

固定比例 高功率无电感器型 (充电泵) DC/DC 控制器

特点

- 外形扁平、高功率密度、能提供 500W+
- 软开关：99% 峰值效率和低 EMI
- 用于分压器 (2:1) 的 V_{IN} 最大值：72V
- 用于倍压器 (1:2)/负输出转换器 (1:1) 的 V_{IN} 最大值：36V
- 宽的偏置 V_{CC} 范围：6V 至 72V
- 稳态操作的软启动
- 6.5V 至 40V $EXTV_{CC}$ 输入用于改善效率
- 输入电流检测和过流保护
- 宽的工作频率范围：100kHz 至 1MHz
- 具可编程定时器和自动重试功能的输出短路/过压 (OV)/欠压 (UV) 保护
- 耐热性能增强型 28 引脚 4mm × 5mm QFN 封装

特点

- 总线转换器
- 高功率分布式电源系统
- 通信系统
- 工业应用

描述

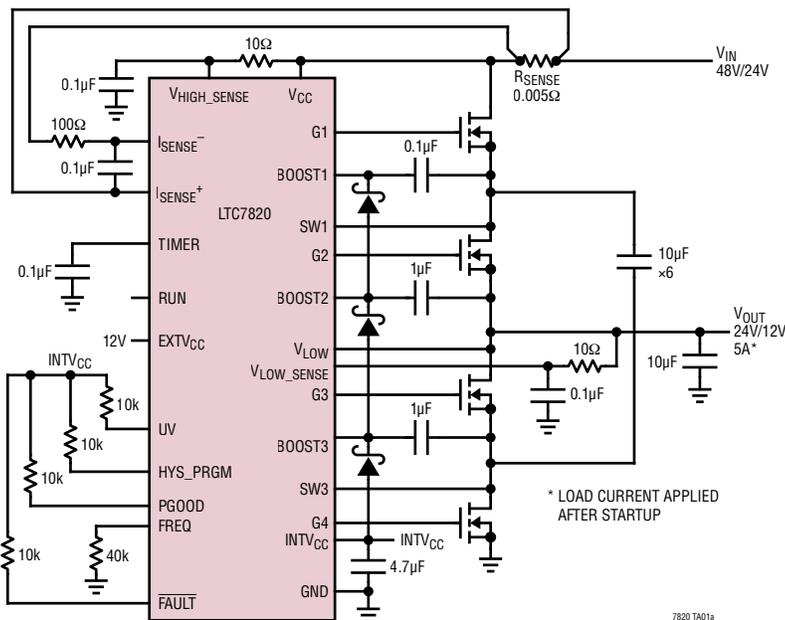
LTC®7820 是一款固定比例高电压高功率开关电容器/充电泵控制器。该器件内置 4 个 N 沟道 MOSFET 栅极驱动器以在分压器、倍压器或负输出转换器配置中驱动外部功率 MOSFET。这款器件可从高达 72V 的输入电压实现一个 2:1 的降压比、从高达 36V 的输入电压实现一个 1:2 的升压比、或从高至 36V 的输入电压实现一个 1:1 的负输出转换比。每个功率 MOSFET 在一个恒定的预编程开关频率以 50% 的占空比执行开关操作。系统效率可优化至超过 99%。LTC7820 为高功率、非隔离式中间总线应用提供了一款具故障保护功能的小巧和成本效益型解决方案。

LTC7820 的开关频率可在 100kHz 至 1MHz 的范围内进行线性设置。该器件采用耐热性能增强型 28 引脚 QFN 封装，并具有一些不连接的引脚以提供可承受高电压的引脚间隔。

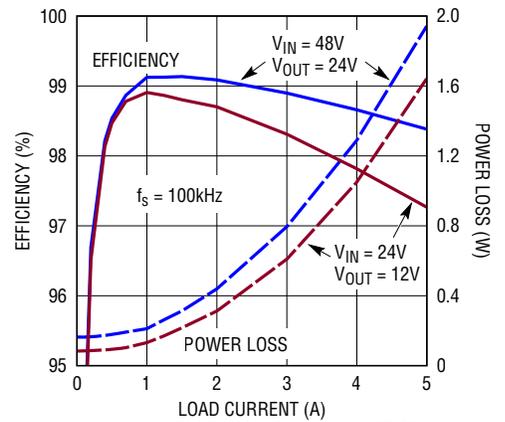
所有注册商标均为其各自拥有者的产权。受包括第 9484799 号美国专利的保护。

典型应用

非常高效率的 5A 分压器



效率和功率损耗
与负载电流的关系



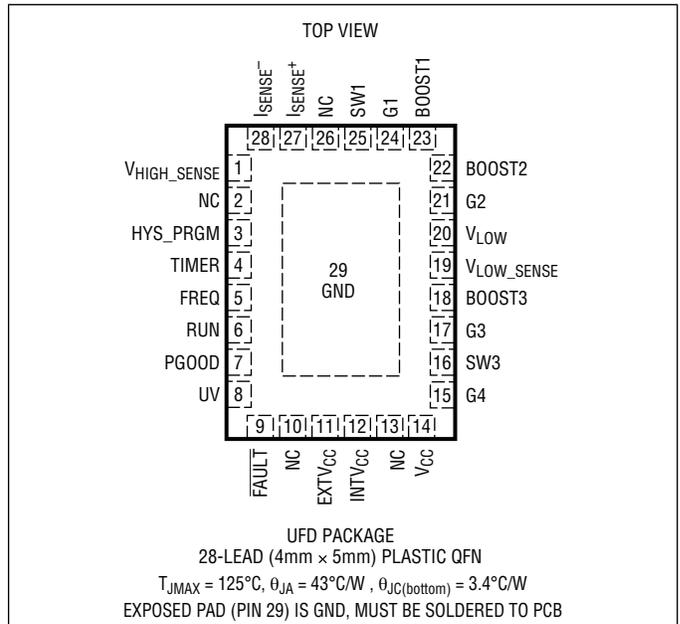
LTC7820

绝对最大额定值

(注 1、3)

V_{CC} , V_{HIGH_SENSE}	-0.3V 至 80V
BOOST1	-0.3V 至 86V
BOOST2, BOOST3	-0.3V 至 51V
SW1	-5V 至 80V
SW3	-5V 至 45V
V_{LOW} , V_{LOW_SENSE}	-0.3V 至 45V
I_{SENSE^+} , I_{SENSE^-}	-0.3V 至 80V
(BOOST1 - SW1), (BOOST2 - V_{LOW})	-0.3V 至 6V
(BOOST3 - SW3)	-0.3V 至 6V
INTV _{CC} , RUN	-0.3V 至 6V
EXTV _{CC} , PGOOD	-0.3V 至 45V
HYS_PRGM, FREQ, TIMER, UV	-0.3V 至 INTV _{CC}
FAULT	-0.3V 至 80V
INTV _{CC} 峰值电流 (注 10)	150mA
工作结温范围 (注 2、11)	-40°C 至 125°C
贮存温度范围	-65°C 至 150°C

引脚配置



订购信息 <http://www.linear.com.cn/product/LTC7820#orderinfo>

无铅涂层	卷带	器件标记*	封装描述	温度范围
LTC7820EUFDPBF	LTC7820EUFDPB	7820	28 引脚 (4mm x 5mm) 塑料 QFN	-40°C 至 125°C
LTC7820IUFD#PBF	LTC7820IUFD#TRPBF	7820	28 引脚 (4mm x 5mm) 塑料 QFN	-40°C 至 125°C

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询 ADI。* 器件温度等级请见集装箱上的标识。

如需了解更多有关无铅器件标记的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/leadfree/>

如需了解更多有关卷带规格的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/tapeandree/>。有些封装可通过指定的销售渠道以 500 片的卷盘形式供货 (具有 #TRMPBF 后缀)。

电气特性

凡标注 ● 表示该指标适合整个规定工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (注 2)。 $V_{CC} = 12\text{V}$ ， $V_{RUN} = 5\text{V}$ ，除非另有说明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
输入 / 输出电压							
V_{CC}	IC 偏置电压范围		6		72	V	
V_{VHIGH_SENSE}	V_{HIGH_SENSE} 电压范围	(注 6)	0		72	V	
V_{VLOW_SENSE}	V_{LOW_SENSE} 电压范围		0		36	V	
V_{VLOW}	V_{LOW} 电压范围	(注 5)	0		36	V	
I_Q	输入 DC 电源电流 停机 正常操作	$V_{RUN} = 0\text{V}$ $V_{RUN} = 5\text{V}$ ，无开关操作		60		μA mA	
V_{UVLO}	欠压闭锁门限	V_{INTVCC} 逐渐下降 V_{INTVCC} 逐渐上升		4.85		V V	
过流保护							
I_{SENSE^+}	I_{SENSE^+} 引脚电流	$I_{SENSE^+} = I_{SENSE^-} = 24\text{V}$ 预平衡相位， $V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$ ， $I_{SENSE^+} = I_{SENSE^-} = 24\text{V}$ ， $V_{VLOW} = 12\text{V}$ ， $V_{VLOW_SENSE} = 11\text{V}$		220	350	μA mA	
I_{SENSE^-}	I_{SENSE^-} 引脚电流		●	-5	1	5	μA
V_{ISENSE}	电流限制门限 ($V_{ISENSE^+} - V_{ISENSE^-}$)		●	45	50	55	mV
栅极驱动器							
$R_{G2,4}$	上拉接通电阻 下拉接通电阻			2.5		Ω Ω	
$R_{G1,3}$	上拉接通电阻 下拉接通电阻			2.4		Ω Ω	
$G1/G2 t_D$	G1 关断至 G2 接通延迟时间 G2 关断至 G1 接通延迟时间	(注 4)		50		ns ns	
$G3/G4 t_D$	G3 关断至 G4 接通延迟时间 G4 关断至 G3 接通延迟时间	(注 4)		60		ns ns	
$G1/G3 t_D$	G1 接通至 G3 接通延迟时间 G3 关断至 G1 关断延迟时间	(注 4)		5		ns ns	
$G2/G4 t_D$	G2 接通至 G4 接通延迟时间 G4 关断至 G2 关断延迟时间	(注 4)		5		ns ns	
RUN 引脚							
V_{RUN}	RUN 引脚接通门限	V_{RUN} 逐渐上升	●	1.1	1.22	1.35	V
$V_{RUN,HYS}$	RUN 引脚接通迟滞				80		mV
INTV_{CC} 稳压器							
V_{INTVCC_VCC}	INTV _{CC} 电压 (无负载)	$6\text{V} < V_{CC} < 72\text{V}$ ， $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$		5.4	5.6	5.9	V
	INTV _{CC} 负载调整率	$I_{CC} = 0$ 至 60mA ， $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$			0.8	± 2	%
V_{INTVCC_EXT}	INTV _{CC} 电压 (无负载，采用 EXTV _{CC})	$12\text{V} < V_{EXTVCC} < 45\text{V}$ (注 7)		5.4	5.6	5.9	V
	INTV _{CC} 负载调整率 (采用 EXTV _{CC})	$I_{CC} = 0$ 至 50mA ， $V_{EXTVCC} = 12\text{V}$			0.5	± 2	%
	EXTV _{CC} 切换电压	V_{EXTVCC} 向正值斜坡上升 (注 9)		6.35	6.5	6.65	V
	EXTV _{CC} 迟滞				400		mV
V_{HIGH_SENSE} 和 V_{LOW_SENSE}							
R_{VHIGH_SENSE}	V_{HIGH_SENSE} 至 GND 电阻			1			M Ω
I_{VLOW_SENSE}	V_{LOW_SENSE} 引脚电流	$V_{CC} = 51\text{V}$ ， $V_{LOW_SENSE} = 45\text{V}$		± 1		± 10	μA

电气特性

凡标注 ● 表示该指标适合整个规定工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (注 2)。 $V_{CC} = 12\text{V}$ ， $V_{RUN} = 5\text{V}$ ，除非另有说明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
V_{LOW}							
$I_{SOURCEV_{LOW}}$	从 I_{SENSE}^+ 至 V_{LOW} 引脚的供应电流	$I_{SENSE}^+ = V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$ ， $V_{LOW_SENSE} = 11\text{V}$ ， $V_{LOW} = 12\text{V}$ ， $TIMER = 1\text{V}$		93		mA	
$I_{SINKV_{LOW}}$	从 V_{LOW} 引脚至 GND 的吸收电流	$I_{SENSE}^+ = V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$ ， $V_{LOW_SENSE} = 13\text{V}$ ， $V_{LOW} = 12\text{V}$ ， $TIMER = 1\text{V}$		50		mA	
振荡器							
f_S	振荡器频率范围		100		1000	kHz	
f_{NOM}	标称频率	$V_{FREQ} = 1.02\text{V}$		500		kHz	
I_{FREQ}	FREQ 设定电流	$V_{FREQ} = 1.02\text{V}$ (注 3)	-9.5	-10	-10.5	μA	
FAULTB 和 HYS_PPRGM							
R_{FAULT}	FAULT 下拉电阻	$V_{FAULT} = 0.5\text{V}$		200	400	Ω	
I_{FAULT_LEAK}	FAULT 漏电流	$V_{FAULT} = 80\text{V}$			± 2	μA	
I_{HYS_PRGM}	HYS_PPRGM 设定电流	$V_{HYS_PRGM} = 1\text{V}$ (注 3)	● -9.3	-10	-10.7	μA	
$V_{V_{LOW_SENSE_FAULT}}$	V_{LOW_SENSE} 电压触发器故障	$V_{V_{HIGH_SENSE}} = 24\text{V}$ ， $V_{HYS_PRGM} = 0\text{V}$	●	12.2	12.3	12.4	V
		$V_{V_{LOW_SENSE}}$ 斜坡上升	●	11.6	11.7	11.8	V
		$V_{V_{LOW_SENSE}}$ 斜坡下降	●				
		$V_{V_{HIGH_SENSE}} = 24\text{V}$ ， $V_{HYS_PRGM} = 5\text{V}$	●	12.7	12.8	12.9	V
		$V_{V_{LOW_SENSE}}$ 斜坡上升	●	11.1	11.2	11.3	V
		$V_{V_{LOW_SENSE}}$ 斜坡下降	●				
		$V_{V_{HIGH_SENSE}} = 24\text{V}$ ， $V_{HYS_PRGM} = 2.4\text{V}$	●	14.15	14.3	14.45	V
		$V_{V_{LOW_SENSE}}$ 斜坡上升	●	9.5	9.65	9.8	V
		$V_{V_{LOW_SENSE}}$ 斜坡下降	●				
UV 比较器和 PGOOD							
V_{UVTH}	UV 引脚比较器门限	UV 引脚电压逐渐上升	0.985	1.01	1.035	V	
V_{UVHYS}	欠压迟滞			120		mV	
R_{PGOOD}	PGOOD 下拉电阻	$V_{PGOOD} = 0.5\text{V}$		150	300	Ω	
I_{PGOOD_LEAK}	PGOOD 漏电流	$V_{PGOOD} = 45\text{V}$			± 1	μA	
定时器							
I_{TIMER}	TIMER 引脚电流	$V_{TIMER} < 0.5\text{V}$ 或 $V_{TIMER} > 1.2\text{V}$ (注 3)		-3.5		μA	
		$0.5\text{V} < V_{TIMER} < 1.2\text{V}$ (注 3)		-7		μA	

注 1：高于“绝对最大额定值”部分所列数值的应力有可能对器件造成永久性的损害。在任何绝对最大额定值条件下暴露的时间过长都有可能影响器件的可靠性和使用寿命。

注 2：LTC7820 在脉冲负载条件下进行测试以使 $T_J \approx T_A$ 。LTC7820E 保证在 0°C 至 85°C 的温度范围内满足规定性能要求。 -40°C 至 125°C 工作结温范围内的指标通过设计、特性分析和统计过程控制中的相关性来保证。LTC7820I 的性能指标在 -40°C 至 125°C 的工作结温范围内得到保证。请注意，与这些规格指标相符的最大环境温度由特定的工作条件与电路板布局、封装的额定热阻及其他环境因素共同决定。 T_J 根据下式由环境温度 T_A 和功率耗散 P_D 来计算：

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 43^\circ\text{C}/\text{W})。$$

注 3：所有流入器件引脚的电流均为正；所有流出器件引脚的电流均为负。所有电压均参考于地，除非另有说明。

注 4：延迟时间采用 50% 电平进行测量 ($SW3 = V_{LOW} = 6\text{V}$ ， $SW1 = 12\text{V}$)。

注 5：用于分压器应用的最大输出工作电压为 36V，用于倍压器应用的最大输入工作电压为 36V。

注 6：用于分压器应用的最大输入工作电压为 72V，用于倍压器应用的最大输出工作电压为 72V。

注 7：当 $V_{CC} > 15\text{V}$ 时，建议 $EXTV_{CC}$ 低于 V_{CC} ，以改善效率和降低 IC 温度。

注 8：所有电压均参考于 GND 引脚，除非另有说明。

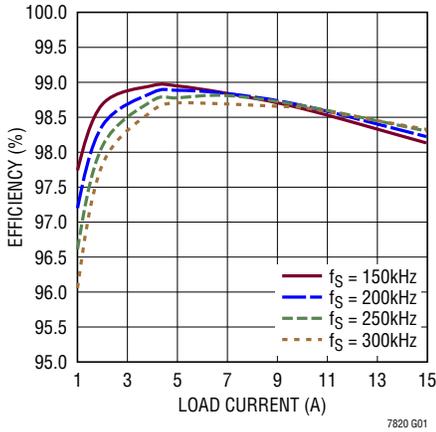
注 9： $EXTV_{CC}$ 仅在 V_{CC} 高于 7V 的情况下被使能。

注 10：由设计提供保证。

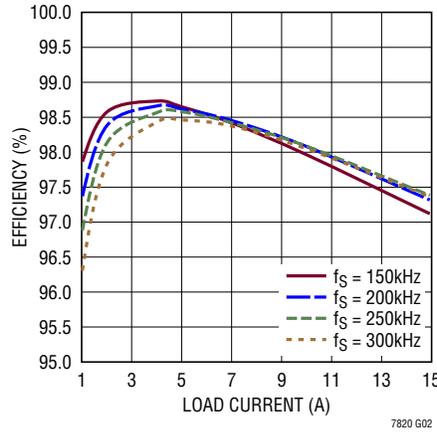
注 11：该 IC 备有用于在短暂过载情况下对器件提供保护的过热保护功能。当过热保护功能电路运行时结温将超过 125°C 。在规定的最大工作结温以上连续工作有可能损害器件的可靠性或永久性地损坏器件。

典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非特别注明。

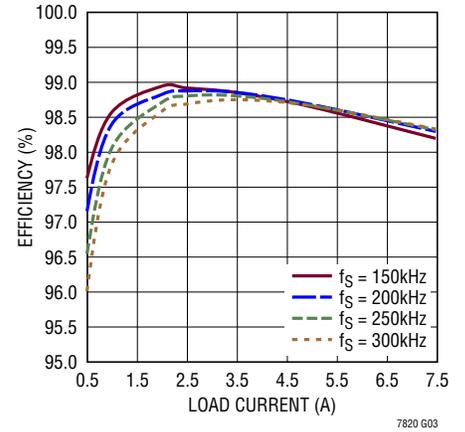
效率与负载电流的关系
(图 7 中的 48V 至 24V 分压器)



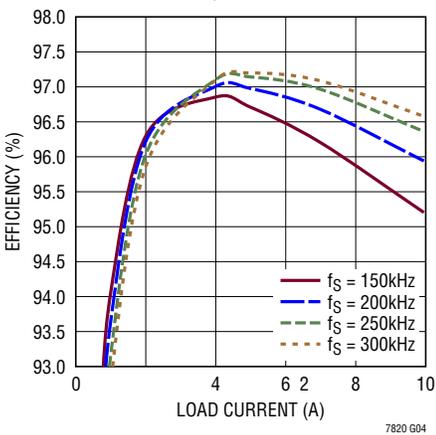
效率与负载电流的关系
(图 7 中的 24V 至 12V 分压器)



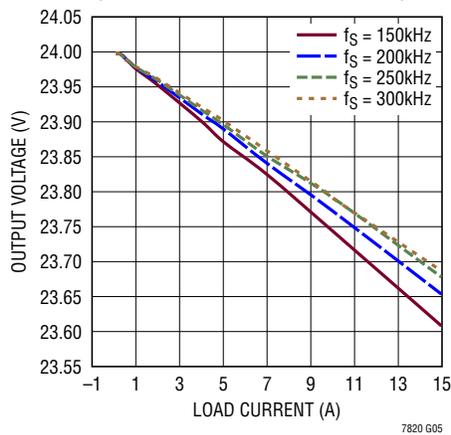
效率与负载电流的关系
(图 8 中的 24V 至 48V 倍压器)



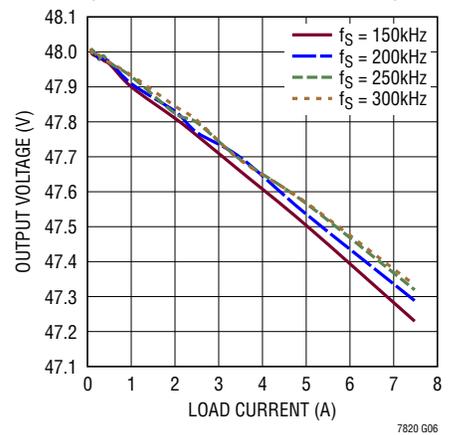
效率与负载电流的关系
(图 9 中的 24V 至 -24V 负输出转换器)



输出电压与负载电流的关系
(图 7 中的 48V 至 24V 分压器)



输出电压与负载电流的关系
(图 8 中的 24V 至 48V 倍压器)



输出电压与负载电流的关系
(图 9 中的 24V 至 -24V 负输出转换器)

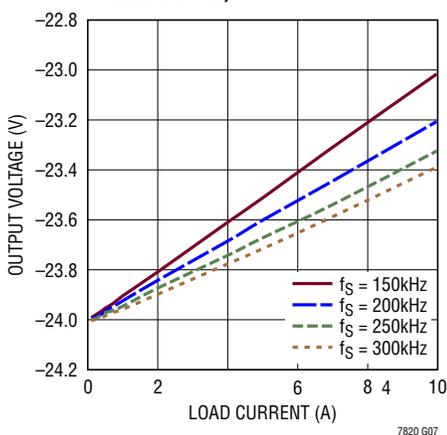
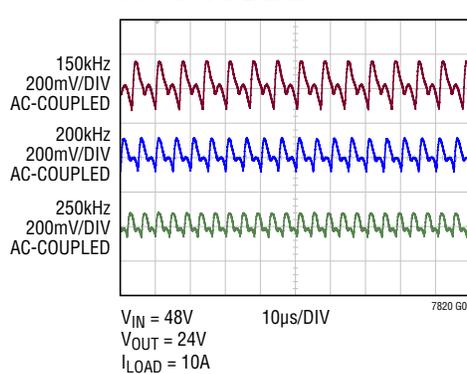
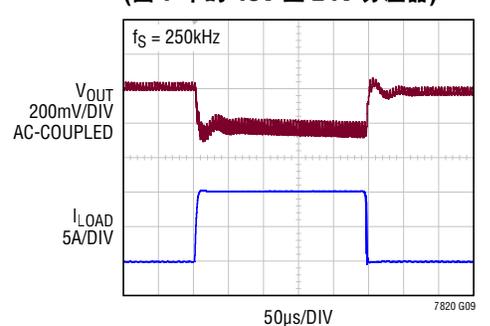


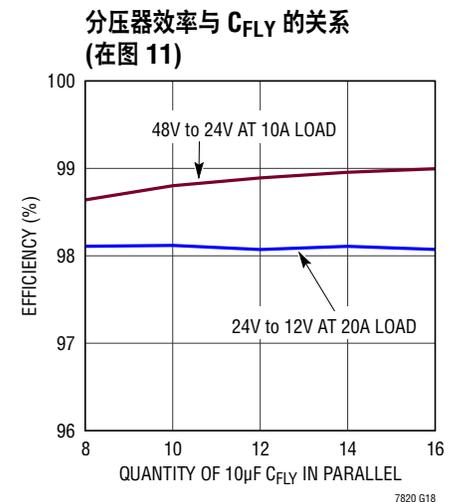
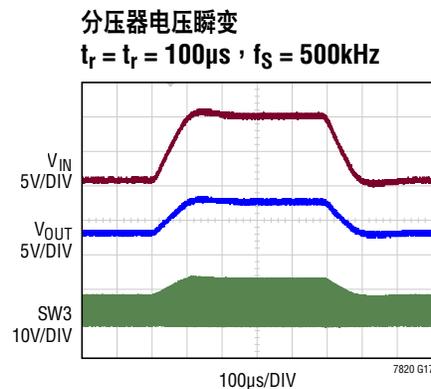
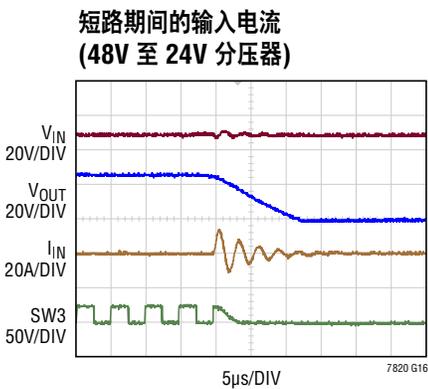
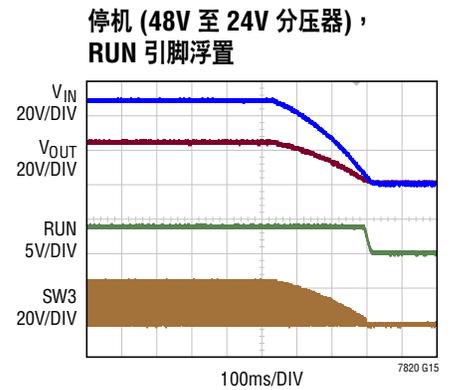
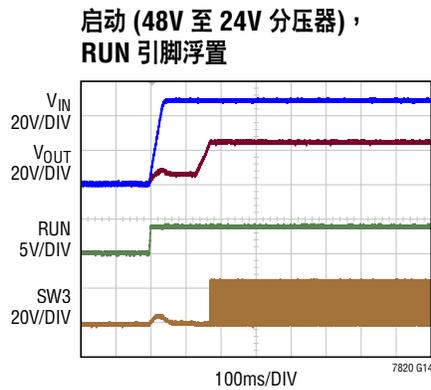
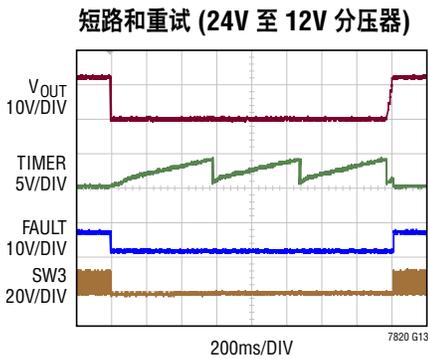
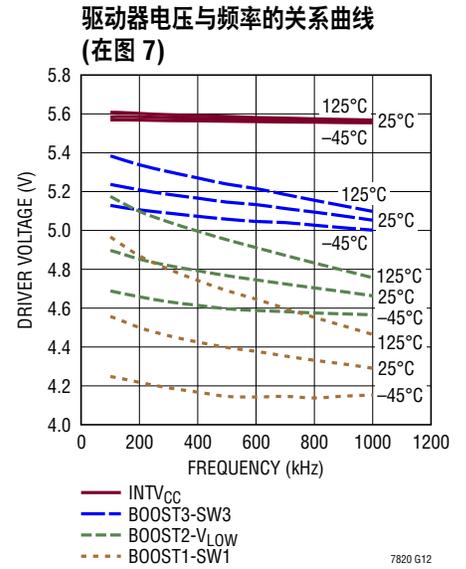
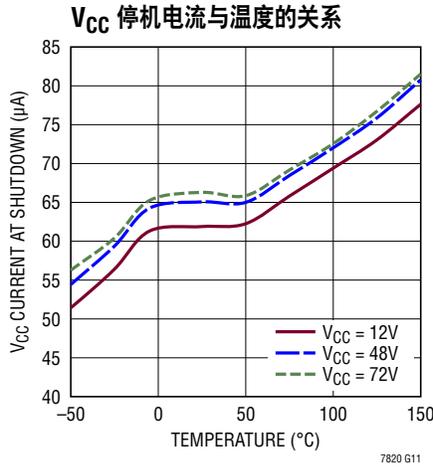
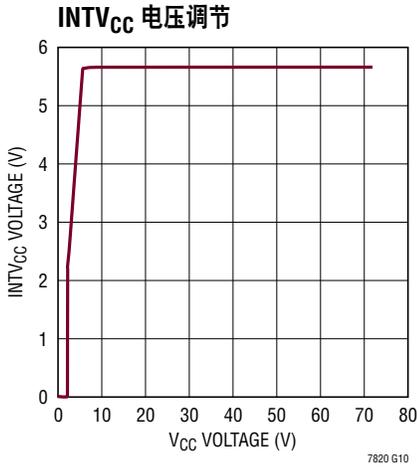
图 7 中的稳态输出纹波



负载瞬变 0A-10A-0A
(图 7 中的 48V 至 24V 分压器)



典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非特别注明。



引脚功能

UV (引脚 8)：欠压比较器输入。如果 UV 引脚电压低于 0.9V，则 PGOOD 引脚电压被拉低，而控制器保持开关操作。如果 UV 引脚电压高于 1V 且不存在故障，则 PGOOD 引脚被释放。不用时把该引脚连接至 INTV_{CC}。

I_{SENSE}⁺ (引脚 27)：电流检测比较器正输入。采用开尔文 (Kelvin) 连接方式把该引脚连接至电流检测电阻器的正节点。电流检测电阻器必须连接至最顶端 MOSFET 的漏极。当 I_{SENSE}⁺ 引脚和 I_{SENSE}⁻ 引脚之间的电压高于 50mV 时，控制器通过拉低 FAULT 引脚电压以指示发生了过流故障。另外，在分压器应用中，I_{SENSE}⁺ 引脚还用于在上电时电容器的预平衡时间里给 V_{LOW} 引脚供应 93mA 电流。不用时直接把该引脚连接至顶端 MOSFET 的漏极。

I_{SENSE}⁻ (引脚 28)：电流检测比较器负输入。采用开尔文 (Kelvin) 连接方式把该引脚连接至电流检测电阻器的负节点。不用时把引脚短接至 I_{SENSE}⁺。

RUN (引脚 6)：运行控制输入。强制 RUN 引脚电压低于 1.14V 将关断控制器。当 RUN 高于 1.22V 时，内部电路启动。当 RUN 引脚电压低于 1.14V，有一个 1 μ A 上拉电流流出 RUN 引脚，而当 RUN 引脚电压高于 1.22V 时，则 RUN 引脚流出额外的 5 μ A 电流。

TIMER (引脚 4)：电荷平衡和故障定时器控制输入。一个介于该引脚和地之间的电容器用于设定在上电期间把 V_{LOW} 充电至 V_{HIGH_SENSE}/2 电压所需的时间量。另外，它还负责设定短路重试时间。详见“应用信息”部分。

FAULT (引脚 9)：漏极开路输出引脚。当 V_{LOW_SENSE} 电压超出其窗口门限或 I_{SENSE}⁺ 和 I_{SENSE}⁻ 之间的电压高于 50mV 时，FAULT 被拉至地。另外，FAULT 引脚在 INTV_{CC} UVLO 的情况下也被拉至地。

PGOOD (引脚 7)：漏极开路输出引脚。如果存在任何故障或 UV 引脚指示出现某种欠压情况，则 PGOOD 被拉至地。

HYS_PRGM (引脚 3)：一个连接在该引脚和地之间的电阻器将设置负责监视 V_{HIGH_SENSE}/2 和 V_{LOW_SENSE} 之间电压差之窗口比较器的两个门限。有一个从该引脚流出的 10 μ A 电流。

G4 (引脚 15)：用于底端 (同步) N 沟道 MOSFET 的高电流栅极驱动。该引脚上的电压摆幅从地电位至 INTV_{CC}。

G3 (引脚 17)：用于最上面的第三个 N 沟道 MOSFET 的高电流栅极驱动。这是具有一个从 BOOST3 至 SW3 之电压摆幅的浮动驱动器的输出。

G2 (引脚 21)：用于最上面的第二个 N 沟道 MOSFET 的高电流栅极驱动。这是具有一个从 BOOST2 至 V_{LOW} 之电压摆幅的浮动驱动器的输出。

G1 (引脚 24)：用于最上面的 N 沟道 MOSFET 的高电流栅极驱动。这是具有一个从 BOOST1 至 SW1 之电压摆幅的浮动驱动器的输出。

SW1 / SW3 (引脚 25 / 引脚 26)：开关节点连接。

BOOST1、BOOST2、BOOST3 (引脚 23、22、18)：至浮动驱动器的自举电源。电容器连接在这些 BOOST 引脚及其各自的 SW_n 和 V_{LOW} 引脚之间。

EXTV_{CC} (引脚 11)：至 EXTV_{CC} LDO 的外部电源输入。每当 EXTV_{CC} 高于 6.5V 和 V_{CC} 高于 7V 时，该 LDO 提供 INTV_{CC} 电源。该引脚上的电压不要超过 40V。

INTV_{CC} (引脚 12)：内部线性低压差稳压器的输出。驱动器和控制电路采用该电压电源供电。必须利用最小 4.7 μ F 的陶瓷或其他低 ESR 电容器把该引脚旁路至电源地。

V_{CC} (引脚 14)：用于内部电路和 INTV_{CC} 线性稳压器的电源。应在该引脚和电源地之间连接一个旁路电容器。

V_{HIGH_SENSE} (引脚 1)：开尔文 (Kelvin) 检测输入。该引脚负责监视顶端 MOSFET 的漏极电压。

引脚功能

V_{LOW} (引脚 20) : 来自 V_{HIGH_SENSE} 的半电源。在该节点和 PGND 之间连接一个旁路电容器。

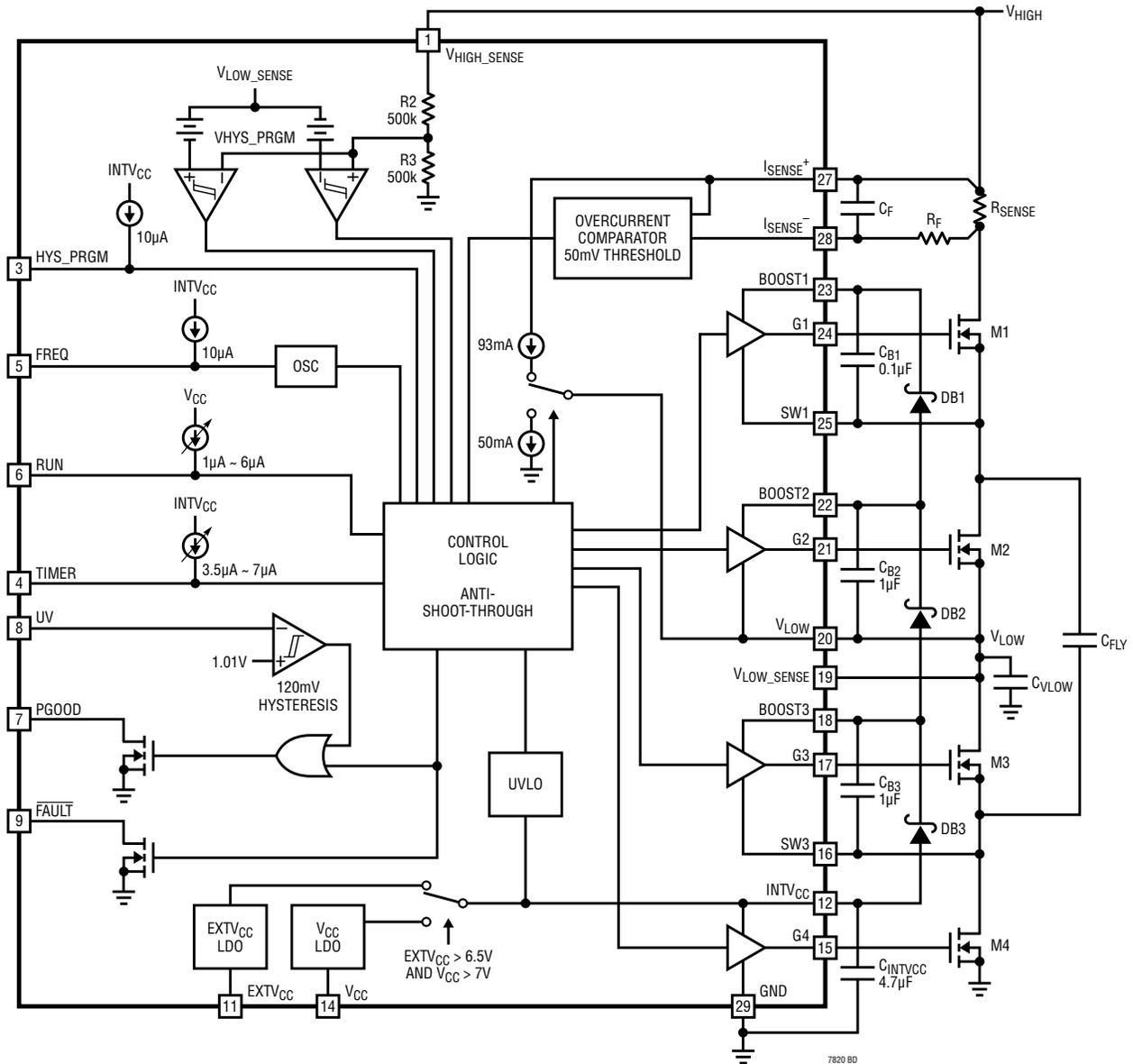
V_{LOW_SENSE} (引脚 19) : 开尔文 (Kelvin) 检测输入。该引脚负责监视 V_{LOW} 上的电压。

FREQ (引脚 5) : 频率设定引脚。有一个从该引脚流出的精准 10 μ A 电流。一个连接至地的电阻器设定一个电压，该电压接着设置频率。详细信息请见“应用信息”部分。

NC (引脚 2、10、13、26) : 无连接。始终使这些引脚浮置。这些引脚被有意地跳过以隔离相邻的高电压引脚。

GND (裸露衬垫引脚 29) : 信号和电源地。所有的小信号组件均应连接至这个地，这接着在某个点连接至系统电源地。裸露衬垫必须焊接至 PCB，为 IC 的控制组件提供一个局部地，该局部地应连接至位于 IC 下面的系统电源地。对于负输出转换器应用，GND 应连接至负输出，而且所有的小信号组件仍然参考于 GND 引脚。

方框图



7820 BD

工作原理

主控制

LTC7820 是一款恒定频率、开环开关电容器 / 充电泵控制器，适用于高功率和高电压应用。对于下文有关其工作原理的讨论，请参阅“方框图”。在稳态操作中，N 沟道 MOSFET M1 和 M3 在相同的相位中以大约 50% 的占空比和一个预先设置的开关频率接通和关断。N 沟道 MOSFET M2 和 M4 则以与 MOSFET M1 和 M3 互补的方式接通和关断。图 1 示出了栅极驱动波形。

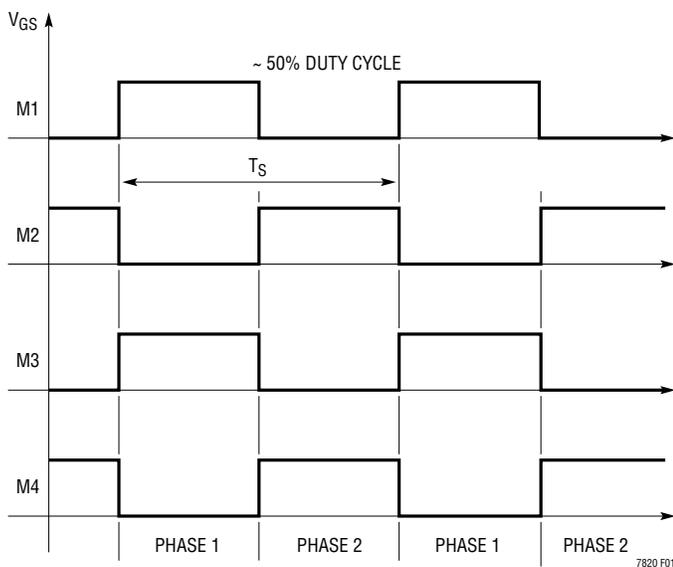


图 1：栅极驱动波形

在相位 1 期间，M1 和 M3 接通，跨接电容器 C_{FLY} 与 C_{VLOW} 相串联。在相位 2 期间，M2 和 M4 接通， C_{FLY} 则与 C_{VLOW} 并联。在稳定状态中， V_{LOW} 引脚电压始终接近 MOSFET M1 (参考于 GND 引脚) 漏极上最高电压的一半，而且由于其输出端上的阻抗非常低，因此它不容易受到多变负载的影响。LTC7820 并不利用一个闭环反馈系统来调节输出电压。然而，当出现故障情况时，例如： V_{LOW} 引脚电压过压或欠压、过流事件或过热保护事件，它停止开关操作。

INTV_{CC} / EXT_{VCC} 电源

用于 4 路 N 沟道 MOSFET 驱动器和大多数其他内部电路的电源从 INTV_{CC} 引脚获得。一般情况下，一个内部 5.5V 线性稳压器从 V_{CC} 提供 INTV_{CC} 电源。如果 V_{CC} 连接至一个高输入电压，则 EXT_{VCC} 引脚上的一个任选的外部电压电源使能第二个 5.5V 线性稳压器并从 EXT_{VCC} 引脚提供 INTV_{CC} 电源。如欲使能这个更高效的第二稳压器， V_{CC} 需要高于 7V 且 EXT_{VCC} 引脚电压必须高于 6.5V。EXT_{VCC} 引脚上的电压不要超过 40V。每个顶端 MOSFET 驱动器均由浮动自举电容器 C_B 施加偏置，这些电容器一般在每个关闭周期中通过一个外部肖特基二极管进行再充电 (当各自的顶端 MOSFET 关断时)。

启动和停机

当 RUN 引脚电压低于 1.14V 时，LTC7820 处于停机模式。在该模式中，大多数内部电路被关断 (包括 INTV_{CC} 稳压器)，LTC7820 的消耗电流小于 100 μ A。所有的栅极 G1/G2/G3/G4 被主动拉至低电平以在停机模式中关断外部功率 MOSFET。释放 RUN 引脚将允许一个内部 1 μ A 电流上拉该引脚并使能控制器。一旦 RUN 引脚电压上升至高于 1.22V，则一个额外的 5 μ A 电流从该引脚流出。或者，RUN 也可以从外部上拉或直接由逻辑电路驱动。该引脚上的电压不要超过 6V 的绝对最大额定值。

在 RUN 引脚被释放和 INTV_{CC} 电压超过了 UVLO 门限之后，LTC7820 启动并持续地监视 V_{HIGH_SENSE} 和 V_{LOW_SENSE} 电压。LTC7820 仅在 V_{LOW_SENSE} 电压接近 V_{HIGH_SENSE} 电压的一半或 V_{LOW_SENSE} 和 V_{HIGH_SENSE} 电压均接近 GND 时起动开关操作。在分压器应用中， V_{LOW} 被预平衡至 V_{HIGH_SENSE} 电压的一半，而且 LTC7820 可以在不同的初始条件下利用电容器实现启动。

故障保护和热停机

LTC7820 监视系统电压、电流和温度以发现故障。当出现故障情况时，它停止开关操作并拉低 \overline{FAULT} 引脚电压。如欲清除电压故障，则 V_{LOW_SENSE} 引脚电压必须处在预编

工作原理

程窗口之内 (约为 V_{HIGH_SENSE} 电压的一半), 或者 V_{HIGH_SENSE} 和 V_{LOW_SENSE} 电压必须分别低于 1V 和 0.5V。若想清除电流故障, 则从 I_{SENSE}^+ 引脚至 I_{SENSE}^- 引脚的电压降必须低于 50mV。为了清除温度故障, IC 温度必须低于 165°C。

\overline{FAULT} 引脚可由外部电阻器上拉至高达 80V 的电压。它可用于控制一个外部断接 FET, 以在故障情况下隔离输入和输出。

高压侧电流检测

对于过流保护, LTC7820 采用一个检测电阻器 R_{SENSE} 来监视电流。该检测电阻器应布设在最顶端 MOSFET M1 的漏极。对于分压器和负输出转换器应用, 电流流入 MOSFET M1 的漏极, 因此 I_{SENSE}^+ 引脚应连接至检测电阻器, 然后再至 MOSFET M1 的漏极。对于倍压器应用, 电流流出 MOSFET M1 的漏极, 于是 I_{SENSE}^+ 引脚应直接连接至 MOSFET M1 的漏极。实例请见“典型应用”部分。在大多数应用中, 流过检测电阻器的电流是一个脉冲电流, 而且峰值远远高于平均负载电流。可以使用 I_{SENSE}^- 引脚上一个时间常数低于开关频率的 RC 滤波器来设定精准的平均电流保护。如果不需要过流保护, 则把 I_{SENSE}^+ 和 I_{SENSE}^- 引脚短接在一起, 并将它们直接连接至顶端 MOSFET M1 的漏极。

频率选择

开关频率的选择是在效率与组件尺寸之间的权衡。低频操作通过降低 MOSFET 开关损耗提高了效率, 但是需要采用较大的电容以保持低输出纹波电压和低输出阻抗。FREQ 引脚可用于设置控制器的工作频率 (设置范围从 100kHz 至 1MHz)。有一个从 FREQ 引脚流出的精准 10 μ A 电流, 因此用户能利用单个连接至 GND 的电阻器设置控制器的开关频率。FREQ 引脚上的电压等于电阻乘以 10 μ A 电流 (例如: 当在 FREQ 引脚和地之间连接一个 100k 电阻器时, 电

压为 1V)。在线性区中, 开关频率 f_S 可根据下式估算:

$$f_S \text{ (kHz)} = R_{FREQ} \text{ (k}\Omega) \cdot 8 - 317 \text{ kHz}$$

另外, 图 2 还示出了 FREQ 引脚上的电压与开关频率的关系曲线。

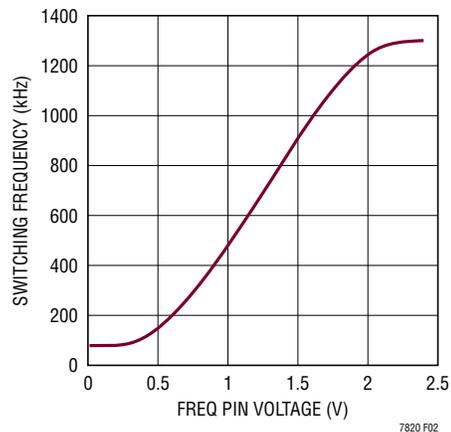


图 2：开关频率与 FREQ 引脚上的电压之间的关系

电源良好和 UV (PGOOD 和 UV 引脚)

当 UV 引脚电压低于 1V 时, PGOOD 引脚被拉至低电平。当 RUN 引脚为低电平或当 LTC7820 正在启动时, PGOOD 引脚也被拉至低电平。只有当 LTC7820 在执行开关操作和 UV 引脚高于 1V 时才释放 PGOOD 引脚。当 UV 引脚为低电平时, PGOOD 引脚将立即发出“电源已坏”标记信号。然而, 当 UV 变至高于 1V 时, 有一个内部 20 μ s 电源良好掩蔽和 120mV 迟滞。PGOOD 引脚可由外部电阻器上拉以供应高达 45V。

PGOOD 信号可用于启用或停用输出负载。如果负载是具有 ENABLE / RUN 引脚的开关模式转换器或 LDO, 则这为连接提供了简易性。利用 UV 引脚上的正确设置, PGOOD 能够在输出电压高于某个特定值时使能输出端上的负载。如果级联了两个或更多的器件以实现较高的降压比, 则 PGOOD 还可用于控制另一个 LTC7820 的 RUN 引脚。

应用信息

本产品手册首页上的“典型应用”是一款 LTC7820 分压器电路。对于分压器应用，输入电压在最顶端 MOSFET M1 的漏极上，而输出电压则在 V_{LOW} 引脚上，这连接至 MOSFET M2 的源极和 MOSFET M3 的漏极。在稳定状态中，输出电压大约为输入电压的一半。或者，通过交换输入和输出电压，可以把分压器电路转变为倍压器电路。对于倍压器应用，输入电压在 V_{LOW} 引脚上，而输出电压则可在顶端 MOSFET M1 的漏极上提供，并且等于输入电压的两倍，如图 8 中所示。同样，对于负输出转换器应用，输入电压被施加在顶端 MOSFET M1 的漏极和 V_{LOW} 之间，而且输出电压等于 GND 引脚上的负输入电压（相对于 V_{LOW} 引脚），如图 9 中所示。对于分压器应用，假如负载电流在启动之前施加或有重的阻性负载连接至 V_{LOW} 引脚，则由于预平衡电路驱动能力有限的原因，LTC7820 可能无法启动。可以在输出端上使用一个断接 FET 以实现软启动。对于倍压器和负输出转换器应用，也可能需要一个用于实现软启动和停机的断接 FET。分压器 / 倍压器 / 负输出转换器中的断接 FET 还可受控于热插拔控制器以实现更多的可编程转换速率和故障保护。

开关操作之前的分压器预平衡

在分压器应用中， V_{LOW_SENSE} 电压在稳定状态中应始终接近 $V_{HIGH_SENSE}/2$ 。跨接电容器和 V_{LOW} 电容器两端的电压彼此接近，而且接近输入电压的一半。由于电容器之间的电压差异很小，因此充电浪涌电流在每个开关周期中得到了最大限度的减小。然而，如果未采用 LTC7820 预充电电路等特殊方法，那么在启动期间或 V_{LOW} 短路至 GND 等故障情况下，电容器之间的电压差会很大，而且充电电流有可能大到足以造成永久性的 MOSFET 损坏。

当功率 MOSFET 导通时，理想情况下，浪涌充电电流，

$$I = \frac{V_{IN} - V_{CFLY} - V_{LOW}}{R_{ON_M1} + R_{ON_M3}}$$

当开关 M1 和 M3 导通时和：

$$I = \frac{V_{CFLY} - V_{LOW}}{R_{ON_M2} + R_{ON_M4}}$$

当开关 M2 和 M4 导通时。这两个电流均受限于功率 MOSFET 饱和电流。由于外部功率 MOSFET 具有非常低的 $R_{DS(ON)}$ ，因此浪涌充电电流可容易地达到几百安培，这会高于 MOSFET 的安全工作区 (SOA)。

LTC7820 提供了一种专有的预平衡方法，以最大限度减小分压器应用中的浪涌充电电流。在执行开关操作之前，LTC7820 控制器检测 V_{LOW_SENSE} 引脚电压，并在内部把它与 $V_{HIGH_SENSE}/2$ 进行比较。如果 V_{LOW_SENSE} 引脚电压远低于 $V_{HIGH_SENSE}/2$ ，则一个电流源将给 V_{LOW} 引脚供应 93mA 电流以上拉 V_{LOW} 引脚电压。如果 V_{LOW_SENSE} 引脚电压远高于 $V_{HIGH_SENSE}/2$ ，则另一个电流源将从 V_{LOW} 引脚吸收 50mA 以下拉 V_{LOW} 引脚电压。如果 V_{LOW_SENSE} 引脚电压接近 $V_{HIGH_SENSE}/2$ 且在预设的窗口之内，则两个电流源均被停用，LTC7820 开始执行开关操作。如果 V_{LOW_SENSE} 引脚电压在 36 个开关周期之后仍然处在上述窗口之内，则 \overline{FAULT} 引脚被释放。

对于具有预平衡启动功能的分压器，LTC7820 在 V_{LOW} (输出) 上不承担负载电流或承担一个非常小的负载电流 (小于 50mA)，否则 V_{LOW} 电压不能达到 $V_{HIGH_SENSE}/2$ ，LTC7820 永远不启动。这种无负载条件可通过把 \overline{FAULT} 引脚连接至以下电负载 (例如：开关稳压器和 LDO) 的使能引脚来实现。倘若负载电流不能像阻性负载那样受控关断，则需要采用一个断接 FET 以在启动期间把负载断接，如“典型应用”中所示。

应用信息

如果 LTC7820 分压器输入电压受控于一个前端电源或热插拔控制器，并且缓慢地斜坡上升，则 LTC7820 电容器电压自然地得以平衡。在该场合中，预平衡和无负载启动要求并不是必须的。

倍压器和负输出转换器启动和断接

在倍压器和负输出转换器应用中，如果输入电压从零缓慢地斜坡上升，那么 LTC7820 就能够实现没有电容器浪涌充电电流的启动。只要输入电压斜坡上升缓慢（在几毫秒），则输出电压能够跟踪输入电压，而且电容器之间的电压差始终很小，因而不会产生大的浪涌电流。输入电压的转换速率控制可通过在输入端上采用一个断接 FET 或采用热插拔控制器来实现，如“典型应用”部分中所示。与分压器不同的是：倍压器和负输出转换器应用每次必须从零输入电压启动，但是它们能够直接在重负载电流条件下启动。

请注意，如果在 LTC7820 的前面有一个热插拔控制器，那么分压器应用还能利用一个起点为零的缓慢斜坡上升输入电压启动并达到稳态操作（不需要预平衡）。

过流保护

LTC7820 通过一个置于高压侧的检测电阻器提供过流保护。一个精准的轨至轨比较器负责监视 I_{SENSE}^+ 引脚和 I_{SENSE}^- 引脚之间的差分电压，这两个引脚以开尔文 (Kelvin) 连接方式连接至一个检测电阻器。每当 I_{SENSE}^+ 引脚电压比 I_{SENSE}^- 引脚电压高 50mV 时，则触发一个过流故障， \overline{FAULT} 引脚被下拉至地。与此同时，LTC7820 停止开关操作并根据 TIMER 引脚设置启动重试模式。当 TIMER 引脚电压达到 4V 和检测电阻器两端的电压低于 50mV 时，过流故障将被清除。在跨接电容器的充电 / 放电期间，流过检测电阻器的电流是一个脉冲电流，这在重负载时有可能产生一个高于 50mV 门限的电压。为了防止浪涌

电流错误地触发过流保护电路，在 I_{SENSE}^+ 引脚和 I_{SENSE}^- 引脚上需要布设一个 RC 滤波器。该 RC 滤波器的时间常数必须大于一个开关周期。通常，一个由 100 Ω 电阻和 0.1 μ F 电容构成的滤波器对于大多数应用是合适的。由于流入 I_{SENSE}^+ 引脚之电流的原因，RC 滤波器的电阻必须布设在 I_{SENSE}^- 引脚上。 I_{SENSE}^+ 引脚必需直接连接至检测电阻器。可以通过挑选不同的检测电阻器阻值来选择电流限值。例如，理想的情况下，10m Ω 检测电阻器把电流限值设定在 50mV/10m Ω = 5A。由于开关纹波的原因，实际的电流限值始终低于理想场合的数值。在实际的电路中，当采用 0.1 μ F/100 Ω 滤波器和 200kHz 开关频率时，电流限值大约为 4.2A。可以使用 LTspice® 仿真工具进行开关纹波的量化。

在倍压器和负输出转换器应用中，过流保护还可在启动和稳态操作中用于过流和短路情况。如果不使用过流保护，则把 I_{SENSE}^+ 引脚和 I_{SENSE}^- 引脚短接在一起，并把它们连接至顶端 MOSFET M1 的漏极。

窗口比较器设置

在正常操作中， V_{LOW_SENSE} 电压应始终接近 V_{HIGH_SENSE} 电压的一半。一个浮动窗口比较器负责监视 V_{LOW_SENSE} 引脚上的电压，并把它与 $V_{HIGH_SENSE}/2$ 进行比较。迟滞窗口电压可以设置并等于 HYS_PRGM 引脚上的电压。有一个从 HYS_PRGM 引脚流出的精准 10 μ A 电流。连接在 HYS_PRGM 引脚和 GND 之间的单个电阻器设定 HYS_PRGM 引脚电压，该电压等于电阻器阻值乘以 10 μ A 电流（例如：当在 HYS_PRGM 引脚和 GND 之间安置一个 100k 电阻器时，该电压为 1V）。当在 HYS_PRGM 引脚上布设一个 100k 电阻器时， $V_{HIGH_SENSE}/2$ 电压在启动和正常操作期间必须在一个 ($V_{LOW_SENSE} \pm 1V$) 的窗口之内，否则将触发一个故障，而且 LTC7820 停止开关操作。

应用信息

如图 3 所示，迟滞窗口电压可利用 HYS_PRGM 引脚上的不同电阻器阻值在 0.3V 至 2.4V 之间进行线性设置。如果 HYS_PRGM 引脚连接至 INTV_{CC}，则在内部施加一个默认的 0.8V 迟滞窗口。迟滞窗口电压必须设置得足够大，以容许最大负载情况下的 V_{LOW} 引脚电压纹波和电压降。

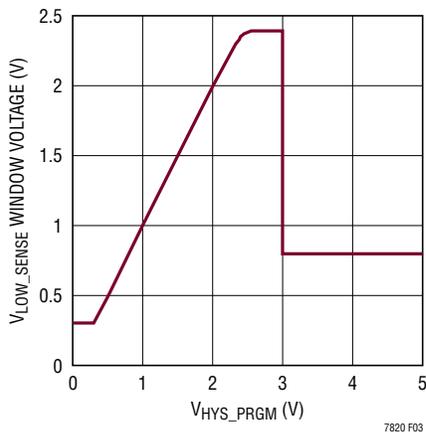


图 3：HYS_PRGM 引脚电压和 V_{LOW_SENSE} 窗口比较器电压之间的关系

在输入电压瞬变期间，只要每个开关周期中的输入电压变化小于窗口迟滞电压，LTC7820 就保持开关操作，而且输出电压逐周期地跟踪输入电压。假如输入电压阶跃足够大，以至于迫使 V_{LOW_SENSE} 在一个开关周期之内超出窗口，则触发一个故障。LTC7820 停止开关操作并根据 TIMER 引脚设置启动其重试序列。

为使窗口比较器精确地工作，提供了 V_{HIGH_SENSE} 和 V_{LOW_SENSE} 引脚，以分别完成至顶端 MOSFET M1 漏极上的电容器以及位于 V_{LOW} 和 GND 之间电容器的开尔文 (Kelvin) 连接。在这两个引脚上可以使用小的 RC 滤波器，以抑制高于开关频率的噪声。

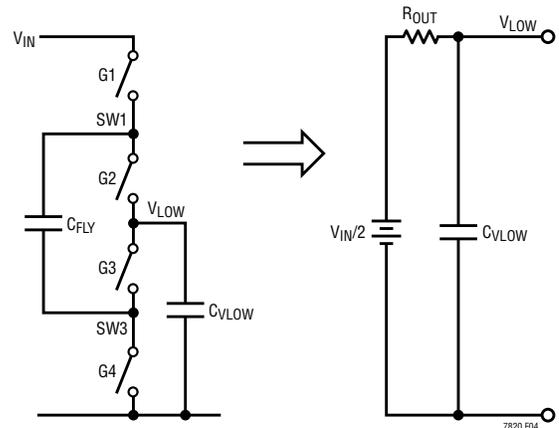


图 4：分压器的戴维南 (Thevenin) 等效电路

有效开环输出电阻和负载调节

LTC7820 并未通过一个闭环反馈系统来调节输出电压。然而，当它采用大的跨接电容器和高开关频率工作时，由于低输出电阻的原因，输出电压不容易受到负载情况的影响。分压器电路的戴维南 (Thevenin) 等效电路示于图 4。

当占空比约为 50% 时，

$$R_{OUT} = \frac{1}{1 + e^{-\frac{1}{4f_S R_{DS(ON)} C_{FLY}}}} \cdot \frac{1}{4f_S C_{FLY} \left(1 - e^{-\frac{1}{4f_S R_{DS(ON)} C_{FLY}}} \right)}$$

式中：

f_S 是开关频率

C_{FLY} 是跨接电容器

$R_{DS(ON)}$ 是一个 MOSFET (G1 至 G4) 的导通电阻

应用信息

在低开关频率， $R_{OUT} = 1/(4f_s C_{FLY})$ 。当频率增加时， R_{OUT} 最终接近 $2R_{DS(ON)}$ 。在高功率应用中，建议选择大约为 $1/(16C_{FLY}R_{DS(ON)})$ 或更高的开关频率，以获得相当好的负载调节性能和效率。在重负载情况下，输出电压将从 $V_{IN}/2$ 下降，降幅为 $R_{OUT} \cdot I_{LOAD}$ 。在许多应用中，选择多层陶瓷电容器 (MLCC) 作为跨接电容器。MLCC 电容器的电压系数在很大程度上取决于电容器的类型和尺寸。一般来说，较大尺寸的 X7R MLCC 电容器在电压系数方面优于 X5R 型电容器。在高 DC 偏置电压条件下，电容仍将降低 20% 至 30%。当估算这些开关电容器电路的输出电阻时，必需考虑电容降额。

INTV_{CC} 稳压器和 EXTV_{CC}

LTC7820 具有一个从 V_{CC} 电源给 INTV_{CC} 供电的内部 PMOS LDO。INTV_{CC} 负责为栅极驱动器和 LTC7820 的大多数内部电路供电。当 V_{CC} 高于 6V 时，线性稳压器把 INTV_{CC} 引脚上的电压调节至 5.5V。EXTV_{CC} 通过另一个 PMOS LDO 连接至 INTV_{CC}，并且能在其电压高于 6.5V 和 V_{CC} 高于 7V 时提供所需的电源。它们都能提供一个 150mA 的峰值电流，而且必须利用一个最小 4.7 μ F 的陶瓷电容器或低 ESR 电解电容器旁路至地。无论采用哪种类型的大容量电容器，强烈建议在邻近 INTV_{CC} 和 GND 引脚的地方直接布设一个额外的 0.1 μ F 陶瓷电容器。良好的旁路是提供 MOSFET 栅极驱动器要求的高瞬态电流所必需的。

高输入电压应用 (在此类应用中，大的 MOSFET 在高频率下驱动) 有可能导致 LTC7820 的最大额定结温被超过。受栅极充电电流支配的 INTV_{CC} 电流可以由从 V_{CC} 引出的 5.5V 线性稳压器供应，或者由从 EXTV_{CC} 引出的该线性稳压器供应。当 EXTV_{CC} 引脚上的电压低于 6.5V 时，从 V_{CC} 引出的线性稳压器被使能。IC 的功耗在该场合中是最高的，等于 $V_{CC} \cdot I_{INTVCC}$ 。栅极充电电流取决于工作频率。结温可采用“电气特性”注 2 中给出的公式来估算。

例如，依靠一个 48V 电源供电时，LTC7820 INTV_{CC} 电流被限制在小于 27mA (在 UFD 封装中且未采用 EXTV_{CC} 电源)：

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (27\text{mA})(48\text{V})(43^\circ\text{C}/\text{W}) = 125^\circ\text{C}$$

式中的环境温度为 70°C ，从结点至环境的热阻为 $43^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

为了防止超过最大结温，当在最大 V_{IN} 条件下工作时必须检查输入电源电流。当施加至 EXTV_{CC} 的电压升至高于 6.5V 和 V_{CC} 高于 7V 时，INTV_{CC} 线性稳压器关断，而 EXTV_{CC} 线性稳压器接通。采用 EXTV_{CC} 使得能从其他的高效率电源 (例如：一个 48V 至 24V 分压器的 V_{LOW} 引脚或系统中的其他电压轨) 获得 MOSFET 驱动器和控制电源。采用 EXTV_{CC} 能够显著地降低高 V_{IN} 应用中的 IC 温度。将 EXTV_{CC} 连接至输出 (24V) 可把前面实例中的结温降至：

$$\begin{aligned} T_J &= 70^\circ\text{C} + (27\text{mA})(24\text{V})(43^\circ\text{C}/\text{W}) \\ &= 98^\circ\text{C} \end{aligned}$$

不要给 EXTV_{CC} 引脚施加超过 40V 的电压。

顶端 MOSFET 驱动器电源 (C_B 、 D_B)

在“方框图”中连接至 BOOST 引脚的外部自举电容器 $C_{B1}/C_{B2}/C_{B3}$ 为顶端 MOSFET M1/M2/M3 提供栅极驱动电压。当 SW3 引脚为低电平时，“方框图”中的电容器 C_{B3} 通过外部肖特基二极管 D_{B3} 从 INTV_{CC} 充电。当 SW3 引脚为高电平时，电容器 C_{B2} 通过 D_{B2} 从 BOOST3 充电。当 SW1 引脚为低电平时，电容器 C_{B1} 通过 D_{B1} 从 BOOST2 充电。当 MOSFET M1/M2/M3 即将接通时，驱动器把 $C_{B1}/C_{B2}/C_{B3}$ 电压加在 MOSFET M1/M2/M3 的栅源极两端。这强化了 MOSFET 并把它们接通。开关节点电压 SW1/SW3 上升至 I_{SENSE^+}/V_{LOW} ，而且 BOOST 引脚跟随。在连续执行开关操作的情况下， $C_{B1}/C_{B2}/C_{B3}$ 上的栅极驱动器电压为：

$$V_{CB3} = V_{INTVCC} - V_{DB3}$$

$$V_{CB2} = V_{INTVCC} - V_{DB3} - V_{DB2}$$

$$V_{CB1} = V_{INTVCC} - V_{DB3} - V_{DB2} - V_{DB1}$$

应用信息

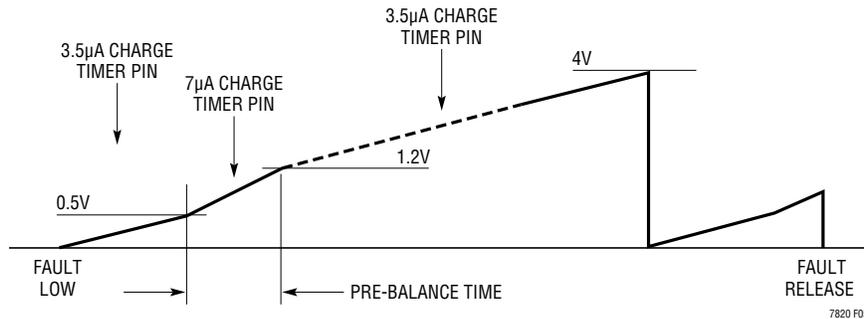


图 5：故障或启动期间的定时器运行方式

升压电容器 $C_{B1}/C_{B2}/C_{B3}$ 的数值必需是顶端 MOSFET 之总输入电容的 100 倍。标准的 6.3V MLCC 陶瓷电容器适合于 $C_{B1}/C_{B2}/C_{B3}$ 。外部肖特基二极管的反向击穿电压必须大于 V_{LOW} 和 GND 之间的最大工作电压。当调整栅极驱动电平时，最终的裁决者是顶端 MOSFET M1 的门限电压。顶端驱动器电压 V_{CB1} 在所有情况下都必须高于顶端 FET M1 门限电压。应采用逻辑电平 MOSFET，否则就需要使用较低的工作开关频率和正向压降较低的二极管以提高栅极驱动器电压。

欠压闭锁

LTC7820 具有一个精准的 UVLO 比较器，其负责不断监视 $INTV_{CC}$ 电压以确保存在足够的栅极驱动电压。当 $INTV_{CC}$ 低于 4.9V 时，它闭锁开关动作。为了防止当 $INTV_{CC}$ 上存在扰动时产生振荡，UVLO 比较器具有 20mV 的精准迟滞。

检测欠压情况的另一种方法是监视输入电源。由于 RUN 引脚具有一个 1.22V 的精准接通基准，因此当输入电压足够高时，可使用一个连接至输入的电阻分压器来接通 IC。一旦 RUN 引脚电压超过 1.22V，一个额外的 5µA 即流出 RUN 引脚。可通过调整阻性分压器的组件值来设置 RUN 比较器的迟滞。

故障响应和定时器设置

LTC7820 在故障情况下停止开关操作并把 \overline{FAULT} 引脚拉至低电平。一个连接在 TIMER 引脚和 GND 之间的电容器负责设定至启动的重试时间 (如果故障情况被清除)。故障情况下 TIMER 引脚上的典型波形示于图 5。

在 \overline{FAULT} 引脚被拉至低电平以后，一个 3.5µA 上拉电流流出 TIMER 引脚并开始给 TIMER 电容器充电。当 TIMER 引脚电压高于 0.5V 时，上拉电流增加至 7µA，并在 TIMER 引脚电压高于 1.2V 时返回到 3.5µA。每当故障情况被清除或 TIMER 引脚电压高于 4V 时，TIMER 引脚将被强力下拉。当 TIMER 引脚电压介于 0.5V 和 1.2V 之间时，内部预平衡电路将供应或吸收电流至 V_{LOW} 引脚，并以大约 93mA/50mA 的电流供应 / 吸收能力把 V_{LOW} 引脚电压调节至 $V_{HIGH_SENSE}/2$ 。预平衡时间可根据 TIMER 引脚上的电容器 C_{TIMER} 来计算：

$$T_{PRE-BALANCE} = C_{TIMER} \cdot 0.7V/7\mu A$$

于是，预平衡时间为 100ms/µF (例如：当采用 0.1µF C_{TIMER} 时预平衡时间为 10ms)。

对于分压器应用，输出电容器和跨接电容器在启动期间被预平衡至输入电压的一半。假设零初始条件，给电容器充电的时间 t_{CHARGE} 可采用下式估算：

$$t_{CHARGE} = (C_{OUT} + C_{FLY}) \cdot V_{IN}/2/93mA$$

应用信息

选择合适的 C_{TIMER} 以使 $t_{\text{CHARGE}} < t_{\text{PRE-BALANCE}}$ 。如果跨接电容器 C_{FLY} 和输出电容器非常大，而且输入电压很高，则采用一个固定的 C_{TIMER} 把 V_{LOW} 引脚电压预平衡至 $V_{\text{HIGH_SENSE}}/2$ 可能需要若干个时间周期。预计启动时间较长。如果在输出端上有一个阻性负载，则负载电流必需小于 93mA，并且仍然满足 $t_{\text{CHARGE}} = (C_{\text{OUT}} + C_{\text{FLY}}) \cdot V_{\text{IN}}/2 / (93\text{mA} - I_{\text{LOAD}}) < t_{\text{PRE-BALANCE}}$ 。否则可能需要一个断接 FET，以在启动期间将负载断接。

输入 / 输出电容器和跨接电容器选择

在高功率开关电容器应用中，大的 AC 电流流过跨接电容器和输入 / 输出电容器。对于高功率开关电容器应用强烈建议采用低 ESR 陶瓷电容器。应确定最大 RMS 电容器电流在规定的技术指标范围之内；或者优先选择额定 RMS 电流较高的电容器。请注意，电容器制造商所提供的额定纹波电流通常仅基于 2000 小时的使用寿命。这使得合理的做法是对电容器做进一步的降额处理，或选择针对比所要求温度更高的条件而设计的电容器。也可以把多个电容器并联起来使用，以满足设计中的外形尺寸或高度要求。

跨接电容器上的 RMS 电流取决于其电容和开关频率。较高的电容和较高的开关频率产生较低的 RMS 电流。为了在效率和功率密度之间实现良好的权衡折衷，跨接电容器上的 RMS 电流应低于最大负载电流的 140%。如果有 N 个相同的跨接电容器并联，则流过每个电容器的最大 RMS 电流为：

$$I_{\text{RMS_FLY}} = I_{\text{OUT(MAX)}} \cdot 140\% / N$$

输入电容器 RMS 电流约为负载电流的一半。必须选择合适的输入电容器以适应最大负载条件。可采用 LTspice 仿真工具以完成 RMS 电流的量化。

功率 MOSFET 和肖特基二极管选择

必须为每个 LTC7820 控制器选择 4 个外部 N 沟道 MOSFET。4 个内部栅极驱动器专为驱动 MOSFET 而设计。驱动器电压由 INTV_{CC} 电压、肖特基二极管正向压降和开关频率决定。最低的驱动器电压是在高开关频率和低温条件下运行的顶端 MOSFET M1 驱动电压。它一般约为 4.2V。因此，在大多数应用中必须采用逻辑电平门限 MOSFET。要意识到，有些逻辑电平 MOSFET 的门限电压随温度而变化。对于特定的应用，如果开关频率很高且温度范围很宽，则 MOSFET M1 的最高驱动器电压有可能低至 4V，应采用亚逻辑电平门限 MOSFET ($V_{\text{GS(TH)}} < 3\text{V}$)。另外，功率 MOSFET 的选择标准还包括导通电阻 $R_{\text{DS(ON)}}$ 、输出电容 C_{OSS} 、输入电压和最大输出电流。一般地，在开关电容器应用中优先选择低 $R_{\text{DS(ON)}}$ 和低 C_{OSS} MOSFET，因为它们将最大限度地减少传导损耗和开关损耗。对于给定的输入和输出电压，最上面的 MOSFET M1 在启动和停机期间始终承受高电压。M1 的漏极至源极电压必须足够高，以在整个输入电压范围内安全地使用。其他的 MOSFET 一般只承受输入电压的一半，因此 M2/M3/M4 的击穿电压可低于 M1，以优化 $R_{\text{DS(ON)}}$ 和 C_{OSS} 。如果 M1 的可靠性是一个重要的问题，那么也可以使用相同的高电压 MOSFET 作为 M2/M3/M4，以提供针对 M1 短路情况的保护。

外部肖特基二极管是自举电路所需要的，并且为浮动驱动器提供电压。为了尽量减小顶端栅极驱动器上的电压降，对于 10mA 至 50mA 范围内的负载电流优先选择低正向压降肖特基二极管。二极管的反向击穿电压应足够高，以在 V_{LOW} 和 GND 引脚之间的最大工作电压条件下安全地使用。

应用信息

PC 板布线检查清单

当对印刷电路板进行布局时，应采用下面的检查清单来确保该 IC 的正确操作。

1. 顶端的 2 个 N 沟道 MOSFET M1 和 M2 的布设位置彼此间距是否在 1cm 之内？底端的 2 个 N 沟道 MOSFET M3 和 M4 的安放位置彼此间距是否在 1cm 之内？
2. 裸露的 GND 衬垫是否无空隙地连接至底端 MOSFET M4 的源极和 C_{VLOW} 电容器的负端？在分压器和倍压器应用中，优先选择坚实的完整接地平面以改善噪声和热性能。
3. I_{SENSE}^+ 和 I_{SENSE}^- 引线是否以最小的 PC 走线间距一起排布？ I_{SENSE}^+ 和 I_{SENSE}^- 之间的滤波电容器应尽可能靠近 IC。确保利用检测电阻器上的开尔文 (Kelvin) 连接实现准确的电流检测。
4. $INTV_{CC}$ 旁路电容器是否靠近 IC 连接并位于 $INTV_{CC}$ 和接地平面之间？该电容器传输 MOSFET 驱动器峰值电流。一个紧邻 $INTV_{CC}$ 和 GND 布设的额外 $1\mu F$ 陶瓷电容器能够实质性地改善噪声性能。
5. 使开关节点 (SW1、SW3)、顶端栅极节点 (G1、G2、G3) 和升压节点 (BOOST1、BOOST3) 远离敏感的小信号节点。所有这些节点均具有非常大和快速移动的信号，因此应置于 LTC7820 的输出侧并占用尽可能小的 PC 走线面积。
6. 采用一种改良型星形接地方法：一个与输入和输出电容器位于 PC 板同一面上的低阻抗、大铜面积中心接地点，其具有用于 $INTV_{CC}$ 旁路电容器之底端的接头。

图 6 示出了要求采用粗和宽铜走线连接的大电流通路。请登录 www.linear.com.cn/demo 查阅演示电路板，以了解 PCB 布局实例。

PC 板布局调试

每次从一个控制器开始。监视开关节点 (SW1/SW3 引脚) 并且探测 V_{LOW} 电压。在应用中预期的工作电压和电流范围内检查正确的性能。工作频率应在整个输入电压范围内 (低至压差状态) 予以保持。

工作周期百分比应以一种良好设计的低噪声 PCB 实施方案逐周期地保持。

把 V_{IN} 从其标称电平降低以检验稳压器在压差状态下的操作。通过进一步降低 V_{IN} 来检查欠压闭锁电路的操作状况，同时监视输出以验证器件的工作。

研究是否有任何问题仅存在于较高输出电流或较高输入电压条件下。如果问题的发生与高输入电压和低输出电流重合，则查找 BOOST、SW、G1/2/3/4 接线与敏感的电压和电流引脚之间的电容性耦合。跨电流检测引脚安放的电容器必需布设在紧邻 IC 引脚的地方。该电容器有助最大限度减轻由于高频电容性耦合引起的差分噪声注入的影响。在较低输入电压条件下，如果问题出现在高电流输出负载之时，则查找 C_{IN} 、肖特基二极管和顶端 MOSFET 组件与敏感的电流和电压检测走线之间的电感性耦合。此外，还需考察这些组件与 IC 的 GND 引脚之间的公共接地通路电压拾取。

应用信息

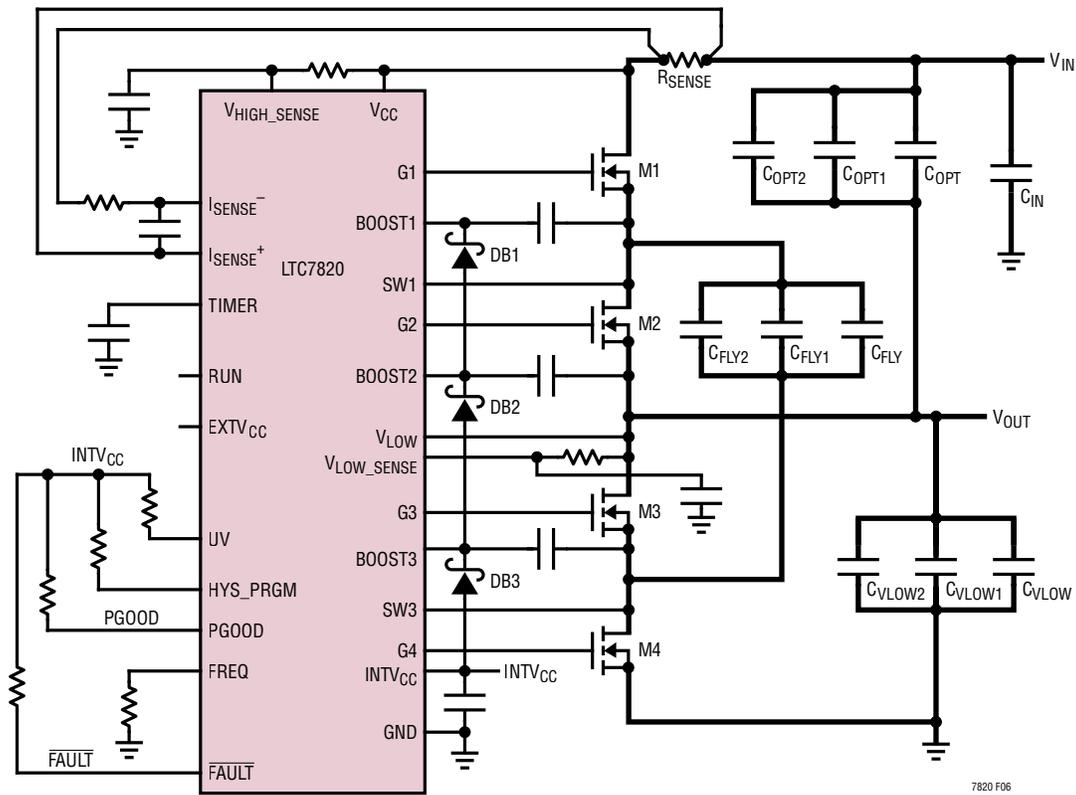


图 6 : 印刷电路板布局示意图中的高电流通路

应用信息

设计实例

作为一个把 LTC7820 用于高电压高功率分压器的设计实例，假设 $V_{IN} = 48V$ (标称值)， $V_{IN} = 55V$ (最大值)， $V_{OUT} = 24V$ (标称值)， $I_{OUT} = 15A$ (最大值)。

对于高功率和高电压应用，始终从一个低开关频率 (例如：200kHz) 开始，以尽量降低开关损耗。如欲设定 200kHz 开关频率，则在 FREQ 引脚和地之间连接一个 60.4k/1% 电阻器。

把 C_{FLY} 电压纹波设定为输出电压的 2% 是一个良好的起点，在效率与功率密度之间取得了平衡。 C_{FLY} 可根据下式计算：

$$C_{FLY} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{2f_S V_{CFLY(RIPPLE)}} = \frac{15A}{2 \cdot 200kHz \cdot 0.48V} = 78.125\mu F$$

考虑到在 24V DC 偏置电压下的陶瓷电容降额，并联了 16 个 10 μF /X7R/50V 陶瓷电容器作为跨接电容器。最坏情况 RMS 电流可能比最大输出电流高 40%。因此，每个电容器上的最坏情况 RMS 电流可利用下式进行估算：

$$I_{RMS(MAX)} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot 140\%}{N} = \frac{15A \cdot 140\%}{16} = 1.3125A$$

式中的 N 为跨接电容器的数目。复查并确定每个电容器上的 RMS 电流低于额定纹波电流，而且温升低于限值。

输出电容器选择类似于跨接电容器选择。采用更多的输出电容器将产生较小的输出电压纹波。由于 RMS 电流较低，因此输出电容器的数值可以比跨接电容器小很多。其中的一些电容器可连接在输入和输出之间以同时充当输入 / 输出电容器，如图 6 所示。然而，这些电容器的额定电压必须根据输入电压 (而不是输出电压) 来选择。

对于 MOSFET 选择，顶端 MOSFET M1 的漏极至源极电压必须高于最大输入电压，而其他 3 个 MOSFET 的漏极至源极电压则仅需高于最大输入电压的一半。由于逻辑电平 FET 是首选的，因此选择一个 Infineon BSC100N06LS 作为顶端 MOSFET M1，而 BSC032N04LS 则用作 M2/3/4。根据“应用”部分中给出的输出电阻计算公式，输出电阻约为 20m Ω ，这将在 24V 输出和 15A 负载电流条件下产生 300mV 压降。在现实中，由于有限死区时间和 PCB 上寄生电阻的原因，电压降可能高于计算值。考虑到输出电压纹波，采用一个具 $\pm 1V$ 编程迟滞的窗口比较器来监视输出电压，并在操作期间将之与输入电压的一半进行比较。如欲设定 1V 迟滞，则在 HYS_PRGM 引脚和地之间连接一个 100k/1% 电阻器。

典型应用

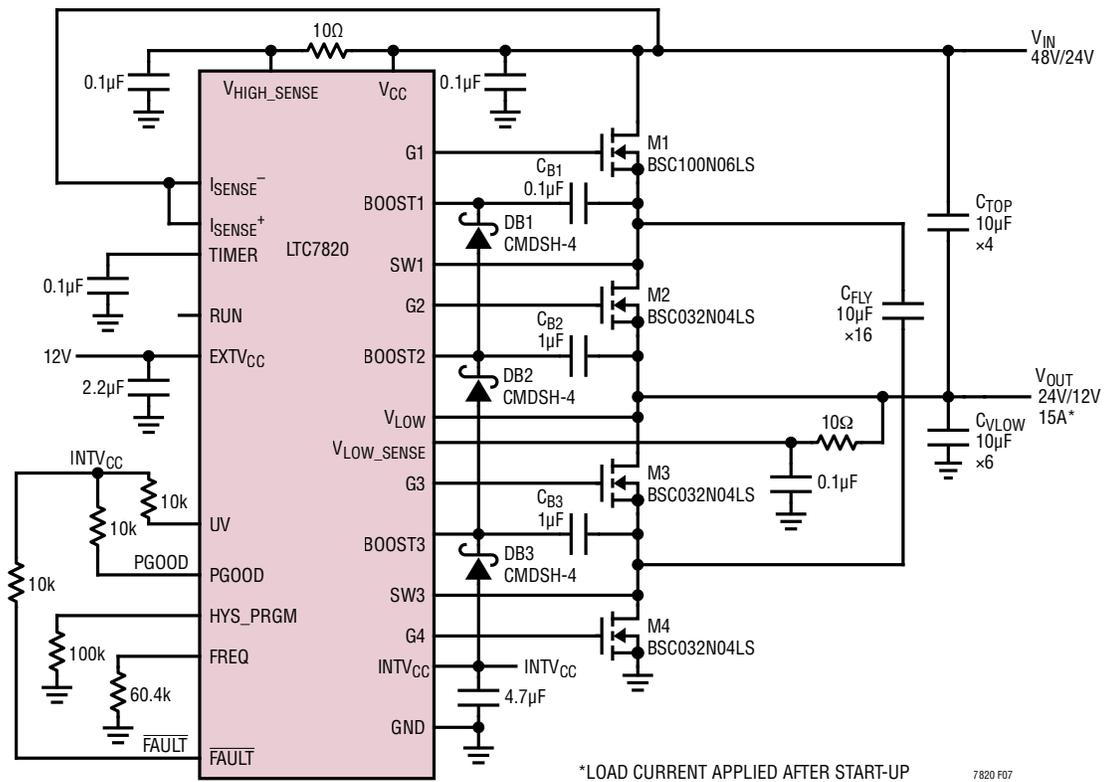


图 7：高效率 48V/24V 至 24V/12V、15A 分压器

典型应用

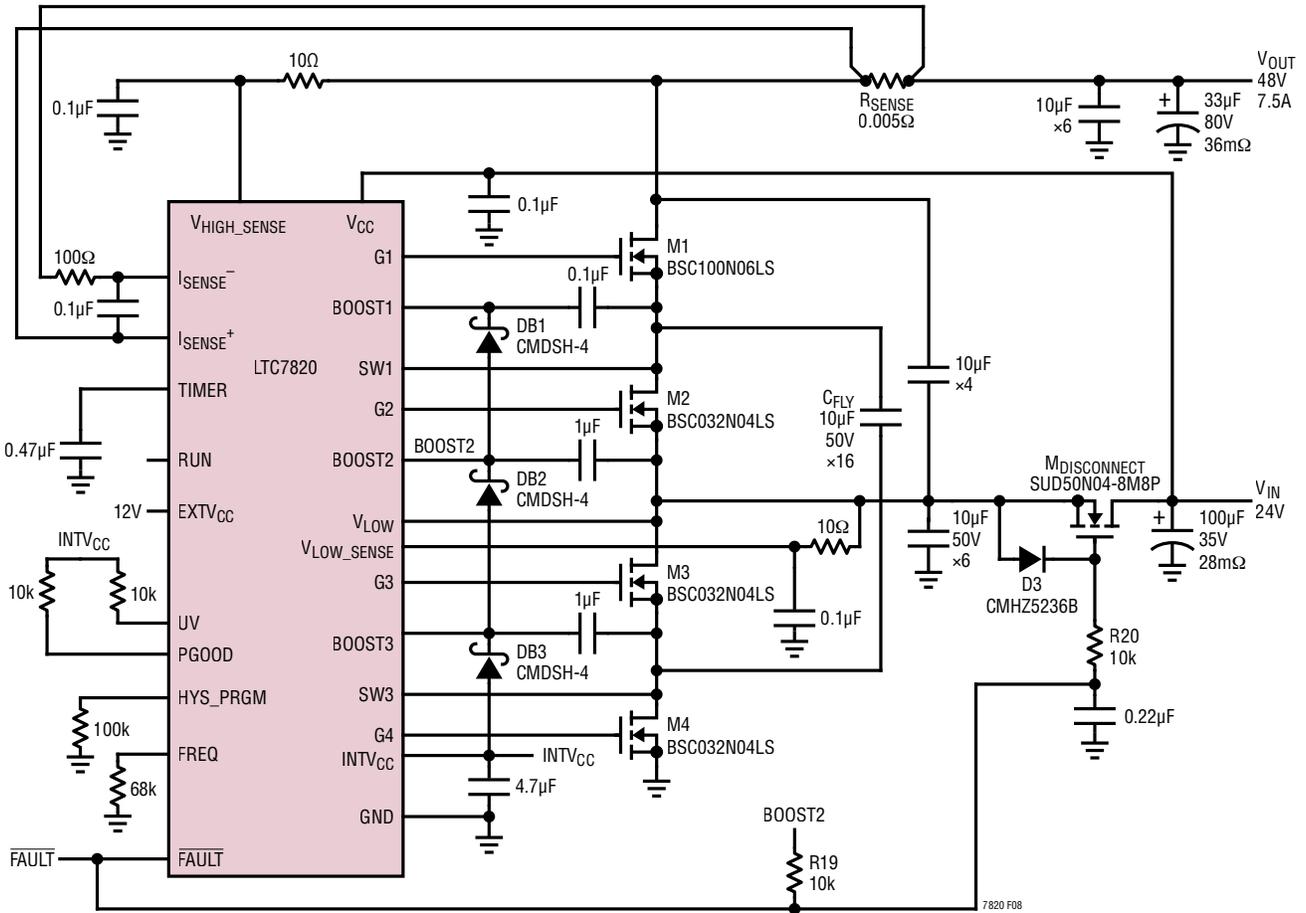


图 8：在输入端上设有断接 FET 的高效率 24V 至 48V、7.5A 倍压器

典型应用

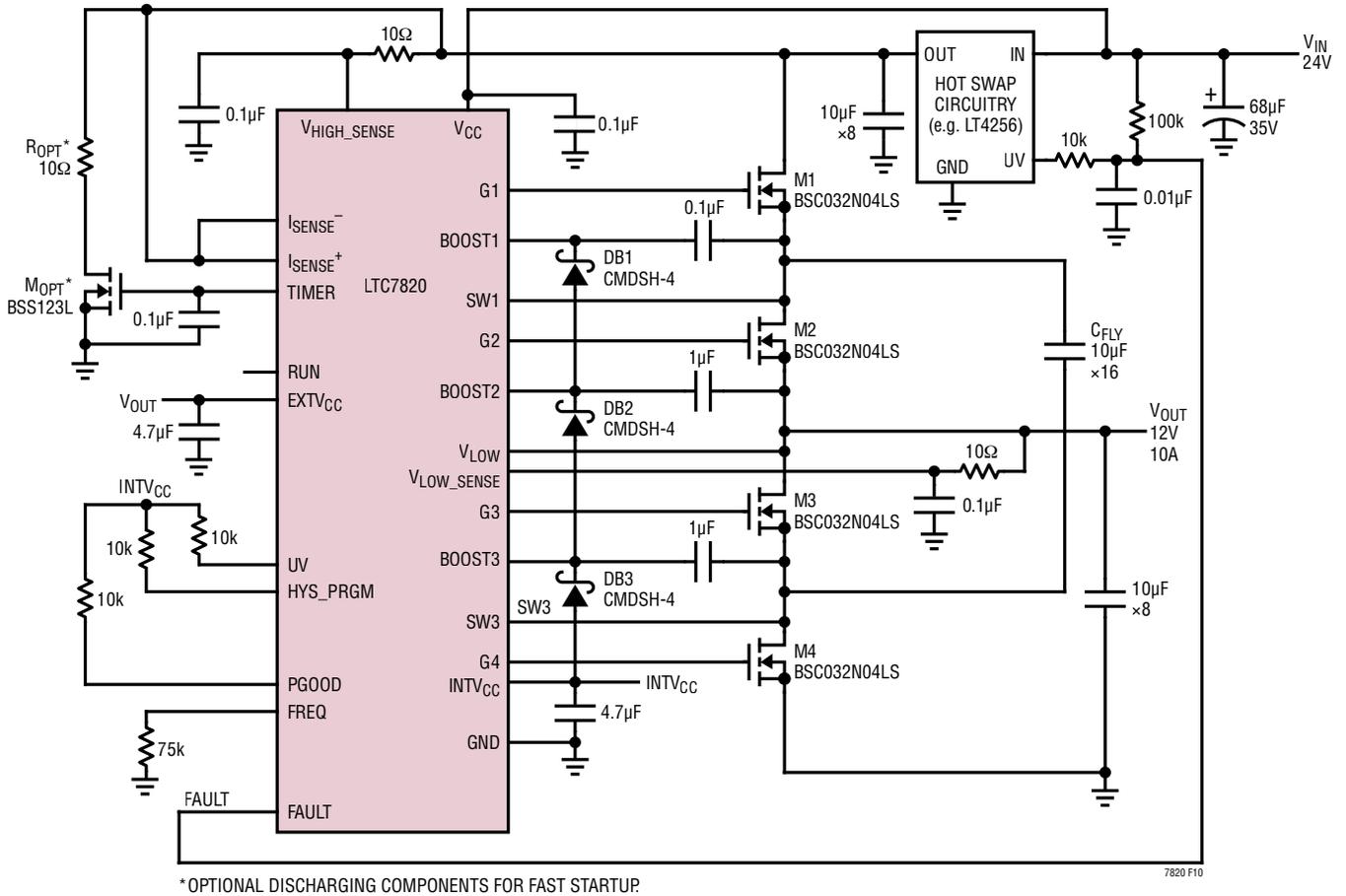


图 10：在输入端上设有热插拔控制器的高效率 -24V 至 12V、10A 分压器

修改记录

修改	日期	描述	页码
A	06/17	把 TG/BG 从“电气特性”表中移除	3
B	07/17	修改了 INTV _{CC} 引脚描述 变更了“电源良好”部分中的迟滞电压 变更了“分压器”部分中的开关周期数目	7 11 12
C	10/17	纠正了热插拔器件型号标注	23, 24

