

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

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

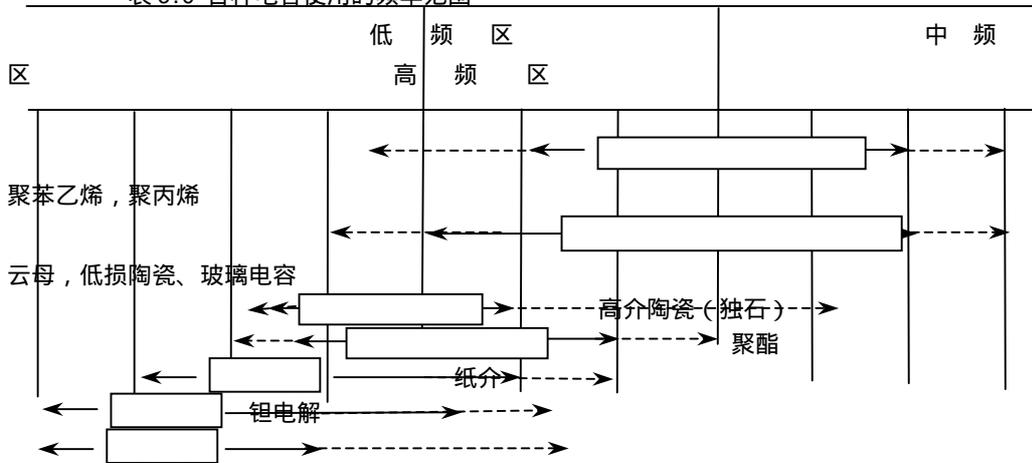
用在电源输出和输入端的最普遍的是电解电容。可以买到不同类型电解电容，但最常应用（最价廉）是铝电解电容。常说的电解电容就是指铝电解电容(CD)。还有钽电解电容(CA)，有固钽和液钽。铝电解有非常多种类，并有你所需要的电压定额和容量（mF，和数百 V 电压），但尺寸比较大。

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。

另一类是塑料介质电容，有聚乙烯、涤纶（CL）、聚丙烯（CB）、聚四氟乙烯（CF）、聚碳酸酯等薄膜电容。特别是聚丙烯用于很高的 dv/dt 电路中，像准谐振变换器和缓冲电路。纸介电容（CZ）高频交流损耗大，一般只用于低频滤波电路。

表 3.6 各种电容使用的频率范围



3.2.2 电容的标称值

不像电阻那样，电容仅有少数几个标称值：1.0, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, 2.7, 3.3, 4.7 和 6.8 等，这主要是因为电容的公差比电阻大。偶尔有 5.6 和 8.2。所以在计算时间常数或环路补偿时，电容选择一个标称值，然后选择电阻达到你需要的时间常数，这要比用几个电容合成一个特殊值价廉得多。

印刷电路上应用最小电容和最大电阻一样，也有限制。印刷板上两个靠得很近的导体之间的分布电容，可能掩盖了你要接入的电容。所以除非特别小心处理，一般不要用小于 22pF 以下的电容。

印刷电路上应用最小电容和最大电阻一样，也有限制。印刷板上两个靠得很近的导体之间的分布电容，可能掩盖了你要接入的电容。所以除非特别小心处理，一般不要用小于 22pF 以下的电容。

3.2.4 公差

电容不象电阻可以做到很高精度，一般有为 10% 的公差，而电解电容误差更大。必须当心电解电容，证实产品是好的。仔细检查在整个工作温度范围内的误差，某些电容在 -40 时容量损失达 80%。色码电阻的容差符号如表 3.5 所示。

表 3.7 色码电容误差值

| F | G | C | D | J | K | M | Z |
|------|------|---------|--------|------|-------|-------|-----------|
| ±1 % | ±2 % | ±0.25pF | ±0.5pF | ±5 % | ±10 % | ±20 % | +80 -20 % |

3.2.5 ESR 和功率损耗

在电容手册中规定了电容的等效串联电阻(ESR),或者给出规定频率（例如电解电容为 120Hz）测试的损耗角 $\tan \delta = CR_{ESR}$ 。而你将它使用在高频电路中，例如用在 100kHz，这时电容的 ESR 是多少可能使你感到为难。而 ESR 与频率、温度和电压定额有关。在 -25 几乎是 25 时的 3 倍。为预测电容的 ESR，你必须知道工作频率时相差不大于 1 个数量级的 ESR 数据。

例如，一个电源 100kHz 的电流纹波峰峰值 1A，输出电压纹波峰峰值为 50mV。变化的电荷量为 $1A \times (1/100kHz) = 10 \mu C$ ，要是电容没有 ESR，需要电容量为 $C = Q/U = 10 \mu C / 50mV = 200 \mu F$ 。假定采用两个 100 μF 电解电容。100 μF 电容室温下典型的 ESR 为 100m Ω 。为了将纹波降低到 50mV，需要 $ESR = 50mV / 1A = 50m\Omega$ ，两个 100 μF 并联获得（这里仅考虑 ESR 的影响，如果再考虑电容量和 ESR 一起对纹波电压影响，应当为 3 个 100 μF 电容并联）。但是在 -25 时一个电容的 ESR 为 300m Ω ，实际上需要 6 个电容。在低温时 6 个电容 50mV，由于电容纹波电压仅 17mV，而电阻和电容的压降不同相，所以总的纹波电压大约 $U_{pp} = [(50^2 + 17^2)]^{1/2} = 53mV$ 。显然设计的滤波器很大。高频时 ESR 比电容量更主要，一般根据允许的纹波电压和预计的 ESR 选择电容量。

由于 ESR 存在，在电容充放电电流产生电阻损耗 $(ESR)I^2$ ，引起电容发热，这是影响电容寿命的主要因素。这里电流是有效值。

有资料介绍，就目前生产的铝电解电容在很大电压范围内，大量统计得到常温下 $ESR \times C = 50 \sim 85 \times 10^{-6}(s)$ 。一般初始计算时取其平均值 $65 \times 10^{-6}(s)$ 。再根据允许电压纹波选择电容量。选择了电容量以后，再根据电压定额修正 ESR 值。提供闭环稳定性设计。

3.2.6 老化

电解电容的电解质干涸而失去容量，这就是电解电容的老化。当容量超出容差范围，判定电容的寿命终止。通常规定电解电容工作温度 85 寿命 1000 小时和 105 寿命 2000 小时。很多电子设备的

MTBF (Mean Time between Failures) 主要由电容的寿命决定。但规定寿命“ 1000 小时 ”实际上说明电解电容一些问题。如果将电源在高温下运行, 或运行许多年, 你需要找一个电容至少标定电解电容 2000 小时, 最好 5000 小时。那么接近老化定额时电容发生了什么? 电容量下降, 电源纹波增加, 直至电源不满足规范。你等不到 1 年看到电容的如何损坏, 但是加速寿命试验很快显示出电容之间寿命的不同。

电解电容的寿命与温度有关, 电容的寿命随温度上升 10 下降 1 倍, 所以 85 寿命 2000 小时, 而在平均温度 25 时寿命为 $2000 \times 2^6 = 128000 = 16$ 年。这里用的是平均温度, 不是最大温度, 也不是额定温度。除此之外, 你将发现卖不到满足整个寿命规范的电容。

因为电容老化与温度紧密相关, 所以电容安装时尽量不要靠近功率器件和发热源, 同时通风良好。多个电容安装在一起时, 电容之间应当留有空隙。不同外形尺寸的电容间距离为 40 以上 >5mm, 18 ~ 35 应 >3mm, 6 ~ 16 为 >2mm。

dv/dt

在准谐振变换器中, 通常采用不同类型的金属化塑料电容。在这种场合, 谐振电流在 ESR 上损耗很大, 这就是电容尺寸的限制因素。而电容用纹波电流来定额, 基本上决定于 ESR 的 I^2R 损耗和封装的散热性能, 塑料电容有 dv/dt (因为电荷 $Q=C \times V$, 电流 $I=dQ/dt = Cdv/dt$) 等效定额, 为了证实你的电容定额是恰当的, 需要在电路中测量。不论是测量通过电容的电流, 还是它的 dv/dt, 取决于电路组态 - 你需要宽带放大器精确测量 dv/dt, 但你需要一个测量电流的可能引入不必要电感的环路。总之, 要确认你得到你用的电容 dv/dt 定额。否则电容可能自损坏。

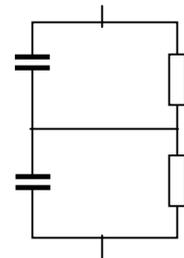


图 3.2 电容串联实际方法

3.2.7 电容串联

如果不能得到相应电压的电容, 是否可以将电容串联? 当电容串联时, 形成一个分压器。应当用电容量相同的电容器串联。为了均压, 在每个电容上并联一个相等的电阻 (图 3.2) 使得电压平衡。电阻上流过的电流工程上应比电容器的漏电流大 5 倍以上来选择电阻, 以避免漏电流偏差影响均压。

3.3 输出整流

3.3.1 肖特基二极管

在输出低压低的变换器中肖特基作为输出整流管是最好的, 因为它正向压降低, 又没有反向恢复时间, 正确吗? 虽然它确实正向压降低和没有反向恢复时间, 但肖特基二极管在阴极和阳极之间通常有较大的电容。随加在肖特基上电压变化对此电容必然存在充电和放电 (当肖特基几乎没有加电压时, 电容最大)。这种现象非常像普通二极管的反相恢复电流。视电路不同, 也可能其损耗比用一个超快恢复整流管时损耗大得多。

还应当注意此结电容, 虽然电荷 Q 低, 仍然可能与电路中杂散电感引起振荡, 在某些谐振设计中利用此特性做成软开关。所以与普通二极管一样有必要给肖特基加一个缓冲电路, 这样增加了损耗。此外肖特基在高温和它的额定电压下有很大的漏电流。漏电流可能将正激变换器次级短路, 这也许就是锗二极管漏电流太大而不用的原因。因为这个缘故, 为使反向电流不要太大, 只能用到肖特基额定电压的 3/4, 温度不超过 110 。

高压肖特基与普通二极管正向压降相近。你就没有必要一定要用这样的器件。如果今后技术发展, 高压肖特基二极管确实比双极型二极管正向压降低, 则另当别论。

3.3.2 二极管

设计一个 12V 输出, 16A 电流, 能否用两个 10A 定额的二极管并联? 由于二极管正向压降的负温度系数特性和正向压降的离散性, 结果一个电流较大的二极管, 损耗加大而温度高, 正向压降低电流继续加大, 正反馈, 最后导致一个二极管流过全部电流而烧坏, 记住了吗? 所以虽然能将二极管并联但应当注意热平衡 (即确保它们之间最小的热组)。如果用两个分立二极管实际上这样做不会很成功。要是两个二极管做在一个芯片上, 具有相同的热和电气特性。可以做到较好均衡。

MOSFET 压降具有正温度特性, 使得并联容易。

3.3.3 反向恢复

肖特基没有反向恢复时间, 而所有双极型二极管都有反向恢复问题。它是在二极管正向导通电流 I_F 关断时刻, 由于少数载流子存储效应不能立即消失, 还能在短时间 $t_{rr} = t_a + t_b$ (图 3.3) 流过反方向 (即由

阴极到阳极) 电流, 这个时间 t_{rr} 叫做反向恢复时间。图 3.3 图解了这个异常现象。在 t_a 时间内反向电流上升到最大值, 在变压器的漏感和引线等寄生电感中存储能量(图 3.4), 此后(t_b), 二极管开始截止, 迫使电路中电流减少, 存储在电感中的能量释放, 与相关电路分布电容形成振荡, 产生严重的振铃现象, 这对变换器效率、电磁兼容造成极大影响。根据反向恢复时间将二极管的分成不同等级(普通整流管、快恢复, 超快恢复等等)。高频变换器在输出级峰值电压 50V 以上总是采用超快恢复二极管, 50V 以下采用肖特基二极管。输出电压低时采用同步整流 MOSFET。同步整流的 MOSFET 的体二极管恢复速度很慢, 通常大约为 $1\mu s$ 。它不适宜作为整流管。这就是为什么通常用肖特基与同步整流 MOSFET 管并联: 在 MOSFET 关断时肖特基流过几乎全部电流, 这意味着体二极管不需要反向恢复。

快速二极管损耗小, 是否越快越好? 但是如果是电网整流二极管用超快恢复二极管不是好主意。问题是快恢复时间产生快速下降沿, 引起电磁干扰。在这种情况下, 最好还是采用普通的恢复时间 $5\sim 10\mu s$ 的整流管。

高电压定额二极管比低电压定额的二极管有更高的正向压降和较长的恢复时间。这就是为什么在满足电路要求的前提下, 尽可能选择较低定额的整流管。大电流定额的二极管比小电流有更长的恢复时间, 大马拉小车也不是好主意。

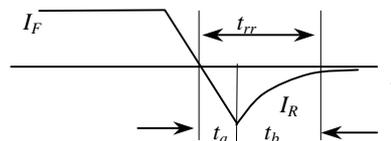


图 3.3 双极型二极管反向恢复特性

3.4 功率晶体管 (GTR)

目前使用的功率开关晶体管也称 GTR(巨型晶体管), 有功率双极型晶体管 (BJT)、MOSFET 和 IGBT。开关电源中功率管主要关心器件的导通电阻(或压降)和开关速度。功率晶体管的导通压降和开关速度都与其电压定额有关。电压定额越高, 导通压降越大, 开关时间越长。因此, 在满足 $1.2\sim 1.5$ 倍工作电压外, 尽可能选择电压低的器件。

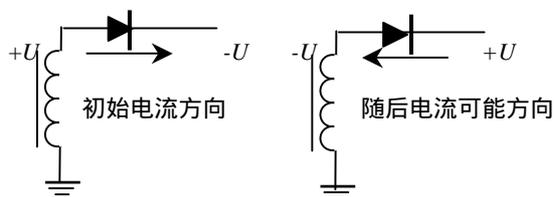


图 3.4 在电流从阳极流向阴极之后, 在阳极-阴极之间加反向电压, 电流由阴极流向阳极

3.4.1 双极型晶体管 (BJT)

功率双极型晶体管输出特性有一个以集电极最大电流 I_{CM} , 集电极最大允许损耗 P_{CM} , 二次击穿特性 I_{sb} 和集电极-发射极击穿电压 $U_{(BR)CEO}$ 为边界构成的安全工作区 (SOA)。不管在瞬态还是在稳态, 晶体管电流与电压轨迹都不应当超出安全工作区对应的边界。同时边界限值与温度、脉冲宽度有关, 温度升高有些边界还应当降额。

许多小信号 BJT 二次击穿特性在 $I_{CM}, P_{CM}, U_{(BR)CEO}$ 为边界的安全区以内。同时小信号 BJT 没有开关工作规范, 列出最大直流集电极电流, 但没有与脉冲电流有关的曲线。如果没有给你电流脉冲电流定额, 可假定器件能够处理脉冲电流是额定直流的两倍比较合理。如果这是按照保险丝电流来定额, 脉冲电流幅值与脉冲持续时间有关; 事实上, 电流限制是限制局部电流过大。短路时不超过 2 倍直流电流最安全。

大电流 BJT 功率管(不包括达林顿)的一般较低, BJT 的与电流、老化、温度以及电压定额等参数有关。一般取最小 $\beta = 5\sim 10$ 。

不要忘了集电极漏电流, 每 10 增加 1 倍。这将引起截止损耗。

为降低晶体管的导通损耗, 一般功率管导通时为过饱和状态。但这样增大了存储时间, 降低开关了速度。为了减少存储时间, 晶体管在关断时一般给 B-E 极之间加反向电压, 抽出基区过剩的载流子。如果施加的反压太大, B-E 结将发生反向齐纳击穿。一般硅功率晶体管 B-E 反向击穿电压为 $5\sim 6V$ 。为避免击穿电流过大, 需用一个电阻限制击穿电流。

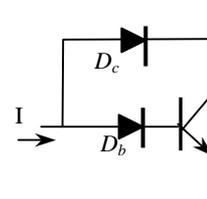


图 3.5 抗饱和电路加速关断

为了快速关断晶体管, 采用抗饱和电路, 如图 3.5。电路中集电极饱和电压 $U_{ce}=U_{Db}+U_{be}-U_{Dc}$ 。如果 $U_{Db}=U_{be}=U_{Dc}=0.7V$, 则 $U_{ce}=0.7V$, 使得过大的驱动电流流经集电极, 降低晶体管的饱和深度, 存储时间减少, 关断加快。如果允许晶体管饱和压降大, 饱和深度降低, 二极管 D_b 可以用两个二极管串联, 则晶体管饱和压降大约为 $1.4V$ 准饱和状态, 很小的存储时间, 关断时间缩短, 但导通损耗加大。

双极型功率管电压电流定额越大, 开关速度越慢。例如采用抗饱和等加速开关措施后, $U_{(BR)CEO}=450V, 50A$ 开关管可以工作在 $50kHz$, 损耗可以接受。

3.4.2 MOSFET 晶体管

场效应晶体管有结型和 MOS(Metal Oxide Semiconductor)型。功率场效应管一般是 MOSFET。而 MOSFET 还有 P 沟道和 N 沟道。较大功率一般不用 P 沟道，因为与 N 沟道相同电流和电压定额的管子导通电阻比 N 沟道大，同时开关速度也比 N 沟道慢。

MOSFET 内部结构源极和漏极对称的，且可以互换的。只要在栅极和源极（漏极）之间加一定正电压（N 沟道），就能导通。因此 MOSFET 也常用于同步整流，它能双向导通电流。

损耗

损耗有三个部分：导通损耗，栅极损耗和开关损耗。

导通损耗 MOSFET 完全导通时，漏 - 源之间有一个电阻 R_{on} 上的损耗。应当注意手册上导通电阻测试条件，测试时一般栅极驱动电压为 15V。如果你的驱动电压小于测试值，导通电阻应比手册大，而且导通损耗 $P=R_{on}I^2$ 也加大。同时你还应当知道导通电阻随温度上升而增加，典型为 $R(T) = R_{25} \times 1.007^{T-25}$ ，T - 结温。所以如果你要知道实际结温，根据热阻乘以损耗求得结温，再根据新的热态电阻求得损耗，如此反复迭代，直到收敛为止。如果不收敛，损耗功率太大。

栅极损耗 为驱动栅极电荷损耗。即栅极电容的充放电损耗，它不是损耗在 MOSFET 上，而是栅极电阻或驱动电路上。虽然电容与栅极电压是高度非线性关系，手册中给出了栅极达到一定电压 U_g 的电荷 Q_g ，因此将此电荷驱动栅极的功率为 $P=Q_g V f$ 。请注意这里没有系数 0.5。要是实际驱动电压和手册对应的电荷规定电压不同，可以这样近似处理，用两个电压比乘以栅极电荷比较合理。要是你的栅极电压比手册规定高的话，这样做最好。但密勒电容电荷是造成计算误差的主要因素。

开关损耗 随着 MOSFET 的交替导通与截止（非谐振），瞬态电压和电流的交越导致功率损耗，称为开关损耗。开关电路中带有电感，电流或电压一般总是同时达到最大时转换，如果电流或电压随时间线性变化，由此可以推导出开关损耗：在断续导通模式中，损耗为 $P=I_{pk}U_{pk}t_s f_s/2$ ；而在连续模式中，此损耗加倍。这里 U_{pk} 为 MOSFET 由导通到截止时漏 - 源电压（和截止到导通的连续模式）； I_{pk} 为漏极峰值电流； t_s 为开关过渡时间； f_s 为开关频率。这就是为什么栅极驱动越“硬”损耗越低。

从损耗的角度希望驱动越硬越好，也就是要求驱动波形的前后沿陡。但因为 MOSFET 的输入是一个电容，驱动波形越陡，即开关时 dU_g/dt 越大，就意味着必须要求驱动电路提供很大的驱动电流，驱动信号源内阻越小越好。但是开关速度越快，栅极电路微小寄生参数就会兴风作浪，而 EMI 问题越突出。

总之，MOSFET 的总损耗是通态、栅极电荷和开关损耗之和。而总损耗中仅仅是第一和第三项是损耗在 MOSFET 上的。用这个方法计算损耗，就可以用封装的热阻计算 MOSFET 是不是过热还是凉的，要是不对，那你肯定算错了。

从降低开关损耗的观点要求驱动波形前后沿越陡越好，驱动源是理想电压源。但是，除了带有驱动电路的功率模块以外，栅极驱动电路不可能与栅极连线最短，连线电感是不可避免的。线路电感与输入电容在驱动电压激励下引起严重的振荡，使驱动无法正常工作。为此，一般总在 MOSFET 栅极串联一个电阻，对振荡阻尼在可接受范围内。但是，电阻的加入破坏了驱动电源的特性，限制了驱动电流，降低了前后沿陡度，驱动波形前沿出现明显指数上升特性，并在驱动达到 MOSFET 开启电压 U_T 时，由于漏 - 栅电容放电的密勒效应造成栅极电压“打折”（图 3.6），加大导通损耗。在关断时，密勒电容的放电效应，使得关断延缓或误导通，增加了关断损耗。因此，栅极电阻不能太大，只要抑制振荡就行。从根本上应当尽量缩短栅极与驱动连接距离。

但如果两个 MOSFET 并联，可能你仍用一个电阻，或许用它原来的一半。不，这样不行，即使有另外限流措施，如磁珠串联，仍必须每个栅极一个电阻。原因是两个 MOSFET 有各自的栅极电荷和引线电感，形成一个欠阻尼振荡网络，而观察到并联的 MOSFET 有 100MHz 振荡！如果用一个数字示波器，并不注意此振荡，你可能看不到它们，但它们引起损耗，当然也引起 EMI。栅极电阻主要是用来阻尼栅极振荡。

为了避免振荡，在栅极 - 源极之间并联一个 20V 稳压二极管，有人用 40V 驱动栅极，使栅极电容充电更快地通过开启电压。当达到 20V 时，箝位二极管击穿保护栅极电压不要超过它的最大值，这样消耗了更大功率。正确的方法是用低输出阻抗的源驱动栅极。要是功率 MOSFET 导通时间 10ns 的驱动最好。

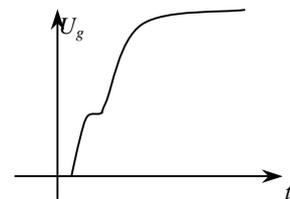


图 3.6 非理想电压驱动源栅极电压波形

功率 MOSFET 可以工作范围很广，低电压下几十瓦达 1MHz 以上；数千瓦可达数百 kHz。低电压器件导通电阻很小，随电压定额提高，导通电阻随电压增加指数增加。利用这一特性低电压用于同步整流，也可将低电压 MOSFET 串联在 BJT 发射极，利用 MOSFET 的开关速度，利用 BJT 的电压定额。图 3.6 是这种组合的实用的例子。

图 3.6 中 U 为 MOSFET 和 BJT 驱动电源。T 为 BJT 的比例驱动电流互感器。PWM 信号驱动 MOSFET (T_{r1})。当 MOSFET 导通时，导通压降很小，将 BJT 的发射极接地，驱动电源 U 通过限流电阻 R 迫使 BJT 初始导通，一旦 BJT 开始导通，设置在 BJT 集电极的电流互感器 T 在初级流过电流 I_c ，在次级正比感应电流经 D_1 注入到 BJT 基极。一般互感器变比 $1/n < (1/)$ ，例如 $n=1:10$ ，而 BJT 的最小 $\beta = 15$ 。这样互感器注入到 BJT 的电流产生更大的集电极电流，从而更大的基极电流注入，如此正反馈直至 BJT 饱和导通。完成导通过程。

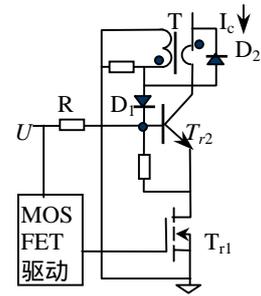


图 3.6 MOSFET 与 BJT 组合

如果先将 MOSFET 关断，首先 BJT 的发射极电位提高造成 BE 结反偏，集电极电流减少，互感器初级电流减少，基极电流减少，一旦进入 BJT 放大区迅速正反馈关断 BJT。

大电流低压 MOSFET 导通电阻非常小，开关速度快；而 BJT 关断时，承受电压是 $U_{(BR)CER}$ 。例如，有一个通信电源双路双端正激中采用这种结构。输入电压 550V，峰值电流 23A 电路中应用了 60A/50V 的 MOSFET 和 70A/700V ($U_{(BR)CER}$) 的 BJT 功率管。开关频率达 50kHz。

高压 MOSFET 也可与 IGBT 或 BJT 并联，驱动 MOSFET 先开通后关断。因为 MOSFET 承担了开关过渡时间，BJT 或 IGBT 零电压开通与关断；导通时，高压 MOSFET 比 IGBT 或 BJT 具有更高的压降，负载电流大部分流经 IGBT 或 BJT，只有很少部分通过 MOSFET，减少了导通损耗。尽管如此，BJT 或 IGBT 的开关时间仍是限制提高频率的主要因素。

3.4.3 IGBT

IGBT 结构相似于 MOSFET 与 BJT 符合管。具有 MOSFET 的绝缘栅极输入特性 - 电压驱动和相似 BJT 的导通压降。但是由于 BJT 的基极未引出，导通剩余载流子复合时间长，关断时间长 - 严重拖尾现象；输出管是 PNP 结构，导通压降一般比 NPN 结构高。器件电压定额一般 500V 以上，电流从数十安到数千安。最适宜变频调速和高功率变换。电压电流越大，可工作的频率就越低。

3.5 光耦

光耦合器简称光耦。它是有发光二极管与光敏晶体管组合而成的，利用光电效应传输信号。它是磁以外又一个提供输入和输出隔离传输信号器件，它比磁元件小而价廉。常用于需要隔离的小信号传输。

光耦是半导体器件，它具有半导体器件共有的属性。应用时应当注意如下问题：

- 1) 传输比： $\beta = I_c / I_o$ 。不同的初级二极管电流是不同的，有非常明显的非线性；
- 2) 传输比和三极管的一样，离散性很大，同时传输比也一样与温度有关，且比温度系数大。
- 3) 如果作为开关，有开关延迟。一般延迟 0.2~1 μs 。如果是光敏晶体管与三极管复合提高传输比的器件，延迟可达 3~5 μs 。
- 4) 次级输出管存在暗电流，而且与温度有关。
- 5) 在高压应用时，应当注意隔离电压定额。

3.6 运算放大器

运算放大器简称运放。在学校中讲到模拟技术基础中运算放大器时，很少学生愿意花一点时间去理解运放的参数。运放参数很多，在开关电源中影响运放性能的主要参数有输入失调、增益、增益带宽、相移和摆率等等。不管你是否运用运放，但你应当熟悉这些参数。

3.6.1 输入失调电压 U_{os}

图 3.7 所示增益为 11 的同相比例放大器（为讨论方便，输入接地，但失调的影响应当精确与加入输入端电压时相同）。因为输入端是接地的，我们可能真以为它的输入也是零伏电压。但 LM2902 具有典型的失调电压为 2mV（如果不特别说明可能是正，也可能是负）。因此即使没有输入信号，同相端将实际存在 2mV 输入（正或负）。当然，如果用在反相放大器，同样的情况也会出现在反相端。此 2mV 好象外部的输入信号一样在输出端将有

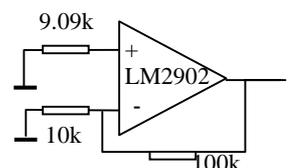


图 3.7 输入失调电压

22mV 输出。此信号与有用信号叠加，如果在同相端引入 100mV 信号，它的输出可能是 $100 \times 11 + 0.022 = 1.122V$ ，也可能是 $1 - 0.022 = 1.078V$ 。很明显，此值与所用的电阻绝对值无关，只与电阻比值（增益）有关。因此失调电压只在象电流检测 mV 级小信号放大和需要高增益时才显得特别重要。

3.6.2 输入偏置电流

因为运放输入级是一个差动放大器，如果是由双极型晶体管构成，每个晶体管必然有一个偏置电流，它是流入两个输入端的相同基极偏置电流。LM2902 典型的偏置电流 $I_b = 90nA$ 。如果图 3.7 运放两个输入端具有相同的输入端电阻 $100k/10k = 9.1k$ ，对电路没有任何影响。但是如果同相端不是 9.1k 接地，而是 19.1k 接地，于是输入电阻有 10k 差值，引起直流偏差电压为 $90 \times 10 = 900 \mu V$ ，再乘以增益 10，引起输出 9mV 的误差，与失调电压引起的误差可以比较。这就是为什么在两个输入端要用相同电阻的理由。

3.6.3 失调电流 I_{os}

两个偏置电流之差就是失调电流（可以想象偏置电流是共模电流，而失调电流为差模电流）。仍用图 3.7 说明失调电流对放大器的影响。与失调电压十分相似。因为运放输入阻抗不是无穷大，加一个电压在输入端，从源流进很小差值电流。如 LM2902 典型电流为 5nA。这意味着同相端（或反相端）有 5nA（正或负）电流流入，是两输入端电流差。在图示情况，在电阻 9.1k 上流过 5nA 电流，同相端看进去电压为 $U = 5nA \times 9.1k = 45.5 \mu V$ （也可以是 $-45.5 \mu V$ ）。如果增益为 10，在输出端有 $455 \mu V$ 输出，这将与输入失调电压相加。可见，如果输入电阻（源电阻和外接电阻）较小时，输入失调电压引起的误差比失调电流更重要；如果源电阻大时，失调电流引起的误差比失调电压更重要。

3.6.4 减少失调影响的措施

由于失调引起的总误差为

$$V = [V_{os} + (I_{os} \times R) + (I_b \times \Delta R) \times G]$$

式中 G - 放大器增益；R - 两个输入电阻的平均值； ΔR - 两个电阻差。造成失调误差包括 3 各部分：

- 为限制 I_{os} 的影响，应尽量减小运放的输入电阻。但是，反馈电阻受运放输出电流限制，普通运放一般为 $\pm 5 \sim 7mA$ ，如果你使用的电压范围超过最大电流，运放饱和进入非线性区，输入电阻不能太小。同时，反相运算时，电阻小意味着向信号源抽取更大的电流。当信号源内阻较大时，降低了放大器增益。
- 确认输入端电阻对称以消除 I_b 影响。
- 选择恰当地运放，使 U_{os} 最小。遗憾的是，低 U_{os} 的运放较高的工作电流，低的带宽，或两者都小。在工程上，给定运用场合在两者之间折衷。

3.6.5 大电阻限制

如果希望运放很大增益，你可能运用图 3.8 这样坏例子。假定采用的运放在运用场合有适当地增益带宽（可能这是不真实的，请看下面）- 你真的能得到 1000 增益？可能不是。麻烦不是运放，而是电阻，你把它们安装在 PCB 上。由于各种原因，它们的漏电流可能超过了流过 10M 的电流，很低的电阻将其分流。所以通常使用电阻如果没有事先规定的，一般不超过 1M。可以将电阻减少到 10k，输入电阻减少到 1k。也可用图 3.9 电路代替。

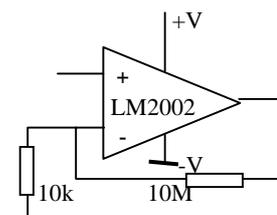


图 3.8 工作不好的电路

图 3.9 原理如下：假设在同相端输入端加 10mV，迫使反相端建立 10mV（在计算中不考虑失调）。10mV 加在 10k 上，流过 $1 \mu A$ 电流，此电流通过 90k 流到 A 点，在 90k 上产生 $1 \mu A \times 90k = 90mV$ ，此电压加上反相端电压 $10 + 90 = 100mV$ 。A 点 100mV 电压，意味着 1k 电阻上有 $100 \mu A$ 电流流过。这个电流（加上 $1 \mu A$ ）必须由运放输出端经 98k 流出，所以压降为 $98k \times 101 = 9.9V$ 。输出电压加上 A 点电压 100mV（0.1V），总输出电压为 10V。增益为 $10V/10mV = 1000$ 。在这个电路中没有一个电阻大于 100k。

3.6.6 增益带宽积

如果用一个运放构成增益为 10 的放大器。用来放大正弦波信号（先不考虑摆率问题），不断增加正弦波的频率。在某个频率，运放的增益开始下降，运放的输出不再大于输入 10 倍。进一步增加频率，在某个频率，放大器的输出幅度将与输入相同。这个频率与外部用来建立增益的元件无关，称为运放的增益带宽。也称增益带宽积。

当用运放作为电源的误差放大器时，你应当注意这个参数出现在何处。例如，计算闭环控制结果时，在闭环设计一章详细讨论，可能在接近频率 20kHz 需要增益 300。运放做成增益 300 也不坏，大多数运放在 20kHz 工作的很好。遗憾的是两个参数在一起意味着运放必须具有带宽 $300 \times 20\text{kHz} = 6\text{MHz}$ 带宽，这可能超过包括典型 PWM 芯片在内的所有运放的增益带宽。由于变换器带宽达到数十 kHz 这个成了十分注目的问题。在误差放大器中具有不恰当的带宽的特性，即使通过校正回路补偿，还可能引起变换器象不稳定等麻烦。

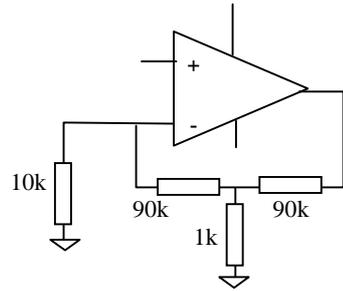


图 3.9 增益为 1000 的实际电路

3.6.7 相位移

要是超过普通运放的增益带宽积，还有另外一个问题。随着注入运放的正弦波信号频率增加，输出信号产生与输入信号之间有些相位移。要是此运放用作变换器的误差放大器，这种传输附加的相位移减少了相位裕度，即使通过适当地校正，还会引起环路的不稳定。很少制造厂给出运放的相频特性。相位移取决于运放的内部结构。一般高增益带宽的运放在给定频率比低增益带宽的运放相位移大。事实上，决定一个运放在特定应用是否超过相位移的实际方法就是测量运放。例如，构成一个运放组成的跟随器，运用网络分析仪测量相位，参看测试一章。

3.6.8 摆率

如果给运放一个阶跃信号，运放输出由一个输出电平跳到另一个电平变化速率称为摆率。在讨论增益带宽积的增益为 10 倍的运放时，假定输入信号幅度很小。如果输入电压由零变为 1V，那么输出也将由零变为 10V_{pp}。如果输入信号频率为 200kHz，1/4 周期达到峰值，即 $0.25 \times 1/200\text{kHz} = 1.25 \mu\text{s}$ ，这意味着运放至少需要摆率为 $10\text{V}/1.25 \mu\text{s} = 8\text{V}/\mu\text{s}$ ，对于普通的运放，特别是低功率器件，不可能有这样高的摆率。例如 $\mu\text{A}741$ 摆率仅 $1\text{V}/\mu\text{s}$ 。什么时候此参数显得重要？在变换器闭环设计中高带宽变换器中，如果一个变换器小信号稳定使不够的，它也必须恰当的瞬态相应。当瞬态出现时，误差放大器输出电平应跟着迅速改变。如果运放不具有这种变化的摆率，你将发现你的变换器是如此之慢。

总之，用作误差放大器的增益带宽积、相位移关系到变换器的小信号性能，摆率关系到大信号、瞬态特性。

3.7 比较器

比较器有单门限比较器和双门限比较器。单门限比较器一般用于波形变换电路。双门限比较器主要用于变换的保护电路。

3.7.1 迟滞

双门限比较器也称为迟滞比较器。比较器的失调、偏置与运放精确相同。但比较器输出是唯一的：要么高电平，要么低电平，不会在它们之间。（一般不要将运放作为比较器，更不要把比较器作为放大器）。实际上，因为比较器是一个实际器件，有时，它在两种状态之间振荡，有时振荡频率很高，这种现象是比较器没有迟滞。

例子：对于小的迟滞，很容易知道迟滞大小。图 3.10 电路，因为 $1\text{k}/100\text{k} = 0.01$ ，迟滞量是参考电压的 1%。

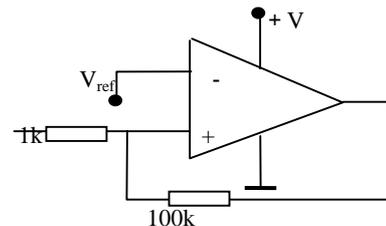


图 3.10 双门限比较器的迟滞

3.7.2 输出饱和电压

比较器另一个独有的概念是当它输出低电平时，通常不为零。比较器 LM139 手册指出，如果灌电流为 6mA，规定低电平为 0.6V。所以当设计迟滞时，要检查输出多大灌电流。如果大于 1mA，你需要决定包含饱和电压的迟滞电阻值。

如果比较器驱动 NPN 晶体管，饱和电压也是重要的数值。在低电平 0.7V 足以驱动 NPN 晶体管 BE 极使晶体管导通，所以不能用比较器直接驱动一个双极型晶体管！为此，你需要一个阻断二极管和一个下拉基极电阻。图 3.11 示出这种即使在最坏情况下避免晶体管误导通电路。当比较器拉向低电

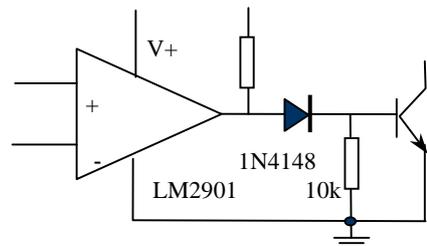


图 3.11 比较器驱动 BJT 电路

平时，即使仅 700mV，二极管导通，抵消运放饱和电压，保持晶体管截止。电阻 10k 是需要的，仅加二极管，否则基极悬浮，而且可以流过部分漏电流。