LM5007 在工业电表中的应用

美国国家半导体公司应用工程师　胡小巨

摘　要：分析工业应用对电源系统的需求，探讨如何利用美国国家半导体的直流/直流转换芯片 LM5007 来设计可靠的工业电能表电源方案。

关键词：工业电能表　LM5007　电源　设计

近年来，随着电力市场需求的不断增长，电子式电能表得到了飞速发展，尤其是三相电子电能表，在工业领域中得到了广泛应用。除了具备最基本的计量功能之外，其功能也日趋多样化：有功、无功测量，谐波分析，全失压保护，甚至是窃电保护等功能也在日趋完善。然而，只有稳定可靠的电源系统才能保证这些功能的实现。

LM5007 功能简介

众所周知，工频变压器级联直流/直流变换器的电源解决方案已在工业电能表中广泛使用。同时，为了适应不同区域电网的要求以及实现系统的高可靠性，对电源系统输入范围的要求也越趋苛刻。另外，随着网络的普及，通信功能在电能表中也被广泛采用。因此，适应宽输入电压范围并具有良好的负载特性的直流/直流变换器的设计就变得异常重要。

针对这类应用，美国国家半导体推出了一系列的电源管理产品，其特点就是具有很宽的输入电压范围以及良好的负载调节特性。LM5007 是其中很典型的一款产品，其典型应用电路如图 1 所示。LM5007 可以接受的安全输入电压范围在 9V～75V 之间，最高可达 80V。如此宽的输入范围非常适用于工业电能表的应用。而且，LM5007 是一款恒定导通时间控制的芯片，具有卓越的负载调整能力，这也是工业电能表所需要的。因此，越来越多的客户选择了这款芯片来设计工业用三相电能表的电源系统。

LM5007 工作原理介绍

前面提到，LM5007 所采用的是一种恒定导通时间(COT)控制模式。下面对恒定导通时间控制进行讨论。

滞环控制原理

仔细研究图 1 中 LM5007 的内部

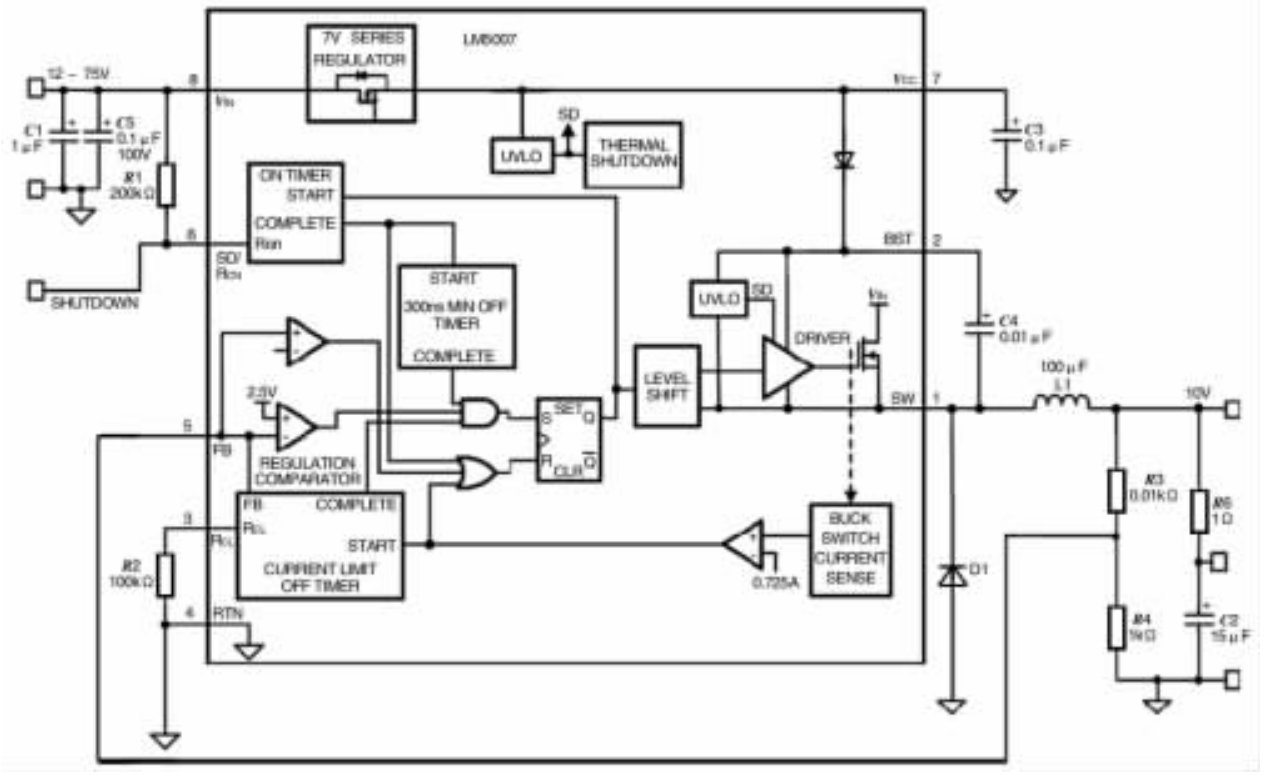


图 1　LM5007 典型应用电路

功能框图可发现，在反馈端(FB)只有一个比较器。也就是说，其操作模式一定是基于滞环控制的原理。传统的滞环控制如图2所示，反馈信号与参考电压进行滞环比较来控制占空比。这种控制模式的最大好处就在于其良好的动态响应。而且，因为不需要进行环路补偿，从而减少了外围元器件的个数，简化了系统的设计。但是，从式(1)不难看出，这种传统的滞环控制电路的工作频率与输入、输出电压以及输出电容的ESR相关联，好在输出电压一定的情况下，工作频率随着输入电压的变化而变化。这对于电路设计，尤其是宽范围输入电压应用而言，无疑增加了设计的难度。

$$f_{SW}=\frac{V_{out}\times(V_{in}-V_{out})\times ESR}{V_{in}\times L\times V_{HYS}} \quad (1)$$

在式(1)中，V_{out} 表示输出电压，V_{in} 为输入电压，L 表示电路中所用电感的电感值，V_{HYS} 代表控制器的滞环电压。ESR 为输出电容的等效串联电阻。

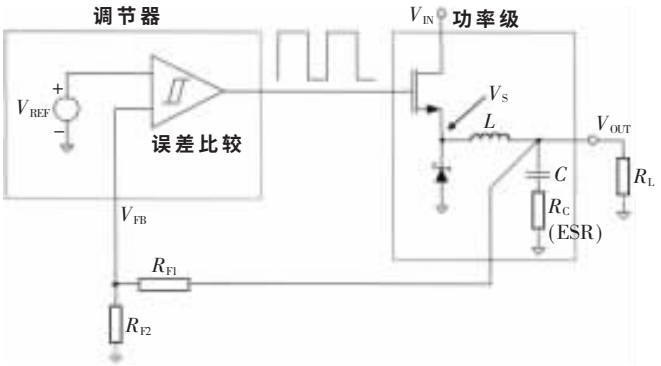


图2 传统滞环控制原理框图

恒定导通时间控制原理

传统滞环控制的优点使得利用这种控制方式所设计的产品受到了用户的欢迎。但是，其变化的工作频率也给用户带来了很大的困扰。针对这种情况，美国国家半导体推出了一种新型的滞环控制方式——恒定导通时间控制。其原理如图3所示。恒定导通时间控制就是在传统的滞环控制的基础上加入一个前馈控制，其实现方式是采用与输入电压成反比的单稳态触发器。如式(2)

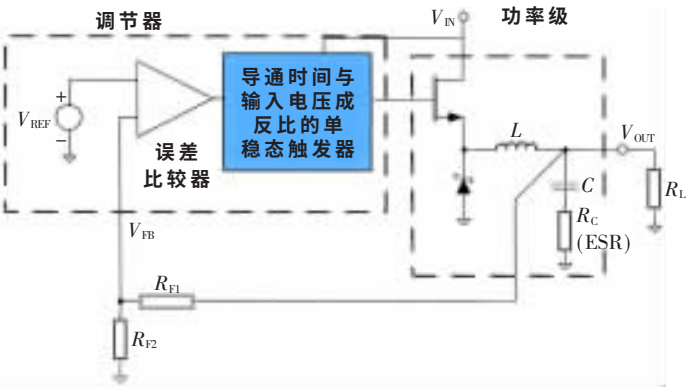


图3 恒定导通时间(COT)控制原理

所示，这种方法使其工作频率与输入电压无关，从而解决了传统滞环控制的频率变化问题。

$$f_{SW}=\frac{V_o}{1.42\times10^{-10}\times R_{ON}} \quad (2)$$

需要指出的是，式(2)只适用于电感电流连续工作模式。在电感电流不连续工作的模式下，电路的工作频率计算会有所不同，这在后面的设计举例中将会说明。

LM5007设计举例

下面以一个实例来阐述如何采用这款芯片设计工业电能表的电源系统。电路的基本要求如下：

(1)输入交流电压的范围：90V~450V；

(2)输出直流电压：5V；

(3)输出电流(满载)：400mA；

(4)输出电压纹波(峰峰值)：50mV。

在图1中可以看到，需要设计的外围元器件包括输入电容、开关频率设定电阻、自举电容、输出电感、输出电容、输出分压电阻、限流电阻以及续流二极管。接下来详细介绍每个参数的设计。

输入电容的设计

前面提到，工频变压器级联直流/直流变换器的电源解决方案在工业电能表中应用广泛。考虑到输出功率和级联直流/直流变换的设计，可以选择原副边匝比为10:1，输出功率为3W的工频变压器。相应地，直流/直流变换部分的交流输入电压范围可以确定为交流9V(V_{ac_min})~45V(V_{ac_max})。假设期望的电路转换效率为80%(全输入电压范围，满载)，则输入功率为：

$$P_{in}=\frac{V_o\times I_o}{\eta}=2.5(W) \quad (3)$$

变压器副边输出采用全波整流，忽略整流二极管的压降，假设直流变换部分所期望的输入电压最小值 V_{dc_min} 为10V，交流输入电压的频率范围为47Hz(f_{ac_min})~63Hz(f_{ac_max})，则可以计算出输入电容的大小为：

$$C_{in}=\frac{P_{in}\times\frac{1}{f_{ac_min}}\times\left(\frac{\frac{\pi}{2}+\alpha\sin\left(\frac{V_{dc_min}}{V_{ac_min}\times\sqrt{2}}\right)}{2\times\pi}\right)}{\frac{1}{2}\times[(V_{ac_min}\times\sqrt{2})^2-V_{dc_min}^2]}=676\mu F \quad (4)$$

因此，在实际应用中可以用2个470μF的电解电容并联实现。当然，高频滤波电容是必不可少的，通常可以采用1μF或0.1μF的陶瓷电容。

频率设定电阻的设计

LM5007是一个恒定导通时间控制的器件，其最小的导通时间是300ns。在这个应用中，所允许的最高工作频率 f_{s_max} 为：

$$f_{s_max}=\frac{V_o}{V_{in_max}\times300ns}=265kHz \quad (5)$$

实际上，工作频率的选择就是电容、电感的尺寸与转换效率(开关损耗)的折中。在这个实例中，工作频率 f_s 选择为200kHz。根据式(2)可以计算出频率设定电阻 R_{on}：

$$R_{on}=\frac{V_o}{1.42\times10^{-10}\times f_s}=176k\Omega \quad (6)$$

考虑到实际的电阻标称值，最

终选择 180kΩ 的电阻，相应的工作频率 f_{s_true} 为：

$$f_{s_true}=\frac{5}{1.42\times10^{-10}\times180\times10^{3}}=196\text{kHz} \quad (7)$$

输出分压电阻及自举电容的设计

输出分压电阻的作用是：(1)设定所需要的输出电压；(2)在空载时提供最小的负载电流。那么，为什么会有最小电流的限制呢？以图 1 为例，自举电容 C4 的作用是提供驱动 LM5007 内部集成的 MOSFET 的能量。也就是说，C4 的作用相当于一个电压源，在 MOSFET 将要开通时给 MOSFET 的栅级电容充电。同时，C4 的能量需要在 MOSFET 关断的时间内得到补充从而保证电路的正常工作。由于 C4 只能在 D1 续流期间充电，在空载情况下，电感电流通常都会进入不连续模式。R3、R4 的数值决定了每一周期电感电流下降到零之后输出电容放电的速度。若 R3、R4 的数值很大，则输出电容放电到使器件下一次开通的门限电压的时间就会很长，这段时间内自举电容 C4 储存的能量可能会过多地释放。当 C4 的电压因此降至其欠压保护点时，器件会进入关断模式直至 C4 完全放电使器件再次启动。这一过程会周而复始并导致电路不能正常工作。而且，基本的自举电容选择依据是其数值要大于 10 倍的内部 MOSFET 的 C_{iss}。对于 LM5007 而言，C4 可以选择 10nF 的陶瓷电容（当然可以选择容值更大一些的电容）。另外，根据测试结果，该设计实例中 LM5007 能够稳定运行的最小工作电流约为 300μA。因此，针对 5V 的输出电压，允许的输出分压电阻最大值约为 16.7kΩ。同时，LM5007 内部的参考电压值为 2.5V，为了保证 5V 的输出，最终确定 R3 和 R4 的取值各为 5kΩ。

输出电感的设计

在降压电路中，电感值的大小会影响输出电流的纹波，因此在选择电感时必须将最大和最小负载电流考虑在内。需要指出的是，在所有外围电路确定的情况下，输入电压越高，则输出纹波电流越大。同时，考虑到转换效率及电感的尺寸，可以设计电路在 20%负载的情况下进入到断续工作模式（DCM）。相应地，输出电流的纹波值要小于 160mA 的峰峰值。因此，电感值可以通过下式计算：

$$L1=\frac{V_o\times(V_{in_max}-V_o)}{I_{ripple_pp}\times f_{s_true}\times V_{in_max}}=122\mu\text{H} \quad (8)$$

考虑到元器件的误差冗余以及饱和电流的因素，实际上选择标称值为 147μH 且饱和电流高于 1A 的电感。相应地，计算出的输出电流的峰峰值在最高输入电压的情况下为 134mA，在最低输入电压的情况下为 72mA。同时，当负载电流减小，电路工作模式进入断续模式时，其工作频率为：

$$f_{s_DCM}=\frac{V_o^2}{1\times10^{-20}\times R_{load}\times R_{on}^2} \quad (9)$$

例如当负载电流为 100mA 时，电路的工作状态还是在 CCM 模式，工作频率约为 196kHz；而当负载电流在 50mA 时，电路的工作模式就转换到 DCM 模式，其工作频率约为 163kHz。

输出电容的设计

输出电容值的选择主要取决于负载的变化情况。在负载电流发生突变，控制环路还来不及调整输出的时候，输出电压的跌落或者上冲就与输出电容值的大小密不可分。简单而言，如果不考虑输出电容的 ESR 和 ESL 的影响，希望输出电压在负载变化率（di/dt）为 40mA/μs 的情况下跌落或者上冲的幅值不能大于 100mV，则相应的输出电容就可以下式计算：

$$C_o=\frac{\Delta V}{di/dt}=2.5\mu\text{F} \quad (10)$$

在实际应用中，输出电容和 PCB 寄生的 ESR 和 ESL 均会导致更大幅度的输出电压跌落或者上冲。因此，实际的输出电容选择往往会比理论计算出来的数值大几倍。在这个例子中，选择 22μF 的陶瓷电容作为输出电容。

限流电阻以及续流二极管的设计

LM5007 内部集成了过流保护功能。即当开关电流的峰值超过保护电流的门限值时，内部的 MOSFET 将被强迫关断。在关断时间内，电感电流将逐渐减小，随着开关的下一次开通，电感电流再逐渐增大，重复前一次的动作。

在电流限流时，限流电阻所设定的关断时间一定要大于正常工作时的关断时间，而最差的情况仍然出现在输入电压最高时。在最高输入电压情况下，导通时间最短，关断时间最长。关断时间可由下式计算：

$$T_{off_max}=\frac{1}{f_{s_true}}\times(1-\frac{V_o}{V_{in}})=4.697\mu\text{s} \quad (11)$$

考虑到导通时间存在 25%的误差、过流保护环路的响应时间为 225ns 以及整体 25%的误差，所需要的最小关断时间为：

$$t_{off_min}=(T_{off_max}+0.225)\times1.25=6.153\mu\text{s} \quad (12)$$

因此，可以根据下式计算出限流电阻：

$$R_{CL}=\frac{V_{FB}}{7.22\times10^{-6}\times(\frac{10^{-5}}{t_{off_min}}-0.59)}=334\text{k}\Omega$$

根据实际的标称值，可以选择 360kΩ 的电阻，相应的关断时间为 6.44μS。

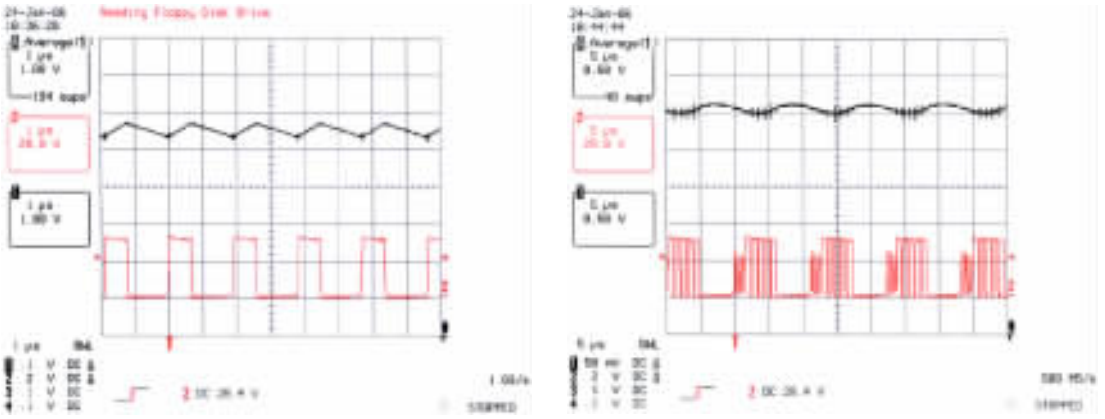
对于续流二极管，最重要的两个技术参数是反相恢复时间和正向压降。考虑到效率和工作的稳定性，在这个应用上推荐采用肖特基二极管。二极管的电压应力应大于输入电压，电流容量则要大于输出电流。在此可以采用 80V、1A 的肖特基二极管作为续流二极管。同时，二极管的功率损耗可以用下式计算：

$$P_{diode}=V_F\times I_o\times(1-D) \quad (13)$$

反馈方式介绍

从 LM5007 的数据应用手册可以看到，为了保证 LM5007 稳定工作，在 FB 管脚的纹波电压应大于

25mV。对于5V的输出，则意味着输出电压的纹波要大于50mV。如果输出电容的ESR过小，则输出纹波无法满足系统可靠工作的要求。因此可以看到，在图1中会用一个小阻值的电阻与输出电容串连，即增大等效的ESR数值。图4中的两个波形对此给出了很好的说明。



(a)输出纹波及开关点波形——可靠工作　(b)输出纹波及开关点波形——不可靠工作

图4 稳定/不稳定工作波形图

串连输出电阻虽然解决了稳定性的问题，但付出了牺牲效率、负载调整率以及输出纹波过大的代价。图5给出了其他解决方式。

可以看到，在图5(a)中，输出电压的纹波可以直接通过高频电容C_R反馈到FB端，使输出电压的纹波小于50mV。

在图5(b)中，与输出电容相串连的R_{ESR}已经不存在了，从而输出电压的纹波可以降低到非常小的数值。同时，输出电容可以看成是交流短路的，在芯片SW点看到的波形是一个幅值介于输入电压和地之间的方波，从而在$R1$和$C1$的连接点上看到的就是一个锯齿波的波形。锯齿波通过高频电容$C2$可以耦合到FB脚充当纹波电压的角色，从而可以保证电路的可靠工作。

在这个应用中，输出分压电阻$R3$和$R4$的取值都是5kΩ，也就意味着反馈点的等效阻抗为2.5kΩ。为了保证在期望的开关频率上使得$C1$的阻抗值远小于2.5kΩ，在200kHz时可以选择$C7$的等效阻抗为250Ω，从而可以计算出$C7$的值约为2.7nF。为简化起见，可以认为在反馈网络中$R1$是一个电流源，其电流大小为$\frac{(V_{in}-V_{out})}{R_1}$，期望的纹波峰峰值约为50mV。考虑到$C\frac{dV}{dt}=I$，在最低输入电压时$dV$为50mV，$C$为2.7nF，$dt$为导通时间，在10V输入时$dt$为2.1μs，从而计算出的$I$为64μA。相应地可以计算出$R1$的数值为78kΩ。实际应用中选择标称值为75kΩ的电阻。同时，交流耦合电阻$C2$的值至少应为$C1$值的3倍左右，可以选择10nF的电容。实际上，上述的分析表明$R1$、$C1$和$C2$的取值都有很大的可选择性。

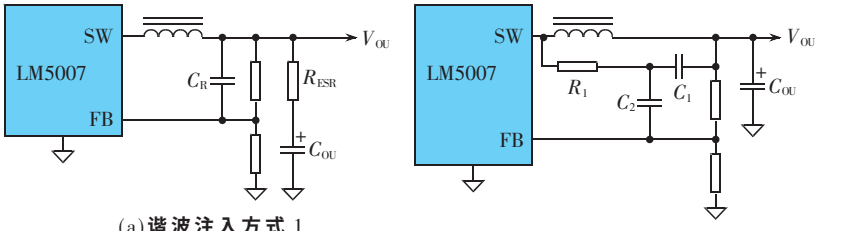
所有的电路外围参数都已得到，重新把设计的电路示于图6。同时图6中的电路元器件的参数可以参考表1。

PCB设计探讨

众所周知，PCB设计的好坏对功率电路的性能起到至关重要的作用。PCB设计的基本原则可以总结为：(1)接地平面的设计；(2)回路的设计；(3)功率/热设计。

结合这个应用的实际情况，下面讨论如何把上述的主要设计原则贯穿在这个电路PCB的设计中去。

首先来分析电路的工作情况。从图7可以看出，对于降压电路，可以把电流环路分解成两个部分：红线所表示的路径流过的电流是不连续的，蓝线所表示的路径流过的电流则是连续的，A点是两种电流状态的分界点。由于电路寄生参数的



(a)谐波注入方式1　(b)谐波注入方式2

图5 几种反馈方式

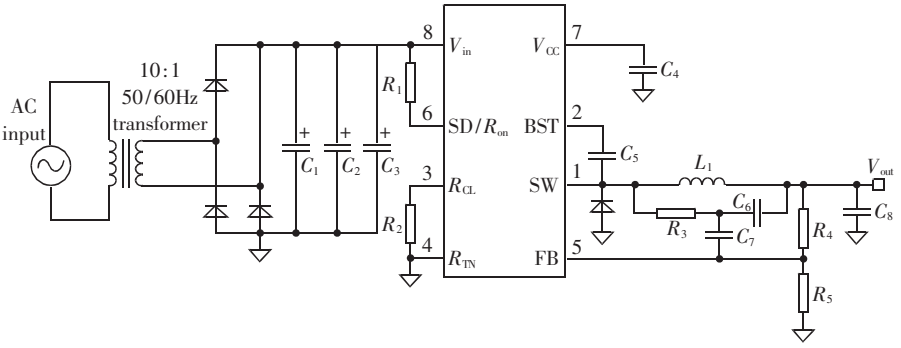
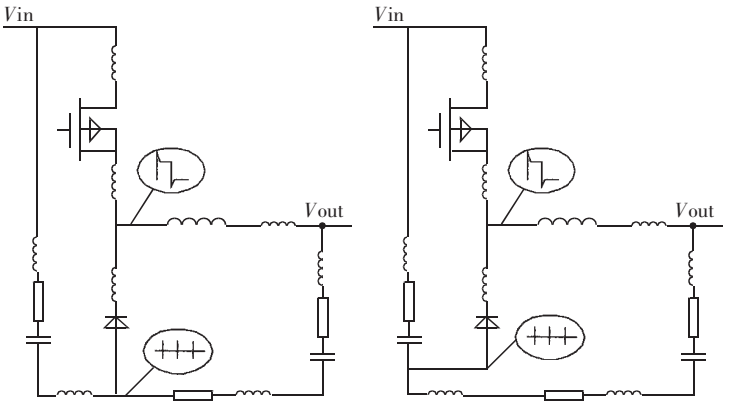


图6 LM5007在电表中的应用实例电路

表 1 LM5007 在工业电表中的应用电路参数列表

器件编号	器件说明	供应商	参考值
C1	电解电容	Rubicon	470μF , 100V
C2	电解电容	Rubicon	470μF , 100V
C3	陶瓷电容	TDK	1μF , 100V
C4	陶瓷电容	TDK	0.1μF , 25V
C5	陶瓷电容	TDK	0.1μF , 25V
C6	陶瓷电容	TDK	2.7nF , 10V
C7	陶瓷电容	TDK	10nF , 10V
C8	陶瓷电容	TDK	22μF , 10V
D1	肖特基二极管	Onsemi	1A , 80V
L1	功率电感	TDK	147μH
R1	电阻	Vishay	180kΩ
R2	电阻	Vishay	360kΩ
R3	电阻	Vishay	75kΩ
R4	电阻	Vishay	5kΩ
R5	电阻	Vishay	5kΩ



(a)不干净的地平面 (b)干净的地平面

图 8 接地平面的合理设计

存在(寄生电感/电容),如果 PCB 的布局不是很合理,则所观察到的波形就会如图 8(a)所示。对比图 8(a)和(b)发现,两者之间的惟一差异在于续流二极管的阳极连接点。在图(a)中,二极管的阳极直接连在了地平面上;而在图(b)中,阳极是直接连在了输入电容的负极性端,然后再将公共接点连接到地。这样接地平面的噪声就会有很大的改善。

在功率线路布局完成之后,控制信号的处理就相对简单。对于信号地与功率地的采用,单点接地原则是最好的。当然,考虑到电磁兼容的问题,对于连接线也应注意:对于低阻抗的点,连接线可以稍微长一些;对于高阻抗的点,连接线就要尽量的短。

对于热设计,主要是考虑电路工作的稳定性。如果电路的工作环境比较恶劣,则所能允许的电路各个元器件的温升就非常有限。尤其是在这个应用中,电解电容的寿命更应该注意。

宽输入电压范围、卓越的负载调节能力是 LM5007 最显著的特点。而这也恰恰是工业电能表电源系统所需要的。为了简化设计,美国国家半导体公司还推出了具有在线仿真功能的 LM5007 网上设计工具,相关内容可在美国国家半导体网站(http://www.national.com/CHS)查询。

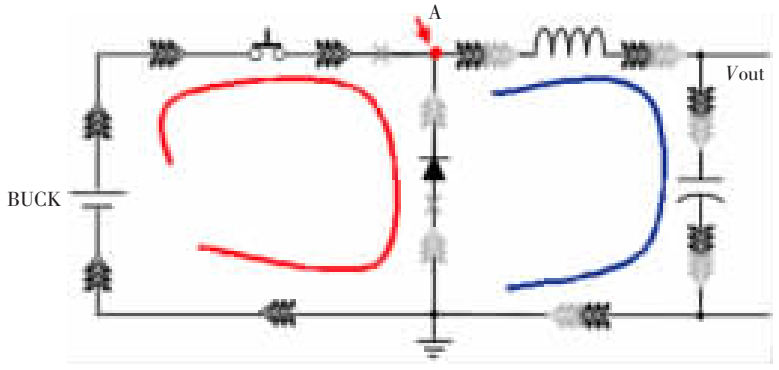


图 7 降压电路电流流向分析