

为降压型转换器选择电感器

美国国家半导体公司
应用注释1197
Sanjaya Maniktala



引言

本应用注释提供的设计信息有助于为任何连续模式降压转换器的应用选择成品电感器。

本文第一部分说明了设计者应该预估本身的需求，特别是对特定需要的电感值。

第二部分例举一个成品电感，并说明如何来解释供应商提供的规格中包含的更多信息。还提供了一个逐步的选择程序。

最后，将所有的步骤都归纳在一张设计表中，从而可以回答这个问题：“针对具体应用选择的电感的实际表现如何？”

需要注意的是，尽管在设计每个电感时都假定某些具体的“设计条件”，这并不意味着这些条件不能被改变。实际上每个电感都可满意地在许多应用中使用。但为了能够实现这个目标，设计师必须知道如何精确地预测或者外推电感的性能到一系列新的条件中，该条件是具体的“应用条件”。可以看出，“直觉”可能会产生相当大的误导。我们需要一个详细的步骤，它们以设计表（表2）和选择流程图（图2）的形式展现出来。

背景：电感电流的波形

请参考图1，图中以连续模式工作的（粗线）电流通过一个电感。考虑其主要元素：

1. IDC
 - 是交流/上升分量的几何中心
 - 是电感总电流波形的平均值
 - 是进入到负载的电流，如同任何处于稳定状态的电容那样，通过输出电容的平均电流为零。
2. IPEAK是 $IDC + \Delta I/2$ ，它确定了铁芯中的平均能量（ $e = 1/2 \times L \times I^2$ ），而且与未饱和的铁芯须承受的峰值磁场直接相关。
3. ITROUGH是 $IDC - \Delta I/2$ ，它确定了电感中电流/能量的固定剩余水平。注意到它依赖于负载，尽管它本身并没有传送至负载端。
4. 电流中的交流分量为 $IAC = \Delta I = IPEAK - ITROUGH$
5. 对于图中所示的例子，直流分量为负载电流 $IDC = I_o$ ，
这里 I_o 为最大负载电流。
6. 将“r”定义为在最大负载 I_o 时交流分量与直流分量的比

值（电流纹波比）。注意到对于给定的转换器/应用而言，“r”定义为一个常数，若为连续导通模式，它还可定义如下。

$$r = \frac{\Delta I}{I_o}$$

高电感值可以减少 ΔI ，产生更低的“r”（和输出电容中更低RMS电流），但是这也会产生一个非常大且不切实际的电感。所以一般情况下，对于大多数降压型稳压器，将“r”的范围选择在0.25~0.5之间（在最大负载处）。参见本应用注释的附录。一旦选择好电感，随着转换器的负载电流的降低（保持输入电压恒定）， ΔI 保持稳定，但是直流电流会减小，所以电流纹波比会增加。最终，在工作的连续模式至非连续模式的转换点处，直流电流为 $\Delta I/2$ ，如图1所示。所以，

- 在连续模式至非连续模式的转换点处的电流纹波比为2。因此，“r”值的上边界也为2。
- 可以看到转换发生处的负载电流可以通过 $r/2$ 与 I_o 作简单的几何相乘获得。举例来说，如果选择电感为在负载2A处的“r”值为0.3，那么到非连续工作模式的转换将发生在0.15乘以2A处，即300mA处。

注意：如果电感是一个“摆动”电感，其电感值会随着负载电流的减少而增加，工作到非连续模式的转换点会明显降低很多。在本应用注释中对这种电感不予讨论。

估算应用所需的电感值

一共存在两种等价的方法来估算所需的电感值，设计师对它们都应该进行考虑。

计算L的基本方法

从通用的定律 $V = L \cdot di/dt$ ，在转换器的导通时间内，我们得到：

$$V_{IN} - V_{SW} - V_O = L \times \frac{\Delta I}{D/f}$$

这里 V_{IN} 是所加的直流输入电压， V_{sw} 是当开关导通时其上的电压， D 是占空比， f 为开关频率，单位是Hz。解得 ΔI ，可将“r”表示为

$$r = \frac{(V_{IN} - V_{SW} - V_O) \times D}{L \times f \times I_o}$$

现在，对于降压型稳压器，我们可以得到占空比为

估算应用所需的电感值(续)

$$D = \frac{V_0 + V_D}{V_{IN} - V_{SW} + V_D}$$

这里 V_D 是捕捉二极管上的正向压降(若为肖特基二极管,约等于0.5V)。

最终可得到"r"为

$$r = \frac{(V_{IN} - V_{SW} - V_0) \times (V_0 + V_D)}{(V_{IN} - V_{SW} + V_D) \times L \times f \times I_0}$$

因此得到L

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{SW} - V_0) \times (V_0 + V_D)}{(V_{IN} - V_{SW} + V_D) \times r \times f \times I_0} \times 10^6 \mu\text{H}$$

这里f的单位是Hz。

实例1

在LM2593HV降压转换器的输入直流电压为24V。最大负载1A时的输出电压为12V。对输出电压纹波的峰值要求为30mV ($\pm 15\text{mV}$)。假定 $V_{SW}=1.5\text{V}$, $V_D=0.5\text{V}$ 和 $f=150,000\text{Hz}$ 。

为了稳定环路,使用的输出电容的ESR不应低于100m Ω ,同时我们不希望采用LC后置滤波器,所以 ΔI 必须为

$$\Delta I = \frac{30 \text{ mV}}{100 \text{ m}\Omega} = 0.3 \text{ A}$$

所以"r"为

$$r = \frac{0.3}{1.0} = 0.3$$

所需的电感为

$$L = \frac{(24 - 1.5 - 12) \times (12 + 0.5)}{(24 - 1.5 + 0.5) \times 0.3 \times 150000 \times 1.0} \times 10^6 \mu\text{H}$$

$$L = 127 \mu\text{H}$$

下一步计算所需的储能。在每个周期,峰值电流为

$$I_{PEAK} = I_0 + \frac{\Delta I}{2} = 1.0 + \frac{0.3}{2} \text{ A}$$

$$I_{PEAK} = 1.15 \text{ A}$$

所需的储能"e"为

$$e = \frac{1}{2} \times L \times I_{PEAK}^2 \mu\text{J}$$

这里L的单位是uH。所以

$$e = \frac{1}{2} \times 127 \times 1.15^2 = 84 \mu\text{J}$$

注意: 在硬上电(非软启动)期间或在非正常条件下,如输出端短路时,反馈回路不起作用,不会将电流限制在储能计算的电流值。实际上电流只是达到器件的内部电流限值,如图1中的 I_{CLIM} ,而该值已经远远高于上述计算得到的稳态值。如果电感已经饱和,并且输入的直流电压高于40V,电流将会以极高的速率上窜,使得控制器根本无法限制电流,从而损坏开关。幸运的是,大多数成品电感在设计时均留有大的内部空气隙,即使在过载条件下也不会迅速到达饱和状态。然而,我们强烈推荐至少在输入电压超过40V时,电感尺寸必须大到足以能够处理最差情况下的能量 e_{CLIM} :

$$e_{CLIM} = \frac{1}{2} \times L \times I_{CLIM}^2 \mu\text{J}$$

这里L单位为uH, I_{CLIM} 是稳压器的内部限流值,单位是安培。

应用伏秒法则来计算电感

按照伏秒法则得到非常通用的公式和曲线。这里我们讨论的伏微秒或者"Et"仅指在电感绕组上施加的电压乘以用微秒为单位的延续时间。

注意:

- 无论V(加在电感上的电压)比较大而t(施加V所需的时间)比较小,或者无论V比较小而t比较大,电流上升至相同的峰值。所以存在无数种可能的输入和输出电压组合的稳压器,但从基本的磁学设计角度来看,它们仍具有相同的伏秒法则,所以实际上仍是相同的稳压器。真正需要注意的是Et值(仅有的差别是铁芯损耗值,因为这个损耗值也直接依赖于频率的绝对值,而不只是Et)。
- 同样地,在导通时间内计算Et值,(得到伏微秒),或者在关断期间内(失去伏微秒)。在这两种情况下都会得到相同的结果,因为在稳定状态下每个周期内的伏微秒都不会发生净改变。
- 同样地,请记住尽管伏微秒与铁芯中的能量有关,但是我们并不知晓总能量。伏秒仅给出关于"r"的交流分量的信息,例如 ΔI 。结合直流分量 I_{DC} ,可以确定电感的峰值电流和能量。所以在设计流程和设计表上 I_0 和Et都是变量。但是特定的 I_0 和Et(以及与铁芯损耗关联的频率值)完全限定了应用范围,所以这些都无法改变。我们仅有的自由度是L(或者"r"),可以参照附录中的指南来设定该值。

从通用公式 $V=L \times di/dt$,我们变换该式得到 $V \times dt=L \times di$ 。这里 $V \times dt$ 是施加的伏微秒值。所以按照定义

$$Et=V \times \Delta t=L \times \Delta I \text{ Vusecs}$$

这里L单位是uH。因而"r"可以表示为

$$r = \frac{Et}{L \times I_0}$$

解得L为

$$L = \frac{Et}{r \times I_0} \mu\text{H}$$

这给我们提供了另外的选择以及更多计算电感值的方法。

估算应用所需的电感值（续）

实例2

从Et的角度出发，我们重复实例1
导通时间为

$$t_{ON} = \frac{D}{f} = \frac{(12 + 0.5) \times 10^6}{(24 - 1.5 + 0.5) \times 150000} \mu s$$

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

所以得到Et为

$$Et = (V_{IN} - V_{SW} - V_O) \times t_{ON} = (24 - 1.5 - 12) \times 3.62 \mu s$$

$$Et = 38.0 \mu s$$

因此得电感

$$L = \frac{Et}{r \times I_0} \mu H$$

$$L = \frac{38.0}{0.3 \times 1.0} \mu H$$

$$L = 127 \mu H$$

与预期一致，我们得到与实例1相同的结果。

需求总结

- 电感值为127uH或更高 (根据最大为0.3的"r"值)
- 直流负载为1A (以确保可允许的温升范围，指定为 ΔT) 或者稳定状态储能为1016uJ。(LM2593HV的最大电流限值为4.0A)
- Et为38 Vusecs
- 频率为150kHz

可以直接与供应商联系以获取专门定制的设计。

表征成品电感器的特性

参考图2中的设计流程图，通过初选的电感器是基于上述计算的电感量及直流电流选出的。从Pulse Engineering选择磁性元件，其L及IDC都很接近我们的要求，尽管其它参数尚不满足应用要求（参见表1和以下的要点）。尤其是设计电感频率为250kHz，而实际应用要求频率为150kHz。可能存在一种被直觉误导的想法，即由于电感运行频率降低，使得铁芯损耗增大，进而导致磁通峰值密度也随之增大。实际情况却恰好相反，这也是严格按照下列步骤选择电感的原因之一。“直觉”可能会对电感器选择产生非常大的误导。

供应商同时也会注明：

- 电感器在50oC的环境温升下功耗为380mW。
- 铁芯损耗方程为 $6.11 \times 10^{-18} \times B^{2.7} \times f^{2.04} mW$ ，其中f单位是Hz，B单位是高斯

- 电感设计频率为250kHz
- Et100为B=100G时的伏微秒值。

注意：铁芯损耗方程中通常使用1/2磁通摆幅峰值。因此，大多数厂商提供的数据表中的磁场强度B实际为 $\Delta B/2$ 。在计算过程中必须明确这一点。

逐步计算如下：

a) 电流的交流分量

很容易从下式中得到

$$Et = L \times \Delta I \times V_{usecs}$$

其中L的单位是uH。

所以

$$\Delta I = \frac{Et}{L} = \frac{59.4}{137} = 0.434 A$$

b) "r":

因此，由已设计的电感得到下列的"r"值

$$r = \frac{\Delta I}{I_0} = \frac{0.434}{0.99}$$

$$r = 0.438$$

此时负载电流为0.99A。

c) 峰值电流

$$I_{PEAK} = I_0 + \frac{\Delta I}{2} = 0.99 + \frac{0.434}{2} A$$

$$I_{PEAK} = 1.21 A$$

d) RMS(方均根)电流

$$I_{RMS} = \sqrt{I_0^2 + \frac{\Delta I^2}{12}} A$$

$$I_{RMS} = \sqrt{0.99^2 + \frac{0.434^2}{12}} A$$

$$I_{RMS} = 0.998 A$$

e) 铜耗

$$P_{CU} = I_{RMS}^2 \times DCR \text{ mW}$$

DCR (直流电阻)的单位是mΩ。

在大多数情况下，为了使预测值更接近实际值，我们在上述公式中用IDC代替IRMS。有时候，厂商也会直接提供电感的RMS电流值。

$$P_{CU} = 0.998^2 \times 387 \text{ mW}$$

$$P_{CU} = 385 \text{ mW}$$

f) 磁场强度的交流分量

该值与电感电流的交流分量成正比。

表征成品电感器的特性(续)

商提供的信息为 $E_{t100} = 10.12 \text{Vusecs}$ 的 E_t 会产生100高斯(B)的磁通量。所以设计电感满足 $E_t = 59.4 \text{Vusecs}$, 得到

$$B = \frac{E_t}{E_{t100}} \times 100 = \frac{59.4}{10.12} \times 100 \text{ Gauss}$$

$$B = 587 \text{ Gauss}$$

但是通常使用1/2峰峰磁通摆幅, 所以

$$\Delta B = 2 \cdot B = 1174 \text{ Gauss}$$

检查: 我们可以使用表2中 ΔB 的替换形式。要求厂商提供比数据表内容更详尽的信息, 得知铁芯的有效面积为 A_e 值 0.0602cm^2 , 绕线比为 $N = 84$ 。所以

$$\Delta B = \frac{100 \cdot E_t}{N \cdot A_e} \text{ Gauss}$$

$$\Delta B = \frac{100 \cdot 59.4}{84 \cdot 0.0602} = 1175 \text{ Gauss}$$

该值与所期望的一致。

g) 磁场强度的直流分量

该值于电感电流的直流分量成正比。实际上可以认为B的瞬时值总是与电流的瞬时值成正比(在给定电感的情况下)。

从(f)中得知比例系数常量, 例如, 0.434A 的 ΔI 会产生 1174高斯 的 ΔB 。所以磁场的直流分量必须为

$$B_{DC} = \frac{\Delta B}{\Delta I} \times I_{DC} \text{ Gauss}$$

这里

$$I_{DC} = I_o = 0.99 \text{A}$$

$$B_{DC} = \frac{1174}{0.434} \times 0.99 \text{ Gauss}$$

$$B_{DC} = 2678 \text{ Gauss}$$

h) 磁场强度的峰值:

因为B正比于I, 我们可以将磁场强度写为:

$$B_{PEAK} = B_{DC} + \frac{\Delta B}{2} \text{ Gauss}$$

$$B_{PEAK} = 2678 + \frac{1174}{2} \text{ Gauss}$$

$$B_{PEAK} = 3265 \text{ Gauss}$$

i) 铁芯损耗:

厂商已经注明铁芯损耗为 $6.11 \times 10^{-18} \times B^{2.7} \times f^{2.04} \text{mW}$, 其中f的单位是Hz, B的单位是高斯。

$$P_{CORE} = 6.11 \times 10^{-18} \times \left[\frac{\Delta B}{2} \right]^{2.7} \times f^{2.04} \text{ mW}$$

$$P_{CORE} = 6.11 \times 10^{-18} \times 587^{2.7} \times 250000^{2.04} \text{ mW}$$

$$P_{CORE} = 18.7 \text{ mW}$$

j) 总的电感损耗:

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

$$P = 385 + 18.7 \text{ mW}$$

$$P = 404 \text{ mW}$$

k) 电感的热阻:

厂商已经电感器在 50°C 的环境温升下功耗为 380mW 。所以电感的热阻为

$$R_{TH} = \frac{50}{380} \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$1000$$

$$R_{TH} = 131.6 \text{ C/W}$$

l) 预计的电感器温升

$$\Delta T = R_{TH} \times \frac{P}{1000} \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\Delta T = 131.6 \times \frac{404}{1000} \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\Delta T = 53^\circ\text{C}$$

这里温升" ΔT "是指铁芯的温度, "TCORE"减去最差情况下的环境温度"AMBIENT"、下标"AMBIENT"指的是电感所在周围的环境。

m) 铁芯的储能

$$e = \frac{1}{2} \times L \times I_{PEAK}^2 \text{ } \mu\text{J}$$

这里L的单位是 μH 。

$$e = \frac{1}{2} \times 137 \times 1.21^2 \text{ } \mu\text{J}$$

$$e = 100 \text{ } \mu\text{J}$$

之前我们已经警示过,在硬上电或者输出端短路期间,铁芯中的储能可能会很高。

应记住,在软启动条件下存在几种方法可以实现该特性,并不都会导致启动时在开关或者电感电流的减少。最差情况条件是在上电时输出端已经存在短路的情况。利用测试板在所有条件下对电感波形进行监测,可以将该情况检测出来。

同样也可以发现,一个"系列"中的所有电感器,例如使用相同铁芯的电感器会具有相同的储能容量。所以如果铁芯不合格,通常的解决方法就是采用更大体积的铁芯/电感。其它的方法包括使用性能更高并且更加昂贵的铁芯材料。

表征成品电感器的特性(续)

电感参数的总结

- 在1A的负载条件下, 电感的设计温升为50°C。
- 铜损 (385mW) 为主要损耗 (通常对于这种电感/铁芯材料而言), 而铁芯损耗相对较小。
- 磁通密度峰值约为3200G, 其对应的瞬时峰值电流为1.2A。
- 铁芯的额定储能为100μJ。

注释: 大多数厂商不会明确地给出使用的材料, 尽管聪明的设计师可以通过观察公式中的铁芯的磁通分量和频率, 从而判断所使用的材料。或者也可以直接向厂商咨询。在这种情况下, 我们知道材料是铁氧体, 一般在其饱和之前能处理的磁密峰值超过3000~4000高斯。(注意: 并不是所有等级的铁氧体在这点上都是类似的, 随着铁芯温度上升饱和磁通密度BSAT会随之下降。)

实际应用的电感估算

以上我们得到了在设计条件下工作的电感限值。现在将其特性转换到要求的具体应用条件。未加注的参数为原始"设计值", 而加注的参数为外推后的"应用值"。

电感的原始设计条件为 (允许改变)

- I_{DC}
- E_t
- f
- $T_{AMBIENT}$

电感的实际"应用条件"为:

- I'_{DC}
- E_t'
- f'
- $T'_{AMBIENT}$

在从"设计条件"转换为特定"应用条件"的过程中, 下列参数被视为常量:

- L
- DCR
- R_{th}
- 铁芯损耗方程

最后, 将电感用于实际应用时必须保证

- 电流纹波比"r"选择适当 (电感量L的选择)
 - B_{PEAK} 基本符合要求
 - $I_{PEAK} < I_{CLIM}$
 - ΔT 基本符合要求 (评估 $P_{CU} + P_{CORE}$)
 - $B_{CLIM} < B_{SAT}$ (如果直流输入电压 $\geq 40V$)
- 假设厂商提供的原始输入条件如下
- E_t (伏微秒值)
 - E_{t100} (每100G的伏微秒值)
 - L (μH)
 - I_{DC} (安培)
 - DCR (mΩ)
 - f (Hz)

- 铁芯损耗 (mW) 的计算形式为 $a \times B^b \cdot f^c$, 其中B的单位是高斯, f的单位是Hz, B为磁通摆幅峰-峰值的1/2。

- 大气中的电感热阻 (°C/W)。

若以上任何一个参数未知, 请联系厂商。表2包含了原先给出的逐步流程, 同时也说明了如何外推电感的性能。

实例3

该例给出了完整的选择流程。参考表2和图2。我们可以发现原始的"设计条件"为

- $E_t = 59.4 \text{ V}\mu\text{secs}$
- $f = 250,000 \text{ Hz}$
- $I_{DC} = 0.99A$

实际的"应用条件"为:

- $E_t' = 38 \text{ V}\mu\text{secs}$
- $f' = 150,000 \text{ Hz}$
- $I'_{DC} = 1A$

(设 $T_{AMBIENT}$ 不变, 因此这里将它忽略不计)

将电感用到实际应用条件时必须保证

- 电流纹波比"r"接近所需要的条件
- 磁通峰值密度/电流在限定范围内
- 温升符合要求

利用表2

a) "r"

设计值为:

$$r = \frac{E_t}{L \cdot I_{DC}}$$

$$r = \frac{59.4}{137 \cdot 0.99}$$

$$r = 0.438$$

转换到实际应用条件:

$$r' = r \cdot \left[\frac{E_t' \cdot I_{DC}}{E_t \cdot I'_{DC}} \right]$$

$$r' = 0.438 \cdot \left[\frac{38 \cdot 0.99}{59.4 \cdot 1} \right]$$

$$r' = 0.277$$

由于所选的电感值高于要求值 (137μH而非127μH), 因此希望"r'"值略小于0.3。当输出电压纹波小于要求值时也是可以接受的。

b) 磁通密度峰值

设计值为:

实际应用的电感估算(续)

$$B_{PEAK} = \frac{200}{Et_{100}} \cdot \left[(I_{DC} \cdot L) + \frac{Et}{2} \right] \text{ Gauss}$$

$$B_{PEAK} = \frac{200}{10.12} \cdot \left[(0.99 \cdot 137) + \frac{59.4}{2} \right] \text{ Gauss}$$

$$B_{PEAK} = 3267 \text{ Gauss}$$

外推到实际应用:

$$B'_{PEAK} = B_{PEAK} \cdot \left[\frac{2 \cdot L \cdot I'_{DC} + Et'}{2 \cdot L \cdot I_{DC} + Et} \right] \text{ Gauss}$$

$$B'_{PEAK} = 3267 \cdot \left[\frac{2 \cdot 137 \cdot 1 + 38}{2 \cdot 137 \cdot 0.99 + 59.4} \right] \text{ Gauss}$$

$$B'_{PEAK} = 3084 \text{ Gauss}$$

其略小于 B_{PEAK} , 可见选择是适当的。

C) 峰值电流

为了保证稳压器传送额定负载电流, 必须保证峰值电流小于开关IC器件的内部限流值。

设计值为:

$$I_{PEAK} = I_{DC} + \frac{Et}{2 \cdot L} \text{ A}$$

$$I_{PEAK} = 0.99 + \frac{59.4}{2 \cdot 137} \text{ A}$$

$$I_{PEAK} = 1.21 \text{ A}$$

这是在磁场强度 B 为3276G(如上述计算)的条件下得到的。

转换到实际应用:

$$I'_{PEAK} = I_{PEAK} \cdot \left[\frac{(2 \cdot L \cdot I'_{DC}) + Et'}{(2 \cdot L \cdot I_{DC}) + Et} \right] \text{ A}$$

$$I'_{PEAK} = 1.21 \cdot \left[\frac{(2 \cdot 137 \cdot 1.0) + 38}{(2 \cdot 137 \cdot 0.99) + 59.4} \right] \text{ A}$$

$$I'_{PEAK} = 1.14 \text{ A}$$

这是在磁场强度 B 为3084G(如上述计算)的条件下得到的, 并且低于ICLIM。(LM2593HV得最小电流限额为2.3A)。

D) 温升

设计值为:

$$P_{CU} = DCR \cdot \left(I_{DC}^2 + \frac{Et^2}{12 \cdot L^2} \right) \text{ mW}$$

$$P_{CU} = 387 \cdot \left(0.99^2 + \frac{59.4^2}{12 \cdot 137^2} \right) \text{ mW}$$

$$P_{CU} = 385 \text{ mW}$$

$$P_{CORE} = a \cdot \left[\frac{Et}{Et_{100}} \cdot 100 \right]^b \cdot f^c \text{ mW}$$

此处,由厂商提供 $a=6.11 \times 10^{-18}$, $b=2.7$, $c=2.04$ 。因此

$$P_{CORE} = 6.11 \cdot 10^{-18} \cdot \left[\frac{59.4}{10.12} \cdot 100 \right]^{2.7} \cdot f^{2.04} \text{ mW}$$

$$P_{CORE} = 18.7 \text{ mW}$$

所以

$$\Delta T = R_{th} \cdot \frac{P_{CU} + P_{CORE}}{1000} \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\Delta T = \frac{50}{0.380} \cdot \frac{385 + 18.7}{1000} \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\Delta T = 53 \text{ } ^\circ\text{C}$$

由于厂商注明给380mW的电感功耗会引起50 $^{\circ}$ C的温升。

推广到实际应用:

$$P'_{CU} = P_{CU} \cdot \frac{(12 \cdot I'_{DC}{}^2 \cdot L^2) + Et'^2}{(12 \cdot I_{DC}{}^2 \cdot L^2) + Et^2} \text{ mW}$$

$$P'_{CU} = 385 \cdot \frac{(12 \cdot 1^2 \cdot 137^2) + 38^2}{(12 \cdot 0.99^2 \cdot 137^2) + 59.4^2} \text{ mW}$$

$$P'_{CU} = 389 \text{ mW}$$

$$P'_{CORE} = P_{CORE} \cdot \left[\left(\frac{Et'}{Et} \right)^b \cdot \left(\frac{f'}{f} \right)^c \right] \text{ mW}$$

$$P'_{CORE} = 18.7 \cdot \left[\left(\frac{38}{59.4} \right)^{2.7} \cdot \left(\frac{150000}{250000} \right)^{2.04} \right] \text{ mW}$$

$$P'_{CORE} = 2 \text{ mW}$$

所以

$$\Delta T' = \Delta T \cdot \left[\frac{P'_{CU} + P'_{CORE}}{P_{CU} + P_{CORE}} \right] \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\Delta T' = 53 \cdot \left[\frac{389 + 2}{385 + 18.7} \right] \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\Delta T' = 51 \text{ } ^\circ\text{C}$$

因此,这个参数可适用于实际的应用。

结论

经过以上详细的选择过程，我们可以期望所选择的电感能够在给定的低频应用实例中良好工作。之前提过，我们“直观地”认为由于电感和电流额定值在需要的范围内，如果我们将频率从250kHz降低至150kHz，峰值电流和磁场强度将会增加。但实际上看到它们是在减少。原因在于，设计电感为获得更高Et（设想的59.4Vusecs与实际获得的38Vusecs相比）。之前已经讨论过，Et有效地定义了稳压器本身的结构，所以我们不只是降低了频率，实际上为满足原始的电感设计而采用完全不同的输入-输出电压组合。现在我们可以估计，原始的电感设计采用了比实际上更高的电感电压。但起初这并不是很明显。因此遵照图2和表2中给出的完整流程可以完全避免这种“错误的直觉”。

美国国家半导体的Simple Switcher产品数据表通常包含简单的计算图表，在大多数情况下这些图表都是有帮助的，但是会限制对之前特定的电感或客户定制电感的选择，并且是基于某些假设。尤其是当设定一个特定的电流纹波比“r”时需要考虑很多因素，这恰好又是电感选择过程中的关键输入。计算图表非常易于使用，但是假定的“r”值并不是对所有应用都是理想的。实际上在以上讨论的例子中，我们确实要选择比计算图表推荐数值更高的电感，这是因为考虑到输出纹波的关系。

通常情况下，本应用注释有助于用户选择一个更加优化并容易购得的成品电感。

附录：电感尺寸的优化

电感的尺寸与要求的储能有关。储能为 $1/2 \times L \times I_{PEAK}^2$ 。对于给定的应用，如果减小电感值， ΔI 值将明显增加，进而也会增加 I_{PEAK} 值，这会造成能量要求的提高，因为该值取决于电流的平方。然而，详细的计算表明现实与直觉相反。如果电感值降低，储能要求也是充分降低的。根据“r”计算，实际上可将储能写成：

$$e = \frac{I_o \cdot Et}{8} \cdot \left[r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1 \right) \right]^2 \mu J$$

这里“r”值为 $\Delta I/I_o$ ，Et的单位是伏微秒。

对于给定的应用，Et和 I_o 都是固定的。图3所示为方括号里的项得到的“r”的图形。我们可以发现能量处理要求（电感的尺寸）随着“r”的增加而减少（电感值减少）。最佳值出现在“拐角处”，因此建议最好将“r”设在30%~40%之间。将“r”增加至远超过该值，并不会极大地改

变电感尺寸，但是输出电容的RMS电流，以及输入电容的RMS电流（特别对于稍大的占空比）将会显著增加。输入电容中RMS纹波电流的绝对最大值远远高于输出电容相应值。设计师也应该当心输入电容上的成本惩罚！请参考表3获得完整的优化等式，其表达为“r”的函数。在优化的过程中，需要考虑下列要点：

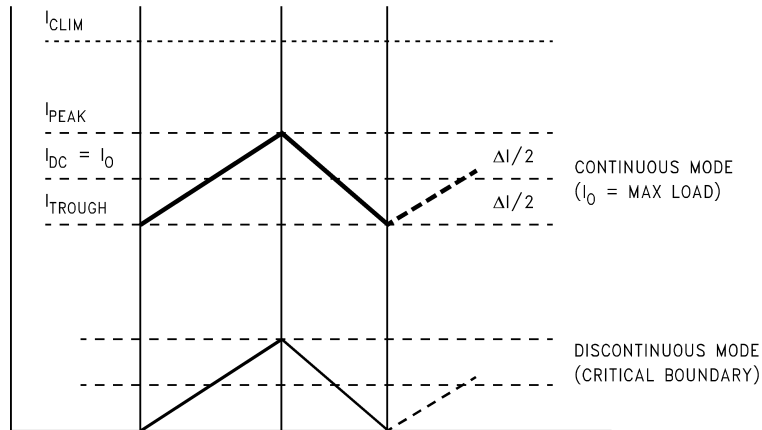
- 给定的应用具有有限的输入和输出电压以及负载电流，Et和D以及 I_o 都是固定值。所以唯一的自由度仅为“r”值的选择。表3中的公式因此可以表达为“r”的函数。
- 表3不但提供优化所必需的通用公式，而且也在邻近列中提供了在“r”为0.3处的数值作为基准。这也等价于经常用于快速估算的“平顶近似值”。
- 图3画出了每个参数的变化，都对基准值作了归一化（例如，在“r”为0.3处归一化）。
- 注意，当计算开关中的功耗时，必须考虑开关是双极型晶体管或者FET。如果开关为FET，需要施加 $I^2 \times R$ ，其中I是开关的RMS电流，R是FET的导通电阻 R_{DS} 。如果开关是双极型晶体管，我们需要施加 $V \times I$ ，其中V是开关上的饱和电压，I是开关的平均电流。这是在表3中同时提供两者的原因。同时需要注意，对于一个双极型开关而言，看上去其功耗似乎独立于“r”。实际上，饱和电压降取决于电流的瞬时值，所以功耗的确是随着“r”而略微增加。
- 参考图3，可以看到电感的RMS电流在很宽的“r”范围上几乎不会变化。所以在本应用注释的较早部分提到，为了评估铜损耗，我们将采用 I_o^2 替换 I_{RMS}^2 。铁芯损耗也会随着“r”增加而显著提高。即使保持相同的铁芯尺寸，磁通密度 B_{AC} 也会以 $r^{1/2}$ 的速度上升。较小的铁芯将会进一步增加磁通密度。
- 在输入和输出端的RMS电容电流都是需要考虑的主要分量，因为它们能随着“r”迅速增加。举例来说，如果我们增加“r”至0.6（从0.3起），电感的能量处理要求下降大约35%，但是输出电容的功耗（如果ESR未改变）将会增加400%！换句话说，我们现在需要选择一个具有两倍纹波电流额定值的输出电容。
- 必须牢记输出电压纹波 $\Delta V = ESR \times \Delta I$ 与电流纹波相关。现在，为了保持环路稳定，输出电容的ESR值通常不会低于 $100m\Omega \sim 200m\Omega$ （电压模式控制）。所以对于大负载（和高“r”值），输出电容中的功耗必然比较大，因为我们不能进一步减少ESR。这就需要一物理尺寸很大的输出电容来处理功耗值。此外，输出电压纹波也会非常大，因为我们不能通过减小ESR来降低纹波值，所以需要添加一个后置的LC滤波器。因此，对于大负载电流，有必要将“r”值充分降低。从而得到一个具有较慢瞬态响应能力的大电感。

附录：电感尺寸的优化（续）

- 我们得知电感的物理尺寸仅与其本身的储能有关。从而建议所讨论的电感设计都受到铁芯饱和的限制。通常当铁芯材料是铁氧体时，这点是正确的，而对于一些铁粉材料的电感，则并不适用。这些电感的尺寸受到铁芯损耗而不是铁芯饱和的限制，这取决于磁通摆幅，或者是 ΔI ，而不是 I （或者“e”）。所以当图3仍然有效，“最佳

选择”的标准会发生变化。有必要选择或约束“r”值在远低于“拐角”处的范围内。

这进一步完善了不仅对电感而且包括降压稳压器本身进行优化所需的更多信息。影响所有器件成本/尺寸比的关键因素是电流纹波比“r”，可采用以上的讨论方法对其作仔细的优化。



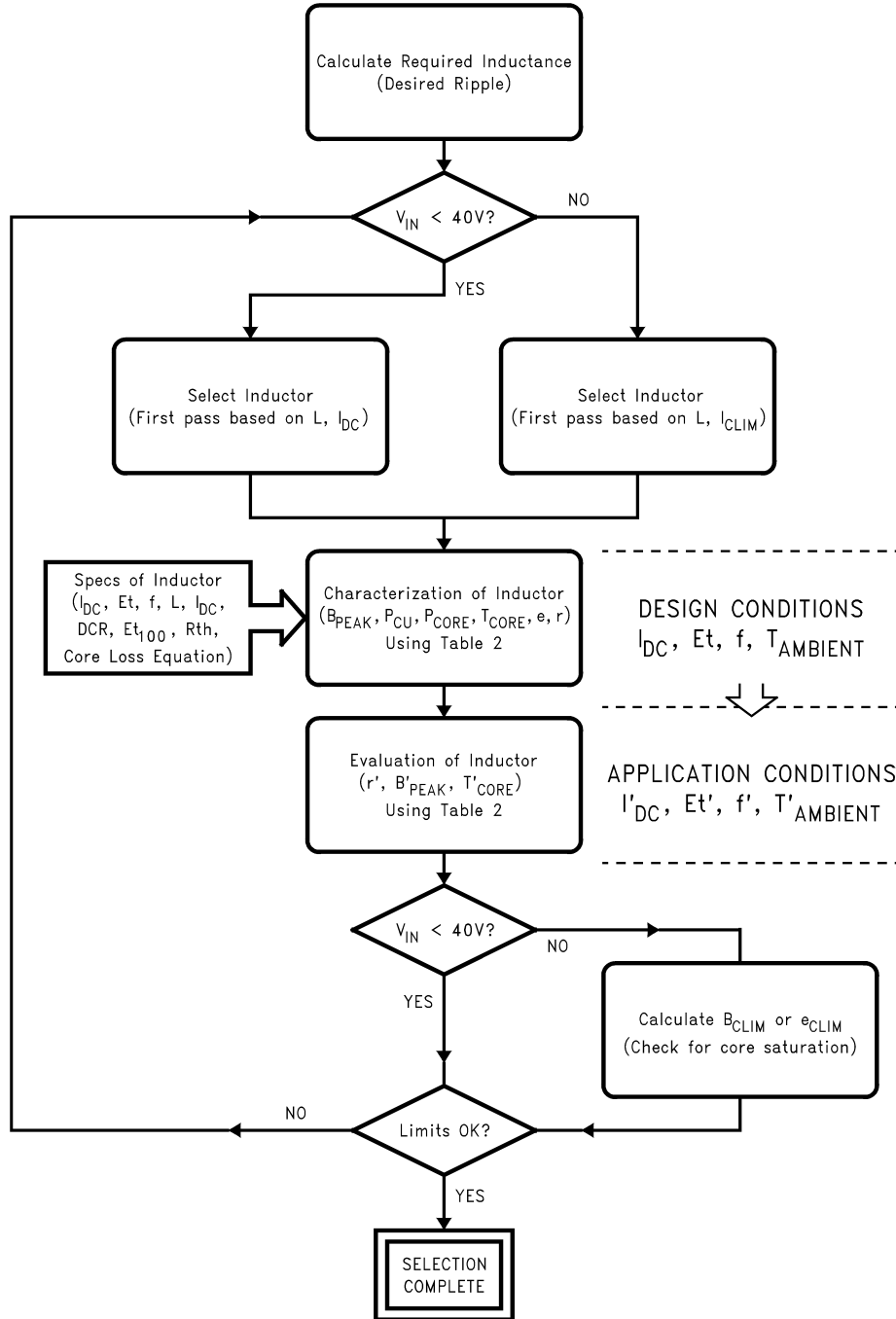
20021258

图1.电感电流的波形

表1.可用电感的规格

器件型号	参考值			控制值	计算数据
	I_{DC} (Amps)	L_{DC} (μ H)	E_t (V μ secs)	DCR (nom) m	E_{t100} (V μ secs)
P0150	0.99	137	59.4	387	10.12

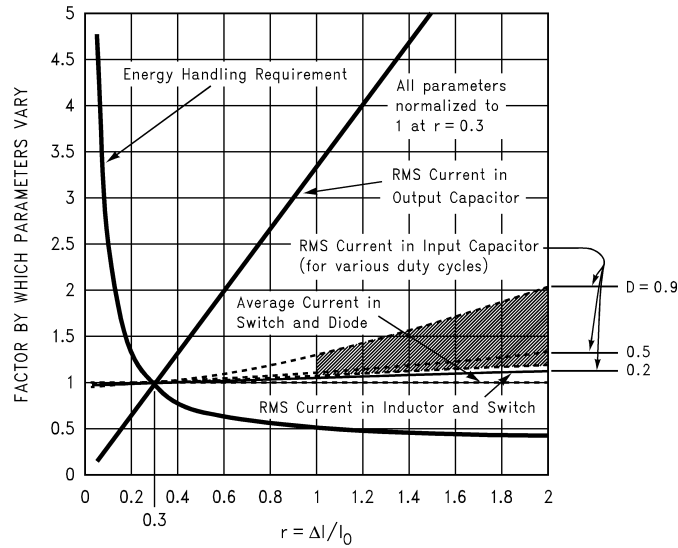
附录：电感尺寸的优化（续）



20021259

图2.电感选择的设计流程图

附录：电感尺寸的优化（续）



20021260

图3.优化图表得到设定的"r"值

表2.对于给定应用估算电感所需的完整设计表格

设计参数	设计条件 $I_{DC}, Et, f, T_{AMBIENT}$	应用条件 $I'_{DC} = I_0, Et', f', T'_{AMBIENT}$
电流的交流分量 (安培)	$\Delta I = \frac{Et}{L}$	$\Delta I' = \Delta I \cdot \left[\frac{Et'}{Et} \right]$
电流纹波比"r" ($\Delta I/I_{DC}$)	$r = \frac{Et}{L \cdot I_{DC}}$	$r' = r \cdot \left[\frac{Et' \cdot I'_{DC}}{Et \cdot I_{DC}} \right]$
电感中的峰值电流 (安培)	$I_{PEAK} = I_{DC} + \frac{Et}{2 \cdot L}$	$I'_{PEAK} = I_{PEAK} \cdot \left[\frac{(2 \cdot L \cdot I'_{DC}) + Et'}{(2 \cdot L \cdot I_{DC}) + Et} \right]$
电感中的RMS电流 (安培)	$I_{RMS} = \sqrt{I_{DC}^2 + \frac{Et^2}{12 \cdot L^2}}$	$I'_{RMS} = I_{RMS} \cdot \left[\frac{(12 \cdot I_{DC}'^2 \cdot L^2) + Et'^2}{(12 \cdot I_{DC}^2 \cdot L^2) + Et^2} \right]^{1/2}$
交流磁通密度 (高斯)	$\Delta B = \frac{Et}{Et_{100}} \cdot 200 = \frac{100 \cdot Et}{N \cdot A_e}$	$\Delta B' = \Delta B \cdot \left[\frac{Et'}{Et} \right]$
峰值磁通密度 (高斯)	$B_{PEAK} = \frac{200}{Et_{100}} \cdot \left[(I_{DC} \cdot L) + \frac{Et}{2} \right]$	$B'_{PEAK} = B_{PEAK} \cdot \left[\frac{2 \cdot L \cdot I'_{DC} + Et'}{2 \cdot L \cdot I_{DC} + Et} \right]$
铜损 (mW)	$P_{CU} = DCR \cdot \left(I_{DC}^2 + \frac{Et^2}{12 \cdot L^2} \right)$	$P'_{CU} = P_{CU} \cdot \frac{(12 \cdot I_{DC}'^2 \cdot L^2) + Et'^2}{(12 \cdot I_{DC}^2 \cdot L^2) + Et^2}$
铁芯损耗 (mW)	$P_{CORE} = a \cdot \left[\frac{Et}{Et_{100}} \cdot 100 \right]^b \cdot f^c$	$P'_{CORE} = P_{CORE} \cdot \left[\left(\frac{Et'}{Et} \right)^b \cdot \left(\frac{f'}{f} \right)^c \right]$
铁芯储能 (μJ)	$e = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \left[I_{DC} + \frac{Et}{2 \cdot L} \right]^2$	$e' = e \cdot \left[\frac{(2 \cdot L \cdot I'_{DC}) + Et'}{(2 \cdot L \cdot I_{DC}) + Et} \right]^2$

附录：电感尺寸的优化（续）

表2.对于给定应用估算电感所需的完整设计表格（续）

设计参数	设计条件 $I_{DC}, E_t, f, T_{AMBIENT}$	应用条件 $I'_{DC} = I_O, E_t', f', T'_{AMBIENT}$
温升 (ΔT) °C	$\Delta T = R_{th} \cdot \frac{P_{CU} + P_{CORE}}{1000}$	$\Delta T' = \Delta T \cdot \left[\frac{P'_{CU} + P'_{CORE}}{P_{CU} + P_{CORE}} \right]$

Et单位是伏微秒，DCR单位是mΩ，L单位是uH，f单位是Hz，有效面积Ae单位是cm²，N是绕组圈数。

表3.设定电流纹波比“r”的优化表格

参数	表达为“r”的函数	“r”=0.3 (第一近似值)
能量处理容量 (uJ)	$\frac{I_O \cdot E_t}{8} \cdot \left[r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1 \right) \right]^2$	$2.2 \cdot I_O \cdot E_t$
输出电容中的RMS电流 (安培)	$I_O \cdot \frac{r}{\sqrt{12}}$	$0.09 \cdot I_O$
输入电容中的RMS电流 (安培)	$I_O \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 - D + \frac{r^2}{12} \right]}$	$I_O \cdot \sqrt{D \cdot (1 - D)}$
电感中的RMS电流 (安培)	$I_O \cdot \sqrt{1 + \frac{r^2}{12}}$	I_O
开关中的RMS电流 (安培)	$I_O \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 + \frac{r^2}{12} \right]}$	$I_O \cdot \sqrt{D}$
开关中的平均电流 (安培)	$I_O \cdot D$	$I_O \cdot D$
二极管中的平均电流 (安培)	$I_O \cdot (1-D)$	$I_O \cdot (1-D)$

$r = \Delta I / I_O$, Et单位是伏微秒。

注释

对于上述任何电路的使用，美国国家半导体公司不承担任何责任且不默示任何电路专利许可。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。

想了解最新的产品信息，请访问我们的网址：www.national.com。

生命支持策略

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

1. 生命支持设备/系统指：(a) 打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b) 支持或维持生命，依照使用说明书正确使用，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
2. 关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备/系统失效，或影响生命支持设备/系统的安全性或效力的任何部件。

禁用物质合规

美国国家半导体公司制造的产品和使用的包装材料符合《消费产品管理规范 (CSP-9-111C2)》以及《相关禁用物质和材料规范 (CSP-9-111S2)》的条款，不包含CSP-9-111S2限定的任何“禁用物质”。无铅产品符合RoHS指令。



National Semiconductor
Americas Customer
Support Center
Email: new.feedback@nsc.com
Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Support Center
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
Fax: 81-3-5639-7507
Email: jpn.feedback@nsc.com
Tel: 81-3-5639-7560

www.national.com