

可提供评估板



用于TFT-LCD的升压型DC-DC转换器

MAX8727

概述

MAX8727是高性能升压型DC-DC转换器，可为有源矩阵薄膜晶体管(TFT)液晶显示器(LCD)提供稳压电源。MAX8727集成了电流模式的固定频率脉宽调制(PWM)电路和内置的n沟道功率MOSFET，实现了高效率 and 快瞬态响应。

用户通过逻辑输入引脚(FREQ)可选择640kHz或1.2MHz工作频率。高开关频率允许使用超小型电感和低ESR陶瓷电容。电流模式结构可为脉冲负载提供快瞬态响应。通过补偿引脚(COMP)用户可灵活调整环路的动态性能。集成的30V MOSFET可从2.6V至5.5V的输入产生最高24V的输出。软启动电路缓慢提升输入电流，并可由外部电容进行设置。

MAX8727采用10引脚薄型DFN封装。

特性

- ◆ 90%效率
- ◆ V_{IN} 至24V可调输出
- ◆ 2.6V至5.5V输入电压范围
- ◆ 输入欠压锁定
- ◆ 引脚可选的640kHz/1.2MHz开关频率
- ◆ 可设置软启动
- ◆ 0.1 μ A关断电流
- ◆ 细小的10引脚薄型DFN封装

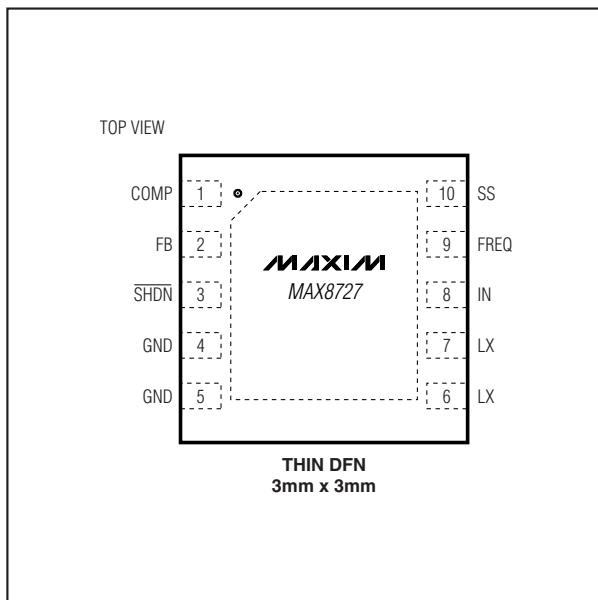
应用

笔记本电脑显示器
LCD监视器面板

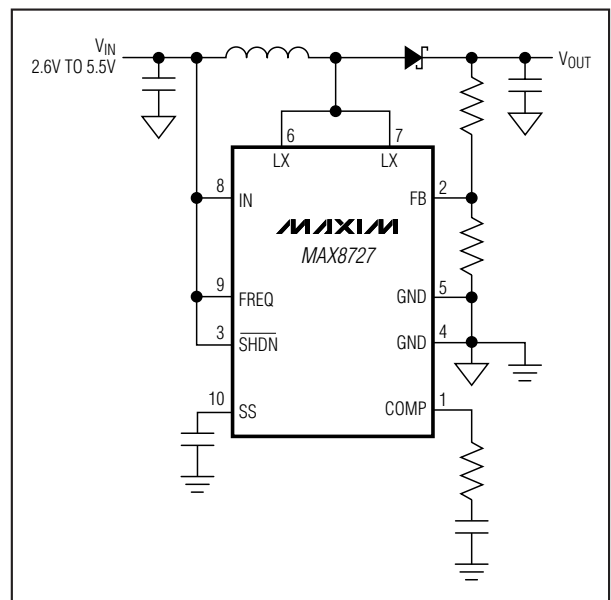
订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX8727ETB	-40°C to +85°C	10 Thin DFN 3mm x 3mm

引脚配置



最简工作电路



用于TFT-LCD的升压型DC-DC转换器

MAX8727

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

LX to GND-0.3V to +26V
 IN, SHDN, FREQ, FB to GND-0.3V to +6V
 COMP, SS to GND-0.3V to $V_{IN} + 0.3V$
 LX Switch Maximum Continuous RMS Current2.4A
 Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)
 10-Pin Thin DFN (derate 24.4mW/ $^\circ\text{C}$ above $+70^\circ\text{C}$)1951mW

Operating Temperature Range -40°C to $+85^\circ\text{C}$
 Junction Temperature $+150^\circ\text{C}$
 Storage Temperature Range -65°C to $+160^\circ\text{C}$
 Lead Temperature (soldering, 10s) $+300^\circ\text{C}$

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{IN} = V_{SHDN} = 3V$, FREQ = GND, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$. Typical values are at $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range	$V_{OUT} < 18V$	2.6		5.5	V
	$18V < V_{OUT} < 24V$	4.0		5.5	
Output Voltage Range				24	V
IN Undervoltage-Lockout Threshold	V_{IN} rising, typical hysteresis is 50mV	2.20	2.38	2.57	V
IN Quiescent Current	$V_{FB} = 1.3V$, not switching		0.225	0.440	mA
	$V_{FB} = 1.0V$, switching		2	5	
IN Shutdown Current	$\overline{SHDN} = GND$		0.1	10.0	μA
ERROR AMPLIFIER					
FB Regulation Voltage	Level to produce $V_{COMP} = 1.24V$	1.22	1.24	1.26	V
FB Input Bias Current	$V_{FB} = 1.24V$	50	125	250	nA
FB Line Regulation	Level to produce $V_{COMP} = 1.24V$, $V_{IN} = 2.6V$ to $5.5V$		0.05	0.15	%/V
Transconductance		100	200	300	μS
Voltage Gain			700		V/V
Shutdown FB Input Voltage	$\overline{SHDN} = GND$	0.05	0.10	0.15	V
OSCILLATOR					
Frequency	FREQ = GND	540	640	740	kHz
	FREQ = IN	1000	1220	1500	
Maximum Duty Cycle		87	90	93	%
n-CHANNEL MOSFET					
Current Limit	$V_{FB} = 1V$, 75% duty cycle	3.0	3.8	4.6	A
On-Resistance			125	250	Ω
Leakage Current	$V_{LX} = 24V$		30	45	μA
Current-Sense Transresistance		0.11	0.21	0.31	V/A
SOFT-START					
Reset Switch Resistance				100	Ω
Charge Current	$V_{SS} = 1.2V$	2.5	4.5	7.5	μA

用于TFT-LCD的升压型DC-DC转换器

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)(V_{IN} = V_{SHDN} = 3V, FREQ = GND, T_A = 0°C to +85°C. Typical values are at T_A = +25°C, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CONTROL INPUTS					
$\overline{\text{SHDN}}$, FREQ Input Low Voltage	V _{IN} = 2.6V to 5.5V			0.3 × V _{IN}	V
$\overline{\text{SHDN}}$, FREQ Input High Voltage	V _{IN} = 2.6V to 5.5V	0.7 × V _{IN}			V
$\overline{\text{SHDN}}$, FREQ Input Hysteresis	V _{IN} = 2.6V to 5.5V		0.1 × V _{IN}		V
FREQ Pulldown Current		2.3	6.0	9.5	μA
$\overline{\text{SHDN}}$ Input Current	$\overline{\text{SHDN}}$ = GND		0.001	1	μA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS(V_{IN} = V_{SHDN} = 3V, FREQ = GND, T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range	V _{OUT} < 18V	2.6		5.5	V
	18V < V _{OUT} < 24V	4.0		5.5	
Output Voltage Range				24	V
IN Undervoltage-Lockout Threshold	V _{IN} rising, typical hysteresis is 50mV	2.20		2.57	V
IN Quiescent Current	V _{FB} = 1.3V, not switching			0.44	mA
	V _{FB} = 1.0V, switching			5	
IN Shutdown Current	$\overline{\text{SHDN}}$ = GND			10	μA
ERROR AMPLIFIER					
FB Regulation Voltage	Level to produce V _{COMP} = 1.24V	1.215		1.260	V
FB Input Bias Current	V _{FB} = 1.24V			250	nA
FB Line Regulation	Level to produce V _{COMP} = 1.24V, V _{IN} = 2.6V to 5.5V			0.15	%/V
Transconductance		100		300	μS
Shutdown FB Input Voltage	$\overline{\text{SHDN}}$ = GND	0.05		0.15	V
OSCILLATOR					
Frequency	FREQ = GND	490		770	kHz
	FREQ = IN	900		1600	
Maximum Duty Cycle		86		94	%
n-CHANNEL MOSFET					
Current Limit	V _{FB} = 1V, 75% duty cycle	3.0		5.1	A
On-Resistance				250	mΩ
Current-Sense Transresistance		0.11		0.31	V/A
SOFT-START					
Reset Switch Resistance				100	Ω
Charge Current	V _{SS} = 1.2V	2.5		7.5	μA

用于TFT-LCD的升压型DC-DC转换器

MAX8727

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

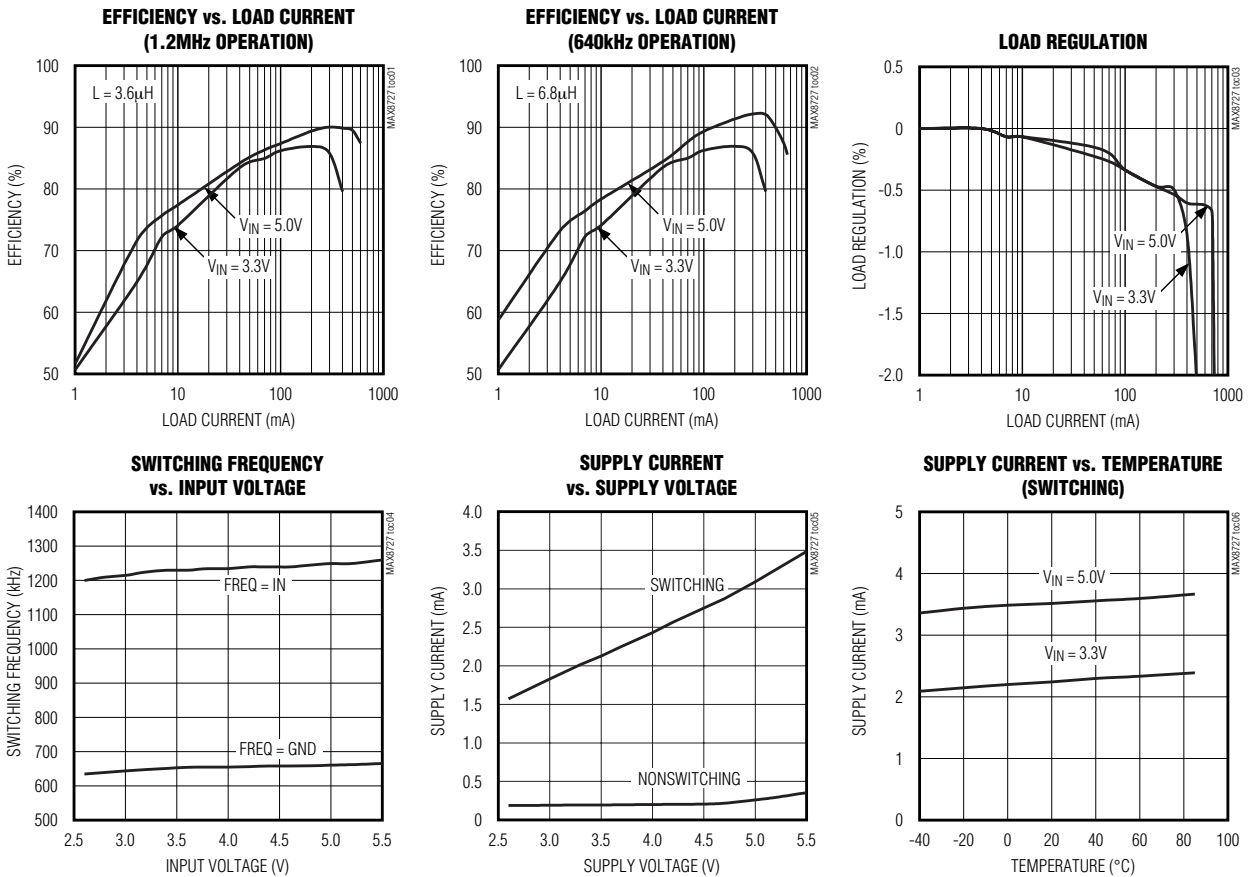
($V_{IN} = V_{SHDN} = 3V$, $FREQ = GND$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CONTROL INPUTS					
\overline{SHDN} , FREQ Input Low Voltage	$V_{IN} = 2.6V$ to $5.5V$			$0.3 \times V_{IN}$	V
\overline{SHDN} , FREQ Input High Voltage	$V_{IN} = 2.6V$ to $5.5V$	$0.7 \times V_{IN}$			V

Note 1: Specifications to $-40^{\circ}C$ are guaranteed by design, not production tested.

典型工作特性

(Circuit of Figure 1. $V_{IN} = 5V$, $V_{MAIN} = 15V$, $T_A = +25^{\circ}C$ unless otherwise noted.)

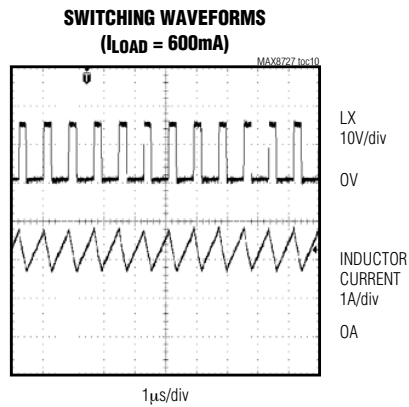
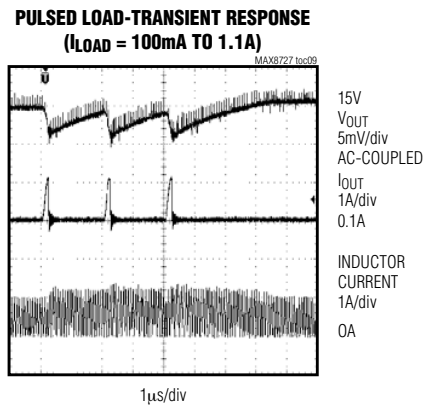
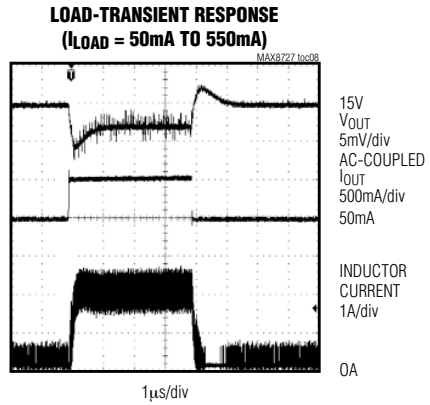
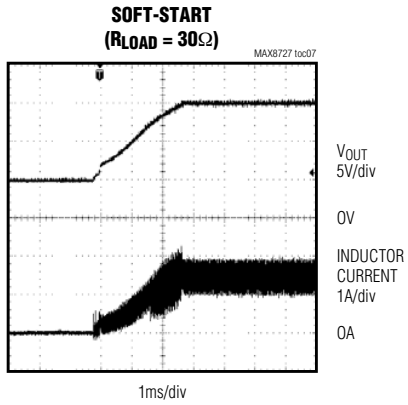


用于TFT-LCD的升压型DC-DC转换器

典型工作特性 (续)

(Circuit of Figure 1. $V_{IN} = 5V$, $V_{MAIN} = 15V$, $T_A = +25^\circ C$ unless otherwise noted.)

MAX8727



引脚	名称	功能
1	COMP	误差放大器补偿引脚。COMP和地之间连接一个串联的RC。有关元件的选择参见环路补偿部分。
2	FB	反馈引脚。FB调整点标称电压为1.24V。在升压调节器输出(V_{OUT})和GND之间连接一个外部电阻分压器，中心抽头连接至FB。分压器与IC尽量靠近，并减小走线长度，以降低噪声耦合。有关 V_{OUT} 的设置参见输出电压选择部分。
3	$\overline{\text{SHDN}}$	关断控制输入。驱动 $\overline{\text{SHDN}}$ 至低可关闭MAX8727。
4	GND	地。直接将引脚4和5连接在一起。
5	GND	地。直接将引脚4和5连接在一起。
6	LX	开关引脚。LX为内部MOSFET的漏极。将电感/整流二极管连接点接至LX，并尽可能减小走线长度，以降低EMI。直接将引脚6和7连接起来。
7	LX	开关引脚。LX为内部MOSFET的漏极。将电感/整流二极管连接点接至LX，并尽可能减小走线长度，以降低EMI。直接将引脚6和7连接起来。
8	IN	电源引脚。采用最小1 μF 的陶瓷电容直接旁路IN到GND。
9	FREQ	频率选择输入。FREQ为低电平时，振荡频率被设置为640kHz。FREQ为高时，频率为1.2MHz。该输入具有5 μA 的下拉电流。
10	SS	软启动控制引脚。在该引脚上连接一个软启动电容(C_{SS})。如不需要软启动可使该引脚开路。软启动电容被一个4.5 μA 的恒定电流充电。经过软启动时间 $t = 2.5 \times 10^5 C_{SS}$ 后达到满电流限。当 $\overline{\text{SHDN}}$ 为低时软启动电容被放电至地。当 $\overline{\text{SHDN}}$ 变高时，软启动电容首先被充至0.4V，然后开始软启动过程。

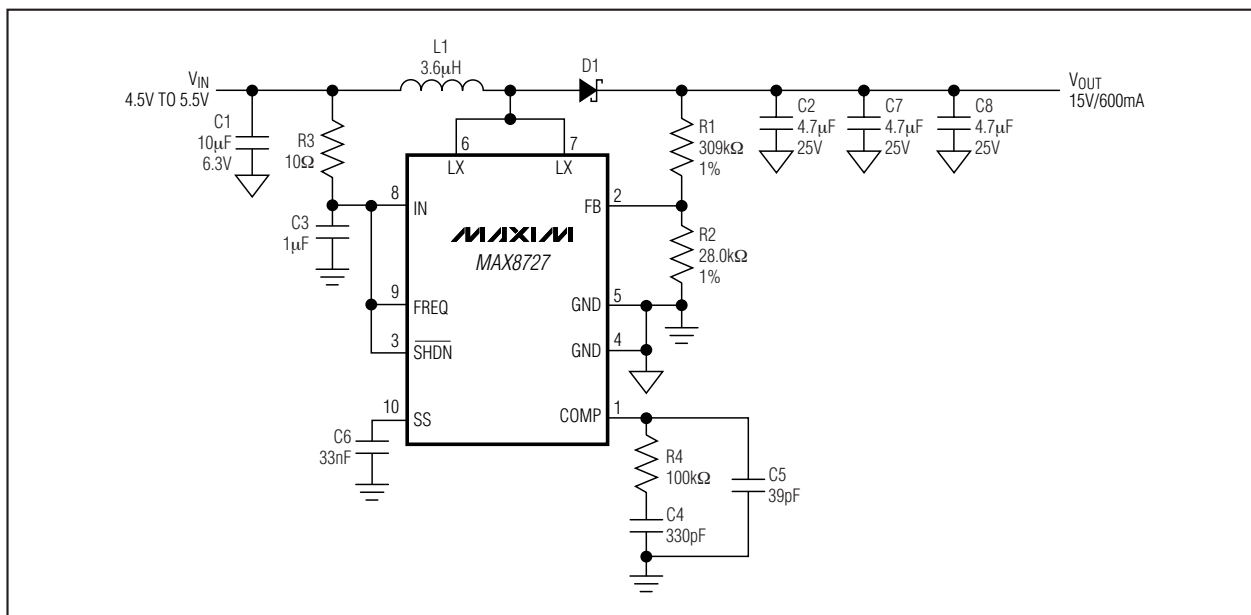
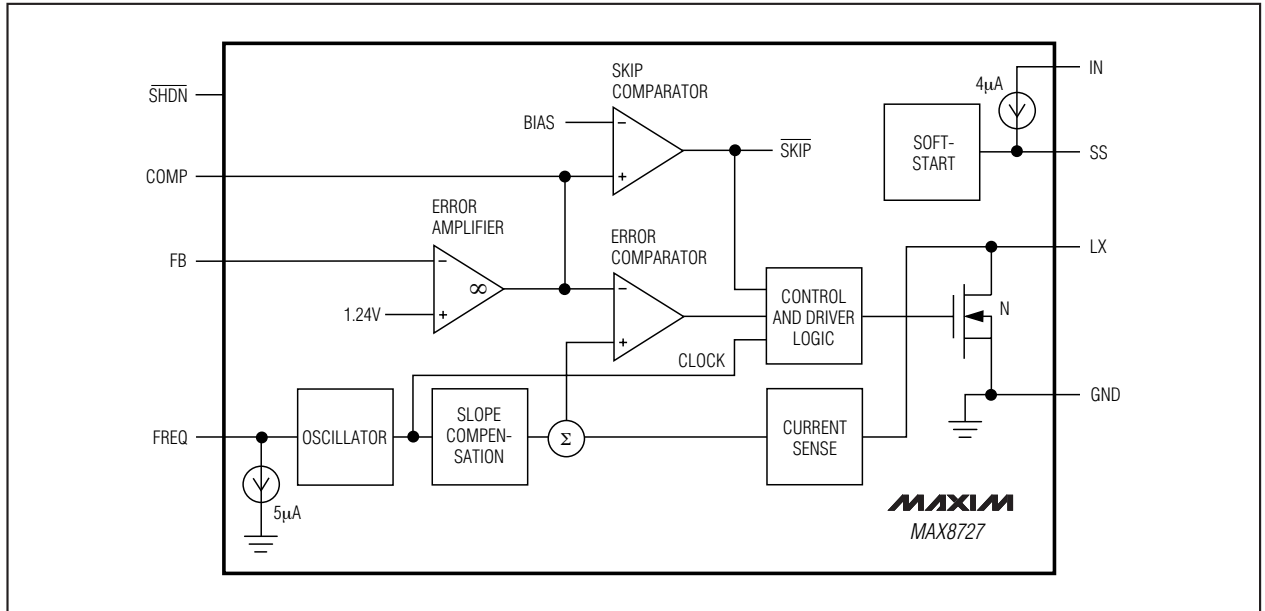


图1. 典型工作电路

用于TFT-LCD的升压型DC-DC转换器



MAX8727

图2. MAX8727功能框图

详细说明

MAX8727是一款电流模式、固定频率脉宽调制(PWM)结构的高效电源,具有快瞬态响应和低噪声工作特点。该器件采用一个误差放大器、两个比较器和几个信号产生器组合来调节输出电压(图2)。误差放大器比较FB上的信号与1.24V基准,并调整COMP输出。COMP电压设定内部MOSFET每次导通时的电流触发点。随着负载的变化,误差放大器通过COMP输出引脚吸收或源出电流,以调整电感峰值电流来满足负载要求。为保持大占空比工作时的稳定性,在电流检测信号中叠加了斜坡补偿信号。

轻载时,这种结构允许MAX8727“跳过”一些周期,以防输出电压被充得过高。

在此工作范围内,电感电流升至约50mA峰值,向输出放电,然后一直等待下一个脉冲。

最大输出电流

MAX8727的最大输出电流与电流限、输入电压、工作频率和电感值有关。由于受为保持反馈环稳定而添加的斜

坡补偿的影响,电感电流限还与占空比有关。电流限由下式决定:

$$I_{LIM} = (1.26 - 0.35 \times D) \times I_{LIM_EC}$$

其中 I_{LIM_EC} 是75%占空比时的电流限(参见*Electrical Characteristics*),D为占空比。

最大输出电流与电流限有关,并受下式控制:

$$I_{OUT(MAX)} = \left[I_{LIM} - \frac{0.5 \times D \times V_{IN}}{f_{OSC} \times L} \right] \times \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \times \eta$$

其中 I_{LIM} 是前面所计算的电流限, η 是调节器效率(通常为85%),D为占空比。工作于电流限时占空比为:

$$D = \frac{V_{OUT} - V_{IN} + V_{DIODE}}{V_{OUT} - I_{LIM} \times R_{ON} + V_{DIODE}}$$

其中 V_{DIODE} 是整流二极管的正向电压, R_{ON} 是内部MOSFET的导通电阻。

用于TFT-LCD的升压型DC-DC转换器

软启动

MAX8727可用一只外部电容设置上电软启动。当关断引脚被拉高时，软启动电容(C_{SS})先被立即充电至0.4V。然后用一个4.5 μ A (典型值)的恒定电流给电容充电。在此期间，SS电压直接控制峰值电感电流，由 $V_{SS} = 0.4V$ 时的0A逐渐升至 $V_{SS} = 1.5V$ 时的满电流限。软启动完成后就可提供最大负载电流。当 \overline{SHDN} 引脚被拉低时软启动电容被放电至地。

频率选择

MAX8727的频率可由用户选择为640kHz或者1.2MHz。连接FREQ至GND时选择640kHz工作频率。连接FREQ至IN则选择1.2MHz开关频率。高频工作时允许设计者选用小巧的、最低高度的外部元件，同时保持低输出噪声。FREQ具有内部下拉，允许不连接FREQ时选择640kHz工作频率。

表 1. 元件列表

DESIGNATION	DESCRIPTION
C1	10 μ F \pm 10%, 6.3V X5R ceramic capacitor (0805) Murata GRM21BR60J106K Taiyo Yuden JMK212BJ106KD
C2, C7, C8	4.7 μ F \pm 20%, 25V X7R ceramic capacitors (1206) Murata GRM31CR71E475M
D1	3A, 30V Schottky diode (M-Flat) Toshiba CMS02
L1	3.6 μ H \pm 30% power inductor Sumida CDRH6D26-3R6NC

表 2. 元件供应商

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEBSITE
Murata	770-436-1300	770-436-3030	www.murata.com
Sanyo	619-661-4143	619-661-1055	www.sanyovideo.com
Sumida	847-545-6700	847-545-6720	www.sumida.com
Taiyo Yuden	800-348-2496	847-925-0899	www.t-yuden.com
Toshiba	949-455-2000	949-859-3963	www.toshiba.com/taec

关断

当 \overline{SHDN} 为低时MAX8727进入关断模式，电源电流降至0.1 μ A。在此模式下，内部基准、误差放大器、比较器、偏置电路被关闭，n沟道MOSFET处于关断状态。升压调节器的输出通过外部电感和整流二极管被连接至IN。

应用信息

MAX8727升压调节器可采用简单的一次迭代算法来设计。所有设计在生产之前应通过原型测试。表1列出了典型应用电路所需的功率元件。表2列出了元件供应商。

外部元件值的选择主要取决于输出电压和最大负载电流，以及最大和最小输入电压。首先确定电感值。确定L值之后，就可以确定二极管和电容。

电感选择

在选择电感时，需要考虑的因素有最小电感值、峰值电流和串联电阻。这些因素影响转换器的效率、最大输出负载能力、瞬态响应时间和输出电压波纹等。物理尺寸和成本也是要考虑的重要因素。

最大输出电流、输入电压、输出电压和开关频率决定了电感值。很大的电感值能够减小纹波电流，因而降低了峰值电流，这可以降低电感内的磁芯损耗和整个功率通道上的 I^2R 损耗。但是大电感值意味着需要更多的电感储能和更多的线圈匝数，这又会增大物理尺寸和增加电感中的 I^2R 损耗。小电感值可减小物理尺寸，但纹波电流和峰值电流会增大。因此，选择最佳电感值，需要综合考虑电路效率、电感尺寸和成本等因素。

用于TFT-LCD的升压型DC-DC转换器

此处给出的公式含有一个常数LIR，它是满负载电流时，电感峰-峰纹波电流和平均DC电感电流的比值。升压调节器电感尺寸和电路效率的最佳平衡点通常在0.3至0.5之间的LIR。不过，考虑到电感磁芯材料的AC特性，以及电感电阻与功率通道上其他电阻的比值，最佳LIR值会上下偏移。如果电感电阻偏大，则可适当增大纹波，以降低线圈匝数、增加线圈直径。如果电感电阻偏小，那么增大电感可降低峰值电流，因而降低整个功率通道上的损耗。如果象LCD面板应用中那样，采用非常薄的高阻值电感，最佳LIR可能会增加到0.5至1.0之间。

一旦选择好电感后，应仔细考察一下更高和更低感量的电感的工作情况，以便在典型工作情况下获得更高的效率。

利用典型输入电压(V_{IN})、最大输出电流($I_{MAIN(MAX)}$)、预期效率(η_{TYP})，取自*典型工作特性*中的相应曲线)，以及基于上述讨论所确定的LIR近似计算电感值：

$$L = \left(\frac{V_{IN}}{V_{MAIN}} \right)^2 \left(\frac{V_{MAIN} - V_{IN}}{I_{MAIN(MAX)} \times f_{OSC}} \right) \left(\frac{\eta_{TYP}}{LIR} \right)$$

从适当的电感系列中选择一个现有的电感值。在最小输入电压 $V_{IN(MIN)}$ 下，根据能量守恒原理以及*典型工作特性*中有关曲线所提供的特定工作点(η_{MIN})下的期望效率，计算最大DC输入电流：

$$I_{IN(DC, MAX)} = \frac{I_{MAIN(MAX)} \times V_{MAIN}}{V_{IN(MIN)} \times \eta_{MIN}}$$

在此工作点下计算纹波电流和所需的电感峰值电流：

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{IN(MIN)} \times (V_{MAIN} - V_{IN(MIN)})}{L \times V_{MAIN} \times f_{OSC}}$$

$$I_{PEAK} = I_{IN(DC, MAX)} + \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

电感额定饱和电流和MAX8727的LX电流限(I_{LIM})应大于 I_{PEAK} ，电感的额定DC电流应大于 $I_{IN(DC, MAX)}$ 。为实现较高的效率，应选择串联电阻小于 0.1Ω 的电感。

考虑典型工作电路，15V输出和典型输入电压5V时，最大负载电流($I_{MAIN(MAX)}$)为600mA。在此工作点上，选择LIR为0.35，估计效率为85%：

$$L = \left(\frac{5V}{15V} \right)^2 \left(\frac{15V - 5V}{0.6A \times 1.2MHz} \right) \left(\frac{0.85}{0.35} \right) \approx 3.6\mu H$$

利用电路的最小输入电压(4.5V)和此工作点上所估计的85%效率：

$$I_{IN(DC, MAX)} = \frac{0.6A \times 15V}{4.5V \times 0.85} \approx 2.35A$$

纹波电流和峰值电流为：

$$I_{RIPPLE} = \frac{4.5V \times (15V - 4.5V)}{3.6\mu H \times 15V \times 1.2MHz} \approx 0.73A$$

$$I_{PEAK} = 2.35A + \frac{0.73A}{2} \approx 2.70A$$

输出电容的选择

总输出电压纹波由两部分组成：输出电容充放电造成的容性纹波以及由电容等效串联电阻(ESR)造成的欧姆纹波：

$$V_{RIPPLE} = V_{RIPPLE(C)} + V_{RIPPLE(ESR)}$$

$$V_{RIPPLE(C)} \approx \frac{I_{MAIN}}{C_{OUT}} \left(\frac{V_{MAIN} - V_{IN}}{V_{MAIN} f_{OSC}} \right) \text{ 和}$$

$$V_{RIPPLE(ESR)} \approx I_{PEAK} R_{ESR(COUT)}$$

其中 I_{PEAK} 为峰值电感电流(参见*电感选择*部分)。对于陶瓷电容，输出电压纹波一般主要为 $V_{RIPPLE(C)}$ 。同时还应考虑输出电容的额定电压和温度特性。

用于TFT-LCD的升压型DC-DC转换器

输入电容选择

输入电容(C_{IN})用来降低从输入电源吸收的电流尖峰,降低注入IC的噪声。在一般实验室条件下,源端阻抗较大,因此典型工作电路(图1)中采用一个10 μ F陶瓷电容。在实际应用中,由于升压调节器通常直接接在另一个稳压电源的输出上,因此其源阻抗要低得多。通常来讲, C_{IN} 可以使用低于典型工作电路中的值。应选用足够的 C_{IN} 以保证IN引脚电源有足够低的噪声。也可以在IN上采用RC低通滤波器对 C_{IN} 上的噪声进行去耦,这样就容许 C_{IN} 上有更大的电压波动(参见图1中的R3和C3)。

整流二极管的选择

MAX8727的高开关频率需要一个高速整流器。肖特基二极管由于具有快恢复时间和较低的正向电压,因此在大多数应用中推荐使用。该二极管应能够承受输出电压和峰值开关电流。应确保二极管额定峰值电流至少大于电感选择部分中所计算的 I_{PEAK} ,其击穿电压应大于输出电压。

输出电压选择

MAX8727的输出在 V_{IN} 至24V之间可调。在输出(V_{MAIN})和GND之间连接一个电阻分压器,其中心抽头连接至FB(参见图1)。在10k Ω 至50k Ω 范围内选择R2。采用以下公式计算R1:

$$R1 = R2 \times \left(\frac{V_{MAIN}}{V_{FB}} - 1 \right)$$

其中 V_{FB} 为升压调节器的反馈设置点,为1.24V(典型值)。应将R1和R2靠近IC安装。

环路补偿

电压反馈环路需要进行正确的补偿,以防由于环路不稳定而造成过大的输出波纹和效率下降。这可以通过在COMP和GND之间串接电阻(R_{COMP})和电容(C_{COMP})、在COMP和GND之间并联另一个电容(C_{COMP2})来实现。 R_{COMP} 用于设置高频积分增益,提供快速瞬态响应,

C_{COMP} 设置积分电路零点,以保持环路的稳定。第二个电容 C_{COMP2} 用于抵消输出电容ESR引入的零点的影响。为实现最佳性能,可采用以下公式来选择元件:

$$R_{COMP} \approx \frac{315 \times V_{IN} \times V_{OUT} \times C_{OUT}}{L \times I_{MAIN(MAX)}}$$

$$C_{COMP} \approx \frac{V_{OUT} \times C_{OUT}}{10 \times I_{MAIN(MAX)} \times R_{COMP}}$$

$$C_{COMP2} \approx \frac{0.0036 \times R_{ESR} \times L \times I_{MAIN(MAX)}}{V_{IN} \times V_{OUT}}$$

对于ESR较小的陶瓷输出电容, C_{COMP2} 可选。衡量环路补偿是否正确的最佳方法是观察MAX8727的瞬态响应。如有必要可以调整 R_{COMP} 和 C_{COMP} ,以获得最佳瞬态性能。

软启动电容

软启动电容应该有足够的容值,在输出稳定之前它不应到达终值。计算 C_{SS} 如下:

$$C_{SS} > 21 \times 10^{-6} \times C_{OUT} \times \left(\frac{V_{OUT}^2 - V_{IN} \times V_{OUT}}{V_{IN} \times I_{INRUSH} - I_{OUT} \times V_{OUT}} \right)$$

其中 C_{OUT} 是包括输出总线上所有旁路电容在内的总输出电容, V_{OUT} 是最大输出电压, I_{INRUSH} 是能够允许的峰值浪涌电流, I_{OUT} 是上电期间的最大输出电流, V_{IN} 是最小输入电压。

负载必需在软启动结束后才能够吸收较多的负载电流。负载开始吸收最大负载电流之前所需的等待时间为:

$$t_{MAX} = 6.77 \times 10^5 \times C_{SS}$$

用于TFT-LCD的升压型DC-DC转换器

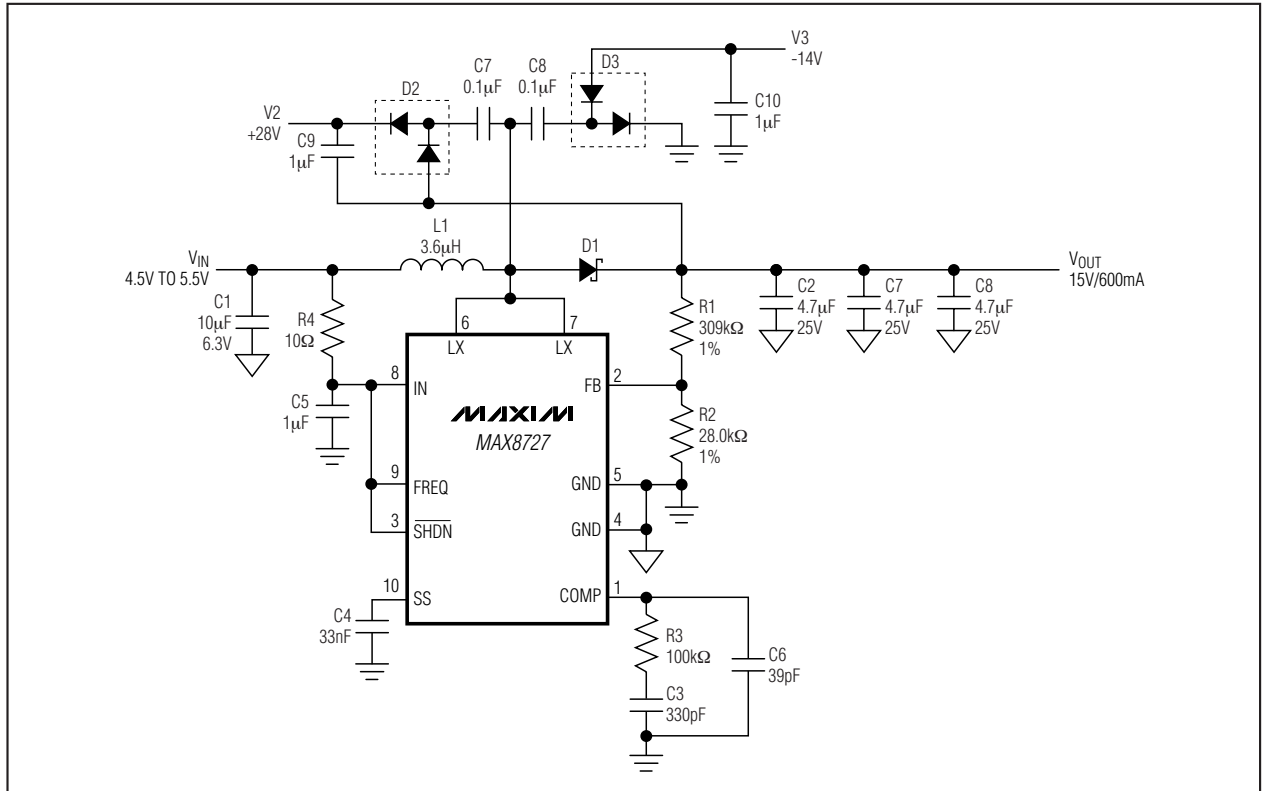


图3. 多路输出TFT-LCD电源

用于TFT LCD的多路输出电源

图3所示是一个用于有源矩阵TFT LCD平板显示器的电源。输出电压瞬态响应和负载特性有关。可根据瞬态性能要求增加或减少输出电容(并重新计算补偿网络)。辅助输出(V2和V3)的调整性能和所有三路输出的负载特性有关。

PC板布局和接地

仔细的PC板布局对于电路正确地工作非常重要。依照以下准则可获得良好的PC板布局:

- 1) 电感、整流二极管和输出电容紧靠输入电容和LX及GND引脚放置,以减小大电流回路的面积。大电流输入回路从输入电容正极开始,至电感,然后到IC的LX引脚,流出GND,最后回到输入电容的负极。大电流

输出回路从输入电容正极开始,至电感,然后到达整流二极管(D1)、输出电容正极,最后通过输出电容和输入电容接地端的连接返回。应采用短而宽的走线连接这些环路元件。在大电流通路上应避免使用过孔。如果过孔不可避免,应采用多个并行过孔以降低电阻和电感。

- 2) 采用一个功率接地岛(PGND)连接输入和输出电容地以及IC的GND引脚。采用短而宽的走线或者一个小的地平面连接所有这些接地端子。采用尽可能宽的功率地引线可提高效率、降低输出电压纹波和噪声尖峰。用一个模拟地平面(AGND)连接反馈分压器地端、COMP和SS电容地端以及器件背面裸露的垫盘。通过直接连接GND引脚和背面裸露的垫盘,实现AGND和PGND岛的连接。除此之外,这两个分离的地平面之间不要再进行其他连接。

用于TFT-LCD的升压型DC-DC转换器

MAX8727

- 3) 反馈分压器电阻尽可能靠近FB引脚放置。分压器中心抽头走线应尽量短。如果电阻放置较远，长FB走线会成为拾取开关噪声的天线。避免使反馈走线靠近LX。
- 4) IN引脚旁路电容应尽可能靠近器件。该旁路电容的地应采用宽走线直接连至GND引脚。

- 5) 为获得最佳瞬态响应，输出电容到负载的走线应尽量短、尽量宽。
- 6) 尽可能减小LX节点的尺寸，并使其短而宽。LX节点应远离反馈节点和模拟地。如有必要可以用DC走线作为屏蔽。

MAX8727评估板给出了一个正确的电路板布局范例，可作为设计参考。

芯片信息

TRANSISTOR COUNT: 2746

PROCESS: BiCMOS