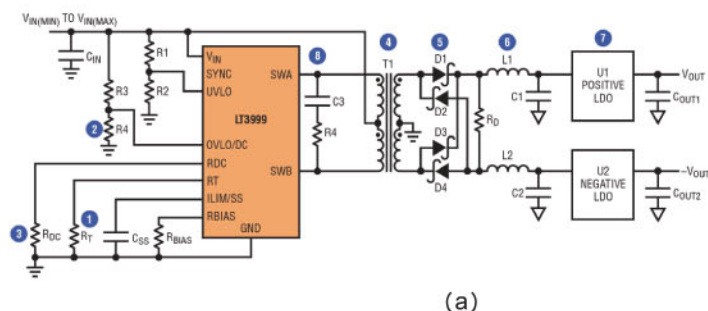


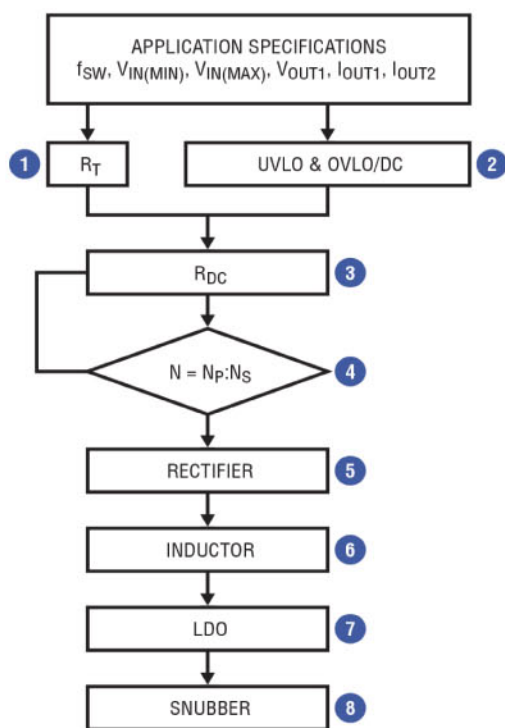
# 设计一款隔离型、高频、推挽式DC/DC转换器

■ 凌力尔特公司电源产品部应用工程师|| Dawson Huang

图1 (a) 具备宽输入范围和占空比控制的 LT3999 推挽式 DC/DC 转换器; (b) 8 个简单的推挽式转换器设计步骤



(a)



(b)

具固定50%占空比的简单推挽式DC/DC转换器常常在通信系统、医疗仪器和分布式电源中用作低噪声变压器驱动器。这种简单的解决方案不提供电压调节, 需要一个低压差 (LDO) 后置稳压器, 这种组合可能产生严重问题。首先, 在固定50%占空比条件下, 驱动器输入电压有任何大的变化都可能导致LDO两端电压差增大, 从而造成LDO有明显的功率损耗和高升温。其次, 低开关频率需要相对笨重的变压器, 有时所占空间为转换器的30%至50%。

LT3999单片DC/DC推挽式驱动器具备两种重要特点, 避免了上述问题。这两个特点是: 占空比控制和高频工作。

- 占空比控制允许针对很宽VIN变化进行补偿 (这是标准固定占空比变压器驱动器做不到的), 在面对很宽的输入范围时, 极大地降低了LDO损耗。

- 高达1MHz的高开关频率允许使用更小的变压器, 输出纹波也较低。

LT3999还具备36V输入电压和1A输入电流能力, 从而成为大功率且灵活的低噪声推挽式转换器IC。

本文一步一步地探讨两种设计程序: 一种面向具备宽输入范围的推挽式DC/DC转换器, 另一种面向具备固定输入电压的紧凑型高频变压器驱动器。

图2 采用 (a) 双电阻器方法或 (b) 3电阻器方法, 通过电阻分压器设定精确的UVLO和OVLO/DC

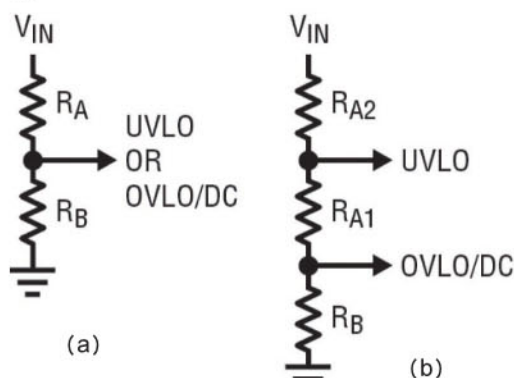


图3 LDO (U2) 的VIN - VOUT电压差和功耗随输入电压的变化

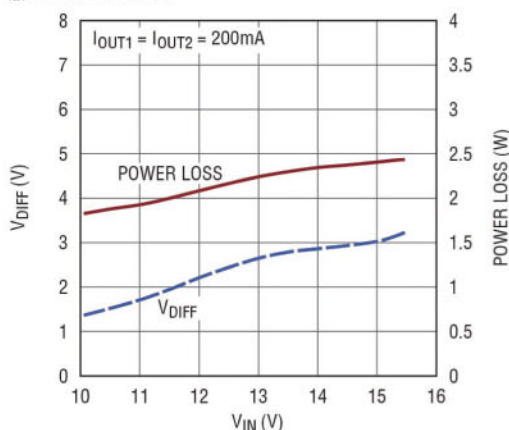
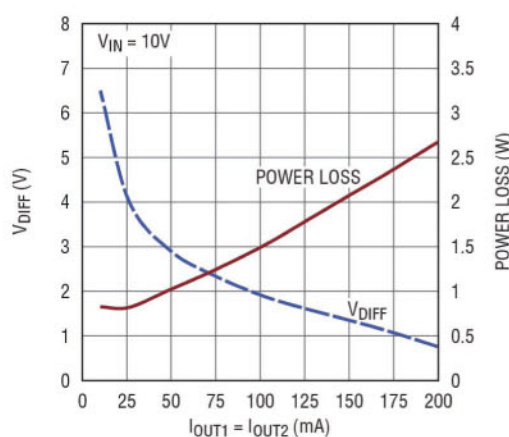


图4 LDO (U2)的VIN - VOUT电压差和功耗随负载的变化



## 面向宽范围输入的推挽式DC/DC转换器设计

图1b所示的流程图显示了怎样以8个简单的

步骤设计推挽式转换器。按照这些步骤、采用LT3999设计出了图1a所示的10V~15V输入、±12V输出、200mA、1MHz推挽式转换器。

### 步骤 1: 设定开关频率 (RT)

首先, 用RT设定开关频率; 其电阻值从LT3999数据表的表1中选定。

$$R_T = 12.1k \text{ 设定 } f_{sw} = 1MHz.$$

### 步骤 2: 设定输入电压范围 (UVLO、OVLO/DC)

UVLO (欠压闭锁) 和OVLO/DC (过压闭锁/占空比) 引脚用来设定输入电压范围。可以采用双电阻器或3电阻器的方法。对于图2a所示的双电阻器方法而言, 分别用针对UVLO和OVLO/DC的等式1和等式2计算出RB。就低损耗情况而言, 我们可以假设定RA = 1MΩ。

针对 UVLO:

$$R_{B(UVLO)} = \frac{R_A}{\left(\frac{V_{IN(MIN)}}{1.25} - 1\right)} \quad (1)$$

针对 OVLO:

$$R_{B(OVLO)} = \frac{R_A}{\left(\frac{V_{IN(MAX)}}{1.25} - 1\right)} \quad (2)$$

就图2b所示的3电阻器方法而言, 分别用针对UVLO和OVLO/DC的等式3和等式4计算出RA1和RB。RA2可以选定为1MΩ左右。

$$R_{A1} = R_{A2} \frac{\left(1 - \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{IN(MAX)}}\right)}{\left(\frac{V_{IN(MIN)}}{1.25} - 1\right)} \quad (3)$$

$$R_B = R_{A2} \frac{\left(\frac{V_{IN(MIN)}}{V_{IN(MAX)}}\right)}{\left(\frac{V_{IN(MIN)}}{1.25} - 1\right)} \quad (4)$$

就图1a采用的双电阻器方法而言:

$$V_{IN(MIN)} = 10V, R_A = 1M, R_B = 143k$$

$$V_{IN(MAX)} = 15.5V, R_A = 1M, R_B = 86.6k$$

图5 图1设计在工作中的热像,  $V_{IN} = 10V$

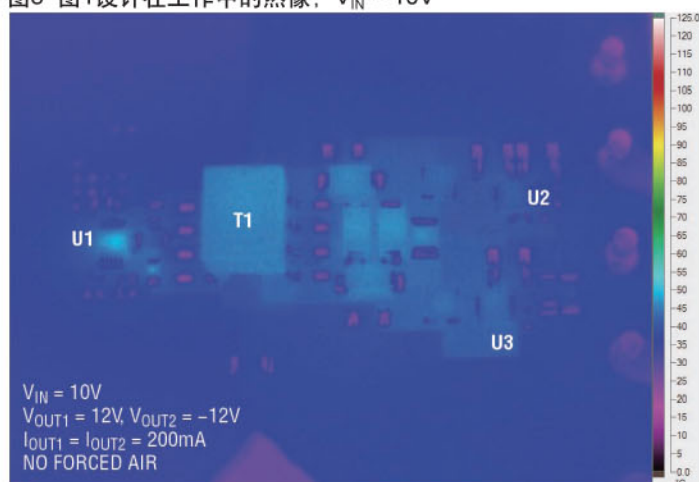


图6 热像,  $V_{IN} = 15V$

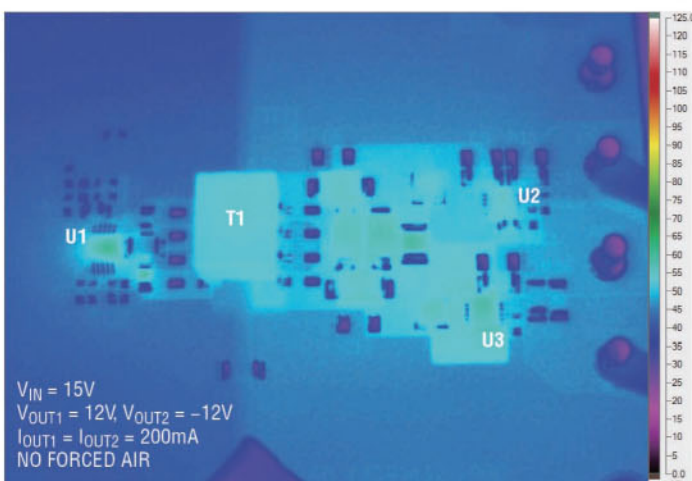
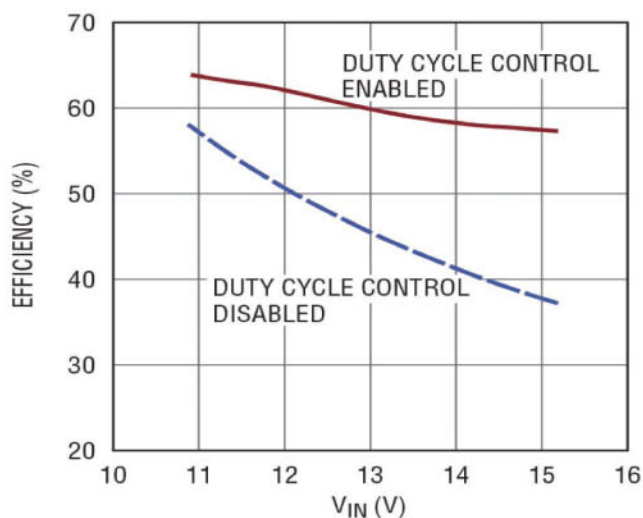


图7 禁止占空比控制和启动占空比控制时, 该设计的效率比较,  $I_{OUT1} = I_{OUT2} = 200mA$



步骤 3: 设定最大占空比 ( $R_{DC(MAX)}$ )

最大占空比 ( $DC_{MAX}$ ) 由开关周期 ( $T_S = 1/f_{SW}$ ) 和两个电源开关之间的非重叠时间 ( $T_{D(MIN)}$ ) 决定, 如等式5所示。就双电阻器方法而言,  $R_{DC}$ 由等式6计算得出。就3电阻器方法而言, 将 $R_A = R_{A1} + R_{A2}$ 代入等式6。

$$DC_{MAX} = \frac{T_S - 2T_{D(MIN)}}{2T_S} \quad (5)$$

$$R_{DC} = \frac{V_{IN(MIN)} \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B} \cdot R_T \cdot DC_{MAX} \cdot 4}{1.25} \quad (6)$$

在图1(a) 所举例子中,  $T_S = 1\mu s$ ,  $T_{D(MIN)} = 70ns$  (数据表中的典型值),  $V_{IN(MIN)} = 10V$ ,  $R_A = 1M$ ,  $R_B = 143k$ 。根据等式5和等式6的计算结果, 得出 $DC_{MAX} = 0.43$ ,  $R_{DC} = 13.3k$ 。

#### 步骤 4: 选择变压器 (T1)

等式7表示变压器匝数比。

$$N = \frac{N_s}{N_p} = \frac{|V_{OUT1}| + |V_{OUT2}| + V_{LD01} + V_{LD02} + 2V_F}{2(V_{IN(MIN)} - V_{SW}) \cdot DC_{MAX}} \quad (7)$$

$V_{SW}$ 是内部开关的开关饱和电压。 $V_F$ 是整流二极管的正向电压。 $V_{LD01}$ 和 $V_{LD02}$ 是正和负LDO的压差电压。 $V_{SW} = 0.4V$ 、 $V_F = 0.7V$ 、 $V_{LD01} = V_{LD02} = 0.8V$ 是非常实用的经验法则。如果找不到匝数比与计算值准确相同的商用变压器, 就选择一个匝数比接近的变压器, 并相应地用等式7计算 $DC_{MAX}$ 。然后, 基于新的 $DC_{MAX}$ 值, 用等式6重新计算 $R_{DC}$ 。

在图1(a) 例子中,  $V_{OUT1} = -V_{OUT2} = 12V$ ,  $V_{IN(MIN)} = 10V$ , 因此在 $DC_{MAX} = 0.43$ 的情况下, 选择Wurth 750314781 ( $N = 2$ )。

#### 步骤5: 设计整流器 (D1、D2、D3 和 D4)

桥式整流器两端的峰值电压由变压器副端电压 ( $V_{SEC}$ ) 加上振铃电压尖峰组成。 $V_{SEC}$ 用等式8计算。不过, 振铃电压尖峰难以预测, 因为这取决于环路电阻、变压器的漏电感和整流器



图8 在满负载时禁止占空比控制和启动占空比控制情况下, LDO (U2) 的 $V_{IN} - V_{OUT}$ 之差随 $V_{IN}$ 的变化,  $I_{OUT1} = I_{OUT2} = 200\text{mA}$

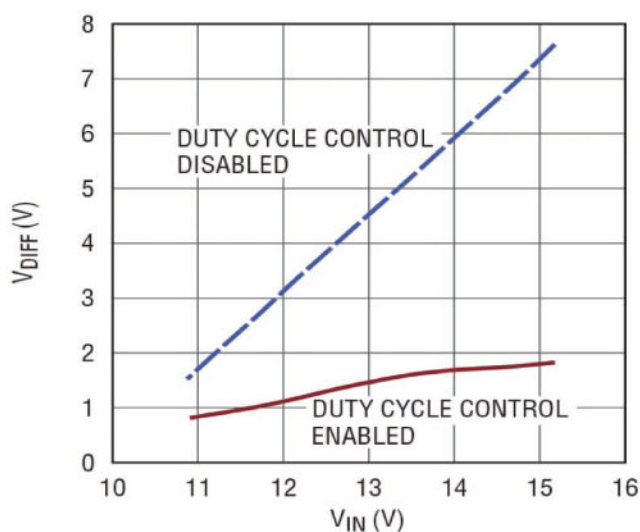


图9 在图1所示电路中, 禁止占空比控制时该设计的热像,  $V_{IN} = 10\text{V}$

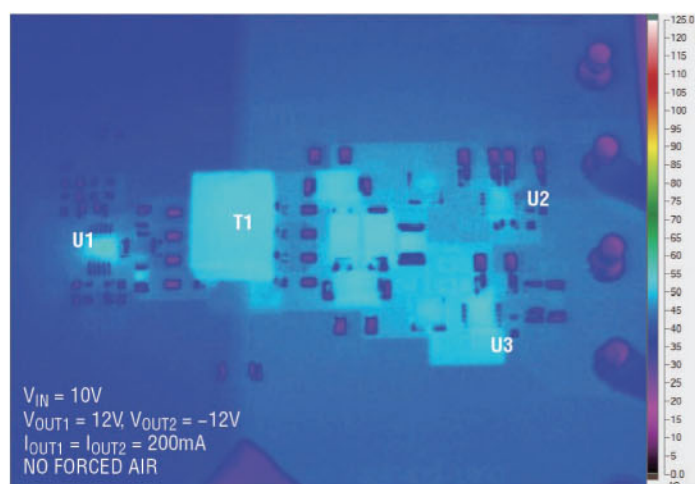
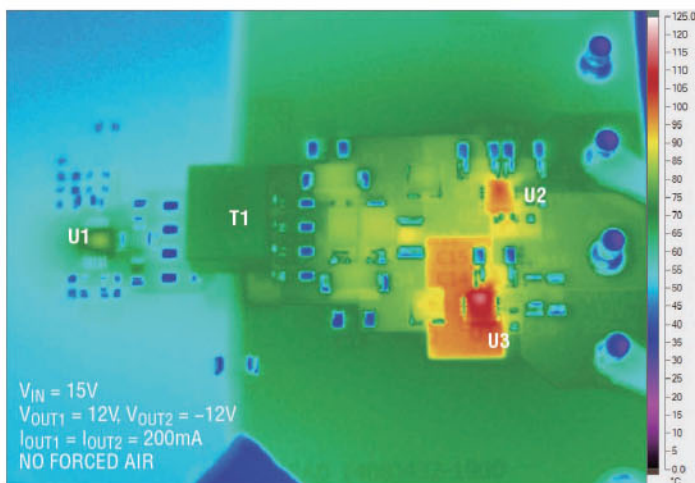


图10 在图1所示电路中, 禁止占空比控制时该设计的热像,  $V_{IN} = 15\text{V}$



的结电容。作为一般法则, 整流器电压额定值 ( $V_{REC}$ ) 应该至少是变压器匝数比的1.5倍再乘以最高输入电压。因为跨桥式整流器连接了两个副端绕组, 所以需要乘以系数2, 从而产生整流器电压额定值计算公式:

$$V_{REC} \geq 1.5 \cdot 2N \cdot V_{IN(MAX)} \quad (8)$$

整流器的电流额定值 ( $I_{REC}$ ) 应该大于负载电流。

当  $V_{IN(MAX)} = 15.5\text{V}$ 、 $N = 2$ 、 $V_{REC} \geq 93\text{V}$ 、 $I_{REC} \geq 200\text{mA}$  时: 一个Central CSMH1-200HE (200V、1A) 可以满足要求。

### 步骤 6: 选择电感器 ( $L1$ 、 $L2$ )

最小电感器值 ( $L_{MIN}$ ) 由内部开关的峰值电流限制 ( $I_{LIM}$ ) 设定, 如等式9所示。

$$L_{MIN} = \frac{2N \cdot V_{IN(MAX)} \cdot (1 - 2DC_{MIN}) \cdot DC_{MIN} \cdot \frac{T_S}{2}}{2 \left( \frac{I_{LIM}}{2N} - I_{OUT1} \right)} \quad (9)$$

较大的电感产生较好的稳定性和较低的电压纹波, 但是相应需要体积较大的器件。要确定最佳电感器值, 需要同时考虑对输出噪声和解决方案体积的要求。

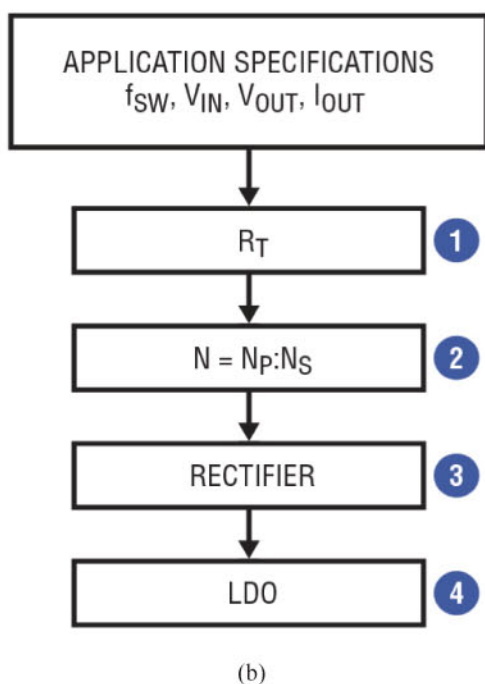
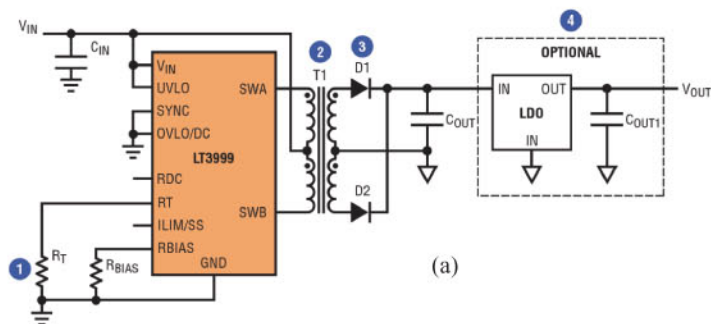
当  $V_{IN(MAX)} = 15.5\text{V}$ 、 $DC_{MIN} = 0.28$ 、 $T_S = 1\mu\text{s}$ 、 $N = 2$ 、 $I_{LIM} = 1\text{A}$ 、 $I_{OUT1} = I_{OUT2} = 200\text{mA}$ 、 $L_{MIN} = 38.3\mu\text{H}$  时: 一个Coilcraft XFL3012-393MEC (39.3 $\mu\text{H}$ ) 可以满足要求, 而且不会额外增大尺寸。

### 步骤 7: 选择低压差线性稳压器 ( $U2$ 、 $U3$ )

在输入电压达到最大值且无负载时, LDO电压达到最大值, 这时  $V_{SEC}$  等于  $V_{IN(MAX)} \cdot N$ 。LDO的电流额定值应该大于负载电流。

当  $V_{IN(MAX)} = 15.5\text{V}$ 、 $N = 2$  时, LDO的电压额定值应该为31V和-31V, 分别用LT3065 (45V、500mA) 和LT3090 (-36V、400mA) 就可满足要求。

图11 (a) 器件数量很少的固定输入电压变压器驱动器。(b) 该变压器驱动器的设计流程图



### 步骤 8: 增加一个减振器 (CS 和 RS)

设计RC减振器（图1中的 $C_S$ 和 $R_S$ ）的推荐方法如下：在没有减振器时，在LT3999开关关断时测量其SWA和SWB引脚的振铃，然后增加电容，开始时用100pF左右的电容，直到振铃周期延长1.5至2倍为止。

从周期变化可确定寄生电容值（ $C_{PAR}$ ），再根据这个寄生电容值，就可在初始周期确定寄生电感（ $L_{PAR}$ ）。类似地，可以用数据表中的开关电容和变压器漏电感的值来估计初始值。

一旦知道了节点漏电容和漏电感的值，就可以给减振器电容增加一个串联电阻器，以分

散功耗，并严格地衰减振铃。利用观察到的周期（ $t_{PERIOD}$ 和 $T_{PERIOD(SNUBBED)}$ ）和减振器电容求得最佳串联电阻的等式如下。参见LT3748数据表以获得更详细的信息。

$$C_{PAR} = \frac{C_S}{\left(\frac{t_{PERIOD(SNUBBED)}}{t_{PERIOD}}\right)^2 - 1} \quad (10)$$

$$L_{PAR} = \frac{(t_{PERIOD})^2}{C_{PAR} \cdot 4\pi^2} \quad (11)$$

$$R_{SNUBBER} = \sqrt{\frac{L_{PAR}}{C_{PAR}}} \quad (12)$$

## 结果

图3、4和5的测得结果显示，通过图1中推挽式转换器的占空比控制，保持了LDO两端的 $V_{IN} - V_{OUT}$ 之差很低，从而最大限度降低了功耗、抑制了温度上升。图3显示，在每LDO 200mA 电流时，在整个10V ~ 15V输入电压范围内， $V_{DIFF}$ 保持低于2.5V。图4显示，在整个负载电流范围内，功耗一直保持很低。图5和图6显示了热量结果。

为了进行比较，图7显示了该设计在禁止占空比控制和启动占空比控制时的效率曲线。当输入电压上升时，效率显著下降。图8显示了禁止占空比控制和启动占空比控制时正LDO两端的电压差。图9和图10显示了热量结果。显然，通过占空比控制降低了电压差并提高了效率和热性能。

## 面向固定输入电压的紧凑型变压器驱动器

通常情况下，基本的未稳压变压器驱动器转换器随负载电流变化有显著变化。为了产生稳定电压，强烈建议在输出端采用一个LDO。图6a显示了变压器驱动器的原理图，该驱动器

采用了LT3999, 且器件数量很少。图6b显示了设计流程图。

流程图中的4个简单步骤可用来设计如1MHz、5V输入、5V输出、400mA输出且器件数量很少的变压器驱动器。

### 步骤 1: 设定开关频率 (RT)

LT3999的开关频率用单个RT电阻器设定, 该电阻器根据LT3999数据表中给出的数据选择(频率范围为50kHz至1MHz)。

在上述设计例子中, 就高频 $f_{sw} = 1\text{MHz}$ 而言,  $R_T = 12.1\text{k}\Omega$ 。

### 步骤 2: 选择变压器 (T1)

变压器匝数比由下式决定:

$$N = \frac{N_S}{N_P} = \frac{V_{OUT} + V_{LDO(OPTIONAL)} + V_F}{V_{IN} - V_{SW}} \quad (13)$$

其中 $V_{SW}$ 是内部开关的开关饱和电压,  $V_F$ 是整流二极管的正向电压。 $V_{LDO}$ 是未稳压变压器驱动器输出与后置稳压低噪声输出之间的压差。 $V_{LDO}$ 是在最大电流时的压差, 因此该值应该最小化。0.8V压差足可以避免LDO发热问题。一个好的经验法则是设定 $V_{SW} = 0.4\text{V}$ 、 $V_F = 0.7\text{V}$ 、 $V_{LDO} = 0.8\text{V}$ 。

变压器的电流额定值应该比输出电流高20%~50%, 以留出一定的空间。

峰值磁化电流 ( $I_{M(PEAK)}$ ) 和满负载电流之和反射到主端 ( $N \cdot I_{OUT}$ ) 应该低于内部开关的峰值电流限制 ( $I_{LIM}$ )。在此基础上, 要求得到最小 $L_M$  ( $L_{M(MIN)}$ )。

$$I_{M(PEAK)} + N \cdot I_{OUT} = \left( \frac{V_{IN} - V_{SW}}{L_M} \cdot \frac{T_S}{4} \right) + N \cdot I_{OUT} < I_{LIM} \quad (14)$$

$$L_M > \frac{V_{IN} - V_{SW}}{I_{LIM} - N \cdot I_{OUT}} \cdot \frac{T_S}{4} = L_{M(MIN)} \quad (15)$$

就 $V_{OUT} = V_{IN} = 5\text{V}$ 而言, Coilcraft PA6383-AL ( $N = 1.5$ ) 非常适合。

### 步骤 3: 整流器 (D1、D2)

基于电压和电流选择整流器二极管。由于中央抽头结构, 因此二极管两端的电压高于变压器副端电压两倍以上。整流器的电压额定值应该高于 $2N \cdot V_{IN} = 15\text{V}$ , 或许高20%。CMSH1-20M (20V、1A) 可满足这些要求。

### 步骤 4: 低压差线性稳压器 (U2, 可选)

可选后置稳压LDO的最高输入电压 ( $V_{LDO\_IN(MAX)}$ ) 出现在无负载时, 这里等于 $V_{IN} \cdot N = 7.5\text{V}$ 。LDO的电流额定值大于负载电流 (在上述设计例子情况下,  $> 400\text{mA}$ )。

对于5V、400mA输出, LT1763 (20V、500mA) 是非常适合的LDO。

## 结论

LT3999是一款单片DC/DC变压器驱动器, 具有占空比控制功能, 可在高频和大功率工作。该器件允许宽输入电压范围, LDO损耗很低, 同时由于以高频工作, 所以可采用小型无源组件。该器件的特点还包括高达36V的输入电压和高达1A的输入电流。CEM