

特点

- **高效率：高达95%**
- **非常低的静态电流：工作时只有10 μ A**
- **在 $V_{IN} = 3.3V$ 时，输出电流为600mA**
- **输入电压范围：2.65V至6V**
- **550kHz恒定工作频率**
- **可同步频率从400kHz到700kHz**
- **可选的Burst Mode™ 突发方式或脉冲间隔模式 (Pulse Skipping Mode)**
- **不需肖特基二极管**
- **低压降工作：占空比100%**
- **0.8V基准允许低输出电压**
- **关断模式只拉取 $< 1 \mu A$ 的供应电流**
- **输出电压精度： $\pm 2\%$**
- **采用电流模式控制，提供优良电源和负载瞬态响应**
- **过流保护和过温保护**
- **采用8引脚MSOP封装**

应用

- 蜂窝电话
- 无线调制解调器
- 个人信息设备
- 便携式仪器
- 分布式电源系统
- 电池供电设备


描述

LTC®1878是一种采用恒定频率和电流模式架构的高效单片同步稳压器。工作时供应电流仅为10 μ A；在停机时，电流降至1 μ A以下。2.65V至6V的输入电压范围使LTC1878理想适合于单节锂电池驱动的应用。100%的占空比可提供低压降操作，从而延长便携系统的电池寿命。

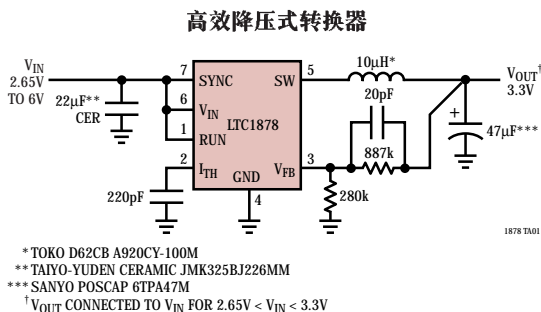
内部设置的开关频率为550kHz，这容许采用小型表面封装的电感和电容器。至于对噪声敏感的应用，LTC1878可与外部400kHz至700kHz频率同步。在同步期间或当SYNC/MODE引脚被拉成低电平时，突发方式工作被禁止，从而防止低频纹波与音频电路相互干扰。

内部同步开关增加了效率且消除了外接肖特基二极管的需要。低输出电压可由0.8V反馈基准电压提供支持。LTC1878采用节省空间的8引脚MSOP封装。

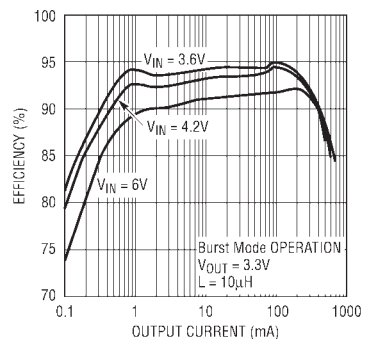
对于大输入电压(绝对值最大为11V)的应用，请参考LTC1877产品手册。

 LTC和LT是凌特公司的注册商标。
Burst Mode 是凌特公司的商标。

典型应用



效率与输出负载电流的关系图



绝对最大额定值 (注1)

输入供应电压(V_{IN})	-0.3V 至 7V
I_{TH} , PLL LPF 电压	-0.3V 至 2.7V
RUN, V_{FB} 电压	-0.3V 至 V_{IN}
SYNC/MODE电压	-0.3V 至 V_{IN}
SW电压	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
P沟道MOSFET源电流(DC)	800mA
N沟道MOSFET吸入电流(DC)	800mA
SW吸入电流峰值及源电流	1.5A
工作环境温度范围(注2)	-40°C 至 85°C
结温(注3)	125°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
	LTC1878EMS8
	MS8 型号标记
	LTNX

关于工业级器件，请咨询凌特公司。

电特性

凡标注●代表技术指标在整个工作温度范围内都适用，否则表中所标明的参数是在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ ，除非另外注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
I_{VFB}	反馈电流	(注4)	●	4	30	nA	
V_{FB}	调节输出电压	(注4) $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ (注4) $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	●	0.784 0.74	0.8 0.8	0.816 0.84	V
ΔV_{OVL}	输出过压闭锁	$\Delta V_{OVL} = V_{OVL} - V_{FB}$	●	20	50	110	mV
ΔV_{FB}	基准电压电源调节	$V_{IN} = 2.65\text{V}$ 至 6V (注4)			0.05	0.2	%/V
$V_{LOADREG}$	输出电压负载调节	在伺服环中测量； $V_{ITH} = 0.9\text{V}$ 至 1.2V 在伺服环中测量； $V_{ITH} = 1.6\text{V}$ 至 1.2V	● ●		0.1 -0.1	0.5 -0.5	% %
V_{IN}	输入电压范围		●	2.65		6	V
I_Q	输入DC偏置电流 脉冲间隔模式 突发方式工作 停机	(注5) $2.65 < V_{IN} < 6\text{V}$ ， $V_{SYNC/MODE} = 0\text{V}$ ， $I_{OUT} = 0\text{A}$ $V_{SYNC/MODE} = V_{IN}$ ， $I_{OUT} = 0\text{A}$ $V_{RUN} = 0\text{V}$ ， $V_{IN} = 6\text{V}$			230 10 0	350 15 1	μA μA μA
f_{OSC}	振荡频率	$V_{FB} = 0.8\text{V}$ $V_{FB} = 0\text{V}$		495	550 80	605	kHz kHz
f_{SYNC}	SYNC俘获范围			400		700	kHz
$I_{PLL LPF}$	鉴相输出电流 吸收能力 源能力	$f_{PLLIN} < f_{OSC}$ $f_{PLLIN} > f_{OSC}$	● ●	3 -3	10 -10	20 -20	μA μA
R_{PFET}	P沟道MOSFET的 $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = 100\text{mA}$			0.5	0.7	Ω
R_{NFET}	N沟道MOSFET的 $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = -100\text{mA}$			0.6	0.8	Ω

电特性

凡标注●代表技术指标在整个工作温度范围内都适用，否则表中所标明的参数是在 $T_A=25^{\circ}\text{C}$ 。 $V_{\text{IN}}=3.6\text{V}$ ，除非另外注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
I_{PK}	峰值电感电流	$V_{\text{IN}} = 3.3\text{V}$, $V_{\text{FB}} = 0.7\text{V}$, 占空比 < 35%	0.8	1.0	1.25	A
I_{LSW}	SW漏电流	$V_{\text{RUN}} = 0\text{V}$, $V_{\text{SW}} = 0\text{V}$ 或 6V , $V_{\text{IN}} = 6\text{V}$		± 0.01	± 1	μA
$V_{\text{SYNC/MODE}}$	SYNC/MODE阈值	$V_{\text{SYNC/MODE}}$ 上升	● 0.3	1.0	1.5	V
$I_{\text{SYNC/MODE}}$	SYNC/MODE漏电流			± 0.01	± 1	μA
V_{RUN}	RUN阈值	V_{RUN} 上升	● 0.3	0.7	1.5	V
I_{RUN}	RUN输入电流			± 0.01	± 1	μA

注1：绝对最大额定值是指器件超过这一个临界值可能会被损坏。

注2：在 0°C 至 70°C 的温度范围，保证LTC1878E能够符合相关性能规格。工作温度在 -40°C 到 85°C 范围，技术指标则靠设计、特征和相关的统计过程控制来保证。

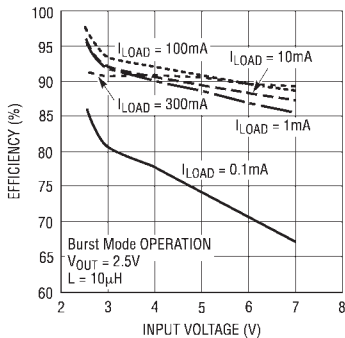
注3： T_J 可根据如下方程式从环境温度 T_A 和功耗 P_D 中计算出来：
LTC1878EMS8: $T_J = T_A + (P_D)(150^{\circ}\text{C/W})$

注4：在反馈回路中对LTC1878进行测试。反馈回路负责为误差放大器对 V_{FB} 进行伺服至达到平衡点 ($V_{\text{THF}}=1.2\text{V}$)。

注5：由于栅极电荷在开关频率下被运送，动态供应电流较高。

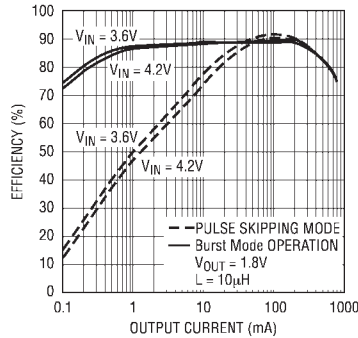
典型性能特征

效率与输入电压的关系曲线



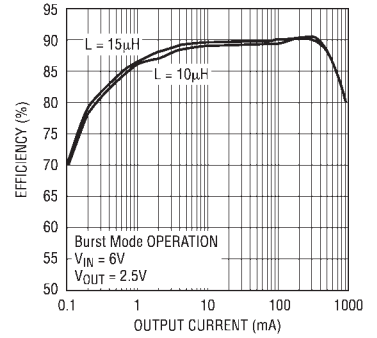
1878 001

效率与输出电流的关系曲线



1878 002

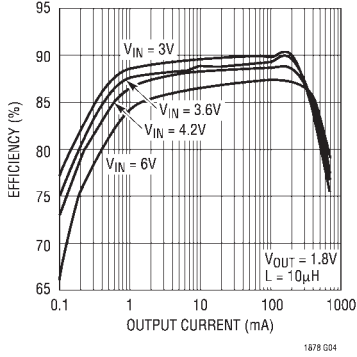
效率与输出电流的关系曲线



1878 003

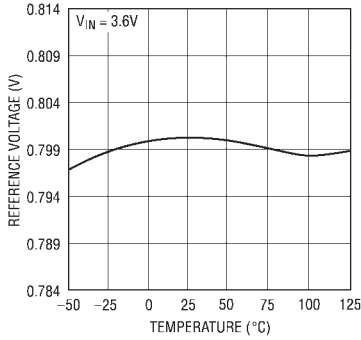
典型性能特征

效率与输出电流的关系曲线



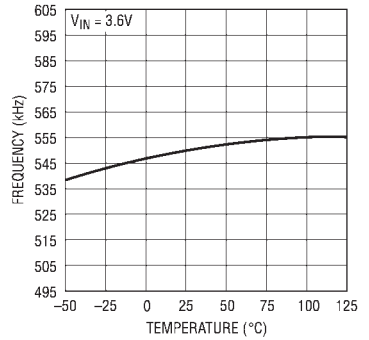
1878 G04

基准电压与温度的关系曲线



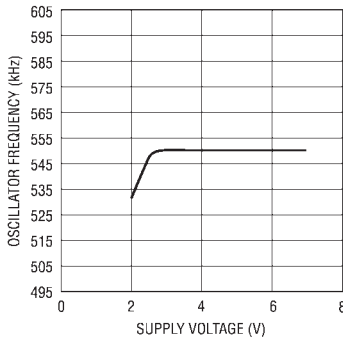
1878 G05

振荡频率与温度的关系曲线



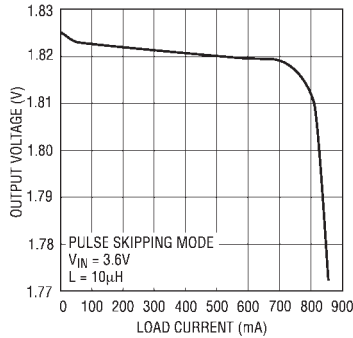
1878 G06

振荡频率与供应电压的关系曲线



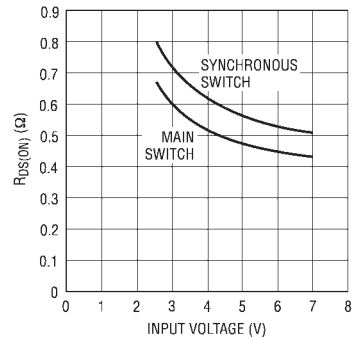
1878 G07

输出电压与负载电流的关系曲线



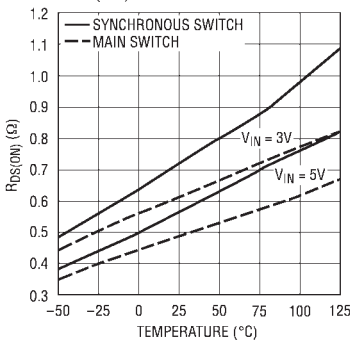
1878 G08

$R_{DS(ON)}$ 与输入电压的关系曲线



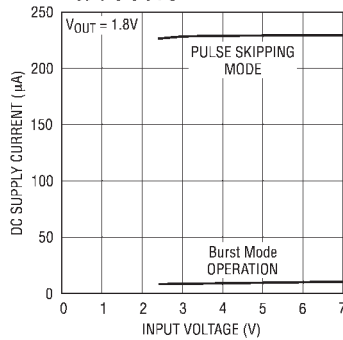
1878 G09

$R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线



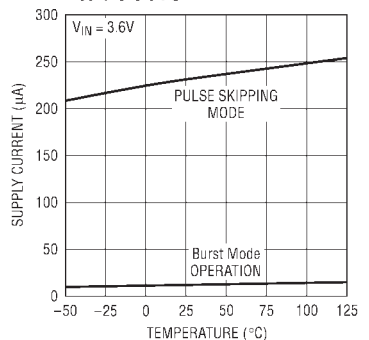
1878 G10

DC供应电流与输入电压的关系曲线



1878 G11

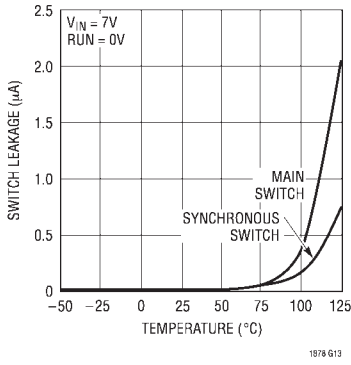
DC供应电流与温度的关系曲线



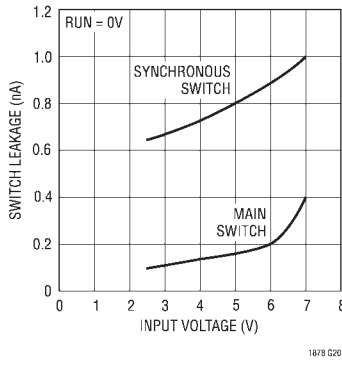
1878 G12

典型性能特征

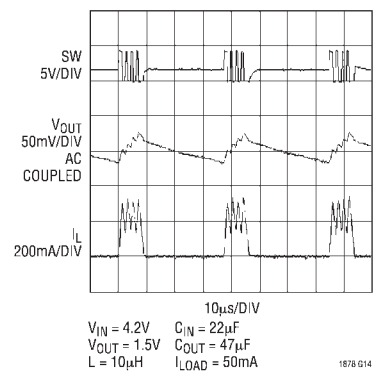
开关漏电流与温度的关系曲线



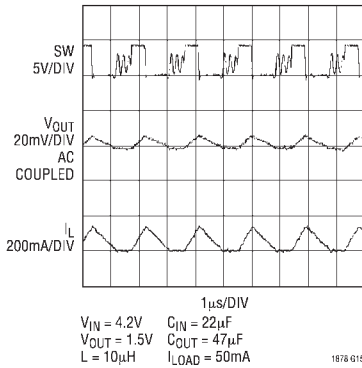
开关漏电流与输入电压的关系曲线



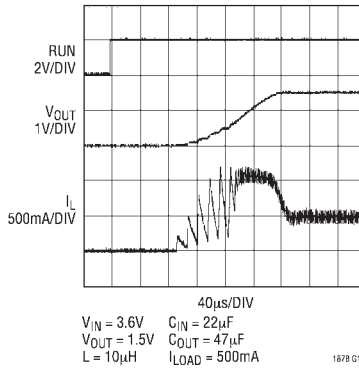
突发方式工作图



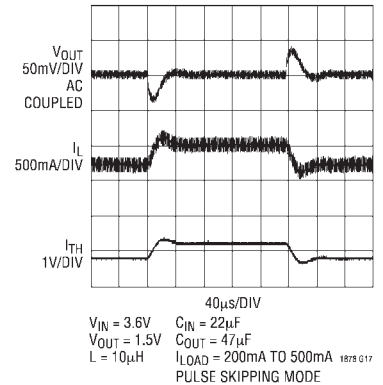
脉冲间隔模式工作图



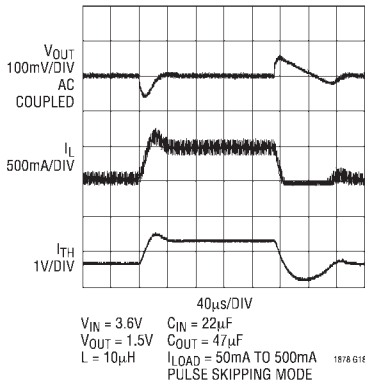
从停机启动



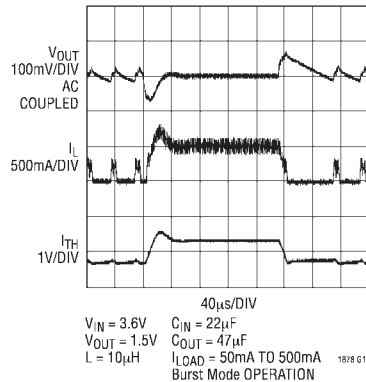
负载阶梯响应



负载阶梯响应



负载阶梯响应



引脚功能

RUN(引脚1)：运行控制输入。强制此引脚电压低于0.4V时将LTC1878关断。在停机时，所有功能无效，且只拉取 $<1\ \mu\text{A}$ 的供应电流。强制此引脚电压大于1.2V时，LTC1878则生效。RUN引脚不可悬空。

I_{TH} (引脚2)：误差放大器补偿点。电流比较器的阈值随控制电压升高。这个引脚的额定电压范围是0.5V至1.9V。

V_{FB} (引脚3)：反馈引脚。从跨接在输出端的外部分压电阻上得到反馈电压。

GND(引脚4)：接地引脚

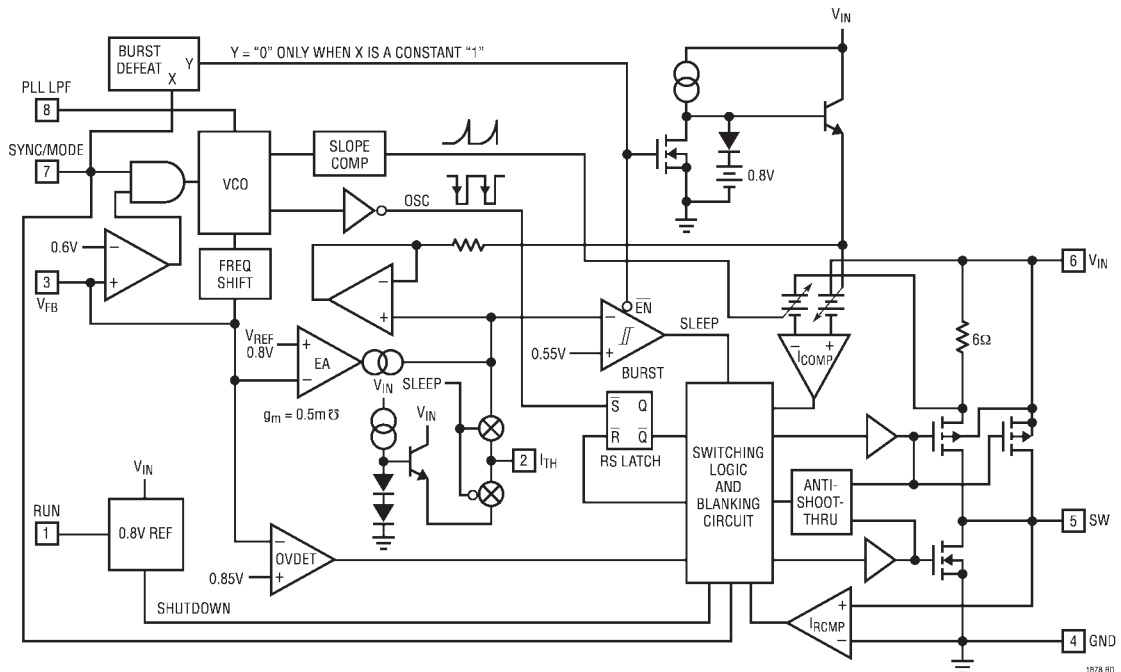
SW(引脚5)：与电感器相连的开关节点。这个引脚与内部主开关和同步功率MOSFET的漏极相连。

V_{IN} (引脚6)：主供电引脚。必须与引脚4(GND)紧密解耦。

SYNC/MODE(引脚7)：外部同步时钟与模式选择输入。为了与外部时钟同步，应当施加介于400kHz与700kHz之间的时钟频率。如果选用突发方式工作，将此引脚与 V_{IN} 引脚相连。如果选用脉冲间隔模式，将此引脚接地。此引脚不可悬空。

PLL LPF(引脚8)：鉴相器输出和振荡器输入控制。如果与外部同步时，可以串联一个RC低通网络到地。如果不用，可以将此引脚闲置。

功能图



工作原理

主控环路

LTC1878 采用恒定频率和电流型降压结构。主开关(P沟道MOSFET)和同步开关(N沟道MOSFET)是内置的。在正常工作期间,当振荡器设置在RS锁存时,内置的上位功率MOSFET在每一个循环周期导通。而当电流比较器 I_{COMP} 将RS锁存复位时,该MOSFET则关断。峰值电感电流在 I_{COMP} 将RS锁存复位时,由 I_{TH} 引脚上施加的电压控制,这是误差放大器EA的输出。在“引脚功能”一节中所描述的 V_{FB} 引脚允许从外部分压电阻上获得输出反馈电压。当负载电流增加时,相对于0.8V的基准电压,它会导致反馈电压稍微有所减小,从而引起 I_{TH} 电压升高,直到平均电感电流与新的负载电流相匹配。当上位MOSFET关断时,下位MOSFET导通,直到电流反向比较器 I_{RCMP} 所指示的电感电流开始反向,或者在下一个时钟循环的开始。

比较器OVDET利用关断主开关,并维持这状态直到故障消除来防止瞬态过冲 $>6.25\%$ 。

Burst Mode™ 突发方式工作

LTC1878具备突发方式工作能力,在这种方式下,内置的功率MOSFET可根据负载要求间歇工作。如果要使突发工作方式有效,仅需简单地将SYNC/MODE引脚与 V_{IN} 相连,或者将SYNC/MODE置于高逻辑电平($V_{SYNC/MODE} > 1.5V$)。如果使突发工作方式无效而PWM脉冲间隔模式有效,则将SYNC/MODE引脚接地。在这模式下,负载较小时效率较低,但当输出负载超过50mA时,效率与在突发方式工作下相当。使用脉冲间隔模式的优势在于输出纹波较低,且对音频电路的干扰较小。

当转换器处于突发方式工作时,尽管 I_{TH} 引脚的电压显示较低电平,但电感器的峰值电流仍可设置在250mA左右。当电感器的平均电流大于负载要求的时候, I_{TH} 引脚的电压下降。而当 I_{TH} 的电压降至大约0.55V以下时,BURST比较器会改变,导致内部休眠

电平升高,并强制两个功率MOSFET关断。接著 I_{TH} 引脚与EA放大器的输出断开,并将二极管电压置于高于地的电位。

在休眠模式下,两个功率MOSFET均关断,内部主电路有局部被断开,从而将静态电流降至 $10\mu A$ 。这时负载电流仅由输出电容器提供。当输出电压下降, I_{TH} 引脚与EA放大器的输出再次连接,上位MOSFET再次导通,上述过程得到重复。

短路保护

当输出与地短接,振荡器的频率会降至80kHz,仅是额定频率的1/7。这个频率折返确保了电感电流有充分的时间衰减,从而避免失控。当 V_{FB} 升至0.3V以上时,振荡器的频率会逐渐升高至550kHz(或者升至同步频率)。

频率同步

LTC1878所提供的锁相环路(Phase-Locked Loop, PLL)功能可使内部振荡器与连在SYNC/MODE引脚上的外部信号源同步。相对于400kHz至700kHz的频率范围,在PLL LPF引脚上的鉴相器输出在0V至2.4V范围运作。当锁相时,锁相环路使上位MOSFET的导通定位于同步信号的上升沿。

当LTC1878由外部提供时钟信号时,突发方式工作失效,因而LTC1878工作在PWM脉冲间隔模式。在这模式下,如果输出负载非常小,电流比较器 I_{COMP} 可能在几个循环中都维持断开状态,并且强制主开关在这同一循环中也处于关闭状态。稍微增加输出负载就可恢复恒定频率的PWM工作模式。这种模式不仅输出纹波小、噪音小,并且在提供适当低电流效率时,可以降低RF干扰。

当反馈电压 V_{FB} 低于0.6V时,频率同步被禁止。这样可防止短路保护的折返频率与外部时钟相互干扰。

工作原理

压降工作

当输入供应电压随著输出电压减小时，占空比会向著最大导通时间而增加。当供应电压进一步降低，会使主开关在多个循环中维持导通状态，直至占空比达100%。这时输出电压由输入电压减去流经内部P沟道MOSFET和电感器上的压降来决定。

低电源操作

LTC1878的设计使其可以工作在低至2.65V的输入电压，虽然在此低供应电压下会使最大的允许输出电流有所下降。如图1所示，在不同输出电压下，最大输出电流的降低是输入电压的函数。

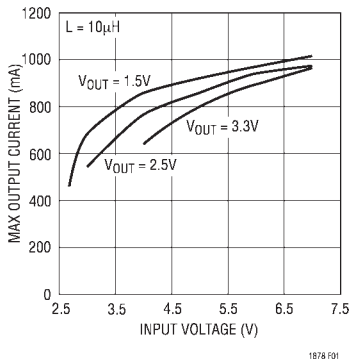


图1：最大输出电流与输入电压的关系曲线

值得牢记的另一个细节是在低输入供应电压的情况，P沟道的 $R_{DS(ON)}$ 会增加，因此，当LTC1878工作在低输入电压下及占空比为100%时，用户应当计算功率耗散(参考应用信息一节中的“热考虑”)。

斜率补偿和电感峰值电流

在固定频率结构中采用斜率补偿提供了稳定性，从而防止在高占空比时产生的次级谐波振荡。它是通过在占空比超过40%时，从内部给电感电流信号加入一个斜率补偿来实现的。结果是，当占空比超过40%时，最大的电感峰值电流减小。电感峰值电流的减少与占空比之间的函数关系如图2所示。

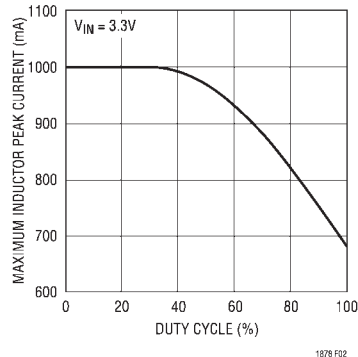


图2：最大电感峰值电流与占空比的关系曲线

应用信息

LTC1878的基本应用电路如第一页所示。外部元件的选择要根据负载的要求，首先选择L，其次选择 C_{IN} 和 C_{OUT} 。

电感值计算

电感器的选择主要依赖于LTC1878的工作频率。虽然内部的额定频率是550kHz，但能够被外部同步于400kHz至700kHz之间。

工作频率和电感器的选择是相关的，在较高的工作频率需要采用数值较小的电感器和电容器。但是，工作在较高频下一般导致效率降低，因为由于内部栅极电荷的损失。

电感值的大小直接影响纹波电流，纹波电流 ΔI_L 随著电感或频率的升高而降低，并随著 V_{IN} 或 V_{OUT} 的升高而增加。

应用信息

$$\Delta I_L = \frac{1}{(f)(L)} V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

较大 ΔI_L 的值允许使用较小的电感，但会导致较大的输出电压纹波和很大的磁芯损耗，所以纹波电流的初始值设置在 $\Delta I_L = 0.4(I_{MAX})$ 比较合理。

电感值同样会影响突发方式工作。当电感电流峰值降至大约250mA时，开始转向低电流工作。较低的电感值(较高的 ΔI_L)将导致这种转向在较低的负载电流下发生，从而导致效率在低电流工作的较高范围内有所下降。在突发方式工作时，低电感值将会导致突发频率升高。

电感器磁芯的选择

如果L的值是已知的，那么必须选择合适类型的电感器。高效转换器一般不能像低成本粉末铁芯那样承受磁芯损耗，所以在设计中要使用较昂贵的铁氧体铁钼镍铁合金 (molypermalloy) 或 Kool M μ ® 磁芯。实际的磁芯损耗在电感值固定时与磁芯的尺寸大小无关，但是与所选择的电感关系很大。若电感值增加，磁芯损耗则减少。不幸的是，增加电感需要更多的匝数，因此，铜线的损耗将增加。

铁氧体的设计具有非常小的磁芯损耗，特别适合在高开关频率下使用。所以设计目标可集中在考虑铜耗和防止饱和上。铁氧体的磁芯材料具有“硬”饱和特性，也就是说当超过设计的峰值电流时，电感值会急剧下降，从而导致电感纹波电流和由此引起的输出电压纹波急剧上升。千万不要让磁芯饱和！

Kool M μ (Magnetics公司产品)是一种良好及具有“软”饱和性能的低损耗磁环材料。在开关频率较高(大于200kHz)时，铁钼镍铁合金的效率稍高，但是价格偏昂贵一点儿。环形线圈非常节省空间，特别是当采用多层布线时，在骨架上绕制线圈，通常用表面贴装比较容易。Coiltronics、Coilcraft、Dale和

Sumida公司可提供采用新设计的表面贴装电感。

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

在连续工作模式下，上位MOSFET的源电流是一种占空比 V_{OUT}/V_{IN} 的方波。为防止大电压瞬变，必须采用低ESR的输入电容器以使RMS电流达到最大值，最大RMS电容电流由下式给出：

$$C_{IN} \text{ 要求 } I_{RMS} \cong I_{OMAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN}-V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}}$$

在 $V_{IN}=2V_{OUT}$ 时，该方程具有最大值，即 $I_{RMS}=I_{OMAX}/2$ 。这种简单而最恶劣工作条件通常用于设计，因为即使有明显偏差也不会提供多少缓解。要注意的是电容制商所标注的纹波电流额定值经常基于2000小时的寿命。这样的话，我们建议进一步降低额定值或选择一个比所要求温度较高的电容器。在设计时可并联几个电容器来达到尺寸和高度的要求，如有任何问题，可向制造商咨询。

选择 C_{OUT} 要根据所要求的等效串联电阻 (ESR)。在典型情况下，一旦ESR的要求得以满足，电容就足够滤波，输出纹波 ΔV_{OUT} 可由下式决定：

$$\Delta V_{OUT} \cong \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

式中的f=工作频率， C_{OUT} =输出电容， ΔI_L =电感纹波电流。当输入电压最大时，输出纹波电流是最大，因为 ΔI_L 随著输入电压的增大而增大。对于LTC1878，在正常工作下的一般守则则是：

$$C_{OUT} \text{ 要求 } ESR < 0.25\Omega$$

由于与频率有关，选择较小的输出电容会使输出纹波电压升高，但是采用很低ESR的电容器来维持低纹波电压。 I_{TH} 引脚上的补偿元件可以被优化，无论选择什么样的输出电容，都可提供稳定的、高性能的瞬态响应。

Kool M μ 是 Magnetics 公司的注册商标。

应用信息

ESR是电容容量的直接函数。如果选用高性能的电容器，可以考虑Taiyo-Yuden、AVX、Kemet、Sprague和Sanyo等公司的产品。Sanyo公司的POSCAP固态电解质片式电容是非常理想的输出大电容，因为它具有低的ESR/尺寸之比。一旦ESR满足了 C_{OUT} 的要求，RMS电流额定值通常远远超过 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 要求。

当采用钽电容器时，非常关键的是对于钽电容器要在开关电源应用上进行浪涌测试。AVX TPS系列的表面贴装钽电容器是一个好选择，并供应了范围为2mm至4mm的外壳高度。其它可选的电容器包括KEMET T510和T495系列、Sprague 593D和595D系列。如需其它参数推荐，请向制造商咨询。

输出电压编程

输出电压由分压电阻设定，并可根据下式计算：

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (2)$$

外部分压电阻与输出相连，允许远程电压测量。如图3所示。

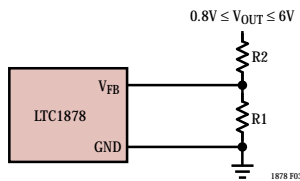


图3：设置LTC1878输出电压

锁相环路与频率同步

LTC1878具有一个内置电压控制振荡器和一个含有锁相环路的鉴相器。这允许上位MOSFET导通被锁定到外部频率源的上升沿。电压控制振荡器的频率范围为400kHz至700kHz，所采用的鉴相器是那种对边沿触发敏感的数字型，它可在内部与外部振荡器之间提供零度相移。这种鉴相器不会锁住接近于 V_{CO}

中心谐波频率的输入频率。PLL保持范围 Δf_H 等于俘获范围，即 $\Delta f_H = \Delta f_C = \pm 150\text{kHz}$ 。

鉴相器的输出是一对相互补充的电流源，向与PLL LPF引脚相连的外部滤波网络充电或放电。PLL LPF引脚上的电压与工作频率的关系可参见图4。图5所示的是简化的方框图。

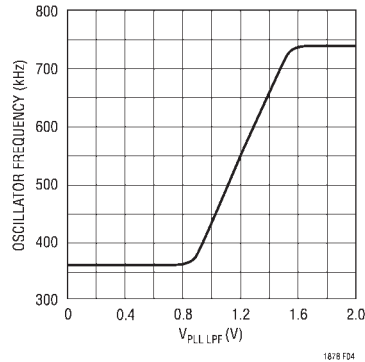


图4：振荡器频率与PLL LPF引脚电压之间的关系

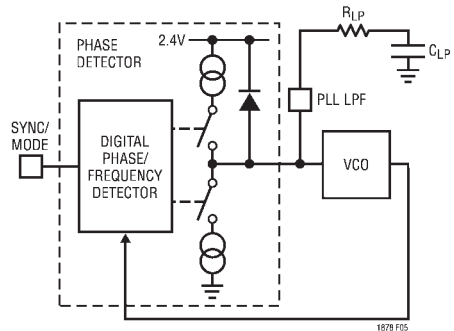


图5：锁相环路方框图

如果外部频率($V_{SYNC/MODE}$)大于中心频率550kHz，电流则连续供应，从而拉高PLL LPF引脚电压。当外部频率小于550kHz，电流则连续抽走，从而拉低PLL LPF引脚电压。如果外部与内部频率相等但相位不同，电流源则会对相应的相差而导通一段时间。因此PLL LPF引脚的电压会进行调整，直至内外振荡器

应用信息

的频率与相位相同。在这一稳定工作点上，相位比较器的输出是高阻抗，而滤波电容 C_{LP} 保持电压。

环路滤波元件 C_{LP} 和 R_{LP} 平缓了鉴相器的电流脉冲，从而向电压控制振荡器提供稳定的输入。滤波元件 C_{LP} 和 R_{LP} 决定了达到环路锁相所要求的时间。典型的取值是 $R_{LP} = 10k$ ， $C_{LP} = 2200pF$ 至 $0.01 \mu F$ 。当与外部时钟不同步时，内部与VCO相连接的引脚断开。这样就不能通过PLL LPF引脚上的DC电压控制内部振荡器频率。

效率的考虑

开关稳压器的效率等于输出功率与输入功率的比乘以100%，它一般用来分析个体的损耗从而判断限制效率的因素和如何进行最大改进。效率公式表示为：

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

式中 $L1$ 、 $L2$ 等是个体损耗所占输入功率的百分比。

尽管电路中所有功耗元件都会有所损耗，但在LTC1878电路中主要有两个损耗： V_{IN} 静态电流损耗与 I^2R 损耗。静态电流损耗决定了在很低负载电流时的效率损耗，而 I^2R 决定了在中高负载电流时的效率损耗。在典型的效率规划中，在非常低负载电流下的效率曲线能被误导，这是因为实际的功耗并非如图6所示的结果。

1、 V_{IN} 静态电流是由以下两种因素造成的：一是电特性中所给的直流偏置电流，二是内部主开关与同步开关的栅极充电电流。栅极充电电流是内部功率MOSFET开关的栅极电容进行开关的结果。每一次栅电位从高电平降至低电平，再从低电平升至高电平，就会有一组 dQ 的电荷从 V_{IN} 输送到地，结果造成 V_{IN} 处产生 dQ/dt 的输出电流。一般来说，这个电流大于直流偏置电流。在连续工作模式下， $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ ，式中 Q_T 和 Q_B 分别是内置上位和下位MOSFET的栅电荷。直流偏置电流

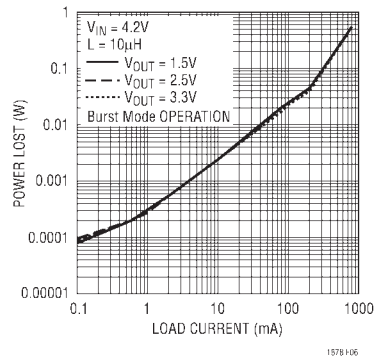


图6：功率损耗与负载电流的关系

与栅极充电电流损耗均与 V_{IN} 成比例，所以在较高供电电压下，这种效应更加明显。

2、 I^2R 损耗是通过内部开关电阻 R_{SW} 和外部电感 R_L 来计算的。在连续工作模式下，通过电感 L 的平均输出电流在主开关与同步开关之间“轮流导通”。因此，SW引脚的串联电阻是上下两个MOSFET的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 和占空比(DC)的函数，函数表示如下：

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP})(DC) + (R_{DS(ON)BOT})(1-DC)$$

上下两个MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 可以从典型性能特征曲线上查出，因此，在计算 I^2R 损耗时，只需将 R_{SW} 与 R_L 相加，然后与平均输出电流的平方相乘即可。

其它损耗，包括 C_{IN} 和 C_{OUT} ESR耗散损耗及电感磁芯损耗等，一般认为少过总损耗的2%。

应用信息

热考虑

在大多数应用中，LTC1878并不因其高效率而热耗散高，但是，当LTC1878工作在低供应电压和高占空比的高温工作环境时，例如压降状态，热耗散可能超过元件的最大结温。如果结温达到大约150°C，两个功率开关会被关断，而SW节点将变成高阻抗。

为了避免LTC1878超过最大结温，用户需要进行热分析。进行热分析的目的是判断功耗是否超过了元件的最大结温。温度的升高由下式给出：

$$T_R = (P_D)(\theta_{JA})$$

式中 P_D 是稳压器的功耗， θ_{JA} 是从芯片PN结到环境温度之间的热阻。

结温 T_J 由下式给出：

$$T_J = T_A + T_R$$

其中 T_A 是环境温度。

例如，考虑LTC1878处于压降状态时输入电压为3V、负载电流为500mA、外界环境温度为70°C。从开关电阻的典型性能图表上，可以得到P沟道开关的

$R_{DS(ON)}$ 在70°C时为0.7Ω，因此元件的功耗是：

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 0.175W$$

对于MSOP封装， θ_{JA} 是150°C/W。从而稳压器的结温是：

$$T_J = 70^\circ C + (0.175)(150) = 96^\circ C$$

这个值低于125°C的最大结温。

应注意在较高的供应电压时，由于开关导通电阻($R_{DS(ON)}$)的降低，结温会有所下降。

检测瞬态响应

稳压器环路响应可以通过观察负载瞬态响应来检测。开关稳压器需要用几个循环去响应在负载电流的一个阶跃。当发生一个负载电流阶跃， V_{OUT} 值立即变化，而变化量相当于 $(\Delta I_{LOAD} \cdot ESR)$ ，这里ESR是 C_{OUT} 的等效串联电阻； ΔI_{LOAD} 也开始向 C_{OUT} 充放电，这产生了一个反馈误差信号。稳压器环路可以使 V_{OUT} 恢复到稳定状态值。在恢复时间内，可以监控 V_{OUT} 是否过冲，或振荡指示稳定状态是否出现问题。对于大多数应用而言，仅用内部补偿就足够了。但是如果额外的补偿要求，如图7所示，可以在 I_{TH} 引脚上外加 R_C 和 C_{C1} 组成补偿电路。(为了减少噪声，通常需要220pF的电容器 C_{C2})。

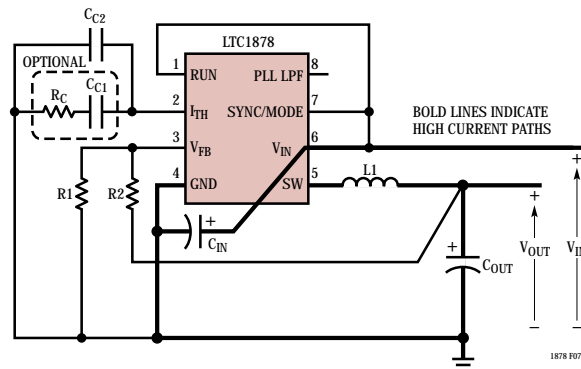


图7：LTC1878布线图

应用信息

当采用大容量(>1 μF)的旁路电容时,开关会在负载中造成第二个较严重的瞬态。放电的旁路电容有效地与 C_{OUT} 并联,从而导致 V_{OUT} 快速下降。如果负载开关阻抗很低,且被快速驱动,则没有稳压器能够提供足够大的电流来防止这一问题。唯一的解决方案就是限制开关驱动的上升时间,从而使负载上升时间被限制在大约 $(25 \cdot C_{\text{LOAD}})$ 。因此,10 μF 的电容器给3.3V充电将需要250 μs 的上升时间,而充电电流限制在大约130mA。

电路板布线检查事项

在印刷电路板布线时,为确保LTC1878能正常工作,需注意以下所列明的事项。这些项目也在图7的布线图中有所阐述。在您的布线上检查下列各点:

1. 信号与电源地线是否隔离? LTC1878信号地线包括分压电阻器、可选的补偿网络(R_C 和 C_{C1})及 C_{C2} 。电源地线包括 C_{IN} 的(-)极, C_{OUT} 的(-)极和LTC1878的引脚4。电源地线要求短、直和宽。信号地线和电源地线应该汇聚在星形地线结构的一个共同节点上。
2. V_{FB} 引脚是否直接与反馈电阻相连?分压电阻 $R1/R2$ 必须接在 C_{OUT} 的(+)极和信号地线之间。
3. C_{IN} 的(+)极是否与 V_{IN} 尽可能地紧密相连?电容器向内部功率MOSFET提供交流电。
4. 让开关节点SW远离敏感的小信号节点。

设计实例

作为一个设计实例,假设将LTC1878用于单节锂电池供电的蜂窝电话应用中。输入电压从工作在最

大值4.2V降至大约2.7V。所要求负载电流的最大值是0.3A,但它在大多时间处于待机状态,负载电流只要求2mA。在低负载和高负载电流时的效率同样重要,输出电压是2.5V,根据这些资料,我们可利用方程式(1)计算出L:

$$L = \frac{1}{(f)(\Delta I_L)} V_{\text{OUT}} \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right) \quad (3)$$

将 $V_{\text{OUT}} = 2.5\text{V}$ 、 $V_{\text{IN}} = 4.2\text{V}$ 、 $\Delta I_L = 120\text{mA}$ 和 $f = 550\text{kHz}$ 代入方程式(3)得到:

$$L = \frac{2.5\text{V}}{550\text{kHz}(120\text{mA})} \left(1 - \frac{2.5\text{V}}{4.2\text{V}} \right) = 15.3\mu\text{H}$$

一个15 μH 的电感就可很好在此应用。为了得到更高效率,可选用1A的电感器和小于0.25 Ω 的串联电阻。

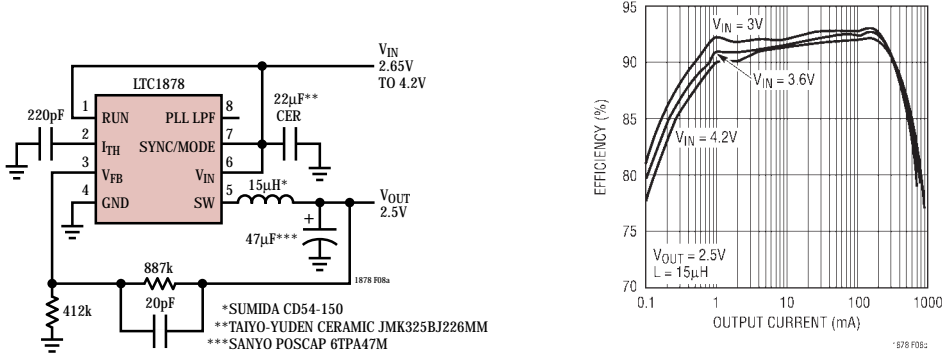
C_{IN} 要求RMS电流的额定值在室温下至少为0.15A,而 C_{OUT} 要求ESR小于0.25 Ω 。在大多数应用中,对这些电容的要求是很相似。

对反馈电阻来说,选择 $R1 = 412\text{k}$ 。 $R2$ 可通过方程式(2)计算出:

$$R2 = \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{0.8} - 1 \right) R1 = 875.5\text{k}; \text{采用} 887\text{k}$$

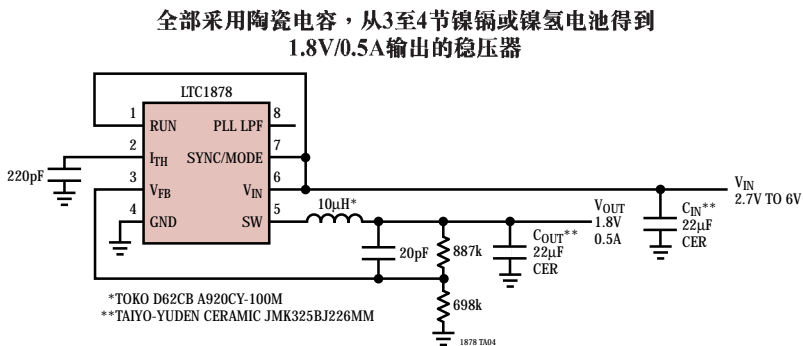
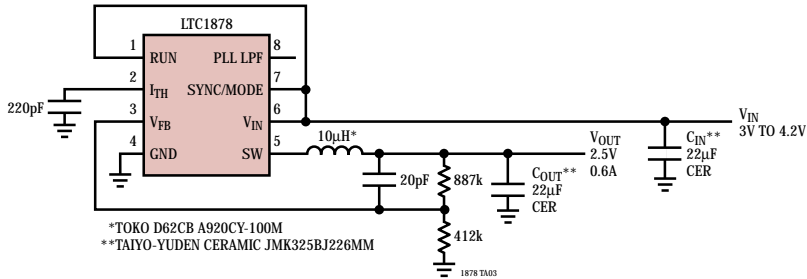
图8给出了完整的电路及其效率曲线。

应用信息



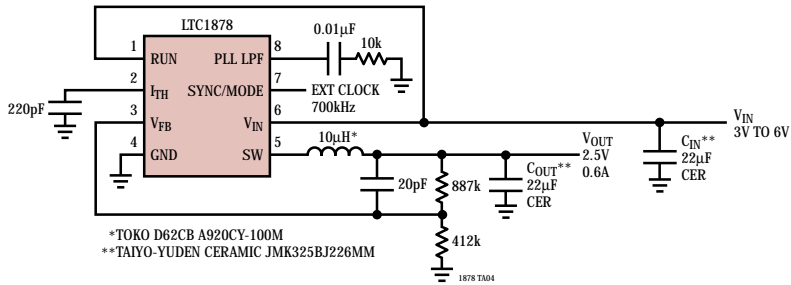
典型应用

全部采用陶瓷电容，从单节锂电池得到
2.5V/0.6A输出的稳压器

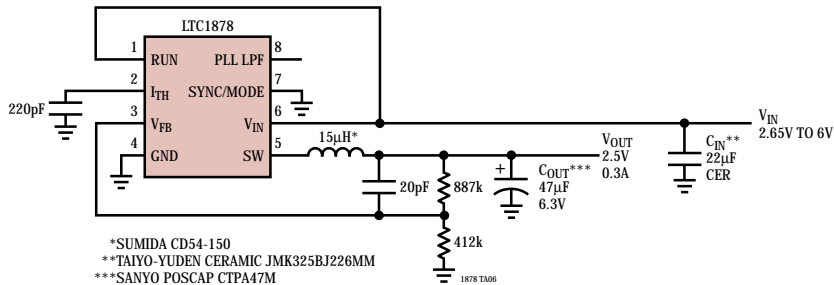


典型应用

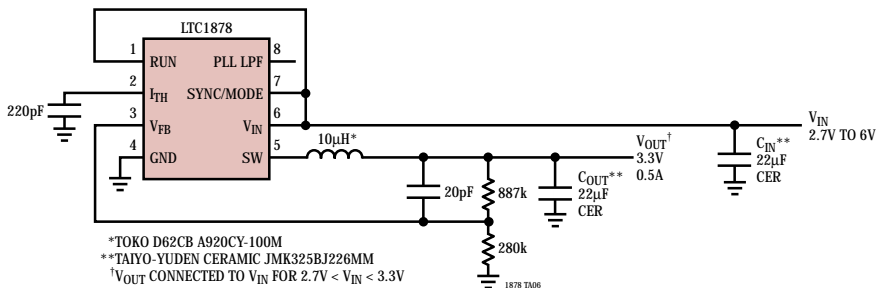
全部采用陶瓷电容，与外部同步的2.5V/0.6A稳压器



低噪声2.5V/0.3A稳压器

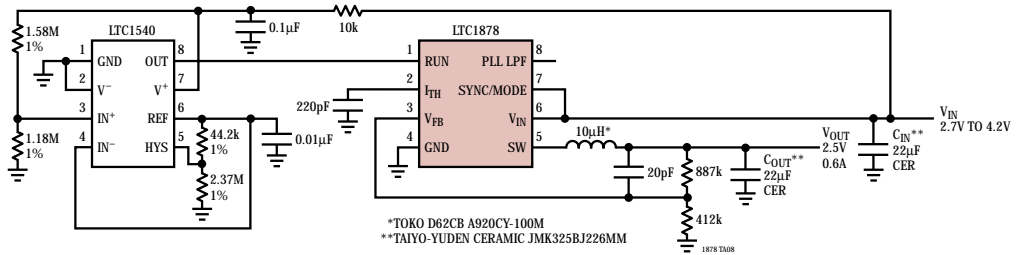


全部采用陶瓷电容的，从3至4节镍镉或镍氢电池得到3.3V/0.5A输出的稳压器



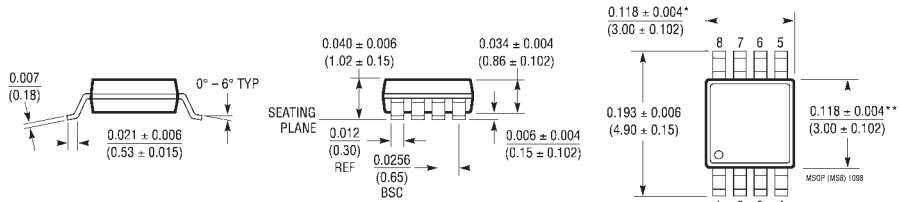
典型应用

具有精确2.7V欠压锁存，从单节锂电池得到2.5V/0.5A输出的稳压器



封装描述 除非特别注明，所有尺寸都以英寸 (mm) 为单位。

MS8封装
8引脚塑料MSOP
(LTC DWG # 05-08-1660)



* DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.006* (0.152mm) PER SIDE
** DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.006* (0.152mm) PER SIDE

相关器件

型号	描述	说明
LTC1174/LTC1174-3.3 LTC1174-5	高效降压式反相DC/DC转换器	单片开关稳压器 I_{OUT} 至 450mA，突发方式工作
LTC1265	1.2A，高效降压式反相DC/DC转换器	恒定关断时间，单片，突发方式工作
LTC1474/LTC1475	低静态电流降压式DC/DC转换器	单片， I_{OUT} 至 250mA， $I_Q=10\mu A$ ，8引脚MSOP封装
LTC1504A	单片同步降压式开关稳压器	低成本，电压模式 I_{OUT} 至 500mA， V_{IN} 从 4V 至 10V
LTC1622	低输入电压电流模式降压型DC/DC控制器	高频，高效，8引脚MSOP封装
LTC1626	低电压，高效率降压式DC/DC转换器	单片，恒定关断时间， I_{OUT} 至 600mA，低供应电压范围：2.5V 至 6V
LTC1627	单片同步降压式开关稳压器	恒定频率， I_{OUT} 至 500mA，次级线圈调节， V_{IN} 从 2.65V 至 8.5V
LTC1701	单片电流模式降压型开关稳压器	恒定关断时间， I_{OUT} 至 500mA，1MHz 工作， V_{IN} 从 2.5V 至 5.5V
LTC1707	单片同步降压式开关稳压器	1.19V V_{REF} 引脚，恒定频率， I_{OUT} 至 600mA， V_{IN} 从 2.65V 至 8.5V
LTC1772	低输入电压电流模式降压型DC/DC控制器	550kHz，6引脚SOT-23封装， I_{OUT} 高达 5A， V_{IN} 从 2.2V 至 10V
LTC1877	高效单片降压式稳压器	550kHz，MS8， V_{IN} 高达 10V， $I_Q=10\mu A$ ， I_{OUT} 至 600mA