



7V, 8A 抗辐射负载点电源

1. 产品特性

- 输入电压：3V~7V
- 最大输出电流：8A
- 峰值效率：96% ($V_O=3.3V$)
- 集成 $55m\Omega / 50m\Omega$ 金属氧化物半导体场效应管 (MOSFET)
- 可调的 100kHz~1M 内部振荡器
- 可调的启动延迟与上电顺序
- 用于欠压与过压保护的输出状态监控
- 可调的输入欠压锁定
- 集成软启动、过流保护、过温保护等功能。
- 可实现与TPS50601A-SP PIN TO PIN 替代
- 总剂量 (TID) 耐受： $\geq 100k \text{ rad}(\text{si})$
- 单粒子锁定及烧毁对线性能量传输 (LET) 的抗干扰度： $\geq 75\text{MeV}\cdot\text{cm}^2/\text{mg}$



2. 功能描述

C42111RHT 是一款 7V, 8A 的同步降压转换器。此器件针对小型化进行优化, 集成高侧和底侧 MOSFET 并提供极高的转换效率。使用电流模式控制, 减少外围组件数量, 并通过提高开关频率缩小电感封装, 进一步节省空间。输出电压软启动由 SS/TR 引脚控制, 通过配置 EN 与 PG 引脚, 可以控制上电顺序。

3. 产品应用

- 航天器FPGA、微处理器、ASIC等负载点s芯片供电

4. 裸芯片/封装简介

- 本产品采用耐热增强型CFP-20陶瓷扁平封装



5. 绝对最大额定值

表 1 绝对最大额定值

除非特别标注，否则都是在正常工作温度环境下			
描述		数值	单位
输入电压	VIN	-0.3~7.5	V
	PVIN	-0.3~7.5	V
	EN	-0.3~5.5	V
	COMP	-0.3~3.3	V
	PWRGD	-0.3~5.5	V
	VSENSE	-0.3~3.3	V
	SS/TR	-0.3~5.5	V
	SYNC	-0.3~7.5	V
输出电压	REFCAP	0~3.3	V
	PH	-1~7.5	V
	PH 10ns 瞬态	-3~7	V
GND 到散热片的电压差		-0.2~0.2	V
输出负载电流		8	A
输出电流	PH	限流	A
	RT	-100/100	μ A
吸入电流	PH	限流	A
	PVIN	限流	A
	COMP	-200/200	μ A
	PWRGD	-0.1~5	mA
	ESD (HBM)		2000
正常工作时结温		-55~150	$^{\circ}$ C
存储温度		-65~150	$^{\circ}$ C

(1) 使用中超过这些绝对最大值可能对芯片造成永久损坏。

6. 电性能参数

除非特别说明， $T_A = -55^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$, $V_{IN} = P_{VIN} = 3\text{V} \sim 7\text{V}$ 。

表 2 电性能参数

描述	条件	最小值	典型值	最大值	单位
供电电压(V_{IN} 和 P_{VIN})					
P_{VIN} 工作电压		3		7	V
V_{IN} 工作电压		3		7	V
V_{IN} 欠压保护阈值	V_{IN} 上电		2.75	3	V
V_{IN} 欠压保护迟滞			50		mV
V_{IN} 关断电流	EN=0		1.35	2.5	mA
V_{IN} 工作-无开关电流	$V_{SENSE} = 112\% V_{REF}$		5	10	mA



使能端(Enable)					
使能端电压上升阈值	上升		1.14	1.28	V
使能端电压下降阈值	下降	0.97	1.11		V
输入电流	I_{EN_IN}		3		μA
电压反馈端(VFB)					
反馈电压	$0A \leq I_{out} \leq 8A, -55^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$	0.792	0.804	0.816	V
REFCAP 电压			1.211		V
MOSFET					
上管开关电阻 ⁽¹⁾	$V_{IN}=3V$, 引线长 4mm		50		m Ω
上管开关电阻 ⁽¹⁾	$V_{IN}=5V$, 引线长 4mm		45		m Ω
上管开关电阻 ⁽¹⁾	$V_{IN}=7V$, 引线长 4mm		43		m Ω
下管开关电阻 ⁽¹⁾	$V_{IN}=3V$, 引线长 4mm		35		m Ω
下管开关电阻 ⁽¹⁾	$V_{IN}=5V$, 引线长 4mm		34		m Ω
下管开关电阻 ⁽¹⁾	$V_{IN}=7V$, 引线长 4mm		33		m Ω
误差放大器 (COMP)					
误差放大器跨导 ⁽²⁾	$-2\mu A < I_{COMP} < 2\mu A,$ $V_{COMP}=1V$	1000	1400	2000	$\mu Mhos$
误差放大器直流增益 ⁽²⁾	$V_{SENSE}=0.804V$		10000		V/V
误差放大器吸入/输出电流 ⁽²⁾	100mV 输入, $V_{COMP}=1V$	-250	± 125	250	μA
误差放大器输出阻抗 ⁽²⁾			7		M Ω
开启开关切换电压阈值 ⁽²⁾			0.25		V
COMP 到下管开关的跨导 gm ⁽²⁾			22		A/V
过流保护 (OCP)					
上管限流阈值 ⁽²⁾	$V_{IN}=7V$		12		A
下管限流阈值 ⁽²⁾	$V_{IN}=7V$		11		
下管反向限流阈值 ⁽²⁾	$V_{IN}=7V$		3		A
过温保护 (OTP)					
过温保护点			170		$^{\circ}C$
过温保护迟滞			20		$^{\circ}C$
频率设置 (RT)					
内部频率	RT 悬空	395	500	585	kHz
外部频率设置	RT=100k Ω (1%)	395	500	585	
	RT=485k Ω (1%)		100		
	RT=47k Ω (1%)		1000		
同步频率 (SYNC)					
SYNC 输出上升时间	$C_{load}=25pF$		70	111	ns
SYNC 输出下降时间	$C_{load}=25pF$		6	15.5	ns
下降时延相位差			180		$^{\circ}$
SYNC 输出高电平	$I_{OH}=50\mu A$	2			V



SYNC 输出低电平	$I_{OH}=50\mu A$			0.6	V
SYNC 输入低电平	$P_{VIN}=V_{IN}=3V$			0.9	V
SYNC 输入高电平	$P_{VIN}=V_{IN}=3V$	2.45			V
SYNC 输入低电平	$P_{VIN}=V_{IN}=7V$			0.9	V
SYNC 输入高电平	$P_{VIN}=V_{IN}=7V$	4.25			V
SYNC 频率变化	变化百分比	-5%		5%	
		100		1000	kHz
PH 脉宽波形产生端 (PH)					
最小导通时间			190	234	ns
软启动 (SS)					
软启动充电电流		1.5	2.5	3	μA
软启动和 V_{FB} 匹配电压差	$V_{SS/TR}=0.4V$		30	90	mV
输出电压良好指示端 (POWER GOOD)					
检测阈值	检测下降阈值 (失败)		91		$\% V_{REF}$
	检测上升阈值 (成功)		94		$\% V_{REF}$
	检测上升阈值 (失败)		109		$\% V_{REF}$
	检测下降阈值 (成功)		106		$\% V_{REF}$
逻辑高时漏电流	检测电压= V_{REF} , $V_{PWRGD}=5V$		30	181	nA
逻辑低输出电压	$I_{PWRGD}=2mA$			0.3	V
检测正常时的最低 V_{IN}	100 μA 时的 $V_{PWRGD}<0.5V$		0.6	1	V
PWRGD 正常输出最小 SS/TR				1.55	V
(1)引脚端测试。 (2)设计保证。					

7. 芯片引脚说明

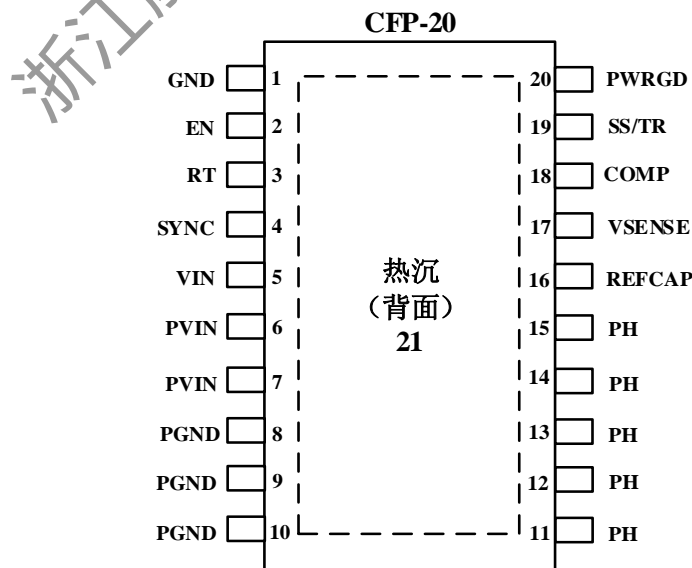


图 1 引脚分布



表 3 引脚说明

PIN		描述
名称	序号	
GND	1,21	接地/散热片接地
EN	2	使能端，高使能，可通过电阻编程 UVLO
RT	3	频率编程端，使用电阻连接到 GND 编程内部频率
SYNC	4	同步时钟引脚，可同步外置 100kHz~1MHz 频率
VIN	5	输入端，给内部逻辑电路提供电源
PVIN	6,7	功率输入端，给功率开关提供能量
PGND	8,9,10	功率电源接地端
PH	11,12,13,14,15	开关端口
REFCAP	16	内部基准稳压电容引脚，可连接 470nF 电容，不用时可悬空。
VSENSE	17	误差放大器输入端/外部反馈端
COMP	18	误差放大器输出端，外接频率补偿网络
SS/TR	19	软启动控制端，使用一个外部电容编程软启动时间
PWRGD	20	芯片输出监控端，开漏输出

8. 功能框图

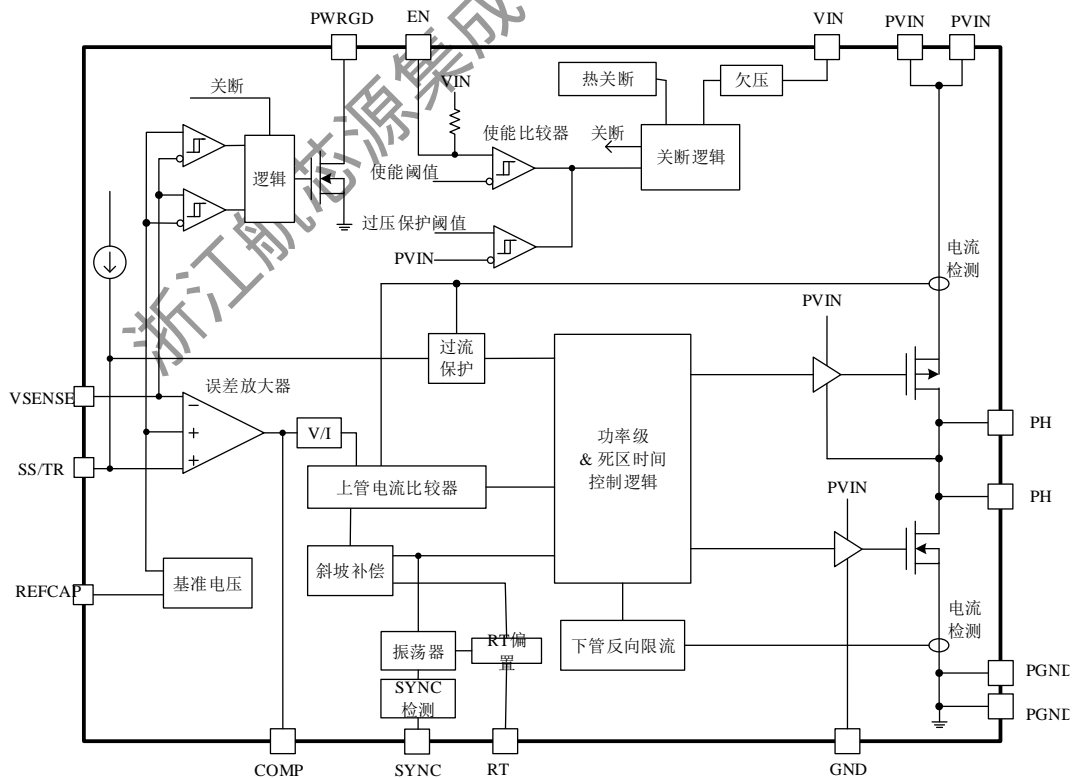


图 2 功能框图



9. 功能详细说明

9.1 综述

C42111RHT 为一个 7V, 8A 额定电流的同步降压转换器。其包含 2 个内置的 MOSFET, 并采用固定频率的峰值电流控制模式以提高线性调整率和负载调整率, 同时简易外围补偿设计。该器件的开关频率从 100 kHz ~1 MHz 可调, 以兼顾效率及输出滤波器件的面积。

C42111RHT 为安全的启动设有预启动以及软起电, 其默认的启动电压是 $V_{IN}>3V$ 。EN 端口有一个内部的上拉电流, 因此可以端口浮空的情况下通过内部的上拉电流置高, 也可以使用 2 个外部电阻调整输入电压欠压锁定阈值。C42111RHT 在待机模式下仅有 1.25 mA 的待机电流。

C42111RHT 内部集成 MOSFET 为高效率电源设计, 其连续输出电流高达 8A。这些 MOSFET 针对小占空比的应用优化以提高效率。

C42111RHT 有一个输出监控电路用于反馈输出电压的状态, 该电路的输出端口 PWRGD 为开漏输出。当 VSENSE 端口的电压在内部基准源的 94% 至 106% 时, PWRGD 端口的输出为高, 当 VSENSE 端口的电压小于内部基准源的 91% 或者大于内部基准源的 109% 时, PWRGD 端口的输出为低。

SS/TR 端口可以用于减小浪涌电流或者提供在启动过程中的电源排序功能, 这些功能通过在此端口上连接一个较小的电容或者电阻来实现。

C42111RHT 提供过压、过流及过温保护功能。当发生上述故障时, C42111RHT 会关闭以保护器件, 并在故障排除后尝试重新启动。

9.2 CCM 模式

作为同步降压转换器, 芯片在所有负载情况下都是工作在 CCM 模式。

9.3 VIN 和 PVIN

针对不同的应用环境, VIN 和 PVIN 可以连接在一起或者分开。VIN 作为整体电路的控制模块供电电源。PVIN 是芯片功率管供电电源。

连接到 EN 脚的电压可以控制 UVLO 电压值。通过调整 PVIN 产生的 UVLO 值可以提供一致的上电时序。

9.4 可调输出电压

输出电压通过设置 VOUT 到 VSENSE 端口的分压电阻实现。建议使用 1% 精度或者更高精度的电阻实现。当上拉电阻 R1 使用 10kΩ 时, 用公式 (1) 去计算下拉电阻 R2。想提高轻载时的效率, 可以使用更大的上拉电阻。但是请注意如果使用过大的上拉电阻, 转换器将会对噪声和电压误差更加敏感。



$$R2 = \frac{V_{REF}}{V_{OUT} - V_{REF}} R1 \quad (1)$$

其中， $V_{REF}=0.804V$ 。

9.5 最大占空比

C42111RHT 不存在最大占空比限制，可以实现 100% 占空比应用条件。

9.6 误差放大器

C42111RHT 使用一个误差放大器来比较 V_{SENSE} 与内部基准电压 $0.804V$ 的误差。该误差放大器的跨导正常工作时是 $1400\mu A/V$ ，频率补偿网络放置在 $COMP$ 端口与地之间。该误差放大器的小信号增益典型值是 $10000V/V$ 。

9.7 斜坡补偿

C42111RHT 添加了一个斜率补偿到电感电流信号中，用以抑制次谐波震荡。在整个开关周期中电感电流保持连续，同时最低的电感电流峰峰值不低于 $1A$ 。

9.8 Enable 和可调 UVLO

EN 引脚可以控制整个芯片的工作状态。当 EN 脚电压超过一定值后芯片开始工作。当 EN 脚电压低于这个值时芯片停止工作。所以通过控制连接到 EN 的分压电阻可以实现不同的 V_{IN} 或者 PV_{IN} UVLO。

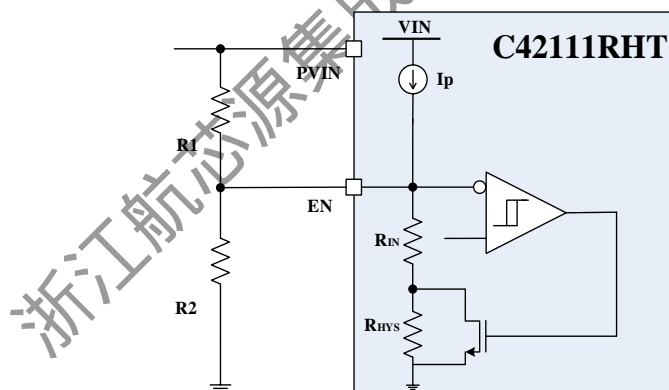


图 3 可调的 V_{IN} & PV_{IN} UVLO

通过计算可以得到：

$$\frac{V_{ENR} (R_{IN} + R_2)}{R_{IN} \cdot R_2} = \frac{V_{IN} - V_{ENR}}{R_1} + I_P \quad (2)$$

$$\frac{V_{ENF} (R_{IN} + R_{HYS} + R_2)}{(R_{IN} + R_{HYS}) \cdot R_2} = \frac{V_{IN} - V_{ENF}}{R_1} + I_P \quad (3)$$

其中： $I_P=3\mu A$ 、 $R_{IN}=1300k\Omega$ ， $R_{HYS}=110 k\Omega$ ， $V_{ENR}=1.14V$ ， $V_{ENF}=1.11V$ ， V_{IN} 为设定输入欠压锁定点。



9.9 可调开关频率

C42111RHT 可以通过一个连接在 RT 端口与 GND 之间的电阻来实现频率可调。不同 RT 电阻对应的频率值由下图可见。

当 RT=485kΩ 时, Fsw=100kHz; 当 RT=100kΩ 时, Fsw=480kHz; RT=47kΩ 时, Fsw=1MHz。

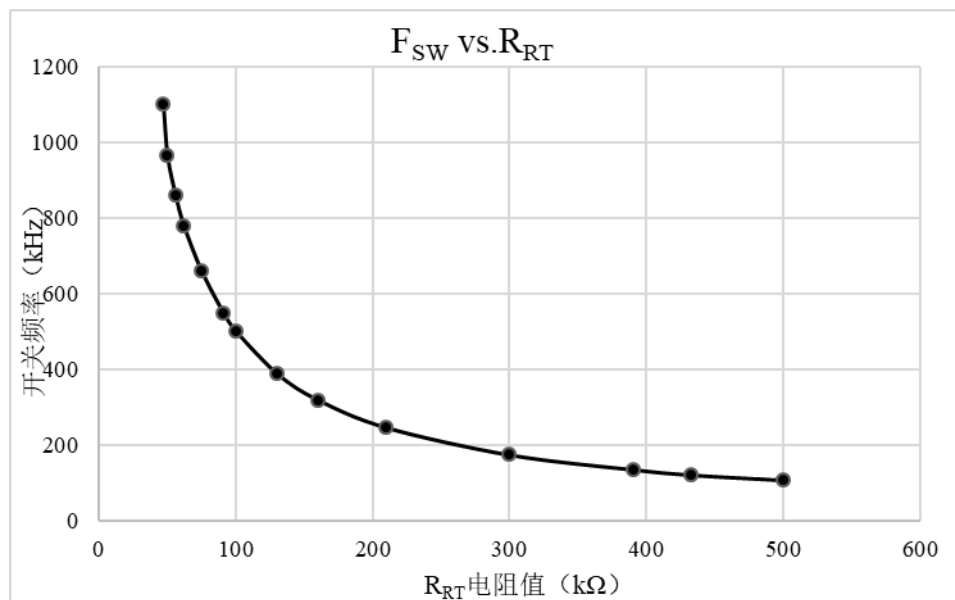


图 4 芯片开关频率 F_{sw} 与 RT 的关系

9.10 软启动 (SS/TR)

C42111RHT采用SS/TR电压与内部基准电压之间的低者作为误差放大器输入基准电压。在SS/TR端口连接一个电容到地可以调节芯片的软启动时间。C42111RHT内部提供一个 2.5μA 电流用于给此电容充电。软启动时间可按照公式 (4) 计算:

$$T_{SS}(ms) = \frac{C_{SS}(nF) * V_{ref}(V)}{I_{SS}(uA)} \quad (4)$$

其中, 基准电压 V_{ref}=0.804V, I_{SS}=2.5μA。

9.11 电源指示 (PWRGD)

PWRGD是一个开漏输出。当VSENSE脚电压在内部基准电压的 94%和 106%之间时, 下拉失效, 引脚悬空。该引脚建议使用 10kΩ到 100kΩ上拉电阻, 上拉电压不超过 5.5V。当VIN超过 1V时,PWRGD即可以指示状态, 但是吸入电流能力下降。当VIN大于 3V时, PWRGD拥有完整的吸入电流能力。当PWRGD刚进入基准电压 94%和 106%之间时, 端口将处于开漏状态。当PWRGD大于 109%或者小于 91%基准电压值时, PWRGD立即拉低, 指示芯片工作不正常。

9.12 过压保护 (OVP), 过流保护 (OCP), 过温保护 (OTP)

C42111RHT内部设有输出过压保护电路, 以防止输出电压过高。例如, 当VSENSE电压超过V_{ref}的 1.1



倍时，C42111RHT内部进入异常状态并关闭高侧功率管，开启低侧功率管，释放输出电容上的电压。

C42111RHT内部设有过流保护，当高侧功率管电流检测超过 14A时，内部进入异常状态关闭高侧功率管，开启低侧功率管，释放输出电容上电压。

当芯片内部温度超过 170°C时，内部进入异常状态关闭高侧功率管，开启低侧功率管，释放输出电容上的电压。当芯片温度降低 20°C，C42111RHT重新启动。

9.13 小信号模型

下图给出一个等效的小信号模型用于设计外围补偿网络来补偿检测频率响应和瞬态响应。误差放大器的跨导是 $1300\mu\text{A}/\text{V}$ 。误差放大器可以用一个理想的压控电流器来表示，电阻 R_{oea} ($7\text{M}\Omega$)和电容 (20.7pF)用来模拟误差放大器的开关增益和频率响应。 a/c 和 c/b 分别是功率级和频率补偿部分的小信号响应， a/b 是整体环路的小信号响应。

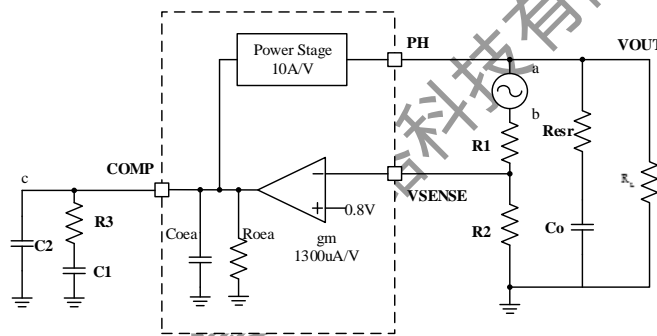


图 5 小信号模型

9.14 峰值电流模式的简易小信号模型

上图给出的小信号模型帮助我们理解如何去设计频率补偿。功率开关管部分可以等效表示为一个驱动输出电容电阻的压控电流源。此部分的小信号模型计算公式如公式 (5) 所示，其中包含直流增益，一个主极点以及一个ESR零点。 COMP 的变化导致输出电流变化即为此部分跨导 g_{mps} ，对于本芯片此值为 $18\text{A}/\text{V}$ 。此部分直流增益即为 $g_{\text{mps}} * R_L$ 。当输出电流增加时，增益降低。初看这个随着负载变化的增益很麻烦，但是幸运的是主极点也随着负载变化而变化。这个综合变化在下图 7 中用实线表示出来。当负载电流降低，直流增益增加但是主极点降低，保持当负载变化时 0dB 增益时频率不变，使得频率补偿更加容易。

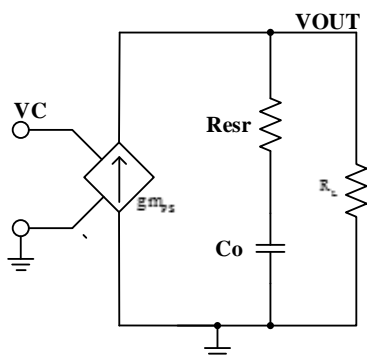


图 6 简易小信号模型

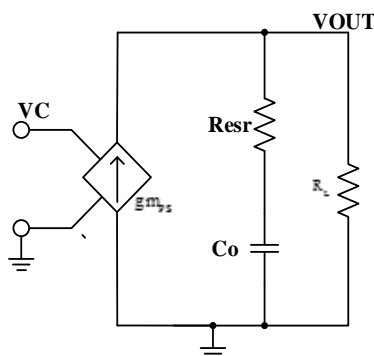
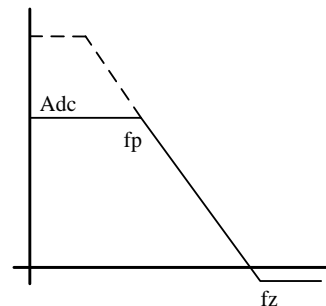


图 7 峰值电流模式的简易小信号模型



$$\frac{VOUT}{VC} = Adc * \frac{1 + \frac{s}{2\pi * fz}}{1 + \frac{s}{2\pi * fp}} \quad (5)$$

$$Adc = gm_{PS} * R_L \quad (6)$$

$$f_p = \frac{1}{C_O * R_L * 2\pi} \quad (7)$$

$$f_z = \frac{1}{C_O * R_{esr} * 2\pi} \quad (8)$$

其中： gm_{ea} 是误差放大器增益（1300 μ A/V）， gm_{ps} 是功率级增益（18A/V）， R_L 是输出负载， C_O 是输出电容， R_{esr} 是输出电容等效串联电阻。

9.15 频率补偿的小信号模型

芯片中用跨导放大器作为误差放大器可以支持两种常用的补偿模型，如下图所示。Type 2A模式中，一个额外的高频极点用于消除高频噪声。

以下设计方法提供给不喜欢通用补偿方案的高级用户，以下的每一步计算在应用电路中都可能用到。

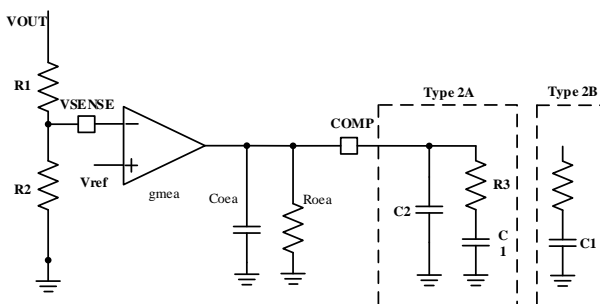


图 8 两种类型频率补偿

此频率补偿的计算方法如下所示：

- 1) 选定穿越频率 f_c ，常用的是开关频率的 1/10。
- 2) R_3 的计算公式如下：



$$R3 = \frac{2\pi * fc * VOUT * Co}{gm_{ea} * V_{ref} * gm_{ps}} \quad (9)$$

其中： gm_{ea} 是误差放大器增益（1300 μ A/V）， gm_{ps} 是功率级增益（18A/V）， V_{REF} 是基准电压（0.6V）。

3) 在主极点（ $fp = \frac{1}{Co * RL * 2\pi}$ ）处补偿一个零点。得到：

$$C1 = \frac{RL * Co}{R3} \quad (10)$$

4) $C2$ 是可选项。可以用来消除输出电容ESR零点。

$$C2 = \frac{Resr * Co}{R3} \quad (11)$$

10. 外围元器件选型

10.1 工作频率选择

设计应用电路第一步就是确定芯片频率。高频率可以使用较小的电感电容等，缩小电路板尺寸。但是高频率会增加开关损耗，降低转换效率，同时降低芯片散热能力。芯片频率可以通过改变 RT 端口电阻值来改变，500kHz 频率所对应的 RT 电阻值为 100k Ω 。

10.2 电感选择

电感值由公式（12）计算而得。 KL 系数代表了电感电流纹波与最大输出电流 IO 比值。电感电流纹波由输出电容滤波，所以选择高电感纹波将会影响输出电容的选择，因此输出电容纹波比例必须不小于电感电流纹波。通常来说，电感纹波值由设计师根据系统要求来确定。典型的 KL 范围是 0.1 至 0.5 之间，但是为了保证内部斜坡补偿的精确度，要求电感峰峰值不低于 1A。对低输出电流应用， KL 值可以增大些去降低输出电感。

$$L = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{I_O * K_L} * \frac{V_{OUT}}{V_{IN} * F_{SW}} \quad (12)$$

典型应用中： F_{SW} =500kHz， I_O =6A， K_L =0.25， V_{IN} =5V， V_{OUT} =2.5V， L =2.2 μ H。

10.3 输出电容选择

输出电容选择时需要考虑三个重要参数：

- (1) 输出电容决定环路主极点。
- (2) 输出电容决定输出纹波。
- (3) 输出电容决定大电流跳变时系统反应。

输出电容选择时需要仔细考虑这三个影响，输出电流变化时系统反应是最重要的一条。当系统无法提供输出电流时需要输出电容来提供。如果系统设计需要芯片具有一定的保持时间，当输入电压去除时，输出电容需要保持输出电压在一定范围内持续超过设定时间。同时如果输出电流出现大的跳变，系统无法及



时反应时，输出电容需要提供足够的电流给输出负载以确保输出不会掉压严重。公式（13）给出了最小输出电容计算值。

$$C_{OUT} > \frac{2 \times \Delta I_O}{F_{SW} \times \Delta V_{OUT}} \quad (13)$$

ΔI_O 是输出电流变化， F_{SW} 是开关频率， ΔV_{OUT} 是允许的输出电压变化范围。比如，负载跳变 6A 时要求输出电压变化不超过 10%，对于输出电压为 2.5V 时，计算得到 C_{OUT} 最小值为 100 μ F。这个数值还并没有考虑输出电容 ESR 的影响。对于输出电容为陶瓷电容来说，ESR 纹波可以忽略不计，但是宇航应用中的钽电容 ESR 纹波必须要考虑进去。

公式（14）计算得出满足输出纹波要求的最小输出电容值。 F_{SW} 是开关频率， $\Delta V_{OUTrippl}$ 是允许的输出电压变化范围， I_{ripple} 是电感电流纹波。在这种条件下，输出纹波要求为 20mV，通过计算可得最小电容值为 32 μ F。

$$C_{OUT} > \frac{1}{8 \times F_{SW}} \times \frac{I_{ripple}}{V_{OUTrippl}} \quad (14)$$

公式（15）计算出满足输出纹波 20mV 要求的输出电容最大 ESR 值。计算得到电容 ESR 要小于 8m Ω 。

$$R_{ESR} < \frac{V_{OUTrippl}}{I_{ripple}} \quad (15)$$

对于宇航应用条件下，满足 20mV 纹波条件下建议采用 330 μ F，ESR=6m Ω 的钽电容。

10.4 反馈电阻选择

反馈电阻 R1 和 R2 决定了输出电压值。比如输出 2.5V 时，选择 R1=10k Ω ，R2=4.7k Ω 。可以适度等比例改变 R1 和 R2 值，但是过大的电阻值将会引入噪声干扰，降低系统稳定性，过小的分压电阻可以提高稳定性，但是会增加静态功耗。

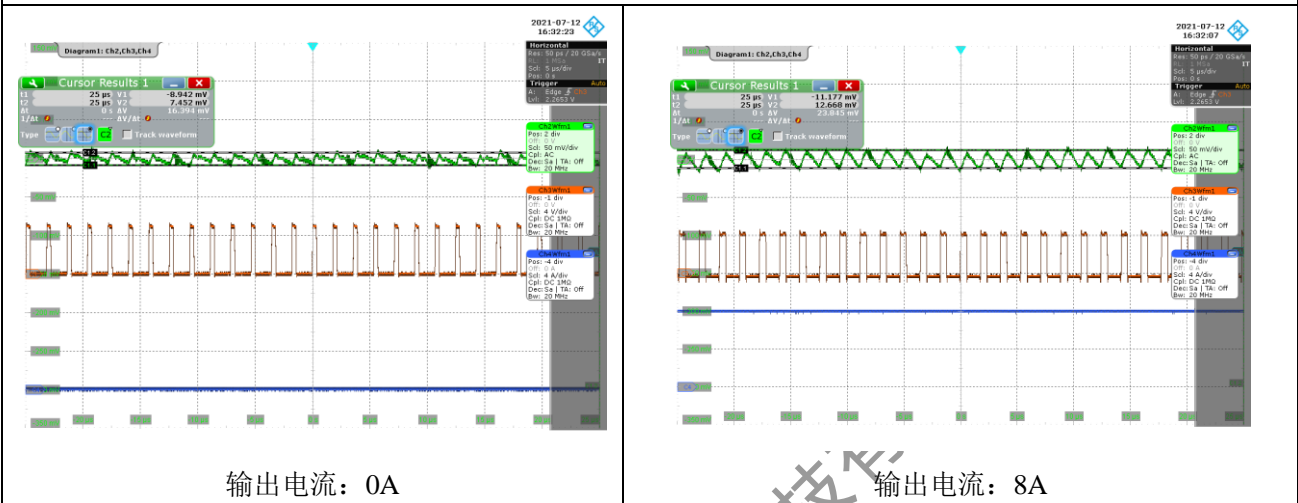


11. 典型特性曲线

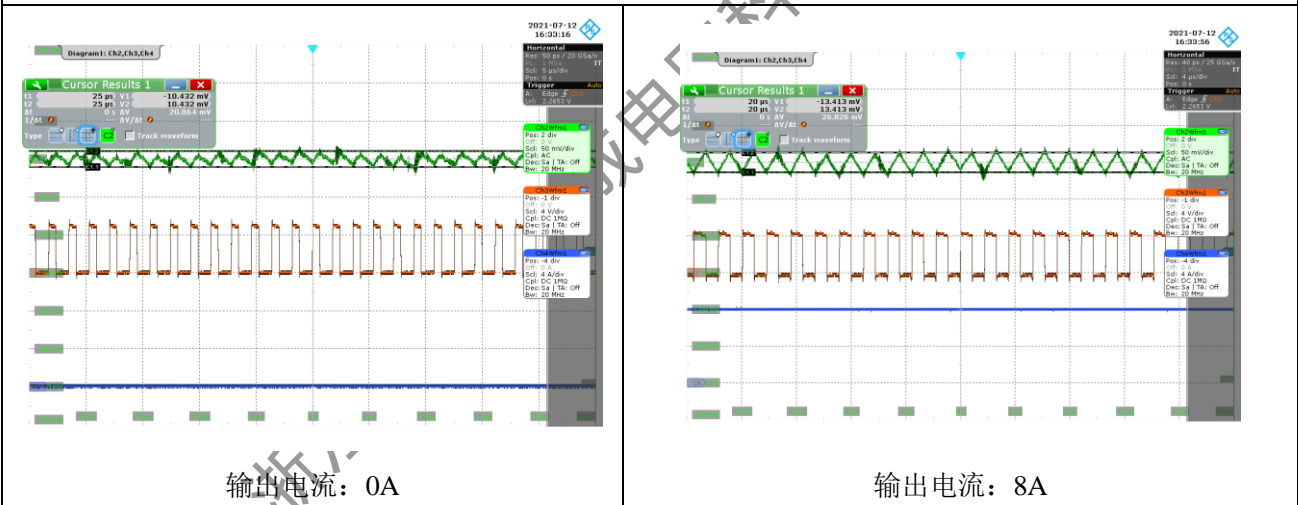
稳态输出纹波

CH2: VOUT (AC) 电压波形; CH3: PH 电压波形; CH4: 输出电流波形

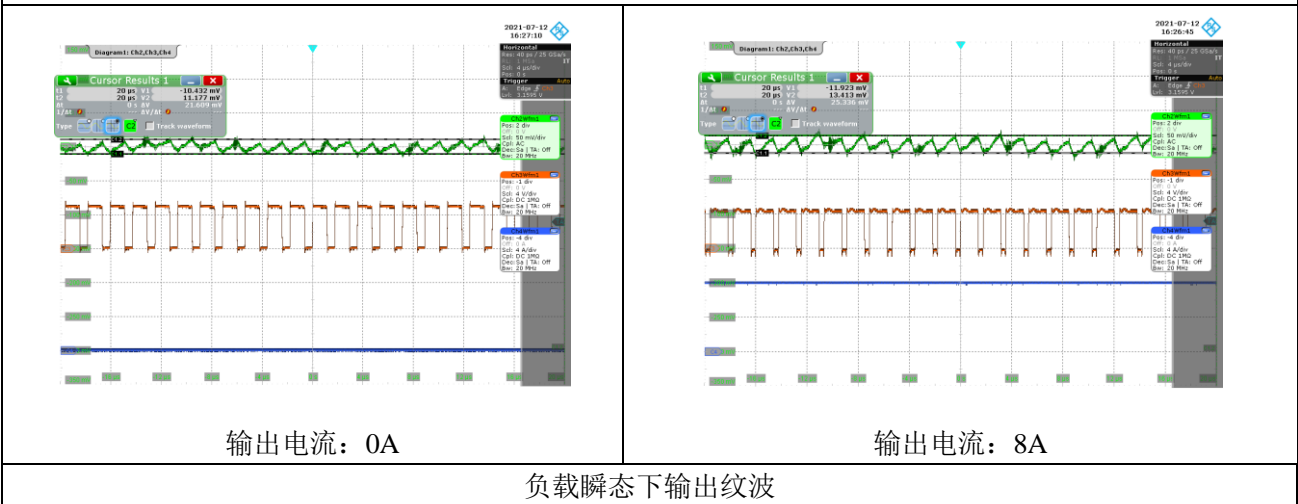
$V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1V$



$V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.8V$



$V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 3.3V$

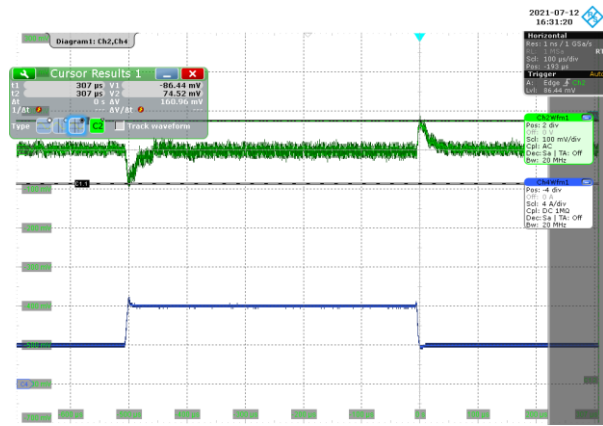


负载瞬态下输出纹波



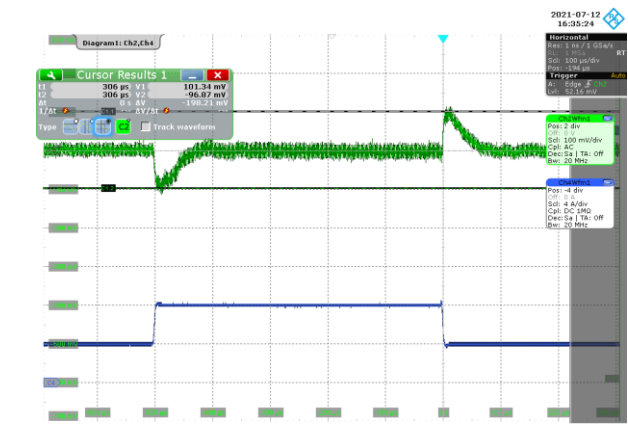
CH2: VOUT (AC) 电压波形; CH4: 输出电流波形

$V_{IN}=5V$, $V_{OUT}=1V$



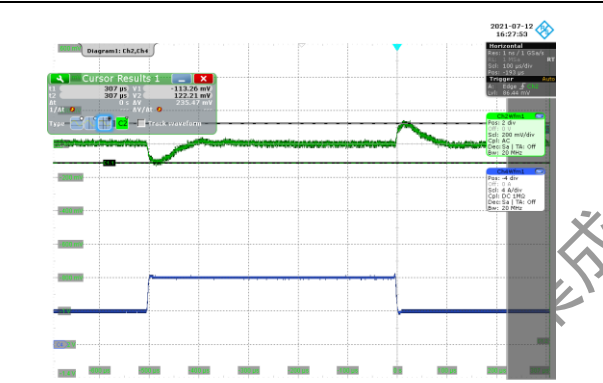
负载调变电流: 4A-8A, 周期 1ms, 电流斜率 $2.5A/\mu s$

$V_{IN}=5V$, $V_{OUT}=1.8V$

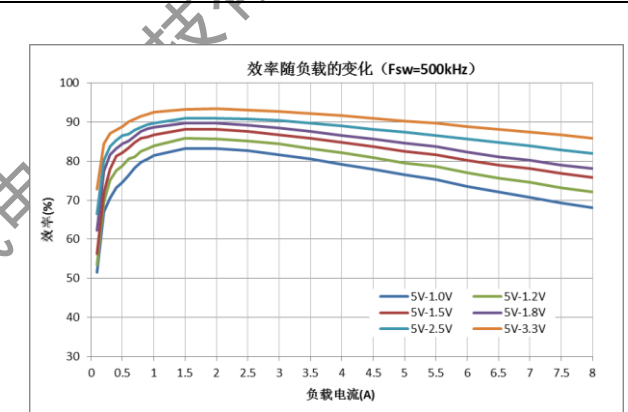


负载调变电流: 4A-8A, 周期 1ms, 电流斜率 $2.5A/\mu s$

$V_{IN}=5V$, $V_{OUT}=3.3V$



($F_{sw}=500kHz$) 负载调变电流: 4A-8A, 周期 1ms, 电流斜率 $2.5A/\mu s$



C42111RHT 效率曲线 ($V_{IN}=P_{VIN}=5V$)



12. 芯片推荐应用说明

12.1 C42111RHT 单路工作推荐电路

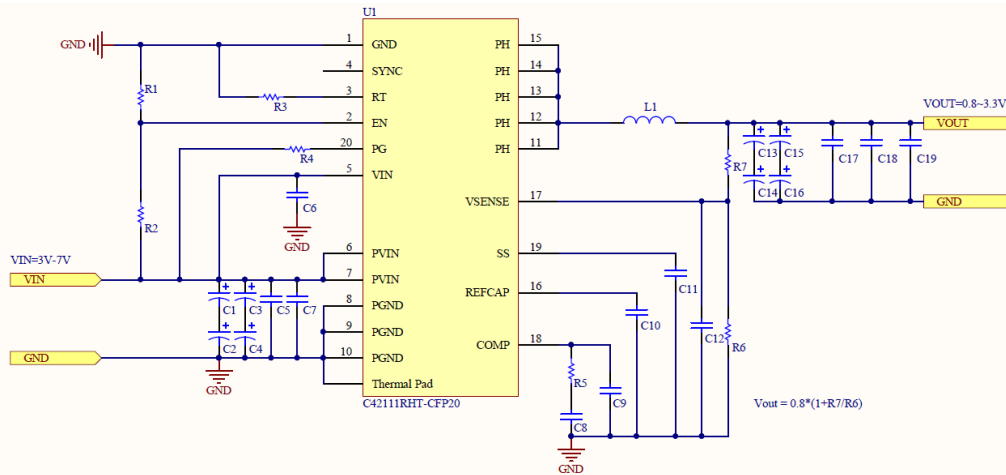


图 9 单路工作推荐电路

- 1) 输出电压计算公式如下：

$$R_6 = \frac{0.8}{V_{OUT} - 0.8} R_7 \quad (16)$$

- 2) 器件清单如下：

表 4 单路工作推荐电路器件清单

标号	器件类型	值	数量
U1		C42111RHT	1
C1		220μF/16V-CAK45E	1
C2		220μF/16V-CAK45E	1
C3		220μF/16V-CAK45E	1
C4		220μF/16V-CAK45E	1
C5	Capacitor	10μF/16V	1
C6	Capacitor	4.7μF/16V	1
C7	Capacitor	10μF/16V	1
C8	Capacitor	22nF/16V	1
C9	Capacitor	680pF/16V	1
C10	Capacitor	470nF/16V	1
C11	Capacitor	10nF/16V	1
C12	Capacitor	NC	
C13		330μF/16V-CAK45E	1
C14		330μF/16V-CAK45E	1
C15		330μF/16V-CAK45E	1
C16		330μF/16V-CAK45E	1
C17	Capacitor	10μF/16V	1



C18	Capacitor	10μF/16V	1
C19	Capacitor	10μF/16V	1
L1	Inductor	2.2uH/15A	1
R1	Resistor	100kΩ	1
R2	Resistor	10kΩ	1
R3	Resistor	100kΩ	1
R4	Resistor	10kΩ	1
R5	Resistor	8.2kΩ	1
R6	Resistor	1kΩ	1
R7	Resistor	0.25kΩ 输出 1.0V	1
	Resistor	0.5kΩ 输出 1.2V	1
	Resistor	0.875kΩ 输出	1
	Resistor	1.25kΩ 输出 1.8V	1
	Resistor	2.125kΩ 输出	1
	Resistor	3.125kΩ 输出	1

12.2 C42111RHT 双路并联工作推荐电路

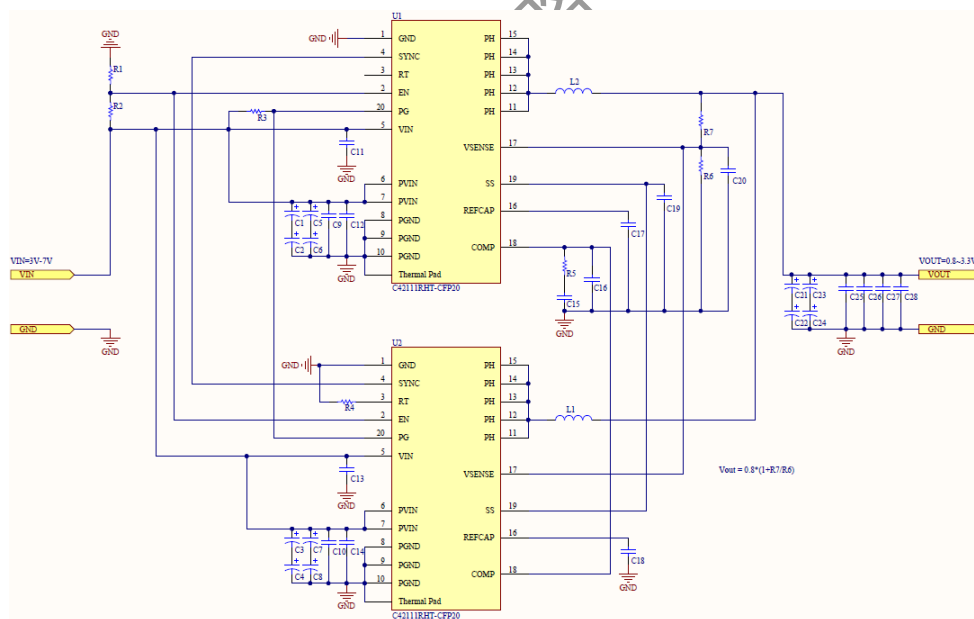


图 10 C42111RHT 双路并联工作推荐电路

1) 输出电压计算公式如下:

$$R_6 = \frac{0.8}{V_{OUT} - 0.8} R_7 \quad (16)$$

2) 器件清单如下:

表 5 双路并联工作推荐电路器件清单

标号	器件类型	值	数量
U1		C42111RHT	1
U2		C42111RHT	1



C1	220μF/16V-CAK45E	220μF	1
C2	220μF/16V-CAK45E	220μF	1
C3	220μF/16V-CAK45E	220μF	1
C4	220μF/16V-CAK45E	220μF	1
C5	220μF/16V-CAK45E	220μF	1
C6	220μF/16V-CAK45E	220μF	1
C7	220μF/16V-CAK45E	220μF	1
C8	220μF/16V-CAK45E	220μF	1
C9	Capacitor	10μF	1
C10	Capacitor	10μF	1
C11	Capacitor	4.7μF	1
C12	Capacitor	10μF	1
C13	Capacitor	4.7μF	1
C14	Capacitor	10μF	1
C15	Capacitor	20nF	1
C16	Capacitor	330pF	1
C17	Capacitor	470nF	1
C18	Capacitor	470nF	1
C19	Capacitor	10nF	1
C20	Capacitor	NC	
C21	330μF/16V-CAK45E	330μF	1
C22	330μF/16V-CAK45E	330μF	1
C23	330μF/16V-CAK45E	330μF	1
C24	330μF/16V-CAK45E	330μF	1
C25	Capacitor	10μF	1
C26	Capacitor	10μF	1
C27	Capacitor	10μF	1
C28	Capacitor	10μF	1
L1	Inductor	2.2uH/15A	1
L2	Inductor	2.2uH/15A	1
R1	Resistor	100kΩ	1
R2	Resistor	10kΩ	1
R3	Resistor	10kΩ	1
R4	Resistor	100kΩ	1
R5	Resistor	8.2kΩ	1
R6	Resistor	1kΩ	1
R7	Resistor	0.25kΩ 输出 1.0V	1
	Resistor	0.5kΩ 输出 1.2V	1
	Resistor	0.875kΩ 输出 1.5V	1
	Resistor	1.25kΩ 输出 1.8V	1



	Resistor	2.125kΩ 输出 2.5V	1
	Resistor	3.125kΩ 输出 3.3V	1

封装信息

尺寸符号	型号/数值 (mm)	
	C42111RHT	TPS50601A-SP
A	2.03~2.4	1.78~2.54
b	0.4~0.5	0.35~0.53
c	0.1~0.2	0.1~0.23
D	12.55~12.85	12.45~12.95
D ₁	9.5~9.7	8.71~9.07
E	7.25~7.55	7.16~7.6
E ₁	4.50~4.70	4.74~4.77
e	1.22~1.32	1.22~1.32
L _E	7.5	7.87
Q	1.00	0.66~1.14



13. 版本说明

产品型号	编制时间	版本编号	修订记录
C42111RHT	2021.10.14	Rev.1	初始版本
C42111RHT	2022.04.11	Rev.2	统一修正

浙江航芯源集成电路科技有限公司