

3A 同步整流 DC/DC 降压转换器

■ 产品概述

HL2430 是一款同步的高效率 DC/DC 降压转换器，可以提供高达 3A 的输出电流。该芯片在 2.5V 至 8V 电压范围内工作，能够提供 0.8V 至 VIN 的输出电压值，HL2430 在上板后也能方便调节输出电压值。

HL2430 在 300kHz 至 1.5MHz 宽的开关频率范围内具有高达 94% 的效率。该芯片较高的工作频率减少了外部元件的尺寸。

内部软启动控制电路降低了浪涌电流，短路和热过载保护提高了设计的可靠性。HL2430 采用小型封装 SOP-8/PP。

■ 用途

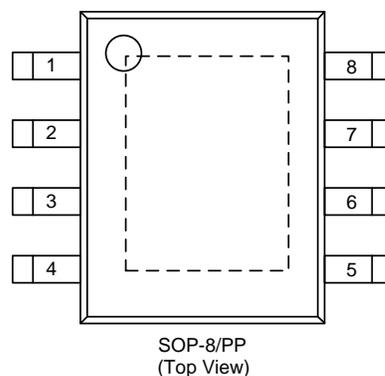
- FPGA, ASIC、DSP 输入电源
- 液晶电视
- 绿色电子/电器
- 笔记本电脑
- 机顶盒
- 蜂窝基站
- 网络与通信

■ 产品特点

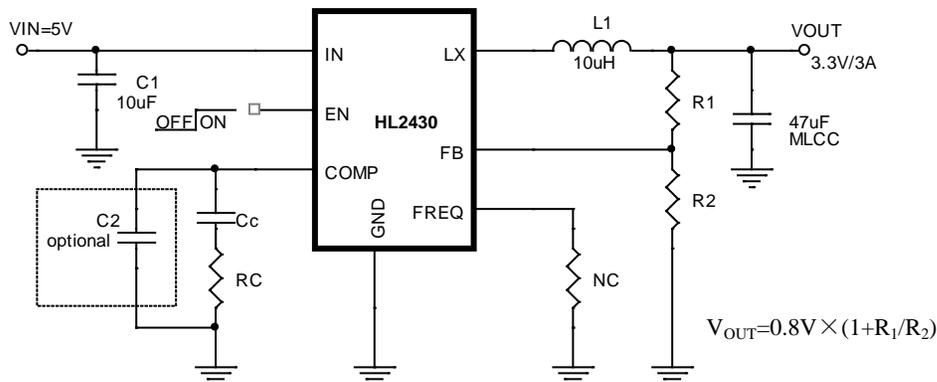
- 陶瓷输入和输出电容器
- 效率高达 94%
- 输出电流可达 3A
- 工作电压从 2.5V 至 8V
- 输出电压值从 0.8V 至 VIN 可调
- 内部软启动
- 短路和热过载保护
- 符合 RoHS

■ 封装

- SOP-8/PP



■ 典型应用电路



注意：若 FREQ 引脚悬空：fosc=340KHz，RC=1K、CC=2.2nF；若连接 C2，则 C2=100PF

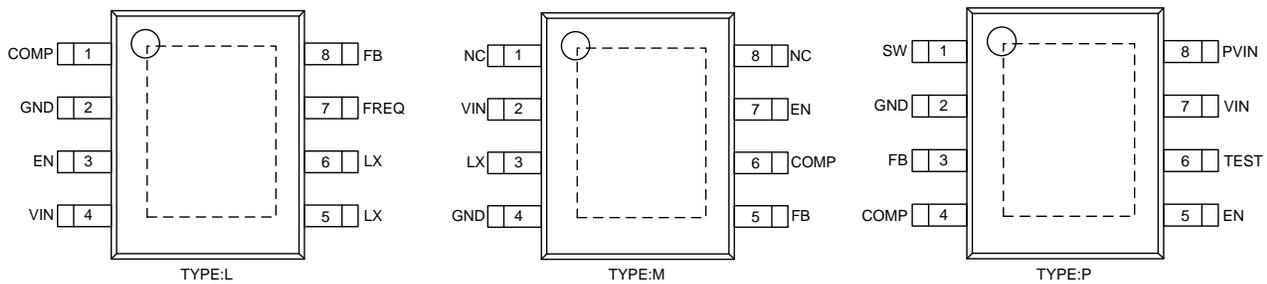
FREQ 引脚接一个 27KΩ 电阻：fosc=1.5MHz，RC=10K、CC=470PF；若连接 C2，则 C2=22PF

■ 订购信息

HL2430 AB C D E XXXX

标号	代表	标记	描述
AB	输出电压	AD	输出电压可调
		12	1.2V
		18	1.8V
		33	3.3V
C	频率	F	频率可调
		K	340K
		M	1.5MHZ
D	封装形式	S	SOP-8/PP
E	引脚排列	L	
		M	
		P	
XXXX	批号	整数	

■ 引脚配置

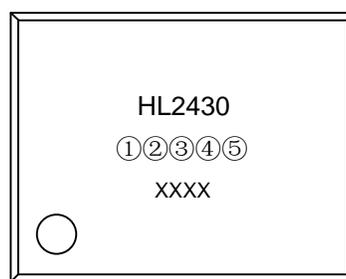


	L	M	P
引脚 1	COMP	NC	SW
引脚 2	GND	VIN	GND
引脚 3	EN	LX	FB
引脚 4	VIN	GND	COMP
引脚 5	LX	FB	EN
引脚 6	LX	COMP	TEST
引脚 7	FREQ	EN	VIN
引脚 8	FB	NC	PVIN

■ 引脚功能描述

引脚名称	功能描述
COMP	回路补偿引脚，增添R/C网络使回路稳定
GND	接地引脚
EN	芯片使能引脚，高电平有效，内部上拉自动启动
IN	电源输入引脚
LX	开关引脚
FREQ	频率调节引脚，从这个引脚到地之间的电阻决定了芯片的开关频率
FB	反馈引脚， $V_{OUT}=0.8V \times (1+R1/R2)$.

■ 打印信息



SOP-8/PP

①② 表示输出电压值

标号	标记	描述
① ②	AD	输出电压可调
	12	1.2V
	18	1.8V
	33	3.3V

③ 表示工作频率

标号	代表
F	频率可调
K	340K
M	1.5MHz

④ 表示封装形式

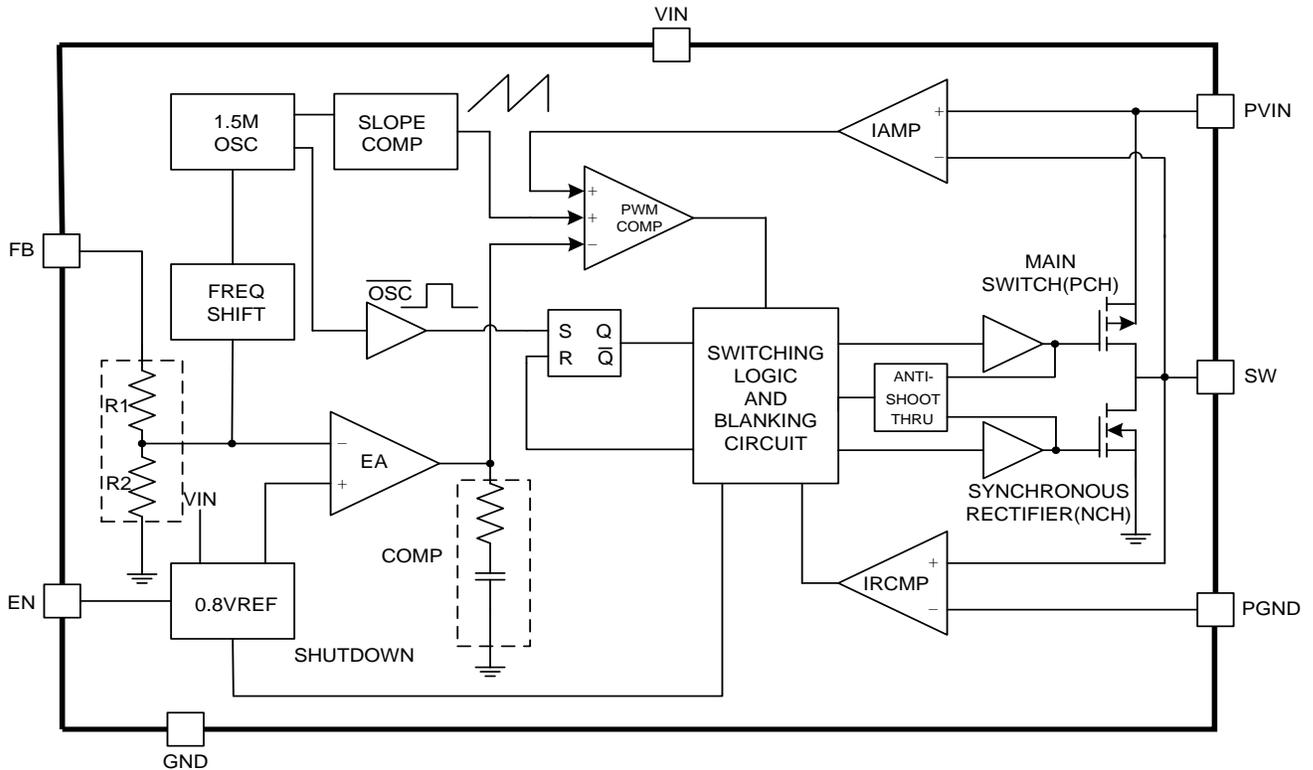
标号	代表
M	SOP-8/PP

⑤ 表示引脚排列方式

标号	代表
L	L型排列方式
M	M型排列方式
P	P型排列方式

XXXX 表示内部定义的批号

■ 功能框图



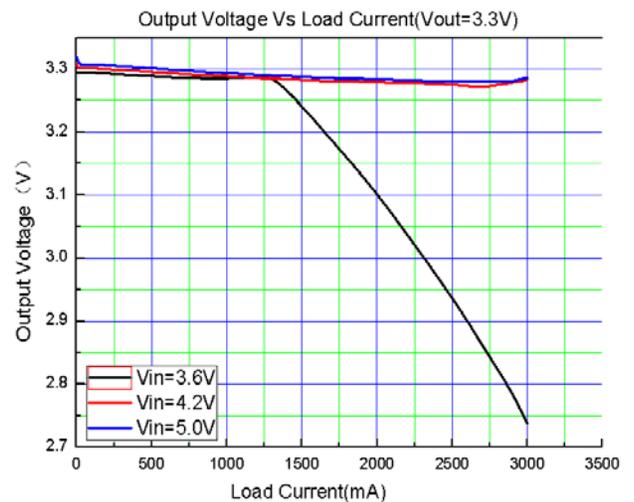
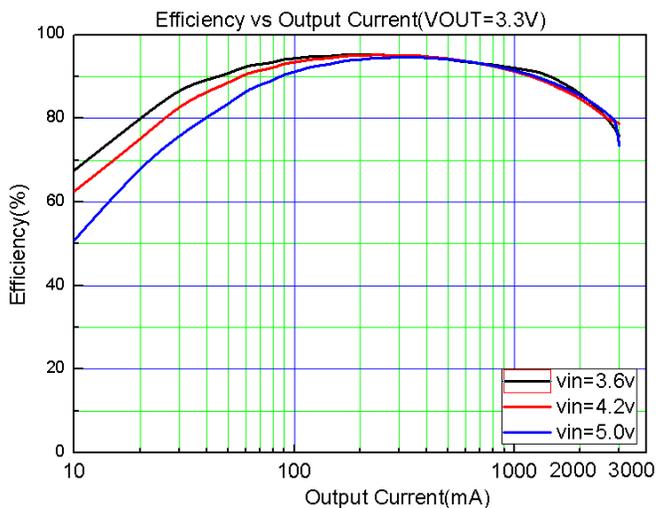
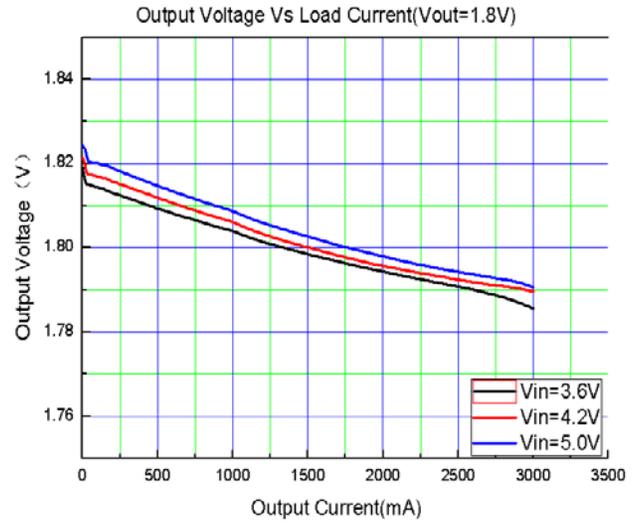
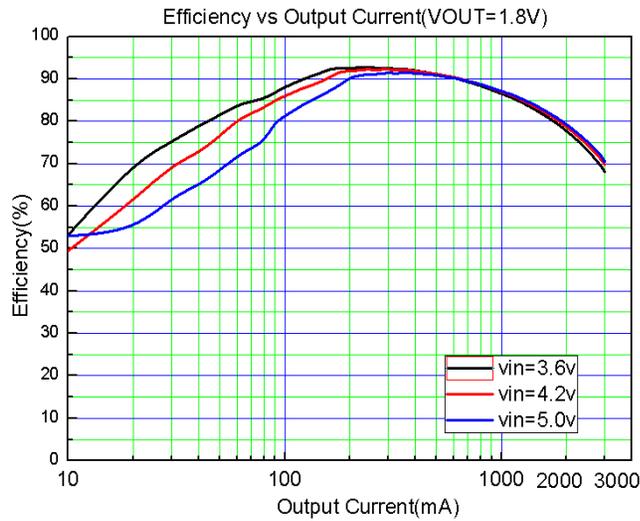
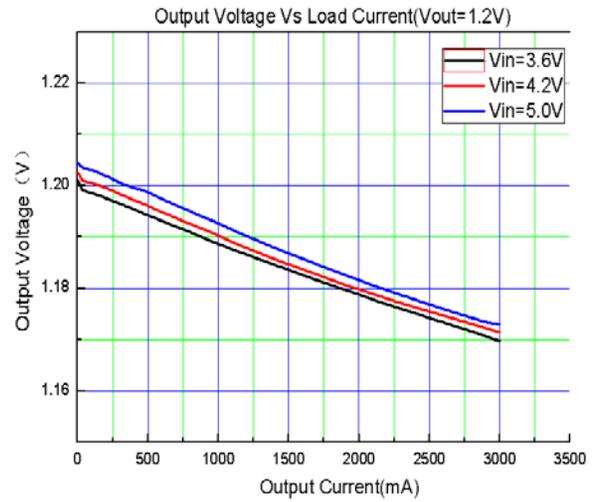
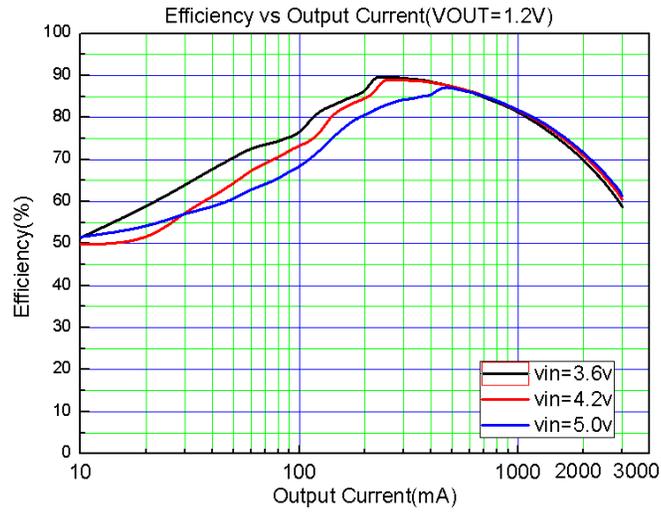
■ 绝对最大额定值

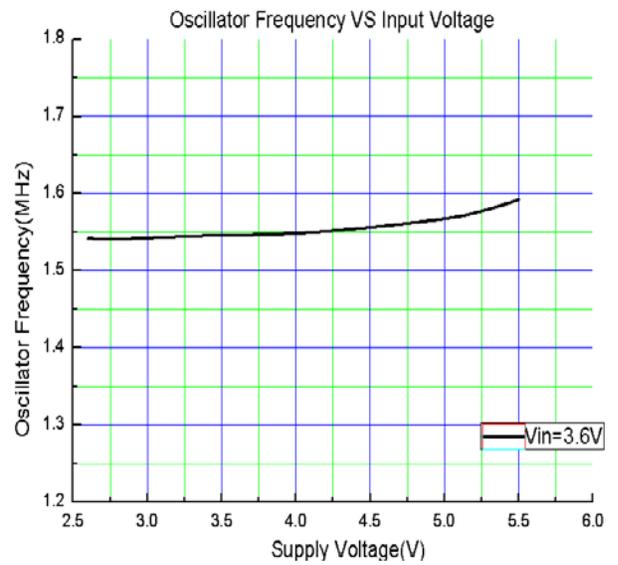
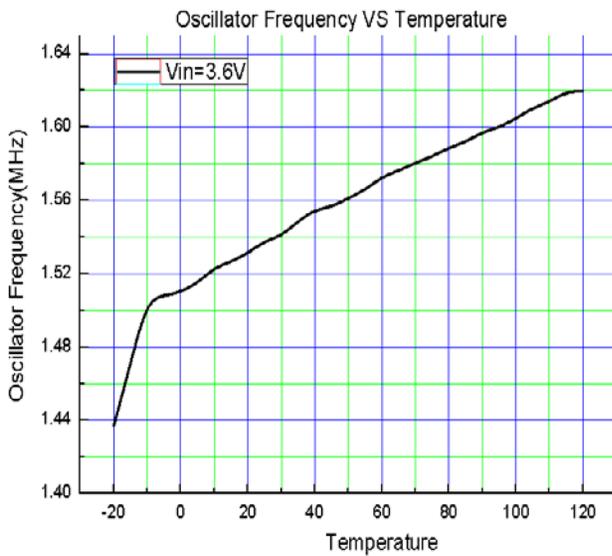
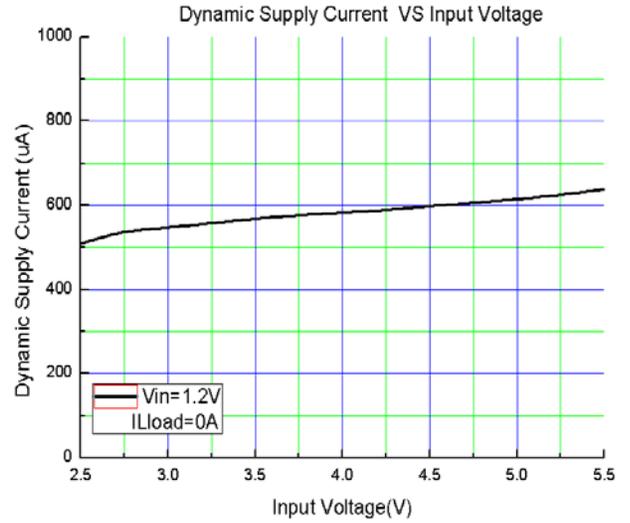
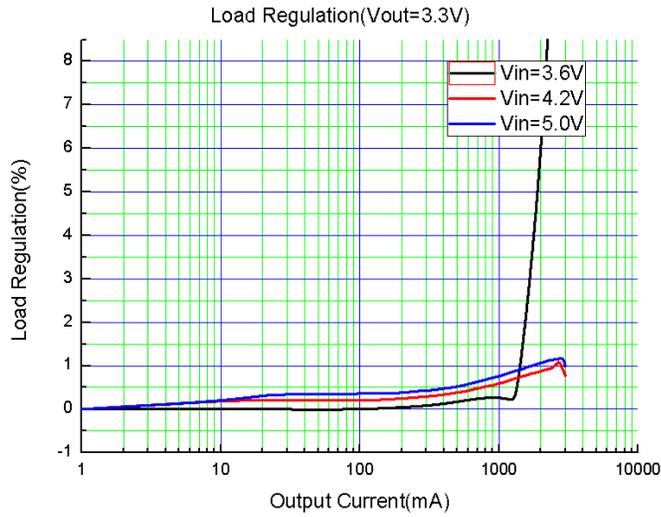
项目	符号	绝对最大额定值	单位
输入电压	V_{IN}	$V_{SS}-0.3 \sim V_{SS}+8$	V
	V_{LX}	$V_{SS}-0.3 \sim V_{IN}+0.7$	
	$V_{EN,FREQ,FB,COMP}$	$V_{SS}-0.3 \sim V_{IN}+0.3$	
容许功耗	P_D	SOP8/PP 1400	mW
工作环境温度	T_{opr}	-40~+85	°C
保存温度	T_{stg}	-40~+125	
回焊温度 (10s 焊接)	T_{refl}	250	

■ 电学特性参数

项目	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压范围		3		8	V
输入 UVLO		2	2.3	2.6	V
静态电流	$V_{FB} = 1V$ (no switching)	—	460	550	uA
	$V_{EN} = 0V$	—	0	+1	uA
FB 引脚电压		0.784	0.8	0.816	V
FB 引脚电流		-50	0	+50	nA
负载调整度	$0A < I_{OUT} < 3A$		0.3		%
线性调整度	$3.3V < V_{IN} < 5V$		0.17		%
EN 引脚电压上升		0.9			V
EN 引脚电压下降				0.75	V
EN 引脚漏电流	$V_{EN}=3V$		0.1	1	uA
开关频率	RFREQ=NC	300	340	380	KHz
	RFREQ=120kΩ	540	600	660	
	RFREQ=47kΩ	900	1000	1100	
	RFREQ=27kΩ	1275	1500	1725	
短路频率			1/4		FSW
电流限制		3.5	4.0	4.5	A
最大占空比				100	%
最小占空比		0			%
最小启动时间			180		nS
误差放大器的跨导		300	400	500	umho
P 管的漏电流	$V_{LX} = 0V, V_{EN} = 0V$		0.1	20	uA
P 管的导通电阻 $R_{DS(ON)}$	$I_{LX} = 150mA$		130	200	mΩ
N 管的导通电阻 $R_{DS(ON)}$	$I_{LX} = 150mA$		110	180	mΩ
热关段保护	温度上升		160		°C
	迟滞		-20		°C

■ 典型特性曲线





应用信息

电感的选择

对于大多数的应用而言,电感值将下降至 $22\mu\text{H}$ 的 $4.7\mu\text{H}$ 的范围。电感值的选择基于所需的纹波电流的大小。选取较大的电感值可以降低纹波电流,而选取较小的电感值则纹波电流将会较大。较高的输入电压 (V_{IN}) 或输出电压 (V_{OUT}) 也会增加纹波电流 ΔI_L :

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

$$C_{\text{IN}} \text{ requires } I_{\text{RMS}} \cong I_{\text{QMAX}} \frac{\sqrt{V_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}}{V_{\text{IN}}}$$

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

$$V_{\text{OUT}} = 0.8 \times \left[1 + \frac{R_1}{R_2} \right] \text{ Volt}$$

上述表达式中 f = 开关频率, L 为电感。一个合理的电感电流纹波通常设置为 $1/10$ 至多 $1/3$ 输出电流。

电感的直流额定电流应至少等于最大负载电流加上一半的纹波电流,以防止磁芯饱和。为了获得更好的效率,应选择一个小 DCR 电感。

电容的选择

在连续模式下,顶部 MOSFET 的源电流是占空比为 $V_{\text{OUT}} / V_{\text{IN}}$ 的方波。为了防止大的瞬态电压,必须使用容值为当前最大 RMS 的低 ESR 的输入电容。最大 RMS 电容的电流如下:

$$C_{\text{IN}} \text{ requires } I_{\text{RMS}} \cong I_{\text{QMAX}} \frac{\sqrt{V_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}}{V_{\text{IN}}}$$

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

这个表达式在 $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$ 取得最大值,同时 $I_{\text{RMS}} = I_{\text{OUT}}/2$ 。

输出电容 (C_{OUT}) 由所要求的有效串联电阻 (ESR) 所决定的。通常情况下,一旦 C_{OUT} 达到了 ESR 的要求, RMS 电流额定值一般都远远超过了纹波电流 $I_{\text{RIPPLE}}(P-P)$ 的要求。

输出纹波 ΔV_{OUT} 取决于:

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

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

如果输出电压值固定,那么输出纹波是随着输入电压增加而增大的,因为 ΔI_L 随着输入电压增加而增大。

如今,高价值,低成本的陶瓷电容器尺寸正越来越小。他们的高纹波电流,高电压等级和低 ESR 使其成为开关稳压器应用的理想选择。由于 HL2430 的控制回路并不依赖于输出电容器的 ESR 的稳定运行,可以自由使用陶瓷电容,以达到非常低的输出纹波和小电路尺寸。

在选择输入和输出陶瓷电容器,选择 X5R 或 X7R 的电介质配方。这种电介质在所有的给定值和大小陶瓷电容中具有最佳的温度和电压特性。

输出电压的设定

HL2430 的输出电压是由以下的电阻分压表达式决定的:

$$V_{\text{OUT}} = 0.8 \times \left[1 + \frac{R_1}{R_2} \right] \text{ Volt}$$

一些 R_1 、 R_2 的标准值及输出电压的常用值如下表所列:

$V_{\text{OUT}}(\text{V})$	$R_1(\text{k}\Omega)$	$R_2(\text{k}\Omega)$
1.1	7.5	20
1.2	10	20
1.5	13	15
1.8	30	24
2.5	51	24
3.3	75	24

环路补偿

HL2430 采用峰值电流控制模式使应用简单并能够得到快速的瞬态响应。峰值电流模式控制消除了输出 LC 滤波器的双杆的影响。它大大简化了补偿回路设计。

随着峰值电流模式控制，降压功率级可以简化为一个单极和一零频域系统。单极可以用如下公式计算：

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_L}$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times ESR_{COUT}}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times (R_C + \frac{A_{EA}}{G_{EA}})} \cong \frac{G_{EA}}{2\pi \times C_C \times A_{EA}}$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times R_C}$$

$$R_C = f_C \times \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \times \frac{2\pi \times C_{OUT}}{G_{EA} \times G_{CS}}$$

$$C_C = \frac{C_{OUT} \times R_L}{R_C}$$

$$R_{LX} = (R_{DS(ON)})D + (R_D(F))(1-D)$$

所谓零频域是一个 ESR 零，由输出电容和它的 ESR 计算。它可以用以下公式计算：

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times ESR_{COUT}}$$

上式中 C_{OUT} 是指输出电容，R_L 为负载电阻；ESR_{COUT} 是输出电容的等效串联电阻。

补偿的设计是形成转换器的闭环传递函数来获得所需的增益和相位。在大多数情况下，串联电容和电阻网络连接到 COMP 引脚设置零极点，是一个足够稳定的高带宽控制回路。

HL2430 的 FB 引脚和 COMP 引脚是反相输入和内部跨导误差放大器 (EA) 的输出。一个串联 RC 和 CC 补偿网络连接到 COMP 引脚提供了一个极点和一个零频域：

因为 $R_C \ll A_{EA}/G_{EA}$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times (R_C + \frac{A_{EA}}{G_{EA}})} \cong \frac{G_{EA}}{2\pi \times C_C \times A_{EA}}$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times R_C}$$

在上述公式中 G_{EA} 是误差放大器的跨导

A_{EA} 是误差放大器的电压增益

R_C 是补偿电阻

C_C 是补偿电容

所需的系统交叉频率 f_c 被定义为控制回路增益频率。它也被称为转换器的带宽。一般而言，较高的带宽意味着更快的负载响应。然而，因为系统的稳定性高带宽应该不会太被关注。当设计补偿回路时，转换器在所有的线性负载调整下的稳定性必须加以考虑。通常情况下，建议设置的带宽要小于 1/10 的开关频率。

使用选定的交叉频率 f_c，计算 RC：

$$R_C = f_C \times \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \times \frac{2\pi \times C_{OUT}}{G_{EA} \times G_{CS}}$$

上式中 G_{CS} = 2A/V 为电流检测电路的跨导。补偿电容 C_C 和电阻 R_C 共同构成零频域。把零频域设置在选中的频率 F_{P1} 附近。C_C 由下式选定： $C_C = \frac{C_{OUT} \times R_L}{R_C}$

检查瞬态响应

该稳压器环路响应可以通过负载瞬态响应进行检查。开关稳压器需要几个周期才能响应负载电流的一个变化。当负载发生变化时，V_{OUT} 立即变化，大小等于 (ΔI_{LOAD} × ESR)，其中的 ESR 是 C_{OUT} 有效串联电阻。ΔI_{LOAD} 也开始对 C_{OUT} 进行充电或放电，这将产生一个反馈误差信号。然后环路的调节作用，使保持在 V_{OUT} 稳定值。在这个恢复时间可以监控 V_{OUT} 的过冲，将显示出稳定性的问题。

效率的考虑

虽然在电路中的所有耗能元件产生的损失，在 HL2430 电路中通常占了大部分的损耗为：I²R。I²R 的损耗导致了高负载电流情况下中等效率的损失。I²R 的损耗可由内部开关，RLX 和外部电感 RL 计算得出。在连续模式下，通过电感 L 的平均输出电流在主开关和外部二极管之间被“斩”。因此，串联电阻寻找到 LX 引脚是内部高导通开关的 R_{DS(ON)} 功能，外部低导通二极管的正向电阻 R_{D(F)} 和占空比 (D) 如下：

$$R_{LX} = (R_{DS(ON)})D + (R_D(F))(1-D)$$

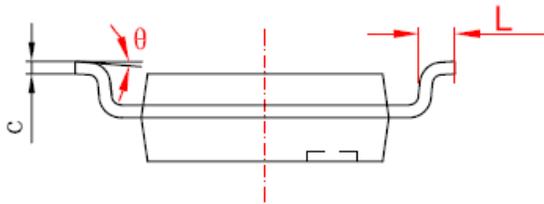
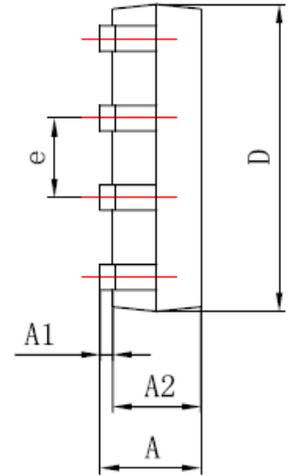
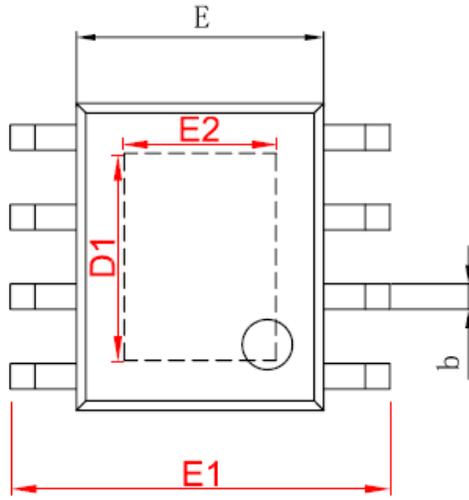
因此，要获得 I²R 的损耗，只需加上 RLX 和 RL 再乘以平均输出电流的平方即可。其它损耗包括 C_{IN} 和 C_{OUT} 损耗以及其他损失一般占不到总损耗的 2%。

散热考虑

在大多数应用中 HL2430 由于其高效率并没有太多的热量消散。但是，当 HL2430 在低电源输入、高占空比并在较高的环境温度运行时，散失的热量可能超过器件的最大结温的热量。如果结温达到 140°C 左右，两个电源开关将被关闭，LX 节点将成为高阻抗。

■ 封装信息

- SOP-8/PP



字符	Dimensions In Millimeters		Dimensions In Inches	
	Min	Max	Min	Max
A	1.350	1.750	0.053	0.069
A1	0.050	0.150	0.004	0.010
A2	1.350	1.550	0.053	0.061
b	0.330	0.510	0.013	0.020
c	0.170	0.250	0.006	0.010
D	4.700	5.100	0.185	0.200
D1	3.202	3.402	0.126	0.134
E	3.800	4.000	0.150	0.157
E1	5.800	6.200	0.228	0.244
E2	2.313	2.513	0.091	0.099
e	1.270 (BSC)		0.050 (BSC)	
L	0.400	1.270	0.016	0.050
θ	0°	8°	0°	8°