

超低 EMI、32 步一线调光、电感升压型白光 LED 驱动器

特性

- 专有的 EES™ 技术有效降低 EMI 干扰
- 专有的 RNS 技术
- 独特的 Q-Mirror™ 恒流驱动架构
- 支持最多 10 颗串联白光 LED
- 0.8MHz 固定工作频率
- 32 步一线脉冲计数调光
- 内置软启动功能，限制启动时的浪涌电流
- 内置过流保护、过温保护、过压保护
- 关断电流：<1uA
- 纤小的 SOT23-5L 封装

应用

- 蜂窝电话
- 数码相机
- PDA、MP3
- 便携式导航设备

描述

AW9910 是一款高效率、电感升压型白光 LED 驱动芯片。采用 32 步一线脉冲计数调光，可驱动高达 10 颗白光 LED。内部采用恒压、恒流双环路控制方式，提高了系统的性能及抗干扰能力。内置过流保护、LED 开路保护及过温保护，防止芯片进入异常工作状态。

AW9910 采用专有的 RNS 技术，有效保护芯片内部不受 TDD 等 RF 噪声的影响。

AW9910 采用独特的 Q-Mirror™ 恒流驱动架构，在 ILED 引脚电压被外界干扰的情况下最大限度地保证输出电流不变，有效地避免了传统外置电阻架构输出电流随 FB 电压波动发生变化的问题。

AW9910 采用专有的 EES™ (Electromagnetic Emission Suppression) 技术，极大地降低了 EMI 干扰，大大提高了手机等手持设备的接收灵敏度。

AW9910 采用纤小的 SOT23-5L 封装，芯片工作额定温度为 -40°C 至 85°C。

引脚分布及标记图

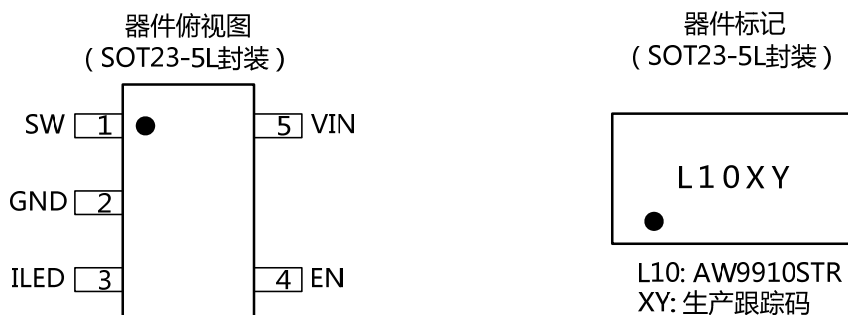


图 1 AW9910 引脚分布及标记

引脚定义及功能

SOT23-5L 引脚定义:

序号	符号	描述
1	SW	开关引脚，外部连接电感和肖特基二极管。
2	GND	接地引脚，应连接至 PCB 上的铺地层。
3	ILED	LED 电流输出引脚，连接至 LED 的阴极。
4	EN	使能引脚，内置 200K Ω 的下拉电阻。
5	VIN	芯片电源电压输入引脚，必须加 1 μ F 以上的输入电容。

典型应用图

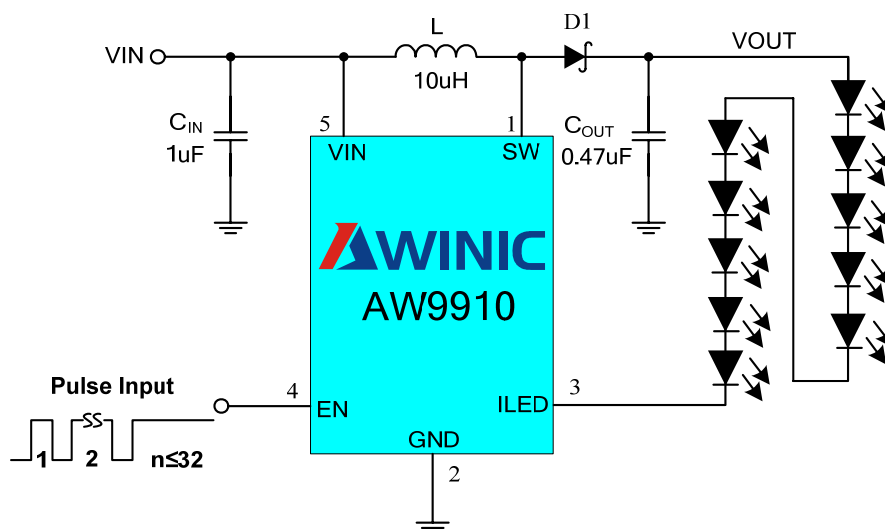
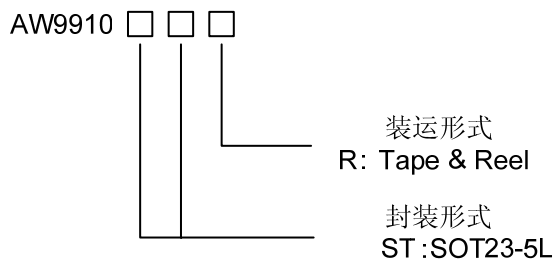


图 2 AW9910 典型应用图

订购信息

产品型号	工作温度范围	封装形式	RoHS	器件标记	发货形式
AW9910STR	-40℃~85℃	SOT23-5L	是	L10	卷带包装 3000 片/盘



绝对最大额定值（注 1）

参数	范围
电源电压, VIN	-0.3V to 6V
开关引脚, SW	-0.3V to 42V
其他引脚	-0.3V to 6V
功耗 (P _{Dmax} , package@T _A =25℃)	
SOT23-5L	0.386W
封装热阻 θ _{JA}	
SOT23-5L	260℃/W
最大结温 T _{Jmax}	125℃
存储温度范围	-65℃ to 150℃
引脚温度 (焊接 10 秒)	260℃

注 1: 如果器件工作条件超过上述各项极限值, 可能对器件造成永久性损坏。上述参数仅仅是工作条件的极限值, 不建议器件工作在推荐条件以外的情况。器件长时间工作在极限工作条件下, 其可靠性及寿命可能受到影响。

电气特性

测试条件: $V_{IN}=3.7V$, $C_{IN}=10\mu F$, $C_{OUT}=0.47\mu F$, $I_{OUT}=20mA$, $L=10\mu H$, $T_A=25^{\circ}C$ (除非特别说明)

参数		条件	最小	典型	最大	单位
电源输入						
V_{IN}	输入电压		2.7		5.5	V
I_Q	静态电流	FB=1.5V, No Switching		675	800	μA
I_{IN}	工作电流	FB=0V, Switching		1.7	2.2	mA
I_{SHDN}	关断电流	$V_{EN}<0.4V$		0.1	1	μA
系统参数						
$R_{DS(ON)}$	NMOS 导通内阻	$T_A=25^{\circ}C$		1	1.2	Ω
I_{SW}	SW 引脚漏电流			0.1		μA
I_{LIM}	最大限流			1		A
I_{LED}	LED 设定电流			20		mA
F_{OSC}	开关频率		0.6	0.8	1	MHz
Dmax	最大占空比限制		92	95		%
T_s	软启动时间			400		μs
OVP	过压保护电压	从 V_{OUT} 端测量值		38		V
T_{OTP}	过温保护门限			157		$^{\circ}C$
T_{hys}	温度迟滞			40		$^{\circ}C$
一线脉冲调光控制						
T_{HI}	EN 高电平持续时间	$V_{IN}=2.7V\sim 4.5V$	0.5	2	20	μs
T_{LO}	EN 高电平持续时间	$V_{IN}=2.7V\sim 4.5V$	0.5	2	20	μs
使能引脚 EN						
V_{IH}	逻辑高电平		1.4			V
V_{IL}	逻辑低电平				0.3	V
R_{EN}	内置下拉电阻			200		K Ω
T_{SHDN}	关机延迟	当 EN 由 1 变为 0, AW9910 从正常工作到彻底关机的延迟	1			ms

功能框图

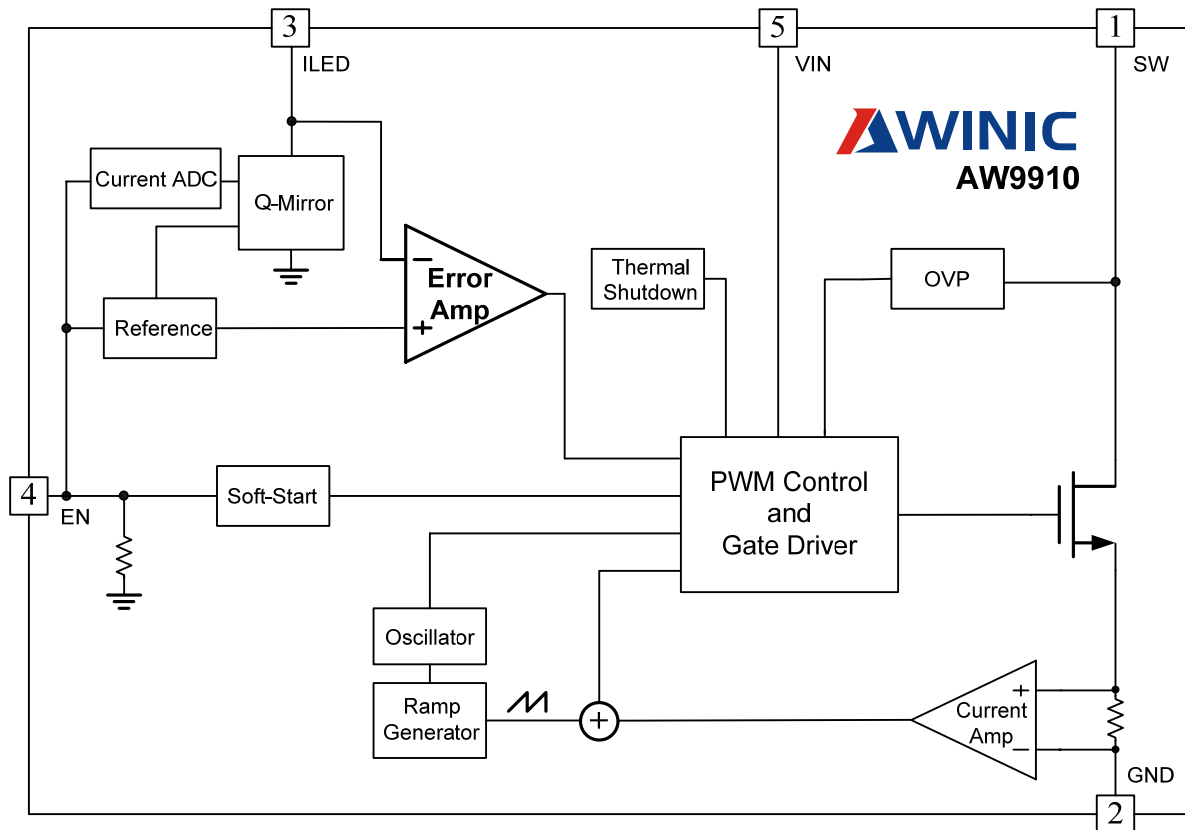
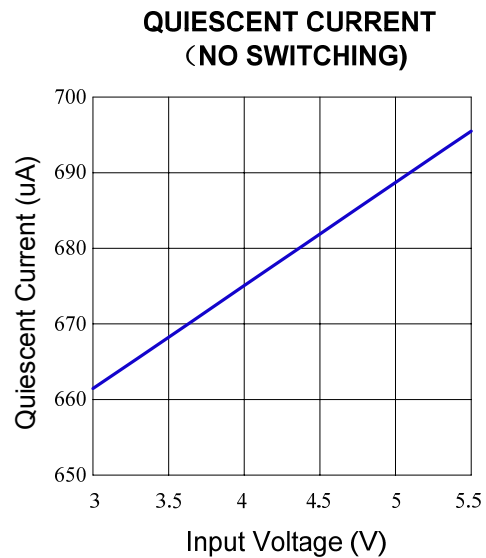
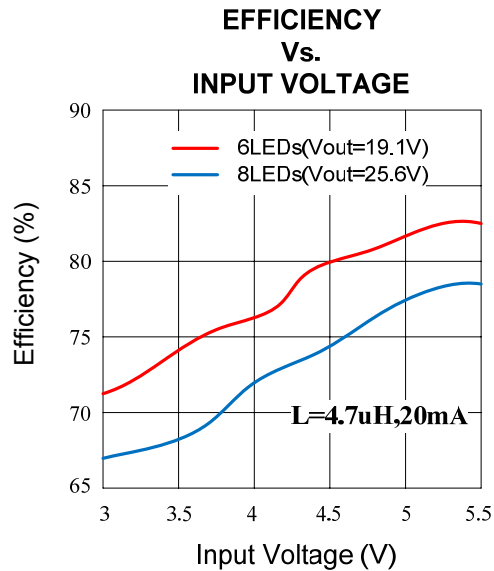
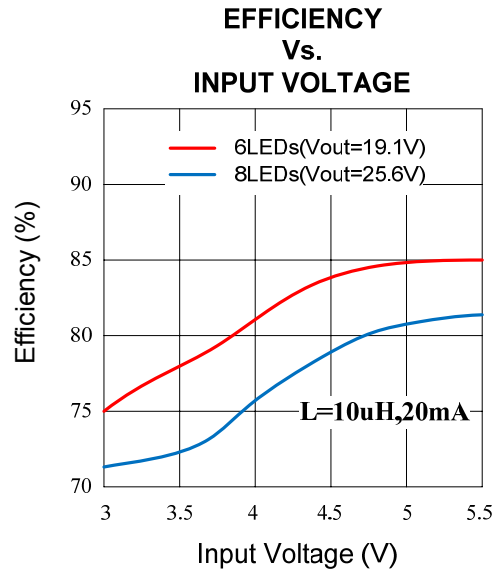
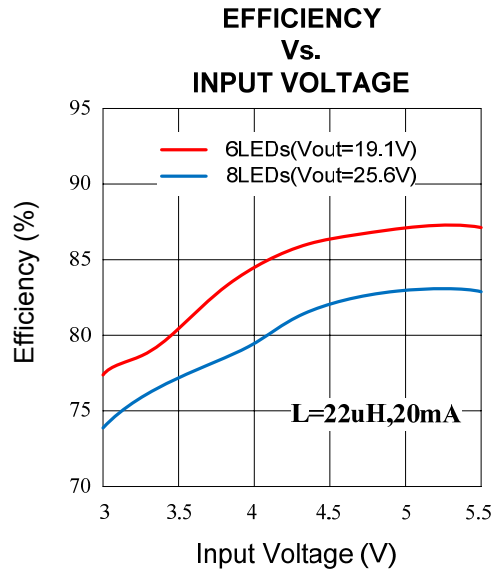


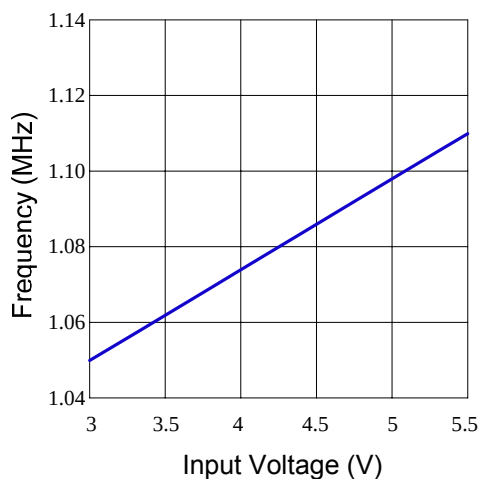
图 3 AW9910 功能框图

典型特性曲线

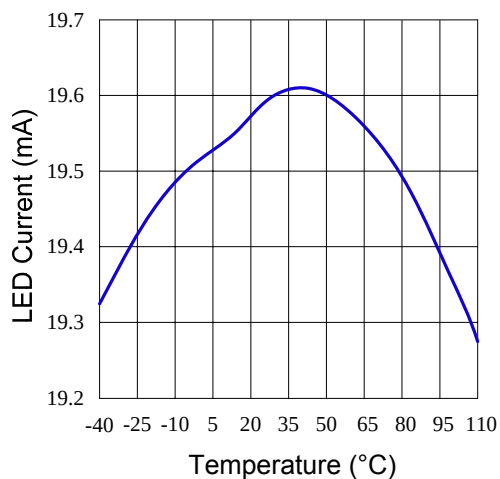
测试条件: $V_{IN}=3.6V$, $I_{LED}=20mA$, 8 颗串联 LEDs, $L=10\mu H$, $C_{IN}=10\mu F$, $C_{OUT}=0.47\mu F$, $Temp=25^{\circ}C$



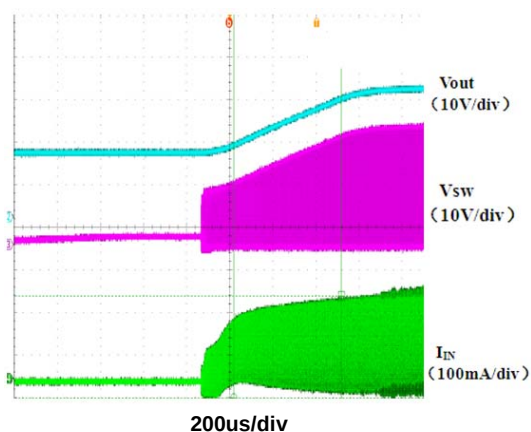
**FREQUENCY
Vs.
INPUT VOLTAGE**



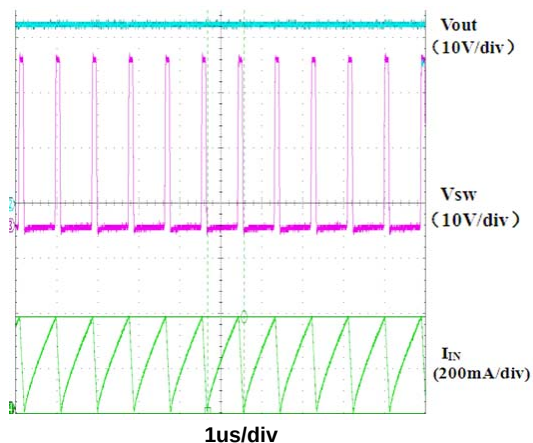
**CURRENT
Vs.
TEMPERATURE**



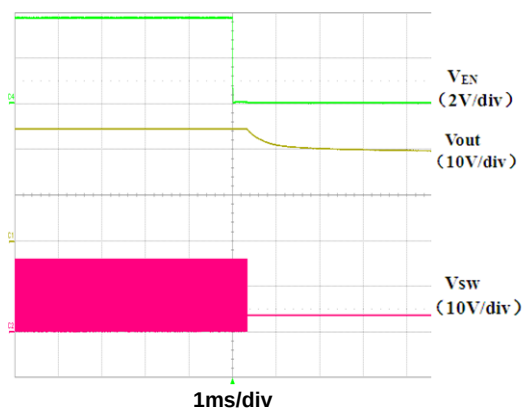
SOFT START FROM EN



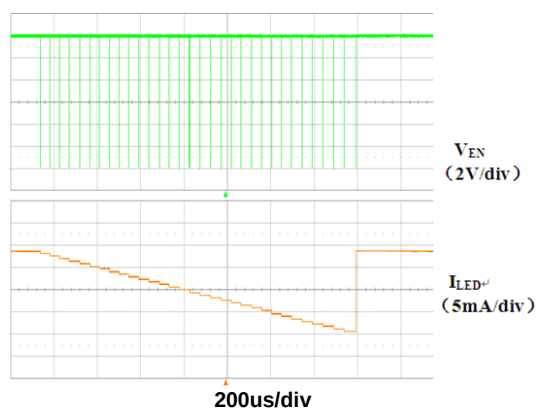
STEADY STATE



SHDN FROM EN



ONE WIRE DIMMING FROM EN



功能描述

环路控制

作为第二代电感升压型背光驱动，AW9910 在传统的恒压控制环路上增加了一个恒流控制环路，恒流环路产生恒定的输出电流，恒压环路产生最低输出电压，双环路控制使得系统性能得到进一步优化。传统外置电阻架构，FB 引脚容易随地波动，从而影响输出电流，而 AW9910 采用内置 Q-Mirror™ 恒流架构，不受外部地波动影响，有效地保证了 LED 电流的恒定输出。采用串联方式，可驱动高达 10 颗白光 LED，保证流过每颗 LED 的电流一致，避免由于 LED 批次差异造成的电流偏差。芯片内部集成了高压功率管，每个时钟的下降沿固定开启，误差放大器的输出与电流信号采样经过 PWM 比较器，精确控制占空比大小。基于传统的电流环控制模式，添加的斜坡补偿信号与采样的电流信号叠加，保证占空比大于 50% 的情况下系统不会发生次谐波振荡。

软启动

AW9910 内置软启动电路，启动阶段的限流值为最大电流的一半，有效限制启动过程中的浪涌电流，确保输出电压缓慢平稳地上升到设定值，不会产生过冲。

过压保护（LED 开路保护）

AW9910 通过每个周期检测 SW 电压，一旦检测其高于设定 OVP 电压值（38V），立即关断开关管，确保输出电压不再继续升高，保护输出电容不被高压损坏。如果由于误操作造成芯片过压保护，在确认故障解除后，可重新上电或通过 EN 引脚将芯片复位，使芯片重新正常工作。

一线脉冲计数调光

AW9910 采用 32 步一线脉冲计数调光原理，每 32 个脉冲为一个循环周期。内部通过 5 bit DAC 电路，通过对每个 EN 上升沿进行计数，实现对 LED 电流的动态调节（见表 1 和图 4）。从图 4 可以看到，EN（芯片的使能管脚）的第一个高电平将 LED 电流设定为最大（20mA），随着脉冲个数的增加，LED 电流按照表 1 线性减小。在 LED 电流配置完成后，EN 引脚需保持为高电平。

一线脉冲调整 LED 电流方法如下：

1. 当前电流大于目标电流，需要发送的脉冲个数为 $n = N_{to} - N_{from}$ ，如从 9（脉冲个数）到 17（脉冲个数），只需再发送 $17 - 9 = 8$ 个脉冲即可将 LED 电流从 15mA 调整到 10mA。
2. 当前电流小于目标电流，采用先增加再回调的方法即可直接计算出需要增加的脉冲个数， $n = N_{to} + 32 - N_{from}$ ，如从 25（脉冲个数）到 9（脉冲个数），只需发送 $9 + 32 - 25 = 16$ 个脉冲即可将 LED 电流从 5mA 变为 15mA。
3. 关机调光，先将 EN 拉低超过 1ms，再送目标电流的脉冲个数进去。

表 1 脉冲个数与电流等级关系

脉冲个数	LED 电流等级	脉冲个数	LED 电流等级
1	32/32	17	16/32
2	31/32	18	15/32
3	30/32	19	14/32
4	29/32	20	13/32
5	28/32	21	12/33
6	27/32	22	11/33
7	26/32	23	10/32
8	25/32	24	9/32
9	24/32	25	8/32
10	23/32	26	7/32
11	22/32	27	6/32
12	21/32	28	5/32
13	20/32	29	4/32
14	19/32	30	3/32
15	18/32	31	2/32
16	17/32	32	1/32

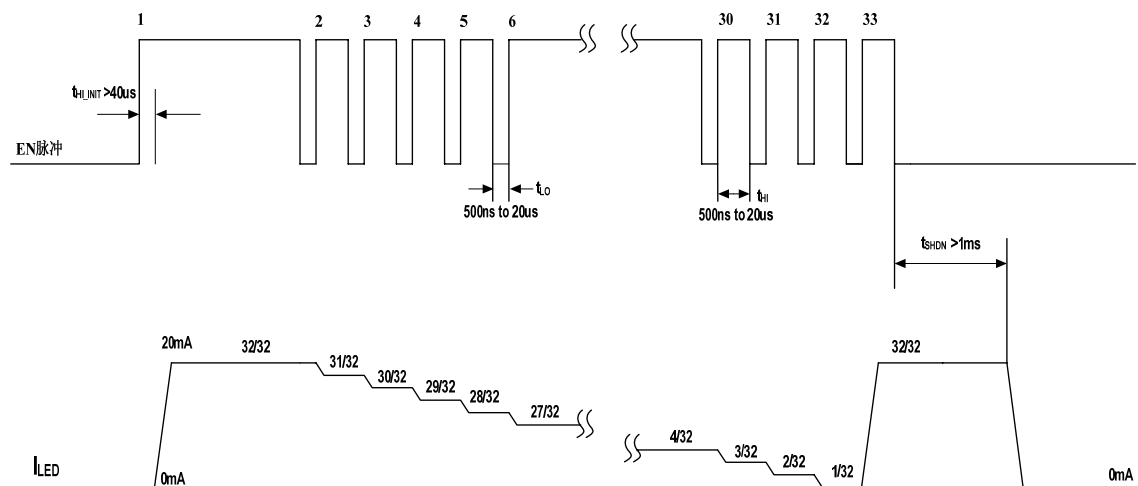


图 4 一线调光时序图

限流保护

AW9910 内置限流保护，每个周期检测流过开关管的电流大小，如果检测到电感峰值电流超过设定值，芯片将自动关断开关管，强制电感进入放电阶段，确保电感峰值电流不超过限流门限。

关断

AW9910 内置关机延迟电路，当 EN 引脚拉低持续时间大于 1ms，AW9910 将被关断，此时的漏电流小于 1uA。

EMI 抑制

AW9910 采用独有的 EES™ 技术，直接对产生 EMI 干扰的源头进行全频段抑制，最大限度地降低 EMI，提高了手机等手持设备的接收灵敏度。

开关电源 EMI 干扰

开关电源产生的干扰，按噪声干扰源种类来分，可分为尖峰干扰和谐波干扰两种；若按耦合通路来分，可分为传导干扰和辐射干扰两种。

噪声干扰源：

1、 开关管（尖峰干扰和谐波干扰）

开关电源产生电磁干扰（EMI）的最根本原因是它们在工作过程中产生高的 di/dt 和 dV/dt 。高 di/dt 和 dV/dt 产生的浪涌电流和尖峰电压形成了干扰源。开关电源中的电压和电流波形大多是接近矩形的周期波。矩形波周期的倒数决定波形的基波频率。脉冲边沿的上升时间或下降时间的倒数决定这些边沿产生的频率分量的频率值，典型的频率在 MHz 范围，其谐波频率可达到几十 MHz 甚至上百 MHz。

2、 二极管（尖峰干扰）

高频整流回路中的整流二极管正向导通时有较大的正向电流流过，在其受反偏电压而转向截止时，由于 PN 结中有较多的载流子积累，因而在载流子消失之前的一段时间里，电流会反向流动，致使载流子消失的反向恢复电流急剧减少而发生很大的电流变化（ di/dt ）。

开关电源产生的尖峰干扰和谐波干扰能量，通过开关电源的输入输出线传播出去而形成的干扰称之为传导干扰；而谐波和寄生振荡的能量，通过输入输出线传播时，都会在空间产生电场和磁场。这种通过电磁辐射产生的干扰称为辐射干扰。

形成电磁干扰的三要素是干扰源、传播途径和受扰设备。因而，抑制电磁干扰也应该从这三方面着手。首先应该抑制干扰源，直接消除干扰原因；其次是消除干扰源和受扰设备之间的耦

合和辐射，切断电磁干扰的传播途径；第三是提高受扰设备的抗干扰能力，减低其对噪声的敏感度。

AW9910 正是从抑制干扰源着手，实现对开关电源 EMI 的有效抑制。通过 FCC-CLASS B 测试结果我们可以看出，全频率范围内 AW9910 具有很好的 EMI 抑制能力。

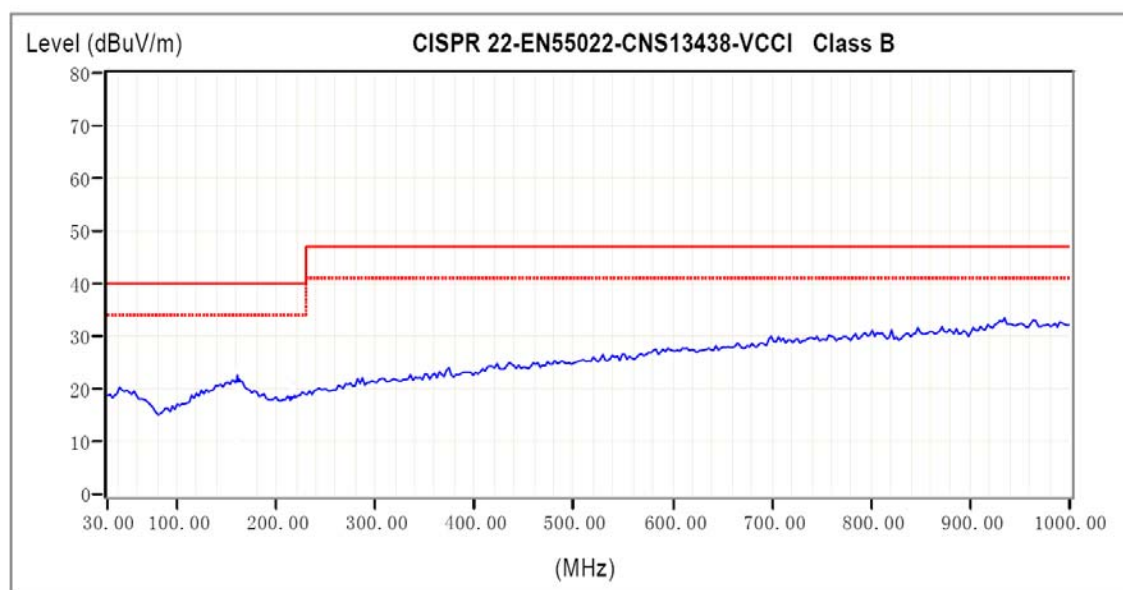


图 5 FCC-CLASS B 测试结果

RNS (RF Noise Suppression)

射频信号尤其是 GSM 信号在工作间隙会产生 burst 电流，引起 217Hz 的电源波动，通过传导耦合到芯片的输入端，而 900MHz 和 1800MHz 的高频射频信号形成了 217Hz 的包络信号，这些包络信号会通过空间辐射干扰芯片的反馈端，严重时可能会引起背光芯片出现闪屏现象。

AW9910 采用艾为独有的 RNS 技术，电路内部自建屏蔽，全面抑制 GSM 工作时产生的传导和辐射干扰，保证芯片正常工作不受外部 RF noise 的影响。

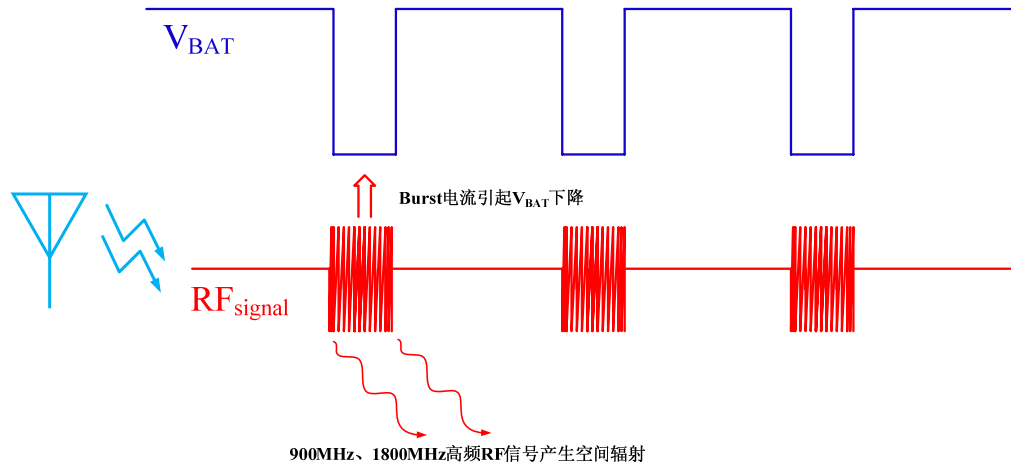


图 6 GSM 工作时产生辐射示意图

应用信息

电感选择

考虑到手机及其他手持设备对小尺寸电感及高效率的需求，尽量选择低磁损耗及低 DCR 的电感以提高效率，同时需要注意所选电感的额定电流须大于芯片工作时的最大电感峰值电流。综上所述，使用 AW9910 时推荐客户选用 10uH~22uH 低 DCR 的电感。

表 2 推荐电感型号及参数

	参数	感值 ($\pm 20\%$)	DCR ($\pm 30\%$)	饱和电流	温升电流	尺寸
生产厂家	型号/单位	uH	Ω	A	A	mm
Sunlord	SWPA3012S100MT	10	0.265	0.6	0.83	3.0x3.0x1.2
	SWPA4018S100MT	10	0.18	1.3	0.84	4.0x4.0x1.8
	SWPA3015S220MT	22	0.46	0.52	0.57	3.0x3.0x1.5
muRata	LQH32PN100MN0	10	0.38	0.75	0.7	3.2x2.7x1.6
	LQH3NPN4R7NG0	4.7	0.26	0.8	0.93	3.0x2.7x0.9
TAIYO YUDEN	NR3012T100M	10	0.29	0.54	0.63	3.0x3.0x1.2

如果您要选择合适的电感，需要关注以下三个参数：电感感值、直流等效内阻（DCR）、额定电流。

感值选择

在未加直流偏置的情况下，电感感值通常会有 $\pm 20\% \sim 30\%$ 的容差。使用小感值电感会导致芯片提前进入非连续模式，电感电流会在一个时钟周期内下降到 0 以下，降低最大输出电流能力，增大输出纹波电压，降低效率。使用大感值的电感会减小环路的相位裕度，可能引起系统的不稳定。

所以使用 AW9910 时推荐客户选用感值为 10 μ H~22 μ H 的电感。

额定电流选择

额定电流又分为饱和电流和温升电流，选择电感时只考虑电感感值是不够的，需要同时保证最大工作电流小于饱和电流和温升电流之间的最小值，一旦输入电流接近饱和电流，电感感值会下降 20%~35%（相对 0~10mA）。如果电感长时间工作在饱和状态，由于内部发热，电感感值严重下降，造成输入电流迅速上升，严重限制驱动能力甚至烧坏电感。

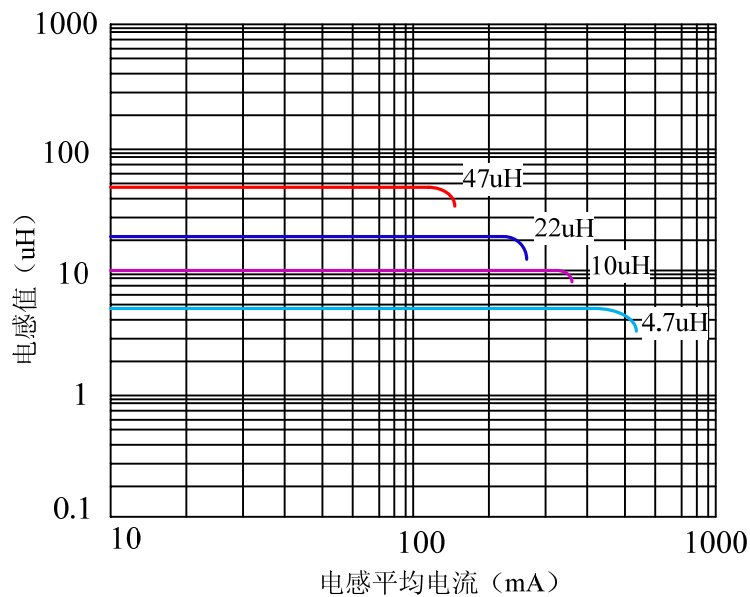


图 7 感值随输入电流变化曲线

输入 DC 电流的计算公式：

$$I_{in} = \frac{V_{out} \times I_{out}}{V_{in} \times \eta}$$

其中 η 为转换效率，一般使用 80%用于计算。

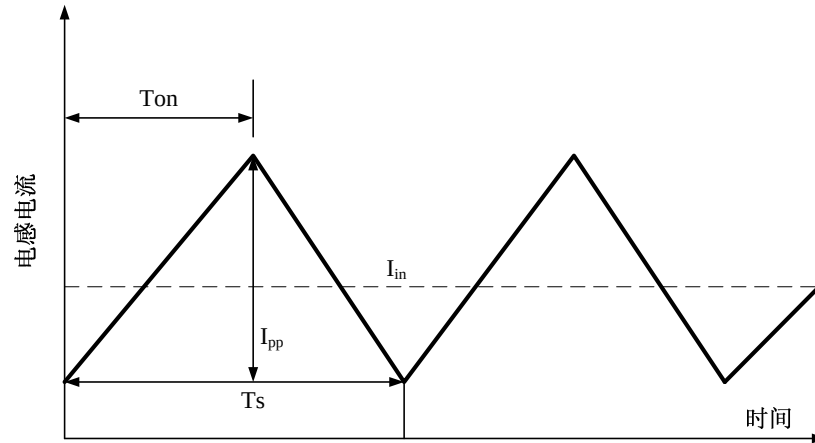


图 8 CCM 模式电感电流波形

电感峰峰值的计算公式：

$$I_{pp} = \frac{V_{in} \times D}{L \times F_s}$$

占空比计算公式如下：

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{out} + V_f - V_{in}}{V_{out} + V_f}$$

其中：

V_{in} 为输入电压

I_{pp} 为电感电流峰峰值

L 为电感感值

V_f 为肖特基二极管正向导通压降

F_s 为开关频率 ($1/T_s$)

V_{out} 为输出电压

电感峰值电流计算公式：

$$I_{peak} = I_{in} + \frac{I_{pp}}{2} = \frac{V_{out} * I_{out}}{V_{in} * \eta} + \frac{V_{in} \times D}{2 \times L \times F_s}$$

通常选择的电感饱和电流比电感工作时的最大峰值电流大 25%。考虑最差情况下的电感峰值电流,取最大的输出电流 I_{out} 和最小的输入电压 V_{in} 。例如:输入电压为 3.2V,输出电压为 25V,输出电流为 22mA (MAX),效率为 70% (低电压下效率降低),肖特基二极管正向导通压降为 0.3V,电感感值为 10uH,开关频率 F_s 为 0.8MHz,对应的 I_{peak} 约为 497mA,选择的电感饱和电流应大于 621mA ($1.25 \times 497mA$)。

直流等效内阻 (DCR)

影响芯片效率的主要因素为输入通路的等效电阻、开关损耗以及肖特基二极管的损耗。在其他条件不变的情况下,电感直流等效内阻 (DCR) 对效率的影响愈发明显。外围条件一致的情况下,DCR 为 100mΩ 与 DCR 为 400mΩ 相比,效率提高 3%~5%。所以使用 AW9910 时推荐客户选择低 DCR 的电感。

肖特基二极管选择

为了保证高效率,使用 AW9910 时推荐您选择低导通压降 (V_F) 以及小寄生结电容的肖特基二极管。从可靠性和耐压方面考虑,需要保证肖特基二极管的平均电流 (I_F 或 I_{FM}) 高于电感的峰值电流 (I_{peak}),同时保证肖特基二极管的反向击穿电压 (V_R 或 V_{RRM}) 高于 OVP 电压。

表 3 推荐肖特基型号及参数

生产厂家	型号	V_F (V)	I_F (mA)	反向击穿电压 (V)
Vishay	B150	0.75	1000	50
	B140	0.52	1000	40
ONsemi	MBRS140	0.6	1000	40

输出电容选择

选择输出电容时应首先保证其耐压值大于芯片正常工作时的最大输出电压。AW9910 的 OVP 电压为 38V,考虑电容的降额使用,输出电容推荐选择 0.47uF /50V。

为了减小输出纹波,使用 AW9910 时推荐客户选择 0.47uF 低 ESR 的输出电容。我们可以通过以下计算得出电容容值及等效串联电阻 (ESR) 与纹波电压的关系。

假定 ESR 为 0,输出纹波 V_{ripple} 与输出电容的关系如下:

$$V_{ripple} = \frac{(V_{out} - V_{in}) \times I_{out}}{V_{IN} \times F_s \times C_{out}}$$

显然,可以通过增大输出电容容值降低输出纹波。

考虑 ESR 后增加的纹波电压公式为：

$$V_{\text{ripple_ESR}} = I_{\text{out}} \times R_{\text{ESR}}$$

相对于钽电容和电解电容，层叠陶瓷电容的等效串联电阻（ESR）最小。

选择电容时还需要注意在不同直流偏压、自谐振频率和温度下的容值降额，保证芯片在正常工作情况下的电容容值变化不大。AW9910 可驱动 8~10 颗白光 LED，考虑到电容的降额，推荐客户选择 X5R 或 X7R 耐压值为 50V 的层叠陶瓷电容作为输出电容。输入电容可选择 1uF 以上的陶瓷电容。

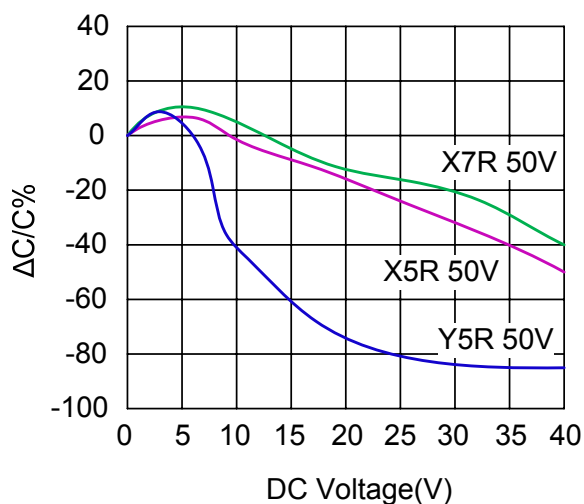


图 9 容值随直流偏压变化曲线

表 4 推荐电容型号及参数

生产厂家	型号	容值(uF)	耐压值 (V)	尺寸	网址
EYANG	C0805X5R474M500NT	0.47	50	0805	www.szeyang.com
	C0603X5R105K500NT	1	50	0603	
muRata	GRM21BR71H474KA88	0.47	50	0805	www.murata.com
	GRM21BR71H105KA12	1	50	0805	

封装热阻

AW9910 内置过温保护模块，保证芯片内部温度小于最大结温。如果检测到芯片内温度超过过温门限 157°C，芯片会立即停止工作，保证芯片内部温度不会继续上升。当芯片内部温度降到 117°C 以下，芯片会自动恢复正常。

AW9910 在正常工作情况下不会进入过温保护。芯片内部最高温度 $T_{J(MAX)}$ 取决于芯片损失的功耗 P_D 、环境温度 T_A 以及封装热阻 θ_{JA} 。我们可以通过下面公式计算：

$$P_{D(MAX)} = \frac{(T_{J(MAX)} - T_A)}{\theta_{JA}}$$

$$T_{J(MAX)} = P_{D(MAX)} \times \theta_{JA} + T_A$$

PCB 制版注意事项

为了使 AW9910 达到最好的性能，PCB layout 及合理的器件布局至关重要。AW9910 PCB 布板须严格遵守以下原则：

- 输入电容 C_{in} 和输出电容 C_{out} 必须分别靠近 V_{in} 和 V_{out} ，并且保证接地良好，降低噪声的耦合。
- 为了减小整个环路的寄生电阻及寄生电感，要求输入电源-电感-肖特基二极管(芯片)-输出的路径短且宽，尽可能保持在一条直线上。
- SW 引脚为高压高频管脚，PCB layout 时须尽量保证图中所示的面积最小，以减小寄生效应。

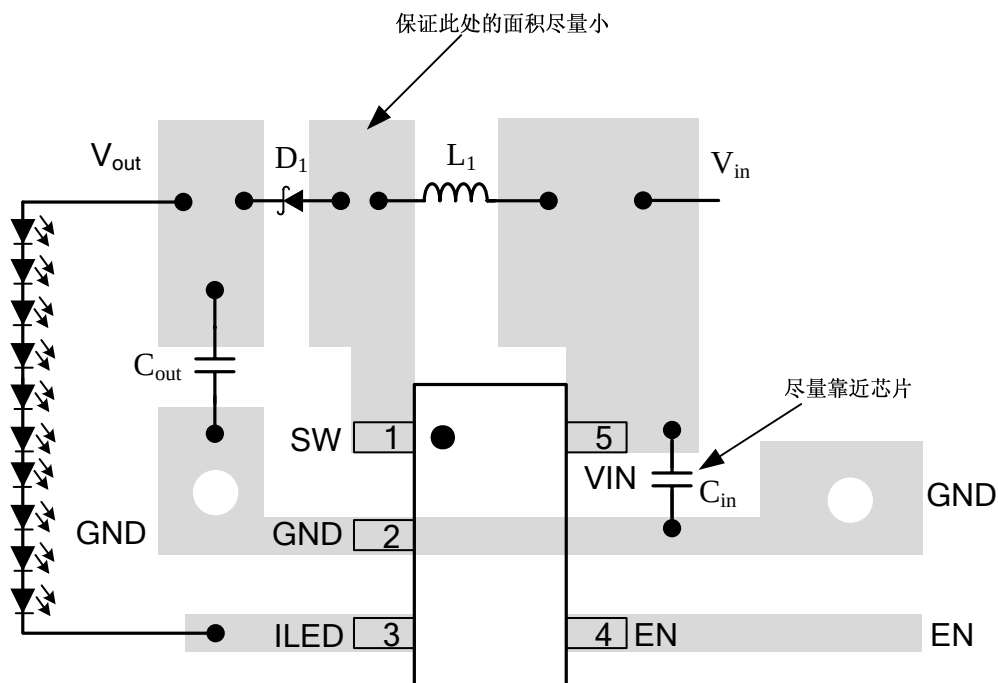
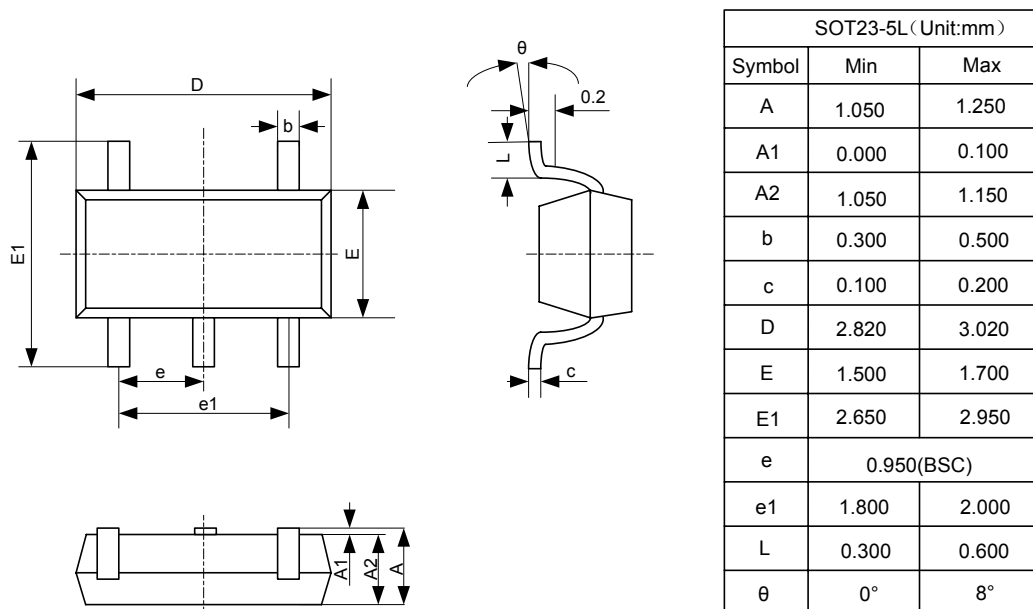


图 10 PCB 参考设计图

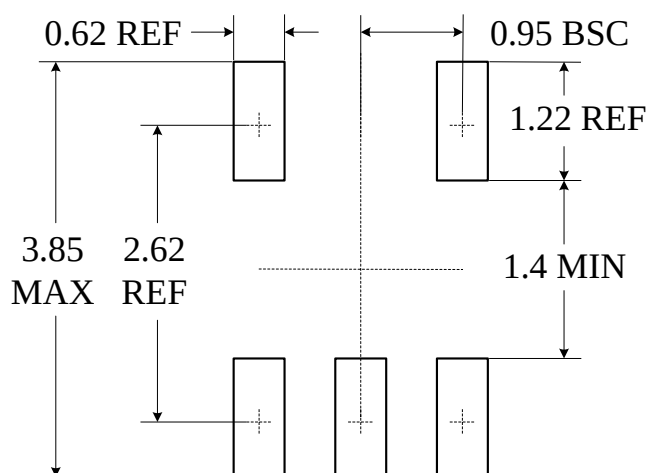
封装描述

SOT23-5L:

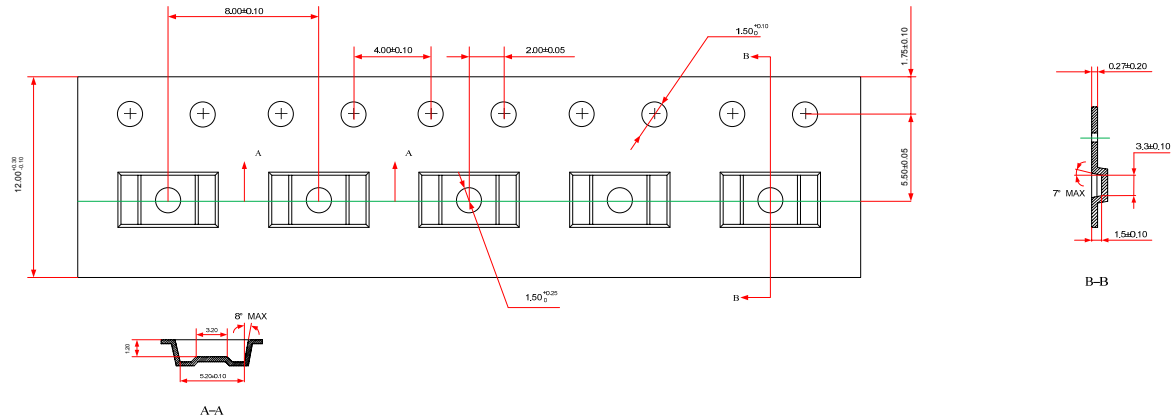


推荐焊盘图

SOT23-5L:



卷带描述



声明：上海艾为电子有限公司不对本公司产品以外的任何电路使用负责，也不提供其专利许可。上海艾为电子有限公司保留在任何时间、没有任何通报的前提下修改产品资料和规格的权利。