

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器， 低工作电流

概述

MAX16952为电流模式、同步PWM降压控制器，工作在3.5V至36V输入电压，空载时静态电流仅50μA。开关频率可通过外部电阻在1MHz至2.2MHz范围内调节，并且可同步至高达2.4MHz的外部时钟。MAX16952输出电压可通过引脚选择为固定5V或1V至10V可调。宽输入电压范围，以及欠压瞬态期间工作在压差模式的能力使器件可理想用于汽车和工业应用。

MAX16952工作在固定频率PWM模式和低静态电流跳脉冲模式。器件具有使能逻辑输入，支持高达42V电压，可禁止器件并将关断电流降低至10μA。保护特性包括限流、过压，欠压以及带自动恢复功能的热关断保护。器件还具有电源就绪监测器，方便电源排序。

MAX16952采用热增强、16引脚、TSSOP封装，带裸焊盘，工作在-40°C至+125°C汽车级温度范围。

应用

汽车
工业
军品
负载点

订购信息

器件	温度范围	引脚-封装
MAX16952AUE+	-40°C至+125°C	16 TSSOP-EP*
MAX16952AUE/V+	-40°C至+125°C	16 TSSOP-EP*

注：所有器件均可工作在-40°C至+125°C温度范围。

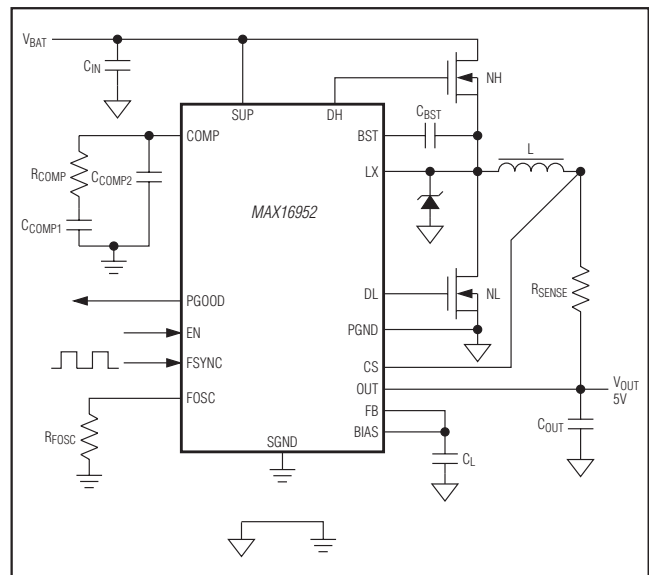
+表示无铅(Pb)/符合RoHS标准的封装。

T = 卷带包装。

特性

- ◆ 3.5V至36V宽输入电压范围
- ◆ 可承受42V输入瞬态电压
- ◆ 瞬间欠压时提供高占空比
- ◆ 1MHz至2.2MHz可调节开关频率
- ◆ 可调节(1V至10V)输出电压，±2%精度
- ◆ 2.2V至3.6V供电电压
- ◆ 三种工作模式
 - 50μA超低静态电流跳脉冲模式
 - 强制固定频率模式
 - 外部时钟同步
- ◆ 低BOM数量，电流模式控制架构
- ◆ 电源就绪输出
- ◆ 使能输入支持3.3V逻辑电平至42V电压
- ◆ 限流、热关断和过压保护
- ◆ -40°C至+125°C汽车级温度范围
- ◆ 符合汽车级应用要求

典型工作电路



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。

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SUP and EN to SGND-0.3V to +42V
LX to PGND-1V to +42V
BST to LX-0.3V to +6V
BIAS, FB, PGOOD, FSYNC to SGND-0.3V to +6V
DH to LX-0.3V to +6V
DL to PGND-0.3V to (V_{BIAS} + 0.3V)
FOSC to SGND-0.3V to (V_{BIAS} + 0.3V)
CS and OUT to SGND-0.3V to +11V

PGND to SGND-0.3V to +0.3V
Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
TSSOP (derate 26.1mW/°C above +70°C).....2088.8mW
Operating Temperature Range-40°C to +125°C
Junction Temperature.....+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)

TSSOP

Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ_{JA})38.3°C/W
Junction-to-Case Thermal Resistance (θ_{JC})3°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_{SUP} = V_{EN} = 14V, C_{IN} = 10μF, C_{OUT} = 94μF, C_{BIAS} = 2.2μF, C_{BST} = 0.1μF, R_{FOSC} = 14.3kΩ, T_A = T_J = -40°C to +125°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SUP Input Voltage Range	V _{SUP}	(Note 3)	3.5		36	V
SUP Operating Supply Current	I _{SUP}	Fixed 5V output, fixed-frequency, PWM mode, V _{FB} = V _{BIAS} , no external FETs connected		1		mA
Skip Mode Supply Current	I _{SKIP}	No load, fixed 5V output		50	90	μA
SUP Shutdown Supply Current	I _{SHDN,SUP}	V _{EN} = 0V		10	20	μA
BIAS Voltage	V _{BIAS}	V _{SUP} = 3.5V, I _{BIAS} = 45mA		3.0		V
		6V < V _{SUP} < 36V	4.7	5.0	5.3	
BIAS Undervoltage Lockout	V _{UVBIAS}	V _{BIAS} rising		3.1	3.4	V
BIAS Undervoltage Lockout Hysteresis		V _{BIAS} falling		200		mV
BIAS Minimum Load	I _{BIAS(MIN)}	V _{SUP} - V _{BIAS} > 200mV		45		mA
OUTPUT VOLTAGE (OUT)						
Output Voltage Adjustable Range			1.0		10	V
OUT Pulldown Resistance	R _{PULL_D}	V _{EN} = 0V or fault condition active		30		Ω
Output Voltage (5V Fixed Mode)	V _{OUT}	V _{SUP} = 6V to 36V, V _{FB} = V _{BIAS} , fixed-frequency mode (Note 4)	4.925	5.0	5.075	V
FB Feedback Voltage (Adjustable Mode)	V _{FB}	V _{SUP} = 6V to 36V, 0V < (V _{CS} - V _{OUT}) < 80mV, fixed-frequency mode	0.99	1.0	1.01	V
FB Current	I _{FB}	V _{FB} = 1.0V		0.02		μA
FB Line Regulation		V _{EN} = V _{SUP} , 6V < V _{SUP} < 36V (Note 4)		0.02		%/V

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{SUP} = V_{EN} = 14V, C_{IN} = 10μF, C_{OUT} = 94μF, C_{BIAS} = 2.2μF, C_{BST} = 0.1μF, R_{FOSC} = 14.3kΩ, T_A = T_J = -40°C to +125°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Transconductance (from FB to COMP)	g _{m,EA}			1200		μS
Error-Amplifier Output Impedance	R _{OUT,EA}			30		MΩ
Operating Frequency	f _{SW}	R _{FOSC} = 30.1kΩ		1000		kHz
		R _{FOSC} = 14.3kΩ	1800	2000	2200	
Minimum On-Time	t _{ON(MIN)}			80		ns
Maximum FSYNC Frequency	f _{FSYNC(MAX)}			2400		kHz
Minimum FSYNC Frequency	f _{FSYNC(MIN)}	f _{FSYNC} > 110% of internal frequency (20% duty cycle), f _{SW} = 1000kHz		1100		kHz
FSYNC Logic-High Threshold	V _{FSYNC,HI}		1.4			V
FSYNC Logic-Low Threshold	V _{FSYNC,LO}				0.4	V
FSYNC Internal Pulldown Resistance				1		MΩ
CURRENT LIMIT						
CS Input Current	I _{CS}	V _{CS} = V _{OUT} = 0V or V _{BIAS} (Note 5)	-1		+1	μA
OUT Input Current	I _{OUT}	During normal operation		22		μA
		V _{FB} = V _{BIAS}		32		
CS Current-Limit Voltage Threshold	V _{LIMIT}	V _{CS} - V _{OUT} , V _{BIAS} = 5V, V _{OUT} ≥ 2.5V	68	80	92	mV
FAULT DETECTION						
Output Overvoltage Trip Threshold	V _{FB,OV}	V _{OUT} = V _{FB} , rising edge	108	113	118	%V _{FB}
Output Overvoltage Trip Hysteresis				2.5		%
Output Overvoltage Fault Propagation Delay	t _{OVP}	Rising edge		25		μs
		Falling edge		25		
Output Undervoltage Trip Threshold	V _{FB,UV}	V _{OUT} = V _{FB} ; with respect to slewed FB threshold, falling edge	83	88	93	%V _{FB}
Output Undervoltage Trip Hysteresis				2.5		%
Output Undervoltage Propagation Delay		Falling edge		25		μs
		Rising edge (excluding startup)		25		
PGOOD Output Low Voltage	V _{PGOOD,L}	I _{SINK} = 3mA			0.4	V
PGOOD Leakage Current	I _{PGOOD}			1		μA
Thermal Shutdown Threshold	T _{SHDN}	(Note 5)		+175		°C
Thermal Shutdown Hysteresis		(Note 5)		15		°C

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{SUP} = V_{EN} = 14V$, $C_{IN} = 10\mu F$, $C_{OUT} = 94\mu F$, $C_{BIAS} = 2.2\mu F$, $C_{BST} = 0.1\mu F$, $R_{FOSC} = 14.3k\Omega$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+125^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
GATE DRIVE						
DH Gate-Driver On-Resistance	R_{DH}	($V_{BST} - V_{LX}$) forced to 5V		10		Ω
		($V_{BST} - V_{LX}$) forced to 0V		2		
DL Gate-Driver On-Resistance	R_{DL}	DL = high state		3.5		Ω
		DL = low state		2		
DH/DL Dead Time (Note 5)	t_{DEAD}	DL rising		30		ns
		DH rising		30		
BST Input Current	I_{BST}	$V_{LX} = 0V$, $V_{BST} = 5V$, $V_{DH} - V_{LX} = V_{DL} - V_{PGND} = 0V$		1		μA
BST On-Resistance		(Note 5)		5	15	Ω
ENABLE INPUT						
EN Input Threshold Low	$V_{EN,LO}$				1.2	V
EN Input Threshold High	$V_{EN,HI}$		2.2			V
EN Threshold Voltage Hysteresis				0.2		V
EN Input Current	I_{EN}			0.5		μA
SOFT-START						
Soft-Start Ramp Time	t_{SS}			5		ms

Note 2: Devices tested at $T_A = +25^\circ C$. Limits over temperature are guaranteed by design.

Note 3: For 3.5V operation, the n-channel MOSFET's threshold voltage should be compatible to (lower than) this input voltage.

Note 4: Device not in dropout condition.

Note 5: Guaranteed by design; not production tested.

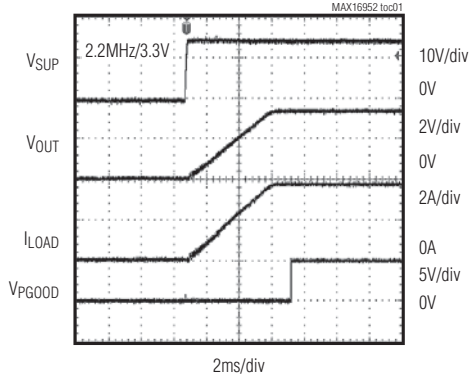
MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

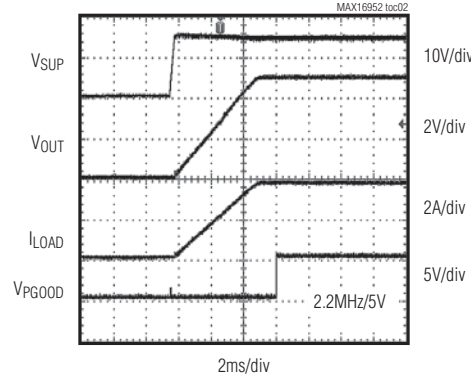
典型工作特性

($V_{SUP} = V_{EN} = 14V$, $C_{IN} = 47\mu F$, $C_{OUT} = 94\mu F$, $C_{BIAS} = 2.2\mu F$, $C_{BST} = 0.1\mu F$, $R_{FOSC} = 13k\Omega$, $V_{FB} = V_{BIAS}$, $R_{BST} = 75\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

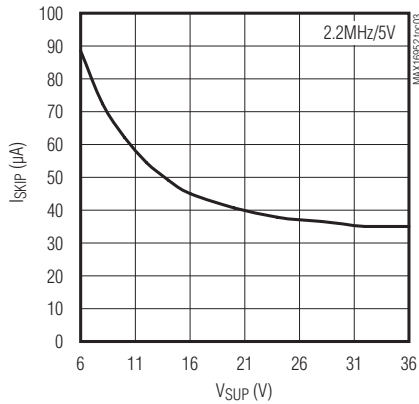
STARTUP RESPONSE (SKIP MODE)



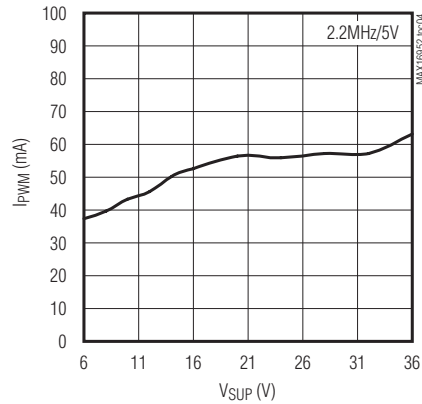
STARTUP RESPONSE (SKIP MODE)



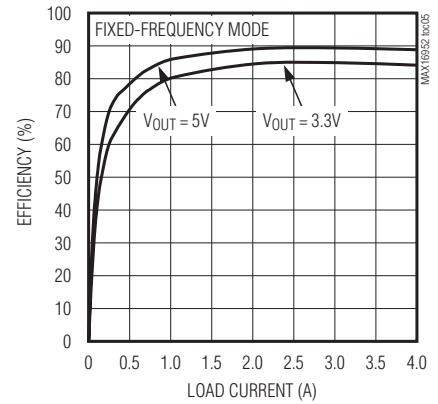
SKIP MODE SUPPLY CURRENT vs. V_{SUP}



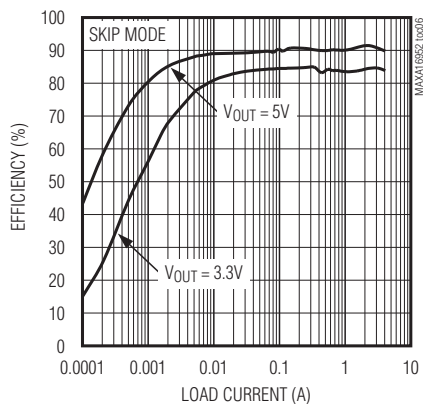
PWM MODE SUPPLY CURRENT vs. V_{SUP}



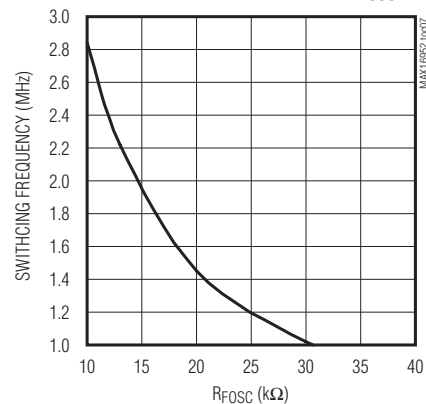
EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT



EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT



SWITCHING FREQUENCY vs. R_{FOSC}

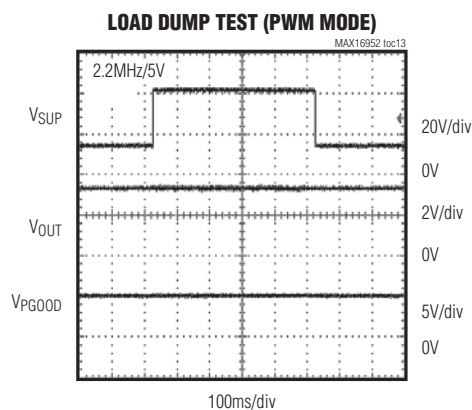
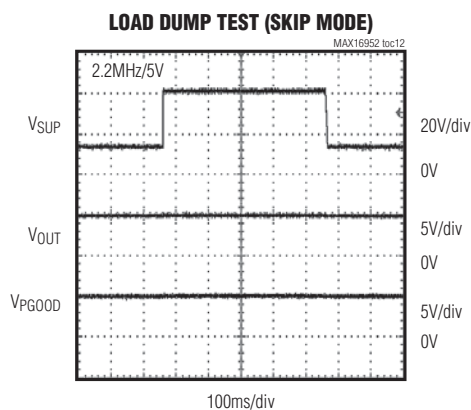
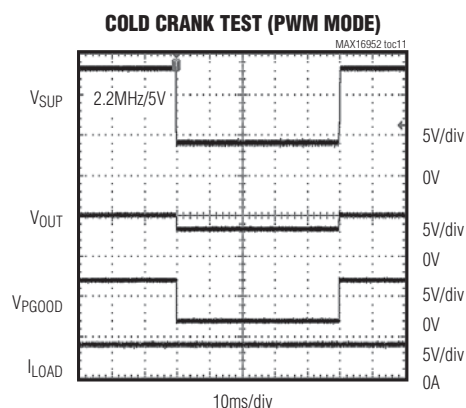
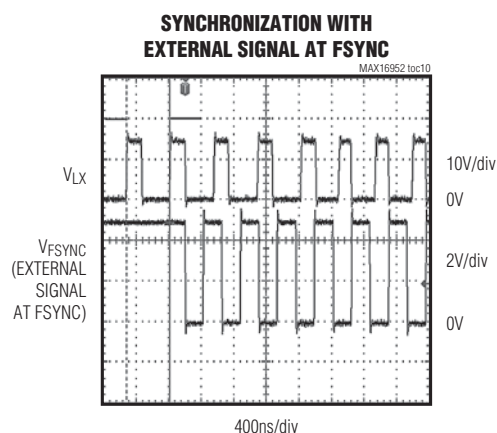
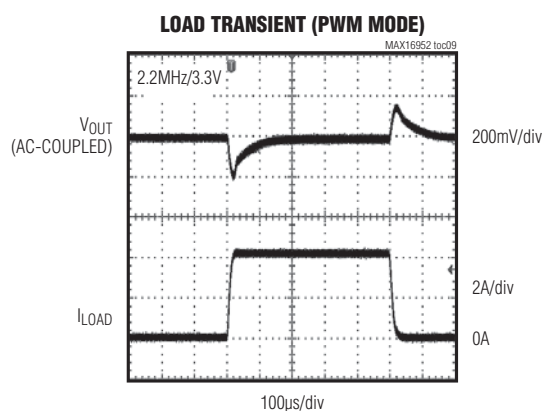
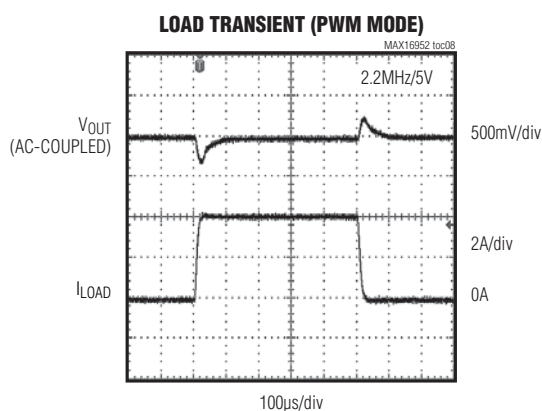


MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

典型工作特性(续)

($V_{SUP} = V_{EN} = 14V$, $C_{IN} = 47\mu F$, $C_{OUT} = 94\mu F$, $C_{BIAS} = 2.2\mu F$, $C_{BST} = 0.1\mu F$, $R_{FOSC} = 13k\Omega$, $V_{FB} = V_{BIAS}$, $R_{BST} = 75\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



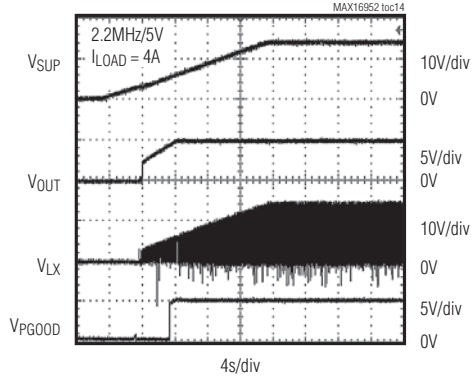
MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

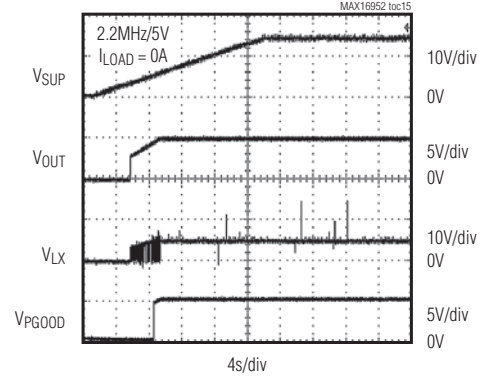
典型工作特性(续)

($V_{SUP} = V_{EN} = 14V$, $C_{IN} = 47\mu F$, $C_{OUT} = 94\mu F$, $C_{BIAS} = 2.2\mu F$, $C_{BST} = 0.1\mu F$, $R_{FOSC} = 13k\Omega$, $V_{FB} = V_{BIAS}$, $R_{BST} = 75\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

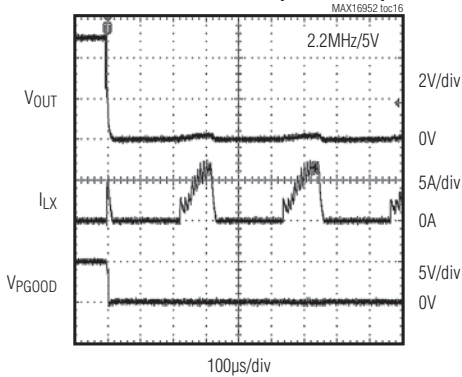
**OUTPUT RESPONSE TO SLOW
RAMP AT SUP (PWM MODE)**



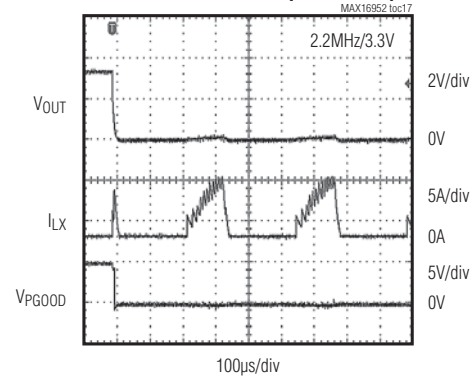
**OUTPUT RESPONSE TO SLOW
RAMP AT SUP (SKIP MODE)**



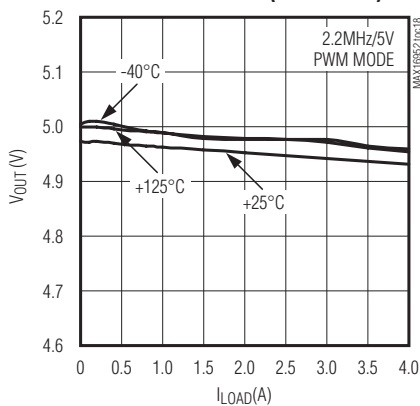
SHORT-CIRCUIT TEST (SKIP MODE)



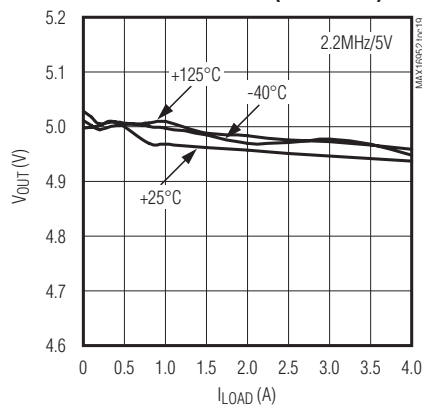
SHORT-CIRCUIT TEST (SKIP MODE)



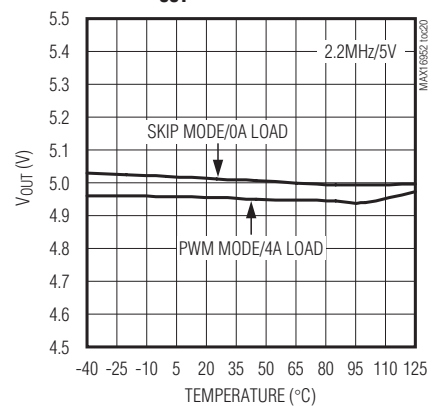
LOAD REGULATION (PWM MODE)



LOAD REGULATION (SKIP MODE)



V_{OUT} vs. TEMPERATURE

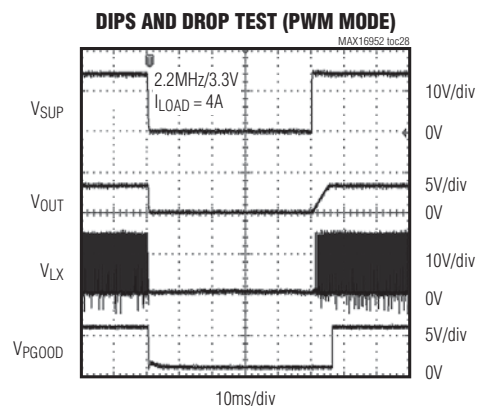
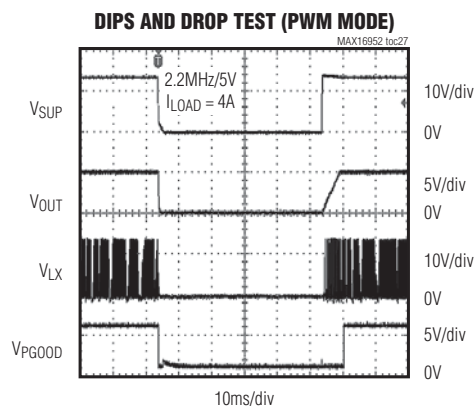
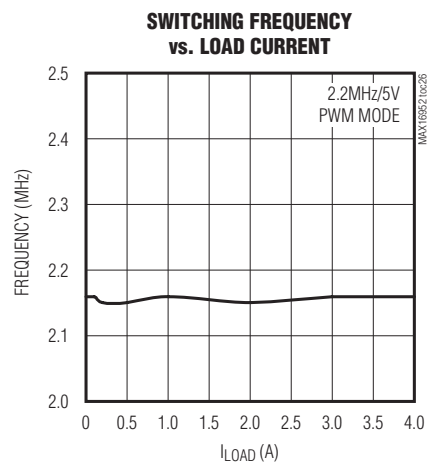
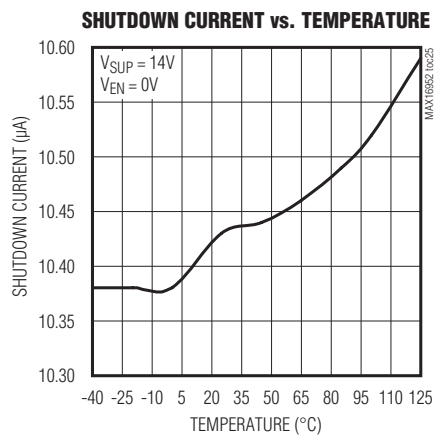
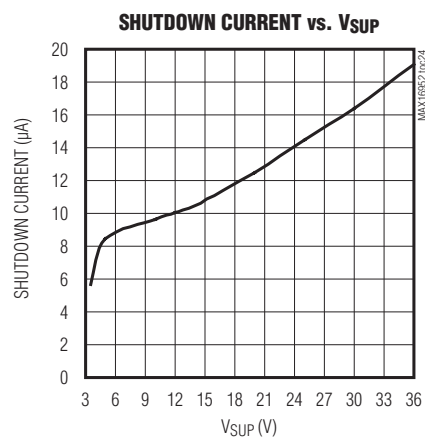
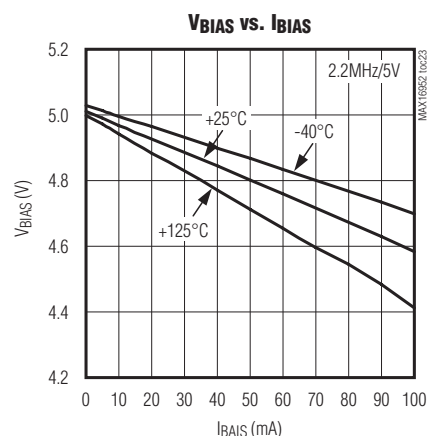
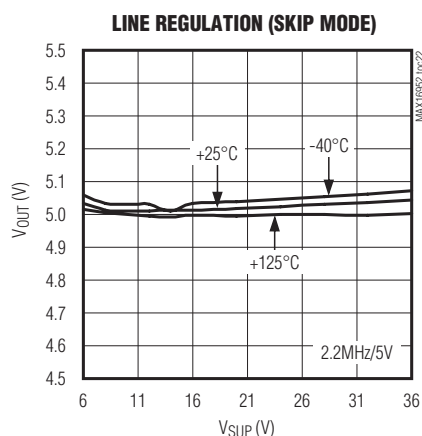
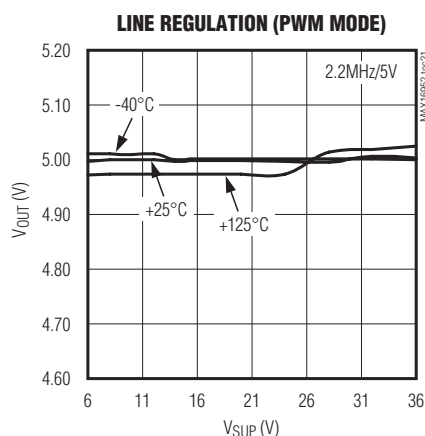


MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

典型工作特性(续)

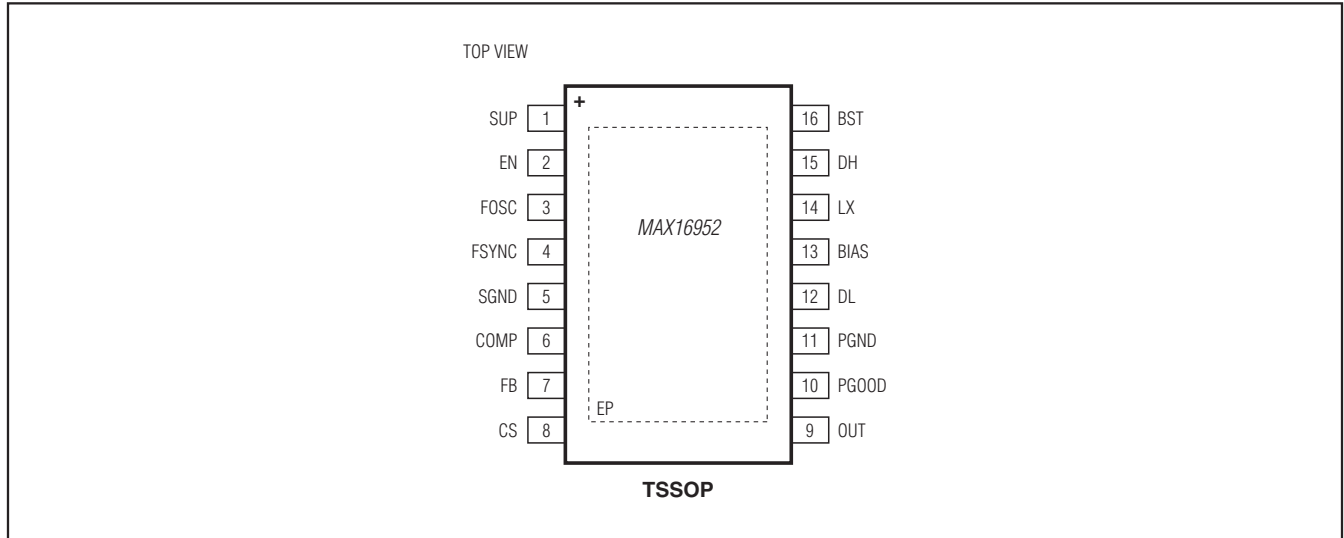
($V_{SUP} = V_{EN} = 14V$, $C_{IN} = 47\mu F$, $C_{OUT} = 94\mu F$, $C_{BIAS} = 2.2\mu F$, $C_{BST} = 0.1\mu F$, $R_{FOSC} = 13k\Omega$, $V_{FB} = V_{BIAS}$, $R_{BST} = 75\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

引脚配置



引脚说明

引脚	名称	功能
1	SUP	输入电源电压。SUP为内部线性稳压器的输入电压，利用最小1 μ F陶瓷电容将SUP旁路至PGND。
2, 5, 10	EN	高电平有效使能输入。EN支持5V和3.3V逻辑电平。将EN驱动为逻辑高电平时使能输出；将EN驱动为逻辑低电平时，将控制器置于低功耗关断模式。将EN连接至SUP时始终保持就绪状态，不要将EN浮空。
3	FOSC	振荡器定时电阻输入。在FOSC和SGND之间连接电阻，在1MHz至2.2MHz范围内设置振荡器频率。参见设置开关频率部分。
4	FSYNC	同步和模式选择输入。将FSYNC连接至BIAS时，选择固定频率PWM模式，禁止跳脉冲模式；将FSYNC连接至SGND时，选择跳脉冲模式；将FSYNC连接至外部时钟时为同步。FSYNC通过1M Ω 电阻内部下拉至地。
5	SGND	信号地。将SGND直接连接至本地接地区域。通过单点将SGND连接至PGND。
6	COMP	误差放大器输出。将COMP连接至补偿反馈网络。参见补偿设计部分。
7	FB	反馈调节点。将FB连接至BIAS时为固定5V输出电压；可调节模式下，连接至输出(V_{OUT})和SGND之间的电阻分压器的中间抽头以设置输出电压。FB电压稳压至1V (典型值)。
8	CS	电流检测输入正端。将CS连接至电流检测元件的正端。图4所示为两种不同的电流检测选项：1)利用检测电阻进行精确检测；或2)无损耗电感DCR检测。

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

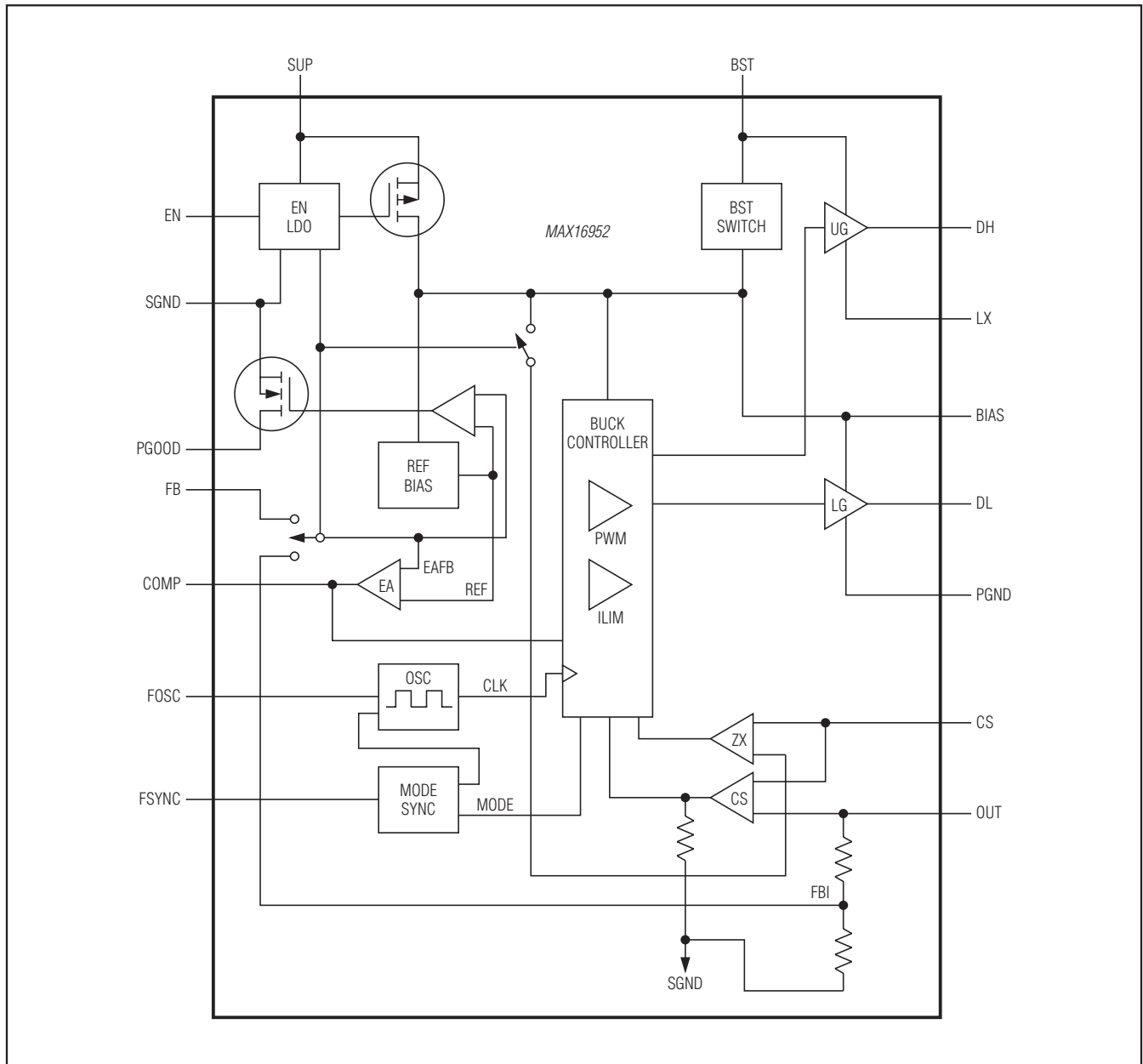
引脚说明(续)

引脚	名称	功能
9	OUT	输出检测和负的电流检测输入。使用内部预设5V反馈分压器($FB = BIAS$)时, 控制器利用OUT检测输出电压。将OUT连接至电流检测元件的负端。
10	PGOOD	电源就绪开漏输出。PGOOD为逻辑高电压时, 表示输出电压在调节范围之内; 输出电压超出调节范围时, PGOOD拉低。在PGOOD和数字接口电压之间连接10k Ω 上拉电阻。
11	PGND	电源地。将输入和输出滤波电容的负端连接至PGND。在外部通过单点将PGND连接至SGND。
12	DL	低边栅极驱动器输出。DL从VBIAS至PGND摆动。如果DL和MOSFET的栅极之间需要电阻, 请向工厂咨询最佳电阻值。
13	BIAS	内部5V线性稳压器输出。BIAS为偏置和驱动供电。在BIAS和PGND之间连接2.2 μ F至10 μ F的陶瓷电容。
14	LX	外部电感连接。将LX连接至电感的开关侧。LX作为DH高边栅极驱动器的低电源轨。
15	DH	高边栅极驱动输出。DH从LX至BST摆动。如果DH和MOSFET的栅极之间需要电阻, 请向工厂咨询最佳电阻值。
16	BST	升压飞电容连接。在BST和LX之间连接陶瓷电容。详细信息请参见升压飞电容选择部分。
—	EP	裸焊盘, 内部连接至地。将EP连接至电势为SGND的连续大覆铜区域以提高散热性能。请勿将其用作主接地连接。

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

功能框图



MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

详细说明

MAX16952为电流模式、同步PWM降压控制器，设计用于驱动逻辑电平MOSFET。器件支持3.5V至42V输入电压范围，产生1V至10V可调电压或固定5V输出电压。器件可工作在压差模式，理想用于具有瞬间电压跌落的汽车和工业应用。

开关频率可通过外部电阻在1MHz至2.2MHz范围内调节，并且可同步至外部时钟。高开关频率降低输出纹波，允许使用小外部元件。器件工作在固定频率PWM模式和低静态电流跳脉冲模式。工作在跳脉冲模式时，工作电流低至50μA。

器件具有使能逻辑输入，可禁止器件并将关断电流降低至10μA。保护特性包括逐周期限流、过压检测和热关断保护。器件也集成了软启动和电源就绪监测器，有助于电源排序。

供电范围(SUP)

MAX16952的供电范围(V_{SUP})兼容3.5V至36V的典型汽车电池电压范围，支持高达42V瞬态电压。

输入电压低速缓升

如果输入电压(V_{SUP})爬升很慢，器件将工作在压差模式，直至 V_{SUP} 高于稳压输出电压。通过监测高边FET导通8个时钟周期，检测压差模式。检测到压差模式后，控制器在开关时钟的上升沿发送一个强制低边脉冲，刷新BST电容。这样可维持正确的BST电压，以在器件处于压差模式时导通高边MOSFET。

系统使能(EN)和软启动

使能控制输入(EN)将MAX16952从其低功耗关断模式中激活。EN支持低至3.5V的汽车电池电平输入。高压兼容性允许EN连接至SUP、KEY/KL30或CAN收发器的抑制引脚(INH)。

EN逻辑高电平将开启内部稳压器。当 V_{BIAS} 高于内部锁定电平 $V_{UVL} = 3.1V$ (典型值)时，控制器以5ms固定软启动时间进行启动。达到稳压电压时，PGOOD变为高阻。

EN逻辑低电平将关断器件。关断期间，内部线性稳压器和栅极驱动器关闭。关断为最低功耗状态，将静态电流降低至10μA (典型值)。

关断期间，为保护低边MOSFET，在输出电压下降至1.25V以下之前不使能降压型调节器。内部30Ω下拉开关帮助对输出进行放电。如果EN引脚变为低电平后又变为高电平，开关稳压器关断，并在输出电压下降至1.25V之前保持关断。此时，MAX16952采用软启动顺序打开。

固定5V线性稳压器(BIAS)

MAX16952内置5V线性稳压器，利用SUP上的高压输入电源产生5V偏置电压。该偏压为外部n沟道MOSFET的栅极驱动器供电，提供模拟控制器、基准和逻辑电路所需的电源。该偏置电压轨需要用BIAS上2.2μF或更大的电容进行稳压，可提供高达45mA (典型值)总电流。

线性稳压器的过流门限约为100mA。发生过流事件时，将电流限制至100mA，BIAS电压开始下降。 V_{BIAS} 下降至2.9V (典型值)时，降压转换器关断，功率MOSFET关闭。

振荡器频率和外同步

MAX16952提供从1MHz至2.2MHz可调节的内部振荡器。在FOSC和SGND之间连接电阻，可设置开关频率。参见设置开关频率部分。

将外部时钟信号连接至FSYNC时，MAX16952也可同步至外部时钟。为保证频率同步，FSYNC的输入频率必须至少比设置的内部振荡器频率高10%。FSYNC上的时钟上升沿作为同步输入。如果FSYNC信号丢失，内部振荡器负责控制开关速率，恢复为FOSC上电阻设置的开关频率。这样即使FSYNC信号发生间歇性中断时也可保证输出在稳压范围内。最大可同步频率为2.4MHz。

将FSYNC连接至SGND时，器件工作在跳脉冲模式；将FSYNC连接至BIAS或由外部时钟驱动时，MAX16952在软启动期间工作在跳脉冲模式，在软启动结束后变为固定频率PWM模式。

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

检错和故障操作

有多种检错机制防止损坏MAX16952和应用电路:

- 过流保护
- 输出过压保护
- BIAS上欠压锁定
- 输出电压电源就绪检测
- IC过热保护

过流保护

MAX16952在FB电压大于0.7V (即稳压输出电压的70%) 时提供逐周期限流。如果输出电压由于过流事件下降至稳压点的70%以下, 16个连续限流事件将触发重启。如果重启后仍然发生过流, MAX16952则关断, 然后再次重启。器件将持续自动重启过程, 直到过流条件消除。如果重启期间过流条件消失, 器件则进入正常软启动程序。

如果输出通过长导线短路, 输出电压会在达到过流门限之前下降到地电平以下, 这种条件下, MAX16952在输出下降稳压值的20%时, 则立即断开开关并进行重启。

输出过压保护

MAX16952内置输出过压保护功能。如果 V_{OUT} 升高到比稳压值高出13% (典型值)时, 高边MOSFET关断, 低边MOSFET导通。低边MOSFET在 V_{OUT} 恢复到稳压范围之前保持导通。 V_{OUT} 处于规定范围之内时, 保持正常开关操作。

欠压锁定(UVLO)

如果5V偏置电源(BIAS)低于3.1V (典型值)UVLO门限, BIAS输入欠压锁定(UVLO)电路断开开关。如果BIAS电压下降至UVLO门限以下, 控制器断开开关并关断高边、低边栅极驱动器, 直至BIAS电压恢复。

电源就绪检测(PGOOD)

MAX16952包括带有滞回的电源就绪比较器, 以监测降压控制器的输出电压以及检测电压就绪门限。PGOOD为开漏输出, 应利用外部电阻上拉到其驱动逻辑输入电源, 该电压不应超过6V。10k Ω 上拉电阻适用于大多数应用。PGOOD为低电平时可吸入高达3mA电流。

PGOOD在以下条件时变为有效:

- 待机模式
- 欠压, V_{OUT} 低于设置值的88% (典型值)
- 过压, V_{OUT} 高于设置值的113% (典型值)

如果使用反馈分压器, 在FB测量电源就绪电平。如果MAX16952工作在5V模式, FB连接至BIAS, 则利用OUT作为电压调节和电源就绪检测的反馈通路。

过热保护

热过载保护限制MAX16952内的总功耗。结温超过+175°C (典型值)时, 内部温度传感器关断降压控制器, 允许IC冷却。结温冷却15°C以及输出电压下降至1.25V (典型值)以下后, 温度传感器再次打开IC。

连续过热条件会导致器件重复开/关操作。

固定频率、电流模式PWM控制器

MAX16952的降压控制器采用PWM、电流模式控制机制。内部跨导放大器产生积分误差电压。PWM控制器的核心是一个开关比较器, 该比较器将积分电压反馈信号与放大的电流检测信号加斜率补偿进行比较; 在主PWM比较器中加斜率补偿的目的是保证内环路稳定性以及消除电感阶梯效应。在每个内部时钟下降沿, 高边MOSFET导通, 直至PWM比较器触发、达到最大占空比或达到峰值电流限值。在此导通期间, 电流通过电感缓升, 在其磁场中储存能量并源出电流至输出。电流模式反馈系统调节峰值电感电流, 电流是输出电压误差信号的函数。该电路作为开关模式跨导放大器, 消除输出LC滤波器双极点的影响。

在开关周期的后半部分, 高边MOSFET关断, 低边MOSFET导通。电流缓降时, 电感释放储存的能量, 为输出提供电流。输出电容在电感电流超过所需的负载电流时储存电荷, 电感电流较低时放电, 稳定负载上的电压。轻过载条件下, 当峰值电感电流超过所选电流限值时, 高边MOSFET立即关断; 低边MOSFET导通, 使电感电流缓降, 直至下一个时钟周期。

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

强制固定频率PWM模式

低噪声强制固定频率PWM模式(FSYNC连接至BIAS或外部时钟),禁止控制低边开关导通时间的过零比较器。这样强制低边栅极驱动器波形总是与高边栅极驱动器的波形反相。轻载时,电感电流反向,DH的占空比维持为 V_{OUT}/V_{SUP} 。

强制固定频率PWM模式的好处是保证开关频率恒定。然而,强制固定频率PWM工作具有缺点:空载5V供电电流会高达45mA,取决于外部MOSFET和开关频率。强制固定频率PWM模式最有利于避免音频噪声以及提高负载瞬态响应。

轻载低静态电流工作模式(跳脉冲)

MAX16952具有一个轻载工作模式控制输入(FSYNC = SGND),用于使能或禁止过零比较器。使能过零比较器时,稳压器在电流检测输入检测到电感电流为零时强制DL为低电平。这样防止电感对输出电容放电,并强制稳压器在轻载条件下产生跳脉冲,避免输出过充。

跳脉冲模式下工作电流最低。MAX16952工作在无外部负载电流的跳脉冲模式时,总耗流可低至50 μ A。跳脉冲模式的缺点是工作频率不固定。

跳脉冲模式电流检测门限

使能跳脉冲模式时,当输出电压超过反馈门限时以及电流检测电压超过空闲模式电流检测门限($V_{CS,IDLE}$)时,降压控制器的导通周期结束。请参见图1。轻载条件下,导通周期的持续时间只与跳脉冲模式电流检测门限有关,检测门限为25mV(典型值)。这强制控制器在每周期源出最小的功率。为避免输出过充,在输出电压下降至反馈门限时,才开始另一个导通周期。由于过零比较器防止开关稳压器吸入电流,所以控制器必须跳脉冲。因此,在轻载条件下,控制器调节输出纹波的谷值。

跳脉冲模式自动切换

跳脉冲模式下,轻载时会自动切换至脉冲频率调制(PFM)模式。这种切换受控于比较器,该比较器在电感电流过零时终止低边开关导通时间。过零比较器检测CS至OUT的电感电流,一旦($V_{CS} - V_{OUT}$)下降至6mV过零电流检测门限以下,比较器强制拉低DL。这种机制使跳脉冲PFM和非跳脉冲PWM工作模式之间的门限与连续和非连续电感电流工作模式之间的分界点(也称为临界传导点)相一致。PFM/PWM转折点的负载电流 $I_{LOAD(SKIP)}$ 计算如下:

$$I_{LOAD(SKIP)} [A] = \frac{(V_{SUP} - V_{OUT}) V_{OUT}}{2 \times V_{SUP} \times f_{SW} [MHz] \times L [\mu H]}$$

轻载导致跳脉冲工作模式时,开关波形中可能出现噪声和异步,但这是获得高轻载效率的正常工作条件。通过改变电感值,可在PFM噪声和轻载效率之间取得平衡。通常来讲,电感值较低时,效率-负载曲线上高效率的平坦区域更为宽阔;而较高的电感值会得到更高的满载效率(假定线圈电阻保持不变)和更小的输出电压纹波。使用较高电感值会增大物理尺寸,降低负载瞬态响应(在低输入电压时更为显著)。

MOSFET栅极驱动器(DH和DL)

DH和DL驱动器针对驱动逻辑电平n沟道功率MOSFET进行了优化。DH高边n沟道MOSFET驱动器由BST上的电荷泵供电,DL同步整流器驱动器由5V线性稳压器(BIAS)直接供电。自适应死区时间电路监测DH和DL输出,防止另一侧的MOSFET在另一个MOSFET完全关断前导通。所以,该电路允许高边驱动器只在DL栅极驱动器关闭时导通,同样防止低边(DL)在DH栅极驱动器关闭之前导通。

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

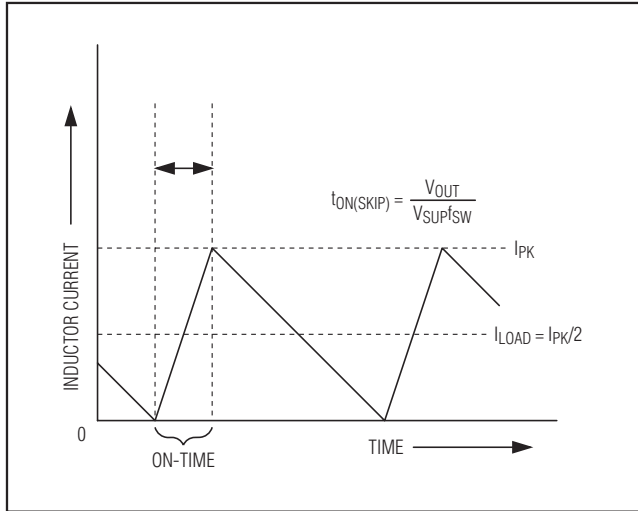


图1. 跳脉冲/非连续转折点

自适应驱动器死区时间允许利用各种MOSFET进行无贯通工作，延迟最小并保证效率。DL和DH驱动器至MOSFET栅极必须具有低电阻、低电感通路，使自适应死区电路正常工作。否则，由于栅极放电通路中的杂散阻抗，当MOSFET的 V_{GS} 仍然为高电平时，检测电路会将MOSFET栅极电压理解为关闭。为将杂散阻抗降至最低，使用非常短而宽的走线(如果MOSFET距离控制器1 in，使用50 mil至100 mil宽)。

同步整流通过利用低电阻MOSFET开关代替常规的低边肖特基环流二极管，减小传导损耗。驱动DL为低电平的内部下拉晶体管很可靠，导通电阻为 2Ω (典型值)，可防止在LX节点的快速上升沿时由于低边同步整流MOSFET的漏极-栅极容性耦合导致DL被上拉。应用中，如果输入电压较高，驱动器具有较长感性走线，可能需要额外的栅极-源极电容，以确保LX的快速上升沿不会上拉低边MOSFET的栅极而导致贯通电流。由MOSFET的栅极-漏极电容($C_{GD} = C_{RSS}$)、栅极-源极电容($C_{GS} = C_{ISS} - C_{GD}$)以及电路板附加寄生电容引起的LX和DL之间的容性耦合不能超过以下的最小门限：

$$V_{GS(TH)} > V_{SUP} \left(\frac{C_{RSS}}{C_{ISS}} \right)$$

高边栅极驱动电源(BST)

通过闭合BST和DH之间的内部开关，导通高边MOSFET，这提供了导通高边MOSFET所必需的栅极-源极电压，将栅极驱动信号提高至 V_{SUP} 以上。高边MOSFET导通周期内，BST和LX之间连接的升压电容保持栅极驱动器上的电压。

高边MOSFET关断以及LX节点下降至地时，升压电容被充电以补充驱动栅极而释放的电荷。LX节点为低电平时，BIAS和BST之间连接的内部高压开关将升压电容重新充电至BIAS电压。关于选择正确大小升压电容的信息，请参见升压飞电容选择部分。

发生瞬间欠压时的工作状态

在低压工作期间，控制器每八个时钟周期产生一个低边脉冲，以刷新BST电容。这保证MAX16952在冷启动等瞬间欠压时能够工作在低压差模式，更多详细信息请参见升压飞电容选择部分。

限流和电流检测输入(CS和OUT)

限流电路利用差分电流检测输入(CS和OUT)限制峰值电感电流。如果电流检测信号的幅值超过限流门限，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小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_{SUP})的函数。请参见电流检测部分。

设计步骤

有效输入电压范围

尽管MAX16952控制器可工作在从输入电源至高达42V的范围内以及稳压低至1V，最小电压转换比(V_{OUT}/V_{SUP})可能受限于最小可控导通周期。为了正确工作在固定频率PWM模式，电压转换比应遵循以下条件：

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

式中， $t_{ON(MIN)}$ 为80ns； f_{SW} 为开关频率，单位为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。为避免这种情况，降低开关频率或减小输入电压(V_{SUP})。

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

设置输出电压

将FB连接至BIAS时，使能固定降压控制器输出电压(5V)，电压由输出(OUT)和SGND之间连接的预设内部电阻分压器设置。

为达到1V至10V之间的其它电压，在OUT至FB、SGND之间连接电阻分压器(图2)。选择R_{FB2} (FB至SGND之间的电阻)小于或等于100kΩ。利用下式计算R_{FB1} (OUT至FB之间的电阻)：

$$R_{FB1} = R_{FB2} \left[\left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \right) - 1 \right]$$

式中，V_{FB} = 1V (典型值)(见*Electrical Characteristics*表)，V_{OUT}可为1V至10V。

选择开关频率

开关频率f_{SW}由FOSC与SGND之间的电阻(R_{FOSC})设置。参见图3根据预期开关频率选择正确的R_{FOSC}值。

例如，R_{FOSC} = 14.3kΩ时，设置的开关频率为2MHz。较高的频率允许设计时使用较小的电感值和较小的输出电容。所以，开关频率较高时，峰值电流和I²R损耗较低，但磁芯损耗、栅极充电电流和开关损耗增大。

电感选择

为配合MAX16952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})。为选择电感值，必须首先选择电感的峰-峰交流电流与直流平均电流(LIR)之比。尺寸和损耗之间的良好平衡使峰-峰纹波电流与平均电流比为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：

$$L = \frac{V_{OUT} (V_{SUP(MIN)} - V_{OUT})}{V_{SUP(MIN)} \times f_{SW} \times I_{OUT(MAX)} \times LIR}$$

式中，V_{SUP(MIN)}为最小供电电压，V_{OUT}为典型输出电压，I_{OUT(MAX)}为最大负载电流。开关频率由R_{FOSC}设置(见设置开关频率部分)。MAX16952使用与内部频率无关的斜率补偿，以确保占空比高于50%时稳定工作。利用下式选择电感值：

$$\frac{V_{OUT}[V]}{L[\mu H] \times f_{SW}[MHz]} = 1 \pm 25\%$$

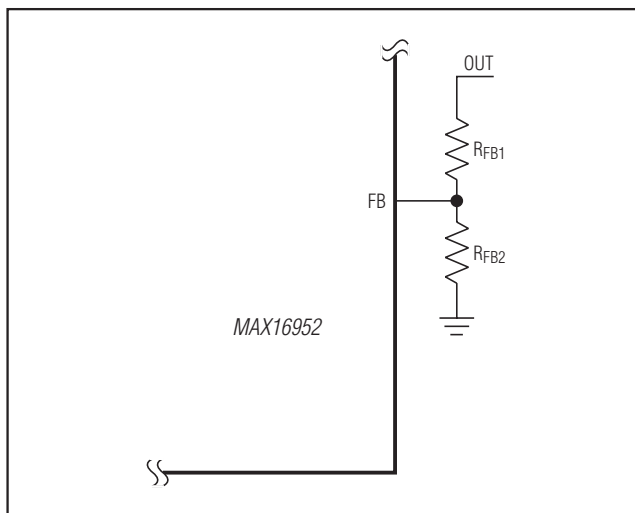


图2. 可调输出电压

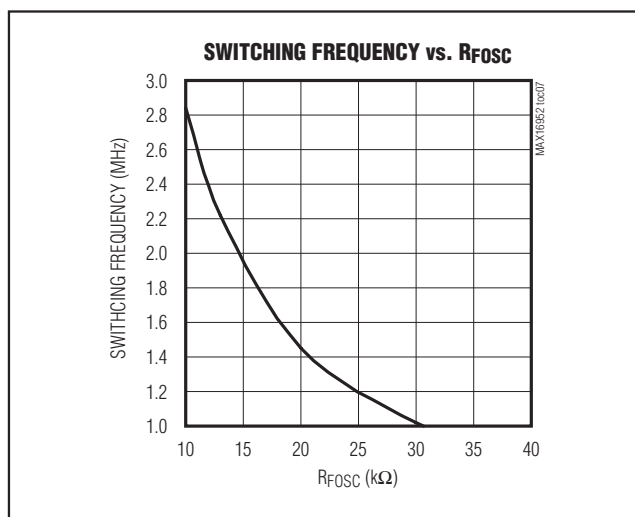


图3. 开关频率与R_{FOSC}的关系

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

然而, 如果需要, 可选择较高的电感值。

准确的电感值不是特别关键, 可根据大小、成本、效率及瞬态响应要求进行调整。表1所示为大电感和小电感之间的比较。

表1. 电感比较

INDUCTOR SIZE	
SMALLER	LARGER
Lower price	Smaller ripple
Smaller form factor	Higher efficiency
Faster load response	Larger fixed-frequency range in skip mode

实用的最小电感值应使电路工作在临界导通状态(最大负载时, 电感电流在每个周期恰好归零)的电感值。电感值低于该最小值将无益于进一步减小尺寸。最佳工作点通常位于25%至45%纹波电流之间。跳脉冲模式下(FSYNC为低电平, 轻载), 电感值也决定PFM/PWM切换时的负载电流值。

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

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

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

磁芯必须足够大, 以确保在电感电流峰值(I_{PEAK})时不饱和:

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

瞬态响应

电感纹波电流对瞬态响应性能也有影响, 尤其是 $V_{\text{SUP}} - V_{\text{OUT}}$ 差值较小时。低电感值允许电感电流更快地摆动, 以补充负载突变时从输出滤波电容上释放的电荷。输出电

压的总下跌量包括两部分, 一部分是电感电流上升期间的下跌, 另一部分是下一脉冲之前的下跌:

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

式中, D_{MAX} 是最大占空比(见*Electrical Characteristics*表); L是电感值(单位为 μH); C_{OUT} 是输出电容值(单位为 μF); t是开关周期($1/f_{\text{SW}}$, 单位为 μs); Δt 在固定频率PWM模式下等于 $(V_{\text{OUT}}/V_{\text{SUP}}) \times t$, 在跳脉冲模式下等于 $L \times 0.2 \times I_{\text{MAX}}/(V_{\text{SUP}} - V_{\text{OUT}})$ 。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:

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

电流检测

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电阻(R_{SENSE})。将CS连接至 R_{SENSE} 的电感侧, 将OUT连接至电容侧。选择 R_{SENSE} 的大小, 使其最大电流(I_{OC})在 R_{SENSE} 上产生的电压为 V_{LIMIT} (最小68mV)。

如果 R_{SENSE} 上必须具有较高的电压降, 利用CS和OUT之间的分压器对检测电阻上的电压进行分压, 使其达到 V_{LIMIT} (最小68mV)。

电流检测方法(图4)及幅值决定可达到的电流限值精度和功率损耗。一般而言, 较高的电流检测限值具有较高的精度, 但是功率损耗也更大。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具有低寄生电感、 $\pm 1\%$ 容限的电流检测电阻, 如图4a所示。

对于限流保护精度要求不高的应用, 也可通过与电感并联(图4b)具有等效时间常数的RC电路, 降低总体功耗:

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

36V、2.2MHz降压控制器， 低工作电流

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IC的位置，利用开尔文检流方式连接到检流电阻。

$$R_{DCR} = \frac{L}{C_{FQ}} \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right)$$

a) OUTPUT SERIES RESISTOR SENSING

b) LOSSLESS INDUCTOR SENSING

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

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

图4. 电流检测配置

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

输入电容

输入滤波电容降低来自于电源的尖峰电流，减小电流开关引起的输入噪声和电压纹波。

输入电容的RMS电流要求(I_{RMS})由下式定义：

$$I_{RMS} = I_{LOAD(MAX)} \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{SUP} - V_{OUT})}}{V_{SUP}}$$

输入电压等于输出电压的2倍时($V_{SUP} = 2V_{OUT}$)， I_{RMS} 的值最大，所以 $I_{RMS(MAX)} = I_{LOAD(MAX)}/2$ 。

所选电容在RMS输入电流时的自热温升低于+10°C，以实现最优的长期稳定性。

输入电压纹波由 ΔV_Q (由电容放电引起)和 ΔV_{ESR} (由电容的ESR引起)组成。在输入上使用低ESR、高纹波电流的陶瓷电容。假设ESR和电容放电引起的纹波为50%。利用下式计算规定输入电压纹波时的输入电容和ESR要求：

$$ESR_{IN} = \frac{\Delta V_{ESR}}{I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

式中：

$$\Delta I_L = \frac{(V_{SUP} - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{V_{SUP} \times f_{SW} \times L}$$

及：

$$C_{IN} = \frac{I_{OUT} \times D(1-D)}{\Delta V_Q \times f_{SW}}$$

式中：

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{SUP}}$$

输出电容

输出滤波电容的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。输出电容值必须足够大，当发生从满载到空载的瞬变时应当能够吸收电感能量，而不会触发过压故障保护。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：

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

跳脉冲模式下，电感电流不连续，其峰值电流取决于跳脉冲模式下的电流检测门限($V_{SKIP} = 32mV$ ，典型值)。跳脉冲模式下，空载输出纹波的计算公式如下：

$$V_{RIPPLE(P-P)} = \frac{V_{SKIP} \times ESR}{R_{SENSE}}$$

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。因此，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，其尺寸通常应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(见瞬态响应部分中的 V_{SAG} 和 V_{SOAR} 公式)。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。

补偿设计

MAX16952采用内部跨导误差放大器，其反相输入及其输出可供用户进行外部频率补偿。输出电容和补偿网络决定环路稳定性。综合考虑性能、尺寸和成本来选择电感和输出电容。此外，补偿网络优化控制环路稳定性。

控制器采用电流模式控制机制，通过限制流经外部电感的电流调节输出电压。MAX16952利用电感的直流电阻或串联的检流电阻上的电压降测量电感电流。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。只需简单的电阻(R_C)和电容(C_C)串联，即可在使用陶瓷电容作为输出滤波的应用中实现稳定的高带宽环路(图5)。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SGND之间另外增加一个补偿电容(C_F)，以补偿该ESR零点。

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

基本的稳压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。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。下式决定功率调制器的近似增益值($GAIN_{MOD(dc)}$),不计斜率补偿的影响。当占空比高于50%时,必须进行斜率补偿,在MAX16952内部自动完成:

$$GAIN_{MOD(dc)} \cong g_{mc} \times \frac{R_{LOAD} \times f_{SW} \times L}{R_{LOAD} + (f_{SW} \times L)}$$

式中, $R_{LOAD} = V_{OUT}/I_{OUT(MAX)}$ 的单位为 Ω , f_{SW} 为开关频率(MHz), L 为输出电感(μH), $g_{mc} = 1/(A_{V_CS} \times R_{DC})$ (S)。 A_{V_CS} 为电流检测放大器的电压增益,典型值为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,输出电容及其ESR和负载电阻产生的极点频率如下:

$$f_{pMOD} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times \left(\frac{R_{LOAD} \times f_{SW} \times L}{R_{LOAD} + (f_{SW} \times L)} + ESR \right)}$$

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, $C_{OUT} = n \times C_{OUT(EACH)}$,而 $ESR = ESR_{(EACH)}/n$ 。请注意,相同的电容并联时,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, $R_{OUT,EA}$ 为误差放大器的输出电阻。采用 $g_{m,EA}$ 为2500 μS (最大值)及 $R_{OUT,EA}$ 为30M Ω (典型值)的补偿设计时,相位裕量最大。

主极点(f_{dpEA})由补偿电容(C_C)、补偿电阻(R_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(C_C)决定。还有一个由 C_F 和 R_C 决定的可选极点(f_{pEA}),若其位置接近交越频率(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:

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

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

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

环路增益交越频率(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}):

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

总环路增益为调制器增益、反馈分压器增益和误差放大器增益的乘积,在 f_C 时应等于1。所以:

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

对于 f_{zMOD} 大于 f_C 的情况:

$$GAIN_{EA(f_C)} = g_{m,EA} \times R_C$$

$$GAIN_{MOD(f_C)} = GAIN_{MOD(dc)} \times \frac{f_{pMOD}}{f_C}$$

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

所以:

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

解出 R_C :

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

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

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

如果 f_{zMOD} 小于 $5 \times f_C$, 在COMP与SGND之间增加第二个电容 C_F , 将 R_C 和 C_F 形成的补偿极点(f_{pEA})设置为 f_{zMOD} 。按下式计算 C_F :

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

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。

对于 f_{zMOD} 小于 f_C 的情况:

功率调制器在 f_C 频点的增益为:

$$GAIN_{MOD}(f_C) = GAIN_{MOD}(dc) \times \frac{f_{pMOD}}{f_{zMOD}}$$

误差放大器在 f_C 频点的增益为:

$$GAIN_{EA}(f_C) = g_{m,EA} \times R_C \times \frac{f_{zMOD}}{f_C}$$

所以:

$$GAIN_{MOD}(f_C) \times \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times g_{m,EA} \times R_C \times \frac{f_{zMOD}}{f_C} = 1$$

解出 R_C :

$$R_C = \frac{V_{OUT} \times f_C}{g_{m,EA} \times V_{FB} \times GAIN_{MOD}(f_C) \times f_{zMOD}}$$

将 R_C 和 C_C 形成的误差放大器补偿零点设置为 f_{pMOD} ($f_{zEA} = f_{pMOD}$):

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

如果 f_{zMOD} 小于 $5 \times f_C$, 在COMP与SGND之间增加第二个电容 C_F 。设置 $f_{pEA} = f_{zMOD}$, 利用下式计算 C_F :

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

MOSFET选择

MAX16952的控制器驱动外部两个作为电路开关元件的逻辑电平n沟道MOSFET。选择MOSFET时考虑的关键参数包括:

- 导通电阻($R_{DS(ON)}$)
- 最大漏极-源极电压($V_{DS(MAX)}$)
- 最小门限电压($V_{TH(MIN)}$)
- 总栅极电荷(Q_G)
- 反向传输电容(C_{RSS})
- 功率耗散

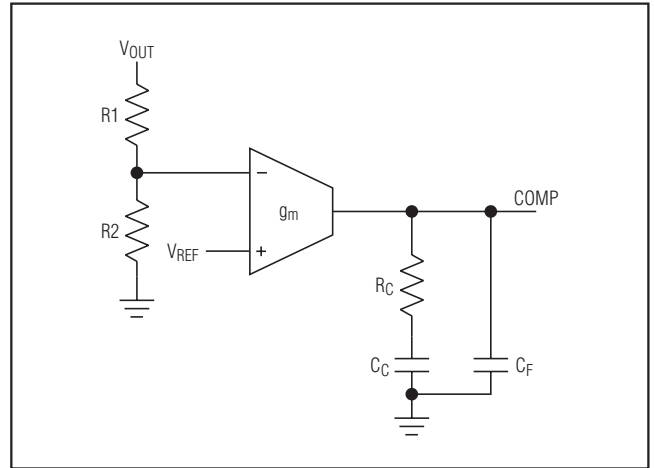


图5. 补偿网络

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器， 低工作电流

两个n沟道MOSFET必须为逻辑电平型，在 $V_{GS} = 4.5V$ 时保证导通电阻不超标。确保最小输入电压时的传导损耗不超过MOSFET的封装热保护限值，或不超过总体热预算。也要保证传导损耗加上最小输入电压时的开关损耗不超过封装额定值，或不超过总体热预算。MAX16952的DL栅极驱动器必须驱动低边MOSFET (NL)。特别要检查确认高边MOSFET (NH)导通引起的 dV/dt 不会通过其漏极-栅极电容拉高NL栅极。这是交叉导通故障的最常见原因。

栅电荷损耗由驱动器耗散，不会使MOSFET温度升高。因此，如果驱动电流来自于内部LDO稳压器，必须检查由于驱动损耗引起的功率耗散。两个MOSFET的总栅电荷必须足够低，BIAS可为两个驱动器供电，而不会使IC过热：

$$P_{DRIVE} = (V_{SUP} - V_{BIAS}) \times Q_{G_TOTAL} \times f_{SW}$$

式中， Q_{G_TOTAL} 为两个MOSFET的栅电荷之和。

升压飞电容选择

自举电容储存内部开关的栅极电压。其大小受限于高边MOSFET的开关频率和栅电荷。理想情况下，自举电容应至少为栅极电容的9倍。

$$C_{BST(TYP)} = 9 \times \frac{Q_G}{V_{BIAS}}$$

这就造成在驱动栅极时产生10%的压降。然而，如果该值太大，不能在最小关断周期内重新充电，则必须选择较小的电容。

重新充电期间，内部自举开关作为电阻，形成具有相关时间常数的RC电路。两个 τ (时间常数)内必须能够从90%充电至99%。因此，最大允许电容为：

$$C_{BST(MAX)} = \frac{t_{OFF(MIN)}}{2 \times R_{BST(MAX)}}$$

MAX16952的最小允许关断时间为100ns (典型值)。如果检测到连续8个100ns脉冲，则强制LSFET导通最小半个时钟周期，这确保完全补充升压电容的电荷。

最坏工作情况是输出空载时MAX16952接近压差模式但未完全处于压差模式，这意味着连续最小关断周期脉冲的数量小于8。这种情况下，确保在100ns内补充每周期释放的电荷数量。

有些应用中，增加外部升压电阻，以降低HSFET的导通时间，这样每周期在BST电容上产生一个额外压降，可能需要并联自举二极管。

设：

Q_G = HSFET的栅极总电荷

Q_{BST} = BST每周期释放的电荷

V_L = BIAS电压 = 5V (典型值)

V_{BST} = BST电压(BST - LX)

R_{BST_EXT} = 使用的外部升压电阻(连接在BST电容和BST引脚之间)

R_{BST} = 内部升压开关电阻 = 5 Ω (典型值)

对于以上一组参数，确保：

$Q_{BST} > Q_G$ ，每个100ns最小关断时间内

$Q_{BST} = (V_L - V_{BST}) / (R_{BST_EXT} + R_{BST}) \times 100ns$

所用外部HSFET的门限电压(V_{TH})决定 $V_L - V_{BST}$ ，如果外部HSFET的门限电压为3V，则 $V_L - V_{BST} = 2V$ 。

此时，如果不满足 $Q_{BST} > Q_G$ ，则需要外部并联自举肖特基二极管。

应用信息

PCB布局指南

控制器接地连接：利用任意PCB层在IC附近布置一个小模拟接地区域。将该区域连接至SGND，并将该区域作为SUP旁路电容、补偿元件、反馈驱动器及FOSC电阻的接地连接。

如果可能，将所有功率元件布置在电路板的顶层，仅在顶层上使用走线或覆铜布置电源级电流，尤其是大的高频元件；不要增加过孔。

在顶层为输出布置一个大的PGND覆铜区域，将高频输入电容、输出电容以及低边MOSFET的源极端连接至该区域。

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器， 低工作电流

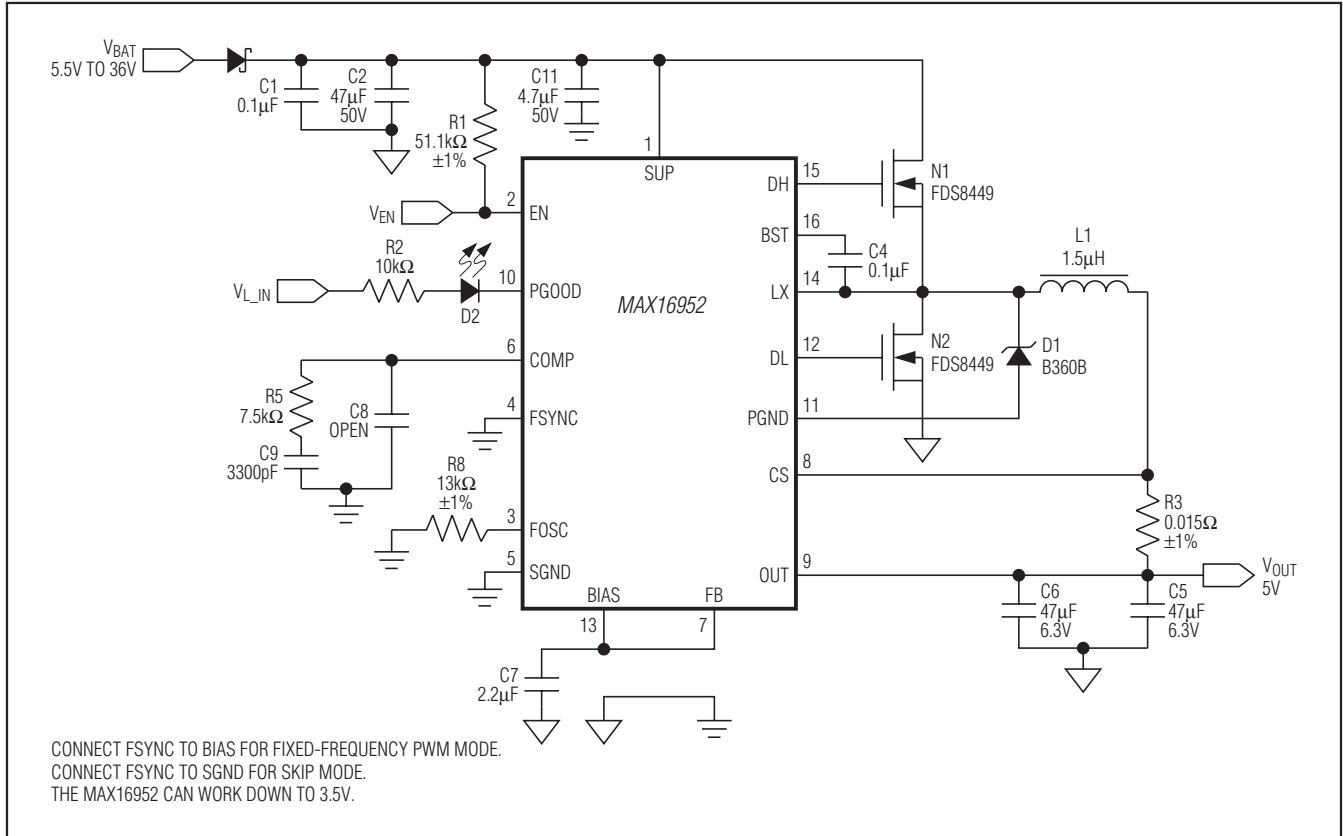


图6. $V_{OUT} = 5V$ 的典型工作电路

然后，利用源极附近很少的过孔通过星型连接将SGND区域连接至顶层覆铜PGND区域。不用通过其它任何位置连接PGND和SGND。布局指南请参见MAX16952评估板的数据资料。

使电源走线和负载连接尽量短，尤其在接地端。这对于高效率、无抖动工作至关重要。采用厚铜PCB (2oz VS 1oz) 以提高效率。

使控制器IC邻近同步整流器MOSFET (NL)，并使LX、PGND、DH和DL的走线短而宽。利用多个小过孔将这些信号从顶层连接至底层。栅极电流的走线必须短而宽，如果低边MOSFET距离控制器1 in，使用50 mil至100 mil宽的走线。将来自于IC的PGND走线连接至靠近低边MOSFET的源极端。

使高速开关节点(BST、LX、DH和DL)远离敏感的模拟区域(FOSC、COMP和FB)。将全部以SGND为基准的元件和

反馈元件分组靠近IC。使FB和补偿网络尽量小，以防拾取噪声。

芯片信息

PROCESS: BiCMOS

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
16 TSSOP-EP	U16E+3	21-0108	90-0120

MAX16952

36V、2.2MHz降压控制器, 低工作电流

修订历史

修订号	修订日期	说明	修改页
0	3/11	最初版本。	—
1	10/12	将V _{OUT} 限值修改为10V。	1, 2, 12, 16
2	1/13	订购信息中增加了MAX16952AUE+。	1

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。