
硕士学位论文



论文题目 高压高效率白光 LED
驱动电路的研究与设计

作者姓名 潘文捷

指导教师 何乐年 教授

学科(专业) 电路与系统

所在学院 电气工程学院

提交日期 2008 年 5 月

摘要:

近年来,大功率白光LED(Light Emitting Diode)技术得到了很大的发展。由于LED具有无污染、长寿命、节能和抗冲击等优点,所以高效率的大功率白光LED在照明领域的前景瞩目。随着高亮度LED功率的增加,在可以遇见的未来,高效率的白光LED必将取代传统的白炽灯和荧光灯。

电流驱动的LED光强直接与正向电流成正比。这些器件有与二极管相同的陡峭电压/电流曲线,电压上的微小变化会导致电流的一个相对较大的变化,亮度也产生变化,因此控制电流比控制电压更重要。

除了电流调节器外,照明系统可能还需要带有一个AC/DC转换器。目前,直接用市电交流电作为电源的LED照明系统需要使用分立器件搭建的AC/DC转换器,再使用工作电压较低的电源管理芯片组成电流控制的驱动电路来对LED灯供电。因此,这种系统相比于传统的白炽灯和荧光灯系统,由于在AC/DC电路和电流控制电路的损耗,导致了LED照明系统在效率上没有优势。

而采用电池供电的系统可能还需要一个DC/DC升压转换器。同样存在效率的问题。

随着半导体制造技术的不断发展,目前,各大芯片代工厂都开发了或者正在开发高压工艺。随着高压BCD工艺(单片集成双极晶体管、CMOS和DMOS器件的高压工艺)成熟,出现了源漏端的电压(V_{ds})能耐500V的高压横向双扩散金属氧化物半导体场效应管(LDDMOS),使得设计和制造高压集成电路成为可能。

本文设计了一种高效率的高输入电压,恒定电流输出的白光LED驱动芯片。采用单片集成双极晶体管、CMOS和DMOS器件的高压工艺(BCD工艺),以脉宽调制(PWM)峰值电流的控制方式,实现宽范围的电压输入、恒定电流输出的LED驱动芯片的设计。利用一阶温度补偿和比例电阻分压技术在内部集成了带隙电压基准源,并产生0.25V的参考电压。芯片设计采用的高压工艺中提供高压横向扩散金属氧化物半导体场效应管(LDDMOS),输入电压范围可以在85V-450V间变化,输出电流在1毫安到1安培间设定。并且采用使能控制的方法,提高了芯片的工作效率,得到的最高效率为96.7%。

关键词: 白光LED; 高压工艺; PWM; 驱动芯片;

目录

1. 绪论	1
1.1. 白光LED的发光原理及其制造工艺:	1
1.2. 白光LED的特点和性能:	2
1.3. 白光LED照明新光源的应用前景:	5
1.4. LED的控制拓扑讨论:	6
1.5. LED驱动芯片的发展现状:	12
1.6. 高压BCD工艺介绍:	13
2. 电路介绍和工作原理	15
2.1. 芯片特性:	15
2.2. 典型应用:	16
2.3. 系统模块介绍:	17
2.4. 工作原理介绍:	19
3. 电路的模块设计:	21
3.1. 仿真环境简介:	21
3.2. 电压基准:	22
3.3. 输入电压预调整电路(PRE_REGULATOR):	25
3.4. 驱动级电路:	30
3.5. 使能-调光模块:	31
3.6. 振荡器:	33
3.7. BLANKING电路:	36
3.8. ONE SHOT电路:	37
3.8. LDO:	38
3.9. 启动电路:	40
3.10. 比较器:	40
3.11. PWM波形生成模块:	43
4. 系统仿真及性能分析:	44
4.1. 电路的测试环境:	44
4.2. 仿真结果分析:	44
5. 总结与展望:	50
总结:	50
展望:	50
参考文献:	51
在研期间科研成果:	53
致谢:	54

表目录

表格 1 各种灯具的关系质量.....	3
表格 2 不同照明设备的损耗.....	3
表格 3 LED 与其他照明方式性能相比较.....	5
表格 4 各种 comer 下的工艺参数.....	14

图目录

图 1-1 电阻串联 LED 供电电路	6
图 1-2 降压转换器	7
图 1-3 升压转换器	7
图 1-4 升压、降压转换器	8
图 1-5 谐振式 LED 驱动电路	8
图 1-6 无滤波电容的 LED 电路及其电流波形	9
图 1-7 峰值-零电流控制模式	10
图 1-8 隔离反激式 LED 驱动电路	10
图 1-9 谐振式 LED 驱动器	12
图 1-10 400V 高压的剖面图	13
图 1-11 400V 高压管的版图示意图	13
图 2-1 LED 驱动芯片及其外围电路的示意图	16
图 2-2 系统模块示意图	18
图 3-1 电压基准电路	22
图 3-2 带隙基准电压随温度变化曲线	23
图 3-3 带隙基准反馈环路的稳定性分析	24
图 3-4 带隙基准电路的电源抑制比	24
图 3-5 简单的电压预调整电路	25
图 3-6 电压预调整电路	26
图 3-7 电压预调整电路启动 V_{out15V} 输出波形	27
图 3-8 电压预调整电路的放大器	28
图 3-9 电压预调整电路的环路稳定性分析	29
图 3-10 上电时, 高压管栅极、 V_{out15V} 、 V_{out5V} 的波形	29
图 3-11 level shift 电路	30
图 3-12 驱动电路示意图	31
图 3-13 驱动电路的延时	31
图 3-14 使能-调光判断模块	32
图 3-15 外接电阻设定电流	33
图 3-16 电流设定电路的环路稳定性	34
图 3-17 振荡器原理图	35
图 3-18 Blanking 电路示意图	36
图 3-19 Blanking 电路的波形	37
图 3-20 Oneshot 的输出波形	38
图 3-21 电压调整电路原理图	39
图 3-22 本文所用的电压调整电路	39
图 3-23 电压调整电路的相位和增益	40
图 3-24 比较器原理图	41
图 3-25 比较器的迟滞窗口	42
图 3-26 比较器的上升延迟:	42
图 3-27 比较器的下降延迟	43

图 3-28 PWM 波形产生原理	43
图 4-1 系统测试电路图	44
图 4-2 系统仿真波形一	45
图 4-3 系统仿真波形二	46
图 4-4 系统仿真波形三	47
图 4-5 系统仿真波形四	48
图 4-6 输入电压为 100V 时流过 LED 的电流	49
图 4-7 输入电压为 400V 时流过 LED 的电流	49

1. 绪论

1.1. 白光 LED 的发光原理及其制造工艺:

LED (Light Emitting Diode), 发光二极管, 是一种固态的半导体器件, 它可以直接把电转化为光: 注入的少数载流子与多数载流子复合时会把多余的能量以光的形式释放出来。LED 的核心是一个半导体的晶片, 晶片附在一个支架上, 一端是负极, 另一端连接电源的正极, 使整个晶片被环氧树脂封装起来。跟一般的二极管一样, LED 半导体晶片由两部分组成, 一部分是 P 型半导体, 在它里面的载流子以空穴占主导地位, 另一端是 N 型半导体, 在这边多数载流子主要是电子。但这两种半导体连接起来的时候, 它们之间就形成一个“P-N 结”。当 PN 结加反向电压时, 少数载流子难以注入, LED 故不发光。而当 PN 结加正向电压时, 电子就会被推向 P 区, 在 P 区里电子跟空穴复合, 这个复合过程会释放出能量, 即以光子的形式发出能量, 这就是 LED 发光的原理。

而光的波长也就是光的颜色, 是由形成 P-N 结的材料决定的。LED 的发光颜色和发光效率与制作 LED 的材料和工艺有关, 目前广泛使用的单色 LED 有红、绿、蓝三种。由于 LED 工作电压低 (仅 1.5-3V), 能主动发光且有一定亮度, 亮度又能用电压 (或电流) 调节, 本身又耐冲击、抗振动、寿命长 (10 万小时), 所以, LED 是理想的光源^[1]。

大功率 LED 又是 LED 的一种, 相对于小功率 LED 来说, 大功率 LED 单颗功率更高, 亮度更亮, 价格更高。小功率 LED 额定电流都是 20mA, 额定电流高过 20mA^[2] 的基本上都可以算作大功率。一般功率数有: 0.25w、0.5w、1w、3w、5w、8w、10w 等等。

对于一般照明应用而言, 人们更需要的是白色的光源。在工艺结构上, 白光 LED 通常采用两种方法形成。第一种是利用“蓝光技术”与荧光粉配合形成白光。1998 年白光的 LED 开发成功。这种白光 LED 就是将 GaN 芯片和钇铝石榴石 (YAG) 封装在一起做成。GaN 芯片发蓝光 ($\lambda_p=465\text{nm}$, $W_d=30\text{nm}$), 高温烧结制成的含 Ce³⁺的 YAG 荧光粉受此蓝光激发后发出黄色光射^[3], 峰值 550nm。蓝光

LED 基片安装在碗形反射腔中,覆盖以混有 YAG 的树脂薄层,约 200-500nm。LED 基片发出的蓝光部分被荧光粉吸收,另一部分蓝光与荧光粉发出的黄光混合,可以得到白光。现在,对于 InGaN/YAG 白色 LED,通过改变 YAG 荧光粉的化学组成和调节荧光粉层的厚度,可以获得色温 3500-10000K 的各色白光。这种通过蓝光 LED 得到白光的方法,构造简单、成本低廉、技术成熟度高,因此运用最多。第二种是多种单色光混合方法:白光是一种多颜色的混合光,可被人眼感觉的白光至少包括两种以上波长的光。例如人眼同时受红、蓝、绿光的刺激时,或同时受到蓝光与黄光的刺激时都可以感受为白色光。依照这种原理人们可以设计产生白光的 LED 光源。按照现有的技术能力,有两种可行的方案。第一种,使用红绿蓝的三色 LED,按照所属光的强弱排成矩阵,三种色光混合后产生白色的光。但是,LED 是 PN 结,它像所有 PN 结一样,遵守 PN 结的负温度特性的特征规律。在 LED 器件上表现为它的正向电流随温度的升高而下降,它的光输出亦会随温度的升高而下降,不同的 LED 下降程度差别很大。采用不同色光的芯片封装在一起,通过各色光混合而产生白光^[4]。这两种方法都已能成功产生白光器件。

1.2. 白光 LED 的特点和性能:

● 效率高

按照通常的光效定义,LED 的发光效率并不高(一般 10~30 Lm/w),目前已知光效最高的白色 LED 光效可以达到 130Lm/W,但由于 LED 的光谱几乎全部集中于可见光频段,效率可以达到 80%~90%,而光效差不多的白炽灯其可见光效率仅为 10%~20%^[5]。

● 光线质量好

人眼直接观察光源时所看到的颜色,称为光源的色表(CRI)^[6]。CRI 越高越好。色温越低,光源越“暖”。白炽灯色温 2800K,卤素灯 3200K,荧光灯 2700K-6000K;高强度放电汽车头灯 3900K-4200K;日光 5000K-5500K。冷白光 LED6500K,暖白光 LED3300K,RGB 封装的 1000K-10000K。

Light Source	CRI index
Fluorescent Lamp	52-95
Incandescent Lamp	~100
HID(Mercury)	15-55
HID(Metal halide)	65-80
HID(Low pressure sodium)	0(monochromatic light)
HID(High pressure sodium)	22-75
LED	0(mono-color LED)-80(high flux LED)

表格 1 各种灯具的关系质量

- 光色纯

与白炽灯全频段光谱不同，典型的 LED 光谱狭窄，发出的光线很纯。LED 的峰值波长一定，故其发光颜色一定，目前能制出红、橙、琥珀、黄、绿、蓝、紫、白等几种颜色的 LED，经过适当的混合即可实现全光谱色^[7]。

- 稳定性高

采用环氧树脂固体封装^[8]，管芯的工作不受外界环境的影响。

- 能耗小

LED 在发光过程中，只有很少一部分的电能为热能，大部分都变为了光能，因此能耗小。LED 无紫外和红外辐射，仅有热量损耗^[9]。参见下表：

Light Source	Loss in Radiation [%]	Heat loss [%]
Incandescent Lamp	81 - 86	5 - 6
Fluorescent Lamp	30 - 32	44
HID (mercury)	62 - 65	16 - 22
HID (metal halide)	57 - 74	7 - 20
HID (sodium)	47.3 - 63.3	10 - 23
LED	0 - 0.2	80 - 88

表格 2 不同照明设备的损耗

● 寿命长

光通量衰减到 70% 的标称寿命为 10 万小时。普通白炽灯的寿命约为 1000h，荧光灯寿命约为 10000h，而 LED 的寿命可达到 10 万小时^[10]，可见其寿命长得多。

● 可靠耐用

没有钨丝、玻壳等等容易损坏的部件，非正常报废的可能性很小，维护费用极为低廉^[11]。

● 应用灵活

体积小，可平面封装，易开发成轻薄短小产品，做成点、线、面各种形式的具体应用产品^[12]。

● 响应快

LED 发光的响应快，它的响应时间为纳秒级，而荧光灯和日光灯一般都为毫秒级^[13]。

● 绿色环保

白炽灯在工作过程中，会发出过多的热量，影响环境温度；荧光灯、汞灯等光源中含有危害人体健康的汞，这样在发光过程和废弃的灯管都会对人身健康和环境造成一定的危害。而 LED 则没有这些问题，是一种无污染的符合绿色照明要求的光源。

总之，LED 固态照明有着显著的优势^[14]。

参见下表总结^[3]：

光源总类	光效 (lm/W)	显色指数 (Ra)	色温(k)	平均寿命(kh)	开启时间(s)	成本 (\$/klm)
白炽灯	15	100	2800	1	instant	0.6
卤钨灯	25	100	3000	2-5	<0.4	1
荧光灯	70	70	全系列	10	1	0.73
三基色荧光灯	93	80-98	全系列	12		
高压汞灯	50	45	3300-4300	6		
高压钠灯	100-120	23/60/85	1950/2200/2500	24		

1W-3W LED	38-120	85	全系列	10-100	instant	55
-----------	--------	----	-----	--------	---------	----

表格 3 LED 与其他照明方式性能相比较

总之，LED 具有效率高、光线质量好、光色纯、稳定性高、能耗小、寿命长、可靠耐用、应用灵活、响应快、绿色环保等优点，其作为更理想的照明光源，必将取代现有的照明光源。

1.3. 白光 LED 照明新光源的应用前景：

普通的白炽灯和卤钨灯，其光效为 12~24 流明/瓦；荧光灯和 HID 灯的光效为 50~120 流明/瓦。对白光 LED：在 1998 年，白光 LED 的光效只有 5 流明/瓦，到了 1999 年已达到 15 流明/瓦，这一指标与一般家用白炽灯相近，而在 2000 年时，白光 LED 的光效已达 25 流明/瓦，这一指标与卤钨灯相近。2005 年时，LED 的光效可达 50 流明/瓦，目前的白光 LED 的发光效率约为 80 流明/瓦，较传统高压钠灯可以节电 50%~60%。随着 LED 效率的快速提升，半导体路灯在节能方面显示出了巨大的潜力。到 2015 年时，LED 的光效可望达到 150~200 流明/瓦。那时的白光 LED 的工作电流就可达安培级。由此可见开发白光 LED 作家用照明光源，将成可能的现实^[10]。

普通照明用的白炽灯和卤钨灯虽价格便宜，但光效低（灯的热效应白白耗电），寿命短，维护工作量大，但若用白光 LED 作照明，不仅光效高，而且寿命长（连续工作时间 100000 小时以上），几乎无需维护。我国的城市交通管理灯也正用白光 LED 取代早期的交通秩序指示灯。可以预见不久的将来，白光 LED 定会进入家庭取代现有的照明灯。

LED 光源具有使用低压电源、耗能少、适用性强、稳定性高、响应时间短、对环境无污染、多色发光等的优点，虽然价格较现有照明器材昂贵，仍被认为是它将不可避免地现有照明器件。

总之，LED 的内在特征决定了它是最理想的光源去代替传统的光源，它有着广泛的用途。LED 以其小巧高效、坚固省电、使用寿命长、易于和计算机匹配等强大优势，在包括大屏幕显示、汽车尾灯、交通信号灯、LCD 背光源等方面

已大量使用,目前正朝着替代传统灯具向照明领域发展。固态照明光源:由多个超高亮度的红、蓝、绿色 LED 制成的照明光源,不仅可以发出波长连续可调的各种色光,而且还可发出亮度高达上百坎德拉的白色光,成为照明光源。与传统光源相比,固态光源具有发热量低、功耗小、寿命长、反应速度快、体积小、可平面封装、易开发轻薄短小产品等许多优点。

美国 DOE (能源部)最近完成了针对 SSL (固态照明)光源的新的能源之星规范,这样系统设计者可以对光源和装置用相同的比较数字。新规范不是着眼于 HB LED 在元件级上的发光效率,而是整体的光源效率^[16]。

目前,白光 LED 仍处在初期发展阶段。但由于它的独特优点,这种固态照明光源已广泛用于手电照明、LCD 背光照明(汽车音响、仪表板、手机背光板)、交通信号及指示板、室内照明、船舰、飞机、汽车内照明等,也用于诸如矿山、潜水、抢险军用装置的照明等特殊场合。一旦白光 LED 光源的性能价格比可与白炽灯和荧光灯相吻合时,其在民用照明方面的竞争力将无可估量。

1.4. LED 的控制拓扑讨论:

最简单的 LED 驱动电路就是串联一个合适的电阻,如图 1。但是,由于在这种结构中,流过 LED 的电流会随着电源电压 U_s 、电阻 R_i 的阻值、以及 LED 自身温度等因素的变化而改变,故而这种结构是很不理想的恒流控制。并且,由于电阻元件的使用,其效率也不高^[17]。

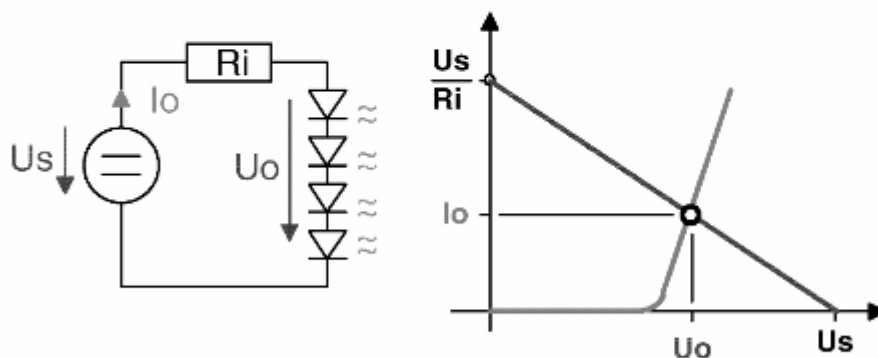


图 1-1 电阻串联 LED 供电电路

为了避免串联电阻上的高损耗,功率 LED 通常通过开关模式驱动,今天这种转换器可以被用来作各种各样的应用。然而,通常设计的 DC-DC 转换器是用来稳定输出电压的,而 LED 要求一个稳定的输出电流。通过加一个采样电阻 R_s 与 LED 串联,电流可以通过流过采样电阻 R_s 上的电压测量到,从而标准的开关电源的电路拓扑结构和控制方案可以被应用于 LED 恒流控制。和标准的 DC-DC 转换器相比,测量到的电压必须非常小以避免额外损耗。因此,控制 IC 和采样电阻都必须连接到地。即通常的电路拓扑结构如图 1-2、图 1-3、图 1-4 所示:

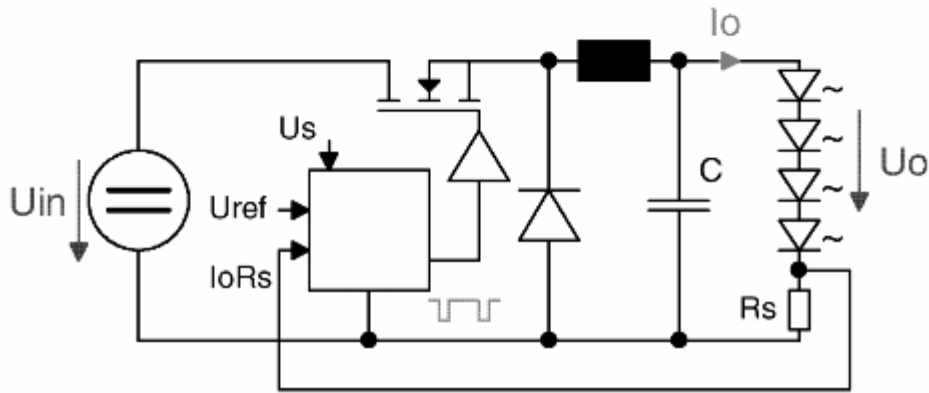


图 1-2 降压转换器

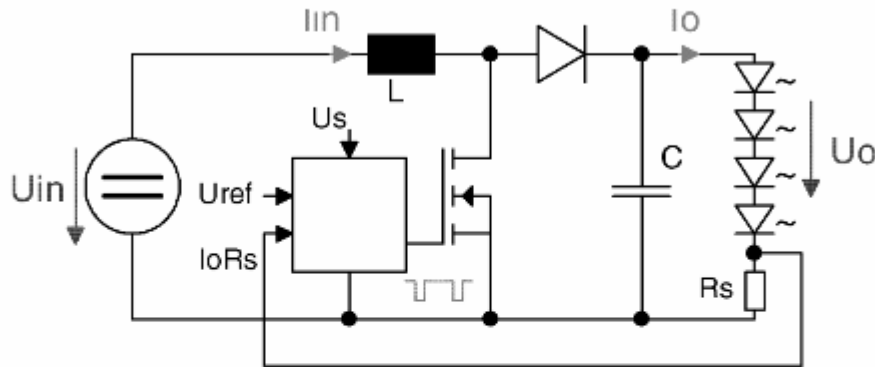


图 1-3 升压转换器

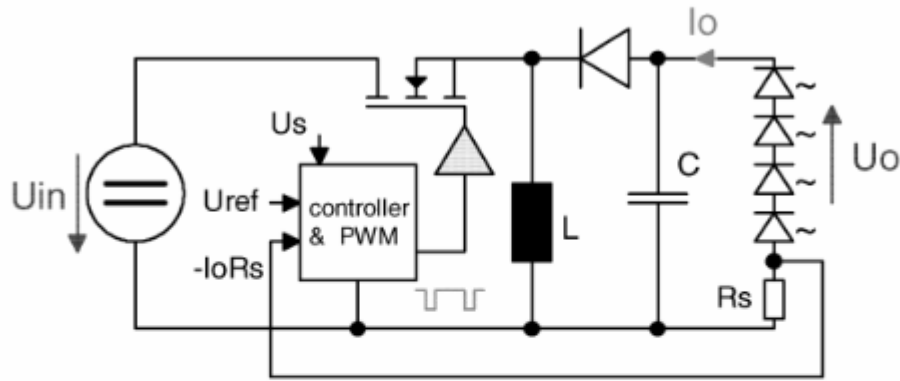


图 1-4 升压、降压转换器

只有在升压转换器中，开关晶体管也被连接到地了。对于降压和升压-降压转换器，N 沟道 FET 的栅源端是悬空的，需要专门的电平移位驱动器。同样，也可以用 P 沟道的 FET，但是它仅适合低的电源电压。

同样，LED 也可以通过隔离转化器 (galvanic isolated converter) 如前馈 (forward)，反激 (flyback)，推挽 (push pull) 转换器等来驱动。在这种情况下，比较参考电压 U_{ref} 和采样电压 $R_s \cdot I_o$ 。同时，误差放大器必须放在第二级，PWM 控制器放在第一级。控制部分都是通过一个光耦合器 (opto coupler) 连接。从图 3 的电路图上看，这种控制方式需要更高的电路设计要求。这个解决方案的另外一个问题就是大多数低成本的误差放大器包含一个内部的 2.5V 参考电压 (如 TL431)，然而它不符合 LED 采样电阻上的低压降。原因在于为了尽可能的提高整个系统的效率，一般 R_s 的阻值需要取得最小。

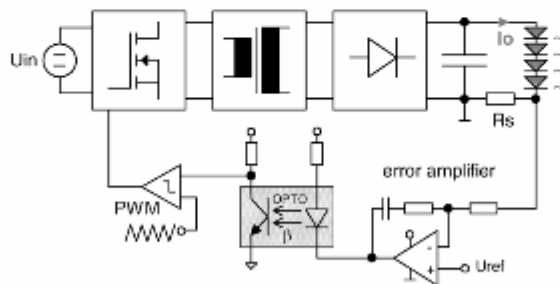


图 1-5 谐振式 LED 驱动电路

迄今为止的 LED 驱动器, 都源于标准的 DC/DC 转换器. 然而将来的 LED 照明源将会被大数量生产, 因此鉴于 LED 的特征和某些应用要求可以对它们的驱动器进行最优化设计:

- 大规模生产的 LED 驱动器需要考虑成本因素, 因此, 器件数目必须要减少。
- LED 的发光强度直接跟流过其的电流成正比。因此, 通过有规律的脉冲电流忽略其所带来的通常很小的颜色偏移来驱动 LED 的方法是可行的。
- LED 另外一个重要的特性就是它们的长寿命。因此, 电子 LED 驱动器也必须设计成长寿命。必须考虑电路中所用到的各个器件的使用寿命。尽量避免使用稳定性不好的器件。

如果去掉输出端的滤波电容, 则 LED 上的电流成为了有规律的脉冲。根据 LED 驱动器的不同拓扑结构和控制方案, 流过 LED 的电流会是类似方波、三角波或者是正弦波。

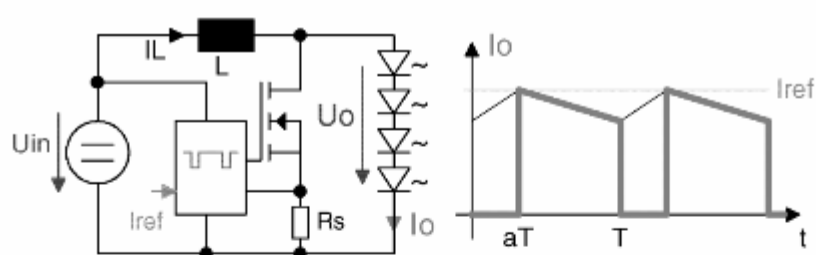


图 1-6 无滤波电容的 LED 电路及其电流波形

如图 1-6 所示: 在 LED 输出端没有滤波电容, 那么流过 LED 的电流将不再是一个纯正的直流, 而是包含一个有规律的电流/脉冲成分。

基本的降压转换器产生的 LED 电流是由一个直流和一个三角波组成的, 它使得一个精确的电流控制更难。然而, 如果降压转换器工作在临界传导模式, 一个简单的峰值-零电流控制方案可以被采用。这种概念如图 1-7 所示:

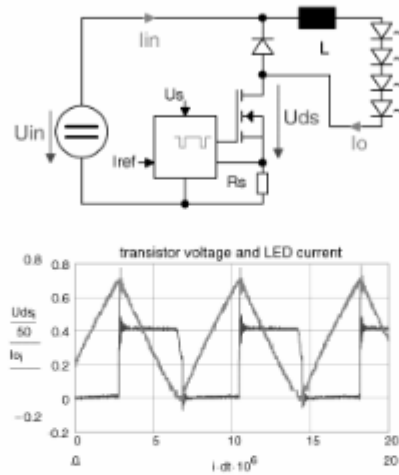


图 1-7 峰值-零电流控制模式

反激(flyback) 转换器

功率小于 100W 的反激(flyback)转换器拓扑结构应用广泛，因此也包含 LED 照明所用的方案。在 flyback 转换器第二级边上的存储电容可以被去掉从而 LED 直接由第二级线圈(winding)来驱动^[18]。

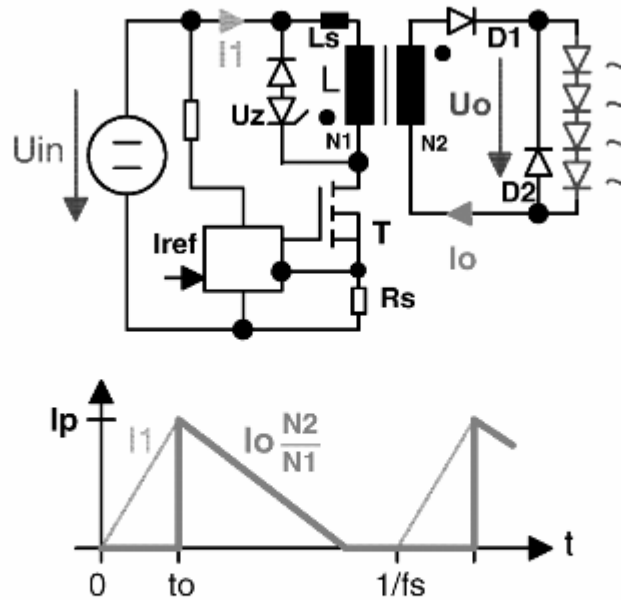


图 1-8 隔离反激式 LED 驱动电路

电流模式控制工作在一个恒定的开关频率 f_s , N 沟道 FET 一直保持在开状态 (ON-state) 直到第一级电流 $I_1(t)$ 超过一个可以调整的参考电流值:

$$I_{1\max} = I_p = I_{ref} = \frac{U_{ref}}{R_s} \quad (1.1)$$

作为结果, 一个恒定功率提供给第二级上, 然后到 LED 串:

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot I_p^2 \cdot L \cdot f_s = U_o \cdot \bar{I}_o \quad (1.2)$$

通过这个电路 LED 串被一锯齿波型电流 $I_o(t)$ 驱动, 如图 1-8 所示。

在一个确定的工作范围内, LED 上的平均电流不受输入电压 U_{in} 的影响, 但是随着负载电压 U_o (如: 随着串联的 LED 的数目) 的变化而变化 $\bar{I}_o = P_o / U_o$ 。

这个拓扑结构要求器件数目最小, 它提供电流隔离, 通过调整变压器的线圈匝数比, 其允许任何 DC 电源电压和任意数目 LED 的组合。

然而, 它也有一些缺点:

- 输出平均电流值取决于串联的 LED 数目。
- 变压器的漏感系数 L_s 要求一个缓冲/阻止 (snubber) 电路, 造成额外损耗 (如: 在 U_z)
- LED 链上的电流波形可能会引起电磁干扰 (EMI) 问题。

谐振式 LED 驱动器:

近年来, 谐振式转换器拓扑结构是各种各样的功率电子研究活动的主题, 旨在有高功率密度, 低开关损耗和低电磁干扰贡献。因此, 这些拓扑结构也是 LED 应用所关心的。截至目前, 只有很少关于谐振式 LED 驱动器的发表文章。因此, 谐振式 LED 驱动器概念的研究将会有更多详细的论述^[19]。

图 1-9 是一谐振式 LED 驱动器, 它非常适合 LED 驱动, 因为它实现了无电流检测的电压到电流的转换。

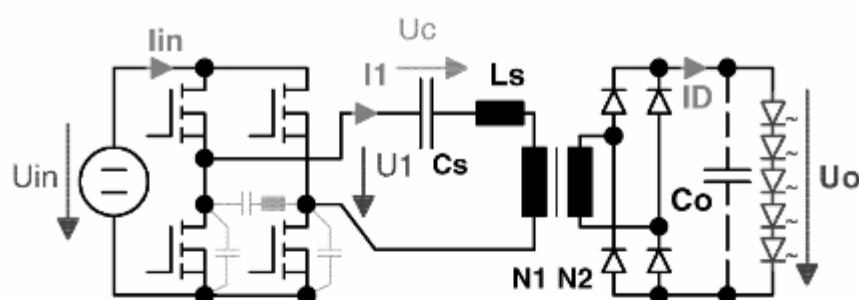


图 1-9 谐振式 LED 驱动器

本文结合也已成熟的高压 BCD 工艺，提出了一种适用于市电照明的白光 LED 驱动电路。用该电路搭建白光 LED 照明系统，可以省去复杂而低效率的 AC/DC 电路，从而实现高效率 and 低成本。

1.5. LED 驱动芯片的发展现状：

目前，基于 LED 的良好发展趋势和前景，以及其越来越广泛的应用领域，各大半导体公司都开发了很多应用于不同领域的 LED 驱动芯片^[20]。比如：美信 (Maxim Integrated Products) 推出的 MAX16804，一款 350mA、高亮度 LED 驱动器。MAX16804 具有高压(40V)PWM 引脚，可实现较宽的亮度调节范围。5.5V 至 40V 的宽输入电压范围有助于在出现较大的瞬态(比如甩负载和冷启动)时提供保护。这些特性使得 MAX16804 可理想用于汽车、LED 工业和建筑照明应用。美国凌特科技 (Linear Technology) 上市了具备两个最大输出电流为 1.5A 的通道，并能够以最大 3000:1 的比率调节亮度的发光二极管 (LED) 驱动器 IC“LT3475”。该产品的每通道可在 50mA~1.5A 的范围内调节输出电流。为了调节亮度，采用了从外部输入的 PWM(脉宽调制)信号等。双输出通道无需将相位相互 便转 108 度即可交替开关。可在 4~36V 的输入电压范围下工作。采用降压型开关稳压器电路，开关频率最大为 2MHz。开关频率可通过使用 1 个外置电阻在 200kHz~2MHz 的范围内调节。封装采用 20 针 TSSOP。

可见，现在主流的高压 LED 驱动芯片的工作电压在 40V，因此，若要在市电条件下搭建 LED 照明系统，则必须使用 AC/DC 转换电路。这样，加大了生产成本和能量损耗^[21]。

1.6. 高压 BCD 工艺介绍：

设计中使用了高压 BCD 工艺。BCD 是一种单片集成工艺技术，这种技术能够在同一芯片上制作双极管 bipolar，CMOS 和 DMOS 器件，故而称为 BCD 工艺。其综合了双极器件高跨导、强负载驱动能力和 CMOS 集成度高、低功耗的优点。更提供了基于 RESURF (reduced surface field) 技术的高压管。RESURF 技术是利用轻掺杂的外延层制作器件，使表面电场分布更加平坦而改善表面击穿的特性，使击穿发生在体内而非表面，从而提高器件击穿电压。所以，高压 BCD 工艺是最适合设计 LED 驱动电路的生产工艺。在本设计中，利用 V_{ds} 能耐 400V 的 LDNMOS 管来实现将输入高压转换成芯片内部工作电压的电压预调整电路。

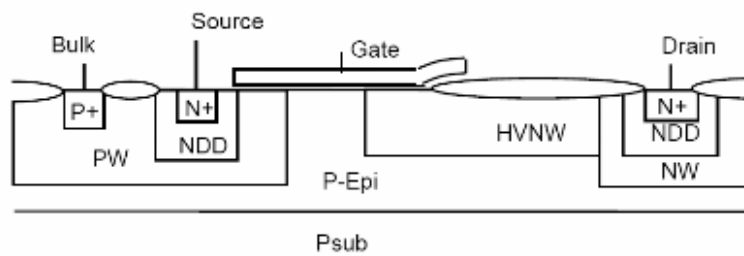


图 1-10 400V 高压的剖面图

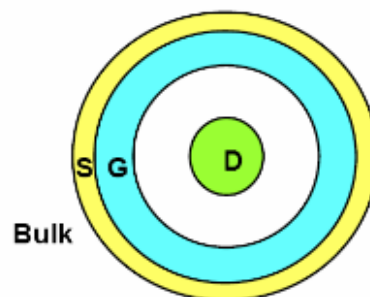


图 1-11 400V 高压管的版图示意图

一般，这种高压管子的面积非常大。并且，版图是固定的，不能随意地改动。上图中是一 400V 管子的示意图。其面积为 $169000\mu\text{m}^2$ 。这么大的面积，是其承受高压所必须的代价。随着高压 BCD 工艺的成熟，设计输入电压高达市电电压的 LED 驱动芯片将成为可能。这样，高效率的 LED 驱动系统和高效能的 LED 灯，必将给传统的照明方式带来全新的革命。

Vth0	L	W	27-40°		80°
nch1	11	12	743.8m	814.1m	688.2m
nch2	2	12	683.6m	763.1m	620.7m
nch3	11	2	818.5m	893m	759.6m
nch4	2	2	786.8m	860.7m	728.4m
nch5	11	1.4	840.3m	916.6m	779.9m
nch6	2	1.4	816.4m	887.4m	760.2m
pch1	12	12	-945m	-1.053	-860m
pch2	2	12	-967.2m	-1.076	-881.3m
pch3	11	2	-984.2m	-1.092	-899.2m
pch4	1.5	2	-985m	-1.095	-898.3m
pch5	11	1.4	-990.6m	-1.098	-905.6m
pch6	2	1.4	-1.01	-1.119	-924.1m
hvan1	7	35	2.674	2.83	2.551
hvan2	4	35	2.507	2.663	2.384
hvap1	7	35	-2.92	-3.056	-2.812
hvap2	4	35	-2.912	-3.048	-2.805

表格 4 各种 corner 下的工艺参数

表格 4 是该高压工艺中各种管子类型的 V_{th} 随着温度和管子的宽长的变化。可以看到，5V 管子的 V_{th} : nch1-nch6 是 NMOS 管的六种不同宽长的模型。pch1-pch6 是 PMOS 管的六种不同宽长的模型。hvan1-hvan2 是 40V 管子 N 管的模型。hvap1-hvap2 是 40V 管子 P 管的模型。从表中可以看到，5V 管子的 NMOS 管的开启电压在 0.8V 左右。5V 的 PMOS 管的开启电压在 -0.95V 左右。而对于 40V 的管子，NMOS 管的开启电压是 2.6V 左右，PMOS 管是 -2.9V 左右。对于高压管来说，为了能耐受高压，牺牲管子的性能是必须的。

2. 电路介绍和工作原理

2.1. 芯片特性:

本文提出了一种高压、高效率的 LED 驱动电路。使用高压 BCD 工艺设计, 其效率可以达到 90% 以上。用以恒定的 LED 电流控制。输出电流可以从几个毫安到一个安培之间设定。根据输入电压的不同变化, 只要电压足够高, 串联连接的 LED 可以上百个。同时, 也加入了 PWM 形式的调光方式, 该信号与使能信号合用一个引脚。由于使用高压工艺, 输入电压可以从 80V 到 450V 间变化^[22]。

该芯片可以用作直流供电的 LED 驱动电路, 加上简单的桥式整流, 亦可直接用作交流市电供电的 LED 驱动电路。同样, 也可以作为通用的恒流源使用。

通过以一个固定的频率控制一个外接的 NMOS 开关管。这个频率可以通过一个外接的电阻设定。LED 串被一个恒定电流来驱动, 这样可以提供恒定的亮度和可靠性。

有三种方式控制输出电路的大小。使用一个外接的参考电压源, 改变参考电压源的大小即可改变输出电流的值。也可以改变采样电阻的值。对于一定的基准电压, 采样电阻的变化, 即是输出电流的变化。最后, 通过一个低频的调光信号, 可以实现 0-100% 的亮度调节。

当然, 此电路可以接成 buck、boost 或者 buck-boost 电路。如果要用在 AC/DC 转换电路中, 则需要加入功率因数矫正电路, 以符合输入功率小于 25 瓦的照明设备的 EN61000-3-2 Class C 标准。

由于是高压供电, 因此, 需要限制芯片的工作电流。芯片的工作功率为:

$$P_{power} = U_{input} \cdot I_{input} \quad (2.1)$$

只要 1 毫安的电流就可以启动芯片, 即使工作在最高电压下, 芯片自身的功耗也不会超过 400 毫瓦。

2.2. 典型应用:

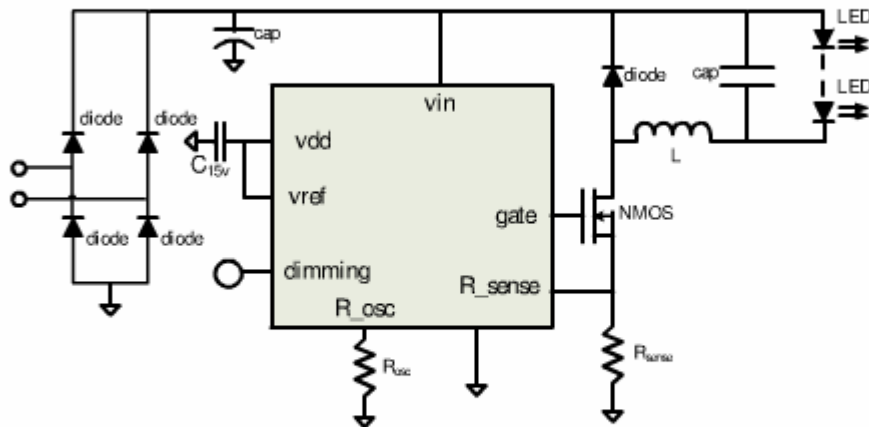


图 2-1 LED 驱动芯片及其外围电路的示意图

由于使用 BCD 工艺, 该工艺提供可以 V_{ds} 电压高达 450V 的 NMOS 管, 其 V_{gs} 为 15V, 因此, 可以使用此种管子作内部的电压调整管, 可以把外界的高压供电转换成内部低压管可以用的低电压。所以, 芯片可以工作在高达 450V 的工作电压下。可以能够直接从市电经过简单的桥式整流后给芯片供电, 省掉了 AC/DC 降压电路等复杂的外部电路, 从而可以有效的提高整个系统的效率。当然, 也可以直接使用直流供电。输入电压可以从 80V 到 450V 变化^[21]。

该种 BCD 工艺也提供了 V_{ds} 电压为 40V 的 NMOS 管和 PMOS 管。用这两种管子可以设计驱动外接的功率开关管的驱动级。由于现有的 BCD 工艺尚不能提供 $R_{ds(on)}$ 很小的高压功率管, 所以, 开关电路中所必需的开关管必须外接。一般, 市面上的此类高压管的 V_{ds} 的最大值为 15V, 所以, 设计输出级的电压为 15V。

用普通的 5V 电压 MOS 管用来设计电压基准、振荡器等要求性能较高的低压模块。

图 2-1 所示的是接成 buck 降压型的拓扑结构。一个外接的 NMOS 功率管作为开关管。通过 R_{sense} 把采样电流转换成电压值, 与内部的电压基准比较后得到 PWM 控制信号, 以实现 LED 灯串的恒流控制。

根据上图所示, 电感的大小可以根据峰-峰电流值来计算。一般, 峰-峰值是平均电流值的 30%。现在, 假设 LED 的平均电流为 350mA。下一步, 确定, LED

串上的总的电压降。如果该串有 20 个高亮度的 LED 组成，每个二极管的正向导通电压为 3V，那么整个 LED 串上的电压为 60V。假设使用市电交流 AC 供电，经过简单的整流后，得到的电压为：

$$V_m = 220V \cdot 1.41 = 310.2V \quad (2.2)$$

那么，PWM 信号的占空比为：

$$D_{av} = \frac{V_{LEDs}}{V_{IN}} = 60/310.2 = 0.2 \quad (2.3)$$

设定振荡频率为 50KHz，那么一个周期内的 NMOS 管的开启时间为：

$$T_{ON} = \frac{D_{av}}{f_{osc}} = 0.2/50K = 4.0\text{micro second} \quad (2.4)$$

要求的电感的值为：

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{LEDs}) \cdot T_{ON}}{0.3 \cdot I_{LED}} = 10mH \quad (2.5)$$

而对于输入的整流电路接一滤波电容，此电容要确保整流输出的电容上的电压在任何时刻都大于两倍的 LED 串上的电压降。假设该电容上有 15% 的电压波动，则最小的滤波电容值为：

$$C_{MIN} = I_{LED} \cdot \frac{(V_{IN} - 2 \cdot V_{LED})}{20mS} \quad (2.6)$$

2.3. 系统模块介绍:

图 3 是芯片内部各个模块的示意图。芯片内部的模块有：电压预调整电路（pre_regulator）、电压基准电压、偏置电流模块、振荡器、片内电压转换电路、电压比较器、输出驱动级、调光/使能信号模块和启动电路及保护电路等^[24]。

根据设计要求，希望芯片的输入电压的变化范围尽量大，而芯片内各个模块却需要稳定的供电电压，为了使内部各个模块能够正常工作，需要使变化很大的输入电压转换成不随输入变化的电压。电压预调整电路（pre_regulator）就是实现上述功能的模块，它将输入电压转化为稳定的 15V 和 5V。其中，输出 15V

电压给驱动级电路供电，输出 5V 电压给电压基准和基准偏置电流供电。该模块同时也实现输入高电压和芯片内部低电压的隔离。

如前所述，由于外部的开关 MOS 管的驱动电压为 15V，所以，电压预调整电路 (pre_regulator) 将输入电压降压到 15V，以能驱动 driver 和外接的 MOS 管，而芯片内部各个模块的工作电压是 5V，所以需要将 15V 电压变为 5V 电压的内部电压转换电路。

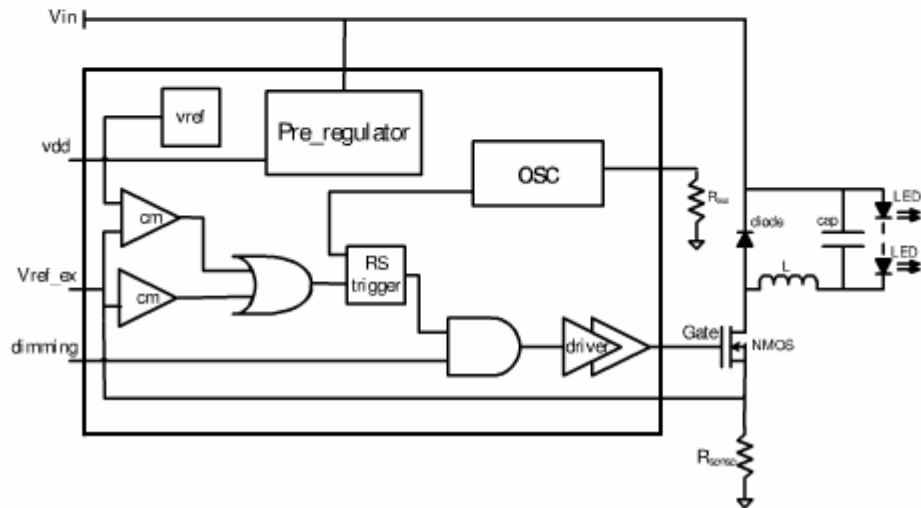


图 2-2 系统模块示意图

使用带隙基准电压 (bandgap) 模块产生一个不随输入电压 (VDD)、温度 (temperature) 和工艺角 (process corner) 变化的基准参考电压。同时，产生一个不随温度变化的电流偏置，用以给其他的低压模块提供合适的直流工作点。

振荡器用以提供 PWM 工作的频率。通过一个外接的电阻来设定对电容充放电的电流，从而实现对工作频率的调整。根据设计要求，振荡器频率范围为 25-300kHz。

通过采样电阻，把电流值转变成电压值。把该电压经过比较器与基准电压比较，以此来探测电感内的电流是否到达峰值。

由于外接的 NMOS 管的栅极电容较大，一般为 500pF 左右，甚至更高。为了得到较大的开关速度，需要使用输出驱动电路，以放大 PWM 信号的电流能力。

同时, 由于芯片工作在极高的电压下, 在电路上电、正常工作和下电时, 电路各个节点间的电压可能会很高, 远远超出了接在这些节点上的管子的最大耐压值。为了确保任何节点间的电压不会超过其正常的电压范围, 加入钳位 (clamp) 电路和隔离 (isolation) 电路等保护电路来确保芯片的正常工作。

为了尽可能地提高芯片的工作效率, 根据不同的应用环境, 希望有芯片使能功能, 当不需要芯片工作时, 关闭芯片内部的大部分电路模块, 以降低静态电流。同时, 为了节省芯片的封装成本, 尽量减少引脚的数量。把外部使能信号和调光信号的引脚共用。设计调光/使能信号模块用以分离出这两个信号。

保护电路包括: 温度保护、过流保护电路、过压保护电路等。

2.4. 工作原理介绍:

整个系统接成了降压形式^[25], 由于采样电阻上的压降很小, 所以, 开关功率管的源端近似接地。因此, 驱动该管的电压不需要使用电位平移电路来提升电位。采用脉宽调制峰值电流的控制模式来实现恒定 LED 电流输出。通过控制电感的峰值电流, 以 PWM 的调制方式, 对流过 LED 的电流实现恒定控制^[5]。使用一个外接的 NMOS 功率开关管对流过 LED 的电流进行调制。当芯片的 PWM 控制信号输出端 (gate) 为高电平时, 外接 NMOS 功率开关管打开, 使流过电感的电流增大, 由于 LED 两端有滤波电容, 所以 LED 两端的电压基本不变。当电感电流继续增大时, 接在 NMOS 管源极的采样电阻上的电压值变大, 当这个值超过了设定的预定值时, 芯片内部的电压比较器翻转, 使 PWM 控制信号输出端口输出为低电平, NMOS 管被关断, 电感通过肖特基二极管对灯 LED 串放电。直到芯片内部的时钟的上升沿来到, 使 PWM 控制信号输出端输出变为高电平, 进入下一个 PWM 周期。

系统可以通过三种方式来设定和调整 LED 灯的亮度: [1] 以内部电压基准产生的电压值 (250mV) 为电压参考值, 通过芯片内部的电压比较器, 比较采样电阻上的电压是否到达最大值。即通过使采样电阻的最高电压恒定来实现峰值电流控制。或者可以使用外部接入的一个基准电压 (小于内部基准电压) 作为参考电压基准; [2] 在基准电压一定的条件下, 改变采样电阻的大小, 来调制电感峰值电流; [3] 使用一个外部的调光 (dimming) 引脚的输入信号和芯片中 RS 触发器

的输出做逻辑“与”运算，当输入调光信号为低电位时，PWM 控制信号输出为低，使外接的 MOS 管关闭，电感电流持续放电直到变为零，LED 由并联在其两端的电容供电，当电容电压降到比 LED 灯串的开启电压以下时，LED 灯不再发光。当调光信号的电位为高时，系统又正常工作，进行脉宽调制峰值电流控制的恒流输出。当调光信号为一频率远低于 PWM 工作频率的方波时，流过 LED 的有效电流为 PWM 工作时流过 LED 灯的平均电流乘以调光信号的占空比^[9]。一般，此调光信号为 1-10kHz，由于人眼的视觉暂留效应，其感受不到 LED 实际存在的闪烁。同时，人眼感受到的 LED 灯的亮度和输入调光信号的占空比成正比，从而实现了亮度调节。

当外接的使能信号为低电平时，整个芯片的核心模块被关闭，只有电压预调整电路和电压基准模块工作，所以芯片的静态功耗很低。工作时处于 PWM 模式下，芯片内部只要 1-2mA 的电流即可工作，远远低于流过 LED 灯的电流 360mA。即消耗在控制电路中的能耗远远小于 LED 发光消耗的能耗。因此，该系统的工作效率是很高的。

系统的启动过程如下：当系统上电时，系统各个模块还没有启动完成、处于非正常工作时，各个模块的输出为不确定的值，这将导致驱动级的输出可能会一直为高电平，导致外接 MOS 管长时间导通、电感流过的电流将远远超出设定的峰值水平，致使系统烧坏。为了使系统能够正常上电，顺利地启动，芯片内部的各个模块必须按一定顺序逐个启动，由启动控制电路控制，实现安全启动。首先，当输入电压上升时，电压预调整电路（pre_regulator）的输出也上升，当其输出一个输出端口 $V_{out,5V}$ 的输出电压足够高，接近 5V 时，电压基准（bandgap）电路开始上电（实际设计中，当 $V_{out,5V}$ 的电压到达 2.5V 时，bandgap 就可以输出正确的基准电压了）。当电压基准启动完成后，电压基准给出一个电压基准电路启动完成的信号给启动控制电路。由于电压预调整电路模块的输出外接一个大电容 C_{15V} （0.47 μ F），而由于高压管的电流能力有限（最大只有 24 毫安），因此，会需要较长时间充电到 15V，简单计算，此上电时间大约为：0.24 毫秒。所以一般电压基准会在电压预调整电路输出到达 15V 前完成启动。当电压预调整电路的输出达到 15V 时，经过分压后与此时已经建立的基准电压比较，得到一个 15V

供电电压启动完成信号，输出给启动控制电路。然后，启动控制电路在判断完过压保护电路、温度保护电路、过流保护电路等给出的信号后，得到一个启动信号启动振荡器以及其他模块，整个系统开始工作。

3. 电路的模块设计：

3.1. 仿真环境简介：

本文提出的高压、高效率 LED 驱动电路使用 Cadence 公司的 spectre 模拟电路仿真器仿真。除了基本的直流扫描、瞬态扫描、交流扫描等仿真外，还能进行温度和工艺误差的扫描，以及对反馈环路的稳定性仿真（stb），得到精确的相位裕度和增益裕度。

仿真采用了 TSMC 公司的 $1\mu\text{m}500\text{V}$ 高压工艺模型。在该工艺模型中，5VMOS 管有 tt, sf, fs, ff, ss 五种工艺角，其中第一个字母对应 NMOS 管，第二个对应 PMOS 管，t 表示标准模型，f 表示 MOS 管导通速度较快，s 表示 MOS 管导通速度较慢。而 40V 的 MOS 管，也有对于的 tt, ss, fs, sf, ff 五种工艺角。在各个工艺角之间，器件的参数有比较大的偏差，以 5V 的 NMOS 管为例，其主要的小信号模型参数如下表所示，其中 L 和 W 分别为表中个参数适用的 NMOS 管沟道长度和宽度的取值范围， V_{th} 为 NMOS 管的阈值电压， μ_n 为载流子迁移率， t_{ox} 为栅氧化层厚度。工艺误差较大这一特性要求在进行电路设计时，各项参数指标的设定都必须留一定的余度。

在电压预调整电路（pre_regulator）、电压调整电路（regulator）和驱动级电路中，有高压电路存在。在电压预调整电路中，加入了二极管连接的 MOS 管和二极管作为保护电路。而在电压调整电路中和驱动级电路中，加入了电位平移电路（level shift）和二极管来作为保护电路。在高压电路仿真中，如果出现管子被击穿，则会导致整个仿真不收敛。加入保护电路后，仿真得到了良好的结果。

3.2. 电压基准:

由于本系统使用采样电阻的电压与带隙基准的电压作比较的方法来设定 LED 电流的, 所以, 带隙基准的精度将直接影响 LED 的亮度。为了效率的考虑, 不能把这个参考电压设得太高, 否则将导致采样电阻上的功耗过大。因此, 设定最大的参考电压基准为 250mV。传统的带隙基准电路中, 只能得到 1.25V 左右的基准电压, 要得到 250mV 的精确电压, 需要另外加电阻分压网络。由于 250mV 输出接点是高阻抗节点, 很容易受到其他电路的干扰(串扰)。为了保证 250mV 基准电压的准确性, 在输出接点和地之间加入了电容以滤波。同时, 在振荡器和其他电路模块中, 使用到了 1.25V 的基准电压。1.25V 的输出接点同样为高阻抗输出, 而振荡器的开关噪声会很容易地锁通到 1.25V 节点, 进而影响关键的 250mV 输出节点。为了隔离其他电路对基准电压的噪声影响, 在 1.25V 输出加了一个单位增益的运放作为缓冲级(buffer), 虽然引入了运放的 offset, 但是, 这样有效地减小了噪声的影响。很好地保证了 250mV 基准电压的质量。当然, 也可以考虑在电压基准输出接较大的电容以把串扰进来的噪声耦合到地, 但是, 这样的电容要求很大, 在设计中是不合理的。

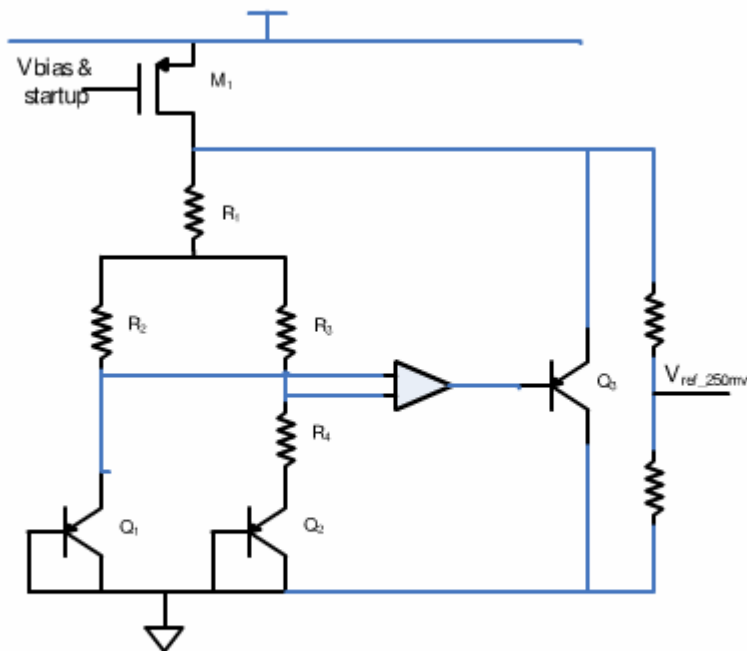


图 3-1 电压基准电路

图 3-1 是带隙基准的基本电路框图。 M_1 的电流被偏置成与绝对温度成正比 (PTAT: proportional to absolute temperature)^[5], 流过 M_1 的电流通过 Q_1, Q_2, Q_3 流到地。忽略了分压电阻上流过的电流。运放通过调整 Q_3 的电流, 使运放输入两点的电压相等, 则 M_1 漏端的输出电压为:

$$V_{REF} = V_T \ln(n) \frac{R_3 + R_4 + 2R_1}{R_4} + V_{BE2} \quad (3.1)$$

其中, Q_1 是一个晶体管单元, Q_2 是 n 个并联的晶体管单元。 R_2 和 R_3 的阻值相等。

考虑到运放失调, 则输出电压为:

$$V_{REF} = (V_T \ln(n) + V_{os}) \frac{R_3 + R_4 + 2R_1}{R_4} + V_{BE2} \quad (3.2)$$

适当调整 R_2, R_1 和 R_3 , 就可以得到一阶温度补偿的带隙基准电压。

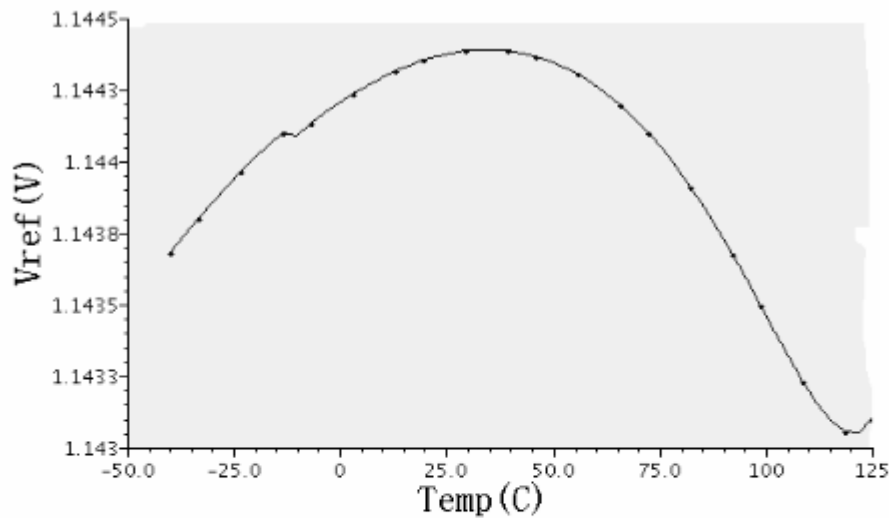


图 3-2 带隙基准电压随温度变化曲线

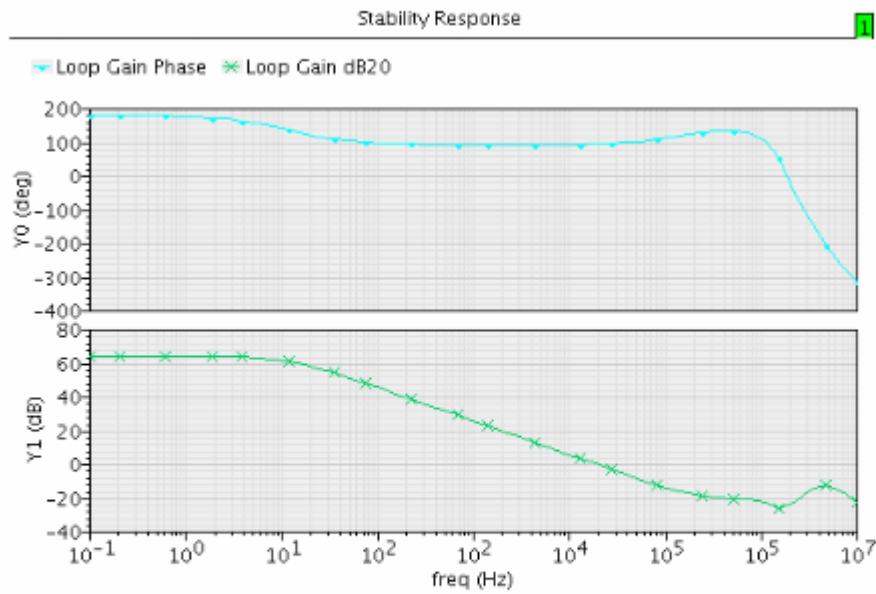


图 3-3 带隙基准反馈环路的稳定性分析。

从图 3-3 中可以看到,电压基准的环路是稳定的。它的相位裕度为 94.1(deg),而起增益裕度为 25.62dB。

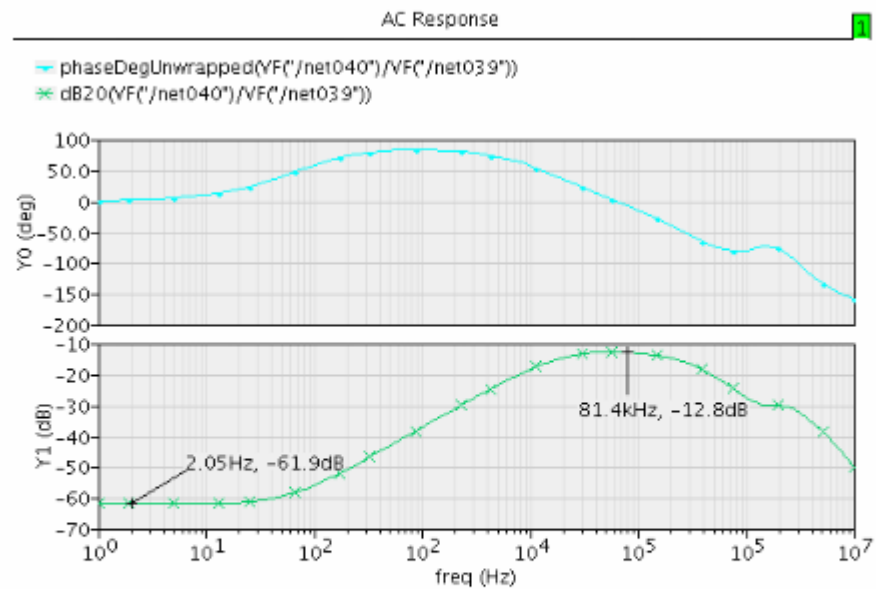


图 3-4 带隙基准电路的电源抑制比

图 3-4 是基准电压 250mV 输出的电源抑制比(PSRR),低频时,PSRR 有-61.9dB,而在 80kHz 左右时, PSRR 变为最差,为-12.8dB。

3.3. 输入电压预调整电路 (pre_regulator) :

由于输入电压过高,不适合芯片内部各个模块的工作。所以,使用一个电压预调整电路 (pre_regulator) 把输入电压降到合适的低电压 (15V 和 5V) 给芯片的其他电路模块供电。

首先考虑一种简单的电压预调整电路:

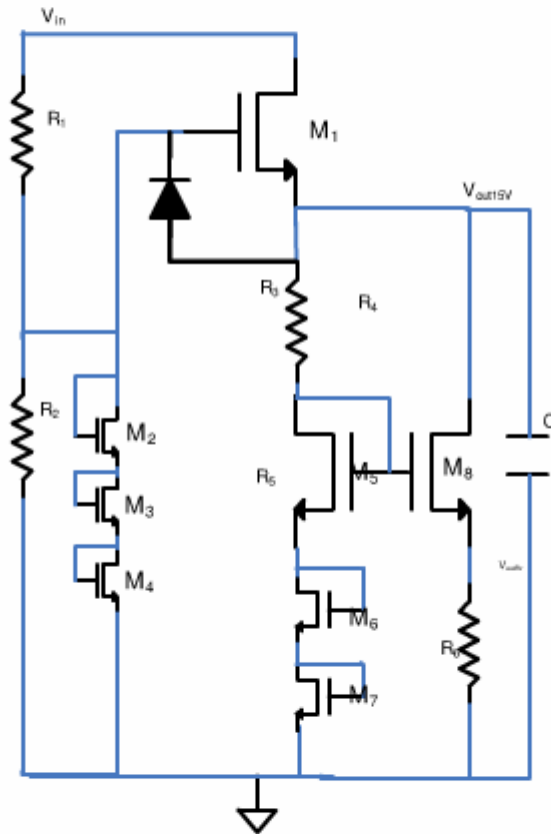


图 3-5 简单的电压预调整电路

该电路使用二极管连接的 MOS 管 M2-4, 得到一个大约 $3V_{GS}$ 的电压给 M1 作为偏置, 则 V_{out15V} 的输出为 $3V_{GS}-V_{th}$, 如果改变二极管连接的 MOS 管数量, 假设为 N, 则 V_{out15V} 的输出为 $NV_{GS}-V_{th}$. 可以调整到 V_{out15V} 输出为 15V。但是, 这种电

路存在着致命的缺点：随着输入电压的变化，偏置电流也会变化。M1 是源跟随器连接，所以 V_{out15V} 也会变化。更严重的是，随着温度的变化和工艺角的变化，M1 的偏置电压会有很大的变化，同时，由于 M1 管的电流能力很低，该电路又是一个开环的电路，当偏置电压定了后，输出电压会随负载的变化而变化。在启动时，M1 的电流能力限制了启动的速度。 V_{out15V} 只能以非常慢的速度上升。总之， V_{out15V} 输出是一个非常不精确的输出电压。对于后续电路来说，这个电压是不能够作为 VDD 来供电的。

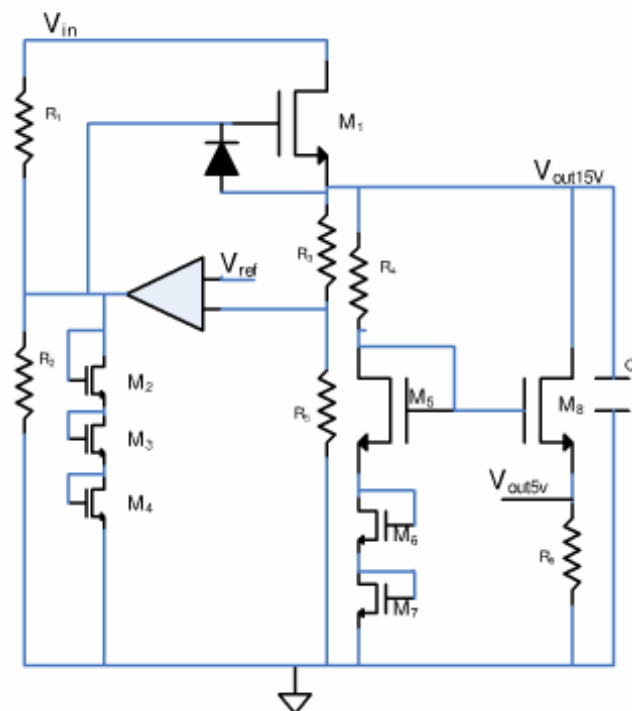


图 3-6 电压预调整电路

图 3-6 是输入电压预调整电路 (pre_regulator) 的基本电路。Pre_regulator 输出两个电压，一个为 V_{out15V} 给驱动级电路 (driver) 供电，另一个为 V_{out5V} 给带隙电压基准电路和偏置电流产生电路供电。M1 为 V_{DS} 耐压 450V 的高压 LDNMOS 管，而其 V_{GS} 的耐压值为 15V。当输入电压上电后，由于 V_{out15V} 端口外接一个 $4.7\mu F$ 的大电容 C_1 ，而 M_1 在 V_{DS} 为最大 15V 时的 I_{DS} 是 25mA，即 M_1 没有足够大的电流能力使 V_{out15V} 一下子充电到 15V。当输出电压还没有到达 15V 时，运放还没有工作，

M_1 的栅端有 M_{2-4} 三个串联的二极管连接的 MOS 管 (V_{GS} 和 V_{DS} 的耐压为 40V) 钳位在较高的电位 (在设计中串联的管子数可作调整)。二极管是为了保护 M_1 的 V_{GS} 不超过其最大电压 (15V) 而加的, 其反向击穿电压为 15V。当 $V_{out,15V}$ 到达 15V 时, 运放开始起作用, 把 M_1 的栅端电压拉下来, 使 $V_{out,15V}$ 输出保持在 15V。下图是该电路启动时的仿真输出波形。

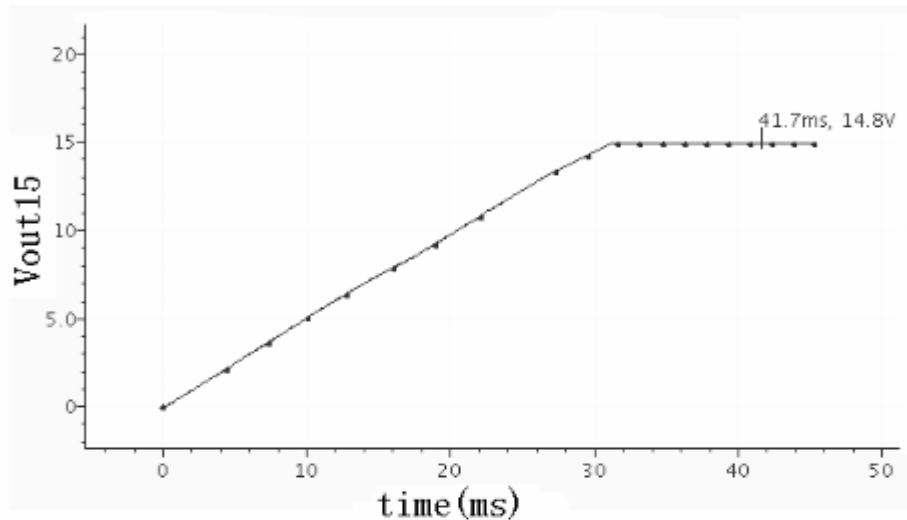


图 3-7 电压预调整电路启动 $V_{out,15V}$ 输出波形

由图 3-7 可以看到, 刚上电时, 输出电压近似地以直线上升, 此时, 运放未启动。 M_1 的 V_{GS} 保持在最大电压, 即二极管的反向击穿电压值。当输出到达 15V 时, 运放启动, 输出即稳定在 15V。整个启动, 输出没有过冲。

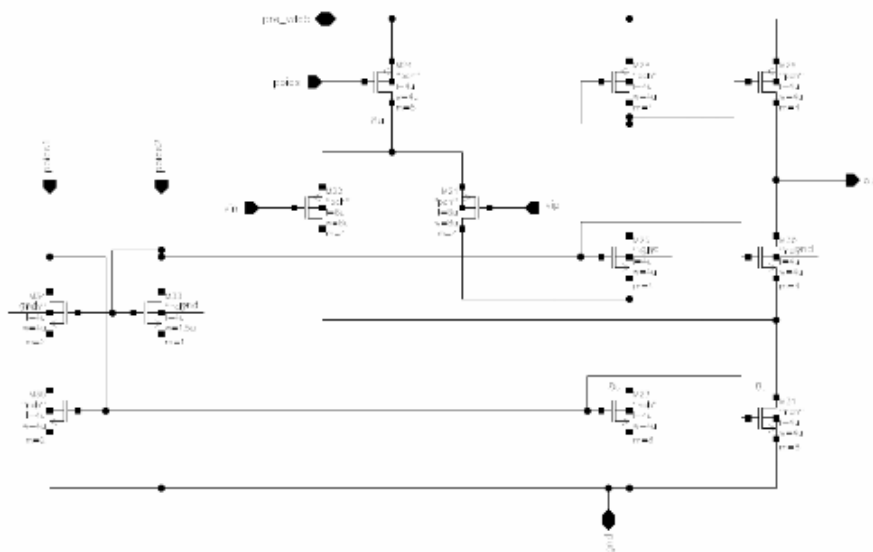


图 3-8 电压预调整电路的放大器

主极点分布：由于 15V 输出给后面的驱动级电路供电。驱动电路开关时的电流很大，而 pass device 的 400V 高压管没有如此大的电流能力，因此，15V 输出端必须外接一个 $4.7\mu\text{F}$ 的电容，所以主极点放在了 15V 输出端，此外，还有三个次极点，第一次极点在高压管栅端，第二次极点在运放输出端，这两个极点靠的较近。第三次极点在运放的 15V-5V 调制管的栅端。

由于输入电压变化较大（80V-450V），当负载从轻载变到重载时，高压管栅端静态电压为从 15V 变化到 30V 左右。所以流过运放输出的调制管的电流变化较大，所以要求运放要有大的输出摆幅。

同理，R1 和 R2 的取值不能太大，一是为了稳定性的考虑，二是流过运放输出端调制管的电流的考虑。本设计中，R1 取 $6\text{M}\Omega$ ，R2 取 $5\text{M}\Omega$ 。

补偿的考虑，加了一个电容 $C_0=0.8\text{pF}$ ，用来抵消一个极点。

同时，出于对高压电路的保护考虑，加入了一个二极管。该二极管的等效电容对第一次极点的位置有很大的影响。为了能起到很好的保护作用，希望这个二极管的面积做大，但是，这样的话，其等效电容就很大，导致该处的极点位置很低。在设计中做了折衷。

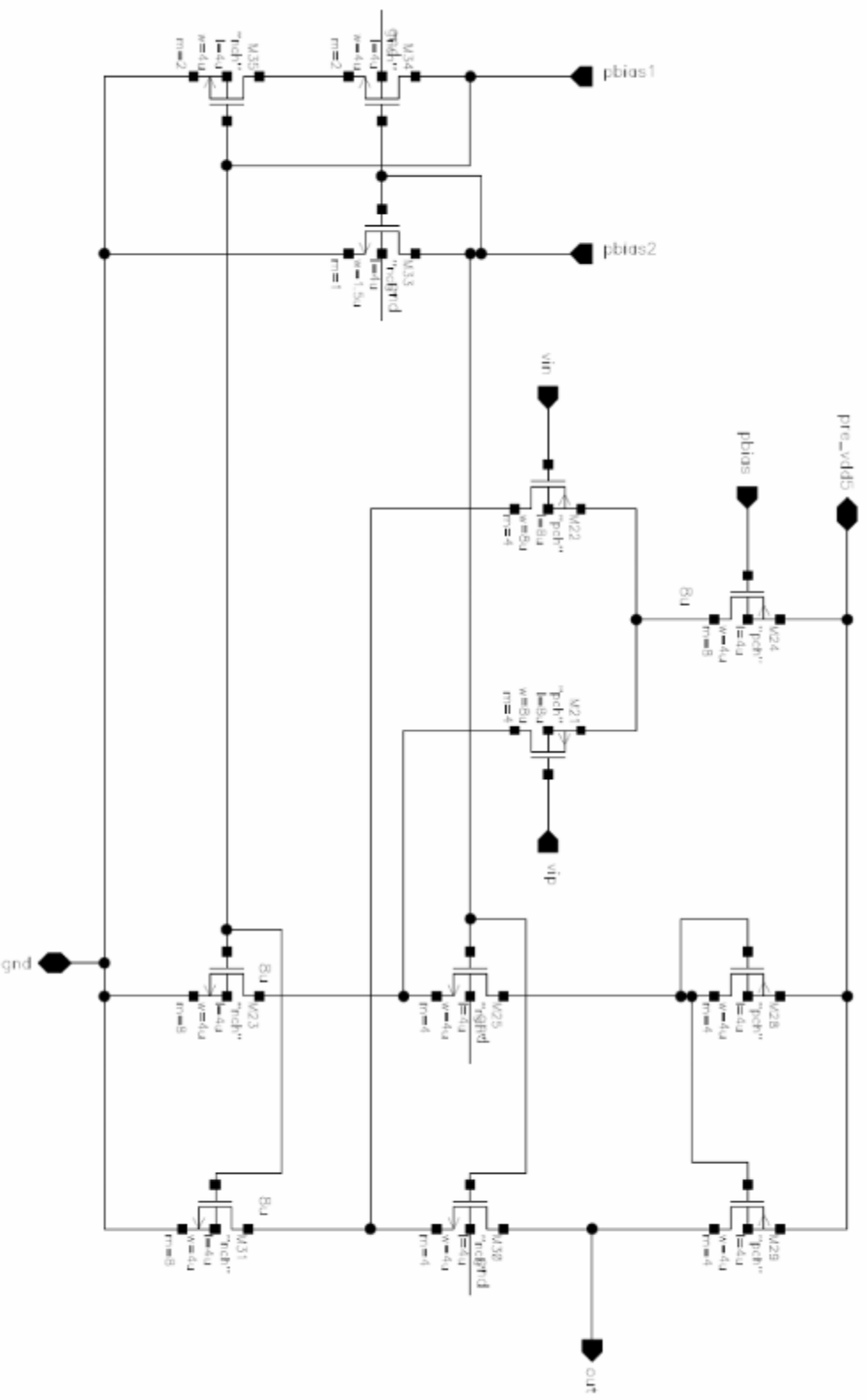


图 3-8 电压预调整电路的放大器

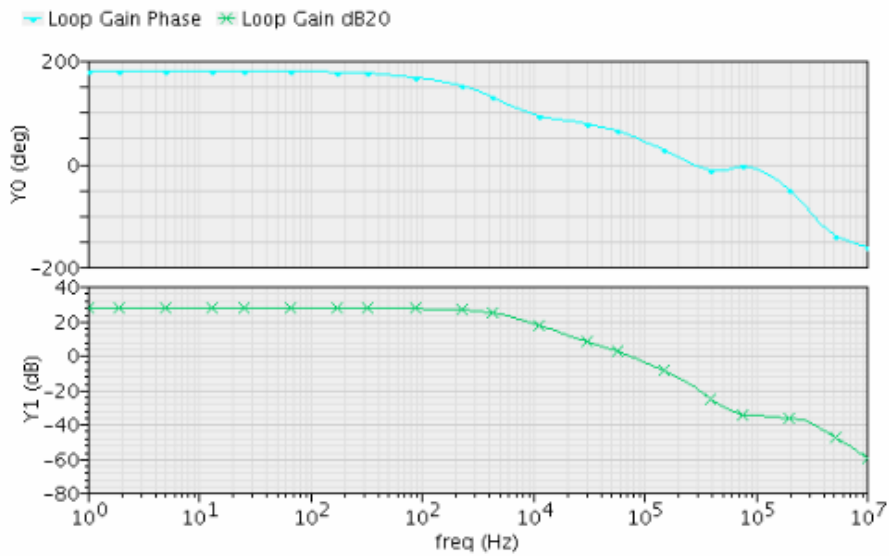


图 3-9 电压预调整电路的环路稳定性分析

从图 3-9 看到，它的相位裕度是 57.69 (deg)，而增益裕度是：18.68dB。

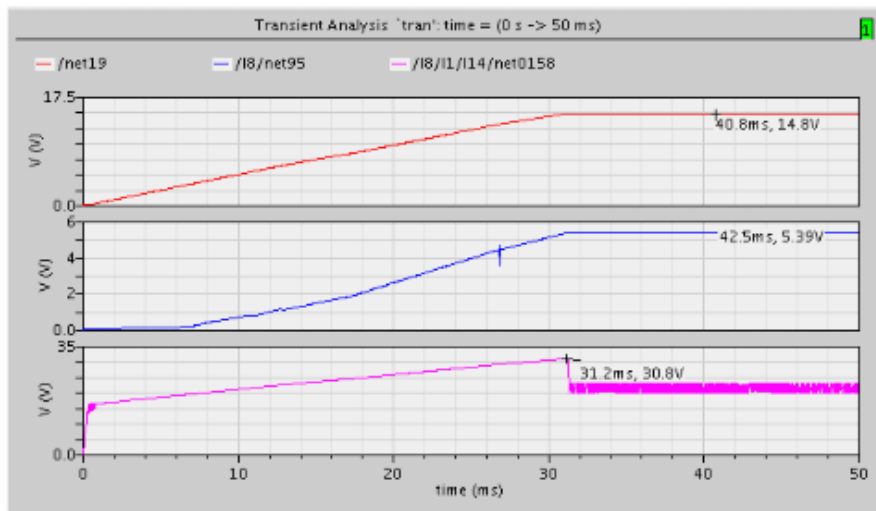


图 3-10 上电时，高压管栅极、 V_{out15V} 、 V_{out5V} 的波形

由于要驱动一个外接的 NMOS 管开关，该 NMOS 管的 V_{gs} 可以有 500pF 甚至更高。因此，输出的 PWM 控制信号必须经过一个驱动电路，放大其电流能力。

3.4. 驱动级电路：

本文中所设计的驱动电路要驱动 500pF 的电容，采用逐级增大的反相器级联结构，并且每级比例为 1:3 左右，可以最小化驱动延时。由于最后一级的输出管子非常大，如果上下两路管子同时导通，则将会有很大的电流从电源流到地，形成很大的开关损耗，降低系统的工作效率。所以，采用如图 7 所示的无死区

(non_overlap) 结构来驱动，可以保证上下两个 MOS 管不同时导通。当 V_{in} 信号从低电平为高电平时，先使 NMOS 管的栅端信号变为低电平，接着经过一定的延迟（一个反向器和一个与门的延时）后，再使 PMOS 管的栅端信号变为低电平；同理，当时钟信号为低电平时，先使 PMOS 管的栅端信号变为高电平，再经过一个反向器和一个或门的延时，使 NMOS 管的栅端信号变为高电平，打开 NMOS 管。同时，由于前级的逻辑电路和驱动电路是由不同电压供电的，即逻辑电路由 5V 供电，驱动电路由 15V 供电。所以，加入了不同电源电压之间的电位搬移电路。事实上，对于不同电压供电的模块之间的连接，都需要电位平移电路来实现准确的信号传递。因为，如果这些模块直接相连，由于是不同的电压供电，他们的数字电平是不一样的。在某一模块中，是逻辑“1”的，可能在另外的模块中是逻辑“0”。即，不同的供电电压会使电路逻辑出现错误。而且，如果不加电压搬移电路，则可能会看到很大的电流，即 NMOS 管和 PMOS 管同时被导通。

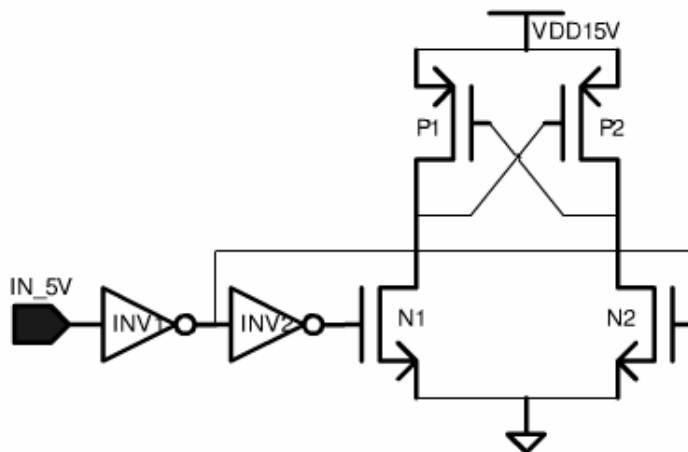


图 3-11 level shift 电路

如图 3-11 所示，输入是一 5V 供电的逻辑信号。而 P1、P2、N1、N2 都是 V_{ds} 能耐 40V 的高压管，并且是由 VDD15V 供电。

驱动电路的基本框图如下：

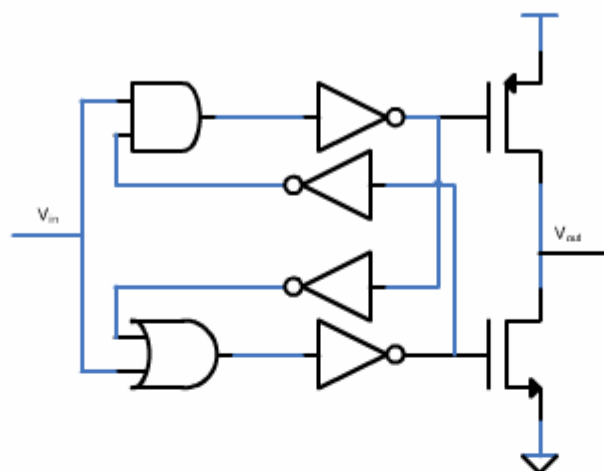


图 3-12 驱动电路示意图

图 3-13 是 driver 的延迟波形，当负载为 500pF 时， t_t 情况下的延时为 49nS。

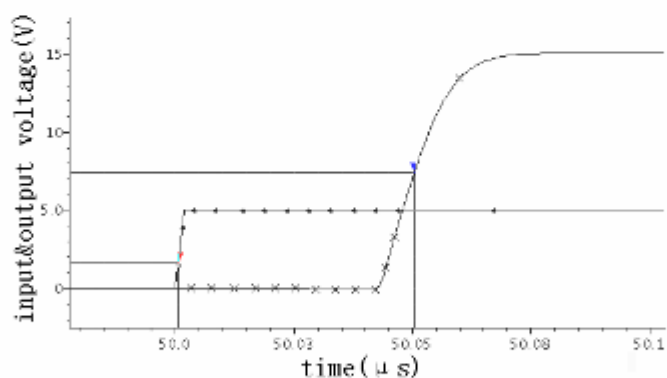


图 3-13 驱动电路的延迟

3.5. 使能-调光模块：

由于系统定义的使能信号和调光信号共用一个引脚。芯片需要根据该引脚输入的的信号来判断输入的是使能信号还是调光信号。当输入为高电平时，是使能开

信号，此时，芯片工作。当输入为低电平时，是使能关信号，这时，芯片在休眠模式下，内部的大部分电路模块停止工作。当输入是方波信号时，则认为是一调光信号。当调光信号在高电平时，系统正常工作，当方波信号在低电平时，屏蔽 PWM 信号输出到功率开关管，使输出到功率开关管的控制信号保持在低电平，开关管关闭。为了实现上述功能，设计电路如下：

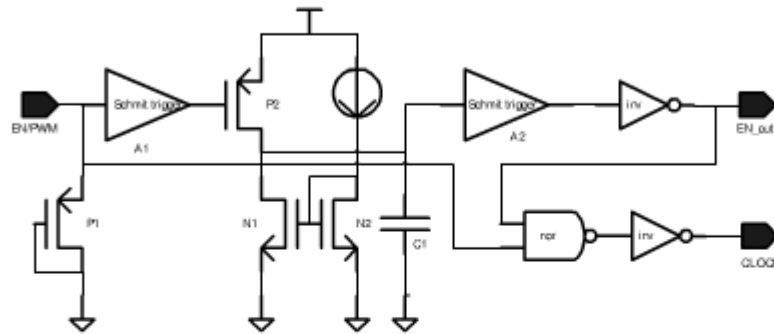


图 3-14 使能-调光判断模块

PMOS 管 P1 是一个倒管。考虑到 NMOS 管和 PMOS 管之间载流子迁移率的差别，选用 PMOS 管。此处 P1 相当于一个下拉电阻。当使能-调光引脚悬空时，P1 会把该节点的电压拉到地，关闭整个系统。否则，任由该节点悬空，则该点的电位为不定，则后续的电路会出现不确定的情况，使系统出现错误情况。输入接一个施密特触发器的作用是防止输入信号的抖动的的影响导致后续电路出现误跳变。电流源的电流为 $1\mu\text{A}$ ，而 NMOS 管 N2 和 N1 的宽长比为 40，则流过 N1 的电流为 25nA 。当引脚 EN/PWM 输入为低电平时，施密特触发器 A1 输出为高电平，把 P2 关掉。电容 C1 经过 N1 放电，导致施密特触发器 A2 的输入节点为低电平。使得 EN_out 输出信号和 CLOCK 信号都为低电平。当引脚 EN/PWM 输入为高电平时，施密特触发器 A1 的输出为低电平，打开 P2 管，由于 P2 管的电流能力远大于 N1 管。导致电容 C1 最终被充电到 VDD。施密特触发器 A2 的输出为低，使得 EN_out 输出信号和 CLOCK 信号都为高电平。EN_out 信号是真正的芯片内部的使能信号。而 CLOCK 是分离出来的调光信号。当输入为一方波信号时，当输入信号在高电位时，把电容充电到 VDD，当输入信号变为低电位时，N1 管开始以 25nA 的电流对 C1 放电，如果输入信号的低电位时间不是很长，N1 管的很好的放电能力，导致 C1 的电位尚未降低到足够低至施密特触发器触发电位以下就又被充电到 VDD，则 EN_out

信号始终保持在高电位，使芯片其他模块处于工作状态。而 CLOCK 信号则是复制了输入的调光信号。调光信号的频率范围为 1-10kHz，因此，低电平持续最长可能是 100 μ S。而放电电流为 25nA，假设施密特触发器的触发电平是 2V，而 VDD 电压是 5V，则，电容最小应该是： $C = I \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t} = 830fF$ ，而此处电容可以不是很精确，只要保证一个最小值就行。因此，可以使用 MOS 电容。此种电容的单位电容值最高，可以节省面积。

3.6. 振荡器：

本系统中所用到的振荡器是用来提供 PWM 频率的。要求使用一个外接的电阻实现对振荡频率的可调。即，要求外接电阻与频率的关系成线性：

$$f_{freq} = k \cdot R_{external} \quad (3.3)$$

其中，k 是固定的比例系数。

本系统使用的振荡器通过一外接电阻设定的电流对电容充放电来实现振荡。电流设定电路如下图所示：

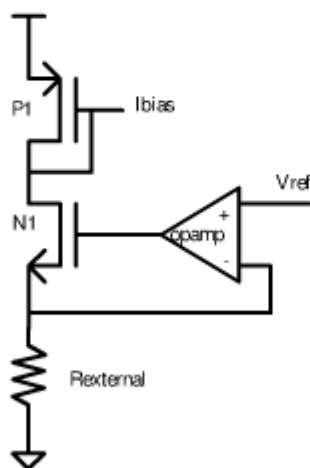


图 3-15 外接电阻设定电流

图 3-15 中， V_{ref} 是电压基准电路产生的 1.14V 的电压基准。通过一个一级的折叠共源共栅放大器将 N1 管的源级电压固定在 1.25V，则，流过外接电阻 $R_{external}$ 的电流为

$$I_{set} = V_{ref} / R_{external} \quad (3.4)$$

由于 V_{ref} 为固定不变的基准电压，则 I_{set} 只由 $R_{external}$ 决定。

通过二极管连接的 P1 可以将此电流镜像出去以对电容充电。

由于在电流设定回路中只有两个极点，由于放大器是折叠共源共栅结构，所以有很大的输出电阻，因此，把主极点放在放大器的输出级。次极点在 N1 管的源级，即放大器的输入端，该节点看到的对地电阻是外接电阻 $R_{external}$ 和 N1 源端看进去的电阻 $1/gm_{n1}$ 的并联。此处的电阻较小。为了稳定的考虑，在主极点处加了补偿电容，因为 N1 管共漏级连接，没有增益，所以此处不能使用米勒补偿。电流设定环路的稳定性仿真如下：

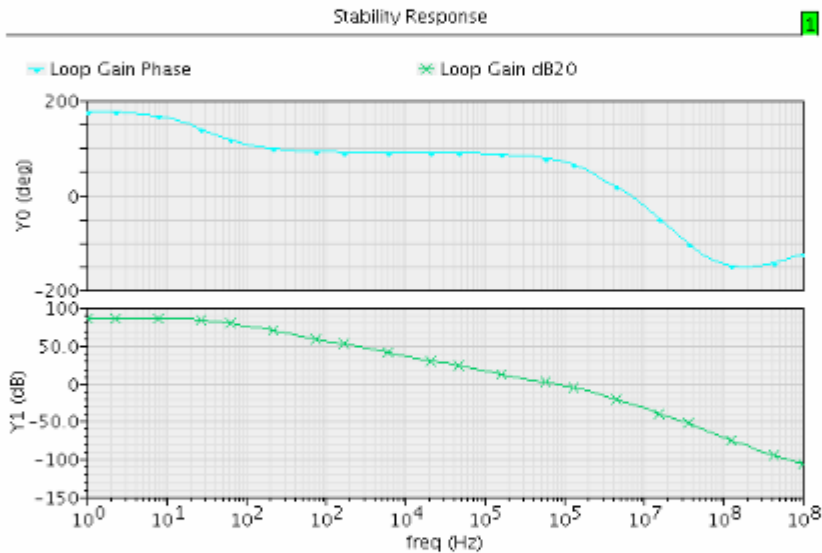


图 3-16 电流设定电路的环路稳定性

图 3-16 中，蓝色的线是环路增益的相位曲线，绿色的线是环路增益的增益曲线。从图中可知，整个环路的相位裕度为：77.36 (Deg)，而其增益裕度是 26.72 (dB)。

振荡器的原理图如下：

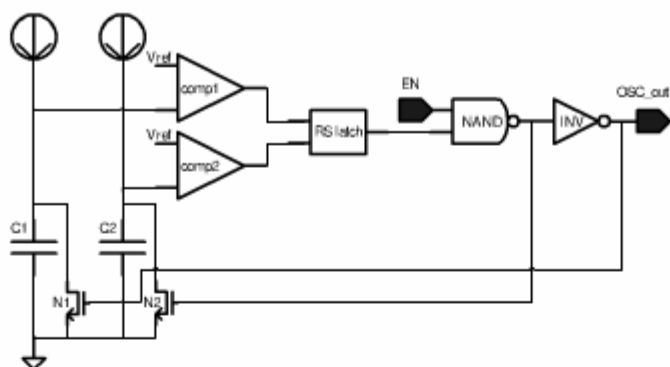


图 3-17 振荡器原理图

两个电流源是由前文所述的电流设定电路拷贝过来的电流。两路电流在同一时间只有一路对电容充电。而另一路的电流被 NMOS 开关管短路到地。输入 EN 信号是使能信号。当 EN 信号为低电平时，振荡器输出频率 OSC_out 输出为低。电容 C1 被充电到 VDD，而电容 C1 电平为低电平。当 EN 信号为高电平时，振荡器开始无条件振荡。假设开始时 N1 关闭，N2 打开，则 C2 的电压为零。C1 被电流源充电，电压不断地上升。知道 C1 的电压上升到 V_{cc} ，比较器 comp1 翻转，使 RS 锁存器翻转，接着与非门输出变为低电平，而反相器输出为高。从而，打开了 N1 管，关闭了 N2。此时，C1 电压被 N1 放电到零，比较器 comp1 翻转。而 C2 开始被电流源充电。直到 C2 电压上升到 V_{cc} ，比较器 comp2 翻转，将 RS 锁存器翻转，进而使 OSC_out 输出重新变为低电平。N1 又被关闭，N2 打开，进入下一个振荡周期。

振荡器的振荡频率有参考电压、充电电流、电容决定。充电电流为：

$$I_{set} = V_{ref} / R_{external} \quad (3.5)$$

假设电容从 0V 充电到 $V_{cc}=1.145V$ ，则振荡周期的表达式为：

$$T = 2 \cdot C \cdot \frac{\Delta V}{I_{set}} \quad (3.6)$$

$$T = 2 \cdot C \cdot R_{external} \quad (3.7)$$

设计中要求外接 1M 欧姆的电阻时的振荡频率为 30kHz，则，电容的值需要为 16.5pF，如果在电流拷贝的时候，设置一拷贝系数，则可以把电容做小一点以节省面积。此处电容也可以使用 MOS 电容，但是，MOS 电容的值变化较大。

3.7. Blanking 电路:

由于外接的开关管有 500fF 的 C_{gs} 电容。因此，当输出级从低电平跳变到高电平时，该跳变信号会通过这个 C_{gs} 馈通到采样电阻上，导致采样电阻上有一个突然的电压跳变，该跳变会使后一级的比较器误翻转，从而使整个 PWM 控制信号出错。解决这个问题的办法是加入 blanking 电路。在输出级从低电平变到高电平时，由于电路拓扑结构所决定的，采样电阻上肯定会有电压上跳的。因此，要在这个驱动信号跳变时以及跳变之后的一段很短时间内，把采样电阻到比较器之间的通路断掉，不让比较器看到这个上跳的错误的电压信号。这样，就可以保证 PWM 信号的正确。但是，这样开关管会有一个最小导通时间，即 PWM 信号的占空比有一个非零的最小值。这个时间就是 blanking 的时间。

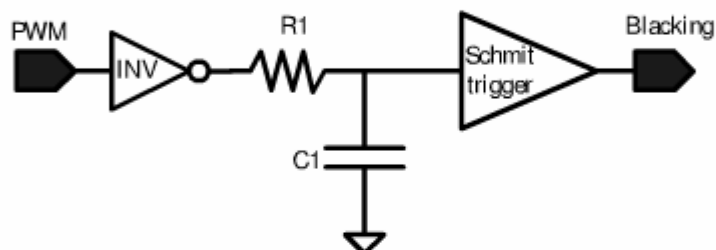


图 3-18 Blanking 电路示意图

图 3-18 是 blanking 电路的示意图。输入信号就是系统的 PWM 控制信号。开始时，PWM 信号为低电平，反向器输出为高，电容被充电到 VDD，施密特触发器输出为低电平，采样电阻被连接到比较器。当采样电阻的电压上升到基准电压时，PWM 信号翻转，从低电平变到高电平，此时，反向器输出变为低电平，电容通过 R1 放电。因为放电速度有限，并且施密特触发器的触发电平较低，因此，经过一定延时后，输出 blanking 信号才变为高电平。用这个 blanking 信号去控制采样电阻和比较器之间的开关。这样就可以屏蔽掉开关时采样电阻上的电压毛刺。

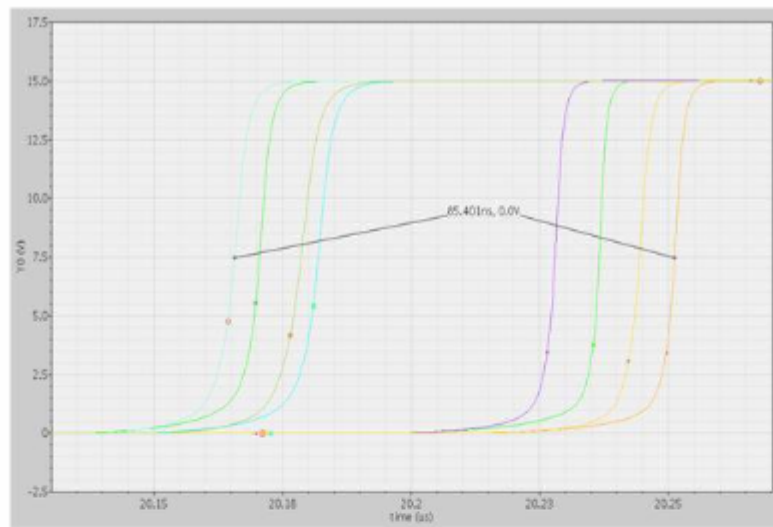


图 3-19 Blanking 电路的波形

3.8. One shot 电路：

因为振荡器输出的振荡波形是 50%占空比的方波信号。当振荡波形为高电平时，它会锁住 RS 触发器，使输出级为高，即使此时采样电阻已经超过了基准电压。为了避免这种情况的发生，需要把振荡器产生的振荡波形转变成占空比很小的脉冲信号，以保证只要 NMOS 开关管的开启，而同时，只要电流超过设定值，NMOS 开关立即能够关闭。One shot 电路的输入时振荡器的信号，输出为一占空比很小的方波信号。

One shot 电路的原理图如下所示：

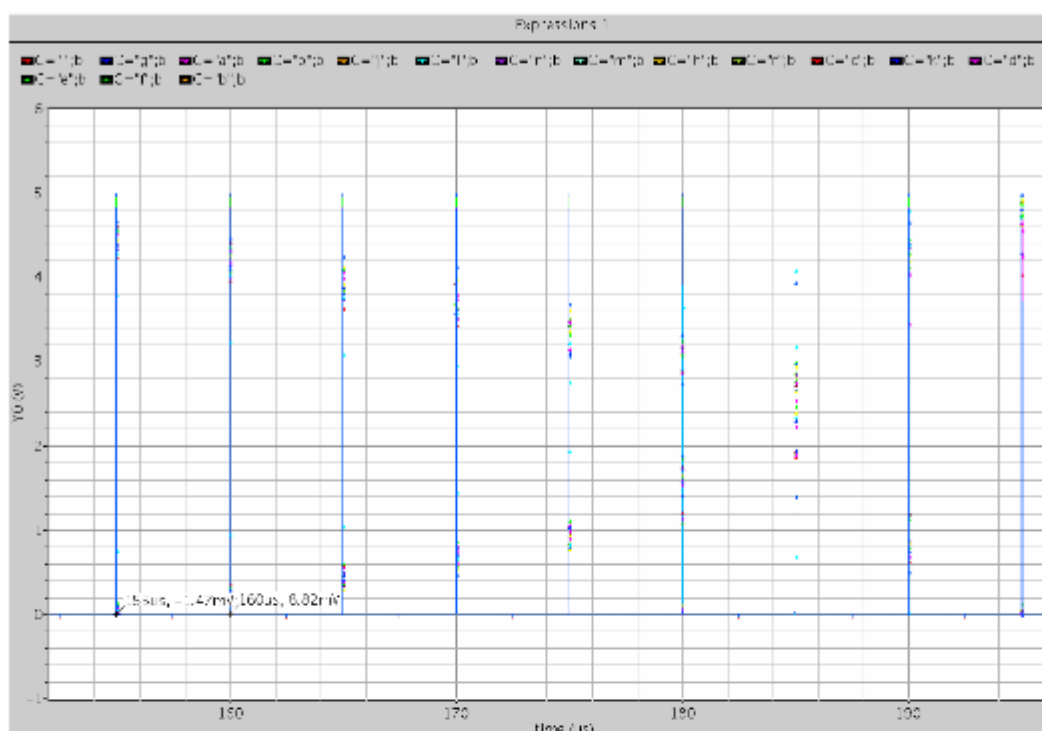


图 3-20 Oneshot 的输出波形

3.8. LDO:

由于振荡器和 PWM 波形产生模块等电路内有数字逻辑电路和开关电路。会对 VDD 产生很大的干扰，导致 VREF 和 IREF 的跳变。所以，考虑将这些模块的供电电压分离，分别供电。从而保证各个模块的良好的性能。

使用一个只用片内电容的 regulator，将电压预调整电路输出的 V_{out15V} (该节点接一个外接的 $4.7\mu F$ 电解电容) 转变成 5V 输出给振荡器、比较器、PWM 控制信号产生电路等模块供电。

因为需要将 15V 高压调整到 5V 输出，则，需要使用高压管来设计。

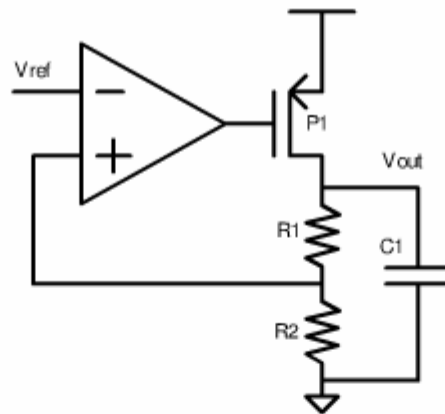


图 3-21 电压调整电路原理图

图 3-21 是普通的电压调整电路（regulator）的原理图。通过反馈，使输出电压保持在一个稳定的值。

本文中，使用的参考电压是 1.14V。而输出电压要求为 5V。由于，系统的要求，该 regulator 使用片内的输出电容，因此，该电容很小，只有 20pF，同时，由于负载是工作在开关状态下的逻辑电路，因此，负载电流是变化的。如果把主极点放在输出点，将使主极点变化。而且，开关下，电流突变较大并且迅速，整个环路的带宽不足够来跟踪该负载电流的变化。所以，本文突出的 regulator 的结构如下：使用折叠共源共栅作为放大级，使用 40V 的 NMOS 管来作为输出级。主极点放在折叠共源共栅的输出，即 40VNMOS 管的栅端，加补偿电容。当输出由于电流的剧烈变化跳变时，40VNMOS 的 V_{gs} 变大，则放大了电流能力。

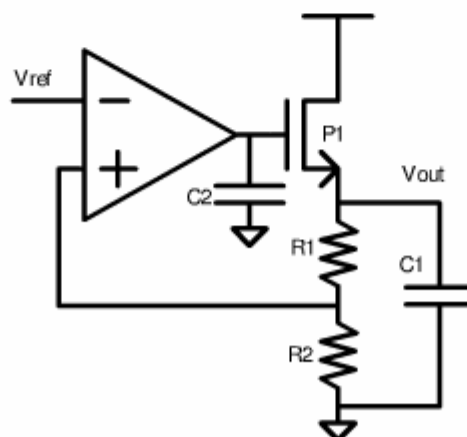


图 3-22 本文所用的电压调整电路

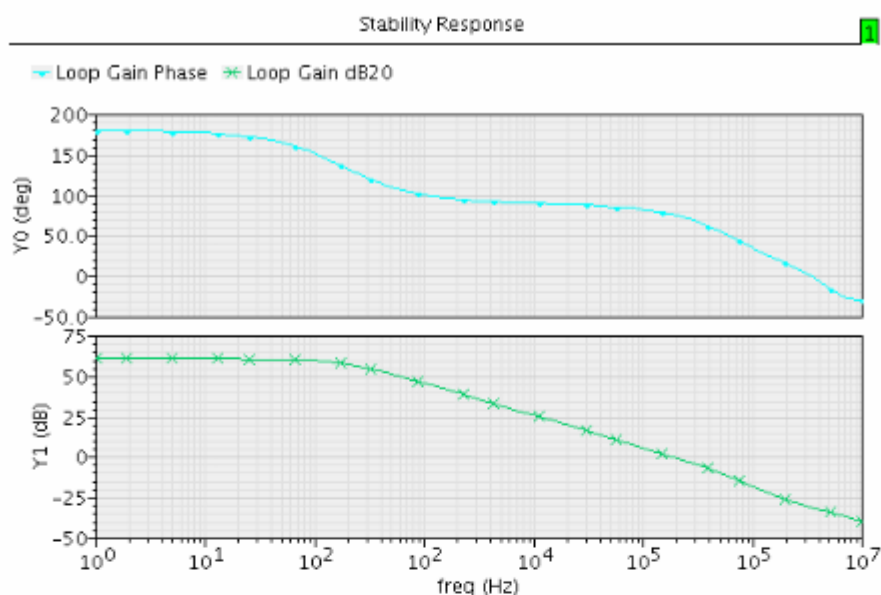


图 3-23 电压调整电路的相位和增益

从图 3-23 可以看到，该电路的相位裕度是 75.36 (deg)，而增益裕度是 31.23dB。

3.9. 启动电路：

启动电路用来控制芯片的启动过程。它通过各个模块的输入的启动状态信号来产生后续模块的启动使能信号。由于各个模块的使用的 VDD 电压可能不一样。因此，在启动电路中加入了电位平移电路 (level shift) 以保证各个信号的逻辑能被正确识别。

3.10. 比较器：

在本设计中，多出用到了比较器。例如：振荡器中，用到了两个比较器，用以判断电容电压。而最关键的用处，比较采用电阻上的电压，从而产生 PWM 控制信号。开用了多级开环结构，并在输出级使用了数字缓冲级以提高驱动能力。

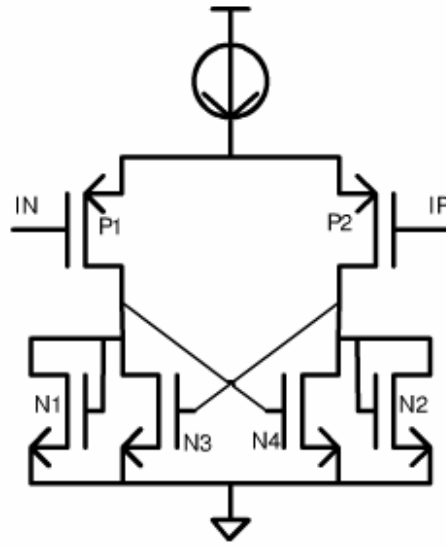


图 3-24 比较器原理图

图 3-24 是比较器的第一级电路。这种结构可以提供有效的迟滞，并且，正反馈，加快了比较器的速度。在此电路中，共有两条反馈路径，第一条是通过 P1、P2 的共源节点的串联电流反馈，这条反馈通路是负反馈。第二条是通过 N3 和 N4 源-漏极的并联电压反馈，这条反馈是正反馈。当此正反馈系数小于负反馈系数时，整个电路将为负反馈，同时失去迟滞效果；当正反馈系数大于负反馈系数时，整个电路将表现为正反馈，同时在电压传输曲线中出现迟滞。只要 $\beta_{N4}/\beta_{N1} < 1$ ，传输函数就没有迟滞；当 $\beta_{N4}/\beta_{N1} > 1$ 时，迟滞就会出现。

当 P2 的输入电压 IP 低于 P1 的输入电压 IN 时，N3 和 N2 打开，N4 和 N1 关闭。电流源的电流全部流过 N2 和 P2。此时，N3 试图提供如下电流：

$$i_{N3} = \frac{(W/L)_{N2}}{(W/L)_{N3}} \cdot i_{source} \quad (3.8)$$

随着 IP 的电压不断升高，电流源的电流将开始流过 P1，知道流过 P1 的电流等于 i_{N3} 。此时到达了跳转点。

所以，翻转电压为：

$$V_{TH} = V_{GS2} - V_{GS1} \quad (3.9)$$

其中， V_{GS2} 和 V_{GS1} 是到达挑战点时 P1 和 P2 的栅源级电压。

P1 管和 P2 管用了比较大的宽和长，以减小比较器的 offset。

同时，考虑到比较电压会在 0-250mV 之间变化，该输入电压会使第一级的输入管 P1 和 P2 工作在线性区。所以先使用了 P 管做的源跟随器把输入电压提升了一个 V_{th} ，以使输入电压能保证 P1 和 P2 管工作在饱和区。

比较器的第二级使用了共源级，用电流镜作负载，把差分信号转成单端输出。然后，接了一级反向器以提高输出的电流驱动能力。

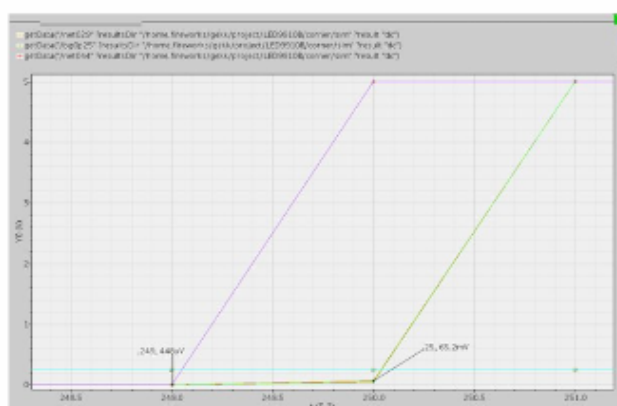


图 3-25 比较器的迟滞窗口

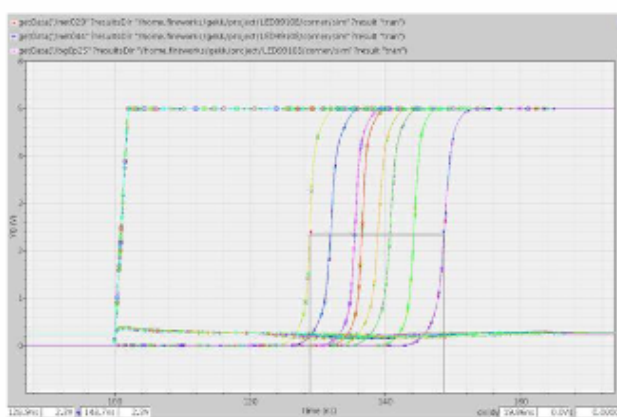


图 3-26 比较器的上升延迟:

rise delay (min)=28ns Rise delay (max)=47.8ns

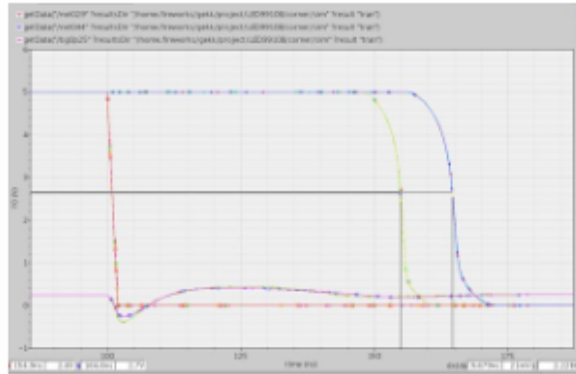


图 3-27 比较器的下降延迟

fall time (min)=54ns fall time (max)=63.6ns

3.11. PWM 波形生成模块：

利用比较器比较参考电压与采样电阻上的电压，得到 PWM 波形的下降沿，而振荡器的上升沿就是 PWM 波形的上升沿，这样就得到了 PWM 控制信号。输出给外接的 MOS 开关。

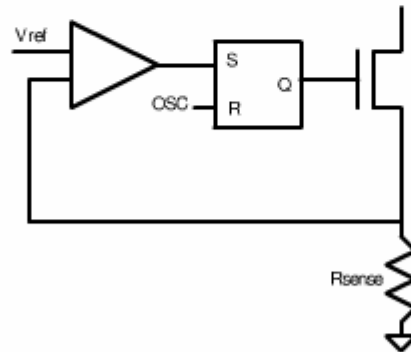


图 3-28 PWM 波形产生原理

当然，在实际电路中加入了使能和调光电路以及 PWM 控制信号的驱动放大电路。

4. 系统仿真及性能分析:

4.1. 电路的测试环境:

图 4-1 是系统仿真的测试电路(testbench)^[26]。取输入 V_{in} 端接滤波电容 $20\mu\text{F}$ ，LED 两端接滤波电容 $4.7\mu\text{F}$ ，电感的值为 10mH 。设置采样电阻，设定电感电流的峰值电流为 1A 。进行了瞬态仿真。

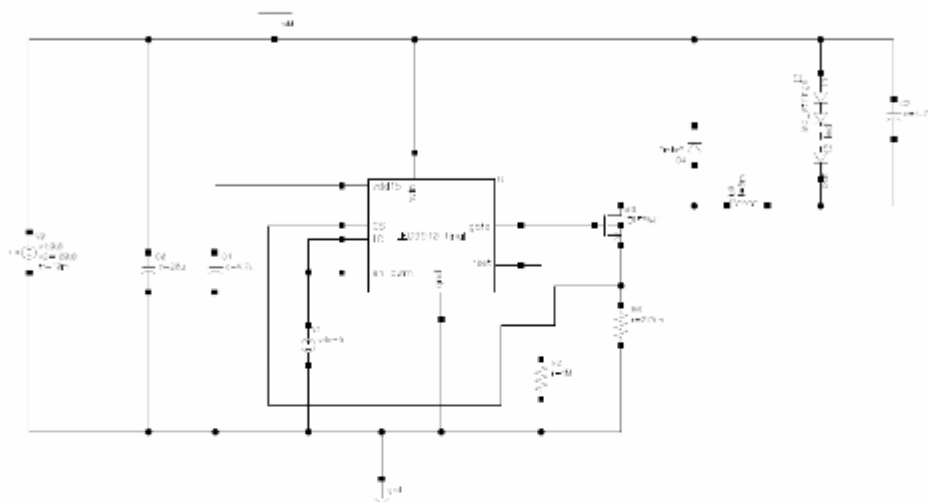


图 4-2 系统测试电路图

4.2. 仿真结果分析:

以下是仿真得到的各节点的波形，以及放大后的波形。可以看到，输出的 LED 平均电流为 $814\text{--}819\text{mA}$ ，即 LED 有 5mA 的波动。电压预调整电路的输出最后稳定在 5.2V ，而电压调整电路的输出为 5V ，在数字部分电路开关时，此节点有毛刺。电压基准为 250mV 和 1.14V 。 250mV 的基准受到的干扰为 2mV 。而 LED 两端的电压为 40V 。电感上的电流为一个三角波。在采样电阻上，当 PWM 控制信号从低变高时，有一个很大的上冲电压，而其他时刻，采样电压是其电阻值乘以其电流。而 PWM 信号没有受到这个上冲电压的影响，即 blanking 电路起了作用。

最后给出了两张图是在不同的输入电压 (100V 和 400V) 下得到的 LED 电流，可以看到，输出的 LED 电流基本不变，即实现了恒流控制。

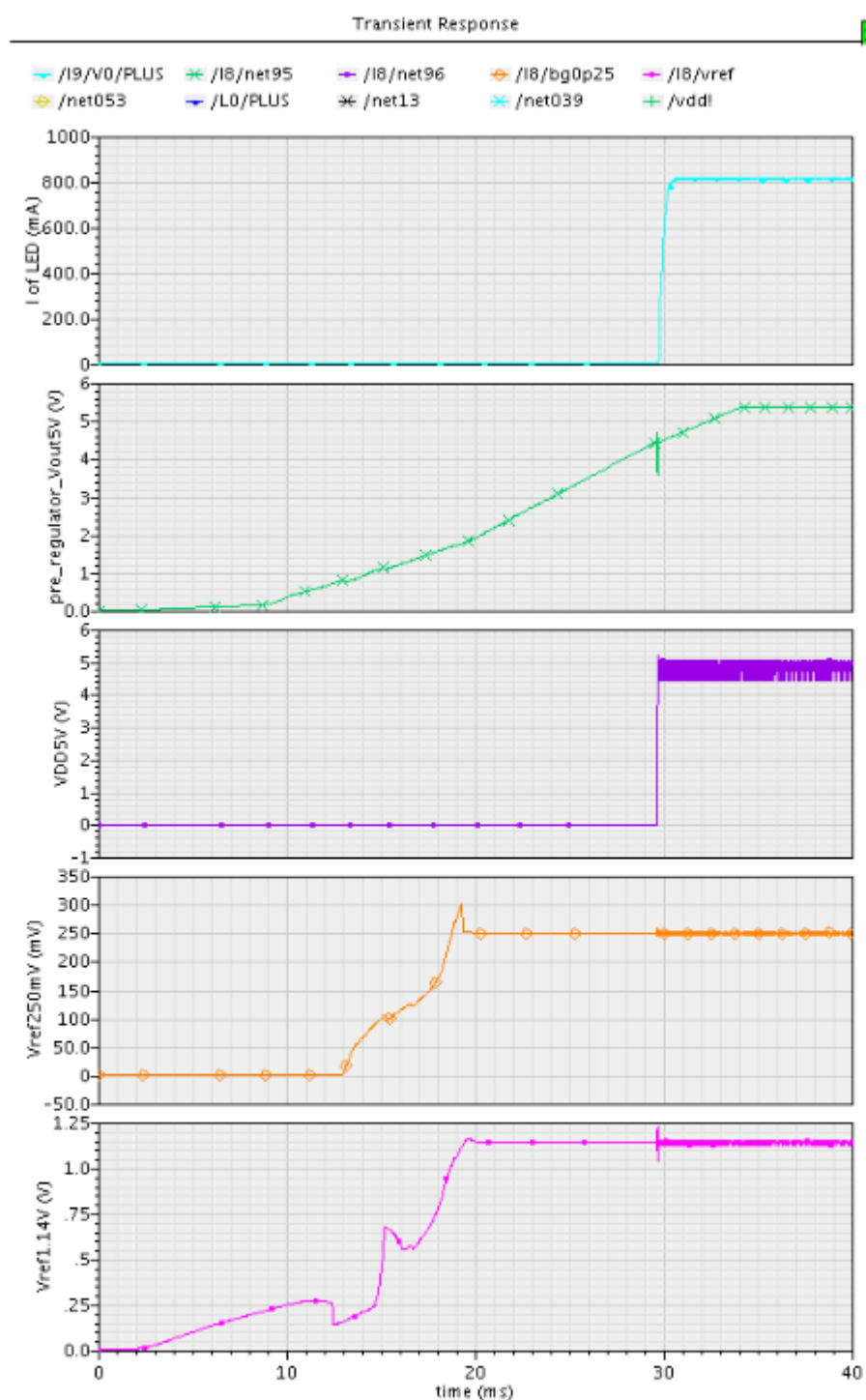


图 4-3 系统仿真波形一

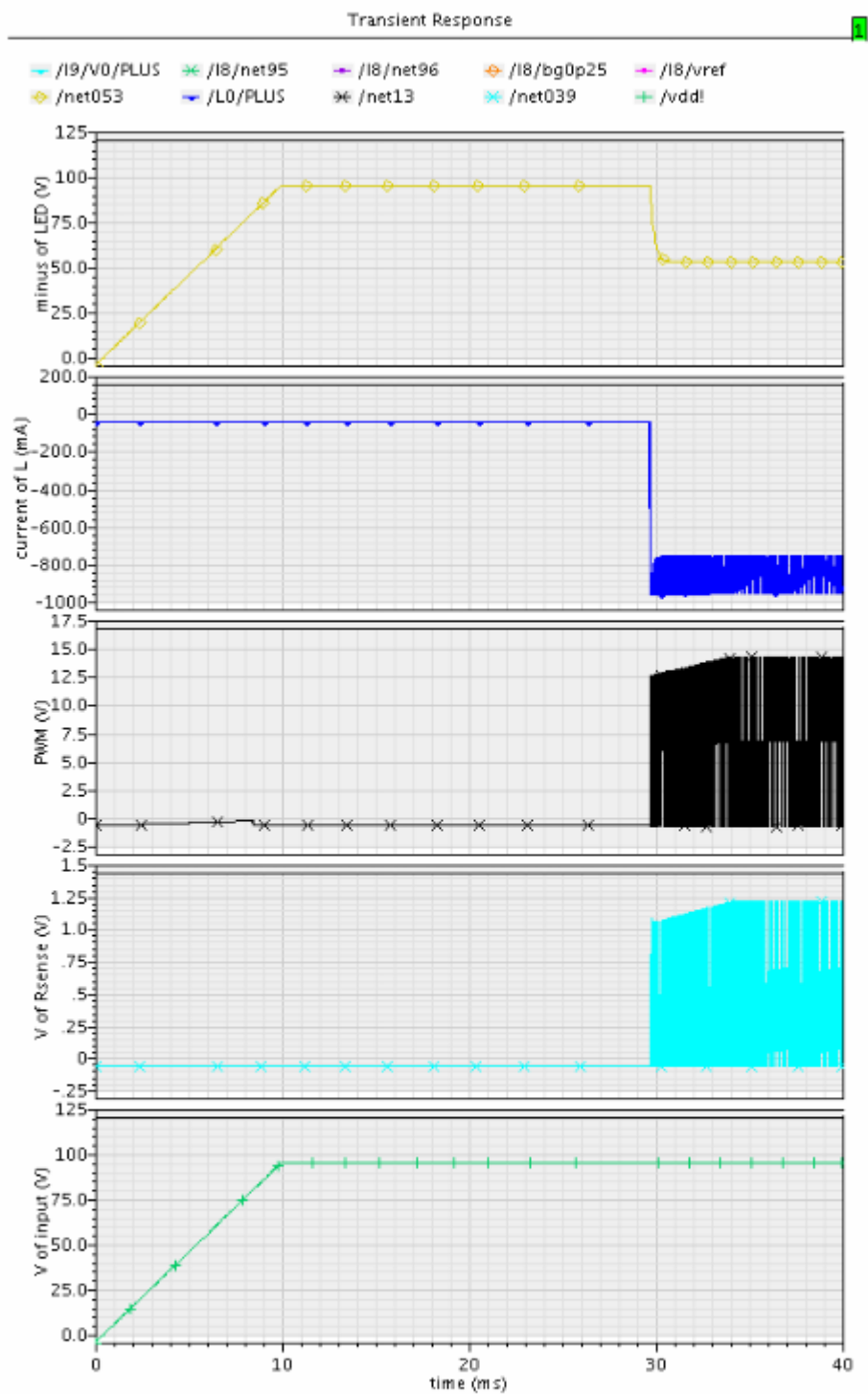


图 4-4 系统仿真波形二

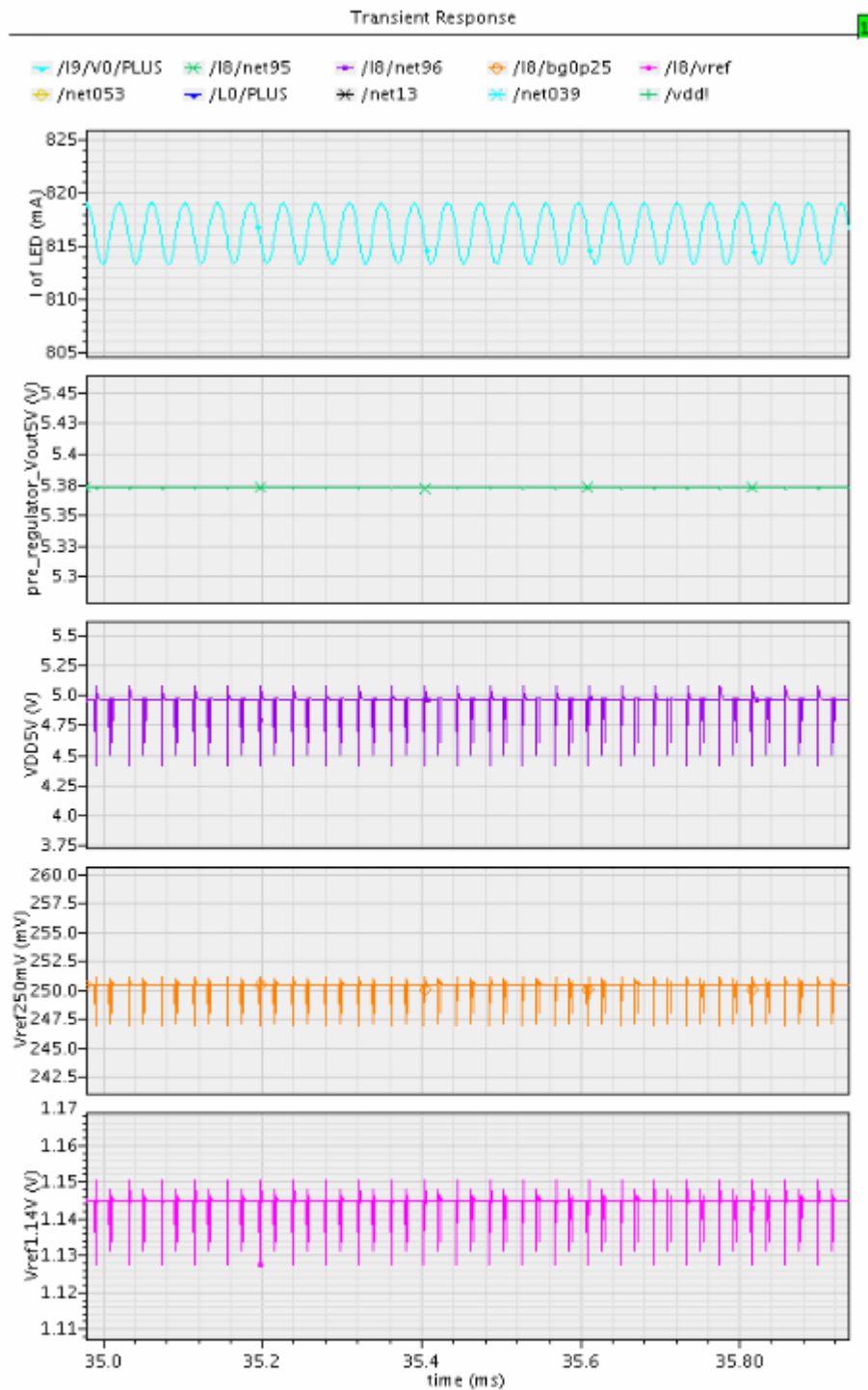


图 4-5 系统仿真波形三

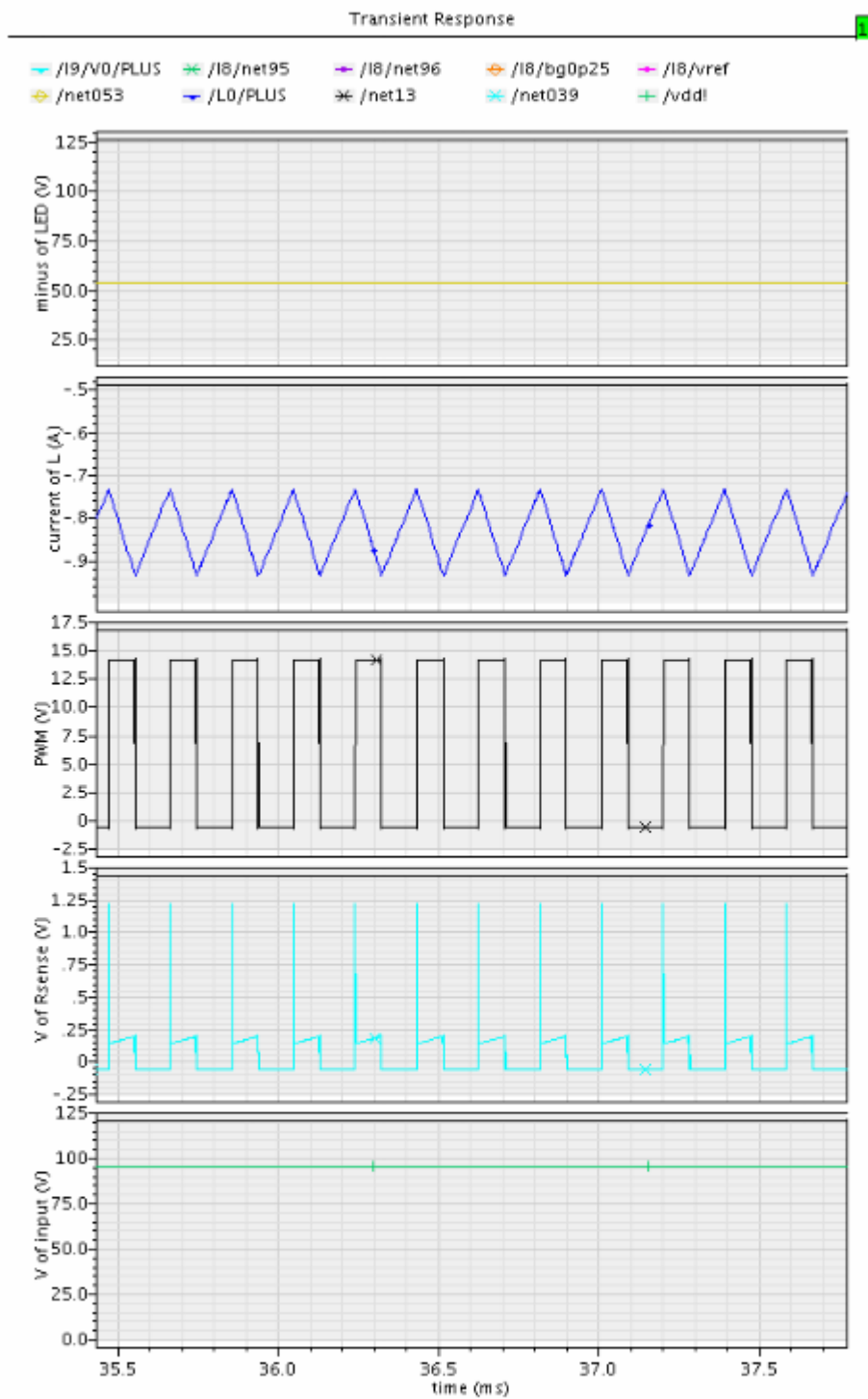


图 4-6 系统仿真波形四

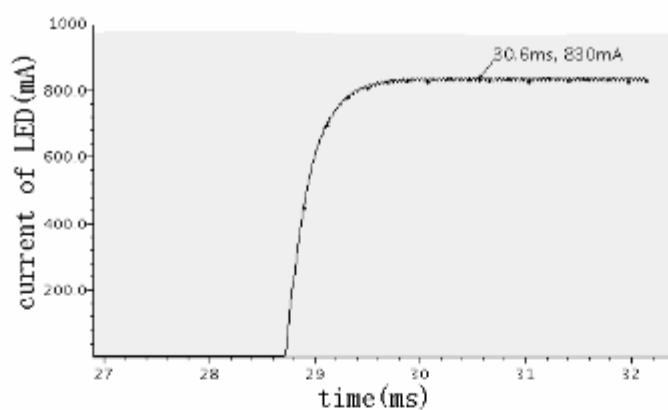


图 4-7 输入电压为 100V 时流过 LED 的电流

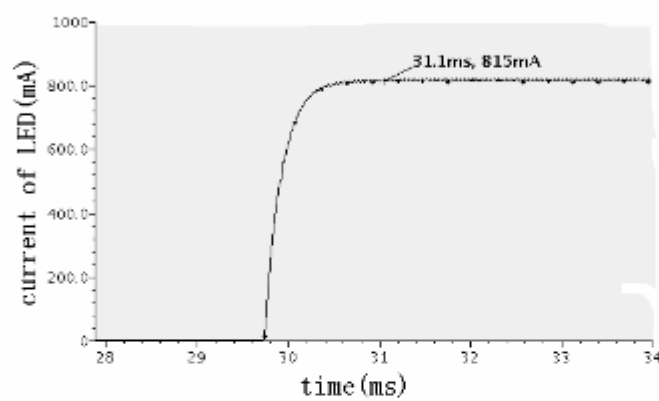


图 4-8 输入电压为 400V 时流过 LED 的电流

5. 总结与展望：

总结：

本论文提出的采用高压工艺实现高压、高效率白光 LED 驱动芯片的设计。其关键点是实现了在芯片内部的高压到低压转换。这样，就可以在高压供电的条件下，使芯片内部的各个低压模块正常工作，省去了很多外围电路，从而可以实现整个驱动系统的低成本，进而实现了更高的效率。而本芯片在恒流控制方面，采用了经典的 buck 电路设计。为了对完善高压电路，尽量使用了简单的电路结构来设计，因此，控制策略还略显简单。在以后的工作中，需要采用更好的电路拓扑结构，加入软启动、电流斜坡补偿等，从而使本芯片的功能更加完善。

展望：

LED 在照明领域的前途无限光明。LED 驱动芯片将是一个新的热点。相信在不久的将来，随着 LED 的不断发展和普及，高压 LED 驱动芯片的应用将越来越多。本文所提的芯片，需要进一步的改进和完善，相信最终会达到实际应用所需的性能指标。

参考文献:

- [1] 廖光朝, 戴世望, 陈迎. 工程应用中如何确保 LED 的使用可靠性. 电子测试, 2007. 08 37-38
- [2] 王永刚. 浅析 LED 在照明领域需要解决的问题. 黑龙江科技信息, 43-44
- [3] 沈慧. 大功率照明 LED 恒流驱动芯片的设计: [硕士学位论文]. 杭州: 浙江大学信电系, 2006
- [4] 平立. 白光 LED 驱动综述. 现代显示, 2006(6), 44-8
- [5] 张阿林. 高功率 LED 恒流源串联驱动器. 电源技术应用, 2007. 8, 10(8), 35-7
- [6] 固态照明用暖白色 1W LED. 今日电子, 2007. 08, 118-119
- [7] 安华高科技推出 Moonstone 系列暖白色光高功率 LED 产品. 半导体技术, 2007. 08, 32(8), 734-735
- [8] 安森美半导体推出三路输出 LED 驱动器. 电子工业专用设备, 2007. 08, 总第 151 期, 70-71
- [9] 德州仪器具备 I²C 接口的高效率充电泵可驱动七个白光. 电源技术应用, 2007. 08, 34-35
- [10] 可驱动 24 个 500mA LED 的三路输出 LED 驱动器. 电子元器件应用, 2007. 07, 9(7), 7-8
- [11] 高度集成的高电压 LED 驱动器 国外电子元器件, 2007. 07, 79-80
- [12] 高效率 / 高精度白光 LED 驱动芯片. EDN CHINA 电子设计术, 2007, 14(3), 146-148
- [13] 集成肖特基二极管的双路高效率白光 LED 驱动器. EDN CHINA 电子设计术, 2007, 14(3), 146-148
- [14] 占板面积为 6mm² 的无电感器型多模式 LED 驱动器提供 400mA 电流. 国际电子变压器, 2007(3), 97-98
- [15] 高效率、6 串白光 LED 驱动器. 国外电子元器件, 2007(4), 79-80
- [16] Heinz van der Broeck, Georg Sauerlander, Matthias Wendt. Power driver topologies and control schemes for LED. IEEE, 2007, 1319-1325

- [17] 张占松,蔡宣三编著. 开关电源的原理与设计. 修订版. 北京:电子工业出版社, 2006
- [18] Oliver Nachbaur. 充电泵与升压转换器 不同 LED 驱动器解决方案之间的较量. 世界电子元器件, 2005. 09, 47-52
- [19] 吴顺珉. 高性能降压型白光 LED 驱动芯片设计:[硕士学位论文]. 杭州:浙江大学超大规模集成电路设计研究所, 2007. 05
- [20] 王大鹏, 陈昌龙. 新型白光 LED 驱动电路. 现代显示, 2006. 06, 98-101
- [21] 胡涛, 吴志民. 高效、高电流的白光 LED 驱动器. EDN CHINA 电子设计技术, 2006, 13(9), 124-126
- [22] 范承志, 孙盾, 童梅等编. 电路原理. 第 2 版. 北京:机械工业出版社, 2004, 100-101
- [23] In-Hwan Oh. A Single-Stage Power Converter for a Large Screen LCD Back-Lighting. IEEE, 2006, 1058-1063.
- [24] Pan TianFu, Chiu HuangJen, Cheng ShihJen, etc. An Improved Single-Stage Flyback PFC Converter for High-Luminance Lighting LED Lamps. The Eighth International Conference on Electronic Measurement and Instruments, 2007, 4-212-4-215
- [25] 苏达, 王德苗. 大功率 LED 散热封装技术研究. 中国照明电器, 2007(7), 1-3
- [26] 柏德葳. 全球 LED 产业发展动态. 电子测试, 2007. 08. 4-7

在研期间科研成果

发表（录用）论文：

- 潘文捷、葛康康 高压、高效率白光 LED 的驱动芯片的研究与设计
电子器件（已录用）

参与项目：

- 大功率锂电池充放电保护芯片的设计
参与时间：2007 年 3 月至 2007 年 8 月
主要负责：振荡器，计数器，电流基准，电压基准的设计
- 高压、高效率 LED 灯驱动芯片的设计
参与时间：2007 年 8 月至 2008 年 3 月
主要职责：系统分析和仿真、核心电源模块的设计
- 高压 DC/DC 降压芯片的设计
参与时间：2008 年 3 月至 2008 年 4 月
主要职责：版图设计与验证