单相在线式不间断电源

**摘要：**本系统由一个整流升压电路级联PWM全桥逆变电路构成。整流电路采用不控整流方式，后接Boost升压电路，再经PWM全桥逆变电路产生稳定可控的正弦波。采用电压闭环分别控制直流母线电压及交流输出电压，断开交流电源，可即时切换至直流电源供电。该电路输出电压稳定，交流供电时负载调整率和电压调整率小于0.1%，频率稳定在50Hz，偏差小于0.02%。直流供电额定状态下系统效率可达到90.64%。该不间断电源输出电压为正弦波，THD小于2%。

**关键词：**不控整流Boost电路 PWM全桥逆变 电压控制

# 方案论证

## 比较与选择

### 主回路拓扑选择

方案一：不控整流级联Boost电路与PWM全桥逆变电路。不控整流电路结构简单，响应迅速，输出稳定，方便整体电路的控制。

方案二：Boost PFC电路级联PWM全桥逆变电路。采用UCC21089进行Boost PFC的控制，但Boost PFC的整流二极管通态损耗大，效率低。

综合考虑，为了使控制更加稳定，选择方案一。

### 电压控制方案选择

方案一：直接控制。直接对输出电压进行采集并控制，节省了中间电路的测量模块，这种方式结构简单。但是对软件的要求较高，难以保证控制稳定性及精度。

方案二：分级控制。将Boost输出母线电压及逆变输出电压分开控制，控制精度提高，响应时间缩短，保证最终输出电压的稳定。

综合考虑，为了实现更高的电压控制精度，选择方案二。

## 系统总体方案描述

系统包括不控整流电路、Boost电路、逆变器电路、交流电压电流测量电路、直流电压测量电路以及单片机控制电路和保护电路，如图1所示：



图1 系统总框图

# 二.理论分析与计算

## 2.1 提高效率的方法

系统的损耗主要包括开关管的开关损耗、导通损耗和电感铜耗、铁耗、电容等效电阻等无源器件的损耗。因此提高效率应尽可能减小这些因素的损耗。

1. 减小开关管开关损耗的方法

选择合适的开关频率：过高的开关频率会增大开关管的损耗，但开关频率过低则会增大滤波电感的体积和重量。综合考虑，开关频率取20kHz。

选择合适的开关管：开关管会有开关损耗，结电容和电路分布电感影响其开关损耗。因此开关管的输入电容和输出电容尽量小。

1. 减小开关管导通损耗的方法

选择合适的开关管：开关管的导通电阻影响其导通损耗，因此开关管导通电阻越小越好。但开关管的寄生电容和导通电阻参数矛盾，二者往往不能同时最小，需折衷考虑。

1. 减小无源器件损耗的方法

选择合适的电感：电感太小，电流谐波抑制能力差；电感太大，铜耗大。因此需选择大小合适的电感。同时，电感设计时应适当降低电流密度和磁通密度，减小损耗。选择电容时应使等效串联电阻尽量小。

## 2.2 Boost电路输出稳压控制方法



图2 直流电压控制策略框图

在Boost电路 闭环控制中，采样当前输出直流电压，与参考设定值进行做差，送入PI控制器进行计算，将计算值输入PWM控制器调控PWM波对应的占空比，通过变换器输出调控后的直流电压。

## 2.3 输出交流电压稳压控制方法



图3 直流电压控制策略框图

在逆变器电路闭环控制中，采样当前输出交流电压实时值，进行有效值计算，与参考设定值进行做差，送入PI控制器进行计算，将计算值输入SPWM控制器调控SPWM波对应的调制比，通过变换器输出调控后的交流电压。

# 三.电路与程序设计

## 3.1 主回路与器件选择

### 3.1.1主电路设计与器件选型

该主电路采用不控整流电路，后级接入一个Boost升压电路，再后接一个PWM全桥逆变电路。并联的直流储能电路经继电器控制接入Boost电路输入端。系统主电路原理图如图3所示。



图4 主拓扑电路图

1. Boost电路电感参数计算

对于Boost电路，输入电压越低，工况越恶劣。经比较分析，输入为直流比输入为交流时恶劣。Boost的直流输入电压为24V，设定输出电压为65V,经计算占空比D=0.63。Boost电感计算公式如下：



其中*D*为占空比，*Ud*为输入直流电压，*U*d=24V，*I*d为电感电流，*I*d=1.4A，rd为电感电流纹波率，取rd=0.4，*f*c为调制波频率，*f*c=20kHz。

代入参数计算得，电感*L*=1.35mH，实际中留取裕量，电感取值为1.5mH。采用铁硅铝磁粉芯和2股并绕的0.7mm漆包线线绕制电感。

（2）直流电容参数计算

直流电容上总是会重复着充放电的过程，为了使母线电压的脉动大小控制在一定范围内，直流侧电容取值不能太小。考虑母线电压的响应速度，直流电容取值也不能过大。直流侧电容参考取值范围如下：



式中，母线电压纹波△*U*m=0.02V，*R*L=30Ω，算得，实际直流电容取为2000uF。

（3）输出交流侧电感参数计算

系统交流电感的取值不仅影响系统的动静态性能，还会对输入电流波形等其他因素产生影响。增大电感值可以抑制交流侧电流的谐波，但是会影响电流跟踪的快速性。所以合适的电感值应该满足两个条件。由电流纹波率计算输出交流侧电感，可得输出交流侧电感的表达式为：



其中*Ub*为全桥逆变电路输入直流母线电压，*U*b=65V，*I*o为输出交流侧电感电流幅值，*I*o=1.414A，ro为输出交流侧电流纹波率，取ro=0.3，*f*c为调制波频率，*f*c=20kHz。

代入参数计算得，电感*L*=1.04mH，实际中留取裕量，电感取值为1.3mH。采用铁硅铝磁粉芯和2股并绕的0.7mm漆包线线绕制电感。

（4）输出交流侧电容参数计算

截止频率是基波频率5到10倍，是开关频率的1/10到1/5。基波频率为50Hz，开关频率为20kHz，因此可取截止频率*fm*=1kHz。根据截止频率确定电容值，



其中*L*为输出交流侧电感，*L*=1.3mH。

代入参数计算得，电容C=4.87uF，实际中留取裕量，电感取值为1.3mH。可选取一个容值10uF且高频性能好的CBB电容。

（5）开关管的选择

开关管承受电压和导通电流为母线电压峰值和电流的有效值，分别为65V和1A，开关管选取时应留有余量。同时为减小系统的损耗，需综合考虑开关管的开关损耗和通态损耗，最终选择英飞凌公司的IRF540NPbF，其最大耐压100V，可导通7.5A电流，其导通电阻为44m，输入电容为1960pF，输出电容为250pF。

### 3.1.2 电压电流测量电路设计

电压测量电路选用隔离运算放大器AMC1200，该芯片具有差分输入输出，自带偏置的优点，其输出经分压、跟随器和滤波后输出电压测量信号，测量精度高，线性度好。



图5 电压测量原理图

电流测量电路选用ACS712霍尔电流芯片，该芯片具有隔离效果，导通电阻仅8mΩ，对主电路影响小。芯片输出信号经分压和电压跟随器后输出电流测量信号，可同时测量直流和交流电流，精度高。



图6 电流测量原理图

### 3.1.3 驱动电路设计

驱动电路以IR2110为主要芯片，该芯片可通过自举原理驱动桥臂的上管，实现半桥驱动。前级采用HCPL2630对控制器产生的驱动信号进行隔离，原理图如下：

图7 驱动电路原理图

## 3.2 控制电路与控制程序

### 3.2.1 Boost电路控制程序设计

系统初始化完成后，对Boost电路输出直流电压进行测量，并与设定值对比，当两者不相等时运行稳压闭环调节程序，调节PWM波对应的占空比对输出直流电压进行调控。

 

图8 Boost电路控制程序框图 图9 逆变器电路控制程序框图

### 3.2.2 逆变器控制程序设计

系统初始化完成，进行Boost闭环控制同时对逆变器输出交流电压进行实时测量，并计算有效值，与设定有效值对比，当两者不相等时运行稳压闭环调节程序，调节SPWM波对应的调制比对输出交流电压进行调控，通过对两级电路同时的闭环控制实现输出电压有效值维持在设定值。

### 3.2.3 自动切换直流供电程序设计

如果系统交流供电电源突然断开，系统检测输入电压有效值，当有效值低于10V阈值时，闭合直流供电电源电路，实现电源切换。



图10 自动切换直流供电程序框图 图11 输出过流保护程序框图

### 3.2.4 输出过流保护程序设计

如果系统输出电流超过1.2A，就会触发过流保护程序，关断驱动信号，同时控制继电器断开从而实现保护。

在ADC初始化完成后，对输出电流进行检测，如果检测到过流情况就会立刻关闭驱动信号，断开继电器，从而实现系统过流保护。4s之后尝试恢复电路，系统继续判断是否过流，是否继续保护。

# 测试方案与测试结果

## 4.1 测试方案和测试条件

### 4.1.1 测试方案

系统输入36V交流电，调节输出交流电流Io=1A，记录输出电压，测试交流电压稳定性；改变输出电流测试负载调整率；在输出电流为1A时调节输入交流电压为29V～36V，测试电压调整率，测量输出交流电压失真度；供给直流电，切断交流电，系统自动切换至直流电源供电，调整输出交流电流为Io=1A，测量输出交流电压精度，计算系统在该状态的效率。逐渐增大输出电流至1.2A，记录继电器保护电流。

### 4.1.2 测试仪器

手持万用表CA5212、手持式万用表FLUKE15B+、电能质量分析仪

## 4.2 测试结果及其完整性

### 4.2.1 输出交流电压精度测试

测试条件：输入交流电Us=36V，输出交流电流Io=1A，测量输出交流电压并记录

表1 输出直流电压精度测试结果记录表

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| 交流电压Us/V | 输出电流Io/A | 输出直流电压/V | 输出交流电压频率f/Hz |
| 35.98 | 0.998 | 30.01 | 49.99 |

由上表可知输出交流电压满足要求。

### 4.2.2 负载调整率测试

测试条件：U1=36V，输出电压Uo=30V，输出电流Io在0.1A~1.0A变化，记录输出电压并计算负载调整率。式中Uo2为Io=1.0A时的交流输出电压有效值，Uo1为Io=0.1A时的交流输出电压有效值。

表2 负载调整率测试结果记录表

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| 交流电压Us/V | 输出电流Io/A | 输出电压Uo/V |
| 25.995 | 0.101 | 30.01 |
| 23.991 | 0.413 | 30.01 |
| 24.013 | 0.607 | 30.01 |
| 24.011 | 0.803 | 29.99 |
| 23.997 | 1.016 | 30.00 |

由上表可知负载调整率小于0.5%。

### 4.2.3 电压调整率测试

测试条件：输出电流Io=2A，输出电压Uo=30V，输入交流电压Us在29V~43V之间变化，记录输出交流电压Uo并计算电压调整率。Uo1为Us=29V时的交流输出电压，Uo2为Us=43V时的交流输出电压。

表3 电压调整率测试结果记录表

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| 输出电流Io/A | 交流电压Us/V | 输出电压Uo/V |
| 1.01 | 36.02 | 29.99 |
| 1.00 | 35.98 | 30.01 |
| 1.02 | 35.97 | 30.02 |
| 1.01 | 35.99 | 30.02 |

电压调整率小于0.5%。

### 4.2.4 失真度测量

测试条件：输入交流电压Us=36V，输出交流电流Io=1A，输出交流电压Uo=30V，使用功率分析仪读取输出电压失真度。

表4 功率因数测量结果记录表

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| 交流电压Us/V | 输出电流Io/A | 仪器显示值  THD/% |
| 36.012 | 1.013 | 0.9 |

由上表知输出电压失真度≤2%。

### 4.2.5 过流保护功能测试

测试条件：交流电压36V，输出交流电压Uo=30V，逐渐减小输出电阻，增大输出电流记录保护电流

Io保护值：1.19A

输出过流保护功能符合要求。

### 4.2.6 切换直流供电并测试输出电压精度

测试条件：接入直流电源，切断交流电源，系统自动切入直流供电，输入直流电压Us=24V，输出交流电流Io=1A，输出交流电压Uo=36V，读取输出电压

表5 功率因数校正测试结果记录表

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| 直流电压Us/V | 输出电流Io/A | 输出电压  Uo/V | 频率  f/Hz |
| 24.013 | 1.012 | 36.01 | 49.99 |

由上表可知输出交流电压满足要求，频率满足要求。

### 4.2.7 UPS电路效率测试

测试条件：输入直流电压Us=24V，输出电流Io=1A，输出交流电压Uo=36V，记录输入电流

表6 放电模式电压调整率测试结果记录表

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| 输入直流电压Ud/V | 输入直流电流Id/A | 输出交流电压Uo/V | 输出交流电流Io/V |
| 23.64 | 1.421 | 29.97 | 1.013 |

由上表可知变换器效率大于90%。

## 4.3 测试结果分析

通过测试，本系统在额定功率下输出直流电压稳定，负载调整率与电压调整率都低至0.1%，功率因数测量准确，系统具备过流保护功能。系统能够实现功率因数校正，功率因数可根据设定值调节，且功率因数测量显示准确，同时变换器效率高达96.1%。

# 总结

本系统实现了单相在线式不间断电源系统。该电源系统工作在额定输入交流电压下输出交流电压稳定，负载调整率与电压调整率均低至0.1%，交流电源供电状态下输出交流电压失真度≤0.1%，断开交流电源后可以即时切换至直流供电，输出交流电压稳定，直流供电下额定功率下系统效率高达90.64%，同时系统具备过流保护功能。