

基于STM32的程控直流电子负载设计*

莫熙¹, 周伟², 窦晓波¹, 黄冬冬¹, 曹翔¹, 孙旻³, 赵波⁴

(1.东南大学 电气工程学院, 南京 210096; 2.同济大学 电子与信息工程学院, 上海 201804;
3.江西省电力科学研究所, 南昌 330096; 4.浙江省电力试验研究院, 杭州 201804)

摘要:从程控直流电子负载的整体设计方案入手,采用STM32F103VCT6作为中央控制器,运用多通道AD技术对多路并联的MOSFET上的电压及各支路电流进行实时监测,控制工作在线性状态的MOSFET上的电流,以实现电子负载的恒流、恒压、恒功率和恒电阻4个功能。详细研究了MOSFET寄生电容引起的自激振荡及消除方法以及PI调节器、滤波器的设计,提出了一种提高多路MOSFET并联的电子负载的稳定性方法。针对所提出的电子负载设计方案制作了实验样机,并对其进行了测试、分析和再优化。仿真和实验结果证明,所设计的电子负载具有较高的稳定性,有效抑制自激振荡,最大耐流30A,耐压90V,最大功率150W。

关键词:电子负载; STM32; PI调节器

中图分类号: TM930.2

文献标识码: B

文章编号: 1001-1390(2014)18-0085-07

STM32 Based Programmable DC Electronic Load Design

MO Xi¹, ZHOU Wei², DOU Xiao-bo¹, HUANG Dong-dong¹, CAO Xiang¹, SUN Min³, ZHAO Bo⁴

(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China. 2. School of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China. 3. Jiangxi Electric Power Research Institute, Nanchang 330096, China. 4. Zhejiang Electric Power Test & Research Institute, Hangzhou 310014, China)

Abstract: Taking view of the overall design scheme of programmable DC electronic load, STM32F103VCT6 will be used as the central control unit. The voltage and each branch current of multichannel parallel MOSFET will be real-time monitored by multichannel AD technique. The MOSFET current in linear state will be controlled so as to realize constant current, constant voltage, constant power and constant resistance. Self-oscillation produced by MOSFET stray capacitance and the relative elimination method will be studied deeply, and the design of PI regulator and filter will also be discussed. A new method to improve the stability of multichannel MOSFET parallel electronic load will be proposed in this paper. Moreover, the relative experimental prototype has been made out, which has been tested, analyzed and optimized. Simulating results show that the proposed electronic load possesses high stability and will suppress the self-oscillation effectively with the maximum current 30A, withstand voltage 90V, and the maximum power 150W.

Key words: DC electronic load, STM32, PI regulator

0 引言

在测试电源性能时,往往需要接入不同性质、阻值的负载,传统的测试方法存在很大的局限性,如大功率可变电阻体积较大,分立电阻元件阻值不连续等。普通分立器件已经远远无法满足对恒流、恒压或恒功率负载的需求^[1]。再者,一些特殊的负载需求,如:

带通信接口的负载、动态负载等,都是传统负载难以实现的。因此,需要一种可模拟不同特性负载的设备来解决上述问题。传统(模拟)电子负载的出现对电源测试工作来说是一次革新,而智能化可编程电子负载可根据实际应用中负载特性的要求进行设置,功能丰富,极大的满足了设备测试的需求,解决了包括

*基金项目:国家高技术研究发展计划(863计划)项目(2014AA052002);国家自然科学基金资助项目(51307023);江苏省基础研究计划项目(BK20130624);2012年度中欧中小企业节能减排科研合作项目;国家电网公司项目(52110113091H);分布式规模化接入配网就地消纳关键技术研究项目(52110113091H);省级电网运行控制协调优化技术与示范

微电源在内的电源开发、测试中的困难^[2]。本文所研制的直流电子负载基于STM32单片机,利用工作在线性状态的MOSFET耗散功率,配合稳定性较高的控制电路,有效抑制自激振荡,具有智能化、可视化、稳定、实用的特点。本程控直流电子负载的应用也将极大的方便直流微电源的测试。

1 程控直流电子负载原理及方案

目前,在直流电子负载中用于消耗功率的器件主要有大功率三极管和MOSFET。在商用电子负载中,MOSFET的使用较为广泛^[3]。而MOSFET的工作状态又有两种,分别是开关状态和线性状态。

大功率三极管是电流驱动型,一般来说,运放能提供的拉电流 I_{source} 是很小的。因此,驱动大功率三极管需在运放的后极加一个推挽电路。

MOSFET是电压驱动型器件。通常情况下,运算放大器所能提供的电压就足以驱动MOSFET。这给运放的选型带来了很大的方便。但需要注意的是,MOSFET的物理结构导致其端口之间形成电容,其结果是栅极(G)和源极(S)间有寄生电容存在。那么施加到该寄生电容上的控制电压信号就会产生相对于控制电压有 90° 相移的电流。再加上滤波等其他环节,相移很容易达到 180° ,造成自激振荡,使MOSFET失控。

对于电子负载中功率三极管和MOSFET的对比,总结如下^[4-6]:

(1) 功率三极管属于电流控制器件,MOSFET属于电压控制器件,在只允许从控制电路取较少电流的情况下,应选用MOSFET;而在信号电压较低,又允许从控制电路取较多电流的条件下,应选用晶体管;

(2) 在控制响应速度方面,MOSFET要比功率三极管快;

(3) 在损耗方面,MOSFET驱动损耗较小;

(4) 场效应管是利用少数载流子导电,所以称之为单极型器件,而晶体管是即有多数载流子,也利用少数载流子导电。被称之为双极型器件;

(5) 有些场效应管的源极和漏极可以互换使用,栅压也可正可负,灵活性比晶体管好;

(6) 在成本方面,功率三极管较低。

三极管工作时,两个PN结都会感应出电荷,当一个三极管作为开关管处于导通状态时,三极管处于放大或饱和状态,如果这时要使三极管截止,PN结感应的电荷要恢复到平衡状态,这个过程需要时间。而MOSFET工作方式则没有这一恢复时间^[7],因此可以用作高速开关管。因此,MOSFET的控制响应速度要

快于三极管。基于以上分析,本文采用MOSFET作为功率器件。具体器件选用常见的IRF540。

本直流电子负载系统结构如图1所示。基于STM32F103VCT6作为控制器,运用多通道AD技术对多路并联的MOSFET上的电压及各支路电流进行实时监测,控制流过工作在线性状态的MOSFET的电流,以实现电子负载的恒流(0~30A)、恒压(1~90V)、恒功率(0~150W)和恒电阻(1 Ω ~2k Ω)四大功能。IRF540在常温下能承受的最大功率为85W,裕量按50%计,则每只IRF540最大功率按42.5W计。按照功率需求(150W),需4只IRF540并联。

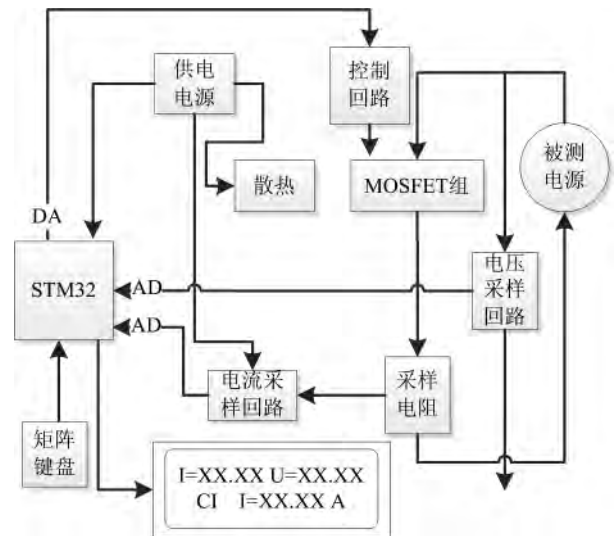


图1 电子负载系统框图

Fig.1 Electronic load system

2 直流电子负载参数设计

如前文所述,MOSFET的栅极(G)和源极(S)间有寄生电容,容易产生自激振荡。该电容是器件自身特性,无法消除。只有做好控制回路的设计,使控制环的增益-频率特性中的相位条件和幅值条件达不到自激振荡的条件,才能防止自激振荡。

2.1 采样回路阻容低通滤波器

滤波电路是由电感及电容所组成的低通滤波器,阻容滤波器如图2所示。记低通滤波器中的电阻为 R_L ,电容为 C_L 。电阻 R_L 取固定值1k Ω 。

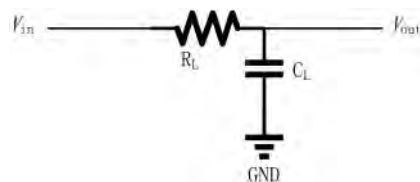


图2 阻容滤波器

Fig.2 RC filter

该环节的传递函数为:

$$T_{(s)} = \frac{1}{R_L C_L + 1} \quad (1)$$

当电容 $C_L = 3.1\text{nF}$ 时, 该环节的 bode 图如图 3 所示。可以看出, 当 $R_L = 1\text{k}\Omega$, $C_L = 3.1\text{nF}$ 时, 上限角频率 $\omega_H = 320\text{krad}$, 则上限频率 $f_H = 50\text{kHz}$ 。本文取滤波器电容 $C_L = 5.6\text{nF}$, 对应的 $f_H = 28\text{kHz}$ 。

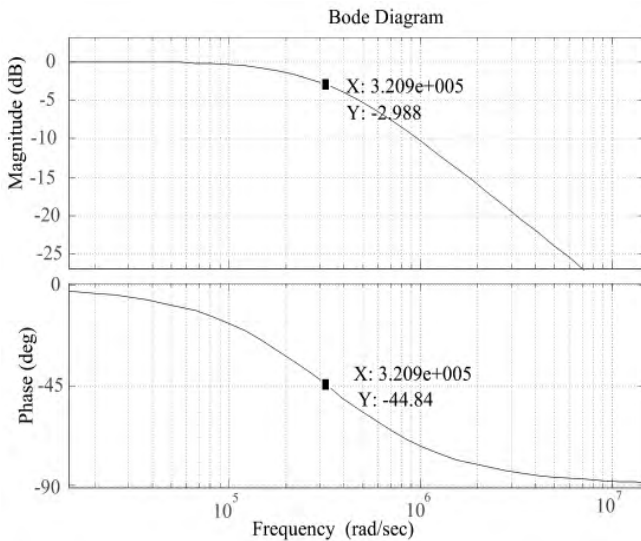


图3 低通滤波bode图

Fig.3 Low-pass filter bode plot

2.2 MOSFET寄生电容

MOSFET的栅极、源极和漏极之间都存在电容。表1为IRF540的动态特性。

表1 IRF540的动态特性

Tab.1 Dynamic characteristics of IRF540

Symbol	Parameter	Test conditions	Typ.
C_{iss}	Input capacitance	$V_{DS} = 25\text{V}$	870pF
C_{oss}	Output capacitance	$f = 1\text{MHz}$	125 pF
C_{rs}	Reverse transfer capacitance	$V_{GS} = 0$	52 pF

其中:

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd} \quad (2)$$

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (3)$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd} \quad (4)$$

所以有:

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = (870 - 52)\text{pF} = 818\text{pF} \quad (5)$$

信号通过MOSFET的栅极(G)和源极(S)间的寄生电容 C_{gs} 时, 在超高频段会产生负 90° 的相移。该电容的模型可以看成是一个电阻趋近于零导线与电容结合的低通滤波器, 其上限频率可以表达为:

$$f'_H = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow \infty (R \rightarrow 0) \quad (6)$$

在超高频段, 滤波器的相移和MOSFET寄生电容的相移之和就已经趋近于负 180° 了, 接近发生自激振荡的相移条件。但在超高频段, 低通滤波环节的增益接近于零, 又破坏了产生自激振荡的幅值条件。所以在反馈环节加一级滤波器就可避免在超高频段发生自激振荡。

该环节的导线电阻可以视作微欧级, 这里取1微欧, 电容可以视作纳法级, 这里取1纳法。那么该环节的传递函数为:

$$T_{(s)} = \frac{1}{1 + RCs} = \frac{1}{1 + 1 \times 10^{-15} s} \quad (7)$$

Bode图如图4所示。可见, 该负相移在频率约为1THz处出现。

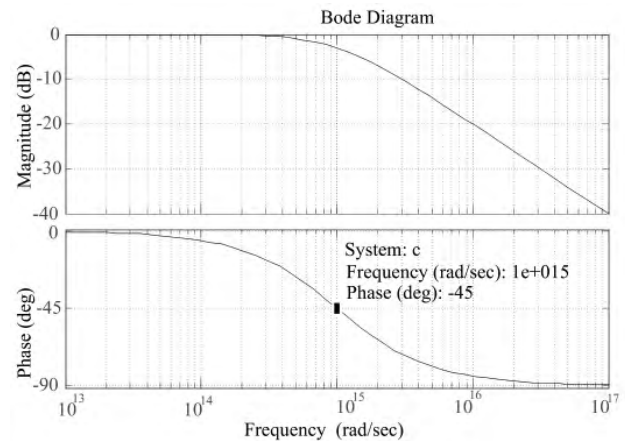


图4 寄生电容环节bode图

Fig.4 Stray capacitance bode plot

2.3 PI调节器

PI调节器是电子负载硬件电路的关键, 通过相位补偿, 可抑制MOSFET在并联的自激振荡。另外, 电子负载的动态特性也和PI调节器有密切的关系。图5为PI调节器。记PI调节器中的电阻为 R_p , 反馈电阻为 R_f , 电容为 C_p 。

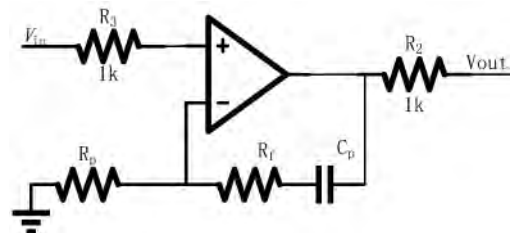


图5 PI调节器

Fig.5 PI regulator

$$\dot{A}u = \frac{R_r + R_p + \frac{1}{j\omega C}}{R_p} = \frac{1 + (R_r + R_p)Cj\omega}{R_p Cj\omega} = \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}}{j\frac{\omega}{\omega_1}} \quad (8)$$

其中:

$$\omega_1 = \frac{1}{R_p C} \quad (9)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{(R_r + R_p)C} \quad (10)$$

该环节的传递函数为:

$$T_{(s)} = \frac{1 + (R_r + R_p)Cs}{R_p Cs} \quad (11)$$

当 $R_p = 2k\Omega$ $R_r = 2k\Omega$ $C_p = 20pF$ 时, 该 PI 调节器的 bode 图如图 6 所示。图中的相频曲线的变化量实际上是由零点引起的, 极点只带来了一个固定的负 90° 的相移。也就是说, 该 bode 图中的转折频率是由 ω_2 决定的。

分析相频曲线, 可知, 在产生 45° 相移时, 角频率 $\omega_2 = 16.8Mrad$, 即 $f_2 = 2.67MHz$ 。

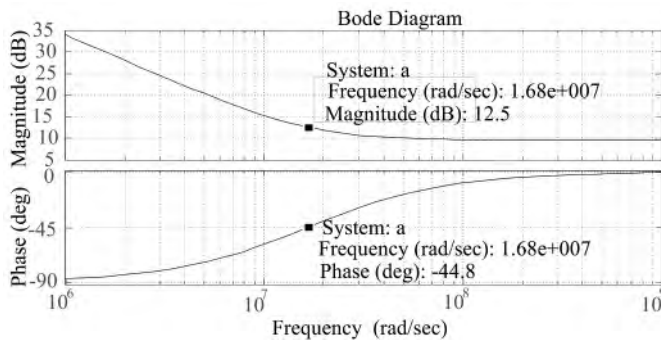


图 6 PI 调节器环节 bode 图
Fig.6 PI regulator bode plot

2.4 低通滤波器与 PI 调节器的配合(中低频段)

外围硬件控制系统如图 7 所示。在中低频段, MOSFET 的寄生电容带来的相移几乎为 0° , 而低通滤波器和 PI 调节器都存在负 90° 相移。若使二者的参数相配合, 相互补偿相移, 在中低频范围内, 不存在任何一个频率, 使得二者的相移都达到负 90° 。这样, 总的相移就不会达到负 180° 。

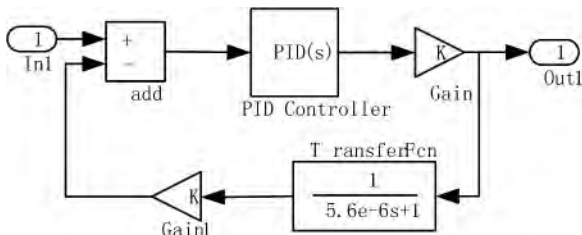


图 7 外围控制电路系统框图
Fig.7 The external control circuit

如前文所述。低通滤波器的相移在 $0.1\omega_H$ 处从 0° 开始下降, 到 $10\omega_H$ 降至负 90° 并保持。PI 调节器的相移在 $0.1\omega_2$ 处从负 90° 开始上升, 到 $10\omega_2$ 处升至 0° 并保持。即有

$$\frac{10}{R_L} C_L > \frac{0.1}{(R_p + R_r) C_p} \quad (12)$$

取 $R_L = 1k\Omega$ $R_p = 1k\Omega$ $R_r = 2k\Omega$, 有:

$$\frac{10}{C_L \times 10^3} > \frac{0.1}{3C_p \times 10^3} \quad (13)$$

$$C_p > \frac{C_L}{300} \quad (14)$$

又如前文所述, $C_L = 5.6nF$, 有:

$$C_p > \frac{5.6nF}{300} = 18.7pF \approx 20pF \quad (15)$$

若取 $C_L = 5.6nF$ $C_p = 20pF$, 包含反馈系数在内的开环传递函数为:

$$GH_{(s)} = \frac{1 + (R_r + R_p)C_p s}{(1 + R_L C_p s) R_p C_p s} = \frac{6 \times 10^{-8} s + 1}{1.12 \times 10^{-14} s^2 + 2 \times 10^{-8} s} \quad (16)$$

其 bode 图如图 8 所示。如此设置电路参数虽已达不到自激的起振条件, 但仍不满足电路对稳定裕度的要求。

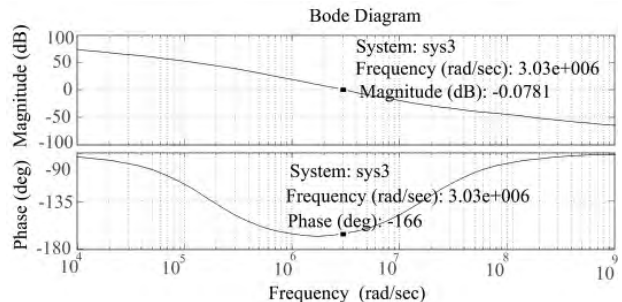


图 8 $C_p = 20pF$ 时的开环传递函数 bode 图

Fig.8 Open loop transfer function bode plot ($C_p = 20pF$)

取 $C_p = 300pF$, 其他参数与前文所述一致, 包含反馈系数在内的开环传递函数的 bode 图如图 9 所示, 相位裕度 $\varphi_m = 50^\circ > 45^\circ$ 。至此, 电路具备足够的稳定裕度。

3 电子负载样机设计^[8-10]

根据前述的设计参数, 制作了直流电子负载样机。使用 STM32 单片机控制, 并运用了多通道 AD 技术。

3.1 电子负载样机硬件设计

电子负载采用 4 路 MOSFET 并联, 每一路至少消耗功率 37.5W, 通过电流 7.5A。采样、控制电路留有一

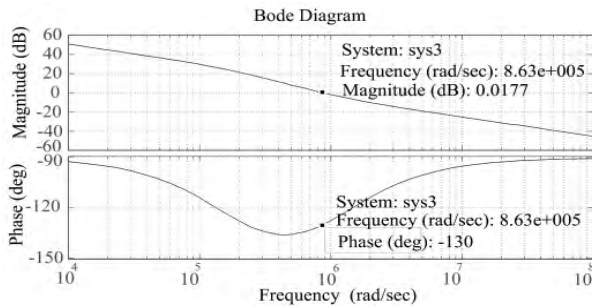


图9 $C_p=300\text{pF}$ 时的开环传递函数bode图

Fig.9 Open loop transfer function bode plot ($C_p=300\text{pF}$) 定的裕量,设计最大单路电流为10A。

单路MOSFET硬件电路图如图10所示,参数均按照前文所述设计。采样电阻为 0.05Ω ,功率4W的金属膜电阻。

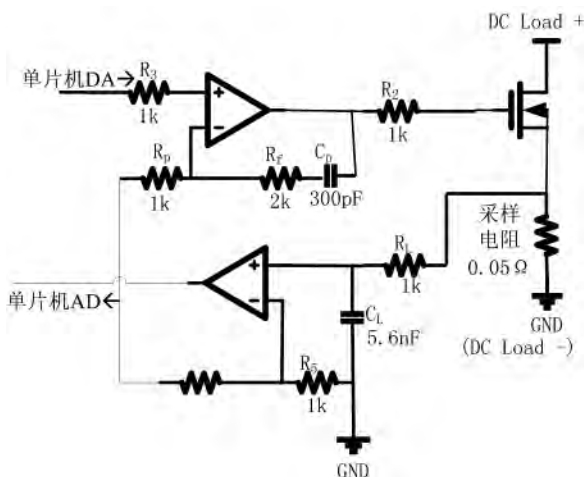


图10 硬件电路原理图

Fig.10 Hardware circuit schematics

3.2 多路MOSFET并联均流

样机在多路MOSFET并联时,若采用了同一套控制电路和控制信号,理论上这一组MOSFET的工作状况是应当是一致的。但实际上,即便是同一型号、同一厂家生产的MOSFET,在MOSFET个体上还是会有细微的差异。电路中导线的电阻和互感也会有所差异。上述差异将导致各路电流分布不均,因此要直接并联MOSFET,就必须增加均流电路。而增加均流电路无疑增大了电路的复杂度和成本。

文中设计采用MOSFET间接并联的方式,即为每一路MOSFET配一个独立的控制回路和电流采样回路,再并联到一起。极大地增强了电子负载的可扩充性。

3.3 基于多通道AD的模块化设计

根据模块化设计的思路,本设计的MOSFET和散热器为插件式模块,并将功率电路和控制电路分离。而多通道AD技术的应用,也给MCU在采样和控制的

模块化设计上提供了方便。

STM32具有强大的多通道ADC功能,可在极短的时间内用类似扫描的方法对多路信号采样,这是单片机同时监测多支路电流的情况必要条件。在DMA的协助下,STM32的3个片上AD转换器能快速传输不同通道输入的AD数据。

多通道AD技术使得电子负载的设计更为灵活。本设计预留了多个AD采样通道的接口,只需修改软件参数,再增减并联的MOSFET的数量,就能改变电子负载功率和电流。软件流程图如图11所示。

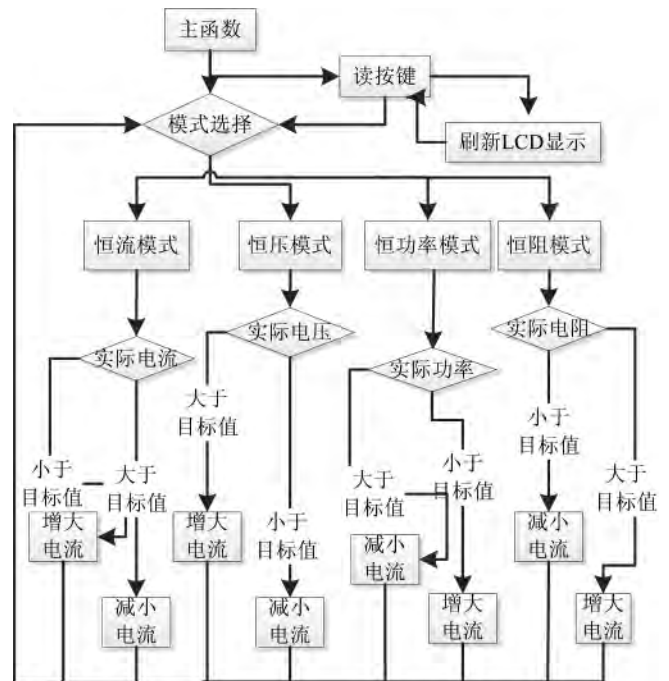


图11 软件流程图

Fig.11 Software flow chart

4 直流电子负载样机测试

文章按照前述的设计,制作了基于STM32的直流电子负载样机,并进行了测试。样机性能满足以下要求:

- (1)电压输入范围:1~90V,分辨率:0.05V,精度:5‰;
- (2)电流范围:0~30A,分辨率:0.01A,精度:5‰;
- (3)恒功率情况:0~150W,分辨率:0.1W,精度:5‰;
- (4)恒阻模式:1Ω~2kΩ,分辨率:1Ω,精度:1.0%。

图12为当设定电流 $I=5\text{A}$ 时,采样电阻上的电压波形。可见本电子负载样机电流较稳定,纹波很小,且有效抑制了自激振荡。

表2~表6为恒流、恒压、恒功率和恒电阻模式下的测试数据节选。

表2为恒流模式下的测试数据节选,可见在电流

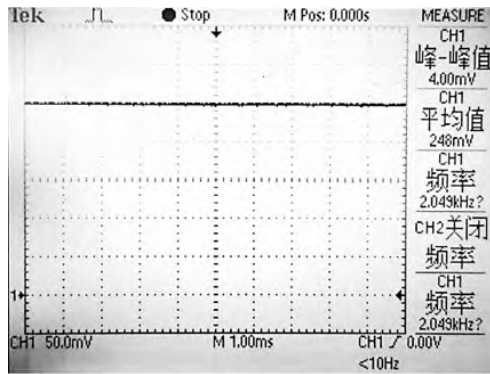


图12 $I=5A$ 时采样电阻上的电压波形

Fig.12 Voltage waveform on sampling resistor($I=5A$)

较小的0.1A~0.19A区间内,最大误差仅为4mA。电流大于0.4A时,恒流精度可达5%。在0.4A以下精度稍差,是因为在小电流情况下,运放和单片机AD都进入了非线性区。

表3中,电压大于7V时,恒压精度可达5%。在表4中,功率大于25W时,恒功率精度可达5%。在低压、小功率区段内,精度稍差,原因同上。

表2 恒流模式下的部分测试结果(单位:A)

Tab.2 Parts of test results in the constant current mode

目标值	实测值	目标值	实测值
0.1	0.101	1.6	1.604
0.11	0.112	1.8	1.807
0.12	0.123	2.0	2.006
0.13	0.129	2.2	2.206
0.14	0.140	2.4	2.401
0.15	0.151	2.6	2.601
0.16	0.162	2.8	2.801
0.17	0.173	3.0	3.003
0.18	0.179	3.2	3.204
0.19	0.194	3.4	3.404
0.2	0.204	3.6	3.602
0.4	0.401	3.8	3.802
0.6	0.603	4.0	4.000
0.8	0.802	4.2	4.197
1.0	1.003	4.4	4.395
1.2	1.204	4.6	4.594
1.4	1.405	4.8	4.794

表3 恒压模式部分测试结果(单位:V)

Tab.3 Parts of test results in the constant voltage mode

目标值	实测值	目标值	实测值
0.05	0.123	1.80	1.872
0.10	0.169	3.00	3.003
0.15	0.22	5.00	5.06
0.20	0.27	7.00	7.04
0.25	0.302	10.00	10.01
0.30	0.341	14.00	14.05
0.40	0.456	20.00	20.01
0.50	0.528	26.00	26.01
0.60	0.681	29.00	29.03
0.80	0.858	29.90	29.95
1.00	1.017	29.95	29.97
1.40	1.452	30.00	30.01

表4 恒功率模式下的部分测试结果

Tab.4 Parts of test results in the constant power mode

目标值/W	电流/A	电压/V	功率/W
0.1	0.1	0.99	0.099
0.2	0.21	0.97	0.203
0.5	0.57	0.85	0.484
1	0.46	2.13	0.979
5	1.33	3.74	4.974
10	1.77	5.59	9.89
25	3.53	7.06	24.92
50	1.67	29.88	49.89
80	2.84	28.16	79.97
100	3.56	28.05	99.85

表5 恒阻模式下的部分测试结果

Tab.5 Parts of test results in the constant resistance mode

目标值/W	电流/A	电压/V	电阻/ Ω
1	2.554	2.602	1.018
2	1.501	2.925	1.948
3	2.681	8.12	3.028
10	0.331	2.672	8.072
15	0.32	4.83	15.09
20	0.408	8.16	20
50	0.3	14.87	49.56
100	0.283	28.04	99.08
500	0.059	28.05	475.4

表5为恒电阻模式下的测试数据节选。随着目标电阻的增加,电子负载上的电流减小,电压升高。恰好在电压值走出非线性区时,电流值又走入了非线性区,这使得恒电阻模式的精度有所降低。

5 结束语

论文在理论分析的基础上,提出了一种提高多路MOSFET并联的电子负载稳定性的方法。详细讨论了PI调节器、滤波器、MOSFET寄生电容的参数设置和消除自激振荡的方法。然后通过样机测试进一步分析了电路,优化了电路参数。样机测试结果证明,设计的电子负载具有较高的稳定性,有效抑制自激振荡,性能优良,并满足设计要求。目前,该样机已应用于直流微电源特性研究和测试中,取得了良好的效果。

参考文献

- [1] 王亚玲. 能馈式交流电子模拟负载的研究[D]. 山东大学, 2009.
WANG Ya-ling. Study on AC Electronic Load with Power Energy Feedback[D]. Shandong University, 2009.
- [2] 曲畅. 电流断续型直流电子负载的设计与实现[D]. 哈尔滨工业大学, 2011.
QU Chang. Design and Implementation of Discontinuous Current Type Electronic Load[D]. Harbin Institute of Technology, 2011.
- [3] 丁锐霞. 新型电子负载研究[D]. 北方工业大学, 2008.
DING Rui-xia. Study on Electronic Load [D]. North China University of Technology, 2008.
- [4] 陆绮荣, 李新. 电子负载的研制[J]. 桂林工学院报. 1999, 19(3): 204 - 207.
LU Qi-rong, LI Xin. Study on Electronic Load [J]. Journal of Guilin

- Institute of Technology, 1999, 19(3): 204 - 207.
- [5] LU Hai-ying, WU Jing, HUANG Song-ling, ZHAO Wei. Design of the Feedback Type DC Electronic Load Hardware Circuit using IPM[C]. 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE) 2011, Page(s): 000156 - 000159.
- [6] Salomonsson, D., Sannino, A. Low- Voltage DC Distribution System for Commercial Power Systems With Sensitive Electronic Loads[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(3): 1620- 1627.
- [7] 吴文进, 江善和, 任小龙. 直流电子负载的设计[J]. 常熟理工学院学报, 2001, 25(4): 86- 89.
WU Wen-jin, JIANG Shan-he, REN Xiao-long. Design of DC Electronic Load[J]. Journal of Changshu Institute of Technology, 2001, 25(4): 86- 89.
- [8] 黄正午. 直流电子负载控制算法的研究[D]. 广西工学院, 2011.
HUANG Zheng-wu. Control Algorithm of DC Electronic Load [D]. Guangxi University of Science and Technology, 2011.
- [9] Tsang K M, Chan W L. Fast Acting Regenerative DC Electronic Load Based on a SEPIC Converter[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2012, 27(1): 269- 275.
- [10] She X, She Y, Wang C, et al. Unified Power Electronic Load for Burn-in Test [C]. Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International. IEEE, 2009: 1803- 1807.

作者简介:



莫熙(1989—),男,硕士研究生,主要研究电力电子技术
在电力系统中的应用。Email: mx13@aliyun.com



周伟(1977—),男,讲师,研究方向主要包括嵌入式系
统应用、电机调速控制系统、微机继电保护及电力电子
在电力系统中的应用。

窦晓波(1979—),男,博士,副教授,主要研究数字化变电站、微电网。

黄冬冬(1989—),男,硕士研究生,主要研究微电网运行控制。

曹翔(1989—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子及电机控制。

孙旻(1970—),男,高级工程师,主要研究配电网技术。

赵波(1977—),男,博士,高级工程师,研究方向为智能优化算法在电
力系统中的应用。

收稿日期:2014- 04- 19;修回日期:2014- 06- 18

(王克祥 编发)

(上接第 84 页)

作者简介:



龙伟华(1991—),男,江西萍乡人,硕士研究生,从
事高频开关电源研究。
Email: longweihu2095@163.com

徐军(1974—),男,工程师,主要从事数字波形合成、逻辑器件编程等
方面的研究。

张俊伟(1974—),男,助理工程师,主要从事配电自动化研究。



张金永(1986—),男,河北唐山人,硕士研究生,主要研
究方向为电力电子与电能变换、功率因数校正。

收稿日期:2013- 09- 22;修回日期:2014- 05- 29

(焦阳 编发)