

# 具有 APFC 功能的 AC-DC 开关电源设计

张文文 刘子龙 孙洪武 夏季冬

(上海理工大学光电信息与计算机工程学院 上海 200093)

**摘要:** 设计了一种单相 AC-DC 转换方案,以有源功率因数控制器 Ucc28019 作为核心,以 TMS320F28335 作为主控芯片,设计功率因数测量电路,输出过电流保护电路,功率因数调整电路等电路模块,经测试交流输入 24 V,带负载输出 2 A 电流可稳定输出 36 V 电压,负载调整率  $S_I \leq 0.5\%$ ,交流输入 20~30 V 变化时,电压调整率  $S_U \leq 0.5\%$ ,功率因数测量误差最大为 0.03,具有过电流保护功能,动作电流为 2.52 A,功率因数达到 0.99。

**关键词:** Ucc28019;有源功率因数;功率因数;电压调整率

**中图分类号:** TM46 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

## Design of AC-DC switching power supply with APFC function

Zhang Wenwen Liu Zilong Sun Hongwu Xia Jidong

(School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

**Abstract:** The paper designs a single-phase electric AC-DC conversion, with controller chip TMS320F28335, active power factor controller UCC28019 as a core of the system. The power factor measurement circuit, output over protection circuit, power factor adjustment circuit were designed. Test results show that when input AC voltage is 24 V and output current is 2 A, the system can output 36 V voltage stably. Its load regulation rate less than or equal to 0.5%, when input AC voltage from 20 to 30 V, Voltage regulation rate  $S_U$  is not more than 0.5%, the maximum error of power factor is 0.03. System have overcurrent protection function, overcurrent protection operating is 2.52 A, power factor is up to 0.99.

**Keywords:** Ucc28019; APFC; PF; voltage regulation rate

### 1 引言

随着电力电子技术的发展,各种非线性、时变的负载大量涌现,尤其在具有整流输入端的 AC/DC 变换器的开关电源中广泛使用,向电网注入了大量的谐波,引起电网电流发生严重的电流畸变,造成电网侧的功率因数下降,为了解决电流严重畸变,提高系统的功率因数,本文采用 TI 公司的 Ucc28019 设计出 72 W 的 Boost 型 APFC 电路,并且对电路进行了优化设计。

### 2 本系统的原理分析和方案设计

对于各种 PFC 电路原理<sup>[1-10]</sup>,进行了深入阐述,对其本文设计一台具有功率因数校正环节(PFC)的整流电源,要求输出直流电压  $U_o$  为 36 V,输出电流额定值为 2 A,负载为电阻性负载,其单相 AC-DC 变换电路原理框图如图 1 所示。

开关电源的基本技术指标如下:

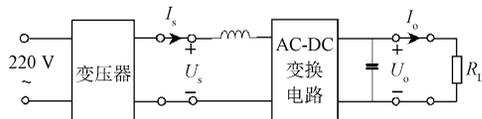


图 1 单相 AC-DC 变换电路原理框图

- 1) 在输入交流电压  $U_s = 24V$ 、输出直流  $I_o = 2A$  条件下,使输出直流电压  $U_o = 36 \pm 0.1V$ 。
- 2) 当  $U_s = 24V$ ,  $I_o$  在 0.2~2.0 A 变化时,负载调整率  $S_I \leq 0.5\%$ 。
- 3) 当  $I_o = 2A$ ,  $U_s$  在 20~30 V 变化时,电压调整率  $S_U \leq 0.5\%$ 。
- 4) 设计并制作功率因数测量电路,实现 AC-DC 变换电路输入侧功率因数的测量,测量功率因数误差绝对值不大于 0.03。
- 5) 具有输出过电流保护功能,动作电流为  $2.5 \pm 0.2A$ 。

### 2.1 原理分析

图 2 为单相升压型 PFC 基本电路<sup>[11]</sup>。PFC 从工作的方式上可以分为 Discontinuous Conduction Mode 和 Continuous Conduction Mode,由于 DCM 的缺点很多,典型

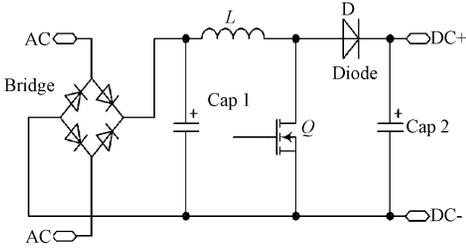


图 2 单相升压型 PFC 基本电路

的中功率和大功率的单相有源 PFC 采用 CCM 模式、开关频率固定和基于乘法器的控制方式,由于双积分式积分器对积分及元件时钟频率的精度要求不高,且能得到较高的测量精度,因而在数字电压以及多种电子仪器中得到了广泛用<sup>[12-15]</sup>。

### 2.2 方案设计

系统主要由前级部分主要由整流电路、Boost 电路,后级主要由 Buck 变换电路,控制电路主要由电流、电压采样电路、显示电路组成。本设计以 Ucc28019 为 PFC 控制芯片和以 S3C2440 为 MCU,用来采样变压器的输出端的电压和电流,通过比较相位差,计算出相应的功率因数 λ。本方案设计框图如图 3 所示。

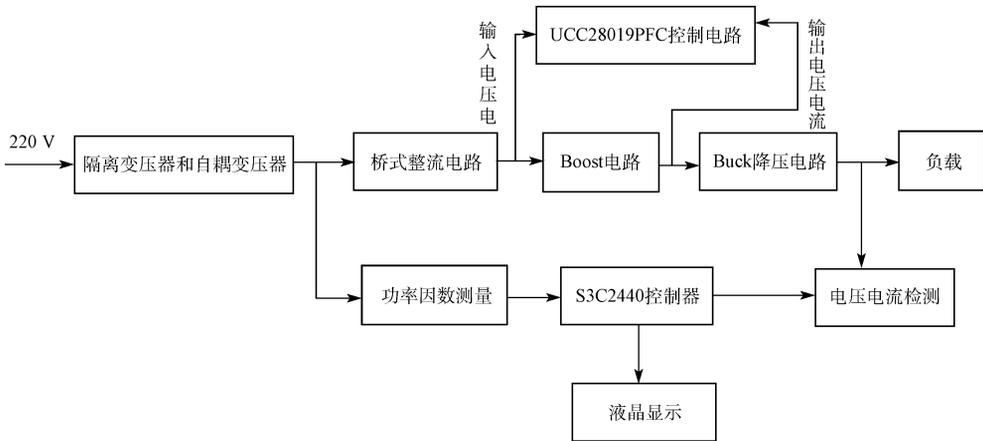


图 3 本方案设计框图

## 3 电路设计和参数计算

### 3.1 主回路的设计及主要器件的参数计算

本设计的主要回路由 PFC 控制器和 Boost 电路组成,该电路的一个很显著的特点就是在整流输入电流波形的同时,发挥了全桥电路的优势而可以应用于较大功率场合,对单级 PFC 技术在高功率场合的应用具有极大的研究意义,其电路图如图 4 所示。

1)功率开关元件 ( $Q_{BST}$ ),主要依据升压电压值的大小,传递的功率值的参数。对于开关管的损耗主要有两种:开关管导通损耗和开关损耗。

#### ①导通损耗

$$I_{DS\_RMS} = \frac{P_{OUT(max)}}{V_{IN\_RECTIFIED(min)}} \sqrt{2 - \frac{16V_{IN\_RECTIFIED(min)}}{3\pi V_{OUT}}} = \frac{72\text{ W}}{21.2\text{ V}} \sqrt{2 - \frac{16 \times 21.2\text{ V}}{3\pi \times 36\text{ V}}} = 3.4\text{ A} \quad (1)$$

$$P_{COND} = I_{DS\_RMS}^2 R_{DSon(125\text{ }^\circ\text{C})} = 3.4^2 \times 0.35 = 4.05\text{ W} \quad (2)$$

其中  $R_{DSon(max)} = 0.35\ \Omega$ 。

#### ②开关损耗

$$P_{SW} = f_{sw(typ)} (t_r V_{OUT} I_{IN\_PEAK(max)} + 0.5 C_{OSS} V_{OUT}^2) = 65\text{ kHz} (4.5\text{ ns} \times 36 \times 7.45 + 0.5 \times 780\text{ pF} \times 36^2) = 0.11\text{ W} \quad (3)$$

其中  $f_{sw(typ)} = 65\text{ kHz}$ ,  $t_r = 4.5\text{ ns}$ ,  $C_{OSS} = 780\text{ pF}$

#### ③总损耗

$$P_z = P_{COND} + P_{SW} = 4.05 + 0.11 \approx 4.2\text{ W} \quad (4)$$

本设计中,最大输出电压为 36 V,开关管最大实际漏电流为 7.618 A,但是考虑到实际电压电流尖峰和冲击,在实际设计中电压取 3 倍的裕量和 2 倍的电流裕量,故开关管的最大耐压值应大于 108 V,最大导通电流应大于 15 A。基于以上要求,可以采用  $V_{DSS} = 500\text{ V}$ ,  $I_D = 20\text{ A}$ ,  $R_{DS(on)} \leq 0.27\ \Omega$  IRF460。

对于 Boost 变换电路升压电感值的计算 L1,一般按照占空比 D 为 0.5 来计算出用来斩波电感的最小取值计算如下:

$$L1 \geq \frac{U_{OUT} D(1-D)}{f_{sw} I_{RIPPLE}} = \frac{36 \times 0.5 \times (1-0.5)}{65\text{ K} \times 1.142} = 0.121\text{ mH} \quad (5)$$

2)输入电压 20~30 V,输出电流最大值为 2.0 A,输出电压稳定在 36 V,相应的输出功率  $P = 72\text{ W}$ ,假设功率因

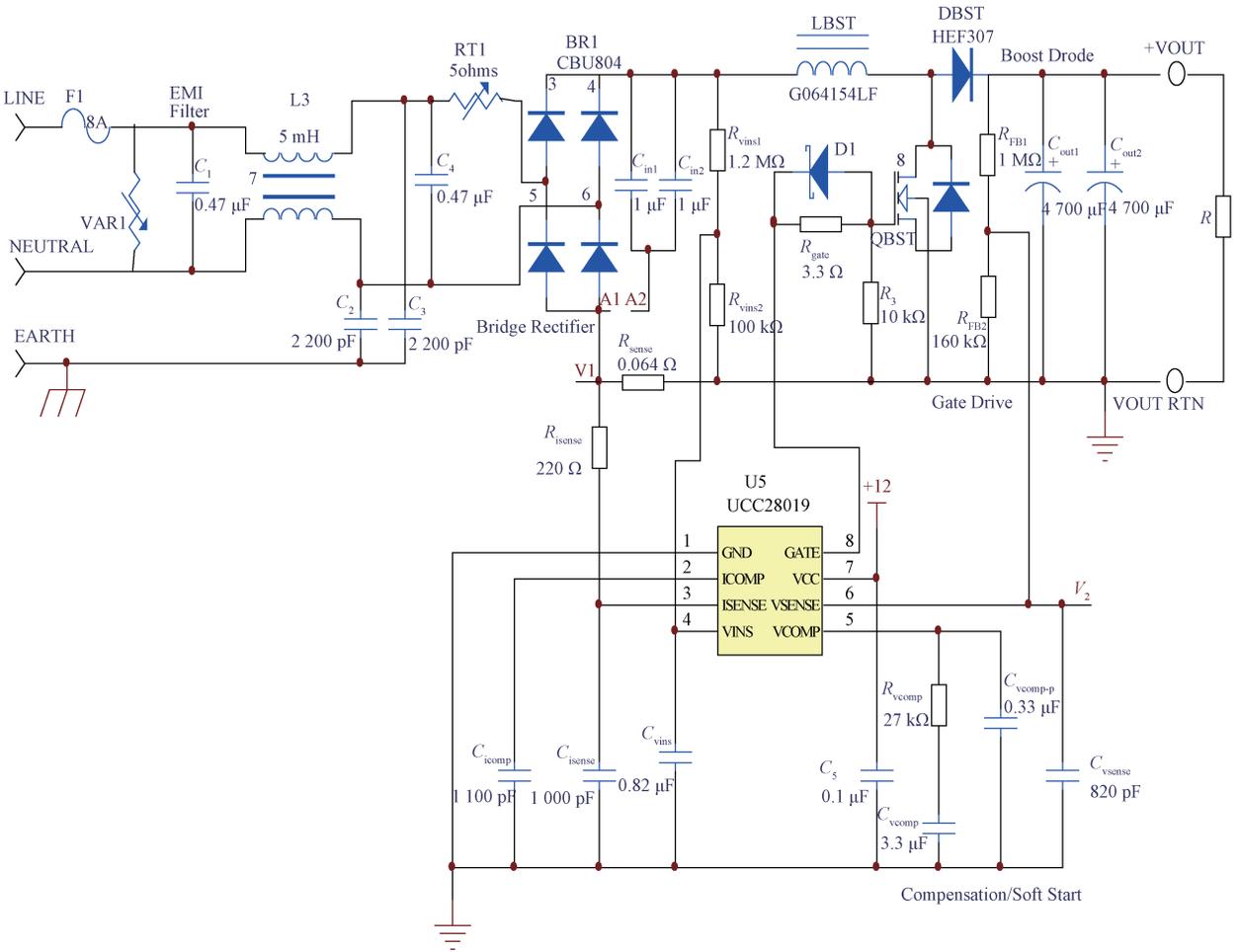


图 4 PFC 控制器和 Boost 电路

数为 0.99, 电路效率为 0.90。

$$I_{IN\_RMS(MAX)} = \frac{P_{OUT(MAX)}}{\eta U_{IN(MIN)} PF} = \frac{72}{0.90 \times 20 \times 0.99} = 4.04 \text{ A} \quad (6)$$

最大的电感峰值电流:

$$I_{IN\_PEAK(MAX)} = \sqrt{2} I_{IN\_RMS(MAX)} = 5.71 \text{ A} \quad (7)$$

现在来计算输入的电容值  $C_{IN}$  的大小计算问题。这个电容主要是滤除输出电压中的高频成分。可以通过计算出允许纹波的电流值  $I_{RIPPLE}$  及纹波电压值  $U_{IN\_RIPPLE(MAX)}$ , 这样可以得到输入电容  $C_{IN}$  的最大值, 可以将  $I_{IN\_PEAK(MAX)}$  的 20% 作为纹波电流  $I_{RIPPLE}$ , 电压纹波系数为 6%,  $f_{sw} = 65 \text{ kHz}$ ; 根据其相应的数据手册, 计算如下:

$$I_{RIPPLE} = \Delta I_{RIPPLE} I_{IN\_PEAK(MAX)} = 20\% \times 5.71 \text{ A} = 1.142 \text{ A} \quad (8)$$

$$U_{IN\_RIPPLE(MAX)} = \Delta U_{IN\_RIPPLE(MAX)} U_{IN\_RECTIFIED} = 0.06 \times \sqrt{2} \times 19 = 1.62 \text{ V} \quad (9)$$

$$C_{IN} = \frac{I_{RIPPLE}}{8 f_{sw} U_{IN\_RIPPLE(MAX)}} = \frac{0.2 \times 1.142 \mu\text{F}}{8 \times 65 \text{ K} \times 1.62} = 2.71 \mu\text{F} \quad (10)$$

对于电容的选择, 还需要考虑到电压的问题, 故选择耐压值为 400 V, 容量为  $2.7 \mu\text{F}$  的电容。

3) 对于 Boost 变换电路升压电感值的计算  $L1$ , 一般按照占空比  $D$  为 0.5 来计算出来斩波电感的最小取值计算如下:

$$L1 \geq \frac{U_{OUT} D(1-D)}{f_{sw} I_{RIPPLE}} = \frac{36 \times 0.5 \times (1-0.5)}{65 \text{ K} \times 1.142} = 0.121 \text{ mH} \quad (11)$$

4) 计算滤波电容 ( $C_{OUT}$ ), 滤波电容的主要选择依据满足输出电压所需要的保持时间; 一般取保持时间为  $t_{HOLDUP} = 1/f_{LINE(MIN)}$  内, 当电源输出电压大于 30 V 时, 则输出滤波电容容量值大小按下式计算:

$$C_{OUT} \geq \frac{2 P_{OUT} t_{HOLDUP}}{V_{OUT}^2 - V_{OUT\_HOLDUP(MIN)}^2} = \frac{2 \times 72 \text{ W} \times 21.28 \text{ ms}}{36 \text{ V}^2 - 30 \text{ V}^2} \geq 7.738 \mu\text{F} \quad (12)$$

5) 取样电阻 ( $R_{SENSE}$ ): 主要是对电感电流进行取样; 考虑到软过流保护的下限  $V_{SOC} = 0.66 \text{ V}$  以及电感峰值电流的最大取值, 取样电阻  $R_{SENSE}$  的计算如下:

$$I_{L\_PEAK(MAX)} = I_{IN\_PEAK(MAX)} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} = 5.71 \text{ A} + \frac{1.142}{2} \text{ A}$$

$$= 6.28 \text{ A} \quad (13)$$

$$R_1 = \frac{U_{\text{SOC}}}{1.25 I_{\text{L\_PEAK(MAX)}}} = \frac{0.66}{1.25 \times 6.28} = 0.064 \text{ } \Omega \quad (14)$$

这个电阻可以通过康铜丝电阻并联得到。

6)  $R_{\text{VINS1}}$  和  $R_{\text{VINS2}}$  电阻值的计算,输入低电压保护电路中,电路中将  $R_{\text{VINS1}}$  和  $R_{\text{VINS2}}$  分压得到的电压从  $U_{\text{CC28019}}$  的 4 引脚检测进入,输入 AC 电压检测端。控制器在降  $V_{\text{INS}}$  到布朗输出保护点 0.8 V 时被禁止,直到  $V_{\text{INS}}$  和  $V_{\text{SENSE}}$  电压超出其使能阈值时才起动新的软起动周期。现在  $R_{\text{VINS1}}$  和  $R_{\text{VINS2}}$  参数计算如下。预先设置流经分压电阻的电流为输入偏置电流的 150 倍,即  $I_{\text{VINS}} = 15 \text{ } \mu\text{A}$ ,  $U_{\text{AC(ON)}} = 15 \text{ V}$ ,  $U_{\text{AC(OFF)}} = 14 \text{ V}$ 。

则计算公式如下:

$$R_{\text{VINS1}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{AC(ON)}} - U_{\text{F\_BRIDGR}} - U_{\text{INSENABLE\_TH(MAX)}}}{I_{\text{VINS}}} = \frac{\sqrt{2} \times 15 - 0.95 - 1.6}{15 \times 10^{-6}} \text{ } \Omega = 1.24 \text{ M}\Omega \quad (15)$$

$$R_{\text{VINS2}} = \frac{U_{\text{INSENABLE\_TH(MAX)}} R_{\text{VINS1}}}{\sqrt{2}U_{\text{AC(ON)}} - U_{\text{F\_BRIDGR}} - U_{\text{INSENABLE\_TH(MAX)}}} = \frac{1.6 \times 1.2 \times 10^6}{\sqrt{2} \times 15 - 0.95 - 1.6} \text{ k}\Omega = 102.89 \text{ k}\Omega \quad (16)$$

输出电容的保持时间一般小于  $C_{\text{VINS}}$  的放电时间;设定  $C_{\text{OUT}}$  保持时间等于一个周期,因此  $C_{\text{VINS}}$  的放电时间需要满足半周期时间的 2.5 倍时,故按下式可以得到  $C_{\text{VINS}}$  的准确值的大小:

$$t_{\text{CVINS\_dischrg}} = \frac{N_{\text{HALF\_CYCLE}}}{2 \times f_{\text{LINE(min)}}} = \frac{2.5}{2 \times 47 \text{ Hz}} = 25.6 \text{ ms} \quad (17)$$

$$C_{\text{VINS}} = \frac{-t_{\text{CVINS\_dischrg}}}{R_{\text{VINS2}} \times \ln \left[ \frac{V_{\text{INS\_BROWNOUT\_th(min)}}}{0.9 \times V_{\text{IN\_RMS}} \times \left( \frac{R_{\text{VINS2}}}{R_{\text{VINS1}} + R_{\text{VINS2}}} \right)} \right]} = \frac{-25.6 \text{ ms}}{100 \text{ k}\Omega \times \ln \left[ \frac{0.76 \text{ V}}{0.9 \times 15 \times \left( \frac{100 \text{ k}\Omega}{1.2 \text{ M}\Omega + 100 \text{ k}\Omega} \right)} \right]} = 0.82 \text{ } \mu\text{F} \quad (18)$$

#### 4 功率因数测量

本设计中采用电压互感器和电流互感器奖输入电压和输入电流取样后,分别经过运算放大器 OP07 放大,然后通过波形的整形、过零比较器,将输出的电压脉冲信号经过 STM32F103ZET6 的中断引脚触发中断,通过计算出时间,得到相位差,设置 MCU 时钟计算器在  $U$  的波形上升时刻  $T_0$  开始计数,  $T_0$  计算器在方波的下降沿时钟时停止计数。取出  $T_0$  的值  $N$ ,相位差可以用下列式子给出

$$\phi = (N/T) \times 360^\circ \quad (19)$$

#### 5 系统测试的结果和数据分析

1) 输出电压  $U_o$  和效率  $\eta$  的检测

调节前级的自耦变压器,输入交流电压  $U_s = 24 \text{ V}$ ,调节电子负载,调节到恒流档位输出,  $I_o = 2 \text{ A}$ ,记下数据  $U_s, I_s, U_o, I_o$  的相关数据如表 1,并计算出此时的效率值。

表 1 36 V 直流电压输出及效率测试的数据

$U_s / \text{V}$	$I_s / \text{A}$	$U_o / \text{V}$	$I_o / \text{A}$	$\eta$
24.00	3.48	35.98	2.00	86.16%

在带负载输出  $U_o = 35.98 \text{ V}$  时,电流  $I_o = 2 \text{ A}$  时,测量得输入电流  $I_s = 3.48 \text{ A}$ ,经计算电源效率为 86.16%。满足要求 1)。

2) 负载调整率  $S_1$  的检测

调节自耦变压器,使输入交流电压  $U_s = 24 \text{ V}$ ,调节电子负载恒流输出  $I_o = 0.2 \text{ A}$ ,测量并记下  $U_{o1}$ ;然后电子负载恒流输出  $I_o = 1 \text{ A}$  时,测量并记下  $U_{o2}$ ;最后调节电子负载  $I_o = 2 \text{ A}$  时,测量并记下  $U_{o3}$ ,记录数据如表 2 所示。

表 2 负载调整率  $S_1$  测试数据

$U_{o1} / \text{V}$	$U_{o2} / \text{V}$	$U_{o3} / \text{V}$	$S_1$
36.00	36.01	35.98	0.056%

满足负载调整率  $S_1 \leq 0.5\%$ 。

3)  $S_U$  的测试

调节电子负载恒流输出  $I_o$  为 2 A,调节自耦变压器,  $U_s = 20 \text{ V}$ ,记下  $U_{o1}$  的值;调节自耦变压器,使  $U_s = 30 \text{ V}$ ,测量直流输出电压值  $U_{o2}$ ,如表 3 所示。

表 3 电压调整率测量数据

$U_{o1} / \text{V}$	$U_{o2} / \text{V}$	$S_U$
35.85	35.96	0.306%

由电压调整率  $S_U \leq 0.5\%$ ,满足电压调整率的要求。

4)  $\lambda$  的误差测量

本实验电路通过 S3C2440 采样计算的功率因数的值为  $\lambda_1$ ,通过电参数测量仪测量并记录得到功率因数为  $\lambda_2$ ,测量数据如表 4 所示。

表 4 功率因数测量数据

$\lambda_1$	$\lambda_2$	绝对误差
35.853	35.876	0.023

#### 5 结 论

在介绍单周期控制的单相 APFC 基本原理基础上,采

用 Ucc28019 芯片的控制原理,对单周期的 APFC 进行实验研究,经实验数据表明,该芯片设计的电源具有功率因数高、谐波含量低的优点,适用于电网二次侧变频设备、断路器、逆变器设备的使用,提高了电力系统保护的可靠性。

## 参考文献

- [1] 姜艳,胡敬伟,王辉,等.一种 MMC 型 VSC-HVDC 系统预充电的控制策略[J].控制工程,2014,21(1):41-48.
- [2] 马皓,阳彩.一种关于数字控制的 Boost 倍压功率因数校正电路的快速动态响应算法[J].电工技术学报,2013,28(2):199-204.
- [3] 喻寿益,杨柳.Boost 型电路双闭环功率因数校正控制策略[J].控制工程,2013,20(1):18-21.
- [4] 何文志,丘东元.高频大功率开关电源结构的热设计[J].电工技术学报,2013,2(2):185-191.
- [5] 武琳,刘志刚,洪祥.隔离式双向全桥 DC-DC 变换器的功率控制特性比较与分析[J].电工技术学报,2013,28(10):179-187.
- [6] YOU J, DOU L, YOSHIMURA K, et al. Polymer tandem solar cell with 10.6% power conversion efficiency [J]. Nature Communication, 2013(4): 1446-1449.
- [7] ITO T, SHIRAKAWA H, IKEDA S. Simultaneous polymerization and formation of polyacetylene film on the surface of concentrated soluble Ziegler-type catalyst solution [J]. Journal of Polymer Science: Polymer Chemistry Edition, 1974, 12(1): 11-20.
- [8] 邓明,吴强,张志学.模块化多电平变流器预充电控制及其 SVG 实验[J].大功率变流技术,2013(6):61-65.
- [9] 杨晓峰,林智钦,郑琼林,等.模块组合多电平变换器的研究综述[J].中国电机工程学报,2013,33(6):1-14.
- [10] 任涛,张杰,唐剑钊.MMC-HVDC 模块电容器预充电策略及仿真分析[J].电力系统及其自动化学报,2013,25(5):144-148.
- [11] 杭丽君,吕征宇.中大功率单级功率因数校正变换器中的偏磁分析及其数字化抑制技术[J].中国电机工程学报,2009,29(3):14-22.
- [12] 张志文,王文举.基于 ARM 的二次侧直流电源参数测试系统设计[J].国外电子测量技术,2014,33(11):50-55.
- [13] 陈兆岭,刘国海,杨晨星.提高谐波电流检测性能的 LMS/LMF 自适应滤波器[J].仪器仪表学报,2013,34(5):1036-1042.
- [14] 许伟,徐科军,杨双龙.高低压电源切换励磁控制系统的参数计算和方案改进[J].电子测量与仪器学报,2015,29(6):887-894.
- [15] 张振,徐科军,杨双龙,等.具有快速响应的电磁流量计高低压励磁系统[J].电子测量与仪器学报,2013,27(6):562-571.

## 作者简介

**张文文**, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子非线性及其控制技术、机器人控制、工业过程控制。

E-mail: zhangwenwen\_1203@163.com

**刘子龙**, 博士研究生, 副教授, 主要研究方向为电力电子技术、机器人控制、工业过程控制。

**孙洪武**, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子技术、机器人控制、嵌入式。

**夏季冬**, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子技术、传感器检测技术。