

# 60V, 0.6A, 1.6MHz 同步降压直流/直流转换器

MD6204B



MD6204B 是一款采用电流模式控制，提供快速的负载瞬态反应，易于使用的同步降压稳压器，它可以输出最大 0.6A 的电流。

MD6204B 具有 4.5V 到 60V 的宽范围输入电压，可以应用于大范围电压波动的场合。MD6204B 的工作频率为 1.6MHz，使得外围元器件更小型，整体方案占用更小的物理空间。MD6204B 在关断模式下，仅消耗小于 1µA 的电流，能轻松应付电池供电的应用环境。MD6204B 具有低占空比和低压差模式，能工作在低的输入输出压差情况下。MD6204B 具有完善的保护功能，包括逐周期电流限制，打嗝模式的短路保护，过热温度保护等等。内置软启动和环路补偿元器件，大幅度简化外围应用元器件，提供优化的应用解决方案。

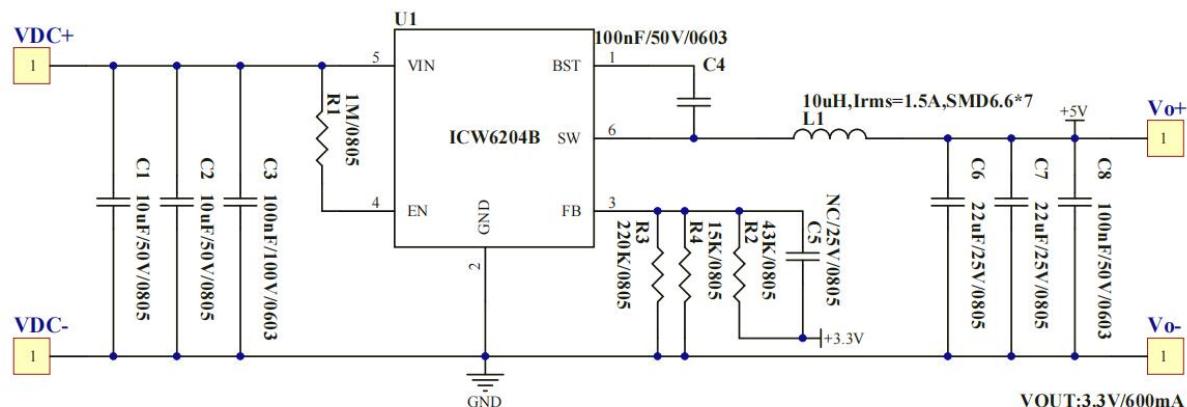
## ■ 特性：

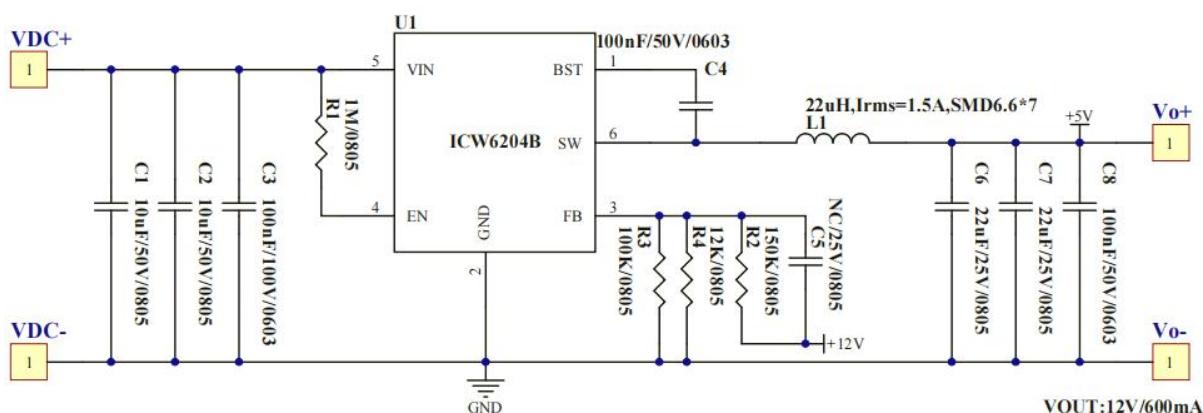
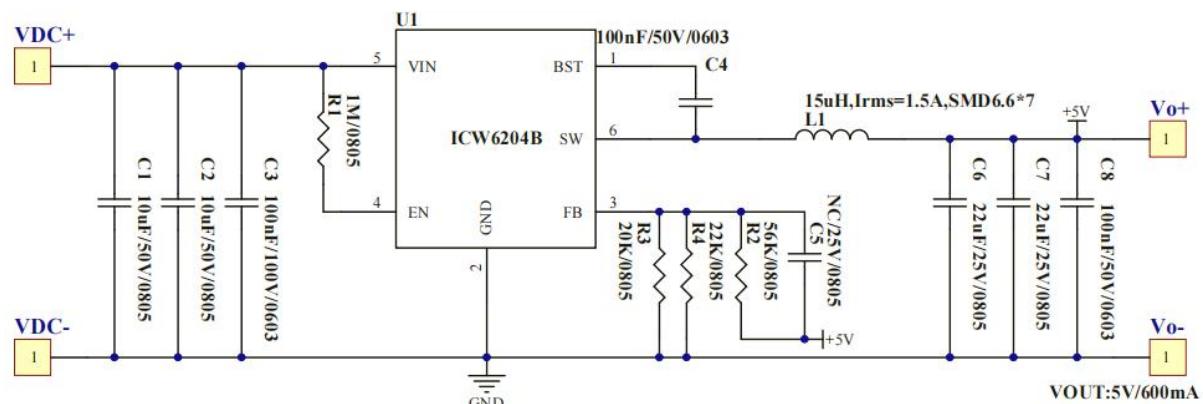
- 0.1%输出电压纹波
- 4.5V 到 60V 输入电压, 66Vabs
- $\pm 1.5\%$  的 0.8V 参考电压
- 1.6MHz 工作频率
- 最大占空比 98%
- 大范围频率折返
- $>90\%$  效率
- 精确的使能电压
- 优化的内部环路补偿
- 允许使用低 ESR 的输出电容
- 集成 435mΩ/210mΩ NMOS 功率管
- 允许输出预偏置的软起动
- 过电流限制功能
- 打嗝模式的短路保护
- 输出电压可调 0.8V to 45V
- 过温保护

## ■ 用途：

- 工业控制
- 工业仪表
- 通用宽输入范围电压应用
- 便携式可穿戴设备
- 后装汽车市场

## ■ 典型应用电路：

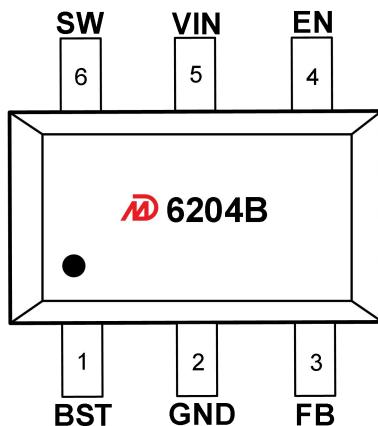




■ 产品目录:

型号	丝印	封装类型	最小包装
MD6204B	MD6204B	SOT23-6	3000 颗/编带

■ 封装型式和管脚



管脚号	符号	功能说明
1	BST	升压电容。用以给上管 NMOS 功率管的驱动电路供电。在该引脚和 SW 引脚之间连接一个 $0.1\mu F$ 的电容
2	GND	芯片地
3	FB	电压反馈。在输出和地之间接入一个反馈分压电阻网络，用以设定输出电压，严禁短路
4	EN	芯片使能。高于 EN 电压，芯片开始工作。如果浮空该引脚，芯片进入待机
5	VIN	输入电压。输入电容尽量靠近该引脚
6	SW	开关节点。该节点同时连接到芯片内部的上管 NMOS 的源极，下管 NMOS 的漏极，和芯片外部的电感器件

### ■ 绝对最大额定值

参数	符号	数值	单位	
输入电压	$V_{IN}$	66	V	
开关电压	$V_{SW}$	$-0.3 \sim V_{IN} + 3$	V	
BST 到 SW		6	V	
其他所有引脚		6	V	
连续耗散功率( $T_A=25^\circ C$ )	<small>SOT23-6</small>	$P_d$	400	mV
热阻 ( $\theta_{JA}$ )		$\theta_{JA}$	200	°C/W
热阻 ( $\theta_{JC}$ )		$\theta_{JC}$	100	°C/W
储存温度范围		$T_{stg}$	-55~150	°C
最大结温		$T_J$	150	°C
焊接温度及时间			260°C, 10s	

注: (1)大于上述极限参数的值可导致芯片永久性的损坏;

(2)允许的最大耗散功率是最大结温  $T_{J(MAX)}$ , 结到环境热阻  $\theta_{JA}$ , 和环境温度  $T_A$  的函数。计算公式为  $P_{D(MAX)} = (T_{J(MAX)} - T_A) / \theta_{JA}$ 。超过允许的最大耗散功率会产生过量的热, 导致芯片启动过热保护并关断芯片。芯片内部的温度保护点约为 150°C。

### ■ 推荐应用范围

参数	最小值	建议值	最大值	单位
输入电压( $V_{IN}$ )	4.5		60	V
输出电压( $V_{OUT}$ )	0.8			V
工作温度( $T_A$ )	-40		85	°C

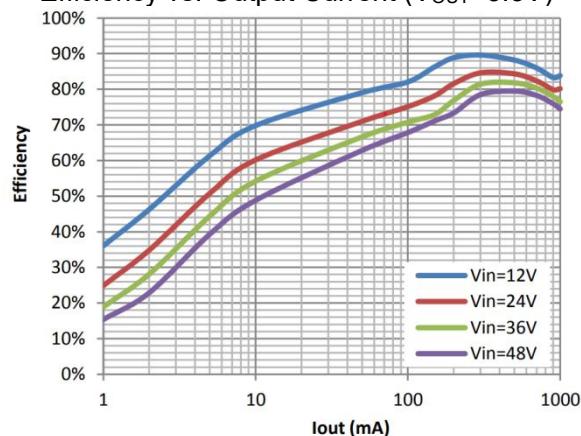
■ 电气属性:

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
反馈电压	$V_{FB}$		0.798	0.8	0.802	V
反馈偏置电流		$V_{EN}=1V, V_{FB}=2V$			0.1	$\mu A$
上管开关导通电阻	$R_{ON\_HS}$	$V_{BST}-V_{SW}=5V$		435		$m\Omega$
下管开关导通电阻	$R_{ON\_LS}$	$V_{IN}=15V$		210		$m\Omega$
上管开关泄露电流		$V_{EN}=0V, V_{SW}=0V$			1	$\mu A$
下管开关泄露电流		$V_{EN}=0V, V_{SW}=60V$			1	$\mu A$
电流限制	$I_{LIM}$			0.9		A
$V_{IN}$ UVLO 上升阈值			4.1	4.4	4.6	V
$V_{IN}$ UVLO 下降阈值			3.8	4.0	4.3	V
$V_{IN}$ UVLO 迟滞电压				0.4		V
软启动时间	$T_{SS}$	$V_{FB}$ 从 10% 到 90%		0.8		ms
工作频率	$f_{sw}$			1.6		MHz
最小导通时间	$t_{ON}$			120		ns
关断电流	$I_S$	$V_{EN}<0.3V, V_{IN}=15V$		1.0	1.5	$\mu A$
静态电流	$I_Q$	$V_{IN}=12V$ , 空载 $V_{FB}=0.85V$ , 静态	120	200	280	$\mu A$
温度保护				150		°C
温度保护迟滞温度				35		°C
$EN$ 上升阈值	$V_{IH}$	低到高		1.55	1.65	V
$EN$ 下降阈值	$V_{IL}$	高到低		1.20		V
$EN$ 迟滞电压				0.35		V

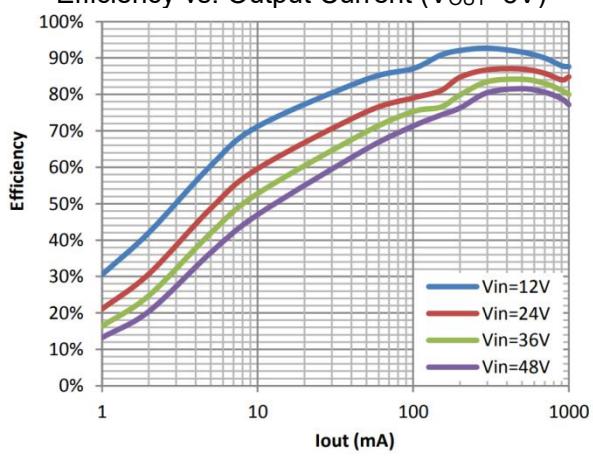


## 典型参数曲线图

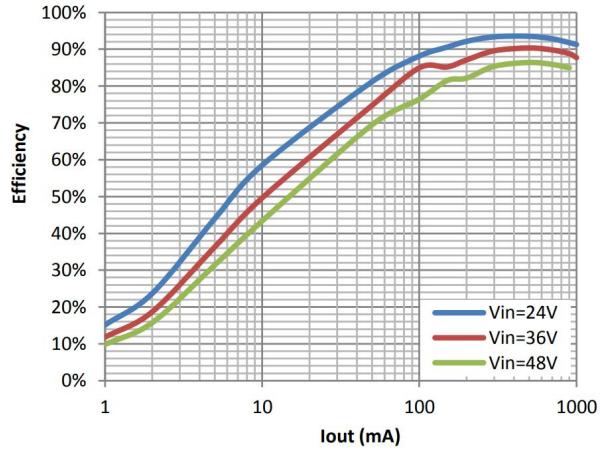
Efficiency vs. Output Current ( $V_{OUT}=3.3V$ )



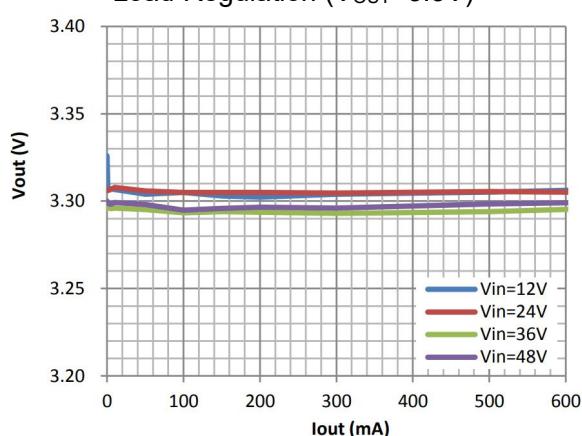
Efficiency vs. Output Current ( $V_{OUT}=5V$ )



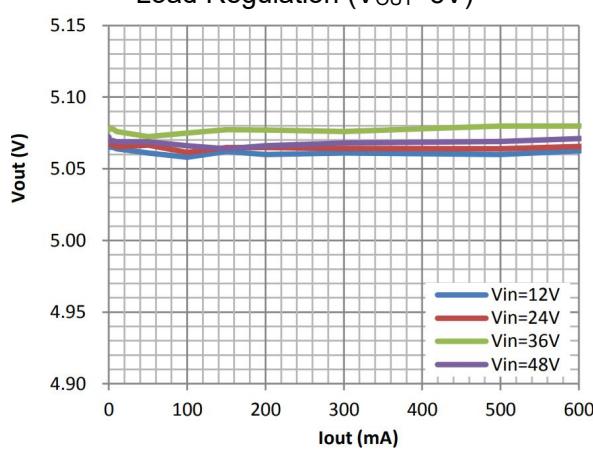
Efficiency vs. Output Current ( $V_{OUT}=12V$ )



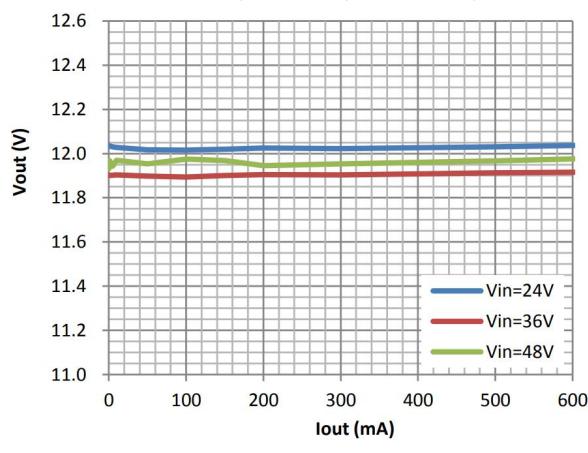
Load Regulation ( $V_{OUT}=3.3V$ )



Load Regulation ( $V_{OUT}=5V$ )



Load Regulation ( $V_{OUT}=12V$ )

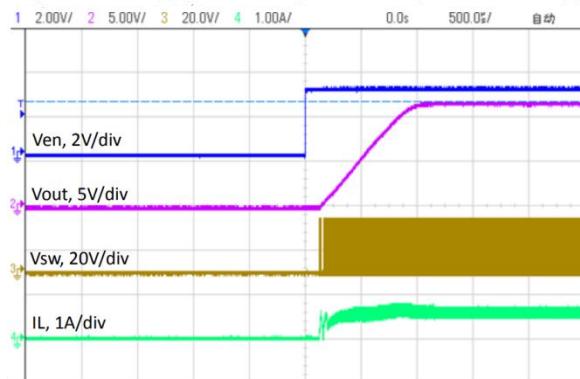




## ■ 典型参数曲线图

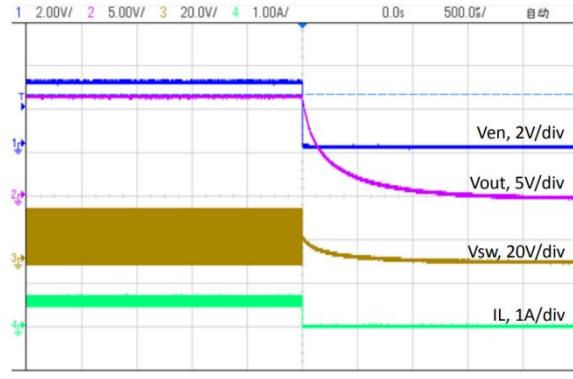
### EN Power Up

(EN=0V to 3V, V<sub>IN</sub>=24V, V<sub>OUT</sub>=12V,  
I<sub>OUT</sub>=600mA)



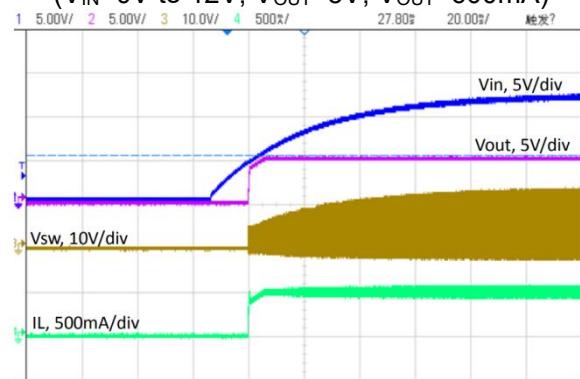
### EN Power Off

(EN=3V to 0V, V<sub>IN</sub>=24V, V<sub>OUT</sub>=12V,  
I<sub>OUT</sub>=600mA)



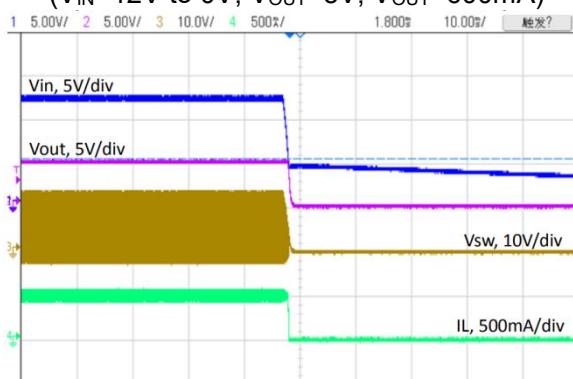
### V<sub>IN</sub> Power Up

(V<sub>IN</sub>=0V to 12V, V<sub>OUT</sub>=5V, V<sub>OUT</sub>=600mA)

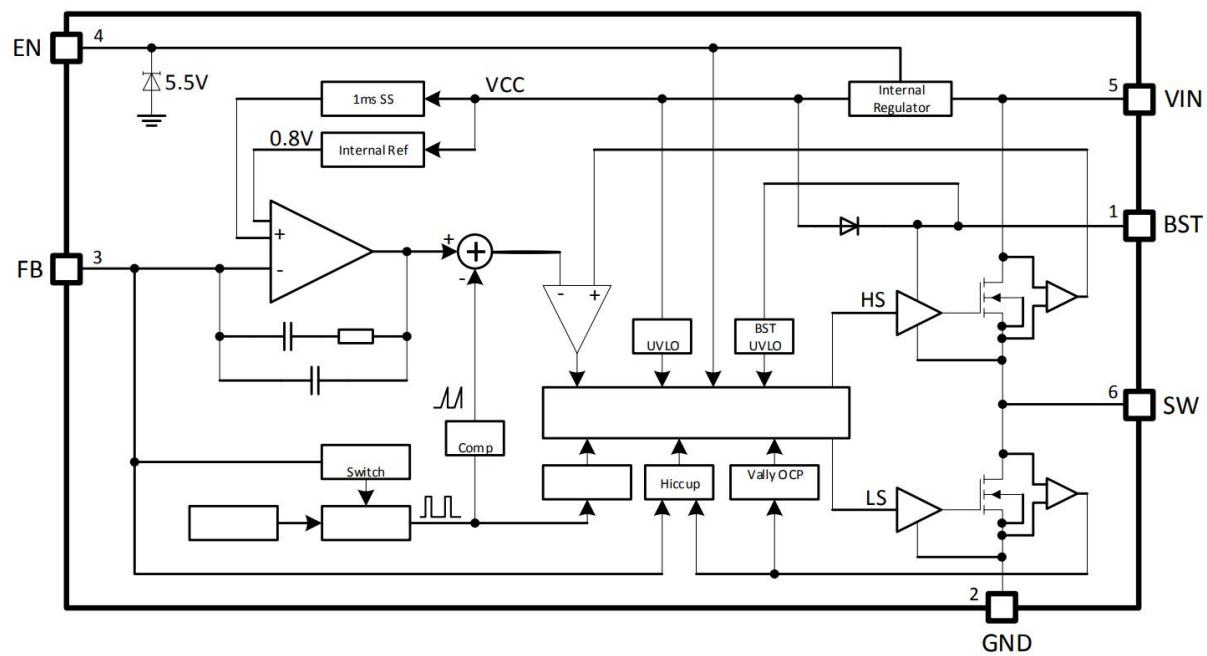


### V<sub>IN</sub> Power Off

(V<sub>IN</sub>=12V to 0V, V<sub>OUT</sub>=5V, V<sub>OUT</sub>=600mA)



■ 功能框图



## ■ 工作原理

MD6204B 采用固定频率峰值电流模控制方式。在轻负载的时候，进入 PFM 模式，可获得高的效率。采用内部环路补偿，简化了设计流程，减少了外围应用元器件。很低的静态电流，能应用在电池供电系统。

### 1. 固定频率峰值电流模控制

MD6204B 是一款集成了上管和下管 NMOS 功率管的同步降压转换器。它利用上管和下管 NMOS 的开启关断，以受控的占空比，输出设定好的电压值。在上管导通的时候，SW 引脚的电压几乎等于  $V_{IN}$ ，导致电感电流线性上升，上升的斜率是  $(V_{IN}-V_{OUT})/L$ 。经过一定的导通时间  $T_{ON}$  之后，芯片关断上管，并导通下管，于是电感电流通过下管开始下降，下降的斜率是  $-V_{OUT}/L$ 。

占空比是转换器的控制参数，其值定义为  $D=T_{ON}/T_{osc}$ ，其中  $T_{ON}$  是上管的 ON 时间， $T_{osc}$  是开关周期。通过实时调整占空比 D，MD6204B 的控制环路稳定地输出需要的电压。

MD6204B 的整个环路通过控制 FB 反馈电压与 0.8V 基准参考电压的误差，采用峰值电流方式来稳定输出电压，保持输出电压在规定的参数范围之内。一旦上管的采样电流达到内部电压环路输出的电流阈值，MD6204B 就关断上管。内部补偿模式的电压反馈环路，使得芯片的外围元器件最少化，整个环路补偿设计简单，而且能适应各种类型的输出电容。

### 2. 跳周期模式 (PSM)

MD6204B 在轻负载的情况下，触发 PSM 工作模式，提高了芯片在轻负载情况下的工作效率。为了调整输出电压，在达到最小导通时间  $t_{ON\_MIN}$  或者达到最小的电感峰值电流  $I_{PEAK\_MIN}$  (典型 300mA) 情况下，芯片的工作频率开始逐渐降低。在 PSM 工作模式，负载电流减少之后，控制环路自动开始减小工作频率，达到保持正常的输出电压。继续减小负载电流，芯片最终会进入 PFM 模式，频率会极大减小，进一步显著减小开关损耗。

### 3. 误差放大器 (EA)

误差放大器包括一个内部运算放大器 OP，一个 II 型 RC 反馈补偿网络。如果 FB 电压 ( $V_{FB}$ ) 低于内部参考基准电压 ( $V_{REF}$ )，运算放大器 OP 的输出端 COMP 被拉高，从而产生一个更高的电流峰值参考电压，让上管 NMOS 功率管输出更多的能量给负载。负载接收更多的能量之后，输出电压会上升，从而  $V_{FB}$  会上升，反馈环路再拉低电流峰值参考电压，达到稳定整个系统的目的。

FB 引脚连接到  $V_{OUT}$  和 GND 之间的一个电阻分压网络的中间抽头，该电阻网络由电阻 R1 和 R2 形成。与内部的误差放大器的反馈补偿网络一起，上分压电阻 R1 同时会起到控制误差放大器增益的作用。

### 4. 关断控制 (EN)

MD6204B 具有一个精确电压的使能引脚 (EN)。在  $V_{IN}$  达到正常输入电压值之后，EN 引脚可以使能或者禁止芯片的工作。EN 的上升阈值为 1.20V，下降阈值为 1.55V。该引脚内部对地接有一个  $1.7\text{M}\Omega$  电阻，因此，在 EN 引脚处于浮空状态的时候，自动关断 MD6204B。

EN 内部有一个 5.5~6V 钳位二极管。如果通过电阻把 EN 直接接到  $V_{IN}$  输入，需要保证 EN 引脚电流小于  $100\mu\text{A}$ 。比如，如果  $V_{IN}=12\text{V}$ ，那么  $R_{PULLUP}\geq(12\text{V}-5.5\text{V})\div100\mu\text{A}=65\text{k}\Omega$ 。

如果不使用上拉电阻，而是使用一个外部电压源直接驱动 EN 引脚的话，必须限制该引脚电压小于 5.5V，否则会损坏内部器件。

EN 引脚的这些特性，使得 MD6204B 具备自启动功能而不用外部额外输入 EN 信号。

### 5. **V<sub>IN</sub> 低压锁定 (UVLO)**

MD6204B 具有 V<sub>IN</sub> 低压锁定 (UVLO) 的保护功能。

### 6. 内置软启动

内置软起动电路能减少输入 MD6204B 的启动冲击电流，保护芯片本身，并提高供电电源的可靠性。芯片内部通过缓慢升高参考基准电压的方法，来实现软起动功能。典型的软起动时间是 1.0mS 左右。

### 7. 热关断

热关断保护能防止系统出现热失控。当芯片温度超过硅片的温度上限 150°C 的时候，热关断功能自动关断芯片，让芯片停止工作。等待芯片的温度降低到温度的低阈值，才重新启动芯片。迟滞温度大约为 20°C。

### 8. 过流保护 (OCP) 和短路保护 (SCP)

MD6204B 具有峰值电感电流和谷底电感电流两种保护功能，能防止器件的过载和短路，限制最大的输出电流。输出短路期间，谷底电流限制功能防止电感电流的失控。逐周期电流限制用以保护输出过载，在短路期间，采用打嗝模式减小短路状态下的耗散功率。

### 9. 低压差运行

MD6204B 可工作于接近 100% 的占空比模式，从而优化芯片的低压差工作情况。在一个工作周期内，如果上管电流不能达到内部控制环路的电流阈值，上管会持续保持导通，而不会关断。上管大约保持接近 6μs，才重新关断约 110ns。

### 10. 启动和关断电路

当 V<sub>IN</sub> 和 V<sub>EN</sub> 超过其各自阈值后，芯片开始启动。带隙基准模块首先启动产生精确的基准电压和偏置电流，接着内部的 LDO 模块启动，给其他内部单元提供需要的电源。

3 个情况会触发芯片关断：EN 低，V<sub>IN</sub> 低，和温度保护。首先禁止控制信号环路，然后拉低 COMP 电压和关断内部 LDO。

## ■ 应用信息

### 1.压馈电阻

通过分压电阻  $R_{FBH}$ ,  $R_{FBLX}$  设置 MD6204B 的输出电压: (x: 1,2), 计算输出电压的公式:

$$V_{OUT} = V_{FB} \frac{(R_{FBH} + R_{FBLX})}{R_{FBLX}}$$

反馈电阻( $R_{FBH}$ )会影响反馈环路的带宽, 因此可以用以调节环路的频率特性。为了优化环路稳定性和平稳性, 针对 12V 输出应用, 选择  $R_{FBH}$  为  $150\text{k}\Omega$ 。计算  $R_{FBLX}$  的公式:

$$R_{FBLX} = \frac{R_{FBH}}{\frac{V_{OUT}}{0.8V} - 1}$$

表 1 是针对常见应用的分压电阻推荐值:

表 1. 电阻值 vs. 输出电压

$V_{OUT}$	$R2(R_{FBH})$	$R3(R_{FBL1})$	$R4(R_{FBL2})$
3.3V	$43\text{k}\Omega(1\%)$	$15\text{k}\Omega(1\%)$	$220\text{k}\Omega(1\%)$
5V	$56\text{k}\Omega(1\%)$	$22\text{k}\Omega(1\%)$	$20\text{k}\Omega(1\%)$
12V	$150\text{k}\Omega(1\%)$	$12\text{k}\Omega(1\%)$	$100\text{k}\Omega(1\%)$

### 2.电感

在大多数应用中, 可以通过在标称输入电压情况下, 选择电感纹波电流,  $\Delta I_L$ , 等于最大输出平均电流的 30%~40% 来设计电感值。电感值的计算公式:

$$L1 = \frac{V_{OUT}}{f_s \times \Delta I_L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

此处  $V_{OUT}$  是输出电压,  $V_{IN}$  是输入电压,  $f_s$  是工作频率,  $\Delta I_L$  电感的峰峰值纹波电流。电感必须保证在最大峰值电流不饱和。最大峰值电流的计算公式:

$$I_{LP} = I_{LOAD} + \frac{V_{OUT}}{2 \times f_s \times \Delta I_L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

此处  $I_{LOAD}$  是负载电流均值。

### 3.输入电容

输入电容 (C1) 允许是电解电容, 钽电容, 或者陶瓷电容。在使用电解电容, 钽电容的时候, 建议增加一颗小容量的陶瓷电容 (C2) (如:  $0.1\mu\text{F}$ ), 让它尽可能靠近 IC 引脚。当使用陶瓷电容的时候, 确保容值足够大, 以保证  $V_{IN}$  的纹波不能超出允许的范围。输入电压纹波的估算公式:

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_s \times C1} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

### 4.输出电容

输出电容 (C4) 推荐采用陶瓷电容, 钽电容, 或者低 ESR 的电解电容。低 ESR 的电容能使输出电压纹波尽可能低。输出电压纹波的估算公式:



$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 \times f_s \times C4}\right)$$

此处  $L$  是电感值,  $R_{ESR}$  是输出电容的等效串联电阻值 (ESR)。

如果使用的是陶瓷电容, 在工作频率点的阻抗主要是输出电容。因此输出电压纹波主要是电容的纹波。简化起见, 输出电压纹波的估算公式:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 \times f_s^2 \times L \times C4} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

如果使用的是钽电容或者电解电容, 在工作频率点的阻抗主要是 ESR。因此输出电压纹波主要是 ESR 的纹波。简化起见, 输出电压纹波的估算公式:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times R_{ESR}$$

输出电容的频率特征会影响系统的稳定性。

在工业仪表领域, 输出电容通常会使用大容值的电容, 典型情况下, 该电容具有的 ESR 和电容值会随着温度有大范围的变化。这种大范围的变化, 使得环路稳定性补偿非常困难。因此, 尽量使用温度特性更好的钽电容和聚合物电容。

## 5. 补偿元件

环路补偿设计, 是优化转换器的传输函数, 从而获得需要的环路增益和相位裕度。通常, 需要在瞬态响应和系统稳定性的考虑上做出折中, 选择合适的穿越频率值。一般而言, 会设置穿越频率在接近工作频率的十分之一处。如果使用了电解电容, 需选择的环路带宽要小于 1/4 的 ESR 零点频率, 该零点频率的计算公式:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi \times C4 \times R_{ESR}}$$

表 2 列出的是针对 3.3V/5V/12V 应用的器件选择指导值:

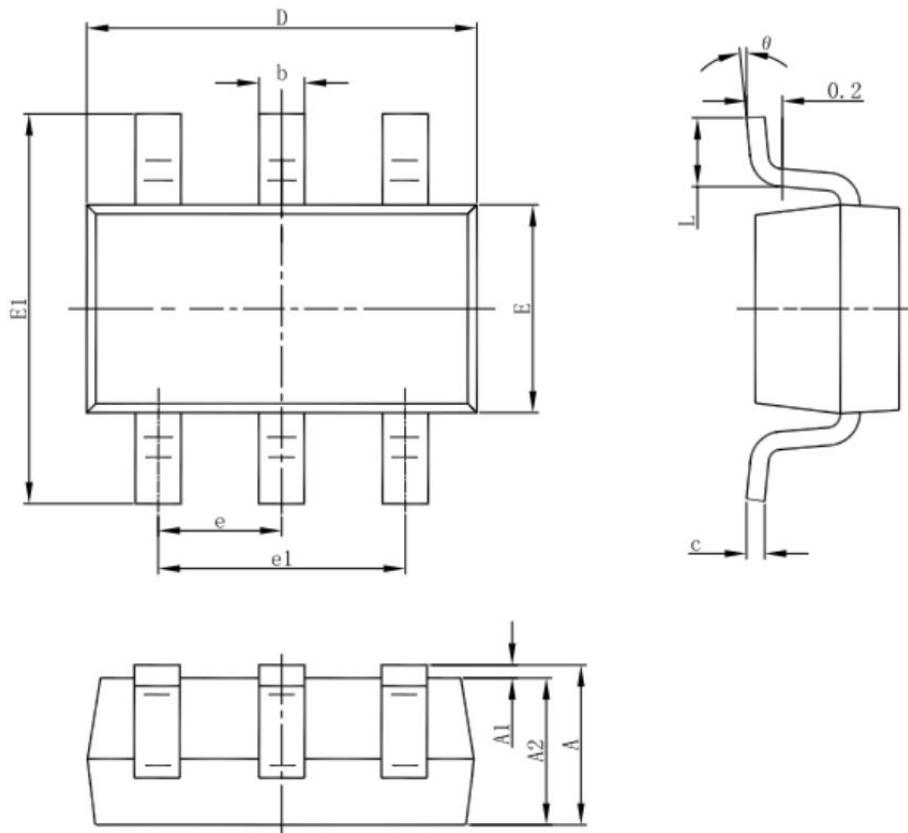
表 2. 元器件选择指导

$V_{OUT}$	$R2$	$R3$	$R4$	$L1$	$C3$	$C4$
3.3V	43k $\Omega$ (1%)	15k $\Omega$ (1%)	220k $\Omega$ (1%)	$\geq 10\mu H$	22 $\mu F$	470 $\mu F$
5V	56k $\Omega$ (1%)	22k $\Omega$ (1%)	20k $\Omega$ (1%)	$\geq 15\mu H$	22 $\mu F$	470 $\mu F$
12V	150k $\Omega$ (1%)	12k $\Omega$ (1%)	100k $\Omega$ (1%)	$\geq 22\mu H$	22 $\mu F$	470 $\mu F$



■ 应用信息

封装类型: SOT23-6



DIM	毫米		英寸	
	最小	最大	最小	最大
A	1.05	1.45	0.0413	0.0571
A1	0	0.15	0.0000	0.0059
A2	0.9	1.3	0.0354	0.0512
A3	0.55	0.75	0.0217	0.0295
b	0.25	0.5	0.0098	0.0197
c	0.1	0.25	0.0039	0.0098
D	2.7	3.12	0.1063	0.1228
e1	1.9(TYP)		0.0748(TYP)	
E	2.6	3.1	0.1024	0.1220
E1	1.4	1.8	0.0551	0.0709
e	0.95(TYP)		0.0374(TYP)	
L	0.25	0.6	0.0098	0.0236
θ	0	8°	0.0000	8°
c1	0.2(TYP)		0.0079(TYP)	