

开关电源设计

与最新控制IC应用

NO. 1

李龙文 龚 斌 编著

(第一辑)



中国电力出版社
CHINA ELECTRIC POWER PRESS

开关电源设计 与最新控制IC应用 (第一辑)

李龙文 龚 斌 编著



中国电力出版社
CHINA ELECTRIC POWER PRESS

内 容 提 要

本书编者根据自己的工作实践,对大量的英文资料进行归纳、总结,选取近两年来新推出的开关电源控制 IC 进行介绍,其中包括了最新的控制方式,如 PFC 和 LLC 谐振半桥融合,以实现 LCD、LED 平板电视的金牌效率;反激变换器采用准谐振式,直接从一次侧功率 MOS 漏极处取样来调节脉冲宽度和工作频率;同步整流在轻载和空载时关断整流 MOS 驱动和 IC 静态工作电流,在大幅提高效率的同时,实现最低空载功耗;PFC 推出了更高效率的 Buck 拓扑,以适应适配器类产品的需要以及专门用于 LED 驱动的控制 IC。

对于每种控制 IC,重点介绍其引脚功能、内部电路、工作原理、设计方法,部分 IC 还给出了具体的设计步骤、器件参数和 PCB 版图,以方便读者理解,使他们能学会、能用好。本书适合开关电源设计、研发工程师学习、查阅,也可供大专院校相关专业师生参考。

图书在版编目(CIP)数据

开关电源设计与最新控制 IC 应用. 第 1 辑 / 李龙文, 龚斌编著. —北京: 中国电力出版社, 2011.8

ISBN 978-7-5123-2048-2

I. ①开… II. ①李… ②龚… III. ①开关电源—设计 ②开关电源—电源控制器 IV. ①TN86

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2011) 第 171892 号

中国电力出版社出版、发行

(北京市东城区北京站西街 19 号 100005 <http://www.cepp.sgcc.com.cn>)

北京市同江印刷厂印刷

各地新华书店经售

*

2012 年 1 月第一版 2012 年 1 月北京第一次印刷

700 毫米×1000 毫米 16 开本 17 25 印张 349 千字

印数 0001—3000 册 定价 39.00 元

敬告读者

本书封面贴有防伪标签,加热后中心图案消失

本书如有印装质量问题,我社发行部负责退换

版 权 专 有 翻 印 必 究

前言

进入 21 世纪以来，电力电子技术发展迅速，在开关电源领域，新的控制 IC 不断涌现，新的控制方式不断推出。例如反激变换器推出准谐振式，又调宽、又变频，做到谷底开关，提高转换效率，但工作频率又不会超过 135kHz，使 EMI 易于通过。新的反激变换器还推出了不要从二次侧反馈的技术，直接从一次侧功率开关 MOSFET 的漏极处取样来调节脉冲宽度和工作频率达到输出稳压的目的。为了应用最广泛的金牌 PC 电源和 LCD、LED 平板电视机供电，推出了将 CRM 式 PFC 和 LLC 谐振半桥融合在一起的控制 IC，实现金牌效率和绿色环保的待机要求。全桥 ZVS 电路拓扑的两个版本都有了新的改进，无论是全桥移相 ZVS 还是对称全桥 ZVS，都给出了进一步改进的控制 IC。对于大幅提高效率的同步整流也推出了绿色节能的驱动 IC，它在轻载时可以关断对整流 MOSFET 的驱动，在空载时将 IC 的静态工作电流也关断，实现了最低的空载功耗。此外，PFC 的拓扑从 BOOST 拓扑推出了更高效率的 BUCK 拓扑，以适应适配器类产品的需要，对应脉冲宽度调制推出了完整周期控制方式。此外，LED 的驱动 IC 大量涌现，AC-DC 含 PFC 的 DC-DC 用于汽车灯，既实现高效率，又实现绿色环保。非隔离的 BUCK、BOOST、BUCK-BOOST、INVERTING 控制器，转换器大量涌现，正在迅速地取代线性稳压器，做到体积小、效率高、静态电流小。最后在电源系统的数字化方面，我们也给出一款新产品和新的方式控制。

在编写过程中，我们参考了大量 IC 生产厂商提供的 DeetSheet，根据自己的设计经验进行了翻译、提炼、归纳、总结，从而方便国内的工程师理解并将该领域最新的控制技术应用于自己的产品，希望此书能帮助电源工程师尽快地掌握新技术，能设计、研发出效率更高、性能更优的绿色电源产品。

编者

目 录

前言

1 100V 的反激隔离控制器——LT3748	1
1.1 引脚功能	1
1.2 内部电路和工作原理	2
1.3 功能和设计	3
1.4 设计实例（12V 输入、5V/2A 输出）	14
2 全桥 ZVS 控制 PWM 改进型 IC——ISL6754	17
2.1 引脚功能	17
2.2 内部电路	19
2.3 功能和设计	20
2.4 设计实例	27
3 不用光耦反馈的反激变换器控制 IC——LT3825/LT3837	29
3.1 引脚功能	29
3.2 内部电路及工作原理	30
3.3 功能和设计	32
3.4 设计实例	35
4 超低噪声推挽式控制器——LT1683	53
4.1 引脚功能	53
4.2 内部电路	55
4.3 功能和设计	56
4.4 设计实例	70
5 二次侧光耦驱动器——LT4430	71
5.1 引脚功能	71

5.2	内部电路及工作原理	72
5.3	功能和设计	73
5.4	设计实例	82
6	改进的绿色相移全桥控制 IC——UCC28950	83
6.1	引脚功能	83
6.2	内部电路	96
6.3	功能和设计	97
6.4	设计实例	100
7	级联式控制的绿色模式反激变换控制 IC——UCC28610	103
7.1	引脚功能	103
7.2	内部电路和工作原理	104
7.3	功能和设计	106
7.3	设计实例	116
8	交互式正激电路 DC/DC 变换器——UCC28220/28221	119
8.1	引脚功能	119
8.2	内部电路	120
8.3	功能和设计	121
8.4	设计实例	124
9	模块均流控制器——LM5080	133
9.1	引脚功能	133
9.2	内部电路和工作原理	134
9.3	功能和设计	134
9.4	设计实例	140
10	先进的可预偏置工作的 PWM 控制 IC——UCC28250	141
10.1	引脚功能	141
10.2	内部电路和工作原理	150
10.3	功能和设计	154
10.4	设计实例	160
11	绿色模式准谐振反激控制 IC——UCC28600	165
11.1	引脚功能	165

11.2	内部电路及工作原理	166
11.3	功能和设计	169
11.4	设计实例	175
12	最新二次侧同步整流控制 IC——NCP4303	180
12.1	引脚功能	180
12.2	内部电路和工作原理	181
12.3	功能和设计	182
12.4	设计实例	192
13	新一代 ATX 机电源控制 IC——NCP1910	194
13.1	引脚功能	194
13.2	内部电路和工作原理	195
13.3	功能和设计	198
13.4	设计实例	220
14	具有功率因数校正的单级可调光 LED 驱动器——NCL30000	223
14.1	引脚功能	223
14.2	内部电路和工作原理	224
14.3	功能和设计	227
14.4	设计实例	230
15	最新数控 DC—DC 控制器 ZL2008	235
15.1	概述	235
15.2	电源变换功能	237
15.3	电源管理功能	253
15.4	端子搭接的电流均流状态	265

100V 的反激隔离控制器——LT3748

LT3748 是一款开关稳压型的控制器，专门用于控制隔离的反激拓扑，并能传输较高的功率，它驱动一款低边的 N 沟道 MOSFET，最低 7V 即可工作，不需要第三绕组为其供电，也不需要光耦作隔离反馈，直接从一次侧波形取样反馈即可。

LT3748 的工作频率由负载电流及变压器励磁电感设置，LT3748 的栅驱动与外部功率 MOSFET 一起使其从输入的 100V 以下取值，LT3748 为一个高压 16PIN 的 MSOP 封装，被移去四个端子，其基本应用电路如图 1-1 所示。

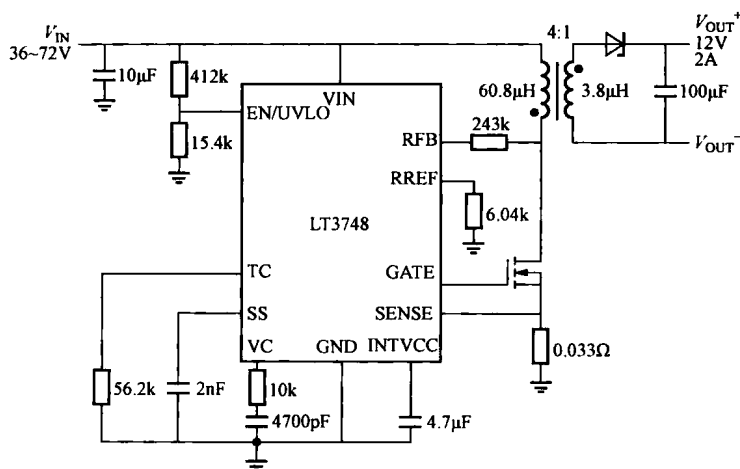


图 1-1 LT3748 的基本应用电路

1.1 引脚功能

(1) VIN (1PIN): 输入电压端。此端供给电流到内部起动电路，并在 RFB 端产生一个基准电压供反馈电路使用，此端必须放一支旁路电容。

(2) EN/UVLO (3PIN): 使能/欠电压闩锁端。将一个电阻分压器接到 VIN 端，调节一个最小输入电压接至 LT3748，令其开始工作。若电压下降 0.5V，流入的静态电流少于 1µA，此时低于 1.223V 但高于 5V，它还能驱动静态电流，但不能调整 INTVCC 端供电给栅驱动电路。在 1.223V 以上时，所有内部电路都开始工作。SS

端源出 $5\mu\text{A}$ 电流。当 EN/UVLO 降到 1.223V 以下, $2.4\mu\text{A}$ 电流从此端给出, 提供一个可调窗口, 作为欠电压门锁。

(3) INTVCC (5PIN): 栅驱动偏置电压端。此端供给电流到 LT3748 的栅驱动电路, INTVCC 也必须加一支旁路电容。此端还要接到 VIN, 如果没有使用第三绕组, 而且 $V_{\text{IN}} \leq 20\text{V}$ 。如果用了第三绕组, 则 INTVCC 电压会低于输入电压。

(4) GATE (6PIN): N 沟道 MOSFET 的栅驱动输出端。电平在 INTVCC 和 GND 之间。

(5) SENSE (7PIN): 电流检测输入端。用于控制环路, 凯尔文式连接此端到开关电流检测电阻的正电压端, 在 N 沟道 MOSFET 的源极处, 检测电阻的负端接到 GND 且紧靠 IC。

(6) GND (8PIN、9PIN), IC 公共端。

(7) SS (10PIN): 软启动端。该端延迟起动并钳制 VC 端电压, 软启动时段由外部电容设置, 当 V_{SS} 达到 0.65V 时, 开关开始工作。

(8) VC (11PIN): 补偿端。给内部误差放大器, 外部接一个 RC 串联网路到 GND, 去补偿开关稳压器的放大器, 用一支 100pF 电容并联帮助消除噪声。

(9) TC (12PIN): 输出电压补偿。外接一只电阻到 GND, 产生一个电流, 其正比于绝对温度, 此电流源入 RREF 结点 $I_{\text{TC}} = 0.55\text{V}/R_{\text{TC}}$ 。

(10) RREF (14PIN): 外部基准的电阻输入端。此端电阻为 $6.04\text{k}\Omega$, 对选择电阻分压器之比时, 此值的范围可以从 $5.76 \sim 6.34\text{k}\Omega$, 电阻要紧靠 LT3748 布局。

(11) RFB (16PIN): 外部反馈电阻输入端。此端接到变压器一次侧外部功率 MOSFET 开关处, 电阻与 R_{REF} 电阻之比要 n 倍于内部带宽, 以便决定输出电压, 通过这个电阻的平均电流在反激模式下大约为 $200\mu\text{A}$, 电阻也要紧靠 LT3748 放置。

1.2 内部电路和工作原理

LT3748 的内部等效电路框图如图 1-2 所示。

LT3748 是一个电流模式的开关稳压器控制器, 专门用来设计隔离的反激拓扑, 通常与此电路结合的问题是二次侧隔离的输出电压必须通信到一次侧, 以保持其稳定。过去这些都是用光耦或另外的变压器绕组完成。光耦隔离电路浪费输出功率, 并增加外部元器件, 增加成本, 而且动态性能也不好。非线性电路使用第三绕组也表现出不足, 用外部绕组加大变压器的尺寸、成本, 动态响应也常常不理想。

LT3748 的驱动信息采用检验一次侧反激脉冲波形的方法控制输出电压。在此方法中, 不必用光耦, 也不用变压器绕组, 输出电压很容易用两只电阻调节。LT3748 的特色是用边界模式控制法。此时, 它工作在连续导通和断续导通之间的边界处, 由于边界控制模式工作, 输出电压可以从变压器一次电压计算出来, 此时二次电流几乎为零, 这种方法改善了负载调整率, 而且不用外部电阻和电容元件。

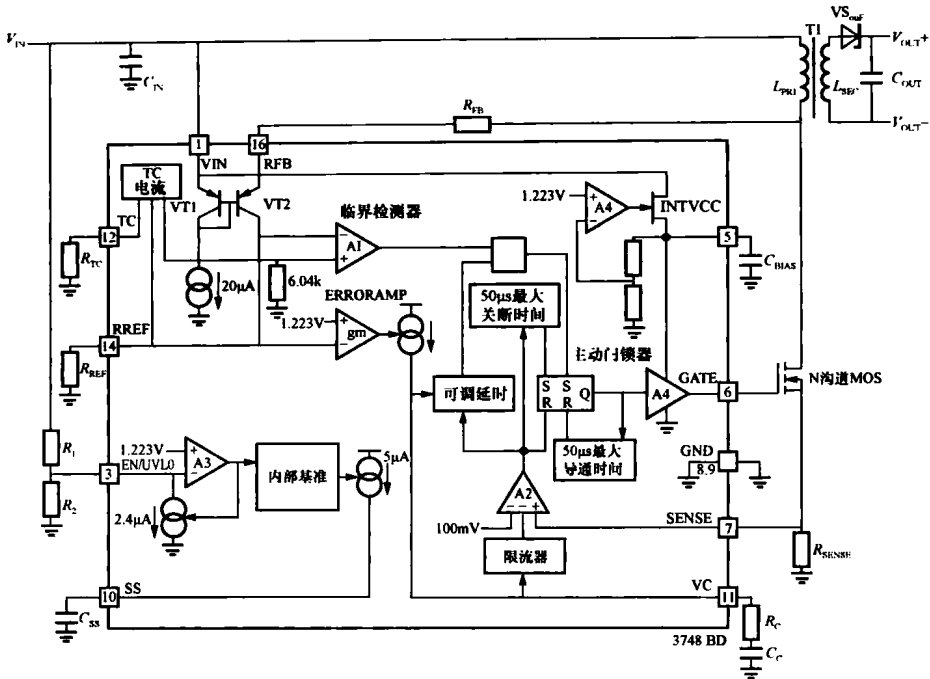


图 1-2 LT3748 的内部等效电路框图

整个系统的方框图示出，很多方框很像传统开关稳压器，包括电流比较器、内部基准和调整器、逻辑、时序及 N 沟道 MOSFET 的栅驱动器，其他部分包括专用取样误差放大器及温度补偿电路。

1.3 功能和设计

1. 临界模式工作

临界模式是一个变频的电流型开关电路，外部 N 沟道 MOSFET 导通，电感电流增长，直到达到 VC 端控制电流限制；在外部 MOSFET 关断后，MOSFET 漏极上的电压上升到输出电压乘以变压器一、二次匝数比再加上输入电压时。此时，二次电流经过整流二极管已降到零。MOSFET 的漏极电压降到 V_{IN} 以下。临界模式检测比较器检测此状态，然后再令外部 MOSFET 重新导通。

临界模式在每个周期末返回二次电流到零。所以寄生电阻压降不会导致负载调整率的误差，临界模式还允许使用更小的变压器，而且没有次谐波振荡。

在低输出电流下，LT3748 延迟导通外部 MOSFET，于是工作在断续模式，直到传统反激变换电路中外部 MOSFET 导通适应输出电压的信息。在 VC 端为 0.6V 以下时，电流比较器电平减小到最小值，并改变延迟时段，等待在外部 MOSFET

开启前复位, 在 MOSFET 返回导通前增加一点延迟, 使之成为断续导通型。平均输出电流可以减小。放大器取样电路仍旧允许最小关断时间。典型最大断续工作关断时间在 VC 等于 OV 时为 24μs。

2. 虚伪直流工作原理

R_{REF} 和 R_{FB} 电阻为方框图中描绘的用来调节输出电压的外部电阻, LT3748 的工作更像传统电流型开关, 具有唯一误差放大器以外的从反激脉冲给出反馈信息。

工作过程为: 当 N 沟道 MOSFET 输出开关关断时, 其漏极电压上升到 V_{IN} 以上, 反激脉冲的幅度为

$$V_{FLBK} = (V_{OUT} + V_F + I_{SEC} \cdot ESR)N_{PS}$$

式中 V_F —— V_{SOUT} , 正向电压;

I_{SEC} ——变压器二次侧电路的电流;

N_{PS} ——变压器一、二次绕组匝数比。

反激电压由 R_{FB} 和 VT2 变成电流, 它接近全部流过电阻 R_{REF} 的电流, 从 GND 流到基准电压, 这个电压送入反激的误差放大器, 反激误差放大器在二次绕组电流到零时取样输出电压的信息, 误差放大器用能隙电压源 1.223V 作为基准电压。

相对高的增益在整个环路中将导致 R_{REF} 上的电压接近等于能隙基准电压 V_{BG} , V_{FLBK} 和 V_{BG} 之间的相对关系表示为

$$\left(\frac{V_{FLBK}}{R_{FB}} \right) = \frac{V_{BG}}{R_{REF}} V_{FLBK} = V_{BG} \left(\frac{R_{FB}}{R_{REF}} \right)$$

式中 V_{BG} ——内部能隙基准电压。

V_{BG} 与先前的 V_{FLBK} 结合在一起表示产生一个 V_{OUT} 的表述, 在内部基准这一项, 调节电阻、变压器匝数比及二极管正向压降关系如下

$$V_{OUT} = V_{BG} \left(\frac{R_{FB}}{R_{REF}} \right) \left(\frac{1}{N_{PS}} \right) - V_F - I_{SEC} \cdot (ESR)$$

此外, 它还包括非零的二次侧输出阻抗 (ESR) 的影响, 这一项可以假设在临界控制模式中为零。

3. 温度补偿

在 V_{OUT} 表达式中第一项没有与温度的关系, 但是二极管的正向压降 V_F , 有负的温度系数, 为了补偿这一点, 内部加入一个正温度系数的电流源连接到 R_{REF} 端, 电流由电阻 R_{TC} 接到 TC 和 GND 之间来设置, 为了取消温度系数, 采用下面的公式

$$\frac{\delta V_F}{\delta T} = -\frac{R_{FB}}{R_{TC}} \cdot \frac{1}{N_{PS}} \cdot \frac{\delta V_{TC}}{\delta T}$$

$$R_{TC} = \frac{-R_{FB}}{N_{PS}} \cdot \frac{1}{\delta V_F / \delta T} \cdot \frac{\delta V_{TC}}{\delta T} \approx \frac{R_{FB}}{N_{PS}}$$

式中 $\delta V_F / \delta T$ ——二极管正向压降的温度系数, 则

$$\delta V_{TC} / \delta T = 1.85 \text{mV}/^{\circ}\text{C}, V_{TC} = 0.55 \text{V}$$

电阻值由这个公式给出，它还要专门定义和调节。为了实现整个温度范围内的最佳调整率是必要的。

修正的输出电压为

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{BG}} \left(\frac{R_{\text{FB}}}{R_{\text{REF}}} \right) \left(\frac{1}{N_{\text{PS}}} \right) - V_{\text{F}} - \left(\frac{V_{\text{TC}}}{R_{\text{TC}}} \right) \frac{R_{\text{FB}}}{N_{\text{PS}}} - I_{\text{SEC}}(ESR)$$

选择实际的 R_{REF} 、 R_{FB} 和 R_{TC} 电阻值。

先前的公式定义了 LT3748 如何去调节输出电压，如果系统没有时间延迟，也没有误差源。当然，这里有几个重复的延迟和每个应用中的寄生现象，它将会影响输出电压并强制一个对 R_{FB} 、 R_{TC} 的重新评价。下面的近似是选择正确值的最好方法。

为了表示 V_{OUT} ，在操作部分推导，可以重新整理得到下面的 R_{FB} 表达式为

$$R_{\text{FB}} = \frac{R_{\text{REF}} N_{\text{PS}} [(V_{\text{OUT}} + V_{\text{F}}) + V_{\text{TC}}]}{V_{\text{BG}}}$$

式中 V_{OUT} ——输出电压。

V_{F} ——输出二极管的正向压降。

N_{PS} ——变压器一、二次的匝数比。

V_{TC} ——0.55V。

公式中假设输出二极管的温度系数和 V_{TC} 相等， $R_{\text{FB}}/N_{\text{PS}}=R_{\text{TC}}$ ，这是最好的近似值，但是将修正得迟一些。

首先， R_{REF} 的值大约为 $6.04\text{k}\Omega$ 。因为 LT3748 被修正，并用此值作为规范。如果 R_{REF} 的阻抗从 $6.04\text{k}\Omega$ 变化，附加误差就会出来。当然， R_{REF} 变化几个百分点是允许的，这样产生一个选择点，为 1% 电阻值误差，形成正常的 $R_{\text{FB}}/R_{\text{REF}}$ 比值。

对 R_{FB} 和 R_{TC} 的起始值，一个内部的应用迭代将用最后选择的全部外部元件迭代。结果， V_{OUT} 测量并用 R_{FB} 的评估值，由于取样系统不是绝对理想的，所以有

$$R_{\text{FB(NEW)}} = \frac{V_{\text{OUT(DESIRE)}}}{V_{\text{OUT(MEASURED)}}} R_{\text{FB(OLD)}}$$

具有 R_{FB} 的新值选择，输出二极管的温度系数在应用中可以测试，并定义成正常的 R_{TC} 值。 R_{TC} 电阻在测试时将电路中移去。 V_{OUT} 将在整个的输出负载所在的温度之下测量。这对评估输出二极管和 LT3748 两者都是非常重要的。如果冷冻水雾或用电子枪加热就能有效地令两个器件之间的温度失谐，这会有效地导致误差，试图从二极管数据表或假设正常的 R_{TC} 值推断数据，可以产生更好的结果。如果无法用上面的方法加热或冷却，用至少两个数据点改变 $V/^{\circ}\text{C}$ ，其由下式决定

$$\frac{\Delta V_{\text{OUT}}}{\Delta t} = \frac{V_{\text{OUT1}} - V_{\text{OUT2}}}{t_1 - t_2}$$

测量 V_{OUT} 的温度系数，实际的 R_{TC} 值可以用下面式子选择

$$R_{TC} = \frac{R_{FB}}{N_{PS}} \cdot \frac{1.85\text{mV}/^{\circ}\text{C}}{\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta t}}$$

如果 R_{TC} 值有效变化, 可以用一些输出二极管变化压降来产生。 R_{FB} 值就需要变化, 重新使 V_{OUT} 返回设定值。如同先前论述, 在测量 V_{OUT} 之后, 一个新的 R_{FB} 即可按下式选择为

$$R_{FB(NEW)} = \frac{V_{OUT(DESIRED)}}{V_{OUT(MEASURED)}} R_{FB(OLD)}$$

一旦 R_{FB} 和 R_{TC} 的值选定, 从板到板的调整率精度对给定应用将是非常恒定的, 典型在 $\pm 5\%$ 以内, 包括器件及所有元件的变化。当然, 如果变压器、输出二极管或 MOSFET 开关变化, 或者 PCB 布局变化, 进行了大幅度修改, 会使 V_{OUT} 变化。

4. 所需的最小一次电感

LT3748 从外部 MOSFET 的漏极电压处获得输出电压的信息。此时二次绕组流过电流, 取样电路需要最小 400ns 去安排和取样输出电压。此时, MOSFET 开关已关断, 这个需求安排和取样时间由外部元件去控制, 它取决于 GATE 端的最小关断时间, 其由 MOSFET 的电性能规范给出, 电性能最小关断时间基于内部时段和最高频率钳制的作用。下面公式给出一次侧励磁电感的最小值为

$$L_{PRI} \geq \frac{[V_{OUT} + V_{F(DIODE)}] R_{SENSE} t_{SETTLE(MIN)} N_{PS}}{V_{SENSE(MIN)}}$$

式中 $V_{SENSE(MIN)} = 15\text{mV}$;

$t_{SETTLE(MIN)} = 400\text{ns}$;

N_{PS} ——变压器一、二次匝数比。

此外, 为了一次电感的需要, 应对最小设置和取样时间。LT3748 有内部电路强迫其防止从设置 GATE 结点为高电平要少于大约 250ns。如果电感电流超出所需要的电流限制, 时间振荡可能出现在输出处。作为电流控制环将失去其对稳定性的调节能力。为此, 下面公式应对最大输入电压, 还必须按下式选择一次励磁电感

$$L_{PRI} \geq \frac{V_{IN(MAX)} R_{SENSE} t_{ON(MIN)}}{V_{SENSE(MIN)}}$$

$$t_{ON(MIN)} = 250\text{ns}$$

对最小电感值的最终约束将与最小满载工作频率 f_{MIN} 相关。

从 $f_{SW} = 1/(t_{ON} + t_{OFF})$ 中给出

$$L_{PRI} \leq V_{IN(MIN)} [V_{OUT} + V_{F(DIODE)}] N_{PS} / \{f_{SW(MIN)} I_{LIM} [V_{OUT} + V_{F(DIODE)}] N_{PS} + V_{IN(MIN)}\}$$

最小工作频率可以低于计算出的数据, 由于检测电流限制的延迟以及决定边界模式, 对每个应用都是专门应对的。

5. 输出功率

由于 MOSFET 功率开关在 LT3748 外部, 最大输出功率是由外部元件限制, 输

输出功率的限制可以用三个方法——电压限制、电流限制和发热限制来决定。

电压限制在反激变换器中是一次 MOSFET 的 $V_{DS(MAX)}$ 以及输出二极管的反向耐压, 增加电压比率都将减小转换效率。输入、输出电压及附加的吸收回路元件、变压器匝数比都直接相关。MOSFET 的 $V_{DS(MAX)}$ 必须高于 $V_{ON(MAX)} + V_{OUT}N_{PS}$, 输出二极管的反压必须高于 $V_{OUT} + V_{IN(MAX)}/N_{PS}$ 。通过 MOSFET 漏极的漏感尖峰及输出二极管的阳极电压必须高出所需值的两倍。图 1-3 表示出可能的输出功率与相应 MOSFET 的电压比率, 其连续为最大线匝数比, 应对输入电压及固定的 MOSFET 电流限制以及输出电压, 增加 MOSFET 比率、增加可能的线圈比, 应对最大输入电压, 增加可能的输出功率做应用, 要提高效率而不能增加漏感。更高功率应用时考虑输出功率中的电流限制, 由变压器的饱和电流限制。虽然 MOSFET 开关和输出二极管可以达到所要求的电流, 增加一次侧的峰值电流, 采用减小 R_{SENSE} 电阻是一次侧增加输出功率的方法, 但用限流的方法会使之失效, 如图 1-4 所示, 直到寄生损耗成为主体。当然, 一旦变压器的饱和电流超出一、二次之间的耦合, 将会减小功率, 多出功率就传不到输出端。此外, 一次电感也将降下, SENSE 端过电流阈值可以因相应电流上升而触发, 变压器必须能承担此能量, 它不再能通过饱和的磁心传输能量。前沿会导致发热, 一些制造商不可能规定出饱和率的电流, 但它必须规范出最小变压器尺寸及最大输出功率和效率。应进行必要且适当的设计以应对饱和电流, 过热导致的饱和从 20~100℃ 磁心的典型功率可以减小大约 20%。

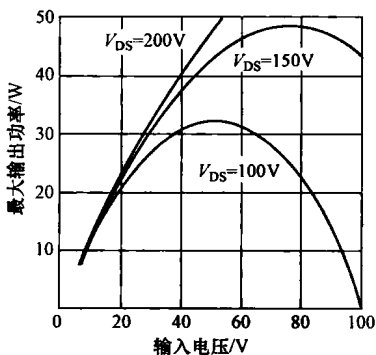


图 1-3 最大输出功率和最大 V_{DS}

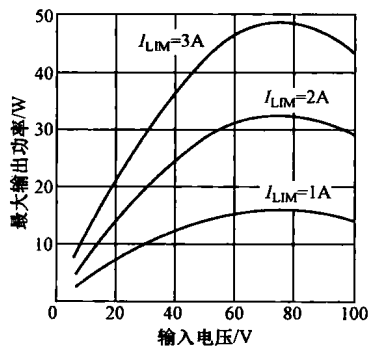


图 1-4 最大输出功率和 I_{LIM}

热的限制在反激电路应用中, 对较低电压输出将由输出二极管的损耗支配。在变压器中, 电阻损耗及漏感损耗随输出电压增加而增大。由于功率水平增加, 输出二极管和变压器可以超出其温升规范, 根据最小的方均根二极管电流来选择二极管, 其具有最小的正向压降, 特别在期待的电流下能有最小的寄生电阻和漏感, 令变压器保持这些元件在最高温下还有最高的效率。下面讨论变压器的选择, 可进一步帮助在输出二极管中减小损耗。

当 LT3748 从 V_{IN} 中的静态电流低过大约 $300\mu A$ 时 (从 INTVCC 端为 $1mA$),

所需驱动外部 MOSFET 的电流 ($f_{sw}Q_g$) 如果从 VIN 端经由 LT3748 的 INTVCC 端的低压差稳压器来驱动, 功耗为 $(V_{IN}-V_{INTVCC})f_{sw}Q_g$, 如果功率足够大, 会使 LT3748 有更多发热, 这需从第三绕组来供电, 这样才能限制 LT3748 的发热。

6. 选择变压器

变压器规范及设计对应用 LT3748 或许更临界。此外, 为了使用一个表格处理高频隔离电源变压器设计, 下面的信息要仔细考虑。

(1) 由于二次电压是在一次电压取样的, 变压器匝数比必须紧密控制, 这是最重要的。

(2) 确保输出电压恒定。±5% 的允差在变压器匝数比中以保证调整率在 5% 以内。更多的磁元件制造商都能保证匝数比误差在 1% 或更小。

7. 匝数比和 RMS 二极管电流

注意, 当使用 R_{FB}/R_{REF} 电阻比去设置输出电压时, 用户选择变压器匝数比时要有相对的裕量, 以便满足应用需要。对比一下简单且较小的匝数比 (如 1:1、2:1、3:2 等), 在设置整个匝数比和耦合电感时可以提供更多的自由度。

当匝数比可以选择的最大输出功率时给出电流限制, 最小匝数比增加电流限制常会提高效率且能更好地利用变压器的饱和电流。图 1-5 示出了最大输出功率与匝数比的关系。用三个不同匝数比的变压器电路, 它们有相同的输出电感和峰值输出电流, 随电流增加将减小匝数比, 即能给出更大功率。

在匝数比上有两个有效的约束。

(1) 随先前部分减小将限制输出功率。MOSFET 的漏极将看到一个等于输入电压加输出电压乘以匝数比的电压, 过冲脉冲总量会导致漏感增加。

(2) 增加匝数比将增加输出二极管中的峰值电流, 从而降低效率。这个效率限制的最坏情况是在低输出电压时, 整流二极管正向电压相对输出电压有效地增加。在诸如 5V/2A 的应用中, 二极管损耗支配了所有其他损耗, 如图 1-6 所示。为了计算 RMS 二极管电流, 需两个公式, 首先计算占空比 D , 然后计算三角波的方均根电流

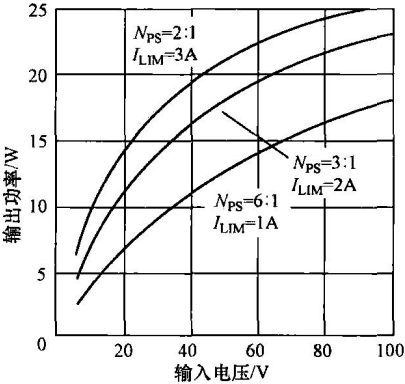


图 1-5 最大输出功率与匝数比的关系

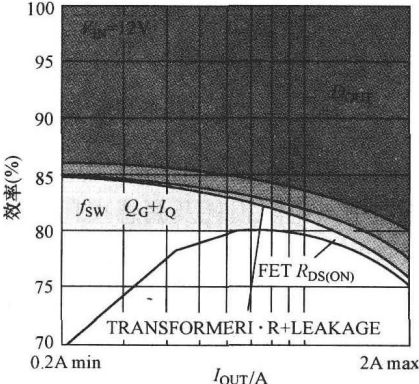


图 1-6 5V、2A 输出电路的损耗源

$$D = \frac{[V_{OUT} + V_{F(DIODE)}]N_{PS}}{V_{IN} + [V_{OUT} + V_{F(DIODE)}]N_{PS}}$$

$$I_{DIODE(RMS)} = \sqrt{\frac{(I_{LIM}N_{PS})^2(1-D)}{3}}$$

对于更常规的分析, 图 1-7 示出匝数比的范围。X 轴表示输出功率的比较以及 48V 变到 5V 输出的效率。如果输出功率为 20W, 最大功率曲线指出匝数比在 12:1 时足以限制电流在 2A ($R_{SENSE}=0.05\Omega$); 当匝数比为 5:1 时, 能给出 3A 电流。当然, 当检查相应效率(最大负载)时, 这两个匝数比和电流限制 5:1, 3A 的选择是更好的方案。它的效率为 85%。与匝数比 12:1 比较, 2A 应用时其效率只有 78%。

对这些评估有几种比较。首先, 二极管正向压降最小的是在最高输出电压 (>12V), 正向压降变得最小。如果匝数比低会强制使用有正向压降大的二极管以获得更高的反向电压。对低输出电压 (3.3V、5V) 或高输入电压 (>48V), 匝数比会用得较大, 较多一次绕组匝数会有最大的变压器电流增益。

8. 饱和电流

对最大输出功率的早期讨论, 因为变压器磁心开始用于反激变换的能量传输, 变压器中的电流将不会超出它的饱和电流比率。由于能量的注射, 一旦磁心饱和, 将不会传输到二次侧, 并将变成磁心的损耗。饱和电流的信息由变压器制造商提供, 它列出了使用 LT3748 的变压器饱和电流。

9. 漏感和吸收回路

变压器漏感会导致电压尖刺, 出现在一次 MOSFET 开关关断处。这个尖刺在更高的负载电流时增加了突起电压, 此时, 更多的储存能量必须释放掉, 变压器的漏感必须最小。

在多数情况, 合适地选择外部 MOSFET 以及更好地设计变压器将消除对吸收回路的需要。但是在一些情况下, 最佳的 MOSFET 可能需要保护, 防止漏感导致的电压尖刺。一个 RC 吸收回路足以使 MOSFET 有足够的区域保持用在反激电路时的 DC 漏极电压。使用 RCD 钳制电路或齐纳吸收是更好的选择, 这可以更好地应对漏感尖刺。加入 RC 吸收回路的漏极波形如图 1-8 所示。

推荐的 RC 吸收回路在 MOSFET 关断时, 如果没有吸收回路, 就在 MOSFET 漏极、源极间加入一支 100pF 的电容使其振铃, 大约为振铃周期的二倍长。周期的改变由寄生电容值决定, 寄生电感由起始周期决定, 同样, 初始值可以用开关电容

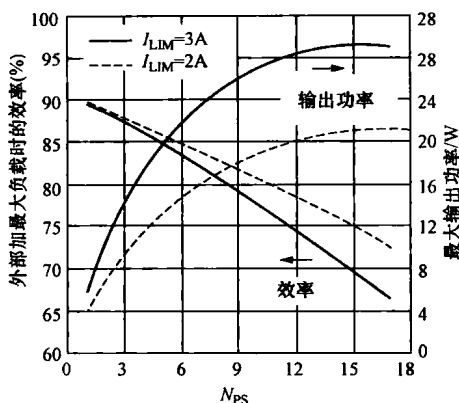


图 1-7 48V 输入~5V 输出的效率评估

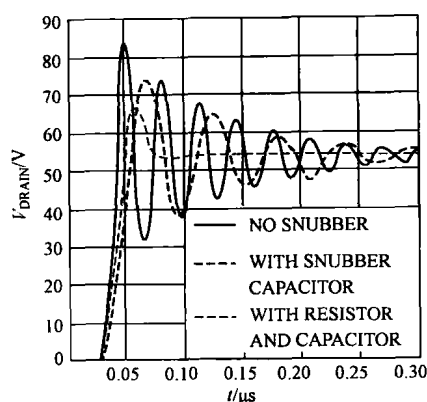


图 1-8 加入 RC 吸收回路的漏极波形

注意, 由吸收回路处理的能量将变成热量, 而不会送到负载。在高电压或大电流应用中, 吸收回路需要散热的尺寸, 决定吸收回路电阻功耗, 测量 MOSFET 开启前的漏极电压, 用下面公式决定

$$P_{\text{SNUBBER}} = f_{\text{SW}} C_{\text{SNUBBER}} V_{\text{DRAIN}}^2 / 2$$

减小电容值将减小吸收回路的功耗, 但会增加 MOSFET 漏极上的电压, 增加电容值将减小过冲。

虽然不会减小效率, 但漏感能量通常消耗在开关中或变压器中, 也消耗在 RC 吸收回路的电阻上, 计算为

$$P_{\text{SNUBBER}} = f_{\text{SW}} L_{\text{LEAK}} I_{\text{LIM}}^2 / 2$$

一个 RCD 钳制电路如图 1-9 所示, 它还防止了漏感尖刺超出 MOSFET 的击穿电压, 在多数应用中将有快速的电压尖刺是由慢速的钳制二极管导致的。一旦二极管钳制, 漏感电流就由钳位电容减振, 这个周期最多不会长过 200ns, 其没有影响调整率。钳位二极管在漏感能量减振后关断, 开关电压变为

$$V_{\text{DS}} = V_{\text{IN}} + N_{\text{PS}} [V_{\text{OUT}} + V_{\text{F(DIODE)}}]$$

肖特基二极管是最好的选择, 用于吸收回路中, 但是一些 PN 结二极管也能使用, 如果其能快速开启去限制漏感尖刺即可。图 1-10、图 1-11 示出了应对 48V 输入应用的 MOSFET 漏极波形。图 1-9 示出在最大负载变化及最高输入电压下 RC 吸收回路和 RCD 钳制的波形, 两个解决方案中漏感尖刺都低于 190V, 选用 200V MOSFET 即可, 例如 SI7464DP。

和变压器漏感估计。一旦漏极结点电容和电感已知, 串入的电阻加入吸收回路电容回路消耗其功率, 阻尼振铃用的最佳串联电阻、电容由下式计算

$$C_{\text{PAR}} = \frac{C_{\text{SNUBBER}}}{\left[\frac{t_{\text{PERIOD(SNUBBER)}}}{t_{\text{PERIOD}}} \right]^2 - 1}$$

$$L_{\text{PAR}} = \frac{t_{\text{PERIOD}}^2}{4\pi^2 C_{\text{PAR}}}$$

$$R_{\text{SNUBBER}} = \sqrt{\frac{L_{\text{PAR}}}{C_{\text{PAR}}}}$$

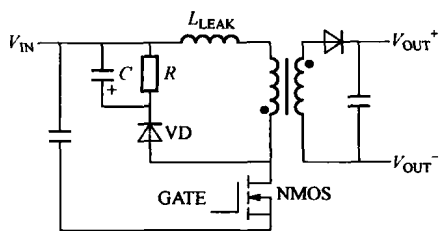


图 1-9 RCD 钳制电路