

引 论

UPS 由 60 年代的旋转发电机发展到今天具有一定智能化程度的静止式全电子化电路，已经历了一段不平凡的时期。在过去的岁月里，UPS 作为电源的一个独立领域已发生了翻天覆地的变化：由当初单一的飞轮动态储能式到今天的多类型多品种的旋转式（也有称作动态）、静止式（静态）、动静结合式、后备在线交叉式等等；由当初的单一用户——计算机到今天的多领域——计算机通讯系统，医药、农林、能源、交通、天文、地理系统等等；由当初的后备时间几秒钟到今天的几小时甚至几十小时，由当初的单一机械式到今天几乎包罗了当代全部电子技术：由微电子学到功率电子学、由线性电路到数字电路、由计算机硬件到软件、由电信号通讯传输到光纤通讯，另外还包括了化学电源、太阳能电源、机械学、机电一体化等等，令人大开眼界。UPS 已当之无愧地成为当代高科技成员，现在已为 UPS 专门制定了安全标准与通讯干扰标准。

一、UPS 的分类

当代 UPS 分为两大类：动态 UPS 和静态 UPS。

1. 动态 UPS

所谓动态，顾名思义，就是说：不间断电源之不间断是靠动能维持的，这是最早的方案。如图 1 所示，交流市电驱动交流电动机旋转，从而带动同轴的交流发电机和惯性飞轮同速运行，发电机向计算机供电。当市电波动时由于惯性飞轮的惯性对短时间的电

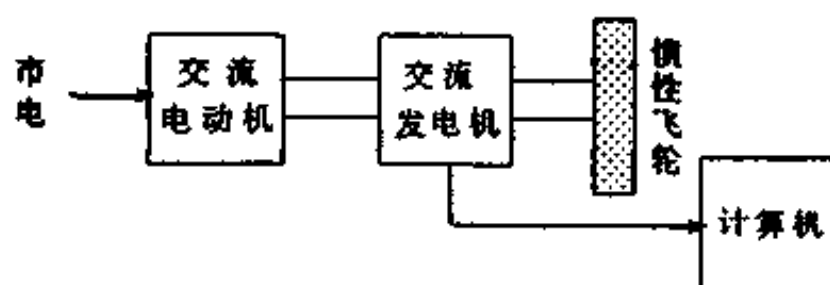


图 1

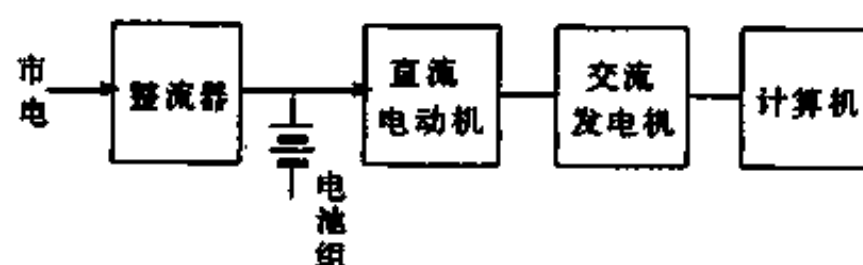


图 2

压突变或干扰无反应，保证了输出电压的稳定；一旦市电断电，由于飞轮的惯性，仍可将额定供电电压再延长 5 秒钟（当时计算机要求如此），使计算机将现场保存起来。

惯性飞轮对进一步延长发电机在市电断电时的供电时间已无能为力，图 2 的方案就解决了这个问题。后备时间取决于蓄电池的容量，但遗憾的是转换效率太低，以至于消耗电池的能量太严重，因此，接着出现了更为实用的内燃机式 UPS 系统。直到目前这种 UPS 与静态 UPS 并驾齐驱，运行在各自的领域。

通常人们对这类 UPS 了解不多，不妨借此机会补充一下这方面的知识。现以狄塞尔 (Diesel) UPS 系统为例作一介绍。图 3 示出了除控制盘而外的主体结构图。动力部分包括内燃机、自由离合器、感应耦合器和同步三相交流电机。感应耦合器作为动能存贮器由两个同轴的旋转部分组成：一个外转子和一个内转子。外转子上装有一个三相交流绕

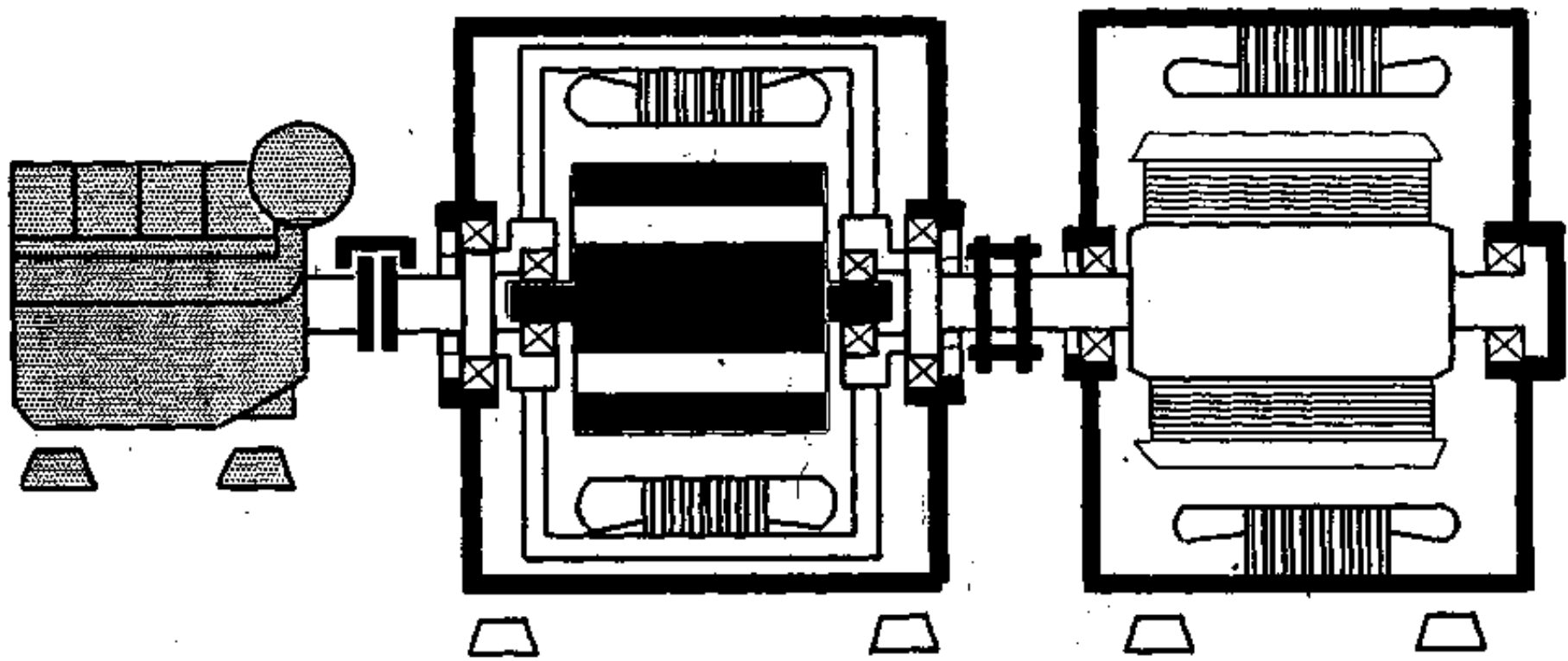


图3 Diesel UPS 系统主电路结构图

组和一个直流绕组，内转子在外转子内空转，外转子的一边直接连着三相同步交流电机，而另一边通过自由离合器与内燃机连接，在市电与负载之间的扼流圈作为市电与同步电机的联接件，Bypass 电路、切换、控制和保护设备在功能上补充了这些基本构件的作用。下面介绍一下在各种情形下的运行状况。

(1) 正常运行时 (图 4)

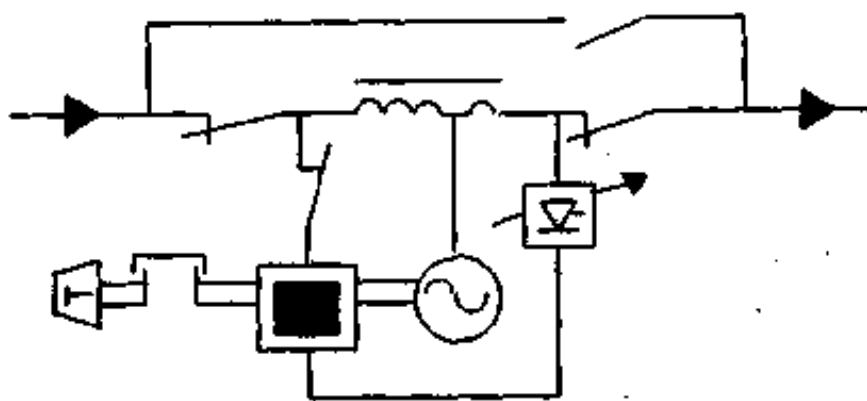


图 4

电网电压正常时，扼流圈和同步电机提供出“清洁”和稳定的交流电源，同时对负载是一个滤波器，而且同步电机向市电电网提供一个无功电流分量，起到补偿功率因数的作用。同步电机驱动感应耦合器的外转子在 1500rpm* (50Hz 时) 和 1800rpm (60Hz 时) 运行。由于外转子是双极三相励磁绕组，内转子的转速相对于

外转子是 3000rpm (50Hz) 和 3600rpm (60Hz)，因此其绝对转速为 4500rpm (50Hz) 和 5400rpm (60Hz)。这个相对速度差就在转子内贮存了动能。(看来轴承的适配性是重点，目前其替换周期已达到 10 年。) 这时狄塞尔内燃机不运行，且外转子和内燃机之间的自由离合器是分离的。

(2) 切换到应急运行状态 (图 5)

当市电故障或电压频率偏出规定范围时，市电接触器相应的断路器与用于感应耦合器交流绕组的电源电路接触器断开。同时感应耦合器直流绕组在频率调整器的控制下被激励，频率调整器使内转子减速并将其动能传到外转子，使同步电机现在作为一个发电机而保持运行在 1500rpm (50Hz) 和 1800rpm (60Hz)。在内转子减速期间，Diesel 发动机在无载条件下启动并在 1.5 秒左右加速到 1500rpm (50Hz) 和 1800rpm (60Hz)。

* rpm 是 revolutions per minute 的缩写，表示每分钟转数。

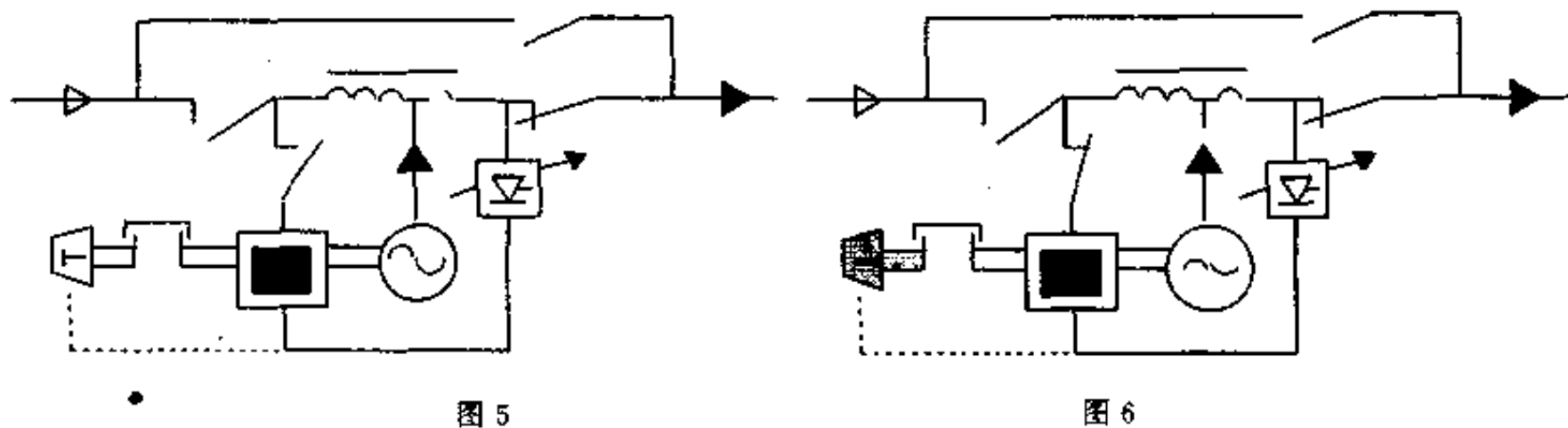


图 5

图 6

(3) 应急运行状态 (图 6)

在 Diesel 发动机的转速等于感应耦合器外转子转速的瞬间, 自由离合器啮合, 这时 Diesel 发动机就代替内转子而成为驱动能源。现在, 外转子的交流绕组被激励到将内转子加速至 4500rpm (50Hz) 和 5400rpm (60Hz)。由于控制作用, 加到外转子直流绕组上的励磁使得 Diesel 发动机和三相同步电机之间的力矩传输被调整到这样一个程度, 即频率 50Hz 或 60Hz 与负载变化无关。

(4) 切换到正常运行状态 (图 7)

当市电恢复正常时, 与市电相关的断路器在与市电实时同步后闭合。在此瞬间 Diesel 发动机的转速被减速到 1450rpm (50Hz) 和 1740rpm (60Hz), 以使自由离合器脱离。三相同步机又返回到电动机运行状态, 以驱动感应耦合器的外转子。而内转子又运行在额定速度 4500rpm (50Hz) 和 5400rpm (60Hz), Diesel 发动机空转约三分钟后关机。

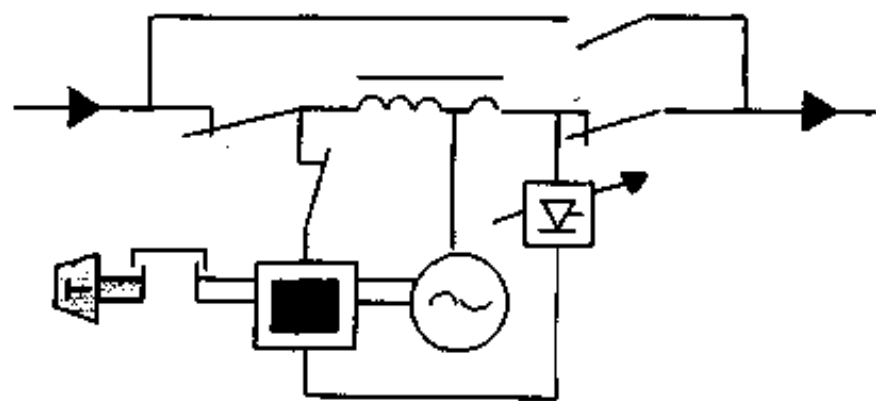


图 7

图 8 所示为这种工作过程的曲线。

2. 静态 (静止式) UPS

目前绝大多数人概念中的 UPS 均指静态而言, 如图 9 所示, 这是众所周知的 UPS 经典方案主体方框图。市电输入经整流器将交流变成直流, 一方面给蓄电池组充电, 另一方面为逆变器提供能量, 再将直流变成交流, 经转换开关送到负载。在逆变器发生故障时, 另一路备用电源 (即 Bypass) 通过转换开关实现向负载供电。

静态 UPS 的工作方式又分为后备式 (或称离线式, Off Line) 和在线式 (On Line) 两种情况。不论是后备式还是在线式, 其主体结构大致相同。所不同的是: 后备式平常 (市电正常时) 工作在 Bypass, 而在线式不论市电是否正常, 都按照“市电输入→整流 (充电)→逆变→输出”的路径运行, 只有在逆变器故障 (或过载) 时才改由 Bypass 供电。

由于后备式在绝大多数情况下逆变器不工作, 只走旁路, 所以显得可靠性很高, 造价也低, 但性能却不如在线式好。而后备式一般容量都不会超过 3kVA。不过后备式也有性能很好的产品, 比如美国的 APC Back 系列和 Sinetec 就具有和在线式相匹敌的功能, 因为它已将切换时间减小到 2ms 和 1ms 以下, 而且输出的正弦波或方波几乎无间断点,

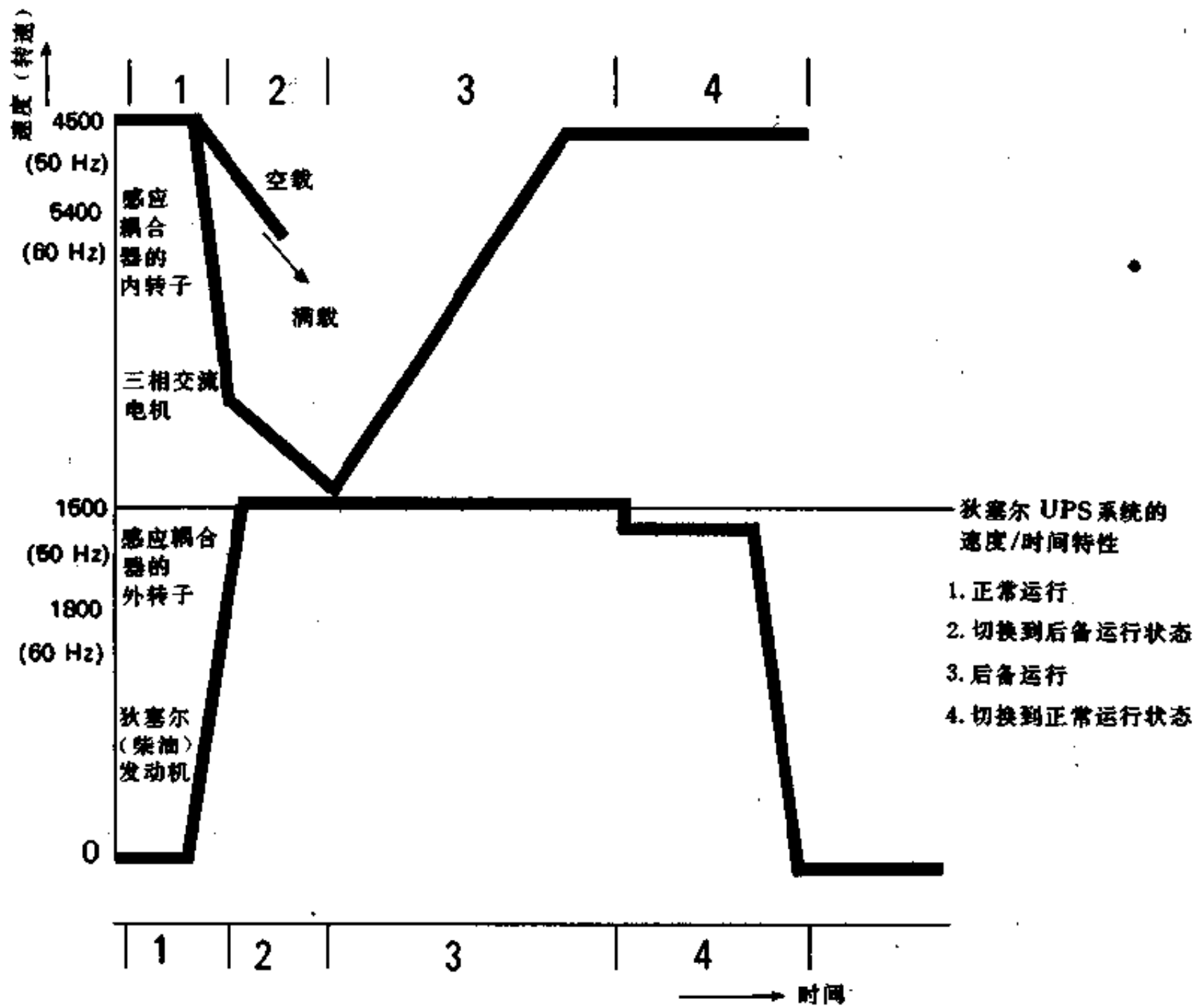


图 8

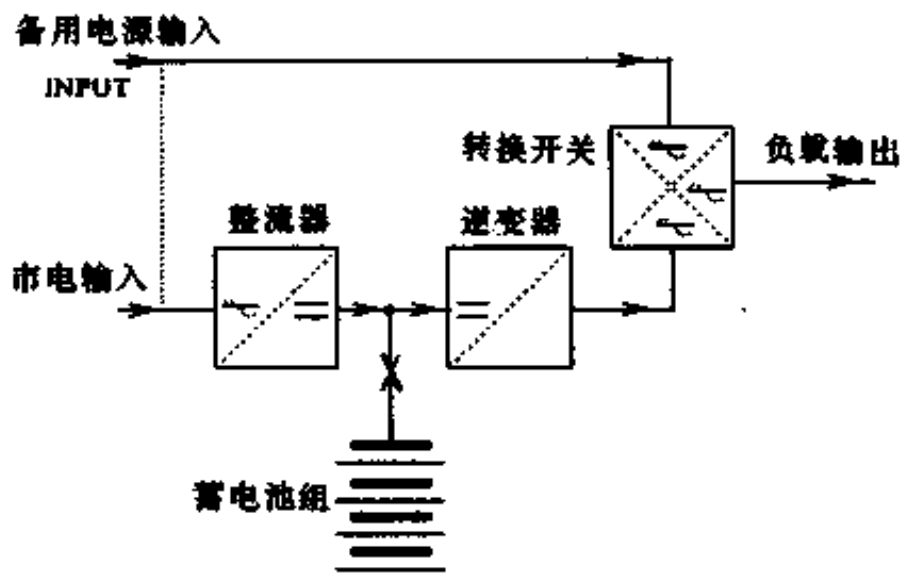


图 9

其功率均在 2kVA 以下。

大于 3kVA 的 UPS 几乎都是在线式，所以说在线式才是 UPS 的主体产品。目前在线式 UPS 的单机容量已可以做到 600kVA 以上的公司有 M. G, EXIDE, SIEL, SOCOMEC, BORRI, IWATEC, LIBERT 等等。

脉宽调制 (PWM) 技术和功率晶体管 (包括组合管)、功率 MOS 管、IGBT 等等已经和已开始被 UPS 普遍采用，这就降低了机器的可闻噪声，提高了效率和可靠性。

微处理机软硬件技术的引入，大大拓宽了 UPS 的功能，如 M. G, IPM, EXIDE, APC, Sinetec, DELTEC, SAVIN, SIEL, IWATEC 等公司生产的 UPS，利用面板上液晶显示和键盘可以方便地进行人机“对话”，自动地进行故障诊断，为维护人员和用户提供方便。

不过迄今为止，多数 UPS 都是利用微处理机作为监控系统，少数制造商则进一步利用微处理机参与能量本身的控制工作，如 IPM 的数字滤波器及输出电压的调整。由于将电压数据以软件的方式存入机器，在机器运输过程中的振动和平时的温度变化所造成硬件参数的变化都不会影响机器的性能和输出指标的精度。

随着科学的发展，有的用户装机容量很大，单台 UPS 的容量已不能满足要求，需要多机并联；在一些要害部门需要 UPS 的冗余系统，这也提出了并联的要求。并联的关键在于同相同幅和均分负载，实现此功能已成为现实。如 M. G. EXIDE 等公司的 UPS 机内信号用微机处理，通讯采用普通电信号，而 SIEL 公司则是利用光纤通讯（称作 OSC 系统）。

有些用户使用大容量的 220V 单相 UPS，单相进、单相出的方案会给市电的配电带来极大的困难，于是三相输入/单相输出 (3/1) 的 UPS 应运而生，现在这种 UPS 的最大容量已可做到 60kVA，如法国的 SOCOMEC，MEISSNER 公司做到了 30kVA，BORRI 公司做到了 25kVA，M. G 公司做到了 20kVA 等。不过这种结构的 Bypass 就成了问题。比如 60kVA，因为输出为单相，而分配到三相输入，在理想情况下，每相输入为 20kVA，通常市电的配备每相增加 50%，而 Bypass 只能取输入一相，这样一来，一旦 UPS 打向旁路，在满负载情况下，市电对应的一相会严重超载！

在三相输出的 UPS 中，其三相负载不平衡度一般不允许超过 30—50%，因此对三相负载应尽可能分配均匀，即使如此，往往有一相的机器（负载）不开，而另一相的容量用足，也会造成输出电压的极大不平衡。至此，三相负载可 100% 不平衡的 UPS 又争相推出，如 IPM，SOCOMEC，BORRI，MEISSNER，SAVIN，VICTRON 等等。

小容量单相 UPS 的发展也很迅速，很多产品也引入了微机监控系统，如 APC，Sinetec，东芝，DELTEC2000 系列，IWA-TEC，HITA，EXIDE 等等。尤其是功率因数的变更已开始为人们理解，目前 PC 机内的供电电源绝大多数是 PWM 开关电源，据测量，其输入功率因数均在 0.6—0.7 之间，即 PC 机的输入功率因数平均约为 0.65，是电抗性负载，它不但向 UPS 索取有功功率，而且还吸收无功功率。因此，那种小容量 UPS 输出功率因数越高越好的一概而论的观点，无疑值得商榷，起码对目前的微机是不适宜的，然而小容量 UPS 的绝大多数负载又恰恰是微机！在这方面取得较显著成效的首推 EXIDE EPP1000 UPS，它不但将功率因数作到 0.65，而且也将输出波形作成了准正弦波，从而又将 PC 机电源纹波和功耗比用正弦波时降低了 12% 以上。接着 APC 和 SINETEC 把小容量的 UPS 功率因数降到了 0.6—0.7 左右，而且把监控软件做在机内，RS232 接口直接和 PC 机相连接就可以了。这种 UPS 比功率因数为 0.8 以上的其他 UPS 适应非线性负载的能力强得多，且节省了开支。图 11 示出了由 SIEL 作出的逆变器输出特性与功率因数的关系曲线。由该曲线可以看出：不同功率因数时，UPS 的输出特性有显著的差别。

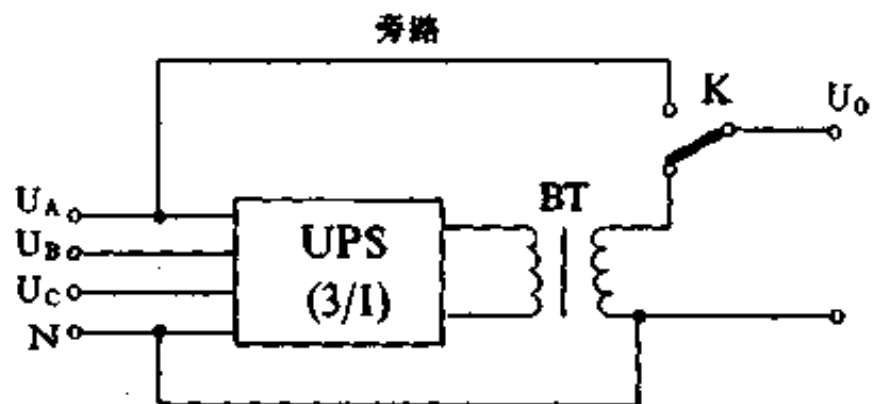


图 10

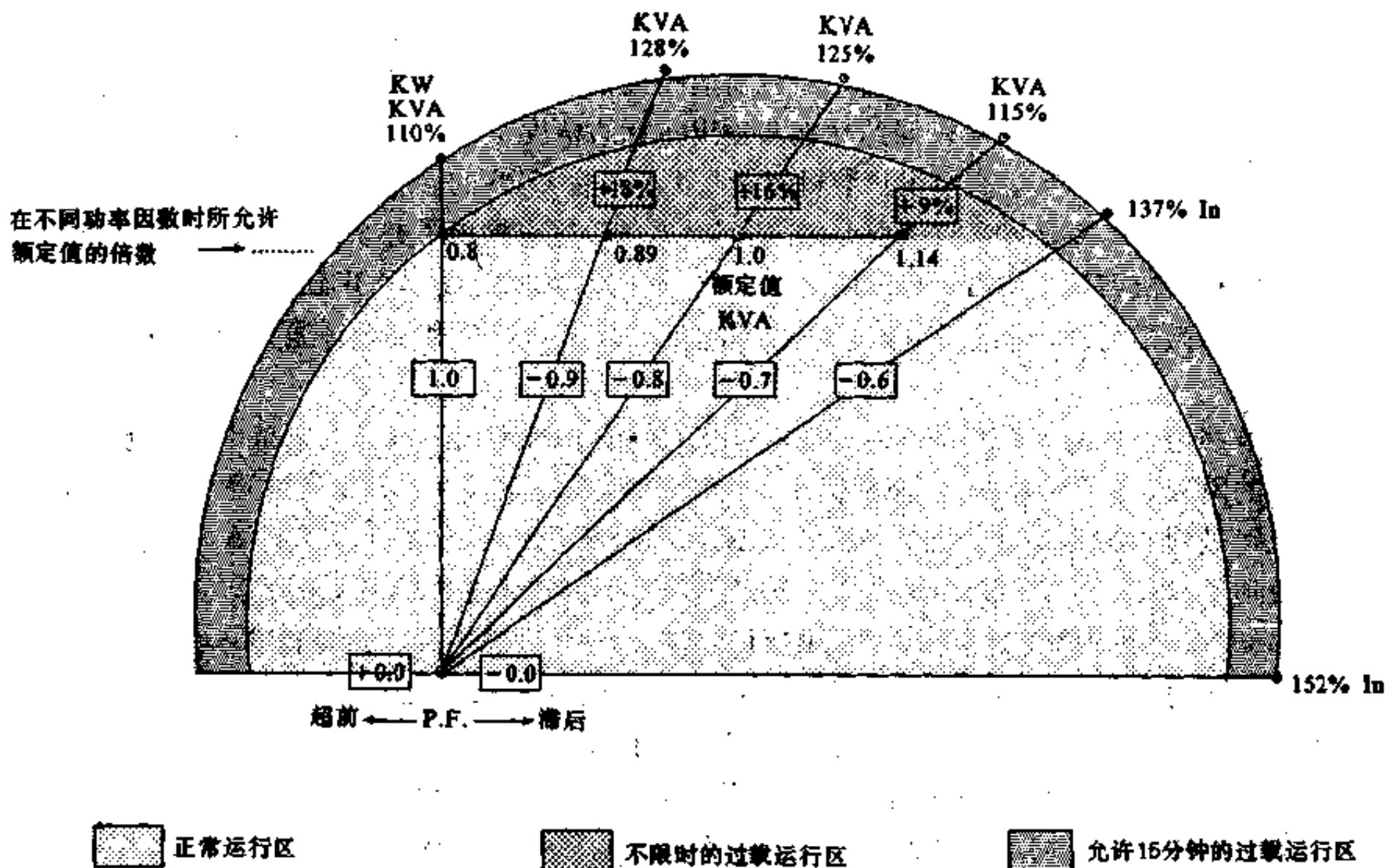


图 11 逆变器输出特性与功率因数的关系

二、UPS 的发展

UPS 发展到今天，其性能指标基本相似，不同点只是在功能上的拓宽程度及可靠性的高低，这在前面已涉及一部分。

UPS 的长延时供电虽然已走过了几年的路程，但外配长延时系统对大多数销售商而言，为 UPS 种下了隐患，在一定条件下会导致 UPS 的性能变坏，甚至毁坏功率器件。

净化 UPS 是将净化电源加在 Bypass 上的后备式 UPS，大大改善了后备式 UPS 和供电质量。宝合 UPS 可作为这类国产 UPS 的一例。

三端口工作方式（线路交叉）集中了后备式效率高和在线式供电质量高的优点。它的工作原理如图 12 所示。市电经交流稳压器（电网电压调节器）送到变压器 B 的端口“1”，其功能是将电压稳定度调整到 $\pm 5\%$ ，变压器端口“2”接逆变器——双向变换器，这部分再进一步将稳定度调整到 $\pm 2\%$ ；然后输出到负载端口“3”。端口“1”和“2”是同时（交叉）工作的，而变压器 B 为具有抗干扰性能的“超隔离变压器”。这种 UPS 省去了输入变压器和单独的整流充电环节，因此降低了造价。三端口的出现，使得离线式和在线式有机地结合在一起。如 APC，BEST，休康，DELTEC 可作此种方案的代表。

近期又出现了 UBS（不间断电池系统），如图 13 所示，这种方案将动态 UPS 和静态 UPS 有机地结合在一起了。由图 13 可以看出，这种设备由汽油或柴油发电机和 UPS 两部分组成，UPS 即为一般 On Line 工作方式，当市电异常时，UPS 靠电池放电维持工作，当电池放电到某一电平时，油机直流发电机启动，向电池和 UPS 供电，以使供电继续下

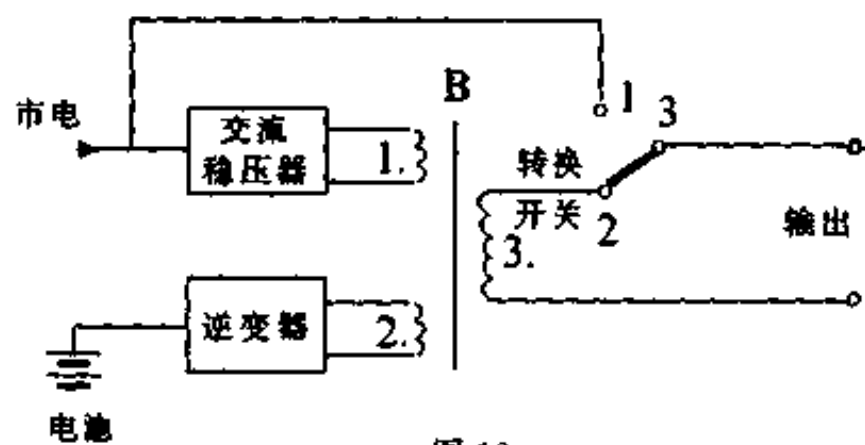


图 12

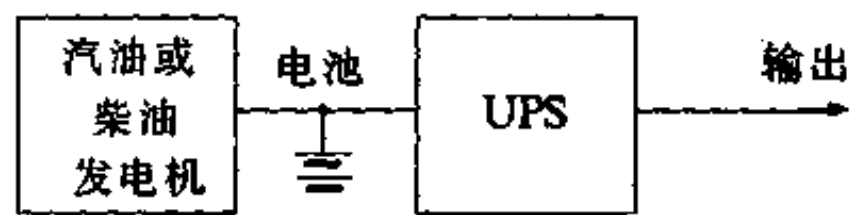


图 13

去，由于燃油可随时添加，故发电机可长久运行，这就形成了电池不间断供电系统。当然噪声是大了些，但在一定的场合（如野外、地下室等）应用，仍不失为其优点。

UPS 的主要组成部分——电池，发展也很迅速，可供 UPS 用的电池种类很多，除常用的铅酸开放式和全密封免维护电池外，也有了中间产品——半免维护电池，由于它的造价低和性能优良，在各领域的应用范围逐步扩大。如京阳牌电池保护液就是代表，它可以注入开放式和密封式电池内，并有延长电池寿命之功能，它的电池复活剂为失效电池带来了福音。碱性电池由于造价高，使用尚不普遍，只在那些要求高的地方使用。

由于国外大量 UPS 涌入国内，难免鱼目混珠，不少产品以通过诸如 UL, CSA, TUA 等等多种标准来表明其本身的优越质量，也有没通过任何标准而悄悄入境的，甚至以次充好的现象屡见不鲜，伤害了不少用户，尤其是大容量的 UPS，必须要通过安全标准，如 UL, CSA, TUV 等，以及通讯干扰测试标准，如 FCC, VDE, FTZ 等。当然，能通过 UPS 安全标准 EN50091-1 及 UPS 电磁干扰标准 EN50091-2 更好。

安全标准保证机器能安全而可靠地操作及运行；干扰标准保证了用电设备和其周围的其他设备不受 UPS 的电磁干扰，安全而可靠地工作。图 14 示出了射频干扰 (RFI) 电压 U 与频率 f 的关系曲线。G, N, K 曲线是由 VDE 组织（德国电子工作者协会）规定的严重、中等和低干扰电平的限度。如果工厂的产品所产生的射频干扰电压超过了 G 曲线的范围，那么这个产品就不准许出厂了。否则，它将影响周围机器的工作，比如 1989 年成都飞机场通讯部门购置的一台 $\times\times$ 牌 UPS，当 UPS 开机后，对通讯系统产生了严重的干扰，使通讯系统无法正常工作。这就是为什么要求 UPS 要通过相应标准的原因。

为了对 UPS 的发展及其复杂性有一个直观的了解，笔者根据目前所掌握的材料，绘制了一幅树形图表。图 15 示出了截止到 1994 年以前 UPS 发展的概况，该 UPS 家族发展树表示出了以下几个方面的情況：

- UPS 的分类和品种
- 各类 UPS 目前一般可达到的最大容量
- UPS 所采用的波形
- 主回路 (Inverter) 采用的器件
- 除逆变器外，相当于 Bypass 或 Bypass 采用的稳压方式
- 逆变器的输出方式
- 控制电路的水平
- 各种方案允许三相负载不平衡程度

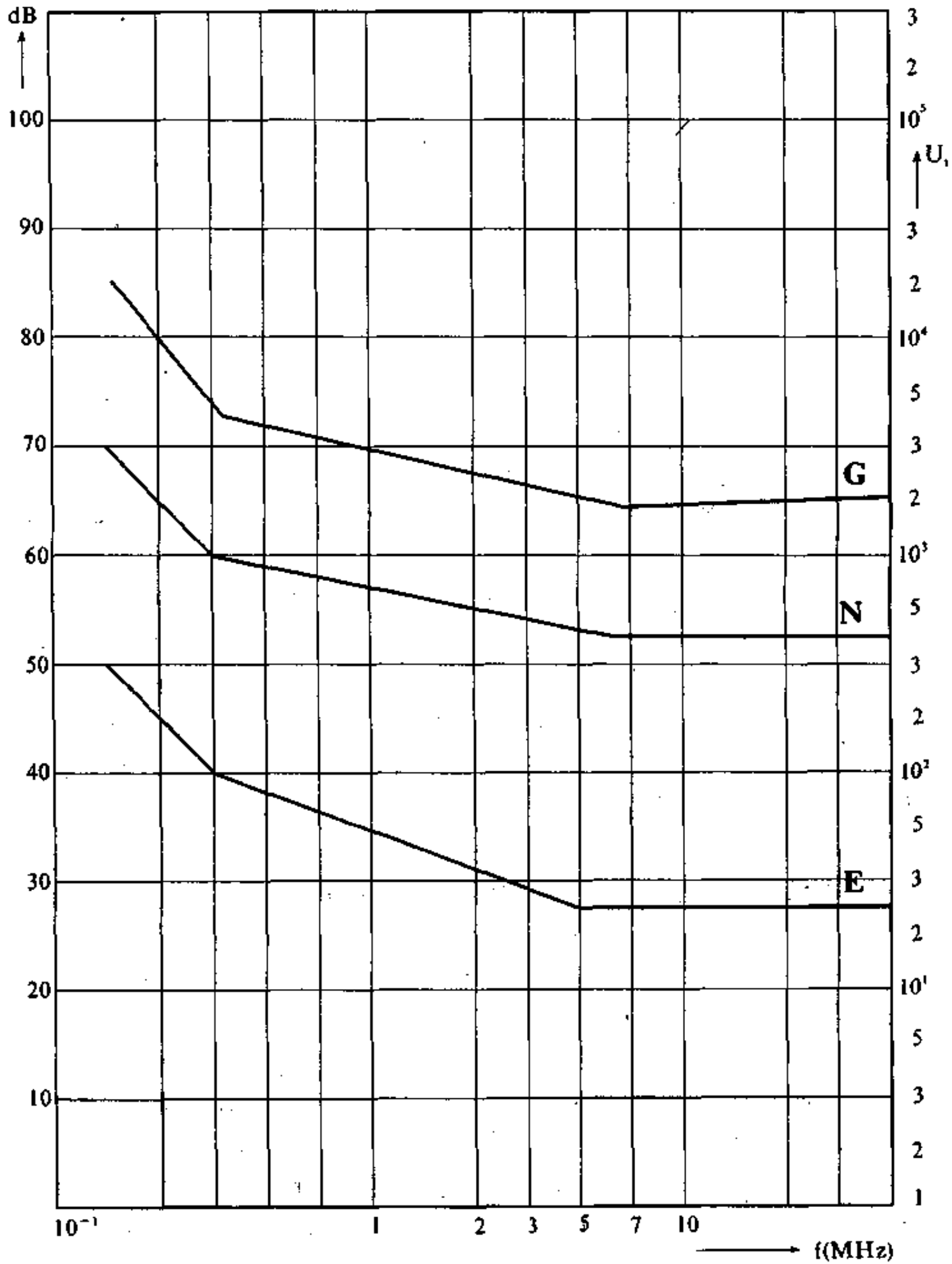


图 14

- 各种方案目前可达到的最大容量
- 并机电路的水平
- 长延时

由此“树”可看出 UPS 发展的历程以及电路技术的复杂性和先进性。

表 1 和表 2 给出了 UPS 的部分指标比较。

表 2 10kVA 以上三相 UPS 十家(厂、公司)部分指标比较

项目	牌号	EXIDE	BORRI	IPM	STG	SAVIN	SOCOME	IWATEC	MEISSNER	M.G EPS2000	DELTEC
产地	美国	意大利	美国	意大利	法国	法国	瑞士	英国	法国	美国	
输入电压	220V/380V +10% -15%	220V/380V±15%	220V/380V +10% -15%	220V/380V±15%	220V/380V +10% -15%	220V/380V±15%	220V/380V±15%	220V/380V±10%	220V/380V±10%	220V/380V +10% -15%	
输入频率	45—65Hz	50Hz±5%	50Hz±5%	50Hz±10%	50Hz±5%	50Hz±6%	50Hz±4%	50Hz±5%	50Hz±5%	50Hz±3%	
输出电压	220V/380V	220V/380V	220V/380V	220V/380V	220V/380V	220V/380V	220V/380V	220V/380V	220V/380V	220V/380V	
输出频率	50Hz±0.1%	50Hz±0.5% 1.0,1.5,2%	50Hz±0.1%	50Hz±0.2%	50Hz±0.05%	50Hz±0.2%	50Hz±0.5%	50Hz±0.2%	50Hz±0.5%	50Hz±0.1%	
功率因数	0.95	>0.8	0.8	0.8	0.7—0.9lag	0.7—0.9	0.8	0.7—0.9	0.8	0.8	
静态稳定度	±1%	±1%	±1%	±1%	±1%	±1%	±1%	±1%	±1%	±2%	
动态稳定度	±5%	±5%	±5%	±5%	±2%	±6%	±5%	±5%	±5%	±5%	
效率	90%	91—92.5%	>90%	>94%	93%	95%	93—95%	>90%	92%	95%	
允许三相负载不平衡	100%	100%	100%	100%	100%	100%	<40%	100%	100%	<30%	
过载能力	125% 20min	125% 15min	125% 15min	125% 10min	125% 10min	125% 10min	125% 15min	12% 1h	125% 10min	125% 20min	
微机监控	是	是	是	是	是	是	是	是	是	是	
谐波失真	3—5%	<3%	<3%	1—1.5%	<2%	2—5%	<3%	3%	4%	<5%	
可否并机	可以	可以	可以	可以	不可	可以	可以	可以	可以	不可	
RS232 接口	有	有	有	有	有	有	有	有	有	有	
液晶显示	有	无	有	有	有	有	有	无	有	有	
噪声电平	60dB	60dB	<65dB	<65dB	<60dB	<60dB	60dB	60dB	60dB	<58dB	
工作温度	0—40°C	0—40°C	0—40°C	0—45°C	0—45°C	0—40°C	0—40°C	0—40°C	0—40°C	0—40°C	
工作湿度	9%	<95%	0—95%	90%	0—95%	0—90%	0—95%	0—95%	0—90%	0—95%	
通过何种标准	VL,FCC,IEEE	VL,IEC,VDE	VL,FCC	IEC,VDE,BS	VL,VDE,BS	IEC,VDE,UTE,IEC,VDE,SEV	IEC,IEC,VDE,SEV	IEC,VDE	VL,IEC,VDE	VL,FCC,IEEE	

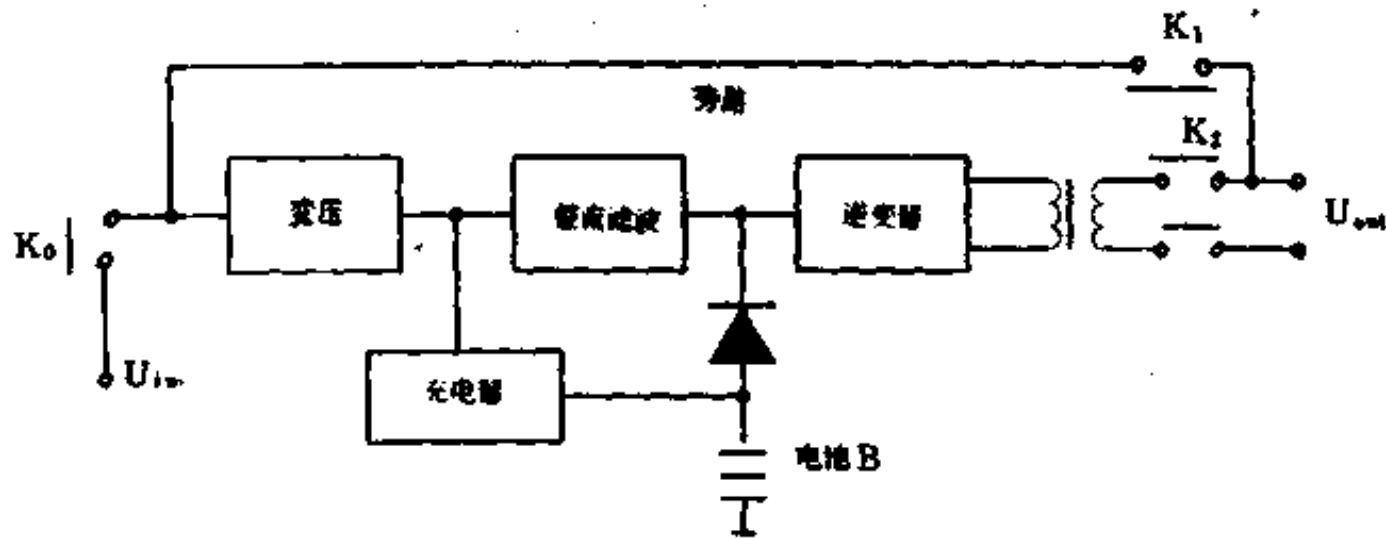


图 1-2 UPS 的构成方框简图

由能流图可以看出：当电网电压由“有”变为“无”时，UPS 的供电是没有任何间隔的。因此在线式的含义就是：即使在电网电压正常供电时，UPS 的输出也是将外来电压经过本身的加工转换后再送到输出。

当然，若电网供电正常而逆变器故障，这时开关 K_2 断开而 K_1 闭合，这种转换就是有间隔的。为了使这种间隔不影响负载的工作，当然时间越短越好，一般不应大于 3ms，所以大都采用了静态电子开关。这时的能流途径是：

$$U_{in} \longrightarrow K_0 \longrightarrow K_1 \longrightarrow U_{out}$$

即外来电压被一旁路开关 K_1 直接输送到负载。

后备式的能流图是：在外电网电压供电正常时，

$$U_{in} \longrightarrow K_1 \longrightarrow U_{out}$$

$$\downarrow$$

$$\text{变压器} \longrightarrow \text{充电器} \longrightarrow B$$

当电网电压异常时，其能流途径是：

$$B \longrightarrow \text{逆变器} \longrightarrow \text{变压器} \longrightarrow K_2 (K_1 \text{ 断开}) \longrightarrow U_{out}$$

这个过程和在线式的一样，不同点就在于外电网电压正常时不一样，所以后备式 UPS 的含义就是：在外电网电压正常时，UPS 的任务仅仅是对自身蓄电池充电。而其输出 U_{out} 一般是输入的 U_{in} 未经任何加工转换而来。所以只在外电网电压异常时，才启动本身的逆变器，当然也有的是逆变器处于热备用状态。无论怎么说，后备式 UPS 的输出 U_{out} 的质量就不如在线式好，比如不是稳压稳频的，最多只是稳压而已，电网中的各种噪声未经隔离和抑制，这些对负载尤其是计算机之类的精密负载是非常不利的。因而这种后备式 UPS 有的加了滤波器对电网进入的噪声进行衰减，有的在输出变压器上增加了一些抽头，进行一些简单的稳压，使其性能有所改善，但终究和在线式还有一些距离。不过由于它的造价低，在不少场合也得到了应用。

上面是从电路的结构来讨论在线式和后备式 UPS 的，用这样的方法似乎仍欠妥当，应当从供电质量上来看。如果 UPS 输出的 U_{out} 是稳压稳频的，或者完全符合于计算机之类精密负载的要求，噪声电平也被抑制到最低，外电网故障时其转换时间也短到几乎可以忽略不计，那么这种 UPS 不论结构如何，其性能是在线式的，就不应该追究其他的方

面了。

人们提出了三端口结构。一般的三端口结构如图 1-3 所示,这是利用铁磁谐振原理达到稳压效果的稳压变压器结构。铁心上有三个绕组,即市电绕组 I,双向变换器绕组 II 和输出绕组 III, I 和 II 是输入绕组。它的工作原理如下:稳压变压器的初级绕组总是和

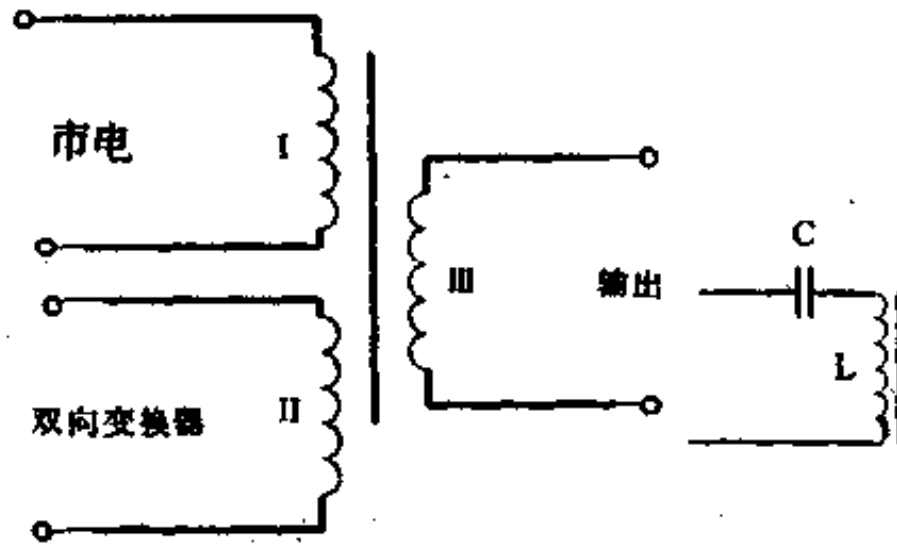


图 1-3 三端口 UPS 结构

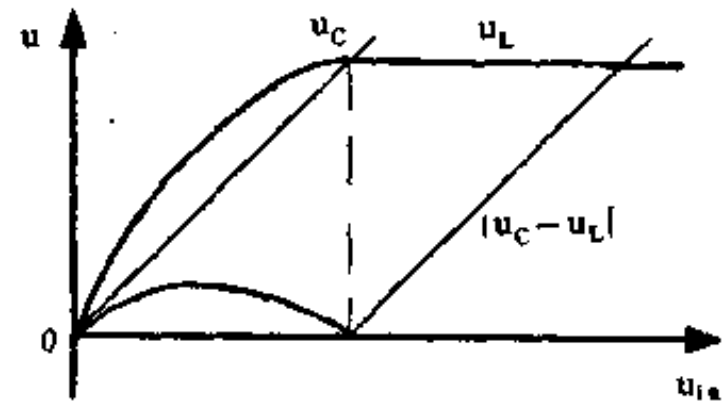


图 1-4 稳压变压器工作原理

一个电容等效成串联电路,而且电容的容抗超前电流 90° ,感抗滞后 90° ,二者的合成阻抗是相减的关系,如下式所示:

$$Z = \omega L - \frac{1}{\omega C} \quad (1-1)$$

式中, Z 为回路阻抗; L 为绕组电感量; C 为等效电容量(不一定直接和 L 串接); $\omega = 2\pi f$, f 为市电频率,这里是 50Hz ; $\pi = 3.1416$ 。

由于电感为一非线性参量,当电压达到某一定值后其电感量就趋于恒定,而电容是线性元件,其容抗上的电压随输入电压成正比增长。因此当输入电压 U_{in} 达到某一定值(如图 1-4 的 θ) 时

$$\begin{aligned} \omega L - \frac{1}{\omega C} &= 0 \\ \omega &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{aligned} \quad (1-2)$$

这时 $U_L = U_C$,形成谐振。超过 θ 后如输入电压再增长,那么多的这一部分 (U_{in} 为增长后的值)

$$\Delta U_{in} = U_{in'} - U_{in} \quad (1-3)$$

就全部降在 C 上,而 U_L 不变,既然输入电压不变,那么输出也就不变了。

在市电正常时,双向变换器这时是整流器的作用,给蓄电池充电。当市电 U_{in} 故障失压时,双向变换器又以逆变器的姿态工作,将电池的直流电压变成 50Hz 的交流,使输出继续下去。

由上面看出,以上的供电方式完全是后备式的模式,关键在于由市电供电转换到 UPS 供电的转换过程需要多长时间。若时间短得可忽略不计,那就有希望进入在线式行列,这个问题很关键,不妨进一步讨论一下。

一般三端口的缺点有三:

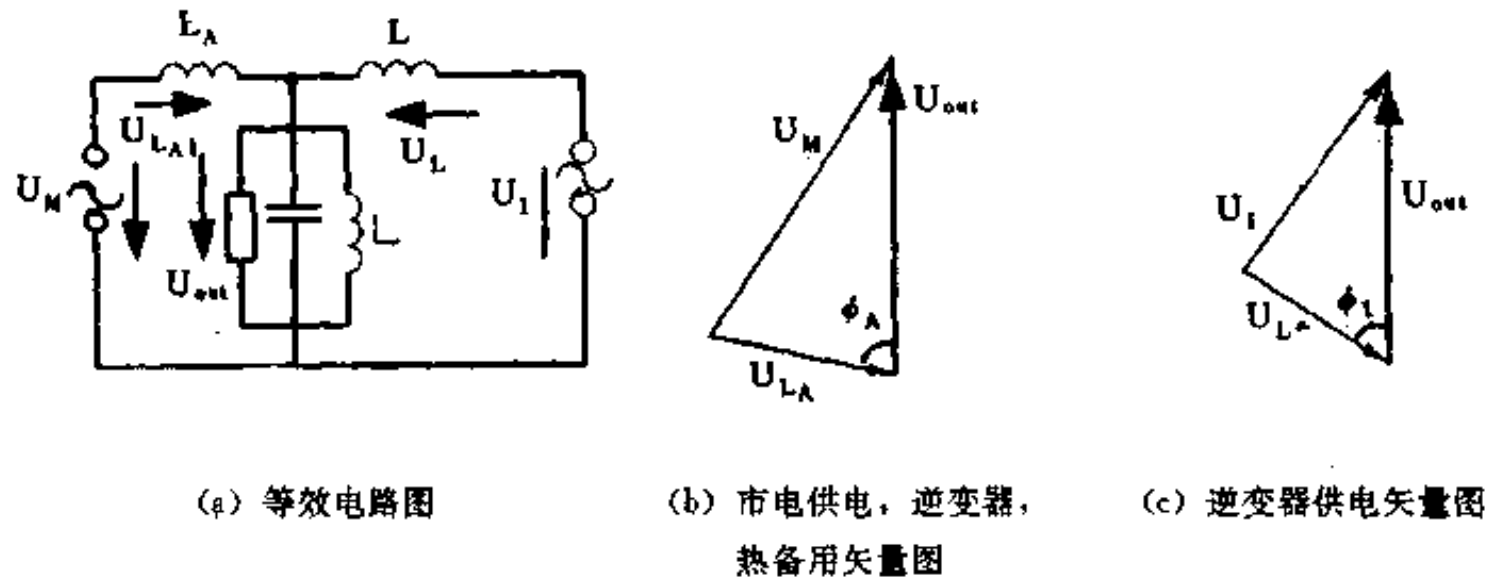


图 1-5 三端口矢量分析图

(1) 动态性能不好。三端口不停电电源在市电 e_m 突然停电时或负载电流突然增大或减小时，输出电压突变较大，并且恢复到新的稳定状态所需时间较长。

(2) 若用双向变换器整流而向蓄电池充电时，受稳压变压器的运行状态的限制，其平均充电电流极限值受到限制，往往比放电电流小得多，致使充电时间加长。

(3) 输出波形受到工作状态的影响，其失真较大。

由市电突然停电而转向逆变器供电过程中，输出电压下跌的原因有二：相移效应和过载效应。

(1) 相移效应

稳压变压器的输出功率与输出电压之间的相位差有密切关系。当市电供电而逆变器不工作时，负载功率为：

$$P_{out} = P_A = \frac{U_{out}U_A}{\omega L_A} \sin \phi_A \quad (1-4)$$

式中， P_{out} 为输出功率； P_A 为市电供出的功率； U_{out} 为输出电压； U_A 为市电电压； ω 为市电角频率； L_A 为市电端到负载端之间的等效电感； ϕ_A 为市电电压相位角。

当市电停电，而逆变器供电时，负载功率为：

$$P_{out} = P_I = \frac{U_I U_{out}}{\omega L_I} \sin \phi_I \quad (1-5)$$

式中， P_I 为逆变器给出的功率； U_I 为逆变器电压折算值； L_I 为逆变器到负载之间的等效电感； ϕ_I 为逆变器电压的相位角。

一般综合表达式为：

$$P_{out} = P_A + P_I = \frac{U_{out}U_A}{\omega L_A} \sin \phi_A + \frac{U_{out}U_I}{\omega L_I} \sin \phi_I \quad (1-6)$$

当市电供电时，由于电流通过 L_A ，在 L_A 上产生很大的电压降 U_{L_A} ，使输出电压落后于市电电压一个相当大的角度，式中第一项有一定的数值。若逆变器的 $\phi_I = 0$ ，则第二项为零，逆变器不输出功率。

当市电突然停电时， U_A 突然消失，上式中第一项突然变为零。为了使逆变器供电，必须将逆变器的相位角 ϕ_I 较输出电压移前一个相当大的角度。提供 L_I 一个相当大的电压，使电流流经 L_I ，让第二项有一定的数值以向负载输出功率。

ϕ_I 由零增大到某相应的角度所需的时间取决于控制电路的相应速度，这就要推后一

个角度，因为相应速度会为零。在相位未达到新的稳定值之前，输出电压就会出现一段时间的跌落，这个跌落约在 70% 左右。若改善电路，相应地就应设相位快速前移电路，这会使电路相当复杂。由于相位落后而造成的电压跌落现象称为相移效应。

(2) 过载效应

当外电网电压——市电断电时，在 UPS 输入开关未完全断开之前，在该线路上的许多用电设备就等于给逆变器带上了相当大的负载，几乎相当于短路，使输出电压猛然降低，这就是过载效应，因而两者共同作用，如上所述，可使输出电压下跌到额定值的 30% 左右，而且从下跌恢复到正常电平需 10 个周期左右，即 200ms。经过改进后恢复时间可缩短到 100ms 左右。但和计算机要求的 5ms 以下相差甚远，这就是典型的后备式电源。

1-2 Deltec 的三端口方案

由上面的讨论可以看出，以往的三端口结构当然就是后备式 UPS，从来没引起过任何争论，难怪在人们的头脑中已留下了根深蒂固的印象。美国的 Deltec 公司所推出的 8000/9000 系列向三端口不能进入在线式行列的禁区提出了挑战。

图 1-6 示出了这种方案的框图，初看起来和一般的三端口没有甚么两样，但仔细分析起来，它们是不同的。原来的市电绕组 I 输入已不是原来的市电电压，而是经过电子式电网电压调节器稳压后的电压，该调节器对电网电压进行初调，而在线式双向变换器又对经过上述加工过的电压进行最后的加工，使输出电压的质量很高。

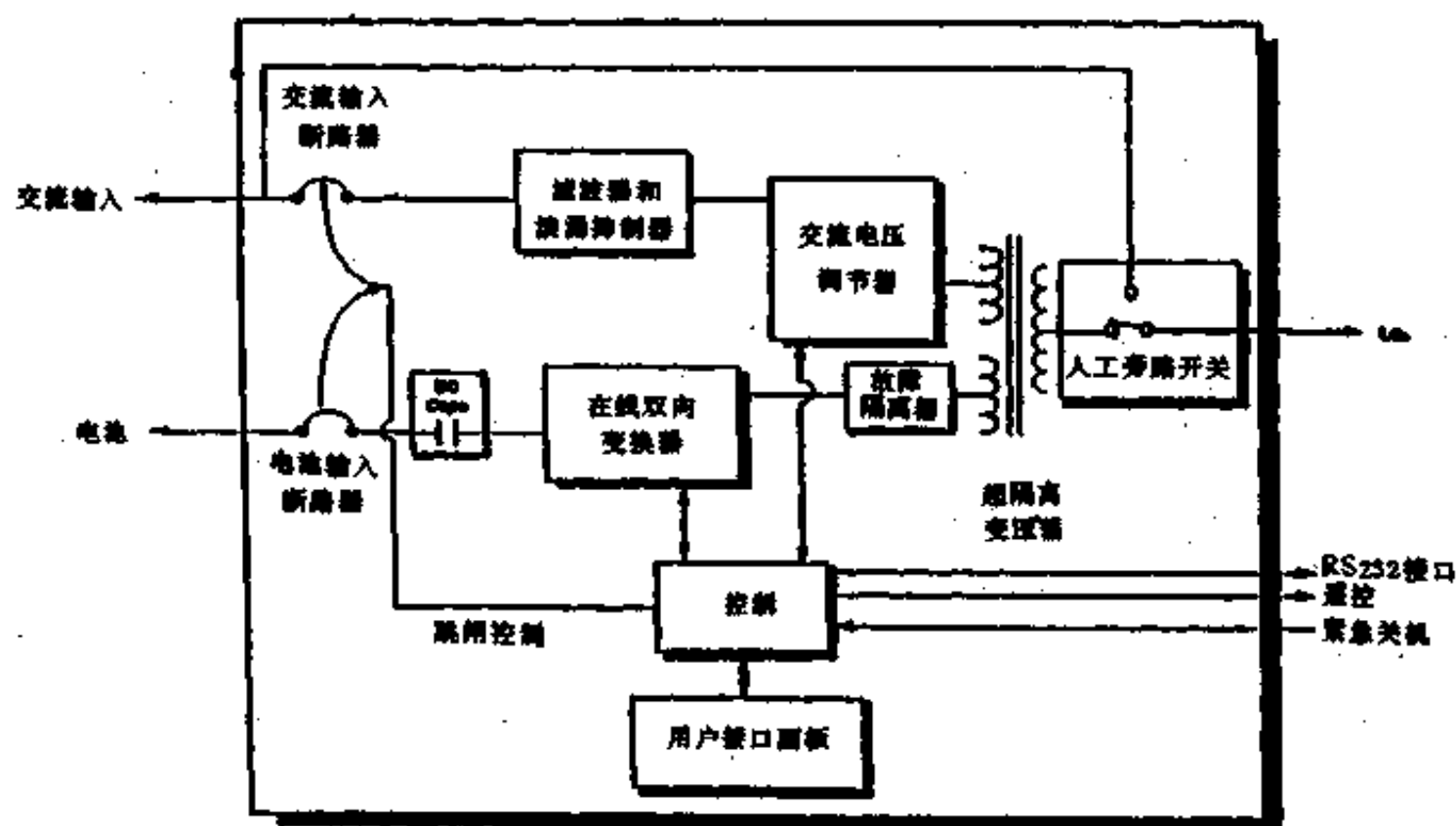


图 1-6 Deltec 8000/9000 系列方框图

当外电网电压断电时，该设备的转换时间为零。

该三端口 UPS 采用了获得专利权的拓扑技术。因此，看来似乎是后备式结构的 UPS

* 与过载效应联合作用的结果。

却获得了在线式的结果。

由以上的讨论看来,关于在线式和后备式 UPS 的定义应从其功能与效果着眼,因为这是一个新出现的边界问题,还有待于进一步的商榷。

1-3 UPS 的效率

在这里特别提出效率的问题,因为在电子设备尤其是供电设备中,若由于效率不高而导致发热量增大,从而使温度升高,机内的半导体元器件就可能由此引起不必要的故障。对于大型 UPS 而言,因效率不高而导致的温升,就必须增加机房的通风来冷却设备,使不必要的投资增加。

一般来说,双变换式小功率 UPS (1—5kVA) 的效率都不会太高,大约在 70—80% 左右,它们的功耗造成的影响与大容量 UPS 比起来就小多了,但也不可忽视。

UPS 电路设计的目的集中到一点,那就是在保证良好性能的前提下要有高可靠性,而温度又恰恰是可靠性的天敌。实际上对于其中具体电路的设计各有千秋,很难说哪一种比另一种高明多少,这不仅指大容量 UPS,小容量的也是如此。在此情况下就看哪一家的效率高(省电),哪一家的可靠性高,即 MTBF 大。在这里对几种机型的效率进行比较,以便于下面的讨论。

1kVA 的虽然控制部分消耗功率的绝对值不大,但占的比例大,所以效率一般都不高,3—5kVA 的也差不多,现对几家产品的效率进行比较:

厂家(型号)	Deltec	东芝	Pulse	SANTAK	Data passe	Micropower
容量	3kVA	3kVA	3kVA	3kVA	3kVA	3kVA
效率	>87%	73% 全载全充电时	≥80%	≥80%	≥80%	≥80%

由以上的比较可以看出,本身功耗差不多,这时就得从其可靠性及另外的方面来比较了,如外观、功能的多少、移动是否方便等。比如 Deltec 装有 RS-232 接口和遥控接口,Exide 公司的 Powerware Plus 5 的可靠性指标,即平均无故障时间(MTBF)5 500h 以上,而带有自动旁路时的 MTBF>150 000h,并且也有 RS232, 422 和 458 通讯接口。

然而当功率增大时,各种类型 UPS 的功能虽然相差无几,但从效率上就可明显地分辨出它们的性能来了。

表 1-1 部分 UPS 电源产品系列 10kVA 性能比较

厂家	Exide	FC10kVA	Mitsubishi	Toshiba	Deltec	kW	M.G.
型号	10	10	8400 系列	UTN A6100	8106	5100—10	Maxipac
容量	10kVA	10kVA	10kVA	10kVA	10kVA	10kVA	10kVA
效率	88%	91%	83%	80%	94%	85.5%	84%
发热量 (kcal/h)	937	756	1409	1700	363	1185	1360

* 千卡(kcal)为非许用单位,1kcal=4186.8J。

表 1-2 部分 UPS 电源产品系列 20kVA 性能比较

厂家	Exide	Emerson	Deltec	kW	Liebert	Toshiba	EPE
型号	20	AP320	8025	5100—20	20	DAXT+6-HST	EPS200—20
容量	20kVA	15kVA	25kVA	20kVA	20kVA	20kVA	20kVA
效率	86%	82%	95%以上	85.9%	85%	83.3%	91%
发热量 (kcal/h)	1310	2268	906	2346	3301	2760	1358

表 1-3 部分 UPS 电源产品 50kVA 性能比较

厂家	Exide	Emerson	EPEI	kW	Deltec	Liebert
型号	50	AP355	WPS2000	50	9565	800 系列
容量	50kVA	50kVA	60kVA	50kVA	56.25kVA	50kVA
效率	90%	87%	91%	88%	95%	85%
发热量 (kcal/h)	3780	5292	4079	5865	2749	7006

表 1-4 部分 UPS 电源产品 125kVA 级性能比较

厂家	Exide	kW	EPE	Emerson
型号	125	5100—125	4125T	AP515
容量	125kVA	125kVA	125kVA	125kVA
效率	91%	88.6%	89%	87.7%
发热量 (kcal/h)	8568	11 945	10 628	12 852

由表 1-1 至表 1-4 几种容量的 UPS 效率比较可以清楚地看出, 在 60kVA 以下, Deltec 生产的 8000/9000 系列 UPS 效率最高, 因更大的容量尚未推出, 所以 60kVA 以上的 UPS, 在比较的范围内就要首推 Exide 的产品和梅兰日兰的产品了。

由几个表的比较中可以看出效率的差异很大, 因此在发热量上形成了鲜明的对照, 如果产品选得不合适, 将会给以后的工作带来后患。

美国 Deltec 公司对于 5—45kW 的 UPS 效率与费用的关系绘制了一个图表, 如图 1-7 所示。对于 30kW 负载的 UPS, 如果效率只是 82%, 那么五年中要为多余的功耗及为了散掉这些功耗所发出的热而加的空调设备的费用在 30 000 美元以上。Deltec 相同容量的机器 (UPS) 仅付出少于 7500 美元的费用, 节省了 22 500 美元 (这里以每千瓦小时为 8 美分计算)。当然, 近年来由于 UPS 的快速发展和改进, 新产品的效率普遍有了提高。

1-4 UPS 单机及多机并联的可靠性

前面谈到了 UPS 效率的重要性, 而且对可靠性有很大影响, 但效率毕竟不等于可靠

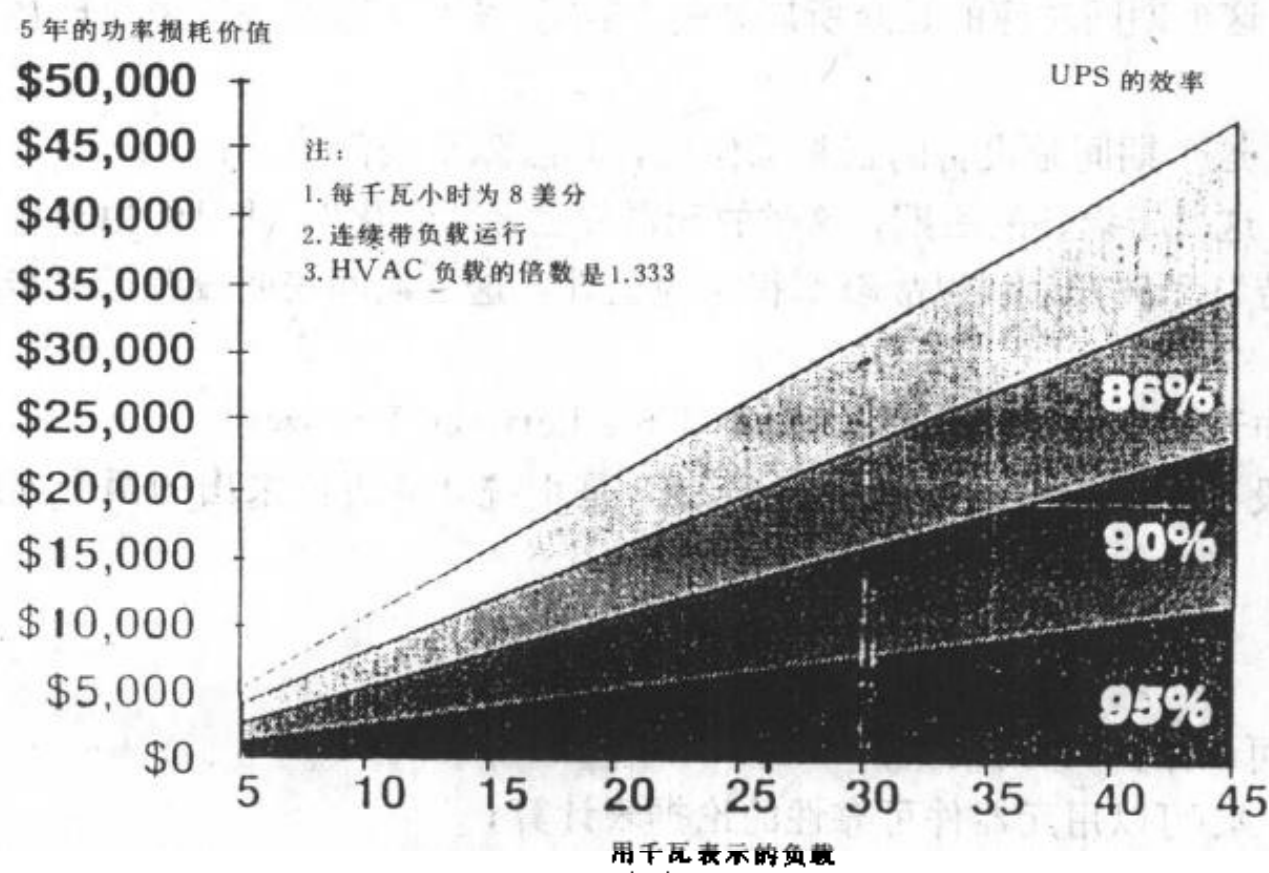


图 1-7 效率与费用的关系

性。生产和安装 UPS 的目的本来为的是提高供电的可靠性，若它的可靠性不高岂不弄巧成拙！为此就有必要对 UPS 的可靠性进行讨论。

1-4-1 定义

系统的可靠性是指在预定的期间内，在规定的条件下系统完成其本身任务的可能性（概率）。

为了讨论可靠性，尚有下面一些概念需要明确一下。

(1) 瞬时故障率

瞬时故障率 λ 就是在一直运行到时间 t 的系统中，在间隔 dt 期间出现故障的概率。对大多数材料来说， λ 相对于时间的变化用图 1-8 的曲线进行说明。

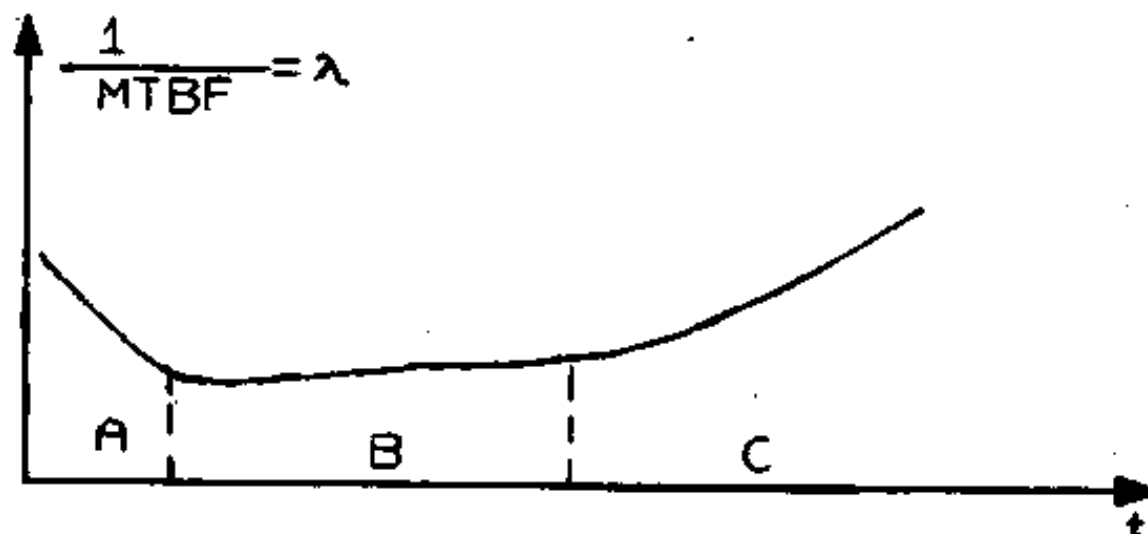


图 1-8 瞬时故障率与时间的关系曲线

在图 1-8 中的 λ 可以分三个时期来讨论。

区间 A: 这个期间对应的是众所周知的“早期”失效, 即这些故障出现在元器件的试运转期间;

区间 B: 这个期间是设备的正常工作期, 其故障率低而稳定;

区间 C: 这属于设备的后期, 这时的元器件已经“老化”, 并已经由于各种应力的冲击产生“疲劳”和破损, 所以故障率很快地上升, 这个期间表明设备已逐步趋近于它的生命的终点。

(2) 平均无故障时间 MTBF (Mean Time Between Failures)

在一个设备中的平均无故障时间 MTBF 是用统计的方法求出的两个连续的故障之间的时间:

$$MTBF = \frac{1}{\lambda} \quad (1-7)$$

MTBF 可以用两种方法计算:

从理论上, 可以用元器件可靠性的论据表计算;

从实际上, 可以用在车间实测故障报告的数据进行计算。

后者能更好地反映出在其所处环境中材料的质量。

(3) 平均维修时间 MTTR

平均维修时间 MTTR (Mean Time To Repair) 是为了使已出现故障的设备重新建立正常工作状态所必需的时间。时间的计算是从出现故障时起, 到恢复工作这段时间。多个这样的时间在一定时间内的平均, 即是平均修理时间。

例如, 在 1000h 内出现了五次故障, 每次修理时间分别为 0.2h, 0.15h, 1h, 0.5h 和 0.3h。则

$$MTTR = \frac{(0.2 + 0.15 + 1.0 + 0.5 + 0.3)}{5} = 0.43(\text{h})$$

又引入维修率 μ 的概念, 即

$$\mu = \frac{1}{MTTR}$$

或

$$MTTR = \frac{1}{\mu} \quad (1-8)$$

1-4-2 UPS 不同组合的比较

1. 数字评价

为了进行比较, 我们把每一个系统单元的 MTBF 列于下表, 表中数据是法国梅兰日兰 (MERLIN GERIN) 公司提供的。

旁路供电单元的 MTBF 由法国供电局的统计获得。

所有那些超过负载限制的旁路供电电源幅度和频率的变化 (一般在稳态时, 频率变化是 $\pm 1\%$, 幅度变化是 $\pm 1\%$) 都作为故障来考虑。事实上, 当轻微的扰动 (如雷电、工业干扰等等) 出现时, 负载都被扰动, 不过有轻重之分罢了。

表 1-5 系统单元的可靠性 (MG 公司统计)

系 统 单 元	MTBF	数 据
整流充电器	$MTBF_R$	80 000h
蓄 电 池	$MTBF_B$	120 000h
逆 变 器	$MTBF_I$	50 000h
超速隔离器 (NRI)	$MTBF_{URI}$	500 000h
静态旁路开关	$MTBF_{S/S}$	500 000h
旁路供电单元 (高质量)	$MTBF_{S2}$	100h
旁路供电单元 (一般质量)	$MTBF_{S2}$	50h

根据上面提供的 MTBF 数据, 我们就来讨论一下 UPS 的可靠性。

2. 没有旁路电网供电的情况

(1) 单 UPS 供电

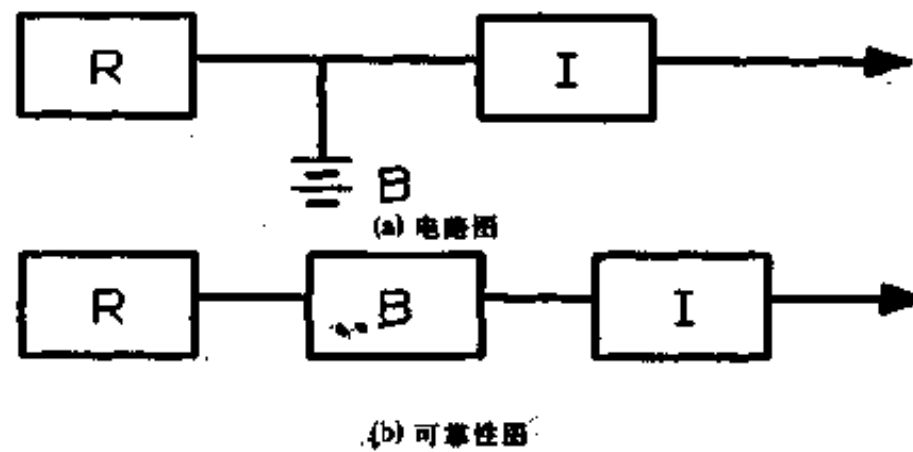


图 1-9 无旁路单机供电情况

由图 1-9 可以看出, 所有的单元在可靠性图上都是串联的。这就指出任何一个单元的故障都意味着对负载的扰动。

该 UPS 的 MTBF 可表示如下(式中数字由表 1-5 取得):

$$\frac{1}{MTBF_t} = \lambda = \frac{1}{MTBF_R} + \frac{1}{MTBF_B} + \frac{1}{MTBF_I} \quad (1-9)$$

式中, $MTBF_t$ 为总(MTBF)可靠性; λ 为总故障率。

$$\lambda = \frac{1}{80\,000} + \frac{1}{120\,000} + \frac{1}{50\,000} \approx \frac{1}{24\,000}$$

于是

$$MTBF_t = 24\,000(\text{h})$$

即在无旁路供电的情况下, 其单机的平均无故障时间约为 24 000h (3 年多)。

(2) 没有电池时的单机可靠性

这时只有整流器和逆变器, 所以就这二者总的平均无故障时间 $MTBF_{R1}$ 和故障率 λ_{R1} 为

$$\lambda_{R1} = \frac{1}{MTBF_R} + \frac{1}{MTBF_I} = \frac{1}{80\,000} + \frac{1}{50\,000} = \frac{13}{400\,000}$$

则

$$MTBF_{R1} = \frac{400\,000}{13} \approx 30\,000(\text{h})$$

由以上的分析可以看出，在可靠性图中少了一个电池的串联环节，所以平均无故障时间就增加了。

应当指出的是，上面的分析是在线式运行的前提下进行的，否则就没有意义了。

(3) 两台 UPS 并联系统但互不冗余的情况 (图 1-10)

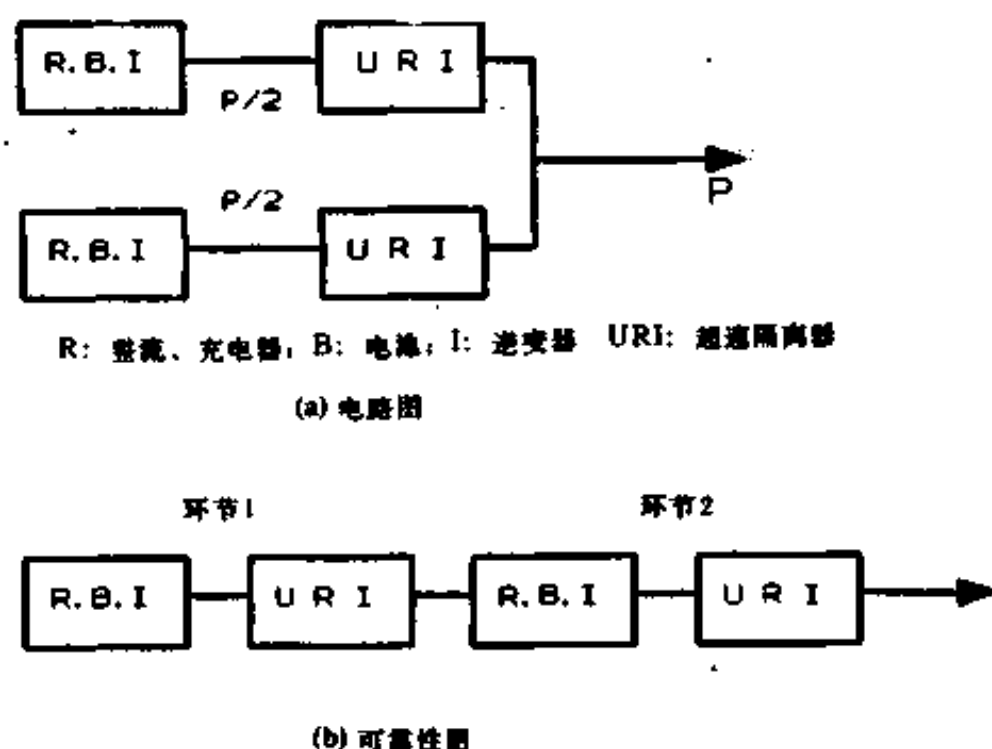


图 1-10 两台 UPS 并联而不冗余的情况

往往有这种情况，即一台 UPS 容量不够而用两台相同容量的并联，各输出负载容量的一半 ($P/2$)。

设由上面算得的单机平均无故障时间分别为 $MTBF_1$ 和 $MTBF_2$ ，均为 24 000h，则这个系统总的平均无故障时间 $MTBF_t$ 和总故障率 λ_t 为：

$$\lambda_t = \frac{1}{MTBF_t} = \frac{1}{MTBF_1} + \frac{1}{MTBF_2} = \frac{2}{MTBF_1}$$

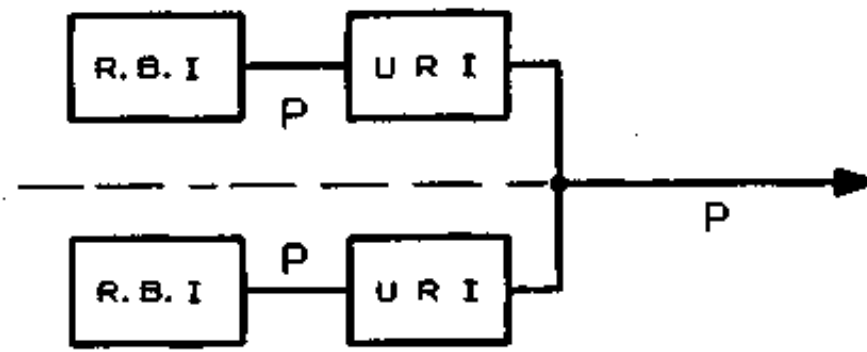
$$MTBF_t = \frac{MTBF_1}{2} = \frac{24\,000}{2} = 12\,000(\text{h})$$

由上面的分析可以看出，在不冗余的情况下，宁肯用一台大容量的 UPS 单机供电也不用容量小的 UPS 多机并联。像这样的并联机数越多可靠性就越低。

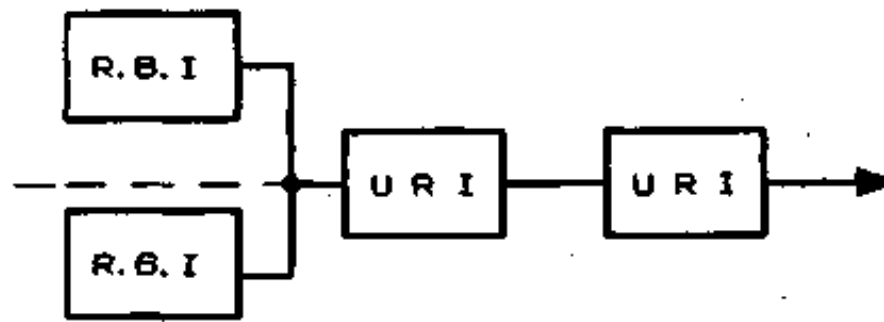
(4) 带有冗余功能的多机并联系统

具有 1/2 冗余的两个逆变器并联系统 (图 1-11)：

如果负载需要的功率为 P ，那么两个并联的 UPS 也应各有供出 P 的能力。虽双机并联但有两个环节无共有的电性能，于是在每一个环节的输出端装了一个超速隔离器，梅兰日兰的目的是使探测环节在不扰动负载或其他环节的情形下进行隔离。因此在可靠性图上有两个环节是并联的。



(a) 电路图



(b) 可靠性图

图 1-11 具有 1/2 冗余的两个逆变器并联系统

设系统的总故障率为 λ_{total} ，二并联环节的故障率为 $\lambda_{2redundant}$ ，单环节的故障率为 λ_{CU} (这里设 $MTBF_{CU} = 2400h$ ， $MTTR = 100min = 1.67h$ ， $MTBF_{URI} = 500\ 000h$)

$$\lambda_{total} = \lambda_{2redundant} + 2\lambda_{URI} \quad (1-10)$$

而

$$\lambda_{2redundant} = \frac{2\lambda_{CU}^2}{3\lambda_{CU} + \mu} \quad (1-11)$$

于是

$$\frac{1}{MTBF_{total}} = \lambda_{total} = \frac{1}{1\ 728\ 143} + \frac{2}{500\ 000} = \frac{1}{218\ 404}$$

$$MTBF_{total} \approx 218\ 000(h)$$

由此可以看出，尽管只有两个 MTBF 不高的环节冗余而另外两个环节不冗余，其可靠性程度的增长也是惊人的。

具有 1/3 冗余的三环节并联系统 (图 1-12):

决定 MTBF 的原则与上面 1/2 冗余双并联系统是一样的，因此

$$\lambda_{total} = \lambda_{3redundant} + 3\lambda_{UR} \quad (1-12)$$

取上述同样数值，则

$$\lambda_{3redundant} = \frac{6\lambda_{CU}^2}{5\lambda_{CU} + \mu} = \frac{1}{5\ 100\ 000}$$

于是

$$\frac{1}{MTBF_{total}} = \lambda_{total} = \frac{1}{5\ 100\ 000} + \frac{3}{500\ 000} = \frac{3}{161\ 390}$$

则

$$MTBF_{total} \approx 160\ 000(h)$$

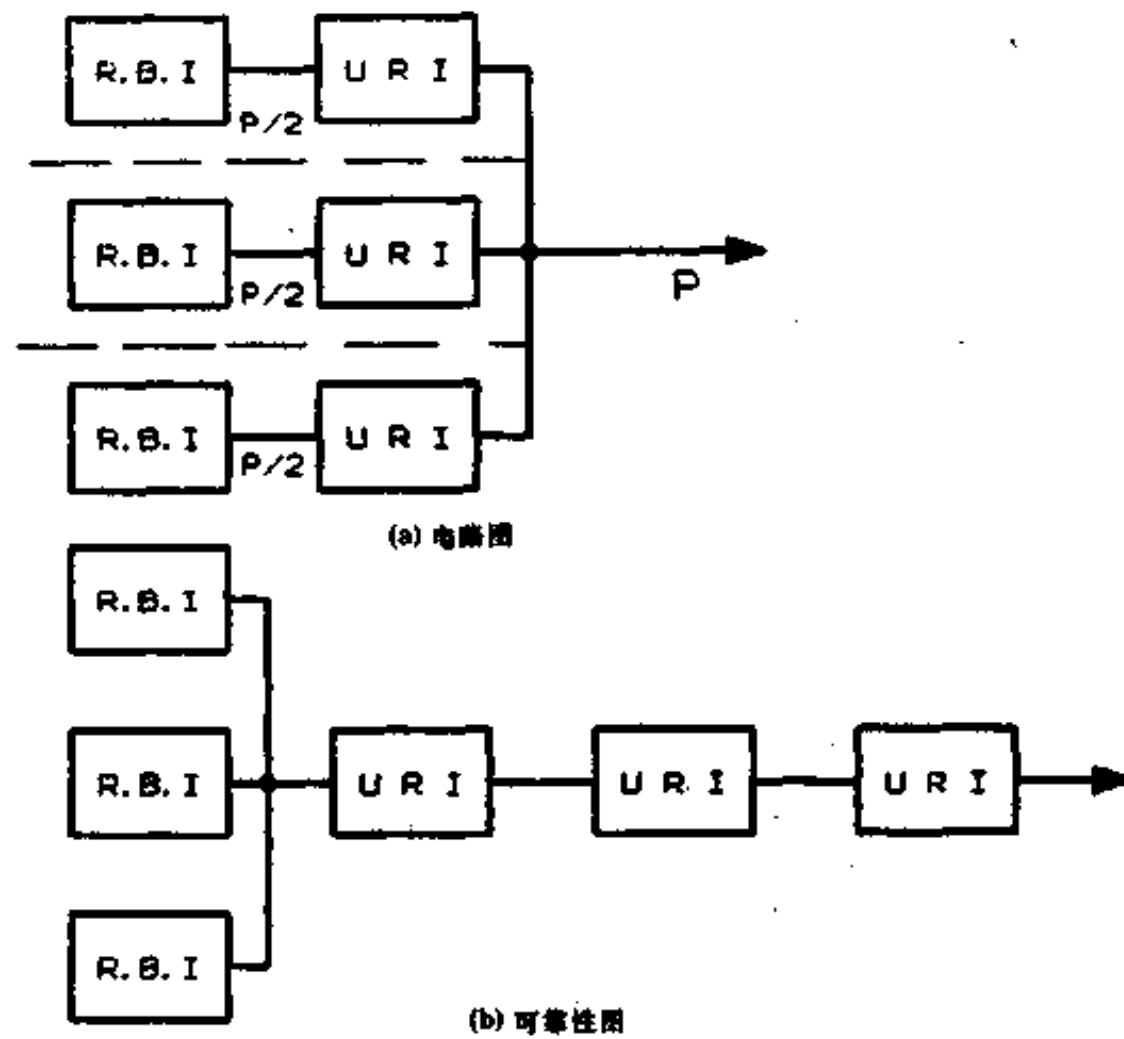


图 1-12 具有 1/3 冗余的三环节并联系统

由这个例子看出，虽然并联环节多了一个，但由于串联环节也多了一个，可靠性比前者不但没有提高反而降低了，这是一个值得深思和注意的问题。

具有 $1/n$ 冗余的几个环节并联系统的通式：

$$MTBF_{total} = \lambda_{total} = \frac{n(n-1)\lambda_{CU}^2}{(2n-1)\lambda_{CU} + \mu} + n\lambda_{URI} \quad (1-13)$$

(5) 特殊布局

这里的特殊布局是：逆变器+URI 像上面一样地交替工作，其不同点仅仅在于在这些特殊布局中减少了整流器，为的是得到更为经济的答案。

两个整流充电器—一个电池组—两个逆变器+URI。这是一个冗余式的并联（见图 1-13），下面式中 λ_0 是一个逆变器的故障率。

$$\lambda_{total} = \frac{2\lambda_R^2}{3\lambda_R + \mu} + \lambda_B + \frac{2\lambda_0^2}{3\lambda_0 + \mu} + 2\lambda_{URI} \quad (1-14)$$

将有关数据代入上式中，即得：

$$\begin{aligned} \lambda_{total} &= \frac{1}{(80\,000)^2} \times \frac{1}{\frac{3}{80\,000} + \frac{1}{20}} + \frac{1}{120\,000} \\ &\quad + \frac{2}{(50\,000)^2} \times \frac{1}{\frac{3}{5000} + \frac{1}{20}} + \frac{2}{500\,000} = \frac{1}{81\,100} \end{aligned}$$

式中， $\lambda_R = \frac{1}{80\,000}$ ， $\lambda_0 = \frac{1}{50\,000}$ ， $\lambda_B = \frac{1}{120\,000}$ ， $\lambda_{URI} = 500\,000$ ， $\mu = \frac{1}{20}$ 。
于是就得（这里的 MTTR = 20）：

$$MTBF_{total} \approx 80\,000(h)$$

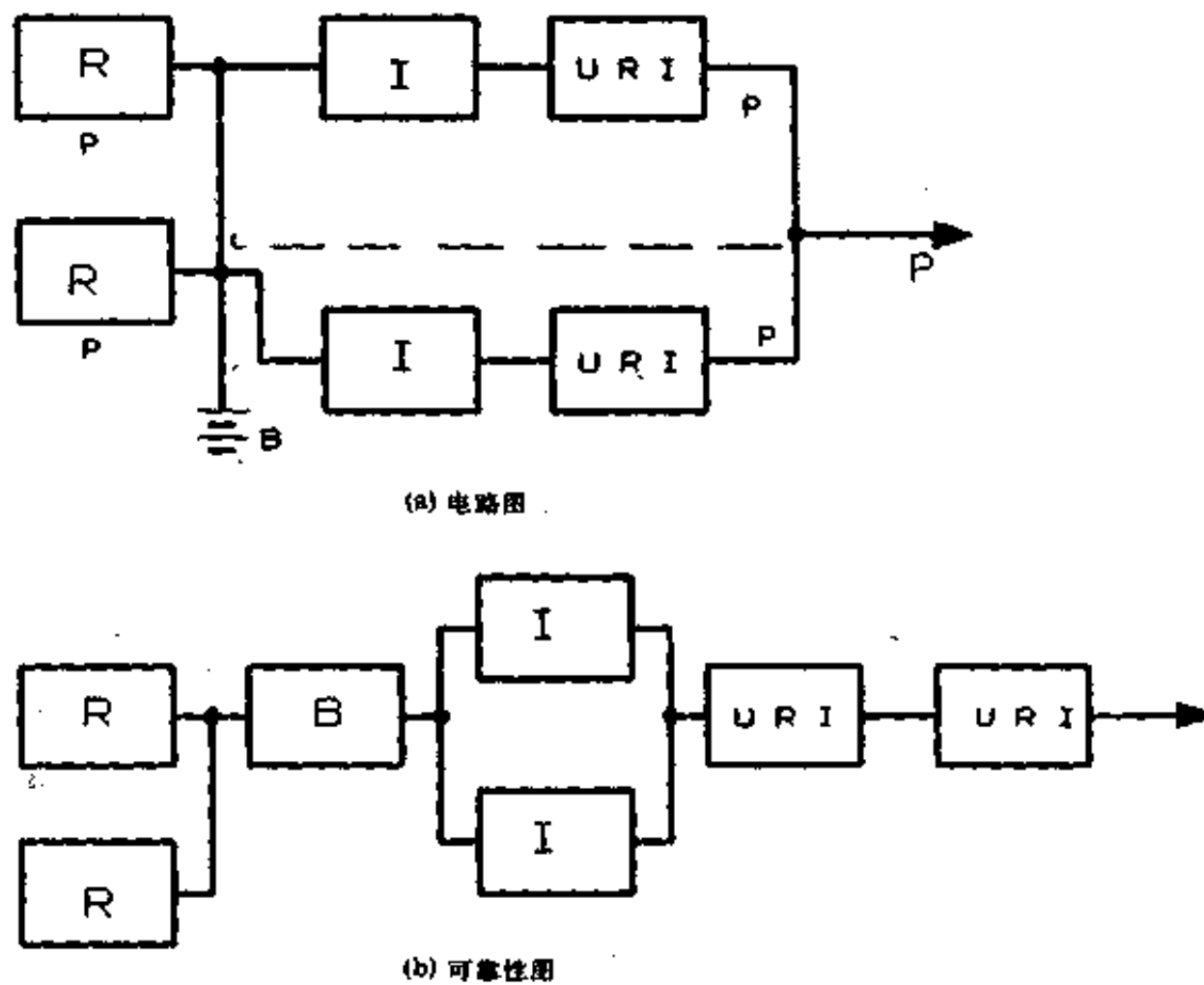


图 1-13 2 个整流充电器+1 个电池+2 个逆变器+URI

由这个例子可以看出，像这样的组合方案，可靠性不但没有提高，反而降低了。此方案一般来说并不可取。

3. 具有旁路电网的系统

(1) 单机环节

以上讨论的是没有旁路电网的情况。显然，没有旁路电网的 UPS 是不会有高可靠性的，因为一套电源供电当然不如两套电网来得可靠。所以不论大、小容量的 UPS 都加旁路电网环节——旁路开关 (Bypass)。下面用量的概念来看一下可靠性提高的程度。

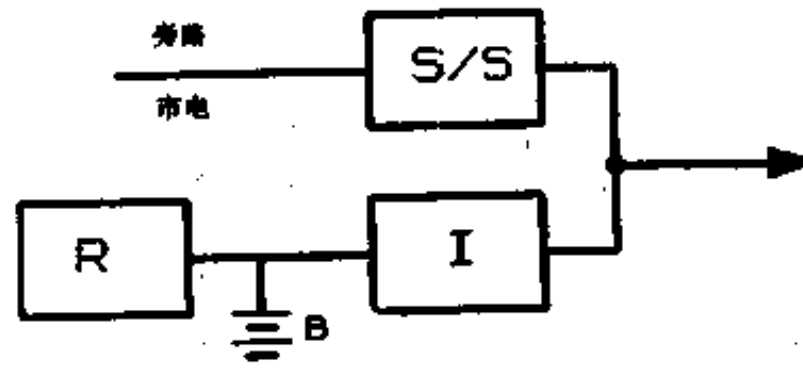
由图 1-14 负载端看进去，其等效可靠性电路图是由具备电网旁路的主要并联环节 (充电器-电池-逆变器) 构成的。这种组合与静态旁路开关是串联的。实际上，静态旁路开关的故障也被认为是对负载的扰动。其 MTBF 的表达式 (其中单机无旁路时的平均无故障时间 $MTBF_{CU}=24\ 000h$) 为

$$MTBF_{total} = \lambda_{total} = \frac{1}{MTBF_{CU} + MTBF_{S2} + \frac{MTBF_{CU} \times MTBF_{S2}}{MTTR}} + \frac{1}{MTBF_{S/S}} \quad (1-15)$$

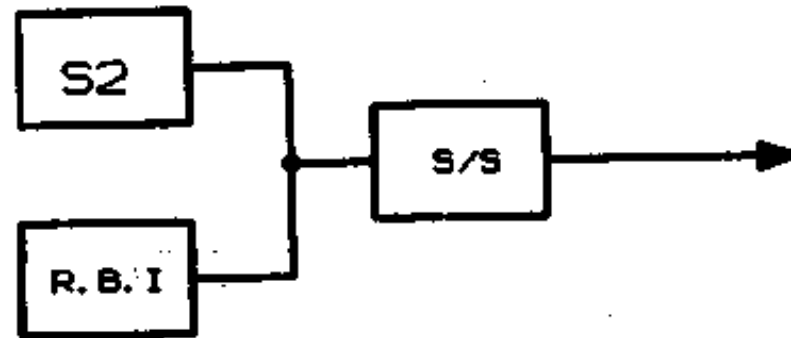
于是就可给出下面的数值。

高质量的旁路电网：

若取 $MTBF_{CU}=24\ 000h$ ， $MTBF_{S2}=100h$ ， $MTBF_{S/S}=500\ 000h$ ， $MTTR=20h$ ，则



(b) 电路图



(b) 可靠性图

图 1-14 单机环节

$$\lambda_{total} = \frac{1}{24\,000 + 100 + \frac{24\,000 \times 100}{20}} + \frac{1}{500\,000} = \frac{1}{111\,861}$$

所以

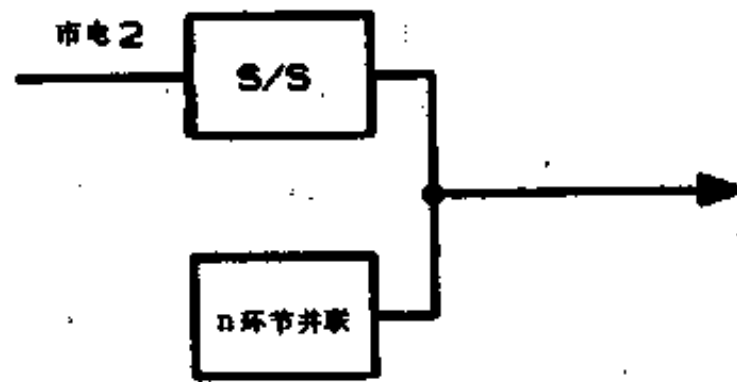
$$MTBF_{total} \approx 110\,000(h)$$

一般质量的旁路单元 (MTBF_{S2} = 50h):

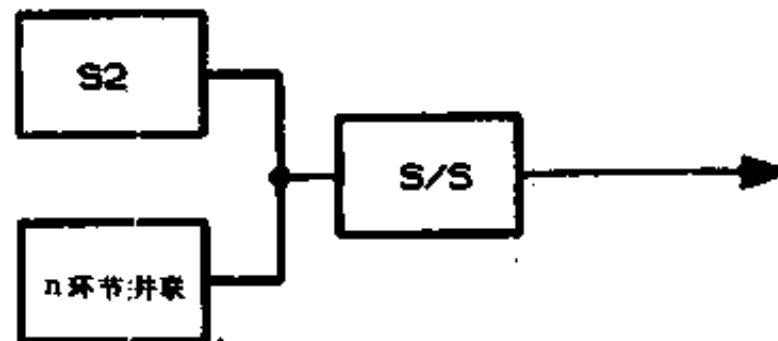
$$\lambda_{total} = \frac{1}{24\,000 + 50 + \frac{24\,000 \times 50}{20}} + \frac{1}{500\,000} = \frac{1}{72\,400}$$

$$MTBF_{total} \approx 70\,000(h)$$

(2) 多机并联系统的通式



(a) 电路图



(b) 可靠性图

图 1-15 带有旁路的多机并联系统

由几个 UPS 环节 (Chain) 构成的具有旁路的并联冗余系统, 其 $MTBF_{total}$ 的计算和单机环节完全一样, 这由可靠性等效图上可以看出, 它和图 1-14 在形式上完全一样。只是 RBI 由 n 环节的并联代替了, 由式 (1-11) 引伸过来的多机并联冗余的通式应该是:

$$\lambda_{n \text{ redundant}} = \frac{n(n-1)\lambda_{CU}^2}{(2n-1)\lambda_{CU} + \mu} \quad (1-16)$$

$$MTBF_{n \text{ redundant}} = \frac{(2n-1)\lambda_{CU} + \mu}{n(n-1)\lambda_{CU}^2} \quad (1-17)$$

则其通式就是:

$$MTBF_{total} = \lambda_{total}^{-1} = \frac{1}{MTBF_{n \text{ redundant}} + MTBF_{S2}} + \frac{1}{\frac{MTBF_{n \text{ redundant}} \cdot MTBF_{S2}}{MTTR} + MTBF_{S/S}} \quad (1-18)$$

4. UPS 系统结构的可靠性概要

由前面的讨论可以看出, UPS 单机的可靠性并不太高, 无旁路时才 24 000 小时, 而实际远小于这个值, 因为一台 UPS 除了主回路的三大组成部分 (整流充电器、蓄电池、逆变器) 外, 尚有其他许多组成部分, 如控制电路、断路器、熔断器、连接器、变压器、指示、报警等等都可以看成是可靠性图上的串连环节, 甚至指示灯的故障虽然不会扰动负载, 却扰动工作人员的精神, 也可能会造成人为的误动作。总之, 从可靠性的计算结果, 最低限度也可以定性地看出其可靠性的优劣程度, 下面就将部分计算结果提供给读者, 以作参考。

表 1-6

结构方案	MTBF (h)		
	开旁路开关	有静态旁路开关	
		高质量	一般质量
单机环节	24 000	100 000	70 000
无冗余双机并联	12 000	63 000	38 000
1/2 冗余双机并联	240 000	370 000	300 000
1/3 冗余三机并联	160 000	320 000	260 000
双充电器、单电池组、双逆变器的 1/2 冗余结构	80 000	240 000	180 000

表 1-7 国产 UPS MTBF 调查表

系统部件	代号	国产 UPS 的 MTBF (初步调查值)
整流器-充电器	$MTBF_R$	17 500h
蓄电池	$MTBF_B$	44 000—70 000h
逆变器	$MTBF_I$	2 000—87 600h
静态开关	$MTBF_{S/S}$	500 000h
旁路供电	$MTBF_S$	24—100h

1-5 UPS 指标的说明

为了使用户对某种 UPS 有一个较详细的了解,也作为对 UPS 本身性能的介绍,必须对产品有一个较详细的说明,下面就分别进行一般性的介绍。

1-5-1 输入

1. 容量

这是 UPS 的第一个指标,由容量就可看出机器的规模。这个指标由用户提出,根据用户提出的容量去选 UPS,但为了运行可靠起见,不应将容量用满,最好留有 10% 以上的余量。

容量一般用伏安 (VA) 表示,就是电流乘电压的值,因为 UPS 的负载性质因场合、设备的不同而不同,即不但需要有功功率 (瓦),而且需要无功功率 (乏),故不好用瓦特 (W) 表示,只好用视在功率来表示。

2. 输入电压

为了给 UPS 准备场地,应知道 UPS 的输入电压是单相 220V, 208V 还是三相 380V; UPS 对市电电压变化的适应能力如何,一般单相和三组输入都可允许 +10%—15% 市电变化范围,但也有例外,必须在这一项中注明。

3. 输入频率

因为有些进口的 UPS 是 60Hz 工作的,用在我国的 50Hz 电源上不宜。而且还要知道允许频率变化的范围,一般是 ±10%,但也有直接用 Hz 表示的。

4. 输入容量 (VA)

知道了 UPS 的输出容量,仍不能准确地知道要求市电提供多大的电流给 UPS,余量留大了,造成浪费;保险丝或空气断路器的整定电流取小了,又容易频繁地断电。

5. 中断输入的容量 (VA)

表明超过容量就可能标志着 UPS 本身有故障了,这时应切断输入,以防止事态的扩大。

1-5-2 蓄电池

1. 额定的蓄电池电压

这个数值的给出,一方面为外加电池以延长备用时间提供了根据,另一方面为今后电池的更替提供了方便,如 Deltec 3kVA 为 72V, pulse 3kVA 为 168V 等。

2. 电池的备用时间

这是 UPS 的关键指标,因为它表明交流市电断电后还能继续工作多长时间。

而且还应知道全载支持多长时间。半载支持多长时间。因为半载的支持时间比全载的二倍还要长，知道这个指标后，就可以合理安排机器的工作时间，但这个时间只是近似的，不可太认真。

3. 电池的类型

一般大都为铅酸密封蓄电池。镉镍碱性电池因其价值昂贵而很少采用。

1-5-3 输出

1. 输出电压

根据负载的要求选用三相 380V 或单相 220V，也有少数需要单相 100V 的，如进口 CT 等，因此要对应好。

2. 输出电压稳定度（调整率）

一般是指静态稳定度。厂家不同，定义不同，有的是指电流由额定值的 10% 到 100% 变化时，在额定输入电压时，输出电压偏离额定值的百分数；也有的指 0—100% 负载时的输出电压变化，比如东芝 3kVA (UTN-B50300) 为 ±3%，而 Deltec 9000 系列为 ±2%。

动态稳定度是指负载电流作 100% 阶跃时的输出电压瞬时变化，一般大都为 ±4%（对大容量 UPS 而言）。

3. 输出频率

大都是 50Hz ±10%，当然也有例外。

4. 输出电压波形

根据用途不同，不一定都用正弦波，一般的计算机主机对方波、梯形波都能适应，而且产生方波的电路结构简单、造价低。也有的不是注明正弦波，而是指明计算机级的正弦波，就是说正弦波波形不太好，但适合计算机用。一般都注明总谐波失真小于 3%，即 3%THD。

5. 额定负载功率因数

如前所述，UPS 的输出容量不一定都向负载提供有功功率，在负载上真正的有功功率是：

$$P = UI\cos\phi \quad (1-19)$$

式中， P 为负载真正得到的有功功率 (W)。

U 为 UPS 输出电压 (V)。

I 为流入负载的电流 (A)。

ϕ 为电压与电流正弦波之间的夹角。这是由于负载不是纯电阻，从而使电压、电流不同相造成的。

$\cos\phi$ 为功率因数，一般为 0.8 或 0.85，尤以 0.8 为最普遍。而 PC 机一般都要求功率因数为 0.6—0.7 的 UPS，二者就不太匹配。因此，后来出现的功率因数为 0.5—1 的

小功率 UPS 就解决了这个矛盾。

大容量 UPS 均要求负载至少有 0.8 的功率因数, 当然越高越好。太低了对 UPS 的使用就太浪费了。在功率因数为 0.8 时, 电压与电流之间的夹角为

$$\phi = \cos^{-1}0.8 \approx 36.9^\circ$$

这时尚有无功功率电流在线路中来回串。

$$Q = UI\sin\phi \quad (1-20)$$

式中, Q 为无功功率 (乏)。

视在功率 \tilde{S} 与有功功率及无功功率之间的关系为

$$\tilde{S} = UI\cos\phi + UI\sin\phi \quad (1-21)$$

由式 (1-21) 可以看出, 如果电压和电流之间的夹角为 0° , 则等式右边第二项就为 0, 第一项为 $UI\cos 0^\circ = UI$, 则

$$\tilde{S} = UI \quad (1-22)$$

那么 UPS 的全部容量都可变为有功功率, 这时 UPS 的利用率最高。

6. 过载能力

在无故障的情况下启动负载设备时, 一般都有瞬时过载现象发生。UPS 的过载能力因 UPS 的不同而不同, 如:

东芝 UTN-B5300 3kVA	可过载 50%	60s
梅兰日兰 Maxipac 3.5—15kVA	可过载 20%	10min
Deltec 9000 系列 37.5—56.25kVA	可过载 25%	20min
	过载 200%	10s
	600%	1周

1-5-4 效率

这是标志 UPS 的一个最关键的指标, 尤其是大功率的设备。假如某设备 45kW 的负载, 若 UPS 效率为 86%, 由图 1-6 可查出 5 年的附加费用达 34 000 美元, 这是因为不但 14% 的功率变成热, 提高了机房的环境温度, 而且为了将这些持续不断的热量排出去以保持温度不过限, 必须加足够的空调设备, 该设备的投资、耗能均需包括在内。而 APC、Deltec UPS 的 95% 的效率就显出优点了。详细的情况在前面已有介绍, 这里不赘述。

1-5-5 物理条件

1. 工作温度

温度是电子设备的大敌。工作温度高了会增大半导体器件、电解电容的漏电流, 降低电阻的使用功率限额等; 温度太低了使晶体管 β 值下降, 造成工作不正常, 对蓄电池影响更大 (下面有详细讨论)。一般为 $0\text{—}40^\circ\text{C}$ 左右。也有高一些的, 如 APC 就是 $0\text{—}45^\circ\text{C}$ 。

2. 工作湿度

无特殊要求, 线路板及元器件均不进行表面涂覆处理, 如果湿度太大而在印制板上

结出水珠，会造成局部短路，在高压器件上就更严重，因此会造成故障和事故。所以一般 UPS 都注明在不结露的前提下所允许的最大湿度，比如美国 Deltec UPS 允许在不结露的情况下（温度为 25°C）相对湿度可达 95%，Exide 也有着同样的指标；东芝则要求不结露时的相对湿度为 30—80%。

3. 海拔高度

并不是 UPS 随便在什么高度都能正常工作。有许多元器件如电解电容（尤其是密封的）在封装时，一般都是在在一个大气压下（即 76cmHg）进行的。封装后的器件内部是一个大气压，由于大气压力随着高度的增加（空气越来越稀薄）而降低，这样就形成了器件壳内向外的压力，当外壳不能承受这种压力时，就可能损坏器件。一般的 UPS 都注明不要超过海平面 3000m。

4. 可闻噪声

一般指在以 UPS 为中心，以 1m 为半径的圆周线上，高度为 1.3m 处测得的噪声分贝数。一般来说，噪声在 55dB 左右时就可直接放在计算机机房内。

另外，机器的尺寸、重量都应当了解，以便准备机房时使用。

1-6 电网污染的术语浅释

由于在市电电网中接着各式各样的设备，电网线路四通八达、无处不在，因此来自外部的、内部的各式各样的噪声对电网形成了污染或干扰。分得更细一点，要用很多术语来表示，而这些术语又是在 UPS 资料中经常碰到的，在此整理如下。

1. 电压浪涌 (surge)

是指一个周期或多个周期，电压超过额定电压值的 110%。比如重型设备的关机，由于电网中电流突然消失，其线路电感（分布参数）反电势造成电压上升；另一方面线路电阻上的电压降也突然消失，造成电压上升等。

2. 电压尖峰 (spike)

是指在二分之一周至 100ms 期间内叠加的电压脉冲达 6000kV 以上。这主要由雷电、开关操作、电弧式故障和静电放电等因素造成。

3. 电压瞬变 (transient)

是指在 10ms 至 100ms 期间，叠加在市电电压上脉冲电压达 20kV 者。它的产生大致和电压尖峰差不多，只是在量上有区别。

4. 噪声电压 (noise)

是指叠加在工频电压上的低幅度、频率范围很宽的高频分量。这种现象很普遍，它一般产生于旋转的电机电刷打火、继电器动作、电机控制设备的开合、广播发射、微波

空中传播、电器放电、电弧焊接、点火系统的电弧式故障及远距离雷爆等。

5. 过压 (over voltage)

是指超过电网电压正常有效值一定百分比的稳定高电压。它一般是由接线错误、电厂或电站的误调整、附近重型设备关机引起的；对单相电压而言，也可能由三相负载不平衡或者是中线接地不良等原因造成。

6. 电压跌落 (sag or brownout)

是指一个或多个周期电压低于 80—85% 额定电压有效值。大多是由附近重型设备的启动或者电动机等类机器启动造成的。

7. 欠压 (under voltage)

是指低于正常市电有效值一定百分比的稳定低电压。这主要是由过载而造成电网电压的降低。

8. 电源中断 (blackout)

是指超过一个周期的无电压状态。可能由供电开关误动作、供电厂所故障等造成。

造成上述干扰及故障的自然因素还有冰雪、风暴、龙卷风、飓风、地震、洪水等等。

电网的这些污染所造成的后果各有不同。比如电压中断 (blackout) 造成的停电可能引起计算机硬件损坏、数据丢失以及文件污染等。电压跌落可使硬件提前老化及文件受损；过压或欠压或电压跌落或浪涌等可损坏驱动器、存储器、电路以及可产生不可预料的软件故障。噪声和瞬变电压叠加在电网上，可损坏逻辑电路和文件数据。

表 1-8 给出了各术语对应的波形情况。

表 1-8 电网污染的定义

电压浪涌	电压尖峰	电压瞬变	线路电噪声	过 压	电压跌落	欠 压	电源故障
一个或多个周期电压超过额定电压的 110%	1/2 周至 100ms 期间内叠加的电压脉冲达 6000kV	10ms 至 100ms 期间内叠加的电压脉冲达 20kV	叠加在工频电压上的低幅度宽带高频分量	超过正常有效值一定百分比的稳定高电压	一个或多个周期电压低于 80—85% 额定电压有效值	低于正常有效值一定百分比的稳定低电压	超过一个周期的无电压状态
重型设备关机	闪电、开关操作、电弧故障、静电放电	闪电、开关操作、电弧故障、静电放电	电机、继电器电机控制设备、广播发射、微波辐射、电器放电、电弧焊产生的电弧、点火系统电弧故障、远距离的雷暴等	接线错误、电厂误调整、厂内重型设备关机	重型设备启动、大型电机启动、厂内或电厂开关站操作	因过荷造成的电网供电降低	供电开关误动作、变电站故障、发电厂故障

第二章 整流充电器及蓄电池

2-1 整流充电器

在一般小功率整流器中都采用桥式整流,如图 2-1 所示。为了适合于逆变器的工作直流电压,一般前面要用降压变压器 B , 为了减小变压器的尺寸,多用自耦式变压器,如 Toshiba, SANTAK 等都是采用这种方案。

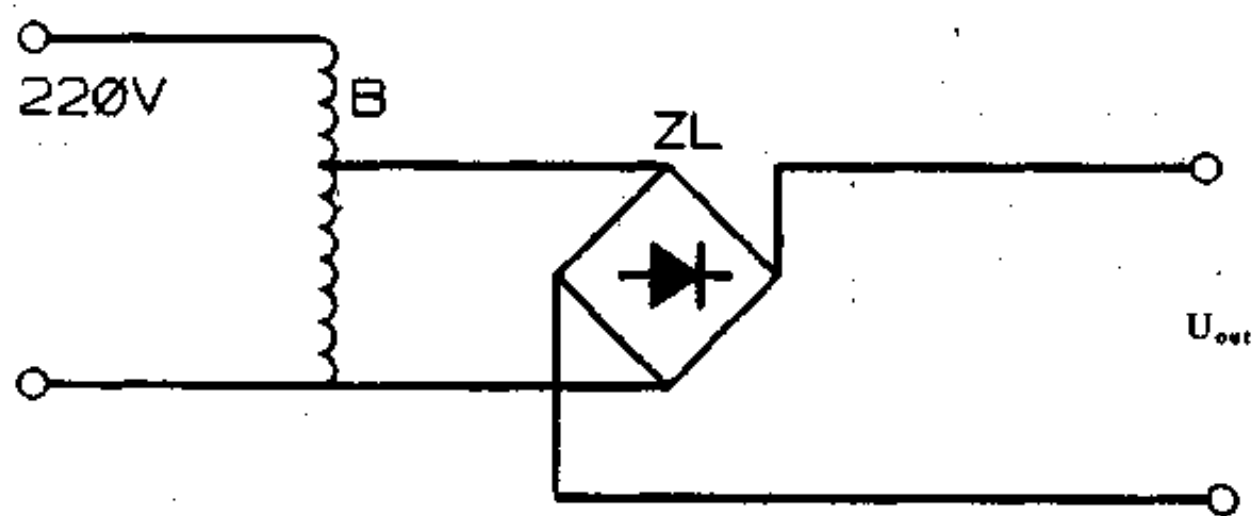


图 2-1 一般小功率 UPS 的整流器

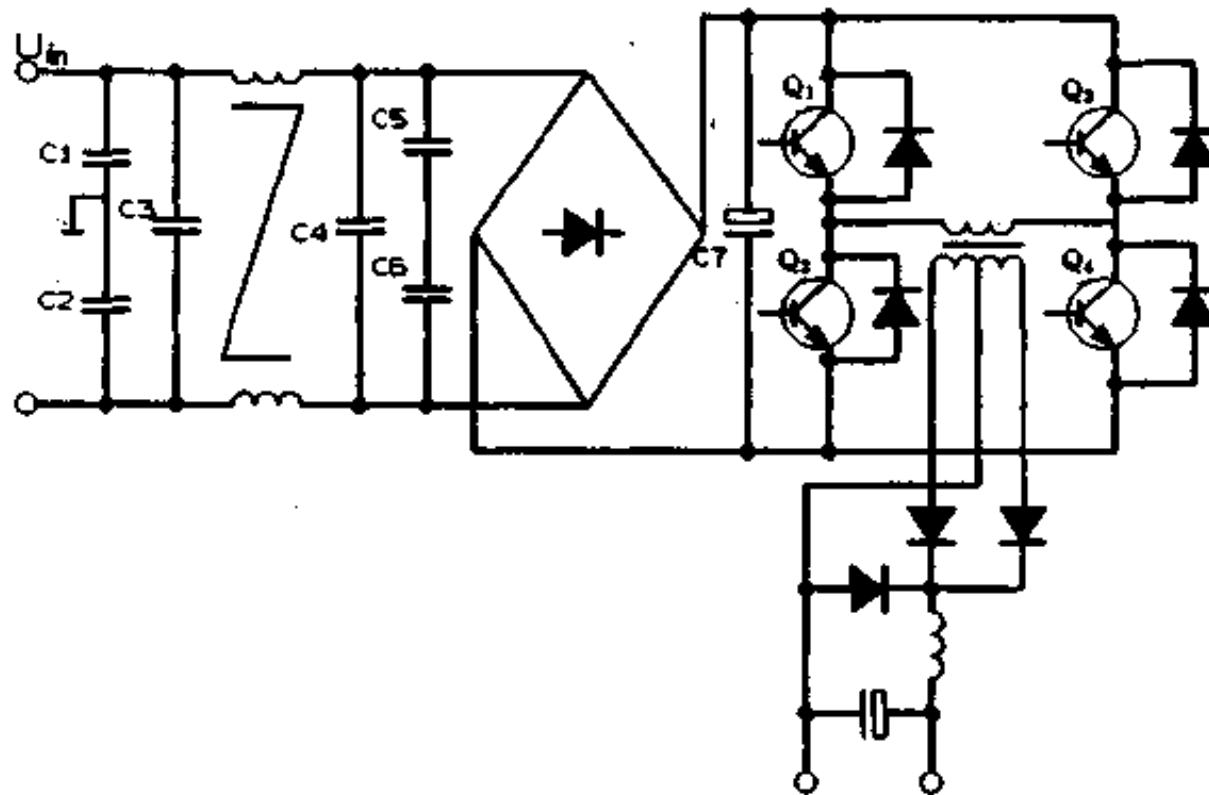


图 2-2 开关整流器

另一种小型 UPS 的降压措施不是用 50Hz 变压器而是用 PWM 的方法先将输入的交流电压进行抗干扰后直接整流成高压,经逆变器变换后再由高频变压器降压,再整流成 UPS 逆变器所用的直流电压。这一整个的过程就好像用一整流器直接转换的一样,我们暂称其为开关整流器,如图 2-2 所示。Exide 公司的 Powerware UPS 1kVA 就属这种类

型。

当然还有采用可控硅相控方案的，如我国生产的 UPS 就有这种类型。但它有许多缺点，虽然省去了变压器但却增大了滤波器，而且增大了对电网的传输干扰与辐射干扰，是一个不可轻易采取的方案。

在小功率 UPS 中大都将整流器和充电器分开，这不外乎基于对下述原因的考虑：

(1) 整流器输出的电压一般是不稳定的，它随着电网的波动而变化，然而蓄电池的最高电压是限定了的，尤其对全密封电池而言更不能超过，因此必须用一稳压电源作充电器更适宜一些。

(2) 在小功率 UPS 中，蓄电池的容量本来就不大（它和逆变器的设计方案有关），一般在 6Ah* 到 24Ah 之间，充电电流通常约为 0.1C（C 为蓄电池 Ah 容量），如果超过了这个值，对电池（尤其是全密封电池）的寿命就有影响。特别是在电池刚放完电，重新充电的初期，充电电流很大，就容易超过 0.1C 的限度，因此对初期充电电流必须进行限制，而一般整流器是没有这个功能的，因此希望用稳流稳压器。由于功率比较小，所以很容易实现。下面举例进行说明。

2-1-1 东芝 μ -1100 UPS 的充电电路

该充电回路（图 2-3）是采用 TL494 开关型脉宽调制组件进行控制的。

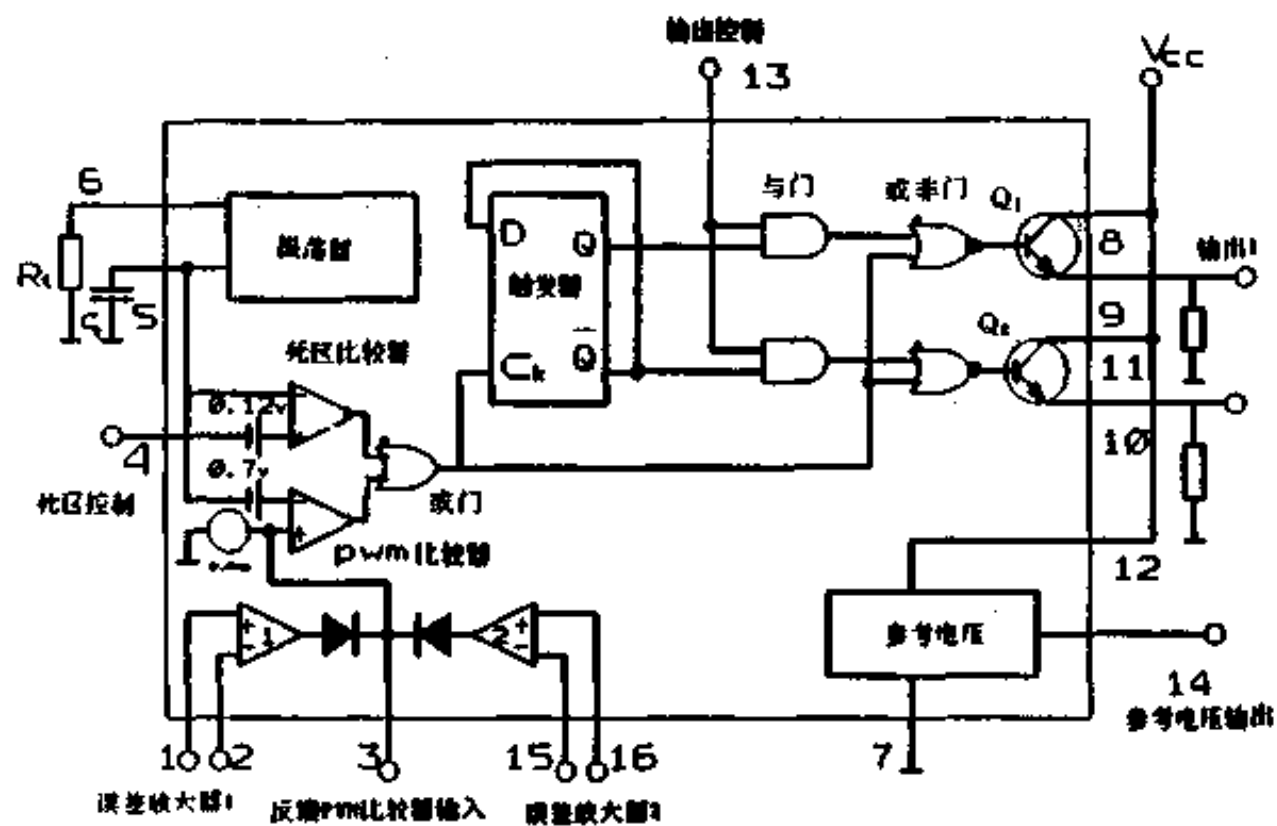
定时元件 R、C 连接在锯齿波振荡器的两个输入端 6 和 5 上。锯齿波频率可根据下式求得：

$$f = \frac{1.1}{R \cdot C} \quad (2-1)$$

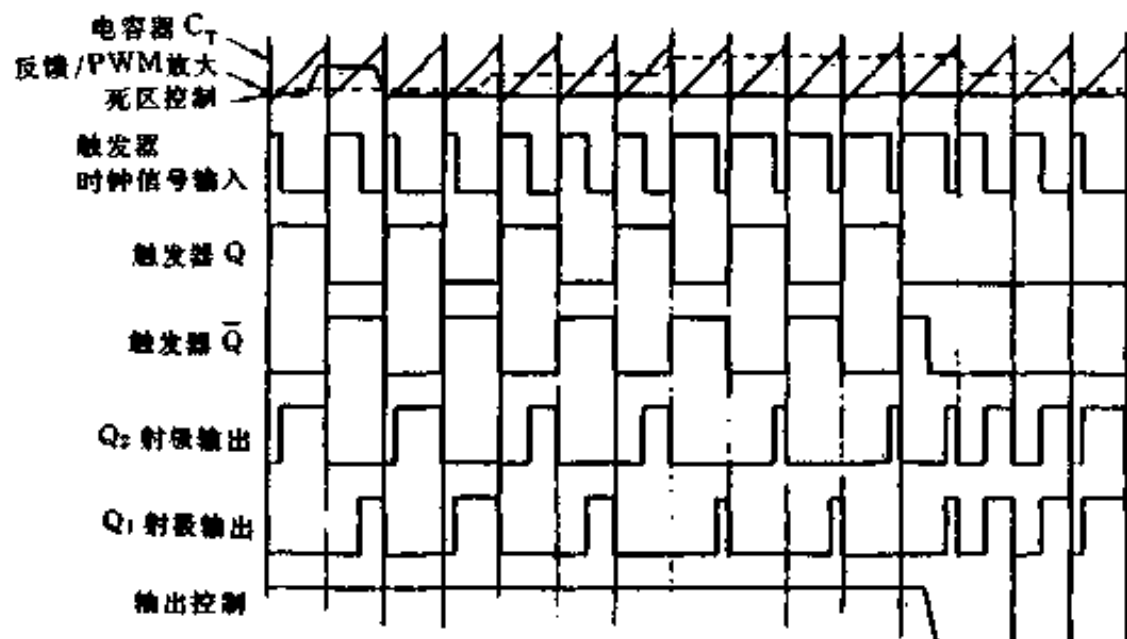
锯齿波振荡器的输出被分别送到两个比较器的反相输入端，由误差放大器输出的信号被送到 PWM 比较器的同相输入端，这样就可以在该比较器的输出端得到一连串具有一定宽度的矩形脉冲，如图 2-4(b) 所示。一般情况下，输入信号都加到误差放大器（error amp）的同相输入端。因此，输入信号的任何增大都将导致比较器（PWM）输出电压脉冲宽度的减少。TL494 组件为了防止末级驱动管 Q_1 和 Q_2 出现共同导通期，在死区控制（dead time control）端 4，把具有一定电平的低压信号送入死区比较器（dead time comparator）的同相输入端。这样一来，只要 4 引脚电平不为零，就不会出现 Q_1 和 Q_2 共同导通时间。在正常工作的情况下，死区比较器和 PWM 比较器的输出同时被送到或门的输入端，或门的输出经 D 触发器分频后被分别送到两个与门和或非门去控制 Q_1 和 Q_2 的开关工作状态，就可以使二晶体管的开关相位相差 180° 。显然，若被控制的电压有任何增加，其采样信号反馈到 TL494 的误差放大器输入端后，就会使 Q_1 和 Q_2 输出驱动脉冲的宽度变窄，使被控电压幅度有所回降，反之，则被控电压就回升，就这样进行调整达到稳压的目的。

市电经输入变压器降压，又经整流和滤波后得到约 110V 直流充电电压，该充电电压经场效应管 Q_{15} （2SK477）、电感 L、取样电阻 R_1 （0.2 Ω ）及二极管 D_2 向 $8 \times 12 = 96V$ 的蓄电池组充电。因 Q_{15} 是一 N 沟道场效应管，故其栅源之间电压（ U_{GS} ）越负，则电流 I_D

* Ah = Ampere-hour, 安培·小时, 安时。



(a) 电路图



(b) 波形图

图 2-4 TL494 的电路图及波形图

放大器，实现对蓄电池充电电压大小的调整；另一条取电流采样信号，实现对充电电流大小的调整，下面分别叙述它们的功能。

(1) 采样放大器控制支路

TL494 在 14 脚送出 +5V 的参考电压，经由 R_{21} 和 R_{15} 组成的电阻分压器进行分压后，送到误差放大器的同相输入端 1，而蓄电池的负端经电位器 VR_1 ，电阻 R_{14} 被送到放大器的反相输入端 2，2 端还经电阻 R_{20} 连接到 +5V 参考电压上。当蓄电池的充电电压低于规定值时，放大器反相输入端电平将有所回升，结果导致其输出端电压下降，从而导致 TL494 输出的脉宽调制电压脉冲的宽度增加，进而使 Q_{15} 的 I_D 充电电流增加，这样一来，蓄电池充电电流的增加将会使蓄电池端电压逐渐增高。这个过程要一直维持到电池电压接近并达到规定值。当蓄电池的端电压到达电路设计值时，误差放大器的输出由于其反相端的电平更低（因为反相端与电池负极相连）而进一步增大，输出电平的抬高将会使 PWM 比较器输出脉冲宽度变窄。在一般情况下 TL494 将输出一串非常窄的脉冲给

光电耦合管 TLP₅。根据上面的分析可知，场效应管 Q₁₅就在很窄脉冲驱动下向蓄电池充电，这时蓄电池组仅得数值很小的电流以维持其本身很小的自我放电损耗，这时的充电就是浮充状态。适当调整电位器 VR₁的大小，就可以方便地控制电池电压的设定值。

在这里需要特别指出的是：虽然电路用脉冲控制其充电，但充电电流是经 L₁C₂平滑滤波的，否则将会影响逆变器输出正弦波电压的质量，造成很大的失真。

(2) 充电电流大小的控制也是通过 TL494 误差放大器（是另一个）来实现的。+5V 参考电压经电阻 R₂₂和 R₁₆分压得一个基准电压，加到 TL494 的引脚 15，充电电流经采样电阻 R₁后将产生一个充电电流采样信号，该信号经电阻 R₂₃送到误差放大器的同相输入引脚 16，当充电电流过大时，采样电阻 R₁的电流反馈信号就增大，这个变化被送到引脚 16，就会导致输出驱动脉冲的宽度变窄，由图 2-3 可知，光电耦合器 TLP₅在脉宽调制电压的作用下，将输出一个窄脉冲的负向驱动信号，这个信号经电阻 R₂₉被送到 PNP 管 Q₁₃的基极，它的集电极就输出脉宽变窄了的正向驱动电压，使 N 沟道场效应管 Q₁₅的漏电流 I_D变小，从而达到稳流的目的。

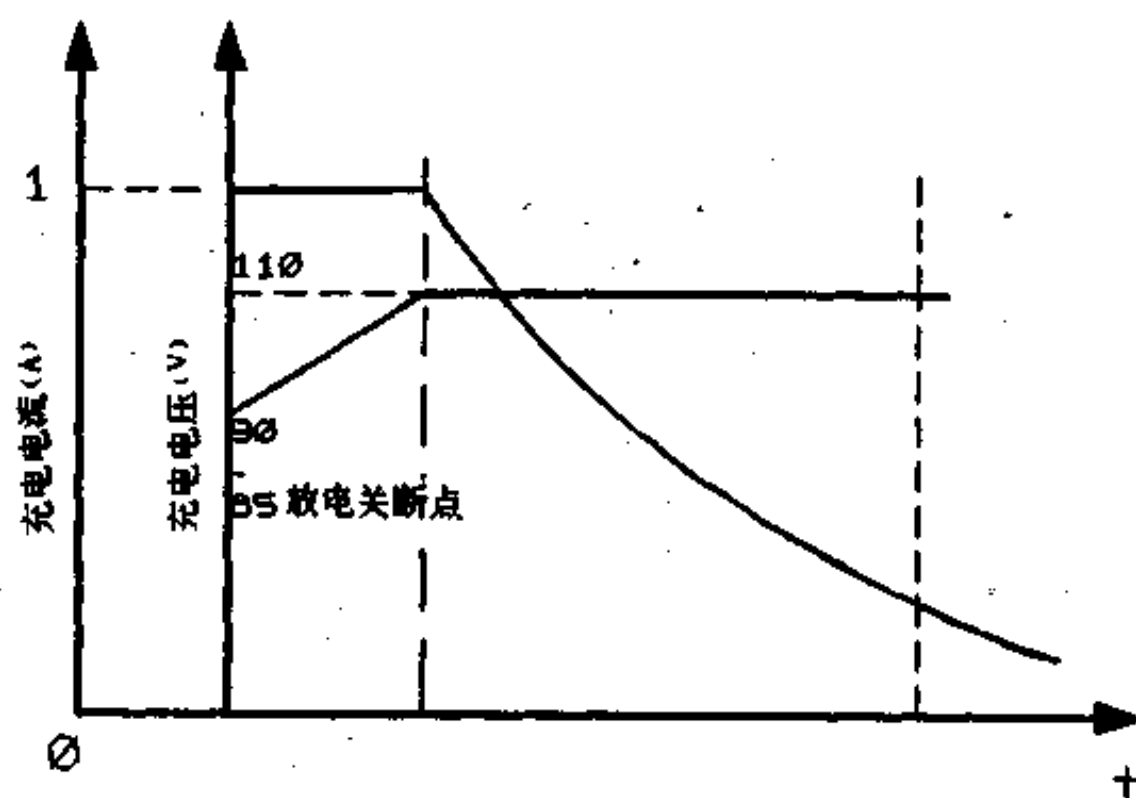


图 2-5 μ -1100 UPS 典型充电过程

蓄电池典型的充电过程示于图 2-5。由图上可以看出，在充电的初始阶段，它对蓄电池进行恒流充电，其电流值维持在 1A 左右，随着充电过程的进行，蓄电池端电压逐渐上升，当电池组端电压达到 110V 时，充电过程即进入所谓稳压状态，这时充电电流开始逐渐减小，一直下降到某一值，充电电流就不再减小，即进入所谓饱和充电状态。这种充电方式避免了像早期的 Sendon 和 Pulse 后备式 UPS 所采用的恒压充电方式那样初始充电电流过大。并且电池放电时间越长，在恒压充电初期产生的过电流就越严重。这样频繁地过电流充电必然使蓄电池的使用寿命下降。

2-1-2. Pulse 3kVA UPS 的充电电路

图 2-6 所示的 3kVA UPS 的充电电路采用了 1 节 12V 电池，即电池组额定电压为 168V，开机后电池组浮充电压为 192V。

下面简单介绍一下该电路的工作原理：变压器将电网电压由 220V 降到 110V，经整

下来了。

电流的控制过程是这样的：电流的采样信号是由Q源极上的 R_{10} 取得的，当充电电流增大时，由于对应着频率的增加，Q开关频率增加，在 R_{10} 上通过的漏源电流 I_{DS} 所造成的电压平均值增大，这个增大了的电压 U_s 经 R_{11} 、 C_6 平滑后送到控制组件的3端，使6端输出脉冲的频率下降，从而也稳定了电流。

各生产UPS的厂家对充电器的设计各有千秋，这是因为采用的电池组电压不尽相同，就拿容量为1kVA的UPS来说就应有尽有。

表 2-1 1kVA UPS 采用电池数量及电压对照

厂家或牌号	UPS 容量	电池数量	电池组电压
PULSE	后备 1kVA	12V×2	24V
Exide 1100	在线 1kVA	6V×5	30V
CVTUPS	在线 1kVA	12V×4	48V
Densi	在线 1kVA	12V×5	60V
UPS-800	在线 800W	12V×6	72V
Santak	在线 1kVA	12V×7	84V
μ-1100UPS	在线 1kVA	12V×8	96V

从上表可以看出：有的是低电压大电流设计，有的是小电流高电压设计，不尽相同。

在大容量UPS中的充电器就不像在小容量时那么随便，因为充电电压高达几百伏，充电电流为几十安，总之是大功率。如果再用开关电源（PWM）的方法就很有困难，比如特大功率的晶体管不容易制造，尤其是高耐压、大电流的器件很难找到，当然采用多管组合法也未尝不可。有时往往就求助于可控硅整流元件，某大公司就是采用了三相全控桥式整流器来作充电器整流器的，大大地提高了可靠性而降低了造价。

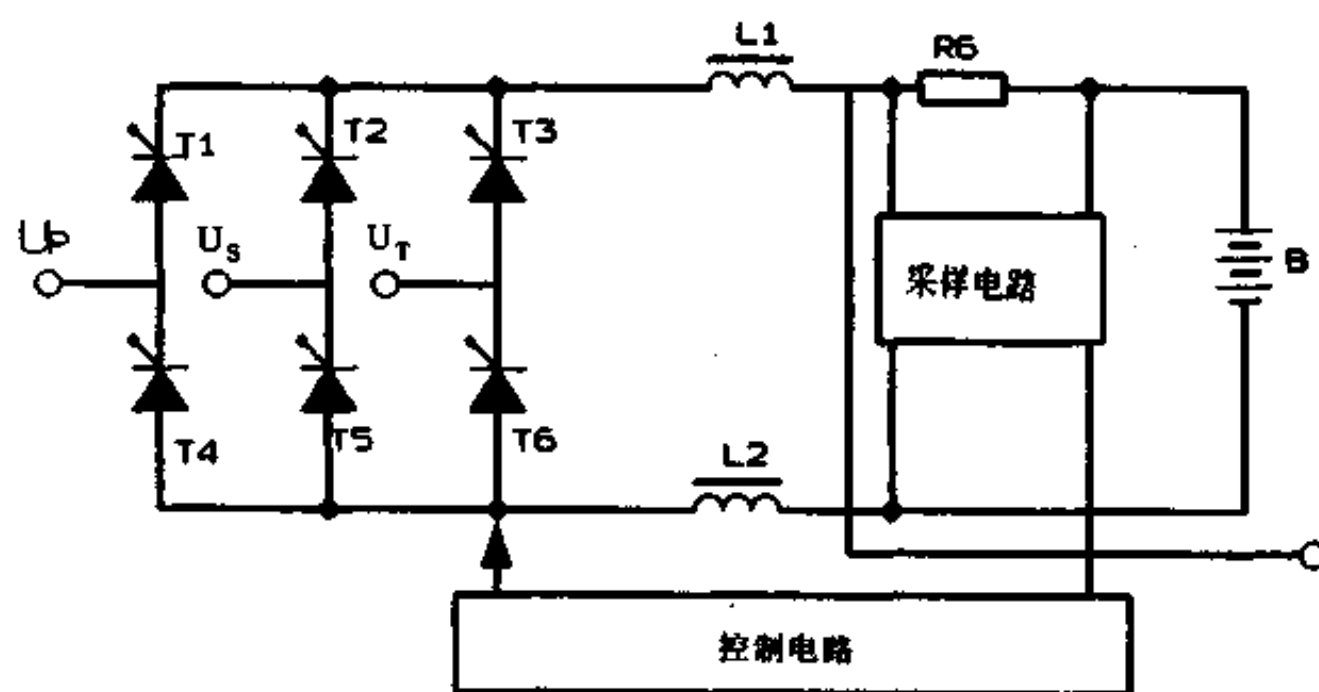


图 2-7 三相全控整流充电器

2-1-3 某大容量 UPS 的整流充电器

图 2-7 所示为某公司 100kVA UPS 的整流充电器方框图。

因为在大机器中控制电路仅占造价的很小一部分，故此控制电路设计得稍微复杂一些也不会显著增加成本，但却带来了将充电器和整流器合而为一的好处，其简化本身就是一种节约。

由图中可以看出，此充电器分为三个主要部分，即三相全桥全控整流器，由 T_1-T_6 和滤波电感 L_1, L_2 组成；采样电路，其功能就是对三相桥输出的充电电压和电流进行采样，然后将采样监测的结果送到脉冲发生器，以调整下一个周期的工作状态。

现在简单介绍一下三相全控桥的工作过程和工作波形。图 2-8 示出了各阶段的工作情况。一般 10kVA 以上的 UPS 大都采用三相供电，这是因为单相对外电网压力太大，对内部电路如充电电压、逆变电压等也因电压太低（220V）而不易于工作。

例如，单相 10kVA 的 UPS，设效率 $\eta=90\%$ ，那么满载时输入电流 50A 左右，为了电网电压三相平衡，前面的本地电网变压器需 30kVA 以上的容量（因为地段电网变压器都规定为三相变压器）。即使如此，该 UPS 起动和停机也会因三相不平衡造成对外电网的干扰，开机时（设为满载）由于事先的电网配置接 UPS 的这一相与其他二相负荷差不多而达到基本平衡，但关机时这一相空载而其他两相则处于基本满载状态，结果三相失去平衡，其他两相的电压会远远偏离正常值（220V），造成该二相上用电设备的工作不正常，甚至损坏。因此，在大容量 UPS 单相输入时要慎重考虑。若三相供电，由于三相负荷同时加、同时断，不会破坏电网平衡，这是其一。其二，单相供电时其整流电压 310V，通过逆变器的电流很大，功耗将随着增大；而三相供电时由于整流电压高（近 530V），使逆变电流减小，功耗也随之减小（功耗是和 I^2 成正比的）。

图 2-7 中，三相电压 U_R, U_S, U_T 分别加在三个桥臂上，由图 2-8 (a) 的三相电压可以看出，其相位依次相差 120° ，一般三相桥是工作在最大相电压差的状态下。图 (b) 的波形就是假定 T_1-T_6 都是普通二极管整流器的情况。

图 2-8 (c) 示出的是对应于每段时间相电压差最大的期间内触发相应的可控硅，比如 R-S 最大时，即指 R 相电压减 S 相电压，其差的幅值最大。由图 (b) 可以看出，这期间 $R-S > T-S$ 或 $R-T$ 。这时向 T_1 和 T_5 发出控制脉冲，而到了 T-S 最大时就向 T_3 和 T_6 发控制脉冲，同样在 R-T 最大时，就去触发 T_2 和 T_4 。如此循环反覆下去就输出一连串的被切割了的开关正弦波。如果后一个的触发时间在前一对可控硅结束导通以后，就如图 2-8 (c) 的样子，这时脉动就严重，所以在图 2-7 中加了有相当容量的电感 L_1 和 L_2 ；若触发时间在前一对可控硅结束导通之前，就如图 2-8 (d) 所示，可以看出这时的波形包络线没有断点，不但减小了脉动而且平均电压也高了。就这样通过调整可控硅对开启的时间（触发角）就达到了调整输出电压的目的。

图 2-9 示出了该方案的充电曲线。该曲线表明，充电也分三个阶段：初期由于电池放电后损失很大，急需补充，故需充电电流很大，如不限流就对电池不利，故这一阶段是恒流充电，当电压到达设计值时就转为恒压充电，恒压充电幅值时每个电池单元为 2.25V。这个周期约为 24h，其充电电流是这样决定的：

$$I_B = \frac{U_{ch} - U_B}{r} \quad (2-6)$$

式中， I_B 为充电电流； U_{ch} 为恒压充电期间的充电电压； U_B 为电池组端电压； r 为蓄电池组内阻和线路电阻之和。

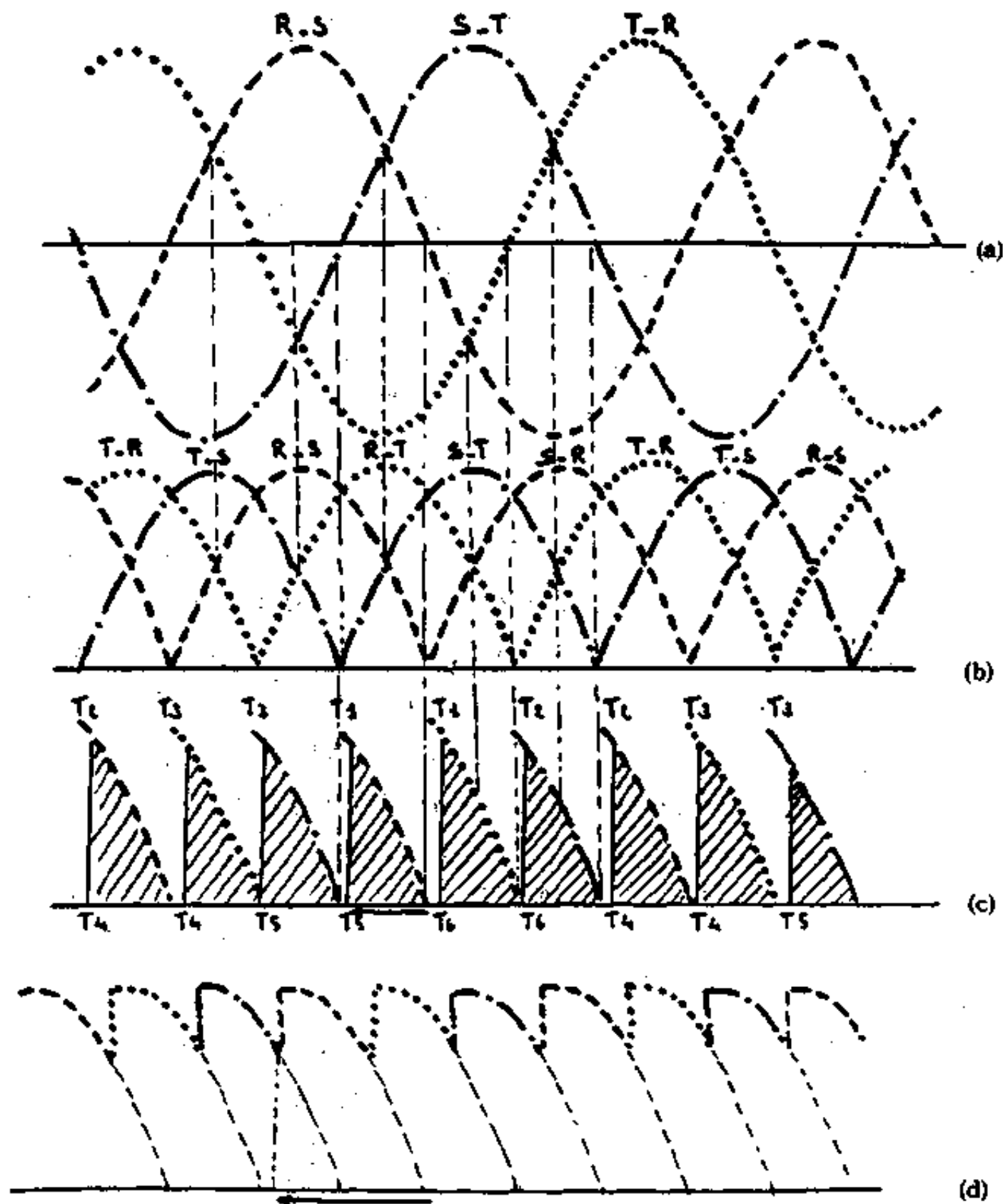


图 2-8 三相全控桥的工作波形

充电初期的充电电流 $I_{B\max}$ ，对于铅酸蓄电池为 $0.1C$ ，对镍铬蓄电池为 $0.2C$ 。

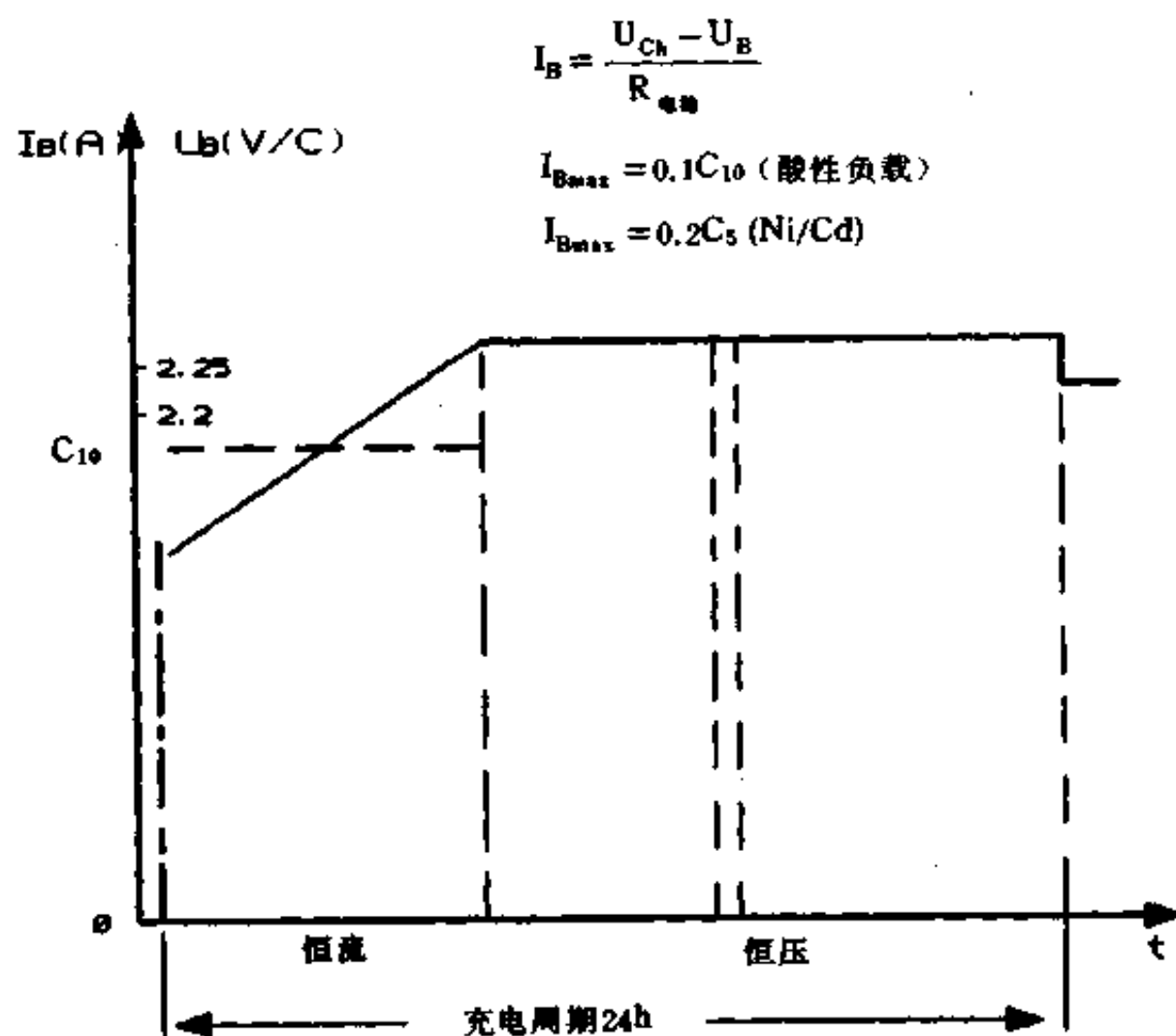
为了对蓄电池进行保养，增加其使用寿命，对充电还采取了下述措施：

均衡充电 当电池长期使用后，尤其是长时间浮充而不放电，或不定期放电，或其他原因，造成各电池之间或每个电池单元之间会出现电压不一致（即不均衡），这时用高出 $2.3V$ 的电压对电池强行充电，使其极板活化，达到各单元电池电压一致的目的。

周期充电 也是为了保护电池，随时保持备用状态。其具体内容是：只要放电时间超过 $30s$ ，机器就自动进行周期充电 $24h$ 。

浮充充电 为了补充蓄电池由于自身放电而失去的那部分能量，充电器以很小的电流进行补充，以免由于自身损失太多而影响外电网停电时的备用效果。

至于各种 UPS 的充电时间，一般小容量 ($1kVA$) UPS 的产品说明书上大多注明 $10min$ 放电后充电 $10-12h$ ，实际有的人已用工程计算的方法大略地估算出来，然而这种



C_{10} (Lead acid) 为 10h 放电率的铅酸电池

C_5 (Ni/Cd) 为 5h 放电率的镍镉电池

图 2-9 某大容量 UPS 的充电曲线

估算则大出意料之外!

例如, 东芝 μ -1100 3kVA UPS, 采用了 15Ah 的 12V 铅酸电池 12 节, 可后备 10min, UPS 效率 73%, 假设在外电网断电时逆变 DC-AC 的效率为 80% (因为这时无整流和充电损耗)。

若供出全功率 3kVA, 则放电电流 I 约为:

$$I = \frac{3000 \div 0.8}{12 \times 12} = 26(A)$$

10min 放出的容量

$$C_0 = It = 26 \times (1/6) = 4.3(Ah)$$

式中, C_0 为电池供出的安时数, 安时; I 为电池的放电电流, 安培; t 为电池的放电时间, 小时。

这里忽略了由于在放电时电池电压降低而导致的电流增大。实际上在这 10min 内电池电压已由浮充状态的 165V 下降到 130V 左右, 因此损失能量绝不是 4.3 安时; 其次, 它的充电电流最大值是 4A, 看来 1h, 最多 2h 就可充满, 为什么说明书上却提出了 10h 呢? 作为一个问题先放在这里, 以后的章节将有详细的介绍。

大功率 UPS 的充电时间一般都较长, 如东芝的 UTN-A60750 (7.5kVA)、UTN-A6100 (10kVA) 均标明 24h, 梅兰日兰的 ALpes4000 系列也是 24h, 唯有 Exide 的充电时间较短, 如 10kVA 的充电时间自称 10 倍于电池供电时间。

电池充电时间长短关系甚大,比如若充电时间为 24h 的 UPS,就意味着外电网停电后的连续供电时间不能小于 24h,这对那些间隔停电(白天停,晚上供)、偶然停电与计划停电相隔很近的情况就不相适应,电池长时间得不到充足的补充,将会有很大损伤。

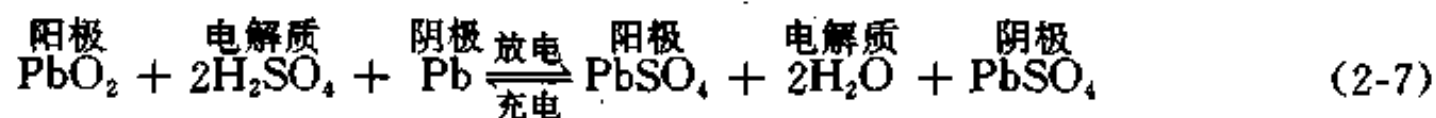
2-2 蓄 电 池

蓄电池是 UPS 的心脏,没有蓄电池的 UPS 只能称作交流电压稳压稳频(CVCF)源。蓄电池尽管在 UPS 电源中使用得这么广泛,但它又像温室里的鲜花那样经不起风雨,正因为多数人不了解这一点,在使用中不加注意,致使蓄电池过早地失效。

为了向读者介绍一点电池的知识,这里以使用最多的铅酸蓄电池为例;又为了给读者一个具体而完整的印象,选用了 CSB 电池作为具体例子,然后可以举一反三:CSB 所具备的性能,其他的蓄电池也具备;CSB 电池应注意的事项,其他牌号的电池也要如此。

2-2-1 蓄电池的工作原理

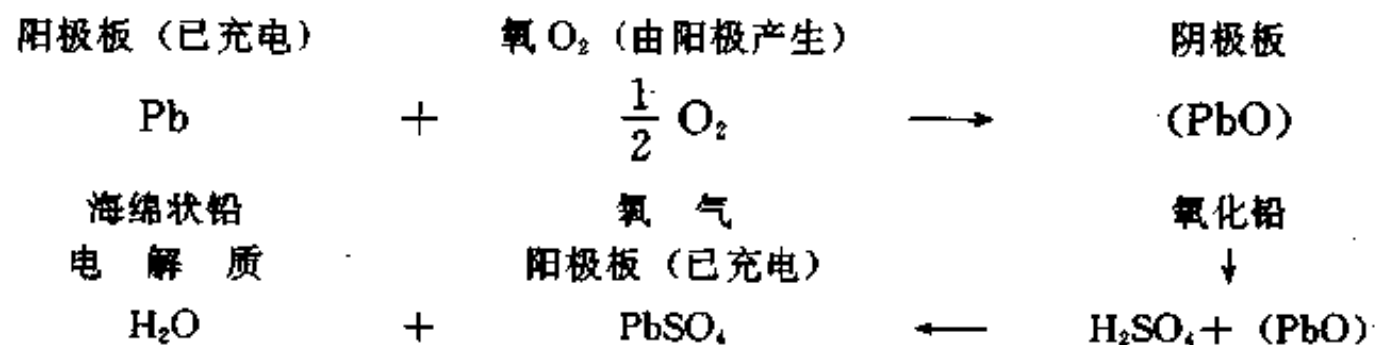
非密封电池的充电放电反应可用下面的等式表示:



充电过程完成后,如果再继续充电,就称为过充,就会导致电解质中水的电离,于是在阳极上产生 O_2 气而在阴极上产生 H_2 气。这些气体被释放到电池的外面,这就使电解质液面下降,就需要补充纯水。

而密封铅酸蓄电池是这样设计的,即阴极即使在阳极被完全充满电的情况下也不被完全充电。这样一来,虽然在阳极板上由于过充电而产生了 O_2 ,但在阴极板仍无 H_2 产生。于是在阳极板上产生的 O_2 就和充了电的海绵状铅(Pb)反应而生成氧化铅(PbO)。氧化铅又接着与硫酸(H_2SO_4)反应生成硫酸铅(PbSO_4),就使得阴极板放电。换句话说,由阳极上产生的 O_2 被阴极板吸收而不逸出。由于阴极板在 O_2 的作用下产生放电,因此在那里总是存在着不受放电影响的部分。其结果,在阴极极板上永远不会产生 H_2 。这就完全避免了水的损失。在 UPS 电源中所以广泛地采用了密封免维护蓄电池就是因为这种反应和开放式的完全不同,所以也就不需要专人去定期观察,定期加水,同时也净化了环境,避免了逸出的 O_2 和 H_2 燃烧的危险。

密封电池的工作原理可用下面的反应式表示:



2-2-2 充电

恒压充电对电池的充电在一定意义上说比较合适。因为由于充电的继续进行,阳极

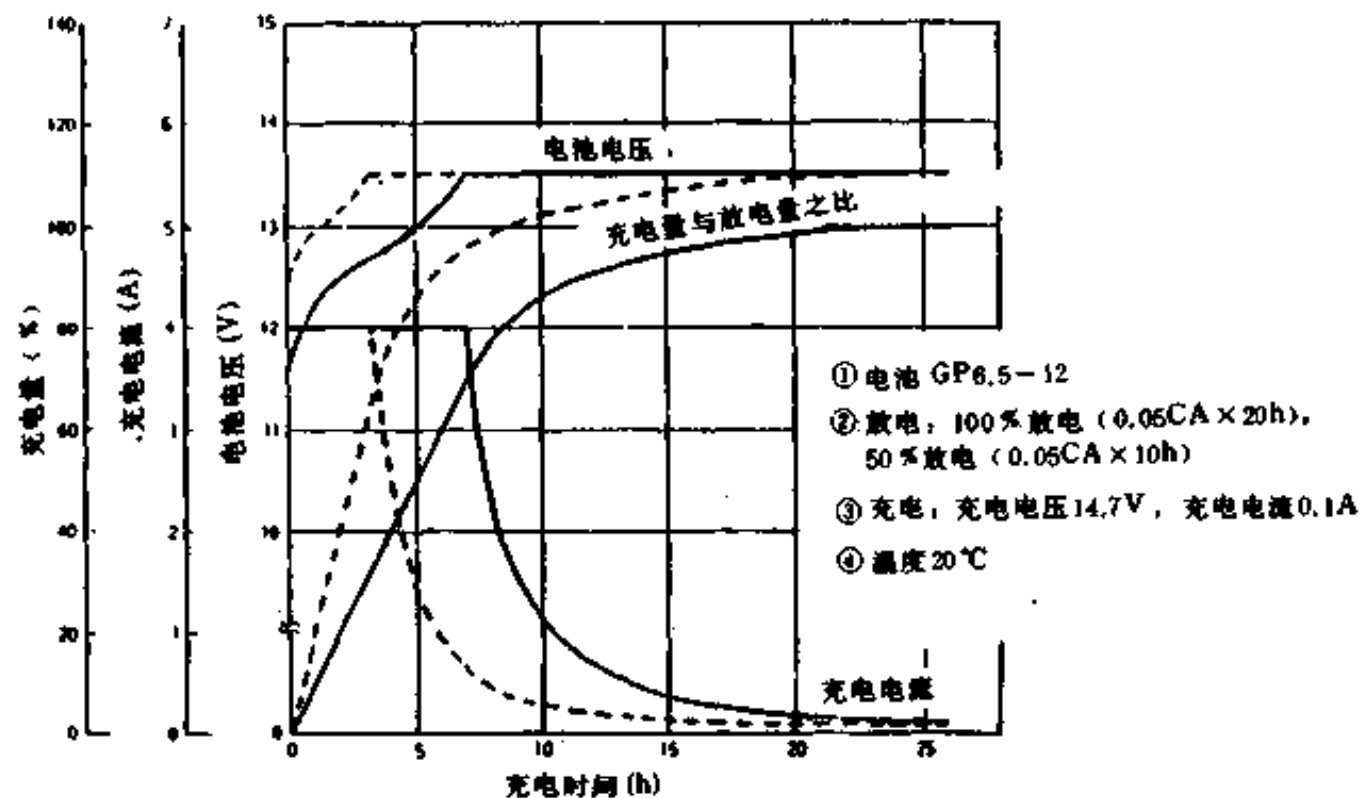


图 2-12 Gp40-12 恒压 13.5V (2.25V/cell) 的充电特性
(30 到 100Ah 后备式应用时典型的充电特性)

图 2-10、2-11 和图 2-12 表示的是起始充电电流被限制到 0.1C，当电池电压达到指定值后又改为恒压充电，这里表示的是在电池 100% 放电和 50% 放电后被重新充电的。为了给电池全充电，充电量是放电量的 110—120% 是必需的。

电池的充电电压随着温度的升高而降低或随着温度的降低而升高。因此，在温度高时用给定电压充电需增大充电电流而在低温时要减小充电电流。

在环境温度为 5°C (41°F) 到 35°C (95°F) 时充电不需要温度补偿。但在温度低于 5°C 或高于 35°C 时，就需要对电池电压的充电电源进行温度补偿。其温度系数对周期服务而言，是 $-5\text{mV}/^\circ\text{C}/\text{cell}$ ；用于后备时，是 $-3.3\text{mV}/^\circ\text{C}/\text{cell}$ 。

2-2-3 放电

在外电网电压断电时就是利用 UPS 中蓄电池的放电来达到不间断供电的目的的，所以研究一下放电的过程是有好处的。

电池的容量 C 是放电电流 (A) 和达到电压下限值的放电时间 (h) 的乘积，即

$$\text{电池容量 } C(\text{Ah}) = \text{放电电流}(\text{A}) \times \text{放电最终时间}(\text{h}) \quad (2-8)$$

由上式可以看出，电池容量 C 一定时，放电最终时间的变化取决于放电电流。电池的容量也大大地依赖于放电电流。

例如，比较 1h 放电率和 10h 时放电率的情况：

对于 1h 放电率

$$0.6C(\text{A}) \times 1(\text{h}) = 0.6C(\text{Ah})$$

对于 10h 放电率

$$0.1C(\text{A}) \times 10(\text{h}) = 1C(\text{Ah})$$

由上面的实验例子可以看出：1h 放电率所能给出的容量仅仅是 10h 放电率时的 60%。很显然，增大放电电流可导致标称容量的减小。而且终值放电电压也变化并取决于放电电流。放电容量受放电期间温度的影响，一般来说，在放电期间的温度低，容量就减小。图 2-13 示出了这种放电特性。

(1) 放电电流和放电终值电压

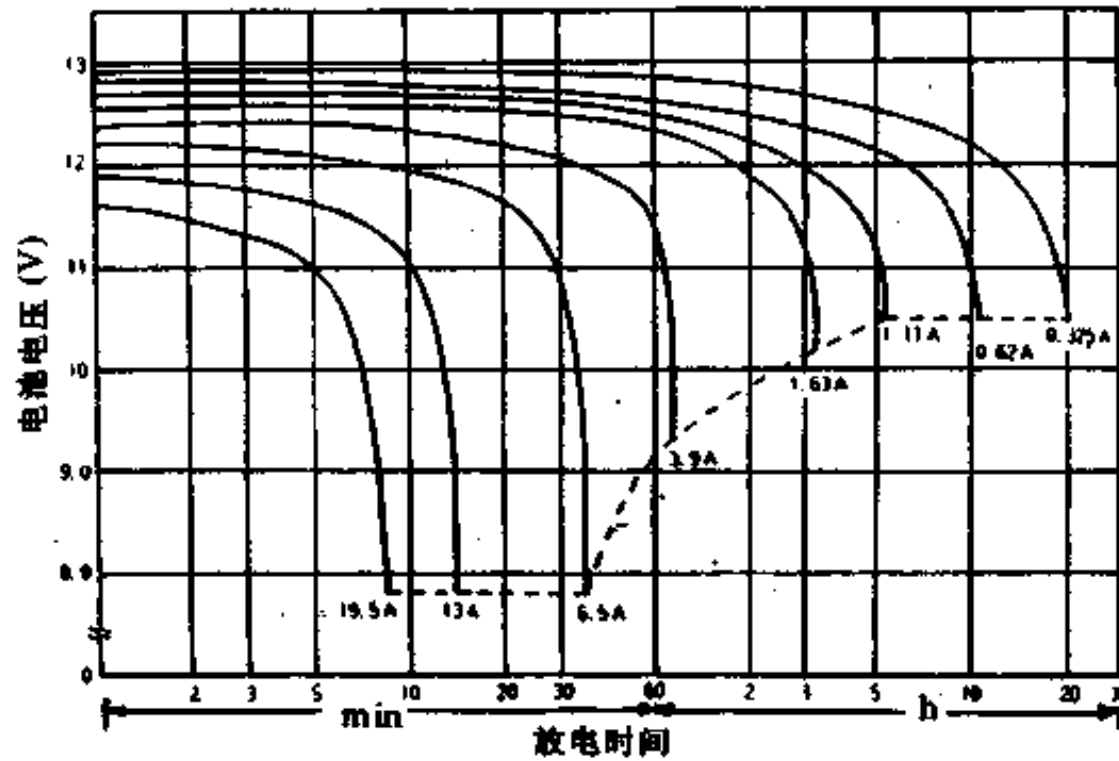


图 2-13 Gp6.5-12 在额定温度时 (20°C) 的放电特性

放电电流和放电终值电压之间的关系, 采纳表 2-3 中所推荐的值。电池放电千万不要放到规定的终值以下。重复性的过放电可能导致故障, 即使充电也不能恢复容量。

表 2-3 放电电流和终值放电电压

放电电流 (A)	终值放电电压 (V/cell)	
	0.8 至 24Ah Gp 型密封铅酸电池	30 至 100Ah Gp 型密封铅酸电池
0.05C > A 或间隙放电	1.75V	1.90V
0.05C ≤ (A) < 0.15C	1.75V	1.80V
0.15C ≤ (A) < 0.2C	1.75V	1.75V
0.2C ≤ (A) < 0.4C	1.70V	1.70V
0.4C ≤ (A) < 0.5C	1.70V	1.60V
0.5C ≤ (A) < 0.6C	1.55V	1.60V
0.6C ≤ (A) < 1C	1.55V	1.50V
1.0C < A	1.30V	1.50V

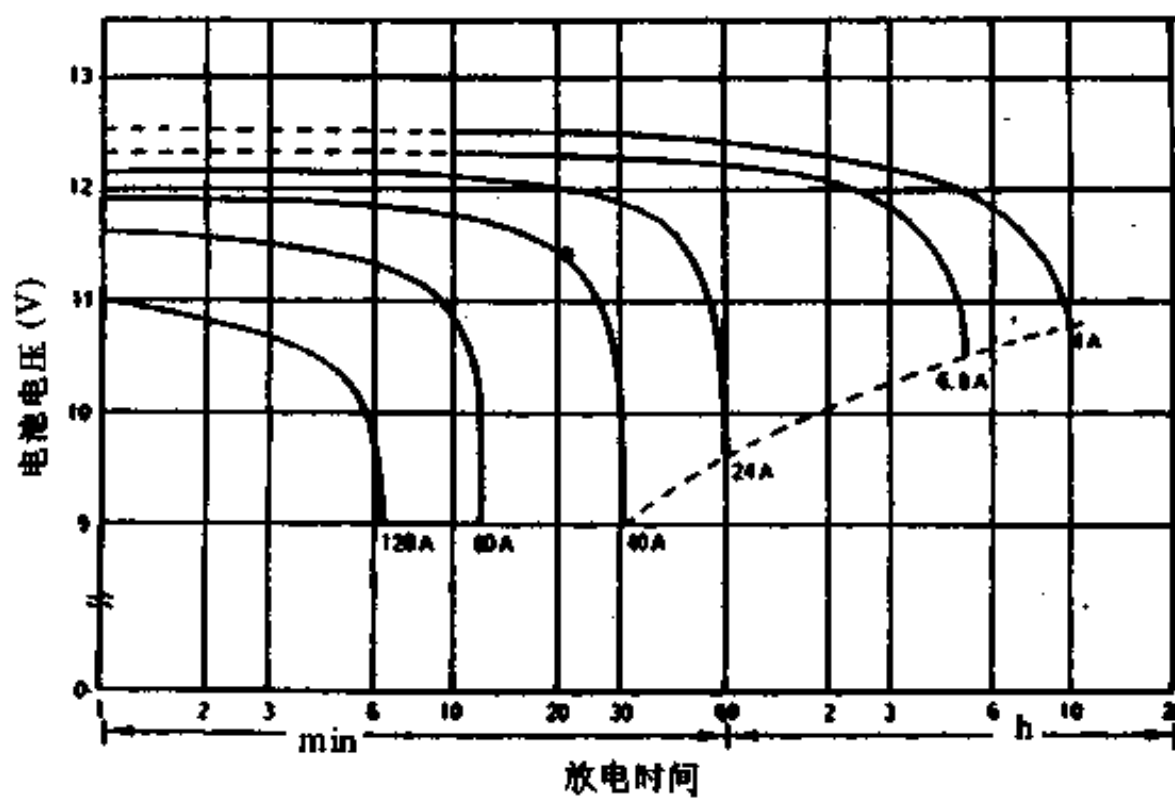


图 2-14 Gp40-12 在不同额定值时的放电特性

(2) 在不同额定值时的放电特性

图 2-13 和图 2-14 表示的是 Gp6.5-12、Gp40-12 在不同的额定值下各自的放电特性。图 2-15 和图 2-16 表示的是使用上图时放电电流和时间的关系。由这些图中可以看出放电电流的不同对放电时间的影响极大，甚至不是按一定比例。

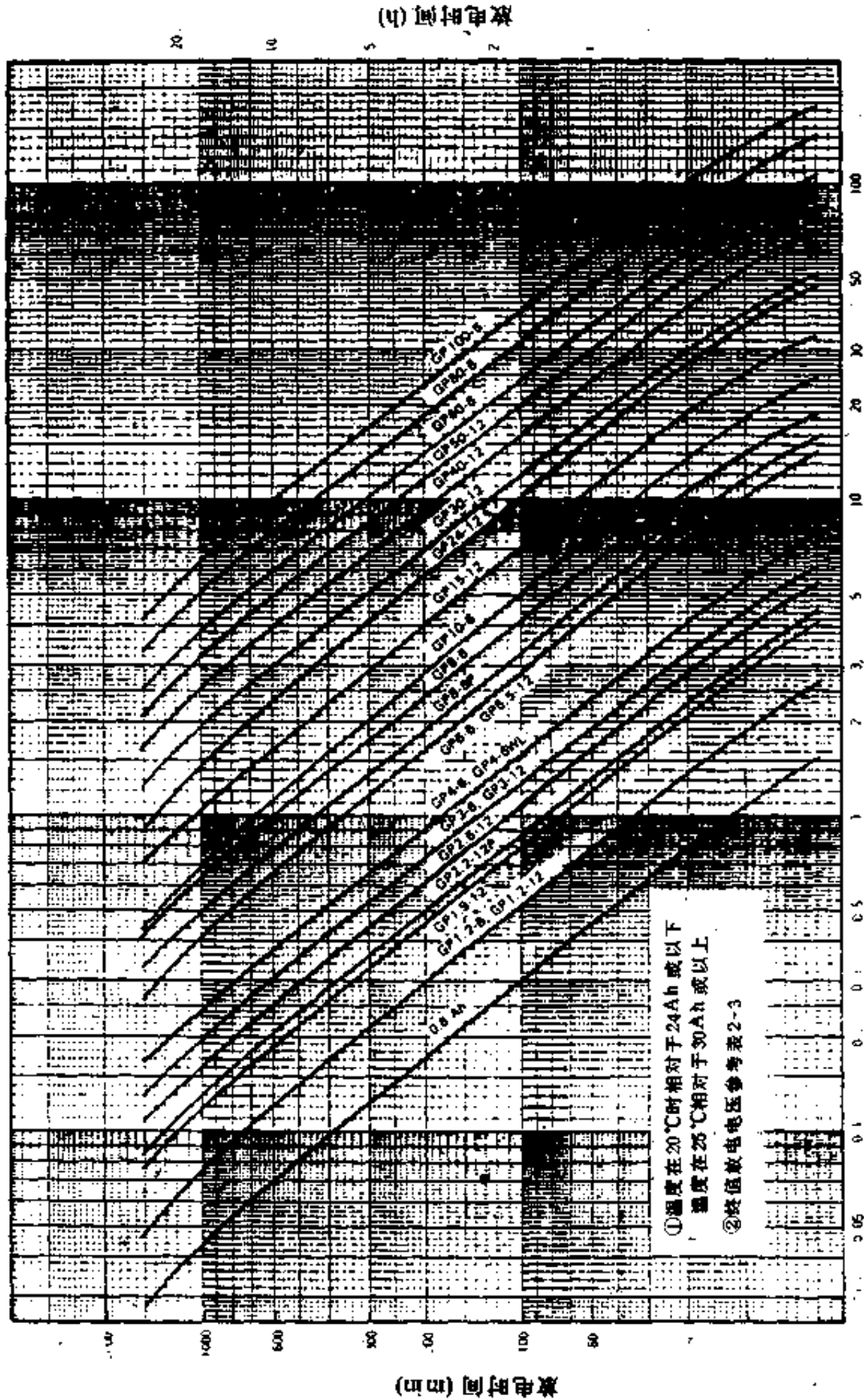


图 2-15 放电电流与放电时间的关系

实验表明，在温度为 20°C 时，放电到下限电压值时：
 20h 放电时可放出额定容量的 100%
 10h 放电时只可放出额定容量的 90%
 4h 放电时仅可放出额定容量的 75%
 10min 放电仅仅能够给出不到 30% 的容量！

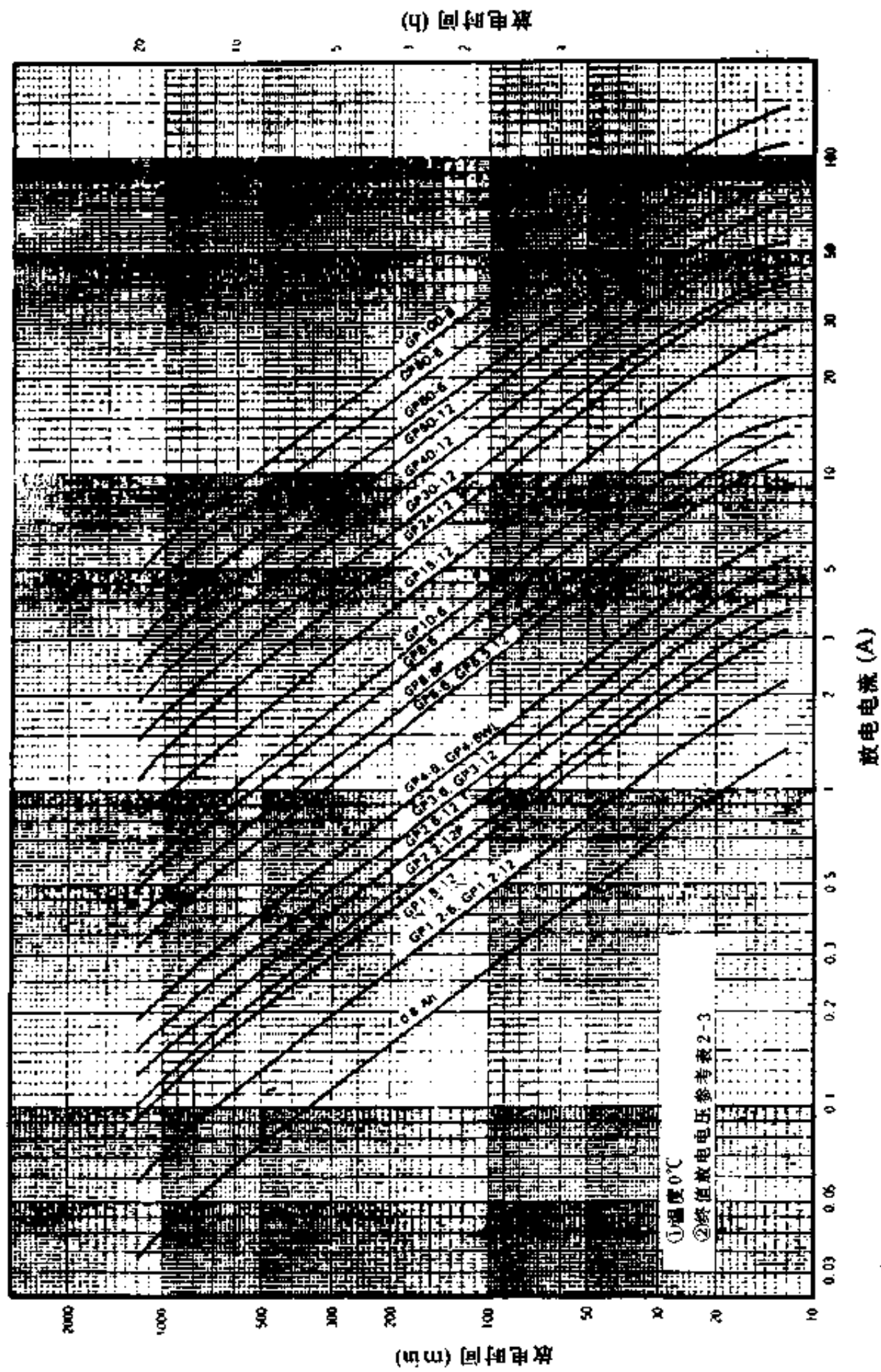


图 2-16 放电电流与放电时间的关系

(3) 温度和放电容量的关系

图 2-17 表示的是温度和放电容量之间的关系。这幅图表示的是在 20°C 充电和不同温度下放电的结果。尽量避免在 -15°C 以下和 50°C 以上使用，这样只能损坏电池，即使这时仍可以使用。

2-2-4 过放电和贮存

和碱性蓄电池比较起来，密封铅酸电池对过放电非常敏感，以致于不能恢复正常的容量、降低容量或缩短寿命。

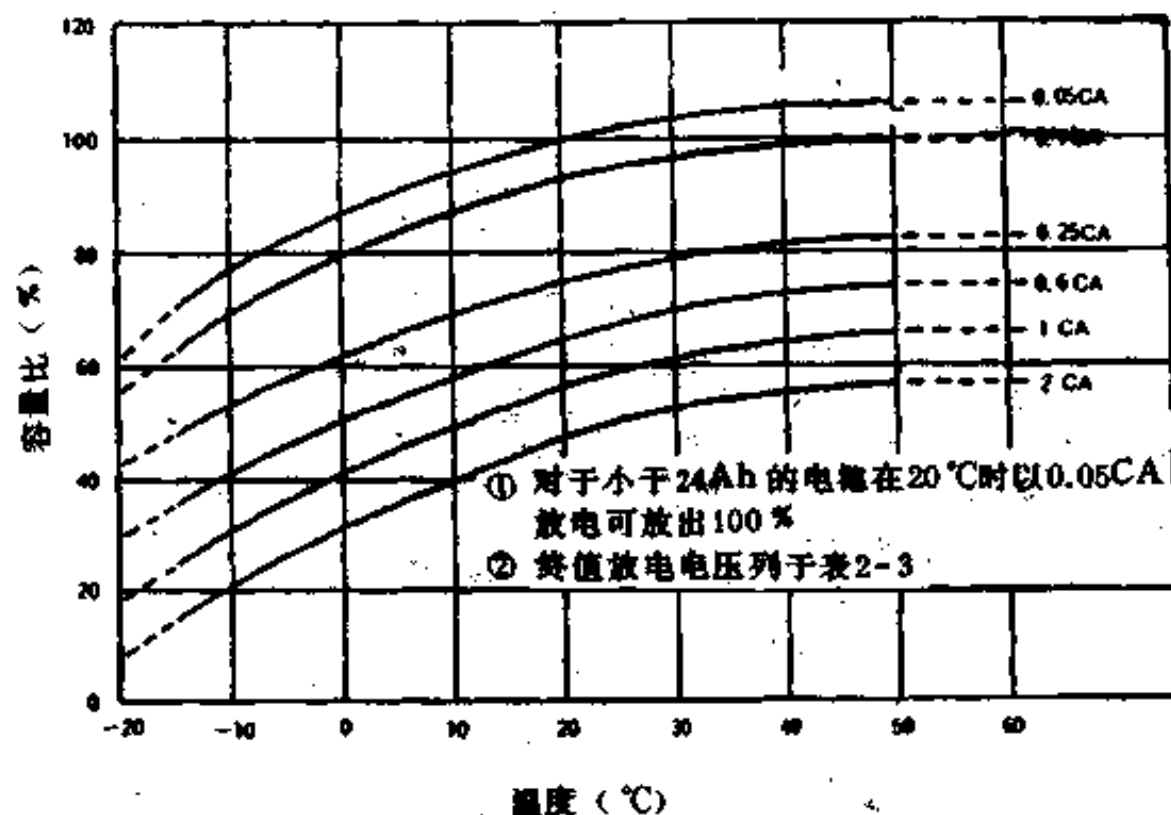


图 2-17 温度和放电容量的关系

蓄电池在充电以后最先影响它的是贮存时间,由于贮存期间电池虽然无外接电路,但其本身仍然在缓慢地自放电,从而造成容量的损失,图 2-18 就表示出了这种情况。

图 2-18 的纵轴是保持容量的百分比,横轴是存贮时间,以月计。

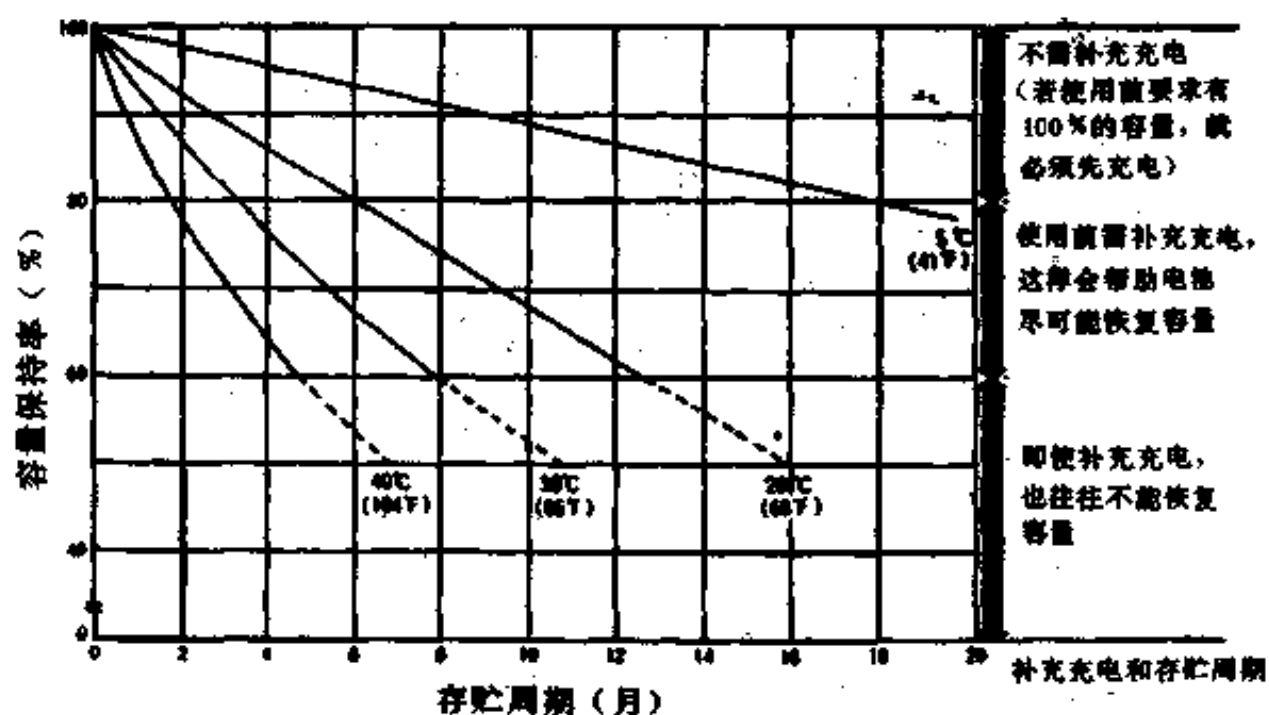


图 2-18 容量保持特性,补充充电和贮存指南

由图中可以看出:

(1) 温度对贮存的影响: 温度低对蓄电池的贮存有利, 否则能量将损失很大。由图上看, 在 5°C 情况下贮存 18 个月, 容量降到 80%, 而在 40°C 时, 不到 2 个月就已降到 80%, 半年 (6 个月) 容量就降到 60% 以下;

(2) 时间对贮存的影响: 在同一温度下时间越长, 能量损失就越多。

为了保持容量就必须进行补充充电, 不同的剩余能量要有不同的处理方法。

剩余能量在 80% 以上时, 一般不需要补充充电, 但如果要求在使用前电池必须具备 100% 的容量时, 就应补充充电。

容量在 60—80% 范围时, 在使用前需要补充充电。补充充电可以帮助恢复容量, 而

且这项工作要尽可能早做。

容量降到 60% 以下时，补充充电也常常不能使容量恢复。像这样的电池决不能再长久地搁置下去了，马上反复充电，一直到容量恢复为止。若容量丢失得已无法恢复也只好作罢！

表 2-4 贮存温度和推荐的充电间隔

贮存温度	所推荐的补充充电间隔	补充充电的方法
20°C (68°F) 以下	每 6 个月	用 2.275V/cell 的恒压充电 16—24 小时
20—30°C (68—86°F)	每 3 个月	用 2.45V/cell 的恒压充电 5—8 小时
30°C (86°F) 以上	(避免在此情况下贮存) 每月一次	用 0.05CA 的恒压充电 5—8 小时

补充充电的间隔和方法参考表 2-4。表中：2.275V/cell 表示每个组成电池组的小单元上的电压，如标称值为 6V 的电池由三个 cell 组成，那么恒压充电值应为

$$2.275\text{V} \times 3 = 6.825\text{V}$$

标称值为 12V 的电池由 6 个 cell 组成，充电电压为

$$2.275\text{V} \times 6 = 13.65\text{V}$$

CA 为用安培表示的容量，如 0.05CA，就是说容量 $C \times 0.05 = 0.05C$ (安培)。

例如对 100Ah 的电池而言， $0.05CA = 100 \times 0.05 = 5$ (A)，即用 5A 充电。

2-2-5 蓄电池的服务寿命

所有的蓄电池都有一个共同点，那就是延长使用以后它的电极会逐步变质。当电池达到其服务期限时，它的容量就不能再用充电的方法恢复了。

由上面的讨论可以看出，缩短电池服务寿命的主要因素有以下几个：

(1) 放电深度

用大电量（即深放电）重复放电会缩短电池的寿命。

(2) 放电电流的幅度

以小电量重复放电以后再突然有一个很大的放电电流就会缩短电池的寿命。

(3) 充电电流的幅度

太大的充电电流将产生大量的气体，以致于超过了电池的吸收能力，就会导致内部压力增大，气体由阀门逸出体外，最终造成电解液的损耗。

在涓流充电或浮充期间需要特别注意。因为电解液（质）损耗太多将会造成内部干涸，从而使电池失效。

(4) 过充量

当过充的时候由于电解氧化作用的影响，电池的组成部分（极板、支架等等）会受到损伤。涓流充电（即细小的电流充电）和浮充充电时，过充量是决定电池寿命的致命因素。

(5) 环境温度的影响

高的环境温度会加速电池构件的损坏，恒压充电时，高环境温度就会给出一个不必要的大充电电流量，这就导致了使用寿命的降低。然而在低温下充电时又会造成氢（H₂）气的产生，该氢（H₂）气使电池内部压力增大或者电解质减少，从而使寿命缩短。

到底蓄电池的服务周期（充放电一次即为一个周期）能是多少？图 2-19 就是电池容量与放电深度及潜在周期数之间的关系。

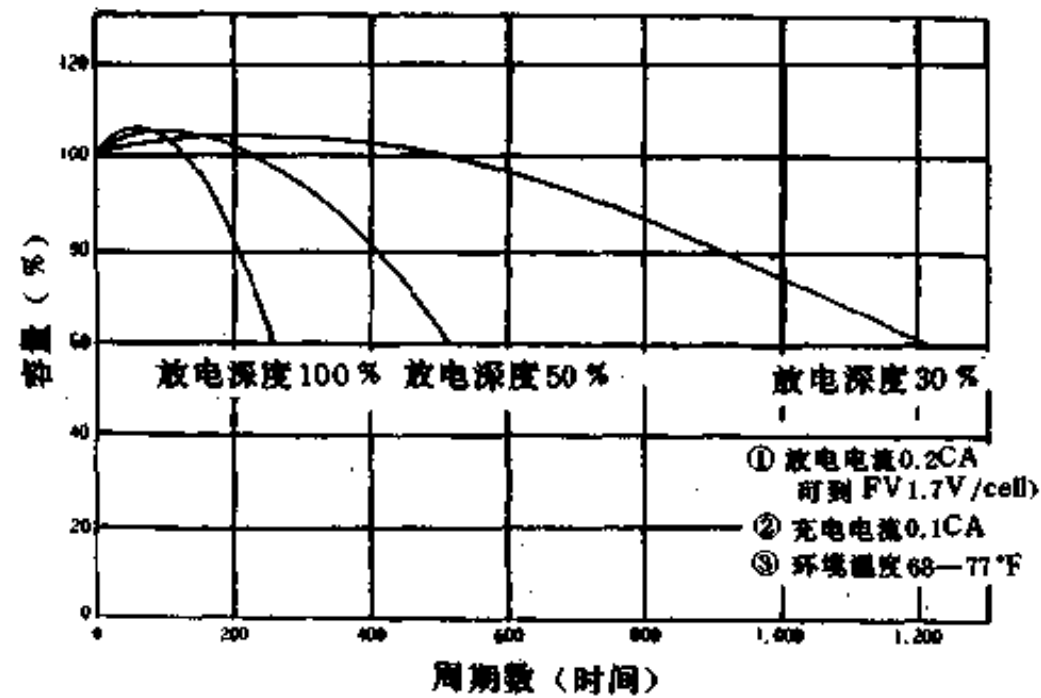


图 2-19 服务周期数

由图中看出，当放电深度 (discharge depth) 只有 30% 时，服务周期可重复 1200 次，当放电深度为 100% 时，充放电周期仅有 250 次左右。

图 2-19 是在下列条件下作出的：

- ① 放电电流 0.2CA，终值电压 (FV) 为 1.7V/cell
- ② 充电电流 0.1CA
- ③ 环境温度 20—25°C (68—77°F)

但从时间上看，电池的服务（使用）寿命能是多少呢？图 2-20 给出了这个曲线。其纵坐标是以年为单位的预期寿命，而横坐标是以安时 (Ah) 表示的额定电池容量。两条曲线之间的区域即是使用寿命的范围。该曲线是在下列指定条件下作出的：

- ① 环境温度 20—25°C (68—77°F)。
- ② 对于 24Ah 以下的电池，涓流或浮充电压 2.275V/cell；而对于 30Ah 以上的电池则小于 2.25V/cell。

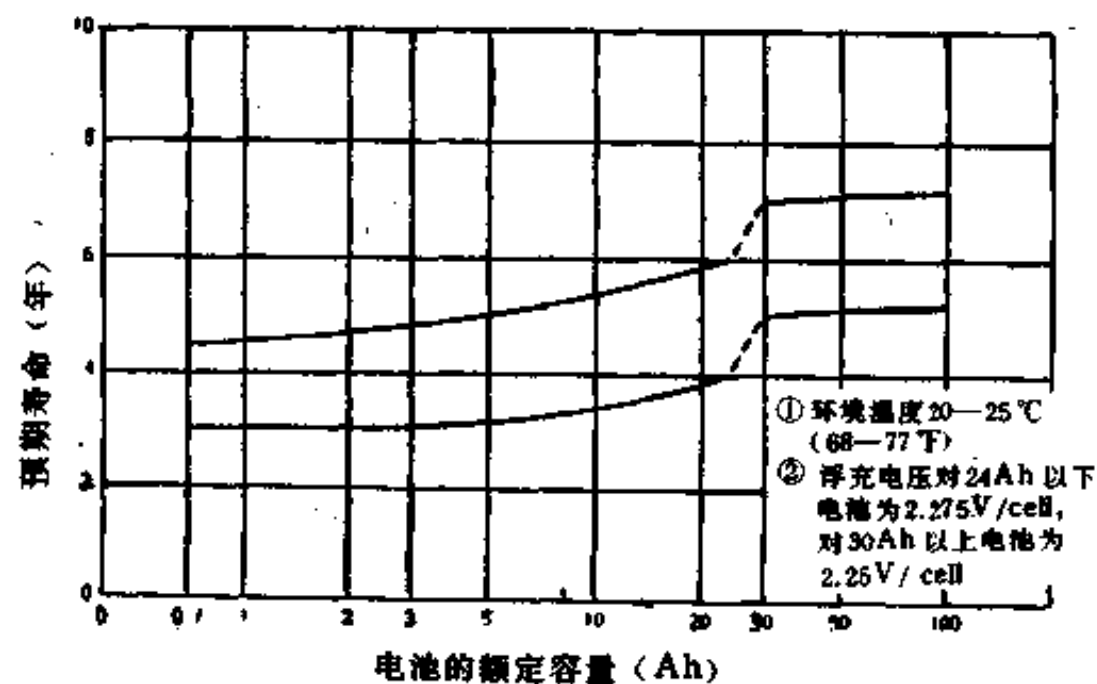


图 2-20 电池容量和涓流（浮充）充电服务寿命之间的关系

为了便于读者查找电池，表 2-5 列出了 CSB 电池的种类、尺寸、充电电压等。

表 2-5 电池产品目录 (CSB-GP)

电池 型号	尺寸 (mm (inch))				最大充电 电流 (A)	充电电压	
	长	宽	容 器 高	包 括 极 柱 的 总 高		后备用法	周期用法
GP1-2-6	97 (3.82)	25 (0.98)	51 (2.01)	59 (2.32)	0.36	6.75 到 6.9 在 20°C (68°F) 温度系数 -10mV/°C	7.2 到 7.5 在 20°C (68°F) 温度系数 -15mV/°C
GP3-6	134 (5.27)	34 (1.44)	60 (2.36)	66 (2.60)	0.9		
GP4-6	70 (2.76)	45 (1.77)	101 (3.98)	107 (4.21)	1.2		
GP4-6FP	70 (2.76)	45 (1.77)	101 (3.98)	107 (4.21)	1.2		
GP4-6WL	70 (2.76)	45 (1.77)	101 (3.98)	101 (3.98)	1.2		
GP6-6	151 (5.95)	34 (1.33)	94 (3.70)	102 (4.02)	1.8		
GP8-6	151 (5.95)	50 (1.97)	94 (3.70)	102 (4.02)	2.4		
GP10-6	151 (5.95)	50 (1.97)	94 (3.70)	104 (4.09)	3.0		
GP10-6F2	151 (5.95)	50 (1.97)	94 (3.70)	104 (4.09)	3.0		
GP9.5-6	108 (4.25)	70 (2.76)	140 (5.52)	140 (5.52)	3.0		
GP9.5-6FW	108 (4.25)	70 (2.76)	140 (5.52)	140 (5.52)	3.0		
GP9.5-6WL	108 (4.25)	70 (2.76)	140 (5.52)	140 (5.52)	3.0		
GP12-6	108 (4.25)	70 (2.76)	140 (5.52)	140 (5.52)	3.6		
GP12-6FW	108 (4.25)	70 (2.76)	140 (5.52)	140 (5.52)	3.6		
GP12-6WL	108 (4.25)	70 (2.76)	140 (5.52)	140 (5.52)	3.6		
GP4-8	92 (3.62)	47 (1.85)	101 (3.98)	105 (4.13)	1.2		9.6-10
GP0.8-12	96 (3.78)	25 (0.99)	61 (2.40)	62 (2.44)	0.24	13.5 到 13.8 在 20°C (68°F) 温度系数 -20mV/°C	14.4 到 15.0 在 20°C (68°F) 温度系数 -30mV/°C
GP1.2-12	97 (3.82)	43 (1.69)	50.5 (1.99)	55.5 (2.18)	0.36		
GP1.9-12	178 (7.01)	34 (1.33)	60 (2.36)	66 (2.60)	0.57		
GP2.6-12	195 (7.78)	47 (1.85)	70 (2.76)	78 (3.07)	0.78		
GP4-12	90 (3.54)	70 (2.75)	102 (4.01)	107 (4.21)	1.2		
GP6.5-12	151 (5.95)	65 (2.56)	94 (3.70)	102 (4.02)	1.95		
GP15-12	181 (7.13)	76 (2.99)	167 (6.57)	169 (6.65)	4.5		
GP24-12	166 (6.54)	175 (6.89)	125 (4.92)	127 (5.00)	7.2		
GP38-12	197 (7.76)	165 (6.50)	170 (6.69)	172 (6.77)	11.4	13.5 在 25°C(77°F) 温度系数 -10mV/°C	14.7 到 15.0 在 25°C (77°F) 温度系数 -15mV/°C
GP60-6	217 (8.54)	128 (5.04)	190 (7.48)	220 (8.66)	18	6.75 在 25°C(77°F) 温度系数 -10mV/°C	7.35 到 7.5 在 25°C(77°F) 温度系数 -15mV/°C
GP80-6	281 (11.1)	128 (5.04)	190 (7.48)	220 (8.66)	24		
GP100-6	345 (13.9)	128 (5.04)	190 (7.48)	220 (8.66)	30		
GP30-12	235 (9.25)	128 (5.04)	190 (7.48)	220 (8.66)	9	13.5 在 25°C(77°F) 温度系数 -20mV/°C	14.7 到 15.0 在 25°C (77°F) 温度系数 -30mV/°C
GP40-12	299 (11.8)	128 (5.04)	190 (7.48)	220 (8.66)	12		
GP50-12	363 (14.3)	128 (5.04)	190 (7.48)	220 (8.66)	15		

续表 2-5

电池 型号	额定 电压 (V)	额定容量(Ah)			重量 (Approx. kg(lbs))	能量密度 (wh/l)	比能 (wh/kg)	内阻 (Approx. (m Ω))	最大 放电 电流 5 s(A)
		20HR 1.75 V/cell	10HR 1.75 V/cell	1HR 1.60 V/cell					
GP1.2-6	6	1.2	1.1	0.7	0.28(0.62)	58	25	65	40
GP3-6	6	3	2.8	1.8	0.62(1.36)	66	27	35	40
GP4-6	6	4	3.7	2.4	0.83(1.83)	75	29	20	40
GP4-6FP*	6	4	3.7	2.4	0.83(1.83)	75	29	20	40
GP4-6WL	6	4	3.7	2.4	0.83(1.83)	75	29	20	40
GP6-6	6	6	5.6	3.6	1.2(2.6)	74	30	20	40
GP8-6	6	8	7.4	4.8	1.7(3.7)	67	28	15	40
GP10-6	6	10	9.3	6.0	1.9(4.18)	84	33	10	40
GP10-6F2	6	10	9.3	6.0	1.9(4.18)	84	33	10	40
GP9.5-6	6	10	9.3	6.0	1.9(4.18)	84	29	10	40
GP9.5-6FW	6	10	9.3	6.0	1.9(4.18)	84	29	10	40
GP9.5-6WL	6	10	9.3	6.0	1.9(4.18)	84	29	10	40
GP12-6	6	12	11.1	7.2	2.16(4.76)	68	33	10	40
GP12-6FW	6	12	11.1	7.2	2.16(4.76)	68	33	10	40
GP12-6WL	6	12	11.1	7.2	2.16(4.76)	68	33	10	40
GP4-8	8	4	3.7	2.4	1.11(2.44)	73	29	30	40
GP0.8-12	12	0.8	0.7	0.5	0.34(0.74)	66	28	220	20
GP1.2-12	12	1.2	1.1	0.7	0.57(1.25)	61	25	105	40
GP1.9-12	12	1.9	1.8	1.1	0.85(1.87)	63	27	90	40
GP2.6-12	12	2.6	2.4	1.6	1.30(2.90)	49	24	70	40
GP4-12	12	4	3.7	2.4	1.70(3.74)	75	28	35	40
GP6.5-12	12	6.5	6.2	3.9	2.50(5.50)	84	32	25	40
GP15-12	12	15	14.0	9.0	6.2(13.7)	78	29	15	100
GP24-12	12	24	22.3	14.4	9.0(19.8)	79	73	10	150
GP38-12	12	38	35.2	22.8	14.0(30.8)	83	33	8	200
GP60-6	6		60°	36	14.0(30.8)	59	26	4	360
GP80-6	6		80°	48	17.5(38.6)	61	27	3	480
GP100-6	6		100°	60	21.0(46.3)	62	29	2	600
GP30-12	12		30°	18	14.5(32.0)	54	25	8	180
GP40-12	12		40°	24	18.0(39.7)	57	27	6	240
GP50-12	12		50°	30	21.5(47.4)	57	28	5	300

第三章 逆变器

UPS 的逆变器是将由电网交流波整流后的直流电压或电池电压变换成交流波的部分。根据不同的要求被逆变出来的交流电压分为方波、准方波、阶梯波、脉宽调制 (PWM) 波、脉宽阶梯混合波及直接正弦波等。下面就这些波的产生电路进行讨论。

3-1 方波与准方波

3-1-1 方波

方波是一种最简单的逆变波形，如图 3-1 (a) 所示，产生这种波形的电路很简单，比

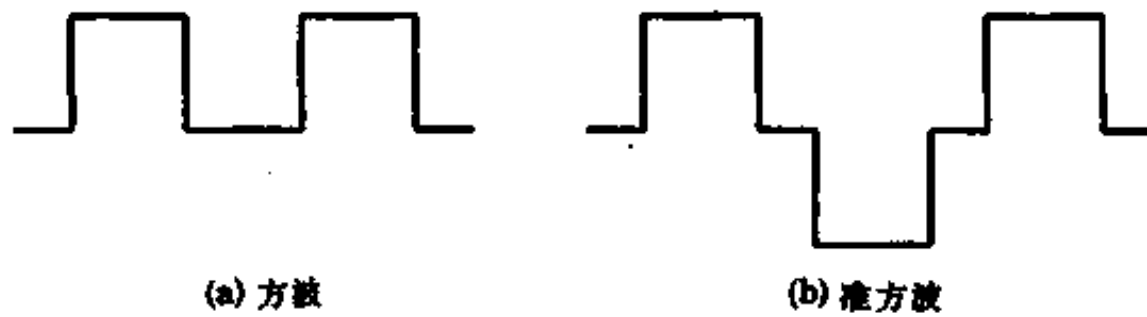


图 3-1 方波与准方波

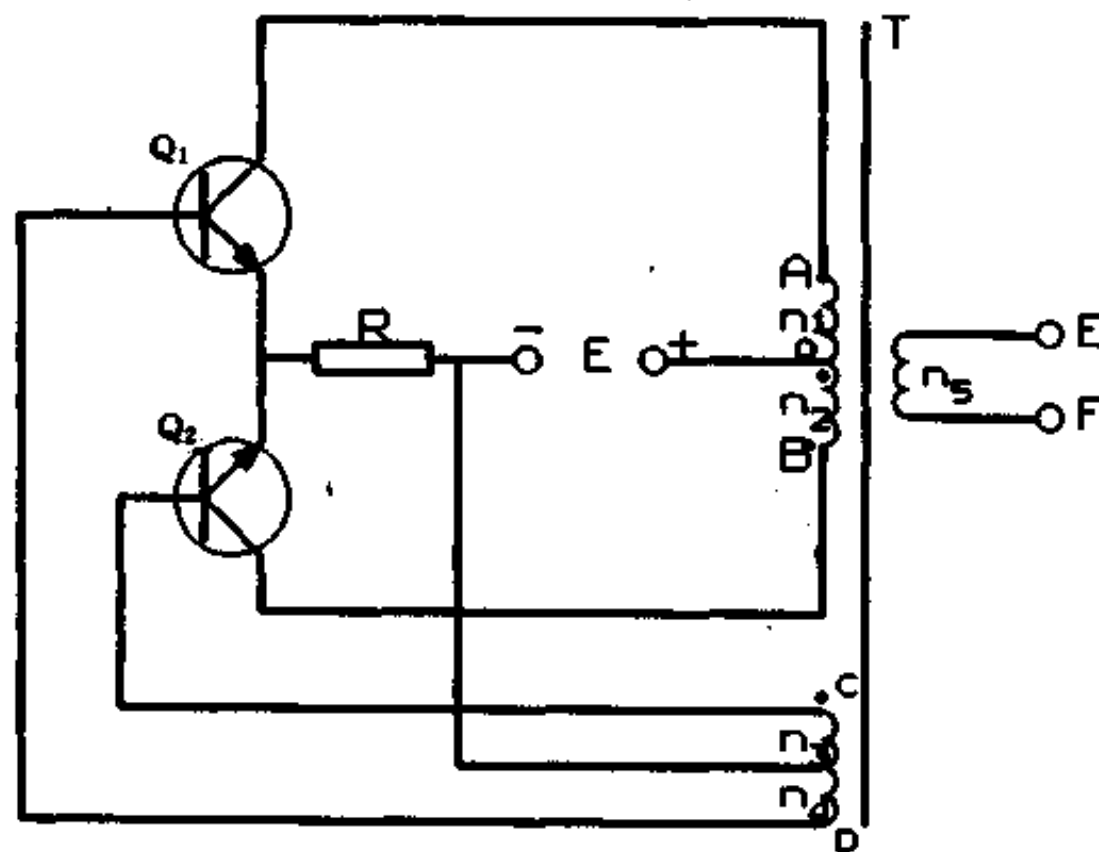


图 3-2 最简单的方波发生器电原理图

如用一个自激方波振荡器或再加一级 (或几级) 驱动就可实现。图 3-2 示出了一种最简单的交流方波发生器，其计算公式为

$$n = K \frac{U_m}{BSf} \quad (3-1)$$

式中, n 为变压器 T 初级匝数一半 (匝);

K 为系数, 这里是 $1 \times 10^8/4$;

U_m 为电源电压最大值 (V), 这里 $U_m = E$;

B 为变压器最大磁通 (高斯);

S 为变压器铁心有效截面积 (厘米²);

f 为变换频率, 赫兹。

该电路的工作原理如下:

当 E 加上后, 由 Q_1 和 Q_2 两管的一点点不平衡使其中一管有一点导通, 例如 Q_1 集电极有一很小的电流 i_c , 方向是 $E^+ \rightarrow$ 绕阻 $n_2 \rightarrow B$ (Q_2 集电极) $\rightarrow Q_1$ 发射极 $\rightarrow R \rightarrow E^-$, 这个小电流 i_c 就在绕阻 n_3 中感应了一个电压 e_3 , 方向为 C 正 D 负, 这正好是使 Q_1 导通的基极电流方向 I_{b1} , 使 i_c 增长为 $\beta i_{b2} \rightarrow i_c \uparrow \uparrow \rightarrow i_{b2} \uparrow \uparrow$, 这样一个正反馈过程使 Q_2 很快达到饱和 (在此以前由于 Q_1 一直处于负偏压故不导通)。在 Q_2 达到饱和后, i_c 停止变化, 由于驱动绕组中的感应电势为:

$$e = -L \frac{di_c}{dt} = -L \frac{\Delta i_c}{\Delta t} \quad (3-2)$$

Q_2 的饱和使 $\Delta i_c = 0$, $i_{b2} = 0$, 于是其集电极电流 i_c 很快减小, 这就出现了反方向的电流变化率 $\Delta i_c / \Delta t$, 在正向变化率时, 驱动绕组的感应电势为 C 正 D 负, 而在负变化率下则变成 C 负 D 正, 这正好是驱动 Q_1 开启的正基极电流方向, I_{b1} 使 Q_1 雪崩式达到饱和, 而后 Q_2 又导通等等。 Q_1 导通时的电流方向和 Q_2 导通时正好相反, 于是在输出绕组 n_3 中就感应出两个方向的电压, 即 EF 端就有交流方波输出了。

由图 3-1(a)可以看出: 方波是不可调整的, 除非电源 E 可以调整; 方波的谐波分量也大。尽管如此, 由于它的电路简单, 在不少要求不高的地方仍得到了一定程度的应用。

3-1-2 准方波

由图 3-1(b)可以看出和方波的不同仅在于它的正半波和负半波是不连续的, 在正半波的后沿和负半波的前沿之间有一段空间, 这就是调整区, 即这种波形就具有一定的稳压功能。图 3-3 示出了一种实用的准方波小功率 UPS 电路。该电路采用了 TL494 组件作为控制电路。 C_1, R_3 定时元件使 TL494 输出端 9 和 10 输出 50Hz 的交替脉宽波去驱动由 Q_1 至 Q_6 组成的推挽电路。在端 9 给出正半周波时 (端 10 被封锁), Q_1, Q_2, Q_3 组成的一臂导通, 电流方向指向上; 在 Q_4, Q_5, Q_6 组成的一臂被触发时, 电流方向指向下。于是在输出绕组 n_3 中就输出正负半波交替的交流准方波。这个逆变器是双向馈电的, 当外电网电压正常时, 逆变器不工作, 这时经 n_1 降压的交流正弦波经 D_1 和 D_2 向电池充电, 在充电初期为了增大电流, 加了一个和 n_1 串联的附加绕组 n_2 。充电电压由 LM339 比较器 7 脚测量, 在电池未达到指定值前, $U_7 < U_6$, 则 U_1 输出 “0”, Q_9, Q_{10} 不导通, 灯 D_{15} 亮, 指出此时为快速充电。一旦电池电压达到指定值, $U_7 > U_6$, 则 U_1 输出 “1”, “浮充” 灯被点亮, 从而打开晶体管 Q_1, Q_2 , 将 D_{15} 旁路, 快充灯熄灭, 继电器 J_2 动触点由 2 端投向 1 端, 使电池充电电压降低, 开始浮充充电, 由于电池充电电压的降低又可能导致 U_7

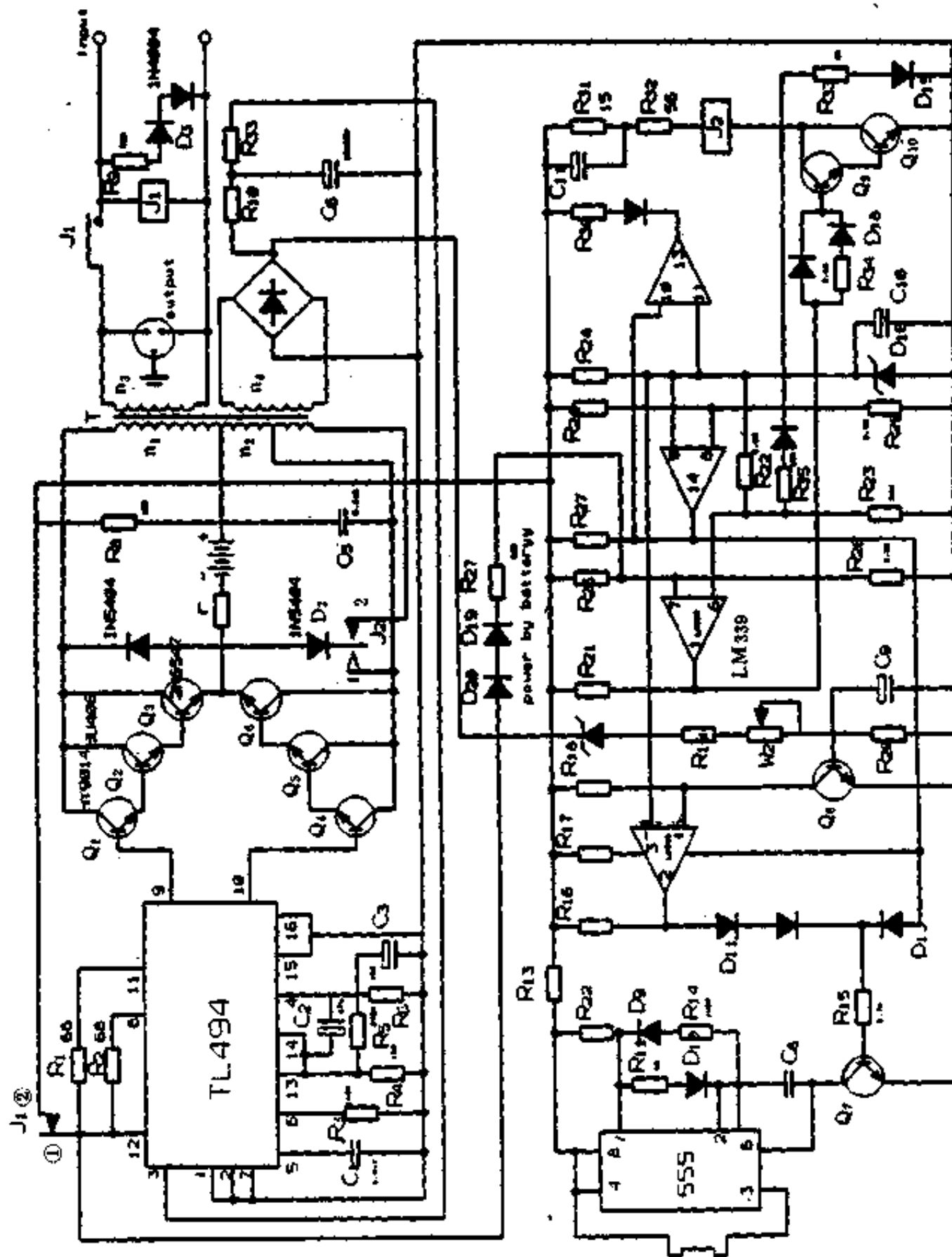


图 2-3 一种准方波小功率 UPS

$<U_6$ ，重新回到快充，形成过充。为了避免这一点，在快充时 U_6 的电压由两部分组成：一路是稳压管 D_{16} 的电压由 R_{22} 和 R_{23} 分压后送到 6 脚作基准电压，一路经 R_{35} 、二极管接到 R_{33} 上，由于此时 D_{15} 正在导通，所以 R_{33} 上电压较高 ($>U_6$)，故电压 U_6 在这时候为分压器所供；一旦 Q_{10} 导通， R_{33} 上的电位被导通的 Q_{10} 短路到地，这时 U_6 的电压为：

$$U_6 \approx \frac{R_{35} // R_{23}}{R_{22} + R_{35} // R_{23}} U_{D16} = \frac{9.9}{13.5} \times 6 = 4.4V$$

而在快充时

$$U_6' = \frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} U_{D16} = \frac{22}{22 + 3.6} \times 6 = 5.15V$$

显然，基准电压 U_6 比快充时降低了，所以不会使继电器 J_2 误动作，而且又能保证电池电压下降到 11.5V 时恢复快充性能。

当外电网电压掉电时,继电器 J_1 由于绕组失去驱动电压,使其触点由原来的 2 端倒向 1 端,接通振荡器,驱动逆变器工作,输出交流准方波。电池放电到下限终值附近时,比较器 $U_6 > U_7$,使 14 脚的 U_{14} 输出“1”,一路去驱动电池欠压指示灯,一路去驱动报警电路。

为了指示明确,设置了电池供电指示灯,当交流断电时,由于 J_1 接通 1 端而将电池电压送控制组件电源端 12,而经电池供电指示灯 D_{20} 加比较器的 7 脚,使其保持高电位,以免在电池供电过程中,由于端电压的降低(但还未接近放电终值电压)而造成 $U_7 < U_6$ 误动作。

n_4 为反馈绕组。绕组 n_4 的电压经整流和 T 型滤波器滤波后得到的反馈信号加到组件 TL494 的误差放大器输入端 3,从而控制端 9 和 10 输出方波的宽度。

在早期的 UPS 中几乎都是方波或准方波,如若需要变成正弦波,将不得不装置庞大的谐振滤波器。然而小功率的应用未受多大影响,这是由于它简单、造价低,而且也确实能用,如用它带电视机、传真机、学习机等都可满足要求。不过在大功率范围中已被更好的电路替代。

3-2 阶 梯 波

3-2-1 叠加式阶梯波

这种阶梯波是多个准方波叠加而成的,如图 3-4 所示。形成准方波的方案很多,图 3-3 中的准方波电路就是一种方案,图 3-5 介绍了另一种用可控硅逆变桥产生准方波的方案。其工作过程如下:

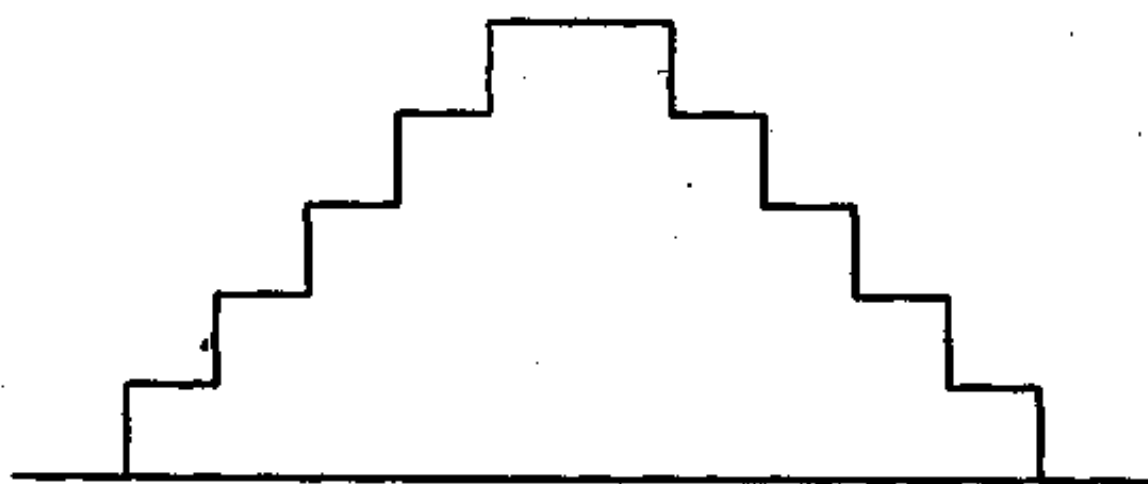


图 3-4 叠加式阶梯波

例如在 $t=t_1$ 瞬间, T_2 截止,而 T_3 的控制信号仍加着,由于流过 T_3 的电流无通路,故变压器 B 的初级绕组中无电流通过,次级不输出电压;另一方面,在 $t=t_1$ 时可控硅 T_1 也被触发,这时的两只可控硅因无通路且电位相等都处于实际上的截止状态。当 $t=t_2$ 时,可控硅 T_4 被触发 (T_3 控制信号消失),由于加在 T_1 上的触发信号仍然存在,所以 T_1 — T_4 形成电流通路,电流方向为 $E_0^+ \rightarrow T_1 \rightarrow B \rightarrow T_4 \rightarrow E_{0-}$,例如规定这时输出的为正半波, T_1 和 T_4 同时导通 θ 后, T_1 关闭; T_2 的触发信号开始加上,因仍无通路 T_2 不导通,在 t_3 — t_4 之间 (δ) 又是空白,无输出,在 $t=t_4$ 时 T_3 的触发信号出现和原来正处于导通状态的 T_4 形成电流通路,电流方向是 $E_0^+ \rightarrow T_3 \rightarrow B \rightarrow T_2 \rightarrow E_{0-}$,这时流过变压器初级的电流方向

和 T_1 、 T_4 导通刚好相反，于是在次级绕组输出一个负半波 U_0 ，这样交替导通的结果就形成了图 3-5 (b) 的交流输出准方波 U_0 。适当调整 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 之间的相位角 δ ，就

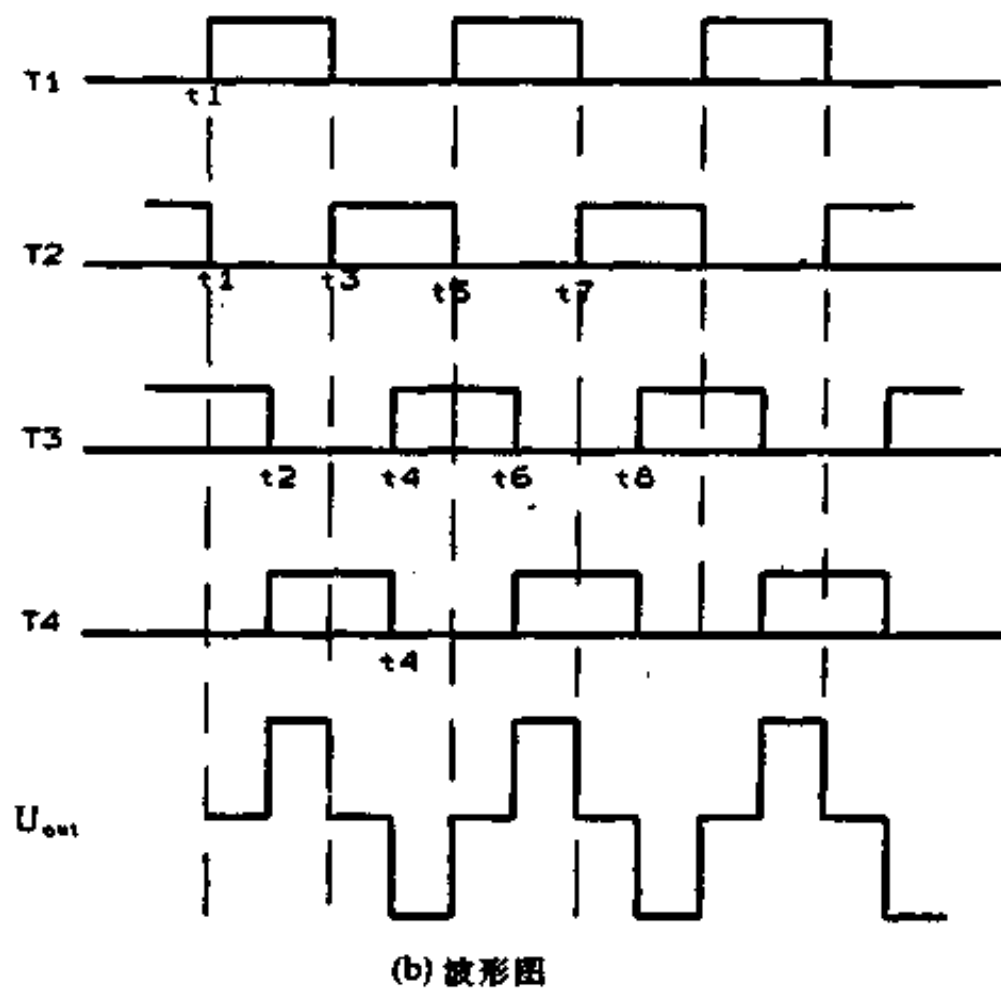
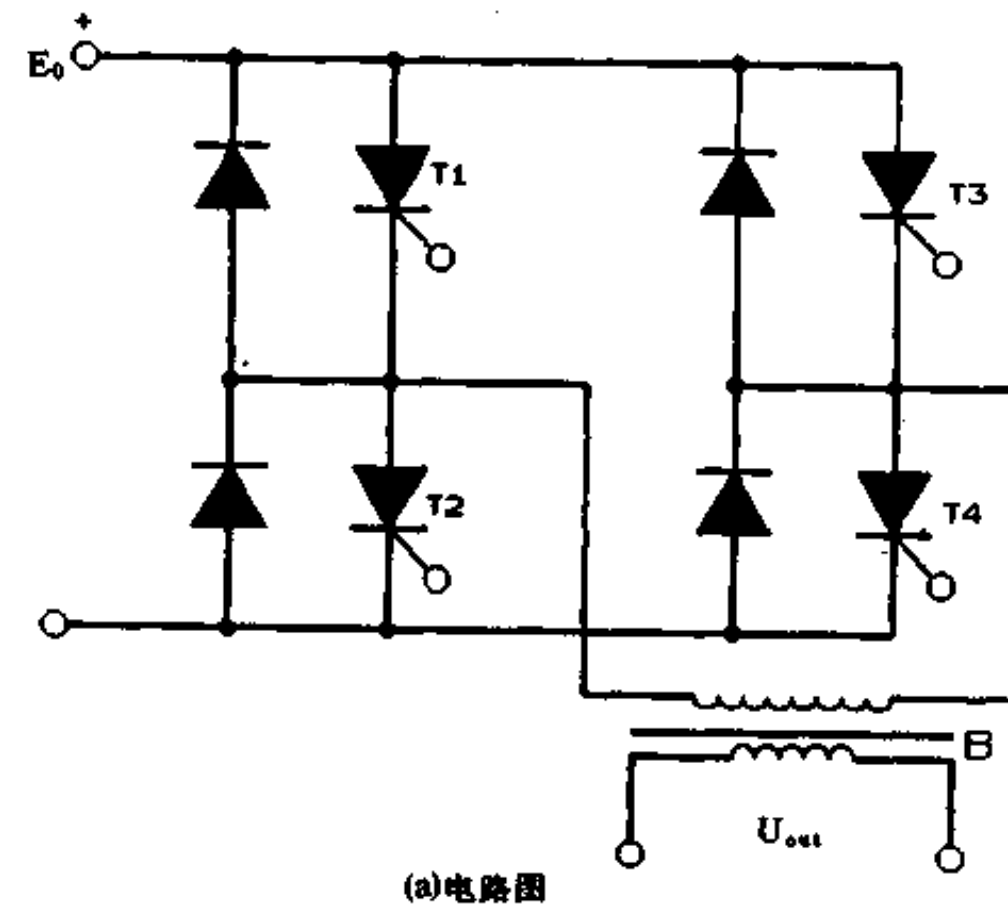


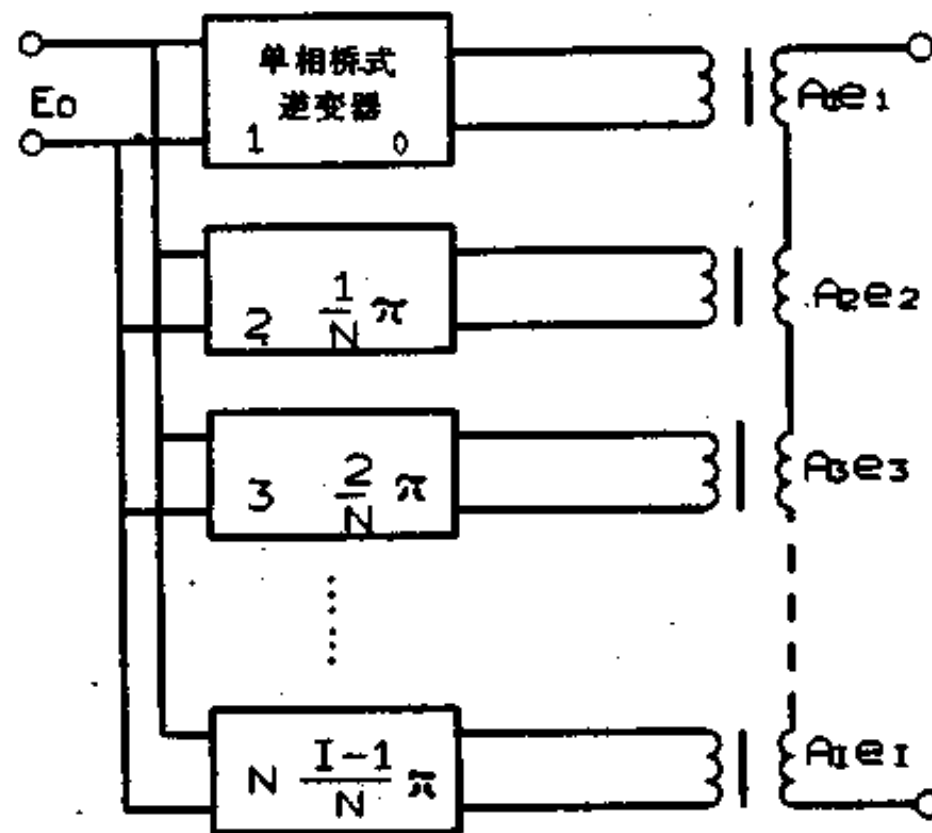
图 3-5 可控硅桥式逆变器

可以调整单相逆变器输出电压脉冲的宽度，这个电压波形的电压展开式为：

$$e_i = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E_0}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \sin \frac{n\theta_i}{2} \cdot A_i \cos n(\omega t - \phi_i) \quad (3-2a)$$

式中， e_i 为交流电压 U 瞬时值； E_0 为直流电源电压； θ_i 为单相逆变器输出脉冲宽度； A_i 为变压器 B 的变比； ϕ_i 为单相逆变器的初相角； $n=1, 3, 5, 7, \dots$ 。

如果像图 3-6 那样，将 N 台初相角相差 π/N 的单相桥式逆变器的输出绕组串联起来，则合成输出电压为：



$$U_{out} = \sum_{i=1}^N e_i$$

图 3-6 输出电压叠加电路

$$e = \sum_{i=1}^N e_i \quad (3-3)$$

假定所有 N 台单相桥式逆变器的输出电压脉冲宽度都相等，并都等于 θ ，另外为了简化起见，令

$$\frac{4E_0}{4} \cdot \frac{1}{n} \cdot \sin \frac{n\theta}{2} = E_n \quad (3-4)$$

则式 (3-2a) 和 (3-3) 就可表示为

$$e = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{i=1}^N E_n \cdot A_i \cos n(\omega t - \phi_i) \quad (3-5)$$

式中， E_n 为单相逆变器的输出电压（变压器初级）中 n 次谐波的幅值。

式 (3-5) 中 n 次谐波电压 e_n ：

$$e_n = E_n \sum_{i=1}^N A_i \cos n(\omega t - \phi_i) \quad (3-6)$$

由于

$$|e_n| = E_n \left[\left(\sum_{i=1}^N A_i \cos n\phi_i \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N A_i \sin n\phi_i \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-6a)$$

因此，如若消除 n 次谐波， A_i 和 ϕ_i 必须满足下列等式：

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^N A_i \cos n\phi_i &= 0 \\ \sum_{i=1}^N A_i \sin n\phi_i &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3-7)$$

在电路设计和变压器绕制的工艺上如果能满足上列方程式，单相桥的谐波变得很小，叠加以后的阶梯波也就大大地减小了谐波的幅度。以上的阶梯波就称为移项叠加式阶梯波。

3-2-2 离散型阶梯波

1. 电路工作原理

上面是利用可控硅的例子,这里利用高频大功率晶体管产生一种离散型的阶梯波,如图 3-7 所示。

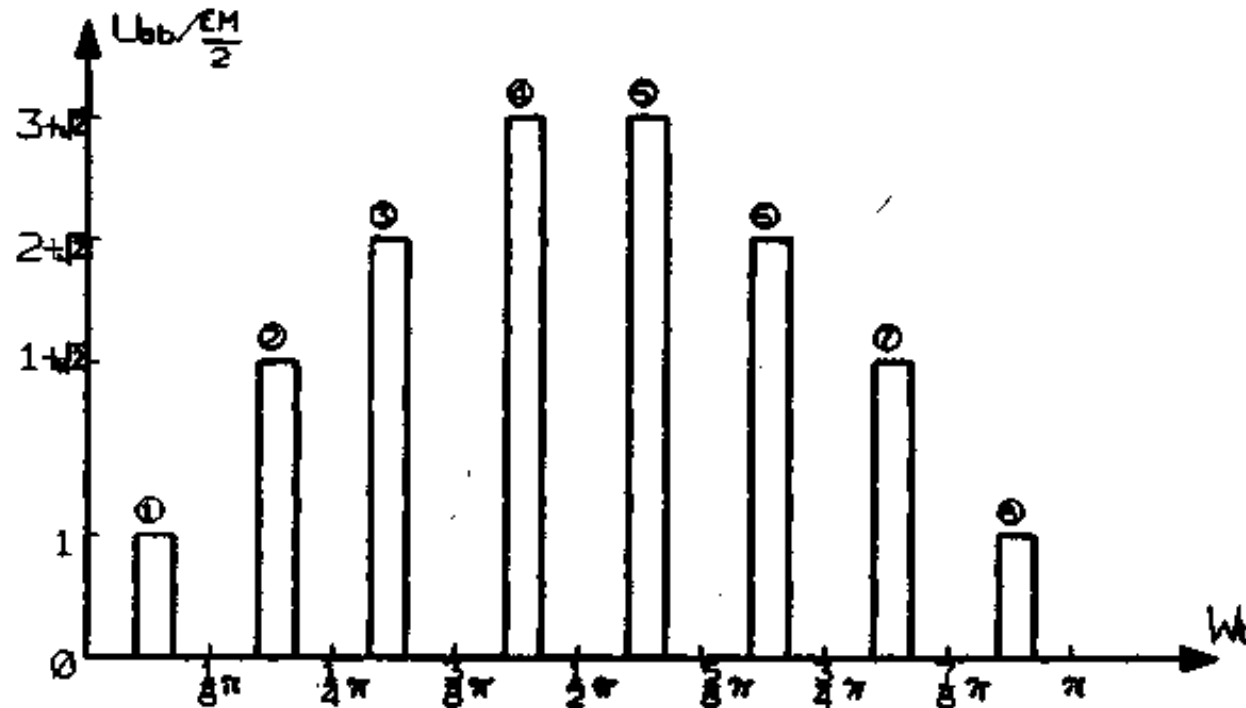


图 3-7 离散型阶梯波——半周期输出波形

图 3-8 示出了产生这种波形的电路图。系统包括主电路和控制电路两部分。主电路中的脉冲功率变压器 B_1 和 B_2 构成磁耦合器件; 电容 C_{01} 和 C_{02} 组成了输入电容, 一方面对电源滤波, 一方面参加逆变工作。晶体管 $Q_1 \sim Q_4$ 组成功率转换开关。直流输入电压 E 经过主电路逆变之后, 双半桥输出由两个变压器连接起来。输出电压为 16 阶梯波的脉动电压, 每半周由 8 个不同幅度的脉冲组成。因正弦半波是轴对称的, 由图 3-7 可以看出:

$$\textcircled{1} = \textcircled{8} = 1$$

$$\textcircled{2} = \textcircled{7} = 1 + \sqrt{2}$$

$$\textcircled{3} = \textcircled{6} = 2 + \sqrt{2}$$

$$\textcircled{4} = \textcircled{5} = 3 + \sqrt{2}$$

共有 4 种电压幅值。这不同的幅值脉冲是如何实现的呢? 我们来讨论一下其工作过程:

①当 Q_1 导通 (其他各管均不导通) 时, 电流方向为 $E^+ \rightarrow Q_1 \rightarrow B_1$ 初级 $\rightarrow C_{02} \rightarrow E^-$, 由于 B_1 的变化, $M=1$, 故这时 $U_{ab}=1$, 而 B_2 的次级绕组只起电感的作用;

②当 Q_3 导通的同时, Q_2 也导通, 形成两个电压: Q_3 导通在变压器次级输出 $2 + \sqrt{2}$ 正压, Q_2 导通的结果是使 B_1 次级输出 -1 , 二者串联叠加后得 $(2 + \sqrt{2}) - 1 = 1 + \sqrt{2}$;

③当 Q_3 单独导通时, $U_{ab} = 2 + \sqrt{2}$;

④当 Q_3 与 Q_1 同时导通时, 两个输出电压都为正, 故 $U_{ab} = 1 + (2 + \sqrt{2}) = 3 + \sqrt{2}$;

⑤仍为 Q_1, Q_3 同时导通;

⑥同③, ⑦同②, ⑧同①。

就这样产生了图 3-7 所示的幅度不同的、离散型的、包络为正弦波的脉冲波。

由图中可以看出: 这样的波形谐波一定很丰富。它具备哪些优点呢? 如果能在不花

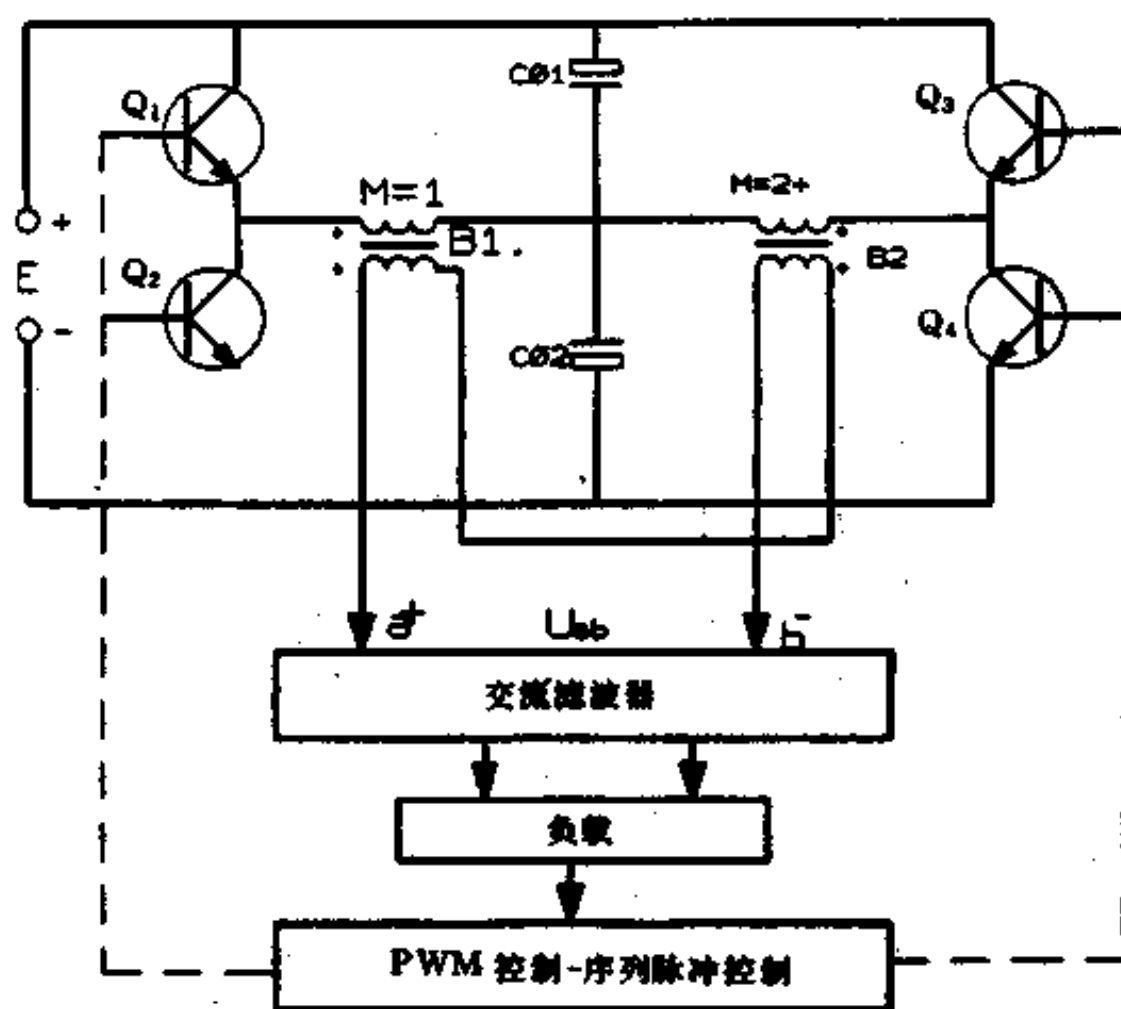


图 3-8 逆变系统原理图

很大力气的情况下得出失真很小的正弦波，那就具备了推广的价值。决定滤波器结构的主要因素是谐波，让我们首先分析一下谐波的状况。

图 3-7 的波形函数是奇函数并且可展开成傅里叶级数：

$$U_{ab}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} K(n, t_d) \sin \omega_0 t \quad (3-8)$$

式中， $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ 为工作的角频率； t_d 为脉冲导通宽度； $n=1, 3, 5, 7, \dots$ 。

求谐波系数 $K(n, t_d)$ ，整理得：

$$\begin{aligned} K(n, t_d) = & \frac{4EA_i}{n\pi} \sin \frac{n}{2} \sin \frac{\pi}{2} \omega_0 t_d \left[\cos \frac{7}{16} n\pi \right. \\ & + (1 + \sqrt{2}) \cos \frac{5}{16} n\pi + (2 + \sqrt{2}) \cos \frac{3}{16} n\pi \\ & \left. + (3 + \sqrt{2}) \cos \frac{3}{16} n\pi \right] \quad (3-9) \end{aligned}$$

式中， A_i 为变压器变比系数； E 为直流输入电源电压。

通过计算机编程计算得 $K(n, t_d)$ 随导通脉宽 t_d 及谐波次数 n 的变化关系。计算结果表明，主谐波次数为 15 次，这样一来就使得交流滤波器的体积显著减小，重量减轻，值得推广。

2. 主电路的设计

(1) 输入电容的选择

输入电容一方面作为平滑滤波器，另一方面也为双半桥电路充放电贮存能量。如若一周内电容电压由于充放电变化太大，必然会影响阶梯波的电压幅度，从而导致交流输

出电压的失真。故电容的选择要能兼顾以上两个方面。当取 $C=C_{01}=C_{02}$ 时，

$$C = \frac{I}{2\Delta E t_d} \quad (3-10)$$

式中， I 为磁耦合器件的输入电流； ΔE 为脉动电压允许值； t_d 为导通脉冲宽度。

电容的耐压也应有足够的余量，因为在高温下电压耐压会降低，而恰恰在逆变器工作时有许多热量散发出来使环境温度升高。

(2) 功率晶体管

功率管不仅应具有承受电路要求的压降和工作电流的能力，而且对开关过程中来自磁耦合器件的尖峰噪声也应有足够的承受能力。除了在电路中加入必要的吸收网络对噪声进行抑制外，在选择功率管时，对耐压参数也应有一定余量，为此选择

$$BV_{CEO} \geq 1.4 \sqrt{2} U_{rms} \quad (3-11)$$

$$I_{CM} \geq \frac{1.1}{\sqrt{2}} n \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} [K(n, t_d) / |Z_{CT}|]^2} \quad (3-12)$$

式中， U_{rms} 为输入交流电压有效值； n 为脉冲功率变压器的变比； $K(n, t_d)$ 为输出电压各谐波系数； Z_{CT} 为滤波器等效输出阻抗。

在电路中最容易坏的是功率管，这有两方面的原因：其一是硅基片本身就有缺欠，再一个原因就是因密封时工艺不好而产生的漏气，在后面对其机理将有详细介绍。

(3) 磁耦合器件的考虑

以电路分析所得到的结论作为设计磁耦合器件电磁参数的依据。

励磁电感 L_k 这个参数的选择要考虑到变压器的发热和反冲的要求。这里取

$$L_k = \frac{E}{2I_p t_d} \quad (3-13)$$

$$L_k = \frac{R}{\Delta t_d} \quad (3-14)$$

式中， I_p 为励磁电流； R 为折算到初级的等效负载电阻； Δ 为阻尼系数。

因为尖峰电压可以加吸收网络加以吸收和选择耐压高的管子。而变压器体积大、温升高则直接影响电路的体积和效率，所以应选式 (3-13) 和式 (3-14) 中较大值的一个。

漏感 L_s 漏感对输出特性的影响主要是产生前沿畸变，因此对漏感参数的选择应考虑使脉冲上升时间短（前沿陡），上冲幅度小的工作状态。取

$$L_s = R^2 C_s \quad (3-15)$$

式中， R 为折算到初级的等效负载电阻； C_s 为绕组匝间的分布电容。

在实际变压器中，绕组的匝数、形状和绕制方式都对漏感有影响，因此对漏感的定量估算应具体问题具体分析。

分布电容 绕组的分布电容不仅严重影响前沿特性，而且对后沿的反冲幅度也起着决定性的作用，因此分布电容的估算应考虑以下三个方面的约束。

限制反冲幅度时，

$$C_s \leq L_k / 4R^2 K'^2 \quad (3-16)$$

式中， K' 为反冲系数。

缩短反向恢复时间时，

$$C_s \leq \left(\frac{t_c}{2\pi K_c} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_k} \quad (3-17)$$

式中, t_c 为截止脉冲宽度; $K_c = \frac{t_c}{2\pi \sqrt{L_k C_s}}$ 为与截止脉宽有关的系数。

限制上升过程时,

$$C_s \leq \frac{t_r}{2\pi K_r} \cdot \frac{1}{R} \quad (3-18)$$

式中, t_r 为上升时间; $K_r = \frac{t_r}{2\pi \sqrt{L_k C_s}}$ 为与上升时间有关的系数。

选择三者之中最小值作为设计允许值。

变压器铁心体积 V_Δ 由电磁学可知:

$$V_\Delta = \frac{\mu_0 \mu_c E^2 t_d^2}{4(\Delta B)^2 L_k} \quad (3-19)$$

式中, μ_0 为在真空中的导磁率; μ_c 为铁心有效脉冲导磁率; ΔB 为磁感应强度增量。

变压器匝数 N_1 和 N_2 根据铁心的形状、截面积 S_c 和平均磁路长度 L_k , 为获得必须的励磁电感, 匝数为

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_k}{\mu_0 \mu_c} \cdot \frac{L_c}{S_c}}$$

$$N_2 = nN_1 \quad (3-20)$$

导线直径的选择

$$d = 1.13 \sqrt{\frac{I^*}{J}} \quad (3-21)$$

式中, I^* 为变压器绕组工作电流; J 为电流密度。

(4) 交流滤波器的设计

这里采用了 LC 滤波器, L , C 可用下式选择:

$$L = \frac{Z_k}{2\pi f_c} \quad (3-22)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_c Z_k} \quad (3-23)$$

而 $Z_k = R_L \sqrt{1 - (f_0/f_c)^2}$ (3-24)

式中, R_L 为负载阻抗; f_0 为基波频率; f_c 为截止频率; L 为滤波电感; C 为滤波电容。

到此为止, 讨论了主回路各器件的选择方法及考虑。接着就可进行控制电路的选择和设计了; 只要按图 3-7 对角度(或时间)进行适当的分割即可, 比如每 $\pi/8$ 间隔一个脉冲, 半周 (π) 内就是 8 个脉冲, 并规定每个脉冲宽度的变化范围小于 $\pi/8$, 而且在什么角度开、哪个管子开是一定的, 不难用集成电路搭出适当的控制电路。

最后谈一下 E 的选取, 可由接近峰值的两个脉冲④, ⑤选, 因为由图 3-7 中看出:

$$\textcircled{4} = (3 + \sqrt{2})/2E$$

取④=310V, 则

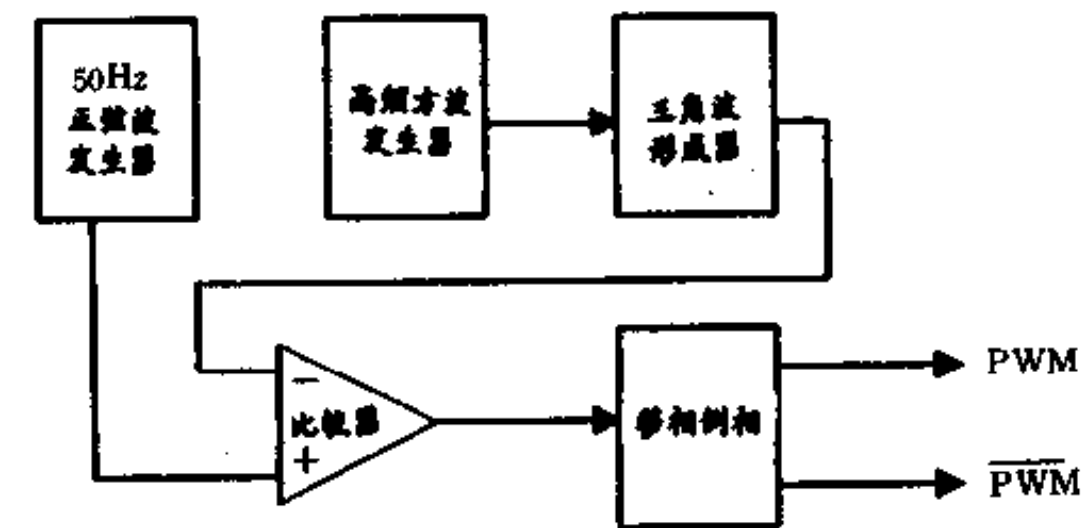
$$E = \frac{2 \cdot \textcircled{4}}{3 + \sqrt{2}} = \frac{2 \times 310}{3 + \sqrt{2}} = 140(\text{V}) \quad (3-25)$$

用 100V 交流电压整流即得。

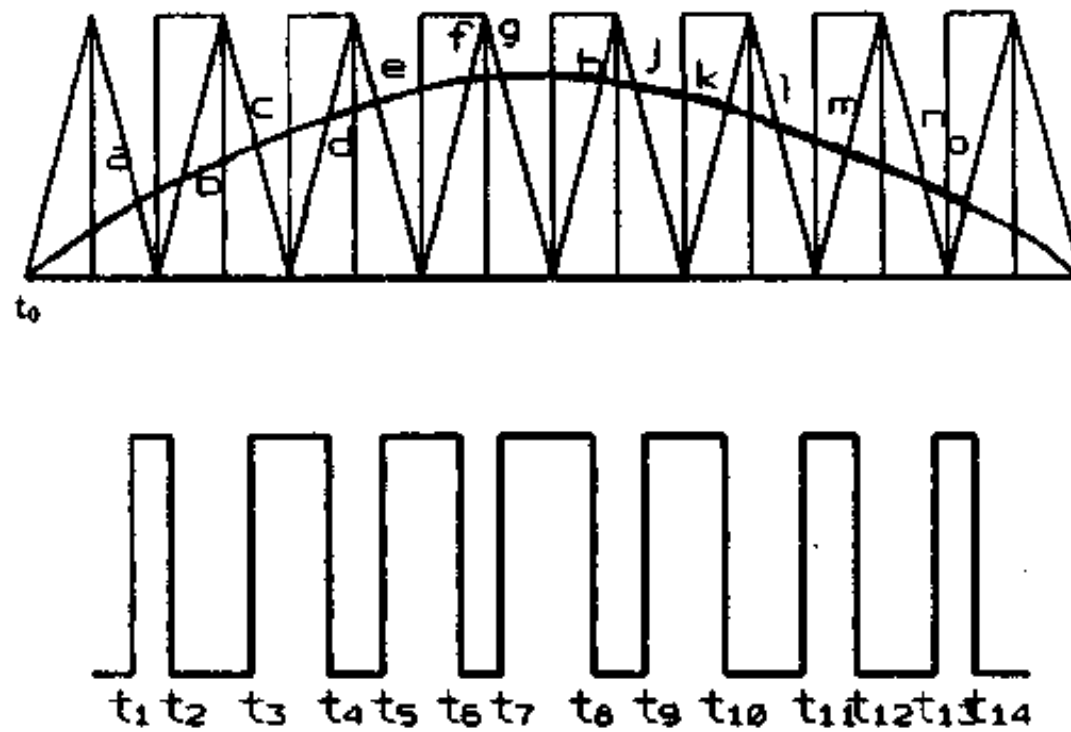
3-3 脉宽调制 (PWM) 波

这种逆变器是在半周内产生多个调宽脉冲，而且由于频率相当高（大于 10kHz），所以用很小的滤波器就可以获得较好的正弦波，如果在设计中选择适当的脉冲数目，就能达到最佳效果。对于阶跃负载与非线性负载，以及输出电压的失真大小和噪声指标的高低随着脉冲数目的增加而得到改善。更由于 PWM 式 UPS 功率管的功耗小且易于滤波，因而它的体积小，在大、中、小容量的 UPS 中得到了广泛的应用。

图 3-9 示出了脉宽调制波的产生情况图。图 3-9 (a) 表示的是电路方框图。电路有正弦波发生器、方波发生器、三角波发生器和比较器四个主要组成部分组成。



(a) 电路方框图



(b) 波形图

图 3-9 脉宽调制波发生器

3-3-1 正弦波发生器

1. 正弦振荡的工作原理

众所周知，所谓正弦振荡很容易想到电容 (C)、电感 (L) 回路的贮能 \leftrightarrow 放能的自激衰减振荡，其振荡公式为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3-26)$$

式中, f_0 为电路的固有振荡频率 (Hz); L 为振荡回路的电感量 (H); C 为振荡回路的电容量 (F)。

对于一个复杂的自激振荡电路来说, L 和 C 是总的等效电感和电容。能够使振荡维持下去的条件如图 3-10 所示。

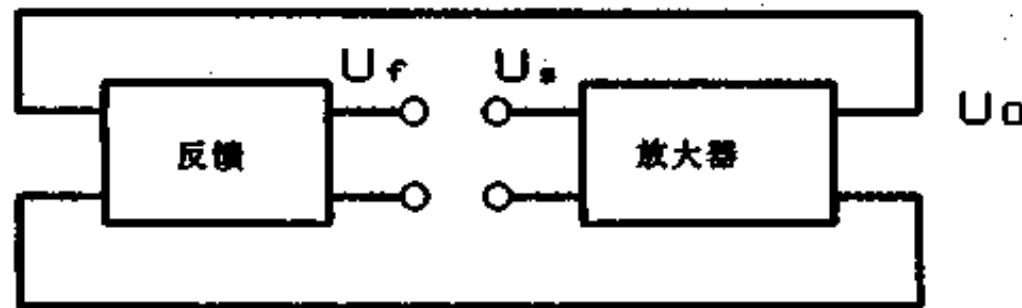


图 3-10 反馈放大器电路方框图

设放大器的输入电压为 U_i , 输出电压为 U_o , 那么 U_o 的变化就与 U_i 的变化相对应。如果从 U_o 中抽出一部分与 U_i 同相位的 U_f 来代替 U_i 作为放大器的输入信号, 于是放大器就能够保证输出仍为原来的 U_o 那么大, 这时放大器就变成了自激振荡器。因此自激振荡的必要条件有二:

相位条件 反馈到放大器输入端的电压相位必须和放大电路的原输入电压相位相同。

振幅条件 反馈到放大器输入端电压的幅度必须和放大器原输入电压幅度相等。图 3-11 示出了正弦波发生器电路图。因 UPS 中需要的是低频正弦波, 所以在此不讨论典型的哈特莱和考皮兹电路。由图 3-11 中看出 Q_1 的输入信号 U_i 经 Q_1 反相 180° 送到 Q_2 的

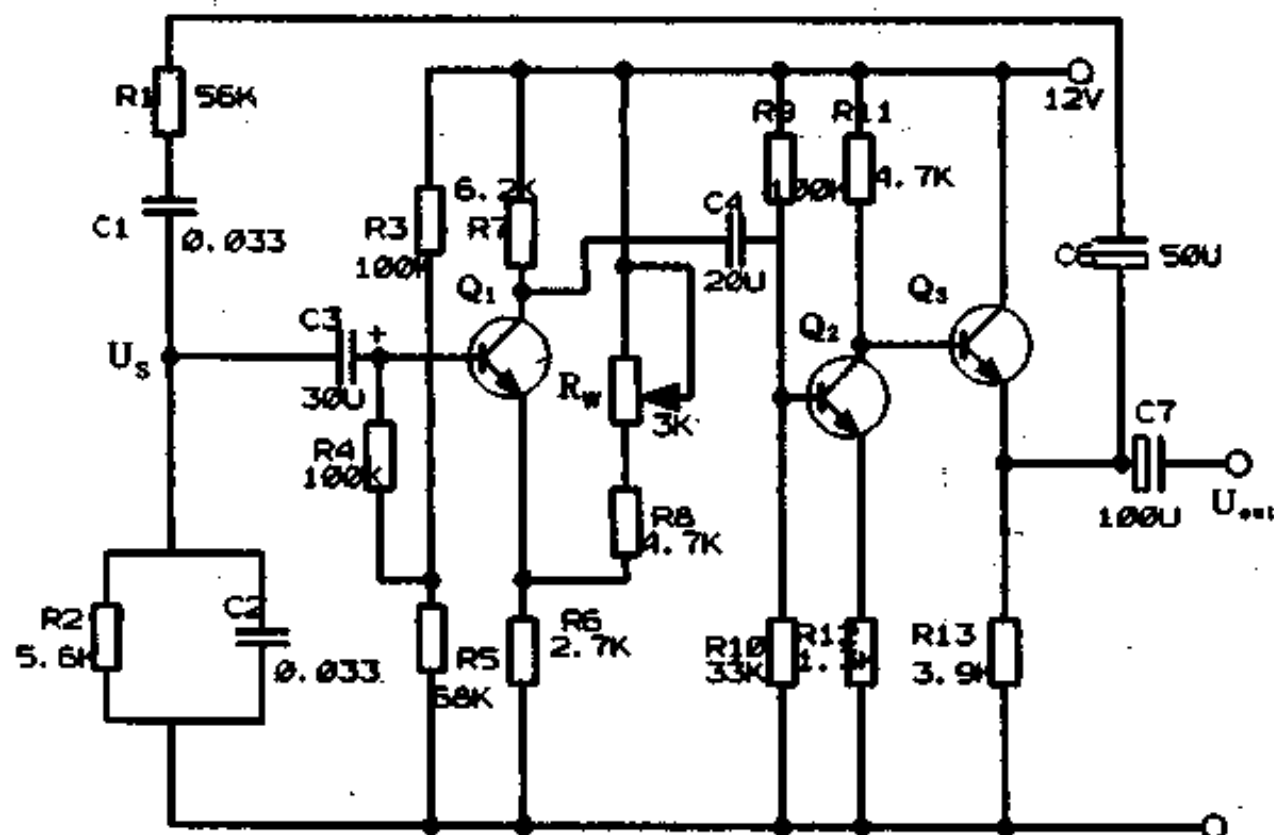


图 3-11 晶体管正弦波自激振荡器

基极, 再经 Q_2 反相 180° , 经射极跟随器 Q_3 (无相移) 获得了与 U_i 同相的输出, U_o 经 C_6 , R_1 , C_1 , C_3 反馈到 Q_1 基极, 满足了相位和振幅条件。通过电位器 W 的调节可以改变频

率，得到要求频率的正弦波。

图 3-12 示出了用集成运算放大器构成的正弦波发生器，图中只用了一级运放，由于增益很大，故输出 U_o 的幅度足够大，输出 U_o 的一部分经电容移相后将反相 180° 的 U_o 又移相 180° 获得了和 U_o 同相的信号，经电阻适当分压就得和原来 U_o 相等幅度的反馈。

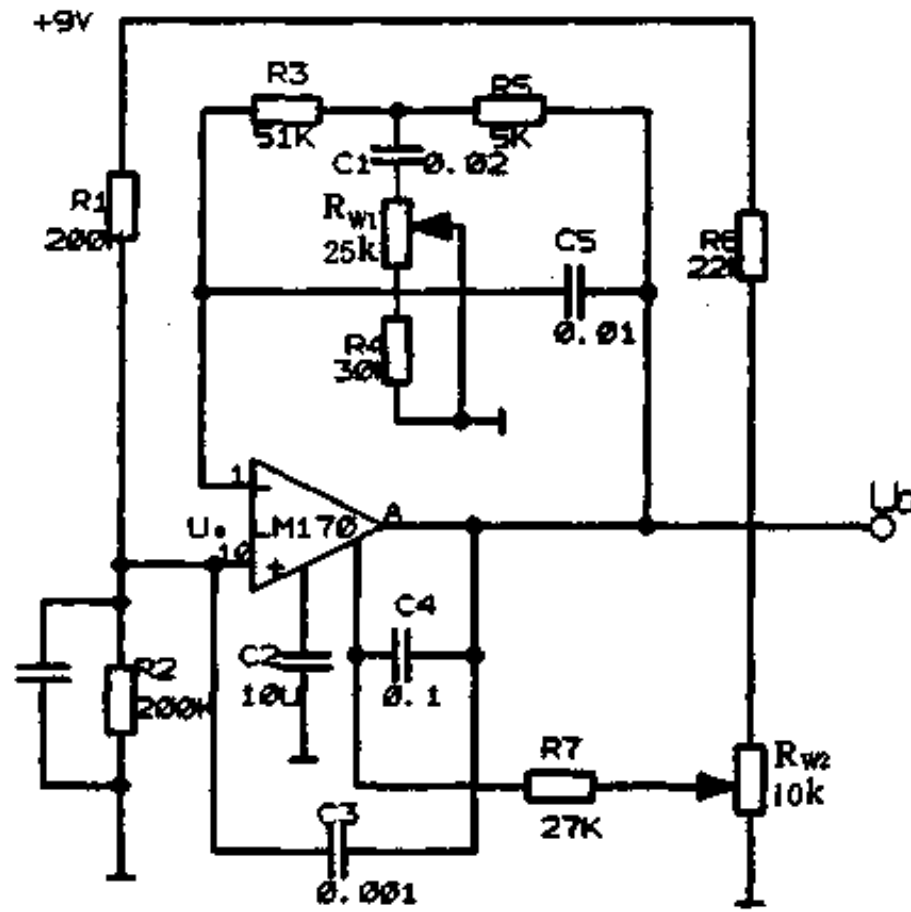


图 3-12 用集成电路构成的正弦波发生器

随着半导体电路制造技术的发展，又出现了用一个组件就可以输出正弦波的产品，XR-2206 就是一个例子，图 3-13 示出了这种组件结构示意图和各输出脚的功能，可方便地选用。

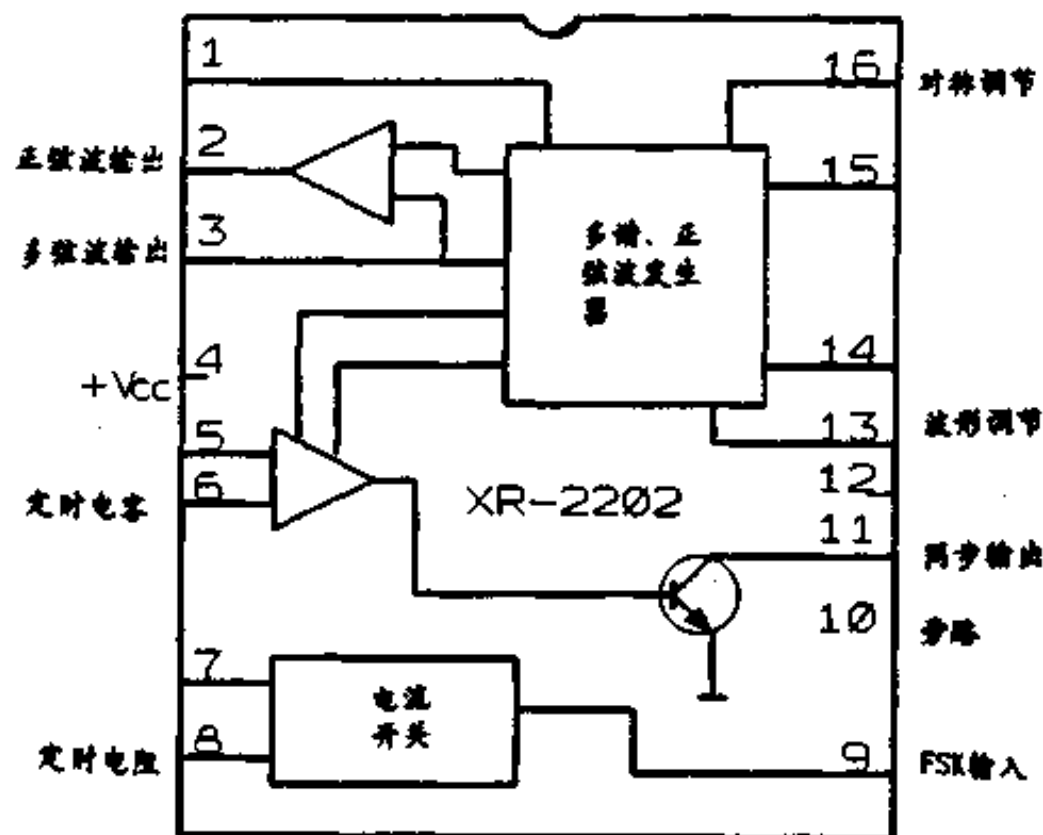


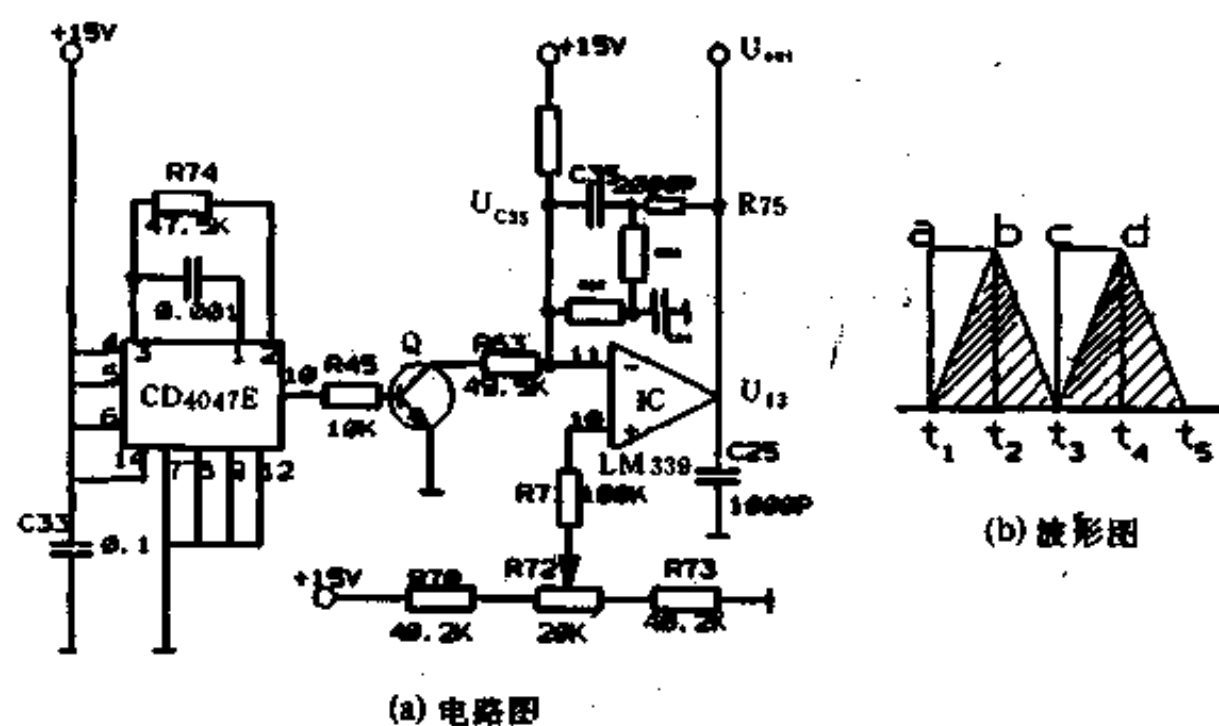
图 3-13 正弦波发生器组件结构图

3-3-2 方波与三角波发生器

为了将正弦波转换成脉冲调宽波，一般硬件的办法是利用三角波与正弦波共同作用产生，而三角波通常都由方波产生，这就是为什么要首先产生方波的原因。

产生方波的方法很多，如自激变换器、用与非门组成的自激多谐振荡器、用单晶体管与双稳态触发器构成的它激式方波发生器等等。这里介绍的是采用专门产生方波的组件，如图 3-14 (a) 所示，组件型号是 CD4047E，只要照图接上定时电阻和电容，接通电源就可产生如图 3-14 (b) 所示的方波 abcd……

晶体三极管 Q 和比较器 LM339 构成了三角波发生器。为使波形 (PWM) 失真小，要求三角波的两个斜边线性要好，这是对三角波发生器的关键要求。



(a) 电路图

图 3-14 方波三角波发生器

一般三角波的产生是由方波对电容的充放电形成，如图 3-14 (b) 的阴影部分。电容充电、放电的一般规律为：

充电时：

$$U_a = U_{out} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{充}}}) \quad (3-27)$$

式中， U_{out} 为电容充满电时的最终电压 (V)；

t 为电容电压升到 U_a 时所用的时间 (s)；

$\tau_{充}$ 为充电时间常数， $\tau_{充} = CR_{充}$ ；

C 为电容的容量 (F)；

$R_{充}$ 为充电回路的等效电阻。

将式 (3-27) 转化成充电电流

$$I_a = \frac{U_{out}}{R_{充}} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{充}}}) \quad (3-28)$$

由式 (3-27) 可以看出充电曲线是一条指数曲线，电压 U_a 按指数率变化就是因为式 (3-28) 所表示的电流按指数变化所致。换言之，如果电流是恒定的，那么恒流充电就可以使充电曲线近似为直线。由式 (3-28) 看出：

若取 $\tau_{充} \rightarrow \infty$ ，即 $\tau_{充} = CR_{充} \rightarrow \infty$ ，括号中第二项就可忽略， C 为定值，只有 $R_{充} \rightarrow$

∞ ，才是恒流源的内阻条件。

放电时：

$$U_{\alpha} = U_{\text{out}} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{放}}}} \quad (3-29)$$

也是指数规律。

$$\tau_{\text{放}} = CR_{\text{放}}$$

符号定义和上述相对应，如果 $\tau_{\text{放}} \rightarrow \infty$ ，即 $R_{\text{放}} \rightarrow \infty$ ，也可使放电边近于直线。 $R_{\text{放}} \rightarrow \infty$ 也是恒流源的内阻条件。

恒流源所以恒流是因为通过其电压的变化而实现的。下面就对图 3-14 的主要工作过程进行说明。

方波发生器 CD4047E 发出方波经 R_{45} 送到 Q 的基极。设当 $t=t_1$ 时，方波发生器送出正方波，使三极管 Q 导通。原来比较器同相输入端电压 U_+ 大于反相输入端电压 U_- ，所以其输出 U_{13} 为高电平。现在 Q 导通，把 U_- 拉低，由于这时 C_{35} 上电压已充至 $U_{35}=15\text{V}$ ，所以 11 脚的电压 U_- 还不能马上小于 U_+ ，必须 C_{35} 放电到一定值才行。 C_{35} 经 R_{63} 放电（其他支路暂不计），放电电流

$$I_{\text{放}} = \frac{U_{35}}{R_{\text{放}}} e^{-\frac{t}{C_{35}R_{\text{放}}}} \quad (3-30)$$

式中， $R_{\text{放}}$ 为以 R_{63} 为主的考虑了其他放电支路的等效电阻。

可以看出，随着时间 t 的延长， $I_{\text{放}}$ 将按指数率下降，但是随着 11 脚 U_- 的减小 ($< U_+$)，而输出 U_{13} 上升， U_{13} 正好和 C_{35} 上电压 $U_{C_{35}}$ 串联，即 $U_- = U_{35} + U_{13}$ ，虽 $U_{35} \downarrow$ 但由于 $U_{13} \uparrow$ 而保证了 $I_{\text{放}}$ 不减小，如果设计得当，就可以保证 $I_{\text{放}}$ 恒流，一直到 C_{35} 电荷放到使 U_- 低于 U_+ ，这时 U_- 的变化像三角波的后沿——由最大值降为最低值，而输出 U_{13} 由最低值直线上升到最高值，参数取得正巧 $U_{13} = U_{\text{bmax}}$ 时， $t=t_2$ ，方波马上消失（即方波下降沿），Q 截止，电源 15V 向 C_{35} 充电，充电路径主要是 $+15\text{V} \rightarrow R_{65} \rightarrow C_{35} \rightarrow R_{74} \rightarrow \text{IC}$ ，由于 U_- 的稍稍抬高使 U_{13} 有一个下降量，根据式 (3-27)， $I_{\text{充}}$ 有按指数率下降趋势，但由于 IC 的导通有一个下降量，又正好与 $U_{C_{35}}$ 串联，若 $U_{C_{35}}$ 的上升量等于 U_{13} 的下降量，则又能保证 $I_{\text{充}}$ 不变，一直到 $t=t_3$ ，就这样循环往复，形成了线性很好的三角波列。这种构成恒流充电的电路就是利用自举电路的原理实现的。

3-3-3 比较器与调宽波

正弦波发生器和三角波发生器等输出的正弦波和三角波分别送到比较器的两个输入端。如图 3-15 (a) 所示，正弦波送到比较器的同相输入端 5，而三角波则被送到比较器的反相输入端 4。图 3-15 (b) 示出了波形的情况。为了比较的方便，将三角波与正弦波同绘在一个图上。根据比较器的特点，只要输入端 $U_+ > U_-$ ，输出 U_2 就等于“1”；反之，若 $U_+ < U_-$ ，则输出就等于“0”。比如

在 $t=t_0-t_1$ 时， $U_+ < U_-$ ， $U_2 = \text{“0”}$

在 $t=t_1-t_2$ 时（对应 ab）， $U_+ > U_-$ ， $U_2 = \text{“1”}$

在 $t=t_2-t_3$ 时（对应 bc）， $U_+ < U_-$ ， $U_2 = \text{“0”}$

……

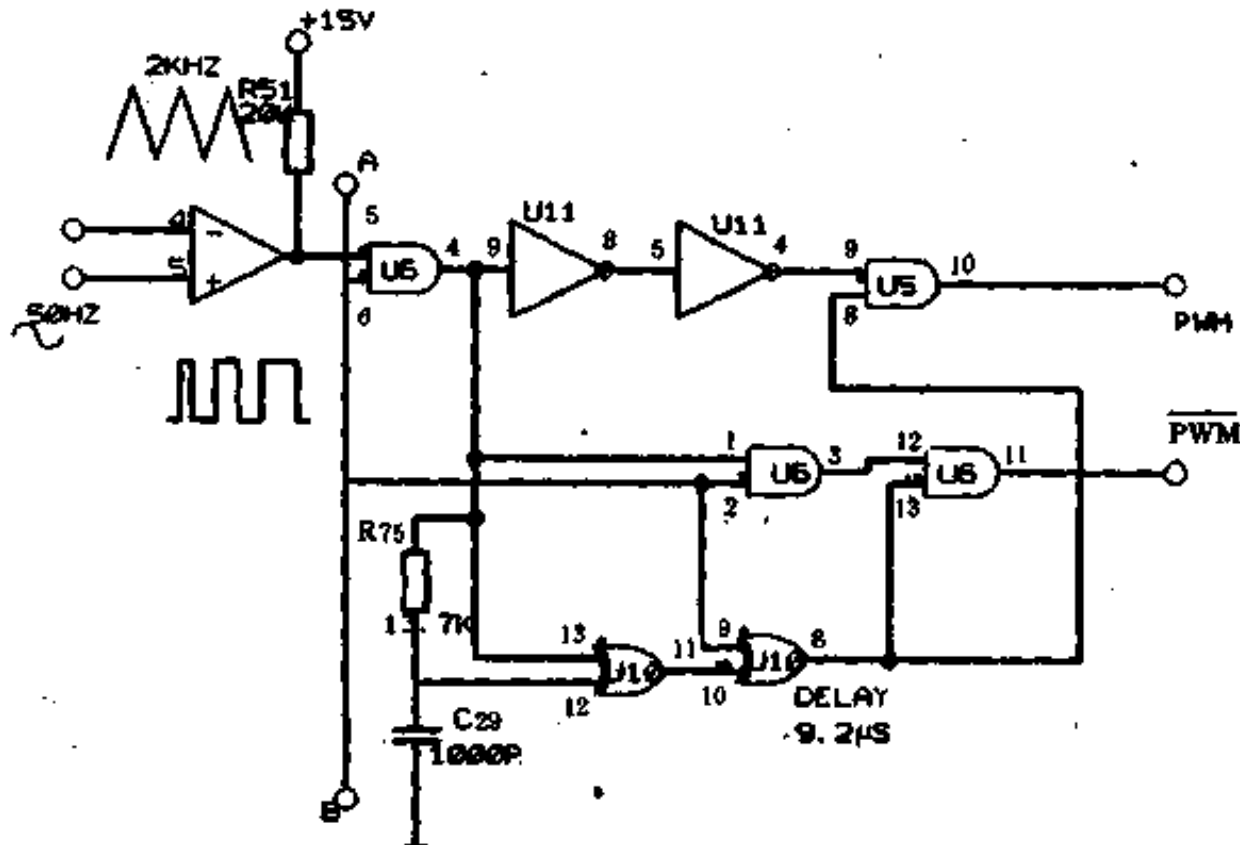
就这样，经此二波在输入端的差值信号控制，就使输出端 U_2 送出一串反应正弦规律

的脉冲调宽波。

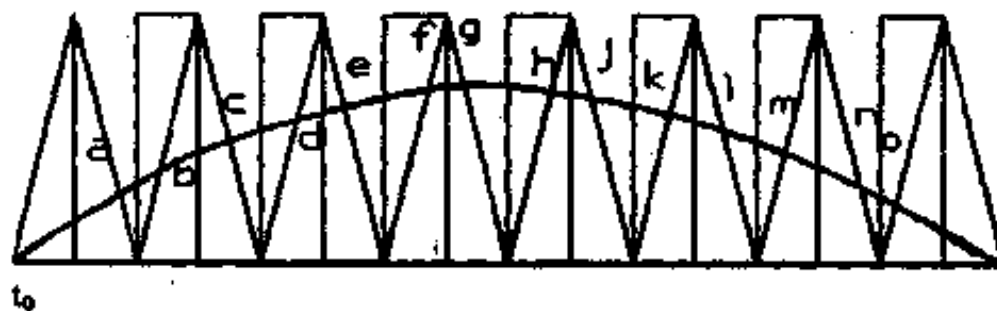
脉宽调制波 (PWM) 由比较器输出端送到与门 U_6 的输入端 5, 输出端 4 的电压分成两路, 一路经两级斯密特触发器移相后送入与门 U_5 的输入端 9, 在 10 端输出; 另一路送入与门 U_6 的输入端 1, 输出端 3 又送到另一与门的输入端 12, 由 11 输出, 它和 U_5 输出端的 PWM 正好相反。 U_5 的端 10 和 U_6 的端 11 交替输出的具体过程如下:

①假设 AB 线上信号 $U_{AB} = "1"$

②当 LM339 输出 "0" \rightarrow 与门输出端 4 也是 "0", 经两级斯密特触发器移相 360° 到与门 U_5 的输入端 9, 为 "0" 输入, 这时无论输入端为任何值, 10 端仍为 "0", 无输出;



(a) 电路图



(b) 波形图

图 3-15 比较器与调宽波输出

另一路 "1" 与 U_{AB} 同时送入与门 U_6 的两输入端 1 和 2, 使其 3 输出 "1" 加到末级 "与" 的输入端 12。

这一路又分路经 R_{75} 加到异或门 U_{10} 的两个输入端, "1" 正脉冲前沿来时, 由于 C_{29} 的瞬时短路作用在 R_{75} 上有一压降, 使其两输入端 13 为 "1" 而 12 端为 "0", 于是 11 端输

出“1”加到下一个异或门的输入端“10”，由于这个门的两输入端9和10电位都是“1”，故8端输出“0”，造成两末级都被封锁。经由时间常数 $\tau=C_{29}R_{75}$ 控制的一段时间后（电容 C_{29} 充满电荷），13和12两端同电位，这时11端变为“0”加到10端，于是8端变为“1”，使 U_6 的输出端11变为“1”，信号送出去了，但这时与门 U_5 仍处于被锁状态，当LM339输出正脉冲的后沿到来之时，与门 U_6 输出为“0”，经两级斯密特触发器移相后，与门 U_5 的输入端变“1”。这一瞬间另一与门的输入端1变为“0”而2仍为“1”，则输出端3变为“0”，于是 U_6 的11端也马上变为“0”（不论其13端为何值）。

在 U_6 的4端开始为“0”的瞬间由于 C_{29} 要经过 R_{75} 和 U_6 的4端放电，又造成异或门两输入端的电位差，11端马上变为“1”，从而使后一级异或门输出“0”，将两末级封锁，经过和上面相同的延迟后（因为时间常数相同），两异或门状态翻转，使 U_5 的10端输出“1”。由上面的讨论看出：不论是 U_5 的10端，还是 U_6 输出端11，其输出信号都比输入延迟了一个 Δt ，而 Δt 受 R_{75} 和 C_{29} 控制。时间常数

$$\begin{aligned}\tau &= C_{29}R_{75} = 1000 \times 10^{-12} \times 13.7 \times 10^3 \\ &= 13.7 \times 10^{-6}(\text{s})\end{aligned}$$

电路中的实际延迟时间为 $9.2\mu\text{s}$ 。

③当 $U_{AB} = "0"$ 时

由电路可以看出，无论与门 U_6 的输入端5为何值，其4端输出恒为“0”，由前面的讨论可知这时与门第9输入端为“1”；与门 U_6 的两输入端1和2均为“0”，所以3端（即 U_6 的12端）也为“0”，这时由于异或门 U_{10} 两输入端13，12电位相同（都为“0”），故11端输出“0”，使下一个异或门的两输入端9，10的电位也为“0”，即输出端8输出“0”电位，于是同时封锁了两个输出门，这就是保护状态。

表3-1列出了常用比较器的参数。

表3-1 部分比较器对照表

器件代号	复合形式	最大输入抵销电压 (mV)	输入端最大电流		典型响应时间 (ns)	共模电压范围 (V)	电源电压 (V)	输出电压		输出结构	电压增益 (V/mV)	TTL扇出	最大差动输入电压 (V)	温度档次	组件封装
			偏置 (μA)	抵销 (μA)				低 (V)	高 (V)						
LM111 ¹	单	4.00	0.15	0.02	200	± 14	± 15	0.4	开路	OC	200	5	± 30	M	F.T
LM211	单	4.00	0.15	0.02	200	± 14	± 15	0.4	开路	OC	5	5	± 30	E	FNT
LM311	单	10.0	0.30	0.07	200	± 14	± 5	0.4	开路	OC	200	5	± 30	J	FKN
NE527 ²	单	10.0	4.00	1.00	16	± 6	± 15	0.5	2.7	TTL		± 5	± 30	I	F.K
NE529 ²	单	10.0	50.0	15.0	12	± 6	$\pm 5 \sim \pm 15$	0.5	2.7	TTL		5	± 5	I	FKN
LM119 ¹	双	7.00	1.00	0.10	80	± 13	± 15	0.6		OC	40	2	± 5	M	FK
LM219	双	7.00	1.00	0.10	80	± 13	± 15	0.6		OC	40	2	± 5	E	FK
LM319	双	10.0	1.20	0.30	80	± 13	± 15	0.6		OC		2	± 5	I	FKN
LM193	双	9.00	0.30	0.10	1300	0~VS-2	$\pm 1 \sim \pm 18$	0.7		OC	200	2	36	M	T

续表 3-1

器件代号	复合形式	最大输入抵消电压 (mV)	输入端最大电流		典型响应时间 (ns)	共模电压范围 (V)	电源电压 (V)	输出电压		输出结构	电压增益 (V/mV)	TTL 扇出	最大差动输入电压 (V)	温度档次	组件封装
			偏置 (μ A)	抵消 (μ A)				低 (V)	高 (V)						
LM293	双	9.00	0.40	0.15	1300	0~VS-2	或	0.7		OC	200	2	36	E	NT
LM393	双	9.00	0.40	0.15	1300	0~VS-2	± 2 ~+36	0.7		OC	200	2	36	I	NT
LM2903	双	15.0	0.50	0.20	1300	0~VS-2	± 18	0.7		OC	100	2	36	E	NT
LM521 ¹	双	10.0	40.0	12.0	7	± 3	+5~-5地	0.5	2.7	TTL		12	± 6	I	FN
LM522	双	10.0	40.0	12.0	9	± 3	+5~-5地	0.5		OC			12	± 6	I
LM139	四	9.00	0.30	0.10	1300	0~VS-2		0.7		OC	200	2	36	M	FN
LM239	四	9.00	0.40	0.15	1300	0.7	± 1 ~ ± 18 或	0.7		OC	200	2	36	E	FN
LM339	四	9.00	0.40	0.15	1300	0~VS-2	+2~+36	0.7		OC	200	2	36	I	FN
MC3302 ³	四	40.0	1.00	0.20	2000	0~VS-2	+2~+28	0.4		OC	30	2	28	E	N

注：1——由单电源供电时具有选通功能

2——具有单独选通的附加输出

3——可以工作在双或单电源

温度档次：

E——Extend 可扩充的

I——Industrial 工业用的

M——Military 军用的

3-3-4 输出电路

图 3-16 示出了 ELGAR 1kVA UPS 的输出电路图。这是一个推挽式的电路，由图 3-15 的 U_s 输出的 PWM 信号加到 M 端，例如这时 $U_M = "1"$ ， C 线上电压 $U_C = 0$ ，经或非门输出 "0"，使 Q_1 不导通；由图 3-15 送来的 PWM 信号 "0" 加到 N 端，在或非门 U_4 输出端得到 "1"，于是打开 Q_{10} 和 Q_8 ，从而去打开驱动三极管 Q_5 ，使 Q_2 导通，当正输入脉冲时，由于 Q_5 和 Q_2 的导通旁路了 R_{108} 和 C_{58} ，正输入脉冲结束时， Q_{10} 、 Q_8 、 Q_5 全部截止，由于 Q_2 在开启时处于饱和状态，因其基极多余的载流子作用有可能不能马上截止，又由于 Q_8 的截止就为 Q_5 的基极电流开辟了通路，从而打开 Q_6 ，将 Q_2 基区中多余的载流子迅速拉出，保证 Q_2 截止快，另一方面由于 Q_1 的导通要延后 9.2ms (图 3-15)，这就从两方面保证了 Q_1 和 Q_2 不会有同时导通的机会，保证了工作的可靠性。

$U_M = "0"$ 时的过程和上述一样，不再重复。当 C 线上的电位 $U_C = "1"$ 时，两个或非门均被封锁， Q_1 和 Q_2 无输出。图 3-16 中引入的两只二极管 CR_1 和 CR_3 分别接到 Q_1 和 Q_2 的集电极，这也是为了保护功率管，当其中任一功率三极管的开启时间大于其规定的

器电路图，桥式逆变器比起两个功率管推挽式耐压低了一半，比起半桥功率大，并且控制细腻。图中只给出了一个臂的驱动电路，其它三臂完全一样。脉宽调制 PWM 输出电路的型式繁多，所采用的器件也各式各样，如可控硅、晶体三极管、MOS 场效应管等等。

3-4 脉宽阶梯混合波

这种逆变器是结合了阶梯波的高效率和脉宽调制的低价格而采取的一种折衷方案，

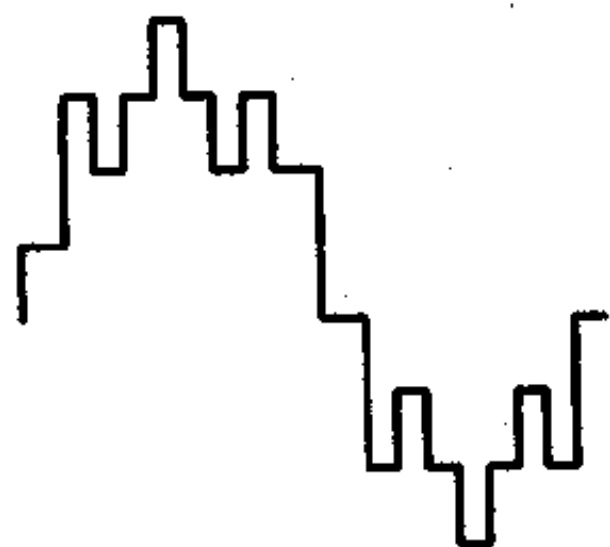
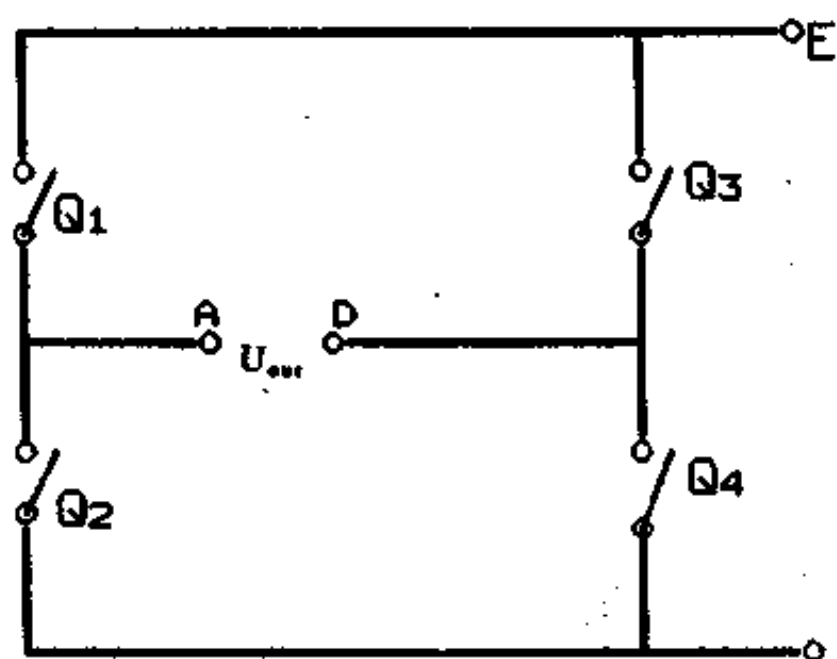


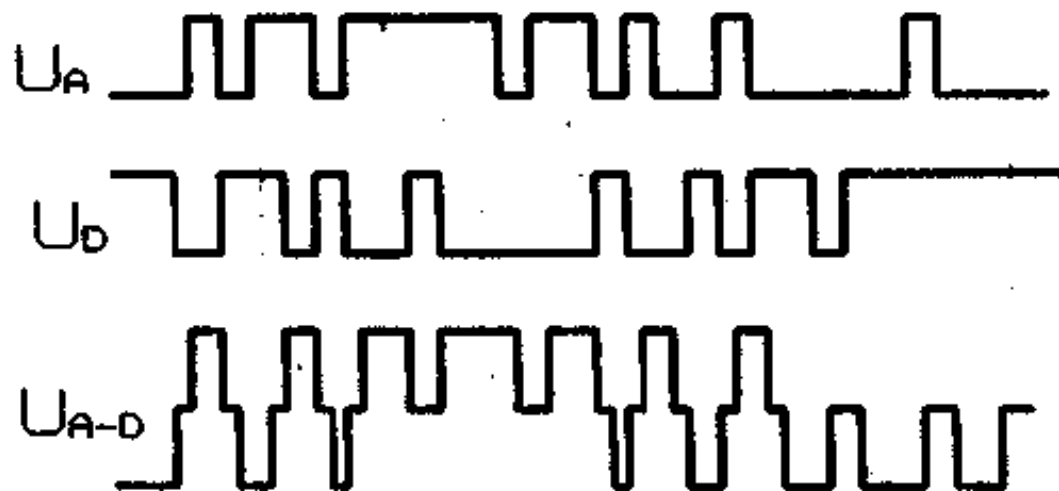
图 3-18 脉宽阶梯混合波

由于混合式 UPS 的逆变频率较低，因而噪声较大。它的体积略大于脉宽调制式而小于阶梯式，多用于中大容量的 UPS，如法国梅兰日兰公司的 ALpes4000 系列 UPS 就是采用这样一种方案。图 3-18 示出了脉宽阶梯混合波的情况。由图中可以看出，这种波形明显地分出阶梯，而在每个阶梯上又有调宽波。下面就介绍一下混合波形成的工作原理。

图 3-19 示出了脉宽阶梯波的形成过程。图 3-19 (a) 为电原理图，图中 Q_1 和 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 分别组成了半桥电路，两个半桥产生完



(a) 电路图



(b) 波形图

图 3-19 混合波的形成

全相同的调宽波 U_A 和 U_D ，我们取输出

$$U_{out} = U_A - U_D \quad (3-31)$$

由图上可以看出 U_A 和 U_D 均反映着正弦波的规律。

当两组脉冲同相时，

$$U_{out} = U_A - U_D = 0 \quad (3-32)$$

当两组脉冲反相时，

$$U_{out} = U_A - U_D = 2E \quad (3-33)$$

当 U_A 和 U_D 的相位差在 $0-180^\circ$ 变化时，其幅度就在 $0-2E$ 之间变化。如果单相交流电压输出，有这么一个“开关对”（图 3-19(a) 的简称）似乎就够了，但在中大功率 UPS 中多半需要三相输出，在实用中每一个调宽波 (U_A 或 U_D) 都用一个全桥逆变给出，而三相就需要六个这样的全逆变器，如图 3-20 就示出了这种情况。图 (a) 是它的电路图，而图 (b) 就是线电压（两相电压相差 120° 时的叠加）的情况。

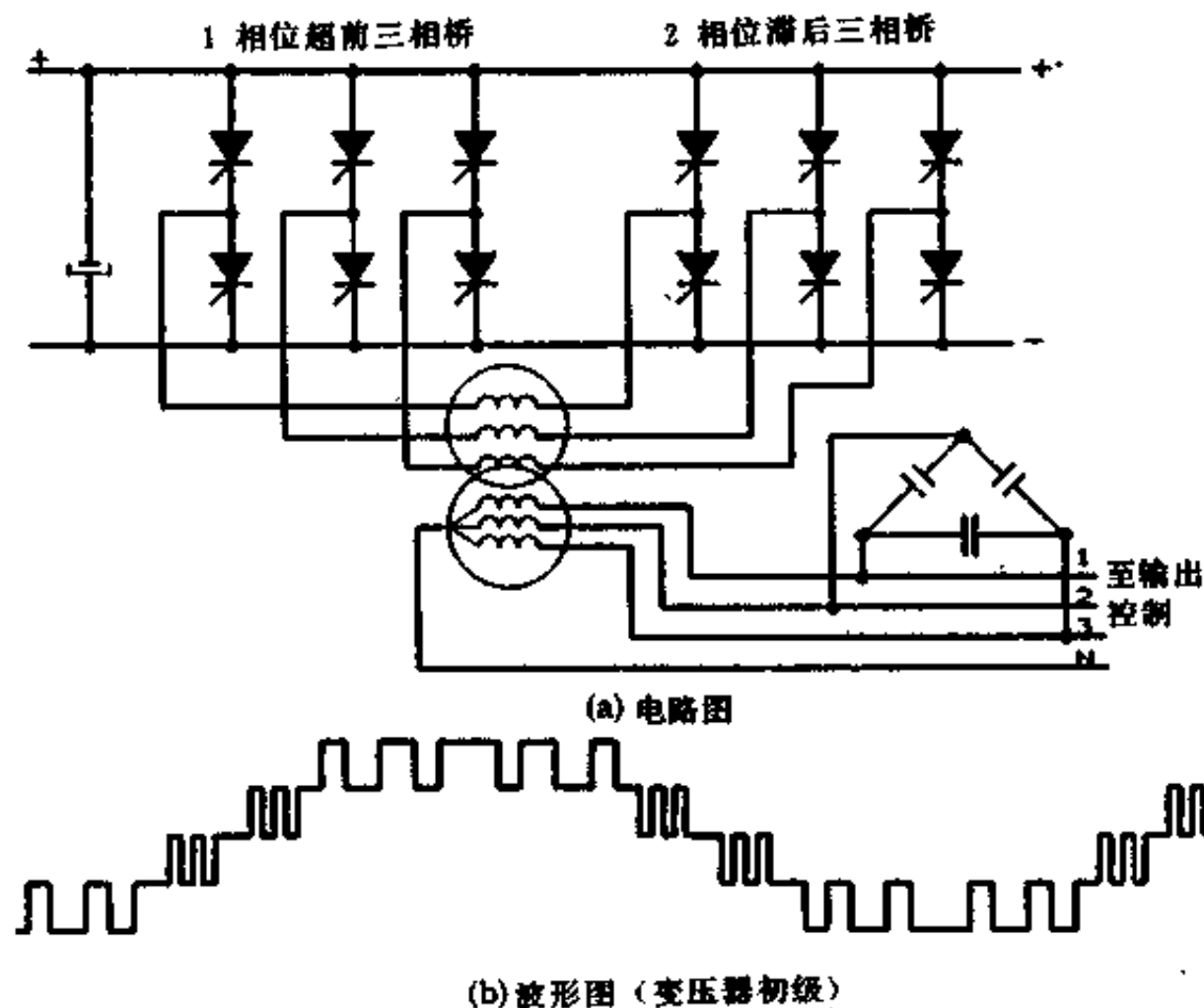


图 3-20 三相输出混合波的情况

由图 3-20 (b) 的波形可以看出：正弦波的轮廓很明显，这种波形经变压器输出滤波。这种变压器绕制时故意做成有一定的漏感，以便和变压器输出端的电容形成 LC 滤波器，这样就省去了体积庞大的滤波电感，而且滤出的正弦波失真很小（小于 3%）。这是因为逆变器输出连接成 Δ 型，而输出接 Y 型，这种经 Δ -Y 变换的波形，三次及三的倍数的谐波都被抑制掉了，而五次和七次谐波又为零，故不需要多大的滤波器即可。

3-5 梯形波

3-5-1 问题的提出

随着功率电子技术的发展，电子设备的供电直流电源起了根本的变化，省去笨重

的 50Hz 输入变压器就是一个明显的例证。利用 PWM 电源供给设备所需品种的电，例如微型计算机、传真机，甚至各种容量的电子设备都采用了这种供电方式。

PWM 电源的输入大都是对送入的市电直接整流而不需要电源变压器降压，因此对交流电压的输入也不一定非正弦波不可。所以有的可以简单地送出方波专供这类设备使用，但有两点也不太令人满意。

(1) 方波的前后沿使电路的寄生参量形成冲击激励衰减振荡（即尖峰），由于尖峰很陡，要花很大的气力才能将其抑制到一定值以下，以避免形成对设备的干扰；

(2) 为了稳压的目的，必须是可以调整的准方波，这样一来，经整流后是一串离散的方波，故滤波电容要有一定的容量。

另一方面对逆变器的功率器件也有冲击伤害的作用。

为了专门为微机等设备供电，于是就特别设计了小容量的 UPS，又为了适应与微机相适应的特点，已有几种不用输出变压器的小容量 UPS 问世。这种 UPS 有 500VA 和 1000VA 的，有正弦波的也有方波的。

早期电路在作正弦波输出时碰到了一个效率问题。如图 3-21 (a) 所示，为了正弦波输出，其直流供电电源 E_{out} 就必须将半波峰值 ($E=310V$) 覆盖，为了有调整的能力， E_{out} 也应大于 E 。这样一来逆变器的功率管永远处于放大状态，消耗功率很大，如图 3-21 (a) 的阴影部分。

基于以上两方面的原因，就提出了梯形波的概念，实际上这种梯形波兼具正弦波和方波的特点：即它是被削了顶的正弦波，如图 3-21 (b) 所示，所以它是正弦波的身子方波的头。而且其电压的调整又可利用调宽的方法对顶部进行调节，达到稳压的目的。因此前后沿的干扰上冲也就相应地缩小了。

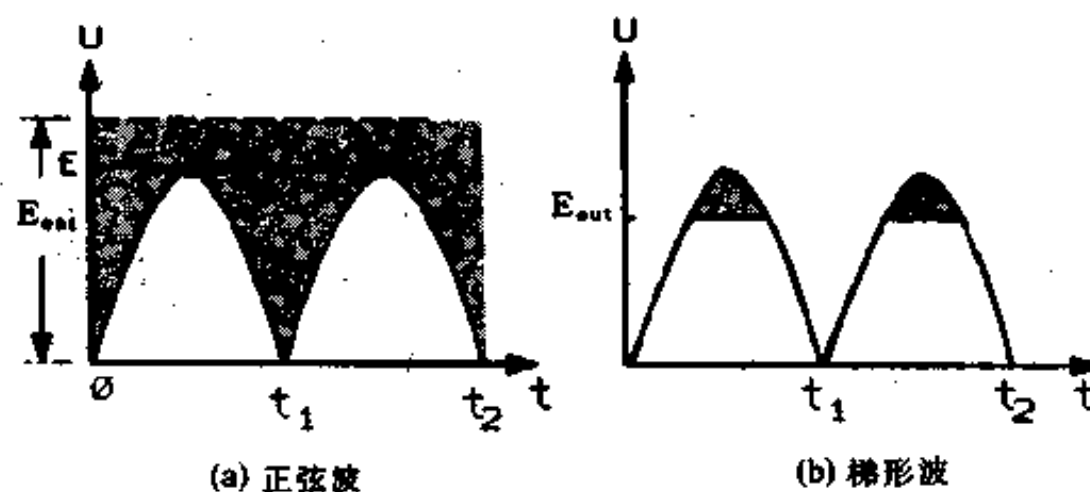


图 3-21 正弦波与梯形波

3-5-2 电路的构成

前面我们讨论了很多基本电路环节，因此对图 3-22 中的各功能方块就不难理解，但需引起注意的是：在市电输入到电源底板时，一般都设有滤波器，滤波器中的电容器和压敏电阻必须经过耐压检验才能装机。

正弦波发生器仍是采用的 XR-2206，整形器实际上是限幅器，反馈及控制器是由比较器构成。下面只对双向直流变换器和驱动器进行讨论。

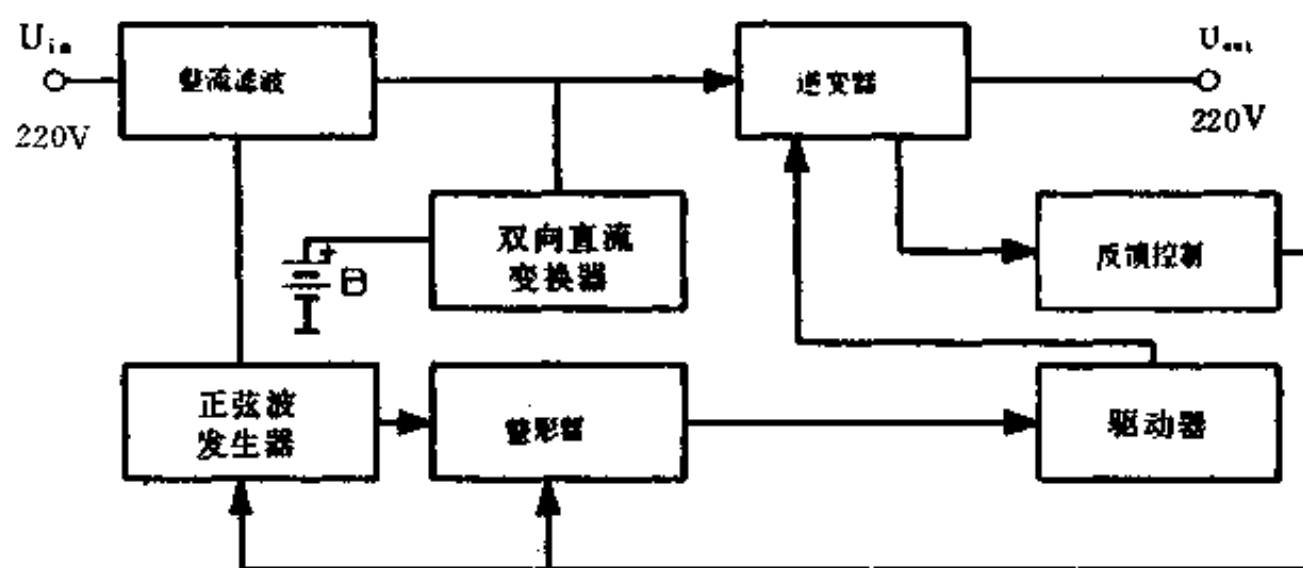


图 3-22 梯形波 UPS 的一种方案方框图

3-5-3 双向直流变换器

由图 3-23 中可以看出：双向直流变换器的一端接到蓄电池组，而另一端接在整流器输出的高压上。当高压存在时，变换器向电池充电；当高压消失时，变换器又将电池电压转换成高压，供逆变器工作。

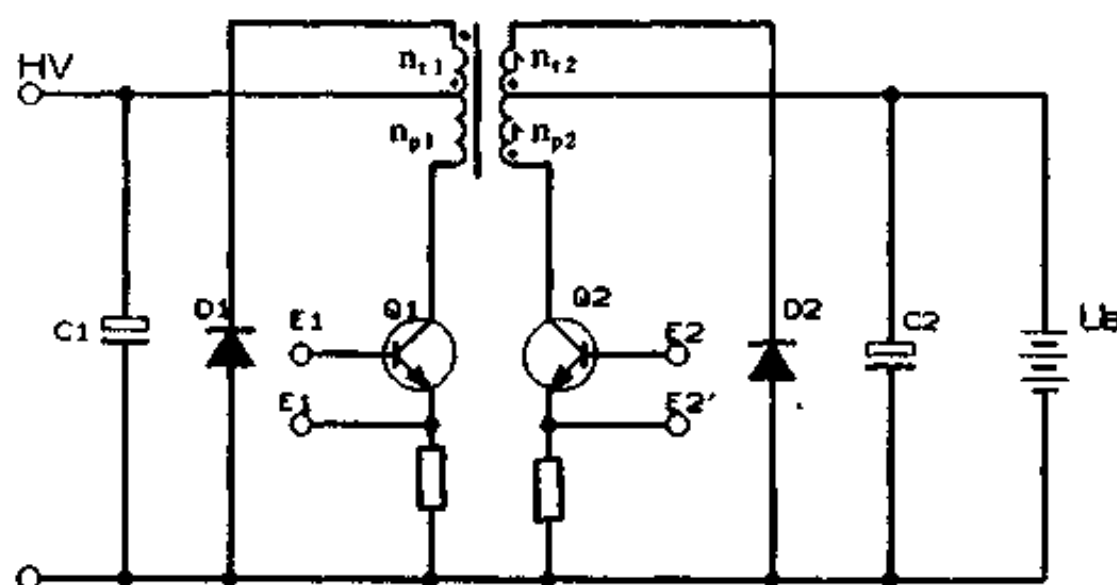


图 3-23 双向直流变换器主电路图

图 3-23 就示出了双向变换器的电路图。这是一对单端变换器电路，是 PWM 电源中最简单的一种。关于这种电路的工作原理及设计方法在此不多讨论，仅仅把这个电路成型后的工作情况作一介绍。 Q_1 和 Q_2 分别为二单端变换器的主功率管， D_1 和 D_2 为反馈二极管。由 Q_1 组成的 PWM 电路的直流输入端接整流高压 HV，而 Q_2 所组成的 PWM 路的直流电源是蓄电池组。当输入整流高压存在时，控制信号 E_1 驱动 Q_1 工作，由图 3-23 变压器两边绕组的同名端看出：当 Q_1 导通时，在绕组 n_2 中感应电势的方向正好是给电池组 U_B 提供充电电流的方向，充电路径为： n_2 与 n_{p2} 的连接点 \rightarrow 电池 U_B 的正端 \rightarrow 二极管 D_2 \rightarrow n_2 的上端，充电电流的大小和充电电压的高低均由 Q_1 的导通状况（即由 E_1 的控制状况）来调整。

一旦 Q_1 端的高压 HV 失压， Q_1 马上截止而代之以 Q_2 工作， U_B 又成了供电电源，通过变换器如前述的同样过程后变为直流高压，供逆变器工作。

3-5-4 驱动电路

本方案采用了一种新的器件——高效率 PWM 驱动器 TDA7260，图 3-24 示出了这种器件的功能方框图和组件引脚连接图。

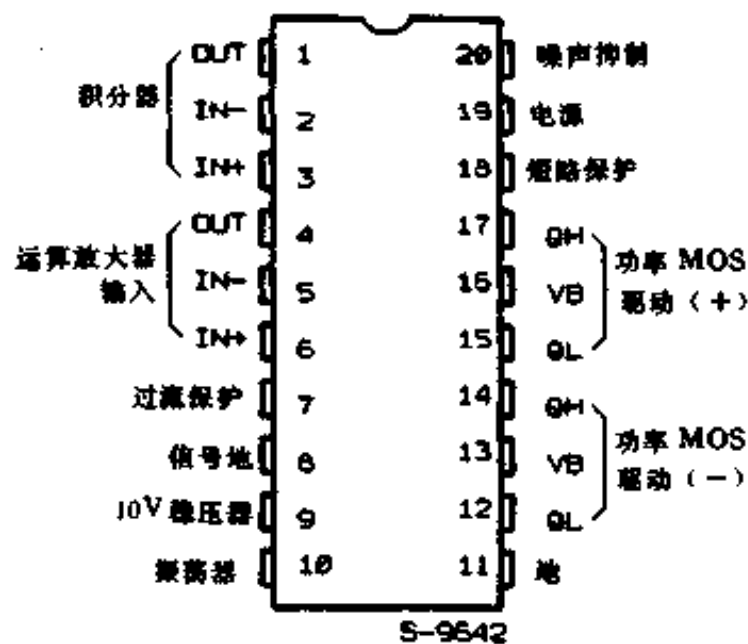
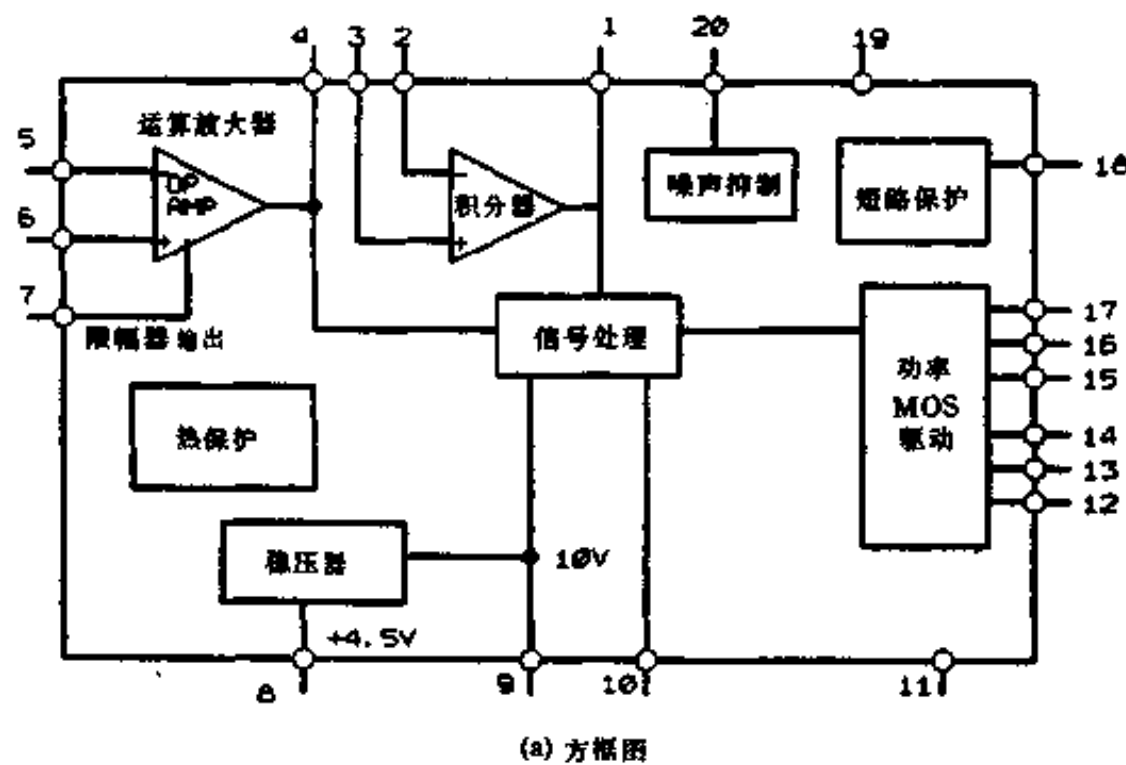


图 3-24 高级 PWM 驱动器 TDA7260 方框图

TDA7260 是一种新型的 PWM 驱动器件，它可以直接驱动四个功率 MOS 管（即全桥逆变器）而不用散热器，这是一个单片集成电路，具有 20 个输出引脚，图 3-24 给出了各引脚的含义。表 3-2 给出了该组件的最大额定值。

下面就对图 3-24 方块图的功能进行介绍。

稳压器：

它产生两个电压，可以用引脚 8 和 9 取得。10V 供给组件内部各功能块的用电，4.5V (U_1) 电压支持基片里面的信号地。

输入放大器、积分器、具有滞后的比较器、N-FET 驱动器：

这些单元连同四个外部的功率器件一起来执行控制系统主回路的功能。采用了双态

调制 (TSM, two state modulation system) 系统。

表 3-2

U_S	电源电压	30V
$U_{S\text{峰}}$	峰值电源电压	40V
U_{IN}	输入电压	10V
U_D	差动输入电压	$\pm 6V$
I_P	峰值输出电流	300mA
P_{tot}	总功耗 (环境温度 70°C 时)	1W
T_{STg, T_j}	存贮温度和结温	-40—+50°C

该输入放大器被用于差动放大, 并且将输入信号附加在电压 U_1 之上; 在输入放大器上作用着一个动态限幅器电路, 这个电路就限制着与电源成比例的扰动, 以避免过载和 U_S 太低时的干扰, 如图 3-25 所示。

为了有效地控制回路, 就由外接功率管桥的转接点引出反馈信号 (解调滤波器的前面引出) 加到积分器上, 如图 3-26 所示。

由积分器输出的三角波驱动具有延迟功能的比较器, 于是就把一串准确的时间间隔 (PWM) 波送到输出级, 如图 3-27 所示。

当信号加到积分器上时, 它就产生一个偏移, 这个偏移就改变了转换输出的周期和

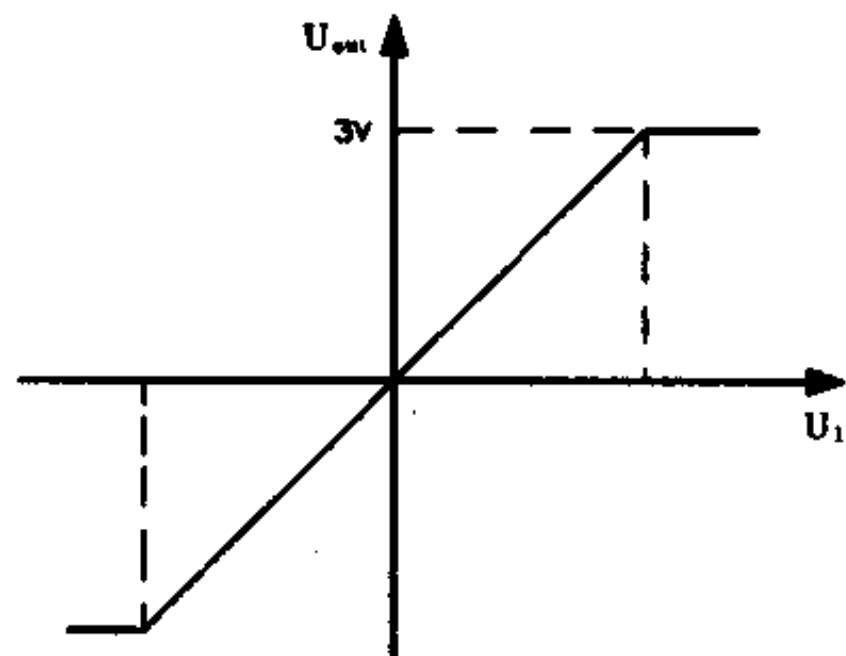


图 3-25 工作期间的输入动态限幅

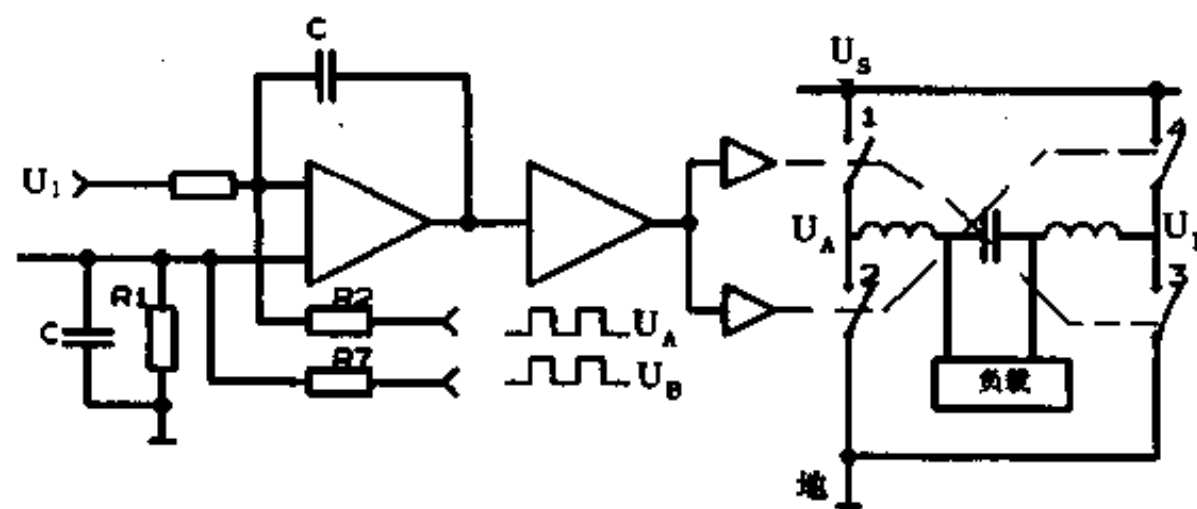


图 3-26 自激振荡器原理

频率 (在无信号输入时其占空比为 5%)。桥式功率 MOS 管两两“漏”“源”相接, 而上面两个的漏极接到直流电源上, 它们的触发由控制指令操纵。MOS 器件, 建议选高速度的, 以减小组件的损耗。桥式输出端的 LC 滤波器将信号解调, 在输出端重新形成正弦波。

开关频率稳定器 (图 3-28):

它的功能是稳定器件的开关频率, 该稳定器加上电后, 收到输入信号, 就通过改变

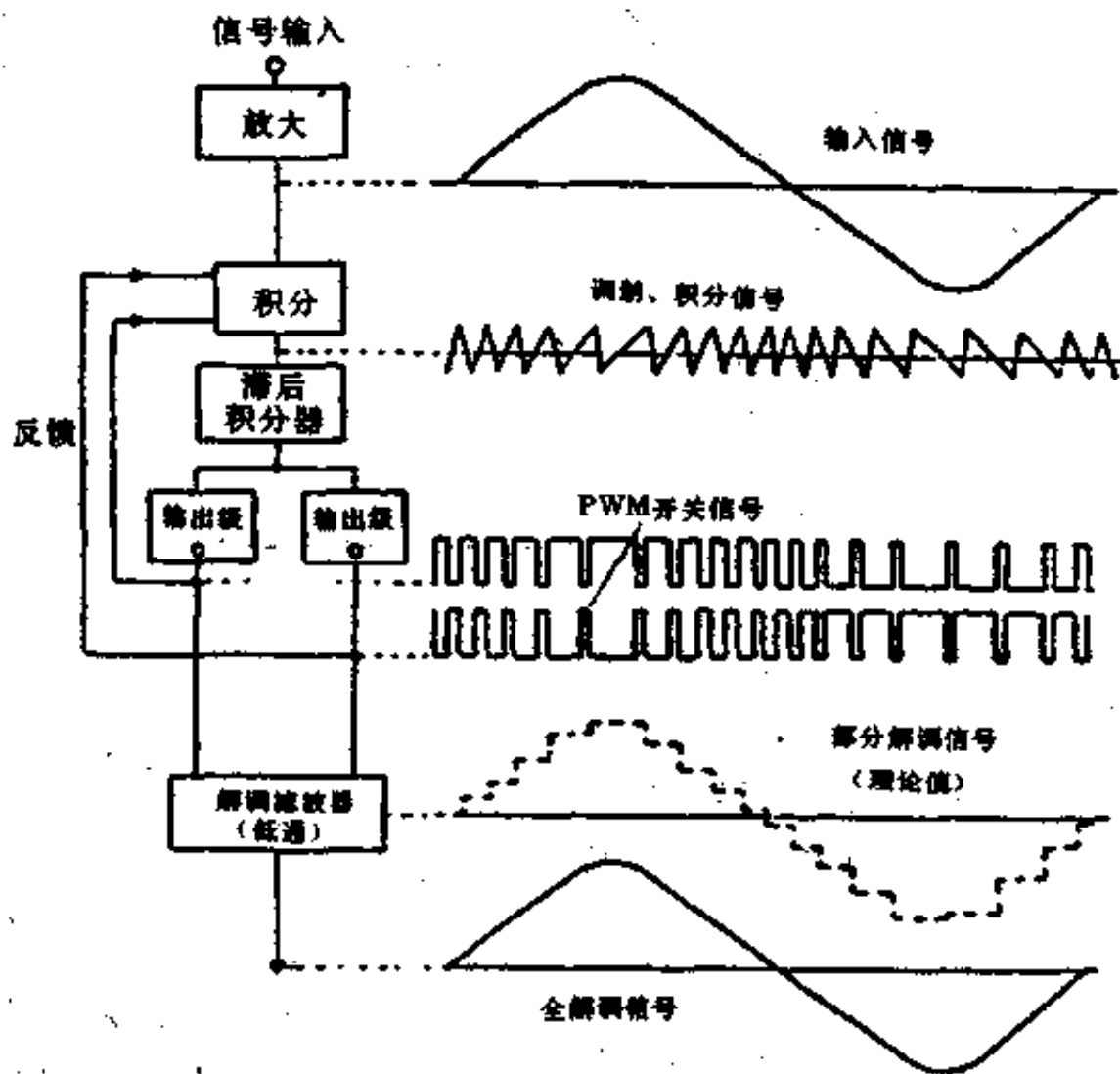


图 3-27

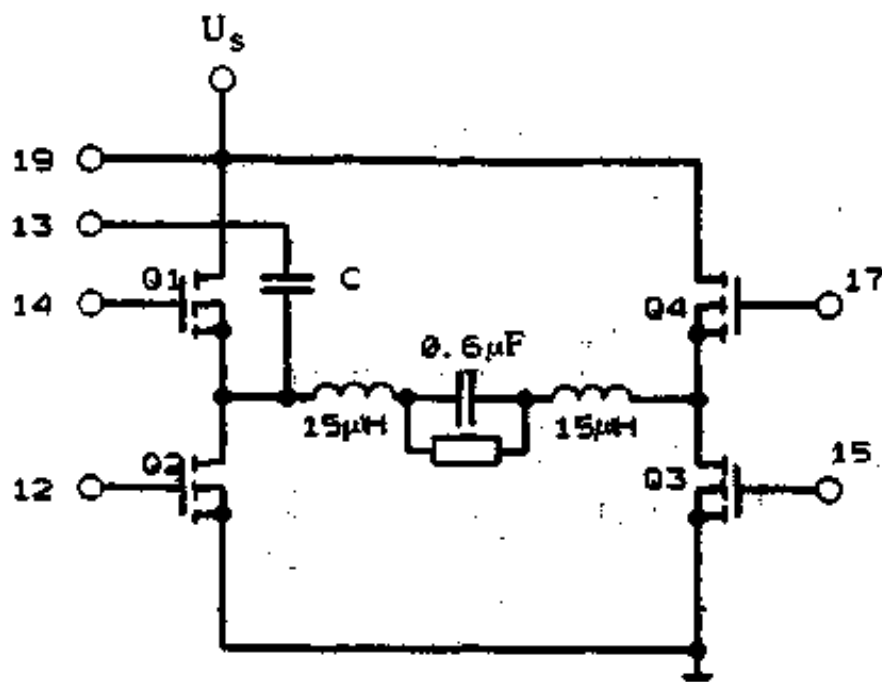


图 3-28 桥式电路

比较器滞后门限电压的过程来完成它的功能，这样稳定的目的就是减小开关频率的变化范围 ($40\text{kHz} < f_{sw} < 200\text{kHz}$)，使该范围比电源电压、输入信号电压及输出电流的变化小得多。

DITHER 振荡器：

这是一个低频振荡器，它的频率（典型值为 20Hz）是由一外接电容设置的，在这个电容值上它决定了大约在额定值 10%附近的开关调制频率，为的是把在开关频率(EMI)上谐波的辐射减到最低限度。

MUTE 电路：

这是一个保护电路，当电源电压低于 10.5V 而高于 16V 时使系统关闭。接通是由一个外接电容进行延迟的，在 MUTE 状态时输出低电位，如图 3-29 所示。表 3-2 中给出的电源电压是极限值，而实际的额定值取在 10.5—16V。由图 3-29(a)可以看出：当电源电压 $U_s = 17.5\text{V}$ 时，输出解调电压 DEV 是低电位，当电源电压恢复到 17.5V 时，输出并不马上高上去，而是延迟到 $U_s = 17\text{V}$ 时才接通。使输出电压恢复正常；同样在 $U_s = 10\text{V}$ 时才接通，而 $U_s = 8\text{V}$ 关闭。图 3-29(b) 表示在 MUTE 电路输入脚电压 $\leq 4\text{V}$ 时，输出被封闭。