

### 产品特性

- 效率: 92%(无需检测电阻)
- 初始精度:  $\pm 1.0\%$
- IC电源电压范围: 2.9 V至5.5 V
- 功率输入电压可低至1.0 V
- 利用外部NPN或电阻可接受高输入电源电压(>5.5 V)
- $V_{IN}$  UVLO和35 mA分流调节器
- 用单个电阻实现外部斜率补偿
- 用单个电阻实现可编程工作频率(100 kHz至1.5 MHz)
- 当开关节点电压小于30 V时, 提供无损耗电流检测
- 当开关节点电压大于30 V时, 提供电阻电流检测
- 可与外部时钟同步
- 电流工作模式提供出色的线路和负载瞬态响应
- 关断电流: 10  $\mu A$
- 限流和热过载保护
- 软启动时间: 2048时钟周期
- 受ADIsimPower™设计工具支持

### 应用

- APD偏置
- 便携式电子设备
- 隔离式DC/DC转换器
- 升压/降压DC/DC转换器
- 笔记本电脑和导航系统用LED驱动器
- LCD背光

### 概述

ADP1621是一款固定频率、脉冲宽度调制(PWM)、电流模式的升压转换控制。它可驱动一个外部n沟道MOSFET, 将输入电压转换为更高的输出电压。ADP1621也可以用来驱动反激转换器、SEPIC转换器和正激转换器拓扑结构, 无论是否是隔离结构。

ADP1621检测n沟道MOSFET导通电阻上的压降, 无需使用电流检测功率电阻。在开关节点上的电压不超过30 V时, 可以使用这种技术使效率达到最大, 并降低成本。对于高于30 V的开关节点电压, 或者对于更精确的电流限制, 可以将CS引脚与MOSFET源极处的电流检测电阻相连。斜率补偿通过外部电阻实现, 因而可以用各种外部元件(电感和MOSFET)。针对不同的开关频率和输入/输出电压, 可以选择不同的斜率补偿。

### Rev. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

ADI中文版数据手册是英文版数据手册的译文, 敬请谅解翻译中可能存在的语言组织或翻译错误, ADI不对翻译中存在的差异或由此产生的错误负责。如需确认任何词语的准确性, 请参考ADI提供的最新英文版数据手册。

### 典型应用电路

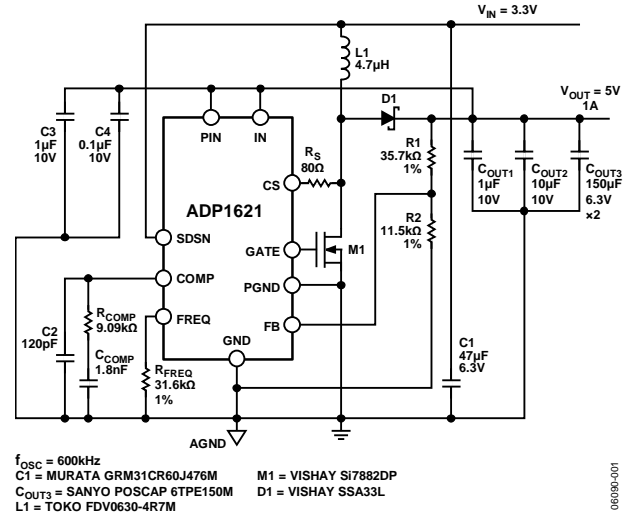


图1. 无损耗模式下的高效升压转换器, 3.3 V输入, 5 V输出(自举)

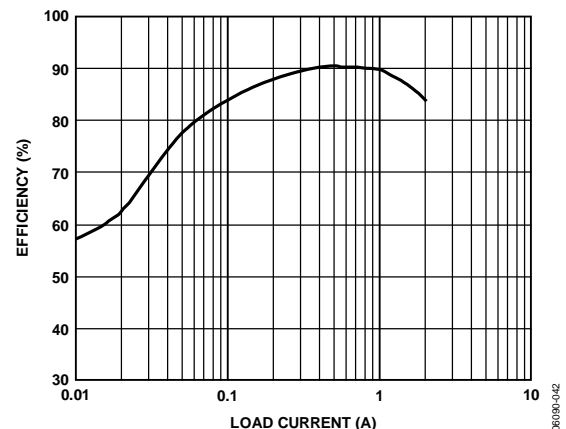


图2. 图1所示电路的效率

ADP1621的输入电源电压范围为2.9 V至5.5 V, 不过使用小信号NPN调整管或单个电阻时, 也可支持更高的输入电压。对于燃料电池应用, 电源输入电压可以低至1 V。开关频率通过一个外部电阻在100 kHz至1.5 MHz范围内设置, 并且可以利用SDSN引脚与外部时钟同步。关断静态电流低于10  $\mu A$ 。ADP1621具有热关断特性, 当结点温度达到约150°C时, 就会关断栅极驱动。内部软启动电路用来限制启动时的涌入电流。ADP1621采用10引脚MSOP无铅封装, 额定温度范围为-40°C至+125°C结温范围。

## 目录

产品特性 .....	1	占空比 .....	14
应用 .....	1	设置输出电压 .....	14
概述 .....	1	电感电流纹波 .....	14
典型应用电路 .....	1	电感选择 .....	14
修订历史 .....	2	输入电容选择 .....	15
技术规格 .....	3	输出电容选择 .....	15
绝对最大额定值 .....	5	二极管选择 .....	15
热阻 .....	5	MOSFET选择 .....	16
ESD警告 .....	5	环路补偿 .....	16
简化功能框图 .....	6	斜率补偿 .....	17
引脚配置和功能描述 .....	7	限流 .....	18
典型性能参数 .....	8	轻载工作 .....	18
工作原理 .....	12	推荐元件制造商 .....	19
控制环路 .....	12	布局考量 .....	20
电流检测配置 .....	12	效率考量 .....	21
限流 .....	13	应用电路示例 .....	22
欠压闭锁 .....	13	标准升压转换器—设计示例 .....	22
关断 .....	13	自举升压转换器 .....	23
软启动 .....	13	SEPIC转换器电路 .....	27
内部分流调节器 .....	13	低压电源输入电路 .....	27
设置振荡器频率和同步频率 .....	13	LED驱动器应用电路 .....	28
应用信息：升压转换器 .....	14	相关器件 .....	30
ADIsimPower设计工具 .....	14	外形尺寸 .....	31
		订购指南 .....	31

## 修订历史

### 2012年6月—修订版A至修订版B

更改“产品特性”部分 .....	1
增加“ADIsimPower设计工具”部分 .....	14
更改表6 .....	30
更新“外形尺寸”部分 .....	31
更改“订购指南”部分 .....	31

### 2006年12月—修订版0至修订版A

更改表1 .....	3
更改表2 .....	5
增加表3 .....	5
更改表5 .....	19
更改“订购指南”部分 .....	31

### 2006年7月—修订版0：初始版

## 技术规格

除非另有说明,  $V_{IN} = 5\text{ V}$ ,  $R_{FREQ} = 100\text{ k}\Omega$ ,  $f_{OSC} = 200\text{ kHz}$ ,  $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $125^\circ\text{C}$ 。

表1.

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
<b>主控制环路</b>						
内部软启动时间	$t_{SS}$			2048		周期
PIN电源电压 <sup>1</sup>	$V_{PIN}$		2.9		$V_{SHUNT}$	V
IN电源电压 <sup>1</sup>	$V_{IN}$		2.9		$V_{SHUNT}$	V
分流调节电压	$V_{SHUNT}$	$I_{IN} = 3\text{ mA}$ , $I_{PIN} = 3\text{ mA}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	5.4	5.6	5.7	V
		$I_{IN} = 3\text{ mA}$ , $I_{PIN} = 3\text{ mA}$	5.2	5.6	6.0	V
分流电阻	$R_{SHUNT}$	流入IN的电流 = 8 mA至12 mA		13		$\Omega$
		流入PIN的电流 = 8 mA至12 mA		7		$\Omega$
IN静态电流	$I_{IN}$	$V_{IN} = 2.9\text{ V}$ 至 $5.5\text{ V}$ , $V_{FB} = 1.215\text{ V}$	1.8		3	mA
IN关断电流		$V_{IN} = 2.9\text{ V}$ 至 $5.5\text{ V}$ , $SDSN = \text{GND}$	1		10	$\mu\text{A}$
PIN电源电流	$I_{PIN}$					
静态模式, 无开关状态		$V_{FB} = 1.3\text{ V}$ , $V_{COMP} < V_{COMP,ZCT}$ , $\text{GATE} = 0\text{ V}$		1	10	$\mu\text{A}$
关断模式		$SDSN = \text{GND}$		1	10	$\mu\text{A}$
IN引脚的欠压闭锁阈值	$V_{UVLO}$	$V_{UVLO}$ 上升	2.2	2.5	2.8	V
		$V_{UVLO}$ 迟滞		-80		mV
FB调节电压	$V_{FB}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.203	1.215	1.227	V
			1.197	1.215	1.233	V
FB输入电流	$I_{FB}$	$V_{FB} = 1.215\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	-75	+25	+75	nA
电压调整率 <sup>2</sup>	$\Delta V_{FB}/\Delta V_{IN}$	$2.9\text{ V} \leq V_{IN} \leq 5\text{ V}$ , $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+85^\circ\text{C}$		0.02	0.06	%/V
		$2.9\text{ V} \leq V_{IN} \leq 5\text{ V}$ , $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$		0.02	0.072	%/V
负载调整率 <sup>3</sup>	$\Delta V_{FB}/\Delta V_{COMP}$	$V_{COMP} 1.4\text{ V}$ 至 $1.5\text{ V}$	-1	-0.1		%
误差放大器跨导	$g_m$			300		$\mu\text{S}$
COMP零电流阈值	$V_{COMP,ZCT}$		0.85	1.0	1.15	V
COMP箝位高电压	$V_{COMP,CLAMP}$	$T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+85^\circ\text{C}$	1.9	2.0	2.1	V
		$T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$	1.9	2.0	2.2	V
电流检测放大器增益	$n$		7.5	9.5	11.5	V/V
CS引脚的峰值斜率补偿电流 <sup>4</sup>	$I_{SC,PK}$	$R_S$ 上的 $V_{CS} = 0\text{ V}$ 至100 mV最大值 (GATE高电平)	55	70	85	$\mu\text{A}$
CS引脚漏电流	$I_{CS,LEAK}$	$V_{CS} = 30\text{ V}$ (GATE低电平)			5	$\mu\text{A}$
关断时间	$t_{SD}$	SDSN引脚从高电平变为低电平或浮空		50		$\mu\text{s}$
热关断阈值 <sup>5</sup>	$T_{TMSD}$			150		$^\circ\text{C}$
热关断迟滞 <sup>5</sup>				-10		$^\circ\text{C}$
<b>振荡器</b>						
振荡器频率范围 <sup>6</sup>	$f_{OSC}$		100		1500	kHz
振荡器频率	$f_{OSC}$	$R_{FREQ} = 65\text{ k}\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	255	325	395	kHz
振荡器频率温度系数	$f_{OSC,TC}$			$\pm 0.06$		%/ $^\circ\text{C}$
SDSN输入电平阈值	$V_{SDSN,THRESH}$	$V_{IN} = V_{PIN} = 5\text{ V}$	1.5	1.7	1.9	V
SDSN阈值迟滞				-0.19		V
SDSN内部下拉电阻	$R_{SDSN}$			100		k $\Omega$
同步最小脉冲宽度	$t_{SYNC,MIN}$	$V_{SDSN} = 0\text{ V}$ 至 $V_{IN}$		45	100	ns
同步最大脉冲宽度	$t_{SYNC,MAX}$	$V_{SDSN} = 0\text{ V}$ 至 $V_{IN}$		$0.8/f_{SYNC}$		ns
同步频率	$f_{SYNC}$		110		1800	kHz
GATE最短导通时间	$t_{ON,MIN}$	$V_{FB} = 1.215\text{ V}$ , $V_{COMP} = 1.0\text{ V}$		180	215	ns
GATE最短关断时间	$t_{OFF,MIN}$	$V_{FB} = 1.215\text{ V}$ , $V_{COMP} = 2.0\text{ V}$		190	230	ns
最大占空比 <sup>6,7</sup>	$D_{MAX}$	$f_{SW} = 200\text{ kHz}$ , $R_{FREQ} = 100\text{ k}\Omega$	93		97	%
推荐最大同步频率比 <sup>6,8</sup>	$f_{SYNC}/f_{OSC}$	$f_{OSC} = 200\text{ kHz}$ , $R_{FREQ} = 100\text{ k}\Omega$ , $f_{SYNC} = f_{SW}$	1.1	1.2	1.4	

# ADP1621

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
栅极驱动器						
GATE上升时间 <sup>9</sup>	$t_R$	$C_{GATE} = 3.3 \text{ nF}$		17		ns
GATE下降时间 <sup>9</sup>	$t_F$	$C_{GATE} = 3.3 \text{ nF}$		13		ns

<sup>1</sup> 最大输入电压为分流调节器电压，其典型值为5.5V；在指定温度范围内，其范围是5.3V至6.0V。

<sup>2</sup> ADP1621在闭环反馈环路中测试， $V_{FB}$  伺服至内部基准电压。当 $V_{IN}$ 从2.9V变为5V时，测量FB的电压变化。电压调整率计算如下： $(\Delta V_{FB}/V_{FB}) \times 100\%/\Delta V_{IN}$ 。

<sup>3</sup> ADP1621在反馈伺服环路中测试， $V_{FB}$  伺服至内部基准电压， $V_{COMP}$  从1.4V强制变为1.5V。 $V_{COMP}$  范围是 $(1.0V \leq V_{COMP} \leq 2.0V)$ 。

<sup>4</sup> CS引脚的峰值斜率补偿电流典型值为70  $\mu\text{A}$ ，并且有效钳位于116 mV。因此， $R_S$  不应超过1.6 k $\Omega$  (116 mV/70  $\mu\text{A}$ )。

<sup>5</sup> 通过热关断设计保证。当结温达到约150°C时，ADP1621进入热关断状态，GATE电压被拉低。当结温降至约140°C以下时，软启动序列启动，ADP1621恢复正常工作状态。

<sup>6</sup>  $f_{OSC}$  是自然振荡频率， $f_{SYNC}$  是同步频率， $f_{SW}$  是开关频率。若使用同步，则 $f_{SW} = f_{SYNC}$ ；否则 $f_{SW} = f_{OSC}$ 。

<sup>7</sup> 通过设计和基准特性测试保证。

<sup>8</sup> 为确保正确同步，应将同步频率 $f_{SYNC}$  设为自由振荡频率 $f_{OSC}$  的1.2倍。虽然开关频率可同步至最高1.8 MHz，但峰值斜率补偿电流在较高同步频率下会降低。建议最大 $f_{SYNC}$  小于 $f_{OSC}$  的1.4倍，且不应超过1.8 MHz。斜率补偿电阻 $R_S$  应根据同步频率选择(参见“应用信息：升压转换器”部分中的“斜率补偿”一节)。

<sup>9</sup> GATE上升和下降时间在10%至90%电平范围内测量。

## 绝对最大额定值

表2.

参数	额定值
IN至GND	-0.3 V至 $V_{SHUNT}$
FB、COMP、SDSN、FREQ、GATE至GND	-0.3 V至 $(V_{IN} + 0.3 V)$
CS至GND	-5 V至+33 V
PIN至PGND	-0.3 V至 $V_{SHUNT}$
流入IN的电源电流	25 mA
流入PIN的电源电流	35 mA
存储温度范围	-55°C至+150°C
工作结温范围 <sup>1</sup>	-55°C至+150°C
存储结温范围	-55°C至+150°C
引脚温度(焊接, 10秒)	300°C
封装功耗 <sup>1</sup>	$(T_{J,MAX} - T_A)/\theta_{JA}$

<sup>1</sup> 在功耗高、封装热阻差的应用中，可能必须降低最大环境温度。最大环境温度( $T_{A,MAX}$ )取决于最大工作结温( $T_{J,MAX} = 150^\circ\text{C}$ )、器件在应用中的最大功耗( $P_{D,MAX}$ )以及应用中封装的结至环境热阻( $\theta_{JA}$ )，计算公式如下： $T_{A,MAX} = T_{J,MAX} - (\theta_{JA} \times P_{D,MAX})$ 。

注意，超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。这只是额定最值，并不能以这些条件或者在任何其他超出本技术规范操作章节中所示规格的条件下，推断器件能否正常工作。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

绝对最大额定值仅适合单独应用，但不适合组合使用。除非另有规定，所有其它电压均以GND为参考。

### 热阻

$\theta_{JA}$  针对最差条件，即器件焊接在电路板上以实现表贴封装。

表3. 热阻

封装类型	$\theta_{JA}$	单位
10引脚 MSOP, 2层PCB	200	°C/W
10引脚 MSOP, 4层PCB	172	°C/W

封装的结至环境热阻基于使用2层板和4层板、自然对流的建模与计算方法，取决于应用和板布局。在最大功耗较高的应用中，需要特别注意板设计的散热问题。

### ESD警告



#### ESD(静电放电)敏感器件。

带电器件和电路板可能会在没有察觉的情况下放电。尽管本产品具有专利或专有保护电路，但在遇到高能量ESD时，器件可能会损坏。因此，应当采取适当的ESD防范措施，以避免器件性能下降或功能丧失。

# ADP1621

## 简化功能框图

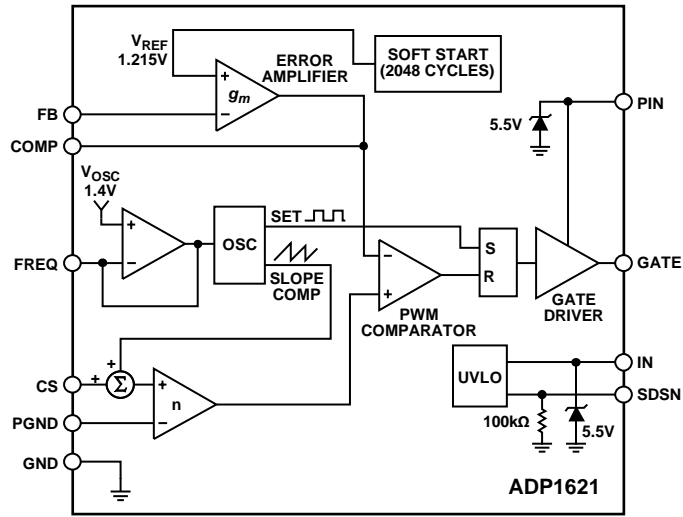


图3. ADP1621简化功能框图

06690-002

## 引脚配置和功能描述

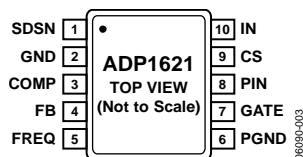


图4. 引脚配置

表4. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	说明
1	SDSN	关断和同步输入。SDSN为高电平时，ADP1621开启；SDSN为低电平时，ADP1621关闭。如果SDSN浮空或被拉低，ADP1621将在50 $\mu$ s后进入关断状态。如果需要同步，应将外部时钟连接到SDSN引脚，使开关频率与外部时钟同步。内部100 k $\Omega$ 下拉电阻连接在SDSN与GND之间。
2	GND	地。
3	COMP	调节控制补偿节点。COMP是内部跨导误差放大器的输出。在COMP与GND之间连接一个串联RC，以便补偿调节器。此引脚的标称电压范围为1.0 V至2.0 V。
4	FB	反馈输入。FB是内部跨导误差放大器的输入。从输出电压通过一个电阻分压器驱动FB。分压器比设置输出电压。FB的调节电压标称值为1.215 V。
5	FREQ	频率控制输入。在FREQ与GND之间连接一个电阻，以将自由振荡开关频率设置在100 kHz至1.5 MHz之间。此引脚的标称电压为1.4 V。
6	PGND	电源地输入。PGND是内部栅极驱动器的接地回路和内部电流检测放大器的负输入。将PGND连接到GND并尽量靠近ADP1621。
7	GATE	栅极驱动器输出。栅极驱动器最大输出等于PIN电压。GATE驱动外部n沟道功率MOSFET的栅极。GATE连接到MOSFET的栅极。
8	PIN	电源输入。PIN为栅极驱动器输出供电。内部5.5 V分流调节器连接到此引脚。使用0.1 $\mu$ F或更大的电容旁路PIN至PGND。
9	CS	电流检测输入。CS是电流检测放大器的正输入。当GATE开启时，CS引脚的电压从0 V线性提高至最大116 mV，标称峰值斜率补偿输出电流为70 $\mu$ A。当GATE关闭时，CS功能禁用。要在无损耗模式下检测电流，应将CS连接到功率MOSFET的漏极。CS的绝对最大电压为33 V。为实现更高精度的电流检测或更高的开关节点电压，应将CS连接到功率MOSFET源极处的电流检测功率电阻。对于这两种检测方法，如果占空比大于50%，则都需要在CS引脚处添加一个斜率补偿电阻 $R_s$ ，以便实现电感电流的稳定性。不过，建议为所有占空比添加 $R_s$ ，因为即使稳态占空比小于50%，负载瞬态也可能导致占空比暂时大于50%。
10	IN	输入电压。IN为ADP1621内部电路供电。内部5.5 V分流调节器连接到此引脚。使用0.1 $\mu$ F或更大的电容旁路IN至GND。

## 典型性能参数

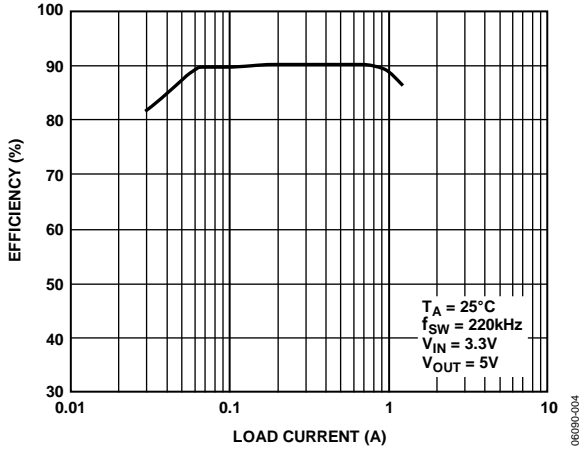


图5. 效率与负载电流的关系

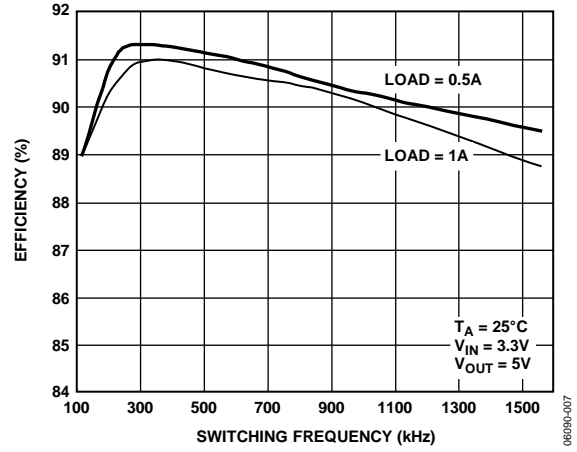


图8. 效率与开关频率的关系

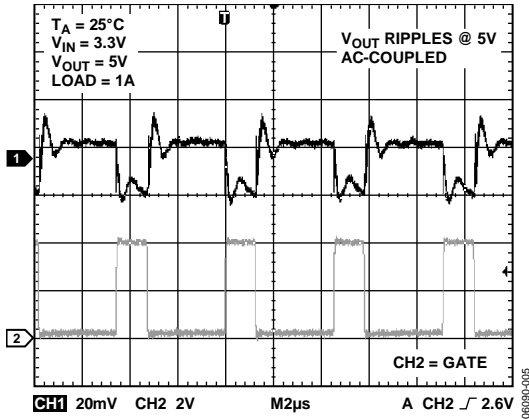


图6. 图1所示电路的输出电压纹波

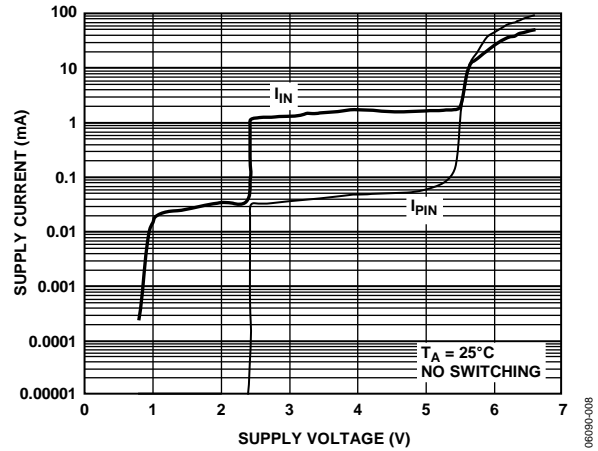


图9. 电源电流与电源电压的关系

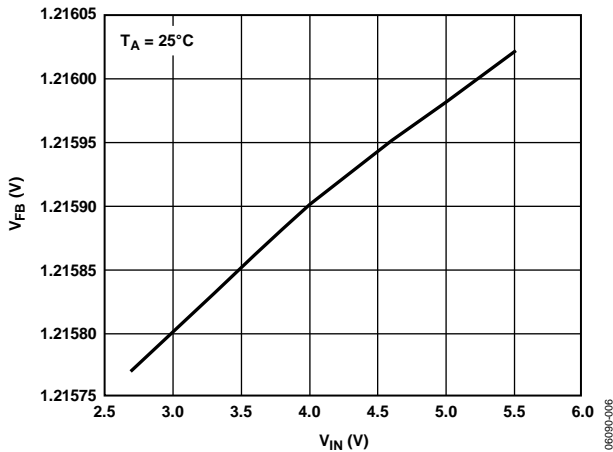


图7.  $V_{FB}$  与  $V_{IN}$  的关系

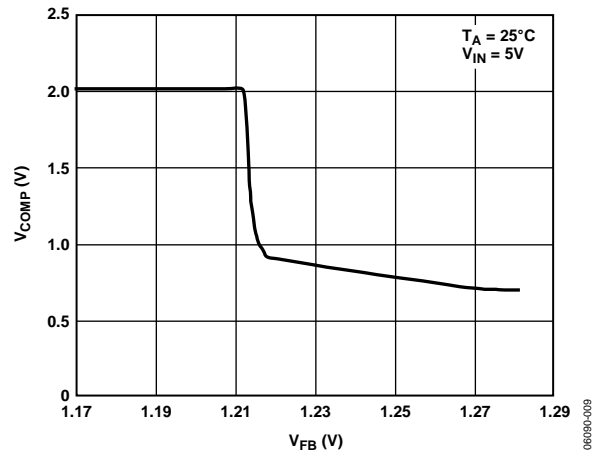


图10.  $V_{COMP}$  与  $V_{FB}$  的关系



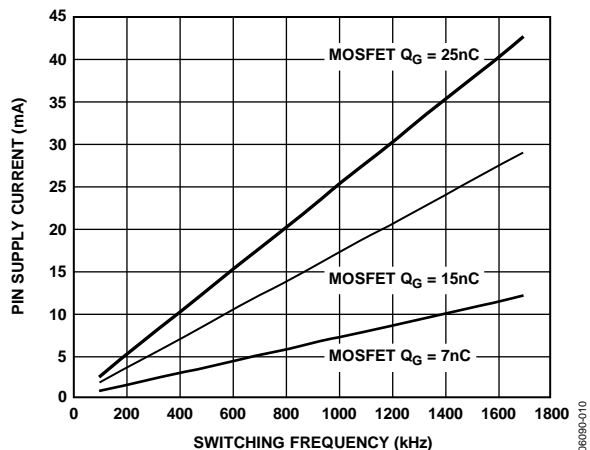


图11. PIN电源电流与开关频率的关系

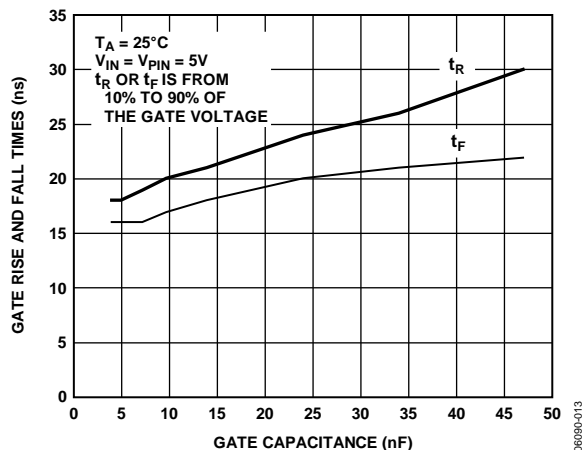


图14. GATE上升和下降与 $C_{GATE}$ 的关系

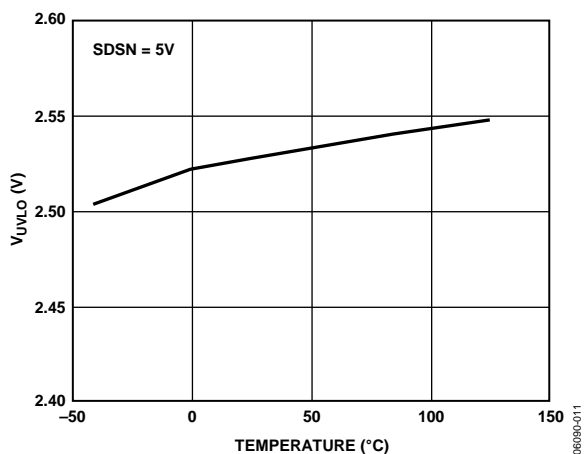


图12.  $V_{UVLO}$  阈值与温度的关系

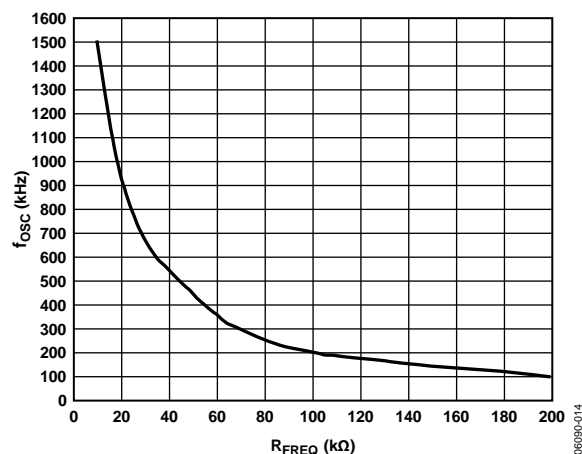


图15. 振荡器频率与电阻的关系

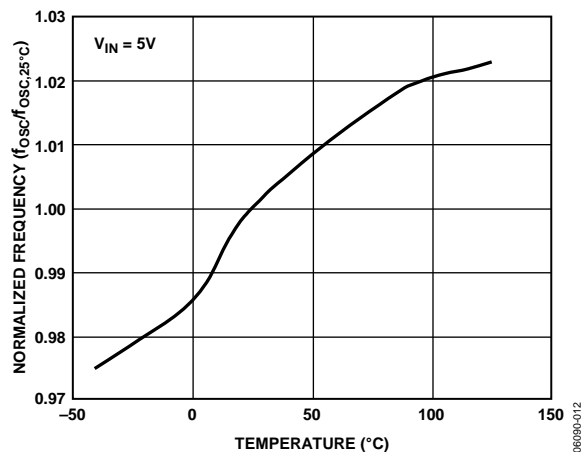


图13. 频率与温度的关系

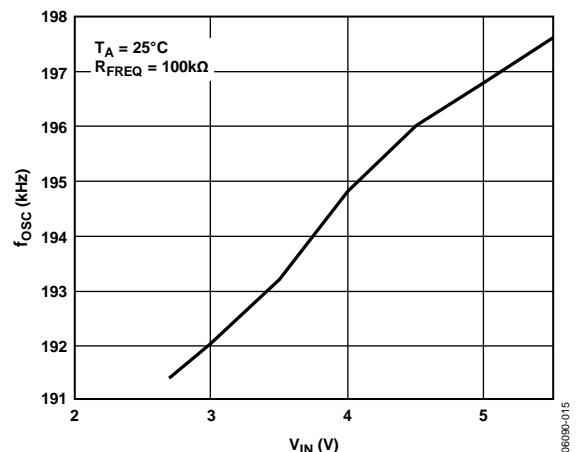


图16. 振荡器频率与 $V_{IN}$ 的关系

# ADP1621

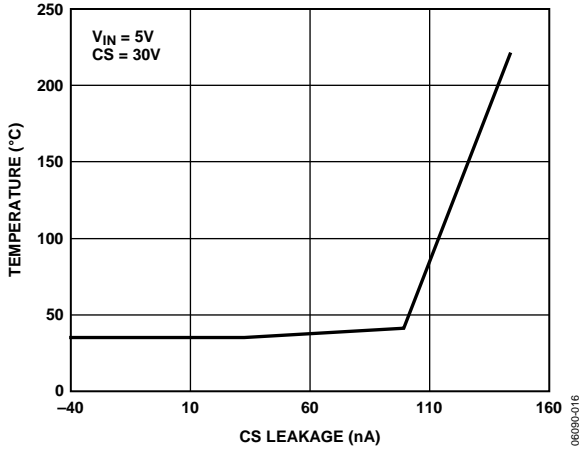


图17. 温度与CS漏电流的关系

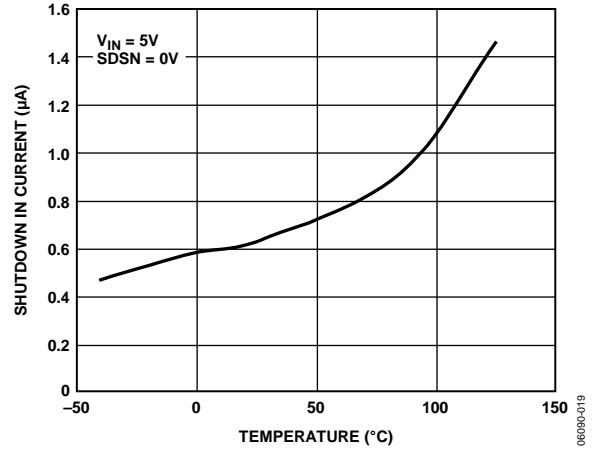


图20. 关断IN电流与温度的关系

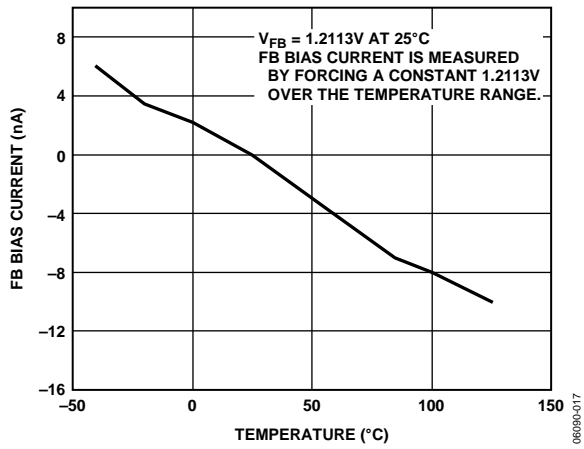


图18. FB偏置电流与温度的关系

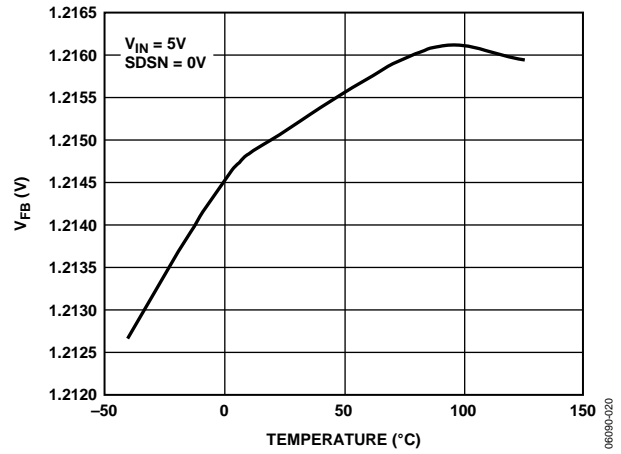


图21. 反馈电压与温度的关系

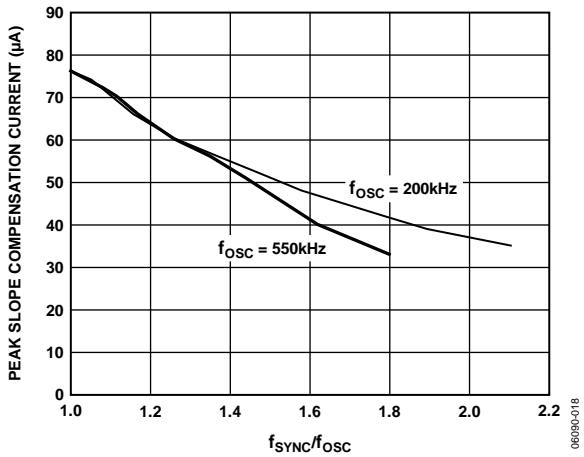


图19. 斜率补偿电流与 $f_{SYNC}/f_{OSC}$ 的关系

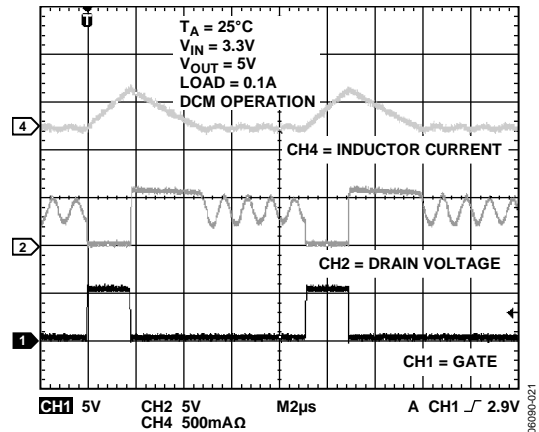


图22. DCM开关波形

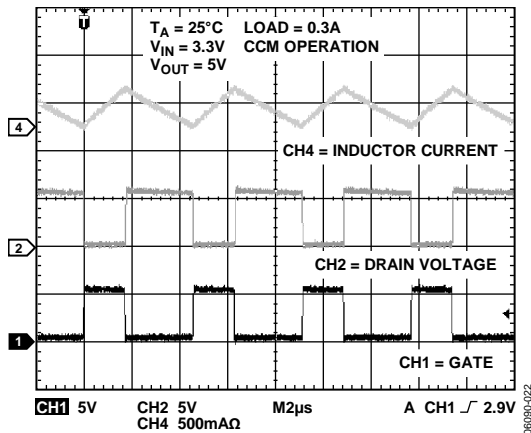


图23. CCM开关波形

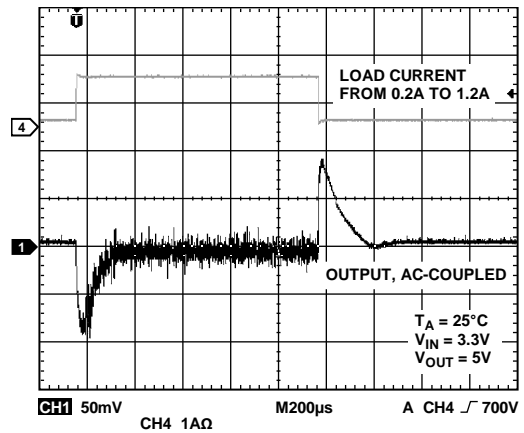


图26. 图1所示电路的负载瞬态响应

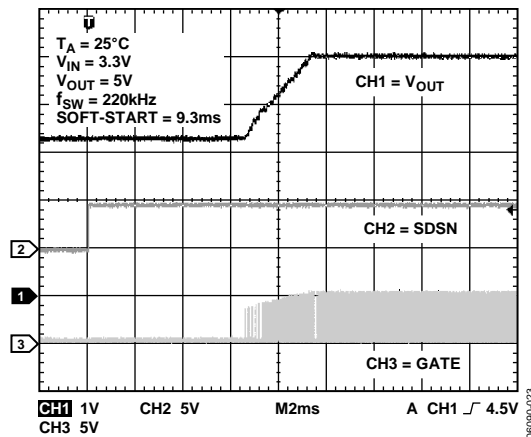


图24. 软启动波形

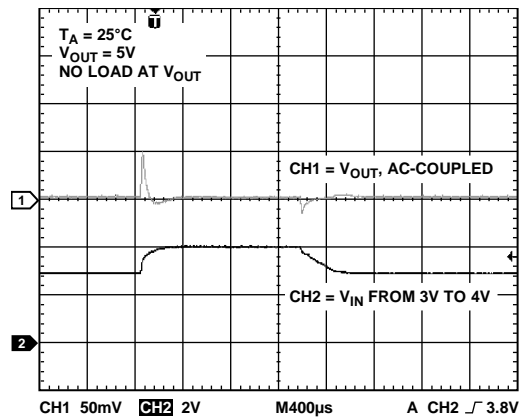


图27. 图1所示配置的线路瞬态响应 (空载)

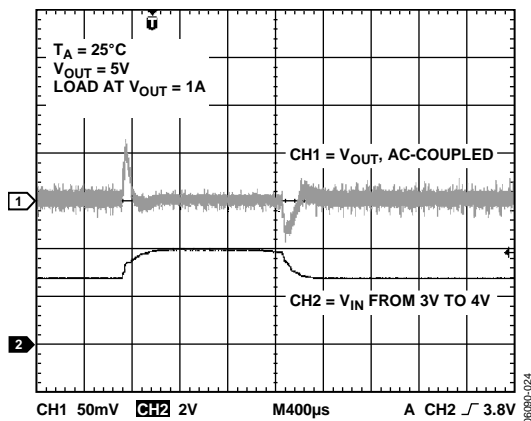


图25. 图1所示配置的线路瞬态响应 (1 A负载)

## 工作原理

ADP1621是一款固定频率、电流模式、升压DC/DC转换器控制器。它可驱动一个外部n沟道MOSFET，将输入电压升压为更高的输出电压。它可用于SEPIC、反激、升压、降压-升压、正激和其它转换器拓扑结构。它以固定开关频率工作；开关频率通过一个外部电阻在100 kHz至1.5 MHz范围内设置；将SDSN引脚连接到外部时钟，开关频率便可与该时钟同步。

ADP1621的输入电源电流在正常工作时小于3 mA，关断期间小于10  $\mu$ A。ADP1621可驱动较大的外部MOSFET，支持10 A以上的负载电流。

## 控制环路

ADP1621利用电流模式架构来调节输出电压。输出电压通过一个电阻分压器在FB引脚上监控。内部跨导误差放大器比较FB引脚的电压与内部1.215 V基准电压，以在COMP引脚上产生一个误差电流。COMP和GND之间连接的电阻电容补偿阻抗将该误差电流转换为误差电压。

开关周期开始时，MOSFET导通，电感电流上升。MOSFET电流由 $R_{CS}$ 或 $R_{DSON}$ 测量并转换为电压，加到稳定斜率补偿斜坡上。由此所得的电压之和经过电流检测放大器，产生电流检测电压。当电流检测电压大于COMP误差电压时，MOSFET关断，电感电流下降，直到内部时钟启动下一个开关周期。调整PWM调制器的占空比，为设定的输出电压提供所需的负载电流。由于输出电压通过COMP误差电压最终控制峰值电感电流，因此将该机制称为峰值电流模式控制。

在轻负载下，转换器也可工作在断续导通模式，通过跳脉冲调制维持输出电压调节。这两种工作模式将在“轻载工作”部分中详细讨论。注意：如果需要，在满负载下，转换器也可设计为以断续导通模式工作。

总之，ADP1621的电流模式调节系统可提供快速瞬态响应，同时保持稳定的输出电压。通过选择合适的电阻-电容网络(连接在COMP与GND之间)，可以优化稳压器的响应以适应各种不同的输入电压、输出电压和负载电流。

## 电流检测配置

ADP1621可检测MOSFET导通电阻上的电流，消除了会损耗在电流检测电阻中的功率，从而提高效率，并使外部元件数量减至最少。这种无损耗技术无需昂贵的电流检测电阻。在无损耗模式配置中，CS引脚的电压(或MOSFET漏极的开关节点电压)不得超过30 V(参见图28)。这种技术可最大程度地提高效率并降低成本。实际应用中，当 $V_{SW}$ 计算值接近30 V时，应当先构建电路板并测量实际 $V_{SW}$ ，然后再决定是否采用无损耗模式设计。由于二极管、输出电容和PCB走线的寄生电感， $V_{SW}$ 通常具有较窄的峰值，超过 $V_{SW}$ 的理论最大电压，即 $V_{OUT}$ 与二极管D1正向压降之和。如果实测峰值电压超过30 V，或者需要更精确的电流限制，可以将CS引脚与MOSFET源极处的外部电流检测电阻相连(图29)。最大功率输出受所选外部元件的限制。

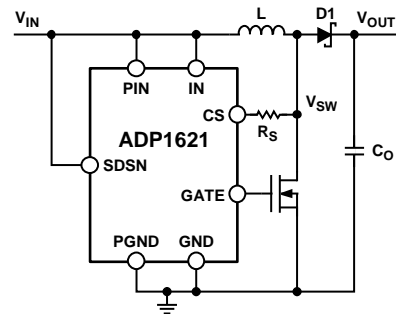


图28.  $V_{SW} < 30$  V时的CS引脚连接，无损耗模式  
(无需电流检测电阻)

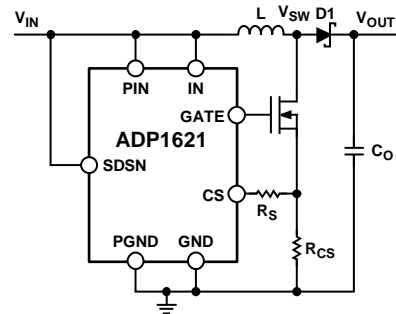


图29.  $V_{SW} > 30$  V时的CS引脚连接，使用电流检测电阻 $R_{CS}$ 的电阻检测模式

## 限流

由于ADP1621采用电流模式操作，限流功能是由COMP电压钳位实现的。关于如何确定电流限值的详细说明，参见“应用信息：升压转换器”部分的“限流”一节。

## 欠压闭锁

当IN电压低于欠压闭锁(UVLO)电压(典型值为2.5 V)时，IN引脚的内部UVLO电路会使GATE电压保持低电平。

## 关断

SDSN引脚被拉低或浮空大约50  $\mu$ s后，ADP1621进入关断状态。SDSN与GND之间连接有一个内部100 k $\Omega$ 电阻。

当结温达到约150°C时，ADP1621进入热关断状态，GATE电压被拉低。当结温降至约140°C以下，ADP1621执行软启动，恢复正常工作状态。

## 软启动

ADP1621内置一个软启动电路，它使FB调节电压在2048个时钟振荡器周期内分64步从0 V缓升到1.215 V。这种软启动斜坡使得输出电压能够缓慢上升到稳态输出电压，防止启动时出现输入浪涌电流。

## 内部分流调节器

IN和PIN引脚各有一个内部分流调节器，支持ADP1621在宽输入电压范围内工作。分流调节器将IN和PIN处的电压限制在约5.5 V，因此，无论输入和/或输出电压是多少，都能使用逻辑电平MOSFET。分流调节器电压在10 mA时可达5.7 V。图9显示了这些分流调节器的I-V特性。

内部电源从IN引脚获得，而MOSFET栅极驱动(GATE)电流来自电源输入PIN。由于这两个输入分离，PIN便可利用外部小信号NPN晶体管驱动，这样当输入电压高于5.5 V时，可以限制PIN分流调节器的功率损耗。示例参见图37。流入PIN和IN的最大电流分别不应超过35 mA和25 mA。

## 设置振荡器频率和同步频率

自由运行振荡器频率 $f_{OSC}$ 由FREQ和GND之间的电阻设置。100 k $\Omega$ 电阻设置的典型振荡器频率为200 kHz，65 k $\Omega$ 电阻设置325 kHz，32 k $\Omega$ 电阻设置600 kHz，10 k $\Omega$ 电阻设置1.5 MHz。图30显示了 $f_{OSC}$ 与 $R_{FREQ}$ 之间的典型关系。

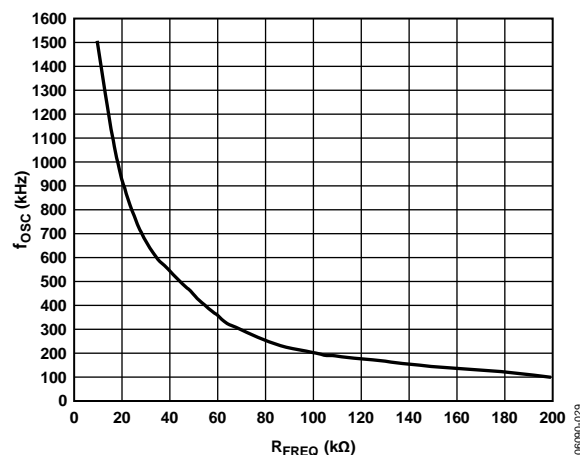


图30.  $f_{OSC}$ 与 $R_{FREQ}$ 的关系

用外部时钟信号驱动SDSN引脚时，开关频率可同步至该外部时钟。SDSN引脚有两个功能：关断控制和频率同步输入。如果SDSN输入在高低转换后的10  $\mu$ s内检测到低高转换，它将复位振荡器以与SDSN处的信号频率同步。ADP1621只能同步至高于自由振荡开关频率的频率。为确保正确同步，应将同步频率 $f_{SYNC}$ 设为自由振荡频率 $f_{OSC}$ 的1.2倍。开关频率 $f_{SW}$ 等于 $f_{SYNC}$ 。虽然开关频率可同步至最高1.8 MHz，但峰值斜率补偿电流在较高 $f_{SYNC}$ 下会降低。建议最大 $f_{SYNC}$ 小于 $f_{OSC}$ 的1.4倍。斜率补偿电阻 $R_s$ 应根据同步频率选择(参见“斜率补偿”一节)。为使SDSN检测到高电平输入，高电平状态必须至少保持100 ns。

## 应用信息：升压转换器

本部分对升压转换器进行分析，并提供关于元件选择的指南。典型升压转换器应用电路如图1所示。

### ADIsimPower设计工具

ADIsimPower设计工具集支持ADP1621。ADIsimPower是一个工具集合，可以根据特定设计目标产生完整的电源设计。利用这些工具，用户只需几分钟就能生成完整原理图和物料清单并计算性能。ADIsimPower可以考虑IC和所有真实外部元件的工作条件与限制，并针对成本、面积、效率和器件数量优化设计。欲了解有关ADIsimPower设计工具的更多信息，请访问[www.analog.com/ADIsimPower](http://www.analog.com/ADIsimPower)。该工具集可通过此网站获得，用户也可以通过该工具申请未填充的电路板。

### 占空比

为了确定最差情况下的电感电流纹波、输出电压纹波和斜率补偿系数，首先需要确定系统的占空比。连续导通模式(CCM)下的占空比通过下式计算：

$$D = \frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{OUT} + V_D} \quad (1)$$

其中， $V_{OUT}$ 是所需的输出电压， $V_{IN}$ 是输入电压， $V_D$ 是二极管的正向压降。典型肖特基二极管的正向压降为0.5 V。

GATE最小导通和关断时间分别决定最小和最大占空比。最小导通和关断时间典型值分别为180 ns和190 ns。最小和最大占空比由下式得出：

$$D_{MIN} = \frac{t_{ON,MIN}}{t_{SW}} = t_{ON,MIN} \times f_{SW} \quad (2)$$

$$D_{MAX} = 1 - \frac{t_{OFF,MIN}}{t_{SW}} = 1 - (t_{OFF,MIN} \times f_{SW}) \quad (3)$$

其中， $D_{MIN}$ 是最小占空比， $D_{MAX}$ 是最大占空比， $t_{ON,MIN}$ 是最小导通时间， $t_{OFF,MIN}$ 是最小关断时间， $t_{SW}$ 是开关周期， $f_{SW}$ 是开关频率。

注意，当转换器试图以低于 $D_{MIN}$ 的占空比工作时，会发生跳脉冲调制以维持输出电压调节(参见“轻载工作”部分)。

### 设置输出电压

输出电压通过连接在输出电压与FB输入之间的分压器设置。反馈电阻比例设置系统的输出电压。FB的调节电压为1.215 V。输出电压可通过下式计算(参见图1)：

$$V_{OUT} = 1.215 \text{ V} \times \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right) \quad (4)$$

流入FB的输入偏置电流典型值为25 nA，最大值为70 nA。当调节电压降低0.1%且偏置电流为70 nA时，R2必须小于18 k $\Omega$ ，因而分压器电流为68  $\mu$ A。选择R1的值以设置输出电压。R2使用较高的值时，由于FB引脚的输入偏置电流，输出电压精度会降低，而使用较低的值时，静态功耗会提高。

### 电感电流纹波

电感电流纹波峰峰值宜在平均电感电流的20%到40%之间。设计时，一个很好的起点是纹波电流峰峰值等于 $1/(1-D)$ 乘以最大负载电流的30%：

$$\Delta I_L = 0.3 \times \frac{I_{LOAD,MAX}}{1-D} \quad (5)$$

其中， $\Delta I_L$ 是电感纹波电流峰峰值， $I_{LOAD,MAX}$ 是应用要求的最大负载电流。

### 电感选择

电感值的选择很重要，因为它决定了电感纹波电流，相应地也决定了输出电压纹波。

平均电感电流 $I_{L,AVE}$ 计算公式如下：

$$I_{L,AVE} = \frac{I_{LOAD}}{1-D} \quad (6)$$

电感纹波电流峰峰值与电感值成反比：

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \times D}{f_{SW} \times L} \quad (7)$$

其中， $f_{SW}$ 为开关频率， $L$ 为电感值。

假设以连续导通模式(CCM)工作，电感峰值电流计算如下：

$$I_{L,PK} = \frac{I_{LOAD}}{1-D} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_{LOAD}}{1-D} + \frac{V_{IN} \times D}{2 \times f_{SW} \times L} \quad (8)$$

数值较小的电感通常尺寸较小，且较为便宜，但纹波电流会增加。较大的纹波电流还会提高电感磁芯的功率损耗。电感值太大会导致成本增加，而且可能影响负载瞬态响应，因为它会就降低斜率补偿的效果。

假设纹波电流为 $1/(1-D)$ 乘以最大负载电流的30%，则电感值的合理选择为：

$$L = \frac{V_{IN} \times D \times (1-D)}{0.3 \times f_{SW} \times I_{LOAD,MAX}} \quad (9)$$

从这个起点开始，改变电感以获得尺寸、成本和输出电压纹波的适当平衡，同时保持电感纹波电流介于 $1/(1-D)$ 乘以最大负载电流的20%到40%之间。注意，电感饱和电流必须大于电感峰值电流。一般建议使用磁屏蔽电感，不过其成本略高于无屏蔽电感。

另外，电感绕组电阻引起的损耗也会降低升压转换器的效率。此功率损耗计算如下：

$$P_{L,W} = \left( \frac{I_{LOAD}}{1-D} \right)^2 \times R_W \quad (10)$$

其中， $P_{L,W}$ 是电感绕组的功耗， $R_W$ 是绕组电阻。

### 输入电容选择

输入电容为电感纹波电流提供低阻抗路径。图1中的电容C1代表输入电容。所选输入电容在开关频率时的阻抗应低于电压源 $V_{IN}$ 的阻抗。

首选输入电容为10  $\mu$ F到100  $\mu$ F陶瓷电容，因为其等效串联电阻(ESR)和阻抗均很低。铝电解电容和铝聚合物电容也可用作输入电容。输入电容不需要非常靠近IN和PIN引脚。铝电解电容最便宜，一般具有高ESR值，而且ESR值在低于0°C的温度下会急剧提高。某些铝电解电容的ESR低于20 m $\Omega$ ，但其电容一般大于800  $\mu$ F。铝聚合物电容比铝电解电容更贵，但相同容值的铝聚合物电容一般要比陶瓷电容便宜。聚合物电容的ESR相对较低，某些型号低于10 m $\Omega$ 。

无论使用何种类型的电容，都应确保输入电容的纹波电流额定值 $I_{CIN,RMS}$ 大于

$$I_{CIN,RMS} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{\Delta I_L}{2} \quad (11)$$

其中， $\Delta I_L$ 为电感纹波电流峰峰值。

除输入电容外，还需要输入旁路电容。旁路电容的作用是对ADP1621的输入电压进行局部滤波，使输入电压在开关转换过程中保持稳定的值。旁路电容通常是0.1  $\mu$ F或更大的陶瓷电容，应尽量靠近ADP1621的IN和PIN引脚放置。图1中的电容C3和C4代表旁路电容。

### 输出电容选择

当外部MOSFET导通时，输出电容保持输出电压稳定并向负载提供电流。

输出电容的值和特性对转换器的输出电压纹波和稳定性有很大影响。输出电压纹波峰峰值 $\Delta V_{OUT}$ 可通过下式近似计算：

$$\Delta V_{OUT} \approx \left( \frac{I_{LOAD}}{1-D} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \times \sqrt{\left( \frac{1}{2\pi \times f_{SW} \times C_{OUT}} \right)^2 + ESR^2 + (2\pi \times f_{SW} \times ESL)^2} \quad (12)$$

其中， $\Delta I_L$ 是电感纹波电流峰峰值， $f_{SW}$ 是开关频率， $C_{OUT}$ 是输出电容， $ESR$ 是 $C_{OUT}$ 的有效ESR， $ESL$ 是 $C_{OUT}$ 的等效串联电感。

由于输出电容通常大于40  $\mu$ F，因此ESR是输出电容阻抗和输出电压纹波的主要影响因素。优先使用低ESR的陶瓷电介质电容，但也可使用铝电解电容、钽电容、OS-CON™电容(Sanyo出品)和铝聚合物电容。在较高开关频率时，输出电容的ESL也可能是决定输出电压纹波的一个因素。可以并联多个电容以降低有效ESR和ESL。注意，随着温度和偏置电压提高，给定电容的容值通常会降低。欲确定电容在某些条件下的实际容值，请查阅电容制造厂商的数据手册。

确保输出电容纹波电流额定值 $I_{COUT,RMS}$ 大于

$$I_{COUT,RMS} = I_{LOAD} \times \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad (13)$$

### 二极管选择

当MOSFET断开时，二极管将电感电流导向输出电容和负载。二极管平均电流等于负载电流：

$$I_{DIODE,AVE} = I_{LOAD} \quad (14)$$

连续导通模式下的二极管均方根电流由下式得出：

$$I_{DIODE,RMS} = \frac{I_{LOAD}}{1-D} \times \sqrt{1-D} \quad (15)$$

其中 $D$ 为占空比。

二极管的功耗为：

$$P_{DIODE} = V_D \times I_{LOAD} \quad (16)$$

其中 $V_D$ 为二极管正向压降。



总功耗决定二极管结温，如下式所示：

$$T_{J,DIODE} = T_A + P_{DIODE} \times \theta_{JA} \quad (17)$$

其中， $T_{J,DIODE}$ 是结温， $T_A$ 是环境温度， $\theta_{JA}$ 是二极管封装的结至环境热阻。在给定功耗水平下，二极管结温不得超过其最大额定值。

为提高效率，建议使用肖特基二极管。肖特基二极管的低正向压降可降低MOSFET关断期间的功率损耗，高开关速度可降低MOSFET转换期间的开关损耗。然而，对于高压、高温应用，肖特基整流器的反向漏电流可能较大，导致效率降低，因此应使用超快速恢复结二极管。

确保二极管能够处理平均输出负载电流。许多二极管制造商规定，二极管的电流处理能力随着占空比的提高而递减。应验证在最小占空比下，二极管能够处理平均输出负载电流。另外，还应确保电感峰值电流小于二极管最大额定电流。

## MOSFET选择

导通时，外部n沟道MOSFET支持将能量储存在电感的磁场中。当MOSFET关断时，此能量输送至负载以提升输出电压。

外部功率MOSFET的选择直接影响升压转换器的性能。应根据以下条件选择MOSFET：阈值电压( $V_T$ )、导通电阻( $R_{DS(ON)}$ )、最大电压和电流额定值以及栅极电荷。

ADP1621的最小工作电压为2.9 V。所选MOSFET的 $V_T$ 应比应用所用的PIN输入最小电源电压低至少0.3 V。确保MOSFET的 $V_{GS}$ 最大额定值至少比PIN上施加的最大电压大数伏。确保MOSFET的 $V_{DS}$ 最大额定值至少比最大 $V_{OUT}$ 大5 V到10 V。由于寄生效应，MOSFET可能要受超过 $V_{OUT}$ 与二极管正向压降之和的电压尖峰影响。

连续导通模式下MOSFET中的均方根电流可依据下式估算：

$$I_{MOSFET,RMS} = \frac{I_{LOAD}}{1-D} \times \sqrt{D} \quad (18)$$

其中 $D$ 为占空比。考虑到电感纹波和二极管正向压降的变化，MOSFET电流应减额至少20%。

因此，MOSFET导通引起的功耗为：

$$P_C = \left( \frac{I_{LOAD}}{1-D} \right)^2 \times D \times R_{DS(ON)} \times (1+K) \quad (19)$$

其中， $P_C$ 是传导功率损耗， $R_{DS(ON)}$ 是MOSFET导通电阻。变量 $K$ 是一个系数，代表 $R_{DS(ON)}$ 随温度提高而增加的幅度：

$$K = 0.005/^\circ\text{C} \times (T_{J,MOSFET} - 25^\circ\text{C}) \quad (20)$$

其中， $T_{J,MOSFET}$ 为MOSFET结温。注意，可以将多个n沟道MOSFET并联以降低有效 $R_{DS(ON)}$ 。

开关转换损耗引起的功耗可近似计算如下：

$$P_{SW} = \frac{(V_{OUT} + V_D) \times \frac{I_{LOAD}}{1-D} \times (t_R + t_F) \times f_{SW}}{2} \quad (21)$$

其中， $P_{SW}$ 是开关功率损耗， $t_R$ 是MOSFET上升时间， $t_F$ 是MOSFET下降时间。MOSFET上升和下降时间与栅极驱动电路和应用所用的MOSFET都有关系。

MOSFET的总功耗等于传导损耗与转换损耗之和：

$$P_{MOSFET} = P_C + P_{SW} \quad (22)$$

其中， $P_{MOSFET}$ 为MOSFET的总功耗。确保最大功耗显著低于MOSFET的最大功率额定值。

总功耗还决定MOSFET结温，如下式所示：

$$T_{J,MOSFET} = T_A + P_{MOSFET} \times \theta_{JA} \quad (23)$$

其中， $T_{J,MOSFET}$ 是结温， $T_A$ 是环境温度， $\theta_{JA}$ 是MOSFET封装的结至环境热阻。在给定功耗水平下，MOSFET结温不得超过其最大额定值。

如果不使用无损电流检测方法，则外部电流检测电阻 $R_{CS}$ 也会引起功耗。由于传导损耗，外部电阻的功耗 $P_{CS}$ 计算公式为：

$$P_{CS} = \left( \frac{I_{LOAD}}{1-D} \right)^2 \times D \times R_{CS} \quad (24)$$

## 环路补偿

ADP1621利用外部元件补偿稳压器环路，支持针对具体应用优化环路的动态特性。

升压转换器会在调节反馈环路中产生不良的右半平面(RHP)零点，因而需要补偿稳压器，使得交越频率远低于RHP零点的频率。RHP零点的位置由下式确定：



$$f_{Z,RHP} = (1-D)^2 \times \frac{R_{LOAD}}{2\pi \times L} \quad (25)$$

其中,  $f_{Z,RHP}$  为RHP零点频率,  $R_{LOAD}$  为等效负载电阻, 即输出电压除以负载电流。

为使稳压器保持稳定, 应确保稳压器的交越频率低于或等于RHP零点频率的五分之一, 并且小于或等于开关频率的十五分之一。初始设计中, 交越频率 $f_C$ 应选择以下两个值中较低的值:

$$f_C = \frac{f_{SW}}{15} \quad (26)$$

以及

$$f_C = \frac{f_{Z,RHP}}{5} \quad (27)$$

其中,  $f_C$  为交越频率,  $f_{SW}$  为开关频率。

稳压器环路增益为

$$A_{VL} = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times (1-D) \times g_m \times |Z_{COMP}| \times \frac{1}{n \times R_{CS}} \times |Z_{OUT}| \quad (28)$$

其中,  $A_{VL}$  为环路增益,  $V_{FB}$  为反馈调节电压(典型值1.215V),  $V_{OUT}$  为调节输出电压,  $D$  为占空比,  $g_m$  为误差放大器跨导增益(典型值300 $\mu$ S),  $Z_{COMP}$  为从COMP到GND的RC网络阻抗,  $n$  为电流检测放大器增益(典型值9.5),  $R_{CS}$  为电流检测电阻,  $Z_{OUT}$  为负载和输出电容的阻抗。对于无损耗电流检测(如图28所示),  $R_{CS}$  等于外部功率MOSFET的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 。否则,  $R_{CS}$  表示外部电流检测电阻, 如图29所示。

为确定交越频率, 必须注意: 在交越频率时, 补偿阻抗 $Z_{COMP}$  以电阻 $R_{COMP}$  为主, 输出阻抗 $Z_{OUT}$  以输出电容 $C_{OUT}$  的阻抗为主。求解交越频率时, 公式可简化为:

$$|A_{VL}| = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times (1-D) \times g_m \times R_{COMP} \times \frac{1}{n \times R_{CS}} \times \frac{1}{2\pi \times f_C \times C_{OUT}} = 1 \quad (29)$$

其中,  $f_C$  为交越频率,  $R_{COMP}$  为补偿电阻,  $C_{OUT}$  为输出电容。

求解 $R_{COMP}$  得到:

$$R_{COMP} = \frac{2\pi \times f_C \times C_{OUT} \times n \times R_{CS} \times V_{OUT}}{V_{FB} \times (1-D) \times g_m} \quad (30)$$

补偿电阻 $R_{COMP}$  已知后, 将该电阻和补偿电容 $C_{COMP}$  形成的零点设置为交越频率的四分之一, 或者

$$C_{COMP} = \frac{2}{\pi \times f_C \times R_{COMP}} \quad (31)$$

电容 $C_2$  用来消除输出电容的ESR所引入的零点。因此,  $C_2$  应设置为(见图31):

$$C_2 = \frac{ESR \times C_{OUT}}{R_{COMP}} \quad (32)$$

其中,  $ESR$  表示 $C_{OUT}$  的ESR。

对于低ESR输出电容, 如陶瓷电容,  $C_2$  很小, 一般在10 pF到400 pF范围内。由于PCB布局布线的寄生电感、电阻和电容,  $R_{COMP}$ 、 $C_{COMP}$  和 $C_2$  值可能需要根据ADP1621的负载瞬态响应进行调整, 以使系统稳定工作, 实现最佳瞬态性能。对于大多数应用,  $R_{COMP}$  应在5 k $\Omega$ 至100 k $\Omega$ 范围内,  $C_{COMP}$  应在100 pF至30 nF范围内。

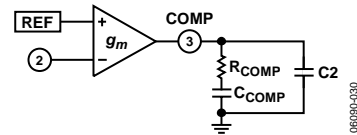


图31. 补偿元件

## 斜率补偿

ADP1621内置一个可调斜率补偿的电路。当以连续导通模式工作且开关占空比大于50%时, 电流模式稳压器需要通过斜率补偿来稳定电流控制环路。

斜率补偿的实现方法是在内部从CS电流检测引脚流出一个斜坡电流。将一个电阻放在CS引脚和电流检测器件(无损耗电流检测情况下是外部MOSFET的漏极, 使用电流检测电阻情况下是MOSFET的源极)之间, 该电阻上就会产生一个与斜率补偿电流成比例的电压。

为确保电流模式控制环路的稳定性, 所用补偿电压斜率应等于或大于电流检测到电感电流下降斜率的一半, 也就是如下式所示:

$$2 \times R_S \times \frac{I_{SC,PK} \times f_{SW}}{1 - t_{OFF,MIN} \times f_{SW}} > R_{CS} \times \frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{L} \quad (33)$$

其中,  $R_S$  为斜率补偿电阻,  $I_{SC,PK}$  为峰值斜率补偿电流,  $f_{SW}$  为开关频率,  $R_{CS}$  为电流检测电阻,  $V_{OUT}$  为调节输出电压,  $V_D$  为二极管正向压降,  $V_{IN}$  为输入电压,  $t_{OFF,MIN}$  为最小断开时间,  $L$  为功率级电感。对于无损耗电流检测,  $R_{CS}$  等于外部功率MOSFET的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 。否则,  $R_{CS}$  表示外部电流检测电阻。

# ADP1621

求解 $R_S$ 得到斜率补偿准则:

$$R_S > \frac{R_{CS} \times (V_{OUT} + V_D - V_{IN}) \times (1 - t_{OFF,MIN} \times f_{SW})}{2 \times I_{SC,PK} \times f_{SW} \times L} \quad (34)$$

注意, 以上不等式与ADP1621参数和片外元件均有关系, 这些值随器件和温度不同而异。所选的 $R_S$ 应确保电流环路在所有可能的波动下都能稳定工作。

考虑到参数波动后,  $R_S$ 应使用尽可能接近计算限值的值, 因为过度斜率补偿会减损电流模式控制的好处, 提高限流的“软弱性”(如“限流”部分所述)。对于典型值70  $\mu$ A的峰值斜率补偿电流,  $R_S$ 不应超过1.6 k $\Omega$ , 因为CS引脚的电压通常钳位于116 mV。还建议 $R_S$ 大于20  $\Omega$ 。如果 $R_S$ 计算值大于1.6 k $\Omega$ , 可调整公式34中的参数, 例如 $R_{CS}$ 、 $f_{SW}$ 和L, 使得 $R_S$ 小于1.6 k $\Omega$ 。

总之,  $R_S$ 的值应在如下范围内:  $20 \Omega \leq R_S \leq 1.6 \text{ k}\Omega$ 。

## 限流

ADP1621的限流功能限制电感峰值电流, 这是通过COMP电压钳位实现的。电感峰值电流 $I_{L,PK}$ 计算公式为:

$$I_{L,PK} = \frac{\frac{V_{COMP,CLAMP} - V_{COMP,ZCT}}{n} - \frac{I_{SC,PK} \times R_S \times D}{1 - t_{OFF,MIN} \times f_{SW}}}{R_{CS}} \quad (35)$$

其中,  $V_{COMP,CLAMP}$ 为COMP钳位电压(典型值2.0 V),  $V_{COMP,ZCT}$ 为COMP零电流阈值(典型值1.0 V),  $n$ 为电流检测放大器增益(典型值9.5),  $I_{SC,PK}$ 为峰值斜率补偿电流(典型值70  $\mu$ A),  $R_S$ 为斜率补偿电阻,  $D$ 为占空比,  $f_{SW}$ 为开关频率,  $t_{OFF,MIN}$ 为最短关断时间(典型值190 ns),  $R_{CS}$ 为电流检测电阻。对于无损电流检测,  $R_{CS}$ 等于外部功率MOSFET的导通电阻 $R_{DSON}$ 。否则,  $R_{CS}$ 表示外部电流检测电阻。

ADP1621的限流是“软”限流。当电感电流达到公式35给出的 $I_{L,PK}$ 限值时, 占空比降低, 输出电压降至所需电压以下。然后, 响应较小的占空比 $D$ , 公式35中的 $I_{L,PK}$ 限值提高。对于 $D$ 的递增性降低, 斜率补偿电阻 $R_S$ 越大, 其对 $I_{L,PK}$ 的影响也越大。ADP1621“软”限流的原因正在于此。 $R_S$ 的值应尽可能接近由公式34计所得出的限值。如果需要高精度限流, 可考虑插入一根与电感并联的保险丝。

另外还应注意, 电流限值与ADP1621参数和片外元件均有关系, 这些值随器件和温度不同而异。如果采用无损耗电

流检测, 应考虑到MOSFET导通电阻通常会随着结温提高而提高。

电感峰值电流限值还会限制给定输出电压下的最大负载电流。最大负载电流(假设以CCM模式工作)由下式给出:

$$I_{LOAD,MAX} = (1 - D) \times \left( \frac{\frac{V_{COMP,CLAMP} - V_{COMP,ZCT}}{n} - \frac{I_{SC,PK} \times R_S \times D}{1 - t_{OFF,MIN} \times f_{SW}} - \frac{V_{IN} \times D}{2 \times f_{SW} \times L}}{R_{CS}} \right) \quad (36)$$

如果负载电流超过 $I_{LOAD,MAX}$ , 输出电压就会降至所需电压以下。

## 轻载工作

### 断续导通模式

在轻负载下, 电感平均电流很小; 根据转换器设计, 在MOSFET关断期间, 电感瞬时电流可能达到0。这种工作模式称为断续导通模式。升压转换器进入断续导通模式的条件为:

$$I_{LOAD} < \frac{V_{IN} \times D \times (1 - D)}{2 \times L \times f_{SW}} \quad (37)$$

在工作周期中, 当电感瞬时电流达到0时, 电感不再是电流源, MOSFET漏极电压和电感电流的波形中可能会观察到振荡。振荡频率为电感和从SW节点到GND的总电容的谐振频率; 该总电容包括MOSFET和二极管的电容以及PCB的寄生电容。虽然给系统增加阻性元件(如缓冲器)可进一步抑制谐振, 但它也会降低稳压器的效率。

### 跳脉冲调制

在空载或极轻负载下, ADP1621提供了电路来改善转换器效率并使功耗最低。在负载足够轻的情况下, COMP电压可能会降至 $V_{COMP,ZCT}$ (典型值1.0 V)以下, 此时MOSFET关断, 直至FB电压降至1.215 V以下。然后, 误差放大器使COMP电压提高, 当COMP电压升至 $V_{COMP,ZCT}$ 电压以上时, 转换器恢复切换。在MOSFET关断期间, 输出电容向负载提供电流。

在轻负载下, COMP电压徘徊在1.0 V左右, 短时间切换后, MOSFET长时间关断。这种跳脉冲调制工作方式可减少开关周期数, 降低栅极驱动电流和开关转换功率损耗, 从而提高转换器效率。

考虑到ADP1621的最短导通时间，跳脉冲调制也是在轻负载下维持输出电压调节的一个要求。在跳脉冲调制的短期间开关期间，MOSFET每个周期导通的时间为最短导通时

间，以在电感中存储恰好足以对输出电容充电的能量。在MOSFET关断的长时间中，无电流流过电感，轻载电流由输出电容提供。

## 推荐元件制造商

表5.

供应商	元件
AVX Corporation	电容
Central Semiconductor Corp.	二极管
Coilcraft, Inc.	电感
Diodes, Inc.	二极管
International Rectifier	二极管、MOSFET
Murata Manufacturing Co., Ltd.	电容、电感
ON Semiconductor	二极管、MOSFET
Rubycon Corporation	电容
Sanyo	电容
Sumida	电感
Taiyo Yuden, Inc.	电容、电感
Toko America, Inc.	电感
United Chemi-Con, Inc.	电容
Vishay Siliconix	二极管、MOSFET、电阻、电容

## 布局考量

布局布线对所有开关稳压器都很重要，对高开关频率的稳压器尤其重要。为了实现较高的效率、良好的调节性能和出色的稳定性，印刷电路板布局布线必须设计合理。图32给出了图33所示标准升压转换器电路的PCB布局示例。

在设计印刷电路板时请遵循以下原则：

- 0.1  $\mu\text{F}$  或更高的低ESR旁路输入电容应靠近IN/PIN和GND。
- 从输入电容C1通过电感L1和MOSFET M1到PGND的高电流路径应尽量短。
- 从输入电容C1通过电感L1、二极管D1和输出电容C<sub>OUT</sub>到PGND的高电流路径应尽量短。C<sub>OUT</sub>应尽量靠近PGND以降低接地反弹。
- 高电流走线应尽量短和宽，使寄生串联电感(会引起峰化和电磁干扰EMI)最小。
- 为使开关噪声最小，功率MOSFET的漏极应非常靠近电感，源极(或检测电阻的底端)应直接连到电源GND层。MOSFET的漏极和源极上应使用宽铜走线，使寄生电感和电阻最小。寄生电感在开关转换期间可能引起过大振荡，寄生电阻会降低转换器效率。确保所选的MOSFET能够处理应用电路的总功率损耗(传导损耗加转换损耗)。

- 避免高阻抗走线靠近连接到开关节点(MOSFET漏极)的任何节点或靠近电感L1，以防止辐射开关噪声注入。
- 在MOSFET漏极与二极管阳极的连接处增加一个铜层，以帮助消散这些元件的损耗所产生的热量。
- PCB使用一个中心接地节点，避免接地环路。如果这不可行，应让电流较高的电源地在物理上更靠近PCB接地端子。模拟低电流地应离PCB接地端子稍远。
- GATE引脚与MOSFET栅极之间的PCB走线应尽量短。此PCB走线的寄生电感可能会在MOSFET栅极和漏极处以及稳压器输出中引起过大的电压振荡。建议为每英寸PCB走线添加5  $\Omega$  电阻，这将有助于降低漏极和输出的过冲与振荡。然而，增加的电阻会使MOSFET上升和下降时间延长，导致MOSFET的开关损耗提高。
- 反馈电阻尽可能靠近FB引脚，防止高频开关噪声注入。
- 上反馈电阻R1的顶端应尽可能靠近C<sub>OUT</sub>的顶端，以便优化输出电压检测。
- 如果MOSFET源极与PGND之间连有电流检测电阻，应确保从CS到PGND的电容尽量小。
- 使补偿器件尽量靠近COMP。

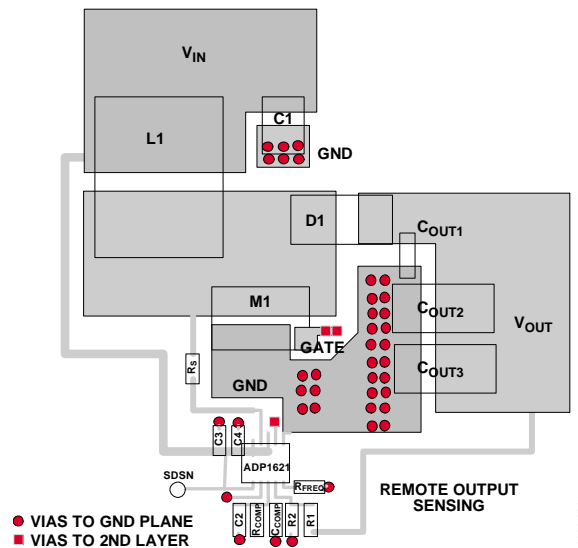


图32. 图33所示电路的PCB布局(2层PCB)

## 效率考量

DC/DC转换器的效率 $\eta$ 计算公式为：

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \times 100\% \quad (38)$$

其中， $P_{OUT}$ 是转换器的输出功率， $P_{IN}$ 是输入功率。虽然开关稳压器是理想的无损耗功率转换器，当稳压器元件的非理想特性会降低稳压器的效率。

稳压器中的主要功耗源包括：

- 传导和开关损耗引起的外部功率MOSFET功耗：

$$P_{MOSFET} = P_C + P_{SW} \quad (39)$$

$$= \left[ \left( \frac{I_{LOAD}}{1-D} \right) \times D \times R_{DS(ON)} \times (1+K) \right] + \left[ \frac{(V_{OUT} + V_D) \times \frac{I_{LOAD}}{1-D} \times (t_R + t_F) \times f_{SW}}{2} \right]$$

- 如果不使用无损耗电流检测方法，外部电流检测电阻也会引起功耗：

$$P_{CS} = \left( \frac{I_{LOAD}}{1-D} \right)^2 \times D \times R_{CS} \quad (40)$$

- 外部二极管的功耗：

$$P_{DIODE} = V_D \times I_{LOAD} \quad (41)$$

- 功率级电感的绕组电阻的功耗：

$$P_{L,W} = \left( \frac{I_{LOAD}}{1-D} \right)^2 \times R_W \quad (42)$$

- ADP1621 IC的电源电流，包括静态电流和栅极驱动器充电电流。栅极充电损耗引起的功耗可近似计算如下：

$$P_G = V_{PIN} \times Q_G \times f_{SW} \quad (43)$$

其中， $P_G$ 为栅极充电功率损耗， $V_{PIN}$ 为PIN引脚电压， $Q_G$ 为MOSFET总栅极电荷， $f_{SW}$ 为转换器开关频率。因此，IC本身的总功耗为：

$$P_{IC} = P_G + (V_{IN} \times I_Q) \quad (44)$$

$$= (V_{PIN} \times Q_G \times f_{SW}) + (V_{IN} \times I_Q)$$

其中， $P_{IC}$ 为IC的总功耗， $I_Q$ 为静态电流， $V_{IN}$ 为IN引脚电压。

稳压器中的次要功耗源包括：

- 输入和输出电容的ESR的功耗。
- 迟滞和涡电流引起的电感磁芯损耗。

## 应用电路示例

### 标准升压转换器—设计示例

本例将ADP1621配置为标准升压转换器，如图33所示，采用无损耗电流检测方法。设计参数为： $V_{IN} = 3.3\text{ V}$ ， $V_{OUT} = 5\text{ V}$ ，最大负载电流为1 A。

开始设计时，选择600 kHz的开关频率(将 $R_{FREQ}$ 设置为32 k $\Omega$ ，见图30)，以便可以使用小电感和小输出电容。占空比由公式1得出为0.4，肖特基二极管的正向压降为0.5 V。反馈电阻由公式4算出， $R_1 = 35.7\text{ k}\Omega$ ， $R_2 = 11.5\text{ k}\Omega$ 。

假设电感纹波为 $1/(1-D)$ 乘以最大负载电流的30%，则依据公式9，电感大小计算结果为约4.4  $\mu\text{H}$ 。因此，选择小型磁屏蔽4.7  $\mu\text{H}$  Toko FDV0630-4R7M电感。陶瓷电容的ESR非常低(几毫欧)，因此输入电容选择47  $\mu\text{F}/6.3\text{ V}$  Murata GRM31CR60J476M陶瓷电容。对于给定 $C_{OUT}$ 、ESR和ESL，输出电压纹波可通过求解公式12得出。选择输出电压纹波等于输出电压的1%时，根据公式12，要求的最小 $C_{OUT}$ 为100  $\mu\text{F}$ ，最大ESR为25 m $\Omega$ 。通过选择更大的 $C_{OUT}$ 和ESR，电容和ESR的其它组合也是可行的。本例选择一个小型1  $\mu\text{F}$ 陶瓷电容和两个150  $\mu\text{F}$  Sanyo POSCAP™电容。低ESR陶瓷电容有助于抑制输出端的高频过冲。POSCAP具有低ESR和高电容，而封装相对较小。也可以使用陶瓷电容。一般而言，陶瓷电容越大越昂贵。

下一步是选择肖特基二极管。利用公式14和15，算出二极管平均电流和均方根电流分别为1.0 A和1.3 A。Vishay SSA33L肖特基二极管满足电流和散热要求，可谓出色的选择。

功率MOSFET必须根据阈值电压( $V_T$ )、导通电阻( $R_{DS(ON)}$ )、最大电压和电流额定值以及栅极电荷进行选择。流经MOSFET的均方根电流由公式18得出为1.1 A。Vishay Si7882DP是一款20 V n沟道功率MOSFET，满足电流和散热要求。它采用PowerPAK®封装， $R_{DS(ON)}$ 和栅极电荷均很低。在 $V_{GS} = 2.5\text{ V}$ 时，导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 为8 m $\Omega$ 。

根据公式30和31，环路补偿元件分别选择为： $R_{COMP} = 9.1\text{ k}\Omega$ ， $C_{COMP} = 1.7\text{ nF}$ 。还要添加一个滚降电容 $C_2 = 120\text{ pF}$ 。斜率补偿电阻依据公式34设置为 $R_s = 80\text{ }\Omega$ 。

最后，在已选择上述元件的情况下，限流电路设置电感峰值电流依据公式35得出： $I_{L,PK} = 12\text{ A}$ 。因此，最大负载电流(假设以CCM模式工作)由公式36得出为 $I_{LOAD,MAX} = 8\text{ A}$ ，高于本设计示例的负载电流要求1.0 A，电路很安全。注意，电流限值与 $R_{CS}$ 关系密切，而后者会随器件和温度不同而异。此外， $R_{CS}$ 可利用外部电流检测电阻或MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 实现。如果需要精确限流，必须考虑公式35和36中 $R_{CS}$ 及其它参数的波动。由于PCB走线的寄生电阻，实际电路板上可能需要调整 $R_s$ 以实现所需的限流。务必记住， $R_s$ 必须低于1.6 k $\Omega$ 。使用不同 $R_{DS(ON)}$ 的MOSFET或调整 $R_{CS}$ 也可将电流限值设置为所需的水平。

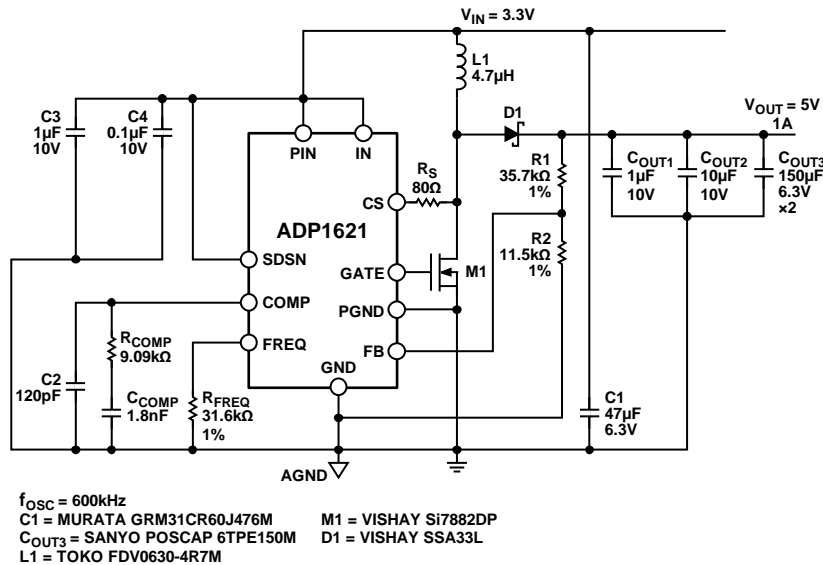


图33. 典型升压转换器应用电路



## 自举升压转换器

ADP1621的输入端可由升压转换器输出电压驱动，以改善低输入电压情况的效率。对于低输入电压，自举操作可以提高可用栅极驱动电压，从而降低MOSFET导通电阻，进而改善重负载下的效率。然而，由于内部电路是由IN驱动，所以ADP1621静态电流和输入提供的栅极驱动电流会因为升压比和转换效率损耗而提高。

图1所示电路即为自举升压转换器，其中 $V_{IN} = 3.3\text{ V}$ ， $V_{OUT} = 5\text{ V}$ 。为确保电路能够启动，应让输入电压减去二极管正向电压之差大于UVLO电压和MOSFET栅极阈值电压。本例中，MOSFET的栅极阈值电压为 $2.5\text{ V}$ 。图1所示稳压器与图33所示的无自举标准升压转换器非常相似。两个电路使用相同的MOSFET和电感，输入和输出条件也相同，因此补偿元件保持不变。

图34显示了一个输出电压大于 $5.5\text{ V}$ 的自举应用电路。本例中，输出为 $12\text{ V}$ 。注意， $V_{OUT}$ 与IN/PIN引脚之间放置了一个 $700\ \Omega$ 的电阻R3，用以限制输入电流，因为IN和PIN引脚被调节到 $5.5\text{ V}$ 。 $V_{IN}$ 与IN/PIN引脚之间放置了一个二极管D2，用以提供ADP1621启动所需的静态电流。一旦ADP1621启

动且输出电压达到 $12\text{ V}$ ，静态电流就会停止流过D2，转而由输出提供。注意，PIN引脚的动态电源电流会随着开关频率提高而提高，因为开关频率越高，需要的栅极驱动越多。因此，必须适当地设置R3。PIN电源电流可近似计算为：

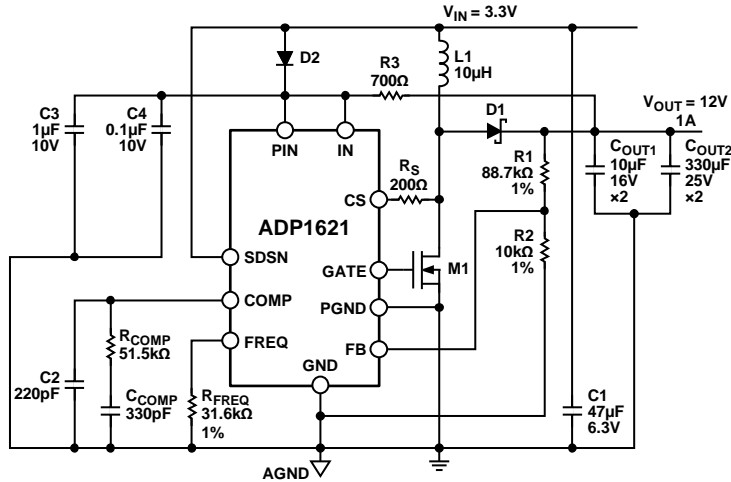
$$I_{PIN} = f_{SW} \times Q_G \quad (45)$$

其中， $I_{PIN}$ 为PIN电源电流， $f_{SW}$ 为开关频率， $Q_G$ 为特定MOSFET的栅极电荷。

图35所示为图34的另一种实现方案，NPN晶体管用于提供不同负载下输入PIN所需的电流，但栅极驱动电压以大约 $4.8\text{ V}$ (比IN电压低一个二极管压降)为限。信号二极管D2和D3帮助提供ADP1621启动所需的静态电流。一旦ADP1621启动，电流便停止流过这两个二极管，因为PIN和IN电压分别约为 $4.8\text{ V}$ 和 $5.5\text{ V}$ 。这种技术的一个优点是，无论开关频率是多少，Q1都能向栅极驱动器提供足够多的电流；MOSFET选择范围广泛，可具有不同的栅极电荷特性。

注意，图34和图35中的输出电容 $C_{OUT2}$ 是铝电解电容，其物理尺寸和容值均较大。与陶瓷电容(如Sanyo POSCAP)或铝聚合物电容相比，这种电容非常便宜。ADP1621支持使用各种类型的电容。

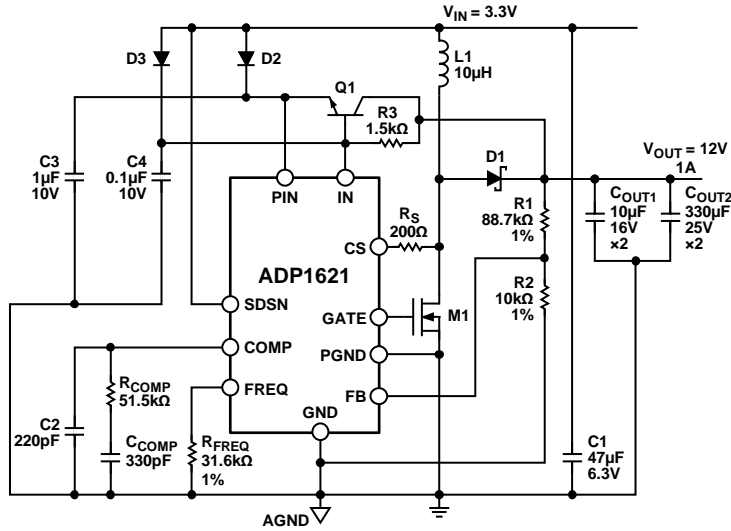
# ADP1621



$f_{OSC} = 600\text{kHz}$   
 C1 = MURATA GRM31CR60J476M M1 = IRF7470  
 C<sub>OUT2</sub> = RUBYCON 25ZL330M8x16 D1 = VISHAY SSC53L  
 L1 = COILCRAFT MSS1260-103ML D2 = SIGNAL DIODE

06090-033

图34.  $V_{OUT} > 5.5\text{V}$  的自举应用电路



$f_{OSC} = 600\text{kHz}$   
 C1 = MURATA GRM31CR60J476M M1 = IRF7470  
 C<sub>OUT2</sub> = RUBYCON 25ZL330M8x16 D1 = VISHAY SSC53L  
 L1 = COILCRAFT MSS1260-103ML D2, D3 = SIGNAL DIODE  
 Q1 = SIGNAL NPN TRANSISTOR

06090-034

图35.  $V_{OUT} > 5.5\text{V}$  的自举应用电路



### 低输入和高输出升压转换器

图36显示一个典型升压转换器应用电路，它以200 kHz的开关频率工作， $V_{IN} = 5\text{ V}$ ， $V_{OUT} = 30\text{ V}$ ，负载为1 A。此电路的占空比约为83%。可以选择更高的开关频率，但MOSFET的开关功率损耗会提高，而且需要更大的MOSFET。对于30 V以上的开关节点电压，需要一个检测电阻 $R_{CS}$ ，因为CS的绝对最大电压为33 V。

### 高输入电压升压转换器电路

若增加一个电阻和一个NPN晶体管(如图37所示)，或者仅

增加单个电阻(如图38所示)，输入电压便可高于5.5 V。当输入电压范围很宽时，有时候可能需要使用NPN调整管，如图37所示。如果输入电压范围很窄，将单个电阻连接到IN和PIN引脚即足够，如图38所示。图37中，电阻R3限制流入IN的电流，此电阻会有功率损耗。IN和PIN的电压均钳位至约5.5 V，当分流电流为30 mA时，其可升至最高5.9 V。图9显示了分流调节器的I-V特性。确保电阻R3的大小足以承受相应的功耗。对于30 V以上的开关节点电压，需要一个电流检测电阻，CS引脚检测该电阻上的电压。

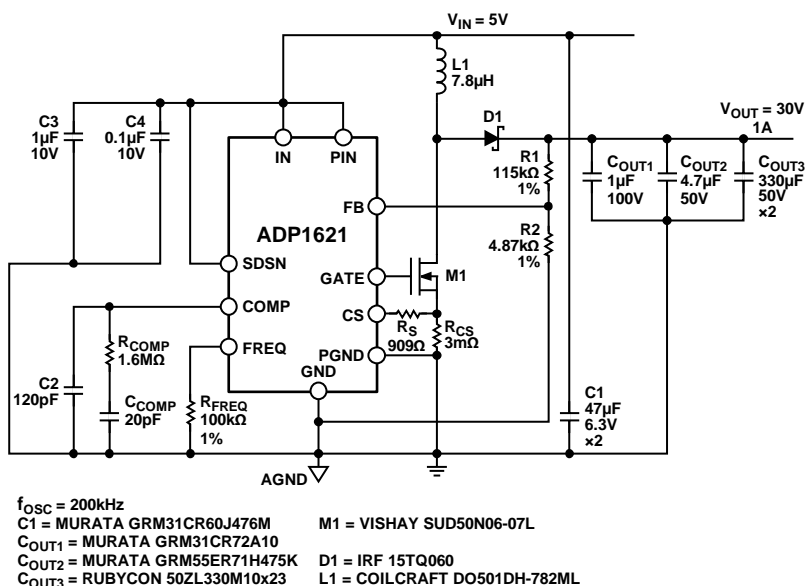


图36. 低输入、高输出升压转换器

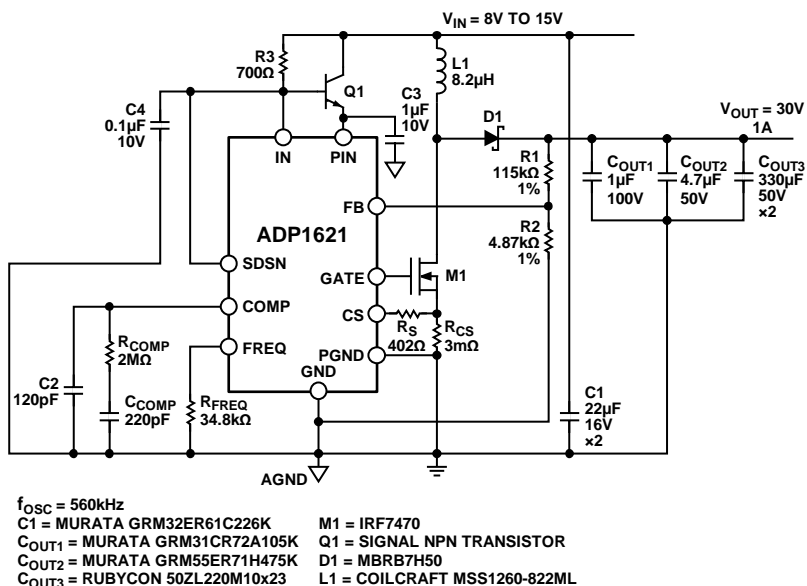
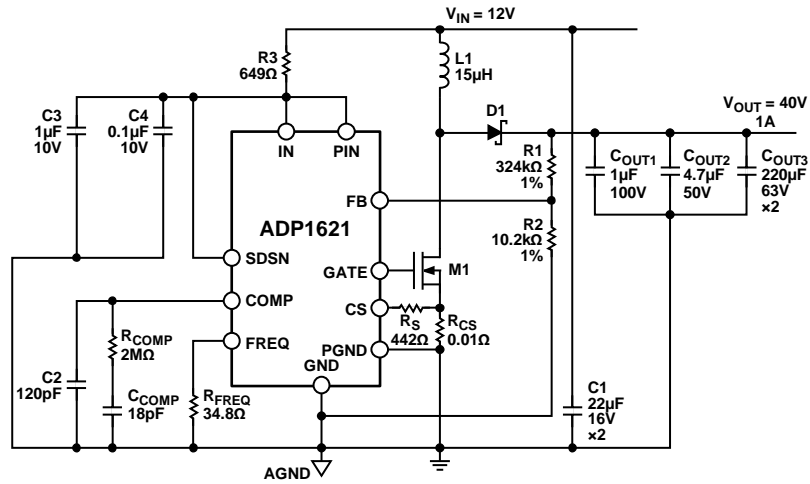


图37. 高输入电压和高输出电压转换器

# ADP1621



$f_{OSC} = 560\text{kHz}$   
 C1 = MURATA GRM32ER61C226K      M1 = VISHAY Si7478DP  
 C<sub>OUT1</sub> = MURATA GRM31CR72A105K      D1 = MBRB7H50  
 C<sub>OUT2</sub> = MURATA GRM55ER71H475K  
 C<sub>OUT3</sub> = RUBYCON 63ZL220M10x23      L1 = COILCRAFT MSS1278-153ML

06094-037

图38. 高输入电压和高输出电压转换器

## SEPIC转换器电路

图39所示为单端初级电感转换器(SEPIC)拓扑结构。此拓扑结构适用于未经调节的输入电压，而调节的输出电压落在输入电压范围以内。

输入和输出由耦合电容C5直流隔离。L1和L2是匝数比为1:1的耦合电感，可节省PCB上的空间。在稳态下，C5的平均电压为输入电压。当MOSFET开启且二极管断开时，输入电压向L1提供能量，C5向L2提供能量。在此期间，输出

电容 $C_{OUT}$ 提供负载电流。当MOSFET断开且二极管开启时，L1和L2中的能量释放出来，给输出电容 $C_{OUT}$ 和耦合电容C5充电，并向负载提供电流。

## 低压电源输入电路

ADP1621可配置为由低压(最低1V)电源输入供电。电源一般需要具有高电流能力，例如燃料电池。图40显示了这种应用，电源输入电压为1V，IN和PIN引脚的芯片电源电压由辅助低压电源提供。

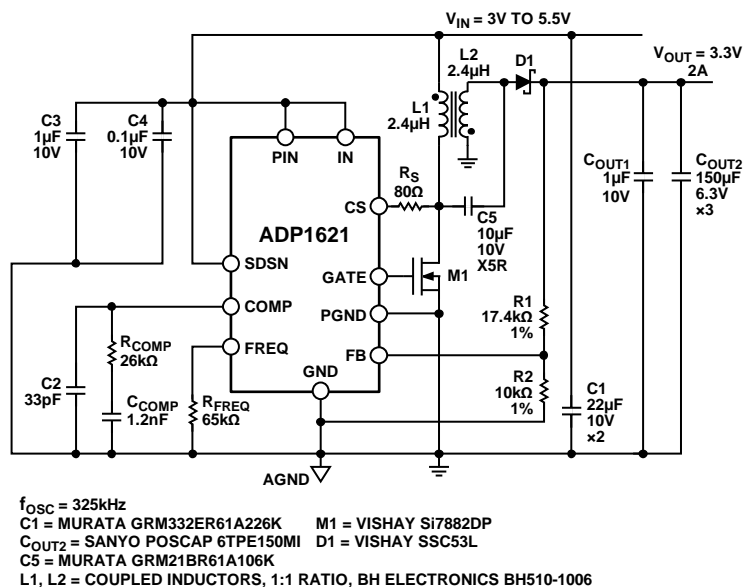


图39. SEPIC DC/DC转换器

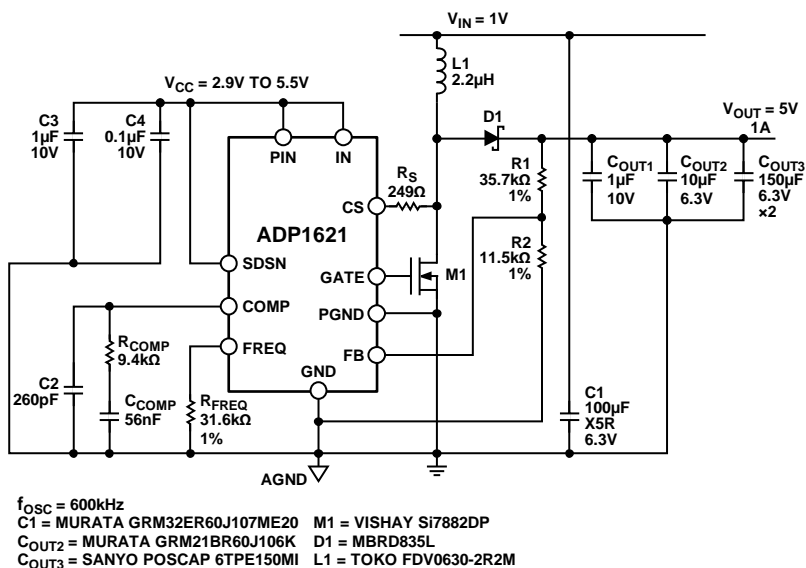


图40. 低压电源输入应用电路

# ADP1621

## LED驱动器应用电路

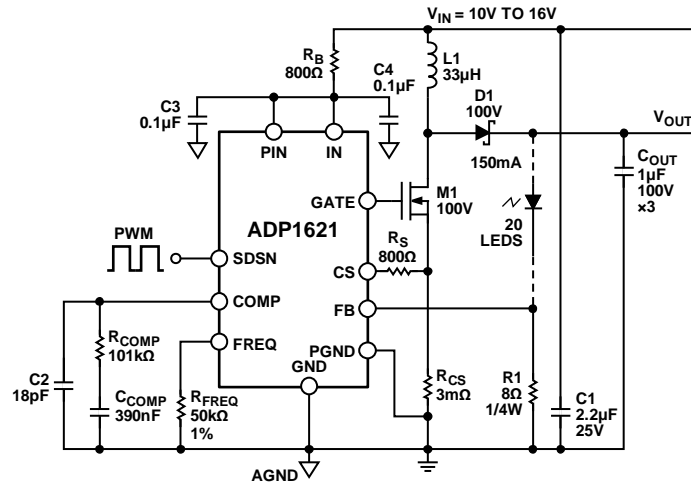
ADP1621可用作LED驱动器。图41和图42显示了两个LED应用电路，每个电路驱动20个串联白光LED。每个白光LED的典型电流为150 mA，典型正向电压为4.0 V，最大电压为4.5 V，工作温度范围为-40°C至+125°C。

两种LED亮度调节方法分别如图41和图42所示。图41中，一个PWM信号送至SDSN引脚以控制ADP1621控制器的开关，LED电流相应地接通和断开，LED平均电流取决于PWM占空比。这种方法的优点是，在PWM关闭周期中，无电流流过LED。此外，当ADP1621开启时，流过LED的正向电流是恒定值，保证整个调光范围内颜色辐射恒定。由于软启动周期为2048个振荡器周期的固定值，因此PWM频率范围有限。

如图41所示，选择的自然开关频率为400 kHz，因此可用PWM频率范围是90 Hz至195 Hz。然而，当驱动较少的LED时，ADP1621可设置为以更高的频率运行，从而提高最大PWM频率。PWM占空比可以介于5%和95%之间。PWM占空比越高，则LED平均电流越高。

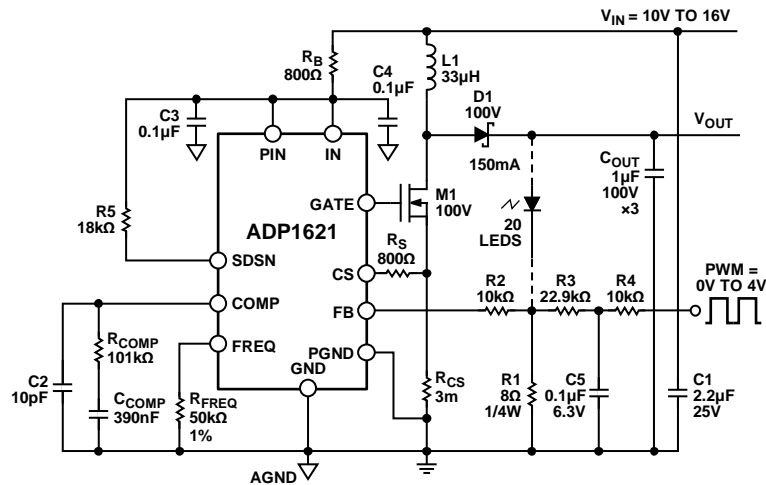
图42显示了另一种LED驱动方法，即PWM信号由RC低通滤波器滤波，然后送至FB节点。LED串底部的有效FB电压被PWM占空比以模拟方式调制。因此，流过LED的平均电流相应地被调制。与图41所示情况不同，使用图42中的滤波PWM方案时，占空比越高，产生的LED平均电流越低。这种电路的优点是，PWM频率可以在90 Hz到100 kHz范围内，占空比可以介于5%和95%之间。缺点是，为了控制LED的亮度，需要直接改变LED中的正向电流。而LED辐射的光波长与正向电流有一定的关系，因此无法保证整个调光范围内的颜色纯度完全一致。

如果PCB空间受限，图41和图42所示电路可以选用较小的电感。例如，可以使用4.7  $\mu$ H电感，并且可以选择200 kHz开关频率。但是，使用这种小电感时，系统以DCM模式工作，效率要略低于CCM工作模式。



$f_{OSC} = 400\text{kHz}$   
 $C_1 = \text{MURATA GRM31MR71E225K}$      $M_1 = \text{VISHAY Si4482DY}$   
 $C_{OUT} = \text{MURATA GRM31CR72A105K}$      $D_1 = \text{IRF 10MQ100}$   
 $L_1 = \text{COILCRAFT MSS1038-333NL}$

图41. 20个串联LED的驱动器，使用SDSN处的PWM信号



$f_{OSC} = 400\text{kHz}$   
 $C_1 = \text{MURATA GRM31MR71E225K}$      $M_1 = \text{VISHAY Si4482DY}$   
 $C_{OUT} = \text{MURATA GRM31CR72A105K}$      $D_1 = \text{IRF 10MQ100}$   
 $L_1 = \text{COILCRAFT MSS1038-333NL}$

图42. 20个串联LED的驱动器，使用经过滤波的PWM信号

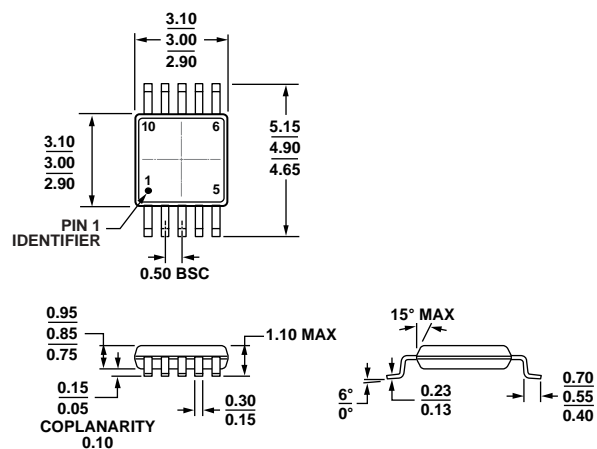
# ADP1621

## 相关器件

表6.

产品型号	说明	注释
<a href="#">ADP1612</a>	电流模式PWM升压控制器	1.4 A, 内部FET $R_{\text{DSON}}$ 标称值为130 m $\Omega$ , $V_{\text{IN}} = 1.8\text{ V至}5.5\text{ V}$ , $V_{\text{OUTMAX}}$ 为20 V
<a href="#">ADP1613</a>	电流模式PWM升压控制器	2.0 A, 内部FET $R_{\text{DSON}}$ 标称值为130 m $\Omega$ , $V_{\text{IN}} = 2.5\text{ V至}5.5\text{ V}$ , $V_{\text{OUTMAX}}$ 为20 V
<a href="#">ADP1614</a>	电流模式PWM升压控制器	4.0 A, 内部FET $R_{\text{DSON}}$ 标称值为50 m $\Omega$ , $V_{\text{IN}} = 2.5\text{ V至}5.5\text{ V}$ , $V_{\text{OUTMAX}}$ 为20 V

## 外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-187-BA

图43. 10引脚超小型封装[MSOP]  
(RM-10)

图示尺寸单位: mm

081709-A

## 订购指南

型号 <sup>1</sup>	温度范围	封装描述	封装选项	订购数量	标识
ADP1621ARMZ-R7	-40°C至+125°C	10引脚超小型封装[MSOP]	RM-10	1,000	L3M
ADP1621-EVAL		评估板		1	

<sup>1</sup>Z = 符合RoHS标准的器件。

**注释**