

宽输入范围、No R_{SENSE} [™] 电流模式升压、反激和 SEPIC 控制器

特点

- 高效率，无需检测电阻 (No R_{SENSE})
- 宽输入电压范围：2.5V 至 36V
- 电流模式控制提供了优越的瞬态响应
- 高最大占空比 (典型值为 92%)
- 具有 100mV 迟滞的 $\pm 2\%$ RUN 引脚门限
- $\pm 1\%$ 内部电压基准
- 微功率停机模式： $I_Q = 10\mu A$
- 利用一个外部电阻实现可设置工作频率 (50kHz 至 1MHz)
- 可与一个外部时钟同步至 $1.3 \times f_{OSC}$
- 用户控制的脉冲跳跃或突发方式 (Burst Mode[®]) 操作
- 内部 5.2V 低压降稳压器
- 输出过压保护
- 可利用一个检测电阻进行操作以适合高输出电压应用
- 采用小型 10 引脚 MSOP 封装

应用

- 电信电源
- 便携式电子设备

描述

LTC[®]1871 是一种用于驱动 N 沟道功率 MOSFET 并只需极少外部元件的宽输入、电流模式、升压、反激和 SEPIC 控制器。由于它是对中、小功率应用，因此 LTC1871 可通过利用功率 MOSFET 的导通电阻而省去电流检测电阻的需要，由此最大限度地提高了效率。

该 IC 的工作频率可通过一个外部电阻在 50kHz 至 1MHz 的范围内进行设置，并能够借助 MODE/SYNC 引脚实现与外部时钟的同步。轻负载时的突发方式操作、2.5V 的最小低工作电源以及 $10\mu A$ 的低停机静态电流使得 LTC1871 成为电池式工作系统的理想选择。

对于要求进行恒定频率操作的应用，可采用 MODE/SYNC 引脚使突发方式操作失效。通过把 SENSE 引脚与位于功率 MOSFET 源极的一个电阻相连，LTC1871 即可适合较高输出电压的升压、SEPIC 和反激式应用。

LTC1871 采用 10 引脚 MSOP 封装。

LT、LT、LTC、LTM 和 Burst Mode 是凌力尔特公司的注册商标。
No R_{SENSE} 是凌力尔特公司的商标。所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

典型应用

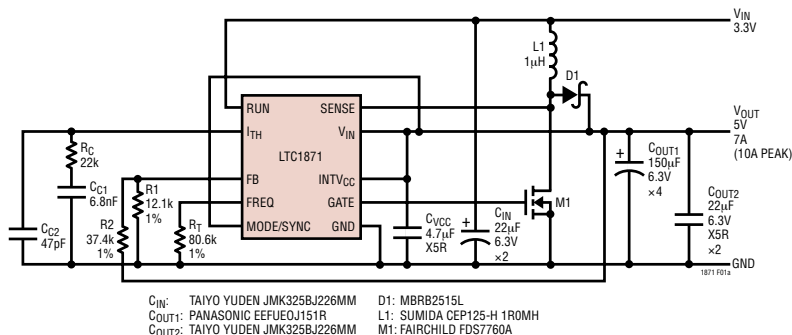
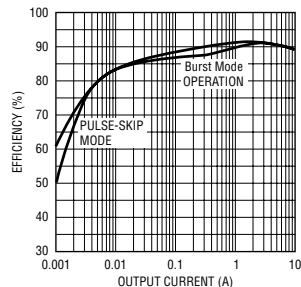


图 1：高效率的 3.3V 输入、5V 输出的升压转换器 (自举型)

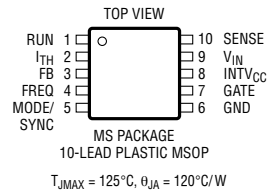
图 1 所示的效率



绝对最大额定值(注1)

V_{IN} 电压	-0.3V 至 36V
$INTV_{CC}$ 电压	-0.3V 至 7V
$INTV_{CC}$ 输出电流	50mA
GATE 电压	-0.3V 至 $V_{INTVCC} + 0.3V$
I_{TH} , FB 电压	-0.3V 至 2.7V
RUN, MODE/SYNC 电压	-0.3V 至 7V
FREQ 电压	-0.3V 至 1.5V
SENSE 引脚电压	-0.3V 至 36V
工作温度范围(注2)	
LTC1871E	-40°C 至 85°C
LTC1871I	-40°C 至 125°C
LTC1871H	-40°C 至 150°C
结温(注3)	
LTC1871E/LTC1871I	125°C
LTC1871H	150°C
存储温度范围	-65°C 至 150°C
引脚温度(焊接时间 10 秒)	300°C

封装/订购信息

	
产品型号	器件标记
LTC1871EMS LTC1871IMS LTC1871HMS	LTSX LTBFC LTCXS
订购选项 卷带: 加 #TR 无铅型: 加 #PBF 无铅型卷带: 加 #TRPBF 无铅型器件标记: http://www.linear.com/leadfree/	

对于工作温度范围更宽的器件, 请咨询凌力尔特公司。

电特性 凡标注●表示该指标适合整个工作温度范围, 否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = V_{INTVCC} = 5V$, $V_{RUN} = 1.5V$, $R_{FREQ} = 80k$, $V_{MODE/SYNC} = 0V$, 除非特别说明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
主控制环路							
V _{IN(MIN)}	最小输入电压			2.5		V	
		I 级或 H 级 (注 2)	●	2.5		V	
I _Q	输入电压电源电流	(注 4)					
	连续模式	V _{MODE} /SYNC = 5V , V _{FB} = 1.4V , V _{ITH} = 0.75V		550	1000	μA	
		V _{MODE} /SYNC = 5V , V _{FB} = 1.4V , V _{ITH} = 0.75V I 级或 H 级 (注 2)	●	550	1000	μA	
	突发模式操作 , 无负载	V _{MODE} /SYNC = 0V , V _{ITH} = 0.2V (注 5)		250	500	μA	
		V _{MODE} /SYNC = 0V , V _{ITH} = 0.2V (注 5) I 级或 H 级 (注 2)		250	500	μA	
	停机模式	V _{RUN} = 0V		10	20	μA	
		V _{RUN} = 0V , I 级或 H 级 (注 2)	●	10	20	μA	
V _{RUN} ⁺	RUN 输入电压上升门限			1.348		V	
V _{RUN} ⁻	RUN 输入电压下降门限		●	1.223 1.198	1.248 1.298	V V	
		H 级 (注 2)	●	1.179	1.315	V	
V _{RUN(HYST)}	RUN 引脚输入门限迟滞			50	100	150	mV
		I 级 (注 2)	●	35	100	175	mV
		H 级 (注 2)	●	35	300		mV
I _{RUN}	RUN 引脚输入电流			1	60	nA	
V _{FB}	反馈电压	V _{ITH} = 0.2V (注 5)		1.218	1.230	1.242	V
			●	1.212	1.248		V
		V _{ITH} = 0.2V (注 5) , I 级或 H 级 (注 2)	●	1.205	1.255		V

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围, 否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = V_{INTVCC} = 5\text{V}$, $V_{RUN} = 1.5\text{V}$, $R_{FREQ} = 80\text{k}$, $V_{MODE}/\text{SYNC} = 0\text{V}$, 除非特别说明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
I_{FB}	FB 引脚输入电流	$V_{ITH} = 0.2\text{V}$ (注 5)		18	60	nA
$\frac{\Delta V_{FB}}{\Delta V_{IN}}$	电压调节	$2.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 30\text{V}$		0.002	0.02	%/V
		$2.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 30\text{V}$, I 级或 H 级 (注 2)	●	0.002	0.02	%/V
$\frac{\Delta V_{FB}}{\Delta V_{ITH}}$	负载调节	$V_{MODE}/\text{SYNC} = 0\text{V}$, $V_{ITH} = 0.5\text{V}$ 至 0.9V (注 5)	●	-1	-0.1	%
		$V_{MODE}/\text{SYNC} = 0\text{V}$, $V_{ITH} = 0.5\text{V}$ 至 0.9V (注 5) I 级或 H 级 (注 2)	●	-1	-0.1	%
$\Delta V_{FB(OV)}$	ΔFB 引脚, 过压关断	$V_{FB(OV)} - V_{FB(NOM)}$ 的百分数	2.5	6	10	%
g_m	误差放大器跨导	I_{TH} 引脚负载 = $\pm 5\mu\text{A}$ (注 5)		650		μmho
$V_{ITH(BURST)}$	突发模式操作 I_{TH} 引脚电压	下降 I_{TH} 电压 (注 5)		0.3		V
$V_{SENSE(MAX)}$	最大电流检测输入门限	占空比 < 20%	120	150	180	mV
		占空比 < 20%, I 级或 H 级 (注 2)	●	100	200	mV
$I_{SENSE(ON)}$	SENSE 引脚电流 (GATE 高)	$V_{SENSE} = 0\text{V}$		35	50	μA
$I_{SENSE(OFF)}$	SENSE 引脚电流 (GATE 低)	$V_{SENSE} = 30\text{V}$		0.1	5	μA

振荡器

f_{OSC}	振荡器频率	$R_{FREQ} = 80\text{k}$		250	300	350	kHz
		$R_{FREQ} = 80\text{k}$, I 级 (注 2)	●	250	300	350	kHz
		$R_{FREQ} = 80\text{k}$, H 级 (注 2)	●	240	300	360	kHz
	振荡器频率范围			50		1000	kHz
		I 级或 H 级 (注 2)	●	50		1000	kHz
D_{MAX}	最大占空比			87	92	97	%
		I 级或 H 级 (注 2)	●	87	92	97	%
f_{SYNC}/f_{OSC}	推荐的最大同步频率比	$f_{OSC} = 300\text{kHz}$ (注 6)		1.25	1.30		
		$f_{OSC} = 300\text{kHz}$ (注 6), I 级或 H 级 (注 2)	●	1.25	1.30		
$t_{SYNC(MIN)}$	MODE/SYNC 最小输入脉冲宽度	$V_{SYNC} = 0\text{V}$ 至 5V		25			ns
$t_{SYNC(MAX)}$	MODE/SYNC 最大输入脉冲宽度	$V_{SYNC} = 0\text{V}$ 至 5V		$0.8/f_{OSC}$			ns
$V_{IL(MODE)}$	低电平 MODE/SYNC 输入电压				0.3		V
		I 级或 H 级 (注 2)	●		0.3		V
$V_{IH(MODE)}$	高电平 MODE/SYNC 输入电压			1.2			V
		I 级或 H 级 (注 2)	●	1.2			V
R_{MODE}/SYNC	MODE/SYNC 输入下拉电阻			50			k Ω
V_{FREQ}	标称 FREQ 引脚电压			0.62			V

低压降稳压器

V_{INTVCC}	INTV _{CC} 稳压器输出电压	$V_{IN} = 7.5\text{V}$		5.0	5.2	5.4	V
		$V_{IN} = 7.5\text{V}$, I 级 (注 2)	●	5.0	5.2	5.4	V
		$V_{IN} = 7.5\text{V}$, H 级 (注 2)	●	4.95	5.2	5.45	V
$\frac{\Delta V_{INTVCC}}{\Delta V_{IN1}}$	INTV _{CC} 稳压器电压调节	$7.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$		8	25		mV
$\frac{\Delta V_{INTVCC}}{\Delta V_{IN2}}$	INTV _{CC} 稳压器电压调节	$15\text{V} \leq V_{IN} \leq 30\text{V}$		70	200		mV
$V_{LDO(LOAD)}$	INTV _{CC} 负载调节	$0 \leq I_{INTVCC} \leq 20\text{mA}$, $V_{IN} = 7.5\text{V}$		-2	-0.2		%
$V_{DROPOUT}$	INTV _{CC} 稳压器压降	$V_{IN} = 5\text{V}$, INTV _{CC} 负载 = 20mA		280			mV

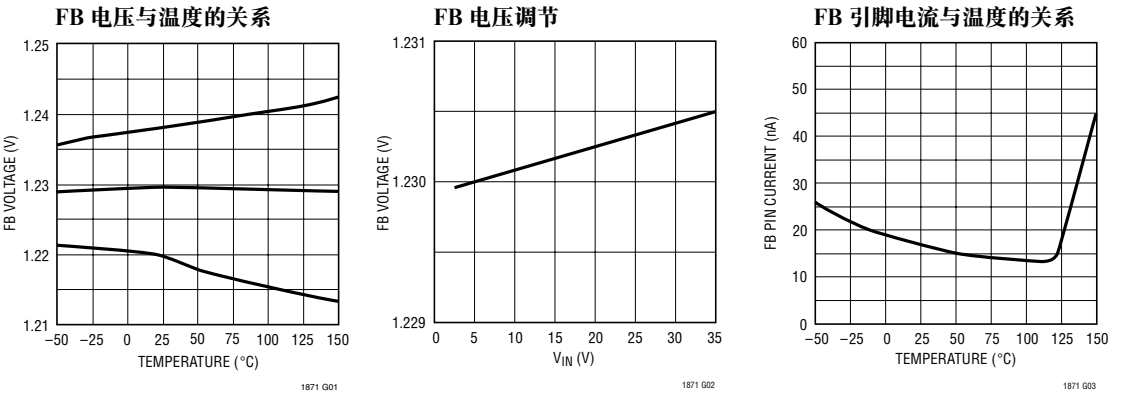
LTC1871

电 特 性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。 $V_{\text{IN}} = V_{\text{INTVCC}} = 5\text{V}$ ， $V_{\text{RUN}} = 1.5\text{V}$ ， $R_{\text{FREQ}} = 80\text{k}$ ， $V_{\text{MODE}/\text{SYNC}} = 0\text{V}$ ，除非特别说明。

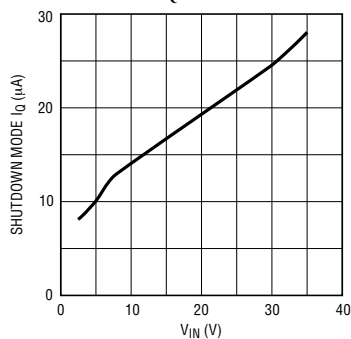
符号	参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
I _{INTVCC}	停机状态下的自举方式 INTV _{CC} 电源电流	RUN = 0V，SENSE = 5V			10	20	μA
		I 级 (注 2)	●			30	μA
		H 级 (注 2)	●			50	μA
栅极驱动器							
t _r	GATE 驱动器输出上升时间	C _L = 3300pF (注 7)			17	100	ns
t _f	GATE 驱动器输出下降时间	C _L = 3300pF (注 7)			8	100	ns

- 注 1：高于“绝对最大额定值”部分所列数值的应力有可能对器件造成永久性的损害。在任何绝对最大额定值条件下暴露的时间过长都有可能影响器件的可靠性和使用寿命。
- 注 2：LTC1871E 在 0°C 至 85°C 的范围内保证能够满足性能规格的要求。 -40°C 至 85°C 工作温度范围内的规格由设计、特性化、和相关的统计过程控制来保证。LTC1871I 在 -40°C 至 125°C 工作温度范围得到保证。而 LTC1871H 在 -40°C 至 150°C 工作温度范围得到保证。
- 注 3： T_J 是按照下列公式由环境温度 T_A 和功率消耗 P_D 计算而得的：
$$T_J = T_A + (P_D \cdot 110^{\circ}\text{C}/\text{W})$$
- 注 4：由于功率 MOSFET 栅极充电 ($Q_G \cdot f_{\text{OSC}}$)，这使动态输入电源电流更大。见“应用信息”部分。
- 注 5：LTC1871 是在一个将 V_{FB} 维持在基准电压的反馈环路中进行测试的，且 I_{TH} 引脚电压被强制在其电压范围的中点 ($0.3\text{V} \leq V_{\text{ITH}} \leq 1.2\text{V}$ ，中点 = 0.75V)
- 注 6：在同步应用中，内部斜率补偿增益增加了 25%。同步至一个高得多的比值将减少有效的斜率补偿，从而导致当空比大于 50% 时产生次谐波振荡。
- 注 7：上升和下降时间是在 10% 和 90% 的电平上测量的。

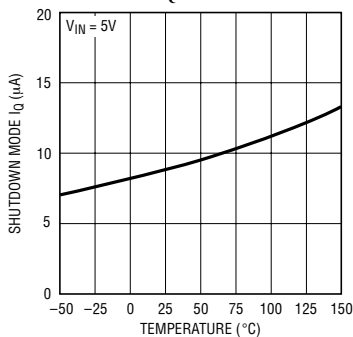
典型性能特征



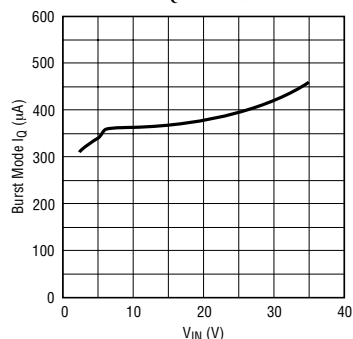
典型性能特征

待机模式 I_Q 与 V_{IN} 的关系

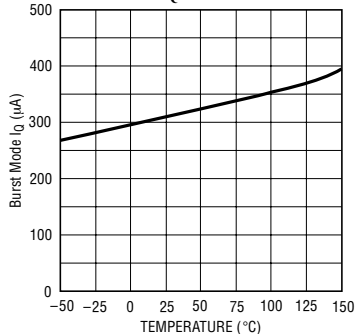
1871 G04

待机模式 I_Q 与温度的关系

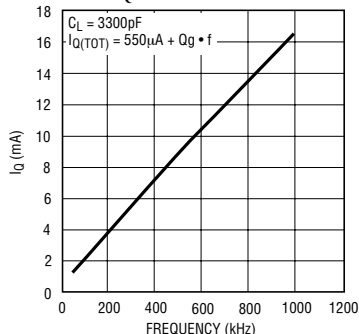
1871 G05

突发方式 I_Q 与 V_{IN} 的关系

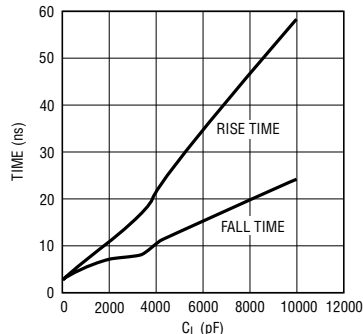
1871 G06

突发方式 I_Q 与温度的关系

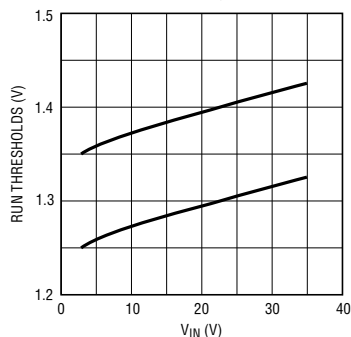
1871 G07

动态 I_Q 与频率的关系

1871 G08

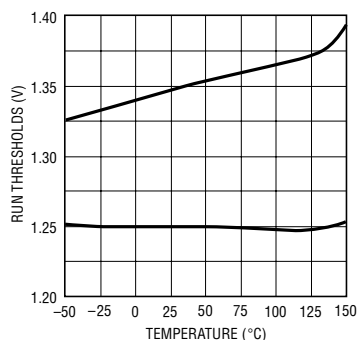
栅极驱动上升和下降时间与 C_L 的关系

1871 G09

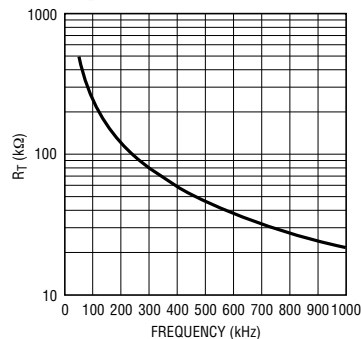
RUN 门限与 V_{IN} 的关系

1871 G10

RUN 门限与温度的关系



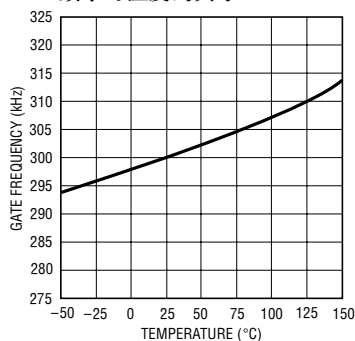
1871 G11

 R_T 与频率的关系

1871 G12

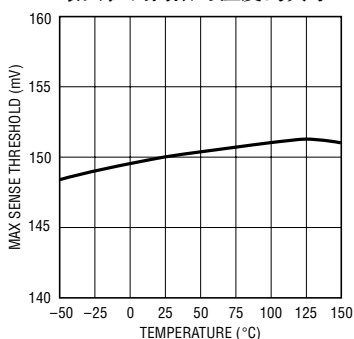
典型性能特征

频率与温度的关系



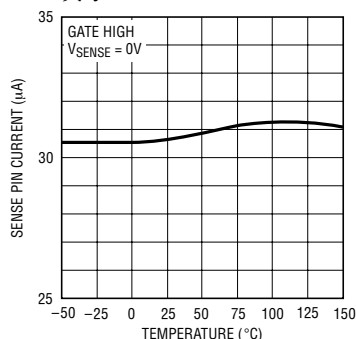
1871 G13

最大检测门限与温度的关系

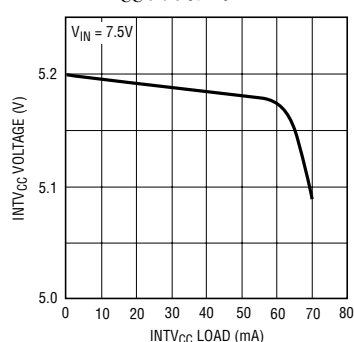


1871 G14

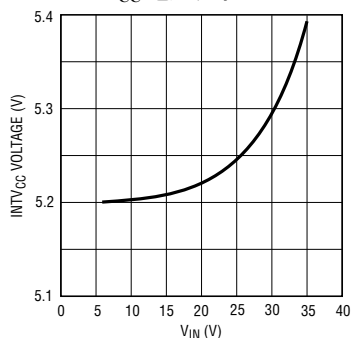
SENSE 引脚电流与温度的关系



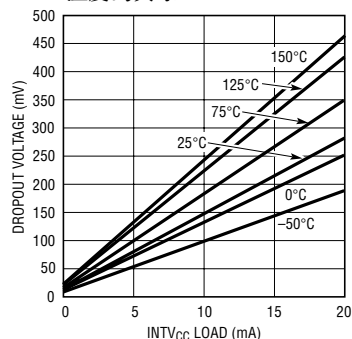
1871 G15

INTV_{CC} 负载调节

1871 G16

INTV_{CC} 电压调节

1871 G17

INTV_{CC} 压降与电流和温度的关系

1871 G18

引脚功能

RUN (引脚 1) : RUN 引脚为用户提供了一种检测输入电压和设置变换器起动门限的精确方法。RUN 引脚下降门限的标称值为 1.248V，而较器具有 100mV 的迟滞以获得噪声免疫力。当 RUN 引脚电平低于该输入门限时，IC 进入停机模式，且 V_{IN} 电源电流被保持在一个低数值上 (典型值为 10 μ A)。该引脚上电压的绝对最大额定值为 7V。

I_{TH} (引脚 2) : 误差放大器补偿引脚。电流比较器输入门限随该控制电压的增加而增加。该引脚的标称电压范围为 0V 至 1.40V。

FB (引脚 3) : 接收来自跨接在输出端的外部电阻分压器的反馈电压。稳定状态下该引脚的标称电压为 1.230V。

FREQ (引脚 4) : 一个从 FREQ 引脚连接到地的电阻用来设置芯片的工作频率。FREQ 引脚上的标称电压为 0.6V。

引脚功能

MODE/SYNC (引脚 5) : 该输入用于控制变换器的操作方式，并可实现工作频率与外部时钟同步。如果 MODE/SYNC 引脚与地相连，则使能突发方式操作。如果 MODE/SYNC 引脚连接至 $INTV_{CC}$ 或一个外部逻辑电平同步信号被加至该输入，则突发方式操作失效，IC 工作于连续方式。

GND (引脚 6) : 接地引脚。

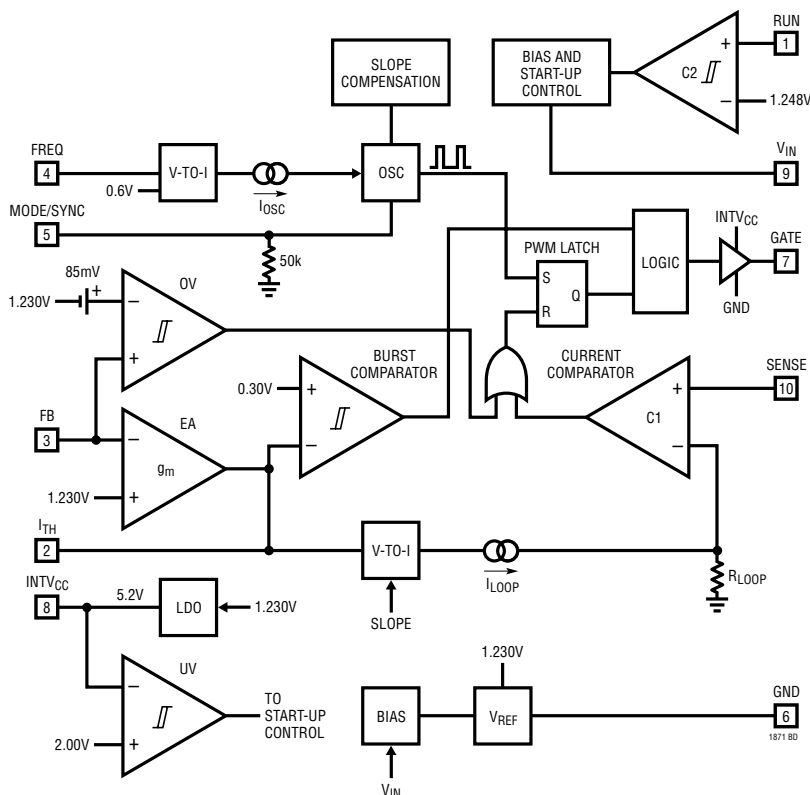
GATE (引脚 7) : 栅极驱动器输出。

$INTV_{CC}$ (引脚 8) : 内部 5.20V 稳压器输出。栅极驱动器和控制电路均由该电压提供电源。利用一个最小 $4.7\mu\text{F}$ 的低 ESR 钽电容器或陶瓷电容器将该引脚连接到 IC 的地，以完成本机去耦。

V_{IN} (引脚 9) : 主电源引脚。必须紧密去耦至地。

SENSE (引脚 10) : 控制环路的电流检测输入。将此引脚连接至功率 MOSFET 的漏极以进行 V_{DS} 检测并获得最高的效率。另一种方法是可把 SENSE 引脚连接到位于功率 MOSFET 源极的一个电阻。对这两种检测方法均提供了内部前沿消隐。

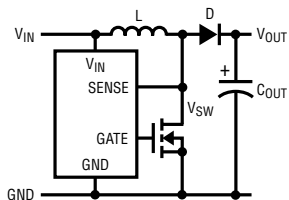
方框图



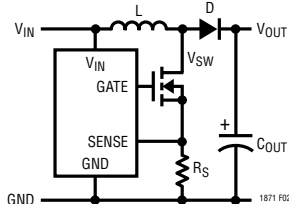
工作原理

主控制环路

LTC1871 是一种为 DC/DC 升压、SEPIC 和反激式变换器应用的恒定频率电流模式控制器。LTC1871 不同于传统的电流模式控制器，因为电流控制环路能通过检测功率 MOSFET 开关 (而不是分立的检测电阻) 两端的压降来闭合，如图 2 所示。这种检测技术提高了效率、增加了功率密度和降低了总体解决方案的成本。



**2a：用于实现最高效率的
SENSE 引脚连接 ($V_{SW} < 36V$)**



**2b：用于峰值电流精密控制或
 $V_{SW} > 36V$ 的 SENSE 引脚连接**

图 2：使用 LTC1871 上的 SENSE 引脚

关于电路操作，请参阅 IC 的“方框图”和图 1。在正常工作状态下，当振荡器设置 PWM 锁存器时，功率 MOSFET 导通；当电流比较器 C1 使锁存器复位时，功率 MOSFET 关断。误差放大器 EA 将分压的输出电压与一个内部 1.230V 电压基准进行比较，并在 I_{TH} 引脚上输出一个误差信号。 I_{TH} 引脚上的电压设定电流比较器 C1 的输入门限。当负载电流增加时，FB 电压相对基准电压的下降使 I_{TH} 引脚电平上升，这导致电流比较器 C1 在一个更大的峰值电感电

流值上发生跳变。平均的电感电流将增大，直到与负载电流相等，由此保持稳压输出。

LTC1871 的标称工作频率由一个从 FREQ 引脚连接至地的电阻来设置，其受控范围为 50kHz 至 1000kHz。此外，内部振荡器能与一个加在 MODE/SYNC 引脚上的外部时钟同步，并可锁定在位于其标称值的 100% 至 130% 之间的某一频率上。当 MODE/SYNC 引脚被置于开路状态时，用一个 50k 内部电阻将该引脚拉至低电平，并使能突发方式操作。如果该引脚的电平被拉至 2V 以上，或施加了一个外部时钟，则突发方式操作失效和 IC 工作于连续方式。在没有负载 (或负载极小) 的情况下，控制器将执行脉冲跳跃方式操作以保持稳定状态，并防止出现过大的输出波纹。

RUN 引脚用来控制 IC 是处于使能状态还是处于低电流的停机状态。一个微功率的 1.248V 基准和比较器 C2 允许用户设置 IC 导通和关断的电源电压 (比较器 C2 具有用于实现噪声免疫的 100mV 迟滞)。RUN 引脚电平低于 1.248V 时，芯片关断，输入电源电流的一般仅有 10 μ A。

当 FB 引脚电平超过基准电压达 6.5% 时，过压比较器 OV 即可检测出来，并提供一个复位脉冲至主 RS 锁存器。由于该 RS 锁存器是主要受复位支配，故功率 MOSFET 在输出过压期间主动保持关断状态。

如图 2 所示，LTC1871 的使用既可通过检测功率 MOSFET 两端的压降来完成，也可通过把 SENSE 引脚与位于功率 MOSFET 源极的一个普通的分流电阻相连接来完成。检测功率 MOSFET 两端电压的方法最大限度地提高了变换器效率，并尽量减少了元件数目，但将输出电压限制为该引脚的最大额定值 (36V)。通过把 SENSE 引脚与位于功率 MOSFET 源极的电阻相连接，用户就能设置比 36V 高得多的输出电压。

工作原理

设置操作方式

对于那些在轻负载条件下(例如： $<100\mu\text{A}$)以最大限度提高效率作优先考虑的应用来说，输出分压器的电流可降至几个毫安，并且应采用突发方式操作(即 MODE/SYNC 引脚应连接至地)。而在那些固定频率操作较低电流效率更为重要(即希望输出波纹最小)的应用中，应采用脉冲跳跃方式操作，且 MODE/SYNC 引脚应与 INTV_{CC} 引脚相连。这使得不连续导通方式(DCM)操作的时间被减少接近至由芯片最少导通时间(约175ns)所规定的极限值。在此输出电流电平以下，变换器将执行周期跳跃操作以保持输出稳定。图3和图4示出了图1中变换器的突发方式操作和脉冲跳跃方式操作的轻负载开关波形。

突发方式操作

突发方式操作是通过将 MODE/SYNC 引脚置于未连接状态或接地来选择的。在正常操作状态下， I_{TH} 引脚上对应于无负载至满负载的电压范围为0.30V至1.2V。在突发方式操作中，如果误差放大器EA将 I_{TH} 电压驱动至0.525V以下，则电流比较器C1的缓冲 I_{TH} 输入将被箝位于0.525V(它对应于最大负载电流的25%)。这样，电感器峰值电流即保持在大约30mV被功率 MOSFET $R_{\text{DS(ON)}}$ 所除。如果 I_{TH} 引脚电平降

至0.30V以下，则突发方式比较器B1将关断功率 MOSFET，并把 IC 的静态电流调整回 $250\mu\text{A}$ (睡眠方式)。在这种条件下，负载电流将由输出电容器提供，直到 I_{TH} 电压升至突发比较器的50mV迟滞以上。在轻负载条件下，将会观察到短突发开关(平均电感电流是其最大值的20%)之后是长的睡眠期，由此极大地提高了变换器的效率。图3示出了描绘突发方式操作的示波器波形。

脉冲跳跃方式操作

将 MODE/SYNC 引脚与一个高于2V的DC电压相连即可使突发方式操作失效。内部的0.525V缓冲 I_{TH} 脉冲箝位被消除，使得 I_{TH} 引脚在无负载到满负载的条件下均可直接控制电流比较器。无负载时， I_{TH} 引脚电平被驱动至0.30V以下，功率 MOSFET 被关断及进入睡眠方式。图4示出了描绘这种操作方式的示波器波形。

当一个外部时钟信号以高于芯片内部振荡器频率的速率对 MODE/SYNC 引脚进行驱动时，振荡器将与该时钟信号同步。在这种同步方式中，突发方式操作失效。与同步操作相关联的恒定频率由变换器提供了一个更加受控的噪声频谱，代价是牺牲了轻负载条件下的总体系统效率。

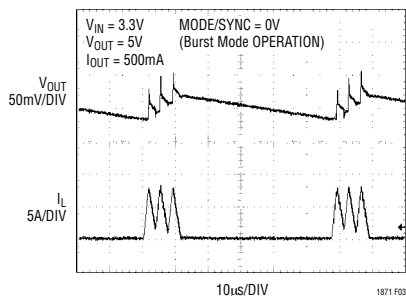


图3：低输出电流条件下的 LTC1871 突发方式操作 (MODE/SYNC = 0V)

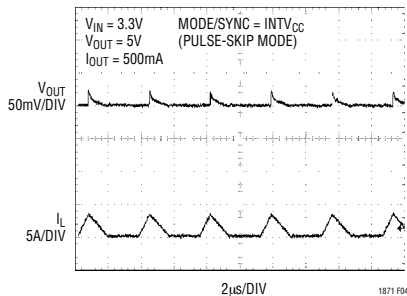


图4：突发方式操作失效时的 LTC1871 低输出电流操作 (MODE/SYNC = INTV_{CC})

应用信息

当振荡器的内部逻辑电路在 MODE/SYNC 引脚上检测到一个同步信号时，内部振荡器斜坡上升被早期终止，且斜率补偿增加了约 30%。因此，在要求同步的应用中，建议将 IC 的标称工作频率设置为外部时钟频率的 75% 左右。如果试图与太高的外部频率 ($1.3f_0$ 以上) 同步，则有可能导致斜率补偿不足以及次谐波振荡 (或抖动)。

外部时钟信号必须超过 2V 至少达 25ns 以上，且应具有 80% 的最大占空比，如图 5 所示。MOSFET 的导通将与外部时钟信号的上升沿同步。

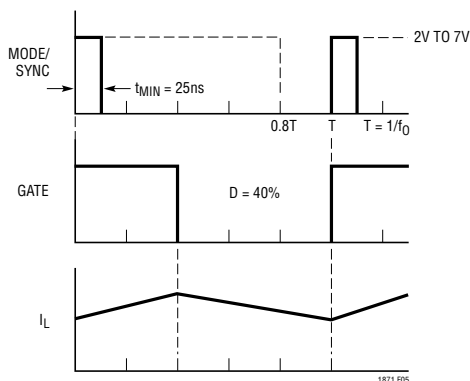


图 5：同步操作时的 MODE/SYNC 时钟输入和开关波形

设置工作频率

工作频率和电感值的选择是对效率和元件大小的折衷权衡。低频工作通过降低 MOSFET 和二极管的开关损耗提高了效率。然而，对于给定的负载电流值，较低的工作频率要求采用更大的电感。

LTC1871 采用一种恒定频率架构，可利用一个从 FREQ 引脚连接到地的外部电阻在 50kHz 到 1000kHz 的范围内进行设置，如图 1 所示。FREQ 引脚上的标称电压为 0.6V，流入 FREQ 引脚的电流被用来对一个内部振荡电容器进行充放电。图 6 示出了对于给

定工作频率选择 R_T 值的图形。

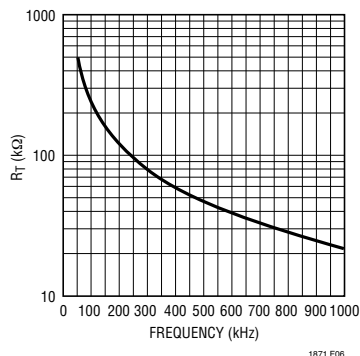


图 6：定时电阻 (R_T) 值

INTV_{CC} 稳压器旁路和操作

一个内部 P 沟道低压降稳压器生成了为 LTC1871 内部栅极驱动器和逻辑电路供电的 5.2V 电源，如图 7 所示。INTV_{CC} 稳压器能提供高达 50mA 的电流，且必须通过一个紧挨着 IC 引脚的最小 4.7μF 钽电容器或陶瓷电容器旁路到地。良好的旁路对于提供 MOSFET 栅极驱动器所要求的大瞬态电流而言是必需的。

对于不超过 7V (该引脚的绝对最大额定值) 的输入电压，LTC1871 中的内部低压降稳压器是多余的，INTV_{CC} 引脚可直接短接至 V_{IN} 引脚。然而，当 INTV_{CC} 引脚短接至 V_{IN} 引脚时，设置稳定 INTV_{CC} 电压的分压器将从输入电源吸收 10μA 的电流，即使在停机状态下也是如此。对于那些要求最低停机模式输入电源电流的应用，不要把 INTV_{CC} 引脚与 V_{IN} 引脚相连。不管 INTV_{CC} 引脚是否短接至 V_{IN}，需始终通过一个紧靠著 INTV_{CC} 引脚和 GND 引脚的 4.7μF 钽电容器或低 ESR 陶瓷电容器把驱动器电路旁路到地。

在实际应用中，大部分 IC 电源电流被用来驱动功率 MOSFET 的栅电容。因此，对大功率 MOSFET

应用信息

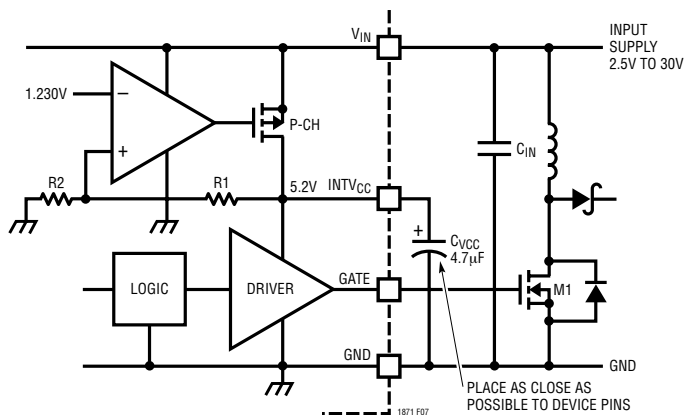


图 7：对 LDO 稳压器和栅极驱动器电源进行旁路

进行高频驱动的高输入电压应用能使 LTC1871 超过其最大额定结温。结温可利用以下公式进行估算：

$$I_{Q(TOT)} \approx I_Q + f \cdot Q_G$$

$$P_{IC} = V_{IN} \cdot (I_Q + f \cdot Q_G)$$

$$T_J = T_A + P_{IC} \cdot R_{TH(JA)}$$

总静态电流 $I_{Q(TOT)}$ 由静态电源电流 (I_Q) 和用来对功率 MOSFET 的栅极进行充放电所需的电流所组成。10 引脚 MSOP 封装具有 $R_{TH(JA)} = 120^\circ\text{C}/\text{W}$ 的热阻。

举个例子，假设有一个 $V_{IN} = 5\text{V}$ 和 $V_O = 12\text{V}$ (在 $I_O = 1\text{A}$ 的条件下) 的电源。开关频率为 500kHz ，最高环境温度为 70°C 。所选的功率 MOSFET 是 IRF7805，其最大 $R_{DS(ON)}$ 为 $11\text{m}\Omega$ (在室温条件下)，最大总栅极电荷量为 37nC (栅极电荷的温度系数较小)。

$$I_{Q(TOT)} = 600\mu\text{A} + 37\text{nC} \cdot 500\text{kHz} = 19.1\text{mA}$$

$$P_{IC} = 5\text{V} \cdot 19.1\text{mA} = 95\text{mW}$$

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 120^\circ\text{C}/\text{W} \cdot 95\text{mW} = 81.4^\circ\text{C}$$

这表明了当与 IC 中的静态电流相比时，栅极充电电流会有多么重要。

为了防止超过最高结温，当在高 V_{IN} 条件下工作于连续方式时，必须检查输入电源电流。可能需要在工作频率与功率 MOSFET 的外形尺寸之间进行权衡，以保持可靠的 IC 结温。然而，在降低工作频率之前，一定要与功率 MOSFET 制造商核对他们最新、最顶级的低 Q_G 、低 $R_{DS(ON)}$ 器件。功率 MOSFET 制造技术正在不断改进，几乎每年都会推出更新和更好性能的器件。

输出电压设置

输出电压由一个电阻分压器按照下式进行设定：

$$V_O = 1.230\text{V} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

如图 1 所示，外部电阻分压器被连接至输出端，以提供电压遥测。电阻 R_1 和 R_2 选择标准一般是使在正常操作期间流入 FB 引脚电流所引起的误差小于 1% (由此转换成的 R_1 最大阻值为 250k 左右)。

应用信息

利用 RUN 引脚来设置导通和关断门限

LTC1871 包括一个独立的微功率电压基准和一个即使在该器件处于停机状态下仍保持运行的比较器检测电路，如图 8 所示。这使得用户能够准确设置一个变换器导通和关断的输入电压。RUN 引脚上的下降门限与 1.248V 的内部基准电压相等。比较器具有 100mV 的迟滞以增强噪声免疫力。

导通和关断输入电压门限是采用一个电阻分压器根据下式设置的：

$$V_{IN(ON)} = 1.248V \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

$$V_{IN(OFF)} = 1.348V \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

电阻 R1 的值通常选为 1M 以下。

对于 RUN 引脚只被用作一个逻辑输入的应用，用户应知晓该引脚电压的绝对最大额定值为 7V！如图 8c 所示，对于“始终接通”的操作，可通过一个外部 1M 电阻将 RUN 引脚与输入电压相连。

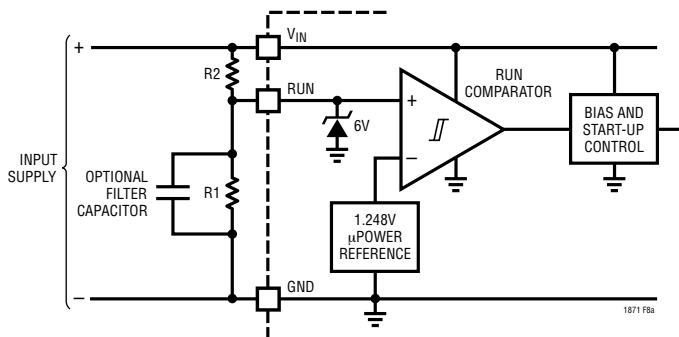


图 8a：利用 RUN 引脚来设置导通和关断门限

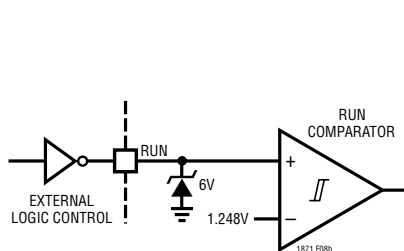


图 8b：采用外部逻辑电路的导通/关断控制

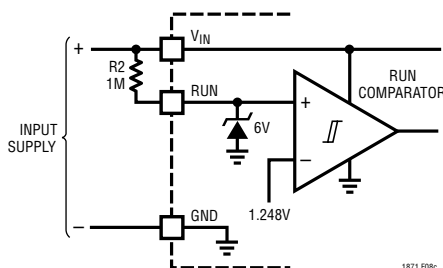


图 8c：RUN 引脚上用于“始终接通”操作的外部上拉电阻

应用信息

应用电路

图1 示出了 LTC1871 一种基本的应用电路。外部元件的选择受负载和输入电源特性的驱动。这里首先分析的拓扑结构是升压型变换器，然后是 SEPIC (单端主电感变换器)。

升压型变换器：占空比的考虑

对于工作于连续导通方式 (CCM) 的升压型变换器，主开关的占空比为：

$$D = \left(\frac{V_O + V_D - V_{IN}}{V_O + V_D} \right)$$

式中的 V_D 是升压二极管的正向电压。对于输入电压接近输出电压的变换器，占空比较低；对于由低压输入电源产生高输出电压的变换器，占空比较大。工作于连续导通方式的升压型变换器最大输出电压为：

$$V_{O(MAX)} = \frac{V_{IN(MIN)}}{(1-D_{MAX})} - V_D$$

LTC1871 的最大占空比为 92% (典型值)。这使得用户能够由低输入电源电压获得高输出电压。

升压型变换器：峰值和平均输入电流

LTC1871 中的控制电路一直在测量输入电流 (可通过采用功率 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 或位于 MOSFET 源极的检测电阻)，因此，输出电流需要折回输入端，以正确选定功率 MOSFET 的大小。根据“输入功率和输出功率在理想状态下是相等的”这一事实，得出最大平均输入电流为：

$$I_{IN(MAX)} = \frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}}$$

峰值输入电流为：

$$I_{IN(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}}$$

最大占空比 D_{MAX} 应在最小 V_{IN} 条件下计算。

升压型变换器：波纹电流 ΔI_L 和“ χ ”因子

上述公式中的常数“ χ ”代表电感器中的峰至峰波纹电流百分比。例如，若选择的是 30% 波纹电流，则 $\chi = 0.30$ ，峰值电流比平均值大 15%。

对于工作于 CCM 的电流模式升压调节器，当占空比大于 50% 时，必须增加斜率补偿，以避免发生次谐波振荡。对 LTC1871 而言，该斜坡补偿是在内部进行的。然而，拥有一个在内部固定的斜坡补偿波形确实对电感值和工作频率有所约束。如果采用的是一个过大的电感器，则相对于内部斜坡补偿，合成电流斜坡 (ΔI_L) 将比较小 (在占空比大于 50% 时)，且变换器操作将接近电压模式 (斜坡补偿降低了电流环路的增益)。如果采用的电感器过小，但变换器仍工作于 CCM (接近严格的导通方式)，则内部斜坡补偿有可能不足以防止次谐波振荡的发生。为了确保良好的电流模式增益并避免次谐波振荡，建议使电感器中的波纹电流处于最大平均电流的 20% 到 40% 范围内。例如，若最大平均输入电流为 1A，则选择一个在 0.2A 到 0.4A 之间的 ΔI_L 以及一个 0.2 到 0.4 之间的“ χ ”值。

升压型变换器：电感器的选择

在操作输入电压范围已定并选择了工作频率和电感器中的波纹电流之后，可采用下式确定电感值：

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

式中：

$$\Delta I_L = \chi \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}}$$

应用信息

请记住升压型变换器**不是**采取短路保护措施。在短路输出条件下，电感器电流仅受输入电源能力的限制。对于要求有短路保护措施的升压型变换器的应用，请参阅应用部分中与 SEPIC 型变换器有关的内容。

所需的电感器最小饱和电流可表达为占空比和负载电流的函数，具体如下：

$$I_{L(SAT)} \geq \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

应在最小输入电压(它将产生最大的电感电流)和最大输出电流的条件下检查电感器的额定饱和电流。

升压型变换器：工作于不连续方式

如图 9 所示，不连续方式操作出现于负载电流低至允许电感电流在开关断开期间流出的时候。一旦电感电流接近于零，开关和二极管电容与电感谐振以形成 1MHz 至 10MHz 的阻尼振铃。如果开关断开的时间足够长，则漏电压将稳定至输入电压。

根据输入电压以及电感器中残余能量的不同，该振铃可能会使功率 MOSFET 的漏极走低至地电位以下，并被体二极管所箝位。该振铃对 IC 无害，且无迹象表明它对 EMI 有明显的影响。任何采用吸振器对其实施阻尼都将使效率下降。

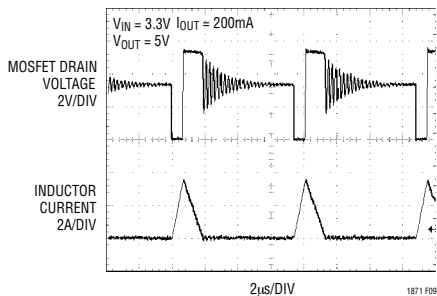


图 9：不连续方式的波形

升压型变换器：电感器磁芯的选择

一旦知道了 L 的数值，就必须选择电感器的类型。高效变换器一般承受不了低成本铁粉磁芯的磁芯损耗，因而不得不采用较昂贵的铁氧体磁芯、坡莫合金磁芯或 Kool Mμ® 磁芯。对于给定的电感值，实际的磁芯损耗与磁芯的大小无关，但与所选的电感关系很大。随著电感的增加，磁芯损耗下降。不幸的是，电感的增加需要更多的线匝数，从而导致铜损增加。通常需要在铁损与铜损之间进行一番权衡取舍。

铁氧体磁芯具有很低磁芯损耗，并在高开关频率下优先选用，这样就可把设计目标集中在如何减少铜损和防止饱和上。铁氧体磁芯材料会发生“硬”饱和，即指当超过峰值设计电流时，电感会迅速遭到破坏，这将导致电感器波纹电流突然增加，并因此使得输出电压波纹增加。**不能让磁芯饱和！**

坡莫合金(由 Magnetics 公司生产)是一种用于环行芯的非常好及低成本磁芯材料，但价格比铁氧体昂贵。Kool Mμ 是这家制造商提供的一种合理的折衷解决方案。

升压型变换器：功率 MOSFET 的选择

在 LTC1871 中，功率 MOSFET 起两个作用：它是电源通路上的主要开关元件，而其 $R_{DS(ON)}$ 是控制环路的电流检测元件。功率 MOSFET 的重要参数包括漏至源极击穿电压 (BV_{DSS})、门限电压 ($V_{GS(TH)}$)、导通电阻 ($R_{DS(ON)}$) 与栅至源极电压之间的关系、栅至源和栅至漏极电荷(分别为 Q_{GS} 和 Q_{GD})、最大漏电流 ($I_{D(MAX)}$) 以及 MOSFET 的热阻 ($R_{TH(JC)}$ 和 $R_{TH(JA)}$)。

栅极驱动电压由 5.2V $INTV_{CC}$ 低压降稳压器设定。因此，在大多数 LTC1871 应用中应采用逻辑电平门限 MOSFET。如果需要进行低电压操作(例如，由一节锂离子电池或一个 3.3V 逻辑电源供电)，则应采用次逻辑电平门限 MOSFET。

Kool Mμ 是 Magnetics 公司的注册商标。

应用信息

应针对应用中的最大实际开关电压密切关注 MOSFET 的 BV_{DSS} 规格。许多逻辑电平器件被限制在 30V 或更低的数值上；由于布局寄生效应的原因，开关节点会在 MOSFET 关断期间产生振铃。采用实际的 PC 板布局 (而不仅仅是实验室的试验板！) 直接在漏极和源极端子的两端检查 MOSFET 开关波形的过度振铃。

在开关导通期间，控制电路将功率 MOSFET 两端的最大压降限制为 150mV 左右 (在低占空比条件下)。因此，峰值电感电流被限制为 $150\text{mV} / R_{DS(ON)}$ 。最大负载电流、占空比和功率 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 之间的关系如下：

$$R_{DS(ON)} \leq V_{SENSE(MAX)} \cdot \frac{1 - D_{MAX}}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \rho_T}$$

在低占空比条件下， $V_{SENSE(MAX)}$ 项一般为 150mV；当占空比为 92% 时，由于斜率补偿的原因，该项降至 100mV 左右，如图 10 所示。 ρ_T 表示 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 的温度系数，通常为 $0.4\%/^{\circ}\text{C}$ 。图 11 示出了一种典型的功率 MOSFET 其归一化的 $R_{DS(ON)}$ 随温度变化的情况。

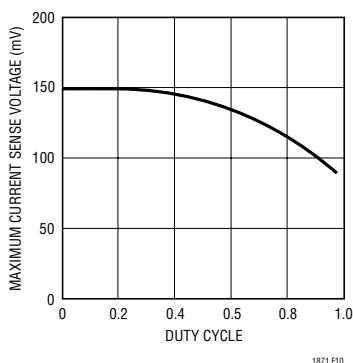


图 10：最大 SENSE 门限电压与占空比的关系

另一种选用功率 MOSFET 的方法是检查对应给定的 $R_{DS(ON)}$ 的最大输出电流，因为 MOSFET 的导通电阻可以是离散值。

$$I_{O(MAX)} = V_{SENSE(MAX)} \cdot \frac{1 - D_{MAX}}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot R_{DS(ON)} \cdot \rho_T}$$

值得注意的是 $I_{O(MAX)}$ 与 $R_{DS(ON)}$ 之间的 $1 - D_{MAX}$ 关系有可能使具有宽输入范围的升压型变换器承受巨大的最大输入和输出电流范围。在某些应用中，从输入电源吸收的最大电流加以限制很重要，此时，应将这一问题考虑在内。

计算功率 MOSFET 开关和导通损耗以及结温

为了计算功率 MOSFET 的结温，必须知道器件消耗的功率。该功率消耗是占空比、负载电流和结温本身的函数 (由于其 $R_{DS(ON)}$ 的正温度系数原因)。因此，通常需要进行一些迭代计算，以确定一个合理的准确值。由于该控制器把 MOSFET 用作开关和检测元件，所以应确保变换器能够在所有的工作条件 (输入电压和温度) 以及制造商数据表所罗列的 $V_{SENSE(MAX)}$ 和 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 最坏规格下提供所需的负载电流。

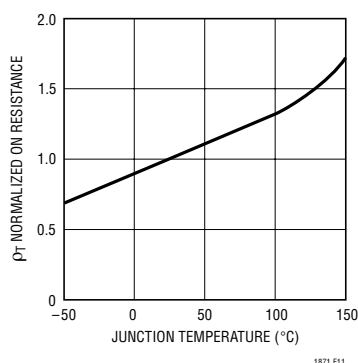


图 11：归一化 $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系

应用信息

MOSFET 在升压型变换器中消耗的功率为：

$$P_{FET} = \left(\frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}} \right)^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D_{MAX} \cdot \rho_T + k \cdot V_O^{1.85} \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{(1-D_{MAX})} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

上面公式中的第一项代表器件中的 I^2R 损耗，第二项为开关损耗。常数 $k = 1.7$ 是与栅极驱动电流成反比关系的经验因子，其单位为电流单位的倒数。

利用以下公式可由功率 MOSFET 的已知功耗求得它的结温：

$$T_J = T_A + P_{FET} \cdot R_{TH(JA)}$$

该公式中将要采用的 $R_{TH(JA)}$ 一般包括器件的 $R_{TH(JC)}$ 加上从外壳到环境温度的热阻 ($R_{TH(CA)}$)。然后，可将该 T_J 值与迭代计算过程中所使用的当初假设数值相比较。

升压型变换器：输出二极管的选择

为了最大限度地提高效率，需要采用具有低正向压降和低反向泄漏的快速开关二极管。升压型变换器中的输出二极管在开关断开期间导通电流。二极管必须承受的峰值反向电压等于稳压器的输出电压。正常操作状态下的平均正向电流等于输出电流，而峰值电流等于峰值电感电流。

$$I_{D(PEAK)} = I_{L(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}}$$

二极管消耗的功率为：

$$P_D = I_{O(MAX)} \cdot V_D$$

以及二极管的结温为：

$$T_J = T_A + P_D \cdot R_{TH(JA)}$$

该公式中将要采用的 $R_{TH(JA)}$ 一般包括该器件的 $R_{TH(JC)}$ 加上从电路板到外壳的环境温度热阻。

请牢记保持较短的二极管引线长度并遵循正确的开关节点布局 (见“电路板布局检查事项”) 以避免振铃过大和功耗增加。

升压型变换器：输出电容器的选择

当针对给定的输出波纹电压选择正确的元件时，必须考虑 ESR (等效串联电阻)、ESL (等效串联电感) 和体电容的影响。图 12e 示出了对于一个典型的升压变换器，这三个参数 (ESR、ESL 和体电容 C) 对输出电压波纹波形的影响。

元件的选择始自确定最大可接受波纹电压 (以输出电压的百分数来表示)，以及应如何在 ESR 阶跃和充电/放电 ΔV 之间分配该波纹。为简单起见，我们将选择 2% 的最大输出波纹在 ESR 阶跃和充电/放电 ΔV 之间等分。根据应用要求的不同，该百分率波纹将发生变化，而且，下面的公式可以容易地修正。

对总波纹电压产生 1% 影响，输出电容器的 ESR 可采用下式来确定：

$$ESR_{COUT} \leq \frac{0.01 \cdot V_O}{I_{IN(PEAK)}}$$

式中：

$$I_{IN(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}}$$

同样对总波纹产生 1% 影响的体电容元件为：

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{O(MAX)}}{0.01 \cdot V_O \cdot f}$$

应用信息

对于许多应用而言，可以选择一种类型的电容器来同时满足其 ESR 和体电容的要求。然而，在某些要求严格的应用中，并联两种或更多种电容器能够显著改善波纹电压。例如，采用低 ESR 陶瓷电容器能最大限度地减小 ESR 阶跃，而电解电容器则可用于提供所需的体电容。

一旦确定了输出电容器 ESR 和体电容，应在一块专用 PC 板上对总波纹电压波形进行验证 (参阅电路板布局部分以了解更多有关元件布局的信息)。实验室的试验板往往会受到过多串联电感的影响 (由于元件间布线的原因)，而这些寄生效应有可能使得开关波形看上去比其在正确设计的 PC 板上要差得多。

如图 12 所示，升压调节器中的输出电容器会经受高 RMS 波纹电流。输出电容器的 RMS 波纹电流为：

$$I_{\text{RMS(COUT)}} \approx I_{\text{O(MAX)}} \cdot \sqrt{\frac{V_{\text{O}} - V_{\text{IN(MIN)}}}{V_{\text{IN(MIN)}}}}$$

请注意电容器制造商所提供的额定波纹电流通常是基于使用寿命仅 2000 小时这种情形。这样建议采用进一步规格的电容器，或选择一个比所要求的额定温度更高的电容器。还可以并联几个电容器以满足设计中的尺寸和高度要求。

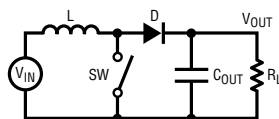
当选择高性能的通孔电容器时，应考虑诸如 Nichicon、United Chemicon 和 Sanyo 这样的公司。Sanyo 公司提供的 OS-CON 半导体介质电容器虽然价格稍高，但具有任何铝电解电容器的最低 ESR 和体积。

在表面安装应用中，可能不要并联多个电容器以满足应用的 ESR 或 RMS 电流处理要求。铝电解电容器和干式钽电容器均可采用表面安装型封装。在

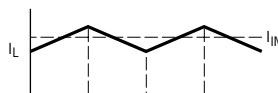
采用钽电容器的场合，关键是电容器须经浪涌测试以便应用于开关电源。AVX TPS 系列表面安装型钽电容器是一种极佳的选择。另外，具有极低 ESR、ESL 和高额定波纹电流的陶瓷电容器目前也已有供应。

升压型变换器：输入电容器的选择

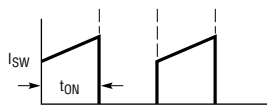
升压型变换器的输入电容器没有输出电容器那么重要，原因是电感器与输入端串联且输入电流波形是连续的 (见图 12b)。输入电压源阻抗决定了输入



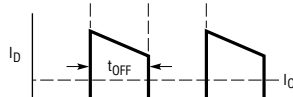
12a：电路图



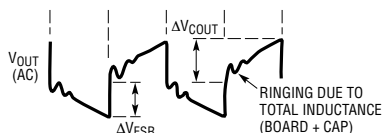
12b：电感器和输入电流



12c：开关电流



12d：二极管和输出电流



12e：输出电压波纹波形

图 12：升压型变换器的开关波形

应用信息

表 1：推荐的元件制造商

制造商	元件	电话	网址
AVX	电容器	(207)282-5111	avxcorp.com
BH Electronics	电感器，变压器	(952)894-9590	bhelectronics.com
Coilcraft	电感器	(847)639-6400	coilcraft.com
Coiltronics	电感器	(407)241-7876	coiltronics.com
Diodes, Inc	二极管	(805)446-4800	diodes.com
Fairchild	MOSFET	(408)822-2126	fairchildsemi.com
General Semiconductor	二极管	(516)847-3000	generalsemiconductor.com
International Rectifier	MOSFET，二极管	(310)322-3331	irf.com
IRC	检测电阻	(361)992-7900	ircct.com
Kemet	钽电容器	(408)986-0424	kemet.com
Magnetics Inc	环形铁心	(800)245-3984	mag-inc.com
Microsemi	电容器	(617)926-0404	microsemi.com
Murata-Erie	电感器，电容器	(770)436-1300	murata.co.jp
Nichicon	电容器	(847)843-7500	nichicon.com
On Semiconductor	二极管	(602)244-6600	onsemi.com
Panasonic	电容器	(714)373-7334	panasonic.com
Sanyo	电容器	(619)661-6835	sanyo.co.jp
Sumida	电感器	(847)956-0667	sumida.com
Taiyo Yuden	电容器	(408)573-4150	t-yuden.com
TDK	电容器，电感器	(562)596-1212	component.tdk.com
Thermalloy	散热器	(972)243-4321	aavidthermalloy.com
Tokin	电容器	(408)432-8020	tokin.com
Toko	电感器	(847)699-3430	tokoam.com
United Chemicon	电容器	(847)696-2000	chemi-con.com
Vishay/Dale	电阻器	(605)665-9301	vishay.com
Vishay/Siliconix	MOSFET	(800)554-5565	vishay.com
Vishay/Sprague	电容器	(207)324-4140	vishay.com
Zetex	小信号分立元件	(631)543-7100	zetex.com

电容器的大小 (其数值范围一般为 10μF 至 100μF)。建议采用一个低 ESR 电容器，尽管这一点并不像对输出电容器时那么重要。

升压型变换器的输入电容器 RMS 波纹电流为：

$$I_{RMS(CIN)} = 0.3 \cdot \frac{V_{IN(MIN)}}{L \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

请注意当电池突然与变换器的输入端相连时，输入电容器中会出现极大的浪涌电流，而且，在这些条件下，钽固体电容器有可能严重受损。**一定要指定经过浪涌测试的电容器！**

突发方式操作和考虑

MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 和电感值的选择还决定了 LTC1871 进入突发方式操作的负载电流。进行突发方式操作时，控制器将峰值电感电流箝位至大约：

$$I_{BURST(PEAK)} = \frac{30mV}{R_{DS(ON)}}$$

它代表了 150mV 最大 SENSE 引脚电压的 20%。对应的平均电流取决于波纹电流的大小。更低电感值 (更高的 ΔI_L) 将减小突发方式操作开始时的负载电流，因为被箝位的是峰值电流。

应用信息

如果 ΔI_L 实质上低于 I_{BURST} ，则在突发方式操作期间输出电压波纹有可能增加。当输入电压很低或选择了一个很大的电感器时就会发生这种现象。在高占空比条件下，一个被跳过的周期使得电感电流迅速衰减至零。然而，因为 ΔI_L 较小，电流需要多个周期才能回升至 $I_{BURST(PEAK)}$ 。在此电感器充电期间，输出电容器必须提供负载电流且输出电压有可能显著下降。一般来说，选择一个处于 $I_{IN(MAX)}$ 的 25% 至 40% 之间的电感器 ΔI_L 值是个良策。另一种方法是增大输出电容器的值或利用 MODE/SYNC 引脚使突发方式操作失效。

可通过把 MODE/SYNC 引脚与一个高逻辑电平电压相连(可以采用一个控制输入或通过把该引脚连接到 $INTV_{CC}$) 来使突发方式操作失效。在该方式中，突发箝位被取消，芯片能够以恒定频率工作于满负载条件下的连续导通方式 (CCM) 到轻负载条件下的极度不连续导通方式 (DCM)。在负载非常小(即小于满负载的 5%) 的情况下进行脉冲跳跃方式操作之前，控制器将以最少的开关导通时间在 DCM 方式下工作。脉冲跳跃防止了极轻负载条件下的输出失控，并减小了输出电压波纹。

效率的考虑： V_{DS} 检测能有多大帮助？

开关稳压器的效率等于输出功率与输入功率相除所得的商 ($\times 100\%$)。百分比效率可表达为：

$$\% \text{ 效率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots),$$

式中的 $L1$ 、 $L2$... 等等是作为输入功率百分比的单独损耗分量。该公式对于分析单独损耗分量以确定效率的限制因素以及做出那种变更能够实现最大的改进往往很有用处。尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但在 LTC1871 的应用电路中，大部分损耗通常来源于四个主要因素：

1. 流入 V_{IN} 的电源电流。 V_{IN} 电流是 DC 电源电流 I_Q (在“电特性”部分给出) 与 MOSFET 驱动器及控制

电流之和。流入 V_{IN} 引脚的 DC 电源流一般为 $550\mu A$ 左右，它是一个随 V_{IN} 的增加而增加的小功率损耗 (远远低于 1%)。驱动器电流产生自功率 MOSFET 栅电容的开关；该电流通常远远大于 DC 电流。每次 MOSFET 接通并随后关断时，一组栅电荷 Q_G 从 $INTV_{CC}$ 转移到地。合成 dQ/dt 是一个必须由外部电源通过 V_{IN} 引脚提供给 $INTV_{CC}$ 电容器的电流。如果 IC 工作于 CCM 方式，则：

$$I_{Q(TOT)} \approx I_Q + f \cdot Q_G$$

$$P_{IC} = V_{IN} \cdot (I_Q + f \cdot Q_G)$$

2. 功率 MOSFET 的开关和导通损耗。选择了利用功率 MOSFET 两端的压降来使电流反馈环路闭合的技术，由于没有采用检测电阻，效率因而有所提高。功率 MOSFET 中的损耗等于：

$$P_{FET} = \left(\frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}} \right)^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D_{MAX} \cdot \rho_T$$

$$+ k \cdot V_0^{1.85} \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

由于未采用分立检测电阻而获得的 I^2R 功率节约几乎可通过检验来计算。

$$P_{R(SENSE)} = \left(\frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}} \right)^2 \cdot R_{SENSE} \cdot D_{MAX}$$

为了弄清采用该 V_{DS} 检测技术所实现的改进程度，设想一下图 1 所示的 3.3V 输入、5V 输出的电源。最大负载电流为 7A (峰值为 10A)，占空比为 39%。假设波纹电流为 40%，峰值电感电流为 13.8A 以及平均值为 11.5A。当最大检测电压为 140mV 左右时，检测电阻值将为 $10m\Omega$ ，该电阻在最大输出电流条件下的功耗为 514mW。假设效率为 90%，该检测电阻的功耗为总输入功率的 1.3%。换句话说，对于本应用，采用 V_{DS} 检测将使效率提高 1.3%。

应用信息

如欲了解有关这些公式中各项的详细说明，请参阅“升压型变换器：功率 MOSFET 的选择”部分。

3. 电感器中的损耗即为 DC 输入电流的平方与绕线电阻的乘积。将该损耗表示为输出电流的函数即得出：

$$P_{R(WINDING)} = \left(\frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}} \right)^2 \cdot R_W$$

4. 升压二极管中的损耗。升压二极管的功耗为：

$$P_{DIODE} = I_{O(MAX)} \cdot V_D$$

升压二极管可能是形成升压型变换器功耗的一个主要因素。对于上文给出的 3.3V 输入、5V 输出和 7A 电流的例子，一个具有 0.4V 正向电压的肖特基二极管将消耗 2.8W 功率（即代表输入功率的 7%）。在低输出电压条件下（此时正向电压是输出电压的一个很大的百分比），二极管损耗有可能变得很重要。

5. 其他损耗，包括 C_{IN} 和 C_O ESR 消耗以及电感器磁芯损耗，通常只占总额外损耗的 2% 以下。

检查瞬态响应

通过观察负载瞬态响应可以验证稳压器环路响应。开关稳压器一般需要几个周期来对阻性负载电流中的瞬时阶跃作出响应。当发生负载阶跃时， V_O 立即产生 (ΔI_{LOAD}) (ESR) 的偏移量，然后， C_O 开始充电或放电（取决于负载阶跃的方向），如图 13 所示。稳压器反馈环路作用于合成误差放大器的输出信号上，使 V_O 返回其稳态值。在此恢复期间，可对 V_O 进行振铃或过冲监视以显示稳定性问题。

再有，当把负载连接到大数值 ($>1\mu F$) 的电源旁路电容器时，会产生更为严重的瞬变现象。放电的旁路电容器与 C_O 有效地并联，引起 V_O 的一个接近

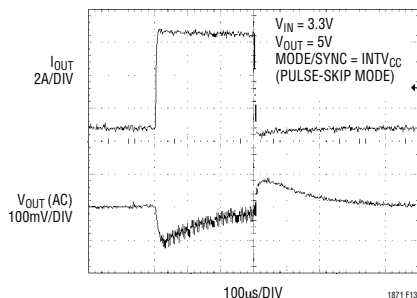


图 13：3.3V 输入、5V 输出的升压型变换器应用 (0.7A 至 7A 阶跃) 的负载瞬态响应

瞬时下降。如果负载开关电阻较小并被快速驱动，则任何稳压器都无法提供足够的电流来防止该问题的发生。唯一的解决方案是限制开关驱动的上升时间，从而达到限制涌入电流 di/dt 至负载。

升压型变换器设计实例

这里提供的设计实例是针对图 1 所示电路的。输入电压为 3.3V，输出电压在最大负载电流 7A（峰值电流为 10A）时为 5V。

1. 占空比为：

$$D = \left(\frac{V_O + V_D - V_{IN}}{V_O + V_D} \right) = \frac{5 + 0.4 - 3.3}{5 + 0.4} = 38.9\%$$

2. 选择脉冲跳跃操作方式，于是 MODE/SYNC 引脚被短接至 INTV_{CC}。
3. 将工作频率选定为 300kHz 以减小电感器的数值。由图 5 可知，从 FREQ 引脚连接到地的电阻为 80k。
4. 选择数值为最大负载电流的 40% 的电感器纹波电流，于是，峰值输入电流（也是最小饱和电流为）：

$$I_{IN(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}} = 1.2 \cdot \frac{7}{1-0.39} = 13.8A$$

应用信息

电感器波纹电流为：

$$\Delta I_L = \chi \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}} = 0.4 \cdot \frac{7}{1-0.39} = 4.6A$$

因此，电感值为：

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX} = \frac{3.3V}{4.6A \cdot 300kHz} \cdot 0.39 = 0.93\mu H$$

所选的元件是 Sumida 公司制造的 1 μH 电感器 (型号为 CEP125-H 1ROMH)，其饱和电流大于 20A。

5. 当 IC 的输入电压自举至电源的输出电压 (5V) 时，可采用一个逻辑电平 MOSFET。由于占空比为 39%，所以最大 SENSE 引脚门限电压从其低占空比时的 150mV (典型值) 降至约 140mV。假设 MOSFET 的结温为 125°C，则室温条件下的 MOSFET $R_{DS(ON)}$ 应小于：

$$R_{DS(ON)} \leq V_{SENSE(MAX)} \cdot \frac{1-D_{MAX}}{\left(1+\frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \rho_T}$$

$$= 0.140V \cdot \frac{1-0.39}{\left(1+\frac{0.4}{2}\right) \cdot 7A \cdot 1.5} = 6.8m\Omega$$

采用的 MOSFET 是 Fairchild 公司的 FDS7760A，它在 4.5V V_{GS} 条件下的最大 $R_{DS(ON)}$ 为 8m Ω ， BV_{DSS} 高于 30V，5V V_{GS} 条件下的栅电荷为 37nC。

6. 本设计所采用的二极管必须能处理一个 10A 的最大 DC 输出电流，并为 V_{OUT} 的最小反向电压 (或 5V) 设置额定参数。由于其功耗较大，故选用了 On Semiconductor 公司的 25A、15V 二极管 (MBRB2515L)。
7. 输出电容器往往包括一个大数值的体电容连接一个并联的小数值低 ESR 陶瓷电容器。根据最大输出波纹电压为 1% (或 50mV)，体电容需大于：

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{OUT(MAX)}}{0.01 \cdot V_{OUT} \cdot f} = \frac{7A}{0.01 \cdot 5V \cdot 300kHz} = 466\mu F$$

该电容器的 RMS 额定波纹电流需要超过：

$$I_{RMS(COUT)} \geq I_{O(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{V_O - V_{IN(MIN)}}{V_{IN(MIN)}}} = 7A \cdot \sqrt{\frac{5V - 3.3V}{3.3V}} = 5A$$

为满足这一高 RMS 电流要求，需采用四个由 Panasonic 公司提供的 150 μF 电容 (EEFUEOJ151R)。并联于这些体电容是两个 22 μF 、低 ESR (X5R) Taiyo Yuden 公司提供的陶瓷电容器 (JMK325BJ226MM) 以降低 HF 噪声。利用一个直接连接输出电容器两端的示波器探头来检查输出波纹，而此处流有 HF 开关电流。

8. 为升压型变换器选择的输入电容器取决于电源阻抗和变换器能安全地承受的输入纹波大小。针对本特定设计以及实验室的配置，需要一个 100 μF Sanyo Poscap (6TPC 100M) 与两个 Taiyo Yuden 公司的 22 μF 陶瓷电容器 (JMK325BJ226MM) 并联 (输入和回路线的长度被保持在几英寸，但峰值输入电流接近 20A!)。与输出节点一样，利用一个跨接在输入电容器两端的示波器探头来检查输入波纹。

电路布局检查事项

- 为了最大限度地降低开关噪声并改善输出负载调节，LTC1871 的 GND 引脚应直接连接到 1) INTV_{CC} 去耦电容器的负端；2) 输出去耦电容器的负端；3) 功率 MOSFET 的源极或检测电阻的底端；4) 输入电容器的负端和 5) 至少一个至紧靠著引脚 6 的接地平面通路。PC 板顶层上的接地轨迹应尽可能短

应用信息

而宽，以使串联电阻和电感最小化。

2. 请注意多层PC板中的接地环路。设法在电路板上保留一个中心接地节点，并采用输入电容器来避

免高输出电流电源产生过大的输入波纹。如果接地平面将用于大DC电流，则需采用一条远离小信号元件的路径。

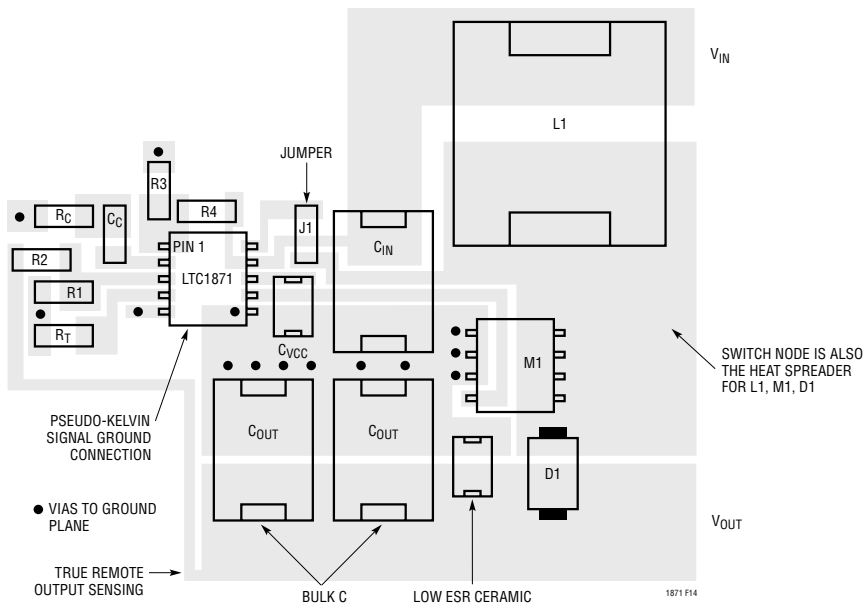


图 14 : LTC1871 升压型变换器的建议布局

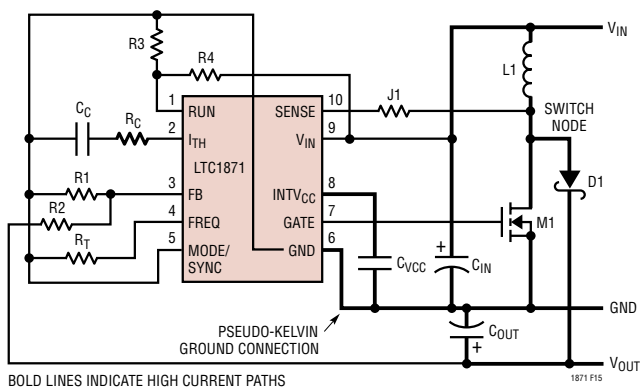


图 15 : LTC1871 升压型变换器的布局图

应用信息

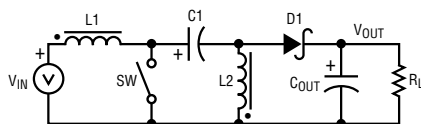
3. 把 C_{VCC} 电容器放置在 IC 封装上的 $INTV_{CC}$ 和 GND 引脚的近旁。该电容器承受了巨大的 di/dt MOSFET 栅极驱动电流。这里, 采用一个低 ESR 和 ESL 的 $4.7\mu F$ 陶瓷电容器起到了很好的作用。
4. 始自输出电容器的底端并经功率 MOSFET、升压二极管及经输出电容器返回的这一高 di/dt 环路应尽可能地紧密, 以减少感性振铃。电感过大能导致功率 MOSFET 上应力的增大和输出端 HF 噪声的增加。如果在输出端采用低 ESR 陶瓷电容器来降低输出噪声, 则应把这些电容器放置在升压二极管的近旁, 以把串联电感保持在最小值上。
5. 通过直接在功率 MOSFET 的两端测量其漏至源极电压来检查功率 MOSFET 上的应力(把一个示波器探头的地直接定位在 PC 板的源极上)。请注意感性振铃, 它有可能超过 MOSFET 规定的最大额定电压。如果该振铃不能避免并超过了器件的最大额定值, 则应选择一个更高电压的器件或指定一个适用于雪崩的功率 MOSFET。不是所有的 MOSFET 生产出来就是完全相同的(有些一致性较好)。
6. 把小信号元件放置在远离高频开关节点的地方。在图 14 所示的布局中, 所有的小信号元件都被安放在 IC 的一侧, 而功率元件则全部放置在另一侧。这也允许对信号地采用伪开尔文(pseudo-Kelvin)连接法, 此时, 高 di/dt 栅极驱动器电流沿一个方向流出 IC 的接地引脚(至 $INTV_{CC}$ 去耦电容器的底部板面), 而小信号电流则沿另一个方向流动。
7. 如果在功率 MOSFET 的源极中采用了一个检测电阻, 则应最大限度地减小 SENSE 引脚轨迹与任何高频开关节点之间的电容。LTC1871 包含一个约 180ns 的内部前沿消隐时间, 对于大多数应用而言应该是足够了。
8. 为了实现优化的负载调节和真正的遥测, 输出电阻分压器的顶部应与输出电容器的顶部独立相连(开尔文连接), 并远离任何的高 dV/dt 轨迹。将分压电

阻器放置在 LTC1871 的附近, 以保持较短的高阻抗 FB 节点。

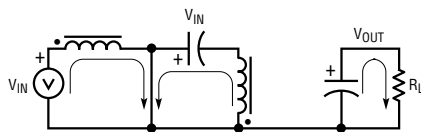
9. 对于有多个开关功率变换器连接至相同输入电源的应用来说, 要确定 LTC1871 的输入滤波电容器没有与其他变换器共用。来自另一个变换器的 AC 输入电流会引发实际的输入电压波纹, 这会影响 LTC1871 的操作。在 LTC1871 的 C_{IN} 与实际电源 V_{IN} 之间设置几英寸的 PC 轨迹或导线 ($L \approx 100nH$) 应足以防止出现电流共用问题。

SEPIC 型变换器应用

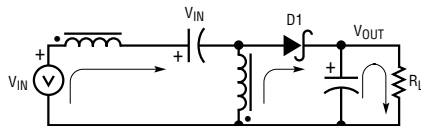
LTC1871 还很适用于 SEPIC(单端主电感变换器)型变换器应用。图 16 所示的 SEPIC 型变换器采用了两个电感器。SEPIC 型变换器的优点是输入电压既可以高于也可以低于输出电压, 且对输出提供了短路保护。



16a : SEPIC 拓扑结构



16b : 开关导通期间的电流流动

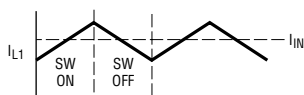


16c : 开关断开期间的电流流动

图 16 : SEPIC 拓扑结构和电流流动

应用信息

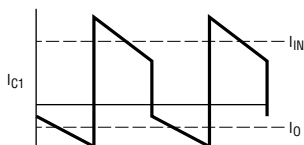
第一个电感器 L1 再加上主开关即类似一个升压型变换器。第二个电压器 L2 和输出二极管 D1 则近似一个反激或升压-降压型变换器。两个电感器 L1 和 L2 可以是独立的，也可以绕在相同的磁芯上，因为在整个开关周期中 L1 和 L2 加有相同的电压。使 $L1 = L2$ 并把它们绕在相同的磁芯上，则输入波纹将随成本和尺寸的下降而减小。下文所有的 SEPIC 应用信息均假设 $L1 = L2 = L$ 。



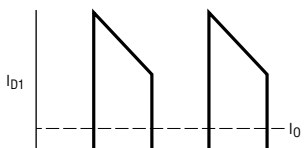
17a : 输入电感电流



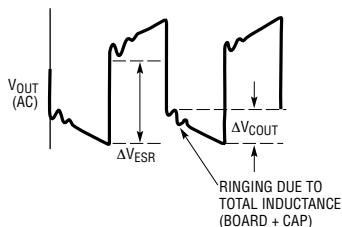
17b : 输出电感电流



17c : DC 去耦电容器电流



17d : 二极管电流



17e : 输出纹波电压

图 17 : SEPIC 型变换器开关波形

SEPIC 型变换器：占空比的考虑

对于一个工作于连续导通方式 (CCM) 的 SEPIC 型变换器，主开关的占空比为：

$$D = \left(\frac{V_O + V_D}{V_{IN} + V_O + V_D} \right)$$

式中的 V_D 为二极管的正向电压。对于输入电压接近输出电压的变换器而言，占空比约为 50%。

SEPIC 型变换器的最大输出电压为：

$$V_{O(MAX)} = (V_{IN} + V_D) \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}} - V_D \frac{1}{1 - D_{MAX}}$$

LTC1871 的最大占空比为 92% (典型值)。

SEPIC 型变换器：峰值和平均输入电流

LTC1871 中的控制电路是测量输入电流 (通过采用功率 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 或位于 MOSFET 源极的一个检测电阻)，因此，输出电流需折回输入端，以正确选定功率 MOSFET。根据“输入功率和输出功率在理想状态下是相等的”这一事实，SEPIC 型变换器的最大输入电流为：

$$I_{IN(MAX)} = I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

峰值输入电流为：

$$I_{IN(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

最大占空比 D_{MAX} 应在最小 V_{IN} 条件下计算。

常数“ χ ”代表电感器中的纹波电流相对其最大值的因数。例如，若选择的是 30% 纹波电流，则 $\chi = 0.30$ ，且峰值电流比平均值大 15%。

这里值得注意的是，工作于高占空比条件下 (即由一个低输入电压生成一个高输出电压) 的 SEPIC 型

应用信息

变换器能具有很高的输入电流(相对于输出电流)。一定要进行检查以确保最大负载电流不会使输入电源过载。

SEPIC 型变换器：电感器的选择

对大多数 SEPIC 应用而言，相同的电感值将处于 10μH 至 100μH 的范围内。较大的电感值将减小输入波纹电压和磁芯损耗。而选择较小的电感值则可减小实际尺寸并改善瞬态响应。

与升压型变换器相似，SEPIC 型变换器的输入电流也是在满负载电流和最小输入电压的条件下计算的。峰值电感电流能远远大于输出电流，特别是在采用较小电感器和较轻负载时。下列公式假设进行的是 CCM 操作，并计算出了最小 V_{IN} 条件下的最大峰值电感电流。

$$I_{L1(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{V_O + V_D}{V_{IN(MIN)}}$$

$$I_{L2(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{V_{IN(MIN)} + V_D}{V_{IN(MIN)}}$$

电感器中的波纹电流一般为 $V_{IN(MIN)}$ 、 $I_{O(MAX)}$ 和 $\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2}$ 条件下的最大平均输入电流的 20% 到 40% (即“ χ ”的范围在 0.20 到 0.40 之间)。将此波纹电流表达为输出电流的函数即可导出下列用于计算电感值的公式：

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

式中：

$$\Delta I_L = \chi \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

使 $L1 = L2$ 并将它们绕在相同的磁芯上，由于互感的原因，上面公式中的电压值被替代为 $2L$ 。这样做保持了电感器中相同的波纹电流和能量存储。例如，

Coiltronix 公司的 CTX10-4 是一种具有两个绕组的 10μH 电感器。当绕组并联时，利用 4A 的额定电流即可获得 10μH 的电感(匝数并未改变，但是线直径增加了一倍)。将两个绕组分开即形成两个 10μH 电感器，每个电感器的额定电流为 2A。于是，代入 $2L$ 会生成以下用于耦合电感器的公式：

$$L1 = L2 = \frac{V_{IN(MIN)}}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

指定最大电感电流以安全处理上面公式中规定的 $I_{L(PK)}$ 。电感器的额定饱和电流应在最小输入电压(这生成最大的电感电流)和最大输出电流的条件下检查。

SEPIC 型变换器：功率 MOSFET 的选择

在 LTC1871 中，功率 MOSFET 起两个作用：它是电源通路中的主开关元件，而其 $R_{DS(ON)}$ 则是控制环路的电流检测元件。功率 MOSFET 的重要参数包括漏至源极击穿电压 (BV_{DSS})、门限电压 ($V_{GS(TH)}$)、导通电阻 ($R_{DS(ON)}$) 与栅至源极电压之间的关系、栅至源和栅至漏极电荷(分别为 Q_{GS} 和 Q_{GD})、最大漏电流 ($I_{D(MAX)}$) 以及 MOSFET 的热阻 ($R_{TH(JC)}$ 和 $R_{TH(JA)}$)。

栅极驱动电压由 5.2V $INTV_{CC}$ 低压降稳压器设定。因此，在大多数 LTC1871 应用中应采用逻辑电平门限 MOSFET。如果需要低输入电压操作(例如，由一节锂离子电池供电)，则应采用次逻辑电平门限 MOSFET。

在 SEPIC 型变换器中，MOSFET 开关在关断期间必须承受的最大电压为输入与输出电压之和 ($V_O + V_{IN}$)。因此，必须针对应用中的最大实际开关电压而认真留意 MOSFET 的 BV_{DSS} 规格。许多逻辑电平器件被限制为 30V 或更低。直接在功率 MOSFET 的漏极和源极的两端对开关波形进行检查，以确保 V_{DS} 保持在器件的最大额定电压以下。

应用信息

在 MOSFET 导通期间，控制电路将功率 MOSFET 两端的最大压降限制为约 150mV (在低占空比条件下)。于是，峰值电感电流被限制为 $150\text{mV}/R_{\text{DS(ON)}}$ 。最大负载电流、占空比和功率 MOSFET 的 $R_{\text{DS(ON)}}$ 之间的关系为：

$$R_{\text{DS(ON)}} \leq \frac{V_{\text{SENSE(MAX)}}}{I_{\text{O(MAX)}}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \rho_{\text{T}}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{V_{\text{O}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN(MIN)}}}\right) + 1}$$

在低占空比条件下， $V_{\text{SENSE(MAX)}}$ 项一般为 150mV，当占空比为 92% 时，由于斜率补偿的原因，该项降至约 100mV；如图 8 所示。分母中的常数“ χ ”代表电感器中波纹电流相对其最大电流。例如，若选择的是 30% 波纹电流，则 $\chi = 0.30$ 。 ρ_{T} 项表示的是 MOSFET 的 $R_{\text{DS(ON)}}$ 温度系数，通常为 $0.4\%/^{\circ}\text{C}$ 。图 9 示出了一个典型的功率 MOSFET 其归一化接通电阻 $R_{\text{DS(ON)}}$ 随温度的变化情况。

另一种选用功率 MOSFET 的方法是检查对应给定 $R_{\text{DS(ON)}}$ 的最大输出电流，因为 MOSFET 的导通电阻可以是离散值。

$$I_{\text{O(MAX)}} \leq \frac{V_{\text{SENSE(MAX)}}}{R_{\text{DS(ON)}}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \rho_{\text{T}}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{V_{\text{O}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN(MIN)}}}\right) + 1}$$

计算功率 MOSFET 开关和导通损耗以及结温

为了计算功率 MOSFET 的结温，必须知道器件消耗的功率。该功率消耗是占空比、负载电流和结温本身的函数。因此，通常需要进行一些迭代计算，以确定一个合理的准确值。由于该控制器把 MOSFET 用作开关和检测元件，所以应确保变换器能够在所有的工作条件（负载、输入电压和温度）以及制造商的数据表所罗列的 $V_{\text{SENSE(MAX)}}$ 和功率 MOSFET 的 $R_{\text{DS(ON)}}$ 的最坏规格下提供所需的负载电流。

SEPIC 型变换器中的 MOSFET 消耗的功率为：

$$P_{\text{FET}} = \left(I_{\text{O(MAX)}} \cdot \frac{D_{\text{MAX}}}{1 - D_{\text{MAX}}} \right)^2 \cdot R_{\text{DS(ON)}} \cdot D_{\text{MAX}} \cdot \rho_{\text{T}} + k \cdot (V_{\text{IN(MIN)}} + V_{\text{O}})^{1.85} \cdot I_{\text{O(MAX)}} \cdot \frac{D_{\text{MAX}}}{1 - D_{\text{MAX}}} \cdot C_{\text{RSS}} \cdot f$$

上面公式中的第一项代表器件中的 I^2R 损耗，第二项为开关损耗。常数 $k = 1.7$ 是与栅极驱动电流成反比关系的经验因子，其单位为电流单位的倒数。

利用以下公式可由功率 MOSFET 的已知功耗求得它的结温：

$$T_{\text{J}} = T_{\text{A}} + P_{\text{FET}} \cdot R_{\text{TH(JA)}}$$

该公式将要采用的 $R_{\text{TH(JA)}}$ 一般包括器件的 $R_{\text{TH(JC)}}$ 加上从电路板到外壳内的环境温度的热阻。然后可将该 T_{J} 值与迭代计算过程中所使用的当初假设结温相比较。

SEPIC 型变换器：输出二极管的选择

为了最大限度地提高效率，需要采用具有低正向压降和低反向泄漏的快速开关二极管。SEPIC 型变换器中的输出二极管在开关断开期间导通电流。二极管必须承受的峰值反向电压等于 $V_{\text{IN(MAX)}} + V_{\text{O}}$ 。正常操作状态下的平均正向电流等于输出电流，峰值电流为：

$$I_{\text{D(PEAK)}} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{\text{O(MAX)}} \cdot \left(\frac{V_{\text{O}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN(MIN)}}} + 1\right)$$

该二极管的功耗为：

$$P_{\text{D}} = I_{\text{O(MAX)}} \cdot V_{\text{D}}$$

应用信息

以及二极管的结温为：

$$T_J = T_A + P_D \cdot R_{TH(JA)}$$

该公式中将要采用的 $R_{TH(JA)}$ 一般包括器件的 $R_{TH(JC)}$ 加上从电路板到外壳内的环境温度的热阻。

SEPIC 型变换器：输出电容器的选择

由于现今的电解电容器、钽电容器和陶瓷电容器的性能均有所提高，因此，工程师们在选择对应给定输出波纹电压的正确元件时需要考虑 ESR (等效串联电阻)、ESL (等效串联电感) 和体电容的影响。图 17 示出了对于一个典型的耦合电感器 SEPIC 型变换器，这三个参数 (ESR、ESL 和体电容) 对输出电压波纹波形的影响。

元件的选择始自确定最大可接受波纹电压 (以输出电压的百分数来表示) 以及应如何在 ESR 阶跃和充电/放电 ΔV 之间分配该波纹。为简单起见，我们将选择 2% 的最大输出波纹在 ESR 阶跃和充电/放电 ΔV 之间等分。根据应用要求的不同，该百分率纹波将发生变化，而且，下面的公式可以容易地修正。

对于总波纹电压产生 1% 影响，输出电容器的 ESR 可采用下式来确定：

$$ESR_{COUT} \leq \frac{0.01 \cdot V_O}{I_{D(PEAK)}}$$

式中：

$$I_{D(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \left(\frac{V_O + V_D}{V_{IN(MIN)}} + 1\right)$$

同样对总波纹产生 1% 影响的体电容元件为：

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{O(MAX)}}{0.01 \cdot V_O \cdot f}$$

对于许多应用而言，可以选择一种类型的电容器来同时满足其 ESR 和体电容的设计。然而，在某些要

求严格的应用中，并联两种或更多种电容器能够显著改善波纹电压。例如，采用低 ESR 陶瓷电容器能最大限度地减小 ESR 阶跃，而电解电容器和钽电容器则可用于提供所需的体电容。

一旦确定了输出电容器 ESR 和体电容，应在一块专用 PC 板上对总波纹电压波形进行验证 (参阅电路板布局部分以了解更多有关元件布局的信息)。实验室的试验板往往会受到过多串联电感的影响 (由于元件间布线的原因)，而这些寄生效应有可能使得开关波形看上去比其在正确设计的 PC 板上要差得多。

如图 17 所示，SEPIC 稳压器中的输出电容器会经受高 RMS 波纹电流，输出电容器的 RMS 波纹电流为：

$$I_{RMS(COUT)} = I_{O(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{V_O}{V_{IN(MIN)}}}$$

请注意电容器制造商所提供的额定波纹电流通常是基于使用寿命仅 2000 小时这种情形的。这样建议采用进一步规格的电容器，或选择一个针对比所要求额定温度更高的电容器。还可以并联几个电容器以满足设计中的尺寸和高度要求。

当选择高性能的通孔电容器时，应考虑诸如 Nichicon、United Chemicon 和 Sanyo 这样的公司。Sanyo 公司提供的 OS-CON 半导体介质电容器虽然价格稍高，但具有任何铝电解电容器的最低 ESR 和体积。

在表面安装应用中，可能要并联多个电容器以满足应用的 ESR 或 RMS 电流处理要求。铝电解电容器和干式钽电容器均有表面安装型封装。在采用钽电容器的场合，关键是电容器须经浪涌测试以便应用于开关电源。AVX TPS 系列表面安装型钽电容器是一种极佳的选择。另外，具有极低 ESR、ESL 和高额定波纹电流的陶瓷电容器目前也已有供应。

应用信息

SEPIC 型变换器：输入电容器的选择

SEPIC 变换器的输入电容器没有输出电容器那么重要，因为电感器与输入端串联且输入电流波形为三角形。输入电压源阻抗决定了输入电容器的大小（其数值范围一般为 $10\mu\text{F}$ 到 $100\mu\text{F}$ ）。建议采用一个低 ESR 电容器，尽管这一点并不像对输出电容器那么重要。

SEPIC 型变换器的输入电容器 RMS 波纹电流为：

$$I_{\text{RMS(CIN)}} = \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \Delta I_L$$

请注意当电池突然与变换器的输入端相连时，输入电容器中会出现很大的浪涌电流，而且，在这些条件下，钽固体电容器有可能严重受损。**一定要指定经过浪涌测试的电容器！**

SEPIC 型变换器：选择 DC 去耦电容器

图 16 中的去耦电容器 C1 呈现出如图 17 所示的近似矩形电流波形。在开关断开期间，流经 C1 的电流为 $I_O(V_O/V_{IN})$ ，而在导通期间则流过大约 $-I_O$ 的电流。该电流波形在 C1 上产生了一个三角形波纹电压：

$$\Delta V_{C1(P-P)} = \frac{I_{O(\text{MAX})}}{C1 \cdot f} \cdot \frac{V_O}{V_{IN} + V_O + V_D}$$

于是，C1 上的最大电压为：

$$V_{C1(\text{MAX})} = V_{IN} + \frac{\Delta V_{C1(P-P)}}{2}$$

该值一般接近 $V_{IN(\text{MAX})}$ 。流经 C1 的波纹电流为：

$$I_{\text{RMS(C1)}} = I_{O(\text{MAX})} \cdot \sqrt{\frac{V_O + V_D}{V_{IN(\text{MIN})}}}$$

为 DC 去耦电容器选定的参数值通常由最小值开始并能够满足以下条件：1) RMS 电流要求和 2) 峰值电压要求（一般接近 V_{IN} ）。低 ESR 陶瓷电容器和钽电容器能起到很好的作用。

SEPIC 型变换器设计实例

这里给出的设计实例是针对图 18 所示电路。输入电压为 5V 至 15V，在最大负载电流为 1.5A（峰值为 2A）的条件下，输出电压为 12V。

1. 占空比范围为：

$$D = \left(\frac{V_O + V_D}{V_{IN} + V_O + V_D} \right) = 45.5\% \text{ 至 } 71.4\%$$

2. 选择了脉冲跳跃操作方式，因此 MODE/SYNC 引脚被短接至 INTV_{CC}。

3. 选择 300kHz 的工作频率，以减小电感器的尺寸；从 FREQ 引脚连接到地的电阻为 80k。

4. 选择 40% 的电感器波纹电流，于是峰值输入电流（也是最小饱和电流）为：

$$\begin{aligned} I_{L1(\text{PEAK})} &= \left(1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot I_{O(\text{MAX})} \cdot \frac{V_O + V_D}{V_{IN(\text{MIN})}} \\ &= \left(1 + \frac{0.4}{2} \right) \cdot 1.5 \cdot \frac{12 + 0.5}{5} = 4.5\text{A} \end{aligned}$$

电感器峰值电流为：

$$\begin{aligned} \Delta I_L &= \chi \cdot I_{O(\text{MAX})} \cdot \frac{D_{\text{MAX}}}{1 - D_{\text{MAX}}} \\ &= 0.4 \cdot 1.5 \cdot \frac{0.714}{1 - 0.714} = 1.5\text{A} \end{aligned}$$

应用信息

这样，电感值为：

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX} = \frac{5}{2 \cdot 1.5 \cdot 300k} \cdot 0.714 = 4\mu H$$

所选的元件是BH Electronics公司提供的BH510-1007，其具有8A饱和电流的。

5. 对于5V的最小输入电压，应只考虑逻辑电平功率MOSFET。由于最大占空比为71.4%，故最大SENSE引脚门限电压从其低占空比条件下的150mV典型值降至约120mV。假设MOSFET的结温为125°C，则室温条件下的MOSFET的 $R_{DS(ON)}$

应小于：

$$R_{DS(ON)} \leq \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{O(MAX)}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{X}{2}\right) \cdot \rho_T} \cdot \frac{1}{\left(\frac{V_O + V_D}{V_{IN(MIN)}}\right) + 1}$$

$$= \frac{0.12}{1.5} \cdot \frac{1}{1.2 \cdot 1.5} \cdot \frac{1}{\left(\frac{12.5}{5}\right) + 1} = 12.7m\Omega$$

对于SEPIC型变换器，开关 BV_{DSS} 额定值必须大于 $V_{IN(MIN)} + V_O$ (或27V)。这与IRF7811W接近，其额定至30V，该器件在 $V_{GS} = 4.5V$ 时的最高室温 $R_{DS(ON)}$ 为12mΩ。

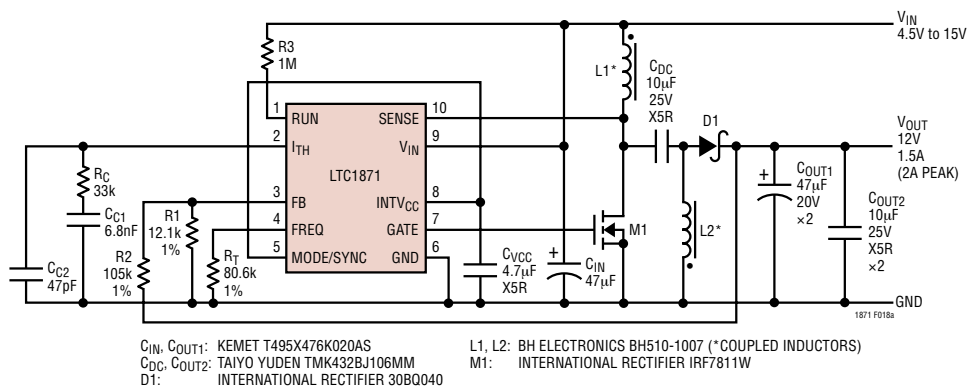


图18a：4.5V至15V输入、12V/2A输出的SEPIC型变换器

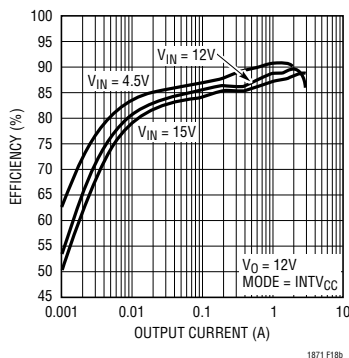


图18b：SEPIC效率与输出电流的关系

应用信息

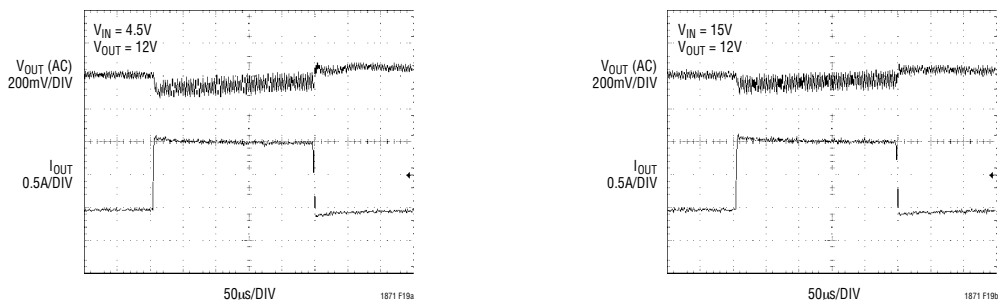


图 19：LTC1871 SEPIC 型变换器的负载阶跃响应

6. 本设计所采用的二极管必须能处理一个 2A 的最大 DC 输出电流，并针对数值为 $V_{IN} + V_{OUT}$ (或 27V) 的最小反向电压来设置额定参数。International Rectifier 公司提供的 3A、40V 二极管 (30BQ040) 因其具有小外形尺寸、较低的正向压降以及在高温可接受的反向泄漏而被选用。
7. 输出电容器往往包括一个高值电容连接一个并联的小数值低 ESR 陶瓷电容器。根据最大输出波纹电压为 1% (或 120mV)，体电容需大于：

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{OUT(MAX)}}{0.01 \cdot V_{OUT} \cdot f} = \frac{1.5A}{0.01 \cdot 12V \cdot 300kHz} = 41\mu F$$

该电容器的 RMS 额定纹波电流需要超过：

$$I_{RMS(COUT)} \geq I_{O(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{V_O}{V_{IN(MIN)}}} = 1.5A \cdot \sqrt{\frac{12V}{5V}} = 2.3A$$

为满足这一高 RMS 电流要求，需采用两个由 Kemet 公司提供的 47 μ F 电容器 (T495X476K020AS)。因此，输出纹波电压是较低的 50mV 至 60mV。另外还增加了两个 Taiyo Yuden 公司提供的 10 μ F 低 ESR(X5R) 陶瓷电容器 (TMK432BJ106MM) 并联这

两个钽电容，以实现 HF 降噪。利用一个直接跨接在输出电容器两端的示波器探头来检查输出波纹，而此处流有 HF 开关电流。

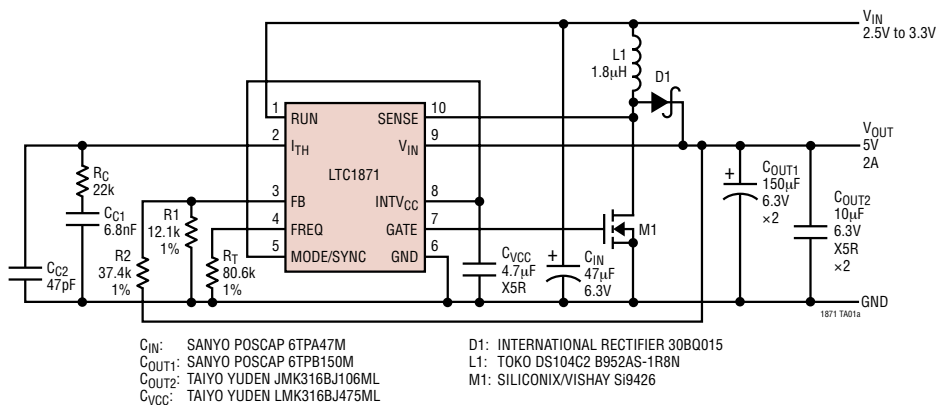
8. SEPIC 型变换器的输入电容器选择取决于电源的阻抗和变换器能安全承受的输入波纹大小。针对本特定设计以及实验室的配置，采用一个 Kemet 公司的 47 μ F 钽电容器 (T495X476K020AS) 便足够了。与输出节点一样，利用一个跨接在输入电容器两端的示波器探头来检查输入波纹。如果发现有 HF 开关噪声，则采用一个尽可能靠近 V_{IN} 和 GND 引脚的低 ESR、X5R 陶瓷电容器对输入进行去耦不失为良策。
9. SEPIC 型变换器中的 DC 去耦电容器是根据其 RMS 电流要求来选择的，而且，其额定值必须针对最小 V_{IN} 电压与 AC 波纹电压之和来设置。首先确定能满足 RMS 电流要求的最小值，然后再检查波纹电压，以确保其未超过 DC 额定值。

$$I_{RMS(CI)} \geq I_{O(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{V_O + V_D}{V_{IN(MIN)}}} = 1.5A \cdot \sqrt{\frac{12V + 0.5V}{5V}} = 2.4A$$

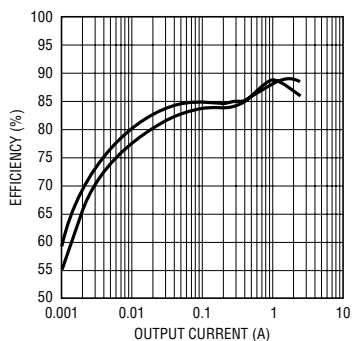
对于本设计，采用一个 Taiyo Yuden 公司的 10 μ F 低 ESR(X5R) 陶瓷电容器 (TMK432BJ106MM) 已足够。

典型应用

2.5V 至 3.3V 输入、5V/2A 输出的升压型变换器



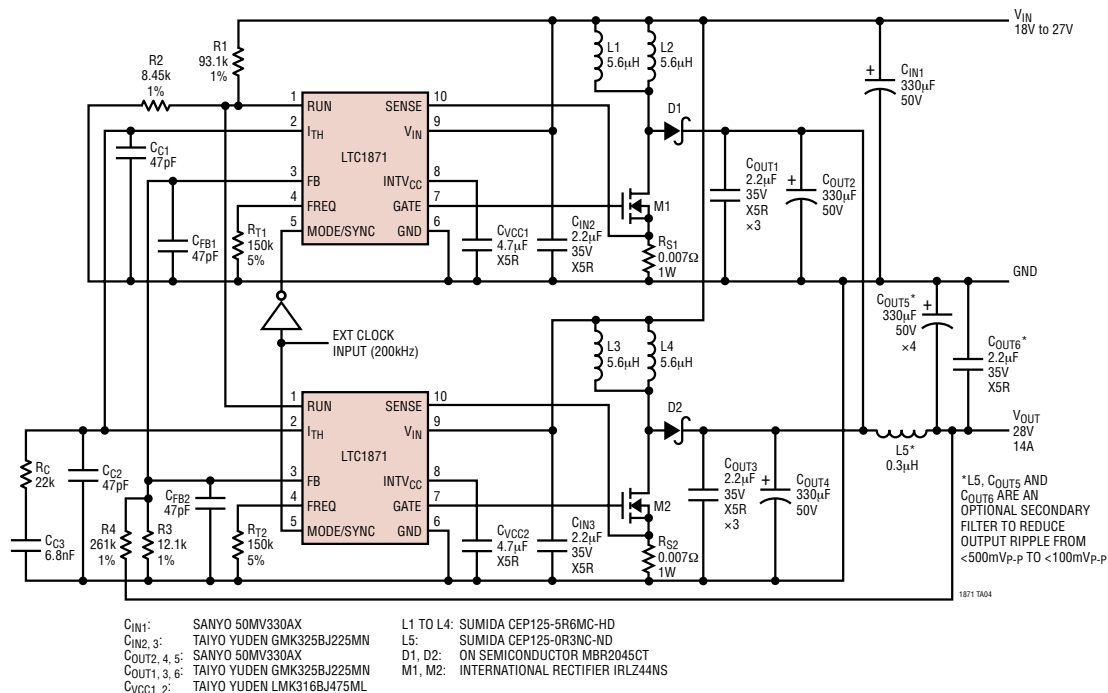
2.5V 和 3.3V 输入时的输出效率



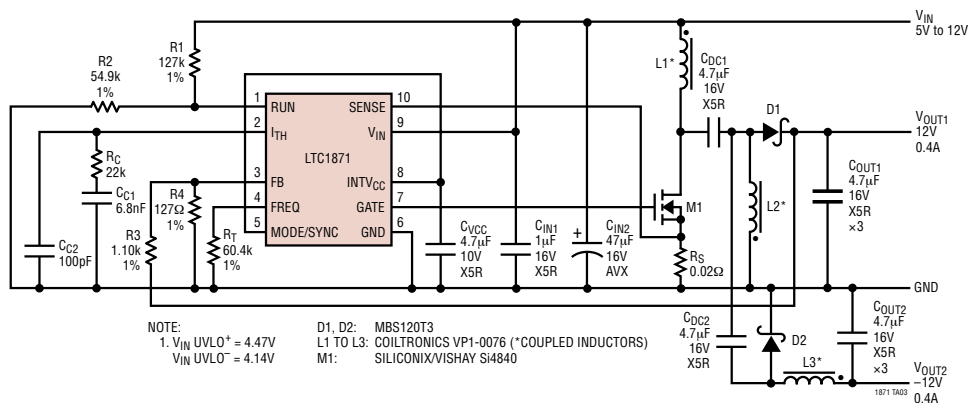
1871 TA01b

典型应用

18V 至 27V 输入、28V 输出、400W 两相、低波纹、同步 RF 基站电源 (升压型)

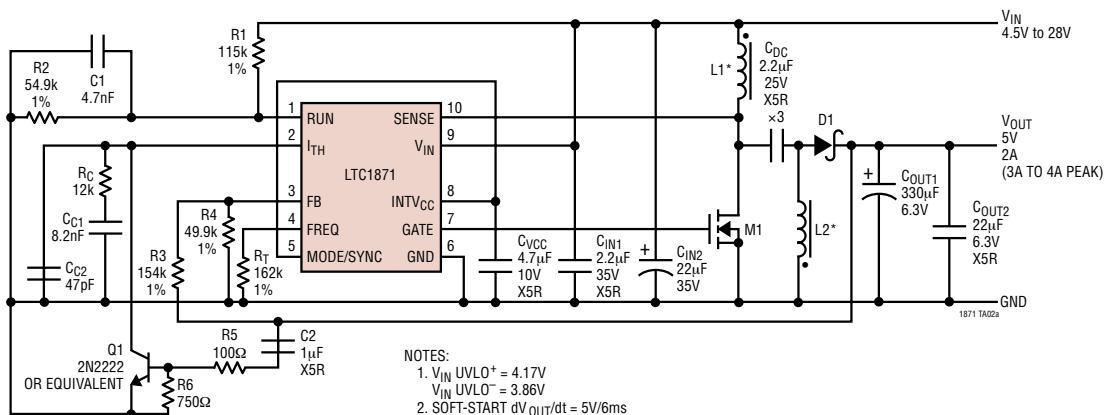


具有欠压关断功能的5V至12V输入、±12V/0.2A输出的SEPIC型变换器



典型应用

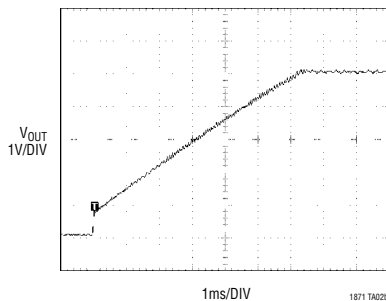
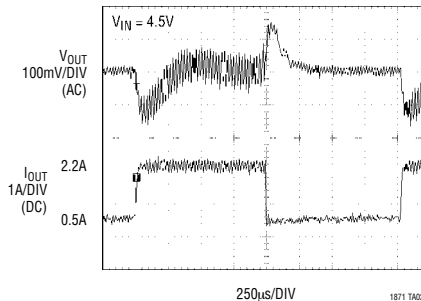
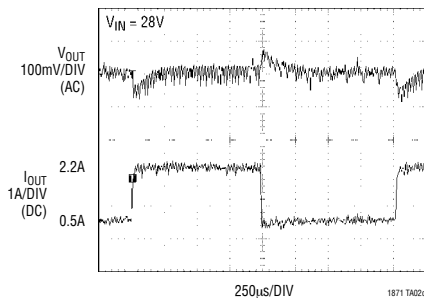
具有欠压关断和软起动功能的 4.5V 至 28V 输入、5V/2A 输出的 SEPIC 型变换器



CIN1, CDC: TAIYO YUDEN GMK325BJ225MN
CIN2: AVX TPSE226M035R0300
COUT1: SANYO 6TPB330M
COUT2: TAIYO YUDEN JMK325BJ226MN

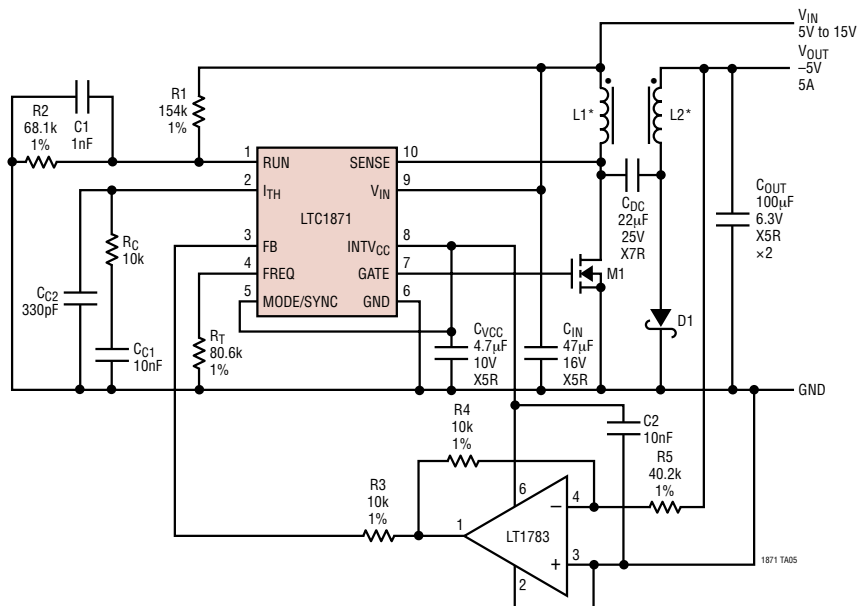
CVCC: LMK316BJ475ML
D1: INTERNATIONAL RECTIFIER 30BQ040
L1, L2: BH ELECTRONICS BH510-1007 (* COUPLED INDUCTORS)
M1: SILICONIX/VISHAY Si4840

软起动

 $V_{IN} = 4.5V$ 时的负载阶跃响应 $V_{IN} = 28V$ 时的负载阶跃响应

典型应用

具有欠压关断和电平移动反馈功能的 5V 至 15V 输入、-5V/5A 输出的正至负变换器



C_{IN} : TDK C5750X5R1C476M
 C_{DC} : TDK C5750X7R1E226M
 C_{OUT} : TDK C5750X5R0J107M
 C_{VCC} : TAIYO YUDEN LMK316BJ475ML

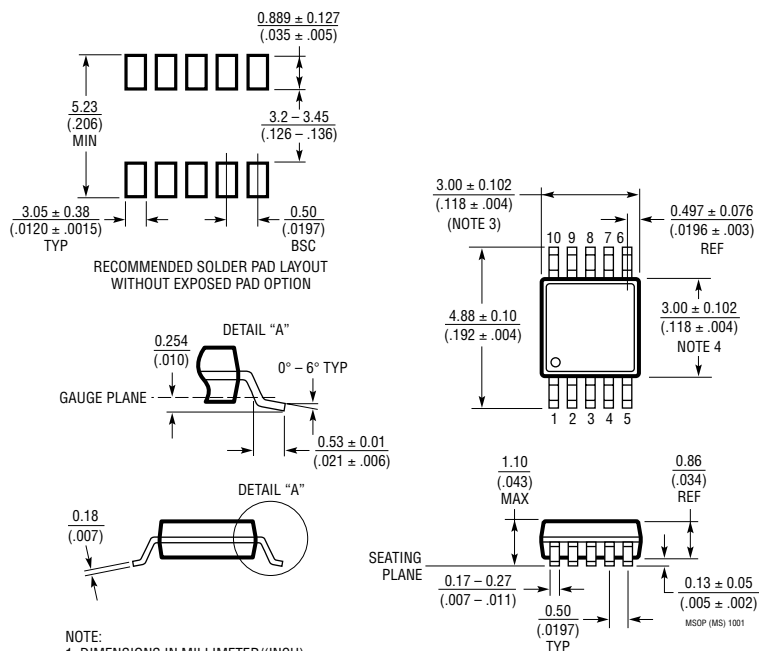
$D1$: ON SEMICONDUCTOR MBRB2035CT
 $L1, L2$: COILTRONICS VP5-0053 (*3 WINDINGS IN PARALLEL FOR THE PRIMARY, 3 IN PARALLEL FOR SECONDARY)
 $M1$: INTERNATIONAL RECTIFIER IRF7822

封装描述

MS 封装

10 引脚塑料 MSOP 封装

(参考 LTC DWG # 05-08-1661)

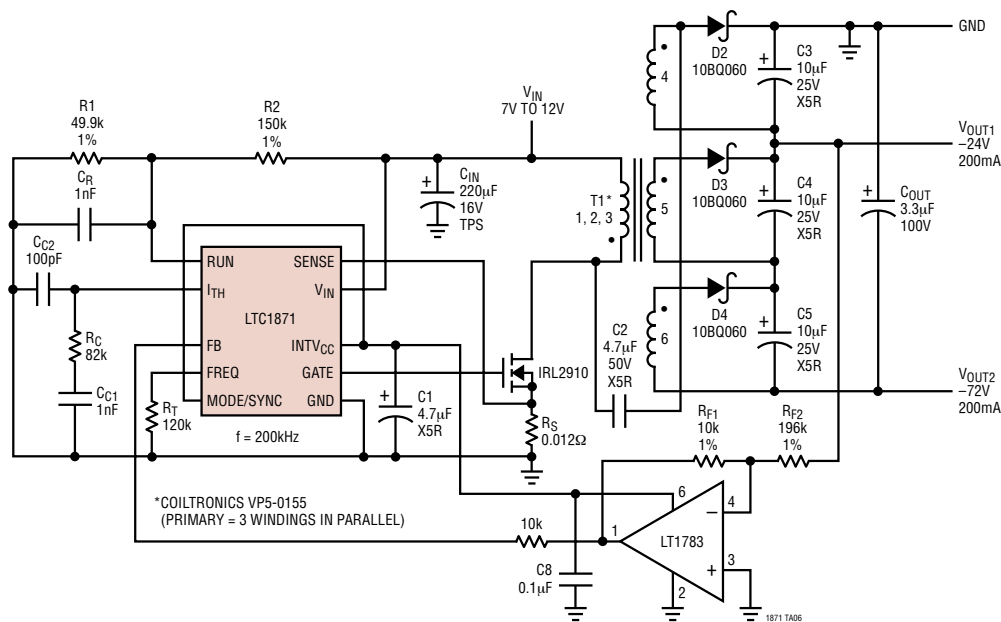


NOTE:

1. DIMENSIONS IN MILLIMETER/(INCH) TYP
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS.
MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
4. DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS.
INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
5. LEAD COPLANARITY (BOTTOM OF LEADS AFTER FORMING) SHALL BE 0.102mm (.004") MAX

典型应用

具有欠压关断功能的大功率 SLIC 电源
(也可参考 LTC3704 数据表)



相关器件

器件型号	描述	说明
LT [®] 1619	电流模式 PWM 控制器	300kHz 固定频率、升压、SEPIC、反激式拓扑结构
LTC1624	电流模式 DC/DC 控制器	SO-8 封装：300kHz 工作频率；降压、升压、SEPIC 结构； V_{IN} 高达 36V
LTC1700	无需检测电阻的同步升压型控制器	效率高达 95%，可在低至 0.9V 的输入电压条件下操作
LT1871-7	宽输入范围控制器	无需检测电阻，7V 栅极驱动，电流模式控制
LTC1872	采用 SOT-23 封装的升压型变换器	可提供高达 5A 的输出电流，550kHz 固定频率，电流模式
LT1930	1.2MHz、SOT-23 封装的升压型变换器	输出电压高达 34V， $2.6V \leq V_{IN} \leq 16V$ ，纤巧型设计
LT1931	1.2MHz、SOT-23 封装的负输出变换器	正至负 DC/DC 变换，纤巧型设计
LTC3401/LTC3402	1A/2A 3MHz 同步升压型变换器	效率高达 97%，极小型解决方案， $0.5V \leq V_{IN} \leq 5V$
LTC3704	正至负 DC/DC 控制器	无需检测电阻，电流模式控制，50kHz 至 1MHz
LT3782	两相升压 DC/DC 控制器	$6V \leq V_{IN} \leq 40V$ ，4A 栅极驱动，150kHz 至 500kHz