

电感参数对 DC/DC 变换器性能的影响

Affects of Inductance Parameters on DC/DC Conveter Properties

晓阳 编译

摘要: 电感器的电性能参数和结构参数对 DC/DC 变换器的性能具有直接的影响。本文以基于 Max8646 模块的 DC/DC 变换器电路为参考, 为电感器参数对 DC/DC 变换器性能的影响展开叙述, 以便正确地选用 DC/DC 变换器所要求的电感器, 从而能够折衷考虑 DC/DC 变换器的性能。

关键词: 电感参数, DC/DC 变换器, 磁芯, 暂态响应, 额定电流

中图分类号: TM55 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2014)07-4-125

1 引言

关于电感参数对 DC/DC 变换器性能的影响以及为使 DC/DC 变换器达到最佳综合性能指标应该怎样选择电感器, 我们以图 1 所示之基于 Max8646 模块的电路为参考进行分析, 并以表 1 所列出的两个系列的五款电感器的参数

供给选用。在图 1 中, 选用了 $0.47\mu\text{F}$ 的电感器, 此电感值可同时提高电路的工作效率和快速负载暂态响应。从图 1 电路检测的结果可以发现, 较低的电感值其工作效率也较低, 较大的电感值则将以牺牲暂态响应速度为代价提供更高的工作效率。另外, 在表 1 所提供的电感器系列

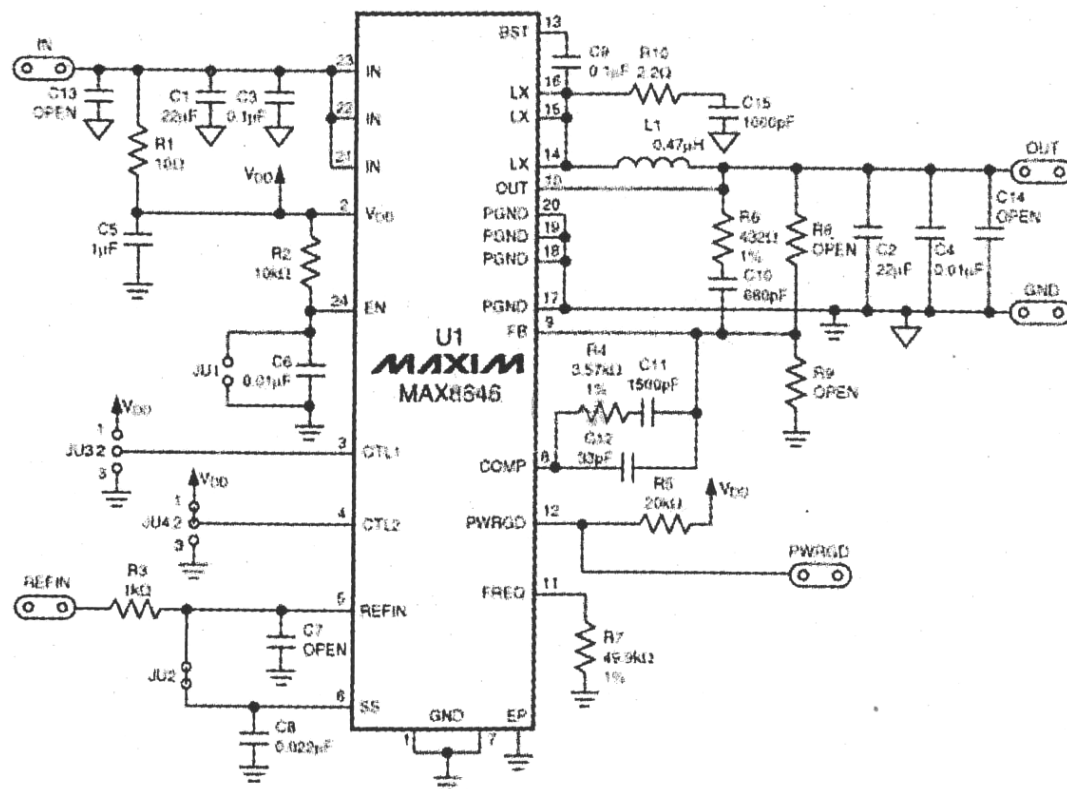


图 1 本图所示为降压型开关稳压电源 Max8646 的评估电路图

中进行选择,是因为它可以与图 1 电路的 PCB 封装相匹配,不必进行较大的改动。

表 1 提供选用的电感器系列

系列名称	电感值 (μH)	R_{DC} (m Ω)	额定电流 (A)	尺寸
FDV0620	0.2	45	16.2	$6.7 \times 7.4 \times 2.0(\text{mm}^3)$
	0.47		11	
	1.0	18	7.7	
FDV0630	0.47	4.6	16	$7.0 \times 7.7 \times 3.0(\text{mm}^3)$
	1.0	10	9.1	

注:该系列产品制造商是日本 TOKO 公司

2 电感器结构参数的考虑

a. 尺寸的考虑

表 1 所列两个系列的电感器具有不同尺寸的磁柱, FOV0630 系列电感器在 PCB 安装板上要高出 FDV0620 系列电感器 1mm,但两者的引脚部分相同。较高的磁心高度可以使线圈所用铜导线的尺寸缩短成为可能,或者增大磁心尺寸使得线圈匝数减少。

若选用 $0.20\mu\text{H}$ 或其以下的电感器,则变换器的工作效率会很低;同时,较小的电感值会导致较大的峰值电流。它必须保持低于 MAX8646 所规定的最低电流限制,以防止工作失稳。另外,选用大于 $1\mu\text{H}$ 的电感值也不合适,经试验检测发现,折衷选用 $0.47\mu\text{H}$ 的电感值可以获得良好综合性能,尤其可以提供更低的电阻值和更高的额定电流。

b. 磁心的考虑

TOKO 公司的 FDV 系列电感器采用的是铁粉心,因为它们具有良好的温度稳定性,并且,相对于其它可被选用的磁心则成本较低。其它可被选用的磁心用材料有钕坡莫合金粉末(MPP)、铁氧体(磁心带气隙)以及铁硅铝软磁合金(Kool Mu)或高磁通磁环。在这些材料中,MPP 因采用了镍、钼粉末,故其价格最昂贵,而铁硅铝软磁合金则是次昂贵的磁性材料。所以,在多数电源中所用的电感元件磁心是罐形、E 和 EI 形的带气隙铁氧体材料磁心。这类形状的磁心结构具有良好的灵活性和可变性,然而,其成本较高。图 2 所示为图 1 电路使用不同电感器工作时的效率与输出电流的对应关系曲线。其比较显示,在输出电流小于 2A 时, $1\mu\text{H}$ 电感器具有最佳效率;在输出电流低于 3A 时,尺寸较大的电感器(如 FDV0630)之直流电阻较低,因此,在变换器输出电流范围内,可提升效率 0.5%~1%。

对于 FDV0620 系列中 $0.47\mu\text{H}$ 和 $1\mu\text{H}$ 的电感器,可

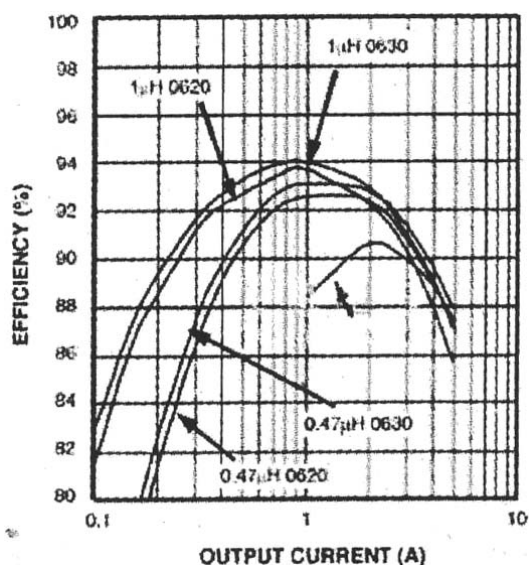


图 2 图 1 所示电路使用各种电感器工作时的效率与输出电流的对应关系

以看到,输出电流在 2A 附近的效率曲线有一个交叉点,即在 2A 以下时, $1\mu\text{H}$ 的电感器具有较高的效率,2A 以上时则 $0.47\mu\text{H}$ 的工作效率更高。 $1\mu\text{H}$ 值的电感器因为其串联电阻值较大,故效率受到影响。

3 电感器电性能考虑

a. 在开关波形比较中综合考虑变换器性能

从图 3 和图 4 中,我们可以认识到,在电感电流、电感电压(指引脚 14 和引脚 16 间的电压)和输出电压纹波的典型波形等方面对变换器性能进行折衷处理。图 3 是使用电感量较小的 FDV0620- $0.47\mu\text{H}$ 电感器产生的峰值电

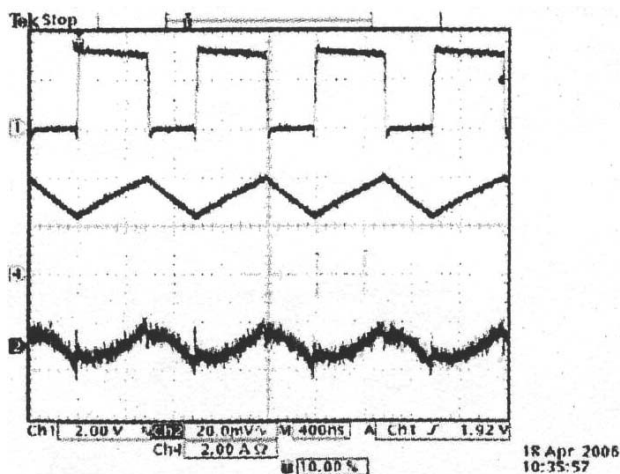


图 3 图 1 电路使用 FDV0620 系列的 $0.47\mu\text{H}$ 电感值工作在 3.3V 输入, 1.8V 输出, 3A 负载电流时的波形

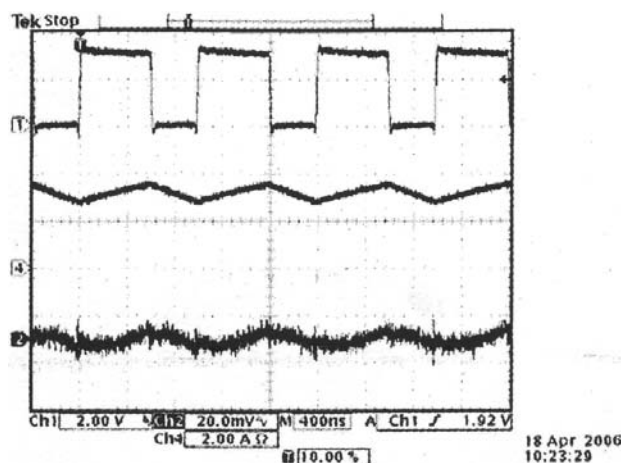


图 4 类同图 3，但所用的电感器是 FDV0620 系列的 1 μH 电感值

流，其值较大，输出电压纹波低于 18mV 的峰峰值；而图 4 是用 FDV0630-1.0 μH 电感值，其产生的纹波峰峰值则超过 12mV。峰值电流向输出电容充电并提供负载电流。在电容的 ESR 上有较大的电流流入和流出，这将产生较高的输出电压纹波。当然，如果必要，可以借助使用较大的输出电容来降低该纹波。

b. 在负载的比较中折衷变换器性能

不同的电感值对负载暂态响应的影响是不同的。集成电路和补偿网络对负载暂态响应也有作用：采用 MAX8646 模块需要外部补偿，但其它开关稳压器模块的设计中包含了内部补偿，并通常被明确在允许的电感值范围内。从另一方面讲，允许外部补偿可以使设计更加灵活。

图 5 和图 6 示出了图 1 所示电路在 2A 至 5A 然后再返回到 2A 的负载阶跃时，FDV0620-0.47 μH 和 FDV0630-

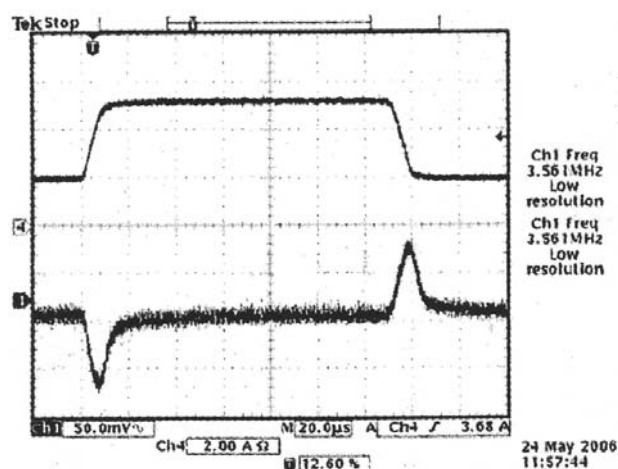


图 5 图 1 电路使用 FDV0620 系列的 0.47 μH 电感值，工作在 3.3V 输入，1.8V 输出，2A 至 5A 输出电流时的负载暂态响应

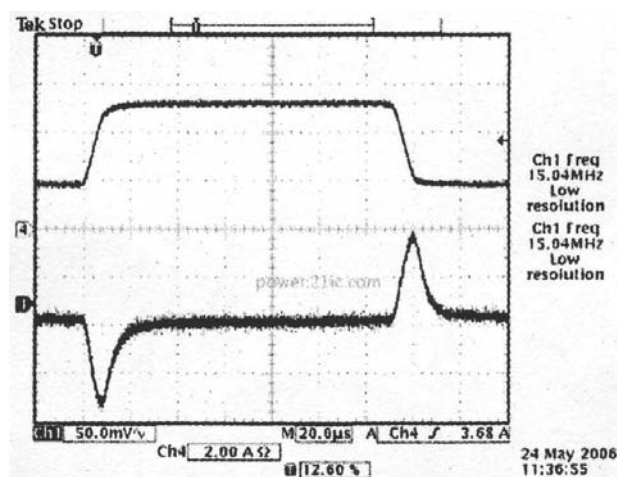


图 6 类同图 5，但使用的电感为 FDV0620 系列的 1 μH 电感值

1 μH 电感值的负载暂态响应曲线。

在图 6 中，用经过调整的外部补偿来适应 1 μH 的电感值，这可以参考图 1，用改变图中的三个元件量值以达到该目的： $C_{10}=1000\text{PF}$ ， $R_4=5900$ ， $R_6=316$ 。我们注意到，图 5 中的输出电压过冲要低于图 6。由图也可看出，对于具有相同电感值的 FDV0620 和 FDV0630 系列，所测量得到的负载暂态响应曲线相同。

以上我们阐述了使用不同电感值之后对变换器性能的测量结果。下面我们在忽略电感器有关寄生参数的情况下，说明检测结果的原因：MOSFET 在电感充电期间 (t_{on}) 导通，并把电感连接到输入电源电压。在电感值被选定以后，可以用 $t_{on}=T$ 替换 dt ，用 $V_{in}-V_{out}$ 替换 V ，然后计算 I （即 di ）。表 2 所给出的是图 1 所示电路中 I 与所讨论之电感值之间的对应关系。图 1 所示电路满足表 2 参数的条件是 $V_{in}=3.3\text{V}$ ， $V_{out}=1.8\text{V}$ ， $T=D \times t$ ， d 为占空比 ($=V_{out}/V_{in}$)， T 为开关周期 ($1/f_s$)。 $di/dt(I/T)$ 的中值等于 I_{out} ，因此峰值电流等于 $I_{out}+I/2$ 。由此可见，在负载电流相同时，较小的电感值将产生较大的峰值电流。

表 2 电感值与电感电流变化的关系

电感值 (μH)	电流 I (A)
0.47	1.74
1	0.818

c. 直流电阻 RDC 的影响

集成模块和电感器的功率损耗可以由效率曲线得到。如图 2 中的 FDV0620-0.47 μH 之功耗，输出电流取 1A 时，其效率为 92.5%。输出功率为 $1\text{A} \times 1.8\text{V} = 1.8(\text{W})$ ，

因此输入功率为 $1.8/0.925=1.946(\text{W})$ 。可知总损耗为 $P_{\text{in}} - P_{\text{out}}=1.946-1.8=0.146(\text{W})$ 。其主要的功耗产生于电感器的直流电阻、MOSFET、导通电阻 ($R_{\text{DS(on)}}$) 以及开关损耗。 $I_{\text{out}} \times T_2 \times R_{\text{DC}}$ 等于电感器的功率损耗。

FDV0620-0.47 μH 电感器在 1A 输出电流时的 R_{DC} 损耗为 8.3mW (见表 3 所列), 占器件总损耗的 5.7%。在 $I_{\text{out}}=4\text{A}$ 、 $P_{\text{in}}=8.1\text{W}$ 、 $P_{\text{out}}=7.2\text{W}$ (即效率 $=P_{\text{out}}/P_{\text{in}}=7.2\text{W}/8.1\text{W}=88.9\%$) 时, 总损耗为 $P_{\text{in}} - P_{\text{out}}=0.9\text{W}$ 。FDV0620-0.47 μH 在 4A 时的 R_{DC} 损耗为 132.8mW, 占总损耗的 14.7%。所以, 其结论是, 在较大输出电流时的 R_{DC} 损耗更大。

导通损耗 P_{condm} 是电感电流或 I_{out} 、占空比 (D) 和导通电阻 ($R_{\text{DS(on)}}$) 的函数:

$$P_{\text{condm}}=I_L \times 2 \times R_{\text{DS(on)}} \times D$$

高边导通损耗为:

$$1\text{A 输出电流时}, P_{\text{condm}}=12 \times 0.022 \times 1.8\text{V}/3.3\text{V}=12\text{mW};$$

$$4\text{A 输出电流时}, P_{\text{condm}}=42 \times 0.033 \times 1.8\text{V}/3.3\text{V}=288\text{mW};$$

低边导通损耗为:

$$1\text{A 输出电流时}, P_{\text{condm}}=12 \times 0.022 \times (1-1.8\text{V}/3.3\text{V})=10\text{mW};$$

$$4\text{A 输出电流时}, P_{\text{condm}}=42 \times 0.033 \times (1-1.8\text{V}/3.3\text{V})=240\text{mW};$$

1A 时的 $R_{\text{DS(on)}}$ 是取室温中测量的典型值, 但是, 在大电流时, MOSFET 工作在较高的温度, $R_{\text{DS(on)}}$ 可以进行调整以适应较高的温度, 因此在 4A 输出电流时取 33。

d. 开关损耗对变换器性能参数的折衷考虑

开关损耗发生在开关的切换 (导通或切断) 过程中, 是由 MOSFET 的栅极电容的充放电电流引起的。在开关断开

的瞬间, 开关两端的电压较高, 而在电压下降之前电流则持续上升。以下的方程式是使用逼近法来粗略计算开关的功率损耗:

$$P_{\text{SW}} = U_V \times I_{\text{out}} \times t_{\text{SW}} \times f_{\text{SW}}$$

式中, t_{SW} 为开关的导通或切断时间, f_{SW} 为开关频率。对于 1A 输出电流时, $P_{\text{SW}} = U \times 3.3\text{V} \times 1\text{A} \times 5\text{ns} \times 1\text{MHz} = 8.2\text{mW}$ 。在本设计测试中, 无法方便地测量 t_{SW} , 因为 MAX8646 模块的开关是内置的, 它们共享公共连接 LX (引脚 15 到引脚 16)。在死区时间的前后, LX 端上升或下降时间大致各为 5ns。

以上功率损耗的计算方法同时适用于导通和切断, 因为本设计案例中 LX 端的上升和下降时 t_{SW} 相同, 可以将所得数值乘以 4。如果是 MOSFET 外置, 则可以进行测量, 然后单独计算, 那将可以获得更精确的结果。对于 0.47 μH 的电感器, 在 1A 输出电流时导通或切断开关, 则损耗大概各为 32.96mW。

4 小结

在为 PWM 电压模式的开关稳压器性能进行综合设计时选择电感器中, 可以发现, 较大的电感值能获得较低的峰值电流和较低的损耗, 能够提高效率。较小的电感值常常带来较低的效率, 但在负载变化时具有更快的响应速度。再则, 与电感量大小相似, 较大尺寸的磁心可以在电感值相同时提供更低的直流电阻 R_{DC} , 而较小的 R_{DC} 可以获得更好的动态性能。在任何情况下, 对变换器性能的折衷在选择电感时都必须经过测试。(参考文献略)

表 3 R_{DC} 引起的功率损耗

电感器系列及电感值 (μH)	在 $I_{\text{out}}=0.5\text{A}$ 时的直流电阻损耗 (mW)	在 $I_{\text{out}}=1\text{A}$ 时的直流电阻损耗 (mW)	在 $I_{\text{out}}=4\text{A}$ 时的直流电阻损耗
FDV0620-0.47	2.1	8.3	132.8
FDV0630-0.47	1.15	4.6	73.6
FDV0620-1	4.5	18	288
FDV0630-1	2.5	10	160