

## 60V, 600mA 降压转换器

**MD6204**


MD6204 是内部集成了功率 MOSFET 的一款单片降压开关模式转换器。能够在宽输入范围内提供高达 600mA 的输出电流，

并具有出色的负载调整率和线性调整率。在轻负荷时，稳压器工作在低频率，以保持高效率 and 低输出纹波。输入电压最小可低至 4.5V，最大可达 60V，甚至具有更高的瞬态电压。具有逐周期电流限制和热关断等故障保护功能。

MD6204 仅需要配备少量的外部组件即可实现降压功能，并采用节省空间的 SOT23-6 封装。

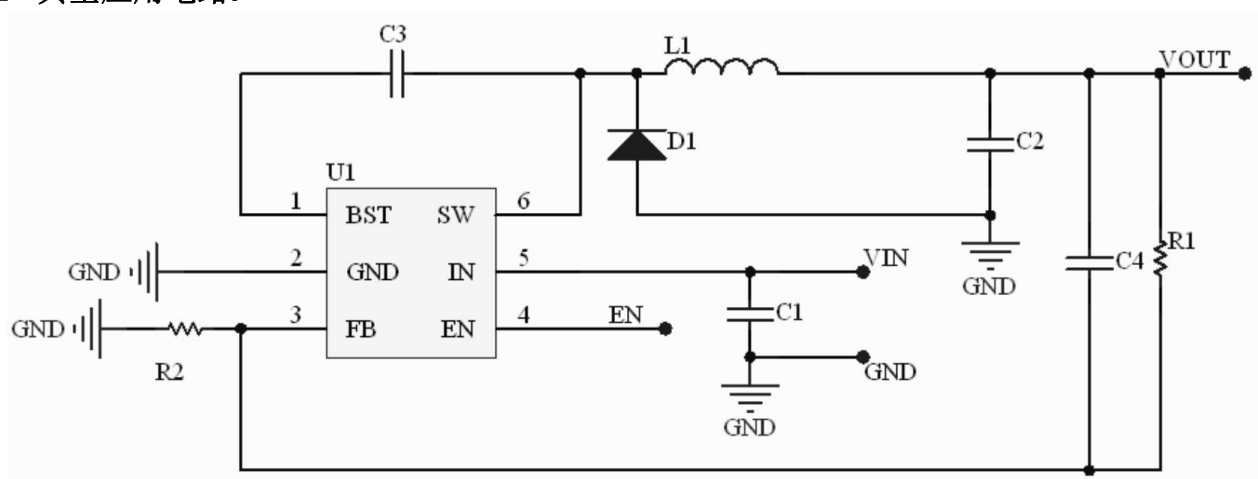
### ■ 特性：

- 宽输入电压范围：4.5V to 60V
- 600mA 连续输出电流
- 2MHz 开关频率
- 内置过流限制
- 内部软启动
- 900mΩ 低  $R_{DS(ON)}$  内部功率 MOSFET
- 输出可从 0.795V 调节
- 集成内部补偿
- 热关断
- 短路保护
- 40℃ 至 +85℃ 工作温度范围

### ■ 用途：

- 功率计
- 分布式电源系统
- 充电器
- 线性稳压器的预稳压器
- 白光发光二极管驱动器

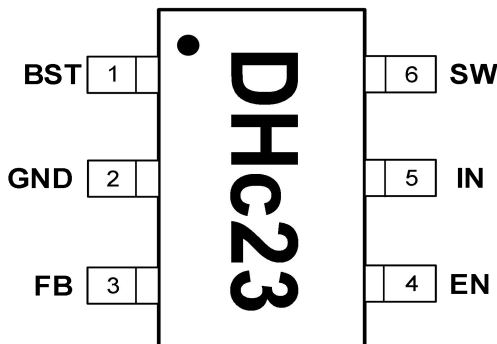
### ■ 典型应用电路：



■ 产品目录:

型号	丝印	封装类型	最小包装
MD6204	DHcXX	SOT23-6	3000PCS/卷

■ 封装型式和管脚



管脚号	符号	功能说明
1	BST	自举。SW 和 BST 引脚之间需要连接一个电容，以便在高压侧开关驱动器上形成浮动电源。
2	GND	接地引脚
3	FB	可调版本反馈输入。将 FB 连接到外部电阻分压器的中心点。
4	EN	将此引脚驱动到逻辑高电平以启用 IC。将引脚驱动到逻辑低电平以禁用 IC 并进入电源关闭模式。
5	IN	电源引脚
6	SW	开关引脚

## ■ 绝对最大额定值

参数	范围	单位
$V_{IN}$ , EN	-0.3~60	V
工作温度范围	-40~+85	°C
反馈电压 $V_{FB}$	-0.3~6	V
Lead Temperature(Soldering,10s)	+260	°C
SW 电压	-0.3 to ( $V_{IN}+0.5$ )	V
储存温度范围	-55~+150	°C
BS 电压	( $V_{SW}-0.3$ ) to ( $V_{SW}+5$ )	V
热阻 $\theta_{JA}$	160	°C/W
热阻 $\theta_{JC}$	130	°C/W

注意: (1)绝对最大额定值是本产品能够承受的最大极限值, 请在任何情况下勿超出该额定值。

(2)不保证芯片在其额定工作条件范围之外仍能正常工作。

■ 电气属性:

测试条件:  $T_A=25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{IN}=12\text{V}$ , 除非特别说明。

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压	-	4.5	-	60	V
电源电流 (静态)	$V_{FB}=1.0\text{V}$ , $V_{EN}=5.0\text{V}$	-	0.7	-	mA
电源电流 (关断)	$V_{EN}=0\text{V}$ or $EN=\text{GND}$	-	-	4	$\mu\text{A}$
反馈电压	-	-	0.795	-	V
开关导通电阻	-		900		m $\Omega$
开关电流上限	-	-	0.95	-	A
开关频率	-	-	2	-	MHz
最大占空比	$V_{FB}=90\%$	-	98	-	%
最短导通时间			100		nS
EN 上升阈值		3.0	-	-	V
EN 下降阈值		-	-	0.6	V
欠压锁定阈值	Wake up $V_{IN}$ Voltage	-	-	4.8	V
	Shutdown $V_{IN}$ Voltage	3.5	-	-	V
软启动		-	0.85	-	mS
热关断			160		$^{\circ}\text{C}$
热迟滞			30		$^{\circ}\text{C}$

注(1): MOSFET 导通电阻规格通过与晶圆级测量的相关性来保证;

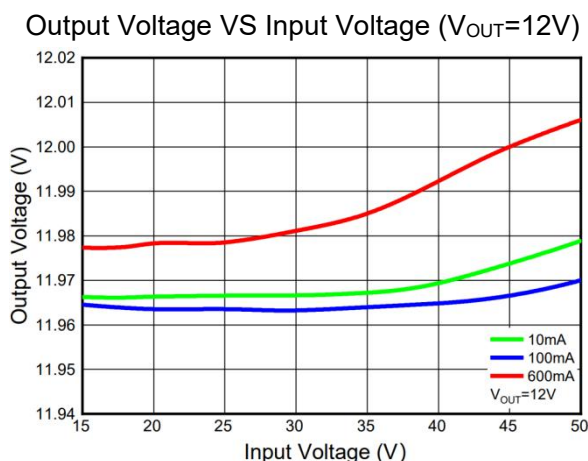
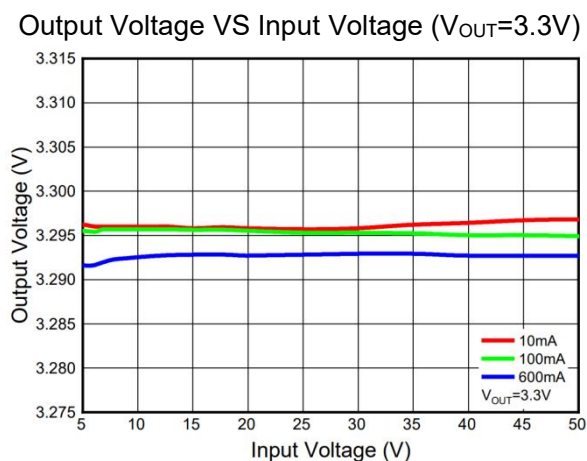
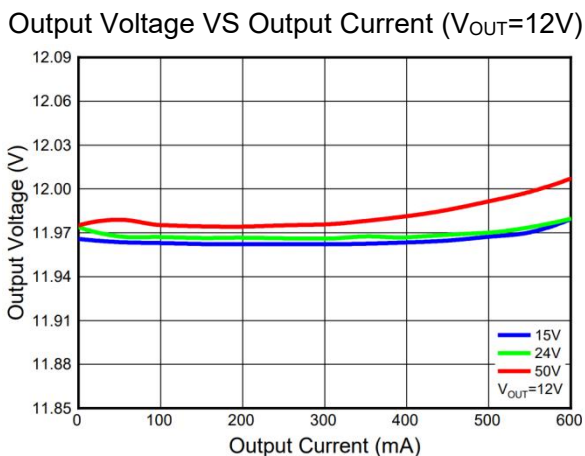
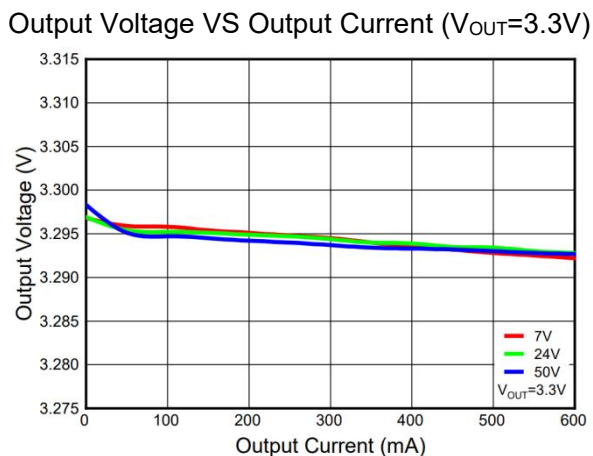
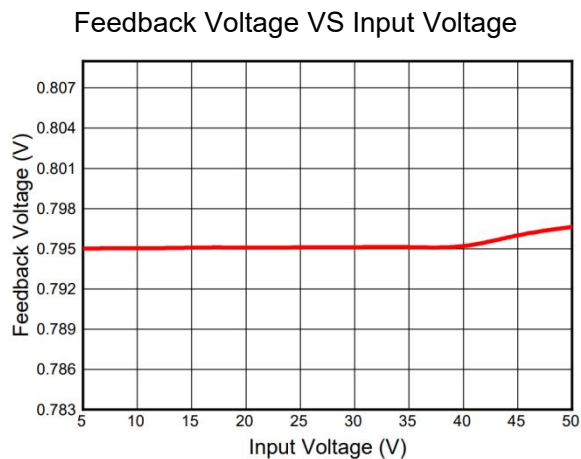
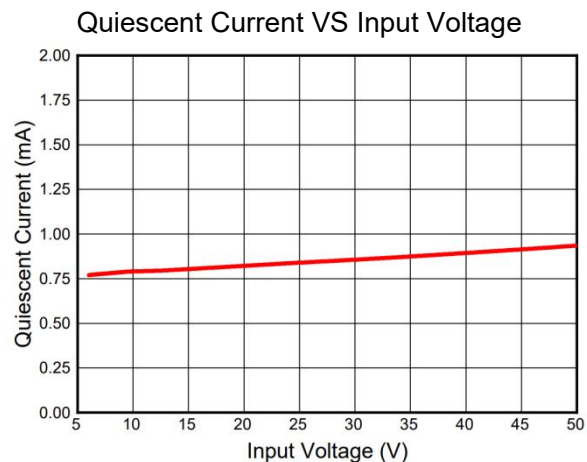
注(2): 通过与设计和特性分析的关联来保证热关断规范。

## ■ 典型参数曲线图

注(1): 性能波形是在评估板上测试的。

注(2):  $C_1=C_2=22\mu\text{F}+0.1\mu\text{F}$ ,  $C_3=0.1\mu\text{F}$ ,  $C_4=33\text{pF}$ ,  $L=47\mu\text{H}$ ,  $D=\text{SS16}$

$V_{\text{IN}}=12\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=3.3\text{V}$ ,  $T_A=+25^\circ\text{C}$ , 除非另有说明。



## ■ 典型参数曲线图

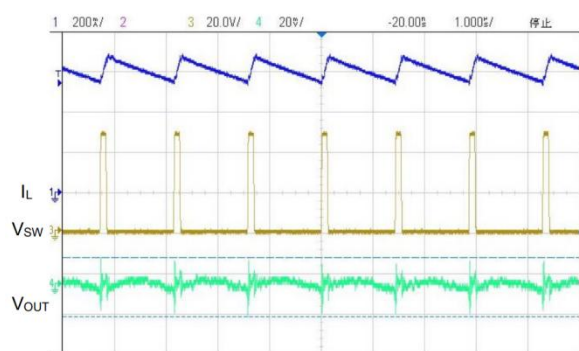
注(1): 性能波形是在评估板上测试的。

注(2):  $C_1=C_2=22\mu\text{F}+0.1\mu\text{F}$ ,  $C_3=0.1\mu\text{F}$ ,  $C_4=33\text{pF}$ ,  $L=47\mu\text{H}$ ,  $D=SS16$

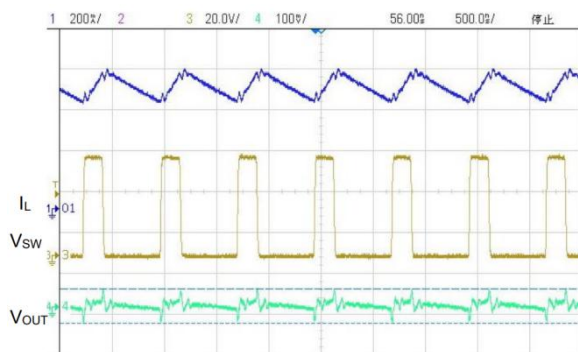
$V_{\text{IN}}=12\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=3.3\text{V}$ ,  $T_A=+25^\circ\text{C}$ , 除非另有说明。

Output Ripple

( $V_{\text{IN}}=50.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=3.3\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.6\text{A}$ )

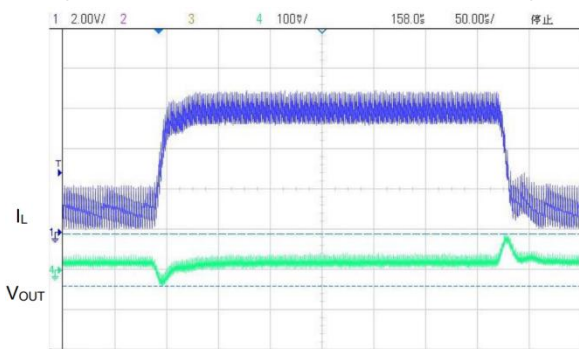


Output Ripple ( $V_{\text{IN}}=50.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=12\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.6\text{A}$ )



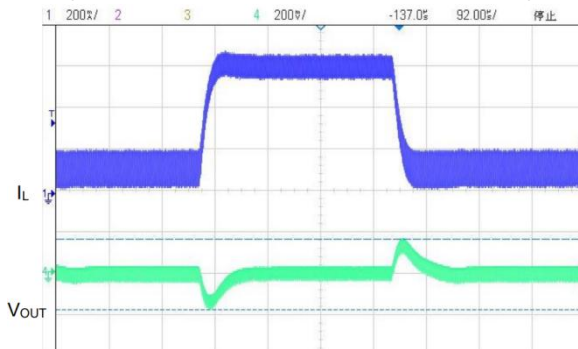
Load Transient

( $V_{\text{IN}}=50.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=3.3\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.1 \rightarrow 0.6\text{A}$ )



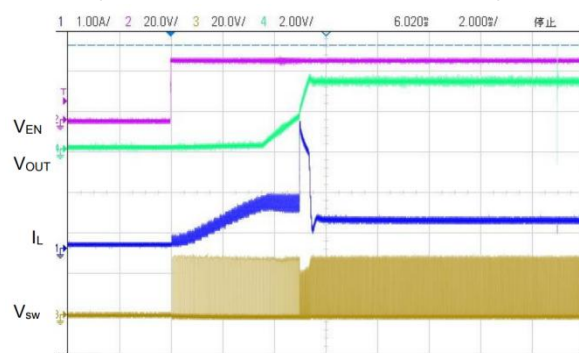
Load Transient

( $V_{\text{IN}}=50.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=12\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.1 \rightarrow 0.6\text{A}$ )



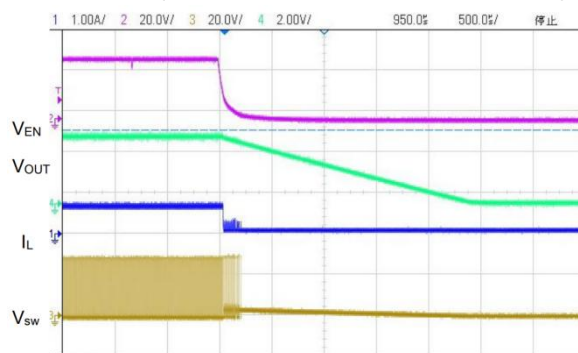
Enable Start Up

( $V_{\text{IN}}=30.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=3.3\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.6\text{A}$ )



Enable

Shutdown( $V_{\text{IN}}=30.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=3.3\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.6\text{A}$ )



## ■ 典型参数曲线图

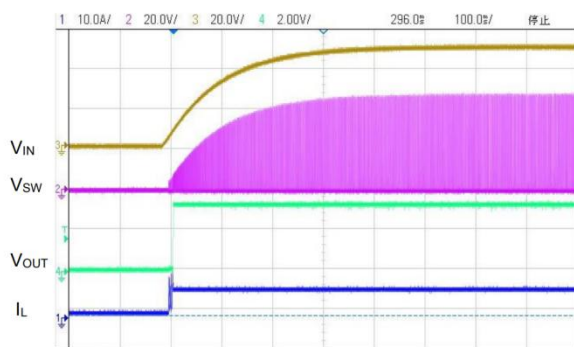
注(1): 性能波形是在评估板上测试的。

注(2):  $C_1=C_2=22\mu\text{F}+0.1\mu\text{F}$ ,  $C_3=0.1\mu\text{F}$ ,  $C_4=33\text{pF}$ ,  $L=47\mu\text{H}$ ,  $D=SS16$

$V_{\text{IN}}=12\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=3.3\text{V}$ ,  $T_A=+25^\circ\text{C}$ , 除非另有说明。

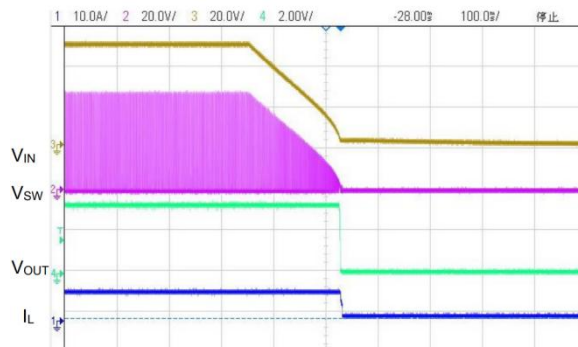
Power Ramp Up

( $V_{\text{IN}}=50.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=3.3\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.6\text{A}$ )

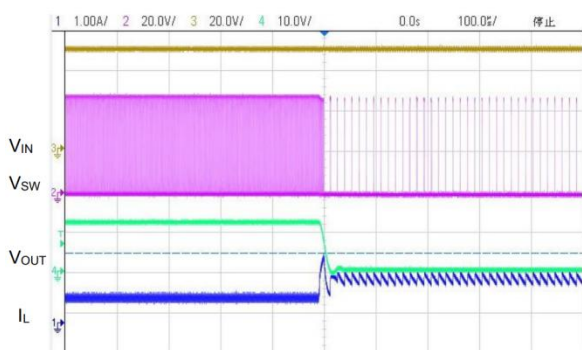


Power Ramp

Down( $V_{\text{IN}}=50.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=3.3\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.6\text{A}$ )

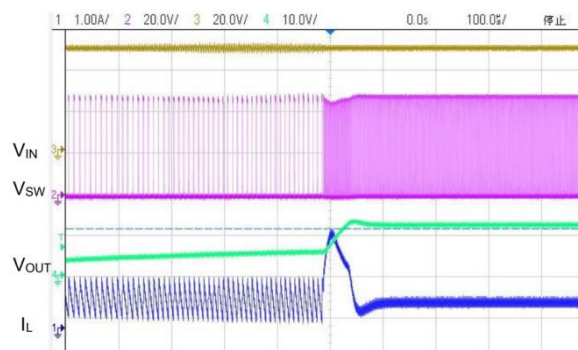


Short Output ( $V_{\text{IN}}=50.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=12\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.6\text{A}$ )

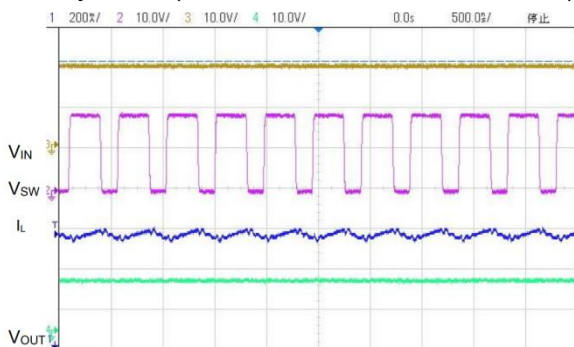


Short Output Recovery

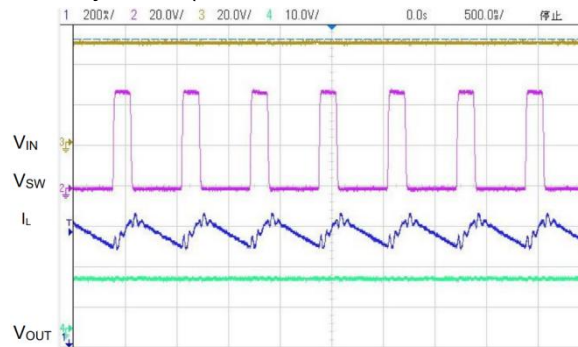
( $V_{\text{IN}}=50.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=12\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.6\text{A}$ )



Steady State ( $V_{\text{IN}}=20.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=12\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.6\text{A}$ )

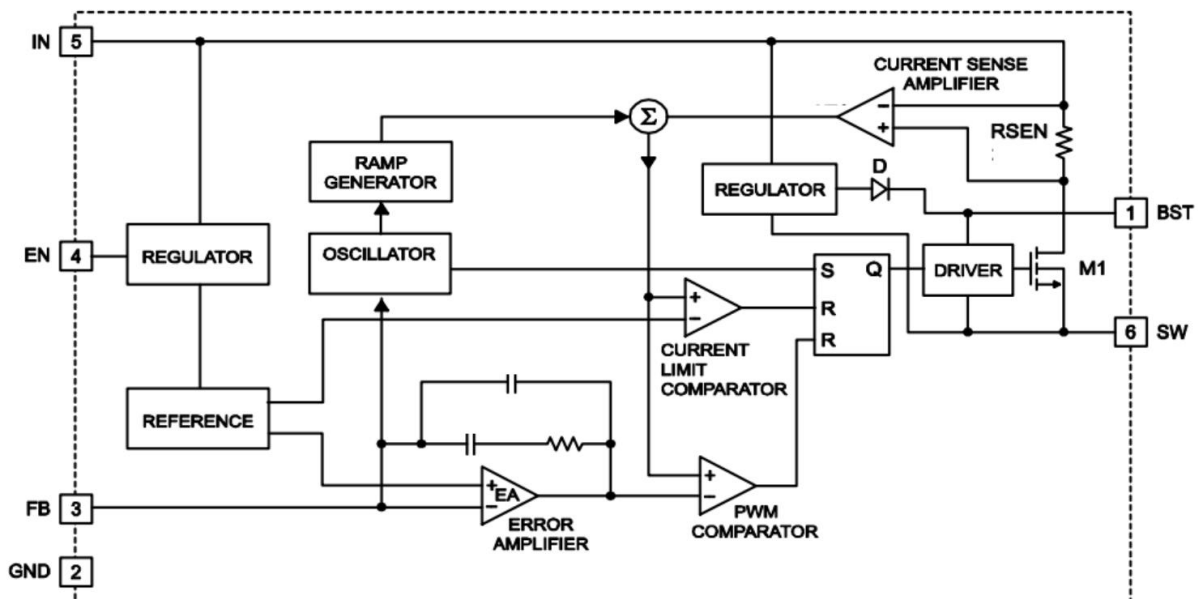


Steady State ( $V_{\text{IN}}=50.0\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=12\text{V}$ ,  $I_{\text{OUT}}=0.6\text{A}$ )





■ 功能框图





## ■ 功能描述

### 1. 内部稳压器

MD6204 是一款宽输入范围降压 DC/DC 转换器。该器件内部包含一个低阻抗、高电压的功率 MOSFET，并在 2M 的高工作频率下工作，以确保紧凑，高效率的设计，使用小型外部元件，如陶瓷电容，以及小型电感器。

### 2. 误差放大器

误差放大器将 FB 引脚电压与内部 FB 基准电压( $V_{FB}$ )进行比较，并输出与两者之间的差值成比例的电流。然后利用输出电流对内部补偿网络进行充放电，形成 COMP 电压，用于控制功率 MOSFET 电流。优化后的内部补偿网络最小化了外部元件的数量，简化了控制回路的设计。

### 3. 欠压闭锁(UVLO)

欠压锁定(UVLO)可防止芯片在电源电压不足的情况下运行。UVLO 保护电路监视内部稳压器电压。当电压低于 UVLO 阈值电压时，器件关闭。当电压高于 UVLO 阈值电压时，芯片再次工作。

### 4. 热关断

热关断防止芯片在极高的温度下工作。当温度超过 160°C 时，整个芯片关断。当温度低于其下阈值(130°C)时，芯片再次启用。

### 5. 内部软启动

软启动是为了防止在启动过程中变换器输出电压过冲。当芯片启动时，内部电路产生软启动电压( $V_{SS}$ )，从 0V 上升到 0.6V。当它低于内部参考( $V_{REF}$ )时， $V_{SS}$  覆盖  $V_{REF}$ ，因此误差放大器使用  $V_{SS}$  作为参考。当  $V_{SS}$  高于  $V_{REF}$  时， $V_{REF}$  重新获得控制权。 $V_{SS}$  时间内部为 1ms。

### 6. PFM 模式

MD6204 在轻载时工作在 PFM 模式。在 PFM 模式下，当负载电流下降时，开关频率降低，通过减少开关损耗来提高轻负载时的功率效率，而当负载电流上升时，开关频率增加，最大限度地减少输出电压波动。

### 7. 启动和关闭

如果  $V_{IN}$  和 EN 均高于相应的阈值，则芯片启动。参考模块首先启动，产生稳定的参考电压和电流，然后使能内部稳压器。稳压器为其余电路提供稳定的电源。三种情况可以关闭芯片：EN 低， $V_{IN}$  低和热关断。在关闭过程中，首先路径首先被阻塞以避免任何故障触发。然后将压差电压和内部供电轨拉下来。浮动驱动程序不受此关闭命令的约束。

## ■ 应用信息

### 1. 设置输出电压

MD6204 需要一个输入电容、一个输出电容和一个电感。这些组件对芯片的性能至关重要。

MD6204 采用内部补偿，不需要外部元件实现稳定运行。输出电压可通过电阻分压器编程。

$$V_{OUT} = V_{FB} \times \frac{R1+R2}{R2}$$

V <sub>OUT</sub> (V)	R1(KΩ)	R2(KΩ)	L1(μH)	C1(μF)	C2(μF)	C3(μF)	C4(pF)
3.3	39	12.5	6.8~47	22+0.1	22+0.1	0.1	33
5.0	47	8.9	6.8~47	22+0.1	22+0.1	0.1	33
12	127.4	9.1	15~47	22+0.1	22+0.1	0.1	33

所有外部组件均为建议值，最终值基于应用程序测试结果。

### 2. 选择电感

推荐的电感值显示在应用图中。在任何可预见的运行情况下，保证电感铁芯不饱和是很重要的。电感器的额定电流应能处理最大电感峰值电流：在检查不同制造商指定的不同饱和电流额定值时应小心。饱和电流额定值通常规定在 25℃，因此在应用的最高环境温度下的额定值应向制造商要求。电感值的计算公式为：

$$L = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times \Delta I_L \times F_{OSC}}$$

其中 $\Delta I_L$ 为电感纹波电流。选择电感纹波电流约为最大负载电流的 30%至 40%。最大电感峰值电流可估算为：

$$I_{L(MAX)} = I_{LOAD} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

在 100mA 以下的轻载条件下，建议采用较大的电感来提高效率。电感越大，纹波电流和电压越小，但它们的物理尺寸越大，饱和电流越低，线性阻抗越高。因此，电感的选择应根据具体应用折衷。

### 3. 输入电容的选择

降压转换器的输入电流是不连续的，因此需要一个电容在保持直流输入电压的同时向降压转换器提供交流电流。为了获得更好的性能，使用陶瓷电容放置在尽可能靠近 $V_{IN}$ 的地方，并建议使用 0.1μF 的输入电容过滤掉高频干扰。推荐使用 X5R 和 X7R 陶瓷介质的电容，因为它们在温度波动时很稳定。电容的纹波电流额定值也必须大于转换器的最大输入纹波电流。输入纹波电流可用公式计算：

$$I_{CIN} = I_{OUT} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}$$

由上式可知, 输入纹波电流在  $V_{IN}=2V_{OUT}$  时达到最大值, 其中  $I_{CIN} = \frac{I_{OUT}}{2}$ 。

为简化, 选择有效值电流大于最大负载电流一半的输入电容。输入电容值决定了变换器的输入电压纹波。如果系统有输入电压纹波要求, 请选择符合规格的输入电容。输入电压纹波可用公式估计:

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT}}{F_{OSC} \times C_{IN}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

同理, 当  $V_{IN}=2V_{OUT}$  时, 输入电压纹波达到最大值  $V_{IN} = \frac{1}{4} \times \frac{I_{OUT}}{F_{OSC} \times C_{IN}}$ 。

#### 4. 输出电容的选择

需要一个输出电容来维持直流输出电压。输出电压纹波可由式估计:

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

不同类型的电容之间存在一些差异。在陶瓷电容的情况下, 开关频率处的阻抗由电容控制。输出电压纹波主要是由电容引起的。为简化起见, 输出电压纹波可由式估计:

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

较大的输出电容可以获得较好的负载暂态响应, 但在设计应用中也应考虑最大输出电容的限制。如果输出电容值过高, 则软启动时输出电压达不到设计值, 无法调节。最大输出电容值 ( $C_{OUT\_MAX}$ ) 可以用公式近似限制:

$$C_{OUT\_MAX} = (I_{LIM\_AVG} - I_{OUT}) \times T_{SS} / V_{OUT}$$

其中,  $I_{LIM\_AVG}$  为软启动期间的平均启动电流,  $T_{SS}$  为软启动时间。另一方面, 在选择这些部件时要特别注意。这些电容的直流偏置可能导致电容值低于推荐电容规格表中给出的最小值。

陶瓷电容的实际电容可以随温度变化。**X7R** 型电容的工作温度范围为  $-55^{\circ}\text{C}$  至  $+125^{\circ}\text{C}$ , 其电容变化范围仅为  $\pm 15\%$ 。电容类型 **X5R** 在  $-55^{\circ}\text{C}$  至  $+85^{\circ}\text{C}$  的降低温度范围内具有类似的容差。许多大于  $1\mu\text{F}$  的大值陶瓷电容都具有 **Z5U** 或 **Y5V** 的温度特性。当温度从  $25^{\circ}\text{C}$  变化到  $85^{\circ}\text{C}$  时, 它们的电容会下降 50% 以上。因此, 在环境温度高于或低于  $25^{\circ}\text{C}$  的情况下, 建议使用 **X5R** 或 **X7R**, 而不是 **Z5U** 和 **Y5V**。

#### 5. 前馈电容 ( $C_{FF}$ )

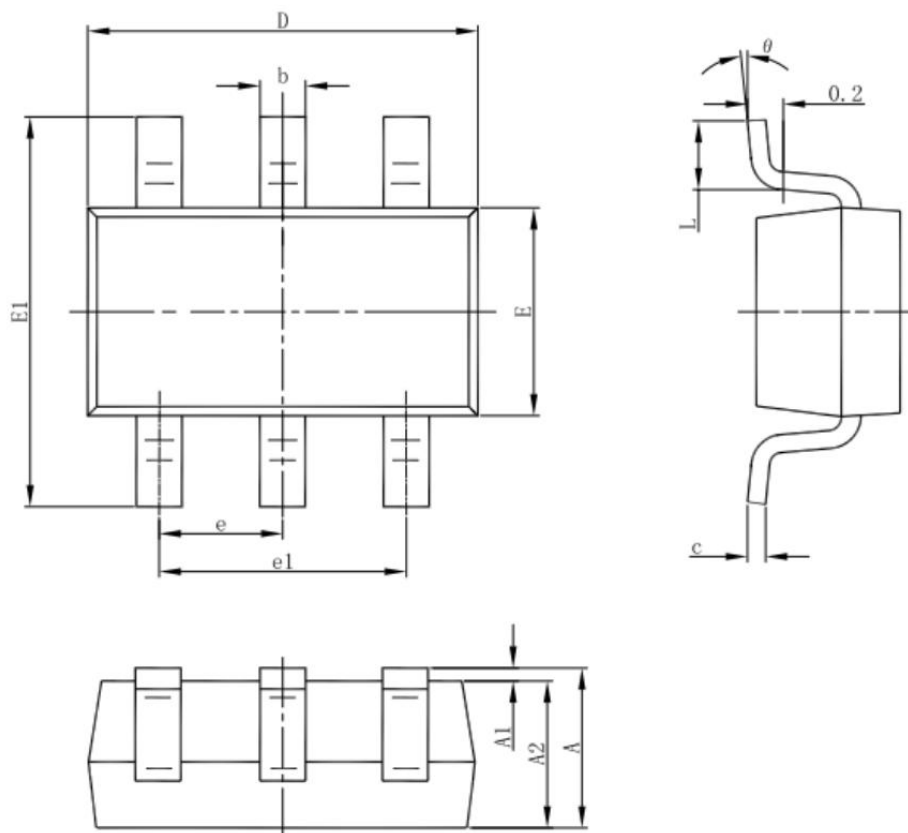
**MD6204** 具有内部环路补偿, 因此可选择添加  $C_{FF}$ 。具体来说, 对于具体应用, 如有必要, 可根据情况考虑是否添加前馈电容。在反馈网络中使用前馈电容 ( $C_{FF}$ ) 是为了改善暂态响应或提高相裕度。为了优化前馈电容, 首先要知道交叉频率。交叉频率 (或转换器带宽) 可以通过使用网络分析仪来确定。当得到未识别前馈电容的交叉频率时, 前馈电容 ( $C_{FF}$ ) 的值可由下式计算:

$$C_{FF} = \frac{1}{2\pi \times F_{CROSS}} \times \sqrt{\frac{1}{R1} \times \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}\right)}$$

其中  $F_{CROSS}$  是交叉频率。

为了减小瞬态纹波，可以增大前馈电容值，将交叉频率推到更高的区域。虽然这可以改善瞬态响应，但也会减少相位裕度并导致更多振铃。另一方面，如果需要更大的相位裕度，可以减小前馈电容的值，将交叉频率推到更低的区域。

■ 应用信息  
封装类型: SOT23-6



参数	尺寸 (毫米)		尺寸 (英寸)	
	最小	最大	最小	最大
A	1.050	1.250	0.041	0.049
A1	0.000	0.100	0.000	0.004
A2	1.050	1.150	0.041	0.045
b	0.300	0.500	0.012	0.020
c	0.100	0.200	0.004	0.008
D	2.820	3.020	0.111	0.119
E	1.500	1.700	0.059	0.067
E1	2.650	2.950	0.104	0.116
e	0.950(BSC)		0.037(BSC)	
e1	1.800	2.000	0.071	0.079
L	0.300	0.600	0.012	0.024
θ	0°	8°	0°	8°