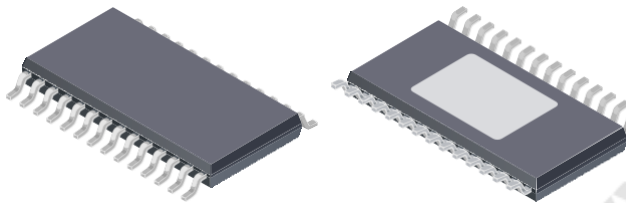


汽车全桥 MOSFET 驱动器

特点和优点

- 用于 N 沟道 MOSFET 全桥的高电流栅极驱动
- 高边或低边 PWM 开关
- 用于低电源电压操作的电荷泵
- 用于 100% PWM 的充电泵
- 具有可调死区时间的交叉传导保护
- 5.5 至 50 V 电源电压范围
- 集成 5 V 稳压器
- 诊断输出
- 低电流睡眠模式

封装：28 引脚 TSSOP，带外露散热垫（后缀 LP）



不按比例

描述

A3941 是一款与外部 N 沟道功率 MOSFET 配合使用的全桥控制器，专为具有高功率感性负载的汽车应用而设计，例如有刷直流电机。

独特的电荷泵稳压器为低至 7V 的电池电压提供全 (>10V) 栅极驱动，并允许 A3941 以低至 5.5V 的降低的栅极驱动运行。

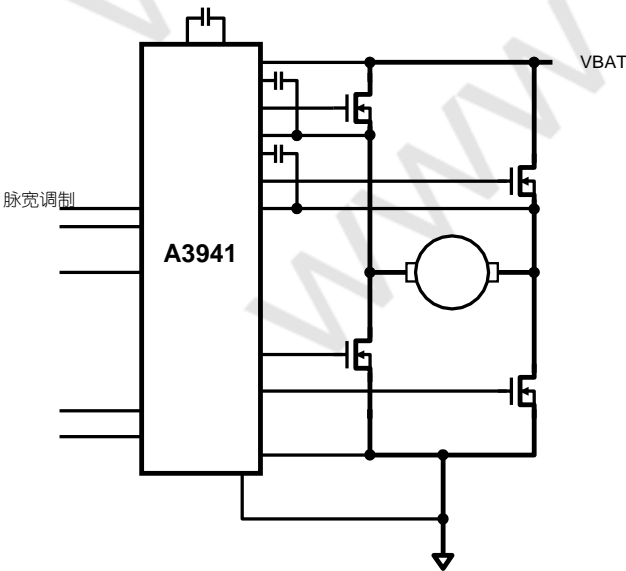
自举电容器用于提供 N 沟道 MOSFET 所需的上述电池电源电压。用于高端驱动的内部电荷泵允许 DC (100% 占空比) 操作。

可以使用二极管或同步整流以快速或慢速衰减模式驱动全桥。在慢衰减模式下，电流再循环可以通过高侧或低侧 FET。功率 FET 受电阻器可调死区时间的击穿保护。

集成诊断提供欠压、过热和功率桥故障指示，并可配置为在大多数短路条件下保护功率 MOSFET。

A3941 采用 28 引脚 TSSOP 电源封装，带有外露散热垫（后缀 LP）。该封装不含铅 (Pb)，引线框架采用 100% 雾锡电镀。

典型应用



选择指南

零件号	包装
A3941KLPT-R-T型	每卷 4000 件

绝对最大额定值*

特征	象征	笔记	评分	单位
负载电源电压	V_{BB} 公司		-0.3 到 50	V
逻辑输入和输出			-0.3 到 6.5	V
V5 引脚			-0.3 到 7	V
LSS 引脚			-4 到 6.5	V
VDSTH 引脚			-0.3 到 6.5	V
SA 和 SB 引脚			-5 到 55	V
VDRAIN 引脚			-5 到 55	V
GHA 和 GHB 引脚			S_x 至 S_x+15	V
GLA 和 GLB 引脚			-5 到 16	V
CA 和 CB 引脚			-0.3 至 S_x+15	V
工作温度范围	T_A	范围 K	-40 到 150	°C
结温	T_J (最大)		150	°C
瞬态结温	T_{tJ}	超温事件不超过 1 s, 寿命不超过 10 小时; 由设计特性保证	175	°C
储存温度范围	T		-55 到 150	°C
ESD 等级, 人体模型		AEC-Q100-002, 所有引脚	2000	V
ESD 额定值, 带电设备型号		AEC-Q100-011, 所有引脚	1050	V

*相对于 GND。

热特性可能需要在最大条件下降额

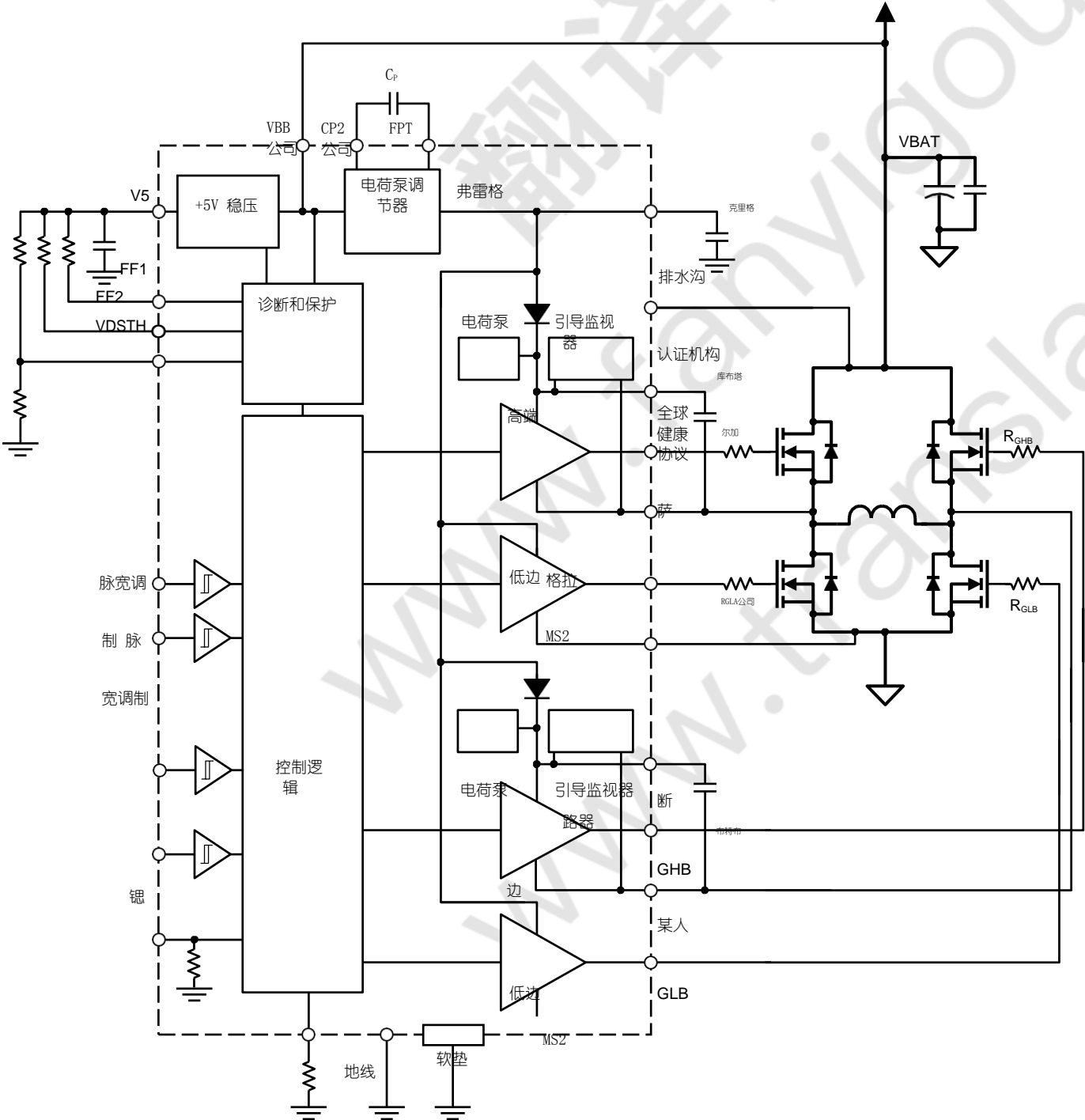
特征	象征	测试条件*	价值	单位
封装热阻	R_*	基于 JEDEC 标准的 4 层 PCB	28	°C/W
		2 层 PCB, 每侧有 3.8 英寸 ² 的铜面积	32	°C/W
	R_{JP}		2	°C/W

* Allegro 网站上提供了其他热信息。

功能框图

电池 +

阶段
高的
重启
死神



电气特性在 $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 150°C , $V_{BB\text{公司}} = 7$ 至 50 V 时有效, 除非另有说明

特征	象征	测试条件	最小。	类型。	最大限度。	单位
供应和参考						
负载电源电压功能工作范围 ¹	$V_{BB\text{公司}}$		5.5	—	50	V
负载电源静态电流	$I_{\text{烧}}$	RESET = 高, 输出 = 低, $V_{BB\text{公司}} = 12\text{ V}$	—	10	14	嘛
	$I_{\text{论坛}}$	RESET = 低, 睡眠模式, $V_{BB\text{公司}} = 12\text{ V}$	—	—	10	μA
VREG 输出电压	$V_{\text{注册}}$	$V_{BB\text{公司}} > 9\text{ V}$, $I_{\text{注册}} = 0$ 至 10 mA	12.5	13	13.75	V
		$7.5\text{ V} < V_{BB\text{公司}} < 9\text{ V}$, $I_{\text{注册}} = 0$ 至 7 mA	12.5	13	13.75	V
		$6\text{ V} < V_{BB\text{公司}} < 7.5\text{ V}$, $I_{\text{注册}} = 0$ 至 7 mA	$2 \times V_{BB\text{公司}} - 2.5$	—	—	V
		$5.5\text{ V} < V_{BB\text{公司}} < 6\text{ V}$, $I_{\text{注册}} < 5.5\text{ mA}$	8.5	9.5	—	V
V5 输出电压	$V_{5(\text{出})}$	空载	4.5	5	5.5	V
V5 线路调节	$V_{5(\text{线})}$	$I_s = +2\text{ mA}$	—	15	40	毫伏
V5 负载调节	$V_{5(\text{负载})}$	$I_s = 0$ 至 -2 mA	—	50	100	毫伏
V5 短路电流	I_{5M}	$V_{BB\text{公司}} = 40\text{ V}$, $V_5 = 0\text{ V}$	—	28	35	嘛
自举二极管正向电压	V_{fboot}	$I_D = 10\text{ 毫安}$	0.4	0.7	1.0	V
		$I_D = 100\text{ 毫安}$	1.5	2.2	2.8	V
自举二极管电阻	r_D	$r_{D(100\text{mA})} = (V_{fboot(150\text{mA})} - V_{fboot(50\text{mA})}) / 100\text{ 毫安}$	6	10	20	Ω
自举二极管电流限制	$I_{\text{德布特}}$		250	500	750	嘛
充电泵电流限制	$I_{\text{托克姆}}$		—	400	—	μA
高侧栅极驱动静态负载电阻	$R_{\text{格什}}$		250	—	—	k Ω
栅极输出驱动						
开机时间	t_r	$C_{\text{加载}} = 1\text{ nF}$, 20% 至 80%	—	35	—	纳秒
关闭时间	t_f	$C_{\text{加载}} = 1\text{ nF}$, 80% 至 20%	—	20	—	纳秒
上拉电阻	$R_{DS(\text{打开})}$ 向上	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{\text{生长激素}} = -150\text{ mA}$	6	8	12	Ω
		$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_{\text{生长激素}} = -150\text{ mA}$	10	13	16	Ω
下拉电阻	$R_{DS(\text{上})}$ DN	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{GLx\text{公司}} = 150\text{ mA}$	2	3	4	Ω
		$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_{GLx\text{公司}} = 150\text{ mA}$	3	4.5	6	Ω
GHx 输出电压	$V_{GHx\text{公司}}$	自举电容充满电	$V_{C_x} - 0.2$	—	—	V
GLx 输出电压	$V_{GLx\text{公司}}$		$V_{\text{注册}} - 0.2$	—	—	V
关断传播延迟 ²	$t_{P(\text{关})}$	输入变化到空载门输出变化	60	90	150	纳秒
开启传播延迟 ²	$t_{P(\text{开})}$	输入变化到空载门输出变化	60	90	150	纳秒
传播延迟匹配, 相间	$\Delta t_{\text{聚丙烯}}$	在两相的相应转变点之间测量	—	10	—	纳秒
传播延迟匹配, 开到关	$\Delta t_{\text{面向对象}}$	跨一相测量	—	10	—	纳秒
死区时间 ²	$t_{\text{死}}$	$R_{\text{死的}} = 3\text{ k}\Omega$	—	180	—	纳秒
		$R_{\text{死的}} = 30\text{ k}\Omega$	815	960	1110	纳秒
		$R_{\text{死的}} = 240\text{ k}\Omega$	—	3.5	—	μs
		RDEAD 绑定到 V5	—	6	—	μs

下一页继续.....

电气特性 (续) 在 $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 150°C , $V_{BB\text{公司}} = 7$ 至 50 V 时有效, 除非另有说明

特征	象征	测试条件	最小。	类型。	最大限度。	单位
逻辑输入和输出						
FF1 和 FF2 故障输出 (开漏)	$V_{FF} (L)$	$I_{FF} = 1\text{ mA}$, 故障不存在	—	—	0.4	V
FF1和FF2故障输出漏电流 ³	$I_{FF} (H)$	$V_{FF} = 5\text{ V}$, 存在故障	—1	—	1	μA
RDEAD电流 ³	$I_{死}$	RDEAD = 地	—200	—	—70	μA
输入低电压	$V_{在} (L)$		—	—	1	V
输入高电压	$V_{在} (H)$		3.5	—	—	V
输入迟滞 (RESET 引脚除外)	$V_{伊尼希斯}$		300	500	—	毫伏
输入迟滞 (RESET 引脚)	V_{INRS} 蒂斯		200	—	—	毫伏
输入电流 (RESET 引脚除外) ³	$I_{在}$	$0\text{ V} < V_{在} < V_5$	—1	—	1	μA
输入下拉电阻 (RESET 引脚)	$R_{警察局}$		—	50	—	k Ω
复位脉冲时间	$t_{里斯}$		0.1	—	3.5	μs
保护						
VREG 欠压锁定阈值	$V_{雷古冯}$	$V_{注册}$ 上升	7.5	8	8.5	V
	$V_{雷古夫夫}$	$V_{注册}$ 下降	6.75	7.25	7.75	V
自举欠压阈值	$V_{靴子}$	C_x 相对于 S_x	59	—	69	% $V_{注册}$
自举欠压迟滞	$V_{靴子}$		—	13	—	% $V_{注册}$
V5 欠压关断阈值	V_{5UVoff}	V_5 下降	3.4	3.6	3.8	V
V5 欠压迟滞	V_{5UVhys}		300	400	500	毫伏
VDSTH 输入范围	$V_{夏令时}$		0.1	—	2	V
VDSTH 输入电流	$I_{夏令时}$	$0\text{ V} < V_{数字电视} < 2\text{ V}$	—2	—	2	μA
VDSTH 禁用电压	V_{DSDIS} 系统	不直接连接到 V5 时	4.95	—	—	V
VDRAIN 输入电压	$V_{排水}$	$V_{数字电视} = 2\text{ V}$, $V_{BB\text{公司}} = 12\text{ V}$,	7	$V_{BB\text{公司}}$	50	V
VDRAIN 输入电流	$I_{排水}$	$V_{数字电视} = 2\text{ V}$, $V_{BB\text{公司}} = 12\text{ V}$, $0\text{ V} < V_{漏极} < V_{BB}$	—	—	250	μA
对地短路阈值偏移 ⁴	$V_{斯特戈}$	高边导通, $V_{数字电视} > 1\text{ V}$	—	± 100	—	毫伏
		高边导通, $V_{数字电视} < 1\text{ V}$	—150	± 50	150	毫伏
电池短路阈值偏移 ⁵	$V_{斯特博}$	低端导通, $V_{数字电视} > 1\text{ V}$	—	± 100	—	毫伏
		低端导通, $V_{数字电视} < 1\text{ V}$	—150	± 50	150	毫伏
过热故障标志阈值	T_{Jf}	温度升高	150	170	—	$^{\circ}\text{C}$
过温故障迟滞	$T_{杰菲斯}$	回收率 = $T_{杰夫} - T_{杰菲斯}$	—	15	—	$^{\circ}\text{C}$

¹功能正常, 但无法保证参数低于一般限制 (7 V)。

²请参阅栅极驱动时序图。

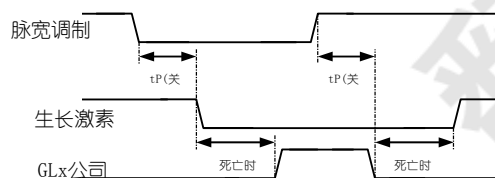
³对于输入和输出电流规范, 负电流定义为从 (提供) 指定器件引脚。

⁴随着 V_{SX} 减小, 如果 $V_{蝙蝠} - V_{SX} > V_{射击类游戏}$, 则会发生故障。STG 阈值, $V_{射击类游戏} = V_{数字电视} + V_{斯特戈}$ 。

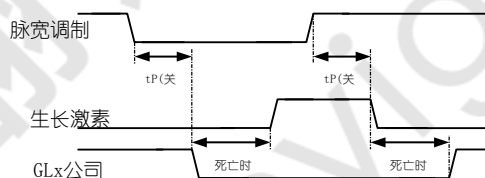
⁵随着 V_{SX} 的增加, 当 $V_{SX} - V_{MS2} > V_{机顶盒}$ 时会出现故障。STB 阈值, $V_{机顶盒} = V_{数字电视} + V_{斯特博}$ 。

时序图

栅极驱动时序——PWM 输入、缓慢衰减、同步整流

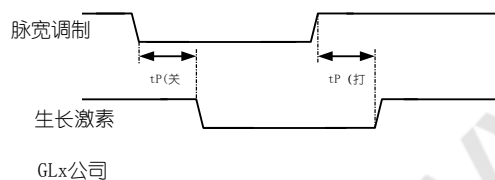


SR=1, PWML=1

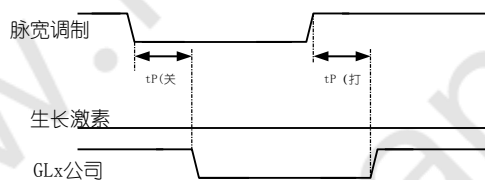


SR=1, PWMH=1

栅极驱动时序——PWM 输入、缓慢衰减、二极管整流



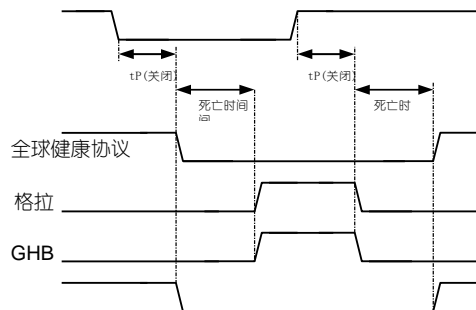
SR=0, PWML=1



SR=0, PWMH=1

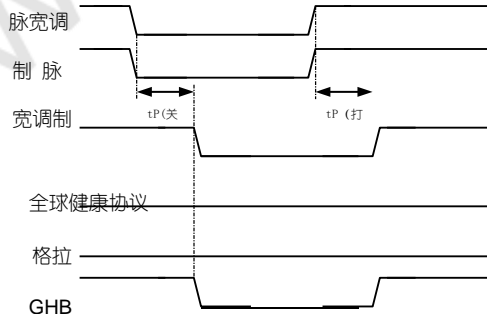
栅极驱动时序——相位输入、快速衰减、同步整流

阶段



PWML=1, PWMH=1

栅极驱动时序——PWM 输入、快速衰减、二极管整流



相位=1

GLB

GLB

功能说明

A3941 是一款全桥 MOSFET 驱动器（预驱动器），需要 7 至 50 V 的单个未稳压电源。它包括一个集成的 5 V 逻辑电源稳压器。

四个高电流栅极驱动器能够驱动各种 N 沟道功率 MOSFET，并配置为两个高侧驱动器和两个低侧驱动器。A3941 提供了所有必要的电路，以确保在电源电压低至 7 V 时，高侧和低侧外部 FET 的栅极-源极电压均高于 10 V。对于极端的电池电压降条件，正确的功能操作是保证在低至 5.5 V 的电源电压下，但具有降低的栅极驱动电压。

A3941 可由来自微控制器的单个 PWM 输入驱动，并可配置为快速或慢速衰减。快衰减可提供四象限电机控制，而慢衰减适用于二象限电机控制或简单的感性负载。在缓慢衰减中，电流再循环可以通过高侧或低侧 MOSFET。在任何一种情况下，都可以通过同步整流来提高电桥效率。可调节的死区时间避免了外部电桥中的交叉传导（直通）。

低功耗睡眠模式允许 A3941、功率桥和负载保持连接到车辆电池电源，而无需额外的电源开关。

A3941 包括许多针对欠压、过热和电源桥故障的保护功能。故障状态启用设备或外部控制器的响应，具体取决于故障条件和逻辑设置。提供了两个故障标志输出 FF1 和 FF2，用于向外部控制器发送检测到的故障信号。

电源

需要通过反向电压保护电路将单个电源连接到 VBB 引脚。电源应使用靠近 VBB 和接地引脚连接的陶瓷电容器去耦。

A3941 使用 7 至 50 V 的 VBB 电源在指定参数范围内运行，并在低至 5.5 V 的电源下正常工作。这在恶劣的汽车环境中使用提供了非常坚固的解决方案。

V5 引脚 用于外部上拉电阻的 5 V 低电流电源由集成的 5 V 稳压器提供。这个调节器也是

由内部逻辑电路使用，并且必须始终通过 V5 引脚和 GND 之间的至少 100 nF 电容器去耦。当 RESET 保持低电平时，5 V 稳压器被禁用。

门驱动器

A3941 旨在驱动外部、低导通电阻、功率 N 沟道 MOSFET。它提供快速充电和放电外部 FET 栅极电容所需的大瞬态电流，以减少开关期间外部 FET 的耗散。可以使用与 FET 栅极连接的外部电阻器来控制充电和放电速率。

栅极驱动电压调节 栅极驱动器由内部稳压器供电，该稳压器限制驱动器的供电，从而限制最大栅极电压。当 V_{BB} 电源大于约 16 V 时，稳压器是一个简单的线性稳压器。低于 16 V，稳压电源由电荷泵升压转换器维持，该转换器需要在 CP1 和 CP2 引脚之间连接一个泵电容器。该电容器的最小值必须为 220 nF，通常为 470 nF。

VREG 引脚上提供额定电压为 13 V 的稳压电压。必须将足够大的存储电容器连接到该引脚，以便为低侧驱动器和自举电容器提供瞬态充电电流。

加满电荷泵 为每相提供一个额外的加满电荷泵。电荷泵允许高端驱动器无限期地保持外部 FET 上的栅极电压，确保在需要时实现所谓的 100% PWM。这是一个低电流涓流电荷泵，只有在高侧 FET 收到开启信号后才运行。浮动高端栅极驱动需要小偏置电流 ($<20 \mu A$) 来维持高电平输出。如果没有充电泵，该偏置电流将通过 Cx 引脚从自举电容器汲取。电荷泵提供足够的电流以确保自举电压和栅源电压维持在必要的水平。

请注意，高端栅极初始开启所需的电荷始终由自举电容器提供。如果自举电容放电，充电泵将无法提供足够的电流来开启 FET。

在某些应用中，在桥中每个 FET 的栅极和源极之间添加了一个安全电阻器。当高侧 FET 保持在导通状态时，通过相关高侧栅源电阻器 ($R_{\text{栅源}}$) 的电流由高侧驱动器提供，因此显示为静态电阻负载加满电荷泵。电气特性表中显示了充电泵可以为其提供电流的 $R_{\text{栅源}}$ 最小值。

GLA 和 GLB 引脚 这些是外部 N 沟道 MOSFET 的低侧栅极驱动输出。栅极驱动输出和到 FET 的栅极连接（尽可能靠近 FET）之间的外部电阻器可用于控制在栅极处看到的压摆率，从而提供对 di/dt 和 dv/dt 的一些控制 SA 和 SB 输出。GLx 变高打开驱动器的上半部分，为外部功率桥中的低侧 FET 的栅极提供电流，将其打开。GLx 变低会打开驱动器的下半部分，将电流从外部 FET 栅极电路吸收到 LSS 引脚，从而关闭 FET。

SA 和 SB 引脚直接连接到电机，这些端子检测负载上切换的电压。这些端子还连接到自举电容器的负侧，并且是浮动高侧驱动器的负电源连接。来自高端 FET 栅极电容的放电电流流经这些连接，这些连接应该具有到 FET 桥的低阻抗电路连接。

GHA 和 GHB 引脚 这些端子是外部 N 沟道 FET 的高端栅极驱动输出。外部电阻栅极驱动输出和与 FET 的栅极连接（尽可能靠近 FET）之间的电压可用于控制在栅极处看到的压摆率，从而控制 SA 和 SB 输出的 di/dt 和 dv/dt 。GHx 变高打开驱动器的上半部分，将电流提供给外部电机驱动桥中高端 FET 的栅极，将其打开。GHx 变低会打开驱动器的下半部分，将电流从外部 FET 栅极电路吸收到相应的 Sx 引脚，从而关闭 FET。

CA 和 CB 引脚 这些是自举电容器的高端连接，也是高端栅极驱动的正电源。当相关的输出 Sx 端子为低电平时，自举电容器充电到大约 $V_{\text{注册}}$ 。

当 Sx 输出摆高时，自举上的电荷电容器导致相应 Cx 端子上的电压随输出上升，以提供高侧 FET 所需的升压栅极电压。

LSS 引脚 这是用于 FET 栅极电容放电的低侧返回路径。它应该通过独立的低阻抗连接直接连接到低侧外部 FET 的公共源极。

RDEAD 引脚 该引脚控制 FET 开关期间死区时间的内部生成。

- 当在 RDEAD 和 AGND 之间连接一个大于 $3\text{ k}\Omega$ 的电阻器时，栅极驱动电路会防止交叉传导，这会在关闭一个 FET 和打开互补 FET 之间引入死区时间 $t_{\text{死}}$ 。死区时间来自连接在 RDEAD 和 AGND 引脚之间的电阻值。
- 当 RDEAD 直接连接到 V5 时，栅极驱动电路可防止交叉传导。在这种情况下， $t_{\text{死}}$ 默认值为 $6\text{ }\mu\text{s}$ （典型值）。

逻辑控制输入

四个低电压电平数字输入为栅极驱动提供控制。这些逻辑输入均具有 500 mV 的标称迟滞，以提高噪声性能。它们一起使用以提供高侧或低侧的快速衰减或慢衰减再循环。它们还提供表 1 和表 2 中定义的制动、滑行为和睡眠模式。

PWMH 和 PWML 引脚 这些输入可用于控制功率桥中的电流。PWMH 提供高侧斩波，PWML 提供低侧斩波。当一起使用时，它们以快速衰减模式控制功率桥。表 2 中提供了 PWM 选项。

- 将 PWMH 设置为低电平将关闭有源高端驱动器。这提供了高边斩波慢衰减 PWM。
- 将 PWML 设置为低电平将关闭有源低侧驱动器。这提供了低侧斩波慢衰减 PWM。
- PWMH 和 PWML 也可以连接在一起并由单个 PWM 信号驱动。这提供了快速衰减 PWM。

PHASE 引脚 PHASE 引脚的状态决定了负载电流的正方向（见表 1）。当需要全四象限控制（快速衰减同步整流）时，PHASE 引脚也可用作 PWM 输入（见表 2）。

SR 引脚 启用或禁用同步整流。当 SR 为高电平时，同步整流使能。当出现 PWM 关闭阶段时（PWMH 和 PWML 中的一个或两个都为低电平）

A3941

汽车全桥 MOSFET 驱动器

表 1. 相位控制真值表

输入				输出				桥		操作模式
脉宽调制	脉宽调制	阶段	锯	全球健康协议	格拉	GHB	GLB	萨	某人	
1	1	1	X	H	L	L	H	房协	LS公司	由 A 高和 B 低驱动的桥
1	1	0	X	L	H	H	L	LS公司	房协	由 B 高和 A 低驱动的桥
0	1	X	1	L	H	L	H	LS公司	LS公司	缓慢衰减，低侧开启或低侧制动
1	0	X	1	H	L	H	L	房协	房协	缓慢衰减，高侧开启或高侧制动
0	1	1	0	L	L	L	H	Z	LS公司	缓慢衰减，电流 A 流向 B，低侧二极管整流
0	1	0	0	L	H	L	L	LS公司	Z	缓慢衰减，电流从 B 流向 A，低侧二极管整流
1	0	1	0	H	L	L	L	房协	Z	缓慢衰减，电流 A 流向 B，高端二极管整流
1	0	0	0	L	L	H	L	Z	房协	缓慢衰减，电流从 B 流向 A，高端二极管整流
0	0	X	X	L	L	L	L	Z	Z	快速衰减，二极管整流/滑行

X = 无关（输入 1 或输入 0 相同），HS = 高侧 FET 有效，LS = 低侧 FET 有效，Z = 高阻抗，两个 FET 均关闭

表 2. PWM 选项

输入 ^a				PWM效果 ^b		衰变	操作模式
锯	脉宽调制	脉宽调制	阶段	100%	0%		
X	1	1	脉宽调制	从 A 到 B	乙对甲	快速地	全四象限控制，50% PWM 时平均负载电流为零
0	脉宽调制	脉宽调制	1	从 A 到 B	海岸	快速地	快速衰减、二极管再循环或惯性滑行
			0	乙对甲			
1	脉宽调制	1	1	从 A 到 B	制动	减缓	高端 PWM、低端 MOSFET 再循环
			0	乙对甲			
1	1	脉宽调制	1	从 A 到 B	制动	减缓	低端 PWM、高端 MOSFET 再循环
			0	乙对甲			
0	脉宽调制	1	1	从 A 到 B	刹车 ^c	减缓	高端 PWM，低端二极管再循环
			0	乙对甲			
0	1	脉宽调制	1	从 A 到 B	刹车 ^c	减缓	低端 PWM，高端二极管再循环
			0	乙对甲			
X	0	0	X	海岸	海岸	快速地	滑行，所有 MOSFET 关闭

^aX 表示不关心状态。输入 1 或输入 0 的操作相同。

^bPWM Effect 表示对负载电流方向的影响或等效动作。

^cSR 禁用时，仅当有足够的正向电压使二极管导通时，制动才在一个方向上有效。

引脚)，同步整流开启与关闭的互补的 MOSFET。这可确保电流通过电阻较低的 MOSFET 而不是二极管。

当 SR 为低电平时，同步整流被禁用。在这种情况下，发生的 MOSFET 开关周期更少，从而降低了 A3941 的功耗。但是，负载电流会通过功率 MOSFET 的电阻较高的体二极管进行再循环，从而导致功率桥中的功耗更大。

RESET 引脚 这是一个低电平有效输入，激活时允许 A3941 进入睡眠模式。当 RESET 保持低电平时，稳压器和所有内部电路被禁用，A3941 进入睡眠模式。在完全进入睡眠模式之前，稳压器去耦和存储电容器放电有一个短暂的延迟。这通常需要几毫秒，具体取决于应用条件和组件值。

在睡眠模式下，来自 VBB 电源的电流消耗降至最低水平。此外，锁存的故障和相应的故障标志被清除。当 A3941 退出睡眠模式时，保护逻辑确保栅极驱动输出关闭，直到电荷泵达到其正确的工作条件。在标称条件下，电荷泵在大约 3 ms 内稳定。

RESET 还可用于在不进入睡眠模式的情况下清除锁定的故障标志。为此，请将 RESET 保持为低电平，时间少于复位脉冲时间 $t_{\text{里斯}}$ 。这会清除所有禁用输出的锁存故障，例如短路检测或自举电容器欠压。

请注意，A3941 可以配置为在没有任何外部逻辑输入的情况下启动。为此，通过外部电阻将 RESET 引脚上拉至 V_{BB} 。电阻值应介于 20 和 33 k Ω 。

海岸和刹车状态

为了使功率桥进入惯性状态，即所有功率桥 MOSFET 关闭，两个 PWM 输入 PWMH 和 PWML 必须保持低电平，同时 SR 必须保持低电平。这会强制所有栅极驱动输出为低电平。

制动是通过强制功率桥对负载施加短路来实现的，允许负载的反电动势产生制动扭矩。

使用 PWMH、PWML 和 SR 上的输入组合可以实现多种制动状态。例如，保持 PWML 和 SR 为高电平，而 PWMH 为低电平，打开两个低侧 FET 以短路负载。短路路径始终存在，并在电机旋转的两个方向上提供制动。另一个例子是将 SR 保持为低电平，当 PWML 为高电平而 PWMH 为低电平时，仅使一个低侧 FET 处于活动状态，并且制动电流流经相对的低侧 FET 的体二极管。这仅提供一个方向的制动，因为如果电机反转，二极管不允许制动电流流动。还，可以使制动电流在高侧循环通过交换 PWMH 和 PWML 来切换。

诊断

A3941 中集成了多项诊断功能，可提供故障状况指示，并在需要时采取措施防止永久性损坏。除了欠压和过热等系统范围的故障外，A3941 还为每个外部 FET 集成了单独的漏源监视器，以提供短路检测。

诊断管理引脚

外部 FET 上的 VDSTH 引脚故障是通过测量每个有源 FET 的漏源电压 V_{DS} 并将其与施加到 VDSTH 输入端的阈值电压 $V_{\text{数字电视}}$ 进行比较来确定的。为避免开关瞬变期间的错误故障检测，比较由内部消隐定时器延迟。如果施加到 VDSTH 引脚的电压大于禁用阈值电压 V_{DSDIS} 系统，则禁用 FET 短路检测。

VDRAIN 引脚 这是来自外部 FET 桥顶部的低电流检测输入。该输入允许准确测量高端 FET 的漏极电压。它应该直接连接到正电源连接点处功率桥 FET 漏极的公共连接点。VDRAIN 引脚的输入电流与 VDSTH 引脚上的电压成正比，可以近似为：

$$I_{\text{排水沟}} = 72 \times V_{\text{数字电视}} + 52,$$

其中 $I_{\text{排水沟}}$ 是流入 VDRAIN 引脚的电流，单位为 μA ，而 $V_{\text{数字电视}}$ 是 VDSTH 引脚上的电压，单位为 V。

FF1 和 FF2 引脚 这些是开漏输出故障标志，通过其状态指示故障情况，如表 3 所示。

如果同时检测到两个或更多故障，则故障标志的状态将由所有检测到的故障的标志状态的逻辑 OR 确定。

表 3. 故障定义

船旗国		故障描述	禁用输出 *	故障锁定
FF1型	FF2型			
低的	低的	没有故障	不	—
低的	高的	对地短路	是的	是的
低的	高的	供不应求	是的	是的
低的	高的	短路负载	是的	是的
高的	低的	过温	不	不
高的	高的	V5欠压	是的	不
高的	高的	VREG 欠压	是的	不
高的	高的	自举欠压	是的	是的

*是表示所有栅极驱动为低电平，并且所有 FET 关闭。

故障状态

过热 如果结温超过过温阈值，通常为 165°C，A3941 将进入过热故障状态，FF1 将变高。只有当温度低于由 $T_{杰夫} - T_{杰菲斯}$ 定义的恢复水平时，才会清除过热故障状态和 FF1。

不会禁用任何电路。外部控制电路必须采取措施以某种方式限制功耗，以防止过热损坏 A3941 芯片和不可预测的设备操作。

VREG 欠压 VREG 提供低侧栅极驱动器和自举充电电流。在启用任何输出之前确保电压足够高是至关重要的。如果 VREG 上的电压 $V_{注册}$ 低于下降的 VREG 欠压锁定阈值 V_{REGUV} 关闭，则 A3941 将进入 VREG 欠压故障状态。在此故障状态下，FF1 和 FF2 都将为高电平，并且输出将被禁用。

VREG 欠压故障状态和故障标志将被清除

当 $V_{注册}$ 上升到上升的 VREG 欠压锁定阈值 $V_{雷古冯}$ 以上时。

VREG 欠压监控电路在上电期间处于活动状态，A3941 保持在 VREG 欠压状态

故障状态，直到 $V_{注册}$ 大于上升的 VREG 欠压锁定阈值 $V_{雷古冯}$ 。

自举电容器欠压 A3941 监控各个自举电容器两端的电压，以确保它们有足够的电荷为高端驱动器提供电流脉冲。在开启高端驱动之前，相关自举电容两端的电压必须高于开启电压限制。如果不是这种情况，则 A3941 将通过激活互补低侧驱动来启动自举充电周期。在正常情况下，这将在几微秒内将自举电容器充电至高于开启电压，然后将启用高端驱动。

自举电压监视器在高端驱动器有效时保持有效，如果电压低于关断电压，则启动充电周期。

在任一情况下，如果存在阻止自举电容器充电的故障，则充电周期将超时，故障标志（指示欠压）将被设置，并且输出将被禁用。自举欠压故障状态保持锁存，直到 RESET 设置为低电平。

V5 欠压 监控 V5 处逻辑电源稳压器电压的输出，以确保正确的逻辑操作。如果 V5 处的电压 V_5 低于下降的 V5 欠压锁定阈值 $V_{5UV关闭}$ ，则 A3941 将进入 V5 欠压故障状态。在这种故障状态下，FF1 和 FF2 都会为高，输出将被禁用。此外，由于无法保证其他报告故障的状态，所有故障状态和故障标志都被重置并替换为对应于 V5 欠压故障状态的故障标志。例如，V5 欠压将重置现有的短路故障条件并将其替换为 V5 欠压故障。当 V5 上升到高于由 $V_{5UV关闭}$ 定义的上升 V5 欠压锁定阈值时，V5 欠压故障状态和故障标志将被清除 + V_{5UVhys} 。

V5 欠压监控电路在上电期间处于活动状态，A3941 保持在 V5 欠压故障状态，直到 V5 大于上升的 VREG 欠压锁定阈值， $V_{5UVoff}+V_{5UVhys}$ 。

短路故障操作 通过监测每个有源 FET 的漏源电压 $V_{DS公司}$ 并将其与 V_{DSTH} 引脚上的故障阈值电压进行比较来确定功率桥中的短路情况。

由于功率 MOSFET 需要有限的时间才能达到额定导通电阻，因此测量的漏源电压会在相位切换时显示故障。为了避免这种错误的短路故障检测

在两种情况下，比较器的输出将被忽略状况：

- 当外部 FET 关闭时，并且
- 直到 FET 导通后这段时间结束，称为故障消隐时间。

当 FET 导通时，如果在故障消隐时间之后的任何时间漏源电压超过 VDSTH 引脚上的电压，则将检测到短路故障。该故障将被锁存并禁用 FET，直到复位。

在不需要短路检测的应用中，可以通过将 VDSTH 连接到 V5 或通过施加大于禁用阈值电压 $V_{DSDIS系统}$ 的电压来禁用此功能。这将完全禁用 $V_{DS公司}$ 监控电路，从而防止检测到短路故障以及故障标志对短路故障的任何指示。在这种情况下，A3941 不会保护外部 FET。

电源短路 当 $V_{数字电视}$ 小于禁用阈值电压 $V_{DSDIS系统}$ 时，通过监控低侧 FET 两端的电压检测到从任何电机相连接到电池或 VBB 连接的短路在每个阶段，使用适当的 Sx 引脚和 LSS 引脚。该漏源电压 $V_{DS公司}$ 会持续与 VDSTH 引脚上的电压进行比较。

如果 FET 未激活，则此比较的结果将被忽略。在 FET 开启后的一个故障空白时间间隔内，它也被忽略。如果比较器未被忽略时，其输出指示 $V_{DS公司}$ 超过 VDSTH 引脚的电压，则 FF2 将为高电平。

接地短路 当 VDSTH 小于禁用阈值电压 $V_{DSDIS系统}$ 时，通过监控每相中高侧 FET 两端的电压，使用适当的 Sx 引脚和 VDRAIN 上的电压。该漏源电压 $V_{DS公司}$ 会持续与 VDSTH 引脚上的电压进行比较。如果 FET 未激活，则此比较的结果将被忽略。在 FET 开启后的一个故障空白时间间隔内，它也被忽略。如果比较器未被忽略时，其输出指示 $V_{DS公司}$ 超过 VDSTH 引脚的电压，则 FF2 将为高电平。

负载短路 对地短路和对电源短路监控电路还将检测电机相绕组上的短路。在大多数情况下，短路绕组将通过同时检测到的高侧和低侧故障来指示。在某些情况下，相对阻抗可能只允许检测到短路之一。

应用信息

使用 PWM 控制的电力桥管理

A3941 提供两个 PWM 控制信号、电流方向的相位控制以及启用或禁用同步整流的能力。这允许实施多种全桥控制方案。六种基本方案如表 2 所示，并在下面进一步描述。

慢衰减 慢衰减是最简单和最常见的控制配置。图 1A 显示了当 PWM 信号施加到 PWMH, PWML 和 PHASE 为高电平, SR 为低电平时, 电桥和负载电流的路径。

在这种情况下, 高侧 MOSFET 在当前衰变时间 (PWM 关闭时间) 期间关闭, 并通过低侧 MOSFET 重新循环加载电流。这通常称为高侧切碎或高侧 PWM。再循环电流流经低侧 MOSFET 的车身二极管, 其中

是补充高侧 MOSFET 被关闭。通过在 PWM 关闭时间打开复合 MOSFET 以缩短反向二极管并提供同步整改, 可以提高效率。这可以通过将 SR 高 (如图 1B 中所示) 轻松实现。

通过将 PWM 信号应用到 PWML 销而不是 PWMH 引脚上, 在 PWM 关闭时间期间关闭低侧 MOSFET, 负载电流通过高侧 MOSFET 重新循环, 如图 1C。

在显示的三个缓慢衰变配置中, 只需将低水平应用到相位销, 即可扭转负载中平均电流的方向。指表 2 中的缓慢衰变条目, 当相高时, 从阶段 A 连接 (SA) 到阶段 B 连接 (SB) 的平均电流流。当相位较低时, 方向从 B 到 A。

快速衰变 虽然慢衰变通常为大多数简单的控制系统提供对负载电流的充分控制, 但电流控制稳定性可能受到负载背面 EMF 的影响。在这些情况下, 通常执行器假设或伺服控制系统, 可能需要使用快速衰变来对负载电流提供连续控制。A3941 可通过二极管再循环或同步整流进行配置, 以提供快速衰变。

通过二极管再循环实现快速衰变

PWM 信号同时对 PWM 输入、PWMH 和 PWML 发出, 并禁用 SR (图 2A)。因为目前的再循环是通过 MOSFET 的身体二极管, aver -

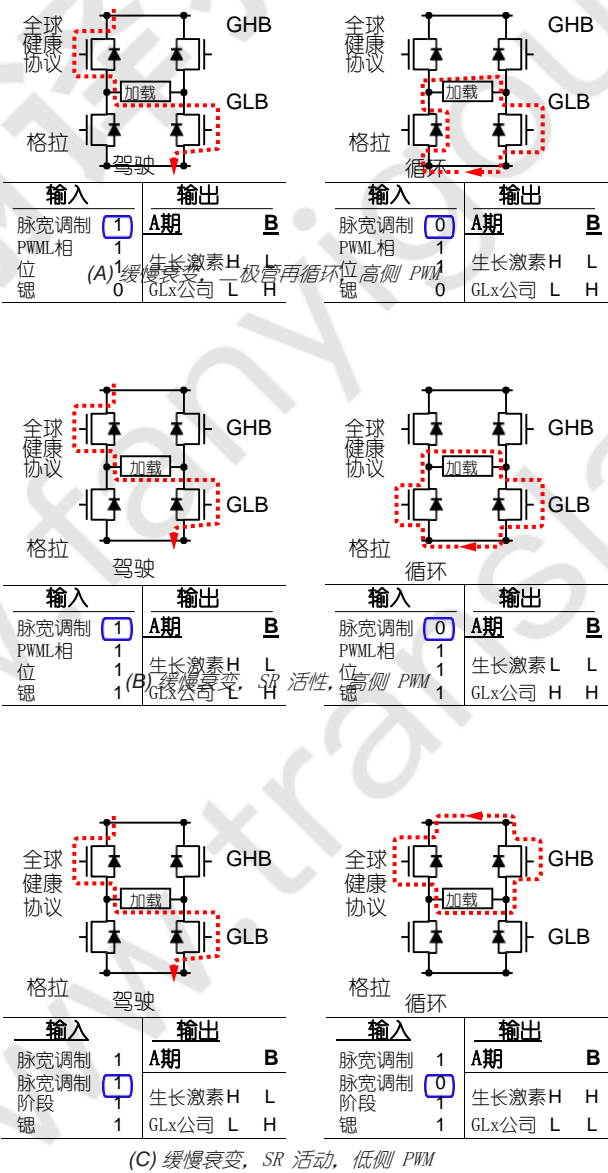


图1。慢衰变动力桥电流路径

负载电流不能为负值，因此，对于缓慢衰变方案，仍然需要相输入来反转负载电流。

虽然二极管整流的快速衰变提供了比慢衰变方案更高的电流控制，但它仍然可能

在需要完全四象限控制的情况下，无法为伺服系统提供足够的控制。这仅可能使用快速衰变与同步修正。通过将 PWM signal 应用于相输入，并保持 PWMH 和 PWML 和 SR 高（图 2B），负载电流可以控制在具有单个 PWM 信号的两个可怖的 tions 中。由于桥上的所有四个 MOSFET 都处于变化状态，因此供应可以直接应用于任一方向的负载。其效果是：当 PWM 值班周期

低于 50%，平均电流从 B 流向 A；当大于 50% 时，平均电流从 A 流到 B；当在 50%，平均电流为零。这允许负载电流独立于任何产生的背 EMF 电压，例如由旋转电机产生，并有效地允许应用的扭矩与电机在任一方向上配合或对冲电机。

同步整改同步整流用于减少外部 MOSFET 中的耗电量。如上所述，可以指示 A3941 打开相应的

负载电流再循环 PWM 脱循环期间的低侧和高侧驱动程序。在衰变期间，同步再造允许电流流经选定的 MOSFET，而不是通过源排水体二极管。再循环功率 MOSFET 的机身二极管仅在每次 PWM 过渡时发生的死时间进行。

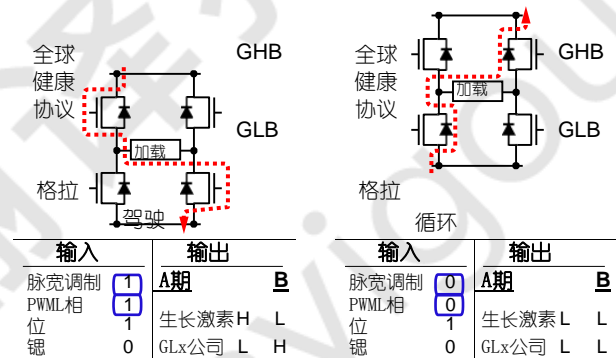
死亡时间

为了防止在电力 FET 桥的任何阶段交叉传导（射穿），有必要在高侧或低侧关闭和下一个侧关闭之间有一个死时间延迟 $t_{死}$

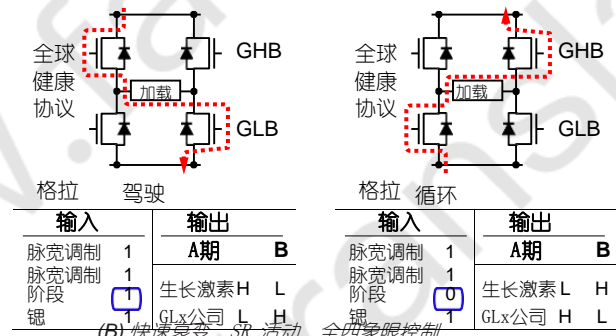
补充打开事件。交叉传导的潜力

当任何互补的高边和低侧对 FET 同时切换时发生：例如，在使用同步整改或启动电容器焦炭循环后。在 A3941 中，两个阶段的死期均由

一个死时间电阻器， $R_{死}$ ，在 R_{dead} 和 AGND 别针。



(A) 快速衰变，二极管再循环



(B) 快速衰变，SR 活动，全四象限控制

图2. 快速衰变电源桥电流路径

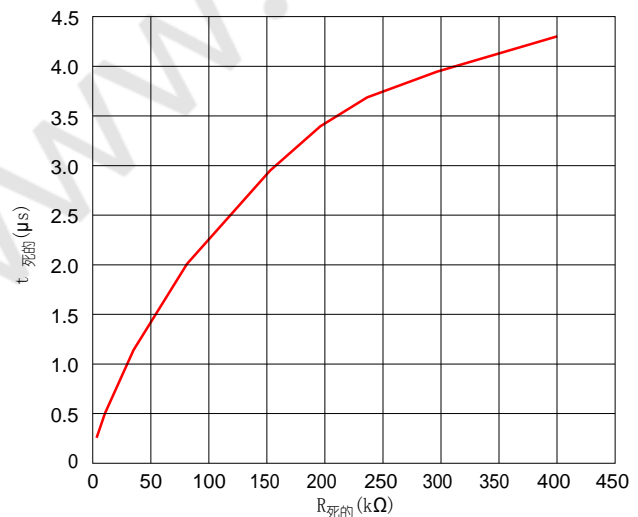


图3. 死时间与 $R_{死}$ 的，（全范围）

对于 3 k Ω 和 240 k Ω 之间的 $R_{DS(on)}$ 的值，在 25 $^{\circ}$ C 下，ns 中的 t_{dead} 的纳秒 - ns 值可以大致由以下部分表示：

$$t_{dead} \text{ (ns)} = 50 \times \frac{7200}{1.2 + (200 / R_{DS(on)})} \quad (1)$$

$R_{DS(on)}$ 位于 k Ω 中的位置。获得最大精度的值 $R_{DS(on)}$ 之间 6 和 60 k Ω ，如图 3 所示。

$I_{DS(on)}$ 的电流可按下列情况估算：

$$I_{DS(on)} = \frac{1.2}{R_{DS(on)}} \quad (2)$$

最大死亡时间，典型 6 μ s，可以通过将 RDEAD 销直接连接到 V5 销来设置。

功率 FET 和外部系列门阻力的选择决定了死时电阻器 $R_{DS(on)}$ 的选择。死的时间应该足够长，以确保一个阶段中的一个 FET 在补充 FET 开始进行之前停止进行。这还应考虑 FET 门电容的耐受性和变化、系列门阻抗性以及 A3941 内部驱动器的电阻。

仅当一个 FET 的接通命令时才会出现死区时间

发生在 t_{dead} 内 t_{dead} 的下令后为其补充

场效应管。在相位驱动的一侧永久关闭的情况下，例如使用缓慢衰减的二极管整流时，则不会出现死区时间。在这种情况下，栅极驱动器将在相应相位输入变高后指定的传播延迟内开启。（请参阅栅极驱动时序图。）

故障空白时间

为避免错误的短路故障检测， $V_{DS(on)}$ 的输出当该 FET 关闭时，忽略任何 FET 的监视器开启后的一段时间。这段时间为故障空白时间。它的长度是死区时间 t_{dead} 加上补偿 $V_{DS(on)}$ 监视器延迟的额外时间段。这个额外的延迟通常是 300 到 600 ns。

制动

A3941 可用于通过强制所有低侧 FET 打开和关闭所有高侧 FET (SR=1、PWMH=0 和 PWML=1) 或相反地通过强制所有低侧 FET 关闭和关闭来执行动态制动。所有高侧 FET 开启 (SR=1、PWMH=1，并且

普华永道+0)。这有效地缩短了后 EMF 的电机，创建一个断裂的扭矩。

在制动过程中，负载电流可以大致由下所拟：

$$I_{制动} = \frac{V_{EMF}}{R_L} \quad (3)$$

其中 V_{EMF} 是电机和 R_L 产生的电压是相缠绕的阻力。

在制动过程中必须小心，以确保不超出 FET 的最大功率。动态制动是相当于同步整流的缓慢衰减。

自举电容选择

必须正确选择自举电容器 C_{boot} 以确保 A3941 正常运行。如果电容太大，将浪费时间为电容器充电，从而限制最大占空比和 PWM 频率。如果电容太低，在电荷从 C_{boot} 转移到 FET 栅极时可能会有很大的电压降，因为充电共享。

为了保持该压降较小，自举电容器中的电荷 Q_{boot} 应远大于 FET 栅极所需的电荷 Q_g 。因子为 20 是合理的值，并且可以使用以下公式来计算 C_{boot} 的值：

$$Q_{boot} = C_{boot} \times V_{boot} = Q_g \times 20,$$

所以：

$$C_{boot} = \frac{Q_g \times 20}{V_{boot}} \quad (4)$$

其中 V_{boot} 是自举电容两端的电压。作为 FET 的自举电容器两端的电压降为被打开时， ΔV 可以近似为：

$$\Delta V \approx \frac{Q_g}{C_{boot}} \quad (5)$$

因此，对于因子 20， ΔV 将约为 V_{boot} 的 5%。

正常工作条件下自举电容两端的最大电压为 $V_{boot(max)}$ 。但是，在某些情况下，电压可能会瞬时达到 18 V，钳位

C_x 和 S_x 引脚之间齐纳二极管的电压。在大多数应用中，使用良好的陶瓷电容器可以将工作电压限制为 16 V。

自举充电

在请求高侧 PWM 周期之前确保高侧自举电容器完全充电是一种很好的做法。为电容器充电所需的时间 $t_{\text{收费}}(\mu\text{s})$ 近似为：

$$t_{\text{充电}} = \frac{C_{\text{开机}} \times \Delta V}{100}, \quad (6)$$

其中 $C_{\text{开机}}$ 是自举电容的值，单位为 nF，并且 ΔV 是自举电容器所需的电压。

在上电和驱动器长时间禁用时，自举电容器可以完全放电。在这种情况下， ΔV 可以被认为是完整的高侧驱动电压，12 V。否则， ΔV 是电荷转移期间下降的电压量，应为 400 mV 或更小。

每当 S_x 引脚被拉低并且电流从 VREG 通过内部自举二极管电路流向 C_{开机} 时，电容器就会充电。

自举充电管理

A3941 提供自动自举电容器充电管理。持续检查每相的自举电容器电压，以确保其高于自举电压欠压阈值， $V_{\text{引导程序}}$ 。如果自举电容器电压低于此阈值，A3941 将打开必要的低侧 FET，并继续充电直到自举电容器超过欠压阈值加上迟滞， $V_{\text{引导程序}} + V_{\text{靴子}}$ 。最短充电时间通常为 7 μs ，但对于非常大的自举电容器 (>1000 nF) 值可能会更长。如果自举电容电压在大约 200 μs 内未达到阈值，则将标记为欠压故障。

VREG 电容器选择

内部基准电压 VREG 为低侧栅极驱动电路提供电流，并为自举电路提供充电电流

电容器。当低侧 FET 开启时，栅极驱动电路将为栅极提供快速开启 FET 所需的高瞬态电流。该电流可能为数百毫安，不能由 VREG 稳压器的受限输出直接提供，必须由连接到 VREG 的外部电容器提供。

高端 FET 的开启电流值与低端 FET 的值相似，但主要由自举电容器提供。然而，自举电容必须从 VREG 稳压器输出重新充电。不幸的是

自举充电可以在低端导通后很短的时间内发生。这就要求电容的值

VREG 和 AGND 之间连接的电压应足够高，以最大限度地减少 VREG 上的瞬态电压降，以便结合低侧 FET 导通和自举电容器再充电。20 × C_{开机} 的值是一个合理的值。最大工作电压永远不会超过 $V_{\text{注册}}$ ，因此电容器可以额定低至 15 V。该电容应尽可能靠近 VREG 引脚放置。

供应脱钩

因为这是一个开关电路，所以开关点处的所有电源都会出现电流尖峰。与所有此类电路一样，电源连接应通过电源引脚和地之间的陶瓷电容器（通常为 100 nF）去耦。这些电容器应尽可能靠近器件电源引脚 VBB 和 V5 以及接地引脚 GND。

功耗

在预计环境温度较高的应用中，片上功耗可能成为一个关键因素。应注意确保工作条件允许 A3941 保持在安全的结温范围内。

A3941 消耗的功率 P_D 可以通过以下方式估算：

$$P_D = P_{\text{BIAS}} + P_{\text{CPUMP}} + P_{\text{开关}}, \quad (7)$$

给出：

$$P_{\text{偏置}} = V_{\text{BB}} \times I_{\text{BB}}; \quad (8)$$

$$P_{\text{中央处理器}} = [(\times 2 V_{\text{BB公司}}) - V_{\text{注册}}] I_{\text{影音}}, \text{ 对于 } V_{\text{BB公司}} < 15 \text{ V},$$

$$\text{或者}$$

$$= [V_{\text{BB公司}} - V_{\text{注册}}] I_{\text{影音}}, \text{ 对于 } V_{\text{BB公司}} > 15 \text{ V},$$

$$P_{\text{开关}} = Q_{\text{GATE}} \times V_{\text{REG}} \times N \times f_{\text{PWM}} \times \text{比率};$$

在哪里:

$$I_{\text{AV}} = Q_{\text{门}} \times N \times f_{\text{PWM}},$$

N 是 PWM 周期内开关的 FET 数量, 并且

$$\text{比率} = \frac{10}{R_{\text{门}} + 10}.$$

N = 1 用于二极管再循环的慢衰减, N = 2 用于同步整流的慢衰减或二极管循环的快速衰减, N = 4 用于同步整流的快速衰减。

布局建议

在设计高频、快速开关、大电流电路时, 必须仔细考虑 PCB 布局。以下是关于其中一些考虑的建议:

- A3941 接地、GND 和外部 FET 的大电流回路应分别返回到电机电源滤波电容器的负极侧。这将最大限度地减少开关噪声对器件逻辑和模拟参考的影响。
- 裸露的散热垫应连接到 GND 引脚, 并可能构成控制器电源接地的一部分 (见图 4)。
- 通过在所有功率 FET 的漏极和源极端子处使用短而宽的铜迹线, 最大限度地减少杂散电感。这包括电机引线连接、输入电源总线和低侧功率 FET 的公共电源。这将使大负载电流的快速切换引起的电压最小化。
- 考虑在功率 FET 的源极和漏极之间使用小型 (100 nF) 陶瓷去耦电容器, 以限制由电路走线电感引起的快速瞬态电压尖峰。
- 保持栅极放电返回连接 Sx 和 LSS 尽可能短。这些迹线上的任何电感都会导致相应 A3941 引脚上的负转换, 这可能会超过绝对最大额定值。如果可能, 请考虑使用钳位二极管来限制这些引脚相对于 GND 的负偏移。

- RDEAD 和 VDSTH 等敏感连接的接地电流非常小, 应连接到 Quiet 接地 (参见图 4), 该接地独立连接, 最靠近 GND 引脚。这些敏感元件不应直接连接到电源公共端或公共接地层。它们必须直接参考 GND 引脚。

- VBB、VREG 和 V5 的电源去耦应连接到控制器电源接地, 即独立连接到 GND 引脚附近。去耦电容也应尽可能靠近相关电源引脚连接。
- 如果布局空间有限, 则可以合并静音和控制器电源接地。在这种情况下, 请确保死区电阻的接地回路靠近 GND 引脚。
- 使用紧密接地的 (尖端和筒形) 探头检查 LSS 引脚上瞬变的峰值电压偏移, 参考 GND 引脚。如果 LSS 上的电压超过此数据表中显示的绝对最大值, 请在 LSS 引脚和 GND 引脚之间添加额外的钳位和电容之一或两者, 如图 4 所示。
- 栅极电荷驱动路径和栅极放电返回路径可能携带大的瞬态电流脉冲。因此, GHx、GLx、Sx 和 LSS 的走线应尽可能短, 以降低电路走线电感。
- 提供从 LSS 到功率桥公共点的独立连接。不建议将 LSS 直接连接到 GND 引脚, 因为这可能会将噪声注入敏感功能, 例如死区定时器。
- 可以在 VBB 连接中放置一个低成本二极管, 以提供电池反向保护。在电池反向情况下, 可以使用功率 FET 的体二极管将反向电压钳位到大约 4 V。在这种情况下, VBB 连接中的附加二极管将防止损坏 A3941 和 VDRAIN 输入将承受反向电压。

请注意, 以上只是建议。每个应用程序都是不同的, 可能会遇到不同的敏感性。运行几安培的驱动器比运行 150 A 的驱动器更不容易受到影响, 并且每个设计都应在最大电流下进行测试, 以确保消除任何寄生效应。

或者

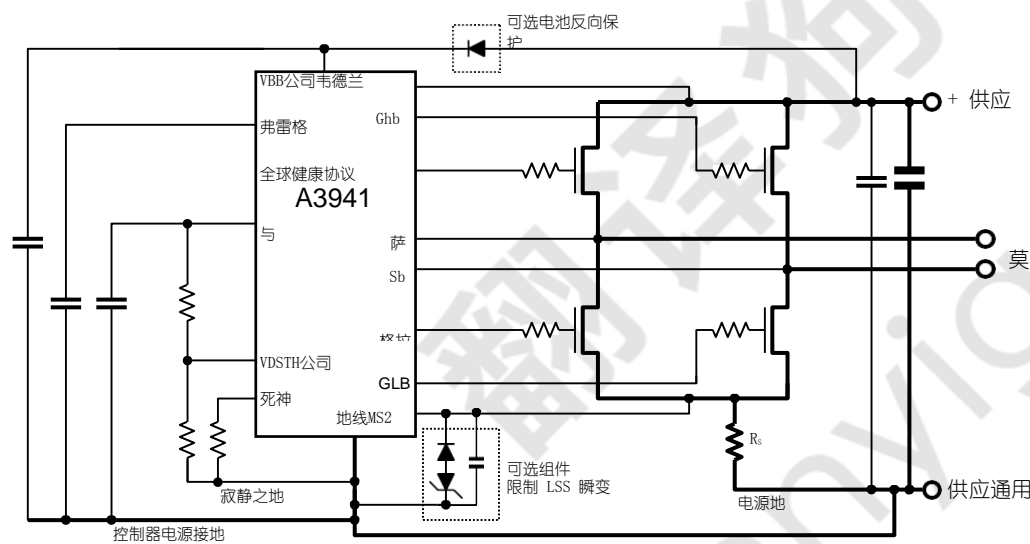
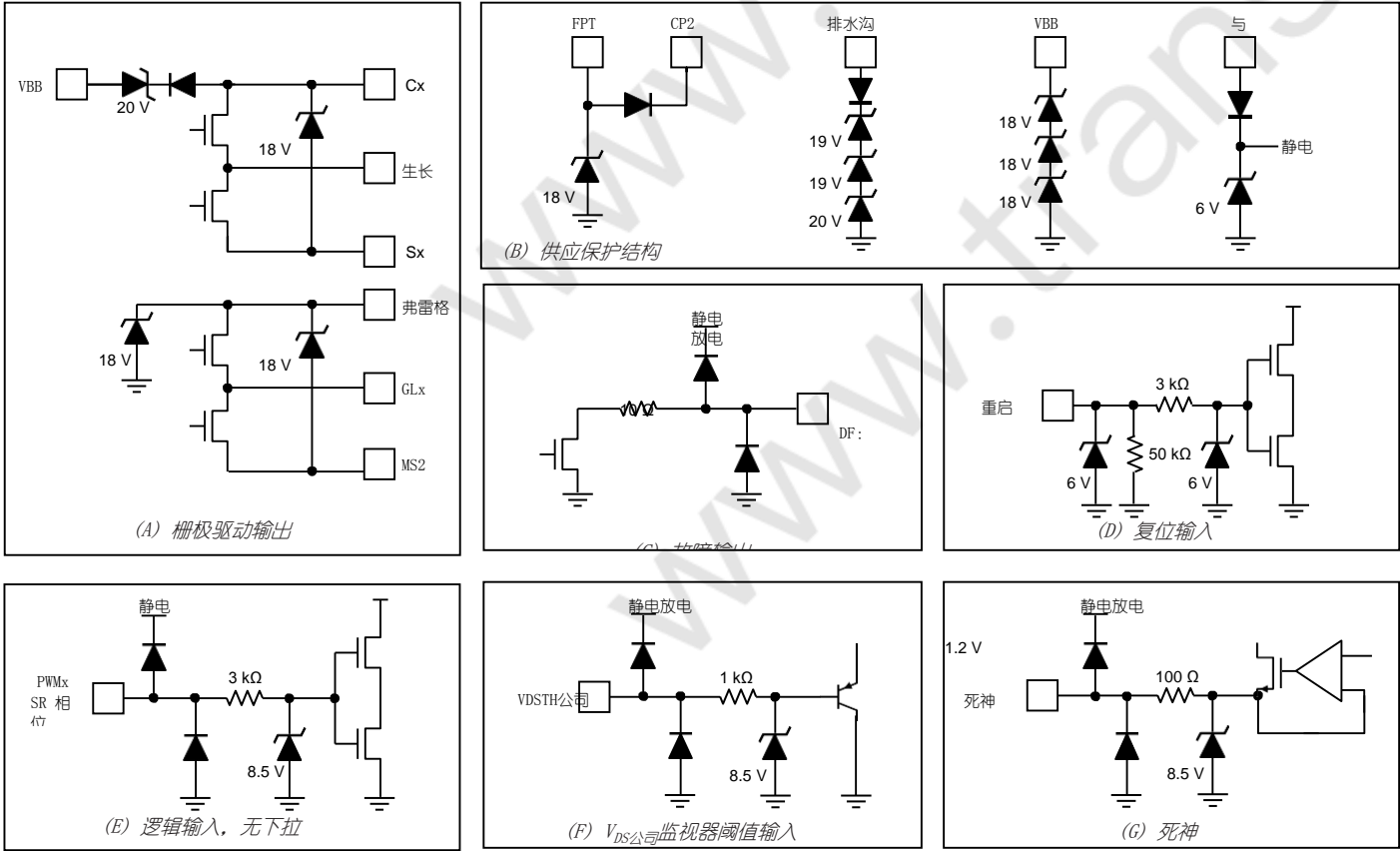


图 4. 供应路线建议

输入和输出结构

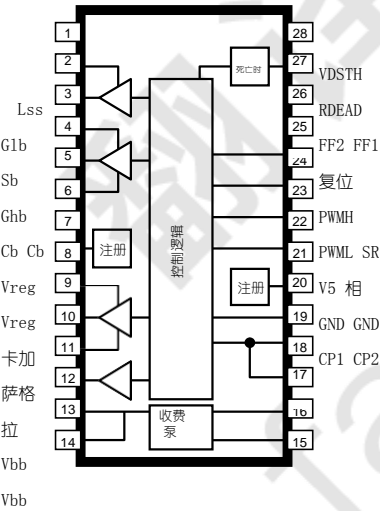


A3941

汽车全桥 MOSFET 驱动器

排水沟

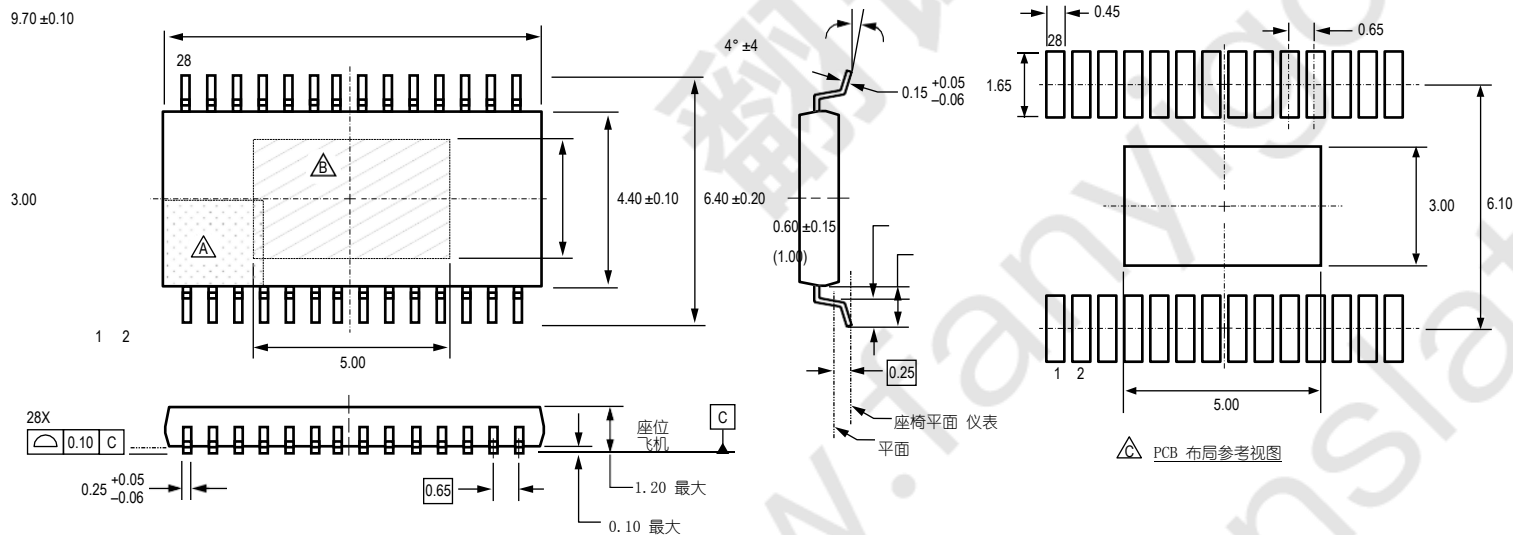
引脚图



终端列表

数字	姓名	描述	数字	姓名	描述
1	排水沟	高边共漏	16	FPT	泵电容器
2	MS2	低边公共源	17	地线	地面
3	GLB	低侧栅极驱动 B	18	地线	地面
4	某人	负载连接 B	19	阶段	相位控制输入
5	GHB	高边栅极驱动 B	20	V5	5V 稳压器
6	断路器	自举电容 B	21	铈	SR控制输入
7	弗雷格	稳压 13 V	22	脉宽调制	低端 PWM 控制输入
8	弗雷格	稳压 13 V	23	脉宽调制	高端 PWM 控制输入
9	认证机构	自举电容 A	24	重启	复位输入
10	全球健康协议	高端栅极驱动 A	25	FF1型	故障标志 1 输出
11	萨	负载连接 A	26	FF2型	故障标志 2 输出
12	格拉	低侧栅极驱动器 A	27	死神	死区时间设置输入
13	VBB公司	主要供应	28	VDSTH公司	V _{DS} 公司阈值电平输入
14	VBB公司	主要供应	—	软垫	用于增强散热的裸露焊盘（底面）
15	CP2公司	泵电容器			

封装 LP 28 引脚 TSSOP，带外露散热垫



仅供参考

(参考 JEDEC MO-153 AET)

以毫米为单位的尺寸

尺寸不包括模具毛边、浇口毛刺和挡杆突起 在所示限制内由供应商决定的精确外壳和引线配置

△ 1 号航站楼标记区

△ 外露散热垫 (底面)

△ 参考焊盘布局 (参考 IPC7351 SOP65P640X120-29CM) ; 所有焊盘距离所有相邻焊盘至少 0.20 毫米; 根据需要进行调整以满足应用工艺要求和 PCB 布局公差; 在多层 PCB 上安装时, 外露散热焊盘上的散热孔可以改善散热 (参考 EIA/JEDEC 标准 JESD51-5)

修订记录

数字	日期	描述
6	2013 年 12 月 23 日	更新—数字电视
7	2019 年 5 月 8 日	小编辑更新

版权所有 2019, Allegro MicroSystems。

Allegro MicroSystems 保留不时更改详细规范的权利, 以改进其产品的性能、可靠性或可制造性。在下订单之前, 提醒用户确认所依赖的信息是最新的。

Allegro 的产品不得用于任何设备或系统, 包括但不限于生命支持设备或系统, 在这些设备或系统中, Allegro 产品的故障可以合理地预期会造成人身伤害。

此处包含的信息被认为是准确和可靠的。但是, Allegro MicroSystems 对其使用不承担任何责任; 也不会因为使用它而侵犯第三方的专利或其他权利。

本文档的副本被视为不受控制的文档。

如需本文档的最新版本, 请访问我们的网站:

www.allegromicro.com