

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20μA静态电流

概述

MAX16930/MAX16931提供两个高压、同步降压控制器和一个预升压控制器。器件工作在2V至42V输入电压，带有预升压模式，以95%占空比支持低压差工作条件。器件设计工作在宽输入电压范围、中等至大功率应用，例如汽车冷启动或引擎启停条件。

MAX16930/MAX16931降压型控制器以180°错相工作，频率高达2.2MHz，允许使用小尺寸外部元件，降低输出纹波，并确保无AM波段干扰。开关频率可通过电阻调节。FSYNC输入编程支持三种频率模式以优化性能：强制固定频率工作模式、超低静态电流(20μA)的跳脉冲模式和外时钟同步模式。器件也提供扩频选项，将EMI干扰降至最小。

MAX16930/MAX16931带有异步升压控制器，预升压电路在低输入电压条件下打开，为降压控制器通道供电，输入电压低至2V。

器件也具有电源就绪监测器以及过压和欠压锁定。保护功能包括逐周期限流和热关断保护。

器件采用40引脚TQFN-EP和侧面防潮QFND-EP封装封装，工作在-40°C至+125°C汽车级温度范围。

特性

- ◆ 两路2MHz降压控制器
- ◆ 预升压，可工作在最低2V电压
- ◆ 180°错相工作
- ◆ 50ns最小导通时间，允许汽车电池输出3.3V，2.2MHz
- ◆ 20μA工作电流
- ◆ 宽输入电压范围：3.5V至36V (无预升压)
- ◆ 通过电阻设定频率：200kHz至2.2MHz
- ◆ ±1%输出电压精度：固定5.0V/3.3V或1V至10V可调
- ◆ 电流模式控制器，带有强制连续工作模式和跳脉冲模式
- ◆ 频率同步输入
- ◆ 电源过压和欠压锁定
- ◆ 过温和短路保护
- ◆ 增强散热的40引脚TQFN-EP和侧面防潮QFND-EP封装封装
- ◆ -40°C至+125°C工作温度范围

应用

汽车电源POL应用
分布式直流电源系统
导航和收音机

[订购信息](#)和[选型指南](#)在数据资料的最后给出。

相关型号以及配合该器件使用的推荐产品，请参见：china.maximintegrated.com/MAX16930.related。

本文是英文数据资料的译文，文中可能存在翻译上的不准确或错误。如需进一步确认，请在您的设计中参考英文资料。

有关价格、供货及订购信息，请联络Maxim亚洲销售中心：10800 852 1249 (北中国区)，10800 152 1249 (南中国区)，或访问Maxim的中文网站：china.maximintegrated.com。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20μA静态电流

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, INS, CS3P, CS3N, FB3, EN1, EN2,

EN3, TERM to PGND_	-0.3V to +42V
CS1, CS2, OUT1, OUT2 to AGND	-0.3V to +11V
CS1 to OUT1	-0.2V to +0.2V
CS2 to OUT2	-0.2V to +0.2V
CS3P to CS3N	-0.2V to +0.2V
BIAS, FSYNC, FOSC to AGND	-0.3V to +6.0V
COMP1, COMP2, BSTON to AGND	-0.3V to +6.0V
FB1, FB2, FSELBST, EXTVCC to AGND	-0.3V to +6.0V
DL_ to PGND_	-0.3V to +6.0V
BST_ to LX_	-0.3V to +6.0V
DH_ to LX_	-0.3V to +6.0V

LX_ to PGND_	-0.3V to +42V
PGND_ to AGND	-0.3V to +0.3V
PGOOD1, PGOOD2 to AGND	-0.3V to +6.0V
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
TQFN (derate 37mW/°C above +70°C)	2963mW
QFN (derate 29.4mW/°C above +70°C)	2350mW
Operating Temperature Range	-40°C to +125°C
Junction Temperature Range	+150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Soldering Temperature (reflow)	+260°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.

PACKAGE THERMAL CHARACTERISTICS (Note 1)

TQFN

Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ _{JA})	27°C/W
Junction-to-Case Thermal Resistance (θ _{JC})	1°C/W

TQFN

Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ _{JA})	34°C/W
Junction-to-Case Thermal Resistance (θ _{JC})	3.9°C/W

Note 1: Package thermal resistances were obtained using the method described in JEDEC specification JESD51-7, using a four-layer board. For detailed information on package thermal considerations, refer to china.maximintegrated.com/thermal-tutorial.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{IN} = 14V, V_{BIAS} = 5V, C_{BIAS} = 6.8μF, T_A = T_J = -40°C to +125°C, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SYNCHRONOUS STEP-DOWN DC-DC CONVERTERS						
Supply Voltage Range	V _{IN}	Normal operation	3.5		36	V
		t < 1s			42	
		With preboost after initial startup condition is satisfied	2.0		36	
Supply Current	I _{IN}	V _{EN1} = V _{EN2} = V _{EN3} = 0V		8	20	μA
		V _{EN1} = 5V, V _{OUT1} = 5V, V _{EN2} = V _{EN3} = 0V, V _{EXTVCC} = 5V, no switching		30	40	
		V _{EN2} = 5V, V _{OUT2} = 3.3V, V _{EN1} = V _{EN3} = 0V, V _{EXTVCC} = 3.3V, no switching		20	30	
		V _{EN1} = V _{EN2} = 5V, V _{OUT1} = 5V, V _{OUT2} = 3.3V, V _{EN3} = 0V, V _{EXTVCC} = 3.3V, no switching		25	40	
Buck 1 Fixed Output Voltage	V _{OUT1}	V _{FB1} = V _{BIAS} , PWM mode	4.95	5	5.05	V
		V _{FB1} = V _{BIAS} , skip mode	4.95	5	5.075	
Buck 2 Fixed Output Voltage	V _{OUT2}	V _{FB2} = V _{BIAS} , PWM mode	3.234	3.3	3.366	V
		V _{FB2} = V _{BIAS} , skip mode	3.234	3.3	3.4	
Output Voltage Adjustable Range		Buck 1, buck 2	1		10	V

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，
带有预升压，20μA静态电流

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 14V$, $V_{BIAS} = 5V$, $C_{BIAS} = 6.8\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Regulated Feedback Voltage	$V_{FB1,2}$		0.99	1.0	1.01	V
Output Overvoltage Threshold		FB rising	+10	+15	+20	%
		FB falling (Note 3)	+5	+10	+15	
Feedback Leakage Current	$I_{FB1,2}$	$T_A = +25^\circ C$		0.01	1	μA
Feedback Line Regulation Error		$V_{IN} = 3.5V$ to $36V$, $V_{FB} = 1V$		0.00		%/V
Transconductance (from FB_ to COMP_)	g_m	$V_{FB} = 1V$, $V_{BIAS} = 5V$ (Note 4)		1200	2400	μS
Dead Time		MAX16930, DL_ low to DH_ high		35		ns
		MAX16930, DH_ low to DL_ high		60		
		MAX16931, DL_ low to DH_ high		60		
		MAX16931, DH_ low to DL_ high		100		
Maximum Duty-Cycle		Buck 1, buck 2			95	%
Minimum On-Time	$t_{ON(MIN)}$	Buck 1, buck 2		50		ns
PWM Switching Frequency Range		Programmable, high frequency, MAX16930	1		2.2	MHz
		Programmable, low frequency, MAX16931	0.2		1	
Buck 2 Switching Frequency		MAX16930ATLT/V+, MAX16930ATLU/V+ only		$1/2f_{SW}$		MHz
Switching Frequency Accuracy	f_{SW}	MAX16930, $R_{FOSC} = 13.7k\Omega$, $V_{BIAS} = 5V$	1.98	2.2	2.42	MHz
		MAX16931, $R_{FOSC} = 80.6k\Omega$, $V_{BIAS} = 5V$	360	400	440	kHz
Spread-Spectrum Range		Spread spectrum enabled		± 6		%
FSYNC INPUT						
FSYNC Frequency Range		Minimum sync pulse of 100ns, MAX16930	1.2		2.4	MHz
		Minimum sync pulse of 100ns, MAX16931	240		1200	kHz
FSYNC Switching Thresholds		High threshold	1.5			V
		Low threshold			0.6	
CS Current-Limit Voltage Threshold	$V_{LIMIT1,2}$	$V_{CS} - V_{OUT}$, $V_{BIAS} = 5V$, $V_{OUT} \geq 2.5V$	64	80	96	mV
Skip Mode Threshold		Current sense = 80mV		15		mV
Soft-Start Ramp Time		Buck 1 and buck 2, fixed soft-start time regardless of frequency	2	6	10	ms
Phase Shift Between Buck1 and Buck 2				180		°
LX1, LX2 Leakage Current		$V_{IN} = 6V$, $V_{LX_+} = V_{IN}$, $T_A = +25^\circ C$		0.01	1	μA
DH1, DH2 Pullup Resistance		$V_{BIAS} = 5V$, $I_{DH_+} = -100mA$		10	20	Ω
DH1, DH2 Pulldown Resistance		$V_{BIAS} = 5V$, $I_{DH_+} = +100mA$		2	4	Ω

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，
带有预升压，20μA静态电流

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 14V$, $V_{BIAS} = 5V$, $C_{BIAS} = 6.8\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
DL1, DL2 Pullup Resistance		$V_{BIAS} = 5V$, $I_{DL_} = -100mA$		4	8	Ω
DL1, DL2 Pulldown Resistance		$V_{BIAS} = 5V$, $I_{DL_} = +100mA$		1.5	3	Ω
PGOOD1, PGOOD2 Threshold	PGOOD_H	% of $V_{OUT_}$, rising	85	90	95	%
	PGOOD_F	% of $V_{OUT_}$, falling	80	85	90	
PGOOD1, PGOOD2 Leakage Current		$V_{PGOOD1,2} = 5V$, $T_A = +25^\circ C$		0.01	1	μA
PGOOD1, PGOOD2 Startup Delay Time		Buck 1 and buck 2 after soft-start is complete		64		Cycles
PGOOD1, PGOOD2 Debounce Time		Fault detection	8	20	40	μs
INTERNAL LDO: BIAS						
Internal BIAS Voltage		$V_{IN} > 6V$	4.75	5	5.25	V
BIAS UVLO Threshold		V_{BIAS} rising		3.1	3.4	V
		V_{BIAS} falling	2.7	2.9		
Hysteresis				0.2		V
External V_{CC} Threshold	$V_{TH,EXTVCC}$	EXTVCC rising, HYST = 110mV		3	3.2	V
THERMAL OVERLOAD						
Thermal Shutdown Temperature		(Note 4)		170		$^\circ C$
Thermal Shutdown Hysteresis		(Note 4)		20		$^\circ C$
EN LOGIC INPUT						
High Threshold			1.8			V
Low Threshold					0.8	V
Input Current		EN1, EN2 logic inputs only, $T_A = +25^\circ C$		0.01	1	μA
PREBOOST						
Minimum On Time	TON_{BST}			60		ns
Minimum Off Time	$TOFF_{BST}$			60		ns
Switching Frequency	f_{BOOST}	$V_{FSELBST} = 0V$, $R_{FOSC} = 13.7k\Omega$	1.98	2.2	2.42	MHz
		$V_{FSELBST} = V_{BIAS}$, $R_{FOSC} = 13.7k\Omega$	0.4	0.44	0.48	
Current Limit	I_{LIMBST}	CS3P - CS3N	108	120	132	mV
INS Unlock Threshold	$V_{INS,UV}$	One-time latch during startup; preboost is disabled until the V_{INS} rises above this threshold	1	1.05	1.1	V
INS Off Threshold	$V_{INS,OFF}$	Battery rising and EN3 high, preboost turns off if V_{INS} is above this threshold	1.2	1.25	1.3	V
INS On Threshold	$V_{INS,ON,SW}$	Battery falling and EN3 high, preboost turns back on when V_{INS} falls below this threshold	1.1	1.15	1.2	

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，
带有预升压，20μA静态电流

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 14V$, $V_{BIAS} = 5V$, $C_{BIAS} = 6.8\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
INS Threshold Undervoltage Lockout	$V_{INS,UV}$	Battery rising and EN3 high	0.325	0.35	0.375	V
		Battery falling and EN3 high, preboost turns off when V_{INS} falls below this threshold	0.275	0.3	0.325	
BSTON Leakage Current		$V_{BSTON} = 5V$, $T_A = +25^\circ C$		0.01	1	μA
BSTON Debounce Time		Fault detection		10		μs
DL3 Pullup Resistance		$V_{BIAS} = 5V$, $I_{DL3} = -100mA$		4	8	Ω
DL3 Pulldown resistance		$V_{BIAS} = 5V$, $I_{DL3} = +100mA$		1	2	Ω
Feedback Voltage	V_{FB3}	No load on boost output	1.1875	1.25	1.3125	V
Boost Load Regulation Error		$0mV < V_{CS3P} - V_{CS3N} < 120mV$, error proportional to input current		0.7		%/A
EN3 Threshold		High threshold	3.5			V
		Low threshold			2	
EN3 Input Current		$V_{EN3} = 5.5V$		7	14	μA
TERM Resistance		$I_{TERM} = 10mA$		70	150	Ω
TERM Leakage Current		$V_{TERM} = 14V$, $V_{EN3} = 0V$, $T_A = +25^\circ C$		0.01	1	μA
INS and FB3 Leakage Current		$T_A = +25^\circ C$		0.01	1	μA

Note 2: Limits are 100% production tested at $T_A = +25^\circ C$. Limits over the operating temperature range and relevant supply voltage are guaranteed by design and characterization. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.

Note 3: Overvoltage protection is detected at the FB1/FB2 pins. If the feedback voltage reaches overvoltage threshold of FB1/FB2 + 15% (typ), the corresponding controllers stop switching. The controllers resume switching once the output drops below FB1/FB2 + 10% (typ).

Note 4: Guaranteed by design; not production tested.

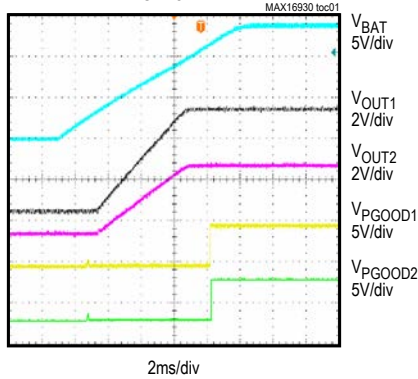
MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，
带有预升压，20 μ A静态电流

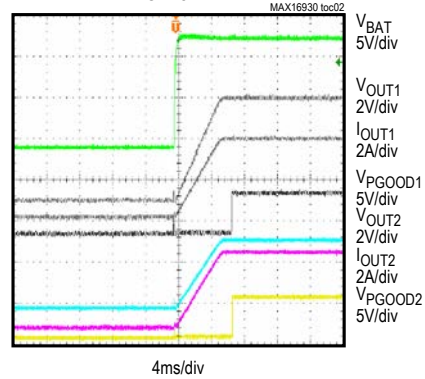
典型工作特性

($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

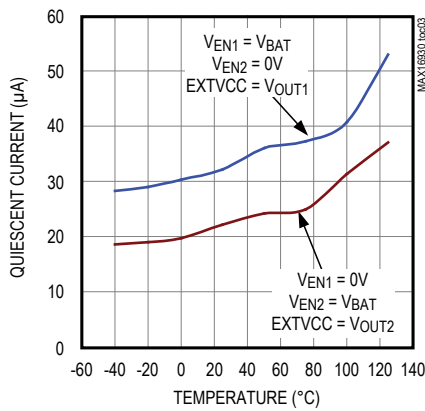
NO-LOAD STARTUP SEQUENCE
($V_{FSYNC} = 0\text{V}$)



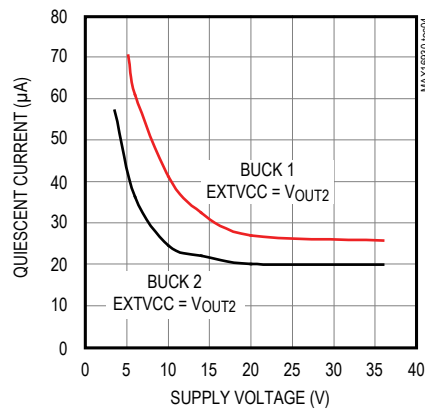
FULL-LOAD STARTUP SEQUENCE
($V_{FSYNC} = 0\text{V}$)



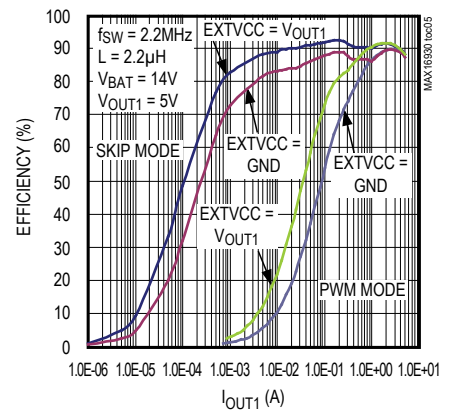
QUIESCENT CURRENT
vs. TEMPERATURE



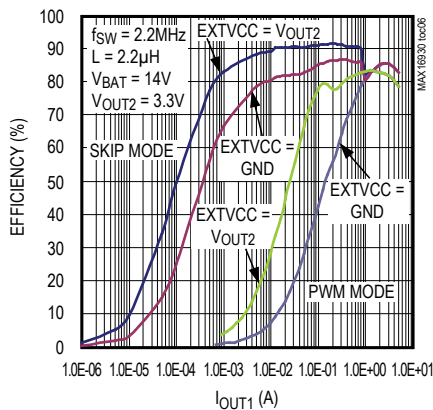
QUIESCENT CURRENT
vs. SUPPLY VOLTAGE



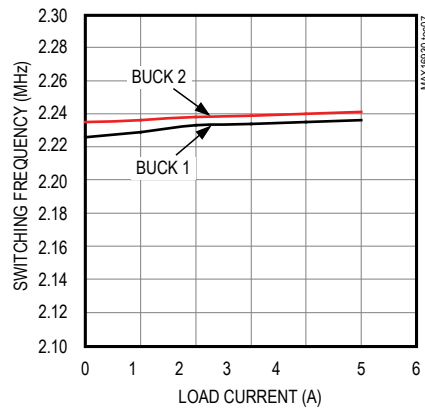
BUCK 1 EFFICIENCY



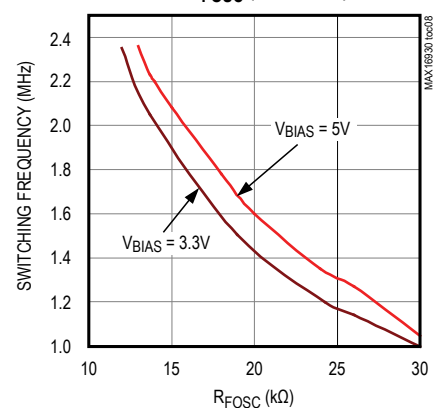
BUCK 2 EFFICIENCY



SWITCHING FREQUENCY
vs. LOAD CURRENT



SWITCHING FREQUENCY
vs. R_{FOSC} (MAX16930)

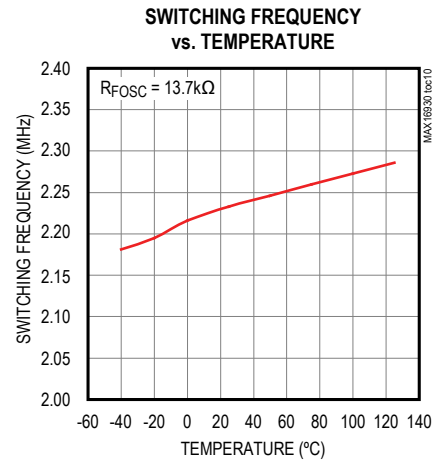
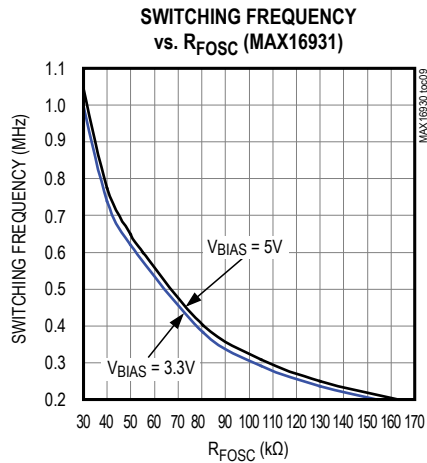


MAX16930/MAX16931

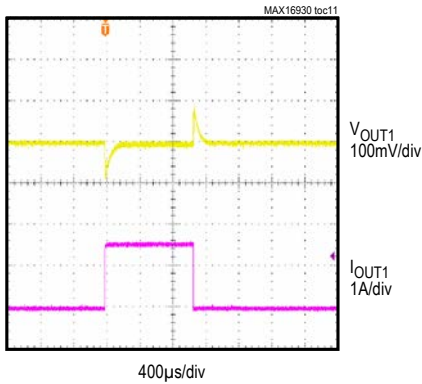
2MHz、36V、双通道降压转换器，
带有预升压，20 μ A静态电流

典型工作特性(续)

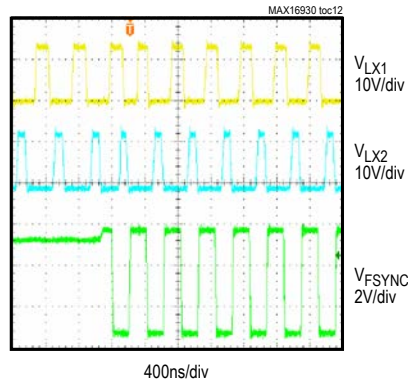
($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)



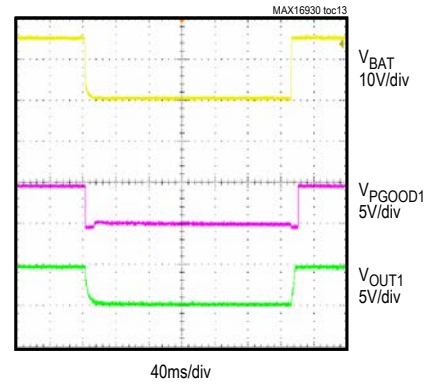
LOAD TRANSIENT RESPONSE



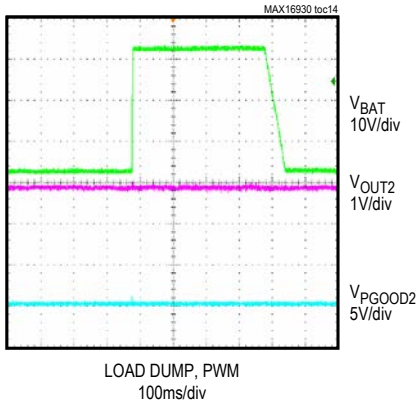
EXTERNAL FSYNC TRANSITION



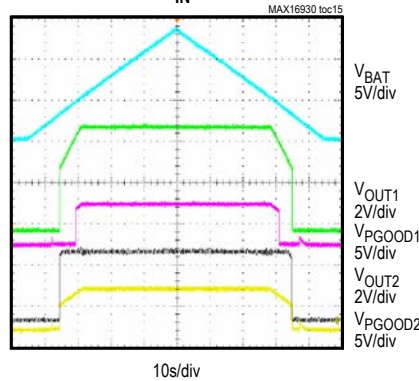
DIPS AND DROPS



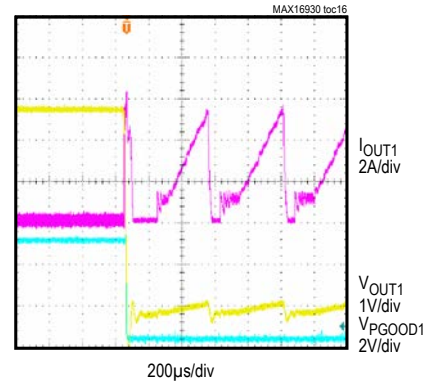
LOAD DUMP



SLOW V_{IN} RAMP



SHORT-CIRCUIT RESPONSE



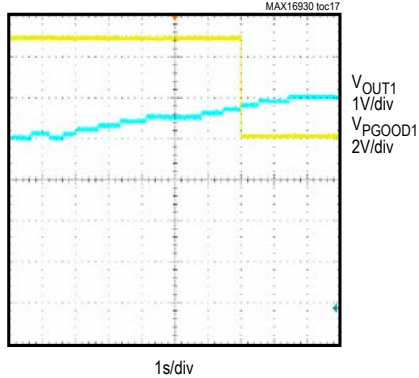
MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，
带有预升压，20 μ A静态电流

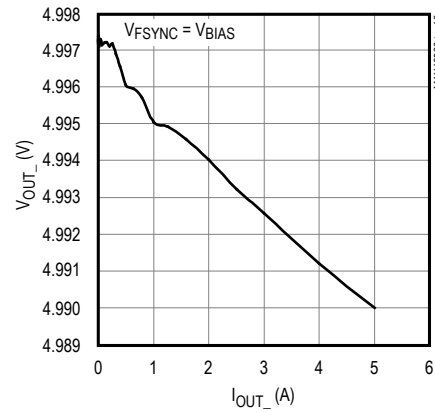
典型工作特性(续)

($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

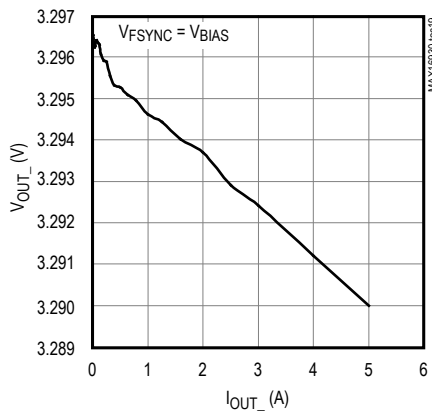
OUTPUT OVERVOLTAGE RESPONSE



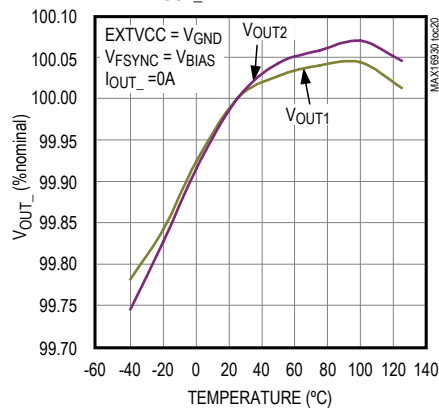
BUCK 1 LOAD REGULATION



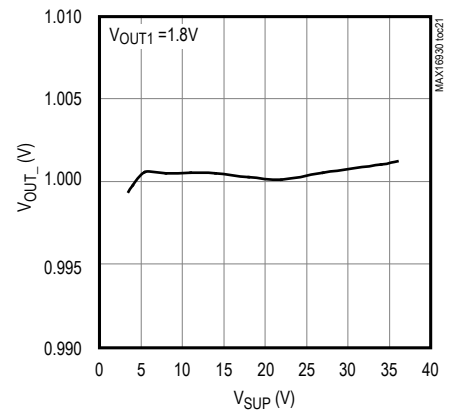
BUCK 2 LOAD REGULATION



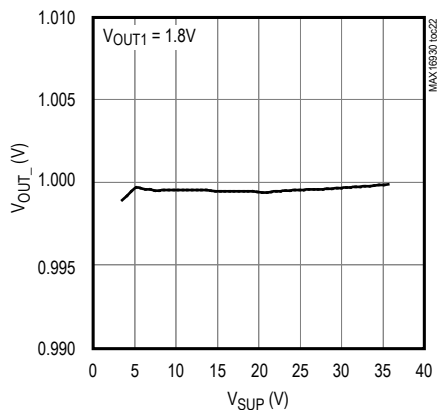
V_{OUT} vs. TEMPERATURE



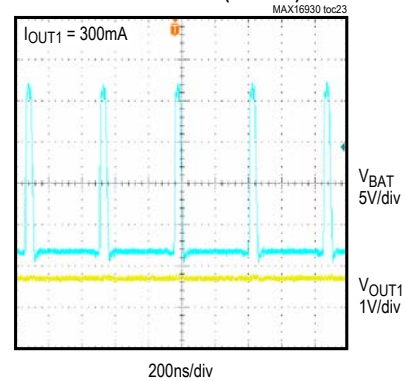
FB1 LINE REGULATION



FB2 LINE REGULATION



MINIMUM ON-TIME (BUCK 1)

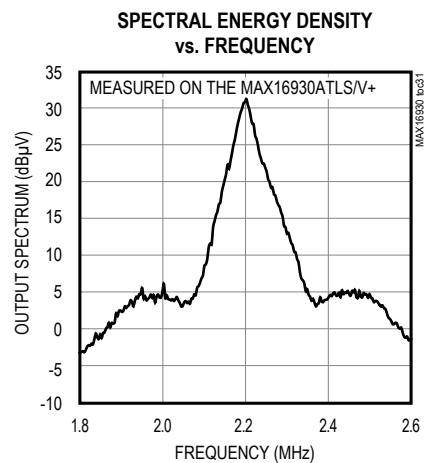
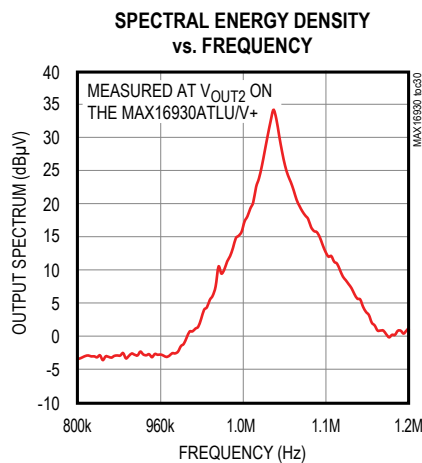
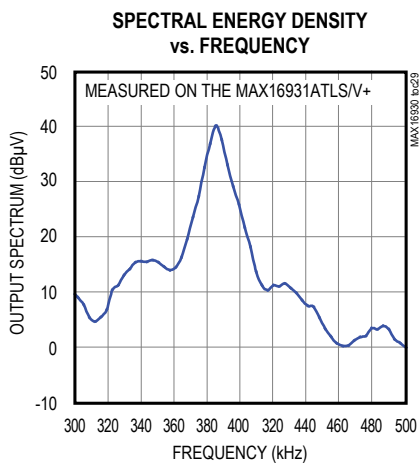
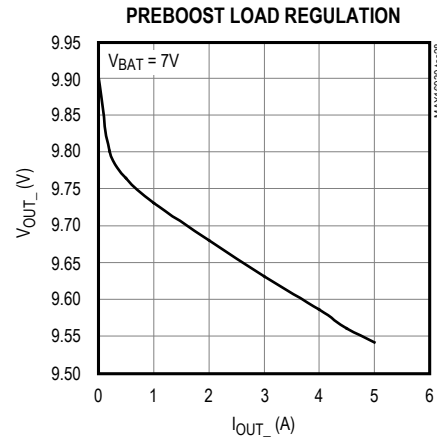
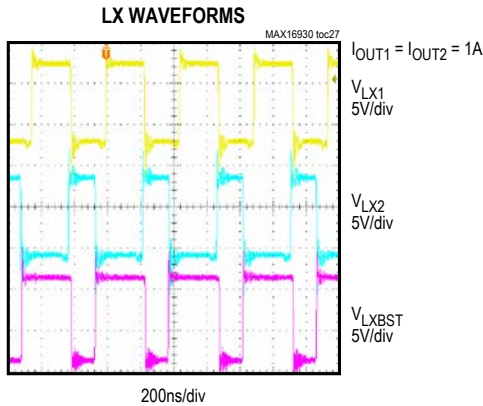
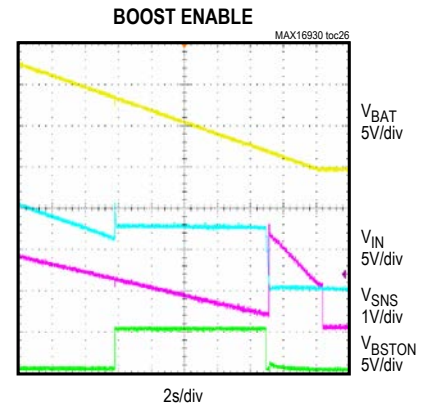
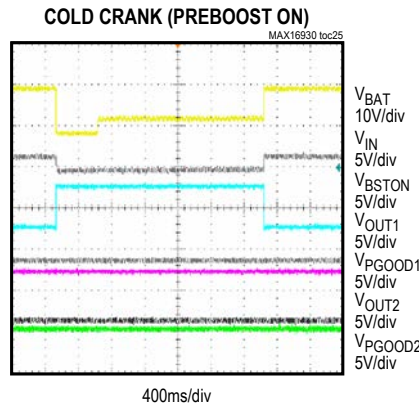
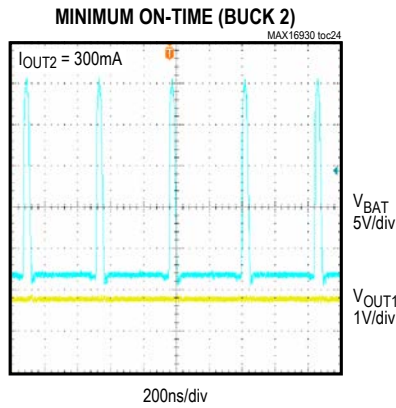


MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，
带有预升压，20 μ A静态电流

典型工作特性(续)

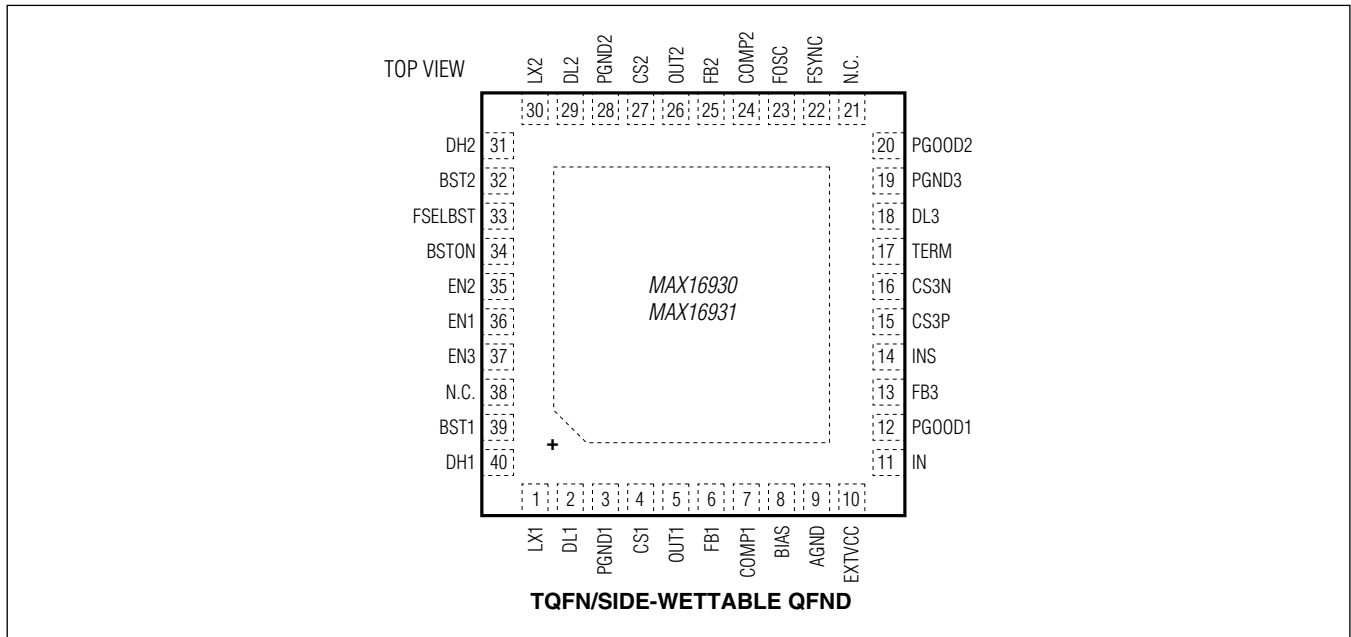
($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)



MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，
带有预升压，20μA静态电流

引脚配置



引脚说明

引脚	名称	说明
1	LX1	降压转换器1的电感连接。将LX1连接至电感的开关侧。LX1作为DH1高边栅极驱动的低电源轨。
2	DL1	降压转换器1的低边栅极驱动输出。DL1输出电压摆动为从V _{PGND1} 至V _{BIAS} 。
3	PGND1	降压稳压器1的电源地。
4	CS1	降压转换器1的电流检测输入正端。将CS1连接至检流电阻的正端，参见限流和电流检测输入以及电流检测测量部分。
5	OUT1	降压转换器1的输出检测和电流检测输入负端。使用内部预设5V反馈分压器(FB1 = BIAS)时，降压转换器利用OUT1检测输出电压。将OUT1连接至检流电阻的负端。参见限流和电流检测输入以及电流检测测量部分。
6	FB1	降压转换器1的反馈输入。将FB1连接至BIAS时为5V固定输出；连接至OUT1和GND之间的电阻分压器时，输出可在1V至10V之间调节。可调模式下，FB1稳压到1V (典型值)。参见设定降压转换器输出电压部分。
7	COMP1	降压转换器1的误差放大器输出。将RC网络连接至COMP1，以补偿降压转换器1。
8	BIAS	5V内部线性稳压器输出。利用最小为6.8μF的低ESR陶瓷电容将BIAS旁路至GND。BIAS为内部电路及外部负载供电，参见固定5V线性稳压器(BIAS)部分。
9	AGND	IC的信号地。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20 μ A静态电流

引脚说明(续)

引脚	名称	说明
10	EXTVCC	切换比较器的3.1V至5.2V输入。
11	IN	电源输入。将IN连接至预升压的输出。利用足够大的电容将IN旁路，以为两个错相降压转换器供电。
12	PGOOD1	降压转换器1的电源就绪开漏输出。如果OUT1比正常稳压点低15% (典型)以上，PGOOD1置于低电平；软启动及关断时，PGOOD1为低电平；OUT1达到稳压范围之内时，PGOOD1变为高阻。为获得正确的逻辑信号，利用连接至低于5.5V正压的外部电阻将PGOOD1拉高。
13	FB3	预升压反馈输入。将FB3连接至升压稳压器输出和TERM之间的电阻分压器的中心抽头，以调节输出电压。FB3稳压在1.25V (典型值)。参见 <i>设定升压转换器输出电压部分</i> 。
14	INS	预升压的输入电压检测。将INS电压与内部比较器基准进行比较，利用从BAT至INS及TERM引脚的电阻分压器设定预升压门限。
15	CS3P	预升压电流检测输入正端。将CS3P连接至检流电阻的正端。参见 <i>升压控制器限流和升压转换器的旁路电阻选择部分</i> 。
16	CS3N	预升压电流检测输入负端。将CS3N连接至检流电阻的负端。参见 <i>升压控制器限流和升压转换器的旁路电阻选择部分</i> 。
17	TERM	接地开关。EN3电压为逻辑低时，TERM开路。利用TERM端接预升压反馈和INS电阻分压器。
18	DL3	预升压n沟道MOSFET栅极驱动输出。
19	PGND3	预升压电源地。预升压的全部高电流通路应端接至该点。
20	PGOOD2	降压转换器2的电源就绪开漏输出。如果OUT2比正常稳压点低90% (典型)以上，PGOOD2为低电平；软启动及关断时，PGOOD2为低电平；OUT2达到稳压范围之内时，PGOOD2变为高阻。为获得正确的逻辑信号，利用连接至低于5.5V正压的外部电阻将PGOOD2拉高。
21, 38	N.C.	浮空。
22	FSYNC	外部时钟同步输入，与控制器工作频率比为1。为稳定工作，使f _{SYNC} 保持至少比最大内部开关频率高10%，参见 <i>开关频率/外同步部分</i> 。
23	FOSC	频率设置输入。在FOSC和AGND之间连接电阻，设定直流/直流转换器的开关频率。
24	COMP2	降压转换器2的误差放大器输出。将RC网络连接至COMP2，以补偿降压转换器2。
25	FB2	降压转换器2的反馈输入。将FB2连接至BIAS时为3.3V固定输出；连接至OUT2和GND之间的电阻分压器时，输出可在1V至10V之间调节。可调模式下，FB2稳压到1V (典型值)。参见 <i>设定降压转换器输出电压部分</i> 。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20 μ A静态电流

引脚说明(续)

引脚	名称	说明
26	OUT2	降压转换器2的输出检测和电流检测输入负端。使用内部预设3.3V反馈分压器(FB2 = BIAS)时，控制器利用OUT2检测输出电压。将OUT2连接至检流电阻的负端。参见限流和电流检测输入以及电流检测测量部分。
27	CS2	降压转换器2的电流检测输入正端。将CS2连接至检流电阻的正端。参见限流和电流检测输入以及电流检测测量部分。
28	PGND2	降压稳压器2的电源地。
29	DL2	降压转换器2的低边栅极驱动输出。DL2输出电压摆幅从V _{PGND2} 至V _{BIAS} 。
30	LX2	降压转换器2的电感连接。将LX2连接至电感的开关侧。LX2作为DH2高边栅极驱动的低电源轨。
31	DH2	降压转换器2的高边栅极驱动输出。DH2输出电压摆幅从V _{LX2} 至V _{BST2} 。
32	BST2	升压电容连接，用于降压转换器2的高边栅极电压。在BIAS和BST2之间连接高压二极管，在BST2和LX2之间连接陶瓷电容，请参见高边设计驱动器电源(BST_)部分。
33	FSELBST	预升压频率选择引脚，拉低时，预升压与降压转换器1的开关频率相同；拉高时，预升压的开关频率为降压转换器1的1/5。FSELBST仅适用于MAX16930；对于MAX16931，应将FSELBST连接至地。
34	BSTON	预升压打开指示输出。为获得逻辑信号，利用连接至低于5.5V的正电压的外部电阻将BSTON拉高。BSTON变为高电平时，表示预升压电路开启。
35	EN2	具有高电压容限、高电平有效的数字使能输入，降压转换器2。EN2为高电平时，使能降压转换器2。
36	EN1	具有高电压容限、高电平有效的数字使能输入，降压转换器1。EN1为高电平时，使能降压转换器1。
37	EN3	具有高电压容限、高电平有效的数字使能输入，预升压。EN3为高电平时，使能外部预升压；如果V _{INS} 下降至V _{INS_OLV} 以下且满足其它要求条件，启动开关操作(见预升压部分)。
39	BST1	升压电容连接，提供降压转换器1的高边栅极电压。在BIAS和BST1之间连接高压二极管，在BST1和LX1之间连接陶瓷电容，参见高边设计驱动器电源(BST_)部分。
40	DH1	降压转换器2的高边栅极驱动输出。DH1输出电压摆幅从V _{LX1} 至V _{BST1} 。
—	EP	裸焊盘，连接至地。将裸焊盘连接至地并不意味着不需要PGND1、PGND2、PGND3和AGND的正确接地连接。裸焊盘利用环氧封装材料连接至管芯的基底，使其成为IC散热的极佳通路。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20μA静态电流

详细说明

MAX16930/MAX16931为汽车级三路输出开关电源。器件集成两个同步降压控制器和一个异步升压控制器，可提供以下三路独立的可控电源：

- 一路预升压，输出电压可调节。
- 一路降压控制器，固定5V输出电压或1V至10V可调节输出电压。
- 一路降压控制器，固定3.3V输出电压或1V至10V可调节输出电压。

降压控制器和预升压分别可提供高达10A的输出电流，可独立控制。

降压转换器1、降压转换器2和预升压分别由EN1、EN2和EN3控制输入使能和禁止，这些输入控制为高电平有效，可直接连接至汽车电池。

- EN1和EN2使能相应的降压控制器，将EN1和EN2直接连接至VBAT或电源排序逻辑电路。
- EN3控制升压控制器。

待机模式下(只有降压转换器2处于工作状态)，总耗流降低至30μA(典型值)。禁止全部三个控制器时，总耗流进一步降低至6.8μA。

固定5V线性稳压器(BIAS)

MAX16930/MAX16931的内部电路要求5V供电，由内部5V线性稳压器(BIAS)产生。利用6.8μF或更大陶瓷电容将BIAS旁路，以确保满载条件下的稳定性。

内部线性稳压器可提供高达100mA电流(EXTVCC切换条件下为150mA，参见[EXTVCC切换](#)部分)。利用下式估算MAX16930/MAX16931的内部电流要求：

$$I_{BIAS} = I_{CC} + f_{SW}(Q_{G_DL3} + Q_{G_DH1} + Q_{G_DL1} + Q_{G_DH2} + Q_{G_DL2}) = 10\text{mA to } 50\text{mA (typ)}$$

式中， I_{CC} 为内部供电电流，5mA(典型值)； f_{SW} 为开关频率； $Q_{G_}$ 为MOSFET的总栅极电荷($V_{GS} = 5V$ 时的指标限值)。为将内部功耗降至最小，将BIAS旁路至外部5V电源轨。

EXTVCC切换

通过连接外部电源(3V至5.2V)或将其中一个降压转换器的输出连接至EXTVCC，旁路内部线性稳压器；BIAS在内部切换至EXTVCC，内部线性稳压器关闭。这种配置有多种优势：

- 降低MAX16930/MAX16931的内部功耗。
- 由于内部供电电流与占空比成比例减小，提高轻载效率。

如果 V_{EXTVCC} 下降至 $V_{TH,EXTVCC} = 3.0V$ (最小值)以下，内部稳压器使能并切换回BIAS。

欠压锁定(UVLO)

如果5V偏置电源(BIAS)低于其2.9V(典型值)UVLO下降门限，BIAS输入欠压锁定(UVLO)电路禁止开关操作。5V偏置电源(BIAS)上升至其UVLO上限以上且EN1和EN2使能降压转换器时，控制器开始开关，输出电压开始通过软启动缓慢上升。

降压控制器

MAX16930/MAX16931提供两个带有同步整流的降压控制器，降压控制器采用PWM、电流模式控制机制。外部逻辑电平控制MOSFET允许优化负载电流设计。优化交织的固定工作频率，使得从最小到最大输入电压范围内保持最小的输入纹波电流。利用检流电阻检测输出电流，提供高精度电流限值，或利用电感实现无损电流检测降低功耗。

软启动

将相应的EN_驱动为高电平使能降压转换器后，软启动电路在软启动期间($t_{SSTART} = 6\text{ms}$ (典型值))逐渐上升基准电压，以减小启动期间的输入浪涌电流。必须满足以下条件，器件才开始软启动：

- 1) V_{BIAS} 超过3.4V(最大值)欠压锁定门限。
- 2) $V_{EN_}$ 为逻辑高。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20μA静态电流

开关频率/外同步

MAX16930提供从1MHz至2.2MHz可调节的内部振荡器，MAX16931提供从200kHz至1MHz可调节的内部振荡器。高频工作优化应用，允许使用最小尺寸的元件，效率较低，开关损耗较高。低频工作提供最佳的总体效率，但代价是元件尺寸和占用的电路板空间较大。为设定开关频率，在FOSC和AGND之间连接电阻R_{FOSC}。参考[典型工作特性](#)部分的TOC 8和9，确定开关频率和R_{FOSC}之间的关系。

降压转换器1和升压转换器与外部时钟信号上升沿同步，而降压转换器2与时钟信号下降沿同步。预升压利用周期的上升沿使能低边开关(DL3)，降压转换器导通其高边n沟道MOSFET (DH1)。

将外部时钟信号连接至FSYNC时，器件可同步至外部时钟。FSYNC上升沿复位内部时钟。使FSYNC频率保持在内部频率的110%至125%之间，FSYNC信号的占空比应为50%。

轻载高效率跳脉冲模式($V_{FSYNC} = 0V$)

FSYNC为低电平时，使能跳脉冲模式。跳脉冲模式下，器件停止开关，直到FB电压下降至基准电压以下；FB电压下降至基准电压以下时，器件开始开关操作，直到电感电流达到电感DCR或输出旁路电阻定义的最大电流的30% (跳脉冲门限)。

强制PWM模式(V_{FSYNC})

将FSYNC驱动为高电平，通过禁止电感电流的过零检测，防止器件进入跳脉冲模式。强制低边栅极驱动器波形始终是高边栅极驱动器波形的反相，所以电感电流在轻载时反向，对输出电容放电。强制PWM模式的好处是保证开关频率在所有负载条件下恒定。然而，强制频率工作使相当大的输出电流流向PGND，降低了轻载条件下的效率。

强制PWM模式对于提高负载瞬态响应以及消除可能干扰AM波段的未知频率谐波非常有用。

扩频

MAX16930AGLS/MAX16930AGLU/MAX16931AGLS具有改善EMI性能的功能，器件对开关频率进行±6%的加抖，减小时钟频率下的峰值辐射噪声及其谐波，更容易满足严格的辐射要求。

使用外部时钟源时(即使用外部时钟驱动FSYNC)，禁止扩频。

降压转换器2的开关频率

对于MAX16930ATLT和MAX16930ATLU，降压转换器2的频率设定为f_{SW}(降压转换器1的开关频率)的1/2。使用这些器件时，选择降压转换器2外部元件的大小应考虑减小了的开关频率(见[设计步骤](#)部分)。

MOSFET栅极驱动器(DH_和DL_)

DH_高边n沟道MOSFET驱动器由BST_上的电容供电，低边驱动器(DL_)由5V线性稳压器(BIAS)供电。每路通道，贯通保护电路监测外部MOSFET的栅源电压，在互补开关管完全关断之前防止MOSFET导通。DL_和DH_驱动器至MOSFET栅极必须具有低电阻、低电感通路，使保护电路正常工作。按照以下指导提供必须的低阻和低感通路：

- 使用非常短而宽的走线(如果MOSFET距离器件1in，使用50 mil至100 mil宽)。

可能有必要减小栅极驱动器的摆率，以降低开关噪声，或补偿低栅电荷电容。对于低边驱动器，在DL_和GND之间使用1nF至5nF的栅极电容；对于高边驱动器，在BST_和自举电容之间连接5Ω至10Ω小电阻。

注：在关断期间，没有电源电压时($V_{BIAS} = 0V$)，栅极由电容或PCB上的漏电拉高，必须保护栅极驱动器。因此，需要外部栅极下拉电阻，尤其是DL3上的电阻，以防止V_{BAT}直接连接至GND。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20μA静态电流

高边栅极驱动器电源(BST_)

通过闭合BST_和DH_之间的内部开关，自举电容(在BST_上)的电荷转移至高边MOSFET的栅极，导通高边MOSFET。当高边MOSFET关断，LX_电压下降至地电位时，使电容的负端达到相同电势，电荷更新。此时，自举二极管对自举电容的正端重新充电。

所选的n沟道高边MOSFET决定相应自举电容值([典型工作电路](#)中的CBST_)，公式如下：

$$C_{BST_} = \frac{Q_G}{\Delta V_{BST_}}$$

式中，Q_G为高边MOSFET的总栅极电荷，ΔV_{BST_}高边MOSFET驱动器导通后的允许电压波动。选择ΔV_{BST_}，使得确定C_{BST_}时栅极驱动电压不会大幅降低(例如ΔV_{BST_} = 100mV至300mV)。

升压电容应为低ESR陶瓷电容，大多数情况下最小100nF可满足要求。

限流和电流检测输入(OUT_和CS_)

限流电路利用差分电流检测输入(OUT_和CS_)限值峰值电感电流。如果电流检测信号的幅值超过限流门限(V_{LIMIT1,2} = 80mV (典型值))，PWM控制器则关断高边MOSFET。实际最大负载电流比峰值限流门限低出电感纹波电流的一半。因此，最大负载电流是电流检测电阻、电感值、开关频率和占空比(V_{OUT_}/V_{IN})的函数。

为获得最高精度的电流检测，在电感和输出电容之间使用电流检测旁路电阻(RSH)。将CS_连接至RSH的电感侧，将OUT_连接至电容侧。选择RSH的大小，使最大电感电流(I_{L,MAX} = I_{LOAD,MAX} + 1/2 I_{ripple,PP})在RSH上产生的电压为V_{LIMIT1,2}，包括全部容限。

为获得较高效率，也可直接测量电感电流。该方法在整个温度范围内可能造成30%的误差，并且在电流检测电路中要求滤波网络，参见[电流检测测量](#)部分。

电压监测(PGOOD_)

MAX16930/MAX16931包括多个电源监测信号，以便于电源排序和监控。PGOOD_可用于使能由相应电压轨供电的电路，或者打开后续电源。当相应稳压器输出电压处于稳压范围时，PGOOD_变为高电平；

当相应稳压器输出电压下降标称稳压值的15% (典型值)或升高标称稳压值的15% (典型值)时，PGOOD_变为低电平。在PGOOD_和对应逻辑电源轨之间连接10kΩ (典型值)上拉电阻，得到正确的逻辑电平。

软启动、软放电期间以及禁止任一降压转换器时(EN1或EN2为低电平)，PGOOD_变为低电平。

电源监测(INS)

汽车系统中的电源电压波动非常大，对应用是潜在的危险情况。欠压瞬态可能说明马上会发生电源掉电(例如电池不足时发动引擎)，而过压条件很快会超出应用的热预算。

器件包括专用的电池电压传感器，位于INS引脚，以快速检测升压转换器的过压和欠压。

将INS连接至输入电压(电池)和TERM之间的电阻分压器的中心抽头，设定V_{INS,OFF}、V_{INS,ON,SW}和V_{INS,UV}电压。例如，当INS和V_{BAT}之间的电阻为153kΩ±1%，INS和TERM之间的电阻为20kΩ/±1%时，可检测以下典型的汽车V_{BAT}电平，允许预升压正确打开/关闭。如果该设置不满足需要，将分压器优化为临界电平。

信号	V _{BAT(MIN)} (V)	V _{BAT(TYP)} (V)	V _{BAT(MAX)} (V)
V _{INS,OFF}	10.38	10.81	11.25
V _{INS,ON,SW}	9.515	9.95	10.38
V _{INS,UV} Rising	2.81	3.0275	3.24
V _{INS,UV} Falling	2.38	2.6	2.81

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20 μ A静态电流

预升压

MAX16930/MAX16931包括一个异步电流模式预升压转换器，输出可调。预升压可独立使用，特别是工作在低压差输入的情况下，可保证电路正常工作，典型应用包括汽车冷启动或启停。

EN3为高电平时，打开预升压。

EN3可用于电源排序以及实现升压超时，防止升压转换器的器件过热。

尽管升压电路对于欠压期间维持系统功能至关重要，但降低了系统效率。常规工作期间，升压二极管消耗功率，INS和FB3之间的电阻分压器吸收较大的静态电流。

提高升压电路的效率(TERM)

MAX16930/MAX16931具有提高升压电路(不处于工作状态时)效率的功能：

- TERM为INS和FB3之间的分压器提供了连接至GND的开关。待机和关断模式下，开关开路；如果分压器网络使用的电阻在100k Ω 范围之内，将静态电流减小240 μ A。

预升压n沟道MOSFET驱动器(DL3)

DL3驱动外部n沟道MOSFET的栅极。器件由5V (典型值)内部稳压器(BIAS)或外部旁路电源(EVTVCC)供电。待机模式期间，DL3为低电平。

升压控制器开关频率

预升压开关频率(f_{BOOST})取自FOSC设定的降压控制器开关频率(f_{SW})，参见[Electrical Characteristics](#)表。MAX16930的 f_{BOOST} 可设定为等于 f_{SW} (将FBSTSEL连接至地)或 $1/5f_{\text{SW}}$

(将FBSTSEL连接至BIAS)。预升压的栅极驱动器与降压转换器1的高边驱动器同时导通。对于MAX16931，应将FSELBST连接至地。

升压控制器电流限值

CS3P和CS3N之间的检流电阻(R_{CS})设定升压转换器的电流限值。CS输入的电压触发点(V_{CS})为120mV (典型值)。120mV的限流下限减小检流电阻的功耗，使用电流检测滤波器减小导通期间的容性耦合，请参见[升压转换器的旁路电阻选择](#)部分。

热过载、过流和过压及欠压响应

热过载保护

热过载保护限制器件内的总功耗。结温超过+170 $^{\circ}$ C时，内部温度传感器关断降压控制器，使IC冷却；结温降低20 $^{\circ}$ C后，温度传感器将再次开启器件。

过流保护

如果MAX16930和MAX16931上的电感电流超过CS_和OUT_设定的最大限流值，相应驱动器关闭。过流模式下，将造成高边脉冲越来越短。

硬件短路将造成每个时钟周期出现一个最小导通时间脉冲。

如果需要，选择能承受短路电流的元件。

过压保护

器件在稳压输出值的大约115%关断高边栅极驱动器，从而限制降压转换器的输出电压。输出电压需要在高边栅极驱动器再次开启开关操作之前回落到稳压范围。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20μA静态电流

设计步骤

降压转换器设计步骤

降压转换器的有效输入电压范围

尽管MAX16930/MAX16931可以工作在输入电源至最高36V (42V瞬态)范围内，最低稳压输出1V，但需注意最小电压转换比(V_{OUT}/V_{IN})可能受限于最小可控导通时间。常规工作条件下，为实现正确的固定频率PWM工作以及最优效率，降压转换器1和降压转换器2应工作在连续传导状态。为实现连续传导，设置电压转换比如下：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} > t_{ON(MIN)} \times f_{SW}$$

式中， $t_{ON(MIN)}$ 为50ns (典型值)， f_{SW} 为开关频率(Hz)。如果希望的电压转换率不满足以上条件，会发生跳脉冲，以降低有效占空比。如果需要恒定的开关频率，降低开关频率。对于最大电压转换比也是如此。

最大电压转换比受限于最大占空比(95%)。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN} - V_{DROP}} < 0.95$$

式中， $V_{DROP} = I_{OUT} (R_{ON,HS} + R_{DCR})$ 为高边通路的寄生压降之和， f_{SW} 为设定的开关频率。低压差工作期间，器件将 f_{SW} 降低至设定频率的25% (最大值)。实际应用中，应以足够的裕量满足上述条件，从而获得良好的负载瞬态响应。

设定降压转换器输出电压

将FB1和FB2连接至BIAS时，使能固定降压控制器输出电压(5V和3.3V)；输出电压由输出(OUT_)和AGND之间连接的预设内部电阻分压器设置。为了在1V至10V之间调节输出电压，需要在输出(OUT_)至FB_及AGND之间连接电阻分压器(见[典型工作电路](#))。利用下式计算 R_{FB_1} 和 R_{FB_2} ：

$$R_{FB_1} = R_{FB_2} \left[\left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB_}} \right) - 1 \right]$$

式中， $V_{FB_} = 1V$ (典型值) (见[Electrical Characteristics](#)表)。

[Electrical Characteristics](#)表中的直流输出精度指标对应于误差比较器门限 $V_{FB_} = 1V$ (典型值)。电感连续传导时，器件调节输出纹波的峰值，所以实际直流输出电压比斜率补偿触发电平低出输出纹波电压的50%；

非连续模式下(跳脉冲或激活STDBY且 $I_{OUT} < I_{LOAD(SKIP)}$)，器件调节输出纹波的谷值，所以输出电压的直流稳压值比误差比较器门限高。

降压转换器电感选择

为配合MAX16930/MAX16931正常工作，必须限定电感的三个关键参数：电感值(L)、电感饱和电流(I_{SAT})和直流电阻(R_{DCR})。为确定最优电感值，了解典型占空比(D)至关重要。如果知道电感的 R_{DCR} 和MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ ，且 $V_{IN} = (V_{BAT} - V_{DIODE})$ ，则：

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \text{ OR } D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} - I_{OUT} (R_{DS(ON)} + R_{DCR})}$$

所有值均为典型值，以优化设计，确保正常工作。

电感

电感值不需要很精确，可根据大小、成本、效率及瞬态响应要求进行调整。

- 较小的电感值会增大LIR，但有助于减小尺寸、降低成本，改善瞬态响应；当然，由于峰值电流较高而效率较低；
- 较大的电感值减小LIR，通过降低RMS电流提高效率，但需要较大输出电容以满足瞬态响应指标。

必须首先选择电感的峰-峰交流电流与直流平均电流之比(LIR)。较好的初始值选择是使峰-峰纹波电流与平均电流比达到30% ($LIR = 0.3$)。开关频率、输入电压、输出电压及所选的LIR决定电感值，关系如下：

$$L[\mu H] = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{f_{SW} [MHz] \times I_{OUT} \times LIR}$$

式中， V_{IN} 、 V_{OUT} 和 I_{OUT} 为典型值(所以典型条件下的效率最优)。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20μA静态电流

峰值电感电流

根据最大饱和电流选择电感。最大电感电流等于最大负载电流加一半的峰-峰纹波电流：

$$I_{PEAK} = I_{LOAD(MAX)} + \frac{\Delta I_{INDUCTOR}}{2}$$

选定电感值时，电感纹波电流的实际峰-峰值($\Delta I_{INDUCTOR}$)由下式计算：

$$\Delta I_{INDUCTOR} = \frac{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times f_{SW} \times L}$$

式中， $\Delta I_{INDUCTOR}$ 的单位为mA，L的单位为μH， f_{SW} 的单位为kHz。

知道峰值电流和电感后，即可选择电感。饱和电流应大于 I_{PEAK} ，或至少不会造成电感明显减小。需要MOSFET处理相同范围的电流，并且不消耗太多功率。

降压转换器MOSFET选择

每个降压控制器驱动两个作为电路开关元件的外部逻辑电平n沟道MOSFET。选择MOSFET的关键参数包括：

门限电压

全部四个n沟道MOSFET必须为逻辑电平控制，在 $V_{GS} = 4.5V$ 时保证低阻导通。如果旁路内部稳压器(例如： $V_{EXTVCC} = 3.3V$)，所选的n沟道MOSFET应在栅源电压下保证导通电阻。

最大漏源电压($V_{DS(MAX)}$)

全部MOSFET必须具有合适的 V_{DS} 指标，以工作在整个 V_{IN} 电压范围。

电流

n沟道MOSFET必须为负载提供平均电流，以及在开关期间提供峰值电流。选择在 $V_{GS} = 4.5V$ 或 $V_{GS} = V_{EXTVCC}$ (旁路内部线性稳压器时)时具有相应平均电流的MOSFET。对

于低于约3A的负载电流，单片封装内的双MOSFET是经济的解决方案。为降低MOSFET的开关噪声，在BST_通路使用串联电阻，附加栅极电容。关于使用栅极电阻的信息，请联系工厂。

电流检测

为获得最佳电流检测精度和过流保护，在电感和输出之间使用±1%容限的电流检测电阻，如图1A所示。该配置持续监测电感电流，支持高精度的限流保护。为高精度测量，使用低电感值的检流电阻；

对于限流保护精度要求不高的大功率应用，也可以在电感上跨接串联的RC电路以降低总体功耗(图1B)，RC电路的时间常数为：

$$R_{CSHL} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) R_{DCR}$$

及：

$$R_{DCR} = \frac{L}{C_{EQ}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$

式中， R_{CSHL} 为所需的电流检测电阻， R_{DCR} 为电感的直流串联电阻。使用电感制造商提供的电感和 R_{DCR} 。

严格遵守PCB布局指导，确保噪声和直流误差不会影响CS_和OUT_上的差分电流检测信号。利用短而直的走线将检测电阻布置在靠近器件的位置，利用开尔文检测方法连接电流检测电阻。

降压转换器输入电容

降压转换器的非连续输入电流产生较大的输入纹波电流，因此必须谨慎选择输入电容，使其足以承受输入纹波电流，并保证输入电压纹波在设计要求范围之内。180°错相关工作将输入电容纹波电流的频率增大为单转换器开关频率的两倍。使用纹波相位时，当输出电流最大的转换器导通时，输入电容纹波电流最大。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20μA静态电流

输入电压纹波由 ΔV_Q (由电容放电引起)和 ΔV_{ESR} (由输入电容的ESR引起)组成。总电压纹波是 ΔV_Q 和 ΔV_{ESR} 之和，其峰值出现在导通周期的最后。利用下式计算规定纹波的输入电容和ESR要求：

$$ESR[\Omega] = \frac{\Delta V_{ESR}}{\left(I_{LOAD(MAX)} + \frac{\Delta I_{P-P}}{2} \right)}$$

$$C_{IN}[\mu F] = \frac{I_{LOAD(MAX)} \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)}{(\Delta V_Q \times f_{SW})}$$

式中，

$$\Delta I_{P-P} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{V_{IN} \times f_{SW} \times L}$$

$I_{LOAD(MAX)}$ 为最大输出电流，单位为A； ΔI_{P-P} 为电感电流峰-峰值，单位为A； f_{SW} 为开关频率，单位为MHz； L 为电感值，单位为μH。

内部5V线性稳压器(BIAS)包括带有滞回的输出UVLO，以避免导通期间发生抖动。如果输入源阻抗较高，可增加一个大电容。输入电压较低时，增加的输入电容有助于避免负载瞬态期间出现低于欠压锁定门限的下冲。

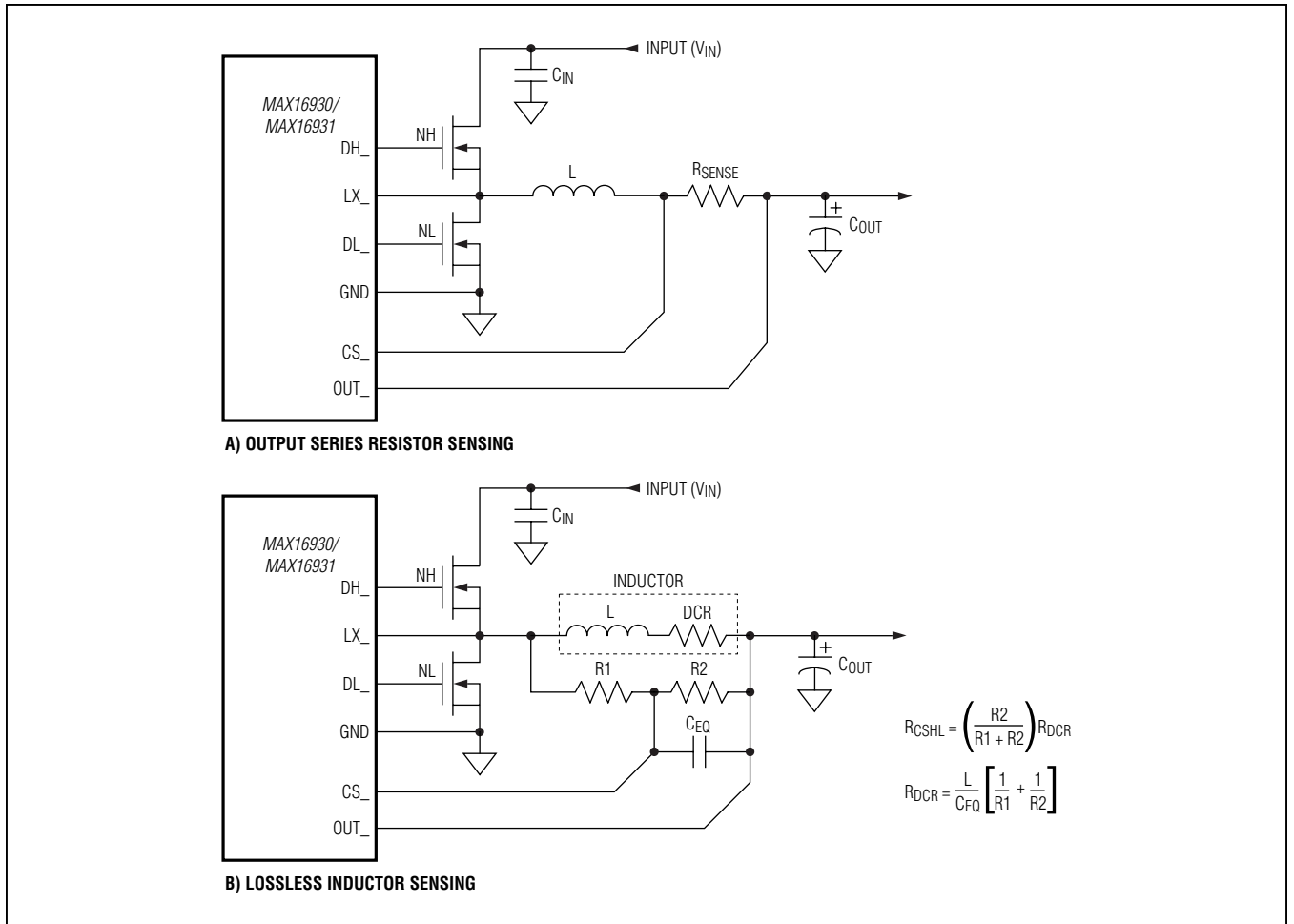


图1. 电流检测配置

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，带有预升压，20μA静态电流

降压转换器输出电容

实际所需电容值与满足低ESR要求所需的物理尺寸有关，还与电容器的工艺有关；选择电容器时通常首先考虑其ESR和额定电压，然后再选择电容值。

当使用容值较小的滤波电容时，例如陶瓷电容，其大小通常以保证在负载瞬变期间 V_{SAG} 和 V_{SOAR} 不超标为准。通常来讲，只要电容值大到足以满足过冲要求，上升负载沿引起的下冲也不会有问题(见[瞬态响应](#)部分)。然而，低容量滤波电容的ESR零点通常较高，可能会影响总体稳定性。

可用下式计算总电压跌落(V_{SAG})：

$$V_{SAG} = \frac{L(\Delta I_{LOAD(MAX)})^2}{2C_{OUT}((V_{IN} \times D_{MAX}) - V_{OUT})} + \frac{\Delta I_{LOAD(MAX)}(t - \Delta t)}{C_{OUT}}$$

在满载向空载瞬变期间，由于电感值储能引起的过冲电压(V_{SOAR})可由下式计算：

$$V_{SOAR} \approx \frac{(\Delta I_{LOAD(MAX)})^2 L}{2C_{OUT} V_{OUT}}$$

ESR

输出滤波电容的等效串联电阻(ESR)一方面应足够低，以满足输出纹波以及负载瞬态要求，另一方面也不能太低，以满足稳定性要求。使用大容量、低ESR的电容时，滤波电容的ESR对于输出电压纹波起决定作用。因此输出电容的大小取决于满足输出电压纹波($V_{RIPPLE(P-P)}$)要求所需的最大ESR：

$$V_{RIPPLE(P-P)} = ESR \times I_{LOAD(MAX)} \times LIR$$

待机模式下，电感电流不连续，其峰值电流取决于空闲模式电流检测门限($V_{CS,SKIP} = 26mV$ (典型值))。

瞬态响应

输出电容必须足够大，当发生从空载到满载的瞬变时应当能够吸收电感能量，不会触发过压故障保护。输出电压的总跌落包括两部分，一部分是电感电流上升期间的跌落，另一部分是下一脉冲之前的跌落，所以：

$$C_{OUT} = \frac{L(\Delta I_{LOAD(MAX)})^2}{2V_{SAG}(V_{IN} \times D_{MAX} - V_{OUT})} + \frac{\Delta I_{LOAD(MAX)}(t - \Delta t)}{V_{SAG}}$$

式中， D_{MAX} 为最大占空比(约95%)； L 为电感值，单位为 μH ； C_{OUT} 为输出电容值，单位为 μF ； t 为开关周期($1/f_{SW}$)，单位为 μs ； Δt 等于 $(V_{OUT}/V_{IN}) \times t$ 。

MAX16930/MAX16931采用电流模式控制机制，通过强制所需要的电流通过外部电感稳定输出电压，所以控制器利用电感的直流电阻或串联检流电阻的压降测量电感电流。电流模式控制消除了反馈环路中由电感和输出电容产生的双极点，相移更小；与电压模式控制方案相比，对误差放大器的要求较低。只需单个电阻(R_C)和电容(C_C)即可在使用陶瓷电容作为输出滤波的应用中实现稳定的宽带环路(见[图2](#))。对于其它类型的电容，由于电容量和ESR较大，电容和ESR产生的零点频率低于预期的闭环交越频率。为稳定非陶瓷输出电容环路，在COMP至AGND之间另外增加一个补偿电容(C_F)，以补偿该ESR零点。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20μA静态电流

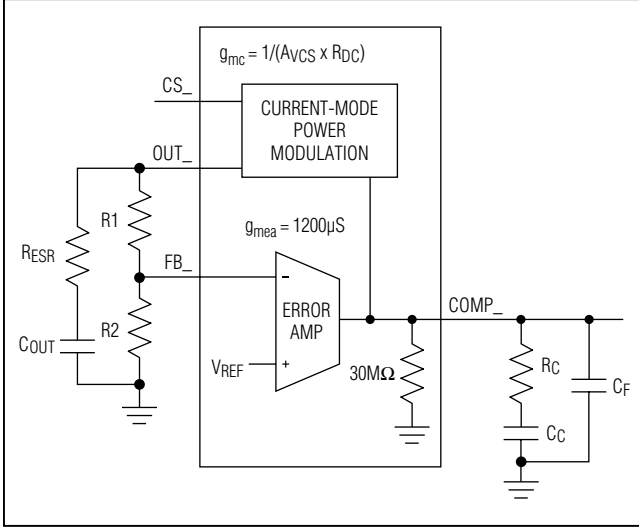


图2. 补偿网络

基本的稳压器环路可以等效为功率调制器、输出反馈分压器和误差放大器，如图2所示。功率调制器的直流增益由 $g_{mc} \times R_{LOAD}$ 设置，极点和零点对由 R_{LOAD} 、输出电容 (C_{OUT}) 及其 ESR 设置。环路响应由下式确定：

$$GAIN_{MOD(dc)} = g_{mc} \times R_{LOAD}$$

式中， $R_{LOAD} = V_{OUT}/I_{OUT(MAX)}$ ，单位为 Ω ； $g_{mc} = 1/(A_{V_CS} \times R_{DC})$ ，单位为 S； A_{V_CS} 为电流检测放大器的电压增益，通常为 11V/V。 R_{DC} 为电感的直流电阻或电流检测电阻，单位为 Ω 。

在电流模式降压转换器中，输出电容和负载电阻产生的极点频率如下：

$$f_{pMOD} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{LOAD}}$$

功率级的单位增益频率由 C_{OUT} 和 g_{mc} 设定：

$$f_{UGAINpMOD} = \frac{g_{mc}}{2\pi \times C_{OUT}}$$

输出电容及其 ESR 也产生以下频率的零点：

$$f_{zMOD} = \frac{1}{2\pi \times ESR \times C_{OUT}}$$

当 C_{OUT} 包含 n 个相同的并联电容时， $C_{OUT} = n \times C_{OUT(EACH)}$ ， $ESR = ESR_{(EACH)}/n$ 。注意，相同电容并联时，电容零点与单个电容一致。

反馈分压器的增益为 $GAIN_{FB} = V_{FB}/V_{OUT}$ ，其中 V_{FB} 为 1V (典型值)。

跨导误差放大器的直流增益为 $GAIN_{EA(DC)} = g_{m,EA} \times R_{OUT,EA}$ ，其中 $g_{m,EA}$ 为误差放大器的跨导，为 1200 μ S (典型值)； $R_{OUT,EA}$ 为误差放大器输出电阻，为 30 M Ω (典型值) (见 [Electrical Characteristics](#) 表)。

主极点 (f_{dpEA}) 由补偿电容 (C_C) 和放大器输出电阻 ($R_{OUT,EA}$) 决定，零点 (f_{zEA}) 由补偿电阻 (R_C) 和补偿电容决定 (C_C)。还有一个由 C_F 和 R_C 决定的可选极点 (f_{pEA})，若其位置接近穿越频率 (f_C)，此时环路增益等于 1 (0dB)，则可抵消输出电容 ESR 零点。因此：

$$f_{dpEA} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times (R_{OUT,EA} + R_C)}$$

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

$$f_{pEA} = \frac{1}{2\pi \times C_F \times R_C}$$

环路单位增益频率 (f_C) 应远小于开关频率的 1/5，并且远高于功率调制器极点 (f_{pMOD})。在以下范围选择 f_C 值：

$$f_{pMOD} \ll f_C \leq \frac{f_{SW}}{5}$$

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，带有预升压，20μA静态电流

在单位增益频点，总环路增益必须等于1。因此：

$$\text{GAIN}_{\text{MOD}}(f_C) \times \frac{V_{\text{FB}}}{V_{\text{OUT}}} \times \text{GAIN}_{\text{EA}}(f_C) = 1$$

$$\text{GAIN}_{\text{EA}}(f_C) = g_{m,\text{EA}} \times R_C$$

$$\text{GAIN}_{\text{MOD}}(f_C) = \text{GAIN}_{\text{MOD}}(\text{dc}) \times \frac{f_{\text{pMOD}}}{f_C}$$

所以：

$$\text{GAIN}_{\text{MOD}}(f_C) \times \frac{V_{\text{FB}}}{V_{\text{OUT}}} \times g_{m,\text{EA}} \times R_C = 1$$

解出 R_C ：

$$R_C = \frac{V_{\text{OUT}}}{g_{m,\text{EA}} \times V_{\text{FB}} \times \text{GAIN}_{\text{MOD}}(f_C)}$$

将 R_C 和 C_C 形成的误差放大器补偿零点设置为 f_{pMOD} 。按照下式计算 C_C ：

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

如果 f_{zMOD} 小于 $5 \times f_C$ ，在COMP和AGND之间增加第二个电容 C_F 。 C_F 的值为：

$$C_F = \frac{1}{2\pi \times f_{\text{zMOD}} \times R_C}$$

负载电流减小时，调制器极点也降低；然而，调制器增益相应增大，因此交越频率保持不变。

以下为计算图2所示的补偿网络元件值的数字示例：

$$A_{V_CS} = 11\text{V/V}$$

$$R_{\text{DCR}} = 15\text{m}\Omega$$

$$g_{m\text{c}} = 1/(A_{V_CS} \times R_{\text{DC}}) = 1/(11 \times 0.015) = 6.06$$

$$V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$$

$$I_{\text{OUT}}(\text{MAX}) = 5.33\text{A}$$

$$R_{\text{LOAD}} = V_{\text{OUT}}/I_{\text{OUT}}(\text{MAX}) = 5\text{V}/5.33\text{A} = 0.9375\Omega$$

$$C_{\text{OUT}} = 2 \times 47\mu\text{F} = 94\mu\text{F}$$

$$\text{ESR} = 9\text{m}\Omega/2 = 4.5\text{m}\Omega$$

$$f_{\text{SW}} = 26.4/65.5\text{k}\Omega = 0.403\text{MHz}$$

$$\text{GAIN}_{\text{MOD}}(\text{dc}) = 6.06 \times 0.9375 = 5.68$$

$$f_{\text{pMOD}} = \frac{1}{2\pi \times 94\mu\text{F} \times 0.9375} \approx 1.8\text{kHz}$$

$$f_{\text{pMOD}} \ll f_C \leq \frac{f_{\text{SW}}}{5}$$

$$1.8\text{kHz} \ll f_C \leq 80.6\text{kHz}$$

选择 $f_C = 40\text{kHz}$

$$f_{\text{zMOD}} = \frac{1}{2\pi \times 4.5\text{m}\Omega \times 94\mu\text{F}} \approx 376\text{kHz}$$

由于 $f_{\text{zMOD}} > f_C$ ：

$$R_C \approx 16\text{k}\Omega$$

$$C_C \approx 5.6\text{nF}$$

$$C_F \approx 27\text{pF}$$

升压转换器设计步骤 设定升压转换器输出电压

通过在升压转换器输出至FBBST及TERM之间连接电阻分压器(图3)以及 R_{B2} (FB3与TERM之间的电阻)，调节升压转换器输出电压。利用下式计算 R_{B1} ($V_{\text{OUT}}(\text{BOOST})$ 与FBBST之间的电阻)：

$$R_{B1} = R_{B2} \left[\left(\frac{V_{\text{OUT}}(\text{BOOST})}{V_{\text{FB3}}} \right) - 1 \right]$$

式中， $V_{\text{FB3}} = 1.2\text{V}$ (典型值) (见[Electrical Characteristics](#)表)。

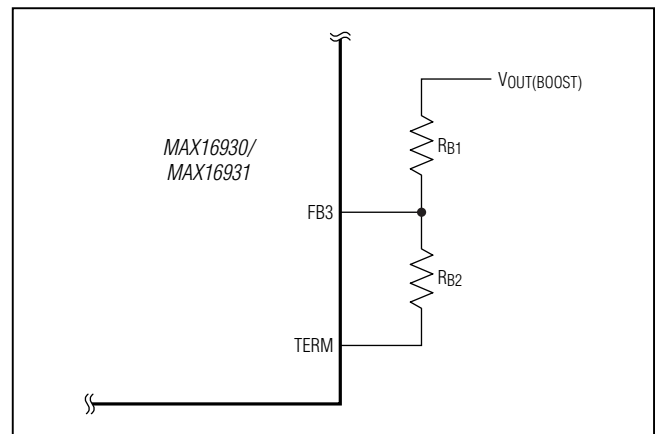


图3. 升压转换器可调输出电压

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，带有预升压，20μA静态电流

升压转换器电感选择

由于电感电流在开关导通期间缓慢上升，在开关断开期间缓慢下降，所以占空比和频率对于计算电感大小非常重要。较高开关频率有助于改善瞬态响应，减小元件尺寸。

然而，如果升压元件用作非升压工作期间的输入滤波元件，较低频率则具有优势。

通过设置FSELBST的输入电压，选择升压频率为降压频率的倍数。

- 如果 $V_{FSELBST} = V_{GND}$ ，则 $f_{BOOST} = f_{SW}$
- 如果 $V_{FSELBST} = V_{BIAS}$ ，则 $f_{BOOST} = 1/5 f_{SW}$

升压转换器的占空比范围取决于有效的输入与输出电压比。在以下计算中，占空比至升压MOSFET的导通时间：

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT(MAX)} - V_{BAT(MIN)}}{V_{OUT(MAX)}}$$

或者包括电感、MOSFET ($V_{ON,FET}$)和升压二极管(V_D)上的电压降：

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT(MAX)} - V_{BAT(MIN)} + V_D + (I_{OUT} \times R_{DC})}{V_{OUT(MAX)}}$$

有些应用中，在任何条件下维持升压转换器非连续传导(DCM)可能比较有利。该式定义DCM模式下的最大电感大小：

$$L_{MAX} < V_{IN(MIN)} \times D_{MAX} / (2 \times (I_{OUT(MAX)} / 1 - D_{MAX})) \times f_{SW(MIN)}$$

必须首先选择电感的峰-峰交流电流与直流平均电流之比(LIR)。较好的初始值选择是使峰-峰纹波电流与平均电流比达到30% ($LIR = 0.3$)。开关频率、输入电压、输出电压及所选的LIR决定电感值，关系如下：

$$L[\mu H] = \frac{V_{IN} \times D}{f_{SW} [MHz] \times LIR}$$

式中，

$$D = (V_{OUT} - V_{IN}) / V_{OUT}$$

V_{IN} = 典型输入电压

V_{OUT} = 典型输出电压

$$LIR = 0.3 \times I_{OUT} / 1 - D$$

选择饱和电流额定值高于转换器峰值开关限流的电感：

$$I_{L,PEAK} > I_{L,MAX} + \frac{\Delta I_{L,RIP,MAX}}{2}$$

升压转换器工作在连续传导模式时，在传递函数中引入一个右半平面零点；只能通过低边反馈电阻上增加电容，减小电压反馈环路的带宽，进行补偿。这就造成系统对负载和电源变化的响应较慢。

如果升压转换器响应太慢，增大纹波电流。较小的电感和较高的频率有助于改善预升压性能，尤其对于高输入/输出电压比的应用。

升压转换器MOSFET选择

选择升压转换器中n沟道MOSFET的关键参数如下：

门限电压

升压n沟道MOSFET必须为逻辑电平型，在 $V_{GS} = 4.5V$ 时可保证导通电阻指标。

最大漏源电压($V_{DS(MAX)}$)

MOSFET必须具有合适的 V_{DS} 指标，以处理所有 V_{IN} 电压条件。

电流能力

n沟道MOSFET必须提供输入电流($I_{IN(MAX)}$):

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

选择在 $V_{GS} = 4.5V$ 时具有相应平均电流的MOSFET。

升压转换器二极管选择

二极管必须提供平均输出电流(I_{OUT})加电感峰值电流($I_{L,PEAK}$)。非升压工作期间，升压二极管为两个满载条件的降压转换器提供电流时，其电流较大。

使用功耗为 $P = I_{OUT} \times V_{DIODE}$ 或更高的升压二极管。为降低功耗，使用肖特基二极管。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20μA静态电流

升压转换器输入电容选择

升压转换器的输入电流是连续的，输入电容上的RMS纹波电流较低。利用下式计算最小输入电容值和最大ESR：

$$C_{BAT} = \frac{\Delta I_L \times D}{4 \times f_{SW} \times \Delta V_Q}$$

$$ESR = \frac{\Delta V_{ESR}}{\Delta I_L}$$

其中：

$$\Delta I_L = \frac{(V_{BAT} - V_{DS}) \times D}{L \times f_{SW}}$$

V_{DS} 为外部MOSFET和电感ESR上的总压降； ΔI_L 为电感峰-峰纹波电流，计算如上。 ΔV_Q 为电容放电引起的输入纹波部分， ΔV_{ESR} 为电容ESR引起的部分。使用陶瓷电容和铝电解电容组合时，假设ESR (ΔV_{ESR})和电容放电(ΔV_Q)引起的纹波相等。转换器导通期间，从输入源吸入的电流较大，尤其输出-输入差较高时。

升压转换器输出电容选择

升压转换器中，升压MOSFET导通时，输出电容提供负载电流，所需的输出电容较高，尤其高占空比时。此外，输出电容ESR需要足够低，将提供负载电流时的压降降至最低。利用下式计算规定输出纹波的输出电容。所有纹波值为峰-峰值。

$$ESR = \frac{\Delta V_{ESR}}{I_{OUT}}$$

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT} \times D_{MAX}}{\Delta V_Q \times f_{SW}}$$

I_{OUT} 为负载电流，单位为A； f_{SW} 的单位为MHz； C_{OUT} 的单位为μF； ΔV_Q 为电容放电引起的纹波部分； ΔV_{ESR} 为电容ESR引起的纹波。 D_{MAX} 为最小输入电压下的最大占空比。利用低ESR陶瓷电容和较大、低成本铝电解电容组合，以降低输出纹波和噪声。

升压转换器旁路电阻选择

连接在电池和电感之间的电流检测电阻(RCS)设定限流值。CS输入的电压触发点(V_{CS})为120mV (典型值)。

将限流门限设置为足够高，以支持元件变化。利用下式计算 R_{CS} 值：

$$R_{CS} = \frac{V_{CS}}{I_{IN(MAX)}}$$

式中， $I_{IN(MAX)}$ 为满载及最小 V_{IN} 下通过MOSFET的峰值电流，

$$I_{IN(MAX)} = I_{LOAD(MAX)} / (1 - D_{MAX})$$

该电流产生的电压(通过电流检测电阻)超过限流比较器门限时，MOSFET驱动器(DL3)快速终止导通周期。

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20 μ A静态电流

应用信息

布局建议

严谨的PCB布局是实现低开关损耗以及干净、稳定工作的关键。功率开关级需要特别注意(图4)，可能的话，将所有功率元件安装在电路板的顶层，接地端在一起。遵循以下原则可实现良好的PCB布局：

- 大电流通路尽量短，尤其在接地端。这对于稳定、无抖动工作至关重要。
- 使电源走线和负载连接尽量短。这对于高效率工作至关重要。采用厚铜PCB (2oz VS 1oz)可将满载效率提高1%或更高。
- 通过连接CS_和OUT_，将电流检测误差降至最小。直接在电流检测电阻(R_{SENSE}_)上使用开尔文检测。
- 使高速开关节点(BST_、LX_、DH_和DL_)远离敏感的模拟区域(FB_、CS_和OUT_)。

布局步骤

- 1) 首先防止功率元件，接地端子相邻(低边FET、C_{IN}、C_{OUT}_及肖特基二极管)。如果可能，利用较宽的覆铜区域在顶层连接。

- 2) 将控制IC与低边MOSFET相邻安装，最好背对NL_和NH_，使LX_、GND、DH_和DL_栅极驱动线短而宽。DL_和DH_栅极走线必须短而宽(如果MOSFET距离控制器IC为1in，使用50 mil至100 mil宽的走线)，保证驱动器阻抗较低，正确地自适应检测死区时间。
- 3) 将栅极驱动元件(BST_二极管和电容、LDO旁路电容BIAS)分为一组，靠近控制器IC。注意，从自举电容至BST_、从DH_至外部HS开关栅极、从LX_引脚到电感的栅极电流高达1A，从BIAS电容通过自举二极管到自举电容的电流高达100mA。据此考虑这些走线的尺寸。
- 4) 按照图4所示连接DC-DC控制器的接地。该图可视为两个独立的接地区域：功率地，连接全部大功率元件；模拟地，用于敏感的模拟元件。模拟地和功率地只能在IC正下方单点连接。
- 5) 通过多个过孔将输出电源直接连接至输出滤波电容。实际应用中，使整个DC-DC转换器电路尽量靠近负载。

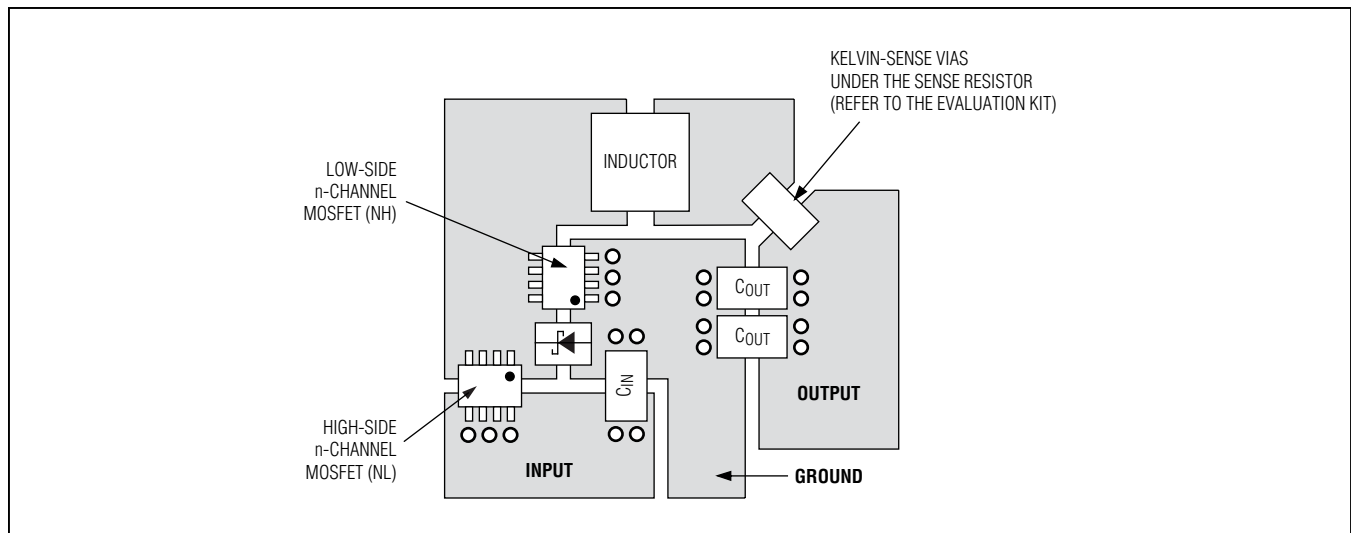
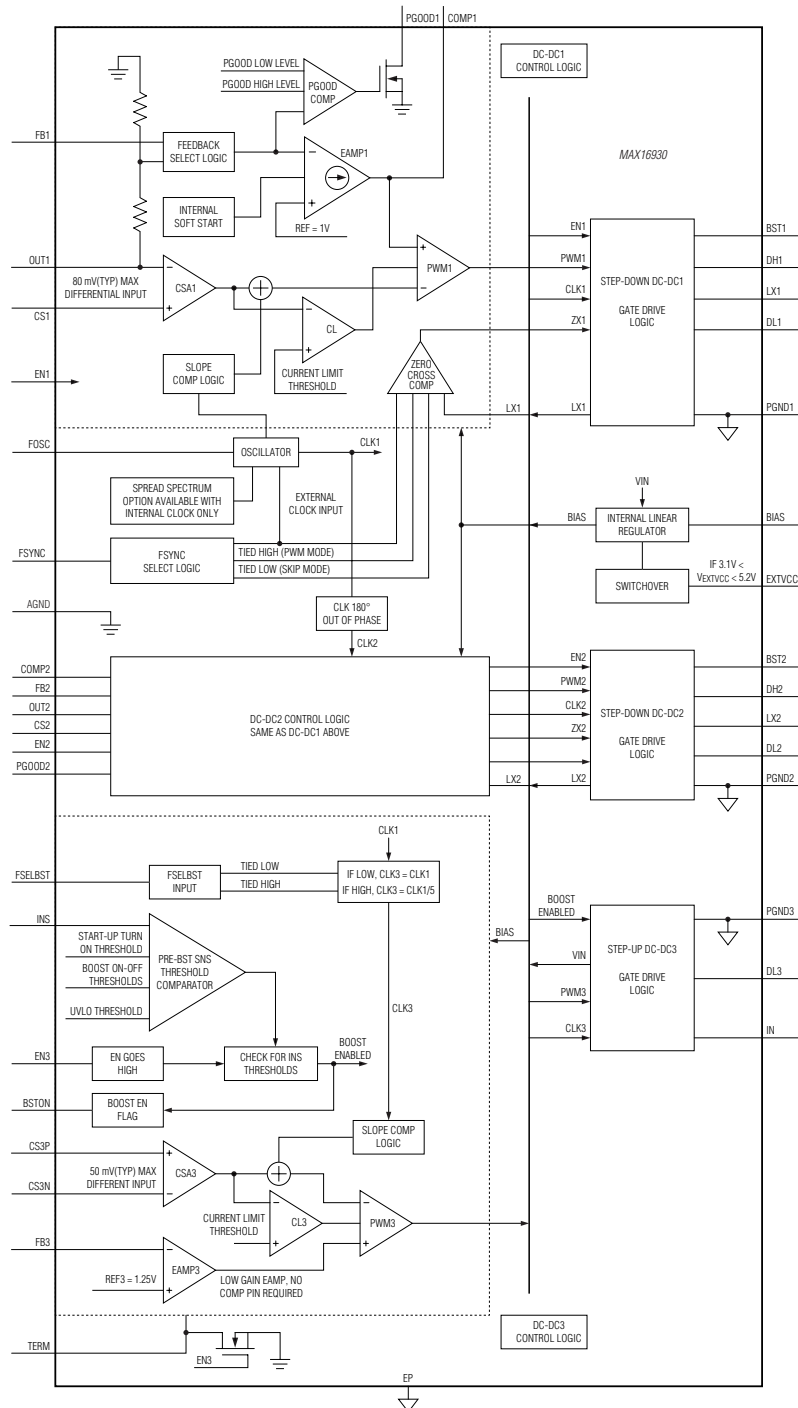


图4. 布局示例

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，
带有预升压，20 μ A静态电流

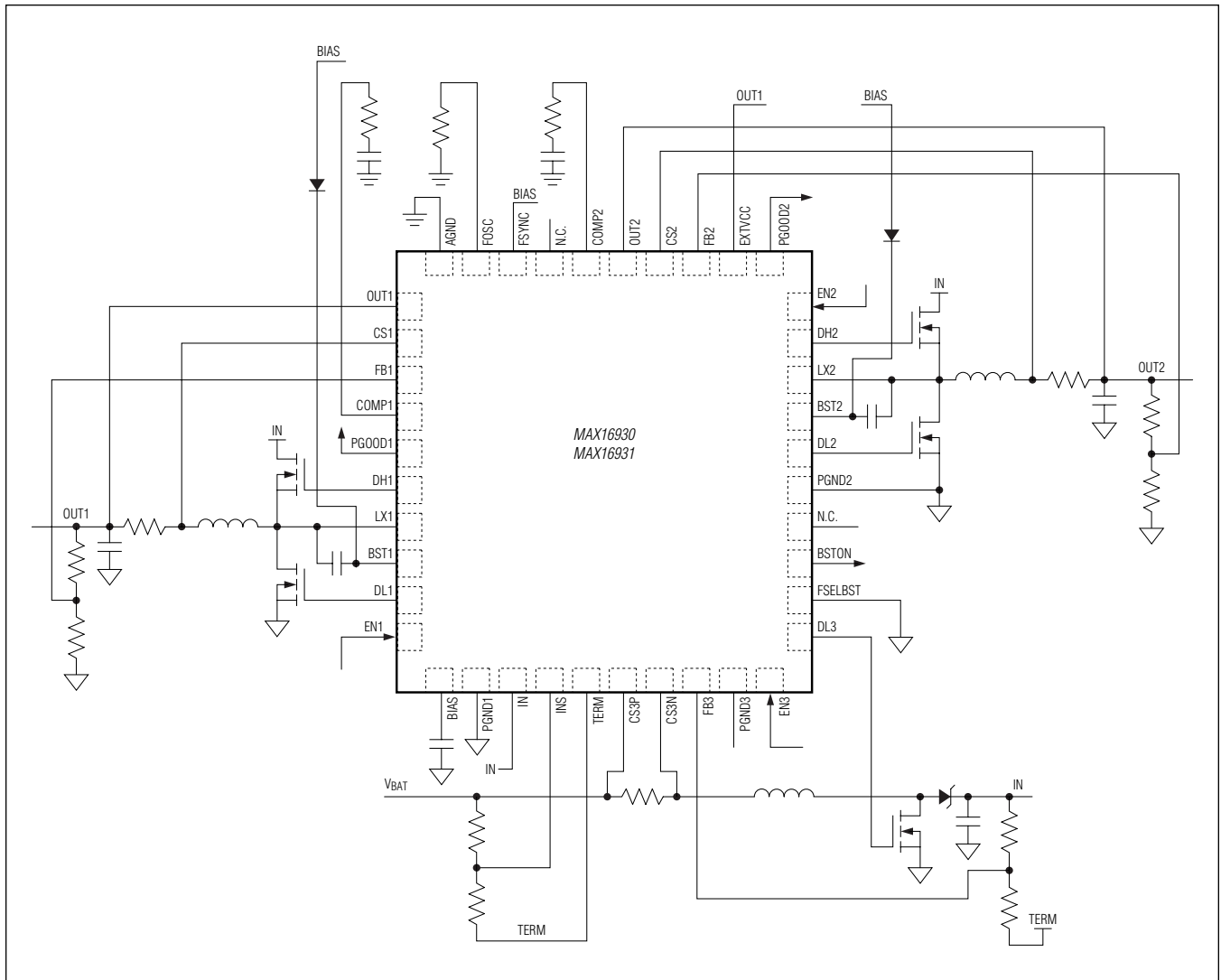
方框图



MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，
带有预升压，20 μ A静态电流

典型工作电路



MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器，
带有预升压，20μA静态电流

选型指南

器件	降压转换器1开关频率 (f _{SW1})	降压转换器2开关频率 (f _{SW2})	扩频(%)
MAX16930 ATLR/V+	1MHz至2.2MHz	f _{SW1}	—
MAX16930ATLS/V+	1MHz至2.2MHz	f _{SW1}	6
MAX16930ATLT/V+	1MHz至2.2MHz	1/2f _{SW1}	—
MAX16930ATLU/V+	1MHz至2.2MHz	1/2f _{SW1}	6
MAX16931 ATLR/V+	200kHz至1MHz	f _{SW1}	—
MAX16931ATLS/V+	200kHz至1MHz	f _{SW1}	6

订购信息

器件	温度范围	引脚-封装
MAX16930 ATL_V+	-40°C至+125°C	40 TQFN-EP*
MAX16930AGL_VY+**	-40°C至+125°C	40 QFND-EP†
MAX16931 ATL_V+	-40°C至+125°C	40 TQFN-EP*
MAX16931AGL_VY+**	-40°C至+125°C	40 QFND-EP†

注：在空白处插入相应的后缀字母(查阅[选型指南](#))，该字母表示降压转换器2的开关频率和扩频。

V表示汽车级器件。

+表示无铅(Pb)/符合RoHS标准的封装。

** 未来产品——供货情况请联系工厂。

* 裸焊盘侧面防潮封装。

封装信息

如需最近的封装外形信息和焊盘布局(占位面积)，请查询china.maximintegrated.com/packages。请注意，封装编码中的“+”、“#”或“-”仅表示RoHS状态。封装图中可能包含不同的尾缀字符，但封装图只与封装有关，与RoHS状态无关。

封装类型	封装编码	外形编号	焊盘布局编号
40 TQFN-EP	T4066+5	21-0141	90-0055
40 TQFN-EP	G4066Y+1	21-0564	90-0362

芯片信息

PROCESS: BiCMOS

MAX16930/MAX16931

2MHz、36V、双通道降压转换器， 带有预升压，20μA静态电流

修订历史

修订号	修订日期	说明	修改页
0	3/13	最初版本。	—
1	7/13	更改了电压监测部分的电阻值；更新了升压转换器电感选择部分；更新了封装信息中的焊盘布局编号。	15, 23, 28
2	8/13	删除了MAX16931的未来产品星号标志。	28
3	12/13	数据资料增加了侧面防潮部分，更新了TQFN热度信息，并更新了裸焊盘封装信息。	1, 2, 10, 28

Maxim北京办事处

北京8328信箱 邮政编码100083

免费电话：800 810 0310

电话：010-6211 5199

传真：010-6211 5299



Maxim不对Maxim产品以外的任何电路使用负责，也不提供其专利许可。Maxim保留在任何时间、没有任何通报的前提下修改产品资料和规格的权利。电气特性表中列出的参数值(最小值和最大值)均经过设计验证，数据资料其它章节引用的参数值供设计人员参考。

Maxim Integrated 160 Rio Robles, San Jose, CA 95134 USA 1-408-601-10 00

29

© 2013 Maxim Integrated

Maxim标志和Maxim Integrated是Maxim Integrated Products, Inc.的商标。