

最终的增益和相位博德图见图 4-24。

#### 设计过电流保护电路

MC34067 有一个阈值为 1.0V 的比较器。可锁住 RS 触发器。因故障而锁住后，只有输入电压去掉后再加上，或者控制 IC 的  $V_{CT}$  短暂切断才能复位这个触发器。

这里只需一个简单的过电流保护功能，保护点设在 12A。整流桥前面接一个 100:1 的电流互感器，互感器输出接上 RC 滤波电路。

一次回路的峰值电流是 3.1A，当低电源输入且工作在 200~400kHz 频率时，电流互感器二次输出电流等于

$$I_{2CT} = 3.1A \times 1/100 = 31mA$$

电流互感器输出电压需克服整流管的正向压降，并大于控制 IC 的阈值电压 1.0V，所以

$$V_{2CT} = 1.0V + 2 \times 0.6V = 2.2V$$

电流互感器二次侧所需电阻为

$$R_{2CT} = 2.2V/31mA = 70.9k\Omega$$

考虑 20% 的过电流余量，将电阻值降低 20%，即电阻值取 56k $\Omega$ 。

希望 RC 滤波器时间常数约为 1ms，选择电容值为 0.1 $\mu$ F，则充电电阻为

$$R = T/C = 1ms/0.1\mu F = 10k\Omega$$

这样就完成了与 3.15.4 节设计实例不同部分的主要电路的设计工作。没有变化的部分，请参考那个章节，最终所设计的电路见图 4-25。

## 附录

### 附录 A 热分析和设计

在整个电源设计中，合适的热设计是必不可少的。过热失效在电源的失效中可能占了最大的比重，因此设计者有必要了解一下热设计的基本原则。

实际上，热分析并不比欧姆定律难，它有一些类似于电压、电阻、节点和支路的参数。对于大多数电子应用的场合，热“路”模型是很基本的，如果有足够的热系统的知识，能够很快地将有关数值计算出来。如果有一个热测试探头的话，也很容易测量和计算热元件。

设计热系统有两个主要的目标：第一，确保任何元器件不超过它的最大工作结温 ( $T_{j(max)}$ )；第二，在给定的有限的空间和重量条件下，尽可能保持元器件良好的散热。如果破坏了第一个条件，将会使元器件在几分钟内失效，而破坏第二个条件会影响系统的长期寿命。MIL-217（用于高可靠性应用场合的可靠性预测工具）给出了如下的总结：“每超过室温 + 10°C，元器件的寿命将下降一半”。在大部分应用场合，如果元器件壳温超过 + 60°C，设计者就应该注意了。

#### A.1 建立热模型（见图 A-1）

热系统分析实际上是欧姆定律的一个变形，有直接与电气领域的元器件相对应的等效元件（参见表 A-1）。

表 A-1 热系统元器件与电气元器件的对应关系

电气元器件	热等效元器件
电压源	功率（热）源
电阻	热阻
节点电压	元件温度
电流环路	热路
电路地	周围空气温度

这些元器件总是形成一个回路，由电源提供驱动力。每个电路元器件和节点对应实际设计结构中的一个物理结构体或表面，电源则对应电路中一个发热元器件，它产生可计算或测量的功率。功率半导体通常是电源内部的主要发热元器件。功率可以通过示波器所显示的端电压与电流的乘积测得，并归一化到单位秒的能量（功率 = 能量/秒）。如果是一个直流电源应用场合的话，也可以直接用数字万用表（DVM）测量电压电流。测量结果用瓦特表示。

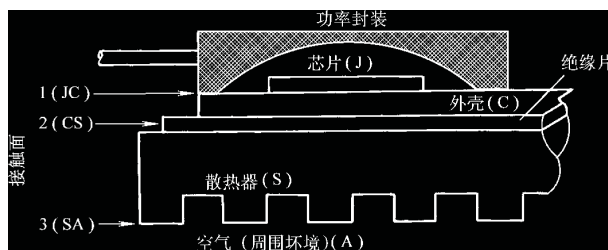


图 A-1 功率封装热模型

热阻可以代表两种实际情形，第一种表示热通过散热器和功率晶体管界面的阻力；第二种表示一个物体的热从它发热表面扩展至散热面的散热性能。这两种情形只需一个热元件——热阻来表示。热阻用英文字母  $R_{\theta}$  表示<sup>⊖</sup>，它的单位是摄氏度每瓦 ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )，表示给定耗散功率时发热界面的温度差。和半导体有关的一些热阻如下：

#### 功率封装

- $R_{\theta JA}$ ：从结到空气的热阻。
- $R_{\theta JC}$ ：从结到外壳的热阻。
- $R_{\theta CS}$ ：从外壳到散热器的热阻。
- $R_{\theta SA}$ ：从散热器到空气的热阻。

#### 二极管

- $R_{\theta JL}$ ：从结到引脚的热阻。
- $R_{\theta LA}$ ：从引脚到空气的热阻。

半导体制造商会提供半导体中所有与外壳有关的参数。如果买了散热器的话，散热器制造商也会告知散热器至空气的热阻参数。如果自己制作散热器，也可以很容易地从任一模型中测得这些热阻。

同电路地一样，每个热模型都有温度的参考基准，即环境空气温度。在散热介质是水或制冷剂的情况下，介质的温度为环境温度。这是符合实际情况的，因为产生功率的器件温度不会低于它周围介质的最低温度，并且热总是从温度高的物体流向温度低的物体。

模型中的节点就是沿着热路的各物体表面，它们可以是晶体管的外壳、散热器表面、半导体芯片等。这些表面的计算温度，实际上可以用温度探头测得。如果耗散功率未知，而所有热阻已知，则通过测量两个热界面的温度差，可以通过外推来确定半导体芯片的耗散功率。

## A.2 散热器上的功率封装（TO-3、TO-220、TO-218 等）

这种实际的情形可以用图 A-2 所示的模型来表示，传热方程如下：

<sup>⊖</sup> 原文误为热阻用希腊字母  $\theta$  表示，因此原图 A-2~图 A-8 中代表热阻的  $\theta$  均改为  $R_{\theta}$ 。——编者注

$$T_{J(\max)} = P_D (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) + T_A \quad (A-1)$$

因为散热器承担了绝大部分的散热，所以假定热功率通过了所有其他热元件。温度测试可以在环境室温下进行，但是设计者必须记住产品一般密封在一个外壳中，因此必须将它的内部温升加到读数中。另外，要考虑的是产品可能会经历的最高外部环境温度，如作者所处的地区，沙漠地区白天的温度在阴影下可能达到 43℃，在汽车中超过 55℃。

一些与不同功率封装有关的热阻见表 A-2。

这些热估算值是此类封装中的最大和最小值。热阻值与封装内的芯片尺寸有很大关联，所以确切的最大值请参考手册。

绝缘片也会增加外壳至散热器的热阻。选择合适的绝缘片可以使热阻降到最小，常用的有云母和硅。也有用陶瓷的，但其一般用于特殊场合。此外有些绝缘片如云母需要导热油，以获得良好的热接触（参见本附录末尾）。

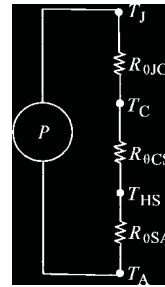


图 A-2 散热器上晶体管的热模型

表 A-2 普通穿孔型功率封装的热阻

封装	最小	最大	最小	最大
TO-3	*	30.0	0.7	1.56
TO-3P	*	30.0	0.67	1.00
TO-218	*	30.0	0.7	1.00
TO-218FP	*	30.0	2.0	3.20
TO-220	*	62.5	1.25	4.10
TO-225	*	62.5	3.12	10.0
TO-247	*	30.0	0.67	1.00
DPACK	71.0	100.0	6.25	8.33

### A.3 无散热器的功率封装（自立式）

如果不采用合适的散热器，功率封装将只能耗散最大功率的 5% 以下。如果采用自立式，100W 的器件仅能耗散 1~2W，这也包括采用 PCB 敷铜作散热器的情况。因此，当成本是一个很重要因素时，必须考虑周详。

图 A-4 表示图 A-3 状况的热模型，传热公式变为

$$T_{J(\max)} = P_D R_{\theta JA} + T_A \quad (A-2)$$

从结至空气的热阻典型值可以看到，不需很大的功率即可导致很高的结温。如果设计者能够将功率器件安装在任何金属表面，以增加散热面积，就能改善结温。

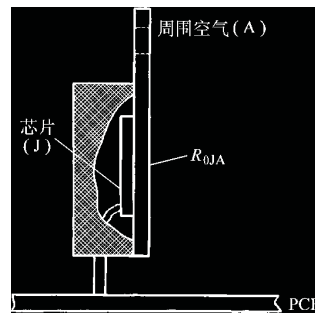


图 A-3 自立式功率封装

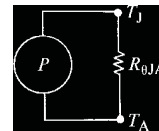


图 A-4 自立式功率封装的热模型

## A.4 径向引线的二极管

在电源内构成输入整流器和输出整流器的二极管一般要消耗较大的功率。以双极型器件为主的开关电源中，输出整流器耗散的功率和双极型功率开关一样大，所以会在系统中产生较多热量。这种实际情形见图 A-5。

可以看到，热参数受器件物理结构的影响。对于径向引线的二极管，热仅经过引线从芯片传出，热阻是长度的函数，并且在手册中也按这种方式给出。传热公式（见图 A-6a）为

$$T_{j(\max)} = P_D R_{\theta JA} + T_A \quad (\text{A-3})$$

此公式用于 PC 板引线作为二极管导热的典型 PC 板安装应用场合。引线至空气的热阻典型值在  $30 \sim 40^\circ\text{C}/\text{W}$ ，它与引线长度有关。

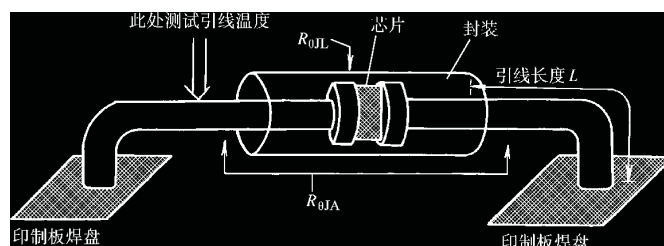


图 A-5 已安装二极管的实际图形

某些散热器可用于径向引线二极管，引脚焊在散热器上，这些散热器可以从晶体管散热器制造商处获得。这样，传热公式（见图 A-6b）变为

$$T_{j(\max)} = P_D (R_{\theta JL} + R_{\theta SA}) + T_A \quad (\text{A-4})$$

这些散热器可解决少量散热的问题。另一个方法采用功率晶体管封装，如 TO-220，TO-218 等，将整流管安装在散热器上，或选择低正向电压降的二极管，如肖特基二极管。

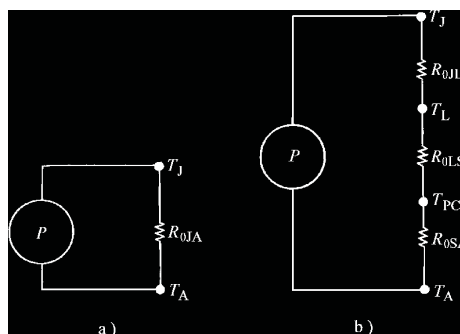


图 A-6 轴向引线的二极管热模型

## A.5 表面安装元器件

表面安装元器件被广泛使用。表面安装元器件只能通过焊接到印制电路板上

的引脚散热。敷铜的厚度和焊接点面积构成了散热器。表面安装元器件的热阻要高得多，所以散热设计没有什么回旋余地。表 A-3 列出了普通表面安装的热阻额定值，准确的数值请参见相关的数据手册。

选择一个能充分发挥功能的封装是很重要的。对信号电流小于 50mA 的开关信号，SOT23、SOD123 和带有鸥翅、J 型头的简单封装，以及焊块引线封装是非常紧凑和经济的。对于流过 100mA 电流，封装必须有一个接头或直接连接芯片的多个引线。这个典型的接头就是漏极、集电极或阴极。通常的封装是 SOT223、DPAK、SMB 和 SMC，这些接头提供了一个非常低阻的通路，将热量从芯片引出，并经过印制板散热。

在表面安装印制电路板应用场合中，通常要考虑的事情不止一件。在考虑散热的同时，信号和 EMI/RFI 也要考虑。开关电源内那些耗散最多热量的印制线也是具有最大  $dv/dt$  的节点，并极易将它耦合到周围的印制线中。

表 A-3 典型的表面安装的热阻 (单位:  $W/^{\circ}C$ )

封装	$R_{\theta JA}^{\text{①}}$	$R_{\theta JC}^{\text{②}}$
SOD123	340	150
SOT23	556	75
SOT223	159	7.5
SO-8	63	21
SMB		13
SMC		11
DPAK	80	6
D2PAK	50	2

① 参考焊盘尺寸的热阻。

② 很大焊盘尺寸的热阻。

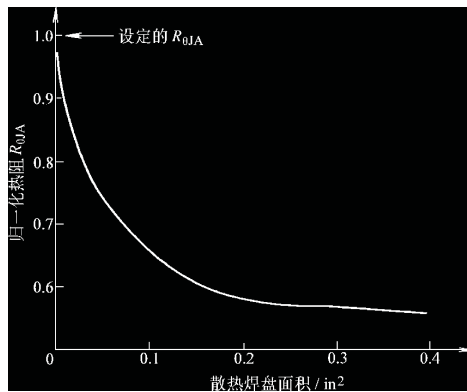


图 A-7 增加焊盘面积对  $R_{\theta JA}$  的影响的例子

表面安装技术的散热设计仍然处于探索中，半导体制造商还不能为每个功率封装给出足够的资料，从而使人相信可以做好散热设计。图 A-7 是基于 SOT223

封装的规格化曲线图，该曲线是在 PCB 上只有 2 OZ (1 OZ = 28.35g) 铜时所绘制的。图 A-7 中的曲线可用于 PCB 上布置散热岛面积设计。

## A.6 一些热应用的实例<sup>⊖</sup>

这些例子向读者展示了热分析的一些典型应用。通常的应用中会有各种变化，在设计中，这种变化对定义热边界非常有用。

### A.6.1 最小散热器（或允许的最大热阻）的确定

这种方法可以确定最小的散热器，这样有助于保证功率器件不超过热极限值，下面是消费电子市场设计散热器系统的一个实例。

#### 参数指标

器件是应用在开关电源中的 PDF6670 (仙童公司 MOSFET) 采用对流冷却。

$$P_D = 10\text{W}$$

$$T_{A(\max)} = +50^\circ\text{C}$$

$$R_{\theta JC} = 2.0^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\theta SA} = 0.53^\circ\text{C/W} \text{ (P/N53-77-5 镍铜合金)}$$

$$T_{J(\max)} = 175^\circ\text{C}$$

热模型见图 A-8。

重新整理式 (A-1) 并求散热器的热阻。

$$R_{\theta SA(\max)} < (T_J - T_A) / P_D - R_{\theta JC} - R_{\theta CS} \quad (\text{A-5})$$

假定  $R_{\theta CS}$  为  $1.0^\circ\text{C/W}$ ，按保守计算，最大允许的结温取  $150^\circ\text{C}$ ，则结果为

$$R_{\theta SA(\max)} = 7.0^\circ\text{C/W}$$

选择印制板上安装的散热器：7021B ~ 7025B 镍铜合金低成本金属片状散热器。



图 A-8 A.6.1 设计举例中的热模型

### A.6.2 最高环境温度时无散热器三端稳压块最大耗散功率的确定

三端稳压块过电流保护完全依赖散热系统，当芯片温度达到约  $165^\circ\text{C}$  时稳压块就关断。这个例子给出了  $\mu\text{A}7805$  无散热器时的工作容量。

#### 参数指标

所用的三端稳压块是  $\mu\text{A}7805\text{KC}$  (TO-220) (德州仪器公司出品)

$$T_{J(\max)} = 150^\circ\text{C}$$

$$T_{A(\max)} = +50^\circ\text{C}$$

$$V_{in(\max)} = \text{DC } 10.0\text{V}$$

<sup>⊖</sup> 本节中热阻  $\theta$  均改为  $R_\theta$ 。——译者注

$$I_{\text{out(max)}} = 200\text{mA}$$

$$R_{\theta\text{JA}} = 22^\circ\text{C/W}$$

三端稳压块耗散的功率是

$$P_{\text{D}} = (V_{\text{in(max)}} - V_{\text{out}}) I_{\text{out(max)}} \quad (\text{A-6})$$

或

$$P_{\text{D}} = 1.0\text{W}$$

热模型见图 A-4, 热公式是式 (A-2) 经重新整理得

$$T_{\text{A(max)}} = T_{\text{J(MAX)}} - P_{\text{D}} R_{\theta\text{JA}} \quad (\text{A-7})$$

$$= 150^\circ\text{C} - 1.0\text{W} \times 22^\circ\text{C/W}$$

$$= 128^\circ\text{C}$$

所以在这个应用中,  $\mu\text{A7805KC}$  将工作在最大额定结温范围内。

### A.6.3 已知引线温度时整流管结温的确定

下面的内容对于核定二极管结温是否在其安全工作温度内很有用。

#### 参数指标

这里齐纳二极管作为并联型稳压源, 二极管型号是 1N5240B [ $V_{\text{z(nom)}} = 10$  ( $\pm 5\%$ ) V]。

$$I_{\text{Z(max)}} = 50\text{mA}$$

$$T_{\text{A(max)}} = +50^\circ\text{C}$$

$$T_{\text{L}} = +46^\circ\text{C} \quad (T_{\text{A}} = +25^\circ\text{C} \text{ 时测得})$$

引线长度 每个 3/8in (1.0cm) ( $175^\circ\text{C/W}$ )

最坏情况时耗散功率为

$$P_{\text{D}} = 1.05 \times 10\text{V} \times 50\text{mA} = 525\text{mW} \text{ 或 } 0.525\text{W}$$

这种情况符合图 A-7b 所示的热模型。模型中不是所有的参数都已知, 这一点并不重要, 因为上述的引线温度点参数在第一步设计时就已经知道。以测得的引线温度为基准的温升表达式为

$$T_{\text{J(rise)}} = P_{\text{D}} R_{\theta\text{JL}} \quad (\text{A-8})$$

或

$$T_{\text{J}} = 0.525\text{W} \times 175^\circ\text{C/W} = 92^\circ\text{C} \quad (\text{升高})$$

在最高环境温度下的结温是

$$T_{\text{J(max)}} = T_{\text{J(rise)}} + T_{\text{A(max)}} \quad (\text{A-9})$$

$$= 142^\circ\text{C}$$

数据手册给出的最大结温是  $+200^\circ\text{C}$ , 所以结工作在安全温度区。



## 附录 B 反馈补偿器

负反馈环是所有线性电源和开关电源的核心部分，它使电源的输出电压保持恒定。为了实现这一功能，采用误差放大器来减小输出电压与理想参考电压的误差。从理论上讲，采用极高增益的反相放大器就行了。但实际上应用存在负载变化、输入电压突然升高或降低等情况，要求误差放大器对这些变化有相当快的响应，并且不会因此而产生振荡。这样就使问题变得复杂了，因为电源功率部分的响应相对而言比较缓慢，如果误差放大器对变化的响应很慢，会使电源响应变得很迟缓；相反，如果加快响应速度，会使电源系统出现振荡。所以反馈设计就成了确定电源系统中误差放大器的响应速度和反馈深度的问题。

不要为自己在反馈补偿器设计方面知识的欠缺而感到担心，实际上，只有少数工程师理解反馈补偿器的原理。这是因为很多原理性的数学式子很难用到实际的电路设计中去。下面由浅入深地向读者介绍如何设计反馈补偿器，读者可以在 20min 内把反馈补偿器设计好。

### B.1 开关电源中常见电路的博德响应

博德图很适合于反馈系统的分析。由于博德图要用到对数，所以设计时需要使用一个计算器。本节的目的不是要告诉读者所有关于博德图的知识，而是让读者理解实际电路的工作过程和它对电源响应方面的影响。

博德图实际上包括两部分：增益-频率图和相位-频率图。它表示经过双端口电路后输出电压信号相对于输入电压信号的增益和相位移。如果有多个这样的电路串联，将它们的博德图相加就是总的博德图响应。

将元器件简单组合在一起就可以产生极点和零点。单极点电路（见图 B-1）从直流到转折频率范围内的增益是一条水平线，经过转折频率后以  $-20\text{dB/dec}$  下降。电路中两个元件阻抗相等处的频率就是转折频率，这两个元件中至少有一个元件是电抗性的，也就是说它的阻抗是随频率改变而改变的。电感的阻抗值（ $Z_L = j2\pi fL$ ）随频率增加而增加，电流滞后电压  $90^\circ$ 。电容的阻抗值（ $Z_C = 1/j2\pi fC$ ）在直流时是无穷大的，随频率增加而减小，电流超前电压  $90^\circ$ 。图 B-1 是一个简单的低通滤波器，电容的阻抗值在直流时是无穷大，当电容阻抗等于电阻阻值时，这个频率的输出交流电压幅值只有输入电压的一半，也叫做 **6dB 点**。输出信号的相位相对输入是  $-45^\circ$ ，这就是说，输入信号被延时了。电容阻抗远大于电阻阻值时，这个相位差会达到  $90^\circ$ 。从经验上说，相位在转折频率左右  $\pm 10$  倍频程内受到相应极点和零点的影响。零点（图 B-2）与极点的作用正好相

反，它从直流到转折频率范围内的增益响应是一条水平直线，过了转折频率后以  $+20\text{dB/dec}$  上升，超前的最大相位可达  $+90^\circ$ 。

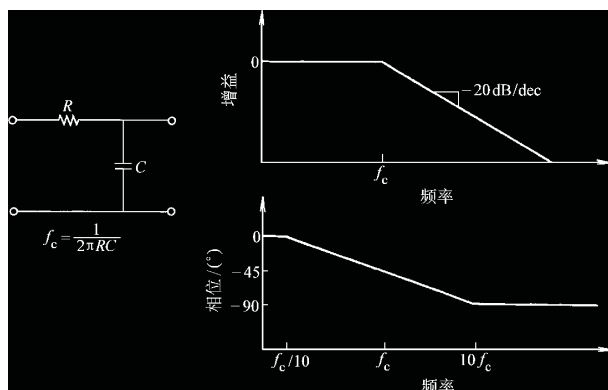


图 B-1 单极点 RC 低通滤波器

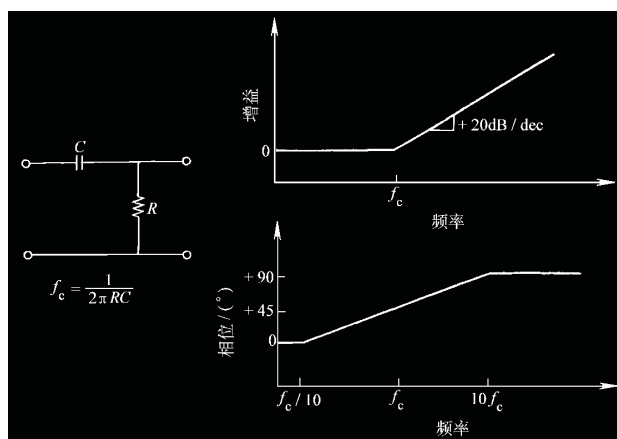


图 B-2 单零点微分器或高通滤波器

在开关电源中，有些电路的响应呈双极点特性，这是由于两个元件都是电抗性的，如正激式变换器输出级的  $LC$  滤波器。从图 B-3 中可以很清楚地看到这一点。从直流到转折频率范围内的增益响应是一条水平直线，过了转折频率后以  $-40\text{dB/dec}$  下降，在高频时，滞后的相位是  $-180^\circ$ 。滞后的相位与正激式变换器输出滤波器引起的延迟相对应。

在开关电源中，经常用运算放大器来改变博德图（见图 B-4）。运算放大器首先是产生滞后  $180^\circ$  的相位（反相放大），然后通过补偿网络的极点或零点增加或减小增益和相位。图 B-4 是误差放大器通常的示意图，单极点或单零点的误差放大器转折频率可以用下式确定：

$$Z_{in} = Z_{fb} \quad (\text{B-1})$$

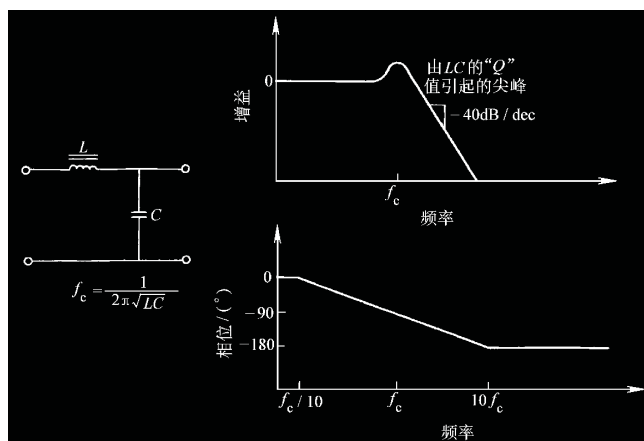


图 B-3 双极点滤波器：扼流输入滤波器

一些常见的误差放大器电路见图 B-5~图 B-7，一些与博德图相关的比较实用的数学公式也在下面给出。

1. 在  $-20\text{dB/dec}$  下降的博德图中，不同频率之间的增益和相位差计算如下：

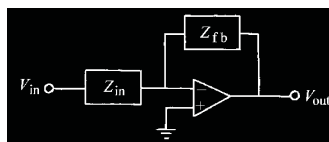


图 B-4 误差放大器示意图

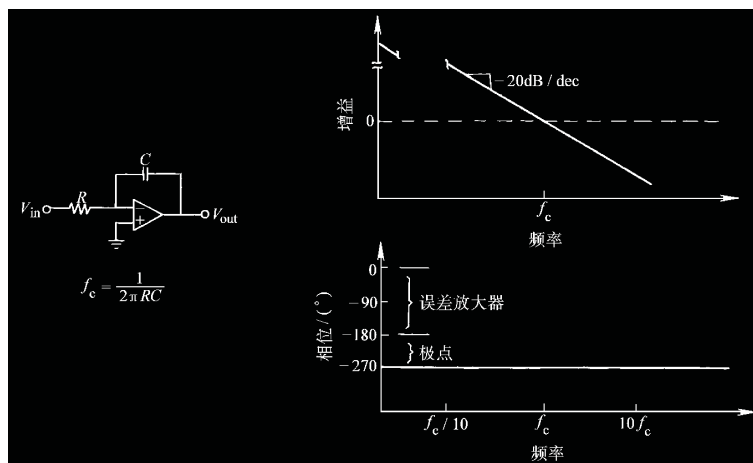


图 B-5 有源单极点滤波器

$$\Delta G(f_2 - f_1) = 20 \log\left(\frac{f_2}{f_1}\right) \quad (\text{B-2})$$

$$\varphi(f_2 - f_1) = \arctan\left(\frac{f_2}{f_1}\right) \quad (\text{B-3})$$

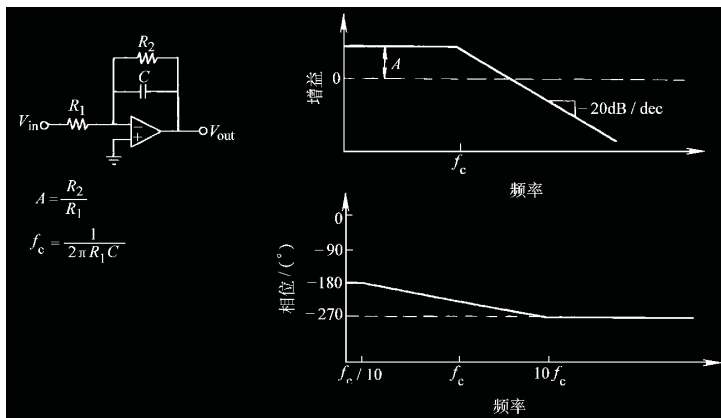


图 B-6 在高频和低频时增益响应平直的有源单极点滤波器

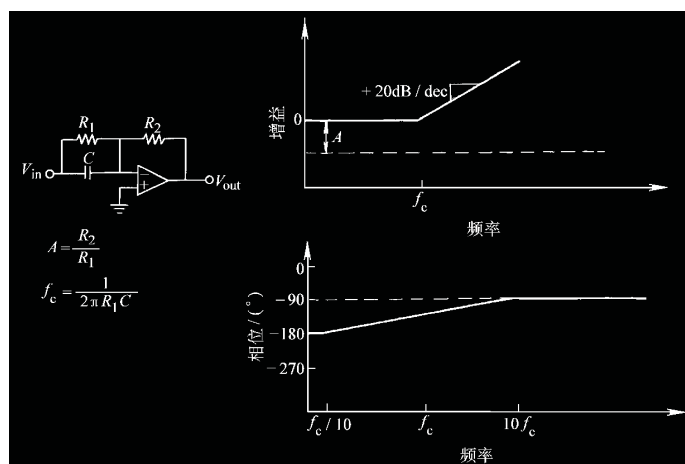


图 B-7 在高频和低频时增益响应平直的有源高通滤波器（单零点）

2. 在  $-40\text{dB/dec}$  下降的博德图中，不同频率之间的增益和相位差计算如下：

$$\Delta G (f_2 - f_1) = 40 \log \left( \frac{f_2}{f_1} \right) \tag{B-4}$$

$$\varphi (f_2 - f_1) = 2 \arctan \left( \frac{f_2}{f_1} \right) \tag{B-5}$$

上述数学式和电路组成了反馈补偿电路设计的基础。数

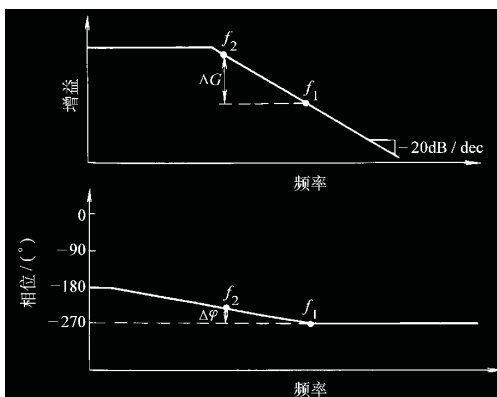


图 B-8 数学式的使用说明

学式的使用说明见图 B-8<sup>⊖</sup>。

## B.2 确定开关电源的开环响应——控制到输出特性

设计者在开始设计稳定的负反馈电路时，首先要确定被控制对象的特性。这就要求设计者全面了解开关电源各个主要部分对整个电源系统开环博德响应的影响。比较幸运的是，本书所介绍的常用拓扑的响应特性在前面已经确定了，这些响应特性可以分成两个主要的类型。根据前面的设计方法，可以很容易地确定选用哪种响应特性。响应的类型如下：

1. 电压型控制的正激式变换器。
2. 电压型控制的反激式变换器和电流型控制的正激式及反激式变换器。

至于拓扑是否要用变压器隔离，这只会影响直流的特性。如前面提到的反激式变换器工作在电流断续模式的情况。

**控制到输出特性**就是指在电源系统中不考虑误差放大器的特性。误差电压输入到 PWM（脉宽调制）的点作为系统的输入点，而输出反馈电压输入到误差放大器负端的点作为系统的输出点，见图 B-9。如果输入端用扫频仪“扫过”，所得到的博德图就是控制到输出特性。这个图对系统稳定性的设计是至关重要的。根据下面的方法可以得到满意的控制到输出特性。

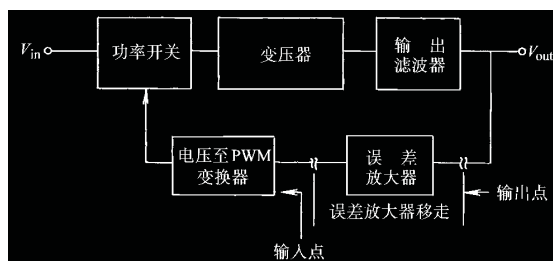


图 B-9 控制到输出特性的含义

### B.2.1 电压型控制正激式变换器

这类拓扑包括用传统电压控制方法的 Buck、正激式、推挽式、半桥和全桥电路。典型的电路见图 B-10。图 B-10 中使用了一个变压器，对于 Buck 电路，设计者可以将匝数比看成是 1:1。

第一步要确定系统的直流增益，即增益曲线的起点。直流增益可以用下式求得：

$$A_{DC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_{sec}}{P_{pri}} D_c = \frac{V_{in}}{\Delta V_c} \cdot \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \quad (B-6)$$

式中  $D_c$ ——最大的占空比（大约 95%）；

⊖ 本句为编者加。——编者注

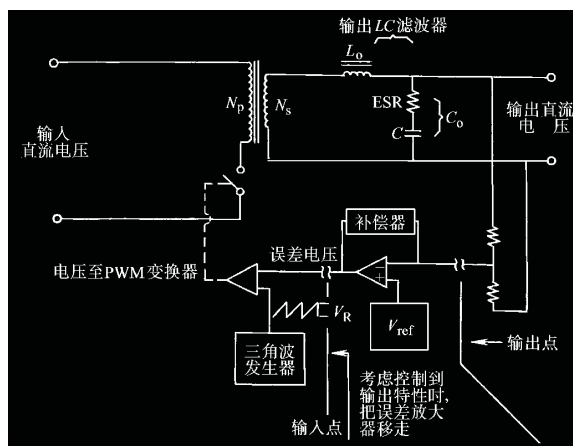


图 B-10 电压型控制的正激式变换器的控制到输出特性模型

$\Delta V_c$ ——误差放大器的输出电压峰峰值。

把这直流增益转换成分贝表示就是

$$G_{DC} = 20 \log (A_{DC}) \quad (\text{B-7})$$

$G_{DC}$ 就是博德图上的起始点。

主极点是由输出  $LC$  滤波器产生的，它表现为一个双重极点，这个双重极点上的“ $Q$ ”现象通常可以忽略。在频率超过转折频率后，增益是以  $-40\text{dB}$  下降的。相位在  $1/10$  转折频率处就开始有比较明显的滞后，到  $10$  倍转折频率时就滞后了  $180^\circ$ 。双极点的位置由下式决定：

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_o}} \quad (\text{B-8})$$

式中  $L_o$  和  $C_o$ ——输出  $LC$  滤波器的电感值和电容值，单位为  $\text{H}$  和  $\text{F}$ 。

如果是多路输出的电源，滤波器的值要采用被检测量最大的输出端上的值。

接下来是由输出滤波电容等效串联电阻  $\text{ESR}$  与输出滤波电容本身引起的零点，该零点转折频率为

$$f_{\text{ESR}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{ESR}} C_o} \quad (\text{B-9})$$

该零点在控制到输出特性上，使高于转折频率处的增益和相位移增加，这会引起电源系统的稳定性问题。不幸的是，很多电容厂商并没有给出它们生产的电容的  $\text{ESR}$  值，通常输出滤波电容引起的零点范围如下：

电解电容： $1 \sim 5\text{kHz}$

钽电容： $10 \sim 25\text{kHz}$

从这里可以看到，选择不同的输出滤波电容会改变控制到输出特性，输出滤波电容有时会对电路的稳定性产生很不利的影响。

电压型控制的正激式变换器的控制到输出特性见图 B-11。

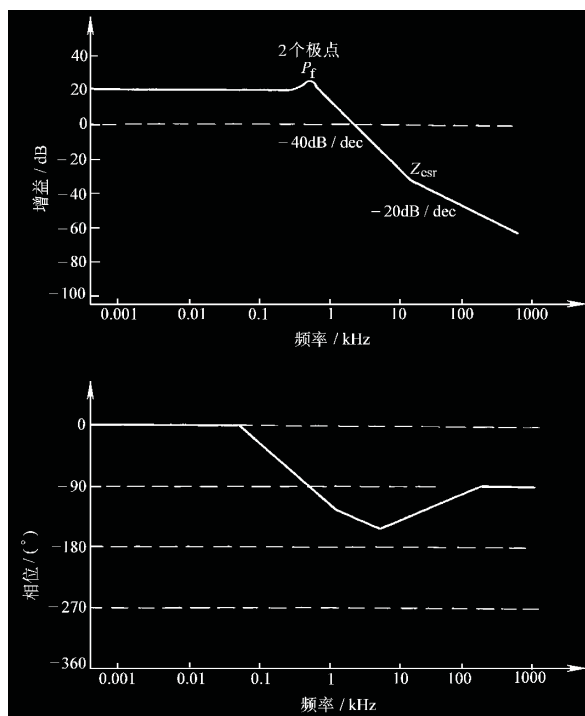


图 B-11 电压型控制正激式变换器的控制到输出特性

### B.2.2 电压型控制反激式变换器和电流型控制正激式变换器的控制到输出特性

电流断续模式反激式变换器的工作过程与正激式变换器有很大的不同，因而它们的控制到输出特性差异也很大。与这种控制到输出特性同一类别的拓扑有 Boost、Buck/Boost 及反激式变换器，电流型控制的正激式和反激式变换器也属于这一类。只是它们具有不同的直流变换关系。图 B-12 给出了它们的典型电路图。电流型控制或电压型控制的反激式变换器主电路部分的直流增益，可以用下式确定：

$$A_{DC} = \frac{(V_{in} - V_{out})^2}{V_{in} \Delta V_e} \cdot \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \quad (\text{B-10})$$

在电压型控制中， $\Delta V_e$  是振荡器的峰峰电压值，而在电流型控制中，代表一次电流值。直流增益可以根据式 (B-7) 转换成分贝形式。电流型控制的正激式变换器的直流增益与电压型控制的正激式变换器相同，可根据式 (B-6) 计算。

电压型控制反激式变换器和电流型控制的正激式变换器及电流控制反激式变换器的输出滤波器极点与负载等效电阻有很大关系。这就意味着，随着负载电流的改变，输出滤波器极点的位置也会发生改变。滤波器极点位置可由下式确定：

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_L C_o} \quad (B-11)$$

式中  $R_L = V_{out}/I_{out}$ 。

从这里可以看到，当负载电流减小时，极点的频率也相应减小。在误差放大补偿器设计中，围绕这一问题的考虑将在下面进行讨论。

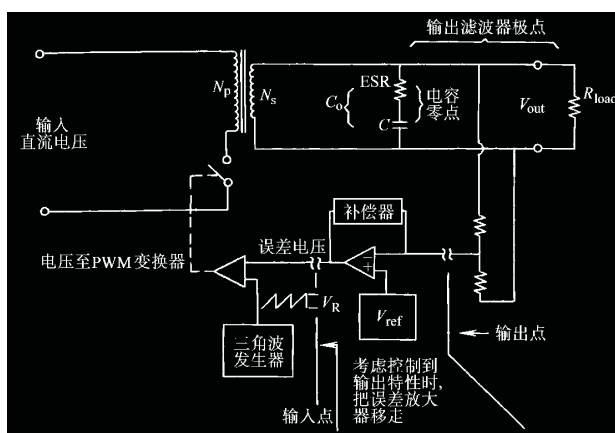


图 B-12 电压型控制反激式变换器的控制到输出特性

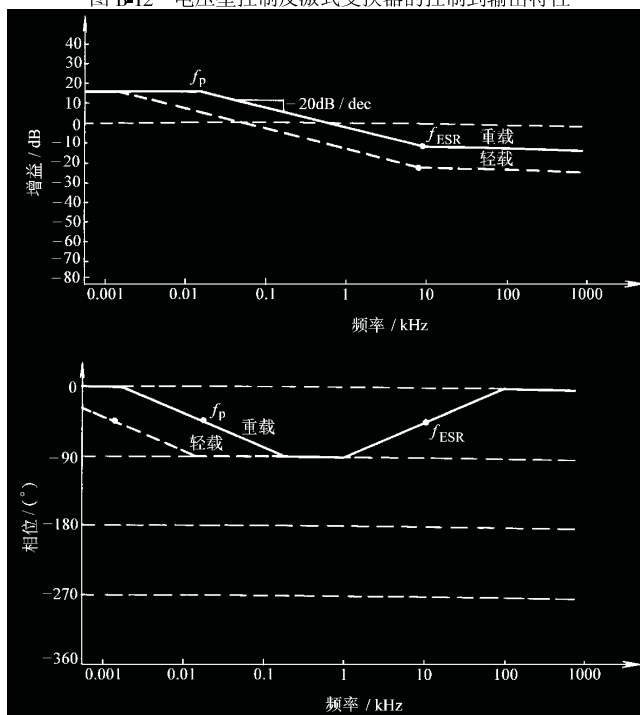


图 B-13 电压型控制反激式变换器的控制到输出特性



输出滤波电容引起的零点仍然会影响控制到输出特性。零点的位置可以参见 B.2.1 节和式 (B-9)。

控制到输出特性曲线见图 B-13, 从这里可以看到, 输入电压和负载等效电阻对增益和相位都有影响。

电流型控制正激式变换器还要考虑的一点就是: 在开关频率的一半处有一个双重极点。补偿器的带宽通常没有这么高, 但如果闭环的增益不够低, 以削减其影响的话, 也会引起问题。这个双重极点对控制到输出特性的影响见图 B-14。

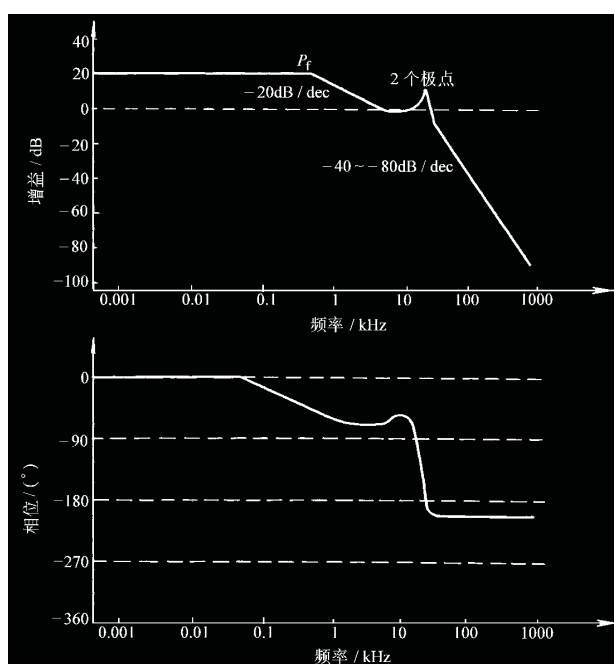


图 B-14 电流型控制正激式变换器的控制到输出特性

### B.3 开关电源的稳定性判定

在开始设计误差放大补偿器前, 首先要知道怎样的系统才是稳定的闭环系统。下面这条规则就是很基本的:

在闭环系统中, 任何增益大于 1 (0dB) 的地方, 相位滞后不能超过  $-360^\circ$ <sup>⊖</sup>。

在实际设计中, 滞后的相位一般都要限制在  $315^\circ$  内, 如果再往  $360^\circ$  靠近, 就是一个亚稳态系统。这样在负载或母线发生较大瞬变时, 电源就会产生振荡。

图 B-15 给出了稳定性分析时用到的一些术语。

1. 相位裕度: 闭环系统中增益穿越频率 ( $G(s) = 0\text{dB}$ ) 所对应的相位值。
2. 增益裕度: 相位在  $-360^\circ$  时所对应的增益值。

⊖ 原文误为  $330^\circ$ 。——译者注

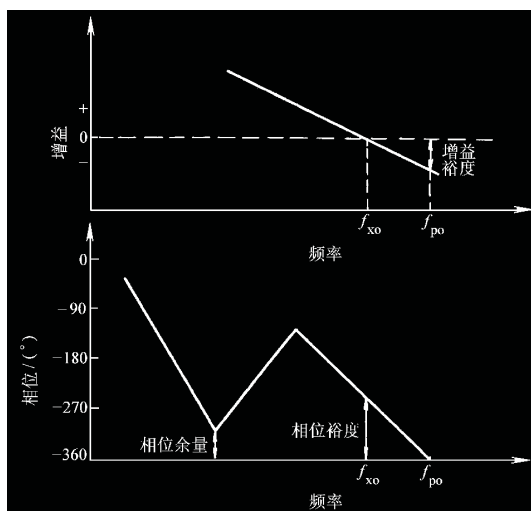


图 B-15 稳定性分析时所用术语的定义

3. 相位余量：在所有增益大于 1 (0dB) 时，相频特性上最靠近  $-360^\circ$  的点。在这三个指标中，相位余量是最重要的。这是由于增益穿越频率通常比由滤波极点引起的最大相位滞后处的频率高的缘故。

#### B.4 普通误差放大补偿器的设计

在设计误差放大补偿器时，要遵循下面四条规则。只要合理地遵循这四条规则，就可以设计出比较好的补偿器。

1. 在所有增益大于 0dB 的频率处的闭环相位不要超过  $-360^\circ$ 。
2. 闭环增益的穿越频率尽可能高，这样可以提高系统的暂态响应。
3. 闭环的直流增益尽可能大，这样可以提高系统的调节精度。
4. 通常闭环增益曲线斜率以  $-20\text{dB/dec}$  下降。

另外要考虑的是，所使用的运算放大器数据手册上提供的增益带宽，如果运算放大器的工作频率很低，设计出来的补偿器有可能不能工作。

这里所介绍的补偿器都比较常用，这些补偿器可应用于各种场合，但是考虑到直流增益和闭环带宽这些因素，每种情况都只有某一种补偿器是最合适的。表 B-1 和表 B-2 有助于根据实际应用场合，选用合适的补偿器。

表 B-1 不同情况下补偿器的选择

电源类型	单极点	具有增益限制的单极点	单极点单零点	双极点双零点
电压型控制正激式变换器	×			×
电压或电流型控制升压式变换器		×	×	
电流型控制正激式变换器		×	×	

⊖ 原文误为  $300^\circ$ 。——译者注