

高速同步降压控制器

特性

- 输入电压范围：4.5V 至 30V
- 针对输出电流最高为 20A 的低电压电源系统
- 高速电压模式，模拟脉宽调制控制
- 电源正常输出
- 内部振荡器、参考电压和过流限制阈值，用于实现独立应用
- 固定开关频率 (f_{sw})：300 kHz
- 集成的同步 MOSFET 驱动器
- 多个死区选项
- 用于自举电路的内部阻隔器件
- 用于短路保护的集成电流检测功能
- 内部过温保护
- 欠压锁定 (Under Voltage Lockout, UVLO)
- 集成的线性稳压器
- 10 引脚 3 X 3 mm DFN 封装

应用

- 负载点
- 机顶盒
- DSL 电缆调制解调器
- FPGA/DSP 的电源
- PC 的图形 / 音频卡

概述

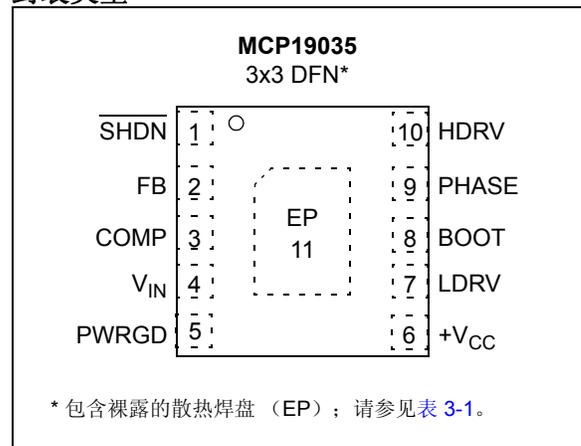
MCP19035 是一款针对应用优化的高速同步降压控制器，使用最高 30V 的输入电压源工作。该控制器实现了使用 300 kHz 固定开关频率的电压模式控制架构。高开关频率有利于使用较小的无源元件（包括电感和输入 / 输出电容），从而可实现紧凑、高性能的电源解决方案。MCP19035 实现了自适应防交叉导通方案，以防止外部功率 MOSFET 中发生直通问题。此外，MCP19035 提供了多个死区选项，支持更多的优化度，可实现效率更高的电源设计。

MCP19035 控制器旨在用于在最高 30V 的宽输入电压范围内提供最高 20A 输出电流的应用。

SHDN 输入用于开启和关闭器件。在关闭时，电流消耗将降至最低。

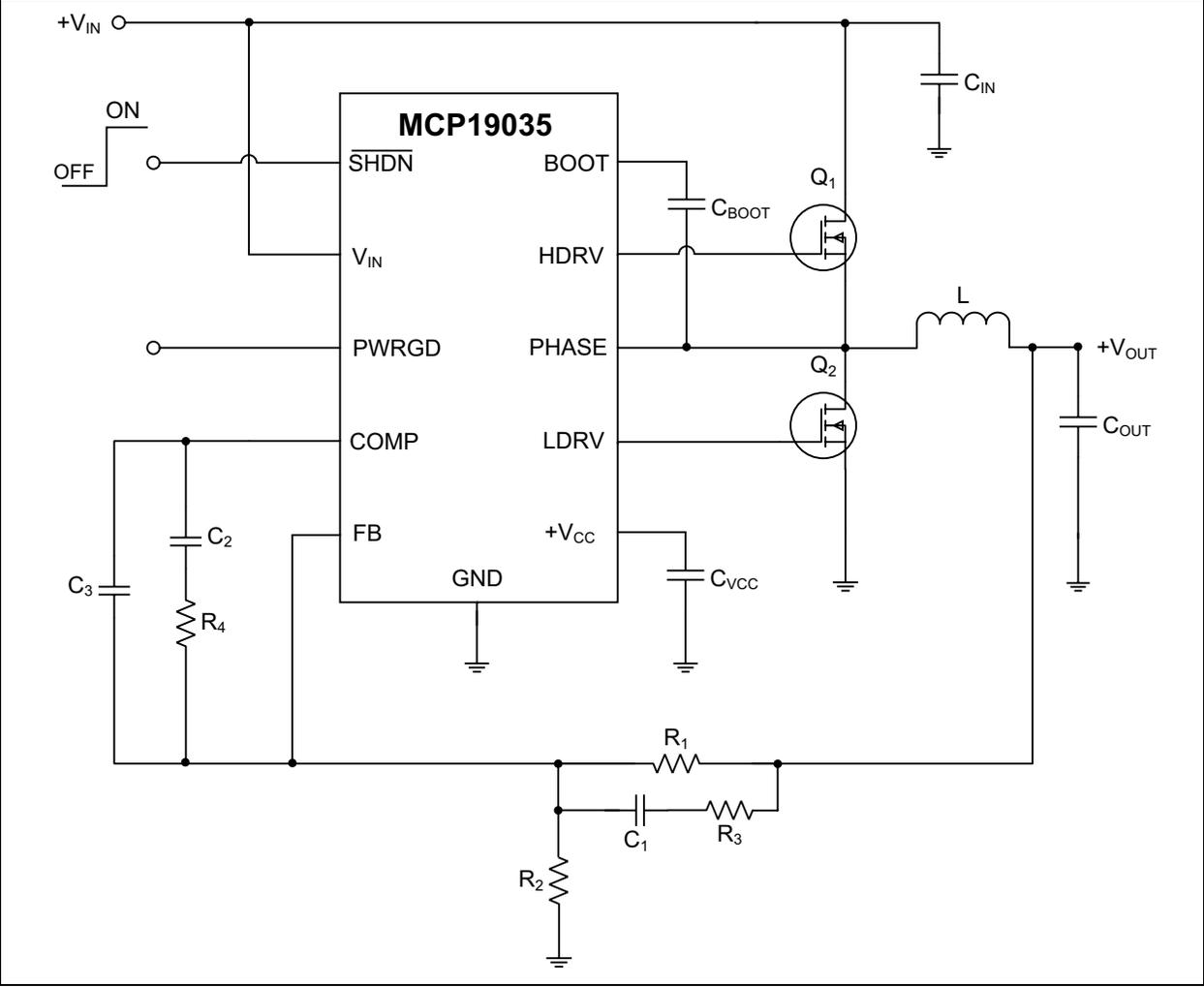
MCP19035 提供了电源正常指示功能 (PWRGD)，可用于故障检测和简化顺序控制。

封装类型



MCP19035

典型应用



1.0 电气特性

绝对最大额定值 †

$V_{IN} - V_{GND}$	-0.3V 至 +30V
V_{BOOT}	-0.3V 至 +36V
VHDRV 和 HDRV 引脚.....	+ V_{PHASE} -0.3V 至 $V_{BOOT}+0.3V$
VLDRV 和 LDRV 引脚.....	+ ($V_{GND}-0.3V$) 至 ($V_{CC}+0.3V$)
任意引脚上的最大电压.....	+ ($V_{GND}-0.3V$) 至 ($V_{CC}+0.3V$)
储存温度.....	-65°C 至 +150°C
最高结温.....	+150°C
所有引脚上的 ESD 保护 (HBM).....	1 kV
所有引脚上的 ESD 保护 (MM).....	200V

† 注：如果器件工作条件超过上述“最大额定值”，可能引起器件永久性损坏。这仅是极限参数，我们不建议器件工作在极限值甚至超过上述极限值。器件长时间工作在额定最大值条件下，其稳定性可能受到影响。

直流电气特性

电气规范：除非另外声明，否则 $V_{IN} = 12V$, $F_{SW} = 300\text{ kHz}$, $C_{IN} = 1.0\text{ }\mu\text{F}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ (对于典型值), $T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$ (对于最小值和最大值)。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
输入						
输入电压范围	V_{IN}	4.5	—	30	V	
UVLO (V_{IN} 上升)	$UVLO_{ON}$	4	4.2	4.4	V	
UVLO (V_{IN} 下降)	$UVLO_{OFF}$	3.4	3.6	3.8	V	
UVLO 滞后	$UVLO_{HYST}$	—	600	—	mV	
输入静态电流	$I(V_{IN})$	—	6	8	mA	
关断电流	I_{IN_SHDN}	—	25	50	μA	$\overline{SHDN} = GND$ 内部稳压器也被禁止
线性稳压器						
输出电压	V_{CC}	4.875	5	5.125	V	$6V \leq V_{IN} < 30V$
输出电流	I_{VCC_OUT}	50	—	—	mA	$6.5V \leq V_{IN} < 30V$, 注 2
短路输出电流	$I_{VCC_OUT_SC}$	—	—	100	mA	$V_{IN} = 6V$, $R_{LOAD} < 0.1\Omega$
负载稳定度		—	0.1	—	%	注 1
线路稳定度		—	0.05	—	%	注 1
电压差		—	0.75	1.3	V	$I_{VCC_OUT} = 50\text{ mA}$
电源抑制比	PSRR	—	70	—	dB	$f \leq 1000\text{ Hz}$, $I_{VCC_OUT} = 50\text{ mA}$ $C_{IN} = 0\text{ }\mu\text{F}$, $C_{VCC_OUT} = 4.7\text{ }\mu\text{F}$, 注 1
内部振荡器						
开关频率	F_{SW}	255	300	345	kHz	请参见第 4.4 节“内部振荡器”
斜升信号幅值	V_{RAMP}	0.9	1	1.1	V_{PP}	注 1
参考电压						
参考电压发生器	V_{REF}	585	600	615	mV	

- 注 1：通过设计保证。未经生产测试。
 注 2：受外壳的最大功率耗散限制。
 注 3：大批量订购时，可进行调整。

MCP19035

直流电气特性 (续)

电气规范: 除非另外声明, 否则 $V_{IN} = 12V$, $F_{SW} = 300\text{ kHz}$, $C_{IN} = 1.0\text{ }\mu\text{F}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ (对于典型值), $T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$ (对于最小值和最大值)。						
参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
误差放大器						
增益带宽积	GBP	6.5	10	—	MHz	注 1
开环增益	A_{OL}	70	80	—	dB	注 1
输入失调电压	V_{OS}	-5	0.1	5	mV	注 1
输入偏置电流 (FB 引脚)	I_{BIAS}	—	—	5	nA	注 1
误差放大器灌电流	I_{SINK}	—	5	—	mA	注 1
误差放大器拉电流	I_{SOURCE}	—	5	—	mA	注 1
PWM 部分						
最大占空比	DC_{MAX}	85	—	—	%	注 1
最小开启时间	$t_{ON(MIN)}$	130	—	240	ns	$6V \leq V_{IN} < 30V$, 注 1
软启动						
软启动时间	t_{SS}	—	2.6	—	ms	
关断						
逻辑低电平至高电平阈值	SHDN _{HI}	0.75	—	—	V	$4.5V \leq V_{IN} < 30V$
逻辑高电平至低电平阈值	SHDN _{LO}	—	—	0.4	V	$4.5V \leq V_{IN} < 30V$
电源正常						
电源正常阈值上限	PG _{TH-H}	—	92	96	V_{REF} 的百分比	
电源正常阈值下限	PG _{TH-LOW}	88	90	—	V_{REF} 的百分比	
电源正常阈值滞后	PG _{TH-HYS}	—	2	—	V_{REF} 的百分比	
电源正常延时	$t_{PG-DELAY}$	—	150	—	us	$V_{FB} = (PG_{TH-HI} + 100\text{ mV})$ 至 $(PG_{TH-LOW} - 100\text{ mV})$
电源正常有效超时周期	$t_{PG-TIME-OUT}$	—	120	—	ms	$V_{FB} = (PG_{TH-HI} - 100\text{ mV})$ 至 $(PG_{TH-HI} + 100\text{ mV})$
MOSFET 驱动器						
上桥臂驱动器上拉电阻	$R_{HI-SOURCE}$	—	2	3.5	Ω	$V_{BOOT} - V_{PHASE} = 4.5V$, $I_{HDRV} = 100\text{ mA}$, 注 1
上桥臂驱动器下拉电阻	$R_{HI-SINK}$	—	2	3.5	Ω	$V_{BOOT} - V_{PHASE} = 4.5V$, $I_{HDRV} = 100\text{ mA}$, 注 1
下桥臂驱动器上拉电阻	$R_{LO-SOURCE}$	—	2	3.5	Ω	$V_{CC} = 5V$, 注 1
下桥臂驱动器下拉电阻	$R_{LO-SINK}$	—	1	2.5	Ω	$V_{CC} = 5V$, 注 1
HDRV 上升时间	t_{RH}	—	15	35	ns	$C_{LOAD} = 1.0\text{ nF}$, 注 1
HDRV 下降时间	t_{FH}	—	15	35	ns	$C_{LOAD} = 1.0\text{ nF}$, 注 1
LDRV 上升时间	t_{RL}	—	10	25	ns	$C_{LOAD} = 1.0\text{ nF}$, 注 1

- 注 1: 通过设计保证。未经生产测试。
 注 2: 受外壳的最大功率耗散限制。
 注 3: 大批量订购时, 可进行调整。

直流电气特性 (续)

电气规范: 除非另外声明, 否则 $V_{IN} = 12V$, $F_{SW} = 300\text{ kHz}$, $C_{IN} = 1.0\ \mu F$, $T_A = +25^\circ C$ (对于典型值), $T_A = -40^\circ C$ 至 $+125^\circ C$ (对于最小值和最大值)。						
参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
LDRV 下降时间	t_{FL}	—	10	25	ns	$C_{LOAD} = 1.0\text{ nF}$, 注 1
死区	t_{DT}	20	—	—	ns	两个死区选项, 请参见第 5.2.2 节 “死区选择”, 注 1
		—	12	—		
短路保护						
上桥臂过流阈值电压	OC_{TH-HI}	430	480	530	mV	注 1, $V_{CBOOT} = 5V$
下桥臂过流阈值电压	OC_{TH-LO}	130	180	230	mV	注 1, 注 3
短路期间的最小脉宽	t_{SS-MIN}	—	800	—	ns	注 1
重新启动尝试之间的关闭时间 (打嗝式重新启动时间)	t_{SS-HT}	30	60	—	ms	注 1
热关断						
热关断	TSHD	—	150	—	$^\circ C$	注 1
热关断滞后	TSHD_HYS	—	15	—	$^\circ C$	注 1

注 1: 通过设计保证。未经生产测试。

注 2: 受外壳的最大功率耗散限制。

注 3: 大批量订购时, 可进行调整。

温度规范

电气特性: 除非另外声明, 否则 $V_{IN} = 6.0V$ 至 $30V$, $F_{SW} = 300\text{ kHz}$ 。						
参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
温度范围						
规定温度范围	T_A	-40	—	+125	$^\circ C$	
最高结温	T_{J-MAX}	—	—	+150	$^\circ C$	
工作温度范围	T_A	-40	—	+125	$^\circ C$	
储存温度范围	T_A	-65	—	+150	$^\circ C$	
封装热阻						
热阻, 10 引脚 3x3 DFN	θ_{JA}	—	53.3	—	$^\circ C/W$	带互连过孔的典型 4 层板

MCP19035

注:

2.0 典型性能曲线

注：以下图表来自有限数量样本的统计结果，仅供参考。此处列出的性能特性未经测试，不做任何保证。一些图表中列出的数据可能超出规定的工作范围（例如，超出了规定的电源范围），因此不在担保范围内。

注：除非另外声明，否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ ， $V_{IN} = 12\text{V}$ ， $V_{OUT} = 1.8\text{V}$ ， $f_{SW} = 300\text{kHz}$ ， $C_{VCC} = 4.7\text{uF}$ 。

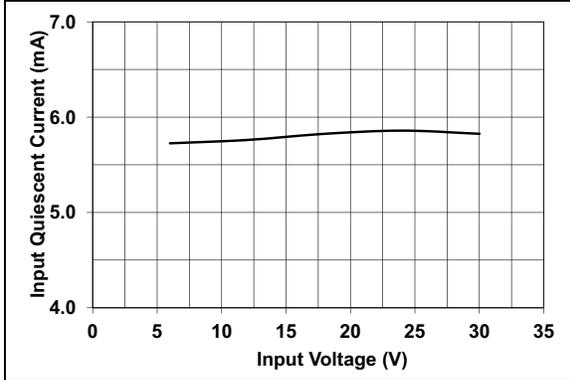


图 2-1: 输入静态电流—输入电压曲线

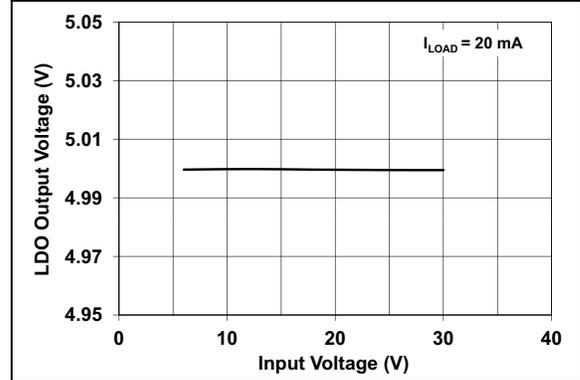


图 2-4: $+V_{CC-OUT}$ 稳定度—输入电压曲线

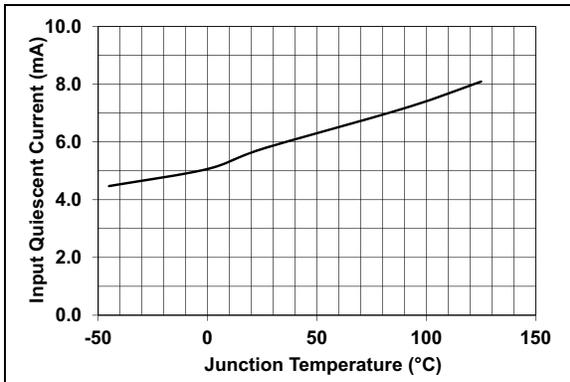


图 2-2: 输入静态电流—温度曲线

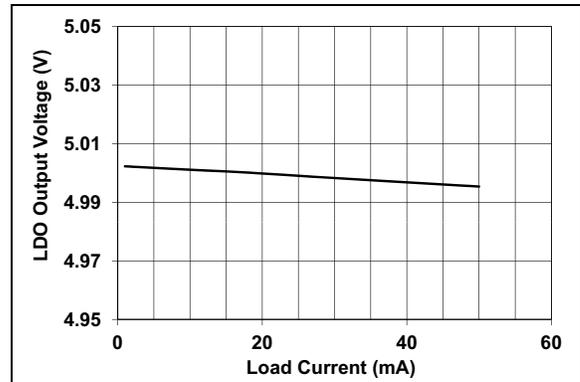


图 2-5: $+V_{CC-OUT}$ 稳定度—负载电流曲线

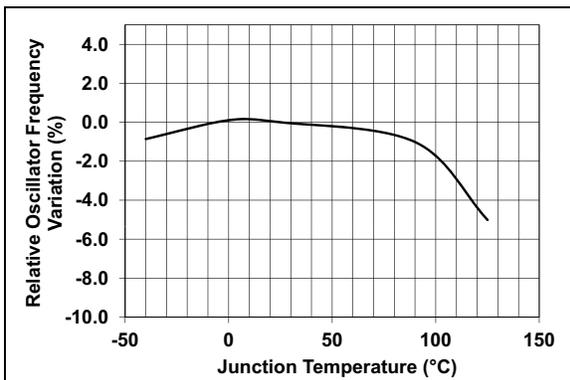


图 2-3: 相对振荡器频率变化—温度曲线

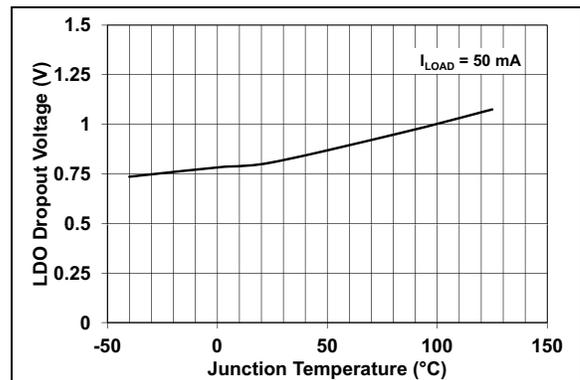


图 2-6: LDO 稳压器电压差—温度曲线

MCP19035

注：除非另外声明，否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ ， $V_{IN} = 12\text{V}$ ， $V_{OUT} = 1.8\text{V}$ ， $f_{SW} = 300\text{kHz}$ ， $C_{VCC} = 4.7\text{uF}$ 。

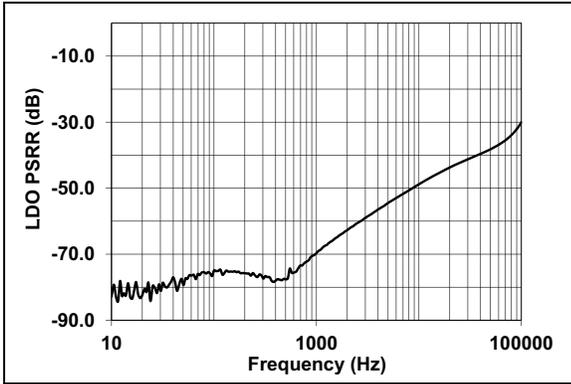


图 2-7: $+V_{CC-OUT}$ LDO PSRR—频率曲线

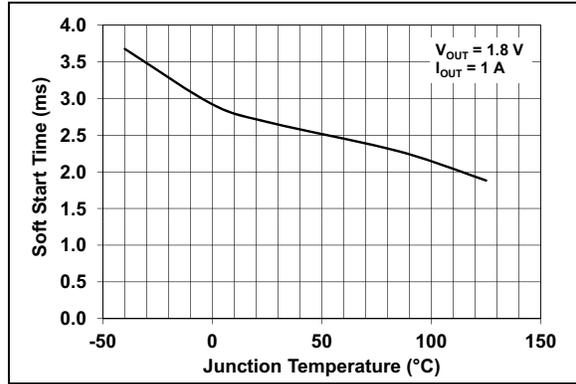


图 2-10: 软启动时间—温度曲线

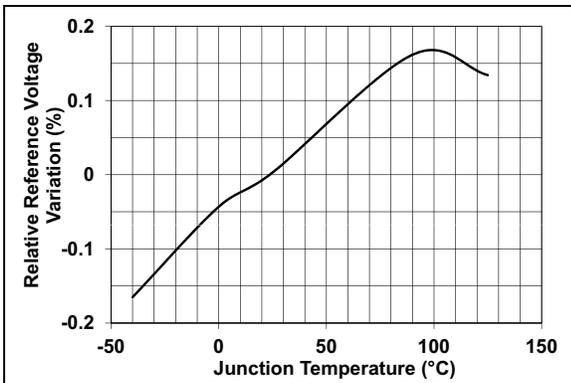


图 2-8: 相对参考电压变化—温度曲线

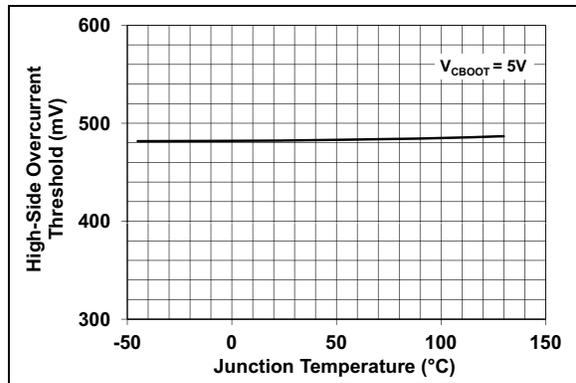


图 2-11: 上桥臂过流阈值—温度曲线

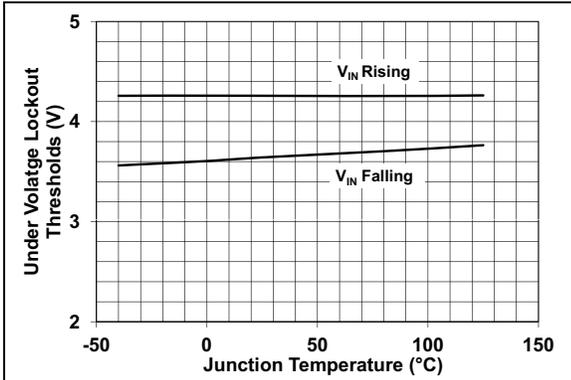


图 2-9: UVLO 阈值—温度曲线

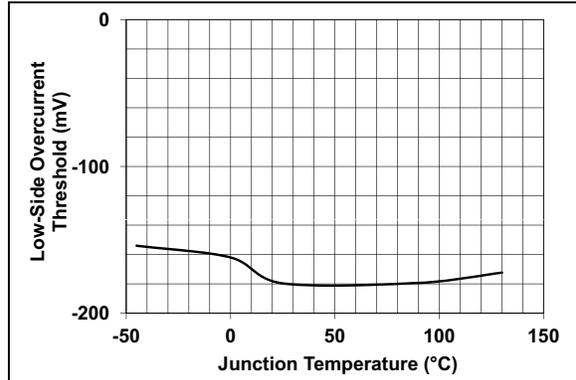


图 2-12: 下桥臂过流阈值—温度曲线

注：除非另外声明，否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ ， $V_{IN} = 12\text{V}$ ， $V_{OUT} = 1.8\text{V}$ ， $f_{SW} = 300\text{kHz}$ ， $C_{VCC} = 4.7\text{uF}$ 。

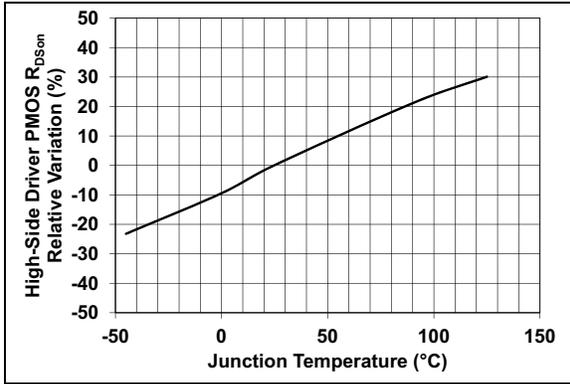


图 2-13: HDRV P 沟道管 $R_{DS(on)}$ 相对变化—温度曲线

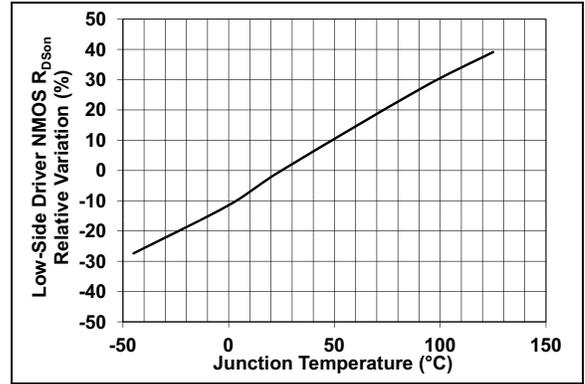


图 2-16: LDRV N 沟道管 $R_{DS(on)}$ 相对变化—温度曲线

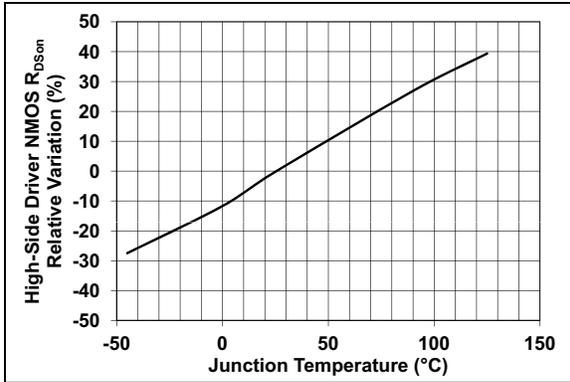


图 2-14: HDRV N 沟道管 $R_{DS(on)}$ 相对变化—温度曲线

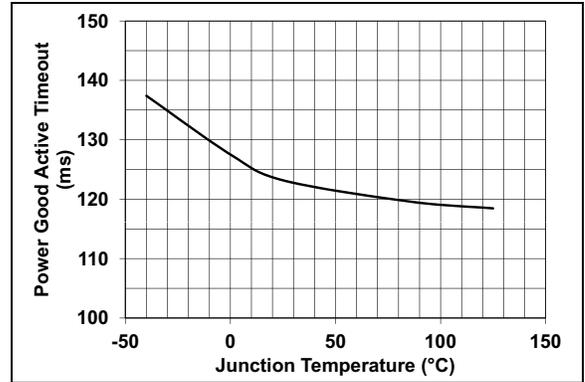


图 2-17: PG 有效超时周期—温度曲线

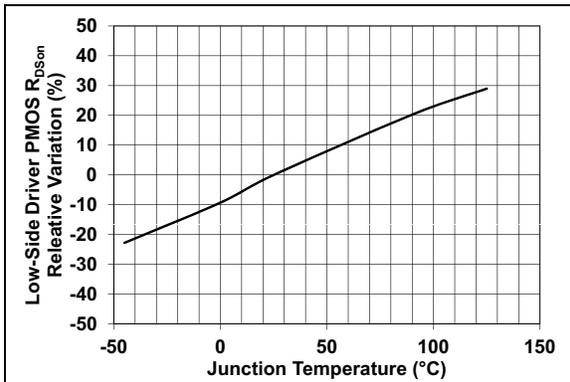


图 2-15: LDRV P 沟道管 $R_{DS(on)}$ 相对变化—温度曲线

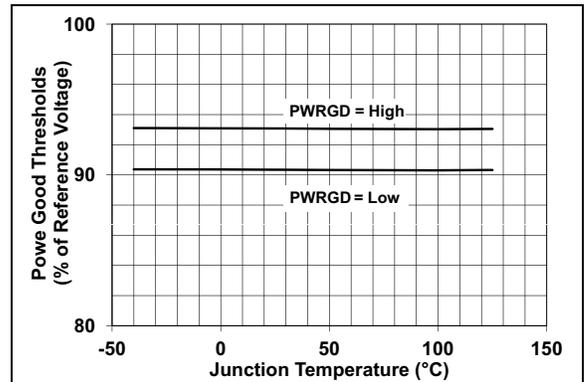


图 2-18: PG 阈值电压—温度曲线

MCP19035

注:

3.0 引脚说明

表 3-1 中列出了引脚说明。

表 3-1: 引脚说明表

MCP19035 3 x 3 DFN	符号	说明
1	$\overline{\text{SHDN}}$	器件关断输入引脚
2	FB	反馈电压输入引脚
3	COMP	内部误差放大器输出引脚
4	V_{IN}	输入电压引脚
5	PWRGD	电源正常引脚
6	+ V_{CC}	+5.0V 输出电压引脚
7	LDRV	下桥臂栅极驱动器输出引脚
8	BOOT	悬浮自举电源引脚
9	PHASE	开关节点引脚
10	HDRV	上桥臂栅极驱动器输出引脚
11	EP	裸露的散热焊盘，必须接地

3.1 关断输入引脚 ($\overline{\text{SHDN}}$)

该引脚用于使能或禁止 MCP19035 器件。对该引脚施加逻辑“高电平”时，将使能器件。逻辑“低电平”将禁止器件。禁止器件时，LDRV 和 HDRV 引脚均保持为低电平。 $\overline{\text{SHDN}}$ 引脚下拉为低电平时，内部 LDO 稳压器也会被禁止。不要将该引脚保留悬空。如果不使用它，请使用 100 k Ω 电阻将它连接到 V_{IN} 。

3.2 反馈电压输入引脚 (FB)

它是内部误差放大器的负输入，并用于检测输出电压。放大器的正输入连接到内部参考电压。

3.3 内部误差放大器引脚 (COMP)

它是内部误差放大器的输出。补偿网络连接在该引脚和 FB 引脚之间。

3.4 输入电压引脚 (V_{IN})

该引脚是控制器的输入电源。该引脚和 GND 引脚之间必须连接一个旁路电容。内部稳压器 (LDO) 的输入连接到该引脚，用以生成用于内部电路偏置的 +5V V_{CC} 。

3.5 电源正常引脚 (PWRGD)

电源正常引脚是漏极开路输出引脚。当输出小于典型值的 92% 时，该引脚会被下拉为低电平。通过一个上拉电阻将该引脚连接到 + V_{CC} 引脚。上拉电阻的建议值为 100 k Ω 。

3.6 LDO 输出电压引脚 (+ V_{CC})

该引脚是内部稳压器 (LDO) 的输出。控制器的内部电路通过该引脚供电 (+5.0V)。外部的低噪声负载可以使用该引脚供电，但外部负载电流和内部电路电流之和不应超出 50 mA。该引脚和 GND 之间必须连接一个 4.7 μF 的陶瓷电容。

3.7 下桥臂栅极引脚 (LDRV)

该引脚是下桥臂 N 沟道 MOSFET (同步整流器) 的驱动输出。LDRV 驱动的拉电流能力为 1A，灌电流能力为 1.5A。

3.8 自举电源引脚 (BOOT)

BOOT 引脚是用于上桥臂 MOSFET 栅极驱动器的悬浮自举电源引脚。该引脚和 PHASE 引脚之间连接的电容用于提供必需的电荷来开启外部上桥臂 MOSFET。

MCP19035

3.9 开关节点引脚 (PHASE)

该引脚用于为上桥臂栅极驱动器提供回路。此外，它也提供一个用于对 BOOT 电容（在开启上桥臂 MOSFET 时使用）进行充电的路径。该引脚还可以检测开关跳变，以消除交叉导通（直通）。

3.10 上桥臂栅极驱动引脚 (HDRV)

该引脚是上桥臂 N 沟道 MOSFET（控制晶体管）栅极驱动输出。HDRV 驱动的拉电流和灌电流能力均为 1A。

3.11 裸露的散热焊盘 (EP)

模拟地和电源地均连接到该引脚。

4.0 详细说明

4.1 器件概述

MCP19035 系列器件是一种高性能控制器，提供了构造高性能直流 / 直流转换器所必需的所有功能，同时使成本和设计工作保持在最低限度：

- 支持预偏置输出，消除了启动期间损坏敏感负载的问题。
- 对于上桥臂和整流器 N 沟道 MOSFET 使用了强大的栅极驱动器，可降低开关损耗并提高效率。
- 自适应栅极驱动器时序，可以防止直通问题，并最大程度减少同步整流器 MOSFET 中的体二极管导通，这也会提高效率。

- 与高速、低品质因数 MOSFET 配合使用时，MCP19035 的死区优化选项可以帮助提高电源转换效率。
- 上桥臂和下桥臂开关中具有过流保护电路，并提供了短路打嗝式恢复模式，这可以提高设计灵活性，并最大程度降低发生长时间输出故障时的功耗。
- 专用 SHDN 引脚可以将转换器置为低静态电流状态。
- 内部的固定转换器开关频率和软启动功能可以减少外部元件数量，从而简化设计和布局，以及减小封装和尺寸。
- 3 mm × 3 mm DFN 封装尺寸也可以最大程度减小转换器整体尺寸。

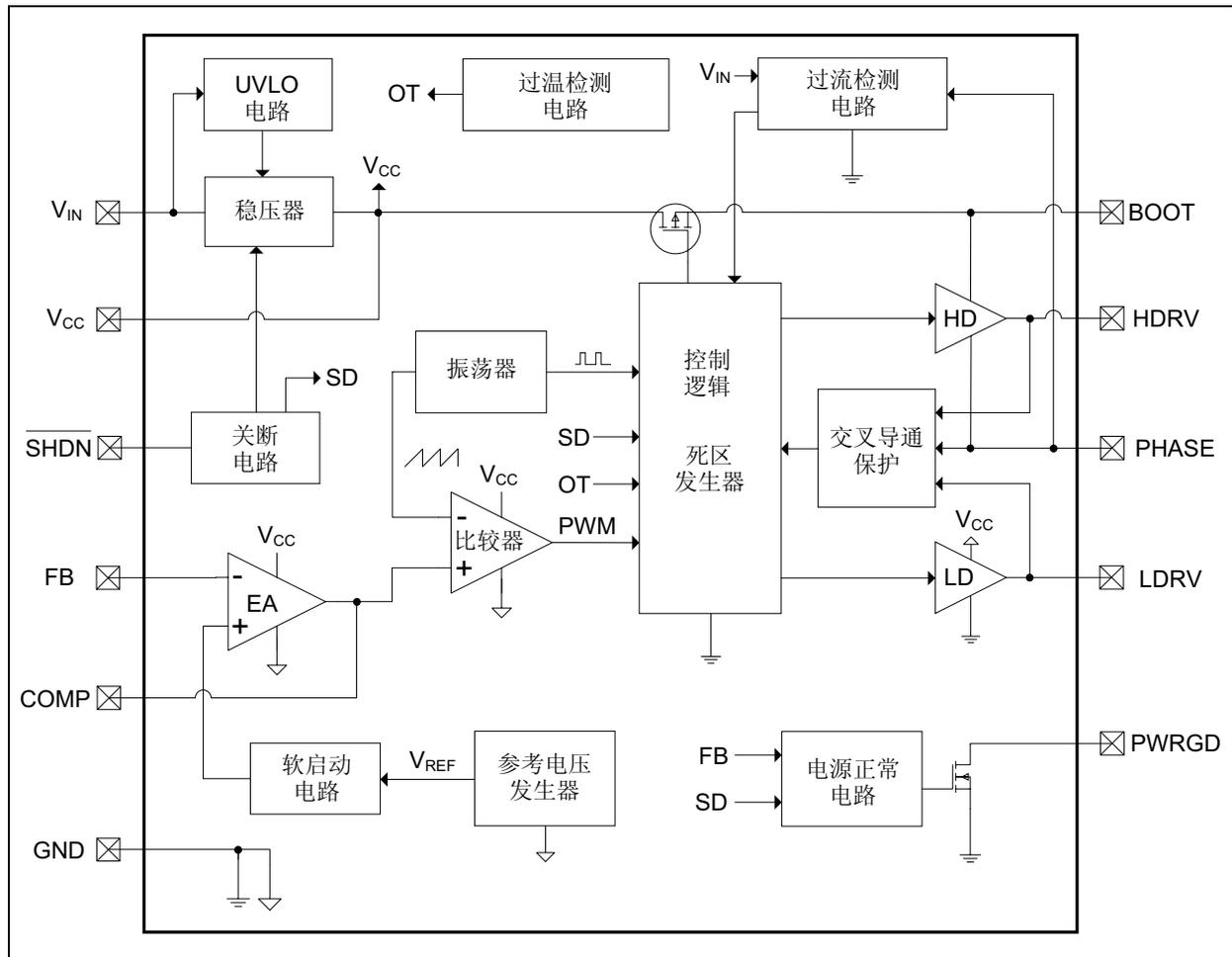


图 4-1: 内部框图

MCP19035

4.2 PWM 电路

MCP19035 控制器实现了固定频率、电压模式控制方案。内部 PWM 发生器包含振荡器、误差放大器、高速比较器和锁存器。误差放大器通过放大参考电压（600 mV，内部产生）和 FB 引脚（反馈电压）之间的电压差来产生控制电压。该控制电压通过高速比较器与人工产生的斜升信号进行比较；其结果为 PWM 信号。SR 锁存器（置 1/ 复位触发器）用于防止 PWM 电路在下一个时钟周期开始之前开启外部开关。

必须使用外部补偿网络（II 型或 III 型）来稳定控制系统。

4.3 内部参考电压 V_{REF}

MCP19035 提供了集成的高精度参考电压。外部电阻分压器用于设定转换器的输出电压。该内部参考电压的标称值为 600 mV。

4.4 内部振荡器

MCP19035 器件的内部振荡器提供了 300 kHz 固定开关频率。

4.5 欠压锁定电路（UVLO）

集成的欠压锁定电路（UVLO）可阻止转换器在输入电压升高到器件足以正常工作之前启动。转换器通常在 4.2V 下启动，最低可以在 3.6V 下工作。加上滞后电压是为了防止由于加载输入电压源而在启动期间启动和停止。

4.6 关断输入

关断输入引脚（SHDN）用于使能和禁止控制器。当 SHDN 引脚下拉为低电平时，MCP19035 会被置为关断模式。在关断期间，大部分内部电路（包括 LDO）会被禁止，以最大程度降低电流消耗。

建议在 SHDN 引脚和 V_{IN} 引脚之间使用一个 100 k Ω 上拉电阻。请注意，SHDN 输入是高阻抗引脚。该引脚附近的电路产生的噪声可能会意外地关断控制器。为提高该输入引脚的抗噪声能力，建议在 GND 和 SHDN 之间放置一个小电容，或减小上拉电阻的值。关断输入引脚不应保留悬空。

4.7 电源正常输出（PWRGD）

该漏极开路输出用于指示输出电压是否为其稳压值的 92%（典型值）。对于指示电源输出可能不稳的其他现有条件，该输出也会为低电平。这些条件包括：

- 反馈引脚（FB）电压与其标称值（600 mV）之差超出 $\pm 8\%$
- 软启动周期处于活动状态
- 检测到欠压条件
- 在上桥臂或下桥臂检测到过流条件
- 裸片温度高于热关断阈值（+150°C）

高电平有效的电源正常信号具有约为 120 ms 的固定延时（ $t_{PG-TIMEOUT}$ ）。在电源正常信号从高电平变为低电平时，通常存在 150 μs 的延时（ $t_{PG-DELAY}$ ）。

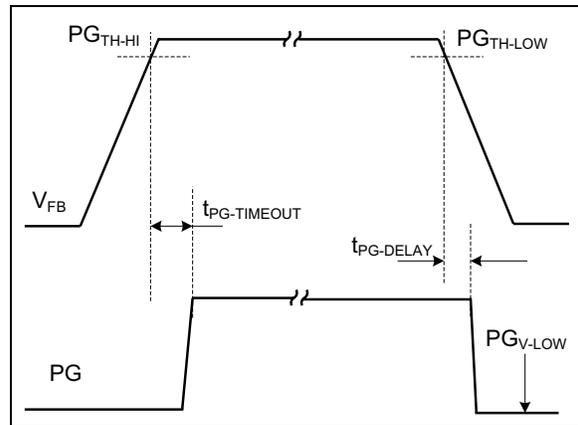


图 4-2: 电源正常信号

4.8 内部稳压器 (LDO)

MCP19035 控制器提供了一个内部 5V 低压差稳压器。该稳压器为所有内部电路提供偏置电压。为了稳定工作，必须在该 LDO (V_{CC} 引脚) 和地 (GND 引脚) 之间连接一个陶瓷电容 (最小值为 4.7 μF)。

外部低噪声负载可以使用该稳压器供电，但从 LDO 输出消耗的总电流 (MCP19035 的内部电路 + 外部负载) 不应超出 50 mA。MCP19035 内部电路的电流消耗约为 5 mA。通过公式 4-1，可以估算可提供给外部负载的总电流：

公式 4-1:

$$I_{\text{外部负载}} = 50 \text{ mA} - f_{\text{SW}} \times (Q_{\text{G(上桥臂)}} + Q_{\text{G(下桥臂)}}) - 5 \text{ mA}$$

其中：

- $I_{\text{外部负载}}$ = 可提供给外部负载的电流
- f_{SW} = 开关频率 (300 kHz)
- $Q_{\text{G(上桥臂)}}$ = 上桥臂 MOSFET 在 4.5V V_{GS} 下的总栅极电荷
- $Q_{\text{G(下桥臂)}}$ = 下桥臂 MOSFET 在 4.5V V_{GS} 下的总栅极电荷

该 LDO 会耗散 MCP19035 中的能量。为了避免触发过温保护电路，设计人员必须确保最坏条件 (即高输入电压) 下的最高裸片温度低于 +125°C。关于 LDO 的最大耗散功率的进一步信息，请参见 Microchip 的 AN761 和 AN792 应用笔记。

LDO 具有过载和短路条件保护。器件通过监视 LDO 输出电压来确保内部 MOS 驱动器的性能保持一致；如果电压低于 3.3V 典型值，芯片将进入关断模式，以防止损坏外部 MOSFET。

4.9 内部 MOSFET 驱动器

内部 MOSFET 驱动器能够驱动外部的“逻辑电平” (+5V) MOSFET。

下桥臂驱动器 (LDRV) 以 GND 引脚作为参考，其拉电流能力为 1A，灌电流能力为 1.5A。

上桥臂驱动器 (HDRV) 是悬浮的，其拉电流和灌电流能力均为 1A。该驱动器通过外部自举电容供电。

该驱动器采用由自适应延时电路控制的非重叠时序，以最大程度减少同步整流器中的体二极管导通。

对于 MCP19035 的优化死区版本，自适应延时电路会被禁止，死区具有一个固定值。

4.10 过流保护

过流保护通过在外部 MOSFET 开启 (导通) 时监视外部 MOSFET 上的电压而实现。

对于上桥臂过流保护，当检测到上桥臂 MOSFET 上的压降大于上桥臂过流阈值电压时，上桥臂 MOSFET 将立即关断，上桥臂过流计数器将递增 1。在下一个周期，如果未超出上桥臂过流阈值电压，上桥臂过流计数器将递减 1。如果上桥臂过流计数器的计数达到 7，则说明存在故障条件，MCP19035 会同时关断两个外部 MOSFET。

经过 60 ms 延时之后，MCP19035 将尝试重新启动。如果在下一个周期期间，在上桥臂 MOSFET 上测量到上桥臂过流阈值电压，则会再次指示存在故障，两个外部 MOSFET 均再关断 60 ms。但是，如果在尝试重新启动之后，未在上桥臂 MOSFET 上测量到上桥臂过流阈值电压，上桥臂过流计数器将递减 1，MCP19035 将继续工作，直到上桥臂过流计数器的计数达到 7 为止。

下桥臂过流保护的行为与上桥臂过流保护几乎相同。区别是在测量到下桥臂过流阈值电压时，不会立即关断下桥臂 MOSFET。它会保持开启，直到下一个周期开始为止。

MCP19035

对于下桥臂过流保护，当在下桥臂 MOSFET 上检测到的压降大于规定的下桥臂过流阈值电压时，下桥臂过流计数器将递增 1。在下一个周期，如果未超出下桥臂过流阈值电压，下桥臂过流计数器将递减 1。如果下桥臂过流计数器的计数达到 7，则说明存在故障条件，MCP19035 会同时关断两个外部 MOSFET。经过 60 ms 延时之后，MCP19035 器件将尝试重新启动。如果在下一个周期期间，在下桥臂 MOSFET 上测量到下桥臂过流阈值电压，则会再次指示存在故障，两个外部 MOSFET 均再关断 60 ms。但是，如果在尝试重新启动之后，未在下桥臂 MOSFET 上测量到下桥臂过流阈值电压，下桥臂过流计数器将递减 1，MCP19035 将继续工作，直到下桥臂过流计数器的计数达到 7 为止。

上桥臂过流保护电路的电压阈值是固定的，典型值为 480 mV。上桥臂电压阈值还取决于自举电路电容上的电压值，并且会随该电压下降而降低。在自举电压较低，而开关损耗较高时，这可以确保上桥臂保护可以避免 MOSFET 发生故障。该阈值可以用于为转换器提供逐周期保护，但不应将它用于为转换器提供精确的限流。使用公式 4-2，可以估算在短路期间流入上桥臂 MOSFET 的电流。请注意，由于存在前沿消隐时间，该电流还取决于电感的纹波电流。为了避免在瞬变过程中错误触发上桥臂过流保护电路，强烈建议选择可提供转换器最大输出电流至少 4 倍以上阈值的 MOSFET。

公式 4-2: 上桥臂 MOSFET 的峰值电流

$$I_{HS\ MOS} = \frac{V_{OC\ HS}}{R_{DSON}}$$

其中:

$I_{HS\ MOS}$ = 通过上桥臂 MOSFET 的电流

$V_{OC\ HS}$ = 上桥臂过流保护电路的阈值电压 (480 mV)

R_{DSON} = 上桥臂 MOSFET 的导通电阻

下桥臂过流保护电路的电压阈值是固定的，典型值为 180 mV。可根据要求为该阈值设定不同的值 (100 mV 至 300 mV)。使用公式 4-3，可以估算在短路期间流入下桥臂 MOSFET 的电流。请注意，由于存在前沿消隐时间，该电流还取决于电感的纹波电流。为了避免在瞬变过程中错误触发下桥臂过流保护电路，强烈建议选择可提供转换器最大输出电流至少 2 倍以上阈值的 MOSFET。

公式 4-3:

$$I_{LS\ MOS} = \frac{V_{OC\ LS}}{R_{DSON}}$$

其中:

$I_{LS\ MOS}$ = 通过下桥臂 MOSFET 的电流

$V_{OC\ LS}$ = 下桥臂过流保护电路的阈值电压 (180 mV)

R_{DSON} = 下桥臂 MOSFET 的导通电阻

为了避免错误触发过流电路，在上桥臂和下桥臂测量中都提供了前沿消隐电路。由于存在该消隐时间，如果转换器以较高占空比 (超出 85%) 工作，或如果电感的纹波电流极高 (即，电感由于电流过大而饱和)，过流电路的精度可能会受影响。

4.11 软启动

为了控制启动期间的输出电压，MCP19035 采用了软启动电路，使系统的输出电压可以单调上升。软启动电路使输出电压通常可以在 2.6 ms 内升至所需的稳压限制。软启动电路在 MCP19035 每次启动时使能。这包括初始启动、翻转 SHDN 引脚之后启动、热关断之后启动或在过流条件之后启动。

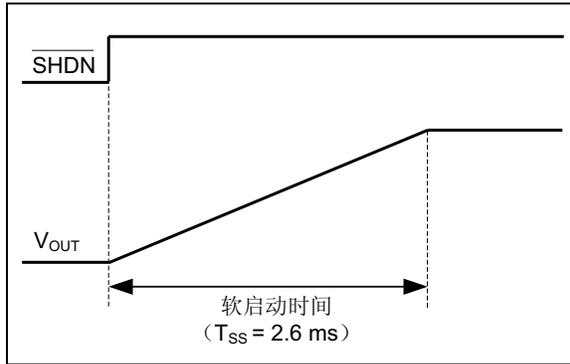


图 4-3: 软启动框图

4.12 预偏置负载启动

对于预偏置负载，一种特殊的启动序列可以阻止产生来自输出的拉电流。这通过监视 FB 引脚和内部参考电压来实现。如果误差放大器的正输入（内部参考电压）大于反馈电压（FB 引脚上存在的电压），控制器会以低占空比驱动下桥臂 MOSFET（同步整流器）。该序列可以确保输出电压平稳变化，而不会从预偏置外部负载中灌入任何电流。

MCP19035

注:

5.0 应用信息

5.1 典型应用

MCP19035 同步降压控制器在最高 30V 的输入电压范围内工作。输出电流能力仅取决于外部 MOSFET 的选择，也可以极高，通常最高为 20A。

典型应用包括用于为 DSP、FPGA 和 ASIC 供电的 POL 模块，以及用于中高输出电流负载的任意步降电压转换（最高 30V 输入电压）。

5.2 设计过程

为了简化该设计过程，提供了基于 Excel® 的设计工具来支持典型的应用。该工具可从 MCP19035 产品网站上获取。更多详细信息，请参见 AN1452, “Using the MCP19035 Synchronous Buck Converter Design Tool”。

5.2.1 开关频率和最高转换率

MCP19035 控制器提供了 300 kHz 固定开关频率。该开关频率在较高效率和电源系统元件尺寸之间提供了良好的折衷。

由于上桥臂 MOSFET 驱动器最小“开启时间”（典型值为 170 ns）的原因，最高转换率必须限制为 15:1。

5.2.2 死区选择

死区会影响转换器的最高可实现效率。死区选择取决于外部 MOSFET 的参数。品质因数（FOM）较低的晶体管允许使用较短的死区。这最高可以将转换器效率提高 2%。

品质因数低的晶体管允许用户为死区选择低值（典型值为 12 ns），而不会导致直通现象。对于低 FOM 晶体管，建议使用具有固定 12 ns 死区的 MCP19035 版本。

对于典型的中品质因数晶体管，建议使用带自适应死区发生器的 MCP19035 版本。

5.2.3 电感选择

输出电感负责平滑由开关操作产生的方波，以及控制输出纹波电流 (ΔI_{OUT})。在选择电感值时，需要在效率和负载瞬态响应时间之间做出折衷。电感越小，转换器对负载电流中瞬态的响应速度就越快。但是，电感较小时，要维持相同水平的输出纹波电流，将需要较高的开关频率。请记住，增大开关频率也会增大 MOSFET 中的开关损耗。

电感纹波电流的良好折衷为输出电流的 30%。电感值可使用公式 5-1 计算：

公式 5-1: 电感值

$$L = (V_{IN_MAX} - V_{OUT}) \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN_MAX}} \times \frac{1}{f_{SW}} \times \frac{1}{0.3 \times I_{OUT_MAX}}$$

电感中的峰值电流可使用公式 5-2 确定：

公式 5-2: 电感峰值电流

$$I_{L_PEAK} = I_{OUT_MAX} + \frac{0.3 \times I_{OUT_MAX}}{2}$$

公式 5-3: 电感 RMS 电流

$$I_{L_RMS} = \sqrt{I_{OUT}^2 + \frac{I_{Ripple}^2}{3}}$$

在选择电感时，还必须注意以下方面：

- 选择饱和电流大于所计算峰值电流的电感。此外，还必须考虑电感的容差（通常为 20%）。
- 为了最大程度减小导通损耗，请选择直流电阻最低的电感。数据手册中规定的最大直流电阻可以确保最坏情况下的元件规范。
- 有许多磁性材料可用作电感铁芯：铁氧体、铁粉和复合材料。铁氧体的铁芯损耗最低，但其饱和特性是“硬性”的（即，电感在电流达到饱和之后迅速下降）。铁粉或复合材料铁芯的损耗高于铁氧体，但饱和特性是“软性”的，这使它更适合于电压模式控制转换器，包括 MCP19035。

5.2.4 输入电容选择

输入电容负责为降压转换器提供低阻抗电压源。由于降压转换器输入电流不连续的原因，该电容必须能够维持高纹波电流。建议使用一个低等效串联电阻（ESR）电容，最好是陶瓷电容。对于宽温度范围应用，建议使用多层 X7R 电介质，而对于温度范围有限的应用，则可以使用多层 X5R 电介质。ESR 较高时，将产生较高的电压纹波和较高的功率损耗。电容的额定电压必须大于转换器的最大工作输入电压。

最小电容可通过公式 5-4 确定：

公式 5-4: 输入电容的最小电容

$$C_{IN_MIN} = \frac{I_{OUT} \times D \times (1-D)}{f_{SW} \times (V_{Ripple} - D \times I_{OUT} \times ESR)}$$

其中：

- C_{IN_MIN} = 输入电容的最小电容（以法拉为单位）
- I_{OUT} = 输出电流（A）
- D = 占空比（最坏情况下为 0.5）
- f_{SW} = 开关频率（Hz）
- V_{Ripple} = 输入电压纹波（通常介于 0.1V 和 0.5V 之间）
- ESR = 电容的等效串联电阻（以欧姆为单位）

输入电容中的最大纹波电流在占空比为 50% 时出现。计算输入电容时，必须将它视为最坏情况。

输入电容中的 RMS 电流可使用公式 5-5 估算：

公式 5-5: 输入电容中的 RMS 电流

$$I_{RMS(C_{IN})} = \left(I_{OUT} + \frac{I_{Ripple}}{12} \right) \sqrt{D} - \left(\frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

输入电容的额定值必须可维持该 RMS 电流，而不会产生很大的损耗。

5.2.5 输出电容选择

输出电容负责平滑输出电压。对于控制系统的稳定性，它也具有重要的作用。输出电容上的电压纹波等于两项之和：由于等效串联电阻（ESR）产生的纹波电压，以及由于在电感放电时必须由电容提供的负载电流而产生的压降。建议使用低 ESR 电容，最好是陶瓷电容。对于宽温度范围应用，建议使用多层 X7R 电介质，而对于温度范围有限的应用，则可以使用多层 X5R 电介质。

输出电压纹波可使用公式 5-6 估算：

公式 5-6: 输出电压纹波

$$V_{Ripple} = I_{Ripple} \times \left(ESR + \frac{I}{8 \times C_{OUT} \times f_{SW}} \right)$$

其中：

- I_{Ripple} = 电感纹波电流（A）
- V_{Ripple} = 输出电压纹波（V）
- C_{OUT} = 输出电容（F）
- ESR = 输出电容的等效串联电阻（Ω）

最小电容值根据负载瞬态响应的要求计算。在瞬态负载电流期间，电感储存的过多能量必须由输出电容吸收，直到控制环路设置适当的占空比为止。公式 5-7 用于计算输出电容值的最小值：

公式 5-7: 输出电容最小值

$$C_{OUT} = \frac{L \times [I_{OH}^2 - I_{OL}^2]}{|V_f^2 - V_{OUT}^2|}$$

其中：

- I_{OH} = 输出电流的最终值
- I_{OL} = 输出电流的初始值
- V_{OUT} = 初始输出电压
- V_f = 最终输出电压

对于在阶跃负载期间要求低输出电压过冲的应用，输出电容的值会变得很大。在这种情况下，建议混合使用陶瓷电容与铝电解电容或聚合物电解电容来实现建议的值。

5.2.6 MOSFET 选择

选择适合的 MOSFET 是开关稳压器设计的一个关键部分。它们的性能将直接影响稳压器的效率和可靠性。

MCP19035 同步降压控制器提供了一个集成的逻辑电平 MOSFET 驱动器，能够提供 5V 电压来驱动 MOSFET 栅极。因此，必须使用逻辑电平 MOSFET。适合的 MOSFET 应满足电压和电流额定值的要求。

评估 MOS 晶体管性能的一个关键参数是品质因数。对于给定的 MOSFET，它定义为总栅极电荷 (Q_G) 与 $R_{DS(ON)}$ 的乘积 (见公式 5-8)。

公式 5-8: 品质因数

$$FOM = Q_{G(Tot)} \times R_{DS(on)}$$

FOM 值较低意味着 MOS 晶体管性能较高。

对于上桥臂 MOSFET，功率损耗包含开关和导通损耗。当转换器的占空比很高时，导通损耗也会很高。上桥臂 MOSFET 的导通损耗可以通过将 $R_{DS(ON)}$ 乘以通过晶体管的电流的 RMS 值估算 (见公式 5-9)。

公式 5-9: 上桥臂电流的 RMS 值

$$I_{RMS\ High-Side} = \sqrt{D \times \left(I_{OUT}^2 + \frac{I_{Ripple}^2}{12} \right)}$$

其中:

- D = 占空比
- I_{OUT} = 输出电流 (A)
- I_{Ripple} = 电感中的纹波电流 (通常为最大输出电流的 30%) (A)

上桥臂 MOS 晶体管的导通损耗可使用公式 5-10 估算:

公式 5-10: 上桥臂 MOSFET 的导通损耗

$$P_{COND\ High-Side} = I_{RMS\ High-Side}^2 \times R_{DS(on)HS(max)}$$

开关损耗较难计算，因为它们取决于许多参数。公式 5-11 给出了这些损耗的估算公式:

公式 5-11: 上桥臂 MOSFET 的开关损耗

$$P_{SW\ High-Side} = \left(\frac{V_{IN} \times I_{OUT}}{2} \right) \times (t_{s(HL)} + t_{s(LH)}) \times f_{SW}$$

其中:

- V_{IN} = 输入电压 (V)
- I_{OUT} = 输出电流 (A)
- f_{SW} = 开关频率 (Hz)
- $t_{s(HL)}$ = MOSFET 开关时间 (从高电平至低电平跳变) (s)
- $t_{s(LH)}$ = MOSFET 开关时间 (从低电平至高电平跳变) (s)

$t_{s(HL)}$ 和 $t_{s(LH)}$ 时间可以使用以下公式估算:

公式 5-12:

$$t_{s(HL)} = \frac{Q_{G(Total)}}{I_{DRV\ Sink}}$$

$$t_{s(LH)} = \frac{Q_{G(Total)}}{I_{DRV\ Source}}$$

其中:

- $Q_{G(Total)}$ = 上桥臂 MOSFET 总栅极电荷
- $I_{DRVSink}$ = 上桥臂驱动器的峰值灌电流 (典型值为 1A)
- $I_{DRVSource}$ = 上桥臂驱动器的峰值拉电流 (典型值为 1A)

上桥臂 MOSFET 的总功率损耗可以使用公式 5-13 计算:

公式 5-13: 上桥臂 MOSFET 的总功率损耗

$$P_{Loss\ High-Side} = P_{COND\ High-Side} + P_{SW\ High-Side}$$

对于使用低占空比 (小于 30%) 或高输入电压工作的应用，上桥臂晶体管的功率损耗主要为开关损耗。对于这些应用，建议选择提供低总栅极电荷的 MOSFET。

对于以高于 50% 的占空比工作的应用，上桥臂晶体管的功率损耗主要为导通损耗。对于这些应用，请选择具有低 $R_{DS(on)}$ 的 MOSFET。

MCP19035

下桥臂 MOSFET（同步整流器）通过电感中储存的能量进行“软换向”，从而降低开关损耗。对于下桥臂晶体管，功率损耗主要包括导通损耗、体二极管导通损耗和体二极管反向恢复损耗。

类似于上桥臂，通过下桥臂 MOSFET 的 RMS 电流可使用公式 5-14 计算：

公式 5-14: 下桥臂 MOSFET 的 RMS 电流

$$I_{RMS\ Low-Side} = \sqrt{(1-D) \times \left(I_{OUT}^2 + \frac{I_{Ripple}^2}{12} \right)}$$

其中：

D = 占空比

I_{OUT} = 输出电流 (A)

I_{Ripple} = 电感中的纹波电流
(通常为最大输出电流的 30%) (A)

下桥臂 MOS 晶体管的导通损耗可使用公式 5-15 估算：

公式 5-15: 下桥臂晶体管的导通损耗

$$P_{COND\ Low-Side} = I_{RMS\ Low-Side}^2 \times R_{DS(on)LS(max)}$$

体二极管导通损耗可使用公式 5-16 计算：

公式 5-16: 体二极管导通损耗

$$P_{LOSS\ BD} = I_{OUT} \times V_F \times t_{BD} \times f_{SW}$$

其中：

V_F = 体二极管的正向电压 (V)

t_{BD} = 体二极管的总导通时间 (s)

体二极管恢复时间损耗可使用公式 5-17 计算：

公式 5-17: 体二极管反向恢复损耗

$$P_{RR} = \frac{Q_{RR} \times V_{IN} \times f_{SW}}{2}$$

其中：

Q_{RR} = 体二极管的反向恢复电荷 (C)

下桥臂 MOSFET 的总功率损耗现在可以通过在公式 5-18 中对功率损耗求和来估算：

公式 5-18: 下桥臂 MOSFET (SR) 的总功率损耗

$$P_{Loss\ Low-Side} = P_{COND\ Low-Side} + P_{LOSS\ BD} + P_{RR}$$

导通损耗是下桥臂晶体管总损耗的主要部分；请选择具有低 R_{DS(on)} 的 MOSFET。

通过减小防止直通所需的死区，可以最大程度降低体二极管导通和反向恢复损耗。这可以通过为两个桥臂都选择具有极低品质因数 (FOM) 的 MOSFET 来实现。

5.2.7 自举电容选择

自举电容的选择基于两个因素：上桥臂功率 MOSFET 的总栅极电荷，以及在上桥臂功率 MOSFET 导通时栅极驱动器电压中允许的压降（见公式 5-19）。

公式 5-19: 自举电容

$$C_{BOOT} = \frac{Q_{G(Total)}}{\Delta V_{DROOP}}$$

其中：

Q_{G(Total)} = 上桥臂 MOSFET 总栅极电荷 (C)

ΔV_{DROOP} = 允许的栅极驱动器压降 (V)

建议压降不要超出 50 mV。建议使用低 ESR 陶瓷电容，额定值至少为 16 V_{DC}。

5.2.8 反馈环路补偿

由于 MCP19035 实现了电压模式 PWM 控制，所以建议使用 III 型补偿网络。要正确放置极点和零点，需要对降压转换器电源系统的波特图进行分析。

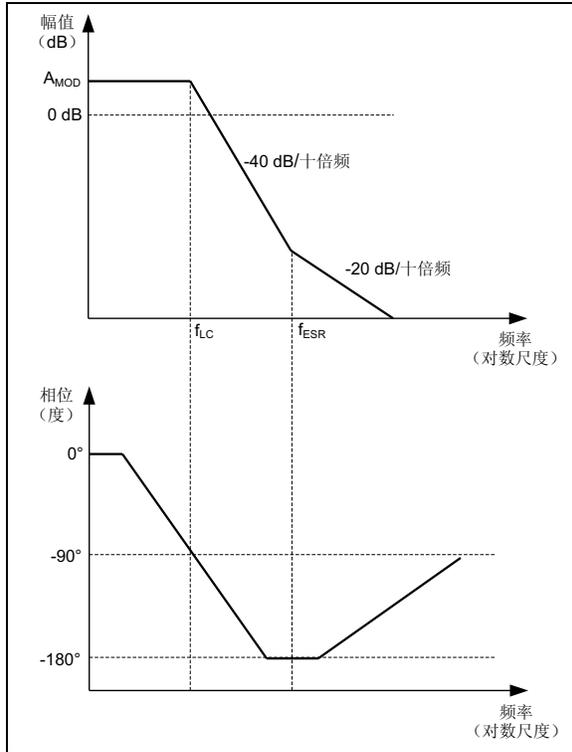


图 5-1: 降压转换器电源系统的波特图（使用渐近线表示）

采用电压模式控制的降压转换器的电源系统是一个二阶系统。在 LC 谐振频率下，会出现双极点；该极点会以 -40 dB/十倍频 的斜率“压低”增益。该双极点还会引入 -180° 的相位滞后。补偿网络必须消除该双极点的影响，以实现系统的稳定性。

输出电容的等效串联电阻（ESR）会引入重新“推高”增益和相位的零点。如果该零点出现在相位到达临界点 -180° 之前，则它会有助于系统的稳定性。但是，由于性能标准（输出电压纹波和效率）的原因，应用需要使用低 ESR 电容。对于具有极低 ESR 的电容（陶瓷电容），该零点出现在高频下，此时相位已达到临界点。

极点和零点的频率可使用公式 5-20 确定：

公式 5-20: 极点和零点频率

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C_{OUT}}}$$

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi \times ESR \times C_{OUT}}$$

公式 5-21: PWM 调制器增益

$$A_{MOD} = 20 \times \log \frac{V_{IN}}{\Delta V_{RAMP}} = 20 \times \log V_{IN}$$

图 5-2 给出了 III 型补偿网络的图示：

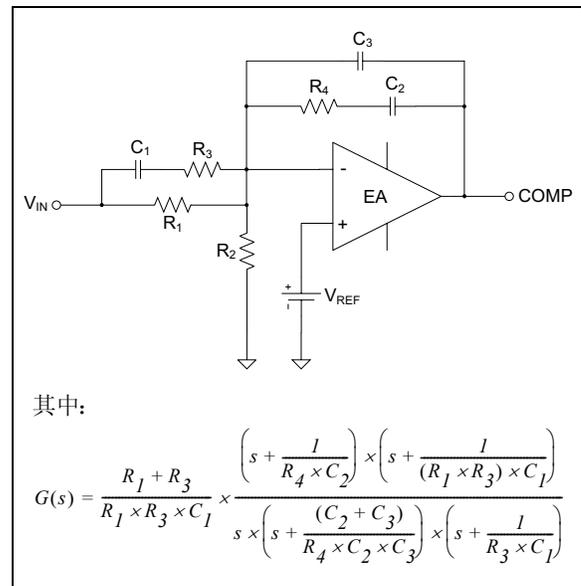


图 5-2: III 型补偿网络

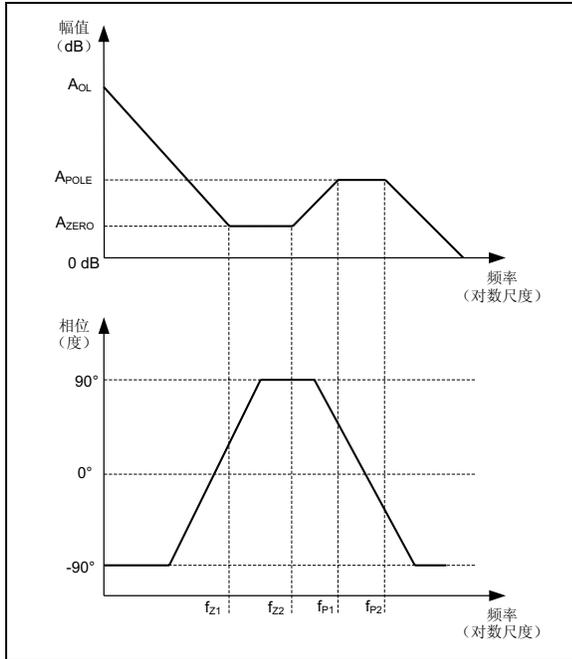


图 5-3: III 型补偿网络的波特图 (使用渐近线表示)

假定 $C_3 \ll C_2$ 和 $R_3 \ll R_1$, 极点和零点频率可以使用公式 5-22 计算:

公式 5-22: 补偿网络的极点和零点频率

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times (R_1 + R_3) \times C_1} \cong \frac{1}{2\pi \times R_1 \times C_1}$$

$$f_{Z2} = \frac{1}{2\pi \times R_4 \times C_2}$$

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi \times R_4 \times \left(\frac{C_2 \times C_3}{C_2 + C_3}\right)} \cong \frac{1}{2\pi \times R_4 \times C_3}$$

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi \times R_3 \times C_1}$$

公式 5-23: 零增益

$$A_{ZERO} = 20 \times \log \frac{R_4}{R_1}$$

公式 5-24: 极点增益

$$A_{POLE} = 20 \times \log \frac{R_4 \times (R_1 + R_3)}{R_1 \times R_3}$$

III 型补偿网络提供了两个零点和三个极点 (包括原极点), 尽可能推高交越频率, 并将系统的相位裕度升至大于 45° 。带宽越高, 产生的负载瞬态响应速度就越快。瞬态响应速度越快, 输出电压过冲就越小。

下面介绍了通过放置极点和零点来实现最佳相位裕度的过程:

1. 使用公式 5-20 确定双极点 (LC 极点) 和 ESR 零点的频率。
2. 选择电阻 R_1 (通常介于 $10 \text{ k}\Omega$ 和 $100 \text{ k}\Omega$ 之间)。该值是在需要更多电容 (成本较高) 和噪声可能引起问题的两个高值之间做出的折衷。
3. 电阻 R_2 可使用公式 5-25 计算:

公式 5-25: 反馈电阻分压器

$$R_2 = \frac{V_{REF} \times R_1}{V_{OUT} - V_{REF}} = \frac{0.6 \times R_1}{V_{OUT} - 0.6}$$

4. 选择补偿系统的交越频率。建议该频率介于开关频率 (f_{SW}) 的 $1/10$ 至 $1/5$ 之间。较高的交越频率可以改善瞬态响应, 但会使相位裕度降低。对于大多数应用, 交越频率设置为开关频率的约 $1/10$ 。这是在简化补偿环路设计和实现快速瞬态响应之间的合理折衷。由于 ESR 零点的频率远高于 LC 谐振频率, 通常可以使用公式 5-26 在交越频率下近似得到电源系统的增益:

公式 5-26: 电源系统在交越频率下的增益

$$A_{PTCO} = A_{MOD} - 40 \times \log \left(\frac{f_{CO}}{f_{LC}} \right)$$

进行补偿之后, 误差放大器在交越频率 (f_{CO}) 下的增益必须等于 A_{PTCO} 。通常, 该交越频率出现在 F_{Z2} 和 F_{P1} 之间 (见图 5-3)。

5. 补偿网络的第一个零点必须放置在 f_{LC} 频率处。电容 C_1 可使用公式 5-27 计算：

公式 5-27: 电容 C_1

$$C_1 = \frac{\sqrt{L \times C_{OUT}}}{R_1}$$

补偿电路可以使用任何可用的模拟器进行模拟。可以通过调整元件的值来满足初始设计参数（交越频率和相位裕度）。此外，还需要确保补偿电路的增益不会超出误差放大器的增益。由于极点和零点之间的相互作用，强烈建议使用由 Microchip Technology Inc. 提供的设计工具来设计和分析补偿网络。

6. 电阻 R_4 的值可使用公式 5-28 估算：

公式 5-28: 电阻 R_4

$$R_4 = \frac{f_{CO}}{f_{LC}} \times \frac{1}{V_{IN}} \times R_1$$

其中：

f_{CO} = 补偿系统的交越频率（通常为 f_{SW} 的 1/10）

7. 补偿网络的第二个零点必须放置在 f_{LC} 频率一半处。电容 C_2 的值可使用公式 5-29 计算：

公式 5-29: 电容 C_2

$$C_2 = 2 \times \frac{\sqrt{L \times C_{OUT}}}{R_4}$$

8. 补偿网络的第一个极点必须放置在 f_{SW} 处。 C_3 的值可使用公式 5-30 计算：

公式 5-30: 电容 C_3

$$C_3 = \frac{1}{2 \times \pi \times R_4 \times f_{SW}}$$

9. 补偿网络的第二个极点必须放置在 f_{SW} 一半处。电阻 R_3 的值可使用公式 5-31 计算：

公式 5-31: 电阻 R_3

$$R_3 = \frac{1}{\pi \times C_1 \times f_{SW}}$$

MCP19035

5.3 低输入电压下工作

如果应用要求输入电压低于 5.5V，则建议使用图 5-4 所示的替代原理图。

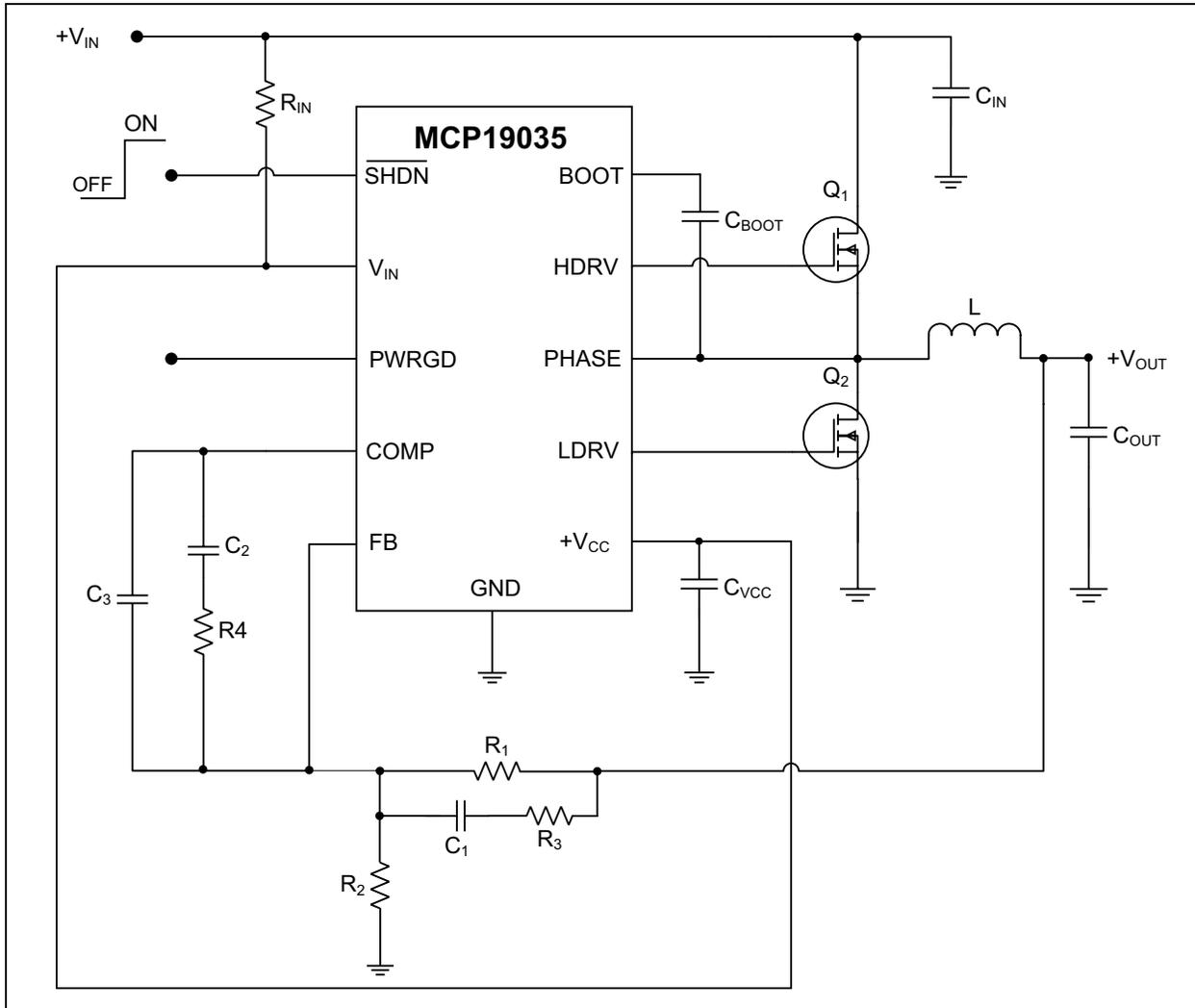


图 5-4: 低 V_{IN} 的典型应用

该连接可以避免内部稳压器上的压降，从而确保以低输入电压正确驱动 MOSFET。

使用该替代原理图来最大程度降低输入电压纹波 / 噪声时，必须额外小心。MCP19035 的内部电路可能会受 V_{CC} 引脚上的纹波 / 噪声影响。 R_{IN} 电阻与 C_{VCC} 电容构成偏置电压 (V_{CC} 电压) 的低通滤波器。该电阻的建议值范围为介于 2.2Ω 和 10Ω 之间。

6.0 设计示例

该示例说明了使用 MCP19035 控制器实现 1.8V 至 12V 同步降压转换器的分步设计过程。为了最大程度减少设计工作，Microchip 提供了用于计算元件值的设计工具。更多详细信息，请参见 AN1452，“Using the MCP19035 Synchronous Buck Converter Design Tool” (DS01452)。

表 6-1 详细介绍了电气参数。

表 6-1: 设计示例电气规范

参数	测试条件	最小值	标称值	最大值	单位
输入电压 (V_{IN})		8	12	14	V
输出电压 (V_{OUT})	$0 \leq I_{OUT} \leq 15A$	—	1.8	—	V
线路稳定度	$8.0V \leq V_{IN} \leq 14V$	—	—	0.5	%
负载稳定度	$0A \leq I_{OUT} \leq 15A$	—	—	0.5	%
输出纹波 (V_{OUT_RIPPLE})	$I_{OUT} = 15A$	—	—	30	mV
输入纹波 (V_{IN_RIPPLE})	$I_{OUT} = 15A$	—	—	0.3	V
输出过冲	从 3.75A 阶跃至 11.25A	—	—	100	mV
输出下冲	从 11.25A 阶跃至 3.75A	—	—	100	mV
输出电流 (I_{OUT})		0	—	15	A
效率	$V_{IN} = 12V, I_{OUT} = 10A$	90	—	—	%

6.0.1 电感选择

电感的大小必须使典型纹波电流约为最大输出电流的 30%。使用公式 5-1 计算的电感值为 1.16 μH 。为了补偿元件容差，请选择下一个较高标准值 1.5 μH （对于高电流电感，典型值为 20%）。

电感中的峰值电流可以使用公式 5-2 计算，其值为 17.25A。电感必须维持该峰值电流，而不会发生饱和。为了维持低导通损耗，电感的直流电阻必须尽可能低。表 6-2 列出了一些适合于该应用电感。

表 6-2: 来自不同供应商的适合电感

供应商	部件编号	电感 (μH)	DCR ($m\Omega$)	I_{SAT} (A)
Coilcraft®	XAL1010-152MEB	1.5	1.76	36.6
Würth Elektronik®	7443320150	1.5	2.1	27
TDK - EPC®	B82559A0142A013	1.4	1.5	22
Bourns®	SRP1270-1R5M	1.5	2.1	48

MCP19035

6.0.2 输入电容选择

转换器以最大占空比22.5%工作。将使用ESR为10 mΩ（典型值）的陶瓷电容（X7R电介质）。输入电容的最小电容使用公式5-4计算，它等于32.7 μF。使用两个额定电压为25V_{DC}的标准22 μF电容（X7R），将它们并联。

6.0.3 输出电容选择

基于从最大输出电流25%至75%的阶跃负载，可以使用公式5-7确定输出电容的最小值。最小值为456 μF。选择下一个较高的标准值（500 μF）。输出电容的ESR会严重影响输出电压纹波。使用5个额定电压为6.3V_{DC}的100 μF标准陶瓷电容（X7R或X5R电介质），将它们并联。ESR的最终估算值小于5 mΩ。输出电压纹波现在使用公式5-6估算。

6.0.4 MOSFET 选择

在选择MOSFET之前，应估算转换器的总损耗。对于该应用，可以使用公式6-1估算输入功率：

公式 6-1: 输入功率

$$P_{IN} = \frac{U_{OUT} \times I_{OUTmax}}{Eff}$$

总功率损耗可使用公式6-2估算：

公式 6-2: 转换器的总损耗

$$P_{LOSS} = P_{IN} - P_{OUT}$$

为了实现效率目标（90%），10A输出电流下的总功率损耗必须低于2W。表6-3说明了这些损耗在转换器元件中如何分布。功率损耗分布会因设计参数而异。通常，对于具有较高转换率（低占空比）的设计，上桥臂MOSFET的损耗主要为开关损耗。对于下桥臂，大部分损耗为导通损耗。

表 6-3: 功率损耗分布估计

元件	损耗 (%)
上桥臂 MOSFET	36
下桥臂 MOSFET	40
电感	10
输入电容	2
输出电容	1
PWM 控制器	10
走线直流电阻	1

总功率损耗的一个重要部分（75%以上）是由MOSFET耗散的。

对于上桥臂MOSFET，损耗（导通和开关损耗）总量不应超出0.72W。该设计具有较高的转换率（大于7:1），因而上桥臂MOSFET的大部分损耗为开关损耗。通常认为开关损耗为损耗总量的70%。

上桥臂MOSFET的导通损耗可使用公式5-10估算。在低输入电压下，上桥臂MOSFET导通损耗会很高。上桥臂MOSFET的最大R_{DS(on)}为：

公式 6-3: 最大上桥臂 R_{DS(ON)}

$$R_{DS(on)} = \frac{P_{LOSS High-Side}}{I_{RMS High-Side}^2} \times 0.3$$

对于该设计，在12V输入电压和10A输出电流下，I_{RMS High-Side} = 3.9A，上桥臂MOSFET的R_{DS(on)}应小于14 mΩ。

对于上桥臂MOSFET，大部分损耗为开关损耗（70%）。上桥臂MOSFET的最大总栅极电荷为：

公式 6-4: 上桥臂 MOSFET 的最大总栅极电荷

$$Q_{G(Total)} = \frac{P_{LOSS High-Side}}{V_{IN(Max)} \times I_{OUT} \times f_{SW}} \times 0.7$$

4.5V V_{GS}下的最大总栅极电荷（Q_{G(Total)}）应低于12 nC（对于10A输出电流而计算）。

对于下桥臂 MOSFET，损耗主要为导通损耗。通常认为导通损耗为损耗总量的 85%。对于该设计，下桥臂的最大功率损耗（在 12V 输入电压和 10A 输出电流下估算）应低于 0.9W。使用公式 6-5 估算下桥臂 MOSFET 的最大 $R_{DS(on)}$ ：

公式 6-5： 下桥臂 MOSFET 的最大 $R_{DS(on)}$

$$R_{DS(on)} = \frac{P_{LOSS\ Low-Side}}{I_{RMS\ Low-Side}^2} \times 0.85$$

在该设计中，在 12V 输入电压和 10A 输出电流下， $I_{RMS\ Low-Side} = 9.3A$ ，下桥臂 MOSFET 的最大 $R_{DS(on)} = 7.8\ m\Omega$ 。

对于该设计，可以使用 Microchip 的 MCP87050 和 MCP87022 高性能 MOSFET。使用所提供的公式计算这些晶体管引入的总损耗。对于上桥臂 MOSFET（MCP87050），总损耗为 0.66W。下桥臂 MOSFET（MCP87022）将损耗 0.3W。

6.0.5 自举电容选择

根据公式 5-19，自举电容的值应高于 276 nF。选择额定电压为 16 V_{DC} 的标准值 330 nF 陶瓷电容（X7R）。

6.0.6 死区（DT）选择

在该设计中使用的 MOSFET 具有低品质因数参数。转换器的整体效率可以通过选择带优化死区的 MCP19035 来改善。

6.0.7 过流保护阈值

MCP19035 控制器对于上桥臂和下桥臂过流保护电路提供了两个固定阈值。对于上桥臂，阈值为 480 mV（典型值）；对于下桥臂，阈值为 180 mV（典型值）。上桥臂的峰值电流为：

公式 6-6： 上桥臂 MOSFET 的最大峰值电流

$$I_{MAXHS} = \frac{0.48}{R_{DS(on)HS}}$$

对于该设计，流入上桥臂 MOSFET 的最大峰值电流为 87A。

下桥臂 MOSFET 的峰值电流为：

公式 6-7： 下桥臂 MOSFET 的最大峰值电流

$$I_{MAXLS} = \frac{0.18}{R_{DS(on)LS}}$$

对于该设计，流入下桥臂 MOSFET 的最大峰值电流为 81A。

6.0.8 反馈环路补偿

对于该设计，交越频率为 30 kHz，而 LC 回路的谐振频率为 5.88 kHz。使用这些参数，并按照第 5.2 节“设计过程”中所述的设计过程，可以计算补偿网络元件的值。

表 6-4： 补偿网络元件

元件	值	标准值
R ₁	20 kΩ	20 kΩ
R ₂	10 kΩ	10 kΩ
R ₃	0.774 kΩ	0.75 kΩ
R ₄	8.6 kΩ	8.2 kΩ
C ₁	1.37 nF	1.2 nF
C ₂	6.36 nF	6.8 nF
C ₃	61 pF	68 pF

用于补偿网络的元件必须具有优良的质量和容差。对于电容，建议的电介质为 C0G，容差为 5%。对于电阻，建议容差为 1%。

6.0.9 布线建议

良好的印刷电路板布线技术对于任何开关电路都很重要，对于开关电源也是如此。以下是 PCB 布线的一些准则：

- MCP19035 DFN 外壳的裸露焊盘是惟一连接到内部器件地的部件。将该焊盘直接连接到电路板地平面。
- 在裸露焊盘上至少放置 4 个过孔，帮助器件散热。
- 对电源和信号路径使用独立的地。使高电流路径远离敏感元件和节点（例如，反馈和补偿网络元件）。
- 强烈建议使用 4 层 PCB，以便对于噪声 /EMI 实现最佳效果。使用内部层作为地平面。
- 对于双层板，建议使用单个地平面（通常为底层）。

MCP19035

- 对于 MOSFET 的栅极驱动器连接 (LDRV 和 HDRV 信号) 使用短而宽的走线。
- 使主 MOSFET (控制 / 上桥臂 MOSFET) 尽可能靠近输入电容。
- 最大程度减小 MOSFET、电感和 MCP19035 外壳 (PHASE 节点) 之间的连接。将该节点放置在地平面上, 以最大程度减少辐射噪声。
- 将补偿网络元件放置在 MCP19035 外壳附近, 并将

这些元件连接到低噪声地 (信号地)。

- 使 V_{IN} 去耦电容靠近 MCP19035 外壳。
- 使自举电路电容靠近 MCP19035 外壳。
- 最大程度减小高频电流回路的面积。

图 6-1 可以帮助 PCB 设计人员确定同步降压转换器主要的高频电流路径。

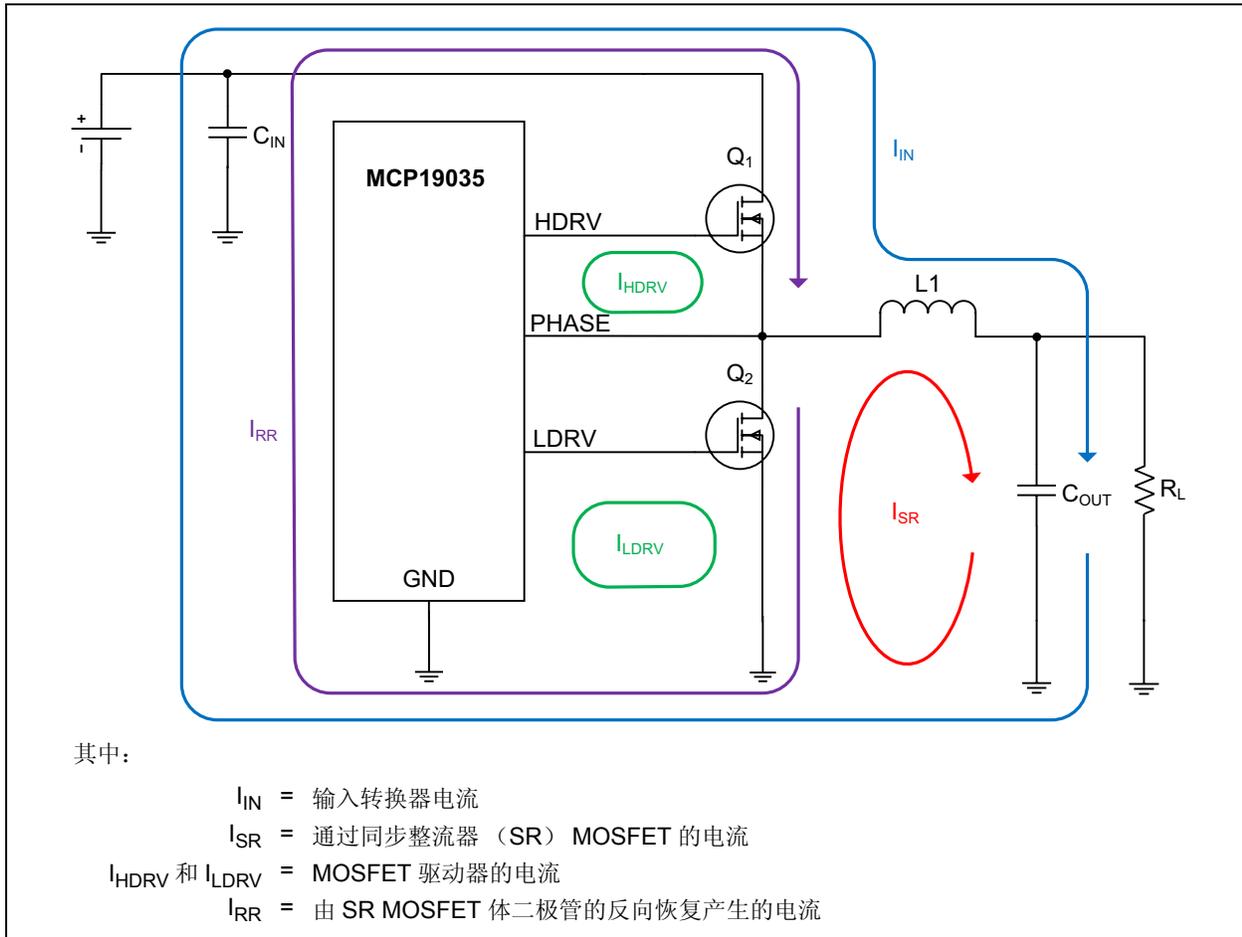


图 6-1: 高频电流路径

所有这些电流都包含高频成分, 可产生 EMI。最大程度减小这些回路的面积可以降低辐射噪声。

SR MOSFET 体二极管反向恢复电流是噪声和 EMI 的重要来源。该电流虽然持续时间极短 (小于 10 ns), 但很容易就可以达到几百安培, 特别是在使用低 ESR 电容进行输入旁路和对于开关晶体管使用极快速 MOSFET 时。如果该电流通过具有高电感的路径, 它会产生激烈的电压振铃。

对于噪声敏感的应用 (如 RF 应用), 可以通过对自举电容串联一个低值电阻来降低由 SR MOSFET 体二极管反向恢复在 PHASE 节点中产生的过多电压振铃。在低电平至高电平跳变期间, 该电阻可以减缓上桥臂 MOSFET, 减小 SW 节点信号的压摆率。该电阻的建议值介于 2.2Ω 和 10Ω 之间, 并应通过实验室测量确定。包含该电阻的影响是效率会降低, 但它不超过 0.5%。

表 6-2 和表 6-3 显示了在使用和不使用该电阻的情况下，PHASE 节点电压之间的差异。

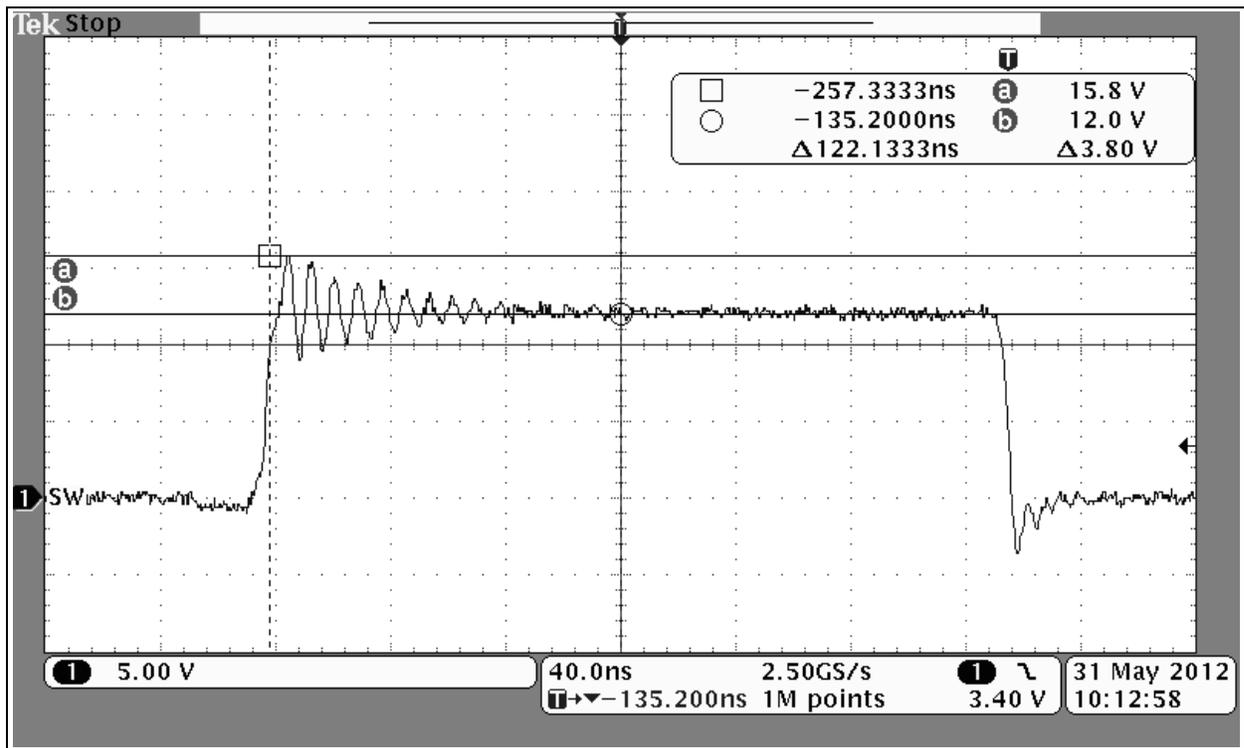


图 6-2: 使用自举电容串联电阻时的 SW (PHASE) 节点

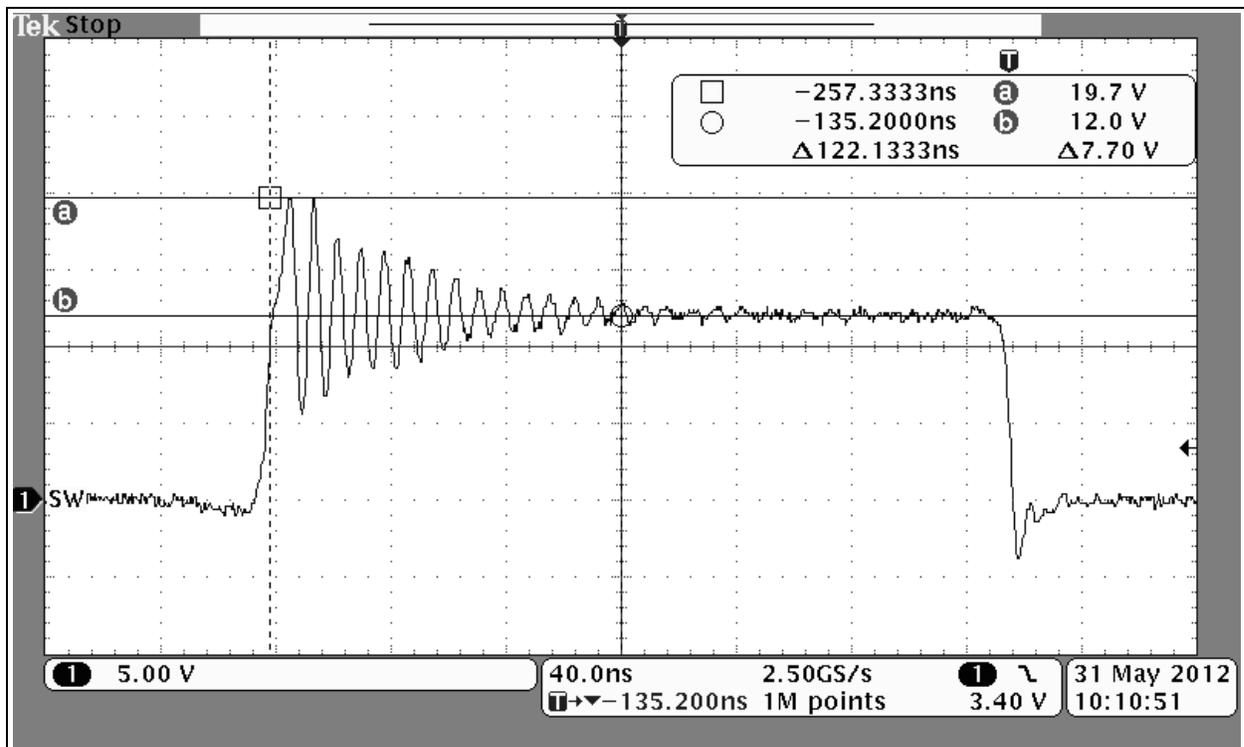


图 6-3: 不使用自举电容串联电阻时的 SW (PHASE) 节点

6.0.10 原理图和物料清单

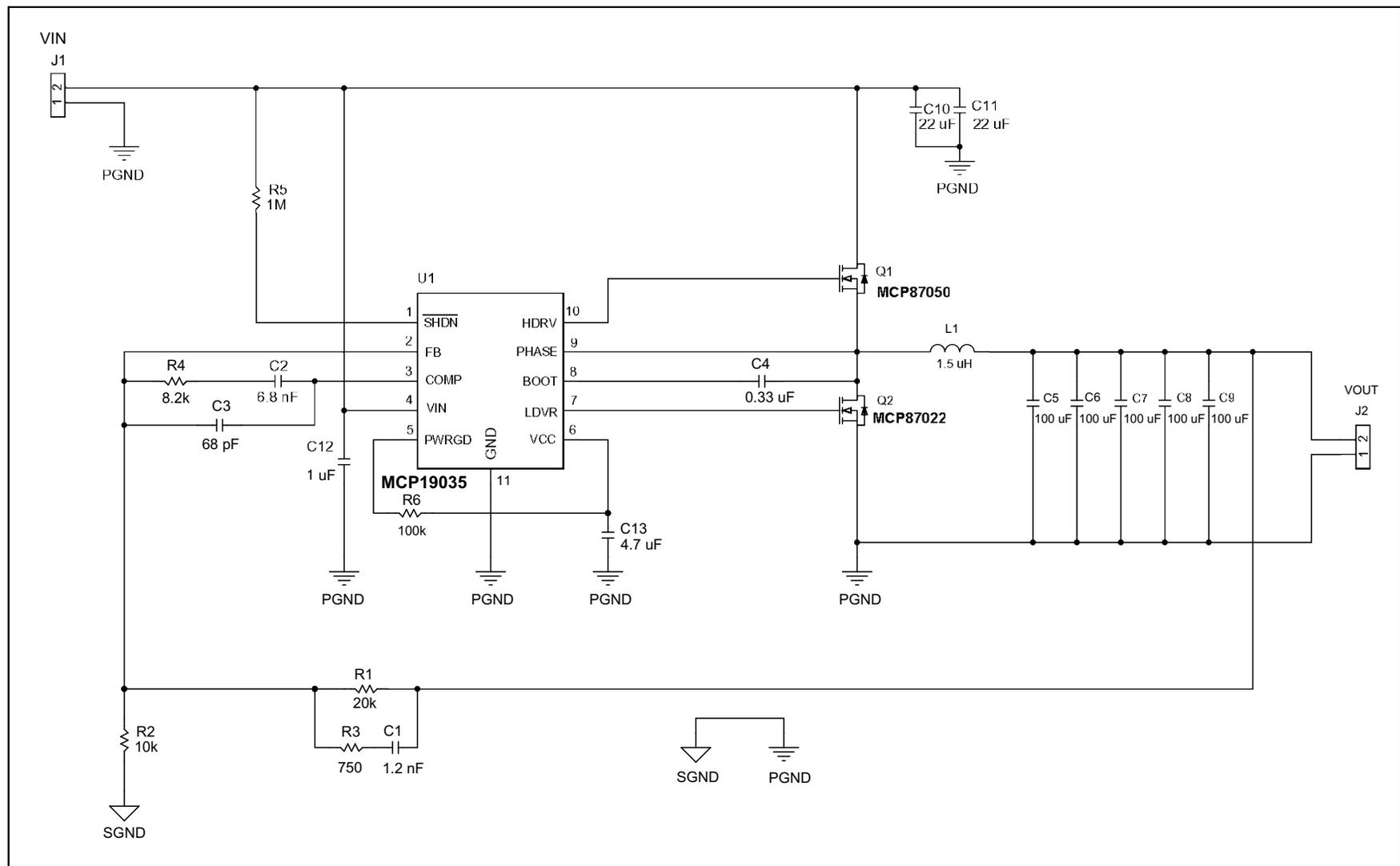


图 6-4: 原理图

表 6-5: 物料清单

数量	编号	值	制造商	制造商部件编号	说明
1	C1	1.2 nF	KEMET [®] Electronic Corp.	C0603C122J1GACTU	Cap. Ceramic 1200 pF 100V 5% NP0 0603
1	C2	6.8 nF	KEMET Electronic Corp.	C0603C682J5GACTU	Cap. Ceramic 6800 pF 50V 5% NP0 0603
1	C3	68 pF	KEMET Electronic Corp.	C0603C680J1GACTU	Cap. Ceramic 68 pF 100V 5% NP0 0603
1	C4	0.33 μF	MURATA Electronics [®]	GRM188R71C334KA01D	Cap. Ceramic 0.33 μF 16V 10% X7R 0603
5	C5, C6, C7, C8, C9	100 μF	TDK [®] Corporation	C3225X5R0J107M	Cap. Ceramic 100 μF 6.3V 20% X5R 1210
2	C10, C11	22 μF	MURATA Electronics	GRM32ER71E226KE15L	Cap. Ceramic 22 μF 25V 10% X7R 1210
1	C12	1 μF	TDK Corporation	CGA4J3X7R1V105K	Cap. Ceramic 1 μF 35V 10% X7R 0805
1	C13	4.7 μF	TDK Corporation	C2012X5R1E475K	Cap. Ceramic 4.7 μF 25V X5R 0805
2	J1, J2		On-Shore Technology Inc.	ED120/2DS	Terminal Block 5.08 MM Vert. 2 POS
1	L1	1.5 μH	Würth Elektronik Group	7443320150	Inductor Power 1.5 μH 19.5A SMD
1	Q1		Microchip Technology Inc.	MCP87050T-U/MF	高速 N 沟道功率 MOSFET, 5x6 mm PDFN
1	Q2		Microchip Technology Inc.	MCP87022T-U/MF	高速 N 沟道功率 MOSFET, 5x6 mm PDFN
1	R1	20 kΩ	Panasonic [®] - ECG	ERJ-3EKF2002V	Res. 20k Ohm 1/10W 1% 0603 SMD
1	R2	10 kΩ	Panasonic - ECG	ERJ-3GEYJ103V	Res. 10k Ohm 1/10W 5% 0603 SMD
1	R3	750Ω	Vishay [®] /Dale Intertechnology	CRCW0603750RFKEA	Res. 750 OHM 1/10W 1% 0603 SMD
1	R4	8.2 kΩ	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF8201V	Res. 8.2k Ohm 1/10W 1% 0603 SMD
1	R5	1 MΩ	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF1004V	Res. 1M Ohm 1/10W 1% 0603 SMD
1	R6	100 kΩ	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF1003V	Res. 100k Ohm 1/10W 1% 0603 SMD
1	U1		Microchip Technology Inc.	MCP19035-AAABE/MF	高速同步降压控制器

MCP19035

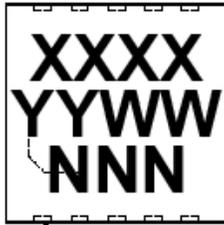
注:

7.0 封装信息

7.1 封装标识信息

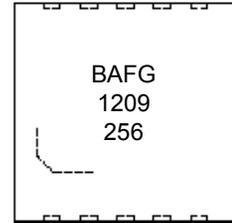
10 引脚 DFN (3x3x0.9 mm)

示例:



引脚 1

部件编号	代码
MCP19035-AAAAE/MF	BAFG
MCP19035T-AAAAE/MF	BAFG
MCP19035-AAABE/MF	BAFP
MCP19035T-AAABE/MF	BAFP



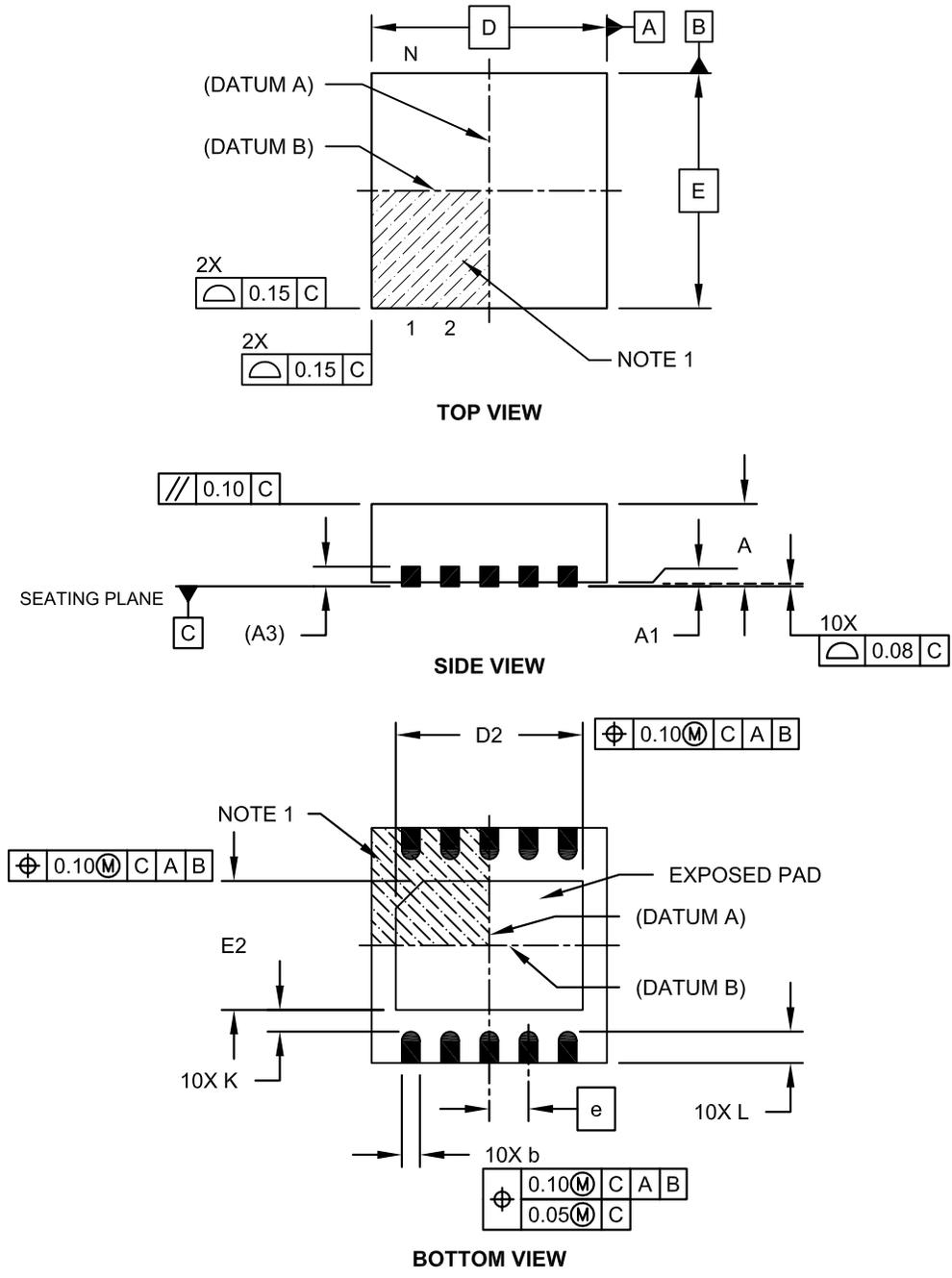
引脚 1

图注:	<p>XX...X 客户指定信息</p> <p>Y 年份代码 (日历年的最后一位数字)</p> <p>YY 年份代码 (日历年的最后两位数字)</p> <p>WW 星期代码 (一月一日的星期代码为“01”)</p> <p>NNN 以字母数字排序的追踪代码</p> <p>(e3) 雾锡 (Matte Tin, Sn) 的 JEDEC 无铅标志</p> <p>* 表示无铅封装。JEDEC 无铅标志 ((e3)) 标示于此种封装的外包装上。</p>
注:	<p>Microchip 部件编号如果无法在同一行内完整标注, 将换行标出, 因此会限制表示客户指定信息的字符数。</p>

MCP19035

10 引脚塑封双列扁平无引线封装 (MF) —— 主体 3x3x0.9 mm [DFN]

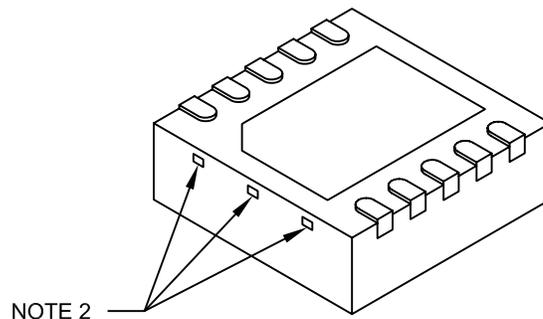
注： 最新封装图请至 <http://www.microchip.com/packaging> 查看 Microchip 封装规范。



Microchip Technology Drawing No. C04-063C Sheet 1 of 2

10 引脚塑封双列扁平无引线封装 (MF) —— 主体 3x3x0.9 mm [DFN]

注： 最新封装图请至 <http://www.microchip.com/packaging> 查看 Microchip 封装规范。



Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pins	N	10		
Pitch	e	0.50 BSC		
Overall Height	A	0.80	0.90	1.00
Standoff	A1	0.00	0.02	0.05
Contact Thickness	A3	0.20 REF		
Overall Length	D	3.00 BSC		
Exposed Pad Length	D2	2.15	2.35	2.45
Overall Width	E	3.00 BSC		
Exposed Pad Width	E2	1.40	1.50	1.75
Contact Width	b	0.18	0.25	0.30
Contact Length	L	0.30	0.40	0.50
Contact-to-Exposed Pad	K	0.20	-	-

Notes:

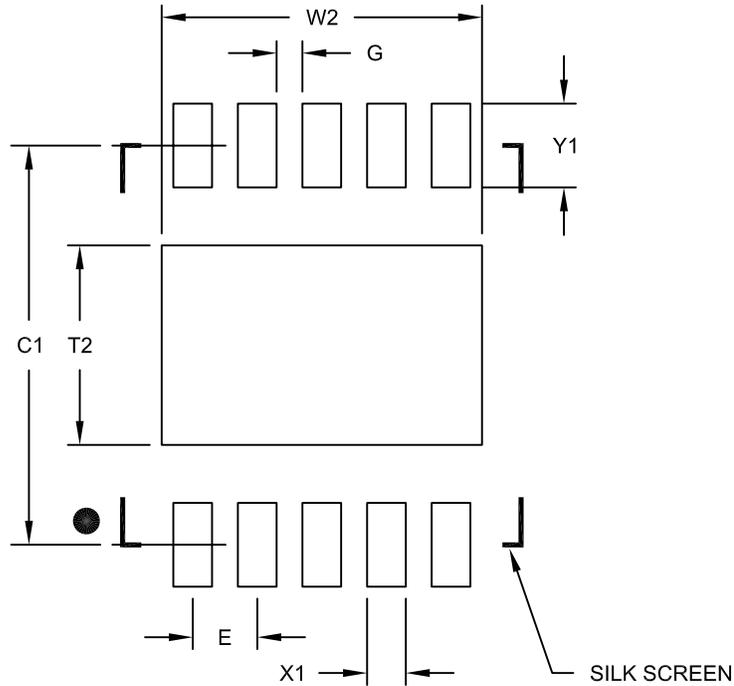
- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
- Package may have one or more exposed tie bars at ends.
- Package is saw singulated.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
 BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.
 REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing No. C04-063C Sheet 2 of 2

MCP19035

10 引脚塑封双列扁平无引线封装 (MF) —— 主体 3x3x0.9 mm [DFN]

注： 最新封装图请至 <http://www.microchip.com/packaging> 查看 Microchip 封装规范。



RECOMMENDED LAND PATTERN

Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	0.50 BSC		
Optional Center Pad Width	W2			2.48
Optional Center Pad Length	T2			1.55
Contact Pad Spacing	C1		3.10	
Contact Pad Width (X10)	X1			0.30
Contact Pad Length (X10)	Y1			0.65
Distance Between Pads	G	0.20		

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2063B

附录 A: 版本历史

版本 A (2012 年 11 月)

- 本文档的初始版本。

MCP19035

注:

产品标识体系

欲订货或获取价格、交货等信息，请与我公司生产厂或各销售办事处联系。

部件编号	X	X	X	X	X	XX	示例:
器件	开关频率	参考电压	LDRV OC 阈值	死区	温度范围	封装	
器件:							a) MCP19035-AAAAE/MF: 300 kHz 开关频率, 600 mV V_{REF} , 200 mV LDRV OC 阈值, 20 ns 死区, 扩展级温度, 10 引脚 3x3 DFN 封装
							b) MCP19035T-AAAAE/MF: 卷带式, 300 kHz 开关频率, 600 mV V_{REF} , 200 mV LDRV OC 阈值, 20 ns 死区, 扩展级温度, 10 引脚 3x3 DFN 封装
开关频率:	A = 300 kHz						c) MCP19035T-AAABE/MF: 卷带式, 300 kHz 开关频率, 600 mV V_{REF} , 200 mV LDRV OC 阈值, 12 ns 死区, 扩展级温度, 10 引脚 3x3 DFN 封装
参考电压:	A = 600 mV						d) MCP19035T-AAABE/MF: 卷带式, 300 kHz 开关频率, 600 mV V_{REF} , 200 mV LDRV OC 阈值, 12 ns 死区, 扩展级温度, 10 引脚 3x3 DFN 封装
LDRV OC 阈值:	A = 200 mV						
死区:	A = 20 ns B = 12 ns						
温度范围:	E = -40°C 至 +125°C (扩展级)						
封装:	MF = 塑封双列扁平无引线封装——3x3x0.9 mm, 10 引脚						

MCP19035

注:

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点：

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信：在正常使用的情况下，Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前，仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知，所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下，能访问您的软件或其他受版权保护的成果，您有权依据该法案提起诉讼，从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分，因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为您提供便利，它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范，是您自身应尽的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保，包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和 / 或生命安全应用，一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时，会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任，并加以赔偿。在 Microchip 知识产权保护下，不得暗中以其他方式转让任何许可证。

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
= ISO/TS 16949 =**

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、dsPIC、FlashFlex、KEELOQ、KEELOQ 徽标、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PIC³² 徽标、rPIC、SST、SST 徽标、SuperFlash 和 UNI/O 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

FilterLab、Hampshire、HI-TECH C、Linear Active Thermistor、MTP、SEEVAl 和 The Embedded Control Solutions Company 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Silicon Storage Technology 为 Microchip Technology Inc. 在除美国外的国家或地区的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、BodyCom、chipKIT、chipKIT 徽标、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、dsSPEAK、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、HI-TIDE、In-Circuit Serial Programming、ICSP、Mindi、MiWi、MPASM、MPF、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、mTouch、Omniscient Code Generation、PICC、PICC-18、PICDEM、PICDEM.net、PICKit、PICtail、REAL ICE、rLAB、Select Mode、SQI、Serial Quad I/O、Total Endurance、TSHARC、UniWinDriver、WiperLock、ZENA 和 Z-Scale 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 是 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

GestIC 和 ULPP 为 Microchip Technology Inc. 的子公司 Microchip Technology Germany II GmbH & Co. & KG 在除美国外的国家或地区的注册商标。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2012, Microchip Technology Inc. 版权所有。

ISBN: 978-1-62076-716-0

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2009 认证。Microchip 的 PIC[®] MCU 与 dsPIC[®] DSC、KEELOQ[®] 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器和模拟产品严格遵守公司的质量体系流程。此外，Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。

全球销售及服务中心

美洲

公司总部 **Corporate Office**
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:

<http://www.microchip.com/support>

网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta

Duluth, GA
Tel: 1-678-957-9614
Fax: 1-678-957-1455

波士顿 Boston

Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago

Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

克里夫兰 Cleveland

Independence, OH
Tel: 1-216-447-0464
Fax: 1-216-447-0643

达拉斯 Dallas

Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit

Farmington Hills, MI
Tel: 1-248-538-2250
Fax: 1-248-538-2260

印第安纳波利斯 Indianapolis

Noblesville, IN
Tel: 1-317-773-8323
Fax: 1-317-773-5453

洛杉矶 Los Angeles

Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608

圣克拉拉 Santa Clara

Santa Clara, CA
Tel: 1-408-961-6444
Fax: 1-408-961-6445

加拿大多伦多 Toronto

Mississauga, Ontario,
Canada
Tel: 1-905-673-0699
Fax: 1-905-673-6509

亚太地区

亚太总部 Asia Pacific Office

Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200

Fax: 852-2401-3431

中国 - 北京

Tel: 86-10-8569-7000
Fax: 86-10-8528-2104

中国 - 成都

Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

中国 - 重庆

Tel: 86-23-8980-9588
Fax: 86-23-8980-9500

中国 - 杭州

Tel: 86-571-2819-3187
Fax: 86-571-2819-3189

中国 - 香港特别行政区

Tel: 852-2943-5100
Fax: 852-2401-3431

中国 - 南京

Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

中国 - 青岛

Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 - 上海

Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 - 沈阳

Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 - 深圳

Tel: 86-755-8864-2200
Fax: 86-755-8203-1760

中国 - 武汉

Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 - 西安

Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

中国 - 厦门

Tel: 86-592-238-8138
Fax: 86-592-238-8130

中国 - 珠海

Tel: 86-756-321-0040
Fax: 86-756-321-0049

亚太地区

台湾地区 - 高雄

Tel: 886-7-213-7828
Fax: 886-7-330-9305

台湾地区 - 台北

Tel: 886-2-2508-8600
Fax: 886-2-2508-0102

台湾地区 - 新竹

Tel: 886-3-5778-366
Fax: 886-3-5770-955

澳大利亚 Australia - Sydney

Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

印度 India - Bangalore

Tel: 91-80-3090-4444
Fax: 91-80-3090-4123

印度 India - New Delhi

Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

印度 India - Pune

Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

日本 Japan - Osaka

Tel: 81-6-6152-7160
Fax: 81-6-6152-9310

日本 Japan - Tokyo

Tel: 81-3-6880-3770
Fax: 81-3-6880-3771

韩国 Korea - Daegu

Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

韩国 Korea - Seoul

Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 或
82-2-558-5934

马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur

Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

马来西亚 Malaysia - Penang

Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

菲律宾 Philippines - Manila

Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

新加坡 Singapore

Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

泰国 Thailand - Bangkok

Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

欧洲

奥地利 Austria - Wels

Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦 Denmark - Copenhagen

Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

法国 France - Paris

Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 Germany - Munich

Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

意大利 Italy - Milan

Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

荷兰 Netherlands - Drunen

Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

西班牙 Spain - Madrid

Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

英国 UK - Wokingham

Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820