

# 第一章 开关电源设计的一般考虑

在设计开关电源之前，应当仔细研究要设计的电源技术要求。现以一个通信电源模块的例子来说明设计要考虑的问题。该模块的技术规范如下：

## 1 电气性能

除非另外说明,所有参数是在输入电压为 220V,交流 50Hz 以及环境温度 25℃ 下测试和规定的。

表 1.1

额定电压	输出电流 I(max)	限流范围	过压范围	调压范围 1	调压范围 2	效率
54.9V	28A	110% I <sub>max</sub>	58.8- 61.2V	52.55- 52.75V	45.7 45.9V	> 87%

### 1.1 输入

电压：单相交流额定电压有效值 220V ± 20%

频率：频率范围 45-65Hz

电流：在满载运行时,输入 220V,小于 8A。在 264V 时,冲击电流不大于 18A

效率：负载由 50% - 100%为表 2.1 值

功率因数：大于 0.90,负载在 50%以上,大于 0.95

谐波失真：符合 IEC 555-2 要求

启动延迟：在接通电源 3 秒内输出达到它的额定电平

保持时间：输入 176V 有效值,满载,大于 10ms

### 1.2 输出

电压：在满载时,输出电压设定在表 1 值的 ± 0.2%

电流：负载电流从零到最大值(参看表 1)，过流保护开始是恒流,当电压降低到一定值得时,电流截止。

稳压特性：负载变化由零变到 100%, 输入电压由 176V 变到 264V 最坏情况下输出电压变化不超过 200mV。

瞬态响应：在没有电池连接到输出端时,负载由 10%变化到 100%,或由满载变化的 10%,恢复时间应当在 2ms 之内。

最大输出电压偏摆应当小于 1V。

静态漏电流：当模块关断时,最大反向泄漏电流小于 5mA。

温度系数：模块在整个工作温度范围内 ± 0.015%。

温升漂移：在起初 30 秒内, ± 0.1%

输出噪音：输出噪音满足通信电源标准,衡重杂音 < 2mV。

### 1.3 保护

输入：输入端保护保险丝定额为 13A。

输出过压：按表 1.1 设置过压跳闸电压,输出电压超过这个电平时,将使模块锁定在跳闸状态,通过断开交流输入电源使模块复位。

输出过流：过流特性按表 1.1 的给定值示于图 1。过流时,恒流到 60%电压,然后电流电压转折下降。(最后将残留与短路相同的状态)

输出反接：在输入反接时,在外电路设置了一个保险丝烧断(< 32A/ 55V)

过热：内部检测器禁止模块在过热下工作，一旦温度减少到正常值以下,自动复位。

### 1.4 显示和指示功能

输入监视：输入电网正常显示。

输出监视：输出电压正常显示。(过压情况关断)。

限流指示：限流工作状态显示。

负载指示：负载大于低限电流显示。

继电器：输入和输出和输入正常同时正常显示。

输出电流监视：负载从 10%到 100%,指示精度为 ± 5%。

遥控降低：提供遥控调节窗口。

### 1.5 系统功能

电压微调：为适应电池温度特性,可对模块的输出电压采取温度补偿。

负载降落：为适应并联均流要求，应能够调节外特性。典型电压降落 0.5%,使得负载从零到增加 100%,输出电压下降 250mV。

遥控关机：可实现遥控关机。

### 1.6 电气绝缘

下列试验对完成的产品 100%试验。

1.在 L(网)和 N(中线)之间及其它端子试验直流电压为 6kV。

2.在所有输出端和 L,N 及地之间试验直流 2.5kV。这检查输出和地之间的绝缘。

3.下列各点分别到所有其它端子试验直流 100V：

电压降低(11 和 12 脚)

继电器接点(14,15 和 16 脚)

状态选择-输入,输出和电流限制(3,4,5 和 6 脚)

4.地连续性-以 25A,1 分钟检查,确认安全接地的阻抗小于 0.1 .

#### 1.7 电磁兼容

符合邮电部通信电源标准.

#### 2 机械规范

尺寸：略

重量：略

安装方向：模块设计安装方向是面板垂直放置,使空气垂直通过模块.

通风和冷却：模块的顶部和底部都有通风槽,使空气流通过模块,经过散热器.因此在系统中应当没有阻碍地对流冷却模块,并应强迫冷却装置使冷却空气经过模块自由流通.

#### 3 环境条件

环境温度：在 0 ~ 55 温度范围内满功率工作.在模块下 50mm 处模块的入口测量温度.

存储温度：- 40 ~ +85

湿度：5% ~ 80%,不结冰.

高度：-60m ~ 2000m 工作;-60m ~ 10000m 不工作.

#### 4 可靠性

MTBF 大于 100000 小时.

这些要求包括：输入电源，输入电压的类型 - 交流还是直流。交流电源的频率和电压变化范围，整流滤波方式，是否有功率因数要求？如果是直流电源，是直流发电机，还是蓄电池、抑或其它直流变换器？是电流源还是电压源？它们的变化范围和纹波大小。输出电压（电流）大小和调节范围，稳压（或稳流）精度，输出有几路？输出电流（或输出功率），输出纹波电压要求，是否需要限流？瞬态响应要求。负载特性：蓄电池，还是荧光灯，还是电机？这些电气性能之外，是军用还是民用？EMC 要求，环境温度。体积与重量要求。是否需要遥控，遥测或遥调？是否需要提供自检测，如此等等。设计出的电源必须满足这些要求。

### 1.1 主电网电源

如果你购进国外电气设备，不管青红皂白就去插上电源，弄不好就可能烧坏设备电源。因此，要安全使用国外设备，要知道国外电网电源的种类和相关标准。如果你设计的产品是提供出口，也必须了解该地区的电网的标准。

首先世界上主电网的交流电源频率在美国是 60Hz，而在中国和欧洲是 50Hz。实际上，频率也有一定的变化范围，电网负荷重的时候，50Hz 可能降低到 47Hz；如果负载很轻时，60Hz 可能上升到 63Hz。这是因为带动发电机的发动机转速不可能是没有调节公差的恒速运行。50Hz 供电的直流电源必须使用比 60Hz 供电更大的滤波元件，供电变压器铁芯更大或线圈匝数更多。

其次电源电压在不同地区也不同：在中国，家用电器和小功率电气设备由单相交流 220V 供电，工业用电是三相 380V。在美国民用电源为 110V（有时是 120V），而家用电器，如洗衣机电源是 208V，而工业用电是 480V，但是照明却是 277V，当然也有用 120V 的；在欧洲为 230V，而在澳大利亚却是 240V，如此等等。

以上的电网电压仅仅是其额定值，每一种电网都有允许偏差。例如电网随负荷变化时产生较大波动。在上世纪末我国电网改造前，电网电压波动范围高达 30%以上。随着国民经济发展，大量电厂建立，供电量充足，同时经过电网改造，合理输配电，目前在我国大多数地区供电质量明显提高，一般变化在 10%以内，即在 198V ~ 242V 之间。但在铁道系统和某些边远山区变化范围仍可能达到 30%。因此，你设计的开关电源，必须迎合使用地区的供电情况，即使遇到意外情况，也能够安全运行而不发生故障。有时电网也可能丢失几个周波，要求有些电源能够不间断（保持时间）地工作，这就要求较大的输出电容或并联电池满足这一要求。

电网还存在过压情况。雷击和闪电在 2 阻抗上,引起线与线电压和共模干扰可高达 6000V 电压。闪电有两种类型，一种是短脉冲，上升时间 1.2  $\mu$ s，衰减时间 50  $\mu$ s，另一种很高能量，衰减时间 1ms。电网还有瞬态电压，峰值达 750V，持续半个电网周期，这主要是大的负载的接入或断开，或高压线跌落引起电网的瞬变。

实际上工业电网面临的问题远不止这些，交流电网是一个肮脏的环境。你所设计的电源应当能够在这个环境中工作，同时还要满足国际和各地区安全标准要求。

### 1.2 电池

在通信，电站，交通要求不间断供电的地方，电池作为不可缺少的储能后备能源。大量移动通讯站和手机，以及电动汽车，助力电瓶车都依靠电池提供能量。风力发电和太阳能发电存储峰值能量作

为后备能源。但是电池涉及到电化学和冶金学知识，已超出一般电气工程师的知识范畴。这里介绍一些使用电池基础知识，使你了解设计充电电源和使用电池供电时应注意的一些问题。

利用电化学可逆原理做成的最基本的单元电池叫单体电池。典型的单体电池是由两个金属极板和构成它们之间导电通路工作介质组成，这种通路材料可能是液体或固体，与特定化学机理有关。这种结构关键在于是否能够更有效进行电 - 化学反应（可再充电，即二次电池，也称为蓄电池。不能再充电叫一次电池）。根据不同通路材料的安排，一个金属极板为电池的阳极 - 正极，另一个则为阴极 - 负极。如将两个金属极板（阴极和阳极）接到电源上，电的作用改变了工作介质的化学状态，这就是储能。如将已储能的电池极板接到负载，材料化学作用放出电荷返回到原始状态，释放出电能。

单体电池一般很低，例如铅酸蓄电池单体电池额定电压为 2V。因此较高电压的电池一般由许多单体电池串联组成。**应当注意**：不要自己将电池连接成你需要的电压和容量，电池不能直接并联！你只能按制造厂系列产品选择你需要的电池容量和电压。如果在每个电池端串联一个二极管就可以并联。在电池工作范围内，电池看起来像一个理想电压源，但实际电源并非如此。首先，当充电时，端电压会升高；放电时，端电压会降低。这就说明蓄电池存在内电阻，图 1.1 是标称电压 12V 的 NiH 电池的伏安特性，随着输出电流的增加，输出电压下降（类似正弦双曲线）。标称电压为 12V，电池放出电流为负，充电电流为正。电池放出小电流时，电池端有一个类似电阻的压降，电流加倍压降也几乎加倍；在大电流时，电压降增加减慢；在端电压下降到零以前，电流可以达到非常大的数值，但绝对不能将电池短路，如果将 NiH 电池输出短路将引起电池爆炸！其次，电池不是与频率无关的电压源，在充电和放电时，产生电化学反应需要一定的时间，等效为电容与内阻并联。此外，在典型开关频率 20kHz 或更高时，电池有很大内阻抗。这是因为电池端子间，内部极板间存在小电感；例如，一个 NiH（镍 - 氢）电池可能具有 200nH 的感抗，五个这样的电池串联（获得 6V 电压）有大约 1 $\mu$ H 电感。如果开关频率为 200kHz，阻抗大约 1 $\Omega$ 。所以这时电池不是理想电压源，不可能吸收你的变换器产生的开关纹波，为此，通常在电池的两端并联一个电容，减少内电感的影响。

电池输出电流和输出电压的关系还与温度以及电池剩余电荷量有关。如果放电电流太大，会损伤电池。几乎所有电池，如果在远低于它的工作温度下放电，也会损坏电池。例如密封铅酸电池在低于 -10 $^{\circ}$ C 不能工作，这就是为什么在很冷的天气发动不了你的汽车。

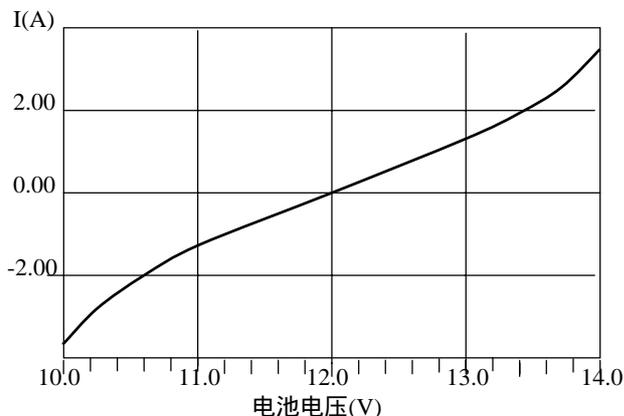


图 1.1 典型 12V 电池 V-I 特性

制造厂标定电池的容量一般以电池具有的电荷量 - 安时（电流  $\times$  时间 = 电荷 AH）来表示。这使得电源设计者感到为难，你不能够简单得到电池输出参数与多大能量的关系，因为它不等于电池容量乘以输出电压；何况输出电压又与输出电流有关。这些参数关系由制造厂以曲线形式提供的，而曲线似乎不能直接找到你设计需要的工作点，需要从这些曲线来回参照得到你需要的数据。你自己测试电池是不切实际的，因为每个制造厂制造的电池总有些小的差别，所以你不能假定每个电池具有相同的化学特性和安时定额，以及它们在同一场合具有相同的运行时间。

另一个现象是自放电。如果你充好电的电池放置在那里，不接任何负载，它自己会逐渐失去存储的能量。失去能量所需要的时间与化学工作介质有关：如 NiH 电池 24 小时；密封铅酸蓄电池在温度 25 $^{\circ}$ C 下约 16 月容量损失 50%，温度升高 10 $^{\circ}$ C，时间缩短一半。而某些锂电池可达几年不等。所以放置不用的铅酸电池一般每 3 个月得进行充放电维护一次。

电池不可能无限期充放电使用，电池也有寿命。在一定时间范围内，电池经过多次充电/放电周期以后，不再能存储额定容量，这个时间就是电池寿命的终止。它取决于电池如何工作，它经历了多少个充电/放电周期，放电的深度如何等等。例如，铅酸密封电池放电深度 50%额定容量，充放电可达 500~600 次；放电深度 100%，寿命仅 200~300 充放电周期。即使电池用于备份，所谓浮充状态（总是保持充满状态），在 5~10 年内也需要更换。

电池是一个不愉快的能源，它也是一个不舒服的负载。当你对电池补充充电 - 均衡充电时，你不能用一个电压源对其充电，因为**电池充电电流与电压成指数关系**，会造成**充电电流热失控**，将导致电池损坏。因此所有**类型电池充电必须采取限流措施**。如果电池充满，即达到额定电压时，应当转换到浮充电状态，补充自放电失去的能量，以保证电池保持满容量状态。

手册中指定充电电流（放电电流也一样）称为“C”。1C 定额是假定电池充电 1 小时达到电池的额定容量值：例如以 1C (20A) 对 20AH 电池充电一小时的电池容量为  $1 \times 20A = 20AH$ 。铅酸电池通常均衡充电电流小于 0.3C。均衡充电一般首先以 0.15C 恒流充电一定时间，当达到容量的 90% 后，再转换到恒压充电，进入浮充状态。浮充电压通常由生产厂家设置。环境温度 25℃ 时，一般按单体电池电压 2.23V ~ 2.35V（大部分用 2.23V ~ 2.25V）之间设置浮充电压。环境温度每升高 1℃，浮充电压下降 0.005V。充满电时单体电池端电压在 2.23V 左右。过充电和充电电流过大都会损伤电池，使电池寿命大大缩短。电池充足后，维持自放电浮充电流，一般在 0.05C 以下。铅酸电池还不能过放电，一般认为单体电池端电压达到 1.75V 应当终止放电。所以，要正确使用电池应当对电池的充、放电电压、电流和容量（电流和时间积分）进行检测和控制，才能保证电池的长寿命。

各种不同化学机理的电池 - 铅酸电池，锂电池，镍镉电池，锌 - 空气和镍氢 (NiH) 电池，无论那种，都具有自身的特性。所以你得花费一定时间去研究它们。最好的办法是去找愿意和你紧密合作的制造商，并认真地听取他们忠告。

### 1.3 负载

开关电源供给各种不同的负载，各种负载都有自己的特性，负载对开关电源提出符合自己特性的要求。因此开关电源设计者必须了解负载特性，才能做好符合要求的电源。前面讨论了蓄电池一般特性，如果开关电源作为充电器对电池充电。则开关电源必须具有恒流充电和浮充能力。这里不再讨论。下面分别简要说明其它负载要求

#### 1.3.1 计算机电源

现代计算机要求电源高速切换。现在许多计算机电源为 3.3V，从数据库调出数据，要求电源能适应 30A/μs 负载跃变。举例来说，假定负载从零变化到 7A，花的时间小于 1μs。如果你的开关电源的带宽 20kHz，要变化到新的负载水平时间为  $1/20kHz = 50\mu s$ ，假设电流上升是线性的，那么你尚缺少电荷量是  $(7A/2)50\mu s = 175\mu C$ ，如果允许 3.3V 电压波动是 66mV，如果此瞬态能量由电容提供，你应当需要  $175\mu C/66mV = 3mF$  才能避免电压跌落超过允许值。

值得注意的是你不能用一个 3300μF 电容达到这个目的，而是应当用许多小电容并联。这是因为母线上电压跌落并不是变换器的带宽限制，而是电容的 ESR 造成的。你需要最大 ESR 为  $66mV/7A = 9m\Omega$  的电容。如果每个电容的 ESR 近似为 100mΩ，需要 11 个电容并联，最好选择 300μF 的钽电容。当然这种计算是假定变换器输出到负载连线是无电感和电阻的，如果引线长，你就需要更高性能的电源。

在以上计算中另一个假定是变换器有足够的大信号响应。稳定性在以后详细讨论，但你必须确定满足小信号响应误差放大器的摆率 (slew rate) 也应当是足够的，但这不总是正确的。变换器的大信号带宽不能大于小信号带宽，如果运放摆率较低，大信号带宽可能比较小。

从以上的例子看到为使变换器体积减少，实质上是要变换器具有较宽带宽和高速放大器。在今天的工业界，这是继续推动开关电源向更高的开关频率（带宽不超过开关频率的一半）的主要原因，某些变换器的工作频率现在已达 2MHz，带宽 100kHz。

#### 1.3.2 要求低噪声

各种负载要求噪声是不同的。例如蜂窝电话电源中射频功率放大器要求低噪声。变换器电源提供放大器栅极和漏极（放大器由 FET 构成）电压，如果电源上有变换器开关频率的纹波，那么放大器输出也就有纹波，因为输出功率由栅极和漏极电压决定，通过改变这些电压来控制输出功率大小。而放大器输出是射频，纹波是载波频率的边带。由于纹波被接收机作为信号解调产生的边带，所以很容易看到你不需要纹波（谐波）。

有些情况就不一定。你的和提出要求的工程师研究研究，是否一定要很高的噪声要求，并告诉他，噪声要求越高，代价越大。

要满足低噪声的要求，应当考虑电感电流在输出电容 ESR 上产生的峰峰值纹波和二极管及晶体管转换产生的开关噪声两者的造成纹波。在要求非常低噪声时，想用足够大的滤波电感和多个电容并联是不切实际的，一般在变换器输出加后续线性调节器或外加滤波环节。

后续线性调节器决不是好的选择，因为效率低。一般的办法在主滤波器后面增加一级 LC 滤波器（图 1.2）。如果反馈从原来输出电容端取回，主反馈保持原来的稳定性，而与外加滤波无关。但外加的 LC 滤波是不可控制的，当阶跃负载时将引起振铃现象，破坏了引入附加滤波器的目的。

如果将反馈包含外加滤波器，这将引入两个额外的极点，这两个极点要是处于低频段，将引起变换器工作的不稳定。一般取外加滤波器的谐振频率为变换器带宽的 10 倍，仅需要很小的相位补偿处理（在以后详细讨论），同时仍然能给开关频率适当地衰减。一般电感取得较小，电容较大，减少变换器的输出阻抗。串联电感在数百 nH 到几个  $\mu\text{H}$ ，一般不用铁氧体磁珠，磁珠不能抗直流磁化，而采用小的 MPP（皮莫合金磁粉芯）磁珠或铁硅铝磁芯，1 匝输出汇流条通过它即可。

如果你既要快速瞬态响应，又要低噪声，那是最糟糕的负载。那你得运用以上的技术，还得花费许多心血。

### 1.3.3 电话

电话大约在 100 年前出现的，一直使用大量的铁和铜，而不是半导体。它是由电话线供电，而不是电网供电，这就是为什么电灯不亮，而电话照样畅通。电源距离在几百米，甚至几千米以外，在电话和电源之间引入了较大电线电阻和电感。

电话有三个不同的模式：既不通话又没有振铃，通话，待通。这三种状态具有不同的特性，每种特性在每个国家也是不同的。

为了解驱动电话振铃有多困难，拿出一些数据来考虑。在振铃状态，电话看起来像一个电感和电容串联并用一个低频正弦波电源驱动。此正弦波在电话端电压最小  $40V_{\text{rms}}$ （美国）或  $35V$ （德国）。实际上，由于电源输出在达到电话之前经过不同阻抗分压，需要的驱动电源电压要高得多。美国近似  $7k$  与  $8\mu\text{F}$  串联，驱动电源是  $20\text{Hz}$  正弦波。而德国似乎是  $3.4k$  与  $850\text{nF}$  串联，用  $25\text{Hz}$  驱动。法国电话是大于  $2k$  和小于  $2.2\mu\text{F}$ ，可以用  $25\text{Hz}$  或  $50\text{Hz}$  驱动，取决于是否差动（平衡）还是不对称驱动。电话本身作为负载更是五花八门，阻抗由  $6k \sim 60k$ ，或更高。也不知道这些电话是怎样电源供电，除非这个国家自行规定。甚至一个电源同时带 5 个电话机。

### 1.3.4 荧光灯

荧光灯是另一个特殊负载，用一个特殊的称为镇流器的电源驱动。灯管就有很多类型，不同长度灯管和环形灯管，冷阴极大台灯，广场照明的钠灯等等。他们具有不同发光和电气特性，但在他们之间重要的不同是否具有加热灯丝。不需要灯丝的，仅需要两根导线的称为直接启动灯管；如果有加热灯丝，还需要增加两根加热灯丝导线称为快速启动灯管。因其他特性相同，这里仅讨论有灯丝的荧光灯。

荧光灯管是充气的例如充有氩气和一滴水银液体，水银在工作时蒸发成气体。玻璃管内壁涂敷类似显象管的荧光物质。工作时电压通过气体加在管两端，灯管实际上有一个阴极和一个阳极，但加在灯管上是交流电，不必要区分正负。用交流可减少电极的电蚀。

必须有足够的启动电压才能使灯管内的气体电离，也就是说电离形成等离子。等离子发出紫外线光，激发了涂敷在管内壁的荧光物质转变成可见光。它比利用高温加热发光的白炽灯发光效率高。

**灯管内的水银是剧毒物质，请不要随地将灯管打破，否则严重破坏环境。**

当灯管关断时，它呈现高阻抗，因为水银是液体，需要高压启动。冷阴极型（即没有灯丝）就需要一定时间高压以后导通它。带有灯丝需要加热灯丝，应用数百毫秒时间加高压，预热大大地降低了灯管的寿命。由于早先电子镇流器忽视这个问题，电子镇流器业发展较慢。

在灯丝预热加上高压以后，灯管导通。一旦灯管导通，灯管近似像一个稳压管，如流过灯管的电流加倍，但灯管端电压或许只变化 10%。管子通过加倍的电流，当然亮度也加倍，寿命也因此降低。因此需要一个镇流器，保持灯管亮度，同时使电压、电流保持在灯管厂家规定的允许范围之内。

在导通状态，灯丝仍然发热，但已远小于预热时的功率。灯丝是电阻丝，可减少灯丝电压减少发热，而延长灯管寿命。

负载时各式各样的，可见，不研究负载特性去做电源是不可能做好的。

## 1.4 安全

研究、开发和电源，当然要与交流电网高压打交道。常常碰到不仅是交流高压（ $220V/380V$ ），而且还要遇到  $300V/500V$  直流。因此使用和操作人员应当时刻注意到用电的人身安全。国际及各国都制定了电气设备的安全标准。

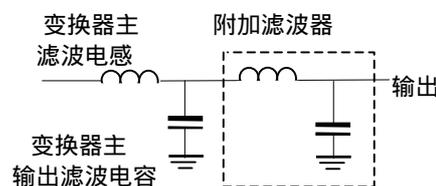


图 1.2 附加 LC 滤波获得低噪声输出

应当知道，触电时是电流危及生命，而不是电压。人体感觉到刺激的电流 1mA，通过人体的电流达数十 mA 以上时，肌肉就产生收缩抽搐现象，使人体不能自己离开电线。将使心脏丧失扩张和收缩能力，直至死亡。但各人对电流的敏感程度相差较大。如表 1.2 所示。

究竟多大电流、多长时间造成死亡尚不明白。为防护触电，许多国家规定允许触电电流与时间的乘积为 30mAS。各国规定允许触电电压如表 1.3。

不管怎样，应当注意安全问题。首先，应避免带电操作。即转接电路时，应当在断电情况下接线。如果高于 50V 直流，应一只手接触电路，一只手放在背后，避免电流经一只手流经心脏，再流过另一只手构成回路。

表 1.2

	DC(mA)		AC(mA)			
	男	女	50Hz		10kHz	
			男	女	男	女
不太痛苦	5.2	3.5	11	0.6	12	8
有痛苦感	62	41	9	6	55	37
痛苦难忍，肌肉不自由	74	50	16	10.5	75	50
呼吸困难，肌肉收缩	90	60	23	15	94	63

表 1.3

一般场所	潮湿场所	其它
德、澳 65V	日、瑞典 25V	移动设备 25V(IEC)
英国 55V	法国 24V	德国 24V (家畜)
日、瑞士、法国、瑞典 50V(IEC)		英国 45V(住宅)

我国国家规定安全电压 12~50V，由有关规程和使用环境选用。航空 30V

同样的理由，对地通路不导电。如果你的皮鞋橡胶底破了，就不必再穿了。

在许多电源中，由电网输入 (220V 或 380V) 直接整流滤波，或经过 PFC 变换输出高压直流提供 DC/DC 变换器。有时需要测量电路

波形。你是否知道示波器的金属外壳是接地的？你是否还知道示波器输入地与外壳是相连的？你是否还知道交流电网的中线、地线的连接方式？如果你不知道，就可能在测量操作被电击或损坏被测电路元件。作者曾多次经历过这样的事例：用示波器观察直接由

单相电网可控整流电路，而造成操作者触电和烧毁可控硅整流器，还有甚至损坏了控制电路。其中一个示波器与整流器同一交流电源供电，示波器虽然有三线插头，但是配电电路地线与中线是相连的，这就造成示波器接地外壳将被测电路短路。

从安全考虑，示波器必须三线制供电，即相、中和地 - 三线插头。为了避免短路，示波器应当用一个变比为 1:1 的隔离变压器隔离供电，这就避免了接触任何高电位。即便如此，在检测高于表 2 所示安全电压的路时，也应当在断电的情况下转换测试点。

如果电路中直流高压大电容，在断电情况下，即使设置了放电电阻（一般在大电容上并联大电阻），仍需等待一定时间，要确认电容电压是否完全放电后，才能进行电路操作。

实验室内的桌面应当有绝缘垫，座椅最好不是导电材料。地面也应当良好绝缘。

## 第二章 拓扑实际选择

### 2.1 引言

在设计你的变换器前，你必须首先选择**电路拓扑**。因为其它所有电路元件设计，像元件选择，磁芯设计，闭环补偿等等都取决于拓扑。所以在设计开始之前，你得首先仔细研究所要开发的电源的要求和技术规范：**输入、输出电压，输出功率、输出纹波、电磁兼容要求等等**，以保证选择适当的拓扑。

在电力电子技术教科书和开关电源书籍中只是概要地介绍几个基本的拓扑，分别说明这些拓扑工作的基本概念，输出与输入关系，和对元器件基本要求等等，而很少或没有指出该拓扑的长处和短处以及相应的应用场合。而在有关文献中讨论的拓扑就非常多，单就谐振变换器拓扑就有数百种。在如此众多的拓扑中，实际看到经常在产品中使用的拓扑只有大约 14 种。为何有如此巨大差距？一个很重要的因素是作为电源商品，成本(军品另当别论)和质量作为第一目标。因此，选择的电路拓扑应当考虑到电路复杂性和是否成熟，该拓扑可能使用的元器件定额和是否易购，制造是否需要高级技术人员、特殊的测试设备、元器件是否严格筛选等等，应当从整个电源产品效率、体积、成本以及技术条件和规范综合因素考虑。因此尽管众多研究者为了提高电源效率，减少体积研究如何减少开关损耗，提高开关频率，提出如此多的拓扑，发明者申请了大量专利。这些拓扑和专利在理论上是有价值的，并存在应用的可能性，软开关 PWM 和有源箝位等技术都是从研究谐振，准谐振变换器发展而来的。这些新拓扑和专利在某一方面提出了新的途径和方法，但也会带来某些方面的不足，作者和申请者不可能面面俱到。理论上先进就能做出最好产品，这是天真的想法。理论研究始终是探索性的，始终走在生产的前面；而产品是该领域研究最充分，经过若干因素折衷的实践产物。这也是理论与生产实际的差别。同时也是专利与生产力的距离。专利往往只是一个好主意 (good idea)，只是在某一方面有独创性，是否能转变为产品那就时另一回事。如果为了将效率提高 1%，而使得成本提高 10%，这是任何厂商不愿意做的。因此很少专利转变为生产力就不足为奇了。但是在体积、重量要求严格而批量小的军品则另当别论。

**决定拓扑选择的一个重要因素是输入电压和输出/输入比**。图 2.1 示出了常用隔离的拓扑相对适用的电压范围。拓扑选择还与输出功率，输出电压路数，输出电压调节范围等有关。一般情况下，对于给定场合你可以应用多种拓扑，不可能说某种拓扑对某种应用是绝对地适用，因为产品设计还有设计者对某种拓扑的经验、元器件是否容易得到、成本要求、对技术人员要求、调试设备和人员素质、生产工艺设备、批量、军品还是民品等等因素有关。因此要选择最好的拓扑，必须熟悉每种拓扑的长处和短处以及拓扑的应用领域。如果随便选择一个拓扑，可能一开始就宣布新电源设计的失败。

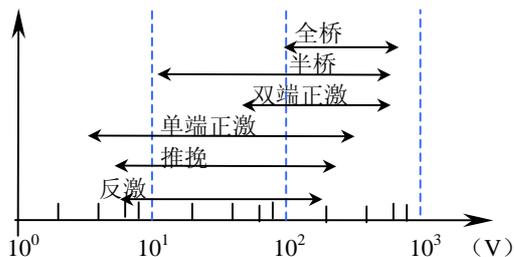


图 2.1 各种隔离拓扑应用电压范围

### 2.2 输入和输出

如果输出与输入共地，则**可以采用非隔离的 Buck, Boost 共地变换器**。这些电路结构简单，元器件少。如果输入电压很高，从安全考虑，一般输出需要与输入隔离。

在选择拓扑之前，你首先应当知道输入电压变化范围内，输出电压是高于还是低于输入电压？例如，Buck 变换器仅可用于输出电压低于输入电压的场合，所以，输出电压应当在任何时候都应当低于

输入电压。如果你要求输入 24V，输出 15V，就可以采用 Buck 拓扑；但是输入 24V 是从 8V~80V(MIL-STD-704A)，你就不能使用 Buck 变换器，因为 Buck 变换器不能将 8V 变换成 15V。如果输出电压始终高于输入电压，就得采用 Boost 拓扑。

如果输出电压与输入电压比太大(或太小)是有限制的，例如输入 400V，要求输出 48V 还是采用 Buck 变换器，则电压比太大，虽然输出电压始终低于输入电压，但这样大的电压比，尽管没有超出控制芯片的最小占空比范围，但是，**限制了开关频率**。而且功率器件峰值电流大，功率器件选择困难。如果采用具有隔离的拓扑，可以**通过匝比调节合适的占空比**。达到较好的性能价格比。

### 2.3 开关频率和占空比的实际限制

#### 2.3.1 开关频率

在设计变换器时，首先要选择开关频率。提高频率的主要目的是减少电源的体积和重量。而占电源体积和重量最大的是磁性元件。现代开关电源中磁性元器件占开关电源的体积（20%~30%），重量（30%~40%），损耗 20%~30%。根据电磁感应定律有

$$U = NA\Delta Bf$$

式中  $U$ —变压器施加的电压； $N$ —线圈匝数； $A$ —磁芯截面积； $\Delta B$ —磁通密度变化量； $f$ —变压器工作频率。

在频率较低时， $\Delta B$  受磁性材料饱和限制。由上式可见，当  $U$  一定时，要使得磁芯体积减少，匝数和磁芯截面积乘积与频率成反比，提高频率是减少电源体积的主要措施。这是开关电源出现以来无数科技工作者主要研究课题。

但是能否无限制提高开关电源频率？非也。主要有两个限制因素：第一是磁性材料的损耗。高频时一般采用铁氧体，其单位体积损耗表示为

$$P_T = \eta f^\alpha B_m^\beta \quad (1)$$

式中  $\eta$ —不同材料的系数； $f$ —工作频率； $B_m$ —工作磁感应幅值。 $\alpha$  和  $\beta$  分别为大于 1 的频率和磁感应损耗指数。一般  $\alpha = 1.2 \sim 1.7$ ； $\beta = 2 \sim 2.7$ 。频率提高损耗加大，为减少损耗，高频时，降低磁感应  $B_m$  使得损耗不太大，违背了减少体积的目的。否则损耗太大，效率降低。再者，磁芯处理功率越大，体积越大散热条件越差，大功率磁芯也限制开关频率。

其次，功率器件开关损耗限制。以 Buck 变换器为例来说明开关损耗。图 2.2 是典型的电流连续 Buck 变换器功率管电流电压波形图。可以看到，晶体管开通时，集电极电流上升到最大值时集电极电压才开始下降。关断时，集电极电压首先上升到最大值集电极电流才开始下降。假定电压、电流上升和下降都是线性的。可以得到开关损耗为

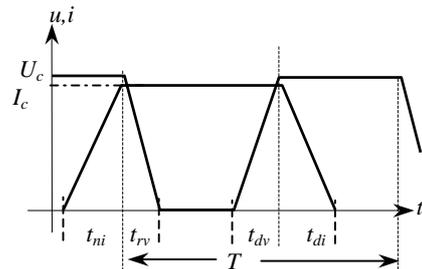


图 2.2 Buck 变换器功率管电流、电压波形

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{1}{T} \left[ \frac{U_c I_c}{2} (t_{ri} + t_{rv}) + \frac{U_c I_c}{2} (t_{di} + t_{dv}) \right] \\ &= \frac{U_c I_c f}{2} (t_r + t_d) \end{aligned}$$

式中  $t_r = t_{ri} + t_{rv}$ —开通时电流上升时间与电压下降时间之和； $t_d = t_{di} + t_{dv}$ —关断时电压上升时间与电流下降时间之和。一般  $t_r + t_d < T/20$ 。假定  $t_r = t_d = t_s$ —开关时间。则

$$P_s = U_c I_c f t_s$$

如果电流断续，只有关断损耗，开关损耗为

$$P_s = 0.5 U_c I_c f t_s$$

可见，开关损耗与频率、开关时间成正比。断续似乎比连续开关损耗少一半，但应当注意，在同样输出功率时，功率管电流至少是电流连续时的一倍，除了器件电流定额加大，成本增加外，导通压降损耗也增加。滤波电感磁芯工作在正激变压器状态，磁芯和线圈高频损耗也将大大增加。虽然，通过软开关技术可以减少开关损耗，但请注意，软开关总是利用 LC 谐振，谐振电流（或电压）很大，谐振电流通过晶体管、电感 L 和电容 C，这些元器件也是有损耗的。有时只提高效率 1~2%，但电路复杂，元件数增多，成本增加，有时甚至得不偿失。目前用 MOSFET 开关的电源，功率在 5kW 以下，工作频率一般在 200kHz 以下。BJT 最高达 50kHz。3kW 以上采用 IGBT 的最高 30kHz。用 MOSFET 与 IGBT（BJT）组合管最高也不超过 100kHz。变换功率几十瓦，当然工作频率可以提高。

此外，变换功率越大，电流电压越大，如果大功率管与小功率管相同的电流上升和下降速率，大功率管需要更长的开关时间。何况大功率器件芯片面积大，为避免电流集中降低开关时电流升降速率也增加了开关时间。可见，变换功率越大，允许开关频率越低。

如果你听说他的开关电源工作频率可达几个 MHz，你得问问他的变换功率有多大？

### 2.3.2 占空度

开关变换器的变换比（输出电压与输入电压比）太大或太小是有限制的。首先，变换器占空比（开关导通时间与开关周期之比）受控制芯片最大和最小值的限制。在有些拓扑中，占空比不能大于

0.5。总之，通用 PWM 控制 IC 芯片通常不保证占空比能大于 0.85；有些芯片在合理的工作频率下，也不保证占空比在 0.05 以下能以较小的损耗快速驱动 MOSFET 的栅极。

例如，开关频率为 250kHz，周期为 4 $\mu$ s，如果占空比是 0.1，MOSFET 的导通时间仅为 0.4 $\mu$ s，要是 MOSFET 的开通时间为 0.1 $\mu$ s，关断时间也为 0.1 $\mu$ s，几乎大部分导通时间被过渡时间“吃”掉了，损耗加大。这就为什么变换功率越高，工作频率越低的原因之一。

不管控制 IC 和高电流栅极驱动等等，只要不将占空比设计在最小 0.1 和最大 0.8（对于 0.5 限制度变换器为 0.45）之外，那就不必担心。

如果采用的拓扑有变压器，变比可以调节占空度。但变比也有限制。如果变比太大或太小，初级与次级导线尺寸相差太大，线圈绕制发生困难。一般初级与次级匝比最大为 10:1，最小为 1:10。要是你需要由很低的电压获得高压，你是否考虑采用两级变换器或次级采取倍压电路提升电压。

## 2.4 几个输出？

紧接占空比的问题是多少输出。例如，如果不是 1 个输出，Buck 是不适合的。在有些情况下，可以加后续调节器得到另一个电压，实际的例子是用 Buck 变换器产生 5V 输出，再由线性调节器（或另一个开关）从 5V 输入产生一个 3.3V 输出。但相关的瞬态、噪声、损耗应满足要求。

最坏的情况下，设计多个独立的变换器，而不是采用复杂的许多线圈的磁元件。在开始设计之前，你得考虑考虑，要是采用多输出变换器，或许节省了几块钱的控制 IC，但可能花几十块钱做那个复杂的多线圈磁元件。在设计之前，首先应权衡磁元件、电路元件及附加成本，不要就事论事。

## 2.5 隔离

在设计前预先要知道次级与初级是否需要隔离。如输入由电网或高压供电，作为商品有安全规范（以及 EMI 问题）需要隔离的要求。典型的例子是输入与输出有 500V 交流耐压要求。你知道安全要求后，有些拓扑，像没有隔离的 Buck, Boost 等等将排除在外。

## 2.6 EMI

在设计开始时就要想到 EMI 问题，不要等到设计好了再考虑 EMI。有些拓扑可能有许多成功地避免 EMI 问题。如果是不隔离的系统，因为在系统中不涉及到第三根导线，如单独用电池供电，就没有共模噪声，这使你滤波变得容易。

此外，某些拓扑就是比其他拓扑具有更多的噪声。区别在于某些拓扑在每个周期的部分时间与输入断开，引起输入电流的中断。如果输入电流连续，就没有陡峭的上升和下降沿，电流不会为零，就容易滤波。

Buck 变换器就是输入电流断续的一个例子，因为当开关打开时，输入电流为零。Boost 变换器的电感始终接在输入回路中，但输入电流是否连续取决于 Boost 是否工作在断续还是连续。

作者建议大功率电源最好不要采用输入电流断续的拓扑，因为那些拓扑通常需要很花钱的磁元件。

## 2.7 BJT, MOSFET 还是 IGBT?

拓扑选择与所能用的功率器件有关。就目前可以买到的功率器件有双极型（BJT）功率管，MOSFET 和 IGBT。双极型管的电压定额可超过 1.5kV，常用 1kV 以下，电流从几 mA 到数百 A；MOSFET 在 1kV 以下，常用 500V 以下，电流数 A 到数百 A；IGBT 电压定额在 500V 以上，可达数千 V，电流数十 A 到数千 A。

不同的器件具有不同的驱动要求：双极型晶体管是电流驱动，大功率高压管的电流增益低，常用于单开关拓扑。在低功率到中等功率范围，除了特别的理由以外，90% 选择 MOSFET。

理由之一是成本。如果产品产量大，双极性管仍然比 MOSFET 便宜。但是使用双极型功率管就意味着开关频率比 MOSFET 低，因此磁元件体积比较大。这样是否还合算？你得仔细研究研究成本。

高输入电压（380V）时，或推挽拓扑加上瞬态电压要求双倍以上电压，选择功率管你可能感到为难，如果采用双极型管，你可以买到 1500V 双极型管，而目前能买到 MOSFET 最大电压为 1000V，导通电阻比 BJT 大。当然，你可能考虑用 IGBT，遗憾的是 IGBT 驱动虽然像 MOSFET，而它的开关速度与双极型管相似，有严重的拖尾问题。

可见，低压（500V）以下，基本上是 MOSFET 天下，小功率（数百瓦）开关频率数百 kHz。IGBT 定额一般在 500V 以上，电流数十 A 以上，主要应用于调速，基本上代替高压达林顿双极型管。工作频率最高可达 30kHz，通常在 20kHz 左右。因为导通压降大，不用于 100V 以下。

为了提高IGBT或BJT的开关速度，也可将MOSFET与BJT或IGBT组合成复合管。图 2.3(b)中 $U_{(BR)CBO}/70A$ 的BJT与50V/60A的MOSFET串联，用于三相380V整流电感滤波输入(510V)双端正激3kW通信电源中。导通时首先驱动功率MOSFET，这时BJT工作在共基极组态，发射极输入电流，或因MOSFET导通漏极电压下降，BJT发射结正偏，产生基极电流，导致集电极电流，通过比例驱动电路形成正反馈，使得BJT饱和导通。当关断时，首先关断MOSFET，发射结反偏，使得BJT迅速关断。共基极频率特性是共射极的 $\beta$ 倍。提高了关断速度。低压MOSFET导通电阻只有 $m\Omega$ 数量级，导通损耗很小。实际电路工作频率为50kHz。

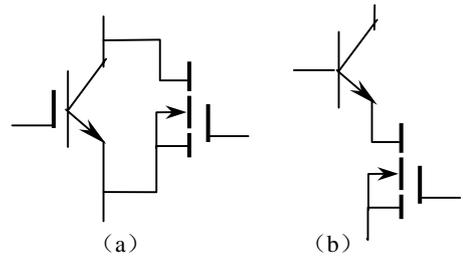


图 2.3. 提高功率开关频率

- (a) IGBT 与 MOSFET 并联
- (b) BJT 与 MOSFET 串联

MOSFET 与 IGBT 并联也是利用 MOSFET 的开关特性。要达到这一目的，应当这样设计 MOSFET 和 IGBT 的驱动：开通时，PWM 信号可同时或首先驱动 MOSFET 导通，后导通 IGBT。IGBT 零电压导通。关断时，先关断 IGBT，IGBT 是零电压关断；在经过一定延迟关断 MOSFET。MOSFET 承担开关损耗；在导通期间，高压 MOSFET 导通压降大于 IGBT，大部分电流流过 IGBT，让 IGBT 承担导通损耗。这种组合实际例子工作频率 50kHz，3kW 半桥拓扑。

## 2.8 连续还是断续

电感(包括反激变压器)电流(安匝)连续还是断续：在断续模式的变换器中，电感电流在周期的某些时刻电流为零。电流(安匝)连续是要有足够的电感量维持最小负载电流 $I_{Lmin}$ (包括假负载)，在周期的任何时刻电感都应当有电流流通。即

$$I_{Lmin} \geq \frac{U_o T(1-D)}{2L}$$

其中 $T$ —开关周期； $D=T_{on}/T$ —占空比； $T_{on}$ —晶体管导通时间。我们假定整流器的正向压降与输出电压相比很小。要是最小负载电流为零，你必须进入断续模式。

在实际电源设计时，一般电源有空载要求，又不允许电感体积太大，在轻载时肯定断续，在这种情况下，有时设置假负载，并当负载电流超过使假负载断开，否则可能引起闭环控制的稳定性问题，应当仔细设计反馈补偿网络。

同步整流是一个例外。变换器应用同步整流总是连续模式，没有最小电感要求。

## 2.9 同步整流

在现今许多低输出电压应用场合，变换器效率比成本更(几乎)重要。从用户观点来说，比较贵的但高效率的变换器实际上是便宜的。如果一台计算机电源效率低，真正计算时间常常很少，而待机时间很长，将花费更多的电费。

如果效率很重要，就要考虑采用同步整流技术。即输出整流采用 MOSFET。当今可买到许多 IC 驱动芯片既能驱动场效应管，也能很好驱动同步整流器。

采用同步整流的另一个理由是它将电流断续模式工作的变换器转变为电流连续工作模式。这是因为即使没有负载，电流可以在两个方向流通(因为 MOSFET 可以在两个方向导通)。运用同步整流，解除了你对模式改变的担心(模式改变可能引起变换器的不稳定)和保证连续的最小电感要求。

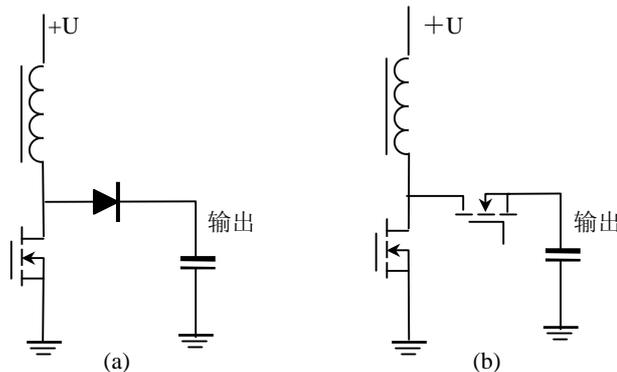


图 2.4 (a) 二极管整流变换器和(b)同步整流变换器

同步整流一个问题这里值得提一下。主开关管在同步整流导通前关断，反之亦然。如果忽略了这样处理，将产生穿通现象，即输入(或输出)电压将直接对地短路，而造成很高的损耗和可能导致失效。在两个 MOSFET 关断时间，电感电流还在流。通常，MOSFET 体二极管不应当流过电流，因为这个二极管恢复时间很长。如假定 MOSFET 截止时体二极管流过电流，当体二极管恢复时，它在反向恢复起短路作用，所以一旦输入(或输出)到地通路，发生穿通，就可能致变换器失效，如图 2.4 (b)

所示。解决这个问题可用一个肖特基二极管与 MOSFET 的体二极管并联，让它在场效应管截止时流过电流。（因为肖特基的正向压降比体二极管低，肖特基几乎流过全部电流，体二极管的反向恢复时间与关断前正向电流有关，所以这时可以忽略）

## 2.10 电压型与电流型控制

开关电源设计要预先考虑是采用电压型还是电流型控制，这是一个控制问题。几乎每个拓扑都可以采用两者之一。电流型控制可以逐周期限制电流，过流保护也变得容易实现。同时对推挽或全桥变换器可以克服输出变压器的磁偏。但如果电流很大，电流型需要检测电阻（损耗很大功率）或互感器（花费很多钱）检测电流，就可能影响你的选择。不过这样过流保护检测倒是顺水推舟了。但是，如果你把电流控制型用于半桥变换器，有可能造成分压电容电压不平衡。所以对于大功率输出，应当考虑选择那一种更好。

## 2.11 结论

最好你在设计一个电源之前，应当预先知道你的电源工作的系统。详细了解此系统对电源的要求和限制。对系统透彻地了解，可大大降低成本和减少设计时间。

实际操作时，你可以从变换器要求的规范列一个表，并逐条考虑。你将发现根据这些规范限制你可以选择的拓扑仅是一个到两个，而且根据成本和尺寸拓扑选择很容易。一般情况下，可根据以上各种考虑选择拓扑：

1. **升压还是降压：**输出电压总是高于还是低于输入电压？如果不是，你就不能采用 Buck 或 Buck/Boost。
2. **占空度：**输出电压与输入电压比大于 5 吗？如果是，你可能需要一个变压器。计算占空度保证它不要太大和太小。
3. **需要多少组输出电压？**如果大于 1,除非增加后续调节器，一般需要一个变压器。如果输出组别太多，建议最好采用几个变换器。
4. **是否需要隔离？**多少电压？隔离需要变压器。
5. **EMI 要求是什么？**如果要求严格，建议不要采用像 Buck 一类输入电流断续的拓扑，而选择电流连续工作模式。
6. **成本是极其重要吗？**小功率高压可以选择 BJT。如果输入电压高于 500V，可考虑选择 IGBT。反之，采用 MOSFET。
7. **是否要求电源空载？**如果要求，选择断续模式，除非采用问题 8。也可加假负载。
8. **能采用同步整流？**这可使得变换器电流连续，而与负载无关。
9. **输出电流是否很大？**如果是，应采用电压型，而不是电流型。

## 2.12 拓扑选择

现在从拓扑一般性讨论到特定拓扑，假定你熟悉 Buck 类变换器，如图 2.5 所示。用它代替这一类拓扑，集中在每种拓扑实际的困难，并围绕这些困难解决的可能性。集中在能预先选择最好拓扑，使你不至于花费很多时间设计和调试。

### a. Buck 变换器

#### 限制

如一般考虑指出的，还要给 Buck 拓扑预先增加有许多限制

1. 虽然一个 Buck 变换器概念上很清楚没有变压器，只有一个电感，这意味着不可能具有输入与输出隔离。
2. Buck 仅能降低输入电压，如果输入小于要求的输出，变换器不能工作
3. Buck 仅有一个输出。如果你要由 5V 变为 3.3V，这是好的。但除非愿意加第二个后继调节器，像线性稳压器，你可以看到在许多多路输出时这样应用的。
4. 虽然 Buck 可以工作在连续和断续，但输入电流总是断续的。这意味着在晶体管截止的部分开关周期输入电流下降到零。这使得输入 EMI 滤波比其它拓扑需要的大。

#### 栅极驱动困难

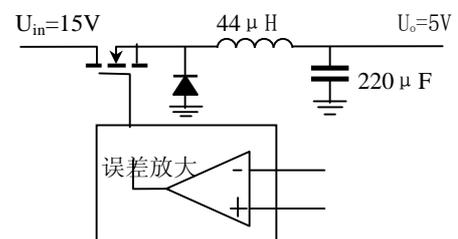


图 2.5 Buck 变换器

Buck的驱动十分麻烦。麻烦在于导通一个N-沟道MOSFET，栅极电压至少要 5V,或许大于输入电压 10V（逻辑电路输出分别为 1V和 5V）。但是你如何产生一个电压高于输入呢？这个问题最容易的方法应用P-沟道MOSFET，它正好能被栅极到地的信号驱动导通。遗憾的是P沟道MOSFET通常导通电阻 $R_{DS}$ 比N沟道大，而且价格贵。此外输入电压必须小于 20V，以避免击穿栅极，应用场合受到限制。实际这样采用P沟道MOSFET：用一个下拉电阻，你通常得不到有效导通栅极的足够的开关速度，最终你再实验室折腾了几天之后还是采用N沟道MOSFET。

除了很低输入电压变换器，Buck变换器总是采用N沟道MOSFET。

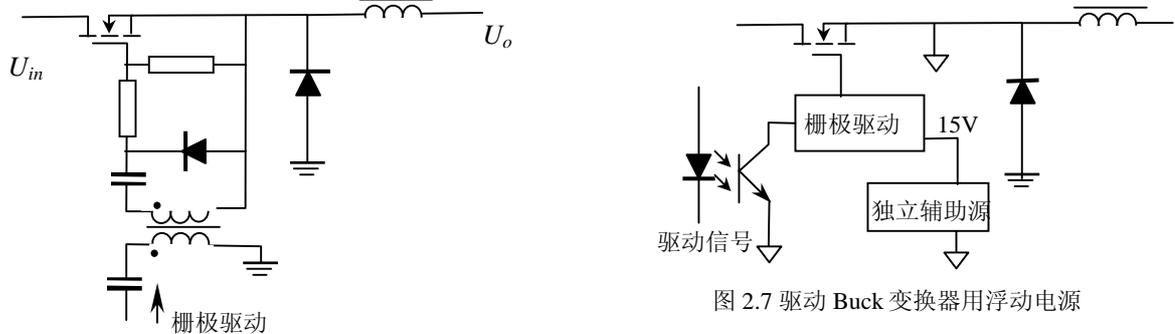


图 2.6 用耦合变压器驱动 Buck 变换器

驱动栅极普遍的方法是用一个栅极驱动隔离变压器将栅极与驱动隔离开来（图 2.6）

隔离变压器输入端的电容避免当输入边高电平时的直流分量。次级电容和二极管恢复电压单向性一否则在初级 12V 输入，在次级成了 $\pm 6V$  驱动。栅极电阻总是必须的（参看以后的讨论），而栅一源电阻是放电通路：如果栅极由于某种原因停止开关，栅极最终截止。

实际应用：选择栅极驱动的两个电容至少大于栅极电容—记住此电容构成一个带有电容的驱动器，因此你可以得到 90%的驱动电压。

虽然此驱动电路相当便宜且工作得很好，它限制最大占空度，因为变压器需要复位时间。

用一个独立的电源，例如用推挽变换器产生一个相对于 MOSFET 源极的直流电压，允许极快驱动栅极（图 2.7）。如果推挽变换器的电源是稳压的，它不需要闭环，固定占空度即可。你可以用一个驱动 IC 芯片，实现快速驱动 MOSFET。但此电路还有些贵（你可以用一个 555 定时器形成 50%占空度）。

你还需要一个信号浮动系统控制栅极。信号传输不应当有较大传输延迟，不要用像 4N48 这样慢速光耦。为避免另外的变压器，即使很高输入电压光耦 HCPL2601 系列有很好的传输特性，因为它具有优良的  $dV/dt$  定额。

## b.反激变换器类型

凡是在开关管截止时间向负载输出能量的统称为反激变换器。有两类反激变换器—不隔离（图 2.8）和隔离（图 2.9）反激变换器。为了避免名称上的混淆，我们来说明其工作原理。

我们以一定占空度导通反激变换器的开关，当开关导通时，输入电压加在电感上，使得电流斜坡上升，在电感中存储能量。当开关断开时，电感电流流经二极管并向输出电容以及负载供电。

隔离的反激工作原理基本相似。在开关导通时间，能量存储在变压器的初级电感中。注意同名端 ‘•’ 端，我们看到当开关截止时，漏极电压上升到输入电压，引起次级对地电压上升，这迫使二极管导通，提供输出电流到负载和电容充电。

非隔离反激—Boost 或 Buck/Boost—只有一个输出（没有方法使它多于一个），输出与输入不隔离。并且 Boost 输出不能低于输入电压

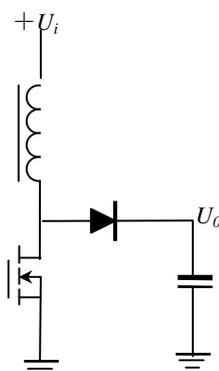


图 2.8 非隔离反激(Boost)变换器

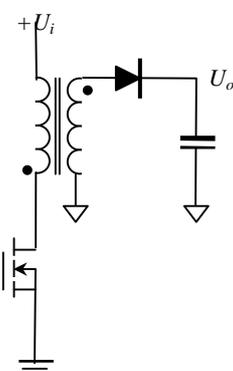


图 2.9 隔离的反激变换器

一即使您完全关断开关管，输出等于输入电压（减去二极管压降）。而 Buck/Boost 仅可输出负压（图 2.10）。换句话说，反激仅可作为一个单线圈电感处理。

如果变压器有多个次级线圈，隔离反激可有多个输出。而且所有输出之间以及初级相互隔离的。而且，只要调节初级与各次级匝比，输出可以做成任意大小，变压器是一个多线圈磁元件。

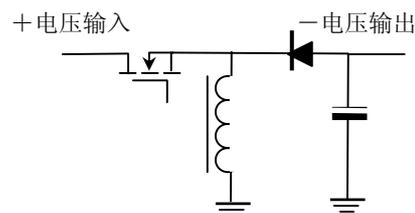


图 2.10 用 Buck/Boost 将正压变换为负电压

### 连续和断续

两类反激变换器都可以工作在电流连续和断续。尽管一般反激能够没有死负载下空载运行。（在空载时，开关一直关断，直到电容自放电降低电压时才导通，给出一个单脉冲，所谓‘脉冲跳跃’模式）。对于空载模式，变换器工作在断续模式，如前所说，最好不改变模式，否则闭环稳定困难。大多数小功率，要求快速相应的反激变换器工作在断续模式。

### 电容限制

当反激晶体管截止时，存储在初级电感中的能量从次级线圈释放出来。因为次级没有滤波电感，全部峰值电流直接流入电容。在较高功率水平时，很难找到足够处理这个纹波电流定额的电容。应当记住：你必须计算电容是否能处理的有效值电流。作为例子，如果是 5V 输出电压，10A（这大约是反激的最大电流，看下面），在此功率水平下，占空度是 0.5。变压器在周期一半的期间要传输整个周期 50W 功率（因为占空度是 0.50）。所以在二极管导通时间传输的电流加倍（连续），次级有效值电流为

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2}(20)^2} = 14 \text{ A}$$

这样极高的电流需要许多铝或钽电容并联，除非运用昂贵的多层叠层电容。反激变换器输出故障主要是由于电容失效引起的。

### 功率限制

反激变换器通常可以输出最大功率在低输入电压时大约在 50W 左右（有时或许有人告诉你他能制造出 500W 反激变换器，但是他不告诉你在生产线上做出来）。在任何情况下，功率输出反比于电感量，要得到大输出功率需要较小的电感量（在磁元件中讨论）。此时你在合理的频率得到高达 50W 输出，电感是很小（数值上几乎和杂散电感同数量级）；这几乎不可能设计出如意的产品。例如磁芯销售商导线稍微变化，将引起电感变化足以使你得不到最大功率输出。

低电压输入，限制反激设计少于 50W；而高电压输入大些。

### 输出数量的实际限制

当然，对于所有变换器，多组线圈绕制困难。但是，对于一个隔离的反激变换器此困难是至关重要的。每个输出的电压调节与每个线圈的漏感有关，因为漏感减少了传输到输出的电压。所以要得到很好的输出公差，漏感要小到可以忽略（几乎不可能，因为有气隙），或每个单元相同，使他们可以补偿掉。如果你想绕多线圈来控制所有线圈的漏感几乎是不可能的。按照设计者话说，反激变换器“反激比正激变换器便宜，因为它不需要电感”。不幸的是在生产以后，销售商的线圈离开磁元件公司，同时从此以后没有人能绕这种能使电路正常工作的变压器。

如果你需要 3~4 个输出，请不要采用反激变换器拓扑。采用正激变换器总规要便宜些。

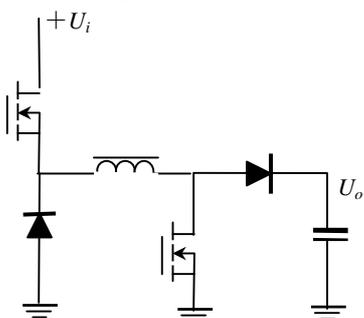


图 2.11 非隔离的 Buck/Boost 变换器

### c. 升压和降压

图 2.10 虽然输出可以大于或小于输入电压，但输出是负压。图 2.11 所示电路是一个降压—升压电路输出是正压。是升还是将取决于输出电压高于还是低于输入电压，它们之间的转换时自动区分成的，没有间隔。

在 Buck-Boost 变换器中，两个开关同时导通，并同时关断。现在考虑第一种情况，输入电压高于输出电压。上部晶体管作为 Buck 开关（参看图 2.5），阳极接地二极管作为续流二极管。因为下部晶体管与上部晶体管同时导通，整个输入电压加在电感上，电流斜坡上升。当两个开关截止时，阳极接地二

极管导通，另一个二极管正偏导通。作为 Buck 变换器。

第二种情况假定输入电压低于输出电压。接地晶体管现在作为升压开关，第二个二极管作为反激整流器。再者，两个开关同时导通，当导通时全部输入电压加在电感上。按照前面说明：在两种情况下，不管 Buck 还是 Boost，整个输入电压加在电感上。但这意味着对于两种模式相同的控制电路，而且变换器不在两种模式之间转换。所以，环路稳定性也是一目了然。

可见 Buck-Boost 综合了 Buck 和 Boost 变换器。作为 Buck 变换器，它没有输入-输出隔离，而且仅有一个输出。作为一个 Boost，有一个最大实际输出功率。而且最终除非你用两个 MOSFET 代替两个（肖特基）二极管做成同步整流，否则效率比较低。但是要达到同步整流需要四个输出的驱动（或许一个全桥 PWM IC）。还有工作在整个输入电压范围和控制这个拓扑的 IC 的出现使 Buck-Boost 拓扑可能有吸引力。

#### d. 正激变换器

正激变换器(图 2.12)工作完全不同于电路相似的反激变换器。关键在于晶体管导通时，输入电压加在变压器初级，输出二极管正偏导通；而反激当晶体管截止时，二极管导通。因此能量不像反激那样存储在初级电感中。变压器是真正意义上的变压器。当晶体管截止时，仅存储在变压器漏感和激磁电感能量。这将使得漏极电压高于输入电压，复位磁芯。

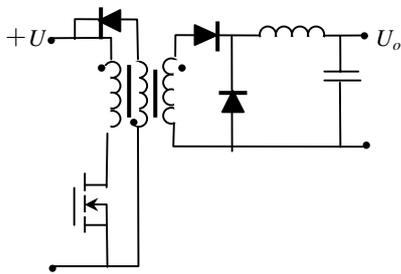


图 2.12 基本正激变换器

#### 最小负载

正激变换器是那种需要一个最小负载的变换器。滤波电感需要足够大，以保证它的峰值纹波电流小于最小负载电流。否则将出现断续，输出电压上升，峰值检测。这意味着正激变换器不能工作在空载状态，因为不能具有无限大电感。

随直流偏置变化的电感，像 Mpp 磁芯是一个最好的选择。电感量随电流增加而减少。在最小负载时，你得到的电感较大，保持电流连续，而在最大负载时，你仍然具有足够的电感，而又不太大。你允许纹波电流随着负载电流增加而增加，以至于不必设计的电感体积大维持最大负载的全部电感。但是应当注意闭环的稳定性。因为变化的电感造成传递函数严重的非线性。

对付最小负载普通方法是加一个假负载永久接在输出端，作为变换器的一部分。因此，即使外负载为零，因为有一个维持最小功率的电阻，变换器可维持连续状态。当然这在外负载电流大于最小电流时消耗了一部分功率。

当实际负载增加时，可切断假负载。通常，导致振荡：假负载断开，引起变换器进入断续，又引起假负载接入；而变换器连续，引起假负载断开，如此等等。假负载引起效率降低与采用大电感成本比较是否合算？

#### 激磁电感

不像反激变换器用初级电感存储能量，正激实际上是寄生激磁电感。当电流流过初级时，有能量存储在激磁电感中  $L_m I^2/2$  和漏感中。当晶体管关断时，此能量要有去处。最简单的方法，你把它引到 RC 网路，要么引到晶体管本身，让它击穿。习惯的做法在变压器上用一个附加线圈恢复能量。或用一个晶体管和电容构成有源箝位。不管如何恢复能量，这是令人讨厌的事，并降低了效率。最好的方法是尽量漏感和增加激磁电感。

但是，变压器设计时为尽量增加磁通密度摆幅，减少剩磁影响给磁芯加很小气隙，这是与增大激磁电感使矛盾的。应当在两者之间折衷。

#### 总结

因为正激变压器不存储能量，它不存在反激功率水平限制问题。它也具有一个电感，与输出电容一起平滑电流。正激可直接构成 500W 或更大功率。该拓扑主要限制仍然是是否可买到达功率 MOSFET。增加功率转化为增加电流，并最终 MOSFET 损耗太大。此时，采用更多 MOSFET 分担负载电流。高输入电压时可采用双端正激，还可以输出交错并联。

#### e. 推挽（半桥，全桥）

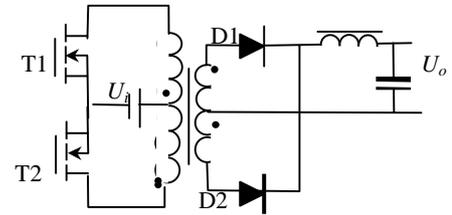
推挽变换器拓扑如图 2.13 和 2.14 所示。有两类推挽变换器：电流型和电压型。注意到它们之间的差别主要在于电流型输入需要一个额外的电感（有时很大），但是不要输出电感。而电压型输入没有大电感，输出必须有滤波电感。

推挽两只晶体管接地，而半桥不是。虽然上面提到有 IC 能驱动同步整流高端晶体管，但它们仍稍低于最大电源电压。因为推挽和半桥是两个晶体管，它们功率水平比单管高，常常意味着输入电压也高。驱动半桥要产生分离的浮动栅极驱动，这时而推挽肯定优越的。

### 电压型

电压型推挽变换器如图 2.13 所示。两个晶体管加在带有中心抽头的变压器上，它们相互相差  $180^\circ$  交替导通。这并不意味着每次导通时间各占周期的 50%，即两个晶体管具有相同的占空比。

如果图 2.14 中晶体管 T1 导通，T2 关断。注意到变压器“·”这一端输入电压加在变压器半边，所以加在截止晶体管漏极上的电压为  $2 \times U_i$ 。晶体管 T1 导通，则正电压加在二极管 D1 上而导通，二极管 D2 截止。另一个晶体管镜像工作，两晶体管导通时间相同。如果  $U_i$  在开关周期内是常数，加在变压器上伏秒总和为零，且磁芯对称于零变化。



2.13 电压型推挽变换器

这个变换器最大的问题是晶体管电压定额高，至少是输入最大电压  $U_i$  的两倍。如果由 120V 电网整流的输入供电，并电容滤波，峰值直流电压为 170V，晶体管至少需要  $2 \times 170V = 340V$ 。实际上，电网是非常“肮脏”的地方，因此至少需要 500V 以上的晶体管。高电压定额意味着导通电阻  $R_{Dson}$  高，所以损耗高于希望值。万一，浪涌电压高于 200V，这将损坏晶体管。

另一个潜在问题是在两个晶体管转换应有一个时间—死区时间。否则两个晶体管由于关断延迟而造成同时导通，变压器将被短路，且电流将迅速增大，仅是漏感限制此电流—这通常造成晶体管失误。其次晶体管必须导通相同时间，否则变压器正负伏秒不平衡—磁偏移而饱和。实际中，采用电流控制型可避免伏秒不平衡而造成的饱和。

### 电流型

电流型推挽变换器可以避免电网电压十分敏感在电流型推挽中排除了。因为在输入电压和变压器之间有一个电感。现在当晶体管导通时，变压器电流由电感电流控制，如图 2.14 所示。这种安排偏移偏移两晶体管同时导通电感储能，一个晶体管导通输出能量。变压器类似互感器工作。

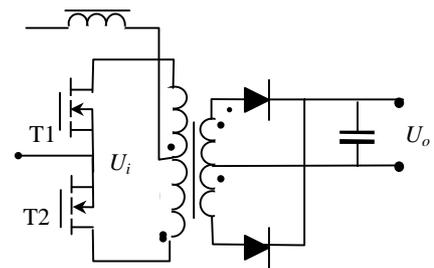


图 2.14 电流型推挽变换器

这个变换器的不足之处是增加了一个电感。因为此电感必须通过变换器电流，并提供足够的感抗，在开关周期像一个电流源，做得很大（费钱）降低了变换器功率水平。

### 变压器利用率

应当看到，上面讨论的拓扑（反激，正激和 Buck/Boost）仅用了一半磁特性：磁通密度斜坡上升到最大值，再返回到零，决不会达到负值。推挽利用磁性好些，因为磁芯磁通密度在正负两个方向，这与单晶体管比较相同功率水平减少了磁芯尺寸。

### f. 谐振变换器和软开关变换器

上世纪 90 年代至今，你可以看到很多文献讨论，每个都想采用它。目前这种时尚像流行歌曲已经过去了。如果你真有耐心，或许你花几个星期乃至几个月去折腾一个谐振变换器。

与之相反，研究软开关花费心思较少，且似乎更实际些，许多谐振变换器实际上是软开关变换器。软开关的另一个名称是准谐振变换器。

### 谐振和软开关变换器之间的差别

谐振变换器功率（电压或电流）波形式正弦的。这通过电感和电容谐振来完成的，电容通常是寄生参数。当电压或电流过零时开关，以保证几乎没有损耗的开关过渡。谐振变换器主要专利应用在高频变换器中，这里开关损耗胜过开关的导通损耗。但是因为开关过渡取决于谐振网络的频率，实际变换器开关频率是变化的，有时变化很大，与电网电压和负载有关。

软开关变换器介于谐振变换器和 PWM 变换器之间。所讨论的任何拓扑适当加些元件都可做成软开关。软开关变换器总是恒定频率工作，像 PWM 变换器，但是在开关周期的一部分谐振，以至于开关几乎无损过渡。

### 为何你不必采用谐振变换器

谐振变换器有许多问题。这些问题中至少有一个是开关频率随负载变化。事实上，这些变换器一般最低工作频率发生在最大负载时，所以EMI滤波设计是最困难的也是低频最大电流负载。这样变换器，包括EMI设计工作在内，通过高频减少体积的优点丧失了。如果以后有人关于谐振变换器可以达到  $100W/in^3$ ，你得问问他的功率密度是否包括噪声滤波器。

另外，因为杂散电容作为谐振网络一部分，更严重的问题发生了。由于器件之间参数分散性，这些决策几乎不能工作。即使相同型号的器件由于来自不同的制造厂也存在差别。这些不同直接影响了工作频率，从而影响输出电容、EMI 滤波等等。这些器件如增加外部电容并联，使得寄生电容的改变相对不重要。遗憾的是这种方法增加了谐振网络的周期，因此原先希望工作在高频的愿望破坏了。

### 为什么你应当采用软开关变换器？

与谐振变换器相反，软开关变换器工作在固定频率，使得滤波要求非常明确。软开关谐振电容外接。因此装置与装置之间性能可以再现。图 2.15 示出了一个熟悉的标准的软开关正激变换器，波形如右。

开始，晶体管导通，漏极电压为零。当晶体管关断时，变压器初级电感与外加电容（与 MOSFET 源极—漏极电容并联，但外部电容设计的远大于 MOSFET 电容）形成振荡回路。在完成振铃半周期以后，磁芯复位。L 和 C 值决定振铃频率，以及磁芯复位伏秒要求决定振铃电压多高。在半周期振铃完成以后，因为现在没有能量存储在变压器中，漏极电压保持在输入电压。在晶体管再次导通前，一直保持这种状态。

这种变换器与谐振变换器主要区别是仍然保持脉宽调制，晶体管以恒频开关。当然，电容和电感仍然要小心选择。如果它们太大，（半）周期将超过开关周期，且磁芯不能复位。如果他们太小，在一个很短的时间内得到磁芯复位的伏秒，漏极电压太高。虽然如此，在变换器能正常工作范围内，杂散元件可以较大范围变化。

可以开看到，当晶体管导通时，电容能量消耗在 MOSFET 中。如果电容足够小，这可能不太坏。例如，如果电容是  $100pF$ ，输入电压是  $50V$ ，开关频率是  $500kHz$ ，仅由于电容引起的损耗为

$$P = 100pF \times (50V)^2 \times 500kHz / 2 = 63 mW。$$

当然，尽管有时可以借用 PWM 芯片设计成同步整流，软开关变换器不足之处是明显缺乏控制它们的 IC 芯片。或许将来软开关控制 IC 成为普遍应用—那时，软开关将成为最好的选择。

### g. 复合变换器

任何两级（在理论上可以更多）变换器串联组成复合变换器。与两级级联变换器（例如 PFC + DC/DC 变换器）区别是整个两级串联变换器系统仅用一个控制回路。例如，复合变换器可能由前级 Buck，由  $160V$  直流输入，后继推挽电路（图 1.16 所示）与之串联。Buck 闭环产生近似固定电压（如  $50V$ ），例如推挽以固定周期降压产生  $5V$  输出。闭环检测  $5V$  输出电压，用误差信号控制 Buck 占空度。虽然推挽工作在开环（因为它以固定占空度开关），但实际上推挽级等效为控制环路中的一个增益单元（在图 2.13 中增益为  $1/10$ ，即  $-20dB$ 。）

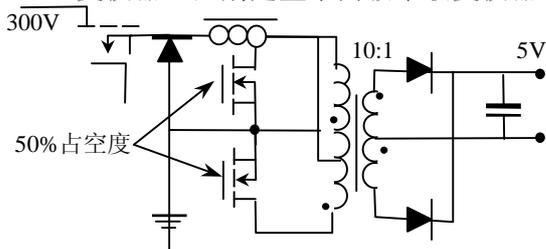


图 2.16 用 Buck-推挽复合达到大变比的变换器

在两级电路中，两个变换器的有些元件可以分享，就是这个例子中 Buck 变换器的输出滤波电容也是推挽变换器的输入电容。可以想象，在有些电路中，电感可以分享。和谐振和软开关变换器一样，有大量变换器组合成复合变换器。不再一一列举。

### 何时采用复合变换器

从以上的例子可以看到，当你大幅度降压或升压时，复合变换器是很有用的。如上所述，PWM 能得到的占空度以及你试图得到变压器变比有实际限制的。如果你需要电压变化超过可能的限制，复合变换器大大扩展了可用的变换范围。

当你需要十分大的变换比（输入与输出电压比），又要求输入输出隔离时，可以采用复合变换器。对于困难的设计是两条综合在一起，但是通过分离功能，你可以使他们很容易。例如，让前级变

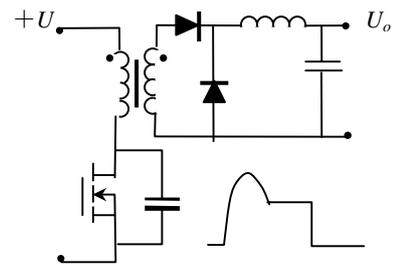


图 2.15 准谐振软开关正激变换器

换器完成电压变换，而后级变换器完成隔离，或许用 1: 1 变压器。因为第二级变换器总是工作在相同输入电压和相同输出电压，它的元件在这个状态最佳，且效率最高。的确，这种复合变换器比单级变换器更有效，因为避免了同时解决大变换比和隔离的变压器困难。

## 第三章 元件选择

开关电源在选定电路拓扑以后，就要进行电路设计。根据技术规范计算电路参数，再根据电路参数选择电路元器件。整个电路设计主要是正确选择元器件。而元器件有各自的属性：电压、电流、功率以及时间参数。但在教科书中很难找到电路设计计算参数与元器件参数之间的关系，不知如何选择恰当的元器件。例如你计算出电阻上损耗是 0.7W，你就选一个 1W 电阻。如果电路中电阻消耗的功率是 1W 的很短脉冲，并不需要 1W 定额的电阻。但是你怎样确定一个 0.5W 或 0.7W 电阻就可以承受这样的脉冲呢？

在开关电源中很多像这样的元件选择问题。这样的问题一般是靠经验，或向有经验的人求教，当然查阅手册是免不了的。这里介绍开关电源中常用元器件使用中的问题，以供读者参考。

### 3.1 电阻

电阻是最常用的电子元件，选择时还应当注意如下事项。

#### 3.1.1 电阻的类型

按电阻材料分，目前在电子电路中使用的电阻有碳质电阻、碳膜电阻、金属膜电阻、金属氧化膜电阻、线绕电阻、压敏电阻和温度电阻（PTC - 正温度系数，NTC - 负温度系数）。电阻的一般特性如表 3.1 所示

表 3.1 电阻阻值范围和温度特性

类型	代号	功率范围	阻值范围	温度系数	温度系数
固定碳膜电阻	RT	0.1~3W	1 ~ 22M	±2 ~ 5%	350 ~ 1350ppm/°C
精密金属膜电阻	RJ	0.1~3W	1 ~ 5.1M	±0.5 ~ 5%	25 ~ 100ppm/°C
精密金属氧化膜电阻	RY	0.25~10W	0.1 ~ 150k	±1 ~ 5%	100~300 ppm/°C
线绕电阻	RX	0.5~10W	0.01 ~ 10k	±1 ~ 10%	25~100 ppm/°C
贴片电阻		0603 0805 1206	1 ~ 10M	±1 ~ 5%	100~200 ppm/°C
水泥线绕电阻	RX	2~40W	0.01 ~ 150k	±1 ~ 10%	20~300 ppm/°C
功率线绕电阻	RX	10~1000W	0.5 ~ 150k	±1 ~ 10%	20~400 ppm/°C
薄膜排电阻		0.25/4,14	10 ~ 2.2M	±1 ~ 5%	100~250 ppm/°C
零欧姆跳线		0.125~0.25	0	±1 ~ 5%	
电位器		6,8,10	100 ~ 1M	±20%	200 ppm/°C

碳质电阻使用最早，功率等级相同其体积比金属膜电阻大，今天还比金属膜贵。金属膜电阻与碳质电阻具有相同的频率相应。金属氧化膜与金属膜电阻相似，但温度系数比较大。还有线绕电阻。尺寸从体积较小的的可变电阻。这为线绕电阻是因电阻丝绕成的，管上，可以想象圈，因此它具有也可用相等匝数种线绕电阻具有通常称为无感电承受更大的脉冲出了各种电阻和应用场合。

表 3.2 主要电阻选择指南

类型	可能应用场合
碳值	没有限制，可用金属膜电阻代替
金属膜	一般应用，应用广泛
线绕（有感，滑线电阻）	负载电阻
线绕（无感）	用于高频电流采样，如开关电流波形
分流器	用于大电流采样
PCB 线	当成本比精度更重要时用于电流采样

1W 电阻到 1kW 些电阻之所以称为它是用高阻的通常绕在一个瓷为一个螺管线一定的电感。它相反方向绕，这很小的电感量，阻。线绕电阻能功率。表 3.2 列

各种电阻温度系数不同，采样电路不应当使用两种不同类型的电阻。

#### 3.1.2 电阻值与公差

电路设计时，有时你计算出电阻值为 15.78k，87.45。这些怪异电阻值有标称值吗？实际上。电阻的标称值近似以 10 进对数分布的，如 1k，10k 等。根据公差不同，有不同的 10 进电阻标称值。

表 3.3 公差为 5% 电阻标称值

1.1 1.2 1.3 1.4 1.5 1.6 (1.7) 1.8  
2.2 2.4 2.7 3.3 3.6 3.9 4.3 4.7  
5.1 5.6 6.2 6.8 (7.5) 8.2 9.1

以前使用得最多的是公差 5% 的电阻。标称值如表 3.3 所示，例如标称值 1.2，表示 1.2，12，120，1.2k，12k，120k，1.2M 等等。但是，今天插件的 1% 电阻也比较便宜，并最容

易买到。没有理由不采用 1% 电阻。一般以色圈表示电阻的阻值、公差，有些还表示可靠程度。电阻色环意义如图 3.1 所示。

产品设计时，采购人员希望元器件品种一标称值元件越多，批量越大，成本越制与保护电路中，如果没有特殊要求而又明显的影响，尽量采用相同的标称值，这本。如果你做一个分压器（即电阻比），采用 10k 电阻。

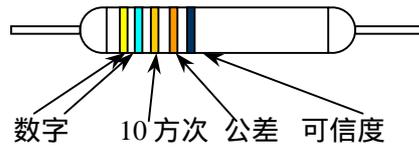


图 3.1 电阻色码意义

1, 2, 3 环色环黑棕红橙黄绿兰紫灰白分别为 0~9 - 数字环和方次。4 环公差 5% 为金色，10% 为银色。1%, 2%, 3%, 4% 分别为棕红橙黄。5 环表示 1000 小时损坏%，棕红橙黄分别表示 1, 0.1, 0.01 和 0.001。

种越少越好，同低。在小功率控对电路性能没有样可降低电源成其中一个总可以

实际上，最大阻关。特别是表面时，两端之间漏而，你如果要放联，最终你只得算放大器的反馈求，一般避免采

在印刷电路板上可以应用多大电阻？值受印刷电路板两点之间的绝缘电阻有贴装的元件，电阻引线端距离很近，严重电流可能达到等效 1~10M 电阻。因一个 100M 到电路中，它与漏电阻并到 1~10M，而不是 100M。例如运电阻就有相似的问题。所以除了特殊要用 1M 以上电阻。如果一定要 1M 以上电阻（例如从输入电网取得偏置电流，又不希望电流太大）时，可以用多个 1M 电阻串联，以增加漏电阻。

### 3.1.3 最大电压

不管你信不信，电阻有最大电压定额。它并不是功耗决定的，而是电阻可能引起电弧。当采用表面贴装电阻时，这个问题特别严重，因为电阻两端特别接近。如果电压大于 100V，应当检查接近高压的电阻的电压定额。如果一个耐压 500V 的电阻，可靠要求高时，只用耐压的一般，通常采用两个以上电阻串联减少电阻电压定额要求。

### 3.1.4 功率定额

大家都知道不会让 1/4W 电阻损耗 1/2W。但什么是 1/4W 电阻？军方为增加电阻可靠性，不允许电阻损耗大于额定功率的一半（不管碳值还是金属膜）。为了满足这个要求，电阻生产公司供给军用的电阻自己减额，例如，不会让军用电阻损耗功率超过军用电阻定额的 70%。这就是说将 1W 电阻标为 0.5W 为此某些公司专门生产军用型电阻（即 RN55 或 RN60）总是减额 50%。即实际 1/2W 的电阻他们叫做 1/4W，完全搞糊涂了，外观看起来像一个 1/4W 电阻，你还得仔细查看手册是不是你需要的电阻。

我们让 1/4W 电阻损耗 0.25W，在手册标明电阻能够处理这个功率。然而，太热了 - 线绕电阻定额工作温度可能为 270，根本不能触摸，温度太高，并产生较大数值漂移。

**军用电阻仅是稳态工作定额的功率一半。**

让 1W 线绕电阻损耗仅 1W 功率，这种限制仅仅是稳态（即许多秒或更长时间）要求。对于短时间，线绕电阻可以处理比额定功率大许多倍而不损坏。对于其它电阻类型电阻并不如此。你应当严格遵循其最大功率定额，尽管短时间没有问题，例如 100mW 非线绕电阻损耗 100mW 功率持续 100ms。

例子：有一个 100ms 短脉冲加在一个 10 电阻上。功率  $P=(40V)^2/10=160W$ ，是不是需要 200W 的电阻？Dal 提供选择电阻的指南（表 3.4）。运用这个表，首先我们计算进入到电阻的能量， $E=P \times t=160W \times 0.1s=16J$ ，然后能量除以电阻， $E/R=16J/10=1.6J/$ 。从表的第一栏找到每焦耳大于计算值的项：第一个是 2.46J/。向右找到大于 10 的电阻是 10.11。再向上求得这可能是 G-10 电阻，它是 10W 较大富裕的容量。Dal 指出，这只是对 100ms 脉冲且是线绕电阻有价值的。长脉冲应根据“短时过载”定额，而非线绕电阻取脉冲定额 4 倍于稳态定额。

### 3.1.5 可变电阻

可变电阻是实验室可变功率电阻的一般名称。功率范围在数十瓦到 1kW 之间，作为可变电阻，可以用滑动臂短接部分线圈电阻，很明显，如果用电阻的一半，也只能损耗一半功率。如果 300W 变阻器，一半电阻你不能让它损耗大于 150W 的功率。实际上，你应当根据变阻器功率和阻值计算出变阻器允许的电流，只要允许电流不超过变阻器的电流限值，就大可不必担心调节负载时烧坏变阻器。但是，在调试有时未必能注意到负载电流大小，仍有可能超过电阻功率限值，最好的解决办法是与变阻器串连一个算好功率的固定电阻，这样即使可变电阻调到零，也不会损耗太大。

### 3.1.6 电阻的电感

如上所述线绕电阻是有电感的，即使碳膜、金属膜或金属氧化膜等为增加阻值，通常刻成螺旋线增加电阻几何长度，也是具有电感量的。小功率电阻一般用在控制电路中，除非是用来检测电流，一般不注意电阻的电感问题。一般线绕电阻具有一定电感量，在典型开关频率显得感抗相当大，感抗可能大于电阻值，在电流跃变部分出现很大尖峰，不能正确反应电流波形和给出正确的电流读数。

某些制造厂生产一种特殊的线绕无感电阻，具有很低的电感（虽然不为零），当然这种电阻价格稍高些。

### 3.1.7 分流器

当要求检测电流时，可以采用霍尔元件、电流互感器。霍尔原理的电流互感器价格太高；电流互感器只是用于检测交流电流或脉冲直流电流的磁性元件。成本虽然比霍尔元件低，但也比较复杂，也不能测量恒定直流电流，测量直流电流通常采用分流器。分流器是一个温度系数几乎为零（锰铜）的金属条。分流器的尺寸按需要定。分流器是一个电阻，也具有电感，这就限制了它的应用。作为例子，100A 电流在分流器时满载产生 100mV 压降，（英美标准满载电流电压是 100mV 或 50mV,中国是 75mV）。其电阻为  $100\text{mV}/100\text{A}=1\text{m}\Omega$ ，分流器用金属大约 2.5cm 长，具有电感为 20nH。这样器件的传递函数在频率为  $f=1\text{m}\Omega / (2\pi \times 20\text{nH}) = 8\text{kHz}$  时为零。为减少电感的影响，可以加大检测电压（增加电阻值）或用多个金属条叠装并联来减少电感。在后面将讲到用差动放大消除分流器电感对的信号影响。

有时接在电流通路中的检测电阻比较小，连线电阻（或压降）可以和检测电阻比较，大大影响测量精度，且不易控制。为了减少连线电阻影响，在设计 PCB 布线时，应当从检测电阻端专门用两根信号线接出电流信号，决不要就近接地，单独引出。为避免单线检测，制造商利用分流器原理生产专用检测电阻 - 四端电阻，在检测电阻两端再引出两个检测信号线，提供信号输出。

PCB 导电线路是一段铜箔，当然它也有电阻。有时测量精度要求不高，PCB 电路线电阻作为电流检测电阻。在这种情况下，既没有附加大的损耗，也不提高成本。当然，电阻精度由 PCB 线的尺寸精度决定，应当记住铜的温度系数约为 0.4%/°C，温度升高监测电压会随温度增加。如果铜皮厚度为 35 μm，室温下铜皮线的电阻由如下公式决定

$$R = 0.5 \frac{l}{d} (m\Omega)$$

式中  $l, d$  - PCB 线长度和宽度。如果铜皮厚度为 70 μm，上式中系数 0.5 更改为 0.25 即可。

## 3.2 电容和它的应用

在电源中应用相当多种类的电容，输出和输入滤波电容、高频旁路电容、谐振缓冲电容、电磁兼容滤波电容以及振荡定时电容等等。并且每种应用对电容要求不同，使用的电容种类也不同。如果你想完成你的电源设计，你必须在不同地方选择不同的电容。表 3.5 列出了电容选择参考。

表 3.5 电容的选择指南

类型	主要应用
铝电解	当需要容量大，而且体积不重要时，像变换器的输出与输入电容。
钽电容	应用于相当大的电容量，像变换器输出和输入电容。
陶瓷电容	用于定时和信号应用
多层陶瓷电容	用于最低 ESR。（即在变换器输出与输入电解旁并联）
塑料薄膜电容	用于高 dV/dt，像准谐振变换器。

### 3.2.1 电容的类型

用在电源输出和输入端的最普遍的是电解电容。可以买到不同类型电解电容，但最常应用（最价廉）是铝电解电容。常说的电解电容就是指铝电解电容(CD)。还有钽电解电容(CA)，有固钽和液钽。铝电解有非常多种类，并有你所需要的电压定额和容量（mF，和数百 V 电压），但尺寸比较大。

钽电容比铝电容具有好得多的高频特性，但价格贵而且电压限制在 100V 和容量数百 μF 以下。中功率电源输入最好选择铝电解电容，而输出低压采用贴片钽电容。当然贴片比插件的容量小而电压低。

定时和高频旁路通常采用陶瓷电容，有瓷介电容和瓷片电容(CC)。容量在几个 pF 到 1μF。还能够买到 MLC（多层陶瓷）型电容，多层电容的 ESR 极低且容量大，容量可达几百 μF，可以代替钽电容。