

Application Note AN-1131

采用 IRS2541 的全电压输入（90VAC—265VAC）LED 驱动

目录

1. 介绍.....	1
2. 电路描述.....	2
3. 器件选择.....	4
4. 电特性.....	5
5. 调光.....	8
6. 效率，功率损失和温度因素.....	8
7. 其他设计考虑.....	11
7.1 开路 / 过压保护.....	11
7.2 滤波 / EMC 问题.....	13
7.3 布板.....	13
8. 设计程序总结.....	14

1. 介绍

新兴应用中的快速增长将会增加对照明二极管的驱动要求。LED 已经证明可以取代低效灯源。LED 的优点包括：极长的寿命，小尺寸，灵活的设计，工艺效果，节省维护成本，节约能源和安全低压工作。经过长期的降低成本和增加效率，LED 受到青睐。

这个应用笔记描述了一个运用 IRS2541 LED 驱动 IC 的全电压输入（90-265VAC）LED 驱动。IRS2541 是一个高压，高频，降压控制器，提供恒流 LED 电流调节。他结合了连续模式，延时滞环降压调节器，直接控制平均负载电流，通过运用准确的片内电压差参考。LED 要求驱动具有高温下恒流控制，输入电压和制造变化以及调光能力和适当的故障保护等特定性能。IRS2541 就是明确具有以上要求的 IC。

此应用笔记遵循 LED 厂商的指导方针串联连接 LED，因为：

1) 典型的 LED I-V 曲线很陡。二极管压降的小变化意味电流的大变化。因为 LED 亮度会随着电流呈线性变化，因此电压的小变化引起 LED 亮度的急剧变化。因此，如果驱动电路控制了流到 LED 电流而非 LED 上的电压，就会达到 LED 亮度更稳定的控制。IRS2541 就这样操作。

2) 电压误差，温度依赖性和 LEDs 本身所具有的负温度系数，当 LED 并联时，均流是一个挑战。当两个二极管并联其中一个高温略高，此二极管将流过更多的电流，使它变的更热。最终，热的二极管热到一定程度，它流过大部分电流而过早失效。此外，不同的温度和电压降使 LEDs 的亮度不同。不同的电压降会导致不平均的电流。串联 LEDs 提供一个可能的解决方案因为串联 LEDs 比并联 LEDs 可以更平均的用到电流。

2. 电路描述

这个应用笔记将描述一个用 IRS2541 LED IC 设计的 90-265 VAC LED 驱动。电路是用 220 VAC 输入，产生一个 16V 到 35V 的输出电压，并提供 350mA 的可编程负载电流。此设计可驱动 6 到 12 个串联 LEDs。为评估其效果，此设计用了 LUXEON Flood LED。Future 电子可以提供，这些 Lumileds flood 板的最大电流是 700mA，16V 到 24V 的击穿电压。

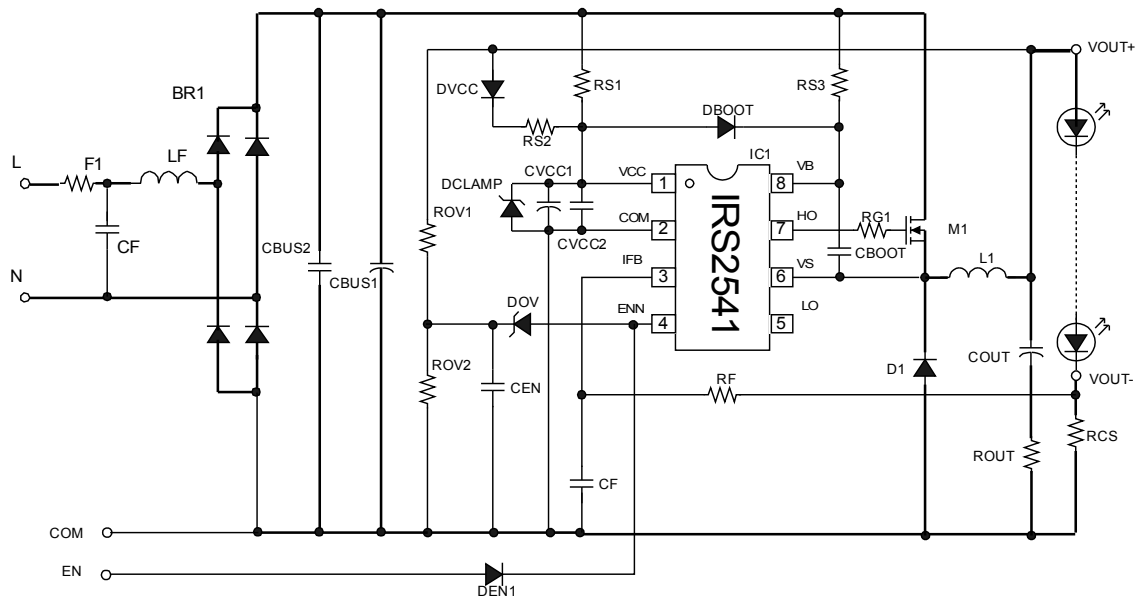


图 2.1: IRS2541 LED 驱动原理图

序号	描述	型号	制造厂	器件数量	符号
1	Electrolytic Capacitor 10 μ F, 25 V	UVZ1E100MDD	Nichicon	1	CVCC1
2	Capacitor, 100 nF, 400 V	MKP10	BC Components	1	CBUS2
3	Capacitor, 100 nF, 50 V	VJ0805Y104KXATW1BC	BC Components	3	CVCC2, CBOOT, CEN
4	Capacitor, 33 μ F, 100 V	UVZ2A330MPD	Nichicon	1	COUT
5	Capacitor, 1 nF, 50 V, 0805	VJ0805Y102KXACW1BC	BC Components	1	CF
6	Electrolytic Cap, 47 μ F, 450 V	EEU-EB2W470	Panasonic	1	CBUS1
7	Ultrafast Diode, 600 V, 1 A	MURS160DICT	Digi-key	1	DBOOT
8	4148 Diode	LL4148	Diodes Inc	2	DEN1, DVCC
9	Diode 400 V, 8 A, TO-220	8ETU04	IR	1	D1
10	Zener Diode 14 V, 0.5 W	ZMM5244B-7	Diodes Inc	1	DCLAMP
11	Zener Diode 7.5 V, 0.5 W	ZMM5236B-7	Diodes Inc	1	DOV
12	Inductor 470 μ H	IL 050 321 31 01	VOGT	1	L1
13	Resistor 10 Ω , 1%	MCR10EZHF10R0	Rohm	1	RG1
14	Resistor 1.43 Ω , 1%	ERJ-8RQFR56V	Panasonic	1	RCS
15	Resistor 100 Ω , 1%, 0805	MCR10EZHF1000	Rohm	1	RF
16	Resistor 390 Ω , 5%, 1/2 W,2010	ERJ12ZYJ391	Panasonic	1	ROV2
17	Resistor 2 k Ω , 5%, 1/2 W,2010	ERJ12ZYJ202	Panasonic	1	ROV1
18	Resistor 1 k Ω , 5%, 1 W	5073NW1K000J12AFX	Phoenix Passive	1	RS2
19	Resistor 47 k Ω , 5%, 1 W	5073NW47K00J12AFX	Phoenix Passive	1	RS3
20	Resistor 56 k Ω , 5%, 1 W	5073NW56K00J12AFX	Phoenix Passive	1	RS1
21	Resistor 5 Ω , 5%, 1 W	5073NW5R100J12AFX	Phoenix Passive	1	Rout
22	LED IC	IRS2541PBF	IR	1	IC1
23	500 V, 20 A, TO-220	IRFB20N50K	IR	1	M1
24	Heatsink	7-340-1PP-BA	IERC	1	
25	TO-220 Insulating Thermal Pad	SP600-54	Berquist	2	
26	Shoulder Washer	3049	Berquist	2	
27	Screw, 4-40, 0.5", Zinc	H346-ND	Building Fasteners	1	
28	Nut, 4-40, Hex, Zinc	H216-ND	Building Fasteners	1	
29	Fuse, 0.5 Ω , 1/2 W	CW 1/2	Dale	1	F1
30	Bridge Rectifier 1 A 1000 V	DF10S	IR	1	BR1
31	Capacitor, 0.33 μ F, 275 VAC	F1772433-2200	Roederstein	1	CF
32	EMI Inductor, 470 μ H	RFB1010-471	Coilcraft	1	LF

表 2.2: 元件表

LED 驱动电路采用具有延时滞环降压控制器的 IR 公司 IRS2541 LED 驱动 IC，精确控制 LED 电流。在正常工作情况下，输出电流通过 IFB 脚调节，IFB 脚电压为 500mV。这个反馈和内部高精度电压差参考相比较，这个芯片拴牢了 HO 输出，就象所需要的，控制电流。

在正常工作条件下，如果 VIFB 低于 VIFBTH, HO 开通，负载会收到来自母线电压的电流。同时储存能量在 L1 和 COUT 输出级, 当 VIFB 增加时。一旦 VIFB 穿过 VIFBTH, HO 关闭，电感和输出电容释放存储的能量到负载，VIFB 降低。当 VIFB 再次穿过 VIFBTH, 在延迟 t_{HO_on} 后，HO 开通。

这个开关过程继续控制如下确定的平均值电流：当 L1 和 COUT 足够大，维持 IFB 上的小波动（大约小于 100mV），可以用下列等式计算 Iout 平均值：

$$I_{OUT(avg)} = V_{IFBTH} / R_{CS}$$

$$R_{350mA} = \frac{0.5V}{350mA} = 1.43\Omega$$

关于 IC 或者为其他输入输出设计，请参考相关的 IRS2541 的数据表和 IRPLLED1 参考设计手册。

3. 器件选择

IRS2541 的频率是自由运行并可以通过快速响应输入和输出电压的变化维持电流调节。该器件不需要外部器件来设置频率。而频率是由 L1 和 COUT，以及输入输出电压和负载电流决定的。

频率选择需在系统效率，电流控制调节，尺寸和成本之间折中选择。频率越高，尺寸越小，L1 和 COUT 的成本就越低，纹波越高，FET 开关损失越高，随 VBUS 电压的提高，成为设计主要考虑的因素，因为器件应力越高，越难控制输出电流。

为了维持很小的滞环电流调节，L1 和 COUT 需要足够大来保持在 t_{HO_on} 时负载上的电流，避免负载电流下降过多，低于要求的电流值。输入电压对频率有重要的影响，电感值在低输入电压时对降低频率具有重要的影响。负载电流变化随电感值下降而增加，即使超过输入输出电压范围。

输出电容可以同时使用以获得目标频率和电流控制精度。电容值减少整个输入电压范围的频率。一个 4.7μF 的小电容对减少频率有很大影响。电流调节也可以通过输出电容来改进。COUT 是增加输出级储存能量的基础，也就意味着它可以增加提供电流的时间。因此，通过降低负载的 di/dt 瞬变，有效降低频率。有 COUT 电容，电感器电流不再和负载中一样。电感电流仍然有一个完美的三角形状，在那里负载能在电流中看到基本相同的趋势，但所有锐角都会变圆，峰值减小。

选择 L1 和 COUT 是为了它们存储足够的能量，保持电流控制精确同时，在 t_{HO_on} 期间提高能量给负载。一个更低的 L1 值将需要更大的 COUT 值。如果电感值特别小（100uH 以下数量级），COUT 电容需要几百微法以上的数量级，以保持好的电流调节。另外，如果电感较小，电流纹波将相当大，用电解电容时，缩短了电容的寿命。

由于这些因素，选择一个 $470\mu\text{H}$ 电感器和一个 $33\mu\text{F}$ 输出电容。有 $470\mu\text{H}$ 电感器的电流纹波相对很小，因此，电路板在低电流级别时可以用或不用输出电容。

4.电特性

图 4.1 和表 4.2 显示了用该电路驱动 6 个串联 LED，350mA 电流和全范围输入电压，90VAC 和 265VAC 之间。为了测试，一个 Luxeon flood 电路板用作负载。

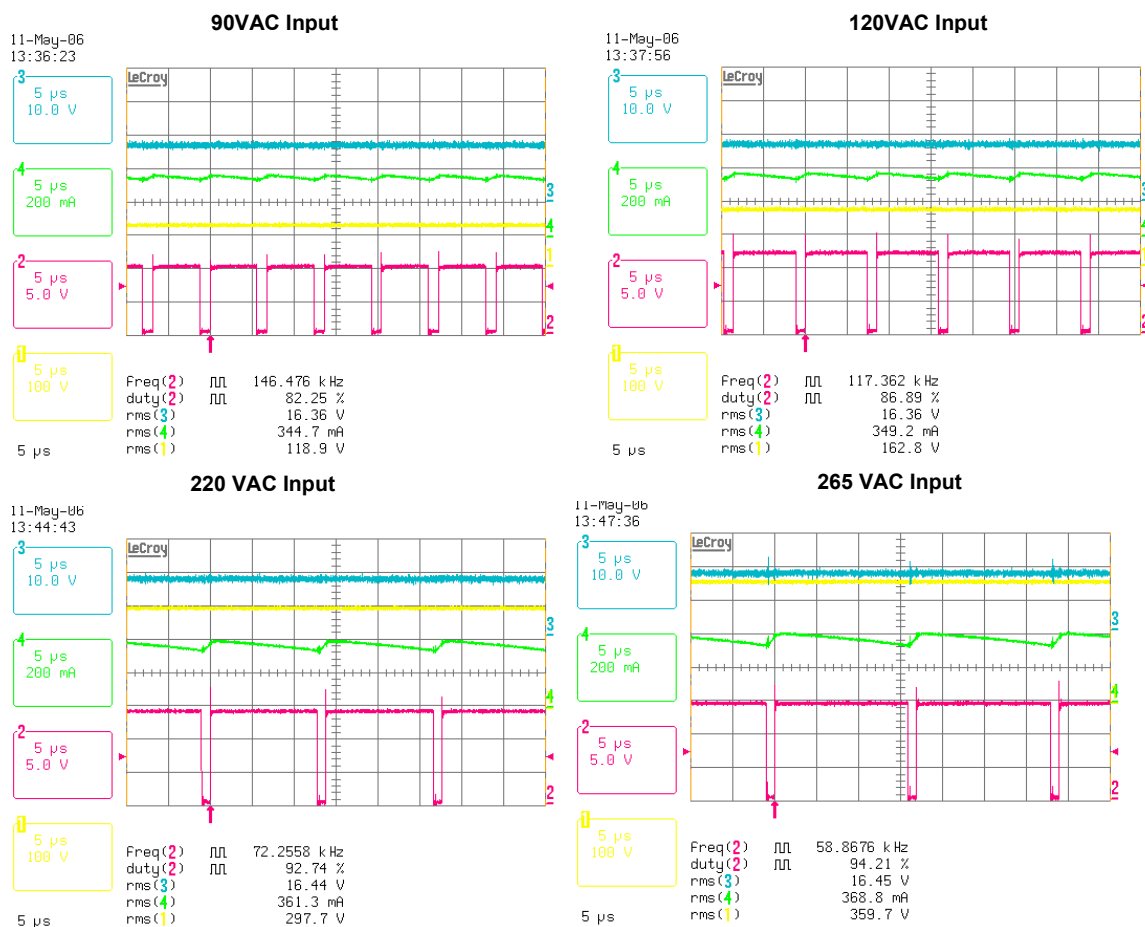


图 4.1: 电路的电特性（驱动 6 个 LED）
（红：Lo，绿：LED 电流，兰：LED 电压，黄：母线电压）

6 个 LED 串联结果, 电流 350 mA										
交流输入	Pin	Iin	Iled	Vled	Ipkpk	LO 频率	LO 占空比	VBUS	二极管温度	Fet 温度
90 VAC	8.1 W	144 mA	344 mA	16.4 V	62 mA	146 kHz	82%	120 V	50.3 °C	48.8 °C
120 VAC	8.7 W	126 mA	351 mA	16.4 V	75 mA	120 kHz	87%	165 V	51.2 °C	50.4 °C
140 VAC	9.1 W	118 mA	352 mA	16.4 V	81 mA	105 kHz	88%	190 V	N/A	N/A
180 VAC	10.4 W	110 mA	356 mA	16.4 V	87 mA	86 kHz	91%	245 V	N/A	N/A
220 VAC	12 W	108 mA	365 mA	16.5 V	100 mA	72 kHz	92%	300 V	58.2 °C	57.5 °C
265 VAC	14 W	107 mA	369 mA	16.5 V	110 mA	58 kHz	94%	360 V	61 °C	59 °C

表 4.2：试验数据

(Pin:输入功率, Iin: 输入电流, Iled:LED 电流, Ipkpk: LED 峰峰电流, Vled: LED 电压, LO freq: LO 脚频率, LO duty:LO 脚占空比, VBUS:母线电压, T diode: 30 分钟后 D1 二极管壳温, TFET:30 分钟后 M1 壳温)

图 4.3 和表 4.4 显示了用该电路驱动 12 个串联 LED, 350mA 电流和全范围输入电压, 90VAC 和 265VAC 之间。为了测试, 2 个 Luxeon flood 电路板用作负载。

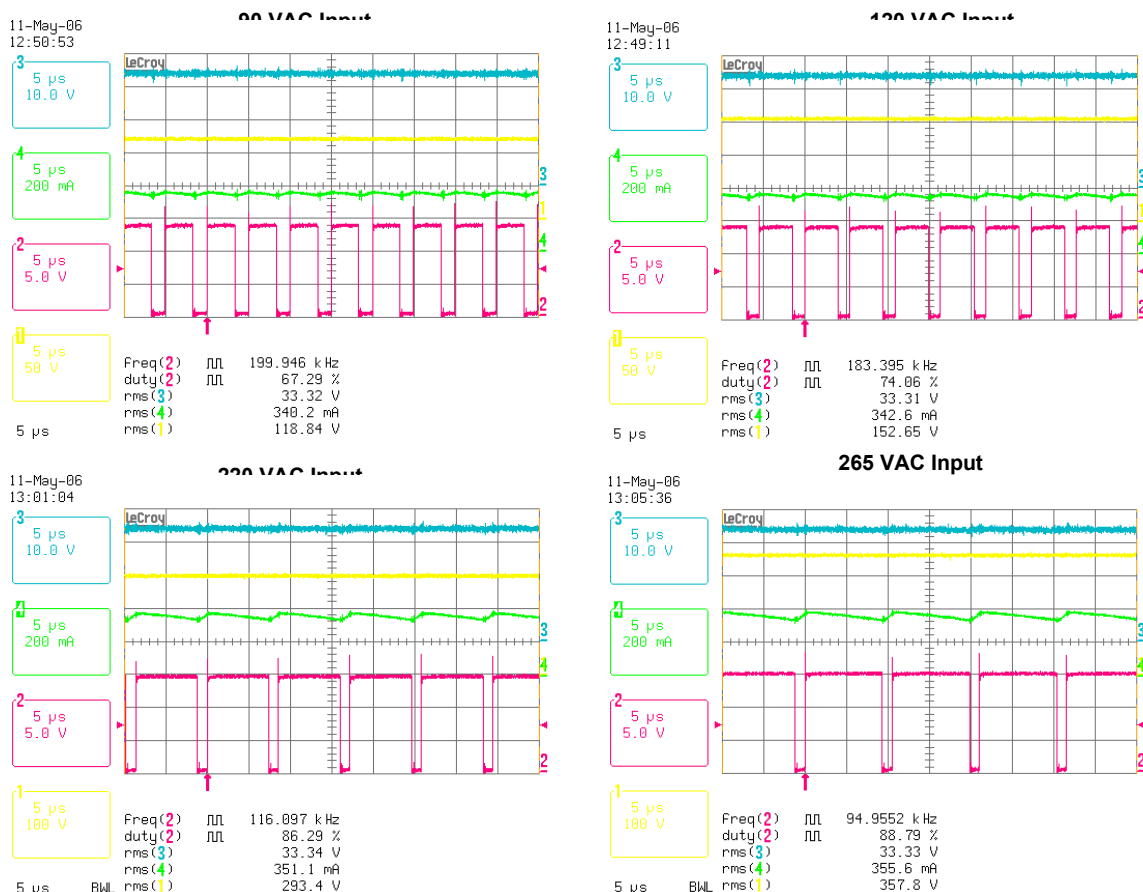


图 4.3: 电路的电特性 (驱动 12 个 LED)
(红: Lo, 绿: LED 电流, 兰: LED 电压, 黄: 母线电压)

12 个 LED 串联结果, 电流 350 mA										
交流输入	Pin	Iin	Iled	Vled	Ipkpk	LO 频率	LO 占空比	VBUS	二极管温度	Fet 温度
90 VAC	14.8 W	241 mA	340 mA	33.4 V	81 mA	200 kHz	68%	120 V	56.5 °C	54.5 °C
120 VAC	15.5 W	207 mA	342 mA	33.4 V	76 mA	180 kHz	75%	165 V	N/A	N/A
140 VAC	16.1 W	190 mA	345 mA	33.4 V	76 mA	160 kHz	78%	190 V	N/A	N/A
180 VAC	17.4 W	168 mA	348 mA	33.4 V	85 mA	137 kHz	83%	245 V	N/A	N/A
220 VAC	19 W	157 mA	356 mA	33.4 V	87 mA	115 kHz	86%	300 V	71 °C	69.7 °C
265 VAC	20.8 W	150 mA	362 mA	33.4 V	95 mA	95 kHz	88%	360 V	72.2 °C	71.2 °C

表 4.4 : 试验数据

(Pin:输入功率, Iin: 输入电流, Iled:LED 电流, Ipkpk: LED 峰峰电流, Vled: LEDD 电压, LO freq: LO 脚频率, LO duty:LO 脚占空比, VBUS:母线电压, T diode: 30 分钟后 D1 二极管壳温, TFET:30 分钟后 M1 壳温)

对于这个设计，实现了小误差电流调节，在全电压输入范围从 90 VAC 到 265VAC，最坏情况的结果 $\pm 3.7\%$ ，同样，负载电压从 16.4V 到 33.4V，调节精确为 $\pm 1.3\%$ 。

5. 调光

使能脚可以用来调光和开路保护。当 ENN 脚为低，芯片就保持在一个全功能状态对操作环境没有任何改变。为了封锁控制反馈和调节，大于 VENTH（大约 2.5V）的电压加到 ENN 脚上。如果芯片在封锁状态，HO 输出保持低，同时，LO 输出保持高，防止 VS 悬浮，保持对自举电容的充电。IRS2541 的封锁电压为 2.5V，以提高对任何外界产生的噪音或应用地噪音的免役力。这个 2.5V 阈值对接受控制器的驱动信号是理想的选择。

为了调光，一个定频变占空比信号可以加到 ENN 脚上。平均负载电流与占空比有直接线性关系。如果占空比是 50%，可以实现最大 50% 的灯输出。同样如果占空比是 30%，可以实现最大 70% 的灯输出。要选择足够高的调光频率，避免灯闪烁或 strobe light 效果。几 kHz 以上的信号足够。请参考 IRPLLED1 的设计手册，了解如何设计 0% 到 100% 的 PWM 发生器，如何连接到 ENN 脚和需要修改调光 LED 驱动的信息。这些更改包括将 VCC 电容增加到大约 10 μ F，同时串联一个电阻限制冲击电流。

6. 效率，功率损失和温度因素

效率，功率损失和温度因素在选择开关器件，输出电感值和电容值起重要的作用。应用笔记所述电路是成本（只有一个二极管和一个 FET）和性能（精确电流调节）最优化，但不是效率最好。经过某些修改可以改善效率。

系统效率可以通过下面表 4.2 和 4.4 中的等式结果来计算。

$$Efficiency = \frac{P_{in}}{V_{led} \cdot I_{led}}$$

效率增长会随着母线电压和输出电压降低的不同而改变，因此，降低母线电压和增加输出电压而增加。考虑到 12 个串联 LED 的结果，效率大约在 220V 输入时为 63%，120VAC 输入时为 67%。效率可以通过增加输出电压进一步改善。例如，考虑一个 LED 的压降为 3V，驱动串联 16 个 LEDs，设置输出电压 48VDC（安规的最大输出电压）和获得更好的效率。

为了提高效率，一个更改可以减少开关器件的损失。尤其是高输入电压时，在母线电压（300V 对于 220VAC 输入在欧洲）和 LED 的输出电压之间的差距很大，频率，占空比和电流过冲都是影响损耗的关键参数。可以更改输出电容 COUT 和输出电感 L1 的值来减少开关器件的损耗。例如，一个大点的 COUT 值将会减小频率和开关损耗。ROUT 电阻可以从电路上去掉。此电阻仅用于调光应用来限制冲击电流。

一个有效地提高效率的方法是选择低损耗的开关器件或用不同的配置，例如两个 FETs 或者两个 FETs 和一个二极管来代替一个 FET 和一个二极管作为开关器件。带有一个 FET 的配置可能成本低，但一个带有 FET（或者 FET 和并联二极管而不是在低端位置是二极管将产生更好的效率，特别是对于那些高负载电流和高输入电压。一般来讲，设计 IRS2541 就是为了可以驱动或者一个高端的 FET 和续流二极管（象图 2.1 上讨论的原理图）或一个低端的 FET 和一个高端 FET。这种配置的电路如图 6.2。请参考 IRPLLED1 设计手册来寻找关于这个电路的更多信息。

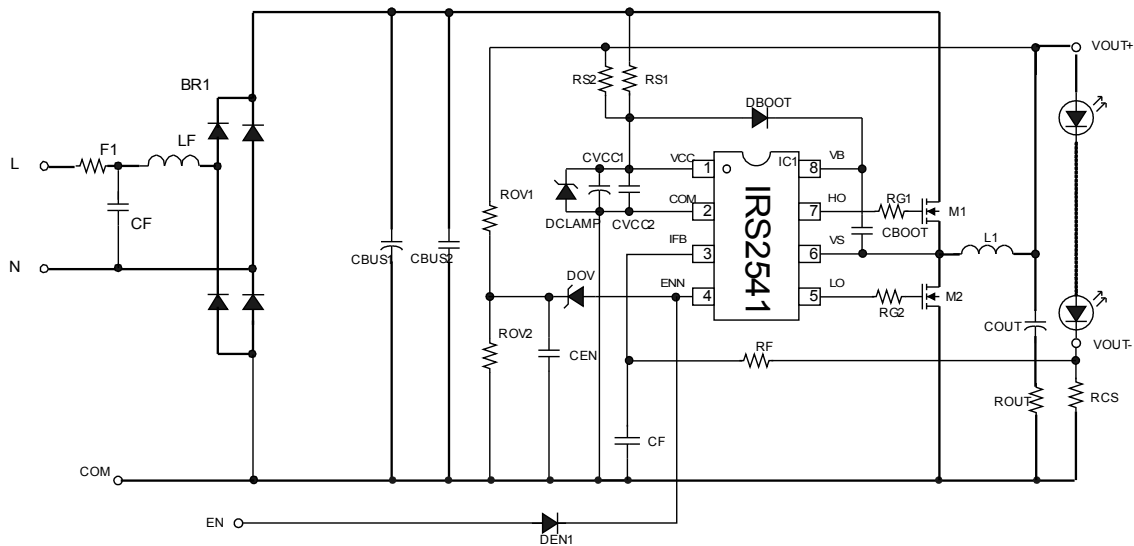


图 6.2: 使用 2 个 FET 的 IRS2541 电路

系统效率直接受系统参数影响，它包括了工作频率，负载电流和输入电压。主要要考虑的参数是二极管的反向恢复时间，与 FET 体二极管相比，其反向恢复时间很短，因为它是专门设计的，而 FET 内部二极管是寄生的，其特性随工艺而固定，如正向压降，反向恢复时间和通流能力。反向恢复发生在低端 FET 开通并导通电流之后的死区时间内。在这个死区内，低端 FET 关闭，但体二极管为负载提供续流回路。因为体二极管导通电流，出现载流子并且将会复合，引起反向恢复。当高端 FET 打开，VS 点很快从 COM 到 VBUS，低端 FET 或续流二极管导通电流，从 VS 到地，由于反向恢复效果。潜在地导致大功率损耗，低端开关器件过热，导致器件应力。由于功率二极管有更短的反向恢复时间，二极管恢复时间很

短，因此功率损耗小。在低频低负载电流时，FET 体二极管的长恢复时间有可能不是问题。更高频率更高电流应用，二极管将提供比 FET 体二极管更低的功率损耗。

母线电压也很重要，因为它决定低端 FET 或续流二极管开通时间长短。如果母线电压与输出电压差距很大，低端 FET 或二极管导通时间占开关周期的大部分。FET 的通态损耗小是因为通态电阻低。然而，高压二极管几乎没有低于 1 V 的压降。对于系统效率，二极管的正向导通损耗可以和低端 FET 的反向恢复损失相比较。

最有效的方法可能是在低端位置与 FET 并联一个二极管。在这种情况下，在死区时间内，二极管导通而非 FET 体二极管。但外部二极管的正向压降要低于体二极管。如果成本允许，在 IGBT 旁并联二极管也可以选择。

系统的需要和成本是评估低端优先选择 FET 或二极管的条件。尽管二极管便宜，在某些特定情况下，功率损耗一定时可能需要一个散热器，掩盖了节省的成本。同样，也有当 FET 证明低效率，增长成本可以保持低温。

适用电路的最好 FET 是其功率损耗低。最好选用低额定值的 FET。FET 参数随电压升高而降低。如果用两个 FETs，下一个考虑的参数是反向恢复时间。当 FETs 没有和二极管相比较的反向恢复时间，FET 好的反向恢复时间是 150ns 到 200ns。另外 2 个考虑的参数是通态电阻和栅极充电，要折中考虑。如果 FET 有低栅极电容，芯片尺寸小，但其通态电阻大，对大电流应用不利。另外，如果 FET 栅极电容大，芯片尺寸大，FET 通态阻抗低，但驱动 FET 困难，对 IC 造成应力。这两种情况要综合考虑。最好的解决方式通态阻抗相对低和中等栅极电容，更象这个应用选择的器件。

为了估算功率损耗，可以考虑下面的方法。在 HO 高时，高端 FET 导通，负载接收从母线电压来的电流并在输出级存储能量。当 LO 高时，二极管 D1 或低端 FET 将导通，电感和输出电容释放存储能量到负载。

二极管中总的消耗功率由通态压降和反向恢复阻断漏电流决定，这样可以用下列等式来计算：

$$P_D = I_F V_F \frac{t_{ON}}{T} + I_L V_R \frac{(T - t_{ON})}{T}$$

t_{ON} ：二极管开通时间

T：周期

I_F ：正向电流

V_F ：正向压降

I_L ：反向漏电流

V_R ：电压

$\frac{t_{ON}}{T}$ 是 LO 占空比, $\frac{(T - t_{ON})}{T}$ 是 (1-LO 占空比)

V_R : 母线电压

一般来讲, 第二项可以忽略, 正向通态电流可以认为等于 I_{led} 。二极管中的总功率损耗可以简化:

$$P_D = I_{led} V_F (LOduty)$$

FET 中的耗散功率可以考虑 (有一些近似值) 为通态功率损耗和开关功率损耗总和, 可以用下列等式来计算:

$$P_F = I_F V_F \frac{t_{ON}}{T} + \frac{1}{2} I_F V_S \frac{t_F}{T}$$

t_{ON} : FET 通态时间

T : 周期

I_F : 通态电流

V_F : 正向压降, 电流为 I_F

V_S : 阻断电压

t_F : 电流到零的时间 (假设关断时间远大于开通时间)

$\frac{t_{ON}}{T}$ 是 (1- LO 占空比) 和 $\frac{1}{T}$ 是 LO 频率

V_S 是母线电压和正向导通电流可以认为等于 I_{led} . 计算简化为:

$$P_F = I_{led}^2 R_{DSon} (1 - LOduty) + \frac{1}{2} I_{LED} V_S \frac{t_F}{T}$$

对于这一项, 我们应该加上通态损耗和体二极管功耗

7. 其他设计考虑

7.1 开路 / 过压保护

通过运用推荐的分压器, 电容和稳压二极管 (ROV1, ROV2, CEN 和 DOV), 事实上设计者可以嵌位所期望的输出电压值。如果没有负载, 没有利用输出嵌位, 正极的输出端将上生到高端输入电压。建议使用负载开路嵌位, 如果负载没有连接, 重新连接时不用关闭驱动。当负载重新连接到电源上, 负载将在短期内承受母线电压。开路嵌位使输出电压低于 V_{BUS} , 可以使负载在这种情况下所承受的电压最小

在开路情况下，开关仍然发生，HO 和 LO 交替输出，不管是输出电压嵌位或者看门狗。在这种情况下，并非通过反馈脚调节电流，输出电压将通过使能脚松散调节。瞬时和开关过程如图 30 上的正极输出。输出电压和 IFB 之间信号形状的不同，是由于嵌位电容 CEN。重复的峰值可以通过简单地增长电容尺寸减少。如果 VBUS 明显大于所期望的输出的嵌位电压，输出电压将成为 VBUS 的函数。这是因为芯片固有的延迟时间（ t_{LO_on} , t_{LO_off} , t_{HO_on} 和 t_{HO_off} ）和最小 HO 开通时间。如果负载断开，输出将被限制在嵌位电压。如果母线电压增加，嵌位电压成比例变化。这并不是问题，开路嵌位是安全特性，是为了减少负载应力，断开和重新连接无需关闭电源。

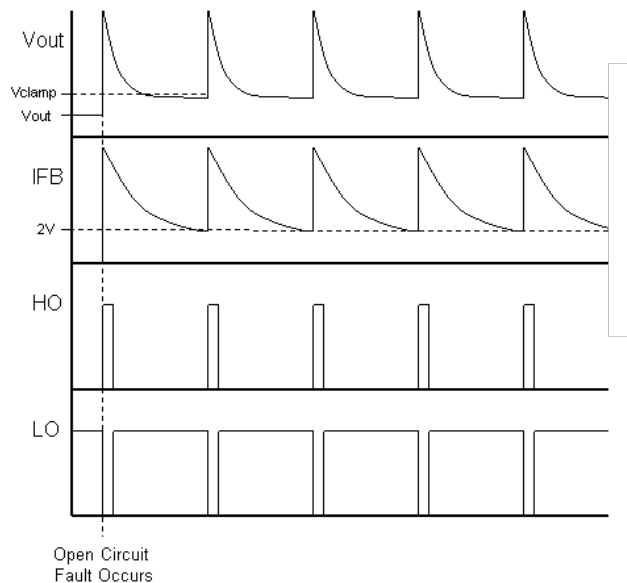


图 7.1: 开路嵌位故障信号

ROV1 和 ROV2 电阻组成输出电压分压器，进入稳压二极管 DOZ 的阴极。当正常电压超出时，二极管导通，灌入使能脚。分压网络产生至少 2.5V 的电压高于稳压值，芯片将进入无效状态。CEN 电容仅用于滤波和减缓正极输出端的瞬态 / 开关。嵌位输出电压可以通过下列分析决定。

$$V_{out} = \frac{(2.5V + DZ)(R_1 + R_2)}{R_2}$$

DZ = Zener Diode Nominal Rated Voltage

DOV 已经被选择为 7.5V 稳压二极管。ROV2 为 390Ω 提供 Cboot 低阻抗充电电路。它也用来嵌位输出电压在 60V，远大于预先定的最大负载电压，不会造成任何错误关闭，也在输出级额定 100V 规范内。任意选择参数，ROV1 计算如下：

$$V_{out} = \frac{(2.5V + DZ)(R_{OV1} + R_{OV2})}{R_{OV2}}$$

$$R_{OV1} = \frac{V_{out} R_{OV2}}{(2.5V + DZ)} - R_{OV2} = \frac{60V \cdot 390\Omega}{(2.5V + 7.5V)} - 390\Omega \approx 2K\Omega$$

7.2 滤波 / EMC 问题

IRS2541 是专用于处理 VBUS 上低频纹波的。它处理这样纹波的能力是整流波形理想的方案。VBUS 上出现高压（5V 到 10V 等级）高频振动（大于或接近工作频率），则建议使用输入滤波器。如果 Vbus 上有高频信号，IRS2541 将仍然继续调节负载的电流，但能观察到 LO 和 HO 开关的异常。它引起开关损耗。如前面所讲，需要或想要控制工作频率来控制系统效率，但是如果 LO 和 HO 随机开关，它会消除控制频率的努力。当然这个问题的根源可能是 PCB 设计上，但它也与负载电流有关。为了减少问题，设计者可能实施一个输入滤波器（如图 2.1 的 CF,LF 和 CBUS1）。输入过滤器也将很大程度地改善电路的 EMC 性能。

IRS2541 演示板还没有 EMC 测试。输入和输出过滤器可以用来减少传导干扰，低于 EMC 标准的限制。所有的电感器都需要铁粉磁心而非铁氧体。在它饱和前，可以处理更大电流，需要依据负载电流。如果 EMC 很重要，可以选择用 FET 和一个二极管，和半桥驱动相比。这个二极管的相反恢复时间小于 FET。它将帮助减少器件的瞬态应力和更好 EMC 性能。

7.3 布板

当设计 IRS2541 的 PCB 时，考虑以下几点很重要：

1. CVCC2 和 CF 必须尽可能靠近 IC1。
2. 反馈路径应尽量短并不要通过任何高频线。
3. COUT 应该尽可能接近主电感器。
4. 所有形成 VS 和 VB 点的线应尽量保持最短。
5. 所有的信号和功率地应该互相独立，预防噪音进入控制环境。它是个普通规则，所有与 IC 有关的器件应该尽可能靠近 IC 范围。
6. 带有负载电流的线需要随时调整。
7. 门极驱动线也应该保持最小。

8.设计程序总结

1. 确定系统需求：输入 / 输出电压和相关电流
2. 计算电流取样电阻。
3. 确定需要的工作频率。
4. 选择 L1 和 COUT，确保 t_{HO_on} 期间给负载供电。
5. 选择开关器件（FET/续流二极管）使功率损耗最小。
6. 确定 VCC 和 VBS 电源器件。
7. 增加输入滤波，IFB 和 ENN 需要。
8. 仔细调整器件达到期望的系统性能。

器件的认真选择会增加产品的可靠性，尤其是电容。这些需要至少 100 摄氏度和合适的电压。正如在很多的功率电子应用，电容和电阻很容易失败是由于长时间应力和高温工作。

对于每个设计，开始在低压时测试并逐渐增加输入电压并检查以下性能：

- 检查开关器件温度。
- 检查 LO 上的频率确保它是稳定的和并不是过高（高频将导致在 FET 上的高频开关损失）。
- 检查 LO 上的占空比。
- 检查 IRS2541 IFB 脚上的过冲电流。这个电流是通过输出电感器比通过

03/12/2007