

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 _{max}	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: 输入端保护保险丝额定为 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 $0.1\ \Omega$ 。

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 $0\sim 55^{\circ}\text{C}$ 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: $-40\sim +85^{\circ}\text{C}$

湿度: $5\%\sim 80\%$,不结冰。

高度: $-60\text{m}\sim 2000\text{m}$ 工作; $-60\text{m}\sim 10000\text{m}$ 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 $2\ \Omega$ 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 $1.2\ \mu\text{s}$, 衰减时间 $50\ \mu\text{s}$, 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 μ H 电感。如果开关频率为 200kHz，阻抗大约 1 Ω 。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℃ 不能工作，这就是为什么在很冷的天气发动不了你的汽车。

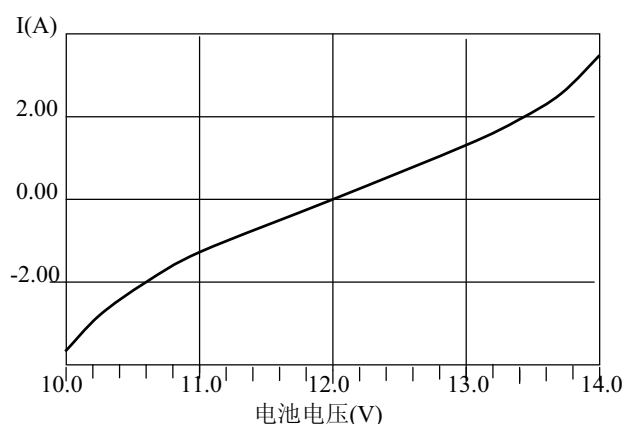


图 1.1 典型 12V 电池 V-I 特性

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℃ 下约 16 月容量损失 50%，温度升高 10℃，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 μH ，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_{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 $7\text{k}\Omega$ 与 $8\mu\text{F}$ 串联，驱动电源是 20Hz 正弦波。而德国似乎是 $3.4\text{k}\Omega$ 与 850nF 串联，用 25Hz 驱动。法国电话是大于 $2\text{k}\Omega$ 和小于 $2.2\mu\text{F}$ ，可以用 25Hz 或 50Hz 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 $6\text{k}\Omega \sim 60\text{k}\Omega$ ，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（ $220\text{V}/380\text{V}$ ），而且还要遇到 $300\text{V}/500\text{V}$ 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。

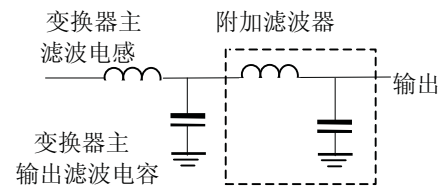


图 1.2 附加 LC 滤波获得低噪声输出

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、地和地—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。

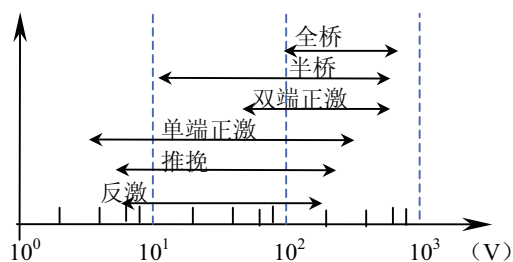


图 2.1 各种隔离拓扑应用电压范围

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； ΔB —磁通密度变化量； f —变压器工作频率。

在频率较低时， ΔB 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 η —不同材料的系数； f —工作频率； B_m —工作磁感应幅值。 α 和 β 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

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

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

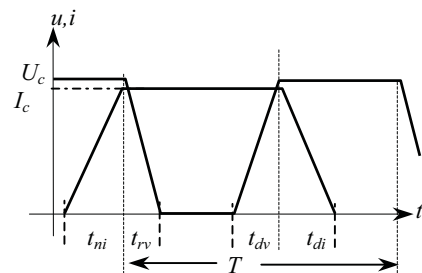


图 2.2 Buck 变换器功率管电流、电压波形

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 μ s，如果占空比是 0.1，MOSFET 的导通时间仅为 0.4 μ s，要是 MOSFET 的开通时间为 0.1 μ s，关断时间也为 0.1 μ 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，双极型管仍然比 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 β 倍。提高了关断速度。低压MOSFET导通电阻只有m Ω 数量级，导通损耗很小。实际电路工作频率为50kHz。

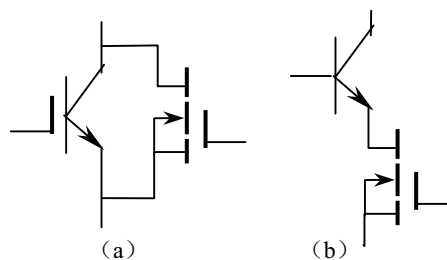


图 2.3. 提高功率开关频率

- (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。

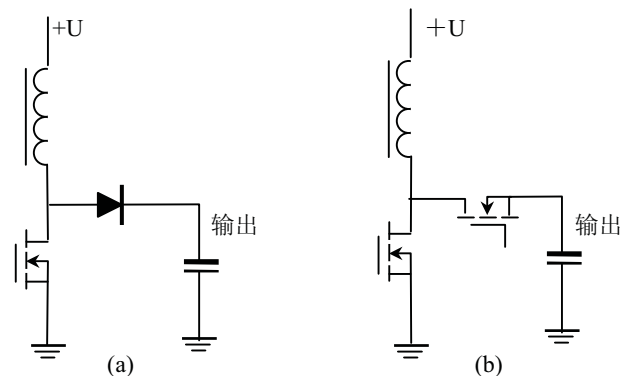


图 2.4 (a) 二极管整流变换器和(b)同步整流变换器

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

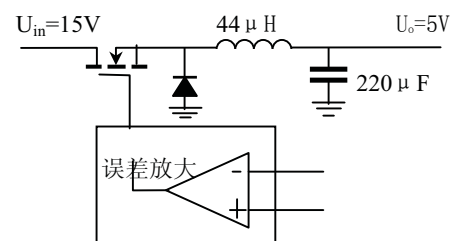


图 2.5 Buck 变换器

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。

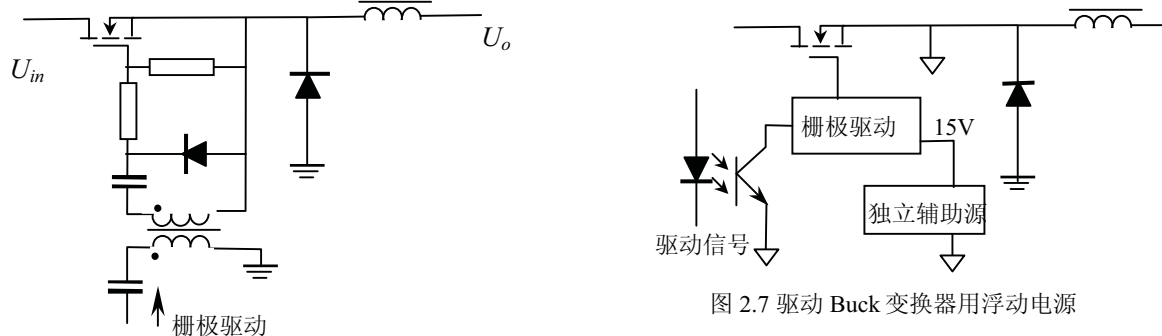


图 2.6 用耦合变压器驱动 Buck 变换器

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

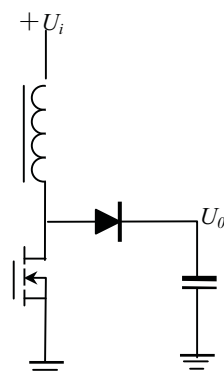


图 2.8 非隔离反激(Boost)变换器

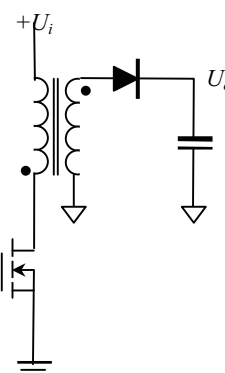


图 2.9 隔离的反激变换器

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。

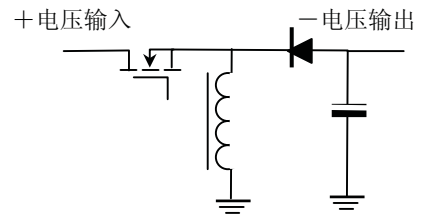


图 2.10 用 Buck/Boost 将正压变换为负电压

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。

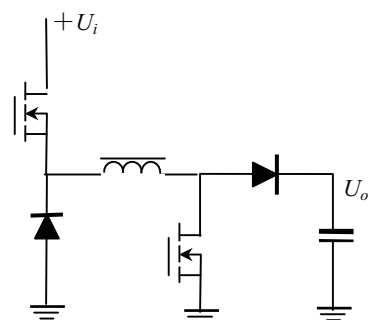


图 2.11 非隔离的 Buck/Boost 变换器

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，另一个二极管正激导通。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。

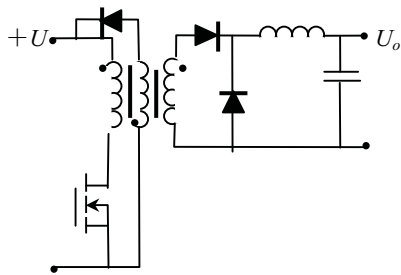


图 2.12 基本正激变换器

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。

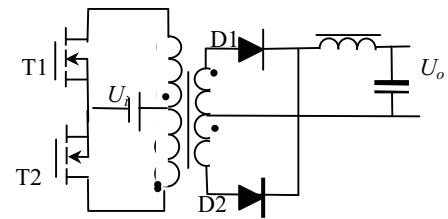
电压型

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° 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。

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。



2.13 电压型推挽变换器

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。

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。

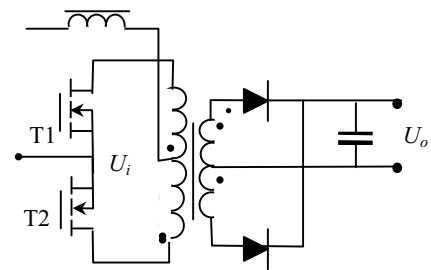


图 2.14 电流型推挽变换器

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

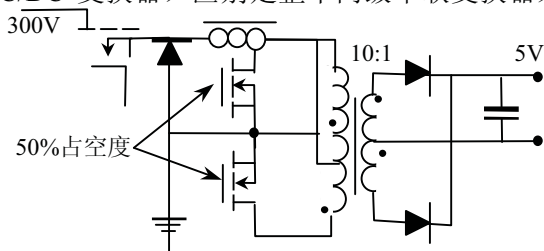
$$P = 100\text{pF} \times (50\text{V})^2 \times 500\text{kHz} / 2 = 63\text{mW}.$$

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）与之串连。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，当你要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

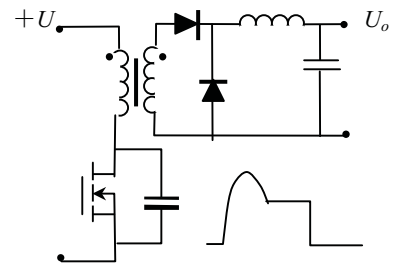


图 2.15 准谐振软开关正激变换器

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

碳值电阻使用最早，功率等级相同其体积比金属膜电阻大，今天还比金属膜贵。金属膜电阻与碳值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 15.78kΩ，87.45Ω。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 1kΩ，10kΩ 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 1.2Ω，12Ω，120Ω，1.2kΩ，12kΩ，120kΩ，1.2MΩ 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 10kΩ 电阻。

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 1~10MΩ 电阻。因一个 100MΩ 到电路中，它与漏电阻并到 1~10MΩ，而不是 100MΩ。例如运电阻就有相似的问题。所以除了特殊要用 1MΩ 以上电阻。如果一定要 1MΩ 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 1MΩ 电阻串联，以增加漏电阻。

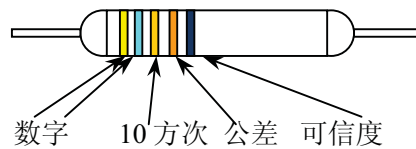


图 3.1 电阻色码意义

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

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，太热了一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 10Ω 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， $E/R=16J/10=1.6J/\Omega$ 。从表的第一栏找到每 Ω 焦耳大于计算值的项：第一个是 2.46J/Ω。向右找到大于 10Ω 的电阻是 10.11Ω。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 导线线是一段铜箔，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 $0.4\%/^{\circ}\text{C}$ ，温度升高监测电压会随温度增加。如果铜皮厚度为 $35\mu\text{m}$ ，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 $70\mu\text{m}$ ，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

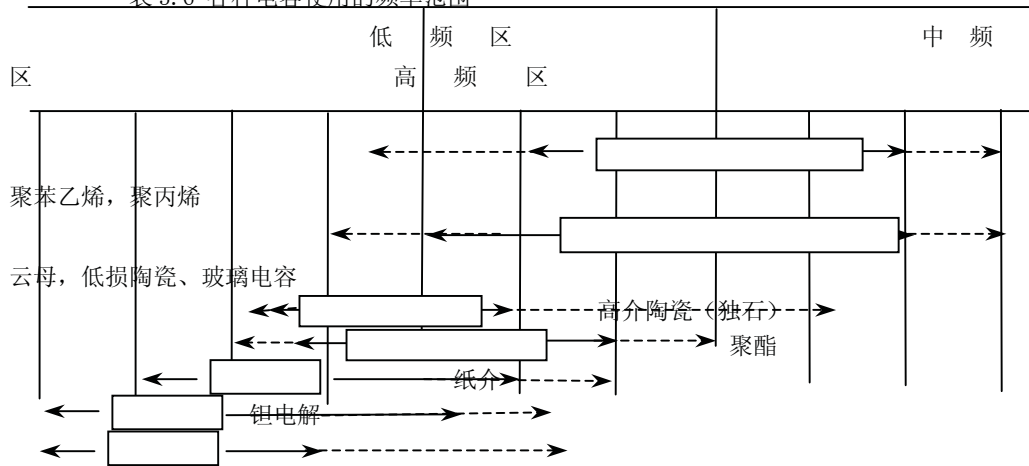
用在电源输出和输入端的最普遍的是电解电容。可以买到不同类型电解电容，但最常应用（最价廉）是铝电解电容，常说的电解电容就是指铝电解电容(CD)。还有钽电解电容(CA)，有固钽和液钽。铝电解有非常多种类，并有你所需要的电压定额和容量（mF，和数百 V 电压），但尺寸比较大。

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 $1\mu\text{F}$ 。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 $\tan \delta = \omega CR_{ESR}$ 。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°C 下降 1 倍, 所以 85°C 寿命 2000 小时, 而在平均温度 25°C 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 $\phi 40$ 以上 $>5\text{mm}$, $\phi 18 \sim 35$ 应 $>3\text{mm}$, $\phi 6 \sim 16$ 为 $>2\text{mm}$ 。

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。

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。

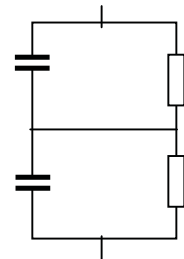


图 3.2 电容串联实际方法

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°C 。

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。

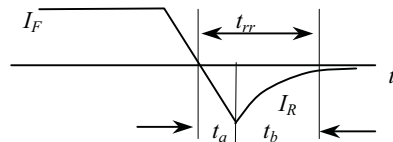


图 3.3 双极型二极管反向恢复特性

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。

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。

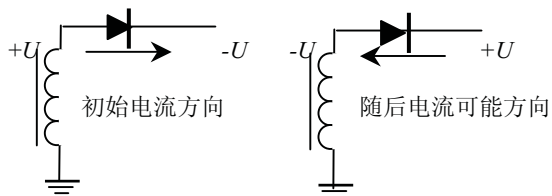


图 3.4 在电流从阳极流向阴极之后, 在阳极-阴极之间加反向电压, 电流由阴极流向阳极

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 $I_{s,b}$ 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 β 一般较低, BJT 的 β 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 $10^\circ C$ 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。

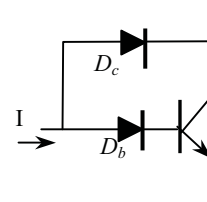


图 3.5 抗饱和电路加速关断

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。

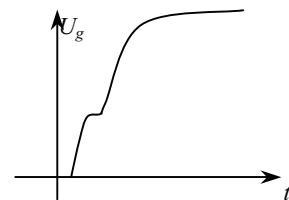


图 3.6 非理想电压驱动源栅极电压波形

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 $1/n < (1/\beta)$ ，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。

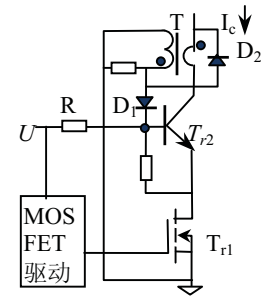


图 3.6 MOSFET 与 BJT 组合

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： $\alpha = I_c / I_D$ 。不同的初级二极管电流 α 是不同的，有非常明显的非线性；
- 2) 传输比和三极管的 β 一样，离散性很大，同时传输比也与 β 一样与温度有关，且比 β 温度系数大。
- 3) 如果作为开关，有开关延迟。一般延迟 0.2~1 μ s。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 μ s。
- 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

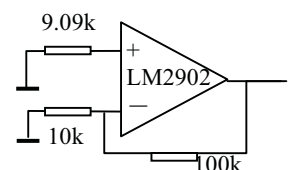


图 3.7 输入失调电压

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 $U = 5nA \times 9.1k = 45.5 \mu V$ （也可以是一 $45.5 \mu V$ ）。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，应尽量减少运放的输入电阻。但是，反馈电阻受运放输出电流限制，普通运放一般为 $\pm 5 \sim 7mA$ ，如果在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 $10M \Omega$ 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话，一般不超过 $1M \Omega$ 。可以将电阻减少到 $10k \Omega$ ，输入电阻减少到 $1k \Omega$ 。也可用图 3.9 电路代替。

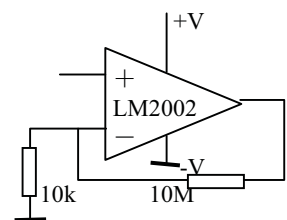


图 3.8 工作不好的电路

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 $10k \Omega$ 上，流过 $1 \mu A$ 电流，此电流通过 $90k \Omega$ 流到 A 点，在 $90k \Omega$ 上产生 $1 \mu A \times 90k \Omega = 90mV$ ，此电压加上反相端电压 $10 + 90 = 100mV$ 。A 点 100mV 电压，意味着 $1k \Omega$ 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 $98k \Omega$ 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 $100k \Omega$ 。

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。

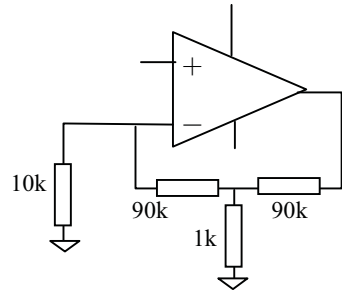


图 3.9 增益为 1000 的实际电路

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%。

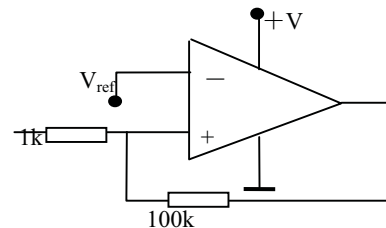


图 3.10 双门限比较器的迟滞

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

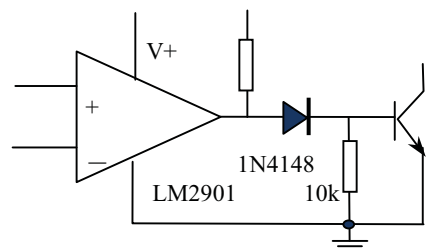


图 3.11 比较器驱动 BJT 电路

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。

第四章 仪器使用指南

引言

开关电源开发、生产检验都要使用仪器测试。正确使用仪器设备进行测量，正确读取数据，并利用获得的数据进行分析计算是十分重要的。

4.1 读数处理

我们用一个数字电压表测量一个电源的直流输出电压。如果用了个六位半数字电压表，我们该写下多少数字？在下一节我们将告诉你关于数字电压表（DVM）的精确与精度问题。现在，假定你的电压表绝对精确，电压表读数为 15.426V。你是否知道实际电压应当是在 15.4255V 到 15.4265V 之间的某一值。

你应当记下 15.426V？还是 15.4V？或者 15V？这就要问你记录数据的目的。如果你是检查一个普通运放的电源电压，而运放仅作一般运用，并不在乎它是否在 14V 还是在 16V 下工作，因此写下 15V 是最恰当的。

如果你想计算输出功率，就要测量输入和输出电流与电压。如果你使用一个便携式数字电流表，并且仅 3 位数，读数为 2.02A。这意味着你知道电流仅 3 位数——它在 2.015A 到 2.025 之间。在这种情况下，你的电流读数位数（3 个十进位）少于电压位数（5 个十进位），电流决定你计算功率的精确性。这意味着，**你最后的答案——功率精度可能是你最低测量精度的 3 位十进制**。在这个例子中，正确的做法是记下电压测量的多位数，与电流相乘，然后舍去 3 位以后的数字： $V=15.43V, I=2.02A$ ，所以 $P=15.43 \times 2.02=31.1686W$ ，答案是功率 $P=31.2W$ ，**最后结果不能比最差测量精度更多的数字**。

4.2 效率测量

如果以上测量都是正确的。如实际电流电压都是最小值，则功率为 $P=15.4255V \times 2.015A=31.08W$ ；如果都是最大值， $P=15.4265V \times 2.025=31.24W$ ，此结果与最小值相差 160mW，**肯定是由于仪表读数的限制造成的**。这似乎并不重要，至此你可以测量变换器的效率。如果输入功率是 33.3W，因此 $\eta=31.08/33.3=93.3\% \sim 31.24/33.3=93.8\%$ 之间——这还不包括输入功率的测量不精确度。效率是 94%，还是 93%。正确记录是效率 $\eta=31.17/33.3=93.6\%$ ，在最大和最小之间折半（应注意到多位数保持到计算最后。）与此紧密相关的问题不是记下足够的数字。如果仪表上最后位数字来回跳动，无论如何有一个不大的差别，例如有 0.02A 跳动，记下 2.02A 还是 2.00A，正确吗？上面的例子说明，写下一组变换器效率两位数需要测量的全部三位数。理由与上面讲的稍有不同：为了计算效率，两组接近的几乎相等的数字分开了，可能两个中的一个如此不精确使得答案十分不精确——因为你预先感兴趣的效率宁愿是 94% 而不是 93%。

如果仪表是绝对精确，如我们强调的，如果仪表指示 2.02A，那意味着不是 2.020000A！相同的事情：表仅有 3 位数，而且没有方法得到更好的读数，你能做的就是得用一个更好的表。

表 4.1 取样平均

1	2.02A
2	2.06A
3	2.05A
4	2.00A
平均	2.03A

数字电压表和其它仪表

1. 精确和精度：上面讨论了计算时采用多少数字，我们假定，仪表指示是完全精确的——即仪表是无限精确的。但是，仪表仅指示某一个数字（在例子中手提电流表指示 3 位数），因此具有有限的精度。但，实际仪表当然不仅是精度有限，而且它也有不同情况的不精确，并且两种问题限制你任何测量的是否有用。
2. 平均：你在测量时，仪表最后 1 位或几位在不停地跳动，为了努力获得精确测量结果你记下几次数字，然后将他们平均，如表 4.1 所示。如果你肯定最后位跳动那是由于白噪声（随机噪声）引起的，这个主意是很好的一虽然在这种情况下，最好的方案是用一个滤波器抑制掉噪声（请看后面）。但如果噪声是周期信号，像电路中 1kHz 振荡，你的表可能读出每个周期相同点



图 4.1 数字电压表在交流分量上取样，得到错误读数

的信号，造成测量的整个数值偏移，如图 4.1 所示。这和示波器中迹宽 (aliasing) 完全相同。在这种情况下，又增加了一个不精确，而滤波是必要的。你人为地平均实际上搞糟了得到的信息。

- 如何给数字电压表滤波: 要给数字电压表滤波，必须知道叠加在被测量信号上噪声频率。否则，你可能滤掉你要测量的信号。作为一个成功滤波的例子，加入你要滤除来自开关电源 100kHz 噪声，并将噪声系数降低到 10。这意味着滤波器频率为 100kHz/10=10kHz。以此设定 RC 值。关键在于这里 R 选多大? 这里 R 与电压表输入电阻串联。所以，为了保持仪表的精度，R 必须远小于输入电阻。如果仪表的输入电阻典型值为 10MΩ, 而你试图达到精度为 0.1%，滤波器的电阻 R 应当小于 10MΩ × 0.1%=10kΩ。如果 R=10kΩ，则电容应当 (图 4.2) 为

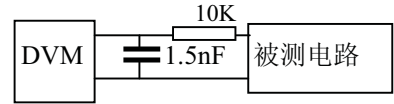


图 4.2 数字电压表滤波

$$C = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 10^4} = 1.5nF$$

你应当将电阻和电容做成一个电路接在数字电压表和被测电路之间。

- 测量有效值和数字电压表带宽: 你的数字电压表有几组更新它的显示每秒次数。但是，这与它的带宽不是一码事，带宽是仪表能测量信号的额定最高频率。你查看手册找到带宽，而事情是校验要用测量的仪表有适当带宽。如果带宽是 1kHz，用这个表读 10kHz 信号肯定读数比实际值小。用在交流功率测量的仪表有一个特殊不精确的情况。他们通常具有很有限的带宽，如果你要用它，例如接在电流断续反激变换器和电网之间，除非你放一个很大的电容去平滑脉冲电流，否则你可能得到错误的读数。

当然，放一个很大电容在前边，与你要做功率因数测量相违背的。事实上，测量一个离线变换器的输入功率和功率因数需要将两者分开测量。每个有它自己设置。

用有效值测量另一点是许多交流表都有它能容忍的最大波峰系数；即如果峰值（电流）远比它的平均值大，它也给出错误的读数—应当仔细阅读规范。

最后，许多仪表的内部电路被某些高频噪声—例如开关电源产生的噪声—干扰，几乎所有变换器测量都需要滤波，并应小心注意仪表的限制。

- 测量效率—交叉校验: 在测量变换器效率时，这里最重要的有一个摆脱精度问题的实际操作方法。在测量效率时，你必须测量输入电压和电流以及输出电压和电流。如果简单地记录着四个仪表的每一个读数值，你最终得不到精确的效率，因为每个表都对结果产生一点不精确。但是，注意到效率是两个电压比乘以两个电流比。所以绝对值没有太大关系(你并不关心 27V 还是 28V)。如果两个电压（电流）表精度高达 0.3%，不精确就不存在。于是你要做的是交叉校验，即在做测量之前，你将你用的电压测量的数字电压（电流）表接在相同点（电流表通过相同电流），他们的读数应当精确相同。如果不相同，例如 A 表是 5A，而 B 表是 5.5A，假定以 A 表为准，B 表刻度系数为 1/1.1。电压同样校验。于是测量效率时使用刻度系数，得到电压比的乘积，你将消除不精确。

如果你要像校表那样校正，在交叉校正以后，下面要么保证仪表指示刻度相同，要么不对仪表校正，还指示它自己的值，计算是应用刻度系数。这个工作最好现场作交叉校正，现场测试效率。或校正后仪表贴上标签，以免搞错。

- 探头放在哪里? 将数字电压表的探头放在电源出线端。不要把探头放到负载上。这是因为电源引线有电流流通，它有压降，随着导线拉长压降增加。所以当你精确测量（像效率）时，直接在输出端测量，如图 4.3 所示。当然输入也用同样的方法。通常在变换器测量时，注意到这个方法，就这一点，增加效率 1%或 2%。

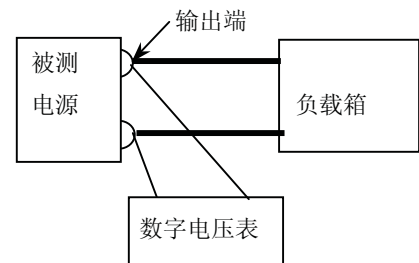


图 4.3 正确测量电压的方法

同样的方法可推广到小变换器。你遇到连接电源和仪表，输入和输出。因为电流流过插脚有压降，

仪表有内阻，测量效率正确的方法是将探头紧贴着电源，避开连接线。

7. 测量很小的电阻：测量小电阻与上面方法完全相同。例如，你可能想知道 PCB 线的电阻或一个变压器的电阻。虽然可用 4 端电阻，这种仪器在实验室通常不方便。这种测量最好的方法是被测电路通过 1A(或 10A)，并用数字电压表测量它的压降—但一定要将数字电压表探头放到供电电源连线的里边，如图 4.4 所示。

8. $I > 10A$ 时使用分流器：大多数数字电压表不能测量大于 10A 的电流。最好使用分流器，并用数字电压表测量电压。在元件选择一章中作了讨论。典型的分流器是将电源和测量线是分开的（四端）。虽然通常分流器公差 1%，你可以通过分流器与电压表交叉校验达到更高的精度。也就是说，精确通过分流器 1A 电流，并测出电压值，计算分流器的电阻，再计算在这种情况下下的刻度系数。此后保持该分流器与该电压表读数对应，否则失去校验结果。

9. 如何用数字电压表测量 MOSFET：当然你不能够用一个数字电压表测量 MOSFET 特性。但你可以检查它是好还是坏。方法是测量它的电阻。电网通电的数字电压表产生足以导通场效应管栅极电压，而电池供电的数字电压表不行。

为了检查场效应管，首先测量漏—源电阻，漏—源顺序表示放

数字电压表的正表笔在漏极，将电压表的负表笔放在源极。电阻应当在 $10M\Omega$ 或更大些。要是低，那是坏了。接着测量栅—源电阻，也应当是 $10M\Omega$ 。然后让栅极悬空，不让栅极接触到任何物体，再次测量漏—源电阻。如果 MOSFET 是好的，电阻应当几个欧姆到 $2\sim 3k\Omega$ 。如果仍然是 $10M\Omega$ ，那是 MOSFET 坏了。因为测量栅—源电阻时已经给栅极电容充电足以导通 MOSFET。

注意：如果这最后一步（在测量栅—源电阻之后测量的漏—源电阻）测量的电阻是 $20k\sim 30k\Omega$ ，除了装在电路中，尽管这个方法不能完全说明，这个 MOSFET 可能也是坏的。你应当试试用图示仪测量它的漏—源击穿电压，通常，用数字电压这样测量不会引起 MOSFET 损坏。

10. 电子负载：在调试直流电源时，希望负载电流能从零连续加大到额定输出，很难找到适合的负载电阻，电阻大的功率小，功率大的电阻小，非常不方便，体积也大。电子负载十分方便。它是有源负载，可以从空载均匀调整到额定负载。但是这种负载也有许多限制。如果你不知道而花时间去找电源问题那是太冤枉了。

电子负载由许多功率晶体管并联而成的，通过闭环反馈控制，并工作在有损耗的线性区内。控制回路决定它是电阻性负载，恒流负载还是恒压负载。

不管是什么工作模式，电子负载总是闭环控制的，并因此其带宽是有限的。这类设备的带宽接近 $1\sim 5kHz$ 之间。如果你的变换器带宽比你的电子负载的宽，不能把负载它的晶体管看作电阻性，因而，你的变换器由于负载阻抗不一样可能引起振荡。要是你的稳定变换器振荡，那你得想一想是不是负载的问题。

变换器研发时，如果有可能的话还是用电阻器。而在生产线上采用电子负载。如果必须采用电子负载，至少在负载输入端加一个负载电容，减少高频端负载阻抗。

因为电子负载中晶体管工作在线性区，电子负载另一个问题是保证工作在线性区的最小输入电压（根本不能加负电压）。电子负载最小电压典型值为 $2\sim 3V$ 。有些电子负载如果工作在低于最小电压特别有害，而且没有恰当地负载阻抗特性。反过来还以为你的变换器的问题。

11. 示波器

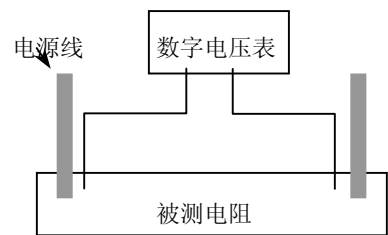


图 4.4 用电流电压表法测量小电阻

第五章 磁元件设计

一般电源工程师宁愿花很多时间进行电路设计，而不愿意设计一个磁元件。设计磁元件要决定许多事情：磁芯材料，磁芯形状，导线类型等等。而设计好的磁元件的参数对电路性能有怎样的影响，总不像电路设计那样心里有数。当设计完成以后，还要在实验室检测性能。即使性能获得通过，然后你还得确定设计的产品成本是否合理。

一般工程师对磁的有关问题感到困惑，为此，这一章将介绍磁的基础知识，并给你很多的磁元件设计的实际信息。在磁元件设计和电路试验时，具有很强的物理概念是十分重要的。本章在介绍材料之后，其余部分逐步介绍做好磁的设计，包括你的设计如何制造出来。在文献中已详细介绍了磁元件设计。这里只说明如何做好、怎么做、和具体磁设计的关键工程问题。

5.1 两个基本定律

让我们从两个基本定律开始，所有的磁问题都服从这两个个基本定律：安培定律和电磁感应定律。

1. 安培定律

安培定律也称为安培环路定律或全电流定律。参考图 5-1,一个磁性均匀的环,在环的圆周上均匀绕 N 匝线圈,平均圆周长为 l ,线圈通过电流为 I , 根据全电流定律,其磁场和电流关系为

$$IN = Hl \quad (5-1)$$

则在国际单位制 (MKS) 中磁场强度

$$\vec{H} = \frac{IN}{l} \quad (\text{A/m}) \quad (5-2a)$$

在实用单位制 (CGS) 中磁场强度

$$\vec{H} = \frac{0.4\pi IN}{l} \quad (\text{Oe}) \quad (5-2b)$$

在使用单位制 (CGS) 时, 磁场强度为奥斯特 (Oe), 它与 MKS 制关系为

$$1(\text{Oe}) = \frac{10^2}{0.4\pi} \quad (\text{A/m})$$

从式 (5-1) 可见, 电流增加磁场增加。

2. 电磁感应定律

第二个定律是电磁感应定律。它实际上包含两个定律：法拉第定律和楞次定律。

图 5-2 中一个 N 匝线圈, 包围面积 A 。如果包围的面积 A 中的磁通 (不管是自身线圈电流磁场, 还是外加磁场) 发生变化, 那么在线圈的两端将产生一个电势, 这个电势大小与线圈包围磁通链变化率的关系为

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{d(BAN)}{dt} = -e$$

或

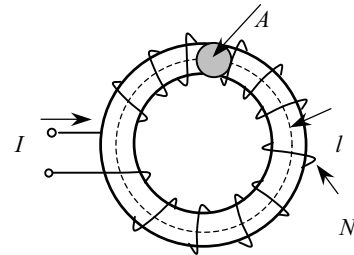
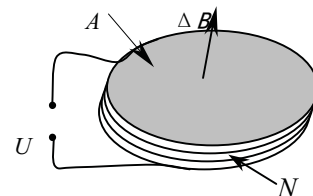


图 5-1 安培定律



A—面积 B—磁感应强度

图 5-2 变化的磁场产生感应电势

$$U = NA \frac{dB}{dt} \quad (5-3)$$

U —线圈端电压， $d\psi/dt$ 表示磁链的变化率。感应电势在外电路产生电流，此电流产生的磁场始终阻止磁通变化。

3. 电感

让我们从电磁感应定律来求得电感。对于图 5-1 环形线圈来说， H 是不考虑材料的空间磁场，而 B 是磁材料内部的磁场。它们之间的关系为

$$B = \mu H$$

我们可以认为 μ 是磁材料将磁场放大的倍数，因为有磁材料比没有磁材料内部磁场大 μ 倍。假定 μ 是常数，根据电磁感应定律有

$$U = NA\mu \frac{dH}{dt}$$

根据安培定律

$$H = \frac{iN}{l}$$

得到

$$U = \frac{N^2 A \mu}{l} \frac{di}{dt}$$

所以电感定义为

$$L = \frac{N^2 A \mu}{l} \quad (5-4)$$

请注意，电感量与匝数平方成正比。根据这个定义，我们获得电磁感应另一个表达式：

$$U = L \frac{di}{dt} \quad (5-5)$$

可见电感端电压与流过的电流变化率成正比，电感阻止其电流变化。

5.2 单位

在电路中，电压、电流和电阻不会产生麻烦。遗憾的是磁存在两个单位制：国际单位制 MKS 和实用单位制 CGS。由于历史原因，这两种单位制在磁元件设计时一直混合应用。英美书籍中使用单位。所以在设计时，你应当特别注意使用的单位和变换系数，如 10 的方次和 π 。作者建议你最好使用国际单位制，只是在 μ 时考虑 4π 。表 5-1 列出一些 CGS 单位制转换为 MKS 单位制的变换关系。

表 5-1 一些 CGS 量转换为 MKS 制

量	MKS	CGS	CGS→MKS 系数
磁场强度 H	A/m	Oe	$10^2/0.4\pi$
磁感应强度 B	T	G	10^{-4}
磁通 ϕ	Wb	Mx	10^{-8}
磁导率 μ	H/m		$4\pi \times 10^{-7}$
真空磁导率 μ_0	H/m	1	$4\pi \times 10^{-7}$
面积 A	m ²	cm ²	10^{-4}
长度 l	m	cm	10^{-2}

此外在英语书中还常用英制度量单位，1 英寸等于 2.54 厘米 (cm)。1 园密尔等于 $5.07 \times 10^{-6} \text{cm}^2$ ，1 密尔为千分之一英寸。电流密度每安 500 园密尔约等效为 4A/mm^2 。

应当注意到 MKS 制在所有公式和运算中没有 CGS 制中讨厌的 4π ，只在 μ 和 μ_0 中有 4π ，而 CGS

制 μ 和 μ_0 都没有 4π 。MKS制为比较材料方便，引入相对磁导率概念，它等于材料的磁导率（称为绝对磁导率）与真空磁导率之比

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$$

在CGS制 μ_0 为 1，因此MKS制中 μ_r 与CGS中的 μ 数值相同。

5.3 变压器

1.理想变压器

在许多应用情况下，实际变压器在不同的目的可以近似为一个理想变压器,并可以用它构成一个非理想变压器模型。所谓理想变压器就是所有线圈耦合的磁通完全相同，即没有漏磁；磁芯磁导率无穷大，且没有损耗；线圈没有电阻和分布电容等等，可以认为这样的磁元件多大的功率进入，就有多大的功率出来，而且没有延迟。它区别于一个电感的能量传输，电感需要一定的时间储能，而且释放也同样需要时间。

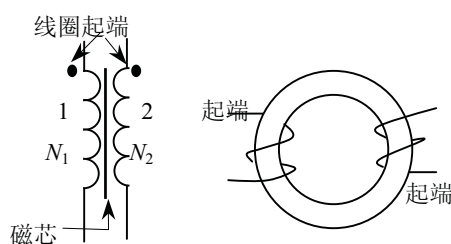


图 5-3 理想变压器

理想变压器具有两个线圈，绕在一个磁芯上，如图 5-3 所示。磁芯为磁性材料。电流方向从同名端流入，如图中“·”所示。如果两个“·”流入电流，在磁芯中产生相同方向的磁场，“·”端都是线圈的起端或末端。

根据电磁感应定律，变压器的线圈“1”边（初级）有

$$U_1 = N_1 A_1 \frac{dB_1}{dt}$$

而线圈“2”边（次级）有

$$U_2 = N_2 A_2 \frac{dB_2}{dt}$$

因为两个线圈在一个磁芯上，截面积 $A_1=A_2=A$ 。同时由于变压器是理想的，在一个线圈中的磁通完全与另一个线圈耦合（理想），即 $B_1=B_2=B$ ，则

$$\frac{U_1}{N_1} = \frac{U_2}{N_2} \tag{5-6}$$

这就是计算变压器时通常称为每匝伏特。此式指出理想变压器每匝线圈的电压是相同的。

理想变压器的能量是守恒的，即这里磁场不存储能量，进去的能量与出去的能量精确相等，而且没有延迟。因此：

$$U_1 I_1 = U_2 I_2 \tag{5-7}$$

联解式 (5-6) 和 (5-7) 得到

$$I_1 N_1 = I_2 N_2 \tag{5-8a}$$

或

$$I_1 = \frac{I_2 N_2}{N_1} \quad (5-8b)$$

因此，如果电压升高，则电流下降。

为保证能量传输，在初级线圈中还应当流过磁芯中磁通变化所需的激磁电流*i_m*。初级实际电流是式(5-8b)负载反射电流与激磁电流*i_m*之和。不过一般*i_m*远小于负载反射电流罢了。

2. 反激变压器

在第二章我们分析过反激变换器。反激变压器在名称上与一般变压器相同，但在能量传输方式有本质不同。虽然反激变压器能完成能量传输：输入功率等于输出功率，但是，它在功率变换器中一个开关周期不同的时间起作电感和变压器双重作用。

在开关导通期间，反激变压器(图 5-4(b))的作用像一个电感。当功率开关导通后，输入电压加在变压器初级，初级像电感一样(图 5-4(a))，电流斜坡上升，能量存储在初级电感中， $W = LI_1^2/2$ 。当功率开关截止时，电流不能在初级流通，感应电势迫使次级二极管导通(图 5-4(b))，能量从初级传递到次级，并提供给负载。此时反激变压器起变压器作用。就这样在一个开关周期内，既作为电感，又作为变压器。

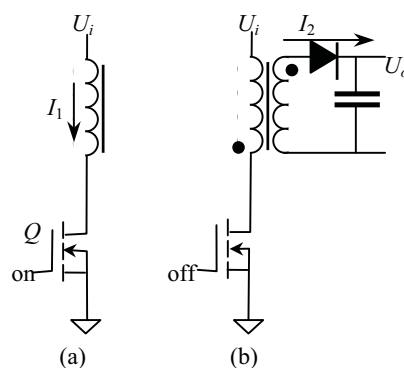


图 5-4 反激变压器

3. 实际变压器

实际变压器是不理想的。磁芯磁导率不是无穷大，即有一定的激磁电流。线圈不完全耦合，存在漏感。磁芯和线圈有损耗，同时磁芯会饱和。或许线圈不良耦合是最重要的不理想。

线圈间不完全耦合主要在于磁没有绝缘体，因为磁芯磁导率不是无限大，往往磁芯周围空间也是磁路的一部分。例如图 5-5 中，线圈在磁芯中建立的磁通不完全约束在磁芯中，而有很小部分经过空气。在气隙磁芯中，磁场迫使磁通经过空气，但有一些磁通不返回磁芯，只经过空气返回。从理论上说，线圈均匀分布绕在环形磁芯上耦合最好，但线圈不可能完全对称，

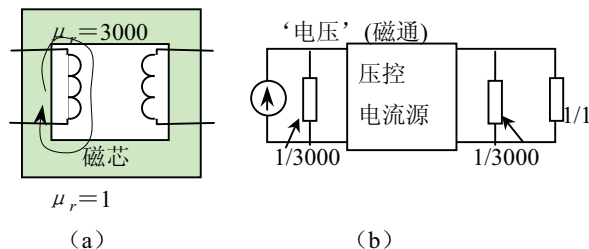


图 5-5 变压器等效电路

总有很少部分磁通经过空气。根据磁电模拟，图(5-5a)的模型如图(5-5b)所示。电压激励的左边线圈象一个电流源，磁芯的磁导率看起来象电导，用一个电阻来模拟，电阻值反比于磁导率(1/3000)。引起的电压(磁通)在右边磁芯在转变为电流源。此反射电流流过磁芯(电阻反比于磁导率=1/3000)和空气(电阻等于 1/1)。此模拟磁通既经过磁芯也经过空气，相对量由两者磁导率决定：磁通经过磁芯是 3000/3001；而经过空气的此同为 1/3001。

通过空气的部分用一个不经过磁芯“电阻”的电流来模拟，所以加在次级的电压比初级小。(这些电阻是并联，电流产生一个小电压)。因为有些磁通不耦合到次级，考虑这个不完全耦合，我们修改先前的理想变压器模型。得到修改的模型(图 5-6)在模型的中部，仍是理想变压器，漏感与理想变压器串联。

例：如果初级 10 匝电感 $100\ \mu\text{H}$ ，40V 和次级 20 匝 $400\ \mu\text{H}$ ，80V，那么，次级具有初级电感的 4 倍（电感之比是匝数的平方比）。如果初级漏感 $1\ \mu\text{H}$ ，相当于在次级即 $4\ \mu\text{H}$ 。不管在变压器那一边，引起电压降的百分比是相同的： $1\ \mu\text{H}$ 相当于初级 1 匝电感（因 $(10\ \text{匝})^2$ 对应 $100\ \mu\text{H}$ ， $(1\ \text{匝})^2$ 对应 $1\ \mu\text{H}$ ），次级 $4\ \mu\text{H}$ 相当于 2 匝。所以初级是每匝 4V，是 40V 的 10%，而次级每匝 $4\text{V} \times 2 = 8\text{V}$ ，是 80V 的 10%。图 5-6 中十分清楚。

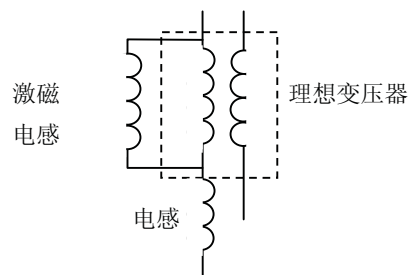


图 5-6 具有次级电感和漏感的实际变压器

5.4 磁芯材料

变压器使用实际磁材料不仅有损耗，而且磁导率也不是无穷大，还会饱和。同时损耗、磁导率和饱和都与温度有关。几种常用材料特性如表 5-2 所示。不同磁元件对磁材料要求是不同的。此外，体积重量、价格以及是否易购买也是材料选择的影响因素。

在高频开关电源中，使用最为广泛的是铁氧体。一是因为铁氧体高频较低的损耗，另一方面磁芯结构规格齐全而且价格较低。但饱和磁通密度低，温度特性差。

表 5-2 磁芯材料：优点，缺点和应用

材料	考虑
空气	<p>优点：空气不会饱和</p> <p>缺点：相对磁导率为 1，你只能获得很小电感，实际上，这意味着用空心线圈你最高只能得到几个微亨的电感。此外，散磁通分布在空间，这引起损耗和 EMI。</p> <p>应用：空心线圈主要用在只需要几个微亨的射频电路。偶尔也用于超高频功率变换。实际应用很少。</p>
铁氧体	<p>优点：铁氧体具有高磁导率，保证变压器高的激磁电感。磁导率随磁通密度相对常数，同时有各种铁氧体材料可以在不同频带获得最小损耗。通常将磁芯开气隙，来控制铁氧体有效磁导率。</p> <p>缺点：铁氧体硬饱和</p> <p>应用：典型用于功率变压器和噪声滤波。</p>
钼皮莫合金粉芯 (MPP)	<p>优点：MPP 磁芯软饱和。有许多不同磁导率磁芯，而且磁导率由厂商控制。</p> <p>缺点：在典型开关频率下，MPP 比铁氧体损耗高。</p> <p>应用：主要用于电感磁芯和直流大电流噪声抑制。</p>
铁硅铝粉芯 (kool μ)	<p>优点：同样软饱和，可以买到不同磁导率磁芯。价格比 MPP 低。</p> <p>缺点：损耗比 MPP 大。</p> <p>应用：与 MPP 应用地方相同，但价格比体积更重要。</p>
合金材料	<p>优点：高饱和磁感应强度，磁导率高，高居里温度，在高密度、高温变换器中钢带可能是唯一的选择。</p> <p>缺点：在高频时比铁氧体损耗高得多，有些合金价格很高。极硬饱和。但非晶合金相对低廉，非晶合金中微晶损耗也低。</p> <p>应用：功率电感，低频功率变压器。硅钢在 40kHz 以下电感，微晶用于 100kHz 以下变压器。</p>

1. 饱和

所谓磁芯饱和从机理上说磁材料内部磁畴全部取向外磁场方向；从外部特性说是磁芯的磁场强度增加到某一数值时，相对磁导率从很大降低到 1 所对应的磁通密度称为饱和磁通密度 B_s （工程上对不同材料，规定最大磁场强度 H_s 或 μ_r 下测量的 B_s 。例如铁氧体规定磁场强度近似 12A/cm 对应的磁通密度为 B_s 。而硅钢规定相对磁导率下降到 100 时对应的磁通密度为 B_s ）。饱和以后，电感量迅速

下降，在某些电路中可能引起电流过大而损坏功率器件。

实际上，皮莫合金、钴基非晶、硅钢、铁氧体在很小磁场强度就迅速进入饱和（所谓“硬饱和”），即“硬饱和”。而且，饱和磁通密度与温度有关。例如铁氧体一般在 25℃时 0.51T，而在 100℃时 0.32T。由于磁性元件总是有损耗的，高温下饱和磁通密度才有意义，这是使用者应当注意的。因此，铁氧体使用时，不管是变压器，还是电感，饱和磁通密度不应当超过高温下的 B_s 。

然而，磁粉芯的磁导率随磁通密度增加慢慢减少（所谓“软饱和”）。这样的材料没有一个严格意义上的饱和。

2. 其它限制

居里温度 T_j

如果某磁芯材料工作温度超过某个温度，磁芯将失去磁性，并且不可恢复地失去磁导率，这个温度称为居里温度。对于 3F3 材料的居里温度为 200℃，要是真的达到这个温度，线圈骨架就要熔化了，导线绝缘也要失去绝缘性能。当然如果磁芯采用高温绝缘导线可能达到居里温度，显然效率是不允许的，这是不行的。

损耗

在磁芯中有磁通变化，就有损耗。主要是磁滞、涡流和剩余损耗。与磁芯工作频率 f 、磁通密度摆幅 ΔB 和温度有关。特别是在高频，单位体积（或重量）损耗与 f 和 ΔB 成指数关系。损耗将引起磁芯发热，使得磁元件温度升高，绝缘材料限制温升，也就限制了磁芯损耗。然而直流磁通密度不引起磁芯损耗。如果没有交流纹波的电感也没有磁芯损耗。

材料的损耗特性通常以图或方程的形式给出。这些损耗是在正弦波激励下获得的。如果磁通密度有直流量，同时激励波形不是正弦波，因为 B - H 曲线不同损耗也不同。对于这样的情况准确计算十分困难（因为损耗与磁通密度 B 的关系是非线性的，你不能将磁通分解成傅立叶谐波分量）。你先用正弦激励下的损耗近似，要是你一定要确切知道磁芯损耗，只有进行实际测量。

铁氧体磁芯单位体积损耗可以表示为

$$p = \eta f^\alpha B^\beta \quad (\text{W/cm}^3)$$

式中 η — 材料系数； $\alpha = 1.2 \sim 1.7$ ； $\beta = 2.2 \sim 2.7$ 。

对于铁氧体，自然冷却条件下在损耗曲线上一般按 100mW/cm^3 选择磁通密度。对于单向磁化的正激变换器，或断续模式电感或反激变压器，对应 100mW/cm^3 的磁通密度加倍，当然加倍以后应当小于高温下饱和磁通密度。

5.5 最佳设计

在设计一个磁元件时，应当使得设计的元件体积最小。但是磁芯有损耗，线圈有线圈损耗。磁元件损耗是两者之和。损耗导致磁元件温度升高。过高的温度破坏导线的绝缘同时效率降低。根据所采用的绝缘等级，也就限制了磁元件的温升，就是限制磁元件的损耗。要是使得总损耗最小，应当线圈损耗等于磁芯损耗。如果是变压器，次级损耗应当等于初级损耗。这意味着：

1. 对于给定磁芯，如果磁芯损耗远小于线圈损耗（初级与次级铜损耗之和），你应当减少匝数；这将增加磁通密度，磁芯损耗增加，而铜损耗减少。使得总损耗减少。
2. 相反，对于给定磁芯，如果磁芯损耗远大于铜损耗，你应当增加匝数。这将使得磁通密度减少，损耗也随之减少，而铜损耗增加。总损耗减少。
3. 初级和次级分配相同的窗口面积：如果次级匝数多，次级导线必然比较细。如果有几个次级，按

输出功率分配窗口面积。（即输出功率大，所占的窗口也大，所以每个次级 I^2R 损耗相同）

当然，这只是个设计原则，大多数情况下还有其它考虑，如匝数取整，并不严格遵守。但不要相差太多，例如 3:1,相差 20~30%使比较好的。如果是一个直流滤波电感，由于交流分量一般是直流分量的 20%，所以磁芯损耗一般可以忽略不计，磁元件的损耗主要是铜损耗，就不必遵守损耗相等的原则。

5.6 磁粉芯直流电感设计

因为这是一个电感，可以选择磁粉芯 MPP 或 Kool M μ ，或气隙铁氧体（铁氧体电感设计详见文献 2）。为说明磁粉芯材料选择方法，因工作频率很高，为了较低的损耗，我们选择 MPP。在实际设计中，要看体积、成本和磁芯是否能买到等因素决定材料选择。当然成本还包含电感制造是否容易，采用磁粉芯往往要用环形绕线机，粗导线还得人工绕制，成本高。此外磁粉芯的磁导率随直流偏置不同而变化，电感量在轻载和重载是不同的，对开关电源的闭环设计有影响，这也是应当注意的。均匀气隙铁氧体磁芯的磁导率在磁芯不饱和时，有效磁导率随偏置磁场不同变化很小，气隙磁芯电感一般为线性电感。

直流滤波电感设计如果采用铁氧体气隙磁芯，文献 2 有详细的设计的步骤。这里不再介绍。这里仅介绍采用磁粉芯设计电感。

1. 电感参数

Buck 变换器输出滤波电感

输入电压：15V；(为简单，假定输入电压不变化)

输出电压：5V，电流：2A；

工作频率：250kHz

电感量：35 μ H，电流 0 到 2A 允许磁芯磁通变化部超过 20%，即电感量变化不超过 20%；

绝对损耗：300mW

自然冷却，温升 ΔT ：40 $^{\circ}$ C

根据以上要求可以得到 $D=5/15=0.33$ ；纹波电流峰峰值 $dI=Ud/L=(15-5)(33\% \times 4 \mu s)/35 \mu H=0.377A$ （约为直流分量的 20%）；电感绝对损耗为 300mW，磁芯损耗和线圈损耗各占 50%，所以最大损耗电阻为 $R=P/I^2=150mW/2^2=37.5m\Omega$ 。电感变化量小于 20%，这就意味着，临界连续时需要的电感是 44 μ H($44 \mu \times 80\%=35 \mu H$)。

2. 磁芯选择

因为工作频率高，采用MPP材料的磁粉芯，因而必须有Magnetics公司的产品手册。步骤如下：计算要求的电感存储的能量→查阅磁芯选择指南→获得磁芯型号和 μ →查找磁芯尺寸→查得 A_L →根据要求的电感量试算所需匝数→计算磁场强度→查阅磁导率下降百分比→达到要求的电感增加还是减少匝数→改选磁芯→重复以上步骤，直到达到要求的电感量→计算导线尺寸→计算铜损耗→计算脉动磁通密度分量→计算磁芯损耗→计算总损耗→计算磁芯温升，保证在合理范围内

3.第一次试算

这里采用 MPP 磁粉芯设计我们的电感，首先查阅 Magnetics 公司的手册。从手册中找到选择指南图 5-7，这里是设计是开始点。如果没有磁芯选择指南，也可以根据以前设计凭经验确定。虽然第一次试选不是十分重要，但它可以减少你的工作量。

从电感所要存储的能量（是实际值的两倍）开始。在 2A 时电感量 35 μ H（0.035mH），两倍的能量为 $(2A)^2 \times 0.035=0.14mJ$ 。在图 5.6 上由 0.14mJ 纵向画一直线，与 300 μ 磁芯（磁芯初始磁导

率为 300)相交, 交点向右找到纵坐标上的代号 55035 和 55045 磁芯之间, 暂选择 55045 磁芯。

4. 计算匝数

由图 5.7 中找到MPP的初始磁导率为 300 的磁芯代号为 55045, 其 1000 匝的电感系数 $A_L=134\text{nH}\pm 8\%$ 。因此根据我们需要的电感量有

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{35}{0.134 \times 0.92}} = 16.85 \rightarrow 17 \text{ 匝}$$

校核 $17^2 \times 134 \times 0.92 = 35.6 \mu\text{H}$ 。因为是取整的关系, 与希望值有些误差。

5. 计算磁通密度

直流电流由 0 变化到 2A。由图 5-8 中得到其平均磁路长度为 $l=3.12\text{cm}$ 。磁场强度为

$$H = \frac{N \times I}{l} = \frac{17 \times 2}{3.12 \times 10^{-2}} = 1090 \text{ A/m} = 13.7 \text{ eO}$$

磁芯中的磁通密度为

$$B = \mu_0 \mu_r H = 4\pi \times 10^{-7} \times 300 \times 1090 = 0.4109 \text{ (T)} = 4109 \text{ (Gs)}$$

事实上, 我们感兴趣的是在直流电流下磁芯磁导率损失的百分比。某些厂家只给出一两点的数值, 要精确知道电感有困难。建议不要用这样的资料。

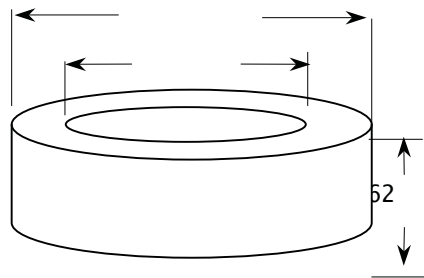
有些厂家提供描述磁导率与磁通密度关系计算公式(或曲线), 因为这些公式是拟合数据的, 不是根据理论推导, 所以在初始磁导率 20%以下公式开始较严重的误差。一般总是利用厂家提供的曲线, 而不是公式计算。

6. 计算电感变化量

55045 磁芯的初始磁导率是 300。我们在图 5-9 曲线 9 上找到 $H=13.7\text{eO}$, 此磁芯初始磁导率的百分比为 70%。这意味着在 2A 时电感减少到仅 $38.7 \times 70\% = 27.1 \mu\text{H}$ 。为了增加这个电感量, 我们增加匝数, 但磁导率降低到 80%超过了允许的偏摆值。增加匝数将增加磁通密度, 即进一步增加电感变化率。让我们用另一个低 μ 磁芯试试。

7. 第二次试算

我们采用一个 $\mu_r=125$ 磁芯。磁芯代号是 55050，其 $A_L=56\text{nH}\pm 8\%$ 。我们用最小 A_L 计算需要的匝数：



磁导率 μ_r	图号	$A_L \pm 8\%$	零件号
14	1	6.4	55053-A2
26	2	12	55052-A2
60	3	27	55051-A2
125	4	56	55050-A2
147	5	67	55049-A2
160	6	72	55048-A2
173	7	79	55044-A2
200	8	90	55047-A2
300	9	134	55045-A2
500	10	255	55046-A2

窗口 $A_w=0.383\text{cm}^2$ 截面积 $A_e=0.114\text{cm}^2$
 磁路长度 $l=3.12\text{cm}$ 体积 $V=0.356\text{cm}^3$
 重量 $G=3.07\text{g}$ 面积乘积 $AP=0.0437\text{cm}^4$ 填充系数 100%时平均匝长 2.49cm
 绕线表面积 $A_s=8.1\text{cm}^2$, 磁芯表面积 5.6cm^2

图 5-8 MPP55050A 磁芯尺寸数据

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{35\mu}{56n \times 0.92}} = 26 \text{ 匝}$$

8. 再次计算磁通密度、磁导率变化量和匝数

$$H = \frac{26 \times 2}{3.12 \times 10^{-2}} = 1664 \text{ A/m} = 20.910\text{e}$$

这比第一次试算高，但这是低磁导率磁芯，所以，磁通密度不会过高。

再由图 5-9 找到 125 μ 是曲线 4。在 20.910e 是初始磁导率的 86%。现在实际达到的电感量为 $56 \times 0.92 \times 26^2 \times 86\% = 30 \mu\text{H}$ 。我们需要 35 μH ，需要将匝数增加，电感与匝数平方成正比，因此我们需要增加的匝数为

$$N = \sqrt{\frac{35}{30}} \times 26 = 28.08 \rightarrow 29 \text{ 匝}$$

我们计算磁场强度为

$$H = \frac{29 \times 2}{3.12 \times 10^{-2}} = 1859 \text{ A/m} = 23.360\text{e}$$

由此查得初始磁导率的近似 84%。实际电感量为

$$L_{\min} = 56 \times 29^2 \times 84\% \times 0.92 = 36.4 \mu\text{H}$$

结果大于需要的电感量 4%，这是允许的。磁芯中磁通密度为

$$B = H \times \mu_0 \mu_r \times \% = 1859 \times 125 \times 0.84 \times 4 \times \pi \times 10^{-7} = 0.2943 \text{ (T)}$$

这是直流磁通密度，没有损耗。

最常用的磁芯是 $\mu_r=60, 125$ 和 300 。如果你做一个样品，你最好选择其中一个。

在像这样几次迭代之后，我们得到这个尺寸并不使用的最低磁导率磁芯。获得所要的磁芯。或者就用 $\mu_r=60$ 磁芯。我们不用特殊规格磁芯。或者按选择指南，找到对于该应用最小可能尺寸磁芯。于是我们三个选择：

- 1) 我们放宽电感的变化范围，即允许电感从较高数值变化到较低数值。这影响到电感中的纹波电流，从而影响到输出电容的纹波电流和输出纹波电压，随负载从最小到最大改变。这也意味着 LC 滤波存在双极点频率，会给闭环特性带来麻烦。同时输出电容纹波将变化较大—或许这还能忍受。
- 2) 我们可以选择 Magnetis 的高磁导率磁芯，是 58XXX，而不是 55 XXX。这些磁芯在饱和以前具有较高的磁通密度，但是最大的好处是 50% 初始磁导率的范围提高了。但高磁导率磁芯成本高些，而且规格有限。
- 3) 很明显，很可能选择下一个较大尺寸，再试一次。

所有这些选择仅需要几分钟，选一个磁芯只需一刻钟。

9. 选择导线

我们按需要的电感选择了磁芯和匝数，下面我们可以计算绕到此磁芯上的导线尺寸，然后计算功率损耗。选择导线与其他磁芯结构相似，这里不详细介绍，可参考磁芯设计的其它书籍。

由手册得到（图 5-8）55050 的线圈窗口面积为 0.383cm^2 。对于一个环，你不可能将它绕满，你没有这样的工具可以穿过任意细的孔。此外，导线不可能非常整齐排列。因此环最好的充填系数也只有环窗口的 40~50%（充填系数）。不要忘记，导线尚有绝缘也占窗口截面。还有双倍、三倍或四倍绝缘，并具有各自的面积。细导线的绝缘比粗导线绝缘所占百分比大，而多股的所谓利兹线绝缘要占有有效窗口 50%。

单股导线可用截面积是总窗口截面的一半除以总匝数

$$A_{cut} = \frac{A_w / 2}{N} = \frac{0.383 / 2}{27} = 0.00709 \text{ cm}^2 / \text{匝} = 0.71 \text{ mm}^2 / \text{匝}$$

一般电流密度可以选择 4A/mm^2 ，2A 只要 0.5mm^2 即可，小于 0.71mm^2 。可以选择裸径 0.83mm ，带绝缘直径为 0.92mm 的导线，截面积为 0.541mm^2 。

10. 计算电阻

已经选择了导线规格，现在我们可以计算此线圈上的电阻。从 5-8 中我们找到 100% 填充系数的

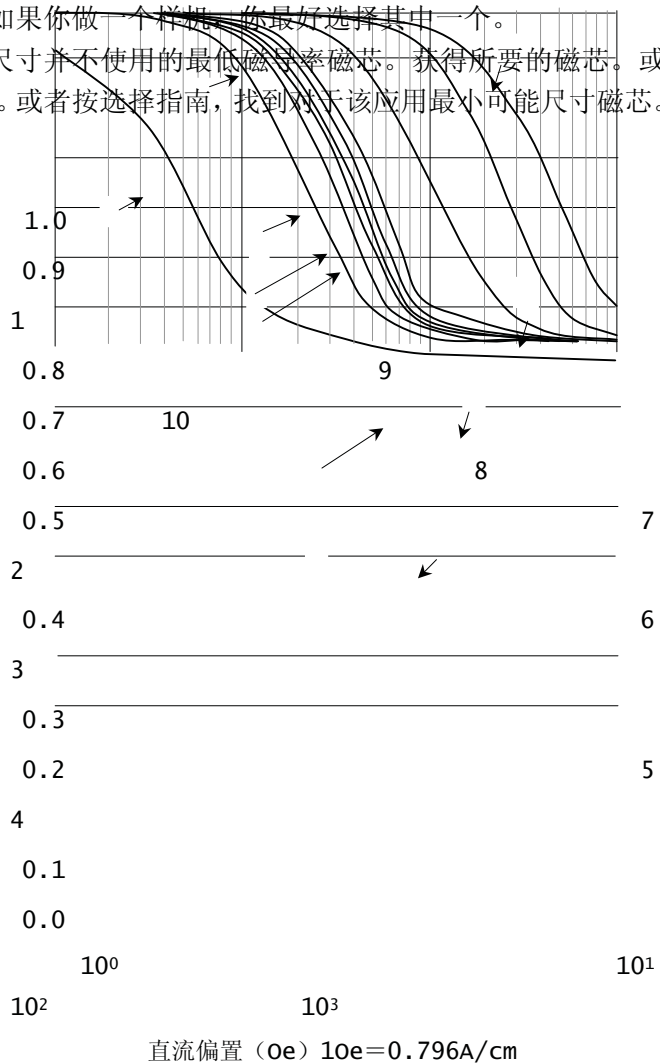


图 5-9 磁芯直流偏置下相对磁导率变化百分比

每匝长度为 2.49cm。此选择在理论上还是符合实际的。因为不到 50%填充系数，那是因为绝缘、装配件等等。以此计算估计线圈电阻比实际高，保守些。

如果生产厂没有给出 100%填充系数每匝长度时，或没有告诉你每匝长度的填充系数，可以这样近似：每匝长度等于 $OD + 2H_t$ ，这里 OD 是没有绕线圈的磁芯外径， H_t 是未绕线圈的磁芯高度。

图 5-8 列出每匝长度为 2.49cm。0.83mm 导线 20°C 每米电阻为 32.4mΩ。因此 20°C 电阻为

$$R = (l/N) \times N \times (\Omega/l) = 2.49 \times 10^{-2} \times 29 \times 0.0324 = 23.4 \text{ m}\Omega$$

根据我们初始计算的电阻是绝对最大允许值 75mΩ 的 30%。实际上还有磁芯损耗。

11. 功率损耗

我们已经计算了磁通密度和电阻。为求得电感中总损耗（还要考虑温度，要迭代），我们需要决定磁芯损耗交流磁通密度。

开关频率为 250kHz。其周期为 4μs。占空度为 33%（因为 $U_o/U_i = 5/15 = 33\%$ ），所以峰峰值纹波电流为 0.377A。磁芯的峰值交流磁通密度为

$$H_{ac} = NI_{ac} / l = 29 \times 0.377 / 3.12 = 3.51 \text{ A/cm} = 4.410e$$

所以

$$B_a = \mu_0 \mu_r H_{ac} = 0.4\pi \times 10^{-8} \times 125 \times 84\% \times 3.51 \times 10^2 = 0.0463 \text{ (T)}$$

因为此时磁导率是初始磁导率的 84%（2A 直流偏置使得 μ 下降）。

虽然求得交流磁通密度，我们还不能求磁芯损耗，因为电流波形是三角波，不是正弦波。我们已经有了正弦波损耗，我们可以用幅值与三角波相同的正弦波代替三角波来近似。

这种近似要以试验和测试为基础。不可能用磁芯损耗计算获得可靠的结果。如果误差在 10%~20% 之内已经是很好了。但要注意，如果是直流电感，交流纹波几乎为零，当然磁芯损耗也几乎为零。

对于 Magnetics 的 $\mu_r = 125$ 磁芯，每 cm^3 损耗表达式为

$$p_L = 1.199 B^{2.31} f^{1.4} = 460.7 \text{ mW/cm}^3$$

式中 $B = 0.463 \text{ kGs}$ ， $f = 250 \text{ kHz}$ 。体积 $V_e = 0.356 \text{ cm}^3$ 。所以磁芯损耗为

$$P_c = p_L \times V = 460.7 \times 0.356 = 164 \text{ mW}$$

为得到设计的总损耗，让我们加上铜损耗： $P_{cu} = I^2 R = 2^2 \times 0.0234 \Omega = 93.6 \text{ mW} (20^\circ\text{C})$ 。可以看到铜损耗比磁芯损耗大。可以增加匝数。如果纹波做的非常小，则产生的磁芯损耗小，告诉我们要减少铜损耗来增加磁芯损耗。我们拆除一些匝数，采用高磁导率磁芯，使得电感偏摆加大。在实际操作中，我们不让电感偏摆低于初始值的 80%，否则引起不必要的损耗。当然，还有的一个理由，反激变压器避免电感决定的极点移动太大，引起环路稳定问题。无论如何，即使损耗已经最佳，以这一点计算，也不要超过这个百分比。

总的功率损耗 $P = P_c + P_{cu} = 164 + 93.6 = 257.6 \text{ mW}$ ，由图 5-8 查得 $A_s = 5.6 \text{ cm}^2$ ，我们应用预计温升公式

$$\Delta T = \left[\frac{P}{A_s} \right]^{0.833} = \left[\frac{257.6}{5.6} \right]^{0.833} = 24.27 \text{ } ^\circ\text{C}$$

式中 P —环形磁芯电感损耗功率 (mW) ; A_s —电感器散热表面积 (cm²) (图 5-8)。如果功率损耗引起的温升由铜损耗占支配地位, 且温升过高, 我们就减少匝数。实际上, 有必要选取下一个尺寸较大的磁芯。相反如果温升太低, 重选择下一个较小磁芯重算。较小磁芯也价廉。

12. 温度关系

温升 24.27°C, 我们可以计算该温升的铜损耗。93.6mW 是假定温度 20°C。这里的目标是找到最后的铜损耗和预计温升。即我们要计算增加的铜损耗引起的温升, 而铜损耗也是这个温升下的损耗。用两个方程联解, 没有一般形式的解, 对于所有实际设计, 可以用迭代法来解, 一般一两个循环就可以了。

我们温升计算第一次预计温升为 ΔT , 为 24.27°C, 于是电阻将乘以一个系数 $(1.0039)^{24.27} = 1.099$, 因为铜为正温度系数 0.39%/°C, 于是, 电阻在 $(20+24.27) = 44.27^\circ\text{C}$ 是 $23.4 \times 1.099 = 25.72\text{m}\Omega$ 。新的铜功率损耗为 103mW, 总功耗 267mW 损耗温升为 25°C, 这很接近计算铜阻的温升, 现在全部计算一致了。如果磁芯工作在环境温度 25°C, 温度 50°C 是比较低的。

但在实际应用中, 通常希望限制磁芯温升在 40°C 左右。

作为例子, 如果电感工作在一个环境温度 70°C, 电感温度上升到 125°C, 你需要强迫风冷散热设计。当计算电阻时, 不要忘记最高温度。

13. 结论:

正如你看到的, 即使最简单电感, 一个直流电感设计也要做许多工作。做这样的设计通常使用计算机程序。所有主要的大厂, 他们有自己的磁芯的设计程序, 但软件的质量和可用性有很大不同, 这是设计者应当注意的。

5.7 实际反激变压器设计

反激变压器一半是电感, 一半是变压器。设计步骤与电感相似。隔离的反激变压器设计与非隔离反激电感除了没有次级几乎一样。本例设计要求如下: 输入直流电压 48V±10%。输出功率为 10W (5V/2A)。开关频率 250kHz。10W 输出时变压器损耗 0.2W (根据变换器希望效率得到总损耗分配给变压器的损耗), 则变压器效率应为 98% (0.2/10=2%)。要得到此效率你得调整磁芯尺寸; 如果变压器比较小, 效率降低。

你设计反激变压器初级还需要四个数据: 输出功率(输出电压和电流), 开关频率, 损耗和输入电压(对非隔离反激电感也是如此)以及电感量。

如果使用 PWM 芯片 UC3845, 最大占空度为 45%。最大占空度选择关系到此反激变换器是工作在连续还是断续模式; 我们将计算如下。我们的例子的目标是断续模式。

我们再添一个设计目标, 要求变压器是扁平的, 这是因为高度限制。

1. 反激的方程

在每次开关导通前, 次级电流已经下降到的工作模式称为断续工作模式。当反激变压器初级开关闭合时, 初级起电感作用。电压加在初级电感上, 电流斜坡上升:

$$I_{1p} = \frac{U_{i\min}}{L_1} T_{on\max} = \frac{U_{i\min} D_{\max}}{L_1 f}$$

(5-8)

其中： D_{\max} 为最大占空度； f 为开关频率； $T=1/f$ 是开关周期。初级电流波形如图 5-10 所示。

导通期间存储在初级的能量为

$$W_i = \frac{L_1 I_{1p}^2}{2} = \frac{U_{i\min}^2 D_{\max}^2}{2f^2 L_1}$$

每周期传输的能量 W_i ，则传输功率为

$$P_i = W_i f = \frac{U_{i\min}^2 D_{\max}^2}{2fL_1} = \frac{U_{i\min}^2 T_{on\max}^2}{2L_1} f = \frac{P_o}{\eta}$$

(5-9)

要满足式 (5-9)，必须在功率管再次导通前次级电流下降到零，即复位时间 $T_R < T_{off} = T - T_{on}$ 。输出平均电流为

$$I_o = \frac{I_{2p}}{2T} T_R$$

一般选 $T_{on} + T_R = (0.8 \sim 0.9) T$ ，在最低输入电压时 $T_{on\max} = 0.5 T$ ，所以 $T_{R\max} = (0.3 \sim 0.4) T$ 。因为

$$U_o = L_2 \frac{I_{2p}}{T_R}$$

输出功率

$$P_o = W_o f = \frac{U_o^2 T_R^2}{2L_2} f$$

(5-10)

将式 (5-10) 代入式 (5-9)，并经化简得到

$$\frac{U_{i\min}^2 T_{on\max}^2 \eta}{U_o^2 T_R^2} = \frac{L_1}{L_2}$$

或匝比

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_{i\min} T_{on\max}}{U_o T_R} \sqrt{\eta}$$

(5-11a)

考虑到最低输入电压最大导通时间 $T_{on\max} = 0.5 T$ 和 $T_{R\max} = 0.4 T$ ，如果效率 $\eta = 0.96$ ，则

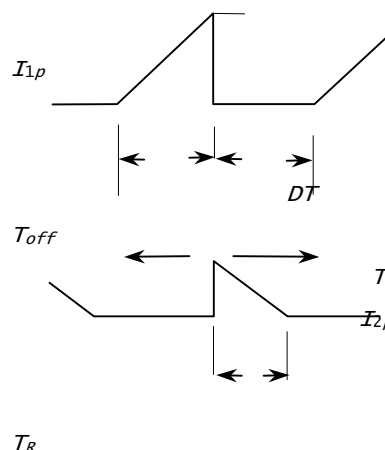


图 5-10 断续模式反激电流波形

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{0.5U_{i\min}}{(0.3 \sim 0.4)U_o} \sqrt{0.96} = (1.63 \sim 1.224) \frac{U_{i\min}}{U_o}$$

(5-11b)

式(5-9)是断续模式反激变换器基本方程。一旦输入电压给定,要增加输出功率,你必须要么减少频率,要么减少电感量,没有其它选择。一旦开关频率选定,要增加输出功率,你可以做的就是减少电感量。在实际产品中存在最小电感(应当大于10倍于杂散电感,例如最低应有 $5\mu\text{H}$)问题,低输入电压时,断续模式反激变压器有一个实际最大的传输功率,一般在 $50\sim 100\text{W}$ 。

在输入电压较低时,你不应当设计大于 50W 的反激变换器。虽然有人声称在实验室中能做出 5V 输入 100W 输出,但决不会在生产线上生产。

我们假定开关频率为 250kHz (受开关晶体管限制)。由式(5-9)在最低输入电压时所需要的电感量为

$$L_1 = \frac{(U_{i\min} D_{\max})^2 \eta}{2fP_o} = \frac{(48 \times 0.9 \times 0.45)^2 \times 0.96}{2 \times 250 \times 10^3 \times 10} = 72.5 \mu\text{H}$$

选择 $L_1=61\mu\text{H}$,由式(5-8)初级电流峰值 I_{1p}

$$I_{1p} = \frac{U_{i\min} D_{\max}}{fL_1} = \frac{48 \times 0.9 \times 0.45}{250 \times 10^3 \times 72.5 \times 10^{-6}} = 1.07\text{A}$$

2. 选择磁芯材料

我们来选择做电感的磁芯材料。因为开关频率相当高,我们应选择铁氧体;也可以选择MPP。设计方法是成熟的,重复全部步骤。为了简化,这里仅考虑铁氧体。如果效率相同,铁氧体设计比MPP体积明显小。

我们已经知道

$$B_{\max} = \frac{\mu_0 \mu_r NI}{l_c} \quad (5-12a)$$

以及

$$L_1 = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A_e}{l_c} \quad (5-12b)$$

式中 l_e -平均磁路长度。由于是电感,需要存储能量,因此反激变压器(和任何采用铁氧体的电感)总是留有气隙。因为空气磁导率比铁氧体低得多,气隙大大地增加了有效磁路长度。带有气隙的有效磁路长度为

$$l_e = l_c + \mu_r l_\delta \quad (5-13)$$

在许多实际情况下,上式等号后的第二项远远大于第一项, $\mu_r \times l_\delta \gg l_e$,所以,可以近似为

$$l_e = \mu_r l_\delta \quad (5-14)$$

注意:这只有在磁芯不饱和时才是正确的。将这个近似代入,我们有

$$B_{\max} = \frac{\mu_0 NI}{l_\delta}$$

和

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A_e}{l_\delta}$$

(5-15)

如果在铁氧体（或其它高磁导率材料）上有一个气隙，在确认磁芯没有饱和后，使用式（5-15）计算，可以看到，在不饱和情况下，电感是线性的；反之，使用式（5-12a）和（5-12b），当气隙很小时，记住使用式（5-13）的有效磁路长度。

3. 磁芯选择

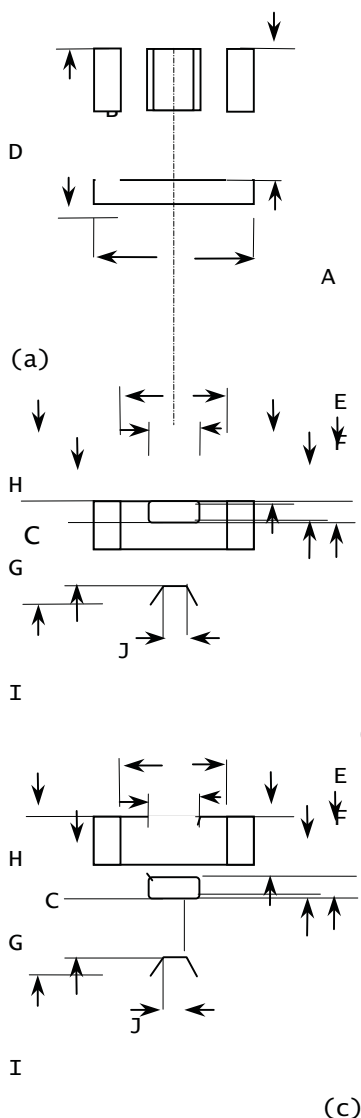


图 5-11 EFD 磁芯尺寸

磁心型号	磁 心 尺 寸 (mm)										
	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
EFD10 (b)	10.5 ±0.3	5.2 ±0.1	2.7 ±0.1	3.75 ±0.15	7.65 ±0.25	4.55 ±0.15	1.45 ±0.05	0.2 ±0.1	0.2 ±0.1	0.8 ±0.1	3.0 参考
EFD12 (c)	12.5 ±0.3	6.2 ±0.1	3.5 ±0.1	4.55 ±0.15	8.99 ±0.25	5.4 ±0.15	2.0 ±0.1	0.2 ±0.1	0.2 ±0.1	0.8 ±0.1	3.5 参考

为确定对于给定应用是否最好，通常需要比较几个不同的磁芯形状。但对于我们的设计要求低尺寸的变压器结构，就不必考虑其它的结构形式。我们别无选择的使用 EFD（Economic Flat Design）磁芯；设计完成之后，可以看到，这个磁芯比其它形式合理。

让我们先选取飞利浦最小 EFD 最小尺寸磁芯，EFD10，作为例子，让它传输 10W 功率。如果不能，我们再选取大一号尺寸。磁芯的尺寸标注见图 5-11。技术数据见表 5-4 和表 5-5。

4. 选择材料

现在我们选择磁芯材料。事实上，我们要是参考其它厂家手册，几乎有没完没了的材料品种，没有一种材料两家相同，如何选择？

参考飞利浦产品手册表 5-5，有好几种材料提供选择。

我们还是用飞利浦材料来说明。过去不管什么人在功率应用总是使用 3C6A。此材料特性差，而且损耗大；现在标注为 3C80，现在只用在要求低成本才使用。代替它的是 3C8，现在叫做 3C81。但是，开关频率继续上升，飞利浦开发新的材料—请记住磁芯损耗随开关频率迅速增长，所以今天，有许多功率磁芯材料，我们可以根据开关频率进行选择。

所以，这些磁芯只要在规定的频率范围，相同的磁通密度变化率具有相同的损耗，都可以代用。材料的些微区别因磁芯材料结构的不同，参数的公差就显得不重要了。

表 5-4 EFD 磁芯数据

EFD15 (b)	15.0 ±0.4	7.5 ±0.15	4.65 ±0.15	5.5 ± 0.25	11.0 ± 0.35	5.3 ±0.15	2.4 ±0.1	0.2 ±0.1	0.5 ±0.1	0.8 ±0.1	3.5 ±0.1
EFD20 (c)	20.0 ±0.55	10.0 ±0.15	6.7 ±0.2	7.7 ± 0.25	15.4 ±0.4	8.9 ±0.2	3.6 ±0.15	0.2 ±0.1	0.8 ±0.1	0.8 ±0.1	4.5 ±0.2
EFD25 (c)	25.0 ±0.66	12.5 ±0.15	9.1 ±0.2	9.3 ± 0.5	18.7 ±0.6	11.4 ±0.2	5.2 ±0.15	0.6 ±0.1	1.0 ±0.1	1.0 ±0.1	5.0 ±0.2
EFD30 (c)	30.0 ±0.8	15.0 ±0.15	9.1 ±0.2	11.2 ±0.3	22.4 ±0.6	14.6 ±0.25	4.9 ±0.15	0.8 ±0.1	1.0 ±0.1	1.0 ±0.1	6.0 ±0.2

表 5-5 EFD 磁芯有效尺寸

磁芯型号	有效磁芯参数				A_L/nH (无气隙)		
	l_e/m	A_e/mm^2	V_e/mm^3	C_l/mm^{-1}	3C85±25%	3F3±25%	3F4±25%
EFD10	23.7	7.2	171	3.30		500	280
EFD12	28.5	11.4	325	2.50		700	380
EFD15	34.0	15.0	510	2.27		700	400
EFD20	47.0	31.0	1460	1.52		1150	580
EFD25	56.9	58.1	3300	1.00	2000	1800	
EFD30	68.0	69.0	4700	0.98	2100	1900	

我们的反激变换器工作频率 250kHz,看看软磁铁氧体材料选择表(表 5-6),并推荐使用 3F3(或其它生产厂等效材料)。此材料很好,其损耗在相同频率,相同磁通密度是 3C85 的一半。或者在你读此书时,又有新的材料。这里对于我们 EFD10 的材料使用 3F3 材料。

所以,这些磁芯只要在规定的频率范围,相同的磁通密度变化率具有相同的损耗,都可以代用。材料的些微区别因磁芯材料结构的不同,参数的公差就显得不重要了。

我们的反激变换器工作频率 250kHz,看看软磁铁氧体材料选择表(表 5-6),并推荐使用 3F3(或其它生产厂等效材料)。此材料很好,其损耗在相同频率,相同磁通密度是 3C85 的一半。或者在你读此书时,又有新的材料。这里对于我们 EFD10 的材料使用 3F3 材料。

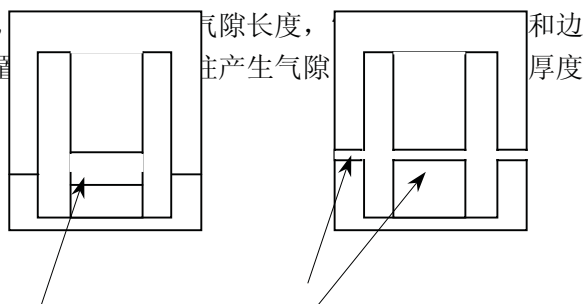
5. 选择气隙

已经选择了磁芯的形状和材料,下面我们选择气隙。气隙不能太小,如果气隙太小,由于装配公差影响电感数值,还可能引起磁芯饱和。要控制气隙达到 0.25~0.5mm 是不现实的,因为研磨公差 0.025~0.05mm。气隙在 0.25~0.5mm 以下,你宁可去买预留气隙磁芯,这种磁芯能保证 A_L 值,而不是气隙尺寸。

即使采用预留气隙磁芯,你还必须当心气隙变化多大:装配的胶将增加气隙长度(特别是由于胶增加的长度每个磁芯之间可能不同),同时,如果是罐型磁芯,可能膨胀开来。要是气隙大于 0.5mm,就可避免这类问题。

当你买一对(两个一半)磁芯,给出 A_L ,通常是一半有气隙,而另一半无气隙。因此实验室中,你要想得到一半的 A_L 值,只要用两个预留气隙合在一起。当然,剩下的是不留气隙磁芯。

在实验室做气隙磁芯时，一般你放两个垫片在磁芯的外边柱（如 0.05mm 多层聚酯薄膜带），并使每个垫片相等并等于希望的气隙。你应当记住，柱（两个中的一个）磁路气隙之和。因为在边柱放置垫片产生气隙应是总气隙的一半（参看图 5-12）。



如果你要在中柱产生 1.26mm 气隙，你需要在每边放置 0.63mm 的气隙。

现在我们来选择气隙，并参考飞利浦手册。我们看到，市售的标准产品中 EFD10 有 5 个不同的 A_L 值。我们可以假定这样小的磁芯可以做 72.5 μ H 电感，所以我们用这个最高 A_L 来试探。因为 A_L 最高，则匝数最少，因而线圈电阻也最低。最高 $A_L=160\text{nH}$ ，为了得到 72.5 μ H，我们需要

$$N = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{72.5 \times 10^{-6}}{160 \times 10^{-9}}} = 21.3 \text{ 匝}$$

δ $\delta/2$
图 5-12 中心柱气隙等于两倍边柱气隙

选择 $N=22$ 匝，所用的磁芯 $A_e=0.072\text{cm}^2$ ，所以可以计算气隙

$$\delta = \frac{\mu_0 N^2 A_e}{A_L} = \frac{0.4\pi \times 1^2 \times 0.072 \times 10^{-8}}{160 \times 10^{-9}} = 0.005655 \text{ cm.}$$

太薄！这显然不是你要达到的数值。知道气隙以后，你可以计算磁通密度

$$B = \mu_0 H = \frac{\mu_0 \times N \times I}{\delta} = \frac{4\pi \times 22 \times 1.07 \times 10^{-7}}{0.005655 \times 10^{-2}} = 0.523 \text{ (T)}$$

这大于 3F3 在 100°C 时饱和磁通密度 $B_s=0.33\text{T}$ 尽管在手册上 25°C 饱和磁通为 0.5T，但磁芯工作温度总是超过 25°C，而且在最坏情况下远远大于 25°C，0.5T 对使用意义不大。因此不能选用这个磁芯。根据以上的方法，我们计算了不同 A_L （气隙）一组结果，如表 5-6 所示。最终 $A_L=25 \mu$ H 是菲利普最大预留气隙磁芯。这个表中仅有两个磁芯的磁通密度小于 100°C 时 3F3 饱和磁通密度 0.3T，所以就不必考虑 A_L 为 63nH 和 100nH 另外两种磁芯。

表 5-6 预留气隙磁芯磁通密度计算

A_L (nH)	N	δ (cm)	B (mT)
100	27	0.00912	398.0
63	34	0.0144	317.5
40	43	0.0226	255.8
25	54	0.0362	200.6

6. 选择次级匝数

根据式 (5-11b) 得到

$$n = \frac{N_1}{N_2} = (1.63 \sim 1.224) \frac{U_{i\min}}{U_o} = \frac{1.4U_{\min}}{U_o} = \frac{1.4 \times 0.9 \times 48}{5.4} = 11.2$$

则次级匝数为

$$N_2 = \frac{N_1}{n} = \frac{54}{11.2} = 4.8$$

取 5 匝。这里 U_o' 是输出电压与整流器压降之和。工程中，变压器输出功率与变换器输出功率是不同的。同样变压器的效率与变换器的效率也是不同的概念。这里主要是说明设计的基本步骤，没有严格区分。

假设没有漏感，次级电感量为

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2} = \frac{72.5}{(54/5)^2} = 0.62 \mu F$$

校核复位时间

$$T_R = L_2 \frac{I_{2p}}{U_o'} = L_2 \frac{I_{1p}n}{U_o'} = 0.62 \times \frac{1.07 \times 54}{5.4 \times 5} = 1.33 \mu s$$

导通时间是 $D_{\max} \times (1/f) = 0.45 \times 4 = 1.8 \mu s$ 。要保持断续模式，应当具有

$$T_{on\max} + T_R = 1.8 + 1.33 = 3.13 \mu s < T = 4 \mu s$$

在最低输入电压时，仍能保持断续模式。

7. 磁芯损耗

我们两种选择的磁芯 $A_L = 25 \mu H$ 和 $40 \mu H$ 损耗有多大？在一个反激变换器中，电流是单方向的，所以磁通密度也是单方向的，它由 0 增加到最大值 B_{\max} ，再由最大值下降到零，所以峰值磁通密度是对称磁化 B_{\max} 的一半。对于 3F3 材料在 250kHz 时，磁通密度 $255.8mT/2 = 127.9 mT$ 时损耗近似为 $373mW/cm^3$ ；而 $200.6/2 = 100.3mT$ 时近似为 $209.5mW/cm^3$ 。（菲利普 3F3 资料如图 5-13 所示）

我们注意到铁氧体（包括 3F3）材料应用有 3 个特性需要关注的：磁化曲线的温度特性（图 5-16）、损耗密度的温度特性（图 5-14）以及损耗密度与磁通密度和频率的关系（图 5-13）。

铁氧体的主要特性

磁化曲线与温度关系（图 5-16）可以看到，随着温度升高，饱和磁通密度下降。开关电源中的磁性元件总是要发热的，而且由于散热不良，磁芯最里面部分（中柱）温度最高，一般有可能超过 $100^\circ C$ ，因此，饱和磁通密度应限制在 $100^\circ C$ 对应的饱和磁通密度，对于 3F3 应在 $0.33T$ 以下。

我们从损耗与温度关系曲线（图 5-14）可以看到，在温度较低时，铁氧体损耗随温度升高而降低；但达到某一谷点之后，随温度增加而上升，有正反馈性质，上升较快。限制了铁氧体工作温度。一般最热点温度不应超过 $120^\circ C$ 。

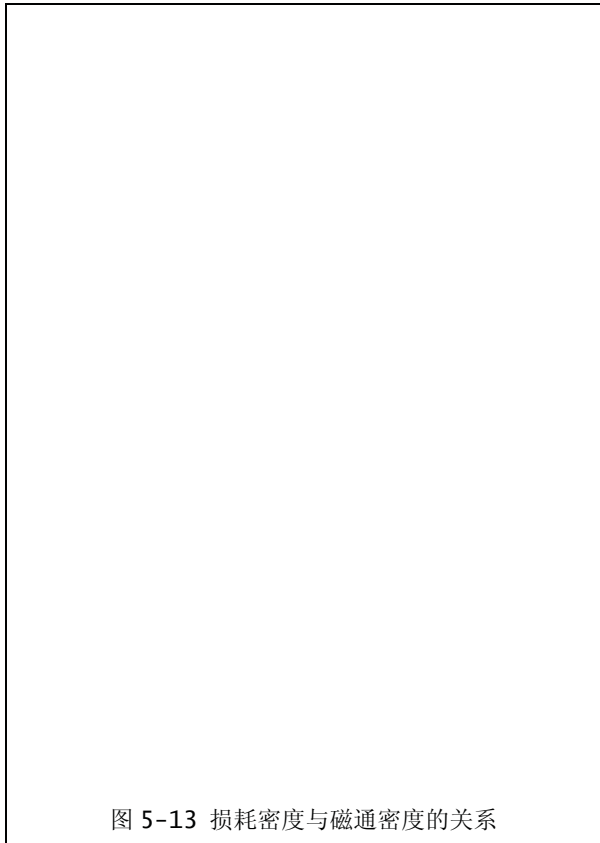


图 5-13 损耗密度与磁通密度的关系

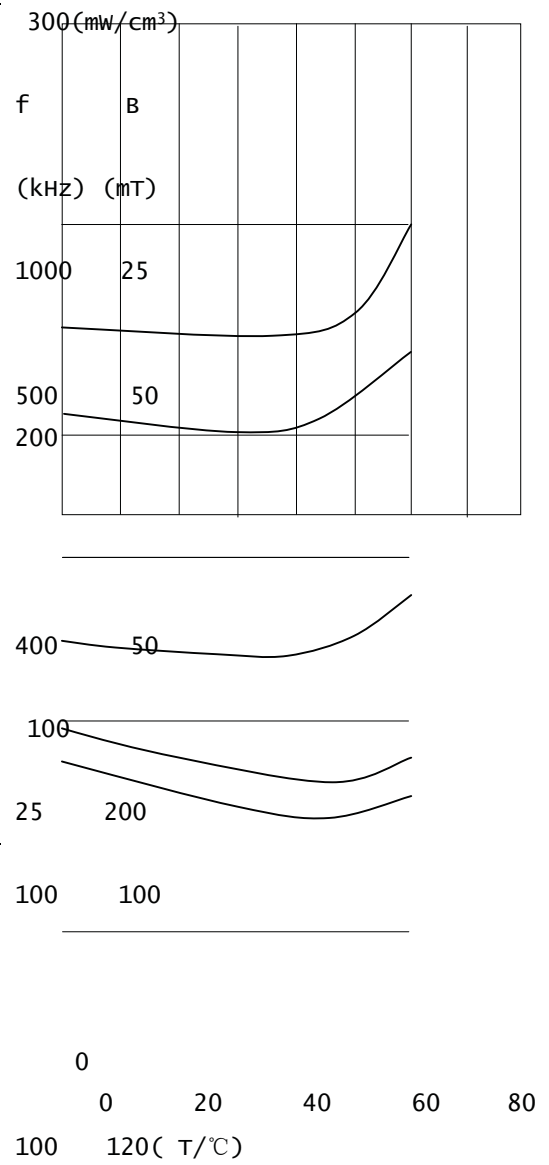


图 5-14 3F3 损耗密度与温度关系

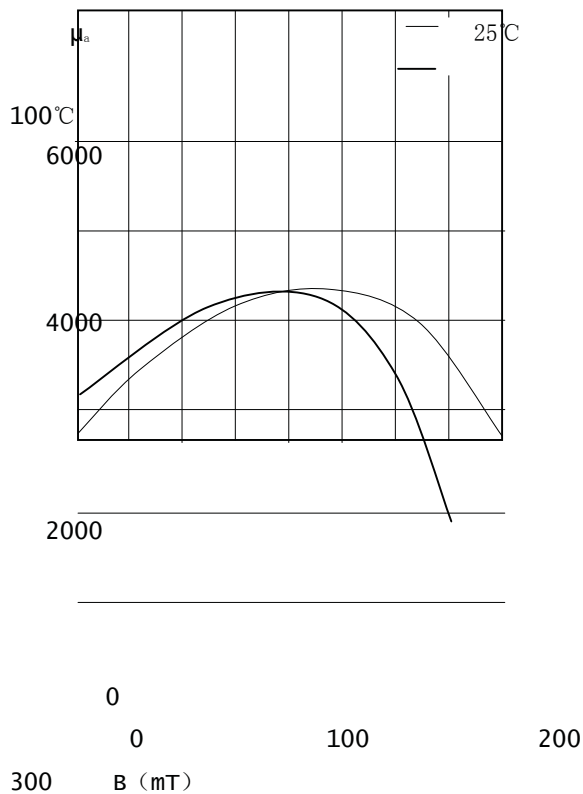


图 5-15 3F3 磁导率与磁通密度关系

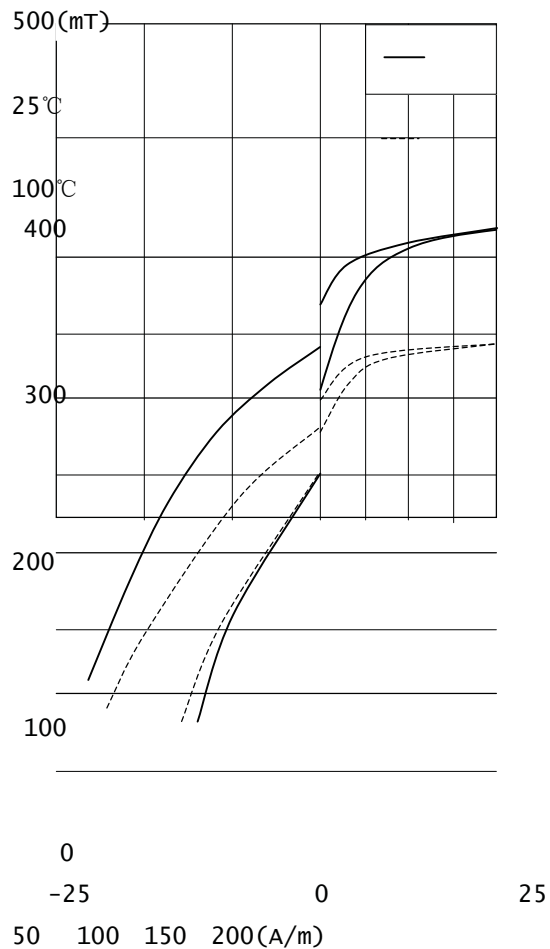


图 5-16 3F3 磁滞回线

在高频下，损耗与磁通密度和频率关系（图 5-13）是指数关系。通常厂商只给出代表性的几个频率。如果你工作频率在图中没有，就需要插补曲线；或者，因为图比较小，很难精确读取图中数值，我们可以利用厂商提供的损耗曲线，写出损耗密度（单位体积损耗）方程，就可以较精确选择工作磁通密度和损耗。损耗与磁通密度 B 和 f 的关系可表示为

$$p = aB^x \tag{5-16}$$

式中 a 和 x 都是常数，可以由损耗曲线在接近工作频率的曲线上选择你可以精确读出损耗数的两个点。就得到两个方程，很容易解出两个未知数，从而得到损耗的数学表达式。

例如，我们使用的 3F3 材料在 200kHz，我们取 500Gs，损耗是 20mw/cm³，而 800Gs，是 80mw/cm³。得到两个方程为

$$20 = a500^x \tag{5-17}$$

$$80 = a800^x \tag{5-18}$$

将式（5-17）左右乘以 4，代（5-18）入式，得到

$$4 \times 500^x = 800^x$$

两边取对数，得到

$$0.602 + 2.699x = 2.903x$$

求得 $x=2.94$ 。代入初始方程，得到 $a=2.19 \times 10^{-7}$ 。因此在 200kHz 的损耗密度为

$$p = (2.19 \times 10^{-7})B^{2.94}$$

式中 B 为高斯。

因为工作频率与 200kHz 靠近，损耗密度与频率的关系不必用插补法而是简单乘以一个系数 $250/200=1.25$ 得到。如果相差较远，同样可以立方方程去求解。

8. 降低开关频率能降低磁芯损耗吗？

为了回答这个问题，我们回到磁芯损耗与磁通密度和频率的非线性关系，典型的关系为

$$p = \eta f^{1.2} B^{2.3}$$

所以，如果开关频率减少一半，让我们看看发生了什么：

$$f \rightarrow f/2$$

$$L \rightarrow 2L$$

$$N \rightarrow \sqrt{2}N$$

$$B \rightarrow \sqrt{2}B$$

为维持功率水平电感加倍。要电感加倍，这意味着匝数增加根号 2 倍；因为 B 与匝数成比例， B 增加根号 2 倍。

所以总损耗是

$$(f/2)^2 (\sqrt{2}B)^{2.3} (2L) \approx 1.92 f \text{ cm}^3$$

因为磁芯的体积正比于存储的能量，能量与电感线性关系。频率减半，损耗几乎加倍。换句话说，开关频率低，降低了晶体管损耗

$$P_Q = P_{on} + af$$

其中 P_{on} 为导通损耗；而 a 为每次开关损耗的能量，乘以开关频率是开关损耗。如果开关损耗等于导通损耗，则

$$P_Q \left(\frac{f}{2} \right) \approx 0.5 P_Q(f)$$

如果开关损耗超过导通损耗（高频确实如此），虽然可找到很宽的最佳区域，典型的情况是改变开关频率对效率没有明显的影响。实际的好处是随着频率的提高，磁元件体积减少。

再回到损耗计算。总的磁芯体积是 $171\text{mm}^3=0.171\text{cm}^3$ ，一对磁芯总损耗为 $373\text{mW} \times 2 \times 0.171=127.6\text{mW}$ ，对于第二个， $209.5\text{mW}/\text{cm}^3 \times 0.171\text{cm}^3 \times 2=71.6\text{mW}$ 。回顾总损耗是 0.2W ，选择前者，磁芯损耗大，而线圈损耗小；选择后者则相反。但总损耗不应当超过 0.2W 。

如果磁芯损耗太高，我们有两个选择：要么进一步增加气隙；或选择更大磁芯。随着气隙加大，边缘磁通加大，漏感增大。漏感增大将引起其它电路元件的损耗。同时，较大的磁芯占有电路板面积大和成本高，工程上要折衷考虑。

9. 线圈损耗计算

在前面的设计我们计算了磁芯损耗。此类磁芯没有列出窗口面积，我们可以从规定磁芯结构尺寸直接求得，如图 5-17 所示。

在计算窗口面积时，要记住导线是从一边窗口绕回到另一边完成 1 匝，所以是半个窗口面积，如图 5-17 中（磁芯是有两个一半磁芯组成总的）阴影面积所示。此磁芯总的窗口面积 A_e 为阴影面积两倍

$$A_e = \frac{7.65 - 4.55}{2} \times (3.75 \times 2) = 11.625 \text{ mm}^2$$

对于这个磁芯形状，我们可以达到 80% 充填系数（如果初级要与次级绝缘，充填系数要大打折扣，首先要给绝缘带面积，其余才是导线截面积）。初级与次级线圈各占一半面积，每匝初级线圈的面积为

$$A_{cu} = \frac{11.625 \times 0.8}{2 \times 54} = 0.0861 \text{ mm}^2$$

选取 $d=0.31\text{mm}$ (0.0755) 导线。每米电阻为 0.232Ω 。

为得到比较保守的每匝平均长度，我们假定线圈绕满整个窗口，同时是矩形截面

$$l_a \approx \frac{E+F}{2} \times 2 + \left(\frac{E-F}{2} + G\right) \times 2 = 2(E+G) = 2(7.65 + 1.45) = 18.2 \text{ mm} = 1.82 \text{ cm}$$

式中 G 为中柱厚度。所以， 20°C 时线圈电阻为

$$R_{20} = 54 \times 1.82 \times 0.00232 = 0.228 \Omega$$

实际线圈总是要发热的，温度高于 20°C ，假定线圈温度为 60°C （可以用以上电感设计中迭代求解），线圈电阻为

$$R_{60} = R_{20} \times 1.0039^{(60-20)} = 0.228 \times 1.168 = 0.266 \Omega$$

由此就可以计算损耗功率。用窗口面积计算温升。应当与当初假定值接近。否则，重新迭代。

10. 要考虑集肤效应吗？

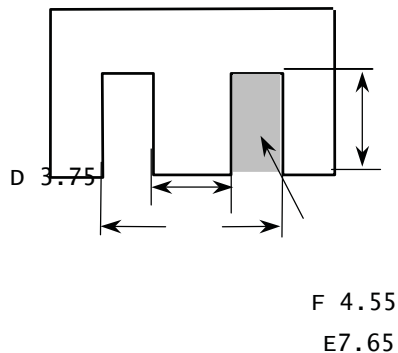
高频电流在导体的外表面流通的现象称为集肤效应。集肤深度与电流频率、导线的材料磁导率、电阻率和电阻率的温度系数有关。在频率足够低时，集肤深度大于导线直径，使用导线整个截面积。在开关电源中，频率很高，集肤效应影响很大。导线直径最好小于集肤深度。多股细线组成的利兹线是最好的选择。利兹线的每根细线之间是绝缘的。这样绝缘占据很多窗口面积。

对于铜导线，温度为 20°C 集肤深度为

$$\Delta_{20} = \frac{6.61}{\sqrt{f}} \text{ (cm)}$$

铜导线电阻率正温度系数，对着温度升高电阻率增加，集肤深度有增加，温度 100°C 时的集肤深度为

$$\Delta_{100} = \frac{7.6}{\sqrt{f}} \text{ (cm)}$$



半个窗口

图 5-17 计算线圈窗口

对于开关频率 250kHz, 100°C 集肤深度为

$$\Delta_{100} = \frac{7.6}{\sqrt{f}} = \frac{7.6}{\sqrt{250 \times 10^3}} = 0.0152 \text{ cm} = 0.152 \text{ mm}$$

显然导线直径接近两倍集肤深度。要是利用利兹线或多股线, 窗口无法绕下 54 匝线圈。我们还是选择直径 0.31mm 导线。

11. 铜损耗和总变压器损耗

应当记住, 铜损耗由电流的有效值决定。对于锯齿波电流 (图 5-10) 其平均值为

$$I_{dc} = \frac{I_{1p} D}{2} = \frac{1.07 \times 0.45}{2} = 0.24 \text{ A}$$

有效值为

$$I_{rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{D}{3}} = 1.07 \sqrt{\frac{0.45}{3}} = 0.41 \text{ A}$$

交流分量有效值为

$$I_{ac} = \sqrt{I^2 - I_{dc}^2} = \sqrt{0.41^2 - 0.24^2} = 0.33 \text{ A}$$

于是初级直流损耗功率为 $0.24^2 \times 0.266 = 0.0152 \text{ W}$ 。为减少邻近效应, 将初级线圈分成一半将次级夹在中间, 假定初级为一层, 导线直径是穿透深度的 2 倍, 由 Dowell 曲线 (图 5-18) 得到, 交流电阻与直流电阻比值为 $R_{ac}/R_{dc} = 2$ 。于是线圈交流损耗为 $0.33^2 \times 0.266 \times 2 = 0.0586 \text{ W}$ 。于是初级线圈总损耗为 $0.0152 + 0.0586 = 0.0738 \text{ mW}$ 。如果次级线圈损耗等于初级损耗, 总损耗超过允许值。同时可以看到交流损耗远远大于直流损耗, 应当采用利兹线。如果减少电感, 但峰值电流加大, 这样磁芯窗口无法绕下线圈。建议采用大一号磁芯再试算一次。

12. 重新选择磁芯尺寸

选择 EFD12: $A_e = 11.4 \text{ mm}^2$, $V_e = 0.325 \text{ mm}^3$, $l_e = 28.5 \text{ mm}$ 。由表 5-4 (D×(E-F)) 窗口 $A_w = 16.33 \text{ mm}^2$ (窗口宽度 $2D = 9.1 \text{ mm}$)。材料仍然选择 3F3。预留气隙磁芯有 4 个 A_L 值: 250, 160, 100, 63 和 40 (nH)。根据以上计算选择 $A_L = 63 \text{ nH}$ 。由表 5-6 得到 $N_1 = 34$ 匝。初级电感仍为 $72.5 \mu \text{ H}$, 初级峰值电流为 1.07 A , 最大占空度 $D_{\max} = 0.45$ 。

$$\delta = \frac{\mu_0 N^2 A_e}{A_L} = \frac{0.4\pi \times 1^2 \times 0.114 \times 10^{-8}}{63 \times 10^{-9}} = 0.0227 \text{ cm}$$

$$B = \mu_0 H = \frac{\mu_0 \times N \times I}{\delta} = \frac{4\pi \times 34 \times 1.07 \times 10^{-7}}{0.0227 \times 10^{-2}} = 0.2014 \text{ (T)} < 0.33 \text{ T}$$

因为匝比 $n = 11.2$, 故 $N_2 \approx 34/11.2 = 3$ 匝。次级峰值电流

$$I_{2p} = I_{1p} N_1 / N_2 = (1.07 \times 34/3) = 12.13 \text{ A}。$$

次级复位时间

$$T_R = \frac{2T I_o}{I_{2p}} = \frac{2 \times 4 \times 10^{-6} \times 2}{12.13} = 1.32 \mu \text{ s}$$

有足够的复位时间。不会进入连续模式。

磁芯损耗密度在 250kHz、磁通密度 $2014/2=1070$ 高斯为

$$p = 1.25(2.19 \times 10^{-7})B^{2.94} = 220.7 \text{ mW/cm}^3$$

则磁芯损耗为

$$P_c = pV_e = 220.7 \times 0.325 = 71.7 \text{ mW}$$

初级线圈用两个各 34 匝线圈并联，并将次级夹在中间。导线直径为 $0.31 \times 0.707 = 0.2121 \text{ mm}$ 。实际选择裸线 $d_1 = 0.21 \text{ mm}$ ，带漆皮 $d_1' = 0.25 \text{ mm}$ ， $34 \times 0.25 = 8.5 \text{ mm}$ 正好 1 层绕满窗口宽度。导线的平均匝长

$$l_a = 2(E + G) = 2 \times (8.99 + 2) = 21.98 \text{ mm} = 2.198 \text{ cm}$$

20℃每匝直流电阻为 $0.506 \times 0.02198 = 0.01112 \Omega$ ，初级线圈电阻为 $34 \times 0.01112 = 0.378 \Omega$ 。初级线圈的直流损耗 $P_{dc} = 2 \times 0.378 \times (0.24/2) = 11 \text{ mW}$ 。因为是 1 层，导线直径约为穿透深度的 1.5 倍，但圆导线等效层的厚度是直径的 0.83 倍，所以交流电阻约为直流电阻的 1.2 倍，即 $0.378 \times 1.2 = 0.4536 \Omega$ 。则初级交流损耗 $P_{ac} = 2 \times 0.4536 \times (0.33/2)^2 = 24.7 \text{ mW}$ 。初级线圈总损耗 $P_{w1} = 11 + 24.7 = 35.7 \text{ mW}$ 。初级占有窗口高度为 $0.25 \times 2 = 0.5 \text{ mm}$ 。尚有 4mm 提供给骨架、次级线圈和绝缘。

次级线圈为 3 匝。次级有效值电流为

$$I_2 = I_{2p} \sqrt{\frac{T_R}{3T}} = 12.12 \sqrt{\frac{1.32}{3 \times 4}} = 4.02 \text{ A}$$

$$\text{次级电流交流分量 } I_{ac} = \sqrt{4.02^2 - I_{dc}^2} = 3.49 \text{ A}$$

次级采用厚 0.1mm、宽 8mm 铜带。20℃直流电阻为

$$R = \rho \frac{l_a \times N_2}{A_{cu}} = 1.724 \times 10^{-6} \times \frac{2.198 \times 3}{0.01 \times 0.8} = 1.42 \text{ m}\Omega$$

由于次级夹在两个初级线圈之间，次级相当于 1.5 层。层厚度约为集肤深度的 0.8 倍，交流电阻约为直流电阻的 1.2 倍(图 5-18)。则次级线圈总损耗

$$P_{w2} = I_{ac}^2 R_{ac} + R_{dc} I_{dc}^2 = 3.49^2 \times 1.2 \times 1.42 + 2^2 \times 1.42 = 26.43 \text{ mW}$$

20℃线圈总损耗 $P_w = 35.7 + 26.43 \approx 60 \text{ mW}$ 。如果温升 40℃，损耗近似增加 $1.0039^{50} = 1.168$ 倍，即 70mW。变压器的总损耗 $70 + 71.7 = 141.7 \text{ mW}$ ，在设计要求 200mW 以下，满足设计要求。

铜损耗接近磁芯损耗，这是比较理想的结果。

5.8 设计一个正激变压器

我们来设计一个正激变换器的变压器作为功率变压器设计的一个例子。设计 requirements 是：输入 $U_i = 48 \text{ V}$ ，如考虑输入电压最低为 -20% 变化。输出直流 $U_o = 5 \text{ V}$ ，功率 $P_o = 100 \text{ W}$ ，开关频率 $f = 250 \text{ kHz}$ 。基本电路如图 5-19 所示。

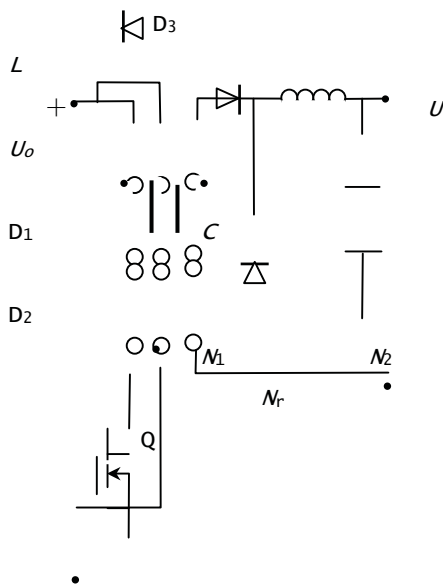


图 5-19 正激变换器

输出功率 100W，则输出电流为 $100/5=20\text{A}$ 。因为电流很大，次级匝数要取尽可能少，使得直流电阻很低。这意味着次级最少匝数 $N_2=1$ 匝（取整数），因此匝比 n 也是整数。

回顾第二章中讨论的正激变换器，它的输出电压与输入电压的关系为

$$U_o = DU_i / n$$

(5-19)

式中 n 为初级匝数 N_1 与次级匝数 N_2 之比；占空度 D 为晶体管导通时间 T_{on} 与开关周期 T 之比。

根据正激变换器工作原理，当复位线圈 N_r 与初级线圈 N_1 相等时，最大占空度不超过 0.5。为了确保变压器磁芯安全复位，一般极限占空度选择 $D_{lim}=0.47$ 。如果输入电压在一定范围变化，最低电压时，也就是最大占空度 D_{max} 不超过 0.45。如果采用有源箝位或使复位线圈匝数小于初级匝数，占空度可以大于 0.5，这会使得功率管在截止期间

承受更高的电压。

在输出、输入电压一定时，一般选择 $N_r=N_1$ 。只要 D 不大于 0.5，占空度可以任何值。但是 D 加大，由式 (5-19) 可见，变比也加大；在输出功率一定的情况下，初级峰值电流反比减少，可选择较低电流额定功率管；同时次级两端电压也下降，这样次级因电压低可采用同步整流或肖特基整流管，可大大提高效率。因为高压二极管导通压降大，同时二极管的反向恢复时间随二极管反向耐压增加而增加。另一方面如果有最低输入电压要求，例如 -20%，在最低电压下，最大占空度不低于 0.45，就可以计算出所需要的变比

$$n = \frac{U_i D}{U_o'} = \frac{48 \times 0.8 \times 0.45}{5 + 0.4} = 3.2$$

式中 $U_o' = U_o + U_{DF}$ ； U_{DF} 是整流管正向压降。因为次级选择 1 匝，匝比 3.2 取整为 3，即初级为 3 匝。实际占空度为

$$D = \frac{n U_o'}{U_i} = \frac{3 \times 5.4}{48 \times 0.8} = 0.42$$

有了匝比和匝数，我们可以选择多种磁芯比较。假定我们已经做了比较，选择材料 3F3，RM10 磁芯，其 $A_L=4050\text{nH}$ ， $A_e=0.968\text{cm}^2$ 。3 匝初级的电感量 $L_p=3^2 \times 4050\text{nH}=36 \mu\text{H}$ ，因此初级激磁电流峰值为

$$I_m = \frac{U_i \times D}{L_p} = \frac{48 \times 0.31 \times 4}{36} = 1.74 \text{ A}$$

此电流加上次级反射到初级的电流的有效值为

$$I_{rms} = \sqrt{I_{dc}^2 + \frac{I_m^2 D}{3}} = \sqrt{\left(\frac{20}{3}\right)^2 + \frac{1.74^2 \times 0.42}{3}} = 6.7 \text{ A}$$

因为激磁电流是刷齿波，电流有效值比直流分量 6.6A 只大 0.1A，一般不考虑激磁电流影响。

如果为了减少磁化电流就要增加磁化电感，即增加初级匝数和次级匝数，例如 6:2,匝数加倍，所以初级电感为 144 μ H，峰值磁化电流小 4 倍，那么磁化电流增加的有效值更可以忽略，但增加了铜损耗。

现在我们计算磁通密度，最低输入电压时最大占空度，有

$$B = \frac{48 \times 0.8 \times 0.42 \times 4 \times 10^{-6}}{6 \times 0.968 \times 10^{-4}} = 0.1111 \text{ (T)}$$

这样大小的磁通密度 3F3 磁芯损耗比较恰当，原先 3 匝磁通密度 0.2222T 损耗过大，这是增加匝数的重要理由。和其它设计一样，以下计算铜损耗和铁损耗。再与下一步 9 匝初级比较，可以看到更高的效率，步骤与以前相同。

5.9 铁氧体扁平变压器设计

扁平变压器用扁平磁芯，并采用叠层铜带冲片作为线圈，或用多层印刷电路板（PCB）作为线圈，或直接集成到开关电源的 PCB 上，来构成变压器，具有很低的结构高度，比普通变压器更大的散热面积，如果同样的温升，允许更大的损耗功率，也就有更高的功率密度；由于采用叠层或 PCB 线圈，更容易交错绕和更小的线圈距离，因此变压器漏感小。叠层，尤其是 PCB 线圈，制造公差小，性能一致性好。在小功率（500W 以下）开关电源中得到广泛应用。

这里介绍飞利浦扁平变压器的设计方法。其它公司磁芯可以作为参考。

设计步骤

1. 计算最大磁通密度

在工作情况下，磁芯和线圈损耗引起温度上升。必须将绝缘和磁芯保持在最大允许温度以下，以避免变压器和其他电路发生危险。在热均衡以后，按热的欧姆定律，变压器的总损耗 P_T 与温升 ΔT 的关系：

$$P_T = \frac{\Delta T}{R_{th}}$$

(5-21)

式(5-21)中 R_{th} 为变压器热阻 ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)。 P_T 为变压器允许损耗功率 (W)，实际上说明变压器冷却能力。

在文献 2 中给出了像 E 类 (EE, ETD, EC 和 RM 等) 与窗口尺寸关系的热阻经验公式，对绕线线圈磁元件是有价值的。在平面变压器中，平面 E 型变压器已找到相似的公式。这个关系可以用来估算变压器温升与磁芯磁通密度。因为有效线圈空间受到限制，在平面磁芯中推荐应用最大允许磁通密度。

假定变压器总损耗的一半是磁芯损耗，可将最大磁芯单位体积损耗 P_C 表示为变压器允许温升的函数：

$$P_C = \frac{12 \times \Delta T}{\sqrt{V_e (\text{cm}^3)}} \quad [\text{mW}/\text{cm}^3]$$

(5-22a)

实际上包含了磁芯的热阻:

$$R_{th} = \frac{1}{12\sqrt{V_e}(\text{cm}^3)} \quad (\quad \quad \quad \text{°C} \quad \quad \quad / \text{mW})$$

(5-22b)

测量出铁氧体中的损耗密度与频率 (f/Hz), 峰值磁通密度 (B/T) 和温度 (T/°C) 的关系。磁芯材料损耗密度可近似表示为:

$$P_c = C_m \times f^\alpha \times B_p^\beta (c_0 - c_1T + c_2T^2) = C_m C_T f^\alpha B_p^\beta \quad (\text{mW/cm}^3) \quad (5-23)$$

在这个公式中的 C_m , α , β , c_0 , c_1 和 c_2 是损耗密度与频率, 峰值磁通密度和温度曲线的拟合参数。这些参数对于一种铁氧体材料是确定的。它们的大小在 100°C 时 C_T 等于 1。

在表 5-7 中列出了几种 philips 功率铁氧体拟合参数。其它公司的材料可以近似从单位体积损耗与 B 的关系曲线中求得。由式 (5-22) 计算最大允许 P_c 。代入公式 (5-23) 中。重新写出式 (5-23), 计算最大允许磁通密度:

$$B_p = \left[\frac{P_c}{C_m C_T f^\alpha} \right]^{1/\beta} \quad (\quad \quad \quad \text{T} \quad)$$

(5-24)

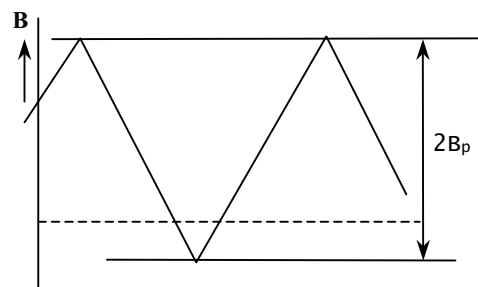


图 5-20 公式中的 B_p 是磁芯中峰峰值的一半

半

表 5-7 计算损耗密度的拟合参数

铁氧体	f(kHz)	C_m	α	β	C_0	C_1	C_2
3C30	20-100	6.48 ×	1.42	3.02	3.65 ×	6.65 ×	4
	100-200	10 ⁻³	1.42	3.02	10 ⁻⁴	10 ⁻²	3.8
3C85	20-100	6.48 ×	1.3	2.5	4 × 10 ⁻⁴	6.8 × 10 ⁻²	1.97
	100-200	10 ⁻³	1.5	2.6			1.97
3C90	20-300	11 × 10 ⁻³	1.45	2.75	0.91 ×	1.88 ×	2.45
	20-300	1.5 × 10 ⁻³	1.6	2.5	10 ⁻⁴	10 ⁻²	1.26
3F3	300-500	1.8	2.5	0.91 ×	1.88 ×	1.28	
	500-1000	2.65 ×	2.4	2.25	10 ⁻⁴	10 ⁻²	1.14
3F4	500-1000	10 ⁻³	1.75	2.9	1.65 ×	3.1 × 10 ⁻²	1.15
	1000-3000	0.25 ×	2.8	2.4	10 ⁻⁴	1.05 ×	0.67
		10 ⁻³			0.79 ×	10 ⁻²	
		2 × 10 ⁻⁵			10 ⁻⁴	1.05 ×	
		3.6 × 10 ⁻⁹			0.77 ×	10 ⁻²	
		0.12 ×			10 ⁻⁴	0.81 ×	
		10 ⁻³			0.67 ×	10 ⁻²	
		1.1 ×			10 ⁻⁴	1.1 × 10 ⁻²	
	10 ⁻¹¹			0.95 ×	0.01 ×		
				10 ⁻⁴	10 ⁻²		
				0.34 ×			
				10 ⁻⁴			

注: 最大允许 B 值可以由其他方法求得。公式 (5-23) 与拟合参数一起插入到计算机程序中可以计算任意波形的功率损耗。优点是 B 的实际波形可以通过仿真, 计算出损耗, 并可能选择该应用的最佳铁氧体磁芯。

2. 扁平变压器线圈

在决定了最大磁通密度之后, 根据变换器拓扑和变压器类型 (正激还是反激) 的公式可以用来计算初级和次级匝数。单线圈结构应考虑以下问题:

- 1) 必须确定线圈怎样分层。在 PCB 中导线电流要发热，为了合理地散热，建议将外层线圈与内层线圈对称分布。
- 2) 扁平磁芯线圈与常规磁芯线绕线圈不同，常规线绕线圈在窗口高度方向初级和次级层交错安排是最佳分布。而扁平磁芯线圈必须在窗口宽度方向交错排列才是最佳。这将减少所谓的邻近效应和漏感。但是 PCB 板中可用线圈高度和所需要的匝数不总是可能最佳设计。

从成本价格观点看，建议选择标准铜箔层厚度。PCB 标准的铜皮厚度是 35 或 70 μm，选择层的厚度对电流引起的线圈温升起重要作用。

IEC950 安全标准要求 PCB 材料（FR2 或 FR4）间有 400 μm 的距离，给初级与次级，次级和次级之间主绝缘。如果不需要主绝缘，在线圈层间 200 μm 距离也足够了。而且考虑 PCB 顶层和底层焊接丝网层大约 50 μm。按电流大小和最大电流密度决定线圈的线宽度。匝间距离决定于工艺能力和成本。根据经验铜箔层的厚度 35 μm，线宽和间隙大于 150 μm，而对于铜箔层厚 70 μm，大于 250 μm。

与 PCB 厂制造能力有关，可以做到较小尺寸，但是可能明显增加 PCB 的成本。

每层的匝数和匝间的间隙分别标注上 N_1 和 s 。可用的线圈宽度 b_w ，线宽 W_t 计算如下（参看图 5-22）：

$$W_t = \frac{[b_w - (N_1 + 1) \times s]}{N_1}$$

(5-25)

要是需要满足主绝缘要求，就有些不同。磁芯看作初级的一部分，同时必须和次级分开 400 μm。所以，在（次级）线圈间接近爬电距离接近中柱和边柱以及磁芯必须大于 400 μm。在这种情况下，可以用式（5-26）计算线的宽度，从可用的线圈宽度中必须减去 800 μm：

$$W_t = \frac{[b_w - 0.8 - (N_1 + 1) \times s]}{N_1}$$

(5-26)

在公式（5-25）和（5-26）中所有尺寸是 mm。

3. 决定电流在 PCB 中引起的温升

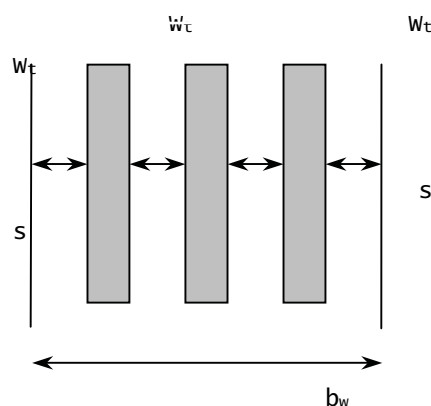


图 5-22 导线线宽间隔和线圈宽度

最后一步检查 PCB 铜线电流引起的温升。因此必须知道输出和输入数据来计算有效值电流。计算方法与使用的拓扑有关。对于一般标准的正激和反激变换器拓扑，后面给出了设计例子。图 5-23 给出了不同 PCB 导体截面积的有效值电流与温升的关系。单导线应用场合，即电感这样不太紧密的间隙可以直接使用这个图来决定导线的宽度、厚度、截面积和不同预计温升的允许最大电流。例如，有效值电流为 1.6A，预计温升 30°C，如果采用铜线厚度为 35 μm，宽度为 0.9mm。

对于相似的并联电感，如果间隔紧密，可以运用等效电流和等效截面决定温升。等效截面是并联导体截面之和，而等效电流是并联电感电流之和。

此设计方法的缺点是假定线圈的温升是直流电流产生的，而实际上是引起集肤和邻近效应的交流产生的。集肤效应是本身电流在导体内部磁场引起的；快速的电流变化（高频）感应交变磁通在导体内导致涡流。此涡流与主电流叠加，在导体中心相反抵消，而在导体表面相加，电流趋向外表面。电流密度由导体中心表面向中心指数衰减。

集肤深度 Δ 是从导体表面向中心电流密度下降到 1/e 时离开表面的距离。集肤深度决定于电导率，磁导率等材料特性，并反比于频率的平方根。铜 60°C 时集肤深度近似为

$$\Delta = \frac{2230}{\sqrt{f}} \quad (\mu m)$$

式中 f—频率 (kHz)。

为减少集肤效应，导体的宽度 (W_t) 应小于 2 Δ。这意味着 500kHz 频率线宽 <200 μm。如果线圈需要更宽的 b_w，从磁的观点最好的解决方法应当分开成并联匝。

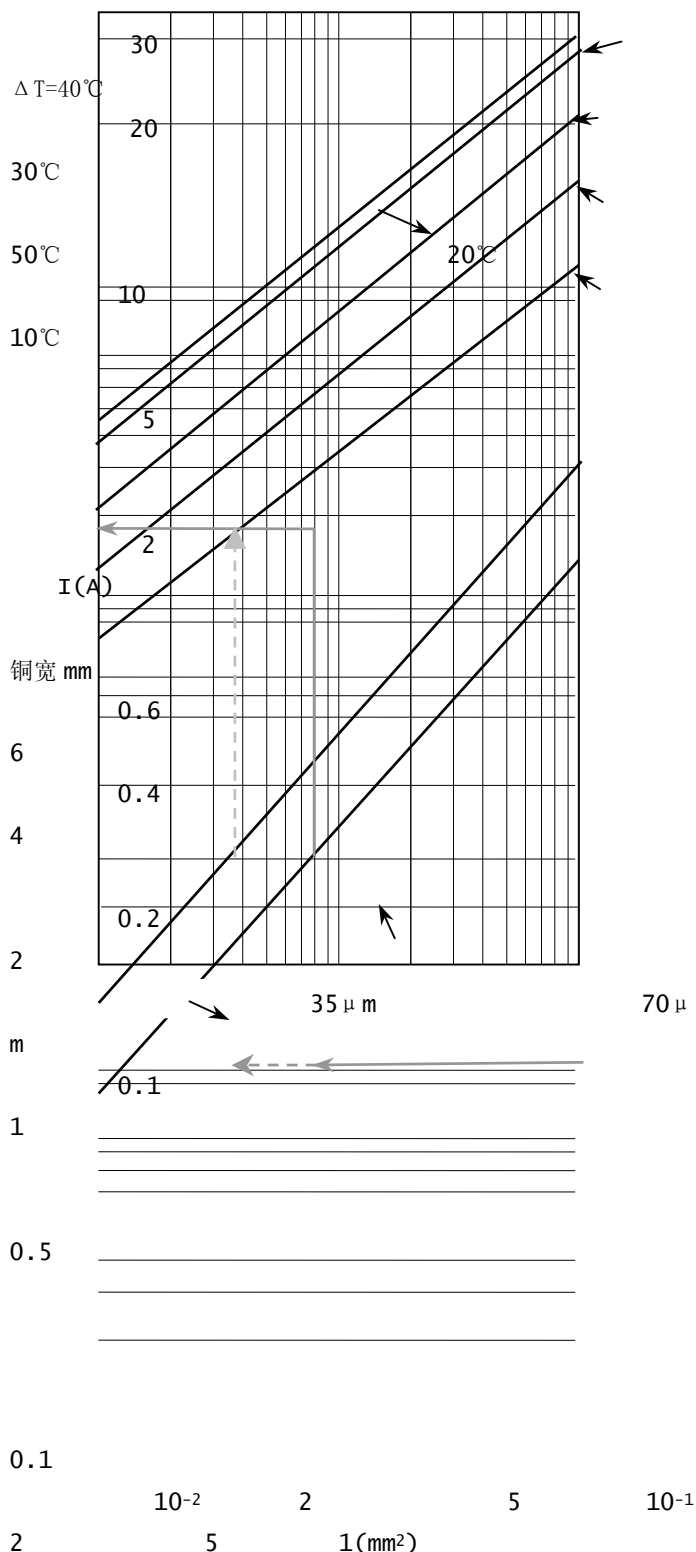


图 5-23 电流，导线尺寸和温升之间的关系

实际上，在导体中不仅有由于自身交变磁场涡流效应（集肤效应），而且还由于邻近的其他导体的磁场的涡流效应。此效应称为邻近效应。文献 2 中线圈一章分析了宽窗口，初级次级在高度方向排列的漏磁与结构的关系(图 5-24(a))。对于扁平磁芯，PCB 线圈的漏磁如图 5-24(b)所示，在线圈窗口宽度 w 方向。将初级和次级交错放置来减少邻近效应和漏感。因为初级和次级流过相反电流，使得它们的磁场抵消了。由于 PCB 分层容易，初级与次级可以每层交错，邻近效应大大减少。但是，在相同层的相邻导体仍然有邻近效应。

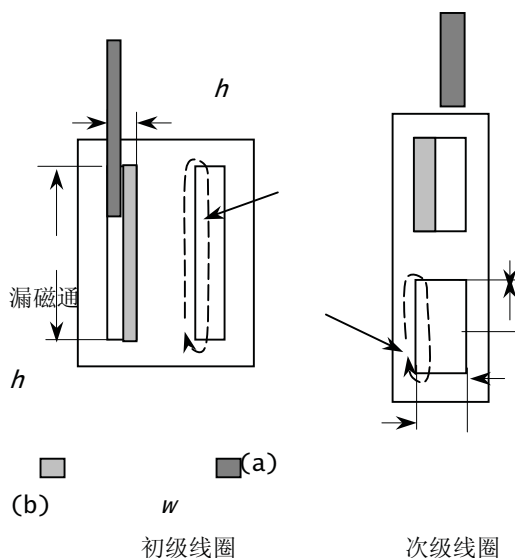


图 5-24 不同磁芯线圈的漏磁通路

对几种不同设计的流过交流的多层 PCB 线圈温度测量指出，在 1MHz 以下，频率每增加 100kHz 与直流决定的值比较 PCB 额外增加温升 2℃。

4. 设计举例 1：断续模式反激变压器

1) 设计参数

- 最小输入电压： $U_{min}=70V$
- 输出电压： $U_o =8.2V$
- 额外初级输出： $U_{pic}=8V$
- 初级占空度 $D_1=0.48/0.5$
- 次级占空度 $D_2=0.48/0.5$
- 开关频率 $f=120kHz$
- 输出功率 $P_{max}=8W$
- 环境温度 $T_a=60^\circ C$
- 允许温升 $\Delta T=35^\circ C$

2) 选择磁通密度

一般铁氧体的高温（100℃）饱和磁感应磁通只有 320mT 左右，考虑到动态响应等因素选择磁芯磁通密度为 160mT。这在下面选取磁芯材料和结构以后要检查磁芯损耗和温升应在允许范围内。

3) 计算匝数

电路拓扑反激断续模式。需要的电感量为

$$L_1 \leq \frac{(U_i D)^2}{2fP_o} = \frac{(70 \times 0.5)^2}{2 \times 120 \times 10^3 \times 8} = 638 \mu H$$

输入电流峰值为

$$I_{1p} = \frac{U_i D}{L_1 f} = \frac{70 \times 0.5}{638 \times 0.12} = 0.457 A$$

的有效值为

$$I_1 = I_{1p} \sqrt{\frac{D}{3}} = 0.457 \sqrt{\frac{0.5}{3}} = 187 mA$$

为保证电流断续，次级占空度应当 $D_2 < 0.5$ ，一般选择 $D_2 = 0.3 \sim 0.4$ 。这里主要说明设计方法，

选择 $D_2=0.5$

$$L_2 \leq \frac{U_o^2 D_2^2}{2fP_o} = \frac{8.2^2 \times 0.5^2}{2 \times 120 \times 10^3 \times 8} = 8.755 \mu H$$

次级峰值电流

$$I_{2p} = \frac{U_o D_2}{Lf} = \frac{8.2 \times 0.5}{8.755 \times 0.12} = 3.9A$$

次级电流有效值

$$I_2 = I_{2p} \sqrt{\frac{D}{3}} = 3.9 \sqrt{\frac{0.5}{3}} = 1.592A$$

使用 E18 初级匝数

$$N_1 = \frac{U_i T_{on}}{A_e \Delta B} = \frac{70 \times 0.5}{0.395 \times 10^{-4} \times 120 \times 10^3 \times 0.16 \times 2} = 23.075 \rightarrow 24 \text{ 匝}$$

式中 $\Delta B=2B_p$ 。图 5-25 为 E 和 PLT 磁芯尺寸图。表 5-8 列出菲利浦 E 和 PLT 磁芯 6 个最小标准按上式计算的计算匝数和需要的气隙。

E-14 系列磁芯所需的初级匝数对多层 PCB 线圈是太高。所以 E-E18 或 E-PLT18 磁芯组合看起来最适合 (图 5-27)。绕 M_1, N_2 和 M_{1c} 分别是 24, 3 和 3 匝。

表 5-8

磁芯	$A_e(\text{mm}^2)$	$V_e(\text{mm}^3)$	N_1	N_2	N_{1c}	$G(\mu m)$	其他计算数据
E-PLT14	14.5	240	63	7.4	7.2	113	$L_p=638 \mu H$ $I_p(\text{rms})=186$ mA $I_2(\text{rms})=159$ 3mA
E-E14	14.5	300	63	7.4	7.2	113	
E-PLT18	39.5	800	23	2.7	2.6	41	
E-E18	39.5	960	23	2.7	2.6	41	
E-TLP22	78.5	2040	12	1.4	1.4	22	
E-E22	78.5	2550	12	1.4	1.4	22	

4) 计算磁芯单位体积损耗

根据公式 (5-23) 求得频率 $f=120\text{kHz}$, $B_p=160\text{mT}$ 和工作温度为 90°C 单极性三角波的损耗。功率铁氧体 3C30, 3C90 和 3C85 磁芯损耗密度分别为 385mW/cm^3 , 430mW/cm^3 和 570mW/cm^3 。

5) 计算允许磁芯单位体积损耗

在 $\Delta T=35^\circ\text{C}$ 时, E-PLT18 是 470mW/cm^3 , 而 E-E18 是 429mW/cm^3 (式 (5-21))。

结论 3C85 温升太高, 采用 3C30 或 3C90 材料磁芯。

6) 线圈结构

初级 24 匝可分成 2 或 4 层。E-18 有效线圈宽度是 4.6mm , 这样成本高, 因为 12 匝线圈在 1 层线太窄和间隔宽度不够。如果初级每层 6 匝, 则线宽为

$$W_t = \frac{b_w - (N_1 + 1) \times s}{N_1} = \frac{4.6 - (6 + 1) \times 0.3}{6} = 0.41 \text{ mm}$$

多层 PCB 层数少成本低。所以我们假定每层 3 匝辅助次级（提供 IC 电压）和 3 匝次级。6 层板设计示于表 5-9。

铜箔层的厚度选择 35 还是 70 μm 与电流产生的热量有关。在初级和次级层之间主绝缘需要 400 μm。E-PLT18 组合具有最小窗口宽度 1.8mm。35 μm 层厚已足够了，因此 PCB 大约厚 1710 μm。

为了达到经济的设计，我们假定在线之间的间隔为 300 μm，计算次级线宽(式(5-25))包括主绝缘为 1.06mm。

应用图 5-23 和第 3 步计算的次级有效值电流为 1.6A，对 35 μm 层厚引起温升 25℃。而 70 μm 为 7℃。

线圈损耗引起的温升允许为总温升的一半，在这种情况下，为 17.5℃。很明显 1.6A 有效值电流对 35 μm 引起的温升太高，应当采用 70 μm 层厚。这样 PCB 总厚度为 1.745mm，仍小于 1.8mm。

初级线圈匝的宽度可用式(5-25)算，并近似为 416 μm。这样线宽初级 0.24A 根本不会引起较大温升。

120kHz 频率比直流引起额外 2℃温升。电流引起的总的 PCB 温升仍保持在 10℃以下。

也可使用 70 μm 厚铜皮做成 6 层，但总 PCB 厚度为 1920 μm，超过 E18-PLT18 组合的窗口。如果采用 E-E18 组合，标准窗口宽度为 3.4mm，但又太大了。要是能够定制一个窗口近似为 2mm 的磁芯那再好不过了。

用 E-E 磁芯，材料为 3C90 测量总温升为 28℃。其中 17.5℃是磁芯损耗引起的温升，线圈损耗引起的温升是 10℃。

初级与次级耦合很好，漏感仅是初级电感的 0.6%。

设计例 2：正激变换器变压器

1) 设计参数

输入和输出电压	$U_I=48V \pm 20\%$	$U_O=5V$
输出功率	$P_{max} =18W$	
占空度	$D=0.46$	
开关频率	$f =500kHz$	
环境温度	$T_{amb}=40^\circ C$	
允许温升	$\Delta T=50^\circ C$	

2) 计算磁芯允许单位体积损耗

首先检查标准的平面 E 型磁芯最小尺寸磁芯 E-PLT14 和 E-E14 是否适合。查得其有效体积分别

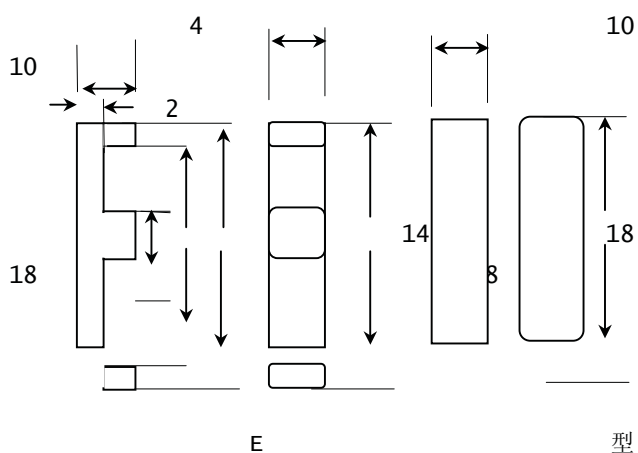


图 5-25 E18/4/10 和 PLT18/10/2 尺寸图

层	匝	厚度
70 μm		35 μm
焊接丝网		50 μm
50 μm		
初级	6	35 μm
70 μm		
绝缘		200 μm
200 μm		
初级	6	35 μm
35 μm		
绝缘		200 μm
200 μm		
初级 IC	3	35 μm
70 μm		
绝缘		400 μm
400 μm		

为 $300\text{mm}^3=0.3\text{cm}^3$ 和 $240\text{mm}^3=0.24\text{cm}^3$ 。根据温升 50°C 时，由式 (2a) 得到

$$P_c = \frac{12 \times \Delta T}{\sqrt{V_e(\text{cm}^3)}} = \frac{12 \times 50}{\sqrt{0.3}} = 1095 \text{ mW/cm}^3$$

$$P_c = \frac{12 \times \Delta T}{\sqrt{V_e(\text{cm}^3)}} = \frac{12 \times 50}{\sqrt{0.24}} = 1225 \text{ mW/cm}^3$$

4) 计算峰值磁通密度

对于单极性三角波磁通波形，频率 500kHz ；假定温度 100°C ， $C_T=1$ ；磁芯材料选择 3F4 或 3F3。它们的参数 3F4: $C_m=0.12 \times 10^{-3}$ ， $\alpha=1.75$ ， $\beta=2.9$ ；3F3: $C_m=2 \times 10^{-5}$ ， $\alpha=1.8$ ， $\beta=2.5$ ；损耗密度为 p_c ，利用式 (5-24) 计算峰值磁通密度：

对于 $p_c=1095\text{mW}$

$$B_p = \left[\frac{P_c}{C_m C_T f^\alpha} \right]^{1/\beta} = \left[\frac{P_c}{C_m f^\alpha} \right]^{1/\beta} = \left[\frac{1095}{0.12 \times 10^{-3} \times 500 \times 10^3} \right]^{1/2.9} =$$

得到大约 100mT 峰值磁通密度将引起的功率损耗与公式 (5-22) 计算的磁芯损耗密度比较。线圈匝数和有效电流的用公式计算的结果在附录 1 中。使用峰值磁通密度 100mT 与计算的输入数据得到在频率 530kHz 时，可用 E-E14 或 E-PLT14 组合带有合理的匝数。计算的结果入表 4 所示。

表 4 几个正激变压器的计算

磁芯	V_{in}	V_{out}	N1	N2	$L_p(\mu\text{H})$	$I_{o(\text{rms})}(\text{mA})$	$I_m(\text{mA})$	$I_p(\text{mA})$
E-PLT14	48V	5V	14	3.2	690	2441	60	543
	48V	3.3V	14	2.1	690	2699	60	548
	24V	5V	7	3.2	172	2441	121	1087
	24V	3.3V	7	2.1	172	3699	121	1097
E-E14	48V	5V	14	3.2	855	2441	48	539
	48V	3.3V	14	2.1	855	3699	48	544
	24V	5V	7	3.2	172	2441	97	1079
	24V	3.3V	7	2.1	172	3699	97	1089

对于使用的 530kHz 磁通密度波形工作温度为 100°C 磁芯损耗密度的最后检查 3F3 为 1030mW/cm^3 ，而 3F4 是 1580mW/cm^3 。很明显 3F3 是最好的选择。E-PLT14 产生的温升(计算损耗密度/允许损耗密度) 是 $1/2 \Delta T=(1030/1225) \times 25^\circ\text{C}=21^\circ\text{C}$

对于 E-E14 组合温升为 23.5°C 。

初级需要 7 或 14 匝与输入电压有关。一般的正激变压器需要相同的去磁线圈。为了可以复位使用 7 或 14 初级匝数，和相同匝数的去磁线圈。选择每层 7 匝，4 层。当需要 7 匝初级和去磁线圈时，两层匝数并联，附带的效果是线圈线电流密度将减半。

如果初级和去磁需要 14 匝线圈，两层匝数连接成串联，有效匝数成了 14 匝。

E14 磁芯在 PCB 上的有效线圈宽度是 3.65mm 。 $300\mu\text{m}$ 间隔每层 7 匝的线宽是 $178\mu\text{m}$ 。

因为 24V 输入初级有效电流大约是 1.09A ，铜箔层的厚度是 $70\mu\text{m}$ 。有效初级线宽(参看图 2) $365\mu\text{m}$ (因为 7 匝线圈并联而加倍) 给出温升为 15°C 。 48V 输入有效电流为 0.54A 。线宽

178 μm 时（串联成 14 匝）给出线圈综合损耗温升为 14 $^{\circ}\text{C}$ 。

铜箔层厚 70 μm ，线宽 178 μm ，间隔 300 μm 这背离了一般准则（线宽和间隔都要大于 250 μm ）。使得多层 PCB 生产成本提高。

次级线圈 2 匝或 3 匝，如果将次级放在一层上，线宽分别是 1370 μm 和 810 μm ，对于有效值电流 3.70A 和 2.44A 引起的线圈温升 25 $^{\circ}\text{C}$ ，再加上初级线圈温升，那是太高了。在这种情况下，这两个线圈各分成 2 层，两层并联后电流为总电流的一半。由图 5-26 可知，这样电流引起的温升大约 6 $^{\circ}\text{C}$ 。PCB 的总温升近似 21 $^{\circ}\text{C}$ ，再加上交流引起的损耗，频率 500kHz 大约增加 10 $^{\circ}\text{C}$ ，所以 PCB 温度将增加 31 $^{\circ}\text{C}$ 。

各层设计的完整结构如表 5 所示。外加至少一层表中标注为线层作为必要的连接层。然而，这意味着实 9 层，但制造的观点看与 10 层是相同的（偶数层）。为此，PCB 的底层和顶层用作线层，因此，额外的优点是线中的电流密度减半。在这些层的线通过铜板孔与内层线相连接，并将初级和次级的输入和输出传递到 PCB 两个不同的一边。与初级和次级的输入和输出如何连接有关，可以获得 4 个不同的变比。

总的 PCB 厚度大约 2.6mm，是太高了。因为 E—PLT14 磁芯有效窗口是 1.6mm。E—E14 窗口是适合的，但是此磁芯窗口为 3.6mm。比实际需要大了许多。如果定制高度较小的磁芯那是最好。在此磁芯中实际温度用热电耦在不同情况下进行测量。24V—5V 变压器给出最高电流密度用来检测。

首先计算初级和次级电流用直流分开加到 PCB 上。初级 1079mA 给出温升 12.5℃，次级 2441mA 电流给出温升 7.5℃。当两个直流同时加到 PCB，温度增加 20℃。

然后用相同的有主控制电流代替，但有几个不同的交流频率，在 50kHz，PCB 总温升是 32℃。交流引起温升大大（7℃）增加是在次级线圈。这是因为集肤效应引起的局部温度升高，在次级线圈宽线比较窄初级温度高。

最后，标准的 E—E14 组合安装 PCB 线圈在工作状态下作为正激变压器。PCB 温升为 49℃，而磁芯上热点在顶部温升 53℃。中心柱和边柱温升分别是 49℃和 51℃。

作为计算预计设计对于 E—E 磁芯是严格的，因为热点温升是 53℃，允许温升是 50℃。如果定制一个 E—E 磁芯，温升将在规定范围内。

表 5-11 10 层 PCB

层	匝数
70 μm	
焊 接 丝	网
50 μm	
线	层
70 μm	
绝 缘	层
200 μm	
复 位	7
70 μm	
绝	缘
200 μm	
初 级	7
70 μm	
绝	缘
200 μm	
次 级	3
70 μm	
绝	缘
200 μm	
次 级	2
70 μm	
绝	缘
200 μm	
次 级	2
70 μm	
绝	缘
200 μm	
次 级	3
70 μm	
绝	缘
200 μm	
初 级	7
70 μm	
绝	缘
200 μm	
复 位	7
70 μm	
绝	缘
200 μm	
线	层
70 μm	
焊 接 丝	网
50 μm	
总	35
2600 μm	

第六章 开关电源闭环设计

6.1. 概述

图 6.1 为一个典型的正激变换器闭环调节的例子。实际上是一个负反馈系统。PWM 控制芯片中包含了误差放大器和 PWM 形成电路。控制芯片也提供许多其他的功能，但了解闭环稳定性问题，仅需考虑误差放大器和 PWM。

对于输出电压 V_o 缓慢或直流变化，闭环当然是稳定的。例如输入电网或负载变化，引起 V_o 的变化，经 R1 和 R2 取样网络检测，送到误差放大器 EA 的反相输入端，再与加在 EA 同相输入端的参考电压比较。将引起 EA 的输出直流电平 V_{ea} 变化，再送入到脉冲宽度调制器 PWM 的输入端 A。在 PWM 中，直流电平 V_{ea} 与输入 B 端 0~3V 三角波 V_t 比较，产生一个矩形脉冲输出，其宽度 t_{on} 等于三角波开始时间 t_0 到 PWM 输入 B 三角波与直流电平相交时间 t_1 。此脉冲宽度决定了芯片中输出晶体管导通时间，同时也决定了控制晶体管 Q1 的导通时间。 V_{dc} 的增加引起 V_y 的增加，因 $V_o = V_y t_{on} / T$ ， V_o 也随之增加。 V_o 增加引起 V_s 增加，并因此 V_{ea} 的减少。从三角波开始到 t_1 的 t_{on} 相应减少， V_o 恢复到它的初始值。当然，反之亦然。

PWM 产生的信号可以从芯片的输出晶体管发射极或集电极输出，经电流放大提供 Q1 基极驱动。但不管从那一点—发射极还是集电极—输出，必须保证当 V_o 增加，要引起 t_{on} 减少，即负反馈。

应当注意，大多数 PWM 芯片它们的输出晶体管导通时间是 t_0 到 t_1 。对于这样的芯片， V_s 送到 EA 的反相输入端，而对于一个 NPN 晶体管，它的基极（MOSFET 的栅极）是由输出晶体管的发射极驱动的。

然而，在某些 PWM 芯片（TL494）中，它们的导通时间是三角波 V_t 与直流电平（ V_{ea} ）相交时间到三角波终止时间 t_2 。对于这样的芯片，如果驱动 NPN 晶体管，输出晶体管导通（如果从芯片的输出晶体管发射极输出），这样会随晶体管导通时间增加，使得 V_o 增加，这是正反馈，而不是负反馈。因此，TL494 一类芯片， V_s 送到 EA 的同相输入端， V_o 增加使得导通时间减少，就可以采用芯片的输出晶体管的发射极驱动。

图 6.1 电路是负反馈且低频稳定。但在环路内，存在低电平噪音电压和含有丰富连续频谱的瞬态电压。这些分量通过输出 L_o 、 C_o 滤波器、误差放大器和 V_{ea} 到 V_y 的 PWM 调节器引起增益改变和相移。在谐波分量中的一个分量，增益和相移可能导致正反馈，而不再是负反馈，并因此引起下面讨论的振荡。

6.2 环路振荡机理

还是来研究图 6.1 正激变换器。假定反馈环在 B 点—连接到误差放大器的反相输入端断开成开环。任何一次谐波分量的噪声经过 B 到 V_{ea} ，由 V_{ea} 到电压 V_y 的平均值，和从 V_y 的平均值通过 L_o 、 C_o 返回到 B₀（正好是先前环路断开点）都有增益变化和相移。

如果假定某个频率 f_1 的信号在 B 注入到环路中，回到 B 的信号幅值和相位被上面提到回路中的元件改变了。如果改变后的返回的信号与注入的信号相位精确相同，而且幅值等于注入信号，要是现在将环闭合（B 连接到 B₀），并且注入信号移开，电路将以频率 f_1 继续振荡。这个引起开始振荡的 f_1 是噪声频谱中的一个分量。

6.2.1 稳定电路的相位裕度

电路要稳定工作必须在开环增益是 1 的频率（交越频率），所通过元件的开环相移小于 360° 。总

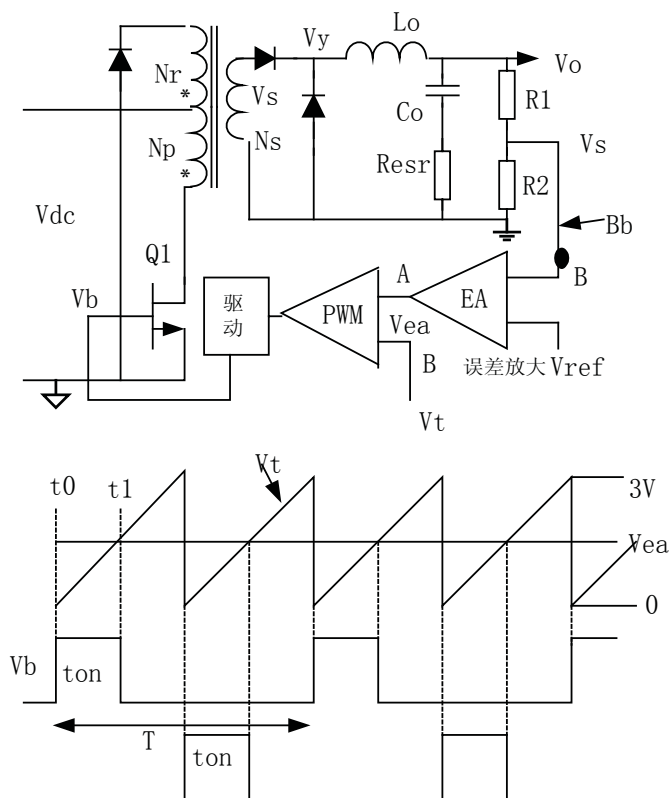


图 6.1 典型的正激变换器闭环控制

相移小于 360° (在此频率开环增益为 1) 的角度 (与 360° 的相位差) 为相位裕度。

为了保证在元件最大公差的最坏情况下回路稳定,在元件额定值时通常设计相位裕度为 35° 到 45° 。这是电路稳定的第一个判据。

6.2.2 稳定电路的增益斜率

在讨论电路元件频率关系时通常应用电路的频率特性。增益与频率关系通常画在分贝(dB)半对数坐标上,称为幅频特性;相位与频率的关系也画在半对数坐标上,称为相频特性,如图 6.2 所示,统称为波特图。如果横坐标线性距离为 10 倍频率刻度,纵坐标以与横坐标相等线性距离 20dB(数值为 10 倍)来刻度,则线段斜率为 $\pm 20\text{dB/dec}$,即斜率为 ± 1 。增益变化 $\pm 20\text{dB/dec}$ 的电路组态叫做 ± 1 斜率组态。

例如 RC 积分电路如图 6.2a 所示,输出和输入的关系为:

$$A(f) = \frac{1}{1 + 2\pi f R_1 C_1} = \frac{1}{1 + jf/f_p} \quad (1)$$

式中 $f_p = 1/(2\pi R_1 C_1)$ 。电路的增益,即式(1)的模用 dB(分贝)表示:

$$A(\text{dB}) = -20 \log(1 + (f/f_p)^2) \quad (\text{dB}) \quad (2)$$

上式为图 6.2a 电路的幅频特性。由式(2)可见,当 $f \gg f_p$ 时, \log 后的括弧中的 1 与平方项相比可以忽略,则 f 每增加 10 倍,增益变化 -20dB ,即斜率为 -1 。反之, $f < f_p$ 时, 1 远远大于平方项,增益为 0dB ,即输出与输入比为 1。如果 $f = f_p$ 时,增益为 -3dB ,即衰减 0.707 倍,或 $1/\sqrt{2}$ 。将这一频率称为转折频率。

输出电压的相移为

$$\varphi = -\arctg f/f_p \quad (3)$$

式(3)为图 6.2a 电路的相频特性。当 $f \gg f_p$ 时,如 $10f_p$ 时,相移接近 90° ; $0.1f_p$ 时,接近 0° ; $f = f_p$ 时,为 45° 。相频特性近似以 $45^\circ/\text{dec}$ 变化。

用与积分电路同样处理方法,求出图 6.2b 的微分电路增益与频率以及相位与频率的关系:

$$A(\text{dB}) = -20 \log(1 + (f_z/f)^2) \quad (4)$$

$$\varphi = \arctg f_z/f \quad (5)$$

可见在低频段,具有 $+1$ 的增益斜率(在频率 $f_z = 1/(2\pi R_2 C_2)$ 以下)或每增加 10 倍频率增益变化 20dB/dec 。这是因为电容阻抗增加或减少 10 倍,而电阻保持常数的缘故。

图 6.2c 电路为接有负载的输出 LC 滤波器电路。图 6.2c 电路右边是满载时幅频特性。

负载变化时并假设滤波电容没有 ESR。则电路的增益为

$$\dot{A} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_o // 1/j\omega C_o}{j\omega L_o + R_o // 1/j\omega C_o} = \frac{1}{1 - \omega^2 L_o C_o + j\omega L_o / R_o} \quad (6)$$

在 $f \rightarrow f_c$ 时很小范围内增益的模和相角分别为

$$A(\text{dB}) = -10 \log\left(\left(\frac{2\Delta f}{f_c}\right)^2 + D^{-2}\right) \quad (7)$$

式中 $f_c = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$ — 转折频率; $D = R_o / \omega_c L_o$; 特征阻抗 $Z_o = \sqrt{L_o / C_o}$ 。

$$\phi = -\arctg \frac{f_c}{2D\Delta f} \quad (8)$$

当 $f = \omega/2\pi \ll f_c$ 时,式(6) $A \approx 1$ 即 0dB , $\phi \approx 0$; 当 $f \gg f_c$ 时,式(6)分母第二项远大于其它两项,幅

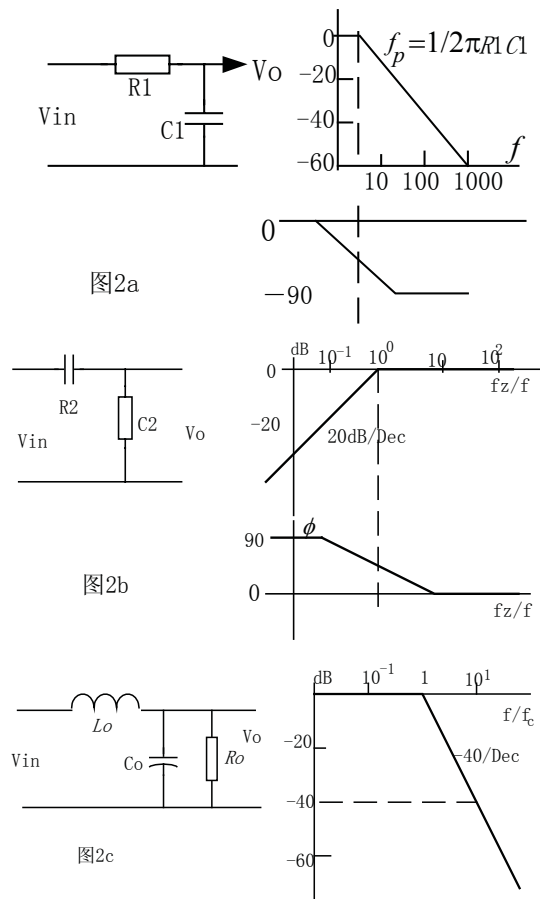


图 6.2 电路的频率特性

频特性趋向渐近线斜率 -40dB/dec ，斜率为 -2 ， $\phi \approx -180^\circ$ 。在输出电容中没有ESR，频率增加10倍，电感阻抗增加10倍，而电容阻抗减少10倍。

根据式(7)和(8)分别画出不同 D 在 f_c 附近的幅频和相频特性如图3a和b。可以看到 D 越大，相当于轻载，电路欠阻尼，在 $f \rightarrow f_c$ 附近幅频特性鼓起很高的峰值，提升输入信号；随着 D 减少，提升的峰值也减少。当 $D=1$ 即临界阻尼，由低频趋向 f_c 时，有很小的提升，并在 $f=f_c$ 时，为 0dB ，在 f/f_c 后逐渐趋向 -40dB/Dec 。而当 $D<1$ 即过阻尼，相当于满载，输出滤波在 $f \rightarrow f_c$ 附近，非但没有提升作用，而且对信号随频率增加而衰减，大约在20倍 f_c 时达到 -40dB/Dec 。

图6.3b示出了相移与归化频率(f/f_c)和不同 D 之间的关系。可以看到，不管 D 值如何，输出与输入之间的相移在转折频率 f_c 处均为 90° 。而对于高欠阻尼滤波器($R_o > 5Z_o$)，相频特性随频率迅速改变。对于 $R_o=5Z_o$ ，在频率 $1.5f_c$ 时，相移几乎达到 170° 。相反，在增益斜率为 -1 的电路中，决不可能产生大于 90° 相移，而相频特性随频率的变化率远低于图6.3b增益斜率为 -2 的相移变化率。

第一个判据是交越频率(在此频率时，总的环路增益是1即 0dB)的总相移应当低于 360° 的角度为“相位裕度”，相位裕度通常至少取 45° 。

稳定电路的第二个判据是避免幅频特性斜率 -2 电路的相频特性随频率陡峭变化，整个电路的开环幅频特性(所有元件增益曲线的代数和)以斜率 -1 交越，如图4所示。

总的开环幅频特性以斜率 -1 交越不是绝对的要求，但仍能保证即使忽略任何相移单元， -1 增益斜率的单元较小的相移和相当缓慢相频特性仍然能保证适当的相位裕度。

环路稳定的第三个判据是提供希望的相位裕度，这里通常设定为 45° 。

为满足所有三个判据，必须知道如何计算图6.1所有元件的增益和相移，这里讨论如下。

6.2.3 带有和没有 ESR 的 LC 输出滤波器幅频特性

除了反激变换器(输出滤波仅为输出电容)外，这里讨论的所有拓扑都有输出滤波器。输出LC滤波器的幅频特性是最重要的。必须首先计算以决定误差放大器的幅频和相频特性如何整形，才能满足稳定闭环的三个判据。

带有负载电阻的输出LC滤波器的幅频特性如图6.3a所示。此特性假定输出电容的ESR为零。为便于讨论，假定滤波器为临界阻尼 $R_o=1.0Z_o$ 。如果使相应于 $R_o=1.0Z_o$ 稳定，那么在其它负载也将稳定。但应研究电路在轻载($R_o \gg 1.0Z_o$)特性，因为在LC滤波器转折频率 $f=f_c$ 增益谐振提升。

滤波电容没有ESR的LC滤波器幅频特性如图5的12345所示。在低频时， $X_c \gg X_L$ ，输入信号不衰减，增益为1即 0dB 。在 f_c 以上，都以 20dB/dec 的斜率 C_o 阻抗减少和 L_o 阻抗增加，使得增益变化斜率为 -40dB/dec ，或斜率为 -2 。当然在 f_c 增益不是突然转变为 -2 斜率的。实际上在 f_c 前增益曲线平滑离开 0dB 曲线，并在 f_c 后不久渐近趋向 -2 斜率。这里为讨论方便，增益曲线突然转向 -2 。

大多数滤波电容具有ESR，如图6.5b所示。在 f_c 以上的低频段，容抗远远大于ESR，此 V_o 看到阻抗

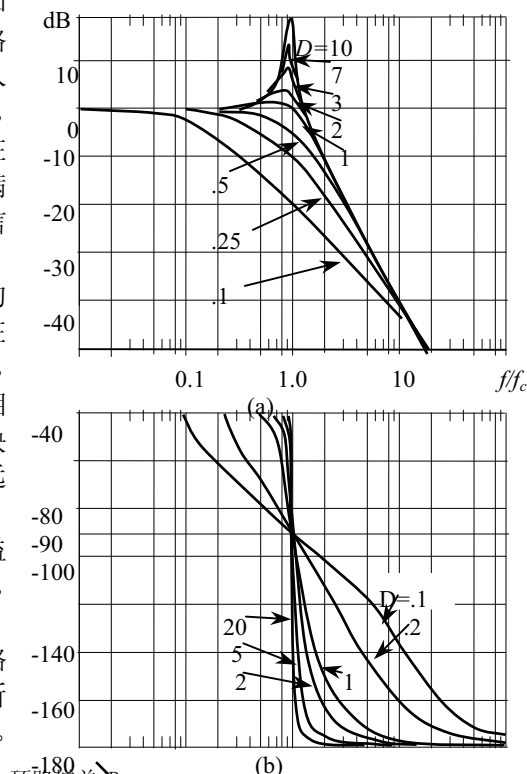


图6.3 输出LC滤波器幅频(a)和相频(b)特性

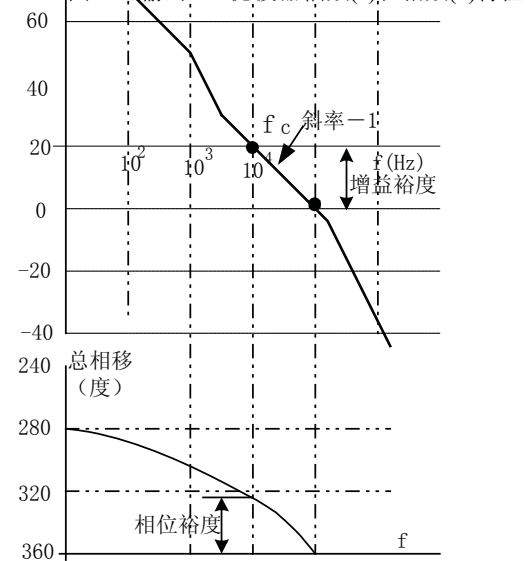


图6.4 总开环幅频和相频特性

通常迫使 $f_c=0.2\sim 0.25f_s$ ， f_s —开关频率。要电路稳定，在 f_c 总相移比 360° 少相位裕度，通常委 45° 。第二个判据是稳定环路总增益以 -1 斜率交越。

仅是容抗起作用，斜率仍为-2；在更高频时， $1/\omega C \ll ESR$ ，从输出端看的阻抗只是 ESR ，在此频率范围，电路变为 LR 滤波，而不是 LC 滤波。即

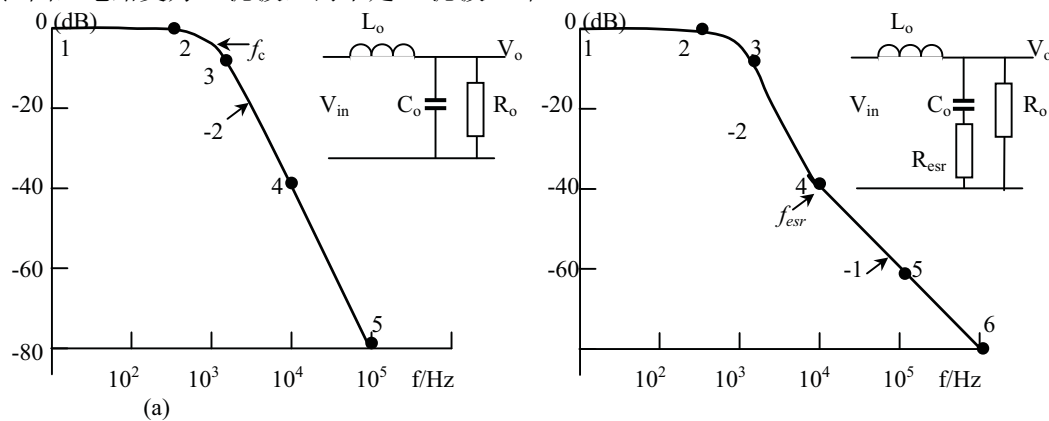


图 6.5 临界阻尼 LC 滤波器输出电容无 ESR (a) 和有 ESR(b)幅频特性

$$\dot{A} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 + j\omega L / ESR} = \frac{1}{1 + j f / f_{ESR}} \quad (9)$$

式中转折频率 $f_{ESR} = ESR / 2\pi L$ 。在此频率范围，感抗以 20dB/dec 增加，而 ESR 保持常数，增益以-1 斜率下降。

幅频特性由-2 转为-1 斜率点为 f_{ESR} ，这里电容阻抗等于 ESR 。转变是渐近的，但所示的突然转变也足够精确。

6.2.4 PWM 增益

图 6.1 中由误差放大器输出到电感输入电压 V_y 的平均值 V_{av} 的增益是 PWM 增益，并定义为 G_m 。这样增益定义可能产生迷惑，直流电压 V_{ea} 随误差放大器的 B 点的输入成比例变化，而 V_y 是可调宽的恒定幅值脉冲。

这个增益的意义和幅值说明如下。图 6.1 中 PWM 输出是直流电平 V_{ea} 与 0~3V(实际上是 0.5~3V)三角波 V_t 比较产生的。在所有 PWM 芯片中，产生两个相差 180° 的可调宽度脉冲。在形成 PWM 以后，经分频并送到两个分离的输出端。在正激变换器中，仅用两个输出的一个。

在图 6.1b 中， $V_{ea} = 0, T_{on} = 0$ ，在 V_y 的宽度为零， V_y 的平均值就是 $V_{av} = (V_{sp} - 1) (t_{on} / T)$ ，其中 V_{sp} 是变压器次级电压，1 为整流二极管压降， V_{av} 也为零。如果 V_{ea} 移动到 3V，在三角波的峰值， $t_{on} = 0.5T$ ， $V_o = 0.5 (V_{sp} - 1) / T$ 。则调制器的直流增益为 V_{av} 与 V_{ea} 的比值

$$G_m = \frac{0.5(V_{sp} - 1)}{3} \quad (10)$$

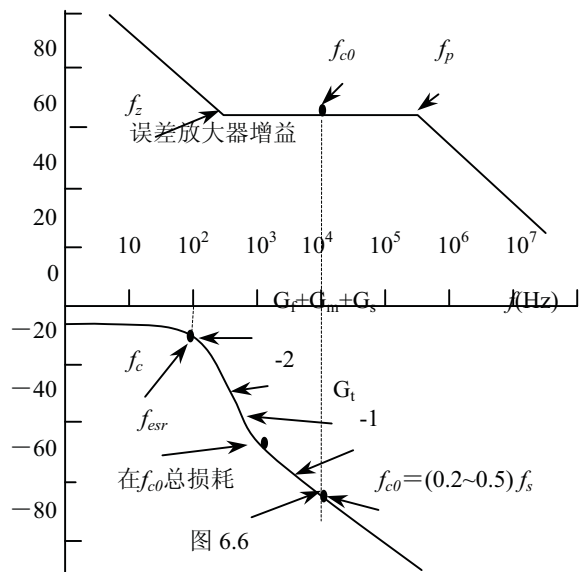
此增益与频率无关。

图 6.1 中还有一个增益衰减，就是 R_1 和 R_2 组成的采样电路。大多数 PWM 芯片的误差放大器的参考输入端不可能大于 2.5V，因此采样+5V 输出的电阻 $R_1 = R_2$ ， V_s 与 V_o 之间的增益为-6dB，即 1/2。

6.2.5 输出 LC 滤波器加上 PWM 和采样网络的总增益

由上面分析可知，输出 LC 滤波器增益 G_f 加上 PWM 增益 G_m 和采样网络增益 G_s 之和的总增益 G_t 如图 6.6 所示。从直流直到频率 $f_c = 1 / 2\pi\sqrt{LC}$ 是 $G_m + G_s$ 。在 f_c 转折为-2 斜率，并保持此斜率一直到 f_{esr} ，这里电容阻抗等于 ESR 。在这个频率它转折为斜率-1。由这个曲线可以确定误差放大器的幅频和相频特性以满足稳定环路的三个判据。

6.3 误差放大器的幅频特性整形



在大多数情况下，滤波电容具有ESR，且 f_{esr} 低于 f_{c0} 。因此在 f_{c0} 的 $G_1 = G_f + G_m + G_s$ 的曲线总是斜率为-1。要使得在 f_{c0} 的总开环增益为零，误差放大器在 f_{c0} 的增益与 G_1 值相等符号相反。同时如果误差放大器幅频特性在 f_{c0} 为水平线，则合成的总开环幅频特性 G_T 在 f_{c0} 以斜率-1交越。这就满足了稳定电路的第二个判据。

运算放大器的反相比例运算（图 6.7）就可以获得水平的增益曲线，调整 $G_{ea} = R_2/R_1$ 的大小获得所需的增益。

总的开环增益总和是误差放大器的增益加上 G_1 ，如果运放保持常数增益一直到直流，总的开环增益在 100Hz 就比较小，不能有效抑制交流电源纹波。为了在输出端将交流纹波降到很低水平，开环增益在低频时尽可能高，因此在 f_{c0} 的左边开环增益应当迅速增加。为此，在误差放大器反馈电阻电路 R_2 串联一个电容 C_1 （图 6.7b）。低频增益如图 6.6 所示。在高频范围， C_1 的大容抗小于 R_2 ，增益是水平线，而在低频范围， C_2 容抗大于 R_2 ，增益为 X_c/R_2 。增益以+20dB/dec向低频增加，并在 100Hz 处产生较高的增益。向高频方向，斜率-1，并在 $f_z = (2\pi R_2 C_1)^{-1}$ 处转向水平。

在 f_{c0} 的右端的高频端（图 6.6），如果误差放大器保持常数，总开环增益在高频增益相当高。但高频高增益就有可能接收高频尖峰噪声，并以较大的幅值传递到输出端。所以高频时应当降低增益。

这很容易做到，只要在误差放大器的反馈支路- R_2 串联 C_1 上并联一个 C_2 。在 f_{c0} ， X_{c1} 已经比 R_2 小，电路特性与 C_1 无关。在高频 C_1 的容抗比 R_2 小， R_2 不影响电路特性，电路增益由 X_{c2}/R_1 决定。在 f_{c0} 以上，幅频特性是水平的，直到 $f_p = (2\pi R_2 C_2)^{-1}$ ，在这个频率转折，以后以斜率-1 衰减（如图 6.6）。高频增益低避免高频噪声进入到输出端。

必须选择转折频率在 f_z 和 f_p 。一般这样选取 $f_{c0}/f_z = f_p/f_{c0}$ 。 f_z 与 f_p 之间分开越大，在 f_{c0} 有较大的相位裕度。希望较大的相位裕度，但如果 f_z 选择得太低，在 100Hz 低频增益比选择较高频增益低（图 6.8），这样对 100Hz 信号衰减很差。如果在 f_p 选择得太高，高频增益比选择较低频率高，这样高频噪声尖峰可能很高幅值通过。 f_z 与 f_p 之间分开距离在增加相位裕度和减少距离之间折中，以求得 100Hz 衰减和低的高频噪声尖峰输出。折中和更加精确地分析，用传递函数、极点和零点概念很容易做到。

6.4 误差放大器的传递函数，极点和零点

用复阻抗的输入臂 Z_1 和一个复阻抗的反馈臂的运算放大器电路如图 6.9 所示。其增益为 Z_2/Z_1 。如果 Z_1 是纯电阻 R_1 ，而 Z_2 也是纯电阻 R_2 ，如图 6.7a，则增益是 R_2/R_1 ，并与频率无关。在 V_o 与 V_{in} 之间的相位移是 180°，因为输入是反相端。

稳定环路的第一个判据是在频率 f_{c0} 总环路增益为 1 即 0dB 的总相移比 360° 少一个相位裕度，通常取 45°。

第一步首先建立交越频率 f_{c0} ，在此频率总增益为 0dB。然后选择误差放大器的增益，迫使总开环增益在 f_{c0} 为 0dB。下一步设计误差放大器的增益斜率，以使得总开环增益在 f_{c0} 以斜率-1 交越（图 6.4）。最后，调整幅频特性达到希望的相位裕度。

采样理论指出，为了闭环的稳定， f_{c0} 必须小于开关频率的一半。但必须远远小于开关频率，否则有较大幅值的开关频率纹波。因此，一般经验将 f_{c0} 定为开关频率的 1/4~1/5。

参考图 6.6 中提供的开环 LC 滤波器增益加调节器增益和检测网络增益。假定滤波电容有 ESR，在 f_{esr} 由斜率-2 转折为-1。假定 $f_{c0} = 1/5 f_s$ 开关频率，在此频率读取增益损耗值。

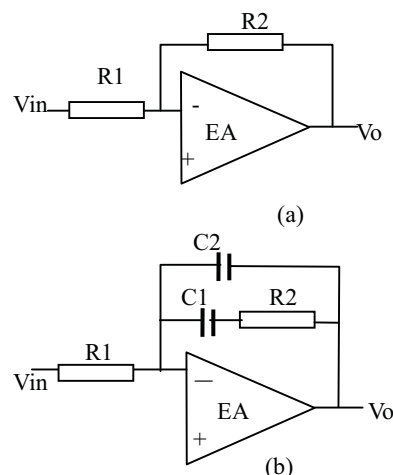


图 6.7 误差放大器幅频特性整形

如果阻抗 Z_1, Z_2 以复变量 $s=j(2\pi f)=j\omega$ 表示, 电容 C_1 的阻抗为 $1/sC_1$, 而 R_1 与 C_1 串联为 R_1+1/sC_1 。一个臂电容 C_2 与 R_1 和 C_1 串联的阻抗为

$$Z = \frac{(R_1 + 1/sC_1)(1/sC_2)}{R_1 + 1/sC_1 + 1/sC_2} \quad (11)$$

误差放大器的增益或传递函数写成阻抗 Z_1, Z_2 , 用复变量 s 表示, 即 $G(s)=Z_2(s)/Z_1(s)$ 。通过代数处理, 将 $G(s)$ 分子和分母简化成 s 的函数: $G(s)=N(s)/D(s)$ 。表示为多项式相乘:

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{(1 + sz_1)(1 + sz_2)(1 + sz_3)}{sp_0(1 + sp_1)(1 + sp_2)(1 + sp_3)} \quad (12)$$

这些 z 和 p 值是 RC 乘积, 并代表频率。令这些项为零, 可以求得这些频率。即

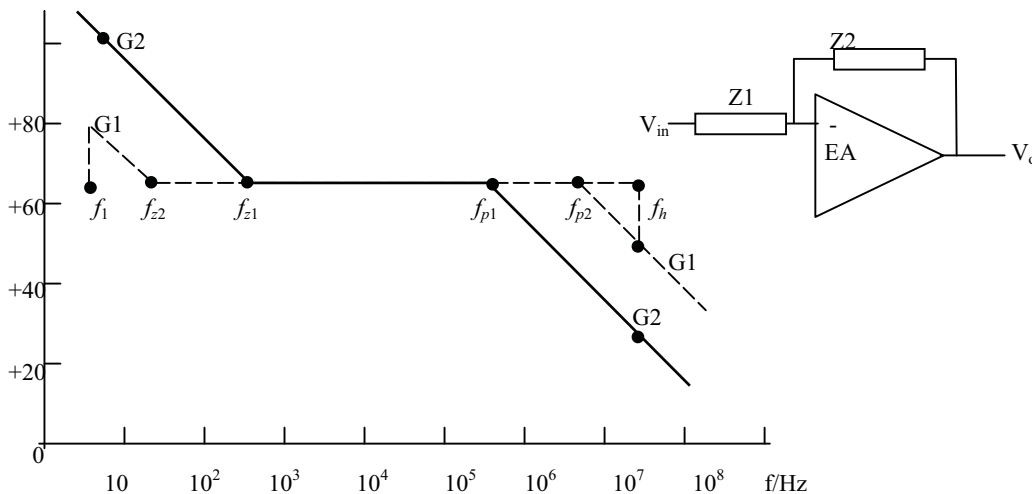


图 6.8 f_z 和 f_p 定位

$$1 + sz_1 = 1 + s(j2\pi f z_1) = 1 + j2\pi f R_1 C_1 = 0$$

即

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (13)$$

相应于 z 值的频率叫做零点频率, 而相应于 p 值的频率叫做极点频率。在分母中总有一项没有 1 , 如上述式中的 sp_0 。这表示一个重要的极点频率 $f_{p0}=(2\pi R_0 C_0)^{-1}$ 。称为原极点。

由原极点和极点以及零点频率, 可以画出误差放大器的幅频特性。

6.5 有零点和极点频率增益斜率变化规律

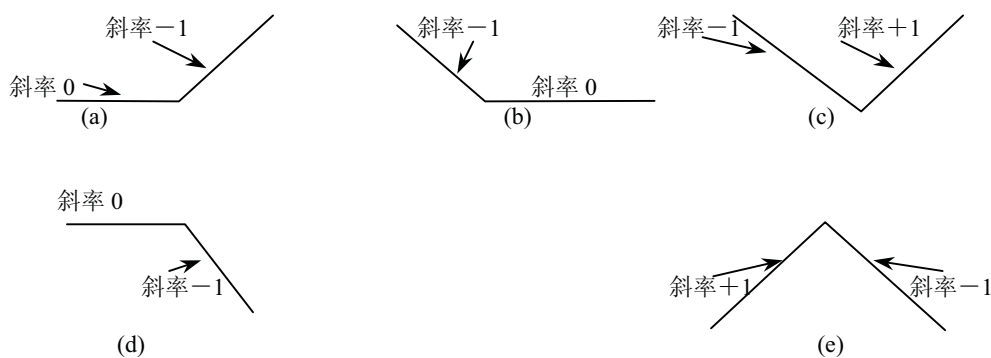


图 6.10 典型幅频特性

零点和极点代表了误差放大器的频率变化点。

零点表示增益斜率变化到 $+1$ 。在图 6.10a 中, 如果在一个增益为零点频率点出现零点时, 将由此

斜率转向+1。如果原先增益斜率为-1（图 6.10b），增益斜率将转向为 0。如果在相同的频率有两个零点（两个 RC 具有相同的乘积），原先斜率为-1 时，增益斜率第一个转向 0，第二个零将转向+1（图 6.10c）。

一个极点表示增益按斜率-1 变化。如果原先增益斜率为水平线（斜率为零）处出现一个极点，增益斜率转向-1（图 6.10d）；如果原先+1 斜率的相同频率有两个极点，第一个极点转为 0，而第二个极点在相同频率转为-1（图 6.10e）。

原极点和任何极点一样，增益斜率为-1。它表示一个增益为 1 即 0dB 的频率。画总误差放大器增益曲线从原极点开始。从 0dB 原极点频率 $f_{p0}=(2\pi R_0C_0)^{-1}$ 画起，反向画一条直线，斜率为-1（图 6.11）。如果在这个直线某点，在高频方向-1 斜率，传递函数在 $f_z=(2\pi R_1C_1)^{-1}$ 点为零（零点），在 f_z 转向增益斜率为水平。将水平增益无限伸展，但在某个较高频率 $f_p=(2\pi R_2C_2)^{-1}$ 传递函数有一个极点，在 f_p 将由水平转向斜率-1（图 6.11）。

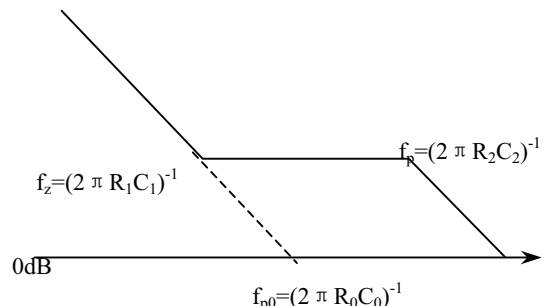


图 6.11 直接由传递函数画图 7 的误差放大器的增益曲线

传递函数水平部分的增益是 R_2/R_1 。在 f_{c0} 它等于并相反于 G_i （图 6.6）的损耗。

在原点有一个单极点，一个单零点和另一个单极点的误差放大器增益曲线具有图 6.11 希望的形状，用图 6.7b 来实现。余下来的事情就是选择零点和极点频率的位置，以产生希望的相位裕度。

6.6 从电路图推导单极点和单零点误差放大器的传递函数

上面已经指出如果误差放大器具有单极点、单零点和一个原极点，它的幅频特性如图 6.11 所示。现在证明一个误差放大器的传递函数如何推导，以及图 6.7b 电路确实具有一个单极点、一个单零点和一个原极点。图 6.7b 电路的增益为

$$G = \frac{dV_o}{dV_i} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{(R_2 + 1/j\omega C_1)(1/j\omega C_2)}{R_1(R_2 + 1/j\omega C_1 + 1/j\omega C_2)} \quad (14)$$

引入复变量 $s=j\omega$ ，于是

$$G = \frac{(R_2 + 1/sC_1)(1/sC_2)}{R_1(R_2 + 1/sC_1 + 1/sC_2)} \quad (15)$$

经过代数处理

$$G = \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2C_1C_2/(C_1 + C_2))}$$

同时因为一般 $C_2 \ll C_1$ ，则

$$G = \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2C_2)} \quad (16)$$

具有式 (16) 传递函数的图 6.7b 误差放大器在 Venable 经典著作中一般称为 2 型放大器。当输出滤波电容具有 ESR 时，使得 f_{c0} 落在斜率-1 的增益 G_1 的曲线（图 6.6）上，应用 2 型误差放大器。研究电路图 6.7b 的传递函数可直接画出它的幅频特性（图 6.11）。式 (16) 指出这个电路（图 6.7b）在 $f_{p0}=(2\pi R_0C_0)^{-1}$ 具有一个原极点。在此频率以-1 斜率向低频方向画一直线。

由式 (16) 在频率 $f_z=(2\pi R_2C_1)^{-1}$ 电路有一个零点。在 f_z 由斜线转成水平。再由式 (16) 电路在 $f_p=(2\pi R_2C_2)^{-1}$ 有一个极点，在此频率 f_p 再由水平转向斜率-1。

2 型误差放大器的传递函数可由它的极点和零点频率画出来，并将它们定位（选择 R_1, R_2, C_1, C_2 ）以获得希望的相位裕度。

6.7 从 2 型误差放大器的零点和极点的位置计算相移

采用 Venable 图，选取 $f_{c0}/f_z = k = f_p/f_{c0}$ 。像 RC 微分电路（图 6.2b）一个零点，引起相位超前。一个极点，像积分电路（图 6.2a）引起相位滞后。由于在 f_z 的零点在频率 f 相位超前是

$$\theta_{ld} = \tan^{-1} \frac{f}{f_z}$$

但对在 f_{c0} 超前的相位感兴趣, 大小为

$$\theta_M = \tan^{-1} k \tag{17}$$

在 $f = f_{c0}$ 因极点 f_p 引起的相位滞后为

$$\theta_L = \tan^{-1} \frac{f}{f_p}$$

因极点 f_p 在 $f = f_{c0}$ 引起的相位滞后为

$$\theta_L = \tan^{-1} \frac{1}{k} \tag{18}$$

在 $f = f_{c0}$ 由于极点在 f_p 滞后和零点在 f_z 超前的总相位是式 (17), (18) 两者之和。

此相移加到误差放大器固有的低频原极点相位移。误差放大器是反相运算, 在低频时输出与输入相差 180° 。在低频原极点相移 90° 。从图 6.7b可见, 低频时误差放大器是一个电阻输入、电容反馈的积分器, 这是因为低频时, 电容 C_1 阻抗远远大于电阻 R_2 , 反馈回路变为 C_1 与 C_2 并联。因此, 反相运算低频固有相移 180° , 再加上原极点相移 90° , 总的相位滞后 270° 。包括零点超前和极点滞后总的相位滞后为

$$\theta_t = 270^\circ - \tan^{-1} k + \tan^{-1} \frac{1}{k} \tag{19}$$

应当注意到当 k 很大 (零点和极点分开很大) 时, 净相位仍然滞后, 零点最大超前 90° , 极点滞后为零。计算结果如表 1 所示。

6.8 经过 LC 滤波器的相移—输出电容有 ESR

总开环相移包括误差放大器和输出滤波电容相移。图 6.3b中 $R_o = 20Z_o$ 且输出滤波电容没有 ESR 时, 通过滤波器在 $1.2f_{c0}$ 处已经是 175° 。如果输出滤波电容有 ESR , 如图 6.5b所示, 相位滞后大大改善。图中在 $f = f_{esa} = (2\pi C_o ESR)^{-1}$ 时, 幅频特性由斜率 -2 转为 -1 。在 $f > f_{esa}$ 时, C_o 的容抗小于 ESR , 电路的幅频特性相似于 LR 电路, 而不是 LC 电路。而 LR 电路最大相移位 90° , 不是 LC 电路最大可能的 180° 。这样 ESR 零点产生一个相位提升, 由于 f_{esa} 在一个频率 f 的相位滞后为

$$\theta_L = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{f}{f_{esr}}$$

因为对 f_{c0} 因 f_{esa} 零点的相位滞后感兴趣, 此点相移

$$\theta_{Lc} = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{f_{c0}}{f_{esr}} \tag{20}$$

对于不同的 f_{c0}/f_{esa} 值, 输出电容具有 ESR (图 6.2) 的 LC 滤波器的滞后相位 (式 (20)) 如表 2 所示。因此, 设置误差放大器幅频特性的水平部分数值相等, 但符号相反于 G_t 在 f_{c0} 的损耗。将 f_{c0} 定位在希望的位置。因为在大多数情况下, f_{c0} 位于总相频特性 G_t 以斜率 -1 交越处。由表 1 和 2 选取适当地 k (零点和极点的位置) 值, 产生所希望的相位裕度。

6.9 设计举例—稳定一个带 2 型误差放大器的正激变换器反馈环路

通过设计的例子说明所有先前各节讨论的很多资料的相互关系。稳定闭环的正激变换器参数如下: $V_o = 5V$; $I_o = 10A$; $I_{omin} = 1A$; $f_s = 100kHz$

表 1 不同 k 值 2 型误差放大器滞后相位

k	滞后相位 (图 7)
2	233°
3	216°
4	208°
5	202°
6	198°
10	191°

表 2 在 f_{c0} 因 f_{esa} 的 LC 滤波器的相位滞后

f_{c0}/f_{esa}	相位滞后	f_{c0}/f_{esa}	相位滞后
0.25	166°	2.5	112°
0.50	153°	3	108°
0.75	143°	4	104°
1.0	135°	5	101°
1.2	130°	6	99.5°
1.4	126°	7	98.1°
1.6	122°	8	97.1°
1.8	119°	9	96.3°
2.0	116°	10	95.7°

一开关频率; 输出最小纹波 $V_p = 50\text{mV}$ 。

假定输出滤波电容具有ESR, 同时 f_{c0} 位于LC滤波的斜率-1处。这可以使用幅频特性如图 6.6 的 2型误差放大器。电路如图 6.12 所示。

首先计算 LC 滤波器参数。根据正激变换器原理得到

$$L = \frac{V_o T (1 - D)}{2 I_{o \min}}$$

如果 $D = D_{\max} = 0.4$, $I_{o \min} = I_o / 10$

$$L = \frac{V_o T (1 - D)}{2 I_{o \min}} = \frac{0.3 V_o T}{I_{o \min}} = \frac{3 V_o T}{I_o} = \frac{3 \times 5 \times 10^{-5}}{10} = 15 \times 10^{-6} \text{ (H)}$$

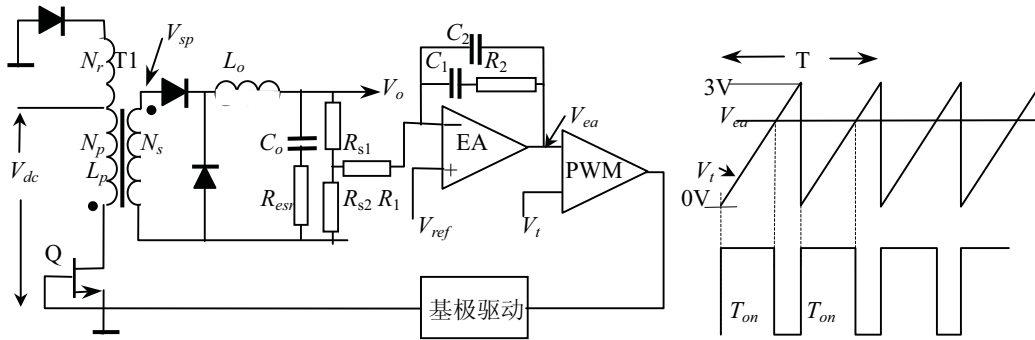


图 6.12 正激变换器反馈环路设计举例

因为输出纹波主要是输出电容的ESR和电感的脉动电流引起的, 电感的脉动电流为 $\Delta I = 2 I_{o \min}$ 。 $V_p = R_o \times \Delta I$, 又因为 $R_o C_o = 65 \times 10^{-6}$, 所以

$$C_o = \frac{2 I_{o \min}}{V_{or}} \times 65 \times 10^{-6} = \frac{2}{0.05} \times 65 \times 10^{-6} = 2600 \mu\text{F}$$

输出滤波器的转折频率为

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15 \times 10^{-6} \times 2600 \times 10^{-6}}} = 806 \text{ Hz}$$

在 6.2.3 节, ESR 零点频率使得幅频特性由斜率-2 突然转到-1, 此点频率为

$$f_{esr} = \frac{1}{2\pi C_o R_o} = \frac{1}{2\pi \times 65 \times 10^{-6}} = 2500 \text{ Hz}$$

在调制器中 $G_m = 0.5(V_{sp} - 1)/3$, 当占空度 $D = 0.5$ 时, $V_o = 5\text{V}$, $V_{sp} = 11\text{V}$, 因为 $V_o = (V_{sp} - 1)T_{on}/T$, 于是, $G_m = 0.5(11 - 1)/3 = 1.67$, 即 +4.5dB。

对于普通 SG1524 型 PWM 芯片, 误差放大器的参考输入为 2.5V, 当 $V_o = 5\text{V}$ 时, $R_1 = R_2$, 采样网路增益 $G_s = -6\text{dB}$, 所以 $G_m + G_s = 4.5 - 6 = -1.5\text{dB}$ 。

总的幅频特性 G_t 是各单元幅频特性相加 $G_L + G_m + G_s$ 如图 13 中曲线 ABCD 所示。A 到转折频率 806Hz (B) 为 $G_m + G_s = -1.5\text{dB}$ 。在 B, 曲线转折为斜率-2, 并一直继续到 ESR 的 2500Hz 零点 (C)。在 C 转折为-1 斜率。

现在选择交越频率为开关频率达 1/5, 即 20kHz。从幅频特性 G_t 上, 20kHz 处是 -40dB (数值为 1/100)。因此, 使得 20kHz 是交越频率, 误差放大器此频率的增益为 +40dB。误差放大器增益加上曲线 ABCD 的总增益必须以斜率-1 交越, 误差放大器的相频特性如图 6.13 所示曲线 EFGH 上的 F 到 G 斜率为零, 因为在 20kHz 处曲线 ABCD 斜率已经是-1。

用一个前面说明的 2 型误差放大器就可以获得相频特性在 F 到 G 水平增益。2 型误差放大器水平部分增益是 R_2/R_1 。如果 R_1 任意去 1kΩ, R_2 则为 100kΩ。

在 f_2 有一个零点, 来增加低频增益, 以衰减电网纹波, 极点位于 G 点, 用来降低高频增益, 以减少

尖峰噪声传到输出。很好分配零点和极点位置，获得希望的相位裕度。

假定相位裕度为 45° 。环路在 20kHz 的总相移 $360-45=315^\circ$ 。但 LC 滤波器产生滞后相移如式 (19)。由此式得到对于 $f_{c0}=20\text{kHz}$ 和 $f_{esa}=2.5\text{kHz}$ 相位滞后是 97° (表 2)。于是，误差放大器仅允许 $315-97=218^\circ$ 。表 1 中若误差放大器滞后 218° ， k 稍小于 3 即可。

为了保证足够的裕度，假定 $k=4$ ，产生相移为 208° ，加上 LC 滤波器的 97° 滞后相移，总的相移滞后 305° ，因此相位裕度为 $360-305=55^\circ$ ，即在 f_{c0} 有 55° 裕度。

$k=4$ 时，零点频率 $f_z=20/4=5\text{kHz}$ ，式 (12) 中 $f_z=(2\pi R_2 C_1)^{-1}$ ， $R_2=100\text{k}\Omega$ ， $C_1=(2\pi \times 10^5 \times 5 \times 10^3)^{-1}=318 \times 10^{-12}\text{F}=318\text{pF}$ 。极点在 $f_p=20 \times 4=80\text{kHz}$ 。由式(12)得到 $f_p=(2\pi \times R_2 C_2)^{-1}$ ， $R_2=100\text{k}\Omega$ ，则 $C_2=(2\pi \times 10^5 \times 8 \times 10^4)^{-1}=20 \times 10^{-12}=20\text{pF}$ 。设计完成的幅频特性如图 6.13 所示。曲线是总开环相频特性。它是曲线 ABCD 和 EFGH 之和。

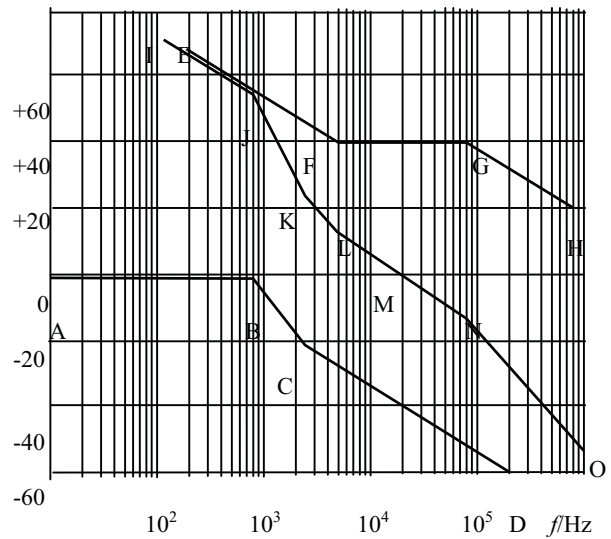


图 6.13 幅频特性—3 型误差放大器

还应当注意到取样电阻是 R_1 的一部分，实际 $R_1'=R_1-R_{s1}/R_{s2}$

6.10. 采用的 3 型误差放大器和传递函数

当输出滤波电容具有 ESR 时，输出纹波为 $R_o dI$ ，其中 $R_o=ESR$ ，而 dI 是两倍的最小直流电流。大多数铝电解电容具有 ESR。同时大多数电解电容有 $ESR \times C=65 \times 10^{-6}$ 。因此减少纹波，减少 ESR，就是增加电解电容的容量，当然增加了电容的体积，可能增加得太大。

近年来，有些厂能生产出基本上没有 ESR 的电解电容，以适合要求绝对最小纹波场合的应用。如应用这样零 ESR 的电容，大大影响误差放大器反馈环路的设计。在输出电容有 ESR 时，通常 f_{c0} 在输出滤波的斜率 -1 上。这需要幅频特性在 f_{c0} 处水平的 2 型误差放大器 (图 6.6)。

如果电容 $ESR=0$ ， LC 的幅频特性在转折频率 $f_c=(2\pi \sqrt{LC})^{-1}$ 以后，幅频特性以斜率 -2 继续下降(图 6.14a)。这样可以将误差放大器幅频特性设计成在希望的 f_{c0} 与 LC 的损耗数值相等，符号相反。而总增益以斜率 -1 交越 f_{c0} ，必须将误差放大器的幅频特性在 f_{c0} 中心区设计成 $+1$ 斜率(图 6.14b 中曲线 EFGHI)。

误差放大器的幅频特性不允许在低频幅方向下降。如果下降，不能保证对电网低频纹波的抑制能力。在某频率 f_z (图 6.14b)，幅频特性必须转向在低频方向形成 $+1$ 斜率。正如在第五节说明的，在误差放大器的传递函数中在相同频率 f_z 提供两个零点得到的。在 f_z 以下，增益向高频方向以 -1 下降。因为由假定的原极点提供。在 f_z 第一个零点将增益斜率转为水平。第二个零点转向 $+1$ 。在远大于 f_{c0} 以上的频率不允许增益继续以 $+1$ 上升。如果这样，增益在高频时很高，并将高频噪声传递到输出端。正如第五节讨论的，在 H 点的频率 f_p 提供两个极点，第一个极点转向水平，第二个转向 -1 。具有图 6.14 幅频特性的误差放大器叫做 3 型误差放大器 (Venable 命名的)。

因为对于 2 型误差放大器，两个零点 f_z 和两个极点 f_p 的位置决定了 f_{c0} 的相位滞后。在 f_z 和 f_p 之间的分开越宽，相位裕度就越大。同时对于 2 型误差放大器， f_z 越移向低频，对 100Hz 纹波衰减越差。 f_p

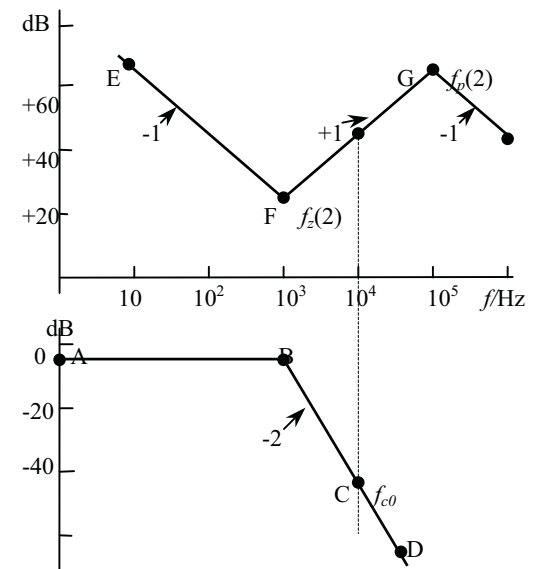


图 6.14 输出电容无 ESR 和需要误差放大器校正幅频特性

第七章 辅助电路和监控电路设计

7.1 概述

除了功率电路以外，保证功率电路正常工作的外围电路对电源正常工作也是非常重要。这些电路包括控制和检测电路，辅助电源，缓冲电路，显示和检测电路以及各种保护电路。这些电路直接影响开关电源的电气性能和运行的可靠性。并提供各种接口，提供显示和监控。

7.2 辅助电源

一般开关电源都要有一个辅助电源，提供控制、保护、驱动和显示电路提供能量。开关电源的启动，首先应启动辅助电源。辅助电源的输出功率是消耗掉的，不参与能量传输，直接影响开关电源的效率。因此，要求辅助电源启动可靠，效率高，控制容易且成本低。小功率开关电源的辅助电源功率小，一般采用自举电路；大功率常采用独立的辅助电源。

1. 自举供电

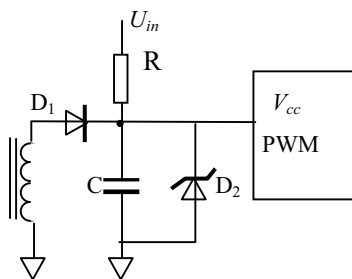


图 7-1 启动以后自举线圈供电

变换器启动以前没有控制电源，但你需要电源来启动变换器。最简单办法是用一个自举电路（图 7-1）。它是用一个电阻和一个电容直接从输入直流母线获得控制电源，当主变换器运行以后，从主变压器上自举线圈获得连续供电。

图 7-1 方法适合于有欠压封锁功能的 PWM 芯片。当加上 U_{in} 时，电容 C 通过电阻 R 充电，电容电压上升。当达到 PWM 芯片的欠压封锁（UVLO）门限电压时，PWM 芯片开始工作。由电容提供能量驱动晶体管。变换器工作，由主变压器自举线圈向 PWM 芯片供电。图 7-1 中稳压二极管 D_2 避免电容上过高的电压损伤 IC，典型采用 12~18V 稳压二极管。

从接通电源到 PWM 芯片工作，并驱动功率晶体管导通，直至主变压器自举线圈向 PWM 芯片供电正常工作前，一直由电容 C 供电。因此需要一个很大的电容才行。用一个典型的例子来说明：PWM 芯片 UC3825 需要电源提供 33mA 才能运行。在加上 10mA 的栅极驱动电流，以及其它部分数 mA，总共需要大约 50mA。假定变换器进入正常工作需要 10ms。由于在此之前，自举变压器线圈电压为其它线圈电压箝位，在进入主电路稳压前不能提供功率。而 UC3825 的迟滞环宽（回差）仅 400mV，这就意味着如果电容上电压在 10ms 内降落比回差大，PWM 将恢复到欠压锁定状态，随后又通过电阻 R 对电容充电，经过一定时间又达到欠压上门限。在回差范围内循环振荡。因此我们需要电容提供 $50\text{mA} \times 10\text{ms} = 500 \mu\text{C}$ （微库）电荷，降落 400mV 就需要 $C = 500 \mu\text{C} / 400\text{mV} = 1.25\text{mF}$ （1250 μF ）如此大的电容！

如果要想减少储能电容，从上面分析可以看到选择较大回差的 PWM 芯片。或采用如图 7-2 所示电路。电路中在芯片供电电路中串联一个 PNP 晶体管 T_1 ，在电容电压达到稳压管 D_3 稳定电压前 MOSFET (T_2) 是不导通的。但是，一旦 T_2 导通，它就保持导通状态。MOSFET 转而导通 PNP 晶体管，晶体管流过芯片全部电流。例如选择稳压管 D_3 稳压值为 12V，如果 MOSFET 的开启电压为 2V， $12\text{V} + 2\text{V} = 14\text{V}$ ，可以得到 $14\text{V} - 9\text{V}(\text{UVLO}) = 5\text{V}$ 回差。这样的回差所需要的电容比小回差减少 $5\text{V} / 0.4\text{V} = 12.5$ 倍，将 1250 μF 电容降低到 100 μF ，当然 100 μF 比 1250 μF 体积小得多。

这些电在路中，尽管自举线圈提供 PWM 芯片大部分能量，电阻 R_1 仍然要消耗输入电压提供的功率，考虑到电阻值几乎可取任意大，以减少损耗。大电阻对电容充电时间就使接通电源到变换器启动时间延

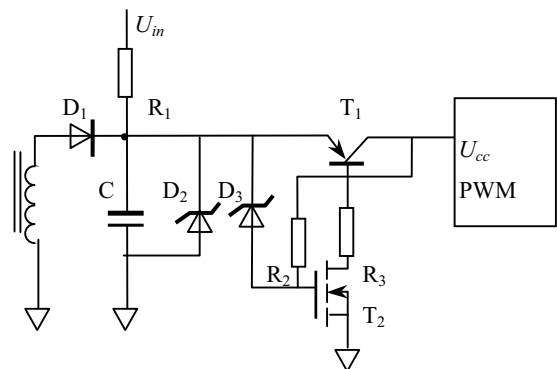


图 7-2 增加迟滞环宽来减少启动电容

迟加长,但它不影响变换器软启动时间。例如,对于第二个图,假定电阻是 $10\text{k}\Omega$,输入电压是 28V 直流,线圈额定电压是 15V 。电容充电到 14V 需要时间是

$$t_d = \tau \ln \frac{28}{28-14} \approx 0.7\text{ s} \quad (7.1)$$

即 $t=700\text{ms}$ 。此电阻的稳态功率损耗仅为

$$P = \frac{(28-15)^2}{10 \times 10^3} = 17\text{mW}$$

即使全部输入电压加在电阻上,它的功耗仅 78mW ,可以选用 $(1/8)\text{W}$ 电阻。

如果输入电压为电网整流后的直流电压,电压高,电阻还是损耗较大的功率,应当采用图 7-3 电路。在启动电阻中串联一个 MOSFET (或双极型晶体管)。

图 7-3 中,接通电源后, T_1 通过 R_2, R_3 驱动导通,辅助电源电压 U_a 随输入电压上升而上升。当 U_a 达到 D_{z1} 稳压值 (15V) 时, U_a 稳定在 15V 。

同时 C_1 充电到稳压值。 D_{z2} 击穿电压用来限制栅极最高电压。

当辅助电源达到 PWM 芯片的欠压封锁电压时, PWM 芯片发出驱动脉冲,主变换器工作。

主电路工作以后,由 N_a 提供辅助电源能量。 D_1 和 C_1 组成近似峰值检测。同时 T_2 导通,将 D_{z2} 阴极拉到低于 15V ,迫使 T_1 截止。关断 R_1 供电回路。

此电路仅在主变压器正常工作前提供驱动能量,可选取较小电阻 R_1 ,由输入电源提供足够的驱动电流。一旦启动后,用 T_1 切断 R_1 供电电路。为减少功率损耗, R_2 为几 $\text{M}\Omega$,通常由几个电阻串联。图 7-3 参数是一个实际例子。直流母线电压一般是稳定的 400V 左右。自举线圈电压峰值变化不大。

当输入电压较低 ($<100\text{V}$) 不必要采用如此复杂电路,采用图 7-1 即可。这种

电路适用于输入直流电压变化不大(如有 PFC)或功率级为反激拓扑。如果输入为工频电网,又采用电容滤波,直流电压随输入电压和负载变化很大,如果采用图 7-2(或图 7-3)电路,主电路拓扑为正激型(推挽,正激,桥式或半桥)时,主变压器上各线圈的峰值电压也随直流母线电压变化而变化,自举线圈设计困难:满足最低输入电压、最大负载时供电,则在输入电压最高电压、轻载时 R (图 7.3- R_7) 损耗很大。否则 R_1 损耗太大。同时 T_1 应选择更高的耐压值。在这种情况下,建议最好采用如 TOPSWICH 或 MIP 芯片构成的独立辅助电源。

2. 独立辅助电压源

大功率开关电源的辅助电源不仅提供 PWM 控制芯片电源,而且还提供显示、报警和外部控制通信等多种用途,同时为保证输入与输入信号隔离常需要多路输出,一般辅助电路供电采用独立辅助电源。如果开关电源输入是交流电网,早先辅助电源采用工频变压器降压、经整流滤波稳压实现。现代辅助电源通常是一个自启动小功率开关电源。基本拓扑主要是反激断续工作模式。也有用正激和推挽变换器。经常使用的功能电路和控制芯片如 TOPSWITCH, MIP 和 3524, UC3842 等。

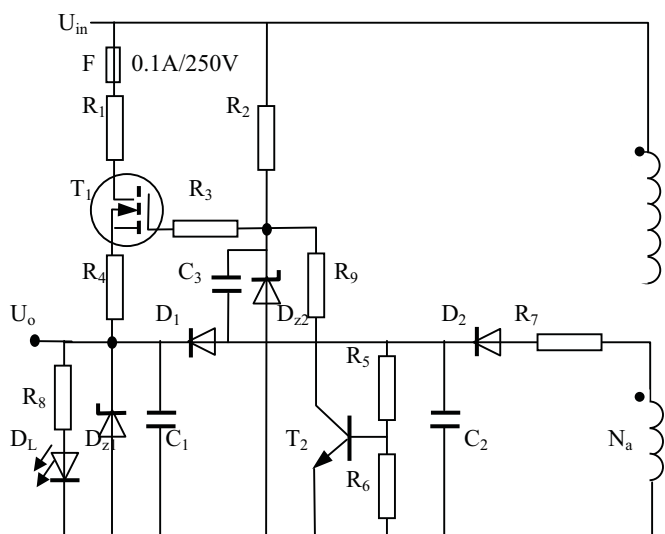


图 7-3 辅助电源启动

T_1 -STW5NA90; T_2 -BC547; D_{z1} -BZV85C24; D_{z2} -BZX79C24;

D_1 -1N4007; D_2 -UG1B; D_L -LED.

C_3 -100nF; C_1 -120 $\mu\text{F}/63\text{V}$; C_2 -1 $\mu\text{F}/63\text{V}$

R_1 -680/7W; R_2 -2M2MRS25 \times 2; R_3 -1k; R_4 -10; R_5 -10k; R_6 -2k2;

R_7 -1/MRS25; R_8 -2k2; R_9 -180k

A. 工频变压器降压电路

图 7-4 是一个 54V/30A 输出通信电源的辅助电源，这是工频变压器降压的实际例子。它是一个具有 PFC 和直流变换器两级的通信电源的辅助电源。实际电路中变压器 T 有多个次级线圈，分别提供需

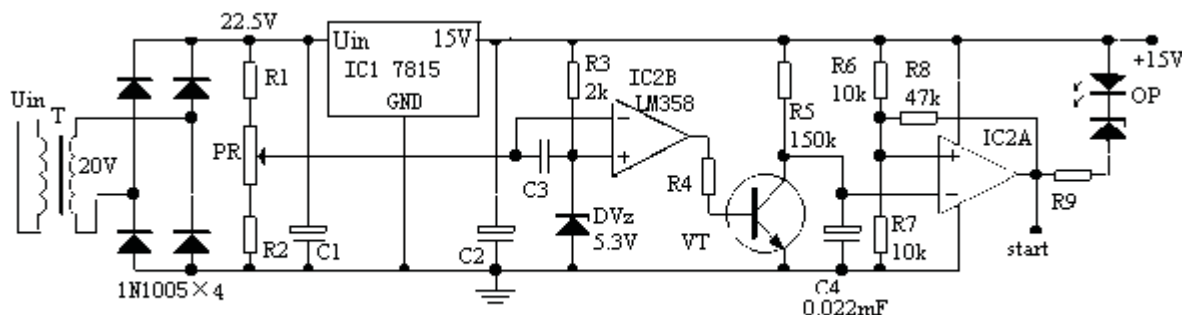


图7 4 辅助电源和启动电路

要隔离的控制和检测、显示电路。由于另外各路负载较轻，或允许电压较大波动，可以用稳压管稳压或不稳压，这里不作介绍。这里只介绍主辅助电源。

主辅助电源除了提供控制电源外，还发出整个开关电源的启动指令。工作原理如下：

变压器T将输入 220V±20%的交流降低到 20V，经 4 个 1N1005 桥式整流、C1 滤波，得到大约 22.5V 直流电压，经 IC1 三端稳压器 7815 稳压，输出 15V 直流稳定电压。完成恒压输出功能。0.2A 输出需 $C_1=500\mu\text{F}$ 滤波电容。1A 输出需 $2000\mu\text{F}$ 滤波电容。实际电路为 $2200\mu\text{F}$ 。

电路还包含了欠压保护和启动功能。欠压保护由检测电路 R1、R2 和电位器 PR，基准 R3、DVz 以及比较器 IC2B 组成。基准为 5.3V 稳压管，通过 R3 提供大于 5mA 的偏置电流，保证稳压管较小的动态电阻和温度系数。通过调节 PR 设定欠压点在输入电压 147V 动作。当低于 147V 时，IC2B 输出高电平，晶体管 VT 饱和，将 C4 上电压箝位于地电位，IC2A 输出高电平，封闭所有变换器的控制电路。当输入电网电压超过 147V 时，比较器 IC2B 翻转，输出低电平，晶体管 VT 截止，启动延时开始。延时时间与 R5、C4 以及迟滞比较器 IC2A 有关。比较器的输出位高电平时，输出电压近似 14V，只要 C4 上电压 U_{C4} 低于通向端电压，比较器输出高电平。这是稳压器 IC1 输出接近 15V， $R_7=R_6=10\text{k}\Omega$ ， $R_8=47\Omega$ ， $V_{cc}=15\text{V}$ 。 $U_{o1}=14\text{V}$ （考虑输出饱和和压降）。比较器同相端电压近似为

$$U_+ = \frac{R_7 \times V_{cc}}{R_6 + R_7} \times \frac{R_8}{R_8 + R_6 // R_7} + \frac{U_{o1} \times R_6 // R_7}{R_8 + R_6 // R_7} = \frac{15 \times 47}{2(47 + 5)} + \frac{5 \times 14}{5 + 47} = 8.125 \text{ V}$$

从晶体管 T 截止，C4 ($22\mu\text{F}$) 通过 R5 ($150\text{k}\Omega$) 充电到 U_+ 的时间为

$$t = \tau \ln\left(\frac{V_{cc}}{V_{cc} - U_+}\right) = 22 \times 0.150 \times \ln\left(\frac{15}{15 - 8.125}\right) = 2.57 \text{ s}$$

2.5 秒时间足以使得 PFC 的输出电容充电到电网电压的峰值。这是发出启动 PFC 信号，且软启动工作。同时这个启动信号再经过一个短暂延时，提供 DC/DC 变换器。短暂延时保证 PFC 软启动结束稳定工作再启动 DC/DC。

在功率级为 Boost 变换器的 PFC 启动前，由于 Boost 尚未工作，输入整流直接通过升压电感对输出电容充电。但启动时，输出电容电压为零，充电电流非常大，为限制这个冲击电流，通常仔猪电路中串连限流电阻。当电容电压充电达到输入电网电压峰值时，应当切除限流电阻。这时利用 IC2A 的输出变为低电平，使得光耦 OP 输入端激活，光耦输出控制有源器件或继电器将输入限流电阻短路。

B. 采用 PWM 控制芯片独立开关电源

100A 以上输出的通信电源（一般输出电压为 54~56V），功率超过 5kW，通常采用采用三相 380V 交流电网输入，而不是单相 220V 输入。三相交流输入一般采用电感滤波以提高功率因数，整流输出电压大约为 513V 作为辅助电源的供电电压。如果考虑 20% 的波动，输入直流电压。达到 650V。图 7-5 是一个通信电源的实际辅助电源。

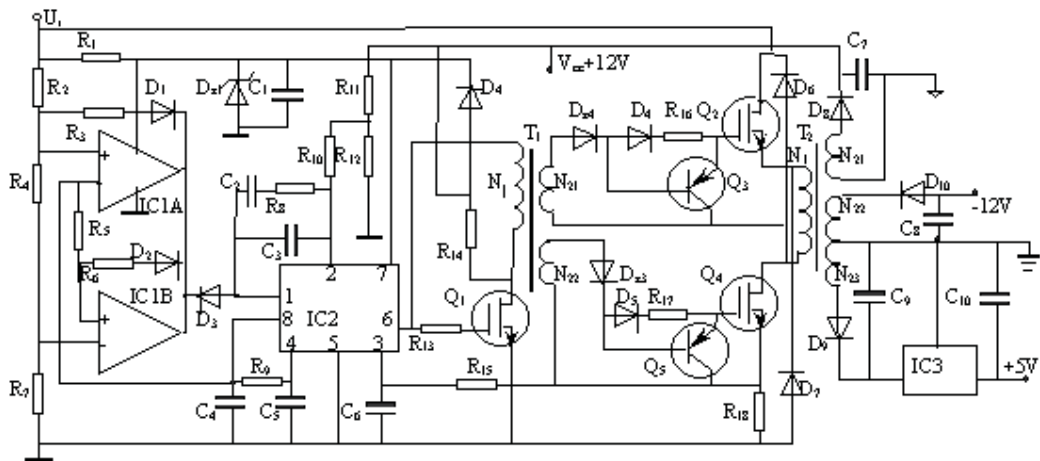


图 7-5 U_i 为三相 380V 整流输入的 DC/DC 变换器辅助电源

图 7-5 中，IC1A 和 IC1B 组成欠压和过压保护。IC2 是电流型控制芯片 UC3844。辅助电源功率电路为双端反激变换器，由 Q_1 驱动。提供三个输出：稳定的 +12V，未调节的 -12V 和经过后继稳压的 +5V 三个输出。原辅助电源的 +12V 还提供给一个推挽方波变换器，产生多路 15V 电压，供给主功率变换电路驱动隔离要求。因为 +12 是闭环高稳定的电压，方波推挽输出只需简单电容滤波即可，提供给不需要精密稳定的驱动电源。欠压和过压电路见监视电路一节。

电流型控制芯片 UC3844 的启动电流只有 1mA，欠压保护电压启动电压 16V，关断电压 10V，有 6V 回差。 $R_1=110k\Omega$ ，电容 C_1 为 $220\mu F$ 。根据本节自举供电计算，10ms 内达到欠压值 10V，可以提供 120mA 电流。如果扣除 UC3844 的启动电流为 17mA 外，提供驱动电流约 100mA，足以驱动功率级 MOSFET。 D_{z1} 的稳压值为 25V，限制 PWM 芯片电压不要超过其击穿电压 (30V)。 U_i 为 513V，电路提供 PWM 芯片平均电流仅 5mA。当主电路工作以后，反激变换器输出 +12V 通过 D_4 给 PWM 芯片自举供电。

UC3844 的 '1' 脚为补偿端 (comp)，即误差放大器的输出端，如果将此端电位拉到低电位，PWM 没有输出，即输出被封锁。IC1A 和 IC1B 组成输入欠压和过压保护（详细见欠压过压保护一节），两者组成一个电压窗口 ($\pm 20\%$)，在窗口 (额定电压工作区) 内，变换器有辅助电源；在这个电压范围外 (过压或欠压)，辅助电源关闭。

UC3844 的定时电容 C_5 (3n3) 和定时电阻 R_9 (5.6k Ω) 决定辅助电源工作频率 ($\approx 100kHz$)，死区时间大约 1 μs 。 R_{11} (1.8k)， R_{12} (470) 组成 +12V 的输出取样电路，芯片内部误差放大器的同相输入端电压为基准电压的一半，2.5V，因此

$$U_{o+12} = \left(1 + \frac{R_{11}}{R_{12}}\right) \times 2.5 = 12V$$

UC3844 的电流检测端电压范围为 0~0.8V。电流检测电阻为 $R_{18}=47\Omega$ ，如果最大峰值电流时为 0.7V，芯片的最大占空比为 0.48，额定输入电压时 $D=0.39$ ，初级电感量为 33.8mH。磁芯采用 3C85 材料，ETD29，截面 $S_c=0.76cm^2$ ，窗口 $S_w=1.34cm^2$ 。初级峰值电流为

$$I_{1p} = \frac{U_i D T}{L_1} = \frac{513 \times 11 \times 10^{-6} \times 0.39}{33.8 \times 10^{-3}} = 65mA$$

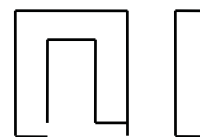
变换器最大输出功率为

$$P_o = \frac{(U_i D)^2}{2L_1 f} = \frac{(513 \times 0.39)^2}{2 \times 33.8 \times 10^{-3} \times 90 \times 10^3} = 6.6W$$

初级线圈与各线圈匝比为 $N_1:N_{21}:N_{22}=530:20:20:20$

铁心磁感应 ΔB

$$\Delta B = \frac{U_i \times T_{on}}{N_1 \times S} = \frac{U_i \times DT}{N_1 \times S} = \frac{513 \times 0.39 \times 11 \times 10^{-6}}{530 \times 0.76 \times 10^{-4}} = 0.0545 \text{ T}$$



如果考虑变压器效率为 80%，欠压电压为

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{0.5U_{i\min}}{(0.3 \sim 0.4)U_o} \sqrt{0.96} = (1.63 \sim 1.224) \frac{U_{i\min}}{U_o}$$

C.功率管选择

根据以上的电流和电压选择场效应晶体管 P3N100.3A/1000V.

d.驱动

IC2 的 6 脚输出控制脉冲,最大幅度为 13.5V.驱动变压器,采用正激式.

Π13×10×5 3C85

7.3 软启动

软启动也称为慢启动。当变换器辅助电源工作正常以后，控制芯片首先得到电源，并发出主电路开关驱动脉冲，主电路工作。但是，变换器输出通常接一个大电容，启动前输出电压为零，输出电压反馈迫使控制芯片输出最大占空度。如果允许这样，将有很高的、危险的大电流从输入端流入，通过变换器功率晶体管，试图对输出电容充电。当输出电容电压上升，一旦输出电容接近额定输出，占空度将达到稳定额定电压对应值。因为只要输出电容电压低于额定值，占空度总是最大，冲击电流很大。因此，经常在启动期间变换器失误，烧毁电路功率元器件。所以，在启动时总是设法将占空度从最小值缓慢增加—软启动来限制输入电流，保护输入整流器和变换器功率管。为了达到有效保护，慢启动时间应当比输出建立时间长。

不仅在启动时需要软启动，而且在过压、欠压、短路和过热等故障保护跳闸，故障消失后恢复启动也应当用软启动。

例如在过流时，电流检测启动保护电路将软启动电容放电，软启动电路使占空度慢慢线性增加，如果过流继续存在，再度将电容放电和软启动，电路处于打嗝工作模式。

某些以前的芯片，没有软启动脚。在这种情况下，从参考地端到误差放大器的同相输入端间加一个 RC 电路，具有相同的效果，使变换器输出电压缓慢增加。有时为了输出与输入隔离，没有用控制芯片的误差放大器，在这种情况下，可以控制误差放大器的输出端（一般为 comp）。因为此电压与三角波比较产生 PWM，只要是该点电压最低（除了 494），则占空度最小。用一个二极管组成负或逻辑，将软启动电容电压引入。在电容上并联一个 NPN 晶体管，作为故障放电。

常用启动电路:

在输入电压是高压时，电源启动是开关电源设计经常碰到的问题，如果设计不好，整机就可能启动失败，造成严重后果。

通常，启动的顺序应当是首先建立辅助电源→PWM IC→软启动→驱动变换器。否则，就是设置了软启动，并不能保证实现软启动，启动仍然要失败。

为避免启动失误，首先应当在 PWM IC 电源设置欠压保护。即电源电压尚未达到最低输入电压时，辅助电源虽已正常，但应使 PWM IC 不工作，如果芯片没有软启动功能，外设软启动电路应与 PWM IC 同时供电，如图 7.4 所示；当然，目前不少芯片带有软启动功能，软启动电路应当连接在芯片内部参考电源上，这样，一旦 PWM IC 输出驱动脉

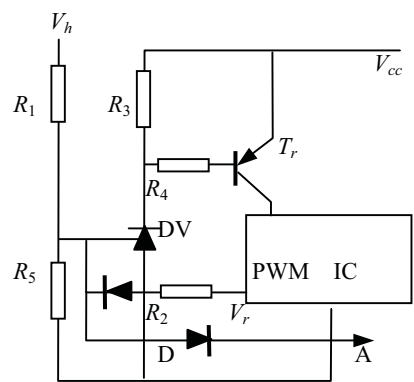


图 7.4 电网输入欠压保护和遥控通断电路

冲,就是软启动开始。

如果软启动时间常数要于输出电路时间常数,一般软启动电阻不应当超过 $1M\Omega$,么采用较大数值电容。

在频繁启动也应当具有软启动功能,要实现这种功能,一旦 PWM IC 断电,必须给大电容快速放电到零,等待下一次软启动。图 7.4 中实现这一功能。

图 1 是 PWM IC 没有欠压保护的功能,用外电路实现软启动的例子。电路中 R_1, R_2, DV 组成检测比较电路对输入电压监测。当输入电压未达到检测电平时, DV 不导通,晶体管及基极高电平,晶体管截至, PWM IC 无电源,不工作。当输入电压分压达到 DV 基准电平 2.5 伏时,晶体管导通, PWM IC 通过晶体管取得电源而工作,如果软启动接在相同电源上,软启动同时工作。

这里 DV 作为比较器工作。通常一定要设置回差,以避免保护时因检测电压纹波引起振荡。图中 R_5 引入基准建立一个的回差。

如果整机要求最低电网输入电压为 $220V \times 0.7 = 154$ 伏,当不带 PFC 时,电容滤波为 218 伏直流时启动 PWM IC. DV 基准 2.5 伏,因此

$$U = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_i = 2.5 \text{ V}$$

所以,

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_i}{U} - 1 = \frac{218}{2.5} - 1 = 87.2 - 1 = 86.2$$

因为单个电阻不应当超过 $1M\Omega$,又不使功率损耗太大, TL431 的参考端输入电流为 $2\mu\text{A}$,检测电路电流应当远远大于 $2\mu\text{A}$.如果选择 $R_1 = 510k\Omega \times 3$,则 $R_2 = 1530 / 86.2 = 17.8k\Omega$.取 $18k\Omega$.实际欠压值为 152V.在最低输入电压时,直流 218V 时检测电路电流为 $218 / 1.53M = 142\mu\text{A} \gg 2\mu\text{A}$.如果不满足上述关系,应当选择较小电阻。

在最高输入电压 $220 \times 1.3 = 286V$ 时,直流 404V 时,电阻消耗的最大功率为

$$P = U^2 / R = (404 / 3)^2 / 510000 = 0.036 \text{ W}$$

所有电阻采用 $1/8W > 0.036W$.精度 1%.

为了在欠压启动之后不受纹波影响,应当设置回差,例如 10% 的纹波,即下降到 $152V \times 0.9 = 136.8V$,直流 193V. R_5 未连接时 R_2 电压为

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_i = \frac{18}{18 + 1530} \times 193 = 2.244 \text{ V}$$

因为 R_1 很大,电压 U_2 为 2.44V,内阻为 R_1 的电压源. 假定 PWM IC 的参考电压为 5V,因此,当连接 R_5 后,输入电压下降到 193 V, U_2 应当为 2.5 V,等效电路如图 7.5 所示。则

$$R_5 = \frac{R_2(5 - 2.5 - 0.6)}{2.5 - 2.244} = 18 \frac{1.9}{0.256} = 133 \text{ k}\Omega$$

取 $R_5 = 133k\Omega . 1/20W$.

R_3 由 TL431 的静态电流 I_q 和决定 T_r 的 U_{be} 决定. $I_{qmax} = 1\mu\text{A}$,高温时 $U_{be} = 0.4V$,则

$$R_3 < \frac{U_{be}}{I_q} = \frac{0.4}{1} = 400 \text{ k}\Omega$$

取 $R_3 = 200k\Omega$.

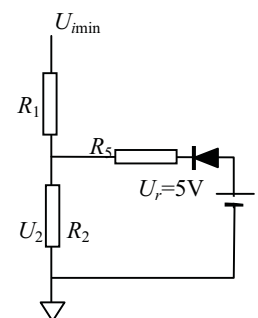


图 7.5 回差等效电路

R_4 由PWM IC工作电流和 T_r 的 β 决定.当参考端为2.5V时,TL431通流,晶体管应当饱和导通,应满足

$$R_4 < \beta_{\min} \frac{U_{cc} - U_{be} - U_{ak}}{I_o} = 30 \frac{12 - 0.7 - 2.5}{100} = \frac{30 \times 8.8}{100} = 2.64 \text{ k}\Omega$$

取 $R_4=2.4\text{k}\Omega$.这里假定PWM IC供电电压 $U_{cc}=12\text{V}$;TL431导通后阳极和阴极之间电压 $U_{ak}=2.5\text{V}$,晶体管 $U_{be}=0.7\text{V}$;PWM IC工作电流 $I_o=100\text{mA}$.

通过二极管D将 U_2 引到遥控端A,在A端可用门电路控制.高电平接通电源,低点平关断电源.也作为保护控制点.

如果芯片带有欠压功能,如UC3845.

7.5 次序

开关电源内部控制规律一般要注意次序问题,尤其是大功率电源.否则会造成启动失误.

例如,在具有功率因数校正(APFC)的通信电源中,为保证正常启动,希望在接通电源后,延迟一段时间启动APFC,接着进入DC/DC变换器的软启动.APFC的功率电路一般为Boost变换器,接通电源后,输入电源经整流、升压电感和升压二极管直接对APFC的输出电容充电,当输入电压高于欠压保护值启动辅助电源,当辅助电源启动后,经延时发出启动信号,开始启动APFC和DC/DC变换器软启动使能脉冲.这是因为APFC输出电压高,输出电容大,启动时有很大的电流冲击,如果与DC/DC变换器一起启动,电流冲击更大,APFC功率器件应力太大,为此,除了启动时在输入端串连启动限流电阻限流外,延时到升压电容由输入整流管直接充电至大约310V以后接通APFC控制电路,减少输入电流冲击.然后进入DC/DC控制的软启动,确保功率器件启动安全.一般APFC软启动快于DC/DC变换器.

如果有几组输出,软启动时,不是所有电压同时上升,某些电压先上升并稳定,或者总是有一个电压比另一个高.例如,+5V电源供给某TTL电路,去控制某12V继电器,在继电器加功率前,为保证继电器不错误动作,TTL需要先接通电源.为满足这个要求,反激变换器是一个很好的选择,因为在每个线圈上输出电压被另外输出所箝位.所以每个输出电压成正比:也就是如果输出电压输出+5V的是2.5V,那么+12V输出就是6V等等.

采用电感滤波的变换器不能保证这个结果.输出电压与负载和输出滤波电容有关.这种情况下,在启动时,不同输出的有关电压可能在某种程度上受输出电容大小决定:在12V端放一个大电容,它最后上升.

最后,在另外输出允许上升前如果输出完全升起来了并达到稳定,没有选择的可能,但可以用一个开关如P沟道MOSFET.用一个比较器检测第一个电压是否在最小稳压值以上控制此MOSFET.

一般更少见的要求在变换器关断时依次关断:再以继电器为例,可能需要在TTL断电前先去掉12V.在这种情况下,既不是反激(因为变换器不传输功率,线圈不会被另一个箝位),也不是输出电容的数值(因为负载电流的范围)足以保证次序;实际上大多数由负载决定.开关仅是执行此功能的手段.

7.6 反馈隔离

闭环设计一章详细讨论了反馈控制环路的补偿网络设计,包括控制电压的反馈选择.虽然通常次级你要调节的电压必须与有误差放大器的初级电气绝缘,也就是在两者之间不允许有直流连接点.在这样情况下,在输出取样反馈前需要传递次级直流信号.完成隔离反馈的方法很多.但要注意必须在采样、比较和放大以后再传输到PWM控制芯片,避免传输元件的漂移和非线性影响.我们提供几个常用的方法:

- 1、如采用光耦合器传输误差信号,也许用第二个光耦作为反馈迫使它线性化.这方法的问题是如果采用单光耦,光增益影响带宽;如果用两个光耦不是同一个封装也有问题;同时温度、寿命带来另外的问题.

- 2、有些设计者用电压—频率转换，发送频率（或脉冲宽度）调制信号加在带有光耦的隔离或一个变压器上，抑或一个电容上，然后转换频率返回电压。此法零件太多。
- 3、还有人采用一个仪表放大器。即使要你测试高压 500V 端口都行。

图 7.6 是用变压器实现初级与次级电气高压隔离。此电路应用很少的零件，具有不变的带宽，而且几乎不随温度变化。

此法用于反馈检测隔离的反激和正激变换器输出电压。变换器主变压器 T_1 次级的一个线圈开关信号驱动一个双极型晶体管 (BJT)，（如果没有续流二极管，例如反激，BJT 直接由变压器驱动，且需要与基极串连一个二极管，以避免在功率 MOSFET 导通时，E-B 之间齐纳效应。）当晶体管导通时，输出电压加在一个体积很小的变压器 T_2 的初级。典型的例子，检测电压为 5V，变压器变比为 1:5，加在小变压器 T_2 次级肖特基二极管和初级地之间是 25V。肖特基和电容组成峰值检测，此电压分压后降到适当水平提供给误差放大器。此法的误差在于 BJT 的饱和压降，此压降在低电流时很小。变压器初级线圈电阻也很小，因为电流仅数 mA。而肖特基的正向压降是输出电压 25V 的几十分之一。用此法可达到 2% 的精度，明显超过其它方法。带宽也十分高一它基本上取决于峰值检测电容和检测电阻网络的时间常数。

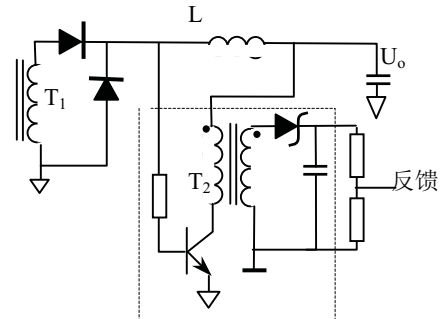


图 7.6 用一个由主变压器驱动的小正激变换器隔离反馈

7.7 限流

电源常常需要限制电流，即它必须以某种方式限制它可提供的输出电流量。例如充电器。电池失去它存储容量的大部分，端电压比额定值低得多，如果充电器以浮充电压对电池充电，由于电压差大而电源内阻小，充电电流非常大，这可能造成充电器失误，也会严重损害电池的寿命，要求限制充电电流。另一方面，由于操作错误或负载故障造成电源短路，也需要对输出电流限制。输出“短路”时一般在输出回路总有点阻抗，电流不会无穷大。如果短路可忽略的阻抗，称为“硬短路”，而所有其它短路称为“软短路”。

尽管使用者要求电源需要硬短路保护，不过从电源保护角度也应当对软短路保护。即不仅保护负载，而且也要保护电源本身避免损坏，不是所有短路都是 0Ω 。一般限流的方法是在常规的两电平电流限制的典型 PWM 芯片内完成。与开关串联的电流检测电阻（或电流互感器）输出送到 PWM 的限流脚（此脚通常与电流反馈—电流型控制相同的脚）。如果在此脚电压超过一定值，关断 PWM 进入开关的电流脉冲，并在下一周期前不再启动，这叫做逐个脉冲限流。如果在电流限制脚高电平并达到第二个电平，PWM 关断了脉冲，并再次软启动。后面这种方法通常称为打嗝模式。

限流模式和短路保护是不同概念。限流是稳态反馈调节状态，把对输出电压调节，转换到对输出电流的调节，有稳定性问题；而短路保护往往是瞬态行为。一旦短路要立即进入限流或关闭功率开关，动作时间要求尽可能快。如果两者结合起来当然更好，一般有两个独立的电路执行各自的功能。

如果变换器有许多输出，上述方法还有问题。初级电流检测设置在避免超过额定功率（即每个线圈最大负载之和的全部功率）。但是现在假定仅一个输出短路。如果其它各路运行在最大功率，在电流限制跳闸前几乎全部变换器功率通过一个输出。这个情况的结果要么是烧了此路输出整流器，要么此路变压器线圈烧断（如果拓扑中有电感也有可能烧电感）。无论如何，变换器要保护自身。

似乎没有一个价廉的方法。假定你没有在每个后继调节器设置限流，最好分别检测电流（用一个电阻放在每个输出回线与次级地之间，所以你不需共模抑制），把每个信号送到集电极开路比较器，并组成“或”逻辑。“或”信号用来控制 PWM 芯片的限流或跳闸脚（如果变换器是非隔离）。或通过一个光耦控制这个脚。

7.8 开关频率

变换器的开关频率定义为变换器每秒相同状态的次数。例如一个反激变换器的开关晶体管每秒导通

和截止 20 万次，则其开关频率为 200kHz。

但在选择定时元件设置一个芯片工作的开关频率时必须稍微当心。某些芯片振荡在一个频率，但用第一个脉冲驱动一个输出，而第二个脉冲驱动第二个输出，或为了占空度不大于 50%，第二个脉冲不输出。结果实际变换器频率为振荡频率的一半。因此要求 IC 能振荡 1MHz，变换器实际运行频率却是 500kHz。

最大开关频率还有实际限制。问题不是控制芯片，芯片通常可以振荡在 2MHz。问题是 MOSFET 的栅极电荷。栅极电流正比于频率，所以频率增高，驱动栅极损耗增加。当然开关损耗也与频率有关。新近，MOSFET 制造商开始生产明显减少栅极电荷器件。对于很高开关频率的变换器，需要栅极电荷很小的器件。

7.9 同步

控制电路的最后一个题目是同步。如果多台独立振荡的电源并联，输出电压纹波造成变换器差频干扰。为消除差频干扰，开关电源频率之间需要同步。如果电源给数字电路供电，电源中尖峰精确出现在电路的瞬态的时间，有时需要开关电源频率用数字系统主时钟同步，通常想法是减少噪声的尖峰对数字电路噪声裕度的影响。

有些 PWM 芯片具有同步端，而有些则没有。误差放大器输出（与开关频率比较近似常数）与开关频率斜坡比较产生 PWM 信号。如图 7.7 所示，以一定规律导通开关，并当斜坡与误差放大器输出相等时关断脉冲。当斜坡达到 PWM 内部设定的某一数值以后，下一个脉冲开始（一个短时间以后）。同步的想法是用预先在斜坡顶端注入一个信号迫使斜坡终止（图 7.8）。小的脉冲加在它的顶端，下一个脉冲比它原来的早些开始。

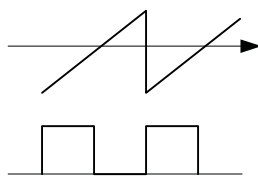


图 7.7 PWM 产生

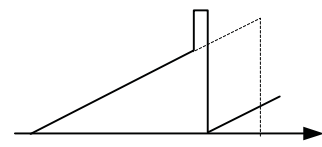


图 7.8 同步原理

从这个说明可清楚地看到要使一个变换器同步：（1）PWM 的自由振荡频率应当低于同步频率；（2）短脉冲具有如下特性：能加到斜坡上，幅值足够大到能翻转 PWM 比较器，并且下降沿与 PWM 新的周期相适应。脉冲必须短，因为当脉冲出现时 PWM 逼迫关断（即脉冲作用象死区时间）。

因此，脉冲可用 TTL 器件产生，例如，通过一个电容耦合到定时电容（参看图 7.8）。电阻 R_1 和 R_2 组成一个分压器，可以决定脉冲幅度。 R_1 应当小，最大数十 Ω ，避免斜坡被 R_1 和定时电容构成的 RC 积分干扰。此外，来自 TTL 信号的同步电路端对地应有相当高的阻抗。此法如图 7.7 所示。因为耦合电容十分大，并与定时电容并联，因此可能影响自由振荡频率。

在我们说明如何同步原理看到，由于提前同步斜坡的峰峰值减少了。从闭环稳定性讨论看到斜坡幅值是直接决定环路增益的因素之一，所以被同步的变换器，直接影响变换器的带宽和相移裕度。你应当限制同步允许的频率范围，以最高频率（即最小斜坡幅值）检验电源的环路稳定性。一般不让同步频率超过 1.5 倍变换器的自由振荡频率。

7.10 过压和欠压保护

7.11 监视电路

7.9.1 电压监视

变换器启动以后，当输出电压在它的最小值与最大值之间时，应当指示输出正常。完成这个功能是一个迟滞比较器。根据要求的回差选择选择监视元件值可能很费劲，但是选择了参考电压很容易得到解决。

7.9.2 参考电压

如果规范要求电源调节精度在 5% 范围内，你的小心。典型的 PWM 基准电源优百分之几的误差，并且 5% 可能包含监视误差，这意味着包含 1% 的电阻公差一因为你不可能得到你所需要的更精确电阻值，你已经取标准值了，这再加 0.5%。所以在一个隔离反馈变换器中最后优于 5% 是好的了，因为还

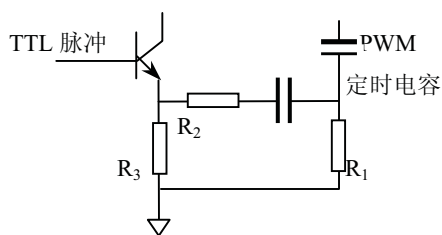


图 7.8 如何同步 PWM

要加上隔离误差。如上所述,即使十分好的电路具有 1%的误差,如果规范要求隔离的输出调节优于 5%,最好在次级增加后续调节电路。

用一个例子来说明,例如芯片 UC3525 的参考电压。手册中说明此电压是 $5.1V \pm 1\%$ 公差。首先请注意,工业级和军级公差都是 1%,仅型号不同为 UC2525 和 UC1525。而商业级市 2%。但是这 2%仅是在额定条件下数值。如果由于输入电网、负载和温度变化,商业级公差仅 3%,而不是 2%。此外,长时间漂移:在 1000 小时以后,元件值可能再改变 0.5%,这样,实际上最后电源的参考电压是 3.5%公差。

还有,你要用分压器将检测电压降低到参考电压值,假定电阻误差 1%,还要附加 1%误差,这样误差上升到 4.5%。

当然,我们这里说的是极端情况。如果分压器采用相同温度系数电阻;芯片采用稳压供电等等消除电网和负载对芯片的影响,但是参考电压误差仍在 2%。如果你用 稳压管其它 2 或 3 脚器件,情况是相同的。最低情况是如果规范要求输出电压稳定精度大于 5%,你得花点钱买一个好的基准芯片,REF01 是最好的选择。或许最好你得问问是否一定要如此高的精度,稳定性有否问题?

如何监视没有负母线的负电源

如果在一个非隔离的变换器中,

为何总是采用迟滞比较器?

比较器有单门限和双门限比较器。单门限比较器增益是有限的,因此在输入电压很小范围内工作在线性模式。例如,增益为 60dB,即 1000 倍。当输出电压为 10V 时(供电电压大于 10V 时),输入电压为 $10V/1000=10mV$,输入在 $0 \sim \pm 10mV$ 之间,比较器处于线性放大状态。这很容易一在供电电压之间以摆率振荡。此外作为保护电路,例如用一个比单门限较器实现 12V 铅酸电池的过放电保护一欠压保护,一般规定当端电压小于 10.4V 断开电池。但是电池是有内阻的,当接近终止电压时,内阻加大,电池电势扣除负载电流在内阻上压降达到 10.4V,比较器翻转,断开电池。然而负载一旦断开,内阻压降为零,端电压就是电池电势,例如 11V,因采用单门限比较器,马上翻转,又接通负载,这样来回振荡,其它保护情况类似。为了使得大到保护电压后不再接通,这里很明显,接通电压应当大于 11V,例如 11.5V。即要求比较器具有从 12V 放电到 10.4V 断开,从低电压高到 11.5V 接通两个门限一双门限比较器,也就是迟滞比较器。两门限之差称为回差 U_h ,上例为 $U_h=11-10.4=0.6V$ 。一般单门限比较器用于波形变换;而双门限比较器则用于各种保护。

迟滞比较器电路如图 7.9(a)和 7.10(a)所示。在形式上与放大电路十分相似,但是你应当特别注意,反馈电阻总是接到同相输入端(放大电路反馈接在反向输入端),也就是说正反馈。图 7.7 中从同相端输入,参考接在反向端,当双电源供电时,两个输入电平为

$$U_i = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)U_r - \frac{R_1}{R_2}(\pm U_{o\max})$$

如果 $\pm U_{o\max}$ 相等,则回差 $U_h = 2 \frac{R_1}{R_2} U_{o\max}$ 。当 $U_r=0$ 时,上下门限时对称于零点;不等于零时,上下门限

偏移零点量称为偏移量 $U_d = \frac{R_1}{R_2} U_r$ 。上例中偏移量 $U_d = (11+10.4)/2=10.7V$ 。

当参考电压接在同相输入端、输入接在反相输入端时,两个输入电平为

$$U_i = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_r + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (\pm U_{o\max})$$

式中 U_{omax} 为输出饱和电压。两种情况下输出于输入关系如图 7.9(b)和 7.10(b)所示

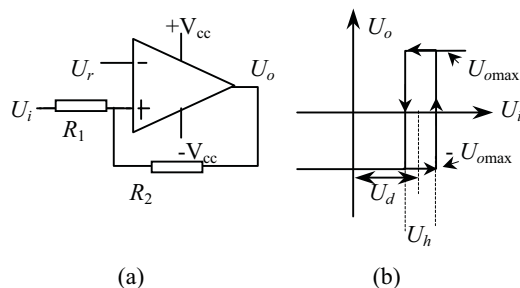


图 7.9 同相端输入迟滞比较器

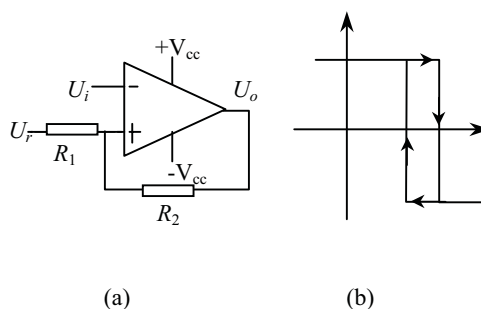


图 7.10 反相端输入迟滞比较器

一般保护电路都是单电源供电，下面用一个实际例子说明设计方法。

设计一个额定输入电压 110V，过压值为 $1.35 \times 110 = 149V$ ，回差 10V；欠压保护 $0.82 \times 110 = 90V$ ，回差也为 10V 的过压和欠压保护电路：采用图 7.11 所示电路。

用一片 LM393-双比较器完成过压和欠压保护。因为 393 是 OC 输出， R_3 是上拉电阻。电压检测是 R_1, R_4 和 R_5 组成。 U_R 为两个迟滞比较器公共基准，可来自控制芯片的基准，一般为 5V。393B 构成过压，393A 构成欠压保护。一旦出现保护，393 输出为低电平，一般接到控制芯片的 COM 端，封锁 PWM 信号。

过压保护：393A

一般控制芯片的 $U_R = 5V$ 。过压前 393B 输出高电平，二极管 D_3 截止，分压器输出电压应当等于同相端电压，即基准电压 U_R 。则在过压点输入电压时的分压比

$$\frac{U_i}{U_R} = \frac{149}{5} = 29.8 = \frac{R_1 + R_4 + R_5}{R_5}$$

如果没有特殊要求，一般选择 $R_5 = 10k \Omega$ ，则 $R_4 + R_1 = 29.8 \times 10 - 10 = 288k \Omega$ 。消耗功率小于 0.05W。

当过压以后，393B 输出低电平，二极管 D_5 导通，同相端电位为

$$U_{o+} = \frac{(U_R - U_D)R_7}{R_7 + R_6} + U_D$$

当输出电压下降到 139V 时，393B 回复输出高电平，反相端翻转点电压为

$$U_{o-} = \frac{U_{i\Delta}}{29.8} = \frac{139}{29.8} = 4.664 V$$

两者相等时翻转，得到

$$\frac{R_7}{R_7 + R_6} = 0.921$$

选择 $R_7 = 15k \Omega$ ， $R_6 = 1.3k \Omega$ 。

欠压保护：393A

当输入电压低于 90V 时，393A 输出的电平。

$$\frac{U_R}{U_{imin}} = \frac{R_4 + R_5}{29.8 \times 10} = \frac{5}{90}$$

得到

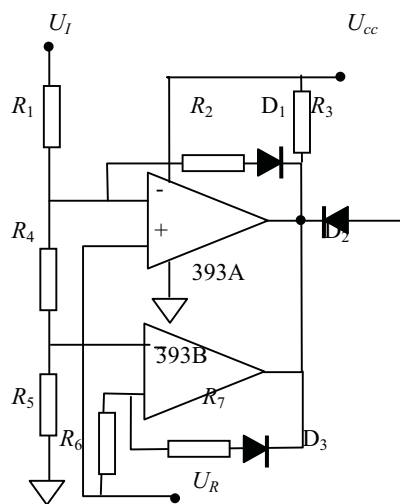


图 7.11 过压和欠压保护

$$R_4=6.5\text{k}\Omega, R_1=298-10-6.5=282\text{k}\Omega$$

当欠压保护后，393A输出低电平，要回复高电平，同相端应当升到5V。R₂上电流为

$$I_2 = \frac{U_{i+} - U_R}{R_1} = \frac{U_R}{R_4 + R_5} = \frac{100 - 5}{282} = \frac{5}{10 + 6.5} = 0.0338\text{mA}$$

所以

$$R_2 = \frac{U_R - U_D}{I_2} = \frac{5 - 0.65}{0.0338} = 128\text{k}\Omega$$

最后数据：R₁=282kΩ，R₂=128kΩ，R₄=6.5kΩ，R₅=10kΩ，R₆=1kΩ，R₇=12kΩ，选择R₃=2kΩ，接到比较器输入端的电路流过的电流应当远远大于比较器的偏置电流。

评述：所选比较器是OC输出，接有上拉电阻，高电平值与输出负载有关，由于反馈回路接有二极管，阻挡了高电平经反馈电路影响分压器，这样过压或欠压点设定比较精确，不受正反馈电路影响。

电阻和分流器

用电阻可以检测电流，但是，在中等电流时应尽量使用较小阻值电阻，避免过大的损耗。此外电阻具有一定的电感，因此如果测量高频电流分量，加在电阻上的电压可能是交流分量的倍数，而不是直流分量的倍数，由于交流阻抗大于直流电阻。不要用普通的线绕电阻测量电流，而是采用无感线绕电阻。

分流器也有电感。为了检测高频、大电流，可以用一个电容与分流器并联将电感补偿掉。假定最小分流器5A，50mV的分流器加20nH电感，则分流器的时间常数是L/R=20nH/10mΩ=2μs，为了补偿电感需要的电容为C=t/R=2μs/10mΩ=200μF！这是不实际的方法，可用以下将要介绍的解决方法。

为了检测高电压端电流，用一个电阻或分流器串联在电路中（图7.12）。这里的困难在于被测信号很小，而共模电压很高。因此采用差动放大器（也称为仪表放大器）。

在回线（或地线边）测量电流肯定比高端容易得多。但有时不希望采用回线测量电流（参看图7.13）：例如，可能有的问题，你的负载比实际地高50~100mV直流电压，并比交流电位高得多。还有，负载地与电源系统不同的地可能对EMI造成影响，所以，由于各种原因希望在高端检测电流。如果在高端测量电流，但不要用另一个提升另一个地。

用一个运放可以构成差动放大器，如图7.14所示。图中R₄构成负反馈。如认为运放为理想的，即增益输入电阻均为无穷大，应用线性电路叠加原理很容易得到输入与输出关系。同相端输入电压

$$U_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{i1}$$

分别令U_{i1}和U_{i2}为零，将两种情况下输出相加，即为两个输入同时作用与输出的关系。当U_{i1}=0，电路等效为反向放大器，输出为

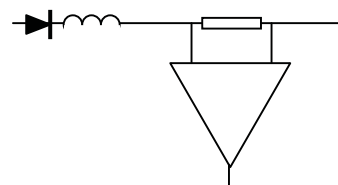


图 7.12 测量高端电流需要差动放大器抑制共模信号

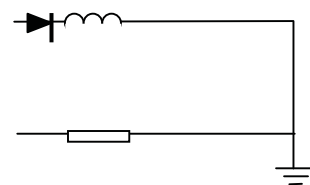


图 7.13 不要在低端检测电流

$$U_{o-} = -\frac{R_4}{R_3}U_{i2}$$

当 $U_{i2}=0$,电路为一个同相放大器,输出为

$$U_{o+} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)U_+ = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)\frac{R_2}{R_1 + R_2}U_{i1}$$

如果 $R_4/R_3=R_2/R_1$,则

$$U_{o+} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)U_+ = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)\frac{R_2}{R_1 + R_2}U_{i1} = \frac{R_4}{R_3}U_{i1}$$

于是,两个输入同时作用时,输出电压

$$U_o = U_{o-} + U_{o+} = -\frac{R_4}{R_3}U_{i2} + \frac{R_4}{R_3}U_{i1} = \frac{R_4}{R_3}(U_{i1} - U_{i2})$$

可见,输出电压为两输入信号之差。共模信号被抑制了,仅仅放大差模信号。但是,电阻总是有公差的,如果 R_4/R_3 与 R_2/R_1 不匹配,将减少电路抑制共模能力。可以估计差动放大器的由于电阻公差影响共模抑制能力:例如,共模电压为5V,电阻匹配误差为1%,即使没有差模信号,输出仍有50mV输出。如价格允许,可采用公差为0.1%的电阻。当然可用1%电阻选配。

如果你想用电容来滤除噪声信号,可得特别当心,任何交流阻抗不平衡,将减少抑制交流共模信号能力。即使你不加电容,仍然有杂散电容的存在,除非使用的电阻很小,这些杂散参数造成中高频共模抑制不足。

也可用两个或三个运放组成差动放大器(仪用放大器以及集仪用放大器)。它们输入阻抗可以认为无穷大,减少信号源电流。而大于电流检测,这是无关紧要的,因为电流检测电阻一般非常小。

运用差动放大器可以用一个不大的电容补偿分流器电感,如图7.15所示。采用以上相同的例子,2μs时间常数,所需要的电容 $C=t/R=2\mu\text{s}/1\text{k}\Omega=2\text{nF}$ 。从概念上说,使输出电压不要由于分流器电感突然上升,而是由RC滤波积分缓慢增加,又不影响直流检测。

故障显示信号应当时低电平

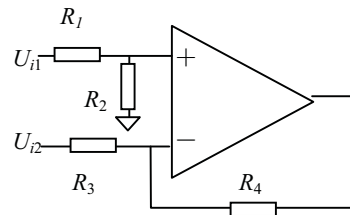


图 7.14 单运放差动放大器

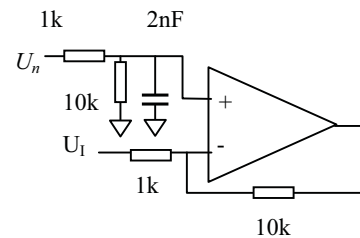


图 7.15 用一个电容补偿分流器电感

越移向高频，抑制高频噪声也越差。在通过到输出端高频分量就越大。

系数 k 说明 f_z 和 f_p 之间的位置。这里设定 $k=f_{c0}/f_z$ 之 f_p/f_{c0} 。在下一节，将计算由于在 f_z 点双零点在 f_{c0} 的相位提升和由于 f_p 的双极点最 f_{c0} 的相位滞后。

6.11. 由于传递函数零点和极点 3 型误差放大器的相位滞后

在第七节指出由于频率 f_z 零点在 f_{c0} 的相位提升为 $\theta_{zb} = \tan^{-1}(f_{c0} / f_z) = \tan^{-1} k$ (式 (17))。如果在频率 f_z 有两个零点，提升的相位相加。因此由于两个相同频率 f_z 的零点在 f_{c0} 的提升为 $\theta_{2zb} = 2 \tan^{-1} k$ 。

相似的，因频率 f_p 的极点在 f_{c0} 的相位滞后为 $\theta_{lp} = \tan^{-1}(1/k)$ (式 (18))。由于在频率 f_p 的两个极点的相位滞后也是相加。在 f_{c0} 因频率 f_p 的两个极点的相位滞后为 $\theta_{2lp} = 2 \tan^{-1}(1/k)$ 。相位提升和相位滞后加上 270° 滞后，此 270° 是固有的反相 180° 加上固有原极点 90° 。因此 3 型误差放大器总相位滞后为

$$\theta_{it} = 270^\circ - 2 \tan^{-1} k + 2 \tan^{-1} \frac{1}{k} \quad (21)$$

通过 3 型误差放大器的总的相位滞后根据不同的 k 值按式 (21) 计算，如表 3 所示。

比较表 3 和表 1 可以看到，带有两个零点和两个极点的 3 型误差放大器远小于 2 型误差放大器的相位滞后。2 型仅有一个极点和一个零点。

然而 3 型误差放大器用于滤波电容无 ESR 的 LC 滤波器，以减少相位滞后低于 180° 。因此低相位滞后的 3 型误差放大器上必不可少的，因为没有 ESR 的 LC 滤波器相位滞后大。

表 3 3 型误差放大器相位滞后

k	滞后角° (式 (21))
2	196
3	164
4	146
5	136
6	128

6.12. 3 型误差放大器电路、传递函数和零点、极点位置

具有图 6.14b 的幅频特性电路如图 6.15 所示。可以用第 6.6 节 2 型误差放大器的方法推导它的传递函数。反馈和输入臂阻抗用算子 s 表示，并且传递函数简化为 $G(s) = Z_2(s) / Z_1(s)$ 。传递函数经代数处理得到

$$G(s) = \frac{dV_o}{dV_{in}} = \frac{(1 + sR_2C_1)[1 + s(R_1 + R_3)C_3]}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_3C_3)[1 + sR_2(C_1C_2 / (C_1 + C_2))]} \quad (22)$$

可以看到，此传递函数具有

- (a) 一个原极点，频率为

$$f_{p0} = \frac{1}{2\pi R_1(C_1 + C_2)} \quad (23)$$

在此频率 R_1 的阻抗与电容 (C_1+C_2) 的阻抗相等且与其并联。

- (b) 第一个零点，在频率

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (24)$$

在此频率， R_2 的阻抗与电容 C_1 的阻抗相等。

- (c) 第二个零点，在频率

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_3} \quad (25)$$

在此频率， R_1+R_3 的阻抗与电容 C_3 的阻抗相等。

- (d) 第一个极点，在频率

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_2 [C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (26)$$

在此频率， R_2 的阻抗与电容 C_2 和 C_1 串联的阻抗相等。

(e) 第二个极点，在频率

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad (27)$$

在此频率 R_3 的阻抗与电容 C_3 阻抗相等。

为画出图 6.14b的幅频特性，以 $f_{z1}=f_{z2}$ ， $f_{p1}=f_{p2}$ 选择 RC 乘积。双

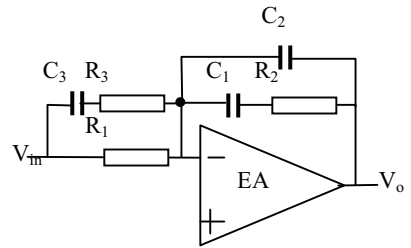


图 6.15 具有式(22)的 3 型误差放大器

零点 and 双极点频率的位置由 k 来决定。根据 k 获得希望的相位裕度。图 6.14b中误差放大器在希望的 f_{c0} 处(图 6.10)斜率+1 处的增益令其等于 LC 滤波器的损耗，但符号相反。

从表 3 和传递函数式 (22)，可以设置希望的零点和极点频率，设计例子如下。

6.13. 设计举例—具有 3 型反馈环路的正激变换器稳定性

设计一个正激变换器反馈环路，正激变换器具有如下的参数：

$V_o=5.0V$; $I_o=10A$; $I_{omin}=1.0A$; 开关频率 $f_s=50kHz$; 输出纹波 (p-p) <20mV。并假定输出电容按广告说的没有 ESR。

首先，计算输出 LC 滤波器和它的转折频率。在第九节中得到

$$L_o = \frac{3V_o T}{I_o} = \frac{3 \times 5 \times 20 \times 10^{-6}}{10} = 30 \times 10^{-6} \text{ H}$$

假定输出电容的 ESR 为零，所以由于 ESR 的纹波也为零，但有小的电容纹波分量。通常很小，因此所用的电容比 2 型误差放大器例子中应用的 2600 μF 要小得多。但保守些本设计电容仍采用 2600 μF ，且其 ESR 为零，于是

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{30 \times 10^{-6} \times 2600 \times 10^{-6}}} = 570 \text{ Hz}$$

假设和 2 型误差放大器一样，调制器和采用电路的增益是 -1.5dB。LC 滤波器加上调制器、采样电路的幅频特性如图 6.16 中曲线 ABC。-1.5dB 的水平增益一直上升到频率 570Hz 的点。然后它突然改变转向 -2 斜率并因为 ESR 为零一直保持这一斜率。

选择 f_{c0} 等于 1/4 或 1/5 开关频率，即 50/5=10kHz。图 6.16 曲线ABC上在 10kHz的损耗为 -50dB。因此使 $f_{c0}=10kHz$ ，在 10kHz误差放大器的增益设置为 +50dB (图 6.16 中F点)。但是误差放大器在 f_{c0} 必须 +1 斜率，加到 -2 斜率的LC滤波器上，以产生 -1 的斜率。因此，在F点画一个 +1 斜率直线，在低频方向延伸到 f_z —双零点频率；在高频方向延伸 f_p —双极点频率。然后由 k (表 3) 根据需要产生的相位裕度决定 f_z 和 f_p 。

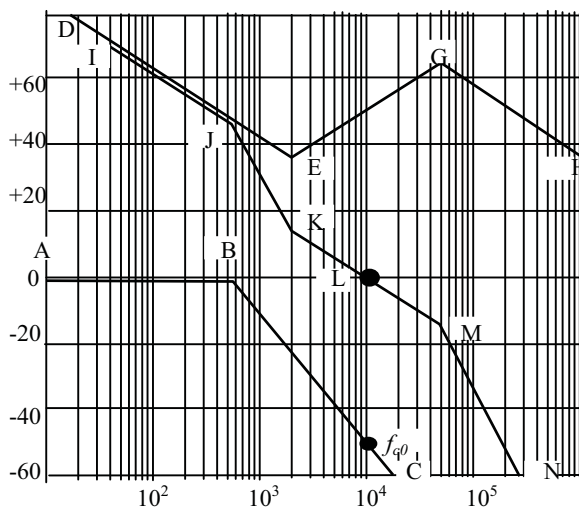


图 6.16 幅频特性—3 型误差放大器

假定相位裕度 45° ，于是误差放大器加上 LC 滤波器的总相位滞后是 $360 - 45 = 315^\circ$ 。但 LC 滤波器因没有 ESR 零点滞后 180° ，这留给误差放大器允许的滞后角为 $315 - 180 = 135^\circ$ 。

由表 3 得到 $k=5$ 时相位滞后 136° ，这已经十分接近。在 $f_{c0} = 10kHz$ 时， $k=5$ ， $f_z=2kHz$ 以及 $f_p=50kHz$ 。因此图 6.16 中斜率+1 直线扩展到 2kHz的E点，由这一点转折向上(由于原极点向高频为斜率-1)。再由F以斜率+1 向高频扩展到双极点频率 50kHz，在此因两个极点转为斜率 -1。

曲线IJKLMN是总的开环幅频特性，也是曲线ABC和DEFGH之和。可以看到在 10kHz (交越频率 f_{c0}) 为 0dB,并以斜率-1 交越。 $k=5$ 产生需要的 45° 相位裕度。现在来决定符合图 16 误差放大器幅频特性DEFGH的元件参数。

6.14. 为产生希望的 3 型误差放大器幅频特性的元件选择

运用四个极点和零点频率公式 (式(24)~(27)) 来选择 6 个元件 ($R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3$) 参数。

任意选择 $R_1=1k\Omega$ 。第一个零点 (在 2kHz) 出现时, $R_2=X_2$, 因此在此频率反馈臂阻抗主要是 R_2 本身, 增益为 R_2/R_1 。从图 16 可见, 在 2kHz 误差放大器增益是 +37dB, 即 70.8 倍, 如 $R_1=1k\Omega$, 则 $R_2=70.8k\Omega$, 因此由式 (24) 得到

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_2 f_z} = \frac{1}{2\pi(70800)2000} = 0.011 \mu F$$

由式 (26) 得到

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_p} = \frac{1}{2\pi(70800)50000} = 45 pF$$

由式 (25) 得到

$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_1 f_z} = \frac{1}{2\pi(1000)2000} = 0.08 \mu F$$

最后由式 (27) 得到

$$R_3 = \frac{1}{2\pi C_3 f_p} = \frac{1}{2\pi(0.08 \times 10^{-6})50000} = 40 \Omega$$

6.15. 反馈环路的条件稳定

当加载和运行的正常工作条件下反馈环路可能是稳定, 但在接通或输入电网瞬态变化时, 可能收到冲击而进入连续振荡。这种奇特情况称为条件稳定, 可由图 17a 和图 17b 来说明。

图 6.17a 和图 6.17b 分别画出了总的开环相频特性和总的幅频特性。如果有两个频率 (A 点和 C 点) 开环总相移达到 360° (图 17a) 就发生条件稳定。

回顾一下振荡判据是在某一个频率开环增益为 0dB 时, 总的开环相移是 360° 。如果总开环相移在给定频率是 360° , 但在那个频率总开环增益大于 0dB 环路仍然是稳定的。这可能难以理解, 因为如果某个频率通过环路返回的信号与初始信号精确同相, 但幅度加大, 每次围绕环路幅度加大一些, 就会出现以上情况。当达到一定电平时, 损耗限制了更高的幅值, 并保持振荡。但数学上可以证明, 不会出现此情况, 这里的目的只不过是要接受如果总开环增益在总开环相移 360° 的频率是 1 时不会出现振荡。

在图 6.17a 中, 环路在 B 点无条件稳定, 因为这里总开环增益虽然是 1, 但总开环相移比 360° 少大约 40° —即在 B 有一个相位裕度。环路在 C 是稳定的, 因为总开环相移是 360° , 但增益小于 1, 即在 C 点有增益裕度。但在 A 点环路是条件稳定。虽然总开环相移是 360° , 增益大于 1 (大约 16dB), 如前所述环路是条件稳定的。

但是, 如果在某种情况下, 比如说在初始启动时, 电路还没有进入均衡状态, 并且在 A 点频率开环增益瞬时降低到 16dB —存在振荡条件, 增益为 1 和相移 360° , 电路进入振荡并保持振荡。在 C 点不可能停留在条件振荡, 原因是增益不可能瞬时增加。

如果存在条件振荡 (绝大部分在初始启动), 可能出现在轻载条件下输出 LC 滤波器转折频率处。由图 6.3A 和图 6.3b 可见, 轻载 LC 滤波器在转折频率处有很大的谐振增益提升和相移变化。在转折频率处大的相移可能导致 360° 。如果总开环增益 (这在启动时是无法预计的) 可能是 1 或者瞬时是 1 —环路可能进入振荡。计算这种情况是否出现是相当困难的。避免这种情况的最安全的方法是在 LC 转折频率处一个相位提升, 即引入一个零点, 消除环路的某些相位滞后。只要在采样网络的上分压电阻并联一个电容就可以做到 (图 6.12)。

6.16. 断续模式反激变换器的稳定

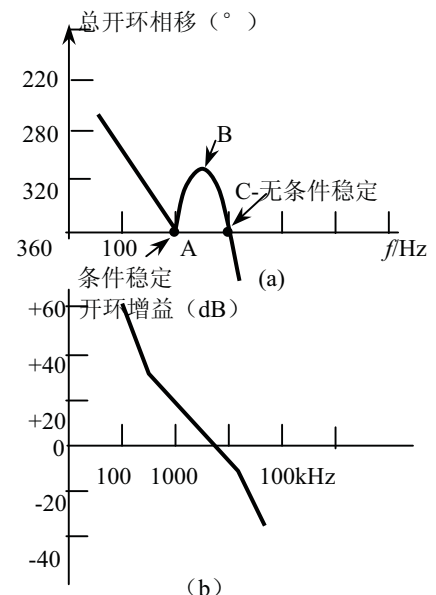


图 6.17 如果存在两个频率总开环相移 360° , 环路可能是条件稳定。可能在启动时增益瞬时降低到 0dB, 出现条件振荡, 即 360° 相移, 增益 0dB。一旦振荡破坏, 就继续下去。电路就在 B 点条件稳定, 因为增益绝不可能瞬时增加。

6.16.1 由误差放大器的输出到输出电压端的直流增益

环路的主要元件如图 6.18a 所示。设计反馈环路的第一步是计算由误差放大器的输出到输出电压端的直流或低频增益。假定效率为 80%，反激变换器的输出功率

$$P_o = \frac{0.8(L/2)I_p^2}{T} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (28)$$

$I_p = V_{dc}T_{on}/L_p$; 因此

$$P_o = \frac{0.8L_p(V_{dc}T_{on}/L_p)^2}{2T} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (29)$$

又图 18b 可以看到，误差放大器的输出与 0~3V 三角波比较形成 PWM 波，产生的矩形脉冲宽度 (T_{on} —图 6.18c) 等于三角波开始时间到直流电平 V_{ea} 与其相交时间。此 T_{on} 将是功率晶体管 Q_1 导通时间。从图 18b 可以看到 $V_{ea}/3 = T_{on}/T$ 则 $T_{on} = V_{ea}T/3$ 。将它代入式 (29) 得到

$$P_o = \frac{0.8L_p(V_{dc}/L_p)^2(V_{ea}T/3)^2}{2T} = \frac{V_o^2}{R_o}$$

即

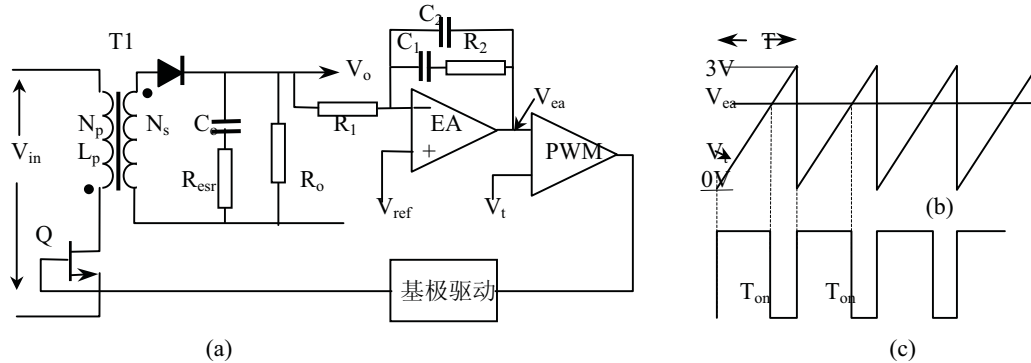


图 6.18 断续模式反激变换器反馈环路

$$V_o = \frac{V_{dc}V_{ea}}{3} \sqrt{\frac{0.4R_oT}{L_p}} \quad (30)$$

而从误差放大器输出到输出端的直流或低频增益为

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{ea}} = \frac{V_{dc}}{3} \sqrt{\frac{0.4R_oT}{L_p}} \quad (31)$$

6.16.2 断续模式反激变换器传递函数，即从误差放大器输出到输出端的交流电压增益

假定一个频率 f_n 小正弦信号插入串联到误差放大器的输出端，这将引起 T1 初级电流脉冲（电流峰值为 I_p ）三角波的幅值正弦调制，因此，在次级也引起三角波电流脉冲的正弦幅值调制（瞬时幅值为 $I_p N_p/N_s$ ）。次级三角电流的平均值同样以正弦频率 f_n 调制，因此有一个频率 f_n 正弦波电流流入并并联 R_o, C_o 的顶端。但对戴维南等效来说， R_o 与 C_o 是串联的。可以看到， C_o 上的输出交流电压幅值从频率 $f_p = (2\pi R_o C_o)^{-1}$ 开始以 -20dB/Dec，即以斜率 -1 衰减。简而言之，在误差放大器输出到输出端的传递函数中在频率

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_o C_o} \quad (32)$$

有一个极点，并且在此频率以下的直流增益由式 (31) 决定。

这与 LC 滤波器相反。在这样的拓扑中，插入到误差放大器输出的正弦波电压给 LC 滤波器地输入一个正弦波电压，此电压通过 LC 滤波器以 -40dB/Dec，即斜率 -2 衰减，也就是说 LC 滤波器在输出端有两个极点。

当然，反激拓扑输出电路端单极点衰减即斜率 -1 改变需要稳定反馈的误差放大器的传递函数。在大多数情况下，反激变换器的输出电容具有 ESR，在频率

$$f_z = \frac{1}{2\pi ESR C_o} \quad (33)$$

转折。

完整分析反激变换器的稳定问题应当考虑最大和最小输入直流电压，以及最大和最小负载电阻。式(32)指出直流增益正比于 V_{dc} 和 R_o 的平方根，因此输出电路的极点反比于 R_o 。

在下一节图解分析时 V_{dc} 和 R_o 所有四种组合应当考虑输出电路传递函数随之变化情况。

对于一个输出电路的传递函数(一个电网电压和负载条件)将误差放大器的传递函数设计确立希望的频率 f_{c0} ，并 f_{c0} 总开环幅频特性以斜率-1交越。应当注意，另一个输出传递函数(不同电网电压和不同负载条件)总增益曲线在 f_{c0} 以斜率-2交越，并可能引起振荡。

例如，考虑 V_{dc} 的变化小到可以忽略。用式(31)计算直流增益，并用式(33)计算输出电路的极点频率，假定 $R_{o\max}=10R_{o\min}$ 。在图19中，曲线ABCD是输出电路 $R_{o\max}$ 时的传递函数；式(31)给出A到B的直流增益。在B点，因为式(32)给出的输出极点以斜率-1衰减。在C点，因为输出电容的ESR零点斜率转向水平。C点的频率由式(33)计算，电容定额在很大耐压和电容量范围内， $ESR \times C_o = 65 \times 10^{-6} \Omega F$ 。

再回到图6.19，曲线EFGH是输出电路 $R_{o\min}=R_{o\max}/10$ 时的传递函数。因为 f_p 反比于 R_o ，它的极点频率10倍于 R_o 。在F点的直流增益为10dB，低于 $R_{o\max}$ ，因为增益正比于 R_o 的平方根($\sqrt{10} = 10dB$)。 $R_{o\min}$ 输出电路的传递函数画法如下：在10倍于B点频率的F点，低于B点10dB，向低频方向画一水平的直流或低频增益直线(EF)。在F点，画一斜率-1的直线(-20dB/dec)，并继续画到ESR零点频率G，再由G点一直向高频区画一水平线。

从图6.19的输出电路的传递函数ABCD和EFGH画出误差放大器的误差放大器的幅频特性，即传递函数如下节。

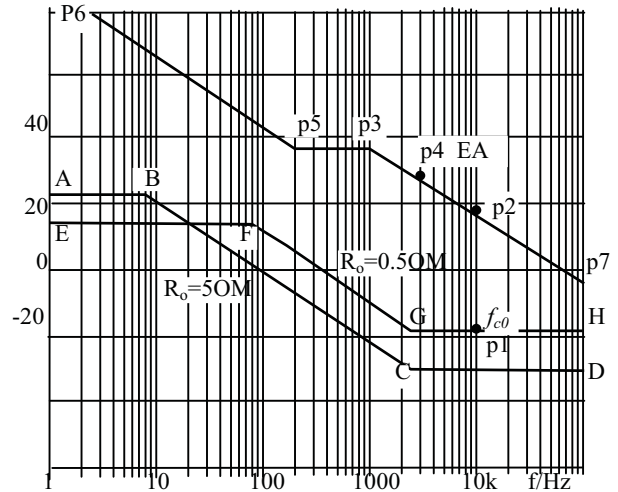


图 6.19 稳定反激变换器反馈环路的幅频特性

6.17. 断续模式反激变换器的误差放大器(EA)的传递函数

在图6.19中，令 f_{c0} 在 $R_{o\min}$ 曲线EFGH上的1/5开关频率(p1)。通常 f_{c0} 出现在输出传递函数的水平线上。为使 f_{c0} 落在希望的位置，将误差放大器在 f_{c0} (p2)的增益设计成与输出电路p1的损耗相等，且符号相反。因为EFGH在 f_{c0} 的斜率是水平线，误差放大器幅频特性在高频方向(p2)的斜率必须为-1。

从p2点向低频方向画一斜率-1的直线，扩展到稍低于C点频率(p3点)。 $R_{o\max}$ 时的传递函数是ABCD曲线。因为总幅频特性在新的 f_{c0} 必须以斜率-1通过，此新的 f_{c0} 将出现在损耗与误差放大器直流增益相等，且符号相反(p4)。P3点的精确频率是不严格的，但必须低于C点频率，以保证绝对最大的 R_o 时C点可能达到的最大损耗要与误差放大器的增益在-1斜率段相等，且符号相反相匹配。于是有一个极点相应于频率 f_p 位于p3点。采用2型误差放大器。任意选择一个足够大的输入电阻 R_1 (图6.18a)，不至于使采样网络作为负载。

由图上读得幅频特性水平部分的增益(p3~p5)，并令其等于 R_2/R_1 (图6.18a)，确定 R_2 。从极点频率 f_p 和 R_2 确定 $C_2 (=1/2 \pi f_p R_2)$ 值(图18a)。

沿水平线p3-p5扩展，在p5引入一个零点，以增加低频增益和提供一个相位提升。在p5的零点频率 f_z 是不严格的，应当低于 f_p 大约10倍。为了确定 f_z 的位置，选取 $C_1 = 1/2 \pi f_z R_2$ 。用以下的例子说明上述的选择。

6.18. 设计举例一稳定一个断续模式反激变换器

用下面的例子设计反激变换器反馈稳定。假定输出电容有ESR，采用2型误差放大器。电路如图6.18a，其参数如下：

$V_o=5V$; $I_{onom}=10A$; $I_{omin}=1A$; $V_{dmax}=60V$; $V_{dmin}=38V$; $V_{dcav}=49V$; 开关频率 $f_s=50kHz$; 纹波电压 $V_{rip}=0.05V$; 初级电感 $L_p=56.6\mu H$ (假设效率为 80%, $T_{on}+T_r=0.8T$, 晶体管和二极管压降为 1V)。输出纹波决定输出电容值 $C_o=I_{omax}T_{of}/V_{rip}=2000\mu F$, $R_{esr}=0.03\Omega$ 。

在断开瞬态, 峰值次级电流可达 66A, 将引起很窄的尖刺 $66\times 0.03=2V$ 加在电容端。应当说明的是利用小的 LC 滤波或增加一个 C_o 可以降低 ESR 窄脉冲。这里强 C_o 增加到 $5000\mu F$, ESR 降低到 0.012Ω 。Q1 关断时的尖刺为 $66\times 0.012=0.79V$, 再用一个放到反馈环外边小 LC 滤波就可降低到允许的水平。

现在可以画出输出电路的幅频特性—首先是 $R_o=5/10=0.5\Omega$ 。由式 (31) 得到直流增益为

$$G = \frac{V_{dc}}{3} \sqrt{\frac{0.4R_oT}{L_p}} = \frac{49}{3} \sqrt{\frac{0.4\times 0.5\times 20\times 10^{-6}}{56.6\times 10^{-6}}} = 4.3$$

即 12.8dB。

由式 (32) 得到极点频率为

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_o C_o} = \frac{1}{2\pi \times 0.5 \times 5000 \times 10^{-6}} = 63.7 \text{ Hz}$$

由式 (33) 得到 ESR 零点频率为

$$f_{esr} = \frac{1}{2\pi R_{esr} C_o} = \frac{1}{2\pi \times 65 \times 10^{-6}} = 2500 \text{ kHz}$$

在 $R_o=0.5\Omega$ 时的输出电路的幅频特性如图 19 中 EFGH。水平部分为 12.8dB 一直到 $f_p=63.5\text{Hz}$ 。这里由于 ESR 在 2.5kHz 的零点斜率转向 -1。现在可以画误差放大器的幅频特性。

选择开关频率的 1/5 即 $50/5=10\text{kHz}$ 为 f_{c0} 。在 EFGH 上当频率为 10kHz 时损耗是 -19dB。因此误差放大器在 10kHz 增益取 19dB。在 10kHz 取 19dB (p2), 并画一条斜率 -1 (-20dB/dec) 的直线, 然后延伸此直线到稍低于 f_{esr} —即到 1kHz 的 p3 点, 39dB。在 p3 点, 向低频方向画一水平线到 p5 点, 频率 300Hz (零点位置)。零点位置是不严格的, 在 6.17 节, p5 低于 p3 点频率应当是一个十倍频。有些设计者实际上忽略了 p5 的零点。但这里加入零点是为了提升一些相位。因此从这一点在低频方向增益转向斜率 -1。

现在来证实 $R_{omax}=5\Omega$ 总幅频特性 (输出电路加上误差放大器的传递函数) 以斜率 -1 在 f_{c0} 交越。由式 (31) 得到 $R_{omax}=5\Omega$ 时直流增益为 13.8 即 23dB。由式 (32) 得到极点频率为 6.4Hz。ESR 频率保持在 2.5kHz。因此 $R_o=5\Omega$ 时输出电路的传递函数是 ABCD。因此, 新的 f_{c0} 在误差放大器的幅频特性 p6-p5-p3-p7 等于 ABCD 上的损耗的频率。可以看到, 在 p4 点 (3.2kHz), 输出滤波器的损耗为 -29dB, 而误差放大器的增益是 +29dB。可以看到, 误差放大器增益与 ABCD 之和 (等于总幅频特性) 以斜率 -1 通过 f_{c0} 。但是, 必须注意到如果 R_o 加大些, 曲线 ABCD 还要降低到较低数值, 因此先前决定的误差放大器的幅频特性增益相等, 符号相反于输出滤波器损耗特性的点应当出现在每根曲线的斜率 -1 交越处。

因此总的幅频特性在斜率 -2 处交越新的 f_{c0} 并出现振荡。这样, 按照一般规律, 断续模式反激变换器在最小负载电流时应当仔细测试稳定性 (最大 R_o)。

下面作 p6-p5-p3-p7 误差放大器幅频特性。在图 18a 中, 任意选择 $R_1=1000\Omega$ 。由图 19 可以看到 P3 点的增益是 38dB, 即额定增益为 79 倍。因此 $R_2/R_1=79$, 即 $R_2=79k\Omega$ 。P3 极点为 1kHz, $C_2=(2\pi f_p R_2)$, 即 $C_2=2nF$ 。误差放大器在 300Hz 的零点, $C_1=(2\pi f_z R_2)^{-1}=6.7nF$ 。

因为输出电路的单极点特性, 其绝对最大相移是 90° 。但存在 ESR 零点, 在断续模式反激变换器中, 极少出现相位裕度问题。考虑到 $R_o=0.5\Omega$ 情况, 在 $f_{c0}(10\text{kHz})$ 由于 64Hz 的极点和 ESR 在 2.5kHz 的零点, 滞后角为

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{f_{c0}}{f_p}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{f_p}{f_z}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{10000}{64}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{10000}{25000}\right) = 89.6 - 76 = 13.6^\circ$$

而误差放大器由于 300Hz 零点和 1000Hz 极点在 10kHz 的滞后角 (参看图 20 中曲线 p6-p5-p3-p7) 为

$$270 - \tan^{-1}\frac{10000}{300} + \tan^{-1}\frac{10000}{1000} = 270 - 88 + 84 = 266^\circ$$

因此, 在 10kHz 的总相位滞后为 $13.6+266=280^\circ$ 。在 f_{c0} 的相位裕度为 $360-280=80^\circ$ 。

6.19. 误差放大器的跨导

通常应用的许多芯片（1524,1525,1526 系列）含有跨导运算放大器。跨导 g_m 等于单位输入电压变化引起的输出电流的变化，即

$$g_m = \frac{dI_o}{dV_{in}}$$

于是在输出端与地之间并联的阻抗 Z_o 有

$$dV_o = dI_o Z_o = g_m Z_o$$

则电压增益 G 为

$$G = \frac{dV_o}{dV_{in}} = g_m Z_o$$

空载时，1524,1525,1526 系列放大器通常直流增益为 80dB，在 300Hz 有一个极点，然后以斜率-1 即-20dB/dec 衰减。如图 6.20a 曲线 ABCD 所示。

并联在输出端和地之间的纯阻性 R_o 的幅频特性是一个常数，并等于 $g_m R_o$ ，一直到与图 6.20a 中 ABDC 曲线相交的频率。1524,1525,和 1526 系列的 g_m 一般为 2mA/V。如电阻 $R_o=500k,50k$ 和 30k 时，增益分别为 1000,100 和 60,如图 6.20a 中 p1-p2,p3-p4 和 p5-p6。

在大多数情况下，需要应用 2 型误差放大器幅频特性。这很容易用图 6.20b 中输出与地之间并联网络实现。在低频时， X_{C1} 远远大于 R_1 , 因此 C_1 有效，与 C_2 并联，再与内部引起 300Hz 开环极点的内部 100p 并联。这将 300Hz 极点移到较低频率，而且这个较低频率以后增益以斜率-1 衰减。在频率 $f_z(=1/2 \pi R_1 C_1)$ 时， $X_{C1}=R_1$, 有一个零点，且增益斜率转向水平，增益为 $g_m R_1$ 。频率提高，在频率 $f_p=1/2 \pi R_1 C_2$, $X_{C2}=R_1$ 极点使斜率转向-1.图 20b 电路的幅频特性如图 20c 所示。

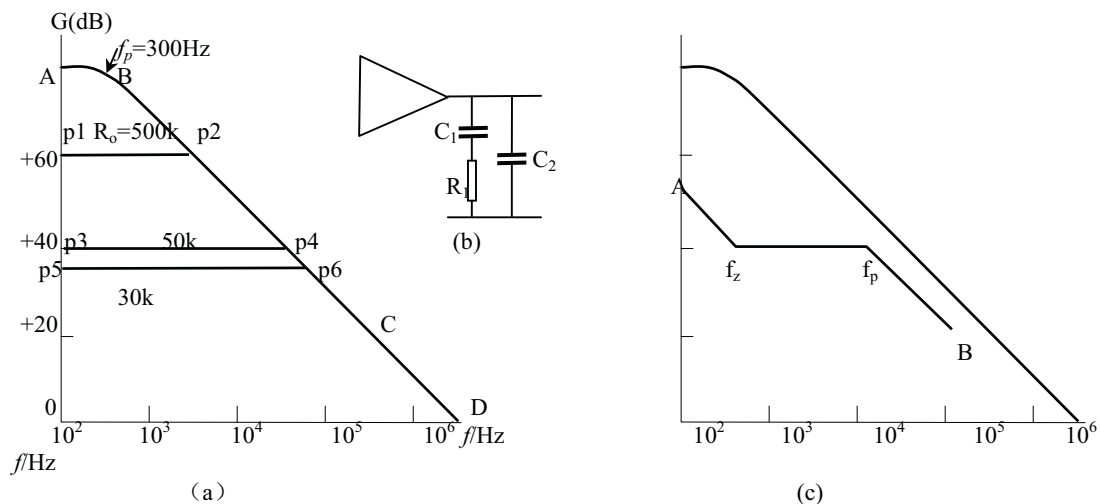


图 6.20 1524,1525 系列 PWM 芯片误差放大器开环空载幅频特性

更加普遍的情况，1524,1535,1526 系列 PWM 芯片的误差放大器的幅频特性用上面提到的图 6.20b 输出到地网络，而不是采用一般运算放大器方式整形。用并联到地的图 6.20b 的网络，而不是像普通运放反馈到反相输入端， R_1 在数值上有限制。在上面提到的芯片内部误差放大器不能够灌进或拉出大于 100 μ A 电流。对于 0~3V 的 PWM 调制器，误差放大器输出由于电网或负载突然变化，可能由三角波底部移到顶部 3V 电压。因此 R_1 要是小于 30k Ω ，3V 快速偏摆要求大于 100 μ A，这样相应快速负载和电网变化速度延缓了。因为 100 μ A 限制了输出电流，许多设计者不应用 PWM 芯片内部误差放大器。因为芯片内部输出引出一个输出脚，有些应用一个更好的外部误差放大器，且连接到芯片误差放大器的输出端口的相应脚上。

但是，采用芯片内部误差放大器从成本来说是重要的。输出滤波的计算指出在 f_{co} 滤波器损耗与误差放大器匹配上如此之低。 R_1 必定小于 30k Ω 。如果发生这种情况，为了匹配人为的增加输出滤波在 f_{co} 损耗， R_1 可以增加至 30k。可以很容易通过增加输出滤波电感或电容，将它的极点频率向低频移动，来增加 f_{co} 处输出滤波器的损耗。

6.20 开环响应测试

1. 如何测试开环响应

前面讨论了频率特性和数学分析方法，都是基于系统是线性的，或作了线性化处理。一般在小信号情况下才进行线性化。如要求系统稳定首先要求小信号静态稳定。因此，可以通过试验的方法测量系统小信号开环频率特性。

桥式、半桥、推挽、正激以及 Buck 变换器都有一个 LC 滤波电路，输出功率电路对系统系统性能影响最大。为了讨论方便，以图 6.21 为例来说明测试方法。图 6.21 是一个测量 Buck 变换器开环频率特性示意图。电路参数为：输入电压 15V，输出电压为 5V，滤波电感和电容分别为 $L=44\mu\text{H}$, $C=200\mu\text{F}$ ，PWM 控制器采用 UC2825, 它的锯齿波幅值为 1.8V, 只用两路脉冲中的一路，最大占空比为 0.5。为了测量小信号频率特性，变换器必须工作在实际工作点：额定输出电压、占空比和给定的负载电流。

从前面分析可知，闭环稳定性与开环频率特性有关，并通过误差放大器反馈网络设计校正达到闭环稳定要求。测量开环特性只要测量误差放大器以外的开环幅频和相频特性。有了此幅频和相频特性，根据第一章方法选择误差放大器类型，对开环特性进行校正，达到闭环稳定。因此，在测量前，先将输入到误差放大器反相输入端的连线断开，再将 PWM 控制器中误差放大器连接成跟随器，即增益为 1。用一个求和电路，将一个可调直流电压源与网络分析仪的正弦波扫频信号相加，再送入误差放大器的同相输入端，然后将变换器加上输入电压，慢慢从零调节可调电压源，使变换器输出电压达到额定值。可调电压源和供电电压源是实验室专用设备，可调电压源应可精确调整到 mV 级。

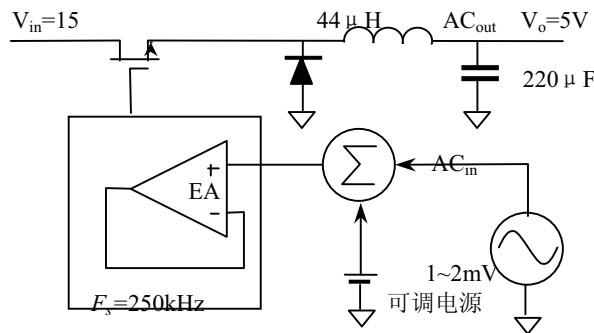


图 1 Buck 变换器开环测试原理图

则

$$V_o = \frac{7.5}{1.8} V_{ea} = 4.17 V_{ea}$$

电路增益为

$$\frac{dV_o}{dV_{ea}} = 4.17 \quad \text{即 } 12.4\text{dB}$$

此值与测量值相差 0.6 分贝，这可能是 MOSFET 有限的开关时间引起的。如果将网络分析仪频率增加，电路增益将增加，同时发生相位滞后，这主要是 LC 滤波网络谐振引起的。可以计算电路的谐振频率为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1618\text{kHz}$$

非常接近测量值。

增益的提升大小与电路输出负载有关，是临界阻尼，过阻尼还是欠阻尼有关。如果负载轻，电路处于欠阻尼状态，提升幅度大，相位变化剧烈；反之，过阻尼，一般是满载，没有增益提升，相位变化缓慢。

当分析仪频率超过谐振频率，电路增益急剧下降，以 10 倍频 40dB 衰减 (-40dB/dec)。相位移趋向 -180°。因为在 LC 谐振频率点有两个极点。当频率进一步增加，幅频特性变为 -20dB/dec，相位也随之提升。这是因为输出电容存在 ESR。测量得到这个转折频率为

一旦输出电压设定准确，就可用网络分析仪进行开环测量。在图 6.21 中，最低频率（在 10Hz 以下）是 11.8dB，相位移是 0°。这是实际上是 PWM 调制器增益：低频时，LC 滤波器无衰减作用，输出电压

$$V_o = DV_{in} = 15D$$

占空比 D

$$D = \frac{1}{2} \cdot \frac{15V_{ea}}{1.8}$$

$$f = \frac{1}{2\pi R_{esr} C} = 6\text{kHz}$$

因为 $C=220\mu\text{F}$,测量得到 R_{esr} 大约为 $120\text{m}\Omega$ 。其乘积 $CR_{esr}=26.4\times 10^{-6}$ 与 $65\sim 85\times 10^{-6}$ 相差较大。由于存在这个零点,相位移没有直接趋向 -180° 。如果继续朝高频测量,可以看到幅频特性仅以 -20dB/dec 衰减。

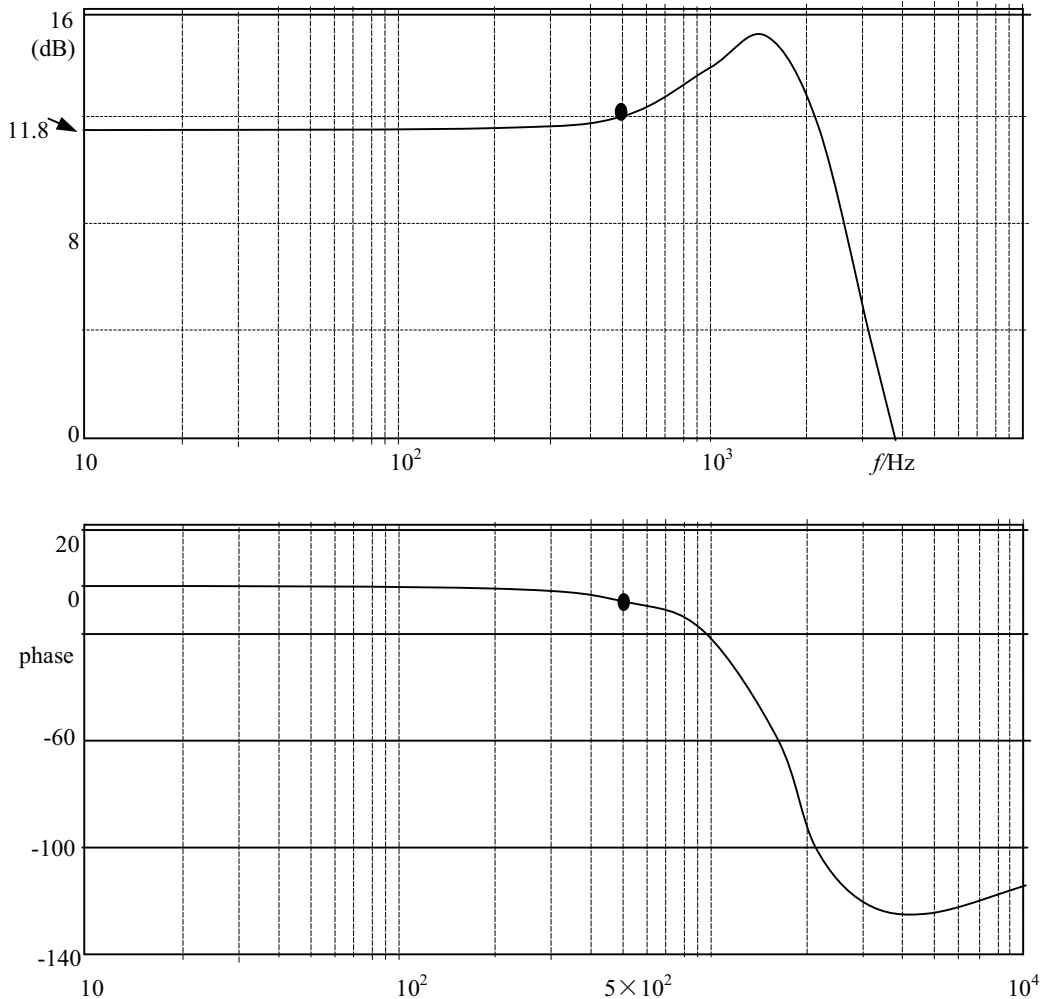


图 6.22 Buck 变换器开环测量

有了这个幅频和相频特性,加上取样电路的增益就是变换器除误差放大器以外的开环特性:取样电路一般是电阻网络,PWM芯片中基准通常为 2.5V ,本例取样电阻 $R_1=R_2$ 则增益为 -6dB ,与频率无关。将PWM加上输出电路的幅频特性下移 6dB 。

为了获得闭环稳定,选择误差放大器的类型,保证在开环幅频特性以斜率 -1

如果输出滤波电容有 ESR,开环幅频特性在 ESR 转折频率以后交越频率轴。由于是电压控制模式,假定选择带宽为 500Hz ,低于输出滤波器的谐振频率。如果采用电流控制模式,带宽可大于滤波器的谐振频率。用一个 RC 网络将相位移回到 -90° 。

根据 Venable 首先证明的,希望误差放大器给出所需的相位裕度,即相位提升,根据计算有三种补偿方法。实际处理时,设置零点和极点频率对称于带宽(交越)频率。在带宽频率以下零点引起相位提升,在带宽以上极点引起增益下降。有 1 型、2 型和 3 型三种误差放大器。

如果将网络分析仪设定在带宽 500Hz ,测量得到增益为 12dB ,相位为 -7° 。已经在转折频率处测得增益和相移,下一步是选择相位裕度,根据先前的讨论,定为 45° 。

第四步计算误差放大器所需的增益。因为开环增益是 12dB ,将增益在 500Hz 减少 12dB 为 0dB 。因此误差放大器在 500Hz 是 -12dB 。这一步要特别当心。

第五步是计算要补偿的相位

$$\text{boost} = M - P - 90$$

其中M—希望的相位裕度；P—是测量得到的开环相位移。对于本例， $\text{boost}=45-(-7)-90=-38^\circ$ 。因为小于零度，故没有相位提升的必要，所以可采用1型误差放大器。最后一步是选择 R_1 。因为输出电压为5V，UC2825芯片有一个5V基准，不需要 R_{bias} 。选择 $R_1=10\text{k}\Omega$ 。如果输出电压高，则需要分压。偏置电阻不影响误差放大器的增益或相位。输出电压可通过 R_{bias} 调整，但不影响放大器。不过影响开环增益和闭环稳定性。这就是为什么测量要接近工作点进行。

本例仅需要1型误差放大器， C_1 计算如下：

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f G R_1} = \frac{1}{2\pi \times 500 \times 0.25 \times 10^4} = 127 \text{ nF}$$

选取120nF。实际电容有20%的公差。一般应选择公差在10%以内比较好。

如果采用2型误差放大器

避免使用大于 $1\text{M}\Omega$ ，和小于 22pF 的电容，分布的杂散参数使得反馈环路参数非常不精确。如果你计算出的元件数值超出此范围，使用于各不同的数值，用1k代替10k。

第八章 效率与散热设计

8.1 效率

定义

效率定义为变换器的总输出功率除以总输入功率，即

$$\eta = \frac{P_o}{P_i}$$

式中 P_o —输出功率； P_i —输入功率。输入功率必须包括假负载、辅助电源、EMI滤波、保险丝等一切损耗。偶尔你会听到“功率级效率”，是不包含辅助电路只是功率通路象功率器件和磁元件的变换器效率。

效率为什么重要？

除了满足规范外，对效率的兴趣在于：输出一定的功率时，变换器要损耗相应的功率，变换器消耗功率就意味着发热。变换器温度高低对 MTBF 影响很大，高效率，温升高使产品长寿命。

效率可能对用电池供电的设备更重要，电池的容量是有限的，再次充电前甚至节约 1W 就可以延长供电时间。

家用电器所用的开关电源的效率也很重要。因为典型的家庭用电美国限制在 20A 以下，如果变换器效率低，就不可能提供正常的输出：很大功率消耗在变换器中，不可能足够的电能传输到负载而不跳闸。

模块效率

模块电源是很小的变换器，固化在一个扁平的外壳中，典型的装在 PCB 板上。电源工业界所说的模块效率不是额定负载的最大效率（即说明书中所说的“效率高达…”），而模块工业界的效率则是单个模块效率。这就是说，如果要应用模块需要附加一些部件，组成一定功能的变换系统。例如实际上还要加上 EMC 滤波或输入 PFC、输出滤波等，这是不足为奇。但这样，系统效率当然变差。销售商并未对此说明。

大于 90% 效率？

一般有经验的设计者根据经验可以决定将要设计的变换器效率。可以根据一般规律，帮你解决如何满足特殊效率规范要求。

1. 当输出电压低于 5V，在输出二极管上的损耗随输出总功率增加而增加（因为二极管压降总是相同的电压）；如果在 5V 输出总效率要大于 80% 效率，你可能需要同步整流。
2. 在低功率（<1~2W），IC 源电流和栅极驱动电流影响效率，在此功率水平，能达到 70% 已经是相当不错的了。为了达到最大效率，你必须应用 CMOS PWM，而二极管采用同步整流。
3. 高效率几乎总需要较大的磁芯。
4. 如果输出输入都是高压，可以获得高效率，因为对于给定功率水平电流小，变换器损耗正比于 I 或 I^2 。
5. 在低到中等功率变换器效率几乎没有超过 95%。从概念来说，假定你要构建一个输入功率 100W 的变换器。如果这个变换器效率是 80%，因此它的输出是 80W，内损耗为 20W。增加 2% 的效率，即 82%，换句话说输出 82W，节约 2W，减少损耗 10%。也就是说，假定变换器效率已经是 90%，所以输出功率是 90W，内损耗为 10W，如果增加效率 2%，得到 92W 输出，节约 10W 损耗中的 2W，即 20%。很清楚，节约损耗 10% 要比节约 20% 损耗容易，效率超过 90% 再增加效率 2% 变得十分困难。

计算举例 1

在你设计变换器之前，可很好地估计你的变换器效率。的确，如果需要高效率，你肯定需要这样的估算作为选择拓扑过程的一部分；选择错误的拓扑导致此后试图提高效率要花很大代价。作为一个例子，我们来分析 10W 输出、断续导通模式、隔离反激变换器的效率（图 8.1）。事实上，我们可以应用第五章磁元件的变压器，因为我们计算了变压器的损耗为 150mW。

第五章假定参数如下：输入 48VDC，没有波动，在此电压占空度为 0.45,开关频率为 250kHz，（当包括二极管正向压降时，占空度稍微超出 45%，此误差对变压器损耗没有明显影响）。输入电压为 48V，匝比 10:1,假定输出为 5V/2A，保证断续导通，计算如下。

重新计算占空度 D。在 2A 时，肖特基正向压降约 300mV。这意味着输入传输的功率为 (5+0.3) ×2=10.6W。应用第五章公式有

$$D = \frac{\sqrt{2fLP}}{U} = \frac{\sqrt{2 \times 250 \times 10^3 \times 93 \times 10^{-6} \times 10.6}}{48} = 0.463$$

在这个占空度初级峰值电流为

$$I_{pk} = \frac{UDT}{L} = \frac{48 \times 0.463 \times 4 \times 10^{-6}}{93 \times 10^{-6}} = 0.956 \text{ A}$$

其电流有效值为

$$I_{rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{D}{3}} = 0.956 \sqrt{\frac{0.463}{3}} = 0.376 \text{ A}$$

因为我们已经知道变压器损耗，首先要计算 MOSFET 损耗，其损耗来自三个方面：导通损耗 $P_{on} = I_{rms}^2 R_{on}$ ；开关损耗 $P_{sw} = I_{pk} t_s f / 2$ ；和栅极驱动损耗 $P_g = QUf$ 。

在第三章已经讨论过，MOSFET的导通电阻与温度有关，假定反复迭代计算，MOSFET的芯片温度为 60℃。MOSFET IRF620 手册中在 10V驱动电压下，环境温度 25℃时，最大电阻 $R_{on}=0.8 \Omega$ 。其它数据如表 8.2 所示。

一般比较好的近似求得 MOSFET 的导通电阻与温度关系

$$R_{on}(T) = R_{on}(25^\circ C) \times (1.007^{T-25^\circ C})$$

由此，我们得到 60℃,10V 驱动电压的 MOSFET 的导通电阻为

$$R_{on}(60) = 0.8(1.007^{35}) = 1.0 \Omega。$$

MOSFET 导通损耗为 $P_{on} = I_{rms}^2 R_{on}(60) = 141 \text{ mW}$ 。假定漏极开关时间为 50ns，开关损耗为

$P_{sw} = (0.965 \times 48 \times 50 \times 10^{-9} \times 250 \times 10^3) / 2 = 287 \text{ mW}$ 。10V 驱动电压，48V 漏-源电压，由表 8.2 IRF620 参数得到典型栅极电荷大约为 9nC，所以，栅极电荷损耗为

$$P_g = 9 \times 10^{-9} \times 10 \times 250 \times 10^3 = 22 \text{ mW}$$

MOSFET 总损耗为

$$P = 141 + 287 + 22 = 450 \text{ mW}$$

二极管损耗时正向压降与流过的电流乘积。请注意，虽然计算的电流是平均值（这里为 2A），正向压降是在导通时间流过平均电流 ($I_{pk}/2$) 的 U_f ，不是真正平均电流的 U_f 。

二极管电流以 $I_{pks} = I_{pkp} \times n = 0.956 \times 10 = 9.56 \text{ A}$ 斜坡下降到零。肖特基在导通时间的正向压降由表 8.3 得到，峰值电流的一半 ($I_{pk}/2 = 9.56/2 = 4.8 \text{ A}$)，正向压降 $U_f = 0.32 \text{ V}$ ；所以肖特基地功率损耗为

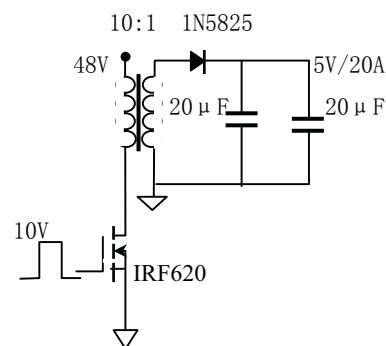


图 8.1 断续反激变换器功率级

$P_D = U_f \times I_{av} = 0.32 \times 4.8 = 640 \text{ mW}$ 。应当注意到此损耗远大于变换器损耗，比晶体管损耗大 50%。

这是断续模式反激拓扑的一个问题—即使在不大功率水平电流很高。你应当明白，尽管肖特基没有反向恢复问题，电流在反电压加上以前电流已经下降到零，反向恢复时间很快（即比变换器截止时间快），反激拓扑没有二极管反向恢复损耗。但其它拓扑损耗可能主要取决于二极管反向恢复时间。

考虑功率级损耗还有纹波电流在输出滤波电容的 ESR 损耗（为了简化，这里不考虑输入电容、EMI 滤波、保险丝等等损耗；如果要算，可用它们的有效值电流平方乘以它们的电阻）。在大多数变换器中，因为滤波电感平滑作用，电容的 ESR 损耗可以忽略。但是在断续模式的反激变换器中，可能有许多麻烦，峰值电流很高并直接流入电容，于是损耗是十分显著的。为了给读者提供实例指导，我们进行完整的计算—因为十分繁琐。

首先必须知道二极管导通时间有多长。为此，我们必须找到变压器初级电流多长时间回到零（因为次级电流通过二极管反射到初级），输出电压乘以匝比反射加在初级电感上。实际上，在 5V 输出实际加在肖特基二极管的阳极是 5.3V（肖特基 0.3V 压降）。反射到初级电压是 53V 加在直流上（变比 10:1）。因为是交流加在变压器上，在漏极不是 53V，而是 $53V + 48V = 101V$ 。因此反射电流下降斜率为 $53V / 93 \mu\text{H} = 570\text{mA} / \mu\text{s}$ 。从峰值电流 956mA 开始，经 $t = 0.956A / (0.57A / \mu\text{s}) = 1.677 \mu\text{s}$ 斜坡下降到零。（此时时间实际上是磁芯复位时间）。这也告诉我们，变换器确实工作在断续模式：1.677 μs 相当与占空度为 0.419（近似 0.42），而晶体管导通时间为 0.463T，所以二者都不导通时间为 $(1 - 0.463 - 0.42)T = 0.12T$ 。

这样繁琐计算二极管导通时间实际上是唯一方法。

为了计算电容损耗，必须知道流到电容的交流分量。我们已经知道二极管电流以及输出电流为直流 2A，电容电流由图 8.4 和图 8.5 决定，这里定义进入电容电流为正。在二极管流过 9.56A 时，2A 流到

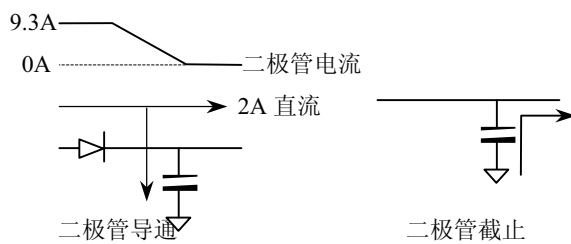


图 8.4 反激断续模式次级电流

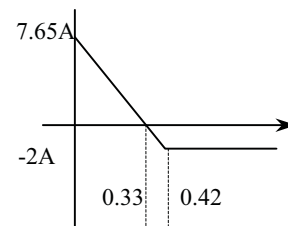


图 8.5 电容电流是二极管电流减去负载电流

负载，其余流到电容；当二极管截止时，2A 负载电流由电容流出。因为总有 2A 流到负载，电容仅分配到二极管峰值电流 9.56A 的 7.56A，而且随着二极管电流斜坡下降。我们已经决定了二极管电流下降到零时间响应占空度 0.42。电容电流降到零也反射到初级，如图 8.5 所示，并可表示为

$$t = L \frac{I}{U} = 93 \times 10^{-6} \frac{7.56 / 10}{53} = 1.33 \mu\text{s} \quad \text{相当于 } D = 0.33$$

为了检查，可以证实电容的平均电流为零

$$I_{av} = \frac{7.56}{2} \times 0.33 + \frac{-2}{2} \times (0.42 - 0.33) + (-2) \times (1 - 0.42) = 0$$

下面我们准备计算电容电流的有效值。我们将图 8.5 分成几段来分别计算：第一段为

$$I_1 = 7.56 \sqrt{\frac{0.33}{3}} = 2.51 \text{ A}$$

第二段为 $I_2 = 2.00 \sqrt{\frac{0.42 - 0.33}{3}} = 0.35 \text{ A}$

第三段为 $I_3 = 2.00\sqrt{1-0.42} = 1.52 \text{ A}$

则总的电流有效值为

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2} = 2.96 \text{ A}$$

图 8.6 为计算有效值等效波形。现在我们可以计算损耗。假定输出电容由两个 $20 \mu\text{F}$ 叠层电容并联，每个 ESR 为 $10 \text{ m}\Omega$ 。（因为纹波要求，峰值 7.5 A 电流乘以 $5 \text{ m}\Omega$ 得到 38 mV 纹波，这对 5 V 输出比较合理）。于是电容中的损耗为 $2.96^2 \times 5 \times 10^{-3} = 43 \text{ mW}$ ，每个电容 21 mW 。应当注意，如果采用大的铝电解电容代替叠层电容，其 ESR 约为 $25 \text{ m}\Omega$ ，不仅纹波上升到 190 mV ，而且损耗将为 215 mW ，可能引起过热。

变换器最后一个损耗源是 PWM 芯片。假定由一个 10 V 线圈反馈供电（图 8.1 没有画出），流出 10 mA （还要加上 MOSFET 驱动电流，损耗已在栅极电荷中计算）。如果线圈整流二极管压降为 1 V ，PWM 芯片损耗为 $(10+1) \times 10 \text{ mA} = 110 \text{ W}$ 。

上述结果列在表 8.1 中。输出功率为 10 W ，所以输入功率等于输出功率加上损耗，求得效率为

$$\eta = \frac{10}{10+1.393} = 88\%$$

这在这个功率水平这样的效率应当说是很好的了。

在结束这个例子前，让我们来注意一下小小的矛盾。我们根据输出功率和整流器损耗初始假定变换器输入功率为 10.6 W ，而在最后实际功率是 11.4 W ，高了 800 mW 。为了便于比较，在相同功率水平我们回过去重新计算。但很容易看到整个效率仍保持在接近 88% ；因为仅相差 800 mW ，第二次计算的附加损耗近似 $800 \text{ mW} \times (1-90\%) = 80 \text{ mW}$ ，这在本例中可以忽略不计的。

计算举例 2

我们再来看一看相同的变换器，但是输出功率是 1 W （ 5 V 、 200 mA ）。为了简化，假定磁芯调整大小，但保持电感相同，改变相应的占空度，磁芯总损耗相同；其它元件保持相同。重复以上计算得到如下结果如表所示，得到效率为

$$\eta = \frac{1}{1.422} = 70\%$$

这里注意的更重要的事情（除了整个效率降低外，二极管轻载损耗下降）是损耗分配改变了（参看表 8.2）。在第一个例子中 MOSFET 的损耗大约是二极管损耗的 $2/3$ （ $450 \text{ mW} < 640 \text{ mW}$ ），所以，要考虑采用同步整流；在第二个例子中，MOSFET 的损耗时二极管损耗的两倍多（ $116 \text{ mW} > 44 \text{ mW}$ ），同步整流实际上不必要。

实际工作时，为了达到优化，可以用不同手册参数代入公式，不必繁琐计算。

改善效率

由上面两个计算例子可以清楚地看到，低功率与中等功率和高功率是相当不同的。对于后者，增加效率的方法是降低 MOSFET 的开关频率，这就降低开关损耗。但使得所有元件体积增大，通常要折衷考虑。中等和高功率变换器提高效率的第二个方法是应用同步整流。当然，如果源是隔离的这比较困难，但在实际上无论何时，用 MOSFET 代替哪怕是肖特基二极管也将明显减少损耗，从第一例子就很明显。在第一个例子设计的主要原因是反激拓扑设计在断续模式，峰值电流很高，晶体管和二极管产生

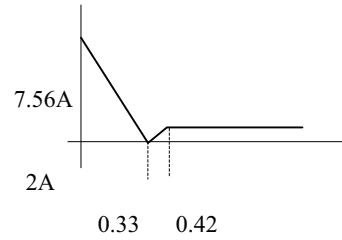


图 8.6 有效值等效计算电流

表 8.1 例 1 变换器损耗

项目	损耗 (mW)
磁元件	150
MOSFET R_{on}	141
MOSFET 开关	287
MOSFET 栅极电荷	22
二极管	640
电容	43
IC	110
总损耗	1393

表 8.2 例 2 变换器损耗

项目	损耗 (mW)
磁元件	150
MOSFET R_{on}	4
MOSFET 开关	90
MOSFET 栅极电荷	22
二极管	44
电容	2
IC	110
总损耗	422

高损耗（以及电容损耗，要求很低 ESR）；选择不同的拓扑虽然提高成本但将明显减少损耗。非常清楚，要达到最大效率，一定要避免无关的损耗。即根本不用死负载，或在不需要时断开，启动电路在变换器启动后断开等等。

对于低功率变换器，改善效率困难些。减少频率仍然是要点之一，虽然这里更多的是减少栅极电荷损耗比开关损耗多。高功率变换器情况相反，低功率同步整流比二极管效率低。这是因为由于增加了栅极电荷损耗可能大于由于减少导通损耗节约的损耗。为了克服这个限制，某些现代 PWM 芯片当检测到轻载时减少它们的开关频率。有些进入“脉冲频率调制”（PFM），这时，晶体管仅当电压跌落到某个电平导通。而且在低功率时关断同步整流，仅让并联肖特基二极管导通。

最后改善低功率变换器效率的策略是减少控制 IC 芯片电流：某些 IC 芯片运行要 30mA 电流，低功率时明显影响效率。第二个例子中 IC 损耗是总损耗的 1/4。

8.2 散热

散热处理是许多变换器设计的一个重要的部分，如果元件太热将烧毁。温度对元件寿命影响，从而影响到电源的寿命下面将予以说明。此外，用户不希望电源太热到手指不能碰！即使不必热设计，你的效率也需要知道元件的温度，为保证希望的效率是否达到计算温度也是重要的。

元件寿命与温度

电源中每个元件预期寿命取决于它的温度：如果温度上升，预期寿命减少。这个关系直接影响你的电源外场失效率，特别是如果任一个元件运行在接近它的最大额定温度，更是如此。

作为一个规律，元件的寿命近似每下降 10°C 增加一倍。也就是说一个定额 2000 小时的 105°C 电容，在 65°C 下寿命近似 $2000 \times 2^{(105-65)/10} = 32000\text{h} \approx 4$ 年。

在电源设计中温度与寿命关系明显得例子是铝电解电容。如第三章提到的，铝电解电容在它额定温度寿命很短，通常额定 105°C 或 85°C—记住寿命 2000 小时，即小于 3 个月。

大多数电源应用铝电解电容，因此使用时，尽量减少使用温度。一般定额是 105°C，额定 2000 小时，较好的有 5000 小时。某些恶劣环境采用钽电容代替。

为了减轻温度影响，你应当认识到电源电源不应当 24 小时工作在最大温度。如果你能够估计在不同温度的时间，你将得到很好的电容寿命估计。

如何表明铝电解达到它的寿命？作者将一个用铝电解电容的电源曾在高温下运行一年。在一年里，电容的 ESR 增加，开始较慢，以后加快。在这年末尾，ESR 增高到电源的输出纹波大大超出规范。于是，运行一个电容超过它的额定寿命可能导致电源不符合规范，并可能引起相关元件损坏。

另一各重要的是 IC 的温度定额。IC 有三个温度等级：商用，额定温度 0°C~70°C；工业级，额定温度 -40°C~85°C 和军级，额定温度为 -55°C~125°C。当然现在零件生产商对于不同温度等级的差别在于封装（商用和工业级为塑封，军级为金属封装），并在规定的整个温度范围内测试，即在整个温度下工作性能是保证的。所以一个商用元件在 90°C 不可能引起任何工作问题。但是你的最坏情况分析将产生疑问，MTBF 将是很坏的（如上所说），同时如果这个零件坏了生产商不负责的。

应当提及的最后一个题目是 MOSFET 的温度。在本章计算效率时假定 MOSFET 达到稳定工作温度 60°C，而且损耗也是根据这个温度来计算，所以损耗与温度有关。但是，应当注意到，MOSFET 的 R_{on} 取决于温度，所以，损耗也取决于温度，并且温度与损耗有关。因为 MOSFET 产生足够热量使其温度增加，从而引起电阻增加，电阻又引起损耗增加，立即引起 MOSFET 超过它的额定温度。当然这个热恶性循环最终结果导致失效。

说明这一切温度关系是希望使用零件温度定额高于它们运行值。换句话说，在温度等级之间有价格差别—从商用到工业级温度差别不大，而工业级到军级差别非常大。因此变换器内保持整个温度下降是至关重要的，不仅对于维持变换器寿命，而且对于成本也是重要的。

模块

谈到元件温度，我们再次想到变换器模块。同样的理由是推动生产商论证不切实际的效率导致给

出不切实际的模块可能产生输出功率的估计。输出功率限制因素是模块内产生的热量，当然两者是正比的。问题是如果你将模块焊在 PCB 上，并试图输出额定功率，模块将烧毁。**仔细检查模块手册发现可使用的额定功率仅当模块安装到一个比模块大的散热器上才行。**所以，如此扁平的模块电源一下子两倍以上的高，或者你就买一个远超过你的额定应用的模块，而且得花费更多的钱。

MIL-HDBK-217

在这些许多温度对变换器寿命影响的担忧以后，怎样计算 MTBF，看一看你的设计是否满足规范的寿命。一个标准的方法是应用 MIL-HDBK-217。美国军方提供一个正在进行的关于许多通用元件失效率的程序，并收集的信息放到本书的有用的表格中，并且定期进行升级。（在 MIL-HDBK-217F 中 F 表示第六版）我们首先做一个快速取样计算，然后讨论与用 217 有关的问题。

MIL-HDBK-217:举例

给一个应用 217 的例子。让我们试图建立三个铝电解电容并联系统的 MTBF。217F 表内容指出包含两部分铝电解电容：一个覆盖“非建立可靠性”零件（即商用零件），所以用这个表。

检查表 8.7 显示 λ_p (每百万小时失效数)，是一个铝电解电容四个系数的乘积。第一个系数是 λ_b ，是基本失效率，它与电容的温度定额有关。假定是 105°C ，所以我们用表中 λ_b ($T=105^\circ\text{C}$ 最大定额)。假定在电容寿命期内电容的平均温度为 60°C 。（再一次提醒，是平均温度而不是最大温度），我们参考 217F，还需要电容的应力，工作电压与额定电压比，假定电容定额是 5V，工作电压稳态是 3.5V，所以应力系数 $S=0.7$ 。（还是应用平均电压不是最大电压），于是得到 $\lambda_b=0.14$ 。

下一个系数是 π_{CV} ，容量系数。假定每个电容容量为 $1000\ \mu\text{F}$ ，现在，没有 $1000\ \mu\text{F}$ 列在表中，我们用公式代替：

$$\pi_{CV} = 0.34C^{0.18} = 0.34 \times 1000^{0.18} = 1.18 \approx 1.2$$

因为表中所有 π_{CV} 取成两位数，还是公式精确。

第三个系数是 π_Q 很容易：这是商用电容，所以它最低质量系数为 10。

最后第四个系数是 π_E ，环境系数。全部商用工作在“地面的，良好的”条件，所以 $\pi_{CV} = G_B = 1.0$ 。

现在我们求得单个电容在此条件下的失效率是

$$\lambda_p = \lambda_b \pi_{CV} \pi_Q \pi_E = 0.14 \times 1.2 \times 10 \times 1.0 = 1.68$$

百万小时的失效率（或 1680FIT，1FIT=每十亿小时一次失效）。象这样进行下去，这是很高的失效率，表示电容不是好元件，许多元件仅数十个 FIT，此电容的 MTBF 为

$$MTBF \equiv \frac{1}{\lambda} = \frac{1000000h}{1.68} = 600000h$$

在我们的例子中有三个电容并联，总失效率是每个失效率（在一个简单模型中）之和，且总失效率为 5040FIT，对应 $MTBF=200000$ 小时。

怎样改善电容的 MTBF（除了采用其它类型的电容以外）？这种情况下的最大因素是电压定额。根据以上法则，将温度从 60°C 降低到 40°C ，减少 λ_b 2 倍，由 0.14 降低到 0.69。但是更实际的方法是提高电压定额到 10V 更容易些减少，应力系数由 0.7 减少到 0.35，而 λ_b 由 0.14 减少到 0.051，几乎减少 3 倍。

MIL-HDBK-217 讨论

你应当知道应用 MIL-HDBK-217 时有一个潜在问题。因为手册用于军品设备设计，并不包含商业零件。实际上，你有时必须推测与你可能选择最接近你实际应用的零件，如上面的例子。

你有时听到人们争论由 217 得来的 MTBF 是太保守。这些人有时引用 Bellcore 可靠性手册给出长得多的寿命。作者的体验是 217 给出十分现实的估计。当制造厂做广告说他的变换器 MTBF 如何如何，正是要校验制造商是否应用 217，没有别的（不凭想象的），并且要按实际应力计算，不是“零件数”方法，

它是基于某一类型或许可能用于设计的元件数。假定零件数仅用于预估可靠性，不是为计算最终设计的 MTBF 的。

在本书其它地方你得小心，你应用 217 计算 MTBF 的程序也得小心。这类软件可能节省某些精力，但如何确定程序中公式是否正确？在应用这些软件之前，请你对于每个类型元件手算进行检查。

温度计算

在所有讨论温度之后，这时要计算实际元件温度。给一个元件功率损耗和它的传热通路，就可以画出热传输电效电路。在热和电特性之间精确相似，如表所示（机械工程师常常应用其它单位，电气工程师最好变换成这里的单位）。这种模拟意味着如果两个热传输串联，它们的热阻相加。

热	单位	电	单位
温度差	°C	电压	伏
热源	瓦	电流	安
热阻	°C/瓦	电阻	Ω
热容	焦耳/°C	电容	法拉
热时间常数	秒	RC 时间常数	秒

表 8.3 热电对应关系

例：

例 1 中用 IRF620 计算效率 60°C 时，损耗为 450mW。有表查得结—壳的热阻为 $R_{jc}=2.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ （管芯到 TO-220 外壳），壳—散热器的 (TO-220 经过垫片到散热器) 热阻 $R_{cs}=0.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。假定散热器到环境的热阻 $R_{sa}=40^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。环境温度为 45°C。温升为 $\Delta T=P(R_{jc} + R_{cs} + R_{sa})=0.45(2.5+0.5+40)=19.35^{\circ}\text{C}$ ，结温为 $19.35+45=64^{\circ}\text{C}$ 。在此例中芯片仅比管壳高 1 度，但并不总是工作在这种方式。

若路中还存在热容，由此得到热时间常数。

例：

假定 IRF620 损耗 10W，温度升高将损坏器件，因为 $\Delta T=10 \times 47.5=475^{\circ}\text{C}$ ！但是施加损耗的时间仅 100 μs ，然后回到 450mW。热响应曲线指出 100 μs 单脉冲具有热抗是稳态响应的 1/10；我们假定系统静态等效热时间常数相同，在脉冲终结时温升为 $64+[10(2.5+0.5+40) \times 0.1]=107^{\circ}\text{C}$ 。这对器件说来是允许的。根据热阻我们也可以求得热容：热阻 $R_{jc}=2.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ，热容必须为 $C=t/R=100 \mu\text{s}/(2.5^{\circ}\text{C}/\text{W})=40 \mu\text{J}/^{\circ}\text{C}$ 。

与热容同样的道理，导线电阻脉冲功率也比稳态高。

散热器

传统散热方法（对流、辐射和传导）是采用散热器（即传导）。散热器给热提供传输到对流通路，相似电路中再加一个电阻并联，减少了总阻值，使得温升降低。

最便宜的散热器是一块金属板，通常经过阳极化处理，把器件用夹子或螺钉固定到散热器上（螺钉固定比夹子好，因为夹子压力不好控制；但螺纹固定需要附加零件和工序）。由于器件与散热器之间接触不很平整，通常在将器件安装到散热器上之前应当在接触面涂敷硅脂，排除空隙，降低总热阻。但是导热硅脂十分脏，会带来其它问题，建议在生产线不要用。

如果你用螺钉将器件固定到散热器上，应当注意螺纹安装力矩。因为接触面总是不平整，安装力矩过大，造成器件弯曲变形，反而造成器件与散热器之间气隙加大，而造成散热效果变差，甚至损坏器件内部芯片。用螺钉固定最好采用经过校验的力矩扳手，当超过给定力矩时，扳手打滑，不能继续加大力矩。

金属散热器需要与电路绝缘，因为散热器通常是接地的，例如接到外壳。可以在器件和散热器之间加一个导热绝缘垫片。通常采用的材料硅橡胶布，还可以采用云母或氧化铍，高温还可采用聚亚酰胺片。通常避免采用氧化铍。

用于像 TO-220 封装的散热器还是比较好的。但是，把表面贴装元件直接接触散热器似乎不是好方法。当你采用表面贴装 MOSFET，这些晶体管热传输的主要形式是通过它的引线，引线传热严重限制了器件在高功率应用。如果在器件封装安装处 PCB 很大的铜皮，这大大改善散热，遗憾的是生产商通常忽略了规定结到外壳的热阻。

如果变换器的热不能由散热器解决，那就要采取强迫通风或热管冷却。但是这样的放散很花钱，而且很难较准确计算。例如，根据元件损耗功率、进出口温度计算需要的风扇驱动空气流量。但是发热器件在空气流的路径上不同位置，散热情况严重不同。这只好由这方面专门指示的工程师去解决。有限

元

第九章 实际 EMI 控制

9.1 概述

要电源工程师去设计一个电源满足限制 EMI 的规范真是一场恶梦。在这样情况下,你首先要做的工作是:

- 设计电源参数满足所有电气规范;
- 在设计试验电路板完后, 测量噪声, 并找到外部传播噪声途径;
- 去掉前端的电感电容, 并确认这些元件是否起作用;
- 请教其他工程师, 学习他们成功经验, 特别是关于减少 EMI 的建议;
- 和工艺结构工程师一起讨论, 了解通过 CAD 设计的总电路布局和结构机械设计, 如何减少 EMI。

解决电磁干扰问题, 首先应当了解电磁兼容领域一些技术术语。电磁干扰—EMI (Electromagnetic interference) 是器件或系统发出的噪声, 使其它器件或系统功能变差。但现在这个词通常用于噪声, 而不管它是否引起问题。另一个相关词是电磁兼容—EMC (Electromagnetic compatibility), 是指两个或更多系统可同时工作在相互产生的噪声环境中。敏感性(susceptibility)是对指定系统造成干扰的噪声电平。电磁伤害性—EMV (Electromagnetic vulnerability)这个词现在与敏感性意义相同。

讨论 EMI 的书很多, 涉及范围很广, 在一本书中很难覆盖所有问题。这里仅集中在开关电源碰到的问题, 更多的是特定条件规律和采取实际措施的一些基本概念, 如何测量, 如何确定它发生在何处以及较好地避免它。我们不讨论敏感性(因为开关电源通常是主要系统噪声源)和源对瞬态响应保护(因为避免环境对电源污染和环境对电源危害保护作用是相同的)两个问题。在瞬态很大的地方, 瞬态保护与电源分开。这里不要求普遍性, 如果你遵循这里的实际规律, 你就可以满足大多数严格的 EMI 要求, 那么控制噪声不是前途渺茫。

9.2 辐射和传导

EMI 问题有两类—传导到和辐射, 即导体携带的噪声和不依赖导体的噪声。通常在距离电源 1 到几米以外测量辐射噪声, 在低频时实际上是近场信号; 似乎并不是辐射噪声, 因为没有测量传播到无穷远的场的那一部分(传播能量到无穷远的现象定义为辐射)。

你能够对付辐射噪声做的事不多。如果在系统外边, 你什么也不能做。所以你的目标首先是避免产生辐射, 然后确保任何不可避免的噪声不要传到外边。你避免产生辐射噪声用下面详细讨论的避免产生过量的传导噪声相似方法: 将开关器件连接到接地导体, 成对电缆用外壳作为回线等等。两个办法是相关的因为辐射噪声必须由天线辐射(电缆进入或引出电源), 所以没有信号在天线上(没有传导噪声), 也就没有辐射噪声。

为辐射噪声做什么?

如果你对辐射感兴趣, 你为辐射噪声做什么? 首先要做的最普通和最便宜是每根进出外壳(电源和信号)的导线与回线匹配。“匹配”这里的意思是导线和它的回线两者紧密像在外壳中一样, 和象在 EMI 屏蔽外壳内和连出连进一样。因为信号电平(噪声)直接与信号线形成的环路面积有关, 匹配时重要的。使它们紧密靠近, 相互绞绕。减少面积, 就是减少噪声。你绝对不要用单信号导线连到什么地方。否则, 这个导线地回线, 即使线上不是高频信号, 或仅仅是直流, 而它还在外壳中, 此导线上接收到噪声, 并且这是一个优良的天线。

处理辐射噪声最方便的方法是用外壳恰当地密封起来。如果仅有一个地方接地, 电源的金属容器作为外壳, 塑料不影响辐射, 不能作为接地。记住频率(Hz)和波长(米)与光速的关系为

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{f} (\text{m})$$

¼波长的天线, 1cm 的孔允许频率大于 600MHz 的信号自由通过, 也可能有此频率的 10 分之几的信号

通过。但是，1cm 孔不一定是圆的，可能是一个槽口如图 9.1 所示，可能比相同的圆孔更能辐射相同频率。仅在导线进出处的外壳开孔。

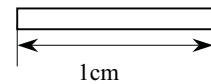


图 9.1 1m 槽口通过低于 60MHz 信号

一旦你用严密封闭的 EMI 盒子达到控制系统辐射，只有信号和电源进出盒子的线是辐射源。因为你打算用来控制电网传导噪声的方法，这种设计特点也控制辐射噪声。余下仅是信号线。你可能要考虑信号线脚加上滤波，从像数字时钟一类高速信号线开始着手。但是即使静态电网线也可能引起辐射问题，因为可能接收引入盒内，即静态线通过盒子引到出线（进线）点，各种器件对它辐射，以至于它们携带噪声，于是一旦它们从盒子出去，它们就是天线，并辐射噪声到外面世界。所以在许多情况下，给插头脚完全滤波是合理的。

盒子的材料类型

从实际的观点看，包围电源是金属材料，不必太大，因为成本，一般肯定是铝。当人们遇到 EMI 麻烦时，有时试图用 1 个微米（非晶）金属封闭。非晶（微米）屏蔽低频磁场。材料很贵而且很难机械成型。虽然这种方法可以屏蔽（对于最好结果，封闭体应当夹在接地铝层之间），如果你花注意力到信号和电源线上是不必要的。

首先控制传导噪声，就解决了你辐射噪声的 80%。再来注意信号线。如果顾问建议用微米金属，不要听他，再找一个顾问。

9.3 共模与常模（差模）

传导噪声有两种类型：共模和常模（也叫差模）。它们之间的差别在于常模（参看图 9.2）是流过一个电源线和另一根回线（中线）的噪声；而共模（参看图 9.3）是同时流过两根电网线并以大地为回线的噪声。

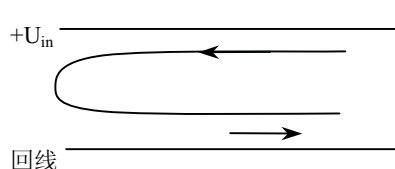


图 9.2 差模噪声从一根电源线中流过，并从另一根返回

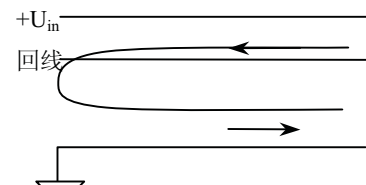


图 9.3 流过两根电网线和地回线的共模噪声

回线与地

在实验室中的电源，回线和地是不同的。每台良好的实验室电源一定有第三个接地端。电源具有输出与交流电网隔离，如图 9.4 所示。并且地接到每个电源的金属外壳上。于是你可能将地与回线相互搭接在接地螺钉上，这没有必要。

在一个交流系统中，地和回线仅在直流意义上相同：电源线在进入建筑物时需要相互连接在一起，连接点可能距离你的系统很长的路。在这种情况下，地和回线有效地将隔离 EMI 相关的交流频率，这样使共模噪声由电源和中线流回大地。我们再明确解释如下：

常模电流是由图 9.4 中电源+U 流到-U;它是通过功率传输通道；

共模电流同时流过+U 和-U 并由机架地返回，它不经过功率传输通道。

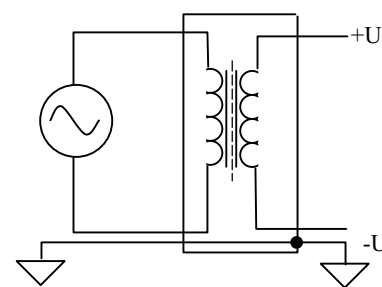


图 9.4 试验电源地回线应当与地分开

如何将共模和差模分开？

不管是商业还是军用，谁都没有注意到测量地线。这是因为假定地电流与任何系统没有实际关系。但因为你测量一次仅仅是一相电网线，共模和差模噪声混在一起。参考图 9.2 和 9.3，并考虑此刻的电源线，你可以看到，在此线上测量噪声包括了以地返回的共模噪声和经回线返回的差模噪声。这个局部测量 EMI 是合理的，麻烦是有些频率消失，而在另一个频率又重新出现。为减少差模噪声增加差模噪

声的滤波可能增加了共模噪声，反过来也一样。（技术员告诉作者，EMI 好像一个气球，要是你推它到一个地方，它会在另一个地方升起）。当然，事实上，共模和差模是独立的，你必须控制它们，并使它们满足规范。

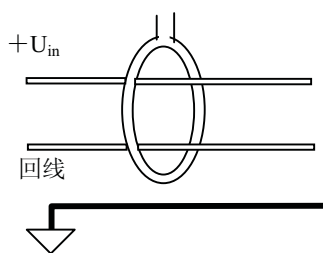


图 9.5 测量共模电流

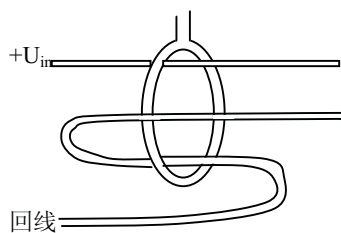


图 9.6 用一个环路消除共模分量来测量差模电流

如何分别测量共模和差模，通过适当滤波可将它们分开处理。幸而方法很容易，特别是在军品测量。为了测量图 9.5 所示电路的共模电流，你要同时（同相）测量两根电线的电流。你需要将电流测试探头包围两根没有扭在一起的导线。

为了测量差模电流，你要测量流进电源线与回线反相的电流，如图 9.6 所示，你应当将回线反折一次，并测量它与电源在相同方向电流）。

当你进行商业测量时，虽然最近李泽元等提出用适当的耦合导线用变压器等效，尚没有这样方便的方法。但上面示出的方法中电流和电压相互关联的，所以你可利用上面所示的军用方法。和上面方法一样用电流探头测试共模和差模电流。共模电流与差模电流的比将反映共模电压与差模电压之比。所以商业方法是测量噪声电压，你可以分离出共模和差模噪声，并设计出恰当地滤波器。

简单的例子：在 100kHz 测量共模电流为 300 μA，而在此频率差模电流为 3mA。差模与共模比为 10: 1。电源线上在 100kHz 总噪声电压 101dB μV=110000 μV=110mV。于是，可见 100mV 是差模噪声，10mV 是共模噪声。因为 100mV/10mV=10: 1，而总噪声是 100mV+10mV=110mV。

噪声来自何处？

控制噪声发射的第一步是了解噪声来自何处。即怎样产生和测量那根线。有了噪声的初始知识，首先和最好的控制技术将是安排测量线以避免噪声从测量线逃逸出来，

开关波形

开关电源传导噪声（和辐射）主要来源是开关。这没有什么奇怪的，因为开关涉及到电路的高功率（很高的电流）和高 dv/dt，以及源的高频份量。例如 MOSFET 由导通到截止需 50ns 的基波是 1/50ns =20MHz，还有奇次谐波（60MHz，100MHz 等等）。我们要求二极管和 MOSFET 尽可能同样的快开关速度，所以具有相似的频谱。并且因此，快速开关减少功率损耗。

事实上，晶体管和二极管（或同步整流管）是变换器功率通路中开关噪声的肇事者。如果次级有一个电感，高频高功率频谱分量不通过它（但仍能辐射），所以在二极管以后很少噪声。但是，如果功率变压器设计得很好，磁芯形成局部的屏蔽，所以它不产生太大的噪声。

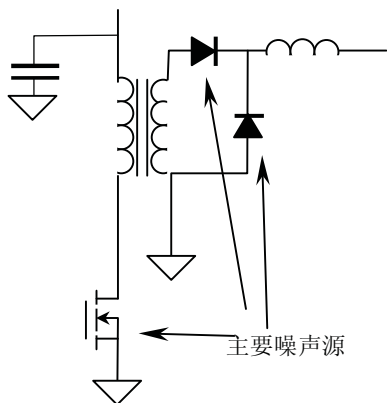


图 9.7 开关电源主要噪声源

电容耦合

为减少噪声，我们设法找到主要噪声源（图 9.7）。我们希望高速开关，因为可减少开关损耗，但不要做损害变换器效率的事。实现高速开关电源噪声机理使我们想起谐振变换器，因为在这样电源中在低功率下开关器件（FET 和二极管在电流、电压之一或两者为零开关），这种工作状态是十分诱人的，但是，谐振与准谐振变换器的缺点（第二章）盖过它减少噪声减少的优点。许多谐振变换器随负载改变开关频率，引起噪声频谱的变化。这使得它比固定频率的硬开关变换器的滤波更难。实际上在大功率、高压场合才采用谐振变换器和准谐振变换器。但是软开关 PWM 变换器得到较大关

注，因为它保持零状态开关和固定频率。

考虑开关噪声为何跑出来和如何测量的机理，即使很高开关速度也能达到可接受的噪声。显然，电流以开关频率从变换器中流进和流出。除了选择拓扑时选择电流连续而不选择断续（减少沿的陡度）外，只有选择滤波。通常很少注意，开关波形到地的电容耦合仍然是很严重噪声传播方式。传导路径如图 9.8 所示。

功率开关器件典型的安装在电源作为散热器的壳体上，此壳体是接地的。因为器件芯片和壳之间有一个小距离面积很大，两者之间有一个明显的电容存在，将通过它传导高频信号到地。此信号传到电源和回线上，也就是共模噪声。

要是不用滤波，最好是减少耦合—即减少到地电容。电容的大小由封装尺寸所决定，但距离可以增加。技巧是器件和壳体之间用来作为热传导的绝缘，用低介电常数材料。典型选择硅基塑料和氧化铍。减少电容意味着大大减少共模噪声滤波。此外，采用隔离电源，通过两个电容—二极管到地和晶体管到地，可以切断在初级和次级之间噪声传导。

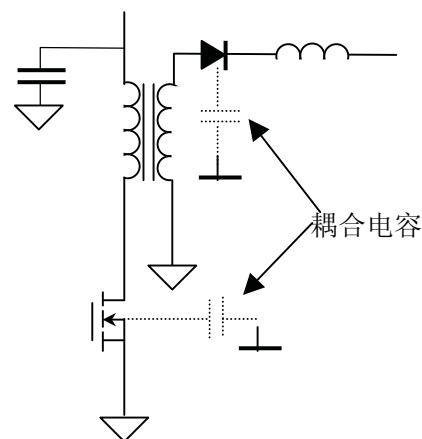


图 9.8 晶体管和二极管可能通过体电容耦合共模噪声

9.4 PCB 布线概念

已经讨论了电源线共模噪声的原因，让我们转到另一个控制噪声发生方面，即元件位置和布线以及电路板线避免颠覆开关电源电路工作的噪声。这样颠覆可能是很严重的问题，在最坏情况下，可能因为噪声电源根本不能工作，我们要将它滤除掉。

信号地与功率地

在 PCB 上信号地定义为通过低电流的电路线。而功率地是通过高电流的电路线。这样分是相对的，但在实际中通常概念是十分清楚的。从 PWM 芯片产生定时信号电阻来的地是信号地；功率 MOSFET 的源极搭接点是功率地等等。在整个电源设计阶段，要使电源工作良好必须使信号地与功率地分离。这就省得电路板上的噪声滤波的麻烦，这就是好的印刷电路板设计与一个需要噪声滤波处理之间的差别。

看看图 9.9 就很清楚。

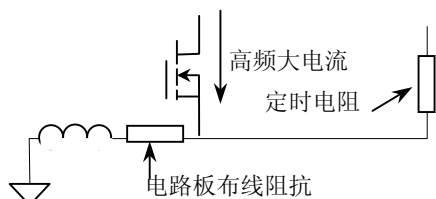


图 9.9 功率通路可能通过电路板阻抗破坏信号地

任何 PCB 线（导线，甚至接地平面）都有电阻和电感。PCB 线的电阻近似由下式决定：在室温时

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

式中 l —长度； d —宽度。（铜皮厚度为 $35\mu m$ ）

如果大电流通过 PCB 线，因为有电阻，PCB 线上有压降。如果频率很高，由于电感存在，还叠加交流压降。如果此大电流通过的线作为一个信号元件 PCB 地线，对信号元件不能看作普通的地，而比地提升了 $IR+L(dI/dt)$ 。更坏的是高频分量周期地提高了信号元件的地，且十分可能与要处理的信号分量同步！这是一个灾难。只要将信号地和功率地分开接地，再将它们在输入点接在一起，最好接在电源进入点的并联电容地，就可解决这个问题。这种结构叫做星形接地。

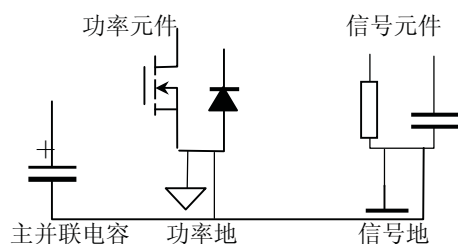


图 9.10 功率地必须与信号地分开，仅在电源入口处可以将两者接在一起

图 9.10 功率地必须与信号地分开；仅在电源入口处两个地可以接死。

在试验板和印刷电路板上要将这些地分离开来。一定要作为神灵来信仰。从实际电路上讲，100mA

以上就可作为大功率。再强调一下，两个地仅可单点搭接在一起。否则，可能有地环路，破坏了整个地目的。

图 9.11 所示 PCB 线图（即地电流多通道），不要这样设计 PCB 线。回流有几个通路回到左边地。

如果你要加宽功率地的铜箔，应增厚铜 PCB 线，而不是试图在整个地方通过许多 PCB 线。图 9.11 布线正确的方法如图 9.12 所示，并联电容远离左边连接点。在将它们搭接主回线之前所有功率回线接在一起。回线电流仅单路返回到左边点。

在相当高的电源数字电路情况（不是常有的）下，应当考虑第三个数字地，与功率地和模拟地分离，再次连接到一个点。

大电流驱动接地，接地‘岛’

需要分离地的特别情况还有普遍要保证的 MOSFET 栅极驱动。导通时，栅极驱动由其并联电容拉出电流然后传递到 MOSFET 的栅极—源极电容。当 MOSFET 关断时，栅极电容放电，并将电荷转移到地。在整个周期，有两个短暂的高电流（某些器件高达 6A）脉冲。电路板布线任务是保证这些快速脉冲不被看作是直流—仅被看作（如此小的）平均电流。图 9.13 示出了对这些器件建议的布置图形，你可以把这样电流通路想像成为接地小‘岛’。

由 MOSFET 栅极地电流优先返回到电容，避免高速电流流到源极，然后到主地。这种安排之所以称为‘岛’是因为在 PCB 上这些地被所有大的 PCB 线连在一起，然后来到地平面的静止点。图中阴影部分为 PCB 地线‘岛’。

如果器件有一个信号输入，但没有信号地

有些栅极驱动器有多个功率地脚（这很好），但制造忽略了驱动器的信号地的脚（这很糟）。在这种情况下，仍然可用功率地脚和连接到靠近的地平面静止点信号用地跳线（通常可能受 TTL 噪声限制），这种安排可能工作。如果地跳线成了问题，你必须选择另外的栅极驱动器。

将电流互感器放在哪里？

在电流控制型变换器中，如果功率器件是 MOSFET，一般在 MOSFET 串联一个电阻检测漏极电流。当功率较大时，检测电阻精度和损耗处理成了问题，经常用脉冲电流互感器代替电阻，根据模拟电阻检测电流方式，自然就将电流互感器放置在 MOSFET 的源极（图 9.14）。我们知道，MOSFET 栅极—源极之间存在很大等效电容，在驱动电路发出开通或关断信号时，短暂的充电电流脉冲幅度可达数安培。此导通电流（记住，这可能达到 6A）也通过电流互感器。即使高功率变换器，这也可能是你要测量的开关电流的很大百分比。对于低功率变换器，可能比被测信号还要大。结果要么被这个来自栅极的不相关的电流干扰，要么加一个大的滤波器，从滤波后输出你需要的测量信号。可以想象结果是不好的。

如果将电流检测互感器的初级放置在 MOSFET 的漏极，这里仅仅是 MOSFET 的源极—漏极电流，没有栅极电容引起的栅—源电流（图 9.15）。这种设计对电流信号（因为所有互感器是隔离的）和变换器工作（因为初级电感是 1 匝，初级电感是可以忽略的）没有有害的影响。电流互感器只要在主输入电容之后可放置于主变压器初级和电源母线之间。

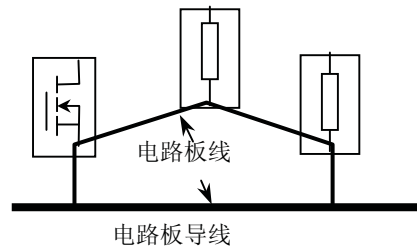


图 9.11 不要像这样画电路板。回线电流一定大于一起连接在左边点的回流

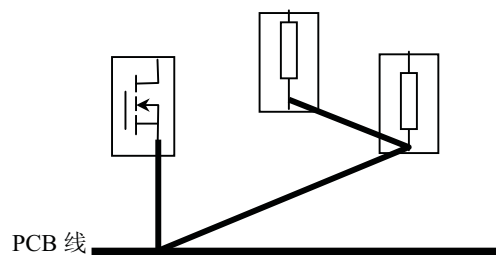


图 9.12

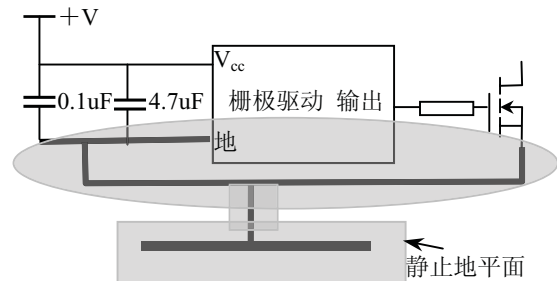


图 9.13 栅极驱动接地‘岛’。保证栅极电流不干扰地。

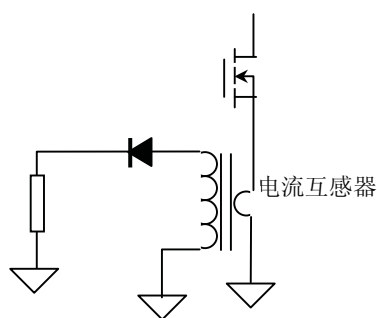


图 9.14 互感器接在 MOSFET 源极

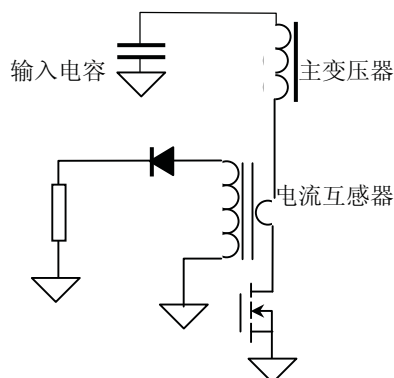


图 9.15 互感器接在漏极，避免测量栅极电流

反馈线

开关电源中通常反馈有电压和电流反馈，你在电路布线时，布置反馈电路元件位置有些诀窍。

当你画一个 PCB 时，有许多元件通路和网络线，功率线和信号线十分可能混合在一起。在设计反馈补偿时，相位裕度 45° ，如果进入到电流和电压反馈环路的噪声太大，系统可能不稳定。这就是初学者常碰到的问题。

如果一个人在画电路板，反馈最好采用双绞线，以减少进入这些线的噪声。不需要将线屏蔽，但是，如果需要，只应将屏蔽地接在信号端，远离功率浮动端（电压反馈线功率端参考输出电压端，对于电流反馈线，参考电流互感器次级）。希望所有有效信号元件接近 PWM 芯片，而不是输出端。例如，如果有输出电压反馈分压器，将这些电阻接近 PWM 芯片，而不是输出端，并且由输出电压引出双绞线。不要将分压器放在接近输出端，且然后再用双绞线连到 PWM 芯片。

分压器位与低阻抗源，像变换器的输出，它比高阻抗源像 $10k\Omega$ 更容易阻挡噪声。

在你画 PCB 时，当然你不能用双绞线，但你仍可以画 PCB 线包含反馈线。（即在上层或底层）与 PCB 地线平行，或最好在上层或底层地线之间（多层 PCB）。

对于面包板和 PCB 有一个更巧妙的方法。在电压检测双绞线或 PCB 线端接一个 $100nF$ 电容。从电路观点看，此电容总是与输出并联。由噪声观点看，输出电容帮助不大，它的位置不对（对电压检测来说）。一个电容在终端滤波效果是非常好的，而且也不影响环路稳定。

电路布局奥妙

前面所述的所有电路布局技巧都是异曲同工：功率和信号线分离！在引线受到限制时，还有些附加规定。当布变换器功率级功率线时，最重要的是将所有功率元件尽可能靠近。这不仅使得效率提高（减少电路板 PCB 线电阻），而且也减少辐射到信号线的环路面积。

特别是使栅极驱动到功率 MOSFET 连线尽可能短，这是设计最重要的规则。或许最值得做的是将驱动芯片的输出引脚正对着 MOSFET 栅极引脚。不要通过任何其它途径连接—否则将会严重污染板上其它电路。

9.5 低频滤波

如果你已经设计了很好的电路板图和结构，你还是发现有噪声。就需要加滤波。滤波有两类：低频滤波和高频滤波。低频滤波可以用体积大的分立元件，如分立电容和电感；高频滤波是另一回事，用滤波磁珠，穿心电容等等。

组成滤波电路的基本原理是信号通路上对噪声高阻抗，而你要将噪声引出的路径为低阻抗。

9.5.1 差模滤波

低频来自两部分：差模和共模滤波。接着上面的讨论，差模滤波试图减少电流返回回线的电源线上噪声。请记住，这意味着电源线上噪声存在在外壳和回线上。所以滤波的目的是在它离开外壳之前分流到回线，这样保证它返回而测量不到。着设置一个电感在功率线上，阻断它出去，同时提供一个电容在

电源与回线之间,提供噪声低阻抗通道。通常商业测试时带有 LISN(Line Impedance Stabilization Network 电网阻抗稳定网络), 被测电源通过一个电感和一个电容接到 LISN,提供 $50\ \Omega$ 源阻抗。

有时噪声可能很小,以至于不要电感,电容与 $50\ \Omega$ 电阻形成一个分压器小道足以转移大部分噪声。请记住,这个电路要工作,还得限制电容的 ESR。可以试试多层电容和金属化塑料电容。

选择数值

差模滤波如图 9.16 所示。由一个二阶 LC 电路组成。根据测量知道未滤波前的噪声频谱,同时我们知道要设计的二阶滤波器在噪声处以 40dB/dec 衰减。这里就是决定滤波器开始转折的起点。

首先找到最低频率差模分量。例如假定在 100kHz 是 20dB 。

则开始频率为 $100\text{kHz}/\sqrt{10}=30\text{kHz}$ (因为两个极点平方根)。

现在在噪声顶部 (30kHz) 画一条直线,斜率 40dB/Dec 。如果没有其它的峰值点,滤波器的谐振频率就是 30kHz 。以此选择 LC 参数。LC 参数有多种选择,电感价格比电容贵,选择要权衡价格和损耗。

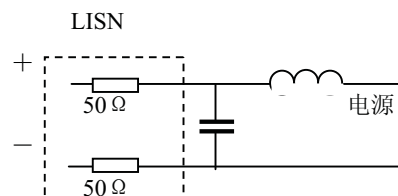


图 9.16 商用电源测试时面对 LISN 接入 LC 滤波

9.5.2 共模滤波

共模滤波器比差模滤波器容易设计,因为类型选择很少。一个共模滤波器由共模电容(在商业界称为 Y 电容; X 电容为差模电容)和一个共模电感组成如图 9.17 所示。共模电容将线分流到地,而共模电感提供平衡阻抗一即对源和回线提供相同的阻抗,对共模噪声表现高阻抗通路。对于差模电感为零。

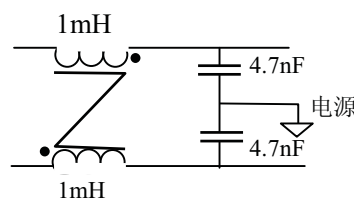


图 9.17 共模滤波电路

数值选择

共模与差模选择元件相反,这里电容比电感贵。理由有两个:

首先,电容接地,必须能承受瞬时 3kV 甚至 6kV 电压,所以体积很大。还有流到的电流数值有严格的安全限制,这就限制了共模电容可以应用的最大值,典型的几个纳法。因此,你选择最大允许电容量,并应用相同的技术以前决定的需要的 LC,用相同的步骤决定电感值。

如果你计算出来是一个很大的共模电感值不要恐慌。共模电感两个线圈流过相同的电流,而看起来没有净电流。匝数很多而不会饱和。

此外,当计算需要的电感时,要记住两个共模电容是并联的(将数值加倍);而且共模电感的两个线圈是串联的。因此得到 2 倍匝数和 4 倍电感量。这给你额外 8 倍噪声抑制(参看图 9.18)。图 9.18 的电容等于 9.4nF ,而电感是 4mH ,其截止频率为 26kHz 。

电容、电感和它们的限制

电容有频率相应限制,限制了在 EMI 滤波中的应用。电解电容具有相当大的 ESR,意味着在 RC 频率以上它看作电阻性,不再是一个极点。例如, $100\ \mu\text{F}$ 的电容的 ESR 为 $100\text{m}\Omega$,在频率 16kHz 成为阻性。它不再用于 EMI 控制。

实际上,陶瓷或塑料电容经常用于 EMI 滤波。由于有引线电感,它们也有限制。

$1\ \mu\text{F}$ 电容仅在 1MHz 以下有效。在 1MHz 以上,用 100nF 电容,可以到 10MHz 。为抑制噪声,可以用 $1\ \mu\text{F}$, 100nF 和 10nF 一起并联。

电感也有限制(它的线圈电阻,尽管对功率损耗不好,对噪声抑制没有明显影响)。最重要的限制是分布电容,可能与电感并联。在某个频率以上,容抗比感抗低,在这个频率以上,电感不再阻断噪声。

例: 假定 1mH 有 100pF 电容。于是在大约 500kHz 以上它的感抗停止增加,并实际上在减少。当然,较小的电感分布电容也较小,截止频率更高。

可以用两个电感串联,而不是一个大电感,因为用两个电感串联增加电感和其电容串联减少电容,

但实际上决不这样做。

压敏电阻有电容

许多设计者需要一个压敏电阻来吸收电网瞬态电压。压敏电阻具有一个小电容，并可用作滤波的一部分，这有意外收获。这也要小心：将压敏电阻加在源和回线到地之间，压敏电阻也有漏电流，所以 Y 电容也应相应减少。

两个作用一个价格

现在有一个好的主意。一个磁芯电感既用作共模，也用作差模电感，节约成本和体积。但是应当小心设计。你绕一个共模电感比如说 47 匝在一边，而源线的另一边多绕 1 匝。这个电感仍然是共模电感，但现在有一个串联电感，电感量是 $(48^2 - 47^2) A_L$ ，比在这样磁芯上绕 1 匝电感大得多。不过，磁芯中合成磁场不为零，你应当检查在最大电流时磁芯不应当饱和。

你不能得到 100dB 的衰减！

你已经注意到低频滤波器仅用两个极点滤波器的讨论，不必多一个电容，或多一个电感，或再加一个电感电容的高阶滤波。因为这样滤波器难以设计；实际上，在设计时已经十分小心；其次，对于商业设计者，高阶滤波需要另一个电感，而这意味着生产困难。除了特殊环境外，是不需要这样滤波器。四极点衰减非常快，而如果需要 6 极点或许更糟。

如果你计算一个电感在低频区需要衰减 60~80dB，最好返回去并研究你的电路布线。另外可能的方法是用增加开关频率减少滤波要求。

还要指出的是上面已经提到元件有性能限制。此外，实际 PCB 布局通路与通路之间存在泄漏和交叉干扰。底部线与顶部线之间，你可以得到 100dB 的衰减。如果你想需要它，不仿试一试。

也可以买到商用滤波器比你自已做的更大的衰减。主要因为商用器件注意了避免电路布局交叉干扰，并已经将滤波器密封在金属壳中。当然，你也可以这样做，但成本较高。

9.6 高频滤波

高频滤波器在高频起作用，这里大的元件滤波性能变坏。“高频”是指频率大于 10MHz。高到数百 MHz，你可以加一些元件。再高，你得将电源密封屏蔽起来。

我应当在何处实用磁珠？

铁氧体磁珠具有极高的频率特性，甚至到 100MHz 以上阻抗还在增加。但遗憾的是即使小的直流它也容易饱和。所以，对于大多数情况，输入滤波不用磁珠。

MOSFET 栅极常常用一个磁珠。在栅极加磁珠实际上是坏主意：用减少 MOSFET 开关速度减少噪声，增加功率损耗。在漏极加磁珠是无效的，因为低电流后饱和。如果用来阻断几十个纳秒（如同步整流中）电流，然后让它饱和，以至于不在功率电路中加电感，减少电流上升率，漏极加磁珠可能有用。尽管那样，存储在磁珠中的能量损耗掉，就象变压器漏感一样处理。

穿芯电容

尽管单个电容和穿芯电容都用于功率电路，穿芯电容与滤波器引脚大致相同。它们有高质量电容，有效范围超出数百 MHz。偶尔有微小电感，可通过大到 10A 电流，与尺寸有关。它们从 10MHz 滤波，除非你要一个更大电容，可低于 1MHz 滤波。注意，它们衰减量典型定额在 50Ω 系统，没有针对具体系统，只用于军用测量。

在许多情况下，你得不到详细穿芯电容资料。这是因为穿芯电容工作于高频，电缆引到电源盒有明显的阻抗：1m 导线大约 1μH，在 10MHz 是 60Ω。因为所有这些都与布线有关密切，没有一定规则如何滤除高频：你可试试滤波器，如果效果不好，再加大一些。

9.7 其它课题

噪声抵消

一个变换器产生的噪声量在器件建立前是可以抵消的。例如，一个 Buck 变换器输入电流是矩形

脉冲。此脉冲列可以分成频谱分量。每个分量被输入电容和电源阻抗分压。因此合成电流源（军用；商用与阻抗乘得到电压）可以与规范限制相比较，来设计上述的滤波器。

例

假如 5V 输入，2.5V 输出的 Buck 变换器，一般占空度为 0.5。假定输入电流为 0.5A。因为输入是矩形波，峰值电流是 1A。我们从数学手册看到矩形波频谱是基波倍数的奇次分量，幅值反比于谐波的次数。这里假定开关频率是 100kHz，所以我们有 $(4/\pi)$ A 基波，300kHz 是 $(4/3\pi)$ A，500kHz 是 $(4/5\pi)$ A，等等。如果有输入电容为 1000 μ F，军用测量 10 μ F 源阻抗电容将提供大约 1/100 电流，即 100kHz 时 $4/100\pi$ 安培，300kHz 是 $(4/300\pi)$ 安培等等。对于高频，受电流的上升时间和下降时间减少控制。假定上升和下降时间都是 100ns。将产生奇次频谱分量为 1/100ns，（即 10MHz, 30MHz, 等等）如果电路板线电感用上的话就可以消除合成电流，现在用这些抵消可以设计一个滤波器。

最佳滤波

如何选择低频滤波器的 L 和 C 值上面没有完全回答，以需要的衰减量找到极点频率，但实际值是不确定的。稳定性判据的目标最好可能选择元件值可能基于最佳成本、体积或其它滤波器参数。这是很难的课题。

优化军标 EMI 滤波器设计

军用电源必须满足 MIL-STD-461 规定的传到 EMI 限制。为测量此标准穿过很宽频率范围，噪声电流流进 10 μ F 电容。通常安装一个滤波器，测量电流，安装另一个相似设计的滤波器，重新测量电流，再安装另一个滤波器并重复处理，直到满足 EMI 限制。这个方法不仅无效果，而且可能最终滤波器既大又重，同时比它需要的更费钱。然而做适当的噪声源测量，可能设计一个滤波器第一次就成，而且可能体积较小。

单点接地（非隔离）直流输入电源有两个主要噪声源：开关晶体管和输出整流器。正两个源与两个频率有关：变换器的开关频率和反向瞬态时间倒数。开关晶体管的瞬态时间是上升和下降时间；而对于全机事反向恢复时间。不同的寄生参数引起振铃也产生一些噪声。但这些噪声源是很小的。

用开路电压和短路电流来说明戴维南源电特性，用戴维南阻抗强两者分开。电源的戴维南等效源 $U_{oc}(\omega)$ 是频率的函数。可以用一个高阻抗源与高或低电源线串联测量，如图 1 所示。用频谱分析仪测量电网和机架地之间的电压频谱。注意测量的电压以机架参考，而不是以回线参考。这是因为 MIL-STD-461 需要 10 μ F 电容，测量经电容流入机架的噪声电流，如图 2 所示。

为测量短路噪声电流 $I_{sc}(\omega)$ 的电容应当在测试频率呈现低阻抗。多层电容 (MLC) 最适合这种应用场合。此电容必须尽可能靠近电源，因为甚至几英寸的导线在测试频率表现出明显感抗。用一个频谱分析仪电流探头包围电容引线测量短路电流。用开路电压除以感兴趣频率的短路电流得到在任何频率下的戴维南等效阻抗。

用噪声源特性就可以建立滤波器模型。基本滤波器如图 3 所示，是一个离散两极点 LC 级联（C 和 L_m ），滤波器的数值为以最小体积提供所需的衰减量。滤波器模型中出现一个附加电容和电感（C1 和 L），表示一个高频滤波器衰减噪声，此分立滤波器的寄生元件使得性能变差。此外，还有一个电感（L1）表示 MIL-STD-461 需要的强电源连接到 10 μ F 电容（C2）的 1m 导线电感。这根导线电感大约 1 μ H。与滤波器并联是一个阻抗 Z_1 ，表示所有其它噪声的通路。

计算衰减量

直接计算电流探测器测量的电流 $I_o(\omega)$ 有多大。例如并联阻抗是无限大，且 10 μ F 多层电容近似短路，此电流为

$$I_o(\omega) = \frac{U_{oc}(\omega)}{a + b + Z + c + \omega L_m} \quad (1)$$

其中 $\omega = 2\pi f$;

$$a = \omega(L+L_1)$$

$$b = Z\omega^2(L+L_1)(C+C_1)$$

$$c = \omega^2(L+L_1)(C+C_1)L_m$$

根据载流能力和高频抑制选择滤波器插脚；大概知道L和C1.L1 表示 1m导线电感可以直接测量。C2 由MIL-STD-461 规定 10 μ F。MIL-STD-461 也规定在EMI频谱范围内每个频率允许流通的最大 $I_o(\omega)$ 值。这意味着在开关频率和它的谐波，要衰最大减的频率的 $I_o(\omega)$ 是已知的。。相似地，在这些频率 $U(\omega)$ 和 $Z(\omega)$ 也是已知的。应当注意，如果Z1 不是无限大，可以将它测量出来。因此在这些频率可以解出这些频率下的 L_m 和C。

最小体积

很明显，有一个频率，在这个频率 L_m 和C相关的方程表示最坏情况，即需要最大滤波器以使得 $I_o(\omega)$ 值在MIL-STD-461 限制范围之内。与拓扑相关，这是典型的基波，即第一个谐波。

需要第二个方域决定滤波器总体积。粗略估计电感能够存储的最大能量。典型的，直流母线滤波器电感绕在环形皮莫合金粉芯（MPP）上，在饱和前它允许高电流。允许在大电流时电感降低 20%。体积粗略估算如下：

$$Vol_L \approx \frac{200in^3}{HA^2}$$

这里电流是电感必须流过的最大电流而且还能滤波。

相似地，陶瓷电容的尺寸也粗略根据存储能量计算。例如，典型 1 μ F，50V 的 CKR06 陶瓷电容的尺寸可近似计算如下：

$$Vol_c \approx \frac{3in^3}{FU^2}$$

这里 U 是电容承受的最大电压。但是，因为元件离散性这里计算是相当粗糙的；同时不可能买到任意电压的电容，和任意尺寸的磁芯。因此，用于计算的元件值取到标称值。

滤波器的总体积基本上等于电容C和电感 L_m 总体积。方程 1 提供C和 L_m 之间的关系，并且结果，总体积正好可表示为一个变量。于是总体积可以用对体积相对于变量求导，并使之为零决定。这里用一个二次方程可以用选择的结果解出一个变量，然后代入方程 1 解除另一个变量。一旦决定了最佳滤波器元件值，就可以选择最接近的可以买到的电容设计电感。

建议对滤波器仿真，以确认在接近开关频率不谐振。这很重要，因为阻抗有相当高 Q 值，可能将噪声在写真时提高超出最大允许水平。如果谐振接近临界频率，可增加引起麻烦的元件值移开谐振。这不仅将谐振移到不影响的背景噪声频谱范围，而且通过增加衰减量还维持了滤波器在其它频率的质量。

变换器的稳定性与 EMI 滤波

在滤波设计时存在限制（虽然通常没有实际限制）电感可能有多大，并且电容有多小。按照第六章稳定性讨论，如果变换器看进去源阻抗太高，系统可能振荡，要么滤波器，要么其它变换器振荡，这是真的。Middlebrook 判据指出滤波器的输出阻抗至少应当低于变换器的输入阻抗 20dB。很明显，按照第六章关于稳定性判据这是稳定的；不过不是必要条件，仅是充分条件。实际稳定判据与第六章相同。滤波器与系统合成的相位裕度必须是正的。

反激变换器辅助电源基本设计关系

反激变换器是辅助电源通常采用的电路拓扑.它的优点在于可以工作在非常广阔的输入电压范围,电路简单,元件少,但效率一般在 75%左右.一般工程师对反激变换器设计比较茫然.本文试图找到 MIP162 和 TOPswitch 系列组成的辅助电源的较合理的设计方法。

1.原理

反激变换器电路如图 1 所示。它是由功率开关S、变压器T、输出整流管D₂和输出滤波电容组成。D₁和D₂组成尖峰抑制电路。电路可以工作在电感安匝连续或/和断续.为讨论方便，首先研究电感安匝连续模式。

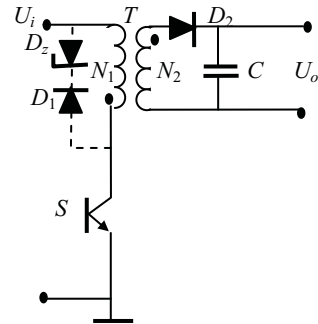


图 1 反激变换器原理电路

一、安匝连续

原理

所谓安匝连续是整个开关周期内，磁芯总安匝没有停留在零安匝时间。电路进入稳态,初级电流波形如图 2(a)所示。当晶体管 S 导通时，初级电流线性增长，有

$$\Delta i_1 = (i_{1\max} - i_{1\min}) = \frac{U_i}{L_1} T_{on} \quad (1)$$

电源 U_i 向电感储能，由输出电容向负载供电。

晶体管 S 关断时，电感能量不能突变，变压器各线圈感应电势反号，同名端为负，迫使二极管 D₂ 导通，电感能量转为电场能量向负载放电和向电容充电。设电容电压变化很小，次级电流变化量

$$\Delta i_2 = (i_{2\max} - i_{2\min}) = \frac{U_o}{L_2} T_{of} \quad (2)$$

在稳态时，转换瞬间变压器应满足

$$i_{1\max} N_1 = i_{2\max} N_2 \text{ 和 } i_{1\min} N_1 = i_{2\min} N_2$$

因此

$$\Delta i_1 N_1 = \Delta i_2 N_2 \quad (3)$$

式中 N_1 、 N_2 分别为变压器初、次级匝数； L_1 和 L_2 分别为初、次级电感量。设变压器没有漏感，应有

$$L_1 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 L_2 = n^2 L_2 \quad (4)$$

由式(1)和式(2)联解,考虑到式(3)和式(4)得到

$$U_o = \frac{T_{on}}{nT_{of}} \cdot U_i$$

或

$$U_o = \frac{D}{(1-D)n} \cdot U_i \quad (5)$$

式中 $n = N_1 / N_2$ 为变压器变比. $D = T_{on} / T$ 为占空度。电感电流(安匝)连续时,输出电压与输入电压的关系如式(5),输出电压与负载无关。

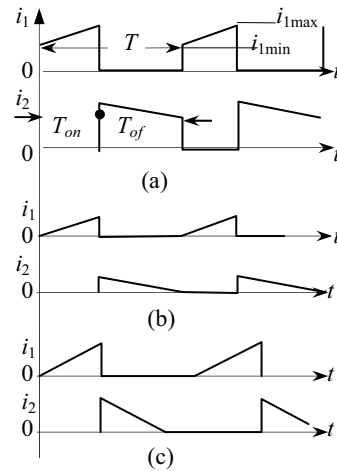


图 2 安匝连续(a)、和临界连续(b)和断续(c)电流波形

器件选择

在电路设计时，首先应当知道变压器的电感量。电感由临界连续电流决定。临界连续时，在晶体管关断瞬时，次级电流刚好下降到零。临界连续是连续的特例。临界电流为

$$I_G = \frac{\Delta i_2 T_{of}}{2T} = \frac{U_o T_{of}^2}{2L_2 T} = \frac{U_i n}{2fL_1} D(1-D)$$

一般取临界电流 $I_G = 0.1I_o$ ，即额定输出电流的10%，考虑到效率 η 、 $P_o = I_o \times U_o$ 和式(5)，则电流连续需要的电感量为

$$L_1 \geq \frac{U_i n D(1-D)\eta}{0.2fI_o} = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{0.2fP_o} \quad (6)$$

输入电流平均值

$$I_i = \frac{P_o}{\eta U_i} \quad (7)$$

当电感电流连续时(图2(a)),晶体管流过电流的峰值

$$I_{QP} = I_{ip} = \frac{P_o}{\eta D U_i} + \frac{U_i T}{2L_1} D \quad (8)$$

次级峰值电流,即二极管峰值电流

$$I_{DP} = I_{2p} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{U_o T}{2L_2} (1-D) \quad (9)$$

一般选取脉动分量时脉冲中值的1/5，有效值忽略脉动分量。变压器初级电流的有效值为

$$I_1 = \frac{P_o}{\eta D U_i} \sqrt{D} = \frac{P_o}{\eta U_i \sqrt{D}} = \frac{P_o \sqrt{D}}{\eta k} \quad (10)$$

次级电流有效值

$$I_2 = \frac{I_o}{\sqrt{1-D}} \quad (11)$$

次级交流电流有效值

$$I_{2ac} = \sqrt{I_2^2 - I_o^2} \quad (12)$$

晶体管在截止时承受的电压(式(5))

$$U_{DS} = U_i + nU_o = U_i + n \frac{D}{(1-D)n} U_i = \frac{U_i}{1-D} \quad (13)$$

由式(5)可见，输入电压变化时，通过调节占空比达到输出电压的稳定。输入电压最低 $U_{i\max}$ 时，最小占空比为

$$D_{\min} = \frac{nU_o}{nU_o + U_{i\max}} \quad (14)$$

由式(13)可以看到晶体管承受的电压应当小于其击穿电压。一般反激变压器漏感较大，尽管采用缓冲和箝位措施，还可能有杂散电感引起的尖峰，通常选择晶体管的耐压

$$U_{(BR)DS} \geq (1.2 \sim 1.4) \frac{U_{i\max}}{1 - D_{\min}} \quad (15)$$

如果已经选择了晶体管，击穿电压已知，因此在最高输入电压时由式（8）得到最小占空比必须满足

$$D_{\min} \leq 1 - \frac{(1.2 \sim 1.4)U_{i\max}}{U_{(BR)DS}} \quad (16)$$

如果空载进入断续状态，开关管承受的电压为

$$U_{(BR)DS} = U_{i\max} + nU_o \quad (16a)$$

如果在额定输入电压时选择D在0.5左右，由式（13）可见，要求晶体管的耐压接近3倍。如果晶体管选定，选择最小占空比 D_{\min} 应当大于芯片的最小占空比 $D_{c\min}$ 。因此，变压器变比

$$n \leq \frac{D_{\min}U_{i\max}}{(1 - D_{\min})U_o} \quad (17)$$

一般根据输出功率决定开关频率 f ；选择额定输入电压时占空度 D ；根据输入或输出最低电压估计效率 η 。根据这些参数就可以选择元器件参数。

次级峰值电压

$$U_{2p\max} = \frac{U_{i\max}}{n} + U_o \quad (18)$$

如要求输出纹电压为 ΔU_{pp} ，要求滤波电容的 R_{esr} (ESR)为

$$R_{esr} = \frac{\Delta U_{pp}}{I_{2p}} \quad (19)$$

根据式（6）选择初级电感；由式（8）和（13）选择功率开关管；由式（11）的 $I_2/1.57$ 和式（18）选择输出整流管；根据式（19）和（12）选择电解电容。

同时如果已知PWM芯片最大占空度，就可以由式（5）求得最低可能的输入电压 $U_{i\min}$ 。

占空比

一般选择 $D=0.5$ 左右。如果占空度大于0.5，变比 n 加大（式（5）），初级电感加大（式（6）），初级峰值电流减少（式（8）），功率管电流定额下降，但电压定额提高（式（15））；次级峰值电流（式（9））和有效值电流（式（11））增大，引起输出二极管，输出电容体积加大；但二极管电压定额降低（式（18））。反之，以上结果也相反。有时最大占空度受芯片最大占空度限制。权衡利弊，一般选择 $D=0.5$ 。

二、安匝断续

恒频安匝连续模式的反激变换器输出电流继续下降就进入断续模式。断续模式次级电流持续时间小于开关管截止时间。晶体管零电流导通，输出整流二极管零电流关断。与连续模式比较，功率开关管关断电流比连续模式大许多倍，关断损耗增大，同时漏感引起的损耗也加大。但断续模式需要较小的电感，动态响应好，是小功率电源中经常采用的拓扑。

输出电流的平均值（图2(c)）

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \frac{\Delta i_2}{2} T_R \quad (20)$$

式中 $T_R(<T_{of})$ 为次级电流流通时间。当晶体管S截止时，二极管流通期间

$$U_o = L_2 \frac{\Delta i_2}{T_R}$$

将式(20)代入上式, 经化简得到

$$T_R = \sqrt{\frac{2T I_o L_2}{U_o}} \quad (21)$$

可见, 如果输出电压 U_o 、 L_2 和 $\Delta i_2 = n \Delta i_1$ 均恒定(式(21)), T_R 也恒定。如果 T_R 小于 T_{of} , 则电感电流断续; 如出现大于 T_{of} , 实际上等于 T_{of} , 电感电流连续。如果电感电流断续, T_R 在整个输入电压范围内基本不变。

将式(21)代入式(20), 并考虑式(3)和(4)得到

$$I_o = \frac{\Delta i_1^2 n^2}{2T} \cdot \frac{L_2}{U_o} = \frac{\Delta i_1^2 L_1}{2T U_o} \quad (22)$$

又因

$$\Delta i_1 = \frac{U_i T_{on}}{L_1} = \frac{U_i D}{f L_1} \quad (23)$$

如果输出功率不变, $U_i D$ 为常数, Δi_1 也为恒值。所以式(18)可以写为

$$I_o = \frac{U_i T D^2}{2L_1} \cdot \frac{U_i}{U_o} \quad (24)$$

由式(24)可见, 在断续时, 输出电压与输出电流成反比, 并考虑到效率 η 。即

$$U_o = \frac{U_i^2 T D^2 \eta}{2L_1 I_o} = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2L_1 f I_o} \quad (25)$$

则初级电感

$$L_1 \leq \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2f U_o I_o} = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2f P_o} \quad (26)$$

则最大输出功率

$$P_o = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2f L_1} \quad (27a)$$

或

$$P_o = \frac{1}{2} L_2 I_{2pk}^2 f = \frac{U_o^2 (1-D)^2}{2f L_2} \quad (27b)$$

电流断续时, 如果漏感为零, 晶体管耐压应当大于承受的最高电压为

$$U_{(BR)DS} \geq U_i + n(U_o + U_D) \quad (28)$$

前面分析时初级电流转换到次级电流是瞬时完成的, 实际变压器是有漏感的。在晶体管关断瞬时, 初级和次级线圈上感应电势反号, 由于漏感使初级电流不能立即为零, 否则将损坏晶体管, 为此在初级线圈上一个稳压二极管(图1中虚线所示), 将漏感产生的尖峰电

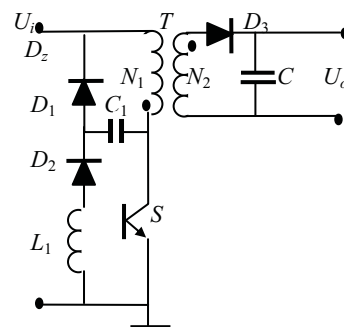


图3 反激变换器的无损缓冲电路

压箝位，或加一个无损缓冲电路（图3），将漏感能量返回电源。

如果采用稳压管箝位，当晶体管关断瞬时，变压器各线圈电势反号，次级二极管导通，同时漏感能量迫使箝位稳压管（ U_z ）导通，漏感上电压为

$$U_s = U_z - n(U_o + U_{d2})$$

所以初级电流变化率为

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{U_z - n(U_o + U_{d2})}{L_s}$$

当输出功率一定时，初级峰值电流一定，因此漏感 L_s 越小和 U_z 越大，初级电流下降到零点时间越短。因为在箝位（漏感恢复时间）时间内，磁路总安匝基本不变，次级电流线性上升，初级电流也流进箝位电路，在导通时间存储在磁场中的能量有一部分消耗在箝位电路中。箝位时间为

$$t_c = \frac{L_1 I_{1pk}}{U_z - n(U_o + U_{d2})} \quad (29)$$

可见，如果 U_z 越高， t_c 越短。一般箝位电压是次级反射电压的 1.2~1.5 倍。受功率管击穿电压限制：

$$U_{(BR)DS} \geq U_z + U_{i\max} \quad (30)$$

消耗在箝位稳压管上的能量为

$$P_z = \frac{1}{2} I_{1pk} U_z \times \frac{t_c}{T} = \frac{L_s I_{1pk}^2}{2} \cdot \frac{U_z}{U_z - n(U_o + U_{d2})} \quad (31)$$

其中初级因 t_s 损失的功率和漏感损失的功率分别为

$$P_1' = \frac{1}{2} I_{1p} n U_o \cdot \frac{T_s}{T} = \frac{L_s I_{1p}^2 f}{2} \cdot \frac{n U_o}{U_z - n U_o} \text{ 和 } P_s = \frac{1}{2} L_s I_{1p}^2 f$$

由式（31）可见， L_s 越大，损耗越大，则效率越低。如果 U_z 越高， t_c 越小，则损耗也越小。

由式(27a) (27b) 可见，输出功率反比于电感量和开关频率。如果输入或输出电压很低（例如 5V 以下），要提高输出功率，必须降低开关频率和电感量。但是在生产线上要制造 1 μ H 以下电感是无法保证较小误差，因为杂散电感和漏感与你需要的电感可以比较。一般在 3 μ H 以上，因此必须降低开关频率。所以，低电压反激一般功率限制在 50W 以下。

在要求适应输入电压从交流 85V~264V（直流 92V~370V）的反激变换器中，无法决定额定工作电压。如果初级电感 L_1 、输出功率 P_o 和工作频率决定之后，由式（27a）可见， $U' = U_i D = U_{i\max} D_{\min}$ 为常数，如果芯片的最大占空度为 D_{\max} ，最低输入电压 $U_{i\min}$ 时为临界连续，则有

$$U' = U_{i\min} D_{\max} \quad (32)$$

于是初级与次级匝比为

$$n = \frac{D_{\max} U_{i\min}}{(1 - D_{\max})(U_o + U_{d2})} \quad (33)$$

器件选择

输入电流平均值

$$I_i = \frac{P_o}{\eta U_i} \quad (34)$$

当电感安匝断续时(图2(c)),晶体管流过电流的峰值

$$I_{QP} = I_{ip} = I_{1p} = \frac{U_i T}{L_1} D = \frac{U'}{fL_1} \quad (35)$$

可见,初级峰值电流在工作范围内是一个常数。初级线圈电流有效值为

$$I_1 = I_{1p} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (36)$$

输出电流为

$$I_o = \frac{T_R}{2T} \Delta i_2 = \frac{U'}{2nU_o} \cdot \frac{nU'}{fL_1} = \frac{U'^2}{2fL_1 U_o} \quad (37)$$

次级峰值电流,即二极管峰值电流

$$I_{DP} = I_{2p} = nI_{1p} \quad (38)$$

次级线圈电流有效值考虑到式(37), (38)为

$$I_2 = I_{2p} \sqrt{\frac{T_R}{3T}} \quad (39)$$

3. 电路参数设计

由前面分析可以看到,反激变换器设计既是很随便而又困难的。出发点不一样结果也不一样。如果器件已经选定,则不允许超过器件的极限参数来设计电感参数;如果最大效率是重要的,选择额定电压时占空比接近0.5,可以考虑采用连续模式。然后决定器件的定额;如果功率较小,效率不是追求的目标,要求体积小,采用断续模式;如果要求适应很大输入电压范围,一般采用断续模式等等。以下用两个例子来说明设计的基本方法。

例1 器件选择MIP162,断续模式。输入电压AC90V~264V/50Hz。输出电压15V,输出电流1A。输出纹波小于100mV。工作频率100kHz。芯片最高电压700V。占空度 $D_{max}=0.67$, $D_{min}=0.02$ 。

1. 考虑到有一定余量,最低电压小于输入最低电压,选择交流85V,直流94V (85 × 1.1) 保证在实际生产的公差,不致调试困难。由式(32)选择

$$U' = D_{max} U'_{min} = 0.67 \times 94 = 63 \text{ V}$$

最高输入电压的占空度 $D_{min} = U' / U_{i_{max}} = 63 / (1.41 \times 264) = 0.17$, 大于芯片最小占空度(0.02)。

2. 由式(26)确定初级电感量

$$L_1 \leq \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2fP_o} = \frac{U'^2 \eta}{2fP_o} = \frac{63^2 \times 0.75}{2 \times 10^5 \times 15 \times 0.5} = 1.98 \text{ mH}$$

3. 由式(33)确定变比n,最低交流电压90V,直流100V,占空度为0.63,

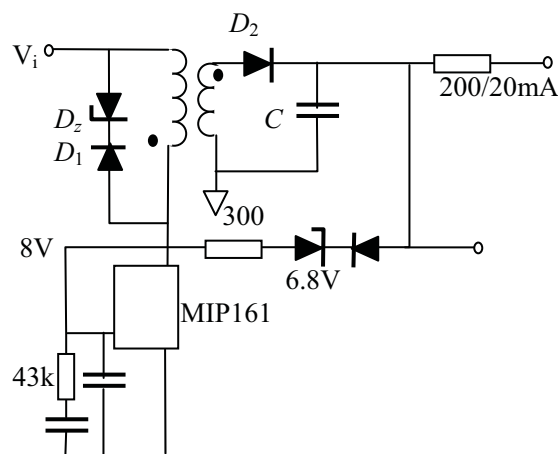


图4 辅助电源

$$n = \frac{D_{\max} U_{i\min}}{(1 - D_{\max})(U_o + U_{d2})} = \frac{63}{(1 - 0.63)(15 + 0.6)} = 10.9 \quad \text{取 } n=10$$

4. 根据式(4)得到次级电感

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2} = \frac{3.97}{10^2} = 19.8 \mu\text{H}$$

5. 次级电流持续占空度

$$D_R = \sqrt{\frac{2fL_o L_2}{U_o'}} = \sqrt{\frac{2 \times 10^5 \times 0.5 \times 19.8 \times 10^{-6}}{15.6}} = 0.356 < 0.37$$

6. 次级平均电流为0.25A, 求峰值电流、有效值电流和交流有效值

$$i_{2pk} = \frac{U_o' T_R}{L_2} = \frac{15.6 \times 10 \times 10^{-6} \times 0.356}{19.8} = 2.8 \text{ A}$$

$$I_2 = i_{2pk} \sqrt{\frac{D_R}{3}} = 2.8 \sqrt{\frac{0.356}{3}} = 0.97 \text{ A}$$

$$I_{2ac} = \sqrt{I_2^2 - I_0^2} = \sqrt{0.97^2 - 0.5^2} = 0.83 \text{ A}$$

7. 二极管定额

$$\text{平均电流为 } I_d = I_2 / 1.57 = 0.62 \text{ A}$$

$$\text{击穿电压 } U_{DR} \geq \frac{U_{i\max}}{n} + U_o = \frac{264 \times 1.414}{10} + 15 = 52.3 \text{ V}$$

选择肖特基二极管 2A, 75V

8. 初级峰值电流、有效值电流和平均电流

$$i_{1pk} = \frac{i_{2pk}}{n} = \frac{2.8}{10} = 0.28 \text{ A}$$

$$I_1 = i_{1pk} \sqrt{\frac{D}{3}} = 0.28 \sqrt{\frac{0.63}{3}} = 0.128 \text{ A}$$

$$I_{dc} = \frac{i_{1pk}}{2} D_{\max} = \frac{0.28}{2} \times 0.63 = 78.75 \text{ mA}$$

核算器件耐压: 如果选择箝位稳压管击穿电压为 $1.3nU_o' = 1.3 \times 10 \times 15.6 = 202.8 \text{ V}$, 选择200V稳压管。于是

$$U_{(BR)DS} \geq U_z + U_{i\max} = 200 + 264 \times 1.414 = 573 \text{ V} < 700 \text{ V}$$

根据峰值电流和承受的电压核对期间的应力或选择适当的器件。

9. 变压器设计。参数: 初级电感1.98mH, 次级19.8 μH , 输入直流电压94V~373V; 输出电流 $I_o=0.5 \text{ A}$, 输出电压 $U_o=15 \text{ V}$ (功率0.75W)。

选择磁芯材料3F3 预留气隙磁芯E13/7/4-3F3 气隙分别为0.005, 0.015, 0.050cm的 A_L 分别为245, 110, 45nH。从最少匝数算起。

$$L = N_2^2 A_L$$

达到19.8 μH 需要的匝数分别为

$$N_2 = \sqrt{\frac{L_2}{A_L}} = 9,14,21 \text{匝}$$

根据预留气隙长度求磁通密度

$$B_\delta = \frac{\mu_0 N_2 i_{2pk}}{\delta} = 6330,3282,1477 \text{Gs}$$

其中只有气隙为0.05cm (0.5mm) 的磁芯中 $\Delta B < 3000 \text{Gs}$ 。于是初级匝数

$$N_1 = nN_2 = 10 \times 21 = 210 \text{匝}$$

为减少漏感，初级分成105×2组。电流密度选择5A/mm², 100kHz在100℃的集肤深度

$$\Delta = \frac{7.6}{\sqrt{f}} = \frac{7.6}{\sqrt{100 \times 10^3}} = 0.024 \text{cm}$$

初级线圈导线截面积 $A_{1l} = I_1 / 5 = 0.128 / 5 = 0.064 \text{mm}^2$ d=0.29mm单股导线

次级线圈导线截面积 $A_{2l} = I_2 / 5 = 0.97 / 5 = 0.194 \text{mm}^2$ 多股导线

10. 选择输出滤波电容

根据输出纹波和次级峰值电流得到 要求的电容ESR

$$R_{esr} = \frac{\Delta U_{pp}}{i_{2pk}} = \frac{100 \text{mV}}{2.8 \text{A}} = 35.7 \text{m}\Omega$$

根据经验公式得到要求的电容量

$$C = \frac{65 \times 10^{-6}}{0.0357} = 1820 \mu\text{F} \text{ 取 } 2 \times 1000 \mu\text{F} / 25 \text{V}$$

4.临界连续—自激式反激变换器

在功率很小时，例如10W以下，为了节省成本，一般不用控制芯片，而采用自激模式。

原理

图4为自激临界模式控制示意图。接通电源后输入电压经 R_s 给 S_1 提供基极电流， S_1 开始导通，在变压器初级 N_1 感应电压，同时在上感应一个电压，此电压正反馈促使 S_1 完全饱和导通。输入电流线性增加。

S_1 电流增加导致 R_e 上压降增大,如果没有光耦负反馈，当 R_e 压降大于 S_2 的 U_{be} 时， S_2 开始导通，将反馈到 S_1 基极的电流分流，当 I_{b1} 接近 I_{c1} / β 时，电流增长减少，反馈线圈电压下降，基极电流进一步减少， S_1 退出饱和，初级感应电势反号，正反馈使得完全截止，次级二极管导通，次级线圈电压为输出电容电压箝位。反馈线圈使得 S_1 的B-E结反偏。存储在磁芯中的能量提供电容充电和负载，次级电流线性下降。

当次级电流下降到零时，即存储在磁芯中的能量消失，各线圈上感应电势消失，反馈线圈提供的反偏电压消失， S_1 又通过 R_s 从 U_i 取得基极电流,新的一个周期重新开始。

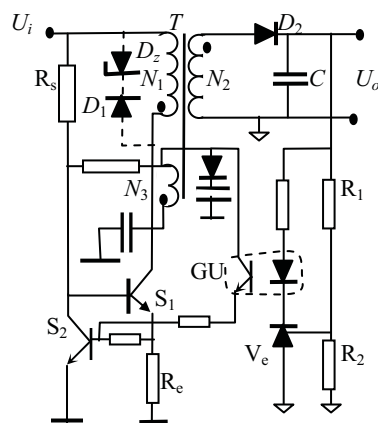


图4 自激反激变换器原理电路

如果加入反馈电路，由 R_1 和 R_2 组成取样电路，与LM431基准比较，经光耦隔离，光耦输出提供 S_2 的基极电流。当输出电压升高时，光耦输出电流增大， S_2 集电极增大， S_1 在较小的集电极电流下提前退出饱和。反之亦然，保证了输出电压的稳定。

可见，电路工作在临界连续模式。

基本关系

临界连续是断续和连续的特例。根据断续能量传递关系得到输出功率式（27a）和（27b），这里仍适用。即

$$P_o = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2fL_1} \text{ 或 } P_o = \frac{U_o^2 (1-D)^2}{2fL_2}$$

额定输出电压(U_o)和负载 (I_o)，截止时间为

$$T_{of} = \sqrt{\frac{2L_2 I_o}{fU_o}} \quad (40)$$

可见，输出电流不变时，截止时间也不变。输出电流减少时，截止时间缩短。导通时间为

$$T_{on} = \sqrt{\frac{2L_1 I_i}{fU_i}} \quad (41)$$

由式（40）和（41）可见，输入电压降低时，导通时间加长，周期加长，频率降低，使得关断、导通时间都加长。因此以最低输入电压、最大功率输出时开关频率最低。一般输出电压为恒定值，截止时间变化小。但如果用于宽输入电压场合，导通时间变化大。一般设定最低输入电压时开关频率和最大占空度来决定电路参数。选择了频率和占空度以后，其它关系和断续相似。

因为临界连续是断续和连续特例，同样存在

$$U_o = \frac{D}{(1-D)n} \cdot U_i \text{ 和 } P_o = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2fL_1} \quad (42)$$

例：输入电压为50Hz交流85V~264V；输出为5.2V，输出电流为650mA。纹波小于80mV。

1. 决定开关频率 $f=100\text{kHz}$ ，输入电压为85VAC，直流为94V，占空度为0.6(0.5)，即 $6\mu\text{s}$ 。
2. 根据式（27a）得到

$$L_1 = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2fP_o} = \frac{(94 \times 0.6)^2 \times 0.75}{2 \times 10^5 \times 5.2 \times 0.65} = 3.53 \text{ mH} (2.45)$$

3. 由式（决定变比

$$n = \frac{D_{\max} U_{i\min}}{(1-D_{\max})(U_o + U_{d2})} = \frac{94 \times 0.6}{(1-0.6)(5.2 + 0.6)} = 24.3 (16.2) \text{ 取} 24 (16)$$

4. 次级电感为

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2} = \frac{3.53}{24^2} = 6.2 \mu\text{H} (9.57)$$

5. 核算最高输入电压时最小占空度、频率

由式 (42) 得到

$$D_{\min} = \frac{nU_o'}{U_{o\max} + nU_o'} = \frac{24 \times 5.8}{1.2 \times 264 + 24 \times 5.8} = 0.305 \quad (0.2)$$

$$f = \frac{(U_{i\max} D_{\min})^2 \eta}{2L_1 P_o} = \frac{(370 \times 0.305)^2 \times 0.75}{2 \times 3.53 \times 10^{-3} \times 5.2 \times 0.65} = 400 \text{ kHz} \quad (248 \text{ kHz})$$

5. 双端反激变换器

在输入电压很高时，例如三相整流输入时，整流后最高输入电压达600V以上。功率器件耐压超过1000V。小功率集成电路较难达到这样高的电压定额。通常采用双端电路。如图5所示。由于两个二极管导通箝位作用，两个晶体管仅承受最大输入电源电压。代价是需要两个晶体管S₁、S₂和两个箝位二极管D₁、D₂。

图中两个功率开关同时导通和截止。导通时与单端电路一样，输入电源加在初级电感上，点端为负，次级D₃反偏，没有次级电流流通，因此初级作为电感运行，电流以斜率 $di_1/dt=U_i/(L_1+L_s)$ 线性增长，电源向电感输入能量，其中L₁—初级磁化电感；L_s—漏感。

当晶体管S₁、S₂同时关断时，和单端反激变换器一样，所有初级和次级线圈端电压改变极性，点端为正，D₃正偏导通，存储在磁场能量 $(L_1 i_1^2/2)$ 传输到负载。如果输出电容足够大，并经过了若干周期，输出电压为常数，则次级电流以斜率 $di_2/dt=-U_o/L_2$ 下降，其中 $L_2=L_1/n^2$ 。

在变压器中初级磁化伏秒必然等于次级去磁伏秒。由于漏感L_s存在，存储在漏感中的能量要释放出来，迫使二极管D₁、D₂导通，将存储在漏感中能量返回电源。所以两个晶体管上承受的电压决不会大于电源电压。实际上，截止时初级激磁电感上电电压为次级反射电压 $n(U_o+U_{D3})$ ，因互感和漏感串联，实际漏感上电压为 $U_s=U_i-n(U_o+U_{D3})$ 。

在关断瞬时，L_s保持初级电流不变，也流过初级线圈，D₃也导通，当D₁、D₂导通以后，初级电流以 $di_1/dt=(U_i-n(U_o-U_{D3}))/L_s$ 线性下降。从关断到初级电流下降到零之前(假定恢复时间比较可忽略不计)，为保持总安匝为常数，次级电流在此期间线性增长($i_2=n(I_{1p}-i_1)$)。如果选择匝比n很大，或漏感较大，初级电流下降缓慢，即次级电流上升延迟较长，也就是说，导通时存储在磁场中的能量有一部分不是传输到负载，而是返回电源了。为了使存储的能量尽量多地传输到负载，应当选择较小的匝比，使初级电流迅速衰减到零。一般选择 $nU_o=2U_i/3$ ，则 $U_s=U_i/3$ 。如果U_s太低，回复时间过长，占据了有效导通时间，减少林输出功率。因此，一般匝比选择

$$n = \frac{3U_i}{2(U_o + U_d)}$$

其余参数 T_{on}, L_m, I_p 计算参看单端反激电路。

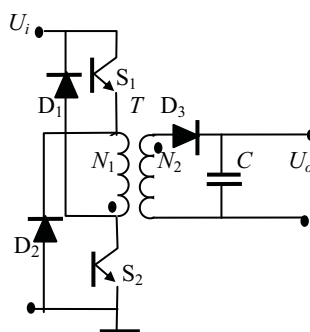


图5 反激变换器原理电路