

75V 同步降压控制器，具备自适应导通时间控制和外部软启动功能

特性

- Hyper Speed Control[®] 架构允许：
 - 高输入至输出电压转换率能力
 - Any Capacitor[™] 稳定性
 - 超快负载瞬态响应
- 宽输入电压范围：4.5V 至 75V
- 可调输出电压范围：0.6V 至 30V
- 可编程开关频率范围：270 kHz 至 800 kHz
- 内置 5V 稳压器，支持单电源供电
- 辅助自举 LDO，提高系统效率
- 内部自举二极管
- 可调软启动时间
- 使能输入和电源良好输出
- 可编程电流限制
- 打嗝（hiccup）模式短路保护
- 内部补偿和热关断
- 支持安全启动到预偏置输出

应用

- 网络 / 电信设备
- 基站和服务器
- 分布式电源系统
- 工业电源

产品概览

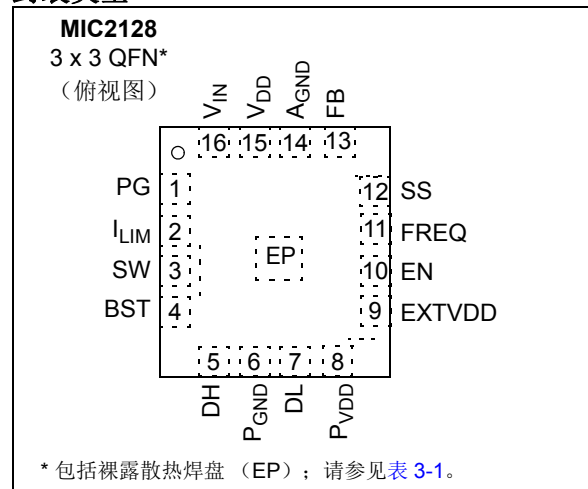
MIC2128 是一种频率恒定的同步降压控制器，具有独特的自适应导通时间控制架构及外部软启动功能。MIC2128 可在 4.5V 至 75V 的输入电压范围内工作。输出电压可调低至 0.6V，并保证 $\pm 1\%$ 的精度。该器件工作在可编程开关频率 270 kHz 至 800 kHz 范围内。

MIC2128 具有外部软启动引脚（SS），允许用户调整输出软启动时间，以减少启动期间来自主电源的冲击电流。MIC2128 具有辅助自举 LDO，通过从转换器的输出提供 MIC2128 内部电路偏置电源和栅极驱动来提高系统效率。逻辑电平使能（EN）信号可用于使能或禁止控制器。MIC2128 可以单调启动为预偏置输出。MIC2128 具有漏极开路电源良好信号（PG）功能，可在输出处于稳压状态时发出信号，用于进行简单的电源时序控制。

MIC2128 提供全套保护功能，以确保在故障条件下保护 IC。功能包括确保在电源下陷条件下正常工作的欠压锁定、“打嗝”模式短路保护和热关断。

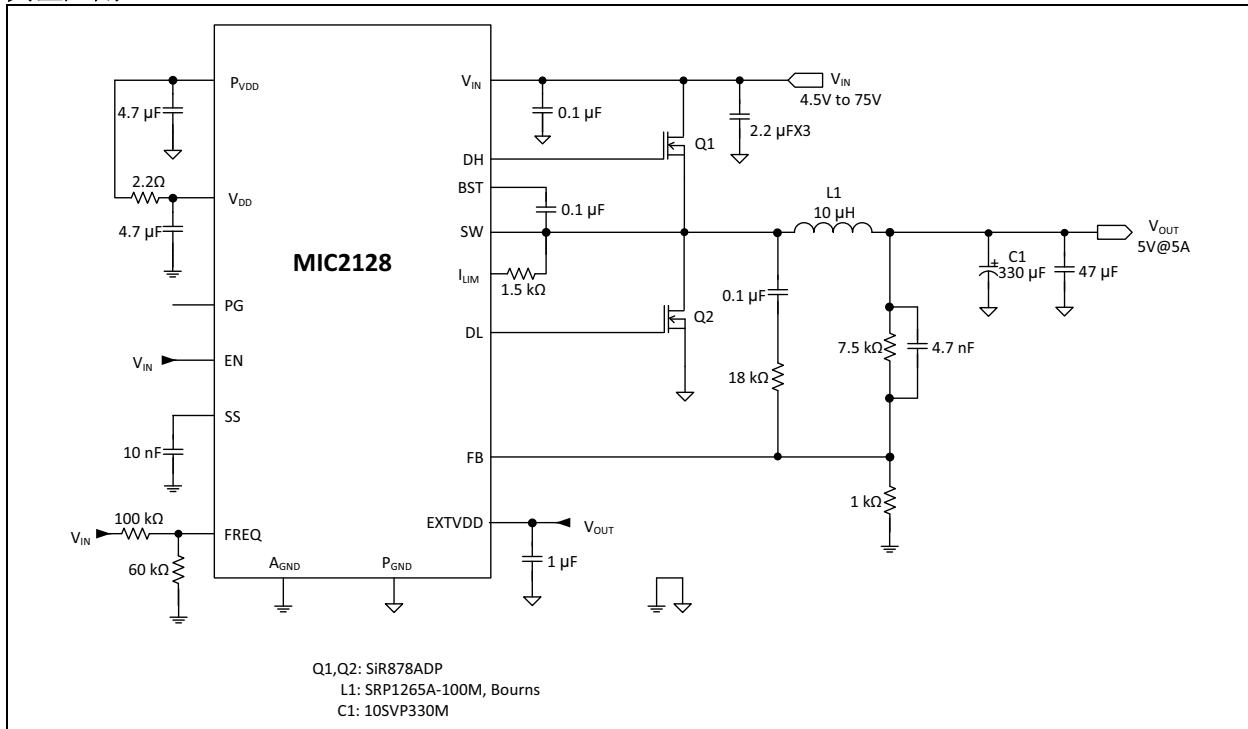
MIC2128 采用 3 mm x 3 mm、16 引脚 QFN 封装，工作结温范围为 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ 。

封装类型

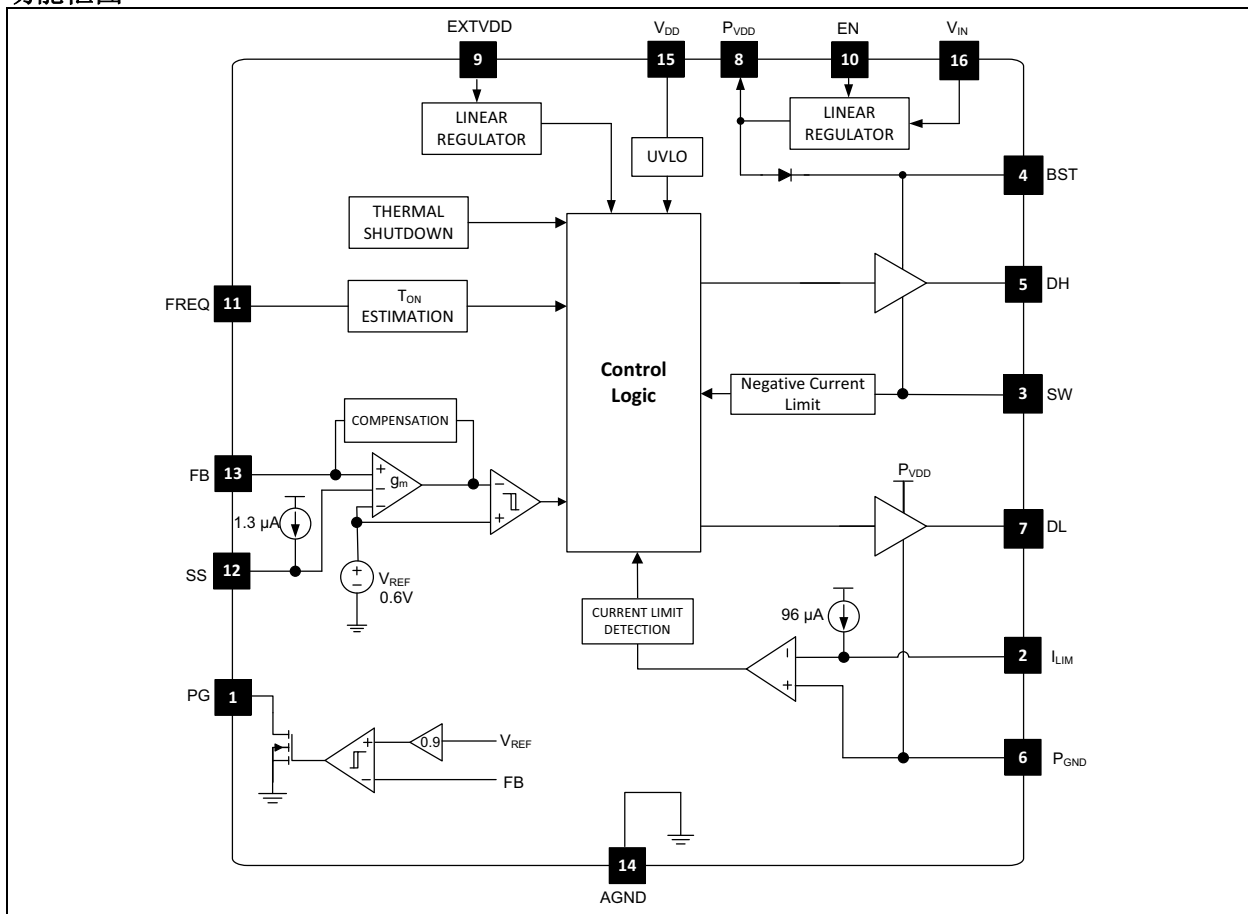


MIC2128

典型应用



功能框图



1.0 电气特性

绝对最大额定值 †

V_{IN} 、FREQ、 I_{LIM} 、SW 至 P_{GND}	-0.3V 至 +76V
V_{DD} 、 P_{VDD} 、FB、PG、SS 至 A_{GND}	-0.3V 至 +6V
EXTVDD 至 A_{GND}	-0.3V 至 +16V
BST 至 SW	-0.3V 至 +6V
BST 至 A_{GND}	-0.3V 至 +82V
EN 至 A_{GND}	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
DH、DL 至 A_{GND}	-0.3V 至 ($V_{DD} + 0.3V$)
P_{GND} 至 A_{GND}	-0.3V 至 +0.3V
结温	+150°C
存储温度 (T_S)	-65°C 至 +150°C
引脚温度 (焊接, 10 秒)	260°C
ESD 额定值 (1)	1000V

† 注：如果器件的工作条件超过上述“最大额定值”，可能对器件造成永久性损坏。上述数值仅是工作条件最大值，我们建议不要使器件工作在最大值甚至超过最大值的条件下。器件长时间工作在最大值条件下，其可靠性可能受到影响。

注 1：器件对 ESD 敏感。建议参照注意事项处理。人体模型，1.5 kΩ 与 100 pF 串联。

工作额定值 (1)

电源电压 (V_{IN})	4.5V 至 75V
SW、FREQ、 I_{LIM} 和 EN	0V 至 V_{IN}
结温 (T_J)	-40°C 至 +125°C
封装热阻 (3 mm × 3 mm QFN-16)	
结温到环境 (θ_{JA})	50.8°C/W
结温到管壳 (θ_{JC})	25.3°C/W

注 1：如果超出工作范围，器件可能无法正常工作。

MIC2128

电气特性 (注 1)

电气规范: 除非另外说明, 否则: $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$; $V_{BST} - V_{SW} = 5V$, $T_A = +25^\circ C$ 。
粗体显示值适用于 $-40^\circ C \leq T_J \leq +125^\circ C$ 的结温 (注 2)。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	测试条件
电源输入						
输入电压范围	V_{VIN}	4.5	—	5.5	V	P_{VDD} 和 V_{DD} 短接至 V_{IN} ($V_{PVDD} = V_{VIN} = V_{VDD}$)
		5.5	—	75		
静态电源电流	I_Q	—	1.4	1.8	mA	$V_{FB} = 1.5V$, 无开关
关断电源电流	$I_{VIN(SHDN)}$	—	0.1	5	μA	EN = 低
		—	30	60	μA	EN = 低, $V_{IN} = V_{DD} = 5.5V$
PVDD、VDD 和 EXTVD						
P_{VDD} 输出电压	V_{PVDD}	4.8	5.1	5.4	V	$V_{VIN} = 7V$ 至 $75V$, $I_{PVDD} = 10 mA$
V_{DD} UVLO 阈值	$V_{VDD_UVLO_Rise}$	3.7	4.2	4.5	V	V_{DD} 上升
V_{DD} UVLO 迟滞	$V_{VDD_UVLO_Hys}$	—	600	—	mV	V_{DD} 下降
EXTVD 旁路阈值	V_{EXTVD_Rise}	4.4	4.6	4.85	V	EXTVD 上升
EXTVD 旁路迟滞	V_{EXTVD_Hys}	—	200	—	mV	
EXTVD 电压差		—	250	—	mV	$V_{EXTVD} = 5V$, $I_{PVDD} = 25 mA$
参考						
反馈参考电压	V_{REF}	0.597	0.6	0.603	V	$T_J = 25^\circ C$
		0.594	0.6	0.606	V	$-40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$
FB 偏置电流	I_{FB}	—	50	500	nA	$V_{FB} = 0.6V$
使能控制						
EN 逻辑高电平	V_{EN_H}	1.6	—	—	V	
EN 逻辑低电平	V_{EN_L}	—	—	0.6	V	
EN 迟滞	V_{EN_Hys}	—	150	—	mV	
EN 偏置电流	I_{EN}	—	6	30	μA	$V_{EN} = 12V$
导通定时器						
开关频率	f_0	—	800	—	kHz	$V_{FREQ} = V_{VIN}$, $V_{VIN} = 12V$ $V_{FREQ} = V_{VIN}$ 的 33%, $V_{VIN} = 12V$
		230	270	300		
最大占空比	D_{MAX}	—	85	—	%	$V_{FREQ} = V_{VIN} = 12V$
最小占空比	D_{MIN}	—	0	—	%	$V_{FB} > 0.6V$
最短导通时间	$t_{ON(MIN)}$	—	80	—	ns	
最短关断时间	$t_{OFF(MIN)}$	150	230	350	ns	
软启动						
软启动电流源	I_{SS}	—	1.3	—	μA	
电流限制						
电流限制比较器偏移	V_{OFFSET}	-15	0	15	mV	$V_{FB} = 0.59V$
I_{LIM} 源电流	I_{CL}	80	96	110	μA	$V_{FB} = 0.59V$
I_{LIM} 源电流温度系数		—	0.3	—	$\mu A/^\circ C$	
负电流限制比较器阈值	—	—	48	—	mV	

注 1: 规范只适用于封装产品。

2: 如果外部 MOSFET 具有低电压 V_{TH} , 则应用可在低 V_{DD} (控制部分的电源) 下正常工作。

电气特性 (注 1)

电气规范: 除非另外说明, 否则: $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$; $V_{BST} - V_{SW} = 5V$, $T_A = +25^\circ C$ 。
粗体显示值适用于 $-40^\circ C \leq T_J \leq +125^\circ C$ 的结温 (注 2)。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	测试条件
FET 驱动器						
DH 导通电阻, 高电平状态	$R_{DH(PULL-UP)}$	—	2	3	Ω	
DH 导通电阻, 低电平状态	$R_{DH(PULL_DOWN)}$	—	2	4	Ω	
DL 导通电阻, 高电平状态	$R_{DL(PULL-UP)}$	—	2	4	Ω	
DL 导通电阻, 低电平状态	$R_{DL(PULL_DOWN)}$	—	0.36	0.6	Ω	
SW、VIN 和 BST 泄漏电流						
BST 泄漏电流	—	—	—	30	μA	
V_{IN} 泄漏电流	—	—	—	50	μA	
SW 泄漏电流	—	—	—	50	μA	
电源良好 (PG)						
PG 阈值电压	V_{PG_Rise}	85	—	95	$\%V_{OUT}$	V_{FB} 上升
PG 迟滞	V_{PG_Hys}	—	6	—	$\%V_{OUT}$	V_{FB} 下降
PG 延迟时间	PG_R_DLY	—	100	—	μs	V_{FB} 上升
PG 低电压	V_{OL_PG}	—	70	200	mV	$V_{FB} < 90\% \times V_{NOM}$, $I_{PG} = 1\text{ mA}$
热保护						
过温关断	T_{SHDN}	—	150	—	$^\circ C$	结温上升
过温关断迟滞	T_{SHDN_Hys}	—	15	—	$^\circ C$	

注 1: 规范只适用于封装产品。

2: 如果外部 MOSFET 具有低电压 V_{TH} , 则应用可在低 V_{DD} (控制部分的电源) 下正常工作。

MIC2128

2.0 典型特性曲线

注： 以下图表为基于有限数量样本的统计结果，仅供参考。此处列出的特性未经测试，不做任何担保。在一些图表中，所列数据可能超出规定的工作范围（如，超出规定的电源电压范围），因而不在此担保范围内。

注： 除非另外说明，否则： $V_{VIN} = 12V$ ， $f_{SW} = 300\text{ kHz}$ ， $R_{LIM} = 1.5\text{ k}\Omega$ ， $L = 10\text{ }\mu\text{H}$ ， $V_{EXTVDD} = V_{OUT}$ ， $T_A = +25^\circ\text{C}$ （见典型应用电路）。

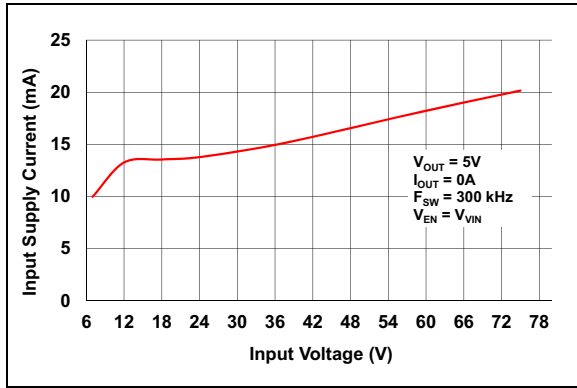


图 2-1: 输入电源电流 — 输入电压曲线

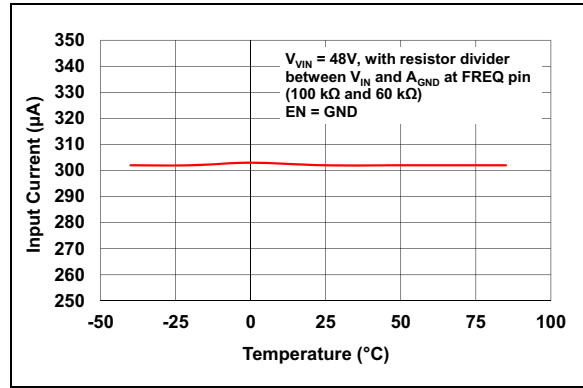


图 2-4: 输入关断电流 — 温度曲线

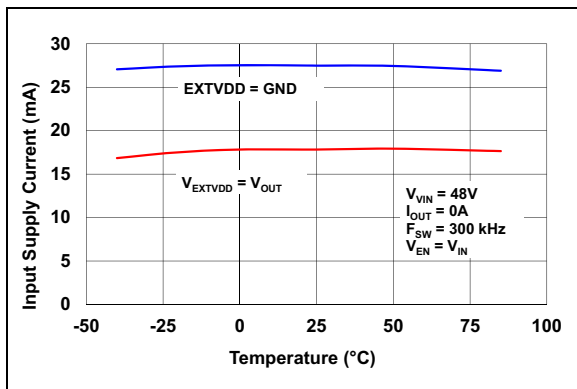


图 2-2: 输入电源电流 — 温度曲线

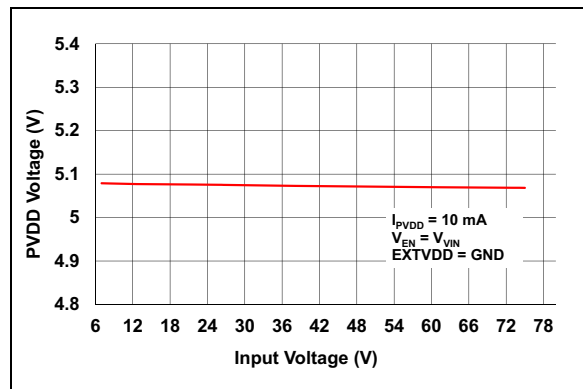


图 2-5: PVDD 线路调整率

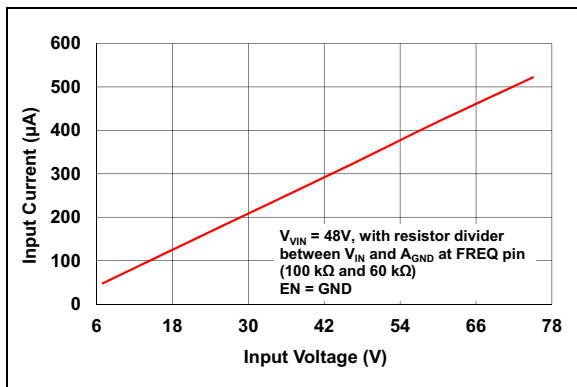


图 2-3: 输入关断电流 — 输入电压曲线

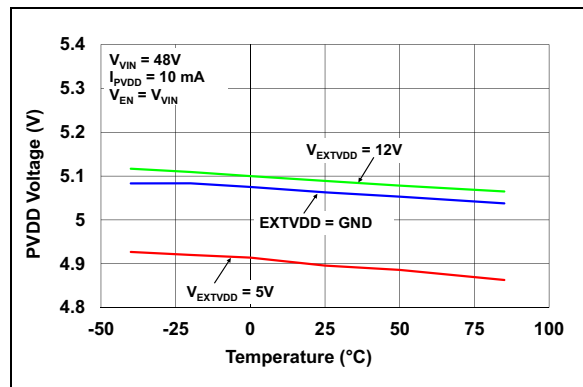


图 2-6: PVDD 电压 — 温度曲线

注：除非另外说明，否则： $V_{VIN} = 12V$ ， $f_{SW} = 300\text{ kHz}$ ， $R_{LIM} = 1.5\text{ k}\Omega$ ， $L = 10\text{ }\mu\text{H}$ ， $V_{EXTVDD} = V_{OUT}$ ， $T_A = +25^\circ\text{C}$ （见典型应用电路）。

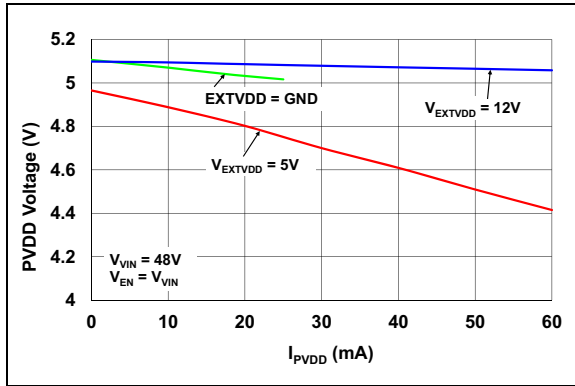


图 2-7: PVDD 负载调整率

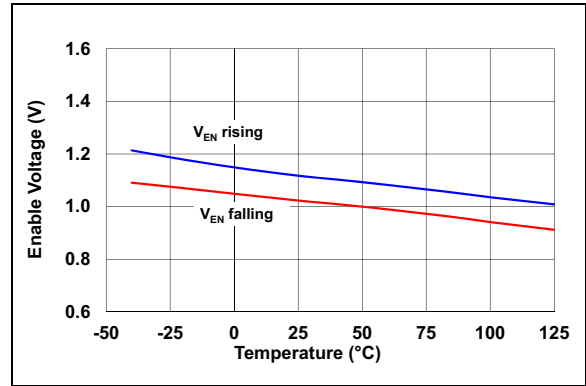


图 2-10: 使能阈值—温度曲线

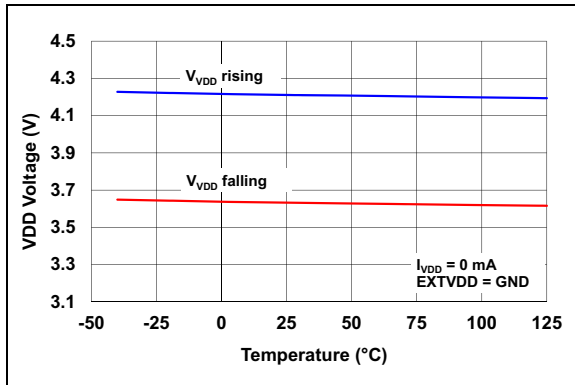


图 2-8: VDD UVLO 阈值—温度曲线

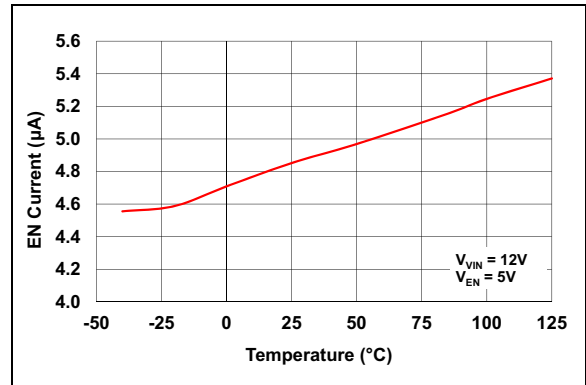


图 2-11: 使能偏置电流—温度曲线

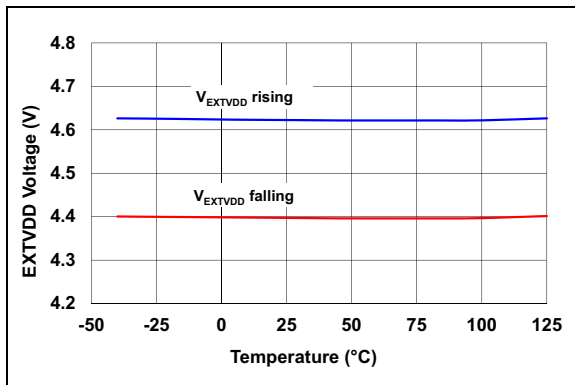


图 2-9: EXT VDD 阈值—温度曲线

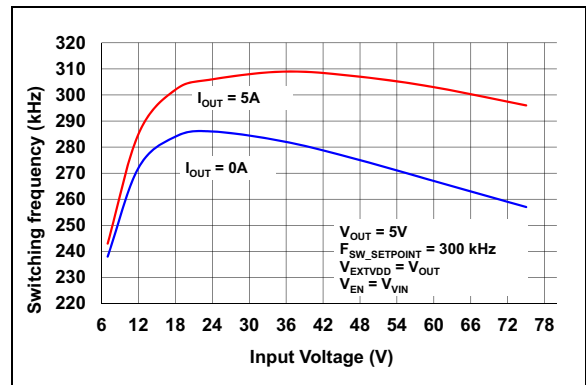


图 2-12: 开关频率—输入电压曲线

MIC2128

注：除非另外说明，否则： $V_{VIN} = 12V$ ， $f_{SW} = 300\text{ kHz}$ ， $R_{LIM} = 1.5\text{ k}\Omega$ ， $L = 10\text{ }\mu\text{H}$ ， $V_{EXTVDD} = V_{OUT}$ ， $T_A = +25^\circ\text{C}$ （见典型应用电路）。

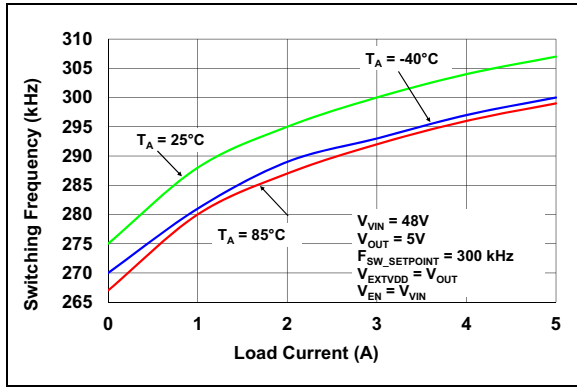


图 2-13: 开关频率—负载电流曲线

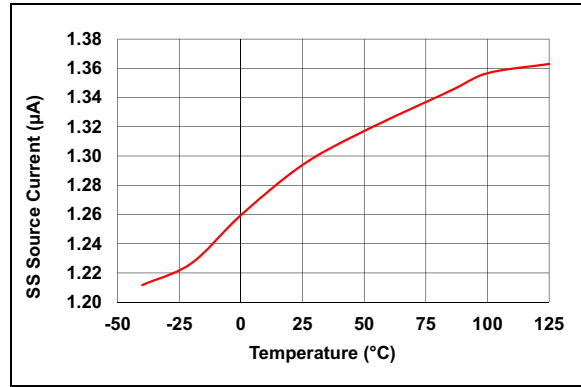


图 2-16: SS 源电流—温度曲线

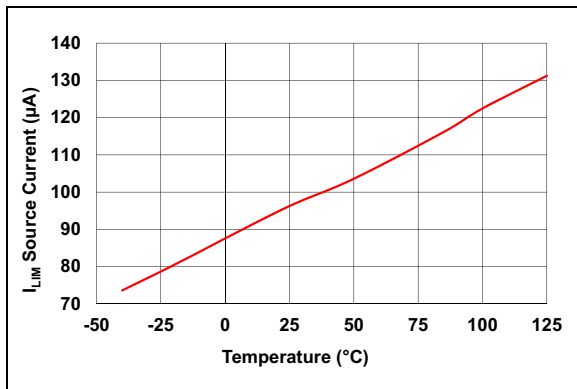


图 2-14: I_{LIM} 源电流—温度曲线

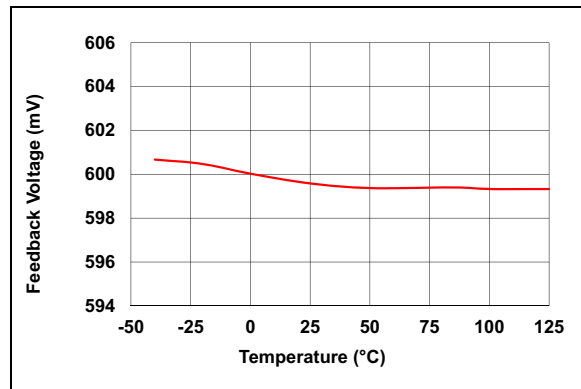


图 2-17: 反馈电压—温度曲线

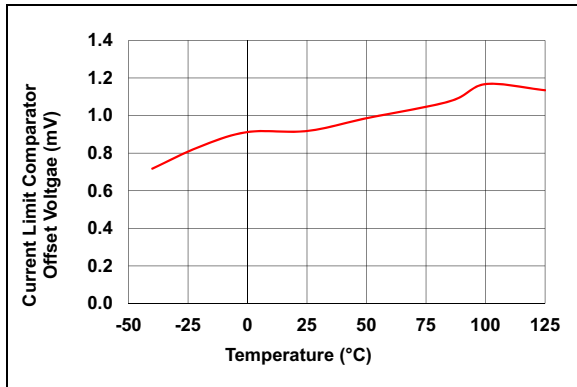


图 2-15: 电流限制比较器偏移—温度曲线

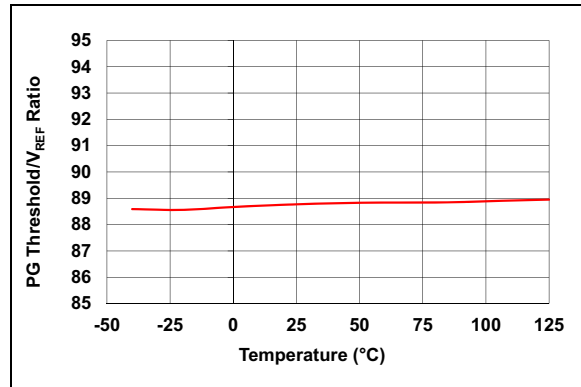


图 2-18: PG 阈值/ V_{REF} 比—温度曲线

注：除非另外说明，否则： $V_{VIN} = 12V$ ， $f_{SW} = 300\text{ kHz}$ ， $R_{LIM} = 1.5\text{ k}\Omega$ ， $L = 10\text{ }\mu\text{H}$ ， $V_{EXTVDD} = V_{OUT}$ ， $T_A = +25^\circ\text{C}$ （见典型应用电路）。

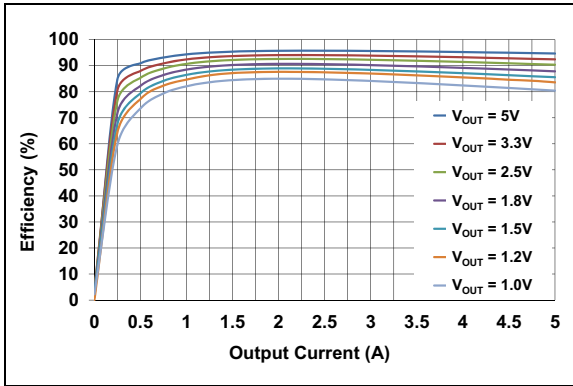


图 2-19：效率—输出电流曲线
(输入电压 = 12V)

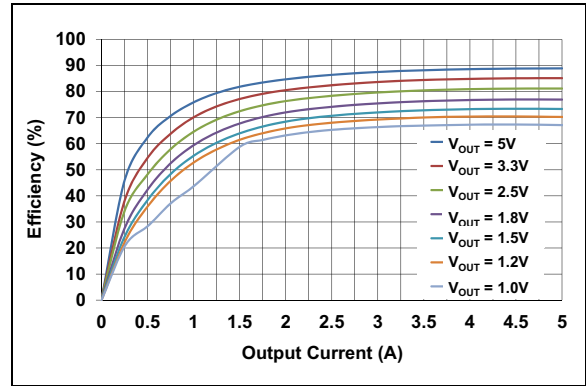


图 2-22：效率—输出电流曲线
(输入电压 = 48V)

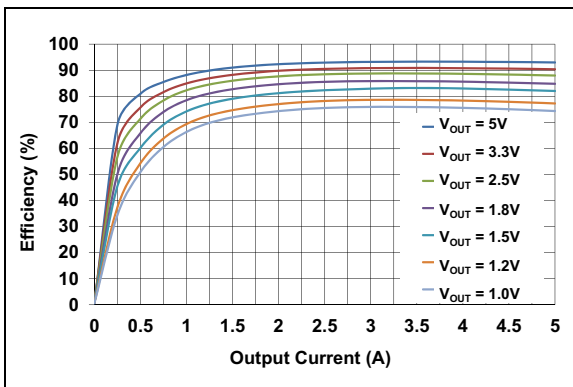


图 2-20：效率—输出电流曲线
(输入电压 = 24V)

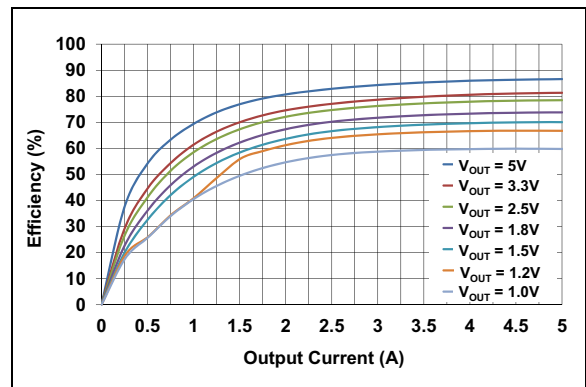


图 2-23：效率—输出电流曲线
(输入电压 = 60V)

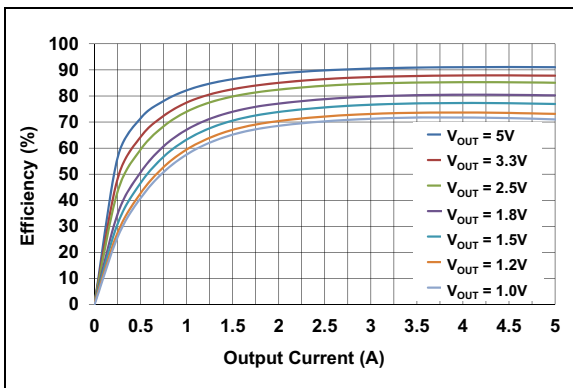


图 2-21：效率—输出电流曲线
(输入电压 = 36V)

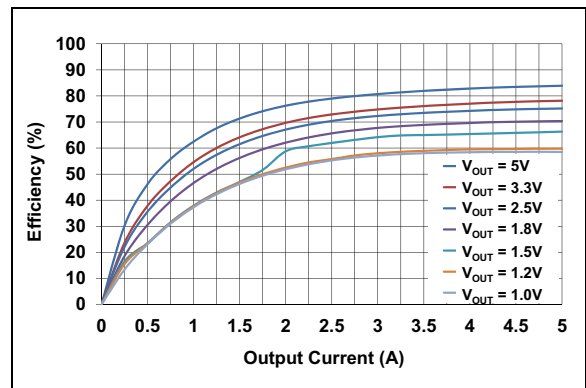


图 2-24：效率—输出电流曲线
(输入电压 = 75V)

MIC2128

注：除非另外说明，否则： $V_{VIN} = 12V$ ， $f_{SW} = 300\text{ kHz}$ ， $R_{LIM} = 1.5\text{ k}\Omega$ ， $L = 10\text{ }\mu\text{H}$ ， $V_{EXTVDD} = V_{OUT}$ ， $T_A = +25^\circ\text{C}$ （见典型应用电路）。

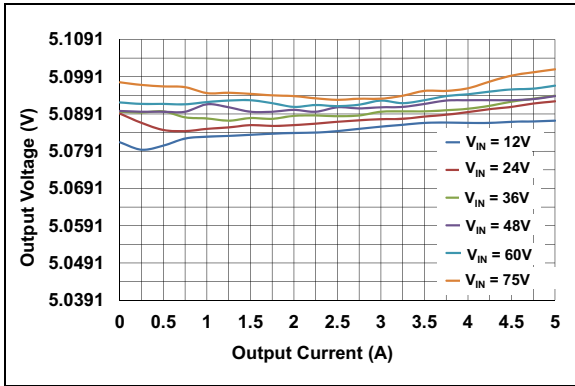


图 2-25: 负载调整率 ($V_{OUT} = 5V$)

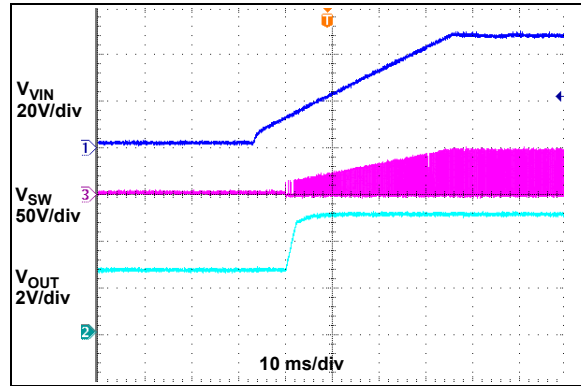


图 2-28: V_{VIN} 导通与预偏置输出

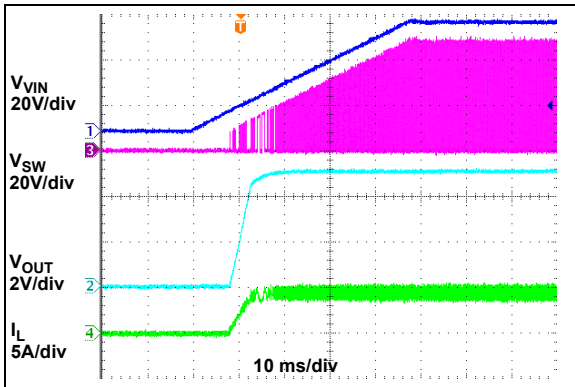


图 2-26: V_{VIN} 导通

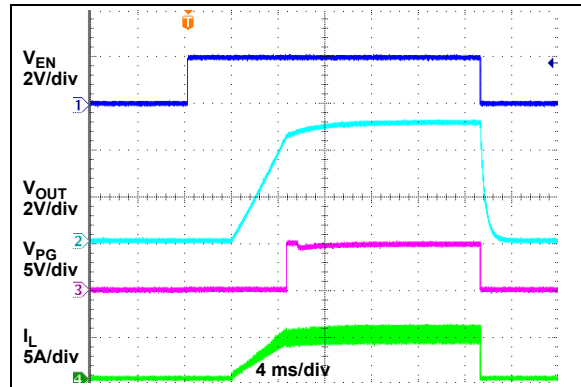


图 2-29: EN 导通 / 关断

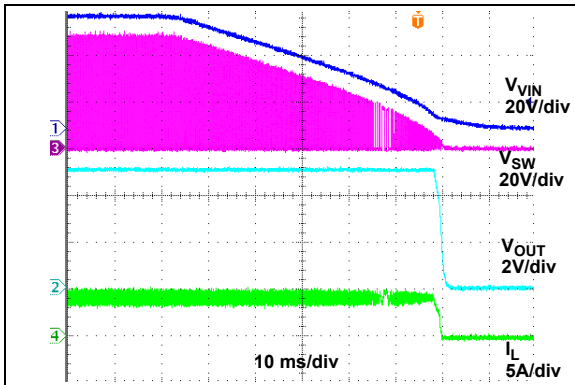


图 2-27: V_{VIN} 关断

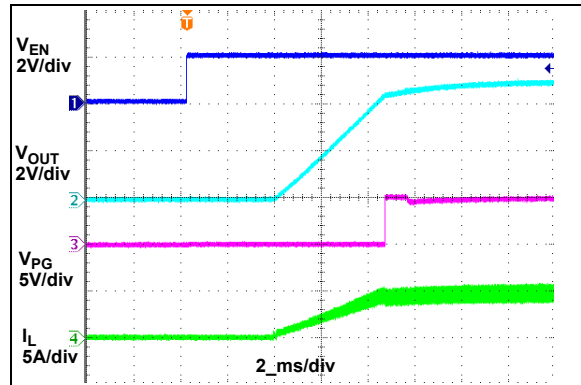


图 2-30: EN 导通延时

注：除非另外说明，否则： $V_{VIN} = 48V$ ， $f_{SW} = 300\text{ kHz}$ ， $R_{LIM} = 1.5\text{ k}\Omega$ ， $L = 10\text{ }\mu\text{H}$ ， $V_{EXTVDD} = V_{OUT}$ ， $T_A = +25^\circ\text{C}$ （见典型应用电路）。

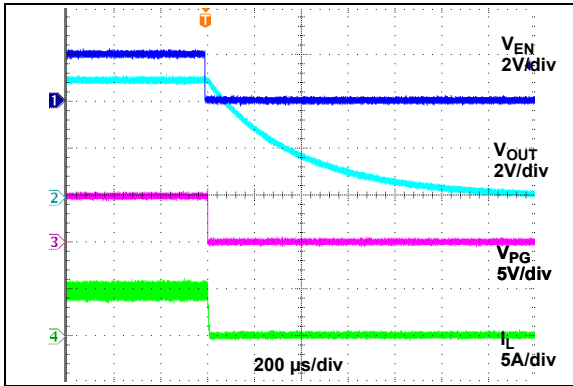


图 2-31: EN 关断延时

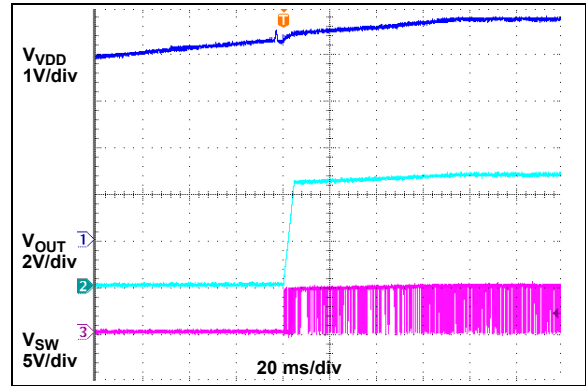


图 2-34: VDD UVLO 阈值上升

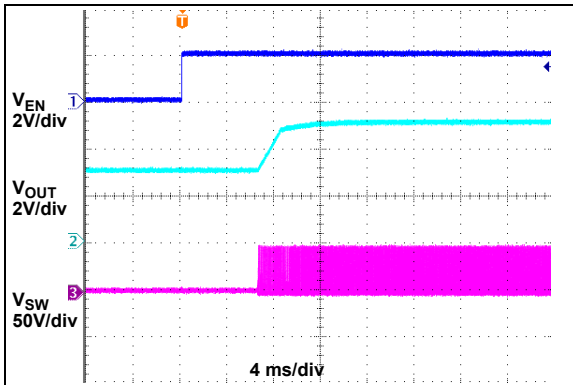


图 2-32: EN 导通与预偏置输出

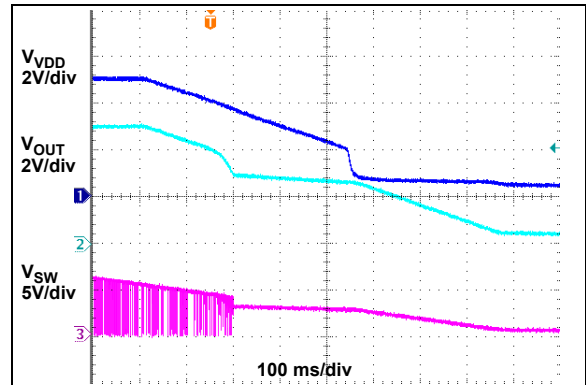


图 2-35: VDD UVLO 阈值下降

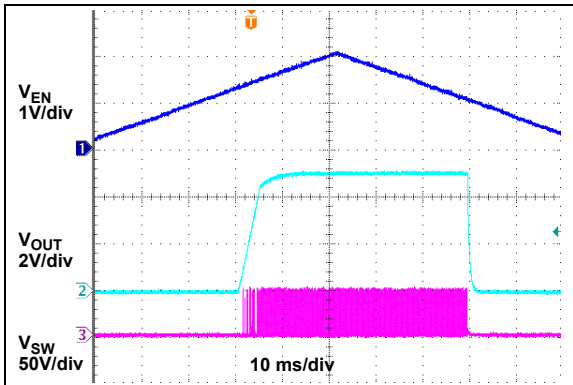


图 2-33: 使能阈值

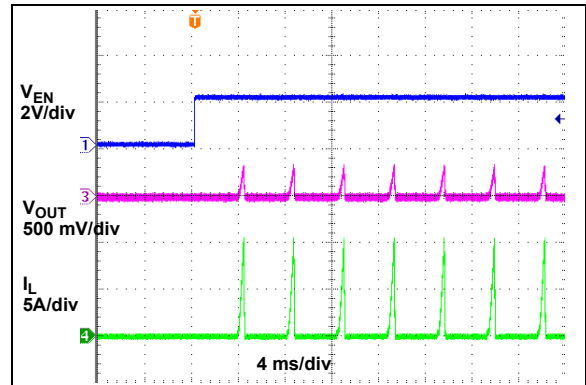


图 2-36: 使能进入输出短路

MIC2128

注：除非另外说明，否则： $V_{VIN} = 48V$ ， $f_{SW} = 300\text{ kHz}$ ， $R_{LIM} = 1.5\text{ k}\Omega$ ， $L = 10\text{ }\mu\text{H}$ ， $V_{EXTVDD} = V_{OUT}$ ， $T_A = +25^\circ\text{C}$ （见典型应用电路）。

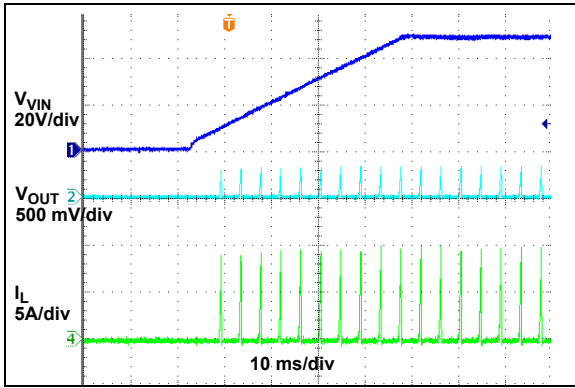


图 2-37: 上电进入输出短路

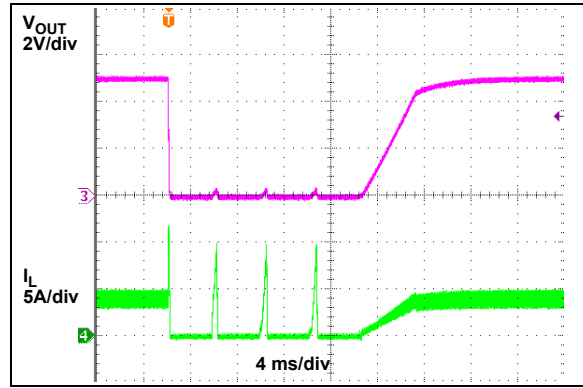


图 2-40: 从输出短路恢复

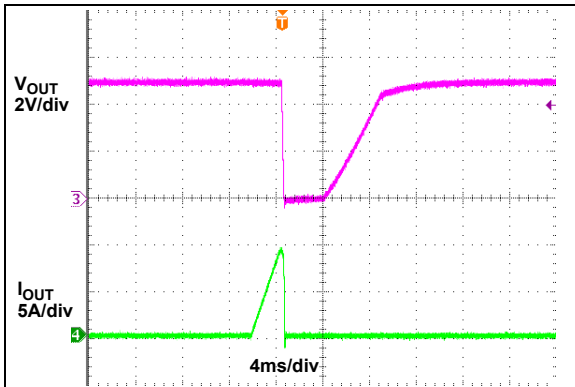


图 2-38: 输出电流限制阈值

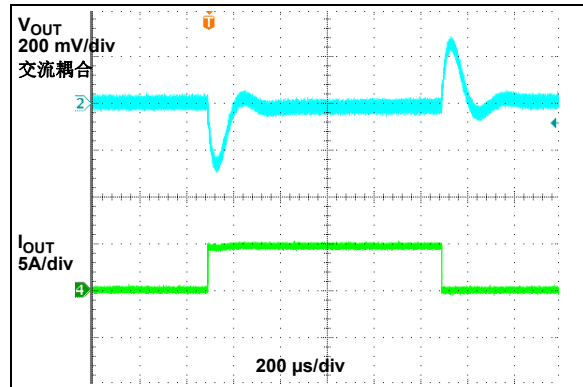


图 2-41: 负载瞬态响应 ($I_{OUT} = 0A$ 至 $5A$)

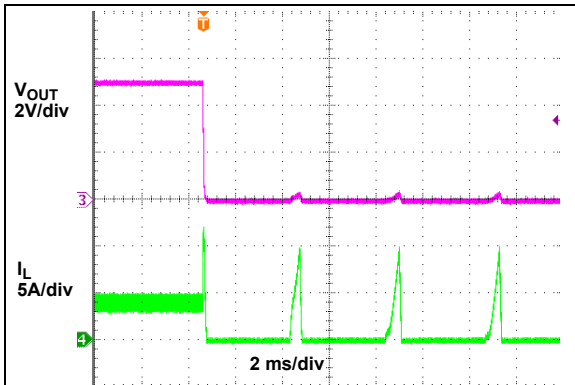


图 2-39: 输出短路

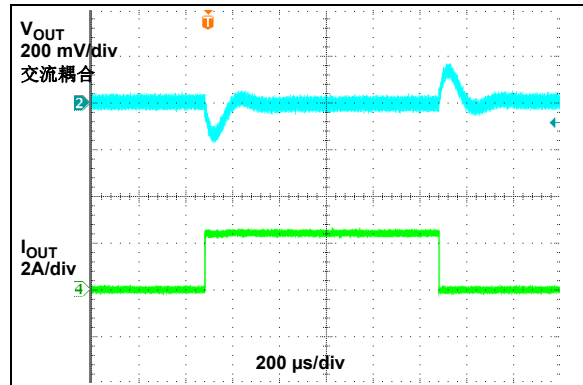


图 2-42: 负载瞬态响应 ($I_{OUT} = 0A$ 至 $2.5A$)

注：除非另外说明，否则： $V_{VIN} = 48V$ ， $f_{SW} = 300\text{ kHz}$ ， $R_{LIM} = 1.5\text{ k}\Omega$ ， $L = 10\text{ }\mu\text{H}$ ， $V_{EXTVDD} = V_{OUT}$ ， $T_A = +25^\circ\text{C}$ （见典型应用电路）。

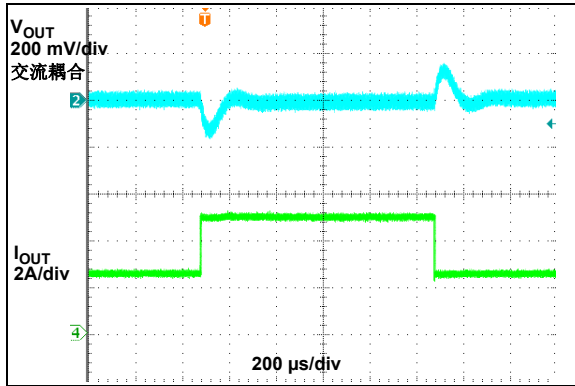


图 2-43: 负载瞬态响应 ($I_{OUT} = 2.5A$ 至 $5A$)

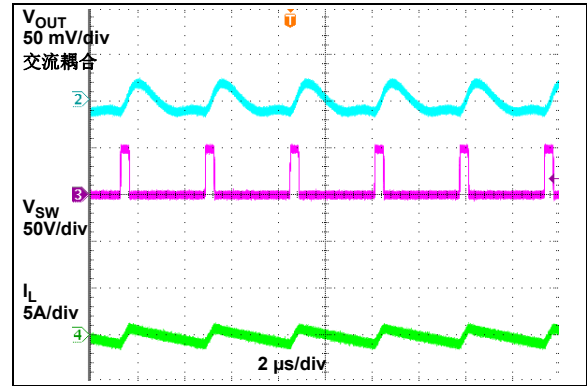


图 2-46: 空载时的开关波形

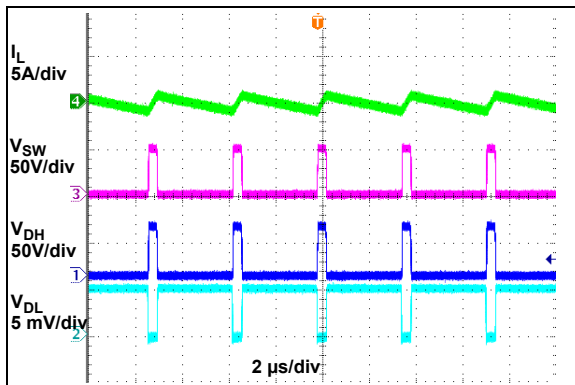


图 2-44: 空载时的开关波形

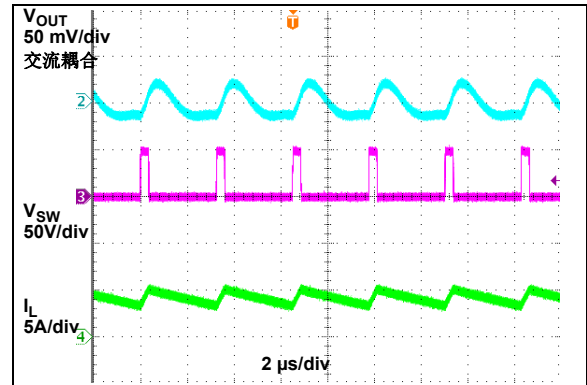


图 2-47: 满载时的开关波形

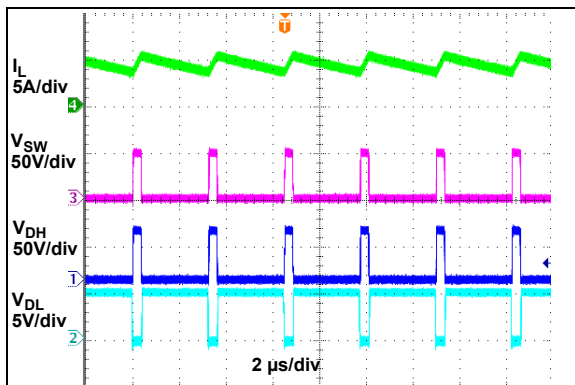


图 2-45: 满载时的开关波形

MIC2128

3.0 引脚说明

表 3-1 列出了引脚说明。

表 3-1: 引脚功能表

MIC2128	符号	引脚功能
1	PG	漏极开路电源良好输出引脚
2	I_{LIM}	电流限制设置电阻连接引脚
3	SW	开关引脚和电流检测输入，用于负电流限制
4	BST	自举电容连接引脚
5	DH	上桥臂 N-MOSFET 栅极驱动器输出
6	P_{GND}	电源地
7	DL	下桥臂 N-MOSFET 栅极驱动器输出
8	P_{VDD}	MIC2128 内部高压 LDO 输出
9	EXTVDD	向内部低压 LDO 供电
10	EN	使能输入
11	FREQ	开关频率编程输入
12	SS	软启动时间设置电容连接引脚
13	FB	反馈输入
14	A_{GND}	模拟地
15	V_{DD}	为 MIC2128 内部模拟电路供电
16	V_{IN}	向内部高压 LDO 提供输入
17	EP	裸露焊盘

3.1 电源良好输出引脚 (PG)

通过上拉电阻将 PG 连接到 V_{DD} 。当 FB 电压低于 0.6V 参考电压 10% 时，PG 为低电平。

3.2 电流限制引脚 (I_{LIM})

在 I_{LIM} 至 SW 之间连接电阻以设置电流限制。有关更多详细信息，请参见 4.3 节“电流限制 (I_{LIM})”。

3.3 开关引脚 (SW)

当 DH 为低电平时，SW 引脚为上桥臂 N-MOSFET 栅极驱动器提供返回路径。此外，它还可通过监控 SW 节点电压来检测下桥臂 MOSFET 电流，以实现负电流限制功能。

将 SW 连接到将上桥臂 MOSFET 源极与下桥臂 MOSFET 漏极端子连接在一起的引脚。

3.4 自举电容引脚 (BST)

BST 电容用作上桥臂 N-MOSFET 驱动器的电源。在 BST 和 SW 之间连接一个最小值为 0.1 μF 的低 ESR 陶瓷电容。有关更多详细信息，请参见 4.5 节“上桥臂 MOSFET 栅极驱动 (DH)”部分。

3.5 上桥臂 N-MOSFET 栅极驱动器输出引脚 (DH)

上桥臂 N-MOSFET 栅极驱动器输出。将 DH 连接到外部上桥臂 N-MOSFET 的栅极。

3.6 电源地引脚 (P_{GND})

P_{GND} 为内部下桥臂 N-MOSFET 栅极驱动器输出提供返回路径，并且还用作电流限制比较器的参考电压。将 P_{GND} 连接到外部下桥臂 N-MOSFET 源极端子及 P_{VDD} 旁路电容的返回端子。

3.7 下桥臂 N-MOSFET 栅极驱动器输出引脚 (DL)

下桥臂 N-MOSFET 栅极驱动器输出。连接到外部下桥臂 N-MOSFET 的栅极端子。

3.8 内部高压 LDO 输出引脚 (P_{VDD})

MIC2128 的内部高压 LDO 输出。 P_{VDD} 是下桥臂 MOSFET 驱动器和浮动上桥臂 MOSFET 驱动器的电源。在 P_{VDD} 到 P_{GND} 之间连接一个最小值为 $4.7\ \mu\text{F}$ 的低 ESR 陶瓷电容。

3.9 EXTVD

向内部低压 LDO 供电。如果它在 4.7V 至 14V 之间，将 EXTVD 连接到降压转换器的输出，以提高系统效率。使用一个最小值为 $1\ \mu\text{F}$ 的低 ESR 陶瓷电容旁路掉 EXTVD。

3.10 使能输入引脚 (EN)

EN 是一种逻辑输入。连接到逻辑高电平以使能转换器，连接到逻辑低电平以禁止转换器。

3.11 开关频率编程输入引脚 (FREQ)

开关频率编程输入。连接到 V_{IN} 和 A_{GND} 之间形成的电阻分压器的中点，以设置转换器的开关频率。将 FREQ 连接到 V_{IN} 可将开关频率设置为 $800\ \text{kHz}$ 。有关更多详细信息，请参见 5.1 节“设置开关频率”。

3.12 软启动时间设置电容连接引脚 (SS)

软启动时间设置电容连接引脚。在 SS 到 A_{GND} 之间连接一个陶瓷电容，以设置输出软启动时间。有关更多详细信息，请参见 5.3 节“设置软启动时间”部分。

3.13 反馈输入引脚 (FB)

FB 是控制环跨导放大器的输入。控制环将 FB 电压调节到 0.6V 。将 FB 节点连接到输出与 A_{GND} 之间的电阻分压器的中点。

3.14 模拟地引脚 (A_{GND})

A_{GND} 是 MIC2128 内模拟控制电路的参考电压。在 PCB 上的某处将 A_{GND} 连接到 P_{GND} 。

3.15 偏置电压引脚 (V_{DD})

为 MIC2128 内部模拟电路供电。通过低通滤波器将 MIC2128 的 V_{DD} 连接到 P_{VDD} 。在 V_{DD} 到 A_{GND} 之间连接一个最小值为 $4.7\ \mu\text{F}$ 的低 ESR 陶瓷电容，以进行去耦。

3.16 输入电压引脚 (V_{IN})

向内部高压 LDO 提供输入。连接到主电源，并使用最小值为 $0.1\ \mu\text{F}$ 的低 ESR 陶瓷电容旁路到 P_{GND} 。

3.17 裸露焊盘 (EP)

连接到 A_{GND} 铜层，以提高 MIC2128 的热性能。

MIC2128

4.0 功能描述

MIC2128 是一种自适应导通时间同步降压控制器，设计用于覆盖从 4.5V 至 75V 的宽范围输入电压应用。采用自适应导通时间控制方案来获得快速瞬态响应，并在恒定开关频率下获得高电压转换率。通过检测下桥臂 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 来实现过流保护，消除了对于损耗电流检测电阻的依赖。该器件具有外部软启动、使能输入、UVLO、电源良好输出 (PG)、辅助自举 LDO 和热关断功能。

4.1 工作原理

MIC2128 是一种基于反馈节点处的纹波工作的自适应导通时间同步降压控制器。输出电压由 MIC2128 反馈引脚 (FB) 检测，并在低增益跨导误差放大器 (g_m) 处与 0.6V 的参考电压 (V_{REF}) 进行比较，如功能框图所示。图 4-1 显示了稳态运行期间的 MIC2128 控制环时序。

误差放大器表现为 FB 引脚上纹波电压频率的短路，这会导致误差放大器输出电压纹波跟随反馈电压纹波。当跨导误差放大器输出 (V_{gM}) 低于比较器的参考电压 (其与误差放大器参考电压 (V_{REF}) 相同) 时，比较器触发并产生导通时间事件。导通时间周期由固定 t_{ON} 估计器电路预定，其通过下面的公式 4-1 计算得出：

公式 4-1:

$$t_{ON(ESTIMATED)} = \frac{V_{OUT}}{V_{VIN} \times f_{SW}}$$

其中：
 V_{OUT} = 输出电压
 V_{VIN} = 功率级输入电压
 f_{SW} = 开关频率

在导通时间结束时，内部上桥臂驱动器关断上桥臂 MOSFET，下桥臂驱动器导通下桥臂 MOSFET。上桥臂 MOSFET 的关断时间视反馈电压而定。当反馈电压下降时， g_m 放大器 (V_{gM}) 的输出随之下降。当 g_m 放大器 (V_{gM}) 的输出低于比较器的参考电压 (其与误差放大器参考电压 (V_{REF}) 相同) 时，关断时间结束并触发导通时间。如果由反馈电压确定的关断时间小于约 230 ns (典型值) 的 MIC2128 最小关断时间 ($t_{OFF(MIN)}$)，则 MIC2128 控制逻辑改为应用 $t_{OFF(MIN)}$ 。

可以使用下面的公式 4-2 计算最大占空比：

公式 4-2:

$$D_{MAX} = \frac{t_{SW} - t_{OFF(MIN)}}{t_{SW}} = 1 - \frac{230ns}{t_{SW}}$$

其中：
 t_{SW} = 开关周期，等于 $1/f_{SW}$

在稳态运行期间，不建议将 MIC2128 的关断时间设为接近 $t_{OFF(MIN)}$ 的值。

自适应导通时间控制方案在宽范围输入电压和负载电流下产生恒定的开关频率。实际导通时间和产生的开关频率随外部 MOSFET 不同的上升和下降时间而变化。在高 V_{IN}/V_{OUT} 比应用中，最短可控导通时间 ($t_{ON(MIN)}$) 会导致开关频率低于目标开关频率。

下面的公式显示了输出到输入的电压比，低于该值时，MIC2128 会降低开关频率以调节输出至设定值。

公式 4-3:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = t_{ON(MIN)} \times f_{SW}$$

其中：
 V_{OUT} = 输出电压
 V_{IN} = 输入电压
 f_{SW} = 开关频率
 $t_{ON(MIN)}$ = 最短可控导通时间 (典型值为 80 ns)

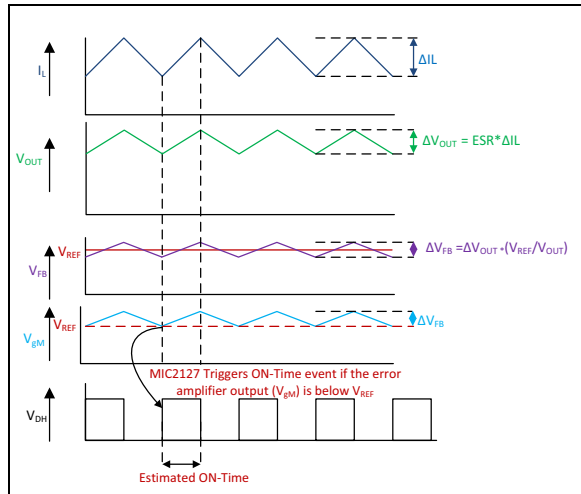


图 4-1: MIC2128 控制环时序

图 4-2 显示了 MIC2128 在负载瞬变期间的工作情况。输出电压由于负载突然增加而下降，这导致误差放大器输出 (V_{GM}) 下降至 V_{REF} 以下，进而使得比较器触发导通时间事件。在导通时间结束时，产生最短关断时间 $t_{OFF(MIN)}$ 以对自举电容充电。如果误差放大器输出电压 (V_{GM}) 因低反馈电压仍低于 V_{REF} ，则在 $t_{OFF(MIN)}$ 之后立即触发下一个导通时间。此操作会导致开关频率在负载瞬变期间较高。一旦输出稳定在新的负载电流电平，开关频率将恢复到标称设定频率。由于占空比和开关频率的变化，输出恢复时间很短，并且 MIC2128 转换器中的输出电压偏差很小。

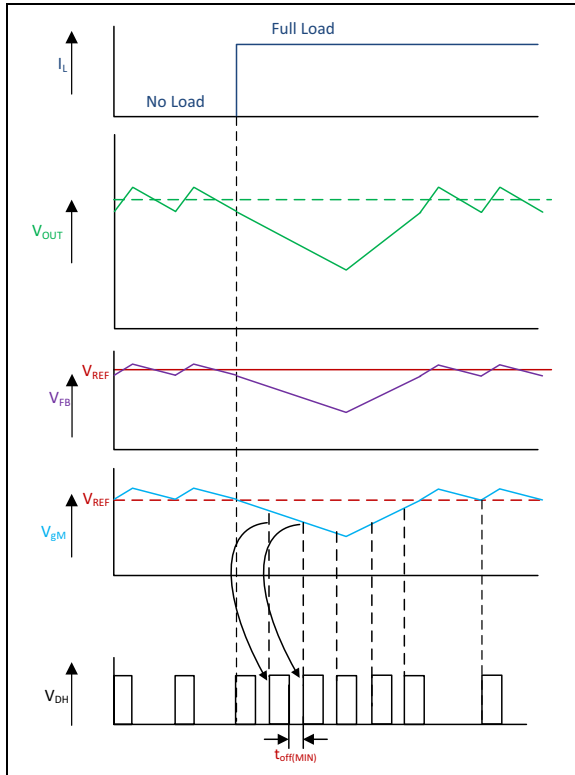


图 4-2: MIC2128 负载瞬态响应

不同于真正的电流模式控制，MIC2128 使用输出电压纹波来触发导通时间事件。为了满足稳定性要求，MIC2128 反馈电压纹波应与电感电流纹波同相，并且大到足以被内部误差放大器检测到。在整个输入电压范围内，建议的反馈电压纹波为 20 mV~100 mV。如果选择低 ESR 输出电容，则反馈电压纹波可能太小而无法被内部误差放大器检测到。此外，如果输出电容的 ESR 非常低，则输出电压纹波和反馈电压纹波不一定与电感电流纹波同相。对于此类应用，需要注入纹波以确保正常工作。有关纹波注入技术的详细信息，请参见 5.8 节“纹波注入”。

4.2 软启动 (SS)

软启动通过控制输出电压上升时间来减少启动时的电源冲击电流。MIC2128 具有 SS 引脚，允许用户通过在 SS 引脚到 A_{GND} 之间连接电容来设置软启动时间。器件内部有一个 1.3 μA 的电流源，可为该电容充电，并产生线性电压，以用作软启动期间内部误差放大器的参考电压。一旦该 SS 电容上的电压高于 0.6V 的内部固定参考电压，误差放大器即使用固定的 0.6V 而不是外部 SS 电容上的电压作为参考电压。

4.3 电流限制 (I_{LIM})

MIC2128 使用下桥臂 MOSFET $R_{DS(ON)}$ 来检测电感电流。在 MIC2128 转换器的每个开关周期中，通过在开关周期的关断周期（在此期间，下桥臂 MOSFET 处于导通状态）期间监控下桥臂 MOSFET 两端的电压来检测电感电流。96 μA 的内部电流源在外部电流限制设置电阻 R_{CL} 两端产生一个电压，如图 4-3 所示。

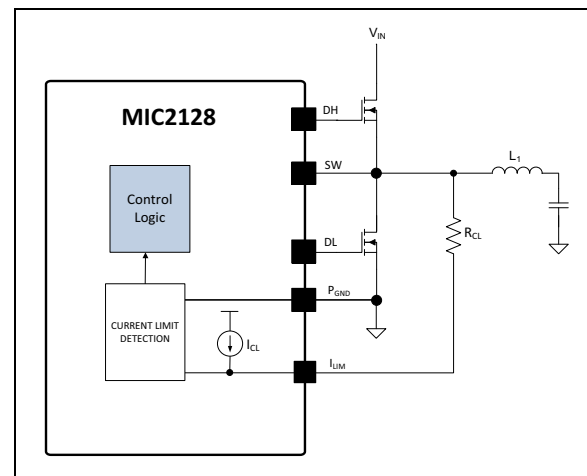


图 4-3: MIC2128 电流限制电路

I_{LIM} 引脚电压 (V_{ILIM}) 是下桥臂 MOSFET 两端电压与电阻 (V_{CL}) 两端电压之差。在 150 ns 的消隐时间之后，将检测到的电压 V_{ILIM} 与电源地 (P_{GND}) 进行比较。

如果下桥臂 MOSFET 两端压降的绝对值大于电流设置电阻 (V_{CL}) 两端电压的绝对值，则 MIC2128 触发电流限制事件。连续八个电流限制事件将触发打嗝模式。一旦控制器进入打嗝模式，它将在 4 ms（典型值）的打嗝超时后启动软启动序列。打嗝超时期间，上桥臂和下桥臂 MOSFET 均关断。包括软启动的打嗝序列减少了开关 FET 上的压力，并保护负载和电源免受严重短路条件的影响。

可以使用下面的公式 4-4 对电流限制进行编程。

公式 4-4:

$$R_{CL} = \frac{\left(I_{CLIM} + \frac{\Delta I_{LPP}}{2}\right) \times R_{DS(ON)} + V_{OFFSET}}{I_{CL}}$$

其中:

- I_{LIM} = 负载电流限制
- $R_{DS(ON)}$ = 下桥臂功率 MOSFET 的导通电阻
- ΔI_{LPP} = 电感峰到峰纹波电流
- V_{OFFSET} = 电流限制比较器偏移 (最大 15 mV)
- I_{CL} = 电流限制源电流 (典型值为 96 μ A)

MOSFET $R_{DS(ON)}$ 会随温度改变而在 30% 至 40% 之间变化, 因此, 建议在计算上述公式中的 R_{CL} 时考虑 $R_{DS(ON)}$ 的变化, 以避免由于 MOSFET 结温升高而造成错误电流限制。此外, 我们还建议您将 SW 引脚直接连接到下桥臂 MOSFET 的漏极, 以准确地检测 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 。

为改善电流限制变化, 当 MIC2128 结温变化以补偿外部下桥臂 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 变化时, MIC2128 会以 0.3 μ A/ $^{\circ}$ C 的速率调节内部电流限制源电流 (I_{CL})。该方法的有效性视 MIC2128 与外部下桥臂 MOSFET 间的热梯度而定。热梯度越低, 电流限制变化越佳。

可在 I_{LIM} 引脚到 PGND 之间连接一个小型电容 (C_{CL}), 以便在关断期间过滤开关节点振铃, 从而更好地检测电流。 R_{CL} 和 C_{CL} 的时间常数应小于最短关断时间。

4.4 负电流限制

当下桥臂 FET 导通时, MIC2128 通过检测 SW 电压来实现负电流限制。如果 SW 节点电压超过 48 mV (典型值), 则器件将下桥臂 FET 关断 500 ns。负电流限制值如公式 4-5 所示。

公式 4-5:

$$I_{NLIM} = \frac{48mV}{R_{DS(ON)}}$$

其中:

- I_{NLIM} = 负电流限制
- $R_{DS(ON)}$ = 下桥臂功率 MOSFET 的导通电阻

4.5 上桥臂 MOSFET 栅极驱动 (DH)

MIC2128 上桥臂驱动电路旨在开关 N 沟道外部 MOSFET。MIC2128 功能框图显示了 PVDD 和 BST 引脚之间的自举二极管。该电路向上桥臂驱动电路供电。应在 BST 和 SW 引脚之间连接一个低 ESR 陶瓷电容 (见典型应用电路)。BST 和 SW 引脚间的电容 C_{BST} 在下桥臂 MOSFET 导通时充电。当上桥臂 MOSFET 驱动器导通时, 来自 C_{BST} 的能量用于导通 MOSFET。建议在 BST 和 SW 引脚之间连接一个最小值为 0.1 μ F 的低 ESR 陶瓷电容。可以使用下面的公式 4-6 计算所需的 C_{BS} 值。

公式 4-6:

$$C_{BST} = \frac{Q_{G_HS}}{\Delta V_{BST}}$$

其中:

- Q_{G_HS} = 上桥臂 MOSFET 总栅极电荷
- ΔV_{BST} = C_{BST} 两端的压降, 一般为 50 mV 至 100 mV

与 C_{BST} 串联的小型电阻可用于减慢上桥臂 N 沟道 MOSFET 的导通时间。

4.6 下桥臂 MOSFET 栅极驱动 (DL)

MIC2128 下桥臂驱动电路旨在开关 N 沟道外部 MOSFET。内部下桥臂 MOSFET 驱动器由 PVDD 供电。连接一个最小值为 4.7 μ F 的低 ESR 陶瓷电容, 以提供外部 MOSFET 的瞬态栅极电流。

4.7 辅助自举 LDO (EXTVDD)

MIC2128 具有辅助自举 LDO, 通过从转换器输出电压提供 MIC2128 内部电路偏置电源和栅极驱动来提高系统效率。当 EXTVDD 引脚上的电压高于 4.6V (典型值) 时, 该 LDO 使能, 同时禁止依赖 V_{IN} 工作的主 LDO, 以降低功耗。

5.0 应用信息

5.1 设置开关频率

MIC2128 是一种频率可调的同步降压控制器，具有独特的自适应导通时间控制架构。通过改变 V_{IN} 与 A_{GND} 引脚间由 R_1 和 R_2 组成的电阻分压器网络，可以在 270 kHz 到 800 kHz 之间调节开关频率，如图 5-1 所示。

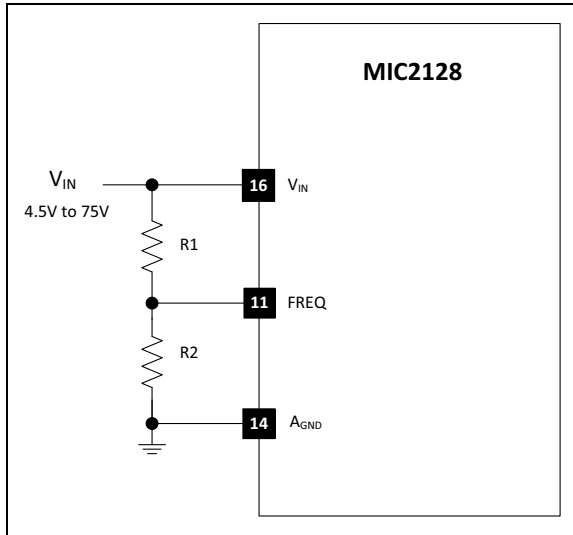


图 5-1: 开关频率调节

公式 5-1 显示了估计的开关频率：

公式 5-1:

$$f_{SW_ADJ} = f_0 \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

f_0 是 R_1 为 100 k Ω 且 R_2 断开时的开关频率； f_0 通常为 800 kHz。要进行更精确的设置，建议使用图 5-2：

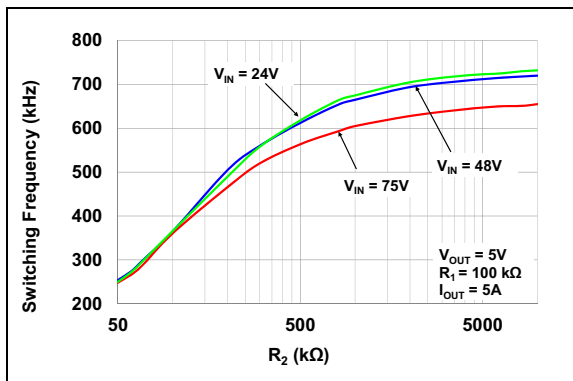


图 5-2: 开关频率— R_2 曲线

5.2 输出电压设置

可以使用从输出到 A_{GND} 的电阻分压器调节电压输出，电阻分压器的中点连接到 FB 引脚，如图 5-3 所示。

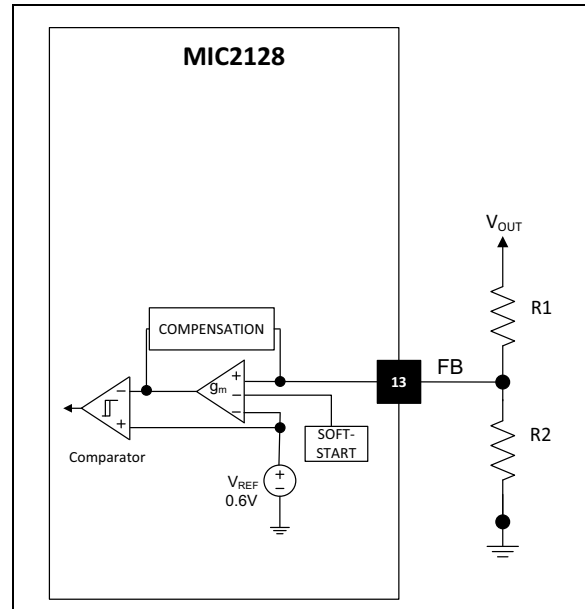


图 5-3: 输出电压调节

可以使用公式 5-2 计算输出电压：

公式 5-2:

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

其中：
 $V_{REF} = 0.6V$

如果不受最大占空比的限制，使用 MIC2128 可编程的最大输出电压被限制为 30V（见公式 4-2）。

R_1 的典型值小于 30 k Ω 。如果 R_1 过大，则可能会向电压反馈环路引入噪声，并且还会由于误差放大器偏置电流而增加设置输出电压与实际输出电压之间的偏差。如果 R_1 值过小，则会降低电源效率，这在低负载时尤为明显。一旦选定了 R_1 ，就可以使用公式 5-3 计算 R_2 。

公式 5-3:

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1}$$

MIC2128

5.3 设置软启动时间

在 SS 到 A_{GND} 之间连接电容可以设置输出软启动时间（范围为 2 ms 到 100 ms），如图 5-4 所示。

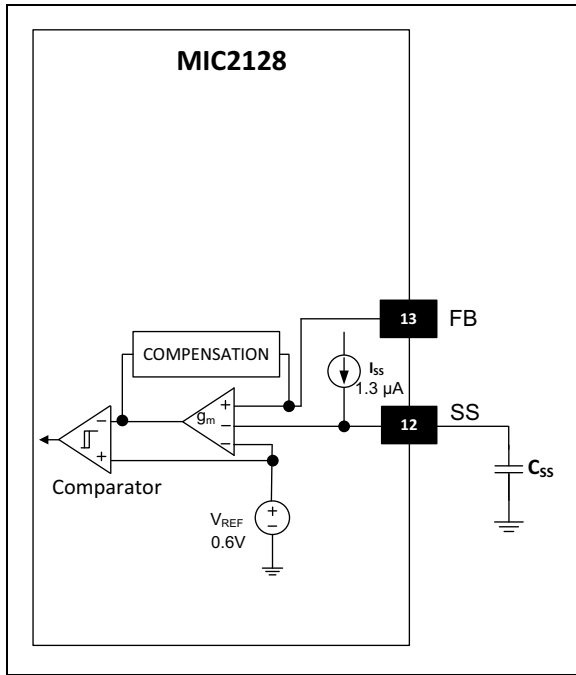


图 5-4: 设置软启动时间

可以使用公式 5-4 计算电容的值。

公式 5-4:

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \times t_{SS}}{V_{REF}}$$

其中:

- C_{SS} = 从 SS 引脚到 A_{GND} 的电容
- I_{SS} = 内部软启动电流（典型值为 1.3 μA）
- t_{SS} = 输出软启动时间
- V_{REF} = 0.6V

5.4 MOSFET 选择

选择 MOSFET 时要考虑的重要参数有:

- 电压额定值
- 导通电阻
- 总栅极电荷

上桥臂和下桥臂 MOSFET 的电压额定值基本上等于功率级输入电压 V_{IN}。在选择 MOSFET 的电压额定值以应对电路寄生元件引起的电压尖峰时，应在 V_{IN(MAX)} 的基础上增加 30% 的安全系数。

5.4.1 上桥臂 MOSFET 功率损耗

上桥臂 MOSFET (P_{HSFET}) 中的总功率损耗是由导通 (P_{CONDUCTION})、开关 (P_{SW})、下桥臂 MOSFET 体二极管 (P_{Qrr}) 的反向恢复电荷和 MOSFET 的输出电容放电导致的功率损耗的总和，计算方法如公式 5-5 所示。

公式 5-5:

$$P_{HSFET} = P_{CONDUCTION(HS)} + P_{SW(HS)} + P_{Qrr} + P_{COSS}$$

$$P_{CONDUCTION(HS)} = (I_{RMS(HS)})^2 \times R_{DS(ON_HS)}$$

$$P_{SW(HS)} = 0.5 \times V_{IN} \times I_{LOAD} \times (t_R + t_F) \times f_{SW}$$

$$P_{Qrr} = V_{IN} \times Q_{rr} \times f_{SW}$$

$$P_{COSS} = \frac{1}{2} \times (C_{OSS(HS)} + C_{OSS(LS)}) \times (V_{IN})^2 \times f_{SW}$$

其中:

- R_{DS(ON_HS)} = 上桥臂 MOSFET 的导通电阻
- V_{IN} = 工作输入电压
- I_{LOAD} = 负载电流
- f_{SW} = 工作开关频率
- Q_{rr} = 下桥臂 MOSFET 体二极管或下桥臂 MOSFET 两端的外部二极管的反向恢复电荷
- C_{OSS(HS)} = 有效的上桥臂 MOSFET 输出电容
- C_{OSS(LS)} = 有效的下桥臂 MOSFET 输出电容
- I_{RMS(HS)} = 上桥臂 MOSFET 的 RMS 电流，可以使用公式 5-6 计算
- t_R, t_F = 可以通过公式 5-8 和公式 5-9 估算上桥臂 MOSFET 的导通和关断过渡时间

公式 5-6:

$$I_{RMS(HS)} = I_{LOAD} \times \sqrt{D}$$

I_{LOAD} 是负载电流，D 是工作占空比，由公式 5-7 给出。

公式 5-7:

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

公式 5-8:

$$t_R = \frac{Q_{SW(HS)} \times [R_{DH(PULL\ UP)} + R_{HS(GATE)}]}{V_{DD} - V_{TH}}$$

公式 5-9:

$$t_F = \frac{Q_{SW(HS)} \times [R_{DH(PULL\ DOWN)} + R_{HS(GATE)}]}{V_{TH}}$$

其中:

$R_{DH(PULL-UP)}$	= 上桥臂栅极驱动器上拉电阻
$R_{DH(PULL-DOWN)}$	= 上桥臂栅极驱动器下拉电阻
$R_{HS(GATE)}$	= 上桥臂 MOSFET 栅极电阻
V_{TH}	= 上桥臂 MOSFET 的栅极阈值电压
$Q_{SW(HS)}$	= 上桥臂 MOSFET 的开关栅极电荷, 可以通过公式 5-10 估算。

公式 5-10:

$$Q_{SW(HS)} = \frac{Q_{GS(HS)}}{2} + Q_{GD(HS)}$$

其中:

$Q_{GS(HS)}$	= 上桥臂 MOSFET 栅极到源极电荷
$Q_{GD(HS)}$	= 上桥臂 MOSFET 栅极到漏极电荷

5.4.2 下桥臂 MOSFET 功率损耗

下桥臂 MOSFET (P_{LSFET}) 中的总功率损耗是由死区 (P_{DT}) 期间的导通 ($P_{CONDUCTION(LS)}$) 和体二极管传导导致的功率损耗的总和, 计算方法如公式 5-11 所示。

公式 5-11:

$$P_{LSFET} = P_{CONDUCTION(LS)} + P_{DT}$$

$$P_{CONDUCTION(LS)} = (I_{RMS(LS)})^2 \times R_{DS(ON_LS)}$$

$$P_{DT} = 2 \times V_F \times I_{LOAD} \times t_{DT} \times f_{SW}$$

其中:

$R_{DS(ON_LS)}$	= 下桥臂 MOSFET 的导通电阻
V_F	= 下桥臂 MOSFET 体二极管正向压降
t_{DT}	= 死区 (约为 20 ns)
f_{SW}	= 开关频率
$I_{RMS(LS)}$	= 下桥臂 MOSFET 的 RMS 电流, 可以使用公式 5-12 计算

公式 5-12:

$$I_{RMS(LS)} = I_{LOAD} \times \sqrt{1-D}$$

I_{LOAD} 是负载电流, D 是工作占空比。

5.5 电感选择

在选择输出电感时, 需要考虑电感值、饱和电流和 RMS 电流。输入和输出电压及电感值决定了峰到峰电感纹波电流。

电感值越低, 通过电感的峰到峰纹波电流越高, 这会增加电感中的磁芯损耗。此外, 较高的电感纹波电流还需要更多的输出电容来平滑纹波电流。电感值越高, 峰到峰纹波电流越低, 这导致您需要更大和更昂贵的电感。

综合考虑尺寸、损耗和成本之后, 最佳的做法是将电感纹波电流设置为最大输出电流的 30%。

可以通过公式 5-13 计算电感值:

公式 5-13:

$$L = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times f_{SW} \times 0.3 \times I_{FL}}$$

其中:

V_{IN}	= 输入电压
f_{SW}	= 开关频率
I_{FL}	= 满载电流
V_{OUT}	= 输出电压

对于选定的电感, 可以使用公式 5-14 计算峰到峰电感纹波电流。

公式 5-14:

$$\Delta I_{L_PP} = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times f_{SW} \times L}$$

峰值电感电流等于负载电流加上峰到峰电感纹波电流的一半, 如公式 5-15 所示。

公式 5-15:

$$I_{L_PK} = I_{LOAD} + \frac{\Delta I_{L_PP}}{2}$$

MIC2128

所选电感的 RMS 和饱和额定电流应至少等于公式 5-16 和公式 5-17 中计算的 RMS 电流和饱和电流。

公式 5-16:

$$I_{L_RMS} = \sqrt{(I_{LOAD(MAX)})^2 + \frac{(\Delta I_{L_PP})^2}{12}}$$

其中:

$I_{LOAD(MAX)}$ = 最大负载电流

公式 5-17:

$$I_{L_SAT} = \frac{R_{CL} \times I_{CL} + 15mV}{R_{DS(ON)}}$$

其中:

R_{CL} = 电流限制电阻

I_{CL} = 电流限制源电流 (典型值为 96 μ A)

$R_{DS(ON)}$ = 下桥臂功率 MOSFET 的导通电阻

要最大化效率,就必须适当选择磁芯材料并最小化绕组电阻。对于开关频率较高的应用,建议使用铁氧体材料。可以使用成本较低的铁粉磁芯,但磁芯损耗的增加会降低电源效率。这在低输出功率下尤为明显。在较高的输出电流电平下,绕组电阻会降低效率。绕组电阻必须最小化,哪怕这通常要以选择较大的电感作为代价。电感中损耗的功率等于磁芯和铜损耗的总和。在较高的输出负载下,磁芯损耗通常不显著,可以忽略不计。在较低的输出电流下,磁芯损耗可能占比极大。磁芯损耗信息通常可从磁芯供应商处获得。

可以通过公式 5-18 计算电感中铜损耗量。

公式 5-18:

$$P_{INDUCTOR(CU)} = (I_{L_RMS})^2 \times R_{DCR}$$

5.6 输出电容选择

在挑选输出电容时,需要考虑的主要参数有电容值、电压额定值和 RMS 电流额定值。输出电容的类型通常由其等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR) 决定。推荐的电容类型有陶瓷、钽、低 ESR 铝电解、OS-CON 和 POSCAP。从稳定性角度来看,输出电容 ESR 也会影响控制环路。可以使用公式 5-19 计算 ESR 的最大值。

公式 5-19:

$$ESR \leq \frac{\Delta V_{OUT_PP}}{\Delta I_{L_PP}}$$

其中:

ΔV_{OUT_PP} = 峰到峰输出电压纹波

ΔI_{L_PP} = 峰到峰电感电流纹波

可以使用公式 5-20 计算满足稳态输出纹波所需的输出电容。

公式 5-20:

$$C_{OUT} = \frac{\Delta I_{L_PP}}{8 \times f_{SW} \times \Delta V_{OUT_PP}}$$

其中:

C_{OUT} = 输出电容值

f_{SW} = 开关频率

如 4.1 节“工作原理”中所述, MIC2128 在 FB 引脚处需要至少 20 mV 的峰到峰纹波才能确保 gm 放大器和比较器正常工作。此外,输出电压纹波应与电感电流同相。因此,输出电容值产生的输出电压纹波应远小于输出电容 ESR 产生的纹波。如果选择低 ESR 电容(如陶瓷电容)作为输出电容,则应使用纹波注入电路来提供足够的反馈电压纹波。有关详细信息,请参见 5.8 节“纹波注入”。

电容的电压额定值应为钽电容输出电压的两倍,或铝电解电容、陶瓷电容、OS-CON 电容输出电压的 20% 以上。输出电容 RMS 电流的计算方法如公式 5-21 中所示。

公式 5-21:

$$I_{C_OUT(RMS)} = \frac{\Delta I_{L_PP}}{\sqrt{12}}$$

公式 5-22 显示了输出电容消耗的功率。

公式 5-22:

$$P_{DIS(C_OUT)} = (I_{C_OUT(RMS)})^2 \times ESR_{C_OUT}$$

5.7 输入电容选择

输入电容会降低从电源获得的峰值电流,并降低输入端的噪声和电压纹波。输入电压纹波视输入电容和 ESR 而定。可以使用公式 5-23 计算输入电容和 ESR 值。

公式 5-23:

$$C_{IN} = \frac{I_{LOAD} \times D \times (1-D)}{\eta \times f_{SW} \times \Delta V_{IN_C}}$$

$$ESR_{C_IN} = \frac{\Delta V_{IN_ESR}}{I_{L_PK}}$$

其中:

- I_{LOAD} = 负载电流
- I_{L_PK} = 峰值电感电流
- ΔV_{INC} = 电容产生的输入纹波
- ΔV_{INESR} = 输入电容 ESR 产生的输入纹波
- η = 电源转换效率

输入电容的额定值应根据纹波电流额定值和电压额定值确定。输入电容电流的 RMS 值由最大输出电流决定。输入电容的额定 RMS 电流应大于或等于使用公式 5-24 计算出的输入电容 RMS 电流。

公式 5-24:

$$I_{C_IN(RMS)} = I_{LOAD(MAX)} \times \sqrt{D \times (1-D)}$$

可以使用公式 5-25 计算输入电容消耗的功率。

公式 5-25:

$$P_{DISS(C_IN)} = (I_{C_IN(RMS)})^2 \times ESR_{C_IN}$$

5.8 纹波注入

为使 MIC2128 误差放大器和比较器正常工作，建议在 FB 引脚处提供不低于 20 mV 的纹波。但输出电压纹波通常设计为输出电压的 1% 至 2%。对于低输出电压（如 1V），输出电压纹波仅为 10 mV 至 20 mV，反馈电压纹波不足 20 mV。如果反馈电压纹波小到 gm 放大器和比较器无法检测到，则 MIC2128 会失去控制，输出电压也得不到调节。为了具有足够的 V_{FB} 纹波，应对低输出电压纹波应用采取纹波注入手段。

根据反馈电压纹波的大小，可将此类应用分为三种情况：

1. 输出电容（图 5-5）的 ESR 较大，反馈电压处的纹波充足。转换器可稳定工作，不必在 FB 节点处额外注入纹波。公式 5-26 给出了反馈电压纹波的计算方法。

公式 5-26:

$$\Delta V_{FB(PP)} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \times ESR \times \Delta I_{L_PP}$$

ΔI_{L_PP} 是电感电流纹波的峰到峰值。

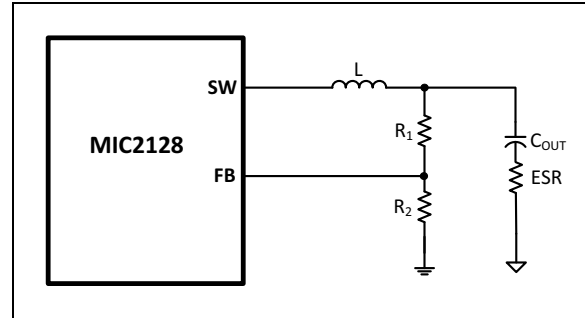


图 5-5: FB 处纹波充足

2. 输出电容的 ESR 较小，反馈电压处的纹波不足。

输出电压纹波可以通过前馈电容（ C_{FF} ）馈入 FB 引脚，如图 5-6 所示。典型的 C_{FF} 值介于 1 nF 到 100 nF 之间。借助前馈电容，反馈电压纹波非常接近输出电压纹波，如公式 5-27 所示。

公式 5-27:

$$\Delta V_{FB(PP)} = ESR \times \Delta I_{L_PP}$$

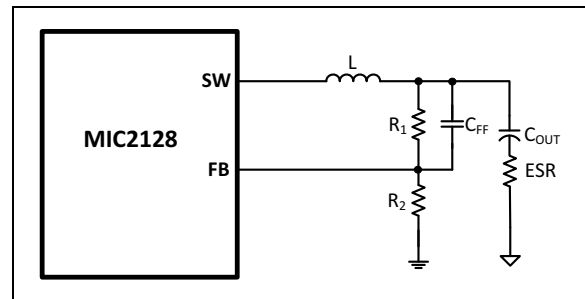


图 5-6: FB 处的纹波不足

3. 输出电容的 ESR 极小，FB 引脚电压处几乎没有纹波。

在这种情况下，可以经由电阻 R_{INJ} 和电容 C_{INJ} 从开关节点 SW 向 FB 引脚注入额外的纹波，如图 5-7 所示。

MIC2128

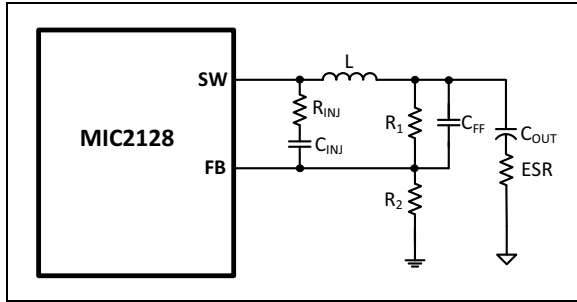


图 5-7: FB 处无可见纹波

在这种情况下，可以使用公式 5-28 计算 FB 引脚处注入的纹波：

公式 5-28:

$$\Delta V_{FB(PP)} = \frac{V_{OUT} \times (1-D)}{C_{FF} \times R_{INJ} \times f_{SW}}$$

在上面的公式 5-28 中，假定与 C_{FF} 关联的时间常数满足公式 5-29 中的条件。

公式 5-29:

$$\tau \geq T_{SW}$$

$$\tau \geq C_{FF} \times (R_1 \parallel R_2 \parallel R_{INJ})$$

确定纹波注入电阻和电容大小的过程是：

1. 在 47 nF 到 100 nF 的范围内选择 C_{INJ} ，对于大范围频率，可以将之视为短路。
2. 如果 R_1 和 R_2 在 k Ω 范围内，则在 0.47 nF 到 10 nF 的范围内选择 C_{FF} 。
3. 根据公式 5-30 选择 R_{INJ} 。

公式 5-30:

$$R_{INJ} = \frac{V_{OUT} \times (1-D)}{C_{FF} \times f_{SW} \times \Delta V_{FB(PP)}}$$

其中：

- V_{OUT} = 输出电压
- D = 占空比
- f_{SW} = 开关频率
- $\Delta V_{FB(PP)}$ = 反馈纹波

计算所有纹波注入分量值，确保满足公式 5-29 中显示的条件。

5.9 MIC2128 功耗

MIC2128 具有两个低压差稳压器 (Low Dropout Regulator, LDO)，可根据 EXTVD 引脚处的电压从 V_{IN} 或 EXTVD 的 P_{VD} 引脚提供电源。 P_{VD} 为 MOSFET 驱动器和 V_{DD} 引脚供电，建议通过低通滤波器连接到 P_{VD} 来为内部电路供电。在输出电压为 5V 及以上（最高可达 14V）的应用中，建议将 EXTVD 连接到输出以降低 MIC2128 功耗、降低 MIC2128 结温并提高系统效率。

MIC2128 的功耗取决于所用的内部 LDO、外部 MOSFET 的栅极电荷和开关频率。可以使用公式 5-31、公式 5-32 和公式 5-33 估算 MIC2128 的功耗和结温。

未使用 EXTVD 时的 MIC2128 功耗：

公式 5-31:

$$P_{IC} = V_{IN} \times (I_{SW} + I_Q)$$

使用 EXTVD 时的 MIC2128 功耗：

公式 5-32:

$$P_{IC} = V_{EXTVD} \times (I_{SW} + I_Q)$$

$$I_{SW} = Q_G \times f_{SW}$$

$$Q_G = Q_{G_HS} + Q_{G_LS}$$

其中：

- I_{SW} = 将电流切换到 V_{IN} 引脚
- I_Q = 静态电流（典型值为 1.4 mA）
- Q_G = 外部 MOSFET 的总栅极电荷，其为 5V 栅极到源极电压处的上桥臂 MOSFET (Q_{G_HS}) 和下桥臂 MOSFET (Q_{G_LS}) 的栅极电荷之和。栅极电荷信息可从 MOSFET 数据手册中获得。
- V_{EXTVD} = EXTVD 引脚处的电压
(典型值: $4.6 \leq V_{EXTVD} \leq 14$ V)

可以使用公式 5-33 估算 MIC2128 的结温。

公式 5-33:

$$T_J = (P_{IC} \times \theta_{JA}) + T_A$$

其中:

T_J = 结温

P_{IC} = 功耗

θ_{JA} = 结温环境热阻 (50.8°C/W)

建议的 MIC2128 最大工作结温为 125°C。

使用相同开关稳压器的输出电压（当其在 4.6V（典型值）至 14V 之间时）作为 EXTVD D 引脚处的电压可显著降低 MIC2128 内部的功耗。这可减少结温的上升，如下所示。

对于 $V_{IN} = 48V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 的典型情况，最大环境温度 = 85°C， I_{SW} 为 10 mA。

公式 5-34 显示了不使用 EXTVD D 的条件:

公式 5-34:

$$P_{IC} = 48V \times (10mA + 1.5mA)$$

$$P_{IC} = 0.552W$$

$$T_J = (0.552W \times 50.8 \text{ } ^\circ\text{C/W}) + 85 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_J = 113 \text{ } ^\circ\text{C}$$

当使用 5V 输出作为 EXTVD D 引脚的输入时，MIC2128 的结温会从 113°C 下降至 88°C，计算方法如公式 5-35 所示:

公式 5-35:

$$P_{IC} = 5V \times (10mA + 1.5mA)$$

$$P_{IC} = 0.058W$$

$$T_J = (0.058W \times 50.8 \text{ } ^\circ\text{C/W}) + 85 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_J = 88 \text{ } ^\circ\text{C}$$

6.0 PCB 布线指南

PCB 布线对于实现可靠、稳定和高效的性能至关重要。为确保 MIC2128 转换器正常工作，请遵循以下准则。

6.1 IC

- 连接到 V_{DD} 和 P_{VDD} 引脚的陶瓷旁路电容必须位于 IC 上的正确位置。使用宽走线分别连接到 V_{DD} 、 P_{VDD} 和 A_{GND} 、 P_{GND} 引脚。
- 信号地引脚 (A_{GND}) 必须直接连接到地平面。
- 将 IC 放置在靠近负载点 (point-of-load, POL) 的位置。
- 信号和电源地应保持隔离，并只在一个位置连接。

6.2 输入电容

- 将输入陶瓷电容放置在尽可能靠近 MOSFET 的位置。
- 在靠近输入电容地端子的地平面处放置几个过孔。

6.3 电感

- 缩短到开关节点 (SW) 的电感连接。
- 不要将任何数字线路布置在电感下方或附近。
- 使开关节点 (SW) 远离反馈 (FB) 引脚。
- SW 引脚应直接连接到下桥臂 MOSFET 的漏极，以精确检测下桥臂 MOSFET 两端的电压。

6.4 输出电容

- 使用铜层将输出电容地端子连接到输入电容地端子。
- 反馈走线应与电源走线隔离，且连接要尽可能靠近输出电容。检测较长的大电流负载走线会降低直流负载调整率。

6.5 MOSFET

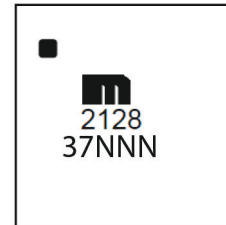
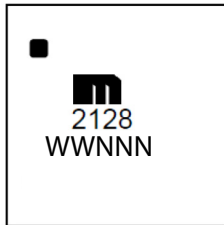
- MOSFET 栅极驱动走线必须短而宽。地平面应为 MOSFET 源极和 PGND 之间的连接。
- 选择具有高 CGS/CGD 比和低内部栅极电阻的下桥臂 MOSFET，以最小化 d_v/d_t 感应导通的影响。
- 使用额定电压为 $4.5V V_{GS}$ 的 MOSFET。其栅极阈值电压比额定电压为 $2.5V$ 或 $3.3V$ 的 MOSFET 高，能够更好地抵御毛刺的影响。

7.0 封装信息

7.1 封装标识信息

16 引脚 QFN (3 x 3 mm)

示例



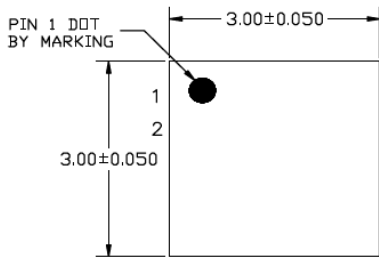
图注:	XX...X	客户指定信息
	WW	星期代码 (一月一日的星期代码为“01”)
	NNN	以字母数字排序的追踪代码
	(e3)	雾锡 (Matte Tin, Sn) 的 JEDEC 无铅标志
	*	表示无铅封装。JEDEC 无铅标志 ((e3)) 标示于此种封装的外包装上。
	●, ▲, ▼	引脚 1 索引以点、上三角形或下三角形 (三角形标记) 标识。
注:	Microchip 部件编号如果无法在同一行内完整标注, 将换行标出, 因此会限制表示客户指定信息的字符数。封装可能包含公司徽标。	
	下划线 () 符号可能无法缩放。	

MIC2128

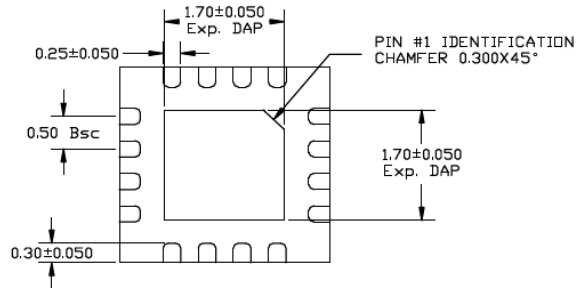
TITLE

16 LEAD QFN 3x3mm PACKAGE OUTLINE & RECOMMENDED LAND PATTERN

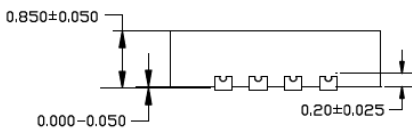
DRAWING #	QFN33-16LD-PL-3	UNIT	MM
Lead Frame	NiPdAu	Lead Finish	NiPdAu



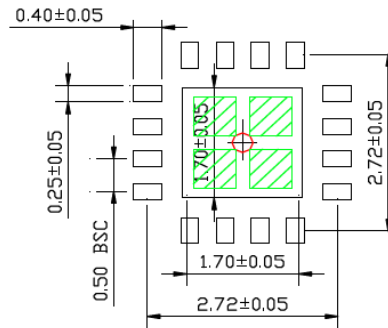
TOP VIEW
NOTE: 1, 2, 3



BOTTOM VIEW
NOTE: 1, 2, 3



SIDE VIEW
NOTE: 1, 2, 3



RECOMMENDED LAND PATTERN
NOTE: 4, 5

NOTE:

1. MAX PACKAGE WARPAGE IS 0.05mm.
2. MAX ALLOWABLE BURR IS 0.076mm IN ALL DIRECTIONS
3. PIN #1 IS ON TOP WILL BE LASER MARKED.
4. RED CIRCLE IN LAND PATTERN INDICATES THERMAL VIA. SIZE SHOULD BE 0.30-0.35mm IN DIAMETER AND SHOULD BE CONNECTED TO GND FOR MAX THERMAL PERFORMANCE.
5. GREEN RECTANGLES (SHADED AREA) INDICATE SOLDER STENCIL OPENING ON EXPOSED PAD AREA. SIZE SHOULD BE 0.60x0.60mm IN SIZE, 0.20mm SPACING.

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

附录 A： 版本历史

版本 A（2016 年 9 月）

- 本文档的初始版本。

MIC2128

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 器件	X 温度	XX 封装代码	示例: a) MIC2128YML: 同步降压控制器, 结温范围: -40°C 至 +125°C, 16LD QFN 封装
器件: MIC2128: 75V 同步降压控制器, 具备自适应导通时间控制和外部软启动功能			
温度: Y = 无铅封装, 工业级温度范围 (-40°C 至 +125°C)			
封装: ML = 16 引脚 3x3 mm QFN			

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，是您自身应负的责任。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、适用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。除非另外声明，在 Microchip 知识产权保护下，不得暗或以其他方式转让任何许可证。

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 and 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。

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

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、AnyRate、AVR、AVR 徽标、AVR Freaks、BeaconThings、BitCloud、CryptoMemory、CryptoRF、dsPIC、FlashFlex、flexPWR、Heldo、JukeBlox、KEELOQ、KEELOQ 徽标、Kleer、LANCheck、LINK MD、maXStylus、maXTouch、MediaLB、megaAVR、MOST、MOST 徽标、MPLAB、OptoLyzer、PIC、picoPower、PICSTART、PIC32 徽标、Prochip Designer、QTouch、RightTouch、SAM-BA、SpyNIC、SST、SST 徽标、SuperFlash、tinyAVR、UNI/O 及 XMEGA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

ClockWorks、The Embedded Control Solutions Company、EtherSynch、Hyper Speed Control、HyperLight Load、IntelliMOS、mTouch、Precision Edge 和 Quiet-Wire 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Adjacent Key Suppression、AKS、Analog-for-the-Digital Age、Any Capacitor、AnyIn、AnyOut、BodyCom、chipKIT、chipKIT 徽标、CodeGuard、CryptoAuthentication、CryptoCompanion、CryptoController、dsPICDEM、dsPICDEM.net、Dynamic Average Matching、DAM、ECAN、EtherGREEN、In-Circuit Serial Programming、ICSP、Inter-Chip Connectivity、JitterBlocker、KleerNet、KleerNet 徽标、Mindi、MiWi、motorBench、MPASM、MPF、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、MultiTRAK、NetDetach、Omniscient Code Generation、PICDEM、PICDEM.net、PICkit、PICtail、PureSilicon、QMatrix、RightTouch 徽标、REAL ICE、Ripple Blocker、SAM-ICE、Serial Quad I/O、SMART-I.S.、SQI、SuperSwitcher、SuperSwitcher II、Total Endurance、TSHARC、USBCheck、VariSense、ViewSpan、WiperLock、Wireless DNA 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

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

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

GestIC 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。

© 2017, Microchip Technology Inc. 版权所有。

ISBN: 978-1-5224-1089-8

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

奥斯汀 Austin, TX
Tel: 1-512-257-3370

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

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

底特律 Detroit
Novi, MI
Tel: 1-248-848-4000

休斯敦 Houston, TX
Tel: 1-281-894-5983

印第安纳波利斯 Indianapolis
Noblesville, IN
Tel: 1-317-773-8323
Fax: 1-317-773-5453
Tel: 1-317-536-2380

洛杉矶 Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608
Tel: 1-951-273-7800

罗利 Raleigh, NC
Tel: 1-919-844-7510

纽约 New York, NY
Tel: 1-631-435-6000

圣何塞 San Jose, CA
Tel: 1-408-735-9110
Tel: 1-408-436-4270

加拿大多伦多 Toronto
Tel: 1-905-695-1980
Fax: 1-905-695-2078

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: 852-2943-5100

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 - 东莞
Tel: 86-769-8702-9880

中国 - 广州
Tel: 86-20-8755-8029

中国 - 杭州
Tel: 86-571-8792-8115
Fax: 86-571-8792-8116

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: 86-21-3326-8000
Fax: 86-21-3326-8021

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 - 香港特别行政区
Tel: 852-2943-5100
Fax: 852-2401-3431

亚太地区

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

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-213-7830

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: 91-20-3019-1500

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

芬兰 Finland - Espoo
Tel: 358-9-4520-820

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

法国 France - Saint Cloud
Tel: 33-1-30-60-70-00

德国 Germany - Garching
Tel: 49-8931-9700
德国 Germany - Haan
Tel: 49-2129-3766400

德国 Germany - Heilbronn
Tel: 49-7131-67-3636

德国 Germany - Karlsruhe
Tel: 49-721-625370

德国 Germany - Munich
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

德国 Germany - Rosenheim
Tel: 49-8031-354-560

以色列 Israel - Ra'anana
Tel: 972-9-744-7705

意大利 Italy - Milan
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

意大利 Italy - Padova
Tel: 39-049-7625286

荷兰 Netherlands - Drunen
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

挪威 Norway - Trondheim
Tel: 47-7289-7561

波兰 Poland - Warsaw
Tel: 48-22-3325737

罗马尼亚 Romania - Bucharest
Tel: 40-21-407-87-50

西班牙 Spain - Madrid
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

瑞典 Sweden - Gothenberg
Tel: 46-31-704-60-40

瑞典 Sweden - Stockholm
Tel: 46-8-5090-4654

英国 UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5800
Fax: 44-118-921-5820