

600V_{IN} 微功耗无光耦 (No-Opto) 隔离型反激式控制器

特点

- 宽输入电压范围：16V 至 600V
- 调节无需光耦
- 准谐振边界工作模式
- 恒流和恒压调节
- 低纹波轻载突发工作模式 (Burst Mode®)
- 低静态电流：75μA
- 可设置电流限值和软启动
- 高压间距的 TSSOP 封装

应用

- 电信、汽车、工业、医疗隔离电源应用
- 隔离式离线管理电源
- 电动汽车和电池包
- 用于逆变器栅极驱动的多输出隔离式电源

说明

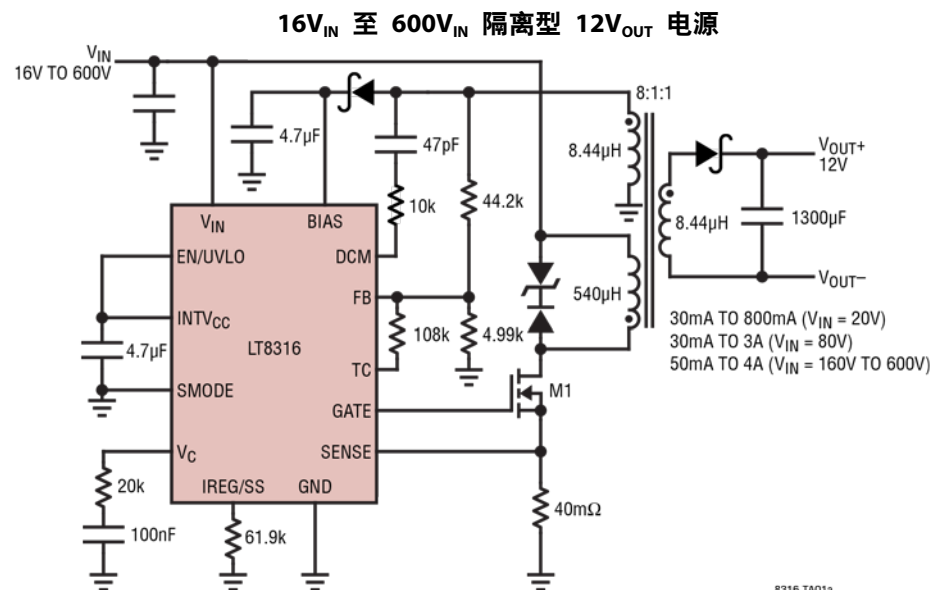
LT®8316 是一款微功耗、高电压反激式控制器。调节无需光耦。该器件从变压器第三绕组上出现的隔离反激波形对输出电压采样。准谐振边界工作模式可改善负载调整率，减小变压器尺寸，保持高效率。

启动时，LT8316 通过高压电流源为其 INTV_{CC} 电容充电。正常工作期间，电流源关闭，由变压器的第三绕组为器件供电，从而将芯片功耗降至最低。

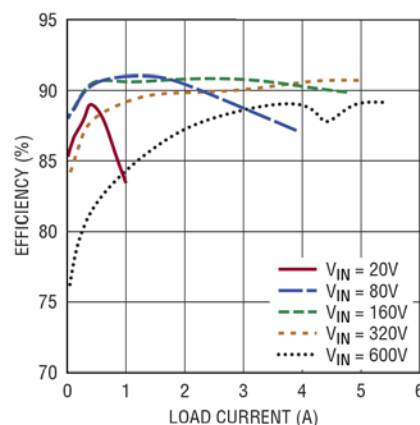
LT8316 可在很宽的输入电压范围内工作，最多可提供 100W 功率。该器件采用散热增强型 20 引脚 TSSOP 封装，移除了四个引脚以满足高压、低压引脚间爬电距离要求。

所有注册商标和商标均属各自所有人所有。

典型应用



效率



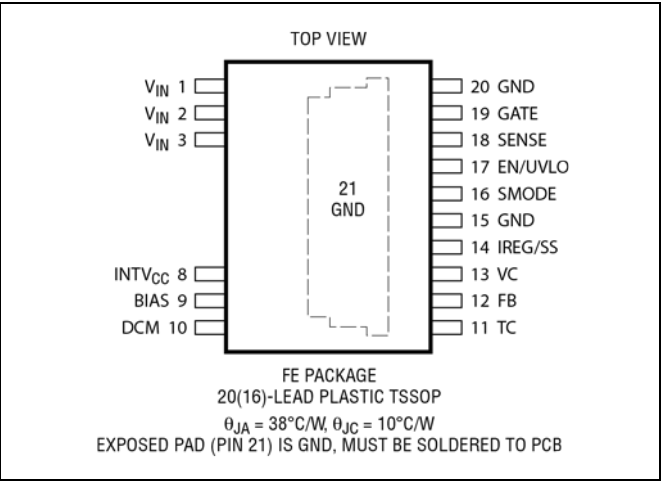
绝对最大额定值

(注释 1)

V_{IN}	600V
BIAS、EN/UVLO.....	40V
$INTV_{CC}$	15V
SMODE、GATE.....	$INTV_{CC}$
SENSE、TC、FB、 V_C 、IREG/SS.....	4V
DCM.....	$\pm 100mA$
工作结温 (注释 2)	

LT8316E、LT8316I	- 40°C 至 125°C
存储温度范围	- 65°C 至 150°C
引脚温度 (焊接, 10 秒).....	300°C

引脚配置



订购信息

无铅表面处理	卷带和卷盘	器件标识*	封装说明	温度范围
LT8316EFE#PBF	LT8316EFE#TRPBF	LT8316FE	20 引脚塑料 TSSOP	-40°C 至 125°C
LT8316IFE#PBF	LT8316IFE#TRPBF	LT8316FE	20 引脚塑料 TSSOP	-40°C 至 125°C

关于具有更宽额定工作温度范围的器件，请联系工厂。*温度等级通过运输容器上的标签识别。

卷带和卷盘规格。某些封装以 500 单元卷盘形式通过指定销售渠道提供，其带有 #TRMPBF 后缀。

电气特性 • 表示规格适用于全部工作温度范围，其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。除非另有说明， $\text{BIAS} = 30\text{V}$ ， $V_{\text{EN/UVLO}} = 30\text{V}$ 。

符号	参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
BIAS	芯片偏置电压范围	启动后		9.5			V
I _Q	BIAS 静态电流	Burst 模式工作 有效			75 470	150 700	μA
I _{CLAMP(MAX)}	BIAS 最大箝位电流				15		mA
V _{CLAMP}	BIAS 箝位电压	I _{CLAMP} = 200μA I _{CLAMP} = 15mA		34 35	38 39		V V
I _{SHDN}	V _{IN} 关断电流	V _{EN/UVLO} < 0.3V, BIAS = 浮空		12		20	μA
V _{IN(MIN)}	启动所需最小输入电压	BIAS = 浮空	●			16	V
I _{STARTUP}	INTV _{CC} 流出的启动电流	V _{IN} = 16V, BIAS = 浮空	●	100	300		μA
V _{UVLO}	EN/UVLO 阈值	V _{EN/UVLO} 下降		1.18	1.22	1.26	V
	EN/UVLO 迟滞	V _{EN/UVLO} 上升		30	65	120	mV
	INTV _{CC} UVLO 上升阈值	通过耗尽型 FET 的启动电流		11.1	12	13.1	V
	INTV _{CC} UVLO 下降阈值			7.6	8.1	8.6	V
	INTV _{CC} 调节电压	从 INTV _{CC} 汲取 20mA		9.5	10	10.5	V
	INTV _{CC} LDO 压差电压	从 INTV _{CC} 汲取 20mA		1			V
	栅极驱动器上升时间	C _{GATE} = 3.3nF, 10% 至 90%		30			ns
	栅极驱动器下降时间	C _{GATE} = 3.3nF, 90% 至 10%		8			ns
V _{REG}	FB 调节电压		●	1.18	1.22	1.25	V
G _M	电压误差放大器跨导	V _{FB} = 1.22V ± 5mV		245	350	455	μS
V _{TC}	TC 电压 TC 电压温度系数	T _A = 25°C		1.22 +4.1			V mV/°C
I _{TC}	TC 灌电流/拉电流			±100			μA
I _{IREG/SS}	IREG/SS 电流	流出引脚的电流		9.7	10	10.3	μA
I _{DCM}	反激塌陷检测阈值	I _{DCM} 上升		-170			μA
	谐振谷值检测阈值	I _{DCM} 下降		-85			μA
V _{SENSE(MIN)}	最小电流电压阈值			14	20	26	mV
V _{SENSE(MAX)}	最大电流电压阈值			90	100	110	mV
	SENSE 输入偏置电流	流出引脚的电流		35			μA
F _{SW(MIN)}	最小开关频率	Burst 模式 待机模式		3 187	3.5 220	4 250	kHz Hz
	最大开关频率			138	140	142	kHz

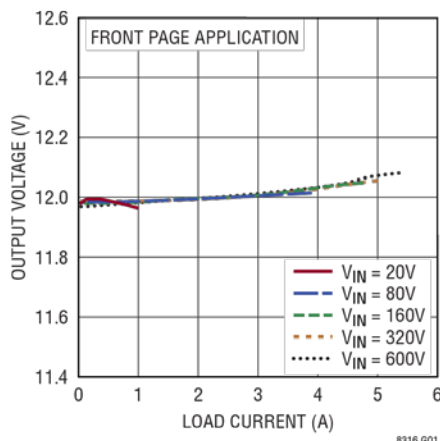
注释 1：应力超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。在任何绝对最大额定值条件下长期工作会影响器件的可靠性和使用寿命。

注释 2：LT8316E 保证满足 0°C 至 125°C 结温范围内的性能规格要求。 -40°C 至 125°C 工作结温范围内的规格通过设计、表征以及统计过程控制的相关性来保证。LT8316I 的保证工作结温范围为 -40°C 至 125°C 。高结温会降低使用寿命。结温高于 125°C 时，工作寿命会缩短。

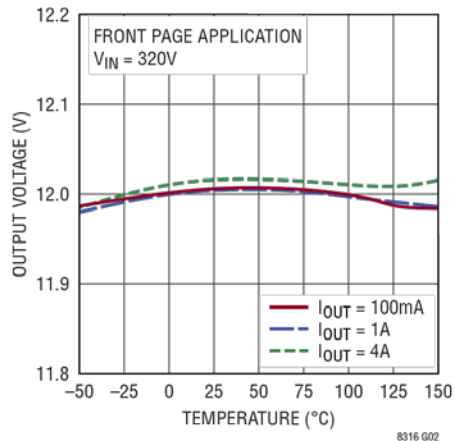
典型性能参数

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

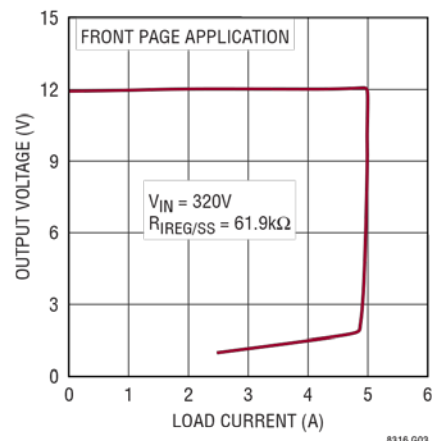
负载和电压调整率



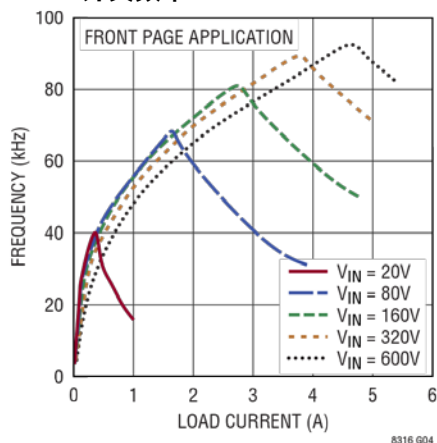
输出电压与温度的关系



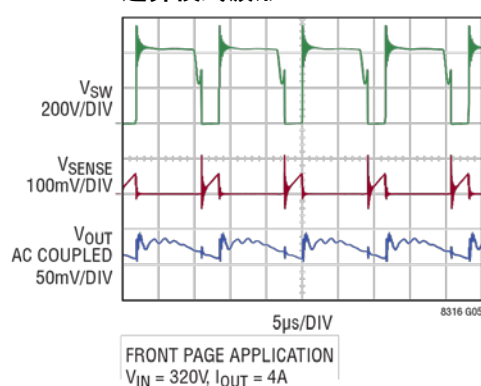
CV/CC 操作



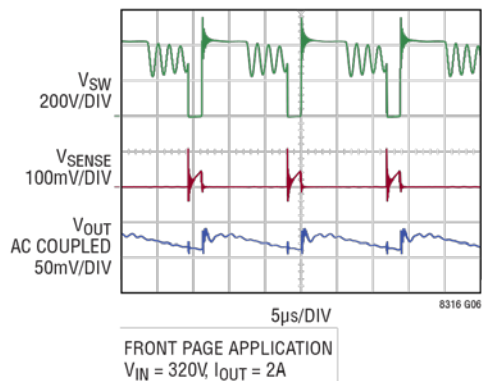
开关频率



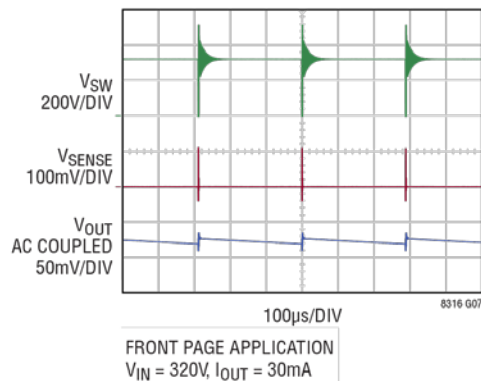
边界模式波形



断续模式波形



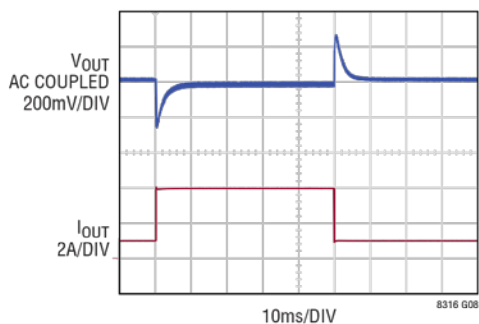
突发模式波形



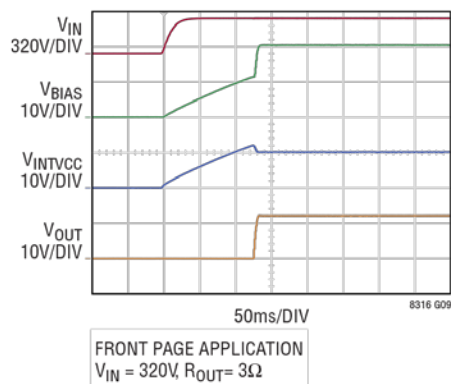
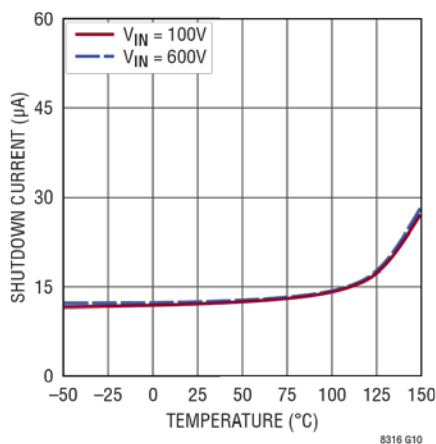
典型性能参数

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

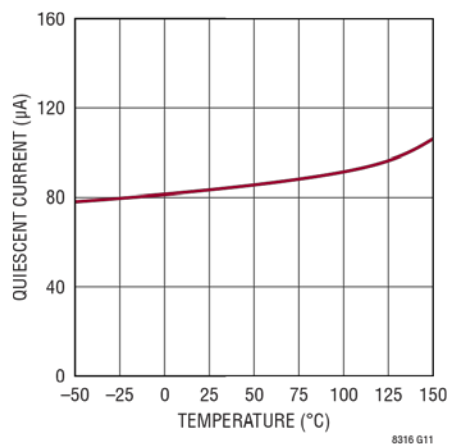
负载瞬态响应



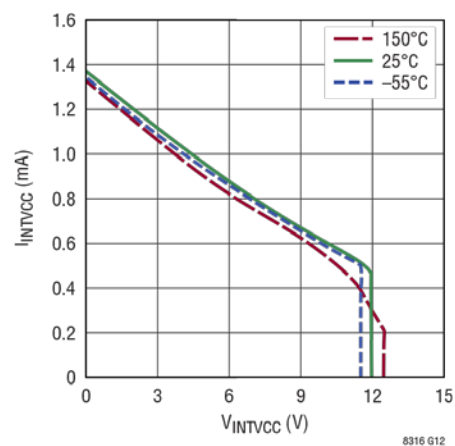
启动波形

 V_{IN} 引脚关断电流

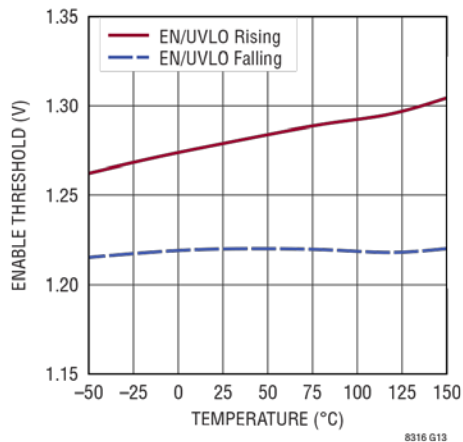
BIAS 引脚静态电流



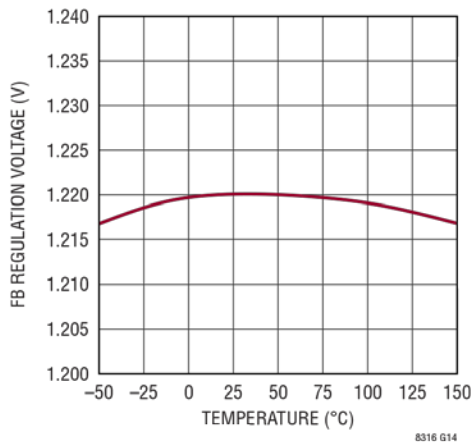
耗尽启动电流



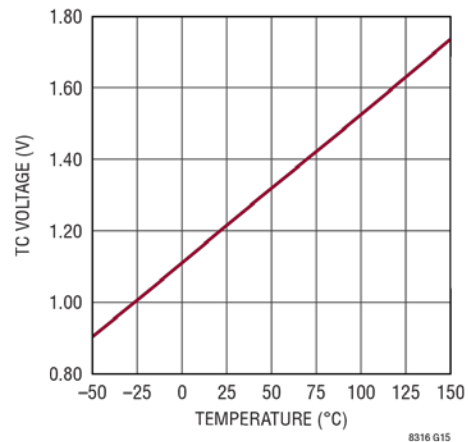
ULVO 阈值



FB 调节电压

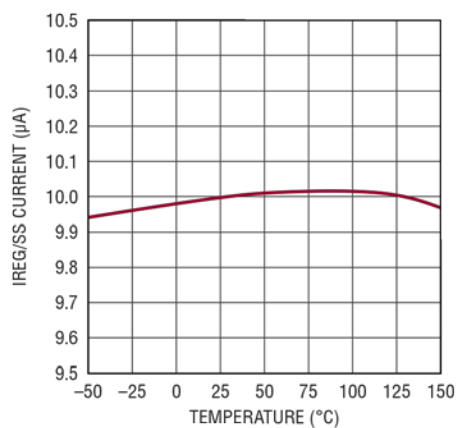


TC 引脚电压

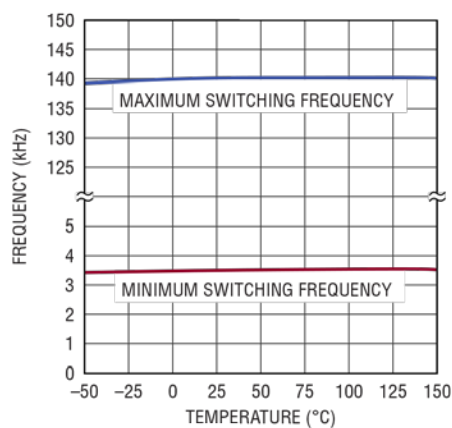


典型性能参数 除非另有说明， $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

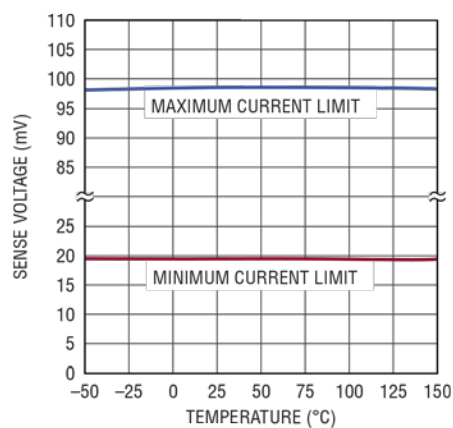
IREG/SS 引脚电流



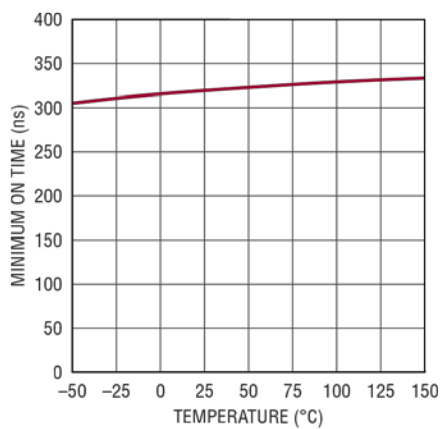
开关频率限值



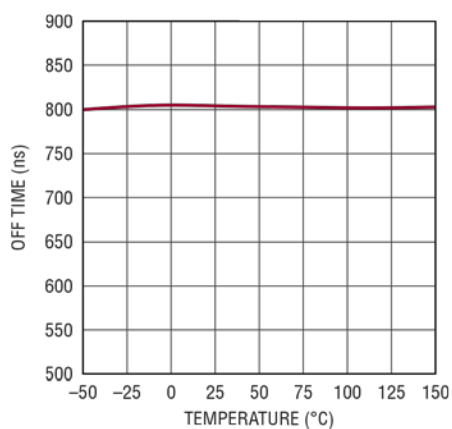
开关电流限值



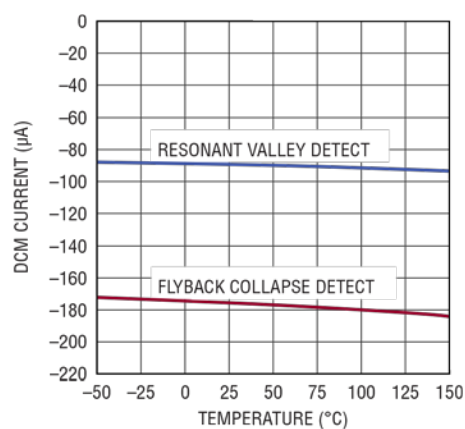
最短导通时间



最短关断时间



DCM 引脚阈值



引脚功能

V_{IN} (引脚 1、2、3): 内部启动电路中 FET 的漏极。启动期间, 由该引脚经内部耗尽性 MOSFET 给 INTV_{CC} 脚电容充电。

INTV_{CC} (引脚 8): 内部栅极驱动器偏置电压。启动期间, 来自 V_{IN} 引脚的电流将该引脚充电至 12V。工作期间, BIAS 的线性稳压器将该电压保持在 10V。就近连接 $\geq 2.2\mu\text{F}$ 且额定电压 $\geq 15\text{V}$ 的陶瓷电容作为解耦电容。

BIAS (引脚 9): IC 的未调节输入电压。该引脚从变压器的第三绕组取电, 为 INTV_{CC} 供电。就近连接 $\geq 100\text{nF}$ 的电容作为解耦电容。

DCM (引脚 10): 断续导通模式检波器。该引脚检测开关波形的 dV/dt , 确保输出电压采样准确和准谐振边界模式开关。在该引脚到第三绕组之间连接一组 RC 串联网路。参见“边界模式检测”部分。

TC (引脚 11): 温度补偿引脚。该引脚提供一个与绝对温度成比例的电压 (PTAT), 其等于 25°C 时的内部 1.22V 基准电压, 且随温度以 4.1mV/°C 的速率升高, 从而补偿输出整流器二极管因温度变化而引起的二极管正向导通电压的变化。在此引脚与 FB 之间连接一个适当的电阻。

FB (引脚 12): 反馈引脚。采样并调节此引脚上出现的电压, 使其等于内部 1.22V 基准电压。将该引脚连接到第三绕组的电阻分压器, 以便调节输出电压。

VC (引脚 13): 环路补偿引脚。根据采样的 FB 电压, 内部 G_M 跨导放大器为该引脚提供一个误差电流。所产生的电压决定功率变换过程的开关频率和峰值电流限值。连接一个串联 R-C 网络以使稳压器保持稳定。参见“环路补偿”部分。

I_{REG}/SS (引脚 14): 电流调节/软启动引脚。该引脚提供 10 μA 电流。所产生的电压设置输出电流调节点 (由内部电流调节环路确定)。此引脚与 GND 之间接电阻设置电流, 或连接一个电容以实现软启动。

SMODE (引脚 16): 待机模式引脚。将该引脚连接至 INTV_{CC} 可启用待机模式; 在该模式下, 最小开关频率降至 220Hz 以实现超低静态功耗。连接至 GND 禁用该功能。

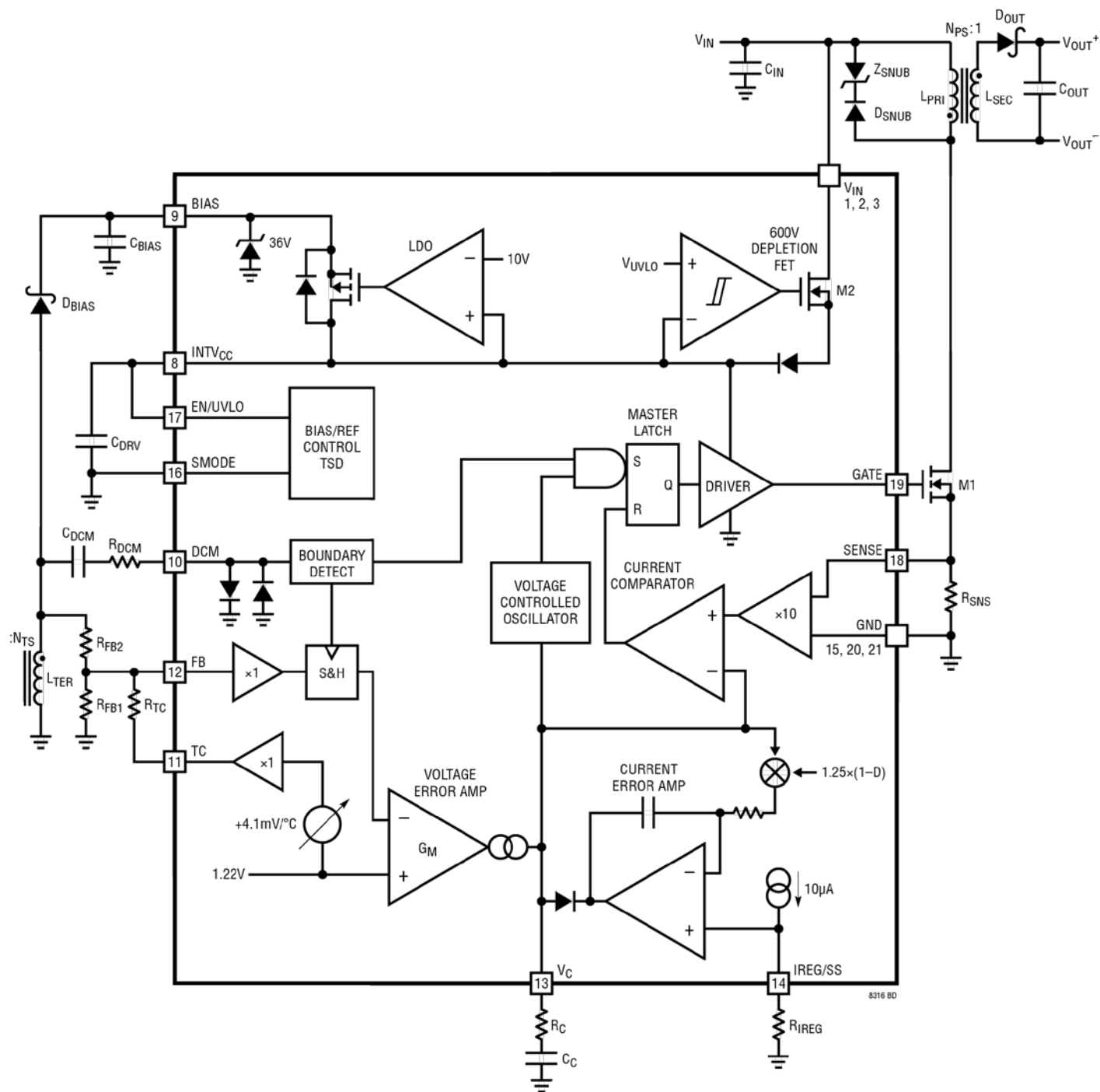
EN/UVLO (引脚 17): 使能/欠压闭锁引脚。仅当该引脚上的电压大于内部 1.22V 基准电压时, 芯片才会工作。根据需要连接电阻分压网络; 如果不需要 UVLO 功能, 则连接到 BIAS 或 INTV_{CC}。

SENSE (引脚 18): 电流检测引脚。该引脚电压用于峰值电流模式控制和限流。在主功率 MOSFET 与 GND 之间连接一个电流检测电阻, 以设置电流限值。变压器、输入电容、以及该芯片应紧凑布局来减少 EMI 和电压尖峰。

GATE (引脚 19): 栅极驱动器输出。将此引脚连接到反激变换器功率 MOSFET 的栅极。

GND (引脚 15、20、21): 地。将裸露焊盘 (引脚 21) 焊接到接地层以散热。

框图



操作

LT8316 是一款高输入电压、电流模式开关控制器，针对隔离型反激式拓扑而设计。这种电路通常遇到的问题是，必须将与变压器次级输出电压反馈至初级，从而实现调节。通常由光耦来实现，但它会浪费输出功率，需要额外的元件，增加电源的成本和物理尺寸，而且面临动态响应受限、非线性、器件参数离散以及器件性能老化的问题。

LT8316 不需要光耦隔离，因为它通过检查变压器第三级绕组上出现的反激脉冲波形来获得有关隔离输出电压的信息。输出电压很容易通过两个电阻来设置。

LT8316 具有边界模式控制方法（也称为临界导通模式），即器件在连续导通模式和断续导通模式之间的边界工作。由于使用边界工作模式，当次级电流几乎为零时，输出电压可以从第三级绕组的电压确定。此方法在不增加额外的电阻和电容的基础上，改善负载调整率。

框图显示了系统的整体结构。许多模块与传统开关稳压器中的模块相似，包括电流比较器、内部基准电压源、LDO、逻辑、定时器和 MOSFET 栅极驱动器。新颖的部分包括特殊采样误差放大器、温度补偿电路、输出电流调节器和耗尽型启动 FET。

耗尽型启动 FET

LT8316 具有一个内部耗尽型 MOSFET。启动时，此晶体管给 $INTV_{CC}$ 电容充电，为 LT8316 工作提供所需能量；这样的设计无需增加额外的限流电阻或者其他元件。

边界工作模式

边界模式是一种频率可调、电流型控制方案。外部 N 沟道 MOSFET 导通，电感电流增加，直至达到由 V_C 引脚上的电压和检测电阻值所确定的限值。MOSFET 关断后，第三级绕组上的电压上升至输出电压乘以变压器三级/二级匝数比的值。流经输出二极管的电流降至零后，三级绕组上的电压下降。DCM 引脚上的边界模式检测比较器检测与下降电压相关的负 dV/dt ，并触发采样保持电路对 FB 电压采样。当三级电压达到最小值并停止下降时，边界模式比较器会使内部 MOSFET 重新导通，以使开关损耗最小。

边界工作模式下，每个开关周期次级电流都会降至零，因此寄生电阻压降不会因负载变化而引入误差。与连续导通模式相比，边界模式还允许使用更小的变压器，并且不存在次谐波振荡。

断续导通工作模式

当负载变轻时，峰值开关电流减小。维持边界模式要求增加开关频率。开关频率过高会增大开关和栅极电荷损耗。为了限制这些损耗，LT8316 有一个内部振荡器，它将最大开关频率限制为 140kHz。一旦开关频率达到此限值，器件便开始降低开关频率，并以断续导通模式工作。

低纹波 Burst 工作模式

与传统反激式转换器不同，MOSFET 必须导通和关断产生反激脉冲，以完成输出电压采样。为了保证准确采样，反激脉冲的持续时间必须超过最短关断时间。为此，需要一个最小开关关断电流以确保反激脉冲有足够的持续时间。

操作

当负载变得非常轻时，LT8316 降低开关频率，与此同时将维持最小电流限值，以便在减少电流传送的同时完成对输出电压的正确采样。由于必须产生反激脉冲来调节输出，因此需要保证最低 3.5KHz 的开关频率。最小开关频率决定了输出电压的采样频率，由此带来一个最小负载要求，最小负载大约为最大负载功率的 1%。

将 SMODE 引脚连接到 INTV_{CC} 进入待机模式，此时最小开关频率降至 220Hz，从而降低最小负载要求，但采样间隔会变长。

应用信息

LT8316 是一款易于使用且功能齐全的反激控制器。采用适当的技术，很容易构建高效率且可靠的电源解决方案。

但是，涉及的电压和功率水平可能是致命的。**来自高压电源的毫安电流可能导致心脏颤动和死亡。**电路工作时，切勿触摸导电节点；测试时，需要其他人员辅助。

耗尽型启动 FET

LT8316 内置一个耗尽型 FET，后者有一个负阈值电压，因此通常处于导通状态。启动时，该 FET 为 INTV_{CC} 电容充电至 12V，为 LT8316 工作提供所需能量；这样的设计无需增加额外的限流电阻或者其他元件。INTV_{CC} 完成充电后，耗尽型 FET 即断开。

耗尽型 FET 有限流功能，以免过功率损坏。为确保启动，请勿在芯片启动时向 INTV_{CC} 或 BIAS 加载过多电流。

CV/CC 调节

像传统的稳压器一样，LT8316 通过一个 G_M 跨导放大器来调节输出电压。另外，LT8316 有一个电流调节环路，将输入电流调节至由 IREG/SS 引脚电压确定的值。低于电流设定点时，输出电压采用恒压 (CV) 调节。低于电压设定点时，输出电流采用恒流 (CC) 调节。

使能和欠压闭锁 (UVLO)

从 V_{IN} 到 EN/UVLO 引脚的电阻分压器实现欠压闭锁 (UVLO) 功能。EN/UVLO 引脚阈值设置为 1.22V。启动时，EN/UVLO 引脚具有约 65mV 的迟滞电压以防止振荡。

EN/UVLO 引脚也可以用逻辑电平驱动，并由数字控制器的输出引脚设置。另外，EN/UVLO 也可以与 BIAS 或 INTV_{CC} 绑定，以使芯片保持使能状态。

输出电压

输出电压由框图中显示的 R_{FB1} 和 R_{FB2} 电阻设置。LT8316 的工作方式与传统电流模式开关稳压器相似，不同之处在于前者使用了独特的采样保持误差放大器，该放大器根据采样反激脉冲调节隔离输出电压。

操作如下：当功率开关 M1 断开时，第三级绕组两端的电压升高。反激脉冲的幅度为：

$$V_{FLBK} = (V_{OUT} + V_F + I_{SEC} \cdot ESR) \cdot N_{TS}$$

应用信息

其中

V_F = 输出二极管 (D_{OUT}) 正偏电压

I_{SEC} = 变压器次级电流

ESR = 次级电路的寄生电阻

N_{TS} = 变压器第三级/次级匝数比

由 R_{FB1} 和 R_{FB2} 形成的分压器将反激脉冲的按比例缩小后送到 FB 引脚, 在该处进行采样后送到误差放大器。当次级电流接近零时, 采样保持电路对电压进行采样, 因此可以忽略 V_{FLBK} 方程式中的 ($I_{SEC} \cdot ESR$) 项。

内部 1.22V 基准电压馈入误差放大器的同相输入。整个环路的高增益使 FB 电压几乎等于基准电压。产生的反激电压 V_{FLBK} 可以表示为:

$$V_{FLBK} = \left(1 + \frac{R_{FB2}}{R_{FB1}}\right) \cdot 1.22V$$

结合先前的 V_{FLBK} 方程, 求解 V_{OUT} 得出:

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_{FB2}}{R_{FB1}}\right) \cdot \frac{1.22V}{N_{TS}} - V_F$$

由于反激脉冲速度很快, 建议 R_{FB1} 使用 1k Ω 至 10k Ω 之间的值, 以保持电阻分压网络的动态响应性能。

选择 R_{FB2} 电阻值

LT8316 使用独特的采样方案来调节隔离输出电压。由于其采样性质, 该方案具有重复的延迟和误差, 这会影响输出电压, 必须重新评估电阻值。

R_{FB1} 的值固定 (例如 10k Ω) 后, 重新整理 V_{OUT} 的表达式可得出 R_{FB2} 的起始值:

$$R_{FB2} = R_{FB1} \cdot \left(\frac{V_{OUT} + V_F}{1.22V} \cdot N_{TS} - 1\right)$$

其中

V_{OUT} = 期望输出电压

V_F = 输出二极管 (D_{OUT}) 正向电压 $\approx 300mV$

N_{TS} = 变压器第三级/次级匝数比

在安装了最终功率元件且使用 R_{FB2} 起始值的情况下, 为应用上电, 并测量稳定输出电压 $V_{OUT(MEAS)}$ 。最终 R_{FB2} 值可调整为:

$$R_{FB2(FINAL)} \approx (R_{FB2} + R_{FB1}) \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{OUT(MEAS)}} - R_{FB1}$$

对于给定应用, 一旦选定最终 R_{FB2} 值, 不同电路板的稳压精度将非常一致, 通常在 $\pm 5\%$ 以内 (包括系统中所有组件的器件间变化, 假设电阻容差和变压器绕组匹配精度在 $\pm 1\%$ 以内)。但是, 如果变压器或输出二极管发生改变, 或者布局发生了巨大变化, 则 V_{OUT} 可能会有所变化。

示例: 考虑一个带有输出二极管的 12V 输出电压, 该二极管在室温下接近零电流时的正向电压为 300mV。如果第三级/次级比 N_{TS} 为 1 且 R_{FB1} 为 10k Ω , 则 R_{FB2} 计算值为 90.9k Ω 。该应用加电后, 输出略高, 为 12.2V, 因此将 R_{FB2} 调整为 88.7k Ω 。

输出二极管温度补偿

重申 V_{OUT} 方程式,

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_{FB2}}{R_{FB1}}\right) \cdot \frac{1.22V}{N_{TS}} - V_F$$

V_{OUT} 方程中的第一项对温度不敏感, 但输出二极管的正向电压 V_F 具有显著的负温度系数 ($-1mV/^{\circ}C$ 到 $-2mV/^{\circ}C$)。在整个工作温度范围内, 这样的温度系数会产生大约 200mV 至 400mV 的输出电压变化。

应用信息

在较高输出电压下,所产生的变化可能并不重要,因为它仅占总输出的很小一部分。但是,对于较低输出电压,二极管温度系数会造成较大的输出电压误差。

为校正此误差,TC 引脚提供一个与绝对温度成比例 (PTAT) 的缓冲电压。在室温下,此电压等于内部 1.22V 基准电压,并有 +4.1mV/°C 的温度系数。

对输出二极管和 LT8316 施加统一的温度,很容易通过实验确定输出二极管的温度系数 TC_F 。首先调整 R_{FB1} 和 R_{FB2} , 以在室温下得到所需的输出电压。然后将温度提高或降低一个已知值,达到新的温度,二极管的温度系数为:

$$TC_F = \frac{V_{OUT(25^\circ C)} - V_{OUT(T_{NEW})}}{T_{NEW} - 25^\circ C}$$

其中

$V_{OUT(25^\circ C)}$ = 室温下测得的 V_{OUT}

$V_{OUT(T_{NEW})}$ = 新温度下测得的 V_{OUT}

T_{NEW} = 新温度 (单位为摄氏度)

或者,在两个极端温度下测量 V_{OUT} 并计算,可以更精确地得出 TC_F :

$$TC_F = -\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T}$$

应当注意,对于该测量,至关重要的是要将整个板均匀地加热或冷却 (例如通过烤箱)。热风枪或冷冻喷雾剂的加热和冷却不均匀,无法满足要求,而且 LT8316 与输出二极管之间的严重温度不匹配将导致重大误差。

如果没有办法进行均匀加热或冷却,则从二极管数据手册推断数据,或假定一个标称 TC_F 值 (例如 -1.5mV/°C),可能会产生令人满意的结果。

知道输出二极管的温度系数之后,将一个电阻 R_{TC} 安装在 TC 引脚与 FB 引脚之间。其值可计算如下:

$$R_{TC} = \frac{-R_{FB2} \cdot 4.1mV / ^\circ C}{TC_F \cdot N_{TS}}$$

示例: 如果通过实验发现输出二极管的温度系数 TC_F 为 -1.9mV/°C, 则在 $R_{FB2} = 88.7k\Omega$ 的情况下, R_{TC} 值取 191k Ω 可以确保输出电压不受温度影响。

检测电阻选择

功率 MOSFET 与 GND 之间的电阻 R_{SNS} 应选择得当,以保证在不超过限流阈值的情况下提供足够的负载电流。

在输出最大电流的情况下,当 SENSE 引脚电压为 100mV 时发生限流。在边界模式下,最大输出电流将取决于占空比 D, 如下式所示:

$$I_{OUT(MAX)} \approx \frac{100mV}{2 \cdot R_{SNS}} \cdot (1-D) \cdot N_{PS}$$

其中

N_{PS} = 变压器初级/次级匝数比

$$D \approx \frac{(V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS}}{(V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS} + V_{IN}}$$

V_{IN} = 电源电压

应当注意的是,最差情况发生在最小 V_{IN} 时,因此应假设 $V_{IN} = V_{IN(MIN)}$ 来计算 $D_{VIN(MIN)}$ 。求解检测电阻值:

$$R_{SNS} = \frac{1 - D_{VIN(MIN)}}{I_{OUT(MAX)}} \cdot 50mV \cdot N_{PS} \cdot 80\%$$

按照 80% 的因数来补偿系统延迟和容差,但最终应用时可能会根据需要进行调整。

应用信息

示例：从 $V_{IN} = 400V$ 输入产生 12V 输出电压，输入可降至 $V_{IN(MIN)} = 250V$ 。如果选择初级/次级匝数比 $N_{PS} = 10$ 的变压器来提供最大输出电流 $I_{OUT(MAX)} = 2A$ ，则占空比 $D_{VIN(MIN)} \approx 33\%$ ，计算出的检测电阻 $R_{SNS} = 133m\Omega$ 。选择 $120m\Omega$ 电阻。

借助示波器和电子负载，通过实验找出 D ，可以获得更精确的 R_{SNS} 值。

输出功率

与降压或升压转换器相比，反激转换器的输入和输出电流之间存在复杂的关系。升压转换器的最大输入电流相对恒定，与输出电压无关，而降压转换器的最大输出电流相对恒定，与输入电压无关，这是因为它们分别具有连续的输入和输出电流。然而，反激转换器的输入和输出电流均不连续。占空比会影响输入电流和输出电流，因此很难预测最大输出功率。

通过下式计算输出功率：

$$P_{OUT} = 0.5 \cdot \eta \cdot V_{IN} \cdot D \cdot I_{SW(MAX)}$$

其中

$$\eta = \text{效率} \approx 80\%$$

$$D \approx \frac{(V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS}}{(V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS} + V_{IN}}$$

$$I_{SW(MAX)} = \text{最大开关电流限值} = 100mV/R_{SNS}$$

计算得出的功率是近似值，没有考虑电路寄生效应引起的时序变化。实际输出功率必须在试验台上评估。

示例：考虑一个 12V 输出转换器，其 $V_{IN(MIN)}$ 为 250V， $V_{IN(MAX)}$ 为 500V。初级/次级绕组比为十比一 ($N_{PS} = 10$)，检测电阻 $R_{SNS} = 120m\Omega$ ，在 $V_{IN(MAX)} = 500V$ 时最大功率输出为 33W，但在 $V_{IN(MIN)} = 250V$ 时降至 28W。

选择变压器

变压器设计是成功应用 LT8316 的最关键部分。除了有关高频隔离电源变压器设计的常规指南之外，还应仔细考虑以下信息。

ADI 公司已与多家领先的磁性元件制造商合作，设计出适合于 LT8316 应用的反激式变压器。

表 1 给出了这些变压器的详细信息。

表 1. 预设计变压器 — 典型规格

变压器产品型号	L_{PRI} (μH)	$N_P:N_S:N_T$	隔离	供应商	目标应用
11328-T078	670	8:1:1	加强	Sumida	100V–600V 转 12V/3A
11328-T080	670	4:1:0.5	加强	Sumida	100V–600V 转 24V/1.5A
11328-T073	670	2:1:0.25	加强	Sumida	100V–600V 转 54V/0.7A
11328-T061	600	5:1:1	基本	Sumida	200V–450V 转 15V/2A
11338-T195	1000	14:1:1.7	基本	Sumida	100V–400V 转 7V/2A
11328-T074	500	8:1:1	加强	Sumida	100V–450V 转 12V/3A
15364-T008	1500	20:1:2.4	加强	Sumida	25V–450V 转 5V/1A
11328-T086	70	4:1:0.5	加强	Sumida	30V–260V 转 24V/3A
00399-T239	2800	6:1:0.7	功能	Sumida	90V–500V 转 16.8V/0.4A
750317463	440	8:1:1	加强	Würth Elektronik	100V–600V 转 12V/4A
750317589	670	8:1:1	加强	Würth Elektronik	100V–600V 转 12V/3A
750317464	440	4:1:0.5	加强	Würth Elektronik	100V–600V 转 24V/2A
11328-T060	800	18:1:3	加强	Sumida	140V–450V 转 5V/7A

应用信息

反激变压器建模

反激变压器可以被认为是具有并联励磁电感和串联漏感的理想变压器，如图 1 所示。

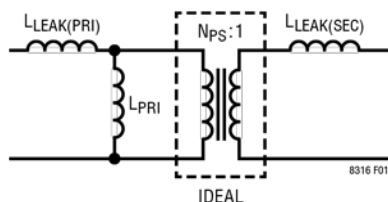


图 1. 变压器模型

励磁电感是初级绕组和次级绕组共享的互感，对于吸收能量并将其传递到负载至关重要。它在穿过初级和次级绕组的磁通线中储存能量。

如果漏感很小，励磁电感可以通过如下方法测量：让次级保持开路，测量初级电感，得出电感 L_{PRI} 。励磁电感也可以从次级测量，方法是让初级保持开路，测量次级电感 L_{SEC} 。折合到初级的励磁电感与折合到次级的励磁电感之间的关系由初级/次级匝数比 N_{PS} 给出：

$$L_{PRI} = L_{SEC} \cdot N_{PS}^2$$

变压器还有漏感，这是与每个绕组相关的寄生电感。这些电感将能量储存在磁通线中，磁通线会从磁芯“泄漏”出去，不穿过两个绕组，因此代表自感，其能量无法通过变压器传递。这会导致能量损失，降低转换器效率。

如果漏感很小，通过让次级短路并测量初级电感，可以测量综合漏感。这就得到了折合到初级的电感，

$$L_{LEAK} = L_{LEAK(PRI)} + L_{LEAK(SEC)} \cdot N_{PS}^2$$

漏感和励磁电感之间有一个耦合系数 k ，其关系式如下：

$$k = \frac{L_{PRI}}{L_{PRI} + L_{LEAK} / 2}$$

耦合系数 $k = 99\%$ 很常见，它与变压器的结构和材料有关。为安全起见，常常需要提高初级和次级之间的隔离电压，但一般会降低耦合系数，增加漏感。采用双线并绕的绕组可以最大程度地提高耦合系数，但因其隔离度小，初、次级寄生电容大，而无法满足需求。最终，必须合理地权衡隔离度与耦合系数。

励磁电感要求

合适的励磁电感取决于 LT8316 的最短导通时间、最短关断时间和输出功率。

在反激脉冲期间，次级电流的导通将输出电压耦合在第三级绕组上。LT8316 从 FB 引脚上的电压获得输出电压信息。采样保持误差放大器至少需要 800ns 的时间完成电压采样。为了确保正确采样，次级绕组的电流导通时间至少需要维持 800ns。

初级励磁电感的最小值为：

$$L_{PRI} \geq \frac{t_{OFF(MIN)} \cdot N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F)}{I_{SW(MIN)}}$$

其中

$$t_{OFF(MIN)} = \text{最短关断时间} = 800\text{ns}$$

$$I_{SW(MIN)} = \text{最小开关电流限值} = 20\text{mV}/R_{SNS}$$

LT8316 有一个最短导通时间，防止功率开关导通时间小于 300ns，以屏蔽 MOS 管导通时的电流尖峰。如果在此期间电感电流超过最小开关电流限值，则最小负载电流将增加。因此，还必须符合以下方程：

应用信息

$$L_{PRI} \geq \frac{t_{ON(MIN)} \cdot V_{IN(MAX)}}{I_{SW(MIN)}}$$

其中

$$t_{ON(MIN)} = \text{最短导通时间} = 300\text{ns}$$

此外，当 LT8316 以最大频率工作时，励磁电感必须足够大，以向输出提供足够高的功率。这就对励磁电感提出了第三个要求：

$$L_{PRI} \geq \frac{2 \cdot (V_{OUT} + V_F) \cdot I_{OUT(MAX)}}{\eta \cdot I_{SW(MAX)}^2 \cdot f_{SW(MAX)}}$$

其中

$$I_{SW(MAX)} = \text{最大开关电流} = 100\text{mV}/R_{SNS}$$

$$I_{OUT(MAX)} = \text{最大负载电流}$$

$$f_{SW(MAX)} = \text{最大开关频率} = 140\text{kHz}$$

$$\eta = \text{效率} \approx 80\%$$

一般选择初级励磁电感比上面计算出的最小值大 20% 至 50% 的变压器。

除了这些最小值之外，励磁电感还有一个最大值。为了避免卡在输出低电平状态，LT8316 有一个 50μs 的备用定时器，如果未检测到次级二极管关断，该定时器将使开关导通。因此，励磁电感不能太大而导致次级二极管导通时间超过该时间。这对最大励磁电感提出了最后的一个要求：

$$L_{PRI} < \frac{0.8 \cdot (V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS} \cdot t_{BU}}{I_{SW(MAX)}}$$

其中

$$t_{BU} = \text{备用时间} = 50\mu\text{s}$$

示例：对于 $V_{IN(MAX)} = 500\text{V}$ 、 $V_F = 300\text{mV}$ 、 $N_{PS} = 10$ 、 $R_{SNS} = 120\text{m}\Omega$ 的 12V/2A 输出转换器，第一个方程式要求 $L_{PRI} \geq 590\mu\text{H}$ ，第二个方程式要求 $L_{PRI} \geq 900\mu\text{H}$ ，第三个方程式要求 $L_{PRI} \geq 633\mu\text{H}$ 。初级电感的合理标准值为 $L_{PRI} = 1.2\text{mH}$ 。如果在高 V_{IN} 时可以承受较大的最小负载，那么 820μH 是可接受的。第四个方程式决定了 L_{PRI} 必须小于 5.9mH，两种方案均可轻松满足此要求。

饱和电流

变压器绕组中的电流不应超过其额定饱和电流。若超过饱和值，电感会下降，电流上升至不受控制的值，导致额外的功耗，甚至可能引发故障。所选变压器的初级饱和电流至少要比 $I_{SW(MAX)}$ (即 $100\text{mV}/R_{SNS}$) 大 30%。

匝数比

通常，所选变压器的初级与次级匝数比 N_{PS} 应使可用输出功率最大化。对于低输出电压，可以使用较大 N_{PS} 比值来使变压器的电流增益最大化。但应注意，MOSFET 的漏极电压等于 V_{IN} 加上输出电压乘以 N_{PS} 。此外，漏感会导致电压尖峰 ($V_{LEAKAGE}$) 增加到该反射电压上。为防止击穿，此总量必须在 MOSFET 漏极的绝对最大额定值以下。这些条件共同为给定应用的匝数比 N_{PS} 设置了上限。选择足够低的匝数比以确保：

$$N_{PS} < \frac{V_{BR} - V_{IN(MAX)} - V_{LEAKAGE}}{V_{OUT} + V_F}$$

其中

$$V_{BR} = \text{MOSFET 击穿电压}$$

应用信息

为了产生高输出电压，可以使用低匝数比 N_{PS} 。但是，变压器初级电容可能会导致振铃超过 $300\text{ns } t_{ON(MIN)}$ ，引起轻负载情况下电路不稳定。配合 LT8316 使用之前，应充分评估这些应用。

在工作期间，LT8316 通过 BIAS 引脚从第三级绕组获取功率。BIAS 必须保持在 10V 至 30V 之间才能正常工作。这决定了三级/二级匝数比 N_{TS} 为：

$$\frac{10\text{V}}{V_{OUT}} < N_{TS} < \frac{30\text{V}}{V_{OUT}}$$

示例：对于 $V_{OUT} = 12\text{V}$ ， N_{TS} 必须介于 0.83 和 2.5 之间，两个端点分别对应 5:6 和 5:2 的三级/二级匝数比。

由于三级绕组上的漏感振铃，BIAS 将上升到其标称值以上。为了防止 BIAS 引脚击穿，内部箝位电路会在 36V 时激活，将多余的电流分流到地。此电流不能超过 15mA ，应在最大负载电流和最小 V_{IN} 下进行评估，验证是否正常工作。

输出电压是通过三级绕组上出现的电压来测量的，所以 N_{TS} 会直接影响输出电压调节精度。为了获得最佳效果，应确保变压器的匝数比精度在 $\pm 1\%$ 范围内。

漏感和缓冲器

功率开关断开后，初级或次级绕组上的任何漏感都会导致初级上出现电压尖峰。负载电流越高，漏感中储存的能量越多，该峰值会越显著。此能量无法传递给负载，必须作为热量散发。因此，必须使变压器漏感最小，这点非常重要。

设计应用时，应针对过载条件下的最差情况漏电压尖峰保持足够的裕量。在大多数情况下，初级上的反射输出电压加 V_{IN} 应低于 V_{BR} 的 80%，如图 2 所示。这样就为全部电压和负载情况下的泄漏峰值留下了 20% 的裕量。对于绕线不佳、漏感过大的变压器，需要更大的电压裕量。

除电压尖峰外，漏感还会在功率开关断开后引起开关节点振铃一段时间。为防止电压振铃误触发边界模式检波器，LT8316 内部会使边界模式检波器在 800ns 之后再启动。 800ns 之后的任何振铃都可能触发功率开关在次级电流降至零之前再次导通，因此，漏感尖峰和相关的振铃持续时间应限制在 800ns 以内。

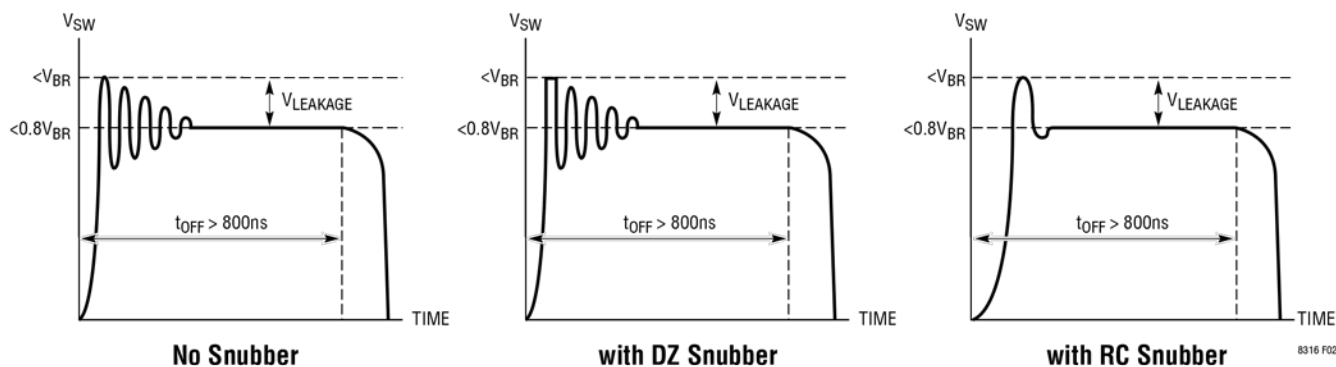


图 2. SW 引脚反激波形的最大电压

应用信息

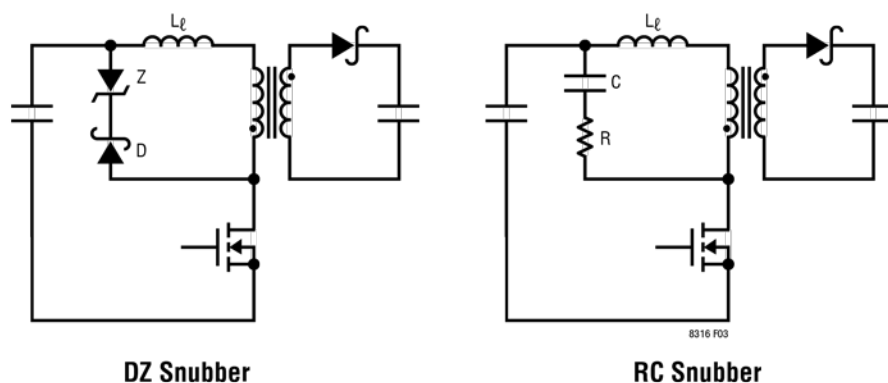


图 3. 缓冲器电路

对大多数应用而言, 建议使用缓冲电路。图 3 显示了两类可以保护内部功率开关的缓冲器电路: DZ (二极管-齐纳二极管) 缓冲器和 RC (电阻-电容) 缓冲器。DZ 缓冲器可确保箝位电压定义明确且一致, 而且效率略高; RC 缓冲器可快速抑制电压尖峰振铃, 提供更好的负载调整率和 EMI 性能。图 2 显示了采用 DZ 和 RC 缓冲器的反激波形。

对于 DZ 缓冲器, 选择二极管和齐纳二极管时必须格外小心。应选择快速恢复二极管, 其反向电压额定值应高于最大 DRAIN 引脚电压。

选择齐纳二极管的击穿电压时, 应在损耗和保护电压之间做好平衡。最好的折衷方案是选择最大击穿电压。使用下式可作出正确的选择:

$$V_{ZENER(MAX)} \leq V_{BR} - V_{IN(MAX)}$$

可以将多个齐纳二极管串联放置, 以达到所需的电压和功耗。

齐纳二极管必须能够吸收箝位电路中的损耗, 该损耗与变压器漏感中存储的能量以及初次级之间的转换时间相关, 并且随着箝位电压的升高而降低。通常建议使用 500mW 的齐纳二极管。

设计 V_{IN} 走线的铺铜以确保充分散热。

对于 RC 缓冲器, 推荐设计方法是在低输入电压时上电以避免过压应力, 测量没有缓冲器的情况下功率开关断开时 MOSFET 漏极上的振铃周期 (T_{RING}), 然后增加电容 $C_{SNUBBER}$ (从 100pF 开始), 直到振铃周期延长 1.5 至 2 倍 ($T_{RING(SNUBBER)}$) 为止。根据周期的变化可确定寄生电容 C_{SW} 的值, 由此还能确定寄生电感 L_{LEAK} , 公式如下:

$$C_{SW} = \frac{C_{SNUBBER}}{\left(\frac{T_{RING(SNUBBER)}}{T_{RING}}\right)^2 - 1}$$

$$L_{LEAK} = \left(\frac{T_{RING}}{2\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{C_{SW}}$$

知道开关节点电容和漏感的值之后, 便可将一个电阻与缓冲器电容串联, 以耗散功率并强力抑制振铃。推导最佳串联电阻的公式为:

$$R_{SNUBBER} = \sqrt{\frac{L_{LEAK}}{C_{SW}}}$$

RC 缓冲器吸收的能量将转换为热量, 不会传递给负载。在高功率应用中, 可能需要根据散热信息确定缓冲器电阻。

应用信息

注意, 开关节点电容有时以变压器寄生电容为主。还应注意, 示波器探头具有相当大的负载电容。建议使用低电容、高压 100× 探头。

漏感和输出二极管应力

输出二极管也可能因漏感而承受增大的反向电压应力。当 MOSFET 功率开关导通时, 它通常会承受输入电压的反向电压除以 N_{PS} 加上输出电压, 而输出二极管上的电容和漏感形成一个 LC 振荡回路, 其振荡可能超出预期反向电压。如果需要使用较低反向电压二极管, 可以采用缓冲器或箝位电路来减小电压尖峰。

次级漏感

次级上的漏感形成一个电感分压器, 减小了用于电压反馈的第三绕组的反激脉冲。输出电压等比例增加。请注意, 与泄漏尖峰行为不同, 此现象与负载无关。在一定程度上, 次级漏感是互感 (含制造偏差) 的恒定百分比, 可以通过调整 R_{FB2}/R_{FB1} 电阻比来解决。

绕组电阻

初级或次级中的电阻会降低转换效率。尽管绕组电阻与 LT8316 的边界/断续导通工作模式相关, 但不会影响输出电压的调整。

边界模式检测

边界模式是一种可变频率的开关控制方案, 次级电流在每个周期都会恢复为零。

DCM 引脚使用快速的电流输入比较器和一个小电容 C_{DCM} 来检测反激波形 dV/dt 何时为负, 负值表明次级二极管已关断, 并且三级绕组上的反激脉冲正在下降。为了避免漏感振铃引起误触发, 开关断开后会有 800ns 的延迟时间。当 C_{DCM} 从 DCM 引脚汲取 170μA 电流时, 就会

触发检波器。此信息用于设置 FB 采样保持的时序并估算输出电流。

这不是接通开关的最佳时间, 因为 MOSFET 的漏极电压仍接近 $V_{IN} + (V_{OUT} \cdot N_{PS})$, 接通开关会浪费开关节点上的寄生电容中储存的所有能量。当次级电流达到零时, 断续振铃开始, 开关节点上的寄生电容中的能量与变压器的励磁电感发生谐振, 从而将该能量传递回 V_{IN} 。在此断续振铃期间, 开关节点的最小电压为 $V_{IN} - (V_{OUT} \cdot N_{PS})$ 。这是重新接通开关的最佳时刻, LT8316 通过检测从 DCM 汲取的电流何时降至 85μA 来接通开关。这种开关技术可将效率提高多达 5%。

典型 C_{DCM} 值的范围是 10pF 至 100pF。47pF 是一个很好的起始值。如果观察到 LT8316 不在边界模式下运行, 那么增加该电容会有所帮助。不必要的大容量 C_{DCM} 可能导致开关过早点通, 功率损耗增加。

流经 DCM 引脚的电流过多可能引起电路异常。为了避免这种情况, 可增加一个电阻 R_{DCM} 与 C_{DCM} 串联以限制电流。典型值范围为 5kΩ 至 50kΩ。

输出电容选择

选择的输出电容器应使输出电压纹波最小, 同时要考虑较大电容带来的尺寸和成本的增加。下式用于估计稳态下的最大输出电压纹波:

$$V_{RIPPLE} \approx \frac{L_{PRI} \cdot I_{LIM}^2}{2 \cdot C_{OUT} \cdot V_{OUT}}$$

其中

$$I_{LIM} = \text{最大初级电流} = 100\text{mV}/R_{SNS}$$

应用信息

这是一个简化方程式, 实际纹波取决于负载电流、占空比和电容 ESR。

LT8316 仅在开关切换时才对输出电压进行采样。因此, 当其以最小频率工作时, 负载瞬变可能在器件响应之前便使输出电容放电。在这种情况下, 输出电容必须足够大以防止负载掉电。为此, 可能需要增加 Bulk 电容。

轻输出负载下的操作

只有当输出侧有功率输出的时候, LT8316 才能从从第三级绕组上的反激脉冲检测到输出电压。因此, 即使在轻载条件下, LT8316 也能提供一个最小能量, 以确保获得准确的输出电压信息。最小负载下的最小工作频率约为 3.5kHz。最小能量输送对输出提出了一个最小负载要求, 其约为最大负载功率的 1%。

可以使用一个额定值足以应对最小负载功率的齐纳二极管来提供最小负载, 这样正常工作效率不会降低。为此目的选择齐纳二极管时, 齐纳电压应足够高, 使得二极管在瞬态情况下不会成为负载路径, 同时齐纳电压也必须足够低, 使得在齐纳二极管用作最小负载时, MOSFET 和输出电压不会超过额定值。

待机工作模式

为了实现极低的空载功耗, LT8316 具有待机模式, 将 SMODE 引脚连接至 INTV_{CC} 可使能该模式。当负载电流降至零时, LT8316 的最小开关频率降低 16 倍, 从 3.5kHz 降至 220Hz。

最小负载电流随之降低 16 倍, 代价是瞬态响应速度变慢。由于输出电压每 4.6ms 仅采样一次, 因此 LT8316 在此期间将无法对负载阶跃做出响应。

输出电流调节和软启动

利用占空比信息和 V_C 引脚设置的电流限值, LT8316 估算输出电流, 并将其调节至由 IREG/SS 引脚电压确定的设定点。输出电流根据下式进行调节:

$$I_{OUT} = \frac{N_{PS} \cdot V_{IREG/SS}}{25 \cdot R_{SNS}}$$

其中

V_{IREG/SS} = IREG/SS 引脚上的电压

经过调整的 10μA 电流从 IREG/SS 引脚流出, 该引脚和 GND 之间连接的一个电阻根据下式设置输出电流:

$$R_{IREG/SS} = \frac{2.5M\Omega \cdot I_{OUT} \cdot R_{SNS}}{N_{PS}}$$

示例: 对于 R_{SNS} = 120mΩ、N_{PS} = 10、输出电流 I_{OUT} = 2A 的应用, I_{REG/SS} 电阻选择 R_{IREG/SS} = 60.4kΩ。

电路寄生效应, 尤其是变压器电容, 会影响输出电流调节的精度, 因为会有能量输送给寄生电路。这种影响通常很小, 但如果要求精度优于 5%, 那么可能需要进行一些优化。在这种情况下, 可利用变阻器实现 R_{IREG/SS} 并加以调整, 直至实现所需的输出电流, 然后在生产时用定值电阻予以代替。当使用变阻器时, 放置旁路电容有助于减小变阻器带来的干扰。此外, 次级整流器的 RC 缓冲器可以提高电流调节精度。

在 IREG/SS 引脚与 GND 之间连接一个电容也可以实现软启动功能。10μA 电流将用于为外部软启动电容充电。启动时, 经调节的输出电流将单调上升, 直至达到稳压为止。然后, 软启动电容将充满电, 输出电流调节环路将不会干扰电压调节。

应用信息

为了避免欠压情况导致芯片关断， $INTV_{CC}$ 和 BIAS 引脚上外接电容必须足够大，以保证在输出电压达到稳压值之前 LT8316 有充足的供电。

如果 V_{IN} 电源被移除、过热保护启动、欠压保护触发或检测到过流，则在故障持续期间加 $640\mu s$ 的时间内，应使用 20Ω 下拉开关接地，给 IREG/SS 引脚上电容放电。

输出短路保护

在短路输出情况下，LT8316 以最小工作频率工作。正常工作时，三级绕组为 IC 提供电源，但在短路情况下，三级绕组产生的电压无法正常为其供电。这导致 $INTV_{CC}$ 因低于 $8.1V$ (典型值) 的欠压保护阈值而关断开关管，并通过内部耗尽型 FET 给 $INTV_{CC}$ 充电。当 $INTV_{CC}$ 达到 $12V$ 的导通电压时，器件再次开始正常工作。

在过载期间，为防止输出二极管功耗过大，建议使用电阻 $R_{IREG/SS}$ 设置输出电流。对于稳压器，设置的电流应为最大负载电流的 120% 至 150%，以确保电流调节不会干扰电压调节。

环路补偿

LT8316 使用 V_C 引脚上的外部电阻电容网络进行补偿。典型值大致为 $R_C = 20k\Omega$ 且 $C_C = 220nF$ 。如果使用的 R_C 值太大，器件将更容易受到高频噪声和抖动的影响。如果使用的 R_C 值太小，瞬态性能会受到影响。 C_C 值的选择在某

种程度上与 R_C 的选择相反：如果使用的 C_C 值太小，环路可能不稳定；如果使用的 C_C 值太大，瞬态性能会受到影响。

瞬态响应可以利用负载阶跃盒进行评估，并通过可调 RC 补偿网络进行调整。应确认电路在全部负载电流和输入电压范围内的稳定性。

扩展电源电压

LT8316 的额定工作电压 V_{IN} 最高可达 $600V$ 。如图 4 所示，将一个齐纳二极管与 V_{IN} 引脚串联，便可在更高电源电压下工作。齐纳二极管两端的压降会降低施加于芯片的电压，因而电源电压可超过 $600V$ 。

例如，一个 $600V$ 齐纳二极管原则上将允许电源电压为 $616V$ 至 $1200V$ 。应当注意的是， $616V$ 仅在启动过程中需要。启动之后，LT8316 将穿越电源电压的瞬步骤降而继续工作。实践中，输入电压范围必须根据齐纳二极管的电压容差来调整。

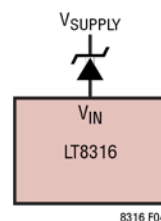


图 4. 利用齐纳二极管提高电源电压

应用信息

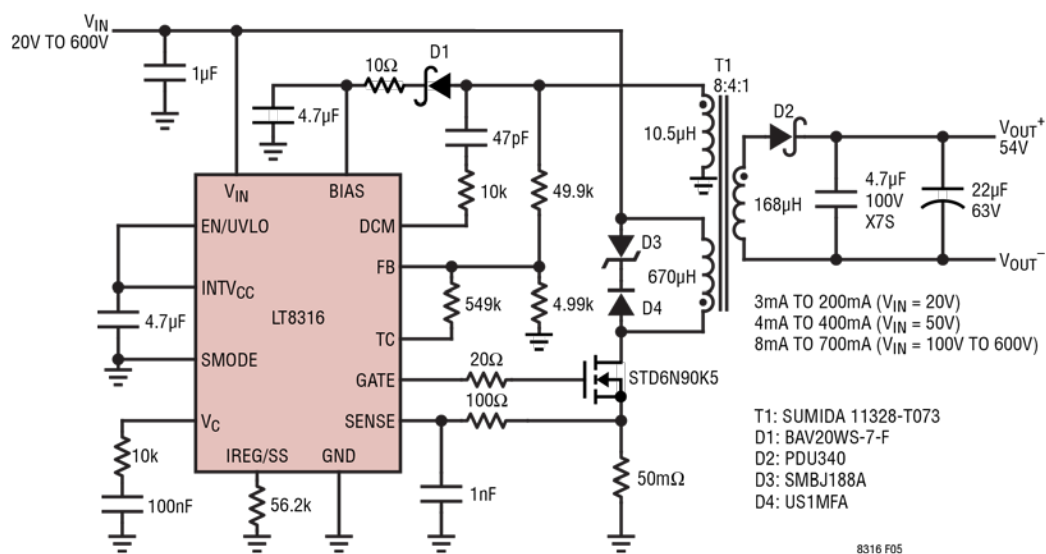


图 5.94% 效率隔离型 54V 电源

应用信息

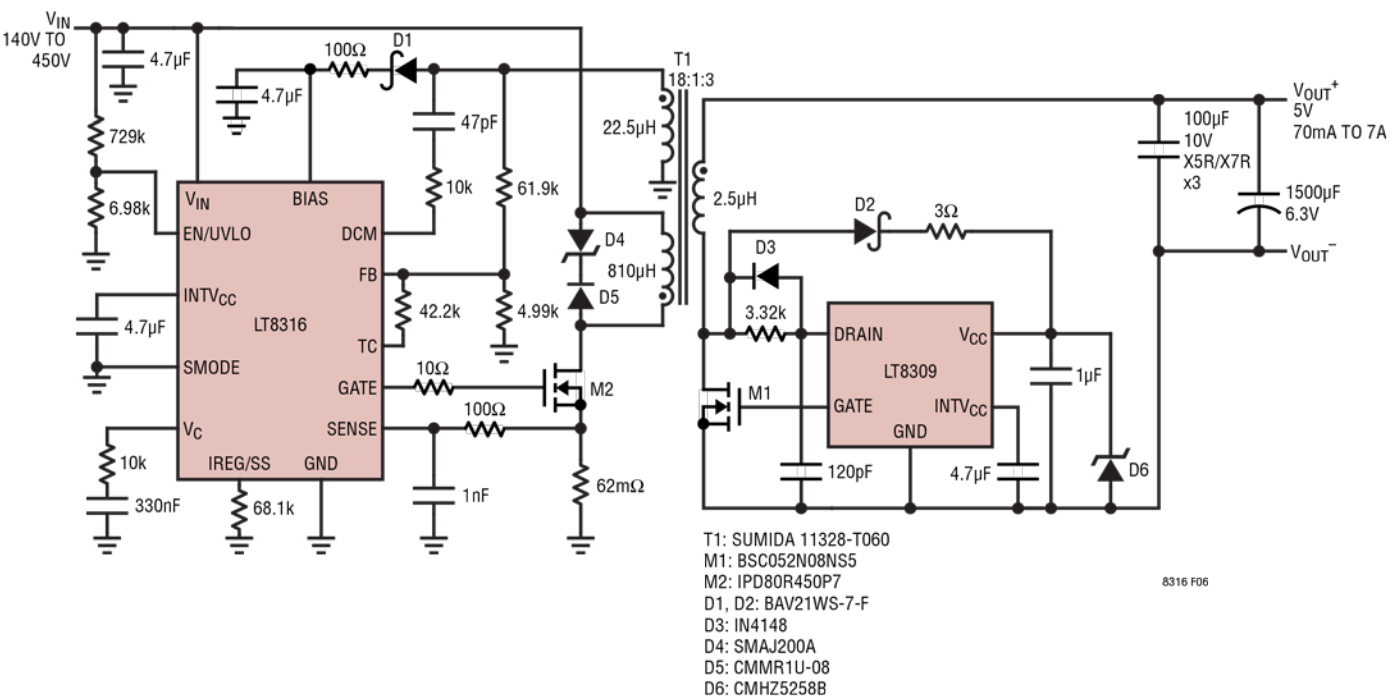
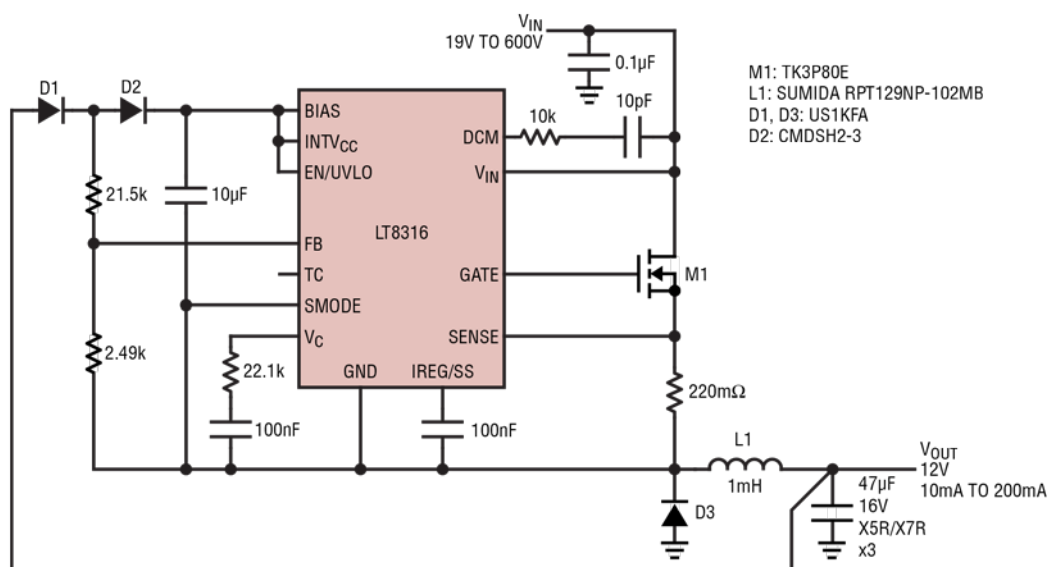


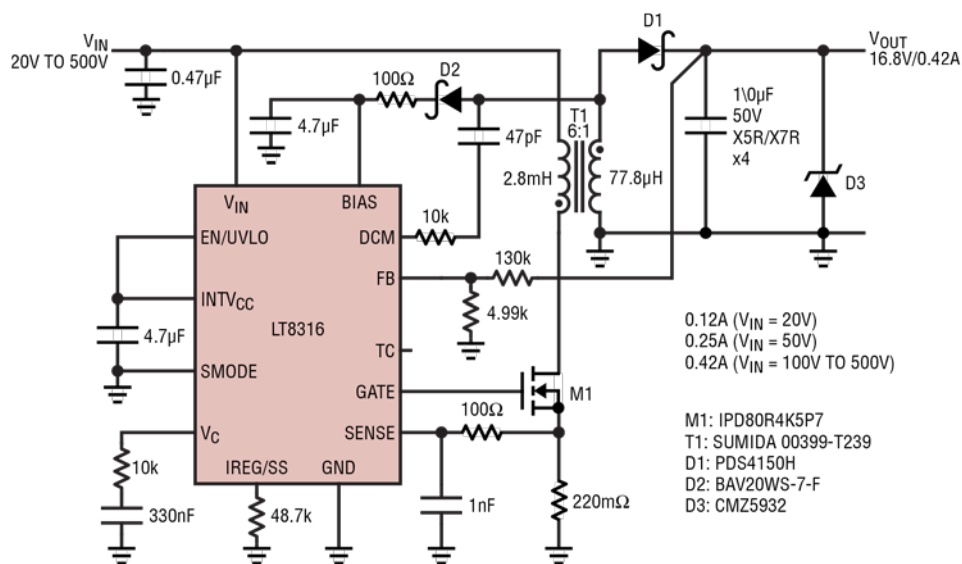
图 6.91% 效率隔离型 5V/7A 同步反激式转换器

应用信息



8316 F07

图 7. 超宽输入范围非隔离型 12V 降压转换器



8316 F08

图 8. 非隔离型 16.8V 栅极驱动电源

应用信息

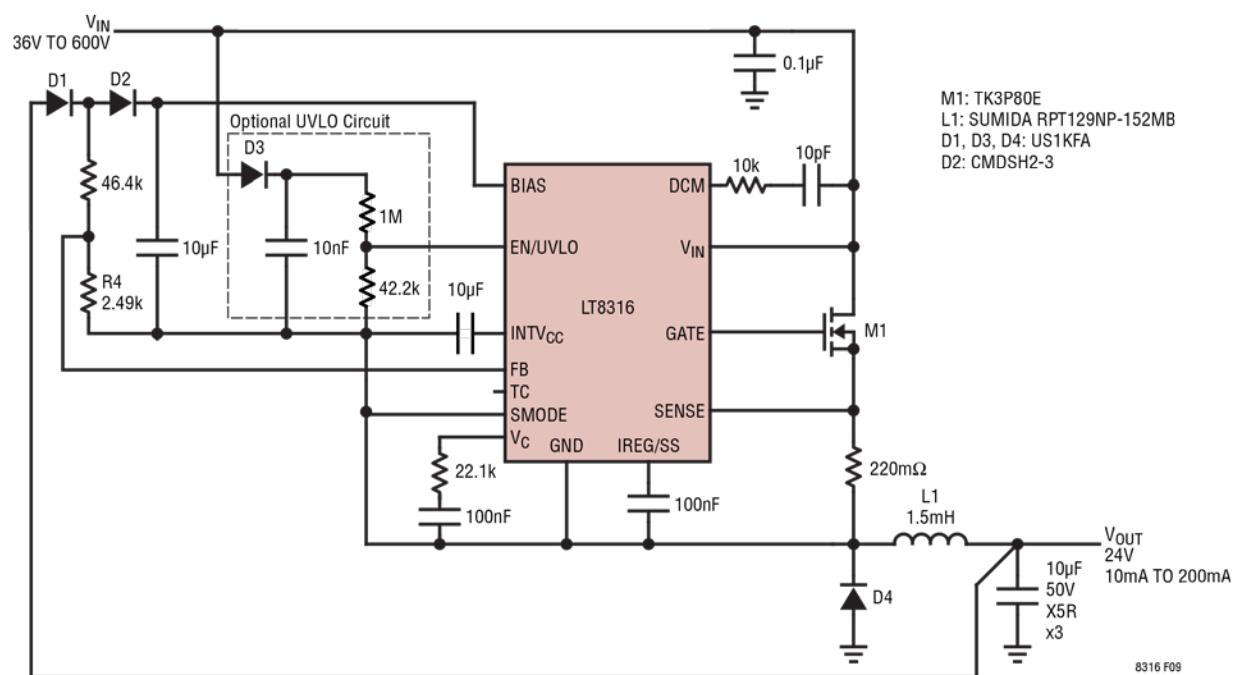


图 9. 非隔离型 24V 降压转换器，具有可选欠压闭锁功能

封装说明

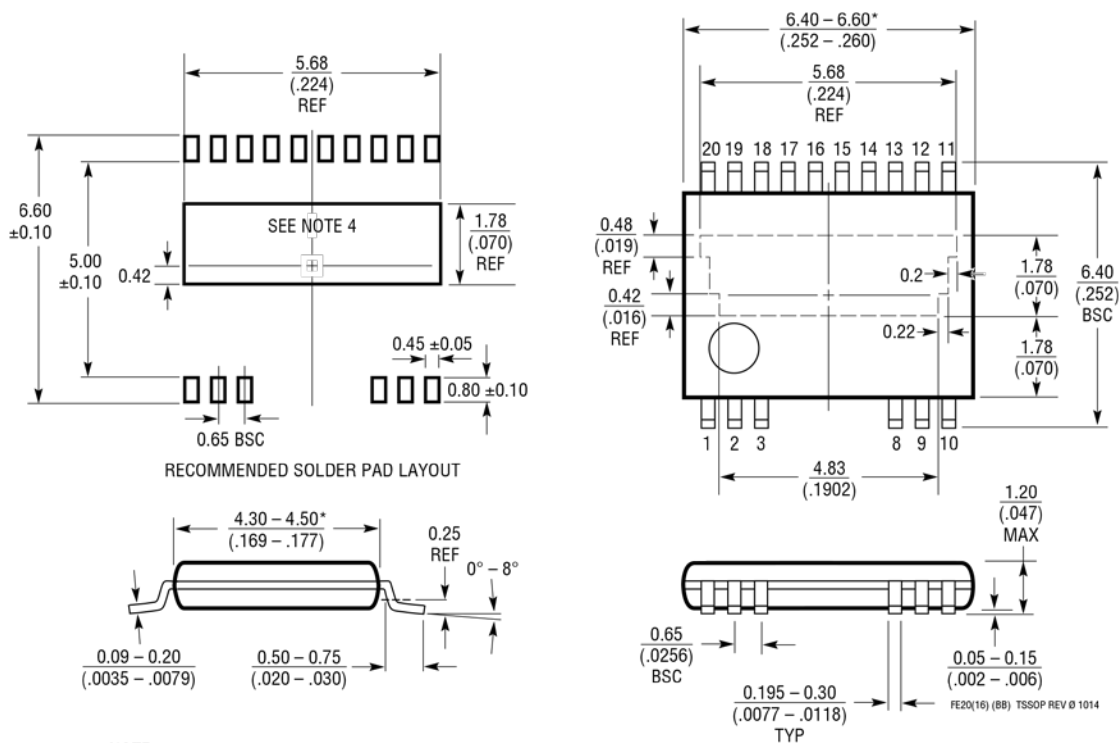
FE 封装

变化: FE20(16)

20 引脚塑料 TSSOP (4.4mm)

(参考 LTC DWG # 05-08-1990 Rev Ø)

裸露焊盘变化 BB



NOTE:

1. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS
2. DIMENSIONS ARE IN $\frac{\text{MILLIMETERS}}{(\text{INCHES})}$
3. DRAWING NOT TO SCALE

4. RECOMMENDED MINIMUM PCB METAL SIZE FOR EXPOSED PAD ATTACHMENT

*DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.150mm (0.006") PER SIDE

典型应用

20V TO 600V

V_{IN}

1 μ F

4.7 μ F

10 Ω

D1

47pF

10k

44.2k

10.5 μ H

T1 8:2:1

D2

10 μ F 50V X5R/X7R x2

100 μ F 35V

V_{OUT+} 24V/1.5A

V_{OUT-}

6mA TO 400mA ($V_{IN} = 20V$)
 7mA TO 900mA ($V_{IN} = 50V$)
 20mA TO 1.5A ($V_{IN} = 100V$ TO 600V)

T1: SUMIDA 11328-T080
 D1: BAV20WS-7-F0
 D2: PDS4200H-13
 D3: SMBJ188A
 D4: US1MFA

8316 TA03

产品型号	说明	备注
LT8304/LT8304-1	100V _{IN} 微功耗隔离型反激式转换器, 带 150V/2A 开关	低 I _Q 单片非光反激, SO-8 封装 高输出电压应用建议使用 LT8304-1
LT8300	100V _{IN} 微功耗隔离型反激式转换器, 带 150V/260mA 开关	低 I _Q 单片非光反激, 5 引脚 TSOT-23
LT8303	100V _{IN} 微功耗隔离型反激式转换器, 带 150V/0.45A 开关	低 I _Q 单片非光反激, 5 引脚 TSOT-23
LT8301	42V _{IN} 微功耗隔离型反激式转换器, 带 65V/1.2A 开关	低 I _Q 单片非光反激, 5 引脚 TSOT-23
LT8302	42V _{IN} 微功耗隔离型反激式转换器, 带 65V/3.6A 开关	低 I _Q 单片非光反激, SO-8 封装
LT8309	次级同步整流器驱动器	4.5V ≤ V _{CC} ≤ 40V, 快速导通和关断, 5 引脚 TSOT-23
LT3748	100V 隔离型反激式控制器	5V ≤ V _{IN} ≤ 100V, 非光反激, MSOP-16(12)
LT3798	离线隔离型非光反激式控制器, 带有源 PFC	V _{IN} 和 V _{OUT} 仅受外部元件限制
LT8312	带功率因数校正功能的升压控制器	V _{IN} 和 V _{OUT} 仅受外部元件限制
LT8315	560V _{IN} 微功耗隔离型反激式转换器, 带 630V/300mA 开关	低 I _Q 单片非光反激, TSSOP-20(16)

