MIC21LV33

支持超轻负载（HyperLight Load®）模式和切相功能的 36V两相高级COT降压控制器

特性

- 输入电压范围：4.5V至36V
- 外部电源V_{DD} = 5V时的输入电压低至2V
- 0.6V至28V的可调节输出电压
- 自适应恒定导通时间控制：
  - 高DeltaV操作
  - 具有Any Capacitor™稳定功能
- 0.6V内部参考电压，±1%精度
- **-40°C至105°C范围内的参考精度为±0.5%**
- 从第三个节点注入波纹电压来实现大于50%的占空比
- 超轻负载和自动切相
- 可外接MCU
- 精确平衡相间电流
- 180°精确定相输出
- 每相100 kHz至1 MHz的开关频率
- 内置高压5V低压差（Low Drop-Out，LDO）稳压器，支持单电源供电操作
- 辅助LDO，可提高系统效率
- 支持启动进入预偏置输出
- 远程检测放大器，可精确地进行输出稳压
- **电压下降功能，支持自适应电压定位（Adaptive Voltage Positioning，AVP），从而改善负载瞬态响应**
- 高精度使能功能，可实现低待机电流
- 外部可编程软启动，可降低浪涌电流
- 采用 NTC 温度补偿或电阻检测方法的无损 R_{DSON} 电流检测
- 可编程电流限制和打嗝模式短路保护
- 带迟滞的热关断功能
- -40°C至+125°C的结温范围
- 5 mm x 5 mm 32引脚小型VQFN封装

应用

- 分布式电源系统
- 通信/网络基础设施
- 打印机、扫描仪、图形卡和视频卡
- FPGA、CPU、MEM和GPU内核电源

概述

MIC21LV33是一款恒定导通时间两相同步降压控制器，采用独特的自适应导通时间控制架构，支持超轻负载模式和切相功能。MIC21LV33在4.5V至36V的输入电源电压范围内工作，可用于提供最高50A的输出电流。输出电压可向下调节至0.6V，精度可确保达到±1%。该器件以每相100 kHz至1 MHz的可编程开关频率工作。

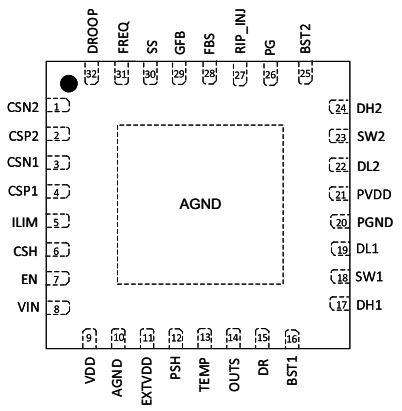
超高速控制（Hyper Speed Control®）架构在中等负载至重载条件下支持超快速瞬态响应。此外，也可从外部通过电容编程软启动，从而实现安全启动进入重载模式。MIC21LV33有一个远程检测放大器，用于精确控制输出电压。

MIC21LV33提供全套保护功能，确保在故障状态期间保护IC。这些功能包括确保在电源电压跌落条件下正常工作的欠压锁定、降低浪涌电流的可编程软启动、过压放电、“打嗝”模式短路保护以及热关断。

MIC21LV33采用32引脚5 mm x 5 mm VQFN封装，工作结温范围为-40°C至+125°C。

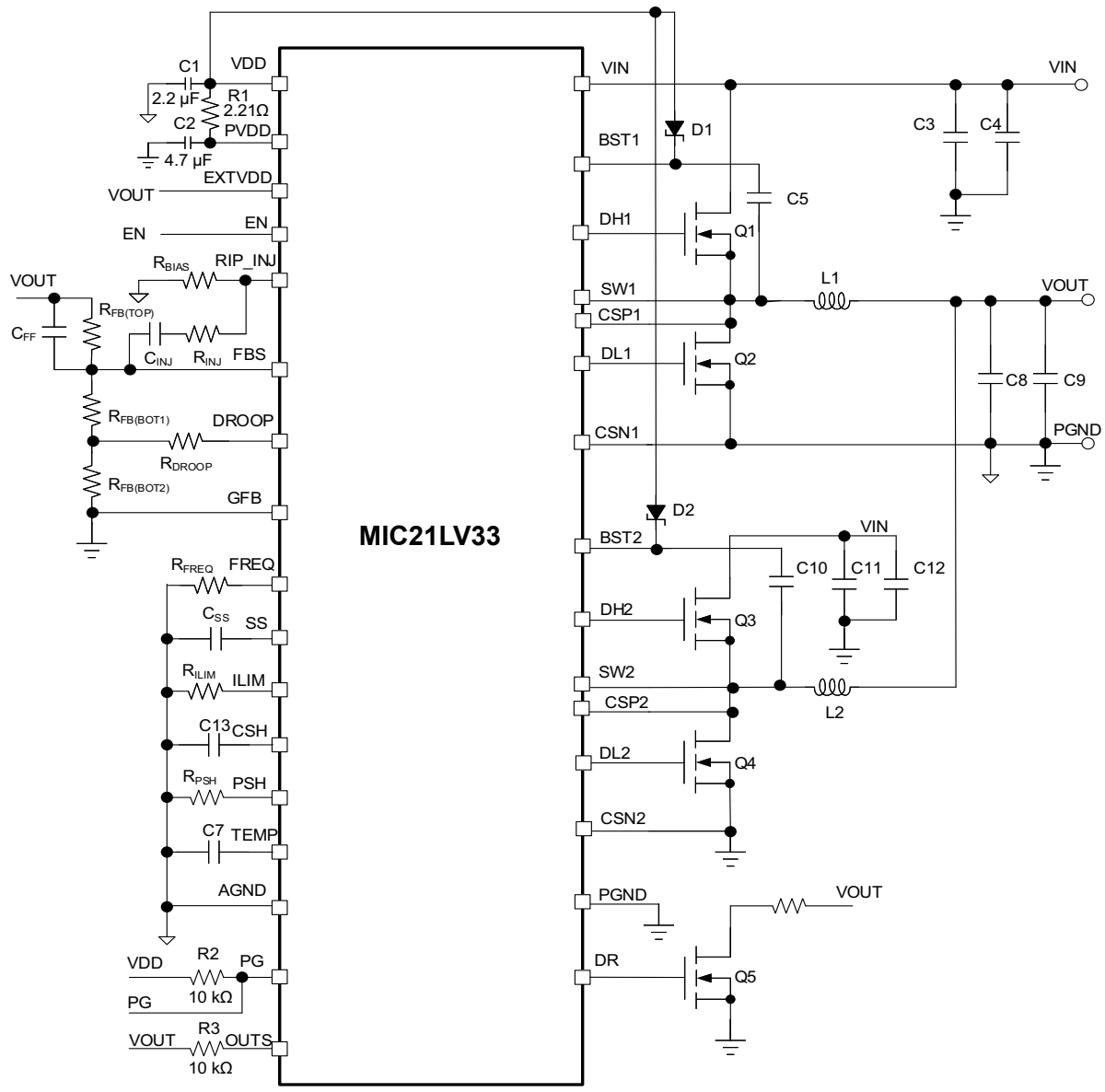
封装类型

MIC21LV33
32 引脚 5 mm x 5 mm VQFN*（ML）



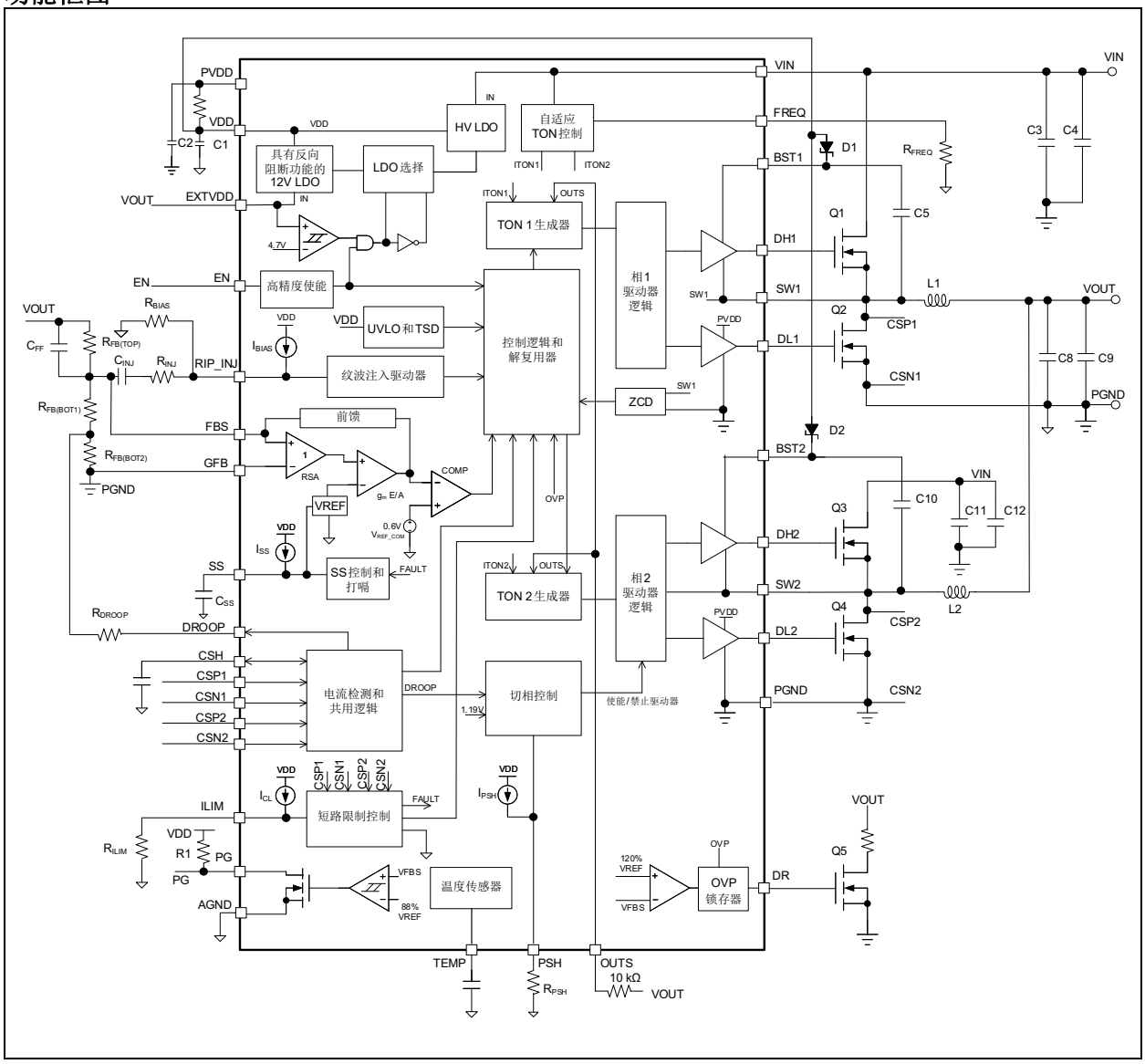
*包含外露的散热焊盘（EP）；请参见表3-1。

典型应用电路



基于R_{DSON}电流检测的应用电路（无温度补偿ILIM、切相和电压下降）。
可使用NTC电阻进行温度补偿（见**第4.0节“功能说明”**）。

功能框图


PVDD
VDD
C2
C1
VOUT
EXTVDD
EN
VOUT
RBIAS
CFF
RFB(TOP)
CINJ
RINJ
RIP_INJ
RFB(BOT1)
FBS
RFB(BOT2)
GFB
PGND
SS
CSS
RDROOP
DROOP
CSH
CSP1
CSN1
CSP2
CSN2
ILIM
RILIM
VDD
R1
PG
PG
AGND
TEMP
PSH
RPSH
OUTS
10 kΩ
VOUT
VIN
FREQ
BST1
DH1
SW1
DL1
BST2
DH2
SW2
DL2
PGND
DR
VIN
C3
C4
D1
RFREQ
C5
Q1
L1
VOUT
Q2
CSP1
CSN1
C8
C9
PGND
D2
C10
VIN
C11
C12
Q3
L2
Q4
CSP2
CSN2
Q5
VOUT
HV LDO
自适应
TON控制
具有反向
阻断功能的
12V LDO
LDO选择
IN
ITON1
ITON2
OUTS
4.7V
TON 1生成器
高精度使能
UVLO和TSD
控制逻辑和
解复用器
相1
驱动器
逻辑
纹波注入驱动器
ZCD
前馈
RSA
gm E/A
COMP
VREF
0.6V
VREF_COM
OVP
SS控制和
打嗝
FAULT
TON 2生成器
相2
驱动器
逻辑
电流检测和
共用逻辑
DROOP
1.19V
切相控制
使能/禁止驱动器
短路限制控制
VFBS
88%
VREF
温度传感器
120%
VREF
OVP
锁存器

1.0 电气特性

绝对最大值†

V_{IN}相对于PGND的电压 ..... -0.3V至+40V
V_{DD}、OUTS和PG相对于AGND的电压 ..... -0.3V至+6V
PV_{DD}相对于PGND的电压 ..... -0.3V至+6V
EN相对于AGND的电压 ..... -0.3V至（V_{IN} + 0.3V）
SW1、SW2、CSP1和CSP2相对于PGND的电压 ..... -0.3V至（V_{IN} + 0.3V）
BST1到SW1以及BST2到SW2的电压 ..... -0.3V至6V
DH1到SW1以及DH2到SW2的电压（ ..... $V_{SW1,2}$ – 0.3V）至（$V_{BST1,2}$ + 0.3V）
I_{LIM}、FREQ、SS、RIP_INJ、FBS、DROOP、PG、CSH、PSH、TEMP和DR
相对于AGND的电压 ..... -0.3V至（V_{DD} + 0.3V）
EXTVDD相对于AGND的电压 ..... -0.3V至+14V
CSN1、CSN2、GFB和PGND相对于AGND的电压 ..... -0.3V至+0.3V
最高结温（T_J） ..... +150°C
储存温度（T_S） ..... -65°C至+150°C
引脚温度（T_{LEAD}） ..... +300°C
ESD额定值(1)（HBM） 2000V
ESD额定值(1)（MM） 200V

工作额定值‡

电源电压（V_{IN}） 4.5V至36V
PV_{DD}和V_{DD}引脚电压 4.5V至5.5V
OUTS引脚电压 0.6V至5.5V
EXTVDD引脚电压 0V至13V
SW1、SW2、CSP1和CSP2引脚电压 ..... 0V至V_{IN}
I_{LIM}、FREQ、SS、RIP_INJ、FBS、DROOP、PG、CSH、PSH、TEMP和DR相对于AGND的电压 ..... 0V至V_{DD}
DL1和DL2相对于AGND的电压 ..... 0V至V_{DD}
DH1到SW1以及DH2到SW2的电压 ..... 0V至V_{DD}
使能输入电压（V_{EN}） ..... 0V至V_{IN}
结温（T_J） ..... -40°C至+125°C

† **注：**如果器件工作条件超过上述**“绝对最大值”**，可能对器件造成永久性损坏。上述值仅代表本规范规定的极限工作条件，不代表器件在上述极限值或超出极限值的情况下仍可正常工作。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：**不能保证器件在超出工作额定值范围的条件下正常工作。

注 1： 器件对ESD非常敏感。建议采取处理预防措施。人体模型，1.5 kΩ电阻与100 pF电容串联。

2： $P_{D(MAX)} = (T_{J(MAX)} – T_A)/\theta_{JA}$，其中$\theta_{JA}$取决于印刷电路布局。

电气特性[1]

电气特性：除非另外说明，否则V_{IN} = 12V；V_{OUT} = 1.2V；f_{SW} = 500 kHz/相；$V_{BST} – V_{SW}$ = 5V；T_A = +25°C。**粗体**值表示–40°C ≤ T_J ≤ +125°C。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
电源输入						
输入电压范围	V_{IN}	**4.5**	—	**36**	V	
静态电源电流	I_Q	—	5000	**8000**	µA	V_{FBS} = +1.5V，V_{IN} = 36V
关断电流	I_{SD}	—	25	**50**	µA	供电V_{IN} = 36V，V_{EN} = 0V
V_{DD}和EXTVDD						
V_{DD}电压范围	V_{DD}	**4.8**	5.1	**5.4**	V	V_{IN} = 6V至36V，I_{VDD} = 20 mA（注5）
V_{DD}欠压锁定上限阈值	V_{DDUV_R}	3.7	4.2	4.5	V	V_{DD}上升
V_{DD} UVLO滞后	V_{DDUV_HYS}	—	600	—	mV	滞后
V_{DD}稳定度	ΔV_{DD}	—	1	**2.5**	%	V_{IN} = 24V， I_{VDD}为1 mA至40 mA（注5）
V_{DD}稳压器压差	V_{DROP_VDD}	—	0.8	1.05	V	V_{IN} = 5.5V，I_{VDD} = 25 mA
EXTVDD切换电压	V_{SO_EVDD}	**4.5**	4.7	**4.9**	V	V_{IN} = 24V，EXTVDD上升， I_{VDD} = 40 mA
EXTVDD切换电压滞后	V_{SO_HYS}	—	250	—	mV	滞后
EXTVDD压差	V_{DROP_EVDD}	—	250	—	mV	V_{EXTVDD} = 5V，I_{VDD} = 40 mA
EXTVDD泄漏电流	I_{LK_EVDD}	—	0.1	—	µA	
软启动						
软启动源电流	I_{SS}	0.9	1.2	1.7	µA	
直流/直流稳压器						
输出电压可调范围	V_{OUT}	0.6	—	28	V	注2
参考和远程检测放大器						
反馈稳压	$V_{FBS\text{-}GFB}$	**0.597**	0.6	**0.603**	V	-40°C ≤ T_J ≤ +105°C，通过伺服回路中的EA测得
		0.594	0.6	**0.606**	V	-40°C ≤ T_J ≤ +125°C，通过伺服回路中的EA测得
FBS偏置电流	I_{FBS}	—	2	—	nA	V_{FBS} = +0.6V（注2）
GFB偏置电流	I_{GFB}	—	12	—	µA	
远程检测放大器增益	G_{RSA}	—	1.00	—	V/V	
使能						
使能上限阈值电压	V_{EN_TH}	**1.1**	1.2	**1.35**	V	使能上升
使能滞后	V_{EN_HYS}	—	65	—	mV	
使能偏置电流	I_{EN}	—	100	**200**	nA	V_{EN} = 12V

注 1： 规范值仅针对已封装的产品。

2： 通过设计和表征确保。未经生产测试。

3： 在测试模式下测量。

4： 最大占空比受固定强制关断时间（通常为360 ns）限制。

5： 鉴于36V输入时的功耗，无法在更高的V_{DD}电流值条件下进行测量。粗体的最小值和最大值特性以+125°C作为最大结温，而不是最大环境温度。可采用脉冲方式在更高电流和更高输入电压条件下进行测量，以避免结温升高至+125°C以上。

电气特性[1]（续）

电气特性：除非另外说明，否则V_{IN} = 12V；V_{OUT} = 1.2V；f_{SW} = 500 kHz/相；$V_{BST} – V_{SW}$ = 5V；T_A = +25°C。**粗体**值表示–40°C ≤ T_J ≤ +125°C。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
导通定时器						
每相标称开关频率	f_{SWNOM_PH}	**450**	500	**550**	kHz	V_{IN} = 12V，V_{OUTS} = 5V，R_{FREQ} = 40.2 kΩ
每相最小开关频率	f_{SWMIN_PH}	—	100	—	kHz	V_{IN} = 12V，V_{OUTS} = 5V，R_{FREQ} = 200 kΩ
每相最大开关频率	f_{SWMAX_PH}	—	800	—	kHz	V_{IN} = 12V，V_{OUTS} = 5V，R_{FREQ} = 25.5 kΩ
最短导通时间	T_{ONMIN}	—	60	—	ns	在应用中测得（注2）
最短关断时间	T_{OFFMIN}	—	360	—	ns	V_{FBS} = 0V
最大占空比	D_{MAX}	—	85	—	%	每相f_{SW} = 400 kHz（注4）
最小占空比	D_{MIN}	—	0	—	%	V_{FBS} = +1V
电流限制						
ILIM源电流	I_{CL}	**8.64**	9.6	**10.56**	µA	
ILIM源电流温度系数	TC_{ICL}	—	0	—	ppm/ºC	
每相标称电流限制阈值电压	V_{ILIM_TH}	142	156	174	mV	R_{ILIM} = 60.4 kΩ
		—	47	—	mV	R_{ILIM} = 105 kΩ
		—	250	—	mV	R_{ILIM} = 21 kΩ
负电流限制阈值电压	V_{ILIM_NTH}	60	75	90	mV	R_{ILIM} = 60.4 kΩ
过零检测						
过零检测阈值	V_{ZCD_TH}	**-10**	–4	**-2**	mV	
电流共用放大器						
电流检测放大器输入失调	V_{IOS}	**-2.25**	0	**+2.25**	mV	V_{CSN1} = V_{CSN2} = 0V，V_{FBS} = 0.59V（注3）
CSH工作点	V_{CSH_OP}	**1.154**	**1.19**	**1.226**	V	V_{CSN1} = V_{CSN2} = V_{CSP1} = V_{CSP2} = 0V
电流检测放大器增益	G_{CSA}	—	8	—	V/V	反映在CSH引脚和DROOP引脚上
电流检测输入电压范围	V_{CS}	**-120**	—	**+120**	mV	-40ºC ≤ T_J ≤ +125ºC
相间电流平衡	ΔI_{PH}	—	5	—	%	使用相同的检测电阻（在底部）和相同的电感，f_{SW} = 500 kHz，V_{IN} = 12V，V_{OUT} = 5V，VCSP1 – VCSN1 = -120 mV，VCSP2 – VCSN2 = -120 mV

注 1： 规范值仅针对已封装的产品。

2： 通过设计和表征确保。未经生产测试。

3： 在测试模式下测量。

4： 最大占空比受固定强制关断时间（通常为360 ns）限制。

5： 鉴于36V输入时的功耗，无法在更高的V_{DD}电流值条件下进行测量。粗体的最小值和最大值特性以+125°C作为最大结温，而不是最大环境温度。可采用脉冲方式在更高电流和更高输入电压条件下进行测量，以避免结温升高至+125°C以上。

电气特性[1]（续）

电气特性：除非另外说明，否则V_{IN} = 12V；V_{OUT} = 1.2V；f_{SW} = 500 kHz/相；$V_{BST} – V_{SW}$ = 5V；T_A = +25°C。**粗体**值表示–40°C ≤ T_J ≤ +125°C。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
自适应电压定位（AVP），即DROOP						
空载时的V_{DROOP}	V_{DRP_NLOAD}	—	10	—	mV	$V_{CSP1} – V_{CSN1}$ = 0V、$V_{CSP2} – V_{CSN2}$ = 0V时测得DROOP电压约为0V
达到正向范围最大值时的V_{DROOP}	$V_{DRP(PMAX)}$	—	0.96	—	V	$V_{CSP1} – V_{CSN1}$ = –120 mV、$V_{CSP2} – V_{CSN2}$ = –120 mV时测得DROOP电压约为1.2V
纹波注入						
纹波注入脉冲宽度	PW_{RI}	—	100	120	ns	
纹波注入预定位电流	I_{BIAS}	—	4.8	6	µA	强制V_{RIPINJ} = 0V，V_{SS} = 0V，测量电流
注入驱动器导通电阻	$R_{DSON(INJ)}$	—	50	—	Ω	
内部MOSFET驱动器						
DHx导通电阻，高电平状态	R_{ON_DHH}	—	2.5	4.5	Ω	I_{SOURCE} = 0.1A
DHx导通电阻，低电平状态	R_{ON_DHL}	—	1.6	3.2	Ω	I_{SINK} = 0.1A
DLx导通电阻，高电平状态	R_{ON_DLH}	—	2.5	4.5	Ω	I_{SOURCE} = 0.1A
DLx导通电阻，低电平状态	R_{ON_DLL}	—	0.8	1.5	Ω	I_{SINK} = 0.1A
SW、VIN和BST泄漏电流						
BST泄漏电流	$I_{LEAK(BST)}$	—	—	10	µA	V_{IN} = 36V
VIN泄漏电流	$I_{LEAK(VIN)}$	—	—	50	µA	V_{IN} = 36V
SW泄漏电流	$I_{LEAK(SW)}$	—	—	20	µA	V_{IN} = 36V
电源正常（Power Good，PG）						
PG阈值（从低到高）	V_{PG_TH}	**83**	88	**93**	%V_{OUT}	V_{FBS}上升
PG阈值滞后	V_{PG_HYS}	—	7	—	%V_{OUT}	V_{FBS}下降
PG延时	t_{D_PG}	—	100	—	µs	V_{FBS}上升
PG低电平状态电压	V_{PG_L}	—	70	**200**	mV	V_{FBS} < 90% x V_{NOM}，I_{PG} = 1 mA
PG泄漏电流	$I_{LEAK(PG)}$	—	—	**100**	nA	V_{PG} = 5.5V

注 1： 规范值仅针对已封装的产品。

2： 通过设计和表征确保。未经生产测试。

3： 在测试模式下测量。

4： 最大占空比受固定强制关断时间（通常为360 ns）限制。

5： 鉴于36V输入时的功耗，无法在更高的V_{DD}电流值条件下进行测量。粗体的最小值和最大值特性以+125°C作为最大结温，而不是最大环境温度。可采用脉冲方式在更高电流和更高输入电压条件下进行测量，以避免结温升高至+125°C以上。

电气特性[1]（续）

电气特性：除非另外说明，否则V_{IN} = 12V；V_{OUT} = 1.2V；f_{SW} = 500 kHz/相；$V_{BST} – V_{SW}$ = 5V；T_A = +25°C。**粗体**值表示–40°C ≤ T_J ≤ +125°C。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
切相						
切相退出阈值	V_{PSH_EXIT}	**190**	244	**300**	mV	V_{PSH} = 0.96V，V_{DROOP}斜升（注3）
切相进入阈值	V_{PSH_ENTRY}	**150**	195	**240**	mV	V_{PSH} = 0.96V，V_{DROOP}斜降（注3）
DROOP高电平到低电平切换时间	t_{TRAN_HL}	—	30	—	µs	MIC21LV33对辅相进行切相；将V_{PSH_TH}从高电平切换到0 mV，并测量操作延时
PSH电流	I_{PSH}	**9**	10	**11**	µA	
PSH电流温度系数	TC_{IPSH}	—	0	—	ppm/°C	
输出过压保护（DR）						
OVP阈值	V_{OVP_TH}	**0.64**	0.67	**0.69**	V	UVLO变为高电平且V_{FBS}软启动后激活OVP
OVP抗毛刺定时器	$t_{DEGLITCH}$	—	12	—	µs	
DR输出高电平R_{DSON}	R_{ON_DRH}	—	30	—	Ω	I_{DR} = 10 mA
DR输出低电平R_{DSON}	R_{ON_DRL}	—	25	—	Ω	I_{DR} = 10 mA
DR上升时间	t_{R_DR}	—	160	—	ns	C_{LOAD} = 1 nF
温度检测						
温度检测增益	G_{TS}	—	6	—	mV/°C	
温度检测失调电压	V_{OS_TS}	—	1.8	—	V	V_{IN} = V_{DD} = 5V（注2）
温度检测非线性	T_{SNL}	—	±6	—	°C	TEMP = -40°C至+125°C，由设计确保并在表征时测量
热关断						
热关断阈值	T_{SD}	—	160	—	°C	T_J上升
热关断迟滞	T_{SD_HYS}	—	20	—	°C	注2

注 1： 规范值仅针对已封装的产品。

2： 通过设计和表征确保。未经生产测试。

3： 在测试模式下测量。

4： 最大占空比受固定强制关断时间（通常为360 ns）限制。

5： 鉴于36V输入时的功耗，无法在更高的V_{DD}电流值条件下进行测量。粗体的最小值和最大值特性以+125°C作为最大结温，而不是最大环境温度。可采用脉冲方式在更高电流和更高输入电压条件下进行测量，以避免结温升高至+125°C以上。

温度规范

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
温度范围						
工作结温范围	T_J	-40	—	+125	°C	注1
最高结温	$T_{J(ABSMAX)}$	—	—	+150	°C	
储存温度	T_S	-65	—	+150	°C	
引脚温度	T_{LEAD}	—	—	+300	°C	焊接，10s
封装热阻						
热阻，5 mm x 5 mm，32引脚VQFN	θ_{JC}	—	2	—	°C/W	结至外壳
热阻，5 mm x 5 mm，32引脚VQFN	θ_{JA}	—	34	—	°C/W	结至环境

注 1： 允许的最大功耗为环境温度、允许的最高结温以及结到空气热阻（即T_A、T_J和θ_{JA}）的函数。如果超出允许的最大功耗，则会导致器件工作结温超过+125°C的最大额定值。结温长时间维持在+125°C以上会影响器件可靠性。

2.0 典型性能曲线

注：	以下图表为基于有限数量样片的统计结果，仅供参考。所列出的性能特性未经测试，我们不做保证。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。以下曲线是在具有R_{SENSE}的典型应用板（EVB编号）上获得

注：除非另外说明，否则V_{IN} = 12V；V_{OUT} = 1.5V；f_{SW} = 500 kHz/相；$V_{BST} – V_{SW}$ = 5V；T_A = +25°C。

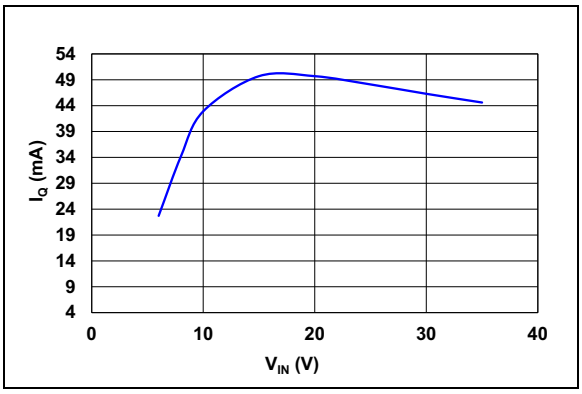


图2-1：　V_{IN}工作电流—输入电压曲线

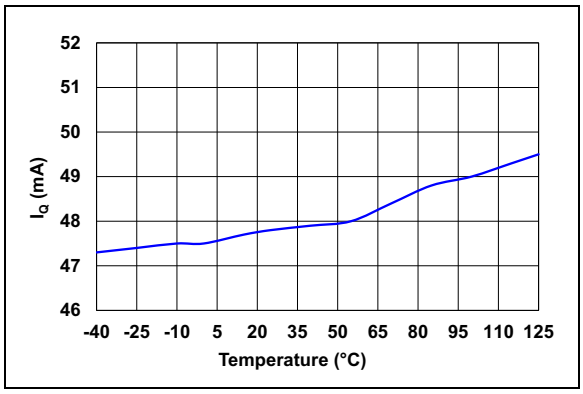


图2-4：　V_{IN}工作电流—温度曲线

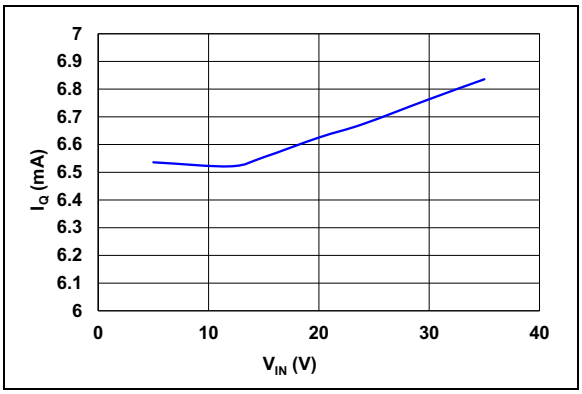


图2-2：　V_{IN}静态电流—输入电压曲线

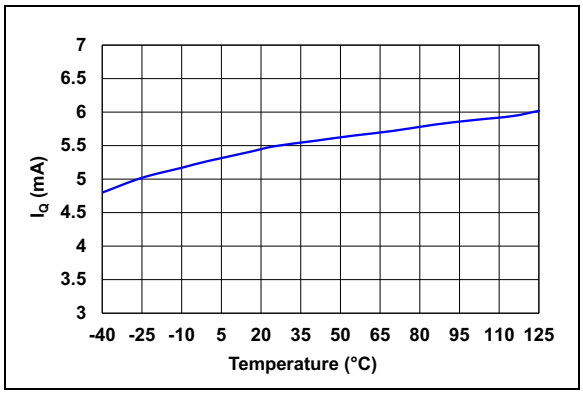


图2-5：　V_{IN}静态电流—温度曲线

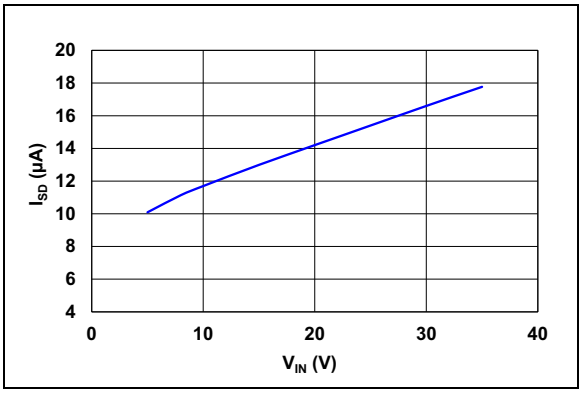


图2-3：　V_{IN}关断电流—输入电压曲线

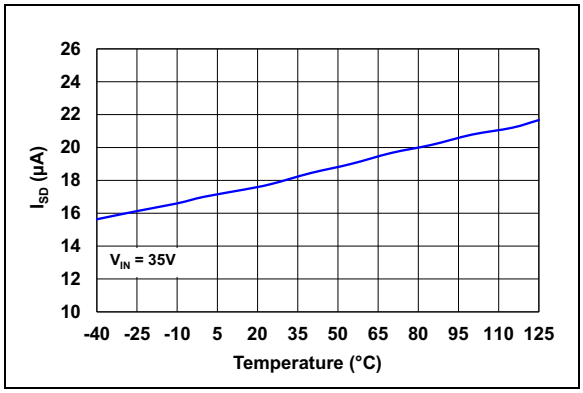


图2-6：　V_{IN}关断电流—温度曲线

注：除非另外说明，否则 V_{IN} = 12V； V_{OUT} = 1.5V； f_{SW} = 500 kHz/ 相； $V_{BST} – V_{SW}$ = 5V； T_A = +25°C。

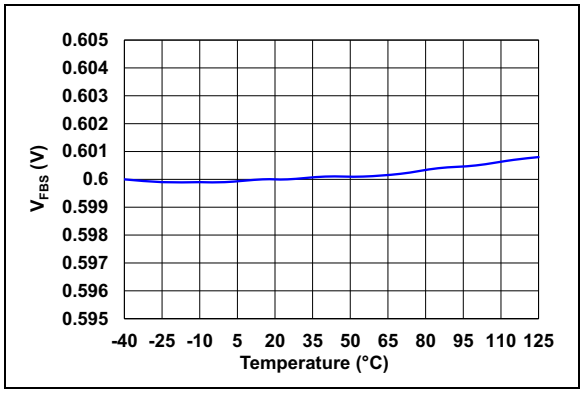


图2-7：　反馈电压—温度曲线

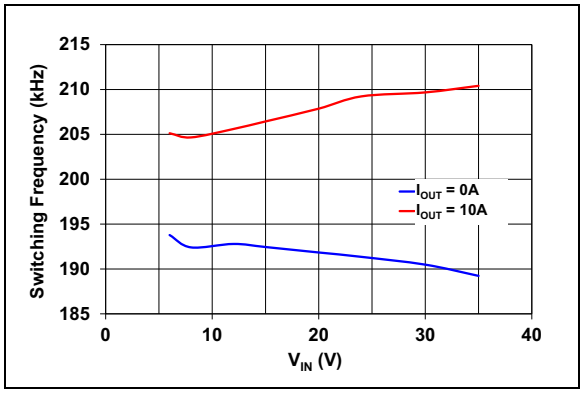


图2-10：　每相开关频率—输入电压曲线

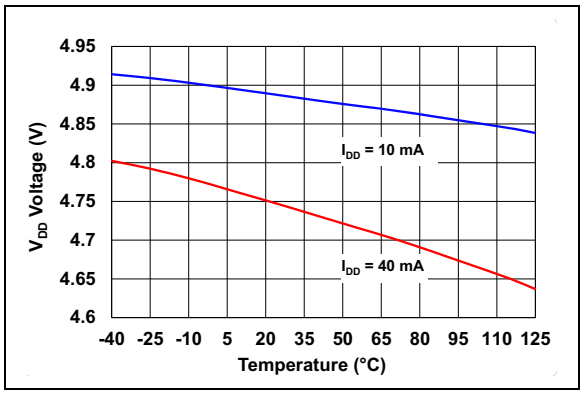


图2-8：　V_{DD} 电压—温度曲线

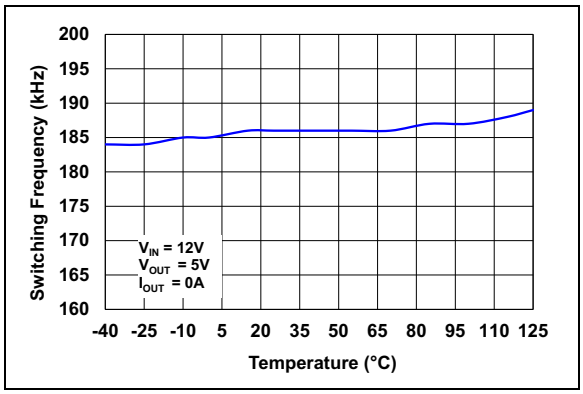


图2-11：　每相开关频率—温度曲线

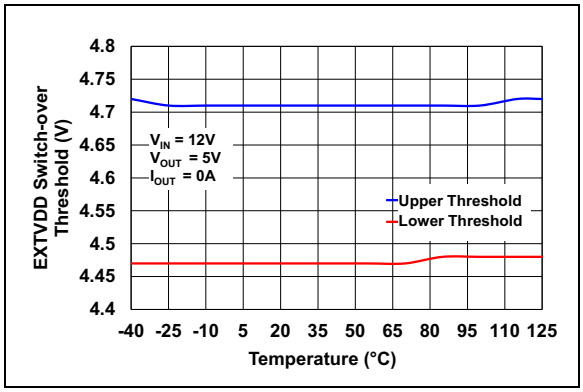


图2-9：　EXTVDD 切换阈值—温度曲线

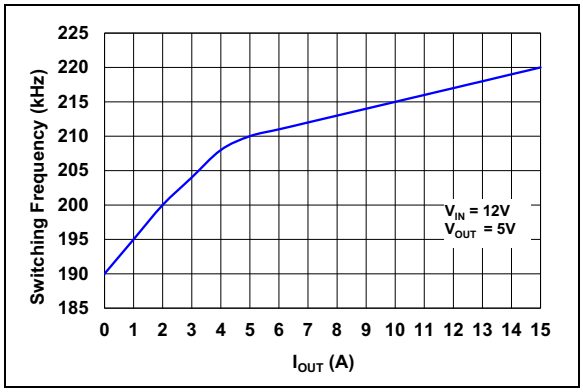


图2-12：　每相开关频率—输出电流曲线

注：除非另外说明，否则V_{IN} = 12V；V_{OUT} = 1.5V；f_{SW} = 500 kHz/相；$V_{BST} – V_{SW}$ = 5V；T_A = +25°C。

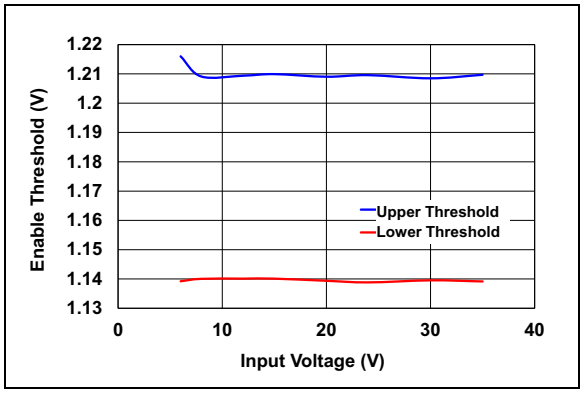


图2-13： *使能阈值电压—输入电压曲线*

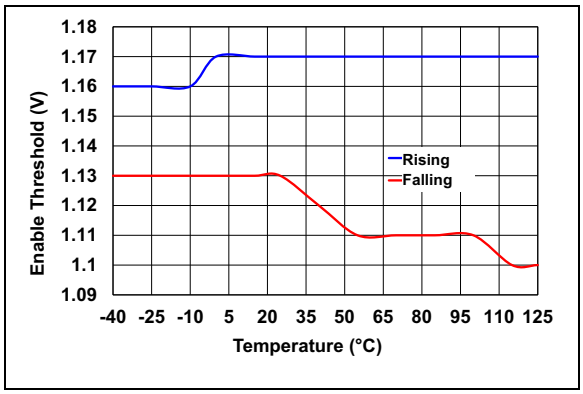


图2-14： *使能阈值电压—温度曲线*

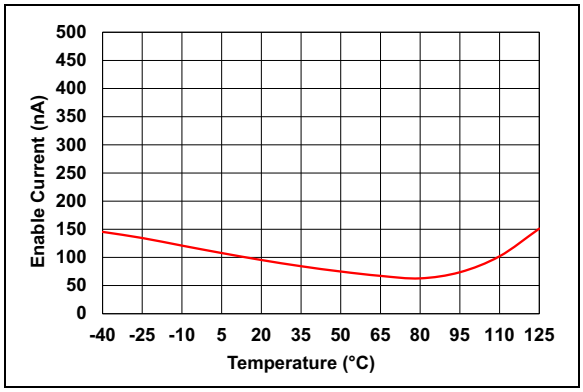


图2-15： *使能电流—温度曲线*

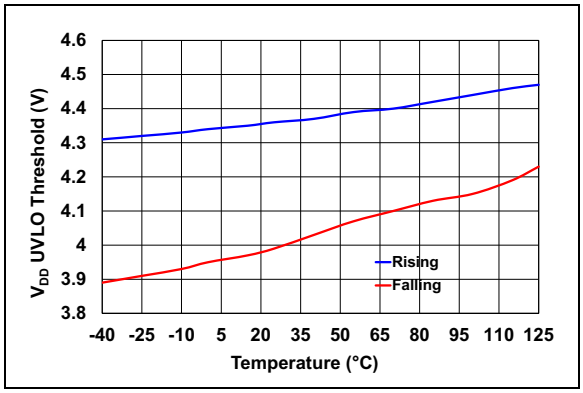


图2-16： *V_{DD} UVLO 阈值—温度曲线*

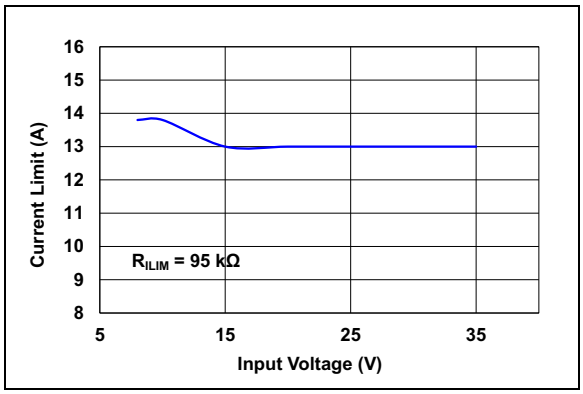


图2-17： *每相电流限制—输入电压曲线*

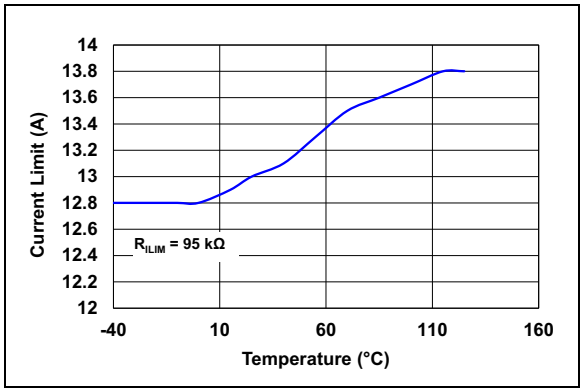


图2-18： *每相电流限制—温度曲线*

注：除非另外说明，否则V_{IN} = 12V；V_{OUT} = 1.5V；f_{SW} = 500 kHz/相；$V_{BST} – V_{SW}$ = 5V；T_A = +25°C。

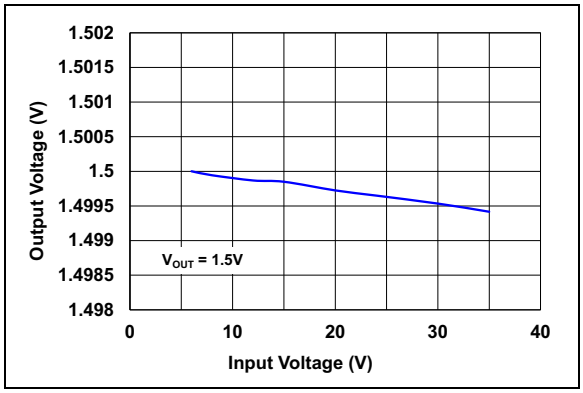


图2-19：　输出电压—输入电压曲线（V_{OUT} = 1.5V）

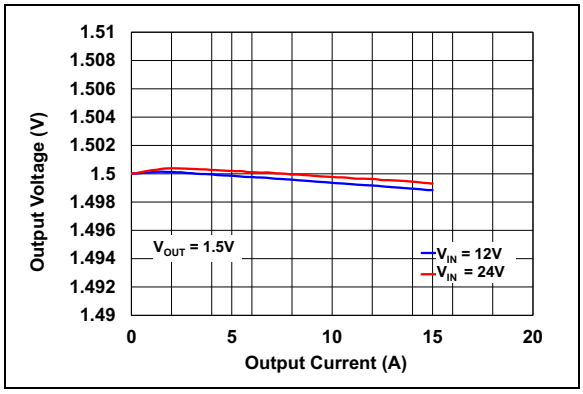


图2-20：　输出电压—输出电流曲线（V_{OUT} = 1.5V）

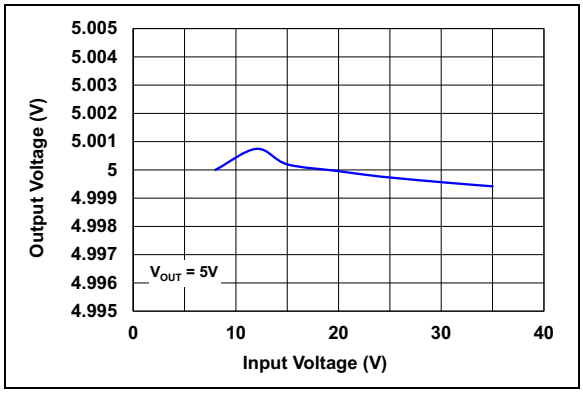


图2-21：　输出电压—输入电压曲线（V_{OUT} = 5V）

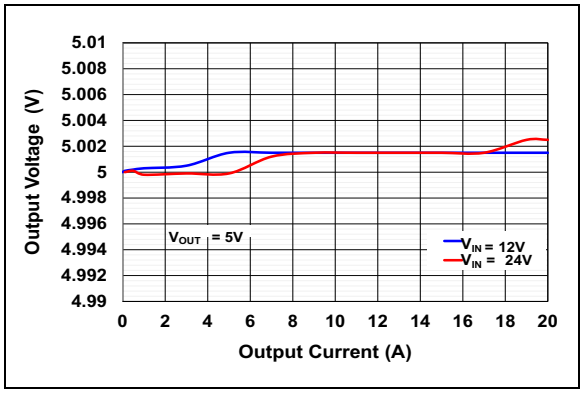


图2-22：　输出电压—输出电流曲线（V_{OUT} = 5V）

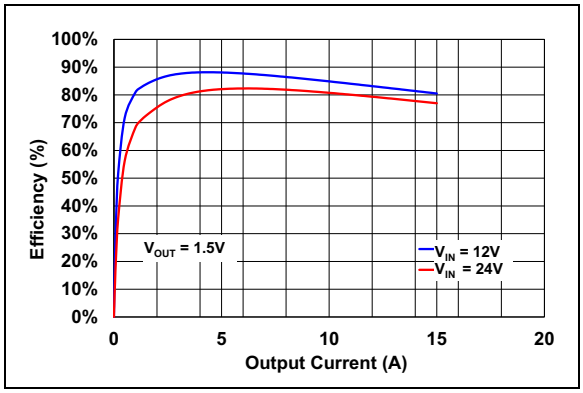


图2-23：　效率—输出电流曲线（V_{OUT} = 1.5V，无切相）

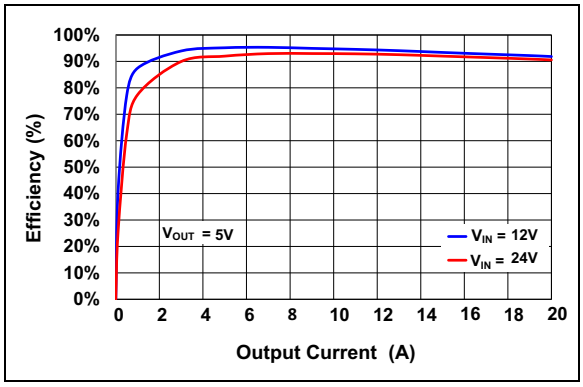


图2-24：　效率—输出电流曲线（V_{OUT} = 5V，无切相）

注：除非另外说明，否则 V_{IN} = 12V； V_{OUT} = 1.5V； f_{SW} = 500 kHz/ 相； $V_{BST} – V_{SW}$ = 5V； T_A = +25°C。

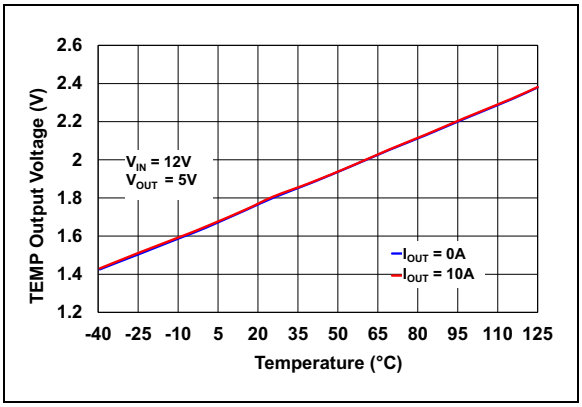


图2-25： TEMP 输出电压— 温度曲线

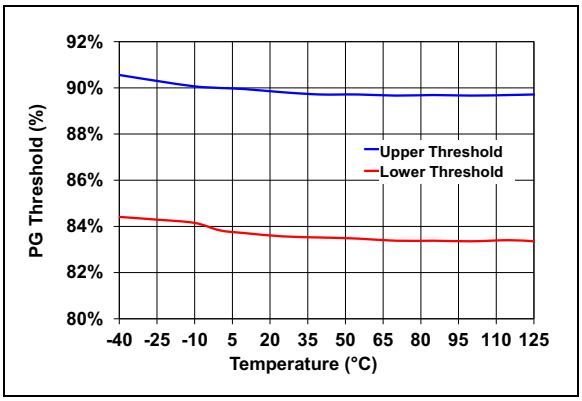


图2-26： PG 阈值— 温度曲线

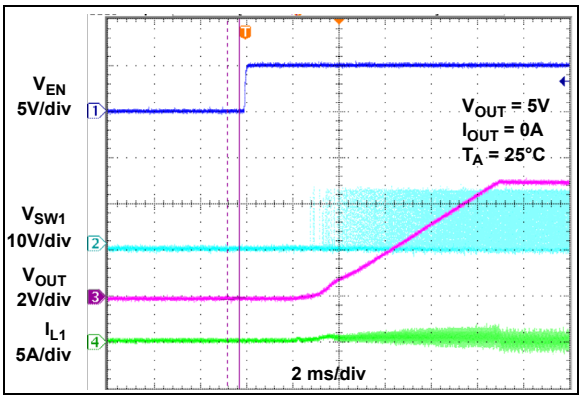


图2-27： 带使能信号的软启动（V_{IN} = 12V，I_{OUT} = 0A）

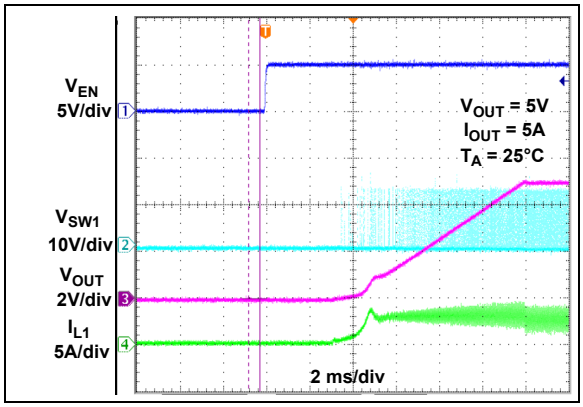


图2-28： 带使能信号的软启动（V_{IN} = 12V，I_{OUT} = 5A）

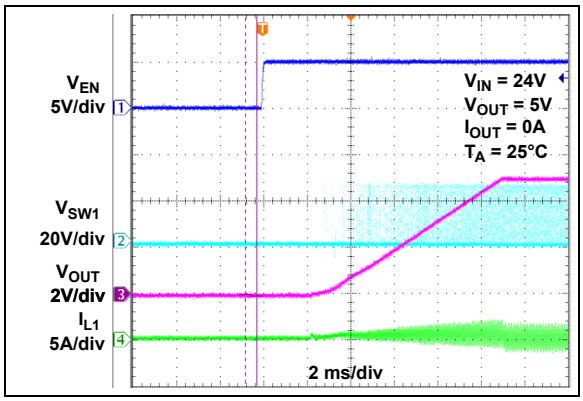


图2-29： 带使能信号的软启动（V_{IN} = 24V，I_{OUT} = 0A）

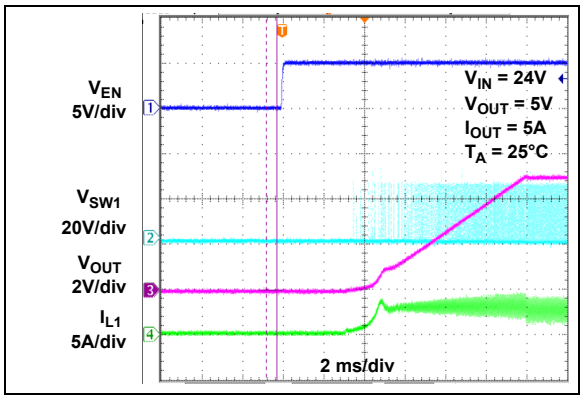


图2-30： 带使能信号的软启动（V_{IN} = 24V，I_{OUT} = 5A）

注：除非另外说明，否则V_{IN} = 12V；V_{OUT} = 1.5V；f_{SW} = 500 kHz/相；$V_{BST} – V_{SW}$ = 5V；T_A = +25°C。

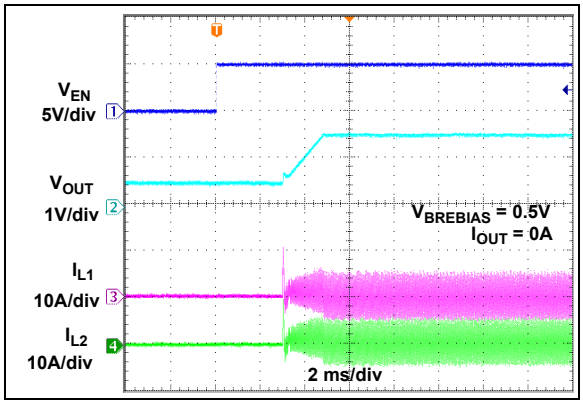


图2-31： *预偏置启动（V_{IN} = 12V，V_{OUT} = 1.5V，$V_{PREBIAS}$ = 0.5V）*

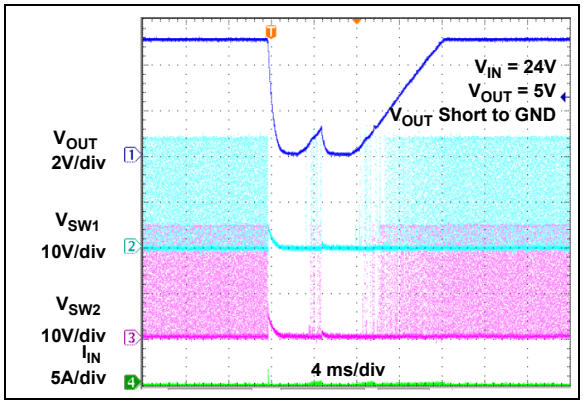


图2-34： *V_{OUT}短路和恢复（V_{IN} = 24V）*

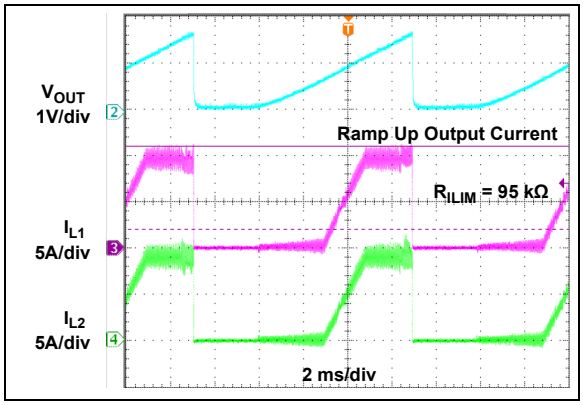


图2-32： *每相电流限制*

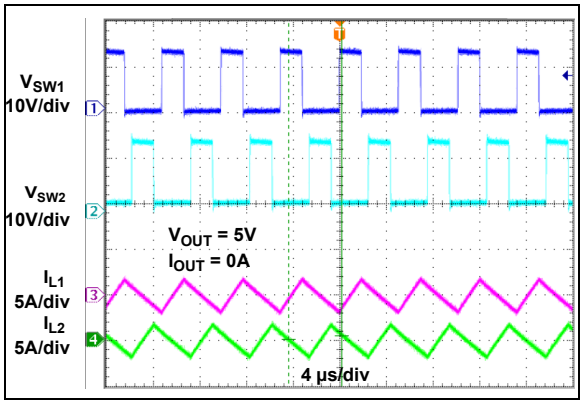


图2-35： *开关波形定相（I_{OUT} = 0A）*

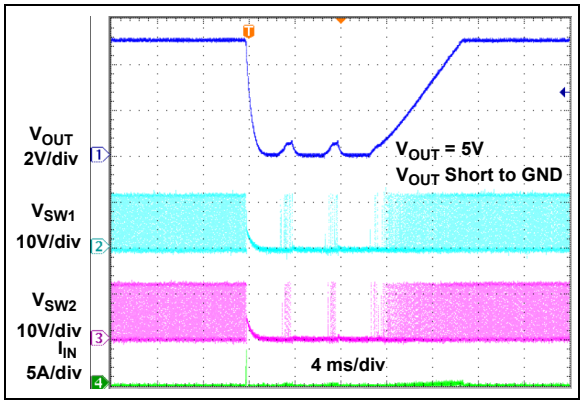


图2-33： *V_{OUT}短路和恢复（V_{IN} = 12V）*

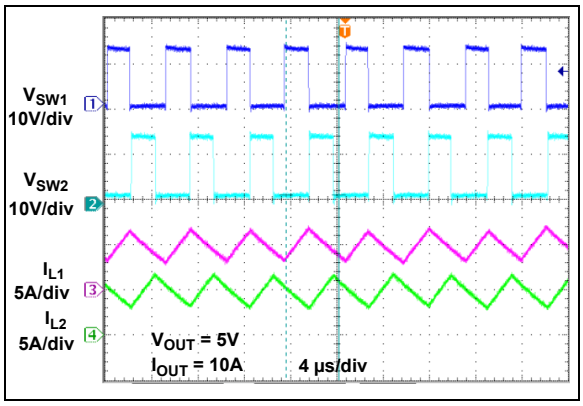


图2-36： *开关波形定相（I_{OUT} = 10A）*

注：除非另外说明，否则V_{IN} = 12V；V_{OUT} = 1.5V；f_{SW} = 500 kHz/相；$V_{BST} – V_{SW}$ = 5V；T_A = +25°C。

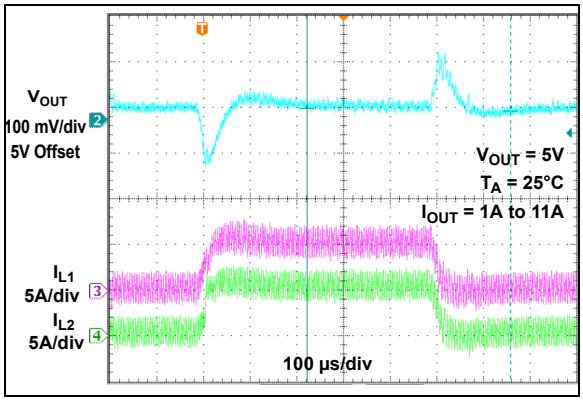


图2-37： *未使用电压下降功能时的负载瞬态（V_{IN} = 12V，I_{OUT} = 1A 至11A）*

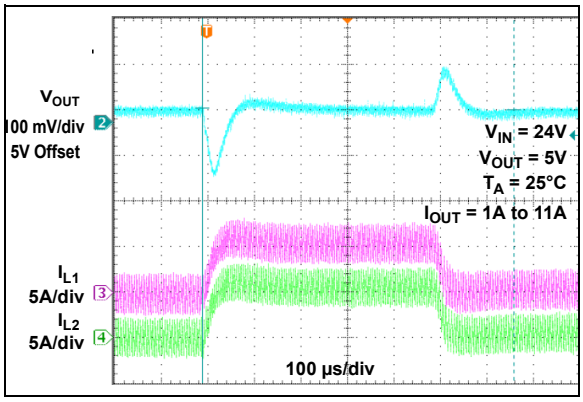


图2-38： *未使用电压下降功能时的负载瞬态（V_{IN} = 24V，I_{OUT} = 1A 至11A）*

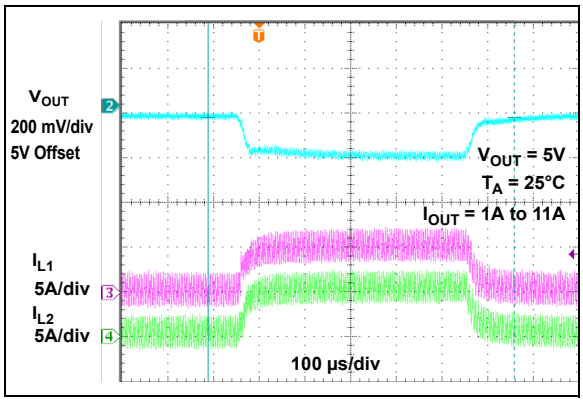


图2-39： *使用电压下降功能时的负载瞬态（V_{IN} = 12V，I_{OUT} = 1A 至11A）*

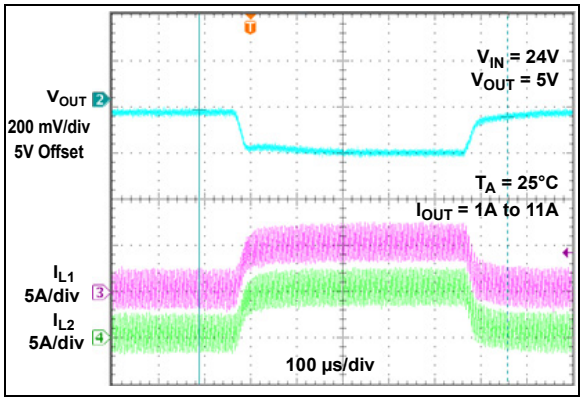


图2-40： *使用电压下降功能时的负载瞬态（V_{IN}= 24V，I_{OUT} = 1A 至11A）*

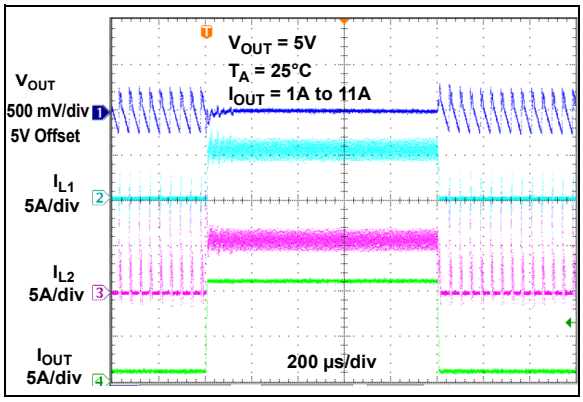


图2-41： *HLL 模式下的负载瞬态（V_{IN} = 12V，I_{OUT} = 1A 至11A）*

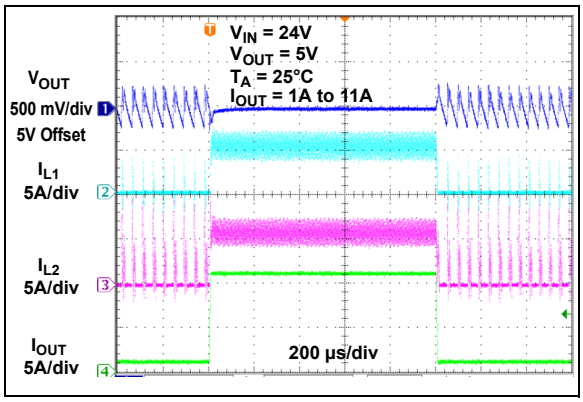


图2-42： *HLL 模式下的负载瞬态（V_{IN} = 24V，I_{OUT} = 1A 至11A）*

注：除非另外说明，否则V_{IN} = 12V；V_{OUT} = 1.5V；f_{SW} = 500 kHz/相；$V_{BST} – V_{SW}$ = 5V；T_A = +25°C。

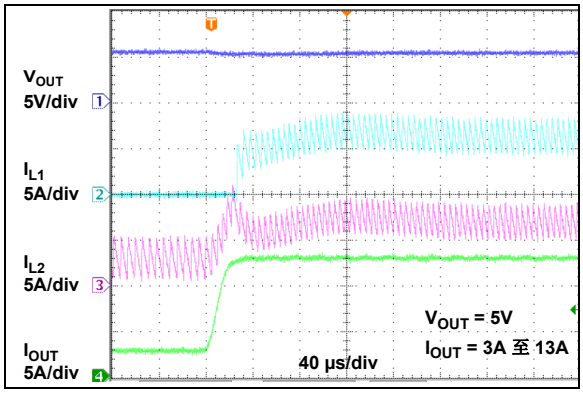


图2-43：　相从切断变为切通

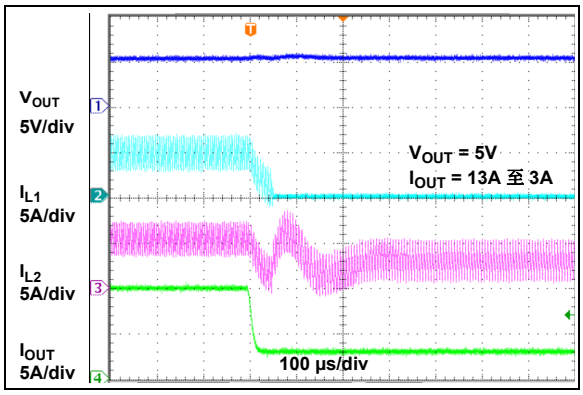


图2-44：　相从切通变为切断

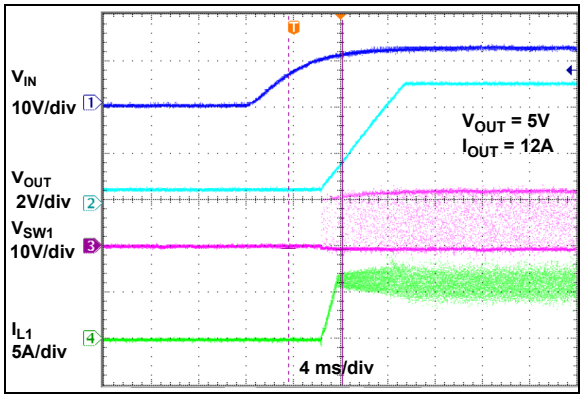


图2-45：　V_{IN}上电（12A 负载）

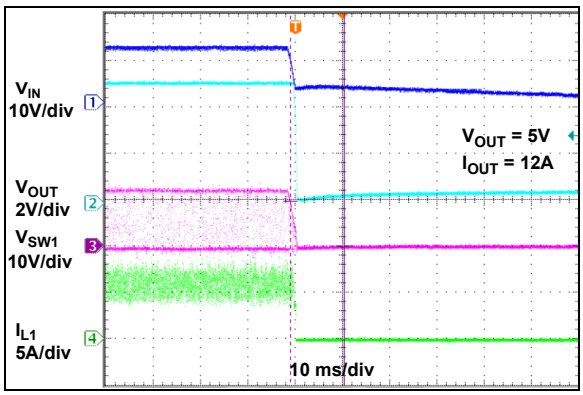


图2-46：　V_{IN}掉电（12A 负载）

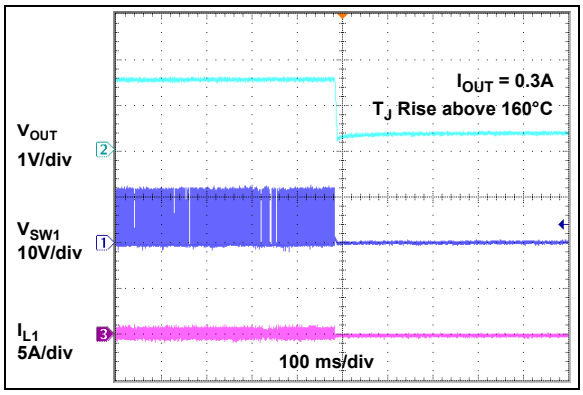


图2-47：　热关断

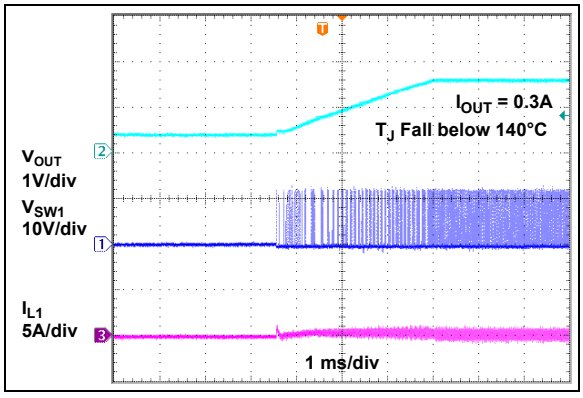


图2-48：　热关断恢复

注：除非另外说明，否则V_{IN} = 12V；V_{OUT} = 1.5V；f_{SW} = 500 kHz/相；$V_{BST} – V_{SW}$ = 5V；T_A = +25°C。

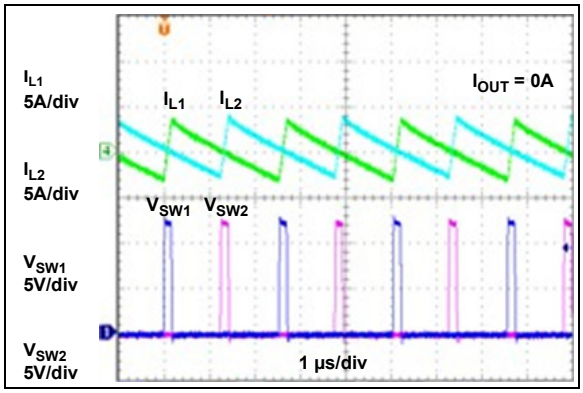


图2-49：　使用R_{DSON}检测时的开关波形定相和电流共用（V_{IN} = 12V，V_{OUT} = 1.5V，I_{OUT} = 0A）

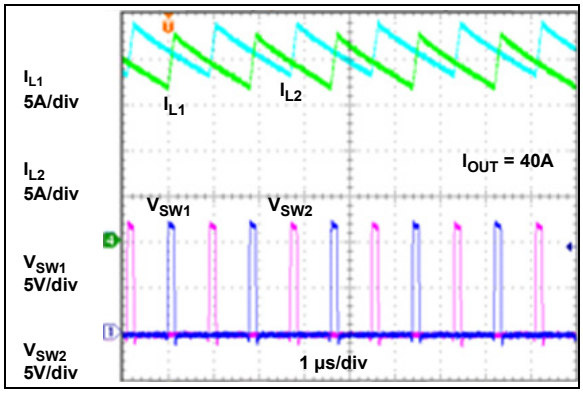


图2-50：　使用R_{DSON}检测时的开关波形定相和电流共用（V_{IN} = 12V，V_{OUT} = 1.5V，I_{OUT} = 40A）

3.0 引脚说明

表3-1列出了引脚的说明。

表3-1： 引脚功能表

引脚编号	符号	说明
1	CSN2	相2电流检测返回引脚。使用开尔文连接将下桥臂FET源极连接到CSN2，以避免由于电流较高而导致接地压降。
2	CSP2	相2电流检测正引脚。使用开尔文连接将下桥臂FET漏极连接到CSP2，以避免由于电流较高而导致接地压降。
3	CSN1	相1电流检测返回引脚。使用开尔文连接将下桥臂FET源极连接到CSN1，以避免由于电流较高而导致接地压降。
4	CSP1	相1电流检测正引脚。使用开尔文连接将下桥臂FET漏极连接到CSP1，以避免由于电流较高而导致接地压降。
5	ILIM	电流限制调节输入引脚。在ILIM和AGND之间连接一个电阻来设置电流限制。更多详细信息，请参见**第4.5.4节“电流限制”**。两个通道共用相同的电流限制阈值。
6	CSH	平均电流检测电压输出引脚。用于电流共用；请参见**第5.0节“应用信息”**。在CSH与AGND之间连接一个100 pF的电容。
7	EN	高电平有效使能输入引脚。支持最高36V输入电压与1.2V精确阈值。将EN拉至GND可禁止降压转换器输出。连接到VIN可进入始终使能状态。EN可用于电源排序以及用作UVLO调节输入。对于高精度UVLO，应在VIN与AGND之间放置一个适当大小的电阻分压器，并将电阻分压器的中点连接到EN引脚。
8	VIN	控制器输入电压引脚。通过1.21Ω电阻连接到VIN。在该引脚与PGND之间连接一个1 µF的电容。
9	VDD	5V LDO输出引脚。MIC21LV33控制逻辑电路的偏置电源。在VDD与AGND之间连接一个最低2.2 µF的低ESR陶瓷电容。
10	AGND	模拟地引脚。MIC21LV33内部所有控制逻辑电路的参考节点。 将AGND与PGND连接于一点。
11	EXTVDD	辅助LDO输入引脚。当未使用EXTVDD引脚时，连接到高于4.7V（典型值）的电源，以旁路内部高压5V LDO或保持悬空/接地状态。在EXTVDD与AGND之间连接一个2.2 µF的低ESR陶瓷电容。EXTVDD可连接外部电源。
12	PSH	切相阈值编程引脚。在PSH与AGND之间连接一个电阻。电阻两端的压降决定切相阈值。
13	TEMP	内部二极管的芯片结温检测输出引脚。在TEMP引脚与AGND之间连接一个1 µF的电容。
14	OUTS	输出电压检测引脚。$V_{OUT} \leq 5V$时，需要通过一个10 kΩ电阻将OUTS引脚连接到输出，并通过一个100 nF电容将其去耦接地。$V_{OUT} > 5V$时，需要通过V_{OUT}与AGND之间的电阻分压器连接OUTS引脚。OUTS引脚将设置正确的频率以适应输出电压。
15	DR	输出OVP放电MOSFET的栅极驱动器输出引脚。如果单次超过OVP上限阈值的过压事件持续超过12 µs，则会将DR设置为高电平。必须通过EN或VIN掉电再上电来重新启动MIC21LV33。
16	BST1	相1自举电容和二极管连接引脚。BST1引脚是相1上桥臂MOSFET驱动器的电源电压输入。在BST1引脚与SW1引脚之间连接一个0.1 µF的低ESR陶瓷电容。将外部肖特基二极管的阴极连接到BST1引脚，将肖特基二极管的阳极连接到VDD。
17	DH1	相1上桥臂栅极驱动器输出引脚。将DH1连接到相1上桥臂MOSFET栅极。
18	SW1	相1开关节点输出引脚。将相1电感的一端连接到SW1节点。

表3-1： 引脚功能表（续）

引脚编号	符号	说明
19	DL1	相1下桥臂栅极驱动器输出引脚。将DL1连接到相1下桥臂MOSFET栅极。
20	PGND	电源地引脚。PGND是下桥臂MOSFET电流和下桥臂MOSFET驱动器的返回路径。将所有PGND引脚一起连接到电源地平面。
21	PVDD	PVDD是下桥臂MOSFET驱动器的电源引脚。通过2.21Ω串联电阻连接到VDD。在PVDD与PGND之间连接一个最低4.7 µF的低ESR陶瓷电容。
22	DL2	相2下桥臂栅极驱动器输出引脚。将DL2连接到相2下桥臂MOSFET栅极。
23	SW2	相2开关节点输出引脚。将相2电感的一端连接到SW2节点。
24	DH2	相2上桥臂栅极驱动器输出引脚。将DH2连接到相2上桥臂MOSFET栅极。
25	BST2	相2自举电容和二极管连接引脚。BST2引脚是相2上桥臂MOSFET驱动器的电源电压输入。将外部肖特基二极管的阴极连接到BST2引脚，将肖特基二极管的阳极连接到VDD。在BST2引脚与SW2引脚之间连接一个0.1 µF的低ESR陶瓷电容。
26	PG	漏极开路电源正常输出引脚。当输出电压低于目标电压的80%时，PG拉至地。当输出电压高于目标电压的90%时，通过一个10 kΩ的电阻上拉至VDD以设置逻辑高电平。
27	RIP_INJ	纹波注入节点引脚。在RIP_INJ引脚与FBS之间连接串联RC网络，以注入足够的纹波来确保稳定运行。另外，在该引脚与AGND之间连接一个预定位电阻，以将RIP_INJ引脚电压设置为其稳态值。
28	FBS	远程反馈输入引脚。连接到输出电压与GFB之间的电阻分压器的中点，以设置所需的输出电压。
29	GFB	接地反馈远程检测引脚。通过下桥臂FB电阻接地连接直接将与输出电容并联的开尔文检测电阻接地。
30	SS	软启动调节引脚。在SS引脚与AGND之间连接一个电容来调节软启动时间。更多详细信息，请参见**第5.0节“应用信息”**。
31	FREQ	频率编程输入引脚。通过电阻接地，为两相设置相同的开关频率。
32	DROOP	模拟输出DROOP引脚。该引脚用于实现“自适应电压定位”功能。在DROOP引脚与反馈电阻分压器之间连接一个电阻。当负载电流大于0A时，DROOP电压与电感电流成比例。
—	EP	外露焊盘引脚。将其连接到AGND。

4.0 功能说明

4.1 控制架构

MIC21LV33是一款自适应导通时间两相同步降压直流/直流控制器。此器件可在4.5V至36V的宽输入电压范围内工作，并提供最高50A输出电流的稳压输出。通过采用自适应导通时间控制机制，可以获得恒定的开关频率并简化控制补偿过程。

MIC21LV33具有单位增益差分远程检测放大器，用于检测输出电压。差分远程检测放大器有助于避免PCB上产生寄生压降，从而在整个负载范围内将输出稳压至目标值。差分放大器的输出将用作控制器的输出电压。输出电压将通过分压器在MIC21LV33器件的反馈远程检测FBS引脚和接地反馈远程检测GFB引脚上进行检测，然后在低增益跨导（g_m）放大器上与0.6V参考电压V_{REF}进行比较。g_m放大器的输出V_{gm}随后在误差比较器上与另一个0.6V参考电压V_{REF_COM}进行进一步比较。当反馈电压下降并且g_m放大器输出降至0.6V以下时，误差比较器将触发控制逻辑并生成导通时间周期。相1和相2的导通时间周期长度分别由T_{ON1}和T_{ON2}生成电路预先确定。

公式4-1：

$$T_{ON(EST)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \times f_{SW}}$$

其中：

V_{OUT} = 输出电压

V_{IN} = 电源级输入电压

f_{SW} = 每相开关频率

内部逻辑开始为两相保持相同的开关频率和定相（两相相差180°）。

图4-1给出了MIC21LV33稳态工作期间的控制环时序。在稳态工作期间，g_m放大器检测反馈电压纹波，该纹波与输出电压纹波和来自RIP_INJ引脚的外部纹波成比例，并在每相导通的瞬间注入FBS节点。当g_m误差放大器的输出降至参考电压以下时，将触发导通时间周期。相1的导通时间由T_{ON1}发生器确定。相1 T_{ON1}发生器还包含两相之间的电流共用误差。相1上桥臂驱动器在T_{ON1}期间导通相1上桥臂FET。相1上桥臂FET的关断时刻取决于T_{ON}估算值和电流共用误差。在相1 T_{ON1}结束时，内部上桥臂驱动器关断相1上桥臂FET，下桥臂驱动器导通相1下桥臂FET。相1的关断时间周期长度取决于相1下一个周期内的反馈电压误差。当g_m误差放大器的输出在第二个周期内降至参考电压以下时，将触发相2导通时间周期。相2的导通时间由T_{ON2}发生器确定。相2 T_{ON2}发生器还包含两相之间的电流共用误差。相2上桥臂驱动器在T_{ON2}期间导通相2上桥臂FET。上桥臂FET的关断时刻取决于T_{ON}估算值和电流共用误差。在相2 T_{ON2}结束时，内部上桥臂驱动器关断相2上桥臂FET，下桥臂驱动器导通相2下桥臂FET。相2关断时间周期的持续时间取决于相2下一个周期内的反馈电压误差。以上周期在菊花链环中重复，两相交替支持负载电流并保持输出电压。在稳态工作中，$T_{ON1} = T_{ON2}$，$T_{OFF1} = T_{OFF2}$，这样可产生180度的相位差。

如果由反馈电压确定的关断时间周期小于最小关断时间$T_{OFF(MIN)}$（约360 ns），则MIC21LV33控制逻辑将对任一相应用$T_{OFF(MIN)}$。必须满足最短关断时间$T_{OFF(MIN)}$才能确保自举电容（C_{BST}）中有足够的电能来驱动上桥臂MOSFET。

可代入360 ns $T_{OFF(MIN)}$计算最大占空比：

公式4-2：

$$D_{MAX} = \frac{T_S - T_{OFF(MIN)}}{T_S} = 1 - \frac{360\ ns}{T_S}$$

其中：

T_S = $1/f_{SW}$

建议不要在稳态工作时关断时间接近$T_{OFF(MIN)}$的情况下使用MIC21LV33。已知降压转换器的占空比等于V_{OUT}除以V_{IN}，如果V_{IN}非常接近V_{OUT}，占空比就会达到D_{MAX}，此时应使用公式4-2选择开关频率较低的T_S。

实际导通时间和产生的开关频率随不同器件外部MOSFET的上升和下降时间、输出负载电流以及V_{DD}电压的不同而变化。此外，最小的T_{ON}会导致高V_{IN}/V_{OUT}应用（例如28V/1.0V）的开关频率降低。

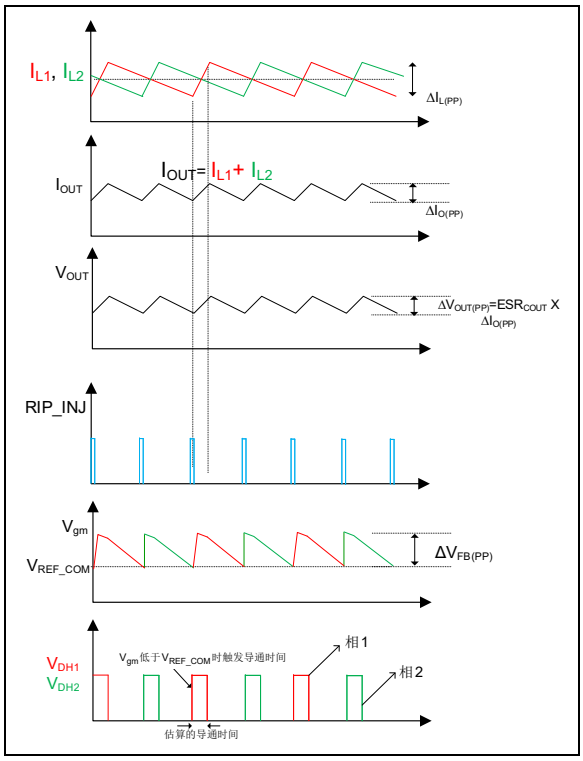


图4-1：　稳态工作（FB纹波仅显示注入纹波和ESR纹波，无功阻抗被忽略）

图4-2给出了负载瞬变期间MIC21LV33的工作状态。输出电压由于负载突增而下降，致使V_{FBS}下降，并且g_m放大器的输出电压V_{gm}小于V_{REF_COM}。这将导致误差比较器触发导通时间周期。在导通时间周期结束时，由于反馈电压仍然低于V_{REF}，会产生一个最短关断时间$T_{OFF(MIN)}$来为C_{BST}充电。然后，低反馈电压将触发下一个导通时间周期并应用D_{MAX}。因此，开关频率将在负载瞬变期间发生变化以提供D_{MAX}和零占空比（两相的高电流负载消失时），但在输出稳定在新的负载电流大小后便会恢复标称固定频率。凭借可变的占空比和开关频率，输出恢复时间很短，MIC21LV33转换器中的输出电压偏差也很小。在负载瞬变期间，两相将发生重叠，直到输出电压误差得到校正为止。瞬态响应如图4-3所示。

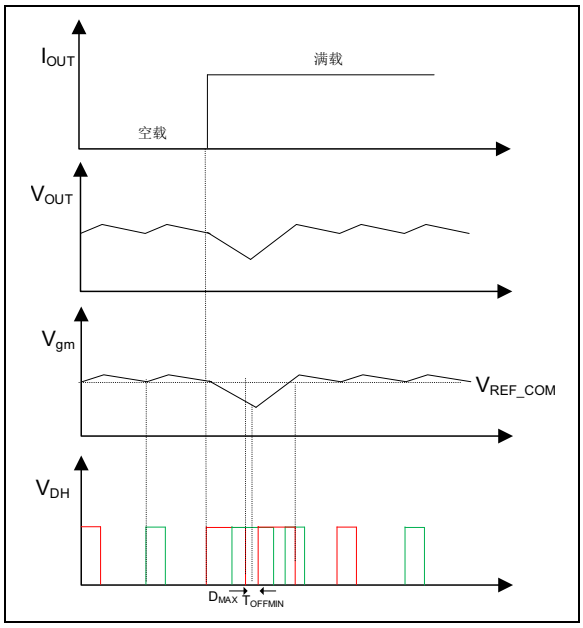


图4-2：　MIC21LV33负载瞬态响应时序

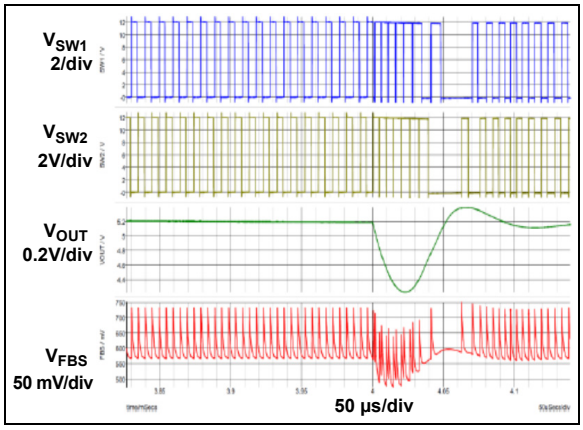


图4-3：　MIC21LV33负载瞬态响应

与真正的电流模式控制不同，MIC21LV33使用输出电压纹波来触发导通时间周期。如果输出电容的ESR足够大，则输出电压纹波与电感电流纹波成正比。为了满足稳定性要求，MIC21LV33反馈电压纹波应与电感电流纹波同相，并且大到足以被g_m放大器和误差比较器检测到。建议将反馈电压纹波保持在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g_m放大器和误差比较器检测到。此外，如果输出电容的ESR非常低，则输出电压纹波与反馈电压纹波不一定与电感电流纹波同相。在这些情况下，需要注入纹波以确保正常工作。

4.2 启动进入预偏置负载

为了获得适当的预偏置启动性能，当器件开始开关时，C_{INJ}和R_{INJ}的结点电压需处于其稳态值。为此，需在器件开始开关之前使用RIP_INJ引脚上的电流源（I_{BIAS}）和RIP_INJ引脚上的电阻（R_{BIAS}）对RIP_INJ引脚电压进行偏置。在器件开始开关之前，注入（INJ）驱动器将处于高阻态模式。这样，在器件开始开关之前，RIP_INJ引脚上的电压将等于I_{BIAS} x R_{BIAS}。该电压会将C_{INJ}电容充电至值I_{BIAS} x R_{BIAS}。由于C_{INJ}需要一定的时间才能充电至最终电压（具体取决于C_{INJ} x (R_{INJ} + $R_{FB(BOT)}$)），因此应在器件开始开关之前使能I_{BIAS}。MIC21LV33的POK延时≈4 ms（即EN为高电平时，器件在≈4 ms后开始开关）。因此，这段4 ms的延时足以使C_{INJ}充电至最终值。器件开始开关后，I_{BIAS}将不再有任何影响，因为INJ驱动器将为高电平或低电平（当器件开始开关时，INJ驱动器将不会处于高阻态模式）。

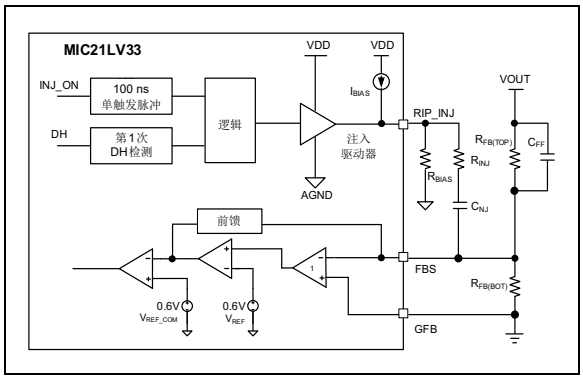


图4-4：　获得适当的预偏置启动性能和纹波注入的电路

I_{BIAS}是内部电流源。R_{BIAS}是RIP_INJ与AGND之间的外部电阻。可以使用以下公式计算R_{BIAS}：

公式4-3：

$$R_{BIAS} = \frac{5V \times 100\ ns \times f_{SW}}{I_{BIAS}}$$

其中：

$5V \times 100\ ns \times f_{SW}$ = RIP_INJ引脚上的平均电压

请注意，由于R_{BIAS}一直存在，因此它将在RIP_INJ引脚为5V且持续100 ns时从注入驱动器汲取额外的电流。这会增加器件的I_Q，但是对器件I_Q的影响不大，因为此电流只持续100 ns。另请注意，INJ驱动器应能够提供此额外电流。

4.3 稳定性分析

MIC21LV33使用基于纹波的恒定导通时间架构来产生开关脉冲。纹波的幅值需处于20 mV至100 mV范围内。为了避免纹波电压随输入电压变化，将从第三个节点通过RIP_INJ引脚注入纹波电压。图4-5给出了FBS节点处的纹波注入（相对于参考电压）。

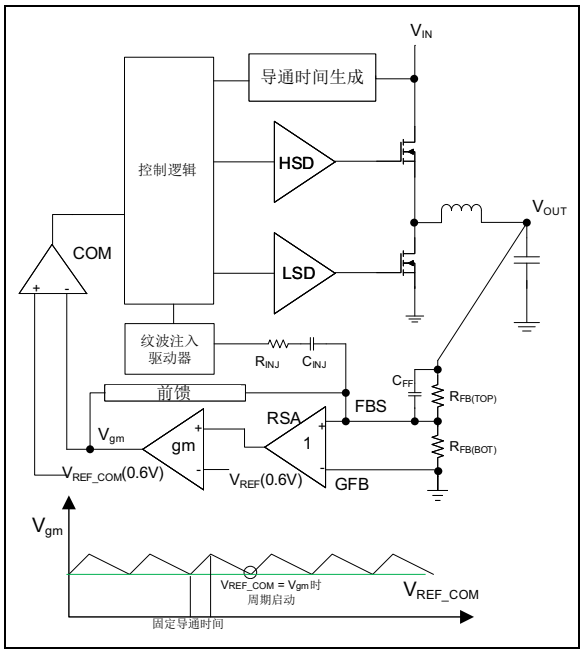


图4-5：　MIC21LV33FBS 节点处的纹波注入

输出电容通常有三个分量。电容纹波滞后于电感电流纹波。ESR纹波与电感电流同相。在低压电容中，ESL纹波效应最小。

4.4 纹波注入电路元件选择

如果使用低ESR输出电容，请按照以下步骤选择纹波注入电路元件。推荐用户从以下步骤着手来选择纹波注入元件。最终值应通过实验测量来确认。

1. 在给定注入反馈纹波电压 ΔV_{FB} 的条件下，使用以下公式计算R_{INJ}与C_{FF}的乘积。在40 mV至500 mV范围内选择ΔV_{FB}。第一次建议选择50 mV。

公式4-4：

$$R_{INJ} \times C_{FF} = \frac{500}{\Delta V_{FB}}$$

其中：

ΔV_{FB} = 注入反馈纹波电压

2. 在0.47 nF至10 nF范围内选择C_{FF}。
3. 使用以上公式计算R_{INJ}。
4. 使用以下公式计算顶部反馈电阻$R_{FB(TOP)}$的值：

公式4-5：

$$R_{FB(TOP)} \geq \frac{1}{2 \times \pi \times C_{FF} \times 0.8 \times f_{LC}}$$

其中：

f_{LC} = LC谐振频率 = 1/(2 x π x sqrt (L x C_{OUT}))

5. 使用以下公式计算底部反馈电阻$R_{FB(BOT)}$的值：

公式4-6：

$$R_{FB(BOT)} = \frac{R_{FB(TOP)}}{\left[\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1\right]}$$

其中：

V_{OUT} = 目标输出电压

V_{REF} = MIC21LV33的参考电压 = 0.6V

6. 使用公式4-7估算交叉频率。如果$f_{CO(EST)}$高于$f_{SW}/5$，则降低C_{FF}值并重复步骤6。

公式4-7：

$$f_{CO(EST)} = \frac{R_{INJ} \times C_{FF}}{\pi \times L \times C_{OUT}} \times \frac{V_{OUT} \times 10^6}{f_{SW}}$$

其中：

L = 电感

C_{OUT} = 输出电容

V_{OUT} = 输出电压

f_{SW} = 开关频率

7a) 如果上面计算得出的$f_{CO(EST)}$满足公式5-11，则使用以下公式选择C_{INJ}。

公式4-8：

$$C_{INJ} \geq \frac{1}{0.8 \times R_{INJ} \times f_{CO(EST)}}$$

如果$C_{INJ} > C_{FF} \times (R_{FB(TOP)}/R_{FB(BOT)})$，则为软启动电容并联一个电阻并将该电阻连接到SS引脚。

这样可确保在软启动结束时不会出现过冲。使用以下公式选择并联电阻值。

公式4-9：

$$R_{SS} \geq \frac{0.8V}{I_{SS}}$$

其中：

I_{SS} = 软启动电流源 = 1.2 µA

7b) 如果$f_{CO(EST)}$较低（通常低于$f_{SW}/15$），请按照以下准则选择C_{INJ}。使用公式4-10计算输出电容的最大等效串联电阻（Equivalent Series Resistance，ESR）。

公式4-10：

$$ESR_{COUT} \leq \frac{\Delta V_{OUT_TRANS}}{\Delta I_{LOAD_STEP}}$$

其中：

ΔI_{LOAD_STEP} = 负载瞬变幅值

ΔV_{OUT_TRANS} = 负载瞬变期间可接受的输出电压偏差

使用公式4-11计算输出电容。

公式4-11：

$$C_{OUT} \geq \frac{1}{\pi \times f_{CO} \times ESR_{COUT}}$$

使用公式4-12计算C_{INJ}。

公式4-12：

$$C_{INJ} = C_{FF} \times \frac{ESR_{COUT}}{2 \times \pi \times f_{CO} \times L} \times \frac{V_{OUT}}{5V \times 100\,ns \times f_{SW}}$$

使用容值过低的C_{INJ}可能会导致在软启动开始时发生振荡。可以通过使用容值较高的C_{INJ}或C_{OUT}降低反馈纹波的方式来减少这些振荡。

4.5 器件详细说明

4.5.1 相间电流平衡

两相操作的一个重要优点是可以将热量分散到多个器件上以及更大面积的PCB上，从而在散热方面获得优势。这样，系统设计人员就无需通过复杂的手段来驱动并联MOSFET，还可省下高昂的散热器费用。

为了实现散热优势，务必确保两相在任何负载条件下均能承载相同的电流量。在MIC21LV33中，两相电流均在关断时间内在下桥臂MOSFET $R_{DS(ON)}$两端进行检测。下桥臂MOSFET电流在关断时间内进行跟踪，并在谷值点保持接近峰值。将所有相的检测电流相加并除以相数（两相对应的相数为2），可得出平均电流信息。将平均电流信息与每相电流相减，可得出每相误差电流，随后将此结果用于调制T_{ON1}和T_{ON2}以抵消电流共用中的误差。

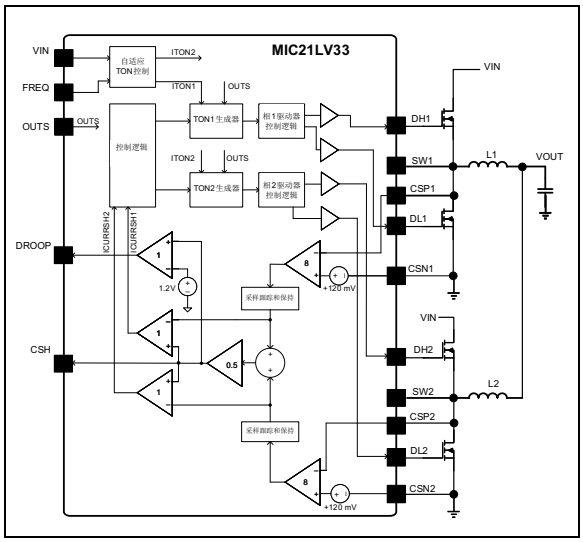


图4-6： MIC21LV33电流共用电路

4.5.2 超轻负载（HLL）模式

MIC21LV33始终在连续导通模式（Continuous Conduction Mode，CCM）下工作，并且两相在高负载条件下均等地支持负载电流。为了提高系统的工作效率，MIC21LV33将在负载电流低于编程阈值（即低于满载电流值）时对相2进行切相。在CCM模式下，轻载时的电感电流可能为负。但在轻载条件下，当MIC21LV33在超轻负载（HyperLight Load，HLL）模式下工作时，可以强制电感电流进入不连续导通模式（Discontinuous Conduction Mode，DCM）。在HLL模式下，通过关闭所有非必需电路并最大程度降低电源电流来优化效率。当反馈电压V_{FBS}下降且V_{gm}低于V_{REF_COM}（0.6V）时，MIC21LV33唤醒并导通上桥臂MOSFET。

MIC21LV33有一个过零点（ZC检测）比较器，通过检测下桥臂MOSFET在导通时间内的压降来监视电感电流。如果$V_{gm} > V_{REF_COM}$且电感电流略微为负，则MIC21LV33将自动关闭大部分IC电路的电源，进入低功耗模式。

MIC21LV33进入DCM模式后，上桥臂和下桥臂MOSFET均保持关断状态。随后，输出电容提供负载电流并且V_{OUT}下降。如果负载电流足够大，则V_{OUT}压降会导致V_{FBS}下降且V_{gm}低于V_{REF_COM}（0.6V），并且上桥臂MOSFET会导通T_{ON}的时间。随后，在T_{ON}周期结束时，由于下桥臂MOSFET导通时间内的电感电流大于零，因此下桥臂MOSFET导通T_{OFF}的时间，直到下一个T_{ON}开始。然后，此周期重复进行，所有电路均唤醒进入正常CCM模式。图4-7给出了DCM模式下的控制环时序。

在DCM模式下，大多数电路的偏置电流均会减小。因此，DCM模式下的总电源电流仅为400 µA左右，可支持MIC21LV33在轻载应用中实现高效率。

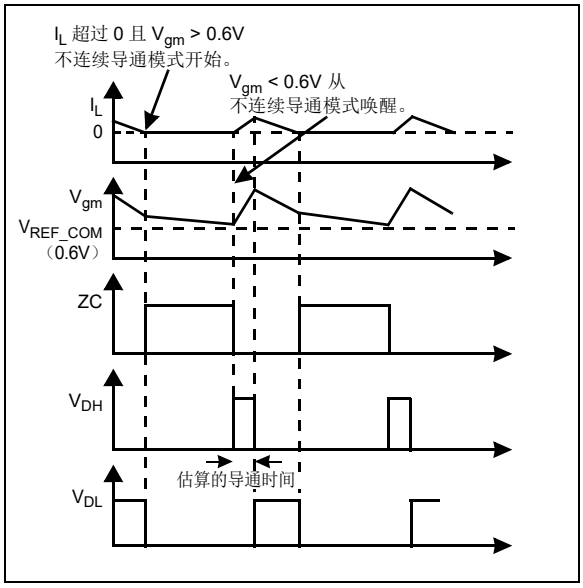


图4-7：　MIC21LV33在不连续导通模式下的控制环时序

4.5.3　切相

为了在较轻的中等负载条件下实现更高的效率，当DROOP电压V_{DROOP}低于相2切断阈值时，相2切断，并且DROOP电压等于相1中电流检测电压的8倍。当DROOP电压高于相2切通阈值时，相2切通。

使用下面的公式4-13计算相位切通和切断阈值。

公式4-13：

$$V_{SHED_ON} = 1.2V - V_{PSH}$$
$$V_{SHED_OFF} = 0.8 \times V_{SHED_ON}$$

其中：

V_{PSH} = PSH引脚电压（可通过外部电阻编程）

如图4-8所示，可以通过PSH引脚与AGND之间连接的外部电阻来编程PSH引脚电压（使用公式4-14）。

公式4-14：

$$V_{PSH} = I_{PSH} \times R_{PSH}$$

其中：

I_{PSH} = PSH电流源（10 μA典型值）

R_{PSH} = PSH引脚与AGND之间连接的电阻

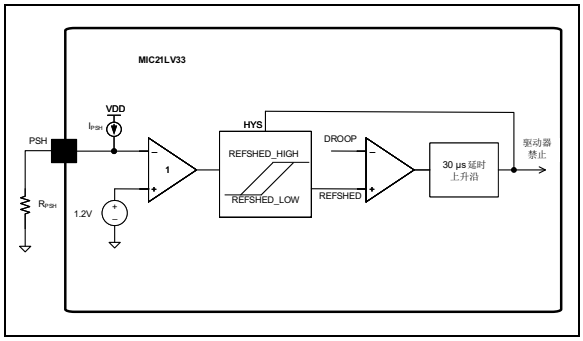


图4-8：　切相电路

可通过公式5-39计算会触发辅相导通和关断的输出负载电流。

之所以选择这种间接方式来设置切相阈值，原因在于使用底部FET R_{DSON}检测电流时，DROOP引脚电压具有很大的正温度系数。为了使切相阈值电流不随温度变化，可以使用一个NTC电阻来产生具有负温度系数的V_{PSH}电压，当使用底部FET的R_{DSON}时，此温度系数将变为与DROOP电压的温度系数相同的正温度系数（见公式4-13）。此外，应将NTC电阻放置在相1底部FET附近，以便获取FET的温度。

公式4-15：

$$\frac{dV_{SHED}}{dT} = -\frac{dV_{PSH}}{dT} = \frac{dV_{DROOP}}{dT} = \frac{I_{LOAD} \times dR_{DSON}}{dT}$$

公式4-15对V_{PSH}所需的温度系数进行了说明，该系数是通过在PSH引脚上使用NTC电阻并结合零温度系数10 μA电流源从外部实现的。

如果使用与底部FET串联的检测电阻进行检测，则PSH引脚上不需要NTC电阻，并且可以使用公式4-13来确定辅相（相2）的切相阈值。

如果不需要切相，则PSH引脚将悬空并变为V_{DD}，内部将检测到此电压，辅相不会发生切相。

如果PSH引脚从外部驱动为0V至5V，则可以对切相进行外部控制。在这种情况下，系统设计人员需要根据自己在系统级别上获得的负载信息来决定何时对辅相进行切相。

辅相切相将由切相阈值电压滞后调节，延时约为30 μs。

在负载瞬变的情况下，将以最大速度退出辅相切相，以产生正常响应。

完成切相后，如果电路需要，主相（相1）将自动允许DCM模式。此外，RIP_INJ脉冲将有200 ns的时间，以便在添加回相2时保持正确的预定位。相2切相不会添加任何RIP_INJ脉冲。当相2再次工作时，器件控制器将禁止DCM模式并完全进入CCM。

图4-9给出了PSH引脚上的电阻网络示例，该网络使用NTC电阻并确保对切相操作进行温度补偿。

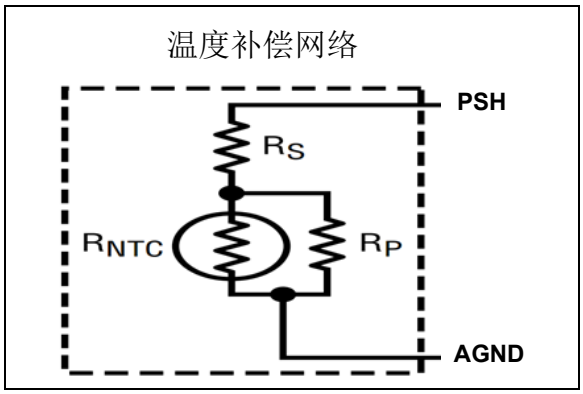


图4-9： PSH引脚上的温度补偿网络

例4-1： 基于底部FET电流检测的R_{PSH}计算

- 假设25°C时的标称负载电流在用于检测电流的底部FET上产生的V_{DS}压降 = 75 mV。
- 在此标称负载条件下，25°C时的 V_{DROOP} = 8 * 75 mV = 600 mV。
- 在上述定义的情况下，125°C时的 V_{DROOP} ≈ 1.2V，因为125°C时的R_{DSON}翻倍，V_{DS} = 150 mV。
- 如果想要在0.5倍标称负载的条件下对辅相进行切相，则25°C时的切相阈值需为+300 mV。如果进行温度补偿，此阈值在125°C时将变为+600 mV。
- 从公式4-13可以得出，25°C时施加的 V_{PSH} = 1.2V – 1.25 * 0.3V = 0.825V。 从公式4-14可知，25°C时的 R_{PSH} = 0.825V/10 µA = 82.5 kΩ。
- 125°C时所需的切相阈值为600 mV，这要求125°C时的V_{PSH} = 1.2V – 1.25 * 0.6V = 0.45V且PSH引脚上的编程电阻R_{PSH} = 0.45V/10 µA = 45 kΩ。之后，便可基于25°C和125°C时的R_{PSH}值对使用NTC电阻的温度补偿网络进行线性化。

使用PMBus™宏时，MIC21LV33还可用于通过CSH引脚报告平均输出电流。使用PMBus宏时，需要通过PSH引脚禁止DCM和切相。可通过TEMP引脚报告芯片温度，通过VIN引脚报告输入电压以及通过输出检测（OUTS）引脚报告输出电压。

4.5.4 电流限制

MIC21LV33使用外部下桥臂功率MOSFET的$R_{DS(ON)}$来检测过流情况，也可以在底部FET源极插入检测电阻来获得更精确的结果，且无需温度补偿。使用底部FET $R_{DS(ON)}$检测方法时，可避免增加成本和占用额外的电路板空间，也不会因为使用分立式电流检测电阻而产生功耗。

可以通过在ILIM引脚与AGND之间连接一个电阻来编程电流限制阈值。两相使用相同的电流限制阈值。

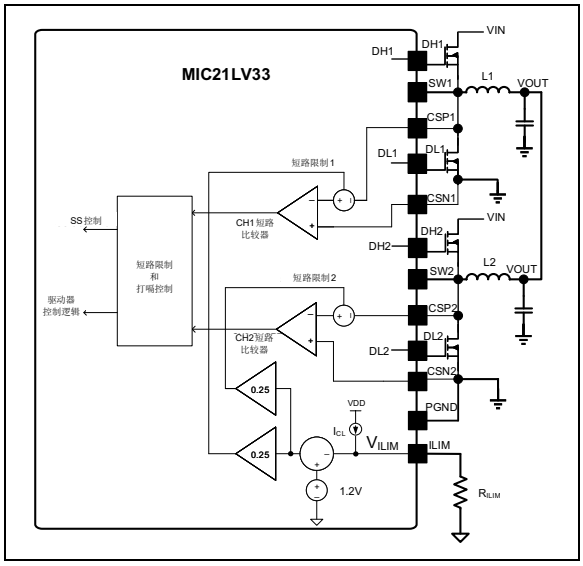


图4-10： MIC21LV33电流限制电路

MIC21LV33会强制在ILIM引脚与AGND之间的电阻上保持9.6 µA的恒定电流，以此来编程V_{ILIM}。

在MIC21LV33转换器两相的每个开关周期内，通过监视关断周期内下桥臂MOSFET两端的V_{DS}电压来检测电感谷值电流。每个电流检测信号之前会有150 ns（典型值）的消隐周期，用于提供保护。消隐周期可提高抗噪声能力。如果在任一相中连续七个周期下桥臂MOSFET谷值电流大于电流限制阈值，则MIC21LV33将关断两相的上桥臂MOSFET，并且在打嗝定时器超时后将触发软启动序列。这种工作模式称为打嗝模式，目的是在发生硬短路的情况下保护下游负载。图4-11说明了MIC21LV33在过载条件下的工作情况。如图4-11所示，当负载电流逐渐增加时，电感电流也会增加。当负载电流接近电流限制阈值时，上桥臂和下桥臂MOSFET电流可能会高于电流限制阈值，如图4-11中的情况1所示。在情况1中，即使下桥臂MOSFET的瞬时电流在一定时间内超过了电流限制阈值，但在150 ns消隐时间结束后，下桥臂MOSFET的电流仍会低于电流限制阈值。在这种情况下，MIC21LV33不会进入电流限制保护状态，而会启动下一个上桥臂 MOSFET 导通周期。上桥臂MOSFET导通后，电流会斜升至一个由工作占空比和电感值共同确定的值。当上桥臂MOSFET关断而下桥臂MOSFET导通时（如图4-11中的情况2所示），通过下桥臂MOSFET的电流会连续七个周期高于电流限制阈值。这将导致MIC21LV33进入电流限制保护状态。如图4-11所示，由于MIC21LV33检测到下桥臂MOSFET电流，因此电感谷值电流高于电流限制阈值。

当MIC21LV33进入电流限制保护状态时，两相的上桥臂和下桥臂MOSFET均关断并持续2 ms的打嗝超时。电感电流流经下桥臂MOSFET的内部二极管，直到降至零为止。打嗝超时后，MIC21LV33将会软启动，如图4-11所示。

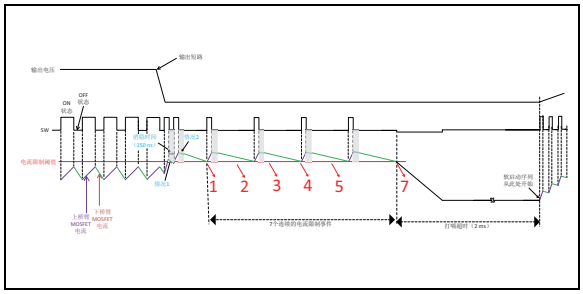


图4-11：　MIC21LV33电流限制阈值与输出电流的关系

当使用高精度检测电阻或下桥臂MOSFET的R_{DSON}时，MIC21LV33电流限制需要对温度不敏感。

由于从25°C变为125°C时，R_{DSON}电阻会增加到2倍左右，这种情况下将使用外部NTC电阻来编程电流限制。如果使用常规的高精度检测电阻，则无需NTC电阻。

为了通过NTC电阻的负温度系数获得正温度系数，已在内部生成了每相电流限制，如公式4-16所示。

公式4-16：

$$I_{LIM} = \frac{0.3 - 0.25 \times V_{ILIM}}{R_{DSON}}$$

其中：

I_{LIM} = 每相所需的电流限制

V_{ILIM} = ILIM引脚上的可编程电压

将公式4-16的计算结果代入公式4-17可得到V_{ILIM}值：

公式4-17：

$$V_{ILIM} = 1.2V - 4 \times R_{DSON} \times I_{LIM}$$

要编程目标V_{ILIM}电压，可使用公式4-18。

公式4-18：

$$V_{ILIM} = I_{CL} \times R_{ILIM}$$

其中：

I_{CL} = ILIM引脚上的9.6 µA（典型值）恒流源

R_{ILIM} = 电流限制阈值电压编程电阻

例4-2： 基于底部MOSFET R_{DSON}电流检测的R_{ILIM}计算

- 假设25°C时的每相ILIM = 10A，R_{DSON} = 10 mΩ，则使用公式4-17可计算得出，25°C时的 V_{ILIM} = 1.2V – 4 * 10 mΩ * 10A = 1.2V – 0.4V = 0.8V。
- 要通过9.6 µA的恒流源在ILIM引脚上获得0.8V的电压，25°C时需要的编程等效电阻 R_{ILIM} = 0.8V/9.6 µA = 83.3 kΩ。
- 如果温度升高至125°C，则在相同的10A限制下，R_{DSON} = 20 mΩ。
- 因此，125°C时的V_{ILIM} = 1.2V – 4 * 20 mΩ * 10A = 1.2V – 0.8V = 0.4V，R_{ILIM} = 0.4V/9.6 µA = 41.7 kΩ。

如公式4-2所示，需要在不同温度下验证每相电流限制阈值，以确保公式4-16和公式4-17正确有效，因为必须始终保持：

公式4-19：

$$1.2V > 4 \times R_{DSON} \times I_{LIM}$$

图4-12给出了在ILIM引脚与AGND之间使用NTC电阻的网络，该网络用于实现线性化以及匹配底部MOSFET R_{DSON}的温度系数。

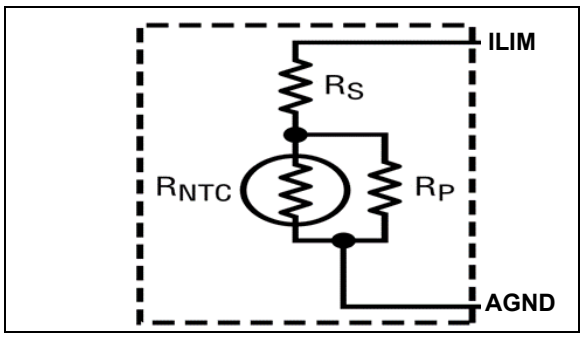


图4-12： 使用R_{NTC}电阻的电阻网络，用于实现线性化以及匹配MOSFET R_{DSON}的温度系数

如果使用与温度无关的电阻检测，则ILIM引脚上将使用简单的温度恒定标准电阻。

4.5.5 负电流限制

MIC21LV33支持逐周期负电流限制。负电流限制阈值的绝对值为设定电流限制阈值的50%。如果下桥臂MOSFET负电流将触发负电流限制，则下桥臂MOSFET将关断并允许电流流经其内部二极管。在此期间，输出电压通常会上升，因为此保护功能限制了输出电容放电的电流。为了防止出现高于短路限值的超大反向电流，下桥臂FET会在500 ns后导通，使负电流保持在设定值。

4.5.6 高精度使能（EN）

高精度使能输入（EN）用于控制稳压器。凭借高精度特性，可通过一个电源的电阻分压器轻松对其他多个电源进行排序。将此引脚接地或连接到低于1.2V（典型值）的电压将关闭稳压器。在此状态下，输入电压为12V时从输入电源汲取的电流为25 µA（典型值）。

EN输入的内部上拉电流约为6 µA。因此，此引脚可以悬空或拉至大于1.2V（典型值）的电压以开启稳压器。此输入的滞后比1.2V（典型值）阈值高65 mV（典型值）左右。驱动使能输入时，电压不得超过此引脚的绝对最大值规范。尽管EN引脚上提供了内部上拉，但不使用此功能时（特别是在嘈杂环境中）最好将输入拉高，具体可通过在VIN与EN引脚之间连接一个高阻值电阻（1 MΩ）轻松实现。MIC21LV33器件还集成了内部输入欠压锁定（Undervoltage Lockout，UVLO）功能。这可以防止稳压器在输入电压不足以正确偏置内部电路时开启。上升阈值为4.3V（典型值），而下降阈值为3.9V（典型值）。在某些情况下，这些阈值可能过低而无法提供良好的系统性能。解决方案是使用EN输入作为外部可编程输入UVLO，以在输入电压低于目标下限阈值时禁止器件。这通常用于防止电池过度放电或在启动过程中过早开启。在输入电压低于4.5V最低电压的应用中，也建议使用此方法来防止器件出现异常工作状态。图4-13给出了实现此UVLO方法的连接。公式4-20和公式4-21可用于确定正确的电阻值。

公式4-20：

$$R_{TOP} = R_{BOT} \times \left(\frac{V_{OFF}}{V_{ENTH} - V_{ENHYS}} - 1 \right)$$

其中：

R_{TOP} = VIN电压电阻分压器的顶部电阻

R_{BOT} = VIN电压电阻分压器的底部电阻

V_{OFF} = 触发稳压器关断的目标VIN电压下限

V_{ENTH} = 器件使能上限阈值电压

V_{ENHYS} = 使能阈值滞后电压

公式4-21：

$$V_{ON} = V_{OFF} \times \frac{V_{ENTH}}{V_{ENTH} - V_{ENHYS}}$$

其中：

V_{OFF} = 触发稳压器关断的输入电压

V_{ON} = 触发稳压器开启的输入电压

V_{ENHYST} = 使能阈值滞后

V_{ENTH} = 使能上限阈值电压

由于6 μA上拉的原因，分压器中的电流应远高于此值。第一次最好选择20 kΩ的R_{BOT}值。

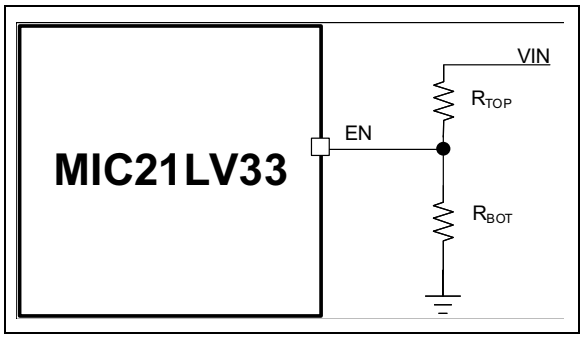


图4-13： 外部可编程VIN UVLO连接

4.5.7 软启动

软启动通过控制输出电压上升时间来降低启动时的电源输入浪涌电流。当输出电容充电时，会出现输入浪涌。输出上升时间越长，引起的输入浪涌电流就越高。

MIC21LV33具有可调的软启动时间。可通过更改SS引脚与AGND之间连接的电容的值来调节软启动时间。软启动时间的可调节范围为5 ms至100 ms。MIC21LV33从SS引脚强制汲取1.2 μA的电流。该恒定电流流经SS引脚与AGND之间连接的软启动电容以调节软启动时间。

可通过公式4-22计算所需V_{OUT}斜升时间对应的软启动电容值。

公式4-22：

$$C_{SS} = \frac{1.2\ \mu A \times t_{SS}}{V_{REF}}$$

其中：

t_{SS} = 输出电压软启动斜升时间

4.5.8 VDD稳压器和EXTVDD LDO

MIC21LV33集成有高压LDO，可利用5.5V至36V的输入电压V_{IN}提供5V稳压输出。当V_{IN} < 5.5V时，应将V_{DD}连接到VIN引脚以旁路内部线性稳压器。内部LDO通过VDD引脚为控制电路供电，并通过PVDD引脚提供栅极驱动电流。

MIC21LV33还具有辅助低压LDO（由EXTVDD供电）。当EXTVDD上的电压为4.7V（典型值）或更高值时，此辅助LDO被使能并为所有内部电路供电。同时，主高压LDO被禁止。此方法通过降低高压LDO上的差分电压来提高系统的效率，从而降低LDO中的功耗。通常，EXTVDD引脚连接到降压转换器的输出，以将降压转换器的输出用作辅助LDO的电源。EXTVDD上可施加的最大电压限制为14V。图4-14给出了MIC21LV33内部的5V LDO和EXTVDD连接。

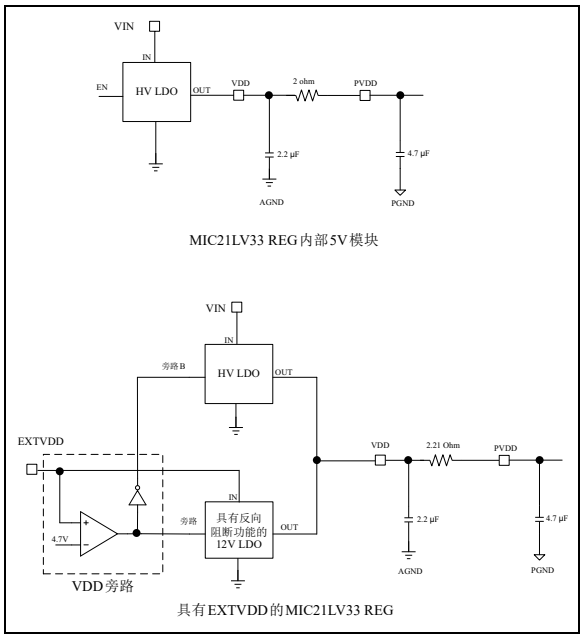


图4-14： MIC21LV33 EXTVDD

假设EXTVDD由降压稳压器的V_{OUT}供电，当负载变化很快时，V_{OUT}将存在噪声。当$V_{OUT} > 5V + V_{DROPOUT}$时，可通过12V LDO回路抑制噪声。但是，当$V_{OUT} = 5V$时，12V LDO在压差模式下工作，并且没有回路增益。LDO的作用与电阻一样。建议不要在$V_{OUT} < 5V$时将EXTVDD连接到V_{OUT}。

4.5.9 电源正常（PG）

电源正常（PG）引脚是一个漏极开路输出，当输出标称值超过其稳态电压的88%时，将指示逻辑高电平。PG应通过一个大于10 kΩ的上拉电阻连接至VDD。在软启动期间，PG保持低电平，可在V_{OUT}超过目标电压的88%后拉高。

4.5.10 排序

MIC21LV33具有高精度使能功能。EN引脚电压将用于使能/禁止开关。当EN引脚电压高于1.2V（典型值）时，MIC21LV33进入工作状态。内部稳压器将上电并开始开关。图4-15给出了EN引脚时序。

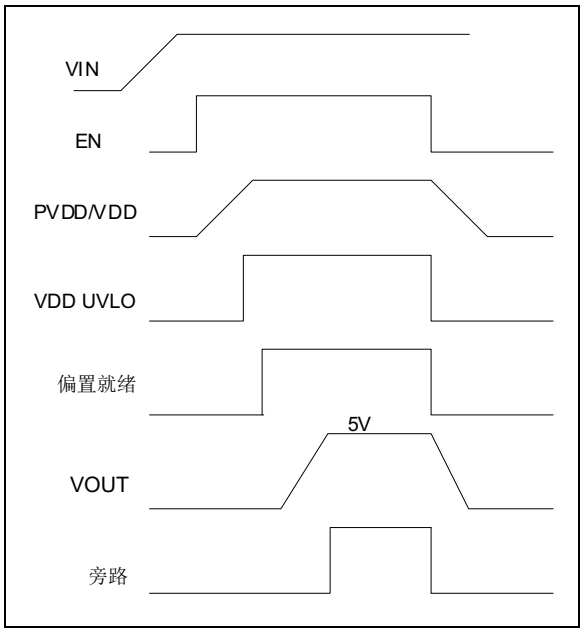


***图4-15：** EN引脚时序*

当EN引脚电压低于下限EN阈值时，MIC21LV33进入关断模式。在关断模式下，MIC21LV33停止开关，所有内部控制电路均关断以降低静态电流。EN引脚搭配PG引脚可用于对多个MIC21LV33器件进行排序。建议在EN信号之前为VIN上电。

4.5.11 自适应电压定位（AVP），也称为电压下降功能（建议仅用于CCM）

在某些大电流应用中，会要求精确控制输出阻抗。这种输出电压与负载电流的相关性通常称为“电压下降”、“负载线”稳定度或自适应电压定位（AVP）。

AVP功能的基本功能是使降压稳压器的输出电阻受控，因此在0A负载条件下，输出比标称电压输出值高ε%；在最大负载条件下，输出比标称电压输出值低ε%，如图4-16所示。

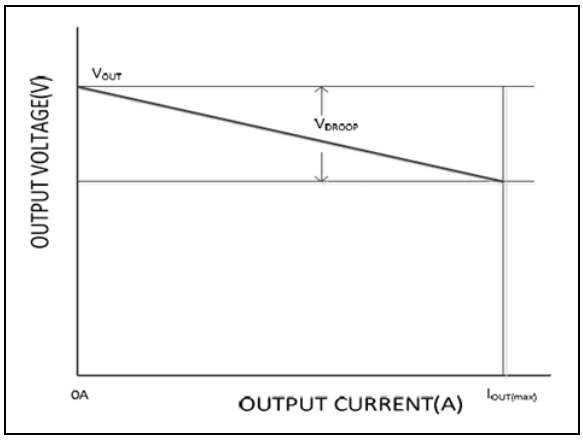


***图4-16：** AVP理想输出电阻特性*

必须在输出负载的整个频率范围内实现上述电阻特性。

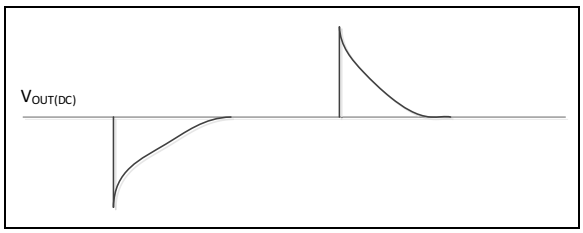


***图4-17：** 没有AVP/DROOP时的V_{OUT}负载瞬态误差*

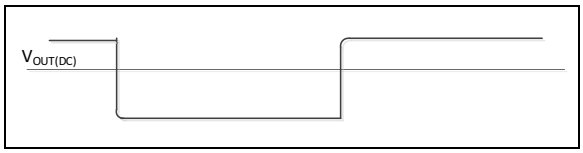


***图4-18：** 具有AVP/DROOP时的V_{OUT}负载瞬态误差*

图4-17和图4-18说明了如何使用±ε的AVP设计窗口降低维持负载瞬态所需的输出电容值。或者，如果决定保持相同的输出电容，则可以使用AVP改善负载瞬态误差。

DROOP引脚是一个模拟输出，可在CCM下提供与输出电流成比例的电压，如公式4-23所示。

公式4-23：

$$V_{DROOP} = V_{CSH} - 1.2V = 8 \times R_{SENSE} \times I_L$$

其中：

V_{CSH} = CCM下CSH引脚上的电压

R_{SENSE} = 电流检测电阻

I_L = 每相电感电流

由于电流检测范围为±120 mV，因此V_{DROOP}的输出电压范围为0V至0.96V。

图4-19给出了为5V输出实现AVP的部分原理图。前提是使用与温度无关的检测电阻来进行电流检测。

从以下条件开始确定电阻大小：I_{OUT} = 0A时

V_{DROOP} = 0V，I_{OUT} = $I_{OUT(MAX)}$时V_{DROOP} = 600 mV。

根据$I_{OUT(MAX)}$时检测电阻上的压降，假设

$V_{DROOP(IOUTMAX)}$ = 600 mV，DROOP引脚的值可以不是600 mV。

第1步：确定电阻的大小，以获取I_{LOAD} = 0A时的(1 + ε)·V_{OUT}值。由于V_{DROOP} = 0V，可以得出公式4-24：

公式4-24：

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_{FBT}}{R_{FBB1} + R_{FBB2} \backslash\backslash R_{DROOP}}\right) \times V_{REF}$$

第一次计算近似值时，请考虑选择足够小的R_{FBB2}，以使$R_{FBB2}||R_{DROOP} \approx R_{FBB2}$，然后确定$R_{FBB1}$、$R_{FBB2}$和$R_{FBT}$的大小，以获取正确的5.00V注入和稳定性。

第2步：确定电阻的大小，以使V_{OUT} * 2·ε从I_{OUT} = 0A跳变到I_{OUT} = $I_{OUT(MAX)}$，或从V_{DROOP} = 0V跳变到V_{DROOP} = 600 mV。

然后，

公式4-25：

$$2\varepsilon = \frac{\Delta V_{FBS}}{V_{REF}} = \frac{V_{DROOP(MAX)}}{V_{REF}} \times \frac{R_{FBB1}}{R_{FFB1} + R_{DROOP}} \times \frac{R_{FBT}}{R_{FBT} + R_{FBB1} + R_{FBB2} \backslash\backslash R_{DROOP}}$$

如果R_{DROOP} >> R_{FBB2}，则公式4-25可简化为公式4-26。

公式4-26：

$$2\varepsilon = \frac{V_{DROOP(MAX)}}{V_{REF}} \times \frac{R_{FBB1}}{R_{FBB1} + R_{DROOP}} \times \frac{R_{FBT}}{R_{FBT} + R_{FBB1} + R_{FBB2}}$$

或

公式4-27：

$$R_{DROOP} = R_{FBB1} \times \left(\frac{1}{2\varepsilon} \times \frac{V_{DROOP(MAX)}}{V_{REF}} \times \frac{R_{FBT}}{R_{FBT} + R_{FBB1} + R_{FBB2}} - 1\right)$$

第3步：略微调整R_{FBB1}，以获取I_{OUT} = 0A时的V_{OUT}·(1 + ε)值。结果如图4-19所示。

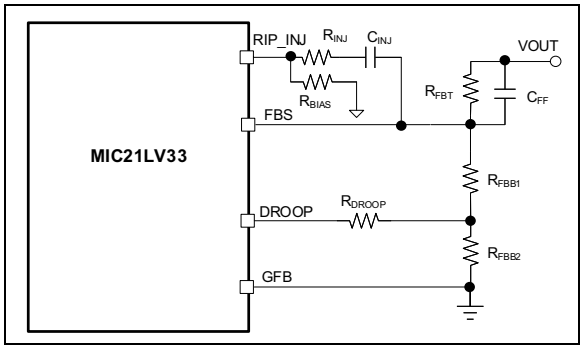


图4-19： 5V输出的AVP实现（2% AVP范围对应于0V至600 mV的DROOP引脚电压范围）

公式4-26和公式4-27也可以获得精确解；主要难点在于找到0.1%的标准电阻，以确保I_{OUT} = 0A时初始定位为+ε，$I_{OUT(MAX)}$时下降2·ε。

上面的示例基于与温度无关的电流检测，也就是使用检测电阻。如果使用底部FET，则V_{DROOP}的定义如下：

公式4-28：

$$V_{DROOP} = V_{CSH} - 1.2V = 8 \times R_{DSON(LS)} \times I_L$$

其中：

$R_{DSON(LS)}$ = 下桥臂MOSFET导通电阻

考虑到检测电流范围为120 mV，因此最大电压值如下：

公式4-29：

$$V_{DROOP(MAX)} = 120\,mV \times 8 = 0.96V$$

由于$R_{DSON(LS)}$在125°C时会增加到2倍左右（相对于25°C时的值），因此在25°C选择电阻时应遵循$R_{DSON} * I_{OUT(MAX)} < 75$ mV条件，以便在125°C温度下仍能达到检测范围要求。

为了降低AVP对R_{DSON}温度变化的敏感度，需要使用带NTC电阻的电阻网络，如图4-20所示。

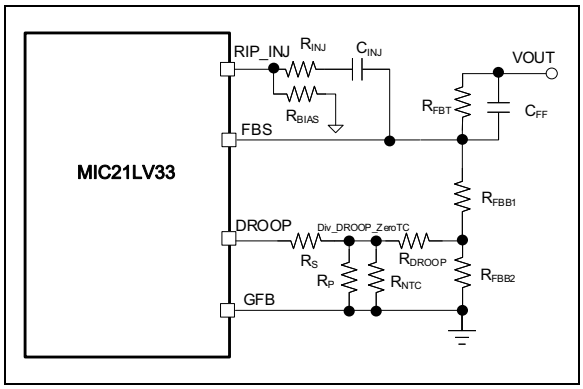


图4-20： 使用NTC电阻补偿DROOP引脚上的R_{DSON}温度系数

图4-20中的设计思路是通过R_{NTC}（负温度系数）补偿$I_{OUT(MAX)}$时随温度增加的DROOP电压（正温度系数），从而使分压器节点Div_DROOP_ZeroTC不随温度变化。

其余计算与前述情况相似，其中检测电流对温度不敏感。如果不需要AVP，可使用10 kΩ、1 nF的接地RC滤波器读取滤波输出电流。

4.5.12 OVP功能

MIC21LV33支持高输入电压，可为昂贵的ASIC或PA供电。如果上桥臂MOSFET在开关期间损坏，则可能会出现高输出电压，从而损坏昂贵的负载。如果在组装过程中FB路径断开，也会出现高输出电压，进而在测试时损坏昂贵的负载。

为了使输出在高输出电压故障条件下放电，MIC21LV33配备了带有放电FET驱动器的专用DR引脚。

此OVP比较器的阈值在内部编程为参考电压的112%。发生故障时，可从V_{OUT}连接一个外部放电FET，从而为大电流提供短接路径。此外，可以连接一个串联电阻来限制较高的短路电流。

如果输出过压的持续时间超过12 µs典型值，则DR引脚锁存为高电平。所有持续时间不到12 µs的过压事件均不会触发DR = 高电平。涉及OVP的电路将在UVLO的上升阈值之后，控制环的任何其他操作之前激活。

要使DR引脚从高电平锁存状态复位，必须使UVLO变为低电平，这意味着关闭VDD轨。此复位操作可通过使EN = 低电平并等待VDD关闭来实现。另一种可行的复位操作是关断输入VIN，在这种情况下，VDD会由于HVLDO线性稳压器的原因而关闭。

外部FET可通过一个电阻将连接到VIN的EN引脚拉低。在这种情况下，可能需要很长时间VDD才会关闭，UVLO随之复位DR输出。因此，器件重启后会有一段很长的时间周期。DR引脚可通过VIN掉电再上电或EN掉电再上电来复位。

OVP期间另一种可行的保护措施是使用DR输出让SCR导通并熔断VIN电源上的熔丝，从而将输入电源与降压转换器断开连接。

4.5.13 遥测旋钮

MIC21LV33可提供芯片温度和平均输出电流检测输出。支持PMBus的单片机可将这些模拟输出转换为数字形式，并与PMBus主机进行通信以实现遥测。MIC21LV33芯片温度通过PN结二极管从内部进行监视，并在TEMP引脚上以电压形式提供。TEMP与AGND之间连接了一个1 µF电容以消除直流误差。

内部温度检测具有6 mV/°C增益和1.8V失调电压。可向支持PMBus的单片机报告的内部温度检测范围为-40°C至+125°C。

TEMP引脚电压通过公式4-30计算。

公式4-30：

$$V_{TEMP} = T_J \times G_{TS} + V_{OS(TS)}$$

其中：

T_J = MIC21LV33器件结温

G_{TS} = 温度检测增益（典型值为6 mV/°C）

$V_{OS(TS)}$ = 温度检测输出的失调电压（典型值为1.8V）

CSH引脚通过使用底部FET R_{DSON}作为检测电阻来监视平均电感电流。可通过公式4-31计算CSH引脚电压。

公式4-31：

$$V_{CSH} = I_{L(AVG)} \times K + V_{CSH(0A)}$$

其中：

$I_{L(AVG)}$ = 平均电感电流

$V_{CSH(0A)}$ = 1.2V = $I_{L(AVG)}$ = 0A时的V_{CSH}电压，允许双象限监视（例如$I_{L(AVG)}$ ±10A）

K = 常数因子

由于检测电阻类型为NMOS FET，因此常数K取决于温度。

为了测量通过PMBus的实际电流，支持PMBus的单片机将使用TEMP和CSH引脚的电压值来消除温度相关性，通过使用稳定的已知温度相关性并进行校准（25°C下）来计算校正后的值，从而获得与温度无关的精确测量结果。

MIC21LV33转换器也可提供系统输入电压和输出电压。支持PMBus的单片机可通过适当的电阻分压器检测这些电压，然后转换为数字形式，并与PMBus主机进行通信以实现遥测。

此外，支持PMBus的单片机可通过置于通道热点处的外部PN结二极管（例如MOSFET或电感）来测量各个通道的外部温度。

MIC21LV33就是通过这种机制将系统中需要的所有过程变量以模拟检测输出的形式提供给支持PMBus的单片机，后者随后为PMBus主机控制器提供遥测数据。

4.5.14 频率编程

CCM下每相的开关频率可通过以下公式进行编程：

公式4-32：

$$R_{FREQ} = \frac{20.1 \times 10^9}{f_{SW_PH}}$$

其中：

R_{FREQ} = FREQ引脚与AGND之间连接的电阻

4.5.15 热关断

当MIC21LV33的结温等于或高于+160°C时，降压转换器进入热关断状态。当结温低于+140°C时，MIC21LV33降压转换器再次软启动。

5.0 应用信息

5.1 电感选择

需要根据特定的电感值、峰值和RMS电流值来选择输出电感。输入和输出电压以及电感值决定电感纹波电流峰-峰值。通常，电感值越高，输入电压就越高。纹波电流峰-峰值越大，电感和MOSFET的功耗就越大。另外，输出纹波电流越大，用来平滑纹波电流的输出电容就越大。纹波电流峰-峰值越小，需要的电感值就越大，因此需要更大且更昂贵的电感。如果开关频率较高，则允许使用小电感，但会增加电感磁芯功耗和MOSFET开关损耗。为了在大小、损耗和成本间达到良好平衡，可将电感纹波电流设置为等于每相产生的最大直流输出电流的20%。每相通道中的电感值通过公式5-1计算。

公式5-1：

$$L = \frac{V_{OUT} \times (Eff \times V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \times N_{PH}}{Eff \times V_{IN(MAX)} \times f_{SW} \times 0.2 \times I_{OUT(MAX)}}$$

其中：

f_{SW} = 开关频率（500 kHz）

0.2 = 交流纹波电流与每相产生的最大直流输出电流的比率

$V_{IN(MAX)}$ = 最大电源级输入电压

N_{PH} = 总相数

Eff = 降压转换器的效率

$I_{OUT(MAX)}$ = 每相产生的最大直流输出电流

每相电感电流纹波峰-峰值为：

公式5-2：

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

每相峰值电感电流等于每相最大平均输出电流加上电感电流纹波峰-峰值的一半，如公式5-3所示。

公式5-3：

$$I_{L_PH(PK)} = I_{OUTPH(MAX)} + 0.5 \times \Delta I_{L(PP)}$$

$$I_{OUTPH(MAX)} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{n}$$

其中：

$I_{OUTPH(MAX)}$ = 每相产生的最大平均直流输出电流

$I_{OUT(MAX)}$ = 最大输出电流

n = 总相数

每相RMS电感电流用于计算每相电感的I^2R损耗。

公式5-4：

$$I_{L_PH(RMS)} = \sqrt{I_{OUTPH(MAX)}^2 + \frac{\Delta I_{L(PP)}^2}{12}}$$

若要最大程度地提升效率，需选择合适的磁芯材料并将绕组电阻降至最低。为了使MIC21LV33能够在高频下工作，需要使用铁氧体材料，但极为注重成本的应用除外。可以使用较低成本的铁粉磁芯，但它的磁芯损耗较高，会降低降压转换器的效率。这在低输出功率下尤其明显。在输出电流较大时，绕组电阻会降低效率。必须尽可能减小绕组电阻，代价是需要使用更大的电感。电感消耗的功率等于磁芯损耗和铜箔损耗之和。在输出负载较高时，磁芯损耗通常不大，可以忽略不计。在输出电流较低时，磁芯损耗可能占比很大。磁芯损耗信息通常由磁铁供应商提供。电感中的铜箔损耗根据公式5-5计算。

公式5-5：

$$P_{INDUCTOR(Cu)} = I_{L_PH(RMS)}^2 \times R_{WINDING}$$

铜线电阻$R_{WINDING}$随温度增大。应当使用工作温度条件下的绕组电阻值，计算方法如公式5-6所示。

公式5-6：

$$P_{WINDING(HT)} = R_{WINDING(20\,°C)} \times [1 + 0.0042 \times (T_H - T_{20\,°C})]$$

其中：

T_H = 满载条件下的电线温度

$T_{20°C}$ = 环境室温

$R_{WINDING(20°C)}$ = 室温下的绕组电阻（通常由制造商指定）

5.2 输出电容选择

输出电容通常由其容值和等效串联电阻（ESR）决定。电压和RMS电流能力是选择输出电容的另外两个重要因素。推荐的电容类型有陶瓷电容、低ESR铝电解电容、OS-CON电容和POSCAP电容。输出电容的ESR通常是稳态下出现输出纹波电压的主要原因，而总输出电容必须足以维持负载瞬变期间的输出电压，从而满足所需的负载瞬态输出电压要求。

为了确定稳态下两相降压转换器所需的输出电容，必须知道输出电容的输出纹波电流峰-峰值。图5-1给出了单相和两相降压转换器的输出纹波电流峰-峰值。从图中可知，通过最大值进行归一化处理的输出纹波电流峰-峰值是占空比的函数。由于两相降压转换器中的两个通道相位相差180度，因此，两相输出纹波电流峰-峰值小于单相转换器的输出纹波电流峰-峰值，并且输出电容的纹波电流有效频率翻倍。这是两相操作的纹波抑制效应。此外，在占空比为50%时，两个通道的电感纹波电流会相互抵消，输出纹波电流接近于零。

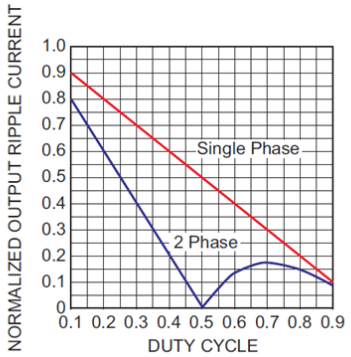


图5-1： *归一化输出纹波电流峰-峰值— 占空比曲线*

图5-1所示的输出纹波电流峰-峰值通过最大值进行归一化处理，该最大值用作归一化因子以简化输出纹波电流的计算。

输出纹波电流最大峰-峰值和归一化因子通过公式5-7计算。

公式5-7：

$$\Delta I_{OPP(MAX)} = \frac{V_{OUT}}{L \times f_{SW}}$$

可通过将图5-1中的两相降压转换器的相应归一化值乘以归一化因子（如下面的公式5-8所示）来确定给定占空比下两相降压转换器的输出纹波电流近似峰-峰值。

公式5-8：

$$\Delta I_{OPP} = \Delta I_{OPP(NORMALIZED)} \times \Delta I_{OPP(MAX)}$$

其中：

$\Delta I_{OPP(NORMALIZED)}$ = 图5-1中给定占空比下两相降压转换器的归一化输出纹波电流峰-峰值

总输出纹波电压由ESR引起的纹波电压与输出电容引起的纹波电压共同决定。随后可通过公式5-9确定稳态下两相降压转换器的输出纹波电压。

公式5-9：

$$\Delta V_{OUT(PP)} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{OPP}}{16 \times C_{OUT} \times f_{SW}}\right)^2 + (\Delta I_{OPP} \times ESR_{COUT})^2}$$

其中：

$\Delta V_{OUT(PP)}$ = 输出纹波电压峰-峰值

ΔI_{OPP} = 输出纹波电流峰-峰值

C_{OUT} = 输出电容

f_{SW} = 每相开关频率

ESR_{COUT} = 输出电容的ESR

可通过公式5-10估算稳态下两相降压转换器所需的最小输出电容。

公式5-10：

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_{OPP}}{16 \times \Delta V_{OUT(PP)} \times f_{SW}}$$

为了满足负载瞬变要求，输出电容还应符合公式5-11中的条件。所选的输出电容值应同时符合两个公式中的条件。

公式5-11：

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_{LOAD}}{\Delta V_{OUT(TRANS)} \times \pi \times f_{CO}}$$

其中：

ΔI_{LOAD} = 负载瞬变过程中的输出负载电流步长

$\Delta V_{OUT(TRANS)}$ = 负载瞬变过程中的输出电压变化

f_{CO} = 交叉频率，约等于f_{SW}/10

总输出纹波由ESR和输出电容共同决定。总纹波通过公式5-12计算。

公式5-12：

$$ESR_{COUT} \leq \frac{\Delta V_{OUT(PP)}}{\Delta I_{OPP}}$$

输出电容总ESR的最大值还应满足负载瞬变要求，具体可通过公式5-13计算。然后，应为输出电容ESR选择较低的值。

公式5-13：

$$ESR_{COUT} \leq \frac{\Delta V_{OUT(TRANS)}}{\Delta I_{LOAD}}$$

如**第4.0节“功能说明”**所述，MIC21LV33的FBS引脚上需要峰-峰值至少为20 mV的纹波，以确保g_m放大器和误差比较器正常工作。

此外，输出电压纹波应与电感电流同相。

因此，由输出电容值引起的输出电压纹波应远小于由输出电容ESR引起的纹波。如果选择陶瓷电容等低ESR电容作为输出电容，则应采用纹波注入方法以提供足够的反馈电压纹波。更多详细信息，请参见**第4.4节“纹波注入电路元件选择”**。

输出电容的电压额定值应比最大输出电压大25%。输出电容RMS电流通过公式5-14计算。

公式5-14：

$$I_{COUT(RMS)} = \frac{\Delta I_{OPP}}{\sqrt{12}}$$

输出电容的功耗通过公式5-15计算。

公式5-15：

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

5.3 输入电容选择

除了高频陶瓷电容之外，还应使用较大的陶瓷或铝电解电容来帮助衰减输入上的纹波并在较大的输出电流瞬变期间为输入提供电流。应根据V_{IN}纹波电压、电容、ESR、纹波电流额定值和电压额定值选择电源级输入V_{IN}的输入电容。钽输入电容在承受由接通输入电源引起的高浪涌电流时可能会发生故障。钽输入电容的电压额定值应当至少为最大输入电压的两倍，以最大程度地提高可靠性。铝电解电容、OS-CON电容和多层聚合物薄膜电容可以处理更高的浪涌电流，而不会使电压降额。由于两相降压转换器的纹波消除效应，其输入纹波电压和纹波电流小于单相降压转换器的输入纹波电压和纹波电流，输入电容的有效纹波频率是开关频率的两倍。输入纹波电压取决于输入电容的电容值和ESR。输入电压纹波可通过公式5-16估算。

公式5-16：

$$DV_{IN} = \frac{I_{OUT} \times \left(D - \frac{k}{n}\right) \times \left[\frac{1}{n} - \left(D - \frac{k}{n}\right)\right]}{f_{SW} \times C_{IN}} + \frac{I_{OUT}}{n} \times ESR_{CIN}$$

其中：

I_{OUT} = 总输出电流

D = 每相占空比

n = 总相数

k = 0，1（D > k/n且k < n时）

f_{SW} 每相开关频率

C_{IN} = 总输入电容

ESR_{CIN} = 输入电容的等效串联电阻

输入电容的容值可通过公式5-17确定。

公式5-17：

$$C_{IN} \geq \frac{I_{OUT} \times \left(D - \frac{k}{n}\right) \times \left[\frac{1}{n} - \left(D - \frac{k}{n}\right)\right]}{f_{SW} \times C_{IN}}$$

其中：

k = 0，1（D > k/n且k < n时）

n = 总相数

总输入电容的ESR可通过公式5-18确定。

公式5-18：

$$ESR_{CIN} \le \Delta V_{IN} \times \frac{n}{I_{OUT}}$$

输入电容的额定电流值必须为输入电流纹波值。输入电容电流的RMS额定值在最大输出电流下确定。假设电感电流纹波峰-峰值很低，则输入电容的RMS电流额定值可通过公式5-19估算。

公式5-19：

$$I_{CIN(RMS)} \approx I_{OUT(MAX)} \times \sqrt{\left(D - \frac{k}{n}\right) \times \left[\frac{1}{n} - \left(D - \frac{k}{n}\right)\right]}$$

其中：

$I_{OUT(MAX)}$ = 最大输出电流

k = 0，1（D > k/n且k < n时）

n = 总相数

图5-2中的曲线图给出了单相和两相降压转换器操作的归一化RMS输入纹波电流与占空比的关系。数据根据输出电流进行归一化处理。

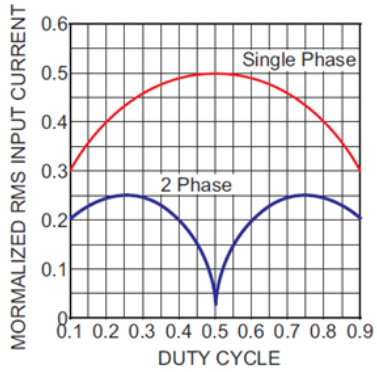


***图5-2：** 归一化RMS输入纹波电流— 占空比曲线*

对于在占空比D下工作的两相降压转换器，输入RMS电流也可结合图5-2中的曲线图与下面的公式5-20确定。

公式5-20：

$$I_{CIN(RMS)} = I_{CINRMS(NORM)} \times I_{OUT(MAX)}$$

其中：

$I_{CINRMS(NORM)}$ = 图5-2中两相降压转换器在给定占空比下的归一化输入纹波电流

随后，可通过公式5-21计算输入电容的功耗。

公式5-21：

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

输入电容的电压额定值必须足以承受高输入电压。建议电压额定值至少为最大输入电压的1.25倍。

5.4 开关功率MOSFET选择

以下参数对于MOSFET选择十分重要：

- 电压额定值
- 电流额定值
- 导通电阻
- 总栅极电荷

降压转换器中的上桥臂和下桥臂MOSFET的电压额定值实际上等于电源级输入电压V_{IN}。为应对由电路寄生元件引起的电压尖峰而选择MOSFET的电压额定值时，$V_{IN(MAX)}$上应增加一个大小为30%的安全系数，如公式5-22所示。

公式5-22：

$$V_{DS(RATING)} \ge V_{IN(MAX)} \times 1.3$$

降压转换器中的上桥臂和下桥臂MOSFET的开关电流峰值相同，均等于每相电感电流峰值，如公式5-23所示。

公式5-23：

$$I_{SWHS(PK)} = I_{SWLS(PK)} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{n} + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2}$$

其中：

$I_{OUT(MAX)}$ = 最大输出电流

n = 总相数

$\Delta I_{L(PP)}$ = 每相电感电流峰-峰值

每相通道中的上桥臂功率MOSFET的RMS电流额定值通过公式5-24计算近似值。

公式5-24：

$$I_{SWHS(RMS)} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{n} \times \sqrt{D_{MAX}}$$

其中：

D_{MAX} = 最大占空比

每相通道的最大占空比通过公式5-25计算：

公式5-25：

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT(MAX)}}{Eff \times V_{IN(MIN)}}$$

其中：

$V_{OUT(MAX)}$ = 最大输出电压

$V_{IN(MAX)}$ = 最大输入电压

Eff = 降压转换器的效率

每相通道中的下桥臂功率MOSFET的RMS电流额定值通过公式5-26计算。

公式5-26：

$$I_{SWLS(RMS)} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{n} \times \sqrt{1 - D_{MAX}}$$

其中：

D_{MAX} = 最大占空比

每相通道中的上桥臂功率MOSFET的导通损耗通过公式5-27计算。

公式5-27：

$$P_{COND(HS)} = I_{SWHS(RMS)}^{2} \times R_{DSON(HS)}$$

其中：

$R_{DSON(HS)}$ = 上桥臂MOSFET导通电阻

每相通道中的下桥臂功率MOSFET的导通损耗通过公式5-28计算。

公式5-28：

$$P_{COND(LS)} = I_{SWLS(RMS)}^{2} \times R_{DSON(LS)}$$

其中：

$R_{DSON(LS)}$ = 下桥臂MOSFET导通电阻

每相通道中的上桥臂功率MOSFET的开关损耗通过公式5-29估算。

公式5-29：

$$P_{SWL(HS)} = V_{IN(MAX)} \times \frac{I_{OUT(MAX)}}{2n} \times (t_R + t_F) \times f_{SW}$$

$$t_R = Q_{G(HS)} \times \frac{(R_{ONDHH} + R_{G(HS)})}{V_{DD} - V_{TH(HS)}}$$

$$t_F = Q_{G(HS)} \times \frac{(R_{ONDHL} + R_{G(HS)})}{V_{TH(HS)}}$$

$$Q_{G(HS)} = 0.5 \times Q_{GSHS} + Q_{GDHS}$$

其中：

t_R = 上桥臂MOSFET导通切换时间

t_F = 上桥臂MOSFET关断切换时间

$Q_{G(HS)}$ = 上桥臂MOSFET的开关栅极电荷

Q_{GSHS} = 上桥臂MOSFET的栅-源电荷

Q_{GDHS} = 上桥臂MOSFET的栅-漏电荷

R_{ONDHH} = 上桥臂栅极驱动器上拉电阻

R_{ONDHL} = 上桥臂栅极驱动器下拉电阻

$R_{G(HS)}$ = 上桥臂MOSFET的栅极电阻

$V_{TH(HS)}$ = 上桥臂MOSFET栅-源阈值电压

上桥臂MOSFET输出电容放电损耗可通过公式5-30计算。

公式5-30：

$$P_{COSS(HS)} = 0.5 \times C_{OSS(HS)} (V_{IN(MAX)})^{2} \times f_{SW}$$

其中：

$C_{OSS(HS)}$ = 上桥臂MOSFET输出电容

每相通道中的上桥臂功率MOSFET的总功耗是导通损耗、开关损耗和MOSFET输出电容放电损耗之和，如公式5-31所示。

公式5-31：

$$P_{D(HS)} = P_{COND(HS)} + P_{SWL(HS)} + P_{COSS(HS)}$$

所选每相通道中的上桥臂功率MOSFET必须能够承受总功耗。为了提高效率并最大程度降低功耗，应选择具有低导通电阻和最佳栅极电荷的功率MOSFET。

另一方面，每相通道中的下桥臂功率MOSFET的功耗主要由导通损耗引起，并且降压转换器中的下桥臂MOSFET没有开关损耗，因为下桥臂MOSFET的内部二极管在下桥臂MOSFET导通之前和关断之后正向偏置，这使得下桥臂MOSFET两端的电压在导通与关断切换期间等于内部二极管的正向电压。

除了导通损耗之外，下桥臂MOSFET内部二极管的正向导通损耗、内部二极管的反向恢复损耗和下桥臂MOSFET的输出电容放电损耗也会导致每相通道中的下桥臂功率MOSFET产生功耗。

死区期间的下桥臂MOSFET内部二极管正向导通损耗通过公式5-32计算。

公式5-32：

$$P_{BDDT(LS)} = \frac{2 \times I_{OUT(MAX)}}{n} \times V_{F(BD)} \times t_{DT} \times f_{SW}$$

其中：

$V_{F(BD)}$ = 下桥臂MOSFET内部二极管的正向电压

t_{DT} = 死区时间，大约为20 ns

下桥臂MOSFET内部二极管反向恢复损耗通过公式5-33计算。

公式5-33：

$$P_{BDQRR(LS)} = V_{IN(MAX)} \times Q_{RR(BDLS)} \times f_{SW}$$

其中：

$Q_{RR(BDLS)}$ = 下桥臂MOSFET内部二极管的反向恢复电荷

下桥臂MOSFET输出电容放电损耗可通过公式5-34计算。

公式5-34：

$$P_{COSS(LS)} = 0.5 \times C_{OSS(LS)}(V_{IN(MAX)})^2 \times f_{SW}$$

其中：

$C_{OSS(LS)}$ = 下桥臂MOSFET输出电容

每相通道中的下桥臂功率MOSFET的总功耗通过公式5-35估算。

公式5-35：

$$P_{D(LS)} = P_{COND(LS)} + P_{BDDT(LS)} + P_{BDQRR(LS)} + P_{COSS(LS)}$$

由于开关节点处的高dV/dt信号可能会意外导通下桥臂MOSFET，因此应选择具有高C_{GS}/C_{GD}比和低内部栅极电阻的下桥臂MOSFET，以最大程度降低dV/dt引起的导通所带来的影响。

5.5 自举电容

MIC21LV33器件的上桥臂栅极驱动电路设计用于开关N沟道外部MOSFET。MIC21LV33**“功能框图”**给出了两个外部自举二极管，每个二极管位于每相通道的VDD与BST引脚之间。这些电路向上桥臂栅极驱动电路提供电能（每相一个）。每相通道的BST引脚和SW引脚之间应连接一个低ESR陶瓷电容（见**“典型应用电路”**）。当相应的下桥臂MOSFET导通时，BST和SW引脚之间的自举电容C_{BST1}和C_{BST2}处于充电状态。当相应的上桥臂MOSFET驱动器导通时，C_{BSTx}的电能用于导通MOSFET。建议在BSTx与SWx引脚之间使用最低0.1 µF的低ESR陶瓷电容。所需C_{BSTx}值可通过公式5-36计算。

公式5-36：

$$C_{BSTx} = \frac{Q_{G(HS)}}{\Delta V_{CBSTx}}$$

其中：

$Q_{G(HS)}$ = 每相中的上桥臂MOSFET的栅极电荷

ΔV_{CBSTx} = 每相中的C_{BST}两端的压降，通常为50 mV至100 mV

5.6 设置输出电压

MIC21LV33需要两个电阻来设置输出电压，如图5-3所示。

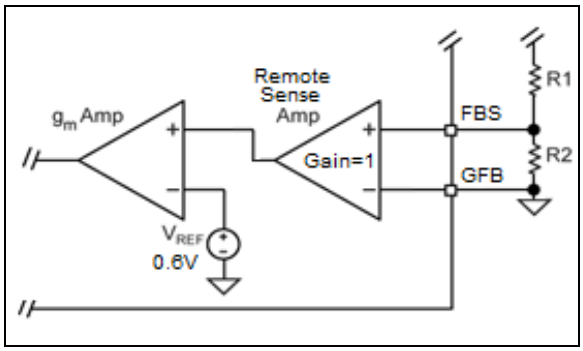


图5-3： 分压器配置

输出电压通过公式5-37确定：

公式5-37：

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

其中：

V_{REF} = 0.6V

R1的典型值可处于3 kΩ至10 kΩ范围内。如果R1太大，则可能会将噪声引入电压反馈回路。如果R1太小，则会降低电源的效率，尤其是轻载时的效率。选择了R1后，便可使用以下公式计算R2。

公式5-38：

$$R2 = \frac{V_{REF} \times R1}{V_{OUT} - V_{REF}}$$

5.7 辅相切通与切断

可通过公式5-39估算会触发辅相导通和关断的输出负载电流。

公式5-39：

$$I_{LOAD(SECON)} > \left(\frac{1.2V - V_{PSH}}{4 \times R_{Sense}}\right) - \left(\frac{\Delta I_{L(PP)}}{2}\right)$$

$$I_{LOAD(SECOFF)} < \left(\frac{0.8V \times (1.2V - V_{PSH})}{4 \times R_{Sense}}\right) - \left(\frac{\Delta I_{L(PP)}}{2}\right)$$

其中：

$I_{LOAD(SECON)}$ = 触发辅相导通的负载电流

$I_{LOAD(SECOFF)}$ = 触发辅相关断的负载电流

V_{PSH} = PSH引脚上的电压

$\Delta I_{L(PP)}$ = 电感电流纹波峰-峰值

R_{SENSE} = 电流检测电阻：固定检测电阻或下桥臂MOSFET $R_{DS(ON)}$

5.8 AVP下降负载线路电阻

AVP下降负载线电阻可通过公式5-40计算。

公式5-40：

$$R_{LOADLINE} = \frac{\Delta V_{OUT(DROOP)}}{\Delta I_{L(PK)}} = \frac{4 \times R_{SENSE}}{1 + \frac{R_{DROOP}}{R1}} \times \left(1 - \frac{V_{REF}}{V_{OUT}}\right)$$

其中：

$\Delta V_{OUT(DROOP)}$ = 输出电压随负载的变化

$\Delta I_{L(PK)}$ = 给定负载电流变化时电感电流峰值的变化

R_{SENSE} = 电流检测电阻

V_{REF} = 参考电压（典型值为0.6V）

V_{OUT} = 输出电压

R_{DROOP} = DROOP引脚上连接的下降设置电阻的阻值

$R1$ = 底部反馈电阻值

5.9 MIC21LV33的功耗

MIC21LV33具有两个低压差（LDO）稳压器，可通过VIN或EXTVDD在PVDD引脚上供电，具体取决于EXTVDD引脚上的电压。PVDD为MOSFET驱动器和VDD引脚供电，VDD为内部电路供电，建议通过低通滤波器将VDD连接到PVDD。在输出电压为5V及更高值（最高14V）的应用中，建议将EXTVDD连接到输出以降低MIC21LV33的功耗，从而降低MIC21LV33的结温并提高系统效率。MIC21LV33的功耗取决于所使用的内部LDO、外部MOSFET的栅极电荷以及开关频率。MIC21LV33的功耗和结温可使用公式5-41、公式5-42和公式5-43估算。

不使用EXTVDD时，MIC21LV33的功耗通过公式5-41计算。

公式5-41：

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

$$I_{G(TOTAL)} = (Q_{G(HS1)} \times Q_{G(LS1)} + Q_{G(HS2)} + Q_{G(LS2)}) f_{SW}$$

其中：

$I_{G(TOTAL)}$ = 所有相的总平均栅极驱动电流

I_Q = MIC21LV33的静态电流

$Q_{G(HS1)}$ 和 $Q_{G(LS1)}$ = 相1中的上桥臂和下桥臂MOSFET的栅极电荷

$Q_{G(HS2)}$ 和 $Q_{G(LS2)}$ = 相2中的上桥臂和下桥臂MOSFET的栅极电荷

使用EXTVDD时，MIC21LV33的功耗通过公式5-42计算。

公式5-42：

$$P_{IC} = V_{EXTVDD} \times (I_{G(TOTAL)} + I_Q)$$

其中：

V_{EXTVDD} = EXTVDD引脚上的电压（通常4.7V ≤ V_{EXTVDD} ≤ 14V）

$I_{G(TOTAL)}$ = 所有相的总平均栅极驱动电流

I_Q = MIC21LV33的静态电流

MIC21LV33的结温可使用公式5-43估算。

公式5-43：

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

其中：

T_J = MIC21LV33的结温

T_A = 环境温度

P_{IC} = MIC21LV33的功耗

θ_{JA} = MIC21LV33的结到环境热阻（典型值为34°C/W）

对于MIC21LV33，建议的最大工作结温为125°C。当同一开关转换器的输出电压在4.7V（典型值）与14V之间时，将此电压作为EXTVDD 引脚的电压可显著降低MIC21LV33 内部的功耗。这能够降低结点温升（将在下文中进一步说明）。

对于以下典型情况：

V_{IN} = 36V，V_{OUT} = 5V，$I_{G(TOTAL)}$ = 20 mA，I_Q = 2 mA，最大环境温度T_A = 85°C。

不使用EXTVDD引脚时，MIC21LV33结温按公式5-44计算。

公式5-44：

$$P_{IC} = 36V \times (20\,mA + 2\,mA)$$
$$P_{IC} = 0.79W$$
$$T_J = 0.79W \times 34\,°C\,\S\,W + 85\,°C$$
$$T_J = 111.9\,°C$$

使用EXTVDD并将MIC21LV33降压转换器的5V输出用作EXTVDD 引脚的输入时，MIC21LV33 结温按公式5-45计算。使用EXTVDD时，结温从111.9°C显著降为88.7°C。

公式5-45：

$$P_{IC} = 5V \times (20\,mA + 2\,mA)$$
$$P_{IC} = 0.11W$$
$$T_J = 0.11W \times 34\,°C/W + 85\,°C$$
$$T_J = 88.7\,°C$$

5.10 热测量

最好测量IC的外壳温度，以确保其处于工作限值以内。这项工作看似简单，但很容易出差错。最常见的错误是使用热量表附带的标准热电偶。这种热电偶的线规很大，通常为22号，其作用类似于散热器，会降低外壳温度测量值。

温度测量有如下两种方法：使用较小的热电偶线或使用红外温度计。如果使用热电偶线，则必须采用36号或更大的线规（线的尺寸更小），以最大程度减小电线的散热效应。此外，热电偶头必须涂抹导热油脂或导热胶，以确保热电偶结点与IC的外壳保持良好接触。如有可能，建议使用红外温度计。大多数红外温度计的探测头尺寸太大，无法在小尺寸IC上准确读取。但是，只要尺寸小至1 mm，红外温度计就很适合测量外壳上的最热点。还可选择使用支架，以便使光束长时间照射在IC上。此外，还可以使用更先进、更方便、更精确的红外热像仪，但此类设备要昂贵得多。

6.0 PCB布线指南

注：	为了最大程度降低EMI和输出噪声，请遵循以下布线建议。

PCB布线对于实现可靠、稳定和高效的性能至关重要。必须通过地平面来控制EMI，并最大限度地降低电源、信号和返回路径中的电感。在AGND与PGND之间使用星形接地技术，并最大程度缩短大电流路径的走线长度。

请遵循以下准则，以确保MIC21LV33两相降压转换器正常工作。

6.1 集成电路

- 连接到VDD引脚的2.2 µF陶瓷电容必须位于IC上的正确位置。VDD引脚对噪声非常敏感，因此电容的位置非常关键。使用宽走线连接到VDD、PVDD和PGND引脚。
- 将2.2 µF陶瓷电容连接到EXTVDD引脚，该电容必须位于IC上的正确位置。
- 将模拟地（AGND）引脚直接连接到地平面。请勿将AGND引脚连接到顶层的PGND焊盘。
- 使用粗走线，并最大程度缩短输入与输出电源线的走线长度。
- 将模拟地和电源地分开，并分别仅在一个位置连接。

6.2 输入电容

- 使用并联输入电容，以最大程度降低输入电容的有效ESR和ESL。
- 将输入电容靠近每相通道中的上桥臂功率MOSFET放置。
- 将输入电容放在电路板的同一面，并且尽可能靠近IC。
- 通过一个1.2Ω的电阻将V_{IN}电源连接到VIN引脚，并在VIN引脚与PGND引脚之间连接一个1 µF的陶瓷电容。尽可能缩短VIN引脚和PGND的连接。
- 在地平面上靠近输入电容接地端子的位置放置几个过孔。
- 使用X7R或X5R电解输入电容。不要使用Y5V或Z5U型电容。
- 请勿将陶瓷输入电容更换为任何其他类型的电容。可以将任何类型的电容与输入电容并联放置。
- 在热插拔应用中，使用电解旁路电容来限制突然上电时输入电源上出现的过压尖峰。

6.3 电感

- 靠近开关节点（SW1和SW2）连接电感。
- 不要在电感下方或电感附近布置任何数字线路。
- 使开关节点（SW1和SW2）远离反馈（FBS）引脚。
- 将CSPx和CSNx引脚分别直接连接到下桥臂功率MOSFET的漏极和源极，并针对每相通道将CSP和CSN走线连接在一起，以精确检测下桥臂MOSFET两端的电压，从而实现精确电流检测。
- 为了最大程度降低噪声，应在电感下方放置一个地平面。
- 电感可放置在PCB上与IC相对的一面。应为电源走线提供足够的过孔，以便在电感与IC和输出负载之间传导大电流。只要有足够大的散热器和气流使功率元件保持在其温度限值内，IC或电感处于顶部还是底部便无关紧要。将输入和输出电容放置在电路板上与IC相同的一面。

6.4 输出电容

- 使用宽走线将输出电容接地端子连接到输入电容接地端子。
- 反馈走线应与电源走线隔离，并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稳定度。

6.5 MOSFET

- MOSFET栅极驱动走线必须短而宽。应使用地平面连接MOSFET源极与PGND。
- 选择具有高C_{GS}/C_{GD}比和低内部栅极电阻的下桥臂MOSFET，以最大程度降低dV/dt引起的导通所带来的影响。
- 使用4.5V V_{GS}额定值的MOSFET。与2.5V或3.3V额定值的MOSFET相比，其较高的栅极阈值电压更不易受毛刺干扰。

6.6 V_{OUT}远程检测

- 远程检测走线必须彼此靠近或位于相邻层，以最大程度减少噪声拾取。走线应远离开关节点、电感、MOSFET和其他高dV/dt或di/dt源进行连接。

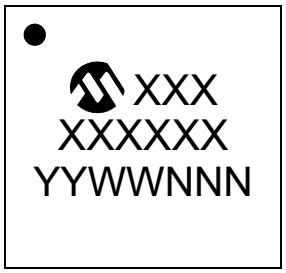
6.7 RC缓冲电路

- 将RC缓冲电路放置在电路板的任一面，并尽可能靠近SW引脚。

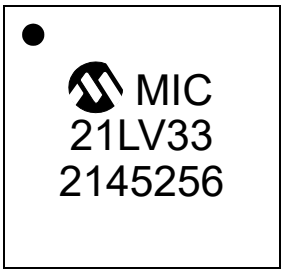
7.0 封装信息

7.1 封装标识信息

32 引脚 VQFN（5x5 mm）



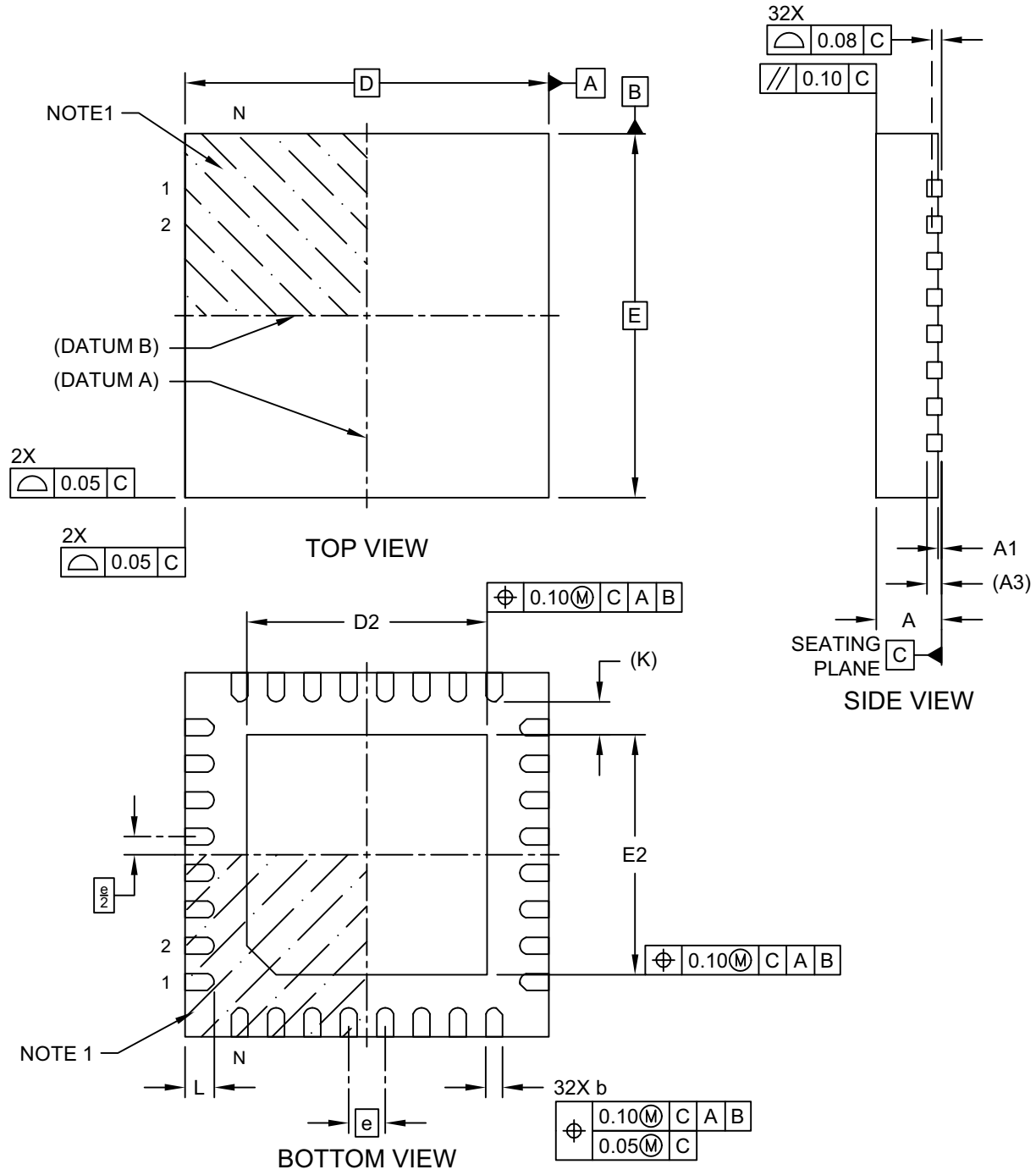
示例



图注：	XX...X	客户指定信息
	Y	年份代码（日历年的最后一位数字）
	YY	年份代码（日历年的最后两位数字）
	WW	星期代码（一月一日的星期代码为“01”）
	NNN	以字母数字组成的追踪代码
	(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。
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。	

32引脚超薄正方扁平无引线封装（QLA）——主体5x5x0.9 mm [VQFN]，带3.3 mm外露焊盘

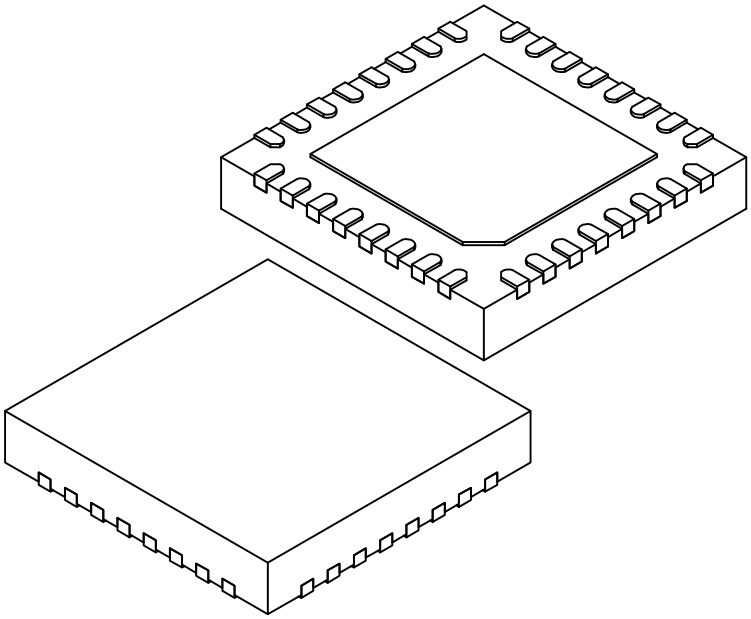
注：	最新封装图请至http://www.microchip.com/packaging查看Microchip封装规范。



Microchip Technology Drawing C04-1285 Rev A Sheet 1 of 2

32引脚超薄正方扁平无引线封装（QLA）——主体5x5x0.9 mm [VQFN]，带3.3 mm外露焊盘

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



Units		MILLIMETERS		
Dimension Limits		MIN	NOM	MAX
Number of Terminals	N	32		
Pitch	e	0.50 BSC		
Overall Height	A	0.80	0.85	0.90
Standoff	A1	0.00	0.02	0.05
Terminal Thickness	A3	0.203 REF		
Overall Length	D	5.00 BSC		
Exposed Pad Length	D2	3.25	3.30	3.35
Overall Width	E	5.00 BSC		
Exposed Pad Width	E2	3.25	3.30	3.35
Terminal Width	b	0.18	0.23	0.28
Terminal Length	L	0.35	0.40	0.45
Terminal-to-Exposed-Pad	K	0.45 REF		

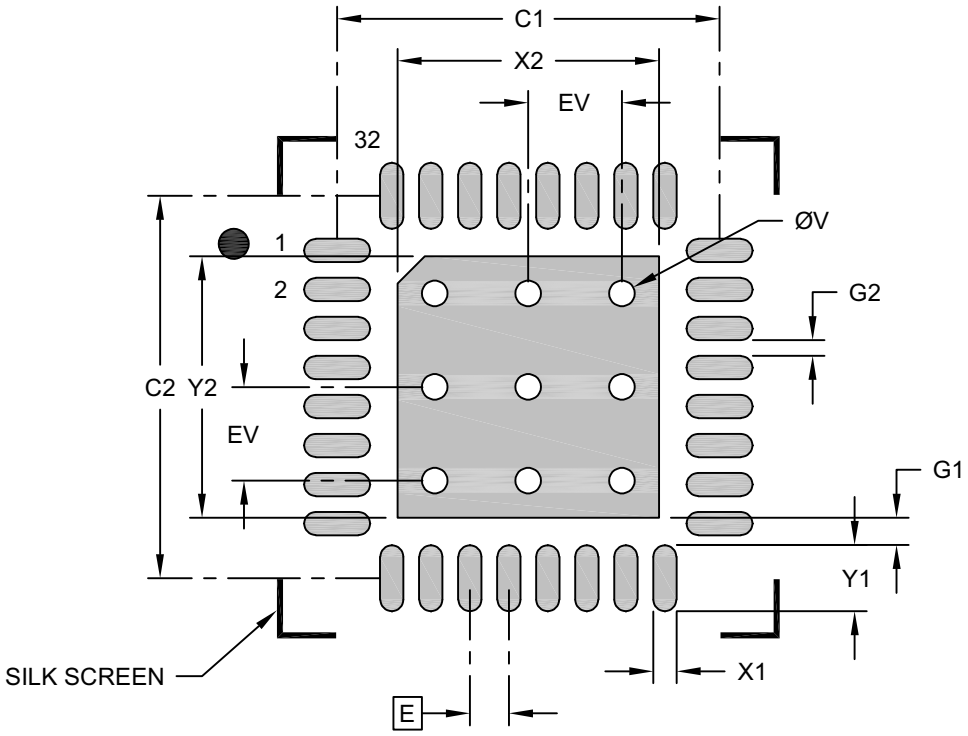
Notes:

1. Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
2. Package is saw singulated
3. 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 C04-1285 Rev A Sheet 2 of 2

32引脚超薄正方扁平无引线封装（QLA）——主体5x5x0.9 mm [VQFN]，带3.3 mm外露焊盘

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



RECOMMENDED LAND PATTERN

Units		MILLIMETERS		
Dimension Limits		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E		0.50 BSC	
Optional Center Pad Width	X2			3.35
Optional Center Pad Length	Y2			3.35
Contact Pad Spacing	C1		4.90	
Contact Pad Spacing	C2		4.90	
Contact Pad Width (X32)	X1			0.30
Contact Pad Length (X32)	Y1			0.85
Contact Pad to Center Pad (X32)	G1	0.35		
Contact Pad to Contact Pad (X28)	G2	0.20		
Thermal Via Diameter	V		0.33	
Thermal Via Pitch	EV		0.20	

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M
   BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.
2. For best soldering results, thermal vias, if used, should be filled or tented to avoid solder loss during reflow process

Microchip Technology Drawing C04-3285 Rev A

注：

附录A： 版本历史

版本A（2021年3月）

- 本文档的初始版本。

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	XX	-XX(1)
器件	结温范围	封装	包装介质

器件：	MIC21LV33：	支持超轻负载模式和切相功能的36V两相高级COT降压控制器	
结温范围：	Y	=	-40°C至+125°C，符合RoHS标准
封装：	ML	=	32引脚，5 x 5 mm VQFN
包装介质：	TR	=	3300片/卷盘

示例：

a) MIC21LV33YML-TR： 支持超轻负载模式和切相功能的 36V 两相高级COT降压控制器，-40°C至+125°C结温范围，32引脚5 mm x 5 mm VQFN封装，3300片/卷盘

注 1： 卷带式标识符仅出现在产品目录的部件编号描述中。该标识符用于订货目的，不会印刷在器件封装上。关于包装是否提供卷带式选项的信息，请咨询当地的Microchip销售办事处。

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规范。
- Microchip 确信：在正常使用的情况下， Microchip 系列产品非常安全。
- 目前，仍存在着用恶意、甚至是非法的方法来试图破坏代码保护功能的行为。我们确信，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。这种试图破坏代码保护功能的行为极可能侵犯 Microchip 的知识产权。
- 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 《数字器件千年版权法案 （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。

本出版物中提供的信息仅仅是为方便您使用 Microchip 产品或使用这些产品来进行设计。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 “按原样” 提供这些信息。 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，包括但不限于针对非侵权性、适销性和特定用途的适用性的暗示担保，或针对其使用情况、质量或性能的担保。

在任何情况下，对于因这些信息或使用这些信息而产生的任何间接的、特殊的、惩罚性的、偶然的或间接的损失、损害或任何类型的开销， Microchip 概不承担任何责任，即使 Microchip 已被告知可能发生损害或损害可以预见。在法律允许的最大范围内，对于因这些信息或使用这些信息而产生的所有索赔， Microchip 在任何情况下所承担的全部责任均不超出您为获得这些信息向 Microchip 直接支付的金额 （如有）。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损害、索赔、诉讼或费用时，会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任。除非另外声明，在 Microchip 知识产权保护下，不得暗中或以其他方式转让任何许可证。

有关 Microchip 质量管理体系的更多信息，请访问 www.microchip.com/quality。

商标

Microchip 的名称和徽标组合、 Microchip 徽标、 Adaptec、AnyRate、AVR、AVR 徽标、AVR Freaks、BesTime、BitCloud、chipKIT、 chipKIT 徽标、 CryptoMemory、 CryptoRF、 dsPIC、FlashFlex、flexPWR、 HELDO、 IGLOO、 JukeBlox、 KeeLoq、Kleer、 LANCheck、 LinkMD、 maXStylus、 maXTouch、MediaLB、 megaAVR、 Microsemi、 Microsemi 徽标、 MOST、MOST 徽标、 MPLAB、 OptoLyzer、 PackeTime、 PIC、picoPower、 PICSTART、 PIC32 徽标、 PolarFire、 Prochip Designer、 QTouch、 SAM-BA、 SenGenuity、 SpyNIC、 SST、SST 徽标、 SuperFlash、 Symmetricom、 SyncServer、Tachyon、 TimeSource、 tinyAVR、 UNI/O、 Vectron 及 XMEGA 均为 Microchip Technology Incorporated 在美国和其他国家或地区的注册商标。

AgileSwitch、 APT、 ClockWorks、 The Embedded Control Solutions Company、 EtherSynch、 FlashTec、 Hyper Speed Control、 HyperLight Load、 IntelliMOS、 Libero、 motorBench、mTouch、 Powermite 3、 Precision Edge、 ProASIC、 ProASIC Plus、 ProASIC Plus 徽标、 Quiet-Wire、 SmartFusion、SyncWorld、 Temux、 TimeCesium、 TimeHub、 TimePictra、TimeProvider、 WinPath 和 ZL 均为 Microchip Technology Incorporated 在美国的注册商标。

Adjacent Key Suppression、 AKS、 Analog-for-the-Digital Age、Any Capacitor、 AnyIn、 AnyOut、 Augmented Switching、BlueSky、 BodyCom、 CodeGuard、 CryptoAuthentication、CryptoAutomotive、 CryptoCompanion、 CryptoController、dsPICDEM、 dsPICDEM.net、 Dynamic Average Matching、DAM、 ECAN、 Espresso T1S、 EtherGREEN、 IdealBridge、In-Circuit Serial Programming、 ICSP、 INICnet、 Intelligent Paralleling、Inter-Chip Connectivity、JitterBlocker、maxCrypto、maxView、memBrain、Mindi、MiWi、MPASM、MPF、MPLAB Certified 徽标、 MPLIB、 MPLINK、 MultiTRAK、 NetDetach、Omniscient Code Generation、PICDEM、PICDEM.net、PICkit、PICtail、 PowerSmart、 PureSilicon、 QMatrix、 REAL ICE、Ripple Blocker、 RTAX、 RTG4、 SAM-ICE、 Serial Quad I/O、simpleMAP、SimpliPHY、SmartBuffer、SMART-I.S.、storClad、SQI、 SuperSwitcher、 SuperSwitcher II、 Switchtec、SynchroPHY、 Total Endurance、 TSHARC、 USBCheck、VariSense、 VectorBlox、 VeriPHY、 ViewSpan、 WiperLock、XpressConnect 和 ZENA 均为 Microchip Technology Incorporated 在美国和其他国家或地区的商标。

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

Adaptec 徽标、Frequency on Demand、Silicon Storage Technology 和 Symmcom 均为 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。

© 2021, Microchip Technology Incorporated 版权所有。

ISBN：978-1-5224-8471-4

全球销售及服务网点

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

中国 - 北京
Tel: 86-10-8569-7000

中国 - 成都
Tel: 86-28-8665-5511

中国 - 重庆
Tel: 86-23-8980-9588

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

中国 - 南京
Tel: 86-25-8473-2460

中国 - 青岛
Tel: 86-532-8502-7355

中国 - 上海
Tel: 86-21-3326-8000

中国 - 沈阳
Tel: 86-24-2334-2829

中国 - 深圳
Tel: 86-755-8864-2200

中国 - 苏州
Tel: 86-186-6233-1526

中国 - 武汉
Tel: 86-27-5980-5300

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7252

中国 - 厦门
Tel: 86-592-238-8138

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2943-5100

中国 - 珠海
Tel: 86-756-321-0040

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-213-7830

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2508-8600

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-577-8366

亚太地区

澳大利亚 Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733

印度 India - Bangalore
Tel: 91-80-3090-4444

印度 India - New Delhi
Tel: 91-11-4160-8631

印度 India - Pune
Tel: 91-20-4121-0141

日本 Japan - Osaka
Tel: 81-6-6152-7160

日本 Japan - Tokyo
Tel: 81-3-6880-3770

韩国 Korea - Daegu
Tel: 82-53-744-4301

韩国 Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200

马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-7651-7906

马来西亚 Malaysia - Penang
Tel: 60-4-227-8870

菲律宾 Philippines - Manila
Tel: 63-2-634-9065

新加坡 Singapore
Tel: 65-6334-8870

泰国 Thailand - Bangkok
Tel: 66-2-694-1351

越南 Vietnam - Ho Chi Minh
Tel: 84-28-5448-2100

欧洲

奥地利 Austria - Wels
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦 Denmark - Copenhagen
Tel: 45-4485-5910
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

德国 Germany - Garching
Tel: 49-8931-9700

德国 Germany - Haan
Tel: 49-2129-3766400

德国 Germany - Heilbronn
Tel: 49-7131-72400

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: 47-7288-4388

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

© 2021 Microchip Technology Inc.