

值至少为 $1.2 \times I_O / (1-D)$, 系数选择 1.2 是因为基本设计理论表明电感电流峰值约为其平均值的 1.2 倍, 因此选择电感时要确保其额定电流值至少为 $1.2 \times I_L$ 。

1.4.9 为什么只有三种基本拓扑

能为电感电流提供续流回路的电路有多种, 但其中一些电路输入端和输出端无公共端点, 不能为变换器和系统提供合适的参考地, 从而无法获得应用。图 1-14 为这种“可实现功能但不实用”的 buck-boost 变换器的两个例子, 与图 1-12 比较就可发现其存在的问题。若此变换器为“前端变换器”, 可在变换器输出端单独建立系统的地, 那变换器将可正常工作。

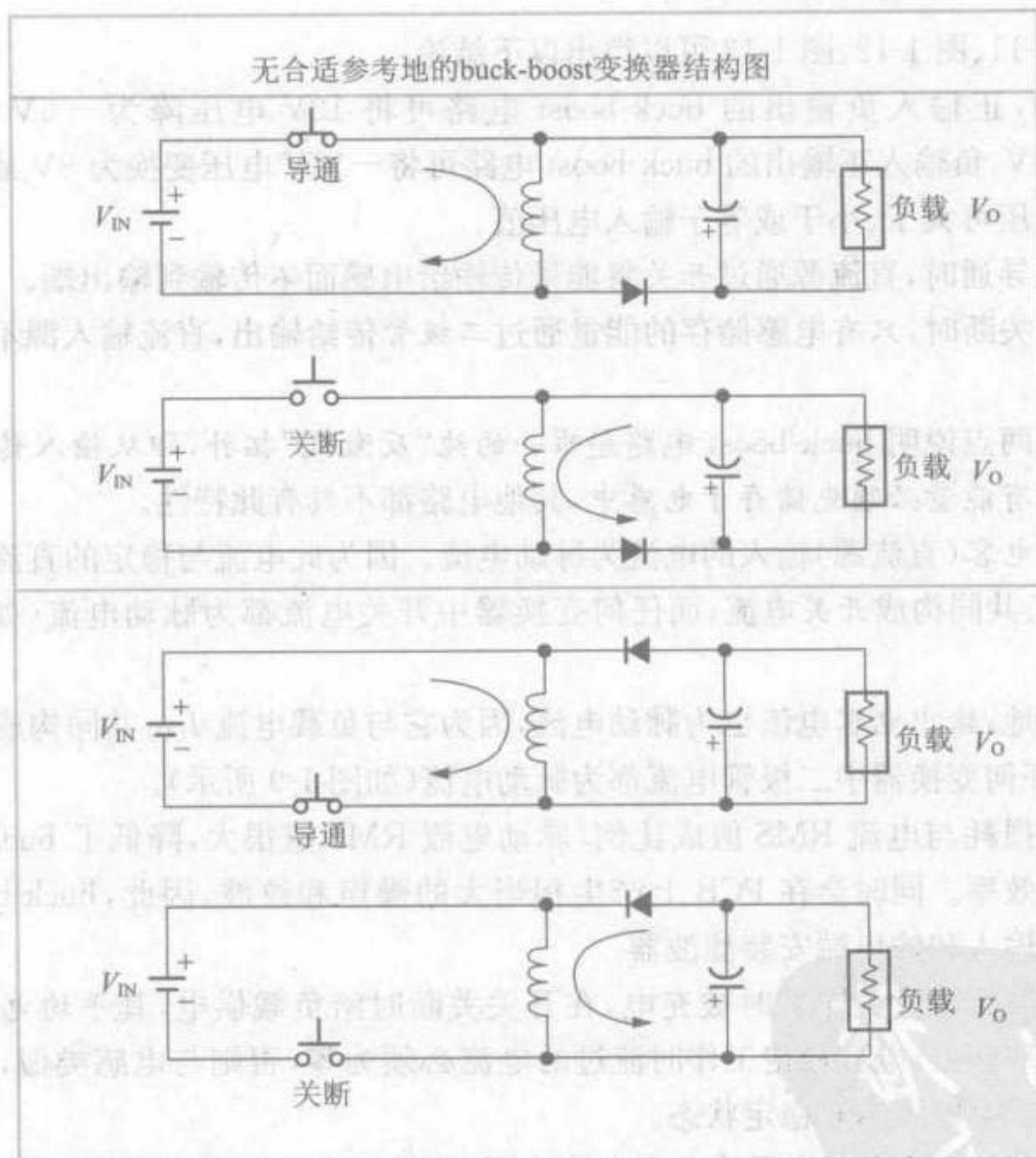


图 1-14 无合适参考地的 buck-boost 电路

其他几种电路与基本拓扑(如图 1-12 所示的两种电路结构)类似。基本拓扑有三种: buck、boost 和 buck-boost。为什么基本拓扑仅有三种? 这取决于电感的连接方式。设置合适的参考地后, 可以得到三个不同端子: 输入端、输出端和地端, 若电感一端与地相连, 则得到 buck-boost 电路; 若与输入端相连, 则得到 boost 电路; 若与输出端相连, 则得到 buck 电路, 详见图 1-15。

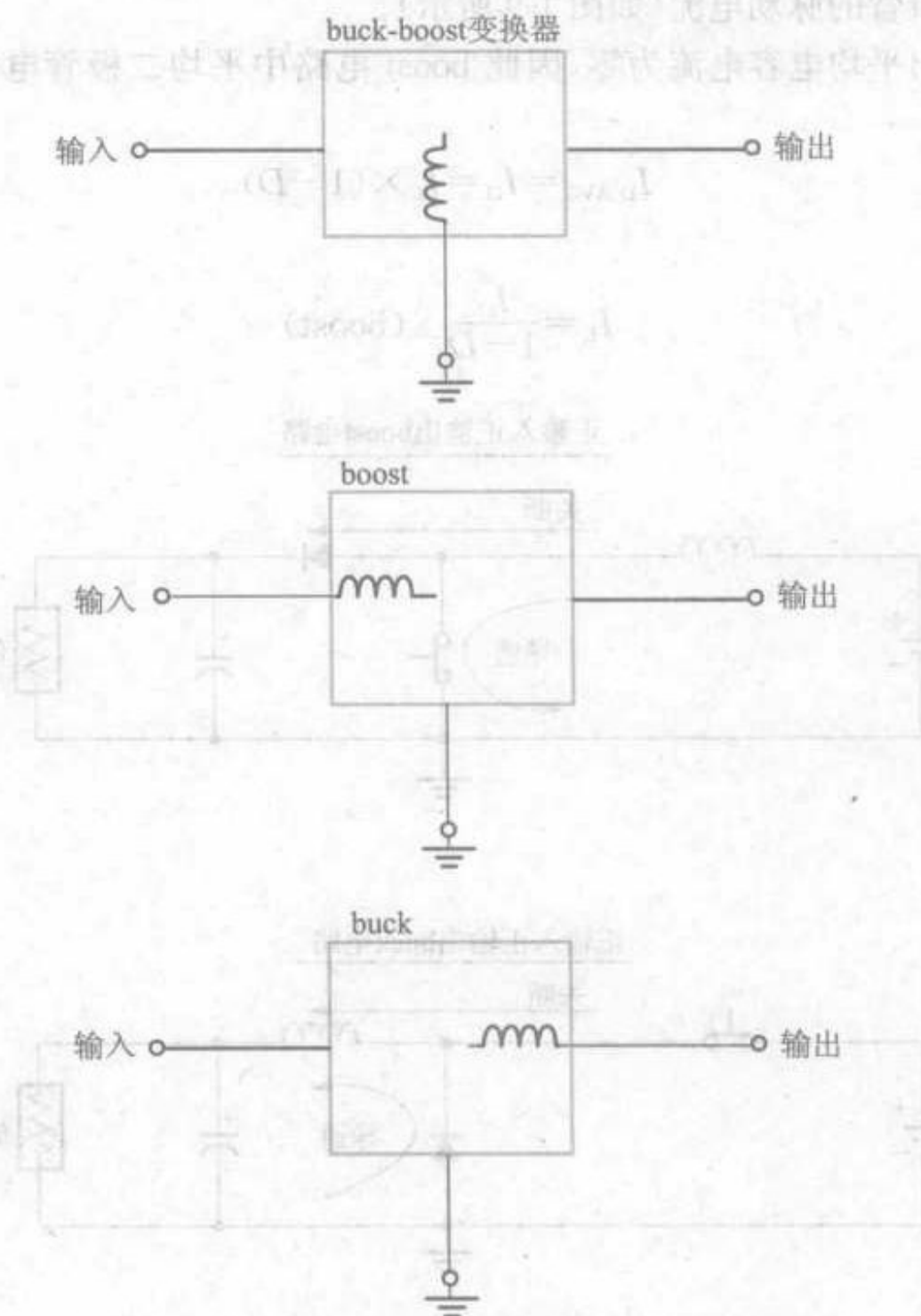


图 1-15 三种基本电路拓扑

1.4.10 boost 拓扑

图 1-16 为 boost 电路结构图,图中详细标出了电流方向和续流通路。图 1-17 对此电路作了相关分析并给出了关键波形,得出以下结论:

- 例如,正输入正输出 boost 电路可将 12V 输入变换为 50V 输出,负输入负输出 boost 电路可将 -12V 输入变换为 -50V 输出。即电路中输出大于输入,因此 boost 电路会提高输入的值而不改变输入极性。
- 开关导通时,能量通过开关从直流源输入电感而不传递到输出端。
- 开关关断时,电感储存的能量通过二极管传递给输出端,同时直流源也给负载提供能量。
- 由于输入电容与电感串联,从而可防止电流突变,输入电容电流为平滑曲线。
- 进入输出电容的电流为脉动电流,这是因为它与稳定的直流输出电流 I_{OUT} 共同

构成二极管的脉动电流(如图 1-9 所示)。

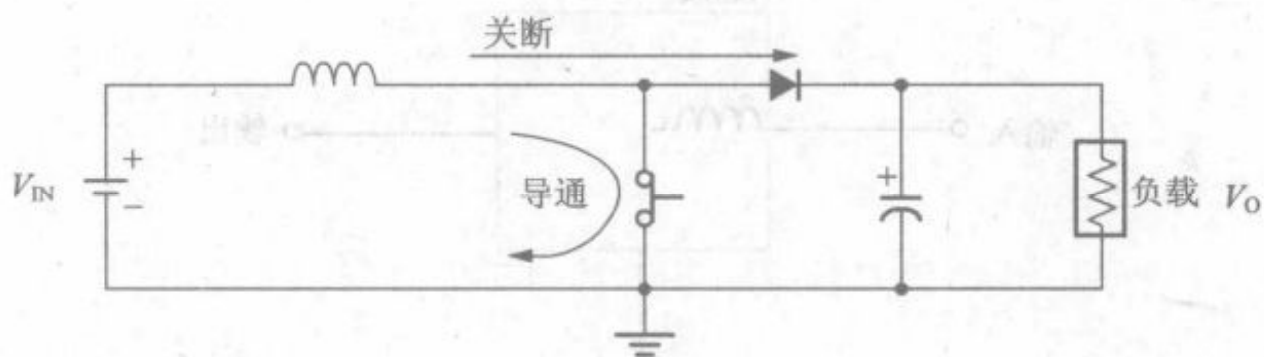
□ 由于输出平均电容电流为零,因此 boost 电路中平均二极管电流必须等于负载电流,即

$$I_{D_AVG} = I_O = I_L \times (1-D)$$

因此

$$I_L = \frac{I_O}{1-D} \quad (\text{boost})$$

正输入正输出boost电路



正输入正输出buck电路

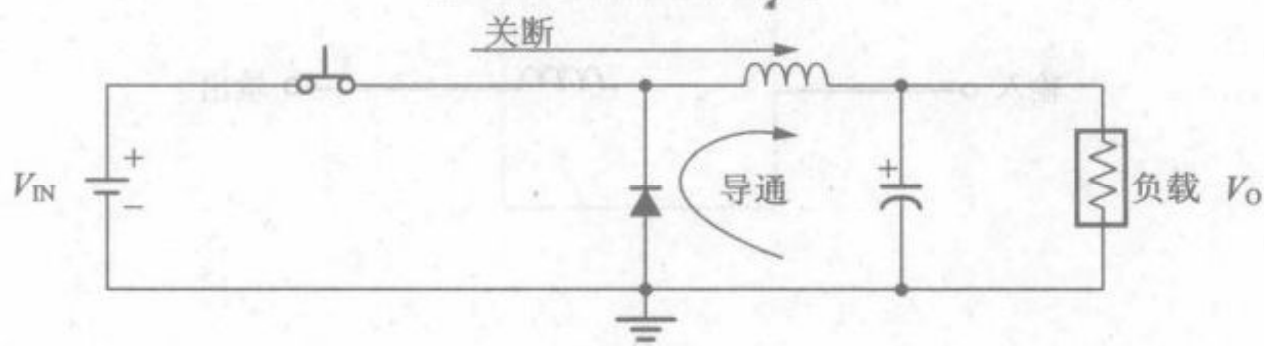


图 1-16 正输入正输出 boost 和 buck 电路

此为平均电感电流与负载电流的关系。图 1-17 所附表格中要求电感电流额定值为 $1.2 \times I_O / (1-D)$, 系数选择 1.2 是因为基本设计理论表明电感电流峰值约为其平均值的 1.2 倍, 因此选择电感时要确保其额定值不小于 $1.2 \times I_L$ 。

用伏秒数相等原理分析 boost 拓扑, 可得

$$V_{ON} = V_{IN} - V_{SW} \quad (\text{boost})$$

$$V_{OFF} = V_O + V_D - V_{IN} \quad (\text{boost})$$

因此, 根据伏秒数定律, 可得

$$\frac{t_{OFF}}{t_{ON}} = \frac{V_{IN} - V_{SW}}{V_O + V_D - V_{IN}} \quad (\text{boost})$$

进行代数运算以消除 t_{OFF} , 可得

$$\frac{t_{OFF}}{t_{ON}} + 1 = \frac{V_{IN} - V_{SW}}{V_O + V_D - V_{IN}} + 1$$

$$\frac{t_{OFF} + t_{ON}}{t_{ON}} = \frac{V_{IN} - V_{SW} + V_O + V_D - V_{IN}}{V_O + V_D - V_{IN}}$$

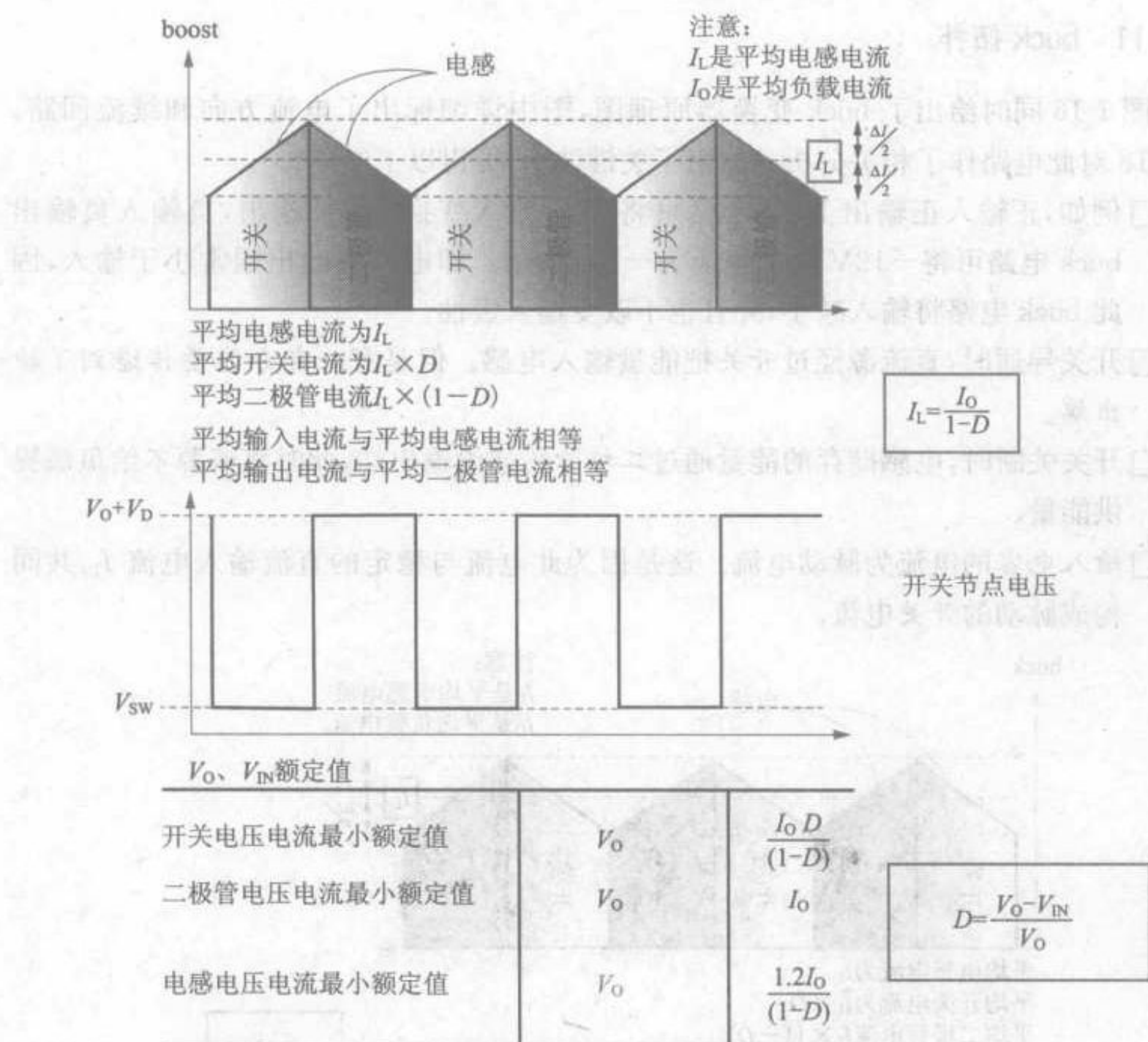


图 1-17 boost 电路的分析

变换器占空比 D 定义为

$$D = \frac{t_{ON}}{T} \quad (\text{任意拓扑})$$

可见, D 为前一等式的倒数, 因此

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

此为 boost 变换器经典的直流电压传输方程。若开关和二极管的压降与输入、输出电压相比足够小, 则可将上式简化为

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

输入、输出电压关系可由下式表示

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

1.4.11 buck 拓扑

图 1-16 同时给出了 buck 变换器原理图,图中详细标出了电流方向和续流回路。图 1-18 对此电路作了相关分析并给出了关键波形,可得以下结论:

- 例如,正输入正输出 buck 电路可将 12V 输入变换为 5V 输出,负输入负输出 buck 电路可将 -12V 输入变换为 -5V 输出。即电路中输出通常小于输入,因此 buck 电路将输入减小,并且也不改变输入极性。
- 开关导通时,直流源经过开关把能量输入电感。但是有一部分能量传递到了输出端。
- 开关关断时,电感储存的能量通过二极管传递给输出端,此时直流源不给负载提供能量。
- 输入电容的电流为脉动电流。这是因为此电流与稳定的直流输入电流 I_{IN} 共同构成脉动的开关电流。

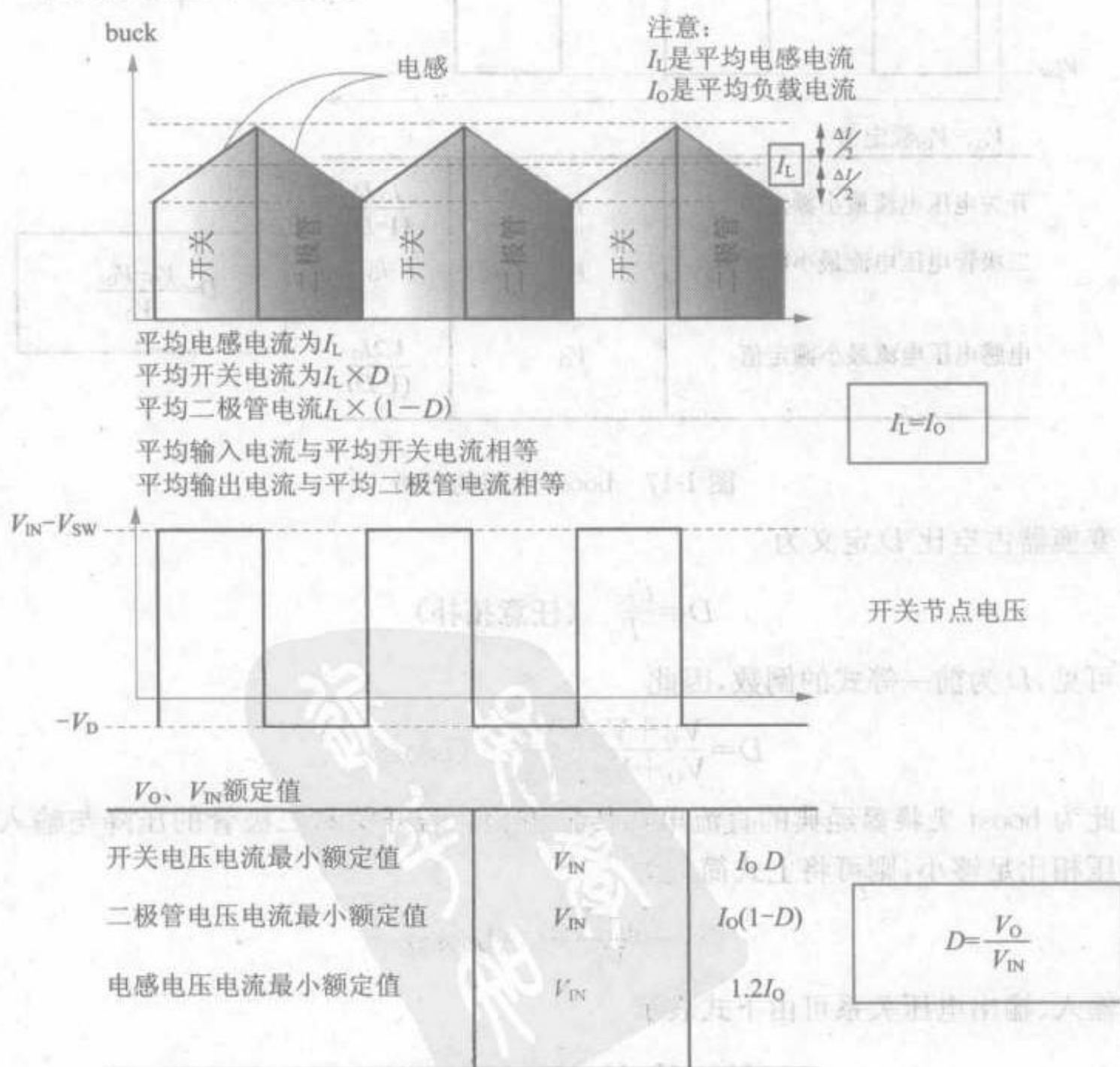


图 1-18 buck 电路的分析

- 输出电容与电感串联,从而可防止电流突变,因此进入输出电容的电流是平滑的。
- 由于输出电容平均电流为零,因此 buck 电路中电感平均电流必须等于负载电流,因此

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

此为电感平均电流与负载电流的关系。图 1-18 所附表格中要求电感电流额定值为 $1.2 \times I_O$, 系数选择 1.2 是因为基本设计理论表明电感电流峰值约为其平均值的 1.2 倍,因此选择电感时要确保其额定值不小于 $1.2 \times I_L$ 。

用伏秒数相等原理分析 buck 变换器,可得

$$V_{\text{ON}} = V_{\text{IN}} - V_{\text{SW}} - V_O \quad (\text{buck})$$

$$V_{\text{OFF}} = V_O - (-V_D) = V_O + V_D \quad (\text{buck})$$

与 boost 变换器分析类似,应用伏秒数定律可得 buck 变换器的占空比方程

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

此为 buck 变换器经典的直流电压传输方程,若开关和二极管的压降与输入、输出电压相比足够小,可将上式简化为

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

输入、输出电压关系可由下式表示

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

1.4.12 高级变换器设计

以上为认识和设计开关型功率变换器的简单介绍,下一章将会详细介绍并举例说明。读者可先浏览第 4 章,熟悉设计中的一些细微差别。附录 2 提供了完整的电源设计表供读者参考。

第 2 章

DC-DC 变换器设计与磁学基础

在读本章之前,建议读者先读第 1 章。

开关电源的磁性元件都是其拓扑的重要组成部分。开关电源的磁性元件设计/选择除了对变换器的整体性能和体积起决定性作用外,还影响到其他相关功率器件的选择及价格。因此,在设计变换器前一定要仔细研究其磁性元件,反之亦然。基于这个思想,本章将详尽介绍磁学的基本概念,同时介绍 DC-DC 变换器的基本设计步骤。

对于 DC-DC 变换器,只有一个磁性元件——电感需要考虑。在一些特定的功率变换器中,经常使用现成的标准电感。当然,标准电感的规格是有限的,不可能满足所有应用场合的需求。但是好的一方面是,有一个现成的电感并且知道它在一定条件下的性能,我们就能够计算出来它在特殊应用场合中的运行情况。所以我们可通过计算来验证初始的选择是不是合适。也许这个过程要重复多次,但只要按照这样做,基本上都能够找到适合应用要求的合规格的电感。

第 3 章将讨论离线式电源设计。这类变换器通常由输入电压为 90~270V 的交流电网供电。为保护用户免受高压伤害,这类变换器除使用电感之外(也有的不用电感),都不可避免的采用一个隔离变压器。从磁学角度看,虽然这些拓扑只是基本的 DC-DC 变换器的衍生物,但是它们与 DC-DC 变换器却是相当不同的。例如变压器的高频效应(主要是集肤效应和邻近效应)对它们的分析就很有挑战性。另外,随着离线变换器的应用推广,市场上流通的成品电感不能够满足各种应用场合的需求。所以,在这些应用中,通常需要自己设计磁性元件。如前所述,这是一个很复杂的工作,首先理解 DC-DC 变换器设计和学习成品电感选择,对我们更好地设计离线功率变换器很有帮助。因此,通过本章的学习我们能够掌握磁性元件的基本概念和制作磁性元件的基本技能。

从设计策略上固有的(常常是完全未阐明的)不同之处来看,离线变换器和 DC-DC 变换器有很明显的区别,比如我们就要学到的磁性元件的体积和变换器的电流限制的关系。它们的相似点(正如许多文献中所提出的)是,两种磁性元件都有很宽的输入电压范围,而不是只有单一的输入电压值。但是宽的输入电压范围又会带来一个问题:对于一个给定的应力参数,在规定的输入电压范围内,最恶劣的电压值是多少?因此,我们经常以最恶劣情况来选择功率器件,以保证它们能在应用中安全运行。另外,如果刚好有一些应力参数在选择器件时起决定性作用,为了可靠性,在选择这些应力参数时通常要留

一定的安全裕量。然而问题是即使在同样的输入电压下,不同的应力参数对应的恶劣条件也不同,所以我们在设计宽范围输入电压的变换器时必须小心应对。的确,设计具有一定功能的开关变换器是不难的,但是要把它设计得性能良好却不是一件容易的事。

在本章末,我们会详细介绍 DC-DC 变换器的设计步骤。但是对于宽输入电压范围应用场合,设计需要分下面两个步骤:

□首先是常用电感设计。选择一个现成的标准电感并验证它是不是适合我们的需要。判断一个电感是否符合要求的标准是:从电感的角度来讲,在最恶劣的工作电压下它是否能够持续正常工作,当然这和我们选用的拓扑有关。

□然后我们要考虑其他的功率器件。我们会指出各种情况下哪些应力参数是重要的,并指出当它们达到最大值时对应的输入电压,以及最终如何选择器件。

注意:虽然我们都是以 buck 电路的设计步骤为例,但注释文字清晰地说明,把该步骤或公式应用在 boost 和 buck-boost 电路设计时应该做的变化。

2.1 直流传递函数

开关管导通时,电感中的电流在电压 $V_{ON} = L \times \Delta I_{ON} / t_{ON}$ 作用下斜坡上升,在开关管导通的时间内,电流正增量为: $\Delta I_{ON} = V_{ON} \times t_{ON} / L$ 。开关管关断时,电感的电流在电压 $V_{OFF} = L \times \Delta I_{OFF} / t_{OFF}$ 作用下斜坡下降,该段时间内电流的负增量为 $\Delta I_{OFF} = V_{OFF} \times t_{OFF} / L$ 。

电流的正增量 ΔI_{ON} 和电流的负增量 ΔI_{OFF} 必须相等,因此在一个开关周期结束时滤波电感中的电流值应精确等于开关周期开始时的电流值,否则,系统不能工作在稳定状态。根据这个原理,我们可得出三种拓扑输入-输出的传递函数,如表 2-1 所示。可看出,三种拓扑的传递函数之所以不同,是因为它们的 V_{ON} 和 V_{OFF} 的表达式不同。但是所有拓扑的原理和推导方法是相同的。

表 2-1 三种变换器传递函数的推导

应用幅秒原则和 $D = t_{ON} / (t_{ON} + t_{OFF})$			
推导过程	$V_{ON} \times t_{ON} = V_{OFF} \times t_{OFF}$ $\frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{V_{OFF}}{V_{ON}}$ $\frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{V_{OFF}}{V_{OFF} + V_{ON}}$ 因此, $D = \frac{V_{OFF}}{V_{ON} + V_{OFF}} \quad (\text{对所有拓扑,占空比都是相等的})$		
	buck	boost	buck-boost
V_{ON}	$V_{IN} - V_O$	V_{IN}	V_{IN}
V_{OFF}	V_O	$V_O - V_{IN}$	V_O
DC 传递函数	$D = \frac{V_O}{V_{IN}}$	$D = \frac{V_O - V_{IN}}{V_O}$	$D = \frac{V_O}{V_{IN} + V_O}$

2.2 电感电流波形的直流分量和交流纹波

由式 $V=L \frac{dI}{dt}$ 可得 $\Delta I=V \Delta t/L$ 。由此可见电感电流的纹波值 ΔI 完全取决于伏秒数和电感量。伏秒数等于施于电感两端的电压乘以该电压作用的时间。要计算伏秒数,可使用 V_{ON} 乘以 t_{ON} (其中 $t_{ON}=D/f$) 得到,也可使用 V_{OFF} 乘以 t_{OFF} [其中 $t_{OFF}=(1-D)/f$] 得到,结果是一样的(参见第1章中关于 D 的定义)。但是应注意,对一给定的电感施加 $2\mu\text{s}$ 的 10V 电压,和施加 $1\mu\text{s}$ 的 20V 电压或者 $4\mu\text{s}$ 的 5V 电压得到的纹波电流是一样的。所以,对于一个给定的电感,讨论它的伏秒数和讨论它的 ΔI 其实是等效的。

伏秒数由什么决定呢?它取决于输入/输出电压(占空比)和开关频率。因此,只有通过改变 L 、 f 或者 D 才可改变 ΔI ,除此之外没有其他的方法可改变 ΔI 。从表 2-2 可见,改变负载电流 I_O 不能够改变 ΔI 。也就是说,实际上 I_O 对滤波电感电流的纹波没有影响。但它影响或者决定电感电流的哪一部分呢?后面的章节将讲到 I_O 和滤波电感电流的平均值成比例。

表 2-2 电感、频率、负载电流和占空比对 ΔI 和 I_{DC} 的影响

		变化情况:											
		$L \uparrow$ (上升)			$I_O \uparrow$ (上升)			$D \uparrow$ (上升)			$f \uparrow$ (上升)		
		buck	boost	buck-boost	buck	boost	buck-boost	buck	boost	buck-boost	buck	boost	buck-boost
响应:	$\Delta I=?$	↓	↓	↓	×	×	×	↓	↑ ↓ *	↓	↓	↓	↓
	$I_{DC}=?$	×	×	×	↑ (=)	↑	↑	×	↑	↑	×	×	×

↑ ↓ 表明在整个范围内上升和下降。

* 表明在 $D=0.5$ 时达到最大值。

× 表明无变化。

↑ (=) 表明 I_{DC} 增加但等于 I_O 。

除 ΔI 之外,电感电流的波形中还有另一分量——即平均电流 I_{DC} 。它定义为纹波电流 ΔI 对称轴处的电流值,即 $\Delta I/2$ 在它的上边, $\Delta I/2$ 在它的下边,如图 2-1 所示。从几何角度讲,这是电流波形的斜坡波中值。有时将 I_{DC} 称为电感电流的均值。需要着重指出的是 I_{DC} 仅决定于传输能量——即维持相应的输入/输出电压和输出功率所需要的平均能量。这样,若变换器工作条件——输出功率和输入/输出电压不变,就不能通过其他的方法来改变 I_{DC} ,因此 I_{DC} 是不易受到影响的。总之,为了帮助理解第三项,我们给出下面公式(后面会讲它们的推导过程)。

□ 改变电感 L 不会影响到 I_{DC} 。

□ 改变频率 f 也不会影响到 I_{DC} 。

□ 对于 boost 和 buck-boost 变换器, 改变占空比 D 会影响 I_{DC} 。

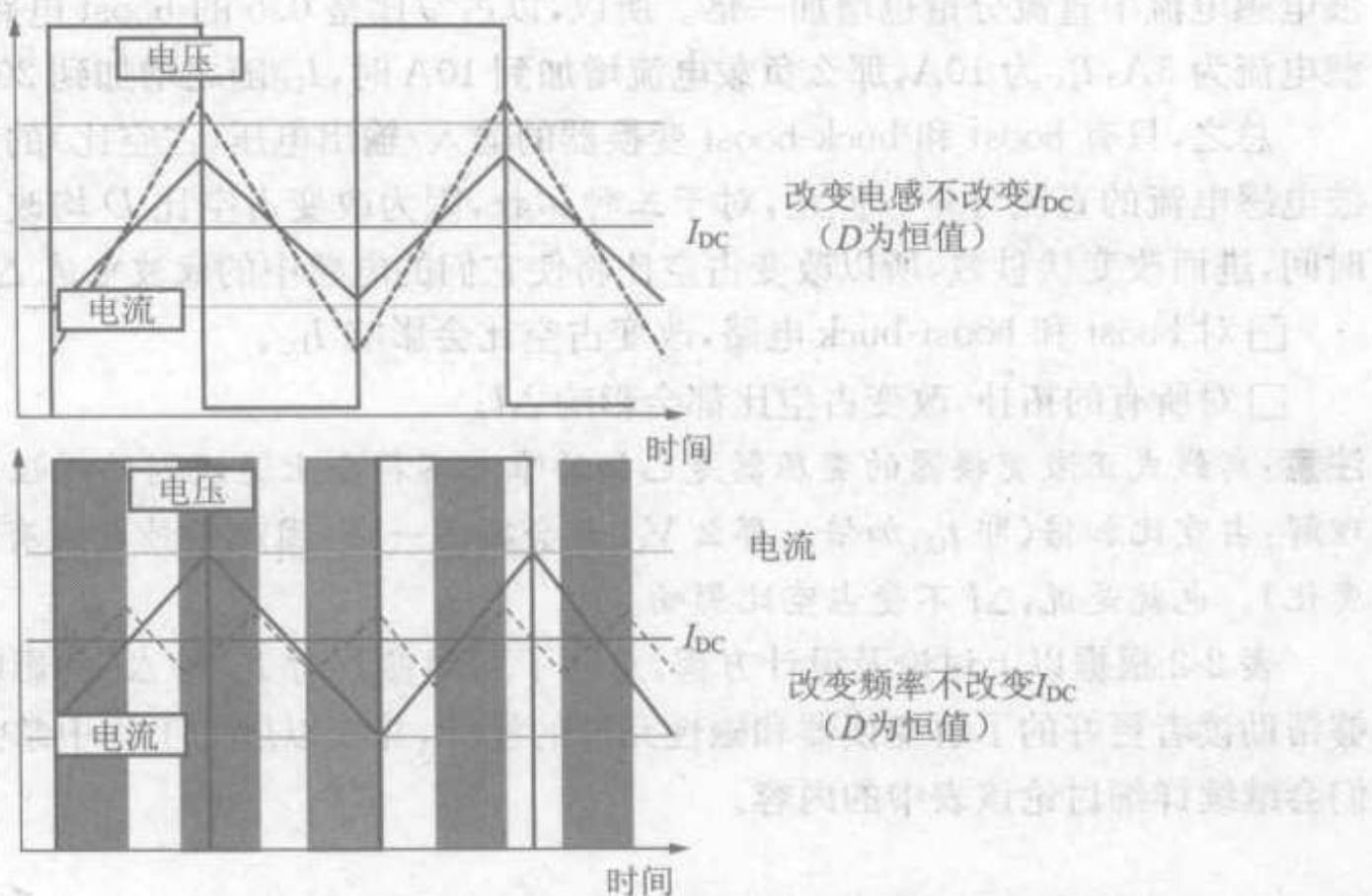


图 2-1 如果 D 和 I_O 固定不变, 则 I_{DC} 也固定不变

对于 buck 变换器, $I_{DC} = I_O$ (buck)

$$I_{DC} = \frac{I_O}{1-D} \quad (\text{boost 和 buck-boost})$$

上面两式不同的原因是, 对 buck 变换器, 其输出和滤波电感串联 (输出电容对直流电流 I_{DC} 的求解没有影响), 因此滤波电感的平均电流必须等于负载电流。然而, 对 boost 和 buck-boost 变换器, 输出与二极管串联, 所以二极管的平均电流等于负载电流。

因此, 对 boost 和 buck-boost 变换器, 若保持负载电流不变, 仅改变输入/输出电压比 (会改变占空比) 就能改变 I_{DC} 。但是, 改变 buck 电路滤波电感平均电流 I_{DC} 的唯一方法就是改变负载电流。

在 buck 电路中, I_{DC} 和 I_O 相等。但是, 在 boost 和 buck-boost 电路中, I_{DC} 还取决于占空比。这就导致这两种拓扑的磁性元件设计与 buck 电路有很大不同。例如, 占空比为 0.5 的 boost 和 buck-boost 变换器, 使平均电流是负载电流的两倍。因此, 在负载电流为 5A 的电路中使用 5A 的滤波电感可能发生事故。

可确定, 在 boost 和 buck-boost 变换器中 I_{DC} 总是大于 I_O 。如果使占空比降低接近于 0 (即输出和输入电压之间有很小的差值) 就可使直流电流降低甚至接近负载电流。但是, 若占空比增加到接近于 1 时, 滤波电感电流就会急剧地增加, 清楚认识这一点是很重要的。

同样可确定, 对这三种变换器, 滤波电感电流的直流分量和负载电流均成正比。

所以,无论电感电流的初始值是多大,如果负载电流增加一倍(其他条件不变),那么滤波电感电流中直流分量也增加一倍。所以,以占空比是 0.5 的 boost 电路为例,如果负载电流为 5A, I_{DC} 为 10A,那么负载电流增加到 10A 时, I_{DC} 随之增加到 20A。

总之,只有 boost 和 buck-boost 变换器的输入/输出电压(占空比)的变化会影响滤波电感电流的直流分量。但是,对于三种拓扑,因为改变占空比 D 均改变电压的作用时间,进而改变伏秒数,所以改变占空比将使它们的电感中的纹波电流 ΔI 改变。

□ 对 boost 和 boost-buck 电路,改变占空比会影响 I_{DC} 。

□ 对所有的拓扑,改变占空比都会影响 ΔI 。

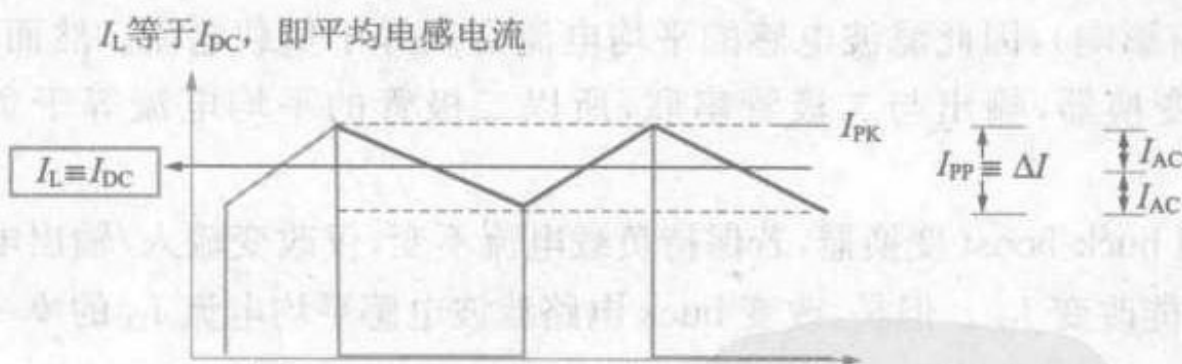
注意:离线式正激变换器的变压器是已知的唯一不符合上述规则的磁性元件。这很好理解:占空比加倍(即 t_{ON} 加倍),那么 V_{ON} 就会减少一半,因此伏秒数没有变化(ΔI 也不变化)。也就是说, ΔI 不受占空比影响。

表 2-2 根据以上讨论及设计方程,总结了不同参数对 I_{DC} 和 ΔI 的影响。希望它能够帮助读者更好的了解变换器和磁性元件的设计,并在以后的工作中掌握它。后面我们会继续详细讨论该表中的内容。

2.3 交流电流、直流电流和峰值电流的确定

图 2-2 中所示为滤波电感电流的交流电流、直流电流、峰峰值电流和峰值电流的确定。例如,电流波形的交流电流为

$$I_{AC} = \frac{\Delta I}{2}$$



I_L 等于 I_{DC} , 即平均电感电流

对所有拓扑

I_{PK}	$I_{DC} + I_{AC}$	$I_L \times \left[1 + \frac{r}{2}\right]$
I_{PP}	$2 \times I_{AC}$	$I_L \times r$

buck $I_L = I_O$
 boost, buck-boost $I_L = \frac{I_O}{1-D}$

$$r = \frac{\Delta I}{I_L} = \frac{2 \times I_{AC}}{I_{DC}}$$

例如:

buck 如果负载电流为 1A, 则 $I_L = 1A$ 。所以, 如果 $r = 0.4$, 峰峰值电流 (ΔI) 为 0.4A, 峰值电流为 1.2A。

boost/buck-boost 如果负载电流为 1A, 且 $D = 0.5$, 则 I_L 为 2A。所以, 如果 $r = 0.4$, 则峰峰值电流为 0.8A, 且峰值电流为 2.4A。

图 2-2 交流、直流、峰值、峰峰值电流和电流纹波率的确定

从表 2-2 还可知 $I_L \equiv I_{DC}$ 。因此,在后面的讨论中,有时用电感电流的直流分量 I_{DC} 表示,有时用电感电流的平均值 I_L 表示,实际上二者是一致的。但我们要注意 I_L 的下标 L 代表电感,而非负载。通常用 I_O 表示负载电流。当然我们注意到在 buck 电路中 $I_L = I_O$,但是这只是一个特例。

图 2-2 还确定了另一个关键参数,记作 r 或称电流纹波率。它把 I_{DC} 、 ΔI 这两个相互独立的参量联系起来。后面章节有关于它的详细论述。通常,不论是何种拓扑,也不论变换器的开关频率及其应用条件如何, r 取 0.3~0.5 之间的值是比较合适的。这也是一个通用的设计规则。 r 的选择很重要,它影响功率器件的电流应力和所有功率器件的损耗,从而影响它们的选择。所以,设计变换器时首先要确定 r 。

线圈的铜耗很大程度上由滤波电感的直流电流决定($P = I^2 R$)。但是,电感的最终温度还受另外一个因素的影响,即受磁心损耗的影响,它是磁心材料的损耗。磁心损耗仅仅由电感的交流电流 ΔI 决定,而与其直流电流 I_{DC} 无关。

峰值电流也应该引起我们的注意。在所有的变换器中,电感峰值电流、开关峰值电流、二极管峰值电流都是相同的。因此,一般我们只简单地把它们统称为峰值电流 I_{PK} ,表示为:

$$I_{PK} = I_{DC} + I_{AC}$$

事实上,峰值电流是电感电流的最重要的电流量,因为它不仅是热量积累和温度上升的一个根源,还是能够瞬时破坏开关的潜在因素。后面章节会提到,电感的瞬时电流和磁心中的磁场强度成比例。所以,当电感电流达到最大值时,磁场强度也达到了最大值。我们还知道如果磁场强度超过一定的安全值(这个值是由磁心材料决定的,而与它的几何尺寸、线圈匝数和气隙长度无关),电感就会饱和(电感量开始下降)。一旦饱和,电感的限流能力(这也是开关电源中首先要考虑电感的一个主要原因)随之下降,会有很大的电流通过开关管。所以,电感量下降可能是致命的。在实际的应用中,我们不能让电感有瞬时的饱和。也正是这个原因,我们甚至需要仔细地(甚至是实时地)监视峰值电流。显然,峰值电感电流是电感电流波形中最容易使磁心饱和的电流值。

注意:有时磁心的轻微饱和是可接受的,尤其是上电时出现短暂饱和的情况,这将在后面的论述中谈到。

2.4 认识交流电流、直流电流和峰值电流

我们已经知道由伏秒原则可推导出交流部分的表达式($I_{AC} = \Delta I/2$)。由电磁感应定律 $V = L \frac{dI}{dt}$ 可得

$$2 \times I_{AC} = \Delta I = \frac{\text{伏秒数}}{\text{电感量}}$$

所以,电流纹波($I_{PP} \equiv \Delta I$)可直观地看作是单位电感量上的伏秒数。如果作用的伏秒数增加一倍,那么电流纹波(和交流部分)也增加一倍。如果电感增加一倍,那么纹

波(和交流部分)减少一半。

让我们再考虑一下直流部分。因为稳定工作时电容的平均电流是零,所以在计算直流电流时所有的电容都不用考虑。因此,对于 buck 电路,因为在开关管导通和关断时都有能量通过电感传递到输出端,因此电感的平均电流必须一直和负载电流相等。即

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

另一方面,在 boost 和 buck-boost 电路中,能量仅在开关管关断时通过二极管传递到输出端。因此,二极管的平均电流必须和负载电流相等。在二极管导通时,二极管的平均电流等于电感的平均电流 I_L (如图 2-3 中下图所示)。我们要计算二极管在整个开关周期内的平均电流,就需要用 I_L 乘以它的占空比 $(1-D)$ 。所以,二极管的平均电流 I_D 为

$$I_D = I_L \times (1-D) \equiv I_O$$

由此可得

$$I_L = \frac{I_O}{1-D} \quad (\text{boost 和 buck-boost})$$

再次说明:对于所有的拓扑,宽的占空比对应着低输入电压,同样窄的占空比对应着高输入电压。所以,增加 D 就相当于降低输入电压。在一个 boost 或 buck-boost 电路中,如果输入输出电压比很大,那么电感的直流部分也很大。

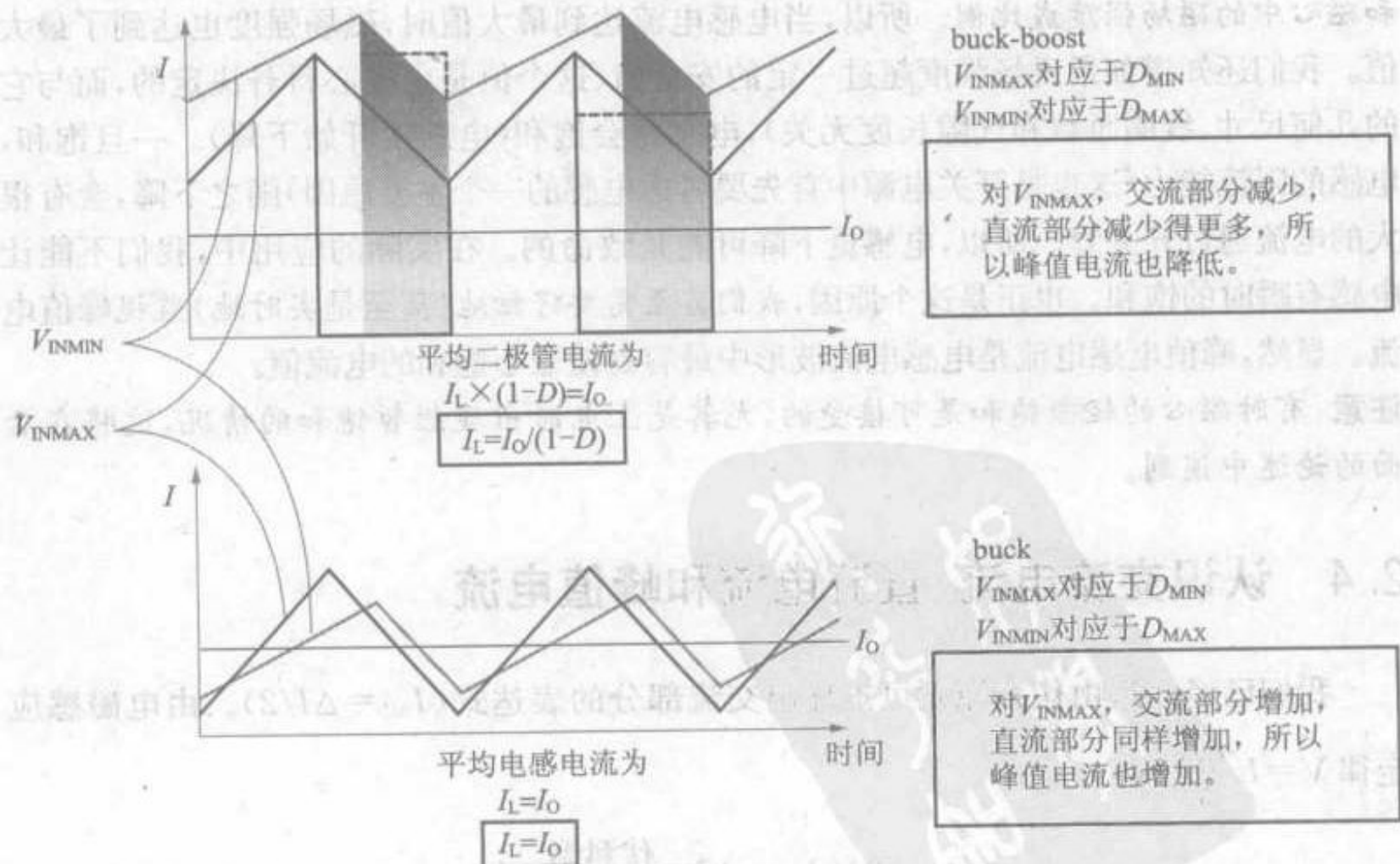


图 2-3 电感电流的直流部分和交流部分随输入电压的变化情况

最后,只要知道电感电流的直流和交流分量,可用下式计算峰值电流:

$$I_{PK} = I_{AC} + I_{DC} \equiv \frac{\Delta I}{2} + I_L$$

2.5 最“恶劣”输入电压的确定

到目前的分析中,我们总是假设固定的输入电压。事实上,在大多数情况下输入电压有一个范围,例如从 V_{INMIN} 到 V_{INMAX} 。我们还要知道当我们改变输入电压时电感的交流、直流和峰值电流是怎么变化的。最重要的是我们需要知道在这个范围内输入电压为多大时峰值电流最大。根据上一节讲过的观点,峰值电流对于保证电感不饱和是很重要的。所以,我们需要定义使峰值电流达到最大的输入电压为最恶劣输入电压,在设计电感时就要以这个电压来设计。实际上这是我们马上就要介绍的普通电感设计步骤中最基本的一步。

我们将要介绍各种拓扑分别在何种情况下峰值电流达到最大值,以及为什么在这种情况下达到最大值。图 2-3 画了三种变换器电感电流的各个部分以更好地理解当输入变化时各种电流的变化情况。在这里我们选择 buck 和 buck-boost 两种电路,介绍了在不同的输入电压下这两种电路的电感电流波形。最后,在图 2-4 中画出了交流、直流和峰值电流的图形。这些图是根据图下面的公式得出来的。解释这些图时,我们一定要切记,对于所有的拓扑,宽的占空比 D 就相当于低输入电压。后面的分析中我们还会解释表 2-2 中总结的 ΔI 和 I_{DC} 相对于 D 的变化情况。

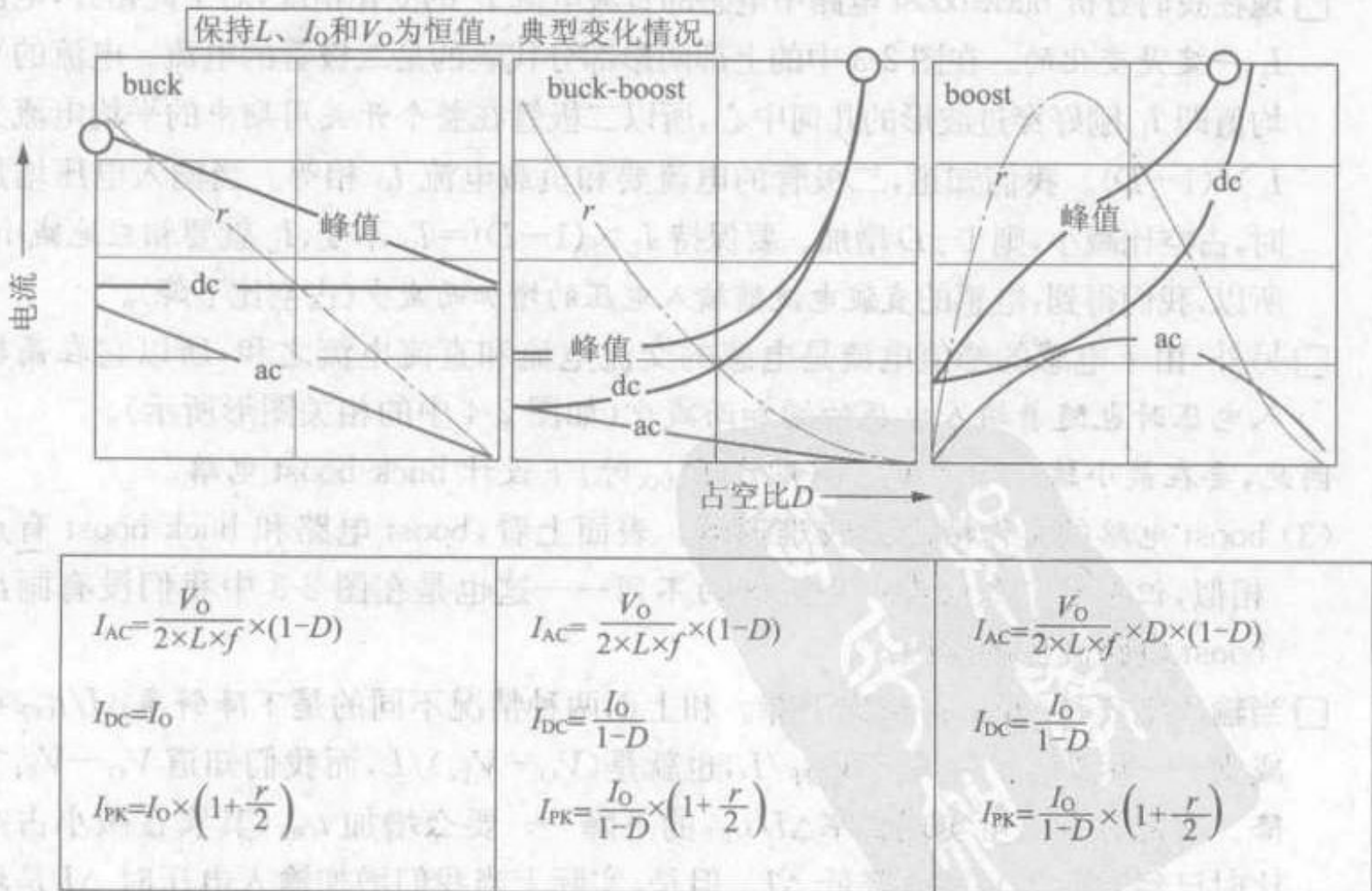


图 2-4 交流电流、直流电流和峰值电流随占空比的变化情况

(1) 对于 buck 电路,工作情况分析如下:

- 当输入增加时,在负反馈的作用下占空比降低。但是下降斜率 $\Delta I/t_{\text{OFF}}$ 是不变的,因为 $\Delta I/t_{\text{OFF}}$ 等于 V_{OFF}/L ,即 V_{O}/L ,而我们假定 V_{O} 是恒定的。但是现在 t_{OFF} 增加了,而 $\Delta I/t_{\text{OFF}}$ 没有变化,所以唯一地可能是 ΔI 也相应地增加了。所以,我们可推断 buck 电路中滤波电感的交流电流随着输入电压的增加而增加(虽然在此过程中占空比下降)。
- 另一方面,滤波电感电流 I_{L} 的中心一定等于 I_{O} ,所以我们可推断电感的直流电流不变。
- 最后,由于峰值电流是直流电流和交流电流的和,并且直流电流不随输入电压的变化而变化,而交流电流随着输入电流的增加而增加。所以,峰值电流也随着输入电压的增加而增加(参看图 2-4 中相应的图)。

因此,要在最大输入电压 V_{INMAX} (即在 D_{MIN} 时)下来设计 buck 电路。

(2) 对于 buck-boost 电路,工作情况分析如下:

- 当输入电压增加时,占空比降低。但是下降斜率 $\Delta I/t_{\text{OFF}}$ 是不变的,这是因为 $\Delta I/t_{\text{OFF}}$ 等于 V_{OFF}/L ,即 V_{O}/L ,而且我们假定 V_{O} 是恒定的(和 buck 电路的情形一致)。由于 t_{OFF} 增加,所以 ΔI 必须上升以保持 $\Delta I/t_{\text{OFF}}$ 不变。所以,电感的交流电流($\Delta I/2$)随着输入电压的增加而增加(占空比下降)。因此从这个观点来说,buck 和 buck-boost 的分析是一样的,这是因为在这两种拓扑中都有 $V_{\text{OFF}}=V_{\text{O}}$ 。
- 现在我们分析 buck-boost 电路中电感的直流电流 I_{L} 的变化情况,对于此拓扑,电流 I_{L} 一定是变化的。在图 2-3 中的上部阴影部分代表的是二极管的电流。电流的平均值即 I_{L} 刚好穿过波形的几何中心,所以二极管在整个开关周期中的平均电流为 $I_{\text{L}} \times (1-D)$ 。我们知道,二极管的电流要和负载电流 I_{O} 相等。当输入电压增加时,占空比减小,则 $1-D$ 增加。要保持 $I_{\text{L}} \times (1-D) = I_{\text{O}}$ 不变, I_{L} 就要相应地减小。所以,我们得到:电感的直流电流随输入电压的增加而减少(占空比下降)。
- 另外,由于电感的峰值电流是电感的交流电流和直流电流之和,所以它的高输入电压时也随着输入电压的增加而减少(如图 2-4 中的相关图形所示)。

因此,要在最小输入电压 V_{INMIN} (即在 D_{MAX} 时)下设计 buck-boost 电路。

(3) boost 电路的工作情况比较难理解。表面上看,boost 电路和 buck-boost 有点相似,但是它们之间有一个显著的不同——这也是在图 2-3 中我们没有画出 boost 电路波形的原因。

- 当输入电压增加时,占空比下降。和上面两种情况不同的是下降斜率 $\Delta I/t_{\text{OFF}}$ 也减少——因为 $\Delta I/t_{\text{OFF}}$ 等于 V_{OFF}/L ,也就是 $(V_{\text{O}} - V_{\text{IN}})/L$,而我们知道 $V_{\text{O}} - V_{\text{IN}}$ 下降。有两种方法可实现斜率 $\Delta I/t_{\text{OFF}}$ 的下降——要么增加 t_{OFF} (其实在减小占空比时已经发生了),要么降低 ΔI 。但是,实际上当我们增加输入电压时 ΔI 是增加的而不是减小的。如果 t_{OFF} 的增量大于 ΔI 的增量,那么就可满足降低 $\Delta I/t_{\text{OFF}}$ 的要求。在实际应用中,这也是 boost 电路中常常发生的。经过详细的

数学推理可得出:在占空比 D 小于 0.5 时, ΔI 随 D 的增加而增加;在占空比 D 大于 0.5 时, ΔI 随 D 的增加而减少(如表 2-2 和图 2-4 所示)。

□因此,由以上的分析可知,交流电流随输入电压变化而变化的情况是不确定的,峰值电流随输入电压的变化情况最终只由直流电流的变化情况来决定。而我们又知道,boost 电路直流电流的变化情况和 buck-boost 电路直流电流的变化情况是一致的,即随着输入电压的增大而减少。

□我们可得出的结论是,boost 电路的峰值电流在高输入电压时随输入电压的增加而减少(如图 2-4 所示)。

因此,要在最小输入电压 V_{INMIN} (在 D_{MAX} 时)下设计 boost 电路。

2.6 电流纹波率 r

图 2-2 已引入开关电源最基本也是影响最广的设计参数——电流纹波率 r ,它是电感电流的交流分量与其相应的直流分量的比值,即

$$r = \frac{\Delta I}{I_L} \equiv 2 \times \frac{I_{\text{AC}}}{I_{\text{DC}}}$$

如图 2-2 中所定义的,式中 $\Delta I = 2 \times I_{\text{AC}}$ 。一旦设计者确定了 r (对应最大负载电流值和最恶劣输入电压值),则几乎所有参数(如输入输出滤波电容的电流、开关管的有效值电流等)均已确定。因此, r 的选择影响器件选择和变换器成本,应该特别清楚这一点并认真选择 r 值。

注意, r 值是在 CCM(连续导通模式)下定义的。它的有效范围为 0~2。当 r 为 0 时, ΔI 必然为 0,电感方程表明此时电感量无穷大。显然,实际应用中不可能出现 r 等于零的情况。若 $r=2$,则变换器工作于连续模式和断续模式间的临界状态(临界导电模式或 BCM)。如图 2-5 所示,对于临界导电模式有 $I_{\text{AC}} = I_{\text{DC}}$ 。读者也可参见第 1 章,那里详细地解释了 CCM、DCM 和 BCM 的概念。

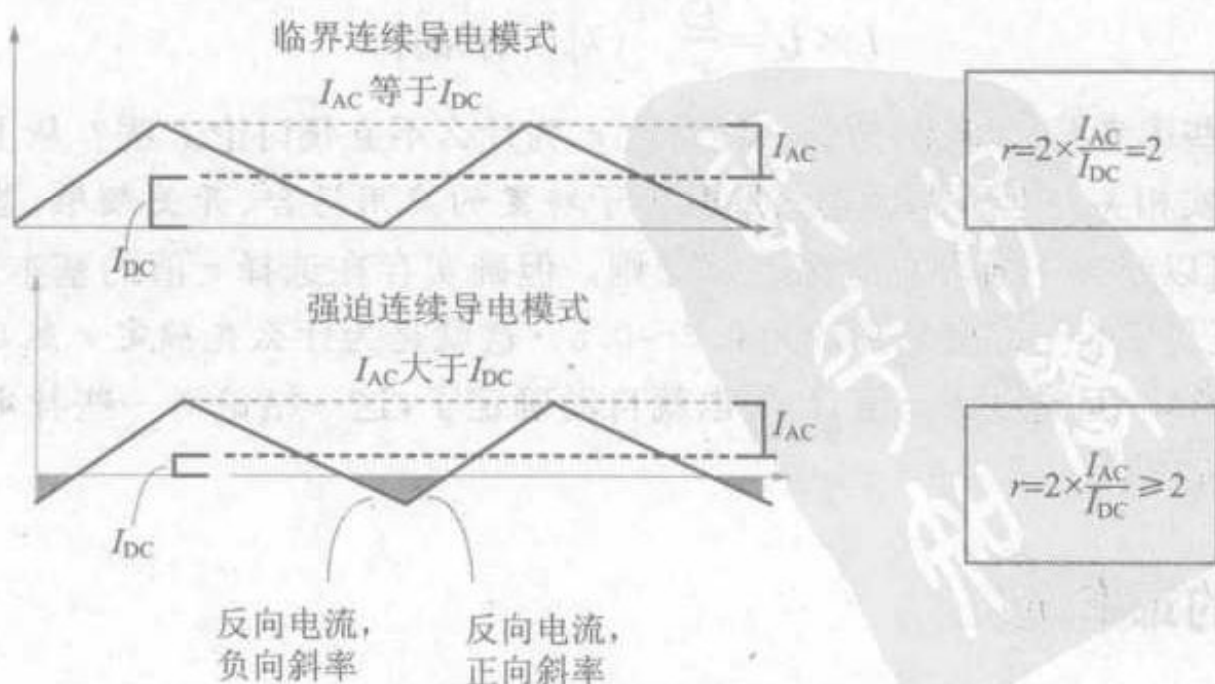


图 2-5 BCM 和强迫 CCM 的工作模式

注意： r 的有效范围为 $0 \sim 2$ ，但也有一些例外情况，如在强迫 CCM 模式，这将在后面详细讨论。

2.7 r 与电感量的关系

已知电流纹波为单位电感的伏秒数。可写为

$$\Delta I = Et / L_{\mu\text{H}} \quad (\text{对所有拓扑})$$

这里 Et 称为开关管导通期间和关断期间施加于电感的伏微秒数，稳态下两者必须相等， $L_{\mu\text{H}}$ 表示以 μH 为单位的电感。定义伏微秒数 Et 的原因仅是其比伏秒数方便运用，因为现代功率变换涉及的是很短的瞬间。

可得出电流纹波率的表达式

$$r = \frac{\Delta I}{I_L} = \frac{Et}{L_{\mu\text{H}} I_L} \quad (\text{对所有拓扑})$$

注意：以下任何方程中有 L 和 Et 同时存在均略去 L 下标 μH ，但仍应理解 L 的单位为 μH 。

最后，给出 r 与 L 间一重要关系式

$$r = \frac{Et}{(L \times I_L)} = \frac{V_{\text{ON}} \times D}{(L \times I_L) \times f} = \frac{V_{\text{OFF}} \times (1-D)}{(L \times I_L) \times f} \quad (\text{对所有拓扑})$$

也要注意，上面含 V_{OFF} 的方程仅对 CCM 模式成立，因为只有在 CCM 中 t_{OFF} （施加 V_{OFF} 的时间）才等于 $(1-D)/f$ 。

经处理，可得由 r 表示 L 的公式

$$L = \frac{V_{\text{ON}} \times D}{r \times I_L \times f} \quad (\text{对所有拓扑})$$

后面章节用下面容易记的公式来表达 L 与 r 之间的这种关系，简称为“ $L \times I_L$ ”公式（法则），即

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

也许有些读者感到奇怪，为什么要讨论 r ，为什么不直接讨论 L 呢？从上面方程可见 L 与 r 确实相关。但所需的电感量取决于特定的应用场合、开关频率，甚至拓扑类型。所以，难以给出一通用的电感选择原则。但确实存在选择 r 值的基本通用法则。如前所述，任何场合 r 值应选择约为 $0.3 \sim 0.5$ 。这就是为什么先确定 r 然后再计算 L 的原因。这样，一旦选择了 r 值， L 值也就自动确定了，这一结论对一些特定的应用条件和开关频率成立。

2.8 r 的最佳值

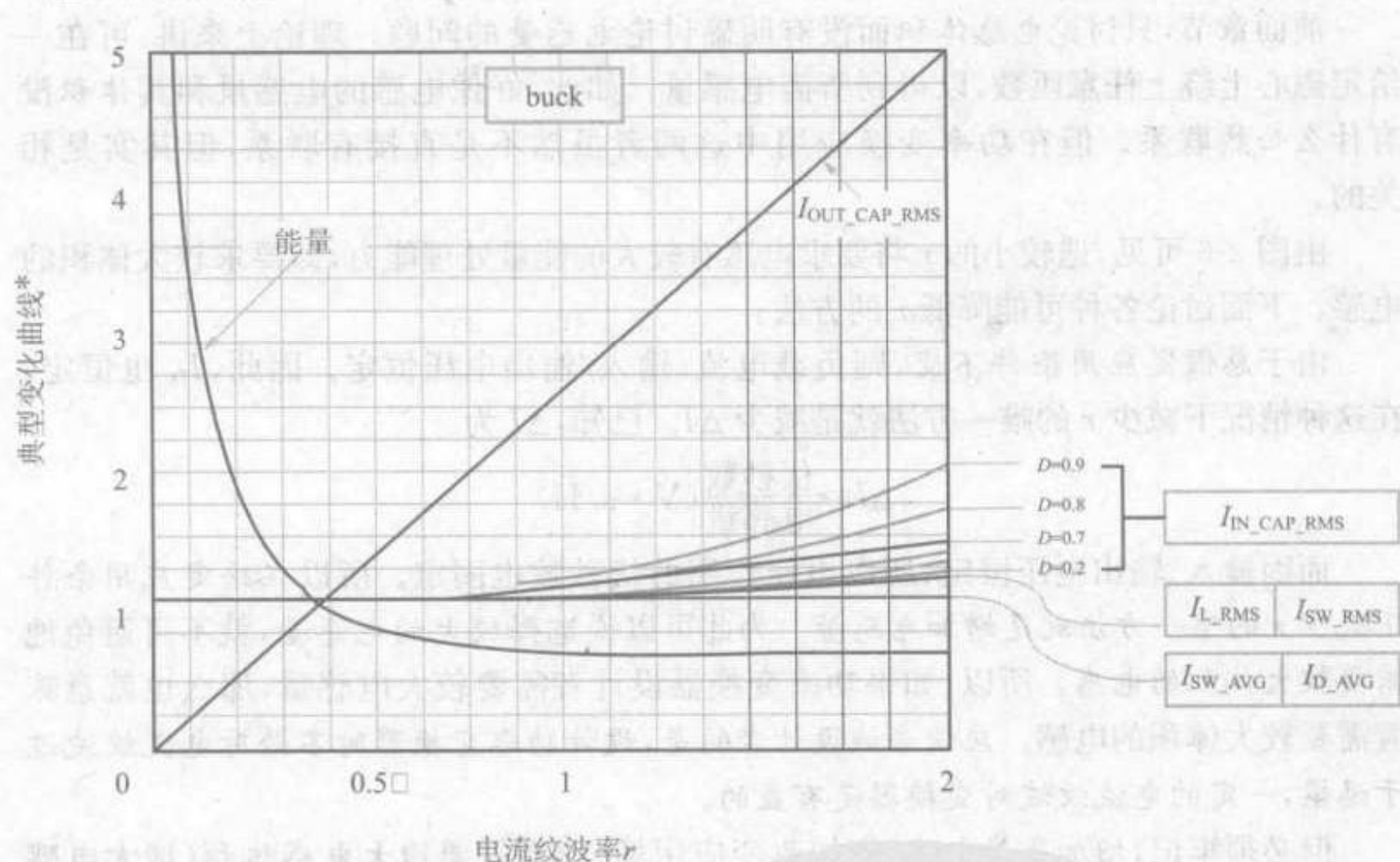
研究表明，就变换器各参数应力及其体积， r 选为约 0.4 是最合适的。下面解释为

什么如此,并在稍后分析不符合此规律的特例。

一般认为,电感体积与其能量处理能力成正比(气隙对电感体积的影响将在后面讨论)。人们容易理解,比如要处理更高的能量就需要更大的磁心。选择电感磁心的能量处理能力至少要等于其需存储能量即 $1/2 \times L \times I_{PK}^2$, 否则,电感就会饱和。

图 2-6 所示为 $E=1/2 \times L \times I_{PK}^2$ 与 r 的函数曲线。可见在 $r=0.4$ 附近有一拐点。这表示选择的 r 值较 0.4 低得越多,则所需电感体积越大。另一方面,若增大 r ,则电感的体积并不减少许多。实际上, r 值超过 0.4 之后,通过增加 r 来减少电感体积的效果已不显著。

图 2-6 也绘出关于 buck 变换器电容有效值电流的曲线。由图可见,随着 r 增加到 0.4 以上,电容电流显著增加。这将使电容(及其相关器件)内部发热严重。从而不得不使用具有更低 ESR 和/或更小壳—空气热阻的电解电容(它们价格高且体积更大)。



*所有的参数值都归一化为 $r=0.4$ 时的值

图 2-6 改变电流纹波率时对其他器件的影响

注意:流过电子器件的有效值电流直接影响其热损耗,可由方程 $P=I_{RMS}^2 \times R$ 求出,其中 P 为损耗, R 指该器件呈现的串联电阻(对电感为其直流电阻 DCR、对电容为其等效串联 ESR)。但是由图可见开关管、二极管和电感的电流有效值较少受电流波形的形状影响。这些器件的热损耗基本不受 r 的影响,而主要由平均电流值决定。相反,电容电流的有效值随 r 的增大明显增加。它与电流波形形状密切相关,受 r 影响很大。原因很简单——所有工作在稳态的电容其平均电流都等于 0。由于电容的隔直作用,电

容电流主要以斜坡波形部分为主构成。由于改变 r 将改变波形的斜坡部分,从而显著影响电容电流。

注意,图 2-6 虽然以 buck 电路为例,但其实对所有拓扑均成立。虽然其他拓扑电容电流曲线不一定与 buck 变换器的完全一致,但基本上类似,所以以上结论对其他拓扑也适用。

因此,一般来说,对所有拓扑、所有应用和所有开关频率,取电流纹波率为大约 0.4 均是合理的选择。

下面,也会谈到某些不能使 $r=0.4$ 的情况和理由。

2.9 电感量与电感体积的关系

前面章节,只讨论电感体积而没有明确讨论电感量的问题。理论上讲,可在一定磁心上绕上任意匝数,以得到所需电感量。如此,好像电感的电感量和其体积没有什么必然联系。但在功率变换应用中这两者虽然不是直接有联系,但其实是相关的。

由图 2-6 可见,选较小的 r 将要求电感有较大的能量处理能力,即要求较大体积的电感。下面讨论各种可能降低 r 的方法。

由于总假定应用条件不变,则负载电流、输入/输出电压恒定。因此, I_{DC} 也恒定。在这种情况下减少 r 的唯一方法就是减少 ΔI 。已知, ΔI 为

$$\Delta I = \frac{\text{伏秒数}}{\text{电感量}} (\text{V} \cdot \text{s}/\text{H})$$

而因输入、输出电压恒定,所以电压作用的伏秒数也固定。所以在给定应用条件下减少 r 的唯一方法就是增加电感量。为此可以说选择较大的电感量,就不可避免地需要较大体积的电感。所以,如果功率变换器设计者需要较大电感量,那么也就意味着需要较大体积的电感。应该告诫设计者的是,设计功率变换器时不必对电流纹波过于恐惧,一定的电流纹波对变换器是有益的。

但必须牢记,增加负载电流(例如改变应用场合)就需要增大电感体积(增大电感能量处理能力)。但同时又需要减少电感量,这是因为随电感直流分量 I_{DC} 增加,为维持 r 为一个最佳值,就需要相应比例地增大 ΔI 。所以,实际上 L 需减少而非增大。

所以,“大电感量对应着大体积电感”这个一般的结论只是在特定应用条件下才成立。

2.10 频率对电感量和电感体积的影响

以下讨论适用于所有拓扑。

如果保持其他所有条件(包括 D)不变而仅使频率增加一倍,则由于 t_{ON} 和 t_{OFF} 减少一半,伏秒数也相应减少一半。因此 ΔI (单位电感量的伏秒数)也减少一半。由于 I_{DC}

没有变,所以 $r=\Delta I/I_{DC}$ 也减少一半。如果开始时设定 $r=0.4$,那么现在 $r=0.2$ 。

若仍要使变换器的纹波系数保持在最佳值 0.4,则需要使因频率加倍而减少一半的 ΔI 也增加一倍。实现的方法是使电感量减少一半。

□因此,可得到的一般的结论为:电感量与频率成反比。

由于已使 r 恢复为 0.4,电感峰值电流仍然比其直流电流高均 20%。由于直流分量和电流纹波率 r 均没有变,所以峰值电流也不变。电感能量处理能力(与电感的体积相关)为 $1/2 \times L \times I_{PK}^2$,式中, L 减少一半, I_{PK} 不变,所需要电感体积也减少一半。

□因此,可总结为电感的体积与变换器的频率成反比。

□还应指出,由于峰值电流不变,所需电感额定电流与频率无关。

2.11 负载电流对电感量和电感体积的影响

对于所有拓扑来说,若保持输入电压、输出电压和 D 不变,而只将负载电流增大一倍,则由于 ΔI 没有变化, r 减少为原来一半。为使 r 恢复为最佳值 0.4,则需要使 ΔI 也相应增加一倍。但已知 ΔI 是单位电感量的伏秒数,此时看,伏秒数不变。所以,使 ΔI 增加一倍的唯一方法是使电感量减少一半。

□所以,可得到一般结论为:电感量与负载电流成反比。

下面看负载电流对电感体积的影响。由于负载电流增加一倍,并且保持 r 为 0.4 不变,则峰值电流 $I_{DC} \times (1+r/2)$ 也增大一倍。但是电感量减少一半,所以电感的能量处理能力(电感的体积) $1/2 \times L \times I_{PK}^2$ 将增大一倍。

□所以,可得到一般结论为:电感的体积与负载电流成正比。

2.12 供应商标定成品电感额定电流的方式及成品电感选择

电感的能量处理能力 $1/2 \times L \times I^2$ ——是选择电感的一个方法。但是大多数的供应商并不直接提供这个数据,而是提供一个或者多个额定电流值。如果能够正确理解这些额定电流的含义,也可通过它们选择合适的电感。

供应商通常给出的额定电流有:最大直流电流 I_{DC} ,最大有效值电流 I_{RMS} 和饱和电流 I_{SAT} 。通常前两个数值相同,因为对典型的电感电流波形其有效值与直流值相等(前面已经指出电感电流的 RMS 值基本与电流波形无关)。由此,电感的额定 DC/RMS 值基本定义为在规定温升(典型值为 $40^\circ\text{C} \sim 55^\circ\text{C}$,依供应商不同)下电感允许通过的直流电流。最后一个额定值,即饱和电流 I_{SAT} ,是电感饱和之前对应的最大电流。一般认为该电流对应的电感储能已接近其储能最大值。

我们还可发现许多供应商(即使不是绝大多数)选择线径时是使 I_{DC} 和 I_{SAT} 实际上相等。这样,他们就可只规定一个额定电流值,例如:额定电流为 5A 的电感。一般来说,供应商首先确定电感的 I_{SAT} ,然后选择能满足规定温升的合适线径。