

宽电压范围降压 - 升压控制器

检查样品: LM5118, LM5118-Q1

特征

- **LM5118-Q1**是汽车级产品
那就是AEC-Q100 1级合格 (-40°C到125°C工作结温)
- 超宽输入电压范围为3V至75V
- 模拟峰值电流模式控制
- 平滑过渡到降阶和升压模式
- 开关频率可编程为500KHz
- 振荡器同步功能
- 内部高压偏置调节器
- 集成高边和低边门驱动器
- 可编程软启动时间
- 超低关断电流
- 使能输入宽带误差放大器
- 1.5% 反馈参考精度
- 热关机

包

- HTSSOP-20 (裸露垫)

描述

该 **LM5118** 宽电压范围降压 - 升压开关调节器控制器功能全部必要至实行一个高性能, 成本 高效 降压 - 升压 调节器使用最少的外部组件. 巴克 - 升压拓扑保持输出电压调节当输入电压小于或者更小时比输出电压使其特别合适适用于汽车应用. **LM5118** 作为降压调节器, 而输入电压足够更大 比 该 调控 产量 电压 和逐渐过渡到降压 - 升压模式输入电压接近输出. 这种双重模式方法在广泛范围内保持监管具有最佳转换效率的输入电压降压模式和模式期间无毛刺输出过渡. 这个易于使用的控制器包括驱动器为高端降压MOSFET和低电平侧升压MOSFET. 调节器控制方法基于使用a的当前模式控制模拟电流斜坡. 模拟电流模式控制可以降低脉冲宽度的噪声灵敏度调制电路, 允许可靠的控制高输入电压所需的小占空比应用. 额外的保护功能包括电流限制, 热关断和使能输入. 该设备具有增强功率的功能. **HTSSOP-20**封装具有裸露的裸片附着垫以帮助散热.

www.wlxml.com



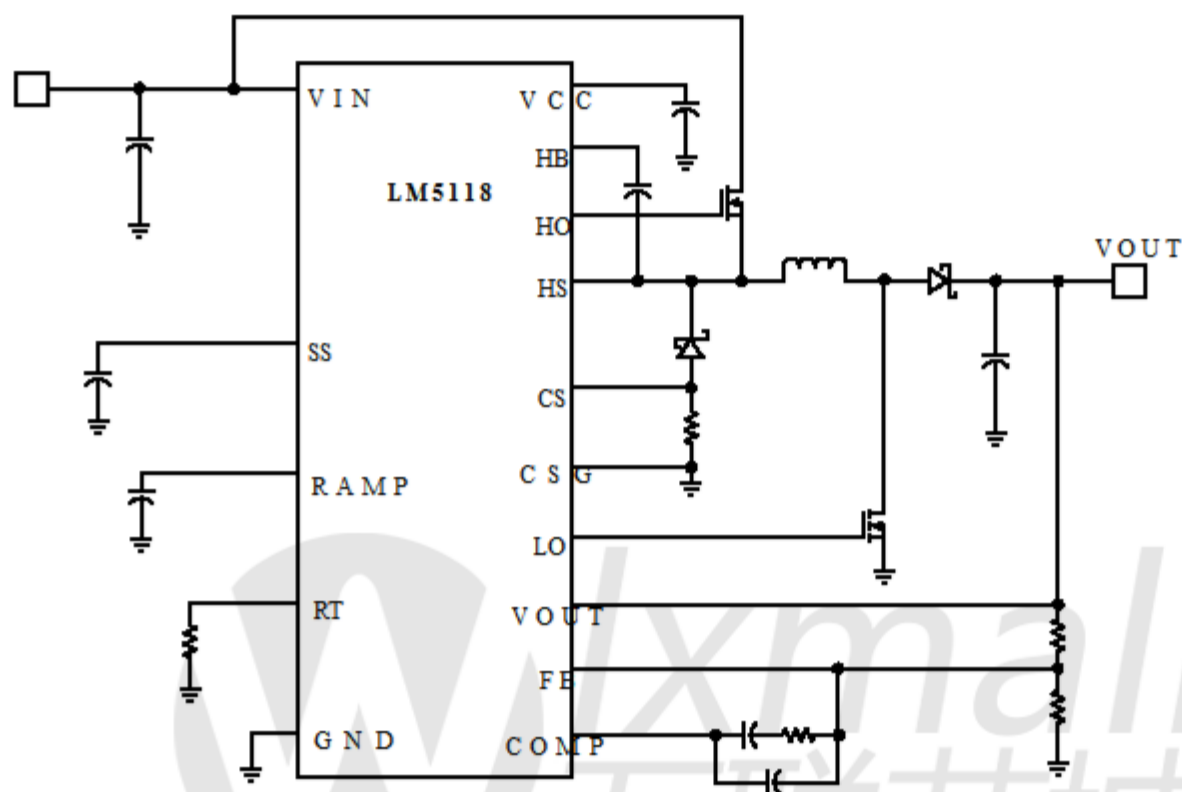
请注意, 关于可用性, 标准保修和关键应用中的使用的重要通知
德州仪器的半导体产品和免责声明出现在本数据表的最后.

所有商标均为其各自所有者的财产.

生产数据信息是公布日期的最新信息.
仪器符合德州仪器生产规定
必须包括测试所有参数.

版权所有 ©2008-2013, Texas Instruments Incorporated

典型应用电路



包

HTSSOP-20 (裸露垫)

连接图

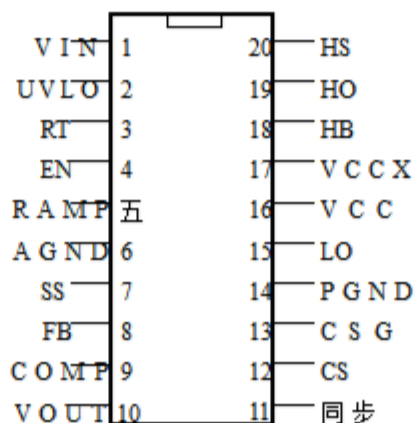


图1. PWP0020A封装 (顶视图)

 Ixmall
万联芯城
www.wlxmall.com

密码说明

销	名称	描述
1	VIN	输入电源电压。
2	UVLO	如果UVLO引脚低于1.23V, 稳压器将处于待机模式 (VCC稳压器运行, 开关稳压器禁用)。当UVLO引脚超过1.23V时, 稳压器进入正常工作模式。外部电压分频器可用于设置欠压关断阈值。从UVLO引脚输出固定的5 μ A电流。如果256个连续的开关周期存在电流限制条件, 则内部开关将UVLO引脚拉到地然后释放。
3	RT	该引脚和AGND引脚之间的内部振荡器频率由单个电阻设置。推荐频率范围为50 kHz至500 kHz。
4	EN	如果EN引脚低于0.5V, 调节器将处于低于VIN的低功耗状态, 小于10 μ A。EN必须升至3V以上正常运行。
五	RAMP	斜坡控制信号。连接在该引脚和AGND引脚之间的外部电容设置所使用的斜坡斜率用于仿真电流模式控制。
6	AGND	模拟地。
7	SS	软启动。外部电容器和内部10 μ A电流源设置误差放大器参考的上升时间。该当VCC小于VCC欠压阈值 (<3.7V) 时, SSLO引脚保持低电平, 当UVLO引脚为低电平时 (<1.23V), 当EN低 (<0.5V) 或热关断激活时。
8	FB	来自调节输出的反馈信号。连接到内部误差放大器的反相输入端。
9	COMP	输出内部误差放大器。循环补偿网络应连接在COMP和FB引脚。
10	VOUT	用于仿真电流模式控制的输出电压监视器。将此引脚直接连接到稳压输出。
11	同步	同步输入, 用于将稳压器同步切换到外部时钟。
12	CS	电流检测输入。连接到电流检测电阻的二极管侧。
13	CSG	电流检测接地输入。连接到电流检测电阻的接地侧。
14	PGND	电源地。
15	LO	升压MOSFET栅极驱动输出。连接到外部升压MOSFET的栅极。
16	VCC	偏置调节器的输出。使用位于靠近的低ESR / ESL电容器本地将其去耦到PGND控制器。
17	VCCX	用于外部提供的偏置电源的可选输入。如果VCCX引脚上的电压大于3.9V, 则内部VCC稳压器被禁止, VCC引脚内部连接到VCCX引脚电源。如果不使用VCCX, 请连接到AGND。
18	HB	用于引导操作的高边栅极驱动器电源。自举电容器为电流充电侧MOSFET栅极。该电容应尽可能靠近控制器放置在HB之间和HS。
19	HO	降压MOSFET栅极驱动输出。通过短路, 低电感连接到高压降压MOSFET的栅极路径。
20	HS	降压MOSFET源极引脚。连接到高压降压MOSFET和自举电容的源极端子。
	EP	焊接到IC下的地平面对辅助散热。



这些器件具有有限的内置ESD保护。引线应短接在一起, 或将器件放置在导电泡沫中在存储或处理过程中, 以防止对MOS门的静电损坏。

绝对最大额定值 (1)

VIN, EN, VOUT到GND	-0.3V至76V
VCC, LO, VCCX, UVLO至GND (2)	-0.3至15V
HB至HS	-0.3至15V
HO到HS	-0.3至HB + 0.3V
HS到GND	-4V至76V
CSG, CS到GND	-0.3V至+ 0.3V
RAMP, SS, COMP, FB, SYNC, RT到GND	-0.3至7V
ESD等级 HBM (3)	2 kV
存储温度范围	-55°C至+ 150°C
结温	+ 150°C

(1) 绝对最大额定值是超出设备可能发生的损坏的限制。

(2) 这些引脚不能超过VIN。

(3) 人体模型是通过1.5 k放电的100pF电容

Ω电阻到每个引脚。

营业额度 (1)

VIN (2)	3V至75V
VCC, VCCX	4.75V至14V
结温	-40°C至+ 125°C

(1) 运行额定值表示设备功能的条件，但不能确保特定的性能限制。

[有关规格和测试条件，请参阅电气特性。](#)

(2) 最初启动控制器需要5V VIN。


Ixmall
万联芯城
www.wlxmall.com

电气特性

标准型的限制仅适用于 $T_J = 25^\circ\text{C}$; 在 -40°C 至 125°C 的结温范围内, 粗体字的限制适用+ 125°C . 除非另有规定, 否则满足以下条件: $V_{IN} = 48\text{V}$, $V_{CCX} = 0\text{V}$, $EN = 5\text{V}$, $R_T = 29.11\text{k}$ Ω , 否

LO和HO负载 (1)

符号	参数	条件	值	典型	马克斯	单位
VIN 供应						
我 偏偏	VIN 工作电流	$V_{CCX} = 0\text{V}$		4.5	5.5	嘛
我 BIASX	VIN 工作电流	$V_{CCX} = 5\text{V}$		1	1.85	嘛
我 STDBY	VIN 关断电流	$EN = 0\text{V}$		1	10	μA
VCC 调节器						
VCC (REG)	VCC 调节	$V_{CCX} = 0\text{V}$	6.8	7	7.2	V
VCC (REG)	VCC 调节	$V_{CCX} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 6\text{V}$	五	5.25	5.5	V
	VCC 电源限流	$V_{CC} = 0$	21	35		嘛
	VCCX 开关阈值	VCCX 上升	3.68	3.85	4.02	V
	VCCX 开关迟滞			0.2		V
	VCCX 开关 $R_{DS}(\text{ON})$	$ICC_X = 10\text{mA}$		五	12	Ω
	VCCX 开关泄漏	$V_{CCX} = 0\text{V}$		0.5	1	μA
	VCCX 下拉电阻	$V_{CCX} = 3\text{V}$		70		$\text{k}\Omega$
	VCC 欠压锁定电压 VCC 上升		3.52	3.7	3.86	V
	VCC 欠压迟滞			0.21		V
	HB DC 偏置电流	$HB-HS = 15\text{V}$		205	260	μA
	VC LDO 模式关闭			10		V
EN INPUT						
VIL 最大	EN 输入低阈值				0.5	V
VIH 分钟	EN 输入高阈值		3.00			V
	EN 输入偏置电流	$V_{EN} = 3\text{V}$	-1		1	μA
	EN 输入偏置电流	$V_{EN} = 0.5\text{V}$	-1		1	μA
	EN 输入偏置电流	$V_{EN} = 7.5\text{V}$		50		μA
UVLO THRESHOLDS						
	UVLO 待机阈值	UVLO 上升	1.191	1.231	1.271	V
	UVLO 阈值迟滞			0.105		V
	UVLO 上拉电流源	$UVLO = 0\text{V}$		五		μA
	UVLO 下拉式 $R_{DS}(\text{ON})$			100	200	Ω
软启动						
	SS 电流源	$SS = 0\text{V}$	7.5	10.5	13.5	μA
	SS 到 FB 偏移	$FB = 1.23\text{V}$		150		毫伏
	SS 输出低电压	下降 $100\mu\text{A}$, $UVLO = 0\text{V}$		7		毫伏
错误放大器						
V REF	FB 参考电压	在 FB 引脚测量, $FB = \text{COMP}$	1.212	1.230	1.248	V
	FB 输入偏置电流	$FB = 2\text{V}$		20	200	nA 的
	COMP Sink / 源电流		3			嘛
A OL	直流增益			80		分贝
f BW	统一带宽			3		兆赫
PWM 比较器						
t HO (OFF)	强制 HO 关闭		305	400	495	NS
T ON (MIN)	HO 最少时间			70		NS
	COMP 到比较器偏移			200		毫伏

(1) 最小和最大限度是在 25°C 下进行 100% 生产测试. 通过相关性确保工作温度范围的限制
使用统计质量控制 (SQC) 方法. 限制用于计算平均出差质量水平 (AOQL).

电气特性 (续)

 标准型的限制仅适用于 $T_J = 25^\circ\text{C}$; 在 -40°C 至 125°C 的结温范围内, 粗体字的限制适用

 + 125°C . 除非另有规定, 否则满足以下条件: $V_{IN} = 48\text{V}$, $V_{CCX} = 0\text{V}$, $E_N = 5\text{V}$, $R_T = 29.11\text{ k}$
 Ω , 否

LO和HO负载 (1)

符号	参数	条件	值	典型	马克斯	单位
振荡器 (RT PIN)						
f SW1	频率1	$R_T = 29.11\text{ k}$	178	200	224	千赫
f SW2	频率2	$R_T = 9.525\text{ k}$	450	515	575	千赫
同步						
	同步阈值下降			1.3		V
当前限制						
V CS (TH)	逐周期检测电压 阈值 (CS-CSG)	RAMP = 0降压模式	-103	-125	-147	毫伏
V CS (THX)	逐周期检测电压 阈值 (CS-CSG)	RAMP = 0降压 - 升压模式	-218	-255	-300	毫伏
	CS偏置电流	CS = 0V		45	60	μA
	CSG偏置电流	CSG = 0V		45	60	μA
	限流故障定时器			256		周期
RAMP发电机						
我 R1	RAMP当前1	$V_{IN} = 60\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$	245	305	365	μA
我 R2	RAMP电流2	$V_{IN} = 12\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$	95	115	135	μA
我 R3	RAMP电流3	$V_{IN} = 5\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$	65	80	95	μA
	VOUT偏置电流	$V_{OUT} = 48\text{V}$		245		μA
低侧 (LO) 门控驱动器						
V OLL	LO低电平输出电压	$I_{LO} = 100\text{ mA}$	0.095	0.14	0.23	V
V OHL	LO高电平输出电压	$I_{LO} = -100\text{mA}$ $V_{OHL} = V_{CC} - V_{LO}$		0.25		V
	LO上升时间	C负载 = 1 nF, $V_{CC} = 8\text{V}$		16		NS
	LO下降时间	C负载 = 1 nF, $V_{CC} = 8\text{V}$		14		NS
我 OHL	峰值LO源电流	$V_{LO} = 0\text{V}$, $V_{CC} = 8\text{V}$		2.2		一个
我 OLL	峰值LO灌电流	$V_{LO} = V_{CC} = 8\text{V}$		2.7		一个
高侧 (HO) 门驱动器						
V OLH	HO低电平输出电压	$I_{HO} = 100\text{mA}$	0.1	0.135	0.21	V
V OHH	HO高电平输出电压	$I_{HO} = -100\text{mA}$, $V_{OHH} = V_{HB} - V_{OH}$		0.25		V
	HO上升时间	C负载 = 1 nF, $V_{CC} = 8\text{V}$		14		NS
	HO下降时间	C负载 = 1 nF, $V_{CC} = 8\text{V}$		12		NS
我 OHH	峰值HO源电流	$V_{HO} = 0\text{V}$, $V_{CC} = 8\text{V}$		2.2		一个
我 OLH	峰值电流	$V_{HO} = V_{CC} = 8\text{V}$		3.5		一个
	HB-HS欠压锁定			3		V
BUCK-BOOST特性						
	降压 - 升压模式	降压占空比 (2)	69	75	80	%
热						
T SD	热关断温度			165		$^\circ\text{C}$
	热关断滞后			25		$^\circ\text{C}$
θ_{JA}	交界处			40		$^\circ\text{C} / \text{W}$
θ_{JC}	结到案例			4		$^\circ\text{C} / \text{W}$

(2) 当占空比超过75%时, LM5118控制器逐渐进入降压 - 升压模式。

典型性能特点

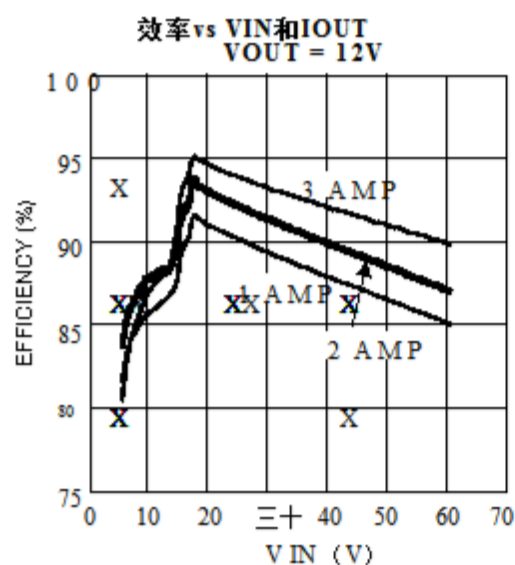


图2.

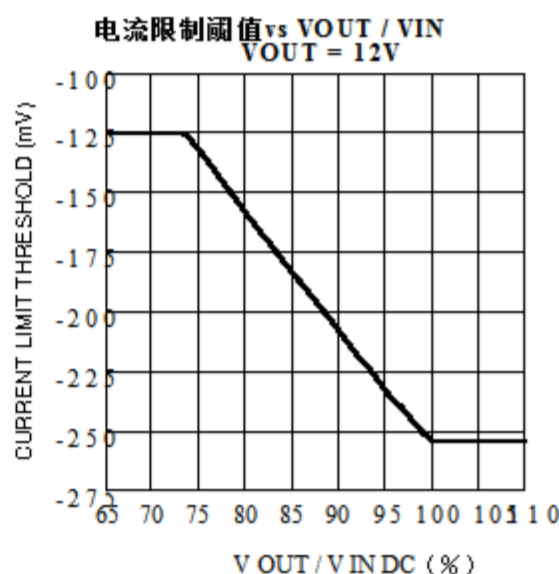


图3.

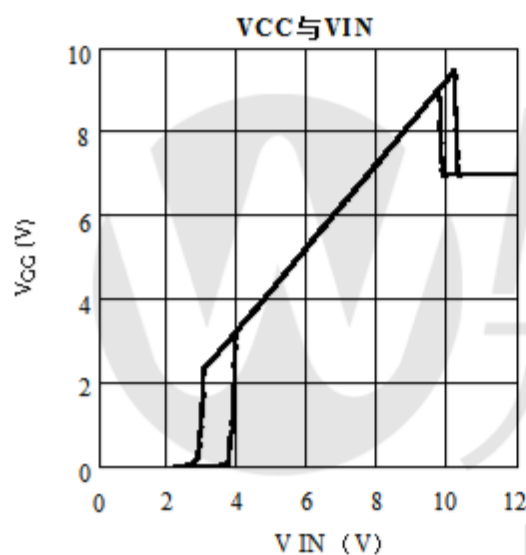


图4.

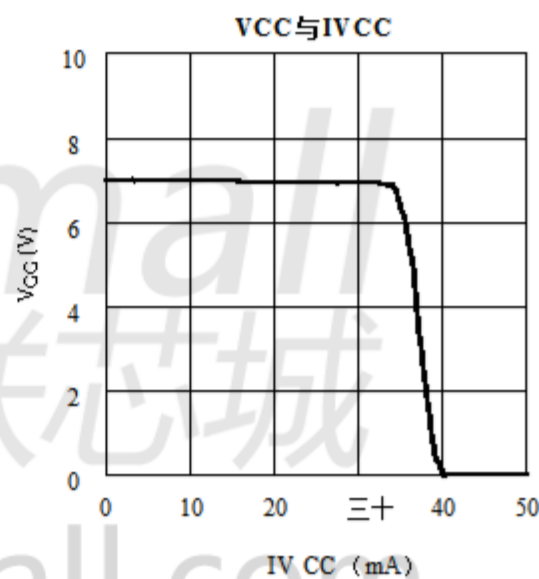


图5.

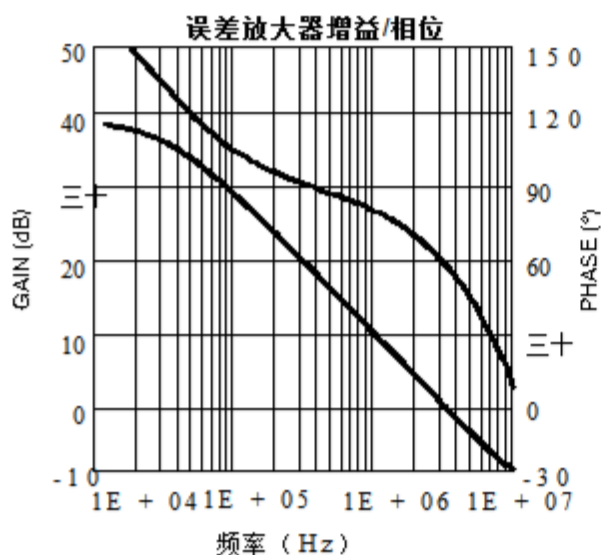


图6.

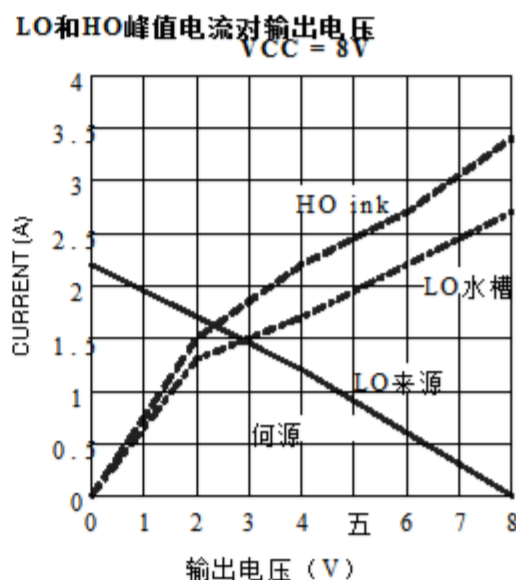


图7.

典型性能特点 (续)

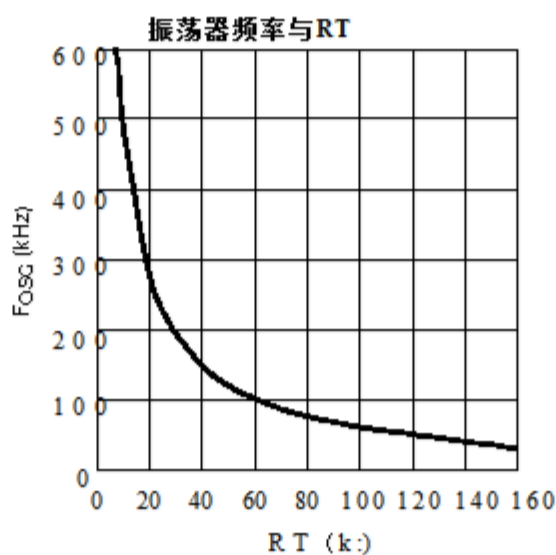


图8.

 *lxm*all
万联芯城
www.wlxmall.com

框图和典型应用电路

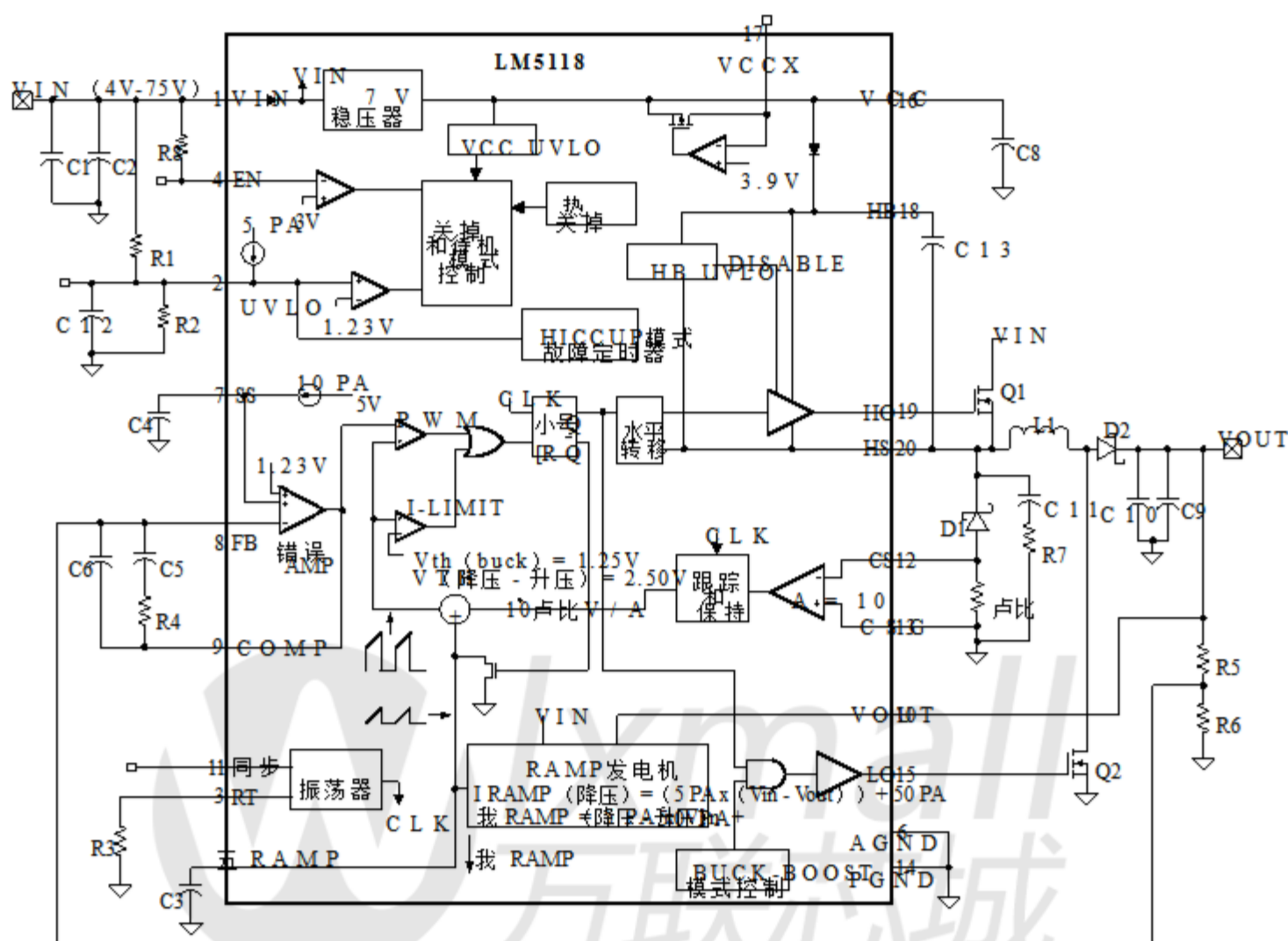


图9.

www.wlxmail.com

详细操作说明

LM5118高压开关稳压器具有实现高效所需的所有功能

高压降压或降压 - 升压调节器使用最少的外部元件. 调压开关

允许从输入电压接近输出电压时, 从降压到降压 - 升压运行

输入大于或小于输出电压的操作. 这种易于使用的调节器集成了高性能,

侧和低端MOSFET驱动器, 能够提供2安培的峰值电流. 调节器控制方式

基于利用仿真电流斜坡的电流模式控制. 峰值电流模式控制提供

固有线路前馈, 逐周期电流限制和环路补偿的易用性. 使用一个

仿真控制斜坡降低了脉宽调制电路的噪声灵敏度, 允许可靠的处理

在高输入电压应用中需要非常小的占空比. 操作频率是用户

可编程从50 kHz到500 kHz. 振荡器同步引脚允许多个LM5118稳压器

自同步或与外部时钟同步. 故障保护功能包括限流,

热关机和远程关机功能. 欠压锁定输入允许调节器关闭

当输入电压低于用户选择的阈值时, 使能引脚处的低电平状态将放置稳压器

成为极低电流关断状态. 该设备可用于HTSSOP-20EP封装

裸露的焊盘以帮助散热.

降压 - 升压调节器可以保持高于或低于输出电压的输入电压的调节.

挑战是降压 - 升压功率转换器不如降压稳压器那么有效. LM5118已经

设计为双模式控制器, 其中功率转换器在输入电压时作为降压调节器

高于产生. 随着输入电压接近输出电压, 逐渐过渡到降压 - 升压

模式发生. 双模式方法在宽范围的输入电压下保持调节

在正常降压模式下保持最佳的转换效率. 模式之间的逐渐过渡

消除转换期间输出的干扰. 图10显示了LM5118的基本操作

调节器处于降压模式. 在降压模式下, 晶体管Q1有效, Q2禁止. 电感电流斜坡

与Q1在有效时的VIN-VOUT电压差成比例, 并通过再循环下降

Q1关断时的二极管D1. 一阶降压模式传递函数为 $V_{OUT} / V_{IN} = D$, 其中D为占空比

的降压开关, Q1.

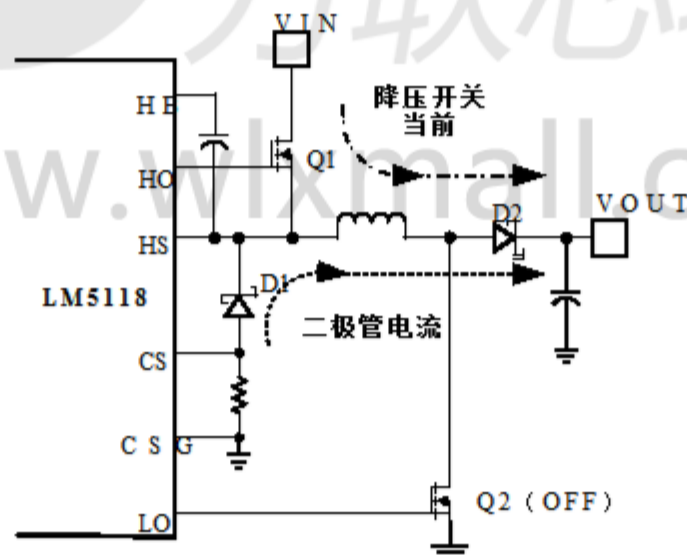


图10. 降压模式操作

降压 - 升压模式的基本操作如图11所示. 在降压 - 升压模式下, Q1和Q2均为有效

每个周期的同一时间间隔. 当Q1和Q2有效时, 电感电流上升 (与VIN成正比)

并在关闭时间内通过循环二极管向下倾斜. 一阶降压 - 升压转换功能是

$V_{OUT} / V_{IN} = D / (1-D)$, 其中D是Q1和Q2的占空比.

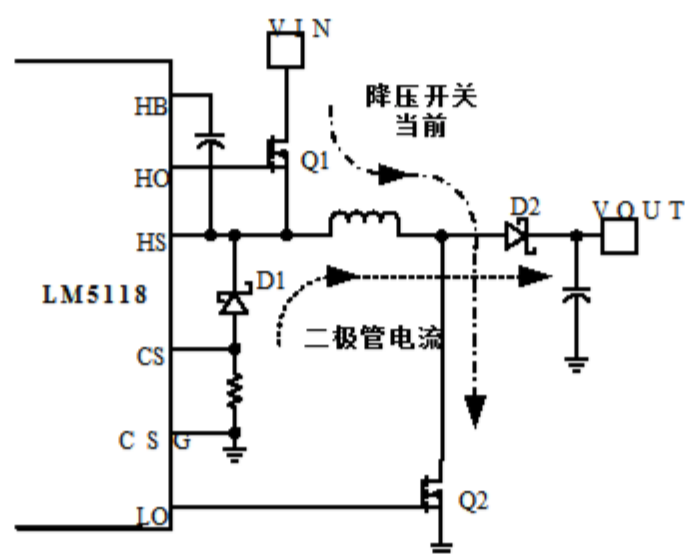


图11.降压 - 升压模式操作

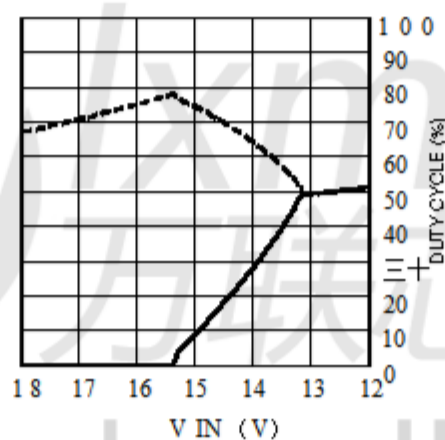


图12.占空比的模式依赖 (VOUT = 12V)

操作模式

图12说明了占空比如何影响操作模式，并且在以下参考中是有用的

讨论.最初，只有降压开关有效，降压占空比增加，以保持输出

VIN降低.当VIN约等于15.5V时，升压开关开始工作

低占空比.如果VIN继续下降，升压开关占空比增加，降压开关占空比减小直到它们在VIN = 13.2V下变得相等.

降压模式操作：VIN > VOUT

LM5118降压 - 升压调节器作为具有仿真电流模式控制的常规降压稳压器工作

而VIN大于VOUT，降压模式占空比小于75%.在降压模式下，LO门驱动输出到升压开关保持低电平.

降压 - 升压模式运行：VIN = VOUT

当VIN相对于VOUT降低时，降压开关的占空比将增加以保持调节.

一旦占空比达到75%，升压开关就以非常小的占空比开始工作.正如VIN所示

进一步减小，升压开关占空比增加，直到与降压开关相同.随着VIN进一步发展

降低到VOUT以下，降压和升压开关与相同的占空比和稳压器一起工作

处于全降压 - 升压模式.该功能允许调节器从降压到降压 - 升压模式平滑地转换.

应该注意的是，调节器可以设计为在VIN小于4伏特的情况下工作，但VIN必须处于启动期间至少5伏.图13给出了从降压到降压的逐渐过渡的时序图，

当输入电压在几个开关周期内向下斜坡时，升压模式.

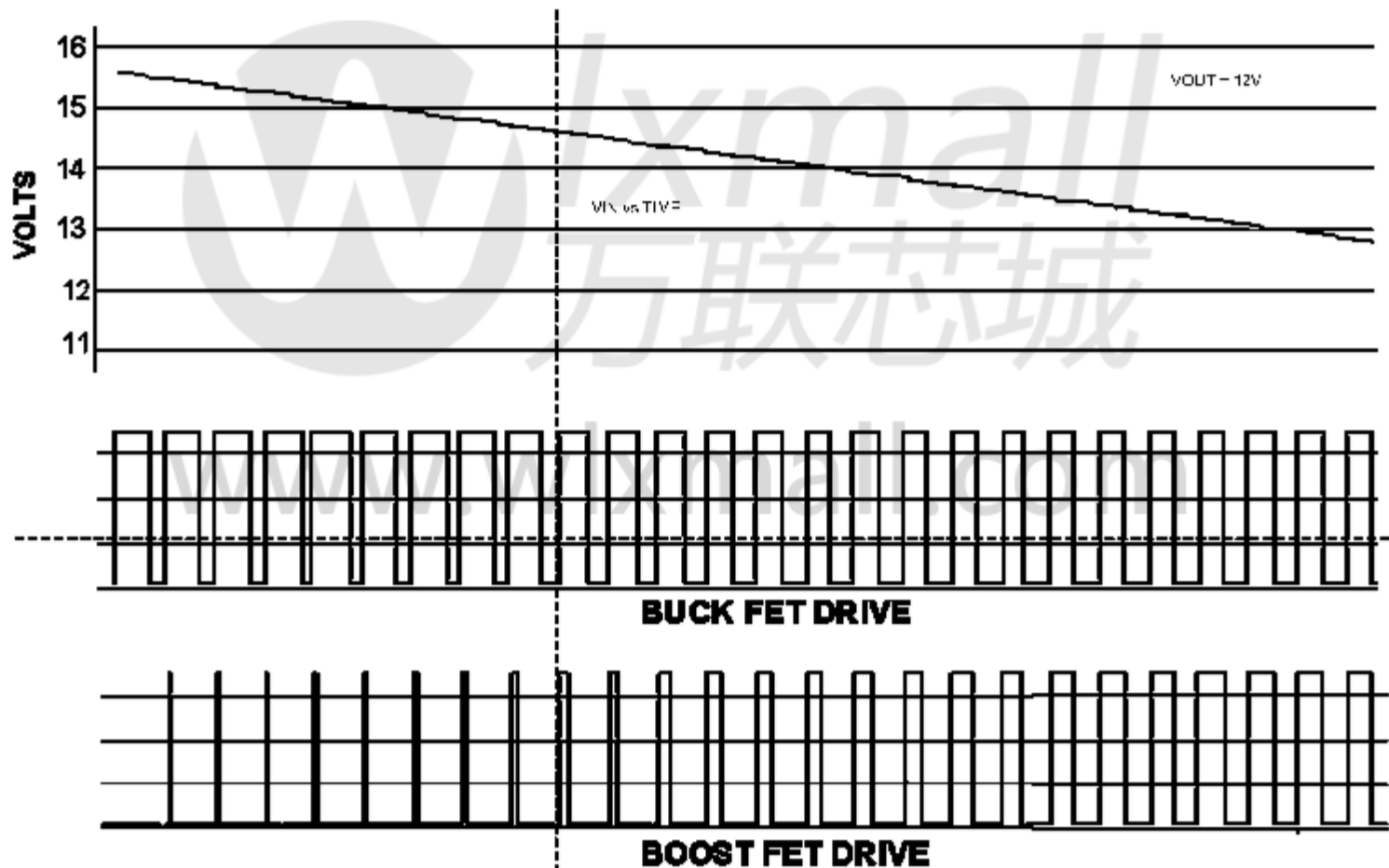


图13.降压 (HO) 和升压 (LO) 开关占空比对时间，说明随着输入电压降低的渐变模式变化

功能说明

高压启动调压器

LM5118包含一个双模式高压线性稳压器, 为PWM提供VCC偏置电源控制器和MOSFET栅极驱动器。VIN输入引脚可以直接连接到高达的输入电压75V。对于低于10V的输入电压, 内部低压差开关将VCC直接连接至VIN。在这个供应范围内, VCC大致等于VIN。对于大于10V的VIN电压, 低压差开关被禁止并且VCC稳压器使能VCC保持在大约7V。4V至75V的宽工作范围(启动要求至少为5V)通过使用这种双模式调节器来实现。

典型的VCC调节器的输出电流限制在35 mA。上电后, 监管机构来源电流进入电容连接到VCC引脚。当VCC引脚上的电压超过VCC欠压时, 电压阈值为3.7V, UVLO输入引脚电压大于1.23V, 栅极驱动器输出为并启动软启动序列。栅极驱动器输出保持使能, 直到VCC低于3.5V或UVLO引脚处的电压低于1.13V。

在许多应用中, 可以将调节的输出电压或辅助电源电压施加到VCCX引脚以降低IC的功耗。对于4V至15V之间的输出电压, VOUT可直接连接VCCX。当VCCX引脚上的电压大于3.85V时, 内部VCC稳压器被禁止。内部开关将VCCX连接到VCC, 从而降低内部功耗。

在高压应用中, 应特别小心, 以确保VIN引脚电压不超过绝对最大额定电压为76V。在线路或负载瞬变期间, VIN线上的电压振铃超过绝对最大额定值可能会损坏IC。两个仔细的PC板布局和使用质量靠近VIN和GND引脚的旁路电容至关重要。

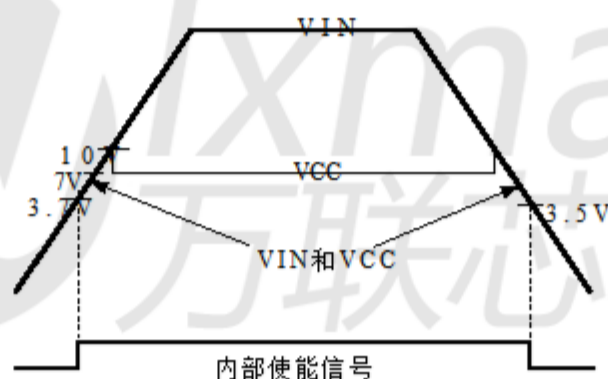


图14. VIN和VCC排序

启用

LM5118包含一个使能功能, 提供非常低的输入电流关断模式。如果EN引脚是拉至0.5V以下, 调节器进入关断模式, 从VIN引脚拉低小于10μA。提高3V以上的EN输入使调节器正常工作。如果EN引脚可以直接连接到VIN引脚。功能不是必需的。它不能悬空。一个1MΩ上拉电阻到VIN可以用来与一个接口连接开路集电极或开漏控制信号。

UVLO

当输入低于所需操作时, 提供欠压锁定引脚以禁用稳压器范围。如果UVLO引脚低于1.13V, 则稳压器进入待机模式, 输出禁用, 但与VCC稳压器工作。如果UVLO输入超过1.23V, 调节器将恢复正常运行。电压可以使用从输入到地的分频器来设置VIN阈值, 以便在欠压时禁用稳压器条件或低输入故障。

如果电流限制故障存在超过256个时钟周期, 调节器将进入“打嗝”电流模式。通过内部开关将UVLO引脚拉低。当UVLO引脚时, 此开关关闭。接近允许UVLO引脚上升的地电位。连接到UVLO引脚的电容会延迟恢复到正常工作状态, 从而设定打嗝模式故障保护的关闭时间。内部5 μ A上拉电流将UVLO引脚拉高至高电平状态, 以确保VIN UVLO功能正常工作。不需要, 引脚悬空。

振荡器和同步能力

LM5118振荡器频率由连接在RT引脚之间的单个外部电阻设置。AGND引脚。RT电阻应位于非常靠近器件的位置, 并直接连接到器件的引脚。我知道了。要设置所需的振荡器频率(f), RT电阻的必要值可以从...中计算出来。以下等式:

$$R_T = \frac{6.4 \times 10^9}{f} - 3.02 \times 10^3$$

(1)

SYNC引脚可用于将内部振荡器与外部时钟同步。外部时钟必须是频率高于由RT电阻器设定的自由运行频率。具有漏极开路的时钟电路。输出是从外部时钟到SYNC引脚的推荐接口。时钟脉冲持续时间应该是大于15 ns。

通过将SYNC引脚连接在一起, 可以将多个LM5118器件同步在一起, 如图所示。在这种配置中, 所有的设备将被同步到最高频率的设备。

图16说明了LM5118的SYNC输入/输出特性。内部振荡器电路驱动SYNC引脚带有强大的下拉/弱上拉变频器。当SYNC引脚拉低时, 由内部引脚拉低振荡器或外部时钟, 振荡器的斜坡周期终止, 强制关闭时间为400 ns。在新的振荡器周期开始之前。如果几个LM5118 IC的SYNC引脚连接在一起, 则IC内部最高时钟频率将所有连接的SYNC引脚拉低, 并终止振荡器。其他IC的斜坡周期。具有最高编程时钟频率的LM5118将作为主机, 并控制具有较低振荡器频率的所有器件的开关频率。

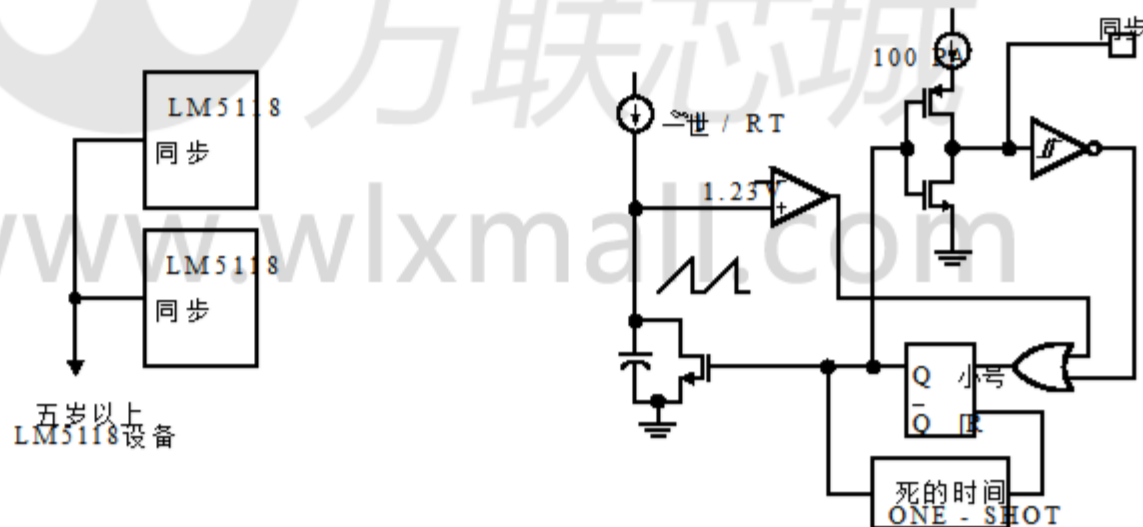


图15.多设备同步

图16.简化振荡器和框图
同步I/O电路

误差放大器和PWM比较器

内部高增益误差放大器产生一个与差值成比例的误差信号。调节输出电压和内部精密参考(1.23V)。误差放大器的输出为连接到COMP引脚。环路补偿组件, 通常是图9所示的II型网络。连接在COMP和FB引脚之间。该网络产生低频极点, 零点和噪声。降低高频极。PWM比较器比较仿真的电流检测信号。RAMP发生器到COMP引脚上的误差放大器输出电压。使用相同的误差放大器。降压和降压 - 升压模式下运行。

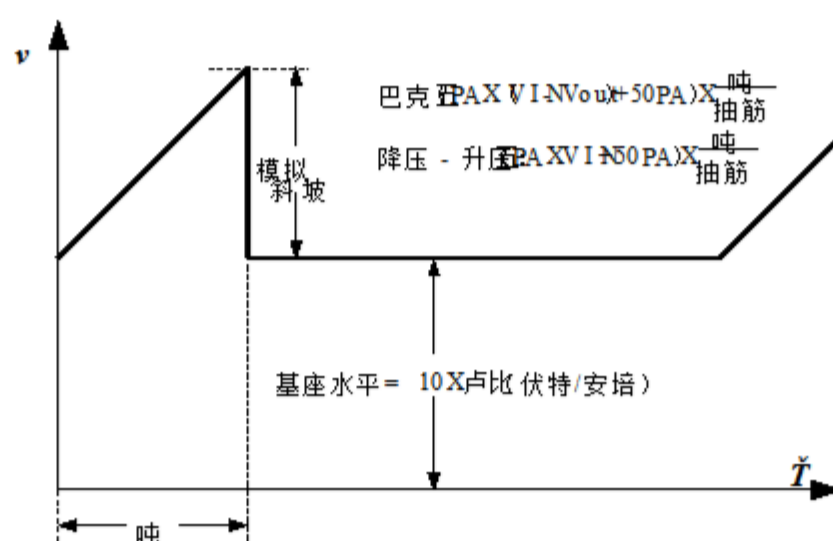


图17. 仿真电流信号的组成

斜坡发生器

具有电流模式控制的脉冲宽度调制器的斜坡信号通常直接来自降压开关漏极电流。该开关电流对应于电感器电流信号的正斜率部分。将此信号用于PWM斜坡可将控制回路传递功能简化为单极响应。提供固有的输入电压前馈补偿。使用降压开关电流的缺点：用于PWM控制的信号是由于电路寄生效应引起的大前沿尖峰。前沿尖峰必须是滤波或空白，以避免提早终止PWM脉冲。此外，可能会引入当前的测量显著的传播延迟。滤波，消隐时间和传播延迟限制了可实现的最小值脉冲宽度。在输入电压与输出电压相比可能相对较大的应用中，控制一个小的脉冲宽度是必要的。LM5118采用独特的斜坡发生器。实际上并不测量降压开关电流，而是产生代表或仿真的信号电感器电流。仿真的斜坡为PWM比较器提供了无前沿尖峰的信号以及测量或过滤延迟。目前的重建由两个要素组成：

保持基座电平和由受控电流源充电的斜坡电容器。参见图17细节。

采样和保持基座电平源自通过电流的再循环电流的测量。检测电阻与降压调节级的再循环二极管串联。小值电流检测。再循环二极管阳极和地之间需要电阻。CS和CSG引脚应为开尔文直接连接到检测电阻。检测电阻上的电压电平被采样并保持正好在降压开关的下一导通间隔开始之前。电流检测和采样保持提供重建电流信号的直流电平。再循环二极管电流的采样和保持适用于降压和降压 - 升压两种模式。正斜率电感器电流斜坡由外部仿真电容器从RAMP引脚连接到AGND和内部压控电流源。降价模拟，模拟电感器电流的斜坡电流源是每个VIN和VOUT电压的函数。以下等式：

$$\text{我 RAMP (buck)} = \frac{5 \text{ PA}}{V} \times (V_{IN} - V_{OUT}) + 50 \text{ PA} \quad (2)$$

在降压 - 升压模式下，斜坡电流源是输入电压VIN的函数，根据下列公式：

$$\text{IRAMP (降压 - 升压)} = \frac{5 \text{ PA}}{V} \times V_{IN} + 50 \text{ PA} \quad (3)$$

RAMP电容 (CRAMP) 的正确选择 取决于输出电感 (L) 的值。电流检测电阻 (RS)。为了正确的电流仿真，采样和保持基座值和斜坡振幅必须与实际的电感器电流相同。那是：

$$R_{S \times A} = \frac{g_m \times L}{C_{RAMP}}$$

$$C_{RAMP} = \frac{g_m \times L}{A \times R_S}$$

哪里

- g_m 是斜坡发生器跨导 ($5\mu A/V$)
- A 是电流读出放大器增益 ($10V/V$)

(4)

斜坡电容器应位于非常靠近器件的位置，并直接连接到RAMP和AGND引脚。

平均电感电流与采样电感电流的基准值之间的关系

可能导致某些操作条件下的不稳定。这种不稳定性被称为次谐波振荡，其中当下一个开关周期的开始时，电感纹波电流不会恢复到初始值时发生。

亚谐波振荡的特征通常是在开关处观察交替的宽窄脉冲

节点。向电流检测信号添加固定斜坡电压斜坡（斜率补偿）可以防止这种情况

振荡。从仿真电流源提供的 $50\mu A$ 偏移电流增加了足够的斜率

补偿斜坡信号，输出电压小于或等于12V。对于较高的输出电压，

可能需要额外的斜坡补偿。在这种应用中，可以减小斜坡电容

标称计算值增加斜坡坡度补偿。

基极电流采样从连接到CS和CSG引脚的电流检测电阻 (R_S) 获得。

为了获得，将内部电流检测放大器增益 (A) 调整到较低值有时是有帮助的

更高的电流限制阈值。如图所示，添加一对与CS和CSG串联的外部电阻RG

在图18中，根据以下等式减小电流读出放大器增益A：

$$A = \frac{10K}{1k + R_G}$$

(5)

电流限制

在降压模式下，平均电感电流等于输出电流（ I_{OUT} ）。在降压 - 升压模式下，平均电感电流大致等于：

$$I_{out} \times \left(1 + \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

(6)

因此，降压 - 升压模式下的电感电流要大得多，尤其当 V_{OUT} 相对较大时 V_{IN} 。LM5118 提供电流监控方案，以保护电路免受过电流的影响。

条件：当正确设置时，仿真的电流检测信号与 a 的降压开关电流成比例。

由电流检测电阻确定的比例因子。仿真斜坡信号应用于电流限制。

比较。如果在降压模式下运行模拟斜坡信号的峰值超过 1.25V，则 PWM

周期立即终止（逐周期限流）。在降压 - 升压模式下，电流限制阈值为

增加到 2.50V 以允许较高的峰值电感电流。进一步保护外部开关。

延长的过载条件，内部计数器检测电流限制的连续周期。如果柜台

检测 256 个连续电流有限的 PWM 周期，LM5118 进入低功耗打嗝模式。在

打嗝模式，输出驱动器被禁用，UVLO 引脚暂时拉低，并且软启动

电容器放电。一旦 UVLO 引脚充电，调节器将以正常的软启动顺序重新启动。

回到 1.23V。打嗝模式关闭时间可以通过从 UVLO 引脚连接的外部电容器进行编程。

到地面。此打嗝周期将重复，直到输出过载条件被删除。

在低输出电感和高输入电压的应用中，开关电流可能由于过电流而过冲。

电流限制比较器和控制电路的传播延迟。如果发生过冲，

保持电路将检测过量的再循环二极管电流。如果采样和保持基座级别超过

内部电流限制阈值，降压开关将被禁止，并将跳过 PWM 周期直到电感

电流衰减低于当前极限阈值。这种方法可以防止由于导致的电流失控状况。

传导延迟或电感饱和，因为电感电流在降压开关之前被迫衰减。

再次打开。

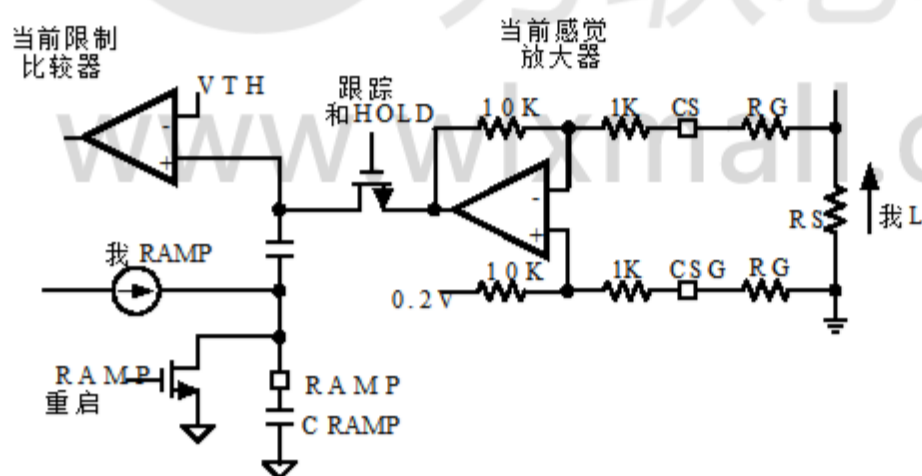


图18. 电流限制和斜坡电路

最大占空比

降压开关的每个导通周期之后是400ns的强制最小关断时间，以使其足够再循环二极管电流的采样时间。这个强制关闭时间限制了最大占空比控制器。实际的最大占空比将随着工作频率而变化如下：

$$D_{MAX} = 1 - f \times 400 \times 10^{-9}$$

哪里

- f 是以Hz为单位的振荡器频率

(7)

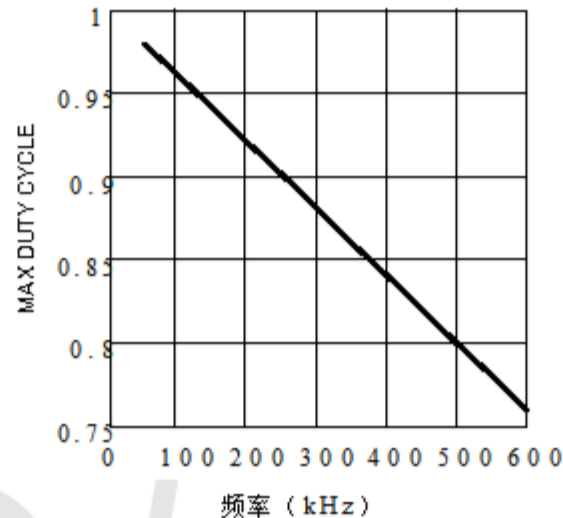


图19.最大占空比与频率

在降压 - 升压操作时，限制最大占空比将限制最大升压比 (V_{OUT} / V_{IN}) 模式。例如，从图19，在500kHz的工作频率下， D_{MAX} 为80%。使用降压 - 升压传递函数。

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

(8)

$D = 80\%$ ，解决 V_{OUT} 结果，

$$V_{OUT} = 4 \times V_{IN}$$

在最小输入电压为5伏特的情况下， $f = 500 \text{ kHz}$ 时最大输出电压为20伏。该降压升压升压比可以通过降低增加最大值的工作频率来增加占空比。

软启动

软启动功能允许调节器逐渐达到初始稳态工作点，从而减少启动压力和激增。内部10μA软启动电流源逐渐对外部软启动充电电容连接到SS引脚。SS引脚连接到内部误差放大器的正输入。误差放大器控制脉冲宽度调制器，使得FB引脚大致等于SS引脚。SS电容充电。一旦SS引脚电压超过内部1.23V参考电压，就出错放大器由参考而不是SS引脚控制。SS引脚电压由内部放大器钳位在FB引脚电压以上150 mV的水平。该功能提供软启动受控恢复。严重过载会使输出电压（和FB引脚）远低于正常调节，但不会持续256时钟周期。

可以使用限制或钳位的外部电路来实现各种排序和跟踪方案。SS引脚的电压电平。SS引脚在SS电压随时作为误差放大器的非反相输入。小于1.23V参考。如果检测到故障（过温，VCC欠压，打嗝，电流限制），软启动电容器将放电。当故障条件不再存在时，开始顺序将开始。

HO输出

LM5118包含高边，高电流栅极驱动器和相关的高电压电平转换。这个门驱动电路与内部二极管和外部自举电容器配合工作。0.1 μ F陶瓷对于大多数电路，建议将电容器与HB引脚和HS引脚之间的短路连接配置。自举电容的大小取决于外部FET的栅极电荷。在此期间降压开关的关断时间，HS引脚电压约为-0.5V，自举电容从其充电VCC通过内部自举二极管。当使用高PWM占空比运行时，降压开关将为强制关闭每个周期400ns以确保自举电容器被充电。

热保护

提供内部热关断电路，用于在最大连接处保护集成电路。超过了温度。当激活时，通常在165 $^{\circ}$ C时，控制器被迫进入低功率复位状态，禁用输出驱动器和偏置调节器。提供此保护以防止灾难性故障。意外装置过热。



申请资料

用以下设计实例说明计算外部组件的步骤.该设计实例中使用的名称与图26所示的最终原理图相关.设计规格有:

- $V_{OUT} = 12V$
- $V_{IN} = 5V$ 至 $75V$
- $F = 300kHz$
- 最小负载电流 (CCM操作) = 600 mA
- 最大负载电流 = $3A$

$R_T = R_T$

R_T 设置振荡器的开关频率.一般来说,更高的工作频率应用将会使用较小的组件,但具有较高的开关损耗.选择了 300 kHz 的工作频率作为组件尺寸和效率的合理折中的例子.可以计算 R_T 的值如下:

$$R_T = \frac{6.4 \times 10^9}{F} - 3.02 \times 10^3 \quad (9)$$

因此, $R_T = 18.3k\ \Omega$

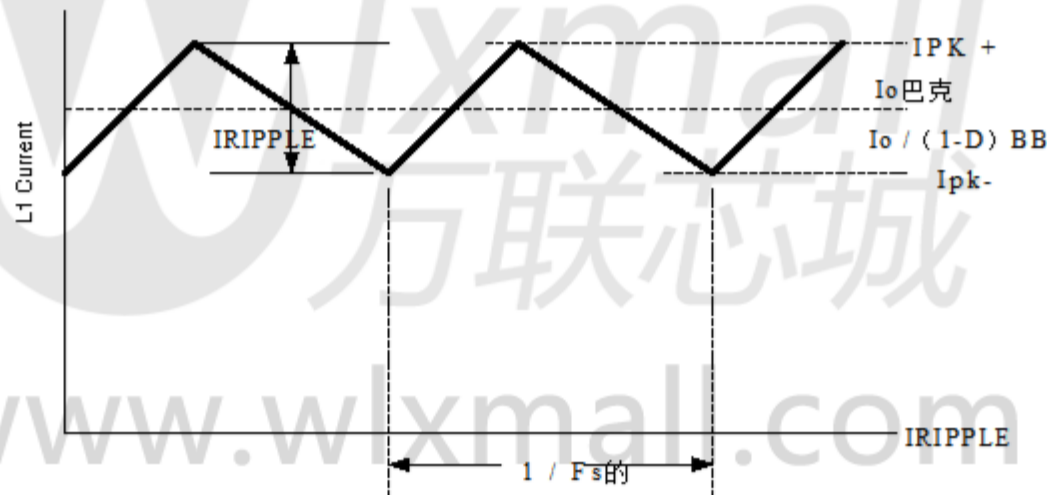


图20.电感电流波形

电感选择

L1

电感值根据工作频率,负载电流,纹波电流和输入值确定和输出电压.有关详细信息,请参见图20.

为了保持电路处于连续导通模式 (CCM), 最大纹波电流 $IRIPPLE$ 应该较小超过最小负载电流的两倍.对于规定的最小负载 $0.6A$, 最大纹波电流为 $1.2A_{pp}$.而且,对于降压和降压-升压配置,必须计算 L 的最小值.该电感的最终值通常是两种模式之间的折中.希望有更大的降压模式下的电感值,但对于降压-升压,电感的饱和电流额定值必须较大模式,导致物理上大的电感.另外,大值电感器出现降压-升压模式回路补偿问题将在“误差放大器配置”部分中讨论.对于设计例如,两种模式下的电感值计算如下:

$$L1 = \frac{V_{OUT} (V_{IN1} - V_{OUT})}{V_{IN1} \times f \times I_{RIPPLE}} \quad \text{降压模式}$$

$$L1 = \frac{V_{IN2} (V_{OUT})}{(V_{OUT} + V_{IN2}) \times f \times I_{RIPPLE}} \quad \text{降压 - 升压模式}$$

哪里

- V_{OUT} 是输出电压
- V_{IN1} 是最大输入电压
- f 是开关频率
- I_{RIPPLE} 是选定的电感峰值纹波电流 (本例中为1.2 A)
- V_{IN2} 是最小输入电压
-

(10)

得到的电感值为:

$$L1 = 28\mu\text{H}, \text{ 降压模式}$$

$$L1 = 9.8\mu\text{H} \text{ 降压 - 升压模式}$$

选择一个10μH电感, 这是这些值之间的折中, 同时有利于降压 - 升压模式. 如下面的补偿部分所示, 电感值应尽可能低. 将降压升压右半平面零移动到更高的频率. 然后再次检查纹波电流. 使用上述方程选择电感值,

$$I_{RIPPLE}(\text{BUCK}) = 3.36\text{A}$$

$$I_{RIPPLE}(\text{BUCK-BOOST}) = 1.17\text{A}$$

因为选择的电感低于针对降压模式计算出的电感, 所以CCM的最小负载电流为降压模式最大VIN为1.68 A.

使用10μH电感, 可以估计每种情况下最差情况下的峰值电感电流, 假设为20%电感值公差.

$$I1(\text{PEAK}) = \frac{I_{OUT}}{0.8} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} \quad \text{降压模式}$$

$$I2(\text{PEAK}) = \frac{(V_{OUT} + V_{IN}) I_{OUT}}{0.8 \times V_{IN2}} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} \quad \text{降压 - 升压模式}$$

(11)

对于这个例子, 这两个方程产生:

$$I1(\text{PEAK}) = 5.43\text{A}$$

$$I2(\text{PEAK}) = 13.34\text{A}$$

对于降压模式, 可接受的电流限制设置为6.7A, 因为LM5118自动加倍降压 - 升压模式下的电流限制阈值. 所选电感器至少必须具有饱和电流额定值与降压 - 升压模式逐周期电流限制阈值一样高, 在这种情况下至少为13.5A. A 10μH15选择放大电感用于此应用.

R13 = R SENSE

要选择电流检测电阻值, 首先 计算两种工作模式的 R SENSE 值.

$$R13(\text{BUCK}) = \frac{1.25\text{V}}{10 \times I_{PEAK}}$$

(12)

$$R13(\text{BUCK}) = 23\text{m}\Omega$$

对于降压 - 升压模式, R SENSE 由下式 给出:

$$R13 \text{ (BUCK-BOOST)} = \frac{2.5V}{10 \times I_{PEAK}} \quad (13)$$

$$R13 \text{ (BUCK-BOOST)} = 18.7m\Omega$$

必须使用不超过18.7mΩ的 AR SENSE 值，以确保所需的最大输出电流
降压 - 升压模式.值15m Ω被选为元件公差，是标准值.

$$R13 = 15m \Omega$$

C15 = C RAMP

选择电感值后，仿真斜坡电路所需的C3值为：

$$C15 = C RAMP = \frac{L \times 10^{-6}}{2 \times R SENSE} \quad (14)$$

电感值 (L1) 选择为10μH时，C RAMP 的计算值为 333 pF. 标准值
选择330 pF.

C9 - C12 =输出电容

在降压 - 升压模式下，输出电容C9至C12必须在开关导通期间提供整个输出电流
时间.因此，输出电容器选择在降压 - 升压模式下运行，要求是
降压操作少得多.必须考虑体积电容和ESR以确保给定的输出纹波
电压.降压 - 升压模式电容可以从以下估计：

$$C_{MIN} = \frac{I_{OUT} \times D_{MAX}}{V_{IN2} + V_{OUT}} \quad (15)$$

ESR要求可以从以下估计：

$$ESR_{MAX} = \frac{V_{OUT}}{I_{PEAK}} \quad (16)$$

对于这个例子，用a ΔVOUT（输出纹波）为50 mV，

$$C_{MIN} = 141\mu F$$

$$ESR_{MAX} = 3.8m\Omega$$

如果考虑了保持时间，则必须适当地增加输入/输出电容器的值.注意
通常有利的是并联使用多个电容器来实现所需的ESR值.也是，
将.1μF - .47μF陶瓷电容直接放在电源的输出引脚上，以降低高电平
频率噪声.陶瓷电容器具有良好的ESR特性，是输入和输出的理想选择
电容.应该注意的是，陶瓷电容器的有效电容随直流偏置而减小.对于
较大的体积电容值，通常使用低ESR电解质.但是，电解电容器有
容差偏差，特别是温度过高，选择的值应大于计算值
值允许温度变化.允许组件公差，COUT的以下值为
为此设计示例选择：

两个180μF的Oscon电解电容用于体电容

两个47μF陶瓷电容，以减少ESR

两个0.47μF陶瓷电容器可以减少输出端的尖峰.

D1

反向恢复电流降低性能并降低效率.由于这些原因，肖特基二极管
D1应使用合适的评级.升压二极管的额定电压应等于VOUT加
一些边际.由于D1在任一模式下在降压关断时间内都进行，所以需要额定电流
是：

$$I_{DIODE} = I_{OUT} \times (1-D) \text{ 降压模式} \quad (17)$$

$$I_{DIODE} = I_{OUT} \text{ 降压 - 升压模式} \quad (18)$$

D4

所有LM5118应用都需要肖特基型循环二极管.近似理想的反向恢复特性和低正向压降对于高输入电压特别重要.和低输出电压应用.反向恢复特性决定电流浪涌多长时间.当降压开关导通时,持续每个周期.肖特基二极管的反向恢复特性在开启转换期间最小化降压开关中的峰值瞬时功率.反向故障.应选择二极管的额定值,以获得最大VIN加一些安全余量.

正向压降对转换效率有显著的影响,特别是对于a的应用.低输出电压.二极管的“额定”电流与各种制造商差别很大.对于LM5118这个用户可以通过电流检测电阻值来选择电流.假设最坏的情况是0.6V的下降.二极管,最大二极管的功耗可能很高.二极管应具有VIN和a的额定电压IOUT的当前等级.自从保守的设计将至少是广告二极管评级的两倍.制造商之间的规格各不相同对于参考设计,D2PAK封装中的100V,10A肖特基被选中.

C1 - C5 =输入电容

典型的稳压器电源电压在开关频率下具有较大的源阻抗.质量好的输入需要电容器来限制VIN引脚上的纹波电压,同时提供大部分开关电流.在降压开关导通时间.当降压开关导通时,降压开关的电流从零开始到电感电流波形的下峰值,然后上升到峰值,然后下降到零.关闭.输入电容器的RMS电流额定值取决于哪种操作模式最为关键.

$$I_{RMS}(\text{BUCK}) = \sqrt{D} I_{OUD} \quad (19)$$

该值是在50%占空比下的最大值,对应于VIN = 24伏.

$$I_{RMS}(\text{BUCK-BOOST}) = \sqrt{1-D} I_{OUD} \quad (20)$$

检查我们发现的两种操作模式:

$$I_{RMS}(\text{BUCK}) = 1.5A$$

$$I_{RMS}(\text{BUCK-BOOST}) = 4.7\text{安培}$$

因此,C1-C5的大小可以达到4.7A的纹波电流.优质陶瓷电容器具有低ESR.应该选择.为了允许电容器容限,将使用四个2.2μF,100V陶瓷电容器.如果步输入电压瞬变预期接近LM5118的最大额定值,仔细评估振铃.并且应该完成器件VIN引脚上的尖峰.额外的阻尼网络或输入电压.在这些情况下可能需要夹具.

C20

VCC引脚上的电容为VCC稳压器提供噪声滤波和稳定性.推荐值的C20应不小于0.1μF,应该是一个质量好的低ESR陶瓷电容器.值为1选择μF进行设计.C20应为10×C8.

如果没有VCCX的话,那么

$$f_{OSC} \times (Q_C \text{ Buck + Boost}) + I_{LOAD}(\text{INTERNAL}) \quad (21)$$

必须小于VCC电流限制.

C8

HB和HS引脚之间的自举电容提供栅极电流,以对降压开关门充电.打开.C8的推荐值为0.1μF至0.47μF,应为质量好,ESR低的陶瓷电容.该设计选择了0.1μF的值.

C16 = C_{SS}

SS引脚上的电容确定软启动时间，即参考电压和输出的时间电压达到最终调节值。时间来自：

$$t_{SS} = \frac{C16 \times 1.23V}{10 \text{ PA}} \quad (22)$$

并假定当前极限 > I_{load} + I_{Cout}

对于该应用，选择0.1μF的C16值对应于大约12ms的软启动时间。

R8, R9

R8和R9设置输出电压电平，这些电阻的比例由下式计算：

$$\frac{R8}{R9} = \frac{V_{OUT}}{1.23V} - 1 \quad (23)$$

对于12V输出，R8 / R9比值计算为9.76。电阻应从标准值中选择电阻和良好的起始点是选择适合输出电压的额定功率范围内的电阻。值309 选择R9的Ω和R8的2.67kΩ。

R1, R3, C21

一个分压器可以连接到UVLO引脚，以设置最小工作电压VIN (UVLO) 调节器。如果需要此功能，选择分频电阻值的最简单方法是选择一个值对于R1在10k之间 Ω和100kΩ，同时观察允许UVLO所需的R1的最小值开关将UVLO引脚拉低。这个值是：

$$R1 \geq 1000 \times V_{IN} (\text{MAX})$$

R1 在我们的例子中 ≥ 75k

然后计算R3

$$R3 = 1.23 \times \left[\frac{R1}{V_{IN} (\text{MIN}) + 5 \text{ PA} \times R1} \right] - 1.23 \quad (24)$$

由于我们示例的VIN (MIN) 为5V，因此在组件公差和输入中，将VIN (UVLO) 设置为4.0V以达到一定余地波纹。

选择R1 = 75k，因为它是一个标准值

R3 = 29.332k由上式计算。使用29.4k，因为它是一个标准值。

电容器C21为电流限制期间的分频器和“打嗝”占空比的关断时间提供滤波。该使用外部设定点分压器时，UVLO引脚的电压不应超过15V。可能是必要的以在高输入电压下钳位UVLO引脚。

了解“打嗝”电流限制期间的关机时间，C21的值由下式给出：

$$t_{OFF} = \left(\frac{R1 \times R3}{R1 + R3} \right) \times C21 \times \ln \left[1 + \frac{1.23 \times (R1 + R3)}{V_{IN} \times R1} \right] \quad (25)$$

请注意，t_{OFF} 随VIN 而变化

在该实施例中，选择C21为0.1μF。这将在VIN = 12V时将t_{OFF} 时间设置为956μs。

R2

从EN引脚连接到VIN引脚的1M上拉电阻足以使开关处于高电平状态，如果开 - 关不使用控制。

缓冲器

降压再循环二极管的缓冲网络可减少交换节点的振铃和尖峰。

过大的振铃和尖峰可能导致稳压器输出的不稳定运行和噪音增加。在极限中，超出LM5118或再循环二极管的最大额定电压的尖峰可能会损坏这些器件。

选择缓冲器的值最好通过经验方法来实现。首先，确保领先

缓冲器连接的长度很短。开始电阻值在5到20欧姆之间。

增加缓冲电容器的值导致更多的阻尼，然而缓冲器损耗增加。

选择最大限度地钳制二极管波形的电容的最小值

加载。升压二极管也可能需要缓冲器。相同的实证程序也适用。缓冲器

在这个例子中没有必要。



错误放大器配置

R4, C18, C17

这些组件配置误差放大器增益特性, 以实现稳定的整体环路增益。—
电流模式控制的优点是只有三个反馈组件R4, C18闭合回路的能力和
和C17. 总体环路增益是调制器增益和误差放大器增益的乘积. DC
LM5118的调制器增益如下:

$$DCGain (MOD) = \frac{R_{LOAD} \times V_{IN}}{10R_S (V_{IN} + 2V_{OUT})} \quad (26)$$

调制器的主要低频极由负载电阻 (R_{LOAD}) 和输出决定
电容 (C_{OUT}) 这个极点的转弯频率是:

$$f_P (MOD) = \frac{1 + D_{MIN}}{2S \times R_{LOAD} \times C_{OUT}} \quad (27)$$

对于这个例子, R_{LOAD} = 4Ω, D_{MIN} = 0.294, C_{OUT} = 454μF, 因此:

$$f_P (MOD) = 149\text{Hz}$$

$$\text{直流增益 (MOD)} = 3.63 = 11.2 \text{ dB}$$

另外, 存在与调制器相关联的右半平面 (RHP) 零. RHP的频率为零
是:

$$f_{RHPzero} = \frac{R_{LOAD} (1-D)^2}{2S \times L \times D} \quad (28)$$

$$f_{RHPzero} = 7.8 \text{ kHz}$$

输出电容ESR产生一个零:

$$ESR \text{ 零} = \frac{1}{2S \times ESR \times C_{OUT}} \quad (29)$$

$$ESR \text{ ZERO} = 70 \text{ kHz}$$

RHP零点使薪酬复杂化. 最好的设计方法是减小环路增益到零
约为计算出的RHP零频率的30%. R4, C18提供的II型误差放大器补偿
并且C17将一个极点置于原点以获得高直流增益. 第二极应位于靠近RHP零点的位置.
误差放大器零点 (见下文) 应放置在主导调制器极附近. 这是一个很好的开始
赔偿点. 请参考在线LM5118快速启动计算器, 以便准备使用方程式和更多
细节.

组件R4和C18将误差放大器配置为具有直流极和零的II型配置
在:

$$f_z = \frac{1}{2 \times S \times R4 \times C18} \quad (30)$$

C17引入了用于消除高频开关噪声的附加极点. 误差放大器为零
取消调制器极点在环路增益的交叉频率处留下单个姿态响应
交叉频率远低于右半平面零频率. 在单杆反应
交叉频率产生具有90度相位裕度的非常稳定的环路.

对于设计实例, 选择2.0 kHz的目标环路带宽(交叉频率)(约为30%右半平面零频率)。误差放大器零点(f_z)应以接近该频率的频率进行选择。调制器极点远小于目标交叉频率, 这限制了R4的产品。

C18用于所需的补偿网络零点小于2 kHz。按比例增加R4。

减少C18会增加误差放大器的增益。相反, 按比例增加C18降低R4降低误差放大器增益。对于设计实例, 选择4.7 nF的C18, 并选择R4 10 k Ω 。这些值将补偿网络设置为149 Hz。总体环路增益可以预测为调制器增益和误差放大器增益的和(以dB为单位)。

如果网络分析仪可用, 可以测量调制器增益, 误差放大器增益可以配置为所需的循环传递功能。如果网络分析仪不可用, 则误差放大器补偿组件可以根据给出的指导设计。步进负载瞬态测试可以执行以验证可接受的性能。步进负载目标是具有阻尼响应的最小过冲。

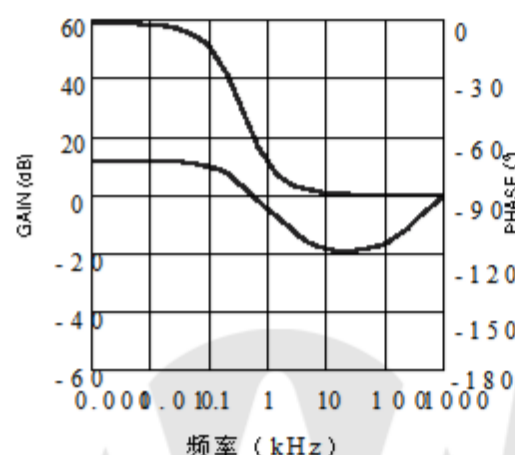


图21. 调制器增益和相位

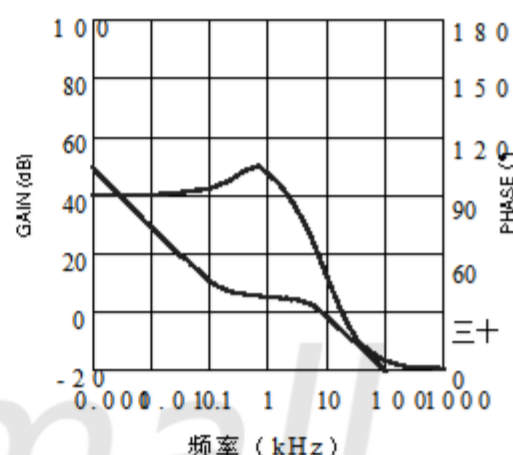


图22. 误差放大器增益和相位

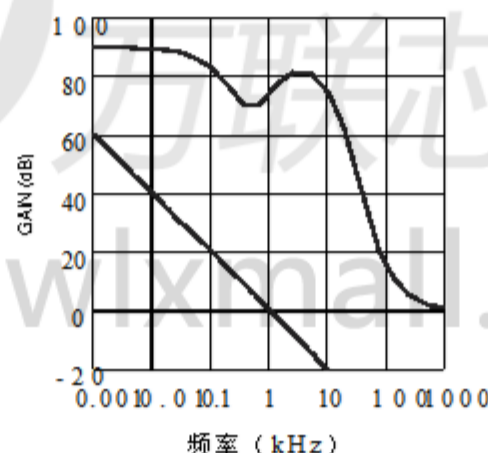


图23. 总体回路增益和相位

图21, 图22和图23所示的曲线图显示了设计的增益和相位图例。由于补偿的挑战, 降压-升压应用中的整体带宽较低。与右半平面零关联。对于纯降压应用, 带宽可能要高得多。该LM5118数据表是纯降压模式调节器的补偿设计的好参考。

偏压功耗降低

以高输入电压工作的降压或降压-升压稳压器可以消耗明显的功率。同时提供IC所需的偏置电流。VCC调节器必须将输入电压VIN降低到a标称VCC电平为7V。VCC稳压器上的大电压降转换为高功耗。在VCC调节器中, 有几种可以显著降低偏置调节器功率的技术。耗散。图24和图25描绘了偏置IC的两种方法, 一种来自输出电压和一种

单独的偏置电源.在第一种情况下,内部VCC稳压器用于初始偏置VCC引脚.之后输出电压建立,VCC引脚偏置电流通过VCCX引脚提供,这有效禁用内部VCC稳压器.任何大于4.0V的电压都可以通过VCCX引脚提供VCC偏置.但是,施加到VCCX引脚的电压不能超过15V.通过VCCX提供的电压必须足够大以驱动开关MOSFET达到饱和.

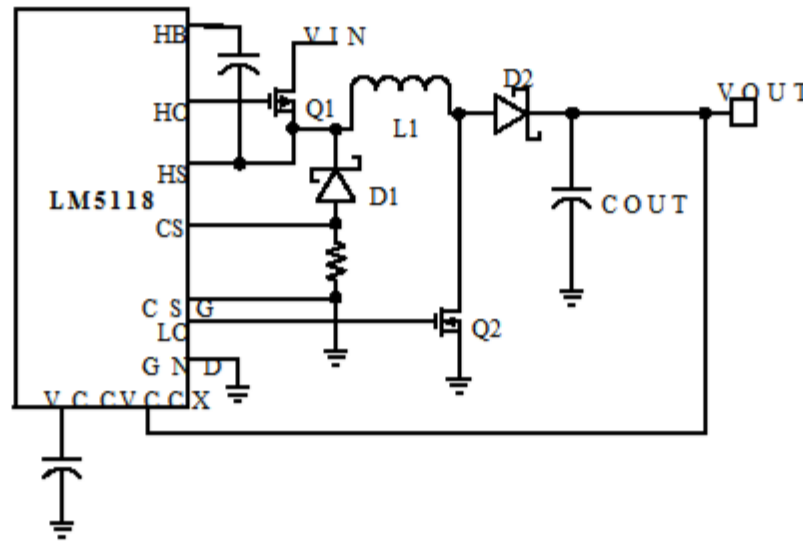


图24. VOUT 4V的VCC偏置<VOUT <15V

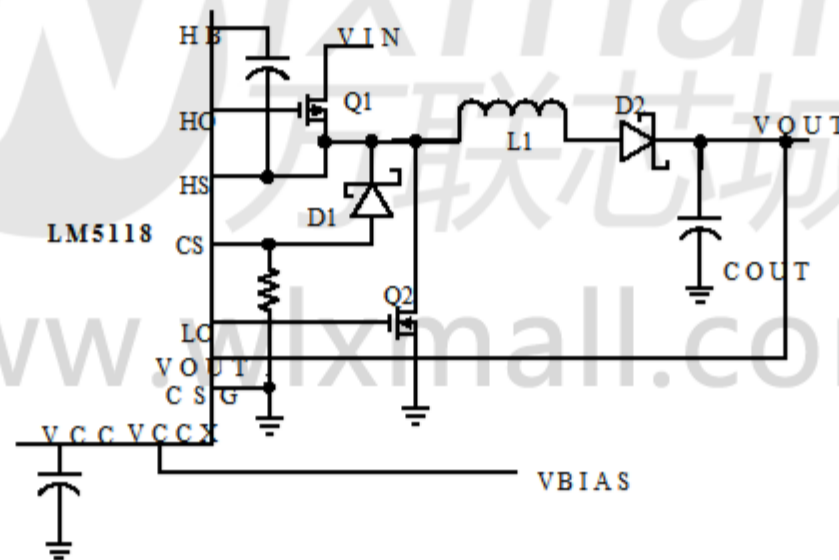


图25.带偏置电源的VCC偏置

PCB布局和散热注意事项

在降压-升压调节器中,有两个回路,电流切换非常快.第一个循环从输入电容,然后到降压开关,电感,升压开关然后回到输入电容.该第二回路从电感开始,然后到输出二极管,输出电容,再循环二极管,并回到电感.最小化这两个回路的PCB面积减少了杂散电感最大限度地减少噪音和操作不稳定的可能性.推荐使用PC板上的接地平面用于将输入滤波电容连接到LM5118的输出滤波电容和PGND引脚.将所有低电流接地连接(CSS,RT,CRAMP)直接连接到稳压器AGND引脚.连AGND和PGND通过覆盖设备整个下侧的顶部铜区域连接在一起.在这个下面的铜区域放置几个通孔到输入电容器的接地层.

功耗最大的部件是两个功率MOSFET，再循环二极管和输出二极管。确定MOSFET功耗的最简单方法是测量总转换损耗（ $P_{IN} - P_{OUT}$ ），然后减去肖特基二极管，输出电感和任何缓冲器的功率损耗电阻器。再循环肖特基二极管损耗的近似为：

$$P = (1-D) \times I_{OUT} \times V_{FWD} \quad (31)$$

升压二极管损耗为

$$P = I_{OUT} \times V_{FWD} \quad (32)$$

如果使用缓冲器，则可以用示波器通过观察电阻器电压来估计功率损耗。在开启和关闭转换下降。LM5118封装有一个外露的散热垫来帮助电源耗散。选择具有裸焊盘的二极管也将有助于二极管的功耗。什么时候选择MOSFET，在高温下要注意 $R_{DS(ON)}$ 。另外，选择低电阻的MOSFET栅极电荷将导致较低的开关损耗。

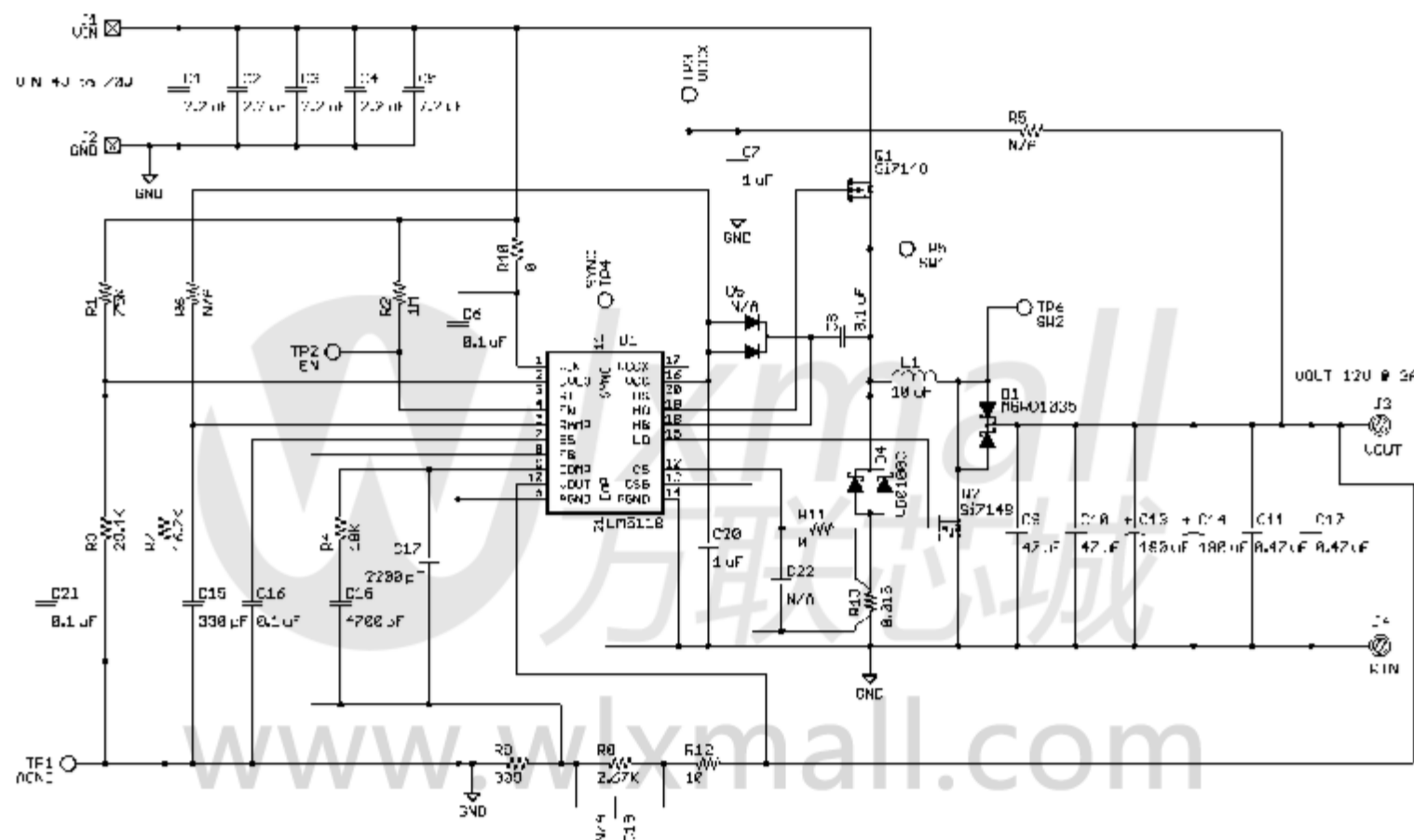


图26. 12V，3A典型应用示意图

修订记录

修订版F (2013年2月) 修订版G

页

- 将国家数据表的布局更改为TI格式..... 30



包装信息

可订购设备	状态 (1)	封装类型封装 画画	引脚封装 数量	生态计划 (2)	铅/球完成	MSL峰值温度 (3)	操作温度 (°C)	顶端标记 (4)	样品	
LM5118MH / NOPB	活性	HTSSOP	PWP	20	73	绿色 (RoHS & no Sb / Br)	CU SN	等级-1-260C-UNLIM	-40至125	LM5118 MH
LM5118MHX / NOPB	活性	HTSSOP	PWP	20	2500	绿色 (RoHS & no Sb / Br)	CU SN	等级-1-260C-UNLIM	-40至125	LM5118 MH
LM5118Q1MH / NOPB	活性	HTSSOP	PWP	20	73	绿色 (RoHS & no Sb / Br)	CU SN	等级-1-260C-UNLIM	-40至125	LM5118 Q1MH
LM5118Q1MHX / NOPB	活性	HTSSOP	PWP	20	2500	绿色 (RoHS & no Sb / Br)	CU SN	等级-1-260C-UNLIM	-40至125	LM5118 Q1MH

(1) 营销状况值定义如下:

ACTIVE: 推荐用于新设计的产品设备。

LIFEBUY: TI已经宣布该设备将被停产, 终身购买期将生效。

NRND: 不推荐用于新设计, 设备正在生产中以支持现有客户, 但TI不建议在新设计中使用此部件。

预览: 设备已经宣布, 但尚未投入生产, 样品可能或可能不可用。

OBSOLETE: TI已经停止生产该设备。

(2) 生态计划 - 计划的环保分类: 无铅 (RoHS), 无铅 (RoHS豁免) 或绿色 (RoHS& 无Sb / Br) - 请查看[http://www.ti.com / productcontent](http://www.ti.com/productcontent)为最新的可用性

信息和附加产品内容详情。

无铅/绿色转换计划未定义。

无铅 (RoHS): TI的术语“无铅”或“无铅”是指符合目前所有6种物质的RoHS要求的半导体产品, 包括要求在均质材料中铅的重重不超过0.1%。TI无铅产品设计在高温下焊接时, 适用于特定的无铅工艺。

无铅 (RoHS豁免): 该元件对于芯片和封装之间使用的1) 引线型倒装焊料凸块, 或2) 引线型芯片粘合剂

模具和引线框架。否则, 组件被认为是无铅 (RoHS兼容), 如上所述。

绿色 (RoHS& 无Sb / Br): TI将“绿色”定义为无铅 (符合RoHS), 不含溴 (Br) 和锑 (Sb) 基阻燃剂 (Br或Sb不超过0.1% 重重均质材料)

(3) MSL, 峰温度 - 根据JEDEC行业标准分类的湿度敏感度等级, 峰值焊接温度。

(4) 多个顶端标记将在括号内, 括号中只包含一个顶端标记, 并以“~”分隔, 将出现在设备上。如果一条线缩进, 那就是一条线上一行的延续和两个组合表示该设备的整个顶端标记。

重要信息和免责声明: 本页提供的信息代表TI在提供日期之前的知识和信念。TI以知识和信念为依据由第三方提供。对此类信息的准确性不做任何陈述或保证。正在努力更好地整合来自第三方的信息。TI已经和继续采取合理步骤提供代表性和准确的信息, 但不得对进入的材料和化学品进行破坏性测试或化学分析。TI和TI供应商认为某些信息是专有的, 因此CAS号码和其他有限信息可能无法发布。

在任何情况下, 此类信息的责任均不得超过TI向客户每年出售的本文档中有关TI部分的总购买价格。

www.ti.com

11-APR-2013

LM5118, LM5118-Q1的其他合格版本:

- 目录: LM5118
- 汽车: LM5118-Q1

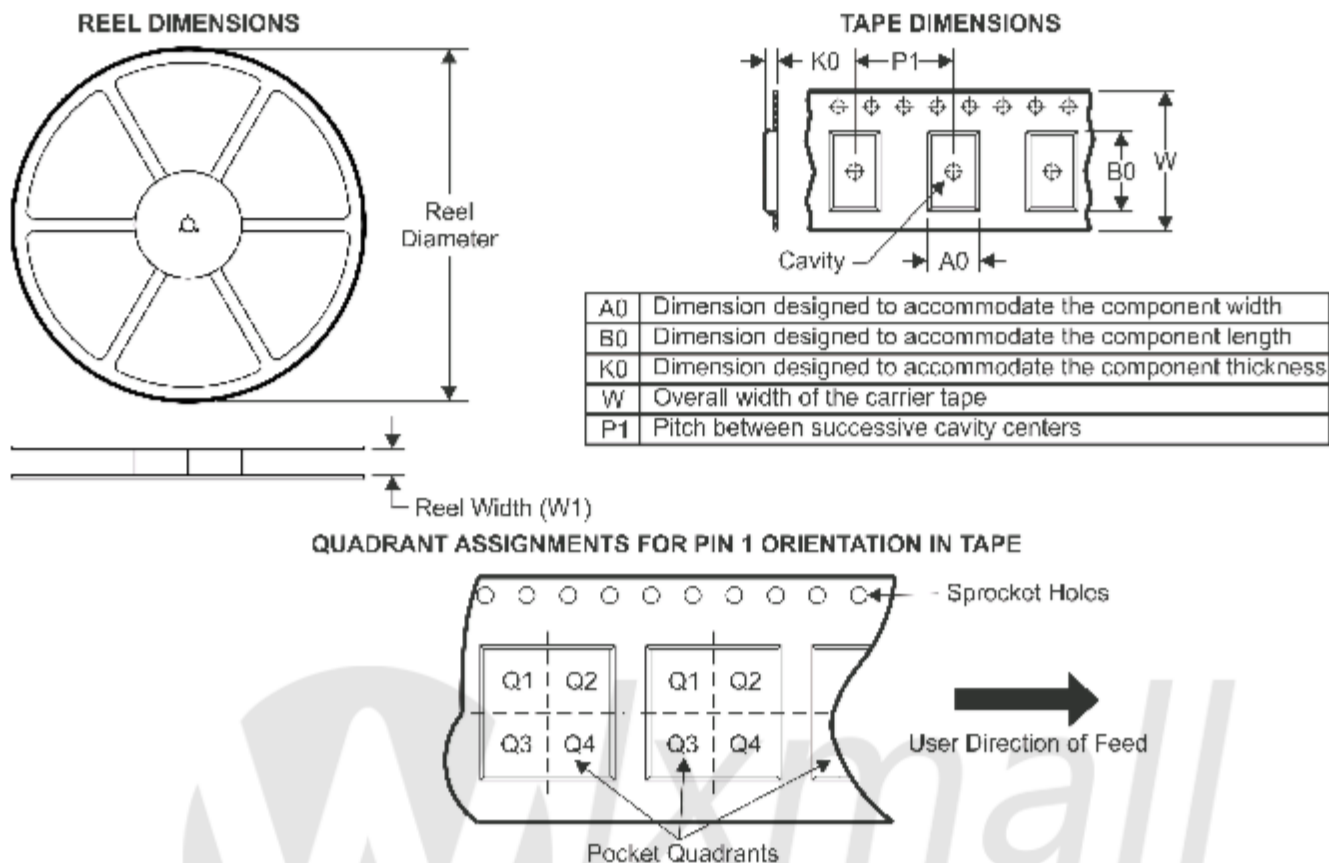
注意: 合格版本说明:

- 目录 - TI的标准目录产品
- 汽车 - Q100设备符合针对零缺陷的高可靠性汽车应用



lxmall
万联芯城
www.wlxmall.com

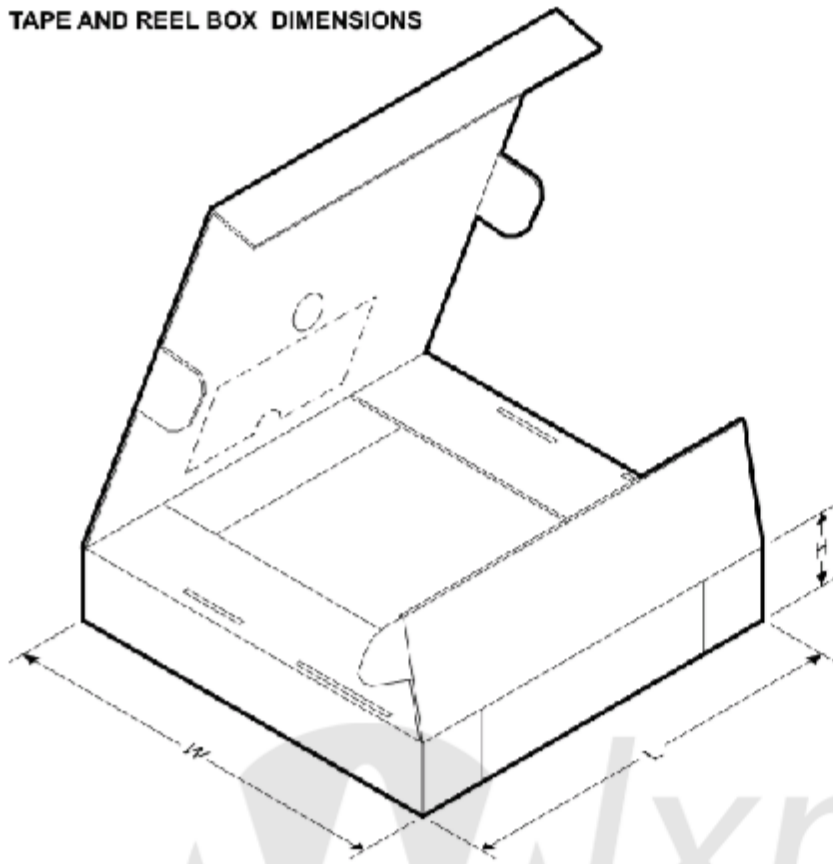
胶带和卷材信息



*所有尺寸均为标称

设备	包类型	包画	销	SPQ	卷轴直径 (毫米)	卷轴宽度 (毫米)	A0 (毫米)	B0 (毫米)	K0 (毫米)	P1 (毫米)	w ^ (毫米)	PIN1 象限
LM5118MHX / NOPB	HTSSOP	PWP	20	2500	330.0	16.4	6.95	7.1	1.6	8	16.0	Q1
LM5118Q1MHX / NOPB	HTSSOP	PWP	20	2500	330.0	16.4	6.95	7.1	1.6	8	16.0	Q1

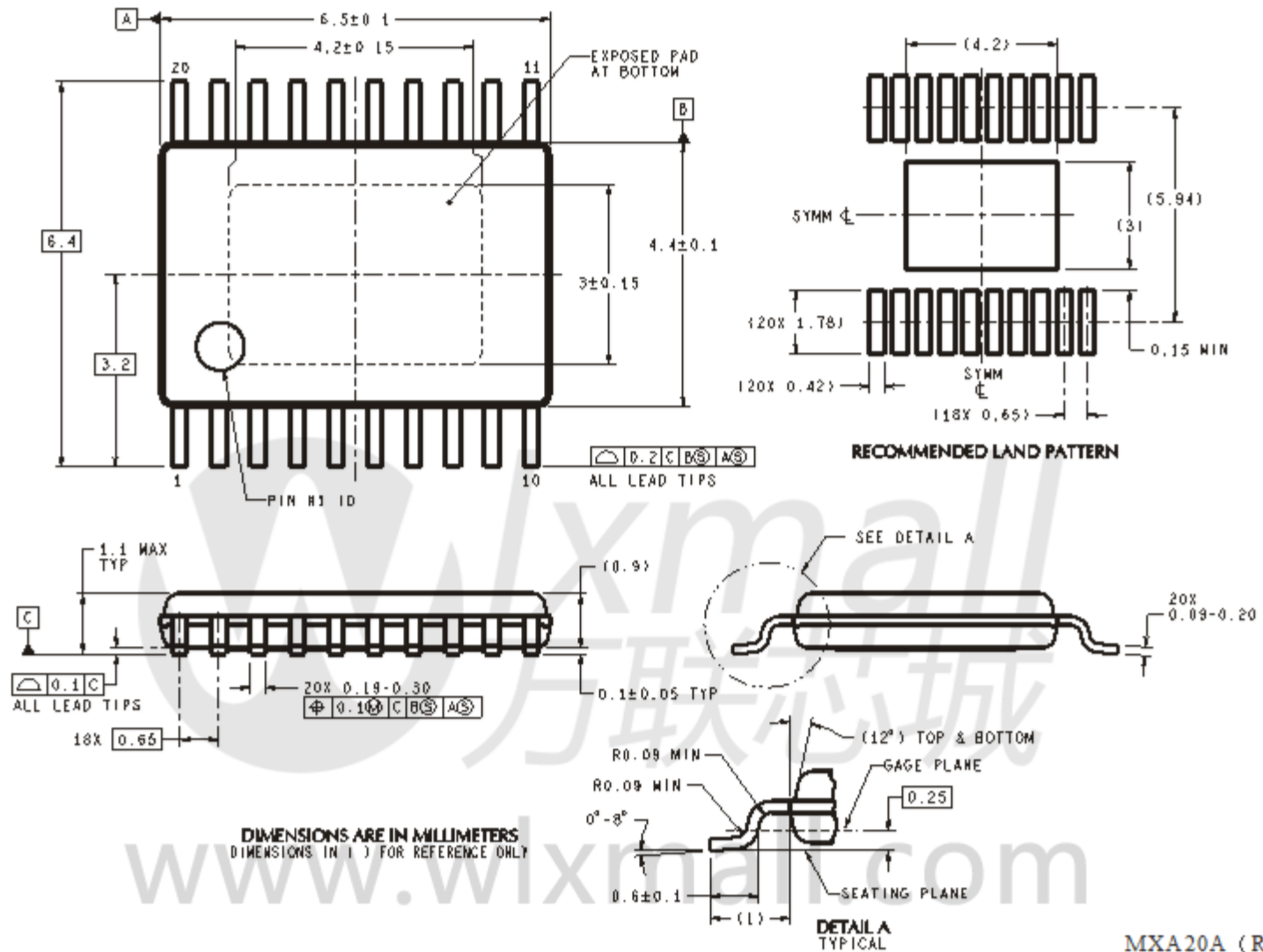
TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*所有尺寸均为标称

设备	包装类型	包装图	销	SPQ	长度 (mm)	宽度 (mm)	身高 (mm)
LM5118MHX / NOPB	HTSSOP	PWP	20	2500	367.0	367.0	35.0
LM5118Q1MHX / NOPB	HTSSOP	PWP	20	2500	367.0	367.0	35.0

PWP0020A



MXA20A (Rev C)

重要的提醒

德州仪器公司及其子公司 (TI) 保留对其进行更正, 改进和改进的权利。根据 JESD46 最新一期的其半导体产品和服务的变化, 并终止每个 JESD48 的任何产品或服务, 最新问题。买家应在下订单之前获取最新的相关信息, 并确认此类信息是最新的。完成。所有半导体产品 (本文中也称为“组件”) 均按照 TI 的销售条款和条件进行销售。在订单确认时提供。

TI 保证其部件的性能符合销售时适用的规格, 符合 TI 的保修条款和半导体产品的销售条件。在 TI 认为必要的范围内使用测试和其他质量控制技术以支持此保修。除适用法律规定的情况外, 不一定要对每个部件的所有参数进行检测执行。

TI 对应用程序协助或买方产品的设计不承担任何责任。买家对其产品负责。应用使用 TI 组件。为尽量减少与买方产品和应用相关的风险, 买方应提供充分的设计和操作保障。

TI 不保证或声明任何明示或默示的许可根据任何专利权, 版权, 面具工作权或与使用 TI 组件或服务的任何组合, 机器或过程相关的其他知识产权。信息。TI 发布的关于第三方产品或服务的许可不构成使用此类产品或服务或保修或许可。使用此类信息可能需要第三方根据专利或其他知识产权的许可。第三方, 或 TI 根据 TI 的专利或其他知识产权的许可。

在 TI 数据手册或数据表中复制 TI 信息的重要部分, 只有在不改动的情況下才允许并附有所有相关保证, 条件, 限制和通知。TI 对此类更改概不负责。文档。第三方的信息可能会受到其他限制。

使用不同于或超出 TI 针对该组件或服务的参数的语句转售 TI 组件或服务。对相关的 TI 组件或服务无任何明示和暗示的保证, 并且是不公平和欺骗性的商业惯例。TI 对此类声明概不负责。

买方承认并同意, 其全部责任遵守所有法律, 法规和安全相关要求。关于其产品, 以及 TI 应用中任何使用 TI 组件, 尽管有任何应用相关信息或支持。这可能由 TI 提供。买方代表并同意, 它拥有创造和实施保障措施的所有必要专门知识。预期故障的危险后果, 监控故障及其后果, 减少可能导致故障的可能性。伤害并采取适当的补救措施。买方将全额赔偿 TI 及其代表免受因使用而造成的任何损失。任何安全关键应用中的 TI 组件。

在某些情况下, TI 组件可能会被特别推广以促进与安全相关的应用。有了这样的组件, TI 的目标就是帮助客户设计和创建自己的终端产品解决方案, 以满足适用的功能安全标准要求。尽管如此, 这些组件也受到这些术语的约束。

除非双方授权的官员, 否则 TI 组件不得在 FDA III 类 (或类似的生命关键型医疗设备) 中使用。已经执行了专门管理这种使用的特别协议。

只有 TI 特别指定为军用级或“增强型塑料”的 TI 组件才能设计和使用。军事/航空航天应用或环境。买方承认并同意任何军事或航空航天使用 TI 组件。没有如此指定的仅仅是买方的风险, 买方是全权负责遵守所有法律和法规。与此类使用有关的法规要求。

TI 特别指定某些组件符合 ISO / TS16949 要求, 主要用于汽车应用。无论如何使用。非指定产品, TI 将不承担任何未能符合 ISO / TS16949 的责任。

制品

音频	www.ti.com/audio
放大器	amplifier.ti.com
数据转换器	dataconverter.ti.com
DLP® 产品	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
时钟和定时器	www.ti.com/clocks
接口	interface.ti.com
逻辑	logic.ti.com
权力管理	power.ti.com
微控制器	microcontroller.ti.com
RFID	www.ti-rfid.com
OMAP 应用处理器	www.ti.com/omap
无线连接	www.ti.com/wirelessconnectivity

应用

汽车和运输	www.ti.com/automotive
通信与电信	www.ti.com/communications
电脑和外设	www.ti.com/computers
消费类电子产品	www.ti.com/consumer-apps
能源和照明	www.ti.com/energy
产业	www.ti.com/industrial
医	www.ti.com/medical
安全	www.ti.com/security
空间, 航空电子和防御	www.ti.com/space-avionics-defense
视频和影像	www.ti.com/video

TI E2E 社区

e2e.ti.com

邮寄地址: 德州仪器, 邮政信箱 655303, 达拉斯, 得克萨斯州 75265
版权所有 ©2013, Texas Instruments Incorporated