



# 第7章 UPS电路原理与应用

7.1 UPS的电路结构及性能特点

7.2 新型UPS技术

7.3 UPS专用免维护蓄电池

7.4 UPS的设计指标与测试

7.5 大功率UPS干扰的原因与抑制方法

7.6 专用电池充电电源设计

7.7 电源功率因数



## 7.1 UPS的电路结构及性能特点

为达到不间断供电的基本目的，在技术比较成熟的各类UPS中，就其主电路结构和不停电供电运行机制方面主要有四大类形式，即后备式、在线互动式、双变换在线式、双向变换串并联补偿在线式。

### 7.1.1 后备式 UPS

后备式UPS是UPS的最初形式，因为应用最早，用的广泛，因而技术和产品都是很比较成熟，后备式UPS电路结构见图7-1所示。





图7-1 后备式UPS电路结构





## 1. 电路各环节功能

充电器：当市电存在时，对蓄电池充电并浮充。

DC/AC逆变器：当市电存在时，逆变器不工作；当市电掉电时，逆变器将直流电压(电池供给)变成符合负载要求的交流电压，电压波形有方波、准方波、正弦波3种形式。

输出转换开关：当市电存在时，接通输入电网电源向负载供电；当市电掉电时，断开电网接通逆变器，继续向负载供电。

滤波稳压：当市电存在时，可对电网滤波并稳定输出电压。





## 2. 性能特点

电路简单，成本低，可靠性高；由于输出有转换开关，对切换电流能力和动作时间有所限制，当前常用的后备式UPS多在2 kV·A以下。

当市电存在时，效率高，可达98%以上；输入功率因数和输入电流谐波取决于负载电流，UPS本身不产生附加输入功率因数和谐波电流失真；输出能力强；输出电压稳定精度差，但能满足负载要求；整机要靠附加滤波电路提高UPS双向抗干扰能力；当市电掉电时，输出有转换时间，一般在4 ms左右，可以满足普通负载要求。



## 7.1.2 在线互动式

在线互动式的“在线”含意是DC/AC变换器一直处于通电工作状态，同时兼顾了对电池的充电。该方式在市电掉电时的转换时间短，对输出电压有滤波作用。在线互动式UPS电路结构见图7-2。



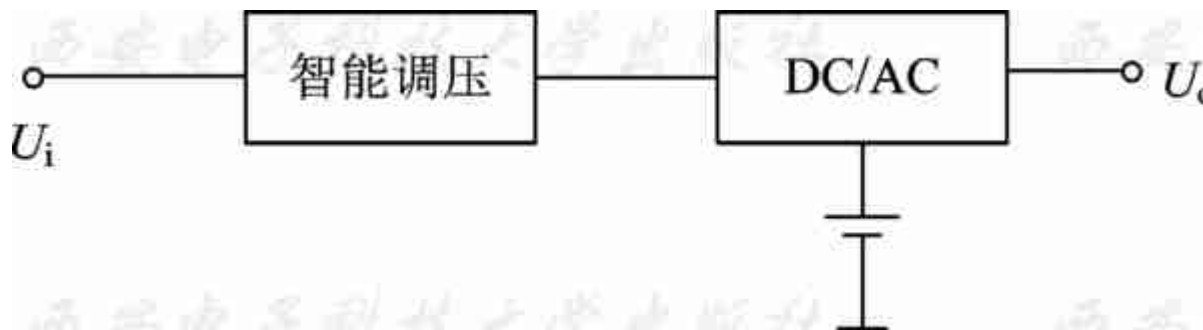


图7-2 在线互动式UPS电路结构





## 1. 电路各环节功能

智能调压：当市电存在时，可调节输出电压。

DC/AC变换器：此变换器可双向变换，当市电存在时，变换方向是AC/DC，给电池充电并浮充；当市电掉电时，变换方向为DC/AC，由电池供电，保持UPS继续向负载供电。







## 2. 性能特点

电路稍为复杂，供电连续性好。逆变器同时有充电功能，省掉了一般双变换UPS的附加充电器，其充电能力要比附加充电器强。当要求长延时供电时，无须再增加机外充电设备。由于变换器与输出直接联接在一起，没有转换开关的限制，因此输出功率高。

当市电存在时，效率可达98%以上；输入功率因数和输入电流谐波成分取决于负载电流，UPS本身不产生附加输入功率因数和谐波电流失真；输出电压稳定精度差，但能满足负载要求；因为变换器直接接在输出端，并且处在热调整状态，所以对输出电压尖峰干扰有滤波作用。



为了进一步改善在线互动式UPS的功能，有的产品在智能调压前部串接一个大电感，目的在于当市电掉电时，通过串联电感对逆变输出反馈到电网的电流有很强的抑制作用，避免了输入未断开时短路逆变器输出的危险，使得逆变器可立即向负载供电。这样做可以使在线互动式的转换时间减小到零，使其完全具备双变换在线式的转换功能，同时还增加了整个UPS的抗干扰能力。





### 7.1.3 双变换在线式

#### 1. 电路各环节功能

当前绝大多数在线式特别是大功率在线式UPS，都采用双变换电路结构，如图7-3所示。

变换器 I：该变换器为AC/DC单向变换器。当市电存在时，它完成对电池的充电，并通过变换器 II 向负载供电。该变换器由不可控整流或可控整流电路组成。



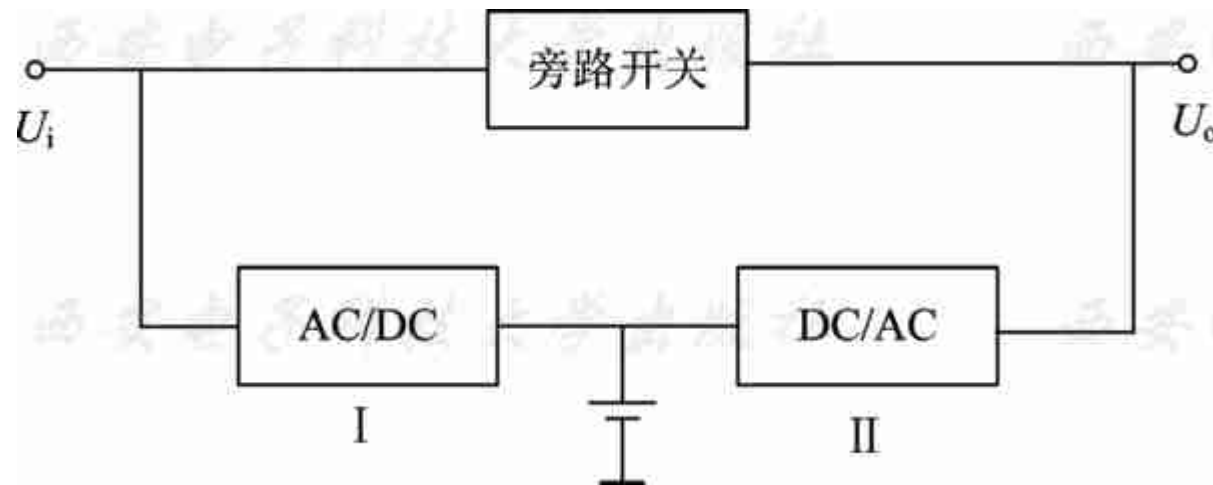


图7-3 双变换在线式UPS电路结构





变换器 II：该变换器为DC/AC单向逆变器。当市电存在时，它由变换器 I 取得功率后再送到输出端，并保证向负载提供高质量的电源；当市电掉电时，将电池电能通过变换器 II 逆变向负载供电。

旁路开关：平时处在断开状态，当变换电路发生故障，或者当负载有冲击性(例如启动负载时)或故障过载时，变换器停止输出，旁路开关接通，由电网直接向负载供电，旁路开关多为智能型的功率容量很大的无触点开关。





## 2. 性能特点

因为不管市电有无，负载的全部功率都由变换器供给，所以可以向负载提供高质量的电源。此类UPS的各项技术指标，如输出电压稳定精度、频率稳定度、输出电压动态响应、波形失真度等指标都是比较高的。当市电掉电时，输出电压不受任何影响，没有转换时间。因为无论市电有无，全部负载功率都由逆变器供出，但是UPS的功率容量有限，带负载能力不理想，所以对负载提出限制条件，例如输出电流峰值系数(一般只达到3:1)、过载能力、输出功率因数(一般为0.8)、输出有功功率小于标定的千伏安数等。该电路应付冲击性负载的能力差。





由于变换器 I 为整流电路，对电网形成电流谐波干扰，输入功率因数低，经滤波后，最小的谐波电流成分在10%左右，而输入功率因数只有0.8左右。新产品在变换器 I 中使用了功率因数校正技术，可把输入功率因数提高到接近1，输入电流谐波成分也大幅度降低。在市电存在时，由于两个变换器都承担100%的负载功率，所以整机效率低，10 kV·A 以下的UPS为80%左右，50 kA·V的可达85%~90%，100 kA·V以上的可达90%~94%。





### 7.1.4 双向变换串并联补偿在线式

双向变换串并联补偿在线式UPS同样是双变换电路结构和在线工作，但由于使用了串并联补偿原理，因此相对双变换在线式UPS而言，在适应电网环境、不干扰电网、输出能力和可靠性等多项主要指标方面都有了新的突破，电路结构如图7-4所示。





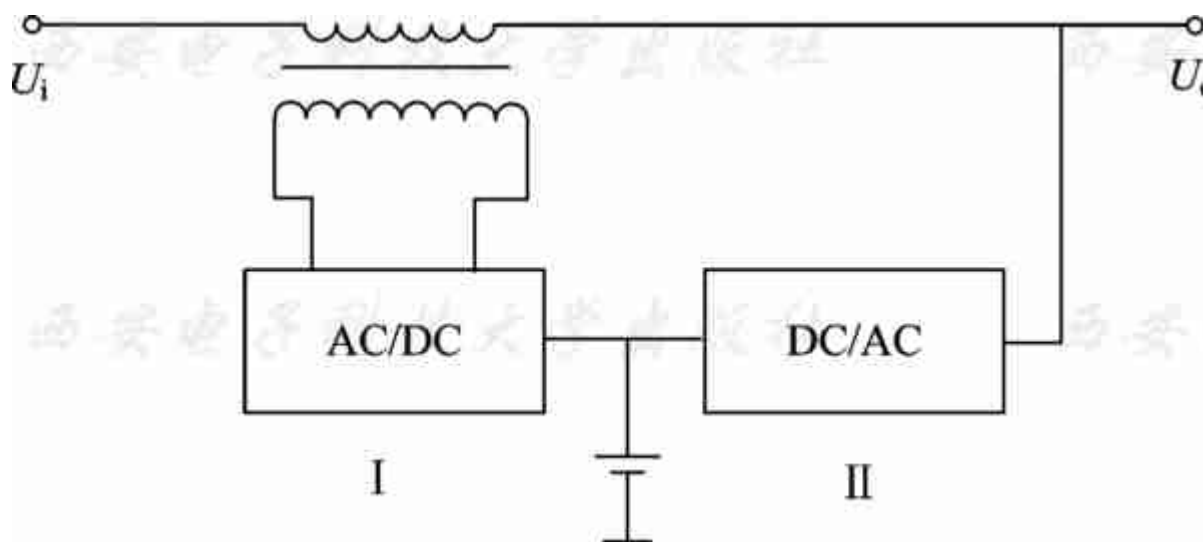


图7-4 双向变换串并联补偿在线式





## 1. 电路各环节功能

变换器 I：是一组DC/AC和AC/DC双向变换器。它的输出变压器的副边串联在UPS主电路中，其功能有3个：①对UPS输入端进行输入功率因数补偿，是个正弦波电流源；②与变换器 II 一起完成对输入电压的补偿，当输入电压高于输出电压额定值时，变换器 I 吸收功率，反极性补偿输入输出电压的差值，当输入电压低于输出电压额定值时，变换器 I 输出功率，正极性补偿输入输出电压的差值；③与变换器 II 一起完成对电池的充电功能。



变换器 II：该变换器同样是DC/AC和AC/DC双向变换器。其功能有4个：①同变换器 I 一起完成对输入、输出电压差值的补偿；②同变换器 I 一起完成对电池的充电和电压浮充功能；③随时监测输出电压，保证输出电压的稳定，是个电压源，并对负载电流谐波成分进行补偿，使其不对电网产生影响；④当市电断电时，全部输出功率由变换器 II 给出，并且保证输出电压不间断，转换时间为零。





## 2. 性能特点

因为变换器 II 随时监视控制输出电压，并通过变换器 I 参与主回路电压的调整，所以不管市电有无，都可以向负载提供高质量的电源。该电路输出电压稳定度、输出电压动态响应、波形失真等指标，都是比较高的。当市电掉电时，输出电压不受影响，没有转换时间，并且当负载电流发生畸变时，也由变换器 II 调整补偿掉。所以，该UPS是典型的在线工作方式。





当市电存在时，变换器 I 和 II 只对输入电压与输出电压的差值进行调整和补偿，逆变器承担的最大功率仅为输出功率的20%，所以这种类型的UPS功率容量很小，为输出功率的1/5左右，功率裕量大，这就极大增强了UPS的输出能力。与双变换在线式相比，过载能力增强，可达200%/min，电流波峰系数大，可充分地对付冲击性负载，输出有功功率可以等于标定的千伏安值。





变换器 I 同时具有对输入端的功率因数校正功能，使输入功率因数等于1，输入谐波电流降到3%以下。在市电存在时，由于两个逆变器承担的最大功率仅为输出功率的1/5，因此整机效率在很大的功率范围内都可达到96%。在市电存在的情况下，UPS连续运行时间的99%是有市电的，变换器功率强度仅为设计值的1/5，所以元器件乃至整机的寿命和可靠性大幅度提高了。





尽管UPS技术发展很快，但是上述四种结构形式的UPS均有广泛应用，这种现象是在对UPS使用要求不断提高和UPS技术不断进步的过程中形成的。如果从技术先进性、主要性能指标(对电网的适应能力、输出能力和可靠性)的优劣、输出功率等级、生产成本、不同的使用场合等方面做一下综合性的比较，可以肯定，虽然这四种类型的UPS将并存下去，但必然会在使用过程中不断改进技术，提高性能，当然优胜劣汰也是在所难免的。





## 7.2 新型UPS技术

对蓄电池的处理是UPS的重要技术特征之一。UPS的研究重点也集中于提出新的充放电技术。在向蓄电池充电时，传统UPS电路采用不控整流的方式。这种方式的整流器存在从电网吸取畸变电流，造成电网的谐波污染，而直流侧能量无法回馈电网的缺点。为了消除谐波并提高功率因数，一般在整流桥后还要设计一级功率因数补偿(PFC)电路。







出于降低成本方面的考虑，常常需要尽量减少蓄电池的个数。这样又需要为蓄电池设计专门的充电和放电电路。充电电路要将市电整流后较高的直流电压降低到较低的蓄电池充电电压，而放电电路又要将较低的蓄电池电压升高到较高的逆变器所需的直流电压。因此，传统的UPS一般要设计不控整流→PFC→充电→蓄电池→放电→逆变器，这样一系列电路，其结构相当复杂，控制也比较繁琐。





### 7.2.1 新型UPS电路

针对传统UPS电路的缺点，本节介绍一种新型的UPS电路。与一般的UPS电路不同，这种主电路均采用双向拓扑结构，其原理框图如图7-5所示。其工作原理如下：

(1) 当电网正常时，市电输入电压一路直接向负载供电，一路经双向功率变换器全控整流后再由双向DC/DC变换电路降压，给蓄电池充电。

(2) 当电网出现故障时，旁路开关关断，切断负载与电网的连接。蓄电池放电，经双向DC/DC变换电路升压后，由双向功率变换器逆变将直流电压转化成交流电压，供给负载。





图7-5 新型UPS电路原理框图





电路中的双向功率变换器，既可以实现市电正常时的整流和功率因数校正，也可以实现市电故障时的逆变；电路中的双向DC/DC变换电路，既可以在市电正常时的降压功能给蓄电池充电，也可以实现市电故障时的升压功能。加上DSP控制，这种设计优化了UPS电路结构，较好地解决了传统UPS电路的不足。

图7-6所示的是新型UPS的主电路图示意图。 $VT_1 \sim VT_8$ 为8个IGBT，其中 $VT_1 \sim VT_6$ 构成三相桥，组成双向PWM变流器； $VT_7$ 、 $VT_8$ 为双向开关； $L_p$ 、 $C_p$ 组成低通电源滤波器。工作中由 $VT_7$ 、 $VT_8$ 、电感 $L$ 和电容 $C$ 组成的双向DC/DC电路对蓄电池进行充放电；由电流、电压互感器分别检测被控电流、电压送入DSP芯片；由DSP处理器经过设计的控制算法进行运算，产生PWM控制信号，经过驱动去控制开关管动作。

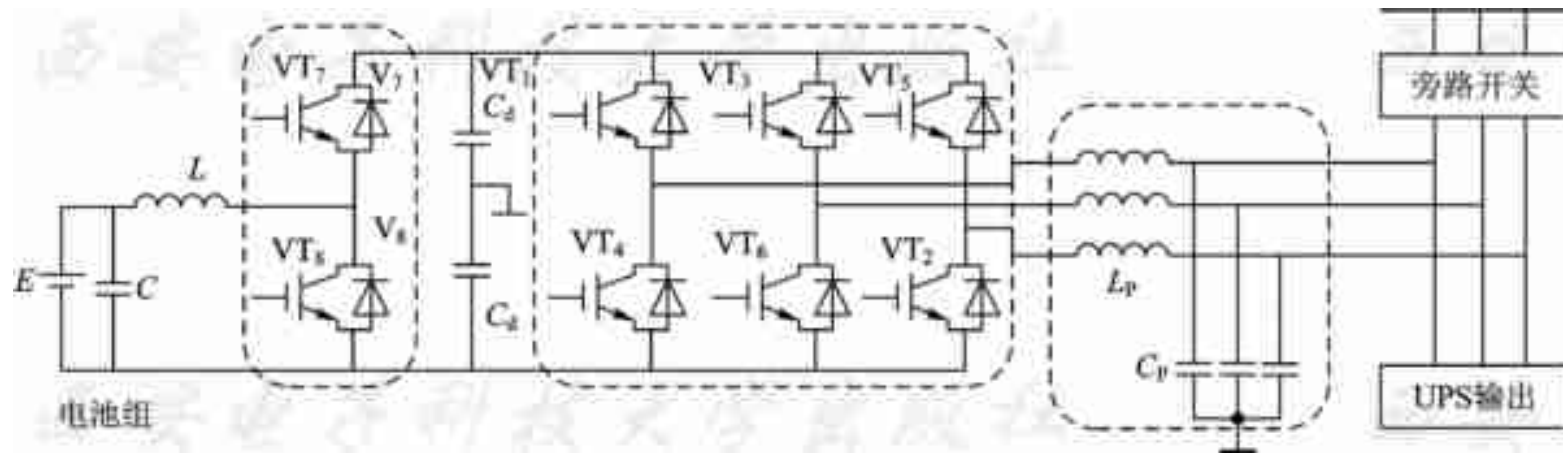


图7-6 新型UPS主电路图





## 7.2.2 双向DC/DC变流器的工作原理

双向DC/DC变流器由电感 $L$ 和IGBT双管 $VT_7$ 、 $VT_8$ 组成，如图7-7所示。该双向DC/DC电路有升压和降压两种工作模式。

### 1. 升压模式分析

当双向DC/DC电路工作在升压模式时，蓄电池 $E$ 处于放电状态。该升压电路由电感 $L$ 、 $VT_8$ 和续流二极管 $V_7$ 组成，如图7-8所示。在升压模式下，双向DC/DC电路又有两种工作状态。



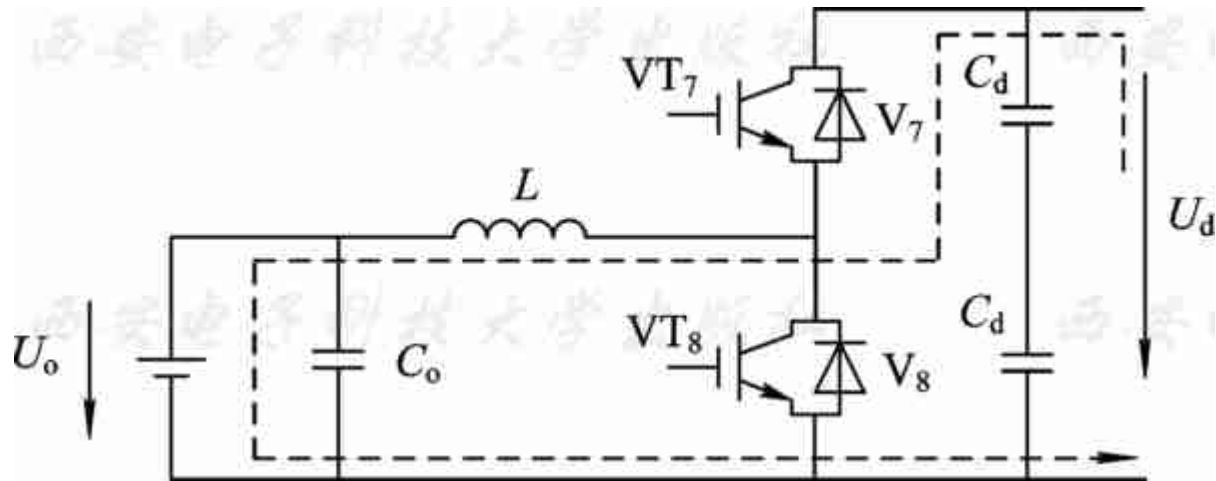


图7-7 双向DC/DC变流器电路



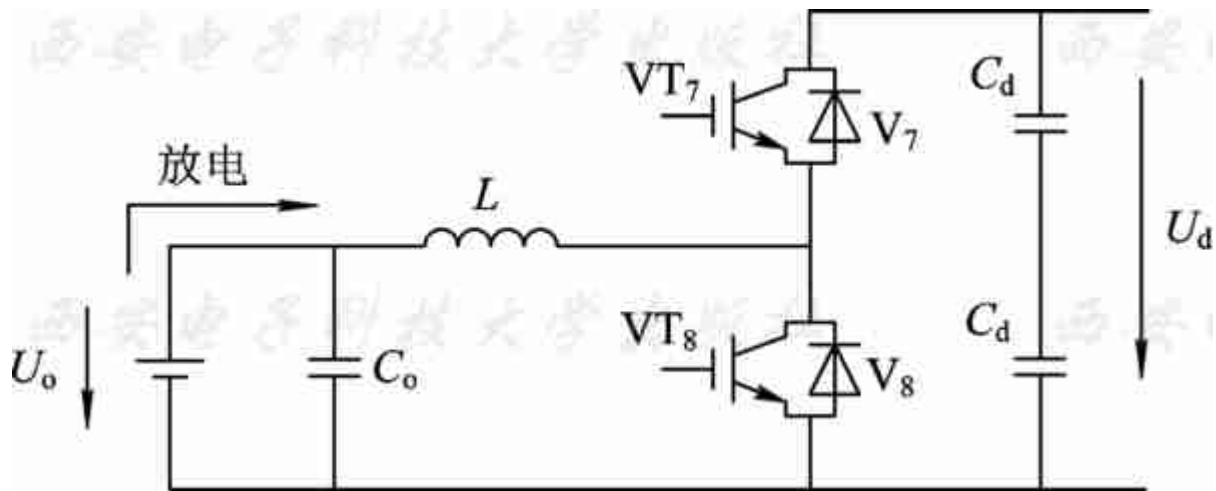


图7-8 双向DC/DC电路的升压模式







工作状态1：当 $VT_8$ 导通时，蓄电池电压加到储能电感 $L$ 的两端，二极管 $V_7$ 处于反偏截止状态，电流通过储能电感 $L$ 将电能转换成磁能存在储能电感 $L$ 中。同时提供给负载的电能由滤波电容 $C_d$ 放电来供给。其等效电路如图7-9所示。

工作状态2：当 $VT_8$ 截止时，储能电感两端的电压极性反向，二极管变为正偏，为储能电感 $L$ 和蓄电池串联放电提供通路，电流流经二极管至负载和滤波电容 $C_d$ 。储能电感 $L$ 和蓄电池一起向负载和滤波电容 $C_d$ 提供能量。其等效电路如图7-10所示。



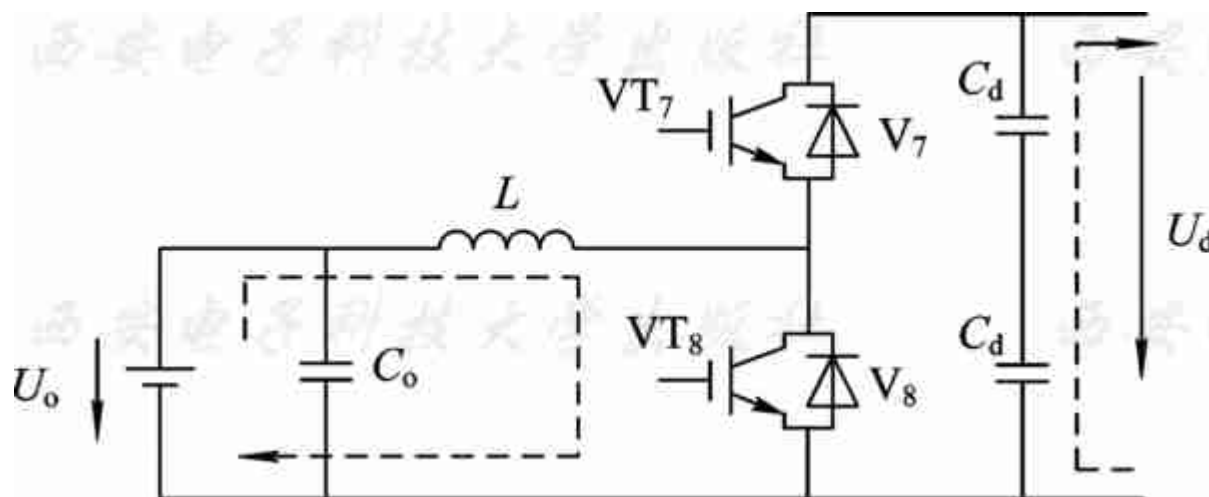


图7-9 升压模式IGBT导通时的等效电路



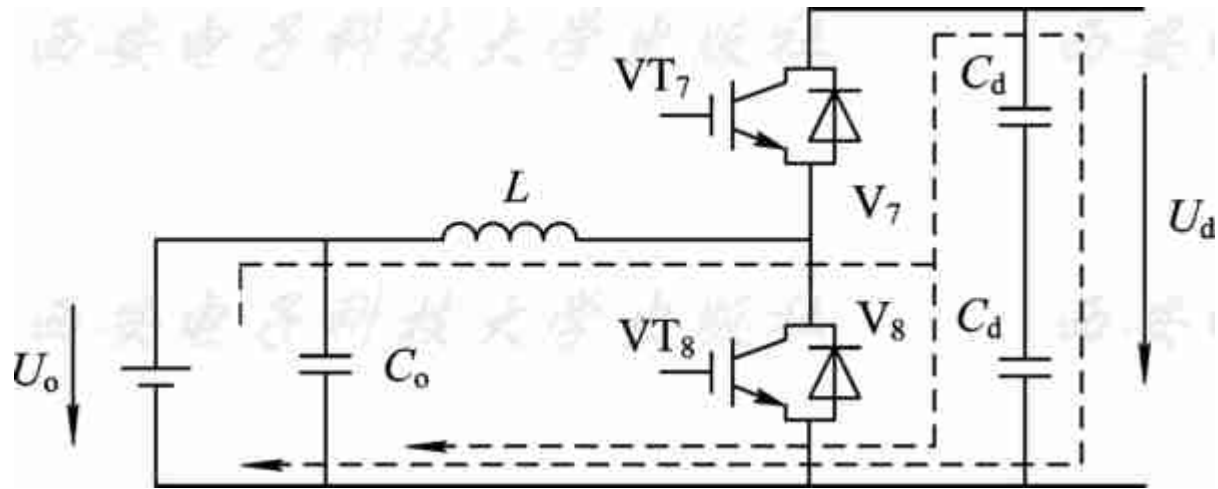


图7-10 升压模式IGBT关断时的等效电路





## 2. 降压模式分析

当双向DC/DC电路工作在降压模式时，蓄电池处于充电状态。该降压电路由电感 $L$ 、 $VT_7$ 和续流二极管 $V_8$ 组成，如图7-11所示。在降压模式下，双向DC/DC电路也有两种工作状态。

工作状态1：当 $VT_7$ 导通时，二极管 $V_8$ 处于反偏截止状态，电流通过储能电感 $L$ 向蓄电池供电，并同时向滤波电容 $C_0$ 充电，电流通过储能电感 $L$ 将电能转换成磁能存在储能电感 $L$ 中。其等效电路如图7-12所示。



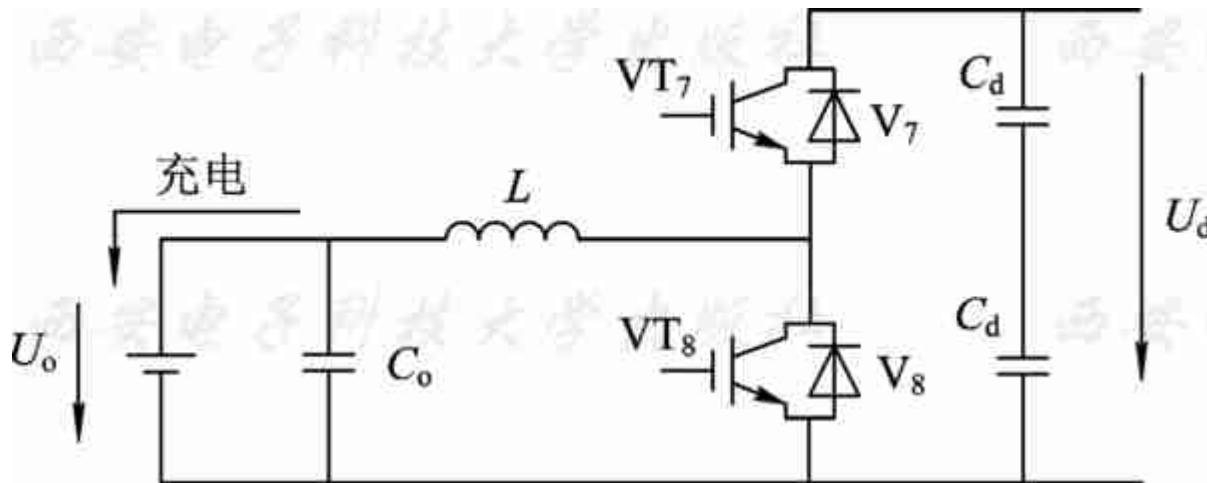


图7-11 双向DC/DC电路的降压模式



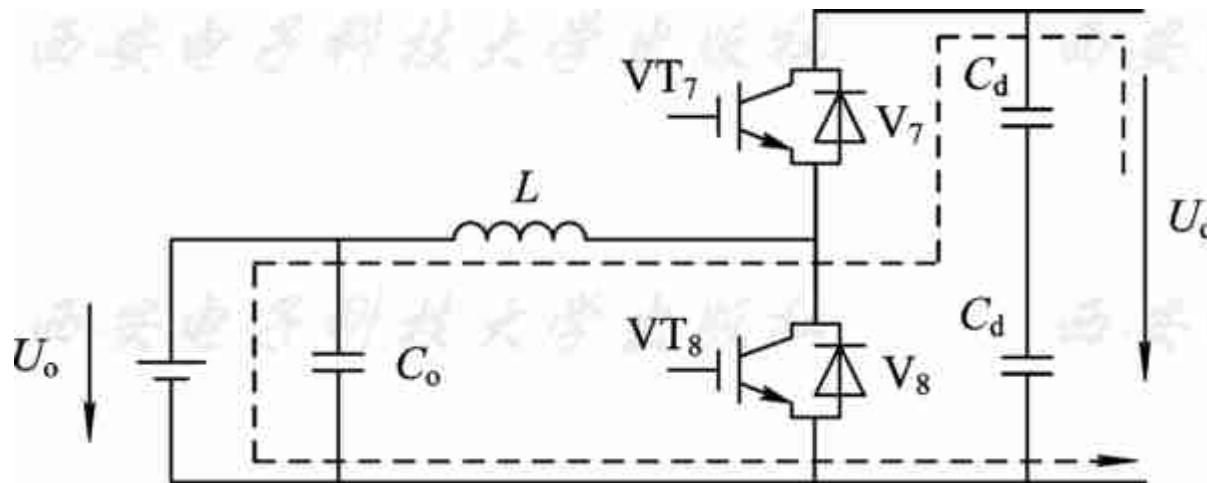


图7-12 降压模式IGBT导通时的等效电路





工作状态2：当 $V_{T_8}$ 截止时，由于储能电感的电流不能突变，因此在它的两端便感应出一个与原来极性相反的自感电势，使续流二极管导通。此时，储能电感 $L$ 便把原先储存的磁能转换成电能供给蓄电池。滤波电容 $C_o$ 是为了降低输出电压 $U_o$ 的脉动而加入的。其等效电路如图7-13所示。



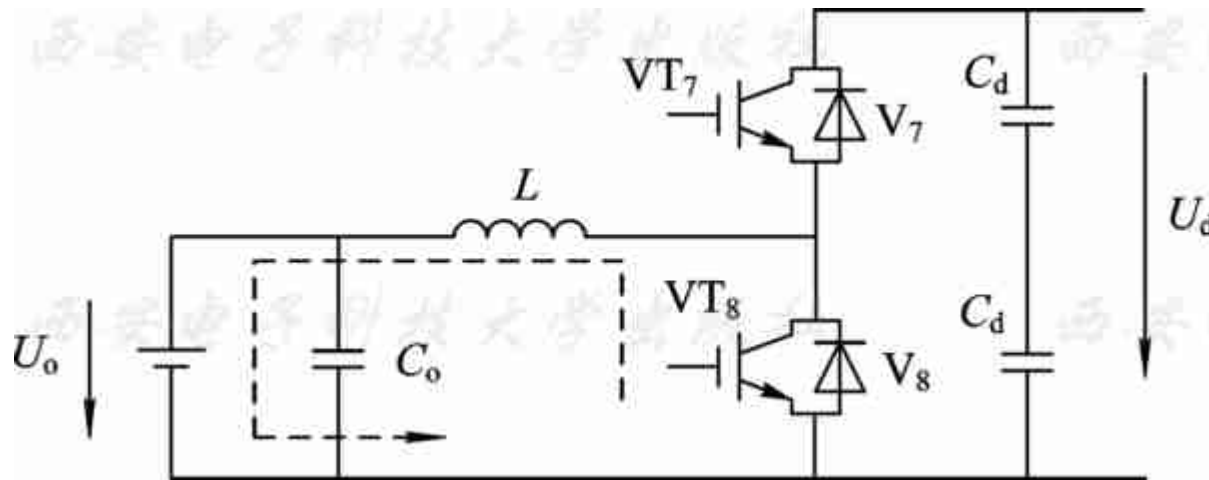


图7-13 降压模式IGBT关断时的等效电路







### 7.2.3 双向DC/DC电路主要参数设计

#### 1. 双向DC/DC功率开关管的选择

在本设计中，双向DC/DC功率开关管选用双管IGBT模块，设系统功率 $P=10\text{ kW}$ ，直流母线电压为 $720\text{ V}$ ，最大电压和最低电压分别为 $800\text{ V}$ 和 $650\text{ V}$ ，系统工作效率为 $80\%$ ，对于选用的双管IGBT模块而言，其最大电压和电流值为

$$U_{\max}=U_{\text{dmax}}=800\text{ V} \quad (7-1)$$

$$I_{\max}=\frac{1.2P/\eta}{U_0}=\frac{1.2\times 10\times 1000/0.8}{360}\approx 42\text{ A} \quad (7-2)$$

设计选用IGBT模块CM75DY 24H，其耐压为 $1200\text{ V}$ ，最大电流容量为 $75\text{ A}$ 。





## 2. 双向功率变换器的选用

对于双向功率PWM变换器选用的六管IPM模块，其直流侧最大直流电压为800 V，最大电流应力可由下式得到：

$$I_p = \frac{P \cdot O_L \sqrt{2} r}{\eta \cdot PF \cdot \sqrt{3} U_{AC}} = \frac{10 \times 1000 \times 1.2 \times \sqrt{2} \times 1.2}{0.8 \times 0.98 \times \sqrt{3} \times 380} = 38 \text{ A} \quad (7-3)$$

式中， $P$ 为系统输出功率； $O_L$ 为系统最大过载系数； $r$ 为电流纹波脉动系数； $\eta$ 为系统效率； $PF$ 为功率因数； $U_{AC}$ 为三相交流线电压。

本设计选取IPM模块PM50CLA120，其耐压为1200 V，最大电流容量为50 A。





### 3. 逆变器输出滤波器的设计

逆变器的输出线电流可由下式得到:

$$I_A = \frac{P/\eta}{3U_A \cos\varphi} = \frac{10 \times 1000 / 0.8}{3 \times 220 \times 0.98} = 20 \text{ A} \quad (7-4)$$

式中,  $I_A$ 、 $U_A$ 分别是A相线电流和相电压;  $\cos\varphi$ 为功率因数0.98。

设电感上最大电压持续的时间为 $T_S/2$ ,  $T_S$ 为开关周期, 开关频率为10 kHz, 电感上电流最大纹波峰峰值 $\Delta I_L$ 为20%, 则由下式得

$$L = \frac{(U_d/2)(T_S/2)}{\Delta i_L} = \frac{(720/2) \left( \frac{1}{2} \times 10 \times 1000 \right)}{20\% \times 20} = 4.60 \text{ mH} \quad (7-5)$$

设计中选取 $L=5 \text{ mH}$ 。





#### 4. 直流母线电容的设计

直流母线电容有两个作用：一个是滤波作用；一个是掉电维持作用。设系统功率为10 kW,直流工作电压 $U_N=800$  V,最低工作电压 $U_L=650$  V,掉电维持时间 $T_H$ 为20 ms一个周期,直流侧电容可按下式选取:

$$C_d = \frac{2PT_H}{U_N^2 - U_L^2} = \frac{2 \times 10 \times 1000 \times 20 \times 10^{-3}}{800^2 - 650^2} = 1520 \mu\text{F} \quad (7-6)$$

设计中取1600  $\mu$  F/450 V的电解电容。





## 5. 控制微处理器电路

传统的UPS多为模拟控制或者模拟与数字相结合的控制  
系统，虽然模拟控制技术已经非常成熟，但仍存在很多固有的  
不足：

- (1) 控制电路的元器件比较多，电路复杂，所占的体积较大。
- (2) 灵活性不够，硬件电路设计完成后，控制策略就无法改变。
- (3) 不便于调试，由于所采用器件特性的差异，致使电源一致性差，且模拟器件工作点的漂移导致系统参数的漂移。





随着大规模集成电路ASIC、现场可编程逻辑器件FPGA及数字信号处理器DSP技术的发展，开关电源的控制逐渐向全数字化控制方向发展。开关电源实现数字化带来了以下优点：

- (1) 数字化处理和控制在控制，可避免模拟信号传递的畸变、失真，减少杂散信号的干扰。
- (2) 数字电源基本不受元件性能变化的影响，电源一致性好，可靠性高。
- (3) 模拟硬件电路功能由软件形式的大量数值计算所取代，因此控制电路的硬件结构可简化，外围器件数目可减少。





(4) 可实现开关电源微处理器监控、电源系统内部通信、电源系统智能化，可将网络通信和电源软件调试技术相结合，实现远程遥感、遥测、遥调。

(5) 便于系统调试，可以在同样的硬件环境下尝试不同的控制策略，采用最优方案以满足不同情况下的不同需要，极大地方便了开发人员的工作。

(6) 修改方便，在硬件环境改变的情况下，如主电路拓扑结构更换，可不修改或稍许修改DSP控制电路硬件，通过更改软件程序，方便地完成新的数字电源的功能。



数字化开关电源由于其控制理论与实施手段的不断完善，且具有高度集成化控制电路、精确的控制精度以及稳定的工作性能，因此已经成为功率电子学的一个热点和重要研究方向。在UPS设计中，为了降低成本，提高产品的可靠性，一般采用全数字控制。要求控制用微处理芯片具有高速处理能力、较高的控制精度和完善的外围设备。目前常用的微处理器包括51系列单片机、96系列单片机以及高速信号处理器(DSP)等。其中51系列单片机控制精度为8位，速度相对来说比较慢，一般不用做波形跟踪控制；96系列单片机控制精度为16位，基本可以满足波形控制精度的要求，但是处理速度也相对较慢，只在少数对输出波形质量要求不是太高的场合使用；DSP是近年来发展很快的高速信号处理器，它以处理速度快、处理精度高(可为16位或32位)以及完善的外设很快在信息处理、实时控制方面得到了广泛的应用。本系统所选用的控制电路就是以TI公司生产的TMS320LF2407A型号的DSP作为核心控制芯片，辅以必要的外围电路而构成的数字控制系统。







TMS320LF2407A是专门面向交流电机调速、电力电子设备控制应用的新一代的16位定点DSP。它以其优良的性能和相对便宜的价格在正弦波逆变电源、变频器以及UPS等领域得到了广泛的应用。其特点如下：

(1) 由于采用了高性能的静态CMOS制造技术，因此该DSP具有低功耗和高速度的特点。工作电压为3.3 V，有4种低功耗工作方式。单指令周期最短为25 ns，最高运算速度可达40MIPS，四级指令执行流水线。低功耗有利于电池供电的应用场合，而高速度非常适用于电动机的实时控制。



(2) 由于采用了TMS320C2xx DSP CPU的内核，因此不但同TMS320C24x系列DSP一样拥有丰富的指令系统，同时支持汇编语言指令和C语言指令，还保证了与TMS320C24x系列DSP的代码兼容。

(3) 片内集成了32 KB的Flash程序存储器、2 KB的单口RAM和544 B的双口RAM，因而使该芯片可用于产品开发。可编程的密码保护能够充分地维护用户的知识产权。

(4) 提供外扩展64 KB程序存储器、64 KB数据存储器、64 KB I/O的能力。



(5) 有两个专用于电机和电力电子装置控制的事件管理器，它包含产生PWM波形的多种硬件资源：2个16位的通用定时器，8个16位脉宽调制输出通道，1个能够快速封锁输出的外部引脚，可防止上下桥臂直通的可编程死区功能，3个捕捉单元，1个增量式光电位置编码器接口。

(6) 有可编程的看门狗定时器，保证程序运行的安全性。

(7) 16通道10位A/D转换器，具有可编程自动排序功能，4个启动A/D转换的触发源，最快A/D转换时间为375 ns。

(8) 有控制局域网(CAN)2.0B模块。

(9) 有串行接口SPI和SCI模块。

(10) 有基于锁相环的时钟发生器(PLL)。



(11) 有41个通用I/O引脚。

(12) 有32位累加器和32位中央算术逻辑单元， $16 \times 16$ 位并行乘法器以实现单指令周期乘法算法，5个外部中断。

(13) 1149.1—1990 IEEE标准的JTAG仿真接口。

(14) 宽的工作温度范围，普通级为 $-40 \sim 85^{\circ} \text{C}$ ，特殊级为 $-40 \sim 125^{\circ} \text{C}$ 。

由上述特点可见，TMS320LF2407A是一种面向控制的专用DSP芯片，充分利用其运算功能强大、算法先进、编程灵活等特点，符合本UPS系统的要求。其他辅助电路设计请参照相关资料。





## 7.2.4 在线式UPS的控制和保护技术

在线式UPS的控制和保护功能基本上是由CPU的内部程序控制完成的，由于具体程序的不可见性，UPS的许多控制和保护原理很难理解。根据UPS研发规律要求，分析讨论在线式UPS的控制和保护技术。

### 1. 基本定义

(1) 市电电压正常：市电电压在160~280 V之间，视为市电电压输入正常。

(2) 市电频率正常：市电频率在47~53 Hz之间，且频率变化率小于1 Hz/s，视为市电频率正常。

(3) 市电逆变状态：市电输入正常，UPS工作在AC→DC→AC时的状态。





(4) 电池逆变状态：市电输入异常，UPS工作在Battery→AC时的状态。

(5) CPU交流电压取样信号：交流电压经分压、隔直、全波整流、限幅后，供给CPU进行A/D转换的信号。UPS上有市电电压取样信号和逆变电压取样信号两部分电路。

(6) 零点发生器：交流正弦波经过由运算放大器组成的交流差动放大器，变成方波信号，再经滤除高频谐波和限幅后，送给CPU。CPU通过对方波下降沿(对应正弦波的过零点)的检测，计算出正弦波的频率和相位。UPS有市电零点发生器和逆变零点发生器两部分电路。

(7) BUS电压：供给逆变器的直流电压，UPS有正、负两路BUS电压，其正常值为400 V。



## 2. 控制技术

### 1) 开机逐渐提升逆变电压

当UPS开机或系统重置，包括过载解除、自动重启等时，CPU控制UPS缓慢提升逆变电压，每32 ms提升逆变电压3 V，直至220 V时停止。

### 2) 逐渐提升输出电压

在缓开机结束后且逆变电压尚未切到对外输出前，为防止市电灌入UPS，市电正常时，CPU控制逆变电压追逐市电输入电压，逆变电压依市电电压高低每隔128 ms加减3 V。如果市电电压高于280 V，则只升到280 V；如果市电电压低于160 V，则只升到160 V。



### 3) 供电电压的监测与控制

CPU每20 ms读取一次供电电压值，当供电的电压读值连续低于160 V或高于280 V时，视为市电电压输入异常；只有当供电的电压读值连续回复到170~270 V之间时，才确定供电输入转为正常。市电输入正常时，UPS工作在供电逆变状态；当供电电压低于160 V或高于280 V时，UPS立即转入电池逆变状态；为防止市电来回切换，只有当供电回复到170~270 V时，UPS才转入市电逆变状态。







#### 4) 市电供电频率的监测与控制

监测供电频率的目的是作为逆变锁相的依据，通过调整逆变的过零点调整逆变相位，使在市电状态下的逆变输出与市电输入基本同频率、同相位。市电开机时，UPS侦测输入市电的频率作为逆变输出的频率；电池状态下开机时，逆变输出的频率以上次输出的频率来设定。当市电正常时，执行锁相，逆变频率先追市电频率，频率相同后再追相位，通过变动逆变频率完成逆变和市电同相位。锁相后，逆变和市电的相位差小于 $3^\circ$ ，频率误差小于 $0.01\text{ Hz}$ 。当市电频率超出 $47\sim 53\text{ Hz}$ 范围时，UPS不执行锁相，立即转入电池逆变状态，只有当市电频率回复到 $48\sim 52\text{ Hz}$ 时，UPS再执行锁相，并转入市电逆变状态。



### 5) 信号发生器

在线式UPS有信号发生器，包括三角波发生器、正弦波发生器、PWM信号发生器等。

### 6) 逆变电压调整

CPU每20 ms读取一次逆变电压值，并与设定的电压值做比较，当差值高于10 V时，CPU立即调整标准正弦波，从而调整PWM信号，使输出电压相应加减5 V，以缩小差值；当差值低于10 V时，CPU累积差值，当累积值达到30 V时，CPU调整标准正弦波，使输出电压相应加减2 V。





### 7) CPU的A/D采样

CPU每半周期读一次电池电压值、正负BUS电压值和机内温度值，每隔8个标准正弦波点读取一次市电电压值、逆变电压和逆变电流值。在每个周期开始，CPU变更读点的初始位置，使每隔8个标准正弦波点读一次的共128点的A/D读取达到扫描效果，读取值存入RAM内。

### 8) 瞬间断电检测

CPU每4 ms计算一次最近一周期所读取的市电A/D值，如果小于140 V，则确认为断电，UPS立即转入电池逆变状态。





### 3. 保护技术

#### 1) 逆变输出短路和过电压保护

当逆变输出电压的正弦波反馈信号连续64 ms无过零信号时，视为逆变输出短路，UPS关闭输出并报警；当逆变输出电压值连续80 ms低于160 V或高于280 V时，视为逆变输出过电压，UPS立即转到旁路并报警。

#### 2) 输出限流保护

保护电路侦测逆变输出的电流值，当其超过额定值的3.6倍时，限流保护电路立即关闭PWM。只有在输出电流值小于额定值的3.6倍后，PWM才重新工作。





### 3) BUS过电压保护

当BUS电压的绝对值连续64 ms超过440 V时，UPS实施BUS过电压保护，转入旁路并报警。

### 4) 电池过压和欠压保护

当每个电池电压高于15 V时，视为电池过压，UPS自动转入电池逆变状态；当每个电池电压下降到13.5 V后，UPS重新回到原工作状态。市电异常时，UPS转入电池逆变状态，电池开始放电，CPU控制蜂鸣器4 s鸣叫一次；当每个电池电压下降到11 V时，CPU控制蜂鸣器每秒鸣叫一次；当每个电池电压下降到10 V时，UPS自动关机。市电恢复正常时，UPS会自动重启。





### 5) 负载保护

如果UPS在从旁路转入逆变输出前侦测到负载超过110%，则UPS不能转入逆变输出，CPU控制蜂鸣器每0.5 s鸣叫一次；如果开机后负载加至110%~130%，则CPU控制蜂鸣器每0.5 s鸣叫一次，UPS在10 s后转入旁路；如果开机后负载加至130%以上，则UPS会立即转入旁路。





## 7.3 UPS专用免维护蓄电池

在UPS中蓄电池是最佳的储存电能的装置。蓄电池需先用直流电源对其充电，将电能转化为化学能储存起来。当市电中断时，UPS将依靠储存在蓄电池中的能量维持其逆变器的正常工作。此时，蓄电池通过放电将化学能转化为电能提供给UPS使用。

目前在UPS中被广泛使用的是无需维护的密封式铅酸蓄电池。它的价格比较贵，约占UPS生产成本的 $1/4 \sim 2/5$ 。而在返修的UPS中，由于蓄电池故障而引起的UPS不能正常工作的比例大约占 $1/3$ 。因此，深入了解蓄电池的工作原理，正确地使用好蓄电池组，对UPS无故障运行意义极大。



### 7.3.1 免维护蓄电池的工作原理与应用

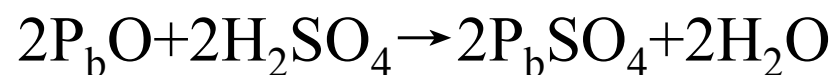
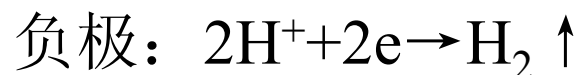
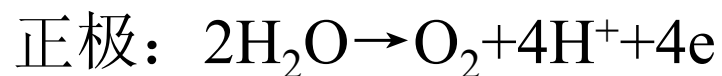
免维护蓄电池的工作原理基本上仍沿袭传统的铅酸蓄电池，它的正极活性物质是二氧化铅( $\text{PbO}_2$ )，负极活性物质是海绵状金属铅( $\text{Pb}$ )，电解液是稀硫酸( $\text{H}_2\text{SO}_4$ )。免维护蓄电池在结构和材料上做了重要改进，正极板采用铅钙合金或铅锡合金、低锑合金，负极板采用铅钙合金，隔板为超细玻璃纤维隔板，采用紧装配和贫液设计工艺技术，整个蓄电池化学反应在密封塑料蓄电池壳内进行，出气孔上加上单向的安全阀。







这种蓄电池在规定充电电压下进行充电时，正极析出的氧气(O<sub>2</sub>)可通过隔板通道传送到负极板表面，还原为水(H<sub>2</sub>O)，其反应式如下：



以上是免维护蓄电池特有的内部氧循环反应机理。在这种充电过程中，电解液中的水几乎不损失，使蓄电池在使用过程中达到不需加水的目的。





由于经过了上述的改进，免维护蓄电池与普通蓄电池相比，具有体积小、重量轻、自放电小、维护少、寿命长、使用方便、对环境无污染等优良特性，因而在使用、维护和管理上有着明显的优点。

(1) 使用方便。免维护蓄电池只需严格控制充电电压，根据浮充使用和循环使用的不同要求，采用规定的电压进行恒压充电，无需值班人员过多关注蓄电池组的充电过程，不需添加蒸馏水，也不必经常检测电解液的比重及温度，只需定期检测蓄电池端压和放电容量。



(2) 安装简便。免维护蓄电池已经进行过充放电处理，为荷电出厂，所以用户在安装和使用时，无需再进行繁琐的初充电过程。

(3) 安全可靠。免维护蓄电池采用密封结构，可竖放或卧放使用，无酸雾，无有毒、有害气体溢出。由于蓄电池采用恒压充电制，其内部实现氧循环过程，因此水损失很少，即使偶尔过充少量的气体，也可通过安全阀向外排出，使蓄电池壳不至于因压力过大而爆裂。





尽管免维护铅酸蓄电池的生产厂家采取各种办法极力减少氢气和氧气的析出，使它们尽量消化在电池内部，但是绝对控制氢气和氧气的析出是不可能的。从这方面说，全封闭免维护铅酸蓄电池不是免维护而是少维护。因此在使用中应遵循下列原则：

(1) 密封铅酸蓄电池允许在 $-15\sim 50^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内使用，但在 $5\sim 35^{\circ}\text{C}$ 之内使用可延长蓄电池寿命，在 $20\sim 25^{\circ}\text{C}$ 范围内使用是最理想的，将获得最高工作寿命。





(2) 每节2 V免维护蓄电池的浮充电压为2.3 V，12 V蓄电池的浮充电压为13.8 V。相对于2 V的蓄电池，单节蓄电池放电终止电压在满负荷情况下为1.67 V，在低放电率情况下要升高至1.7~1.8 V。

(3) 蓄电池安装场地应保证通风，避免阳光直射，环境温度不宜过高或过低，最好在20~25℃之间。定期对蓄电池进行检查，如有性能异常，池壳、盖子龟裂或变形等损伤及漏液发生时，要及时更换。





(4) 长时间存放的蓄电池要每隔2~3个月人为地将UPS电源输入端断开一次，效仿市电中断，再观察蓄电池放电时间是否足够，若不足时，则可考虑更换蓄电池，以保持当电源中断时能有足够的放电时间。

(5) 免维护蓄电池都配有安全阀，当蓄电池内部气压升高到一定程度时，安全阀可自动排除过剩气体，在内部气压恢复时安全阀会自动恢复。免维护蓄电池意味着可以不用加液，但定期检查外壳有无裂缝、电解液有无渗漏等仍是必要的。阀控式密封铅酸蓄电池的安全阀在排气栓下面。禁止拆下安全阀和排气栓，否则有造成蓄电池性能降低、寿命减少以及破损的危险。



(6) 蓄电池的周期寿命即充放电次数取决于放电率、放电深度和恢复性充电的方式，其中最重要的因素是放电深度。在放电率和时间一定时，放电深度越浅，蓄电池周期寿命越长。严禁蓄电池过度放电，如小电流放电至自动关机，人为调低蓄电池最低保护值等，均可能造成蓄电池过度放电。

(7) 要定期检查蓄电池的端电压和内阻，及时发现“落后”电池，进行个别处理。





### 7.3.2 利用双向DC/DC电路实现蓄电池的充放电

在UPS设计中，直流母线电压 $U_0$ 是一个重要数据，因为 $U_0$ 值的高低将影响到整个系统的指标。从减小电路馈电损耗和分布电感的影响出发，希望在功率器件电压额定值允许的条件下尽可能提高 $U_0$ 值，即采取高电压低电流的设计；从减少电池串联个数，提高功率密度，降低电源成本的角度出发，则希望尽可能降低 $U_0$ 值。因此，将蓄电池直接与直流母线连接的方案很难达到设计的优化，而由电感 $L$ 、开关管IGBT及其反并二极管 $V$ 组成的双向DC/DC电路可以有效地解决这一问题。





## 1. 蓄电池放电电路

当电网发生故障时，蓄电池放电，双向DC/DC变流器工作在升压模式。由 $L$ 、 $VT$ 、 $V$ 组成一个升压电路，通过调整 $VT$ 的占空比，可以将较低的蓄电池电压 $E$ 升压到逆变器所需要较高的直流母线电压 $U_0$ ，这样可以减少蓄电池串联个数，从而降低成本。其原理图如图7-14所示。



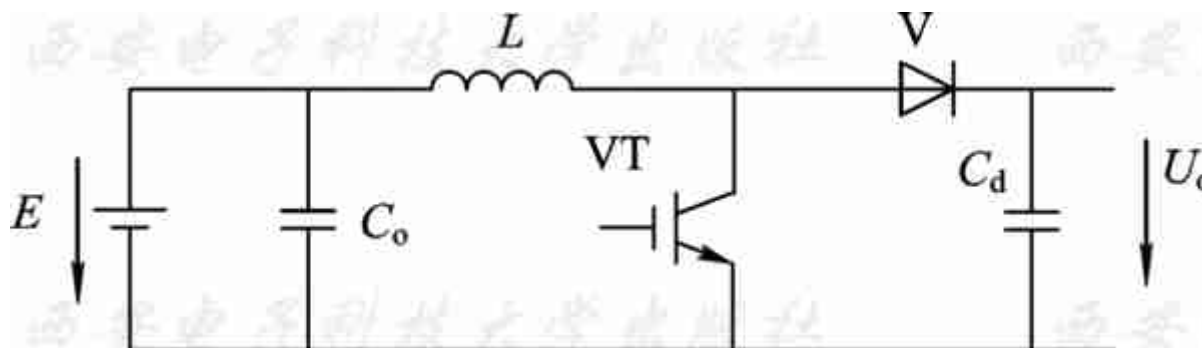


图7-14 蓄电池放电电路原理图





放电电路采用电压型控制方法，直流输出电压 $U_o$ 的采样值 $U_f$ 与基准电压 $U_r$ 比较后产生的误差信号再与三角波比较，得到控制VT管开关的PWM信号。这种控制方法通过负反馈使得直流端输出电压可控，可以实现输出直流电压的恒压控制，向逆变器提供稳定的直流电压。由于只是电压单环控制，而没有电流控制环节，就使得储能电感的电流不可控。因为系统逆变器输出的负载是在工频情况下工作的，就使储能电感 $L$ 上的电流变成了2倍工频频率的有较大高频纹波的脉动的电流，尤其当负载是非线性负载的时候，脉动的电流峰值非常大，使储能电感很容易就饱和。因此在电压型控制方法的情况下，必须设计大容量的储能电感，以防止电感饱和。而更大的电流容量就意味着储能电感的尺寸就越大，重量就越重，同时成本也越高。





## 2. 蓄电池充电电路

当电网恢复正常时，蓄电池处于充电状态，双向DC/DC变流器工作在降压模式。由 $L$ 、 $VT$ 、 $V$ 组成降压电路，通过调整 $VT$ 的占空比，可以将较高的直流母线电压 $U_0$ 降压到蓄电池允许较低的充电电压 $E$ ，实现对蓄电池的充电。其原理电路图如图7-15所示。



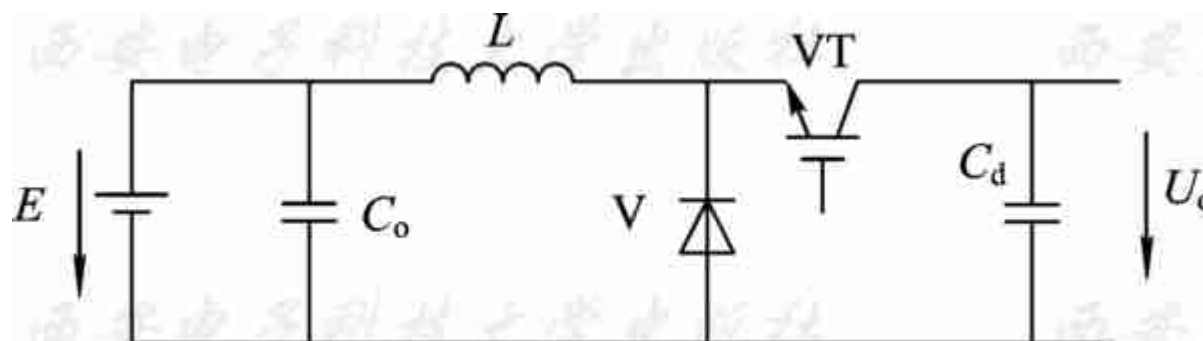


图7-15 蓄电池充电电路原理图





在传统恒压充电电路中，初期充电电流较大，对蓄电池寿命有很大影响。所以一般蓄电池充电电路采用分级充电电路，即在充电初期采用恒流充电，当蓄电池端电压达到其浮充电压后，则采用恒压充电。该分级充电电路可以通过如下的控制实现：在充电初期，对蓄电池组先采用恒流充电，给定电流限制在 $0.25C$  ( $C$ 是蓄电池组容量)，利用电流单环PWM控制，使流到蓄电池的电流不至于过大；当蓄电池容量达到80%左右，即检测到端压上升到 $2.3\text{ V/单体}$ 时，转为恒压充电，给定电压为 $2.35\text{ V/单体}$ ，利用电压单环PWM控制，对蓄电池进行浮充充电；当检测到充电电流下降到 $C/60$ 时，即可认为蓄电池组基本充满。





## 7.4 UPS的设计指标与测试

### 7.4.1 UPS的设计指标

#### 1. 常规指标

所谓常规指标，是指诸如输出电压稳定精度、失真度、频率稳定精度、相位差、电压平衡度、转换时间(即后备式UPS以及在线式向旁路转换)、动态响应等指标。这些指标代表了UPS输出电压的质量。事实上，当前各品牌的UPS在这些指标方面都已达到了很高的标准，对满足负载的要求来说，已绰绰有余。



## 2. UPS的输入/输出能力

作为一级供电设备，UPS必须能在复杂的电网环境下正常投入运行，不对电网造成干扰和破坏。当前有些UPS还有很多不足之处，例如输入电压可变范围不够，一般为 $\pm 15\%$ 左右，不能适应我国电网电压变动幅度较大的实际情况；UPS输入功率因数低，在0.8左右，输入电流谐波大，一般大于等于10%，对电网电压有干扰和破坏作用；输出能力存在的局限性很明显，如对特殊负载，诸如强容性负载、强感性负载、非周期性冲击负载、周期性冲击负载的承载能力就比电网的差很多。至于负载故障乃至人为误操作故障所造成的对UPS输出的破坏，威胁就更大了。







实际中UPS的损坏往往是在启动过程、上述特殊负载或故障中发生的。为此，使用者要用在前级附加交流稳压设备来解决UPS，特别是大功率UPS不允许电网电压变化范围太大的问题。至于输入功率因数低和谐波电流大，暂时还没有有效的解决办法。在输出能力方面，UPS厂家对负载提出了种种限制，例如输出电流峰值系数一般不能超过3：1，非周期性冲击负载即允许增加UPS配电容量、负载功率因数(一般在0.8左右，使UPS标定的 $kA \cdot V \neq kW$ )等。同真实的电网相比，这些限制是不应该有的，它们反映了UPS输入/输出能力的局限性。应该说，输出能力和可靠性才是UPS硬件技术最关键的指标。



大多数UPS在50%~100%负载时，其效率最高，当负载低于50%时，其效率急剧下降。因此当UPS过度轻载运行时，从经济角度讲是不合算的。另外有观点认为负载越轻，机器的可靠性就越高，故障率就越低。其实这种概念并不全面。因为负载轻虽然可以降低末级功率管被损坏的概率，但对蓄电池却极其有害，过度轻载运行，一旦市电停电，如果UPS没有深放电保护系统，有可能造成蓄电池过度深放电，一次深度过放电可能会使蓄电池的使用寿命减少1~2年，甚至造成蓄电池的提前报废。





### 3. UPS的输出功率与功率因数

UPS的输出功率与功率因数关系密切，在容性负载条件下，UPS的输出功率可以达到标称功率；在感性负载条件下，UPS的输出功率则大大下降，即使在功率因数为0.8时，其输出也只能达到标称功率的50%。UPS的负载一般都是计算机负载，而计算机负载内部电源大都是开关电源，在开关电源负载条件下，瞬时功率很高，但实际平均功率却很小。故一般UPS在开关电源作负载时，其功率因数只能达约0.65；而UPS在非开关电源作负载时，其功率因数指标一般为0.8，按此指标来带开关电源负载，就有可能损坏UPS设备。因此选择UPS的功率时，必须要考虑负载的功率因数。



后备方式输出的UPS不能带感性负载，而且负载量在额定负载的约50%最好。因为在这种负载条件下，可以消除50 Hz主波输出波形中的3次谐波即150 Hz正弦波分量，减轻开关电源中流过直流滤波电容中的电流，防止滤波电容因长期过流工作而损坏。





#### 4. 转换时间

有的设计单位和生产厂家在UPS产品的说明书中提出了一种说法,在后备式UPS没有转换时间,而没有转换时间的UPS就技高一筹。其实通过仔细研究得知,后备式UPS只是在市电掉电一种情况下存在转换时间。而在线式UPS不仅在逆变器故障时存在逆变旁路的转换时间,还由于逆变器输出能力有局限,当负载故障、过载和启动时(存在冲击电流)也存在向旁路的转换时间。当负载输入端存在整流滤波电路(例如计算机)时,负载输入电流只在正弦波电压峰值时存在,电流脉冲宽度只有 $3\sim 4\text{ ms}$ (与负载量及电路参数有关),也就是说每 $10\text{ ms}$ 期间就有 $6\sim 7\text{ ms}$ 是断电的,每秒钟要断电100次。从这个意义上看,不间断电源是不存在的。问题在于UPS转换时间的大小,一般计算机输入整流滤波电路的储能都可维持几十毫秒的向负载供电时间,而目前后备式UPS的转换时间对负载基本上不造成任何影响,所以才可以说它是不间断的。





## 5. UPS的输入功率因数和输入电流谐波

双变换在线式UPS的AC/DC变换器多为整流滤波电路。它的输入功率因数低，一般只在0.8左右；输入电流谐波大，可达30%，加专门滤波措施后，也仅能降到10%。输入功率因数低，意味着输入无功功率大；输入电流谐波大，则干扰破坏电网，特别是三相大功率UPS。这两项指标不好的危害很大，能形成所谓的电力公害，使由同一电网供电的变压器、电动机、电容器等产生附加谐波损耗、过热而加速绝缘老化；引起异步电动机转矩降低，振动加剧，噪声增大；引起继电器和自动装置误动作；高次谐波对通信线路、测量仪器产生辐射干扰；影响电能计量的精度等。所以，UPS的输入功率因数和输入电流谐波应被视为重要性能指标之一，应该把输入功率因数大于0.95、输入电流谐波小于5%作为判定UPS性能指标是否合格的标准之一。





输出功率因数、输出电流波峰系数、输出过载能力、输出不平衡负载的能力等指标，直接反映了UPS的输出能力，对这些指标的限制，说明了UPS输出能力的局限性和脆弱的缺陷，尽管在配置UPS容量时尽可以使负载量满足UPS的要求，甚至留出很大的余量，但这些指标却直接反映了UPS的可靠性。过载能力强、允许输出电流波峰系数高、对负载功率因数限制小的UPS，在同样的电网环境和负载条件运行，其可靠性必然高。





## 6. UPS的频率稳定度

UPS输出的常规指标中有频率稳定度一项，特别是双变换在线式UPS，把此指标标定为小于 $\pm 1\%$ (甚至是0.1)，但这只是在市电掉电后由电池供电时的情况。UPS有99.99%的时间是在有市电的情况下运行的，这时UPS无频率稳定度可言。在线式UPS为防止由逆变器转旁路时因逆变器输出短路而损坏，在正常运行时要求逆变器工作频率和相位都要跟踪输入电网电压。所以，标识UPS频率稳定度的高指标是没有意义的，况且一般电子设备在输入电源频率变化范围为 $\pm 3\%$ 时丝毫不影响其正常工作。





## 7. UPS的效率

UPS的工作效率高意味着节省电能，是绿色电源的标识之一。但还应该注意效率与可靠性是密切相关的，效率高意味着电路技术先进、元器件选用得好、功率器件功率损耗小、功率强度小、发热量小，这必然会增强元器件乃至整机的寿命和可靠性。

用户在使用UPS时，可通过电源监控软件掌握UPS状态，记录市电的稳定度与状况并提供给相关人员分析。另当市电中断或蓄电池供电终止时，可自动储存档案、关闭系统及关闭UPS等功能。新一代电源监控软件具有远程监控UPS及定时开关UPS等功能。



为增加并完整发挥UPS的效能，一套适当的UPS监控软件是必须的。一般使用者最需要知道的是市电输入及蓄电池状态是否正常。当市电异常且又未安装电源监控软件时，使用者若在现场，则仍可因UPS所提供的电源进行应对措施，如储存档案、关闭系统等；若使用者不在现场，当UPS的蓄电池供电耗尽时，有形的损失有资料流失，无形的损失是计算机与外围设备内部组件损坏而造成产品寿命减短，此时所造成的损失如同未安装UPS一样。所以，购买UPS时应同时配置电源监控软件，以达到完善的电力保护。





现在多人多任务所使用的计算机网络系统须肩负着计算机工作站资料的管理与使用任务，即使是短短的停电，对系统本身所造成的损坏与大量资料的流失，也是无法估计的。所以，使用者未来若有发展计算机工作站的计划，则选购UPS时要选购具备联网功能的UPS，从而实现对UPS的网络远程监控。

在市电供电条件下，各类型UPS在性能方面的差别比较明显，这种差别列在表7-1中。





表 7-1 UPS 在性能方面的差别

| 性能<br>UPS 类型 | 电网适应能力 | 输出能力和可靠性 | 输出指标 |
|--------------|--------|----------|------|
| 后备式          | 一般     | 强        | 差    |
| 在线互动式        | 一般     | 强        | 较好   |
| 双逆变在线式       | 较强     | 差        | 好    |
| 双逆变补偿在线式     | 强      | 强        | 好    |





## 7.4.2 UPS的静态测试

所谓静态测试，是指设备进入系统正常状态时的测试，一般可测波形、频率和电压。

### 1. 测试的准备

(1) UPS一般是提供现代化计算机和相关接口设备的电源，如显示器、调制解调器、通信设备、外接式存储器等，切勿使用在纯电感性或纯电容性负荷场合。有的用户在验收机器时，想用大功率风机、空调检验UPS的性能与输出功率，这是不允许的。有的单位将风扇、马达等加到小功率的方波输出的UPS上，更是不允许的。

(2) 在做任何维修服务时，须先将蓄电池保险丝取出，以切断蓄电池电路。





(3) 开机前，必须先从UPS配电箱中量测UPS输入的零线和火线以及零、地之间的电压，确认其正常后方可开机。

(4) 相序问题。三进三出的UPS输入电源若相序接反，LCD将显示相序反常故障(Phaseabnormal)。此时，若逆变器关机，则不能自动跳旁路；在运行期间，闭合旁路电源输入断路器，将产生操作过电压，可引起烧毁线路板、损坏压敏电阻等事故。

(5) 手动旁路开关只有在旁路模式(Bypass Mode)下才可使用。





UPS的测试一般包括静态测试和动态测试两类。静态测试是在空载、50%额定负载以及100%额定负载条件下，测试输入、输出端的各相电压、线电压、空载损耗、功率因数、效率、输出电压波形、失真度及输出电压的频率等。动态测试一般是在负载突变(一般选择负载由0~100%和由100%~0)时，测试UPS输出电压波形的变化，以检验UPS的动态特性和能量反馈通路。





## 2. 波形测试

波形测试是在空载和满载状态时，观测波形是否正常，用失真度测量仪测量输出电压波形的失真度。在正常工作条件下，接电阻负载，用失真度测量仪测量输出电压总谐波相对含量，应符合产品规定的要求，一般小于5%。

## 3. 频率测试

可用示波器观测输出电压的频率和用电源扰动分析仪进行测量。目前UPS的输出电压频率一般都能满足要求，但当UPS频率电路的本机振荡器不够精确时，也有可能在市电频率不稳定时，UPS输出电压的频率也跟着变化。UPS输出频率的精度一般在与市电同步时，能达到 $\pm 0.2\%$ 。





## 4. 输出电压测试

UPS的输出电压可以通过以下方法进行测试判断：

(1) 当输入电压为额定电压的90%且输出负载为100%，或输入电压为额定电压的110%且输出负载为0时，其输出电压应保持在额定值的 $\pm 3\%$ 的范围内。

(2) 当输入电压为额定电压90%或110%，输出电压一相为空载，另外两相为100%负载时，其输出电压应保持在额定值 $\pm 3\%$ 的范围内，其相位差应保持在 $4^\circ$  范围内。



(3) 当UPS逆变器的输入直流电压变化 $\pm 15\%$ ，输出负载为0~100%变化时，其输出电压值应保持在额定电压值 $\pm 3\%$ 范围内。这一指标表面上与前面所述指标重复，但实际上它比前面的指标要求更高。这是因为控制系统的输入信号在大范围内变化时，表现出明显的非线性特性，要使输出电压不超出允许范围，对电路要求就更高了。





## 5. 效率测试

UPS的效率可以通过测量UPS的输出功率与输入功率求得。UPS的效率主要取决于逆变器的设计。大多数UPS只有在50%~100%负载时才有比较高的效率，当低于50%负载时，其效率就急剧下降。厂家提供的效率指标也多是在额定直流电压和额定负载条件下的效率。用户选型时最好选择效率与输出功率的关系曲线和直流电压变化 $\pm 15\%$ 时的效率。





### 7.4.3 UPS的动态测试和其他常规测试

#### 1. 动态测试

##### 1) 突加或突减负载测试

用电源扰动分析仪测量空载、静态时的相电压与频率，然后突加负载由0~100%或突减负载由100%~0，若UPS输出瞬变电压在-8%~10%之间，且在20 ms内恢复到静态，则此UPS该项指标合格；若UPS输出瞬变电压超出此范围，就会产生较大的浪涌电流，无论对负载还是对UPS本身都是极为不利的，则该种UPS就不宜选用。





## 2) 转换特性测试

此项主要测试由逆变器供电转换到市电供电或由市电供电转换到逆变器供电时的转换特性。测试时需有存储示波器和能模拟市电变化的调压器。





## 2. 其他常规测试

### 1) 过载测试

过载测试是用户极为关心，也是衡量UPS的一项重要指标。过载测试主要是检验UPS整机的过载能力，保证即使运行中出现过负荷现象，UPS也能维持一定时间而不损坏设备。过载设备必须按设备指标测试，并且要在 $25^{\circ}\text{C}$ 以内的室温下进行。





## 2) 输入电压过压、欠压保护测试

按设备指标输入电压允许变化范围进行测试，一般UPS允许输入电压变化10%，当输入电压超过此范围时应报警，并转换到蓄电池供电，整流器自动关闭。当输入电压恢复到额定允许范围内时，设备应自动恢复运行，即蓄电池自动解除，转为由市电运行。在蓄电池自动投入和解除的过程中，UPS输出电源波形应无变化。





### 3) 放电测试

放电测试主要是检验蓄电池的性能。放电试验时，一是要记录放电时间；二是要观测放电时的输出电压波形及放电保护值；三是要检查是否有“落后”电池。放电试验前必须对蓄电池作连续24小时的不间断充电。

UPS的核心部件是逆变器，逆变器运行时，请不要用示波器或其他测试工具观察控制电路的波形。因为测试时，尽管特别小心，也很难避免表笔与临近点相碰，更难防止因表笔接上后引起电路工作状态的变化。一旦电路工作异常，就有导致末级驱动元件烧毁的危险。在维修中已发现过多次人为烧毁逆变器的现象，有的是属于维修经验不足，有的是为了学习，观察电路波形而引起的。







## 7.4.4 UPS的安全运行

### 1. UPS额定输出量的选择

用户应根据所用设备的负荷量统计值来选择所需的UPS输出功率(千伏安值)。为确保UPS系统的效率和尽可能延长UPS的使用寿命,参考数据是:

(1) 用户的负载量仅占UPS输出功率的60%~70%为宜,后备满载供电时间不少于30分钟。

(2) 尽可能先用单台大容量UPS。采用单台容量较大的UPS集中供电方式,不仅有利于集中管理UPS,有效利用电池能量,而且还降低了UPS的故障率。



## 2. 电源相数

根据用户的不同配送系统，对电源相数有三种UPS机型可供用户选择。

(1) 单进(220 V输入)/单出(220 V输出)机型，选用此机型时，虽然用户无需考虑市电三相输入平衡带载问题，但必须考虑市电配电的三相均衡带载问题。

(2) 三进(380 V输入)/单出(220 V输出)机型，表面上看起来，似乎用户无需考虑市电三相输入平衡带载问题，但用户应为它的交流旁路市电输入的相线和中线配置上可单相承担UPS额定输出电流的导线载面积。

(3) 三进(380 V输入)/三出(380 V输出)机型,要求用户将UPS输出端的负载不平衡度控制在不超过30%~40%范围内。



### 3. 容错冗余供电

对供电质量要求很高的计算中心和网管中心，如银行、证券、指挥中心等场合，为确保对负载供电的万无一失，需要采用如下几种具有容错功能的冗余供电系统。

(1) 主机—从机型的热备份冗余供电系统。其结构形式是将主机UPS的交流旁路连接到从机UPS的逆变器电源输出端，万一主机UPS出故障，则改由从机UPS带载。这种冗余工作方式由于没有扩容功能和可能出现4 ms的供电中断，因此应用范围有限。





(2) “1+1”型直接并机冗余供电系统。它是通过将两台具有相同功率UPS的输出置于同幅度、同相位和同频率的状态而直接并联起来的。正常工作时，由两台UPS各承担1/2负载电流，万一其中一台UPS出故障，则由剩下的一台UPS来承担全部负载。这种并机系统的平均故障工作时间(MTBF)是单机UPS的7~8倍，从而大大提高了系统的可靠性。

(3) 多机直接并机冗余供电系统。某些UPS可以将多台UPS以“N+1”冗余方式直接并机工作。随着多台并机系统中的N数量增大，并机系统的MTBF值会逐渐下降。因此，在条件允许时，应尽可能减少多机并机系统中UPS单机的数量。



鉴于计算机和通信设备等非线性负载均属于整流滤波型负载，从而造成流过供电系统中的中线电流急剧增大。为防止因中线过流或中线电压过高而造成不必要的麻烦，应将中线的截面积加粗为相线的1.5~2倍。

(4) 宜选用具有双原边绕组(交流旁路和逆变器)输出隔离变压器的UPS机型。大量运行实践证明，如果出现在UPS输出端的中线对地线的干扰电位过高，则会导致计算机网络的数据通信的误码率增高。





## 4. 安装空间要求

(1) 为减少电击危险，UPS应安装于污染少且温度、湿度适当的室内，并注意周围环境温度。蓄电池寿命最长的周围环境温度为 $15\sim 25^{\circ}\text{C}$ ，蓄电池在超过 $25^{\circ}\text{C}$ 时，每升高 $10^{\circ}\text{C}$ ，则其寿命将减低一半，容量也将降低一半。在正常运转情况下，电池最长寿命约为5年。

(2) UPS要装置在通风良好的区域，勿使其暴露于雨水、尘垢太重或湿气太重的地方，并远离可燃液、气体或爆炸物。





(3) 为确保UPS有良好的可靠性和避免过热，箱体的通风口不可被堵塞。安装UPS时，后面需有300 mm的空间用来通风。

(4) 磁性载体，如磁盘、磁带、卡带等必须与UPS保持距离0.7 m以上，否则UPS所产生的磁场将消除磁性载体上的资料。





## 5. UPS的开机和关机操作

没有延迟启动功能的UPS，带载开机很容易在启动的瞬间烧毁逆变器的末级驱动元件。因为刚开启时，控制电路的工作还未进入稳定状态，启动瞬间会产生较大的浪涌电流，对UPS的末级驱动元件而言，更是如此。当负载中包含有电感性负载时，带载关机也同样可能引起末级驱动元件的损坏。因此，不能带载开机和关机。

后备式UPS在逆变器供电时，一般都没有过载和短路自动保护功能，但在市电供电时，一般靠输入交流保险担当过载保护任务，所以用户不可轻易地加大市电输入保险丝的容量；否则，一旦UPS输出发生短路事故，就有可能出现输入保险烧不断，印制板上的印制线却被烧毁的危险。







## 6. 实现长延时

长延时UPS由许多部分构成，如UPS主机、充电器、电池、开关和电池柜(架)等。各个部分选择不当，都有可能增加长延时系统的故障概率。以下几方面内容应重点考虑。

(1) 应首选在线式UPS，其逆变器可以长时间工作，功率器件的容量和散热在产品设计时有充分的保障。后备式和三端口式UPS逆变器的长时间工作能力较差，其原因是在产品设计时只考虑了UPS短时间的后备工作状态，功率器件和散热器都是低标准的，所以不宜作为长延时UPS主机选择。



(2) 大功率UPS采用超长时间后备电池供电弊大于利。有些用户选择UPS时只追求后备供电时间，要求4小时、8小时甚至十几小时，却忽略了整个电源系统的可靠性和经济性。实践证明，一，大功率UPS一旦后备时间超长，必然要使用上百只电池供电形成多组电池的串联和并联使用，每只电池对整个系统而言均为一个故障单元，一旦一只电池损坏，一组电池很快损坏，时间越长故障单元越多，系统可靠性降低，具统计，UPS系统的故障80%来自电池；二，后备时间越长，购买电池所用资金比重越大，以60 kV·A UPS为例，8小时电池所用资金是整套设备的50%，而电池是易耗品，3~5年必须更换，造成资金浪费。





## 7.5 大功率UPS干扰的原因与抑制方法

由于UPS是电网的负载，其自身的元件大多工作在开关状态，因此功率开关器件的高频开关动作是导致电源产生电磁干扰(EMI)的主要原因。开关管频率的提高减小了电源的体积和重量，另一方面导致了相当严重的EMI问题。因此UPS既是干扰的受害者，又是干扰的生产者。UPS主要应用于重要设备或重要场合，一旦出现干扰，将影响到主机的工作，特别是当UPS使用通信功能时，其干扰造成的后果往往使系统误动作，甚至瘫痪。本文从分析UPS电路结构入手，探讨干扰产生的根源，提出对应的解决方案。为了解决UPS电源应用中的噪声干扰问题，有必要探讨噪声来源及相关因素。





### 7.5.1 UPS干扰来源

有用信号以外的其他任何电流或电压都是干扰信号或噪声。除电子元件本身固有的噪声外，组成电子设备的各部件之间的信号都可通过电场耦合、磁场耦合、传导耦合、公共阻抗耦合等方式形成相互干扰。开关型电能变换器中开关元件的通断使得电路中的电流、电压产生周期性突变，这些周期性的脉冲信号也可通过上述各种耦合方式形成电磁干扰。





UPS电源是开关工作方式的电能变换器，采用SPWM逆变而产生50 Hz交流电。UPS的噪声主要由于逆变回路中电流 / 电压的突变而产生，突变的电流 / 电压又通过电、磁场等传播到其他部分。传导干扰通过阻抗耦合或接地回路将干扰带入其他电路，其传播的路程可以很远。差模干扰和共模干扰是主要的传导干扰形态。逆变电源中的差模干扰主要是由开关元件动作产生的，其大小主要与直流滤波电容的寄生电抗有关系；共模干扰与位移电流相关，其大小与电路的杂散参数有关，很大程度上取决于电源设备中各元件尺寸、位置等因素。这里以图7-16所示的桥式SPWM逆变电路为例进行分析。



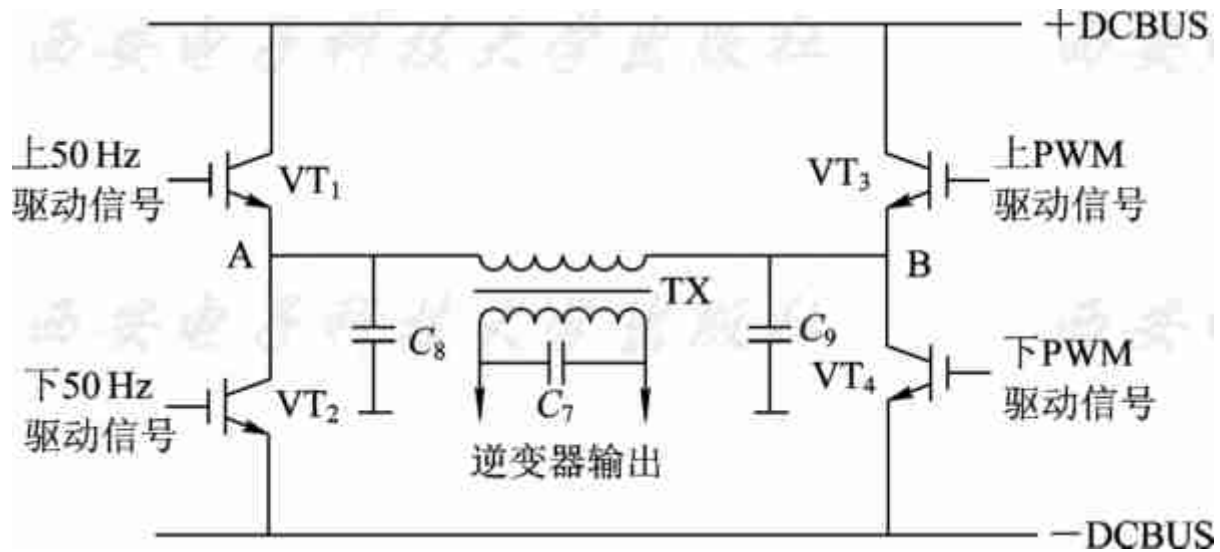


图7-16 逆变器主电路原理图





## 1. 输入差模干扰

图7-16中的逆变电路工作在高频开关方式，通过开关管 $VT_1 \sim VT_4$ 的高频脉冲电流在输入端产生高频脉冲电压，叠加在输入的直流电压总线上，形成输入端差模干扰。逆变电路输出的高频SPWM开关信号通过电感 $L$ 、电容 $C$ 滤波后变成所需的正弦波电压，滤波电路在滤除干扰的同时也增加了基波的损失，所以生产商设计的滤波器参数均不会取得太大，以免造成输出正弦波电压中仍残留着高频开关信号的脉动分量，成为输出差模干扰的一部分，且在正弦波变化幅度大处尤其明显。另一方面，由于线路中不可避免地有分布电感和分布电容的存在，在开关通断时必定会产生高频衰减振荡，这一振荡将通过变压器影响到输出端，其振幅远高于前述高频脉动电压幅值。加之变压器线圈匝间存在分布电容，相当于一个微分电容，对SPWM信号上升沿有放大作用，形成脉冲型干扰电平。上述三者叠加在输出正弦波上即形成了不可忽视的差模干扰。



## 2. 共模干扰

UPS电路存在共地点，开关电路中突变的电压又可成为共模干扰源，通过各种分布电容的耦合在电源的输入/输出端形成共模干扰。在图7-16所示电路中，由于开关管VT开关速度很高，两个桥臂的中点A、B是电路中电位变化率最大之处，也是产生干扰最强的部位之一。变化如此大的高频信号通过A、B点及引线及机壳间的分布电容，以及变压器原、副边绕组间的分布电容及输入/输出线与机壳间的分布电容等，在输入电源线、输出线与地之间产生感应电压，成为输入/输出的共模干扰电压。当逆变电源与实际负载连接时，负载内部电路与地有着密切的联系，负载两端与地之间也存在分布电容，这些分布电容使共模干扰得以构成回路，使实际供电网络中的共模干扰要比用电阻、电感等模拟逆变器的负载时的干扰大得多，而且不同的电子负载可能产生的共模干扰电平不同。突变的电流也可通过磁场耦合而在输入/输出端产生共模干扰。







### 3. UPS谐波分析

UPS属于整流滤波型负载，工作时向市电电网大量反射其频率高于50 Hz的正弦波的谐波电流，从而造成原来从发电厂向用户所馈送的纯正的正弦波电源发生畸变。有关谐波电流对电网造成“污染”的不利影响如表7-2所示。





表 7-2 谐波电流对电网造成的不利影响

|      |    |     |     |     |     |     |     |    |
|------|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----|
| 谐波次数 | 基波 | 2次  | 3次  | 4次  | 5次  | 6次  | 7次  | 8次 |
| 相序   | +  | -   | 0   | +   | -   | 0   | +   | -  |
| 谐波次数 | 9次 | 10次 | 11次 | 12次 | 13次 | 14次 | 15次 |    |
| 相序   | 0  | +   | -   | 0   | +   | -   | 0   |    |





由表分析可见，出现在市电电网上的谐波电流分量多种多样，按其对电网的“污染”及后接负载的影响，将其分为三类：

(1) 正序电流：与50 Hz基波分量相似，不同的是由于谐波分量的提高，趋肤效应的加重而产生的高频损耗将加大。

(2) 负序电流：企图迫使位于电网上的电动机负载向反方向旋转，造成电机类负载异常发热。

(3) 零序电流：导致流过市电电网的中线电流异常增大，引起导线传导损耗增加和导线发热。





## 7.5.2 抗干扰措施

### 1. 干扰电平超标的原因

实际应用中UPS的输出干扰可以直接影响负载的工作。有部分UPS电源即使通过了EMC测试，在实际应用时仍可能出现干扰电平超标的现象，其主要原因如下：

(1) UPS的负载大多是开关电源类等非线性负载，此类负载可将其开关干扰传导到其输入端，即UPS的输出端。逆变电路元件质量下降，造成上、下臂的阻抗不对称，引起的共模干扰电平不相等，两者之差转变为差模干扰。逆变电路输出滤波器采用单臂串接电感的方式，某些整流负载为缓和合闸时的冲击电流，而在其输入侧(即逆变电源的输出侧)单臂串接扼流电感，使得两臂阻抗变得不对称。



(2) UPS与负载的安装位置不合理，比如因现场条件限制使得输入/输出电缆平行敷设且距离很近，导致输入侧的干扰耦合到输出线上，尤其是大功率UPS中升压型逆变电路的输入电流较大，噪声耦合现象愈加严重。

(3) 当UPS输入、输出侧共模滤波电路的接地线接至同一点时，形成了地线环流，输入侧的共模干扰通过输出侧共模滤波电路的接地线，将共模干扰耦合到输出端，此时即使再加一级EMI滤波器也于事无补。

(4) 用户对地线不按规定进行连接甚至不接地线，无法给UPS提供基准电位和抗干扰能力。另外，有些用户为加强机器散热，随意打开机箱，失掉屏蔽，也是造成干扰的原因之一。





## 2. 抑制干扰的有效方法

抑制干扰的根本方法是在电路中采取措施，以减少干扰源所产生的噪声。抑制干扰的几种有效方法如下：

(1) 采用合适的缓冲电路网络或软开关方式，降低干扰源的变化速率，使之通过电场、磁场、传导、阻抗耦合的程度变弱。

(2) 减小分布电容(与结构、布线有关)。如桥臂中点及其引线上的电压变化速率最大，应尽量缩短这一段导线，并使其与开关管的散热片都远离机壳，以减少干扰源与机壳之间的分布电容，同时避免输入/输出电缆平行敷设。





(3) 为防止出现中线过流，并造成整个供电系统用户负载端的中线电位过高，在UPS输出端所用的中线截面积应为相线截面积的1.2~1.5倍，绝不能采用传统的0.25~0.3倍三相四线制的普通电缆。

(4) 良好的接地处理。对于接地点电阻率大的场地，必须采用浸渍和置换两种方法减小电阻率。

(5) 单相整流滤波电路的谐波电流以3次谐波为主，三相6脉冲整流滤波电路的谐波电流以5、7次谐波为主。可针对性地在输入、输出侧设置特定的谐波滤波器，并将两个滤波器的地线各自分开单独接地，以避免接地的耦合干扰。





## 7.6 专用电池充电电源设计

### 7.6.1 电路组成及工作机理

密封电池是高效储能装置，大量应用于UPS、通信设施等重要供电场合。随着计算机系统及其外部设备的广泛应用，密封电池的需求量也急剧增加。由于其产品的特殊性，密封电池在使用过程中经常损坏。例如：使用前不正确充电，降低了输出功率；使用中由于设备或人为因素，使电池处于过充电或过放电状态，减少了使用寿命；有的充电装置输出的直流浮充电压上叠加的交流波纹分量过大，导致电池处于暂时过压充电状态，内部产生额外温升，使电池极板产生应力，加速电池的损坏。目前，国内使用的密封电池充电设备大多采用自耦变压器或晶闸管电路，设备复杂，效率不高，充电模式主要沿用恒流恒压直流式。这种模式存在极化作用，尤其是恒压式充电，在开始时的充电电流甚至大于充电曲线所允许的电流值，所以对电池的损坏较大。本节所设计的高频开关电源系统，采用多级恒流递减式的新型特殊改进型充电，深度脉冲放电模式工作，既消除了一般恒压充电模式在充电初期所产生的过电流充电问题，又解决了一般恒流充电模式在充电后期所产生的过压充电问题。本装置体积小，功率密度高，运行可靠，采用新型的充电模式，具有一定先进性。





电源系统原理如图7-17所示，包括电网滤波电路、整流滤波器、半桥逆变器、高频变压器、高频整流器和LC滤波等。半桥逆变器中的功率开关管采用目前最先进的电力电子器件IGBT(是将MOSFET和GRT的优点集于一体)的新型复合器件，该器件具有输入阻抗高、电压驱动控制、容量大、工作频率高等优点。系统选用BSN150GB1200N2 IGBT模块，图中用VT表示。用脉冲变压器实现阻抗匹配，起到了电网与用户系统隔离的目的。选用40 kHz的工作频率，变压器体积较小，变压器副边滤波用的扼流圈也可做得较小，减小了整个系统的体积和重量。高频整流部分采用快恢复二极管，以减小整流管反向恢复时间对整流输出电压的影响。



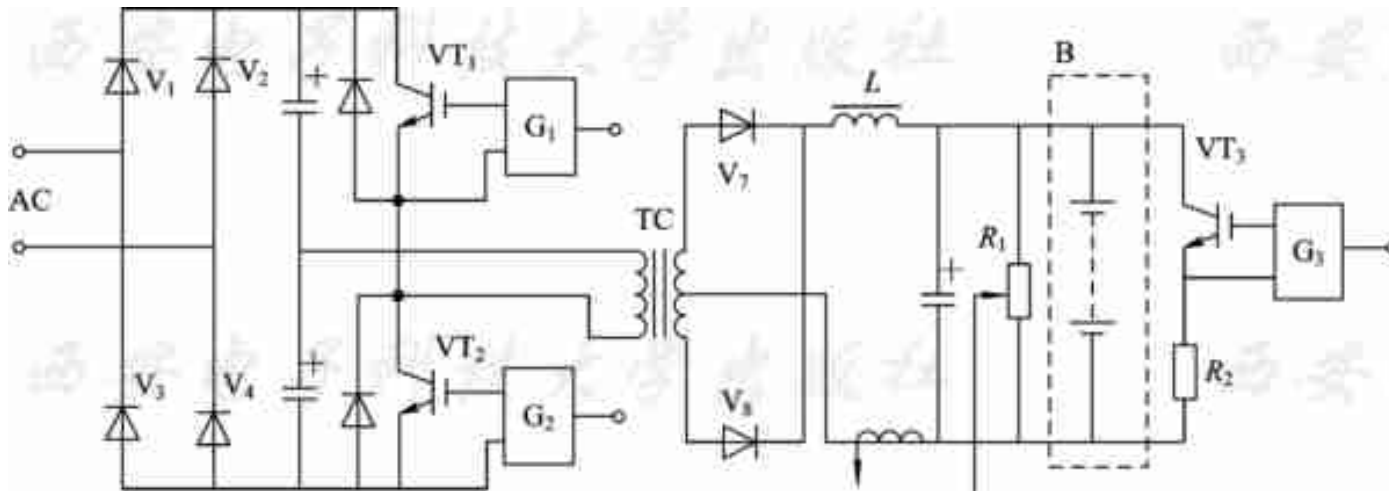


图7-17 电源系统原理图





## 7.6.2 PWM控制器电路

PWM控制器电路采用专用集成芯片TL494，原理图如图7-18所示。通过适当的外接电路，不但可以产生PWM信号输出，而且还有多种保护功能。TL494含有振荡器、误差放大器、PWM比较器及输出级电路等部分。振荡器(OSC)振荡频率由外接元件 $R$ 、 $C$ 决定，表达式为

$$f_{\text{osc}} = \frac{1.2}{RC} \quad (7-7)$$



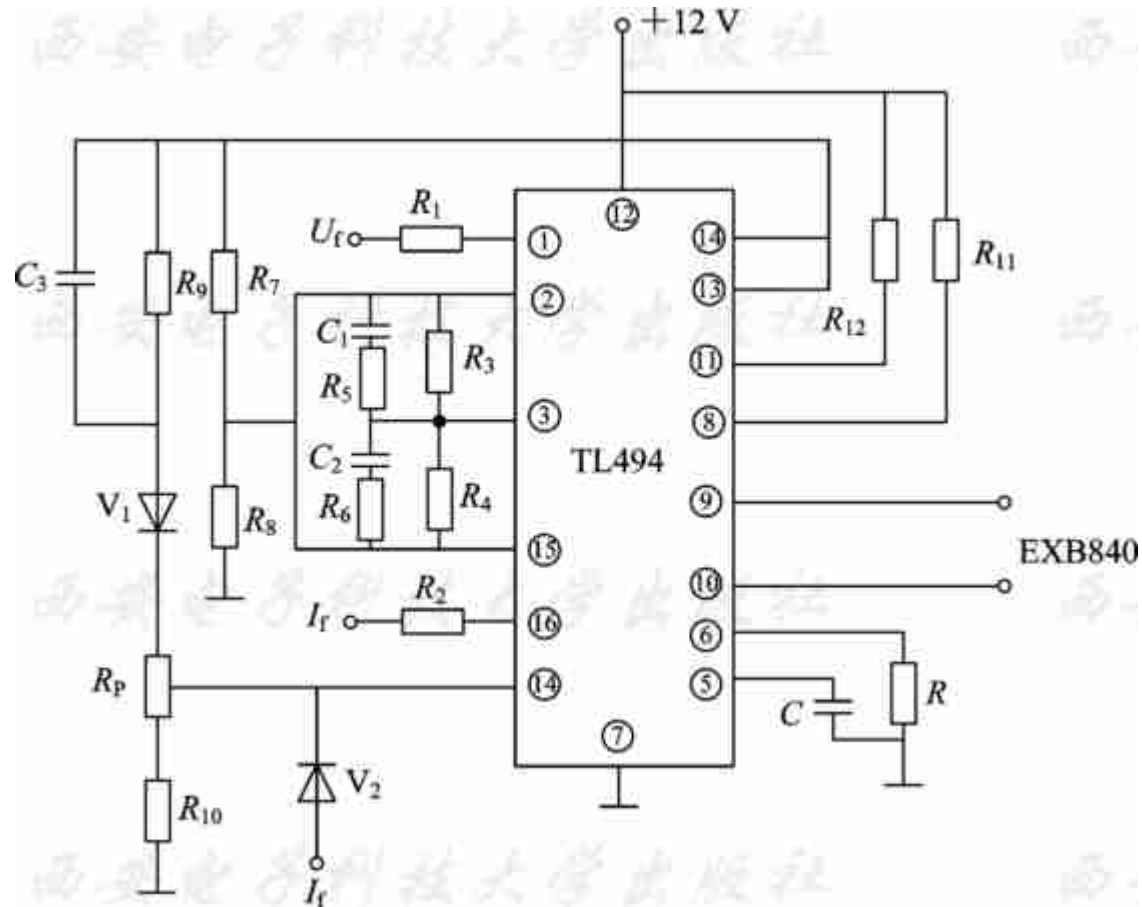


图7-18 PWM控制器电路原理图





$f_{\text{OSC}}$ 可选定1~200 kHz之间,本电路选用 $f_{\text{OSC}}=40$  kHz。TL494内部的稳压电源将外部供给的+12 V电压变换成+5 V电压,除提供芯片内部电路作电源外,还通过⑭脚对外输出+5 V基准电压。⑬脚为输出脉冲控制端,当①、③脚接地时,输出脉冲最大占空比为96%;当接高电位时,最大占空比为48%。TL494输出脉冲的宽度调节由振荡器电容 $C_T$ 两端的正向锯齿波和两个控制信号相比较来实现。只有当锯齿波电压高于控制信号时,才会有脉冲输出,内部两个误差放大器及外接电阻,电容构成电压和电流反馈调节器,都采用PI调节。误差放大器的给定信号均取自+5 V基准电源的分压并加于②脚和⑤脚。反馈电压信号 $U_F$ 由微机处理后引入①脚,与②脚的给定值 $U_G$ 比较后,产生调制脉宽的控制信号,使输出直流电压保持稳定。来自温度传感器AD590所检测的电池温度信号 $T_F$ 由微机处理后引入到⑯脚,当电池温度超过规定值(设为130%  $T_N$ )时,产生控制信号调制输出脉冲的宽度,使电路处于限流输出运行。来自霍尔电流传感器所检测的电流信号 $I_F$ 由微机处理后引入到⑭脚,当充电电流超过给定值时封锁输出脉冲,关断IGBT。



IGBT是电压驱动型器件，本电路选用了具有降栅压逻辑式和软关断两种保护功能的厚膜混合集成驱动模块EXB840，这种型号的电路较好地解决了低饱和压降IGBT的短路保护问题，能满足IGBT对驱动电路的特殊要求，保证IGBT能可靠开通和关断，且电路简单，工作频率高，输入控制信号电流为10 mA。以EXB840为核心构成的驱动电路中，驱动模块EXB840的电源为+20 V，在模块内部将20 V电压变换为+15 V和-5 V两种电压，供IGBT栅-射极导通时所需正偏电压和关断时所需的负偏压。TL494输出的PWM脉冲从⑨脚或⑩脚送至EXB840的⑮脚。EXB840驱动模块从③脚和①脚输出正、负驱动脉冲至IGBT的栅、射极之间，开通或关断IGBT。





### 7.6.3 监控系统设计

监控系统是以8098单片机为核心的控制器，具有体积小、重量轻、功率大、智能度高、输出电压可自动调整等特点。监控系统根据高频开关电源的工作状况，进行智能管理，包括电压调整、电池检测、模块限流、故障判断及报警、参数及状态显示等，同时可通过串行口进行远程通信。监控系统硬件框图如图7-19所示。控制器可输入10个模拟量，可采样交流输入电压、输出充电电压、充电电流、电池端电压、电池温度等。基于8098的单片机仅有4个A/D转换通道，增加两片4051芯片为多路转换电路开关，上述各模拟量传感器变换后送4051输入通道，4051的输出端连至8098芯片的模/数转换口，由软件控制4051各通道的通断控制采样，通过调理获得模拟量数值。利用8098芯片的输出端产生控制信号，经放大后送至TL494电源控制模块控制端，输出PWM信号对IGBT驱动模块EXB840进行控制，达到控制充电电压及充电电流的目的。

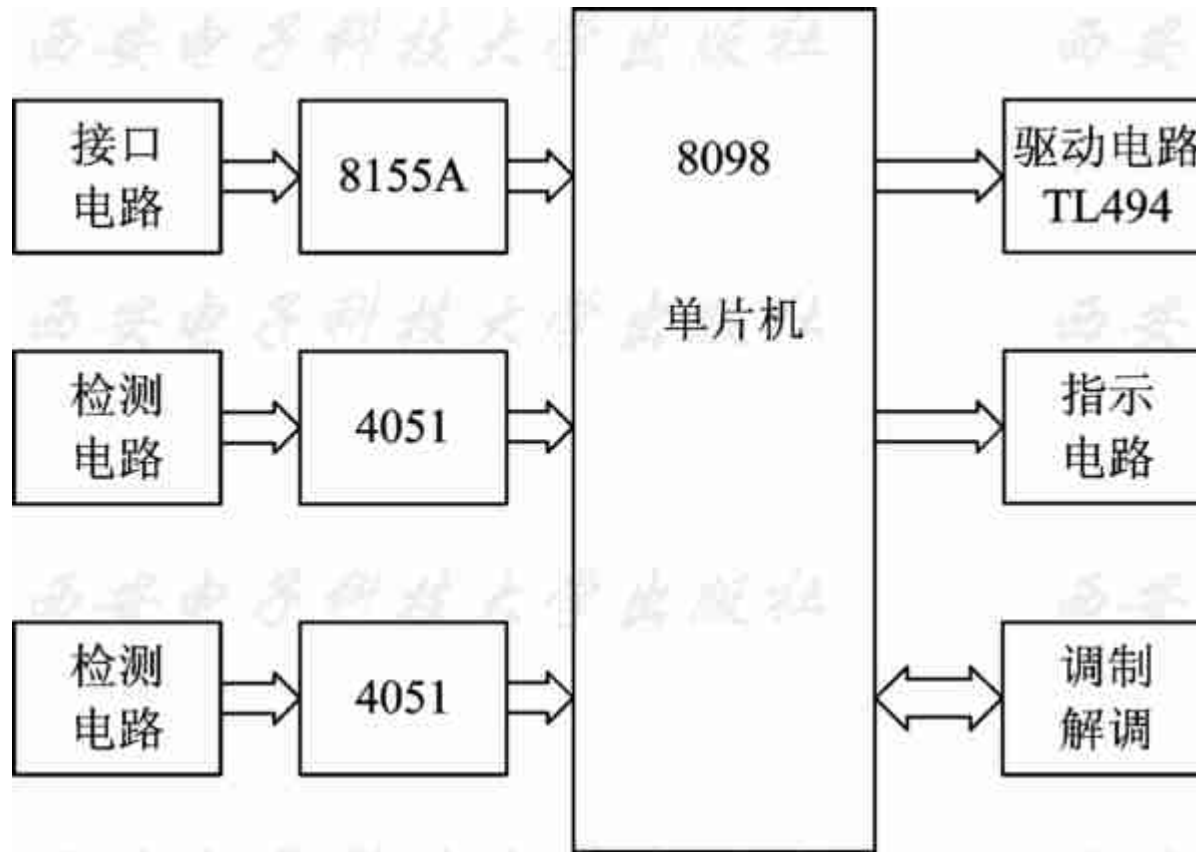


图7-19 监控系统硬件框图







辅助电路选可编程芯片8155A为接口电路，处理键盘信号、开关输入信号、冷却风扇故障信号以及输出继电器、指示灯和蜂鸣器等。所有输入/输出信号均经过光电隔离，以提高系统抗干扰能力。系统显示部分采用DMET250D数字式多参量指示仪表，具有RS-485数字通信接口，可通过8098单片机的TXD和RXD口，由MODEM接入电话网，进行远程通信。





监控系统软件采用树状分支结构，以适应显示参数较多的要求。开机初始化后，显示三个主要的参数值(充电电压、充电电流电压、电池温度)，并且参数数值实时刷新。当需要设置或查看系统有关参数等其他信息时，按“设置”键可进入主菜单选项页面，通过“↑”键和“↓”键移动光标，分别选择电压、电流、温度，充电模式，工作时间等状态，根据要求进行参数设置。按“回车”键确认输入数据，可进入程序运行。运行中依据误差给出控制信号，调整TL494的输出，进而控制IGBT导通状态，改变输出电压。若设备运行出现故障，则蜂鸣器报警，显示器闪烁发出故障信号，操作人员通过按“故障”键进入故障追踪操作，查找故障内容。故障处理程序将故障内容编号和故障发生时间等保存。为了便于参数调试，程序专门作一屏整定A/D转换的系数，通过在线修改这些系数值，使显示的电压、电流值与实际值相符。程序设计采用有效实用的模块设计方法，模块间相互独立，所用到的辅助单元均有压栈保护。参数修改实际上只是修改对应二进制数转换的10个辅助单元中的十进制数值，同时连续显示出来。



#### 7.6.4 通信功能

本系统设计有通信功能以实现远程控制。通信的实现利用8098单片机的串行数据传输口功能，软件运行时对串行口初始检测，若有数据中断，判断为上位机通信请求，则发出应答信号，然后根据上位机的控制字，先接受数据，将上位机发来的系统设置参数作奇偶校验后传入系统参数设置单元，程序运行后再由软件刷新设定值；发送时，将系统监测的电池电压、充电电流、电池温升等数据向上位机传送。为防止受到干扰，在上位机和单片机之间的通信数据除作奇偶校验外，还规定了若干种限制，以保证通信数据的准确性。例如，在通信数据中添加有特定的限制字符；上下位机中的软件要对传输数据作统一的上下限幅，一旦发现有数据越限，即认定传输数据无效。在编制接收程序时注意处理接收时间的溢出，以适应上位机与下位机速度不匹配的条件。



本设计采用8098单片机为核心器件，用IGBT为功率元件，满足了充电性能指标要求，电压调整精度达0.2%，运行稳定。通过现场使用证明，设计的系统具有体积小、效率高、使用简便等优点，为今后设计同类充电器探索了一条新途径。





## 7.7 电源功率因数

功率因数指设备的视在功率含有有功功率的百分比。在电力网运行中，要求功率因数越大越好，这意味着电网中视在功率的大部分是有功功率，减少无功功率的消耗。设备功率因数的高低，对电力系统设备的充分利用有着显著的影响。提高电源的功率因数，既发挥设备的设计能力，减少损失，改善电压质量，又提高用户用电设备的工作效率和为用户本身节约电能。其社会效益及经济效益都会非常显著。





### 7.7.1 决定功率因数的主要因素

功率因数的产生主要是因为交流用电设备在其工作过程中，除消耗有功功率外，还需要无功功率。当有功功率 $P$ 一定时，如减少无功功率 $Q$ ，功率因数便能够提高。在理想条件下，当 $Q=0$ 时，则功率因数=1。因此，提高功率因数问题的实质就是减少用电设备的无功功率需要量。





## 1. 耗用无功功率的主要设备

耗用无功功率的主要设备是异步电动机和电力变压器。

由异步电动机的构造可知，定子与转子间的气隙是异步电动机需要无功功率的主要原因。异步电动机所耗用的无功功率由其空载时的无功功率和一定负载下的无功功率增加值两部分所组成。所以，要增加异步电动机的功率因数就必须提高负载率，防止电动机空载运行。

变压器消耗的无功功率主要是空载无功功率，和负载率的大小无关。因而，为了提高电力系统和企业的功率因数，变压器不应空载运行或长期处于低负载运行状态。





## 2. 采用电力电子装置

采用电力电子装置是变换电路形态，提供多种使用电能的手段。但是电力电子装置的广泛应用使电网的谐波污染和低功率因数问题日益严重，影响了供电的质量。因此，对电网谐波采取有效抑制并对无功功率进行动态补偿已成为重要的研究方向。







### 3. 供电电压超出规定范围

当供电电压高于额定值的10%时，由于磁路饱和的影响，无功功率将增长得很快，据有关资料统计，当供电电压为额定值的110%时，一般工厂的无功将增加35%左右。当供电电压低于额定值时，无功功率也相应减少而使它们的功率因数有所提高。但供电电压降低会影响电气设备的正常工作。所以，应当采取措施使电力系统的供电电压尽可能保持稳定。电网频率的波动也会对异步电机和变压器的磁化无功功率造成一定的影响。

以上所述是影响电力系统功率因数的主要因素，可有针对性的实现一些行之有效的、能够使电力网功率因数提高的实用方法，使低压网能够实现无功的就地平衡，达到节能的目的。





## 7.7.2 提高自然功率因数

提高自然功率因数是在不添置任何补偿设备，采用降低各用电设备所需的无功功率减少负载取用无功来提高工矿企业功率因数的方法，它不需要增加投资，是最经济的提高功率因数的方法。有效提高功率因数的措施如下：

(1) 合理选用电动机，充分利用电动机的过载能力。合理选用电动机的型号和容量，使其接近满载运行。避免电动机长期处于低负载下运行，造成既增大功率损耗，又降低功率因数的后果。从节约电能和提高功率因数的观点出发，正确合理选择电动机的容量，充分利用电动机的过载能力。



(2) 选用同步电动机。同步电动机消耗的有功功率取决于电动机上所带机械负荷的大小，而无功功率取决于转子中的励磁电流大小，在欠激状态时，定子绕组向电网“吸取”无功功率，在过激状态时，定子绕组向电网“回送”无功功率。因此，只要调节电机的励磁电流，使其处于过激状态，就可以使同步电机向电网“送出”无功功率，减少电网输送给工矿企业的无功功率，从而提高工矿企业电源的功率因数。

类似同步电动机原理，对异步电动机实行同步运行，将异步电动机三相转子绕组适当连接并通入直流励磁电流，使其呈同步电动机运行，只要调节电机的直流励磁电流，使其呈过激状态，即能向电网输出无功，从而达到提高低压网功率因数的目的。





(3) 功率因数补偿。电网仅仅依靠提高自然功率因数的办法不能满足用户对功率因数的要求，用户自身需安装补偿装置，对功率因数进行补偿。下面将介绍对用电设备功率因数进行人工补偿的方法。





### 7.7.3 静止无功补偿

当用户感性负载比较多时，它们从供电系统吸取的无功是滞后(负值)功率；如果用一组电容器和感性负载并联，电容需要的无功功率是引前(正值)功率。如果电容 $C$ 选得合适，令 $Q_C+Q_L=0$ ，这时用户已不需要向供电系统吸取无功功率，功率因数为1，达到最佳值。静止无功补偿装置的原理图如图7-20所示。

并联补偿移相电容器补偿容量的确定，应满足以下电压和容量的要求：

$$U_N \geq U_C \quad (7-8)$$

$$nQ_N \geq Q_C \quad (7-9)$$



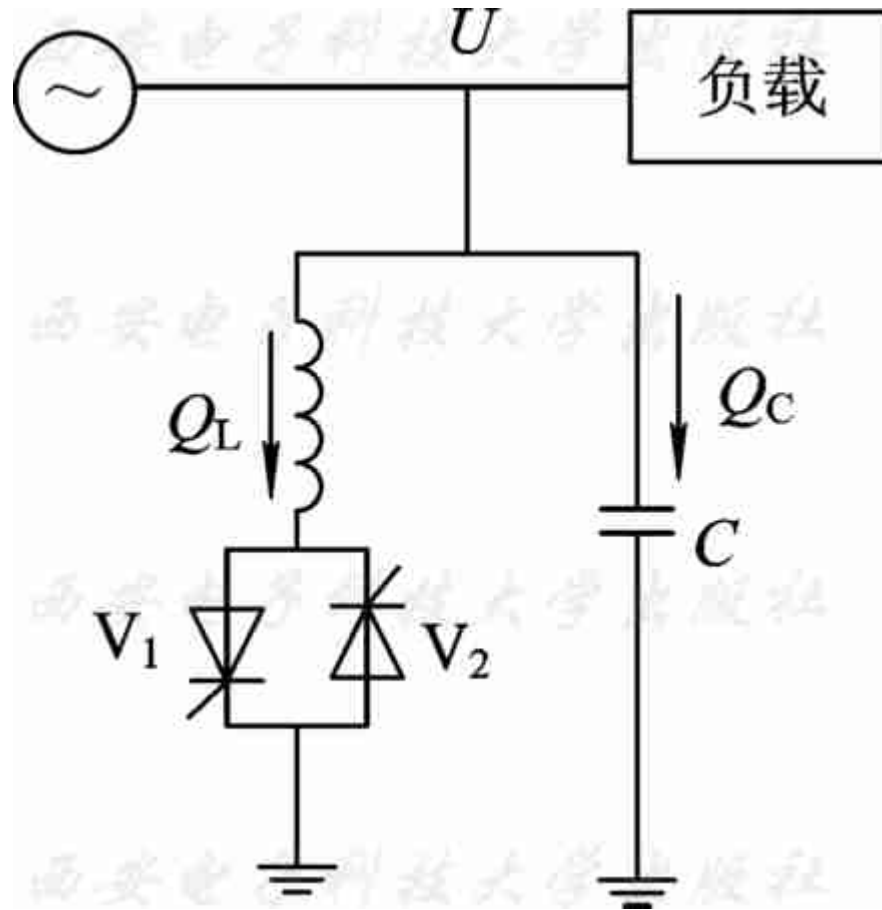


图7-20 静止无功补偿装置





式中， $U_N$ 为电容器的额定电压(kV)； $U_C$ 为电容器的工作电压(kV)； $N$ 为并联的电容器数量； $Q_N$ 为电容器的工作容量(kvar)； $Q_C$ 为电容器的补偿容量(kvar)。这种传统的无功补偿方法属无源滤波技术，该无源滤波器与需补偿的非线性负载并联，为谐波提供一个低阻通路的同时也提供负载所需要的无功功率。虽然无源滤波器具有简单、方便的优点，但它存在如下缺点：

- (1) 只能抑制固定的几次谐波，并对某次谐波在一定条件下会产生谐振而使谐波放大；
- (2) 只能补偿固定的无功功率，对变化的无功负载不能进行精确补偿；
- (3) 其滤波特性受系统参数影响大，并且很难与调压要求相协调。





### 7.7.4 APF与动态无功补偿

APF(有源电力滤波器)的定义是:将系统中所含有害电流(高次谐波电流、无功电流及零序负序电流)检出,并产生与其相反的补偿电流,以抵消输电线路中有害电流的半导体变流装置。变流装置在检测系统的控制下将直流电能转化为有害电流所需要的能量,或者说,补偿装置所产生的电流波形正好与有害电流的频率幅值完全相同,而相位正好相差 $180^\circ$ ,从而达到了补偿有害电流的效果。作为一种用于动态抑制谐波、补偿无功的新型电力电子装置,APF能对大小和频率都变化的谐波以及变化的无功功率进行实时补偿。







对于用电容量大、生产过程其负载经常变化且具有电网冲击性的用电企业，这种波动频繁、急剧且幅值很大的动态无功功率，一般采用的新型动态无功功率补偿设备。它具有稳定系统电压、改善电网运行性能、动态补偿反应迅速、调节性能优越等优点。利用功率开关的APF是一种有效方法。与无源滤波器相比，APF具有高度可控制和快速响应特性，并且能跟踪补偿各次谐波，自动产生所需变化的无功功率，其特性不受系统影响，无谐波放大危险，体积和重量较小，因而已成为电力谐波抑制和无功补偿的重要手段。





由补偿理论可知，电力电子器件随着容量的增大，其所容许的开关频率越来越低，而较低的开关频率又直接影响补偿效果，所以当谐波滤波器用于大容量谐波补偿时，就面临着器件开关频率与容量之间的矛盾。为解决大容量谐波滤波器所用开关器件容量和开关速度之间的矛盾，大容量滤波器的实现有多种方案可供选择。通过研究和实验表明，多台独立的小容量滤波器并联使用，有独到的优点，尤其对具有电流源性质的设备更具有优越性。补偿控制电路原理见图7-21。APF表示有源滤波器，以PWM变流器为主电路，以一定的开关频率控制桥中的半导体开关器件，使电源电流正弦波化，同时因无须测量负荷的瞬时功率，使得





瞬时无功功率得到有效的补偿。微机系统在一个工频周期内对负载电流采样，处理后将数字信号模拟输出，利用电流跟踪控制输出电流补偿指令，驱动主电路的APF通过电网向负载端注入与谐波和无功大小相等、方向相反的电流，抑制和补偿负载产生的谐波和无功功率。其中每台APF装置有独立的主电路和控制电路，装置的控制和补偿由其自身来完成。为了协调每台滤波器装置之间的工作情况和控制各自功率输出，每台滤波器装置上设计有一控制电路，通过微机监测自身的工作情况传递负载电流信号和协调各自的输出功率。由于每台滤波器装置相对独立，因此即使其中某个出现故障，也不会影响整个滤波器系统工作。整台设备由微机监控，将谐波测量、滤波器投切控制、器件保护等功能集于一体，功能齐全，通用性强。

AFP的研究和设计包括以下主要内容。



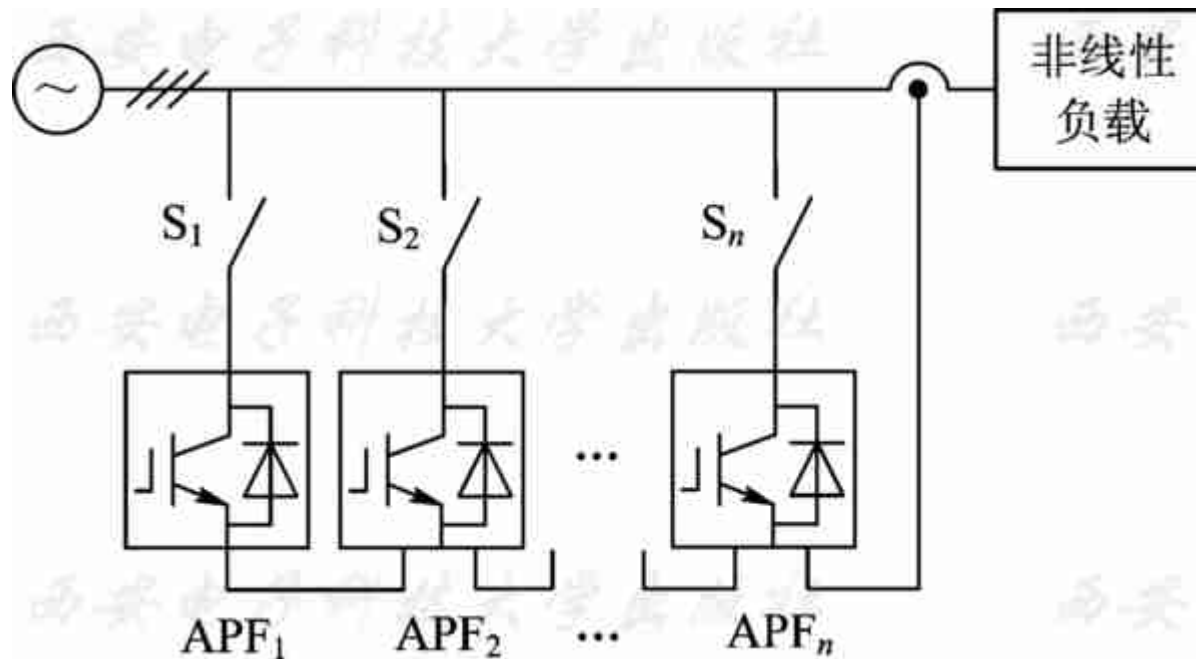


图7-21 补偿控制电路原理





## 1. 补偿容量的计算

有源电力滤波器的容量取决于母线电压有效值和补偿电流有效值的乘积。如果同时补偿谐波和无功功率，装置容量由要求的谐波组成及要求补偿的无功功率程度共同决定。只补偿谐波时，有源电力滤波器的补偿电流与负载电流的谐波分量大小相等而方向相反。

## 2. 功率电子器件的选用

在APF装置中选用IGBT有诸多优点：驱动电路简单；模块开关频率高，电感小；反应速度快，适合于快速控制。中小容量有源电力滤波器的主回路采用的器件为IGBT，当容量达到兆瓦级时，装置应使用GTO。



### 3. 控制方式

有源电力滤波器的控制可采用模拟和数字相结合的方式，特别在电流反馈控制的时候，模拟控制方式优于数字控制方式。目前的DSP电路有许多局限性，并不能完全应用于APF，某些采用模拟和数字混合控制电路的APF，都得到了满意的补偿速度和补偿精度。

### 4. APF的级联控制

当有源电力滤波器用于大容量谐波补偿时，将面临着器件开关频率与容量之间的矛盾。目前常采用多台小容量有源电力滤波器并联的方式，每个APF有独立的主电路和控制电路，APF的控制和补偿由其自身来完成，单台有源电力滤波器输出的补偿电流由协调控制。



## 5. 混合使用有源滤波器和无源滤波器

将APF与无源滤波器并联使用，合理分担补偿需求，可使APF容量减小。但由于并联无源滤波器的影响，负荷的等效谐波阻抗将减小，因此要求无功补偿电容器安装在有源滤波器的电网侧外，还应对APF和无源滤波器的投入和切除进行特殊考虑，电路如图7-22所示。

目前电力有源滤波器仍存在一些问題，如电流中有高次谐波、单台装置容量低、成本高等。随着电力半导体器件向大容量、高频化方向发展，这类既能补偿谐波又能补偿无功功率的装置必然有很好的发展前景。

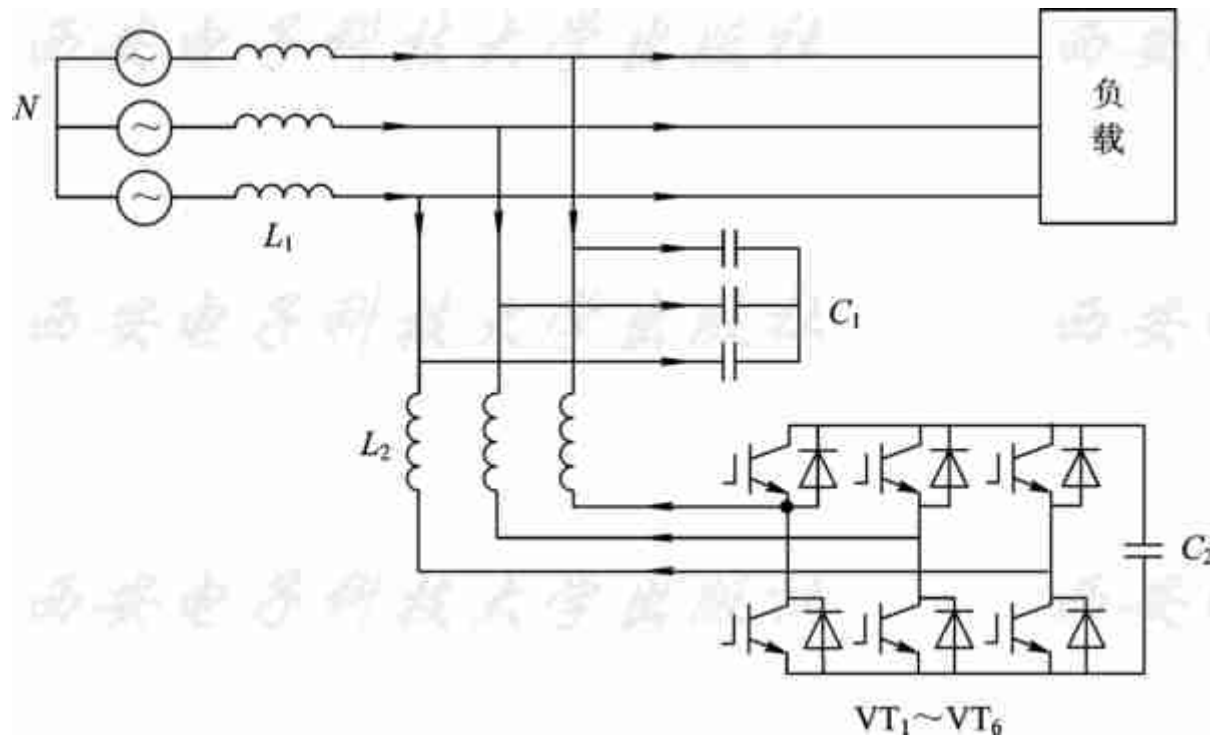


图7-22 混合使用有源滤波器和无源滤波器







### 7.7.5 无功补偿的效益

加装无功补偿设备, 可使功率消耗减小, 功率因数提高, 充分挖掘设备潜力。电网加装无功补偿后, 效益主要集中在下述几个方面。

#### 1. 改善电能质量

电网中无功补偿设备的合理配置与电网的供电电压质量关系十分密切。合理安装补偿设备可以改善电压质量。负荷( $P+JQ$ )电压损失  $\Delta U$  的简化计算公式为

$$\Delta U = \frac{PR + QX}{U} \quad (7-10)$$

式中,  $U$  为线路额定电压(kV);  $P$  为输送的有功功率(kW);  $Q$  为输送的无功功率(kvar);  $R$  为线路电阻( $\Omega$ );  $X$  为线路电抗( $\Omega$ )。





安装补偿设备(容量为 $Q_C$ )后, 线路电压降为 $\Delta U_1$ , 计算如下:

$$\Delta U_1 = \frac{PR + (Q - Q_C)X}{U} \quad (7-11)$$

很明显,  $\Delta U_1 < \Delta U$ , 即安装补偿电容后电压损失减小了。由式(7-10)和式(7-11)可得接入无功功率补偿容量 $Q$ 后, 电压升高值计算如下:

$$\Delta U - \Delta U_1 = \frac{Q_C X}{U} \quad (7-12)$$

由式(7-11)可知, 靠近线路末端线路的电抗 $X$ 越大, 靠近线路末端装设无功补偿装置的效果就越好。





## 2. 无功功率补偿减少电费支出

(1) 避免因功率因数低于规定值受处罚；

(2) 减少用户因传输和分配无功功率造成的有功功率损耗，相应可以减少电费的支出。

综上所述，采用无功功率补偿可以提高功率因数，是一项投资少、收效快的节能措施。补偿电容器原理简单、使用方便、运行经济、投资省，可以分组投切，保证电压合格率和合理的功率因数。对于用电容量大、负载经常变化且具有电网冲击性的用电企业，应采用动态无功功率补偿。





## 7.7.5 滞环电流变换器

### 1. 滞环电流变换器的控制原理

提高电源设备的功率因数是充分利用电网能量有效途径。在不同的功率变换器系统中，滞环控制属于闭环电流跟踪控制方法。滞环电流控制最初用于控制电压型逆变器的交流电流输出，是最简单的电流控制方式。采用滞环控制可以使网侧功率因数为1，且不产生无功和谐波电流。图7-23所示为滞环电流控制的电路原理图。滞环电流控制同时兼有两种功能：① 作为电流调节器；② 实现PWM调节器的功能，可以获得很宽的电流频宽。滞环控制无需外加调制信号，检测的电流是电感电流，控制电路设有一个滞环逻辑控制器LD，其特性和继电器特性类似，有一电流滞环带。滞环带带宽决定了电流纹波的大小，它可以取固定值，也可以与瞬时平均电流成比例。滞环电流控制的特点是：控制方式简单、动态响应快、具有内在的电流限制能力。

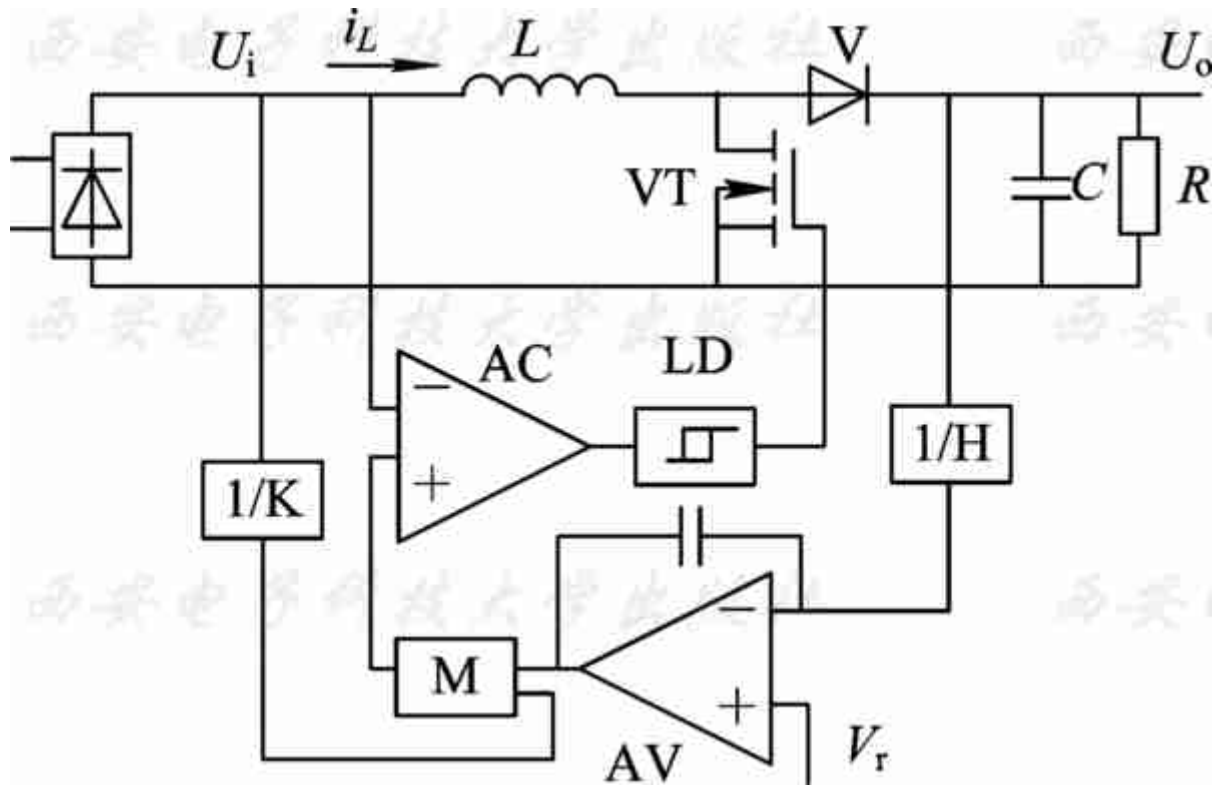


图7-23 滞环电流控制的电路原理图





在滞环电流控制系统中，外环的作用是为滞环控制单元提供瞬时电流参考信号 $i$ ，作为滞环逻辑控制器LD输入，通过与实际电感电流反馈信号比较，产生对应的开关驱动脉冲信号。电流的检测通过霍尔电流传感器完成。在VT导通状态下，电感电流 $i_L$ 近似直线上升，当达到预定的滞环带上限时，LD的输出由负跃变为正，驱使开关元件关断，导致电感电流开始衰减。类似地，随着电流减至滞环带下限，开关元件又转为导通状态，如此循环，迫使电感电流跟踪参考电流的变化，换言之，即电感电流将限定在以参考电流为中心的滞环带之中。滞环法控制电流波形图如图7-24所示。



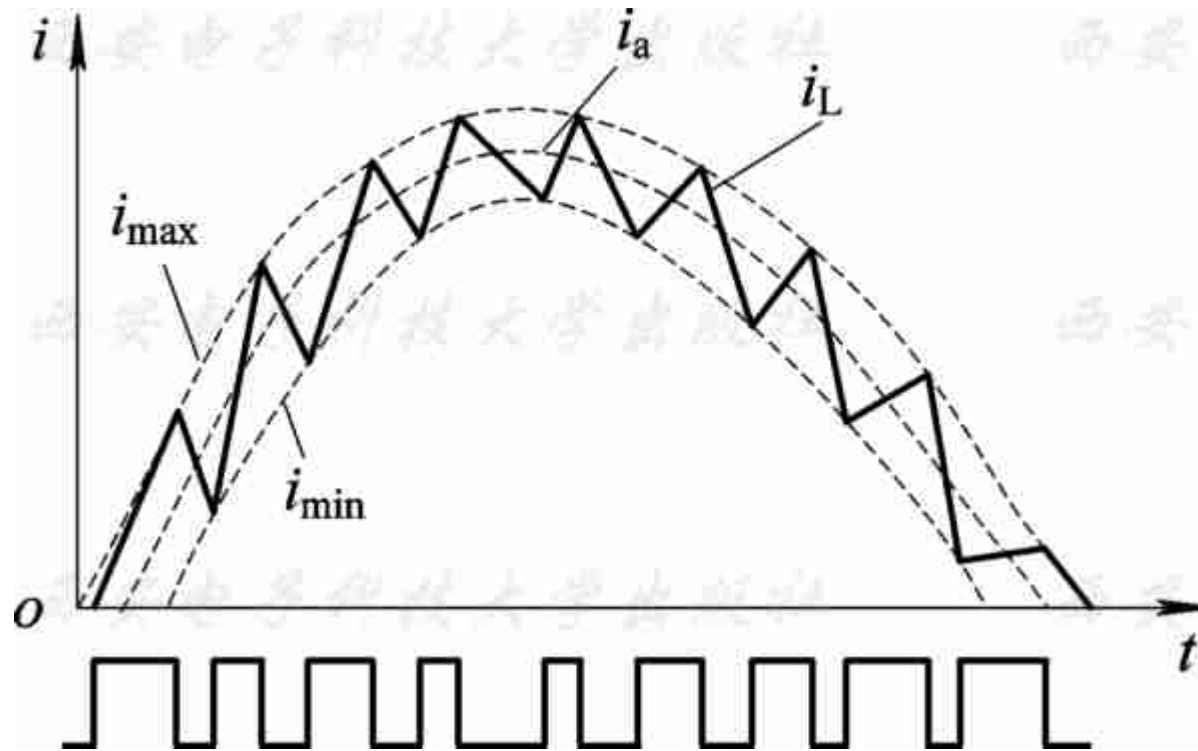


图7-24 滞环法控制电流波形图





## 2. 主要储能元件的参数计算

电路中储能元件 $L$ 和 $C$ 的参数选择，是滞环控制系统设计的一个重要内容，只有正确的计算方法，才便于系统工作的稳定。以下从滞环电流控制的物理过程出发，分析影响储能元件参数的主要因素，推导有关储能元件的参数计算公式。

### 1) 输出滤波电容 $C$ 的计算

稳压电源达到稳态后，输出电压稳在某一恒定值 $U_0$ ，当要求纹波为 $\Delta U_0$ ，直流输出电流为 $I_0$ 时，由于在VT导通期间全部负载都由 $C$ 供电，因此 $C$ 的选择取决于下式：

$$C = \frac{I_0 T_{\text{ON}}}{\Delta U_0} \quad (7-13)$$







由于

$$T_{\text{ON}} = \frac{U_o - U_i}{U_o} T \quad (7-14)$$

故有

$$C = I_o T \frac{U_o - U_i}{U_o \Delta U_o} \quad (7-15)$$

对于给定的输出电压 $U_o$ 、纹波电压 $\Delta U$ 、输出电流 $I_o$ 等指标，在确定了输入电压 $U_i$ 和工作频率 $f$ 后，就能计算出滤波电容 $C$ 的值。





## 2) 储能电感L的计算

在 $T_{\text{ON}}$ 期间，VT导通，C供给负载的电流为 $I_0$ ；在 $T_{\text{OFF}}$ 期间，VT截止，电感L中的感应电势是右端为正，二极管V导通，电感储存的磁能经二极管V，一部分供给负载电流 $I_0$ ，另一部分补充在 $T_{\text{ON}}$ 期间电容C给负载供电所损失的电荷 $Q=CU_0$ 。设在 $T_{\text{ON}}$ 期间，C上的电压下降值为

$$\Delta U_{C-} = \frac{I_0 T_{\text{ON}}}{C} \quad (7-16)$$

而在 $T_{\text{OFF}}$ 期间，C上电压上升值为

$$\Delta U_{C+} = \frac{1}{C} \int_0^{T_{\text{OFF}}} I_0 dt \quad (7-17)$$





在稳态时，两者的平均值必须相等，故有

$$\Delta U_{C-} = \Delta U_{C+} \quad (7-18)$$

因此有

$$\int_0^{T_{\text{OFF}}} I_o \, dt = I_o T_{\text{ON}} \quad (7-19)$$

在 $T_{\text{OFF}}$ 期间，流入 $C$ 的实际电流是电感电流和负载电流之间的差值。电感电流包括直流平均值及纹波分量。忽略电路内部损耗，有

$$U_i I_i = U_o I_o \quad (7-20)$$

故有

$$I_L = I_o \frac{U_o}{U_d} = I_o \frac{T}{T_{\text{OFF}}} \quad (7-21)$$





由于电流的纹波分量是三角波，故在 $T_{\text{ON}}$ 期间， $L$ 上的电压为 $U_i$ ，电流增量为

$$\Delta I_{L+} = \frac{U_i T_{\text{ON}}}{L} \quad (7-22)$$

在 $T_{\text{OFF}}$ 期间， $L$ 上的电压极性反向，电流线形下降，电流减量为

$$\Delta I_{L-} = \frac{(U_o - U_d) T_{\text{OFF}}}{L} \quad (7-23)$$

在稳态时， $T_{\text{ON}}$ 期间 $L$ 中电流增量应等于 $T_{\text{OFF}}$ 期间电流的减量，即

$$\Delta I_{L+} = \Delta I_{L-} \quad (7-24)$$





为防止电感饱和，同时也减少 $L$ 中的峰值电流、电压和损耗，选择 $\Delta I$ 值考虑电感的峰值电流不大于最大平均直流电流的40%，因此取

$$\Delta I = \frac{U_i T_{\text{ON}}}{L} = 1.4 I_i \quad (7-25)$$

则电感 $L$ 为

$$L = \frac{U_i T_{\text{ON}}}{1.4 I_i} \quad (7-26)$$

因为

$$T_{\text{ON}} = \frac{U_o - U_i}{U_o} T \quad (7-27)$$





忽略电路内部损耗，有

$$U_o I_o = U_i I_i \quad (7-28)$$

故有

$$I_i = \frac{U_o I_o}{U_i} \quad (7-29)$$

最后，式(7-26)可表达为

$$L = \frac{U_i^2 T (U_o - U_i)}{1.4 U_o^2 I_o} \quad (7-30)$$

因此，在给定了输出电压 $U_o$ 、输出电流 $I_o$ 、输入电压 $U_i$ 和开关频率 $f$ 等电源指标后，就可用式(7-30)方便地求出电感值。





为验证以上结论，用仿真软件MATLAB 5.3进行原理仿真，其参数为：输入电压 $U_i=300\text{ V}$ ，输出电压 $U_o=400\text{ V}$ ，开关频率 $f=100\text{ kHz}$ ，输出电流 $I=2\text{ A}$ ，选择纹波系数 $\gamma=0.01\%$ 。根据式(7-15)和式(7-30)，计算出电容 $C$ 、电感 $L$ 分别为 $125\text{ }\mu\text{ F}$ 和 $0.2\text{ mH}$ 。实测入端功率因数为 $0.987$ ，与理论值有微小差别，其原因是电路损耗及误差的影响。图7-25是变换器的输入电压、电流波形图。本节对滞环电流变换器的功率因数补偿功能进行了分析，推导了变换器主要储能元件的计算公式，提出的公式原理简单，计算方便。该原理对三相滞环变换器同样适用。



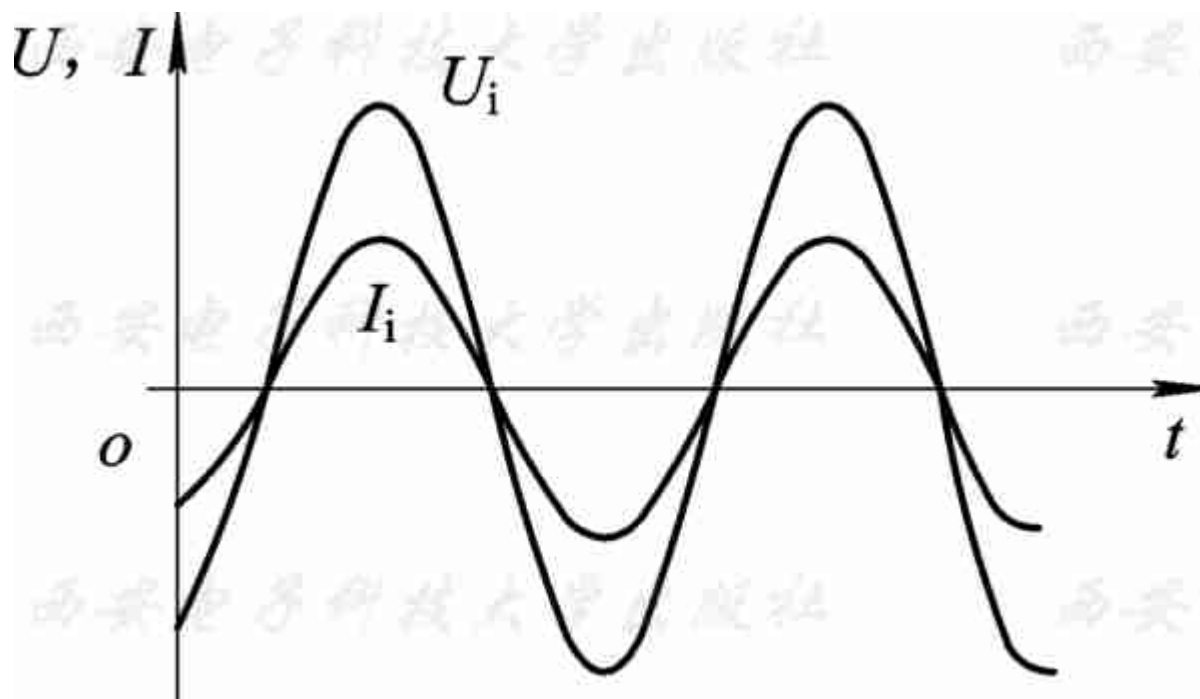


图7-25 输入电压、电流波形图





