


550kHz 同步式 两相双路开关稳压控制器

特点

- 同一封装内含有两个独立控制器
- 两通道不同相工作可最大限度减小 C_{IN}
- 全部采用N沟道外接 MOSFET 结构
- 无需外接电流检测电阻器
- 优良的输出电压调整率：总输出精度 1%
- 高达 550kHz 开关频率可最大限度减少外接元件体积
- 每通道输出电流为 1A 至 25A
- 在宽负载电流范围内具有高效率
- 在停机方式下静态电流降低到 100 μ A 以下
- 24 引脚小型窄 SSOP 封装

应用

- 微处理器内核与 I/O 电源
- 多种逻辑电源发生器
- 分布式电源应用
- 高效电源转换

 LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
Burst Mode 是凌特公司的商标。

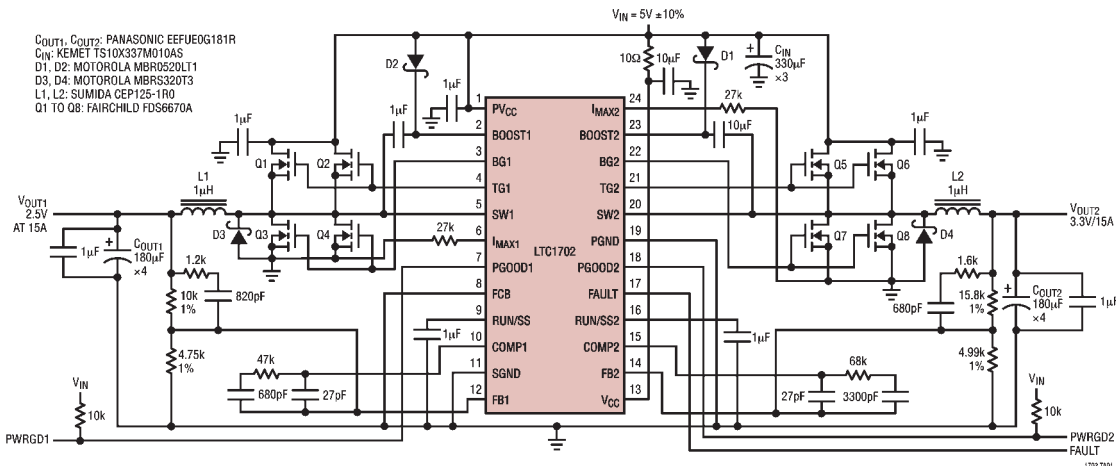
描述

LTC[®]1702 是非常适合低输入电压和高效的双通道开关稳压控制器，它内部包含两个完整、独立的开关稳压控制器，每个控制器以电压型负反馈同步降压方式驱动一对外接 N 沟道 MOSFET。LTC1702 工作于 550kHz 采用固定频率真正脉宽调制 (PWM) 开关方式，最大限度地减小了外接元件体积和降低成本，并改善了负载瞬态性能。当输出负载减少时，这种同步降压结构自动进入间断工作方式，然后进入 Burst Mode[™] 突发工作方式，从而确保在宽负载电流范围下保持最高的效率。

LTC1702 的特点是内部基准电压微调到 0.5%，能使变换器输出电压调整率优于 1%，漏极开路逻辑输出用来指示任何一个通道的输出电压是否已上升到与最终输出电压相差 5% 以内，如果输出电压上升到预期电压的 15% 以上，有一种可选择的锁存 FAULT 方式保护负载。每个通道可独立选通；当两个通道同时禁止时，LTC1702 停机并且电源电流下降到 100 μ A 以下。

典型应用

3.3V 和 2.5V 双路输出大功率逻辑电源



绝对最大额定值 (注1)

电源电压

V_{CC}	7V
$BOOSTn$	15V
$BOOSTn-SWn$	7V

输入电压

SWn	-1V 至 8V
其它输入电压	-0.3V 至 $V_{CC} + 0.3V$

峰值输出电流 $< 10\mu s$

TGn, BGn	5A
------------------	----

工作温度范围

LTC1702C	0°C 至 70°C
LTC1702I	-40°C 至 85°C

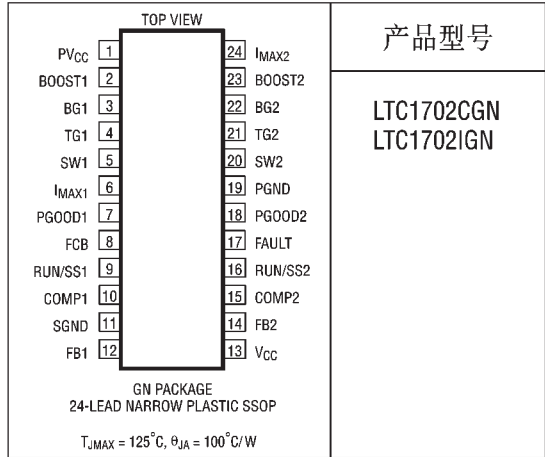
储存温度范围

	-65°C 至 150°C
--	---------------

引脚温度 (焊接时间 10 s)

	300°C
--	-------

封装/订购信息



有关各级器件，请咨询凌特公司。

电特性

凡标注 ● 均表示技术指标适合全部工作温度范围，否则仅指环境温度 $T_A = 25^{\circ}C$ 时的技术指标。 $V_{CC} = 5V$ ，除非另外规定。(注3)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
主控制环路							
V_{CC}	V_{CC} 电源电压		● 3		7	V	
PV_{CC}	PV_{CC} 电源电压	(注2)	● 3		7	V	
BV_{CC}	BOOST 引脚电压	$V_{BOOST} - V_{SW}$ (注2)	● 2.7		7	V	
I_{CC}	V_{CC} 电源电流	测试电路 1, $C_L = 0pF$ RUN/SS1 = RUN/SS2 = 0V (注5)	●	2.2 30	8 100	mA μA	
IPV_{CC}	PV_{CC} 电源电流	测试电路 1, $C_L = 0pF$ (注4) RUN/SS1 = RUN/SS2 = 0V (注5)	●	2.2 6	6 100	mA μA	
I_{BOOST}	BOOST 引脚电流	测试电路 1, $C_L = 0pF$ (注4) RUN/SS1 = RUN/SS2 = 0V	●	1.3 0.1	3 10	mA μA	
V_{FB}	反馈电压	测试电路 1, $C_L = 0pF$, LTC1702C 测试电路 1, $C_L = 0pF$, LTC1702I	●	0.792 0.790	0.800 0.800	0.808 0.810	V V
ΔV_{FB}	反馈电压电源调整率	$V_{CC} = 3V$ 至 7V	●	± 0.005	± 0.05	%/V	
I_{FB}	反馈电流		●	± 0.001	± 1	μA	
ΔV_{OUT}	输出电压负载调整率	(注6)	●	0.1	± 0.2	%	
V_{FCB}	FCB 门限电压		●	0.75	0.8	0.85	V
ΔV_{FCB}	FCB 反馈迟滞			20		mV	
I_{FCB}	FCB 引脚电流		●	± 0.001	± 1	μA	
V_{RUN}	RUN/SS 引脚 RUN 门限		●	0.45	0.55	0.65	V
I_{SS}	软启动源电流	RUN/SS $n = 0V$		-2	-3.5	-6	μA

电特性

凡标注 ● 均表示技术指标适合全部工作温度范围，否则仅指环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。 $V_{CC} = 5\text{V}$ ，除非另外规定。(注3)

符号	参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
开关特性							
f_{OSC}	振荡器频率	测试电路 1, $C_L = 0\text{pF}$	●	475	550	750	kHz
Φ_{OSC2}	变换器 2 振荡器相位	相对变换器 1 (注6)			180		度
DC_{MIN1}	最小占空比	$V_{\text{FB}} < V_{\text{MAX}}$	●	7	10		%
DC_{MIN2}	最小占空比	$V_{\text{FB}} > V_{\text{MAX}}$	●	0			%
DC_{MAX}	最大占空比		●	87	90	93	%
t_{NOV}	驱动器非重叠时间 (Nonoverlap)	测试电路 1, $C_L = 2000\text{pF}$ (注7)	●		40	100	ns
t_r, t_f	驱动器上升/下降时间	测试电路 1, $C_L = 2000\text{pF}$ (注7)	●		12	80	ns
反馈放大器							
A_{VFB}	反馈直流增益		●	74	85		dB
GBW	反馈增益带宽				25		MHz
I_{ERR}	反馈吸收电流/源电流		●	± 3	± 10		mA
V_{MIN}	比较器最小值门限电压		●		760	785	mV
V_{MAX}	比较器最大值门限电压		●	815	840		mV
限流环路							
A_{VILIM}	I_{LIM} 增益				40		dB
I_{MAX}	I_{MAX} 源电流	$I_{\text{MAX}} = 0\text{V}$, LTC1702C $I_{\text{MAX}} = 0\text{V}$, LTC1702I	● ●	-7 -7	-10 -10	-13 -14	μA μA
状态输出							
V_{PGOOD}	PGOOD 跳变点	V_{FB} 相对稳压的 V_{OUT}	●	-10	-5	-2	%
V_{OLPG}	PGOOD 输出低电压	$\text{PGOOD} = 1\text{mA}$	●		0.03	0.1	V
I_{PGOOD}	PGOOD 输出漏电流		●		± 0.1	± 1	μA
t_{PGOOD}	PGOOD 延迟时间	$V_{\text{FB}} < V_{\text{PGOOD}}$ 到 $\text{PGOOD} \downarrow$ (注7)			100		μs
V_{FAULT}	FAULT 跳变点	V_{FB} 相对稳压的 V_{OUT}	●	+10	+15	+20	%
V_{OLF}	FAULT 输出低电压	$I_{\text{FAULT}} = 1\text{mA}$	●		0.03	0.1	V
I_{FAULT}	FAULT 输出电流	$V_{\text{FAULT}} = 0\text{V}$			-10		μA
t_{FAULT}	FAULT 延迟时间	$V_{\text{FB}} > V_{\text{FAULT}}$ 到 $\text{FAULT} \uparrow$ (注7)			25		μs

注 1：绝对最大额定值是指超过这个数值会损害器件的寿命。

注 2：为保证正常工作，要求 PV_{CC} 和 $BV_{\text{CC}} (V_{\text{BOOST}} - V_{\text{SW}})$ 必须大于外接 MOSFET 管的 $V_{\text{GS(ON)}}$ 。

注 3：所有流入器件的电流均为正电流；所有流出器件的电流均为负电流。所有电压均相对地，除非另外规定。

注 4：正常工作的电源电流取决于外部 MOSFET 管门极充电和放电所需要的电流。这种电流将随电源电压和外部 MOSFET 管的改变而变化。

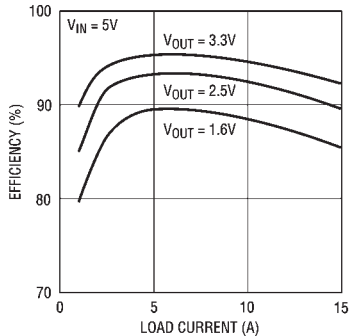
注 5：停机方式下的电源电流取决于外部 MOSFET 管的漏电流，可能明显地高于 LTC1702 的静态功耗电流，尤其是当温度升高时。

注 6：经过修正确保此参数，并且此参数不是直接测得。

注 7：上升时间和下降时间都是用 10% 和 90% 幅度来测量。延迟时间和非重叠时间用 50% 幅度来测量。

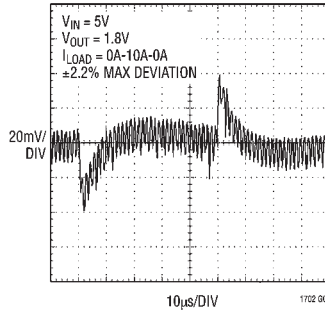
典型性能特征

效率与负载电流关系曲线



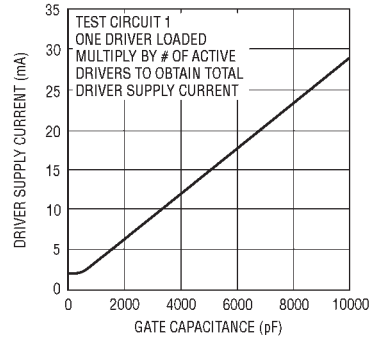
1702 G01

瞬态响应曲线



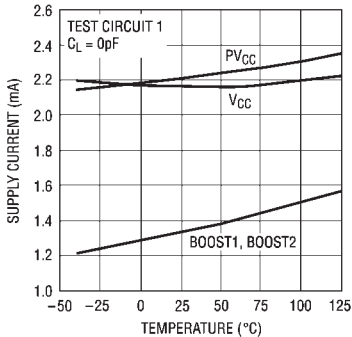
1702 G02

MOSFET 驱动器电源电流与门极电容关系曲线



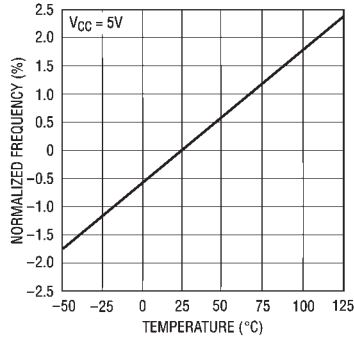
1702 G03

电源电流与温度关系曲线



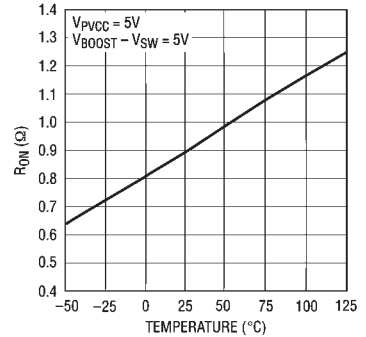
1702 G04

归一化频率与温度关系曲线



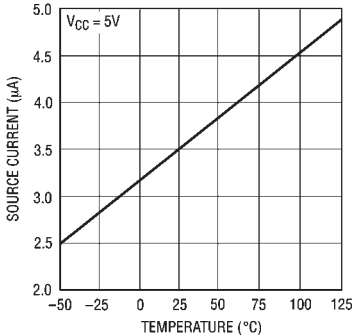
1702 G05

驱动器 R_{ON} 与温度关系曲线



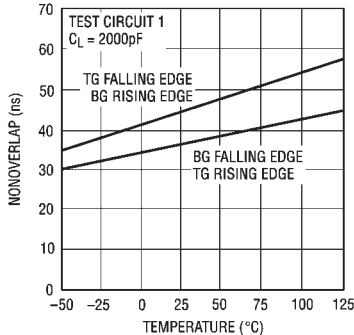
1702 G06

RUN/SS源电流与温度关系曲线



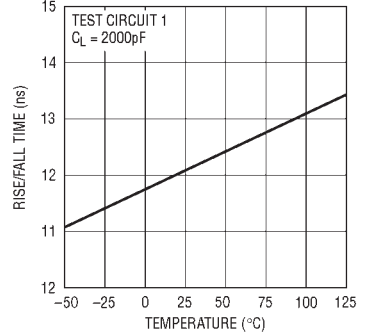
1702 G07

非重叠时间与温度关系曲线



1702 G08

驱动器上升/下降时间与温度关系曲线



1702 G09

引脚功能

PV_{CC} (引脚 1) : 驱动器电源输入。PV_{CC} 为两个 BGN 输出驱动器提供电源。PV_{CC} 必须接到一个足够高的电压以使外接 MOSFET 管 QB1 和 QB2 完全导通。PV_{CC} 通常应该直接连接到 V_{IN}。PV_{CC} 至少需要一个 1μF 旁路电容器直接连接到 PGND。

BOOST1 (引脚 2) : 控制器 1 高端栅极驱动器电源。BOOST1 为浮动 TG1 驱动器提供电源。BOOST1 应该对 SW1 接 1μF 旁路电容器。从 V_{IN} 到 BOOST1 引脚接一个附加的肖特基二极管，在 BOOST1 引脚便产生一个完整的浮动电荷泵电源。无须其它外接电源。

BG1 (引脚 3) : 控制器 1 低端栅极驱动。BG1 引脚驱动低端 N 沟道同步开关 MOSFET QB1。BG1 可直接驱动高达 10,000pF 的栅极电容。如果 RUN/SS1 变低，则 BG1 变低，关断 QB1。如果跳变到 FAULT 方式，则 BG1 变高并保持高电平，使 QB1 导通直到重新加电。

TG1 (引脚 4) : 控制器 1 高端栅极驱动。TG1 引脚驱动高端 N 沟道 MOSFET 管 QT1。TG1 驱动器从 BOOST1 引脚吸收电能，并且返回到 SW1 引脚，对 QT1 提供真正浮动驱动。TG1 可直接驱动高达 10,000pF 的栅极电容。在停机或故障方式，TG1 变低。

SW1 (引脚 5) : 控制器 1 开关节点。应该将 SW1 连接到变换器 1 的开关节点。TG1 驱动器的接地返回到 SW1，为高端 N 沟道 MOSFET 开关管 QT1 提供浮动栅极驱动。当低端 MOSFET QB1 导通时，限流比较器会将 SW1 的电压与 I_{MAX1} 进行比较。

I_{MAX1} (引脚 6) : 控制器 1 限流设置。I_{MAX1} 引脚为控制器 1 设置限流比较器门限。如果低端 MOSFET QB1 两端的电压下降到超过在电流 I_{MAX1} 的电压值，则控制器 1 将进入限流方式。I_{MAX1} 引脚有内部 10μA 上拉电流源，允许使用一个接到 PGND 的外接电阻器 (R_{IMAX}) 来设置门限。有关选择 R_{IMAX} 的详细情况，见“限流设置”一节。

PGOOD1 (引脚 7) : 控制器 1 电源好。PGOOD1 是漏

极开路逻辑输出引脚，不论什么时候，当 FB1 下降到低于设定值 5% 时，PGOOD1 将变为低电平。当 RUN/SS1 为低电平（1 路待机），PGOOD1 将变为高电平。

FCB (引脚 8) : 强制连续控制端。当 FCB 引脚电压下降到 0.8V 以下时，FCB 引脚强制两个通道变换器保持连续同步工作方式而与负载无关。FCB 通常接到 V_{CC}，为了强制连续工作，FCB 接到 SGND。FCB 还可以接到从某一变换器的电感器次级线圈抽出的反馈电阻器分压器，以便产生第 3 路稳压输出电压。但不要悬空 FCB 引脚。

RUN/SS1 (引脚 9) : 控制器 1 运行/软起动。RUN/SS1 接到 SGND 将禁止控制器 1，并且关断其外部的两只 MOSFET 开关管。如果将两个 RUN/SS 引脚都接低电平，可使整个 LTC1702 停机，静态电源电流下降到 100μA 以下。连接 RUN/SS1 到 SGND 的电容器将决定控制器 1 加电时的导通时间和输出电压的上升速率。在 RUN/SS1 引脚的内部 3.5μA 上拉电流源设置其导通时间大约为 500ms/μF。

COMP1 (引脚 10) : 控制器 1 环路补偿。将 COMP1 引脚直接连到第一路控制器的误差放大器输出端和 PWM 比较器的输出端。在 COMP1 引脚采用一个 RC 网络来补偿反馈环路以达到最佳瞬态响应。

SGND (引脚 11) : 信号地。全部内部低功耗电路都返回到 SGND 引脚，将 SGND 接到低阻抗地，并且与 PGND 节点分开。所有反馈、补偿和软起动连接都应返回到 SGND，SGND 与 PGND 只在一点连接，并且靠近 PGND 引脚和 C_{IN} 旁路电容器负极。

FB1 (引脚 12) : 控制器 1 反馈输入。应该将 FB1 通过电阻器网络接到 V_{OUT1} 以设置输出电压。控制器 1 的环路补偿网络也应接到 FB1。

V_{CC} (引脚 13) : 控制器电源输入，除输出驱动器以外，全部内部电路都由这个引脚供电，V_{CC} 应接在 3V 至 7V 之间的低噪声电源电压，并且与一个尽量靠近 LTC1702 及至少接为 1μF 的电容器旁路至 SGND。

引脚功能

FB2 (引脚 14) : 控制器 2 反馈输入。见 FB1。

COMP2 (引脚 15) : 控制器 2 环路补偿。见 COMP1。

RUN/SS2 (引脚 16) : 控制器 2 运行/软启动。见 RUN/SS1。

FAULT (引脚 17) : 输出过压故障 (锁存)。FAULT 引脚是内部带 $10\mu\text{A}$ 上拉电源的漏极开路输出, 如果任何一路稳压输出超过其设定值 15% 以上, 并且持续时间超过 $25\mu\text{s}$, 则 FAULT 输出变为高电平并且整个 LTC1702 被禁止。当 FAULT 为高电平时, 两通道 BG 引脚变高, 两个低端 MOSFET 开关管导通并且使高输出电压下降。LTC1702 将保持这种锁存状态直到重新加电。当 FAULT 方式有效时, FAULT 引脚被内部 $10\mu\text{A}$ 电流源上拉。将 FAULT 直接连到 PGND 引脚禁止锁存 FAULT 方式, 从而允许 LTC1702 当过压故

障排除后恢复正常工作。

PGOOD2 (引脚 18) : 控制器 2 电源好。见 PGOOD1。

PGND (引脚 19) : 电源地。BGn 驱动器返回到这个引脚。PGND 连接到靠近外接 MOSFET 管 QB1 与 QB2 的源极及 V_{IN} 与 V_{OUT} 旁路电容器的大电流接地节点。

SW2 (引脚 20) : 控制器 2 开关节点。见 SW1。

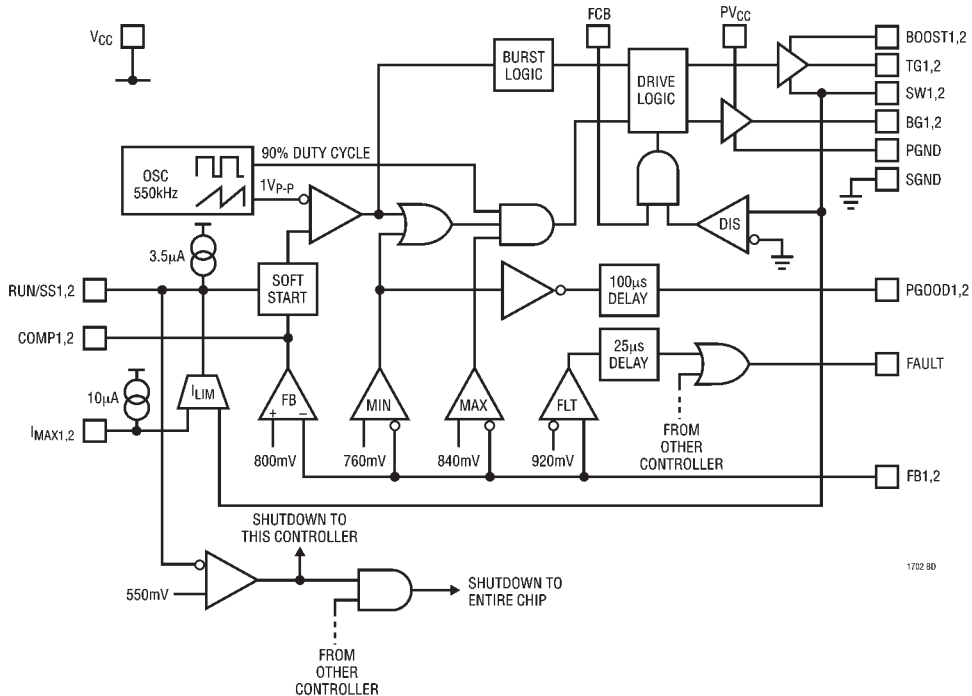
TG2 (引脚 21) : 控制器 2 高端栅极驱动。见 TG1。

BG2 (引脚 22) : 控制器 2 低端栅极驱动, 见 BG1。

BOOST2 (引脚 23) : 控制器 2 高端栅极驱动器电源。见 BOOST1。

I_{MAX2} (引脚 24) : 控制器 2 限流设置。见 I_{MAX1}。

功能框图



应用信息

两步变换

“两步”变换方式首先由主稳压器将输入电源电压(电池或交流电源电压)变换成中间电源电压,这通常为 5V,然后用次稳压器 LTC1702 将这个中间电压变换成系统要求的大电流、低电压电源。两步变换避免了一步变换过程所需要的将高输入电压变换成一个很低的输出电压,这通常是一种笨拙而困难的设计。这种两步变换方式很自然地适合部分电路继续使用 5V 电源供电的那些系统,或者将多余 5V 电源容量作更新电路设计把负载电流转移到较低电压源。

典型的两步变换系统中的每一个稳压器都保持较低的降压比(5:1 或以下),保持合理占空比的同时又工作在高效率。与此相反,一步变换的稳压器从高输入电压到 1.xV 或 2.xV 输出电压的变换必须采用很低的占空比,这对外部元件值、效率和瞬态响应之间需要进行权衡。其效率损耗超过两步变换方式(见“两步变换效率的计算”一节和图 10)。进一步的复杂计算是基于这样一个事实,许多系统总功率的很大部分都是由 5V 中间电源的旁路低压电源提供的。采用 LTC1702 构成的两步变换方案通常都接近或超过单步变换方式中的总系统效率,并且还具有改善瞬态响应、缩小印制电路板(PCB)面积和简化电源印制线的路径等优点。

两步变换方式在温度管理方面还有许多优点。利用 LTC1702 构成的两步变换电路功耗通常要比一步变换电路的功耗低,即使当一步变换的总效率比两步变换系统高的场合也是如此。例如,在典型微处理器内部的电源稳压器,其中稳压器通常靠近 CPU 放置。在一步变换方式中,由内部稳压器产生的全部功耗恰好靠近发热的 CPU,从而难于进行温度管理。在采用 LTC1702 的两步变换方式中,内部稳压系统的大部分功耗在 5V 电源部分,它通常远离 CPU。由于系统中 LTC1702 部分的发热损耗相当低,所以最大限度地减小了 CPU 附近加热量。

关于如何计算系统效率的详细解释,见“优化性能”一节。

两相工作方式

LTC1702 双路开关稳压控制器还具有两相工作方式的明显优点。笔记本电脑、手持终端和汽车电子设备都从两相工作带来的较低输入滤波要求、降低电磁干扰(EMI)和提高电源效率受益。

为什么需要两相工作方式?在 LTC1702 出现以前,一直采用两路同相(即单相工作方式)工作的恒定频率双开关稳压器,这表明两个高端 MOSFET 管同时导通,产生的电流脉冲是单稳压器从输入电容器吸收电流幅度的两倍。这种大幅度的电流脉冲增加了从输入电容器流出的总 RMS 电流,从而要求使用价格比较贵的输入电容器,并增加了输入电容器和输入电源的 EMI 和损耗。

采用两相工作方式, LTC1702 的两路以 180° 相差工作。这样可使开关管的电流脉冲有效地交错,从而极大减小了它们迭加在一起的重迭时间。因此有效地降低总 RMS 输入电流,从而允许使用较便宜的输入电容器,降低对 EMI 的屏蔽要求,并且改善了实际工作效率。

图 7 示出了单路开关稳压器的波形与双路两相开关的 LTC1702 系统波形对比示例。单相两路稳压器同时工作将呈现出单路数值的两倍,在这个例子中,两相工作方式载 RMS 输入电流从 $9.3A_{RMS}$ ($2 \times 4.66A_{RMS}$) 降到 $4.8A_{RMS}$ 。尽管这种降低本身给人深刻印象,但还应记住功率损耗与 I_{RMS}^2 成正比,这表明实际功耗降低 3.75 倍。降低输入纹波电压意味着在输入功率路径(应该包括电池、开关、印制线/连接器电阻和保护电路)的功率损耗较少。RMS 输入电流和电压的减小还会直接使传导 EMI 和辐射 EMI 得以改善。

小型封装

LTC1702 在 550kHz 开关频率下工作,允许采用

应用信息

小电感值的电感器，就不会产生过大的纹波电流。因为该电感器在每个周期储存较小的能量，所以可以降低这种电感器的体积而不会引起磁芯饱和，节省了 PCB 的尺寸。LTC1702 的高工作频率还意味着在输出电容器周期之间储存较少的能量，从而减小了电容器的容量和电容器的体积。其余元器件(包括 150mil SSOP-24 封装的 LTC1702)都是小型元器件，所以由 LTC1702 构成的整个双输出电路可以布置在 1.5in^2 的 PCB 上。而且上述 PCB 通常靠近微处理器或者放置在类似的拥挤区域，而这里 PCB 相当宝贵。实际上 LTC1702 工作需要的 5V 电源通常可由电源板得到，在便携式系统中这又是一个优点——即不再需要在电池供电时所需的专用电源线。

快速瞬态响应

LTC1702 采用一个高达 25MHz 增益带宽积 (GBW) 的快速运算放大器作为误差放大器。这种放大器允许设计成由几个极点和零点组成的补偿网络，它比由典型的 g_m 反馈放大器构成的补偿网络更灵活。由于这种放大器具有很宽的带宽，伴随着很高的开关频率和低数值的外部电感器和输出电容器，所以允许极高的环路交越频率。这种小电感值是指稳压方程的另一半(典型值大约是 $1\mu\text{H}$)，电感器允许 di/dt 转换速率非常快，这与传统解决方案相比具有较优良的瞬态响应。

高效率

LTC1702 采用同步降压方式结构，每路输出外接两个 N 沟道 MOSFET。浮动的高端驱动器和简单的外部电荷泵为高端 MOSFET 提供完整的栅极驱动。电压型反馈环路和 MOSFET V_{DS} 限流检测无需外接电流检测电阻，从而节省了外接元件和大电流路径中的功率损耗源，利用低栅极电荷 MOSFET 适当设计电路能使其有效地在宽输出电压范围内超过 90%。

结构详述

LTC1702 双开关稳压控制器包括两个相同和独立的稳压器通道，该芯片两路及其相应的外部元件除共用的输入旁路电容器、FCB 和 FAULT 引脚以外(它们对两路都起作用)都是相互独立的。在下面的讨论中，当涉及到的引脚没有说明指的是哪一路，则表明它对两路一样起作用。

开关结构

LTC1702 的各路都用作同步降压变换器(见图 1)。每路都包含两个控制外部 N 沟道 MOSFET QT 和 QB 的大功率 MOSFET 栅极驱动器。这两个驱动器都具有 0.5Ω 输出阻抗，可容易地提供峰值电流为 5A 的连续电流，从而快速控制大功率 MOSFET 的栅极。外部 MOSFET QT 的漏极与输入电源相连，QT 的源极连到开关节点 SW。QB 管是其漏极接 SW、源极接 PGND 的同步整流管。电感器的一端接到 SW，另一端接到 V_{OUT} 。输出电容器接在 V_{OUT} 与 PGND 之间。

当一个开关周期开始时，QB 截止而 QT 导通。SW 几乎立即上升到 V_{IN} 并且电感器电流开始增加。当 PWM 脉冲完成，QT 截止并且经过一段非重叠时间之后，QB 导通。此时 SW 下降到 PGND 而电感器电流下降。当下一个主时钟周期到来时，重复上述过程。每一种方式的工作时间由 PWM 信号的占空比进行控制，而这由反馈放大器来控制。主时钟产生

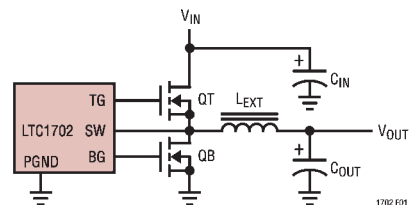


图 1：同步降压式变换器结构

应用信息

关断高端 MOSFET (QT)，并接通低端 MOSFET (QB) 并且保持该状态直至 FB 返回到 5% 以内。这样拉动输出电压尽快下降，防止损坏负载 (常常很昂贵)。如果由于输出短路至较高电源使 FB 电压升高，那么 QB 一直保持导通直至短路被撤除，电源限流较高或 QB 烧坏以保护负载。这种方法提供最大限度的保护，防止在输出端出现过压故障，同时当故障排除后，允许该电路恢复正常工作。这种过压保护电路可选择设置永远闭锁输出 (见“过压故障”一节)。

无论何时，只要 FB 低于 800mV 基准电压超过 5%，MIN 比较器就跳变 (见“功能框图”)，并且立即迫使开关占空比到 90% 以便使输出电压返回到调整范围。当 FB 处在 5% 窗口范围内时，比较器处在释放状态。当软启动或限流电路有效时，即输出电压低于调整电压值的两种正常情况，MIN 比较器便被禁止。

应当注意，FB 引脚是该反馈放大器的虚地节点。通常的补偿网络不包括放大器周围的局部直流反馈，所以 FB 处的直流电平通过 R_1 和 R_B 分压电阻器可以精确地复制输出电压 (见图 3)。但是补偿电容器会使 FB 处的交流信号衰减，尤其是在低带宽类型 I 反馈环路情况下。这样会产生一种情况，即 MIN 和 MAX 比较器不能立即响应输出电压的变化，因为它们在监测 FB 的输出电压。增大反馈环路带宽会减小这种延迟并且使 MIN 和 MAX 比较器正常工作。见“反馈环路/补偿”一节。

PGOOD 标志

MIN 比较器还具有另一个功能，这通过一个 100 μ s 的延迟电路驱动外部“电源好”(PGOOD) 引脚。PGOOD 是漏极开路输出，它可与其它漏极开路/集电极开路信号“线或”。为了将 PGOOD 变成高电平，要求外接一个上拉电阻器。无论何时只要 FB 脚电压低于设定值的 5% 以上并且持续时间超过 100 μ s，PGOOD 就变低电平，指示此时输出电压超出稳压范

围。在软启动和限流期间，PGOOD 仍然有效，即使 MIN 比较器对占空比没有影响。100 μ s 延迟用来保证 MIN 比较器成功“捕获”的短时输出瞬态毛刺不致在 PGOOD 引脚引起瞬间毛刺。应当注意 PGOOD 引脚只监测 MIN 比较器而不监测 MAX 比较器——它不指示输出电压是否高于设定值的 5%。

当 LTC1702 的任何一路处于停机方式时，与其相关的 PGOOD 引脚变为高电平。当两个 PGOOD 引脚靠近在一起，甚至有一路停机时，这种特性允许有效地读入 PGOOD 状态。由于节省了在 PGOOD 引脚的上拉电阻引起的多余功耗电流，从而减小了静态电流。只要 RUN/SS 引脚超过停机门限电压和通道退出停机方式，相应通道 PGOOD 引脚变低直到输出电压恢复正常。如果两路同时停机，则两个 PGOOD 引脚都变为高电平。为了避免混淆，如果 LTC1702 任一路停机，则主系统应忽视相应 PGOOD 引脚。

停机/软启动

每路 LTC1702 都有 RUN/SS 引脚。该 RUN/SS 引脚有两项功能：当此引脚下拉到地时，相应的通道停机并且作为相应通道软启动引脚，迫使最大占空比限制与 RUN/SS 引脚电压成比例。每个 RUN/SS 引脚内部都有 3.5 μ A 的上拉电流源，利用一个外接下拉到地的电容器可以产生软启动斜坡。该 3.5 μ A 电流源即使当 LTC1702 停机时也工作，当 RUN/SS 引脚外部下拉被释放时，可以保证器件正常启动。LTC1702 任何一路可以停机而不会影响另一路工作，当两路同时停机时，LTC1702 便进入低功耗休眠方式，其静态电流降至 100 μ A 以下。进入休眠方式同时复位故障锁存器 (如果已经置位)。

如果 LTC1702 的 RUN/SS 引脚下降到 0.5V 以下，则其相应通道进入停机方式。如果 RUN/SS 引脚电压在 0.5V 到大约 1V 之间，则相应通道工作，但其最大占空比被限制至 10%。当该引脚电压在 1V 到 2.5V 之间，其最大占空比限制线性地增加，当该

应用信息

RUN/SS 大于 2.5V 时，其占空比达到终值 90%。在这点之前的某一位置，反馈放大器假定实施环路控制并且输出开始稳压。当 RUN/SS 上升到 V_{CC} 以下 0.5V 时，MIN 反馈比较器有效，并且 LTC1702 处于完全工作方式 (见图 4)。

限流电路

LTC1702 内部包含一个限流电路，用来限制用户设定的最大输出电流。其工作原理是，检测 QB 管导通期间 QB 两端的电压降，并且与用户在 I_{MAX} 条件下设置的电压值相比较。由于 QB 在导通期间可以看作是低阻值的电阻器，所以其两端的电压降与流过的电流成正比。在降压式开关变换器中，通过电感器的平均电流等于其输出电流，这个电流在 QB 导通期间还通过 QB，因此通过监测 QB 的电压降，LTC1702 便能监测输出电流。

一旦 QB 导通并且流到输出端的电流比较大时，在 QB 管的漏极 SW 节点相对 PGND 稍微偏负。LTC1702 检测这个电压，并且将其倒相以便与在 I_{MAX} 引脚检测到的正电压相比较。 I_{MAX} 引脚包括校准的 10 μ A 上拉电流源，用户使用一个接地的电阻器 $R_{I_{MAX}}$ 在 I_{MAX} 引脚设置电压。LTC1702 比较两个输入，并且在 SW 引脚负电压的幅度大于 I_{MAX} 的电压时开始限制输出电流。

将限流检测器接到一个内部 g_m 放大器，该放大器从 RUN/SS 引脚拉出电流，该电流与 SW 和 I_{MAX} 引脚之间的电压幅度差成正比。该电流开始对 RUN/SS 引脚的软起动电容器放电，减小占空比并控制输出电压直到电流下降到限流值以下。在对占空比有任何影响前，软起动电容器需要迁移相当数量电荷，这增加了延迟，直到限流起作用 (见图 4)。这样使 LTC1702 能经受短暂过载，而不影响输出稳

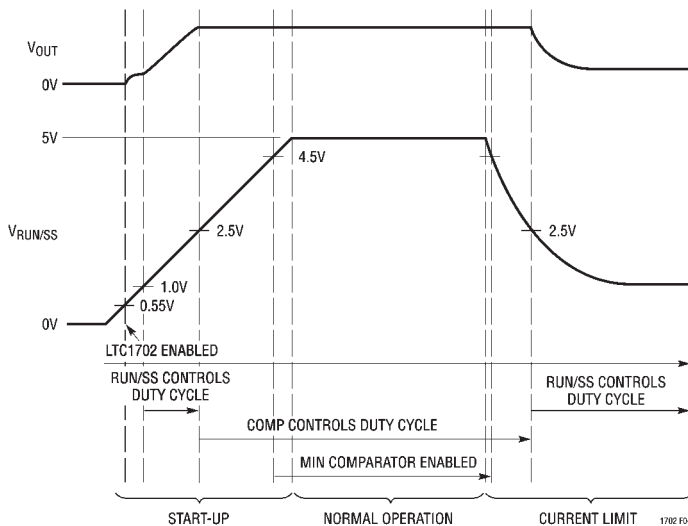


图 4：起动和限流时的软起动

应用信息

压。这种延迟在限流环路中还起极点作用，改善了环路稳定性。较大的过载会使软起动电容器电压快速下降，从而使输出元件免受损害。该限流 g_m 放大器包括一个箝位电路，防止 RUN/SS 低于 0.5V 而使 LTC1702 停止工作。

功率 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 随 MOSFET 而变化，从而限制了受 LTC1702 限流环路影响的精度。另外，由于寄生作用使 SW 节点产生的振动会增加表观电流，使环路过早起作用。LTC1702 限流主要用作严重事故预防，即“不损坏”电路，它对精密电流调节器是无用的。限流值通常设置成超出正常输出电流最大值的 50% 左右，以防止电路中元器件所允许的偏差超出正常电流范围。有关 R_{IMAX} 选择方法见“限流设置”一节。

断续/突发工作方式

工作原理

LTC1702 开关逻辑有三种工作方式。在重负载情况下，它以一种完全同步和连续传导的开关稳压器。在这种工作方式下（“连续”模式），整个开关周期内电感器中的电流沿著正向流动（向输出方向），向负载连续提供电流。在这种方式下，不论 QT 何时截止，同步开关 (QB) 总是导通，所以这时电流总是流过一个低阻开关，从而减小压降和功率损耗。这是重负载情况下效率最高的工作方式，其中功率器的阻性损耗是主要损耗。

当负载电流大于电感器纹波电流的一半时，连续工作方式能有效地工作。类似 LTC1702 这种降压式变换器，电感器的平均电流（在一个开关周期内取平均）等于负载电流。纹波电流等于在一个开关周期内的最大电流与最小电流之差（见图 5a）。纹波电流值取决于电感值、时钟频率和输出电压，但是只要 LTC1702 保持连续工作方式，纹波电流与负载无关。有关纹波电流的详细情况见“电感器”选择一节。

在连续工作方式中当输出负载电流下降时，电感器的平均电流在这一点将下降到纹波电流一半以下。在这一点，电感器电流在开关周期的某一段将会倒流，或开始从输出端流回输入端。这样虽然不会影响稳压，但当电感器通过阻性功率开关的正向和反向电流的一部分，这会产生附加的损耗，每次都会损失多一点功率和降低效率。允许这种反向电流的存在有一些好处：即使负载电流下降到低于零（指 LTC1702 的负载电流），该电路仍保持稳压状态，并且输出纹波电压和频率对所有负载保持恒定，从而简化滤波要求。利用这个优点通过把 FCB (Force Continuous Bar) 引脚接地，就可强制 LTC1702 在任何负载下都以连续工作方式工作。

断续工作方式

为了最大限度地减小轻负载情况下电流反向流动引起的效率损耗，LTC1702 切换到第二种工作方式：断续方式（见图 5b）。在断续工作方式中，当电感器电流接近零并且在剩余开关周期 QB 截止时，LTC1702 进行检测。在这期间，SW 引脚电压浮动大约为 V_{OUT} ，电感器两端电压为零，而电感器电流一直保持为零，直到下一个开关周期开始并且 QT 再次导通。这样可防止电流反向流过 QB，从而消除了功率损耗。另外当输出电流接近零时，还减少了电感器纹波电流。

当 QB 导通时，通过监测 SW 引脚的电压，LTC1702 对达到零点的电感器电流检测。由于 QB 起到一个电阻器的作用，所以当电感器电流为零时，SW 引脚电压应该为 0V。实际上，通过 QB 切换到地之后，SW 节点立即产生某种程度的振荡，从而使 QB 跳变到零时的实际瞬态平均电流产生某种误差。LTC1702 为了最大限度地减小这种影响，当振荡最严重时，在 QB 导通之后安排一个固定 50ns 延迟来忽略 SW 节点，并且对监测 SW 节点的比较器产生一个几 mV 偏移。尽管采取这些预防措施，但由于电感器和

应用信息

布线造成的一些寄生作用会使 LTC1702 无规律地进入断续工作方式。在许多情况下，QB 的关断时间与 SW 引脚振荡波形的峰值电压相适应（见图 6）。这种无规律的工作虽然不好，但断续工作方式具有许多优点，并且在全部时间都能保持稳压。

突发工作方式

虽然断续工作方式解决了 QB 的阻性压降损耗问题，但是 LTC1702 在每次工作周期内还是要切换 QT 和 QB 导通和关断。每次导通外部 MOSFET 管时，内部驱动器必须对其栅极充电到 V_{CC} 。每次关断栅极时，造成电荷对地损耗。在 LTC1702 允许的高开关频率条件下，从 V_{CC} 向栅极充电的损耗可高达几十个 mA。当负载电流继续下降时，这种损耗很快成为主要功率损耗，从而再次降低了效率。

为了最大限度地减小效率损耗，此时 LTC1702 又切换到一种新的工作方式：突发工作方式。当电路越来越深入断续工作方式时，QT 和 QB 总导通时

间减小。但是 QT 导通时间与 QB 导通时间之比必须保持恒定以便输出不失去调整能力。内部定时器电路强制 QT 至少在 10% 的标称开关周期保持导通。当负载下降到低于 QT 导通时间 10% 的某一点时，输出电压开始上升。当 LTC1702 检测到这个上升信号时，QT 和 QB 都完全关断，跳过几个开关周期直到输出下降返回到正常范围。LTC1702 重新切换到断续工作方式及 QT 以 10% 占空比开关，接著又进入突发工作方式。这种情况下 LTC1702 稳压输出的总偏差在允许误差的 1% 以内。

在突发方式中，当输出保持稳压方式时，阻性损耗和开关损耗都为最小。纹波电流按 10% QT 导通时间和输入电压而设置并在三种工作方式中是最低的。因为 LTC1702 在突发工作方式中负载电流下降为零，所以其每路 3mA 的静态电流成为最显著的损耗——通常比典型低压逻辑系统中最小负载电流损耗低很多。突发工作方式在低负载电流情况下效率最高，但是在电路开关的导通与关断跳变周期中，会引起输出电压产生低频脉动。

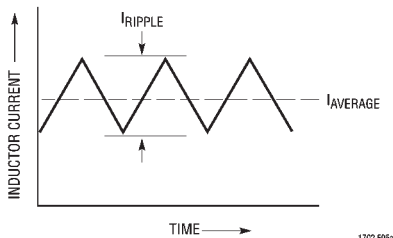


图 5a：连续工作方式

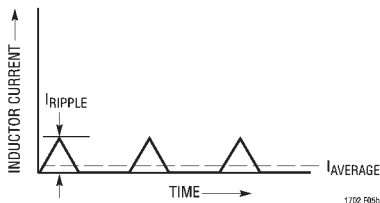


图 5b：断续工作方式

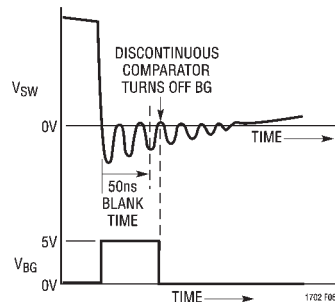


图 6：在 SW 节点产生振荡引起断续比较器过早跳变

应用信息

FCB 引脚

有时候希望能控制或禁止断续工作方式和突发工作方式。FCB (Force Continuous Bar) 引脚允许用户能做到这一点，当 LTC1702 的 FCB 引脚变高时，允许用户按照某一路的要求进入断续工作方式和突发工作方式。当 FCB 引脚变低时，断续工作方式和突发工作方式被禁止，不论负载如何变化，LTC1702 的两路都将按连续工作方式工作。这种工作方式虽然不会影响输出稳压，但是在低输出电流情况下会降低效率。FCB 引脚门限电压规定为 $0.8V \pm 50mV$ ，并且包括 $20mV$ 的迟滞电压，所以可以用作精密小信号比较器。

并联输出

类似 LTC1702 这种同步稳压器在其输出与其它稳压并联时的顽强性能是众所周知的。特别是当一个同步稳压器与另一个输出电压稍高(可能只高几个 mV) 的稳压器并联时，同步稳压器能够适当地吸收电流以便将输出电压拉回期望的正确电压。

LTC1702 断续工作方式允许它与其它稳压器并联而不发生冲突。一个典型的系统可使用 LTC1702 作为主稳压器，并且使用一个小的 LDO 线性稳压器作为后备稳压器，以便当主电源断电时继续给 SRAM 供电。当 LTC1702 停机时 (RUN/SS 引脚下拉到地) QT 和 QB 都关断并且使输出进入高阻状态，允许更少的稳压器提供输出电压。但是，如果 LTC1702 返回到连续工作方式时，它以一种低占空比开始软启动，下拉输出并使存储在 SRAM 中的数据出错。这里介绍的方法是使 FCB 引脚变高，允许 LTC1702 以断续工作方式启动。流过 QB 管的任何反向电流使断续工作方式电路跳转，以防止 LTC1702 下拉输出。“典型应用”一节介绍了一种这样的应用电路示例。

过压故障

LTC1702 包括一个供两个通路使用的过压故障指

示：FAULT。FAULT 是一种内部带 $10\mu A$ 上拉电流的漏极开路输出。如果任一个 FB 引脚电压上升比标称值 $800mV$ 高 15% ，且持续时间在 $25\mu s$ 以上，则过压比较器跳变，设置内部锁存。这种锁存在 FAULT 引脚释放下拉，允许 $10\mu A$ 电流源将其上拉到高电平。当 FAULT 变高时，LTC1702 停止所有开关，两只 QB (低端同步) MOSFET 管连续导通并且在 RUN/SS 引脚同时下拉到低电平之前一直保持这种状态，这时电源重复上述过程，或 FAULT 引脚在外部下拉。这种性能是为了保护可能很贵重的负载不受过压损害。在某些条件下，这种过压保护可能使输出电压对地产生一个负脉冲。如果采用锁存 FAULT 方式，外接一个肖特基二极管，将其负极接输出端，正极接地，以便将负电压箝位到一个安全值，防止可能损害负载和输出电容器。

应该注意，在过压条件下，MAX 比较器仅在 $+5\%$ 时才跳变，在输出达到 $+15\%$ 之前，QB 管连续导通。在大多数过压故障情况下，这足能使输出降至正常，而无需启用故障锁存。另外，如果 MAX 比较器能使输出保持在 $+15\%$ 以下，一旦过压故障被排除，LTC1702 便能重新进入正常稳压状态。

在有些电路中，OV 锁存可能成为一种缺陷。考虑一个电路，通过开关不同的反馈电阻，其一个通路的输出电压可能随意发生变化。超过输出 15% 以上的下调会启动故障锁存，这时 LTC1702 的两个通路都停止工作，直到电源重新工作。在这种电路中，可将 FAULT 引脚接地使故障锁存禁止。当第一次输出超过 $+15\%$ 时仍可设置内部锁存，但是 $10\mu A$ 上拉电流源不能上拉 FAULT 引脚变高，LTC1702 将忽略这种锁存并且连续正常工作。MAX 比较器照常工作。QB 管一直导通直到输出在正常范围内，并且允许返回到正常工作方式。当另一个通路循环供电时，为了重新启动 LTC1702 故障锁存，也可用外部集电极开路逻辑下拉 FAULT 引脚；如果外接下拉电阻被释放，则 LTC1702 重新进入 FAULT 方式。为了复位锁存，应将 RUN/SS 两引脚同时下拉到低电平或

应用信息

重新输入加电。

外部元器件选择

功率 MOSFET 管

LTC1702 最有效的输出与外部选用的 MOSFET 管紧密相关。LTC1702 的每个通路至少需要两只外接 MOSFET 管，如果要降低导通电阻可将一个或更多的 MOSFET 管并联起来。为了使 MOSFET 管有效地工作，在 V_{GS} 为 5V 时（如果 PV_{CC} 输入电压为 3.3V，则 V_{GS} 为 3.3V） $R_{DS(ON)}$ 必须很低以便在续流情况下最大限度地减小阻性功率损耗。选择的 MOSFET 管还要求有很低的栅极电荷以便在开关期间最大限度地减少过渡损耗。另一方面，典型 LTC1702 电路对击穿电压的要求非常柔顺：7V 最大输入电压限制 V_{DS} 和 V_{GS} ，对大多数器件来说 MOSFET 能达到安全水平。

低 $R_{DS(ON)}$

$R_{DS(ON)}$ 计算是相当简单直接， $R_{DS(ON)}$ 是当 MOSFET 管栅极完全导通时从漏极到源极之间的导通电阻。许多 MOSFET 管在 4.5V 栅极电压条件下规定 $R_{DS(ON)}$ ，这对于使用 5V 电源工作的 LTC1702 来说是很合理的。因为当 MOSFET 管导通时，电流通过这个电阻，所以产生 I^2R 瓦特的热量，其中 I 是流过导通电阻的电流（通常等于输出电流），而 R 是 MOSFET 管导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 。当 MOSFET 管导通时才产生这种热量。当 MOSFET 管关断时，电流为零而功耗也为零（并且另一只 MOSFET 管在工作）。

这种功耗有两个弊端：一是降低输出的功率，从而降低效率；二是使 MOSFET 管发热。当流过 MOSFET 管和功耗最大时，这种弊端最明显，增加栅极电荷（一般情况下）和提高成本（一般情况下）来降低 $R_{DS(ON)}$ 的方法可改善重负载时的效率。适当地选择 MOSFET 管的 $R_{DS(ON)}$ 可以在允许的效率损失、功耗和成本之间进行权衡。应当注意，当功耗对系统

效率产生明显影响时，使用没有散热器的小型表面贴装 MOSFET 管就能使典型 LTC1702 电路中的功率输出提高 1W 或 2W。

栅极电荷

栅极电荷是指 LTC1702 所需进入外部 MOSFET 管并使其导通的电荷数（主要是电子数）。观察栅极电荷的最简单方法是将其看作 MOSFET 管栅极引脚到 QT 管的 SW 极或 QB 管的 PGND 的电容。这种电容由 MOSFET 管的通道电荷、实际寄生漏源电容和米勒多倍栅漏电容组成，但是可近似看作是从栅极到源极的单个电容。不论电荷的流向怎样，它必须从 V_{CC} 输出以使 MOSFET 管栅极导通，并且当 MOSFET 管返回到关断状态，这些电荷都要入地。在这期间，它通过 LTC1702 的栅极驱动器传输，使栅极驱动器温度升高，从而带来更多的功率损耗。

在这种情况下，每个周期每次开关都有少许功率损耗，其中这种少许功率是由 MOSFET 的栅极电荷决定的。每一次 MOSFET 开关，就有一次功率损耗。很显然，时钟频率越快，栅极充电越重要，因为它产生损耗。老式的开关管工作频率在 20kHz，所以栅极电荷损耗几乎可以忽略。而 LTC1702 工作频率为 550kHz，所以栅极电荷损耗作用非常明显。在中等负载电流情况下，栅极电荷损耗成为主要损耗，尤其是大功率 MOSFET。另外，栅极电荷损耗也是造成 LTC1702 本身功耗的主要原因。

TG 电荷泵

MOSFET 驱动有另一个微小差别需要 LTC1702 克服。LTC1702 采用 N 沟道 MOSFET 来驱动 QT 和 QB 管，主要因为 N 沟道 MOSFET 通常成本比较低并且 $R_{DS(ON)}$ 比类似的 P 沟道 MOSFET 低。使 QB 导通很方便，因为 QB 管的源极接到 PGND；LTC1702 只在 PGND 和 V_{CC} 引脚之间切换 BG 引脚。驱动 QT 则用

应用信息

另外一种方法。当 QT 导通时，将 QT 的源极连接到 SW 引脚提升至 V_{CC} 。为了使 QT 导通，LTC1702 必须用 TG 驱动一个 MOSFET 使其 $V_{GS(ON)}$ 超过 V_{CC} ，要做到这一点，可使用一个浮动驱动器，将驱动器的负极连接到 SW (QT 管源极)，并且驱动器 V_{CC} 引脚在 BOOST 引脚独立出来。在 SW 和 BOOST 引脚之间外接一个 $1\mu\text{F}$ 电容器 C_{CP} (见图 2)，当 SW 引脚变高时给 BOOST 引脚供电，当 SW 引脚变低时，通过 D_{CP} 再自身充电。这种简单的电荷泵仅当其幅度超过 V_{CC} 时使 TG 驱动器工作。这种自举电容器 C_{CP} 的电容量至少应是上面 MOSFET 总输入电容的 100 倍。对于外接的各种大 MOSFET (或并联的多个 MOSFET)，就需要增加 C_{CP} 到 $1\mu\text{F}$ 以上。

输入电源

BiCMOS 工艺允许 LTC1702 片内含一个大 MOSFET 驱动器，使其最大输入电压限制到 7V，这种对最大输入电压的限制使实际输出电压大概稳压到 5V 或 6V。LTC1702 在输入电源电压低至 3V 左右时正常工作，所以如果适当选择外接 MOSFET，典型值为 3.3V 也可被使用 (见“功率 MOSFET 管”一节)。

与此同时，输入电源需要提供几个安培 (A) 的电流但不能产生过大压降。输入电源必须留有充足的调整余量以防止负载突然变化而引起 LTC1702 输入电压下降。在 LTC1702 作为次级低压逻辑电源的大多数典型应用中，当添加输入旁路电容器时，主系统逻辑电源要满足各种输入条件的要求。

输入旁路

工作在 5V 逻辑电压的典型 LTC1702 电路可在其一个通道提供 10A 电流 1.6V 输出。5V 输入 1.6V 输出时占空比为 32%，也就是 QT 管在每个开关周期内有 32% 时间导通。在 QT 管导通时间内，从输入端吸收的电流等于负载电流，而在周期的其余时间

内，从输入端吸收的电流接近零。这种 0 至 10A 的电流、32% 占空比脉冲串在输入端总计 $4.7A_{RMS}$ 。如果以 550kHz 开关频率工作，开关周期至少需要 $1.8\mu\text{s}$ ——大多数系统逻辑电源都不希望用这样高的速率来调整输出电流。需要一种本地输入旁路电容器来补救这个相差，并且防止当 QT 管导通时输入电压急剧下降。这种电容器的选择通常考虑 RMS 纹波电流和 ESR 值。

LTC1702 的两个通路一般都需要接输入旁路电容器，这里仅考虑 LTC1702 一个通路的纹波电流为 10A，另一个通路禁止情况。输入旁路电容器有三种选择方法。第一，输入电容器的 ESR 必须足够低以便使 QT 管正常导通时保持初始压降 (100mV 左右)；第二，输入旁路电容器的 RMS 电流必须足够大以能承受输入端的 $4.6A_{RMS}$ 纹波电流；第三，输入旁路电容必须足够大以维持输入电压，直至输入电压能补足这相差。通常符合前两个参数的电容器就完全能够满足电容在控制下的下降要求。这里选择 0.01Ω ESR 以便在 10A 阶段电流和 $4.6A_{RMS}$ 纹波电流条件下保持输入压降在 100mV 以下以防止电容器过热。要满足这些要求需使用多个低 ESR 钽电容器或电解电容器并联或用一个大片的单片陶瓷电容器。

LTC1702 的两个通道都偏离一个主时钟，并且彼此相位相差 180° 以便明显降低输入端需要的总电容/ESR。假定有 100mV 纹波电压和 10A 输出电流，每个通道则需要一个 0.01Ω ESR 和 $4.7A$ 纹波电流能力的电容器。现在假设两个通道都同时在完全一样的负载下工作。如果两个通道都以同相位同时开关，那么所有负载条件都要加倍，因此我们需要为 $9.4A_{RMS}$ 和 0.005Ω ESR 有足够大的电容器。如果两个通道以不同相位工作，那么需要的输入电流为 $4.8A_{RMS}$ ——仅稍大于一个通道所需要的输入电流 (见图 7)！峰值电流差仍然仅是 10A，需要同样 0.01Ω ESR。只要我们为一个通道应用选择的电容器能支持稍大于 $4.8A_{RMS}$ 电流，那么当我们增加第二个通道时根本不用改变输入电容器。按照一般规则，

应用信息

一个能够支持较大输出电流通道的输入旁路电容器可以支持两个通道同时工作 (详细情况见“两相工作方式”一节)。

钽电容器通常用作 LTC1702 应用的输入电容器, 但这里对它们应引起特殊注意。普通的钽电容器当 LTC1702 的输入端出现 RMS 电流很大时 (如在 LTC1702 输入所见) 会出现一种破坏性失效。在电路接通后的某一随机时间范围内, 在没有什么明显原因时它们也会破裂。电容器制造商意识到这一点并且出售一种专门用于开关稳压器经过“浪涌试验”的钽电容器。当选择用作输入电容器的钽电容器时, 一定要保证电容器被评估测试能耐受 LTC1702 所吸收的额定 RMS 电流。如果产品说明没有给出额定 RMS 电流的评定等级, 该电容器很可能没有经过浪涌试验, 所以不能选用!

输出旁路电容器

对输出旁路电容器的要求与输入电容器完全不同。像 LTC1702 这种降压式开关稳压器, 其输出端

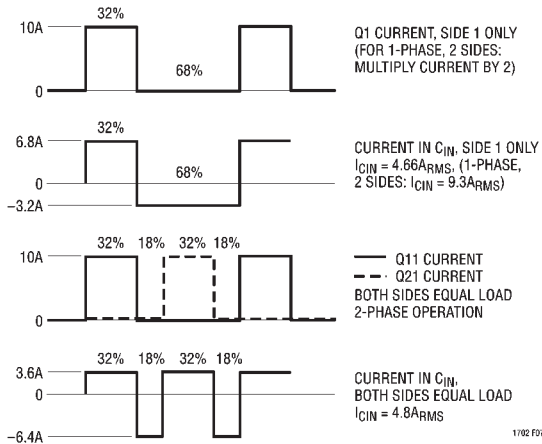


图 7：RMS 输入电流有效值

在 C_{IN} RMS 电流的计算

像 LTC1702 这种降压式稳压器在正常工作期间要从输入电容器中吸收脉冲电流。这种输入电容器可看作是一种交流电流源, 并且其功耗与输入电流波形的 RMS 成比例。为了适当地规定电容器, 我们需要知道其输入电流的 RMS。计算具有固定占空比的脉冲串的近似 RMS 值很简单, 但 LTC1702 的双路同时运行和不同相位工作复杂了事情, 其输入端会产生很复杂的波形。

为了计算这种输入电流的近似 RMS 值, 我们首先需要计算 LTC1702 在最大负载工作条件下双路平均直流电流值。在一个周期内, 系统用一些时间处于高端一个开关导通而低端开关关断, 或两个低端开关都导通、或两个开关都关断。在每次高端开关导通期间, 其工作电流将等于此通路的全负载输出电流。当两个开关都导通时, 总电流等于双路全负载电流之和; 当两个通道都关断时, 总电流实际上为零。将每一时间段的电流值乘以该时间占总电流持续时间的百分比, 再逐次求和——这便可得到平均直流电流值。

例如, 假设一个 5V 输入, 在 1 通路产生 3A、3.3V 输出, 在 2 通路产生 10A、1.6V 输出。当一个周期开始时, TG1 导通并且 3A 电流从 C_{IN} 通过 (A 段时间)。这种电流导通时间占 50%, 随后 TG2

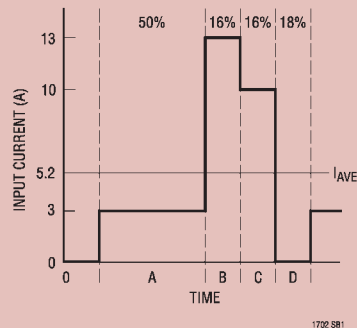


图 SBI：平均电流计算

应用信息

又导通，总电流为 13A (B 段时间)。很短时间之后，TG1 关断并且电流下降到 10A (C 段时间)。最后 TG2 关断，在 TG1 再次导通之前仅用很短时间于零 (D 段时间)。

$$I_{AVG} = (3A \cdot 0.5) + (13A \cdot 0.16) + (10A \cdot 0.16) + (0A \cdot 0.18) = 5.18A$$

现在我们能够计算 RMS 电流了。使用前面计算直流电流平均值的同一电流波形，并且从每一时间段的直流电流值中减去平均电流值，将每项电流平方后再乘以该时间段的时间百分比，最后将各项求和再求平方根，所得结果就可看做在 LTC1702 两个通路处于全负载时输入电容器的近似 RMS 电流值。实际上由于电感器纹波电流和内阻损耗使上述近似计算结果与真实 RMS 电流值相比有误差，但该近似值对于计算输入电容器来说是足以满足要求的。

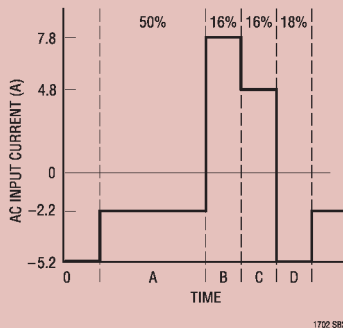


图 SB2：交流电流计算

的纹波电流比输入端的纹波电流低得多，因为 LTC1702 无论何时工作在连续工作方式，电感器电流都恒定地通过输出端。在此输出端主要考虑是电容器的 ESR。在输出端快速负载电流的过渡变化将表现为输出旁路电容器的 ESR 两端的电压，这直至在 LTC1702 反馈环路改变此电感器电流与新负载电流值相匹配。输出端 ESR 电压的阶跃通常是在计算负载

$$I_{RMS} = \sqrt{\left(\sqrt{\left(-2.18^2 \cdot 0.5 \right) + \left(7.82^2 \cdot 0.16 \right)} + \sqrt{\left(4.82^2 \cdot 0.16 \right) + \left(-5.18^2 \cdot 0.18 \right)} \right)} = 4.55A_{RMS}$$

如果该电路所经历的时间是一路工作而另一路停机，这时计算 RMS 电流需考虑各种可能的情况 (1 通道导通，2 通道关断；1 通道关断，2 通道导通；两个通道都导通)。电容器应该能承受上述情况中的最大 RMS 电流——有时在一个通道停机时出现！

仅 1 通道工作：

$$I_{AVE1} = (3A \cdot 0.67) + (0A \cdot 0.33) = 2.01A$$

$$I_{RMS1} = \sqrt{\left(1^2 \cdot 0.67 \right) + \left(-2^2 \cdot 0.33 \right)} = 1.42A_{RMS}$$

仅 2 通道工作：

$$I_{AVE2} = (10A \cdot 0.32) + (0A \cdot 0.68) = 3.2A$$

$$I_{RMS2} = \sqrt{\left(6.8^2 \cdot 0.32 \right) + \left(-3.2^2 \cdot 0.68 \right)} = 4.66A_{RMS} > 4.55A_{RMS}$$

考虑两个通道都在同一负载工作的情况，每个通道占空比为 50%。这时两个通道一起工作的 RMS 电流接近零，而一个通道工作时的 RMS 电流是该通道总负载电流的 1/2。在本节应用中采用的两相 5V 输入和 2.5V 输出电路利用了这一优点，它仅用 120μF 输入电容器 (和仅 40μF 的输出电容) 器就能提供 40A 输出电流。

调整率的唯一一项最大预算数据。例如，假设 1.6V、10A 的开关稳压器接一个 0.01Ω ESR 的输出电容器，在其输出端出现 0 至 10A 负载电流阶跃情况下应该有 100mV 的阶跃电压——一个 6.3% 的输出变化。

通常的方法是在稳压器的输出端并联几个电容器，例如，在先前设计为保持 3% 以内的瞬态响应我

应用信息

们需要一个输出 ESR 优于 $0.0048\ \Omega$ ，能满足这个要求需用 3 个 $0.014\ \Omega$ ， $470\ \mu\text{F}$ 的低 ESR 钽电容器并联起来。

电感器

选择 LTC1702 典型应用电路中所需要的电感器主要考虑电感值和饱和电流。电感值决定纹波电流，它通常选为预计满负载电流的 40% 左右。纹波电流由下式决定：

$$I_{\text{RIPPLE}} = \frac{t_{\text{ON}}(Q2)(V_{\text{OUT}})}{L}$$

在前面假设 1.6V、10A 的例子中，我们设定纹波电流为 10A 的 40% 或 4A，此时电感器的电感值应为：

$$L = \frac{t_{\text{ON}}(Q2)(V_{\text{OUT}})}{I_{\text{RIPPLE}}} = \frac{(1.2\ \mu\text{s})(1.6\ \text{V})}{4\ \text{A}} = 0.5\ \mu\text{H}$$

$$\text{和 } t_{\text{ON}}(Q2) = \left(1 - \frac{1.6\ \text{V}}{5\ \text{V}}\right) / 550\ \text{kHz} = 1.2\ \mu\text{s}$$

此电感器不应在预期的峰值电流处饱和。在这种情况下，如果最大电流设定为 15A，那么电感器的额定电流应该耐受 $15\ \text{A} + 1/2 I_{\text{RIPPLE}}$ 或 17A 而不至饱和。

反馈环路/补偿¹

反馈环路类型

在 LTC1702 的典型应用电路中，其反馈环路由调制器、外接电感器及输出电容器、和反馈放大器及其补偿网络组成。所有这些元件都影响环路性能，并且需要考虑环路补偿，其中调制器包括内部 PWM 发生器、输出 MOSFET 驱动器和外部 MOSFET。从反馈环路的角度来看，它类似一个从 COMP 引脚到 SW 引脚的线性电压传递函数，并且具

有约等于输入电压的增益。在典型的环路补偿频率处，它具有相当良好的交流性能，它在开关频率一半处出现明显的相移。

外部电感器/输出电容器结合起来对环路性能的改善作用更加突出。这两种元件在输出端产生 2 阶 LC 频率转折，附加 180° 相移。这种转折是一种滤波后的 PWM 波形，产生期望的直流输出电压，但是如果极点在频率处增益仍然大于整体，这种相移会使环路补偿变复杂。最后（通常在大大超过 LC 极点频率时），输出电容器的电抗将接近其 ESR，由电容器造成的转折停止，引起在有每 10 倍变频有 20dB 变化和 90° 相移（见图 8）。

迄今为止，这种反馈环路的交流响应可很好地受用户控制。调制器是 LTC1702 设计的一种基本单元电路，并且外部 L 和 C 通常根据电压调整和负载电流的要求进行选择而没有考虑交流环路响应。另一方面，反馈环路放大器给我们提供了一种调整交流响应的控制方法。目标是在直流实现 180° 相移（所谓环路调整），并且在环路增益下降到 0dB 处有一个大约少于 360° 的相移。最简单的方法是安装一个接成反相积分器的反馈放大器，它的 0dB 频率比 LC 极点频率低（见图 9）。这种“类型 1”配置很稳定，但是如果 LC 的极点频率很低，则其瞬态响应不理想。

图 10 示出了一种改进的“类型 2”电路图，它使用一个附加的极点-零点对，将相移临时移动 90° 。只要在相频特性曲线“拐点”中间附近环路增益达到 0 dB，这可使环路保持稳定，在 LC 环节产生一个 90° 以上的相移。类型 2 环路非常适合当 LC 转折点接近 LC 极点时使 ESR 等于零的系统，由于 LC 的作用限制了总相移。这种反馈放大器附加的相位补偿容许 0dB 点发生在 LC 极点频率处或高于此极点频率，从而与简单的类型 1 环路相比充分改进了环路带宽。它具有有限的 LC 组合补偿能力，在扩大频率范围这里

¹ 本节内容是基于 Venable Industries 公司 H. Dean Venable 的论文 "The K Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis"，全文请见 www.linear.com.cn 中的 "Reference Reading #4"。

应用信息

选择低 ESR 电容器使相移接近 180° 。LTC1702 应用电路采用普通的开关级电解输出电容器，通常可以得到类型 2 补偿所要求的相位余量。

“类型 3”环路 (见图 11) 使用 2 个极点和 2 个零点以便在中频带获得一个 180° 相位提升。适当设计类型 3 电路，甚至在低 ESR 输出电容器造成 LC 环

节远远超过初始 LC 转折点的 180° 相移时，仍能保持可接受的环路稳定性。像类型 2 电路一样，环路应在相频特性曲线拐点中间通过 0dB 以便保持最大相位余量。许多 LTC1702 应用电路使用低 ESR 钽电容器或 OS-CON 输出电容器来实现类型 3 的环路补偿功能，以便得到带有宽频带反馈环路可接受的相位余量。

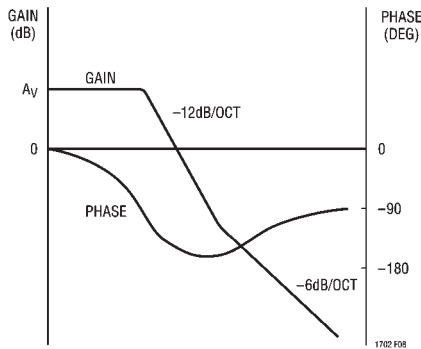


图 8：降压式开关稳压器中的调制器传递函数

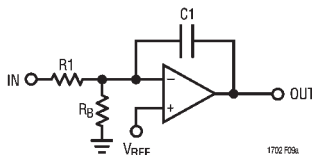


图 9a：类型 1 放大器接线图

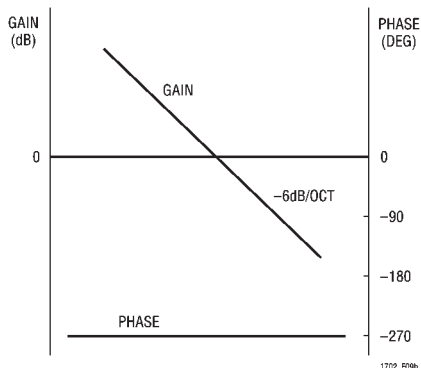


图 9b：类型 1 放大器的传递函数

反馈元件的选择

为典型类型 2 或类型 3 环路选择电阻值 R 和电容值 C 不是一件容易的事。本数据表介绍的应用电路示出了典型值，适合所示的功率元件。如果选用相似的功率元件，应该给出满意的性能，但是如果即使只有一个主要功率元件变化很大，则其性能也要产生偏离。对于要求达到最佳瞬态响应的应用电路需要重新专门计算出现问题电路的补偿值。单靠

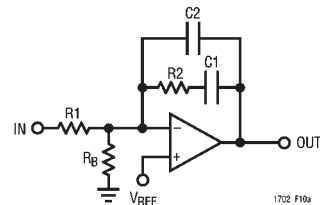


图 10a：类型 2 放大器接线图

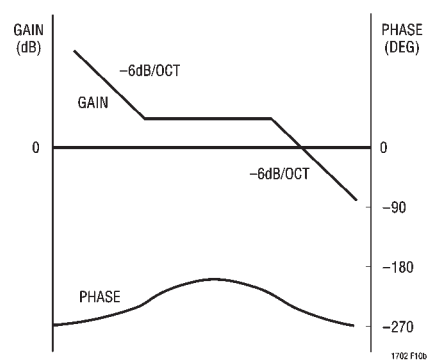


图 10b：类型 2 放大器的传递函数

应用信息

数学计算是很复杂的，但是如果知道在交越频率处调制器的增益和相位值，我们可用一种简便方法计算元件值。

调制器的增益和相位值可直接从试验电路板测得，或者如果已知相应的寄生值也可以估算，测量值能给出比较精确的结果，但估计方法通常亦能够对工作系统给出接近值。为了直接测量调制器的

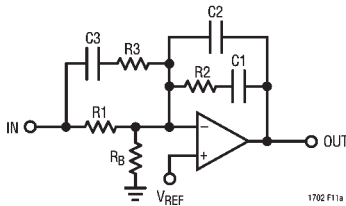


图 11a：类型 3 环路放大器接线图

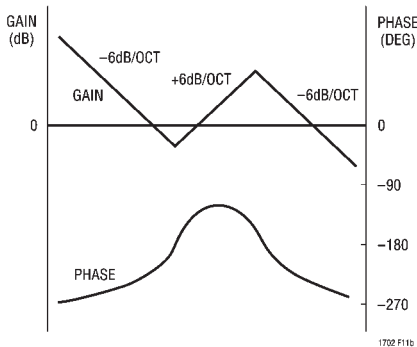


图 11b：类型 3 环路放大器的传递函数

增益和相位值，用 LTC1702 和最终设计实际采用的 MOSFET、电感器、输入和输出电容器连接一个试验电路板，这种试验电路板应该使用适合高速模拟电路的布线技术：即旁路电容器应该靠近 LTC1702、不使用长导线连接各元器件、适当长度的接地回路等。按照简单的类型 1 环路连接反馈放大器，从 V_{OUT} 引脚到 FB 引脚接一个 $10k\Omega$ 电阻器，从 COMP 引脚

到 FB 引脚接一个 $0.1\mu F$ 反馈电容器。按照输出电压设定值要求选择偏置电阻器 (R_B)，将 R_B 与接地端断开，并将它接到一个信号发生器或接到一个网络分析仪信号源的输出端 (见图 12)，以便将一个测试信号加到此反馈环路。在 COMP 引脚到输出电容器的正端输出节点测量增益和相位。一定要保证分析仪的输入端是交流耦合信号，以便在 COMP 引脚和 V_{OUT} 节点出现的直流电压不干扰测量或不损坏分析仪。

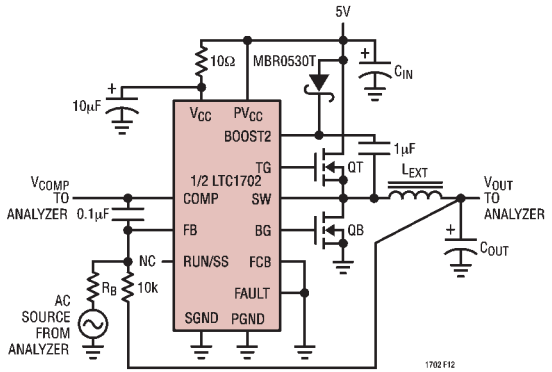


图 12：调制器增益/相位测量接线图

如果不用试验电路板测量，也可以采用 SPICE 仿真软件来产生近似的增益/相位曲线。将期望的电容器、电感器和 MOSFET 的数值插入下面的 SPICE 平台和产生一个以 dB 为单位的 $V(V_{OUT})/V(COMP)$ AC 特性曲线和以度为单位的 $V(OUT)$ 相频特性曲线。如何产生这种曲线的详细介绍，请参考你的 SPICE 手册。

应用信息

```

*1702 modulator gain/phase
*©1999 Linear Technology
*this file written to run with PSpice 8.0
*may require modifications for other SPICE
simulators

*MOSFETs
rfet mod sw 0.02 ;MOSFET rdson

*inductor
lxt sw out1 1u ;inductor value
rl out1 out 0.005 ;inductor series R

*output cap
cout out out2 1000u ;capacitor value
resr out2 0 0.01 ;capacitor ESR

*1702 internals
emod mod 0 comp 0 5 ;3.3 for 3.3V supply
vstim comp 0 0 ac 1 ;ac stimulus
.ac dec 100 1k lmeq
.probe
.end

```

利用得到的增益/相位曲线，可以选择环路交越频率，通常这种曲线类似图 8。利用相位曲线的上升或平坦部分选择交越频率，这超出外部 LC 的极点范围。在 10kHz 和 50kHz 之间的频率通常正常工作。注意这一频率的增益 (GAIN，以 dB 为单位) 和相位 (PHASE，以度为单位)。要求反馈放大器增益应是 $-GAIN$ ，以便在这个频率下使环路增益为 0dB。现在计算需要的相位提升，假定 60° 作为目标的相位裕量：

$$BOOST = -(PHASE + 30^\circ)$$

如果需要的 BOOST 小于 60° ，那么可以成功地使用类型 2 环路，节省了两个外部元件。如果 BOOST 值大于 60° ，为达到满意性能通常需要采用类型 3 环路。

最后为电阻器 R1 选择一个方便的值 (通常 $10k\Omega$ 是很适合)。现在计算剩余元件值：

(在下面计算中的 K 是常数)

f = 选择的交越频率

$G = 10^{(GAIN/20)}$ (这个公式将以 dB 为单位的 GAIN 转换成绝对增益 G。)

类型 2 环路：

$$K = \tan\left(\frac{BOOST}{2} + 45^\circ\right)$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi f G K R1}$$

$$C1 = C2(K^2 - 1)$$

$$R2 = \frac{K}{2\pi f C1}$$

$$R_B = \frac{V_{REF}(R1)}{V_{OUT} - V_{REF}}$$

类型 3 环路：

$$K = \tan^2\left(\frac{BOOST}{4} + 45^\circ\right)$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi f G R1}$$

$$C1 = C2(K - 1)$$

$$R2 = \frac{\sqrt{K}}{2\pi f C1}$$

$$R3 = \frac{R1}{(K - 1)}$$

$$C3 = \frac{1}{2\pi f \sqrt{K} R3}$$

$$R_B = \frac{V_{REF}(R1)}{V_{OUT} - V_{REF}}$$

应用信息

限流设置

LTC1702 的限流设置是简单的。在限流电路启动之前，通过 QB 管（低端 MOSFET）两端的最大允许压降来设置 I_{MAX} 引脚的限流。QB 管两端的电压是由其导通电阻和流过电感器的电流决定，这与输出电流一样。因为 LTC1702 限流电路把 I_{MAX} 引脚的电压取反之后与 QB 管负电压比较，允许用一个正电压来设置限流。

为了设置限流，计算在最大要求电流条件下 QB 管两端预期的压降：

$$V_{PROG} = (I_{LIM})(R_{DS(ON)}) + 100mV$$

其中 I_{LIM} 应该选择比预期的工作电流高一点儿，以便允许 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 随温度变化，将 I_{LIM} 设定为最大标称工作电流的 150% 通常是很安全的，如果选择适当，能够充分保护功率元件。100mV 是一近似因子，用来修正开关节点（见图 6 所示）抖动产生的误差。这个因子根据 PCB 布线和选择的元件不同会有些变化，但 100mV 通常是一个好的起始值。使用内置 10 μ A 上拉电流源和一个外部电阻器 R_{ILIM} 在 I_{MAX} 引脚设置 V_{DROP} ：

$$R_{ILIM} = V_{PROG}/10\mu A$$

R_{ILIM} 的计算值应该符合实际电路的要求，以保证 I_{LIM} 电路起到预期的作用。MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 这项技术指标类似汽车中的马力额定值，对此应该打个折扣，当采用非常低的 R_{IMAX} (<20k Ω) 电路时，应该细心检查，因为当 100mV 修正因子占总 V_{PROG} 值很大的比例时， R_{IMAX} 很小的变化就会引起 I_{LIM} 很大的改变。如果 V_{PROG} 设置得太低，可能会使 LTC1702 启动失败。

精度权衡

LTC1702 利用 V_{DS} 的检测方法不是非常准确，主要因为 MOSFET 与 MOSFET 之间的 $R_{DS(ON)}$ 有误差。

第二项误差源是 SW 引脚出现的振荡，它致使 V_{DS} 在 QB 管开始导通时大于 $(I_{LOAD})(R_{DS(ON)})$ 。这两种误差不能妨碍 LTC1702 限流电路进行自身保护，也不能防止负载破坏过流条件，但是如果复制多个电路，它们会妨碍用户将限流容许误差设计得很接近。上述电流设定公式中留出 50% 的必要余量以保证在最大正常负载条件下，甚至在工作中发热的 MOSFET 处高于规定的 $R_{DS(ON)}$ 条件下，该电路不超过限流。

FCB 引脚运作/次级线圈

FCB 引脚可与 LTC1702 一个通道的次级线圈连接，以便产生第 3 个调节电压输出，可直接在 FCB 引脚调节这个电压输出。从理论上讲，还可以增加第 4 个电压输出，不论是未调节电路，还是在 FCB 引脚增加的外部调节电路。

外部辅助输出来自 LTC1702 一个通道电感器磁芯的次级线圈，可将它变换进入一个变压器（见图 13）。此辅助输出电压由主输出电压和外部次级线圈与主线圈的匝数比决定。只要主输出电路工作在连续工作方式，辅助输出端的负载调整率是相当好。当主通道的负载电压下降并且 LTC1702 切换到断续工作方式或突发工作方式，则辅助输出不能保持负载调整作用，尤其是当辅助输出通道处于重负载条件下。

为了避免这种情况，用一个普通的反馈电阻串将辅助输出电压分压，将分压后的辅助输出电压反馈到 FCB 引脚（见图 13）。将 FCB 引脚的门限电压调整到带 10mV 迟滞的 800mV，以便对辅助电压进行相当精密的控制。如果 LTC1702 处在断续工作方式或突发工作方式，并且辅助输出电压下降，那么不论主输出通道的负载如何，FCB 引脚跳变并且 LTC1702 重新进入断续工作方式，FCB 引脚取消了必须从电感器主电路吸取功率的要求，以便从辅助线圈提取功率。利用连续工作方式的环路，可向辅助电路加载而不用考虑主负载。要注意如果 LTC1702

应用信息

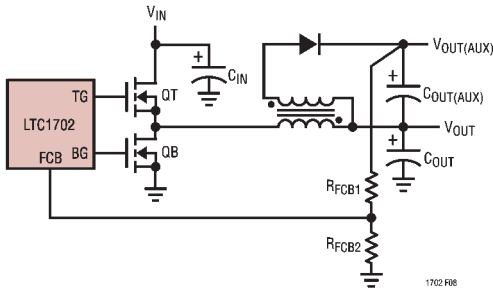


图 13：用 FCB 引脚调整辅助输出

已经工作在连续工作方式以及由于超载使辅助输出产生的下降，LTC1702 不用增加任何步骤对辅助输出进行调整。

电源好/故障指示

PGOOD 引脚指示在相应输出端的输出电压状态。每个 PGOOD 引脚都是漏极开路输出，在 FB 引脚上升到 $(V_{REF} - 5\%)$ 以前一直下拉到低电平，表明输出电压已经上升到离设定输出电压相差 5% 的范围内。如果增加一个适当的上拉电阻，每个 PGOOD 引脚可直接与标准逻辑输入连接，或者用一个上拉电阻给出“双电源好”信号将两个引脚接在一起。每个 PGOOD 引脚包含一个内部 $100\mu\text{s}$ 的延迟，以避免输出毛刺引发假 PGOOD 信号。

FAULT 引脚是一种附加的漏极开路输出，用来指示一个通道或两个通道输出超过了设定输出电压的 15%。FAULT 引脚包含一个内部上拉到 V_{CC} 的 $10\mu\text{A}$ 电流源以及不需外部上拉到一个标准电平。FAULT 引脚在正常状态时下拉到低电平，当过压时释放。

当出现过压时，内部锁存置位并且 FAULT 变高，LTC1702 处在禁止状态，直到下一个加电周期清除锁存或两个 RUN/SS 引脚同时下拉到低电平。另一方面，FAULT 引脚通过外接一个集电极开路/漏极

开路器件或一个 NFET 或 NPN 管可将 FAULT 引脚拉回到低电平，从而允许 LTC1702 恢复正常工作，但不必复位锁存。如果随后撤除下拉作用，则 LTC1702 再次锁存关断，除非重新加电或用 RUN/SS 引脚复位锁存。

应当注意，PGOOD 引脚和 FAULT 引脚都是通过 FB 引脚监测输出电压。在正常工作期间，每个 FB 引脚都保持在反馈放大器的虚地状态，在 FB 引脚不能反映出输出电压的变化。通过适当地设计电路就能解决这个问题，因为 FB 引脚虚地表明此输出电压正在受控制。如果反馈放大器不受输出控制，则虚地消失，并且 PGOOD 电路能指示出输出的变化。不论何时软启或限流电路有效，不论何时 MIN 或 MAX 比较器有效，或不论何时反馈放大器输出 (COMP 引脚) 达到电源轨或达到转换限制，都会出现这种情况。因为 MAX 比较器在其输出电压达到 +15% 故障水平之前都能很好地工作，FAULT 输出不会受 FB 引脚虚地很大影响。

优化性能

两步变换

LTC1702 非常适合采用两步变换的系统。两步系统首先使用一个主稳压器将输入电源 (电池或交流电源) 变换成一个中间电源，通常为 5V。LTC1702 然后再将这个中间电压变换成系统要求的低电压、大电流电源。与直接将一个很高输入电压转换成一个非常低输出电压的一步变换器相比，两步变换器具有优良的瞬态响应、较小的元件尺寸和较高的工作效率。两步变换系统对温度管理和布线的复杂性也有明显的改进。

典型的笔记本电脑电源一般使用 4 节锂离子电池组作为 15V 标称的输入电压。逻辑电路需要 5V/3A 和 3.3V/5A 电源轨给系统主板逻辑电路供电，并且需要 2.5V/0.5A，1.8V/2A 和 1.5V/10A 给 CPU 供电。典

典型应用

型的两步变换系统应该采用一个降压式开关稳压器(可能用一片 LTC1628 或两片 LTC1625) 将 15V 变换成 5V, 并且另一个降压式开关稳压器将 15V 变换成 3.3V (见图 14), LTC1702 的一个通道利用此 3.3V 电源电压作为输入电压产生 1.5V 输出电压; 其另一个通道利用 5V 电源电压作为输入电压产生一个 1.8V 的输出电压。相应的一步电源系统应该使用四个相似的降压式开关稳压器, 每一个稳压器都使用 15V 电压作为输入电源和产生四个输出电压的其中一种, 因为 2.5V 电源仅是总输出源的一小部分, 也可以使用一个低压差 (LDO) 线性稳压器从 3.3V 输出电压产生, 而没有用到的 75% 线性效率使总系统效率有很大影响。

清楚地这两种方法中的 5V 和 3.3V 电路是等效的。两步系统从 5V 和 3.3V 输出吸收附加功率, 但在输出端采用的调整技术和均衡方法是一样的。不同之处取决于产生 1.8V 和 1.5V 电源的方法。例如, 两步系统用 45% 占空比将 3.3V 转换成 1.5V。在 QT 管导通期间, 电感器两端电压是 1.8V, 在 QB 管导通期间, 电感器两端电压是 1.5V, 从而对正负载和负负载的加载或卸载都能给出近似对称的瞬态响应。电感器两端 1.8V 最大电压允许使用 0.47μH 的小电感器, 同时保持纹波电流小于 4A (相当于 10A 最大负

载电流的 40%)。与此相反, 从 15V 变换到 1.5V 的一步变换系统仅需 10% 的占空比。当 QT 管导通时, 电感器电压是 13.5V; 当 QB 管导通时, 电感器电压是 1.5V, 从而对正电流阶跃和负电流阶跃产生重大的 di/dt 差异和相应的转换瞬态响应。窄的 10% 占空比通常需要一种较低开关频率, 同样需要一种较大电感器和较大电容器, 由于在 QT 源极的大电压开关产生的寄生损耗降低了效率, 这消除了一步变换器可能具有的任何优点。

应当注意, 两步变换系统中 LTC1702 的功耗低于一步变换系统的功耗, 即使一步变换的总效率比两步系统高。例如, 在典型的微处理器内部电源稳压器中, 这种稳压器通常靠近 CPU 放置。在一步变换系统设计中, 由内部稳压器产生的全部功耗器件都靠近发热的 CPU, 加重了散热管理。在两步变换的 LTC1702 设计中, 这种内部稳压系统相当大一部分功率损耗发生在 5V 或 3.3V 电源, 这两种电源通常远离 CPU。因此这使该变换系统中 LTC1702 产生的热损耗相当低, 使 CPU 附近的发热量最小。

两步变换效率的计算

两步变换器效率的计算有一些微妙之处。简单地把主电源 5V 或 3.3V 的效率乘以 1.8V 或 1.5V 电源的效率会估低实际效率, 因为总功率的大部分是从典型系统中的 3.3V 和 5V 电源中得到的。计算系统效率的正确方法是计算变换器每一级的功率损耗, 并且用全部输出的总功率除以总输出功率与总功率损耗之和:

$$\text{效率} = \frac{\text{总输出功率}}{\text{总输出功率} + \text{总功率损耗}} (100\%)$$

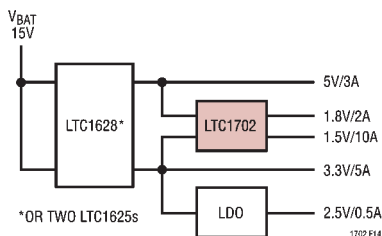


图 14：两步变换方框图

应用信息

在本两步系统中，总输出功率是：

$$\begin{aligned} \text{总输出功率} &= \\ 15W + 16.5W + 1.25W + 3.6W + 15W &= 51.35W \\ \text{分别对应 } 5V, 3.3V, 2.5V, 1.8V \text{ 和 } 1.5V \text{ 输出电压。} \end{aligned}$$

假定 LTC1702 在每输出效率为 90%，在 5V 和 3.3V 电源上的附加负载是：

$$\begin{aligned} 1.5V: 15W/90\% &= 16.6W/3.3V = 5A, \text{ 对于 } 3.3V \\ &\text{电源} \\ 1.8V: 3.6W/90\% &= 4W/5V = 0.8A, \text{ 对于 } 5V \text{ 电源} \\ 2.5V: 1.25W/75\% &= 1.66W/3.3V = 0.5A, \text{ 对于 } \\ &3.3V \text{ 电源} \end{aligned}$$

如果 5V 和 3.3V 电源每次变换效率都是 94%，则每个电源的功率损耗是：

$$\begin{aligned} 1.5V: 16.6W - 15W &= 1.6W \\ 1.8V: 4W - 3.6W &= 0.4W \\ 2.5V: 1.66W - 1.25W &= 0.4W \\ 3.3V: 17.55W - 16.5W &= 1W \\ 5V: 16W - 15W &= 1W \end{aligned}$$

$$\text{总功率损耗} = 4.4W$$

$$\text{总系统效率} = 51.35W / (51.35W + 4.4W) = 92.1\%$$

使重负载电流效率最大

重负载电流效率 (当 LTC1702 工作在连续方式) 主要是受电源通道 (QT, QB 和 L_{EXT}) 的元件电阻和由于 MOSFET 栅极电荷引起的栅极驱动电路功率损耗控制。要在重负载电流条件下使效率最大，最简单的方法是使上述因素达到最小。

负载对时间的特性会影响效率策略。MOSFET 和电感器的寄生电阻决定了电路不会烧坏时的最大输出电流。典型的效率曲线 (见图 15) 示出了接近这种最大电流 30% 时的最大效率，如果负载电流在效率最大值附近变化，并且最大负载处经历的时间相当短，那选择合适的元件使平均负载在峰值效率处是一种好方法。这就使最大负载完全超过效率最大值，但是通常给出最大系统效率与时间的关系，它在电池供电系统中意味着最长运行时间。如果期望负载电流相当恒定地保持在最大值，那么应该选择此元件，以便这个负载达到最高效率点，完全低于变换器的最大可能输出。

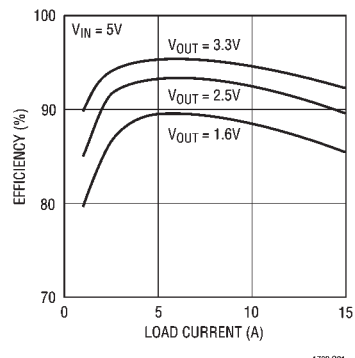


图 15：LTC1702 典型效率曲线

应用信息

使轻负载电流效率最大

轻负载电流效率强烈地依赖于断续工作方式和突发工作方式的适当操作。在一个理想的优化系统中，断续工作方式减小传导损耗，但不减少开关损耗，因为功率 MOSFET 每个周期都要切换导通和关断。在一个典型系统中，在断续工作方式存在附加损耗，因为当 QB 管关断时，此电感器中保留小量的剩余电流。这种剩余电流要在 QT 或 QB 管的体二极管两端耗散。有些 LTC1702 系统中体二极管传导损耗像 MOSFET 传导中节省的损耗那样多。断续工作方式实际效率优势发生在突发被调用的时候。在典型的功率水平下，当突发工作方式被激活时，栅极驱动是主要损耗成份。突发工作方式在几个时钟周期内关断全部输出开关，所以明显地去掉了栅极驱动损耗。当突发工作方式负载电流下降到零时，此电路的吸收电流下降到 LTC1702 的本底静态电流——每通道大约为 3mA。

为了使轻负载时效率最大，应尽最大可能使 LTC1702 进入断续工作方式和突发工作方式。FCB 引脚必须在 0.8V 门限电压以上。应使 SW 引脚节点振荡最小，以便当 QB 管关断时，断续比较器使电感器中留下的剩余电流尽可能低，这有助于将 LTC1702 的 SW 引脚尽可能靠近 QB 管的漏极连接。RC 缓冲器网络可以加在 SW 引脚到 PGND 引脚之间。

对元件允许误差/温度进行调整

直流精度调整

LTC1702 的初始直流输出精度主要取决于内部基准精度、运算放大器失调电压和外部电阻器精度。LTC1702 有两项技术指标开始起作用：反馈电压和反馈电压电源调整率。在 FB 引脚规定的反馈电压在全部规定温度范围内是 $800\text{mV} \pm 8\text{mV}$ ，它包含基准精度和任何运算放大器的失调电压。当输入电压为 5V 时，在输出端引起误差为 1%。考虑基准输出电压随电源输入电压的变化，对反馈电压电源调整率引起

的误差为 $0.05\%/V$ 。在 5V 电源输入电压情况下，由 LTC1702 自身在输出端引起的直流误差不能超过 1%。

设定输出电压的电阻器(图 3 中的 R_1 和 R_B)是影响直流误差的另一个主要误差源。对于通常在 1.xV 输出电压，这两个电阻器的阻值大致都选得一样，这就使它们的误差减半从而改善精度。如果 R_1 和 R_B 使用 1% 误差的电阻器，那么总输出误差量为 1%，相当于 LTC1702 引起的总误差。如果这两个位置使用 0.1% 电阻器，则稍微增加一点儿成本便能把直流的输出误差几乎减少一半。

负载调整率

负载调整率受反馈电压、反馈放大器增益和反馈路径外部接地压降的影响。上述提到的反馈电压在规定温度范围内小于 1%。为保持输出恒定，满负载阶跃可能需要 10% 占空比变化，要求 COMP 引脚变化 100mV 左右。当放大器增益为 85dB 时，在 FB 引脚仅增加 10 μV 变化，与基准精度相比可忽略不计。

但外部接地压降不能忽略不计，因为 LTC1702 能利用直接在负载与反馈电阻相连来检测输出电压的正端，而在接地引脚不能做同一检测。在负载电流为 10A 情况下，只要接地引脚有 0.001 Ω 的电阻，输出电压就会产生 10mV 的误差——相当于所有其它直流误差的总误差。恰当的布线也是优化 LTC1702 负载调整率的主要方法，详细情况请见“布线/故障处理”一节。恰当的布置 LTC1702 电路，在从零到满负载的突变时，能使其输出波动小于 1mV。

瞬态响应

瞬态响应是指稳压方程的另一半。当在几百个周期内进行平均时，LTC1702 能保持其直流输出电压稳定在 1% 以内。但是在只有几个周期的情况下，由于外部元件的作用限制了输出响应速度。考虑 5V 输

应用信息

入产生 1.6V 输出电压的稳压电路，主要是 1A 至 5A 负载的瞬态，此环路一开始处于调整状态，输出电容的直流电流为零，突然，一个额外的 4A 电流开始从此输出电容器流出，而电感器只提供 1A 电流。这种突然的变化在输出端产生一个 (4A) (C_{ESR}) 电压阶跃，由于此输出电容的 ESR 典型值为 0.015Ω ，所以在其输出端产生 60mV 的阶跃电压，即相对 1.6V 输出电压产生 3.8% 的波动。

此反馈环路能非常快地了解到一些变化，通过外接补偿网络的容许频带而进入一个新占空比。如果带宽设置为 50kHz，COMP 引脚在 $3\mu s$ 内从 60% 占空比改变到 90%。因在大部分工作周期电感器两端电压处于 3.5V，并且电感器电流以 $di/dt = V/L$ 的速率从 1A 开始增加。如果此电感值为 $0.5\mu H$ ，那么 di/dt 将为 $3.5V/0.5\mu H$ 或 $7A/\mu s$ 。在此开关周期开始之后的几微秒时间内，该电感器电流会使负载电流上升到 5A，并且此输出电容器停止放电。

应当注意在电感器电流达到这个新输出电流值之前，输出电压将停止下降。我们记得任何实际的输出电容器都好像是一个纯电容与一个新具有一定电阻值的 ESR 相串联。当负载遭受突变冲击时，在输出端产生的所有初始压降都是由于 ESR 两端的 IR 压降引起的。与此同时，输出电容开始放电一直持续到电感器电流上升到与新输出电流相匹配的程度。

但是，在这发生之前输出电压开始按照适当方向返回。接着，顶部 MOSFET 导通，此电感电流开始线性地增加。这种增加的电流几乎全部注入到电容器，常通过 ESR (见图 16)。电感器的正 di/dt 会在 ESR 产生正 dv/dt ，不管“纯”电容器起什么作用。当 ESR 两端正的 dv/dt 超过纯电容两端的负 dv/dt 时，输出电压会返回。如果已知期望的负载阶跃突变 (ΔI)，那么可按下式选择最佳电感器的电感值：

$$L \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \cdot C \cdot \frac{ESR}{\Delta I}$$

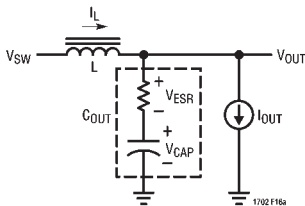


图 16a：电容器寄生效应影响瞬态恢复时间

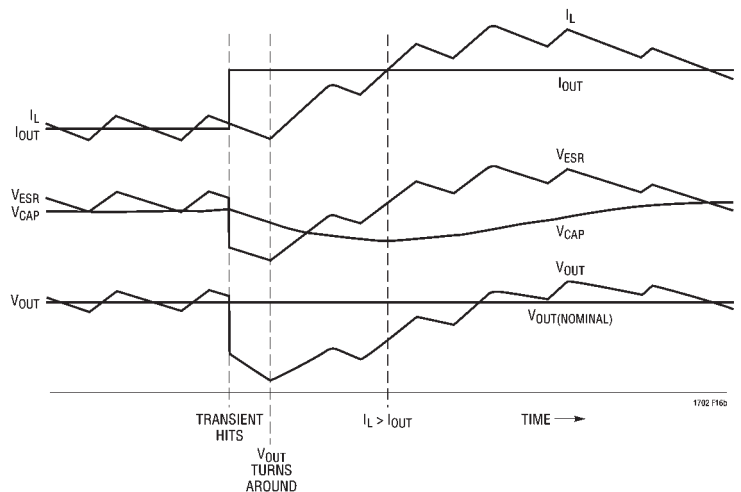


图 16b：瞬态恢复曲线

应用信息

使 L 值小于这个最佳值对瞬态响应不会有什么改进。因为输出电压重新恢复，所以电感电流暂时上升到输出电流以上以便从输出电容器补充电荷损失。通过适当地补偿环路，使总恢复时间在 $10\mu\text{s}$ 之内。

大多数负载只注意与理想情况下的最大偏差，它出现在负载受到阶跃冲击后的前两个周期内的某一位置。在这期间内，所有的输出电容器都在工作直到电感器和控制环路恢复控制。这种初始压降(如果负载下降则产生升压)完全受电容器的 ESR 和大部分总压降控制。为了最大限度地减小这种压降，通过选择低 ESR 电容器和/或在输出端并联多个电容器尽可能地降低 ESR。这种并联电容值引起其余电压下降直至电感器电流上升。对于大多数输出电容器，为降低 ESR 将几个电容器并联起来，从而构成可忽略压降的大电容器。但陶瓷电容器例外，一个小的陶瓷电容器具有相对小的电容值和适当低的 ESR，这使第二下降项变得重要。

优化环路补偿

环路补偿对瞬态恢复时间有一个基本影响，瞬态恢复时间是指由于输出电容器的 ESR 引起的输出电压下降之后 LTC1702 恢复正常电压所需的时间。优化环路补偿主要方法是在确保环路稳定性的同时还尽可能保持最大环路带宽。有关如何为大多数 LTC1702 系统设计一个优化反馈环路的详细情况请见“反馈元件的选择”一节。

电压设置

如果负载瞬态响应主要包括从接近空载到满负载的阶跃和从满负载到接近空载的突变，那么可以采用一种称作“电压设置”的方法在瞬态响应与直流调整性能之间进行均衡，目的是折衷直流调整环路，方法是在空载时使输出迭加在最大允许值附近(通常是 +5%)，在最大负载时使输出迭加在最小允许值附近。在空载情况下，任何瞬态响应总是由于输出电流增加造成输出电压下降。由于输出电压初始值很高，所以在它超出规定值之前就开始下降。同

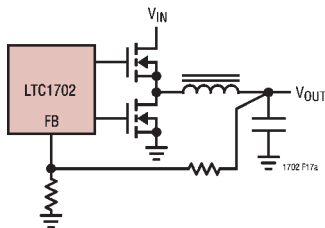


图 17a：标准稳压器

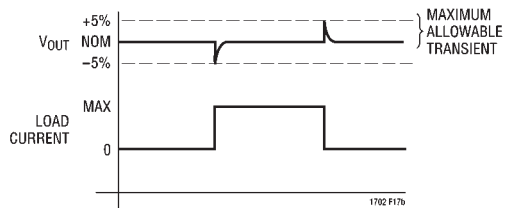


图 17b：标准稳压器——瞬态响应

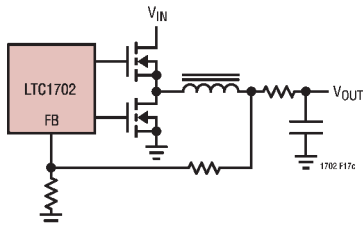


图 17c：电压设置稳压器

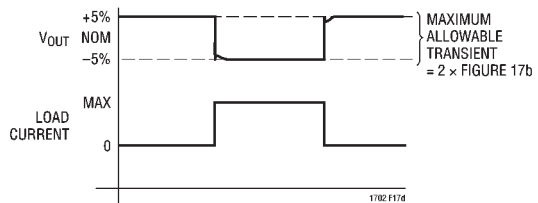


图 17d：设置稳压器——瞬态响应

应用信息

样在满负载情况下，输出电流只能降低，使输出电压升高，初始的低值允许它在超过规格之前进一步上升。这种电压设置方法的主要好处是增加了输出电容器的允许 ESR，节省了成本。附加优点是在最大负载情况下，输出电压接近最小允许值，从而降低负载功耗。

实现电压设置方法很简单，这有如在输出路径有意建立一个电阻以产生需要的压降。这个电阻可以是电阻值很低的电阻器、一段 PCB 印制线、甚至可以是电感器的寄生电阻（如果采用了合适的滤波器）。如果 LTC1702 从此电阻值中检测到反向输出电压（见图 17），则输出电压将随负载按照 $I \cdot R$ 关系变化，其中 I 为负载电流， R 为电阻值。如果此反馈环路被重新设置以调节到规定允许误差的上限附近，那么当 I_{LOAD} 是低时，输出电压迭加将会高；当 I_{LOAD} 是高时，输出电压迭加为低。与传统的稳压器相比，当维持输出电压调节时，电压设置稳压器理论上能允许两倍于输出电容器的 ESR 下降。这表明可以使用电容值较小而且价格更便宜的输出电容器，使输出电压保持在允许的范围之内。

测量方法

测量瞬态响应面临两方面的挑战：对使用的测试电路既要获得精确的测量，又要产生合适的瞬态响应。在输出电容器的两端用示波器通用探头直接进行输出测量，应该采用适当的高频检测技术，尤其在测量中不允许使用探头配带的 6" 长接地线！应该使用一个安装在探头的适配器和一个短的地线夹，以保证接地路径的电感不能产生比测量瞬态信号大的尖峰信号。为方便起见，典型探头控针与地线夹的间距最好等于典型输出电容器的引脚长度。通常，最好使用 20MHz 带宽限制在示波器进行测量，以限制高频噪声。应当注意，微处理器制造商

通常规定纹波 $\leq 20\text{MHz}$ ，因为通常辐射 20MHz 以上的高频能量和不传导，所以即使它在输出电容器出现也不会影响负载。

现在我们已经知道了如何测量信号，还需要知道有关测量的一些事情。理想情况下使用实际负载进行测试，并且切换负载导通与关断的同时监测输出。如果这种切换不方便，可采用一个电流阶跃发生器。这种发生器要求在几个纳秒内能够接通和关断用来模拟一种典型的开关逻辑负载，以便使 LTC1702 和瞬态发生器之间的杂散电感和长地线夹引线影响最小。

图 18 示出了一个简单的瞬态发生器实例。一定使用无感电阻器作为负载元件——许多功率电阻器都使用一个有感线绕式电阻器，但这里不适合。简单的方法是使用 10 只 1/4W 薄膜电阻器并且将电阻器并联起来以达到要求的阻值，采用这种无感阻性负载能连续耗散 2.5W，或如果用 5% 占空比则耗散 50W，这对 LTC1702 的大多数应用电路已经足够了。焊接 MOSFET 和电阻器时应尽可能靠近 LTC1702 输出电路，并且装配信号发生器在 5% 占空比 100MHz 速率脉冲。这种脉冲对于 LTC1702 具有 10ms 间隔的 500 μs 瞬变，这对于观测正跳变和负跳变的全部瞬态恢复时间是足够长，同时保持负载电阻器不发热。

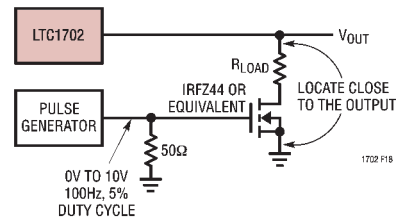


图 18：瞬态负载发生器

应用信息

故障性能

随意改变输出电压

某些应用使用一种开关的方法来附加反馈电阻器以便允许系统调整 LTC1702 的输出电压。虽然可以随意改变这种输出电压，但是一定要注意避免过压故障电路产生跳变。此输出电压向上突然跳变是很安全，但是向下突然跳变超过系统原状态的 15%，此输出电压仍然保持原来的高电压水平，但反馈节点却设置到期望的新电压值，实质上是一个降低的电压值。如果这种状态持续时间超过 10 μ s，则过压故障电路将起动并且切断 LTC1702。

最简单的方法是通过 FAULT 引脚接地使故障电路禁止。必须保持故障电路有效的系统应该保证输

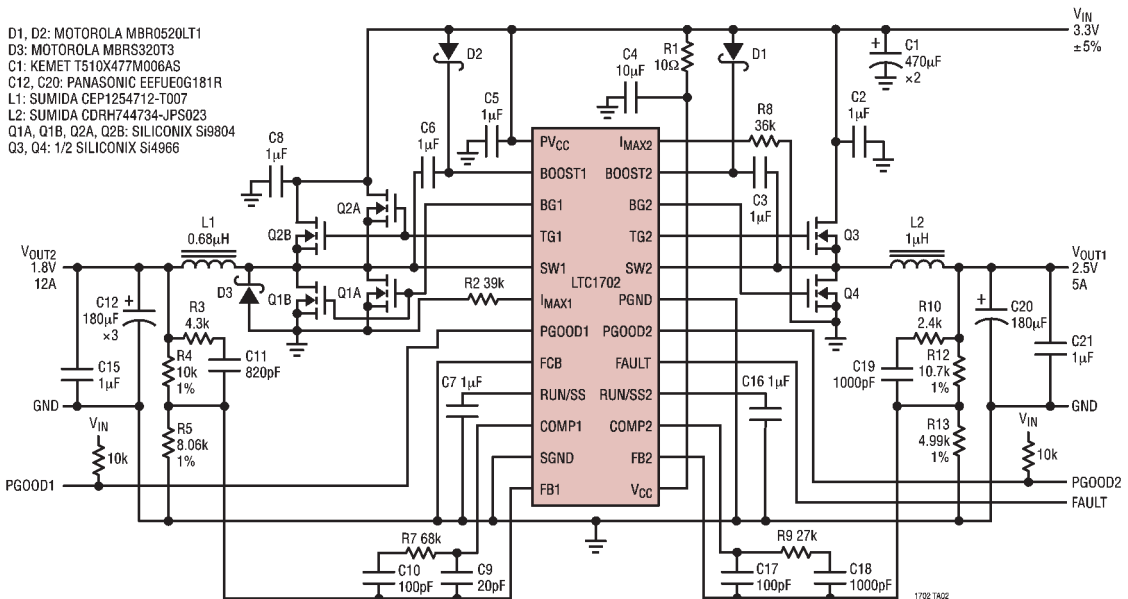
出电压下降幅度不设置成大于任何单步阶跃的 15%。这种最安全的策略是为了输出每次向下跳变 10% 或更小，并且在下一次阶跃之前等待输出达到新的稳定值。

VID 应用

有些微处理器规定一系列对应稳压系统要求的电源电压代码。如果在随意改变这些代码，那么上述忠告也同一应用到。另外，用来设置输出电压的矩阵开关在输出电压的整个范围内会明显改变其导通电阻，因此如果电路设计得不当，可能会改变环路补偿。利用典型的类型 3 反馈环路（见图 8）能保证将 R_{BIAS} 电阻器调整到设定的输出电压。R1 电阻器必须固定以便环路补偿不受影响。

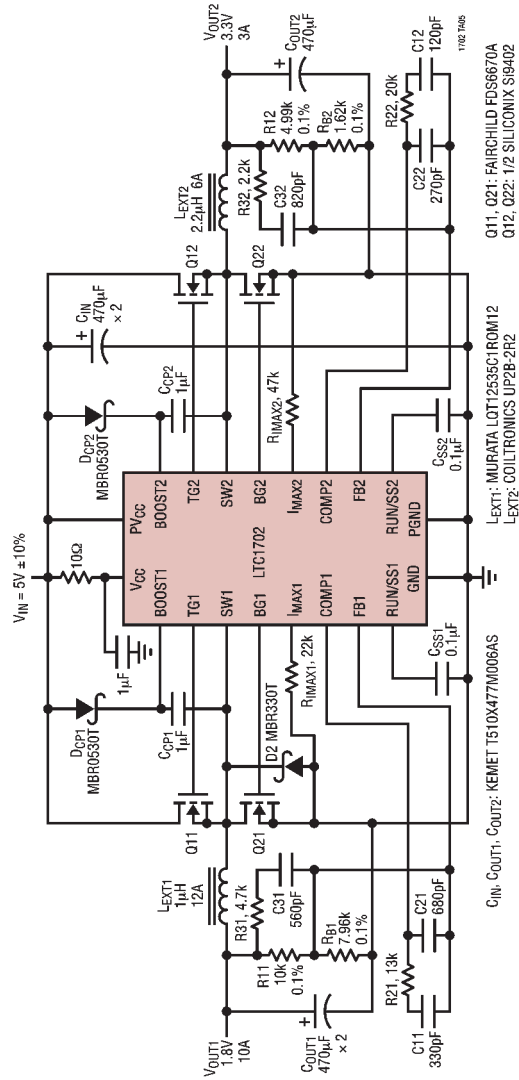
典型应用

3.3V 输入，2.5V 和 1.8V 输出电压



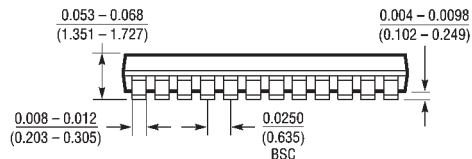
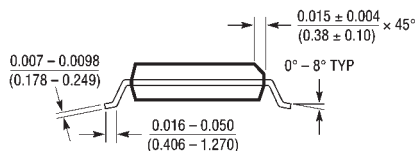
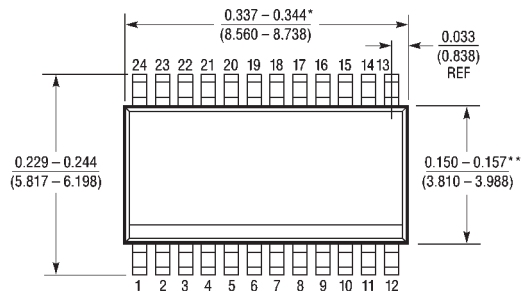
典型应用

28W双路输出电源



封装描述 尺寸以英寸（毫米）为单位，除非另外说明。

GN 封装
24 引脚塑料 SSOP 封装 (宽 0.150)
 (LTC DWG # 05-08-1641)



注：

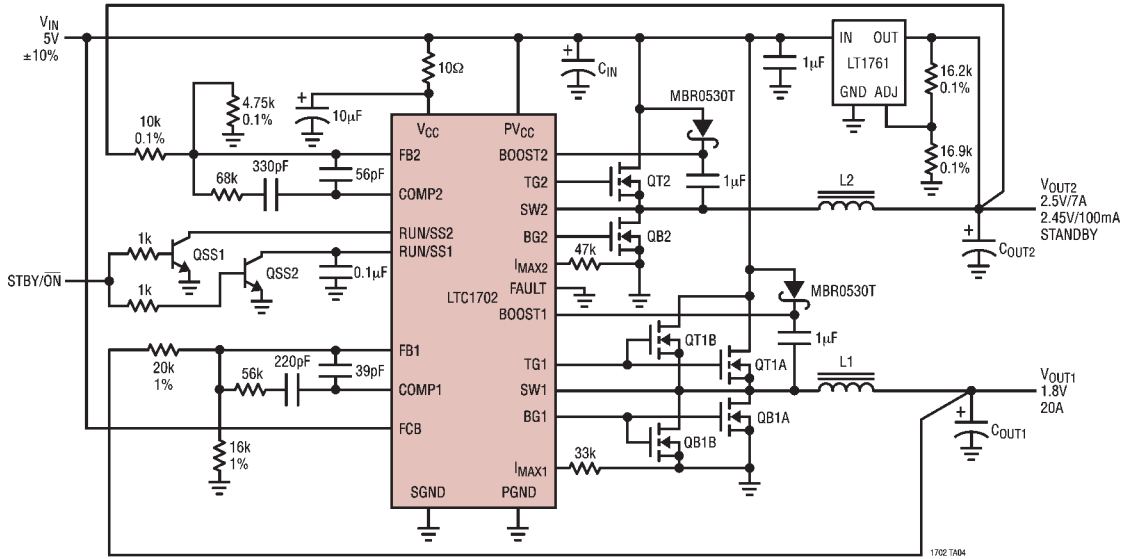
此尺寸不包含塑料飞边。每侧塑料飞边不超过 0.006^ (0.152mm)。

**此尺寸不包含引脚间毛边。每侧引脚间毛边不超过 0.010^* (0.254mm)。

GN24 (SSOP) 1088

典型应用

具有 2.5V 保活功能的低成本双路电源



C_{IN} = SANYO 10MV1200GX (6 IN PARALLEL)
 C_{OUT1} = SANYO 6MV1500GX (8 IN PARALLEL)
 C_{OUT2} = SANYO 6MV1500GX (3 IN PARALLEL)
 L1: 1µH SUMIDA CEP125-1R0MC-H
 L2: 2.2µH COILTRONICS UP2B-2R2

QSS1, QSS2: MOTOROLA MMBT3904LT1
 QT1A, QT1B, QB1A, QB1B: FAIRCHILD FDS6670A
 QT2, QB2: 1/2 SILICONIX SI4966

相关器件

型号	描述	说明
LTC1530	大功率同步降压式控制器	带限流 SO-8 封装, 无需要 R_{SENSE}
LTC1625	No R_{SENSE} ™ 电流型同步降压式控制器	效率 95% 以上, 无需 R_{SENSE} , 16 引脚 SSOP 封装, 大小同 SO-8 引脚
LTC1628	高效两相同步降压式双路控制器	恒定频率, 待机功能 5V 和 3.3V LDO, $3.5 \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1703	带移动 VID 的 550kHz 同步两相双路开关稳压控制器	带 5 位移动 VID 的 LTC1702 适用于移动型 Pentium® 处理器系统
LTC1706-81	VID 电压设置	带 5 位移动 VID 的 0.8V 基准电压开关稳压器
LTC1709	两相 5 位台式 VID 同步降压式控制器	电流模式, V_{IN} 至 36V, I_{OUT} 高达 42A
LTC1736	带 5 位移动 VID 控制的同步降压式控制器	带故障保护和电源好, 3.5V 至 36V 输入, 电流型
LTC1753	5 位台式 VID 设置同步开关稳压器	用内部 5 位 DAC 实现的 1.3V 至 3.5V 可设置输出
LTC1873	带 5 位台式 VID 双路同步开关稳压器	1.3V 至 3.5V 可设置内部输出, 带 I/O 输出
LTC1929	两相同步高效变换器	电流型保证精确电流检测, V_{IN} 高达 36V, I_{OUT} 高达 40A

No R_{SENSE} 是凌特公司的商标。Pentium 是英特尔公司的注册商标。