

## 升压式高亮度 LED 背光驱动电路技术设计 (1)

摘要：由于 LCD 面板本身无法产生光源，所以，必须利用背光的方式将光投射到面板上，让面板产生亮度，并且亮度必须分布均匀，而获得画面的显示。以目前来看，大多数的 LCD 背光是利用 CCFL 及 LED 来作为背光源，尤其在中、大尺寸的部分，大多是使用 CCFL 背光源。

随着消费者对于色彩的要求，根据实验，LED 可以达到超过 100% 的 NTSC 色谱，由于 LED 可以提高面板色彩的表现能力，并且加上没有太大的环保问题。目前许多业者都已逐渐将部分的产品导入利用 LED 作为背光源。

本文将以前星电子的以 TB9911 为例，来提供读者升压式高亮度 LED 背光驱动电路设计的相关讯息。

### ■升压电路设计特色

升压电路是用来驱动 LED 的串联电压高于输入电压（图 1），并且有以下的特色：

1.此电路可被设计在效率高于 90% 下操作。

2.M=SFET 的（Source）与 LED 串共地，这简化了 LED 电流的侦测（不像降压电路必须选择上侧 FET 驱动电路或上测电流侦测。但是升压电路也有些缺点，特别是用于 LED 驱动，由于 LED 串的低动态阻抗）。

3.输入电流是连续的，使得输入电流的滤波变得简单许多（并更容易符合传导式 EMI 标准的要求）。

4.关闭用的 FET 毁损不会导致 LED 也被烧毁。

5.升压电路的输出电流为脉冲式波形，因此，必须加大输出电容以降低 LED 串的涟波电流。

6.但是过大的输出电容，使得 PWM 调光控制变得更具挑战，当控制升压电路开与关，以达到 PWM 调光控制，就表示输出电流会被每一个 PWM 调光控制周期充放电，这使得 LED 串电流的上升与下降时间会拉大。

7.峰电流控制方式的升压电路，用以控制 LED 电流是无法达成的，需要闭环方式使电路稳定，这又使得 PWM 调光控制更为复杂，控制电路必须增加频宽来达到所需要的反应时间。

8.当输出端短路，控制电路无法避免输出电流的增加，即使关掉 Q1FET 仍对输出短路毫无影响，并且输入端电压的瞬变造成输入端电压的增加量大于 LED 串联电压时过大的涌浪电流可能会造成 LED 的毁损。

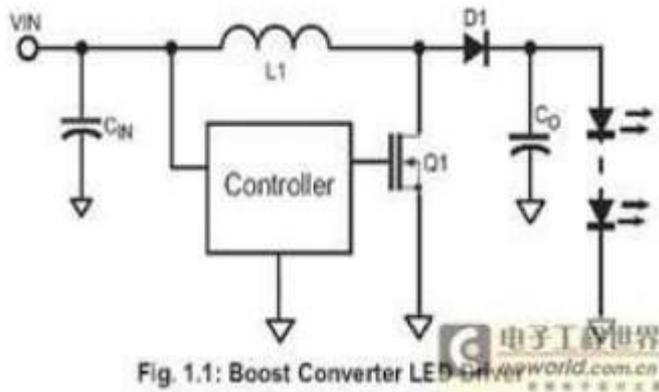


图 1 Boost Converter LED Driver

■升压电路操作模式

升压电路可操作于二种模式，连续导通模式（Continuous Conduction Mode; CCM）或不连续导通模式（Discontinuous Conduction Mode; DCM），这二种模式是由电感电流的波形决定的。图 2a 为 CCM 升压电路的电感电流波形，图 2b DCM 升压电路的电感电流波形。

CCM 升压电路是用在最大升压比例（输出电压与输入电压比值）小于或等于 6，并在输入电流大于 1 安培的情形下，假如需要更大的升压比例，则需采用 DCM 模式。但是 DCM 模式会产生较大的峰值电流，因此导致电感的毁损增加，同时也造成均方根电流的增加。所以，DCM 升压电路的效率要比 CCM 升压电路来得低，这也使得 DCM 的输出功率受限制。

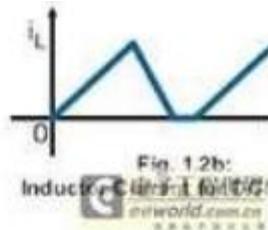


图 2 升压电路的连续导通模式与不连续导通模式

■以 TB9911 为例设计升压 LED 驱动电路

TB9911 为 Close Loop, Peak Current Control, Switching Mode LED 驱动电源控制 IC，它内建了许多功能来克服升压电路的缺点。TB9911 包含了 9-250VDC 输入电压稳压器，不需额外电源，仅由单一输入电压提供 IC 动作的工作电源。它内建了 2% 精密的参考电压（全温度范围）能精确地控制 LED 串联电流。并且包含了断路用的 FET 驱动电路。当输出短路或过电压时，便会自动断开 LED 串之对地路径。此功能缩短了控制电路的反应时间（请参考 PWM 调光电路说明）。（图 3）

■TB9911 控制电路的功能

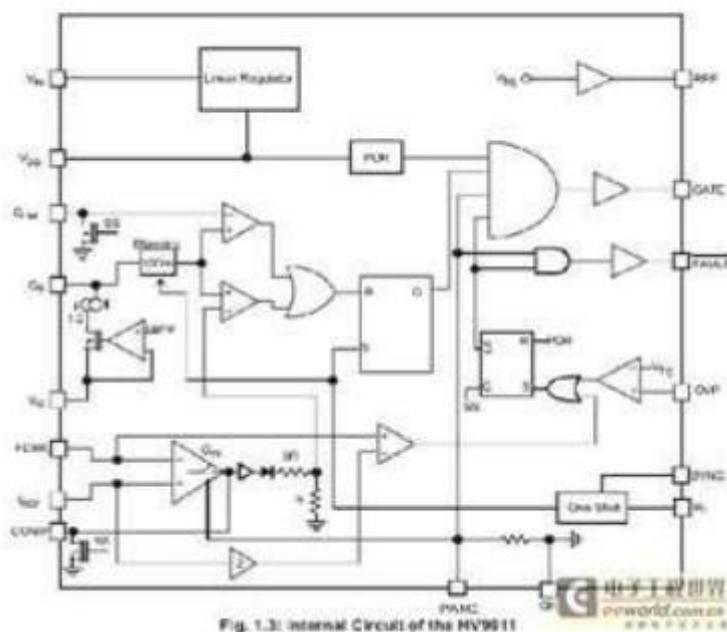


图 3 TB9911 内部电路结构

IC 内部提供稳压电路 9-250V 输入电压,可输出 7.75V 电压输出提供 IC 内部电源使用,若输入电压范围提升可经由外接一个 200V, 2W Zener Diode 于输入电压与 IC 的 Vin pin 之间 (如图 1-4), 这可使得输入电压范围可提升至 450VDC, 亦可以使得 IC 内部稳压电路所产生的功率损耗分散一部份在 Zener Diode 上。

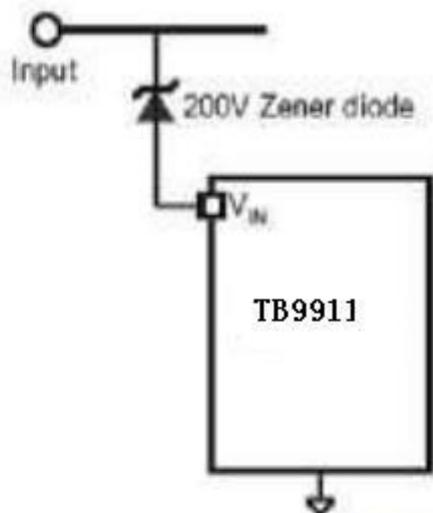


Fig. 1.4: Increasing the Input Voltage Rating of the 9911

图 4 Increasing the Input Voltage Rating

IC 的 VDD pin 工作电压可提高 (如果有必要的话) 藉由一个二极管连接至外部电压, 此二极管是避免将外部电压若低于 IC 内部稳压电路的输出电压时, 会造成 IC 的烧毁, 最大的外接静态稳定电压为 12V (瞬态电压为 13.5V), 因此 11V $\pm$ 5% 的电压源是理想的外部提升电压值。

IC 内部提供 1.25%、2% 精密参考电压, 这参考电压可用来设定电流参考位准, 以及输

入电流限制位准，此参考电压也同时提供 IC 内部设定过电压保护。

### 振荡电路时间模式

振荡电路可经由外部电阻设定振荡频率。若此电阻跨接于 RT 及 GND pins 之间，则 IC 操作于定频模式，另外，若电阻跨接于 RT 与 GATE pins 间，则 IC 操作于固定关闭时间模式(此模式不需要斜率补偿控制使电路稳定)。定频时间或关闭时间可设定于 2.8ms 到 40ms 之间，可运用 IC 规格书内的计算式设定。

于定频操作模式下，将所有 SYNC 在一起，多个 IC 可操作在单一频率。少数个案必须外加一个大电阻 2300 于 SYNC 到 GND 之间，用来抑制杂散电容所造成的振铃，当所有 SYNC 连接在一起时，建议使用相同电阻值跨接于每一个 IC 的 RT 与 GND 之间的电阻。

闭回路控制的形成是连接输出电流信号至 FDBK pin，同时将电流参考位准连接至 IREF pin，补偿网络连接至 Comp pin (传导运算放大器的输出端)，如图 5 所示。放大器的输出受 PWM 调光信号所控制，当 PWM 调光信号为 High 时放大器的输端连接至补偿网络，当 PWM 调光信号为 Low 时，放大器的输出端与补偿网络被切断，因此补偿网络内的电容电压维持住，一直到 PWM 调光信号再度回复 High 准位时，补偿网络才又连接图放大器的输出端，这样可确保电路动作正常以及获得非常良好的 PWM 调光反应，而不需要设计一个快速的控制电路。

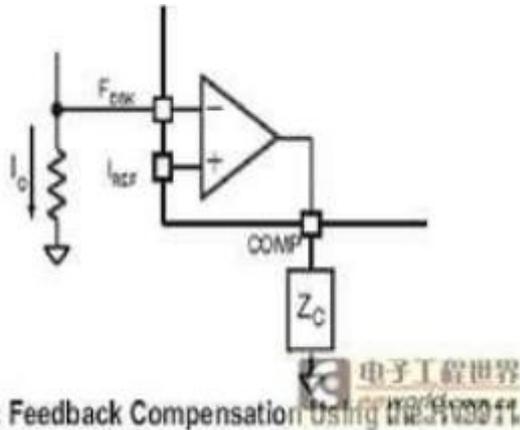


图 5 Feedback Compensation  
FAULT 信号保护驱动电路

FAULT 信号 pin 可用于驱动外部断接 FET (图 6) IC 启动时，FAULT 信号维持 Low 电位，IC 启动过后，此 pin 被 pulled high，这使得内电路的 LED 与升压电路连接，电路完成启动点亮 LED，假如输出端有过电压或短路情形发生，内部电路会将 FAULT 信号拉 Low 并使 LED 与升压电路断接。

FAULT 信号也控于 PWM 调光控制信号，PWM 调光信号为 Low 时，FAULT 信号亦为 Low，但当 PWM 调光信号为 High 时，FAULT 信号却不见得为 High。

断接 LED 时，可确保输出电容不会随着 PWM 调光信号的周期而充放电。

## 升压式高亮度 LED 背光驱动电路技术设计 (2)

PWM 调光信号到 FAULT 信号与保护电路的输出以 AND 连接着, 以确保保护电路动作时能够覆盖过 PWM 及调光控制的输入。

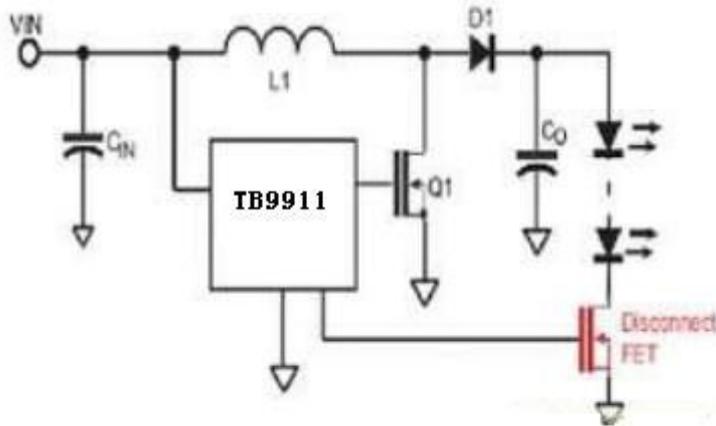


Fig. 1.6: Disconnect FET with the TB9911

### 图 6 Disconnect FET

输出短路保护的动作为当输出检测电流 (于 FDBK pin), 大于 2 倍参考电流设定值 (于 IREF pin), 保护动作会发生。过电压保护的动作为当 OVP pin 的电压大于 1.25V 时, 保护动作也会发生。二个信号被送至一个 OR 闸再送到保护栓锁电路。当有任一保护动作发生时, 栓锁电路会将 GATE 及 FAULT pins 同时关掉。一旦有保护动作发生时, 必须将电源关掉重开, 才能使栓锁电路恢复重置。

而在 IC 的启动需要注意以下两点:

- 当 VDD 与 PWMD pins 连接在一起, 透过电路上的输入电压的连接或断接来启动时, IREF pin 所连接的电容必须使用 0.1uF, 而 V00 pin 上所连接的电容值需小于 1uF 以确保适当的启动。
- 假使电路使用外部信号启动或关闭, 而输入电压一直保持常开启时, 则 IREF 及 VDD 所使用的电容值可增加。

### 线性调光能力

调整 IREF pin 的电压位准可达到达成输出电流的线性调整, 方法为以可变电阻或分压电阻网络或外部提供参考电压连接至 IREF pin。但是, 要注意一旦 IREF 的电压低到非常小时, IC 的短路电流保护比较器的误差电压 (OFFSET) 可能会造成短路保护发生误动作, 这时候必须将 IC 电源关掉重开, 重新启动电路, 为了避免此误动作, IREF 的最低电压为 20~30mV。

### PWM 调光 (脉宽调变调光) 能力

TB9911 内部的 PWM 调光功能却能够达到非常快速的 PWM 调光反应，克服了传统升压电路不能非常快速的 PWM 调光的缺点。

PWMD 控制 IC 内部三个点：

- GATE 信号到开关 FET
- FAULT 信号到断接 FET
- 运算放大器到补偿网络的输出端

当 PWMD 信号为 High 时，GATE 信号与 FAULT 可以动作，同时运算放大器的输出端连接到补偿网络，这使得升压电路可以正常动作。

当 PWMD 信号为 Low 时，GATE 信号与 FAULT 被停止动作，能量无法从输入端转移到输出端，但是，为避免输出电容放电到 LED 而造成 LED 电流下降时间被拉长。

这个放电电容同时也会使得电路重新连接动作时，LED 电流的上升时间会被拉长。因此，避免输出电容的放电是相当重要的。IC 输出 FAULT 信号断接 FET，使得 LED 的电流几乎立刻的下降到零电流，因此输出电容并没有被放电，所以当 PWMD 信号回复 High 位准时输出电容不需要额外的充电电流，这使得上升时间非常快速。

当 PWMD 信号为 Low 时，输出电流降至零，这使得回授放大器看到了相当大的误差信号于放大器输入端，会造成补偿回路的电容器上的电压会上升至最高电位。因此当 PWMD 信号回到 High 时，过高的补偿回路电压会控制电感峰值电流，而造成相当大的输出涌浪电流发生在 LED 上。

这样大的 LED 电流又随着控制回路速度而回授，这会使得稳定时间被延长，当 PWMD 信号为 Low 时，断开运算放大器与补偿回路是有助于维持补偿回路的电压不被改变。因此当 PWMD 信号回复 High 时，电路立刻回复稳态而不会产生过大的 LED 电流。

### ■ 闭回路控制电路的设计

补偿回路可用来使得升压电路稳定的操作，可选用 Type-I 补偿（一个简单积分电路）或者 Type-II 补偿（一个积分电路及额外的极点-零点）。补偿的类型需要视功率级的交越频率的相位而定。

闭回路系统（图 7）的回路增益如下：

（公式 1）

$$\text{LoopGain} = R_s \cdot G_m \cdot Z_c(s) \frac{1}{15} \cdot \frac{1}{R_{cs}} \cdot A_{ps}$$

Gm 为运算放大器的增益（435mA/V）

$Z_s(s)$  为补偿网络的阻抗

$G_p(s)$  为功率级的转移函数

请注意，虽然电阻分压比值为 1:14，但是整体效应包含二极管的压降会是 1:15。

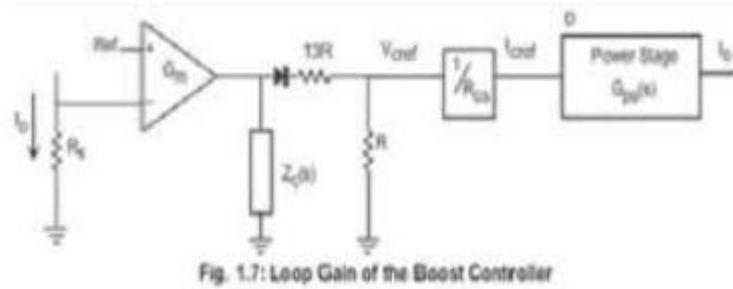


图 7 Loop Gain of the Boost Controller

■ 芯片补偿网络控制

假设  $F_c$  为回路增益的交越频率，而功率级的转移函数在此频率的振幅与相位角度为  $A_{ps}$  与  $\Phi_{ps}$ 、相位边限  $\Phi_m$  所需增加的相位角度为  $\Phi_{boost}$ 。

(公式 2)  $\Phi_{boost} = \Phi_m - \Phi_{ps} - 90^\circ$

基于所需增加的相位角度，来决定需要何种类型的补偿网络。

(公式 3)

$\Phi_{boost} \leq 0^\circ \rightarrow$  Type I 控制

$0^\circ \leq \Phi_{boost} \leq 90^\circ \rightarrow$  Type II 控制

升压式高亮度 LED 背光驱动电路技术设计 (3)

$90^\circ \leq \Phi_{boost} \leq 180^\circ \rightarrow$  Type III 控制

TB9911 为基础的 LDE 升压驱动电路通常并不需要 Type III 控制，所以此篇不讨论 III 控制。TB9911 Type I 及 Type II 控制的使用，请参考表 1。

Type	Circuit Diagram	Transfer Function
I		$Z_c(s) = \frac{1}{sC_c}$
II		$Z_c(s) = \frac{1}{s(C_c + C_z)} \cdot \frac{1 + sR_zC_z}{1 + s\frac{C_zC_c}{C_c + C_z}R_z}$

表 1 Network Compensation

Type I 控制的设计相当简单, 只要调整  $C_c$  即可, 因为交越频率的回路增益之振幅为 1

(公式 4)  $R_s \cdot G_m \cdot (2\pi f_c C_c) \cdot 1/15 \cdot 1/R_{cs} \cdot A_{ps} = 1$

由上述等式, 若其它参数值已知  $C_c$  的电容值可计算出。

Type II 控制的等式需被设计如下:

(公式 5)  $K = \tan(45^\circ + \Phi_{boost}/2)$

(公式 6)  $\omega_z = 1/R_z C_z = 2\pi f_c / K$

(公式 7)  $\omega_p = C_z + c_z = (2\pi f_c) \cdot K$

可得到交越率的回路增益之振幅为 1 的等式如下:

(公式 8)

$$R_s \cdot G_m \left[ \frac{1}{2\pi f_c (C_z + C_c)} K \right] \frac{1}{15} \cdot \frac{1}{R_{cs}} \cdot A_{ps} = 1$$

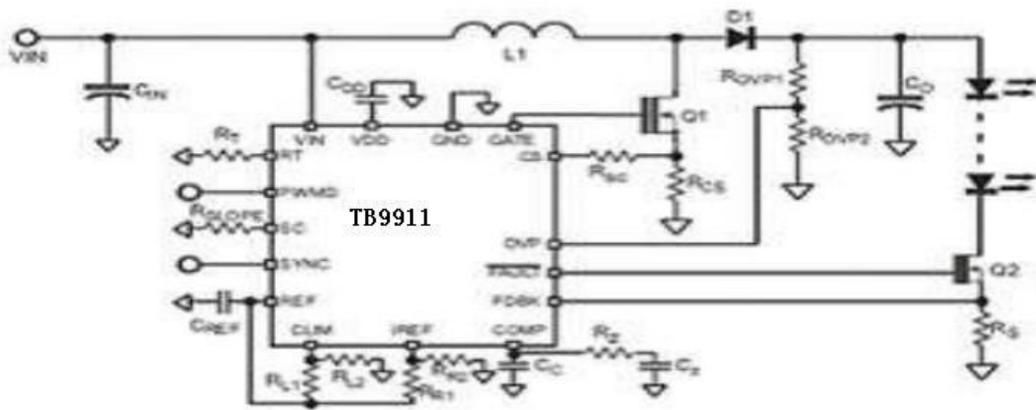
同时解等式 (1-6) (1-8) 可计算出  $R_z$ ,  $C_z$  及  $C_c$  的值。

■利用芯片实际设计出驱动电路

表 2 驱动电路设计参数表

驅動電路設計參數表			
		Value	Units
Minimum Input Voltage	$V_{INMIN}$	21	V
Maximum Input Voltage	$V_{INMAX}$	27	V
Maximum LED String Voltage	$V_{OMAX}$	80	V
Minimum LED String Voltage	$V_{OMIN}$	35	V
Maximum LED Current	$I_{OMAX}$	350	mA
Minimum Efficiency @	$\eta_{MIN}$	90	%
Output Current Ripple	$\Delta I_o$	35	mA
Dynamic Resistance of LED String	$R_{LED}$	22	$\Omega$

图 8 驱动电路设计参考



### 步骤一选择开关频率 (fs)

对于低压应用 (输出电压 < 100V), 中等功率输出 (< 30w), 开关频率设为 200kHz (时间周期为 5ms), 对于开关损失以及外部零件的大小来说是个不错的折衷方案。若是更高的电压应用或更高的输出功率, 则考虑外部的开关 FET 的功率损失, 就必须降低开关频率。

### 步骤二计算最大开关周期 (Dmax)

最大的开关周期可以使用以下方程式计算:

(公式 9)

$$D_{max} = 1 - \frac{\eta_{min} \cdot \eta_{max}}{V_{a_{max}}} = 0.764$$

注意: 如果  $D_{max} > 0.85$ , 升压比例太大, 则升压电路无法操作在连续导通模式而会操作在不连续导通模式, 以达到所需的升压比例。

### 步骤三计算最大电感电流 (Iinmax)

最大电感电流为 (公式 10)

$$I_{in_{max}} = \frac{V_{o_{max}} \cdot I_{o_{max}}}{\eta_{min} \cdot \eta_{max}} = 1.48A$$

### 步骤四计算输入电感量 (L1)

输入电感可以最低的输入电压操作下的电感电流 25% 计算, 如下式

(公式 11)

$$L1 = \frac{V_{in \min} \cdot D_{\max}}{0.25 \cdot I_{in \max} \cdot f_s} = 216.5 \text{mH}$$

选择标准电感量 220uH，为达到于最低输入电压的操作时之的效率为 90%，则电感的损失约为总输出功率的 2-3%，使用 3% 计算电感损失。

$$\text{(公式 12) } P_{ind} = 0.03 \cdot V_{o \max} \cdot I_{o \max} = 0.84 \text{w}$$

假设 80%—20% 各别为电感的铜损及铁损，则电感的等效直流电阻，必须小于

(公式 13)

$$DCR < \frac{0.8 P_{ind}}{(I_{m \max})^2} \rightarrow DCR < 0.31 \Omega$$

电感的饱和电流至少需大于最大电感电流 20%。

(公式 14)

$$I_{sat} = 1.2 \cdot I_{in \max} \cdot \left(1 + \frac{0.25}{2}\right) = 2 \text{A}$$

因此电感为 220uH，DCR 值约 0.3Ω，电感饱和电流需大于 2A。但是必须注意，选择电感的有效电流等于  $I_{in \max}$ （虽然可能无法符合效率的要求）但仍可获得可接受的结果。

### 步骤五选择 FET

跨接于 FET 的最大电压等于输出电压，使用 20% 余量来计算最大突波电压，FET 的耐压选择为：

$$\text{(公式 15) } V_{FET} = 1.2 V_{o \max} = 96 \text{V}$$

流经过 FET 的有效电流为：

$$\text{(公式 16) } I_{FET} = I_{in \max} \cdot \sqrt{D_{\max}} = 1.3 \text{A}$$

为求得最佳化设计，FET 的电流规格必须至少大于 3 倍的 FET 有效电流值，以使用最低闸充电电荷 ( $Q_g$ ) 操作。使用 TB9911 时建议 FET 的  $Q_g$  需小于 25nC 目前使用于此案例的 FET 规格为 100V，4.5A，11nC。

### 步骤六选择开关二极管 (D1)

二极管的耐压规格与开关 FET (Q1) 相同, 二极管流过的平均电流等于最大输出电流 (350mA)。虽然二极管的平均电流仅 350mA, 但在短暂的时间内二极管载送着最大输入电流  $I_{INmax}$ 。二极管两端所跨之电压需相对于瞬间流过的电流而非平均电流, 假设有 1% 功率损失于二极管上, 则二极管两端的压降则必须小于:

(公式 17)

$$V_f \leq \frac{0.01 \cdot V_{Omax}}{I_{INmax} \cdot (1 - D_{max})} = 0.8V$$

最好选择肖特基二极管, 当输出电压小于 100V 时, 它不需要考量逆向回复的损失, 因此在此案例中选择 100V, 1A 肖特基二极管, 它的顺向通过电压在  $I_{INmax}$  时为 0.8V。

### 步骤七选择输出电容 (Co)

输出电容的电容值需视 LED 的动态电阻, LED 串的涟波电流及 LED 电流而定, 使用 TB9911 的设计中, 较大的输出电容 (较低的涟波输出电流) 将可获得较佳的 PWM 调光结果, 升压电路的输出以模型简化如图 9a 将 LED 以定电压负载串联一个动态阻抗, 输出阻抗 (RLED 与 Co 的并联组合) 被以二极管电流  $I_{diode}$  驱动着, 稳态的电容电流波形如图 9b 所示。

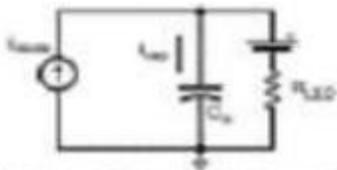


Fig. 2-1: Output Stage of the Boost Converter

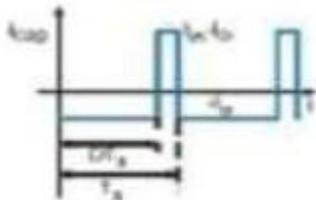
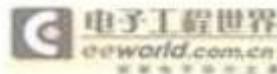


Fig. 2-2: Current through Output Capacitor



### 图 9 升压电路的输出

使用在设计参数表中给的 10% 峰对峰涟波电流, 计算输出的涟波电压为:

$$\Delta V_{pp} := \frac{I_{o max} \cdot D_{max} T_s}{C_o}$$

(公式 20)

$$C_o = \frac{I_{o\max} \cdot D_{\max}}{\Delta V_{pop} \cdot f_g} = 1.74 \mu F$$

流过电容的有效纹波电流值为:

(公式 21)

### 步骤八选择断路 FET (Q2)

断路 FET 必需具备与 Q1 相同的耐压规格, 在室温下的导通阻抗 (RON, 25C) 选择在满载输出时, Q2 的功率损耗为 1%。

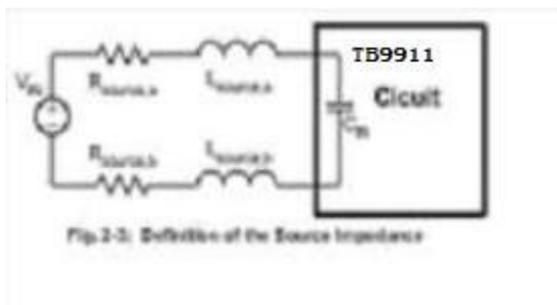
(公式 22)

$$R_{on,25C} = \frac{0.01 \cdot V_{o\max}}{I_{o\max} \cdot 1.4} = 1.63 \Omega$$

### 步骤九选择输入电容 (CIN)

输入电容在闭环控制中是相当重要的组件, 它是维持稳定的重要项目, 不幸的是输入电容的设计相当繁复, 设计此电容必须先要找出从输入电源到升压电路的输入端之间的最大感值, LSOURCEMAX (图 9a 中两个电感值的总和) 电源电阻的最大及最小值 RSOURCE (图 9b 中两个电阻值的总和), 这将会决定升压电路的特性, 电源的电感值及电阻值代表着连接输入电源与升压电路之间导线的阻抗, 为了设计输入电容必须合理的做算出这两个参数值, 而这两个参数值也和升压电路的稳定性有关。(图 10)

图 10 Definition of the Source Impedance



假设 LSOURCE MAX=1μ h(这是此 22AWG 线长 1 呎连接输入电源及升压电路之间长度所估出的电感量) 下一步是选择一个 LC 共振频率 fLC, 先设定 fLC=0.4fs=80kHz, 则输入电路最小值计算式为:

(公式 23)

$$C_{in} = \frac{1}{(2\pi f_{LC})^2 \cdot L_{SOURCE,MAX}} = 0.35 \mu F$$

(公式 24)

$$Z_{DC} = R_n \cdot \frac{\sqrt{1 + [2 \cdot \pi \cdot f_{LC} \cdot R_{LED} \cdot C_o]^2}}{\sqrt{\left[1 - (2 \cdot \pi \cdot f_{LC})^2 \cdot \frac{L_1 \cdot C_o}{(1 - D_{max})}\right]^2 + \left[2 \cdot \pi \cdot f_{LC} \cdot \frac{L_1}{C_o}\right]^2}}$$

(公式 25)

$$R_{SOURCE\_MIN} = \left( \frac{L_{SOURCE\_MAX}}{C_N} \right) \cdot \frac{1}{Z_{DC}} = 2m\Omega$$

(公式 26)  $R_{SOURCE\_MAX} = (1 - D_{max}) \cdot 2 \cdot R_{LED} = 1.25$

由上列 2 等式可看出最大电源电阻值是与输入滤波器参数无关，故无法控制它。

但最小电源电阻值却是与输入滤波器的参数有关。最小电源电阻值被计算出为  $2\mu\Omega$ ，这是非常小的值非常容易达到，但是在某些例子中，导线的最小电源电阻值却大于所想要的值。在这样子的例子中，在导线中加入小电阻（以提供必须的阻尼）或 LC 的共振频率必须降低到计算出最小电源电阻低于所想要的值。有一点是必须注意的，将输入的 2 条导线绞在一起可以大幅降低电源电感值。

## ■控制回路设计

### 步骤十选择振荡电阻 (RT)

振荡电阻的计算式为：

(公式 27)

$$\frac{1}{f_s} \approx R_T \cdot 11pF$$

### 步骤十一选择 2 个电流感应电阻 (RCS 与 RS)

输出电流感应电阻的功率消耗必须小于 0.15W，这样才能够选用 1/4W 的电阻。

(公式 28)

$$R_S = \frac{0.15W}{I_{O(MAX)}^2} = 1.12\Omega$$

(公式 29)

$$R_{CS} = \frac{0.25W}{1.125I} = 0.15\Omega$$

## 步骤十二选择参考电流设定分压电阻 (Rr1, Rr2)

参考电流 IREF 的电压设定, 可经由 2 电阻 Rr1, Rr2 分压自 IC 内部的参考电压或外部提供的电压。

(公式 30)

$$R_{r1} + R_{r2} = \frac{1.25V}{50mA} = 25k\Omega$$

(公式 31)

$$\frac{1.25}{R_{r1} + R_{r2}} \cdot R_{r2}$$


## 步骤十三设定斜率补偿电阻 (Rslope, Rsc)

因为升压电路被设计为定频操作, 必须使用斜率补偿以确保电路稳定. 加入电流感应信号的斜率必须为电感电流最大下降斜率的一半, 以确峰电流控制方式在任何情形之下均能够稳定操作。这可以用 2 个电阻 Rslope, Rsc 来达到斜率补偿功能。

在此例中, 电感电流的最大下降斜率为:

(公式 32)

$$DS = \frac{V_{Onax} - V_{Nmin}}{L1} = 0.268A/us$$

(公式 33)

$$\frac{R_{slope} \cdot DS(A/us) \cdot 106 \cdot R_{PS}}{10 \cdot fs}$$

假设  $R_{slope} = 49.9k\Omega$

(公式 34)  $R_{sc} =$

$$\frac{49.9k \cdot 0.2682 \cdot 106 \cdot 0.15}{10 \cdot 200K}$$



$$V_{CLM} \geq 1.35 \cdot I_{Nmax} \cdot R_{CS} + \frac{4.5R_{sc}}{R_{slope}}$$