

从磁心资料中查询。

表 2-5 各种单位制中描述磁心损耗的方法(与它们间的转换关系)

	常数	B 的指数	f 的指数	B	f	$V_c$	单位
体系 A	$C_c$	$C_b$	$C_f$	T	Hz	$\text{cm}^3$	$\text{W}/\text{cm}^3$
	$=\frac{C \times 10^4 \times p}{10^3}$	$=p$	$=d$				
体系 B	$C$	$p$	$d$	Gs	Hz	$\text{cm}^3$	$\text{mW}/\text{cm}^3$
	$=\frac{C_c \times 10^3}{10^4 \times C_b}$	$=C_b$	$=C_f$				
体系 C	$K_p$	$n$	$m$	Gs	Hz	$\text{cm}^3$	$\text{W}/\text{cm}^3$
	$=\frac{C}{10^3}$	$=p$	$=d$				

表 2-6 提供了除其他操作限制外这些单位制磁心损耗方程中常数值。但是建议读者从各自的供应商那里确认它们。

表 2-6 常用磁性材料的典型磁心损耗系数

磁性材料 (生产厂家)	Grade	C	$p(B^p)$	$d(f^d)$	$\mu$	$\approx B_{SAT}$ (Gs)	$\approx f_{MAX}$ (MHz)
铁粉心 (Micrometals 公司)	8	$4.3E-10$	2.41	1.13	35	12500	100
	18	$6.4E-10$	2.27	1.18	55	10300	10
	26	$7E-10$	2.03	1.36	75	13800	0.5
	52	$9.1E-10$	2.11	1.26	75	14000	1
铁氧体 (Magnetics Inc 公司)	F	$1.8E-14$	2.57	1.62	3000	3000	1.3
	K	$2.2E-18$	3.1	2	1500	3000	2
	P	$2.9E-17$	2.7	2.06	2500	3000	1.2
	R	$1.1E-16$	2.63	1.98	2300	3000	1.5
铁氧体 (Ferroxcube 公司)	3C81	$6.8E-14$	2.5	1.6	2700	3600	0.2
	3F3	$1.3E-16$	2.5	2	2000	3700	0.5
	3F4	$1.4E-14$	2.7	1.5	900	3500	2
铁氧体(TDK 公司)	PC40	$4.5E-14$	2.5	1.55	2300	3900	1
	PC50	$1.2E-17$	3.1	1.9	1400	3800	2
铁氧体 (Fair-Rite 公司)	77	$1.7E-12$	2.3	1.5	2000	3700	1

注意:(a)E-(b)就是  $(a) \times 10^{-b}$ 。

## 2.18 实际例子(6)——特定场合中产品电感的特性

下面将介绍普通电感设计步骤。首先考虑宽输入电压范围的情况。设计电感首先考虑产生峰值电流的最恶劣输入电压。基本目的是保证避免电感正常工作时饱和。所以,对于 buck 变换器,我们考虑  $V_{INMAX}$ ,因为这时峰值电流达到其最大值。对于 boost 和 buck-boost,需要考虑  $V_{INMIN}$ ,而不是  $V_{INMAX}$ ,因为这是峰值电流最大时的最恶劣输入电压。

设计步骤将按例子一步步讲解。虽然是以 buck 变换器为例讲设计步骤,但将精确地指示把这些步骤和方程应用于 boost 和 buck-boost 变换器时需要做的改变。例如,下面介绍的方程的右边,标明该方程适用于哪种变换器。

buck 变换器:输入电压 18~24V,输出电压 12V,最大负载电流 1A。期望电流纹波率为 0.3(最大负载电流处)。假设  $V_{SW}=1.5V$ , $V_D=0.5V$ ,并且  $f=150kHz$ 。选择一个产品电感并验证这些应用。

正如前面提到的,下面“普通电感设计”的所有步骤都是在一定电压  $V_{IN}$  下计算的——对于 buck 变换器是最大输入电压,而对于 boost 或 buck-boost 变换器是最小输入电压。

### 2.18.1 估计必要条件

对于 buck 变换器,占空比(包括开关管和二极管的正向压降)为

$$D = \frac{V_O + V_D}{V_{IN} - V_{SW} + V_D} \quad (\text{buck})$$

所以

$$D = \frac{12 + 0.5}{24 - 1.5 + 0.5} = 0.543$$

(对于 boost 变换器用方程  $D = \frac{V_O - V_{IN} + V_D}{V_O - V_{SW} + V_D}$ ,对 buck-boost 变换器用方程  $D = \frac{V_O + V_D}{V_{IN} + V_O - V_{SW} + V_D}$ )。

因此,开关管导通时间为

$$t_{ON} = \frac{D}{f} \Rightarrow \frac{0.543}{150000} \Rightarrow 3.62\mu\text{s} \quad (\text{所有拓扑})$$

$$t_{ON} = 3.62\mu\text{s}$$

开关管导通期间,电感上的电压是:

$$V_{ON} = V_{IN} - V_{SW} - V_O = 24 - 1.5 - 12 = 10.5V \quad (\text{buck})$$

(对 boost 和 buck-boost 变换器用方程  $V_{ON} = V_{IN} - V_{SW}$ )。

所以,可得到伏秒数是

$$Et = V_{ON} \times t_{ON} = 10.5 \times 3.62 = 38.0V\mu\text{s} \quad (\text{所有拓扑})$$

用  $L \times I$  方程得

$$(L \times I_L) = \frac{Et}{r} \quad (\text{所有拓扑})$$

可得到

$$(L \times I_L) = \frac{38}{0.3} = 127 \mu\text{H} \cdot \text{A}$$

但是电感平均电流是

$$I_L = I_O \quad (\text{buck})$$

(对 boost 和 buck-boost 变换器用方程  $I_L = \frac{I_O}{1-D}$ )。

因此

$$L = \frac{(L \times I_L)}{I_L} = \frac{(L \times I_O)}{I_O} = \frac{127}{1} = 127 \mu\text{H} \quad (\text{所有拓扑})$$

若  $r=0.3$ , 则峰值电流比平均电流  $I_L$  大 15%。即

$$I_{\text{PK}} = \left(1 + \frac{r}{2}\right) \times I_L = 1.15 \times 1 = 1.15 \text{A} \quad (\text{所有拓扑})$$

现在选择美国普思(Pulse Engineering)公司的一个电感产品——PO150。它的电感量是  $137 \mu\text{H}$ , 这很接近于需要的  $127 \mu\text{H}$ , 并且它的额定连续直流电流值是  $0.99 \text{A}$ , 很接近于需要的  $1 \text{A}$ 。表 2-7 为该电感的数据表。注意, 供应商提到的其他的条件并不适合该应用要求(但这在预料之中, 没有成品电感能精确地适合给定的应用要求)。然而, 可通过分析来确定或否定我们的选择。

表 2-7 所选电感的规格(PO105)

$I_{\text{DC}}(\text{A})$	$L_{\text{DC}}(\mu\text{H})$	$Et(\text{V}\mu\text{s})$	DCR(m $\Omega$ )	$Et_{100}(\text{V}\mu\text{s})$
0.99	137	59.4	387	10.12

$50^\circ\text{C}$  温升时电感的损耗为  $380 \text{mW}$

磁心损耗的公式为  $6.11 \times 10^{-16} \times B^{2.7} \times f^{0.9} \text{mW}$ , 这里  $f$  的单位是  $\text{Hz}$ ,  $B$  的单位是  $\text{G}$

$Et_{100}$  是  $B$  为  $100 \text{G}$  时的伏微秒数

这里  $B$  是磁通密度摆幅  $B_{\text{AC}}$ , 即  $\Delta B/2$

额定工作频率为  $250 \text{kHz}$

## 2.18.2 电流纹波率

用方程

$$(L \times I_L) = \frac{Et}{r} \quad (\text{所有拓扑})$$

所以

$$r = \frac{Et}{L \times I_L} \quad (\text{所有拓扑})$$

电感已经由供应商设计好,所以可得到  $r$  为

$$r = \frac{59.4}{137 \times 0.99} = 0.438$$

在我们的应用场合中  $r$  为

$$r = \frac{38}{137 \times 1} = 0.277$$

这个值很接近于(并小于)我们要求的 0.3,是可接受的。

### 2.18.3 峰值电流

这里电感设计的峰值电流是

$$I_{PK} = \left(1 + \frac{r}{2}\right) \times I_L = \left(1 + \frac{0.438}{2}\right) \times 0.99 = 1.21A \quad (\text{所有拓扑})$$

例子中峰值电流是

$$I_{PK} = \left(1 + \frac{r}{2}\right) \times I_L = \left(1 + \frac{0.277}{2}\right) \times 1 = 1.14A \quad (\text{所有拓扑})$$

应用场合中的峰值电流小于电感设计的峰值电流,认为这种选择是安全的。因此,完全可认为应用中的磁通密度  $B$  的峰值也在电感设计的范围内。但是遵守下面的步骤做是很有益的。

注意,到目前为止,因为对电感伏秒数就是全部,所以并没有考虑频率对电感的影响。对电感而言,若不同的应用场合有同样的直流电流与伏秒数,则电感工作情况必然完全相同。即不必考虑电感用在哪种拓扑,或者占空比多大。甚至也不必直接考虑频率(磁心损耗是个例外,因为它不仅取决于伏秒数即电流纹波,也取决于频率)。但是,也可发现无论如何磁心损耗总是小于线圈损耗。所以,对所有实际目标,如果电感额定伏秒数(电流纹波)和直流电流的额定值与应用场合的伏秒数和直流电流一致,那么就可选到合适的电感。但是,即使额定伏秒数和直流电流与应用场合不同,而只要峰值磁通密度接近或低于额定值,从避免饱和的角度讲就可使用。这是好的开始,我们需要继续做确认分析——电感的温升等应低于我们特定的应用场合。

### 2.18.4 磁通密度

供应商提供了另一信息(如表 2-7 所示)

$$Et_{100} = 10.12V\mu s \quad (\text{所有拓扑})$$

这意味着产生 100G 的  $B_{AC}$  需要的伏秒数是 10.12。因为  $B_{AC} = \Delta B/2$ ,所以相应的  $\Delta B$  是 200G(对每个 10.12V $\mu$ s)。

我们曾介绍如下的  $\Delta B$  与  $Et$  的关系

$$\Delta B = \frac{100 \times Et}{N \times A} Gs \quad (\text{所有拓扑})$$

因为  $\Delta B$  和  $Et$  成正比例关系(对一给定电感),我们可推导出电感设计的磁通密度的波动值是

$$\Delta B = \frac{Et}{Et_{100}} \times 200 = \frac{59.4}{10.12} \times 200 = 1174 \text{Gs} \quad (\text{所有拓扑})$$

并且磁通密度的峰值是

$$B_{\text{PK}} = \frac{r+2}{2 \times r} \times \Delta B = \frac{0.438+2}{2 \times 0.438} \times 1174 = 3267 \text{Gs} \quad (\text{所有拓扑})$$

在应用场合中磁通密度的波动值是

$$\Delta B = \frac{Et}{Et_{100}} \times 200 = \frac{38}{10.12} \times 200 = 751 \text{Gs} \quad (\text{所有拓扑})$$

磁通密度的峰值是

$$B_{\text{PK}} = \frac{r+2}{2 \times r} \times \Delta B = \frac{0.277+2}{2 \times 0.277} \times 751 = 3087 \text{Gs} \quad (\text{所有拓扑})$$

可看出,正如期望的,应用中的磁通密度的峰值在电感设计范围内,所以不必担心磁心饱和。这是在做下面分析之前电感必须满足的基本条件。

注意,  $B$  与  $I$  之间的比例关系是

$$\frac{L}{NA} = \frac{B_{\text{PK}}}{I_{\text{PK}}} = \frac{3087}{1.14} = 2708 \text{Gs/A} \quad (\text{所有拓扑})$$

注意:打开电感,计算出其匝数,并估计或测量磁心中柱的典型面积,就可检验匝数。

### 2.18.5 线圈损耗

由图 2-14 中方程,可计算出电感电流波形的有效值。电感设计的有效值的平方是

$$I_{\text{RMS}}^2 = \frac{\Delta I^2}{12} + I_{\text{DC}}^2 = I_{\text{DC}}^2 \left( 1 + \frac{r^2}{12} \right) = 0.99^2 \left( 1 + \frac{0.438^2}{12} \right) = 0.996 \text{A}^2 \quad (\text{所有拓扑})$$

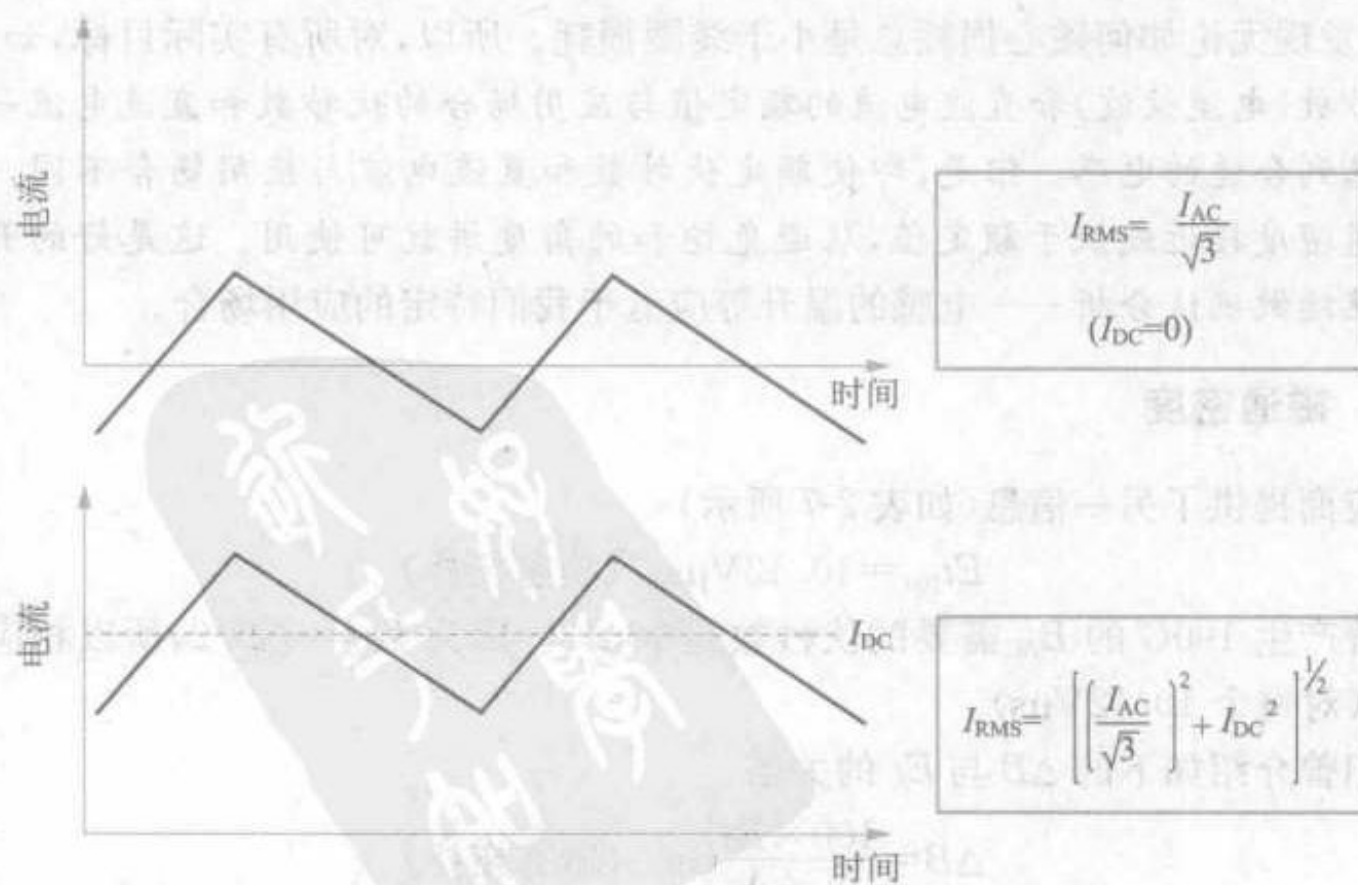


图 2-14 电感电流波形的有效值

并且线圈损耗是

$$P_{\text{CU}} = I_{\text{RMS}}^2 \times \text{DCR} = 0.996 \times 387 = 385 \text{mW} \quad (\text{所有拓扑})$$

然而,我们应用场合中

$$I_{\text{RMS}}^2 = I_{\text{L}}^2 \left(1 + \frac{r^2}{12}\right) = 1^2 \left(1 + \frac{0.277^2}{12}\right) = 1.006 \text{A}^2 \quad (\text{所有拓扑})$$

并且线圈损耗是

$$P_{\text{CU}} = I_{\text{RMS}}^2 \times \text{DCR} = 1.006 \times 387 = 389 \text{mW} \quad (\text{所有拓扑})$$

### 2.18.6 磁心损耗

注意,供应商也提供了磁心体积和下面的电感磁心损耗公式

$$P_{\text{CORE}} = 6.11 \times 10^{-18} \times B^{2.7} \times f^{2.04} \text{mW} \quad (\text{所有拓扑})$$

这里  $f$  的单位是 Hz,  $B$  的单位是 G。注意这里“ $B$ ”是  $\Delta B/2$ 。

所以,初始设计的电感磁心损耗是

$$P_{\text{CORE}} = 6.11 \times 10^{-18} \times \left(\frac{1174}{2}\right)^{2.7} \times (250 \times 10^3)^{2.04} = 18.8 \text{mW}$$

然而,应用中

$$P_{\text{CORE}} = 6.11 \times 10^{-18} \times \left(\frac{751}{2}\right)^{2.7} \times (150 \times 10^3)^{2.04} = 2 \text{mW}$$

通常我们会发现在大多数铁氧体产品电感设计的磁心损耗仅是电感总损耗(线圈加磁心损耗)的 5%~10%。但是若电感用铁粉心磁心,则该值会增加到 20%~30%。注意:铁粉磁心比铁氧体磁心更不易饱和,这使它们有能力防止反常电流导致开关瞬间损坏。另外,由于使铁粉粘合的有机微粒会慢慢减低,所以铁粉磁心有一定使用寿命。供应商应该给出它的参考值,以避免变换器过早达到其寿命。

### 2.18.7 温升

供应商已指出电感温度升高 50°C 时的损耗是 380mW。实际上,这告诉我们磁心的热阻是

$$R_{\text{th}} = \frac{\Delta T}{W} = \frac{50}{0.38} = 131.6 \text{°C/W} \quad (\text{所有拓扑})$$

电感设计的热损耗是

$$P = P_{\text{CORE}} + P_{\text{CU}} = 385 + 18.8 = 403.8 \text{mW} \quad (\text{所有拓扑})$$

温度会升高

$$\Delta T = R_{\text{th}} \times P = 131.6 \times 0.404 = 53 \text{°C} \quad (\text{所有拓扑})$$

在我们的应用中

$$P = P_{\text{CORE}} + P_{\text{CU}} = 389 + 2 = 391 \text{mW}$$

温升是

$$\Delta T = R_{\text{th}} \times P = 131.6 \times 0.391 = 51 \text{°C}$$

假设实际应用中能接受这个温升(这由我们的最大工作温度决定),就可确定选用的电感。也假设应用中的电感没有饱和,而且电流纹波率也可接受。

这就是普通电感的设计步骤。

## 2.19 计算其他最恶劣应力

已经确认选择的电感满足要求,下面可看宽输入电压范围对选用的变换器其他关键参数和应力的影响。这也有助于选择其他功率器件。

### 2.19.1 最恶劣磁心损耗

上面所谓“普通电感设计步骤”中,对 buck 变换器是在  $V_{INMAX}$ , 对 boost 和 buck-boost 变换器是在  $V_{INMIN}$  下进行的。原因是在这个电压下电感电流达到其峰值,所以要保证在这点设计磁性元件。但是功率电源中这点并不是对其他应力也是最恶劣的点,现在就要对此理解清楚。

首先看电感。设计电感的点也是温升最恶劣的点,但这是因为电感电流的一部分—— $I_{DC}$  占支配地位。若想知道磁心损耗的最大值是多少,由图 2-4 可知,虽然直流分量上升,但是交流分量(磁心损耗由其决定)却下降(对 boost 变换器其曲线分布很奇怪)。

由图 2-4 知,对 buck 和 buck-boost 变换器而言, $I_{AC}$  随输入电压增加而增加,而对于 buck 变换器,上面讲的普通电感设计步骤都是在  $V_{INMAX}$  下进行的,也正是在这点磁心损耗最大。正如上面例子在  $V_{INMAX}$  下计算的磁心损耗的确是损耗最严重的情况。

然而,buck-boost 变换器是在  $V_{INMIN}$  下设计普通电感磁心损耗。但是磁心损耗在  $V_{INMAX}$  时最大。同样,对 boost 变换器,也是在  $V_{INMIN}$  下设计普通电感。但磁心损耗却是在  $D=0.5$  时达到最大(参见图 2-4 中 boost 变换器的  $I_{AC}$  波形)。由 boost 变换器占空比公式知, $D=0.5$  时输入电压等于输出电压的一半。

**注意:**若对 boost 变换器的给定输入电压范围内不包含  $D=0.5$  的点,则需要判断哪个输入电压处对应的占空比最接近于 0.5。我们也要在这点计算最大磁心损耗。

一般,磁心损耗只占总损耗的一小部分,并不值得过分关注,所以这里不做精确的数学计算。但了解以下其他损耗的最恶劣情况后,处理这个问题的一般步骤就很清楚了。

首先要学会注释(或标注)已讲过的术语,以便在后面讨论中有清楚的概念。必须清楚的是:

- 对 buck 变换器:一般在  $V_{INMAX}$  (即  $D_{MIN}$ ) 下设计普通电感。所以,若  $r$  已经设置在  $0.3 \sim 0.4$  间(一般选定电感后要重新计算),但这时  $r$  实际上是  $r_{DMIN}$ 。同样,计算的伏秒数  $Et$  实际上是  $Et_{DMIN}$ 。
- 对于 boost 和 buck-boost 变换器:一般在  $V_{INMIN}$  (即  $D_{MAX}$ ) 下设计普通电感。所以,若  $r$  已经设置在  $0.3 \sim 0.4$  间(一般选定电感后要重新计算),但这时  $r$  实际

上是  $r_{\text{DMAX}}$ 。同样,我们计算的伏秒数  $Et$  实际上是  $Et_{\text{DMAX}}$ 。

设计者必须时刻清楚这些区别,否则会对下面的讨论感到迷惑。

## 2.19.2 二极管最恶劣损耗

二极管平均电流是

$$I_D = I_L \times (1-D) \quad (\text{所有拓扑})$$

或等价为

$$I_D = I_O \times (1-D) \quad (\text{buck})$$

$$I_D = I_O \quad (\text{boost 和 buck-boost})$$

由此可得二极管的损耗是

$$P_D = V_D \times I_D = V_D \times I_O \times (1-D) \quad (\text{buck})$$

$$P_D = V_D \times I_D = V_D \times I_O \quad (\text{boost 和 buck-boost})$$

对 buck 变换器,若输入电压上升,则占空比下降,由于电感平均电流  $I_L$  仍然固定在  $I_O$  处,所以二极管平均电流上升。因此,buck 变换器中二极管的平均电流在  $V_{\text{INMAX}}$  处达到最大。所以可用普通电感设计步骤(在  $V_{\text{INMAX}}$ )中计算出的数值。

对 boost 和 buck-boost 变换器,若输入电压上升,则占空比下降,电感平均电流也下降,所以  $I_D$  保持为  $I_O$ (我们应该认识到 boost 和 buck-boost 变换器的输出电流必须通过二极管,所以  $I_D$  必须时刻和  $I_O$  相等)。因此,这些变换器中二极管的平均电流不受输入电压影响,所以可用普通电感设计步骤(在  $V_{\text{INMIN}}$ )中计算出的数值。

最后,对上面讲的 buck 变换器,计算结果如下

$$P_D = V_D \times I_O \times (1-D_{\text{MIN}}) = 0.5 \times 1 \times (1-0.543) = 0.23\text{W} \quad (\text{buck})$$

注意,普通二极管选择步骤如下。

选择二极管的窍门是使所选定二极管的额定电流至少等于下面给出的最恶劣平均电流的两倍(这样可降低损耗,因为二极管正向压降随其额定电流上升而降低)。

对 buck 变换器,最大二极管电流是  $I_O \times (1-D_{\text{MIN}})$ 。

对 boost 变换器,最大二极管电流是  $I_O$ 。

对 buck-boost 变换器,最大二极管电流是  $I_O$ 。

选择二极管的额定电压至少比下面给的最恶劣二极管电压大 20%。

对 buck 变换器,最大二极管电压是  $V_{\text{INMAX}}$ 。

对 boost 变换器,最大二极管电压是  $V_O$ 。

对 buck-boost 变换器,最大二极管电压是  $V_O + V_{\text{INMAX}}$ 。

## 2.19.3 开关管最恶劣损耗

对所有拓扑,平均输入电流(即开关管电流)必须随输入电压降低而增加,以满足要求的基本功率——即  $P_{\text{IN}} = I_{\text{IN}} \times V_{\text{IN}} = P_O / \eta$  ( $\eta$  指效率,假设固定)。因此,对所有拓扑,开关管有效值电流在  $V_{\text{INMIN}}$ (即  $D_{\text{MAX}}$ )处最大。



对 boost 和 buck-boost 变换器,总是在  $D_{\text{MAX}}$  处设计普通电感。所以,可直接用这时得到的数值来计算开关管有效值电流

$$I_{\text{RMS\_SW}} = I_{\text{L\_D\_MAX}} \times \sqrt{D_{\text{MAX}} \times \left(1 + \frac{r_{\text{D\_MAX}}^2}{12}\right)} \quad (\text{所有拓扑})$$

这里  $I_{\text{L\_D\_MAX}}$  和  $r_{\text{D\_MAX}}$  是在  $D_{\text{MAX}}$  (即  $V_{\text{INMIN}}$ ) 处的平均电感电流和电流纹波率。可用下式计算  $D_{\text{MAX}}$

$$D_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{O}} - V_{\text{INMIN}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{O}} - V_{\text{SW}} + V_{\text{D}}} \quad (\text{boost})$$

$$D_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{O}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{INMIN}} + V_{\text{O}} - V_{\text{SW}} + V_{\text{D}}} \quad (\text{buck-boost})$$

并且

$$I_{\text{L\_D\_MAX}} = \frac{I_{\text{O}}}{1 - D_{\text{MAX}}} \quad (\text{boost 和 buck-boost})$$

对 buck 变换器,是在  $D_{\text{MIN}}$  处设计普通电感。所以不能直接用这时得到的数值来计算开关管电流有效值(用先前给出的公式)。设计者需要计算  $r_{\text{D\_MAX}}$ ,但是目前只知道  $r_{\text{D\_MIN}}$ 。继续以下的步骤

$$r_{\text{D\_MAX}} = \frac{Et_{\text{D\_MAX}}}{L \times I_{\text{L}}} \quad (\text{所有拓扑})$$

换句话说,如果知道  $V_{\text{INMIN}}$  处的伏秒数,那么就可得选定电感相应的电流纹波率  $r_{\text{D\_MIN}}$ 。首先计算  $D_{\text{MAX}}$

$$D_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{O}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{INMIN}} - V_{\text{SW}} + V_{\text{D}}} = \frac{12 + 0.5}{18 - 1.5 + 0.5} = 0.735 \quad (\text{buck})$$

因此开关管导通时间是

$$t_{\text{ON\_D\_MAX}} = \frac{D_{\text{MAX}}}{f} = \frac{0.735 \times 10^6}{150\,000} = 4.9 \mu\text{s} \quad (\text{所有拓扑})$$

当开关管导通时施于电感上的电压是

$$V_{\text{ON\_D\_MAX}} = V_{\text{INMIN}} - V_{\text{SW}} - V_{\text{O}} = 18 - 1.5 - 12 = 4.5 \text{V} \quad (\text{buck})$$

所以,伏秒数是

$$Et_{\text{D\_MAX}} = V_{\text{ON\_D\_MAX}} \times t_{\text{ON\_D\_MAX}} = 4.5 \times 4.9 = 22 \text{V}\mu\text{s} \quad (\text{所有拓扑})$$

因此

$$r_{\text{D\_MAX}} = \frac{Et_{\text{D\_MAX}}}{L \times I_{\text{O}}} = \frac{22}{137 \times 1} = 0.16 \quad (\text{buck})$$

最后,可计算出开关管损耗

$$I_{\text{RMS\_SW}} = I_{\text{O}} \times \sqrt{D_{\text{MAX}} \times \left(1 + \frac{r_{\text{D\_MAX}}^2}{12}\right)} = 1 \times \sqrt{0.735 \times \left(1 + \frac{0.16^2}{12}\right)} = 0.86 \text{A} \quad (\text{buck})$$

例如,若 MOSFET 管的漏极与源极间电阻是  $0.5 \Omega$ ,其损耗是

$$P_{\text{SW}} = I_{\text{RMS\_SW}}^2 \times R_{\text{DS}} = 0.86^2 \times 0.5 = 0.37 \text{W} \quad (\text{所有拓扑})$$

注意,普通开关管的选择步骤如下。

选择开关管的原则是所选定开关管的额定电流至少等于上面计算出的开关管电流有效值的两倍(因为开关管正向压降随其额定电流值的增加而降低,所以可减少损耗)。

选择开关管的额定电压至少比下面给的最恶劣开关管电压大 20%。

对 buck 变换器,最大开关管电压是  $V_{INMAX}$ 。

对 boost 变换器,最大开关管电压是  $V_O$ 。

对 buck-boost 变换器,最大开关管电压是  $V_O + V_{INMAX}$ 。

#### 2.19.4 输出电容最恶劣损耗

对这三种拓扑,输出电容电流有效值最恶劣情况都在其实施普通电感设计步骤的点得到。换言之,对 buck 变换器是  $V_{INMAX}$ ,对 boost 和 buck-boost 变换器是  $V_{INMIN}$ 。所以毫无疑问,可直接用设计普通电感时得到的数值来计算输出电容最恶劣电流有效值,方程如下。

对 buck 变换器,可得

$$I_{RMS\_OUT} = I_O \times \frac{r_{DMIN}}{\sqrt{12}} = 1 \times \frac{0.277}{\sqrt{12}} = 0.08A \quad (\text{buck})$$

所以,若输出电容的 ESR 是  $10\Omega$ ,那么它的损耗是

$$P_{SW} = I_{RMS\_OUT}^2 \times ESR = 0.08^2 \times 10 = 0.064W \quad (\text{所有拓扑})$$

对 boost 和 buck-boost 变换器,我们需要用

$$I_{RMS\_OUT} = I_O \times \sqrt{\frac{D_{MAX} + \frac{r_{DMAX}^2}{12}}{1 - D_{MAX}}} \quad (\text{boost 和 buck-boost})$$

注意,普通输出电容选择步骤如下。

选择输出电容的基本原则是使其额定电流纹波率等于或大于上面计算的最恶劣电容电流有效值。选定电容的额定电压至少比实际应用场合中电压(对所有拓扑是  $V_O$ )大 20%~50%。变换器的输出电压纹波也需要考虑。由输出电容产生的电压纹波峰峰值等于电容 ESR 乘以下面给出的最恶劣情况下输出电流的峰峰值(忽略电容的 ESL)。

对 buck 变换器,电容电流的峰峰值是  $I_O \times r_{DMIN}$ 。我们也是在这个点来设计这种变换器的普通电感,所以已经知道  $r_{DMIN}$ 。

对 boost 变换器,电容电流的峰峰值是  $I_O \times (1 + r_{DMAX}/2)/(1 - D_{MAX})$ 。我们也是在这个点来设计这种变换器的普通电感,所以  $r_{DMAX}$  和  $D_{MAX}$  都已知。

对 buck-boost 变换器,电容电流峰峰值电流是  $I_O \times (1 + r_{DMAX}/2)/(1 - D_{MAX})$ 。我们也是在这个点来设计这种变换器的普通电感,所以  $r_{DMAX}$  和  $D_{MAX}$  也已知。

#### 2.19.5 输入电容最恶劣损耗

对 buck-boost 变换器,情况很简单,因为输入电容最恶劣电流有效值发生在  $D_{MAX}$ ,

而我们也是在这点来设计普通电感。所以下面方程中的数值可用设计电感时得到的值

$$I_{\text{RMS\_IN}} = I_{\text{L\_D\_MAX}} \times \sqrt{D_{\text{MAX}} \times \left(1 - D_{\text{MAX}} + \frac{r_{\text{D\_MAX}}^2}{12}\right)} \quad (\text{buck-boost})$$

对 buck 和 boost 变换器,输入电容最恶劣电流有效值发生在  $D=0.5$  时。所以,必须计算  $r_{50}$ ,即  $D=50\%$  时的电流纹波率(或在指定输入电压范围内最接近这个点的电压)。

首先计算 buck 变换器,步骤很清楚。

对 buck 变换器, $D=50\%$  时的输入电压是

$$V_{\text{IN\_50}} = 2 \times V_{\text{O}} + V_{\text{SW}} + V_{\text{D}} = 2 \times 12 + 1.5 + 0.5 = 26\text{V} \quad (\text{buck})$$

(对 boost 变换器是  $V_{\text{IN\_50}} = \frac{V_{\text{O}} + V_{\text{SW}} + V_{\text{D}}}{2} \approx \frac{V_{\text{O}}}{2}$ )。

可见,输入电压范围内不包括这个点。但是最接近这个点的是  $V_{\text{IN\_MAX}}$ 。我们正是在这点设计普通电感。所以,可用设计电感时得到的值来计算输入电容的电流有效值,其方程是

$$I_{\text{RMS\_IN}} = I_{\text{O}} \times \sqrt{D \times \left(1 - D + \frac{r^2}{12}\right)} = 1 \times \sqrt{0.543 \times \left(1 - 0.543 + \frac{0.277^2}{12}\right)} \quad (\text{buck})$$

(对 boost 变换器是  $I_{\text{RMS\_IN}} = \frac{I_{\text{O}}}{1 - D} \times \frac{r}{\sqrt{12}}$ )。

所以,最终

$$I_{\text{RMS\_IN}} = 0.502\text{A}$$

注意:如果设计 buck 变换器的输入电压不是  $18 \sim 24\text{V}$  而是  $30 \sim 45\text{V}$ ,那么在  $45\text{V}$  处设计普通电感。但是,输入电容电流在  $30\text{V}$  处得到最大值。所以,我们可用上面的公式计算电流有效值,但设计者需要知道  $r_{\text{D\_MIN}}$  和  $D_{\text{MAX}}$ 。因此,目前只知道  $r_{\text{D\_MAX}}$ ,还需要用以前的方程,即重新计算伏秒数等计算  $r_{\text{D\_MIN}}$ 。

注意,普通输入电容的选择步骤如下。

选择输入电容的基本原则是使其额定电流纹波率等于或大于上面计算的最恶劣电容电流有效值。选定电容的额定电压至少比实际应用场合中电压(对所有拓扑是  $V_{\text{IN\_MAX}}$ )大  $20\% \sim 50\%$ 。变换器也是一个需要考虑的因素,因为它的一部分会传递到输出端。同时也包括 EMI。另外,每个开关控制 IC 都有一定(通常不会指出)的输入噪声和纹波限制,并且若纹波太大,则开关控制 IC 会拒绝工作。通常,输入电压纹波必须低于输入电压的  $\pm 5\% \sim \pm 10\%$ 。由输入电容产生的电压纹波峰峰值等于电容 ESR 乘以下面给出的最恶劣输入电流峰峰值(忽略电容的 ESL):

□ 对 buck 变换器,电容电流的峰峰值是  $I_{\text{O}} \times (1 + r_{\text{D\_MIN}}/2)$ 。我们也正是在这点来设计普通电感,所以已经知道  $r_{\text{D\_MIN}}$ 。

□ 对 buck-boost 变换器,电容电流峰峰值是  $I_{\text{O}} \times (1 + r_{\text{D\_MAX}}/2)/(1 - D_{\text{MAX}})$ 。我们也正是在这点来设计普通电感,所以已经知道  $r_{\text{D\_MAX}}$  和  $D_{\text{MAX}}$ 。

□对 boost 变换器,在  $D=0.5$  处电容电流峰峰值达到其最恶劣值,其值为  $2 \times I_O \times r_{50}$ , 这里

$$r_{50} = \frac{V_{IN,50}}{4 \times f \times L \times I_O} \quad \text{并且} \quad V_{IN,50} = \frac{V_O + V_{SW} + V_D}{2} \approx \frac{V_O}{2}$$

注意,如果输入电压范围内不包括  $D=0.5$  这个点,需要找到最接近于这个点的输入电压。然后可用下式来计算输入电容电流的峰峰值

$$I_{PK,PK} = \frac{I_O \times r}{1-D}$$

这里  $r$  和  $D$  对应于最恶劣输入电压。可用下式来计算  $r$

$$r = \frac{V_O - V_{SW} + V_D}{I_O \times L \times f} \times D \times (1-D)^2$$

其中  $L$  的单位是 H,  $f$  的单位是 Hz。

这就完成了变换器和磁性元件的设计。下一章开始介绍离线式变换器。

## 第 3 章

# 离线式变换器设计与磁学技术

---

离线式变换器是由标准的 DC-DC 变换器拓扑衍生而来的。如广泛应用于小功率(典型值小于 100W)场合的反激变换器拓扑,其实是用多绕组电感代替常用的单绕组电感的 buck-boost 电路。类似地,广泛应用于中大功率场合的正激变换器,是 buck 的衍生拓扑,其中用变压器代替常用电感(扼流圈)。反激变换器电感其实既起电感也起变压器的作用,它不仅能像所有电感一样存储电磁能量,而且能像变压器一样提供电网隔离(安全需要)。而在正激变换器中,能量存储功能通过扼流圈来实现,变压器则提供必要的电网隔离。

因 DC-DC 变换器和离线变换器之间的共同性,所以本章大多数基础知识实际上都已在前一章讲述,基本磁学定义也已给出。所以,学习本章之前请读者学习前一章。

注意到在正激和反激变换器中,变压器除了提供必要的电网隔离外,还起到另外一个非常重要的作用,即由变压器“匝比”决定的恒比降压转换功能。匝比由输出(二次)绕组匝数除以输入(一次)绕组匝数得到。于是问题就产生了,理论上,开关变换器可以任意地进行升压或降压变换,为什么我们觉得有必要基于变压器匝比进行降压转换?只要进行简单的计算原因就显而易见——不需要任何辅助设施,只需一个极小的不现实的占空比值,变换器就可以变成一个从极高压输入到极低压输出的降压器。注意到世界上有些地方,最高的交流电网输入可以高达 270V(最坏情况下),所以这样的交流电压用传统桥式整流电路整流时,就将会有近 $\sqrt{2} \times 270 = 382\text{V}$  的直流电压加在其后的开关变换器电路上,但是相应的输出电压可能却很低(5V、3.3V、1.8V 等)。于是对于已给定最小导通时间的各种典型变换器,特别是当开关器件工作在高频时,所需的直流转换比率就很难达到要求。所以,在正激和反激变换器中,我们可以直观地认为变压器就是把输入定比近似地降为一个较小的合适值,而变换器则完成其余的工作(其中包括调节功能)。

### 3.1 反激变换器磁学技术

#### 3.1.1 变压器绕组极性

在图 3-1 中,匝比  $n=n_p/n_s$ ,其中  $n_p$  为一次绕组匝数,  $n_s$  为二次绕组匝数。

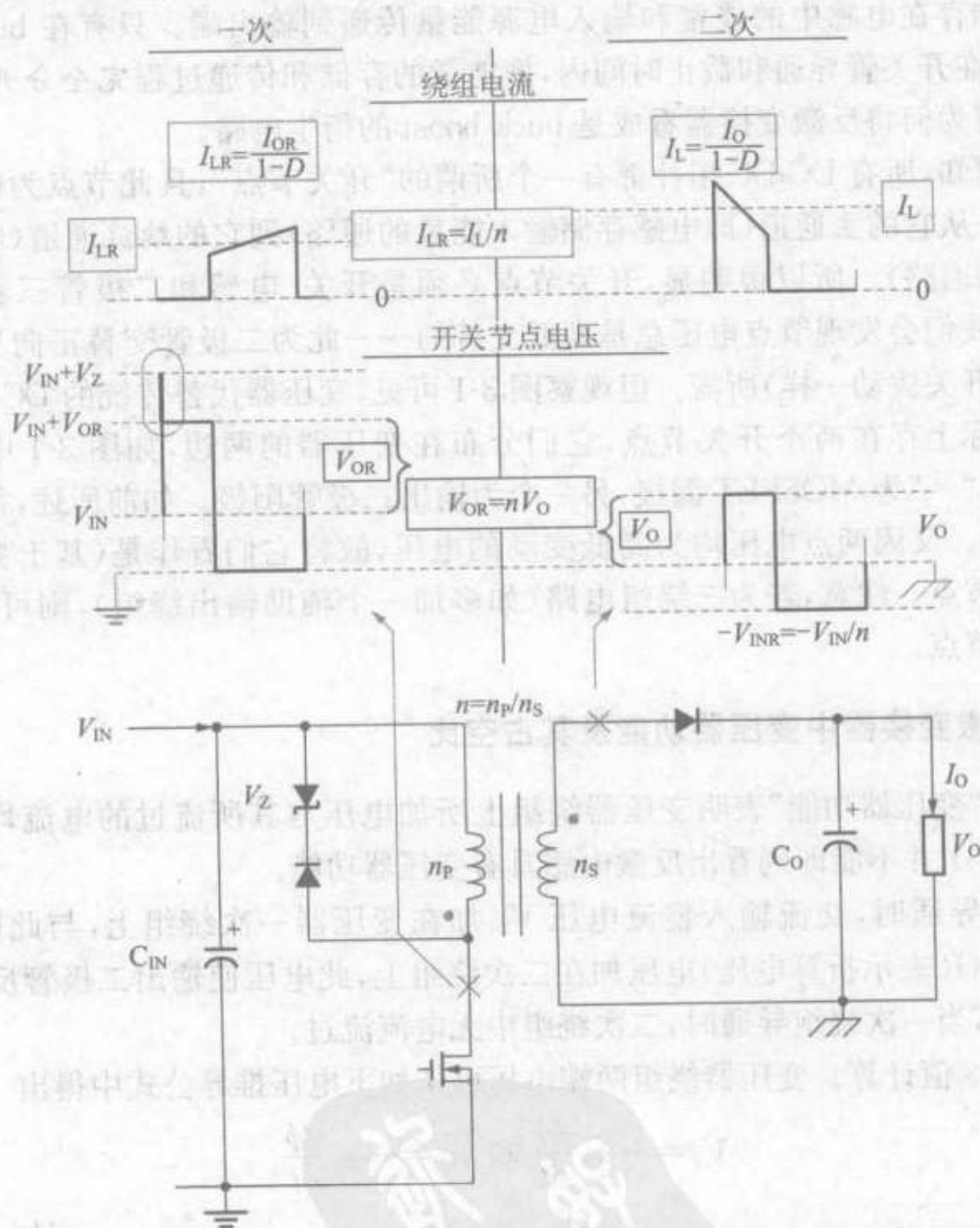


图 3-1 反激变换器电压电流波形

我们在两个绕组每个的一端标上一点,则变压器标点端被看作同名端,很明显,无标点端也可看作同名端。这意味着当一个绕组标点端电压升至某一较高值时(可以是任何值),另一个绕组标点端电压也会升高到较高值。这是因为虽然在物理上所有绕组不相连,但它们共用同一个磁心。同样地,所有标点端电压也可以在同一时间变低。由此可得,这个标点仅是相关极性的表示。所以,对于任一给定的原理图,我们经常不用改变原理图其他部分,只需交换变压器的标点端和无标点端就可轻松地实现电路变化。

在反激变换器中,绕组的极性设置要使一次绕组导电时,二次绕组无法导电。所以当开关管导通时,图 3-1 中 MOSFET 漏极的标点端电压就会变低,输出二极管的阳极也会变低,以至于二极管反向而无法导通。buck-boost 在开关管导通时间内仅使电感储存来自电网的能量,在开关管截止时间内,把电感储存的能量输出到负载端。注意,这是 buck-boost(还有反激)同 buck 和 boost 的唯一区别。例如,buck 电路中输入电源能量在开关管导通时间内同时传递到电感和输出端,而 boost 电路在开关管截止时间内把储存在电感中的能量和输入电源能量传递到输出端。只有在 buck-boost 电路中,才能在开关管导通和截止时间内,把能量的存储和传递过程完全分开。所以,现在就可理解为何将反激变换器看成是 buck-boost 的衍生电路。

众所周知,所有 DC-DC 拓扑都有一个所谓的“开关节点”,且此节点为电感电流的转向点——从它的主通道(即电感存储输入能量的通路)到它的续流通路(电感将存储能量输出的通路)。所以很明显,开关节点必须是开关、电感和二极管三者的公共节点。同时,我们会发现节点电压总是高低交替的——此为二极管交替正向导通和反向截止(就像开关拨动一样)所需。但观察图 3-1 可见,变压器代替传统的 DC-DC 电感的电路中,实际上存在两个开关节点,它们分布在变压器的两边,如图 3-1 中标有“×”处——一个“×”为 MOSFET 漏极,另一个为输出二极管阳极。如前所述,很明显这两点为同名端。又因两点电压均为高低变动的电压,故将它们看作是(基于变压器拓扑中的)开关节点。注意,若为三绕组电路(如多加一个辅助输出绕组),则可有三个(等效的)开关节点。

### 3.1.2 反激变换器中变压器功能及其占空比

基本的“变压器功能”表明变压器绕组上所加电压与其所流过的电流均由匝比决定,但从图 3-1 并不能即刻看出反激电感具有变压器功能。

开关管导通时,交流输入整流电压  $V_{IN}$  加在变压器一次绕组上,与此同时,值为  $V_{INR} = V_{IN}/n$  ( $R$  表示折算电压)电压加在二次绕组上,此电压使输出二极管反向而无法导通。所以,当一次绕组导通时,二次绕组中无电流流过。

电压  $V_{INR}$  值计算。变压器绕组两端电压可从如下电压推导公式中得出

$$V_P = -n_P \frac{d\phi}{dt} \text{ 和 } V_S = -n_S \frac{d\phi}{dt}$$

因两绕组均绕在同一磁心上,故各绕组磁通量  $\phi$  与磁通量变化率  $\frac{d\phi}{dt}$  均相同。于是有

$$V_S = -n_S \times \left( \frac{V_P}{-n_P} \right)$$

或是

$$V_S = n_S \times \left( \frac{V_{IN}}{n_P} \right) = \frac{V_{IN}}{n} \equiv V_{INR}$$

且有

$$\frac{V_P}{n_P} = \frac{V_S}{n_S}$$

$$\frac{V_P}{V_S} = n$$

以上公式表示了基本变压器原理中的电压关系。但从上述公式也可看出,给定磁心的所有绕组的伏数/匝数(在任何时刻)均相等。正是它最终使各绕组电压比不同。

同时注意到变压器的电压比与绕组是否流过电流无关,这是因为不管一次绕组是否对磁心总磁通  $\phi$  有作用,基本电压方程  $V = -N \frac{d\phi}{dt}$  适用于所有绕组,从而得到比值不同的电压。

已知反激变压器在开关导通期间存储能量,开关关断时,存储的能量(及其相关电流)需要释放。此时无论如何电压都将自动调整以使能量释放,故可假设二极管在开关关断时一定导通。现假设电路已达到“稳态”,输出电容电压稳定于某一恒定值  $V_O$ ,此时二次开关节点也被钳位于  $V_O$ (忽略二极管的压降);这样由于二次绕组一端接地,其两端电压也为  $V_O$ 。根据变压器原理,该电压将折算到一次,折算电压值为  $V_{OR} = V_O \times n$ 。但这期间开关是关断的,所以通常情况下,一次开关节点电压应为  $V_{IN}$ 。然而,由于此时变压器折算(输出)电压  $V_{OR}$  与其叠加,使一次开关节点电压(最终)升至  $V_{IN} + V_{OR}$ (以上讨论均忽略图 3-1 中的关断尖峰电压)。

注意:开关导通期间,一次侧决定所有绕组的电压,而开关截止期间,各绕组电压由二次侧决定。

根据伏秒数法则,可由如下最基本方程求出占空比

$$D = \frac{V_{OFF}}{V_{OFF} + V_{IN}}$$

可根据一次绕组或二次绕组进行计算,但无论如何,所得结果均相同,如表 3-1 所示。

表 3-1 反激变换器直流传递函数推导

	一次绕组	二次绕组
$V_{ON}$	$V_{IN}$	$V_{INR} = V_{IN}/n$
$V_{OFF}$	$V_{OR} = V_O \times n$	$V_O$
直流传递函数	$D = \frac{V_{OFF}}{V_{ON} + V_{OFF}}$	
	$D = \frac{V_{OR}}{V_{IN} + V_{OR}}$	$D = \frac{V_O}{V_{INR} + V_O}$
	$D = \frac{nV_O}{V_{IN} + nV_O}$	

已知变压原理仅就各绕组两端电压而言,是指两端间电压差,而非绕组某端处电压值。要测某点电压,必须先确定参考点(定义为“地”),则被测点电压是相对于该点的电压。实用中,一次参考点称为“一次地”,二次参考点称为“二次地”,注意,在图 3-1 中它们用不同的地符号表示。



为计算各绕组开关节点的(绝对)电压值,可采用如下的电位平移法:

为求得绕组开关节点的绝对电压值,须将绕组两端电压与绕组非开关节点直流电压相加。

例如,若计算 MOSFET 漏极(一次绕组开关节点)电压,可在一次绕组电压波形上叠加  $V_N$ (该绕组的另一端电压),从而得到如图 3-1 所示电压波形。

下面讨论电流怎样从变压器的一边折算到另一边。必须指出,尽管反激变压器的电流计算公式最终与实际变压器电流计算一致,但这并不是严格意义的“基本变压器功能”。与普通变压器不同,反激变压器的一次绕组和二次绕组并非同时流过电流,为何它们有完全相关的电流关系很值得研究。

实际上反激变压器一次绕组和二次绕组的电流关系是基于能量的。磁心能量有下面通用表达式

$$E = \frac{1}{2} LI^2$$

虽然已知反激变压器两绕组不是同时间流过电流,但与一次绕组流过电流相关的能量必须等于磁心能量,而且两者相等(为简化,忽略电流纹波)。于是有

$$E = \frac{1}{2} L_p I_p^2 = \frac{1}{2} L_s I_s^2$$

其中  $L_p$  为二次绕组悬空(无电流流过)时测得的一次电感,  $L_s$  为二次绕组悬空无电流时测得的二次电感。且有

$$L = N^2 \times A_L \times 10^{-9} \text{ H}$$

其中如前所定义,  $A_L$  为电感系数。在此情况下可得

$$L_p = n_p^2 \times A_L \times 10^{-9}$$

$$L_s = n_s^2 \times A_L \times 10^{-9}$$

代入能量公式,可得著名的电流比方程

$$n_p I_p = n_s I_s$$

或是

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{1}{n}$$

与电压/匝数法则类似,安匝值也必须时刻相等。事实上,只要保证变压器总安匝值不突变,磁心本身并不“在乎”哪个绕组在特定时刻通过电流。这很像是第 1 章所学的电感电流不能突变这一基本法则的“变压器版”。由此可知,变压器的安匝值也不能突变。

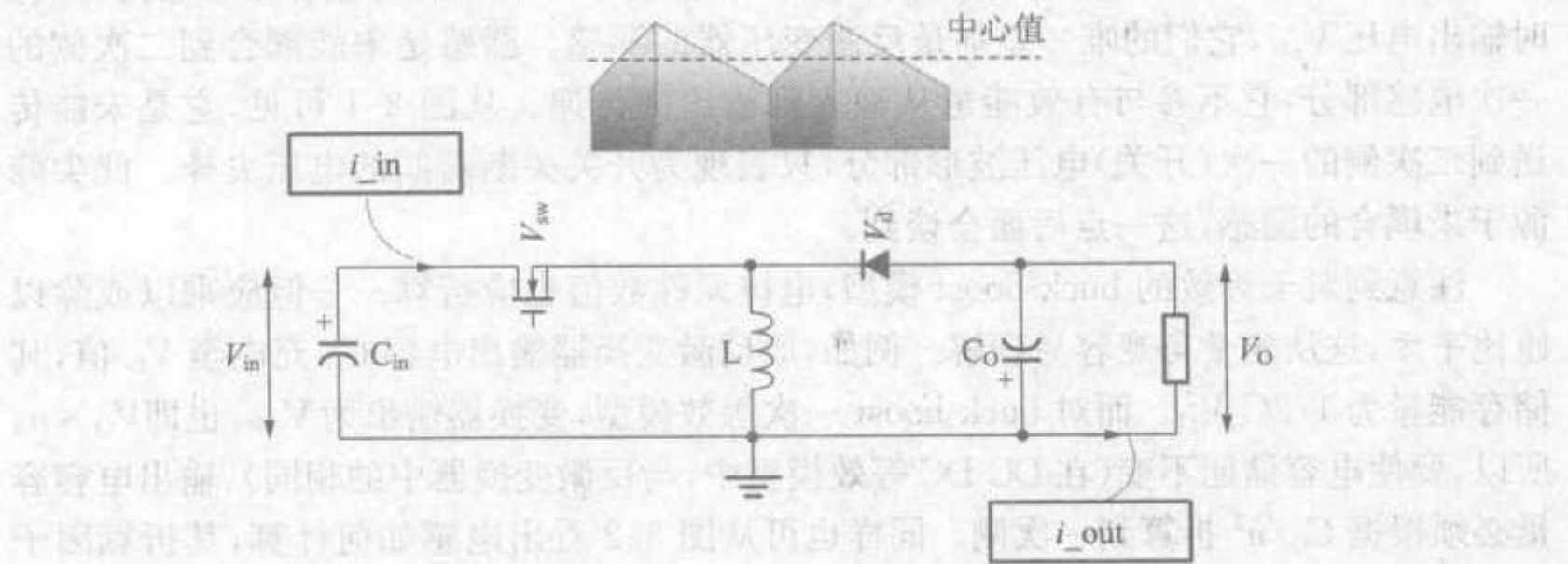
综上所述,变压器参数计算规则如下:已知一次电压求二次电压,需除以匝比,已知二次电压求一次电压,则需乘以匝比。电流计算规则则相反,已知一次电流求二次电流,需乘以匝比,已知二次电流求一次电流,则需除以匝比。

### 3.1.3 等效的 buck-boost 模型

因为存在许多相似点,并且符合变压器电压关系,将反激变换器等同于 DC-DC(仅基于电感的) buck-boost 来理解非常方便(特殊情况除外)。换句话说,可将定比降压环节分离并折算到等效的电压和电流计算中,从而可将反激变压器简化成能量存储装

置,它类似传统 DC-DC buck-boost 中的电感。为了方便讨论,在等效电路图中将变压器舍去。这样做的好处是几乎所有应用于传统 buck-boost 的方程和设计步骤都可用于此 buck-boost 的等效模型。唯一的例外是漏感问题(及所有与之相关的问题——钳位及因其所产生的效率损失,开关关断电压尖峰等),将在后面进行讨论。但除此之外的所有参数,如电容、二极管、开关电流等,都可以用这种 DC-DC 模型等效方便地进行分析。

该 DC-DC 等效模型本质上是将隔离变压器电压和电流从一侧折算到另一侧。但与占空比计算一样(如表 3-1 所示),也可选用两种方法——既可将所有参数折算到一次侧,也折算到二次侧。从而得到两个等效 buck-boost 模型,如图 3-2 所示。可用一次等效模型计算原反激变换器所有一次侧的电压、电流,用二次等效模型计算原反激变换器所有二次侧的电压、电流。



	一次等效模型	二次等效模型
$V_{in}$	$V_{IN}$	$V_{INR}=V_{IN}/n$
$i_{in}$	$I_{IN}$	$I_{INR}=I_{IN} \times n$
$C_{in}$	$C_{IN}$	$n^2 \times C_{IN}$
$L$	$L_P$	$L_S=L_P/n^2$
$V_{sw}$	$V_{SW}$	$V_{SW}/n$
$V_o$	$V_{OR}=V_o \times n$	$V_o$
$i_{out}$	$I_{OR}=I_o/n$	$I_o$
中心值	$I_{OR}/(1-D)=I_o/[n \times (1-D)]$	$I_o/(1-D)$
$C_o$	$C_o/n^2$	$C_o$
$V_d$	$V_D \times n$	$V_D$
占空比	$D$	$D$
纹波率	$r$	$r$

图 3-2 反激变换器等效的 buck-boost 模型

通过乘以或除以匝比可求出电压和电流的折算值。事实上,输出折算电压  $V_{OR}$  是反激变换器中最重要的参数之一。顾名思义,  $V_{OR}$  是一次等效电路的有效输出电压。实际上,将图 3-1 中反激变换器开关波形与 buck-boost 波形比较可知,对开关而言,  $V_{OR}$  相当于真正的输出电压。

举例来说,现有一个 50W 变换器,其输出电压、电流分别为 5V、10A,匝比为 20。故  $V_{OR}$  等于  $5 \times 20 = 100V$ 。若将输出电压改为 10V,匝比减为 10,则  $V_{OR}$  仍为 100V。这个过程中,一次侧所有电压波形均不会改变(假设效率不变)。另外,若过程中输出功率也保持不变,即将负载变为电压 10V 和电流 5A 输出,则一次侧所有电流也将不变。此时,开关不会“知道”这两种情况有何不同。也就是说,开关仅“知道”它处于输出电压为  $V_{OR}$  负载电流为  $I_{OR}$  的 DC-DC buck-boost 电路中。

如上所述,含变压器的反激变换器与仅有电感的 buck-boost 电路均在电流为  $I_{OR}$  时输出电压  $V_{OR}$ ,它们的唯一差别是反激变压器的漏感。漏感是未能耦合到二次侧的一次电感部分,它不参与有效能量从输入到输出的传递。从图 3-1 可见,它是未能传送到二次侧的一次(开关)电压波形部分,只表现为开关关断瞬间的电压尖峰。此尖峰源于未耦合的漏感,这一点后面会谈。

注意到对于等效的 buck-boost 模型,电抗元件数值也应折算——但应乘以或除以匝比平方,这从能量角度容易理解。例如,原反激变换器输出电容  $C_O$  充电至  $V_O$  值,其储存能量为  $1/2 C_O V_O^2$ 。而对 buck-boost 一次等效模型,变换器输出为  $V_{OR}$ ,也即  $V_O \times n$ 。所以,要使电容储能不变(在 DC-DC 等效模型中,与反激变换器中的相同),输出电容容量必须根据  $C_O/n^2$  折算到一次侧。同样也可从图 3-2 看出电感如何计算,其折算因子为  $L_{\alpha} N^2$ 。

### 3.1.4 反激变换器电流纹波率

从图 3-2 的二次等效模型可见,其电感电流的斜坡中心值(电感平均电流  $I_L$ )与 buck-boost 电路的同样为  $I_O/(1-D)$ (因为二极管平均电流一定等于负载电流)。该二次等效模型的电感电流若折算到一次等效模型中,则该电感电流斜坡的中心值为  $I_{LR}$ ,这里  $I_{LR} = I_L/n$ 。也即其值等于  $I_{OR}/(1-D)$ ,其中  $I_{OR}$  为折算的负载电流,即  $I_{OR} = I_O/n$ 。同样,一次等效模型和二次等效模型的电流纹波值呈匝比( $n$ )关系,故两种等效模型中的电流纹波值与斜坡中心值之比相同。因此可用确定 DC-DC 变换器纹波率的同样方法,确定反激拓扑的纹波率  $r$ 。但与普通 DC-DC 变换器中稍有不同——其纹波率公式是以斜坡电流(开关管或二极管的电流)中心值为分母,而非直流电感电流值(因为实际上该电感已不存在,只有反激变压器)。与其他 DC-DC 变换器相同,反激变换器通常也将  $r$  设定为 0.4。不管是一次等效还是二次等效的反激变换器模型,其纹波率  $r$  均相等。

### 3.1.5 漏感

漏感可看作与变压器一次电感串联的寄生电感。开关关断时刻,流过这两个电感

的电流为  $I_{PKP}$ , 也即为一次电流的峰值。然而, 当开关关断时, 一次电感所存储的能量可沿续流通路(通过输出二极管)传递, 但漏感能量却无传递通路, 所以它就以高电压尖峰形式表现出来。二次侧无此尖峰电压, 因漏感不是一次电感, 而是未耦合到二次侧的电感。

若不尽量吸收此漏感能量, 则将引起很大的电压尖峰, 从而导致开关损坏。因漏感能量无法传递到二次侧, 故常用以下两种处理方法——重新利用使其返回输入电容, 或是简单地将其消耗。后者因简单而广泛采用, 较普遍的是直接用齐纳二极管钳位, 如图 3-1 所示。当然, 齐纳电压必须根据开关所能承受的最大电压来选择。注意, 因为某些原因(特别是效率原因), 通常将齐纳管跨接于一次绕组两端(需串联一个阻断二极管)。另一种接法是将其接于开关节点与一次地之间。

也许有人会问, 漏感是如何分布的? 虽然有一小部分漏感分布于 PCB 布线区域及变压器的出线端, 但大部分漏感存在于变压器的一次绕组中, 特别是变压器中与二次侧有耦合关系的那些一次绕组, 这个问题后面章节将会谈到。

### 3.1.6 齐纳管钳位损耗

若消耗漏感能量, 则其对效率的影响很大。有时直观地认为每个周期内漏感消耗的能量为  $1/2 \times L_{LK} I_{PK}^2$ , 其中  $I_{PK}$  为开关电流峰值,  $L_{LK}$  为一次漏感。此能量是(在开关关断时刻)存在于漏感中的能量, 但却非漏感钳位所消耗的全部能量。

一次绕组与漏感串联, 故较短时间内, 漏感一直都在试图复位。变压器一次绕组被迫跟着变化并且连续提供此串联电流, 通过齐纳管续流。虽然可以肯定一次绕组总是试图通过二次侧续流, 但一部分能量还是被转入齐纳管钳位电路, 直到漏感完全复位(钳位电流为 0)。换句话说, 一次电感中有些能量被串联的漏感“迅速拿走”, 并连同漏感本身所具有的能量, 一起通过齐纳管电路续流。于是通过详细计算便可得齐纳管所消耗总能量为

$$P_z = \frac{1}{2} \times L_{LK} \times I_{PK}^2 \times \frac{V_z}{V_z - V_{OR}} W$$

也即漏感能量  $\frac{1}{2} \times L_{LK} \times I_{PK}^2$  乘以  $V_z / (V_z - V_{OR})$  (附加部分来自一次电感)。

注意: 若齐纳管稳压电压太接近所选  $V_{OR}$ , 钳位损耗就会猛增。故  $V_{OR}$  选择需小心, 也就是说匝比选择也需仔细。

### 3.1.7 二次漏感同样影响一次侧

上述能量损耗式中为何采用符号  $L_{LK}$ ? 而不采用一次漏感符号  $L_{LKP}$  呢? 其原因是  $L_{LK}$  表示开关中全部漏感, 而非仅为一次部分的  $L_{LKP}$ , 二次漏感也起作用。这有点难以想象, 因为根据定义, 二次漏感被认为不耦合到一次侧(反之亦然)。那它又如何影响一次侧?

正如一次漏感会即刻阻止一次电流续流输出一样(从而引起稳压钳位损耗增加),