

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

概述

MAX15066 电流模式、同步整流、降压型DC-DC调节器能够以极高的效率提供高达4A输出电流。MAX15066工作在4.5V至16V输入电压，可调输出电压范围为0.606V至输入电压的90%。MAX15066非常适合分布式供电系统、笔记本电脑、非便携式消费类产品以及前置稳压应用。

MAX15066采用PWM工作模式，开关频率固定为500kHz，最大占空比为90%。MAX15066在轻载时可自动进入跳脉冲模式。电流模式控制架构简化了补偿设计，确保逐周期限流及快速响应电源和负载瞬变。高增益跨导误差放大器允许灵活设置外部补偿，简化设计，并允许全陶瓷电容设计。

MAX15066同步降压型调节器内置MOSFET，效率高于异步解决方案，同时还简化了与分立控制器的相关设计。除简化设计外，集成MOSFET将EMI降至最小，并减小了电路板占用空间。由于使用最少的外部元件，有效更高了系统可靠性。

器件的其它功能包括：外部可调软启动、用于电源排序的独立使能输入和电源就绪输出、热关断保护等。发生输出短路时，MAX15066提供打嗝式过流保护(高边源出)。器件可上电进入预偏置输出，确保安全启动。

MAX15066采用2mm x 2mm、16焊球(4 x 4阵列)、0.5mm焊球间距的WLP封装，工作在-40°C至+85°C温度范围。

应用

分布式供电系统
 线性稳压器的前置稳压
 家庭娱乐设施(TV和机顶盒)
 网络和数据通信
 服务器、工作站与存储

特性

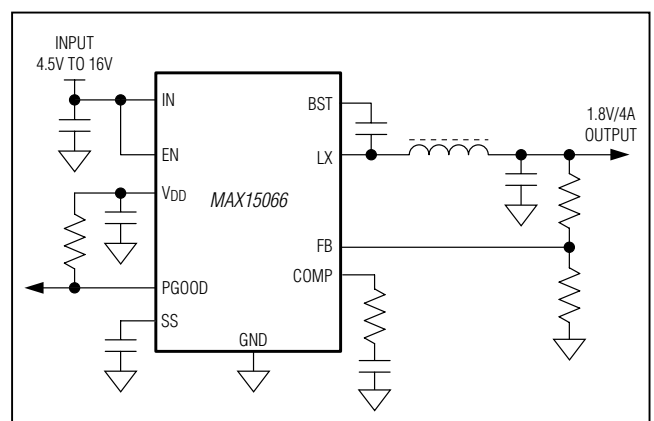
- ◆ 集成RDS-ON为40mΩ (高边)和18.5mΩ (低边)的功率MOSFET
- ◆ 高效率
 高达96% (5V输入和3.3V输出)
 高达93% (12V输入和3.3V输出)
- ◆ 4A连续输出电流
- ◆ 在整个负载、电源和温度范围内，输出精度保持在±1%
- ◆ 4.5V至16V输入电压范围
- ◆ 0.606V至(0.9 × V_{IN})可调输出电压
- ◆ 500kHz固定开关频率
- ◆ 可编程软启动
- ◆ 使用低ESR陶瓷输出电容保证稳定工作
- ◆ 安全启动至预偏置输出
- ◆ 使能输入和电源就绪输出
- ◆ 逐周期过流保护
- ◆ 过流(打嗝式保护)和过热完全保护
- ◆ 轻载时自动进入跳脉冲模式
- ◆ V_{DD} LDO欠压锁定
- ◆ 2mm x 2mm、16焊球(4 x 4阵列)、0.5mm焊球间距的WLP封装

订购信息

| 部件 | 温度范围 | 引脚包装 |
|--------------|-------------|--------|
| MAX15066EWE+ | -40°C至+85°C | 16 WLP |

+表示无铅(Pb)/符合RoHS标准的封装。

Typical Application Circuit



高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| | | | |
|-------------------------------|---|--|-----------------|
| IN to GND..... | -0.3V to +18V | Converter Output and V _{DD} | |
| EN to GND..... | -0.3V to (V _{IN} + 0.3V) | Short-Circuit Duration | Continuous |
| LX to GND | -0.3V to the lower of +18V and (V _{IN} + 0.3V) | Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C) | |
| LX to GND (for 50ns) | -1V to the lower of +18V and (V _{IN} + 0.3V) | 16-Bump WLP (derate 20.4mW/°C above +70°C) | |
| PGOOD to GND | -0.3V to +6V | Multilayer Board | 1500mW |
| V _{DD} to GND..... | -0.3V to the lower of +6V and (V _{IN} + 0.3V) | Thermal Resistance (θ _{JA})(Note 2) | 23.6°C/W |
| COMP, FB, SS to GND | -0.3V to the lower of +6V and (V _{DD} + 0.3V) | Operating Temperature Range | -40°C to +85°C |
| BST to LX | -0.3V to +6V | Junction Temperature (Note 3) | +150°C |
| BST to GND | -0.3V to +24V | Continuous Operating Temperature at Full Current (Note 3)..... | +105°C |
| BST to V _{DD} | -0.3V to +18V | Storage Temperature Range | -65°C to +150°C |
| LX RMS Current (Note 1) | 0 to 9A | Soldering Temperature (reflow) | +260°C |

Note 1: LX has internal clamp diodes to GND and IN. Applications that forward bias these diodes should take care not to exceed the device's package power dissipation.

Note 2: Package thermal resistances were obtained based on the MAX15066 Evaluation Kit.

Note 3: Continuous operation at full current beyond +105°C can degrade product life.

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.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{IN} = 12V, C_{VDD} = 1μF, C_{IN} = 22μF, T_A = T_J = -40°C to +85°C, typical values are at T_A = T_J = +25°C, unless otherwise noted.) (Note 4)

| PARAMETER | SYMBOL | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---------------------------------|---------------------------|--|------|------|-------|-------|
| STEP-DOWN CONVERTER | | | | | | |
| Input Voltage Range | V _{IN} | | 4.5 | | 16 | V |
| Quiescent Current | I _{IN} | Not switching | | 1.1 | 2 | mA |
| Shutdown Input Supply Current | | V _{EN} = 0V | | 2 | 6 | μA |
| ENABLE INPUT | | | | | | |
| EN Shutdown Threshold Voltage | V _{EN_SHDN} | V _{EN} rising | | 0.7 | | V |
| EN Shutdown Voltage Hysteresis | V _{EN_HYST} | | | 70 | | mV |
| EN Lockout Threshold Voltage | V _{EN_LOCK} | V _{EN} rising | 1.7 | 1.9 | 2.1 | V |
| EN Lockout Threshold Hysteresis | V _{EN_LOCK_HYST} | | | 200 | | mV |
| EN Input Current | I _{EN} | V _{EN} = 12V | 0.8 | 2.6 | 5 | μA |
| POWER-GOOD OUTPUT | | | | | | |
| PGOOD Threshold | V _{PGOOD_TH} | V _{FB} rising | 0.54 | 0.56 | 0.585 | V |
| PGOOD Threshold Hysteresis | V _{PGOOD_HYST} | | | 15 | | mV |
| PGOOD Output Low Voltage | V _{PGOOD_OL} | I _{PGOOD} = 5mA, V _{FB} = 0.5V | | 35 | 100 | mV |
| PGOOD Leakage Current | I _{PGOOD} | V _{PGOOD} = 5V, V _{FB} = 0.7V | | | 100 | nA |

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$, $C_{VDD} = 1\mu F$, $C_{IN} = 22\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$, typical values are at $T_A = T_J = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)
(Note 4)

| PARAMETER | SYMBOL | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|------------------------|--|------|------|------|-------|
| ERROR AMPLIFIER | | | | | | |
| Error-Amplifier Transconductance | gMV | | | 1.6 | | mS |
| Error-Amplifier Voltage Gain | AVEA | | | 90 | | dB |
| FB Set-Point Accuracy | V _{FB} | | 600 | 606 | 612 | mV |
| FB Input Bias Current | I _{FB} | V _{FB} = 0.5V or 0.7V | -100 | | +100 | nA |
| SOFT-START | | | | | | |
| SS Current | I _{SS} | V _{SS} = 0.45V, sourcing | 4.5 | 5 | 5.5 | μA |
| SS Discharge Resistance | R _{SS} | I _{SS} = 10mA, sinking | | 6 | | Ω |
| CURRENT SENSE | | | | | | |
| Current Sense to COMP Transconductance | gMC | | | 9 | | S |
| COMP Clamp Low | | V _{FB} = 0.7V | | 0.68 | | V |
| PWM CLOCK | | | | | | |
| Switching Frequency | f _{SW} | | 450 | 500 | 550 | kHz |
| Maximum Duty Cycle | D _{MAX} | | | 90 | | % |
| Minimum Controllable On-Time | | | | 150 | | ns |
| Slope Compensation Ramp Valley | | | | 840 | | mV |
| Slope Compensation Ramp Amplitude | V _{SLOPE} | Extrapolated to 100% duty cycle | | 667 | | mV |
| INTERNAL LDO OUTPUT (V_{DD}) | | | | | | |
| V _{DD} Output Voltage | V _{DD} | I _{VDD} = 1mA, V _{IN} = 6.5V to 16V | 4.75 | 5.1 | 5.45 | V |
| | | I _{VDD} = 1mA to 25mA, V _{IN} = 6.5V | 4.75 | 5.1 | 5.45 | |
| V _{DD} Short-Circuit Current | | V _{IN} = 6.5V | 30 | 90 | | mA |
| V _{DD} LDO Dropout Voltage | | I _{VDD} = 5mA, V _{DD} drops by 2% | | | 100 | mV |
| V _{DD} Undervoltage Lockout Threshold | V _{UVLO_TH} | V _{DD} rising, LX starts switching | 3.7 | 3.9 | 4.1 | V |
| V _{DD} Undervoltage Lockout Hysteresis | V _{UVLO_HYST} | | | 150 | | mV |
| POWER SWITCH | | | | | | |
| LX On-Resistance | | High-side switch, I _{LX} = 0.4A | | 40 | | mΩ |
| | | Low-side switch, I _{LX} = 0.4A | | 18.5 | | |
| High-Side Switch Source Current-Limit Threshold | I _{HSCL} | | | 7.7 | | A |
| Low-Side Switch Zero-Crossing Current-Limit Threshold | | | | 0.21 | | A |
| High-Side Switch Skip Sourcing Current-Limit Threshold | | | | 0.58 | | A |
| LX Leakage Current | | V _{BST} = 21V, V _{IN} = V _{LX} = 16V | | 0.01 | | μA |
| | | V _{BST} = 5V, V _{IN} = 16V, V _{LX} = 0V | | 0.01 | | |

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

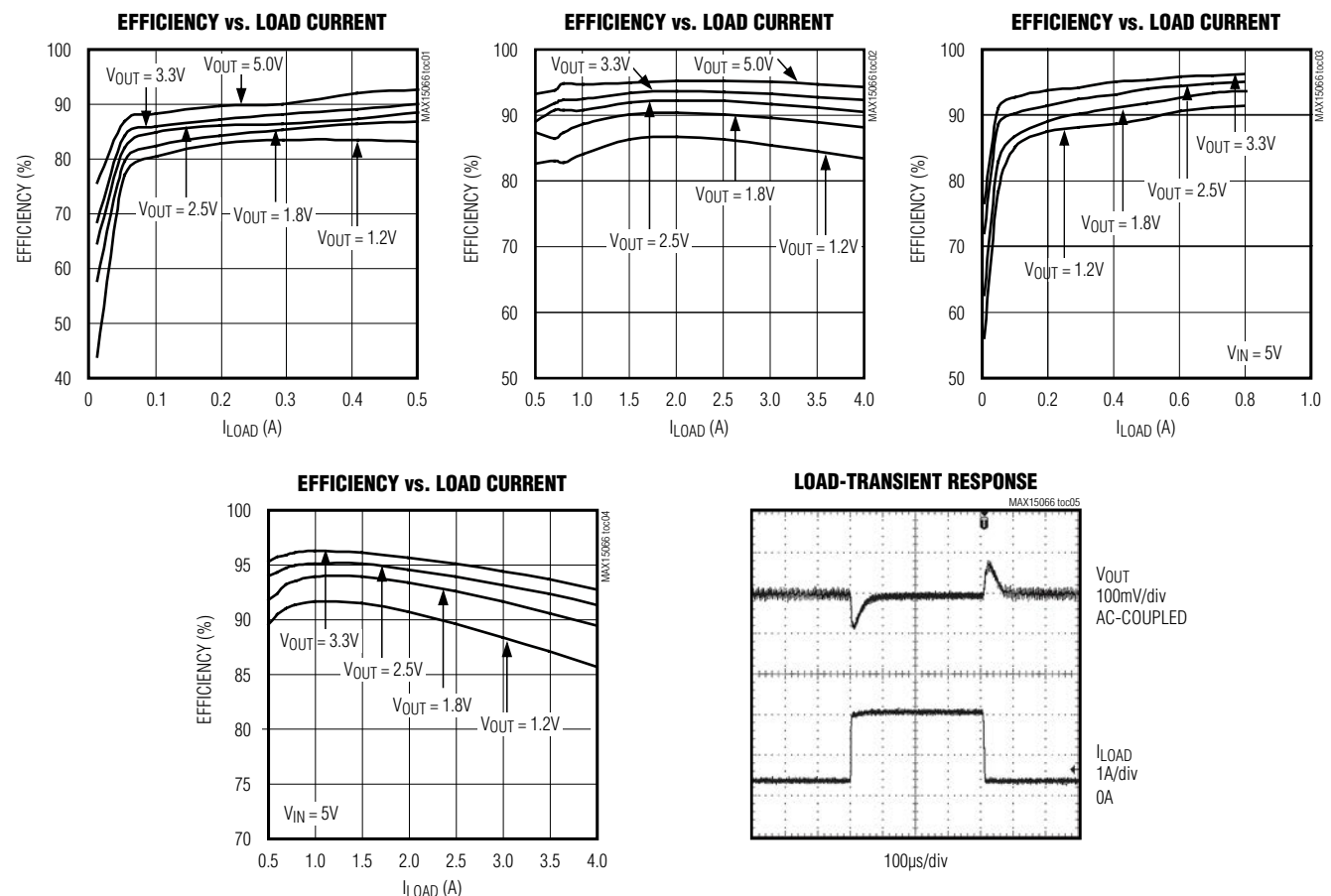
($V_{IN} = 12V$, $C_{VDD} = 1\mu F$, $C_{IN} = 22\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$, typical values are at $T_A = T_J = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)
(Note 4)

| PARAMETER | SYMBOL | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|-----------------------------|--------|---|-----|----------------------------|-----|------------|
| BST Leakage Current | | $V_{BST} = 21V$, $V_{IN} = V_{LX} = 16V$ | | 0.01 | | μA |
| BST On-Resistance | | $I_{BST} = 5mA$ | | 10 | | Ω |
| HICCUP PROTECTION | | | | | | |
| Blanking Time | | | | 21 x Soft-Start Time | | |
| THERMAL SHUTDOWN | | | | | | |
| Thermal Shutdown Threshold | | Rising | | 160 | | $^\circ C$ |
| Thermal Shutdown Hysteresis | | | | 20 | | $^\circ C$ |

Note 4: Specifications are 100% production tested at $T_A = +25^\circ C$. Limits over the operating temperature range are guaranteed by design and characterization.

典型工作特性

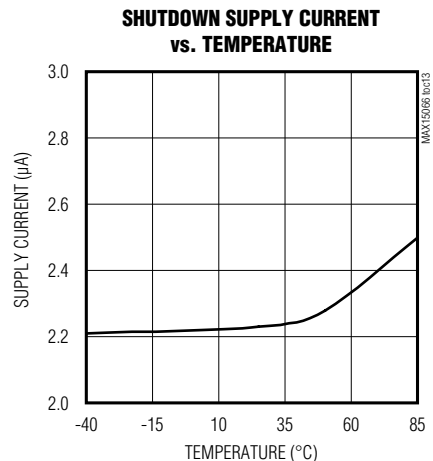
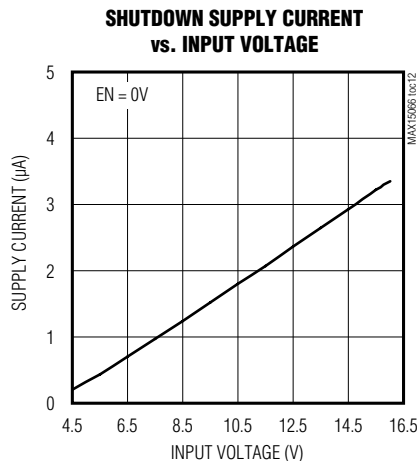
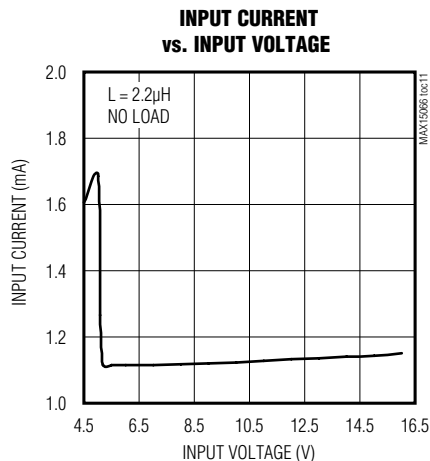
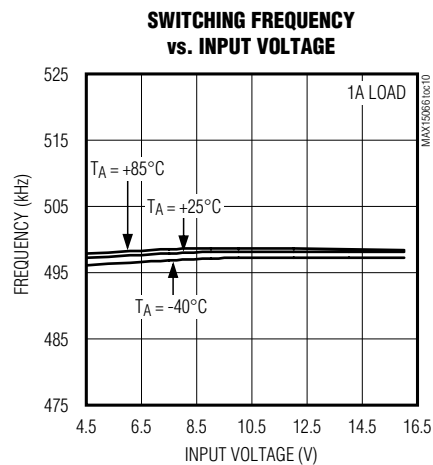
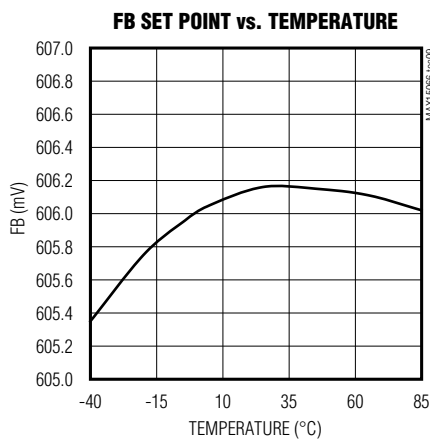
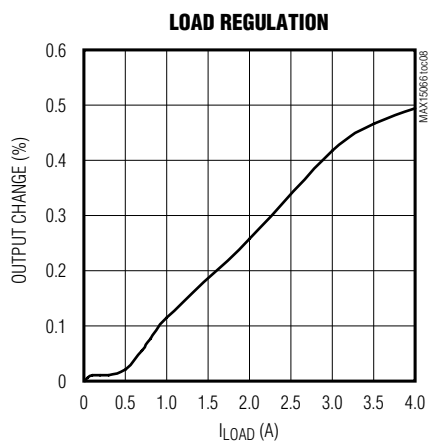
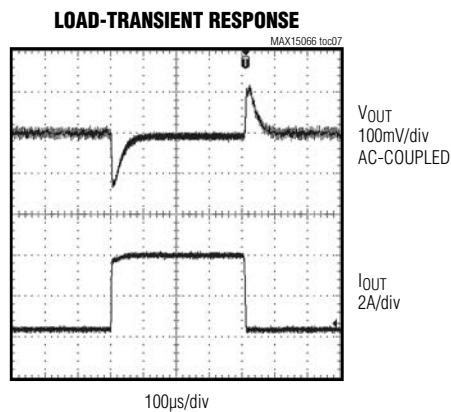
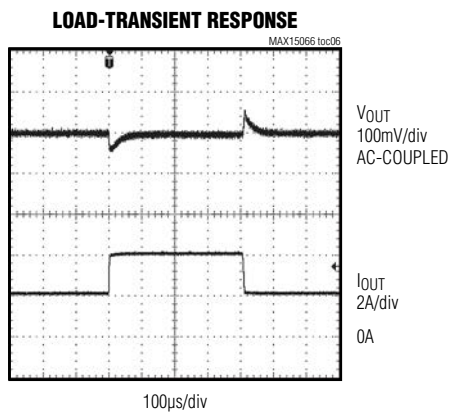
($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.8V$, $C_{VDD} = 1\mu F$, $C_{IN} = 22\mu F$, $C_{OUT} = 47\mu F$, $T_A = +25^\circ C$ (Figure 1), unless otherwise noted.)



高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

典型工作特性(续)

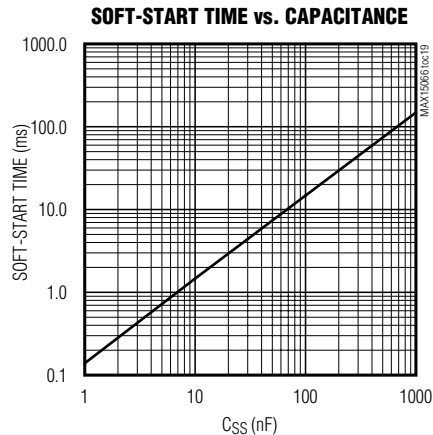
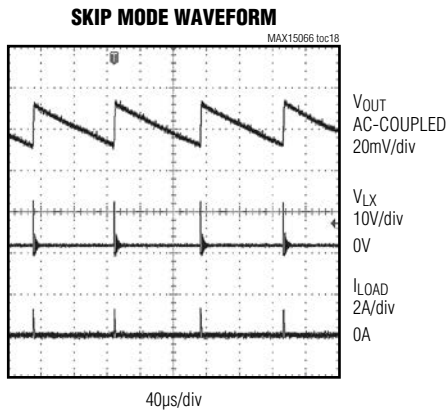
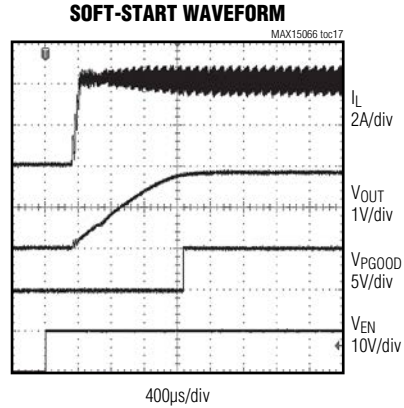
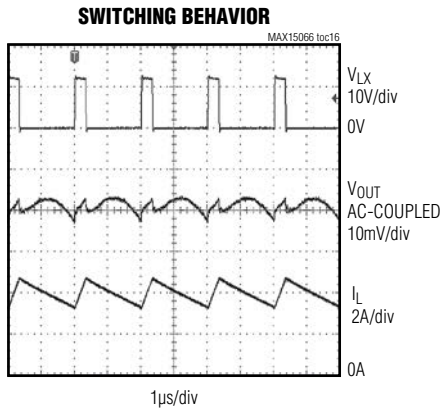
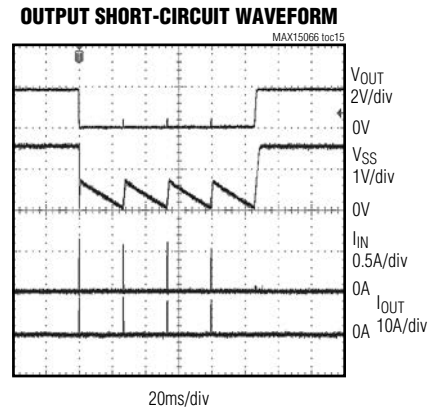
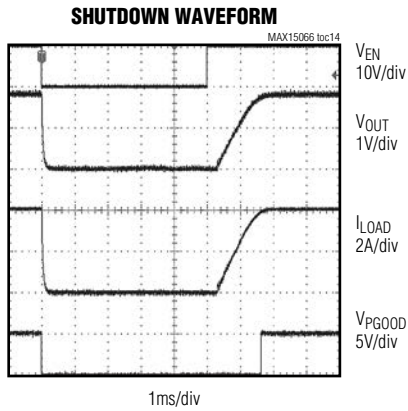
($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.8V$, $C_{VDD} = 1\mu F$, $C_{IN} = 22\mu F$, $C_{OUT} = 47\mu F$, $T_A = +25^\circ C$ (Figure 1), unless otherwise noted.)



高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

典型工作特性(续)

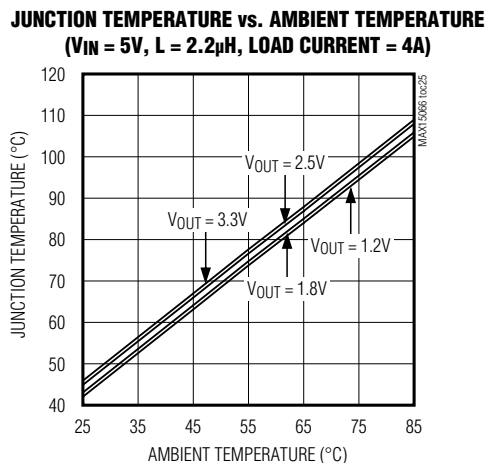
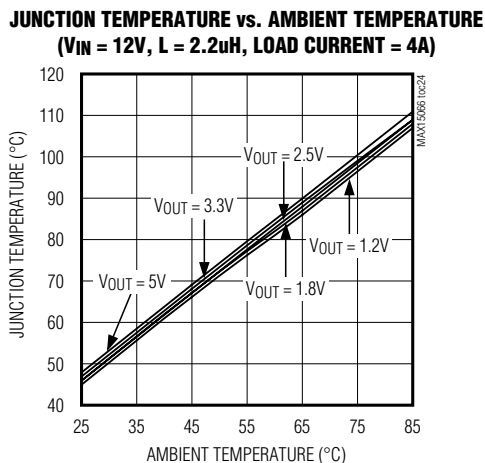
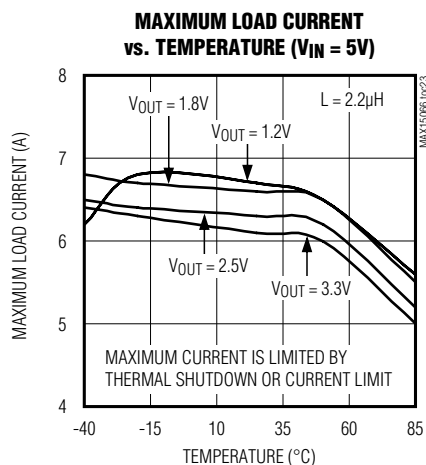
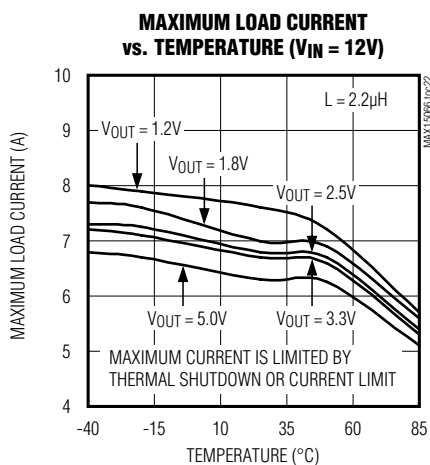
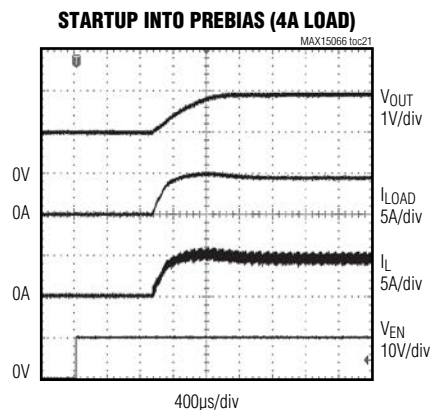
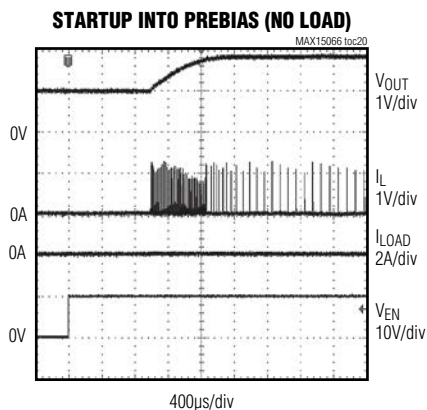
($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.8V$, $C_{VDD} = 1\mu F$, $C_{IN} = 22\mu F$, $C_{OUT} = 47\mu F$, $T_A = +25^\circ C$ (Figure 1), unless otherwise noted.)



高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

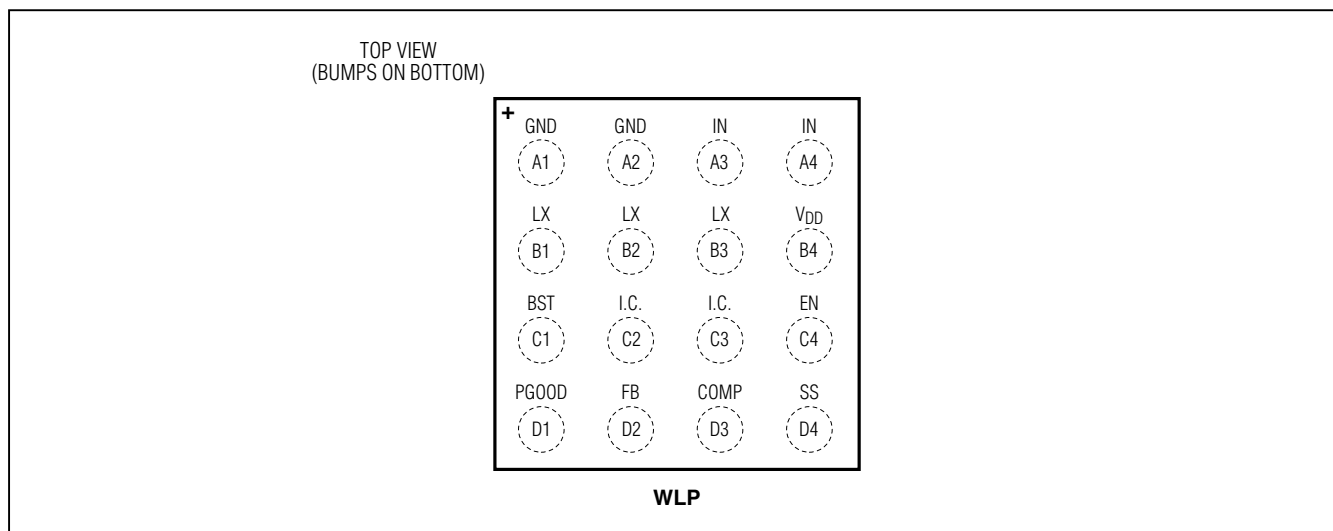
典型工作特性(续)

($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.8V$, $C_{VDD} = 1\mu F$, $C_{IN} = 22\mu F$, $C_{OUT} = 47\mu F$, $T_A = +25^\circ C$ (Figure 1), unless otherwise noted.)



高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

引脚配置

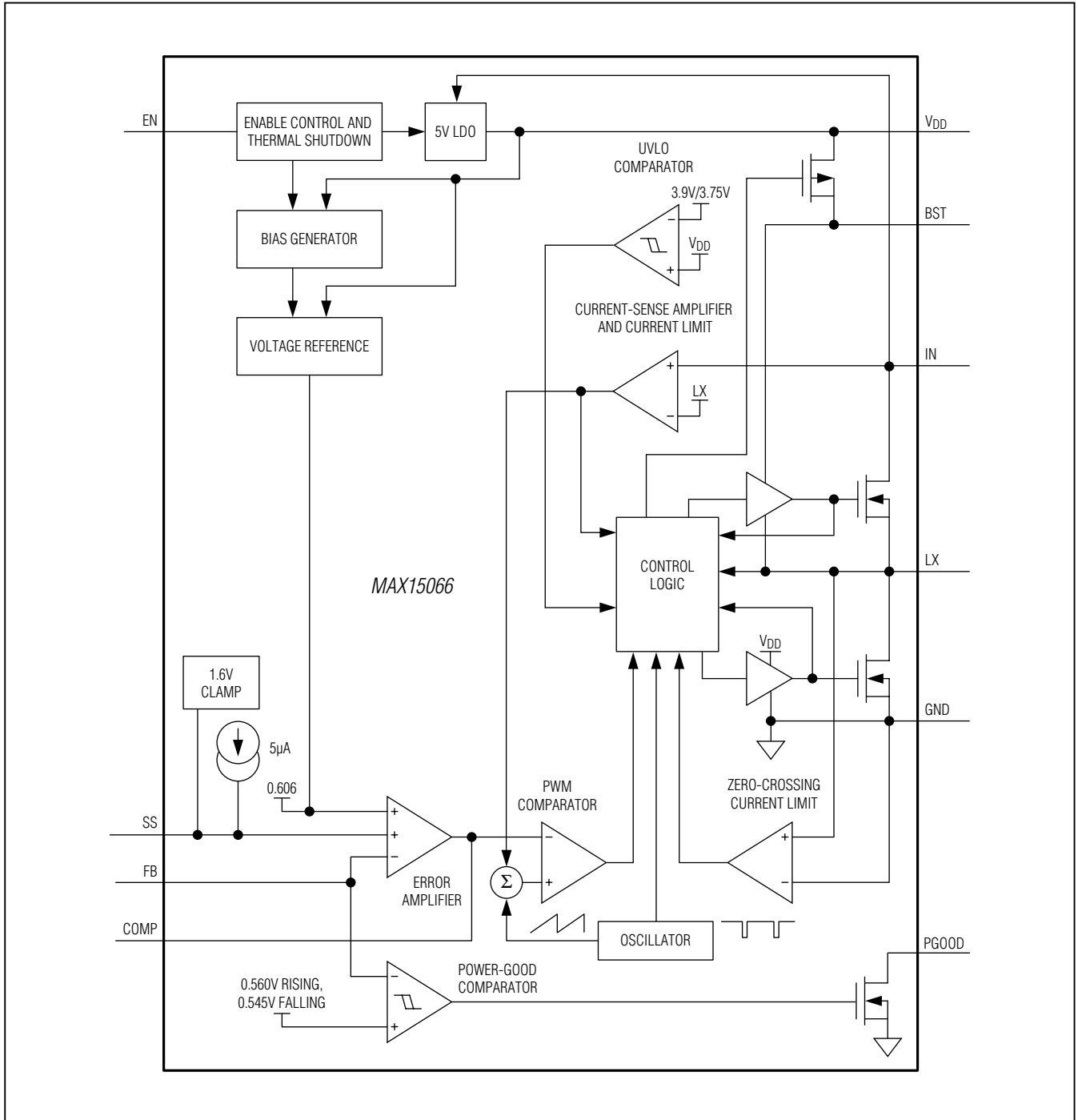


引脚说明

| 引脚 | 名称 | 功能 |
|------------|-------|---|
| A1, A2 | GND | 接地，在尽可能靠近器件的位置将A1和A2连接在一起。 |
| A3, A4 | IN | 电源输入，输入电源范围为4.5V至16V。在尽可能靠近器件的位置将A3和A4连接在一起。利用一个至少22 μ F的陶瓷电容将IN旁路到GND，电容尽可能靠近器件安装。 |
| B1, B2, B3 | LX | 电感连接，连接LX和稳压器输出之间的电感。当器件处于关断模式时，LX为高阻态；在尽可能靠近器件的位置将所有LX节点连接在一起。 |
| B4 | VDD | 内部5V LDO输出，VDD为内部模拟电路供电，在VDD和GND之间连接一个至少1 μ F的陶瓷电容。 |
| C1 | BST | 高边MOSFET驱动器电源，采用0.01 μ F电容将BST旁路至LX。BST在内部通过pMOS开关连接至VDD稳压器。 |
| C2, C3 | I.C. | 内部连接，保持断开。 |
| C4 | EN | 使能输入，EN接GND时关断器件；EN置于1.9V (典型值)以上时，开启器件工作；EN短路至IN时，器件保持不间断运行。 |
| D1 | PGOOD | 电源就绪开路输出，PGOOD为漏极开路输出，当VFB超出0.56V (典型值)时进入高阻态；VFB下降至0.545V (典型值)以下时，PGOOD在内部拉至低电平。器件处于关闭模式、VDD低于UVLO阈值或器件处于热关断模式时，PGOOD也被内部拉至低电平。 |
| D2 | FB | 反馈输入，将FB连接到输出与GND之间的外部电阻分压器的中心抽头，可在0.606V至VIN的90%之间设置输出电压。 |
| D3 | COMP | 电压误差放大器输出，在COMP和GND之间连接必要的补偿网络(参见补偿设计部分) |
| D4 | SS | 软启动定时电容连接端。在SS与GND之间连接一个电容，设置软启动时间(参见设置软启动时间部分)。 |

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

方框图



高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

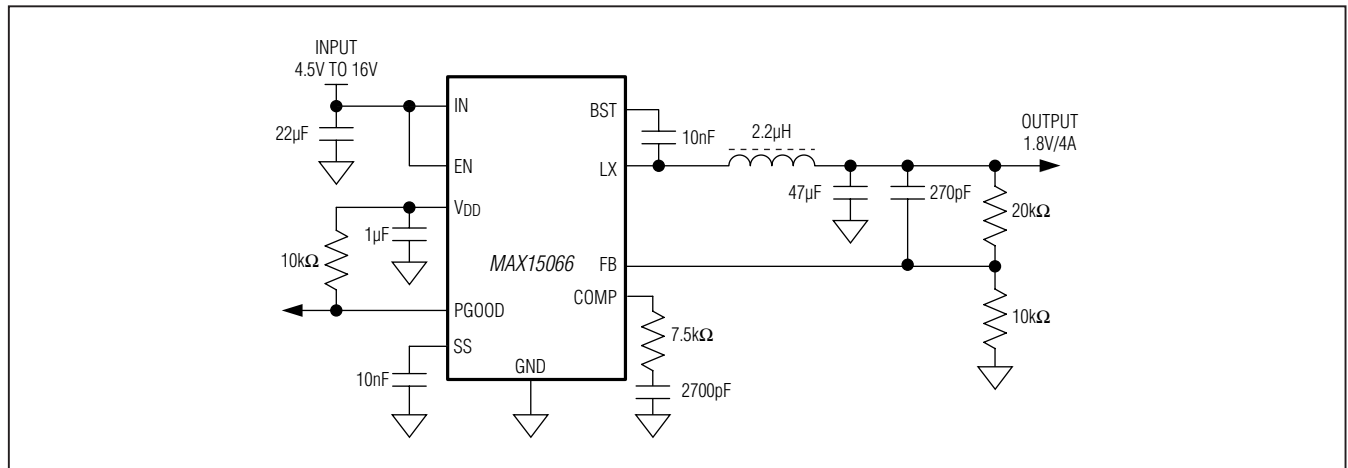


图1. 参考电路

详细说明

MAX15066为高效、峰值电流模式、降压型DC-DC转换器，内部集成高边(40mΩ，典型值)和低边(18.5mΩ，典型值)功率开关。通过外部电阻分压器可以将输出电压设置在0.606V至 $0.9 \times V_{IN}$ ，并可提供高达4A的负载电流。4.5V至16V输入电压范围使得该器件非常适合分布式供电系统、笔记本电脑、消费类电子以及其它预稳压设计。

MAX15066内置PWM控制器，工作在500kHz固定开关频率，具有90%最大占空比。PWM电流模式控制支持全陶瓷电容设计。MAX15066内置高增益跨导误差放大器，电流模式控制架构简化了补偿设计并确保逐周期限流，可快速响应输入电源和负载瞬变。内部低 R_{DS-ON} MOSFET开关确保重载下高效工作，降低了对寄生电感的要求以及对电路板布局的敏感性。

MAX15066具有热关断和过流保护(高边源出和打嗝式保护)、带欠压锁定的内部5V (25mA) LDO。外部可调节电压软启动逐渐增大输出电压，从而减小了浪涌电流。轻载时，一旦检测到低边MOSFET过零，MAX15066将自动切换到跳脉冲模式，以降低静态电流、提高轻载效率。独立

的使能输入控制和电源就绪指示，可用于实现灵活的电源排序。MAX15066在启动之后进入预偏置输出。

控制器功能-PWM逻辑和跳脉冲模式

在中等负载和重载条件下，MAX15066工作在500kHz固定开关频率的PWM模式；轻载条件下，器件工作在跳脉冲模式。EN为高电平时，经过短暂的建立时间后，当 V_{SS} 超出FB电压时，启动PWM工作，器件进入软启动过程。

开始工作时，高边MOSFET在时钟周期的开始导通。发生如下情况时，高边MOSFET关断：

- 1) COMP电压超过内部电流模式的上升波形，该波形为斜坡补偿和电感电流波形分流的上升波形(通过电流采样电路)之和。
- 2) 达到高边MOSFET电流限制。
- 3) 达到90%的最大占空比。

在时钟周期结束或过零电流门限时，低边MOSFET关断。MAX15066在每个开关周期监测电感电流，当电感电流谷值截断过零阈值(轻载)时，自动进入非连续工作模式。负载非常轻时，逐周期启动/关闭跳脉冲模式。

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

负载电流(I_{LOAD})和电感纹波电流(ΔI_L)保持如下关系时，器件进入非连续工作模式：

$$I_{LOAD} - \frac{\Delta I_L}{2} = I_{LOAD} - \frac{1}{2} \times \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L \times f_{SW}} \right) \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 0.21A \text{ (typ)}$$

跳脉冲模式下，MAX15066跳过开关周期，只有在需要为负载补充电能时开启转换器工作，从而降低了开关频率，从而减少了内部开关、同步整流器和电感在开关工作时的损耗。跳脉冲模式下，为了避免偶然的“突发”开关操作(并降低电源损耗)，利用跳脉冲限流(0.58A，典型值)预置固定的导通时间。即使受控于COMP，该导通时间也不能低于电感电流达到0.58A所需的时间。

启动进入预偏置输出

MAX15066可以在输出电容不放电的情况下安全软启动并进入预偏置输出。启动进入预偏置状态时，低边和高边开关均保持关断，避免预偏置输出放电。只有当SS电压超出FB电压时，才会启动PWM工作。软启动过程中，过零检测可避免器件内部的电流倒灌。

使能输入和电源就绪输出

MAX15066具有独立的器件使能控制和电源就绪指示，可以实现灵活的电源排序。使能输入(EN)接受数字控制输入，门限为1.9V(典型值)。在EN端施加一个高于门限值的电压，即可使能稳压器，或将EN连接到IN使其保持不间断工作。电源就绪(PGOOD)指示为漏极开路输出，当 V_{FB} 高于0.56V(典型值)时处于就绪状态(高阻态)；当 V_{FB} 低于0.545V(典型值)时，置为低电平。

当EN电压高于0.7V(典型值)且低于1.9V(典型值)时，大部分内部电路关闭，只有内部粗调预稳压调节器(包括EN高精度比较器)保持工作。利用IN、EN、GND之间的外部分压电路设置器件的开启门限。

可编程软启动(SS)

MAX15066采用软启动使稳压器的输出电压缓慢上升，以减小启动过程的输入浪涌电流。在SS和GND之间连接一个电容，用于设置启动时间(关于电容选择的详细信息请参考设置软启动时间部分)。

内部LDO (V_{DD})

MAX15066内部集成了一路5V(典型值) LDO。 V_{DD} 为外部补偿端，连接一个最小1 μ F的低ESR陶瓷电容。 V_{DD} 电压为低边MOSFET驱动器以及内部控制逻辑电路供电。 V_{DD} 输出电流限制在90mA(典型值)，当 V_{DD} 低于3.75V(典型值)时，UVLO电路将禁止开关工作。

误差放大器

高增益误差放大器对电压反馈环路提供精密调节。在COMP和GND之间连接必要的补偿网络(请参考补偿设计部分)，误差放大器跨导为1.6mS(典型值)，COMP下限箝位置于0.68V(典型值)，恰好低于斜率补偿的谷值，当负载和输入电源瞬变时有助于COMP快速返回正确的设置点。

PWM比较器

PWM比较器将COMP电压与源自电流的波形(LX电流转换成COMP电压的跨导值为9A/V，典型值)进行比较。为了避免占空比为50%或更高时谐波振荡产生的不稳定，需要对纹波电流增加斜率补偿。补偿斜率(0.667V \times 500kHz)等效于最差工作条件下(4A负载、电流纹波30%、工作于90%最大占空比)电感电流下降斜率的一半。

过流保护及打嗝模式

当转换器输出短路或器件过载时，高边MOSFET限流(7.7A，典型值)将关断高边MOSFET并接通低边MOSFET。此外，通过内部SS低边开关 R_{DS-ON} (R_{SS})，在固定时间内(70ns，典型值)对SS电容 C_{SS} 放电。如果过流状态仍然存在，器件将继续对 C_{SS} 放电直到 V_{SS} 拉至0.606V以下，并开启打嗝模式。打嗝模式下，高边和低边MOSFET均关断，COMP拉至低电平并保持21倍的软启动标称时间(屏蔽时间)，以5 μ A(典型值)电流将SS从0充电至0.606V，然后以250nA(典型值)电流将其缓慢放电至0V，由此控制时间。经过屏蔽时间后，器件开始尝试重新启动。如果过流故障已经解除，器件将恢复正常工作。否则，将触发新的打嗝模式(请参考典型工作特性中的输出短路波形)。

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

热关断保护

MAX15066内置温度传感器，用于限制器件的总功耗并在长期热故障状态下保护器件。当管芯温度超过+160°C (典型值)时，温度传感器将关断器件，关闭DC-DC转换器和LDO稳压器，使管芯冷却。当管芯温度下降20°C (典型值)后，器件通过软启动过程重新启动。

应用信息

设置输出电压

在OUT、FB和GND之间连接电阻分压器(R1和R2，如图3所示)用于设置DC-DC转换器的输出电压。选择R1和R2，使FB输入偏置电流引入的直流误差不会影响输出电压精度。采用低阻值电阻有助于降低直流误差，但电阻分压器的整体功耗增大。R2典型值通常为10kΩ，5kΩ至50kΩ之间的电阻值均可接受。一旦选定R2，用下式计算R1：

$$R1 = R2 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right)$$

其中反馈门限电压 $V_{FB} = 0.606V$ (典型值)。在调节0.606V的输出电压时，FB短路至OUT并且保留FB和GND之间的R2连接。

最大转换电压比

最大占空比(D_{MAX})限制了最大转换电压比：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} < D_{MAX} - \frac{D_{MAX} \times V_{DROP2} + (1 - D_{MAX}) \times V_{DROP1}}{V_{IN}}$$

其中 V_{DROP1} 是电感放电路径中寄生压降的总和，包括同步整流器、电感和PCB电阻。 V_{DROP2} 是该充电路径中电阻值的总和，包括高边开关、电感和PCB电阻。

电感选择

电感值较大时，有助于减小电感纹波电流，从而降低输出纹波电压。但是，较大的电感值物理尺寸较大，而且串联电阻(DCR)也较大，额定饱和电流较低。通常，选择电感值使电流纹波等于30%的负载电流，通过下式计算电感：

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

其中 f_{SW} 为内部500kHz固定开关频率， ΔI_L 为电感纹波电流估值($\Delta I_L = LIR \times I_{LOAD}$ ，其中LIR是电感电流比)。另外，峰值电感电流 I_{L_PK} 必须始终低于高边MOSFET电流限的最小值(7.7A，典型值)和电感的额定饱和电流 I_{L_SAT} 。确保满足下面的关系式：

$$I_{L_PK} = I_{LOAD} + \frac{1}{2} \times \Delta I_L < \min(I_{HSCL}, I_{L_SAT})$$

输入电容选择

对于降压转换器，输入电容 C_{IN} 有助于减小输入电压纹波，无论输入电流是否连续。为降低由于ESR引起的电压纹波，低ESR电容为最佳选择。

对于低ESR输入电容， C_{IN} 由下式计算：

$$C_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_{SW} \times \Delta V_{IN_RIPPLE}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

对于高ESR输入电容，ESR引起的额外纹波($\Delta V_{IN_RIPPLE_ESR}$)由下式计算：

$$\Delta V_{IN_RIPPLE} = R_{ESR_IN}(I_{LOAD} + \Delta I_L/2)$$

其中 R_{ESR_IN} 是输入电容的ESR。RMS输入电流纹波由下式计算：

$$I_{RIPPLE} = I_{LOAD} \times \frac{\sqrt{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

输出电容选择

输出电容选择的主要参数包括：电容、ESR、ESL和电压比。这些因素会影响DC-DC转换器的整体稳定性、输出纹波电压和瞬态响应。出现输出纹波是输出电容存储电荷的变化引起的，电压下降是电容的ESR和ESL引起的。

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

由下式估算输出电容、ESR和ESL引起的输出电压纹波：

$$V_{\text{RIPPLE}} = V_{\text{RIPPLE(C)}} + V_{\text{RIPPLE(ESR)}} + V_{\text{RIPPLE(ESL)}}$$

输出电容、ESR和ESL引起的输出纹波是：

$$V_{\text{RIPPLE(C)}} = \frac{\Delta I_{\text{P-P}}}{8 \times C_{\text{OUT}} \times f_{\text{SW}}}$$

$$V_{\text{RIPPLE(ESR)}} = \Delta I_{\text{P-P}} \times \text{ESR}$$

以及 $V_{\text{RIPPLE(ESL)}}$ 可以作为LX至GND的电感分流器估算：

$$V_{\text{RIPPLE(ESL)}} = V_{\text{LX}} \times \frac{\text{ESL}}{L} = V_{\text{IN}} \times \frac{\text{ESL}}{L}$$

其中 V_{LX} 摆幅为： V_{IN} 至GND。

峰值之间的电感电流($\Delta I_{\text{P-P}}$)为：

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

选择具有低ESR的陶瓷电容时， $\Delta V_{\text{RIPPLE(C)}}$ 起决定作用；选择电解电容时， $\Delta V_{\text{RIPPLE(ESR)}}$ 起决定作用。选用在转换器开关频率下具有低ESR和ESL的陶瓷电容。使用陶瓷电容时，ESL引起的纹波电压可以忽略。

一般而言，较小的电感纹波电流所产生的输出纹波电压也较低。由于电感纹波电流取决于电感值和输入电压，电感值越大输出纹波电压越低，而输入电压波动越大输出纹波电压也越高。而电感纹波电流也会影响瞬态响应，特别是当 V_{IN} 与 V_{OUT} 间的差异较小时。低电感值使得电感电流摆幅变化更快，补充负载瞬变从输出滤波电容中消耗的电荷。负载瞬态响应还取决于输出电容的大小。负载瞬变过程中，输出电压会发生瞬变： $\text{ESR} \times \Delta I_{\text{LOAD}}$ 。在控制器响应之前输出将偏离稳压值，取决于电感和输出电容。控制器在随后做出响应后，使输出电压恢复到预设数值。

器件工作在轻载，或者需要在重载与轻载之间频繁切换时，应选择较大的 C_{OUT} ，因为在触发跳脉冲模式时输出容易产

生下冲或过冲。工作在这类负载条件下时，按照下式计算 C_{OUT} ，以限制输出下冲：

$$C_{\text{OUT}} = \frac{\Delta I_{\text{LOAD}}}{3f_{\text{CO}} \times \Delta V_{\text{OUT}}}$$

其中 ΔI_{LOAD} 是总的负荷变化， f_{CO} 是单位增益带宽(或过零频率)， ΔV_{OUT} 是所允许的输下冲。当卸掉负载并进入跳脉冲模式时，器件不能控制输出下冲，因为它不具备吸电流能力；参见跳脉冲模式频率和输出纹波部分，正确计算 C_{OUT} 。

计算输出电容最小值时，最差工作条件需要考虑电感存储的总能量，所允许的跌落/上升(下冲/过冲)电压：

$$C_{\text{OUT(MIN)}} = \frac{L \times (I_{\text{OUT(MAX)}}^2 - I_{\text{OUT(MIN)}}^2)}{(V_{\text{FIN}} + V_{\text{SOAR}})^2 - V_{\text{INIT}}^2}, \text{ 电压上升(过冲)}$$

$$C_{\text{OUT(MIN)}} = \frac{L \times (I_{\text{OUT(MAX)}}^2 - I_{\text{OUT(MIN)}}^2)}{V_{\text{INIT}}^2 - (V_{\text{FIN}} - V_{\text{SAG}})^2}, \text{ 电压下降(下冲)}$$

其中 $I_{\text{LOUT(MAX)}}$ 和 $I_{\text{LOUT(MIN)}}$ 是在最严重的抛负载条件下，负载电流的初始值和终值； V_{INIT} 是瞬变之前的初始电压， V_{FIN} 是瞬变之后稳定状态的电压值； V_{SOAR} 是所允许的电压增长值(过冲)，高于 V_{FIN} ； V_{SAG} 是所允许的电压跌落值，低于 V_{FIN} 。 $(V_{\text{FIN}} + V_{\text{SOAR}})$ 和 $(V_{\text{FIN}} - V_{\text{SOAR}})$ 分别表示瞬变过程中达到的最大/最小瞬变输出电压。

通过上述公式可以初步选择输出电容，在最差工作条件下进行原型测试或评估，确定最终的电容值。

跳脉冲模式频率和输出纹波

在跳脉冲模式下，图2所示的开关频率(f_{SKIP})和输出纹波电压($V_{\text{OUT_RIPPLE}}$)计算如下：

t_{ON} 是电感电流达到SKIP电流限制(0.58A，典型值)所需的时间：

$$t_{\text{ON}} = \frac{L \times I_{\text{SKIP-LIMIT}}}{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}} \quad [1]$$

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

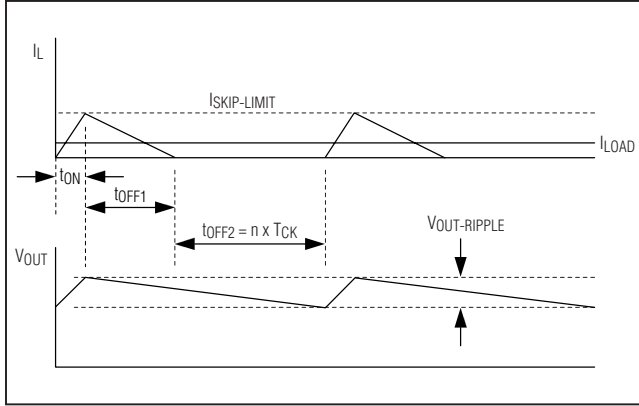


图2. 跳脉冲模式波形

t_{OFF1} 是电感电流达到零电流限制(~0A)所需的时间:

$$t_{OFF1} = \frac{L \times I_{SKIP-LIMIT}}{V_{OUT}} \quad [2]$$

在 t_{ON} 和 t_{OFF1} 过程中, 输出电容储存的电荷等于(参见图2):

$$\Delta Q_{OUT} = \frac{(t_{ON} + t_{OFF1}) \times \left(\frac{I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD}}{I_{SKIP-LIMIT}} \right) \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD})}{2} \quad [3]$$

结合[1]、[2]和[3]式, 可以得出 ΔQ_{OUT} :

$$\Delta Q_{OUT} = \frac{L \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD})^2 \times \left(\frac{1}{V_{IN} - V_{OUT}} + \frac{1}{V_{OUT}} \right)}{2}$$

在 t_{OFF2} 期间($=n \times T_{CK}$, 跳过的时钟周期数), 输出电容失去的电荷可以估算为:

$$t_{OFF2} = \frac{\Delta Q_{OUT}}{I_{LOAD}}$$

或有下式估算:

$$t_{OFF2} = \frac{\left(\frac{1}{V_{IN} - V_{OUT}} + \frac{1}{V_{OUT}} \right) \times L \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD})^2}{2 \times I_{LOAD}}$$

最终, 跳脉冲模式下的频率为:

$$f_{SKIP} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF1} + t_{OFF2}}$$

跳脉冲模式下的输出纹波为:

$$\begin{aligned} V_{OUT-RIPPLE} &= V_{COUT-RIPPLE} + V_{ESR-RIPPLE} \\ &= \frac{(I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD}) \times t_{ON}}{C_{OUT}} + \\ &\quad R_{ESR,COUT} \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD}) \end{aligned}$$

为了限制跳脉冲模式下的输出纹波, 根据上式计算 C_{OUT} 。以上所有公式都假设 $I_{LOAD} < I_{SKIP_LIMIT}$ 。

补偿设计

MAX15066采用固定频率、峰值电流控制模式, 易于补偿并具有快速瞬态响应。逐周期监测电感峰值电流并与COMP电压进行比较(电压误差放大器输出)。根据电感峰值电流对占空比进行调整。逐周期控制电感电流类似于一个受控电流源, 因此, 电感的极点频率远远大于稳压器的增益带宽。

在COMP和GND之间添加简单的串联电容和电阻, 保证系统稳定性。这种极点-零点的共同作用, 满足闭环系统的频响要求。

基本的调整环路由电源稳压器(调节器的脉宽调制器、斜坡补偿、控制电路、MOSFET和电感构成)、输出电容滤波器和负载、输出反馈分压器、电压环路误差放大器及其相关的补偿电路构成(参见图3)。

流过电感的平均电流由下式计算:

$$\bar{I}_L = G_{MOD} \times \bar{V}_{COMP}$$

其中 \bar{I}_L 为电感的平均电流, G_{MOD} 为电源稳压器的跨导, 对于降压转换器:

$$\bar{V}_{OUT} = R_{LOAD} \times \bar{I}_L$$

其中, R_{LOAD} 为等效负载电阻值。结合上述两个公式, 电源稳压器的传输函数(V_{OUT} 与 V_{COMP})表示为:

$$\frac{\bar{V}_{OUT}}{\bar{V}_{COMP}} = \frac{R_{LOAD} \times \bar{I}_L}{\left(\frac{\bar{I}_L}{G_{MOD}} \right)} = R_{LOAD} \times G_{MOD}$$

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

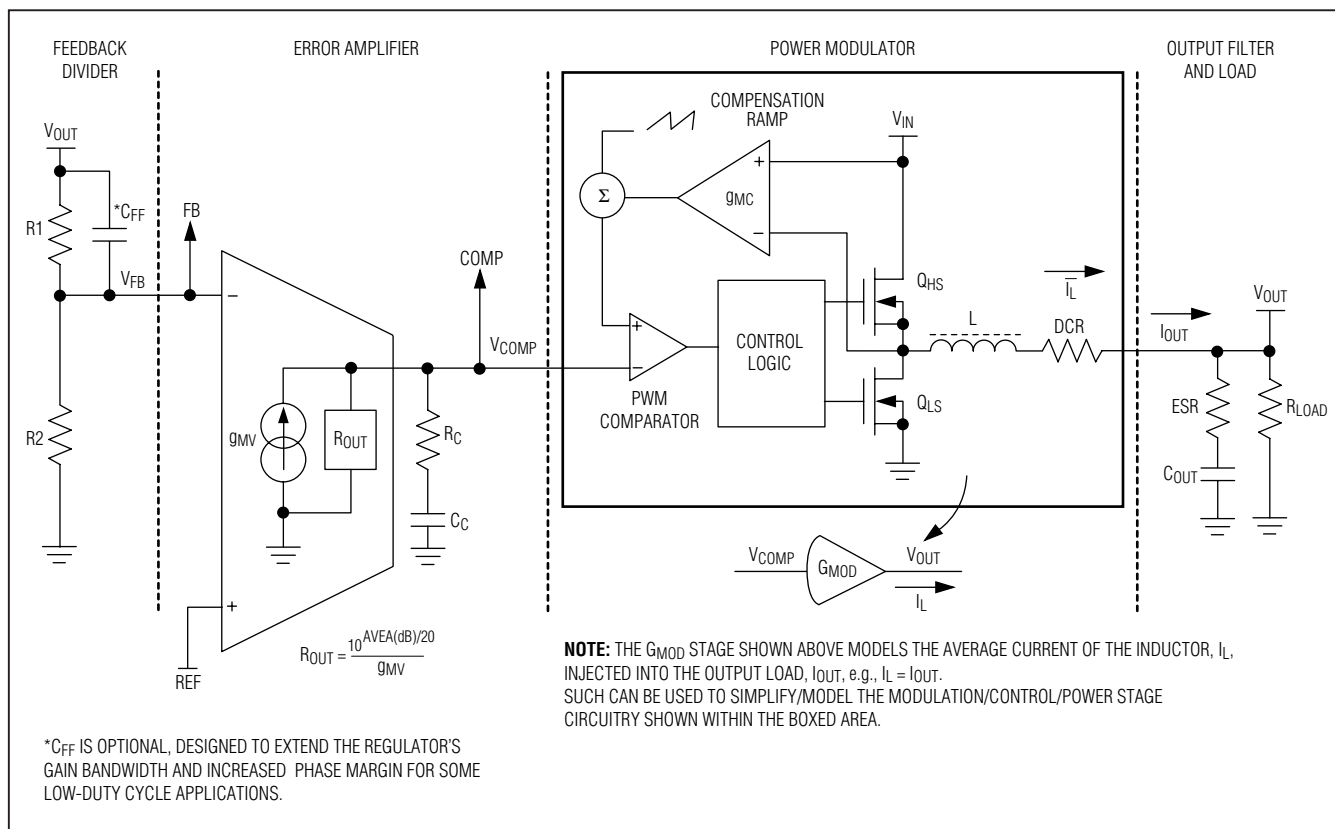


图3. 峰值电流模式稳压器的传输函数模型

峰值电流模式控制器的调制增益随着负载电阻等效分压比和电流环路增益而降低， G_{MOD} 为：

$$G_{MOD}(DC) = g_{MC} \times \frac{1}{\left\{ 1 + \frac{R_{LOAD}}{f_{SW} \times L} \times [K_S \times (1-D) - 0.5] \right\}}$$

其中 $R_{LOAD} = V_{OUT}/I_{OUT}(MAX)$ ， f_{SW} 是开关频率， L 是输出电感， D 是占空比(V_{OUT}/V_{IN})， K_S 是由下式计算出的斜坡补偿系数：

$$K_S = 1 + \frac{S_{SLOPE}}{S_N} = 1 + \frac{V_{SLOPE} \times f_{SW} \times L \times g_{MC}}{(V_{IN} - V_{OUT})}$$

其中：

$$S_{SLOPE} = \frac{V_{SLOPE}}{t_{SW}} = V_{SLOPE} \times f_{SW}$$

$$S_N = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{L \times g_{MC}}$$

如上所述，电源调制器的主极点由负载电阻和电流环路增益等效电阻并联决定：

$$f_{PMOD} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times \left[ESR + \left(\frac{1}{R_{LOAD} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]}{f_{SW} \times L}} \right)^{-1} \right]}$$

通常情况下， ESR 远远小于负载与电流环路并联后的等效电阻，例如：

$$ESR \ll \left(\frac{1}{R_{LOAD} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]}{f_{SW} \times L}} \right)^{-1}$$

$$f_{PMOD} \approx \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times \left(\frac{1}{R_{LOAD} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]}{f_{SW} \times L}} \right)^{-1}}$$

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

可以表示为：

$$f_{PMOD} \approx \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{LOAD}} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]}{2\pi \times f_{SW} \times L \times C_{OUT}}$$

注意：根据具体应用，斜率补偿的幅度对显著影响调节器的极点。占空比较低时，位于或接近单位增益频点处会产生额外的阻尼(相位滞后)，请参考闭环：补偿设计部分。对电源调制器的零点没有明显影响

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

在较高频率下，内部电流环路的影响可以用双极点(复共轭)频率表示， $G_{SAMPLING}(s)$ 如下式：

$$G_{SAMPLING}(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{(\pi \times f_{SW})^2} + \frac{s}{\pi \times f_{SW} \times Q_C} + 1}$$

其中，样本品质因数 Q_C 为：

$$Q_C = \frac{1}{\pi \times [K_S \times (1-D) - 0.5]}$$

谐振频率为：

$$\omega_{SAMPLING}(s) = \pi \times f_{SW}$$

或：

$$f_{SAMPLING} = \frac{f_{SW}}{2}$$

定义了功率调制器的传输函数后，整个系统的传输函数可以表示如下(图3)：

$$\text{增益} = G_{FF}(s) \times G_{EA}(s) \times G_{MOD}(DC) \times G_{FILTER}(s) \times G_{SAMPLING}(s)$$

其中：

$$G_{FF}(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{(sC_{FF}R_1 + 1)}{[sC_{FF}(R_1 || R_2) + 1]}$$

假设 C_{FF} 为零， $G_{FF}(s)$ 为：

$$G_{FF}(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

同样：

$$G_{EA}(s) = 10^{AVEA(dB)/20} \times \frac{(sC_C R_C + 1)}{[sC_C \left(R_C + \frac{10^{AVEA(dB)/20}}{9MV} \right) + 1]}$$

如果 $R_C \ll \frac{10^{AVEA(dB)/20}}{9MV}$ ，等式可以简化为：

$$G_{EA}(s) = 10^{AVEA(dB)/20} \times \frac{(sC_C R_C + 1)}{[sC_C \left(\frac{10^{AVEA(dB)/20}}{9MV} \right) + 1]}$$

$$G_{FILTER}(s) = R_{LOAD} \times \frac{(sC_{OUT} ESR + 1)}{[sC_{OUT} \left\{ \frac{1}{2\pi \times R_{LOAD}} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]}{2\pi \times f_{SW} \times L} \right\}^{-1} + 1]}$$

传输环路增益的主极点和零点如下所示：

$$f_{P1} \ll \frac{9MV}{2\pi \times C_C \times 10^{AVEA(dB)/20}}$$

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \left(\frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]}{f_{SW} \times L} \right)^{-1}}$$

$$f_{P3} = \frac{f_{SW}}{2}$$

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times C_C R_C} \quad f_{Z2} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} ESR}$$

极点-零点顺序为：

$$f_{P1} < f_{P2} \leq f_{Z1} < f_{CO} < f_{P3} < f_{Z2}$$

注意：在重载时， f_{P2} 可能超前于 f_{Z1} 。

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

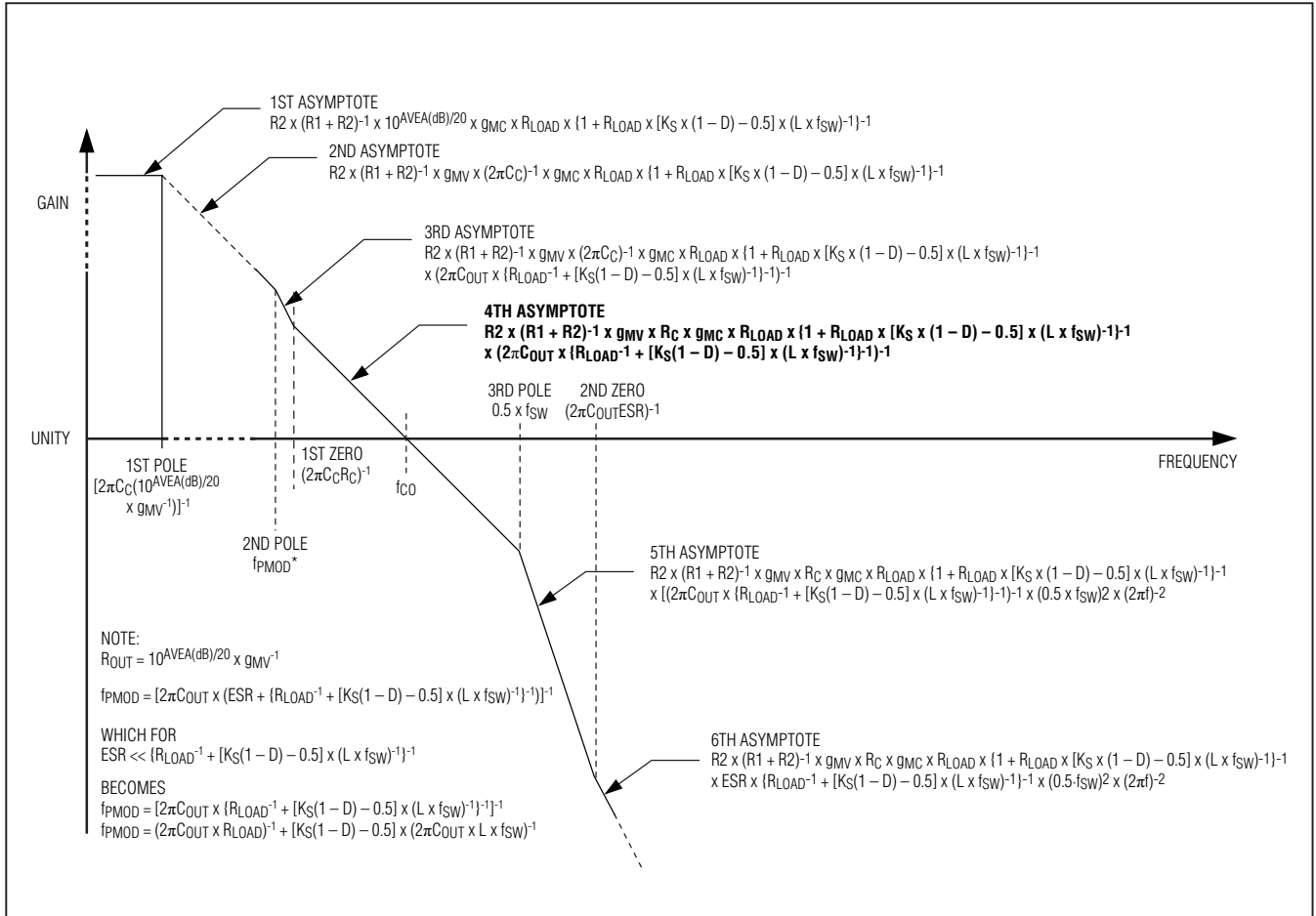


图4. 峰值电流模式稳压器的环路响应过程

图4是系统闭环响应过程，包括主极点和零点位置。环路响应的第四段渐近线(图4中的粗线)用于确定所要求的单位增益频率(并决定了补偿元件值)。较低的单位增益频率能够建立稳定的闭环工作，但这是以较慢的负载和输入电源瞬态响应为代价的。提高单位增益频率有助于提高

瞬态响应，但会影响系统的稳定性(潜在因素)。按照惯例，设置单位增益频率 \leq 开关频率的1/5至1/10。

首先，确定采用满足应用要求的无源功率元件。然后，按照闭环补偿设计部分提供的步骤选择小信号补偿元件，获得所要求的闭环频率响应和相位裕量。

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

闭环：补偿设计

- 1) 选择所要求的单位增益频率，选择 f_{CO} 等于 f_{SW} 的1/5至1/10
- 2) 利用系统传输环路的第四段渐近线增益，按照下式选择 R_C (假如 $f_{CO} > f_{P1}$ 、 f_{P2} 和 f_{Z1}):

$$R_C = \frac{R1+R2}{R2} \times \left(1 + \frac{R_{LOAD} K_S [(1-D) - 0.5]}{L \times f_{SW}} \right) \times 2\pi f_{CO} C_{OUT} \times \left[ESR + \frac{1}{\left(\frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{K_S [(1-D) - 0.5]}{L \times f_{SW}} \right)} \right]$$

并且，ESR远远低于负载电阻与电流环路并联的等效电阻，例如：

$$ESR \ll \frac{1}{\left(\frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{K_S [(1-D) - 0.5]}{L \times f_{SW}} \right)}$$

R_C 为：

$$R_C = \frac{R1+R2}{R2} \times \frac{2\pi f_{CO} \times C_{OUT}}{9MV \times 9MC}$$

- 3) 选择 C_C 。根据所要求的相位裕量，通过选择系统第一个零点 f_{Z1} 决定 C_C 的大小。通常，设置 f_{Z1} 低于 f_{CO} 的1/5，可提供足够的相位裕量。

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times C_C R_C} \leq \frac{f_{CO}}{5}$$

因此：

$$C_C \geq \frac{5}{2\pi \times f_{CO} \times R_C}$$

选项：对于低占空比应用，增加超前相位电容(图3中的 C_{FF})有助于减小半频双极点的相位滞后。在靠近单位增益频率(但低于该频率)的位置增加第2个零点，可以增加闭环相位裕量和调节器的单位增益带宽(单位增益频率)。通过下式选择电容：

$$C_{FF} = \frac{1}{2\pi \times f_{CO} \times (R1 \parallel R2)}$$

这可确保在频率低于 f_{CO} 的位置增加一个相位超前零点：

$$f_{PHASE_LEAD} = \frac{1}{2\pi \times C_{FF} \times R1}$$

利用 C_{FF} ，可以按照下式调整零点-极点顺序：

$$f_{P1} < f_{P2} \leq f_{Z1} < \frac{1}{2\pi C_{FF} R1} < \frac{1}{2\pi C_{FF} (R1 \parallel R2)} \approx f_{CO} < f_{P3} < f_{Z2}$$

根据经验确定所要求的 C_{FF} 。由于输出电压低于几倍的参考电压(比如低于1V)， C_{FF} 的相位超前在减少。当 $V_{OUT} = V_{FB}$ 时，不得使用 C_{FF} 。

设置软启动时间

软启动特性使输出电压缓慢上升，从而降低了启动过程的输入浪涌电流。利用下式选择 C_{SS} 电容，获得所期望的软启动时间 t_{SS} ：

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \times t_{SS}}{V_{FB}}$$

软启动电流 I_{SS} 为5 μ A (典型值)，输出反馈电压门限 V_{FB} 为0.606V (典型值)。使用大电容 C_{OUT} 时，软启动期间可能达到高边电流限制。为确保正确的软启动时间 t_{SS} ，选择足够大的 C_{SS} 以满足以下条件：

$$C_{SS} \gg C_{OUT} \times \frac{V_{OUT} \times I_{SS}}{(I_{HSCL} - I_{OUT}) \times V_{FB}}$$

I_{HSCL} 为高边开关电流限值。

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

布局步骤

为获得低噪、稳定的工作性能，须谨慎设计PCB布局，强烈推荐使用MAX15066评估板的布局，以获得最佳性能。如果必须进行修改，按照以下设计原则进行PCB布局：

- 1) 将输入和输出电容连接到功率地，将其它所有电容连接到信号地。在靠近IC位置单点连接信号地和功率地。
- 2) V_{DD} 、IN和SS的旁路电容要尽可能靠近器件放置，相应引脚采用直线连接。将功率地和信号地分开，在靠近输入旁路电容返回端的一点连接所有GND。
- 3) 保证大电流通路引线尽可能短且宽。保证尽可能短的开关电流，并减小由LX、输出电容以及输入电容形成的环路面积。

- 4) 将IN、LX和GND分别连接到大面积敷铜区域，有助于器件散热，进一步提高效率。
- 5) 为了获得更好的散热，使用尽可能宽的铜线(带阻焊层)连接焊球(LX、IN、GND)。
- 6) 确保所有反馈采用短线直接连接，将反馈电阻和补偿元件尽可能靠近器件放置。
- 7) 高速开关节点走线(例如LX和BST)要远离敏感的模拟区域(例如SS、FB和COMP)。

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，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 WLP | W162B2+1 | 21-0200 | — |

高效、4A、降压型DC-DC调节器， 内置功率开关

修订历史

| 修订号 | 修订日期 | 说明 | 修改页 |
|-----|------|--|------------------------|
| 0 | 4/10 | 最初版本。 | — |
| 1 | 4/10 | 更改概述、最大额定参数、典型工作特性以及PWM比较器、输出电容选择、补偿设计指南以及闭环：补偿设计部分，更新图3和图4。 | 1, 2, 4, 10, 13, 15-18 |
| 2 | 5/10 | 更改电气特性、PWM比较器、输出电容选择、跳脉冲频率和输出纹波、补偿设计指南、闭环：补偿设计，以及布局步骤部分，图3和图4。 | 3, 11, 13-19 |
| 3 | 9/10 | 更改电气特性和PWM比较器部分。 | 3, 11 |

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。