

离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

1. 概述

AP1682是一款针对LED照明应用的，高性能带有功率因数校正功能的AC/DC转换控制器。这款IC使用脉冲频率调制技术，以达到精准的输出电流，高功率因数和极低的总谐波失真。

The AP1682 在不使用光耦和副边控制线路的情况下能够提供精确的恒流输出。同时，使用AP1682也无需考虑环路的补偿，而使系统稳定工作。AP1682 能够满足THD<10%的要求，并且系统具有出众的负载/线电压调整率。

The AP1682 具有低启动电流，低工作电流以及高转换效率的特点。另外，AP1682还内置多种保护功能，如：过压保护，短路保护，过流保护以及过温度保护功能。

AP1682的封装采用SOIC-8的封装形式。

2. 产品特点

- 无需光耦和副边控制线路的原边控制模式
- 低启动电流
- 全电压输入，高功率因数和极低的总谐波失真
- 全电压输入的精准恒流输出
- 无需反馈环路补偿
- 内建加速启动功能
- 负载开路和负载接入自动检测
- 内建过压保护和短路保护
- 过温度保护
- 过流保护

3. 管脚定义及功能描述

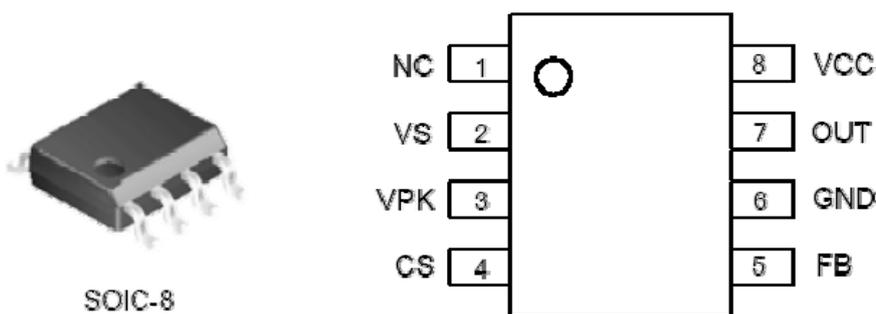


Figure 1. 封装和管脚定义

Table 1. 管脚定义描述

Pin Number	Pin Name	Function Description
1	NC	No connection
2	VS	检测输入正弦交流电压信号
3	VPK	输入电压峰值检测
4	CS	原边电流峰值检测



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

5	FB	辅助绕组反馈电压检测
6	GND	芯片地.
7	OUT	MOSFET门极驱动信号
8	VCC	芯片供电

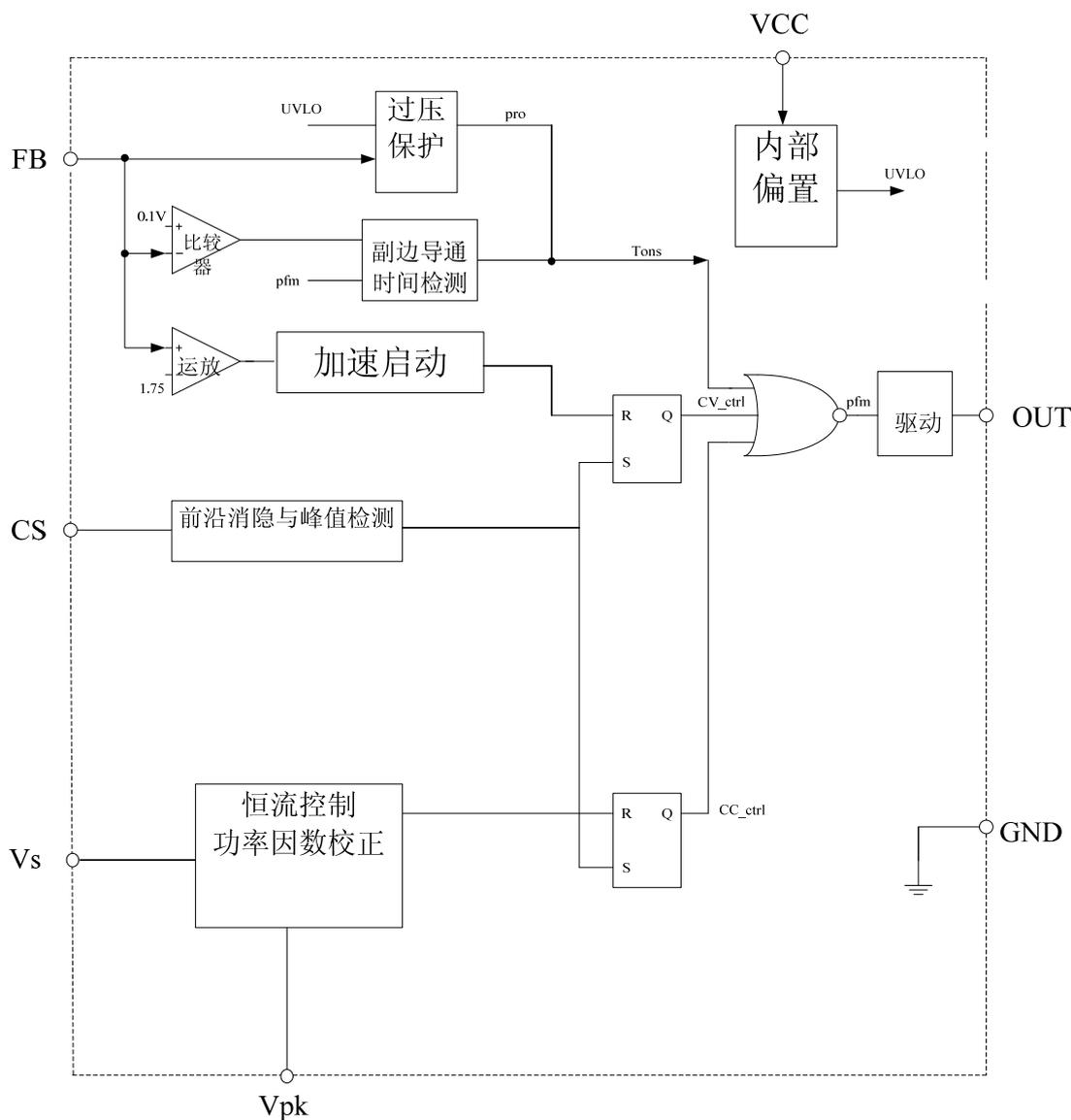


Figure 2. 内部功能框图

4. 工作原理描述

功率因数校正以及恒流输出控制



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

The AP1682 采用原边控制原理 Primary Side Regulation (PSR) 来实现输出恒流控制，并且能够获得高功率因数。

功率因数校正的功能可以实现输入电流与输入电压都是同相位的正弦信号。

AP1682 的工作模式是断续工作模式，因此，输入电流 I_{in} 是

$$I_{in} = \frac{I_{pk} \cdot T_{onp}}{2 \cdot T_{sw}} \quad (1)$$

原边导通时间 T_{onp} ，原边导通峰值电流 I_{pk} 以及开关频率 T_{sw} 分别是：

$$T_{onp} = \frac{L_p \cdot I_{pk}}{V_{in}} \quad (2)$$

$$I_{pk} = \frac{V_{cs}}{R_{cs}} \quad (3)$$

$$T_{sw} = \frac{T_{ons}}{K} \quad (4)$$

L_p ：原边电感感量，

V_{cs} 原边电流采样电压，

R_{cs} 电流采样电阻，

T_{ons} 副边二极管导通时间，

由此，可以得出：

$$I_{in} = \frac{\frac{V_{cs} \cdot L_p \cdot I_{pk}}{R_{cs} \cdot V_{in}}}{2 \cdot \frac{T_{ons}}{K}} = \frac{\frac{V_{cs} \cdot L_p \cdot V_{cs}}{R_{cs} \cdot V_{in} \cdot R_{cs}}}{2 \cdot \frac{T_{ons}}{K}} = \frac{L_p \cdot K \cdot V_{cs}^2}{2 \cdot R_{cs}^2 \cdot T_{ons} \cdot V_{in}} \quad (5)$$

输入交流电压为：

$$V_{in} = \sqrt{2} V_{in_rms} \cdot \sin \theta \quad (6)$$

由以上关系式可以得出：

$$I_{in} = \frac{0.444 \cdot V_{out} \cdot N_t}{2\sqrt{2} \cdot R_{cs} \cdot V_{in_rms}} \cdot \sin \theta \quad (7)$$

输出电流可以表示为：

$$I_o = \frac{0.444 \cdot N_t \cdot \eta_t}{2 \cdot R_{cs}} \frac{1 - \cos 2\theta}{2} \quad (8)$$

η_t 是转换效率，在 AP1682 的系统应用中，通常可以认为是 0.9



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

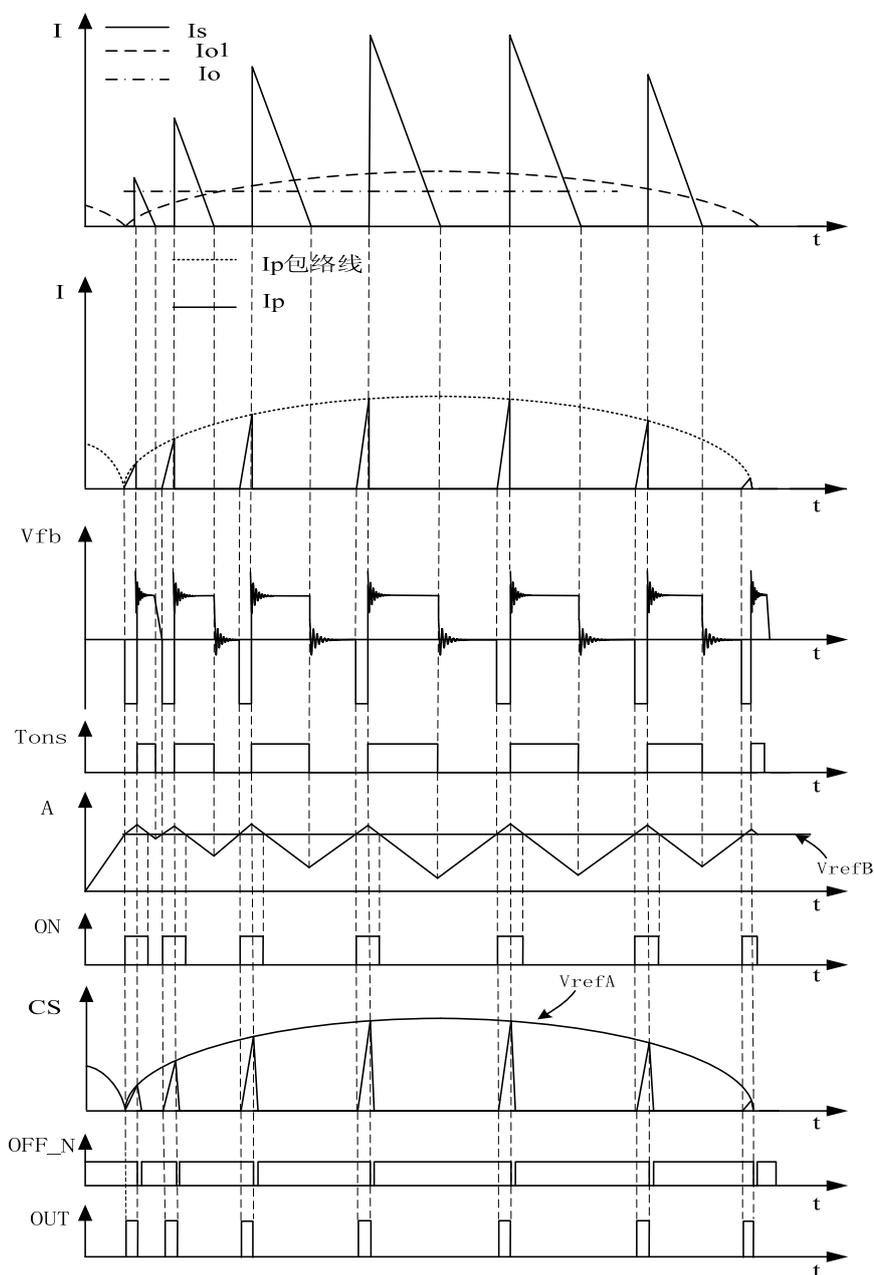


Figure 3 基本工作原理波形图

输出电流的直流分量是:

$$I_{o_mean} = \frac{0.444 \cdot N_t \cdot \eta_t}{4 \cdot R_{cs}} \tag{9}$$

离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

加速启动

为了减小系统启动时间，AP1682 内部集成加速启动功能。在启动阶段，AP1682 的 V_{cc} 电压超过 UVLO 启动电压后，AP1682 工作在临界导通模式，并且工作频率最高。当检测到 FB 电压超过 1.75V 之后，加速启动模式结束，AP1682 正常工作。

Vcc 管脚的电压 Vcc Pin Voltage Region

为适应宽负载电压的要求，AP1682 的 V_{cc} 具有宽工作范围的特点。AP1682 的 UVLO 启动电压设定在典型值 18.5V，UVLO 的关断电压是 8.0V。 V_{cc} 的正常工作电压可达 8V 至 30V。当 V_{cc} 电压超过 30V 时，系统进入 V_{cc} 过压保护状态，直到系统掉电后，才可解除保护。

FB 电压检测

The FB 的电压控制了 AP1682 在不同的工作状态。如图：在启动阶段，AP1682 工作在加速启动阶段，直到 FB 电压超过 1.75V。在 1.75 至 4V 范围内，AP1682 工作在恒流输出模式下。当系统进入恒压模式的时候，AP1682 工作在间歇工作模式。如果 FB 电压超过 6V，则系统进入过压保护状态。

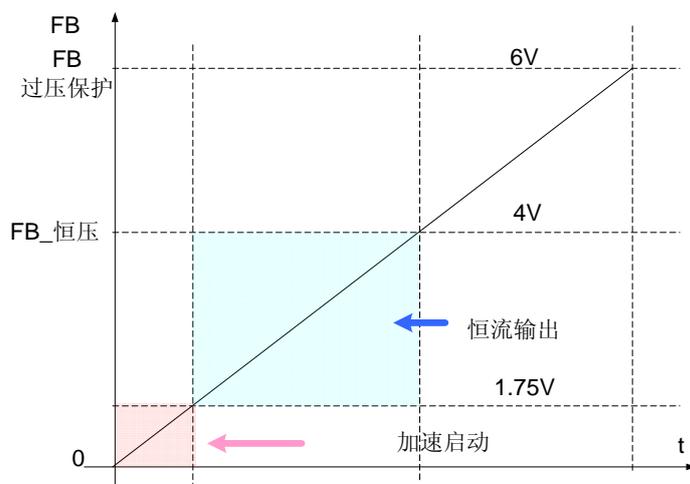


Figure 4 FB 工作区间

输入电压采样

V_S 管脚检测输入的正弦交流电压信号， V_{PK} 管脚检测对应输入电压的峰值信号。

原边电流采样和过流保护 (OCP)

CS 管脚上的电压信号用来检测原边峰值电流以及触发过流保护功能。电流取样电阻可根据公式(13)得到。在一个交流信号周期内， CS 管脚上的峰值信号应该设定在 1V。过流保护触发的信号，被内部设定在 4V。过流保护状态只有在系统掉电后才能解除。

过热保护 (OTP)



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

AP1682 内置过热保护触发温度是：结温大于 140℃。过热保护的窗口是 20℃。当 AP1682 被触发过热保护后，芯片温度降到 120℃之后，系统才能正常工作。

5. 工作参数设计和元器件选择

与传统的反激式电源变换器相比，由于输入电压是正弦信号，其系统的参数设计需要做不同的考虑

5.1 变压器匝比设计

为了保证在全输入电压和全负载功率的情况下让控制芯片工作在 DCM 模式下， T_{ons} , T_{onp} 以及 T_{sw} 应满足：

$$T_{ons} + T_{onp} < T_{sw} \quad (10)$$

根据 PFC 工作原理，在最小输入电压和最大输出功率的情况下，AP1682 工作模式最接近边界导通模式，因此公式(10)可以得到

$$\frac{L_p \cdot I_{pk}}{\sqrt{2} \cdot V_{in_rms_min}} + \frac{L_s \cdot I_{pks}}{V_{o_max} + V_d} < \frac{2.25 \cdot L_s \cdot I_{pks}}{V_{o_max} + V_d} \quad (11)$$

其中 V_d ：副边二极管压降

由变压器原理可以得到：

$$N_t < \frac{1.25 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in_rms_min} \cdot \eta_t}{V_{o_max} + V_d} \quad (12)$$

最终匝比的设计需要考虑电压应力的要求。

5.2 电流采样电阻计算

原边电流采样电阻计算公式可以由公式(9)得出

$$R_{cs} = \frac{N_t \cdot \eta_t}{9 \cdot I_o} \quad (13)$$

5.3 变压器感量计算

考虑到变压器的体积与效率，在最低输入电压和最大负载，变压器工作在最低工作频率 F_{sw_min} 下，因此

$$V_{o_max} + V_d = L_s \cdot \frac{I_{pks}}{T_{ons}} = \frac{2.25 \cdot L_p \cdot F_{sw_min} \cdot \eta_t}{N_t \cdot R_{cs}} \quad (14)$$

由上面的公式，原边电感的感量 L_p 是

$$L_p = \frac{0.444 \cdot N_t \cdot R_{cs} \cdot (V_{o_max} + V_d)}{F_{sw_min} \cdot \eta_t} \quad (15)$$

5.4 变压器绕组设计

系统变压的最恶劣工作条件是最低输入电压与最大负载，并且，输入交流电压处于峰值的时候。

A_e ：有效面积； B_m ：最大磁通量



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

$$B_m = \frac{L_p \cdot I_{pk}}{A_e \cdot N_p} = \frac{9 \cdot L_p \cdot I_o}{A_e \cdot N_p \cdot N_t \cdot \eta_t} \quad (16)$$

原边绕组匝数 N_p 是

$$N_p = \frac{9 \cdot L_p \cdot I_o}{A_e \cdot B_m \cdot N_t \cdot \eta_t} \quad (17)$$

副边绕组匝数 N_s

$$N_s = \frac{9 \cdot L_p \cdot I_o}{A_e \cdot B_m \cdot N_t^2 \cdot \eta_t} \quad (18)$$

辅助绕组匝数 N_{aux}

$$N_{aux} = \frac{N_s \cdot V_{cc_{max}}}{V_{o_{min}} + V_d} \quad (19)$$

其中, $V_{o_{min}}$: 输出电压的最小值, 即LED串联的最小个数, 乘以正向导通压降。
 $V_{cc_{max}}$ Vcc的最大工作电压

5.5 原边功率开关管与副边二极管的选取

原边功率开关管所承受最大电压应力是:

$$V_{Qds_{max}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{rms_{max}}} + N_t \cdot (V_{o_{max}} + V_d) + V_{spk} \quad (20)$$

其中, V_{spk} 是由漏感引起的电压毛刺信号。通常在100-200V。

最大的漏极电流 (RMS 值) 是:

$$I_{d_{max}} = I_{pk} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} = \frac{9 \cdot I_o}{N_t \cdot \eta_t} \cdot \sqrt{\frac{0.444 \cdot (V_{o_{max}} + V_d)}{3 \sqrt{2} \cdot V_{in_{rms_{min}}}}} \quad (21)$$

副边二极管的最大电压应力是:

$$V_{diode_{max}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_{rms_{max}}}}{N_t} + (V_{o_{max}} + V_d) \quad (22)$$

副边二极管的最大电流 (平均值) 是:

$$I_{diode_{av_{max}}} = \frac{I_{pks}}{2} = \frac{N_t \cdot I_{pk}}{2} = \frac{N_t \cdot \eta_t}{2 \cdot R_{cs}} = 4.5 \cdot I_o \quad (23)$$

5.6 输出电容的选择

从公式 (8) 可以看出, 副边二极管的电流包括直流分量和输入交流倍频的交流分量。其中的交流分量是:

$$I_{s_{AC}} = -\frac{N_t \cdot \eta_t}{9 \cdot R_{cs}} \cos 2\theta \quad (24)$$

客户要求的最大纹波电流可以定义为:

$$\Delta I_o = K_{cr} \cdot I_o \quad (25)$$

通常, K_{cr} 小于30%。LED负载的动态电阻 R_{LED} 可由LED的电压-电流曲线得到。因此, 输出电压的纹波 ΔV_o 是

$$\Delta V_o = R_{LED} \cdot \Delta I_o \quad (26)$$



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

而输出电流的纹波是:

$$\Delta V_o = R_{LED} \cdot K_{cr} \cdot I_o = \frac{N_t \cdot \eta_t}{9 \cdot R_{cs}} \cdot \frac{R_{LED}}{\sqrt{1 + (4 \cdot \pi \cdot F_{line} \cdot C_{out} \cdot R_{LED})^2}} \quad (27)$$

由上面的公式可以看出, 输出电容越大, 则输出电流的纹波越小。为了满足纹波要求的最小电容值由下面的公式计算得到:

$$C_{out_min} > \frac{\sqrt{\frac{1}{K_{cr}^2} - 1}}{4 \cdot \pi \cdot F_{line} \cdot R_{LED}} \quad (28)$$

5.7 输入交流电压采样设计

AP1682的PIN2和PIN3都被设置在0V到3.5V的电压范围内。因此, 推荐这两个管脚的电压不要超过3V。VS管脚的分压电阻的设计可以按照下面的公式:

$$\frac{R_8}{R_6 + R_7 + R_8} = \frac{3}{\sqrt{2} \cdot V_{in_rms_max}} \quad (29)$$

同时, 一个小于100pF的陶瓷电容应尽量放置在VS管脚附近, 以去除高频干扰信号。

VPK pin 用来检测输入交流电压信号的峰值电压。可以用一个简单的RC低频滤波线路实现。

$$\frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5} = \frac{3 \cdot \pi}{\sqrt{2} \cdot V_{in_rms_max} \cdot 2} = \frac{3 \cdot \pi}{2\sqrt{2} \cdot V_{in_rms_max}} \quad (30)$$

在AP1682的芯片内部, VS/VPK 的大小决定了输出电流的直流值的大小。

推荐使用两极RC低通滤波线路。其中, C10和C3推荐使用1uF电容, R16 推荐使用100K。

5.7 FB 管脚的电压采样

辅助绕组上的电压可以表示为:

$$V_{AUX} = \frac{N_{AUX}}{N_S} \cdot (V_o + V_d) \quad (31)$$

通过采样FB上的电压信号, AP1682可以在空载或者不接入负载的情况下, 使得输出电压保持在固定的电压下。假设输出电压在空载时的最大允许电压是 V_{O_max} , 那么:

$$4 = \frac{N_{AUX}}{N_S} \cdot (V_{O_max} + V_d) \cdot \frac{R_{17}}{R_{12} + R_{17}} \quad (32)$$

可以通过上面的公式设计FB的反馈电阻网络。

5.7 交流线电压补偿设计

由于MOSFET的驱动关断信号与MOSFET的实际关断存在一定的延时, 原边电感的峰值电流与理想的峰值电流之间也会产生一定的差异:

$$\sqrt{2} \cdot V_{in_rms} \cdot \sin \theta = L_p \cdot \frac{\Delta I_{pk}}{T_{d_off}} \quad (33)$$

并且, 随着输入交流电压的变化, ΔI_{pk} 也会变化。

可以采用一个电阻来补偿峰值电流的变化, 该电阻的一端与DC BUS相连, 另一端与CS管脚相连。补偿电阻需要满足:



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

$$\sqrt{2} \cdot V_{in_rms} \cdot \sin \theta \cdot \frac{R_{14} + R_{cs}}{R_{20} + R_{14} + R_{cs}} = R_{cs} \cdot \Delta I_{pk} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_rms} \cdot \sin \theta \cdot T_{d_off} \cdot R_{cs}}{L_p} \quad (34)$$

由于 $R_{cs} \ll R_{14}$, 所以

$$\frac{R_{14}}{R_{20} + R_{14}} = \frac{T_{d_off} \cdot R_{cs}}{L_p} \quad (35)$$

6. 版图设计考虑

PCB 版图设计需要考虑如下的因素:

- 为优化 EMI 特性, 反激变换器的功率回路面积需要最小化。
- 为优化 EMI 和功率特性, R-RCD 或者 DZ 钳位吸收以及输出整流回路应该最小化。
- 功率地线和信号地线需要分开设计。并且变压器的地线需要与 IC 的地线分开, 以优化系统 ESD 特性。
- C6 电容应尽量靠近 AP1682 的 Vcc 管脚。

7. 设计实例

7.1 设计规范

交流输入电压范围: $V_{in_rms} = 85$ to $265V$

输出电压直流: $V_o = 12V$

输出电流: $I_o = 0.6A$

满载工作频率: $f_{sw} = 65kHz$

效率: $\eta > 80\%$ @ $120Vac$ and $230Vac$

7.2 设计线路图.

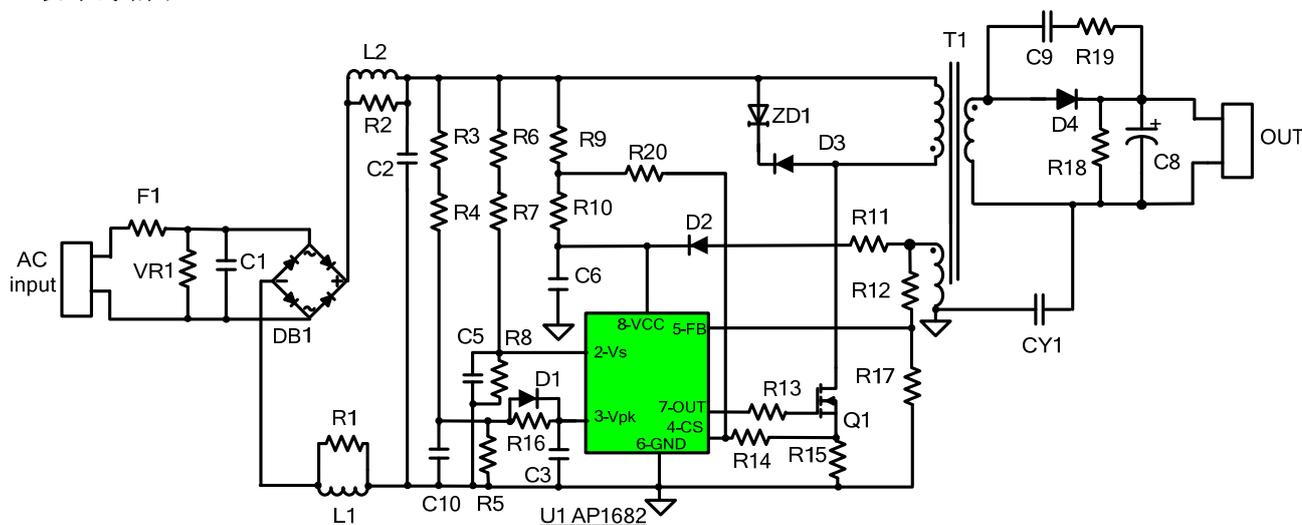


Figure 5. AP1682 的典型应用图



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

7.3 The material BOM list:

Item	Description	QTY
C1	33nF/400V, capacitor CL21	1
C2	100nF/400V, capacitor CL21	1
C3	330nF/16V, 0603, ceramic capacitor	1
C5	10pF/16V, 0603, ceramic capacitor	NC
C6	1uF/25V, 1206, ceramic capacitor	1
C8	1000uF/25V, 105°C, 10mm*20mm electrolytic capacitor	1
C9	10nF/100V, 1206, ceramic capacitor	1
C10	1uF/16V, 0603, ceramic capacitor	1
CY	2.2nF/275V, Y safety capacitor	1
D1,D2	Diode, 1N4148, SOD-323	2
D3	1A/600V, SMA, US1J	1
D4	3A/100V, Schottky diode, SMA	1
ZD1	Zener 150V, SMA	1
L1,L2	8.2mH, Inductor, Φ 6.5mm*8mm	2
F1	Fuse, 1A/250V	1
VR1	Varistor 07D471K	1
BD1	0.5A/600V, TO-269AA, MB6S	1
R3, R4,R6,R7,R9,R10	510K ohm, 1%, 1206, resistor	6



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

R1,R2	7.5K ohm, 5%, 1206, resistor	NC
R8	8K2 ohm, 1%,0603, resistor	1
R5	12K, 1%, 0603, resistor	1
R11	10 ohm, 5%, 1206, resistor	1
R12	47K ohm, 5%,0603 , resistor	1
R13	20ohm, 5%,0603 , resistor	1
R14	2K4, 5%,0603 , resistor	1
R15	1R6, 1%,0603 , resistor	1
R16	330K, 5%,0603 , resistor	1
R17	12K, 5%,0603 , resistor	1
R18	18K, 5%,1206, resistor	1
R19	100ohm, 5%,1206, resistor	1
R20	10M, 5%, 1206, resistor	1
T1	EFD20 10 pin 950uH, 5%,Transformer	1
U1	AP1682MTR-G1, SOIC-8, BCD's IC	1
Q1	MOSFET, 4A/600V,	1

7.4. 变压器参数



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

7.4.1. 电气图

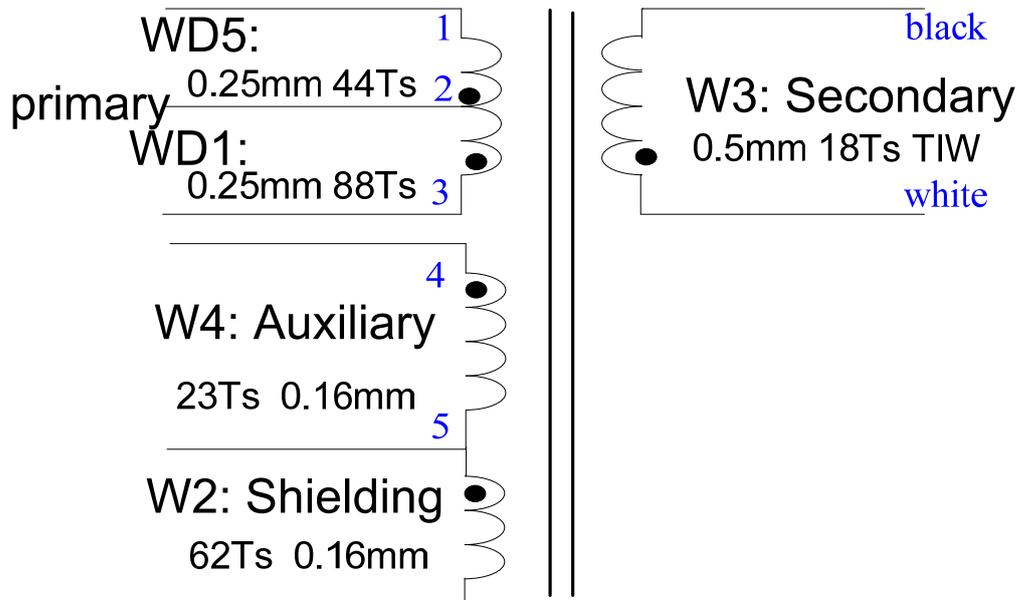


Figure 6. Transformer electrical schematic diagram

7.4.2. 电参数

Primary Inductance	Pin 4-5, all other windings open, measured at 1kHz, 0.4VRMS	950uH, ±5%
Primary Leakage Inductance	Pin4-5,all other windings shorted, measured at 10kHz, 0.4VRMS	50uH (Max)
Electrical Strength	60 seconds, 60HZ, from Pin 1-5 to Pin 6-10	3000Vac

7.4.3. 材料

Item	Description
[1]	Core:EFD20, PC40 or equivalent
[2]	Bobbin: EFD20, Horizontal, 10 Pin, (5/5)
[3]	Wire:ø0.16mm, for internal wire shielding winding shielding
[4]	Wire: ø0.25mm, for the Primary winding
[5]	Wire: ø0.16mm, for the Auxiliary winding
[6]	Triple Insulated Wire: ø0.5mm for Secondary Winding
[7]	Tape: 0.05mm thick, 13 mm wide
[8]	Glue: DELO AD895



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

7.4.4. 变压器结构图

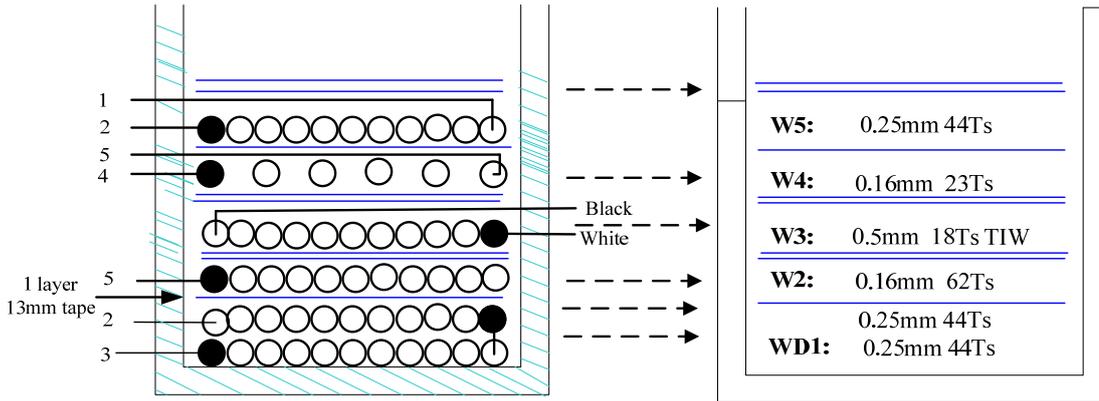


Figure 7. Transformer winding construction diagram

<p>Winding Sequence: Begin from the central column of the Bobbin. Primary side of the bobbin is placed on the left hand side, and secondary side o the bobbin is placed on the right hand side.</p>	
W1 Primary winding	Start at Pin 3. Wind 44 turns of $\phi 0.25$ mm wire [4] from left to right. Wind another 44 turns on the next layer from right to left. Finish on Pin 2. Wind tightly & spread evenly
Insulation	1 Layers of insulation tape [7], 0.05mm thick, 13.0mm wide.
W2 Shielding winding	Start at Pin 5. Wind 62 turns of $\phi 0.16$ mm wire [3] from left to right. The terminal floats. Wind tightly & spread evenly
Insulation	2 Layers of insulation tape [7], 0.05mm thick, 13.0mm wide.
W3 Secondary Winding	Start at white terminal. Wind 18 turns of $\phi 0.5$ mm Triple Insulated Wire [6] from left to right. Finish with black terminal. Wind tightly & spread evenly.
Insulation	2 Layer of insulation tape [7], 0.05mm thick, 13.0mm wide.
W4 Auxiliary winding	Start at Pin 4. Wind 23 turns of $\phi 0.16$ mm wire [5] from left to right. Finish on Pin 5. Wind tightly & spread evenly
Insulation	1 Layer of insulation tape [7], 0.05mm thick, 13.0mm wide.
W5 Primary winding	Start at Pin 2. Wind 44 turns of $\phi 0.25$ mm wire [4] from left to right, Finish on Pin 1. Wind tightly & spread evenly
Insulation	2 Layers of insulation tape [8], 0.05mm thick, 8.0mm wide.



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

Glue	Glue[8] core and bobbin
	Core short to Pin5

7.5. The PCB 版图

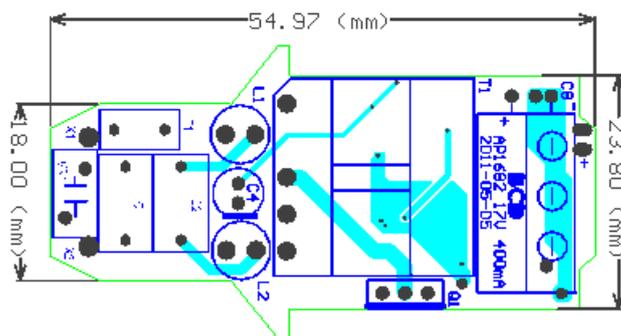


Figure 8. demo board PCB and Component layout(Top view)

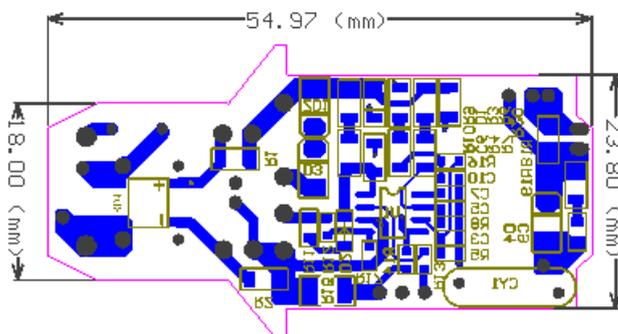


Figure 9. demo board PCB and Component layout(Bottom view)

7.6 测试结果

7.6.1 满载效率

Input Condition	Pin(W)	Vo (VDC)	Io (ADC)	Po (W)	Efficiency
120VAC/60Hz	9.79	12.58	0.614	7.91	80.8%
230VAC/50Hz	9.63	12.58	0.614	7.93	82.3%

7.6.2 输出电流

Input Voltage (VAC)	Output Current (A)			Load Reg (%)
	3 LEDs	4 LEDs	5 LEDs	
85	0.622	0.610	0.594	2.30%
100	0.623	0.612	0.595	2.30%
110	0.623	0.613	0.596	2.21%



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

120	0.623	0.613	0.596	2.21%
130	0.623	0.613	0.596	2.21%
150	0.622	0.613	0.597	2.05%
170	0.621	0.614	0.597	1.97%
190	0.620	0.614	0.599	1.72%
220	0.620	0.614	0.600	1.64%
230	0.619	0.614	0.600	1.56%
240	0.618	0.614	0.601	1.39%
265	0.615	0.612	0.601	1.15%
Line Reg (%)	0.65%	0.33%	0.59%	2.38%

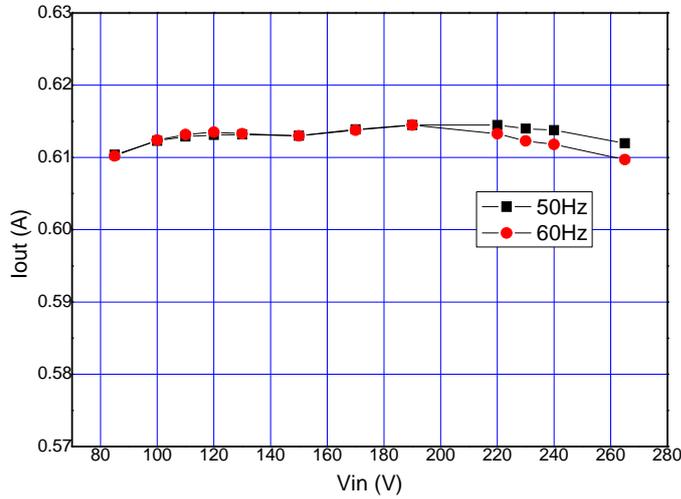


Figure 10. 满载时的输出电流随输入电压的调整率

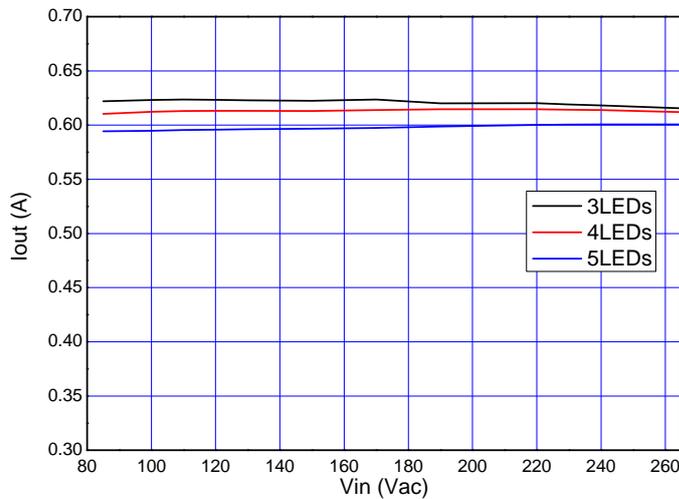


Figure 11. 输出电流的负载调整率



离线式原边控制功率因数校正 LED 驱动芯片 AP1682

7.6.3 功率因数和失真

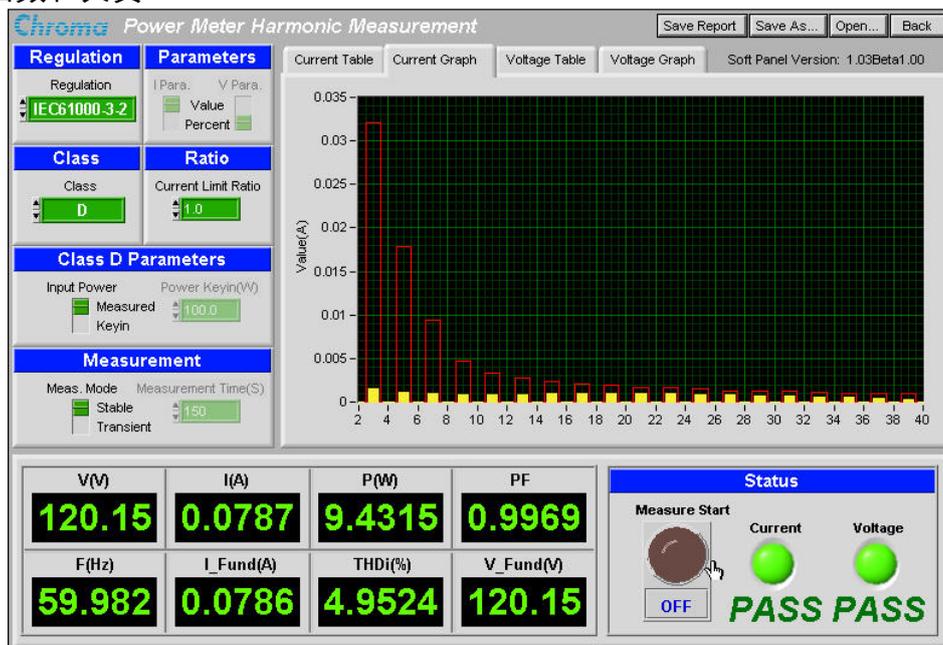


Figure 12. 满载的 PF 和 THD @ 120Vac

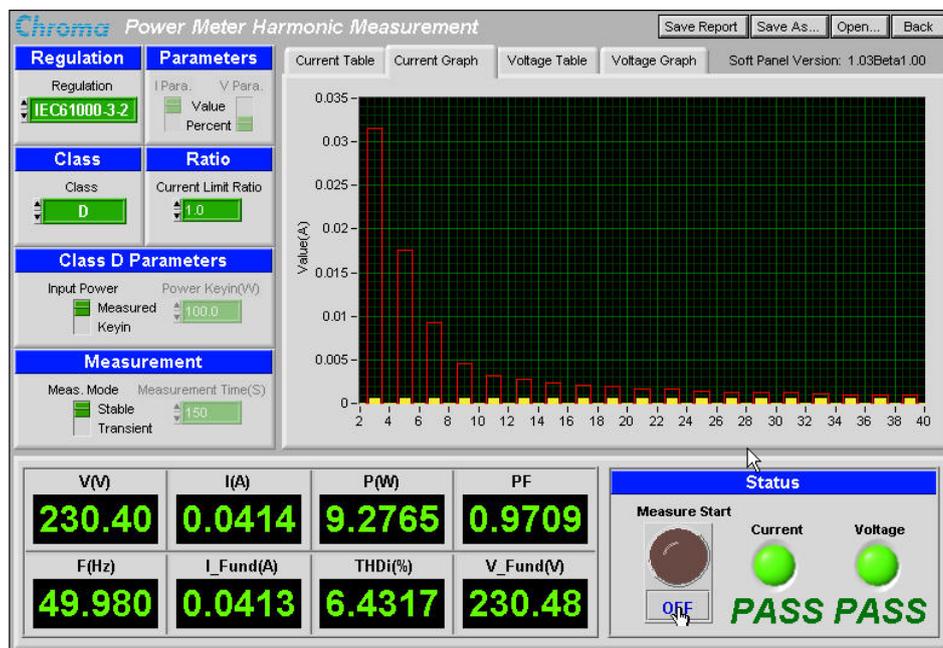


Figure 13. 满载的 PF 和 THD @ 230Vac