} I_{\text{max}} &= I_d(t_{0-1}/\tau) + I_{\text{min}}(1 - t_{0-1}/\tau) \\ I_{\text{min}} &= -I_d(-t_{2-3}/\tau) + I_{\text{max}}(1 - t_{2-3}/\tau) \end{aligned} \quad (6)$$

求解, 可以得出:

$$\begin{aligned} I_{\text{max}} &= \frac{(t_{0-1} - t_{2-3})\tau + t_{0-1}t_{2-3}}{(t_{0-1} + t_{2-3})\tau - t_{0-1}t_{2-3}} I_d \approx \frac{(t_{0-1} - t_{2-3})\tau + t_{0-1}t_{2-3}}{(t_{0-1} + t_{2-3})\tau} I_d \\ I_{\text{min}} &= \frac{(t_{0-1} - t_{2-3})\tau - t_{0-1}t_{2-3}}{(t_{0-1} + t_{2-3})\tau - t_{0-1}t_{2-3}} I_d \approx \frac{(t_{0-1} - t_{2-3})\tau - t_{0-1}t_{2-3}}{(t_{0-1} + t_{2-3})\tau} I_d \end{aligned} \quad (7)$$

进而, 三电平电流纹波 ΔI_{m3} 为

$$\Delta I_{m3} = I_{\max} - I_{\min} = \frac{2t_{0-1}t_{2-3}}{(t_{0-1} + t_{2-3})\tau} I_d \quad (8)$$

由于对称 PWM 三电平存在 $D_{\text{ref}} < D$ 和 $D_{\text{ref}} > D$ 的 2 种工况, 因此对式(8)的求解分 2 种情况。

a. $D_{\text{ref}} < D$ 时, 根据图 2(a), “+1”状态时间 $t_{0-1} = D_{\text{ref}}T$, “-1”状态时间 $t_{2-3} = (1-D)T$ 。结合式(2)容易得知此时 $D_{\text{ref}} < 0.5$ 。考虑 $D = 1 + D_{m3} - D_{\text{ref}}$, 根据式(8)可以求出电流纹波为

$$\Delta I_{m3} = \frac{2D_{\text{ref}}(D_{\text{ref}} - D_{m3})T}{(2D_{\text{ref}} - D_{m3})\tau} I_d \quad (9)$$

b. $D_{\text{ref}} > D$ 时, 根据图 2(b), $t_{0-1} = DT$, $t_{2-3} = (1 - D_{\text{ref}})T$ 。结合式(2)可以容易得知 $D_{\text{ref}} > 0.5$ 。考虑 $D = 1 + D_{m3} - D_{\text{ref}}$, 根据式(8)可以求出电流纹波为

$$\Delta I_m = \frac{2(1 - D_{\text{ref}} + D_m)(1 - D_{\text{ref}})}{2(1 - D_{\text{ref}}) + D_m} \frac{T}{\tau} I_d \quad (10)$$

当 $D = D_{\text{ref}}$ 时, 开关功放变为两电平工作方式(只有“+1”和“-1”2 种状态), 其电流波形如图 3(b)所示。此时, $t_{0-1} = DT$, $t_{2-3} = (1 - D)T$, 根据文献[4]给出的两电平平均占空比 $D_{m2} = 2D - 1$, 结合式(8)可以得到两电平工作时, 电流纹波 ΔI_{m2} 为

$$\Delta I_{m2} = \frac{2D(1 - D)T}{\tau} I_d = \frac{1}{2}(1 - D_m^2) \frac{T}{\tau} I_d \quad (11)$$

为加快输出电流响应速度, 一般 U_d 取值较大而 R_f 取值较小, 有 $D_m = I_m R_f / U_d \approx 0$, 式(9)(10)可简化为

$$\Delta I_{m3} = D_{\text{ref}} U_d / (f L_f) \quad D_{\text{ref}} < 0.5 \quad (12)$$

$$\Delta I_{m3} = (1 - D_{\text{ref}}) U_d / (f L_f) \quad D_{\text{ref}} > 0.5 \quad (13)$$

其中, f 为开关频率, L_f 为负载电感。

式(11)所表示的两电平电流纹波可以简化为

$$\Delta I_{m2} = U_d / (2f L_f) \quad (14)$$

对照式(12)(13)(14)可以看出对称 PWM 三电平电流纹波 ΔI_{m3} 小于两电平电流纹波 ΔI_{m2} , 且 2 种方式的电流纹波均与励磁电压 U_d 成正比, 与开关频率 f 、负载电感 L_f 成反比。

2 仿真及试验分析

本文在 Matlab 中建立了 H 半桥电流功放仿真模型, 并采用对称 PWM 法实现其三电平工作方式, 并与两电平工作方式进行了对比。参考波 PWM₁ 占空比取 $D_{\text{ref}} = 0.3$ 。仿真参数为: 电流输出指令 $I_{m\text{cmd}} = 3 \text{ A}$, 励磁电压 $U_d = 60 \text{ V}$, 阻感性负载 $L_f = 2.1 \text{ mH}$, $R_f = 1.85 \Omega$, 开关频率 $f = 10 \text{ kHz}$ 。仿真结果如图 4 所示。

仿真结果显示, 输出平均电流为 3 A 时, 两电平时电流纹波为 1.48 A, 三电平时电流纹波降为 0.81 A。根据式(12)(14), 两电平纹波 ΔI_{m2} 与对称 PWM 三电平纹波 ΔI_{m3} 理论计算分别为

$$\Delta I_{m2} = \frac{U_d}{2f L_f} = \frac{60}{2 \times 10 \times 10^3 \times 2.1 \times 10^{-3}} = 1.428 \text{ (A)}$$

$$\Delta I_{m3} = \frac{D_{\text{ref}} U_d}{f L_f} = \frac{0.3 \times 60}{10 \times 10^3 \times 2.1 \times 10^{-3}} = 0.857 \text{ (A)}$$

可见, 理论计算结果和仿真结果较为接近。

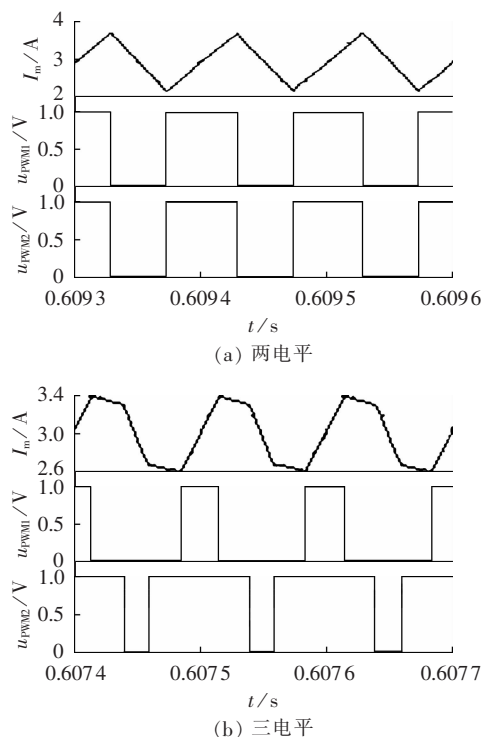
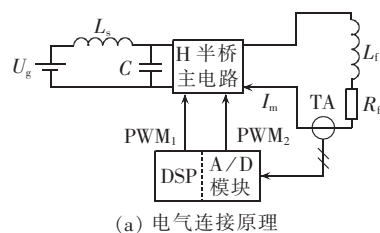


图 4 两电平与三电平仿真波形

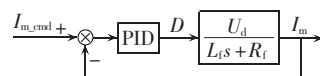
Fig.4 Simulative waveforms of two-level or three-level working mode

试验采用 TI 公司的 DSP 处理芯片 TMS320 F2812 为控制核心, 以三菱公司的智能模块 (IPM) PM75RL060 中的 U、W 两相作为 H 半桥主电路。LA28-P 电流传感器 (TA) 将负载电流 I_m 检测后送入 DSP 的 A/D 部分^[14]。闭环控制及 PID 控制算法在 DSP 中由软件实现, 设定 PWM₁ 为参考 PWM, PWM₂ 为控制 PWM^[15]。实验电气连接及电流闭环控制原理如图 5 所示。试验参数和仿真参数相同。

如图 6 所示, 采用电流闭环控制, 无论采用两电平还是三电平控制方式, 电流功放均可输出平均值为 3 A 的电流, 实现了输出指令大小的电流功能。采用对称 PWM 控制方法明显地减小了输出电流纹波, 提高了电流控制精度。表 1 为两电平和三电平控制方式下电流纹波的理论推导、仿真及试验对比结果, 可以看出三者结果较为一致。



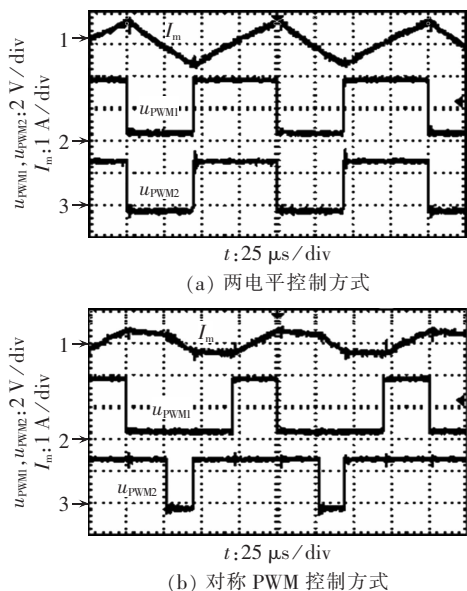
(a) 电气连接原理



(b) 电流闭环控制原理框图

图 5 电流功放试验的电气连接及控制原理图

Fig.5 Schematic diagrams of current amplifier experiment

图 6 电流指令 $I_{m,cmd}=3\text{ A}$, 电流功放试验结果Fig.6 Experimental results of switching amplifier, $I_{m,cmd}=3\text{ A}$ 表 1 输出电流纹波对比 ($I_m=3.0\text{ A}$, $D_{ref}=0.7$)

Tab.1 Comparison of current ripple A

控制方式	理论推导	仿真结果	试验结果
两电平	1.43	1.48	1.45
三电平	0.86	0.81	0.84

3 结语

理论、仿真及试验表明,采用参考 PWM 控制方法实现了 H 半桥拓扑电路的电流功放三电平输出,有效地减小了输出电流纹波。文中给出了两电平和三电平电流纹波计算公式,从理论上解释了对称 PWM 方法减小电流纹波的原理。仿真和试验结果证明了对两电平、三电平电流纹波理论推导的正确性。参考 PWM 方法只需控制一路 PWM 占空比,实现简单。

参考文献:

[1] BASLER M J. Excitation systems; the current state of the art [C] // IEEE/PES 2006 General Meeting. Montreal, Quebec, Canada: IEEE, 2006: 1-7.

[2] 李基成. 现代同步发电机励磁系统设计及应用 [M]. 2 版. 北京: 中国电力出版社, 2009: 234-236.

[3] 贾贵玺, 董铖, 张臣堂. 基于 PWM 控制的发电机励磁系统 [J]. 天津大学学报, 2005, 38(10): 874-877.

JIA Guixi, DONG Yue, ZHANG Chentang. PWM-based excitation system of generators [J]. Journal of Tianjin University, 2005, 38(10): 874-877.

[4] 李军, 李华峰. 基于斩波控制的新型励磁系统 [J]. 电力自动化设备, 2006, 26(7): 13-17.

LI Jun, LI Huafeng. Novel excitation system based on chopped wave control [J]. Electric Power Automation Equipment, 2006, 26(7): 13-17.

[5] 臧晓敏, 王晓琳, 仇志坚, 等. 磁轴承开关功放中电流三态调制技术的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 167-172.

ZANG Xiaomin, WANG Xiaolin, QIU Zhijian, et al. Research on current mode tri-state modulation technology in switching power amplifier for magnetic bearings [J]. Proceedings of the CSEE,

2004, 24(9): 167-172.

[6] 张亮, 房建成. 电磁轴承脉宽调制型开关功放的实现及电流纹波分析 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(3): 13-20.

ZHANG Liang, FANG Jiancheng. Analysis of current ripple and implementation of pulse width modulation switching power amplifiers for active magnetic bearing [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(3): 13-20.

[7] 田希晖, 房建成, 刘刚. 磁悬浮飞轮混合磁轴承模糊 PI 控制 PWM 开关功放 [J]. 仪器仪表学报, 2008, 29(5): 943-948.

TIAN Xihui, FANG Jiancheng, LIU Gang. Magnetic suspending flywheel hybrid magnetic bearing PWM switching power amplifier based on fuzzy PI control [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2008, 29(5): 943-948.

[8] 曾学明, 徐龙祥, 刘正坝. 电磁轴承三电平 PWM 功率放大器研究 [J]. 电力电子技术, 2002, 36(3): 13-15.

ZENG Xueming, XU Longxiang, LIU Zhengxun. Study of three level PWM power amplifier for AMB [J]. Power Electronics, 2002, 36(3): 13-15.

[9] 李冰, 邓智泉, 严仰光. 磁轴承三态开关功率放大器的电流模式控制 [J]. 电力电子技术, 2003, 37(4): 52-55.

LI Bing, DENG Zhiquan, YAN Yangguang. Current mode switching for tri-state amplifiers in magnetic bearing control system supporting high speed motor [J]. Power Electronics, 2003, 37(4): 52-55.

[10] 臧晓敏, 王晓琳, 仇志坚, 等. 一种改进的基于采样-保持策略磁轴承用电流三态调制开关功放 [J]. 电工技术学报, 2004, 19(10): 85-90.

ZANG Xiaomin, WANG Xiaolin, QIU Zhijian, et al. An improved current-controlled tristate switching power amplifier for magnetic bearings based on sample-hold strategy [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(10): 85-90.

[11] 张亮, 房建成. 电磁轴承开关功放的谐波模型仿真与试验研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(21): 95-100.

ZHANG Liang, FANG Jiancheng. Harmonic model simulation and experiment of the switching power amplifier for active magnetic bearing [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(21): 95-100.

[12] 翟小飞, 刘德志, 欧阳斌. 基于 H 桥拓扑结构的励磁电流放大器研究 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 114-118.

ZHAI Xiaofei, LIU Dezhi, OUYANG Bin. Research on the exciter field current amplifier based on H bridge topology circuit [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 114-118.

[13] 林渭勋. 现代电力电子电路 [M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2002: 204-206.

[14] 翟小飞, 张俊洪, 赵镜红. 基于 DSP 矢量控制中检测反馈电流新方法 [J]. 电力自动化设备, 2007, 27(2): 62-64.

ZHAI Xiaofei, ZHANG Junhong, ZHAO Jinghong. Feedback current detection in vector control based on DSP controller [J]. Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(2): 62-64.

[15] 苏奎峰, 吕强, 常天庆, 等. TMS320X281x DSP 原理及 C 程序开发 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2008: 76-80.

(编辑: 柏英武)

作者简介:

翟小飞 (1982-), 男, 陕西西安人, 博士研究生, 研究方向为集成化发电 (E-mail: smartnavy@126.com);

刘德志 (1953-), 男, 江苏南京人, 教授, 博士研究生导师, 研究方向为集成化发电;

欧阳斌 (1981-), 男, 江西赣州人, 博士研究生, 研究方向为集成化发电。

(下转第 67 页 continued on page 67)

Current ripple reduction with symmetrical PWM for H-half bridge switching power amplifier

ZHAI Xiaofei, LIU Dezhi, OUYANG Bin, WEI Keyin, YAN Ming

(National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology,
Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: As the two-level H-half bridge switching power amplifier has significant current ripple, resulting in heavier load loss, a three-level H-half bridge switching power amplifier with two symmetrical PWM signals is proposed, one of which has fixed duty ratio and the other verified. The analytical computation of current ripple is presented and the numerical simulation is carried out with Matlab. An experimental switching power amplifier controlled by DSP is constructed and the comparative test is performed between two-level and three-level H-half bridge switching power amplifiers. All show that the amplifier with two symmetrical PWM signals has much lower output current ripple.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China(51077131).

Key words: symmetrical PWM; three-level power amplifier; current ripple; H-half bridge circuit; DSP