

认定 $I_{DC} = I_{SAT}$ 的原因是,假定电感的直流额定值为 3A,饱和电流 I_{SAT} 为 5A。那么 5A 的额定值就是多余的,因为用户不会把这种电感用于超过 3A 的场合。所以,这多余的额定值 I_{SAT} 实际上说明选择了过大的磁心尺寸。当然,若发现某一电感有不同的 I_{DC} 和 I_{SAT} ,也可能是供应商试图(并没成功)只使用选定磁心而(通过增加导线线径)来扩大电感容量。但问题是磁心几何尺寸不能满足要求——磁心窗口面积可能不足以绕制更粗的铜线。

一般而言,通常只有一个电流额定值的电感为最佳且性价比也最高。

然而,我们也会发现有很少的成品电感标识的 I_{SAT} 比 I_{DC} 还要小。这样的电感如何应用?任何场合均不能使工作电流超过 I_{SAT} 。若说这样标识的电感有优点的话,只是其实际工作温升不会超过规定的最大温升。难道用于汽车电子装置?一般而言,实际应用中电感电流额定值只考虑额定值中最低的一个,其余则通常被忽略。

也有一些对取 $I_{DC} \approx I_{SAT}$ 不同的意见和观点。例如,在瞬时和临时情况,瞬时电流可能会超过一般稳定工作电流很多。如假设在 3A 的应用场合选用一个内部固定电流限制 I_{CLIM} 为 5A 的开关管。那么在启动(或线电压/负载阶跃变化)时,随着控制电路把输出电压提升到规定值,电流很可能会在接连几个周期内达到 5A 的限制值。下面我们就深入讨论这种情况,特别是这样是否会影响启动。现在假定工作条件如上,那么可选用额定直流电流为 3A、饱和电流 I_{SAT} 为 5A 的电感(假定该电感既可用也便宜)。当然,也可选 5A 标准电感(用在 3A 的场合),这样在任何情况下都能避免电感饱和(以及饱和造成开关管损坏的可能性)。但是,若这样做,从铜/温升角度讲,电感有点过设计了——导线线径过粗。但是必须牢记大磁心会影响价格,而多一些铜线对价格影响极小!

2.13 在给定应用中我们需要考虑哪些电感电流额定值

在启动变换器或者变换器的线电压/负载突然变化时,电流将不再是系统正常运行时的稳定值(例如,传输负载额定电流的最大值时)。例如,如果输出突然短路,控制回路为了调节输出可能会即刻使占空比达到其允许的最大值(该值由控制器设定)。这时变换器不再工作在稳定状态,由于导通伏秒数增加,电流也逐渐增加,并有可能达到设定的电流限制值。

但是,电感可能会先饱和。比如说,如果我们把限制电流为 5A 的 buck 型开关 IC 用在最大电流为 3A 的场合,我们可能选择电感的额定值一般就在 3A 左右。但是,当输出短路时,电流会即刻达到电流限制值(5A 的 buck 型开关 IC 的电流的最大值可能是 5.3A)。

所以,问题是——我们选择电感时,是选择瞬态发生故障时的电流限制值还是为变换器在正常操作下稳态工作时的最大电流为额定电流呢?事实上,这个问题并不像它看起来那么难,这个问题把工程上离线变换器的设计步骤同 DC-DC 变换器的设计

步骤区别开来。要回答这个问题,有许多的因素要考虑,有时是单独考虑一项,有时候是要多项一起考虑。这里我们就把这些因素一一列举出来。

幸运的是,在大多数低压应用场合,一定程度的磁心饱和并不会造成任何问题。这是因为:在上面的例子中,如果开关管的额定电流值是5A,IC内部的电流限制回路动作十分快速,足以防止电流超过5A,那么即使当其达到5A时电感开始饱和也不会造成任何后果——毕竟只要开关管不损坏就不会出现问题!因为电流不会超过5A,所以开关管就不会损坏。所以,清楚地了解了不稳定工作时电感会有些许饱和,可选性价比更高的3A电感。当然我们不希望开关变换器经常工作在电感饱和的状态(在额定最大负载时)——仅在确保不损坏开关管的条件下,在故障或瞬态时允许这种情况发生。

但是,上面的分析还需要回答另一个关键问题,即怎样确保“足够快”,也就是哪些因素影响迅速关断开关管以避免电感饱和引起的后果?这也许是电感体积和价格的最终决定因素,所以很好地理解响应时间问题十分重要。

(1) 所有的电流限制回路都需要一定时间响应。当该过流信号流过IC的比较器、运算放大器、电平转移电路、驱动电路等到达IC引脚驱动开关时有固定(内部)“传播延迟”。

(2) 如果用IC控制器(不是集成开关IC,即内部集成开关管),那么开关管和驱动(一般集成在IC内)有一定的物理距离。这时,PCB布线的寄生电感[一般每英寸(1in=0.0254m)20nH]将抑制电流的突然变化,所以在IC输出的关断信号到达开关管栅极/基极之前产生额外的延迟。

(3) 理论上讲,即使电流限制回路能立刻响应过流情况,并且可忽略线路寄生电感,开关管仍然需要一定时间完成关断。这段时间内,如果电感饱和,将不能保护或限制电流尖峰在输入DC电压作用下通过晶体管——可能超过电流限制极限。

与MOSFET管这些更现代的器件相比,双极结型晶体管(bjt)的延迟速度更慢。大功率MOSFET管(例如大电流和大电压器件)也会产生延迟,因为它们有很大的栅极寄生电阻和寄生电感以及极间寄生电容(在开关管改变状态前,它们需要充放电)。若把若干个MOSFET并联,例如在大电流场合,问题将更严重。

(4) 许多控制器和IC内部设有“消隐时间”——在此期间它们不监视电流波形。其基本目的是避免导通转换时的噪声引起电流限制回路误触发。但是这个延迟对开关管可能是致命的,尤其当电感饱和时,因为在消隐时间内电流限制回路根本不知道是否处于过流状态。而且,在电流模式控制IC中,PWM比较器的锯齿波一般来自于(噪声很多的)开关管电流。所以,消隐时间设置的更长——低压场合典型值约100ns,离线场合达到300ns。

(5) 集成高频开关管(即MOSFET或bjt同控制器和驱动器集成在一起)通常可得到很好保护,而且可靠性很高,因为线路电感很小。并且消隐时间也可设的更精确,因为不存在不同开关管的性能变化很大的问题。因此,除非输入电压很高(一般高于

40~60V)并且电感体积也很小,否则集成开关不会由于电感瞬时饱和而损坏。

(6) 如果输入电压很高,那么饱和电感电流上升率变的很陡峭。这可由方程 $V=L \times dI/dt$ 得到。这里,若 $L \rightarrow 0$,由于 V 固定, dI/dt 就急剧增加(如图 2-7 所示)。所以即便很小的延迟也可能是致命的,因为在很短时间内 ΔI 变得很大。因此电流会超过电流限制极限值很多,从而损坏开关管。这就是为什么,尤其在离线场合,习惯于选择足够大的磁心以避免其在电流限制极限值处饱和。这样也使电流限制回路在电流完全超出控制范围之前有足够的时间动作。

但是注意,铜导线仍然要同连续电流(由最大负载电流决定)成比例。

实际上,在离线场合,常设置变压器的饱和电流 I_{SAT} 大于其 I_{DC} 的额定值。而在低压 DC-DC 变换器设计中通常不这样做。

(7) 一般来讲,在低压应用场合(一般 V_{IN} 小于 40V)仅由最大工作负载电流选择电感。因此,实际上忽略了电流限制。这是 DC-DC 变换器工程设计方法,虽然大多数时候不能解释清楚这样做的合理性。但很幸运,这样做很有效。

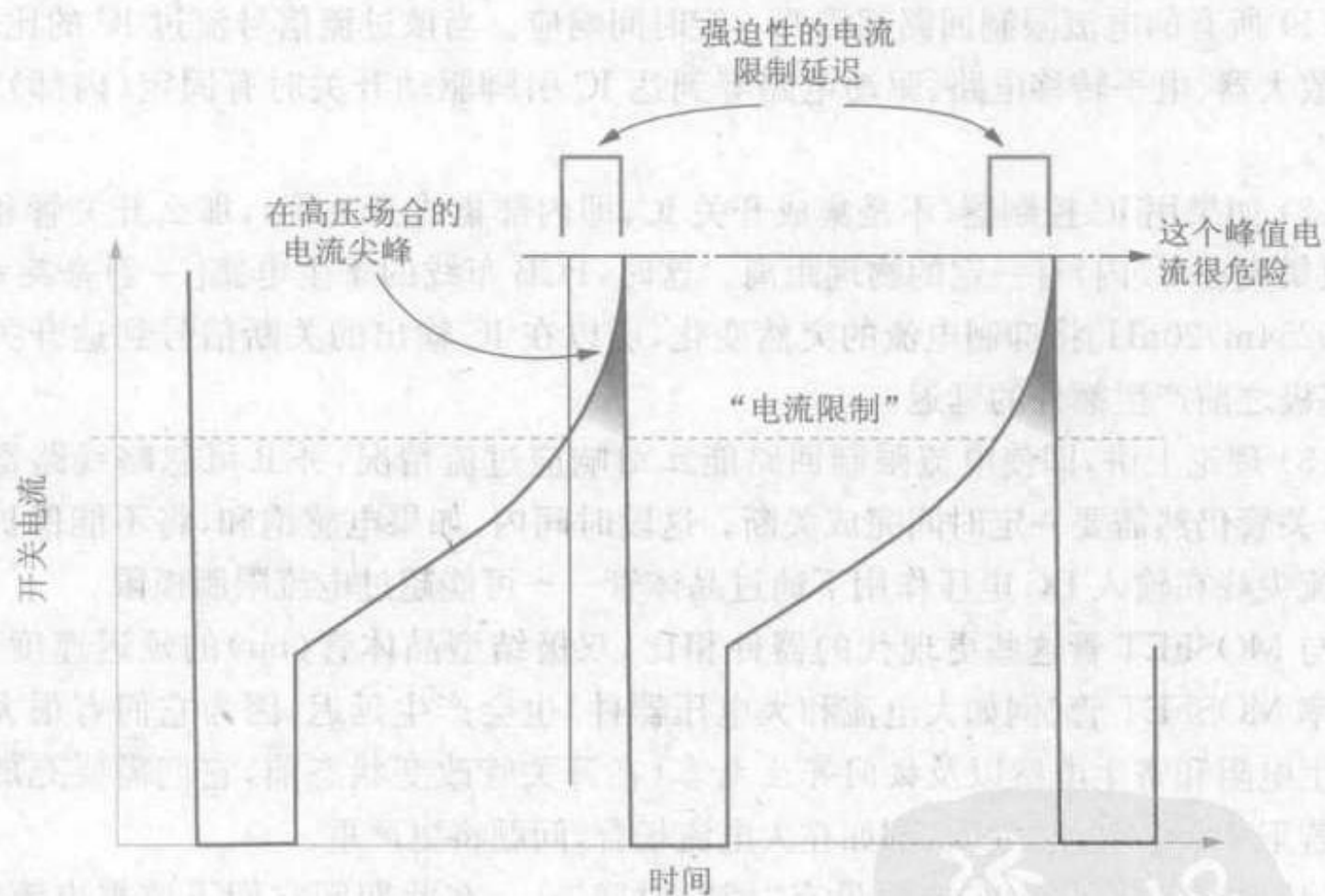


图 2-7 当电感饱和时,高电压和固有的响应延迟会使开关过应力

2.14 电流限制的范围和容限

所有的规格,包括电流限制,或者由用户设定或者固定在 IC 内部,都有一定的容限——这包括允许的变化范围和温度范围。器件资料的电气表格内用 MIN 和 MAX 表示这些变化范围。在实际变换器设计时,好的设计者会试着在这些范围上花费精力。

首先总结一下设计开关变换器时选择电感的步骤。然后考虑关于范围/容限的实

际结论。

标准步骤是先由电流纹波率($r=0.4$)来确定电感量——因为对整个变换器而言该值最佳。但是涉及开关 IC,尤其是内部设有电流限制的 IC 时,会出现另一可能的限制——如果正常工作电流的峰值接近于装置的电流限制(即工作电流很接近于开关 IC 的最大电流容限),那么就**必须**保证电感量足够大以避免计算出的工作峰值电流在任何情况下都不超过电流限制。否则在电流限制极限处反馈系统开始动作,所以不能保证需要的最大输出功率。

例如,若有一个 5A 的 buck 型开关 IC,工作电流是 5A,电流纹波率 $r=0.4$,那么正常工作电流的峰值是 $5 \times (1+0.4/2) = 5 \times 1.2 = 6\text{A}$ 。所以理想情况下,我们希望装置的电流限制至少为 6A。遗憾的是,若选用这种集成开关管,很多裕量会无法利用——制造者总是希望其装置的建议额定值接近于最大应力极限值。所以,如果用 4A 的 IC 代替 5A 的 IC 就刚好。但是,在目前的情况下制造商很少关心装置的最佳额定值,但这关乎相关器件和整个设计策略。所以,5A 的开关 IC 被标明(设定)其电流限制仅为 5.3A。但分析时会发现只允许电流在 4.7~5.3A 之间变化。负载为 5A 时最大允许 ΔI 仅为 0.6A。电流纹波率 r 最大是 $0.6/5 = 0.12$ (工作电流为 5A 时)。可看出该值远小于最佳值 0.4。毫无疑问这么小的 r 会增加电感(和变换器)的体积。

现在开始讨论电流限制范围。实际上 I_{CLIM} 有两个限制—— $I_{\text{CLIM_MIN}}$ 和 $I_{\text{CLIM_MAX}}$ (即电流限制的最大值和最小值)。问题是设计电感要考虑这两个限制中的哪一个?

□ 为保证输出功率,仅需要考虑电流限制的最小值。在大多数低压 DC-DC 变换场合,最小值限制是唯一需要考虑的极限值——可完全忽略最大值(当然包括 TYP 值)。保证输出功率的基本标准是,保证计算出的正常工作时的峰值电流一直小于电流限制的最小值。当然,若工作电流和器件的电流限制相差很大,则这时不会遇到麻烦,而只需注意使 r 大约等于 0.4 即可。

□ 但是同所有的器件一样,电感也有典型的容限,通常大约是 $\pm 10\%$ 。所以,如果工作电流非常接近于装置电流限制,且 r 实际上由电流限制的最小值确定(而不是其最佳值或期望值),那么最终选择的电感量至少要比计算出的值大 10%。这样就可无条件地保证输出功率——在所有电流限制与电感量可能变化范围内。

□ 注意,理想情况在应用场合的峰值电流与电流限制的最小值之间留至少 20% 的裕量。为对负载突变有快速响应,这是很有必要的。所以,一般若我们不知何故降低了变换器的响应速度(例如,在最大电流限制和/或最大占空比上没留足够裕量),则电感不能使电流快速上升以满足能量突升的要求。因此,在输出恢复为正常值前,它会持续几个周期急剧下降。

但遗憾的是,若用有固定电流限制的(集成)开关管,会发现“最佳裕量”也许是我们所不能承受的奢侈——因为大多数情况下,对电流限制最小值的设置仅比装置标明的额定值稍大一点。所以,实际上 20% 的裕量都没有用到。而且,这要求很大的(不切

实际的)电感量。这样达不到预期目标——电感量越大电流上升花费的时间越长,从而降低了响应速度——这刚好和我们希望的相反。因此,尤其当遇到集成开关 IC 时一般可忽略大约 20% 的裕量。

从电流限制最大值方面来考虑,当我们认为电感饱和很重要时(比如高电压应用场合),必须关注电流限制最大值以决定电感的体积——电流限制最大值是由过载时的峰值电流、电感能量储存能力与饱和可能性等决定的最恶劣情况。

因此,一般在大电压 DC-DC(或离线)场合,在选择电感量时(同样当工作电流非常接近于电流限制时)需要考虑电流限制的最小值,但是电流限制的最大值常用来决定电感的体积。

总之,(低压)DC-DC 变换器 IC 制造商实际上不需要为降低电流限制的范围和容限做太多努力(假设电流限制的最小值设置的足够高而不至于低于 IC 标明的能量处理能力)。对低压 DC-DC 变换场合,可忽略电流限制——电感电流额定值(体积)是根据正常(稳定)工作时逐周期电感峰值电流(即最恶劣输入电压时的最大负载电流)来选择。

另一方面,离线开关管 IC 的制造商必须保持固定的电流限制容限。从它们的角度来说,特定装置处理能量的最大值实际上仅由电流限制最小值决定,而变压器体积却完全取决于其最大值。所以这种情况下,对于相同的最大功率处理能力,宽松的电流限制范围实际上要求用较大的器件(变压器)。

注意:一些离线集成开关管制造商(例如美国 PI 公司)常吹嘘它们的器件有精确的电流限制——因此暗示若用它们的产品可得到最好的功率/体积比(即变换器功率密度)。但是要记住大多数场合其系列产品的固定电流限制是不连续的。这是一个问题!例如,也许我们需要用电流限制为 2A、3A、4A 等的器件。的确,当工作于该特定 IC 最大额定输出功率时能得到更高的功率密度。但是当工作于两个电流限制之间的功率水平时,并不能得到最佳的解决方案。例如在峰值电流是 2.2A 的工作环境,必须选用电流限制是 3A 的器件,设计电感时应避免其在 3A 时饱和。所以,这个电流限制很不精确。最好的解决方案是采用一个可根据应用场合精确地设置电流限制的器件(集成开关管或控制器加 MOSFET 的方法)。

谨记这些细微的考虑,设计者就能够选定适合其应用场合的电感额定电流值。显然,没有固定和快速的准则。这需要在实际应用中判断,也许需要进一步的平台试验来验证选择的电感是否合适。

以下实例会使这些一般方法和设计步骤变得更清晰。

2.15 实际例子(1)

以 boost 变换器为例,若输入电压 12~15V,输出电压 24V,最大负载电流 2A,开关管频率分别为(a)100kHz、(b)200kHz 和(c)1MHz,那么在每种情况下,它最合适的

电感量分别是多少? 各种情况的峰值电流分别是多大? 能量处理要求是什么?

首先需要考虑的是,对于此拓扑(包括 buck-boost 变换器),输入电压最小时是其最恶劣的情况,因为这时占空比最大,并且平均电流 $I_L = I_O / (1-D)$ 最大。所以在实际设计中,完全不用考虑 V_{INMAX} ——这只是完全不相干的限制。

由表 2-1 可知,占空比为

$$D = \frac{V_O - V_{IN}}{V_O} = \frac{24 - 12}{24} = 0.5$$

因此

$$I_L = \frac{I_O}{1-D} = \frac{2}{1-0.5} = 4A$$

假设电流纹波率为 0.4,则

$$I_{PK} = I_L \left(1 + \frac{r}{2}\right) = 4 \times \left(1 + \frac{0.4}{2}\right) = 4.8A$$

□ 我们知道,当 $r=0.4$ 时电流的峰值比平均值大 20%,所以,实际上峰值电流不受开关频率的影响。电感应该有处理峰值电流而不饱和的能力。所以在这个例子中,仅选额定值为 4.8A(或更大)的电感即可,而不用考虑频率。事实上,在 2.10 节中已经学过,需要的电感的额定电流不依赖于频率(因为峰值电流没有改变)。但是,体积随频率变化而变化,因为体积是 $1/2 \times L \times I_{PK}^2$,电感量 L 随频率变化而变化。

选定 r 之后,可用下面公式计算出相应的电感量。由表 2-1 知,对于 boost 电路有 $V_{ON} = V_{OFF}$ 。因此 $f=100kHz$ 时

$$L = \frac{V_{ON} \times D}{r \times I_L \times f} = \frac{12 \times 0.5}{0.4 \times 4 \times 100 \times 10^3} = 37.5 \mu H$$

当 $f=200kHz$ 时,得到的结果是该值一半,即 $18.75 \mu H$ 。当 $f=1MHz$ 时,得到的电感量是 $3.75 \mu H$ 。由此可知频率越高电感量越小。

前面讲过,对于给定应用场合,电感量越小电感的体积也越小。因此,可推导出提高开关频率也可减少电感的体积。一般而言,这也是提高开关频率的原因。

电感能量处理能力可用 $E = 1/2 \times L \times I_{PK}^2$ 计算出来。

目前,总是认为 $r=0.4$ 是最合适的值。现在讨论为什么有时这并不是一个好的选择。

2.15.1 设置 r 时需考虑电流限制

正如前面已经指出的,电流限制可能太低而使 r 不能达到其最佳值。现在将讨论电流限制范围的影响。

例如,表 2-3 列出开关管 LM2679 电流限制范围。为能无条件地保证输出功率(或负载电流)稳定,需要保证实际应用中峰值电流不要达到表中电流限制值,哪怕是最小值。所以,事实上可忽略表 2-3 中除最小值外的所有值。

表 2-3 LM2679 的电流限制规格

	条 件		典型值	最小值	最大值	单位
电流限制 I_{CLIM}	$R_{CLIM}=5.6k\Omega$	内部温度	6.3	5.5	7.6	A
		工作温度范围		5.3	8.1	

如果想在 r 为 0.4 时从变换器中得到 5A 的输出,峰值电流为 $1.2 \times 5 = 6A$ 。正如开始提到的,若用 LM2679,则除非用更低的 r (增加电感量),否则将不能得到想要的输出。 r 的最大值为

$$I_{PK} = I_O \times \left(1 + \frac{r}{2}\right) \leq I_{CLIM_MIN}$$

因此,若 $I_O = 5A$, $I_{CLIM_MIN} = 5.3A$,则

$$r \leq 2 \left(\frac{I_{CLIM_MIN}}{I_O} - 1 \right) = 2 \left(\frac{5.3}{5} - 1 \right) = 0.12$$

由图 2-6 可知,这时电感的能量处理能力(电感体积)是 $r=0.4$ 时的 3 倍。

实际上,这个表并没有包含元件全部信息。其实该元件的电流限制是可调的。所以,可通过调节电气表格内的电流限制调整电阻取得更合适的电流限制值,进而得到最佳的 r 值(在最大额定负载处)。但是,在表中并没有清晰地描述出这些。

必须牢记表中最大值和最小值限制仅仅是供应商能保证的范围值(当然不是典型值)。事实上,数据表中提供的其他信息和典型性能曲线只是为设计者提供大体的设计指导。慎重的设计者从来不会对供应商作事后批评——调节电流限制电阻是否确实能改变电感的体积。所以,按此思路,如果在负载电流为 5A 的应用场合用 LM2679,那么需要的电感体积就是最佳电感的 3 倍。若电流限制能调的更高,供应商会在电气表格的条件栏内列出更合适的调整电阻值及相应的电流限制值。

而且,5A 的 buck 控制器是指它能够传输 5A 的负载电流。当然正如上面提到,应该把电流限制设置为额定负载电流值。但是,我们也很清楚,当讨论 boost 和 buck-boost 开关管 IC 时,例如 5A 的器件,则它不能为我们提供 5A 的负载电流。这是因为这些拓扑的电感电流的直流分量是 $I_O/(1-D)$,而不是 I_O 。所以,这时 5A 的额定值只是装置的电流限制。一个非 buck 控制 IC 能够提供的负载电流由应用场合决定——尤其是 D_{MAX} (V_{IN_MIN} 时的占空比)。例如,若负载电流为 5A,正常工作时占空比的最大值为 0.5,则电感平均电流为 $I_O/(1-D) = 10A$ 。若 r 为 0.4,电流的峰值就比这个值还要大 20%,即 $1.2 \times 10 = 12A$ 。所以,为了使设计最佳,需要用最小电流限制是 12A 或者更大的设备。为保证输出功率稳定,至少也要使电感电流限制大于 10A。

2.15.2 确定 r 需考虑连续导电模式

正如上面提到,当变换器工作状态变化时会进入断续工作模式(DCM)。由图 2-5 可看出,刚进入 DCM 模式时,电流纹波率为 2。但是问题是——如果把电流纹波率设置为 r' (例如在最大负载电流处设置电流纹波率),那么若慢慢降低负载电流,则负载

电流为何值时变换器进入 DCM 模式?

通过数学推导显示,在负载电流为最大负载电流的 $r'/2$ 倍时,变换器进入 DCM 模式。例如,若在负载电流为 3A 时设 r' 为 0.4,则变换器会在 $(0.4/2) \times 3 = 0.6\text{A}$ 时进入 DCM 模式。

但是设计者都知道,如果变换器进入 DCM 模式,那么变换器内部很多东西会突然变化。例如占空比就会在负载电流减少时迅速地变窄。另外,在 DCM 下变换器的响应速度(输入电压和负载电流扰动时变换器迅速调整的能力)也会变慢。噪声和电磁干扰(EMI)分布也会突然变化,等等。当然,DCM 工作模式也有很多优点,但是由于上述原因设计者总是希望能够避免进入 DCM 工作模式。

当负载电流值最小时,变换器要保持工作在 CCM 模式,迫使 r' 有一最大值。例如,若负载电流的为 $I_{O_MIN} = 0.5\text{A}$,为了保持变换器在 0.5A 时仍然工作在 CCM 模式,就应该把电流纹波率(3A 时的 r')设置得更低。由以上分析知,这种情况下我们得到

$$I_O \times \frac{r'}{2} = I_{O_MIN}$$

所以

$$r' = \frac{2 \times I_{O_MIN}}{I_{O_MAX}}$$

这时得到

$$r' = \frac{2 \times 0.5}{3} = 0.333$$

所以,为了保证在 I_{O_MIN} 时变换器仍然工作在 CCM,必须设置最大负载电流时的电流纹波率小于 0.333。

注意,一般来讲,有三种方法来使变换器进入临界连续(BCM)或者断续模式(DCM):(1)降低负载,(2)选择小电感,(3)增加输入电压。

我们知道,降低负载电流会成比例地降低 I_{DC} ,所以当负载电流低于一定值早晚总会会出现 $r \geq 2$ 的情况。类似地,降低 L 会增加 ΔI ,由此可知电流纹波率 $\Delta I/I_O$ (即 r) 会相应地增加甚至超过 2 (即 DCM 模式)。

然而,至于上面提到的第三种方法,仅增加输入电压并不能一定使变换器进入 DCM 模式。只有在输入电压变化的同时负载电流低于开始时的一定值(该值取决于 L),变换器才有可能进入 DCM 或者 BCM 模式。

在这点上,分别研究三种拓扑是很有益的。注意, r 的一般表达式为

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

根据 CCM 模式下(包括 BCM)伏秒守恒原则,还能得到:

$$r = \frac{V_{OFF} \times (1-D)}{I_L \times L \times f} \quad (\text{所有拓扑,仅在 CCM 或 BCM 模式下成立})$$

(1) 由图 2-4 中 r 的定义可知,buck 和 buck-boost 中当 D 趋向于 0 (即输入电压最大)时电流纹波比 r 达到最大值。对于这两种拓扑, r 的公式为

$$r = \frac{V_o}{I_o \times L \times f} (1-D) \quad (\text{buck})$$

$$r = \frac{V_o}{I_o \times L \times f} (1-D)^2 \quad (\text{buck-boost})$$

所以,令 $r=2$ 和 $D=2$ (即输入电压最大的 BCM 模式),可得到电流限制值为:

$$I_o = \frac{1}{2} \times \frac{V_o}{L \times f} \quad (\text{buck 与 buck-boost})$$

因此,对于这两种拓扑,如果 I_o 比上面的限制值大,那么无论输入电压多大,都可保持变换器工作在 CCM 模式。

(2) 下面研究 boost 变换器,情况不是这么明显。由图 2-4 可知,当 $D=0.33$ (即输入电压是输出电压的 $2/3$) 时 r 达到最大值。所以,boost 变换器不是在 $D=0$ 或 $D=1$,而是在 $D=0.33$ 时最可能进入 DCM。这里给出下面公式:

$$r = \frac{V_o}{I_o \times L \times f} D \times (1-D)^2 \quad (\text{boost})$$

所以,令公式中 $D=0.33$ 和 $r=2$,可得到电流限制值如下

$$I_o = \frac{2}{27} \times \frac{V_o}{L \times f} \quad (\text{boost})$$

因此,对于 boost 变换器,如果 I_o 比这个值大,那么无论如何增加输入电压都可保持变换器工作在 CCM 模式下。

注意,变换器在输入电压为输出电压的 0.67 倍时最有可能进入 DCM 模式。换句话说,如果这时变换器也不是工作在 DCM 模式,那么可确定在整个电压范围内变换器都是工作在 CCM 模式下。

2.15.3 当用低 ESR 电容时应将 r 设置得大于 0.4

目前,随着电容技术的发展,出现新一代低 ESR 电容——例如片式多层陶瓷电容 (MLC 或 MLCC)、聚合电容等。由于 ESR 很低,这些电容电流有效值很高。因此,在所有应用场合,这些电容的体积不再由其纹波电流处理能力决定。另外,在以前设计过程中我们需要考虑电容的寿命,而这些电容没有寿命的问题。由于这些新型电容的介电系数很高,所以,它们体积变小。所以,现在增加 r 并不一定会增加电容(或变换器体积)占的空间。另一方面,增加 r 也可以明显地减少电感体积。

总之,随着电容技术发展,也许 r 从目前的合适值 0.4 增加到 0.6~1 之间能使变换器性能更优异。图 2-6 告诉我们,如果这样做,电感的体积能再减少 30%~50%。倘若这样做比使用便宜的大电容更划算,那当然是值得考虑的。

2.15.4 设置 r 时应避免装置不平衡

令人惊讶的是,有时在确定 r 的范围时装置的不平衡也会起一定作用。例如,图 2-8 中介绍了集成大电压反激式控制 IC“Topswitch®”的电流限制图。在该图中叠加了

典型开关电流波形,以使其更明显。

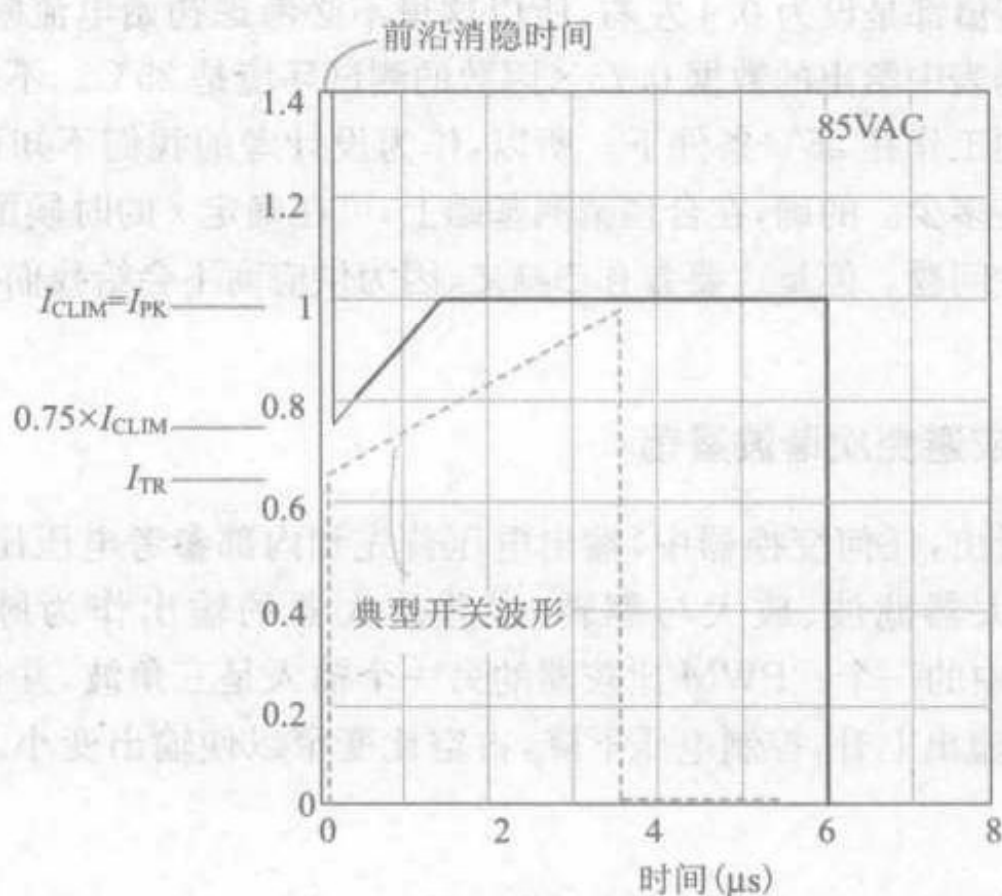


图 2-8 Topswitch®的初始电流限制

令人惊讶的是,这个装置在导通 $1.5\mu\text{s}$ 后电流限制才起作用,而这并不是设计者期望的。装置初始电流限制发生在内部电流限制比较器出现前沿消隐时。正如提到的,在消隐时间内,IC 根本不进行电流保护,以避免开关管导通瞬间的噪声干扰使电流限制误触发。但是,问题是一旦电流限制回路再次监控开关电流,电流限制极限值需要一定时间稳定下来,这时在期望电流限制值的 75% 处就会使电流保护回路动作。

由开关管(电感)电流波形可知,当开关管导通时,电流总是比平均电流小 $\Delta I/2$,换句话说,该谷值电流 I_{TR} 和 r 的关系为

$$I_{\text{TR}} = I_{\text{L}} \times \left(1 - \frac{r}{2}\right)$$

为了避免该谷值达到装置的初始电流限制值,需要保证谷值低于 $0.75 \times I_{\text{CLIM}}$ 。所以

$$I_{\text{TR}} = I_{\text{L}} \times \left(1 - \frac{r}{2}\right) \leq 0.75 \times I_{\text{CLIM}}$$

现在,假定以下分析中电源负载最大。因此,峰值电流设置的和电流限制 I_{CLIM} 相等。

$$I_{\text{PK}} = I_{\text{L}} \times \left(1 + \frac{r}{2}\right) = I_{\text{CLIM}}$$

因此,综合上述两个方程,可得到 r 的范围

$$\left(1 - \frac{r}{2}\right) \leq 0.75 \times \left(1 + \frac{r}{2}\right)$$

或者

$$r \geq 0.286$$

由于 r 的典型值都是设为 0.4 左右, 所以这里不必考虑初始电流限制问题。但是, 需要注意的是数据表中给出的数据 $0.75 \times$ 因数的测试环境是 25°C 。不幸的是很少有功率装置能长时间的工作在 25°C 条件下。所以, 作为设计者的我们不知道当装置温度升高后电流限制值是多少。的确, 在合理猜测基础上, 可在确定 r 的时候留有一定的裕量, 这样就可避免发生问题。但是这要靠自己确定, 因为供应商不会给我们提供这些必需的数据。

2.15.5 设置 r 应避免次谐波震荡

由图 2-9 可看出, 任何变换器中, 输出电压首先和内部参考电压比较。然后, 两者的差值经误差放大器滤波、放大与翻转, 误差放大器的输出作为脉冲宽度调制器 (PWM) 两个输入中的一个。PWM 比较器的另一个输入是三角波, 并且它的输出是开关脉宽。所以, 若输出上升, 控制电压下降, 占空比变窄以使输出变小。这就是调节系统的工作原理。

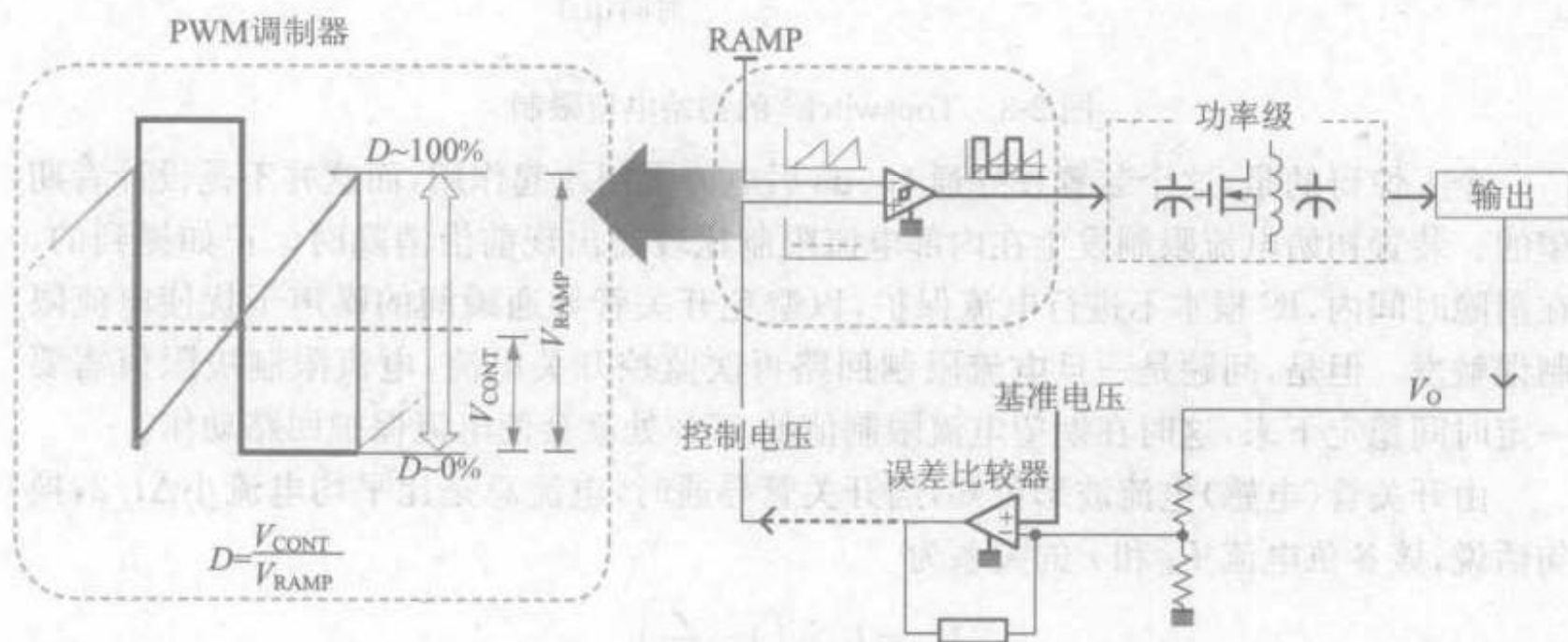


图 2-9 功率变换器脉宽调制器的工作过程

在电压控制模式中, 作用于 PWM 比较器的锯齿波由内部时钟产生。但是, 在电流控制模式中, 斜波来自于电感电流或者开关电流。后者会出现很奇怪的现象, 即当电感电流波形有一点波动可能在下一个周期产生很严重的问题(如图 2-10 中的上图所示)。

最后, 变换器的开关波形会陷入一个周期脉宽较宽, 而另一个周期脉宽较窄的混乱情况。这使变换器工作模式很不合理或不合意, 特别是会使输出电压纹波很高, 并且环路响应严重变差。

有两种方法可使这个干扰逐渐降低并最终消失。事实上, 这两种方法都是在电流控制模式中加入短暂的电压控制模式。即

- (1) 或者在采样电压斜率上叠加一个小的固定的电压斜率;
- (2) 或者在控制电压斜率上减去同样的固定的电压斜率(误差放大器的输出端)。

由图 2-11 可知,两种方法等效。事实上,这一点也不足为奇,因为锯齿波和控制电压都连到比较器的输入脚。所以,如果用信号 $A+B$ 和信号 C 相比较,也就相当于用信号 A 和信号 $C-B$ 相比较。当 $A+B=C$ 时,两种情况下的输入端信号都相等。

这项技术叫做斜率补偿,它是公认的解决电流模式中宽、窄脉冲交替出现(次谐波震荡)的最好方法(如图 2-10 中下图所示)。

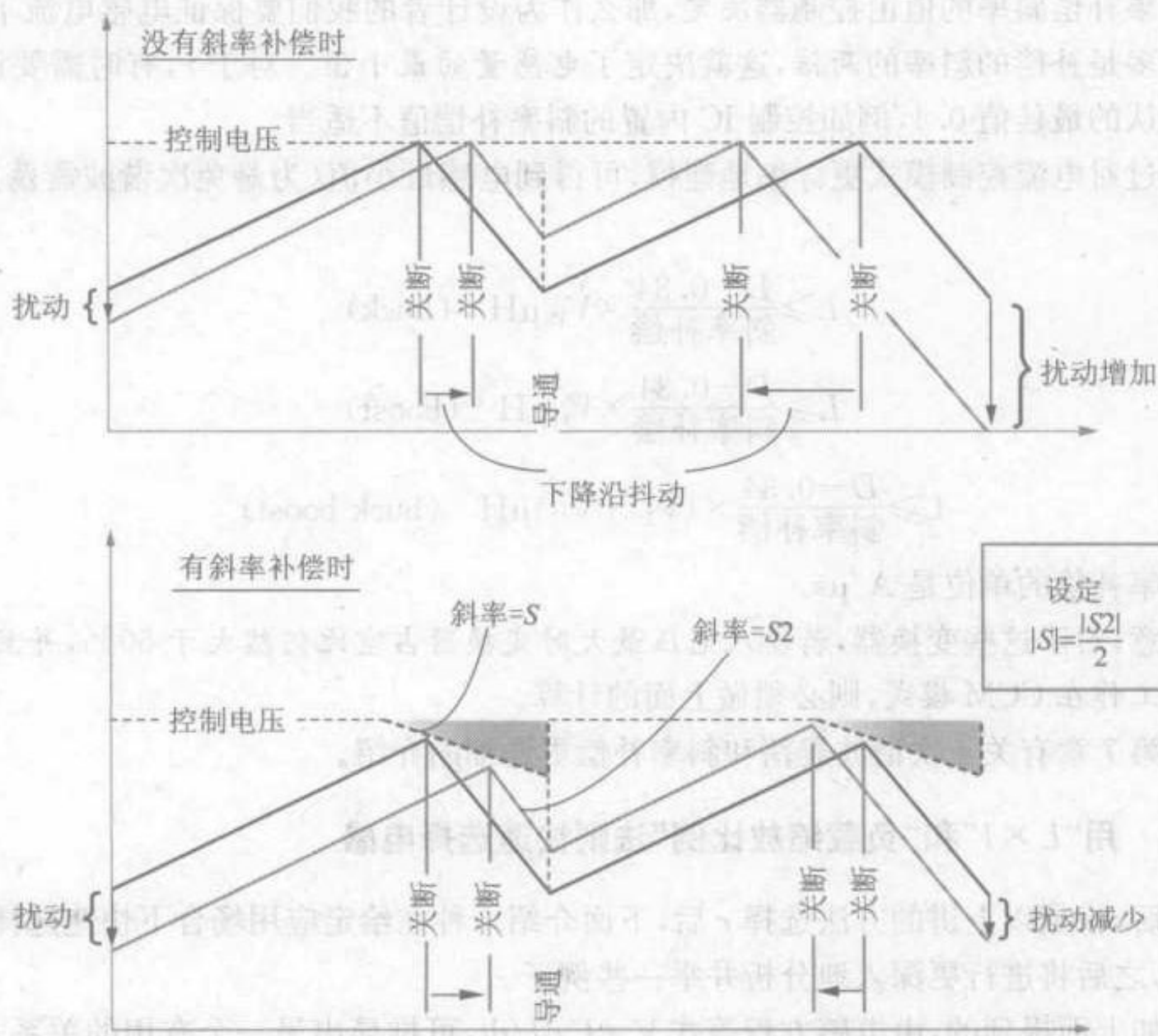


图 2-10 电流控制模式会出现次谐波震荡,避免的方法是斜率补偿

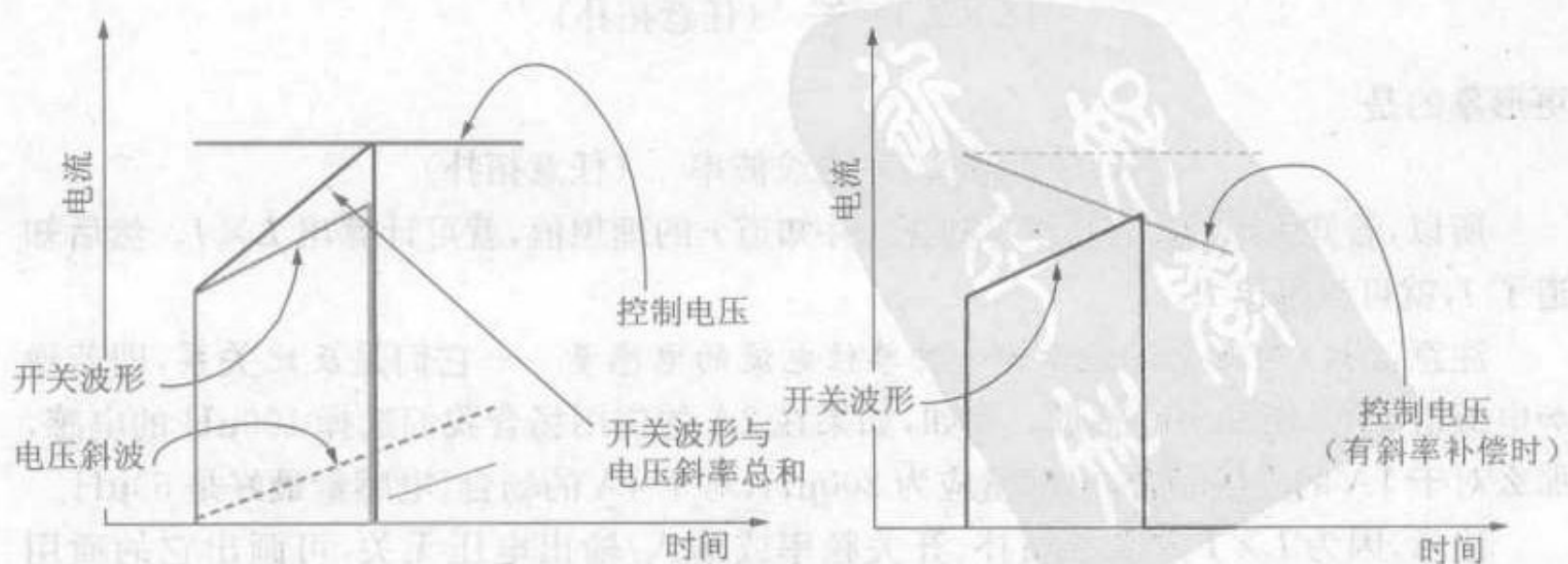


图 2-11 在电流控制模式中,在采样信号上叠加一固定斜坡与修改控制电压效果一样

由图可知,为了避免次谐波震荡,需要保证斜率补偿的斜率等于电感电流下降斜率的一半,或者更多。注意到,原则上,次谐波震荡仅在 D 大于 50% 时发生,如图 2-11 所示。所以,斜率补偿可或者在整个占空比范围内起作用,或者仅在 $D \geq 0.5$ 时起作用。注意到次谐波震荡只在 CCM 模式下发生。所以,为了避免发生次谐波震荡也可使变换器工作于 DCM 模式。

如果补偿斜率的值由控制器决定,那么作为设计者的我们要保证电感电流下降的斜率至多是补偿的斜率的两倍,这就决定了电感量的最小值。对于 r ,有时需要设置 r 小于公认的最佳值 0.4,例如控制 IC 内置的斜率补偿值不适当。

通过对电流控制模式更详细地建模,可得到电感最小值(为避免次谐波震荡)关系式如下

$$L \geq \frac{D-0.34}{\text{斜率补偿}} \times V_{\text{IN}} \mu\text{H} \quad (\text{buck})$$

$$L \geq \frac{D-0.34}{\text{斜率补偿}} \times V_{\text{O}} \mu\text{H} \quad (\text{boost})$$

$$L \geq \frac{D-0.34}{\text{斜率补偿}} \times (V_{\text{IN}} + V_{\text{O}}) \mu\text{H} \quad (\text{buck-boost})$$

式中斜率补偿的单位是 $\text{A}/\mu\text{s}$ 。

注意,对于这些变换器,若输入电压最大时变换器占空比仍然大于 50%,并且变换器同时工作在 CCM 模式,则必须做上面的计算。

在第 7 章有关于次谐波震荡和斜率补偿更详细的介绍。

2.15.6 用“ $L \times I$ ”和“负载缩放比例”法则快速选择电感

最后,根据以上讲的方法选择 r 后,下面介绍一种在给定应用场合下快速选择电感的方法,之后将进行更深入地分析并举一些例子。

正如上面提到的,由电感方程等式 $V=L \text{d}I/\text{d}t$,可推导出另一个有用的关系式,称其为“ $L \times I$ ”方程

$$(L \times I_{\text{L}}) = \frac{E t}{r} \quad (\text{任意拓扑})$$

更形象的是

$$L \times I = \text{伏秒数} / \text{电流纹波率} \quad (\text{任意拓扑})$$

所以,若知道伏秒数(由应用场合),并知道 r 的理想值,就可计算出 $L \times I$ 。然后知道了 I ,就可计算出 L 。

注意, $L \times I$ 可形象地表示为一种单位电流的电感量——它们是反比关系,即若增加电流值,就必须减少电感量。例如,如果在 2A 的应用场合我们选择 $100 \mu\text{H}$ 的电感,那么对于 1A 的应用场合,电感量应为 $200 \mu\text{H}$,对于 4A 的场合,电感量最好是 $50 \mu\text{H}$ 。

注意,因为 $L \times I$ 方程与拓扑、开关频率或输入/输出电压无关,可画出它的通用图,如图 2-12 所示。对所有拓扑形式,这都有助于快速选择电感。现在举例说明在各

种变换器中应用 $L \times I$ 图选择电感的方法。

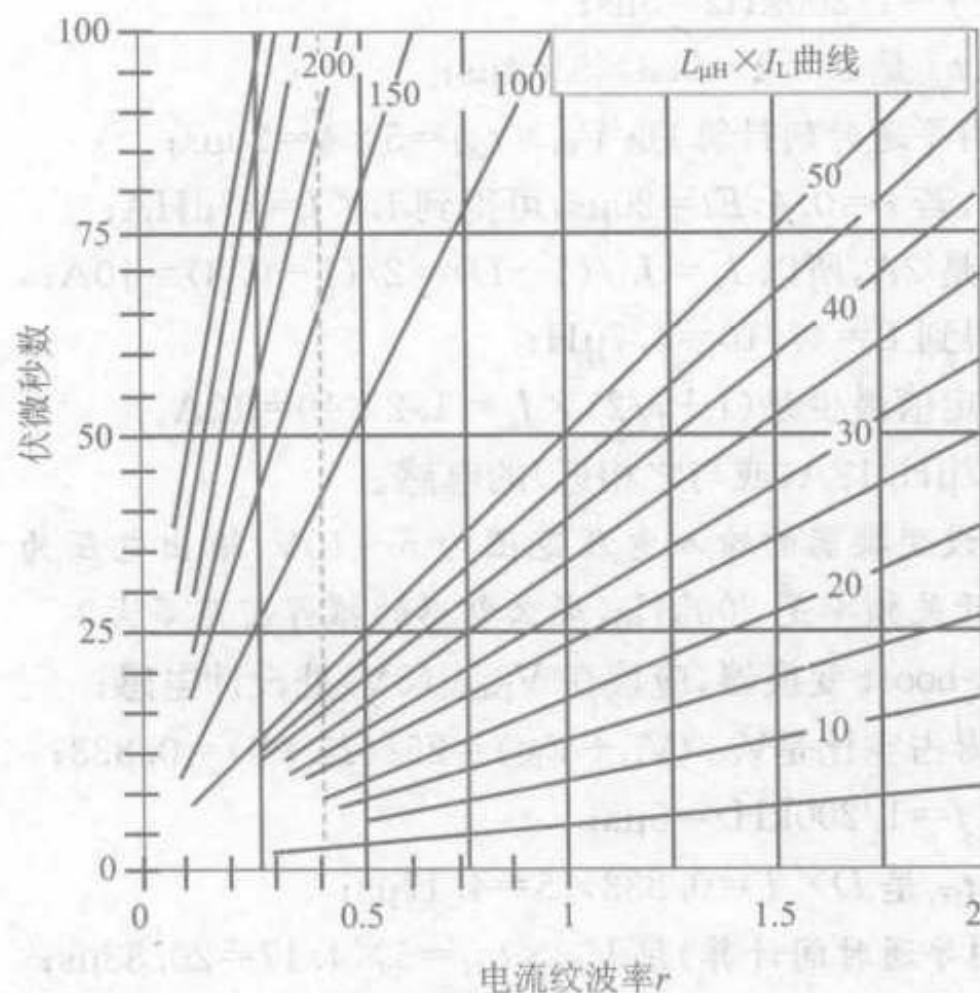


图 2-12 快速选择电感时用的 $L \times I$ 曲线

2.16 实际例子(2、3和4)

buck: 假设变换器的输入电压范围为 15~20V, 输出电压为 5V, 最大输出电流为 5A。如果开关频率是 200kHz, 那么电感的推荐值是多大?

- (1) 对于 buck 变换器, 应该在 V_{INMAX} (20V) 处设计电感;
 - (2) 由表 2-1 得占空比是 $V_O/V_{IN} = 5/20 = 0.25$;
 - (3) 周期是 $1/f = 1/200\text{kHz} = 5\mu\text{s}$;
 - (4) 关断时间 t_{OFF} 是 $(1-D) \times T = (1-0.25) \times 5 = 3.75\mu\text{s}$;
 - (5) 伏秒数(用关断时间计算)是 $V_O \times t_{OFF} = 5 \times 3.75 = 18.75\mu\text{s}$;
 - (6) 由图 2-12, 若 $r = 0.4$, $Et = 18.75\mu\text{s}$, 可得到 $L \times I = 45\mu\text{HA}$;
 - (7) 负载电流是 5A, 所以 $I_L = I_O = 5\text{A}$;
 - (8) 因此, 可得到 $L = 45/5 = 9\mu\text{H}$;
 - (9) 电感的额定值最少是 $(1+r/2) \times I_L = 1.2 \times 5 = 6\text{A}$ 。
- 总之, 需要 $9\mu\text{H}/6\text{A}$ (或与之相近) 的电感。

boost: 假设变换器的输入范围为 5~10V, 输出为 25V, 最大输出电流为 2A。如果开关频率是 200kHz, 那么电感的推荐值是多大?

- (1) 对于 boost 变换器, 应该在 V_{INMIN} (5V) 处设计电感;

- (2) 由表 2-1 得占空比是 $(V_O - V_{IN})/V_O = (25 - 5)/25 = 0.8$;
- (3) 周期是 $1/f = 1/200\text{kHz} = 5\mu\text{s}$;
- (4) 导通时间 t_{ON} 是 $D \times T = 0.8 \times 5 = 4\mu\text{s}$;
- (5) 伏秒数(用导通时间计算)是 $V_{IN} \times t_{ON} = 5 \times 4 = 20\mu\text{s}$;
- (6) 由图 2-12, 若 $r = 0.4$, $Et = 20\mu\text{s}$, 可得到 $L \times I = 47\mu\text{HA}$;
- (7) 负载电流是 2A, 所以 $I_L = I_O / (1 - D) = 2 / (1 - 0.8) = 10\text{A}$;
- (8) 因此, 可得到 $L = 47/10 = 4.7\mu\text{H}$;
- (9) 电感的额定值最少是 $(1 + r/2) \times I_L = 1.2 \times 10 = 12\text{A}$ 。

总之, 需要 $4.7\mu\text{H}/12\text{A}$ (或与之相近)的电感。

buck-boost: 假设变换器的输入电压范围为 $5 \sim 10\text{V}$, 输出电压为 -25V , 最大输出电流为 2A。如果开关频率是 200kHz , 那么电感的推荐值是多大?

- (1) 对于 buck-boost 变换器, 应该在 V_{INMIN} (5V) 处设计电感;
- (2) 由表 2-1 得占空比是 $V_O / (V_O + V_{IN}) = 25 / (25 + 5) = 0.833$;
- (3) 周期是 $1/f = 1/200\text{kHz} = 5\mu\text{s}$;
- (4) 导通时间 t_{ON} 是 $D \times T = 0.833 \times 5 = 4.17\mu\text{s}$;
- (5) 伏秒数(用导通时间计算)是 $V_{IN} \times t_{ON} = 5 \times 4.17 = 20.83\mu\text{s}$;
- (6) 由图 2-12, 若 $r = 0.4$, $Et = 20.83\mu\text{s}$, 可得到 $L \times I = 52\mu\text{HA}$;
- (7) 负载电流是 2A, 所以 $I_L = I_O / (1 - D) = 2 / (1 - 0.833) = 12\text{A}$;
- (8) 因此, 可得到 $L = 52/12 = 4.3\mu\text{H}$;
- (9) 电感的额定值最少是 $(1 + r/2) \times I_L = 1.2 \times 12 = 14.4\text{A}$ 。

总之, 需要 $4.3\mu\text{H}/14.4\text{A}$ (或与之相近)的电感。

2.16.1 强迫连续模式(FCCM)中的电流纹波率

最后, 在讲述磁学部分之前, 简单讨论一下强迫连续模式(FCCM)的设计问题。

之前讲过, r 是在 CCM 模式中定义的, 所以它不能超过 2(因为这是 CCM 和 DCM 的分界线)。但是事实上在同步整流(用低导通压降的 MOS 管代替二极管)中, 变换器根本不会进入 DCM 模式(除非控制 IC 就是为了使变换器工作在 DCM 模式来设计的)。所以, 减少负载时, 变换器仍然保持为 CCM 模式。这是因为当 DCM 发生时, 电感电流至少要在开关周期的某段时间内被迫保持为零。为此, 需要用一个反向偏压二极管以防止电感电流通过其他的通路流动。在同步整流器中, 即使二极管存在反向偏压, 仍然允许 MOSFET 管反并联二极管导通, 所以变换器不会进入 DCM 模式。

为了区别普通 CCM 与同步整流中的这种用 CCM 代替 DCM 的工作模式, 把它叫做强迫连续模式(FCCM)。主开关管一般称为高侧 MOSFET 管, 而并联有二极管的 MOSFET 管称为低侧 MOSFET 管。此外, 在 FCCM 模式中, r 允许超过 2(如图 2-5 所示)。

可这样理解, 当负载电流减少到电感电流波形出现低于 0, 即一部分电流为负值

(电感电流暂时流出负载)时发生 FCCM 模式。但是注意到,只要输出端有负载电流输出,那么电感电流波形的平均值 I_{DC} 仍然是正,即流入负载的电流平均值。更进一步讲,因为 I_{DC} 总是和负载电流成正比,所以变换器可在电感电流直流分量减少到零时仍然保持为 CCM 模式。因为电感电流纹波值 ΔI 仅决定于输入、输出电压,而假设它们不变,所以纹波率 $r = \Delta I / I_L$ 不仅超过 2,而且实际上已经超过很多。

即不管 r 是否超过,可把所有 CCM 下计算输入/输出电容和开关管的有效值、直流值、交流值和峰值电流的公式应用于工作在 FCCM 模式下的变换器(虽然这可能会有一些额外损耗,如电流流过高侧 MOSFET 管的体二极管时的损耗)。换句话说,CCM 模式下的公式在 FCCM 模式下仍然适用。但是,有时也会出现计算问题,因为若 r 是无穷大(负载电流为 0),那么分母就为 0,这是不应出现的。这给我们的第一个印象是 CCM 模式下的公式不再适用于 FCCM 模式。但是我们可假设最小负载电流(不论多小)是几毫安来避免遇到这种情况。或者也可把 $r = \Delta I / I_{DC}$ 代回到这些方程中,这样就可消去 I_{DC} (分母中不再出现 I_{DC})。另一种方法,CCM 模式的方程(参见附录 2)也可应用于 FCCM。

2.16.2 基本磁学定义

在理解了伏秒数、电流成分、最恶劣电压与如何快速选择产品电感之后,现在开始讲磁性元件,从磁心内部的磁场角度研究其工作原理。然后,用这些信息来确认选择的产品电感是否合适。最后会找出变换器最恶劣应力参数。

首先,注意实际有多个不同的磁学单位制。这会使很多人感到迷惑,因为即使最基本的方程采用不同单位制看起来也不同。因此一个聪明的方法是只使用一种单位制,如果需要转化成另一种单位制,只在最后计算数值结果时转换(不是列等式时)。更进一步说,除非另行规定,读者完全可假定是用米·千克·秒这个单位制,即 MKS 制,也称为 SI 制(即国际标准制单位)。

下面是基本定义。

- H 场:也称为磁场强度、场强、磁化力、叠加场等。它的单位是 A/m。
- B 场:也称为磁通密度或磁感应。B 的单位是特斯拉(T)或韦伯每平方米(Wb/m^2)
- 磁通量:这是一个表面上 B 的总量。即

$$\phi = \int_S B dS \text{ Wb}$$

如果该表面上 B 是常数,可得到更常用的形式 $\phi = BA$,这里 A 就是表面面积。

注意:由于磁力线不是开始或终止于任何点,而是连续的,一个封闭表面上 B 的总和是 0。

- 所有时候 B 和 H 之间相关,均满足 $B = \mu H$,这里的 μ 是材料的磁导率。注意,后面将用 μ 表示相对磁导率,即材料磁导率相对于空气磁导率比值。所以在 MKS 单位制中,用公式 $B = \mu_c H$ 更合适,这里 μ_c 是磁心(磁性材料)磁导率。由

定义得： $\mu_c = \mu\mu_0$ 。

□空气磁导率，用 μ_0 表示，在MKS单位制中等于 $4\pi \times 10^{-7}$ H/m。在CGS单位制中等于1。所以在CGS单位制中 $\mu_c = \mu$ ，这里 μ 也就自动等于材料的相对磁导率（虽然单位不同）。

□法拉第定律（也称楞次定律）：电感电压 V 与线圈匝数（ N ）成正比与磁通量变化率。所以

$$V = N \frac{d\phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt}$$

□线圈的电感量：通过线圈的磁通量相对于通过它的电流的比值。即

$$L = \frac{N\phi}{I} \text{ H}$$

□因为磁通量与匝数 N 成正比，所以电感 L 与匝数 N 的平方成正比。这个比例常数叫做电感常数，用 A_L 表示。它的单位是nH/匝数²（虽然有时也用nH/1000匝²，但其实都是一样的）。所以

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

□若 H 是一闭合回路，可得该闭合回路包围的电流总量

$$\oint H dl = IA$$

方程中带闭合圆环的积分符号表示闭合回路。也称其为安培环路定律。

□结合楞次定律和电感等式 $V = L dI/dt$ ，可得到

$$V = N \frac{d\phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt} = L \frac{dI}{dt}$$

□由此可得到功率变换器中两个关键的方程

$$\Delta B = \frac{L\Delta I}{NA} \quad (\text{非独立电压方程})$$

$$\Delta B = \frac{V\Delta t}{NA} \quad (\text{独立电压方程})$$

第一个方程也可写为

$$B = \frac{LI}{NA} \quad (\text{非独立电压方程})$$

第二个公式可写为更适合功率变换器的形式

$$B_{AC} = \frac{V_{ON} D}{2 \times NA f} \quad (\text{独立电压方程})$$

对于功率变换器中用的电感，如果电流减少到零，那么磁心中的磁场也减少为零。因此，通常假设它们是线性关系，即 B 和 I 是互相成正比关系（当然除了磁心饱和的情况），如图2-13所示。电感的独立电压方程可用图中任一方程表示——换句话说，可将电流与磁场两者的峰值、平均值、交流值、直流值等用该比例关系表示。这个比例常数等于

$$= \frac{L}{NA} \quad (B \text{ 和 } I \text{ 的比例常数})$$

这里 N 表示线圈匝数, A 表示磁心实际几何面积(通常指中心柱或磁心资料给出的有效面积 A_e)。

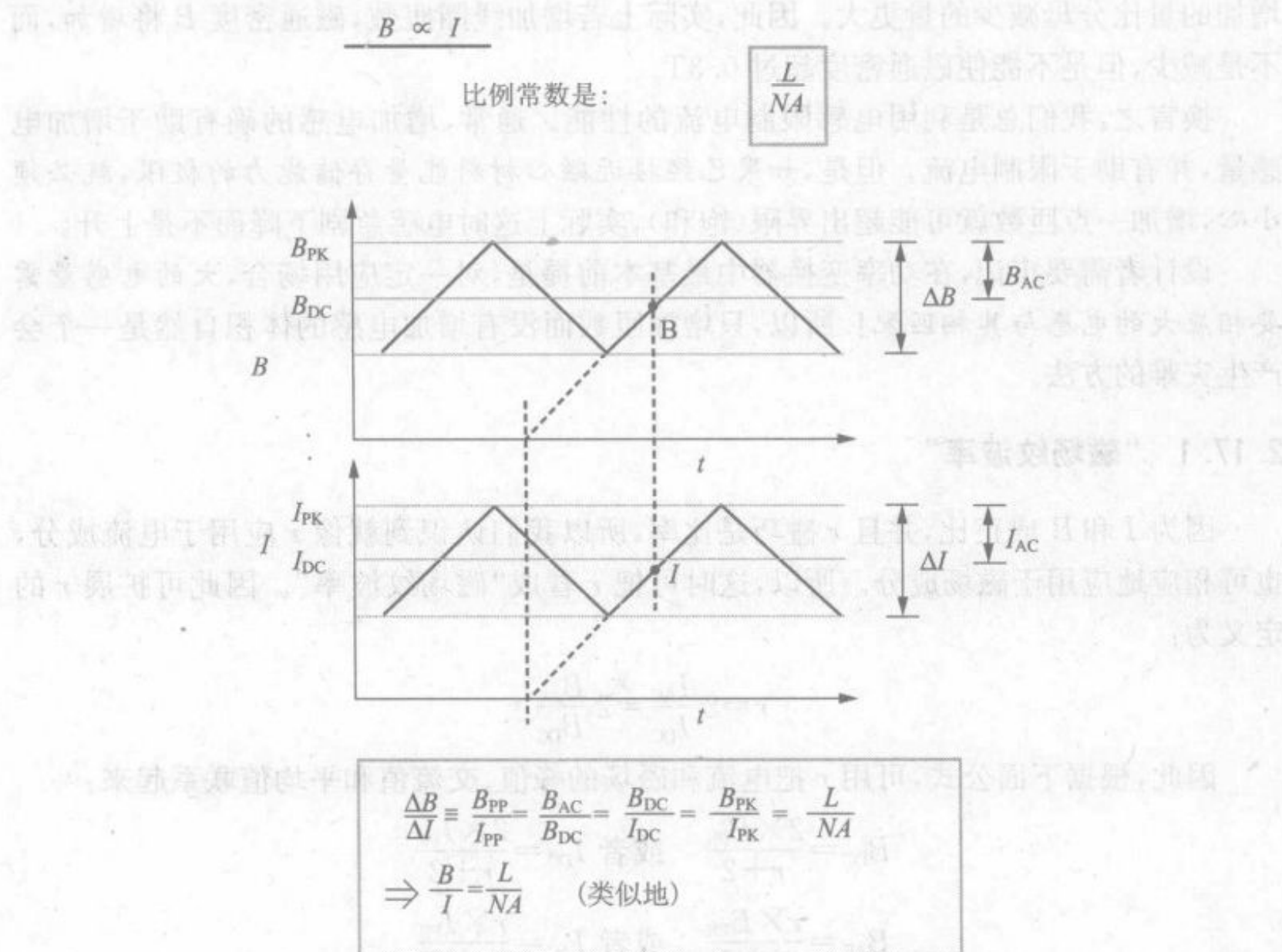


图 2-13 通常可认为 B 和 I 相互成比例

2.17 实际例子(5)——不增加线圈匝数

注意,可用电压独立方程快速检查选择的磁心是否会饱和。假定按习惯设计电感,需要 40 匝线圈和磁心为 $A=2\text{cm}^2$ 。测得电感量为 $200\mu\text{H}$,我们的应用场合中峰值电流为 10A。那么峰值磁通密度可由下式求得

$$B_{PK} = \frac{L}{NA} I_{PK} = \frac{200 \times 10^{-6}}{40 \times \frac{2}{10^4}} = 0.25\text{T}$$

注意由于上式用 MKS 单位制,所以已经把磁心面积单位转为 m^2 。

对铁氧体,工作磁通密度为 0.25T 是可接受的,因为一般铁氧体磁心的饱和磁通密度为 0.3T 左右。

基于 B 和 I 的线性关系,可推导出应用中峰值电流不能超过 $(0.3/0.25) \times 10 = 12\text{A}$,因为在 0.3T 处,磁心开始饱和。

但是注意,线圈匝数不能再增加了(12A 处)。由上面 B_{PK} 方程,首先会想到增加线圈匝数能降低磁通密度 B 。但是,电感则按 N^2 增加(由上面 A_L 的方程知),所以分子增加的量比分母减少的量更大。因此,实际上若增加线圈匝数,磁通密度 B 将增加,而不是减少,但是不能使磁通密度超过 0.3T 。

换言之,我们总是利用电感限制电流的性能。通常,增加电感的确有助于增加电感量,并有助于限制电流。但是,如果已经接近磁心材料能量存储能力的极限,就必须小心,增加一点匝数就可能超出界限(饱和),实际上这时电感急剧下降而不是上升。

设计者需要牢记,在功率变换器中最基本前提是,对一定应用场合,大的电感量需要相应大的电感与其相匹配! 所以,只增加匝数而没有增加电感的体积自然是一个会产生灾难的方法。

2.17.1 “磁场纹波率”

因为 I 和 B 成正比,并且 r 碰巧是比率,所以我们认识到就像 r 应用于电流成分,也可相应地应用于磁场成分。所以,这时可把 r 看成“磁场纹波率”。因此可扩展 r 的定义为:

$$r = 2 \frac{I_{\text{AC}}}{I_{\text{DC}}} = 2 \frac{B_{\text{AC}}}{B_{\text{DC}}}$$

因此,根据下面公式,可用 r 把电流和磁场的峰值、交流值和平均值联系起来:

$$B_{\text{DC}} = \frac{2 \times B_{\text{PK}}}{r+2} \quad \text{或者} \quad I_{\text{DC}} = \frac{2 \times I_{\text{PK}}}{r+2}$$

$$B_{\text{AC}} = \frac{r \times B_{\text{PK}}}{r+2} \quad \text{或者} \quad I_{\text{AC}} = \frac{r \times I_{\text{PK}}}{r+2}$$

也可用下面公式把峰值和波动联系起来:

$$B_{\text{PK}} = \frac{r+2}{2 \times r} \times \Delta B \quad \text{或者} \quad I_{\text{PK}} = \frac{r+2}{2 \times r} \times \Delta I$$

我们将在下面的例子中用到后面的公式。

2.17.2 与伏秒数相关的受控电压方程(MKS 单位制)

当讨论电流纹波 ΔI 时,我们把它和伏秒数联系起来。现在我们把其同样用于磁场强度

$$\Delta B = \frac{L \times \Delta I}{N \times A} = \frac{Et}{N \times A} \text{T}$$

所以对于电流,我们应用场合中的伏秒数也决定了磁场强度波动,虽然不是其直流值。

2.17.3 CGS 单位制

我们更趋向于采用 MKS 单位制,但是有时也必须面对另一种情况,即一些供货商(尤其是北美的)仍然用 CGS(厘米·克·秒)单位制。当看这些技术资料时,我们需要采用表 2-4 来对照两种单位制。

表 2-4 两种磁单位值及它们间的转换关系

	CGS 单位制	MKS 单位制	对应关系
磁通	Line(或麦克斯韦)	韦伯	$1\text{Wb}=10^8 \text{ Line}$
磁通密度(B)	高斯	特斯拉(或 Wb/m^2)	$1\text{T}=10^4 \text{ Gs}$
磁势	吉伯	$\text{A} \cdot \text{匝}$	$1\text{Gilbert}=0.796\text{A} \cdot \text{匝}$
磁场强度(H)	奥斯特	$\text{A} \cdot \text{匝}/\text{m}$	$1\text{Oe}=1000/4\pi$ $=79.577\text{A} \cdot \text{匝}/\text{m}$
磁导率	高斯/奥斯特	韦伯/ $\text{m} \cdot \text{A} \cdot \text{匝}$	$\mu_{\text{MKS}}=\mu_{\text{CGS}} \times (4\pi \times 10^{-7})$

特别地,应该记住,大多数铁氧体饱和磁通密度 B_{SAT} 为 0.3T,而用 CGS 单位制表示是 3000 高斯(Gs)。也要注意在 MKS 制中材料的磁导率除以 $4\pi \times 10^{-7}$ 就可得到 CGS 单位制中材料的磁导率。原因是 CGS 单位制中空气磁导率等于 1,而 MKS 单位制中等于 $4\pi \times 10^{-7}$ 。

2.17.4 与伏秒数相关的受控电压方程(CGS 单位制)

两种单位制的关系也有助于写出 CGS 单位制中的受控电压方程。

所以,把 A 的单位用 cm^2 代替 m^2 就可得到方程

$$\Delta B = \frac{100 \times Et}{N \times A} \text{Gs} \quad (\text{A 的单位是 } \text{cm}^2)$$

2.17.5 磁心损耗

磁心损耗决定于不同因素——磁通密度摆幅 ΔB ,开关频率和温度(虽然大多数情况设计者都是忽视最后一个因素)。但是注意,当磁性材料的供应商表述某个 B 的磁心损耗时,他们说的是 $\Delta B/2$,即 B_{AC} 。碰巧,这是一般工程惯例,但是却会使功率电源设计者迷惑。实际上,更让人迷惑的是供应商表述 B 时用的单位是高斯还是特斯拉。另外,磁心消耗也可能被表述为 mW 或 W。

首先看磁心损耗的一般形式。

磁心损耗 = 单位体积的磁心损耗 \times 体积,这里单位体积的磁心损耗为

$$\text{常数 } t_1 \times B^{\text{常数 } t_2} \times f^{\text{常数 } t_3}$$

表 2-5 列出常用的三种主要单位制单位体积磁心损耗表达式,并给出它们之间的转换关系。注意这里用 V_e (有效体积)——可简单地认为它是磁心实际的物理体积,或