

二次电感也会在输出开始时(开关关断后)阻止一次电流续流通路。然而,二次电感基本上是缓慢地建立流过其自身的电流的——毕竟其为电感,所以在实际输出电流达到要求值之前,一次电流仍需续流(因为此时开关已关断),于是电感电流以齐纳管钳位电路为续流通路(唯一通道)。所以即使假设一次漏感为0,齐纳管也会有较大损耗。简单地说,二次漏感与一次漏感有同样的影响。

若同时考虑一次与二次漏感,则可得到有效一次漏感(相对于开关和齐纳管钳位电路)为

$$L_{LK} = L_{LKP} + n^2 L_{LKS}$$

如同其他电抗性元件,二次漏感也以匝比平方折算到一次侧,且与一次漏感串联相加。

对于某给定的  $V_{OR}$ ,若输出电压低(如5V或3.3V),则匝比会较大。因此,若  $V_{OR}$  选择过大,其二次折算漏感将比一次漏感大得多,这将大大降低效率。

### 3.1.8 有效一次漏感电感测量

测量是得到真实  $L_{LK}$  的最好办法。通常,漏感的测量是短接二次绕组两端,再测量一次绕组两端的电感(开路)。短接实质上是抵消所有耦合电感,所以此种情况下测量值为一次漏感。

然而,测量漏感的最好方法实际上是电路内测量——测量需包含二次 PCB 线路,推荐步骤如下。

在给定应用板上,将尽量短的一片厚铜箔(或一节粗铜线),直接焊接在 PCB 板的二极管两端,再将同样的导体焊接在输出电容两端。然后,测量一次绕组两端电感(开路),可得到有效漏感  $L_{LK}$ (而非  $L_{LKP}$ )。

事实上,二次布线可使  $L_{LK}$  大于  $L_{LKP}$  数倍。若需测量  $L_{LKP}$ ,将粗导体接在变压器的二次侧两端即可。

上述步骤中,PCB 板既可以是除变压器外未安装其他元件的裸板,也可是安装完全的板(但多数时候,需将变压器与 MOSFET 漏极连线断开)。

若需在数学上估算二次布线电感,根据经验法则,可用每英寸 20nH 进行计算。但此时,布线长度必须包括高频输出电流的所有导电通路——从二次绕组一端开始,经过二极管和输出电容,返回至另一端。在计算和测量中,会惊奇地发现每一二英寸的布线长度,在低电压输出应用中会降低 5%~10% 的效率。

### 3.1.9 实际例子(7)——反激变压器设计

74W 的常用输入(90VAC~270VAC)反激变换器,欲设计输出为 5V@10A 和 12V@2A。设计合适的反激变压器,假定开关频率为 150kHz。同时,尽量使用较经济的额定值为 600V 的 MOSFET。

确定  $V_{OR}$  与  $V_Z$

最大输入电压时,加在变换器上的整流直流电压

$$V_{\text{INMAX}} = \sqrt{2} \times V_{\text{ACMAX}} = \sqrt{2} \times 270 = 382\text{V}$$

MOSFET 额定电压为 600V, 故在  $V_{\text{INMAX}}$  处, 必须保留至少 30V 的裕量。此种情况下, 漏极电压不能超过 570V。由图 3-1 可知, 漏极电压为  $V_{\text{IN}} + V_{\text{Z}}$ , 于是有

$$V_{\text{IN}} + V_{\text{Z}} = 382 + V_{\text{Z}} \leq 570$$

$$V_{\text{Z}} \leq 570 - 382 = 188\text{V}$$

需选择标准的 180V 稳压管。

注意: 若以  $V_{\text{Z}}/V_{\text{OR}}$  为函数画出上述钳位损耗曲线可发现, 在所有情况下,  $V_{\text{Z}}/V_{\text{OR}} = 1.4$  均为消耗曲线上的明显下降点。因此选择此值作为最优比。则有

$$V_{\text{OR}} = \frac{V_{\text{Z}}}{1.4} = 0.7 \times V_{\text{Z}} = 0.7 \times 180 = 128\text{V}$$

匝比

假设 5V 输出二极管正向压降为 0.6V, 则匝比为

$$n = \frac{V_{\text{OR}}}{V_{\text{O}} + V_{\text{D}}} = \frac{128}{5.6} = 22.86$$

注意到 12V 输出电压通常需经后级线性调整器调整, 此种情况下, 必须使变压器提供高于输出(最终所需的 12V)3~5V 的电压, 为线性调整器正常工作提供必要的裕量。此裕量不仅能满足调整器的最小压差, 而且一般也可使其在所有负载情况下均能得到已调整的 12V。然而, 也有些智能的交叉调整技术使得我们可以省掉此线性调整器, 尤其是在对于调整后的 12V 电压要求不高, 或是保证输出为最小负载时。在此例中, 假定 12V 无后级调整器, 可得 12V 输出所需匝比为  $128/(12+1) = 9.85$ , 其中假设二极管有 1V 压降。

最大占空比(理论值)

最高输入电压下  $V_{\text{Z}}$  与  $V_{\text{OR}}$  的选择和验证完成之后, 需研究最低电压输入情况。如前面关于 buck-boost 的讨论,  $V_{\text{INMIN}}$  是 buck-boost 中电感和变压器设计需考虑的最恶劣情况。

变换器最小直流整流电压为

$$V_{\text{INMIN}} = \sqrt{2} \times V_{\text{ACMIN}} = \sqrt{2} \times 90 = 127\text{V}$$

忽略变换器输入端的电压纹波, 此即为变换器电路的直流输入。故可得最小输入电压时占空比为

$$D = \frac{V_{\text{OR}}}{V_{\text{OR}} + V_{\text{INMIN}}} = \frac{128}{128 + 127} = 0.5 \quad (\text{反激})$$

很明显此值为 100% 效率的理论估算值。实际上会使用其他方法以计算更准确的  $D$  值, 最终将忽略该理论值。

然而须注意, 此值为工作情况下的  $D_{\text{MAX}}$ 。当变换器供电电压下降时, 占空比就会增大以保持调整电压(直到达到电流和/或占空比限制)。根据掉电后需维持输出电压的工频周期数(依保持时间要求)调节, 选择合适的输入电容与控制器的最大占空比限制  $D_{\text{LIM}}$ 。 $D_{\text{LIM}}$  的典型值约为 70%, 根据经验, 电容值选择一般取  $3\mu\text{F}/\text{W}$ 。例如, 对于低

网输入时效率为70%的74W电源,其输入功率为 $74/0.7=106\text{W}$ 。故应使用 $106\times 3=318\mu\text{F}$ (标准值 $330\mu\text{F}$ )的输入电容。但应注意,必须考虑电容的耐电流纹波额定值(及其使用寿命)。

一次与二次有效负载电流

若将74W的输出功率集中在一个等效的5V单输出上,则可得5V输出负载电流为

$$I_O = \frac{74}{5} \approx 15\text{A}$$

一次输出电压为 $V_{OR}$ ,负载电流为 $I_{OR}$ ,其中

$$I_{OR} = \frac{I_O}{n} = \frac{15}{22.86} = 0.656\text{A}$$

占空比

实际工作占空比很重要,因为占空比若有小幅度上升(从理论上100%的效率),将可导致工作的峰值电流及其相应磁场能量均有较大增量。

由输入功率

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\text{效率}} = \frac{74}{0.7} = 105.7\text{W}$$

于是可得平均输入电流

$$I_{IN} = \frac{P_{IN}}{V_{IN}} = \frac{105.7}{127} = 0.832\text{A}$$

平均输入电流与实际占空比 $D$ 直接相关。因 $I_{IN}/D$ 为一次电流斜坡中心值,且其值与 $I_{LR}$ 相等,于是有

$$\frac{I_{IN}}{D} = \frac{I_{OR}}{1-D}$$

解得

$$D = \frac{I_{IN}}{I_{IN} + I_{OR}} = \frac{0.832}{0.832 + 0.656} = 0.559$$

此占空比值更为准确。

一次和二次电流斜坡实际中心值

二次电流斜坡中心值为(集中功率时)

$$I_L = \frac{I_O}{1-D} = \frac{15}{1-0.559} = 34.01\text{A}$$

一次电流斜坡中心值为

$$I_{LR} = \frac{I_L}{n} = \frac{34.01}{22.86} = 1.488\text{A}$$

峰值开关电流

根据以上 $I_{LR}$ 值,可得所选电流纹波率情况下的峰值电流

$$I_{PK} = \left(1 + \frac{r}{2}\right) \times I_{LR} = 1.25 \times 1.488 = 1.86\text{A}$$

根据此估算值,即可设定控制器的最大电流值。

伏秒数

输入电压为  $V_{INMIN}$  时

$$V_{ON} = V_{IN} = 127\text{V}$$

导通时间为

$$t_{ON} = \frac{D}{f} = \frac{0.559}{150 \times 10^3} \Rightarrow 3.727\mu\text{s}$$

所以伏秒数为

$$Et = V_{ON} \times t_{ON} = 127 \times 3.727 = 473\text{V}\mu\text{s}$$

一次电感

注意:设计离线式变压器时,因需降低高频铜耗、减小变压器体积等各种原因,通常将  $r$  值设定为 0.5 左右。根据“ $L \times I$ ”规则一次电感为

$$L_P = \frac{1}{I_{LR}} \times \frac{Et}{r} = \frac{473}{1.488 \times 0.5} = 636\mu\text{H}$$

磁心选择

设计磁性元件与特制或成品电感不同,须加气隙以提高磁心的能量储存能力。若无气隙,磁心一旦存储少许能量就容易达到饱和。

但对应所需  $r$  值,还应确保  $L$  值大小。故若所加气隙太大,则必然导致匝数增多——这将增大绕组的铜耗。另外,增加匝数将使绕组占用更大的窗口面积。故此时必须就实用进行折中选择,通常采用如下公式(一般应用于铁氧体磁心,且适用于所有拓扑)

$$V_e = 0.7 \times \frac{(2+r)^2}{r} \times \frac{P_{IN}}{f} \text{cm}^3$$

其中  $f$  的单位为 kHz。

由前例可得

$$V_e = 0.7 \times \frac{(2.5)^2}{0.5} \times \frac{105.7}{150} = 6.17\text{cm}^3$$

于是开始选取这个体积(或更大)的磁心。在 EI-30 中可以找到,其等效长度和面积在它的规格说明中已给出

$$A_e = 1.11\text{cm}^2$$

$$l_e = 5.8\text{cm}$$

则可得其体积为

$$V_e = A_e \times l_e = 5.8 \times 1.11 = 6.438\text{cm}^3$$

稍大于所需尺寸,但刚好满足要求。

匝数

电压相关方程



$$B = \frac{LI}{NA} T \times \left( \frac{1}{r} + 1 \right) = 1$$

使  $B$  与  $L$  相关联。由于给定频率 ( $L \times I$  方程) 的  $r$  和  $L$  表达式等效, 故结合这些公式, 磁通密度变化取最大值 (通过  $r$ ), 即可得到非常有用的关于  $r$  (为 MKS 制单位) 的电压相关方程式

$$N = \left( 1 + \frac{2}{r} \right) \times \frac{V_{ON} \times D}{2 \times B_{PK} \times A_e \times f} \quad (\text{适用于所有拓扑})$$

所以若无材料的磁导率、磁隙等信息, 只要已知磁心面积  $A_e$  与其磁通密度变化范围, 仍能得到所求的匝数值。对于大多数的铁氧体磁心, 不管有无磁隙, 磁通密度变化都不能超过 0.3T。所以求解  $N$  为 (此处  $N$  为  $n_p$ , 一次绕组匝数)

$$n_p = \left( 1 + \frac{2}{0.5} \right) \times \frac{127 \times 0.559}{2 \times 0.3 \times 1.11 \times 10^{-4} \times 150 \times 10^3} = 35.5 \text{ 匝}$$

下一步需验证此值是否适合磁心的窗口面积, 还有是否适合骨架、隔离带、安全胶带、二次绕组和套管等。通常在反激变换器中这些都不成问题。

若需减少匝数  $N$ , 则可采取以下方法——增大  $r$  值, 或是减小占空比 (例如选择较低的  $V_{OR}$ ), 或是取更高的磁通密度变化值 (可选择新材料实现), 还可增加磁心面积。采用后者时, 最好不要增大体积, 因为这样可能会导致过设计。但可以肯定, 改变磁导率和气隙不能解决问题。

5V 输出的二次绕组匝数为

$$n_s = \frac{n_p}{n} = \frac{35.5}{22.86} = 1.55 \text{ 匝}$$

匝数值需为整数, 但若将其约等于 1 匝将会导致产生较大的漏感, 所以一般取匝数值为

$$n_s = 2 \text{ 匝}$$

根据相同的变比 ( $V_{OR}$  不变)

$$n_p = n_s \times n = 2 \times 22.86 \approx 46 \text{ 匝}$$

12V 输出绕组匝数通过计算得

$$n_{s\_AUX} = \frac{12+1}{5+0.6} \times 2 = 4.64 \approx 5 \text{ 匝}$$

其中假定 5V 输出二极管有 0.6V 的压降、12V 输出二极管有 1V 压降。

实际磁通密度变化范围

再根据电压参数方程, 解得  $B$  为

$$B_{PK} = \left( 1 + \frac{2}{r} \right) \times \frac{V_{ON} \times D}{2 \times n_p \times A_e \times f} T$$

但事实上并非必须使用以上方程计算。因为我们知道  $B_{PK}$  与匝数成反比, 所以如果已知 35.5 匝对应 0.3T, 则对应 46 匝的  $B_{PK}$  应等于 (保持  $L$ 、 $r$  不变)

$$B_{PK} = \frac{35.5}{46} \times 0.3 = 0.2315 T$$

磁通密度的摆幅与幅值的关系为

$$\Delta B = 2 \times B_{AC} = \frac{2r}{r+2} \times B_{PK} = \frac{1}{2.5} \times 0.2315 = 0.0926 \text{ T}$$

注意,对 CGS 单位,此时峰值为 2315Gs,且交流磁通密度分量为摆幅的一半,即 463Gs( $r=0.5$ )。

注意:如果开始将磁通密度变化设定为 0.3T,当二次匝数约成整数后(只进位不舍去),很有可能得到较小的磁通密度变化,如上所述。由此所得值不但可预期估算,而且可接受。但注意到电源电压上升或下降时,变换器继续稳压的同时,磁通密度变化范围将变得更大。这就是为何需准确设定最大的占空比和(或是)电流限制,否则变压器或电感会饱和,开关将会被损坏。具有快速电流控制和快速开关的高性价比反激变换器设计,允许峰值磁通密度变化取为 0.42T,但一般实际工作磁通密度变化范围为 0.3T 或是更少。

磁隙

最后,必须要考虑到材料的磁导率, $L$  与磁导率相关的方程有

$$L = \frac{1}{z} \times \left( \frac{\mu \mu_0 A_e}{l_e} \right) \times N^2 H$$

其中  $z$  为气隙系数

$$z = \frac{l_e + \mu l_g}{l_e}$$

注意, $z$  可取不小于 1(无气隙)的任何值。例如  $z$  值为 10,能提高无气隙磁心 10 倍的能量处理量(此时电感系数和有效磁导率  $\mu_e = \mu \mu_0 / z$  以相同的倍数降低)。大气隙虽有很大好处,但是根据  $r$  的选择若想要保持一定的  $L$  值,就不得不充分地增加匝数。如前所述,匝数增加就可能导致在可用的窗口面积内无法安装这么多的绕组,而且也会增加很大的铜耗。所以对于铁氧体材料的气隙变压器, $z$  在 10~20 是较好的折中选择。根据我们的要求可得出

$$z = \frac{1}{L} \times \left( \frac{\mu \mu_0 A_e}{l_e} \right) \times N^2 = \frac{1}{636 \times 10^{-6}} \times \left( \frac{2000 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 1.11 \times 10^{-4}}{5.8 \times 10^{-2}} \right) \times 46^2$$

所以

$$z = 16$$

最后,求解气隙长度

$$z = 16 = \frac{5.8 + (2000)l_g}{5.8} \Rightarrow l_g = 0.435 \text{ mm}$$

注意:一般来说,如果使用中心柱气隙变压器,中心柱上的总气隙长度就必须等于上述的计算值,而不管中心柱是否为地。但如果是在两边磁柱上插入气隙(如 EE 或是 EI 型磁心),则两边的气隙垫片就必须为上述计算值的一半,这样才能得到所需要的总气隙长度。

### 3.1.10 导线规格与铜皮厚度选择

电感中电流波动相对较平滑,但在变压器中,绕组中电流需瞬间完全停止从而使

其他绕组导通。只要安匝数能保持一定,磁心不在乎各个绕组何时通过电流,因为只有总的安匝数能决定磁心中磁场能量。但绕组本身却必须考虑这些情况,此时电流是脉冲形的,边沿陡峭且高频。正因为这些原因,反激变压器绕组选择合适的导线厚度时,就必须考虑集肤深度。

**注意:**在 DC-DC 电感中不考虑这些,但在高频 DC-DC 设计或是较大  $r$  值时,就必须应用这些概念。

高频电磁场很强,其间的电子强烈地相互排斥,使得电流都聚集在导体的表面(如图 3-3 中指数曲线所示),此种聚集程度随着系数  $\sqrt{f}$  的增大而加深。虽然我们用厚导线来减小铜耗时,但是导线横截面很大部分就有可能没有电流通过。因为电流流动引起的电阻与电流流过或是能流过的面积成反比,所以这种电流聚集就会使有效铜阻(相对其 DC 值)增大。此电流引起的电阻称为交流电阻(如图 3-3 中的下部分所示),它是频率的函数,也是集肤深度的函数。必须选择更优的导线直径,既不浪费变压器宝贵内部空间,又不降低效率,使得导线横截面积更好地利用。选择之后,若需要通过比横截面所能承受的更大电流,则应用此种导线多股并绕。

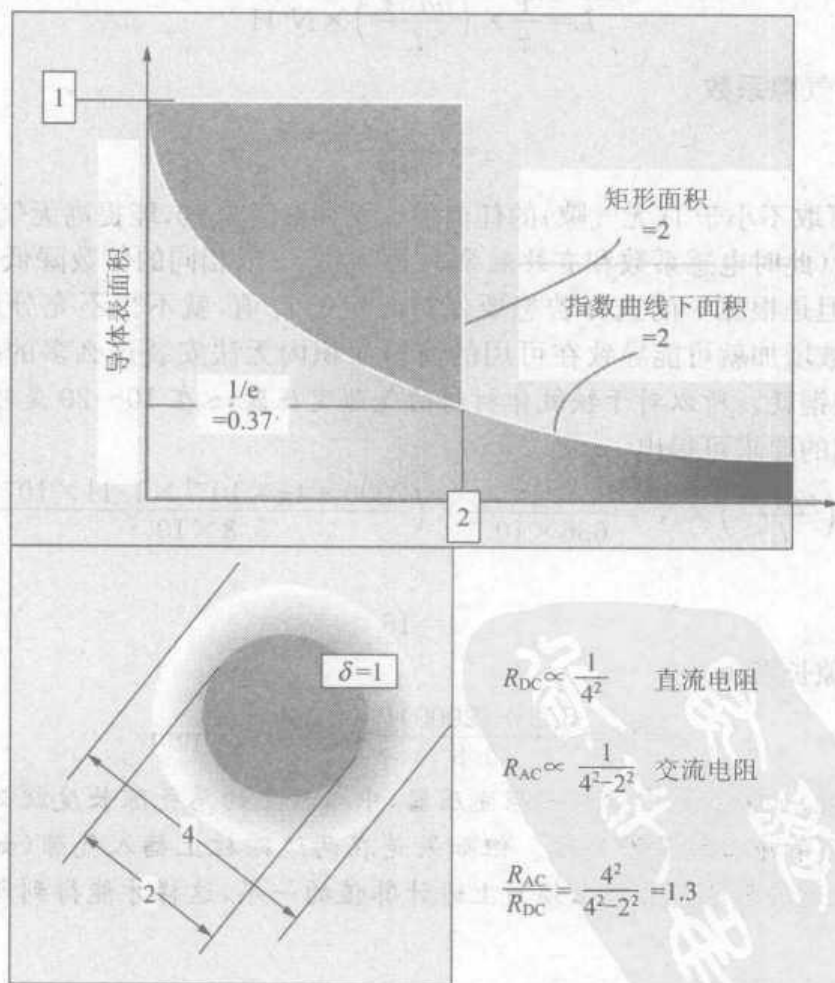


图 3-3 集肤深度和交流电阻诠释图

单股导线能承受多大的电流?这完全取决于其热量累积和保持整个变压器温升的要求。根据应用指南或是经验法则,反激变压器电流密度一般取  $400\text{cmil/A}$ ,这也是以后分析中的典型值。

**注意:**北美洲用  $\text{cmil/A}$  来表示电流密度,实际上就是每安培面积数,不是每个单位面积的安培数(一般意义的“电流密度”)。所以较高的  $\text{cmil/A}$  值实际上是较小的电流密度(反之亦然),将会产生较低的温升。

定义集肤深度  $\delta$  为导体表面到电流密度为表面的  $1/e$  处的距离。注意到在非高频情况下,表面的电流密度与穿过整个铜线的电流密度等值。对指数曲线取较理想的近似值,则可认为表面的电流密度值一直保持不变,直到集肤深度时才改变且之后极速降为 0。这是因为指数曲线有一个有趣的特性,从 0 到无穷大曲线下的面积等于经过  $1/e$  点的长方形面积(如图 3-3 所示)。

所以当使用圆形导线时,如果选择导线直径为集肤深度两倍,则表示导线内部到表面无大于集肤深度的空间,导线面积可充分利用。这种情况下,认为导线有等于直流电阻的交流电阻值。只要导线厚度用这种方法选择,此时就不需考虑高频效果了。

若使用铜皮,其厚度也需约为集肤深度的两倍。

图 3-4 是选择导线规格和厚度的简单示意图,图中上半部分是根据典型值  $400\text{cmil/A}$  得到的导线电流承载能力。但这些读数明显是根据所要得到的电流密度进行线性划分的,图中的垂直格表示导线规格号。图中给出了一个开关频率为  $70\text{kHz}$  的例子,用同样的方法,对于前面所讲的实例,可以得到  $150\text{kHz}$  工作条件时需要 27 号线。但  $400\text{cmil/A}$  情况下导线的电流承载能力只有  $0.5\text{A}$ (若电流密度为  $800\text{cmil/A}$  只能得到  $0.25\text{A}$ )。又因为一次电流斜坡中心值重复出现且估计值为  $1.488\text{A}$ ,所以需要 3 股 27 号线(并绕)以得到  $1.5\text{A}$  的组合电流承载能力(稍高于所求)。

实例中的二次侧,已将所有电流集总为  $15\text{A}$ 、 $5\text{V}$  的等效负载。但实际上它仅有其  $2/3$  大小,值为  $10\text{A}$ 。故原本计算约  $34\text{A}$  的电流斜坡中心值实际值为  $(2/3) \times 34 = 22.7\text{A}$ ,为得到电流平衡,则有  $34 - 22.7 = 11.3\text{A}$  电流折算到  $12\text{V}$  绕组上,且其值为  $(5.6/13) \times 11.3 = 4.87\text{A}$ ,所以  $12\text{V}$  输出端的电流斜坡中心值为  $4.87\text{A}$ 。这样便可利用以下选择  $5\text{V}$  绕组参数同样的方法来选择  $12\text{V}$  绕组。

因只需两匝绕组且有较高的电流承载能力,于是考虑用铜皮作  $5\text{V}$  绕组。图中沿着 27 号导线的垂直线可以找到此频率下的合适厚度( $2\delta$ ),大概为  $14\text{mil}$ 。但因  $5\text{V}$  二次电流斜坡中心值约为  $23\text{A}$  且使用铜皮,于是无法得知其是否满足典型值  $400\text{cmil/A}$ ,需进一步计算。

$1\text{cmil}$  等于  $0.7854\text{mil}^2$ ,  $400\text{cmil}$  就是  $400 \times 0.7854 = 314\text{mil}^2$  (注  $\pi/4 = 0.7854$ )。所以  $23\text{A}$  需要  $23 \times 314 = 7222\text{mil}^2$ ,但铜皮的厚度为  $14\text{mil}$ ,于是我们需要的铜皮宽为  $7222/14 = 515\text{mil}$ ,也就是约为半英寸。参照图 3-5 中 EI-30 骨架,其可容许  $530\text{mil}$  宽的铜片,刚好合适。注意,如果所需的宽度不够,则有必要寻找另外的磁心,即更大宽度的磁心,美国的 EER 型磁心可以选择,或是考虑用多股圆导线并绕的方法。问题是



46股27号线并绕的体积太大,很难绕制,也会增大漏感。于是可以把11或12股导线绕成一股,然后用4股这样的导线股(并联导电)边靠边地排列形成变压器的一层。所以对于两匝绕组,我们需要绕两层这样的平行层。

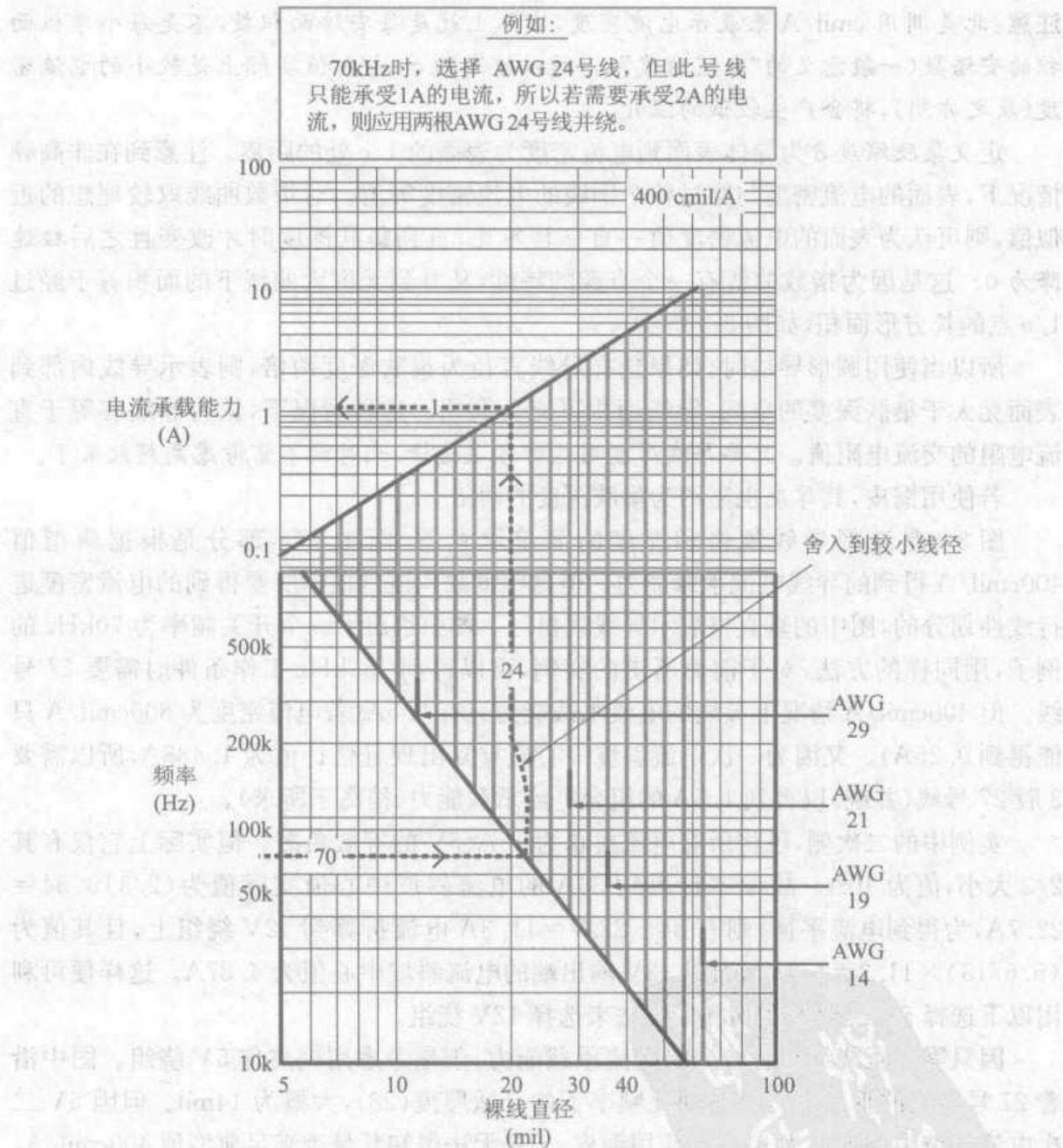
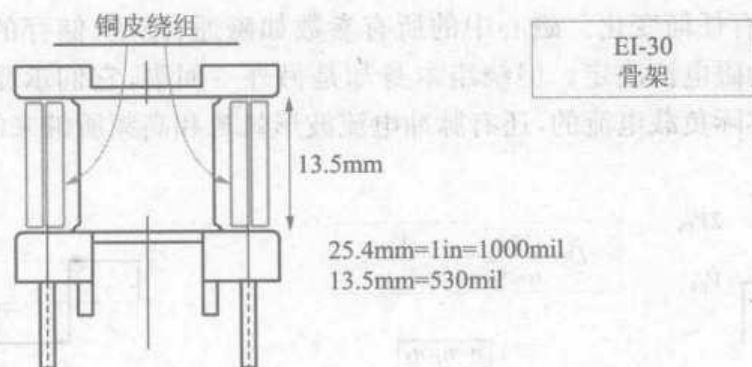


图 3-4 基于集肤深度的导线和铜皮厚度选择图

### 3.2 正激变换器磁学技术

本节所讲述的设计步骤都只针对单管正激变换器,但大体步骤同样适用于双管正激电路。



如果铜皮厚度为14mil，则其横截面积为 $14 \times 530 = 7420 \text{mil}^2$

若电流为23A，则电流密度为 $7420/23 = 323 \text{mil}^2/\text{A}$ ，  
即 $323 \times (4/\pi) = 411 \text{cmil}/\text{A}$  (稍大于 $400 \text{cmil}/\text{A}$ )。

图 3-5 验证 EI-30 骨架能否安装 23A 铜皮

### 3.2.1 占空比

正激变换器占空比为

$$V_O = V_{IN} \times D \times \frac{n_S}{n_P}$$

同 buck 电路占空比公式相比较，上式的唯一不同之处只有  $n_S/n_P$  项。从前面的讨论可知，这是降压变压器的绕组匝比造成的。所以可以认为输入电压折算到变压器二次侧，该值为  $V_{INR} = V_{IN}/n$  (其中  $n = n_S/n_P$ )，它施加在二次开关节点上。于是从此点开始，可得到一简单 DC-DC buck 电路，其输入电压为  $V_{INR}$ ，输出电压为  $V_O$  (如图 3-6 所示)。因正激变换器中输出电感的设计步骤与 buck 电路中相同，故不再重述。但正激变压器却完全不同于反激变压器，必须详细论述。

**注意：**输出电感设计中，应注意典型正激变换器中的大电流电感，计算得到的导线规格可能会太大而不便于在磁心或骨架上绕制。这种情况下，可以用多股较细导线并绕而使其更易绕制。另外，输出电感和其他电感设计很少考虑高频集肤深度，故应选择较适合线径的导线并绕，使其有足够大的总的横截面积并将温升控制在  $40^\circ\text{C} \sim 50^\circ\text{C}$  之间。

与反激变换器不同，正激变换器的二次绕组和一次绕组同时流过电流，这使磁心磁通几乎完成抵消。但一次电流波形中仍有一与负载无关的分量，这就是励磁电流，如图 3-6 中左边灰线所示。空载时，这部分电流就是通过一次绕组和开关的全部电流 (假定占空比固定)。一旦负载流过电流，二次绕组电流增加，一次绕组电流也会增加。这两种电流的增加都与负载电流成正比，所以它们的增量也相互成比例，这个比例常数就是匝比。但更重要的是，它们是反向的，正如图 3-6 中所示，一次电流从变压器同名端进，异名端出，二次电流此时却从异名端进，同名端出。所以变压器磁心中的总磁通量还是同空载时一样，并未发生改变 (假定占空比固定)，因为磁心并未“发现”流经

绕组的总安匝数有任何变化。磁心中的所有参数如磁通、磁场、储存的能量甚至是磁心损耗,都仅由励磁电流决定。但绕组本身却是另外一回事,它们承受所有的电流冲击,其中有来自实际负载电流的,还有脉冲电流波形锐边和高频所带来的冲击。

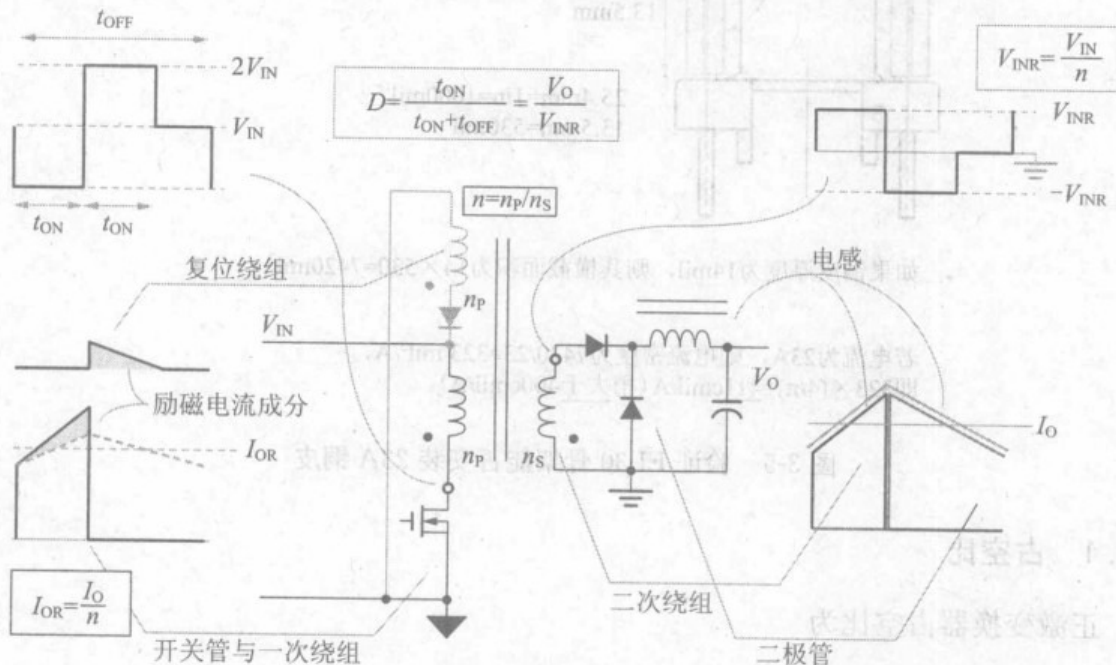


图 3-6 单端正激变换器电路

励磁电流不会经变压器耦合到二次侧,从这种意义上来说,它相当于“并联的漏感”。我们会发现,将励磁电流部分从整个开关电流中减去过,一次、二次电流比将刚好等于匝比。换句话说,励磁电流与一次、二次匝数比无关——它仅存在于一次侧。

但实际上励磁电流是变压器中唯一储存能量的部分,从这点讲,与反激变换器相似。如果需要得到稳态的电路情况,变压器每个周期都必须复位(输出电感同样需要复位)。但不幸的是,因为输出二极管反向,励磁能量不能被耦合,也就不能将这部分能量传送到二次侧。如果不管这些能量,它肯定会像反激变换器中漏感尖峰一样损坏开关管。但因效率问题,我们又不想消耗这部分能量,所以通常的解决方法是用“复位绕组”,如图 3-6 所示。注意到这个绕组如同反激中的一次绕组,只有在开关管关闭的时候才导通,将励磁能量续流送回输入电容。因为二极管的导通压降和复位绕组的电阻,这个能量流通部分也会产生一些损耗。但要注意到,实际的漏感能量也会通过复位绕组回到输入端,所以就不需要另外的钳位电路了。

因为各种原因(如在任何情况下必须首先能够保证变压器复位,和许多与产品相关的原因),复位绕组的匝数通常准确地等于一次绕组匝数。根据变压器功能,在开关截止时原边开关节点(MOSFET 漏极)电压就会升至  $2V_{IN}$ 。所以对通用电网输入的离线式单管正激变换器,开关的耐压至少要达到 800V。

一旦变压器复位(即复位绕组电流降为 0),开关管漏极电压瞬间降到  $V_{IN}$ ,也就是说,此时已无电压加在一次绕组上,二次绕组上也同样无电压。输出端的钳位二极管



(即图 3-6 中连接二次地的二极管)为输出电感续流。注意,实际上变压器复位后开关管漏极上会有一段时间的振荡电压,其平均值大小约为  $V_{IN}$ 。这种现象的产生应归因于各种未经试验证明的寄生效应(图中未给出),然而这个振荡电压却是引起辐射 EMI 的重要原因。

注意到在变压器复位之前,二次绕组一直都未导通,因为输出二极管(即连接二次绕组同名端的二极管)在复位绕组导通期间一直反向而无法导通。

还应注意,不管在什么情况下,这种正激变换器的占空比都不能超过 50%,其原因是必须在每个周期都无条件地保证变压器完全复位。既然不能直接控制变压器电流波形,就不得不留出足够的时间让复位绕组中的电流自动降为 0,换句话说,不得不让变压器中的伏秒数平衡自然地发生。然而因为复位绕组匝数与一次绕组匝数相等,加在复位绕组上的电压当开关管导通时等于  $V_{IN}$ ,在开关管截止时也等于  $V_{IN}$ (反向),所以  $t_{OFF}$  内的复位时间就会等于  $t_{ON}$ 。故如果占空比超过 50%, $t_{ON}$  就必然总是大于  $t_{OFF}$ ,此时变压器就无法复位,而最终将损坏开关管。所以为获得足够大的  $t_{OFF}$ ,占空比就一定要小于 50%。

众所周知,正激变压器通常工作在 DCM(断续导通模式)下(但其输出电感通常工作在 CCM(连续导通模式)下,且  $r=0.4$ ),且变压器的磁通对于任何负载都不变,故可逻辑地推导出变压器不储存流经输出端的任何能量。于是,真正的问题产生了——是什么决定了正激变压器的功率传输能力?直观地,我们不能用任意的变压器型号产生任意的输出功率瓦数,那到底是什么决定变压器的型号选择?后面章节将会得出结论,这只简单地取决于在不使变压器温升太大的情况下,磁心有效的窗口面积能够容入的铜导线数(更重要的是,怎样更好地利用这个有效面积)。

### 3.2.2 最恶劣电压输入

设计中最基本的问题总是——怎样的输入电压是磁学设计的恶劣条件(磁心饱和)?对正激变换器的输出电感来说,这个最坏工况很明显——像所有 buck 变换器一样,需要在最大输入电压  $V_{INMAX}$  时设置其电流纹波率约等于 0.4。但对于变压器,在做出合适的结论之前要进行一些必要的分析。

正激变换器中变压器工作在 DCM 模式下,但占空比由工作在 CCM 模式下的输出电感决定。所以尽管其实际工作是在 DCM 模式,变压器的占空比却从属于 CCM 模式下的占空比  $D=V_O/V_{INR}$ 。这两个同步发生的 DCM+CCM 相互影响导致一个有趣的现象发生,即不管输入电压如何变化,加在正激变换器变压器上的伏秒数是常数。以下的计算式将会清楚地说明这一点,参数  $V_{IN}$  完全被抵消。

$$Et = V_{IN} \times \frac{D}{f} = V_{IN} \times \frac{V_O}{V_{INR} \times f} = V_{IN} \times \frac{V_O \times n}{V_{IN} \times f} = \frac{V_O \times n}{f}$$

所以实际上,在任何输入情况下,不管是高电压输入还是低电压输入,只要输出电感工作在 CCM 模式,电流纹波值  $\Delta$  或磁场都不变。既然变压器工作在 DCM 模式,它的峰值就等于其纹波值,故其峰值也不由  $V_{IN}$  决定。当然,开关管的电流峰值  $I_{SW\_PK}$  还



是励磁电流峰值  $I_{M\_PK}$  与折算到一次侧的二次电流峰值之和,如下式

$$I_{SW\_PK} = I_{M\_PK} + \frac{1}{n} \left[ I_O \left( 1 + \frac{r}{2} \right) \right]$$

虽然开关管电流最大值要设定得足够大以至能承受在  $V_{INMAX}$  时的电流峰值  $I_{SW\_PK}$  (此时输出电流折算的电流值为最大峰值),但若仅就变压器磁心讨论,电流峰值大小仅为  $I_{M\_PK}$ ,与其相关磁场都不由  $V_{IN}$  决定,这的确是个有趣的现象。同样仅讨论输出电感时,电感的峰值电流不等于开关管的峰值电流(如 DC-DC 电路 buck 拓扑),但输出二极管的峰值电流仍与其相等。若从开关管电流中减去励磁电流,再根据匝比关系折算到二次侧,则其峰值电流一定等于电感的峰值电流。

故电流  $I_M$  能有效克服输入电压的变化。我们可直观地这样理解——随着输入电压增加,变压器电流斜坡的斜面会加长,  $\Delta I$  也会增加。然而输出电感能够感应到这种变化带来的较高的  $V_{INR}$ ,从而会减小占空比,同时变压器的占空比也会减小,从而导致变压器电流纹波值减小。这两种相反力量时刻保持相等,所以最终变压器中电流纹波值就不会改变。

变压器的磁心损耗必然由输入电压决定。其铜耗通常在输入电压最小时最大(DC-DC buck 电路除外)——因为此时输入平均电流必须增大以满足基本的功率要求  $P_{IN} = V_{IN} \times I_{IN} = P_O$ 。

虽然可选择任一具体的输入电压范围,保证磁心在这个电压范围内不会饱和。但因为铜耗在  $V_{INMIN}$  时最大,故可得出结论,对正激变换器变压器  $V_{INMIN}$  为最恶劣条件,而对输出电感,最恶劣条件仍为  $V_{INMAX}$ 。

### 3.2.3 窗口面积利用

观察图 3-7 中 ETD-34 磁心和骨架中典型的绕线方法,可以看出塑料骨架占用了一部分磁心提供的面积,所以有效窗口面积  $W_a$  从  $171\text{mm}^2$  减少至  $127.5\text{mm}^2$ ,即只剩下原有效面积的 74.5%。另外,如果两边再留出 4mm 的典型“安全距离”(为了满足国际安全关于一次与二次间的间距和爬电要求的标准),则有效面积只剩  $78.7\text{mm}^2$ ,这只有原有效面积的  $78.7/171=46\%$ 。除此之外,如图 3-8 左边部分所示,对于给定的导线,实际导通(铜线)面积只占其“物理占用”(或称变压器中所占面积)方形面积的 78%。所以到最后,总共只能得到原有效窗口面积的  $0.46 \times 0.785 = 36\%$ 。

更多的面积利用会出现在相互之间的绝缘及有些需要提供的 EMI 屏蔽等方面,所以最终大约只有 30%~35% 的有效磁心窗口面积能被铜线真正占用。这正是需要给出一个窗口面积利用系数  $K$  的原因(稍后将设定其为 0.3 的估计值)。于是有

$$K = \frac{N \times A_{cu}}{W_a}$$

和

$$N = \frac{K \times W_a}{A_{cu}}$$

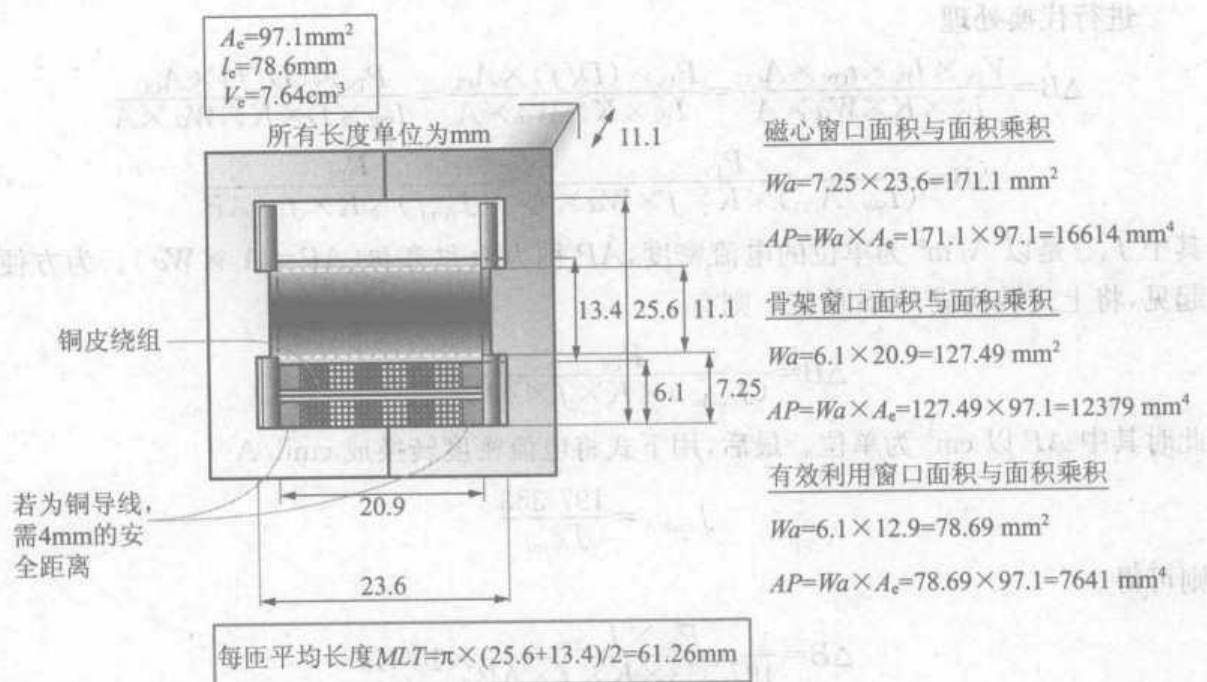


图 3-7 ETD-34 骨架及面积分析

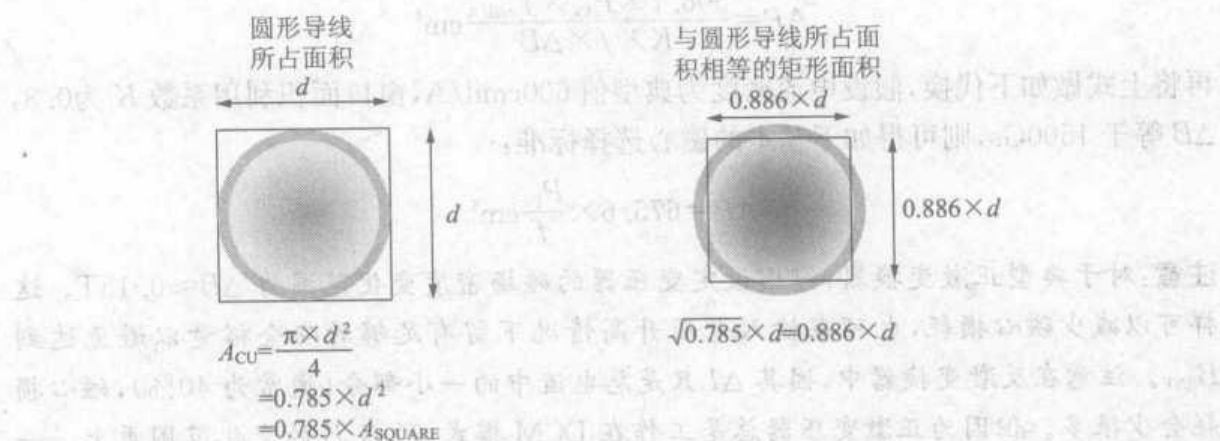


图 3-8 圆导线所占的物理面积和与圆导线导通横截面积相等的方形导线

此处  $A_{cu}$  为铜线横截面积,  $W_a$  为磁心总的窗口面积(注意, 对于 EE、EI 型磁心, 这仅为两个窗口其中一个的面积)。

### 3.2.4 磁心型号与其所通功率

如前所述, 原始的电压参数方程为

$$\Delta B = \frac{V_{IN} \times t_{ON}}{N \times A} T$$

一次绕组匝数  $N$  用前面式子代替, 则可得到

$$\Delta B = \frac{V_{IN} \times t_{ON} \times A_{cu}}{K \times W_a \times A} T$$

进行代换处理

$$\Delta B = \frac{V_{IN} \times I_{IN} \times t_{ON} \times A_{CU}}{I_{IN} \times K \times W_a \times A} = \frac{P_{IN} \times (D/f) \times A_{CU}}{I_{IN} \times K \times W_a \times A} = \frac{P_{IN} \times (D/f) \times A_{CU}}{I_{SW} \times D \times K \times W_a \times A}$$

$$\Delta B = \frac{P_{IN}}{(I_{SW}/A_{CU}) \times K \times f \times W_a \times A} = \frac{P_{IN}}{(J_{A/m}) \times K \times f \times AP}$$

其中  $J_{A/m}$  是以  $A/m^2$  为单位的电流密度,  $AP$  称为面积乘积 ( $AP = A_c \times W_a$ )。为方便起见, 将上式转换成 CGS 单位。则有

$$\Delta B = \frac{P_{IN}}{(J_{A/cm^2}) \times K \times f \times AP} \times 10^8 \text{Gs}$$

此时其中  $AP$  以  $\text{cm}^2$  为单位。最后, 用下式将电流密度转换成  $\text{cmil/A}$

$$J_{\text{cmil/A}} = \frac{197\,353}{J_{A/cm^2}}$$

则可得

$$\Delta B = \frac{P_{IN} \times J_{\text{cmil/A}}}{197\,353 \times K \times f \times AP} \times 10^8 \text{Gs}$$

求出面积乘积为

$$AP = \frac{506.7 \times P_{IN} \times J_{\text{cmil/A}}}{K \times f \times \Delta B} \text{cm}^2$$

再将上式做如下代换, 假设电流密度为典型值  $600 \text{cmil/A}$ , 窗口面积利用系数  $K$  为  $0.3$ ,  $\Delta B$  等于  $1500 \text{Gs}$ , 则可得如下基本的磁心选择标准:

$$AP = 675.6 \times \frac{P_{IN}}{f} \text{cm}^2$$

**注意:** 对于典型正激变换器, 习惯设定变压器的磁场密度变化范围为  $\Delta B \approx 0.15 \text{T}$ 。这样可以减少磁心损耗, 也可在输入电压升高情况下留有足够的安全裕量以避免达到  $B_{\text{SAT}}$ 。注意在反激变换器中, 因其  $\Delta I$  只是总电流中的一小部分 (通常为  $40\%$ ), 磁心损耗会少很多。但因为正激变压器总是工作在 DCM 模式, 所以  $B$  的变化范围更大——与其峰值相等, 即  $B_{\text{PK}} = \Delta B$ 。所以, 若将峰值设为  $3000 \text{Gs}$ , 则  $\Delta B$  也将是  $3000 \text{Gs}$ , 其值约是反激变换器设定相同峰值情况下的两倍。故需将正激变换器的峰值  $B$  减少到大约  $1500 \text{Gs}$ 。

### 3.2.5 实际例子(8)——正激变换器变压器设计

欲设计开关频率为  $200 \text{kHz}$  的正激变换器, 其输入电压范围为  $90 \sim 270 \text{V}$ , 输出电压和电流分别为  $5 \text{V}$  和  $50 \text{A}$ , 效率约为  $83\%$ 。设计其所需变压器。

输入功率

根据设计要求可得

$$P_{IN} = \frac{P_o}{\text{效率}} = \frac{5 \times 50}{0.83} \approx 300 \text{W}$$

### 磁心选择

根据前述计算规则有

$$AP = 675.6 \times \frac{P_N}{f} = 675.6 \times \frac{300}{2 \times 10^5} = 1.0134 \text{ cm}^4$$

如图 3-7 所示,ETD-34 的磁心面积乘积为

$$AP = W \frac{\left[ \frac{25.6 - 11.1}{2} \right] \times 23.6 \times 97.1}{10^4} = 1.66 \text{ cm}^4$$

此为理论值,可能稍大于要求值。但这是最接近于要求的规格尺寸,实际上可刚好满足要求。

### 集肤深度

集肤深度为

$$\delta = \frac{66.1 \times [1 + 0.0042(T - 20)]}{\sqrt{f}} \text{ mm}$$

其中  $f$  的单位为 Hz,绕组温度  $T$  的单位为  $^{\circ}\text{C}$ 。假设最大温度值取  $T = 80^{\circ}\text{C}$  (即最高环境温度为  $40^{\circ}\text{C}$  时可有  $40^{\circ}\text{C}$  温升),  $f$  为  $200 \text{ kHz}$ , 则有

$$\delta = \frac{66.1 \times (1 + 0.0042 \times 60)}{\sqrt{2 \times 10^5}} = 0.185 \text{ mm}$$

### 有效热阻

根据 EE-EI-ETD-EC 型磁心经验公式可得

$$R_{th} = 53 \times V_c^{-0.54} \text{ } ^{\circ}\text{C/W}$$

其中  $V_c$  的单位为  $\text{cm}^3$ 。且 ETD-34 磁心  $V_c = 7.64 \text{ cm}^3$ , 于是有

$$R_{th} = 53 \times 7.64^{-0.54} = 17.67 \text{ } ^{\circ}\text{C/W}$$

### 最大磁通密度变化范围

当最大温升为  $40^{\circ}\text{C}$  时,变压器最大可允许损耗功率为

$$P = P_{cu} + P_{core} = \frac{\text{deg } C}{R_{th}} = \frac{40}{17.67} = 2.26 \text{ W}$$

将此损耗功率对半等分为铜耗与磁心损耗(通常如此假设)。则

$$P_{cu} = 1.13 \text{ W}$$

$$P_{core} = 1.13 \text{ W}$$

故可得磁心允许的单位体积损耗为

$$\frac{\text{磁心损耗}}{\text{体积}} = \frac{1.13}{7.64} \rightarrow 148 \text{ mW/cm}^3$$

查表 2-5 中“B 类”可得

$$\frac{\text{磁心损耗}}{\text{体积}} = C \times B^p \times f^q$$

其中  $B$  的单位为 Gs,  $f$  的单位为 Hz。求解得  $B$  为



$$B = \left( \frac{\text{磁心损耗}}{\text{体积}} \times \frac{1}{C \times f^d} \right)^{1/P}$$

若采用铁氧体磁心 3C85(立方结构铁淦氧),则从表 2-6 可得  $P=2.2$ 、 $d=1.8$  和  $C=2.2 \times 10^{-14}$ 。故有

$$B = \left[ 148 \times \frac{1}{2.2 \times 10^{-14} \times 2^{1.8} \times 10^5 \times 1.8} \right]^{1/2.2} = 720 \text{Gs}$$

上式中的  $B$  代表实际变换器工作的  $B_{AC}$  大小,于是可得允许变化的磁通密度范围为

$$\Delta B = 2 \times B = 2 \times 720 = 1440 \text{Gs}$$

**伏秒数** 根据前述的电压参数方程,有

$$\Delta B = \frac{100 \times E_t}{Z \times A} \text{Gs}$$

其中  $A$  代表单位为  $\text{cm}^2$  的有效磁通面积。为了满足 20ms 的典型维持时间要求,同时不应用特殊型号的输入电容,将一般正激变换器的占空比在低压输入时设定在 0.35 左右,此低压输入电压为  $90 \times \sqrt{2} = 127 \text{V}$ 。故可得(任何输入电压情况)实际工作的伏秒数为

$$E_t = V_{IN} \times \frac{D}{f} = 127 \times \frac{0.35}{2 \times 10^5} = 222.25 \text{V}\mu\text{s}$$

**匝数**

令  $\Delta B = 1440 \text{Gs}$ ,依据以下方程式求解  $N$

$$\Delta B = \frac{100 \times E_t}{Z \times A} \text{Gs}$$

$$n_p = \frac{100 \times E_t}{\Delta B \times A} = \frac{100 \times 222.25}{1440 \times 0.97} = 15.9 \text{匝}$$

注意,此处所求  $N$  值并未考虑到(一次)电感因素的影响,但此种情况下所求值也是所需值。虽然通过改变  $B$  与  $I$  的常数比,电感的变化会影响励磁电流和开关电流峰值大小,但  $B$  不因电感改变而改变,仍保持不变。

假设二极管正向导通为 0.6V,其所需匝比为

$$n = \frac{n_p}{n_s} = \frac{V_{IN}}{V_{INR}} = \frac{V_{IN}}{\left( \frac{V_o + V_D}{D} \right)} = \frac{127 \times 0.35}{5 + 0.6} = 7.935$$

二次绕组匝数为

$$n_s = \frac{15.9}{7.935} = 2.003 \text{匝}$$

若此匝数值不是整数,则须将其约成最接近的(较大)整数,然后重新计算一次匝数、磁通密度变化范围和磁心损耗(步骤与反激计算类似)。于是可得到以下结果:

$$n = 8 \text{(匝比)}$$

$$n_p = 16 \text{匝}$$

$$n_s = 2 \text{匝}$$

### 二次铜皮厚度与损耗

前述的集肤深度实际上是关于单股导线空间面积的概念。为简单起见,忽略了邻近绕组之间对电流分布可能造成的较大影响。在现实中,就连环形面积的导线也不是非常适合通过高频电流。每个绕组之间都会有相互影响的面积,当此种影响在邻近绕组上发生冲突时,电荷分布就会被改变,从而(在其自身导体面积内)产生涡流电流。这种影响被称为邻近效应,它能急剧地增加变压器的交流阻抗,从而增大铜耗。

改进“邻近效应”的首要措施是使产生的磁通能够相互抵消。在正激变换器中,由于一次和二次绕组同时流过电流,并且方向相反,产生的磁通趋于自动抵消。但是,此过程中磁通并不能完全抵消,特别是在正激变换器常用的大功率情况下。因此,进一步地减小邻近效应可通过如图 3-9 所示的分层交替绕制方法来实现。

一般为节省空间,尽可能将一次与二次绕线层紧靠,这样可增强绕线层相邻局部面积的抵消能力,也可有效地防止相邻绕线层之间的安匝数累积。虽然安匝数与引起邻近损耗的局部面积成正比,但绕线分层过多却不现实。因为如此一来,将会需要更多一次与二次之间的隔离、接线端以及每个接触面的 EMI 屏蔽层(若要求屏蔽)。实际上所有这些将导致成本增加,还会带来更大而不是更小的漏感。故几乎所有的中等功率离线式电源都只将一次绕组分成两层,且分别分布在单层二次绕组的两侧。

减少损耗的另外一种方法是减小导体厚度,可通过多种途径实现。例如,将多股单根导线并联绕制,在此过程中其整个绕线的直流阻抗不变,但交流阻抗会先升后降。另外,若用铜皮进行绕制,减小其厚度,交流阻抗则会先降后升。

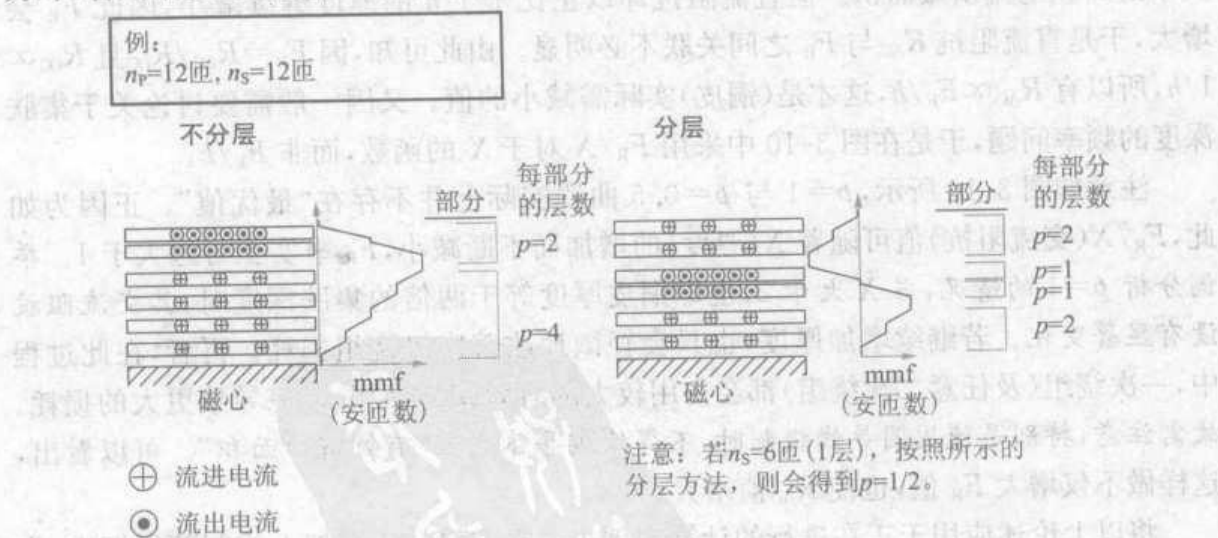


图 3-9 如何分层绕制减少邻近损耗

图 3-9 中,定义  $p$  为每部分的绕组层数,注意分层绕制中  $p$  如何重新分布。

如何估算实际损耗,多威尔将多维问题简化为更简便的一维问题。基于他的分析,可知存在每层的最优厚度。一般认为这个厚度应远小于  $2 \times \delta$ ,其中  $\delta$  为前述的集肤深度。

**注意:**反激变换器中,为简单起见而忽略邻近效应。因一次与二次绕组在任何情况下都不会同时导通,故分层将不起任何作用。但反激也会采用与正激相同的分层绕制,其目的是为了增强一次和二次之间的耦合作用,从而减少漏感。然而,这样却会增加容性耦合,除非接地屏蔽安装在一次和二次的接触面上。屏蔽一般能够减少耦合到输出的高频噪声和抑制共模传导 EMI,但它也会增大漏感,对此反激变换器尤需关注。同样需注意,屏蔽层还应非常薄,否则会引起很大的自身涡流电流。再者,一次和二次屏蔽不能相互连接,否则它们将形成变压器中一匝短路绕组。

图 3-10 是根据多威尔方程,将铜皮绕组变压器通过方波电流(单向)而绘出的曲线。注意,原始的多威尔曲线实际上是  $F_R$  对于  $X$  的函数,但图中所示为  $F_R/X$  对于  $X$  的函数。其中

$$F_R = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} \quad X = \frac{h}{\delta}$$

$h$  指铜皮厚度。因为  $F_R$  仅是交流阻抗与直流阻抗的比值,所以不绘出  $F_R$  对于  $X$  的函数曲线。所以我们真正所需的是  $R_{AC}$  的最小值而非  $F_R$  的,而“最优(最小)  $R_{AC}$  值”未必对应最低  $F_R$  值。

用单股铜皮举例理解上述观点(与图 3-3 所用方法类似)。若逐渐增加铜皮厚度,一旦其厚度超过  $2\delta$ ,交流阻抗将不再变化,因为在铜皮的两边都可得到  $\delta$  限制的一定大小的高频电流横截面积。但直流阻抗却以正比于  $1/h$  的速度继续减小,因此  $F_R$  会增大,于是直流阻抗  $R_{AC}$  与  $F_R$  之间关联不必明显。由此可知,因  $F_R = R_{AC}/R_{DC}$  且  $R_{DC} \propto 1/h$ ,所以有  $R_{AC} \propto F_R/h$ ,这才是(铜皮)实际需减小的值。又因一般需要讨论关于集肤深度的频率问题,于是在图 3-10 中采用  $F_R/X$  对于  $X$  的函数,而非  $F_R/h$ 。

注意如图 3-10 所示,  $p=1$  与  $p=0.5$  曲线实际上并不存在“最优值”。正因为如此,  $F_R/X$  (交流阻抗)值可随着  $X$  (厚度)的增加而不断减小,  $F_R$  事实上可远大于 1。举例分析  $p=1$  的情况,当  $X$  大于 2,也即铜皮厚度等于两倍的集肤深度时,其交流阻抗没有显著变化。若继续增加厚度,也只会轻微地改善次级绕组损耗。再者,在此过程中,一次绕组(及任意二次绕组)都会占用较大的有效窗口面积,这将导致更大的损耗。故需注意,特别是使用圆导线绕制时,不得使铜导体充满“有效窗口面积”。可以看出,这样做不仅增大  $F_R$  值,也使  $R_{AC}$  值增大。

将以上论述应用于正在进行的计算实例中。在 ETD-34 骨架上绕制两层铜皮,作为输出 5V 的二次绕组。根据一次绕组的分层绕制方法,每一部分只有一层铜皮,即二次侧每部分的层数为  $p=1$ 。计算损耗,若在允许范围内,则可作为最后结果。

选择合适的电流密度(约 400 cmil/A 可满足要求)

可用下式

$$h = \frac{I_O \times J_{\text{cmil/A}} \times 10^2}{\text{宽度} \times 197\,353} \text{ mm}$$



其中  $h$  是单位为 mm 的铜皮厚度,  $I_0$  为负载电流(例中为 50A), 宽度为铜皮带的有效宽度(ETD-34 中为 20.9mm)。

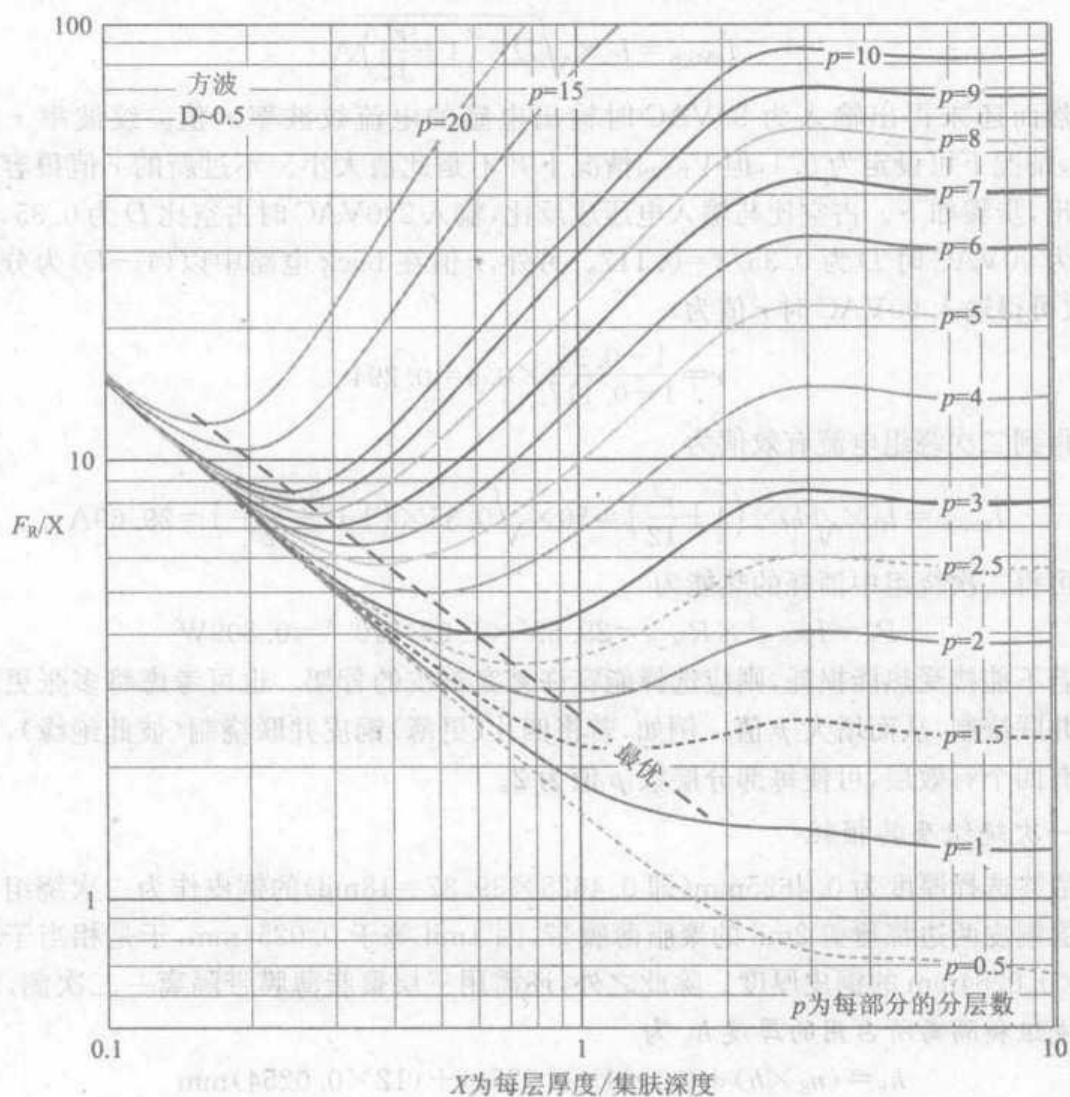


图 3-10 根据铜皮厚度变化找出最低的交流阻抗

$X$  值可直接根据图 3-10 得出或是取 2.5, 而  $F_R/X$  取估计值为 1.4, 故可得

$$h = X \times \delta = 2.5 \times 0.185 = 0.4625 \text{ mm}$$

ETD-34 每匝平均长度  $MLT$  为 61.26mm (如图 3-7 所示), 铜的电阻率  $\rho$  为  $2.3 \times 10^{-5} \Omega/\text{mm}$ , 于是二次绕组阻抗(单位  $\Omega$ )为

$$R_{AC.S} = \left( \frac{F_R}{X} \right) \times \frac{\rho \times MLT \times n_s}{\text{宽度} \times \delta} = (1.4) \times \frac{2.3 \times 10^{-5} \times 61.26 \times 2}{20.9 \times 0.185} = 1.02 \times 10^{-3}$$

因  $F_R/X$  设定为 1.4, 则相应  $F_R$  值为

$$F_R = 1.4 \times \frac{h}{\delta} = 1.4 \times \frac{0.4625}{0.185} = 3.5$$

虽然该数值较大, 但如前所述, 由于对应的  $R_{AC}$  值减小, 故这种选择还是合理的。



此时,二次电流与典型的开关波形类似,且其斜坡中心值等于负载电流(50A),而电流纹波率由输出滤波电感决定,故可得其有效值为

$$I_{\text{RMS,S}} = I_0 \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{r^2}{12}\right)} \text{ A}$$

然而还未得出输入为 90VAC 时输出电感的电流纹波率  $r$  值。纹波率  $r$  值在  $V_{\text{INMAX}}$  情况下可设定为 0.4,但  $V_{\text{INMIN}}$  情况下并不是此值大小。不过新的  $r$  值很容易计算得出,步骤如下。占空比与输入电压成反比,输入 270VAC 时占空比  $D$  为 0.35,故当输入为 90VAC 时  $D$  为  $0.35/3=0.117$ 。另外, $r$  值在 buck 电路中以  $(1-D)$  为分母变化,故可得输入 90VAC 时  $r$  值为

$$r = \frac{1-0.35}{1-0.117} \times 0.4 = 0.294$$

于是得到二次绕组电流有效值为

$$I_{\text{RMS,S}} = I_0 \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{r^2}{12}\right)} = 50 \times \sqrt{0.35 \times \left(1 + \frac{0.294^2}{12}\right)} = 29.69 \text{ A}$$

最后可得二次绕组中消耗的热能为

$$P_s = I_{\text{RMS,S}}^2 \times R_{\text{AC,S}} = 29.69^2 \times 1.02 \times 10^{-3} = 0.899 \text{ W}$$

若不能接受热能损耗,则应选择能容许更宽铜皮的骨架。也可考虑将多张更薄的铜皮并联绕制,从而增大  $p$  值。例如,若将四片(更薄)铜皮并联绕制(彼此绝缘),则二次侧有四个有效层,可使每部分层数  $p$  值为 2。

#### 一次绕组及其损耗

最终选择厚度为 0.4625mm(即  $0.4625 \times 39.37 = 18\text{mil}$ )的铜皮作为二次绕组。假设每层铜皮两边都覆盖 2mil 的聚脂薄膜带,因 1mil 等于 0.0254mm,于是相当于增加了  $4 \times 0.0254\text{mm}$  的铜皮厚度。除此之外,还需用三层聚脂薄膜带隔离一二次侧,故得二次绕组和隔离所占用的厚度  $h_s$  为

$$h_s = (n_s \times h) + (n_s \times 4 \times 0.0254) + (12 \times 0.0254) \text{ mm}$$

或是

$$h_s = n_s \times (h + 0.102) + 0.305 \text{ mm}$$

故例中所求值为

$$h_s = 2 \times (0.4625 + 0.102) + 0.305 = 1.434 \text{ mm}$$

ETD-34 磁心与骨架之间高度为 6.1mm,于是只剩下  $6.1 - 1.434 = 4.67\text{mm}$  高度可利用,所以一次绕组每部分高度只能为 2.3mm。最终应验证此空间是否能容许所选一次绕组。

一次绕组只能有 12.9mm 的宽度(因为两边都需要 4mm 的安全距离,而二次绕组有聚脂薄膜带覆盖铜皮,故不需安全距离)。所以需选择最佳方法使此空间能绕制 8 匝绕组,且损耗最小。

**注意:**并不是必须使用特定厚度的绝缘胶带,只要其能安全承受所需的特定电压即可。例如,如果既适合产品要求,又可节省成本,或是某种程度上可提高性能,则可选择

1mil 或是 1/2mil 的绝缘带。

首先需理解绕组导线的基本概念。如图 3-3 所示的独立导线,若增加其直径,则高频电流可通过的横截面积为  $(\pi \times d) \times \delta$ 。且电阻与横截面积成反比,于是有  $R_{AC} \propto 1/d$ , 从而  $R_{DC} \propto 1/d^2$ , 则  $F_R \propto d$ , 即可得  $R_{AC} \propto 1/F_R$ 。这表示  $F_R$  值越大(更大直径)则交流阻抗越小,因为直径增加则高频电流所能通过的环面积也会增大。然而,此法并不适用于“非独立”导线情况。因为增加导线直径,将不可避免地增加更多的层数,且根据多威尔方程可知,其损耗将会增大而不是减小。

图 3-11 左上部分为多威尔原始曲线,是  $F_R$  关于  $X$ (即  $h/\delta$ )变化的函数,每条曲线的变化参数是每部分的层数  $p$ 。多威尔曲线仅适用于铜皮,不管实际的一二次匝数(电学观)而只在乎有效的每部分层数(场学观)。故当使用圆导线时,其直径  $d$  须转换成有效的铜皮厚度。回顾图 3-8 的右图,可用比  $d$  值稍小厚度的铜皮代替圆导线(即体积相等,且为方形的铜皮)。例如需得到  $X=4$  的铜皮,则导线直径应为  $1/0.886=1.13 X$ 。最后,将所有的铜导体合并(场学观),从而得到等效的铜皮层。

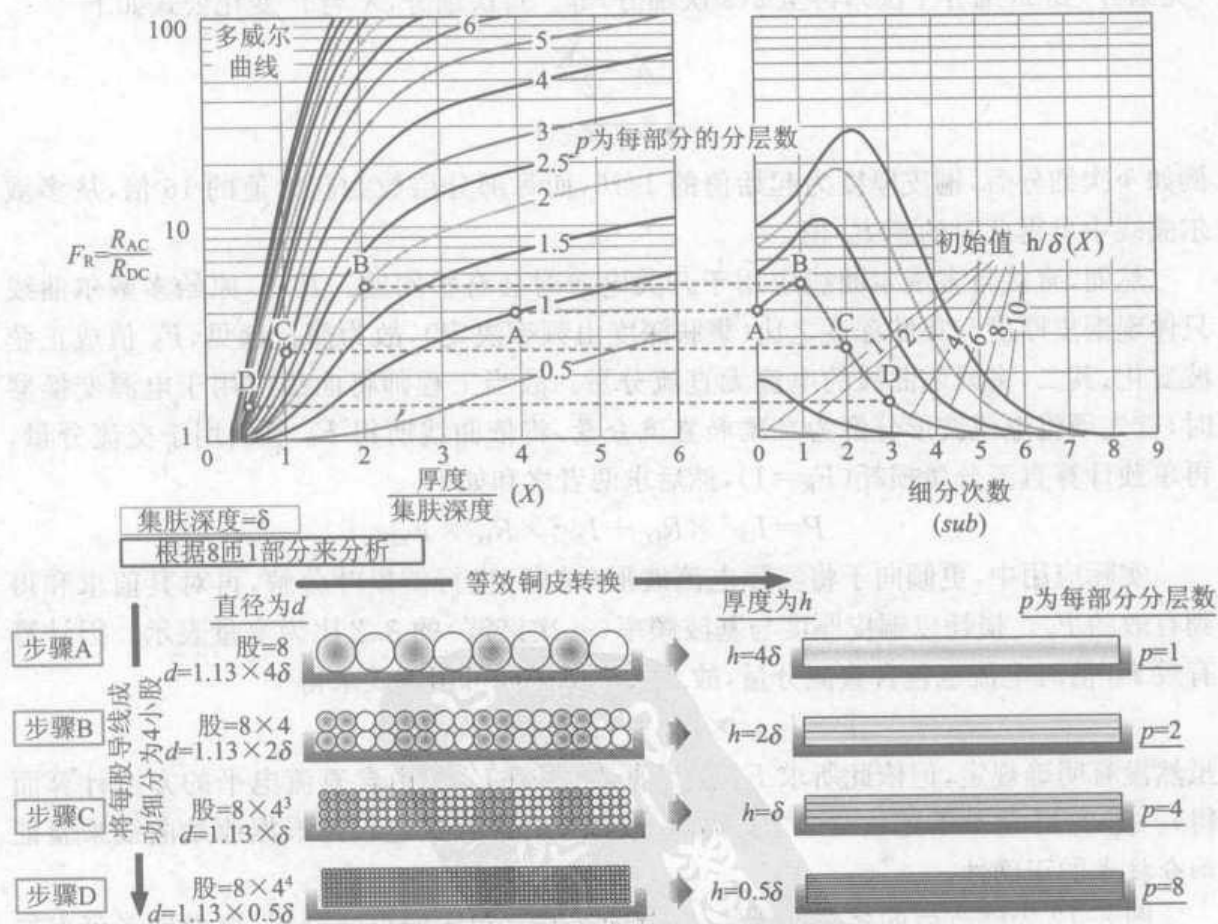


图 3-11 细分过程——直流阻抗不变,导线等效为铜皮绕组

从图 3-11 可见,实现一定转换能最优地绕制导线。假设若干圆导线紧密排列,其直径为  $1.13 \times 4\delta$ 。再假设这些导线为绕组的某一层,故其可等效为厚度  $4\delta$  的单层铜

皮,即  $X=4$ 。根据多威尔曲线可知,此时  $F_R$  值约为 4(见图 3-11“A”处)。假定将每股导线分成 4 小股,于是每小股导线直径只有原来的一半。因

$$A=4 \times \frac{\pi \times \left(\frac{d}{2}\right)^2}{4} = \frac{\pi \times d^2}{4}$$

故铜导体所占的横截面积仍保持不变。然而,此时等效的铜皮厚度只为原来的一半,即  $2\delta$ (即  $X=2$ )。根据多威尔曲线可知,每部分层数  $p$  值为 2,  $F_R$  参考值为 5(“B”处)。在此过程中,  $R_{DC}$  恒定不变,且有  $R_{AC} \propto F_R$ ,故  $F_R$  减小必然会使  $R_{AC}$  减小。于是当  $F_R$  值为 5 时比  $F_R$  值为 4 时,情况更差。若继续将导线用同样的方法进行细分,便可得每部分层数  $p$  为 4,且  $X=1$ ,  $F_R$  值降为 2.6(“C”处)。若再继续将导线细分,则可得每部分为 8 层,  $X=0.5$  且  $F_R$  值为 1.5(“D”处),此  $F_R$  值较适合。

注意,以上步骤已在图 3-11 右图中给出,其横坐标为细分的次数(每次将导线分为 4 个相等直流阻抗部分)。此步骤称为“细分数”(即进行细分的次数),细分数可从 0(无细分)到 1(细分 1 次),再至 2(2 次细分)等。每次细分,  $X$  与  $P$  变化公式如下

$$\begin{aligned} X &\rightarrow \frac{X}{2^{sub}} \\ p &\rightarrow p \times 2^{sub} \end{aligned}$$

例如 4 次细分后,铜皮厚度为起始值的  $1/16$ ,而每部分层数为起始值的 16 倍,从多威尔曲线中可得此时的新  $F_R$  值。

然而,直接将多威尔曲线应用于开关电源时会有些问题。其一,原始多威尔曲线只体现铜皮厚度与集肤深度之比(集肤深度由频率决定),故为简化起见,  $F_R$  值成正弦波变化;其二,多威尔曲线的电流无直流分量。故当工程师将曲线应用于电源变换器时,首先须将电流波形分解为交流和直流分量,将依曲线所得  $F_R$  值仅用于交流分量,再单独计算直流分量损耗( $F_R=1$ ),然后求两者之和如下

$$P = I_{DC}^2 \times R_{DC} + I_{AC}^2 \times R_{DC} \times F_R$$

实际应用中,更倾向于将实际电流波形(单向)进行傅里叶分解,再对其值求和得到有效的  $F_R$ 。损耗以铜皮厚度与基波频率(一次谐波)的  $\delta$  之比为变量表示。因计算有效  $F_R$  值时电流也包含直流分量,故二次绕组损耗可用下式求得

$$P = I_{RMS}^2 \times R_{AC} \equiv I_{RMS}^2 \times (F_R \times R_{DC})$$

虽然没有明确规定,但依此所求  $F_R$  值为真正有效的  $F_R$ (由含直流电平的方波计算而得)。图 3-11 是基于正弦波形方法而得,故以上计算目的也仅是根据原始曲线来验证细分技术的正确性。

图 3-12 为修改后的多威尔曲线,绘制曲线时已包含傅里叶分析,故设计者可直接将曲线应用于电源变换器中典型的电流波形(单向)。以下将就前述实例运用这些曲线进行一次绕组的计算。

但仍有问题未解决,即为何之前运用  $F_R/X$  曲线(如图 3-10 所示)求解二次绕组?原因是二者为两种不同的情况,图 3-10 是基于方波的多威尔曲线,垂直坐标为  $F_R/X$



而非  $F_R$ , 当  $h$  变化时这有助于得到最小的  $R_{AC}$  值。但一次绕组却不同, 重复细分都保持绕组的高度不变, 故可使直流阻抗恒定不变。所以在最小  $F_R$  值, 而非最小  $F_R/X$  值时便可求得最小  $R_{AC}$  值(对于给定的某次细分)。

细分方法在图 3-11 已给出, 不同的是将运用图 3-12 中修改后的曲线进行计算。

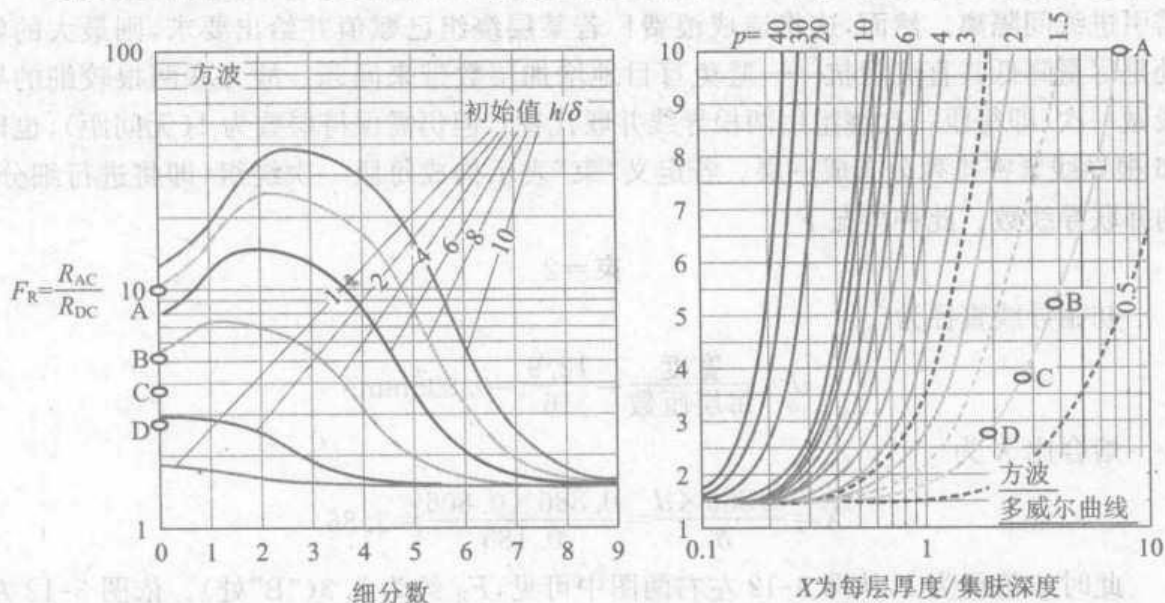


图 3-12 为适用于电流方波波形而修改后的多威尔曲线与细分过程的  $F_R$  值曲线

首次细分

每层设定为 8 匝, 层数较少一般较好。骨架上只有 12.9mm 的宽度可利用, 故若将 8 匝绕组紧密排列(无间隙), 则所需圆导线直径为

$$d = \frac{\text{宽度}}{\text{每层匝数}} = \frac{12.9}{8} = 1.6125\text{mm}$$

根据前述所得的 2.3mm 高度可容纳此种直径导线, 熔合比  $X$  (等效铜皮变压器) 为

$$X = \frac{0.886 \times d}{\delta} = \frac{0.886 \times 1.6125}{0.185} = 7.723$$

此时  $p$  值为 1, 故从图 3-12 图中可得出,  $F_R$  值约为 10 (“A”处)。从左图可见, 需将 “ $X=7.7$ ” 曲线(靠近  $X=8$  曲线)细分 7 次才能使  $F_R$  值小于 2。于是可得每股导线直径为

$$d \rightarrow \frac{d}{2^{xsb}} = \frac{1.6125}{2^7} = 0.0125\text{mm}$$

舍入计算相应线号(AWG)为

$$\text{AWG} = 18.154 - 20 \log(d)$$

代入得

$$\text{AWG} = 18.154 - 20 \log(0.0125) \Rightarrow 56\text{AWG}$$

但此号导线非常细, 甚至可能购买不到。对于一般产品, 采用的最小线号为 45AWG



(0.046mm)。

#### 二次细分

首次细分时因初始导线过粗,其  $F_R$  值较大,于是需多次细分才能使  $F_R$  值小于 2。若初始采用直径小于 1.6125mm 的导线情况将如何? 为使 8 匝均匀地分布在骨架上,需引进线间隔离。然而,这将造成浪费! 若某层绕组已赋值并给出要求,则最大的好处是尽量降低其直流阻抗——避免盲目地增加层数带来问题。故并联两根较细的导线做一次(即每匝一次绕组用两根导线并联代替),但仍需保持层数为 1(无间距),也即 16 根导线紧密排列分布成一层。若定义“束”表示构成每匝一次绕组(即将进行细分)的并联导线数。此种情况下

$$\text{束}=2$$

初始导线直径为

$$d = \frac{\text{宽度}}{\text{每层匝数}} = \frac{12.9}{16} = 0.806\text{mm}$$

熔合比  $X$  为

$$X = \frac{0.886 \times d}{\delta} = \frac{0.886 \times 0.806}{0.185} = 3.86$$

此时  $p$  值仍为 1,从图 3-12 左右两图中可见,  $F_R$  约为 5.3(“B”处)。依图 3-12 左图可见,需将导线细分 5 次才能使  $F_R$  值小于 2。于是细分后每股导线直径为

$$d \rightarrow \frac{d}{2^{sub}} = \frac{0.806}{2^5} = 0.025\text{mm}$$

但这仍比 45AWG 线径细,故需再次细分。

#### 三次细分

此处将三根导线并联构成一次绕组,于是 24 根导线紧密排列成一层,即

$$\text{束}=3$$

初始导线直径为

$$d = \frac{\text{宽度}}{\text{每层匝数}} = \frac{12.9}{24} = 0.538\text{mm}$$

熔合比  $X$  为

$$X = \frac{0.886 \times d}{\delta} = \frac{0.886 \times 0.538}{0.185} = 2.58$$

此时  $p$  值仍为 1,图 3-12 左右两图中可见,  $F_R$  约为 3.7(“C”处)。依图 3-12 左图可见,需将导线细分 4 次才能使  $F_R$  值小于 2。于是细分后每股导线直径为

$$d \rightarrow \frac{d}{2^{sub}} = \frac{0.538}{2^4} = 0.034\text{mm}$$

但此线径还比 45AWG 线径细,故仍需再次细分。

#### 四次细分

此次将四根导线并联构成一次绕组,于是 32 根导线紧密排列成一层,即

$$\text{束}=4$$

初始导线直径为

$$d = \frac{\text{宽度}}{\text{每层匝数}} = \frac{12.9}{32} = 0.403\text{mm}$$

熔合比  $X$  为

$$X = \frac{0.886 \times d}{\delta} = \frac{0.886 \times 0.403}{0.185} = 1.93$$

此时  $p$  值仍为 1, 图 3-12 左右两图中可见,  $F_R$  约为 2.8 (“D”处)。依左图可见, 需将导线细分三次可能使  $F_R$  值小于 2。于是细分后每股导线直径为

$$d \rightarrow \frac{d}{2^{\text{sub}}} = \frac{0.403}{2^3} = 0.05\text{mm}$$

此线径对应为 44AWG 导线, 符合厚度要求。

注意, 细分过程中, 每部分层数变化趋势为

$$p \rightarrow p \times 2^{\text{sub}}$$

故三次细分可得

$$p \rightarrow p \times 2^{\text{sub}} = 1 \times 2^3 = 8 \quad (\text{每部分层数})$$

即 8 个导线层。熔合比  $X$  同样改变

$$X \rightarrow \frac{X}{2^{\text{sub}}} = \frac{1.93}{2^3} = 0.241\text{mm}$$

此时从图 3-12 左图中可得,  $F_R$  值为 1.8 ( $X=0.241, p=8$ )。

初始绕组导线每束细分股数为

$$\text{股数} = 4^{\text{sub}} = 4^3 = 64$$

故最后可得, 一次绕组由四束导线并联绕制, 且每束均由 64 股导线构成。彼此紧密排布, 形成  $F_R$  值为 1.8 的一层绕组。

若需更小的  $F_R$  值则可继续细分。但  $F_R$  值并非无止尽地减小, 当达到一定值后会再次增加。对于实例的损耗估算,  $F_R$  值小于 2 即已达到目的。

因一束由较多股导线构成, 故一般应将各股导线拧捆成束, 从而得到所需导线束。再者, 此前提到的导线直径都为裸线直径, 应略小于漆包线。注意, 若均匀绕制导线后仍剩余少许匝数未完成, 则一般情况下将舍去这些匝数而不重新绕第二层。因为这些剩余匝数在场学观上相当于绕制完好的一层绕组, 且会引起相近的损耗。

此时计算一次绕组分层绕制(如图 3-9 所示)两部分的损耗, 这两部分可认为损耗大小相等且  $F_R$  值相同, 故整个一次绕组交流阻抗(单位为  $\Omega$ )为

$$R_{AC,P} = (F_R) \times \frac{\rho \times MLT \times n_p}{\pi \times \frac{d^2}{4} \times \text{束} \times \text{股数}} = (1.8) \times \frac{2.3 \times 10^{-5} \times 61.26 \times 16}{\pi \times \frac{(0.05)^2}{4} \times 4 \times 64} = 0.08\Omega$$

损耗为

$$P_P = I_{RMS,P}^2 \times R_{AC,P} = \left( \frac{I_{RMS,S}}{n} \right)^2 \times R_{AC,P} = \left( \frac{29.69}{8} \right)^2 \times 0.08 = 1.102\text{W}$$

若继续将一次绕组再次细分, 即绕组导线分成 5 束并联导线且细分数为 3。则可

得 64 小股直径为 0.04mm 导线一股的 8 层绕组且  $F_R$  值为 1.65——这似乎比四次细分所得  $F_R$  值 1.8 更佳。但因初始导线直径太细,直流阻抗较大,损耗将会增至 1.26W。

#### 变压器总损耗

综上所述,变压器总的损耗为

$$P = P_{\text{CORE}} + P_{\text{CU}} = P_{\text{CORE}} + P_P + P_S = 1.13 + 1.102 + 0.899 = 3.131 \text{ W}$$

估计温升为

$$\text{deg } C = R_{\text{th}} \times P = 17.67 \times 3.145 = 55.3^\circ \text{C}$$

此为典型应用,温升将高于期望值  $15^\circ \text{C}$ 。然而,  $55^\circ \text{C}$  的温升也许仍可接受(即使为安全起见也无需特殊变压器材料),但此值可进一步优化而取更小值。然而需注意,经计算可知,磁心损耗仅为总损耗的 1/3,而非初始假定的 1/2。

使用相关文献中的一些方法可能会得到更小的温升值,但应注意,这些都是根据基于正弦波形的多威尔曲线计算得到的损耗值,其值远小于实际损耗。

## 第4章 拓扑 FAQ

本章将对实际的变换器设计中一些与拓扑相关且值得关注的的关键问题进行全面地解答与总结(这些问题也可能会在面试中出现)。

### 问题与解答

**问题 1:** 对于某一给定输入电压, 只采用一些基本的基于电感的拓扑(buck、boost 和 buck-boost), 理论上能得到怎样的输出电压?

**答:** buck 为降压拓扑( $V_O < V_{IN}$ ), boost 为升压拓扑( $V_O > V_{IN}$ ), 而 buck-boost 既能降压也能升压( $V_O < V_{IN}$ 、 $V_O > V_{IN}$ )。注意, 此处仅涉及输入和输出电压幅值, 需谨记 buck-boost 也可使输出电压与输入电压极性相反。

**问题 2:** 拓扑与电路结构有何差别?

**答:** 例如, 15V 到 5V 的降压变换器可采用 buck 拓扑, 但此处实际上是“正输入正输出”的 buck 电路结构, 或简单地说, 是“正极性 buck”。若将 -15V 转换为 -5V, 则需“负输入负输出”的 buck 电路结构, 即“负极性 buck”。拓扑为电路结构的基础(例如 buck), 但可通过很多种连接方法实现, 这些连接的实现电路称为电路结构。

注意, -15V 降压转换为 -5V, 可采用 buck(降压)拓扑, 但从数学上来说, -5V 要大于 -15V。所以, 决定功率变换器性质的只有电压幅值。

类似地, 15V 到 30V 的转换需“正极性 boost”, 而 -15V 到 -30V 的转换则需“负极性 boost”。以上为 boost 拓扑的两种不同电路结构。

对 buck-boost 电路, 需一直铭记其极性变换的性质(参见问题 3)。

**问题 3:** 什么是“反极性”电路结构?

**答:** buck-boost 与其他电路有些不同。虽然其最大的优点是可根据需要实现升压或降压, 但用户却经常使用其输出与输入反极性特点, “反极性拓扑”由此而来。例如, 若需将 15V 转换成 -5V 或 -30V, 则应采用“正输入负输出”buck-boost 电路。类似地, “负输入正输出”的 buck-boost 可将 -15V 转换成 5V 或 30V。但应注意, buck-boost 不能将 15V 转换为 5V, 也不能将 -15V 转换为 -5V。所以, buck-boost 升降(按要求而定)压的实现须转换电压极性, 即传统(基于电感的)buck-boost 拓扑应用时须接受其反极性



特点。

**问题4:**为何只有 buck-boost 电路输出反极性,或反过来,为何 buck-boost 电路不能同极性输出?

**答:**当开关管关断时,所有拓扑的电感都会出现电压反向,即电感原本电压较低的那端的电压会反过来高过另一端。此时因二极管导通,故开关管关断时电感活跃端(即开关节点)的电压会传递到输出端。但 buck-boost 电路中,电感“静默端”(非开关节点端)连接参考地(与其他所有拓扑不同),故电感的另一端(活跃端)电压反向,此电压也与参考地相反。而该电压为最终传递到输出端的电压(同样以地为参考),故输出亦反向。

**问:**因为此时二极管不再导通,且存在输出电容,故开关管导通后,此输出电压能够持续反向,维持开关管关断时所需的输出电压。

**问题5:**为何一般 boost 电路只用来升压?

**答:**开关转换期间,所有 DC-DC 开关拓扑的电感电压都会反向,但这却未必会使输出反向。事实上,buck 电路中此电感反向电压使得输入电压总被降低,而 boost 电路中使输入电压总被升高。这两种情况取决于电感的“静默端”连接位置,boost 电路中“静默端”连接输入电压线路(而 buck 电路中,此端连接输出电压线路)。由于 boost 电感活跃端在开关管导通期间与地相连,故在开关管关断期间,此端点(高于输入电压)的反向电压通过导通二极管连接到输出端,故可得升高的输出电压。

**问题6:**何为 DC-DC 变换器真正的“地”?

**答:**DC-DC 变换器有两条输入线和两条输出线,但输入和输出中有一条相互连接的公共线,这条线称为(电源)“地”。输入和输出电压都以此处为参考点,表征各自的幅值和极性。

**问题7:**何为控制 IC 的“地”?

**答:**IC 内部所有电路的参考电平为其内部(IC)地,此参考点从集成芯片中引出为 IC 的“地”脚,通常这点直接与 PCB 上的电源地相连。然而也有例外,特别是当此 IC 内部为某一拓扑(或电路结构),但连接成不同于传统的另一拓扑(或电路结构)时,IC 地事实上可能与电源地不相同。

**问题8:**何为“系统”地?

**答:**这是整个系统的参考点,事实上,DC-DC 变换器成品的所有部分都要将其(电源)地与系统地相连。系统地先连接机器外壳,再通过外壳连到“安全地”(即返回电源线)。

**问题9:**为何“负输入负输出”DC-DC 电路结构应用较少?

**答:**应用于 DC-DC 变换器或是从成品 DC-DC 变换器得到的电压都以与其余部分相连的系统地为参考电平。在现代转换器中,用户通常都希望所有的电压相当于系统参考地为正。所以,成品 DC-DC 变换器也需要与此相同的转换,这使正输入正输出转换器应用较多。

问题 10: 为何反极性的 DC-DC 变换器应用较少?

答: 通常不会“重新定义”成品变换器系统中的参考地, 然而反极性调整器还是偶尔会用到, 特别是这种变换器作为“前级”变换器时。这种情况下, 因为系统相当于从此变换器的输出端开始, 故可能在此点“定义”参考地。那样的话, 变换器输入和输出之间极性则可能不相关。

问题 11: buck 调整器能否用来将 15V 输入转换为 14.5V 输出?

答: 也许可以, 也许不可以。从技术上来讲, buck 为降压调整器, 所以只要  $V_O < V_{IN}$ , 原则上就可以实现这样的转换。然而在实际操作中, 变换器的输入和输出电压大小差值有一定的限制。

即使 buck 的开关管充分导通(为得到所需输出), 开关管也会有一定的导通压降  $V_{SW}$ , 这就相当于将输入电压  $V_{IN}$  减去此数值的电压。注意这种充分导通的情况下, 开关变换器基本功能相当于 LDO, 因此, 如第 1 章所述, 此时也应考虑到 LDO 的最小压差。例如, 若开关管的导通压降  $V_{SW}$  为 1V, 则一定不能由 15V 的输入电压得到高于 14V 的输出电压。

第二点需考虑的是, 因为最大占空比的限制, 即使假设开关管和二极管的导通压降为 0V, 仍不能得到所需的电压。如所求实例中, 需要的占空比(理论值)  $V_O/V_{IN} = 14.5V/15V = 0.97$ , 即 97%。然而市场上绝大部分的 buck IC 设计都不能保证达到如此高的占空比值。一般 IC 最大占空比值由其内部电路决定, 且  $D_{MAX}$  典型值为 90% ~ 95%, 所以很显然  $D = 97\%$  超出了其设计范围。

优秀电源设计者通常会留意设备说明书上特性参数的容许裕度或是扩展值, 这些值通常以 min(最小值)、max(最大值)、typ(典型值或额定值) 来表示。例如, 假设某 IC 资料给出的最大占空比值范围为 94% ~ 98%, 也不能保证所有的产品都能够输出 14.5V, 因为不是所有的产品都能保证提供 97% 的占空比值。虽然有些产品可以达到 97%, 但有些占空比却不会超过 94% 很多。故选择 IC 时, 需使容许裕值的最小值稍大于所需占空比值。例如,  $D_{MAX}$  为 97.5% ~ 99% 的 IC 或许能满足实例所需。

为何上述只是“或许”能满足要求? 若在计算中考虑开关管和二极管的导通压降, 则将得到比理想式  $D = V_O/V_{IN} = 97\%$  更高的占空比值。理想式中已假设  $V_{SW} = V_{SD} = 0$  (此外, 还忽略了另外一些重要的寄生参数, 如电感的 DCR), 所以实际应用测量的占空比将比理想值高出两个或更多的百分点。

一般控制芯片 IC 工作在非常靠近特性参数限值时, 其重要的寄生参数不能忽略, 而且还需考虑温度变化因素。因为温度变化将影响效率, 从而影响所需的占空比。

问题 12: 计算占空比时, 温度有何影响?

答: 如第 1 章所述, 很难预期估计温度对开关电源效率的所有影响, 因此温度变化对占空比的影响也很难估计。温度升高使有些损耗升高, 而有些损耗降低。然而保守估算中, 最少应考虑温度升高时对 MOSFET 管导通压降的影响。低压 MOSFET (额定值约为 30V), 当开关管温度从室温到发热时,  $R_{DS}$  (导通阻抗) 一般将会增加 30% ~ 50%,

故一般将室温下的导通阻抗乘以 1.4 便可得到发热时的导通阻抗。而通常用于离线式开关电源的高压 MOSFET 中,  $R_{DS}$  增加达到 80% ~ 100%。所以在求取发热时的导通阻抗时, 应乘以系数 1.8。

**问题 13:** 怎样将未调整的 15V 输入电压转换为调整的 15V 输出?

**答:** 所谓“未调整”是指所给电压仅仅是某一电压范围内的典型值(通常是该范围的中心值), 且此范围可能已定义, 也可能并未定义。所以“未调整的 15V 输入电压”可能为 10 ~ 20V、5 ~ 25V 或 12 ~ 18V 等。

当然最后必须得出电压真正的变化范围, 但这将是 15V 到 15V 的转换, 若输入电压低于 15V, 则应升压; 若输入电压高于 15V, 则应降压。所以, 按要求需选择既能升压又能降压的拓扑。

能否采用 buck-boost 拓扑? 因标准的基于电感的 buck-boost 输出电压为反极性, 故在此不能采用。故所需应为正输入正输出的升压 / 降压拓扑。回顾所学拓扑, SEPIC 拓扑(单端初级电感变换器)可作为合适的选择。如图 4-1 所示, 它可看作由两部分组成——boost 电路加上 buck 单元。虽然此“boost-buck”电路只需一个开关管, 但它需要两个电感且设计复杂。于是可以考虑用变压器代替电感, 从而得到传统 buck-boost 拓扑的衍生电路。实际操作应先将输入与输出进行隔离, 再将变压器的绕组用合适的方法重新与电路连接以改正倒置情况。于是便可得到同极性或“基于变压器的非隔离 buck-boost”, 一般简称为“反激”拓扑。

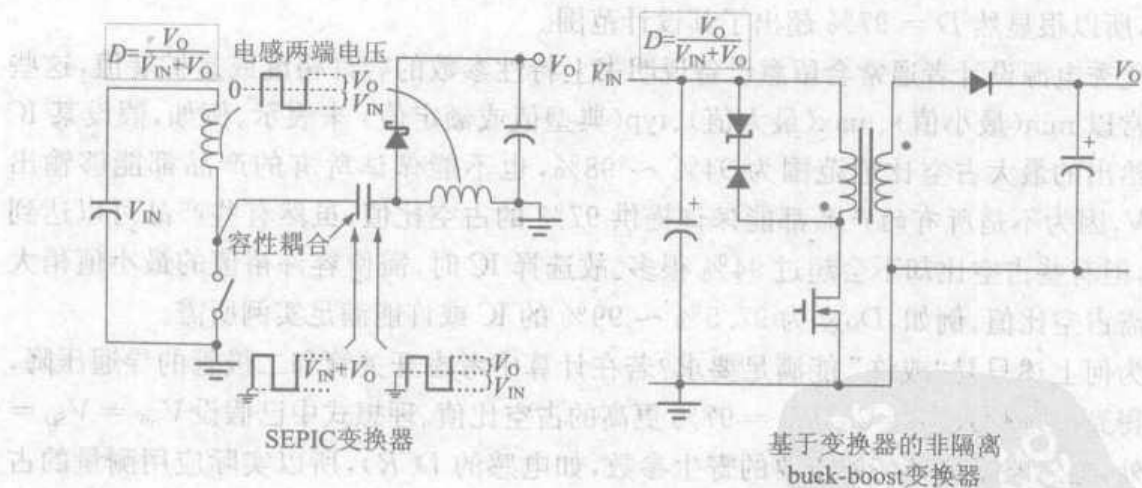


图 4-1 正输入正输出升压 / 降压变换器

**问题 14:** 成品电感很容易获得, 却为何要讨论基于变压器的 buck-boost?

**答:** 大多数设计者乐意采用方便实用的成品元件, 而不是自行制作元件(如变压器)。然而, 大功率成品电感经常有两个并联的相同绕组(同一磁心, 可能并不明显, 需查看资料说明)。且此二绕组的端口一般都彼此分离(绕组间无电气连接)。以上构造原因可能出于产品考虑, 以使单脚 / 端不至于焊接过多导线股, 两绕组将最终通过 PCB 彼此相连。但有时如此分离绕组的目的是为了使重新连接而获得更多选择的电感值(如



并联、串联), 根据需要可灵活使用。例如, 若将两绕组重新串联, 则会降低电感的电流额定值, 而得到更大的电感值; 若将其并联, 电感值会降低, 但电感的电流额定值将会增大。然而, 低压应用中安全隔离不需太多顾虑, 故也可将此电感用作 1:1 的变压器, 且这样有助于改正 buck-boost 的极性倒置问题。总而言之, 成品电感可作为 1:1 的变压器使用。

**问题 15:** 分成两等分 (1:1) 的电感绕组, 串联与并联时其电流额定值与电感值如何变化?

**答:** 假设每部分绕组有 10 匝, 且 DCR (直流阻抗) 为  $1\Omega$ 。若将两绕组并联, 则匝数仍为 10 匝, 但有效 DCR 为  $1\Omega$  与  $1\Omega$  的并联值, 即  $0.5\Omega$ ; 若将其串联, 则匝数为 20 匝, DCR 为  $2\Omega$ 。因电感值与其匝数的平方成正比, 故电感值为原来的四倍。

电流额定值将如何变化? 此值的变化大部分取决于电感所能容许的热量消耗值。但热阻 (单位  $\text{deg C/W}$ ) 并不因绕组串并联而改变, 而由电感与空气接触的面积和其他物理特性决定。故无论串或并联结构, 都将会保持相同的损耗  $IR^2$ 。例如, 假设并联电感的电流额定值为  $I_P$ , 串联电流额定值为  $I_S$ , 则各乘以例中 DCR 值, 得到

$$I_P^2 \times 0.5 = I_S^2 \times 2$$

故得

$$I_P = 2 \times I_S$$

所以将并联电感变为串联结构时, 电感值是原来的 4 倍, 电流额定值减半。

磁通密度变化范围将会发生什么变化? 是否需要考虑磁心饱和可能性?  $B$  与  $LI/N$  成比例 (参见第 2 章), 因电感值为原来的 4 倍, 电流减半且  $N$  翻倍, 于是磁通密度变化范围保持不变。

**问题 16:** buck-boost 与 flyback 有何差别?

**答:** 答案取决于谁是发问者, 工业上两个名词可以通用。然而一般对大部分人来说, 习惯将基于电感的传统电路称为 (真正的) buck-boost, 而基于变压器, 不管是隔离或非隔离, 都称为 flyback。

**问题 17:** 何时应该使用隔离, 原因何在, 怎样实现隔离?

**答:** 应该意识到 (基于变压器的) flyback 拓扑可能提供隔离, 也可能并未提供隔离。隔离诚然是变压器应用与生俱来的优点, 但为了保持隔离, 必须使连接变压器开关侧 (一次侧) 的所有电路与连接输出级 (二次侧) 所有电路完全独立。参见第 1 章中图 1-1。

所以若将变压器的一二次侧相连, 以此改正 buck-boost 电路的极性倒置情况, 则变压器将不再提供隔离。

另外, 保持隔离除变压器两侧功率级无电气连接外, 还必须使信号电平无相互连接, 所以需使用光电耦合器从输出端传递反馈信号 (或故障信息)。光电耦合器能够使一二次侧保持隔离, 而信号电平可以通过。它的工作原理是先将二次信号通过 “发光二极管” 转换成光信号, 从而照射一次侧的光电三极管, 将信号电平转换回电脉冲信号 (工作过程在芯片内部进行)。



在高压应用场合(如离线式开关电源),实际上可能有相应的安规要求,规定危险的电源高压输入端与用户端(安全端)相互隔离。所以变压器输入端需有“一次地”,输出端需有与一次侧独立的“二次地”。一般后者将与系统地相连,最后连接设备外壳地线。

**问题 18:** 离线式开关电源中一二次侧是否完全隔离?

**答:** 有些安全规定中详细说明一次侧与二次侧必须保持一定的物理距离,其大小由两者电压差有效值决定。但作为隔离变压器的两侧压差如何定义,且何为电压比较的参考电平?

事实上一次侧与二次侧是相互连接的。如前所述,二次地通常即为系统地,然后与外壳地或电网输入的地线(地或安全地)相连。但若考虑电网分布网络,安全地与电网的中线相连。又因中线会返回到开关电源的一次侧,所以事实上已经在一二次侧之间建立了公共连接点。但这不会给用户带来任何问题,因为他(她)也已经接地。所以,地电压就形成变压器安全隔离电压差的参考电平,从而据此确定一二次侧的物理距离以及一二次侧的隔离等级。

注意,有些便携式设备通常只有两根电源进线,但此时安全距离要求并未改变,因为用户可通过接触二次侧部分使二次侧与地相连。

**问题 19:** 开关电源实际设计中,哪个是我们必须记住的这三种拓扑的最基本差别?

**答:** buck 电路电感平均电流( $I_L$ ) 等于负载电流( $I_O$ ),也即  $I_L = I_O$ 。但对 boost 与 buck-boost 电路,此平均电流等于  $I_O/(1-D)$ 。所以在后两种拓扑中,电流是  $D$ (占空比)的函数,即间接为输入电压的函数(对给定输出)。

**问题 20:** 三种基本拓扑中,占空比如何随输入电压变化?

**答:** 所有拓扑中,高占空比对应低输入电压,低占空比对应高输入电压。

**问题 21:** 何谓 DC-DC 变换器“峰值电流”?

**答:** 所有 DC-DC 变换器中,“电感峰值电流”、“开关峰值电流”与“二极管峰值电流”都完全相同,一般简称为(变换器的) $I_{PK}$ 。

**问题 22:** 成品电感选择需考虑的关键参数有哪些?

**答:** 电感值(以及开关频率、占空比)决定电流峰值,而拓扑本身(具体应用情况为占空比与负载电流)决定电感电流平均值。对于给定的应用,若减少电感值,电感电流波形将会有更大的峰值,从而导致开关管、二极管(与电容)的电流峰值增大。所以,典型变换器设计应首先估算最优电感值以防止电感饱和,这是设计与选择电感时最重要的方面。

然而电感值并不全由电感线圈决定。理论上,对于给定的较细导线和磁心,可以通过绕制合适的匝数得到任意的电感值。但一个电感器能否承受通过的电流而不饱和仍是问题。磁心磁场(其决定电感是否饱和)的决定因素不是电流本身,而是电流与线圈匝数的乘积(安匝数)。所以选择电感时不仅应该选取合适的电感值而且要考虑其是否满足能量要求,通常用  $\mu J$ (微焦)表示。磁心必须能够储存大于或等于应用所需的能量,

即  $\frac{1}{2} \times LI_{PK}^2$ 。

注意:上式中  $L$  与线圈匝数有关,即  $L \propto N^2$ ,  $N$  为线圈匝数。

问题 23:实际决定电感电流额定值的因素是什么?

答:有两个决定因素。一是温升( $I^2R$  损耗),须保证其不超过最大值(通常为  $50^\circ\text{C}$  或更低);二是不饱和所能承受的磁场强度,大多数铁氧体磁心防饱和允许最大磁通密度变化范围约为  $3000\text{Gs}$ 。

问题 24:最大允许磁通密度变化值是否取决于磁隙长度?

答:当设计(有气隙的)变压器时需谨记,第一,应注意磁心材料(如铁氧体)的磁通密度与气隙中的密度值相同;第二,虽然通过改变气隙长度可降低实际的磁通密度,但最大允许磁通密度变化值仅由磁心材料决定,所以其为恒值,铁氧体约为  $3000\text{Gs}$ 。注意,磁场强度变化值定义为  $H = B/\mu$ ,  $\mu$  为材料的磁导率。所以由于铁氧体的磁导率比空气的磁导率大得多,而磁通密度变化值不变,因此铁氧体磁心中的磁场强度变化值比气隙中变化值小得多。

问题 25:为何普遍认为反激变压器中气隙储存了几乎所有的能量?

答:一般直观地认为储存能量的大小与磁性材料体积成正比。正因为如此,才认为铁氧体一定承载了绝大部分的能量,因为它占据了最大体积,而铁氧体两端的气隙长度非常小。但能量储存量与  $B \times H$  成正比,且气隙间的磁场强度极大,故尽管其体积非常小,却能承载近  $2/3$  的能量。

问题 26:空气气隙承载绝大部分能量,是否有必要采用铁氧体?

答:空芯线圈可能会被认为是完美的电感,因为它永不饱和。但若需获得一定值的电感,其所需的线圈匝数将会极大,从而导致不可接受的铜耗。且因磁力线无法引导(约束),空芯线圈将会对四周的设备造成很大的 EMI 干扰。

而通过铁氧体首先可产生强磁场,从而不需要过多的导线匝数。其次可引导(约束)磁力线,减少干扰。故很有必要采用铁氧体。

问题 27:适用于所有拓扑电感值计算的基本设计规则是什么?

答:为减少开关电源内各点的应力与元件体积,一般电流纹波率  $r$  取值为  $0.4$ ,对所有开关频率,所有拓扑均为较好的折中选择。

$r$  为  $\Delta I/I_L$ , 其中  $\Delta I$  为电流峰峰值,  $I_L$  为电感平均电流( $\Delta I$  的中心值)。 $r = 0.4$  即为  $r = 40\%$  或  $r = \pm 20\%$ , 表示电感电流峰值比平均值高  $20\%$ 。

利用定义  $r = \Delta I/I_L$  与基本电感公式,求出相应的电感值

$$V_{ON} = L \frac{\Delta I}{\Delta t} = L \frac{I_L \times r}{D/f}$$

解得

$$L = \frac{V_{ON} \times D}{I_L \times r \times f}$$

式中电感  $L$  的单位为  $\text{H}$ ,  $f$  的单位为  $\text{Hz}$ 。  $V_{ON}$  为开关管导通时电感上所加电压, buck 电

路中其值等于  $V_{IN} - V_O$ , boost 与 buck-boost 电路中为  $V_{IN}$ 。同样,  $I_L$  为电感平均电流, buck 电路中为  $I_O$ , boost 与 buck-boost 电路中为  $I_O/(1-D)$ 。

**问题 28:** 什么是正激变换器?

**答:** 与隔离反激为 buck-boost 拓扑的衍生电路相似, 正激变换器是 buck 拓扑的隔离(或衍生)电路。在高压应用中, 同样需使用变压器(与光电耦合器)提供必要的隔离。通常反激变换器输出功率为 75W 或更低, 而正激变换器可输出更大功率。

最简单的正激变换器只使用一个开关管, 故通常称为“单端”, 但也有各种不同的拥有两个或四个开关管的单端正激变换器。简单的单端正激输出最大功率只约为 300W, 但“双管正激”能够达到 500W, 而半桥、推挽与全桥拓扑能够达到更大的功率(如图 4-2 所示)。值得注意的是, 图中所有拓扑均为 buck 衍生拓扑。

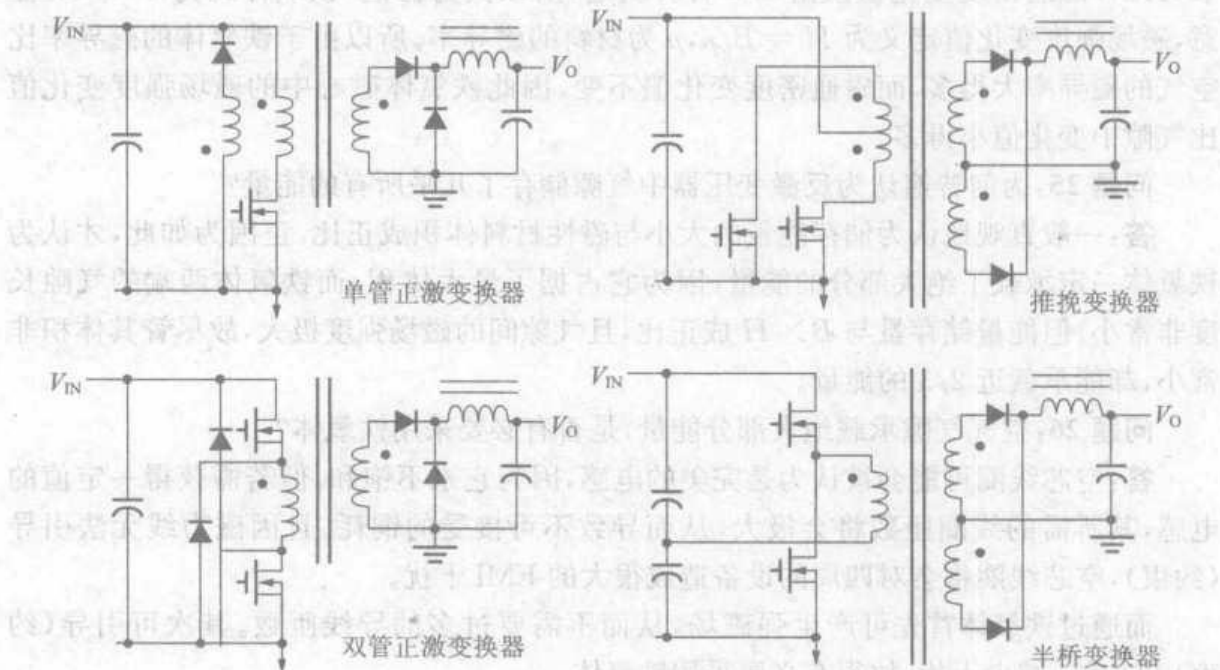


图 4-2 各种 buck 衍生电路

**问题 29:** 怎样区别某拓扑是否为“buck 衍生电路”?

**答:** 最简单的方法是查看输出电路, 因为只有 buck 输出端才有真正的 LC 滤波器。

**问题 30:** 输入电压范围为  $V_{INMIN}$  到  $V_{INMAX}$ , 则应该选择何值进行 buck、boost 或 buck-boost 设计?

**答:** 因 boost 与 buck-boost 电路电感平均电流随  $D$  值增大而增大 [ $I_L = I_O/(1-D)$ ], 故两种电路电感需根据输入电压的最小值即  $V_{INMIN}$  来设计, 此时电感电流取最大值(平均值与峰值)。通常必须确保电感值能承载应用中的峰值电流而不饱和。buck 电路的平均电感电流虽与输入或输出电压无关, 但因高输入电压会使峰值电流增加, 于是宜根据输入电压的较高值(即  $V_{INMAX}$ ) 选择 buck 电感。

**问题 31:** 为何 boost 与 buck-boost 电路平均电感电流公式相同, 而与 buck 电路如此



不同?

答: buck 电路中能量在整个开关周期里(在开关管导通与关断期间)都一直不断地流向负载(通过电感),所以,平均电感电流一定等于负载电流,即  $I_L = I_O$ 。

电容对平均电流的流动无任何影响,因为稳态情况下,电容上的电荷与每个开关周期末加在电感上的伏秒数一样,平均值也为 0(电荷是电流对时间的积分,以安·秒为单位)。若未达到平衡,电容将持续充电(或放电),直到达到稳态(平均值为 0)。

而 boost 与 buck-boost 电路中,能量仅在开关管关断期间流到输出端,且只能通过二极管流过,所以二极管的平均电流一定与负载电流相等。经过简单计算,因整个周期的二极管平均电流为  $I_L \times (1 - D)$ ,且等于负载电流  $I_O$ ,于是可以得到 boost 与 buck-boost 电路中  $I_L = I_O / (1 - D)$ 。

问题 32: 三种拓扑的平均输出电流(即负载电流)与何相等?

答: 这与前一问题相似, buck 电路的平均输出电流与平均电感电流相等,而 boost 与 buck-boost 电路中其值等于平均二极管电流。

问题 33: 三种拓扑的平均输入电流值与何相等?

答: buck 电路的输入电流只流过开关管,当开关管关断时便会停止,所以平均输入电流一定与平均开关管电流相等。在开关周期的导通时间  $D$  内,平均开关管电流值与平均电感电流值相等,也即 buck 电路中与负载电流相等。所以整个周期内的开关管电流数学平均值为  $D \times I_O$ ,此必与输入电流值  $I_N$  相等。也可通过输入与输出功率对上式进行验证

$$P_N = V_N \times I_N = V_N \times D \times I_O = V_N \times \frac{V_O}{V_N} \times I_O = V_O \times I_O = P_O$$

根据上式可得,输入功率与输出功率相等。在计算过程中,假设开关管与二极管导通压降为 0,所以能量守恒无损,也即效率为 100%。

同样,因为 boost 变换器的输入电流都流过电感,所以平均输入电流与平均电感电流相等,即  $I_O / (1 - D)$ ,仍通过功率进行验证

$$P_N = V_N \times I_N = V_N \times \frac{I_O}{1 - D} = V_N \times \frac{I_O}{1 - \frac{V_O - V_N}{V_O}} = V_O \times I_O = P_O$$

buck-boost 电路情况稍微复杂些,开关管导通时输入电流流过电感,而开关管关断时电感电流仍继续流动,但与输入无关,故只可得到平均输入电流与平均开关管相等。因开关管电流中心值为  $I_O / (1 - D)$ ,所以其周期内数学平均值为  $D \times I_O / (1 - D)$ ,此即为平均输入电流。仍通过功率进行验证,可得  $P_N = P_O$

$$P_N = V_N \times I_N = V_N \times \frac{D \times I_O}{1 - D} = V_N \times \frac{\frac{V_O}{V_N + V_O} \times I_O}{1 - \frac{V_O}{V_N + V_O}} = V_O \times I_O = P_O$$

问题 34: 三种拓扑的平均电感电流与输入或输出电流有何关联?

答: buck 电路的平均电感电流等于输出电流,即  $I_L = I_O$ ; boost 电路的平均电感电



流与输入电流相等,即  $I_L = I_{IN}$ ; buck-boost 电路中其等于输入电流(平均值)与输出电流(平均值)之和,推导如下

$$I_{IN} + I_O = \frac{D \times I_O}{1-D} + I_O = I_O \times \left( \frac{D}{1-D} + 1 \right) = \frac{I_O}{1-D} = I_L$$

各种电流关系如表 4-1 所示。

表 4-1 三种拓扑的各电流关系表

平均值	buck	boost	buck-Boost
$I_L$	$I_O$	$I_O/(1-D)$	$I_O/(1-D)$
$I_L$	$I_{IN}/D$	$I_{IN}$	$I_{IN}/D$
$I_L$	$I_O$	$I_{IN}$	$I_{IN} + I_O$
$I_D$	$I_O - I_{IN}$	$I_O$	$I_O$
$I_D$	$I_O(1-D)$	$I_O$	$I_O$
$I_D$	$I_{IN}(1-D)/D$	$I_{IN}(1-D)$	$I_{IN}D/(1-D)$
$I_{SW}$	$I_{IN}$	$I_{IN} - I_O$	$I_{IN}$
$I_{SW}$	$I_OD$	$I_OD/(1-D)$	$I_OD/(1-D)$
$I_{SW}$	$I_{IN}$	$I_{IN}D$	$I_{IN}$
$I_O$	$I_L$	$I_D$	$I_D$
$I_{IN}$	$I_{SW}$	$I_L$	$I_{SW}$

**问题 35:**为何多数 buck 控制 IC 不设计 100% 占空比?

**答:**最大占空比  $D_{MAX}$  小于 100% 的原因之一是由于同步 buck 调整器(如图 4-3 所示),采用了“低端电流检测”技术。

在“低端电流检测”中,为节省分立的低阻检测电阻,通常采用“低端 MOSFET”(图 4-3 中与可选二极管并联)的  $R_{DS}$  来检测电流。因流过  $R_{DS}$  的电流与电压都服从欧姆定律,故测量 MOSFET 上所加电压便可得检测信号。很明显,低端电流检测技术需将高端 MOSFET 关断,强迫电感电流续流,而后才能测量检测的电流值。如此一来,占空比就必须小于 100%。

最大占空比  $D_{MAX}$  小于 100% 的另一个原因来自(正输入正输出)buck 调整器中 N 沟道 MOSFET 的应用。与 NPN 晶体管不同,N 沟道 MOSFET 的门极电压须大于源极所在电压才能使其完全导通。故为使开关管维持导通,当 MOSFET 导通时,需使其门极电压稍高于输入电压。但这样的电压无从获取,所以唯一方法就是构造能够提升输入电压至所需值的辅助电路,此电路称为“自举电路”,如图 4-3 所示。

为使电路正常工作,自举电路要求开关管能在瞬间关断,因为当开关节点变低时,“自举电容”便会充电至  $V_{IN}$ 。而后当开关管导通时,开关节点(自举电容下端)升至  $V_{IN}$ 。在此过程中,自举电容上端电压将高于  $V_{IN}$ (其值为  $2V_{IN}$ ),这种情况的产生是由于电容

无放电通路。故占空比设定为小于 100%，只是为使自举电路(若存在)能正常工作。

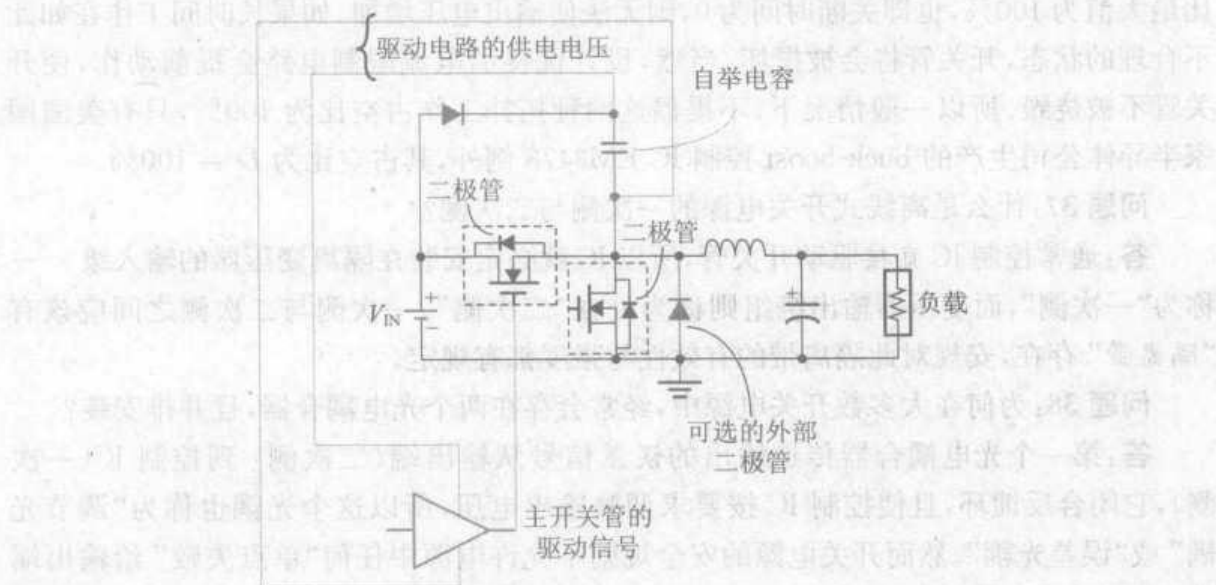


图 4-3 带自举电路的同步 buck 调整器

若正输入正输出的 buck 变换器、正输入负输出的 buck-boost 与负输入负输出(或只是负极性)boost 电路采用 N 沟道 MOSFET 作为开关管,则通常会需要自举电路。而且通过电路的对称性可知,若负极性 buck、负输入正输出 buck-boost 或正极性 boost 电路采用 P 沟道 MOSFET 作为开关管,此时仍需自举电路(产生低于地电平的驱动电压)。

应该注意到 N 沟道 MOSFET 是使用最广泛的开关器件,因为与 P 沟道 MOSFET 相比,其漏源导通电阻  $R_{DS}$  较小, N 沟道 MOSFET 成本更低,其所需尺寸较小。又因使用广泛的正极性 buck 拓扑在使用 N 沟道 MOSFET 时需要辅助电路,故大多数 buck 控制 IC 最大占空比均小于 100%。

**问题 36:** 为何 boost 与 buck-boost 控制 IC 几乎从不设计 100% 占空比?

**答:** 我们首先应清楚 boost 与 buck-boost 电路具有相似性,适用于 boost 拓扑的控制 IC 均可用于 buck-boost 拓扑,反之亦然。故市场上此类 IC 均可应用于 boost 或 buck-boost 拓扑。

电感在开关管导通时储存能量,且在此期间无任何能量传送到输出端,电感储存的能量仅在开关管关断期间传送到输出端,这是两种拓扑的共同点之一。也就是说,需关断开关管才能使所有能量传送到输出端。而 buck 拓扑与此不同,其与负载相串联的电感在能量储存时也会传送能量到输出(开关管导通期间)。故 buck 拓扑即使采用 100% 占空比(即开关管长时间导通),输出电压也能(平稳地)升高,于是反馈环将会降低占空比从而使输出电压达到要求值。

然而若 boost 与 buck-boost 拓扑中的开关管长时间导通,输出电压将永远不会升高,因为这两种拓扑能量只在开关管关断期间传送到输出。于是这样很容易产生恶性

循环,此时控制 IC 认为输出电压不够,将会继续增大占空比以致达到最大值。但若占空比最大值为 100%,也即关断时间为 0,则无法使输出电压增加。如果长时间工作在如此不合理的状态,开关管将会被损坏。当然,设计优良的电流限制电路会提前动作,使开关管不被烧毁。所以一般情况下,不提倡这两种拓扑工作占空比为 100%,只有美国国家半导体公司生产的 buck-boost 控制 IC LM3478 例外,其占空比为  $D = 100\%$ 。

**问题 37:**什么是离线式开关电源的一次侧与二次侧?

**答:**通常控制 IC 直接驱动开关管,所以 IC 就必定安装在隔离变压器的输入级——称为“一次侧”,而变压器输出绕组则称为处在“二次侧”。一次侧与二次侧之间应该有“隔离带”存在,安规对此隔离带的有效性与强度都有规定。

**问题 38:**为何在大多数开关电源中,经常会存在两个光电耦合器,且并排安装?

**答:**第一个光电耦合器传送输出的误差信号从输出端(二次侧)到控制 IC(一次侧),它闭合反馈环,且使控制 IC 按要求调整输出电压,所以这个光耦也称为“调节光耦”或“误差光耦”。然而开关电源的安全规则不允许电源中任何“单点失败”给输出端带来危险高压,所以若正常反馈环的某关键元件(或焊接点)工作失常,输出端电压就失去控制,并可能会升高到危险值。为避免这类情况发生,一般需要加独立的“过压保护电路”(OVP)。此电路经常连接输出,且与调节电路元件并联。这个故障检测电路还需要一个独立电路通路将故障信号传送至控制 IC,所以不会受到反馈闭环控制失败的影响。故逻辑上来说,电路需要一个独立光耦——“故障光耦”。依据同样的控制逻辑,除了反馈闭环中使用的光耦外,此“故障光耦”也必须有一个引脚与控制 IC 相连(使其关闭开关管)。

因隔离带需通过这两个光耦与变压器(如第 1 章中图 1-1 所示),故两光耦并排放置,通常仅出于 PCB 布线的方便考虑。

**问题 39:**为确保离线式变换器中多路输出的安全性,是否需要每个输出端都有独立的电流限制电路?

**答:**安规不但对用户端的输出调整电压有要求,而且对工作失常情况下从输出端输出的最大能量也有规定。一次侧的电流检测能够限制电网输入的总能量,但却不能限制每个输出端单独的能量(或功率)输出量。如 300W 的变换器(一次侧有合适的电流控制)可能原来设计为 5V/36A 和 12V/10A 的输出,但如何避免只从 12V 输出端输出 25A 的电流,而 5V 端不输出电流?为防止以上情况的发生,对每个输出端独立设计二次电流控制电路是较明智的选择。但若输出端有集成的后级调整器(如 7805)则可不必加控制,因其内部有电流控制电路。注意,任何的过流信号与过压信号通过或门相“或”,同样通过故障光耦连接控制 IC。

**问题 40:**一般如何对离线式开关电源的单点失败进行安规测试?

**答:**安规测试中,任何元件都可能被短接或断开,就连 PCB 上的焊点或连线都可能会考虑到。若此类单点失败时,通常希望能使开关电源简单而快速地关闭,甚至是突然间关断。在测试过程中,不允许输出端出现任何(哪怕是瞬间)的危险高压。



问题 41: 何谓同步 buck 拓扑?

答: 同步 buck 拓扑中, 传统 buck 拓扑的续流二极管被一 MOSFET 开关管代替或与之并联, 如图 4-3 所示。此新开关管称为“低端 MOSFET”或“同步 MOSFET”, 较上端的 MOSFET 则称为“高端 MOSFET”或“控制 MOSFET”。

稳态情况下, 低端 MOSFET 驱动与高端 MOSFET 相反或互补。即二者有一导通时, 另一管将会关断, 反之亦然, 与一般意义的同相位同步(此电路是不允许的, 因为会造成输入短路)相反, 但也称其为“同步”。然而尽管如此, 开关拓扑的有效开关管仍为高端 MOSFET。它是唯一有效的“主管”——其通断表示电感储存能量与强迫电感电流续流, 而低端 MOSFET 为“辅助”。

同步 buck 拓扑与传统 buck 拓扑本质区别在于, 其低端 MOSFET 一般能够为续流电流提供仅 0.1V 或更小的导通压降, 而传统的拓扑使用的肖特基钳位二极管导通压降为 0.5V。故同步拓扑能减少续流电路的导通损耗, 从而提高效率。

一般来说, 因电压与电流波形无交迭, 故低端 MOSFET 不会有太大的交叉损耗——只当其所加电压几乎为 0 时才进行通断(状态改变)。所以一般高端 MOSFET 主要是根据其开关速度(低交叉损耗)快慢进行选择, 而低端 MOSFET 则主要根据漏源极导通阻抗  $R_{DS}$  大小(低导通损耗)进行选择。

同步 buck 拓扑的最大特点是当负载减小时, 不会进入(基于二极管的传统拓扑会进入)断续导通模式。这是因为 MOSFET 开关管与 BJT 不同, 其电流可反向流通(即可从漏极流向源极, 也可从源极流向漏极)。故电感电流可在任何时刻反向(流出负载), 于是可保持“连续导通模式”——即使负载电流为 0(变压器输出端无任何连接)(参见第 1 章)。

问题 42: 同步 buck 拓扑中, 为何有时在低端 MOSFET 两侧并联一肖特基二极管, 有时又不并联?

答: 如前所述, 低端 MOSFET 开关管只有在其所加电压较小时, 才驱动使其通断。也即是高端 MOSFET 关断后, 低端 MOSFET 数纳秒后才导通。而当高端 MOSFET 导通前, 低端 MOSFET 应提前关断。这样做是为了使低端开关管实现“零电压导通”(ZVS), 同时还应避免两管“交叉导通”——在开关状态转换的短暂时间间隔内, 两只开关管同时导通(造成效率降低或开关管损坏)。然而若在转换短暂时间内, 两管均关断(“死区时间”), 电感仍需能量流通通路。由于每个 MOSFET 结构中都有“体二极管”, 故在开关管关断情况下, 允许电流反向流通(如图 4-3 所示), 所以体二极管为电感电流提供了必要的通路。然而此二极管基本性能较差, 通断速度慢且导通压降高。故通常为提高几个百分点的效率而采用更适合的二极管(一般为肖特基型)代替其导通, 一般与低端开关管并联。

问题 43: 为何大多数同步 buck 调整器使用集成肖特基二极管与低端 MOSFET 并联?

答: 理论上, 可选择普通肖特基二极管, 将其与低端 MOSFET 并联焊接即可。但实



际上在电路板上并联二者,肖特基二极管并不起作用。为了使续流电流在低端 MOSFET 关断期间能快速地从开关管转向流过肖特基,则需要二者之间连接线的电感值极小。否则,电流仍在高端 MOSFET 导通前数纳秒内选择体二极管作为流通通路,所以需注意 PCB 布线。但不幸的是,这样处理的最佳效果仍不能解决问题。因为极小的 PCB 布线长度和内部接线,在数纳秒内都会产生极大的电感阻抗。解决问题的方法就是使用集成肖特基二极管与低端 MOSFET 并联,其封装与 MOSFET 大小相同。这样能大大减少低端 MOSFET 与二极管之间的寄生电感,从而使电流能够快速地从低端 MOSFET 退出,而选择并联的二极管作为高端 MOSFET 导通前死区时间内的流通通路。

**问题 44:** 什么因素限制 MOSFET 开关速度?

**答:** 开关器件的开关速度与变换器中的定义有所不同,它指的是通断两种稳态情况相互转换所花费的时间。开关速度快有许多含义,其中较明显的是 V-I 波形的交迭损耗。虽然现代 MOSFET 与 BJT 相比速度已非常快,但仍不能在驱动改变瞬间做出响应。原因如下:其一,因为驱动电路本身有一定(不为 0)的“拉”或“推”电阻,驱动电流须通过它们向 MOSFET 内部寄生电容充电或放电,才能改变通断状态在这一过程中会出现延时。其二,即使外部电阻为 0,驱动与门极之间所连接的 PCB 布线仍会存在寄生电感,这必然会限制较大的门极电流快速导通或关断器件的能力。再进一步假设,门极电路部分外部阻抗为 0, MOSFET 封装本身也仍会有内部阻抗,电流须经过它们再到达寄生电容(充/放电)。其内部阻抗一部分为感性,由引脚到管心的内部连线产生;另一部分为电阻,后者事实上可能有数欧。所有上述因素共同决定器件的开关速度。

**问题 45:** 何谓同步电路中的“交叉导通”?

**答:** 虽然高端与低端 MOSFET 方波驱动信号可能没有交迭,但因 MOSFET 对门极驱动稍有延时,所以事实上两个 MOSFET 开关管可能会同时导通一段时间,这种情况称为“交叉导通”或“直通”。因为直通使输入端短路(只有各种寄生阻抗),即使最小化,这也足够使整个效率降低几个百分点。

若两个 MOSFET 开关速度非常不匹配,此种情况则会恶化。事实上,一般的低端 MOSFET 开关速度都会比高端 MOSFET 慢,这是因为低端 MOSFET 主要是根据其低正向导通阻抗  $R_{DS}$  来选择的。故为了得到较低的  $R_{DS}$ ,便会要求较大的封装,通常会导致较大的内部寄生电容,从而影响开关速度。

**问题 46:** 怎样尽量避免同步电路的交叉导通?

**答:** 为避免交叉导通,一般需在一管导通与另一管关断之间引进一定的延时,称其为变换器或控制器的“死区时间”。注意此段时间内,续流电流一直通过低端 MOSFET 并联的二极管续流。

**问题 47:** 何谓“自适应死区时间”?

**答:** 以下为死区时间实现的快速发展历程。

□ 第一代(固定延时)——最早的同步控制 IC 其两管门极驱动信号之间的延时长

度是固定的。固定延时使用方便,但设定的延时长度必须能够包括各种可能的应用情况,还应满足用户选择 MOSFET 管的灵活性。电路元件的参数值因生产差异会在一定范围变化,故设定的固定延时长度还经常需要进行补偿(使其值更大)。然而,任何时刻电流流过二极管而不是低端 MOSFET 管时,将会导致较大的导通损耗。这些损耗与死区时间长度成正比,所以所有的应用场合中都不能设定过大的死区时间。

□第二代(自适应延时)——通常实现过程如下。低端 MOSFET 的门极电压作为导通高端 MOSFET 的监视电压,当此电压低于一定阈值时,便假定低端 MOSFET 开关管已经关断(此时可能会有几纳秒的固定延时),而后高端门极电平变高。通常将“实时”的开关节点电压稍作调整,作为决定何时导通低端 MOSFET 的监视电压,这是因为高端 MOSFET 关断后,开关节点电压开始变低(为了使电感电流能流过低端 MOSFET)。但遗憾的是,由于该电压下降率与各种不确定的寄生参数以及实际应用场合有关,故其下降速度难以估算。而且为实现开关管的零电压开关与最小化低端 MOSFET 的交叉损耗,所以需要等待可变化的一段时间,直到开关节点电压确认已降到阈值以下(低端 MOSFET 导通之前)。故自适应技术允许对于不同的 MOSFET 与应用情况进行一定大小的延时调节。

□第三代(门极驱动预检测技术)——自适应开关的目的在于其不仅能提供足够的延时从而避免较大的交叉导通,也能让死区时间足够小从而尽量减小体二极管导通时间,且能根据不同的 MOSFET 灵活变化。然而美国德州仪器公司提出的“预检测”技术,通常被竞争者视为“多余”。但出于介绍的完整性,故在此有所提及。门极驱动预测技术采集并锁存前一开关周期的信息,以预测下一周期所需的最小延迟时间,其工作基于下一周期所需的延时时间应与前一周期延时时间相差不大的假设。该技术利用数控反馈系统检测体二极管的导通情况,产生接近临界交叉导通的精确的(时钟)触发信号。

问题 48:何谓低端电流检测?

答:传统的电流检测通常在开关管导通期间内完成,但现代技术应用中,特别是低电压输出的同步 buck 调整器应用,电流检测在开关管关断期间内完成。

原因之一为有些移动计算处理应用中,需要较极端的降压比——如最小开关频率为 300kHz 时,28V 转换为 1V。由此可计算得出其占空比为  $1/28 = 3.6\%$ ,若频率为 300kHz,周期时间为  $3.3\mu\text{s}$ ,故所需的(高端)开关管导通时间为  $3.6 \times 3.3/100 = 0.12\mu\text{s}$ (即 120ns);若频率为 600kHz,导通时间降为 60ns;若频率为 120MHz,则为 30ns。这么短的导通时间可能无法使开关管完全导通,并且无法防止导通转换(“前沿空白时间”)过程中产生的尖峰脉冲噪声,还可能使电流控制电路无法足够快速地检测电流。

再者,若负载较轻,则希望能够完全跳过一些脉冲,从而使效率最大化(跳过脉冲可使开关损耗降低)。但高端电流检测在每个周期都会迫使高端 MOSFET 导通——只

为检测电流。

鉴于以上原因,低端电流检测越来越被广泛采用。一般在续流通路上安置一电流检测电阻,然而低阻电阻一般较贵,故通常选择将低端 MOSFET 上的导通压降作为检测电压。

**问题 49:**为何有些非同步调整器在负载较轻时会进入几近混乱的开关模式?

答:若负载减少,传统的调整器工作模式会由 CCM(连续导通模式)进入 DCM(断续导通模式,参见第 1 章)。这就表明事实上占空比为负载的函数,而不再像 CCM 调整器,占空比由输入与输出电压决定。若再将负载减少,DCM 模式的占空比将继续减少,最终将使调整器自动进入随机的脉冲跳跃模式。这种情况的发生,只因为在某些工作点,调整器无法再减少导通时间至所需值。所以每个脉冲导通输入电感的能量将超过负载所需(每个脉冲)的平均能量值,从而使其控制部分进入“混乱”模式。于是使用另外一种方法尽量弥补失误控制——若此脉冲过宽,则在下面周期中跳过若干脉冲,从而使输入能量与所需能量相等。

但这样的失序控制可能会引起实际操作问题,尤其当变换器处于电流型控制(CMC)时。在 CMC,通常将开关管的电流波形作为检测信号,并通过这个信号产生内部脉宽调节器(PWM)电路工作的斜坡。所以若开关管若干周期不导通,则不会产生 PWM 工作的电流斜坡。

无序模式实际上还是变频模式,通常产生非预期的工作频率,故会导致不希望有的 EMI 与噪声参数。所以恒频工作模式通常易于在商业中应用,这种工作模式基本上不含有脉冲跳跃。

避免以上无序模式广泛采用的方法是在变换器安装“预设负载”,也即是将一些电阻并联在输出端(置于 PCB 板上),从而变换器将会总“认为”有最小负载存在。也就是说,需要传送比(进入无序模式之前的)最小负载所需更多的能量。

**问题 50:**为何轻载有时需要跳跃脉冲控制?

答:某些实际应用中,特别是电池供电应用场合,变换器的“轻载”工况是最应考虑的关键。导通损耗通常可通过开关管的正导通压降来降低,但不幸的是,实际上每个周期都会有开关损耗。如果可能的话,惟一能消除该损耗的方法就是开关不进行通断。如果能合适地采用脉冲跳跃模式,将会很明显地提高轻载时变换器的效率。

**问题 51:**如何在同步 buck 拓扑中应用脉冲跳跃控制模式,从而提高轻载时的效率?

答:DCM 模式工作时,占空比为负载电流的函数。所以随着负载足够地减少,占空比将会(从其 CCM 模式值)开始减少。最后若控制模式进入最小时间限制时,将会导致脉冲跳跃。但如前所述,脉冲跳跃模式控制非常混乱,且只发生在负载极轻时。所以现在的一种操作方法就是不允许 DCM 占空比小于 CCM 占空比的 15%,从而使单脉冲所传送的能量大于一般 DCM 模式的所传送能量,且不必等待变换器进入最小导通时间限制工作状态。然而,因为导通脉冲宽度比所需脉宽大,控制电路(对于每个导通脉冲后)将会跳过更多的周期数。而后在某个时刻,若控制电路检测的输出电压下降过多,



则允许下个大脉冲导通,从而减少开关损耗。也即通过 DCM 模式发生脉冲跳跃,从而提高轻载效率。

**问题 52:** boost 调整器是怎样被快速损坏的?

**答:** boost 调整器的问题就是当输入电压接入的瞬间,会有极大的冲击电流给输出电容充电。因为开关管不与其串联,故无法对其进行控制。一般理想情况下,应该延时导通时间直到输出电容达到输入电压等级(冲击停止)。正因为如此,boost 电路极需要软启动功能。然而,若在冲击电流存在过程中将开关管导通,冲击电流就会被转入开关管。大多数的控制电路都有这个问题,电流限制可能在开关管导通后头一个  $100\text{ns} \sim 200\text{ns}$  内不工作——这样做是为了避免在通断转换过程(前沿空白时间)中产生的噪声使开关管假象导通。所以此时将会有极大的冲击电流完全流过开关管,又因为实际上未实施控制,可能引起电路失效。将二极管直接连接电源输入线路与输入电容(二极管阴极接输出电容的正极),可解决由此带来的问题。此时冲击电流可通过电感与二极管,但必须注意此二极管所允许流过的浪涌电流值。此二极管无需是快速二极管,因为开关一旦动作后,其将被一直反向。

另外应注意,有时 boost 拓扑可能上电(导通/关断功能)有困难,这种情况下,可采用(附加)串联三极管的方法,上电时将输入与输出完全有效地隔开。



## 第 5 章 导通损耗和开关损耗

随着变换器开关频率的提高,减小开关损耗变得尤其重要。开关损耗为开关器件从导通(关断)转换为关断(导通)时的所有损耗。开关频率越高,开关每秒钟转换状态的次数就越多,因此开关损耗与开关频率成正比。在这些取决于频率的损耗中最主要的损耗通常在开关内部产生,因此理解开关状态转换中所有过程的先后顺序,从而限制每个过程的损耗,已经成为开关电源设计的主要目标。

因为 MOSFET 已成为当今最常用的高频开关器件,所以本章主要讨论 MOSFET,将其导通和关断过程分为几个特定子区间并分析在每个区间发生的现象,同时给出相关的设计方程。由于 MOSFET 及其与电路板的相互影响的建模非常复杂,故与许多相关文献类似,本文仅简化说明其最基本内容。这将导致开关损耗的理论值比实际值低很多,典型差值为 20% ~ 50%。设计师需要对此加以考虑并添加一个校正系数以与实际相符,本书分析中采用缩放系数以减小误差。

本章同时介绍如何分析 MOSFET 的驱动要求,并说明在特定应用场合中合适的驱动匹配的重要意义。这不仅有助于应用工程师为系统选择更好的 MOSFET,而且可帮助 IC 设计工程师更好地设计驱动电路。

需注意一个术语上的问题:大部分电源分析中提到的“负载”都指晶体管的负载,而非 DC-DC 变换器的负载。类似地,“输入电压”指 MOSFET 关断时加在其两端的电压而非 DC-DC 变换器的输入电压。虽然最后都与功率变换领域相联系,但是必须清楚最初都是从 MOSFET 的角度而非其所在的整个电路拓扑进行讨论的。

### 5.1 开关接电阻性负载

在考虑电感负载前首先讨论开关接电阻性负载时的情况。

考虑理想情况以简化分析,图 5-1 所示为一理想 N 沟道 MOSFET,其性能特征如下:

- 导通电阻为零。
- 当栅源极间电压  $V_{gs}$  为零时, MOSFET 完全关断。
- 栅源极间电压  $V_{gs}$  稍大于零, MOSFET 开始导通,漏极电流  $I_d$  从漏极流入源极。

- 漏极电流  $I_d$  与电压  $V_{gs}$  之比定义为 MOSFET 的跨导  $g$ , 单位为 mhos, 即欧姆 ohm 的反序。现在更多地将 mhos 写为 Simens, 或 S。
- 假设一 MOSFET 的  $g$  为常量 1S, 若栅极电压为 1V, 则电流为 1A; 若栅极电压为 2V, 则电流为 2A。

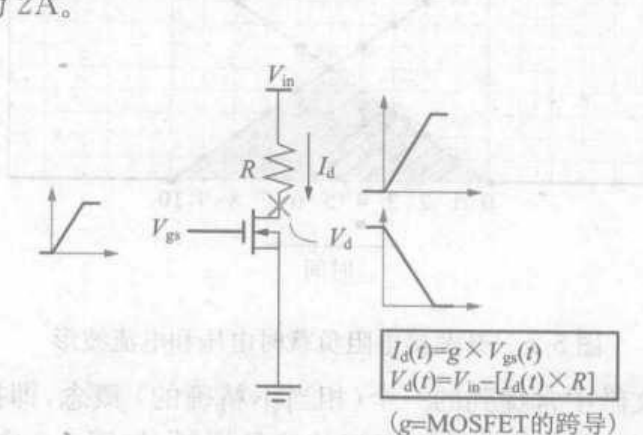


图 5-1 开关接电阻性负载

图 5-1 所示应用电路工作原理如下。

- 输入电压 10V。
- 与漏极串联的外部电阻为  $1\Omega$ 。
- 栅极电压随时间线性上升, 即  $t = 1s$  时为 1V,  $t = 2s$  时为 2V,  $t = 3s$  时为 3V, 依此类推。

分析过程如下 ( $V_{ds}$  为漏源极间电压,  $V_{gs}$  为栅源极间电压,  $I_d$  为漏极电流)。

- $t = 0$  时,  $V_{gs} = 0$ , 由跨导方程可得  $I_d = 0A$ , 根据欧姆定律可知  $1\Omega$  电阻上的压降为 0V, 因此 MOSFET 的漏源极间电压  $V_{ds} = 10V$ 。
- $t = 1s$  时,  $V_{gs} = 1V$ , 由跨导方程可得  $I_d = 1A$ , 根据欧姆定律可知  $1\Omega$  电阻上的压降为 1V, 因此 MOSFET 的漏源极间电压  $V_{ds} = 10V - 1V = 9V$ 。
- $t = 2s$  时,  $V_{gs} = 2V$ , 由跨导方程可得  $I_d = 2A$ , 根据欧姆定律可知  $1\Omega$  电阻上的压降为 2V, 因此 MOSFET 的漏源极间电压  $V_{ds} = 10V - 2V = 8V$ 。

以此斜率不断增加  $V_{gs}$ ,  $t = 10s$  时  $V_{gs} = 10V$ ,  $I_d = 10A$ ,  $V_{ds} = 0V$ 。10s 后即使  $V_{gs}$  继续提高,  $V_{ds}$  和  $I_d$  不再改变。

注意: 一般当栅源极间电压增加到超过其提供最大负载电流的值后, 则称为“过驱动”。表面上看过驱动浪费能量, 其实它有助于减小 MOSFET 的导通电阻, 从而减小导通损耗。

上例中最大负载电流为 10A, 即图 5-2 中的  $I_{dmax}$ 。若绘出漏极电流和漏极电压对时间的曲线, 可见其交越时间  $t_{cross}$  为 10s, 此时间定义为电压和电流都完成转换所需的时间。

转换时间内 MOSFET 的能量损耗为

$$E = \int_0^{t_{cross}} V_d(t) I_d(t) dt \text{ J}$$

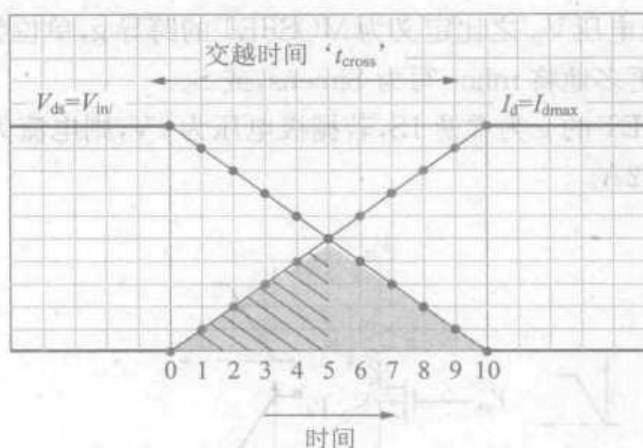


图 5-2 开关接电阻负载时电压和电流波形

需要注意相关文献中常提到的一个(相当不精确的)概念,即把电压、电流及时间轴所围区域的面积定义为开关在转换期间的能量损耗,如图 5-2 中的灰色等腰三角形区域所示(其中一半区域用阴影线标示)。

在此交越时间的矩形区域内,共有八个面积与此阴影线标示区域相等的三角形,可见灰色区域面积为整个矩形区域面积的  $1/4$ 。因此若能量等于封闭区域的面积,则可得下式

$$E = \frac{1}{4} \cdot V_{in} \cdot I_{dmax} \cdot t_{cross} \text{ J}$$

此式是不正确的,还有一种计算方法,即在交越区域平均电压为  $V_{in}/2$ 、平均电流为  $I_{dmax}/2$ ,则交越区域平均值为  $(V_{in} \times I_{dmax})/4$ ,此算法也是错误的。一般地,

$$A_{AVG} \times B_{AVG} \neq (A \times B)_{AVG}$$

若电压不断下降、电流保持不变,则上式正确,反之亦然。下文将分析的电感负载就是这种情况。但是,电阻负载中电压和电流在交越时间内同时变化,不能用上式计算,从而需要寻找更好的方法计算开关损耗。

现在计算  $t = 1, 2, 3, 4s \dots$  时  $V_{ds}(t) \times I_d(t)$  的瞬时值,在坐标平面描出这些点可以得到图 5-3 所示钟形曲线。为计算交越时间的能量损耗,需要计算此曲线下方区域面积。由于此曲线形状特殊,不易计算其面积,除了使用典型的积分/综合表达式外没有其他可行方法。回到图 5-1 所示电压、电流的基本等式,计算其对时间的积分,可得

$$E = \frac{1}{6} \cdot V_{in} \cdot I_{dmax} \cdot t_{cross} \text{ J}$$

这是在电阻负载下开关导通过程中正确计算开关损耗的公式。若关断 MOSFET, 尽管此时电压上升、电流下降,若保持相等的交越时间,则可得到相同的能量损耗公式。

可以推论,若开关以频率  $f_{sw}$  重复导通和关断,则单位时间内以发热形式损失的能量为

$$P_{sw} = \frac{1}{3} \cdot V_{in} \cdot I_{dmax} \cdot t_{cross} \cdot f_{sw} \text{ W}$$

这是开关器件接电阻负载时的开关损耗。

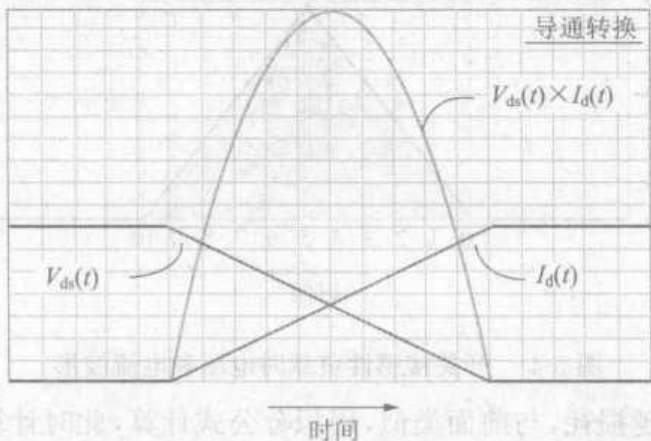


图 5-3 电阻负载时开关瞬时能量损耗

**注意:**精确地说上述公式表示的仅为第1章讲到的开关的“交越损耗”,交越损耗定义为  $V-I$  交迭产生的损耗,它并不是开关器件在导通和关断过程中的所有损耗。

假设栅极电压上升速率为每秒1V、下降速率为每秒2V,则开关导通和关断过程转换时间不同。这种情况下需要分开计算开关导通和关断阶段的交越损耗  $P_{sw}$ ,公式如下

$$\begin{aligned} P_{sw} &= P_{turnon} + P_{turnoff} \\ &= \frac{1}{6} \cdot V_{in} \cdot I_{dmax} \cdot t_{crosson} \cdot f_{sw} + \frac{1}{6} \cdot V_{in} \cdot I_{dmax} \cdot t_{crossoff} \cdot f_{sw} \end{aligned}$$

其中  $t_{crosson}$  和  $t_{crossoff}$  分别为开关导通和关断所需要的交迭时间。

假设开关所串联电阻值由  $1\Omega$  增加到  $2\Omega$ ,则漏极电压从  $10V$  下降到  $0V$  所需时间仅为  $5s$ ,漏极电流也只能增加到  $5A$ ,栅极电压也仅能变到  $5V$ 。进一步增加  $V_{gs}$ ,  $I_d$  也不再改变。因此,尽管这种情况下的交迭时间比电阻为  $1\Omega$  时减少一半,电流上升时间仍然等于电压下降时间(即  $5s$ ),这是电阻负载的特性。

当电源接感性负载时,发生的现象有很大不同,由于欧姆定律不再适用,反而使计算更简单。

## 5.2 开关接感性负载

开关接电感性负载并提供续流回路时,可得图 5-4 所示理想波形。它们看起来与图 5-2 中电阻性负载的波形相似,但仔细观察可发现它们有很大不同。特别是当电流变化时,电压保持不变;当电压变化时,电流保持不变。



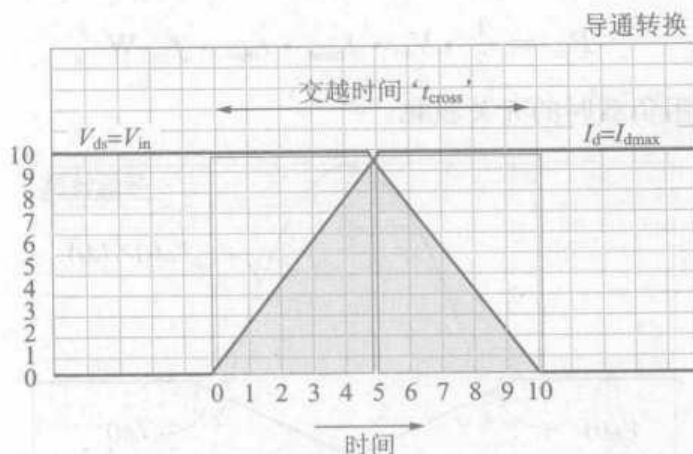


图 5-4 开关接感性负载时电压和电流波形

现在计算其交越损耗,与前面类似,用积分公式计算,此时计算简单得多。因为当  $V$  和  $I$  中有一个变化时,另一个保持不变,所以可利用电流平均值  $I_{dmax}/2$ 、电压平均值  $V_{IN}/2$  来计算交越损耗平均值,可得开关导通变换过程中能量损耗为

$$E = \left[ \frac{V_{in}}{2} \cdot I_{dmax} \cdot \frac{t_{cross}}{2} \right] + \left[ V_{in} \cdot \frac{I_{dmax}}{2} \cdot \frac{t_{cross}}{2} \right]$$

$$= \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_{dmax} \cdot t_{cross}$$

此时,损耗可用曲线封闭区域面积表示。由几何原理可知图 5-4 中灰色区域的面积为矩形面积的一半,与上式结果一致。

由于开关接电感性负载,就避免了复杂的积分计算,应用简单的公式即可计算交越损耗。重复导通和关断开关,电感负载时开关损耗为

$$P_{sw} = V_{in} \cdot I_{dmax} \cdot t_{cross} \cdot f_{sw} \text{ W}$$

注意:上述公式表明,应用条件完全一致时,开关接感性负载时的损耗为接电阻性负载时的三倍。实际应用中  $I_{dmax}$  的设定基于电阻性负载(取决于外接电阻值的大小),对电感性负载,实际上开关电流可为任意值,没有设定  $I_{dmax}$ ,它为开关变换前后流过电感的电流值。

基本的问题仍没有解决:为什么电感性负载时的波形与电阻性负载时波形有这么大差别?回答此问题需要回到前面对电阻性负载情况的分析,应用了欧姆定律求开关的电压。而欧姆定律不适用于电感中,为得到图 5-4 的波形,需要借助于第 1 章的知识。开关管关断时,电感上会产生维持电流连续所需要的电压,下面用 buck 变换器的实际例子来说明此原理,如图 5-5 所示。

图 5-5 左边波形首先描绘开关管导通过程,在此之前二极管流过全部电感电流(圈 1),开关导通过程开始,开关开始分流(圈 2),二极管电流相应下降(圈 3)。特别注意的是在开关电流建立阶段,二极管始终流过电流(其值为电感电流减去开关电流),但即使流过部分的电感电流,二极管仍必须完全导通,从而(感生电压)使得开关节点电压略低于 0V,确保二极管阳极电压比阴极电压高 0.5V(圈 4)。根据基尔霍夫电压定律,开

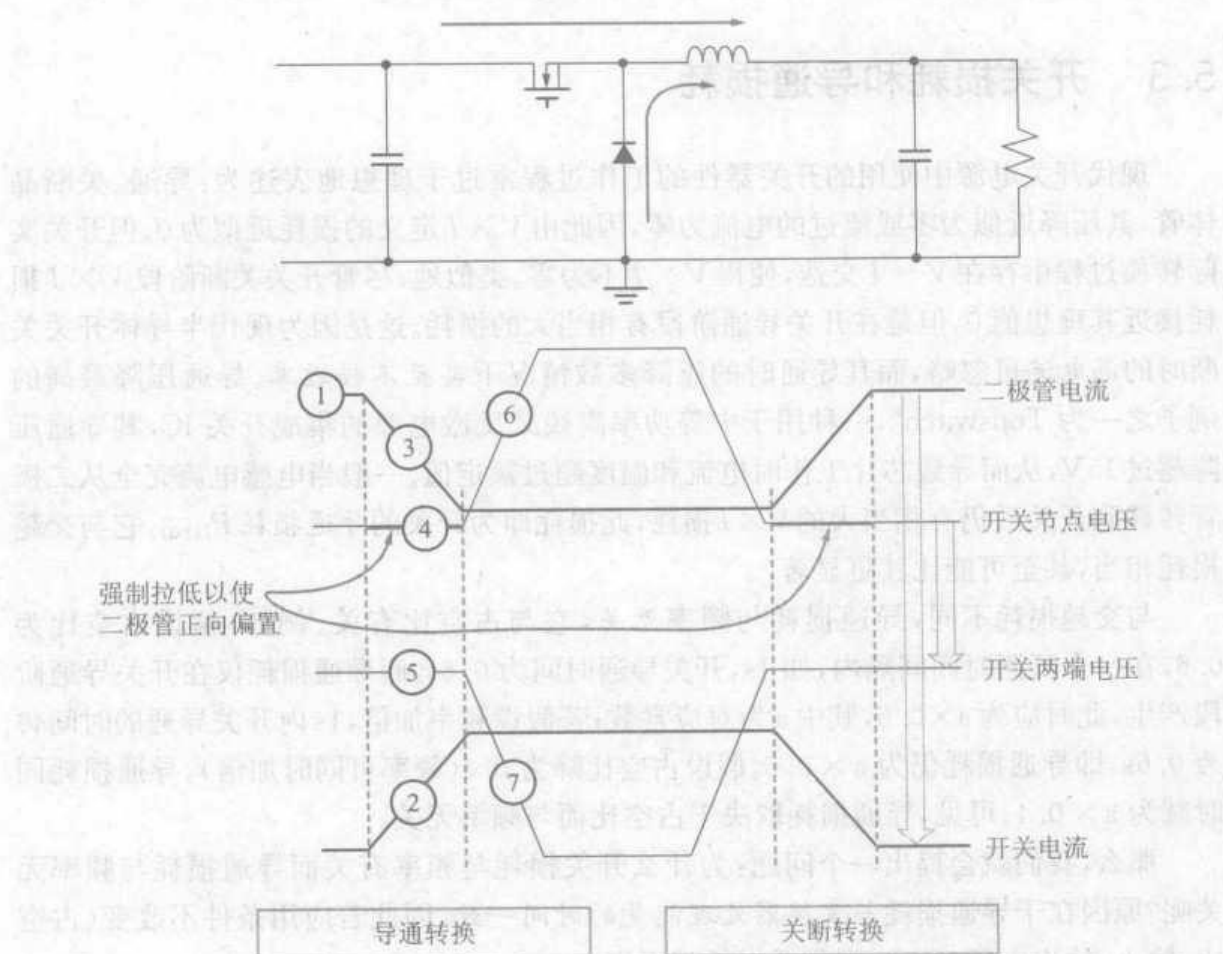


图 5-5 buck 变换器转换过程分析

关管两端电压维持为高(图 5),直到整个电感电流全部流过开关,二极管断开,开关节点电压升高为输入电压(图 6),开关两端电压下降(图 7)。

□可见在导通过程中开关两端电压直到其电流转换完成才开始变化,开关  $V-I$  交迭很大。

类似地分析开关管关断过程(如图 5-5 右边波形所示),要使开关电流开始下降二极管必须首先导通分流,因此开关节点电压首先下降到 0V 左右以正偏置二极管,即开关电压必须首先完全转换,电流才开始下降。

□可见在关断过程中开关电流直到其电压转换完成才开始变化,因此开关  $V-I$  交迭也很大。

第 1 章介绍了电感基本性质和功能,这是交越阶段交迭损耗产生的根本原因。

任何开关拓扑都存在此问题,前面列出的开关损耗方程适用于所有拓扑。注意方程中涉及的量为开关关断时的电压和导通时的电流,而实际变换器中需将此电压  $V$  和电流  $I$  与输入/输出电压及负载电流关联,后面将介绍具体步骤。

### 5.3 开关损耗和导通损耗

现代开关电源中使用的开关器件的工作过程常过于理想地表述为:导通、关断晶体管,其压降近似为零或流过的电流为零,因此由  $V \times I$  定义的损耗近似为 0。但开关实际转换过程中存在  $V-I$  交迭,使得  $V \times I$  不为零。类似地,尽管开关关断阶段  $V \times I$  损耗接近其理想值 0,但是在开关导通阶段有相当大的损耗。这是因为现代半导体开关关断时的漏电流可忽略,而其导通时的压降多数情况下甚至不接近零。导通压降最高的例子之一为 Topswitch<sup>®</sup>,一种用于中等功率离线式反激电源的集成开关 IC,其导通压降超过 15V,从而导致芯片工作时电流和温度超过额定值。一般当电感电流完全从二极管转移到开关后仍有相当大的  $V \times I$  损耗,此损耗即为开关的导通损耗  $P_{\text{COND}}$ 。它与交越损耗相当,甚至可能比其更显著。

与交越损耗不同,导通损耗与频率无关,它与占空比有关。例如,假设占空比为 0.6,在一个可测时间间隔内,如 1s,开关导通时间为 0.6s,而导通损耗仅在开关导通阶段产生,此时应为  $a \times 0.6$ ,其中  $a$  为对应常数;若假设频率加倍,1s 内开关导通的时间仍为 0.6s,即导通损耗仍为  $a \times 0.6$ 。假设占空比降为 0.4(频率可同时加倍),导通损耗同时减为  $a \times 0.4$ 。可见,导通损耗取决于占空比而与频率无关。

那么,我们会提出一个问题:为什么开关损耗与频率有关而导通损耗与频率无关呢?原因在于导通损耗与变换器处理能量的时间一致,因此若应用条件不改变(占空比,输入、输出电压确定),则导通损耗就不变。

计算 MOSFET 的导通损耗的简单公式为

$$P_{\text{COND}} = I_{\text{RMS}}^2 \times R_{\text{ds}} \text{ W}$$

其中  $R_{\text{ds}}$  为 MOSFET 的通态电阻,  $I_{\text{RMS}}$  为开关电流的有效值,它等于

$$I_{\text{RMS}} = I_0 \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{r^2}{12}\right)} \quad (\text{buck})$$

$$I_{\text{RMS}} = \frac{I_0}{1-D} \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{r^2}{12}\right)} \quad (\text{boost 和 buck-boost})$$

其中  $I_0$  为 DC-DC 变换器的负载电流,  $D$  为占空比,假定电流纹波比很小,则其近似值为

$$I_{\text{RMS}} \approx I_{\text{DC}} \times \sqrt{D} \quad (\text{buck, boost 与 buck-boost})$$

其中  $I_{\text{DC}}$  为平均电感电流,  $I_{\text{RMS}}$  为开关电流的有效值。

二极管导通损耗是电源中另一主要导通损耗,其值为  $V_D \times I_{D, \text{AVG}}$ ,其中  $V_D$  为二极管导通压降,  $I_{D, \text{AVG}}$  为二极管平均电流值,在 boost 和 buck-boost 电路中它等于  $I_0$ ,在 buck 电路中它等于  $I_0 \times (1-D)$ ,此损耗同样与频率无关。

减少导通损耗的方法是降低二极管和开关管的正向导通压降,因此选择低压降二极管,如肖特基二极管,类似地,选择低通态电阻  $R_{\text{ds}}$  的 MOSFET。但是,压降非常低的肖特基二极管的漏电流较大,同时其结电容很大,会产生更大损耗。这就需要根据实际

应用条件综合考虑。类似地,试图降低 MOSFET 的通态电阻  $R_{ds}$  会影响其开关速度。

## 5.4 建立 MOSFET 简化模型以研究感性负载时的开关损耗

图 5-6 左边电路为 MOSFET 的基本(简化)模型,值得注意的是在它的漏极、源极和栅极之间存在三个寄生电容。这些微小的极间电容是提高开关效率的关键,特别是在开关频率较高领域。因此需要清楚了解其在开关状态转换过程中的作用。

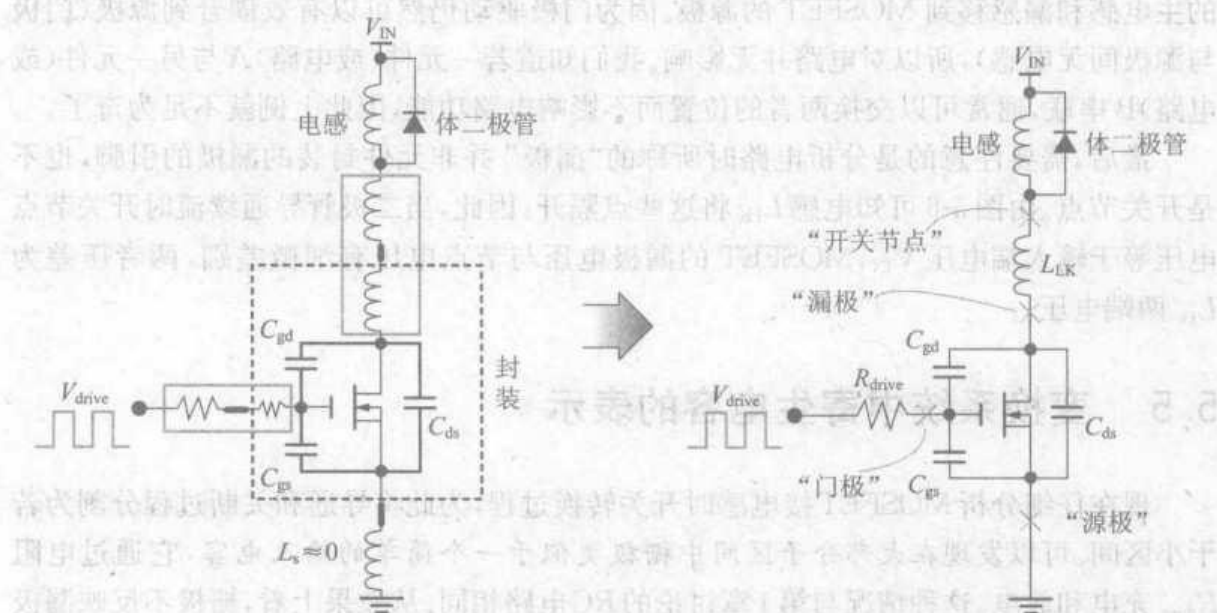


图 5-6 MOSFET 的简化模型

我们知道变换过程存在交叠损耗的原因在于开关状态每次变换都不可避免地存在  $V-I$  交叠。开关工作时电感创造合适条件以维持电流连续,从而产生  $V-I$  交叠。而此交叠会持续一段时间是因为三个极间电容在每个开关转换中需充电、放电以达到新的电压值从而与开关状态的改变相对应。笼统说来电容值越大,充放电时间就越长,交叠时间就会越长,结果导致交叠损耗越大。进一步分析,电容充电和放电回路包含门极电阻,此电阻值也影响转换时间从而影响开关损耗。

图 5-6 右边图形进一步简化了模型。将漏极内部和外部电感等效为一个漏感  $L_{LK}$ 。假设 PCB 布线非常完美,从而可以忽略栅源极之间的电感。同时将 MOSFET 内部小电阻与外部的门极电阻、驱动电阻(内部上拉或下拉)等效为一个电阻量  $R_{drive}$ ,或称驱动电阻。

图 5-6 中主电感为连通的,它有续流通路,但漏电感(寄生电感)是非连通的,它没有释放能量的通路。这样在改变其流过的电流时会产生电压尖峰。但本文分析时假定此漏感很小(尽管其值可能不能忽略)。可以看到这会导致开关波形中的人为因素,使其看起来与图 5-4、图 5-5 所示的开关理想波形有一些细小的差别。当然,在  $R_{drive}$  很小的情况下,此差别实际影响不大,仅为理论分析感兴趣的问题。此外,它一定程度上还有



助于减小交叠损耗。因此,从这个角度看理想的波形更为“保守”,进行分析时应该以此理想波形为基础。

注意图 5-6 所示电路实际无法工作。由第 1 章讨论可知,若没有设置输出电容就不能使电感到伏秒数平衡,从而无法得到稳定的输出。所以此电路仅为理想模型,它用于帮助人们对开关转换过程进行理论分析。

然而,最终人们关心的是开关管关断时两端电压,以及导通时流过的电流,因而此简化电路可以有效地用于描述任意拓扑中开关状态转换的情况。例如,可以将图 5-6 中的主电感和漏感移到 MOSFET 的源极。因为门极驱动仍然可以有效耦合到源极(门极与源极间无电感),所以对电路并无影响。我们知道若一元件(或电路)A 与另一元件(或电路)B 串联,通常可以交换两者的位置而不影响电路功能,因此上例就不足为奇了。

最后,需要注意的是分析电路时所称的“漏极”并非元件封装的漏极的引脚,也不是开关节点。由图 5-6 可知电感  $L_{lk}$  将这些点隔开。因此,当二极管导通续流时开关节点电压等于输入端电压  $V_{IN}$ , MOSFET 的漏极电压与节点电压有细微差别,两者压差为  $L_{lk}$  两端电压。

## 5.5 变换系统中寄生电容的表示

现在仔细分析 MOSFET 接电感时开关转换过程,为此将导通和关断过程分割为若干小区间。可以发现在大部分子区间中栅极类似于一个简单的输入电容,它通过电阻  $R_{drive}$  充电和放电。这种情况与第 1 章讨论的 RC 电路相同。从效果上看,栅极不反映漏极和源极发生的现象(由于 MOSFET 的跨导)。

若从直流驱动信号角度深入分析栅极,可发现有效输入充电电容是  $C_{gs}$  和  $C_{gd}$  的并联(算术和),讨论中简称为栅极电容或输入电容  $C_g$ ,因此

$$C_g = C_{gs} + C_{gd}$$

栅极充电 / 放电时间常数为

$$T_g = R_{drive} \times C_g$$

注意:此处讨论假设开关导通和关断的驱动电阻相同,而事实并非如此。我们列出的所有方程都很容易对导通和关断时的驱动电阻的差别加以考虑,因此导通和关断的交叠时间通常不同。也要注意,由于导通和关断都存在一定交叠时间,所以开关电压转换与电流转换的时间不同(与电阻负载情况不相同)。

建立一个变换的系统来描述电容,用有效输入电容  $C_{iss}$ 、输出电容  $C_{oss}$  和反向传输电容  $C_{rss}$  表示,它们与极间电容的关系如下

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd} \equiv C_g$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

$$C_{rss} = C_{gd}$$

可得

$$C_{gd} = C_{rss}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}$$

在大部分销售商给出的元件资料中,一般都能在“典型特性参数曲线”中找到  $C_{iss}$ 、 $C_{oss}$  和  $C_{rss}$ 。这些寄生电容为电压的函数,这使电路分析变得复杂,因此可以近似认为极间电容都为常数。观察 MOSFET 的典型工作波形,找出给定应用条件下开关关断时其两端电压所对应的电容值。以下会介绍如何通过使用缩放比例系数来使误差最小。

## 5.6 门极开启电压

图 5-1 所示的“完美 MOSFET”在其栅极电压大于零时就开始导通,但实际的 MOSFET 有一定栅极开启电压  $V_t$ 。逻辑电平 MOSFET 中  $V_t$  的典型值为  $1 \sim 3V$ ,高电平 MOSFET 中  $V_t$  的典型值为  $3 \sim 5V$ 。因此,必须使栅极电压超过开启电压才能使 MOSFET 完全导通,即把流过 MOSFET 的电流超过  $1mA$  时的状态定义为导通状态。

由于  $V_t$  不为零,所以传导方程的定义需要做一定修改

$$g = \frac{I_d}{V_{gs}} \Rightarrow g = \frac{I_d}{V_{gs} - V_t}$$

注意在上述分析中都假定传导为一常数。

了解了以上背景知识,就可以开始深入分析开关导通、关断转换过程的现象。

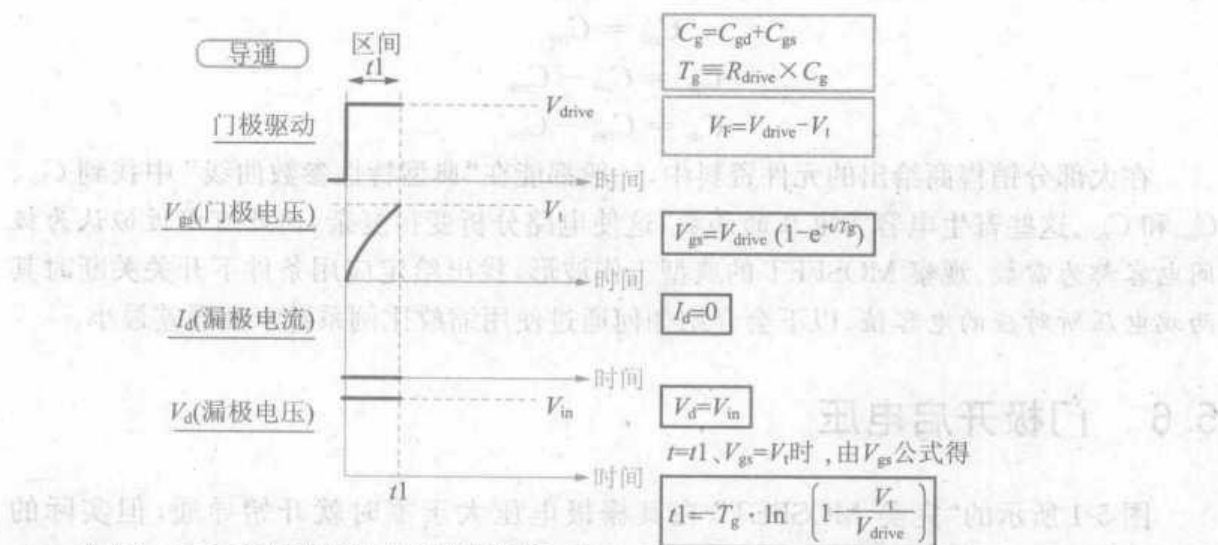
## 5.7 导通转换

将导通过程分为四个子区间,用图 5-7 到图 5-10 分别描述。为便于分析和理解,将每个小区间对应的分析在其各自的图中给出。

$t_1$  区间为达到栅极开启电压  $V_t$  所需的时间。在此时间段,模型为一简单的 RC 充电电路。

在  $t_2$  区间,栅、源极间电压仍按指数规律上升,但此时漏电流开始上升。实际应用中,漏电流不影响栅极,这是因为漏电流完全反应在传导上,漏极电压没有改变。

在  $t_3$  区间,由于电感电流完全转移到开关中,二极管停止导通,漏极电压下降,同时向电容  $C_{gd}$  注入电流。尽管此电容很小,但由于它直接从开关高电压节点(漏极)向栅极注入电流,所以对交叠时间有很大影响。在  $t_3$  区间之前,  $C_{gd}$  两端有相当高的电压,而当开关完全导通时,  $C_{gd}$  两端电压必须降到较低电平。因此,在  $t_3$  区间  $C_{gd}$  放电,这产生一个问题:  $C_{gd}$  的放电回路在哪里?对此作如下分析,放电电流到达门极后有两个选择:流入电容  $C_{gs}$  或驱动电阻  $R_{drive}$ 。但栅极电压已经达到一个常量  $(V_t + I_o/g)$ ,这是 MOSFET 维持电感满电流  $I_o$  所需门极电压,因此  $C_{gs}$  两端电压(门极电压)必须维持不变。通过电容的电流与电容两端电压关系为  $I = CdV/dt$ ,由于在此区间  $C_{gs}$  两端电压不



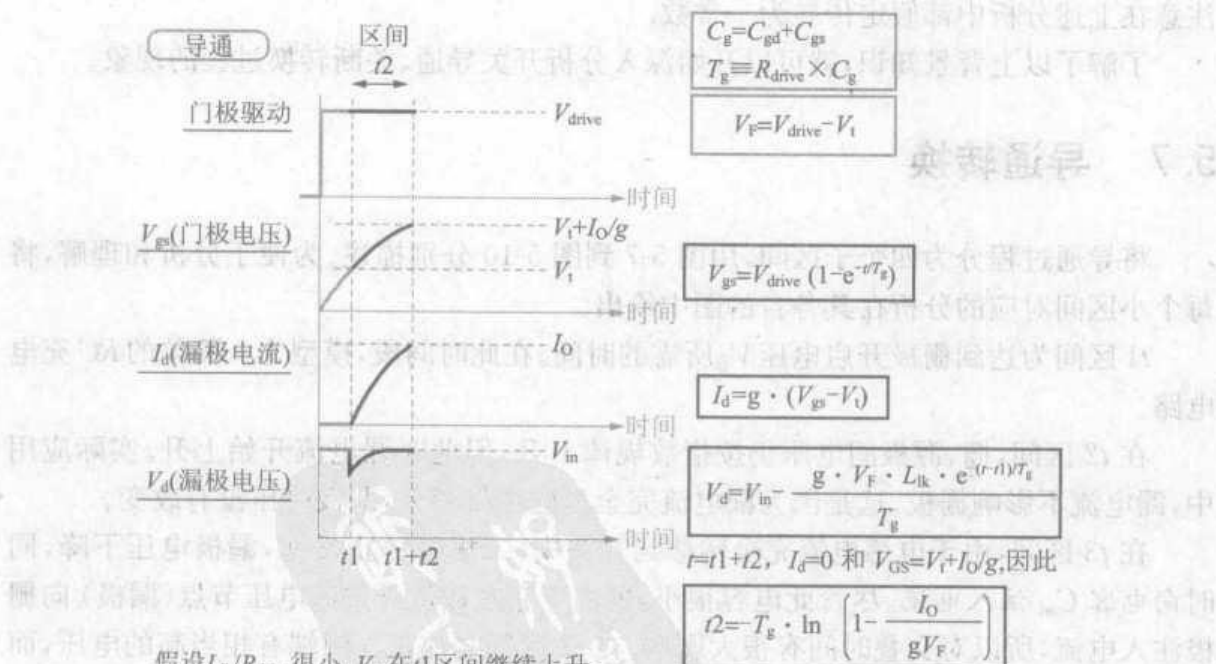
由于  $V_{gs}$  小于  $V_t$ , 漏极电流为零, 漏极电压等于  $V_{in}$ 。

由于漏极电压固定, 几乎没有电流注入门极 (通过  $C_{gd}$ ), 因为漏极电压的改变才会产生此电流。

由于  $V_{gs}$  的上升, 会有一个微小的电流流过  $C_{gd}$ , 但影响此电流的时间常数  $T_g$  的因素中  $C_g = C_{gd} + C_{gs}$  而非  $C_{gs}$ 。

在开关电源中, 导通过程内开关节点 (注意: 在电路中此节点通过漏感与  $V_d$  分开) 电压只有在电感电流完全从续流二极管转移到开关中时才改变, 因为二极管必须正向偏置才能流过电流。注意: 忽略二极管导通压降。

图 5-7 导通过程的第一个阶段



假设  $L_{lk}/R_{drive}$  很小,  $V_{gs}$  在  $t_1$  区间继续上升。

$V_d$  有一个小的电压尖峰, 由于开关节点电压被钳位, 所以此电压由  $V = L_d(I_d)/dt$  决定。

通过  $C_{gd}$  的电流很小, 因此  $V_{gs}$  上升很小, 可以忽略。

注意, 由于  $V_d$  经过了  $t_1$  阶段, 因此需要重新初始化调整器以满足临界条件。

漏极电流  $I_d$  由 MOSFET 的跨导  $g$  (对逻辑电平 FETs 的典型值为 100mhos) 与瞬时电压,  $V_{gs}$  和门极开启电压  $V_t$  的差值共同决定。

图 5-8 导通过程的第二个阶段

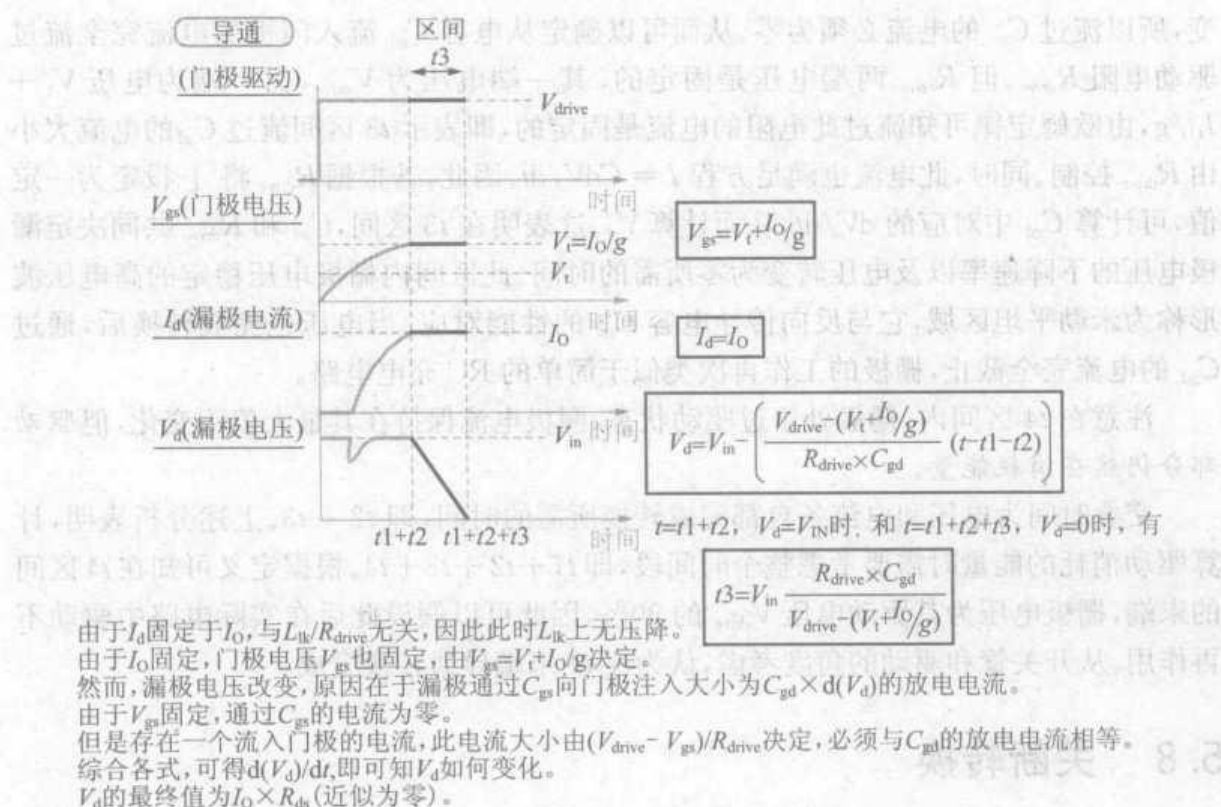


图 5-9 导通过程的第三个阶段

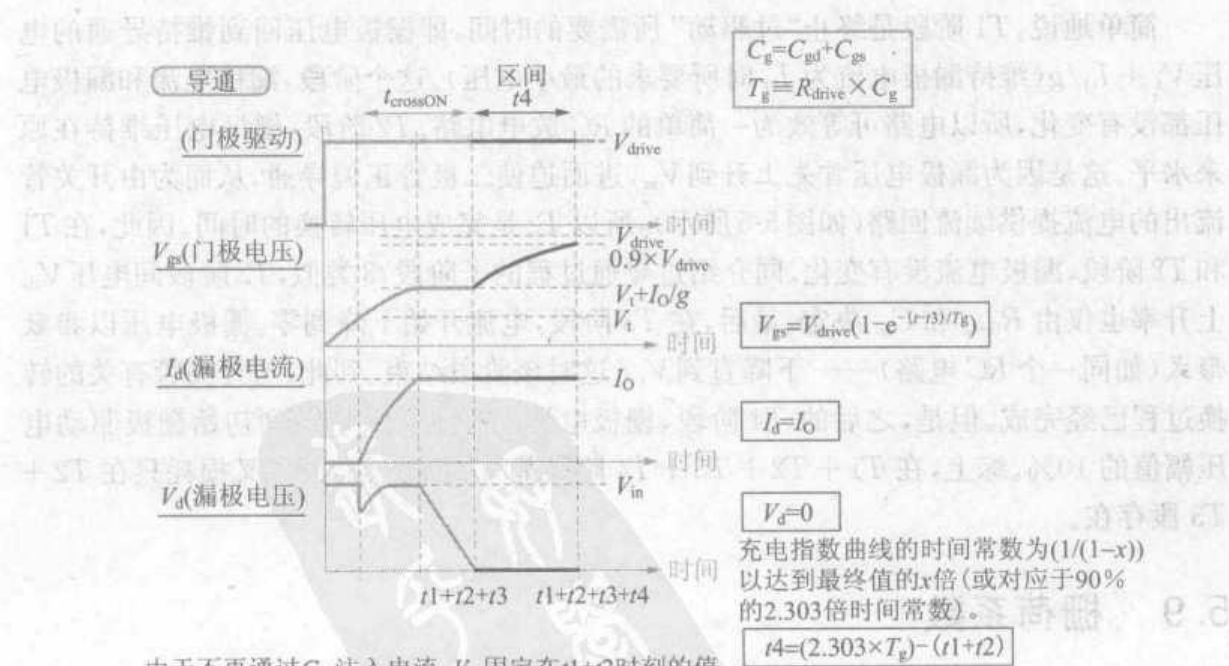


图 5-10 导通过程的第四个阶段



变,所以流过  $C_{gs}$  的电流必须为零。从而可以确定从电容  $C_{gd}$  流入栅极的电流完全流过驱动电阻  $R_{drive}$ 。但  $R_{drive}$  两端电压是固定的,其一端电压为  $V_{drive}$ ,另一端为电压  $V_i + I_0/g$ ,由欧姆定律可知流过此电阻的电流是固定的,即表示  $t_3$  区间流过  $C_{gd}$  的电流大小由  $R_{drive}$  控制。同时,此电流也满足方程  $I = C dV/dt$ 。因此,若根据  $R_{drive}$  将  $I$  设定为一定值,可计算  $C_{gd}$  中对应的  $dV/dt$ ,从而计算  $V_d$ 。这表明在  $t_3$  区间,  $C_{gd}$  和  $R_{drive}$  共同决定漏极电压的下降速率以及电压转变为零所需的时间。此区间内栅极电压稳定的高电压波形称为米勒平坦区域,它与反向传导电容  $C_{gd}$  的性能对应。当电压也完成转换后,通过  $C_{gd}$  的电流完全截止,栅极的工作再次类似于简单的 RC 充电电路。

注意在  $t_4$  区间内,栅极处于过驱动状态,漏极电流保持在其最大值不变化,但驱动部分仍然在消耗能量。

交叠时间为电压和电流各自都完成转换所需的时间,即  $t_2 + t_3$ 。上述分析表明,计算驱动消耗的能量时需要考虑整个时间段,即  $t_1 + t_2 + t_3 + t_4$ 。根据定义可知在  $t_4$  区间的末端,栅极电压为其驱动电压  $V_{drive}$  的 90%,因此可以假设此后在实际电路中驱动不再作用。从开关管和驱动的角度考虑,认为在  $t_4$  末端导通转换完成。

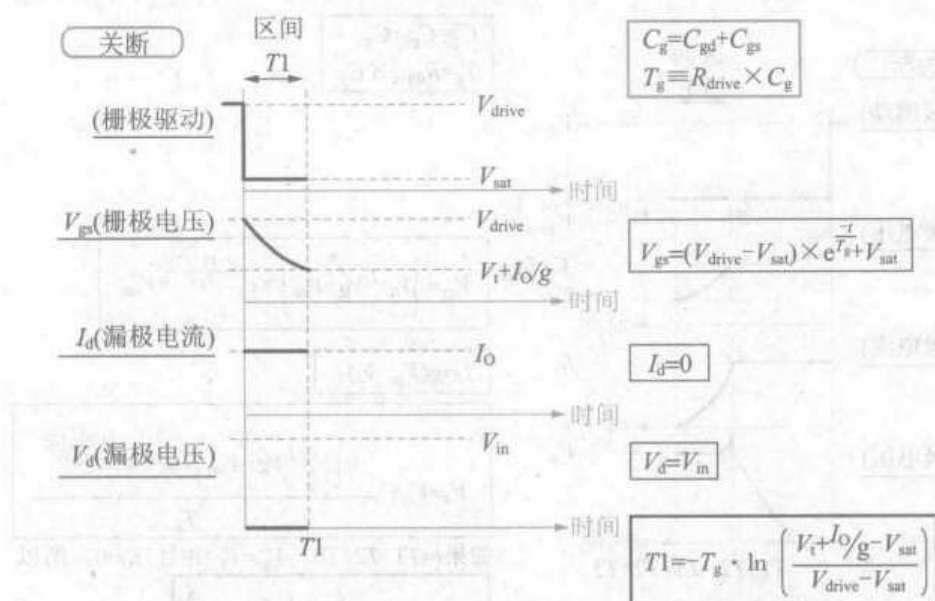
## 5.8 关断转换

同介绍导通过程一样,可把关断过程分成四个子区间,参见图 5-11 ~ 图 5-14。

简单地说,  $T_1$  阶段是终止“过驱动”所需要的时间,即栅极电压回到维持导通的电压  $V_i + I_0/g$  (维持漏极电流为  $I_0$  时所要求的最小电压)。这个阶段,漏极电流和漏极电压都没有变化,所以电路可等效为一简单的 RC 放电电路。  $T_2$  阶段,栅极电压维持在原来水平。这是因为漏极电压首先上升到  $V_m$ ,进而迫使二极管正偏导通,从而为由开关管流出的电流提供续流回路(如图 5-5 所示),所以  $T_2$  是完成电压转换的时间。因此,在  $T_1$  和  $T_2$  阶段,漏极电流没有变化。同介绍过导通过程的子阶段  $t_3$  类似,  $T_2$  阶段间电压  $V_{ds}$  上升率也仅由  $R_{drive}$  和  $C_{gd}$  决定。最后,在  $T_3$  阶段,电流开始下降到零。栅极电压以指数形式(如同一个 RC 电路)——下降直到  $V_i$ ,这时该阶段结束。到此,与开关管有关的转换过程已经完成。但是,之后的  $T_4$  阶段,栅极电压以指数形式下降到初始栅极驱动电压幅值的 10%。综上,在  $T_1 + T_2 + T_3 + T_4$  阶段都有驱动损耗,而交叉损耗只在  $T_2 + T_3$  段存在。

## 5.9 栅荷系数

在 MOSFET 管中,一种描述其寄生缓冲电容的影响最通用的方法是栅荷系数。图 5-15 中定义了  $Q_{gs}$ 、 $Q_{gd}$  和  $Q_g$  等参数。图中表右边一栏中,给出了在假设电容为定值情况下栅荷系数和电容的关系。因为极间电容是外加电压的函数,所以图 5-15 中的栅荷系数的表述很精确。但是,到目前为止关于导通和关断各阶段的分析都是基于极间电容



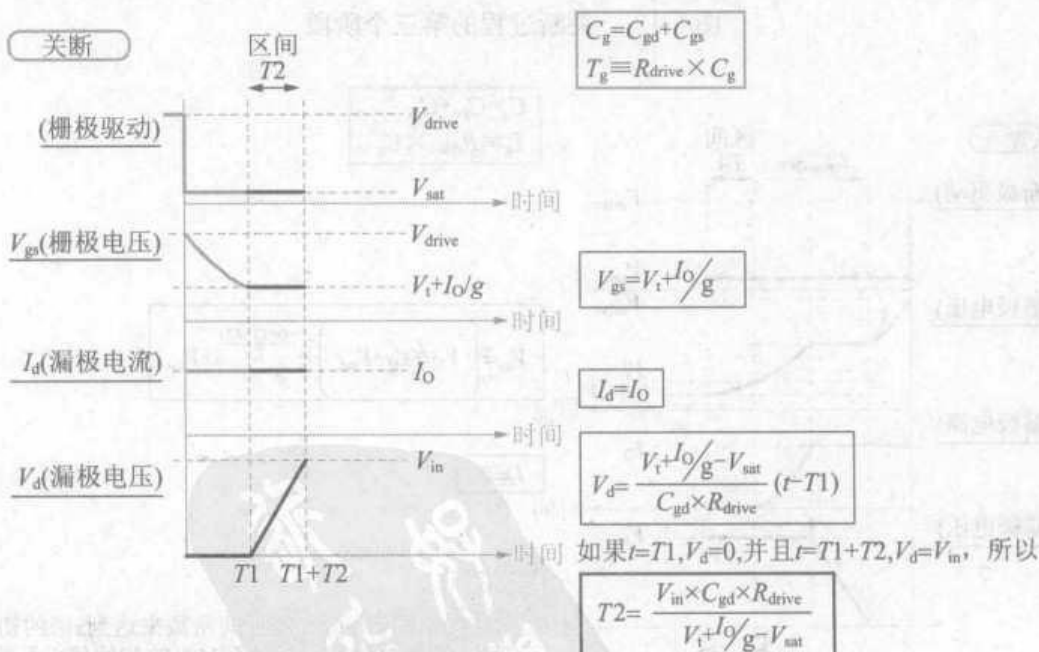
因为驱动电压稳定地降低,所以不能忽略驱动级晶体管的饱和压降。

该电压称为  $V_{sat}$  (典型值为0.2V)。

$V_{gs}$  以指数下降,这里给出的公式适合所要求的边界条件。

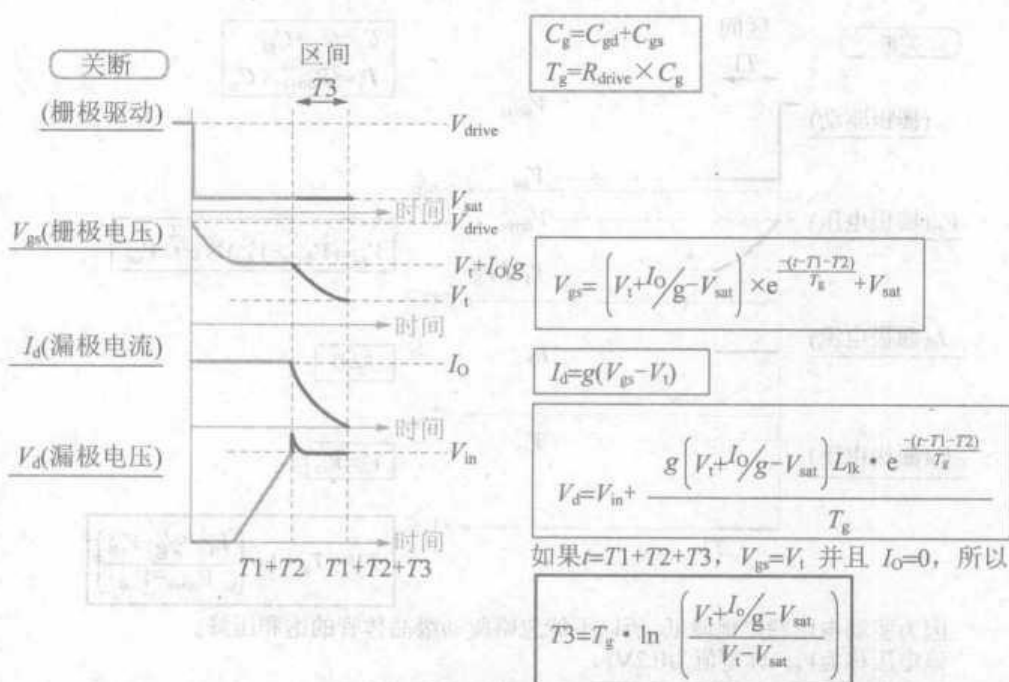
这里  $I_d$  和  $V_d$  都没有变,这是因为  $V_{gs}$  仍然为高电平,所以MOSFET仍然完全导通。

图 5-11 关断过程的第一个阶段



关断区间,只要开关节点的电压(即  $V_d$ )没有完全达到  $V_{in}$ ,则漏极电流没有变化,因此二极管(忽略其导通压降)正向导通来开始分担一些或全部的漏极电流  $I_d$ ,  $V_{gs}$  被钳位为  $V_t + I_o/g$ , 所以通过  $C_{gs}$  的电流为0。但是,漏极电压有变化,所以有一个变化的电流  $C_{gd} \cdot d(V_d)/dt$  通过  $C_{gd}$  注入栅极,但是也有一个  $(V_{sat} - V_{gs})/R_{drive}$  的电流流出栅极,所以,它必须等于  $C_{gd}$  的充电电流,考虑上述关系,可得  $V_d$  的公式。

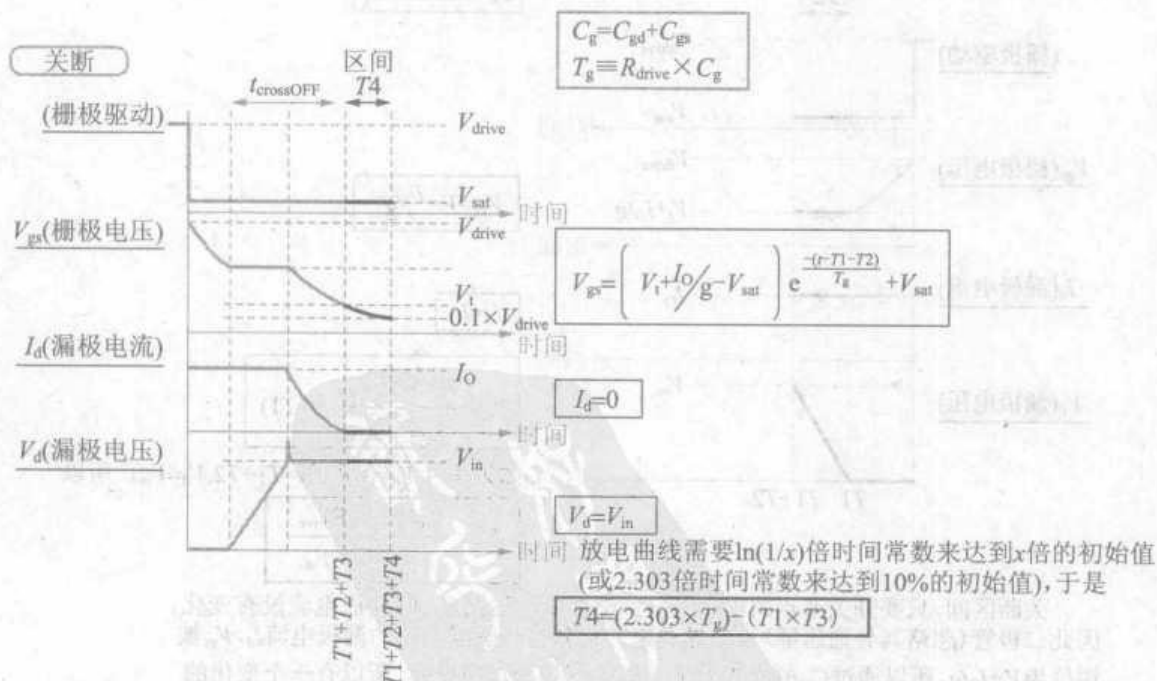
图 5-12 关断过程的第二个阶段



$V_{gs}$  继续以指数形式降低, 因为米勒区域已经过了 ( $V_d$  停止摆动)。这里的方程也适用于所指的边界条件。

若  $L_{lk}/R_{drive}$  很小, 可以假定注入  $C_{gd}$  的电流很小, 并且它对  $V_{gs}$  的影响可以忽略。上部的寄生电感  $L_{lk}$  上的电压是  $V_{in}$ , 但是它的低压端 (即  $V_d$ ) 存在一个电压尖峰  $V = L_{lk} \times d(I_d)/dt$ 。

图 5-13 关断过程的第三个阶段



$V_{gs}$  继续以指数形式下降 (方程同  $T_3$  时)。该方程同样适合所要求的边界条件。

可以根据  $V_{gs}$  达到开始值的 10% 时, 按指数方程来计算  $T_4$  持续时间, 注意在计算  $T_4$  的方程中忽略了  $V_{sat}$ 。但是若  $V_{sat}$  比驱动电压大 10%, 那么现在还没有计算精确的  $T_4$  方程。仅在  $T_2 + T_3$  阶段存在交叉损耗。但是,  $T1 + T4$  阶段, 驱动电路继续为栅极提供电流。所以, 为了知道总的驱动损耗, 必须知道  $T_4$ 。

图 5-14 关断过程的第四个阶段

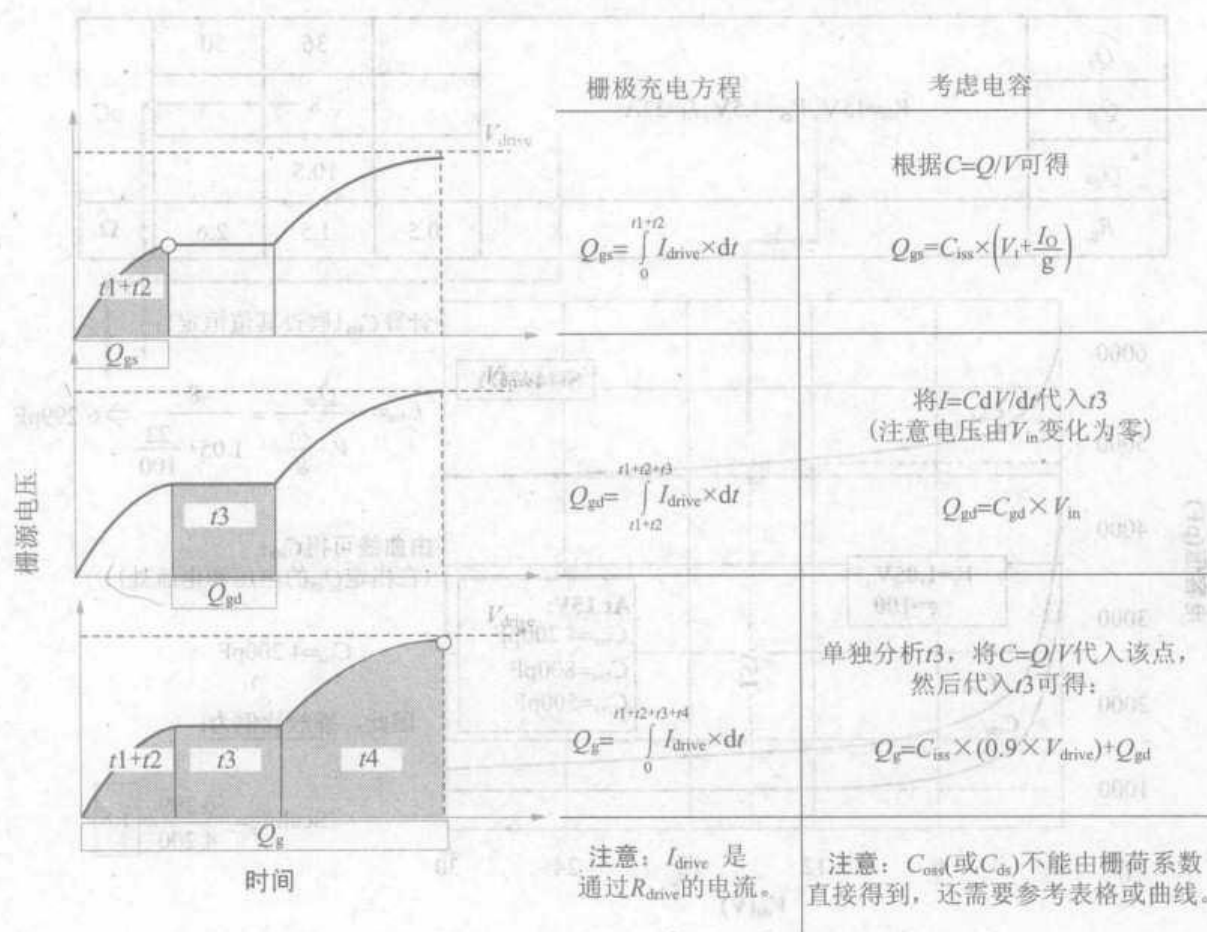
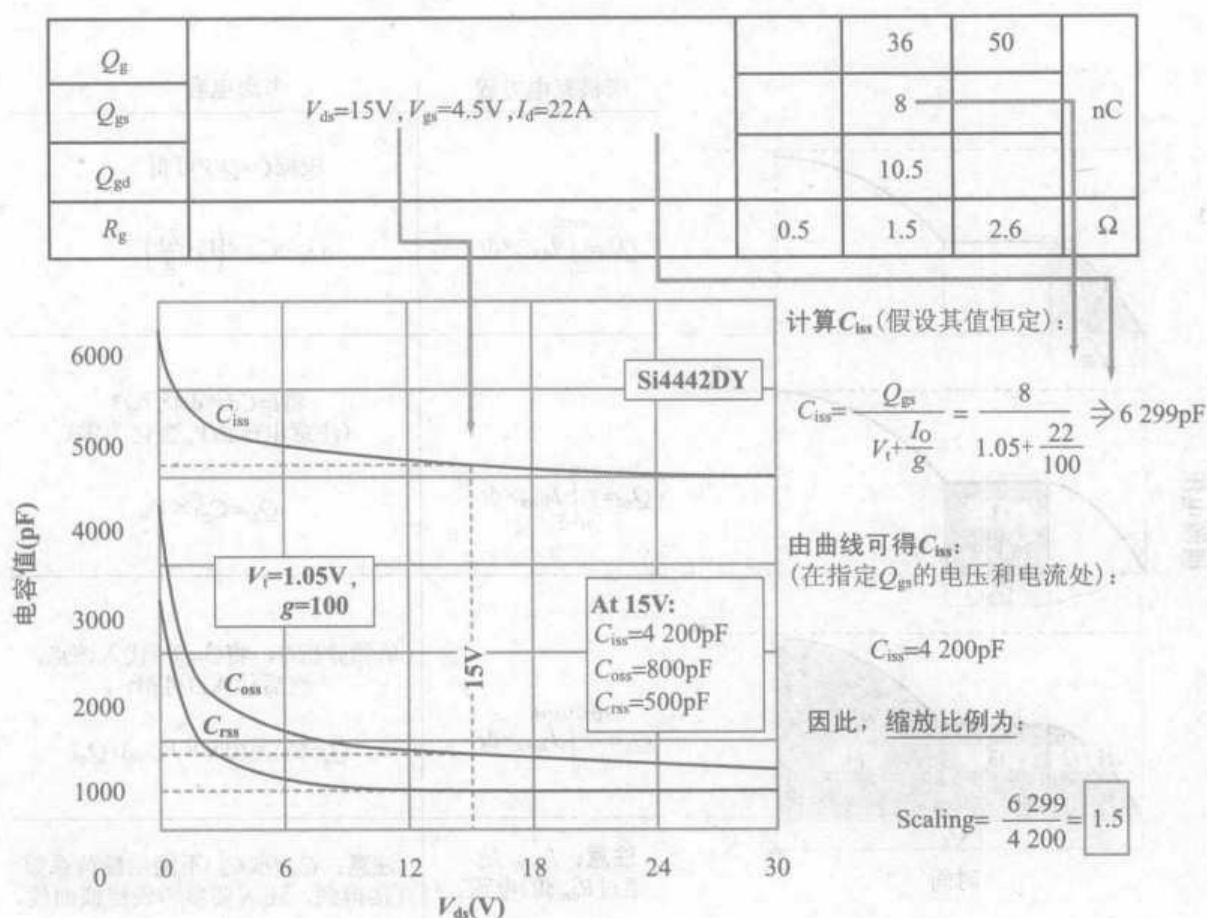


图 5-15 MOSFET 管的栅荷系数

为定值的假设。因此, 这也有助于减少估算开关管损耗时产生的错误, 这里以 Si4442DY (Vishay 公司) 举例说明, 如图 5-16 所示。

一般地, 我们用栅极系数来解释什么是有效电容值 (电压由 0 变化到  $V_{IN}$ )。有效输入电容值 ( $C_{iss}$ ) 比我们可以直接从典型特性曲线中读出的单点  $C_{iss}$  值大 50% (即用 6300pF 代替 4200pF)。这个系数有效地说明了当电压降低时电容值增加的事实。注意, 我们已经单独计算出每个电容值的缩放系数。但是首先找到一通用的缩放系数然后把它的用于所有的电容值上的方法用起来更方便 (这里以  $C_{iss}$  为例介绍)。照这样, 由图 5-16 可得到有效极间电容。在实际设计中应该用这些值 (优先于直接从曲线中读出的  $C_{iss}$ 、 $C_{oss}$  和  $C_{rss}$ ) 来计算开关管损耗。注意, 如果用  $C_{rss}$  ( $C_{gd}$ ) 代替  $C_{iss}$  计算缩放系数, 则将会发现计算出的有效电容值只比我们从曲线中直接读出的值大 40%。所以, 一般可以认为缩放系数的典型值在 1.4 ~ 1.5。





$$C_{iss} = 4200\text{pF} \times \text{Scaling} = 6300\text{pF}$$

$$C_{oss} = 800\text{pF} \times \text{Scaling} = 1200\text{pF}$$

$$C_{rss} = 500\text{pF} \times \text{Scaling} = 750\text{pF}$$

$$C_{gd} = C_{rss} = 750\text{pF}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{gd} = 6300 - 750 = 5550\text{pF}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{gd} = 1200 - 750 = 450\text{pF}$$

图 5-16 由栅荷系数估算极间有效电容值(以 Si4442DY 为例)

## 5.10 实际例子

假设开关管 Si4442DY 的工作条件是: 电流 22A、电压 15V、频率 500kHz。其最低驱动电阻(一个幅值是 4.5V 的脉冲通过它作用于栅极)是 2 $\Omega$ 。关断时, 开关管的关断电阻是 1 $\Omega$ 。据此可计算出其开关损耗和导通损耗。

由图 5-16 可知  $C_g = C_{gs} + C_{gd} = 6300\text{pF}$ 。

### 5.10.1 导通时

时间常数是

$$T_g = R_{\text{drive}} \times C_g = 2 \times 6\,300\text{pF} = 12.6\text{ns}$$

电流传输时间为

$$t2 = -T_g \times \ln \left( 1 - \frac{I_o}{g \times (V_{\text{drive}} - V_t)} \right) = -12.6 \times \ln \left( 1 - \frac{22}{100 \times (4.5 - 1.05)} \right)$$

$$t2 = 0.83\text{ns}$$

电压传输时间为

$$t3 = V_{\text{in}} \times \frac{R_{\text{drive}} \times C_{\text{gd}}}{V_{\text{drive}} - \left( V_t + \frac{I_o}{g} \right)} = 15 \times \frac{2 \times 0.75}{4.5 - \left( 1.05 + \frac{22}{100} \right)}$$

$$t3 = 6.966\text{ns}$$

所以,导通过程的交叉时间是

$$t_{\text{cross\_turnon}} = t2 + t3 = 0.83 + 6.966 = 7.8\text{ns}$$

因此,导通的交叉损耗是

$$P_{\text{cross\_turnon}} = \frac{1}{2} \times V_{\text{in}} \times I_o \times t_{\text{cross\_turnon}} \times f_{\text{sw}}$$

$$= \frac{1}{2} \times 15 \times 22 \times 7.8 \times 10^{-9} \times 5 \times 10^5$$

$$P_{\text{cross\_turnon}} = 0.64\text{W}$$

### 5.10.2 关断时

时间常数是

$$T_g = R_{\text{drive}} \times C_g = 1 \times 6\,300\text{pF} = 6.3\text{ns}$$

电压传输时间为

$$T2 = \frac{V_{\text{in}} \times C_{\text{gd}} \times R_{\text{drive}}}{V_t + \frac{I_o}{g}} = \frac{15 \times 0.75 \times 1}{1.05 + \frac{22}{100}}$$

$$T2 = 8.858\text{ns}$$

电流传输时间为

$$T3 = T_g \times \ln \left( \frac{\frac{I_o}{g} + V_t}{V_t} \right) = 6.3 \times \ln \left( \frac{\frac{22}{100} + 1.05}{1.05} \right)$$

$$T3 = 1.198\text{ns}$$

所以,关断过程的交叉时间是

$$t_{\text{cross\_turnoff}} = T2 + T3 = 8.858 + 1.198 = 10\text{ns}$$

因此,关断的交叉损耗是

$$P_{\text{cross\_turnoff}} = \frac{1}{2} \times V_{\text{in}} \times I_o \times t_{\text{cross\_turnoff}} \times f_{\text{sw}}$$

$$= \frac{1}{2} \times 15 \times 22 \times 10 \times 10^{-9} \times 5 \times 10^5$$

$$P_{\text{cross\_turnon}} = 0.83\text{W}$$

最终,总的开关交叉损耗是

$$P_{\text{cross}} = P_{\text{cross\_turnon}} + P_{\text{cross\_turnoff}} = 0.64 + 0.83 = 1.47\text{W}$$

注意,到目前为止还没有用到  $C_{\text{ds}}$ 。这个电容并不影响  $V-I$  重叠面积(因为它不和栅极相连接)。但是,仍然需要对它加以考虑!每个周期,它在开关管关断时充电,而在开关管导通时释放出储存在 MOSFET 中的能量。所以,为了得到 MOSFET 的实际损耗,必须在交叉损耗的基础上加上这个额外的损耗。注意,在低压应用场合,此额外的部分并不重要,但是在高压/离线场合,它的影响很明显。下面计算上例应用场合中  $C_{\text{ds}}$  的损耗:

$$P_{C_{\text{ds}}} = \frac{1}{2} \times C_{\text{ds}} \times V_{\text{in}}^2 \times f_{\text{sw}} = \frac{1}{2} \times 450 \times 10^{-12} \times 15^2 \times 5 \times 10^5 = 0.025\text{W}$$

所以,总的开关管损耗是

$$P_{\text{sw}} = P_{\text{cross}} + P_{C_{\text{ds}}} = 1.47 + 0.025 = 1.5\text{W}$$

驱动损耗是

$$P_{\text{drive}} = V_{\text{drive}} \times Q_{\text{g}} \times f_{\text{sw}} = 4.5 \times 36 \times 10^{-9} \times 5 \times 10^5 = 0.081\text{W}$$

注意,上面计算的损耗比实际的驱动损耗大约低 20%,这可由开关管的驱动电流和施加于其上的电压相互交叉部分的积分确定。产生此误差的原因很简单,因为两者交错时,一些额外的电流(不是来自于存储在  $Q_{\text{g}}$  中的电荷)会注入驱动电阻。所以,驱动损耗正确的估计值是  $1.2 \times 0.081 = 0.097\text{W}$ 。驱动提供的电流是  $0.081/4.5 = 18\text{mA}$ 。

## 5.11 把开关损耗分析应用于开关拓扑

现在介绍怎么把上面的分析应用到实际的开关调节系统中,尤其是得出相应拓扑的“ $V_{\text{in}}$ ”和“ $I_{\text{O}}$ ”值是多少。

在 buck 变换器中,当开关管导通时,开关管(和电感)的瞬时电流为  $I_{\text{O}} \times (1-r/2)$ , 这里  $r$  是电流纹波率,  $I_{\text{O}}$  是 DC-DC 变换器的负载电流。关断时,电流为  $I_{\text{O}} \times (1+r/2)$ 。通常,可以忽略电流纹波率,并认为无论导通还是关断时电流都是  $I_{\text{O}}$ 。所以,做开关损耗分析的  $I_{\text{O}}$  就是 DC-DC 变换器的负载电流  $I_{\text{O}}$ 。类似地,在 boost 和 buck-boost 变换器中,做开关损耗分析的电流  $I_{\text{O}}$  实际上是电感平均电流  $I_{\text{O}}/(1-D)$ 。

对 buck 变换器, MOSFET 关断时施加于其上的电压,大约等于 DC-DC 变换器的输入电压  $V_{\text{in}}$ 。类似地,对于 buck-boost 变换器,电压  $V_{\text{in}}$  大约等于  $V_{\text{in}} + V_{\text{O}}$ , 这里  $V_{\text{O}}$  是 DC-DC 变换器输出电压。对 boost 变换器,电压  $V_{\text{in}}$  等于  $V_{\text{O}}$ , 即变换器输出电压。注意,若计算隔离式反激变换器,开关管关断时施加于开关管的电压是  $V_{\text{IN}} + V_{\text{Z}}$ , 这里  $V_{\text{Z}}$  指钳位电压(一次绕组两端电压)。但是,导通时, MOSFET 上的电压是  $V_{\text{IN}} + V_{\text{OR}}$  ( $V_{\text{OR}}$  指输出的反射电压,  $V_{\text{O}} \times n_{\text{p}}/n_{\text{s}}$ )。在单端正激变换器中,关断时电压是  $2 \times V_{\text{IN}}$ , 而导通时仅是  $V_{\text{IN}}$ 。注意,以上都是在 CCM 模式下讨论的。

现将上述结论制成表 5-1 以便查询。

表 5-1 各种拓扑的开关损耗分析

	“ $V_{IN}$ ”		“ $I_O$ ”	
	导通时	关断时	导通时	关断时
buck	$V_{IN}$		$I_O$	
boost	$V_O$		$I_O/(1-D)$	
buck-boost	$V_{IN} + V_O$		$I_O/(1-D)$	
Flyback	$V_{IN} + V_{OR}$	$V_{IN} + V_Z$	$I_{OR}/(1-D)$	
Forward	$V_{IN}$	$2 \times V_{IN}$	$I_{OR}$	

$V_{OR} = V_O \times n, I_{OR} = I_O/n$ , 这里  $n = n_P/n_S$

若开关变换器工作在 DCM 模式下,则原则上讲导通时没有开关损耗,因为这时电感中没有电流流过。而关断时,电流是  $I_{PK} = \Delta I$ ,该值可由  $V = L \times \Delta I / \Delta t$  求得。

## 5.12 对开关损耗而言的最恶劣输入电压

现在必须重回到最重要的问题,当输入电压范围很宽时,用哪个点的输入电压计算的开关损耗最严重?

一般,计算开关损耗的方程是

$$P_{sw} = V_{in} \cdot I_O \cdot t_{cross} \cdot f_{sw} \text{ W}$$

可以看出,损耗由  $V_{IN}$  和  $I_O$  的乘积决定。到目前为止,都是根据表 5-2 知道  $V_{IN}$  和  $I_O$ 。所以,可对各种变换器的状态作如下分析

- 对 buck 变换器,“ $V_{in} \times I_O$ ” =  $V_{IN} \times I_O$ 。所以最大损耗发生在  $V_{INMAX}$  处。
- 对 boost 变换器,“ $V_{in} \times I_O$ ” =  $V_O \times I_O / (1-D)$ 。所以最大损耗发生在  $D_{MAX}$ , 即  $V_{INMIN}$  处。
- 对 buck-boost 变换器,“ $V_{in} \times I_O$ ” =  $(V_{IN} + V_O) \times I_O / (1-D)$ 。又知,  $D = V_O / (V_{IN} + V_O)$ , 所以,可画出“ $V_{in} \times I_O$ ”对于  $D$  的函数曲线,如图 5-17 所示。注意,由图可知,该曲线关于  $D = 0.5$  对称分布,并且这点的开关损耗最小。该点以下随着  $D$  减少,电压明显增加,而该点以上随着  $D$  的增加,电流明显增加。所以,越远离  $D = 0.5$ ,开关损耗越大。因此,一般需要首先检查输入电压范围,然后看哪点离  $D = 0.5$  最远。例如,如果实际应用场合中,与输入电压范围对应的占空比范围是  $0.6 \sim 0.8$ ,那么需要在  $D = 0.8$  (即  $V_{INMIN}$ ) 处计算开关损耗。但是,如果占空比的范围是  $0.2 \sim 0.7$ ,那么我们就需要在  $D = 0.2$  (即  $V_{INMAX}$ ) 处计算开关损耗。



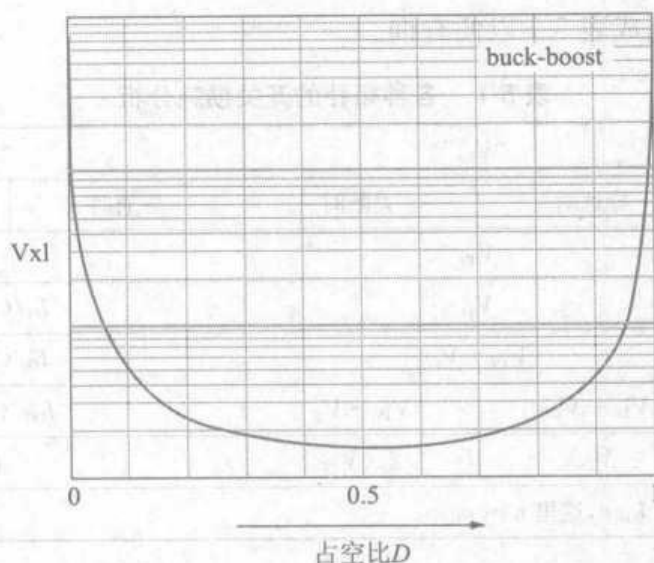
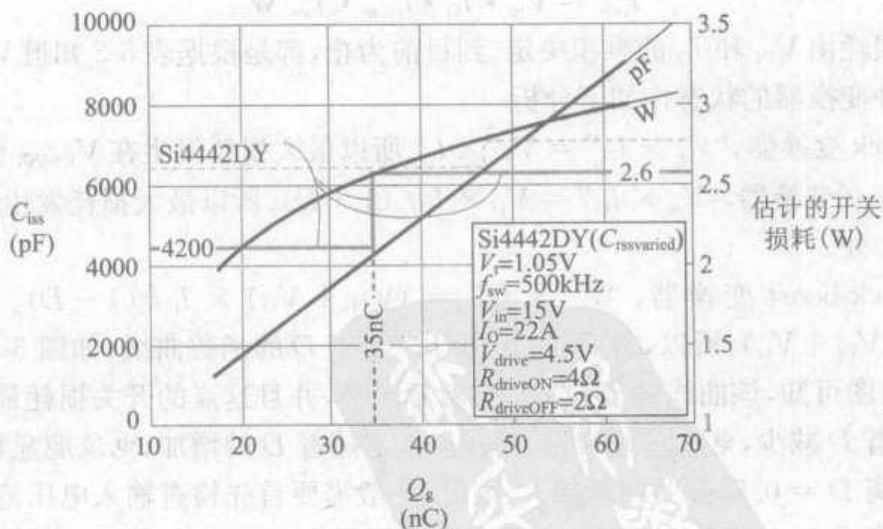


图 5-17 buck-boost 变换器的开关损耗与占空比的关系

### 5.13 开关损耗怎样随寄生电容变化

图 5-18 中给出当 Si4442DY 的  $C_{iss}$  变化时发生的情况。右边纵坐标是对应的(估计的)开关损耗。注意,计算损耗曲线时,都将左边纵坐标给出的  $C_{iss}$  值乘以 1.5 倍的放大比例。

图 5-18 改变 Si4442DY 的  $C_{iss}$ 

图中灰色的竖直交叉线(35nC 处标识出)是 Si4442DY 实际的曲线。这时估计的开关损耗是 2.6W。如果  $C_{iss}$  增加 50%, 即从 4 200pF 增加到 6 300pF, 可看出当  $Q_g$  增加到 47nC 时, 损耗仅为 2.8W。

注意:在实际的计算中,用了 1.5 倍的放大倍数,即“4 200pF”实际是 6 300pF,而

“6 300pF” 实际是 9 450pF。

图 5-19 中给出当 Si4442DY 的  $C_{rss}$  变化时到底发生了什么情况。图中灰色的竖直交叉线(35nC 处标识出) 是 Si4442DY 实际的曲线。这时我们估计的开关损耗是 2.6W。如果  $C_{iss}$  增加 50%, 即 500pF 增加到 750pF, 可看出  $Q_g$  当增加到 39nC 时, 损耗上升到 3.1W。

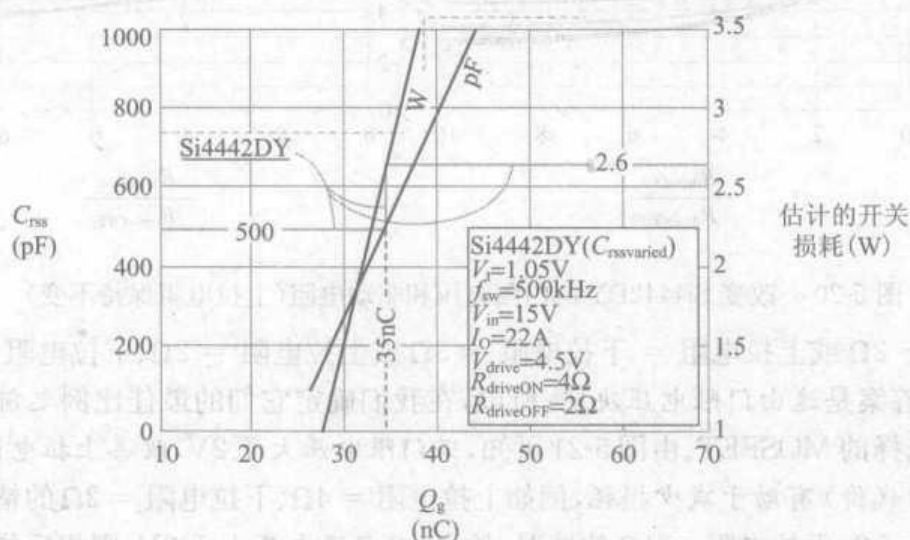


图 5-19 改变 Si4442DY 的  $C_{rss}$

换句话说,  $Q_g$  确实能影响开关损耗, 但它并不是描述开关损耗的一个关键指标——应选择  $Q_{gd}$  小的 MOSFET 而不是选择低  $Q_g$  的 MOSFET。

注意: 在设计例子中, 我们估算出的损耗是 1.5W。这里认为上拉电阻是 2Ω, 下拉电阻是 1Ω。然而在图 5-18 中, 我们基本上把上拉电阻和下拉电阻增加 1 倍。但是, 开关损耗并没有增加 1 倍, 而是仅增加 73%。

## 5.14 使驱动器相对于 MOSFET 性能最佳

图 5-20 中有两个图。左边图中的上拉电阻固定为 4Ω, X 轴是上拉电阻 / 下拉电阻。所以, X 轴上坐标为 2 处的下拉电阻是  $4\Omega/2 = 2\Omega$ , 同样, 坐标为 4 处的下拉电阻是  $4\Omega/4 = 1\Omega$ 。由图可见, 损耗随下拉电阻的增加而降低。也可看到门限电压变化对其产生的影响。所以, 采用低门限电压也有助于减少损耗——假设下拉电阻不是很小。类似地, 由右图可得到上拉电阻固定为 10Ω 时的结果, 据此可以估算改变上拉电阻对损耗的影响。

最后, 图 5-21 中, 保持上拉电阻与下拉电阻的和恒定, 而改变它们的比率。这是从 IC 设计者的角度看, 假设他或她已经粗略地为驱动级分配了一个空间, 例如仅简单地确定了上拉电阻与下拉电阻的和。那么问题是, 怎么分配上拉电阻和下拉电阻以提高可用的驱动能力。例如, 若上拉电阻 + 下拉电阻 = 6Ω, 则下面的设置: 上拉电阻 = 4Ω、

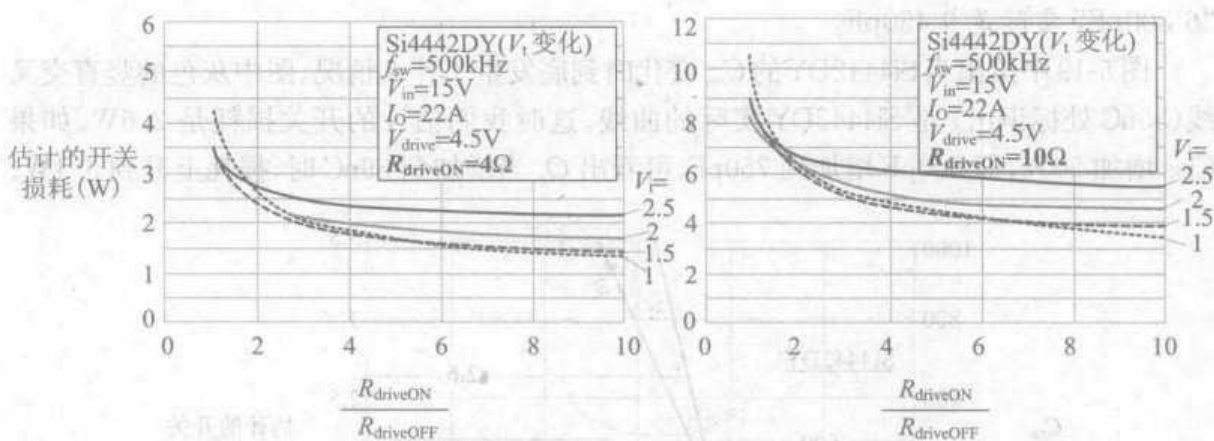


图 5-20 改变 Si4442DY 的门限电压和驱动电阻(上拉电阻保持不变)

下拉电阻 = 2Ω 或上拉电阻 = 下拉电阻 = 3Ω 或上拉电阻 = 2Ω、下拉电阻 = 4Ω 等, 哪个最好? 答案是这由门限电压决定。所以, 在我们确定它们的最佳比例之前需要首先了解我们选择的 MOSFET。由图 5-21 可知, 若门限电压大于 2V, 改善上拉电阻(以牺牲下拉电阻为代价)有助于减少损耗, 例如上拉电阻 = 4Ω、下拉电阻 = 2Ω 的情况要优于上拉电阻 = 5Ω、下拉电阻 = 1Ω 的情况。然而, 若门限电压小于 2V, 则相反的情况是对的, 所以, 现在改善下拉电阻(以牺牲上拉电阻为代价)有助于减少损耗。

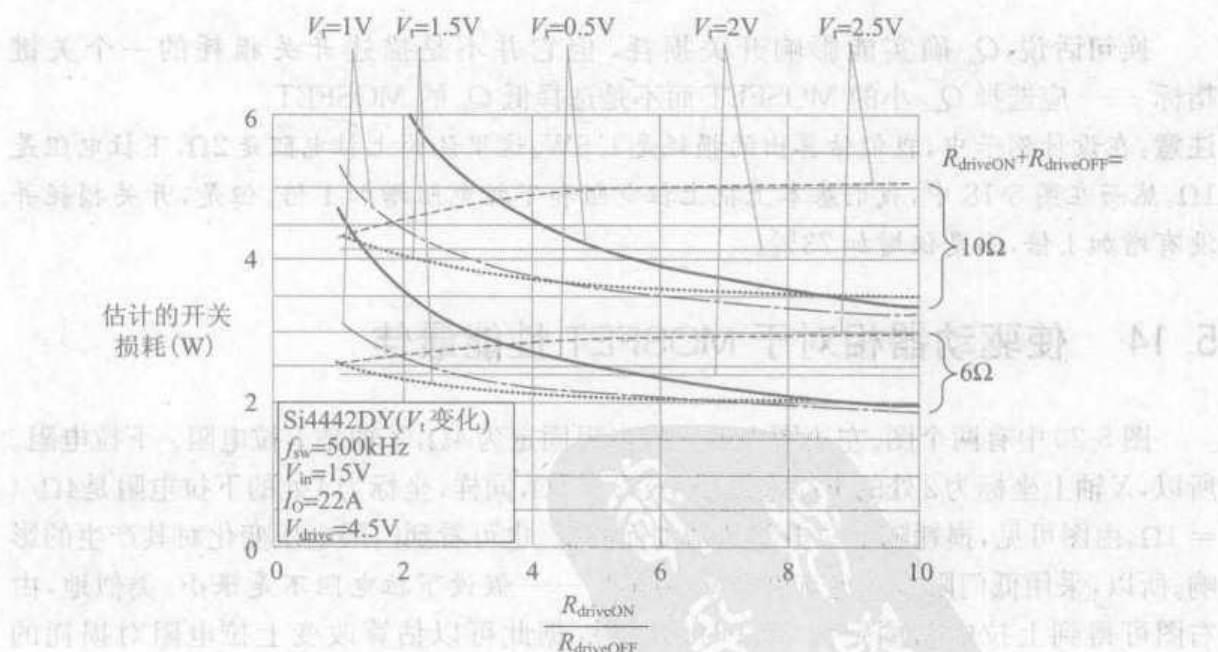


图 5-21 改变 Si4442DY 的门限电压和驱动电阻(保持总驱动电阻不变, 即上拉电阻 + 下拉电阻不变)

**注意:** 一些供应商只提供了门限电压的范围(MIN 到 MAX), 而没有提供其典型(TYP)值。但是令人惊奇的是, 有一些供应商根本不提供门限电压。它们仅指出其 MOSFET 可以被 4.5V 的电压驱动(比如网站 [www.renesas.com](http://www.renesas.com) 上大多数的 MOSFET)。

## 第6章 印制电路板的布线

### 6.1 引言

很多用户关于开关 IC 的“抱怨”最终都归结到 PCB 布线方面。设计开关调整器 PCB 时,需知最终产品的好坏完全取决于它的布线。当然,有些开关 IC 可能会比其他开关 IC 对干扰更敏感。有时,从不同供应商购得的“同类”产品也可能有完全不同的噪声敏感度(参见附录 1 通用芯片 384x 系列)。此外,某些开关 IC 结构本身也会比其他 IC 对噪声更敏感(如电流模式控制芯片比电压模式控制芯片“布线敏感度”高很多)。事实上,用户必须面对这样的现实:半导体器件生产商不会提供其产品噪声敏感度的资料(通常需由用户自己去摸索)。而作为设计人员,往往对布线不够重视,结果将似乎可稳定工作的 IC 弄得波形震荡,易受干扰,以致误动作,甚至导致灾难性的后果(开关烧掉)。另外,这些问题在调试后期往往很难纠正或补救,因此开始阶段就正确布线非常重要。

本章中讨论的大多数关于布线的建议仅确保基本功能和基本性能。不过幸运的是,有困扰的开关设计师会高兴地看到,电现象通常是关联的,并且问题的指向相同。如好的布线有利于 IC 正常工作,也减少电磁干扰。而减少电磁干扰的好的布线也使 IC 工作稳定。当然也有一些例外,特别是在 PCB 上随意大面积布铜造成无限制的“铜滥”(或称“铜灾”)时,这将在后面讨论。读者也可通过阅读后面关于 EMI 的章节,掌握更深入的关于开关调整器 PCB 实际设计的知识。

### 6.2 布线分析

开关转换发生在导通(开关闭合)到关断(开关断开)瞬时,其持续时间一般小于 100ns。但绝大多数问题都发生在该时段。实际上,噪声与变换器基本开关频率没有很大关系,多数噪声及其他相关问题发生在转换瞬间。而且,可以看到,开关转换时间越短,产生的问题越多。

作为设计师首先应了解变换器主电路电流的流向,从而识别出 PCB 中有麻烦的或



“关键的”走线,必须特别注意这些走线的布线。该走线的判定随拓扑结构不同也不同。因此,不能用设计 buck 电路 PCB 的方法来设计 buck-boost 电路 PCB。其规律有很大差别,而很多 PCB 布线人员并不清楚这一点! 因此,电源设计师最好亲自布线,或至少要用心指导 PCB 布线人员的操作。

### 6.3 布线要点

布线要点总结如下:

- 在开关转换期间,某些走线(PCB 上的敷铜线路)的电流会瞬间停止,而另外一些走线电流同时瞬间导通(均在开关转换时间 100ns 之内发生)。这些走线被认为是开关调整器 PCB 布线的“关键走线”。每个开关转换瞬时,这些走线中都产生很高的  $dI/dt$ 。如图 6-1 所示,整个线路混杂着细小但不低的电压尖峰。若你已学过第 1 章,则不难理解这是方程  $V=L \times dI/dt$  在走线中起作用, $L$  是 PCB 走线的寄生电感。根据经验,每英寸走线的寄生电感约为 20nH。

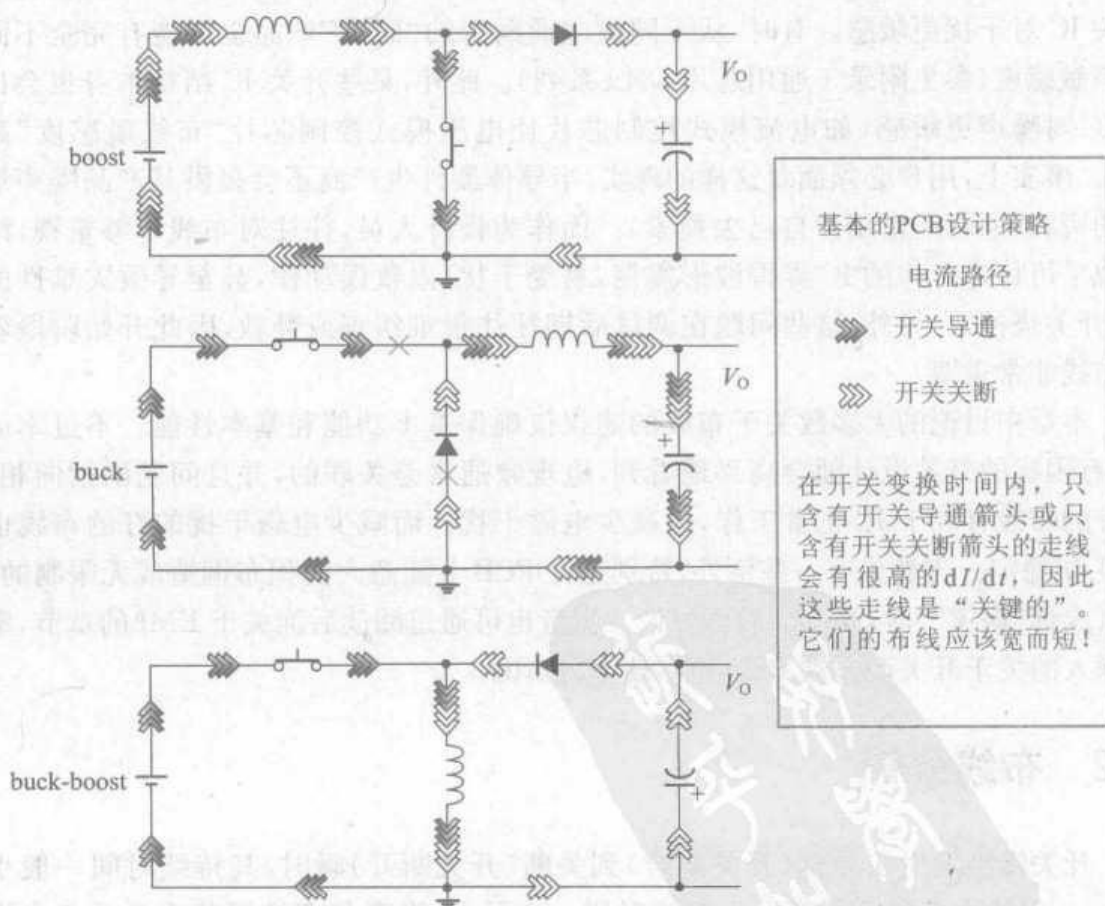


图 6-1 确定三种拓扑中的关键走线

- 噪声尖峰一旦产生,不仅传递到输入/输出(影响电源性能),而且渗透到 IC 控

制单元,使控制功能失稳失常,甚至使控制的限流功能失效,导致灾难性后果。

- MOSFET 比 BJT 转换速度更高。MOSFET 的开关转换时间一般为 10ns~50ns,而 BJT 一般为 100ns~150ns。由于它们在其 PCB 关键走线中产生更高的  $dI/dt$ ,采用 MOSFET 开关的变换器将产生更恶劣的“尖峰”。

注意:对 1in 的铜走线开关,在 30ns 的开关转换时间流过 1A 的瞬态电流,将产生 0.7V 的尖峰电压。若是 3A 的瞬态电流流过 2in 铜走线,将产生近 4V 的尖峰电压!

注意:噪声尖峰几乎是观察不到的。首先,各种寄生参数一定程度上帮助吸收尖峰噪声(尽管它们也会使“控制器失常”)。其次,用示波器探头观察时,探头自身 10pF~20pF 的电容也能吸收该类尖峰,从而看不到任何显著信息。另外,探头感应了太多空气传播的开关噪声,使观察者难以确定所看到的到底是什么。

- 所有集成 IC 的开关均与其控制部分封装在一起。这样虽然应用方便且价格便宜,但是通常这样的 IC 对走线寄生电感所产生的噪声更敏感。这是因为其功率级“开关节点”(“扰动节点”,即连接二极管、开关管和电感的节点)仅是该 IC 本身的输出引脚,该引脚将开关节点产生的高频噪声直接传递到控制部分,导致“控制失常”。
- 注意在调试实验装置时,如图 6-1 所示,不应在关键走线的某处使用一段软线接入电流探头,因为该电流环路将形成一个附加电感,使噪声尖峰急剧增高。因此,实际上单独测出开关电流或者二极管电流(特别是对开关 IC)几乎是不可能。这种情况下,只能真正测量出电感电流波形。
- 注意对 buck 和 buck-boost 电路,输入电容也处于关键路径中。这意味着在这些拓扑中功率级需要有良好的输入解耦装置。因此,除了功率级所需的大容量电容(通常是大容量钽电容或铝电解电容)外,还应在开关的“静默”端(电源侧)与最靠近开关的地端之间接入一小容量陶瓷电容(约 0.1 $\mu$ F~1 $\mu$ F)。
- 图 6-1 未画出控制部分。控制电路本身需要良好的解耦装置。为此,需在紧临 IC 的地方接入一个小容量陶瓷电容。但应清楚,对于集成开关,功率级陶瓷解耦电容有两重功能,它也作为控制电路的解耦电容(需指出这仅指 buck-boost 电路,因为只有它们才需要输入功率解耦电容)。
- 有时,控制 IC 可能需要更有效的解耦装置,用一连接输入电源高端的小电阻(通常 10 $\Omega$ ~22 $\Omega$ )与陶瓷电容串联接于 IC 的输入与地脚之间,从而构成了 IC 电源的小型“RC 滤波器”。
- 对所有拓扑,电感均不处于关键路径,因此不必过多担心它的布线,至少从产生噪声的观点来看是如此。但要考虑电感产生的电磁场,它会影响附近的电路及敏感走线,同样会产生问题(虽然不算很严重)。因此一般情况下,若成本允许,最好使用“屏蔽电感”以解决上述问题。若条件不允许,应将其置于远离 IC 处,特别要远离反馈走线。
- 从图 6-1 可见,对 boost 和 buck-boost 电路,输出电容处于关键路径。因此该电

容和二极管应尽量靠近控制 IC。在该电容两端并联一陶瓷电容是有利的,但要求它不会引起环路不稳定(特别是在电压控制模式,参见第7章)。

对 buck 电路,应注意虽然要求输出二极管尽量靠近 IC/开关,但对输出电容没有严格要求(由于电感的存在使得该路径电流平滑)。若用一陶瓷电容与输出电容并联,则只是为进一步降低输出高频噪声和输出纹波。但该做法不可靠,特别对电压控制模式,当输出电容等效串联电阻(ESR)值变得太小(小于 100mΩ)时,可能造成环路严重不稳定。

□ 对所有拓扑,二极管处于关键路径。二极管连接开关节点,并通过节点直接连接到开关 IC 内部。对开关 IC,当 buck 变换器布线造成二极管离 IC 距离太远时,可通过在开关节点与地之间(跨过二极管,靠近 IC)并联一小型 RC 缓冲器来进行后级调整。该 RC 缓冲电路由一个 10~100Ω 电阻(最好为低感型)与一个约 470pF~2.2nF 的电容器(最好为陶瓷电容)串联组成。注意电阻功耗为  $C \times V_N^2 \times f$ 。这样不仅电阻瓦数应选合适,电容容值也不能随意增加,以避免效率损失太多。

□ 长度为  $l$  直径为  $d$  的导线电感值可由以下近似公式计算

$$L = 2l \times \left( \ln \frac{4l}{d} - 0.75 \right) \text{nH}$$

$l$  和  $d$  单位均为 cm。

注意,PCB 走线电感计算公式与导线电感公式区别不大

$$L = 2l \times \left( \ln \frac{2l}{w} + 0.5 + 0.2235 \frac{w}{l} \right) \text{nH}$$

其中  $w$  为走线宽度。注意 PCB 走线电感基本与敷铜厚度无关。

从以上对数关系可以看出,若 PCB 走线长度减少一半,则其电感也减少一半。但走线宽度必须增加 10 倍才使其电感减少一半。即仅增加走线宽度用处不大,要减少电感应使走线尽量短。

□ “过孔”电感由以下公式计算

$$L = \frac{h}{5} \left( l + \ln \frac{4h}{d} \right) \text{nH}$$

式中  $h$  为过孔深度,单位为 mm(其等于板厚,一般为 1.4mm~1.6mm), $d$  为过孔直径,单位为 mm。这样,1.6mm 厚的板直径为 0.4mm 的过孔电感为 1.2nH。虽然不大,但实际证明它也影响开关 IC 工作,特别是在使用 MOSFET 时。因此必须使用一输入陶瓷电容为 IC 解耦,一定要注意该电容应尽可能靠近 IC 引脚与 PCB 连接处,并且在该电容与 IC 引脚焊点之间不能有过孔连接。

□ 事实上增加某些走线宽度对电路工作可能是不利的。例如,对正输入—正输出 buck 变换器,从开关节点到二极管的走线是“热”(电压变动的)的。任何带有变动电压的导体,不管它流过电流的大小,只要其尺寸足够大就会形成 E 型天线。因此应该减少开关节点处的走线面积,而非增加它。这就是为什么要避免不当的“铜滥”的原因。唯一允许大面积敷铜的电压节点是接地点或外壳接地点。其



他走线(包括输入电源母线)都可能因寄生高频噪声而产生严重辐射效应。

- 在美国所谓的 1oz 板实际上是指板敷铜厚度为 1.4mil(或 35 $\mu\text{m}$ )。类似地, 2oz 是指前面的两倍厚度。对 1oz 板, 在中等温升(低于 30 $^{\circ}\text{C}$ )电流低于 5A 的场合, 最小敷铜宽度为 12mil/A。而对 2oz 板, 敷铜宽度至少为 7mil/A。这个经验规则仅基于走线的直流电阻。若要减小其感性阻抗和交流电阻, 则需要更大的敷铜宽度。
- 已知减小走线电感的最好方法是减小长度, 而不是增加宽度。超过某一定限度后再加宽走线并不能显著减小电感。同样, 使用 1oz 或 2oz 板对电感也无明显影响, 也不在于走线是否加“镀层”(给走线镀焊/铜, 从而增加了有效导线截面)。因此, 若由于某些原因, 走线长度不能进一步减少, 则可以通过将电流前向和返回走线并行的方法来减小电感。电感之所以出现是因为它们存储了磁能量。该能量存在于磁场中。反过来讲, 若磁场消失, 则电感也随之消失。通过将两条电流走线平行布置, 流过它们的电流大小相等而方向相反, 从而使磁场大大削弱。这两条平行走线在 PCB 的同一面上时, 要靠得非常近。若使用双面 PCB, 最好的办法是将两条平行走线置于板子两面(或相邻层)相对位置。为加强互耦以消去磁场, 这些走线应尽量宽些。
- 对大功率离线反激变换器, 二次侧走线的电感会反射到一次侧, 从而极大地增加了一次等效漏感, 使效率降低(参见第 3 章)。当要应付较大 RMS 电流, 需并联多个输出电容时, 上述情况将更严重。但仍可利用消去磁场的方法来减小电感。具体做法如图 6-2 所示。在输出二极管布线之后设置两块铜面。其中一块为地, 另外一块为输出正端。利用两块并行铜面承载前向和返回电流, 基本上可消除通路电感, 形成所需的良好的高频续流路径。这种简便的方法对输出电容均流也非常有利。

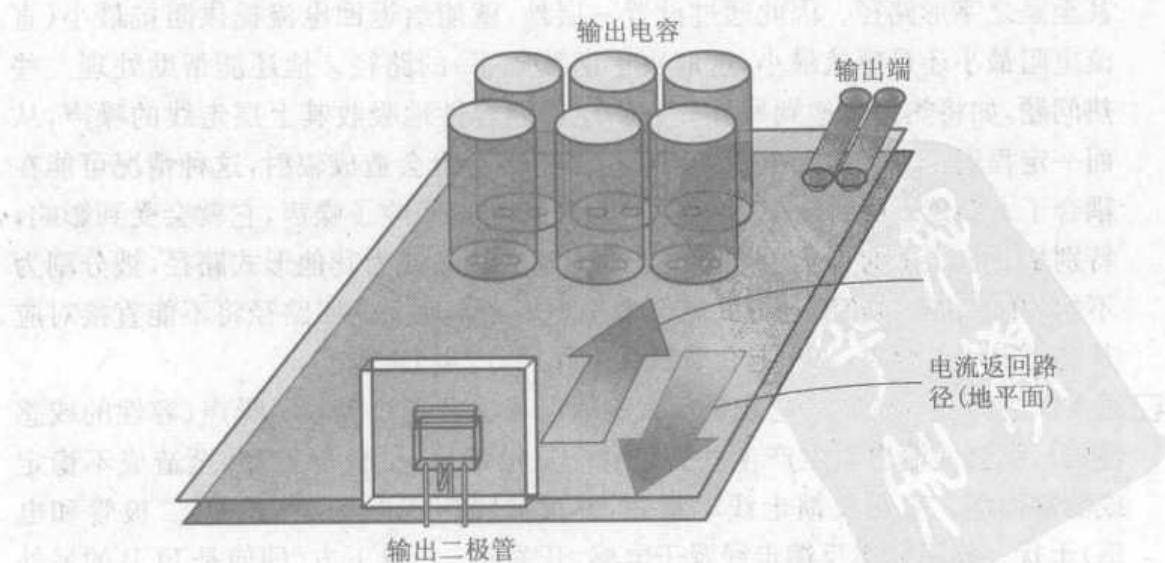


图 6-2 如何降低反激输出电容布线的等效电感



□ 对单面板, 保证若干并联输出电容均流的常用方法如图 6-3 所示。虽然不能使电感减到最小, 但它确能保证下游的第一个电容不会由于电流路径过长而不均流。注意右图的布线, 所示三条路径从二极管经过每个电容的路径总长基本相等, 从而产生更精确的均流。

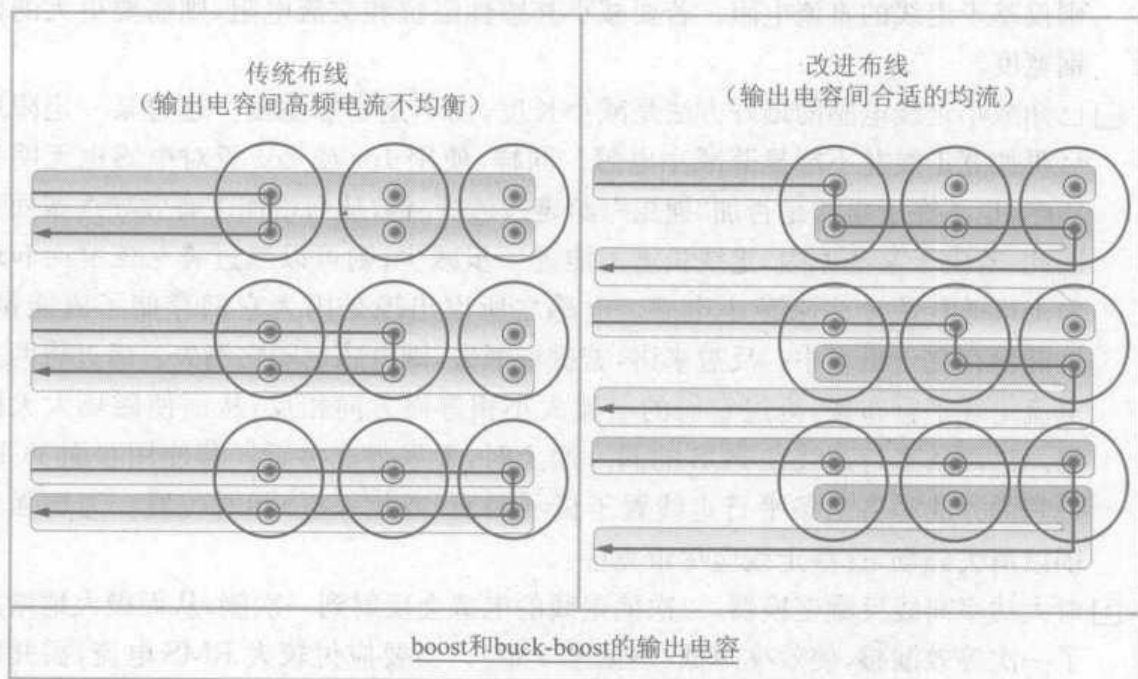


图 6-3 如何在反激拓扑输出电容间均流

- 对多层板, 通常做法是将全部一层作为地。一些在这方面有经验的人认为该方法能够解决许多问题。已知每个信号都有回路, 随着谐波增高, 其返回电流将不是沿着直流电阻最小的那条路径(直线), 而是沿着地对应电感最小的路径, 甚至是之字形路径。因此通过设置一层地, 就能给返回电流提供阻抗最小(直流电阻最小还是感抗最小, 这取决于谐波频率)的路径。地还能帮助处理一些热问题, 如将热量传递到另外一方。地还能容性地吸收其上层走线的噪声, 从而一定程度减少噪声和电磁干扰。但若不小心也会造成辐射, 这种情况可能在耦合了太多走线噪声时发生。地并非十全十美, 吸收了噪声, 它就会受到影响, 特别是铜皮很薄时情况更严重。若地为建立热岛或为其他形式路径, 被分割为不规则的图形, 电流流动方式就会变得不规则。地上返回路径将不能直接对应其前向走线。此时, 地也起鱼骨天线的作用, 产生 EMI。
- 通常认为最重要的信号走线是反馈走线。若这条走线吸收了噪声(容性的或感性的), 就会使输出电压产生些许偏移——极端情况(较少见)甚至造成不稳定或器件损坏。应使反馈走线尽量短, 并远离噪声或磁场源(开关、二极管和电感)干扰。绝不能将反馈走线置于电感、开关或二极管下方(即使是 PCB 的另外一面的下方), 也不能让它靠近或平行噪声走线超过 2mm~3mm, 即使 PCB 的

临近层也要这样考虑。有地处于中间层时,应在层间提供足够的屏蔽保护。

有时使反馈走线很短是不现实的。应认识到使走线尽量短并非第一位的要求。事实上,经常会有意识地将它布得长一些,以便使这些走线避开潜在的噪声源。也可小心设计使部分反馈走线穿过地没有返回电流流过的部分,这将使得它被“宁静的海洋”包围着,免受干扰。

## 6.4 散热问题

对于散热,并非铜皮面积越大越好,铜皮较薄时更是如此。使用  $1\text{in}^2$  ( $1\text{in} \times 1\text{in}$ ) 以上的铜皮面积性价比已经不高。但对 2oz 或更厚敷铜板铜面积可增大到  $3\text{in}^2$  (两面均如此)。超过以上限制,则需使用外部散热器。功率器件表面与大气的实际热阻大约为  $30^\circ\text{C}/\text{W}$ 。即 IC 内部每消耗 1W 温度升高  $30^\circ\text{C}$ 。可利用下面经验公式求出所需铜皮面积

$$A = 985 \times R_{\text{th}}^{-1.43} \times P^{-0.28} \text{in}^2$$

式中  $P$  的单位为 W,  $R_{\text{th}}$  为热阻,单位为  $^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

下面举例说明,假设功耗为 1.5W。要求即使在最恶劣环境温度(即  $55^\circ\text{C}$ )时,器件温升也不能超过  $100^\circ\text{C}$  (不能超过 PCB 安全温度)。这样,所求热阻应为

$$R_{\text{th}} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{100 - 55}{1.5} = 30^\circ\text{C}/\text{W}$$

因此,所需铜皮面积为

$$A = 985 \times 30^{-1.43} \times 1.5^{-0.28} \text{in}^2$$

$$A = 6.79 \text{in}^2$$

若该面积为方形,则边长应为  $6.79^{0.5} = 2.6\text{in}$ 。只要能保证该面积,也可将其布成矩形或其他形状。注意由于所需面积超过  $1\text{in}^2$ ,需要使用 2oz 板。2oz 板可更方便考虑功率器件散热,能够空出更大铜皮区域有利于自然对流散热。

应该了解热量并非都是从铜皮表面散失掉的。常用于 SMT (表面处理技术) 的板材粘层为环氧树脂 FR4,它是很好的导热材料。安装器件一面的产热可通过上述材料传递到板的另一面,该表面接触空气可帮助降低热阻。因此即使在板的另外一面设置铜平面,同样也有散热效果,但只可以减小  $10\% \sim 20\%$  的热阻。注意该“背面”的铜平面并不需要与散热器件同电位——它可以是公共地的铜平面。还有一种可大幅减小热阻(约  $50\% \sim 70\%$ )的方法,它利用一排小过孔(也称“热孔”)将器件的产热从 PCB 的一面传到另一面。若使用热孔,其孔径应很小(内径  $0.3\text{mm} \sim 0.33\text{mm}$ ),这样可在过孔镀过程中将它们填满。热孔太大会在波峰焊时产生“焊芯”,从而使孔中吸入大量焊锡,易使孔附近器件产生虚焊点。对散热区域,热孔的“间距”(热孔中心距)一般为  $1\text{mm} \sim 1.2\text{mm}$ 。功率器件的周边、近旁甚至其散热片(若需要)下方都可以设置这类热孔网络以实现散热。

## 第7章

# 反馈环路分析及稳定性

### 7.1 传递函数、时间常数与强制函数

第1章讨论了简单的串联电阻电容(RC)充电电路。通过合上开关给RC网络施加阶跃电压(激励),研究该RC网络的“响应”——定义“响应”为电容两端电压。

像RC网络这样的电路可看作“黑箱”,它有两个输入端(输入或激励),两个输出端(输出或响应)。对于输入和输出,可能它们其中的一端为公共端(如接地端),称这样的网络为“二端口网络”。这种把电路网络看作为“黑箱”的方法很有效,开关电源也可看作为“黑箱”——它也有两个输入端和两个输出端。

首先,我们来更深入地研究基本RC网络,以更清楚地表述“黑箱”观点。RC网络输入是幅值为 $v_i$ 的阶跃电压,输出定义为电容两端电压,记为 $v_o$ ,注意, $v_o$ 是时间的函数。定义所有这样的二端口网络输出与输入之比为“传递函数”,RC二端口网络中传递函数为 $v_o/v_i$ 。了解了RC二端口网络具体工作情况,就可写出其传递函数为

$$\frac{v_o(t)}{v_i} = 1 - e^{-t/RC}$$

通常,传递函数并非一定是“电压/电压”(无量纲)。实际上,二端口网络的输入和输出不一定是电压,或者其他相同的物理量。例如,一个简单电流检测电阻就是二端口网络,该二端口网络的输入是流过电流检测电阻的电流,输出是电流检测电阻的端电压。因此,该二端口网络的传递函数就是输出电压除以输入电流,也就是电流检测电阻的阻抗。若详细分析开关电源,以其脉宽调制器(PWM)部分为例,它的输入是“控制电压”,输出是一个无量纲量——占空比。因此,脉宽调制器的传递函数为 $1/V$ 的形式。

回到基本RC网络,我们提出一个问题,上述传递函数怎样得到?为此,首先根据基尔霍夫电压定律写出如下微分方程

$$v_i = v_{\text{res}}(t) + v_{\text{cap}}(t) = i(t)R + \frac{q(t)}{C}$$

式中, $i(t)$ 是充电电流, $q(t)$ 是电容电荷, $v_{\text{res}}(t)$ 是电阻电压, $v_{\text{cap}}(t)$ 是电容电压(也就是输出 $v_o(t)$ )。电容电荷与电流的关系为 $dq(t)/dt = i(t)$ ,可进一步写出下面方程

$$v_i = R \times \frac{dq(t)}{dt} + \frac{q(t)}{C}$$

或者

$$\frac{dq(t)}{dt} + \frac{1}{RC}q(t) = \frac{v_i}{R}$$

根据指数函数  $y(x) = e^x$  性质, 得出下面的解

$$q(t) = C v_i (1 - e^{-t/RC})$$

代入  $q = C \times v_{cap}$ , 则可得到前述 RC 网络传递函数。

注意, 上面关于  $q(t)$  的微分方程一般是一阶微分方程, 因为方程中只含时间的一阶导数。

实际上, 有更好的方法解上述方程——利用“拉普拉斯变换”。但是在理解和使用拉普拉斯变换之前, 首先必须学会在“频域”分析问题, 下面将会详细介绍。

上述一阶微分方程中, 作为  $q(t)$  的分母 (RC 网络中为“RC”) 的那一项称为时间常数, 定义方程的常数项 (RC 网络中为  $v_i/R$ ) 为强制函数。

## 7.2 理解 e 及绘制对数坐标曲线

上一节中, 一阶微分方程的求解引出了指数常数 e, 其中  $e \approx 2.718$ 。为什么这样的电路常常会有指数形式响应? 原因部分在于指数函数具有某些有用的性质。例如

$$\frac{d(e^x)}{dx} = e^x \quad \text{和} \quad \int (e^x) dx = e^x + c \quad (c \text{ 是常数})$$

实际生活中, 可体会到指数常数 e 是世界上大多数“自然”参数之一。以下例子可说明这一点。

**例** 假设有 10 000 个电源, 每年有 10% 的失效率。这就意味着, 若我们 2005 年有 10 000 个可以工作的电源, 那么到 2006 年将只有  $10\,000 \times 0.9 = 9\,000$  个, 2007 年为  $9\,000 \times 0.9 = 8\,100$  个, 2008 年为 7 290 个, 2009 年为 6 561 个, 等等。若将这些点 (10 000、9 000、8 100、7 290、6 561, 等等) 以时间为横轴在坐标平面上描出来, 可得到指数衰减函数 (如图 7-1 所示)。

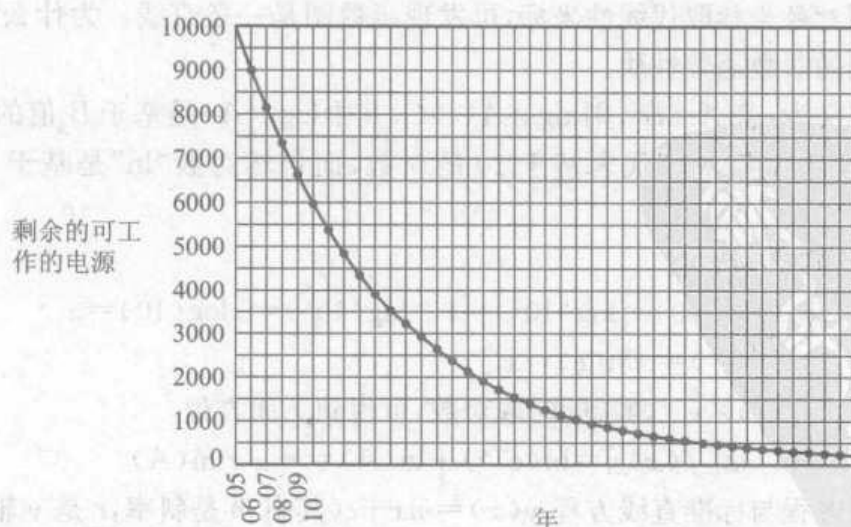


图 7-1 指数衰减曲线的产生



由此可见,一个简单的常数失效率的假设就能产生指数曲线,那是因为指数曲线就是各个数据点(这些数据点相隔很近)的简单连接。这些数据点是简单的等比级数,也就是说,任意一个数据与前一个数据的比都是常数。很多自然过程表现非常相似,e是最常见的。

图 7-2 中,绘出了一条更常见的指数衰减函数,它的拟合函数为  $f(x) = A \times e^{-x}$  (为分析方便,取  $A=1$ ),通过建立横轴和竖轴来分析该函数。

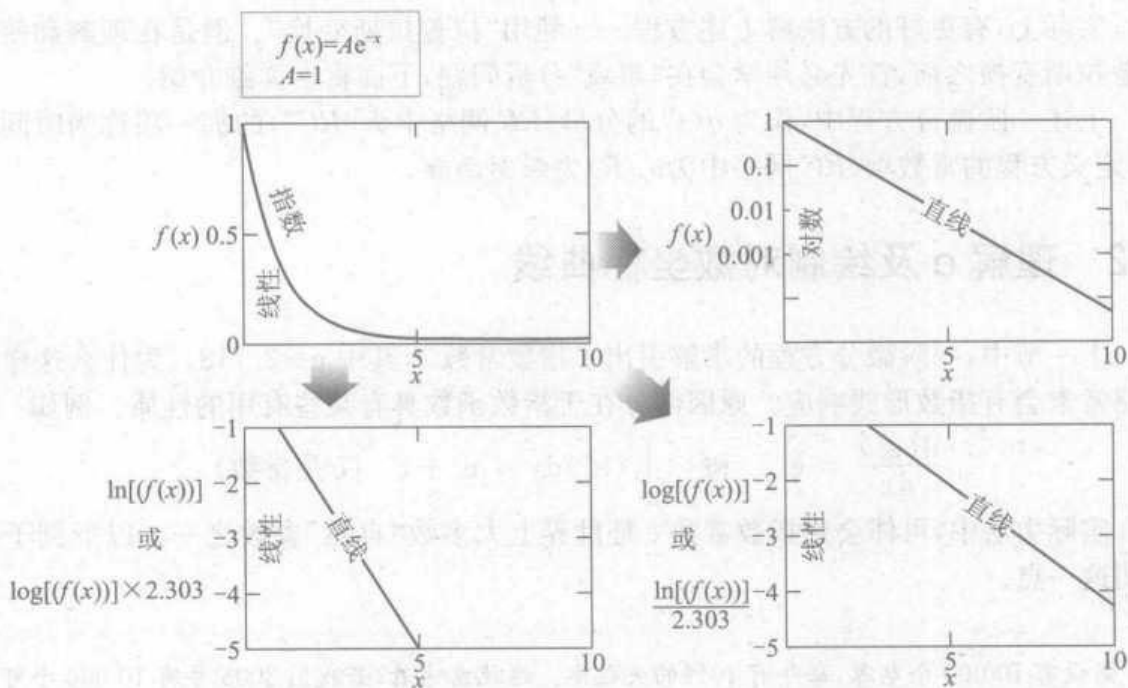


图 7-2 基于对数坐标(y轴)的指数函数曲线的绘制及基于线性坐标(y轴)的指数函数对数曲线绘制

若竖轴用对数坐标取代线性坐标,可发现函数图是一条直线。为什么? 主要是因为下面要讲到的对数函数性质。

对数的定义为:若  $A = B^C$ , 则  $\log_B(A) = C$ , 其中  $\log_B(A)$  是基于  $B$  值的  $A$  的对数。通常,“logarithm”或者“log”代表基于 10 的对数,而自然对数“ln”是基于  $e$  的对数的缩写。

因此,可得到下列关系

$$\log(10) = 1 \quad \log(100) = \log(10^2) = 2 \quad \log(10^x) = x \log(10) = x$$

$$\ln(e) = 1 \quad \ln(e^x) = x \ln(e) = x$$

对方程  $f(x) = A \times e^{-x}$  两端同时取对数,可得到下面方程

$$\ln[f(x)] = \ln(e^{-x}) + \ln(A) = -x + \ln(A)$$

若用上面方程与标准直线方程  $y(x) = mx + c$  (其中  $m$  是斜率,  $c$  是  $y$  轴截距)相比较,可知,若竖轴(“y”)用  $\ln f(x)$  代替  $f(x)$  ( $x$  为横轴或“x”轴),则可得到一条直线。

通常,在对数坐标上绘函数图和在线性坐标上绘函数的对数图等效。

若竖轴用  $\log f(x)$  代替  $\ln f(x)$ , 会怎么样? 该问题就等效于—— $\log_{10} e$  是多少或  $\log_{10} 10$  是多少? 实际上并没多大差别, 因为基于 10 和基于  $e$  的对数相互成比例。这样表达更容易理解, 一个数基于 10 的对数乘以 2.303 就得到这个数的自然对数, 反之一个数的自然对数除以 2.303 就得到这个数基于 10 的对数。可表示为下式

$$\ln(10) = 2.303 \text{ 和 } \frac{1}{\log(e)} = 2.303$$

因此, 对数坐标(基于 10)上的任意函数图和其在自然对数坐标上的函数图的基本形状一样, 而且若函数是指数函数, 则其在对数坐标上的函数图是条直线(当然横轴是线性的), 如图 7-2 所示。

### 7.3 时域分析与频域分析

若电路(或者网络)中只含电阻, 则电路(或者网络)中任意一点的电压仅由输入电压决定。若输入电压改变, 网络中各点电压也同时做相应比例改变。也就是说, 输入电压改变与各点电压改变没有延迟也没有超前。然而, 若网络含无功元件(电容和/或电感), 则需分析随着时间变化由激励所产生响应的变化, 这就是“时域分析”。

我们知道任意周期波形都可分解成一系列不同频率的正弦(和余弦)波形, 这些频率是基本周期频率  $f$ (基波频率)的倍数。这就是“傅里叶分析”所要讲的内容。在傅里叶分解中, 虽然得到无数项, 但各项分量频率都是基波频率  $f$  的倍数。也就是说, 分析周期波形时, 得到的各项分量频率是离散的。但是, 当遇到更多任意波形(非周期)时, 还是需要用连续频率来分解。

把波形分解为不同频率的分量意味着各项分量是相互独立的。这就像中学物理课所学的——把矢量(比如力)在正交的  $x$  方向和  $y$  方向分解, 在各个方向上独立分析, 然后综合得到最终矢量。

通常, 分析系统对激励的不同频率分量的响应称为“频域分析”。

### 7.4 复数表示

在这里复习相关数学知识会有帮助。

我们知道, 电感阻抗为  $L\omega$ , 电容阻抗为  $1/C\omega$ 。其中  $\omega = 2\pi f$  为角频率, 单位是  $\text{rad/s}$ ,  $f$  是基波频率。这两种无功元件在其电压和电流之间会产生相移(滞后或者超前)。因此, 含无功元件的电路中, 对电压和电流不用算术运算。若电压矢量和电流矢量的两要素(模和辐角)都给出, 则可使用矢量分析法。而且, 与常规矢量不同, 这两个要素是不同的量, 因此, 不能用常规矢量分析法。采用虚数  $j = \sqrt{-1}$  可清楚表示出矢量的模和辐角。

任意电气参数都由实部和虚部组成

复数  $A = \text{Re} + j\text{Im}$

其中,  $\text{Re}$  表示复数  $A$  的实部,  $\text{Im}$  表示复数  $A$  的虚部。因此, 复数  $A$  准确的模和辐角可表示为:

$$\|A\| = \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} \quad (\text{复数模})$$

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}}{\text{Re}} \right) \text{rad} \quad (\text{复数辐角})$$

阻抗也可写成复数矢量形式, 尤其是与频率相关的。

无功元件复数阻抗如下式:

$$Z_L = j \times L\omega$$

$$Z_C = \frac{1}{j \times C\omega}$$

可看出  $1/j = -j$ , 虚数  $j$  是很有用的。因为, 实际上它表示出了无功元件电压矢量和电流矢量之间  $90^\circ$  相位差。因此, 上面的阻抗方程意味着: 电感电流滞后电压  $90^\circ$ , 电容电流超前电压  $90^\circ$ 。电阻只有实部, 因此只在复平面  $x$  轴上(辐角为零)。

为得到在复阻抗上施加复数电压的响应, 必须运用基本电路定律复数形式。因此, 根据欧姆定律, 可得:

$$V(\omega t) = I(\omega t) \times Z(\omega)$$

前文曾提到指数函数具有一些有趣的性质, 其实正弦函数也有类似性质。比如, 正弦波变化率就是余弦波, 只是余弦波相位相对于正弦波移了  $90^\circ$ , 因此很容易得出下面关系:

$$e^{j\theta} = \cos(\theta) + j\sin(\theta) \quad \sin(\theta) = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2j}$$

$$e^{-j\theta} = \cos(\theta) - j\sin(\theta) \quad \cos(\theta) = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$$

电路分析中, 设  $\theta = \omega t$ , 其中  $\theta$  是辐角, 单位是弧度( $180^\circ$  为  $\pi$  弧度)。 $\omega = 2\pi f$ , 其中  $\omega$  是角频率, 单位是  $\text{rad/s}$ ,  $f$  是频率, 单位是  $\text{Hz}$ 。

以上面方程为例, 可得到指数函数  $f(\theta) = e^{j\theta}$  的模和辐角:

$$\text{模}(e^{j\theta}) = \sqrt{\cos^2(\theta) + \sin^2(\theta)} = 1$$

$$\text{辐角}(e^{j\theta}) = \tan^{-1} \left( \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta)} \right) = \tan^{-1} \tan(\theta) = \theta$$

**注意:** 严格来说, 纯正弦函数是相角为 0、幅值为 1 的函数。然而, 一般在分析电路时, “正弦波” 是任意相角和任意模的正弦形式的波形, 可用  $A_0 \times e^{j\omega t}$  表示——模为  $A_0$ , 相角为  $\omega t$ 。例如, “正弦波” 输入电压复数表达式为  $V(t) = V_0 \times e^{j\omega t}$ 。

## 7.5 非周期激励

现实中没有完全“周期性”的激励。周期意味着波形永远周期性完全重复。但是,

现实中,只在一定时间内施加给定的激励波形(其他的时间则不使用)。比如,加在网络输入端的正弦波也不是周期性的。然而,这种激励可能会被看作是周期性的,激励加入系统的时间足够长,系统已经远离暂态过程。实际上,这是“稳态分析”时常做的隐含假设。

但有时候,我们还是想知道外加激励时系统运行状况,系统响应是周期的、稳定的或者其他的,比如在  $RC$  网络加阶跃电压。若对电源,必须确保输出不能“过冲”(或者“下冲”)太多。

为了解这样的非周期波形,不能像分解周期波形那样把非周期波形分解成不同的离散频率项,而是使用连续频率。

进一步地,考虑到波形(或者不同频率项的幅值)随时间会变化(扰动变化),需要引入指数项(实数) $e^{\sigma t}$ 。然而,稳态分析时,正弦波还是用  $e^{j\omega t}$  形式,而暂态分析则用  $e^{\sigma t} \times e^{j\omega t} = e^{(\sigma+j\omega)t}$ 。这也是“正弦波”,但是幅值会出现指数增加( $\sigma$  为正)或指数衰减( $\sigma$  为负)。若只对系统做稳态分析,则令  $\sigma=0$ 。

## 7.6 $s$ 平面

传统复数平面交流分析中,电压和电流都是复数,但频率通常是实数。然而,为了分析任意波形,在效果上我们创造了复数频率平面,  $(\sigma+j\omega)$ , 称为  $s$  平面,其中  $s=\sigma+j\omega$ 。 $s$  平面分析是频域分析更广义的形式。

$s$  平面中,无功元件可表示为

$$Z_L = Ls$$

$$Z_C = \frac{1}{Cs}$$

电阻还是电阻(与频域或  $s$  平面无关)。

下面讨论  $s$  平面元件串、并联关系。

串联阻抗的等效阻抗为

$$Z(s) = Z_1(s) + Z_2(s) \quad (\text{串联阻抗})$$

对并联阻抗,阻抗的倒数相加等于等效阻抗的倒数,因此

$$\frac{1}{Z(s)} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (\text{并联阻抗})$$

或者

$$Z(s) = \frac{Z_1 \times Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

因此,两个串联电感的等效阻抗就等于它们的和

$$Ls = L_1s + L_2s$$

因此,等效电感为

$$L = L_1 + L_2 \quad (\text{串联电感})$$



同样,两个并联电感的等效电感为

$$L = \frac{L_1 \times L_2}{L_1 + L_2} \quad (\text{并联电感})$$

因此,电容好像与电阻和电感的串并联关系相反。两个并联电容的等效电容为它们的和

$$\frac{1}{Z(s)} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \Rightarrow Cs = C_1s + C_2s \Rightarrow C = C_1 + C_2$$

$$C = C_1 + C_2 \quad (\text{并联电容})$$

电容并联看似像电阻和电感的串联。两个串联电容的等效电容如下式

$$Z(s) = Z_1(s) + Z_2(s) \Rightarrow \frac{1}{Cs} = \frac{1}{C_1s} + \frac{1}{C_2s}$$

$$C = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \quad (\text{串联电容})$$

这看起来像是串联(对电阻、电感而言),但实际上是电容串联。

为求复数电路的响应和激励的  $s$  平面表示形式,必须使用上述的阻抗串并联关系以及  $s$  平面电路定律。比如,  $s$  平面欧姆定律为

$$V(s) = I(s) \times Z(s)$$

最后,  $s$  的使用可以轻松地解由任意激励产生的微分方程,远胜于时域中的解法。这种解法所用方法就是“拉普拉斯变换”。

注意:任意分解方法只是在处理“数学”波形时是实用的。对实际波形,必须先用已知的数学函数近似,然后做进一步分析,而且有些波形可能难以处理。

## 7.7 拉普拉斯变换

拉普拉斯变换可把时域(含  $t$ )微分方程变换到频域(含  $s$ )。具体变换过程如下。

首先,把外加时域激励(冲击函数或者周期函数——电压或电流)变换到复频域,也就是  $s$  平面。然后,通过使用阻抗的  $s$  平面表示形式,把整个电路变换到  $s$  平面。对变换后的电路,运用基本电路定律的  $s$  平面形式进行分析。接下来,解含  $s$  的微分方程(不是  $t$ )。如前文所述,复频域中解这样的微分方程比时域中容易。此外,常用函数的拉普拉斯变换有表可查。这样,就可得到电路频域响应。最后,如有需要,可通过“拉普拉斯反变换”把响应表示成时域形式。整个过程如图 7-3 所示。

此处多用一点数学知识是有用的,这有助于理解下面要讲到的反馈环路稳定性。

若输入信号(时域)为  $u(t)$ ,输出信号为  $v(t)$ ,它们之间的关系是一般二阶微分方程形式

$$c_2 \frac{d^2 u(t)}{dt^2} + c_1 \frac{du(t)}{dt} + c_0 u(t) = d_2 \frac{d^2 v(t)}{dt^2} + d_1 \frac{dv(t)}{dt} + d_0 v(t)$$

可看到,若用  $U(s)$  表示  $u(t)$  的拉普拉斯变换,用  $V(s)$  表示  $v(t)$  的拉普拉斯变换,则微分方程在频域中可表示为:

$$c_2 s^2 U(s) + c_1 s U(s) + c_0 U(s) = d_2 s^2 V(s) + d_1 s V(s) + d_0 V(s)$$

所以

$$V(s) = \frac{c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{d_2 s^2 + d_1 s + d_0} U(s)$$

定义  $G(s)$  为传递函数 ( $s$  平面中的输出比输入)

$$G(s) = \frac{c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{d_2 s^2 + d_1 s + d_0}$$

则

$$V(s) = G(s) \cdot U(s)$$

时域中, 传递函数  $f(t)$  也有类似形式

$$v(t) = f(t) \cdot u(t)$$

由于类似  $G(s)$  的方程解法已经得到了很好的研究和证明, 则容易计算出激励 ( $U$ ) 的响应 ( $V$ )。

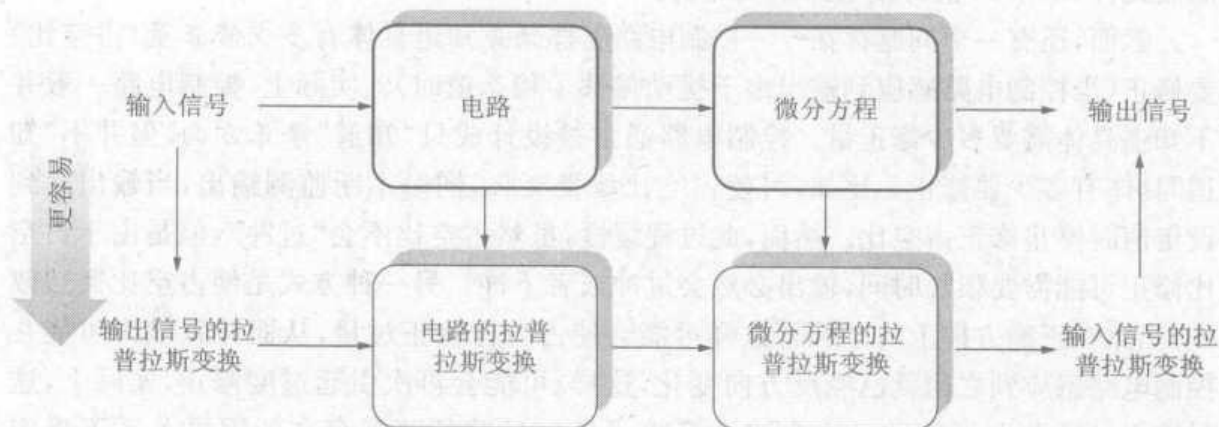


图 7-3  $s$  平面运算过程的符号表示

电源设计者要确保自己设计的电源能够在一定范围内稳定工作。为获知电源工作情况, 可在电源适当的点注入正弦波, 改变正弦波的频率, 然后分析响应。这种工作可在实验室完成, 也可以“在纸上”完成, 下文将阐述。实际上, 这样做就是分析电源对周期或非周期脉冲的不同频率分量的响应。实际上也就是分析稳定正弦波(扫频)激励的响应, 因此, 设  $s = j\omega$  ( $\sigma = 0$ )。

既然最终设  $s = j\omega$ , 那为什么还需要复平面? 答案是并非总设  $s = j\omega$ 。比如, 可能会要分析电源对一些特定扰动(比如, 网压或负载的阶跃变化)的精确响应, 遇到这些情况就需使用  $s$  平面和拉普拉斯变换。因此, 虽然对  $s$  结构系统通常只做稳态分析, 但是若有必要, 仍然可对更一般的激励的系统响应做更精确的分析。

然而, 欣慰的是, 电源设计者没有必要懂得怎样计算函数的拉普拉斯变换, 除非需对系统阶跃响应做精确分析。若只是为保证系统稳定裕度, 则只做稳态分析就完全可达到目的。因此, 虽然最初在  $s$  平面做数学运算, 但是最终, 为得到裕度分析结果, 仍设  $s = j\omega$ 。

## 7.8 扰动和反馈作用

对开关电源,输入电压可改变,负载也可增加(可能是瞬间的)。但无论如何,一定要使输出保持良好调整性能,也就是说抗扰动能力要强。

但是,实际的输出调整性能并没想象的完美。比如,若突然增加 buck 变换器输入,则输出也将增加,因为  $D=V_O/V_{IN}$ , 并且  $D$  不可能立即改变。为了维持输出稳定, IC 控制部分必须能感应到输出的改变(这可能需要一定时间),修正占空比(这也可能需要一定时间),然后等待(相对需要更长时间)电感和输出滤波电容释放一些储存的能量或者吸收更多能量(释放还是吸收能量取决于新的稳态条件)。最终,输出将重新达到稳定。

在电路输出再次稳定之前有很多延迟。因此,减小这些延迟很重要。比如,减小滤波元件( $L$  和  $C$ )值可使电路响应加快。

然而,还有一个问题存在——控制电路怎样预先知道具体有多少修正量(占空比)要修正(当控制电路感应到输出由于扰动偏移了稳态值时)? 实际上,控制电路一般并不知道具体需要多少修正量。控制电路通常被设计成只“知道”修正方向,但并不“知道”具体有多少要修正。比如,可使占空比缓慢变化,同时不断监测输出,当输出达到设定值时停止修正占空比。然而,此过程缓慢,虽然占空比不会“过冲”,但是由于占空比修正可能需要很长时间,输出必然会过冲或者下冲。另一种方式是使占空比突然改变(当然在正确方向上)。然而,这样可能会使占空比修正过量,从而导致输出可能在控制电路感应到之前就已经反方向变化,这样,可能会再次引起过度修正,实际上,这时输出已经发生了波动。这个波动反映了任何反馈环路都存在的因果关系不确定性——控制部分根本不“知道”它所检测到的误差是外部扰动响应,还是期望修正值。因此,若在很多次这样的波动之后输出稳定,则认为变换器只是“临界稳定”。最坏的情况是,稳定之前波动可能永远进行下去,甚至增强,实际上,这样的控制部分已经“完全混乱”了,反馈环是“不稳定的”。

“最佳”反馈环响应速度不能太慢也不能太快。若响应速度太慢,输出会过冲(或者下冲)。若响应速度太快(过度的),输出可能激烈波动,甚至导致完全不稳定(振荡)。

分析任意扰动在变换器中的传播(在传播过程中是减弱还是加剧)称为“反馈环路分析”。如前文所述,实际中,这样测反馈环路性能——在适当点注入小扰动(原因),然后看这点模和相位的变化(结果)。若扰动加剧(在某个相位),系统将不稳定。

上一段中“相位”这个词的使用意味着再次谈到正弦波。然而,实际上这是一个有效假设,因为任意扰动都可分解成一系列不同频率正弦波分量。因此加入系统的信号(在实验室或纸上)是恒正弦波,但幅值任意。在较宽范围内改变频率大小(扫频),可找到潜在的导致系统不稳定的频率分量(正弦波)——假设加入系统的扰动含使系统不稳定的频率分量。若系统在宽范围正弦波频率内都稳定,那么实际上系统在任意扰

动下都稳定。

说起扰动的幅值,注意到分析的只是线性系统。那就意味着,若二端口网络输入加倍,则输出也加倍,但输出与输入的比值并没改变。那就是为什么传递函数与系统输入信号幅值无关。但实际上,若扰动太剧烈,控制电路的某些部分可能会“饱和”——比如,集成运算放大器输出可能立即接近其饱和电平,使其不能做进一步的修正。现实中没有完美的“线性系统”。然而,若激励(或者响应)足够小,任何系统都可近似为线性系统。那就是为什么在做功率变换器反馈环路分析时,要讨论其“小信号分析”和“小信号模型”。

注入系统的正弦波幅值不能太大,否则会影响数据和结论的有效性。但注入系统的正弦波幅值也不能太小,否则对开关噪声将会有很大影响(小信噪比)。电源设计者在实验室可能需要花些工夫来选定适当幅值来做这样的测试,并且那可能还与频率有关。目前使用的先进仪器可使注入系统正弦波的幅值与频率(变化的)相匹配,如可使高扫描频率时幅值小于低扫描频率时幅值。若在示波器上看开关波形,可看到一个小的波动——通常为稳态值的 5%~10%。太小的波动意味着幅值太小,太大的波动会导致奇怪的工作模式,尤其是当系统运行在控制电路最小占空比或者最大占空比限制点或者电流限制点。

## 7.9 RC 滤波器的传递函数

现在我们做 RC 网络的频域分析,如图 7-4 所示。可以看到,整个过程基于为人熟知的直流电压分压器方程,现在拓展到  $s$  平面。

既然只考虑稳态激励(不是暂态冲击),则设  $s=j\omega$ ,在频域中绘制传递函数的模(也就是“增益”)及其辐角(也就是“相位”)。这样的增益相位图称为“波特图”。

注意到,增益和相位只定义在稳态,它们实际上与正弦波相关(否则“相位”没有其他意义)。

由波特图可见:

- ☐ 在图 7-4 所示曲线中,通常把相角(用弧度表示,  $\theta=\omega t$ )转换成角度,因为大多数人习惯使用角度。转换公式为:角度 =  $(180/\pi) \times$  弧度。
- ☐ 同样也把“角频率”(  $\omega$ ) 转换成常用的频率(单位为 Hz)。转换公式为: Hz =  $(\text{rad/s})/2\pi$ 。
- ☐ 通过改变增益和相位图坐标类型,可看到若使用对数 vs. 对数坐标,则得到的增益曲线是直线(前文讲到,指数函数在对数 vs. 线性坐标上才是一条直线)。通过观察曲线,高频时,若频率是原来的十倍,则增益就为原来的十分之一。因此,定义“分贝”或者“dB”为  $\text{dB}=20 \times \log(\text{比值})$ ——当用来表示电压比或者电流比时,10:1 就是 20dB。这样就可以说,增益在高频时以 -20dB/十倍频下降,任意该斜率电路称为“一阶滤波器”(本例中是一阶低通滤波器)。



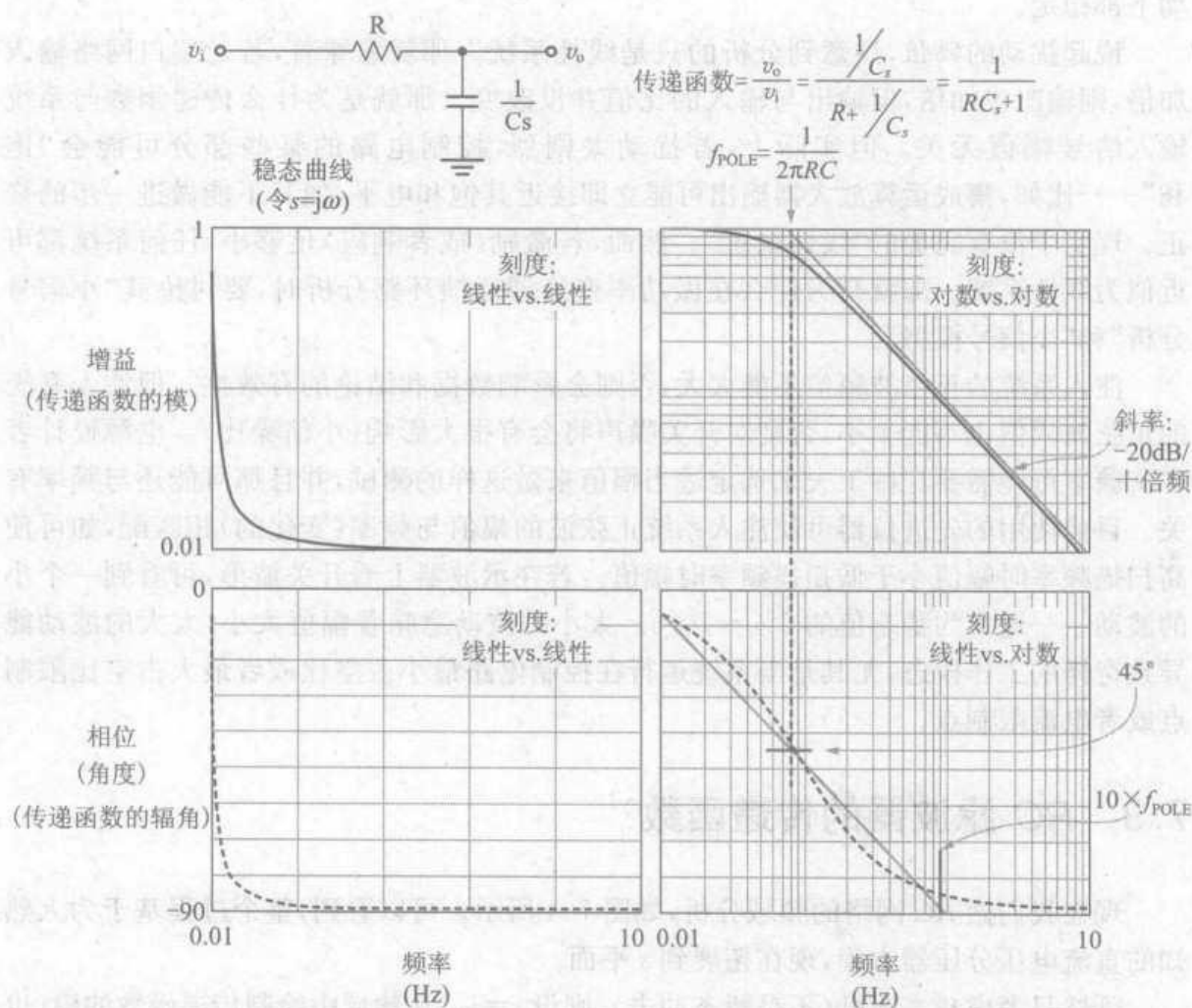


图 7-4 一阶低通 RC 滤波器的频域分析

- 进一步地,既然斜率是常数,若频率是原来的两倍,则增益就为原来的二分之一;同理,若频率是原来的四倍,则增益就为原来的四分之一。但比例  $2:1$  为  $6\text{dB}$ ,“倍频”就是频率的两倍。因此,也可以说一阶低通滤波器在高频时增益以  $-6\text{dB}/\text{倍频}$  下降。
- 若  $x$  轴和  $y$  轴为同比例刻度坐标,增益曲线将会与  $x$  轴成  $-45^\circ$ 。此斜率也就是该角度正切值,  $\tan(-45^\circ) = -1$ 。因此,  $-20\text{dB}/\text{十倍频}$  (或者  $-6\text{dB}/\text{倍频}$ ) 斜率也称为“ $-1$ ”斜率。
- 同样,当遇到含两个电抗性元件(电感和电容)的滤波器时,可看到其斜率为  $-40\text{dB}/\text{十倍频}$  (也就是一  $-12\text{dB}/\text{倍频}$ )。该斜率一般称为“ $-2$ ”斜率(角度大约为  $-63^\circ$ )。
- 下面两种情况都可得到直线形增益曲线:(a)增益用简单的比率来表示(也就是  $V_{out}/V_{in}$ ),并且在対数坐标上(在  $y$  轴);(b)增益用分贝来表示(也就是  $20 \times \log V_{out}/V_{in}$ ),并且在直角坐标上。注意到,这两种情况,对  $x$  轴,用  $f$ (频率)的对

数坐标,或者用  $20 \times \log(f)$  的直角坐标。

- 0 的对数为负无穷( $\log 0 \rightarrow -\infty$ ),因此不能让对数坐标起始点为 0。但可使起始点接近 0,比如 0.0001 或者 0.001 或者 0.01 等等都可以,但绝对不能为 0。
- 图 7-4 右边的两条粗体灰色直线是实际曲线的渐进逼近形式。渐进线有一个拐点频率或者转折频率( $f=1/(2\pi RC)$ )。该频率也是 RC 滤波器谐振频率。
- 若用渐进线代替实际曲线,误差通常很小(对一阶滤波器)。如简单 RC 网络增益的最大误差为 -3dB,并且发生在拐点频率处。因此,渐进逼近法是条捷径,可用来简化波特图及分析过程。
- 从相位渐进线可看到两个拐点频率:一个在  $1/10^{\text{th}}$ ,另一个在增益曲线拐点频率的十倍频率处。每个相位曲线拐点频率处相角改变为  $45^\circ$ ,跨越 100 倍的两个拐点频率总相移为  $90^\circ$ (相位曲线的两个拐点频率以增益曲线的拐点频率对称)。
- 注意,单极点频率处,相移通常是  $45^\circ$ (从起始点开始计算)(也就是总相移的一半),不管是否使用渐进逼近法。
- 增益和相位都随着频率的增加而减小,因为存在“极点”,本例中为拐点  $f=1/(2\pi RC)$ 。因其斜率为 -1,故也是“单极点”。
- 稍后,将会遇到“零点”,它会使增益和相位都随着频率的增加而增加。
- 输出电压总是小于输入电压,至少在(无源的)RC 网络中是如此。换句话说,在任何频率,增益总是小于 1。看上去,好像是对的,因无法放大信号,除了使用有源装置(比如运算放大器)。然而,若使用的滤波器含两种类型电抗性元件(电感和电容),则可使输出电压大于输入电压(但是只是在某些频率处),那就是通常说的“谐振”。

## 7.10 积分运算放大器(零极点滤波器)

在讨论含两个电抗性元件的无源网络前,看一个有趣的 RC 有源滤波器。用来分析的是积分器,因它是任意“补偿网络”的基本结构单元。

如图 7-5 所示反相运算放大器的反馈通路中只有一个电容。直流稳态条件下,所有电容都看作开路。本例中,直流稳态条件下负反馈完全不起作用,并且可得到无限大直流增益(实际中运算放大器会限制直流增益过大)。但那并不妨碍分析更高频时的精确增益。若分析此电路传递函数,会发现在点  $f=1/(2\pi RC)$  处有点“特别”。然而,不像无源 RC 滤波器,这个点不是拐点频率(或者极点,或者零点)。在这一点增益刚好为 1(0dB),此频率表示为“ $f_p$ ”,这就是积分器穿越频率。“穿越”意味着增益波特图与 0dB(增益=1)轴相交。

注意,积分器有一个单极点在“零频率”处。因此,通常把积分器看作“零极点”级或者补偿网络的一部分。该极点一般称为初始极点或者主极点。

介绍零极点的基本原因是:若没有零极点,直流增益会受很大限制。积分器是用

来获得高直流增益的最简单方法。

图 7-5 右边,特意把图变换成正方形,并且使两个坐标轴上各个格子所代表的数值相等。此外,为使  $x$  轴和  $y$  轴标度相等,在  $x$  轴上用  $20 \times \log(f)$  代替  $\log(f)$ 。这样,  $x$  轴和  $y$  轴在各方面都相同,可发现为什么这样的斜率为“ $-1$ ”——因为直线刚好是以  $45^\circ$  角度下降(图 7-5 中可见)。

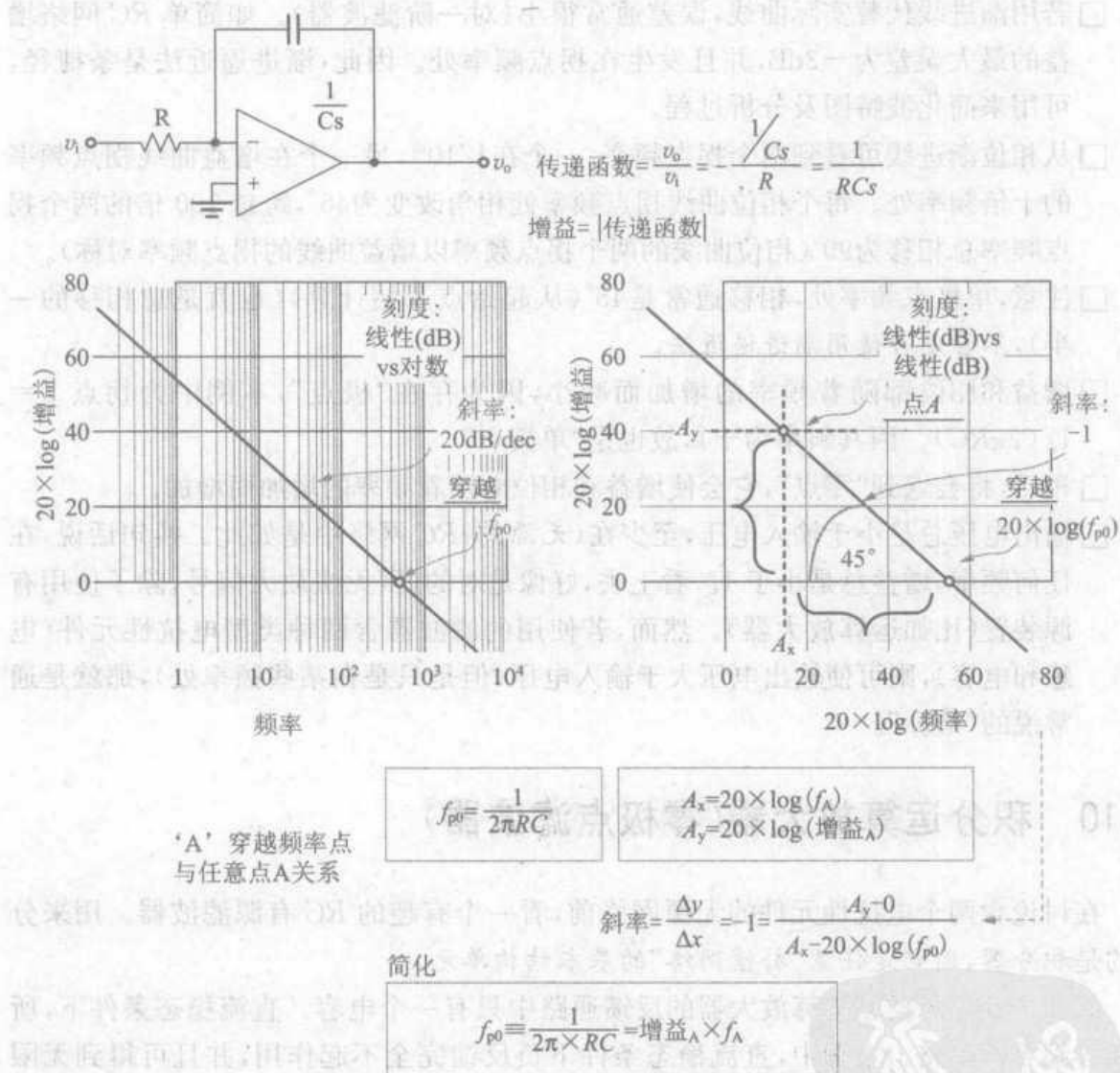


图 7-5 积分(零极点)运算放大器

因此,通过画  $20 \times \log(\text{增益})$  vs.  $20 \times \log(f)$  图,得到斜率为“ $-1$ ”的直线。这样图 7-5 中,可做一些简单的数学分析,得到任意点  $A$  与穿越频率  $f_{p0}$  之间很有用的关系

$$f_{p0} = \frac{1}{2\pi \times RC} = \text{增益}_A \times f_A$$

注意,通常像这样的“零极点”函数的传递函数总是有下面的形式

$$\frac{1}{Xs} \quad (\text{零极点传递函数})$$

穿越频率为

$$f_{\text{cross}} = \frac{1}{2\pi X} \quad (\text{穿越频率})$$

本例中,  $X$  就是时间常数  $RC$ 。

## 7.11 对数平面中的数学

为了进行控制环路分析和补偿网络设计, 可把各个级联结构单元的传递函数相乘得到总传递函数。这是因为一个结构单元的输出就是下一结构单元的输入。

实际上, 对数平面增益和相位的数学运算比线性平面中简单的多。下面一些简单的运算规则对接下来的学习有所帮助。

- ☐ 当求总传递函数的分贝时, 只需把各个函数的分贝相加。比如,  $A$  和  $B$  (级联的结构单元) 的传递函数为  $C=AB$ , 这是由性质  $\log(AB) = \log(A) + \log(B)$  得到的。也就是说,  $A$  增益的分贝数加  $B$  增益的分贝数就得到  $C$  增益的分贝数。
- ☐ 总相移也就是各个级联结构单元的相移相加。因此, 总的相角也就是各个相角相加。
- ☐ 从图 7-6 的上面可看出, 若知道穿越频率 (和曲线的极点), 则可得到任意频率点增益。
- ☐ 若垂直移动 (保持斜率不变) 图 7-6 下面的曲线, 然后通过图旁边的等式, 可算出在曲线垂直移动过程中穿越频率移动了多少。

## 7.12 LC 滤波器的传递函数

buck 变换器中有后级 LC 滤波器, 因此该 LC 滤波器可看作为开关管后面级联的结构单元, 总传递函数通过前述运算规则算出来。然而, boost 和 buck-boost 变换器没有后级 LC 滤波器——电感和电容之间有开关管或者二极管连接, 电感和电容会改变系统动态性能。但是, boost 和 buck-boost 可转换成“标准模型”, 标准模型中输出端有等效后级 LC 滤波器, 这样, boost、buck-boost 与 buck 就有一样的模型。唯一不同的是, 原始电感  $L$  (boost 和 buck-boost) 用等效电感  $L/(1-D)^2$  代替, 电容  $C$  不变。

既然 LC 滤波器能够代表任意典型开关拓扑输出部分, 那么我们必须很好地理解它。如图 7-7 所示。

- ☐ 大多数情况, 可认为负载或者元件寄生电阻不影响增益波特图。因此, 滤波器谐振频率可简化为  $1/(2\pi\sqrt{LC})$ , 可见, 谐振频率不含电阻项。
- ☐ LC 滤波器增益高频处以“-2”斜率下降, 同时相位也会下降, 总的相位滞后为  $180^\circ$ 。因此, 转折频率处是个“双重极点”。
- ☐  $Q$  为“品质因数” (如图定义)。实际上, 品质因数衡量的是转折频率处响应“峰值”。



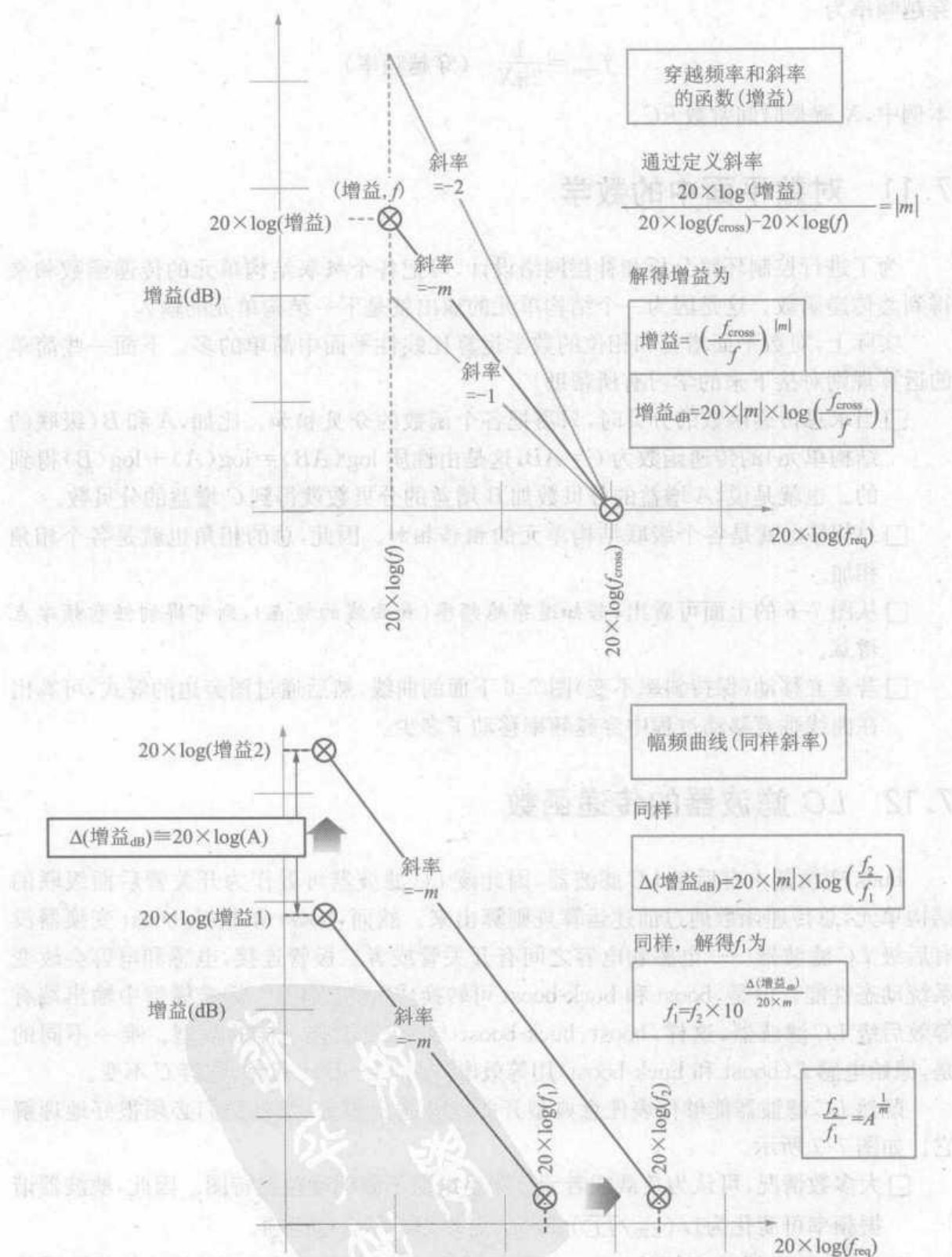


图 7-6 对数平面中的数学

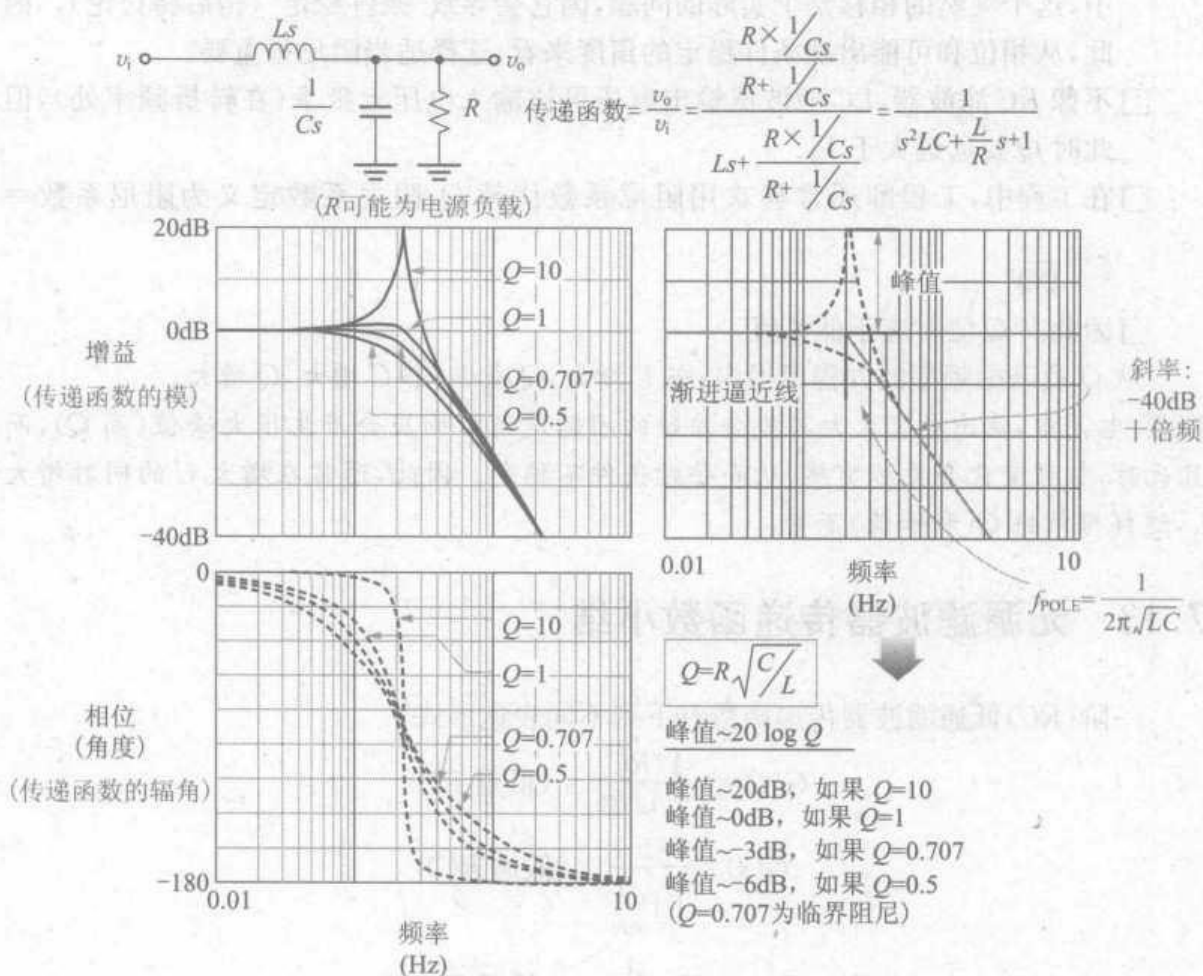


图 7-7 LC 滤波器的频域分析

简单说,若  $Q=20$ ,则谐振频率处输出电压为输入电压的 20 倍。对数坐标上表示为  $20 \times \log Q$ ,如图所示。若  $Q$  很大,则滤波器工作在“欠阻尼”状态。若  $Q$  很小,则滤波器工作在“过阻尼”状态。若  $Q=0.707$ ,则滤波器工作在“临界阻尼”状态。临界阻尼状态,谐振频率处的增益比直流值小 3dB,也就是说,输出比输入小 3dB(与 RC 滤波器相似)。注意到, -3dB 是  $1/\sqrt{2}=0.707$  的对数值,也就是说,输出比输入低大约 30%。同样, +3dB 是  $\sqrt{2}=1.414$  的对数(也就是说,输出比输入高大约 40%)。

- 电阻对转折频率的影响很小,因此可忽略。但电阻对  $Q$ (也就是峰值)影响很大(但经常会被忽略)。然而,必须注意, $L$  和  $C$  的串联寄生电阻越大, $Q$  就越小。另一方面,低功率输出时,并联在  $C$  两端的电阻(也就是负载电阻)比较大,从而使  $Q$  增大。要记住,并联大电阻相当于串联小电阻,反之亦然。
- 就像对 RC 滤波器增益波特图使用渐进逼近法一样,也可对 LC 滤波器增益波特图使用此法。然而,对 LC 滤波器相位,这样做有个问题:若  $Q$ (如图所定义)很大,则误差将会很大。若这样做,接近谐振频率处会产生  $180^\circ$  相移的骤变。电源

中,这个突然的相移是个实际的问题,因它会导致“条件稳定”(稍后将讨论)。因此,从相位和可能出现条件稳定的角度来看,选择适当阻尼很重要。

□ 不像 RC 滤波器, LC 滤波器输出电压可比输入电压大很多(在转折频率处),但此时  $Q$  要远远大于 1。

□ 在工程中,工程师通常喜欢用阻尼系数代替  $Q$ , 阻尼系数定义为阻尼系数 =

$$\zeta = \frac{1}{2Q}$$

□ 因此高  $Q$  值对应于低  $\zeta$  值。

从  $Q$  及谐振频率的方程可得出:若  $L$  增大,  $Q$  减小;若  $C$  增大,  $Q$  增大。

注意:电源中,输出电容太大可能会导致的问题是输出响应会产生很大峰值(高  $Q$ ),而且此时,相移变化会更加突然,从而导致条件不稳定。因此,通常在增大  $C$  的同时增大  $L$ , 这样可维持  $Q$ (和峰值)不变。

### 7.13 无源滤波器传递函数小结

一阶(RC)低通滤波器传递函数有下列不同表达形式

$$G(s) = \frac{1/RC}{s + 1/RC} \quad (\text{低通 RC})$$

$$G(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_0}} \quad (\text{低通 RC})$$

$$G(s) = K \frac{1}{s + \frac{1}{\omega_0}} \quad (\text{低通 RC})$$

其中  $\omega_0 = 1/(RC)$ 。注意,最后一个方程的  $K$  是个常数因子,滤波器设计中经常用到。

RC 低通滤波器中,  $k = \omega_0$ 。

对二阶滤波器,其传递函数在文献中有很多等效形式

$$G(s) = \frac{1/LC}{s^2 + s(1/RC) + 1/LC} \quad (\text{低通 LC})$$

$$G(s) = K \frac{1}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (\text{低通 LC})$$

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1} \quad (\text{低通 LC})$$

$$G(s) = \frac{1}{1 + 2\zeta\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (\text{低通 LC})$$

其中  $\omega_0 = 1/(LC)^{1/2}$ 。注意此处,  $k = \omega_0^2$ 。同样,  $Q$  为品质因数,  $\zeta$  为阻尼系数。

最后,对 LC 滤波器传递函数各种形式之间的转换,下面公式很有用

$$L/R=1/\omega_0 Q \text{ 和 } L/RC=\omega_0/Q \quad (LC \text{ 滤波器})$$

## 7.14 极点和零点

下面将讨论极点和零点。前文讨论的一阶和二阶滤波器都有极点,那是因为它们传递函数分母中都含  $s$ ——若  $s$  取特定的值,可使分母等于零,传递函数则为无限大,定义这样的  $s$  值为极点。使传递函数分母等于零的  $s$  的频率为谐振(或者转折)频率,也就是极点位置。比如,传递函数  $1/s$  有个在零频率处的极点(也就是零极点,将在下面讨论)。

注意,增益也就是传递函数的模(通过设  $s=j\omega$  计算)在极点处不是无限大。比如,  $RC$  滤波器,它的增益实际上总是小于或等于 1(尽管在转折频率处有个极点)。

注意,若互换前面讨论的低通滤波器的两个主要元件,可分别得到相应的高通  $RC$  滤波器和高通  $LC$  滤波器。若计算它们的传递函数,则除了极点,还分别有单零点和双重零点(在零频率处),如图 7-8 所示。零点处的传递函数分子值为零。

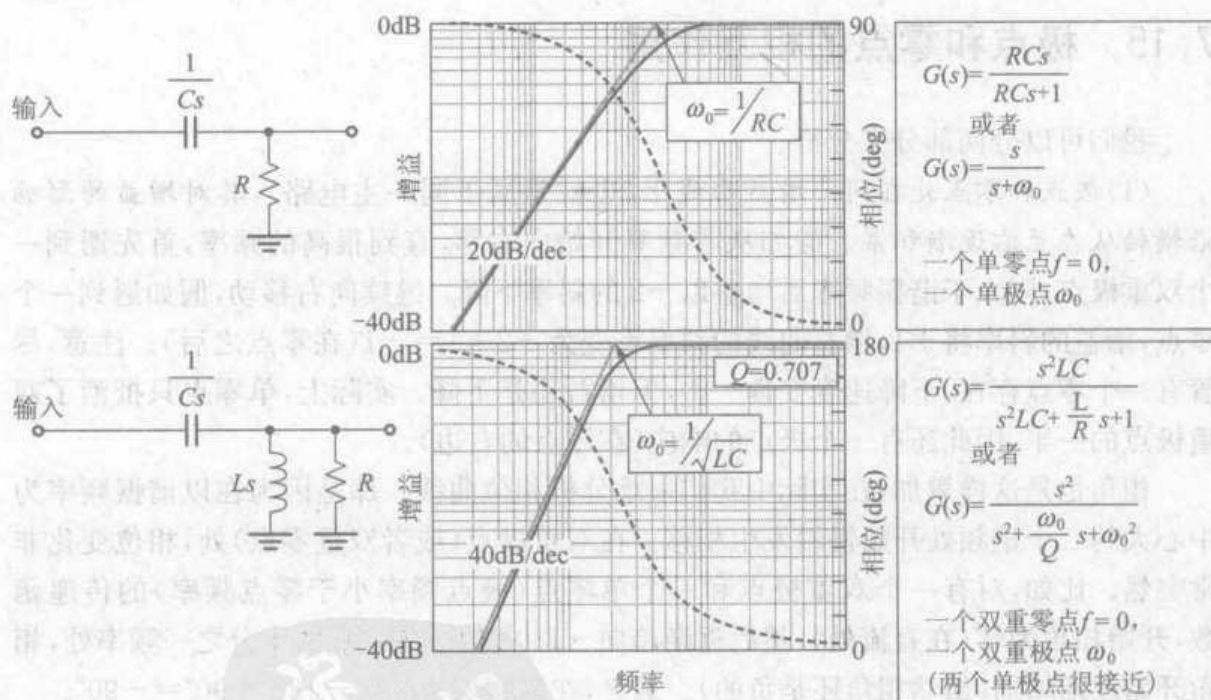


图 7-8 高通  $RC$  与  $LC$ (一阶与二阶)滤波器

零点与极点在某些方面的性质相反。比如,零点使得增益和相位随着频率的增大而增大,而极点则相反。进一步,零点可以抵消与之同频率的极点。

前文提到,增益相位图也称为波特图。在图 7-8 中,为了方便,增益和相位画在同一图中。图中,实线为增益曲线,通过图左边的  $y$  轴可读出其值。同样,虚线为相位曲线,通过图右边的  $y$  轴可读出其值。为了分析方便,使用对数坐标绘制增益曲线。到现在读者应该比较熟悉对数坐标上的波特图,增益增加十倍等于  $20\text{dB}$ ,增加 100 倍等于  $40\text{dB}$ ,以此类推。



一个网络的传递函数可表示成两个多项式的比

$$G(s) = \frac{V(s)}{U(s)} = k \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + \dots}{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + \dots}$$

还可表示成

$$G(s) = K \frac{(s - z_0)(s - z_1)(s - z_2)\dots}{(s - p_0)(s - p_1)(s - p_2)\dots}$$

因此,零点发生在(使得分子为零)在复频率  $s = z_1, z_2, z_3 \dots$ ,极点发生在(使得分母为零)复频率  $s = p_1, p_2, p_3 \dots$ 。

电源中,传递函数通常使用这样的形式

$$G(s) = K \frac{(s + z_0)(s + z_1)(s + z_2)\dots}{(s + p_0)(s + p_1)(s + p_2)\dots}$$

因此,前文所讨论的极点和零点都在复频率平面的左半平面(“LHP”极点和零点)。它们的值为  $s = -z_1, -z_2, -z_3, -p_1, -p_2, -p_3 \dots$ 。

## 7.15 极点和零点的相互作用

我们可以分两部分来分析。

(1)极点和零点处在同一增益曲线上(也就是属于同一主电路),其对增益的影响沿横轴从左至右逐渐积累。假如从零频率开始向右移,直到很高的频率,首先遇到一个双重极点,则大于谐振频率后增益以 $-2$ 的斜率下降。继续向右移动,假如遇到一个零点,增益的斜率将 $+1$ ,增益曲线的斜率将变为 $-2+1=-1$ (在零点之后)。注意,尽管有一个零点存在,下降速度变慢一些,但增益还是下降。实际上,单零点只抵消了双重极点的一半,因此还有一个极点的响应(在零点的右边)。

相角也是这样累加,在实际中我们很难分析相位曲线。那是因为在以谐振频率为中心大约二十倍频处开始慢慢发生相移。在双重极点(或者双重零点)处,相位变化非常突然。比如,对有一个双重极点和一个单零点(极点频率小于零点频率)的传递函数,开始相角为 $0^\circ$ (在直流处),然后逐渐趋向 $-180^\circ$ ,但从单零点的十分之一频率处,相角开始逐渐增加(虽然相角还是负的)。最终,在高频处相角为 $-180^\circ + 90^\circ = -90^\circ$ 。

(2)对不同增益曲线(都来自于级联的各级)的极点和零点,总增益分贝数等于各个增益分贝数相加。极点和零点的相互作用在数学上很容易描述。比如,假如在某个频率处,一条增益曲线有一个双重极点,另一条增益曲线有一个单零点,则总增益曲线在此转折频率处只有一个单极点。因此,我们认为极点和零点总是相互“毁灭”。但是极点和零点各自以自己的形式累加。比如,增益曲线有一个双重极点,另一条增益曲线有一个单极点(在同一频率处),那么转折频率之后总增益曲线将以 $-3$ 的斜率下降。相角也是以同样的方式累加。

稍后分析变换器的开环增益时,这些知识将会更加明了。



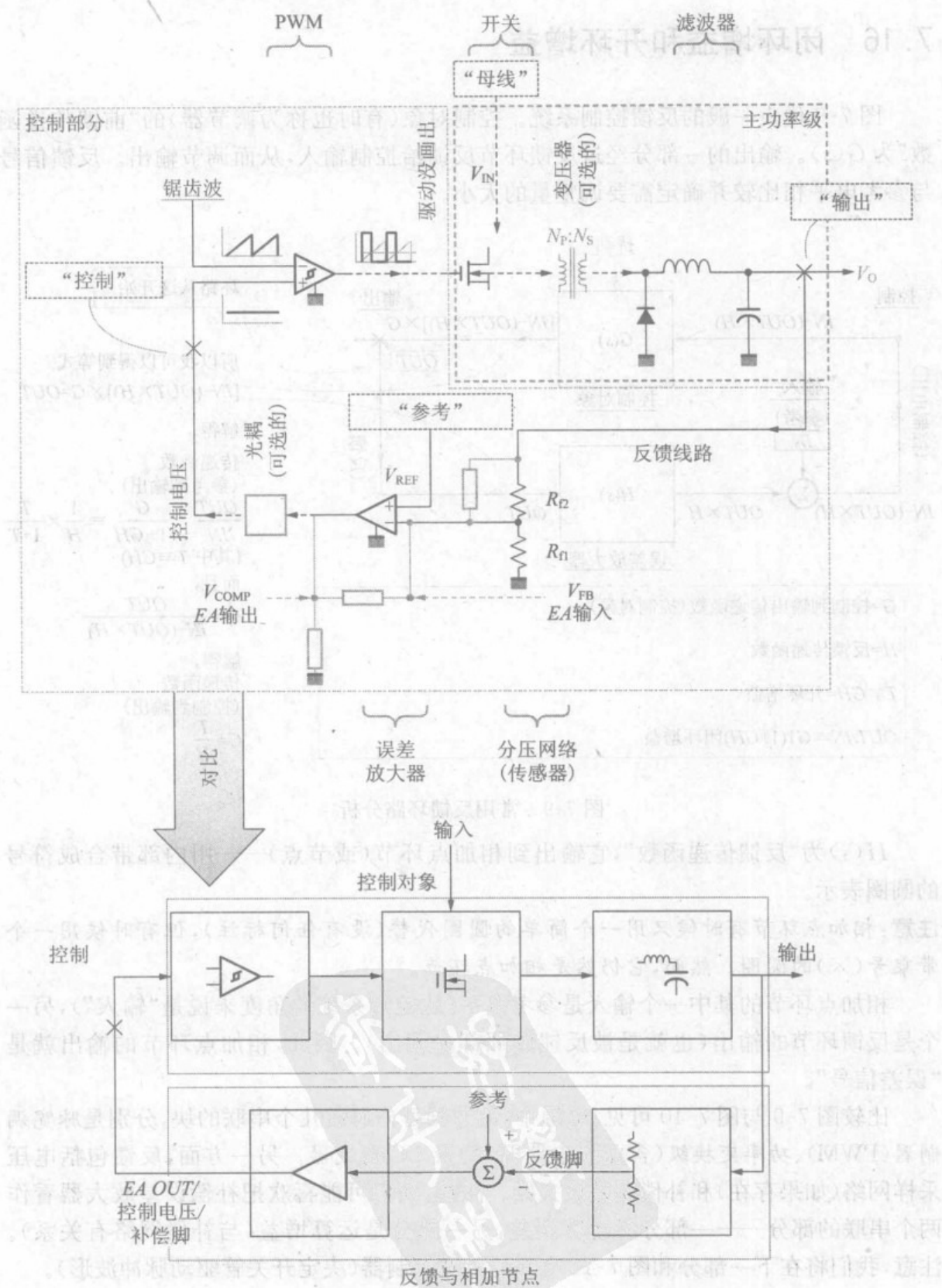


图 7-10 变换器及其控制对象与反馈级

一般来说,调节器会受到不同的“扰动”,从而影响其输出。电源中,网压和负载的变化是不可避免的。反馈的目的就是要减小这些扰动对输出电压的影响。

在图 7-9 中推导出了开环增益,它是前馈传递函数和反馈传递函数乘积的模,也就是说,由整个环路得出。另一方面,参考输入到输出的传递函数的模就是闭环增益。注意,“闭环”这个词实际上与反馈环在字面上是“开环”还是“闭环”没关系。进一步地, $GH$  称为“开环传递函数”,不管环路在字面上“开环”还是“闭环”。实际上,典型的电源是不希望开环工作的。因为开环增益很大,反馈电压的小改变会导致输出电压大幅波动。因此,实际上,在测所谓的“开环增益”之前,必须使电源闭环工作(使变换器有直流偏置)。

对此可做进一步证明,注意,在图 7-9 中,对整个环路(包括  $G$  和  $H$ ),计算输入到输出的比为:

$$\frac{IN - (OUT \times H)}{OUT \times H} = \frac{IN}{OUT \times H} - 1 = \left( \frac{1+GH}{G} \right) \frac{1}{H} - 1 = \frac{1}{GH} + 1 - 1 = \frac{1}{GH}$$

因此,输出与输入的比,也就是  $G$  和  $H$  串联的传递函数等于  $GH$ ——就是开环增益。因此,虽然是闭环,但是总是需要得出开环增益  $GH$ 。注意,若参考电压轻微改变,由于“闭环增益”与输出的关系,输出也会变化。

## 7.17 分压网络

电源的输出电压  $V_O$  首先经过分压网络。经过分压网络实际上是为了降低输出电压,然后再与参考电压做比较。比较发生在误差放大器的输入端,误差放大器一般是普通的运算放大器(电压放大器)。

事实上,理想运算放大器通过改变输出来使输入脚的电压相等。因此,稳态时,连接  $R_1$  和  $R_2$  (如图 7-10 所示)的节点的电压可认为(几乎)等于  $V_{REF}$ 。假设这个节点没有电流流出(或者流进),通过欧姆定律可得

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_{REF}}{V_O}$$

化简得

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_O}{V_{REF}} - 1$$

上式表明,为了获得所需电压,我们应该如何设定分压电阻比例。

然而,在把控制环路理论应用到电源中时,我们只关注变化(或者扰动),而不关注直流量(虽然图 7-9 中不明显)。若误差放大器只是普通的运算放大器,下位分压电阻  $R_1$  只是直流偏置电阻,在交流环路分析中不起任何(直接的)作用。

**注意:**当误差放大器是理想运算放大器时,交流分析中不用考虑分压电阻  $R_1$ 。但实际上, $R_1$  会影响实际运算放大器的带宽,因此有时还是需要考虑。

**注意:**若我们看数据表,会发现,改变  $R_1$  并不影响整个环路(甚至误差放大器是普通的



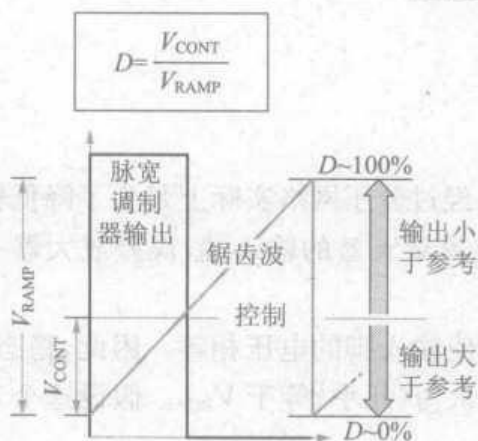
运算放大器)。但是必须明白,正是通过改变  $R_n$  才改变了变换器的占空比(输出电压),而占空比会影响调节器的传递函数。因此,  $R_n$  的影响是间接的。我们发现,在决定系统极点和零点的方程中都不含  $R_n$ 。

## 7.18 PWM 传递函数(增益)

误差放大器输出(有时称“COMP”,有时称“EA-out”,有时称“控制电压”)是 PWM 比较器的一个输入。PWM 比较器的另一个输入是锯齿波电压斜坡——锯齿波电压斜坡由时钟产生(电压模式控制),或者由电流斜坡推导出来(电流模式控制)。因此,通过比较器可得到所需开关管驱动脉宽。

既然来自电源输出的反馈信号接到误差放大器的反相输入端,那么若电源输出低于参考电压,则误差放大器的转化输出将增大,这样就会使脉宽调制器增大输出脉宽(占空比),并且使输出电压增大。类似的,若电源输出高于参考电压,误差放大器输出将减小,从而使占空比减小。如图 7-11 的上图所示。

脉宽调制详解



在电流模式控制(CMC)中,锯齿波由开关或者电感电流波形得来。

在电压模式控制(VMC)中,锯齿波由内部时钟产生(若锯齿波与输入电压成比例,可得到网压/输入的“电压前馈”。)

电压前馈详解

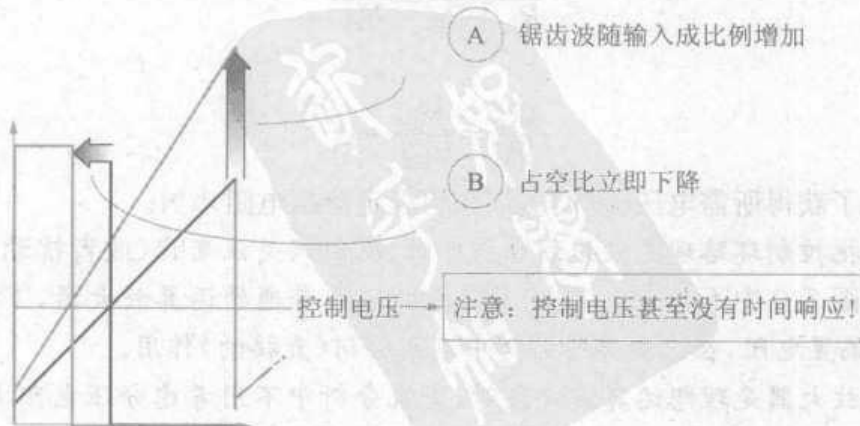


图 7-11 “开环”增益实际在闭环中

如前所述,脉宽调制器的输出是占空比,输入是“控制电压”或者“EA 输出”。因此,脉宽调制器的增益不是无量纲的,其单位为 $1/V$ 。从图 7-12 可知增益为 $1/V_{\text{RAMP}}$ ,其中 $V_{\text{RAMP}}$ 是锯齿波斜坡的峰峰值。

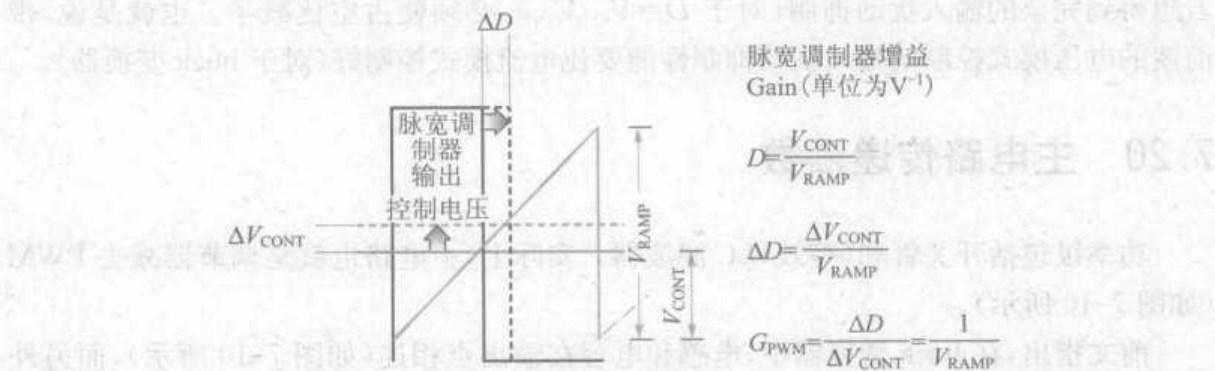


图 7-12 脉宽调制器增益

## 7.19 电压前馈

如前所述,当系统中存在扰动时,控制系统事先并不知道占空比的具体修正量,在图 7-11 的下图中介绍了一种目前广泛使用的技术能达到此目的(当遇到电网扰动时)。这项技术称为输入电压/网压(输入)前馈,简称为“前馈”。

这项技术要求输入电压能够被检测到,若输入电压增大,则比较器锯齿波斜坡的斜率将增加。同理,输入电压加倍会使锯齿波斜坡的斜率加倍。由图 7-11 可见,若锯齿波斜坡的斜率加倍,占空比将减半——当 buck 变换器的输入加倍时就需要占空比减半。因此通过“自动”斜坡修正来实现所需的占空比修正(对于 buck 变换器  $D = V_O/V_{\text{IN}}$ )。但是最重要的是,这种修正是即时的——而输出负反馈网络要等到误差放大器检测出输出误差(还要经过基于 RC 补偿网络固有的延时),并且响应为时刻变化的控制电压。因此,本质上,通过加入前馈,旁路掉了所有主要的延时,并且修正是即时的(也就是说,“完美”的扰动抑制)。

前文只是简单的阐述,若输入加倍,则前馈会使占空比减半。下面将详细地分析。buck 拓扑的直流输出—输入传递函数为

$$D = \frac{V_O}{V_{\text{IN}}}$$

所以,输入加倍时

$$\frac{V_O}{(2 \times V_{\text{IN}})} = \frac{D}{2}$$

从上式看出占空比需要减半,前馈正好可以达到此目的。因此,前馈技术对 buck 变换器很有效。然而,对于 boost 或者 buck-boost,占空比与输入的关系不适合用前馈技术。

使用电压前馈来自动抑制输入扰动只对电压模式控制有效。然而,这个方法最初

的灵感来自于电流模式控制。但在电流模式控制中, PWM 比较器的斜坡电压是由电感电流波形产生的。比如在 buck 变换器中, 电感电流上升斜率为  $(V_{\text{IN}} - V_{\text{O}})/L$ 。因此, 若输入电压加倍, 电感电流上升斜率并不加倍, 占空比也不会减半。但是实际上, 若想得到完全的输入扰动抑制(对于  $D = V_{\text{O}}/V_{\text{IN}}$ ), 必须使占空比减半。也就是说, 带前馈的电压模式控制的输入扰动抑制性能要比电流模式控制好(对于 buck 变换器)。

## 7.20 主电路传递函数

功率级包括开关管和(等效) LC 滤波器。实际上, 主电路也就是调节器减去 PWM (如图 7-10 所示)。

前文指出, 在 buck 变换器中, 电感和电容在输出点相连(如图 7-10 所示), 而另外两种拓扑并非如此。然而, 小信号(标准)建模方法能够把后面两个拓扑变换成等效的交流模型——其中, 为了分析方便, 标准的 LC 滤波器都在开关管的后面(和 buck 变换器一样)。利用这种方法, 主电路就可以分离为级联的两个独立部分(和 buck 变换器一样)。

□ 第一级把占空比输入(来自于 PWM 的输出)转换成一个输出电压。

□ 第二级(等效的 LC 滤波器)把输出电压转换成变换器的输出。

理解了这些, 我们就可以建立传递函数。

## 7.21 所有拓扑的调节器传递函数

下文将分别讨论三种主要拓扑, 假设它们都工作于电压控制模式和连续工作模式, 而且不考虑“ESR 零点”。

### 7.21.1 buck 变换器

#### 1. 控制到输出的传递函数

调节器传递函数也称为“控制到输出的传递函数”(如图 7-10 表示)。它等于变换器的输出电压除以“控制电压”(EA-out)。当然, 我们只从交流的角度来讨论, 因此只对直流偏置的变化感兴趣。

控制到输出的传递函数是 PWM、开关、LC 滤波器(它们是级联的)的传递函数的“积”, 也可以说是 PWM 和功率级的传递函数的“积”。

从图 7-12 可知, PWM 的传递函数等于锯齿波斜坡幅值的倒数。如前所述, 主电路由两级构成: 一级是等效的 LC 滤波器(其传递函数和前文所讲的无源低通二阶滤波器相同), 另一级把占空比变换成一个输出电压。下面将分析后者的传递函数。

问题是, 当给占空比一个轻微的扰动时, 输出会有什么变化(变换器的输入  $V_{\text{IN}}$  保持不变)? 对于 buck 变换器

$$V_O = D \times V_{IN} \quad (\text{buck})$$

因此,对上式微分得

$$\frac{dV_O}{dD} = V_{IN}$$

上式就为变换器的占空比到输出级的传递函数。

最后,控制到输出的传递函数就为三个传递函数的“积”,为

$$\frac{1}{V_{RAMP}} \times V_{IN} \times \frac{1/LC}{s^2 + s(1/RC) + 1/LC} \quad (\text{buck: 控制传递函数})$$

上式还可表示成

$$\frac{1}{V_{RAMP}} \times V_{IN} \times \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0 Q}\right) + 1} \quad (\text{buck: 控制传递函数})$$

其中,  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ,  $\omega_0 Q = R/L$ 。

## 2. 输入到输出的传递函数

在所有的变换器的设计中,最重要的不是当有参考输入扰动时(对于闭环传递函数是最重要的)输出有什么变化,而是当有输入扰动时输出有什么变化。输入到输出的传递函数通常称“音频衰减率”(很可能是因为早期的变换器工作在 20kHz,会产生音频噪声)。

输入和输出电压的关系式就为直流输入到输出的传递函数,为

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = D \quad (\text{buck})$$

因此,输入扰动首先乘以系数  $D$ ,然后再加到  $LC$  滤波器的输入端。而我们都知  $LC$  滤波器的传递函数,因此,输入到输出的传递函数为

$$D \times \frac{1/LC}{s^2 + s(1/RC) + 1/LC} \quad (\text{buck: 输入传递函数})$$

其中  $R$  为负载电阻(在变换器输出端)。

上式还可表示为

$$D \times \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (\text{buck: 输入传递函数})$$

其中  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ,  $\omega_0 Q = R/L$ 。

## 7.21.2 boost 变换器

### 1. 控制到输出的传递函数

和 buck 变换器类似,boost 变换器的传递函数的推导步骤如下

$$V_O = \frac{V_{IN}}{1-D}$$



$$\frac{dV_O}{dD} = \frac{V_{IN}}{(1-D)^2}$$

因此控制到输出的传递函数为

$$\frac{1}{V_{RAMP}} \times \frac{V_{IN}}{(1-D)^2} \times \frac{1/LC \times (1-s(L/R))}{s^2 + s(1/RC) + 1/LC} \quad (\text{boost: 控制传递函数})$$

其中  $\underline{L} = L/(1-D)^2$ 。注意, 这是在“等效 LC 滤波器”标准模型中的电感,  $C$  没有改变。

上式还可表示为

$$\frac{1}{V_{RAMP}} \times \frac{V_{IN}}{(1-D)^2} \times \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{RHP}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (\text{boost: 控制传递函数})$$

其中  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ,  $\omega_0 Q = R/\underline{L}$ 。

注意 boost 变换器的控制到输出的传递函数的分子含有一个奇怪的项。通过详细的建模分析可以发现, boost 变换器和 buck-boost 变换器的传递函数都含有这样的项。这一项代表一个零点, 但和前面讨论的“表现好”的零点不同(注意  $s$  的系数)。单独分析这个零点的作用可以发现, 随着频率的增加, 增益也会增加(和普通的零点一样), 但是相角是减小的(和普通的零点相反, 反而像一个“表现好”的极点)。接下来看到, 若整个环路的相角下降到相当低, 由于这个零点, 系统会变得不稳定。这就是这个零点不值得存在的原因。不幸的是, 这个零点在本质上是不可能通过一般的方法来抵消(或者“取消”)的。最简单的常用办法就是“踢它出去”——增加它的频率, 使其不能影响到整个环路。等效地, 减小开环增益波特图带宽到一个足够低的频率, 这样开环增益就“看不到”零点。换句话说, 穿越频率要远小于这个零点频率。

这个零点称为 RHP(右半平面)零点, 以便与“表现好”(常见的)的左半平面零点区分。对于 boost 拓扑, 可以通过令传递函数的分子等于零来求得这个零点, 也就是  $s \times (L/R) = 1$ , 因此 boost 右半平面零点的频率为

$$f_{RHP} = \frac{R \times (1-D)^2}{2\pi L} \quad (\text{boost})$$

注意, boost 和 buck-boost 中右半平面零点的存在是因为它们的输出端不存在实际的 LC 滤波器。虽然通过使用标准模型可以产生一个有效的 LC 滤波器, 但是在实际拓扑中, 电感  $L$  和电容  $C$  之间有一个开关管或者二极管相连, 这就是产生右半平面零点的原因。

注意: 直觉上, 对右半平面零点的解释如下, 若瞬间加重负载, 输出轻微地下降。这就使得变换器增大占空比来维持其输出的稳定。不幸的是, 对于 boost 和 buck-boost, 能量只在开关管关断时才传递给负载。于是, 占空比的增加会减少关断时间, 这样储存在电感的能量就只有更少的时间传递给输出。因此, 输出电压不像我们想像的那样上升, 而是经过几个周期后下降得更多。这种现象就是右半平面零点引起的。实际上,

电感电流会在几个开关周期内逐渐上升到一个新的水平来满足增加能量的需求,右半平面零点引起的奇怪情形就可以得到修正(假设完全不稳定的情形没有发生)。

## 2. 输入到输出的传递函数

我们知道

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D} \quad (\text{boost})$$

因此可得到

$$\frac{1}{1-D} \times \frac{1/LC}{s^2 + s(1/RC) + 1/LC} \quad (\text{boost: 输入传递函数})$$

上式还可表示成

$$\frac{1}{1-D} \times \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (\text{boost: 输入传递函数})$$

其中  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ,  $\omega_0 Q = R/L$ 。

### 7.21.3 buck-boost 变换器

#### 1. 控制到输出的传递函数

buck-boost 变换器的传递函数的推导步骤如下

$$V_O = \frac{V_{IN} \times D}{1-D}$$

$$\frac{dV_O}{dD} = \frac{V_{IN}}{(1-D)^2}$$

(是的,这是个有趣的巧合—— $1/(1-D)$ 和 $D/(1-D)$ 对 $D$ 的导数相同!)

因此输入到输出的传递函数为

$$\frac{1}{V_{RAMP}} \times \frac{V_{IN}}{(1-D)^2} \times \frac{1/LC \times (1-s(LD/R))}{s^2 + s(1/RC) + 1/LC} \quad (\text{buck-boost: 控制传递函数})$$

其中  $L = L/(1-D)^2$  是等效 LC 滤波器中的电感。

上式还可表示成

$$\frac{1}{V_{RAMP}} \times \frac{V_{IN}}{(1-D)^2} \times \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{RHP}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (\text{buck-boost: 控制传递函数})$$

其中  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ,  $\omega_0 Q = R/L$ 。

注意,和 boost 变换器一样,buck-boost 变换器在传递函数的分子中也含有右半平面零点

$$f_{RHP} = \frac{R \times (1-D)^2}{2\pi L \times D} \quad (\text{buck-boost})$$

## 2. 输入到输出的传递函数

我们知道

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{D}{1-D} \text{ (buck-boost)}$$

因此

$$\frac{D}{1-D} \times \frac{1/LC}{s^2 + s(1/RC) + 1/LC} \text{ (buck-boost; 输入传递函数)}$$

上式还可表示成

$$\frac{D}{1-D} \times \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \text{ (buck-boost; 输入传递函数)}$$

其中  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ,  $\omega_0 Q = R/L$ 。

注意,所有拓扑的调节器和输入的传递函数都与负载电流无关,这就是为什么改变负载电流(假设在连续工作模式下)时相位增益不会改变。

同时注意,到现在为止,我们忽略了传递函数中重要的一项——输出电容的等效串联电阻(ESR)。直流电阻(DCR)通常只是减小  $Q$  值(减小在二阶  $LC$  滤波器谐振频率处的谐振峰值),但 ESR 会在开环传递函数中产生一个零点。因为 ESR 零点会在很大程度上影响增益和相位,所以不能忽略——若 ESR 零点频率小于穿越频率(在低频处),则更加不能忽略。

## 7.22 反馈网络传递函数

反馈部分包括:分压网络、误差放大器和补偿网络。然而,对不同类型误差放大器,反馈效果有很大不同。如图 7-13 所示为在功率变换器中经常用到的两种误差放大器。

对这两种误差放大器的分析如下。

- 误差放大器可以是个简单的电压到电压的放大器,也就是传统的 op-amp(运算放大器)。这种类型的误差放大器需要自身的反馈(在输出与输入之间)来使其稳定。稳态直流条件下,实际上两个输入端的电压都在同一电平,这就决定了输出电平。但如前面所讨论,虽然两个分压电阻都影响变换器的直流输出,但从交流的角度来看,只有上面那个电阻起作用。因此,下面的电阻被认为是个纯粹的直流偏置电阻,所以控制环(交流)分析中经常忽略它。
- 误差放大器也可以是个电压到电流的放大器,也就是 gm op-amp(跨导运算放大器)。跨导运算放大器是个没有自身反馈的开环放大级——这个环完全有效,因为它也会使其两个输入端趋于相等。若输入的两个引脚有电压差( $\Delta V$ ),那么跨导运算放大器会把电压差转换成电流( $\Delta I$ ),从输出端流出(电流由跨导  $gm =$

$\Delta I/\Delta V$ 决定)。因此,由于在运算放大器的输出端有一个阻抗  $Z$  连接到地,则误差放大器输出端电压(也就是  $Z$  两端电压或者控制电压)为  $\Delta I \times Z$ 。比如,在变换器中,若  $V_{FB}$ (从分压网络过来的电压,加在反相输入端)略大于  $V_{REF}$ ,则运算放大器的输出电流会减小,控制电压( $Z$  两端电压)也会减小从而使占空比减小。最后,由于高增益,当运算放大器的两个输入脚电压相同时,系统会再次稳定。对 gm op-amp(跨导运算放大器),交流分析中  $R_{f1}$  和  $R_{f2}$  都需考虑,因为他们决定输入误差电压,进一步决定运算放大器的输出电压。注意,此处分压网络可以看作一个增益  $R_{f1}/(R_{f1}+R_{f2})$ ,紧跟其后是运算放大器。

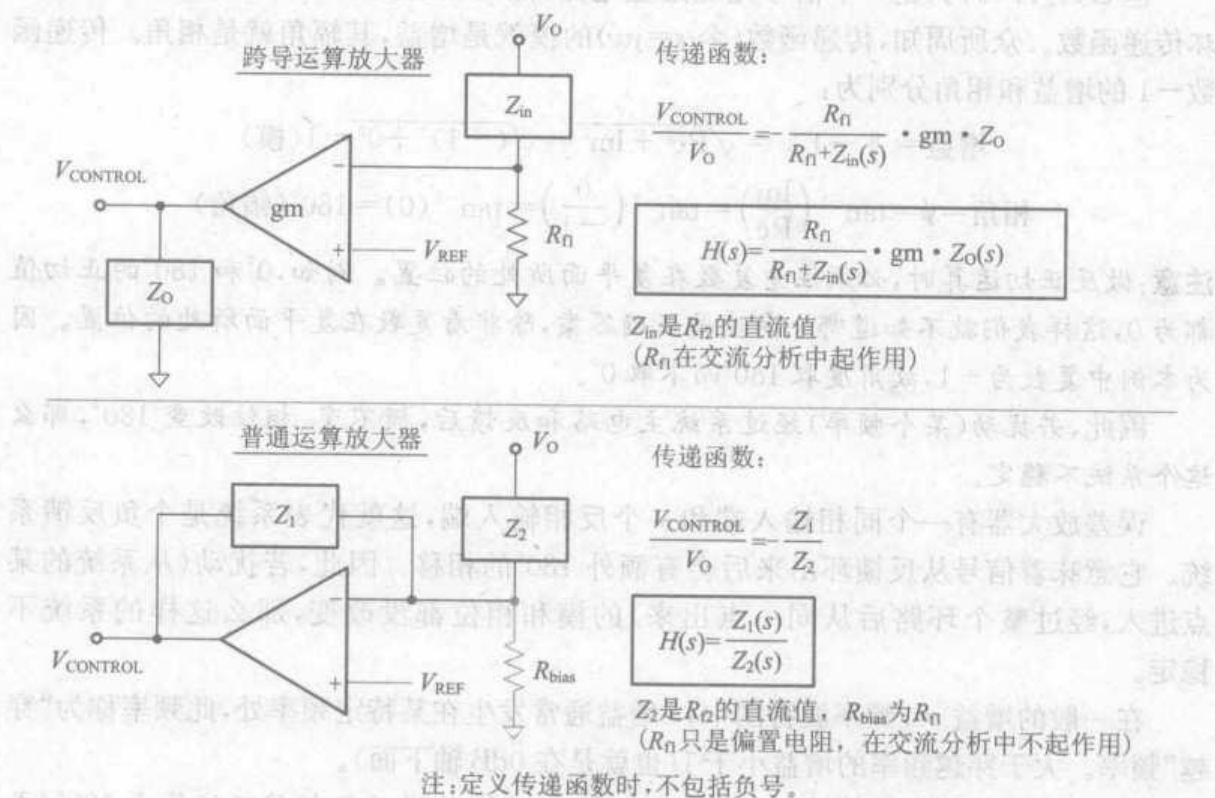


图 7-13 常用反馈级

**注意:**我们可能想知道——为什么反馈电压总是使用误差放大器的反相端?直觉上的原因是反相运算放大器的直流增益为  $R_f/R_{in}$ ,其中  $R_f$  为反馈电阻(从运算放大器输出到反相输入端), $R_{in}$  为反相端到输入电压源端的电阻。因此,若有必要,反相运算放大器输出可以小于输入(也就是增益小于 1)。反之,同相(非反相)运算放大器的直流增益为  $1 + R_f/R_{in}$ ,其中  $R_{in}$  为反相端到地的电阻,因此输出总是大于输入(增益大于 1)。同相运算放大器对直流增益的限制会导致一些奇怪和尴尬的情形,在非常态条件下更是如此。因此,一般不使用同相误差放大器。

**注意:**使用反相误差放大器会立即产生  $180^\circ$  的相移,下文将看到,这可能产生自激震荡。



## 7.23 闭环

现在把所有环节连接起来。对这三个拓扑,我们知道其前馈传递函数  $G(s)$  (控制到输出) 和反馈传递函数  $H(s)$ , 则闭环传递函数为:

$$\frac{G(s)}{1+G(s)H(s)} \quad (\text{闭环传递函数})$$

可看到,若  $G(s)H(s) = -1$ , 则闭环传递函数将会无限大。

但  $G(s)H(s)$  只是一个信号先经过主电路, 然后经过反馈的传递函数, 也就是开环传递函数。众所周知, 传递函数(令  $s = j\omega$ ) 的模就是增益, 其辐角就是相角。传递函数  $-1$  的增益和相角分别为:

$$\text{增益} = \|-1\| = \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} = \sqrt{(-1)^2 + 0^2} = 1 (\text{模})$$

$$\text{相角} = \phi = \tan^{-1}\left(\frac{\text{Im}}{\text{Re}}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{0}{-1}\right) = \tan^{-1}(0) = 180^\circ (\text{幅角})$$

**注意:** 做反正切运算时, 必须注意复数在复平面所处的位置。例如,  $0^\circ$  和  $180^\circ$  的正切值都为 0, 这样我们就不知道哪个角度是正确答案, 除非看复数在复平面所处的位置。因为本例中复数为  $-1$ , 故角度取  $180^\circ$  而不取  $0^\circ$ 。

因此, 若扰动(某个频率)经过系统主电路和反馈后, 模不变、相位改变  $180^\circ$ , 那么这个系统不稳定。

误差放大器有一个同相输入端和一个反相输入端, 这就代表系统是个负反馈系统。它意味着信号从反馈环出来后会有额外  $180^\circ$  的相移。因此, 若扰动(从系统的某点进入, 经过整个环路后从同一点出来)的模和相位都没改变, 那么这样的系统不稳定。

在一般的增益 vs. 频率波特图中, 1 增益通常发生在某特定频率处, 此频率称为“穿越”频率。大于穿越频率的增益小于 1 (也就是在 0dB 轴下面)。

因此, 稳定性判据就等效于: 在穿越频率处, 开环传递函数相移不能等于  $180^\circ$  (或者  $-180^\circ$ )。但必须保证一定的稳定裕度, 可以通过设定穿越频率处的相角度数来获得一定的稳定裕度。此稳定裕度称为“相位裕度”。

**注意:** 只可能在穿越频率处发生不稳定。例如, 即使激励的开环传递函数响应比激励要大, 而且相角不改变, 也不会发生瞬态不稳定。因为扰动不会进一步地增大。

相位裕度为多少才足够? 理论上, 即使整个环路的相移为  $-179^\circ$  也不会导致完全不稳定, 虽然在暂态时会出现很多振荡, 产生边缘稳定。但是元件属性、温度变化甚至实际条件的小变化都会改变环路的性质, 导致系统不稳定。

一般建议  $G$  和  $H$  引起的相位滞后比  $-180^\circ$  大  $45^\circ$ , 也就是环路滞后为  $-135^\circ$ , 这样就有  $45^\circ$  的相位裕度。另一方面,  $80^\circ$  的相位裕度当然很稳定, 但通常没必要, 暂态条件下, 虽然没有振荡(在第一次过冲或者下冲之后), 但调整速度很慢, 而且有很大的过冲或者下冲。  $45^\circ$  的相位裕度一般只会产生一两个周期的振荡, 而且过冲或下冲都很小。

**注意:**当输入或者负载较大的阶跃变化时,我们将不能用频域的“小信号”分析来分析系统。输出的过冲量或者下冲量主要由输出端的输出电容大小来决定。输出电容要先稳住输出,然后控制环才帮助使输出稳定。

## 7.24 环路稳定性判据

众所周知,相角可以逐渐的改变——从小于极点或者零点频率的十分之一就开始变化。但对二阶双重极点系统(含两个有源元件,斜率为-2),若 $Q$ 值够大,会在谐振频率处产生 $180^\circ$ 的相位突变。因此,实际上,不可能准确地估计某频率处的相位,因此相位裕度也不能准确估计,除非有确定的方法。

因此,目前最流行最简单的判断环路稳定性方法之一如下所示。

- 确保开环增益在穿越频率处的斜率为-1。
- 增大带宽来使系统快速响应,尤其是对负载或者输入的暂态变化。根据采样定理,我们知道,穿越频率应小于开关频率的一半。因此,实际中,很多设计者把穿越频率大约设为开关频率的六分之一(对电压控制模式)。
- 使穿越频率小于任意“有问题”的极点或者零点——比如CCM中的RHP零点(boost和buck-boost——电压或者电流模式控制),还有CCM中的“次谐波不稳定极点”(buck、boost和buck-boost——电流模式控制)。下文将讨论后者。

## 7.25 带积分器的开环波特图

我们对开环传递函数的增益和相位很有兴趣。开环传递函数是由级联的传递函数 $G$ 和 $H$ 得来的。回顾一下“对数平面中的数学”一节所讲的规则。

现在从典型的调节器及与其相应的简单积分器(如图7-5所示)开始分析。图7-14的左边给出了调节器增益、运算放大积分器增益和环路增益。可以看出,环路增益是调节器增益与运算放大积分器增益之和(当用dB表示时),调节器增益在谐振频率之后以-2的斜率下降,但运算放大积分器增益一直以-1的斜率下降。因此,环路增益在谐振频率之前以-1的斜率下降,之后以-3的斜率下降。这就是为什么运算放大器需要“补偿网络”来满足前文所讲的环路设计准则。

尤其在低频时可以看到,开环增益主要为调节器增益。若为buck调节器,则其传递函数为

$$\frac{V_{IN}}{V_{RAMP}} \times \frac{1/LC}{s^2 + s(1/RC) + 1/LC} \quad (\text{buck})$$

因此,调节器提供的直流增益值为

$$20 \times \log\left(\frac{V_{IN}}{V_{RAMP}}\right) \text{dB} \quad (\text{buck})$$

通过图7-6可得运算放大积分器的穿越频率 $f_{p0}$ 与开环增益的的穿越频率 $f_{\text{cross}}$ 的

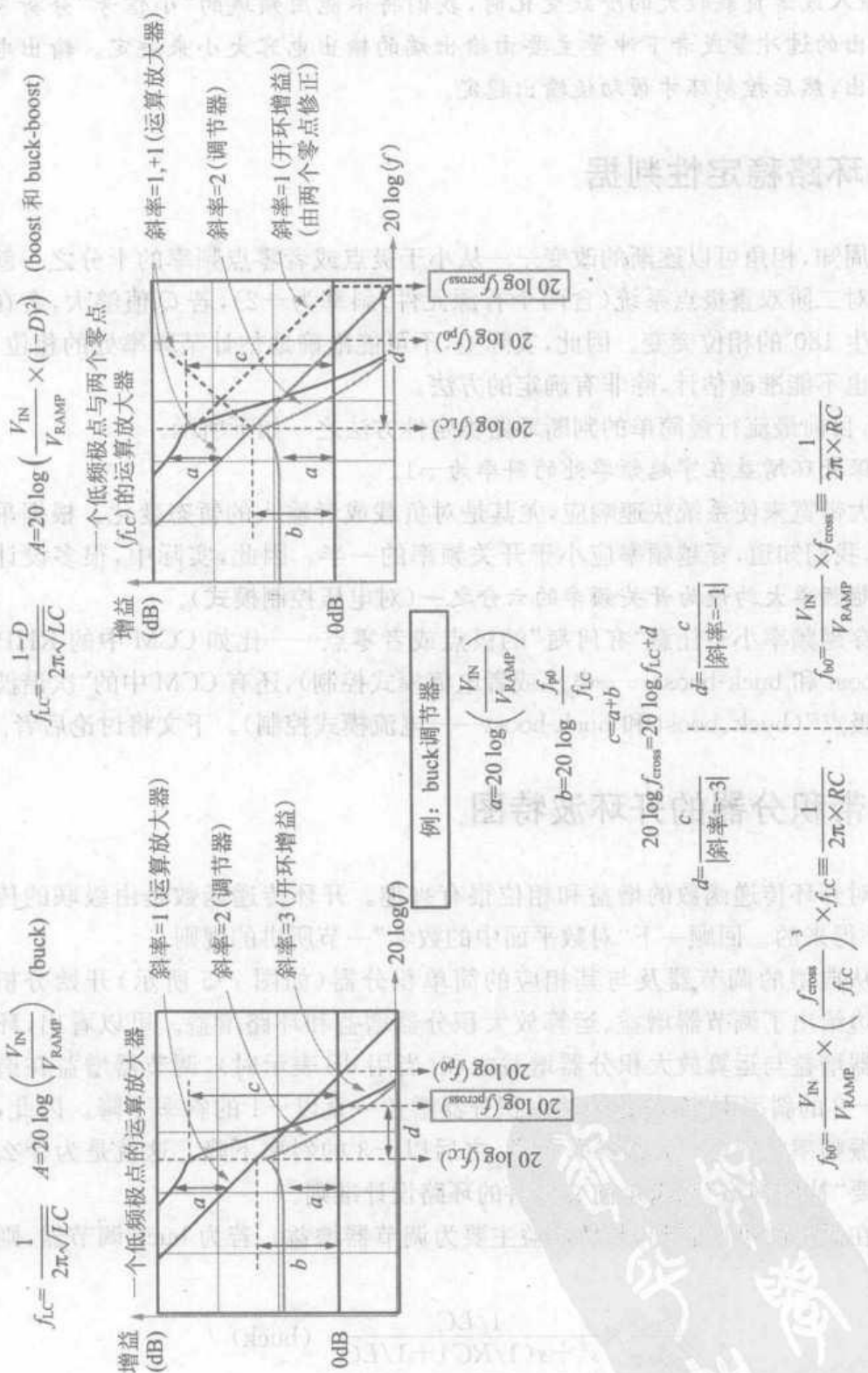


图 7-14 开环增益计算与环路稳定

关系如下

$$f_{p0} = \frac{V_{\text{RAMP}}}{V_{\text{IN}}} \times \left( \frac{f_{\text{cross}}}{f_{\text{LC}}} \right)^3 \times f_{\text{LC}} \equiv \frac{1}{2\pi \times RC} \quad (\text{仅为积分器})$$

因此,若确定了穿越频率,就可以通过设定积分器来达到这个穿越频率。

然而,还有个问题。虽然获得了所需要的穿越频率,但并没有考虑穿越频率处增益斜率是否为-1。

## 7.26 抵消 LC 滤波器双重极点

通过改变前文的补偿网络形式,可得图 7-14 右边的波特图,新的补偿网络包括两个单零点(位于调节器的双重极点处),这样就可以完全抵消双重极点。运算放大器仍然提供必不可少的零极点,而且开环增益以-1 的斜率经过  $f_{p0}$ 。但是现在,由于两个零点的存在,开环增益一直维持-1 的斜率(除了在 LC 峰值处有轻微的波动)。注意到在低频时有一个等于调节器增益的垂直偏移量(前文已阐述),因此我们可以运用图 7-6 下面的公式,开环增益穿越频率  $f_{\text{cross}}$  与  $f_{p0}$  的关系为

$$f_{p0} = \frac{V_{\text{RAMP}}}{V_{\text{IN}}} \times f_{\text{cross}} \equiv \frac{1}{2\pi \times RC} \quad (\text{积分器零极点与 LC 谐振频率处的两个零点})$$

上式阐述了穿越频率与运算放大器积分部分 RC 的关系,可以通过调整 RC 获得所需的穿越频率。

对 boost 或者 buck-boost,唯一需要改变的是

$$L \Rightarrow L/(1-D)^2 \quad (\text{boost 与 buck-boost})$$

$$\frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{RAMP}}} \Rightarrow \frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{RAMP}} \times (1-D)^2} \quad (\text{boost 与 buck-boost})$$

该补偿网络看起来很完美。然而,实际上还有一个问题。补偿网络可能至少需要一个极点来抵消输出电容的 ESR 零点。一直都忽略了这个特别的零点,现在要来分析它。

## 7.27 ESR 零点

图 7-14 中,忽略了输出电容的 ESR,并且前面提供的调节器传递函数也没考虑输出电容的 ESR。例如,前面提供的 buck 的控制到输出的传递函数为

$$\frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{RAMP}}} \times \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1} \quad (\text{buck: 控制到输出的传递函数})$$

其中  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 。ESR 零点使分子增加一项。通过详细分析,buck 的控制到输出的传递函数应为

$$\frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{RAMP}}} \times \frac{\left(\frac{s}{\omega_{\text{esr}}} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1} \quad (\text{buck: 完全的控制到输出的传递函数})$$



其中  $\omega_{\text{esr}} = 1/\sqrt{(\text{ESR})C}$  是 ESR 零点的角频率(单位为 rad/s)。根据分子的  $s$  项的系数可知, ESR 零点是“表现好”(左半平面)的零点。但频率大于 ESR 零点频率时, ESR 零点会使增益斜率增加 1。因此, 若调节器增益以  $-2$  的斜率下降(过了双重零点), 当遇到 ESR 零点时, 调节器增益斜率将会变为  $-2+1=-1$ 。若只用运算放大积分器(LC 极点没有被抵消), 则开环增益将以  $-2$  的斜率下降而不是一 3。然而, 若引入一个零点(在零极点和 ESR 零点之间), 则可使在穿越频率处增益的斜率为  $-1$ , 这也是我们希望看到的结果。

然而, 我们知道 ESR 是个寄生参数, 难以控制和确定。实际上, 电容经销商很少提供 ESR 的“最小/最大”范围(通常认为 ESR 的最大值只是用户自己的事)。此外, 线路长度(PCB 中元件之间的连线长度)也会影响 ESR, 因此线路长度会改变所需的 ESR 零点位置。此外, 温度、使用时间都会影响 ESR(尤其是铝电解电容)。因此, 常用的方法是, 估计 ESR 零点位置并消除它的影响, 利用补偿网络提供一个极点, 此极点在 ESR 零点附近。

一般来说, 为了减小控制环对高频开关噪声的敏感度, 设计者通常将另外一个极点频率设为大概十倍于穿越频率(有时为开关频率的一半)。这样增益就以  $-1$  的斜率穿越 0dB 轴, 但在高频以更快的速度下降, 斜率为  $-2$ 。为什么另外一个极点选择十倍的穿越频率? 因为高频极点从它频率的十分之一处开始引起相移, 但我们不想在穿越频率(也就是相位裕度)附近加入此高频极点引起的相移。然而稍后我们将发现, 实际上我们可以把此高频极点设在接近穿越频率处。实际上, 这样做通常很有必要, 因为它“改善”了相位裕度(减小相位裕度到理想的  $45^\circ$  左右)。

## 7.28 3 型运算放大器补偿网络的设计

我们经常用到三种误差放大器补偿电路, 它们分别称为 1 型、2 型和 3 型(以复杂程度和适应程度来排序)。前两者是后者的特殊情况, 因此我们可以通过分析 3 型来了解误差放大器补偿电路(虽然经常 2 型就已经足够了)。

图 7-15 的 3 型误差放大器的传递函数为

$$\frac{\omega_{p0}}{s} \times \frac{\left(\frac{s}{\omega_{z1}} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_{z2}} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} \quad (3 \text{ 型反馈传递函数})$$

其中  $\omega_{p0} = 2\pi(f_{p0})$ ;  $\omega_{z1} = 2\pi(f_{z1})$  等。这里忽略了传递函数前面的负号, 把负反馈系统固有的  $180^\circ$  相移分离了出来。

3 型误差放大器有两个极点  $p_1$  和  $p_2$  (除了零极点  $p_0$ ), 和两个零点  $z_1$  和  $z_2$ 。注意, 补偿网络的一些元件在决定极点和零点时起双重作用。因此运算就变得麻烦。但可有效简化假设为:  $R_1$  远大于  $R_3$ ,  $C_1$  远大于  $C_3$ 。这样极点和零点分别为

$$f_{p0} = \frac{1}{2\pi \times R_1 (C_1 + C_3)} \approx \frac{1}{2\pi \times R_1 C_1}$$

