LM5023 交流/直流准谐振电流模式 PWM 控制器

1 特性

- 临界导通模式
- 峰值电流模式控制
- 跳周期模式，用于实现低待机功耗
- 断续模式，用于实现持续过载保护
- 逐周期过流保护可在整个通用交流线路上保持准确性
- 线路电压前馈
- 通过检测辅助绕组实现 OVP 保护
- 集成 0.7A 峰值栅极驱动器
- 直连光耦合器接口
- 电流检测信号的前沿消隐
- 最大频率钳位值为 130kHz
- 可编程软启动
- 热关断
- 8 引脚 VSSOP 封装
- 使用 LM5023 和 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计方案

2 应用

- 通用输入交流转直流笔记本电脑适配器，功率为 10W 至 65W
- 高效率维持电源和辅助电源
- 电池充电器
- 消费类电子产品（DVD 播放器、机顶盒、DTV、游戏设备、打印机）

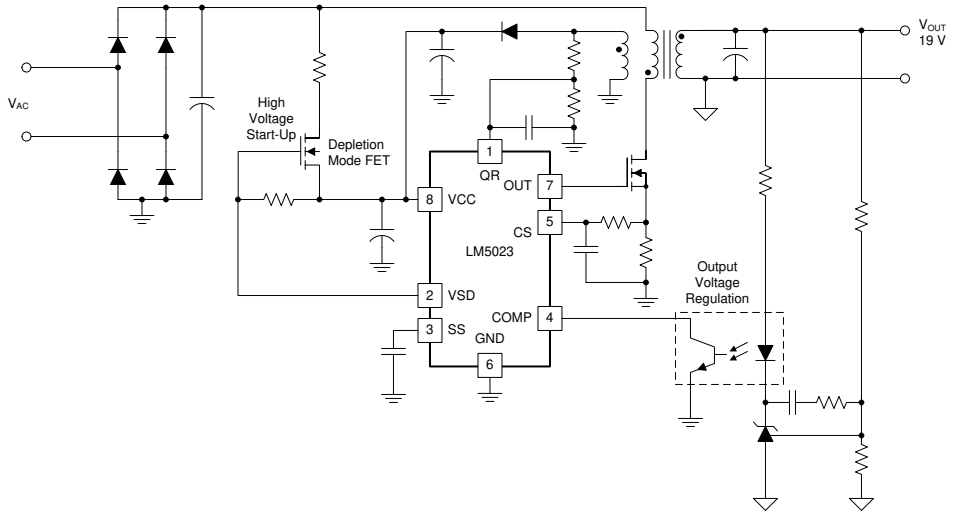
3 说明

LM5023 是一款准谐振脉宽调制 (PWM) 控制器，包含实现高效离线电源所需的所有特性。LM5023 使用变压器辅助绕组进行退磁检测，以实现临界导通模式 (CrCM) 运行。LM5023 具有用于过流保护的断续模式，并具有自动重启功能，可在过载期间降低电源元件上的应力。跳周期模式可降低轻负载时的功耗，适用于节能应用（ENERGY STAR®、CEPCP 等）。LM5023 还使用变压器辅助绕组提供输出过压保护 (OVP)；如果检测到 OVP 故障，LM5023 会锁存关闭控制器。

封装信息

器件型号	封装(1)	封装尺寸(2)
LM5023	DGK（VSSOP，8）	3.00mm × 3.00mm

(1) 如需了解所有可用封装，请参阅数据表末尾的可订购产品附录。
(2) 封装尺寸（长 × 宽）为标称值，并包括引脚（如适用）。



简化版原理图

本资源的原文使用英文撰写。 为方便起见，TI 提供了译文；由于翻译过程中可能使用了自动化工具，TI 不保证译文的准确性。 为确认准确性，请务必访问 ti.com 参考最新的英文版本（控制文档）。

内容

1 特性.....1
2 应用.....1
3 说明.....1
4 引脚配置和功能.....3
5 规格.....4
5.1 绝对最大额定值.....4
5.2 ESD 等级.....4
5.3 建议运行条件.....4
5.4 热性能信息.....4
5.5 电气特性.....5
5.6 典型特性.....7
6 详细说明.....9
6.1 概述.....9
6.2 功能方框图.....10
6.3 特性说明.....11
6.4 器件功能模式.....17
7 应用和实施.....19
7.1 应用信息.....19
7.2 典型应用.....19
7.3 电源相关建议.....28
7.4 布局.....28
8 器件和文档支持.....30
8.1 器件支持.....30
8.2 文档支持.....30
8.3 接收文档更新通知.....30
8.4 社区资源.....30
8.5 商标.....30
9 修订历史记录.....30
10 机械、封装和可订购信息.....31

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4 引脚配置和功能

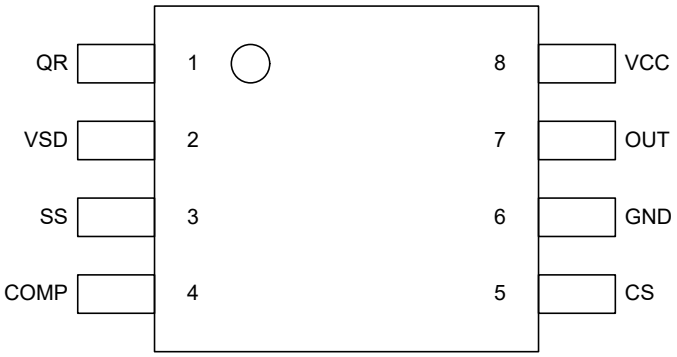


图 4-1. DGK 封装 8 引脚 VSSOP 顶视图

引脚功能

引脚		类型(1)	说明
名称	编号		
COMP	4	I	脉宽调制器和跳周期比较器的控制输入端。COMP 上拉电阻由内部 42kΩ 电阻器提供，该电阻器可用于偏置光耦合器晶体管。
CS	5	I	用于电流模式控制和过流保护的电流检测输入端。电流限制通过专用电流检测比较器实现。如果 CS 比较器输入端的电压超过 0.5V，OUT 引脚会切换为低电平，以实现逐周期电流限制。在 OUT 切换为高电平以消隐前沿电流峰值后，CS 会保持低电平 130ns。
GND	6	G	内部电路的接地回流端。
OUT	7	O	外部 MOSFET 栅极输入的高电流输出分别具有 0.3A 和 0.7A 的拉电流/灌电流能力。
QR	1	I	监控电源变压器的辅助反激式绕组，以检测准谐振运行情况。通过检测峰值辅助电压来检测输出过压 (OVP) 故障并关断控制器。
SS	3	O	外部电容器与内部 22μA 电流源共同设定软启动斜坡。
VSD	2	O	将此引脚连接到外部启动电路 FET 的栅极；它会在 VCC 生效后禁用启动 FET。
VCC	8	P	VCC 为 LM5023 的控制器和栅极驱动部分提供偏置。在该引脚与接地端之间必须连接一个外部电容器。

(1) I = 输入，O = 输出，P = 电源，G = 接地

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5 规格

5.1 绝对最大额定值

在自然通风条件下的工作温度范围内测得（除非另有说明）(1)(2)

			最小值	最大值	单位
I_{QR}	QR 引脚被驱动至低于地电平时的负注入电流			4	mA
VSD	最大电压		-0.3	45	V
I_{VSD}	VSD 钳位连续电流			500	µA
V_{IN}	电压范围	SS、COMP、QR	-0.3	7	V
		CS	-0.3	1.25	V
OUT	DRV 处的栅极驱动电压		-0.3	自限	V
I_{OUT}	OUT 峰值电流（源）			0.3	A
I_{OUT}	OUT 峰值灌电流			0.7	A
VCC	偏置电源电压		-0.3	16	V
T_J	工作结温		-40	125	°C
T_{stg}	贮存温度		-55	150	°C

(1) 超出*绝对最大额定值*运行可能会对器件造成永久损坏。*绝对最大额定值*并不表示器件在这些条件下或在*建议运行条件*以外的任何其他条件下能够正常运行。如果超出*建议运行条件*但在*绝对最大额定值*范围内使用，器件可能不会完全正常运行，这可能影响器件的可靠性、功能和性能并缩短器件寿命。
(2) 如果遵守输入和输出电流额定值，则可能会超过输入负电压和输出电压额定值。

5.2 ESD 等级

			值	单位
$V_{(ESD)}$	静电放电	人体放电模型 (HBM)，符合 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 标准(1)	±2000	V
		充电器件模型 (CDM)，符合 JEDEC 规范 JESD22-C101(2)	±1000	V

(1) JEDEC 文档 JEP155 指出：500V HBM 时能够在标准 ESD 控制流程下安全生产。
(2) JEDEC 文档 JEP157 指出：250V CDM 时能够在标准 ESD 控制流程下安全生产。

5.3 建议运行条件

		最小值	最大值	单位
VCC	偏置电源电压	8	14	V
I_{VSD}	VSD 电流	2	100	µA
I_{QR}	QR 引脚电流	1	4	mA
T_J	结温	-40	125	°C

5.4 热性能信息

热指标(1)		LM5023 DGK (VSSOP) 8 引脚	单位
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	168.6	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	结至外壳（顶部）热阻	59.6	°C/W
$R_{\theta JB}$	结至电路板热阻	88.8	°C/W
ψ_{JT}	结至顶部特征参数	7.1	°C/W
ψ_{JB}	结至电路板特征参数	87.5	°C/W

(1) 有关新旧热指标的更多信息，请参阅*半导体和 IC 封装热指标*应用手册。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5.5 电气特性

最小值和最大值适用于 –40 至 +125°C 的结温范围。最小值和最大值限制通过测试、设计或统计相关性分析确定。典型值表示 +25°C 条件下最有可能达到的参数常规值，仅供参考。除非另有规定，否则适用以下条件：
VCC = 10V，F_{SW} = 100kHz，占空比为 50%，OUT 上无负载。

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
偏置电源输入						
VCC_{ON}	控制器使能阈值		12	12.8	13.5	V
VCC_{OFF}	最小工作电压		7	7.5	8	V
V_{RST}	内部逻辑复位（故障锁存）	VCC 下降至 < V_{RST}	4.5	5	5.5	V
ICC_{ST}	处于待机模式时的 ICC 电流	COMP = 0.5V，CS = 0V，无开关		340	420	µA
ICC_{OP}	工作电源电流	COMP = 2.25V，OUT 开关		800		µA
关断控制（VSD 引脚）						
$I_{VSD\ OFF}$	关断状态漏电流			0.1		µA
$V_{VSD\ ON1}$	导通状态下拉电压（10µA 时）	VCC_{ON} 之后 (I_{VSD} = 10µA)		0.65		V
V_{VSD_ON2}	导通状态下拉电压（100µA 时）	VCC_{ON} 之后 (I_{VSD} = 100µA)		0.84		V
跳周期模式比较器						
V_{SKIP}	跳周期模式使能阈值	COMP 下降	70	120	170	mV
V_{SK-HYS}	跳周期模式磁滞			12		mV
QR 检测						
V_{OVP}	过压比较器阈值		2.85	3	3.17	V
T_{OVP}	OVP 采样延迟		870	1050	1270	ns
V_{DEM}	VDEM 退磁阈值			0.35		V
F_{MAX}	最大频率		114	130	148	kHz
T_{RST}	$T_{RESTART}$		9.4	12	15.7	µs
PWM 比较器						
T_{PPWM}	COMP 至 OUT 传播延迟	COMP 设为 2V，CS 从 0 跳变至 0.4V，OUT 转换为低电平所需的时间 C_{LOAD} = 0		20		ns
D_{MIN}	最小占空比	COMP = 0V			0%	
G_{COMP}	COMP 至 PWM 比较器增益			0.33		
V_{COMP-O}	COMP 开路电压	I_{COMP} = 20µA	4.3	4.9	5.8	V
V_{COMP-H}	最大 VCS 时的 COMP 电压			2.25		V
I_{COMP}	COMP 短路电流	COMP = 0V		-132		µA
R_{COMP}	上拉电阻 R		41	45	49	kΩ
电流限值						
V_{CS}	逐周期检测电压限制阈值		450	500	550	mV
T_{LEB}	前沿消隐时间			130		ns
T_{PCS}	电流限制至 OUT 的延迟	CS 从 0 跳变至 0.6V，OUT 开始转换为低电平的时间，C_{LOAD} = 0		22		ns
R_{LEB}	CS 消隐灌电流阻抗			15	35	Ω
G_{CM}	电流镜增益	I_{QR} = 2mA		100		A/A
V_{FF}	线路电流前馈	I_{QR} = 2mA		140		mV
断续模式						
T_{OL}_10	过载检测计时器	I_{VSD}= 10µA		12		ms
T_{OL}_100	过载检测计时器	I_{VSD}= 100µA		1.2		ms
输出栅极驱动器						
V_{OH}	OUT 高电平饱和电压	I_{OUT} = 50mA，VCC-OUT		0.3	1.1	V

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

最小值和最大值适用于 –40 至 +125°C 的结温范围。最小值和最大值限制通过测试、设计或统计相关性分析确定。典型值表示 +25°C 条件下最有可能达到的参数常规值，仅供参考。除非另有规定，否则适用以下条件：
VCC = 10V，F_{SW} = 100kHz，占空比为 50%，OUT 上无负载。

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{OL}	OUT 低电平饱和电压	I_{OUT} = 100mA		0.3	1	V
I_{PH}	OUT 峰值拉电流	OUT = VCC/2		0.3		A
I_{PL}	OUT 峰值灌电流	OUT = VCC/2		0.7		A
t_r	上升时间	C_{LOAD} = 1nF		25		ns
t_f	下降时间	C_{LOAD} = 1nF		15		ns
软启动						
I_{SS}	软启动电流		17	22	30	µA
热指标						
T_{SD}	热关断温度			165		°C

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5.6 典型特性

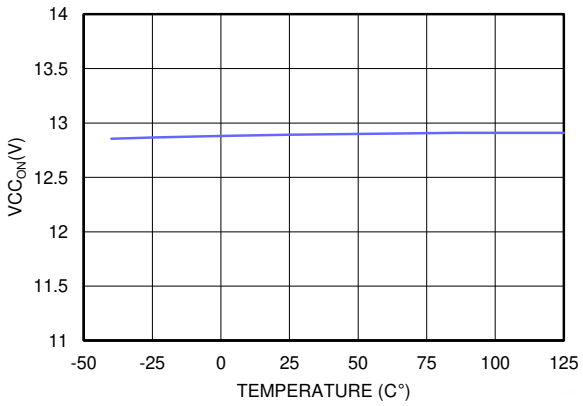


图 5-1. VCC_{ON} 与温度的关系

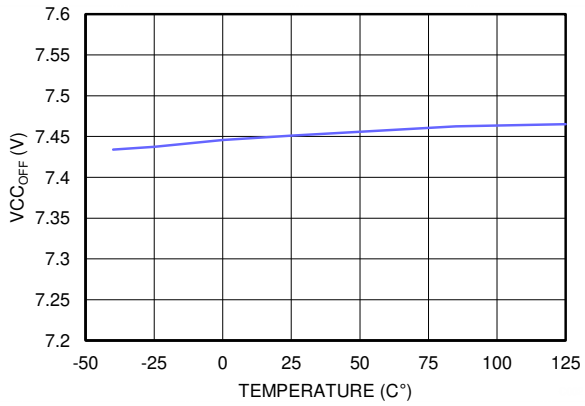


图 5-2. VCC_{OFF} 与温度的关系

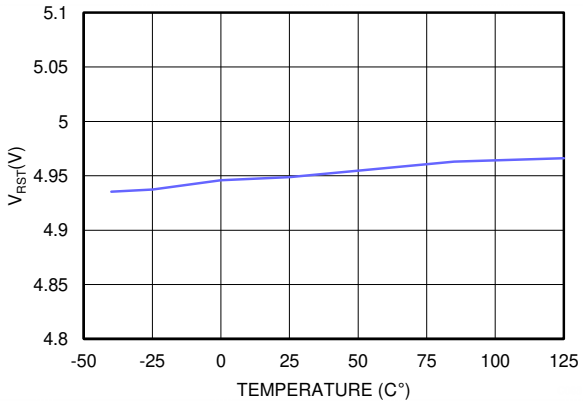


图 5-3. V_{RST} 与温度间的关系

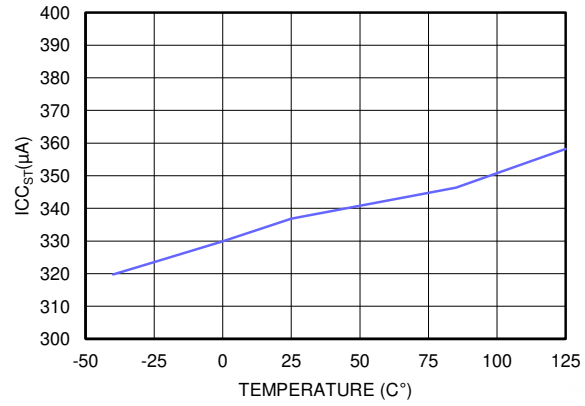


图 5-4. ICC_{ST} 与温度的关系

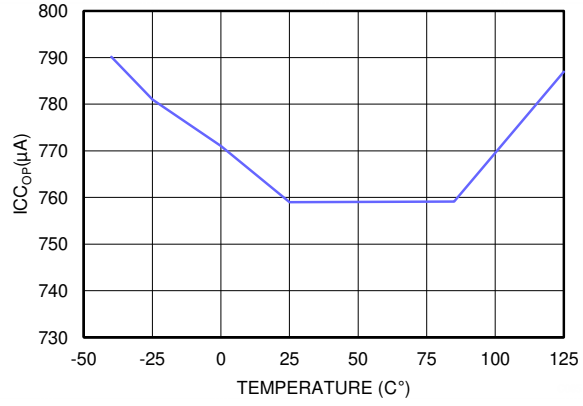


图 5-5. ICC_{OP} 与温度的关系

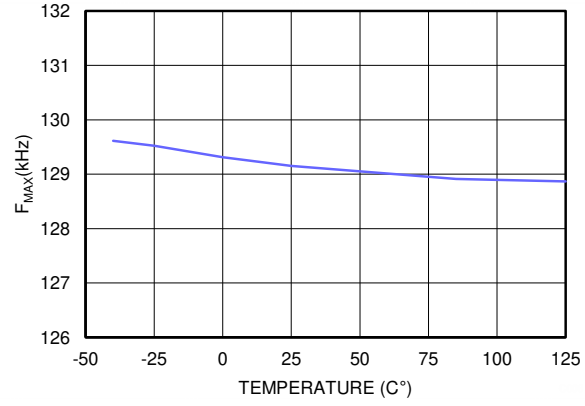


图 5-6. F_{MAX} 与温度的关系

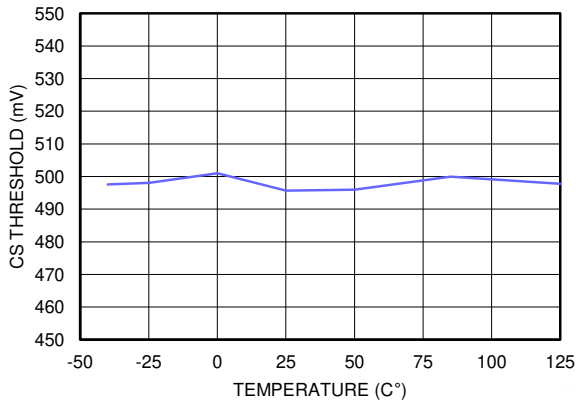


图 5-7. CS 阈值与温度间的关系

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6 详细说明

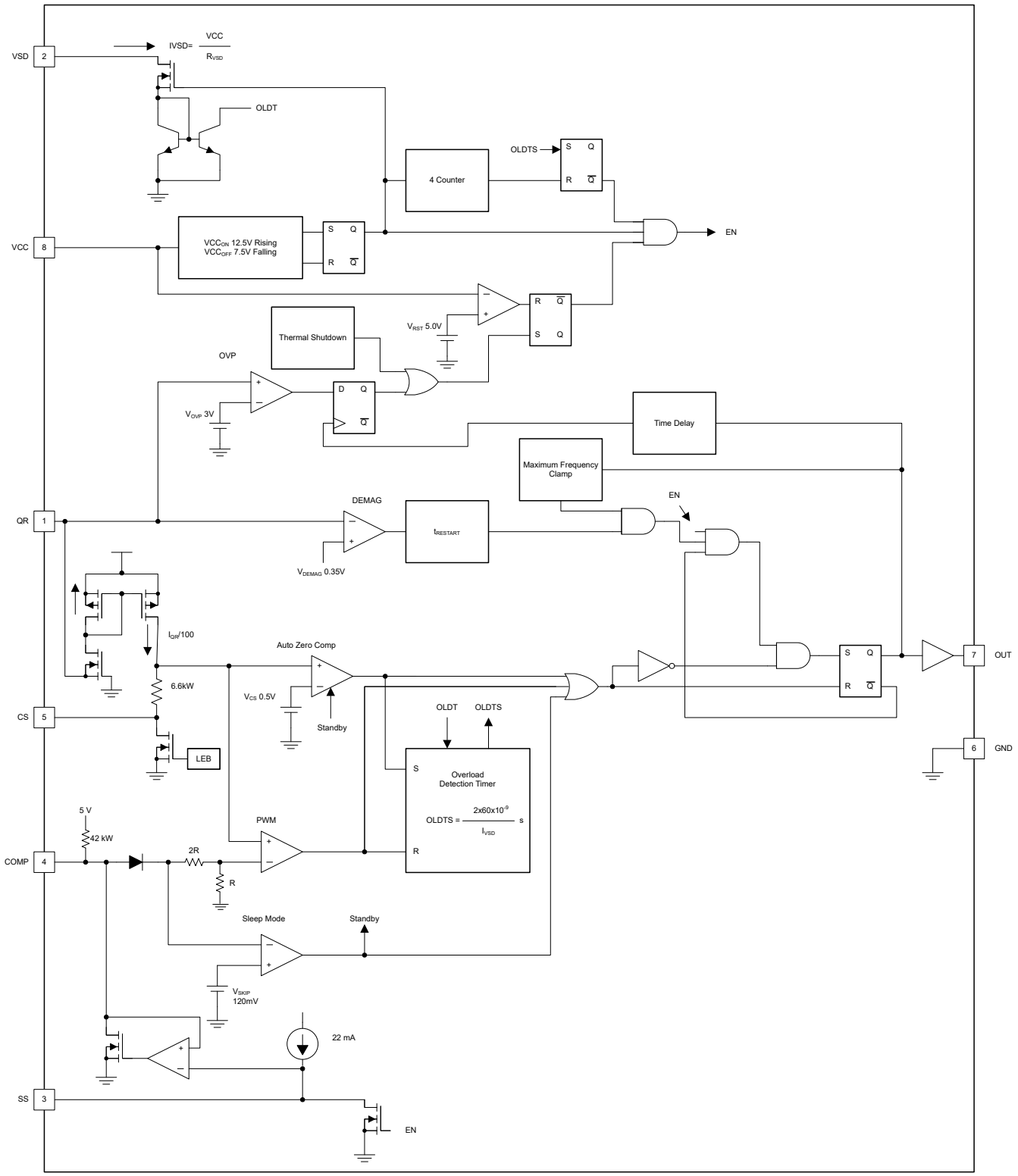
6.1 概述

LM5023 是一款准谐振 PWM 控制器，包含实现高效离线电源所需的所有特性。LM5023 利用变压器辅助绕组进行退磁检测，以确认准谐振工作状态（谷底开关），从而将开关损耗降至最低。对于需要满足 ENERGY STAR 低待机功耗要求的应用，LM5023 具有超低 LQ 电流 (346μA) 和跳周期模式，可降低轻载时的功耗。LM5023 使用来自输出端的反馈信号提供非常精确的 <1% 输出电压调节。为了减少持续过载状况下的过热和应力，LM5023 提供用于过流保护的断续模式，并提供电流限制重启计时器来禁用输出并强制延迟重启（断续模式）。

对于离线启动，可以使用外部耗尽模式 N 通道 MOSFET。对于需要极低待机功耗 (<50mW) 的应用，建议使用此方法。对于低待机功耗不太重要的应用，可以使用增强模式 N 通道 MOSFET。如果在辅助绕组（QR 引脚）上检测到 OV，该器件会永久锁存关闭，必须重新断开并接通电源才能重启。必须使 VCC 电压低于 V_{RST}，才能复位锁存状态。其他特性包括线路电流前馈、逐脉冲电流限制，以及 130kHz 的最大频率钳位。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6.2 功能方框图



Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6.3 特性说明

6.3.1 详细引脚说明

6.3.1.1 QR 引脚

QR 引脚连接到辅助绕组分压器和谷底开关延迟电容器，这些元件也连接到 GND。通过监测辅助绕组来检测准谐振工作状态。该引脚还用于检测输出 OV 故障：一旦检测到此类故障，转换器便会关断。使用短走线将电容器和分压器的低侧电阻器连接到 QR 引脚和 GND 引脚。避免在 QR 引脚连接点及其所在网络附近布设具有高 dV/dt 的走线。

6.3.1.2 VSD 引脚

VSD 引脚连接到外部高压启动 MOSFET 的栅极。VDS 引脚负责控制外部启动 MOSFET 的栅极。当 V_{CC} 超过 $V_{CC(on)}$ 时，VSD 引脚被拉至低电平，从而关断启动 MOSFET。避免在该网络附近布设高频率走线或具有高 dV/dt 的走线。

6.3.1.3 SS 引脚

将 SS 引脚连接到所选电容器，以控制启动的软启动时间。通过短走线将高品质陶瓷电容器连接到 SS 和 GND。

6.3.1.4 COMP 引脚

COMP 引脚是脉宽调制器和跳周期比较器的输入端。COMP 引脚上有一个 42kΩ 内部上拉电阻。从光耦合器到 COMP 引脚的走线所形成的环路面积必须尽可能小。建议使用接地平面屏蔽 COMP 走线，以尽可能减少噪声拾取。如果在 COMP 和 GND 之间连接电容器，应使用短走线。

6.3.1.5 CS 引脚

CS 是用于电流模式控制和峰值电流限制的电流检测输入端。在 CS 到 GND 之间放置一个小容量陶瓷滤波电容，并尽可能缩短走线，以滤除 MOSFET 导通期间存在的任何响铃。将电流感应电阻器的电流回流至大容量电容器的接地终端，以尽量减小初级高电流回路的面积。

6.3.1.6 GND 引脚

GND 引脚是控制器的信号和电源基准。必须使用短走线将 GND 引脚连接到 VCC 电容器，并使用开尔文连接作为连接到信号引脚的元件的接地基准。

6.3.1.7 OUT 引脚

OUT 引脚通常通过一个小电阻连接到初级 MOSFET，以限制 MOSFET 的开关速度。该引脚会产生高 dV/dt 信号，走线时必须尽可能远离信号引脚。

6.3.1.8 VCC 引脚

VCC 引脚必须通过高质量、低 ESR、低 ESL 的陶瓷旁路电容器去耦至 GND，且连接到 VCC 和 GND 引脚的走线应尽可能短。要在启动期间维持 VCC，可能需要使用额外的大容量电容器，但也始终需要使用陶瓷旁路电容器。

6.3.2 启动

参见图 6-1，当整流后的交流线电压施加至大容量储能电容器时，N 通道耗尽模式 MOSFET 导通，并向 VCC 电容器提供充电电流。当 VCC 引脚上的电压达到 12.5V 的典型值时，将启用 PWM 控制器、软启动电路和栅极驱动器。

当 LM5023 处于使能状态且 OUT 驱动信号开始驱动反激式 MOSFET 开关时，能量会被储存，随后从变压器初级侧传输至次级绕组。如图 6-1 所示，偏置绕组向 VCC 电容器提供能量，以维持 VCC 引脚上的电压。辅助绕组提供的电压必须在 10V 至 14V 范围内（16V 是此处的绝对最大额定值）。

达到 VCC_{ON} 阈值后，LM5023 VSD 漏极开路输出（在启动期间会上拉至 VCC）变为低电平。这会在耗尽型 MOSFET 的栅极和源极之间施加负电压，使其关断。这样便会禁用高压启动电路。高压启动电路可以通过两种方式中的任何一种实现；第一种方法如图 6-1 所示，使用 N 通道耗尽模式 FET，第二种方法如图 6-2 所示，使用 N

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

通道增强模式 FET。使用耗尽模式 FET 的电路具备最低的待机功耗。FET 的待机功耗通常为 0.1μA，计算方法如下：启动 FET 两端的电压乘以栅极处于负偏置时的漏源截止电流。

方程式 1 至方程式 5 展示了启动 FET 计算的待机功耗。

$$V_{IN} = 230V_{AC} \tag{1}$$

$$VCC = 10V \tag{2}$$

$$V_{DC(max)} = 230V_{AC} \times \sqrt{2} = 325V_{DC} \tag{3}$$

$$I_{D(off)} = 0.1\mu A \tag{4}$$

其中

- $I_{D(off)}$ 为耗尽模式 FET 泄漏电流

$$Pd = I_{D(off)} \times V_{DC(max)} = 0.1\mu A \times 325V_{DC} = 32.5\mu W \tag{5}$$

当 VCC < VCC_{ON} 时，IC 的待机电流消耗 = $I_{CC(st)}$，标称值为 340μA。

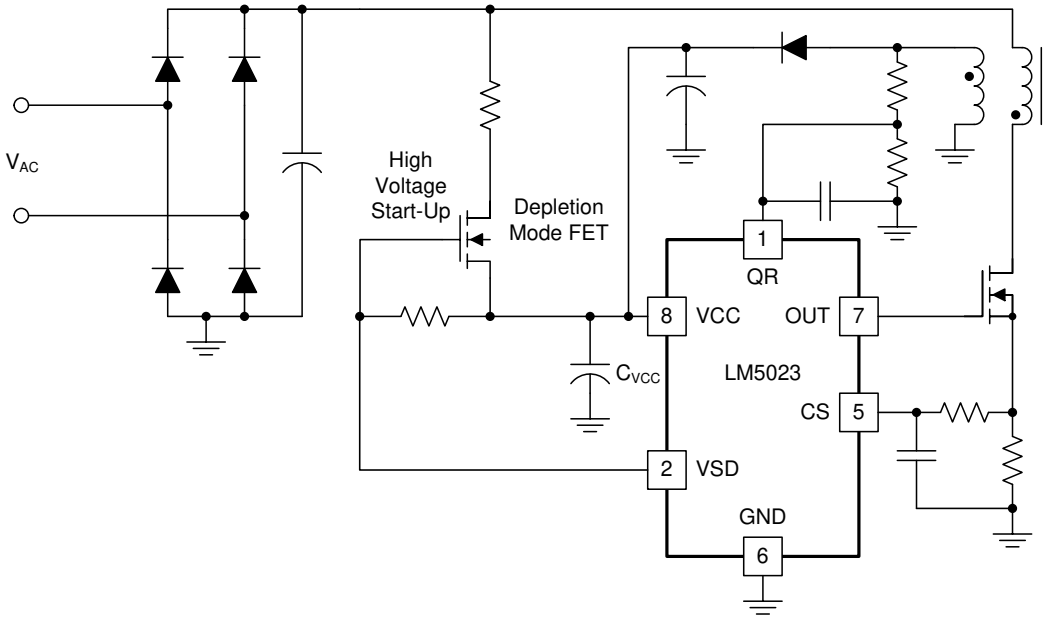


图 6-1. 使用耗尽模式 FET 启动

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

一种替代的启动电路采用增强型 FET，并通过上拉电阻将整流后的直流总线连接至该 FET 的栅极，图 6-2。施加输入交流电源后，增强模式 FET 会向 VCC 电容器 C_{VCC} 供应充电电流。达到 VCC_{ON} 阈值后，LM5023 VSD 漏极开路输出（在启动期间会上拉至 VCC）变为低电平。这会将启动 MOSFET 的栅极接地，将其关断。启动电阻器始终位于电路中，因此待机功耗高于使用耗尽模式 FET 时的待机功耗。

$$V_{IN} = 230V_{AC} \quad (6)$$

$$VCC = 10V \quad (7)$$

$$V_{DC(max)} = 230V_{AC} \times \sqrt{2} = 325V_{DC} \quad (8)$$

$$R_{START\text{-}UP} = 10M\Omega \quad (9)$$

$$P_{RESISTORS} = \frac{V_{DC}{}^2}{R_{START-UP}} = \frac{325^2}{10M\ \Omega} = 10.56mW \quad (10)$$

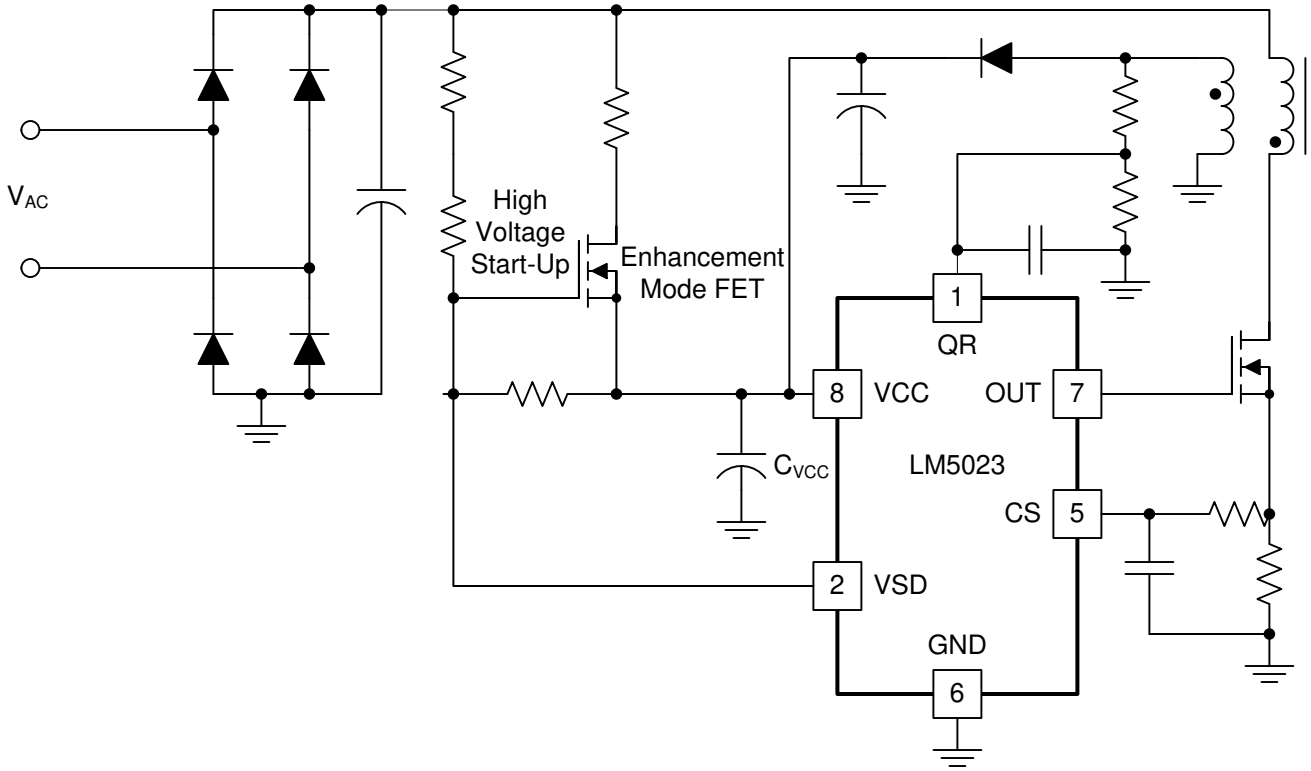


图 6-2. 使用增强模式 FET 启动

6.3.3 准谐振操作

准谐振控制的反激式转换器通过在 MOSFET 导通期间将能量储存在变压器初级侧来工作。在导通时间 (t_{on}) 内，V_{IN} 施加在变压器的初级侧上。初级电流从零开始，并逐步上升至峰值 (I_{PEAK})。当初级峰值电流达到反馈补偿误差电压时，PWM 比较器会复位输出驱动信号，从而关断 MOSFET。由于变压器的相位关系，输出二极管在 MOSFET 导通期间处于反向偏置状态。

在 MOSFET 关断期间，输出二极管处于正向偏置状态，变压器初级电感器中储存的能量被传输至输出端。次级绕组上所呈现的电压为 V_{OUT} 加上输出二极管的正向压降 V_F。次级绕组中的电流从 I_{PEAK} × Np/Ns 线性下降至零，请参见图 6-4。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

当次级侧电流降至零时，变压器完成退磁，次级侧处于开路状态；同时由于初级 MOSFET 也已关断，初级侧同样处于开路状态。在变压器初级电感和 MOSFET 输出电容之间形成了一个谐振电路。谐振频率通过方程式 11 进行计算。

$$FRES = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{Lp \times COSS}} \tag{11}$$

在谐振期间，MOSFET 的漏极电压会向地电位方向振荡下降，请参见图 6-3。当漏极电压达到最低点时，反激式 MOSFET 会再次导通。电压处于最小值的点通过方程式 12 进行计算。

$$td = \pi \times \sqrt{Lp \times COSS} \tag{12}$$

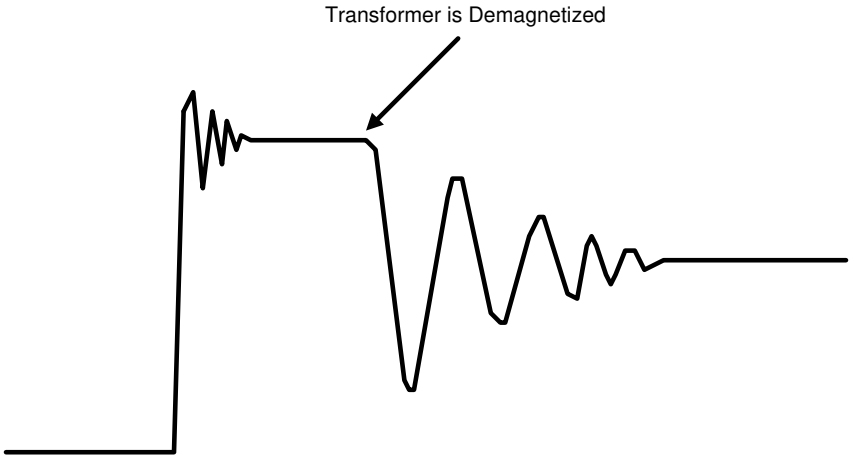


图 6-3. 反激式漏极电压波形

通过检测变压器辅助绕组来判断变压器是否完成退磁。当变压器完成退磁时，辅助绕组电压会跟随 MOSFET 漏极电压产生如下变化：$V_{OUT} \times N_{AUX}/N_S$ 至 $-V_{IN} \times N_{AUX} / Np$。LM5203 的 QR 引脚内部集成了一个基准电压为 0.35V 的比较器。当辅助绕组电压降至 0.35V 以下时，会检测到该电压，比较器随即置位 PWM 触发器，使反激式 MOSFET 导通。图 6-4 展示了 QR 转换器典型波形、辅助绕组电压以及初级和次级电流波形。可以通过电阻器和外部电容器来调整辅助绕组上的延迟，以确保 MOSFET 在其漏极电压达到最低值时进行开关动作。有关详细信息，请参见图 7-3 中的原理图以及 *节 7.2.2.3*。QR 运行模式的优点是 EMI 和导通开关损耗更低。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

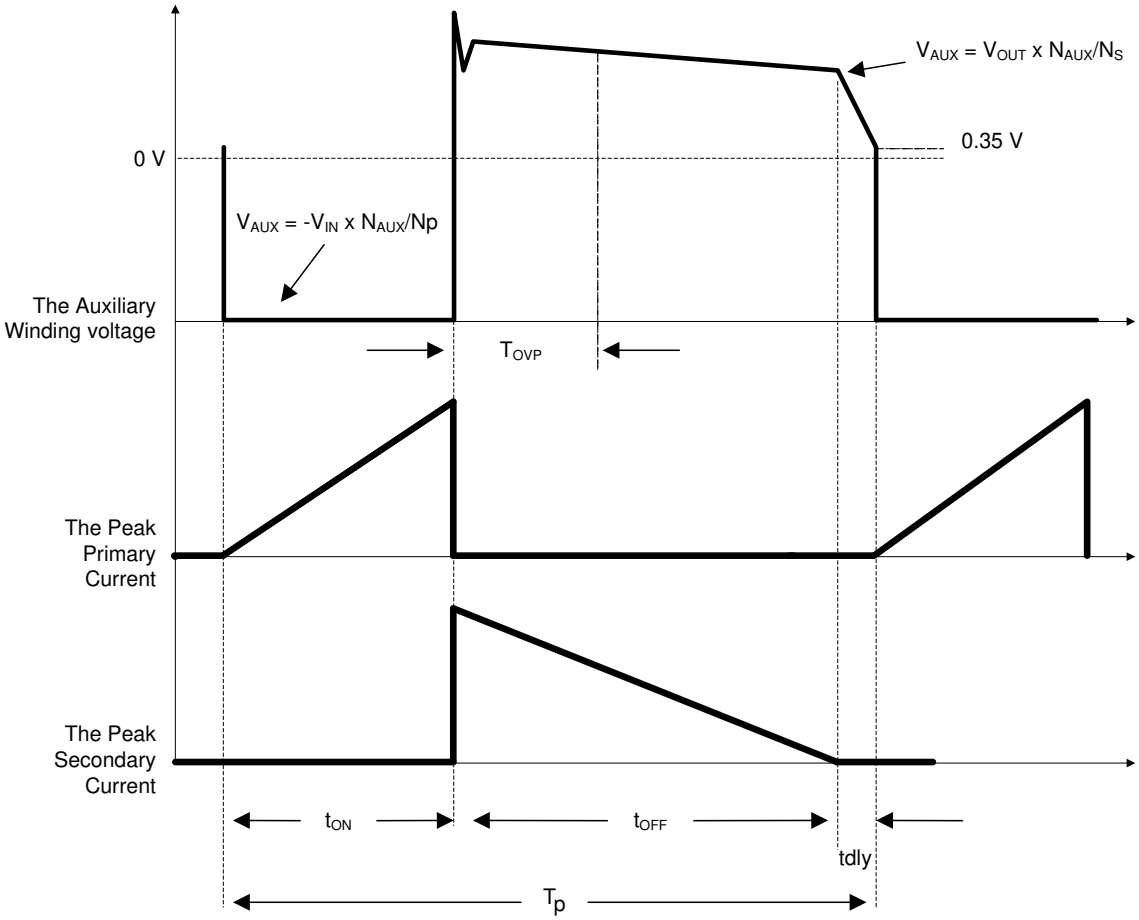


图 6-4. QR 转换器典型波形

6.3.4 准谐振操作频率

当初级侧反激式 MOSFET 导通时，电流逐步上升，直至初级峰值电流超过反馈补偿误差电压。发生这种情况时，PWM 比较器会复位输出驱动信号，从而关断 MOSFET。因此，电流会按如方程式 13 所示的斜率逐渐上升。

$$\frac{V_{IN}}{Lp} = \frac{di}{dt} \tag{13}$$

开关的 t_{ON} 时间通过方程式 14 计算得出。

$$t_{ON} = \frac{Lp}{V_{IN}} \times I_{PK} \tag{14}$$

当初级侧反激式 MOSFET 关断时，储存在初级电感中的能量被传输至次级电感。传输全部能量所需的关断时间如方程式 15 所示。

$$t_{OFF} = I_{PK} \times \frac{N_{SP} \times Lp}{V_O + V_f} \tag{15}$$

其中

$$N_{SP} = N_S / N_P \tag{16}$$

总开关周期如方程式 15 所示。

$$tp = t_{ON} + t_{OFF} + t_{DLY} \quad (17)$$

由变压器初级电感和 MOSFET 开关节点电容构成的谐振电路所对应的时间为 t_{DLY}，请参见图 6-4。

$$t_{DLY} = \pi \times \sqrt{Lp \times C_{SWN}} \quad (18)$$

$$P_{OUT} = \frac{1}{2} \times Lp \times {I_{PK}}^2 \times FREQ \times \eta \quad (19)$$

方程式 20 表示开关频率、L_P 和 N_{PS} 之间的关系。

$$FREQ = \frac{1}{\left(\frac{V_{IN} + (V_O + V_f) \times N_{PS}}{(V_O + Vf) \times N_{PS}}\right)^2 \times \frac{2 \times P_{OUT}}{\eta} \times \frac{Lp}{{V_{IN}}^2} + t_{DLY}} \quad (20)$$

QR 反激式转换器并非以固定频率运行。频率随输出负载、输入线路电压或两者的组合而变化。为使 LM5023 的频率保持在 CISPR--22 规定的 150kHz EMI 起始限值以下，LM5023 内置了一个定时器，可防止输出驱动信号在上一次驱动输出 (OUT) 由低到高跳变后的 7.69 µs 内重新启动。此计时器将最大开关频率限制在 130kHz（典型值）。

6.3.5 PWM 比较器

PWM 比较器将电流检测信号与来自 COMP 引脚的环路误差电压进行比较。COMP 引脚电压先降低固定的 0.75V 偏移量，然后经 3:1 电阻分压器衰减。PWM 比较器输入偏移电压设计为在 COMP 引脚上小于 0.75V 会导致控制器输出占空比为零。

6.3.6 软启动

软启动功能允许功率转换器逐渐达到初始稳定状态工作点，从而降低启动应力和电流浪涌。上电时，在 VCC 达到 VCC_{ON} 阈值后，内部 22 µA 电流源会对连接至 SS 引脚的外部电容器进行充电。电容器电压缓慢上升，从而限制 COMP 引脚电压以及输出脉冲的占空比。

6.3.7 栅极驱动器

LM5023 驱动器 (OUT) 的设计旨在驱动 N 通道 MOSFET 的栅极，其提供的峰值电流为 0.4A，峰值灌电流为 0.7A。

6.3.7.1 跳周期运行

在轻负载条件下，由于与转换器的开关和工作偏置电流相关的损耗在供应给负载的功率中占据很大一部分，开关电源的效率通常会下降。功率损耗最高的部分是与栅极驱动器和外部 MOSFET 栅极电荷，以及开关节点电容器能量相关的开关损耗。当 MOSFET 依次导通和关断时，每个 PWM 周期都会消耗有限的能量。这些开关损耗与工作频率成正比。

要提高轻负载效率，LM5023 可在轻负载条件下进入跳周期模式。随着输出负载降低，电压反馈环路降低 COMP 引脚电压，从而降低反激式转换器峰值初级电流。请参阅 *节 6.2*，PWM 比较器输入通过 0.75V 电平位移电路和 3:1 电阻分压器跟踪 COMP 引脚电压。当 COMP 引脚电压下降时，PWM 比较器的输入也按比例降低。当 PWM 比较器输入降至 120mV 时，跳周期比较器会检测到轻负载条件并禁用来自控制器的输出脉冲。LM5023 还可降低所有内部偏置电流，在跳周期模式下，还能进一步降低静态功耗。控制器会继续跳过开关周期，直到电源输出下降且 COMP 引脚电压升高，表明需要更大的输出电流。跳过的周期数取决于负载以及频率电压环路补偿网络的响应时间。最终，当电压环路需要更大的电流来维持稳定的输出电压时，COMP 电压会升高。当 PWM 比较器输入超过 155mV（30mV 磁滞）时，会恢复正常的固定频率开关。典型的轻负载运行电源设计会产生短输出脉冲突发，后跟较长的跳周期间隔（无驱动脉冲）。结果是平均输入功率大幅降低。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

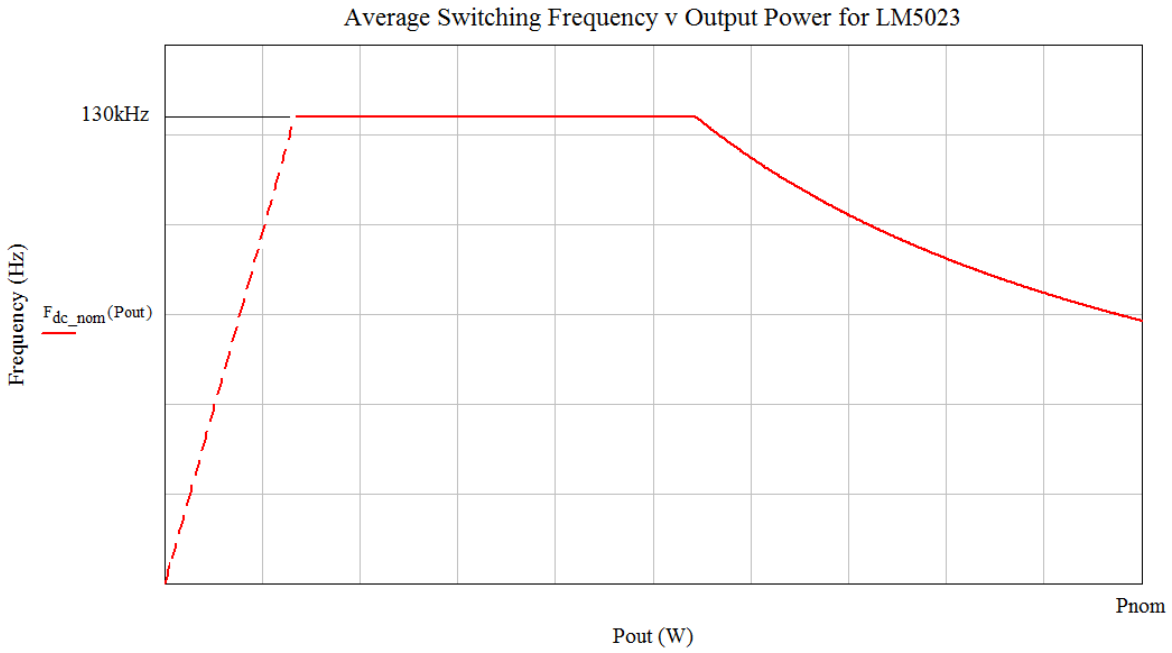


图 6-5. LM5023 调制曲线

6.3.8 电流限制和电流检测

LM5023 提供逐周期过流保护功能。电流限制由阈值为 500mV 的内部电流检测比较器触发。如果 CS 引脚电压加上电流限制前馈信号电压超过 500mV，MOSFET 驱动信号 (OUT) 将终止。建议在 LM5023 的 CS 引脚附近放置 RC 滤波器，以衰减功率 FET 栅极耦合到源极开关节点的噪声。在每个 PWM 周期结束时，CS 引脚电容由内部开关放电。为实现前沿消隐 (LEB)，该放电开关会在额外 130ns 内保持导通状态。LEB 可防止开关电流初始峰值产生的噪声错误触发 LM5023 电流检测比较器。LM5023 电流检测比较器响应速度非常快，可能会响应持续时间较短的噪声脉冲。布局考量对于电流检测滤波器和检测电阻器至关重要。连接到 CS 滤波器的电容器必须放置在非常靠近器件的位置，并直接连接到器件的引脚（CS 和 GND）。如果使用了电流传感变压器，变压器次级的两根引线都应连接到传感电阻器，并且也需要距离器件足够近。如果将位于功率 FET 源极中的电流感应电阻器用于电流检测，则需要使用低电感电阻器。在这种情况下，所有易受噪声影响的小电流接地端都必须在器件附近汇接，然后必须进行一次连接。

6.4 器件功能模式

根据输入电压、VCC 电压和输出负载条件，器件可以在不同的模式下工作：

- 启动时，当 VCC 小于 VCC_{ON} 阈值时，VSD 漏极开路输出会上拉至 VCC，从而导通耗尽模式 MOSFET。耗尽模式 MOSFET 为 VCC 电容器充电。
- 当 VCC 超过 VCC_{ON} 阈值时，VSC 漏极开路输出被拉至接地，从而关断耗尽模式 MOSFET，并且只要 VCC > $V_{CC(off)}$ 就会禁用高压启动电路。
- 上电时，当 VCC 达到 VCC_{ON} 阈值时，器件开始进行开关操作，以便向转换器输出供电。初始上电时，软启动由 22µA 电流源发起进行，该电流源会为 SS 引脚上的电容器充电。SS 引脚会限制 COMP 引脚上的电压和 OUT 脉冲的占空比。
- 当 COMP 引脚达到提供所需功率以实现电压调节所需的电压时，软启动结束。根据负载条件，转换器会以正常模式或跳周期模式工作。
  - 正常模式适用于从满载到轻载的情况，在此模式下，控制器每个周期都会使能输出。
  - 跳周期模式适用于轻载至空载的情况，此时控制器根据 COMP 引脚电压禁用输出。在跳周期模式下，输出禁用时，ICC 电流会降至 ICC_{ST}。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

- 器件工作可由下面列出的事件停止：
  - 如果 VCC 降至 VCC_{OFF} 阈值以下，器件将停止开关并重复启动序列。
  - 如果检测到故障，驱动器将锁存关断，直至 VCC 降至 VCC_{OFF} 为止，随后启动序列开始执行。
  - 如果过载条件超过过载计时器持续时间，输出将关闭，直至 VCC 降至 VCC_{OFF} 为止，随后启动序列开始执行。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7 应用和实施

备注

以下应用部分中的信息不属于 TI 器件规格的范围，TI 不担保其准确性和完整性。TI 的客 户应负责确定器件是否适用于其应用。客户应验证并测试其设计，以确保系统功能。

7.1 应用信息

LM5023 是一款准谐振 PWM 控制器，针对具有次级侧调节功能的隔离型反激式转换器进行了优化。该控制器可用于单路或多路输出转换器。其应用包括笔记本电脑适配器，以及各种消费类和工业应用。跳周期操作、更低的器件偏置电流和高压启动电路控制有助于实现较低的待机输入功耗。

7.2 典型应用

该 19.2V 65W 交流转直流适配器设计示例介绍了 65W 离线反激式转换器的设计，可在最大负载为 3.43A 且采用通用交流输入工作时提供 19.2V 的电压。该设计在 DCM 型反激式转换器中使用 LM5023 交流转直流准谐振初级侧控制器，满负载效率可达 88%。

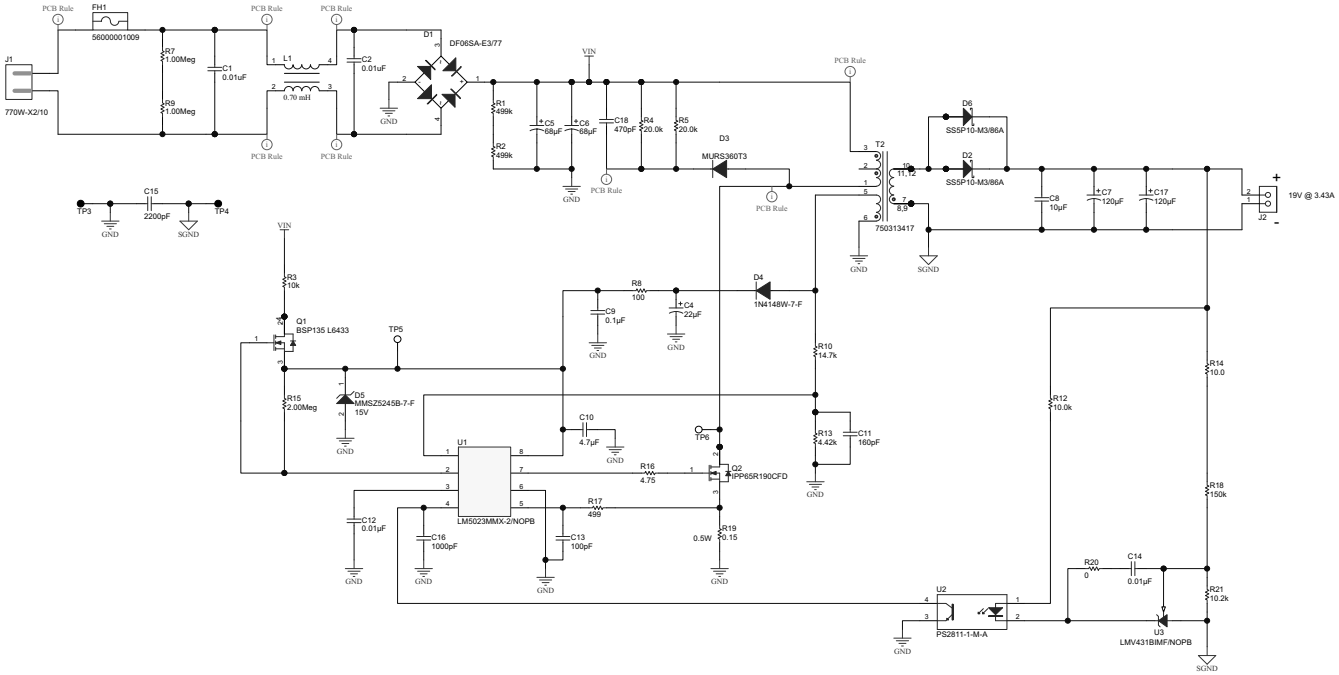


图 7-1. LM5023 典型应用

7.2.1 设计要求

表 7-1 列出了 LM5023 的设计要求。

表 7-1. LM5023 性能规格

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入特性						
V_{IN}	输入电压		90	115/230	264	V_{AC}
V_{IN}	无负载输入功率	V_{IN} = 230V	30			mW
输出特性						
V_{OUT}	输出电压	V_{IN} = 115V，I_{OUT} = 3.43A	19.0	19.2	19.4	V
V_{OUT}	线路调整	V_{IN} = 最小值至最大值，I_{OUT} = 最大值			1.0%	

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

表 7-1. LM5023 性能规格（续）

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{OUT}	负载调整	V_{IN} = 标称值，I_{OUT} = 空负载至最大负载			1.0%	
V_{OUT}	输出电压纹波	V_{IN} = 标称值，I_{OUT} = 最大负载	100			mV_{PP}
I_{OUT}	输出电流				3.43	A
V_{OVP}	输出 OVP		24			V
M	负载阶跃响应	I_{OUT} = 0.343A 至 3.09A，3.09A 至 0.343A	18.7		19.6	V
系统特性						
	开关频率		130			kHz
η	满负载	V_{IN} = 115/230V，I_{OUT} = 3.43A	88%			

7.2.2 详细设计过程

7.2.2.1 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案

点击此处，使用 LM5023 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计方案。

1. 首先键入输入电压 (V_{IN})、输出电压 (V_{OUT}) 和输出电流 (I_{OUT}) 要求。
2. 使用优化器表盘，优化该设计的关键参数，如效率、占用空间和成本。
3. 将生成的设计与德州仪器 (TI) 其他可行的解决方案进行比较。

WEBENCH Power Designer 提供了定制原理图，并罗列了实时价格和元件供货情况的物料清单。

在多数情况下，可执行以下操作：

- 运行电气仿真，观察重要波形以及电路性能
- 运行热性能仿真，了解电路板热性能
- 将定制原理图和布局方案以常用 CAD 格式导出
- 打印 PDF 格式的设计报告并与同事共享

有关 WEBENCH 工具的更多信息，请访问 www.ti.com/WEBENCH。

7.2.2.2 线路电流限制前馈

在峰值电流模式控制下，当电源处于过载状态时，会将峰值电流（通过电流感应电阻器上的 VCS 测得）与过载保护用的电压基准进行比较。如果峰值电流超过基准，LM5023 控制器将逐周期关断初级侧反激式 MOSFET。但是，由于存在若干不可避免的延迟，初级开关无法立即关断。第一次延迟由提供前沿消隐的 LEB 电路引起。第二次延迟由 VCS 检测点与功率 MOSFET 实际关断之间的传播延迟引起。总延迟时间 (t_{PROP}) 见图 7-2，包括电流限制比较器、逻辑、栅极驱动器和功率 MOSFET 关断所需的时间。

传播延迟会导致峰值初级电流过冲，过冲会使最大峰值电流增加到超过计算值。随着交流线路电压升高，峰值电流过冲会增大，这是由于初级电流斜率增大所致，如方程式 21 所示。

$$\frac{V_{IN}}{Lp} = \frac{di}{t_{PROP}} \tag{21}$$

峰值输入电流过冲的增大，会导致反激式转换器的过功率限制出现较大差异。在方程式 22 中，由于 $I_{PK(max)}$ 增大，过功率限制也会随着输入线路电压的增加而增加，如方程式 22 至方程式 24 所示。

$$I_{PK(max)} = \sqrt{\frac{P_{OUT} \times 2}{Lp \times FREQ \times \eta}} + \frac{V_{IN}}{Lp} \times t_{PROP} \tag{22}$$

$$P_{IN} = \frac{1}{2} \times I_{PK(max)}^{2} \times L_P \times FREQ \tag{23}$$

$$P_{OUT} = P_{IN} \times \eta \tag{24}$$

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

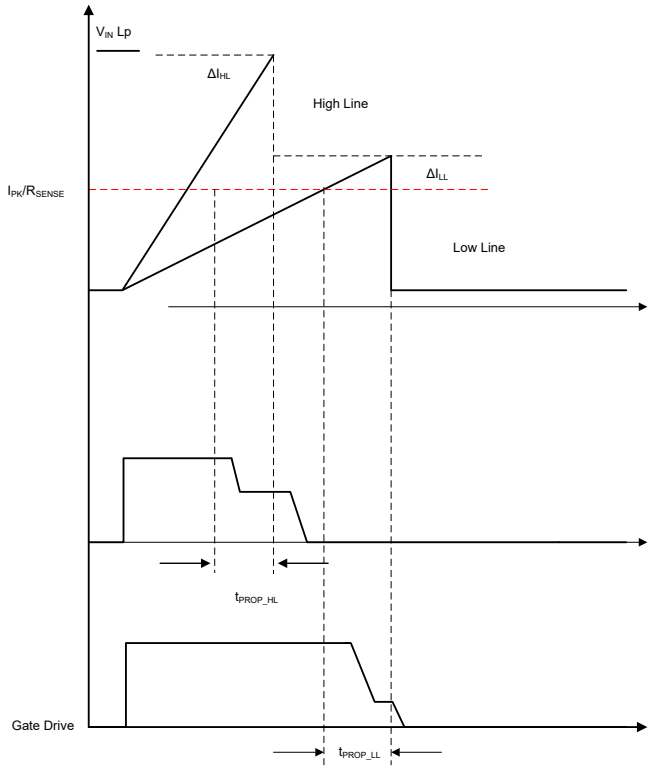


图 7-2. 线路电流前馈

为了提高整个通用输入线路上的过功率限制精度，LM5023 集成了线路电流限制前馈。线路电流限制前馈功能通过将与整流输入线路电压成正比的电流注入电流感应电阻器 (R_{SENSE}) 来改善过功率限制，请参见图 7-3。这个与输入线路电压成正比的电流会抬高 CS 引脚的偏置电压，使反激式 MOSFET 在输入线路电压较高时更早关断。该功能可补偿传播延迟，从而创建在通用输入线路上几乎恒定的过功率保护。

要实现线路电流限制前馈，第一步是分别计算电源在电流限制状态下工作时，低线路电压和高线路电压下的 QR 开关频率。

在本例中：

- Lp = 400µH
- R_{SENSE} = 0.15 Ω
- $V_{DC(min)}$ = 127V
- $V_{DC(max)}$ = 325V
- T_{PROP} = 160ns
- V_{CS} = 0.5V
- N_{AUX} = 10.9
- $N_{PS} = N_P/N_S$ = 6
- t_{DLY} = 580ns

$$FREQ_LL = \frac{1}{\left(\frac{V_{CS}}{R_{SENSE}}\right) \times Lp \times \left[\left(\frac{1}{V_{DC(min)}}\right) + \frac{1}{(V_{OUT} + Vf) \times N_{PS}}\right] + t_{DLY}} \quad (25)$$

$$FREQ_LL = \frac{1}{\left(\frac{0.5\ V}{0.15\ \Omega}\right) \times 400\ \mu H \times \left[\left(\frac{1}{127\ V}\right) + \frac{1}{(19\ V + 0.7\ V) \times 6}\right] + 580\ ns} = 44.7 kHz \quad (26)$$

$$FREQ_HL = \frac{1}{\left(\frac{V_{CS}}{R_{SENSE}}\right) \times Lp \times \left[\left(\frac{1}{V_{DC(max)}}\right) + \frac{1}{(V_{OUT} + Vf) \times N_{PS}}\right] + t_{DLY}} \quad (27)$$

$$FREQ_HL = \frac{1}{\left(\frac{0.5\ V}{0.15\ \Omega}\right) \times 400\ \mu H \times \left[\left(\frac{1}{325\ V}\right) + \frac{1}{(19\ V + 0.7\ V) \times 6}\right] + 580\ ns} = 62.6 kHz \quad (28)$$

下一步是计算在电流限制状态下，输入线路电压处于最小值和最大值时未经补偿的输出功率。

$$P_{OUT_}LL = \frac{1}{2} \times Lp \times \left(\frac{VCS}{R_{SENSE}}\right)^2 \times FREQ_LL \times \eta \quad (29)$$

$$P_{OUT_}\ LL = \frac{1}{2} \times 400\ \mu H \times \left(\frac{0.5}{0.15}\right)^2 \times 44.7\ kHz \times 0.86 = 85.4\ W \quad (30)$$

$$P_{OUT_}HL = \frac{1}{2} \times Lp \times \left(\frac{VCS}{R_{SENSE}}\right)^2 \times FREQ_HL \times \eta \quad (31)$$

$$P_{OUT_}\ HL = \frac{1}{2} \times 400\ \mu H \times \left(\frac{0.5}{0.15}\right)^2 \times 62.6\ kHz \times 0.86 = 120\ W \quad (32)$$

第三步是计算高输入线路电压下的峰值电流，确保它输出的功率不会超过其在低输入线路电压运行时的功率 (85.4W)。使线路电流限制前馈计算变得复杂的一个因素是：在准谐振工作模式下，开关频率会因线路电压和负载而异。存在两个公式和两个未知因素，即峰值初级电流和 QR 频率。

$$N_{SP} = \frac{N_S}{N_P} \quad (33)$$

$$FREQ_COMP = \frac{4}{\left[\left(\sqrt{4 \times t_{DLY} + \frac{2 \times Lp \times P_{OUT_LL} \times \left(V_{OUT} + Vf + N_{SP} \times V_{DC(max)}\right)^2}{\eta \times V_{DC(max)}^2 \times (V_{OUT} + Vf)^2}}\right) + \frac{\sqrt{2} \times Lp \times \left(V_{OUT} + Vf + N_{SP} \times V_{DC(max)}\right) \times \sqrt{\frac{P_{OUT_LL}}{\eta \times Lp}}}{V_{DC(max)} \times (V_{OUT} + Vf)}\right]^2} \quad (34)$$

$$FREQ_COMP = \frac{4}{\left[\left(\sqrt{4 \times 580ns + \frac{2 \times 400\mu H \times 85.4W \times (19V + 0.7V + 0.167 \times 325V)^2}{0.86 \times (325V)^2 \times (19V + 0.7V)}}\right) + \frac{\sqrt{2} \times 400\mu H \times (19V + 0.7V + 0.167 \times 325) \times \sqrt{\frac{85.4W}{0.86 \times 400\mu H}}}{325V \times (19V + 0.7V)}\right]^2} \quad (35)$$

$$= 85.2kHz$$

第四步是计算峰值电流。

$$I_{L(max)_LL} = \sqrt{\frac{2 \times P_{OUT_LL}}{\eta \times Lp \times FREQ_COMP}} \quad (36)$$

$$I_{L(max)_LL} = \sqrt{\frac{2 \times 85.4\ W}{0.86 \times 400\ \mu H \times 85.2\ kHz}} = 2.41\ A \quad (37)$$

$$VCS_CL = R_{SENSE} \times \left[I_{L(max)_CL} - \left(\frac{V_{DC(max)}}{Lp}\right) \times t_{PROP}\right] \quad (38)$$

$$VCS_CL = 0.5\ \Omega \times \left[2.41\ A - \left(\frac{325\ V}{400\ \mu H}\right) \times 160\ ns\right] = 0.342\ V \quad (39)$$

为了使电源进入逐脉冲电流限制状态，电流感应电阻器上的电压必须为 0.5V。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$VCS_OFFSET: = V_{CS} - VCS_CL \tag{40}$$

VCS_OFFSET 是必须注入到电流感应电阻器 R_{SENSE} 的电压偏移。

$$VCS_OFFSET = V_{CS} - VCS_CL = 0.5\ V - 0.342\ V = 0.158\ V \tag{41}$$

计算出所需的偏移电压后，使用方程式 42 和方程式 43 计算所需的电流前馈。

当主反激式开关 Q1 导通时，辅助绕组上的电压为负值，并且与整流后的线路电压成正比。

$$-V_{AUX} = \frac{V_{DC}}{N_{AUX}} \tag{42}$$

$$IQR = \frac{-V_{AUX}}{R1} \tag{43}$$

将 IQR 设定在 1mA 至 4mA 之间。计算退磁电路阻抗，将流经 QR 引脚的最大电流限制在 4mA 以下。

$$R_{OFFSET} = 6.6k\Omega + R_{EXTERNAL} \tag{44}$$

其中

- N_{AUX} 是反激式变压器初级绕组 (Np) 的匝数与辅助绕组 (N_{AUX}) 的匝数之比

6.6kΩ 电阻集成在 LM5023 内部。

QR 引脚输入端的电流镜像增益为 100；这会使电流检测引脚上的电压产生偏移，如方程式 45 所示。

$$V_{CS(offset)} = \frac{IQR}{100} \times \left(6.6\ k\Omega + R_{EXTERNAL}\right) \tag{45}$$

设置 IQR = 1.75mA

$$R_1 = \frac{\frac{V_{DC(max)}}{N_{AUX}}}{IQR} = \frac{\frac{325\ V}{10.9}}{1.75\ mA} = 17.0\ k\Omega \tag{46}$$

$$R_{OFFSET} = \frac{V_{OFFSET}}{IQR} \times 100 = \frac{0.158\ V}{1.75\ mA} \times 100 = 9030\ \Omega \tag{47}$$

$$R_{OFFSET} = R_{INTERNAL} + R_{EXTERNAL} \tag{48}$$

$$R_{EXTERNAL} = R_{OFFSET} - 6.6\ k\Omega = 9030\ \Omega - 6.6\ K\Omega = 2.43\ K\Omega \tag{49}$$

由于上述应用无需外部电阻器，因此在 CS 引脚输入端安装了 499Ω 电阻器和 100pF 电容器作为噪声滤波器。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

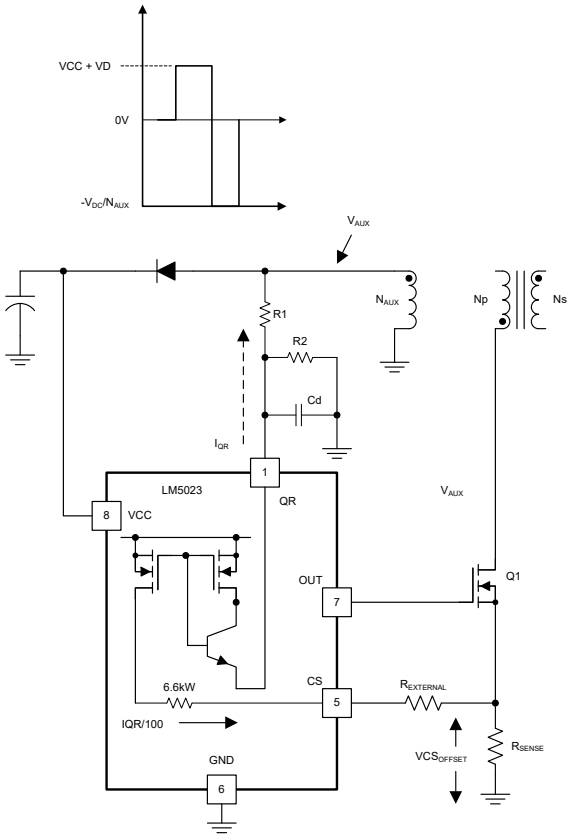


图 7-3. 电流前馈

7.2.2.2.1 过压保护

LM5023 通过在主反激式 MOSFET 关断、变压器初级侧储存的能量正传输至次级侧期间监测 QR 引脚，实现输出过压保护。在 MOSFET 关断期间，对 QR 引脚进行采样之前会存在一段延迟，即 T_{OVP}。设置这段延迟有两个原因：其一是为了消隐由变压器泄漏电感导致的电压峰值。其二是为了提高输出电压检测的精度，参见图 6-4 中所示的变压器辅助绕组电压。可以明显看到，该电压存在一个下降斜率，这反映了随着次级电流降至零，输出整流器的正向压降 V_F 以及电阻压降(IS × RS) 不断减小；因此，通过延迟对 QR 电压的采样，可以获得更准确的输出电压表征。

QR 引脚连接到一个基准电压为 3.0V 的比较器。变压器辅助绕组电压与 V_{OUT} 成正比，其比例由变压器匝数比决定：

$$V_{AUX} = (V_O + V_F) \times \frac{N_{AUX}}{N_S} \tag{50}$$

为设置过压保护 (OVP)，需将一个分压器连接至变压器的辅助绕组。请参见图 7-2。在节 7.2.2.2 中，推导出了相关公式，用于改善功率限制。电阻 R1 根据线路电流限制前馈要求计算；要实施 OVP，请计算 R2。

$$V_{OVP} = V_{AUX_OVP} \times \frac{R2}{R1 + R2} \tag{51}$$

$$R2 = 3.0V \times \frac{R1}{V_{AUX_OVP} - 3V} \tag{52}$$

检测到 OVP 故障后，LM5023 的 OUT 驱动器将锁存关断。VCC 放电至 VCC_{MIN}，同时 VSD 引脚被置为高电平，使耗尽模式 FET 导通，从而将 VCC 电容器充电至 VCC_{ON}。按“开、关、开”的方式切换 VSD 引脚，以维持控制器的 VCC 供电。消除故障的唯一方法是断开输入电源，并允许控制器 VCC 电压降至 V_{RST} (5.0V) 以下。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.2.2.3 谷底开关

对于 QR 运行，反激式 MOSFET 在漏极电压达到最低值时导通。辅助绕组上的延迟可通过外部电阻器和电容器进行调节，以改善谷底开关。延迟时间 t_{DLY} 必须等于方程式 53 中固有振荡周期的一半

$$t_{DLYQR} = \frac{\pi}{2} \times \sqrt{Lp \times COSS} \quad (53)$$

代入方程式 54。

$$t_{DLYQR} = RFF \times Cd \quad (54)$$

计算 RC 时间常数，使 LM5023 在导通反激式 MOSFET 时，漏极电压达到最低值。

$$Cd := \frac{\left[\left(\frac{\pi}{2}\right) \times \sqrt{Lp_{USED} \times COSS}\right]}{RFF} \quad (55)$$

LM5023 QR 引脚电容约为 20pF，因此 Cd_{USED} = Cd – 20pF。

$$RFF := \frac{(R1 \times R2)}{(R1 + R2)} \quad (56)$$

之前计算的 R1 和 R2 用于设置线路电流限制前馈和过压保护。

7.2.2.4 断续模式

断续模式是一种防止电源在长时间过载状况下过热的方法。在发生过载故障时，电流限制比较器会逐脉冲关闭驱动器输出。这会启动过载检测计时器；在过载检测计时器 (OLDT) 超时后，会重新检查电流限制比较器，如果电源仍处于过载状态，则 OUT 驱动器将锁存关断，并允许 VCC 下降至 VCC_{OFF} (7.5V)。

当 VCC 达到 VCC_{OFF} 时，VSD 漏极开路输出会被禁用，从而允许耗尽模式启动 FET 导通，将 VCC 电容器充电至 VCC_{ON} (12.5V)。当 VCC 达到 VCC_{ON} 时，VSD 输出变为低电平，从而关闭耗尽模式 FET。VCC 电容器从 VCC_{ON} 放电至 VCC_{OFF}，速率与 VCC 电容器和 ICC_{ST} 电流成比例（典型值为 340μA）。VCC 电容器会重复进行四次充电和放电（请参阅 图 7-4）。使用方程式 57 来计算断续模式的总持续时间。

$$t_{HICCUP} = t_{CHARGE} \times 4 + t_{DISCHARGE} \times 4 \quad (57)$$

在允许 VCC 完成四次充电和放电后，LM5023 会执行自动重启序列，启用使能 LM5023 软启动和驱动器输出。过载检测计时器的设定时间必须足够长，以确保在低输入线路电压和满负载条件下，电源有足够的时间完成启动。

可以通过设置与 VSD 引脚 $_{VSD}$ 串联的电阻来设定过载检测计时器，请参见图 6-1。

$$IVSD = \frac{VCC}{RVSD} = \frac{10V}{1M\Omega} = 10\ \mu A \quad (58)$$

$$OVER_LOAD_DETECTION_TIMER = \frac{2 \times 60nA}{I_{VSD}} = \frac{2 \times 60nA}{10\ \mu A} = 12ms \quad (59)$$

通常建议 R_{VSD} > 1MΩ，如果使用较低的值，则待机功耗会更高。

假设耗尽模式 FET 使用 2mA 为 VCC 电容器充电，则 VCC 电容器为 10μF。

$$t_{CHARGE} = \frac{(VCC_{ON} - VCC_{OFF})}{ICHARGE} \times C_{VCC} = \frac{12.5V - 7.5V}{2mA} \times 10\mu F = 25ms \quad (60)$$

$$t_{DISCHARGE} = \frac{(VCC_{ON} - VCC_{OFF})}{ICC_{ST}} \times C_{VCC} = \frac{12.5V - 7.5V}{340\ \mu A} \times 10\mu F = 145ms \quad (61)$$

$$t_{HICCUP} = 25ms \times 4 + 145ms \times 4 = 680ms \quad (62)$$

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

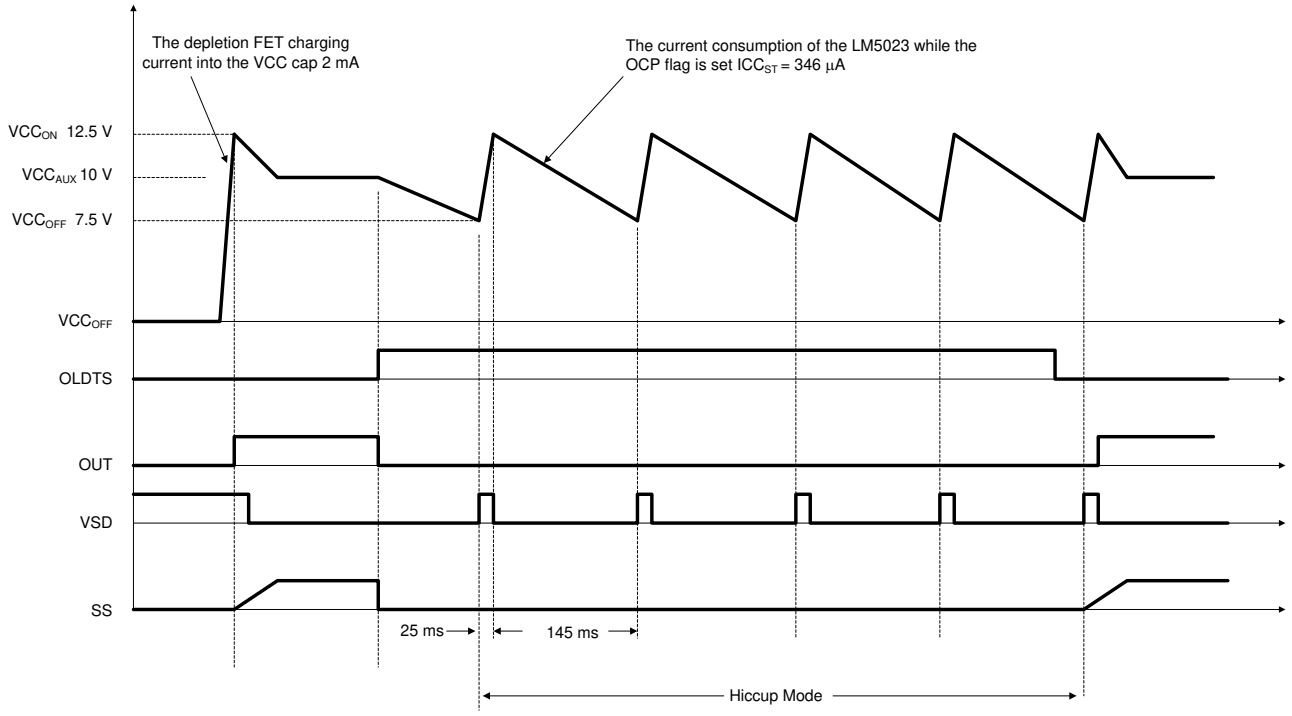


图 7-4. 断续模式时序

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.2.3 应用曲线

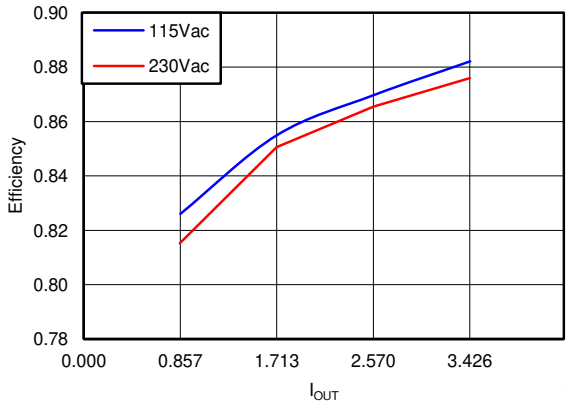
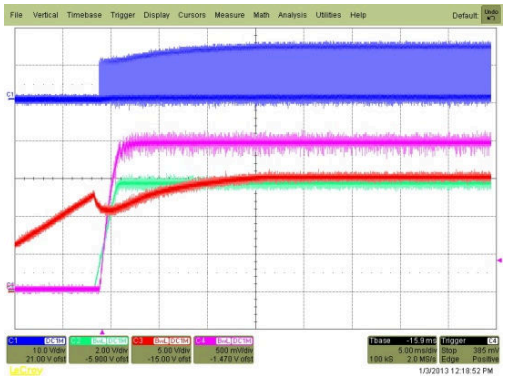
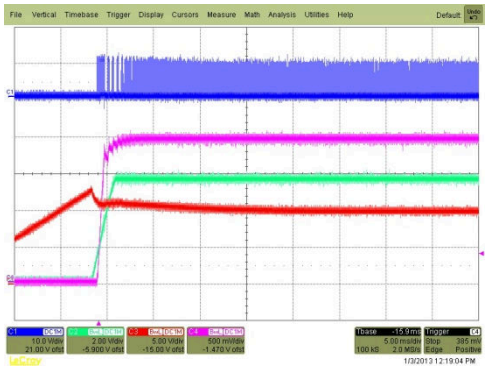


图 7-5. LM5023 EVM 效率



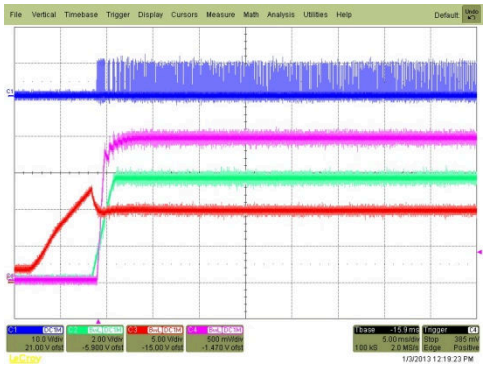
CH1：OUT，10V/div
CH2：SS，2V/div
CH3：VCC，5V/div
CH4：VOUT，5V/div

图 7-6. 115V 输入时启动，负载电流为 3.43A



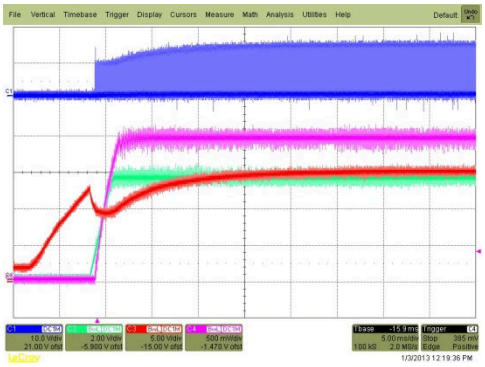
CH1：OUT，10V/div
CH2：SS，2V/div
CH3：VCC，5V/div
CH4：VOUT，5V/div

图 7-7. 115V 输入时启动，负载电流为 0.1A



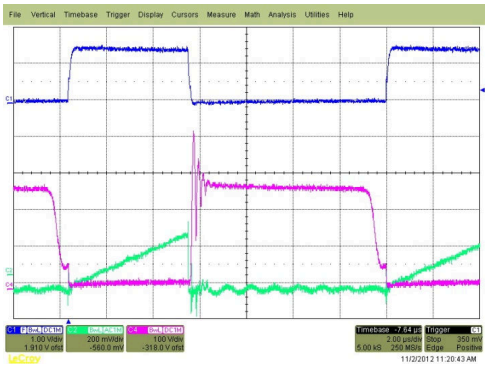
CH1：OUT，10V/div
CH2：SS，2V/div
CH3：VCC，5V/div
CH4：VOUT，5V/div

图 7-8. 230V 输入时启动，负载电流为 0.1A



CH1：OUT，10V/div
CH2：SS，2V/div
CH3：VCC，5V/div
CH4：VOUT，5V/div

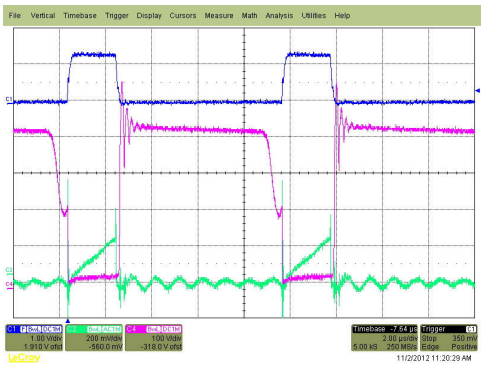
图 7-9. 230V 输入时启动，负载电流为 3.43A



CH1：OUT，10V/div
CH2：CS，200mV/div
CH4：VDS，100V/div

图 7-10. QR 波形 VIN 115V_{AC}，I_{OUT} 3.43A

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated



CH1：OUT，10V/div CH2：CS，200mV/div
CH4：VDS，100V/div

图 7-11. QR 波形，V_{IN} = 230V_{AC}，I_{OUT} 3.43A

7.3 电源相关建议

LM5023 器件适用于采用反激式拓扑，输入电压范围为 85$V_{AC(rms)}$ 至 265$V_{AC(rms)}$ 的交流转直流适配器和电源。该器件还可用于具有不同输入电压的其他应用和转换器拓扑。请确保所有电压和电流都处于器件的建议运行条件和绝对最大额定值范围内。

7.4 布局

7.4.1 布局指南

TI 建议所有高电流环路尽可能短。应使所有高电流走线和高频走线远离设计中的其他 走线。如有必要，高频率走线和高电流走线必须与信号走线垂直，而不是与信号走线平行。最佳实践是使用接地走线屏蔽信号走线来帮助减少噪声拾取。连接到信号引脚的元件，其接地端必须采用开尔文连接方式，连接到 VCC 旁路电容器和 GND 引脚。务必考虑高压网络和低压网络之间的适当间隙。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.4.2 布局示例

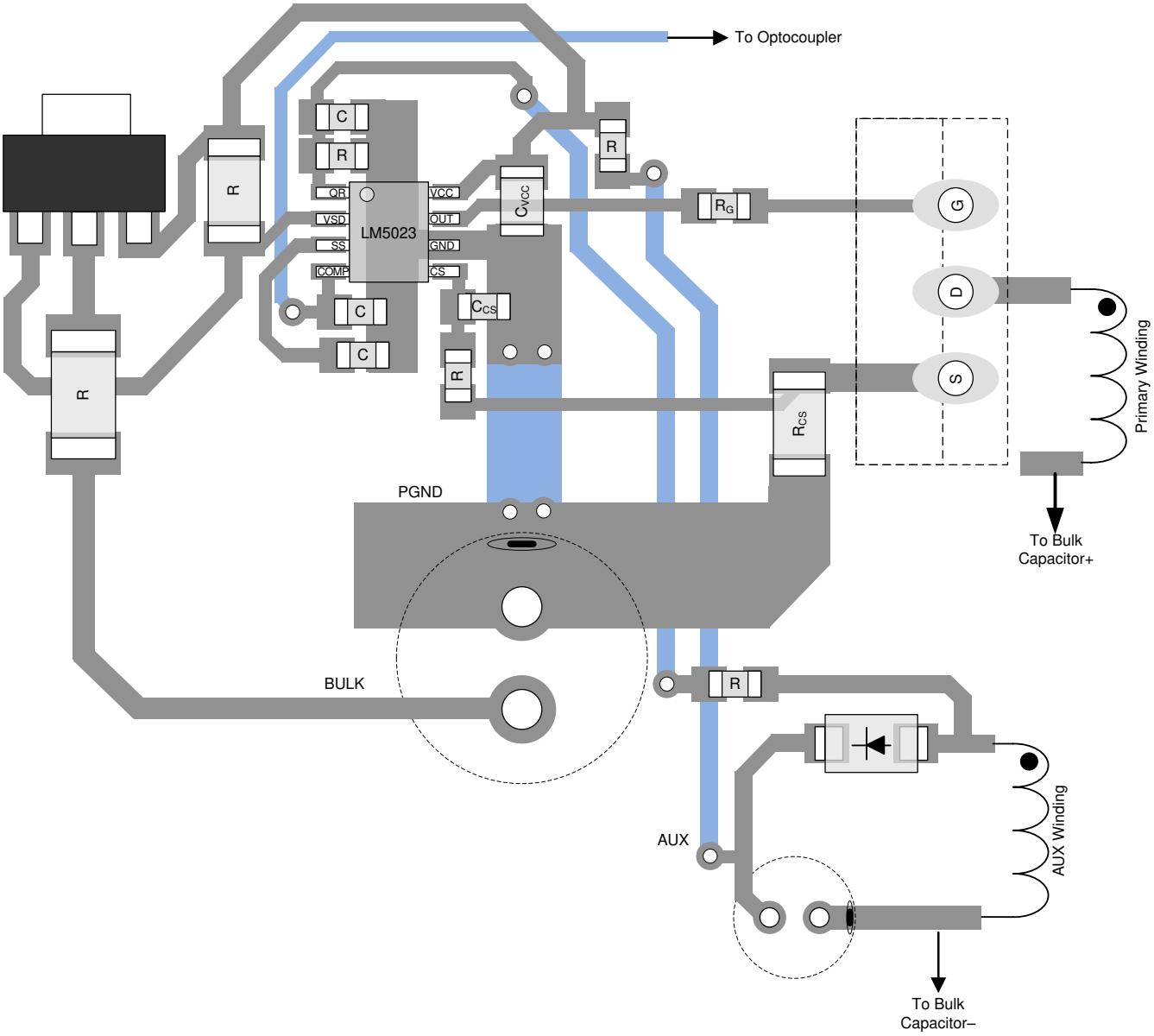


图 7-12. LM5023 布局示例

8 器件和文档支持

8.1 器件支持

8.1.1 开发支持

有关设计工具，请参阅 LM5023 PSpice 瞬态模型和 LM5023 TINA-TI 瞬态 Spice 模型。

8.1.1.1 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案

点击此处，使用 LM5023 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计方案。

1. 首先键入输入电压 (V_{IN})、输出电压 (V_{OUT}) 和输出电流 (I_{OUT}) 要求。
2. 使用优化器表盘，优化该设计的关键参数，如效率、占用空间和成本。
3. 将生成的设计与德州仪器 (TI) 其他可行的解决方案进行比较。

WEBENCH Power Designer 提供了定制原理图，并罗列了实时价格和元件供货情况的物料清单。

在多数情况下，可执行以下操作：

- 运行电气仿真，观察重要波形以及电路性能
- 运行热性能仿真，了解电路板热性能
- 将定制原理图和布局方案以常用 CAD 格式导出
- 打印 PDF 格式的设计报告并与同事共享

有关 WEBENCH 工具的更多信息，请访问 www.ti.com/WEBENCH。

8.2 文档支持

8.2.1 相关文档

请参阅以下相关文档：

-
- *LM5023-2EVM 笔记本电脑适配器*
- *使用 UCC24630EVM-636 65W 交流转直流适配器*

8.3 接收文档更新通知

要接收文档更新通知，请导航至 ti.com.cn 上的器件产品文件夹。点击右上角的*提醒我* 进行注册，即可每周接收产品信息更改摘要。有关更改的详细信息，请查看任何已修订文档中包含的修订历史记录。

8.4 社区资源

8.5 商标

WEBENCH® is a registered trademark of Texas Instruments.
ENERGY STAR® is a registered trademark of EPA.
所有商标均为其各自所有者的财产。

9 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision E (July 2014) to Revision F (October 2026)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式	1

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

Changes from Revision D (January 2014) to Revision E (July 2014) **Page**

- 添加了 *引脚配置和功能* 部分、*ESD 等级* 表、*特性说明* 部分、*器件功能模式*、*应用和实施* 部分、*电源相关建议* 部分、*布局* 部分、*器件和文档支持* 部分以及 *机械、封装和可订购信息* 部分 1

10 机械、封装和可订购信息

以下页面包含机械、封装和可订购信息。这些信息是指定器件可用的最新数据。数据如有变更，恕不另行通知，且不会对此文档进行修订。有关此数据表的浏览器版本，请查阅左侧的导航栏。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

PACKAGING INFORMATION

Orderable part number	Status (1)	Material type (2)	Package | Pins	Package qty | Carrier	RoHS (3)	Lead finish/ Ball material (4)	MSL rating/ Peak reflow (5)	Op temp (°C)	Part marking (6)
LM5023MM-2/NOPB	Active	Production	VSSOP (DGK) | 8	1000 | SMALL T&R	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	SK9B
LM5023MM-2/NOPB.A	Active	Production	VSSOP (DGK) | 8	1000 | SMALL T&R	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	SK9B
LM5023MMX-2/NOPB	Active	Production	VSSOP (DGK) | 8	3500 | LARGE T&R	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	SK9B
LM5023MMX-2/NOPB.A	Active	Production	VSSOP (DGK) | 8	3500 | LARGE T&R	Yes	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	SK9B

(1) **Status:** For more details on status, see our product life cycle.

(2) **Material type:** When designated, preproduction parts are prototypes/experimental devices, and are not yet approved or released for full production. Testing and final process, including without limitation quality assurance, reliability performance testing, and/or process qualification, may not yet be complete, and this item is subject to further changes or possible discontinuation. If available for ordering, purchases will be subject to an additional waiver at checkout, and are intended for early internal evaluation purposes only. These items are sold without warranties of any kind.

(3) **RoHS values:** Yes, No, RoHS Exempt. See the TI RoHS Statement for additional information and value definition.

(4) **Lead finish/Ball material:** Parts may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead finish/Ball material values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

(5) **MSL rating/Peak reflow:** The moisture sensitivity level ratings and peak solder (reflow) temperatures. In the event that a part has multiple moisture sensitivity ratings, only the lowest level per JEDEC standards is shown. Refer to the shipping label for the actual reflow temperature that will be used to mount the part to the printed circuit board.

(6) **Part marking:** There may be an additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category of the part.

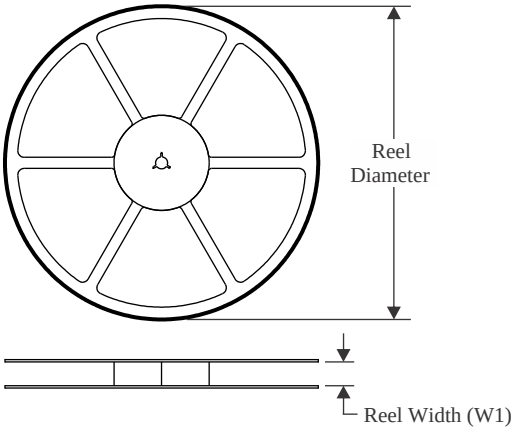
Multiple part markings will be inside parentheses. Only one part marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a part. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire part marking for that device.

Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

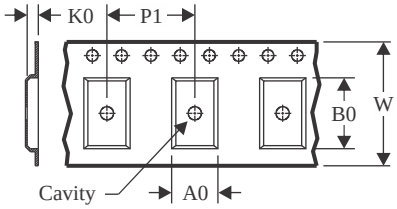
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION

REEL DIMENSIONS

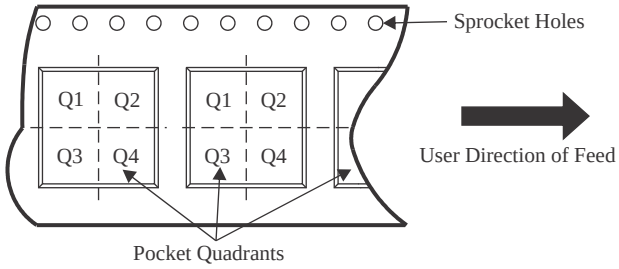


TAPE DIMENSIONS



A0	Dimension designed to accommodate the component width
B0	Dimension designed to accommodate the component length
K0	Dimension designed to accommodate the component thickness
W	Overall width of the carrier tape
P1	Pitch between successive cavity centers

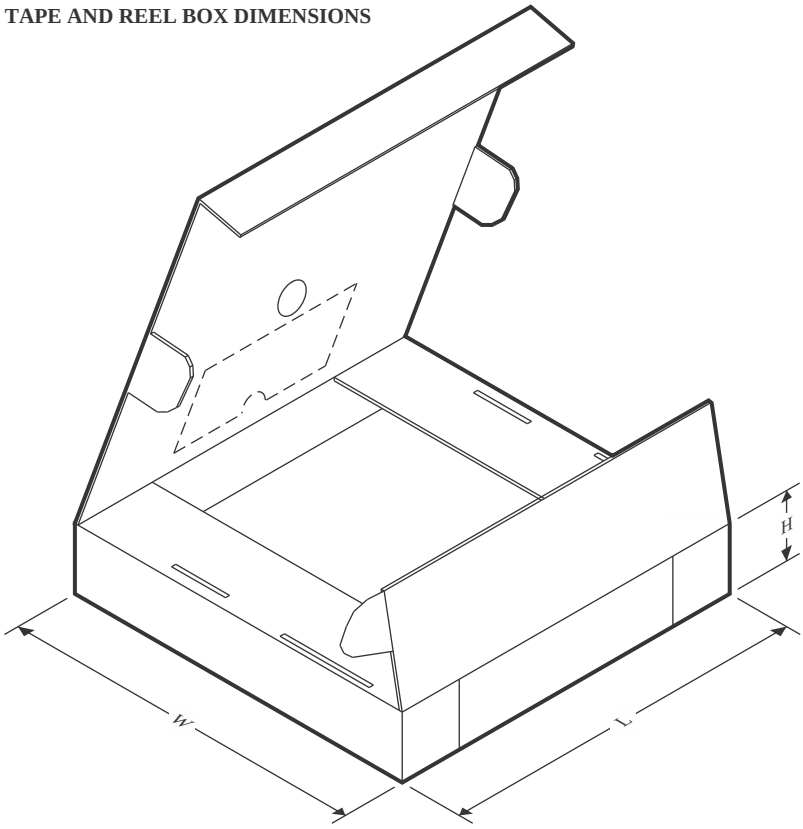
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LM5023MM-2/NOPB	VSSOP	DGK	8	1000	177.8	12.4	5.3	3.4	1.4	8.0	12.0	Q1
LM5023MMX-2/NOPB	VSSOP	DGK	8	3500	330.0	12.4	5.3	3.4	1.4	8.0	12.0	Q1

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

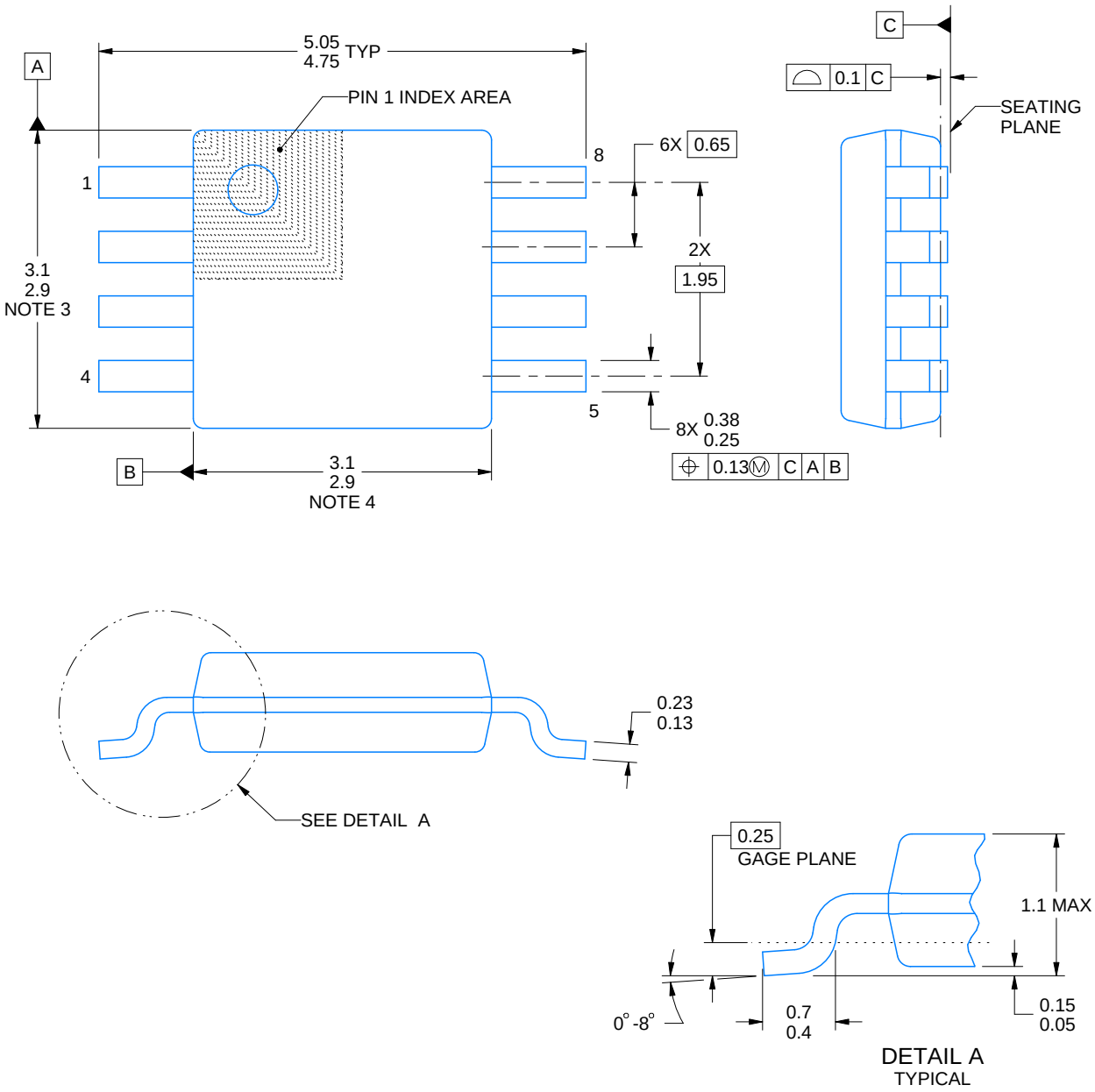
Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LM5023MM-2/NOPB	VSSOP	DGK	8	1000	208.0	191.0	35.0
LM5023MMX-2/NOPB	VSSOP	DGK	8	3500	367.0	367.0	35.0

PACKAGE OUTLINE

DGK0008A

VSSOP - 1.1 mm max height

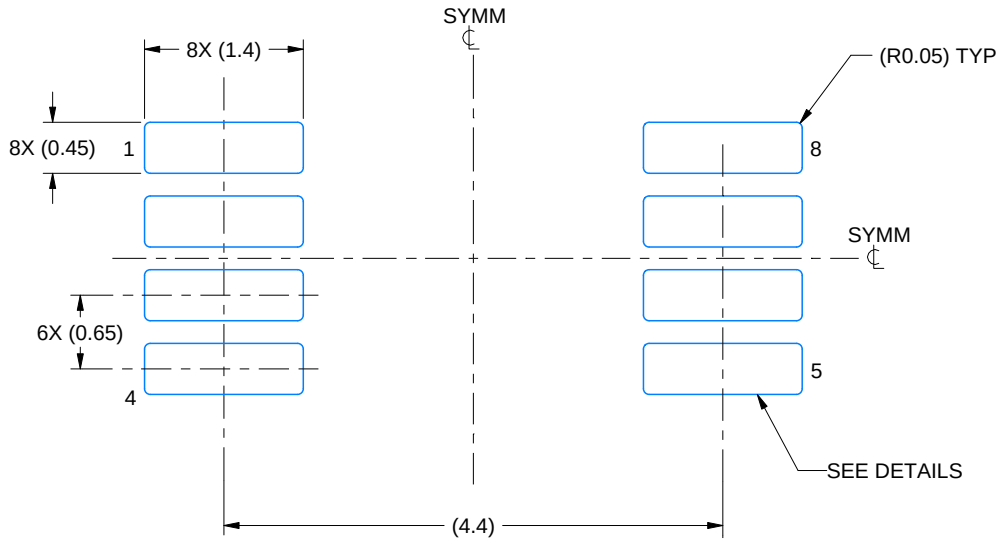
SMALL OUTLINE PACKAGE



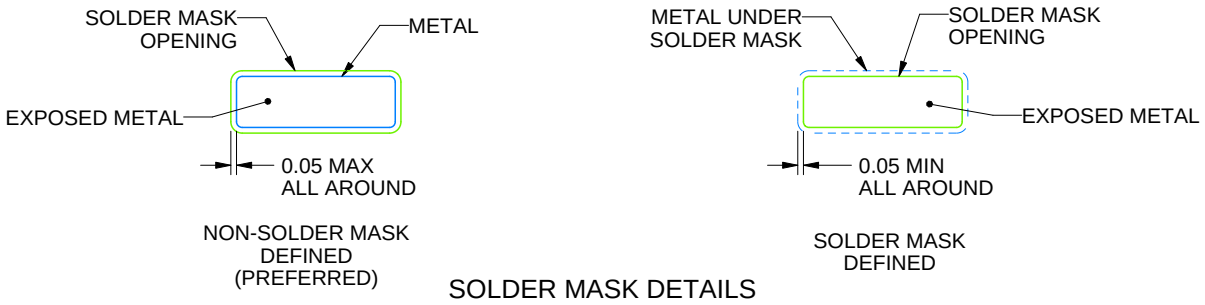
PowerPAD is a trademark of Texas Instruments.

NOTES:

1. All linear dimensions are in millimeters. Any dimensions in parenthesis are for reference only. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
2. This drawing is subject to change without notice.
3. This dimension does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0.15 mm per side.
4. This dimension does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0.25 mm per side.
5. Reference JEDEC registration MO-187.



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE: 15X

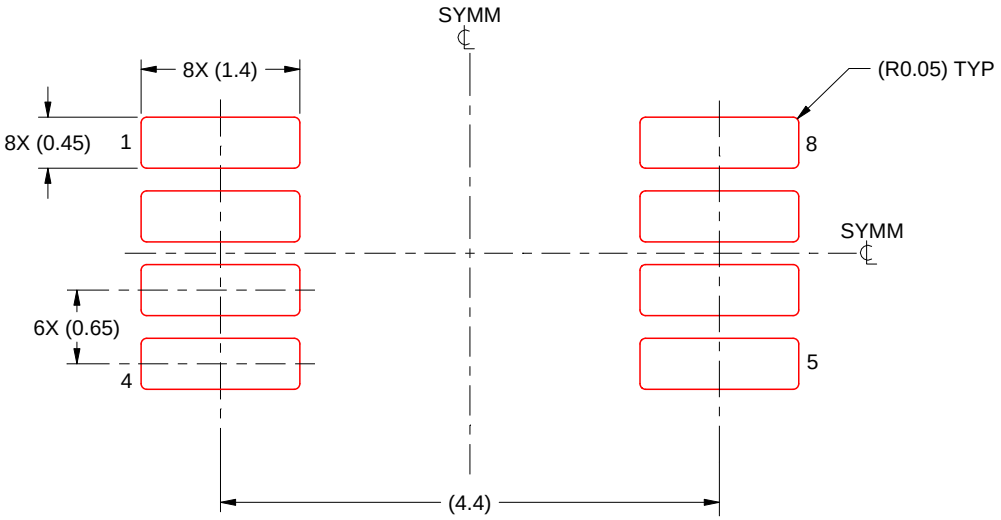


SOLDER MASK DETAILS

4214862/A 04/2023

NOTES: (continued)

6. Publication IPC-7351 may have alternate designs.
7. Solder mask tolerances between and around signal pads can vary based on board fabrication site.
8. Vias are optional depending on application, refer to device data sheet. If any vias are implemented, refer to their locations shown on this view. It is recommended that vias under paste be filled, plugged or tented.
9. Size of metal pad may vary due to creepage requirement.



SOLDER PASTE EXAMPLE
SCALE: 15X

4214862/A 04/2023

NOTES: (continued)

11. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.
12. Board assembly site may have different recommendations for stencil design.

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做出任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 TI 销售条款)、TI 通用质量指南 或 ti.com 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。 除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月