

文章编号 1000 5013(2004) 01 0030 04

# 一种大容量快速控制功率放大器的分析

程荣仓 刘正之

(中国科学院等离子体物理研究所, 安徽 合肥 230031)

**摘要** HF 7U 全超导 Tokamak 核聚变实验装置等离子体环, 在垂直位移方向上有着固有的不稳定性. 为了实现垂直位移方向上的稳定, 给主动控制线圈供电的功率放大器, 其响应速度必须具有快速性. 根据实验装置对放大器的参数要求, 提出一种基于三态离散脉冲调制 DPM 模式. 它不但可以实现对给定电流或电压的跟踪, 而且可以限制和降低开关频率的功能. 为满足实现负载大电流的要求, 采用多模块并联技术, 并进行数学建模分析. 最后, 用小功率的台面实验加以证明.

**关键词** HF 7U 聚变装置, 三态离散脉冲调制, 多模块并联, 功率放大器

**中图分类号** TN 722. 7<sup>5</sup>0. 2 **文献标识码** A

以电感线圈为功率放大器的负载, 实际上具有固有的非线性与时变性. 根据聚变实验装置提出的技术要求 (峰值电流为 10 kA, 频率约为 50 Hz), 能够实现 4 个象限的运行, 且具有较高的电压响应速度. 国际上同类装置的 JET 和 KSTAR 利用现代电力电子技术, 采用如图 1 所示的方案<sup>[1~3]</sup>. 即模块的多重化串联技术, 以达到多电平输出的要求. 其开关管  $S_1 \sim S_8$  采用 GTO 或 IGBT. 根据给定电压的大小, 来确定输出哪种电平 ( $+2E, +E, 0, -E, -2E$ ). 采用 5 个电平的方案有 3 个特点: (1) 降低输出电流的脉动, 有间接提高开关频率的特点. (2) 降低开关器件耐压和开关频率, 适合于高压和低频工作场合. (3) 成本高. 针对本课题的工作环境为低压、大电流的特点, 本文提出采用单个逆变桥的多模块并联技术. 其开关管采用 IGBT, 以提高开关频率. 控制上采用三态 DPM 控制模式, 它可以输出 3 个电平 ( $+E, 0, -E$ ), 同样可以达到降低输出电流脉动和降低开关次数.

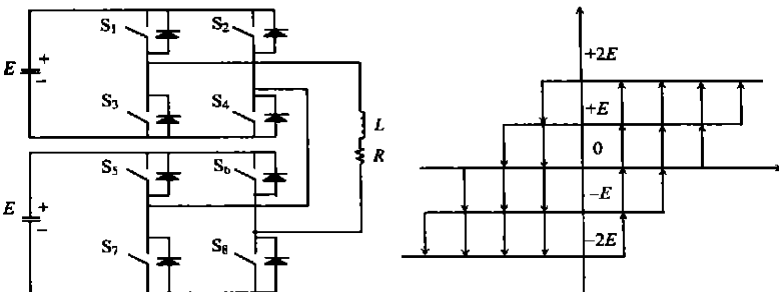


图 1 五电平输出方案

## 1 控制方法描述

图 2 为主电路结构图. 它可以有  $n$  个模块相并联, 模块间对应的开关管采用同一个控制信号, 即所谓的同步控制模式. 非线性电感负载为  $L_0$ , 对应的电阻为  $R_0$ . 模块间采用相同的电感  $L_b$  来抑制环流, 以达到模块间均流的目的. 电感负载返回的能量通过一个可控电阻把它耗掉. 所以, 整流部分可以采用不可控的二极管整流, 既降低了成本, 又减少了工作量; 同时, 和晶闸管整流相比, 它提高了功率因数.

图 3 描述了三态 DPM 控制模式的原理. 它实际上由一个窗口比较器和两个受时钟控制的触发器

D 构成<sup>[4]</sup>. 当采用电流闭环控制模式时, G 为电流参考信号与反馈信号的比较值; 当采用电压开环控制模式时, G 为电压给定信号. 变换器的最高开关频率受到 D 触发器时钟信号的限制. 表中  $\delta$  为环宽的大小, 定义  $R_8 = R_{10}$ , 则有正环宽为  $\delta = \frac{E}{\Sigma R} R_9$ ; 负环宽为  $-\delta = \frac{E}{\Sigma R} (-R_9)$ . 其中,  $\Sigma R = R_8 + R_9 + R_{10}$ .  $E$  为供电电源  $V_{in}$ , 因此调节  $R_9$  就可以调节正负环宽的大小. 如果环宽过大, 意味着负载输出电流误差较大; 如果环宽过小, 则逆变桥输出电压就会是正负脉冲变化, 而不会出现零电平的中状态. 所以, 开关频率增加, 输出电流脉动也增加, 损耗增大. 同时, 负载回馈能量的次数增加, 导致输入直流电压脉动增加. 在稳态工作条件下, 应该合理地选择环宽大小, 使逆变器工作在三态模式下. 即正脉冲和零电平的变换, 或者负脉冲和零电平的变换, 使其不会出现正、负脉冲的变换.

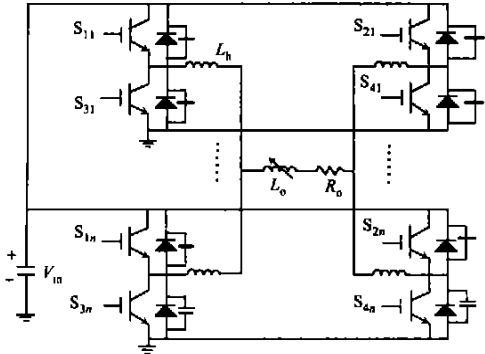


图 2 主电路结构

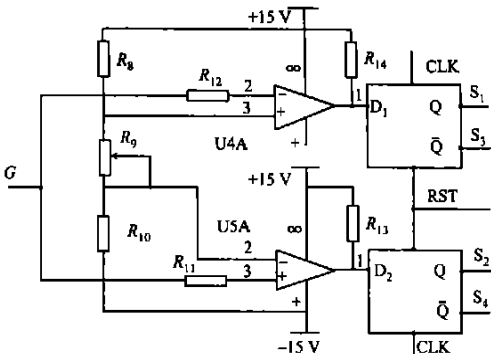


图 3 三态 DPM 控制原理电路

2 逆变器模块的并联分析

在实际工作中, 由于开关管开关时间的差异, 会形成各种模式的环流发生. 以两台模块并联为例, 如图 4 所示. 模块 2 的开关管  $S_{2u}$  的开通与关断, 相对于模块 1 的开关管  $S_{1u}$  来说, 要么产生超前行为, 要么就会产生滞后行为. 这种超前或滞后, 都会引起并联模块间均流电感的电压差  $V_{AB}$  发生变化, 如图 5 所示. 同理, 对于开关管  $S_{1d}$ ,  $S_{2d}$  也是一样的. 这种开关时刻的超前或滞后, 就产生了图 5 所示的 4 种开关

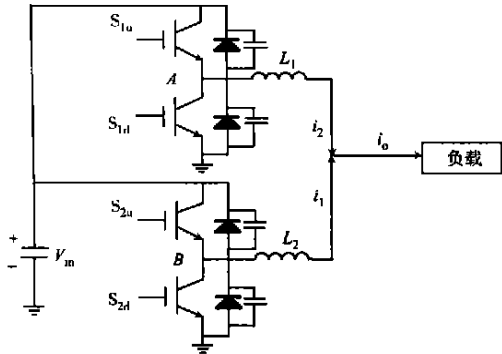


图 4 并联模块间电路结构图

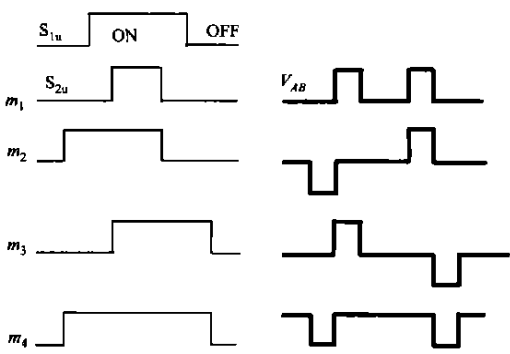


图 5 开关延时模式

延时模式. 由于工作在三态 DPM 模式下, 它具有一些特点. 以输出电流的微分为例. 此时  $S_4$  开通,  $S_1, S_3$  受时钟调制. 当  $i_o > 0$  时,  $S_3$  反并的二极管处于续流状态; 当  $i_o < 0$  时,  $S_4$  反并的二极管处于续流状态. 因此, 在研究并联模块间开关的时间差异时, 可以把调制波分成 4 个时段来研究. 即  $di_o/dt > 0, i_o > 0$  时, 只研究开关管  $S_1$  的开关时间差异; 而  $di_o/dt > 0, i_o < 0$  时, 只研究开关管  $S_3$  的时间差异. 同理, 当输出电流的微分小于零时,  $S_3$  一直开通, 只研究开关管  $S_2$  或  $S_4$  的时间差异. 根据图 5 的 4 种方式的组合, 显然可以得到下面 4 种瞬态环流方式. (1) 由  $m_1$  和  $m_4$  所组成的与输出电流频率一样的交流成分环流. (2) 由  $m_2$  或  $m_3$  所组成的与时钟载波频率相同的交流成分. (3) 由  $m_1$  或  $m_4$  组成的完全直流成分环流. (4) 介于瞬态环流模式 2, 3 之间的瞬态环流成分. 因此, 在设计并联模块间的均流电感时, 应以第 3 种瞬态环流模式为依据. 因为它引入了脉动的直流成分. 另外, 由于开关管通态压降的离散性, 每一个管

子的通态压降不可能是一样的. 这也会导致模块间环流的发生. 由于选择了 IGBT 这种具有正温度系数的管子, 即温度越高, 其通态压降也越高, 从而有利于并联模块间的均流.

3 输出均流电感设计

在瞬间环流方式 3 中, 开通变化时间  $\Delta t_{on}$  所产生的伏秒数为  $V_{t_{on}} = E \cdot \Delta t_{on}$ . 式中,  $\Delta t_{on} = t_{on1} - t_{on2}$ ,  $E$  为直流输入电压,  $t_{on1}$ ,  $t_{on2}$  为  $S_{1u}$  和  $S_{2u}$  的开通时间. 关断时间  $\Delta t_{off}$  所产生的伏秒数  $V_{t_{off}} = E \cdot \Delta t_{off} - \frac{C \cdot E^2 \cdot \Delta I_T}{4I_T^2 - \Delta I_T^2}$ . 式中,  $\Delta t_{off} = t_{off1} - t_{off2}$ ,  $\Delta I_T = I_{T1} - I_{T2}$ ,  $t_{off1}$ ,  $t_{off2}$  为  $S_{1u}$  和  $S_{2u}$  的关断时间.  $I_{T1}$ ,  $I_{T2}$  为  $S_{1u}$  和  $S_{2u}$  关断时的电流.  $C$  为开关管的吸收电容.  $I_T$  为  $S_{1u}$  和  $S_{2u}$  断电电流的平均值. 关断  $V_{t_{off}}$  式的中后半部分, 是由于 IGBT 开关管吸收电容  $C$  所引起的关断时伏秒数的变化. 另外, 由于开关管通态电压的差异, 所形成作用在均流电感上的  $V_{tp} = \Delta V \cdot T = \frac{\Delta V}{N \cdot f}$ . 其中,  $N$  为调制波与时钟载波频率比,  $f$  为逆变器电流输出频率. 因此, 作用电感上总的伏秒数为

$$V_f = E \cdot (\Delta t_{on} + \Delta t_{off}) - (C \cdot E^2) / (4I_T^2 - \Delta I_T^2) - \Delta V / (N \cdot f).$$
 (1)

式(1)中, 每一项都取正值. 在开头周期  $T$  内, 电感上的电流变化  $\Delta I = \frac{V_f T}{L}$ . 式中,  $L = 2L_1 = 2L_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  分别为两个模块的均流电感. 在逆变器的半个周期内, 重复开关周期  $T$  的波形平均为  $N/2$  次. 所以, 其最大的电流变化  $\Delta I_m = \frac{N}{2} \cdot \Delta I = \frac{N}{2L} \cdot V_f T$ . 并联逆变器之间的最大电流变化, 得

$$\Delta I_m = \frac{N}{2L} [E \cdot (\Delta t_{on} + \Delta t_{off}) - (C \cdot E^2) / (4I_T^2 - \Delta I_T^2) - \Delta V / (N \cdot f)].$$
 (2)

取  $E = 100\text{ V}$ ,  $\Delta t_{on} = \Delta t_{off} = 0.1\text{ }\mu\text{s}$ ,  $I_T = 10\text{ A}$ ,  $\Delta I_T = 1\text{ A}$ ,  $C = 3.0\text{ pF}$ ,  $f = 50\text{ Hz}$ . 最高开关频率取  $5\text{ kHz}$ ,  $N = 100$ . 又由于此公式反映的是极端情况下, 均流电感不能饱和, 所以可取  $\Delta I = 17 \times 10\% = 1.7\text{ A}$ . 此外,  $\Delta V = 0.05\text{ V}$ . 由此可解得,  $L = 73.53\text{ }\mu\text{H}$ . 即  $L_1 = L_2 = 36.76\text{ }\mu\text{H}$ , 铁心采用硅钢片.

4 实验结果分析

为了对以上的分析进行验证, 做一个小功率的模拟实验. 实验的负载电感  $L_o = 6.667\text{ mH}$ ,  $R_o = 95.47\text{ m}\Omega$ , 时间常数取  $\tau = 69.8\text{ ms}$ . 此负载参数是在电感的时间常数不变的情况下, 按照相似原理推算得到的. 即小功率模拟实验得到的开关波形形状, 与实际负载所要得到的满功率开关波形形状是相似的. 由于实际给定的电流信号非常复杂, 根据测量的等离子在垂直上的位移来确定输出电流的大小. 实验采用了跟踪 3 种(正弦、三角和阶跃)不同给定信号. 这 3 种不同的信号, 基本可以反映给定信号的频带宽度和上升斜率. 用 3 个模块进行并联, 图 6 是输出电流跟踪的实验波形 ( $33\text{ A} \cdot \text{格}^{-1}$ ). 通道 1 为给定, 通道 2 为输出电流, 通道 M 为跟踪给定波形的误差, 基本上控制在  $10\%$  以内.

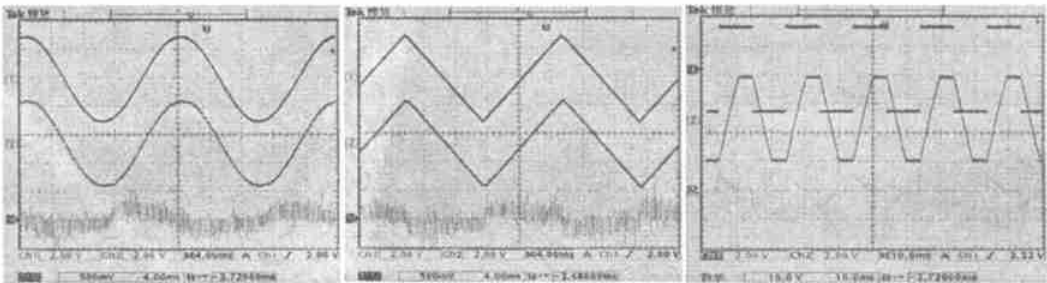


图 6 跟踪 3 种电流波形

图 7 是并联的 3 个模块输出电流波形图(峰值为  $17\text{ A}$ ). 通道 M 为均流误差信号, 也基本控制在  $10\%$  以内. 在图 6 工作模式的基础上, 当负载时间常数突然发生变化时(时间常数降低约  $30\%$ ), 输出的正弦电流波形如图 8 所示. 从图中可以看出, 输出电流的脉动增加, 相应的误差信号也因输出脉动的增

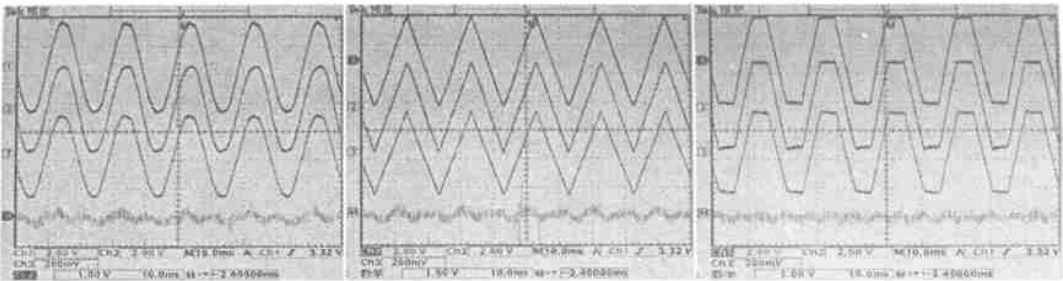


图 7 3 个模块的输出电流波形

加而增加. 从以上的实验波形可以看出, 由最初提出的电压响应速度, 已经转变为电流响应速度. 这样的响应速度, 将大大高于 HT-7U 实验装置所要求的电压响应速度.

5 结束语

采用三态 DPM 控制模式, 实现的电压型多模块并联技术, 不但可以实现对各种给定信号的跟踪, 而且可以较好地实现多模块并联技术. 它具有下面 5 个特点. (1) 由于输出采用三态调制, 可以较好地降低输出电流脉动, 同时也减少了电感负载返回能量. 这对于输入滤波和降低输入电压的脉动都有好处. (2) 与 PWM 控制模式相比, 可以大量地降低开关次数, 提高变换器系统的效率, 也给均流电感的设计带来了方便. (3) 可以进行电压和电流两种信号的跟踪. (4) 此方案的多模块并联技术, 没有直接或者间接地引入均流措施, 因此并联的模块不易过多. (5) 此种控制模式需要进一步在大容量的变换器中得到检验.

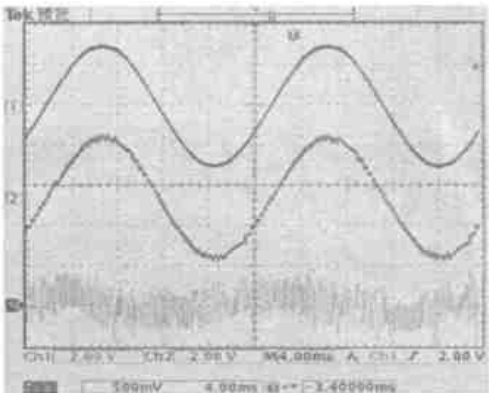


图 8 负载突变时输出电流波形

参 考 文 献

1 Mondino P L, Bonicelli T, Hrabal D, et al. The new fast radial field amplifier for the control of the plasma vertical position in JET [J]. Fusion Technology, 1992, 17: 907~ 911

2 Claesen R, Bonicelli T, Ostrom R, et al. The JET fast power supplies[J]. JEF P, 1994, ( 5): 1~ 7

3 Bonicelli T, Ostrom R, Baigger P, et al. On line simulation of the junction temperatue for the thermal protection of high power date turr off thyristors used in pulsed duty inverters[ J]. Proceedings of EPE Conference, 1993, (9) : 1~ 6

4 董小鹏,王兆安. 三相电压型单位功率因数 PWM 整流器的研究[J]. 电力电子技术, 1997, (4) : 39~ 41

Analysis of a Fast Control Power Amplifier with Large Capacity

Cheng Rongcang      Liu Zhengzhi

(Insti. of Plasma Physics, Chinese Academy of Sciences, 230031, Hefei, China)

**Abstract** Plasma ring in HT-7U Tokamak as a test facility of fully superconducting nuclear fusion has its inherent instability. For realizing the stability in vertical displacement, the power amplifier must be fast in response for feeding active control coils. In terms of parameter requirement of amplifier, the authors suggest here to adopt a patten based on three state discrete pulse modulation, by which not only the tracking of given current of voltage can be realized but also the switching frequency can be restricted and the fluctuation of output current can be lowered. For satysfying the requrement of loading high current, the technique of multiple module paralleling is adopted and the mathematical modeling and analysis of paralleling patten are carried out. The scheme is proved finally by small power mesa test.

**Keywords** HT-7U Tokamak, three state discrete pulse modulation, multiple module paralleling, power amplifier