

产品特性

基于电感式升压控制器的白光LED驱动器

宽输入电压范围：4.5 V至40 V

自适应输出电压，最大程度地降低功耗

可调节工作频率：200 kHz至1.2 MHz

可编程UVLO

可编程软启动时间

可编程外部MOSFET开关上升/下降时间

具有内部MOSFET，及驱动4个之多的电流吸收型LED

内置PWM输入的亮度控制

可调LED电流：40 mA至200 mA

通过裕量控制实现最高效率

LED调光频率：可达25 kHz

300 Hz时可进行1000:1 PWM调光

开漏故障指示器

LED开路和LED短路保护

热关断

欠压闭锁(UVLO)

24引脚、4 mm x 4 mm LFCSP封装

应用

LCD监视器和电视LED背光

工业照明

概述

ADD5211是一款基于高效率、电流模式、升压转换器技术的四串白光LED驱动器，适合背光应用。升压控制器通过外部MOSFET开关实现4.5 V至40 V的升压，通过引脚可调节工作频率，使其范围为200 kHz和1.2 MHz之间。采用可调节的UVLO功能，以降低关断时的输入电流。

ADD5211内置四个可调节的电流吸收器实现均匀的亮度。每个电流吸收器的输出电流可从40 mA驱动至高达200 mA，并且LED驱动电流可由外部电阻通过引脚进行调整。ADD5211集成输入PWM接口，最多能驱动四个并联LED串，各串由多个LED串联在一起。

其它特性包括LED短路保护、LED开路保护、升压输出短路保护、过压保护、逐周期限流和针对IC以及LED阵列的热关断。另外还集成开漏故障输出。可编程软启动用于降低启动时的浪涌电流。

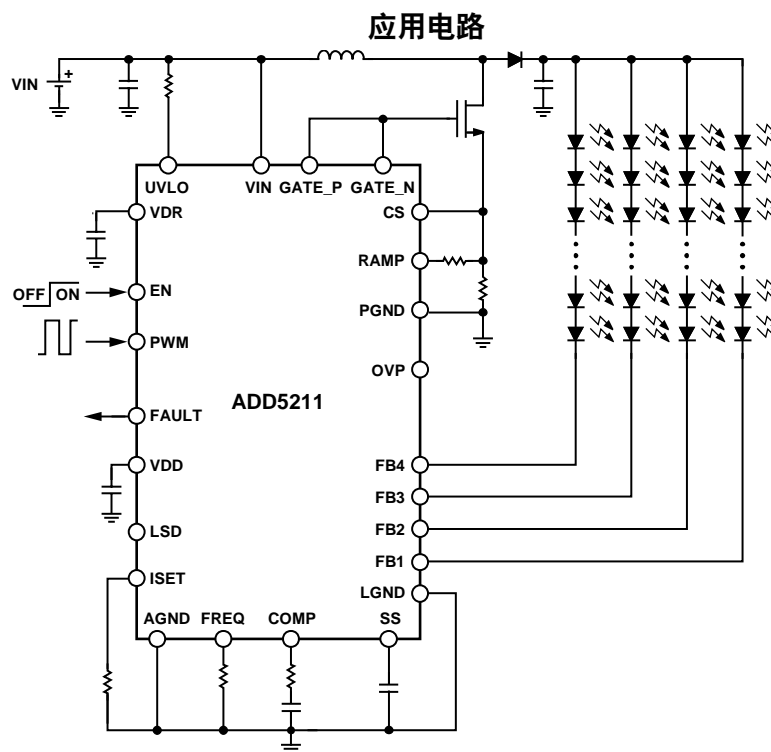


图1.

Rev. 0

Document Feedback

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.

Tel: 781.329.4700

©2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Technical Support

www.analog.com

目录

产品特性	1	引脚配置和功能描述	7
应用	1	典型性能参数	8
概述	1	工作原理	10
应用电路	1	电流模式升压开关控制器	10
修订历史	2	LED电流调节	11
详细功能框图	3	故障保护	12
技术规格	4	应用信息	14
通用规格	4	布局布线指南	14
升压开关控制器规格	5	升压器件选择	14
LED电流调节规格	5	典型应用电路	17
绝对最大额定值	6	外形尺寸	18
热阻	6	订购指南	18
ESD警告	6		

修订历史

2013年10月—修订版0：初始版

详细功能框图

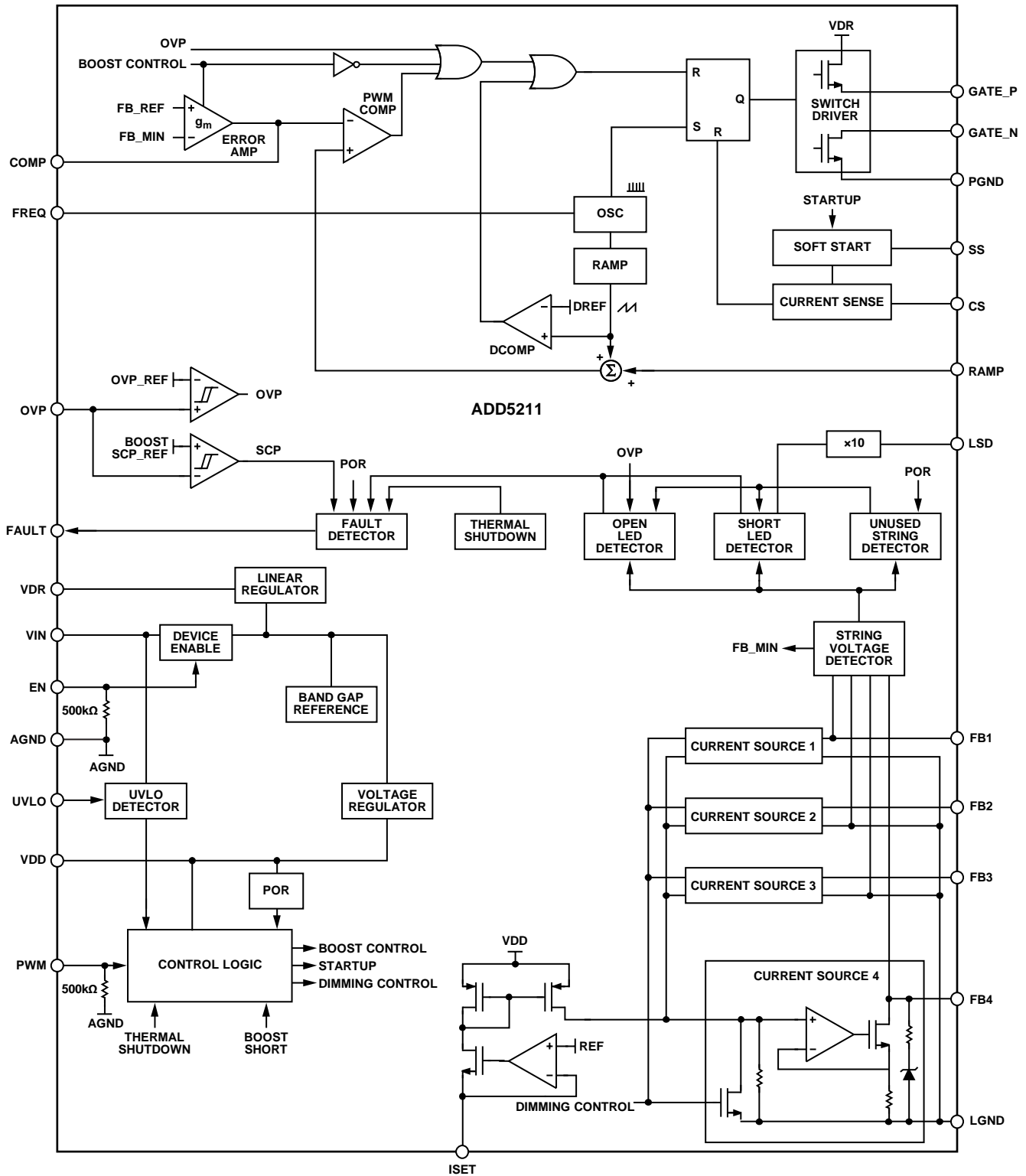


图2.

10555-002

技术规格

除非另有说明， $V_{IN} = 12\text{ V}$ ， $EN = 3.3\text{ V}$ ， $T_j = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$ 。典型值为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 下。

通用规格

表1.

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
电源						
输入电压范围	V_{IN}		4.5		40	V
静态电流	I_Q			2.8	6	mA
关断电流	I_{SD}	$EN = 0\text{ V}$			1	μA
VIN上升阈值	V_{UVLOR_VIN}	用于启动的最小 V_{IN}		4	4.3	V
VIN下降阈值	V_{UVLOF_VIN}		3.2	3.65		V
VDR稳压器						
稳压输出	V_{VDR_REG}		4.75	5.1	5.45	V
压差	V_{VDR_DROP}	$V_{IN} = 4.5\text{ V}$		350	580	mV
VDD稳压器						
稳压输出	V_{VDD_REG}		3.0	3.3	3.6	V
PWM输入						
输入高电压	V_{PWM_HIGH}		2.2		8	V
输入低电压	V_{PWM_LOW}				0.8	V
PWM输入电流		$PWM = 5\text{ V}$		11	30	μA
PWM高电平至LED开启延迟 ¹				1.6		μs
PWM低电平至LED关闭延迟 ¹				0.8		μs
EN控制						
EN高电压			2.2		17	V
EN低电压					0.8	V
EN引脚输入电流		$EN = 5\text{ V}$		13	30	μA
欠压闭锁						
UVLO阈值(上升)			1.10	1.19	1.27	V
UVLO迟滞				100		mV
故障						
吸收器电阻				40	100	Ω
故障引脚漏电流					1.5	μA
LED短路检测						
LED短路检测使能阈值	V_{LSD}		2.2	2.5	VDD	V
LED短路增益		$LSD = 1.0\text{ V}$	7.5	10	13	
LED短路增益控制范围 ¹			0.3		2.0	V
LED故障检测延迟 ¹						
LED开路故障延迟				5		μs
LED短路故障延迟				15		μs
过压保护						
过压阈值(上升)	OVP_REF		2.3	2.5	2.7	V
过压迟滞	OVP_HYS			100		mV
过压引脚漏电流					200	nA
输出短路阈值(下降)	V_{SCPF}			100		mV
输出短路恢复(上升)	V_{SCPR}			150		mV
热关断 ¹						
热关断阈值	T_{SD}			150		$^\circ\text{C}$
热关断迟滞	T_{SDHYS}			25		$^\circ\text{C}$

¹ 通过设计保证。

升压开关控制器规格

表2.

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
升压频率振荡器 开关频率范围 开关频率	f_{SW}	$R_{FREQ} = 50 \text{ k}\Omega$	200 280	360	1200 430	kHz kHz
PWM比较器 最大占空比 前沿消隐时间		$R_{FREQ} = 50 \text{ k}\Omega$	89	94 145	98	% ns
电流检测限值比较器 限流阈值	CS_{LIMIT}	与占空比无关	275	345	400	mV
斜率补偿 峰值斜率补偿斜坡		$R_{RAMP} = 5 \text{ k}\Omega$		45		μA
误差放大器 跨导 输出电阻 COMP吸电流 COMP源电流	g_m R			570 72 400 400		$\mu\text{A}/\text{V}$ $\text{M}\Omega$ μA μA
MOSFET驱动器 源电压 栅极导通电阻 栅极关断电阻 上升时间 下降时间	$R_{DS_GATE_P}$ $R_{DS_GATE_N}$ t_R t_F	$8 \text{ V} < V_{IN} < 40 \text{ V}$ $C = 1 \text{ nF}$ $C = 1 \text{ nF}$		5.1 5.8 2.4 26 21		V Ω Ω ns ns
软启动 软启动引脚电流	I_{SS}			2.1		μA

LED电流调节规格

表3.

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
电流吸收器 吸电流范围 吸电流 串间容差 ¹ 电流精度 ² 最小裕量电压 关断电流 关断状态箝位电流	I_{LED} I_{LED100} ΔI_{FB100} ΔI_{LED100} V_{HR} I_{OFF} I_{CLAMP}	$R_{SET} = 15 \text{ k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_{SET} = 15 \text{ k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_{SET} = 15 \text{ k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_{SET} = 15 \text{ k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{FB} = 40 \text{ V}, EN = 0 \text{ V}$ $V_{FB} = 55 \text{ V}, EN = 0 \text{ V}$	40 98 0.4	0.45 0.55	200 102 2.5 2.0 0.85 1.5 80	mA mA % % V μA μA

¹ 串间容差是相对于FBx电流平均值的FBx电流之间的最大变化。

$$\Delta I_{FB100} = \text{MAX} \left(\left| \frac{I_{FB100(\text{MAX})} - I_{LED100}}{I_{LED100}} \times 100\% \right|, \left| \frac{I_{FB100(\text{MIN})} - I_{LED100}}{I_{LED100}} \times 100\% \right| \right)$$

其中, I_{FB100} 是各串的LED电流。

² 电流精度是平均电流 I_{LED100} 和100 mA之间相对于100 mA的变化。

$$\Delta I_{LED100} = \left| \frac{I_{LED100} - 100 \text{ mA}}{100 \text{ mA}} \right| \times 100\%$$

$$\text{其中 } I_{LED100} = \frac{I_{FB1} + I_{FB2} + I_{FB3} + I_{FB4}}{4}$$

绝对最大额定值

除非另有说明， $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

表4.

参数	额定值
VIN, UVLO	-0.3 V至+45 V
FB1, FB2, FB3, FB4	-0.3 V至+55 V
EN	-0.3 V至+17 V
PWM, FAULT	-0.3 V至+8 V
VDR, GATE_N, GATE_P	-0.3 V至+7 V
COMP, CS, FREQ, ISET, LSD, OVP, RAMP	-0.3 V至+3.6 V
SS	-0.3 V至VDD
AGND, PGND, LGND	-0.3 V至+ 0.3 V
最大结温 ($T_J \text{ max}$)	150°C
工作温度范围(T_A)	-25°C至+85°C
存储温度范围(T_S)	-65°C至+150°C
回流峰值温度 (20 s至40 s)	260°C

注意，超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。这只是额定最值，不表示在这些条件下或者在任何其它超出本技术规范操作章节中所示规格的条件下，器件能够正常工作。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

热阻

θ_{JA} 针对最差条件，即焊接在电路板上的器件为表贴封装。

表5. 热阻

封装类型	θ_{JA}	θ_{JC}	单位
24引脚 LFCSP	40.5	3.8	°C/W

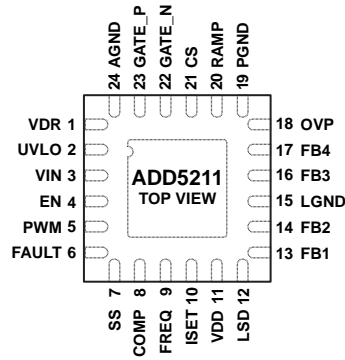
ESD CAUTION



ESD(静电放电)敏感器件。

带电器件和电路板可能会在没有察觉的情况下放电。尽管本产品具有专利或专有保护电路，但在遇到高能量ESD时，器件可能会损坏。因此，应当采取适当的ESD防范措施，以避免器件性能下降或功能丧失。

引脚配置和功能描述



NOTES
1. CONNECT THE EXPOSED PAD TO GROUND.

10585-003

图3. 引脚配置

表6. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	说明
1	VDR	开关MOSFET栅极驱动器电源引脚。使用1 μF旁路电容将VDR旁路至AGND。
2	UVLO	输入欠压闭锁。使用电阻分压器将此引脚与输入电压相连，可设置启动和关断输入电压电平。
3	VIN	电源输入引脚。使用0.1 μF旁路电容将VIN旁路至AGND。
4	EN	用于PWM输入工作模式的关断控制引脚。
5	PWM	PWM信号输入。
6	FAULT	开漏故障输出。
7	SS	软启动引脚。
8	COMP	补偿升压转换器。一个电容与一个电阻串联放置在地和此引脚之间，使电路稳定工作。
9	FREQ	频率选择。此引脚与地之间的电阻设置200 kHz至1.2 MHz范围内的开关频率。
10	ISET	满量程LED电流设置引脚。此引脚与地之间的电阻设置最高为200 mA的LED电流。
11	VDD	内部线性调节器输出引脚。该调节器为ADD5211提供电源。使用1 μF旁路电容将VDD旁路至AGND。
12	LSD	LED短路电压电平设置引脚。如需禁用LED短路保护，将此引脚连接至VDD。
13	FB1	可调节的吸电流。将LED串的底部阴极与此引脚相连。如果未使用，将FB1连接至LGND。
14	FB2	可调节的吸电流。将LED串的底部阴极与此引脚相连。如果未使用，将FB2连接至LGND。
15	LGND	LED吸电流地。
16	FB3	可调节的吸电流。将LED串的底部阴极与此引脚相连。如果未使用，将FB3连接至LGND。
17	FB4	可调节的吸电流。将LED串的底部阴极与此引脚相连。如果未使用，将FB4连接至LGND。
18	OVP	过压保护。升压转换器输出通过电阻分压器连接此引脚。
19	PGND	电源地。
20	RAMP	斜坡补偿引脚。
21	CS	电流检测输入。允许通过电流检测控制升压转换器并限制开关电流。
22	GATE_N	开关MOSFET栅极低电平驱动引脚。
23	GATE_P	开关MOSFET栅极高电平驱动引脚。
24	AGND	模拟地。
	EP	裸露焊盘。裸露焊盘应接地。

典型性能参数

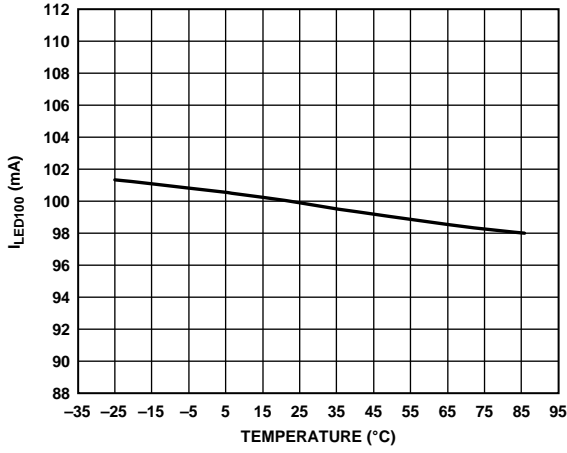


图4. I_{LED100} 与温度的关系

10555-004

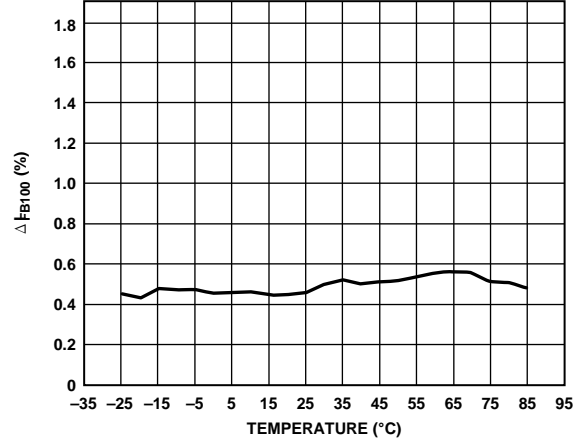


图7. ΔI_{FB100} 与温度的关系

10555-005

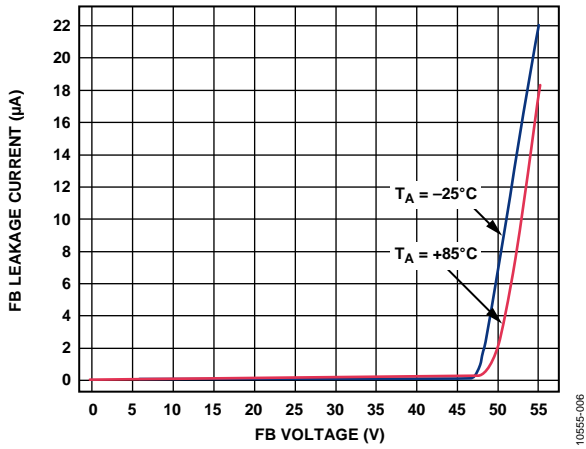


图5. FB漏电流与FB电压的关系

10555-006

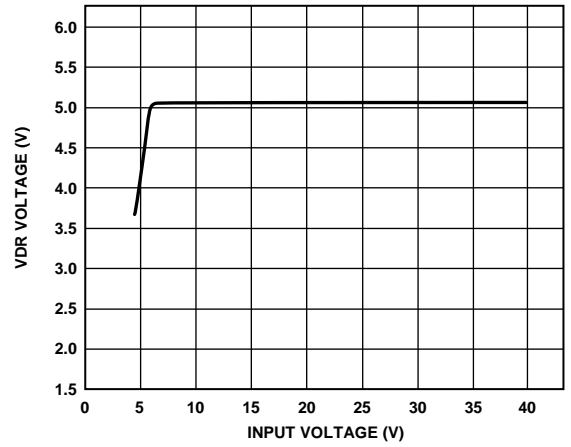


图8. VDR电压与输入电压的关系

10555-007

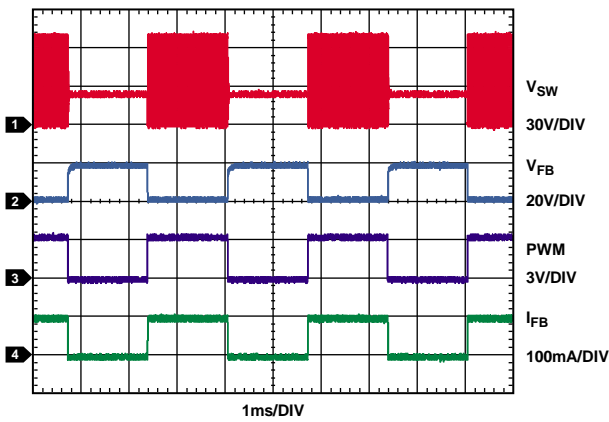


图6. PWM调光波形, PWM占空比 = 50%

10555-008

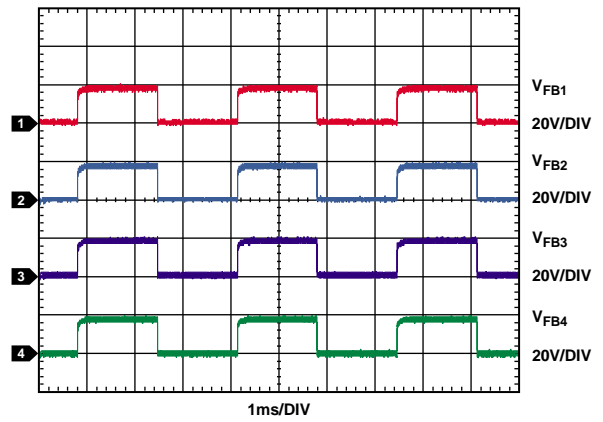


图9. FB1至FB4波形, PWM占空比 = 50%

10555-009

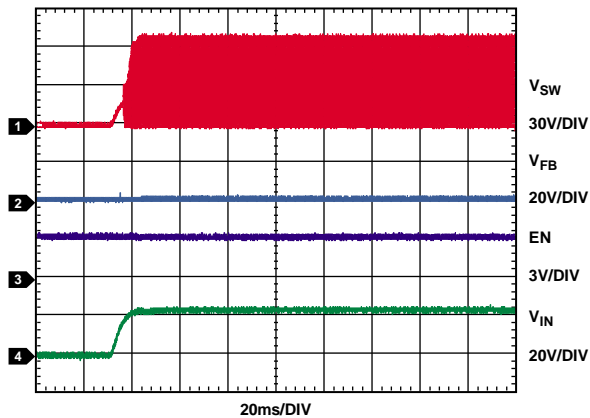


图10. 启动(亮度 = 100%, EN为高电平, V_{IN} 从低电平变为高电平)

10555-010

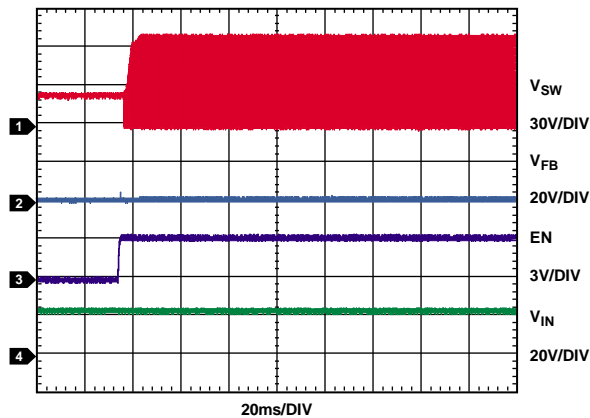


图13. 启动(亮度 = 100%, V_{IN} 为高电平, EN从低电平变为高电平)

10555-011

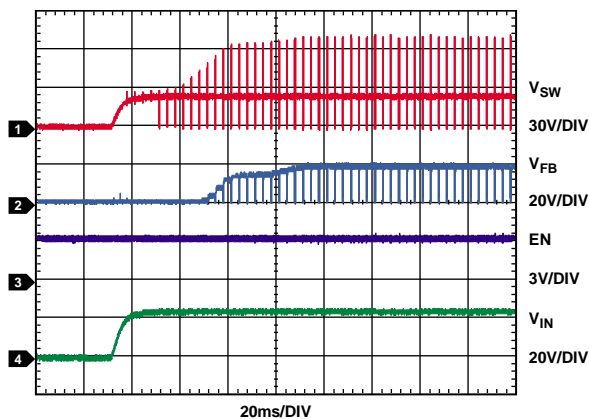


图11. 启动(亮度 = 10%, EN为高电平, V_{IN} 从低电平变为高电平)

10555-012

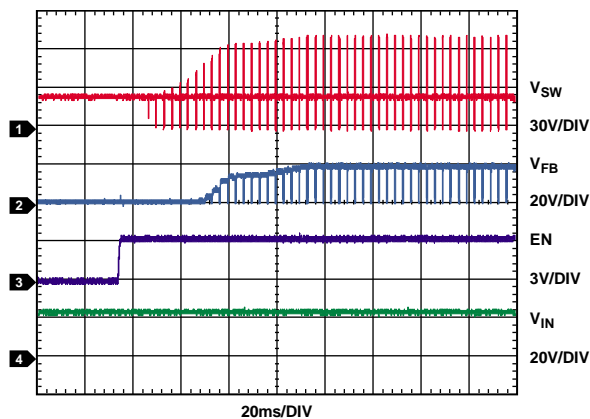


图14. 启动(亮度 = 10%, V_{IN} 为高电平, EN从低电平变为高电平)

10555-013

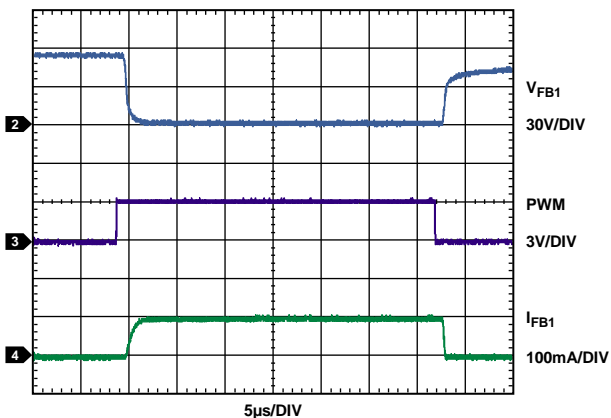


图12. LED电流上升和下降波形

10555-014

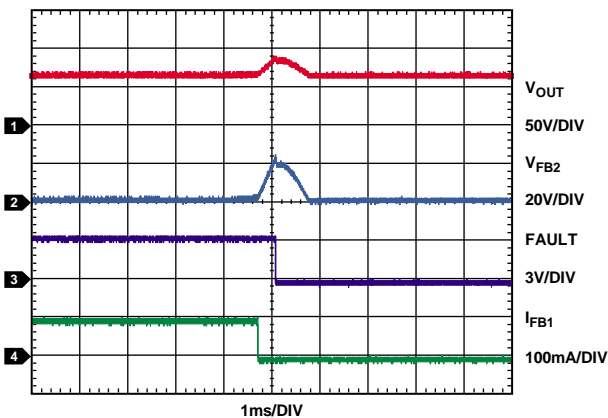


图15. LED开路保护(FB2上的LED开路)

10555-015

工作原理

ADD5211利用PWM升压控制器产生所需的最小输出电压，从而驱动LED串，LED电流通过编程设置。这种电流模式控制架构可提供快速瞬态响应，同时保持稳定的输出电压。升压转换器为LED串提供功率，4个电流吸收器通过动态裕量控制机制控制LED电流以提高效率。

电流模式升压开关控制器

ADD5211是一款电流模式PWM升压控制器，以200 kHz到1.2 MHz的固定开关频率工作。开关频率由连接在FREQ引脚与AGND之间的外部电阻设置。内部跨导误差放大器将最小裕量电压(在FB1、FB2、FB3和FB4引脚上监控)与内部基准电压进行比较，以在COMP引脚上产生一个误差电流。COMP引脚和AGND之间连接的电阻和电容将该误差电流转换为误差电压。

开关周期开始时，MOSFET接通，电感电流缓升。MOSFET电流由电流检测电阻(R_{CS})测量并转换为电压，增加到斜坡电阻(R_{RAMP})的稳定斜率补偿斜坡上。由此所得的电压和经过电流检测放大器，产生电流检测电压。在轻负载下，转换器也可工作在断续模式，通过跳脉冲调制维持输出电压调节。

ADD5211的电流模式调节系统可提供快速瞬态响应，同时保持稳定的输出电压。通过选择合适的电阻-电容网络(连接在COMP与AGND之间)，可以优化稳压器的响应以适应各种不同的输入电压、输出电压和负载电流。

输入电压

ADD5211可直接从VIN引脚供电，支持4.5 V至40 V的电压。VIN引脚上的电压必须超过 V_{UVLOR_VIN} (典型值4.0 V)才能启动。ADD5211有两个线性调节器：一个3.3 V线性调节器(VDD)为内部控制电路供电；一个5.1 V线性调节器(VDR)为内部GATE_P和GATE_N驱动器供电。

UVLO引脚

UVLO引脚用于控制ADD5211启动的VIN电压。该功能利用输入电压和UVLO引脚之间连接的电阻分压器实现，如图16所示。

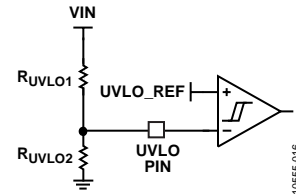


图16. 欠压闭锁电路

启动电压由UVLO引脚的电阻分压器确定，可利用下式计算：

$$V_{IN(START)} = (1.19 \text{ V}/R_{UVLO2}) \times (R_{UVLO1} + R_{UVLO2})$$

为了用最低的VIN电平启动器件，应选择100 kΩ(或更大)的 R_{UVLO1} 值，且不连接 R_{UVLO2} 。如果从单独的电压源控制UVLO，应确保该电压源与UVLO引脚之间串联一个100 kΩ(或更大)的电阻。

使能和禁用

要使能ADD5211，EN引脚的电压必须高于2.2 V。要禁用ADD5211，EN引脚的电压必须低于0.8 V。内部500 kΩ电阻连接在EN与AGND之间。

内部3.3 V稳压器(VDD)

ADD5211内置一个3.3 V线性调节器(VDD)，用于偏置内部控制电路。VDD稳压器需要一个1 μF旁路电容。将此旁路电容放在VDD与AGND之间，尽可能靠近VDD引脚。

内部5.1 V稳压器(VDR)

ADD5211内置一个5.1 V线性调节器(VDR)，用于为MOSFET栅极驱动器供电。VDR稳压器需要一个1 μF旁路电容。将此旁路电容放在VDR与AGND之间，尽可能靠近VDR引脚。

频率

ADD5211升压转换器开关频率(f_{sw})可通过外部电阻 R_{FREQ} 在200 kHz至1.2 MHz范围内调整(参见图17)。

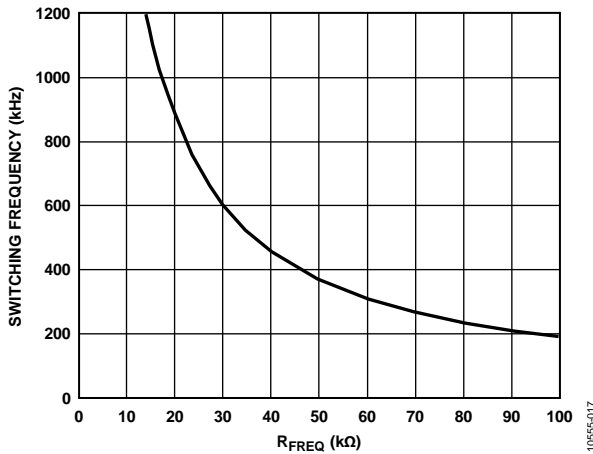


图17. 开关频率与 R_{FREQ} 的关系

也可利用下式来计算典型开关频率：

$$f_{sw} \text{ (kHz)} = \frac{19,000}{R_{FREQ} \text{ (k}\Omega)} - \frac{30,000}{(R_{FREQ} \text{ (k}\Omega))^2}$$

软启动

启动时，SS引脚的电压缓慢上升，利用内部 $2.1 \mu\text{A}$ (典型值)电流源给软启动电容(C_{SS})充电。峰值电感电流跟随SS引脚斜坡，提供一条受控启动曲线。当SS引脚达到最终值 1.19 V (典型值)时，软启动周期完成。必须将一个电容连接到SS引脚。软启动时间可通过下式计算：

$$t_{ss} = (C_{SS} \times 1.19 \text{ V}) / 2.1 \mu\text{A}$$

对于典型设置， 27 nF 软启动电容所导致的启动时输入电流过冲可以忽略不计，因此适合大多数应用。然而，如果使用异常大的输出电容，则需要较长的软启动周期以防止输入浪涌电流和升压开关调节器的输出电压过冲。相反，如果需要快速启动，可以降低软启动电容值，以便升压输出能快速启动，但启动期间的开关峰值电流和升压输出过冲也更大。

**LED电流调节
电流吸收器**

ADD5211内置4个电流吸收器，以便为各LED串提供精确的吸电流。各LED串的电流可利用外部电阻在 40 mA 到 200 mA 范围内调整。未使用的FBx引脚应连接到LGND。

如果ADD5211电流吸收器电压大于 45 V ，则与电流吸收器并联的齐纳二极管和 $410 \text{ k}\Omega$ 电阻被激活(参见图18)。

设置LED电流

如图22所示，ADD5211有一个LED电流设置引脚(ISET)。ISET引脚与AGND之间的电阻(R_{SET})在 40 mA 到 200 mA 范围内调整LED电流。LED电流可通过下式设置：

$$I_{LED} \text{ (mA)} = 1500 / R_{SET} \text{ (k}\Omega)$$

相应的最小电流吸收器电压(FB_REF)由下式给出：

$$FB_REF = 0.23 + 0.0041 \times I_{LED} \text{ (mA)}$$

其中， $40 \text{ mA} < I_{LED} < 200 \text{ mA}$ 。

如果仅使用一串或两串LED，则并联FBx引脚并相应地调整 R_{SET} 最有效。这种配置可实现最低 V_{FB} 工作电压并提高效率。例如，若要以 100 mA 驱动两串LED，则将FB1和FB2并联用于一串LED，将FB3和FB4并联用于另一串LED。然后，将 R_{SET} 设置为 $30.1 \text{ k}\Omega$ (50 mA)。现在，最小FBx电压为 0.44 V (典型值)，而不是 0.64 V (典型值)。图23给出了一个两串应用示例。

PWM调光控制

ADD5211可利用PWM引脚上的外部PWM信号控制LED亮度。PWM输入上的逻辑高电平信号使能LED电流吸收器，逻辑低电平信号禁用LED电流吸收器。如果PWM输入保持低电平 50 ms ，ADD5211将停止调节，进入关断模式。如果PWM输入在ADD5211关断后回到高电平，器件将启动新的软启动序列。

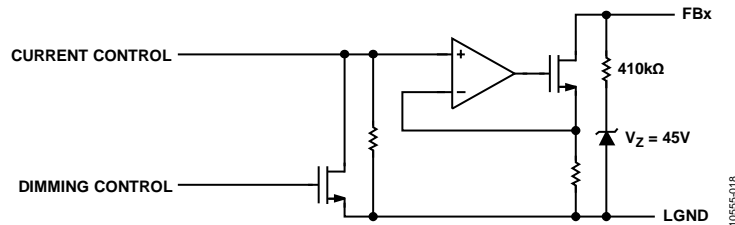


图18. 电流吸收器电路

故障保护

ADD5211的故障保护功能包括输出过压保护、LED短路保护、LED开路保护、升压输出短路保护和热关断。FAULT引脚为上述某些状况提供报警(参见表7)。

升压输出过压保护(OVP)

ADD5211内置过压保护(OVP)电路,防止输出电压因为某种原因变得过大时损坏器件。OVP利用升压输出与OVP引脚之间连接的电阻分压器实现。当OVP引脚电压达到2.5 V(典型值)时,升压控制器停止切换,导致输出电压和OVP引脚电压降低。当OVP引脚电压降至OVP下降阈值(典型值2.4 V)以下时,升压转换器恢复切换。

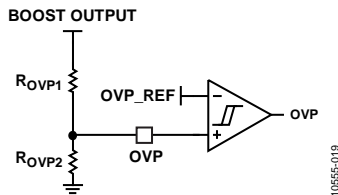


图19. 升压输出过压保护电路

OVP阈值计算公式如下:

$$V_{OUT_OVP} = (2.5 \text{ V}/R_{OVP2}) \times (R_{OVP1} + R_{OVP2})$$

LED短路保护

如果LED串中的某个LED短路,连接到故障LED串的FBx引脚电压将提高以调节LED电流。如果此FBx引脚电压达到正常工作期间的LED短路保护阈值(LSD引脚电压的10倍),ADD5211将禁用连接到短路LED串的FBx引脚,并下拉FAULT引脚。

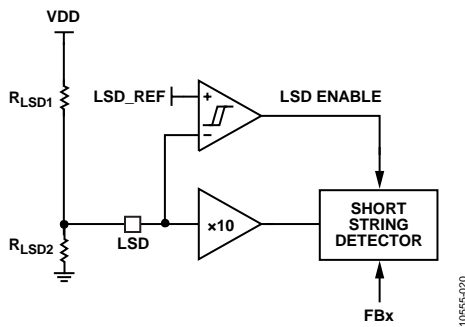


图20. LED短路保护电路

LED短路保护阈值计算公式如下:

$$V_{LSD} = (3.3 \text{ V}/(R_{LSD1} + R_{LSD2})) \times R_{LSD2}$$

$$V_{LED_SHORT_THRESHOLD} = 10 \times V_{LSD}$$

要禁用LED短路保护,可将LSD引脚电压设置为大于3 V的值,或将该引脚连接到VDD引脚。

LED开路保护

ADD5211内置裕量控制电路,其作用是最大程度地降低各电流吸收器的功耗。因此,通过调节升压转换器的输出电压可实现最小反馈电压。正常工作期间,若有任何LED串开路,电流吸收器电压(V_{FBx})将接近0 V。如果 V_{FBx} 小于100 mV(典型值)且升压转换器输出电压达到 V_{OUT_OVP} ,则LED开路保护激活。然后,ADD5211禁用开路LED串,拉低开漏故障指示器。其余LED串继续正常工作。如果所有LED串全部开路,则ADD5211关断。

升压输出短路保护(SCP)

ADD5211内置SCP电路,用以防止肖特基二极管开路或升压转换器输出短路至地导致升压转换器损坏。当OVP引脚电压低于100 mV(典型值)时,升压转换器停止切换,直到OVP电压升至150 mV(典型值)。在升压转换器软启动期间,SCP功能禁用。

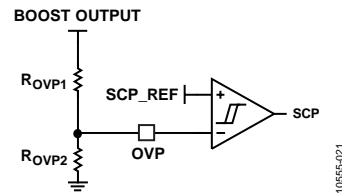


图21. 升压输出短路保护电路

升压输出短路保护阈值计算公式如下:

$$V_{OUT_SCP} = (0.15 \text{ V}/R_{OVP2}) \times (R_{OVP1} + R_{OVP2})$$

热关断(TSD)

热过载保护可防止过高功耗导致ADD5211过热和损坏。当结温(T_j)超过150°C(典型值)时,热传感器立即激活故障保护,进而关断器件以便让其冷却。当芯片结温(T_j)低于125°C(典型值)时,器件重新启动。

表7. 故障保护

故障	说明	升压调节响应	FAULT引脚状态
升压输出过压	$V_{OVP} > OVP_REF$	停止切换, 直到 $V_{OVP} < 2.4\text{ V}$ (典型值)	开路
LED串短路	$V_{FBx} > 10 \times V_{LSD}$; PWM引脚为高电平	短路LED串禁用, 其他LED串正常工作	下拉
LED串开路	$V_{FBx} < 0.1\text{ V}$; $V_{OVP} > OVP_REF$; PWM引脚为高电平	开路LED串禁用, 其他LED串正常工作	下拉
R _{SET} 短路至AGND	R _{SET} 短路至AGND	ADD5211关断; R _{SET} 回到正常电阻 范围时自动重启	开路
升压输出短路	软启动后 $V_{OVP} < 100\text{ mV}$ (典型值)	ADD5211关断; V_{OVP} 升至150 mV (典型值)以上时自动重启	下拉
热关断	$T_J > 150^\circ\text{C}$ (典型值)	ADD5211关断; T_J 降至125°C (典型值)以下时自动重启	下拉

应用信息

布局布线指南

为了实现较高的效率、良好的调节性能和出色的稳定性，PCB布局必须合理。设计PCB时应遵循下列一般原则：

- 确保大电流环路($C_{IN} \rightarrow L1 \rightarrow Q1 \rightarrow R_{CS} \rightarrow C_{IN}$ 地)尽可能短。
- 确保大电流环路($C_{IN} \rightarrow L1 \rightarrow D1 \rightarrow C_{OUT} \rightarrow C_{IN}$ 地)尽可能短。
- 大电流走线应尽量短、尽量宽。
- 连接到L1、Q1和D1的节点应远离COMP等敏感走线，以防走线耦合。如果此类走线必须相互靠近，二者之间应放置一条地走线用作屏蔽。
- 补偿元件应尽可能靠近COMP引脚。
- 使用散热通孔和焊盘，散热焊盘的尺寸应与封装底部的裸露焊盘相同。

散热

使用表贴电源IC或外部功率开关时，PCB常常可用作散热器。这是利用PCB的覆铜面积传输器件热量而实现的；最大限度地扩大该面积可优化散热性能。

升压器件选择

计算电感峰值电流和占空比

要选择最佳外部元件，第一步是计算电感峰值电流和最大占空比。电感峰值电流计算公式如下：

$$I_{PK} = I_{L(AVG)} + (\Delta I_L / 2)$$

其中：

$$\Delta I_L = (V_{IN} \times D) / (L \times f_{SW})$$

$$I_{L(AVG)} = (4 \times I_{LED}) / (\eta \times (1 - D))$$

I_{LED} 为每串的LED电流。

D 为占空比($D = (V_{OUT} - V_{IN}) / V_{OUT}$)。

验证最差情况占空比不超过表2给出的最大允许值(89%)。对于最差情况占空比，使用最小 V_{IN} 和最大 V_{OUT} 。最大 V_{OUT} 计算公式如下：

$$V_{OUT_MAX} = N \times V_{F_MAX} + 1 \text{ V}$$

其中：

N 为每串的LED数。

V_{F_MAX} 为最大LED正向电压。

选择电感

选择电感时，应考虑以下电感特性：电感、最大饱和电流、电阻(DCR)和物理尺寸。

选择一个电感，使 ΔI_L 为 $I_{L(AVG)}$ 的20%到40%。

$$L = \frac{V_{IN} \times D \times (1 - D)}{0.3 \times f_{SW} \times I_{OUT}}$$

其中， I_{OUT} 是所有串的总LED电流。

饱和电流一般是指电感降低30%时的电流。确保此电流大于计算得到的电感峰值电流。

在满足电感和饱和电流要求的电感中，选择一种能够实现DCR与应用布局最佳平衡的电感。电感的DCR引起的功耗为：

$$P_L = DCR \times I_{L(AVG)}^2$$

选择电流检测(CS)电阻

要计算最差情况电感峰值电流，应使用最大占空比、最小电感和最低开关频率。然后按照下式选择电流检测电阻(R_{CS})：

$$R_{CS} = CS_{LIMIT(MIN)} / I_{PK(MAX)}$$

确保所选的电感能够承受该电流检测电阻提供的最大峰值电流。

$$I_{PK(CS)} = CS_{LIMIT(MAX)} / R_{CS(MIN)}$$

检测电阻的功耗通过下式计算：

$$P_{RCS} = D \times R_{CS} \times I_{L(AVG)}^2$$

选择NMOS开关

外部NMOS开关必须具有足够大的漏极源极击穿电压 (BV_{DSS}) 和RMS电流额定值。击穿电压额定值至少应为：

$$BV_{DSS} > V_{OUT(MAX)} + 10 \text{ V}$$

RMS电流额定值至少应超过：

$$I_{NMOS(RMS)} = I_{L(AVG)} \times \sqrt{D}$$

NMOS开关的功耗包括两部分：RDS_{ON} 损耗和开关损耗。

这些损耗可通过下式计算：

$$P_{NMOS(RDSON)} = D \times RDS_{ON} \times I_{L(AVG)}^2$$

$$P_{NMOS(SW)} = 0.5 \times V_{OUT} \times I_{L(AVG)} \times (t_r + t_f) \times f_{SW}$$

上升和下降时间 (t_r 和 t_f) 是 ADD5211 栅极驱动器强度和 NMOS 栅极电容的函数。典型值如表 2 所示，但这些时间会因使用的功率 FET 不同而有较大差别。因此， t_r 和 t_f 最好是在应用中测量。

选择二极管

选择二极管必须确保低正向电压 (VF) 和快速切换时间。一般而言，快速肖特基二极管可提供最佳性价比。确保击穿电压 (V_D) 大于最大 V_{OUT} 并加上一定的裕量。另外还应确保二极管的额定电流大于输出电流 (总 LED 电流)。二极管的功耗如下：

$$P_{DIODE} = V_F \times I_{OUT}$$

选择 C_{OUT}

为了确保稳定性并降低输出电压纹波，特别是当 LED 电流的 PWM 调光有效时，输出电容应在 4.7 μF 到 22 μF 范围内。

升压转换器环路增益计算

总闭环增益计算公式为 $G_{EA} \times G_p(s)$ 。 G_{EA} 为补偿增益。 $G_p(s)$ 为控制至输出增益。 $G_p(s)$ 为功率级的增益，包括 L、 C_{OUT} 和 PWM 调制器。 $G_p(s)$ 增益为：

$$G_p(s) =$$

$$A_{PS} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{2 \times \pi \times f_{ZESR}}\right) \times \left(1 - \frac{s}{2 \times \pi \times f_{RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{2 \times \pi \times f_{LFP}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{Q_n \times 2 \times \pi \times f_n} + \frac{s^2}{(2 \times \pi \times f_n)^2}\right)}$$

其中， A_{PS} 为直流增益，包括 PWM 调制器增益，如下所示：

$$A_{PS} = \frac{(1-D) \times V_{OUT} \times G_{CS}}{2 \times R_{CS} \times 4 \times I_{LED}}$$

$G_p(s)$ 计算公式显示有两个零点 (f_{ZESR} 和 f_{RHP})。 f_{ZESR} 零点由输出电容的 ESR 形成。由于该应用使用陶瓷电容，此值应很小，通常可忽略不计。零点的计算公式如下：

$$f_{ZESR} = \frac{1}{2 \times \pi \times ESR \times C_{OUT}}$$

右半平面零点 (f_{RHP}) 计算公式为：

$$f_{RHP} = \frac{V_{OUT}}{2 \times \pi \times L \times 4 \times I_{LED}} \times \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}}\right)^2$$

RHP 零点导致增益提高，但相位下降。 f_{RHP} 与很多变量有关，非常难以补偿。因此，选择的环路穿越频率最好远低于看到此 RHP 零点造成相位下降的频率。通常，该频率比 RHP 零点的频率低一个数量级。

$G_p(s)$ 也提供了两个极点： f_{LFP} 和 f_n 。低频极点 (f_{LFP}) 由输出电容形成，计算公式为：

$$f_{LFP} = \frac{4 \times I_{LED}}{\pi \times V_{OUT} \times C_{OUT}}$$

f_n 为电流检测采样操作形成的双极点。它始终位于开关频率的一半处。

如果 Q_n (质量因数) 无充分阻尼， f_n 双极点将变得不稳定。 Q_n 通过增加外部斜坡补偿 (S_e) 来阻尼。

$$Q_n = \frac{1}{\pi \times \left(-D + 0.5 + (1-D) \times \frac{S_e}{S_n}\right)}$$

其中：

$$S_e \text{ 为外部斜坡补偿} = 75\% \times ((V_{OUT} - V_{IN})/L)$$

$$S_n \text{ 为电感上斜坡} = V_{IN}/L$$

外部斜坡补偿斜率通常设置为反射在检测电阻上的电感下斜坡的 50% 至 75% 的值。考虑到参数变化范围很宽，最好接近 75%。

$$R_{RAMP}(\Omega) = \frac{3}{4} \times \frac{R_{CS} \times (V_{OUT} - V_{IN})}{45 \mu\text{A} \times f_{SW} \times L}$$

ADD5211

补偿元件选择

为提高穿越频率(高于LFP频率), 必须采取某种相位增强措施。ADD5211工作在电流模式, 只有一个零点就能抵消 f_{LFP} 。因此, II型补偿器应当足够。该补偿器(见图2)有一个增益 G_{EA} , 其计算公式如下:

$$G_{EA} = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times g_m \times \frac{s \times R_C \times C_C + 1}{s \times C_C}$$

G_{EA} 在原点提供一个零点和一个极点, 如下所示:

$$f_{zEA} = 1/(2\pi \times R_C \times C_C)$$
$$f_{pEA} = 1/(2\pi \times R_O \times C_C)$$

其中, R_O 是误差放大器的输出阻抗。

为了增强相位并提高穿越频率, 应将补偿零点(f_{zEA})放在LFP极点或附近。这种安排使得 C_C 满足以下公式:

$$C_C = \frac{V_{OUT} \times C_{OUT}}{2 \times R_C \times I_{OUT}}$$

这些值可能需要经过实验上的调整, 以便在所有工作条件和容差下实现满意的相位裕量。表8列出了开关频率为360 kHz和1 MHz时的推荐值。

表8. 补偿元件推荐值

fsw (kHz)	L (μH)	C _{OUT} (μF)	R _{RAMP} (kΩ)	R _C (Ω)	C _C (μF)
360	33	10	6.81	100	2.2
1000	22	4.7	6.81	100	1.0

典型应用电路

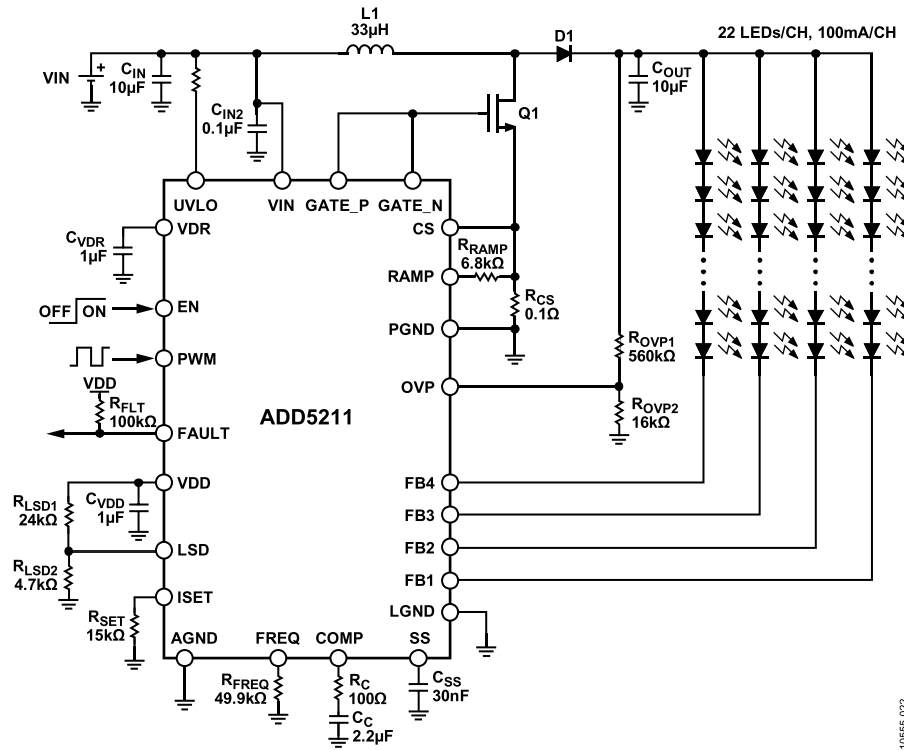


图22. 典型四串应用电路

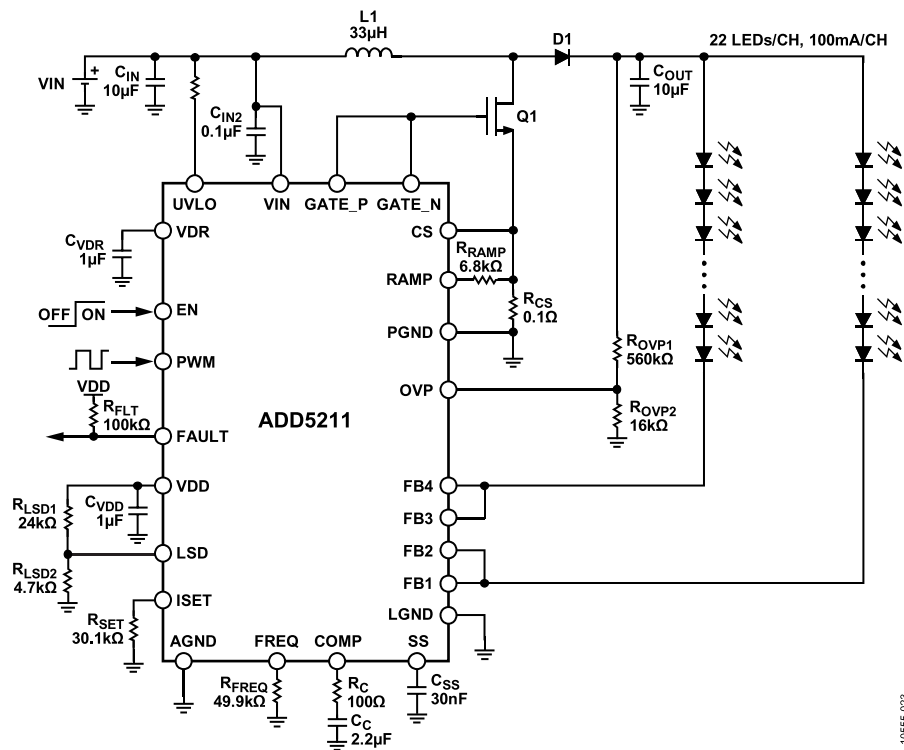
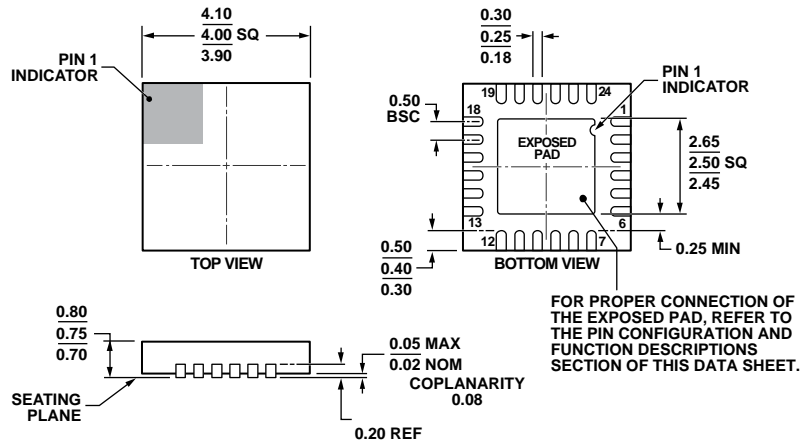


图23. 典型两串应用电路

外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-WGGD.

图24. 24引脚引线框芯片级封装[LFCSP_WQ]
4 mm x 4 mm, 超薄体
(CP-24-7)
图示尺寸单位: mm

112108-4

订购指南

型号 ¹	温度范围	封装描述	封装选项
ADD5211ACPZ-R7	-40°C至+125°C	24引脚 LFCSP_WQ, 7"卷带和卷盘	CP-24-7
ADD5211ACPZ-RL	-40°C至+125°C	24引脚 LFCSP_WQ, 13"卷带和卷盘	CP-24-7
ADD5211CP-EVALZ		评估板和LED阵列	

¹ Z = 符合RoHS标准的器件。

注释

ADD5211

注释