

SA7527_AN02



杭州士兰微电子股份有限公司

单级隔离型18W LED日光灯驱动设计指南

—— — — SA7527

士兰保留说明书的更改权，恕不另行通知！产品提升永无止境，我公司将竭诚为客户提供更优秀的产品！

地址：杭州市黄姑山路4号
电话：+86-0571-88210880
传真：+86-0571-88211612

邮编：310012
Http: //www.silan.com.cn
Email: silan@silan.com.cn

目 录

1. 概述	3
2. 主要特点	3
3. SA7527 内部框图	3
4. 单级隔离型 18W LED 驱动器规格	4
5. 单级隔离型 18W LED 驱动器原理图	5
6. DEMO 外观图	6
7. 元器件列表(BOM)	7
8. 电路功能介绍	8
8.1. 单级隔离方案结构说明	8
8.2. 输入滤波电路	8
8.3. 单端反激 PFC 电路(SA7527)	9
8.3.1 原边 MOS 管导通时间计算:	10
8.3.2 原边 MOS 管关断时间计算:	10
8.3.3 MOS 管开关频率计算:	11
8.4. 次级恒流驱动电路	11
8.4.1 LED 恒流电路	11
8.4.2 输出限压电路	12
9. 反激式 PFC 变压器设计	12
9.1. 反激 PFC 变压器的关键参数设计	12
9.2. 18W 输出反激 PFC 变压器设计实例	13
10. 原边 MOS 管选型	16
11. 18W LED 驱动电源测试报告	16
11.1. 测试工具列表	16
11.2. 开机测试	17
11.3. 关机测试	18
11.4. 满载切换空载	19
11.5. LED 电流电压纹波	19
11.6. 输出短路测试	20
11.7. 高压输入时应力测试	20
11.8. 输入电压及电流测试	21
11.9. 原边 MOS 管电流测试	21
11.10. 不同负载下的效率测试	22

11.10.1	输出 $V_o=33V$	22
11.10.2	输出 $V_o=30V$	22
11.10.3	输出 $V_o=34V$	23
11.11.	不同负载下的效率曲线图.....	23
11.12.	LED 电流线性调整率.....	24
11.13.	功率因数随输入电压变化曲线.....	24
11.14.	220V 输入时不同负载测试.....	25
12.	功率因数优化设计.....	27
13.	附:	29

1. 概述

本应用设计指南介绍了一款单级隔离型 18W LED 日光灯驱动方案的设计过程，并给出了关键性的实验波形图。主控芯片为 SA7527，主拓扑采用单端反激 DC/DC 变流器，输出选用运算放大器做恒流驱动 LED。此款驱动电源专为 T8/T10 灯管设计。在宽输入电压范围内（90VAC-265VAC），功率因数 PF 值在 0.95 以上。

2. 主要特点

- * 宽输入电压范围：90VAC – 265VAC
- * 单级隔离方案
- * 有源功率因数校正，功率因数 > 0.95(全电压范围内)
- * 高效率 >86%(全电压范围内)
- * 输出开路保护，输出短路保护
- * 适合 T8 和 T10 日光灯管

3. SA7527 内部框图

图 1 为 SA7527 内部结构框图。主要包括过零检测比较器，误差放大器，乘法器，电流比较器和 PWM 逻辑控制电路。SA7527 为一款简单而高效的功率因数校正控制器。它工作在临界连续（CRM）模式下。电路内部自带 RC 滤波，无需外加 RC 滤波。内部集成了 VCC 的 UVLO 保护电路，在电路工作不正常时，可以快速保护，大大提高系统的可靠性，简化外围电路设计。

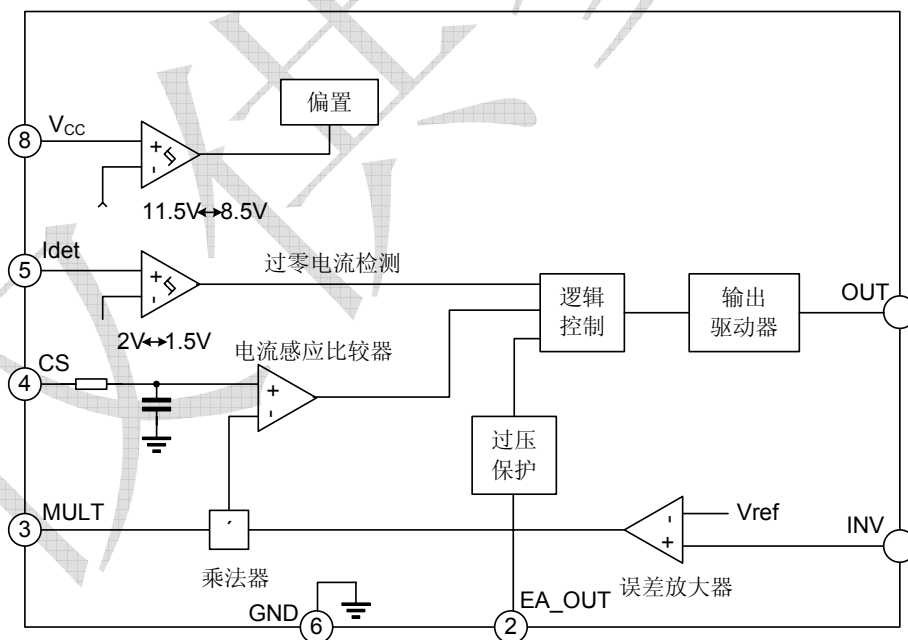


图 1 SA7527 内部结构图

4. 单级隔离型 18W LED 驱动器规格

此开关电源专为 T8, T10 日光灯设计。具体很宽的输入电压范围, 同时还有高效, 高功率因数等特性。具体的规格说明, 见表 1。

表 1 单级隔离型 18W LED 驱动器规格列表

规格描述	符号	最小值	典型值	最大值	单位	备注
输入电压	V_{IN}	90	220	265	VAC	
输入电压频率	f	47	50/60	64	Hz	
输出电压	V_o		33		V	输出电压会随着 LED 的不同会略有变化
输出电流	I_o	0.52	0.55	0.58	A	输出恒流精度与采样电阻精度相关, 最好可以采用 0.5% 的采样电阻
输出电流纹波 (峰-峰值)			0.3		A	$I_o=550mA, V_{in}=220VAC$
输出电压纹波 (峰-峰值)			1.5	2	V	$I_o=550mA, C_o=330\mu F \cdot 3$
电流调整率			1%	2%		$I_o=550mA$, 输入电压全范围变化
转换效率	η	85	86		%	典型值是在 $V_{IN}=220VAC$ 下, 输出满载情况
功率因数		0.92	0.95			$V_{IN}=265V$ 下满载典型值
待机损耗	P_{in}			0.8	W	输出空载
短路损耗	P_{in}			2	W	
开机延迟时间				2000	mS	输入上电到输出电压建立所需要时间
DEMO 尺寸		25*1.8*1.1			cm	

5. 单级隔离型 18W LED 驱动器原理图

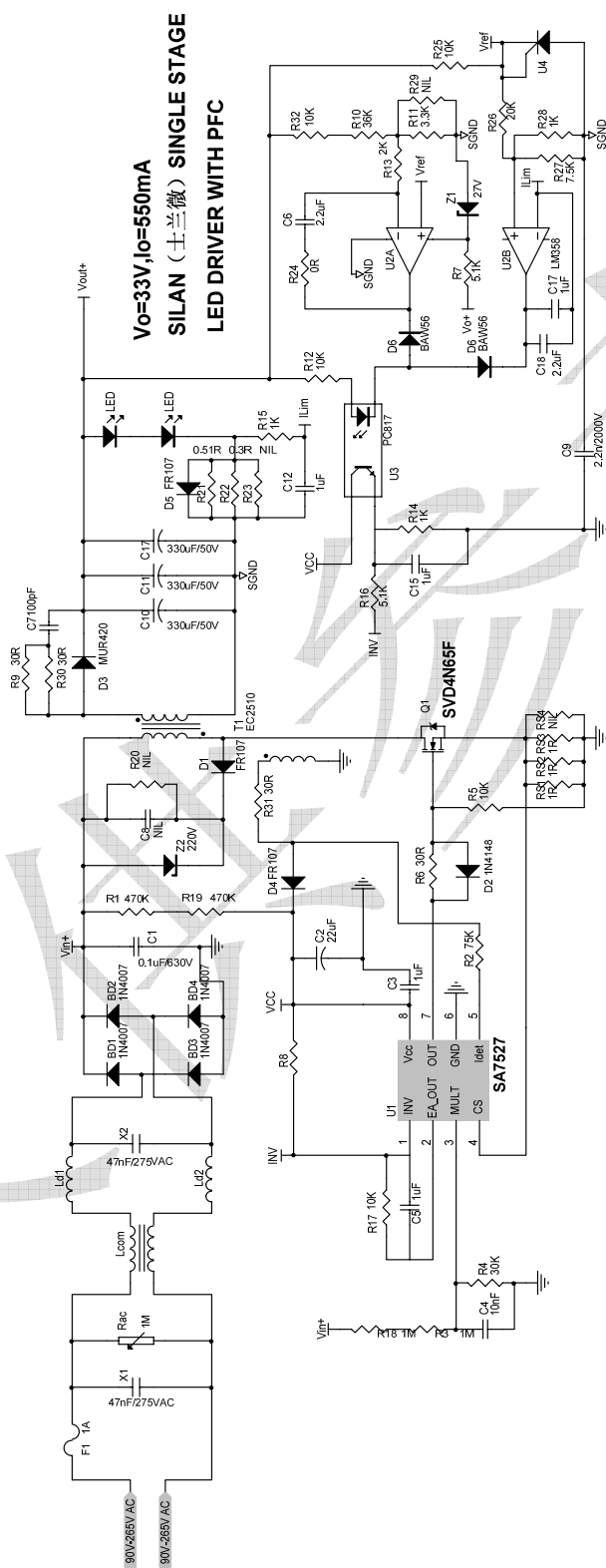
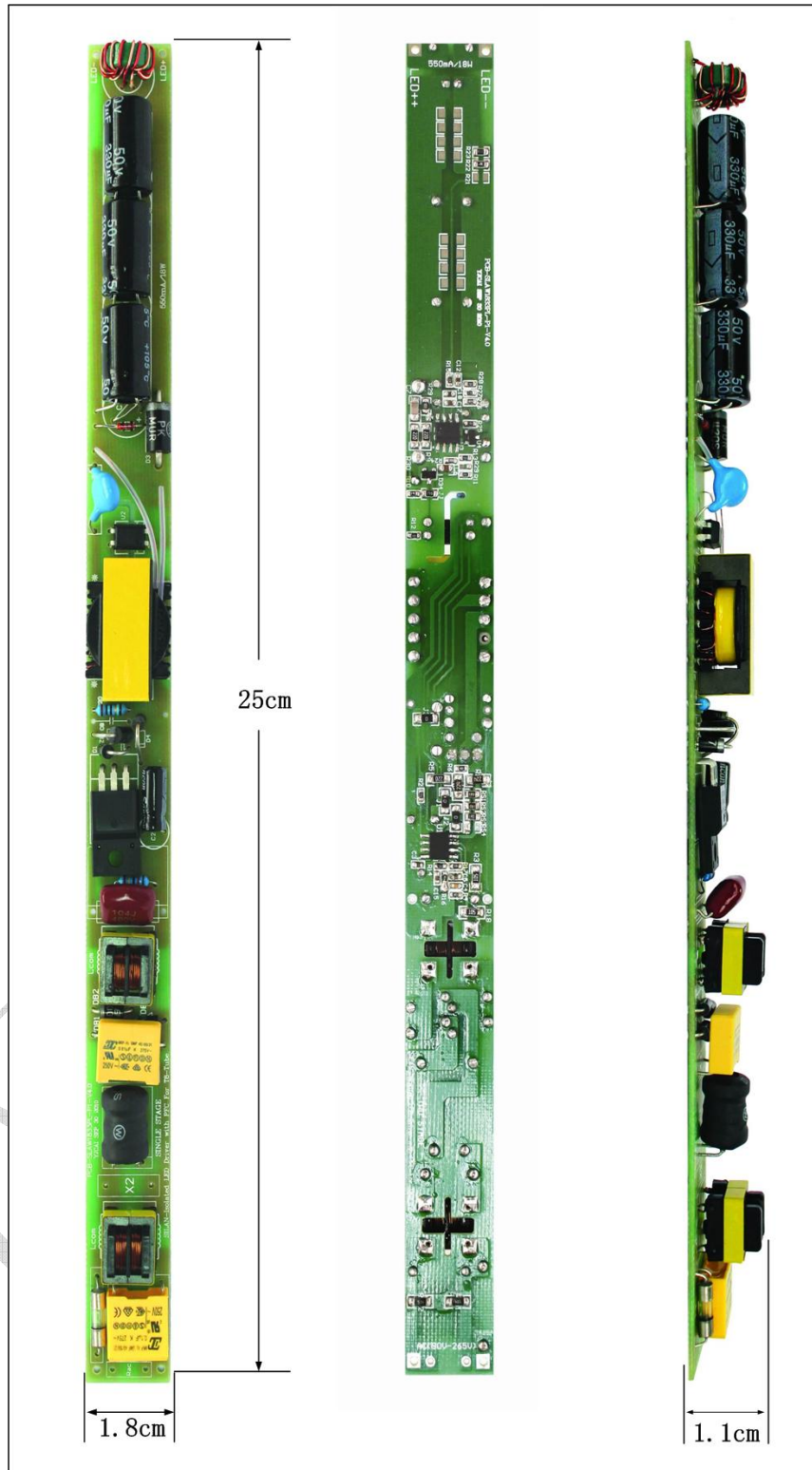


图 2 单级隔离型 LED 驱动方案原理图

6. DEMO 外观图



7. 元器件列表(BOM)

编号	符号	数量	描述	供应商
1	R1 R19	2	330K 1206 0.25W 表贴	SEI
2	Rac	1	1M 压敏电阻	N/A
3	Rac1 Rac2	2	500K 1206 0.25W 表贴	SEI
4	R3 R18	2	1M 1206 0.25W 表贴	SEI
5	R6 R9 R30 R31	4	30R 1206 0.25W 表贴	SEI
6	R21	1	0.51R 0805 0.125W 表贴	SEI
7	R22	1	0.3R 0805 0.125W 表贴	
8	R7 R32	2	10K 0805 0.125W 表贴	SEI
9	RS1 RS2 RS3	3	1R 0805 0.125W 表贴	SEI
10	R24	1	0R 0603 0.1W 表贴	SEI
11	R4	1	30K 0603 0.1W 表贴	SEI
12	R5 R12 R16 R17 R25 R27	6	10K 0603 0.1W 表贴	SEI
13	R14 R15 R28	1	1K 0603 0.1W 表贴	SEI
14	R13	1	2K 0603 0.1W 表贴	SEI
15	R2	1	75K 0603 0.1W 表贴	SEI
16	R10	1	36K 0603 0.1W 表贴	SEI
17	R11	1	3.3K 0603 0.1W 表贴	SEI
18	R26	1	20K 0603 0.1W 表贴	SEI
19	R8		250K 0.1W 直插	SEI
20	R20 R23 R29 RS4		NIL	SEI
21	C10 C11 C17	3	330uF 50V 铝电解 (10*16)	SANCON
22	X1 X2	2	47nF 275Vac Film	Panasonic
23	C1	1	100nF 630V Film	Panasonic
24	C2	1	22uF 50V 铝电解 (5*10)	SANCON
25	C9	1	2.2nF 2000V Y 电容	JEC
26	C7	1	100pF X7R 1206 表贴	Murata
27	C6	1	2.2uF X7R 0805 表贴	Murata
28	C3 C5 C12 C15 C17	5	1uF X7R 0603 表贴	Murata
29	C18	1	2.2uF X7R 0603 表贴	
30	C4	1	10nF X7R 0603 表贴	Murata
31	C12	1	100nF X7R 0603 表贴	Murata
32	C8		NIL	
33	DB1 DB2 DB3 DB4	4	1A 1000V 整流二极管 1N4007	DIODES
34	D1 D4 d5	3	1A 1000V 快恢复二极管 FR107	DIODES
35	D2	1	1A 100V 快速二极管 1N4148	DIODES
36	D3	1	4A 200V 整流二极管 MUR420	ONSEMI

编号	符号	数量	描述	供应商
37	D6	1	BAW56 共阳极二极管	DIODES
38	Z2	1	220V 680W 吸收稳压管 P6KE220	VISHAY
39	Z1	1	27V 稳压二极管	ONSEMI
40	Ld1 Ld2	2	1mH 0.3A 电感	N/A
41	Lcom	1	10mH 0.4A 共模电感 EE12.5	N/A
42	T1	1	变压器, EC2510	N/A
43	L3	1	输出共模电感	N/A
44	U1	1	PFC 控制器 SA7527	SILAN(士兰微)
45	U2	1	运放 LM358 SO-8	TI
46	U3	1	光电耦合器 PC817	SHARP
47	U4	1	TL431 SOT-23-3	TI
48	Q1	1	4A 650V 高压 MOSFET SVD4N65F	SILAN(士兰微)
49	F1	1	1A FUSE 保险丝	N/A

8. 电路功能介绍

8.1. 单级隔离方案结构说明

单级隔离型 LED 驱动电源方案的结构图如图 3 所示。它主要包括：输入 EMI 滤波器，整流桥，带隔离变压器的单端反激 PFC(SA7527)电路，以及输出运放恒流 LED 驱动电路等几部分组成。

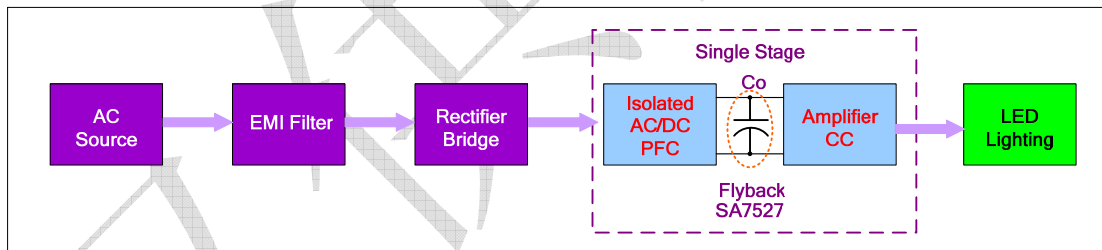


图 3 单级隔离型 LED 驱动方案结构图

8.2. 输入滤波电路

开关电源输入 EMI 滤波器设计非常关键，甚至有时候会关系到电源是否能够正常工作。这里说的 EMI 是指 Electro Magnetic Interference，也即电磁干扰。它是开关电源 EMC 设计中的一部分。主要包括：传导干扰和辐射干扰两种。两种干扰源主要来自电路中高频开关造成的高 dv/dt ， di/dt 。而开关频率从几十 KHz 到几百 KHz，甚至几 MHz 不等。解决 EMI 问题的主要途径包括三种：一是从源头上入手，尽量地减小 dv/dt ， di/dt ，比如增大门极驱动电阻以减缓 MOS 管的开通速度从而减小 dv/dt 和 di/dt ，又比如在副边整流二极管上加吸收电路来减小 dv/dt 等办法；二是加强被干扰对象的抗干扰能力，比如屏蔽和接地；三是从干扰传输的路径上入手，比如屏蔽，比如加 EMI 滤波器，这是最常用也是最有效的抵制传导干扰的办法，有最广泛的应用。在此 LED 驱动应用方案中，输入 EMI 滤波器由两个差模电感，两颗差模电容以及一个共模扼

流圈构成。具体电路结构见图 2。差模电感以及差模电容是用来抵制差模干扰信号的，对于共模信号无任何作用；而共模电感对于共模干扰，它就相当于很大的电感器，同时，对于差模信号它相当于两根导电的导线，不具备任何电感特性。具体的抵制 EMI 措施已经有很多相关资料介绍，这里不再赘述。

8.3. 单端反激 PFC 电路(SA7527)

此款单级隔离型 LED 驱动电源具有功率因数校正(PFC)功能。由 SA7527 控制芯片构成的单端反激拓扑实现单级的功率因数校正。它具有功率因数高，且安全原副边隔离等优点，同时还可以根据不同场合的需要，合理方便地调整变压器匝比，得到想要的输出电压。具体原理图见图 2 所示。

以下简单的对基于 SA7527 的反激式 PFC 电路进行分析。图 4 给出了由 SA7527 控制的反激 PFC 电路。SA7527 芯片是工作在 CRM(critical conduction mode)临界断续模式下的 PFC 控制芯片。特点是开关频率会随着输入电压的变化而不同，并且在输入低压时的频率较高，输入高压时的频率较低等特性，见图 5。

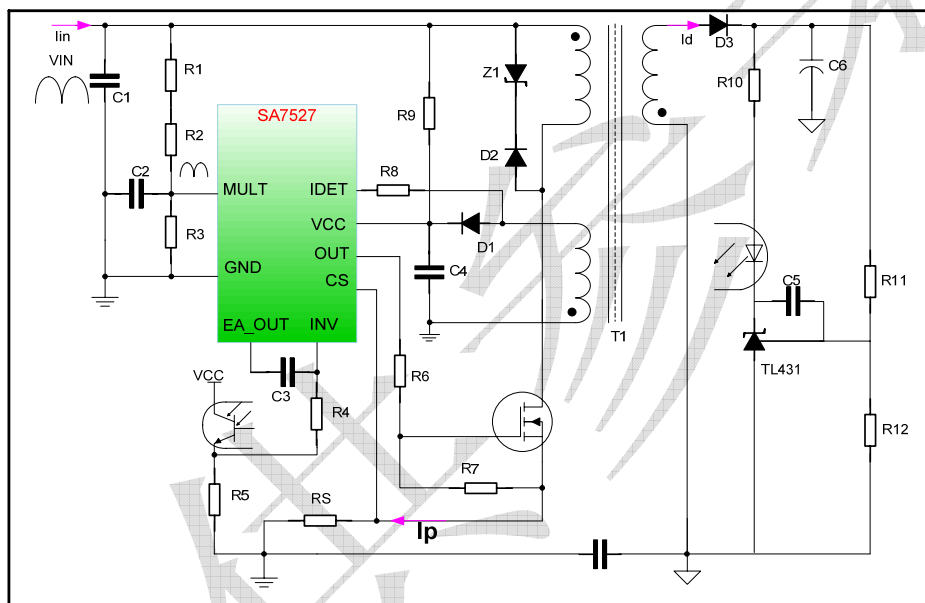


图 4 典型反激式 PFC 电路

如图 4 所示，SA7527 周围电路很简单。主要由以下几个部分组成：

- (1) 输入电压采样电路，由 R1, R2, R3 和 C2 构成，在 MULT 脚得到正弦半波，频率为 100Hz/120Hz。
- (2) 过零检测电路，由 R8 及变压器第三绕组构成，其目的在于判断输出电流 I_d 下降到零的时刻，及时开通 MOS 管以实现 CRM 工作模式。
- (3) 原边电流采样电路，由采样电阻 R_S 构成，通过将采样电阻串在 MOS 管回路里去采样电流而得到一个三角波电压信号，其目的在于通过采样原边峰值电流信号去关断 MOS 管。
- (4) 输出电压反馈电路，由 R11, R12, C5, TL431, R5, R4, C3 以及光耦构成，采样输出电压信号，然后通过光耦耦合信号去参与调节原边占空比，形成一个负反馈系统，以达到稳定输出电压的目的。

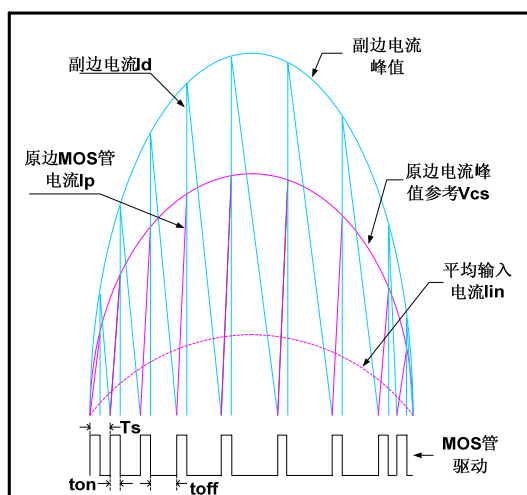


图 5 原副边电流波形示意图

8.3.1 原边 MOS 管导通时间计算:

原副边电流波形及 MOS 管的门极驱动波形见图 5 所示。

变压器原边电流峰值:

$$I_{Lm(pk)}(t) = \frac{U_{in(pk)} \times \sin \omega t}{L_m} \times t_{on} \quad (\text{公式 1})$$

其中, L_m 是反激变压器的原边激磁电感量, 在导通期间的峰值电流等于电流上升斜率乘以导通时间。因此每个周期内 MOS 管的导通时间可表示为:

$$t_{on} = \frac{I_{Lm(pk)}(t)}{U_{in(pk)} \times \sin \omega t} \times L_m$$

由于电路工作在 CRM 模式, 可以认为原边电感电流峰值是输入线电流峰值的 2 倍, 所以:

$$\begin{aligned} I_{Lm(pk)}(t) &= 2 \times I_{in(pk)} \sin \omega t \\ t_{on} &= \frac{2 I_{in(pk)} \sin \omega t}{U_{in(pk)} \times \sin \omega t} \times L_m = \frac{2 I_{in(pk)}}{U_{in(pk)}} \times L_m \end{aligned} \quad (\text{公式 2})$$

由公式 2 可以得到以下结论: 在输入电压不变的情况下, 输入线平均电流最大值, 输入线电压最大值, 以及 L_m 都是常量, 所以在半个正弦期间的开关导通时间是不变的。

8.3.2 原边 MOS 管关断时间计算:

定义 MOS 管关断后, 原边绕组上的电压为 V_{OR} , 则此时的电压为:

$$V_{OR} = n \times (V_O + V_F)$$

V_O 是输出电压, V_F 是副边整流二极管的导通压降, n 是变压器原副边匝比。

MOS 管关断时间可表示为:

$$t_{off} = \frac{I_{Lm(pk)}(t)}{V_{OR}} \times L_m = \frac{2 I_{in(pk)} \sin \omega t}{V_{OR}} \times L_m \quad (\text{公式 3})$$

由公式 3 可以得到以下结论: MOS 管关断时间是变化的。在半个周期内, 峰值电压处的关断时间最长,

低电压处的关断时间最短。

8.3.3 MOS 管开关频率计算:

结合公式 2 和公式 3, 可以得到开关周期时间为:

$$T = t_{on} + t_{off} = \frac{2I_{in(pk)}}{U_{in(pk)}} \times L_m + \frac{2I_{in(pk)} \sin \omega t}{V_{OR}} \times L_m$$

化简后得到:

$$T = \frac{2I_{in(pk)} \cdot L_m}{U_{in(pk)}} \left(1 + \frac{U_{in(pk)}}{V_{OR}} \times \sin \omega t \right)$$

因此 MOS 管开关频率为:

$$f_s = \frac{1}{T} = \frac{U_{in(pk)}}{2I_{in(pk)} \cdot L_m} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{U_{in(pk)}}{V_{OR}} \times \sin \omega t \right)} \quad (\text{公式 4})$$

由公式 4 可以看到, 在半波正弦内开关频率是变化的, 这是由关断时间变化引起。最高开关频率发生在输入电压最低的时候, 且当 $\sin \omega t = 0$ 时:

$$f_{s_max} = \frac{U_{in_min(pk)}}{2I_{in_min(pk)} \cdot L_m}$$

最低开关频率发生在输入电压最高时, 且 $\sin \omega t = 1$ 时:

$$f_{s_min} = \frac{U_{in_max(pk)}}{2I_{in_max(pk)} \cdot L_m} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{U_{in(pk)}}{V_{OR}} \right)}$$

在设计变压器时, 往往要考虑减小磁芯体积, 这就需要设计出合理的原边激磁电感量 L_m , 来维持最小开关频率。一般取开关频率 $f_{s_min} > 30\text{KHz}$ 。反激式 PFC 变压器设计会在后面章节详细介绍。

8.4. 次级恒流驱动电路

输出恒流驱动电路如图 6 所示。它由电流采样电阻, 运放 LM358, 基准 TL431 以及光耦组成。

8.4.1 LED 恒流电路

输出电流的大小是由 R21, R26, R28 和 TL431 决定。分压网络 R26 与 R28 给运放的正向输入端提供一个 0.1V 的参考电平 (V_r)。此电平不易设计得过高, 以免造成过多的损耗, 特别在小功率的驱动器上。输出 LED 回路中串入电流采样电阻 R21, 最终在运放的反向输入端得到一个电压信号 (V_i)。当输出电流有小扰动增大时, $V_i > V_r$, 运放输出置低, 通过 R12 在光耦的发光二极管侧形成电流, 同时原边侧 R14 上的电流增大, INV 脚电压升高从而减小系统占空比, 达到减小输出电流的目的。

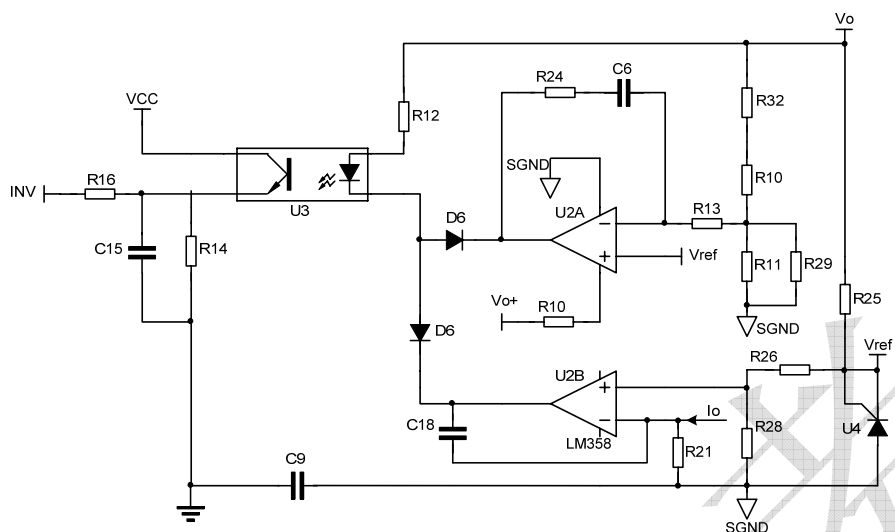


图 6 LED 恒流应用电路

输出电流大小计算公式：

$$I_o = \frac{V_{ref}}{R_{21}} \times \frac{R_{26}}{R_{26} + R_{28}}$$

如图 6 中接法， $V_{ref}=2.5V$ 。

8.4.2 输出限压电路

LED 驱动器最主要的特性就是输出电流恒定，不随外界条件的变化而变动。但是，为了安全起见，往往在驱动器中都会增加输出限压功能，即输出电压也要得到控制。如图 6 中的 U2A 部分电路。当输出电压超出设定值时，运放输出端会置低拉电流，迫使原边 SA7527 输出占空比减小或关闭，达到限压，保护功能。

9. 反激式 PFC 变压器设计

9.1. 反激 PFC 变压器的关键参数设计

在设计带 PFC 功能的反激变压器时，要考虑的参数设计与普通的 AC/DC 单端反激基本类似。但是，由于 PFC 电路是工作在 CRM 模式下，故其开关频率是随着输入电压的变化而变化的(在 7.2 节有介绍)。所以在设计参数的时候特别要考虑到最低工作频率时，最大工作电流的状态。要保证变压器磁芯的最大磁通在合理的范围内，不至于使磁芯发生饱和现象。下面简单的介绍几个最为重要的参数设计：原边最大电流 $I_p(max)$ ，变压器激磁电感量 L_m ，原副边匝比 n 等。

首先介绍一个经验方程：

$$F(x) = \frac{0.5 + 0.0014x}{1 + 0.82x}$$

并且定义：

$$x = \frac{U_{in(pk)}}{V_{OR}}$$

变压器原边绕组最大电流 $I_p(max)$ 可以表示为：

$$I_p(\max) = \frac{2P_{in}}{U_{in(pk)} \cdot F(x)} \quad (\text{公式 5})$$

为了减小变压器体积往往都要规定最小工作频率，同时也是为了不让变压器饱和。一般取：

$$f_{s_min} = 30\text{KHz}$$

由公式：

$$V = L \times \frac{di}{dt}$$

得到：

$$I_p(\max) = \frac{U_{in(pk)}}{L_m} \times t_{on} = \frac{U_{in(pk)}}{L_m} \times D_{max} \times \frac{1}{f_{s_min}} \quad (\text{公式 6})$$

根据变压器伏秒平衡原理得到方程：

$$U_{in(pk)} \times D_{max} \times T_{max} = V_{OR} \times (1 - D_{max}) \times T_{max}$$

从而可以得到占空比为：

$$D_{max} = \frac{V_{OR}}{U_{in(pk)} + V_{OR}}$$

最后可以由公式 6 计算得到变压器原边激磁电感量 L_m 为：

$$L_m = \frac{U_{in(pk)}}{I_p(\max)} \times \frac{V_{OR}}{U_{in(pk)} + V_{OR}} \times \frac{1}{f_{s_min}} \quad (\text{公式 7})$$

考虑到 MOS 管的电压应力问题，一般在设计的时候是先选择好 V_{OR} ，然后就可以方便的得到原副边的匝比。在此 LED 驱动电源中，选取

$$V_{OR} = 120\text{V}$$

假设输出整流二极管的正向导通压降：

$$V_F = 0\text{V}$$

由有下方程成立：

$$V_{OR} = n \times V_O$$

取反激 PFC 的输出电压， $V_O=36\text{V}$ ，所以可以计算得到变压器原副边的匝比 n 为：

$$n = \frac{V_{OR}}{V_O} = \frac{120}{36} = 3.33$$

9.2. 18W 输出反激 PFC 变压器设计实例

下面以 18W 输出为例，对变压器的参数设计进行详细的计算。需要注意的是，反激电路是工作在临界断续(CRM)下。理论上计算出变压器原副边匝比，原边激磁电感量，变压器原副边匝数，最后对设计出的参数进行验证以确保变压器磁芯不会饱和。

已知条件：

输入电压：最小输入电压：U_{in_min}=90VAC，最高输入电压：U_{in_max}=265VAC

变换器转换效率：η=86%

最低工作频率：f_s=30KHz

副边反映到原边电压：V_{OR}=120V

变压器漏感引起的过冲电压：ΔV=100V

输出电压：V_o=33V

输出功率：P_o=18W

1) 磁芯选择

由于外形尺寸要求，选择 EC2510 磁芯以及骨架。且有效截面积 Ae=51×10⁻⁶m²。

2) 原边绕组最大电流

$$I_p(\max) = \frac{2P_{in}}{U_{in(pk)} \cdot F(x)} = \frac{2 \times \frac{18}{0.86}}{127 \times 0.275} = 1.2(\text{A})$$

3) 变压器激磁电感量

$$L_m = \frac{U_{in(pk)}}{I_p(\max)} \times \frac{V_{OR}}{U_{in(pk)} + V_{OR}} \times \frac{1}{f_{s_min}} = \frac{127}{1.2} \times \frac{120}{127 + 120} \times \frac{1}{30 \times 10^3} = 1.71(\text{mH})$$

考虑到给定磁芯的窗口面积和变压器的允许功损等原因，取 L_m=0.65mH。

4) 变压器原边匝数

设原边匝数为 N_p，设定此参数主要以磁芯最大磁感应强度为参考。取最大磁感应强度为 B_{max}=0.28T，则根据公式：

$$N_p = \frac{L_m \times I_p(\max)}{B_{max} \times A_e} = \frac{0.65 \times 10^{-3} \times 1.21}{0.28 \times 51 \times 10^{-6}} = 54.6 \approx 56(\text{匝})$$

考虑到线径和磁芯有效窗口面积，并且为了使每层都绕满，最终取 N_p=56 匝。根据前面的计算得到原副边的匝数比为：

$$n = \frac{V_{OR}}{V_o} = \frac{120}{36} = 3.33$$

所以，变压器副边的匝数为：

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{56}{3.33} = 16.8 \approx 17(\text{匝})$$

5) 原副辅助绕组匝数

在 SA7527 控制的反激 PFC 电路中，原边辅助绕组不仅负责提供 VCC 给芯片，同时还要为副边电流过零检测提供参考信号。参考 SA7527 的规格书，得到 VCC 供电电压范围为：12V-30VDC。取 VCC=21V。

所以得到

$$N_a = \frac{V_{CC}}{V_o} \times N_s = \frac{21}{36} \times 17 = 9.9 \approx 10(\text{匝})$$

6) 原副边绕组线径

综合考虑变压器窗口面积，磁芯温升等限制，取原边绕组线径为：φ=0.25mm，副边绕组线径为：φ=0.35mm，原边辅助绕组线径为：φ=0.21mm。

a) 变压器原副边绕组结构

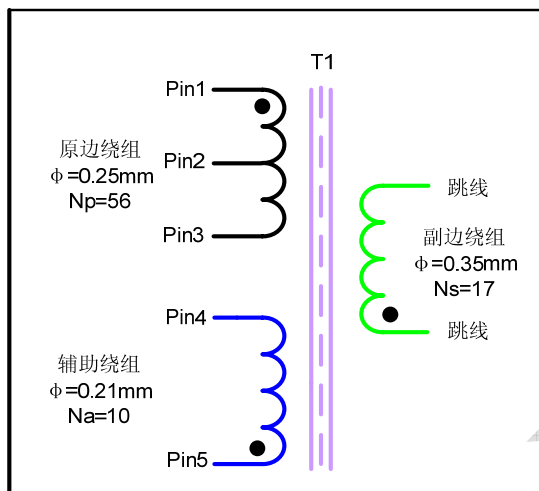


图 7 变压器结构图

变压器磁芯采用 EC2510，材质选用 3C96。变压器绕组示意图见图 7 所示。同名端已经用小圆点标示出来。具体参数见表。

表 2 变压器参数列表

磁芯型号及材质	EC2510 / 3C96
原边绕组匝数(N_p)	57T (0.25mm)
副边绕组匝数(N_s)	17T (0.35mm)
辅助绕组匝数(N_a)	10T (0.21mm)
激磁电感量(L_m)	650uH \pm 10% PIN1 与 PIN3 之间测试, 100KHz, 0.5Vrms, 副边绕组开路
原边漏感量(L_k)	20uH, PIN1 与 PIN3 之间测试, 100KHz, 0.5Vrms, 副边绕组短路

b) 原副边绕组绕制方法

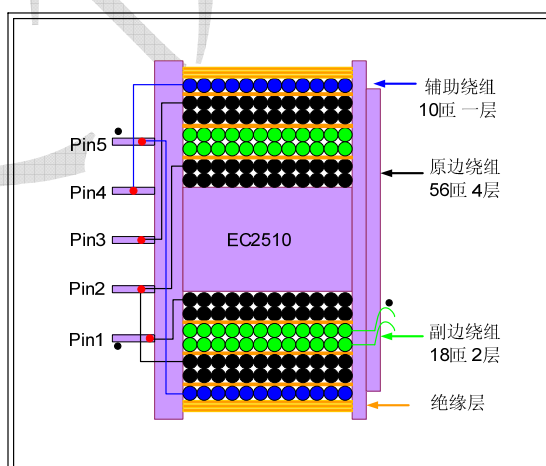


图 8 变压器绕组连接示意图

图 8 给出了具体的变压器绕组绕制的方法。

第一步，从 PIN1 开始，绕两层原边绕组，每层 14 匝，中间不加绝缘层，线头终止于 PIN2。

第二步，加一层绝缘，然后再绕两层副边绕组，每层 9 匝，两层共 18 匝。注意，副边绕组不接到 PIN 上，而是直接跳出到 PCB 板上，同名端接到副边地上，异名端接到整流二极管阳极。

第三步，加一层绝缘，然后再由 PIN2 开始，绕两层原边绕组，每层 14 匝，线头终止于 PIN3。此时，原边 56 匝绕组已经全部绕制完成。

第四步，加一层绝缘，然后再由 PIN5 开始，绕一层辅助绕组，共 10 匝，线头终止于 PIN4。

第五步，最后加三层绝缘。

到此，整个变压器变绕制完成。按照此方法步骤完成后，PIN1 和 PIN5 就是同名端。而副边的同名端则为进变压器的开始端。已经在图中用黑点标出。

10. 原边 MOS 管选型

原边 MOSFET 选型，主要参考两个参数。其一是原边主管关断时承受最高峰值电压，其二是原边主管导通时承受最大峰值电流。

已知条件：

最高输入电压 $V_{in_max}=265VAC$ ，经整流桥后得到

$$V_{dc_max} = V_{in_max} \times 1.414 = 375V_{dc}$$

由 9.1 节得知，副边反映到原边绕组的电压为：

$$V_{OR} = 120V_{dc}$$

由变压器原边漏感引起的电压尖峰为：

$$\Delta V = 100V_{dc}$$

所以，原边主管关断时承受的最高电压为：

$$V_{ds_max} = V_{dc_max} + V_{OR} + \Delta V = 595V_{dc}$$

为了有足够大的裕量，选用高压 650V MOS 管。

输入低端时的原边最大电流为：

$$I_p(max) = 1.2(A)$$

综合考虑，可选用 SVD4N65F 高压 MOSFET 作为原边主开关管，此为 4A，650V 高压 MOSFET。

11. 18W LED 驱动电源测试报告

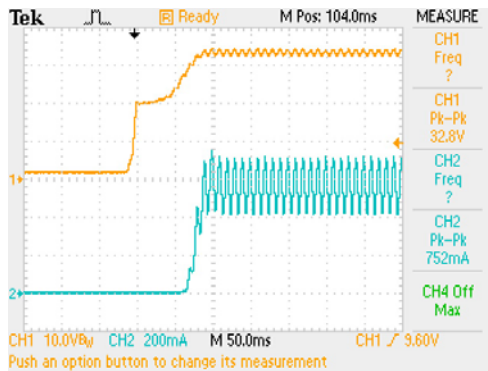
11.1. 测试工具列表

完成测试所用工具请参考表 3 所示。

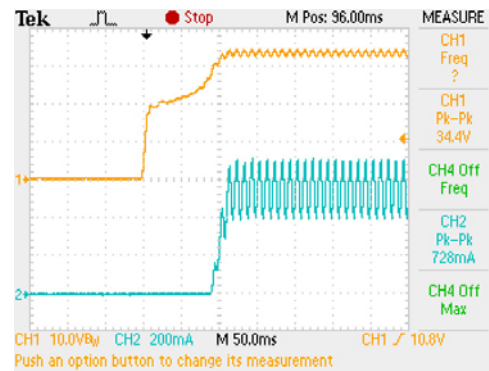
表 3 18W LED 驱动测试工具列表

测试工具	型号
LED 驱动器	SLAW1833PL-P2B3
数字示波器	TDS2024B
电流探头	TCPA300/TCP312
电子负载	PRODIGIT 3311F
万用表	MASTECH MY65
功率计	PF1202

11.2. 开机测试

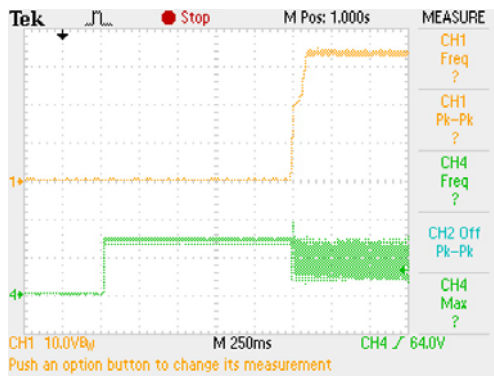


$V_{in}=115V_{ac}$, $P_o=18W$
通道 1: 输出电压 10V/格
通道 2: LED 驱动电流 200mA/格

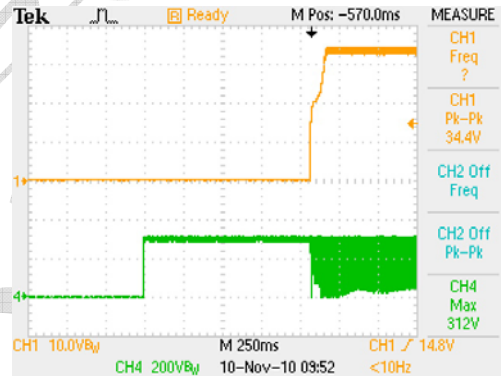


$V_{in}=220V_{ac}$, $P_o=18W$
通道 1: 输出电压 10V/格
通道 2: LED 驱动电流 200mA/格

满载开机输出电压及 LED 驱动电流测试

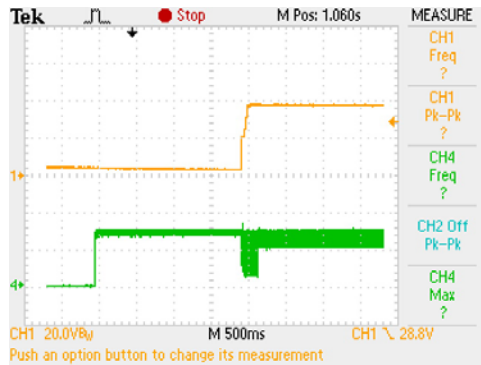


$V_{in}=115V_{ac}$, $P_o=18W$
通道 1: 输出电压 10V/格
通道 4: 输入电压 100V/格

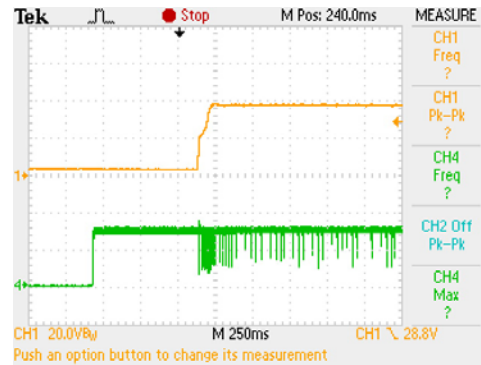


$V_{in}=220V_{ac}$, $P_o=18W$
通道 1: 输出电压 10V/格
通道 4: 输入电压 200V/格

满载开机输入电压与输出电压测试，开机延迟时间为 750mS。



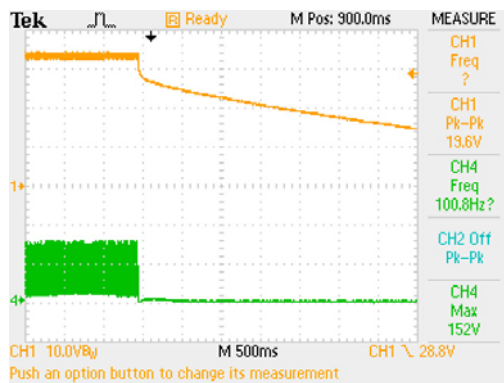
Vin=115Vac, Po=0W
通道 1: 输出电压 10V/格
通道 4: 输入电压 100V/格



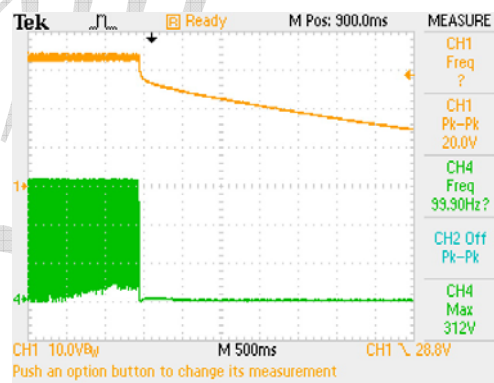
Vin=220Vac, Po=0W
通道 1: 输出电压 10V/格
通道 4: 输入电压 200V/格

空载开机输入电压与输出电压测试，开机延迟时间为 750mS。空载开机，可以正常工作，输出电压稳定，无重启现象。

11.3. 关机测试



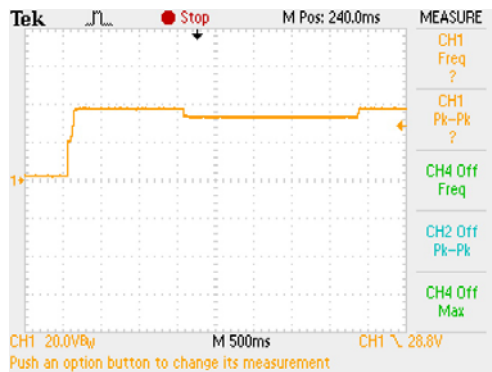
Vin=115Vac, Po=18W
通道 1: 输出电压 20V/格
通道 2: 输入电压 100V/格



Vin=220Vac, Po=18W
通道 1: 输出电压 20V/格
通道 2: 输入电压 100V/格

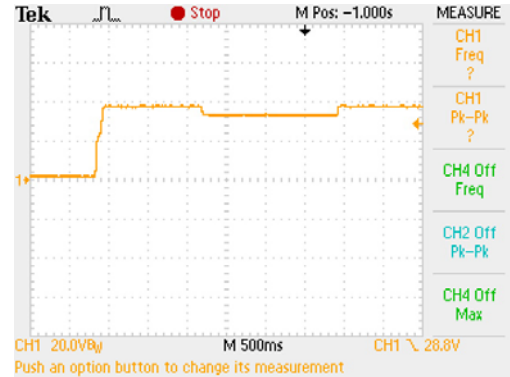
满载关机时输入电压与输出电压测试。由于输出阻抗较大，输出电压放电较慢。

11.4. 满载切换空载



Vin=115Vac

通道 1: 输出电压 20V/格

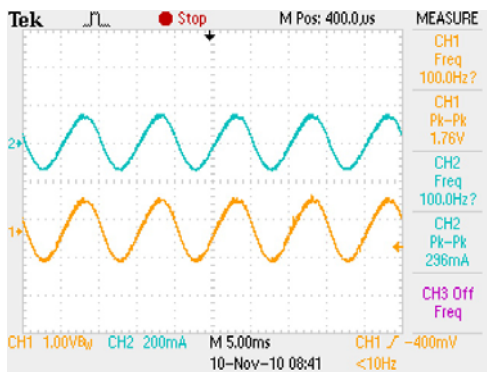


Vin=220Vac

通道 1: 输出电压 20V/格

输出空载开机—加载—去载测试。

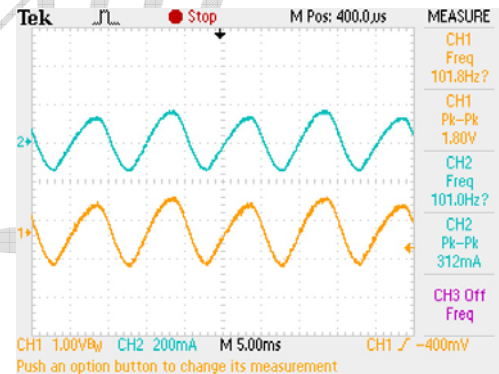
11.5. LED 电流电压纹波



Vin=115Vac, Po=18W

通道 1: 输出电压纹波 1V/格通道

2: LED 电流纹波 200mA/格



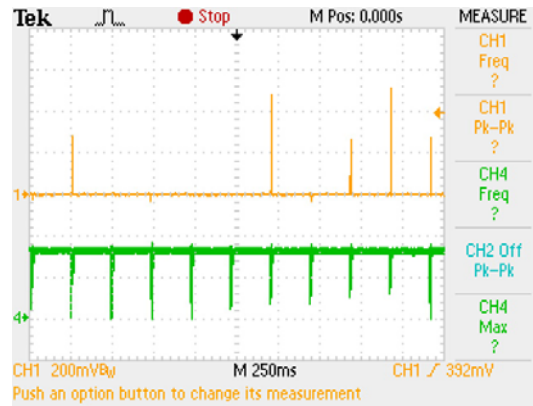
Vin=220Vac, Po=18W

通道 1: 输出电压纹波 1V/格

通道 2: LED 电流纹波 200mA/格

满载时输出电压及电流纹波测试。输出电容 Co=330uF*3。

11.6. 输出短路测试



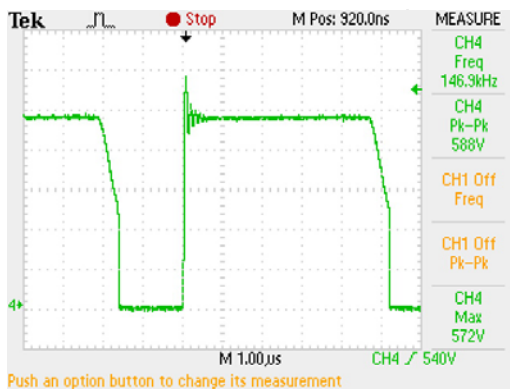
Vin=265Vac, Po=短路

通道 1: 原边采样阻电压 200mV/格

通道 2: MOS 管 Vds 电压 200V/格

在 265VAC 输入下, 输出短路测试。最大 VDS 电压为 408VDC。

11.7. 高压输入时应力测试

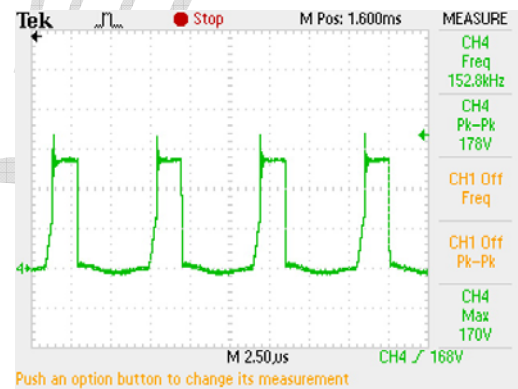


Vin=265Vac, Po=18W

2 通道: MOS 管 Vds 电压 100V/格

对关键器件的应力测试。Vin=265VAC 下的, 原边 MOS 管漏极电压和副边整流二极管的反向电压测试。

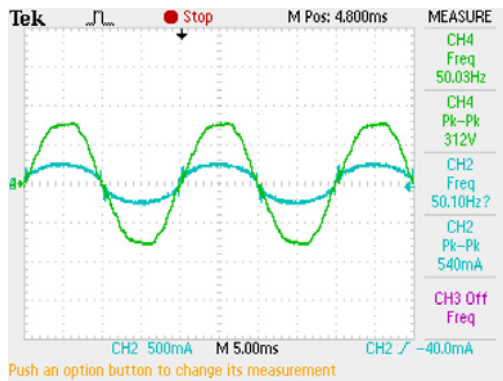
Vds_max=572V, Vd=170V。



Vin=265Vac, Po=18W

2 通道: 副边二极管 Vd 电压 50V/格

11.8. 输入电压及电流测试

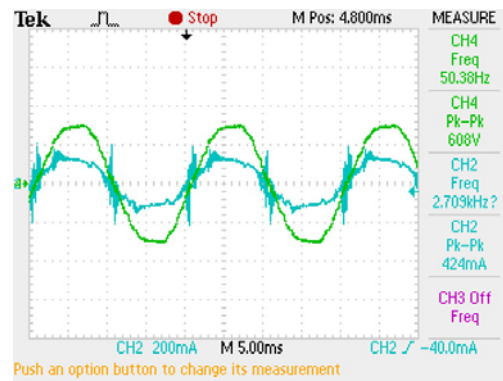


Vin=115Vac, Po=18W

通道(大): 输入电压 100V/格

通道(小): 输出电流 500mA/格

满载下输入电压与输入电流测试。

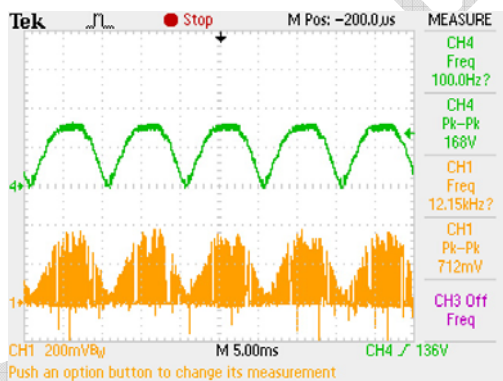


Vin=220Vac, Po=18W

通道(大): 输入电压 200V/格

通道(小): 输出电流 500mA/格

11.9. 原边 MOS 管电流测试



Vin=115Vac, Po=18W

通道 4: 输入电压 100V/格

通道 1: MOS 管电流 200mA/格

满载下输入电压与原边 MOS 管的电流测试



Vin=220Vac, Po=18W

通道 4: 输入电压 200V/格

通道 1: MOS 管电流 200mA/格

11.10. 不同负载下的效率测试
11.10.1 输出 Vo=33V

Vin	Pin	Vo	Io	Po	Effi	PF
90	20.75	32.86	0.546	17.94	86.47%	0.986
100	20.61	32.85	0.546	17.94	87.03%	0.986
115	20.49	32.84	0.546	17.93	87.51%	0.985
130	20.47	32.84	0.546	17.93	87.59%	0.985
145	20.42	32.82	0.546	17.92	87.76%	0.984
160	20.41	32.82	0.547	17.95	87.96%	0.983
170	20.39	32.81	0.547	17.95	88.02%	0.982
185	20.41	32.81	0.547	17.95	87.93%	0.982
200	20.42	32.79	0.547	17.94	87.84%	0.983
215	20.45	32.79	0.548	17.97	87.87%	0.982
230	20.51	32.79	0.549	18.00	87.77%	0.972
245	20.55	32.77	0.55	18.02	87.71%	0.965
265	20.61	32.77	0.55	18.02	87.45%	0.969

11.10.2 输出 Vo=30V

Vin	Pin	Vo	Io	Po	Effi	PF
90	19.05	30	0.546	16.38	85.98%	0.985
100	18.93	30	0.546	16.38	86.53%	0.985
115	18.81	30	0.546	16.38	87.08%	0.983
130	18.78	30	0.546	16.38	87.22%	0.982
145	18.77	30	0.547	16.41	87.43%	0.981
160	18.77	30	0.547	16.41	87.43%	0.978
170	18.75	30	0.548	16.44	87.68%	0.978
185	18.76	30	0.548	16.44	87.63%	0.977
200	18.78	30	0.548	16.44	87.54%	0.972
215	18.81	30	0.549	16.47	87.56%	0.967
230	18.87	30	0.549	16.47	87.28%	0.961
245	18.93	30	0.55	16.50	87.16%	0.961
265	19.01	30	0.55	16.50	86.80%	0.938

11.10.3 输出 $V_o=34V$

V_{in}	P_{in}	V_o	I_o	P_o	Effi	PF
90	21.58	34	0.546	18.56	86.02%	0.988
100	21.38	34	0.546	18.56	86.83%	0.987
115	21.26	34	0.546	18.56	87.32%	0.987
130	21.23	34	0.546	18.56	87.44%	0.985
145	21.22	34	0.547	18.60	87.64%	0.984
160	21.21	34	0.547	18.60	87.69%	0.982
170	21.19	34	0.548	18.63	87.93%	0.981
185	21.2	34	0.548	18.63	87.89%	0.981
200	21.21	34	0.548	18.63	87.85%	0.981
215	21.25	34	0.549	18.67	87.84%	0.981
230	21.28	34	0.549	18.67	87.72%	0.975
245	21.34	34	0.55	18.70	87.63%	0.966
265	21.39	34	0.55	18.70	87.42%	0.954

11.11. 不同负载下的效率曲线图

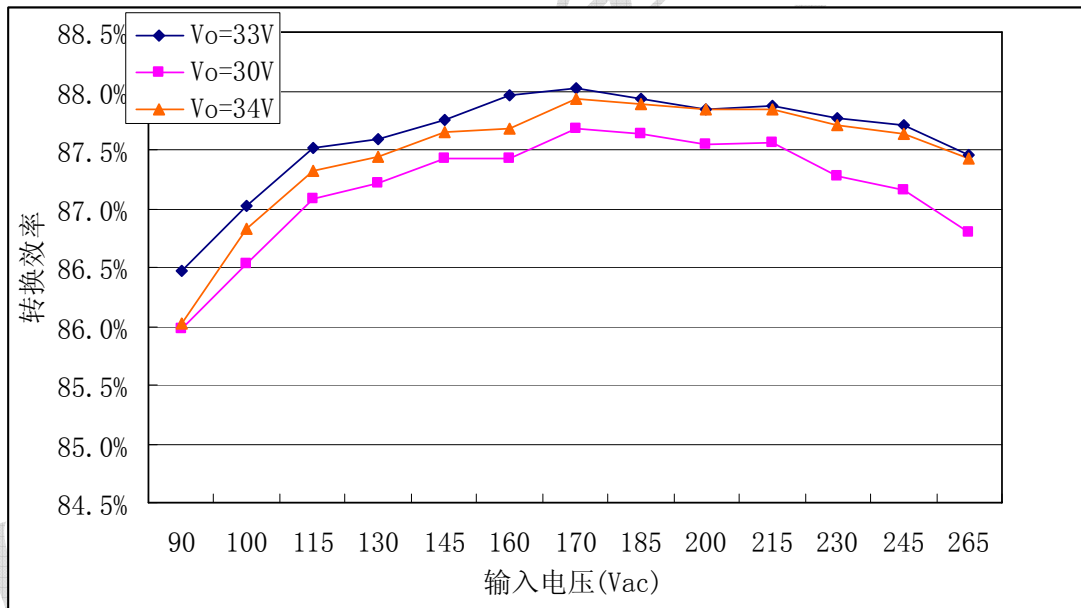


图 9 不同负载下的效率曲线图

11.12. LED 电流线性调整率

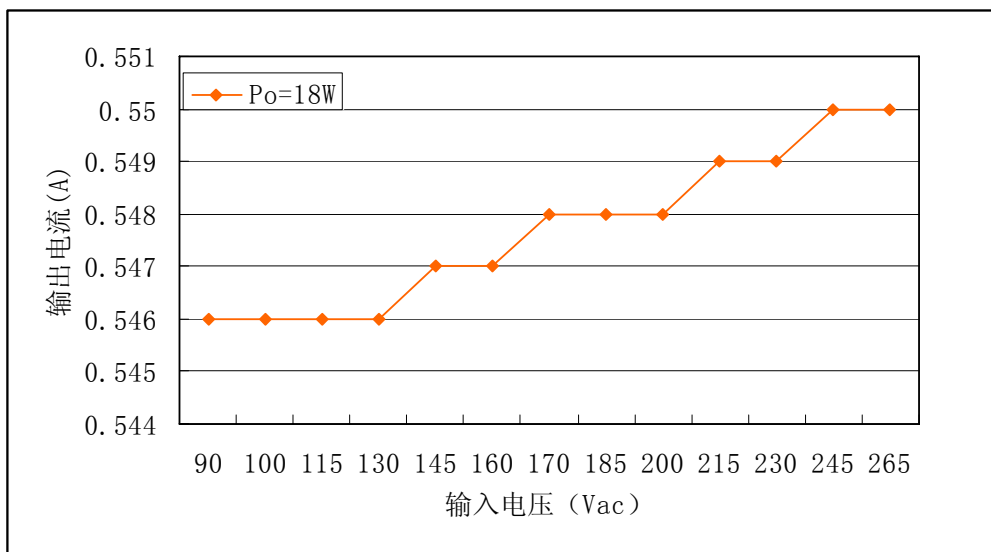


图 10 LED 驱动电流 VS 输入电压

11.13. 功率因数随输入电压变化曲线

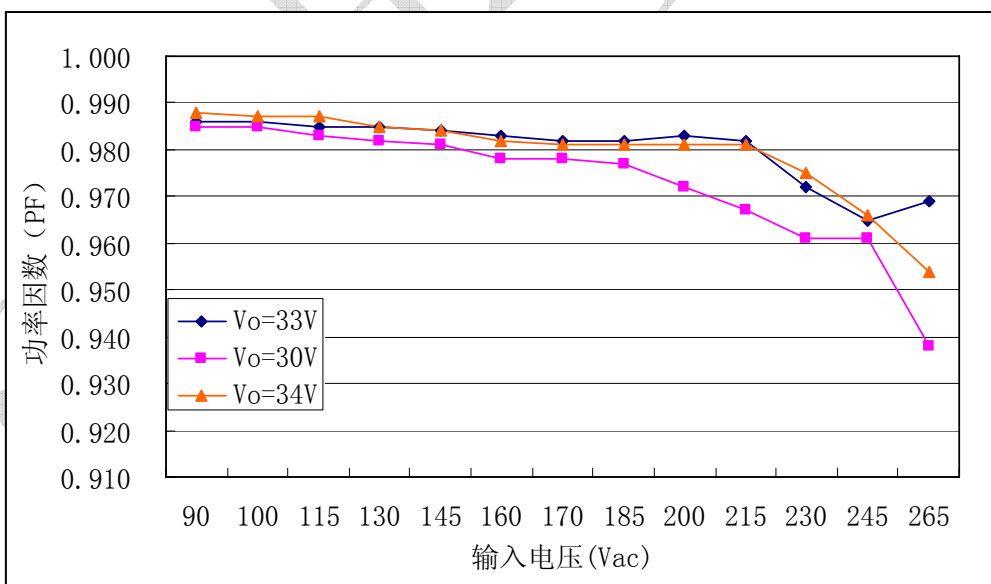
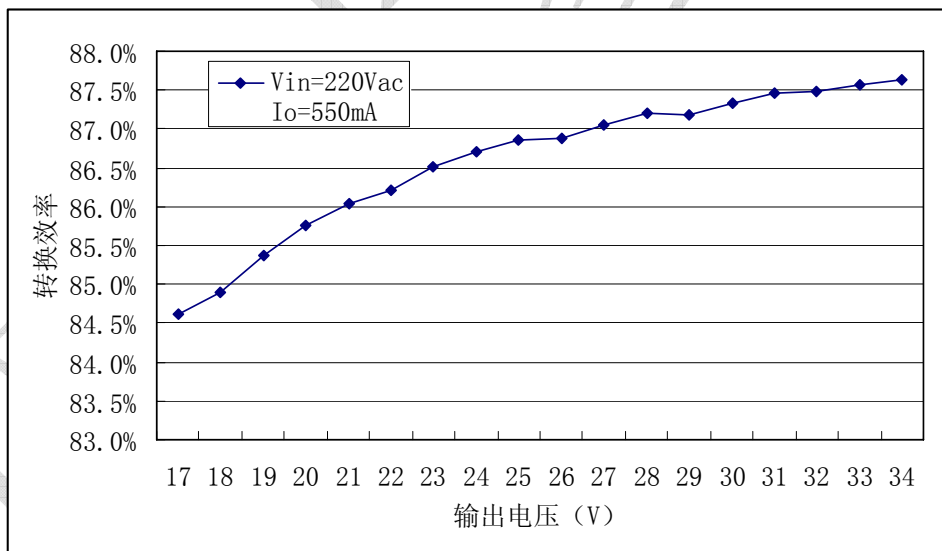


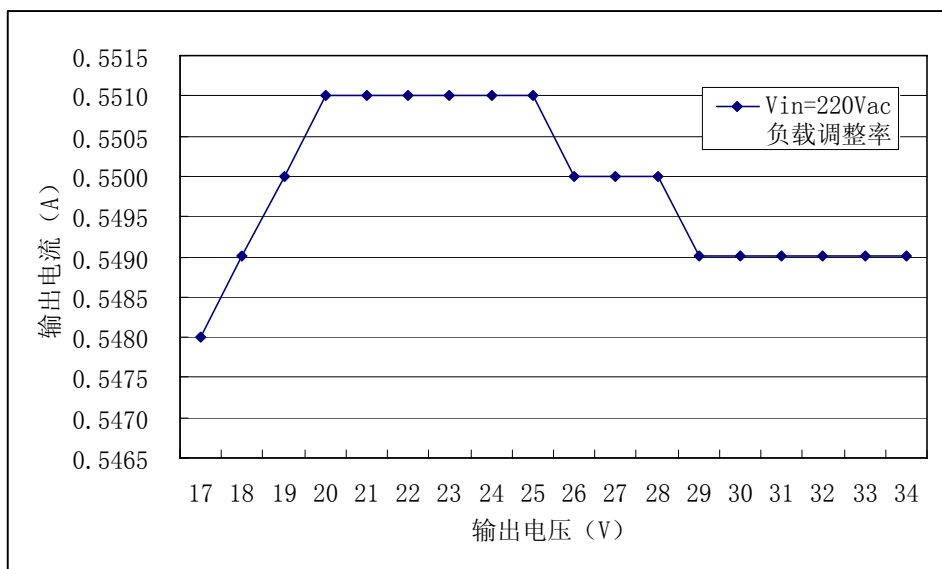
图 11 功率因数 VS 输入电压

11.14. 220V 输入时不同负载测试

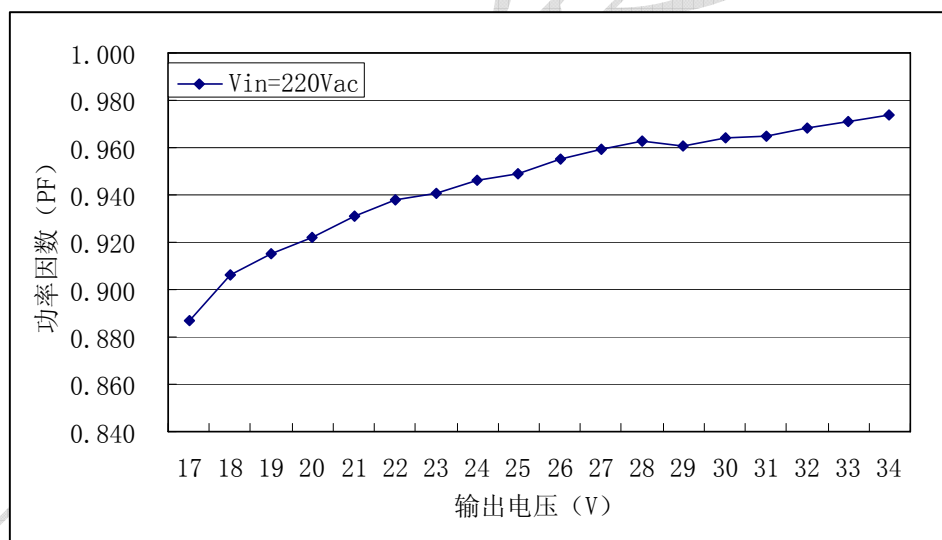
Vin	Pin	Vo	Io	Po	Effi	PF
220	11.01	17	0.548	9.32	84.61%	0.887
220	11.64	18	0.549	9.88	84.90%	0.906
220	12.24	19	0.55	10.45	85.38%	0.915
220	12.85	20	0.551	11.02	85.76%	0.922
220	13.45	21	0.551	11.57	86.03%	0.931
220	14.06	22	0.551	12.12	86.22%	0.938
220	14.65	23	0.551	12.67	86.51%	0.941
220	15.25	24	0.551	13.22	86.71%	0.946
220	15.86	25	0.551	13.78	86.85%	0.949
220	16.46	26	0.55	14.30	86.88%	0.955
220	17.06	27	0.55	14.85	87.05%	0.959
220	17.66	28	0.55	15.40	87.20%	0.963
220	18.26	29	0.549	15.92	87.19%	0.961
220	18.86	30	0.549	16.47	87.33%	0.964
220	19.46	31	0.549	17.02	87.46%	0.965
220	20.08	32	0.549	17.57	87.49%	0.968
220	20.69	33	0.549	18.12	87.56%	0.971
220	21.3	34	0.549	18.67	87.63%	0.974



转换效率 VS 负载



LED 驱动电流 VS 负载



功率因数 VS 负载

12. 功率因数优化设计

在 7.3 节已经详细介绍了 SA7527 控制的单端反激 PFC 的工作原理。图 12 是工作在临界断续(CRM)下的反激 PFC 拓扑。其中 i_{in} , i_d , 以及 i_p 电流波形已经在 7.3 节中进行分析说明。简而言之, PFC 最大的功能就是使 i_{in} 与 V_{in} 的正弦电压信号同相位。根据 SA7527 内部乘法器得到的公式:

$$V_{CS} = K \times V_{MULT} \times (V_{COMP} - 2.5) \quad (\text{公式 8})$$

可以知道, V_{cs} 是一个正弦信号, 它与 V_{mult} 同相位。幅值大小由常数 K , V_{mult} , V_{comp} 三者决定。其中, 常数 $K=0.44$, 由 IC 内部设定好, 外部无法改变。

MULT 脚电压信号, V_{mult} 由输入电压 V_{in} 及分压电阻 R_1 , R_2 , R_3 决定, 其幅值计算公式为:

$$V_{MULT}(t) = V_{in} \times \sin \omega t \times \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

而 V_{comp} 电压是由 INV 脚反馈电压与内部基准比较后再经误差放大器放大得到。其增益由 C_3 , R_4 决定。

最后计算得到的 V_{cs} 信号就作为原边峰值电流的参考信号, 以确保原边电流会随着输入电压的变化而变化。从而得到与输入电压相位相同的输入电流, 实现 PFC 功能。

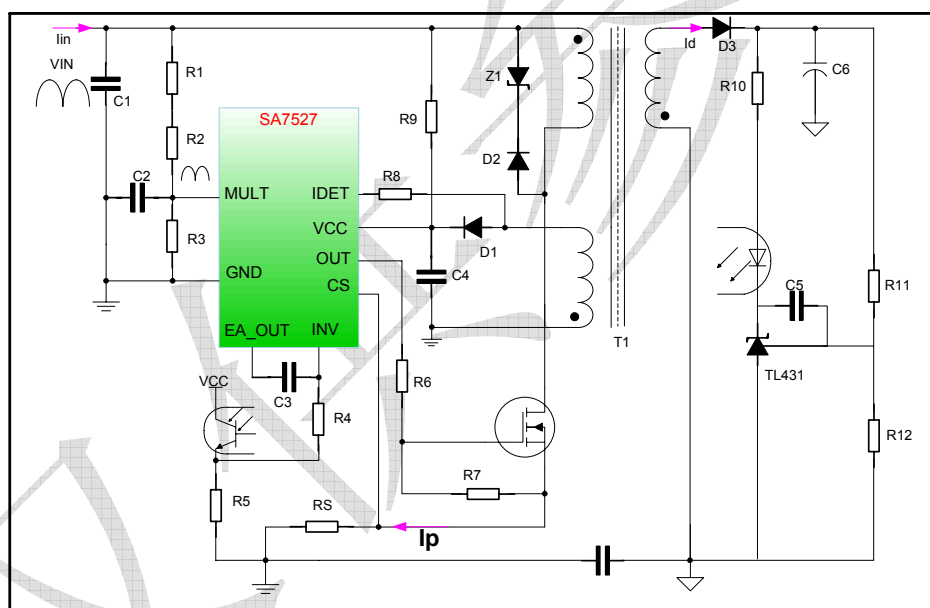


图 12 SA7527 控制反激 PFC 电路

优化功率因数设计方法:

1) 合理选择输入电容

输入电容包括 EMI 滤波器中的电容和输入电容 C_1 。一般情况下, 在输出功率一定时, 输入电容容值越大, PF 值就越低。所以, 当输出功率确定后, 减小输入电容到某一合适值, 利于提高系统 PF 值。但是要注意, 不可太小, 否则系统工作不正常, 而且还要为 EMI 设计考虑。

2) 合理设计输入电压分压网络 R_1 , R_2 , R_3

R3 在 $R1+R2+R3$ 中的所占比例多少影响到系统 PF 值。通常情况下，R3 占的比例越小，系统 PF 越高。如果 R3 值较大，为了将输出功率控制在设计的数值，则必须要将反馈信号加强，这是不利于 PFC 功能的。同时，如果 R3 较大，经 C2 的放电的时间常数将增大，这种影响 PF 值的原理与输入电压增大是相似的。但是要注意，R3 不可太小，特别是在输入电压范围很宽的情况下。比如输入 $V_{in}=90V_{ac}$ 的系统中，如果 R3 过小，则输出功率就会被限制，无法正常输出满载。

3) 合理设计采样电阻 RS

采样电阻 RS 值与上述 R3 分压值不但影响低端输入电压下的输出功率，同时还对系统 PF 值有影响。当 R3 值确定后，RS 越小，则 PF 值会越低。RS 值也不能取得过大，考虑到其自身的损耗，一般根据系统的输出总功率以及效率而确定其合理数值。

4) 合理设计输出电容

反激式单级 PFC 的输出纹波是两倍于工频的电压纹波，这不同于平常的不带 PFC 的反激变流器。输出电压的波动会通过电压反馈回路影响到系统的 PF 值。一般情况下，输出电压波动越小越好，这就要求较大的输出电容，功率越大，需要的电容就越大。当然，在设计过程中，由于考虑到体积，成本，寿命等因素，往往电容值会受到限制。

5) 合理设计输出反馈控制环路

设计 PFC 时，其主要目的就是为了让输入电压跟随输入电压的变化而变化，而不要受任何其它因素的影响。前面描述到，输出电压两倍工频的波动会通过反馈闭环回路影响 PF 值。由公式 8 可以看到，Vcomp 电压参与了 PFC 控制。Vcomp 电压信号所包含的输出信号越少越好。这就要求，反馈环路增益不能过大，在不影响特殊的系统动态情况下，可以尽量减小环路增益。

6) 合理设计变压器

在设计变压器的过程中，需要考虑原边漏感。一般采样夹层绕法，如前所述。减小漏感，有利于减小原边 MOS 管关断时的 dv/dt ，有利于提高效率，有利于 PF 值优化。但是，由于原副边耦合较好，层间电容也加大，不利于共模干扰控制。因此需要在调试过程中合理的调整，以达到最优化目的。

全世界销售机构联系方式

中国

中国 浙江杭州 市黄姑山路 4 号

电话: 0571-88210880

传真: 0571-88212533

EMAIL: shanwei@silan.com.cn

中国 深圳 福田区天安数码城时代大厦 A 座 2003 室

电话: 0755-83476058

传真: 0755-83476329

EMAIL: liwenchao@silan.com.cn

台湾 台北市内湖区行善路 56 号 5 楼

电话: 02-8791-2482

传真: 02-8791-4431

EMAIL: ericcheng@silan.com.cn

韩国

Suwon city Paldal-Gu, Ingye-Dong 1143-3, Dongyang Paragon, Building 202, Room1404

Tel: +82-70-7669-0257

Fax: +82-31-2371-1405

EMAIL: sian@silan.com.cn