

并联交错 PFC 技术在磁体电源中的应用

陈晓勇^{1,2}, 刘小宁^{1†}, 张 浩¹

¹中国科学院强磁场科学中心, 安徽 合肥 230031;

²中国科学技术大学, 安徽 合肥 230026

收稿日期: 2018-08-28; 接收日期: 2018-10-28

【摘要】 并联交错功率因数校正(power factor correction, PFC)具有能减小输入电流纹波, 减小电感磁芯尺寸, 减小输出电容纹波、功率因数高等优点. 针对其优点, 考虑将该变换器应用到强磁场中心的超导磁体电源的备用方案中, 以弥补现在运行电源体积过大的不足. 本文主要介绍了并联交错 PFC 的工作原理, 对其参数进行设计和选型, 分析了控制方法, 利用 SiC 器件, 搭建了 1 kW 的实验样机, 实验验证了方案的可行性, 为下一步超导磁体电源的升级改造提供了理论和工程经验.

关键词: 并联交错控制; 功率因数校正; SiC 器件; 超导磁体电源

PACS: 84.30.Jc, 84.71.-b

Application of Parallel Staggered PFC Technology in Magnet Power Supply

CHEN Xiaoyong^{1,2}, LIU Xiaoning¹, ZHANG Hao¹

¹ High Magnetic Field Laboratory of the Chinese academy of Sciences, Hefei 230031, China;

² University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China

Received date: 2018-08-28; accepted date: 2018-10-28

【Abstract】 Parallel PFC can reduce the input current ripple, reduce the size of the inductor core, reduce the output capacitor ripple, and has high power factor. For its advantages, consider applying this converter to a backup scheme of a superconducting magnet power source with a strong magnetic field center, so as to make up for the deficiency of the current operating power volume being too large. In this paper, the working principle of parallel staggered PFC is introduced. The parameters are designed and selected, the control method is analyzed, SiC devices are used and a 1kW experimental prototype is built. The feasibility of the scheme is verified by experiments, which provides theoretical and engineering experience for the upgrade of the superconducting magnet power supply in the next step.

Keywords: Parallel Interleaving Control; Power Factor Correction; SiC devices; Superconducting magnet power supply

PACS: 84.30.Jc, 84.71.-b

[†] liuxn@ipp.ac.cn

1 引言

目前,极低温、超高压以及强磁场被视为基础科学研究过程中所需的三大极端条件^[1].强磁场为科学的发展带来新的机遇,作为国家大科学装置中心,中科院强磁场中心拥有国家稳态强磁场实验装置,拥有多台应用不同的磁体装置,其中已完成 40 T 强磁场装置的建设,下一步磁体装置磁场设计目标是冲击世界纪录 45 T 稳态强磁场,其由内水冷磁体和外超导磁体两台磁体混合组建而成,其中电源部分由两台大功率磁体电源组成,其中外超导磁体电源最大输出为 8 V/16 kA,对电流和电压的稳定度要求极其严格^[2].目前超导磁体电源采用的是双反星形可控硅整流方案,该方案优点很多,但是随着装置升级,其设备体积大,无功补偿动态响应慢等缺点制约着改造.对此本文提出了一套新的基于开关电源的备用方案,并引入并联交错 PFC 技术.

并联交错 PFC 技术,把用于 DC/DC 变换器的交错技术应用到 PFC 上,使其降低输入电流谐波含量,提高输入端功率因数.同时简化了 EMI 滤波器的设计,减少电感体积,提高了系统效率和功率密度^[3].基于并联交错 PFC 的优点,本文提出利用交错并联 PFC 结合单相不可控整流电路来替代可控硅整流电路的水冷磁体电源整流方案.文中对整体的设计与关键器件的计算进行了说明,并通过搭建实验样机,最终验证了方案的可行性.

2 交错并联功率因数的应用

2.1 简介

如图 1 所示,该图为现在超导磁体电源备用方案的拓扑结构,其主回路采用三相不可控整流与隔离 DC/DC 移相全桥组合的方式,在输出端接有源滤波环节后给磁体供电^[4].在这种组合方式由于前端采用三相不可控整流,且只有滤波电感及电容,因此整流后的电压随着输入电压的变化而变化,不利于隔离 DC/DC 的控制与设计,并且整个组合中采用被动的无功补偿装置,补偿效率低且动态响应慢.另外,让多个开关电源模块的输入端共用一个三相不可控整流,一旦发生故障,影响整体的实验进程.

图 2 为引入并联交错 PFC 的外超导磁体开关电源拓扑图.其采用三相并联的方式,并且引入并联交错 PFC 技术,不仅提高了功率因数,减小了 DC/

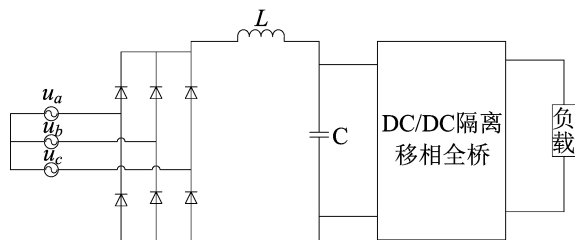


图 1 现有运行磁体电源备用方案主拓扑图

DC 输入端电压的波动,增强了稳定性,还增强了整个电源的可靠性.

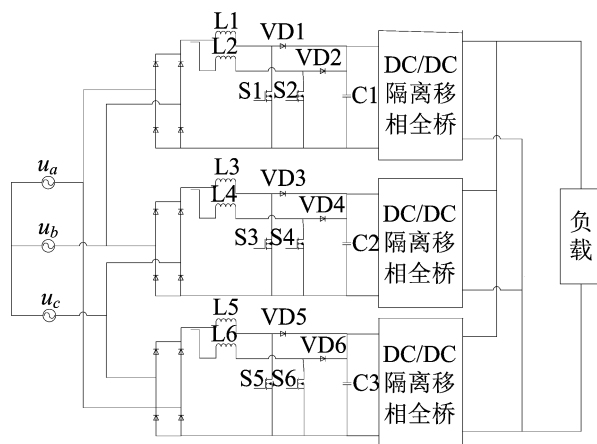


图 2 磁体电源备用方案改进后的主拓扑图

由于采用三相并联,并在本文中主要对交错并联 PFC 进行分析,因此后端的 DC/DC 隔离移相全桥在本文中不做分析.

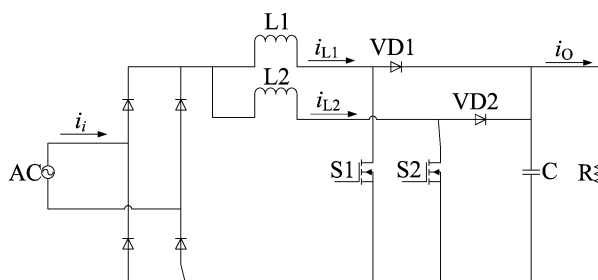


图 3 两相交错并联 boost PFC 拓扑图

图 3 为两相交错并联 boost PFC 的拓扑图,其中 L1、L2 为升压电感且大小相等, S1、S2 为 MOS 管 VD1、VD2 为二极管, C 为滤波电容.

2.2 基本原理

交错并联 PFC 与传统的 Boost PFC 变换器有相似之处:它们都是随着开关管的导通与关断,电感处于持续不断的充放电状态;都可提高功率因数;不同之处在于:交错并联 PFC 有两个开关管 S1、S2,

它们交错工作,驱动信号相差 180° 相角,因此,电流纹波更小;当 $D > 0.5$ 和 $D < 0.5$ 时,变换器具有不同工作模式。

如下图为连续电流模式 CCM(continuous current mode)交错并联 PFC 在 $D < 0.5$ 时,主要的波形,此时电路主要有四种工作状态:

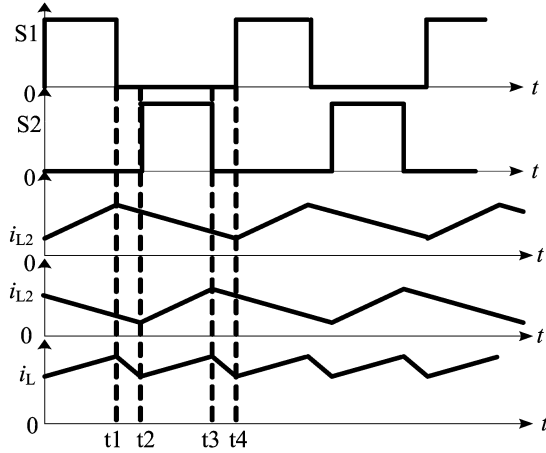


图4 CCM 交错并联 PFC 在 $D < 0.5$ 时的主要波形

1) 工作状态 1

在 $0 \sim t_1$ 阶段,开关管 S1 导通, S2 关断,二极管 D1 截止, D2 导通,此时电感 L1 的电流呈线性上升,电感 L2 的电流则呈线性减小,两个电感的电流和呈线性增长。

2) 工作状态 2

在 $t_1 \sim t_2$ 阶段,开关管 S1 和 S2 都关断,此时二极管 D1 和 D2 都导通,电感 L1 和 L2 的电流都线性减小,电感中的能量都通过二极管向负载释放,此时电流和 i_L 线性减小。

3) 工作状态 3

在 $t_2 \sim t_3$ 阶段,开关管 S1 关断, S2 导通,二极管 D1 导通, D2 截止,电感 L1 的电流线性减小,电感 L2 的电流线性增加,电感 L1 的能量在释放,电感 L2 在储存能量,两个电感的电流和呈线性增长。

4) 工作状态 4

在 $t_3 \sim t_4$ 阶段时,同工作状态 2。

2.3 优点

1) 输入电流纹波

在连续电流状态下,开关管互补导通,两个 PFC 单元电路对应的电感电流上升和下降趋势相反,总的输入电流纹波幅值明显降低。

2) 电流应力

在功率相同的情况下,每相单元电路中的开关管和电感的电流应力随之减小,其值仅为传统 PFC 的一半,大大改善了开关管的工作条件,有利于开关管的选取。

3) 电感体积

外界条件相同的情况下,由于采用并联交错,每相流过电感的电流减小,电感体积减少,功率密度提高。

4) 输出电压

在正常的输入电压范围内,输出电压不随着输入电压的波动而变化,输出电压保持相对稳定。

3 样机参数计算

结合磁体电源电路的实际情况与本文提出的整流方案,对交错并联 PFC 进行样机参数设计,其主要的设计指标如下:

表 1 设计指标

指标名称	指标值
输入电压	175 ~ 265 V
输出电压	400 V
输出功率	1 kW
开关频率	100 kHz
保持时间	20 ms
功率因数	0.98
效率	0.95

3.1 电感的选择

考虑到电网的波动以及变换器工作的环境,交错并联 PFC 变换器在最恶劣的情况下依然可以正常工作,因此在设计电感时最低输入电压以及最大输出功率,此时变换器的输入电流最大,功率器件承受的电流应力最高^[5]。

最低输入电压的峰值:

$$U_{in_min_pk} = \sqrt{2} \times U_{in_min} \quad (1)$$

最大输入电流峰值:

$$I_{pk} = \frac{\sqrt{2} \times P_o}{\eta \times U_{in_min}} \quad (2)$$

此时对应的最大占空比:

$$d_{max} = \frac{U_0 - U_{in_min_pk}}{U_0} \quad (3)$$

对于 Boost 变换器,电路工作于 CCM 模式时

的临界电感为:

$$L = \frac{\eta d_{\max} U_{in_min}^2}{2f_{sw} p_o} \quad (4)$$

代入数值计算得: $L1=L2=111 \text{ uH}$, 电感量应大 111 uH 才可保证电路工作于 CCM 模式.

不同的变换器对功率因数的要求不同, 而通常要求电流脉动 ΔI 小于设计要求的最大值, 在这里取输入电流峰值的 20%, 则:

$$\Delta I = 20\% \times I_{pk} = 1.7 \text{ A} \quad (5)$$

交错并联 Boost PFC 总输入电流为电路中两相电感电流之和, 因此输入电流纹波减小程度受开关占空比和并联相数的影响. 下式为两相交错并联时占空比与电流纹波比值之间的关系^[6]:

$$K(d) = \frac{\Delta I_i}{\Delta I_L} = \begin{cases} \frac{1-2d}{1-d}, & d \leq 0.5 \\ \frac{2d-1}{d}, & d \geq 0.5 \end{cases} \quad (6)$$

其中, ΔI_i 为总输入电流纹波, ΔI_L 为其中一相 PFC 单元中的电感电流纹波. 代入计算得 $K(d)$ 等于 0.39, 即 ΔI_L 的值为 4.4 A .

根据电路纹波要求计算两电感为:

$$L1=L2 = \frac{U_{in_min_pk} \times d_{\max}}{f_{sw} \times \Delta L} \quad (7)$$

可得 $L1=L2=214 \text{ uH}$, 综上两个条件, 考虑留有一定裕量以及滤波效果, 选取电感量为 340 uH .

3.2 输出电容的选择

在输出电容的选型时, 输出电压纹波和输出电压维持时间是两个重要的指标参数, 根据不同的要求设置指标参数. 维持时间是指在变换器正常工作时, 输入电源被突然切断, 输出电压保持在规定压降范围内的时间^[7].

$$C = \frac{2P_o T_{hold}}{U_o^2 - (m\%U_o)^2} \quad (8)$$

这里取保持时间为 20 ms , 考虑负载正常工作允许电压下降 30%, 则 $C=490 \text{ uF}$.

按输出纹波电压的要求计算:

$$C \geq \frac{I_o}{2\omega\Delta U} \quad (9)$$

其中若限定输出的低频纹波电压为输出电压的 5%, $\Delta U \leq 5\%$, $U_o = 20 \text{ V}$, 代入计算 $C \geq 398 \text{ uF}$.

综上, 根据计算的结果选择比较, 同时根据电压的等级选择适当的电容耐压值, 因此考虑采用 2 个 $270 \text{ uF}/450 \text{ V}$ 的电解电容并联, 得到的实际电容量

量为 540 uF .

3.3 功率器件的选择

1) 不可控单相整流桥

不可控整流桥的选取, 应根据输入电压和最大输出功率考虑整流桥芯片最大正向整流电流、峰值反向截止电压以及所能承受浪涌电流的能力等^[8]. 本设计中整流桥承受的最大反向电压和流过它的最大正向整流电流分别为:

$$V_{d_max} = \sqrt{2} \times U_{in_rms_max} \quad (10)$$

$$I_{max} = I_{pk} = 8.5 \text{ A} \quad (11)$$

考虑安全裕量和实际情况, 本设计中选择 WTE 公司型号为 GBJ35J 的不可控整流桥模块, 其参数 $35 \text{ A}/600 \text{ V}$.

2) 开关管

本设计中为了提高开关频率, 减少损耗, 故采用 SiC 器件. 而在开关管选型时则主要考虑其额定电压和电流应力以及导通电阻. 由于流经开关管的最大峰值电流等于电感最大峰值电流, 因此流过开关管的最大峰值电流为 8.5 A . 由于导通压降远小于输出电压, 因此开关管电压可近似为输出电压 400 V ^[9]. 考虑余量, 选择开关管型号为 SCT3120AL, 其 $U_{DSS} = 650 \text{ V}$, $R_{DS(on)} = 120 \text{ m}\Omega$, $I_D = 21 \text{ A}$.

3) 二极管

Boost 变换器中续流二极管的选择应考虑其正向电流 I_F 、反向电压 U_R 和最大正向压降 V_F 等重要参数. I_F 应高于输出二极管的平均电流 2.5 A . 因此考虑一定的设计余量以及为了提高开关频率, 减少损耗, 故采用 SiC 二极管, 故选取二极管型号为 IDH06G65C6, 其参数为 $U_R = 650 \text{ V}$, $I_F = 6 \text{ A}$, $V_F = 1.2 \text{ V}$.

3.4 控制策略

在比较 PFC 常用的几种控制策略后, 选择平均电流控制策略作为设计的控制策略. 平均电流控制因其自身的特点, 适合大功率工作环境, 总谐波失真 THD(total harmonic distortion) 小, 并且对噪声不敏感, 电感电流峰值与平均值之间的误差小.

在平均电流控制策略中, 控制环路是由电压外环和电流内环两部分构成的, 电流控制环使输入电流接近正弦波, 并使之跟随输入电压, 电压控制环使输出电压保持稳定^[10]. 图 4 为引入平均电流控制的并联交错 PFC 原理图, 其中有一个电压环, 两个电流环. 两个电流环分别对开关管进行采样与控制, 其

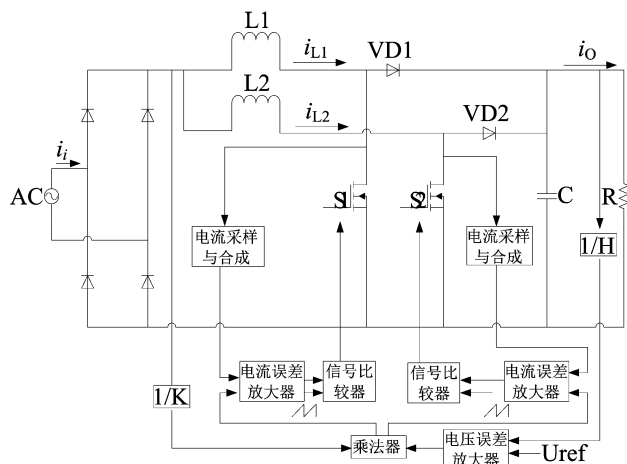


图 5 交错并联 PFC 的平均电流控制原理图

中采样采取开关管的导通电流,然后利用逻辑模拟电感下降沿电流,因此,在本设计中采用 TI 的控制芯片 UCC28070,芯片可以实现两相交错控制,可调频率的范围广,并且该芯片具有电流合成功能,只需要检测开关管导通时的电流波形,然后芯片内部重构电感电流的下降沿,从而合成了完整的电感电流波形。因此每相采样只需一个电流互感器,省略了检测二极管电流,简化了控制电路,提高了交错并联 PFC 电路的控制性能和集成度,实现对 CCM 模式下交错并联 Boost PFC 电路。

4 样机结果分析

根据工程设计的要求,对样机的整体设计,器件和芯片的选型,以及最后对样机的调试,搭建了一台 1 kW 的交错并联的 PFC 样机,实验主要波形如下:

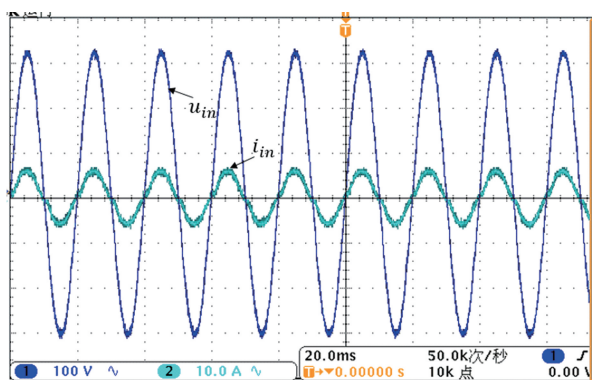


图 6 输入电压与输入电流波形

图 6 为输入电压与输入电流波形。图中显示经过滤波后的输入电流能较好的跟随输入电压,并且波形接近正弦波形,经计算 $PF=0.983$,能够较好的

实现功率因数校正,满足性能要求。

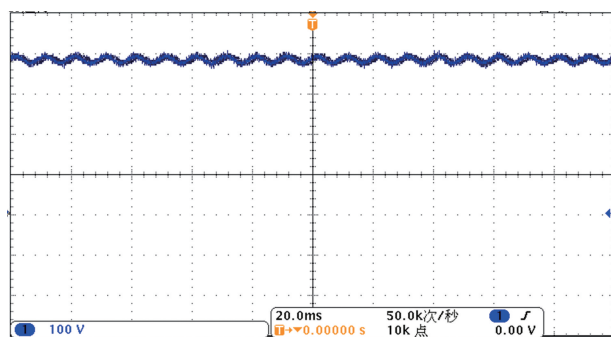


图 7 输出电压波形

图 7 显示输出电压波形,图中显示输出电压稳定, $U_o = 400 \text{ V}$,且输出电压波动 ΔU_o 约等于 20 V,满足性能要求。

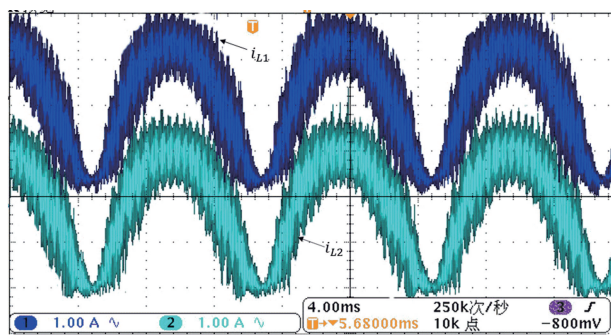


图 8 电感 L1 和 L2 的电流波形

图 8 为电感 L1 和 L2 的电流波形,显示两个电感电流的电流大小相等,波形形状相似,波形近似为正弦的半波,证明实验电路达到了较好的均流效果。

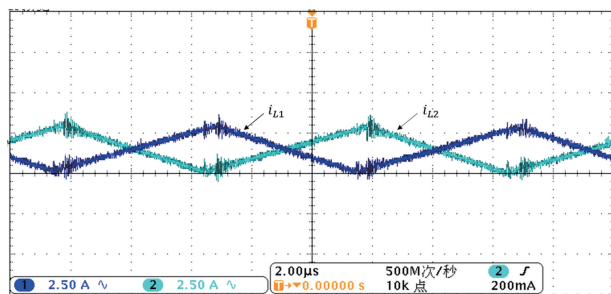


图 9 电感 L1 和 L2 的纹波电流波形

图 9 为电感 L1 和 L2 的纹波电流波形。图中显示 i_{L1} 和 i_{L2} 的周期时间约为 $10 \mu\text{s}$,即开关频率约为 100 kHz,两支路电感电流纹波相差半个周期,两者纹波在测试时,当 MOS 管关断时会相互产生一定干扰,但是不影响整体电流的波形。

图 10 为电感电流 i_L 和电感 L2 的电流 i_{L2} 。图

中显示了两相电感电流叠加后的电流和 i_L 与电感 L2 的电流 i_{L2} ,从图中可看出经交错并联后,电流 i_L 纹波明显减少,且波形呈正弦性。

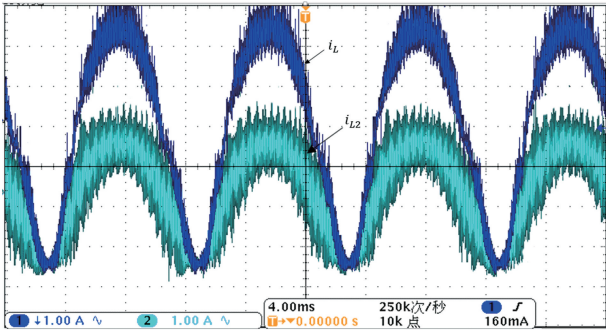


图 10 电感电流 i_L 和电感 L2 的电流 i_{L2}

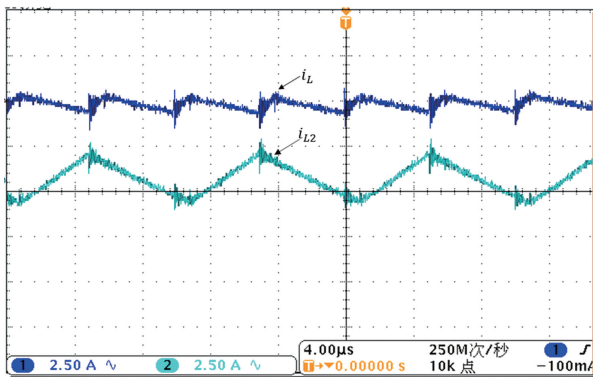


图 11 电感电流纹波和电感 L2 的电流纹波

图 11 中显示采用并联交错后,电流纹波明显减小,并且纹波频率是支路电感纹波频率的两倍,从而有利于前级电磁接口 EMI(electromagnetic interference)的设计,减小了电源的体积。

5 结 论

本文提出了将并联交错 PFC 技术应用到磁体电源中,以提高功率因数,减小电源的体积.文中主要分析了新方案的主要拓扑结构,研究了并联交错 PFC 变换器的工作原理,并给出了参数选型的详细过程,最后通过搭建了一台 1 kW 的并联交错 PFC 样机,验证了方案的可行性.应用新技术的方案可大大减小输出电压纹波,输出电压更稳定,同时采用并联交错控制可以大大减小输入电流的纹波,每相的电流应力减小,从而减小了电感的体积,同时采用并联的方式也增强了电源的可靠性,为后续稳态磁场迈向更高场提供了实验依据,另外由于采用并联,后期装置的均流需要进一步考虑。

参 考 文 献

- [1] Herlach F, Perenboom J A. *Physica B Condensed Matter*, **211** (1995), 1.
- [3] 陈思明. 40T 混合磁体外超导磁体电源柔性无功补偿的研究与设计[D]. 中国科学技术大学, 2017.
- [4] 黄洪奇, 张继红. 开关电源中的有源功率因数校正技术[M]. 机械工业出版社, 2010.
- [5] 吴景林. 40T 混合磁体外超导磁体电源的开关电源方案研究与设计[D]. 中国科学技术大学, 2014.
- [6] 傅晓帆. 单相 Boost 型功率因数校正技术的研究[D]. 贵州大学, 2006.
- [7] 江剑峰, 曹中圣, 杨喜军, 等. 电力电子技术, **45**(2011), 95, .
- [8] 郑航. 交错并联有源功率因数校正器的研究[D]. 重庆大学, 2014.
- [9] 陈力. 交错并联 Boost PFC 技术的研究[D]. 西南交通大学, 2013.
- [10] 张龙阁. 交错并联 Boost PFC 电路研究[D]. 西安科技大学, 2013.
- [11] 王山山. 交错并联 Boost PFC 变换器的研究[D]. 浙江大学, 2010.