

# 航空电源测试中馈能式电子负载设计

张亚维<sup>1</sup> 史强强<sup>2</sup> 姚锋刚<sup>3</sup>

(1. 西安航空职业技术学院 西安 710089; 2. 中国飞行试验研究院 西安 710089; 3. 西安飞豹科技发展公司 西安 710089)

**摘要:**飞机上电源系统存在不同电压等级,在进行机载电源性能指标测试时,没有一种通用型的电源测试设备。由于传统的静态负载使测试过程耗时耗力且难模拟复杂多变的真实负载,给出了一种能量回馈型航空电源电子负载方案。这种双PWM拓扑结构结合控制策略技术实现的电子负载,能够通过微控制器设定各类负载形式,实现各种电源性能测试;同时通过后级逆变器将输入的能量全部回馈到电网中,达到节能目的。通过仿真进行验证,该方案具有一定工程实用性。

**关键词:**电子负载;航空电源测试;能量回馈;控制策略

**中图分类号:** TN06 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8040

## Energy feedback type of electronic load used on aviation power supply test

Zhang Yawei<sup>1</sup> Shi Qiangqiang<sup>2</sup> Yao Fenggang<sup>3</sup>

(1. Xi'an Aeronautical Polytechnic, Xi'an 710089, China; 2. China Flight Test Establishment, Xi'an 710089, China; 3. Xi'an Feibao Development Company, Xi'an 710089, China)

**Abstract:** There are different voltage grade of power systems on the plane. In the airborne power performance test, there isn't universal power test equipment. Traditional static load test process is time-consuming and difficult to simulate the complex and changeable load, so the electronic load plan of a kind of energy feedback type aviation power is designed in this paper. This electronic load which combined control strategy for double PWM topology technology can set all kinds of load form through micro controller and implementation of the power performance test. At the same time, the after level inverter input energy to the grid, so the energy saving is realized by all feedback. Through simulation verification, this scheme has certain practicality.

**Keywords:** electronic load; aviation power supply test; energy feedback; control strategy

### 1 引言

在飞机电源的发展过程中,飞机供电系统从最开始的低压直流供电电源,发展到恒速恒频、变速恒频、变速变频交流供电电源,再到高压直流电源系统,经历了几次电源系统的创新。随着现代工业的急速发展,各种机载电子产品和电力设备层出不穷,导致发电机功率不断增加,而且各类电子设备对供电质量要求也很苛刻,因此对电源系统性能指标考核越来越重要。目前,飞机发电机输出的电压类别从低压直流 28 V 变为三相 115 V 频率 400 Hz 恒定频率交流电,以及 115 V 变频率交流电、230 V 变频率交流电和高压 270 V 直流电源改变,不同型号的机载系统存在多种类型的电压等级<sup>[1]</sup>。

所有的机载设备供电均来源于航空发电机,航空发电

机是航空器的核心,因此在进行航空发电机的性能测试时必须严格。负载装置作为发电机加载并测量发电机输出电压电流的动态特性参数及测试控制设备,在测试中起着非常重要的作用<sup>[2-3]</sup>。而传统的测试中采用电阻、电容、电感静态负载进行模拟,但实际负载类型较为复杂,而且是动态变化的,因此静态负载难以满足当前测试要求,而且存在测试负载体积大、集成度低、能量全部被消耗、不能适应多类型电压等级的缺点<sup>[4-5]</sup>。随着电力电子技术、计算机技术的发展,本文提出了一种机用通用型馈能式电子负载,为解决上述问题提供了一个有效可行的方案。

航空发电机电子负载是结合电力电子技术、计算机技术和自动控制技术设计实现的一种电力电子装置<sup>[6-7]</sup>;其后级逆变器并网与其他光伏并网装置功能结构一致<sup>[8-9]</sup>。可以模拟常见的各种负载特性,具有使用方便,并且不造

收稿日期:2016-02

成能源浪费等优点;有广阔的工程实用价值和市场前景<sup>[10]</sup>。

本文中馈能式电子负载的被测对象既可以是交流输出电源设备,也可以是直流输出的电源设备;并且对于交流电源,其可以工作在不同的频率下。最后通过仿真软件对搭建的测试系统进行仿真验证,得到了预期的结果。

## 2 航空电源测试系统简介

目前在民用飞机中主要电源为发电机发出的三相115 V 频率 400 Hz 交流电源,在传统的电源性能测试中,为了得到发电机相关的性能指标,如多种老化测试、工作效率、带载实验等相关指标。而不同电源的测试需要不同的负载,有时同一种电源测试指标不同时也需要不同负载,这些负载可能是线性负载,也可能是非线性负载。

传统的机载电源测试方法中常采用耗能型器件电阻、电容、电感及其组合的静态负载。传统的固态负载在使用时参数修改不方便;而且环境因素对其影响较大,如温度等不同时负载参数会随之变化,使得测量精度较低。随着大功率器件设备被频繁使用,在进行负载测试过程中会产生大量热能,造成环境温升,存在安全隐患;而且负载上的能量全部被消耗,造成了能源浪费,因此电子负载应用而生。

在机载电源测试系统中,对于电子负载而言,发电机在整个测试系统中为馈能式电子负载的输入设备,整个测试系统的末级直接接入电网。如图1所示为采用电子负载的航空电源测试应用结构。主要由4部分组成:航空发电机、PC机、电子负载装置和电网。电子负载控制系统与PC机相连,用来设置电子负载参数及在线监测等。

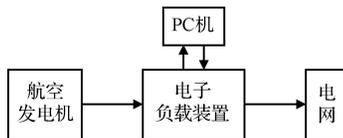


图1 航空电源测试电子负载应用结构

通用型电子负载作为航空电源试验系统的主要测试设备,通过上位机进行负载模式设定,通过上位机实时与设备主控制器进行交互通信,进行指令控制,对发电机的输出带载相关性能进行测试。测试过程中可以通过上位机软件记录设备运行状态,通过测试数据对被测电源系统进行科学分析评估,为发电机制造的可靠性测试提供试验验证。

如图2所示为两级式馈能式电子负载示意,AC/DC整流实现对负载的模拟,DC/AC逆变实现能量单位功率因数回馈电网,整个系统中整流和逆变可独立控制。两侧如果采用双PWM控制技术,则可实现能量双向传输,因此可以实现模拟各种负载的功能。

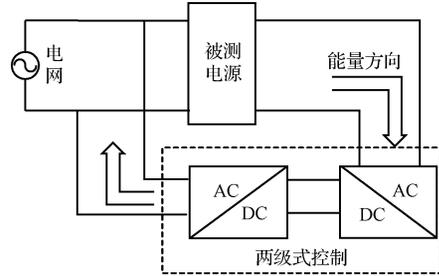


图2 两级式馈能式电子负载示意

目前,以双PWM变换器为主的通用馈能式电子负载,代表了国内的研究现状,此拓扑已是各专家学者研究的主流拓扑基础。为了维持三相电网的平衡,功率超过一定容量的设备宜用三相并网,因此文中主电路拓扑结构为三相并网结构。

## 3 三相馈能式电子负载主电路拓扑结构

以双PWM变换器为主的通用馈能式电子负载,代表了目前的研究现状,针对航空电源的输出电压及大功率的特殊性,本文采用三相通用馈能式电子负载拓扑如图3所示。

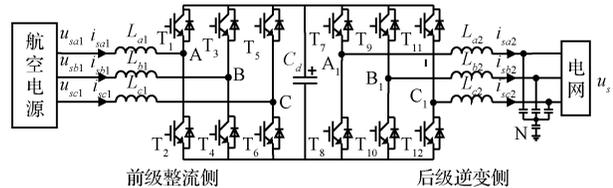


图3 三相通用型馈能式电子负载拓扑

馈能式电子负载前级采用脉冲宽度调制技术,通过三相整流桥达到模拟设定负载类型的功能,后级三相逆变桥完成并网要求,前后两级之间共用母线电容。图3中拓扑结构,可以保证在前级整流桥控制和后级逆变桥控制过程中均能进行独立控制,使前后级的工作频率可以不同。

图3中 $u_{sa1}$ 、 $u_{sb1}$ 、 $u_{sc1}$ 是被测电源电压, $i_{sa1}$ 、 $i_{sb1}$ 、 $i_{sc1}$ 是被测电源电流, $u_s$ 为电网电压, $i_{sa2}$ 、 $i_{sb2}$ 、 $i_{sc2}$ 为逆变器输出并网电流。 $T_1 \sim T_6$ 为PWM整流侧开关管, $L_{a1}$ 、 $L_{b1}$ 、 $L_{c1}$ 是整流侧滤波电感; $T_7 \sim T_{12}$ 为PWM逆变侧开关管, $L_{a2}$ 、 $L_{b2}$ 、 $L_{c2}$ 和电容组成逆变侧LC差模滤波和共模滤波; $C_d$ 为直流母线电容。

### 3.1 三相馈能式电子负载工作原理

从主电路结构可以看出,采用前后级双脉冲宽度调制变换电路,可进行前后级独立控制,正好也与馈能式电子负载前后级实现不同功能相对应,下面就分别分析前后级的运行原理。需要说明的是,三相电路之间互差 $120^\circ$ ,各相间工作原理与控制原理均相同。

### 3.1.1 模拟负载侧的运行原理

整流侧模拟负载的原理是根据所模拟的负载类型和参数,确定被测电源电压  $u_{s\alpha 1}$ 、 $u_{s\beta 1}$ 、 $u_{s\gamma 1}$  和被测电源输出电流  $i_{s\alpha 1}$ 、 $i_{s\beta 1}$ 、 $i_{s\gamma 1}$  的数学关系为:

$$f_z(u, i) = 0 \quad (1)$$

当被测电压(被测电流)已知时,根据上式就可求出被测电源输出的电流指令  $i_{s\alpha 1}^*$ 、 $i_{s\beta 1}^*$ 、 $i_{s\gamma 1}^*$  (电压指令  $u_{s\alpha 1}^*$ 、 $u_{s\beta 1}^*$ 、 $u_{s\gamma 1}^*$ )。通过控制 PWM 整流器的交流调制电压使  $i_{s\alpha 1}$ 、 $i_{s\beta 1}$ 、 $i_{s\gamma 1}$  (或者被测电流)精确跟踪电流指令(或者电压指令),从而达到模拟任意负载功能。

### 3.1.2 逆变并网侧的运行工作原理

由 PWM 整流器的原理可知,相对于 PWM 逆变器输出电压调制电压来说,通过控制交流侧调制电压,以达到控制并网电流与电网电压矢量相位相差  $180^\circ$ ,从而使电路工作在功率因数为  $-1$  的状态。逆变器 A 相等效电路和矢量关系如图 4(a)所示,其工作的向量图如图 4(b)所示, B 相、C 相工作原理与 A 相相同。

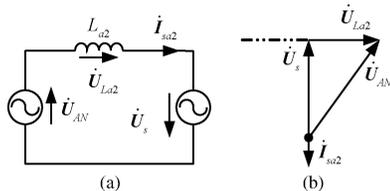


图 4 PWM 逆变器等效电路及其矢量关系

图 4 中  $\dot{U}_{La2}$  是 PWM 输出侧电感电压,  $\dot{i}_{sa2}$  为输出电流,  $\dot{U}_{AN}$  为 PWM 逆变器交流侧输出电压,  $\dot{U}_s$  为电网电压。当 PWM 逆变器处于此工作状态时,满足  $\dot{U}_{AN} = \dot{U}_{La2} + \dot{U}_s$ , 且逆变并网电流  $\dot{i}_{sa2}$  和电网电压  $\dot{U}_s$  夹角为  $180^\circ$ , 电感  $L_{a2}$  上的电压  $\dot{U}_{La2}$  和电网电压保持  $90^\circ$ , 实现输出功率因数为“ $-1$ ”的功能。

### 3.2 系统控制策略方案

PWM 控制技术有计算法、调制法和跟踪控制法,其中滞环比较方式和三角波比较方式是跟踪控制最常用方式。本拓扑整流侧采用电流滞环比较方式,适合被测电源工作频率变化范围大,虽然其开关频率不固定,输出信号高次谐波含量较多,但控制电路简单、响应快、跟踪精度高等优点,应用较广泛。逆变侧采用三角波调制方式控制,采用传统的电压电流双闭环控制策略。

#### 3.2.1 整流侧控制策略

由于整流侧需要反馈电流或反馈电压跟踪速度快、精度高,滞环跟踪方法较载波定时比较方法有明显优势,其中滞环比较由芯片外围硬件电路实现,再将信号送入处理器进行逻辑分配,根据被测电源相位关系并产生驱动 6 个开关管信号。如图 5 所示给出了 a 路滞环比较跟踪控制电路图。

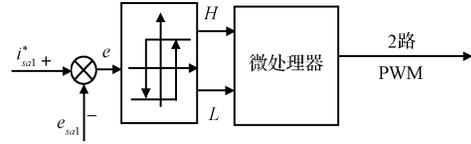


图 5 单相全桥滞环跟踪控制电路

通过预先计算需要的负载类型,得到指令电流数学表达式,根据实时数据采集将反馈电流  $i_{sa1}$  的模拟量转化后,与指令做差,得到误差关系  $e$ ,将误差送入滞环比较器中,通过设定上下阈值从而产生高低电平逻辑,将比较之后的高低电平逻辑信号送入微处理器中进行控制算法解算,最终将开关管的驱动信号输出,实现各路开关管逻辑控制。

#### 3.2.2 逆变侧控制策略

后级逆变侧则采用固定载波比较的控制方法,在满足速度要求下,定时比较跟踪方式产生的交流调制电压高频谐波分量比较固定,有益于并网端进行滤波设计。如图 6 所示为逆变侧 A 相双闭环控制的控制结构,其他两相控制方法相同。

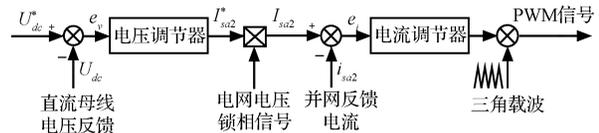


图 6 后级并网 A 相双闭环控制结构

图 6 中,  $U_{dc}^*$  是直流母线电压指令,  $U_{dc}$  是实际检测的母线电压反馈,  $e_v$  是直流母线电压误差,  $I_{sa2}$  是并网电流指令幅值,  $i_{sa2}^*$  是经过锁相之后的并网电流指令,  $i_{sa2}$  是实际检测的并网反馈电流,  $e_i$  是并网电流误差。

通过设计电压调节器,电压外环实现直流母线电压跟踪母线电压指令  $U_{dc}^*$ ; 当  $U_{dc}$  高于  $U_{dc}^*$  时,增大逆变电流幅值  $I_{sa2}$  从而使得电流指令  $i_{sa2}^*$  增大,回馈能量增多;相反当  $U_{dc}$  低于  $U_{dc}^*$  时,减小逆变电流幅值  $I_{sa2}$  从而使得电流指令  $i_{sa2}^*$  减小,回馈能量减少。输出信号  $I_{sa2}$  作为并网电流指令的幅值,与单位电网电压同步信号相乘得到与电网电压同频同相的逆变并网电流指令  $i_{sa2}^*$ ; 再将  $i_{sa2}^*$  与实际并网反馈电流  $i_{sa2}$  做差,得到电流误差信号  $e_i$ ,经电流调节器后,输出调制信号与三角载波进行比较得到 PWM 信号,再经驱动电路后,驱动 PWM 逆变侧的 T7~T12 6 个 IGBT 开关管。目前针对抑制并网电流谐波问题,电流调节器多采用 PR 调节器。对于母线电压稳定跟踪,电压环调节器常采用 PI 调节器进行控制。

传统电流环为 PI 调节器,存在电流跟踪滞后且无法消除电流中的低频谐波。近年,通过利用电流环比例谐振 (proportion resonance, PR) 调节器中的谐振环节,使基波频率处增益很大,来实现零稳态误差。同时增大了基波在闭环中所占比重,实现谐波电流相对减小的目的,其控制结构如图 7 所示。

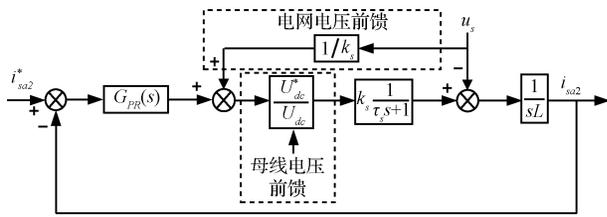


图7 电压补偿的PR调节器闭环系统动态控制结构

上图中PR调节器表达式为：

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_s \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2} \quad (2)$$

在整个电流环控制系统中，对其前向通道的扰动进行了前馈补偿。主要有电网电压以及其所含高次谐波扰动；母线电压波动对逆变器增益系数的影响。在图7中将电网电压和母线电压扰动通过前馈补偿控制，消除其中电流环前向通道中产生的扰动。

电流内环作为并网侧的单位闭环反馈环节，追求反馈电流与指令电流的精准跟踪。在单位正弦激励响应下，电流闭环系统的电流跟踪幅值可以等效为一阶惯性环节  $k_i / (\tau_i + 1)$ ，其幅值衰减系数  $k_i$  约等于1，一阶惯性时间常数  $\tau_i$  为并网电流峰值  $I_{sa2}$  响应幅值达到峰值的63.2%时所用的时间。如图8所示为电压外环的等效结构， $k_d$  是从并网电流峰值到直流侧电流的传输系数。通过设计电压外环调节器  $G_v(s)$ ，就可保证电压外环调节的速度和准确。

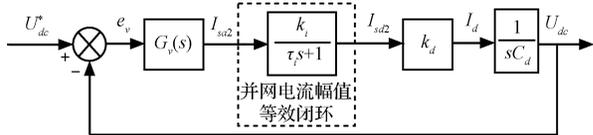


图8 电压环等效控制结构

根据调节器设计原则，将电压环设计为近似典型II型系统时，能够保证闭环系统的影响的快速性和准确性，因此将电压调节器  $G_v(s)$  传递函数设计为

$$G_v(s) = \frac{k_{pv}(\tau_{v1}s + 1)(\tau_{v2}s + 1)}{s(\tau_{v2}s + 1)} \quad (3)$$

式中： $\tau_{v1}$ 是电压调节器的一阶微分时间常数， $\tau_{v2}$ 是电压调节器一阶惯性时间常数， $k_{pv}$ 为电压调节器比例系数。

#### 4 仿真结果

本文通过在MATLAB软件的Simulink模块中搭建了三相馈能式电子负载仿真物理模型，对上述控制系统进行仿真验证。

仿真系统参数设计如下：主电路中整流侧与逆变侧滤波电感电感均为16mH，母线电容  $C_d = 2200 \mu\text{F}$ ，母线电压  $U_{dc} = 650 \text{V}$ ，指令母线电压  $U_{dc}^* = 600 \text{V}$  前后级IGBT中的开关频率  $f_{c1} = f_{c2} = 25 \text{kHz}$ ，电网电压  $u_s = 311\sin 314t$ 。

如图9所示为A相模拟负载仿真结果，被测电源电压  $u_{sa1} = 220\sin 314t$ ，整流侧模拟纯电阻性负载，选择模拟负

载大小为  $Z = 11 \Omega$ 。图9中上图为前级三相整流负载模拟侧电压电流波形，下图为后级逆变能量回馈侧电压电流波形，图中电流波形均被放大20倍。

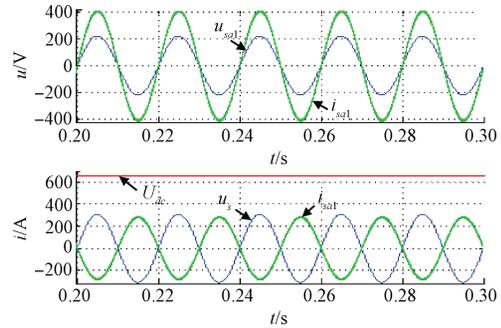


图9 A相模拟负载仿真结果

根据前面的分析可知：

$$i_{sa1} = 20 \frac{u_{sa1}}{Z} = 20 \times \frac{220\sin 100\pi t}{11} = 400\sin 100\pi t \quad (4)$$

由功率平衡关系式： $u_{sa1} i_{sa1} = u_s i_{sa2}$ ，可得：

$$i_{sa2} = \frac{u_{sa1} i_{sa1}}{u_s} = \frac{220\sin 100\pi t * 400\sin 100\pi t}{311\sin 100\pi t} = \quad (5)$$

$$282.9\sin 100\pi t$$

从图中仿真结果可以看出，负载模拟侧能够模拟11Ω的纯电阻负载，并且直流母线稳定在650V。前级负载模拟侧中被测电源电压与整流桥输入电流之间的相位与幅值关系说明负载模拟侧能够真实模拟纯阻性，通过设置电流与被测电源幅值、相位关系也完全能够模拟其他各类型负载特性，达到了模拟负载的功能。后级逆变侧并网电流与电网电压之间相位相差180°，表明电子负载的输出电流能够以单位功率因数并网。

如图10所示为负载突变时的仿真波形。图中当  $0.18 \text{s} < t < 0.26 \text{s}$  时，模拟负载  $Z = 15 \Omega$ ；当  $0.26 \text{s} < t < 0.36 \text{s}$  时，模拟负载  $Z = 100 \Omega$ ；上图为负载模拟侧电压电流波形，下图为能量回馈侧电压电流及母线电压波形，图中电流波形均被放大20倍。

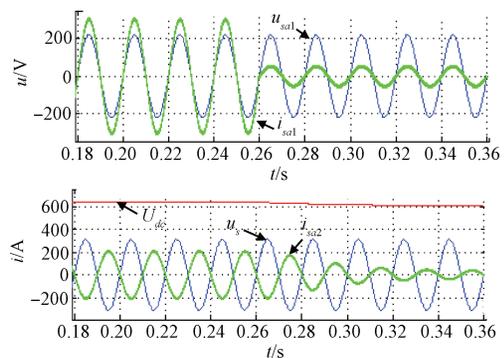


图10 负载突变仿真波形

由图10仿真波形可知，当  $t = 0.26 \text{s}$  时，模拟负载从15Ω突变为100Ω。从负载模拟侧的仿真波形可以看出，

系统能够迅速响应,模拟相应的负载,电流变化很平滑;从能量回馈侧的仿真波形可以看出,系统在2~3个周期内,就可以重新恢复平衡,母线电压重新稳定,能量回馈侧电流单位功率因数回馈电网,且谐波较小。由于系统模拟负载突然变大,即指令电流减小,因此回馈电网的能量变小,系统动态响应快。

## 5 结 论

本文得出的结论如下:

1)给出了一种可应用于航空电源性能测试的馈能式电子负载;

2)给出了适合航空发电机应用的馈能式电子负载主电路拓扑结构、工作原理和基本控制方法;

3)电子负载通过整流侧电流或者电压控制可模拟各种常用电源类型负载模型,具有良好的通用性;

4)给出了逆变侧双闭环控制中相关调节器设计,实现单位功率因数能量回馈电网的功能,为航空电源性能测试时降低能量损耗,节约能源;

5)通过系统仿真结果证实本文的设计方案在实际应用测试中具有可行性,对于其他电源产品测试时具有同样适用性。

## 参 考 文 献

- [1] 陈超,黄建,梁旭.基于虚拟仪器技术的直升机电源试验系统设计[J].国外电子测量技术,2016,35(1):89-93.
- [2] 郝世勇,战祥新.基于虚拟仪器的航空电源综合实验

系统设计[J].电子测量技术,2011,34(5):70-72,102.

- [3] 郝世勇,程政.飞机电源系统综合实验平台设计与实现[J].电子测量技术,2015,38(9):73-77.
- [4] 贾月朋,任稷林,祁承超.能量回馈型单相交流电子负载的研究[J].电力电子技术,2011(6):91-93.
- [5] 马琳,金新民,唐芬.小功率单相并网逆变器并网电流的比例谐振控制[J].北京交通大学学报,2010,34(2):128-132.
- [6] 李波,张文涛,张大为.基于DSP和LabVIEW的能量回馈电子负载的研究[J].国外电子测量技术,2013,32(11):41-44,48.
- [7] 严雪飞,朱长青,赵月飞,等.电子负载直流侧电压分析及滤波技术研究[J].国外电子测量技术,2014,33(11):21-24.
- [8] 张兴,李俊,赵为,等.一种光伏独立逆变器非线性控制方法[J].电子测量与仪器学报,2015,29(2):252-257.
- [9] 党克,郑玉浩,严干贵.电网电压不平衡下光伏并网逆变器的同步技术[J].仪器仪表学报,2015,36(1):87-94.
- [10] 黄清军,孙牧村,邹旭东,等.模拟电机端口特性的电力电子负载系统设计[J].电力系统自动化,2014(3):71-77.

## 作 者 简 介

张亚维,1988年2月出生,工学硕士研究生,助教。主要研究方向为航空电子、仪器与仪表检测、信号与系统等。  
E-mail:125556113@qq.com