

带 5 位 VID 的 550kHz 同步式两相双通道 开关稳压器

特点

- 同一封装内含有两个独立的脉宽调制 (PWM) 控制器
- 1 通道的输出符合 Intel 台式 VRM 8.4 规范, 包含 5 位电压识别码 (VID) 数模转换器
- 输出电压范围 1.3V 至 3.5V, 变化步长 50mV/100mV
- 两通道不同相工作以最大限度减小 C_{IN}
- 全部采用 N 沟道外接 MOSFET 结构
- 无需外接电流检测电阻
- 内部含有 0.8V ± 1% 精密基准电压源
- 高达 550kHz 开关频率可最大限度减小外接元件体积
- 非常快的瞬态响应
- 每个通道的输出电流高达 25A
- 低停机电流: <100μA
- 小型 28 引脚 SSOP 封装

描述

LTC[®]1873 是一种适合用于低输入电压、高效率的双通道开关稳压控制器。其片内包含两个完整的独立开关稳压控制器。每个通道都能以电压型反馈、同步降压方式驱动一对外接 N 沟道 MOSFET。LTC1873 在 1 通道含有数字输出电压调节电路, 它符合 Intel 台式 VID 规范。恒定频率、真正 PWM 设计最大限度地减小了外接元件的体积和成本, 并使负载瞬态性能最佳。当输出负载减小时, 这种同步降压式结构首先自动进入断续工作方式, 然后进入 Burst Mode™ 突发工作方式, 从而确保在宽负载电流范围内保持最高的效率。

LTC1873 的特点是内部基准电压微调到 1%, 从而在任何输入电压、负载和温度变化情况下, 使变换器输出电压调整率优于 1.5%。每个通道可独立选通, 当两个通道都禁止时, LTC1873 停机, 并且电源电流下降到 100μA 以下。

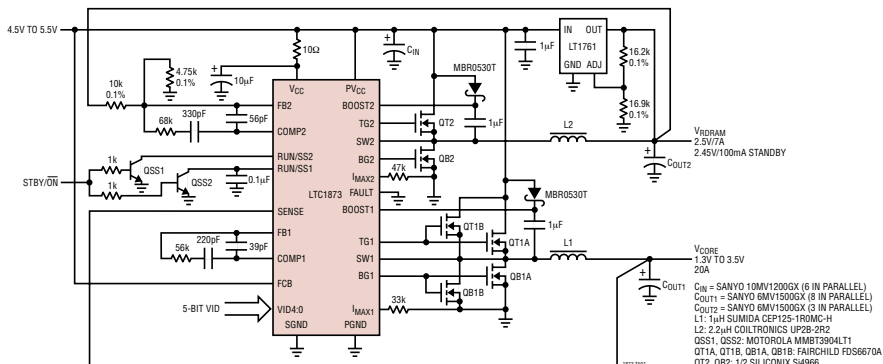
应用

- 微处理器内核与 I/O 电源
- 多种逻辑电源发生器
- 高效率电源变换
- 芯片组用电源

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

典型应用

具有 RDRAM 维持功能的低成本台式机 CPU 用电源



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
$VIDn$	-0.3V至 7V
其它输入电压	-0.3V至 $V_{CC} + 0.3V$

峰值输出电流 <math>< 10\mu s</math>

TGn, Bgn	5A
------------------	----

工作温度范围

(注 2)	-40°C至 85°C
-------------	-------------

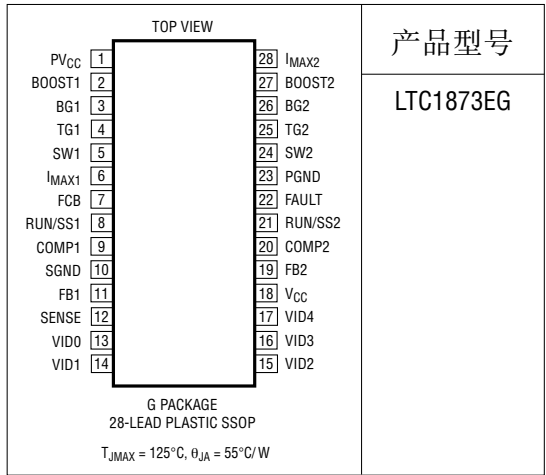
储存温度范围

.....	-65°C至 150°C
-------	--------------

引脚温度 (焊接时间 10 秒)

.....	300°C
-------	-------

封装/订购信息



产品型号

LTC1873EG

关于工业级元器件，请向厂方咨询。

电特性

凡标注 ● 均表示技术指标均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 4)

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 3)	●	3	7	V	
BV_{CC}	BOOST 引脚电压	$V_{BOOST} - V_{SW}$ (注 3)	●	2.7	7	V	
I_{CC}	V_{CC} 电源电流	测试电路 1 RUN/SS1 = RUN/SS2 = 0V (注 6)	●	2.2	8	mA	
			●	30	100	μA	
IPV_{CC}	PV_{CC} 电源电流	测试电路 1 (注 5) RUN/SS1 = RUN/SS2 = 0V (注 6)	●	2.2	6	mA	
			●	6	100	μA	
I_{BOOST}	BOOST 引脚电流	测试电路 1 (注 5) RUN/SS1 = RUN/SS2 = 0V	●	1.3	3	mA	
			●	0.1	10	μA	
V_{FB}	反馈电压	测试电路 1	●	0.790	0.800	0.810	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	只适用于 FB2 (注 7)	●	± 0.001	± 1	μA	
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 引脚运行门限电压		●	0.45	0.55	0.65	V
I_{SS}	软启动电流源电流	RUN/SSn = 0V		-1.5	-3.5	-5.5	μA

电特性

凡标注●均表示技术指标均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 4)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
开关特性							
V_{OSC}	振荡器幅度			1		$V_{\text{P-P}}$	
f_{OSC}	振荡器频率	测试电路 1	●	475	550	750	kHz
Φ_{OSC2}	控制器 2 的振荡器相位	相对于控制器 1		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	测试电路 1 (注 9)	●	40	100		ns
t_r, t_f	驱动器上升/下降时间	测试电路 1 (注 9)	●	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	COMP _N 输出	●	±3	±10		mA
V_{MIN}	比较器最小门限电压		●	760	785		mV
V_{MAX}	比较器最大门限电压		●	815	840		mV
限流环路							
A_{VILIM}	I_{LIM} 增益			40			dB
I_{MAX}	I_{MAX} 源电流	$I_{\text{MAX}} = 0\text{V}$	●	-7	-10	-14	μA
状态输出							
V_{FAULT}	FAULT 跳变电压	V_{FB} 相对于稳态 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	$V_{\text{FB}} > V_{\text{FAULT}}$ 至 FAULT \bar{f} (注 9)			25		μs
VID 输入							
R1	SENSE 与 FB1 之间的电阻	仅限通道 1		20			kΩ
V_{OUT} 误差 %	输出电压精度	设置从 1.3V 至 3.5V	●	-1.5	1.5		%
R_{PULLUP}	VID 输入上拉电阻	$V_{\text{DIODE}} = 0.6\text{V}$ (注 8)		40			kΩ
V_{IDT}	VID 输入门限电压	$V_{\text{IL}} (2.7\text{V} \leq V_{\text{CC}} \leq 5.5\text{V})$ $V_{\text{IH}} (2.7\text{V} \leq V_{\text{CC}} \leq 5.5\text{V})$		1.6	0.4		V
$I_{\text{VID-LEAK}}$	VID 输入漏电流	$V_{\text{CC}} < \text{VID} < 7\text{V}$ (注 8)			0.01	±1	μA
V_{PULLUP}	VID 上拉电压	$V_{\text{CC}} = 3.3\text{V}$ $V_{\text{CC}} = 5\text{V}$			2.8		V
					4.5		V

注 1：绝对最大额定值是指超过该值可能损害器件的寿命。

注 2：LTC1873 保证在 0°C 至 70°C 温度范围能满足性能指标。在 -40°C 至 85°C 工作温度范围内的指标由设计、品质鉴定和统计过程控制的相关性来保证。

注 3： V_{VCC} 和 $BV_{\text{CC}} (V_{\text{BOOST}} - V_{\text{SW}})$ 必须大于外接 MOSFET 的 $V_{\text{GS(ON)}}$ 以保证正常工作。

注 4：流入器件引脚的电流为正，流出器件引脚的电流为负。除非另外规定，所有电压均相对于地。

注 5：正常工作时的电源电流受外接 MOSFET 栅极充放电电流支配。该电流随电源电压和所用的外接 MOSFET 而变化。

注 6：停机工作方式下的电源电流受外接 MOSFET 的漏电流支配，且可能远大于 LTC1873 的静态电流，在升温时尤为明显。

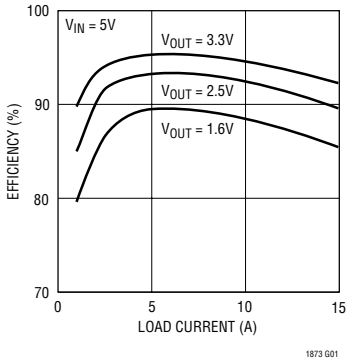
注 7：由于内部 VID 电阻器的作用，FB1 处的反馈电流较大。

注 8：每一个内置上拉电阻器都接 VID 输入，这些电阻器的另一端还分别通过一只串联二极管接到 V_{CC} ，以便当输入电压大于电源电压 V_{CC} 时不损坏器件或箝位（见“功能框图”）。

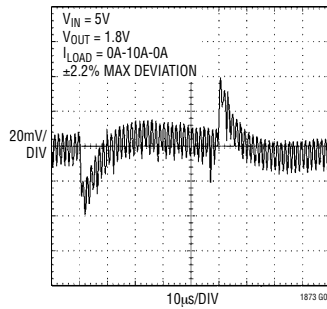
注 9：上升时间和下降时间是在 20% 至 80% 电平处测得，非重叠时间在 50% 电平处测得。

典型性能特征

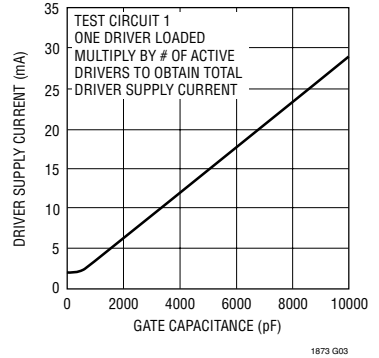
效率与负载电流关系曲线



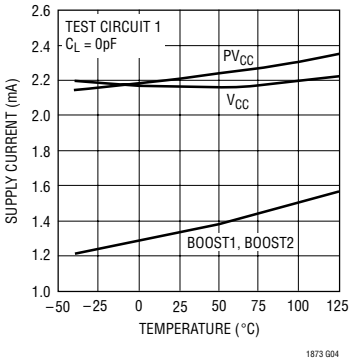
瞬态响应曲线



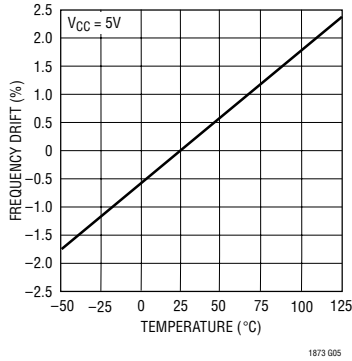
MOSFET 驱动器电源电流与栅极电容关系曲线



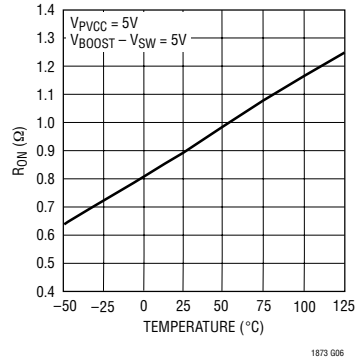
电源电流与温度关系曲线



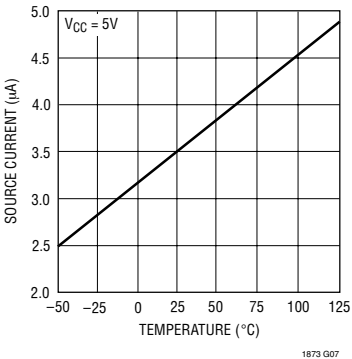
归一化频率与温度关系曲线



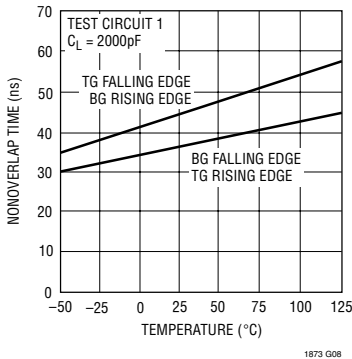
驱动器 R_{ON} 与温度关系曲线



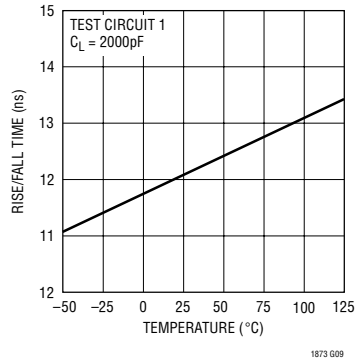
RUN/SS 源电流与温度关系曲线



非重叠时间与温度关系曲线



驱动器上升/下降时间与温度关系曲线



引脚功能

PV_{CC} (引脚 1): 驱动器电源输入。PV_{CC} 为两个 BG_n 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 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 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 接一个 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。无需其它外接电源。

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 的栅极。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 QT1 的栅极。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 两端的压降超过在电流 I_{MAX1} 对应的电压值，则控制器 1 将进入限流方式。I_{MAX1} 引脚有一个内部 10μA 的上拉电流源，允许使用一个下拉到 PGND 的外接电阻器 (R_{IMAX}) 来设置电流门限。这个电流设置电阻应该与 QB1 的源极做 Kelvin 相连。有关选择 R_{IMAX} 的详细情况，见“限流设置”一节。

FCB (引脚 7): 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，以便产生第三通道稳压输出电压。但不要悬空 FCB 引脚。

RUN/SS1 (引脚 8): 控制器 1 运行/软起动。将 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。将两个 RUN/SS 引脚接低电平使整个 LTC1873 停机，电源电流下降到 50μA 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。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 9): 控制器 1 环路补偿。将 COMP1 引脚直接接到第一通道控制器误差放大器输出端和输入至 PWM 比较器。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 10): 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} 旁路电容器的负极。

FB1 (引脚 11): 控制器 1 反馈输入。控制器 1 的环路补偿网络应接到 FB1。FB1 从内部与 VID 电阻网络相连，以设定通道 1 上的输出电压。

SENSE (引脚 12): 输出检测。与 V_{OUT1} 相连。

VID0 至 VID4 (引脚 13 至 17): VID 设置输入。这几个引脚是将通道 1 的输出电压设置到预定值的逻辑输入 (见表 1)。VID4 是最高有效位 (MSB)，而 VID0 是最低有效位 (LSB)。VID_n 输入所选择的代码符合 Intel 台式 VID 规范。每个 VID_n 引脚都接一个与二极管串联的片内 40kΩ 上拉电阻 (见“功能框图”)。

引脚功能

V_{CC} (引脚 18) : 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 3V 至 7V 的低噪声电源电压，并且尽量靠近 LTC1873 至少接一个 1μF 电容器旁路至 SGND。

FB2 (引脚 19) : 控制器 2 反馈输入。FB2 应经过电阻分压器网络与 V_{OUT2} 相连，以设定输出电压。用于控制器 2 的环路补偿网络也与 FB2 相连。

COMP2 (引脚 20) : 控制器 2 环路补偿。见 COMP1。

RUN/SS2 (引脚 21) : 控制器 2 运行/软起动。见 RUN/SS1。

FAULT (引脚 22) : 输出过压故障（锁存）。FAULT 引脚是内部带 10μA 上拉电源的漏极开路输出。如果任一通道稳压输出超过其设定值 15% 以上并且持续时间超过 25μs，则 FAULT 输出变为高电平并且整个 LTC1873 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。LTC1873 将保持这种锁存状态直到重新加电。当 FAULT 方式有效时，FAULT 被内部 10μA 电流源上拉。将 FAULT 直接接到 SGND 引脚以禁止锁存 FAULT 方式，从而允许 LTC1873 当过压故障排除后恢复正常工作。

PGND (引脚 23) : 电源地。BGn 驱动器返回到这个引脚。PGND 连接到靠近外接 MOSFET 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 24) : 控制器 2 开关节点。见 SW1。

TG2 (引脚 25) : 控制器 2 高端栅极驱动。见 TG1。

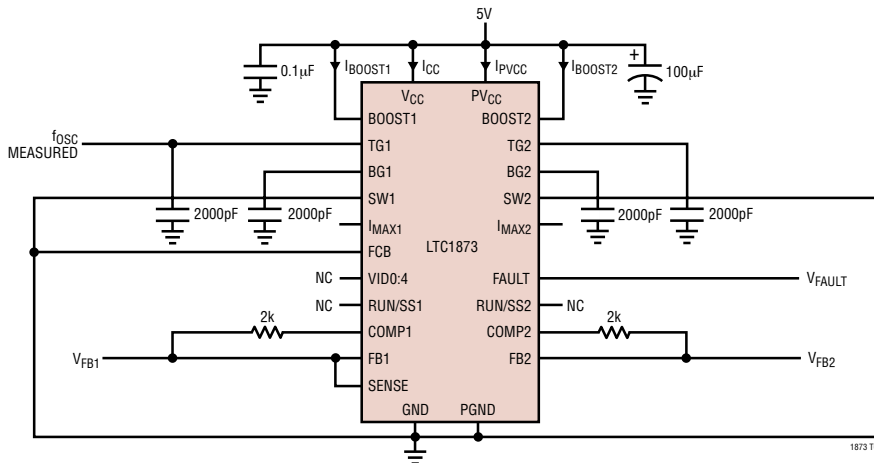
BG2 (引脚 26) : 控制器 2 低端栅极驱动，见 BG1。

BOOST2 (引脚 27) : 控制器 2 高端栅极驱动器电源。见 BOOST1。

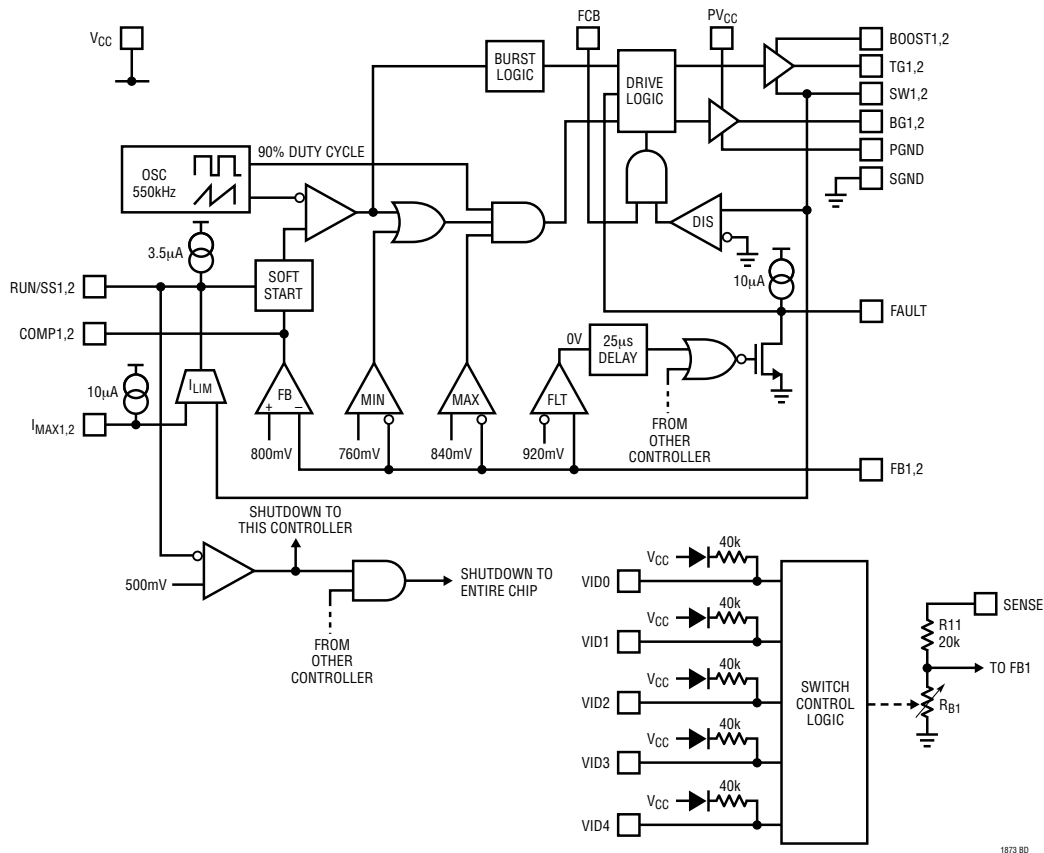
I_{MAX}2 (引脚 28) : 控制器 2 限流设置。见 I_{MAX1}。

测试电路

测试电路 1



功能框图



1873 BD

应用信息

概述

LTC1873 是一种降压式、电压反馈双通道开关稳压控制器。它适用于每个通道带两个外接N沟道 MOSFET 的同步开关稳压器。它可以在低输入电源电压(最大7V)条件下提供大功率、高效和精密稳定输出电压。鉴于这几个特点使它非常适合用于微处理器稳压电源。LTC1873 输出稳压精度非常高,其中直流电源与负载调整率及初始精度都优于1.5%。由于采用合理的电路设计,所以包括瞬态响应在内的总调整率优于3.5%。又由于采用500kHz

开关频率所以允许使用体积小、数值低的外接元件,而性能不受影响。用片内的数模转换器设置通道1的输出电压,符合 Intel 台式 VID 规范(见表1)。

LTC1873 中的内部反馈放大器是一种增益带宽乘积高达25MHz的运算放大器,允许采用复域多极点/零点补偿网络。这就使反馈环路比传统开关稳压控制器允许频带更宽的范围内保持足够的相位裕度,从而改善了稳定性和最大瞬态响应。通道2内部的800mV基准电压源允许稳压输出电压低至800mV,而无需外部电平调整放大器。

应用信息

表 1：通道 1 的 VID 输入与输出电压的对应关系

代码	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT1}
00000	GND	GND	GND	GND	GND	2.05V
00001	GND	GND	GND	GND	浮置	2.00V
00010	GND	GND	GND	浮置	GND	1.95V
00011	GND	GND	GND	浮置	浮置	1.90V
00100	GND	GND	浮置	GND	GND	1.85V
00101	GND	GND	浮置	GND	浮置	1.80V
00110	GND	GND	浮置	浮置	GND	1.75V
00111	GND	GND	浮置	浮置	浮置	1.70V
01000	GND	浮置	GND	GND	GND	1.65V
01001	GND	浮置	GND	GND	浮置	1.60V
01010	GND	浮置	GND	浮置	GND	1.55V
01011	GND	浮置	GND	浮置	浮置	1.50V
01100	GND	浮置	浮置	GND	GND	1.45V
01101	GND	浮置	浮置	GND	浮置	1.40V
01110	GND	浮置	浮置	浮置	GND	1.35V
01111	GND	浮置	浮置	浮置	浮置	1.30V

*Intel 公司定义 11111 表示“无 CPU”时的情况。
当选择这些代码时，LTC1873 将产生输出电压。

代码	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT1}
10000	浮置	GND	GND	GND	GND	3.50V
10001	浮置	GND	GND	GND	浮置	3.40V
10010	浮置	GND	GND	浮置	GND	3.30V
10011	浮置	GND	GND	浮置	浮置	3.20V
10100	浮置	GND	浮置	GND	GND	3.10V
10101	浮置	GND	浮置	GND	浮置	3.00V
10110	浮置	GND	浮置	浮置	GND	2.90V
10111	浮置	GND	浮置	浮置	浮置	2.80V
11000	浮置	浮置	GND	GND	GND	2.70V
11001	浮置	浮置	GND	GND	浮置	2.60V
11010	浮置	浮置	GND	浮置	GND	2.50V
11011	浮置	浮置	GND	浮置	浮置	2.40V
11100	浮置	浮置	浮置	GND	GND	2.30V
11101	浮置	浮置	浮置	GND	浮置	2.20V
11110	浮置	浮置	浮置	浮置	GND	2.10V
11111*	浮置	浮置	浮置	浮置	浮置	2.00V

LTC1873 的同步开关逻辑自动跳变到突发工作方式，以便在轻负载条件下具有最高效率。当出现过压 (OV) 故障时，内部 OV 故障标志指示，此时 OV 标志可设置锁定器件停机，或者当故障排除后自动恢复正常工作。

两相工作方式

LTC1873 双通道开关稳压控制器具有两相工作方式的明显优点。用两相工作给电路带来的优点是：降低对输入滤波的要求、减少电磁干扰 (EMI) 和提高电源效率。

为什么需要两相工作方式？在 LTC1873 出现以前，一直采用双通道同相（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 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。这种很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电源的 EMI 和损耗。

采用两相工作方式，LTC1873 的两通道以 180° 相位差工作。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。因此有效地降低输入电流的总 RMS 值，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 示出了单通道开关稳压器的波形与双通道两相 LTC1873 系统的波形对比比例。单相两通道稳压器同时工作将呈现出单通道数值的两倍。在这个例子中，两相工作方式中，输入电流 RMS 值从 $9.3A_{RMS}$ ($2 \times 4.66A_{RMS}$) 降到 $4.8A_{RMS}$ 。尽管这种降低本身就给人深刻印象，但还请记住功率损耗与 I_{RMS}^2 成正比，这表明实际功耗降低 3.75 倍。降低输入纹波电压还意味着输入功率路径的功率损耗，这包括电池、开关、印制线/连接器电阻和保护电路。输入

应用信息

电流和电压 RMS 值的减小还会直接使传导和辐射 EMI 得以改善。

小型封装

LTC1873 在 550kHz 开关频率下工作，允许它采用小电感值的电感器，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 的面积。LTC1873 的工作频率很高还意味着输出电容器每周周期储存比较少的能量，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 SSOP-28 封装的 LTC1873 都是小型元器件，所以由 LTC1873 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密集区域，而这里 PCB 的面积相当宝贵。

快速瞬态响应

LTC1873 采用一个高达 25MHz 增益带宽积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数值很低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。因为这种小电感值是指稳压方程的另一半——典型值大约是 $1\mu\text{H}$ ，所以这种电感器允许 di/dt 转换速率非常快。因此与传统解决方案相比具有优良的瞬态响应。

高效率

LTC1873 采用同步降压方式，每通道输出外接两个 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} 限流检测不需要外接电流检测电阻，从而节省了外接元件和在高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，能使其效率在很宽的输出电压范围内超过 90%。

VID 设置

LTC1873 包含了一个符合 Intel 台式 VID 规范 (见表1)及对通道1输出电压设置的内部反馈网络。该网络由以下两个电阻器组成：从 SENSE 到 FB1 的引脚之间的 $20\text{k}\Omega$ 电阻器 (R_1) 和从 FB1 到 SGND 引脚之间的可变电阻器 (R_B)，阻值由在 VID0：4 引脚上出现的数字代码设定。SENSE 应与 V_{OUT1} 相连，使网络能监测输出电压。尽管仍然需要环路补偿元件，但无需另外的反馈元件来设置控制器1上的输出电压。每个 VID n 引脚都包含一个内接的 $40\text{k}\Omega$ 上拉电阻器，若引脚悬空，它便浮动高电平。这些上拉电阻器都经过二极管与 V_{CC} 相连 (见“功能框图”)，以便将 VID n 引脚提升到高于 V_{CC} 而不致损坏器件。

应当注意，Intel 公司定义 11111 表示“无 CPU 存在”时在 V_{OUT1} 产生的输出电压 (2.00V)。还应注意，LTC1873 的控制器 2 不与 VID 电路相连，其工作与控制器 1 无关。

结构详述

LTC1873 双开关稳压控制器包括两个独立的稳压器通道。除了共用的输入旁路电容器、通道1中的 VID 电路以及 FCB 和 FAULT 引脚 (它们对两个通道都起作用) 以外，该芯片的两个通道及其相应的外部元件都是相互独立的。在下面的讨论中，当涉及到的引脚没有说明是哪一通道时，则表明它对两个通道一样起作用。

应用信息

开关变换器结构

LTC1873 的每一个通道都可用作同步降压变换器 (见图 1)。每个通道包含两个控制外部 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高达 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 和源极接 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 并且电感器电流下降。当下一个主时钟周期到来时, 重复上述过程。每一种方式工作时间的百分比由 PWM 信号的占空比进行控制, 而 PWM 信号由反馈放大器来控制。主时钟工作频率为 550kHz, QT 在每 $1.8\mu\text{s}$ 导通。在一个 5V 输入和 1.5V 输出的典型应用中, 其占空比由反馈环路设置为 $1.5/5 \times 100\%$ 或 30%。这样使 QT 导通时间约为 540ns, QB 导通时间大约为 $1.26\mu\text{s}$ 。

这种固定频率工作方式给它带来许多好处。电感器和电容器的数值可以按要求的精密工作频率进行选择, 并且反馈环路元件同样可以严格按照规定

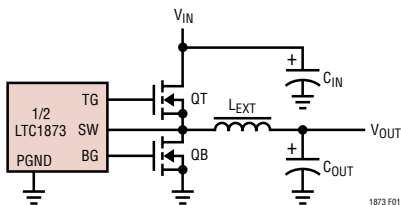


图 1：同步降压式变换器结构

进行选择。电路产生的噪声总是在已知的 550kHz 频带范围内, 使 455kHz 中频 (IF) 带无干扰。另外对于亚谐波振荡与斜率补偿以及恒定频率电流型开关引起的常见问题, 在用类似 LTC1873 这种器件构成的电压型开关中都不存在。

在 QT 导通期间, 其源极 (SW 引脚) 电压是在 V_{IN} 。此时 V_{IN} 还是 LTC1873 的电源。但是, 为了把 QT 的 R_{ON} 降至最低, 要求其栅极电压为 $V_{IN} + V_{GS(ON)}$ 。这样对 LTC1873 产生一个问题——这要求在 TG 引脚产生一个栅极驱动电压高于其最高电源电压。为了解决这个问题, TG 驱动器由浮动电源供电, 其负电源接到 SW 引脚, 其正电源接到 BOOST 引脚。这样允许它利用 QT 的源极进行向上和向下转换。LTC1873 再配合一个简单的外接电荷泵 (见图 2) 便可以完全提高 QT 的栅极电压, 而无需额外提高电源电压。

LTC1873 的两通道共用一个时钟, 并且通道 1 与通道 2 的相位相差 180° 。这样从输入旁路电容器看其开关脉冲频率加倍, 流过此电容器的 RMS 电流明显降低, 从而降低了对旁路电容值的要求 (见“两相工作方式”一节)。

反馈放大器

LTC1873 每个通道都有一个内部反馈运算放大器在 V_{OUT} 端检测其输出电压 (见“功能框图”)。这是一种真正的运算放大器, 它具有低输出阻抗、85dB

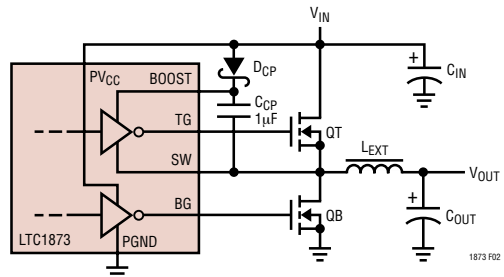


图 2：TG 驱动器的浮动电源

应用信息

开环增益和 25MHz 增益带宽积。其正输入端内部接到一个 800mV 基准电压，负输入端接到 FB 引脚。输出端接到 COMP 引脚，并接软起动电路，再由软起动电路控制 PWM 发生器。

许多稳压器都采用电阻分压器接到高阻反馈输入端，然而 LTC1873 不同之处在于使用一个反相求和放大器，FB 引脚作为其虚地端。这样可以灵活地选择极点和零点位置，而采用简单的 g_m 配置是做不到的。实际上，这种反馈放大器允许采用“类型 3”补偿方法，它在 LC 极点频率处提供相位提升，可明显改善环路相位裕度(见图 3)。“反馈环路/补偿”一节详细介绍了类型 3 反馈环路。注意，LTC1873 的通道 1 内部包括 R1 和 R_B 作为 VID DAC 电路的一部分。

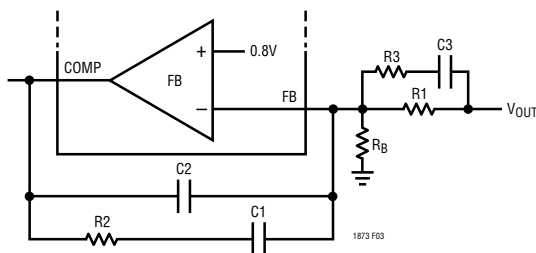


图 3：“类型 3”反馈环路 (通道 2 所示)

MIN / MAX 比较器

两个附加的反馈环路严密监视主反馈放大器，如果反馈节点电压变化与 800mV 标称基准电压相差达 $\pm 5\%$ 时，则产生跳变。不论何时当 FB 比 800mV 高 5% 时，MAX 比较器(见“功能框图”)有效。它立即关断高端 MOSFET (QT)，并接通低端 MOSFET (QB)，并且保持该状态直至 FB 返回到其额定值 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)。如果由于输出短路使 FB 电压升高，那么 QB 一直保持导通直到短路被撤除，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锁闭输出(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。典型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 R1 和 R_B 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 1 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，因为它们正在监测 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。

停机/软起动

LTC1873 每通道的都有 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起动引脚，迫使最大占空比极限与 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，利用一个外接到地的电容器可以产生一个软起动斜坡。该 3.5 μ A 电流源即使当 LTC1873 停机时也工作，当 RUN/SS 引脚外部下拉被释放时，可以保证器件正常起动。LTC1873 任一通道可以停机而不会影响另一通道工作，当两通道同时停机时，LTC1873 便进入低功耗休眠方式，其静态电流通常降至 50 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)。

应用信息

如果 LTC1873 某个通道的 RUN/SS 引脚电压下降到大约 0.5V 以下 (见图 4), 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增加。当 RUN/SS 电压大于 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 LTC1873 处于完全工作方式。

限流电路

LTC1873 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, LTC1873 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。LTC1873 检测这个电压并且将其倒相以便与 I_{MAX} 引脚的正电压检测电压相比较。 I_{MAX} 引脚包括校准的 $10\mu A$ 上拉电流源, 使用户用下拉电阻器 R_{MAX} 在 I_{MAX} 引脚设置电压。LTC1873 比较两个输入引脚并且在 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 与 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。软起动电容器需要迁移相当数量电荷后才会对占空比有影响, 这增加了延迟直到限流起作用 (见图 4)。这样使 LTC1873 能经受暂短过载, 而不影响输出稳压。这种

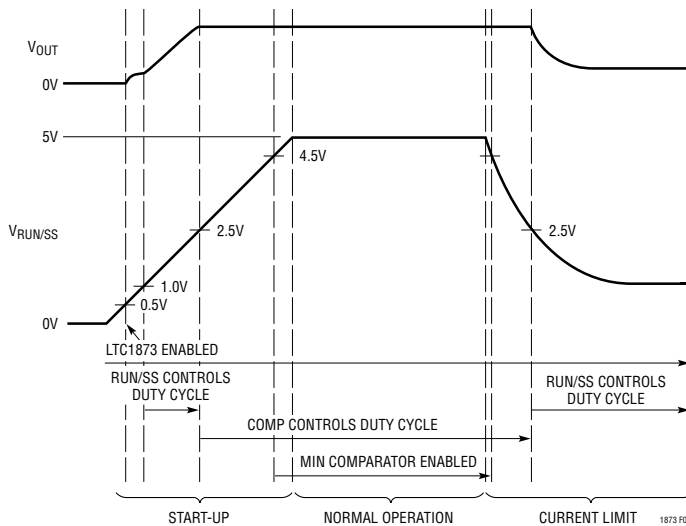


图 4：起动和限流时的软起动

应用信息

延迟在限流环路中还起极点作用，改善了环路稳定性。较大的过载会使软启动电容器电压快速下降，从而使输出元件免受损害。该限流 I_m 放大器包括一个箝位电路，防止 RUN/SS 低于 0.5V 而使 LTC1873 停止工作。

功率 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 随 MOSFET 而变化，从而限制了受 LTC1873 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，致使环路过早起作用。LTC1873 限流主要用作事故预防，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

LTC1873 开关逻辑有三种工作方式。在重负载情况下，它起到一种完全同步、连续传导开关稳压器的作用。在这种工作方式（“连续”方式）下，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) 总是导通的，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，其中功率器件的阻性损耗是主要项。

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 LTC1873 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 LTC1873 保持连续工作方式，纹波电流是恒定并与负载无关。有关纹波电流的详细情况见“电感器”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某一点将下降到纹波电流一半以下。在这一点，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，但会产生附加的损耗，它作为电感器通过阻性功率开关的正向或反向电流的一部分，每一次都要损失一点儿功率，从而降低效率。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零（指 LTC1873 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 引脚接地，这就可强制 LTC1873 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，LTC1873 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，LTC1873 进行检测。在这期间，SW 引脚电压将浮动大约为 V_{OUT} ，电感器两端电压为零，且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。另外当输出电流为零时，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，LTC1873 对达到零点的电感器电流检波。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。LTC1873 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 LTC1873 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。

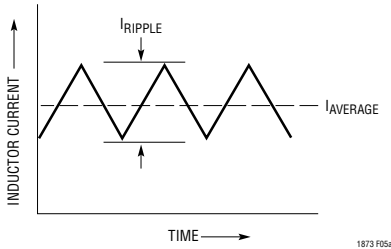


图 5a：连续工作方式

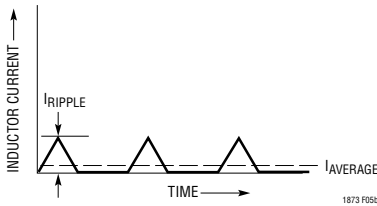


图 5b：断续工作方式

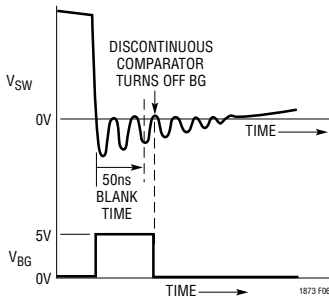


图 6：在 SW 节点产生振荡引起断续比较器过早跳变。

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 LTC1873 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 时内部驱动器必须对其栅极充电到 V_{CC} 。每次关断时，造成电荷对地损耗。在 LTC1873 允许很高的开关频率条件下，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 LTC1873 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。内部定时器电路使 QT 至少在 10% 标称开关周期保持导通。当负载下降低于 QT 导通时间 10% 时的某一点时，输出电压开始上升。当 LTC1873 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。LTC1873 重新切换到断续工作方式下 QT 以 10% 占空比开关，接著又进入突发工作方式。这种情况下 LTC1873 稳压输出的总偏差在允许误差的 1.5% 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。按 10% QT 导通时间和输入电压设置的纹波电流在三种工作方式中是最低的。因为 LTC1873 在突发工作方式中负载电流下降为零，所以其每通道 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许多。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。

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 (强制连续控制端) 引脚允许用户能做到这一点, 当 LTC1873 的 FCB 引脚变高时, 允许用户按照某一通道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 LTC1873 的两通道都将按连续工作方式运作。这种工作方式虽然不会影响到输出稳压, 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 LTC1873, 这种同步稳压器因其输出与其它稳压并联时带载能力强是众所周知的。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。

LTC1873 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 LTC1873 作为主稳压器, 并且使用一个小的 LDO 作为后备稳压器, 以便当主电源断电时继续给 SRAM 供电。当 LTC1873 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, 允许此较少线性稳压器提供输出电压。但是, 如果 LTC1873 返回到连续工作方式时, 它以一种低占空比开始软启动周期, 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 LTC1873 以断续工作方式启动周期。流过 QB 管的任何反向电流都使断续工作方式电路跳变, 从而防止 LTC1873 下拉输出。

过压故障

LTC1873 包括一个供两个通道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。如果任一个通道 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, LTC1873 停止所有开关, 两只 QB (低端同步) MOSFET 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无论如何不受过压损害。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和正极接地, 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, 一旦过压故障被解决, LTC1873 便能重新进入正常稳压状态。

在有些电路中, OV 锁存可能成为一种责任。现在来考虑一个开关稳压电路, 由于 VID 代码的改变或在切换不同反馈电阻的过程中可能改变一个通道上的输出电压。超过输出 15% 以上的下调会启动故障锁存, 这时 LTC1873 的两个通道都停止工作, 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, 并且 LTC1873 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

应用信息

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。当另一个通道循环供电时，为了重新启动 LTC1873 故障锁存，也可用外部集电极开路逻辑下拉 FAULT 引脚。要注意这不会复位内部锁存，如果外接下拉电阻被释放，则 LTC1873 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重新加电。

VID 考虑

某些应用要求在工作过程中改变通道 1 的 VID 代码。用 LTC1873 可以做到这一点，但必须小心避免触发过压故障电路。突然地分步升高电压是安全的，但分步下降超过 15% 则可能使系统处于输出电压仍在原有较高电平的状态，而反馈结点则被预期设定到一个新及较低的电压上。若这种状态持续 25 μ s 以上，则过压故障电路将启动，使 LTC1873 被锁定。

最简单的解决办法是将 FAULT 引脚接地来禁止故障电路工作。需要故障电路起作用的系统应确保输出电压在设置分步降压的任何一步中下降幅度不会大于 15%，安全的对策是每次使输出步长下降到 10% 或更小，并且在进行下一步之前要等待输出电压稳定到新的数值。不管 FAULT 引脚的状态如何，负载始终靠 +5% MAX 比较器来防止过压故障。

外部元器件选择

功率 MOSFET

LTC1873 的峰值效率与外部选用的 MOSFET 紧密相关。LTC1873 的每个通道至少需要两只外接 MOSFET，如果要降低导通电阻可将两个或更多的 MOSFET 并联起来。为了使 MOSFET 有效工作，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 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 LTC1873 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 $R_{DS(ON)}$

$R_{DS(ON)}$ 计算是相当简单的。 $R_{DS(ON)}$ 是当 MOSFET 的栅极完全导通时，从漏极到源极之间的导通电阻。许多 MOSFET 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 LTC1873 来说是很合理的。因为当 MOSFET 导通时，电流通过这个电阻，所以产生 I^2R 瓦特热量，其中 I 是流过导通电阻的电流（通常等于输出电流）， R 是 MOSFET 的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 。仅当 MOSFET 导通时才产生这种热量。当 MOSFET 关断时，因为电流为零，所以功耗也为零（同时另一只 MOSFET 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 发热。当流过 MOSFET 的负载电流及功耗最大时，这种弊端最明显。以增加栅极电荷（一般情况下）和提高成本（一般情况下）为代价来降低 $R_{DS(ON)}$ 的方法可以改善重负载时的效率。适当地选择 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 可以在允许效率损耗、电源损耗和成本之间进行权衡。应注意当功耗对系统效率产生明显影响时，使用没有散热片的小型表面贴装 MOSFET 就能使典型 LTC1873 电路提高 1W 或 2W。

栅极电荷

栅极电荷是指 LTC1873 所需进入外部 MOSFET 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 栅极引脚到 QT 管的 SW 极或 QB 管的 PGND 的电容。这种电容由 MOSFET 的通道电荷、实际寄生漏源电容和多倍密勒栅漏电容组成，但是可近似看作是从栅极到源极的一个电容。不论电荷的流向怎样，它必须从 V_{CC} 输出以使 MOSFET 栅极导通，并且当 MOSFET 返回到关断状态，这些电荷都要入地。在这期间，它通过 LTC1873 的栅极驱动器传输，使栅极驱动器温度升

应用信息

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 LTC1873 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 LTC1873 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 LTC1873 克服。LTC1873 采用 N 沟道 MOSFET 用来驱动 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 P 沟道 MOSFET 低。使 QB 导通很方便，因为 QB 管的源极接到 PGND；LTC1873 只在 PGND 和 V_{CC} 引脚之间切换 BG 引脚。驱动 QT 则用另外一种方法。当 QT 导通时，将 QT 的源极连接到 SW 引脚接近 V_{CC} 。为了使 QT 导通，LTC1873 必须用 TG 驱动一个 MOSFET 使其 $V_{GS(ON)}$ 超过 V_{CC} 。要做到这一点，使用一个浮动驱动器，将一个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} ，当 SW 引脚变高时给 BOOST 引脚供电（见图 2），并且当 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} 的电容值至少应是上面 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 LTC1873 片内含一个大 MOSFET 驱动器，所以也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。LTC1873 在输入电源电压下降到 3V 左右正常工作，所以如果适当地选择外接 MOSFET，（见“功率 MOSFET”一节），一个典型值为 3.3V 的电源也能被使用。

与此同时，输入电源需要提供几个安培的电流而不产生额外压降。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 LTC1873 输入电压下降。在 LTC1873 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。

输入旁路电容器

工作在 5V 逻辑电压的典型 LTC1873 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，而在开关周期的其余时间内，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为 $4.7A_{RMS}$ 。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。因此需要一种本地输入旁路电容器来解决这个问题，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纹波电流 RMS 值和 ESR 值。

LTC1873 电路中的输入旁路电容器对两个通道是公用的。现在考虑示例中的情况，即 LTC1873 的一个通道为 10A，另一个通道禁止。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

应用信息

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 电流有效值必须足够大以便承受输入端的 $4.7A_{RMS}$ 纹波电流; 第三, 输入旁路电容必须足够大以在输入电压变化时保持输入电压。通常符合前两个参数的电容器就完全能够满足电容下降的要求。这里选择 0.01Ω ESR 以便在 10A 阶段电流和 $4.7A_{RMS}$ 纹波电流条件下保持输入电压降在 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的单片陶瓷电容器。

LTC1873 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 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 $9.4A_{RMS}$ 和 0.005Ω ESR 这样一个足够大的电容器。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

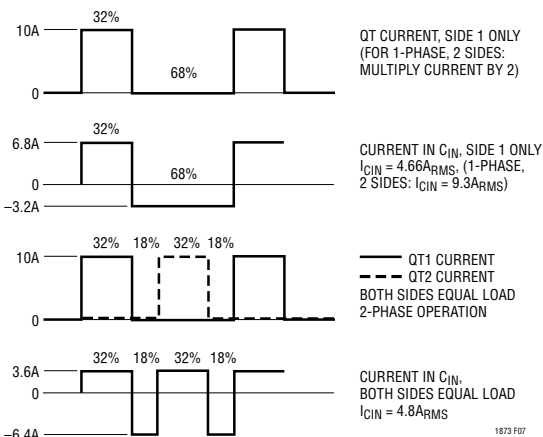


图 7: 输入电流波形

 C_{IN} 电流 RMS 的计算

像 LTC1873 这种降压式开关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 值成比例。为了适当地规定电容器, 我们需要知道其输入电流的 RMS 值。计算具有固定占空比脉冲串的近似 RMS 值很简单, 但是计算 LTC1873 的双通道同时且不同相位工作的 RMS 值很复杂, 因为在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 LTC1873 在最大负载工作条件下双通道平均直流电流值。在一个周期内, 系统有一些时间是高端一个开关导通而另一个关断, 或两个开关都导通, 又或者两个开关都关断。在每次高端开关导通期间, 其工作电流将等于此通道的全负载输出电流。当两个开关都导通时, 总电流等于双通道全负载电流之和; 当两个通道都关断时, 电流实际上为零。将每一时间段的电流值乘以该时间占电流持续时间的百分比, 再逐次求和 —— 这是平均 DC 电流值。

例如, 假设一个 5V 输入, 在 1 通道产生 3A 电流和 3.3V 输出, 在 2 通道产生 10A 电流和 1.6V 输出。当一个周期开始时, TG1 引脚导通并且 3A 电流从 C_{IN} 通过 (A 段时间)。这种电流导通时间占

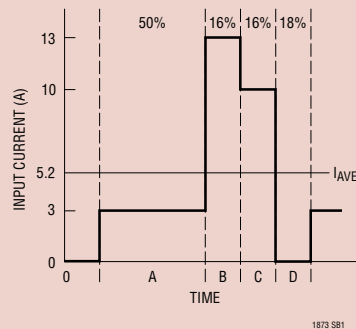


图 SB1: 平均电流计算

应用信息

50%，随后 TG2 又导通，总电流为 13A (B 段时间)。很短时间之后，TG1 引脚关断并且电流下降到 10A (C 段时间)。最后 TG2 引脚关断，在 TG1 再次导通之前仅用很短时间使电流下降为零 (D 段时间)。

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

现在我们能够计算电流 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。将每项电流差值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 LTC1873 两个通道处于全负载时的输入电容器近似电流 RMS 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电流 RMS 值相比有

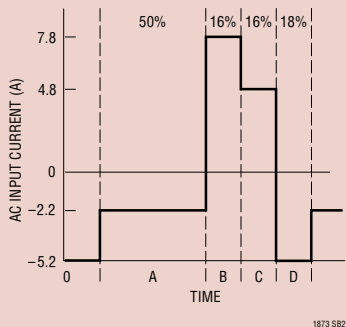


图 SB2：交流电流计算

根本不用改变输入电容器。按照一般规则，如果一个输入旁路电容器能够支持较大输出电流通道的要求，它一般就能支持两个通道同时工作(详细情况见“两相工作方式”一节)。关于如何计算最大输入电流 RMS 的细节，请见应用指南 77 (Application Note 77)。

钽电容器通常用作 LTC1873 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 LTC1873 的输入端出现的电流 RMS 值很大时会

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。

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

如果该电路所经历的工作时间可能是一通道工作而另一通道停机，这时计算电流 RMS 值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；2 个通道都导通)。电容器必需能耐受上述三种情况中最大电流 RMS 值——有时这发生在一个通道停机时！

仅 1 通道工作：

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

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

仅通道 2 工作：

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

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

考虑两个通道都用同一负载工作的情况，每个通道占空比为 50%。两个通道一起工作时的电流 RMS 值接近零，而一个通道工作时的电流 RMS 值是该通道总负载电流的 1/2。

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够耐受被 LTC1873 吸收的额定电流 RMS 值。如果产品说明没有给出额定电流 RMS 值的评定等级，该电容器很可能没有经过浪涌试验，所以不能选用！

应用信息

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 LTC1873 这种降压式开关稳压器，其输出端的纹波电流比输入端的纹波电流低得多，因为 LTC1873 无论何时工作在连续工作方式，电感器电流都将恒定地通过 LTC1873 的输出端。在此输出端主要考虑的是电容器的 ESR。在此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，直至在 LTC1873 反馈环路改变此电感电流与新负载电流值相匹配。输出端 ESR 电压的阶跃通常是计算负载调整率的唯一一项最大预算数据。例如，假设 1.6V 和 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，在预先设计时为保持 3% 以内的瞬态响应我们需要一个 ESR 优于 0.0048Ω 的输出电容器，因此为满足这个要求需用 3 个 0.014Ω 和 $470\mu\text{F}$ 的钽电容器并联起来。

电感器

选择 LTC1873 典型应用电路中所需用的电感器主要考虑电感值及饱和电流。电感值决定纹波电流，它通常选为预计满负载电流的 30% 左右。纹波电流由下式决定：

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

在前面假设 1.6V、10A 的例子中，我们设定纹波电流为 10A 的 30% 或 3A，则此时电感器的电感值应为：

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

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

此电感器不应在预期的峰值电流处饱和。在这种情

况下，如果电流限值设定为 15A，那么电感器的额定电流应该耐受 $15\text{A} + 1/2 I_{\text{RIPPLE}}$ 或 16.5A 而不至于饱和。

反馈环路/补偿¹

反馈环路类型

在 LTC1873 的典型应用电路中，其反馈环路由调制器、外接电感器与输出电容器、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和需要考虑环路补偿。其中调制解调器包括内部 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大于 1，这种相移会使环路补偿

¹本节内容基于 Venable Industries 公司 H. Dean Venable 的论文“The K Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis”，全文请登录 www.linear.com.cn 网站中的“Reference Reading # 4”。

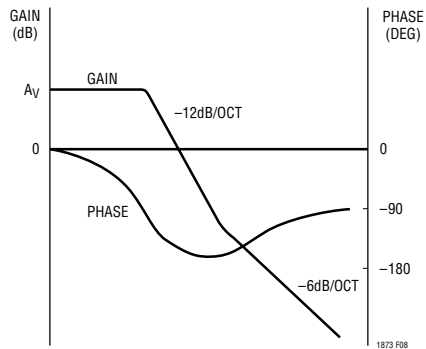


图 8：降压式开关稳压器中的调制器的传递函数

应用信息

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，引起在每 10 倍变频 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不能很好地受用户控制。前面提到的调制解调器是 LTC1873 内部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这种交流环路响应。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。目标是实现 180° 直流相移(所谓环路调整)，并且在环路增

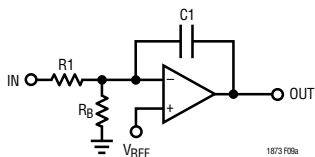


图 9a：类型 1 反馈环路中放大器接线图

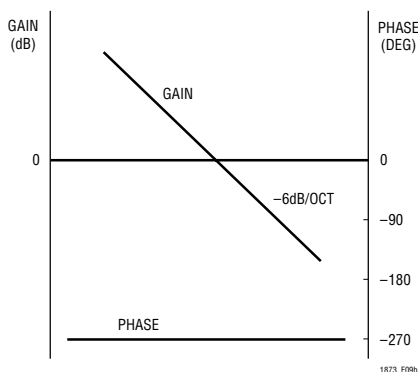


图 9b：类型 1 反馈环路中放大器的传递函数

益下降到 0dB 处有一个大约低于 360° 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”反馈环路很稳定，但是如果 LC 的极点频率很低，则其瞬态响应不理想。

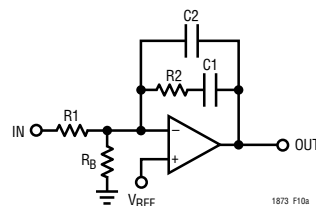


图 10a：类型 2 放大器接线图

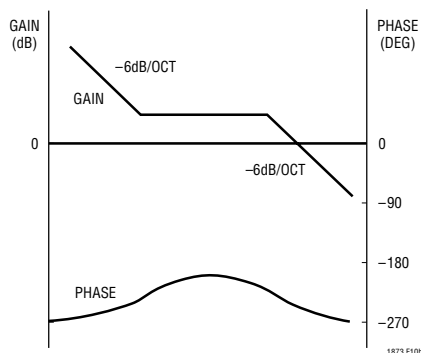


图 10b：类型 2 放大器的传递函数

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 0dB，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。它对于 LC 组合具有有限的补偿能力，为了扩大频率范围这里选择低 ESR 电容器使相移接近 180°。LTC1873 电路采用普通开关稳压器用的电解输出电容器，通常可以提供类型 2 环路补偿所要求的相位裕度。

“类型 3”环路(见图 11)使用两个极点和两个零

应用信息

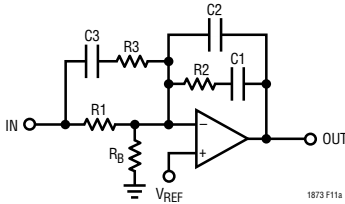


图 11a：类型 3 环路放大器接线图

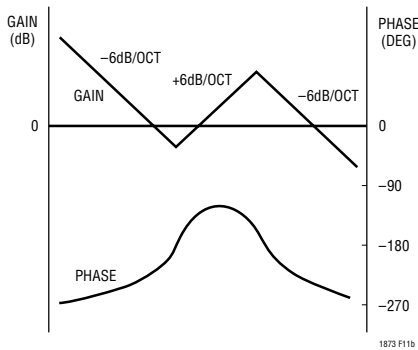


图 11b：类型 3 环路放大器的传递函数

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，仍能保持可接受的环路稳定性。像类型 2 电路，环路应在相频特性曲线拐点中间通过 0dB 以便保持最大相位裕度。许多 LTC1873 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的可接受相位裕度。

反馈元件选择

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中示出的 R 和 C 典型值只适合示出的功率元件。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补偿元件值。

调制解调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可以估算。测量值能给出比较精确的结果，但是估计值通常能尽量接近给定的工作系统。为了直接测量调制器的增益和相位值，用 LTC1873 和最终设计实际采用的 MOSFET、电感器和输入电容器及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 LTC1873，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。

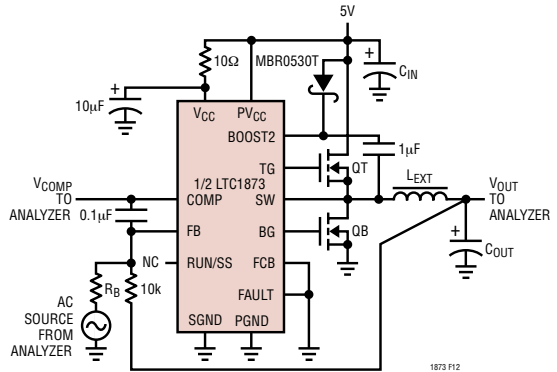


图 12：调制器增益/相位测量接线图

应用信息

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，产生一个以 dB 为单位的 $V(V_{OUT})/V(V_{COMP})$ 幅频特性曲线和以度为单位的 $V(V_{OUT})$ 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。

```
*1873 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 lu        ;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

*1873 internals
emod mod 0 laplace {v(comp)} =
+ {5*exp(-s*909e-9)} ;5 -> 3.3 for 3.3 VCC
*emod mod 0 comp 0 5 ;use if above lines fail
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确定交越频率，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° 作为目标的相位裕度：

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

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 选择一个适合的值 (通常 $10\text{k}\Omega$ 很适合)。注意，通道 1 内部包括 R1 和 R_B 作为 VID DAC 电路一部分。R1 是阻值为 $20\text{k}\Omega$ 的固定电阻器，而 R_B 是取决于 VID 代码。现在计算剩余元件值：

(在下面计算中 K 是常数)

$f =$ 选择的交越频率

$G = 10^{(\text{GAIN}/20)}$ (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：

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

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

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

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

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

类型 3 环路：

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

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

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

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

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

应用信息

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

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

限流设置

LTC1873 的限流设置是简单的。在限流电路启动之前，通过设置 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（等于输出电流）决定的。因为 LTC1873 限流电路是把 I_{MAX} 引脚的电压取反之后与 QB 管负电压比较，所以允许用一个正电压来设置限流。

为了设置限流，首先计算在最大要求电流条件下，QB 管两端预期的电压降：

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

其中 (R_{ILIM} 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。如果选择得合适，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。虽然这个因子根据 PCB 布线和选择的元件不同会有些变化，但 100mV 通常还是一个好的起始值。使用 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} 值很大的百分比时， 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 LTC1873 启动失败。

精度权衡

LTC1873 利用 V_{DS} 的检测方法不是非常准确的，主要因为不同 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 LTC1873 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 处在高于规定的 $R_{DS(ON)}$ 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 LTC1873 的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，不论是不带调节电路的，还是在 FCB 引脚增加外部调节电路。

来自 LTC1873 一个通道的电感器磁芯次级线圈的外部辅助输出，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相当好。当 LTC1873 主通道的负载电压下降并且 LTC1873 切换到断续工作方式或突发工作方式，则辅助输出通道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 800mV 及带 20mV 迟滞，以便对辅助电压进行相当精密的控制。如果 LTC1873 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 FCB 引脚跳变并且 LTC1873 重新进入断续工作方式，不论主输出通道的负载如何。FCB 引脚取消了

应用信息

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。应当注意，如果 LTC1873 已经工作在连续工作方式，那么由于超载使辅助输出产生下降，LTC1873 不用增加任何步骤就能对它进行调整。

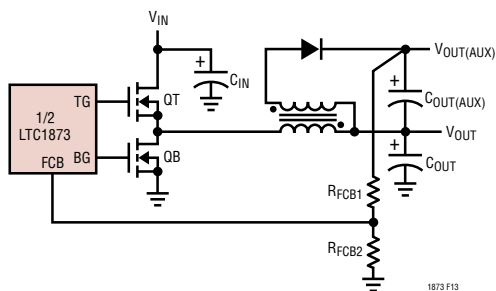


图 13：用 FCB 引脚调整辅助输出

故障标志

FAULT 引脚是一种漏极开路输出，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 $10\mu A$ 电流源，所以不需要外部上拉到标准逻辑的接口。FAULT 引脚在正常状态下下拉到低电平，当检测出过压故障时，恢复高电平。

当出现过压时，内部锁存置位并且 FAULT 变高，LTC1873 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 N 沟道 MOSFET 或 NPN 管可将 FAULT 引脚拉回到低电平，从而允许 LTC1873 恢复正常工作，但不必复位锁存。如果随后撤除下拉作用，则 LTC1873 再次锁存关断，除非重新加电或用 RUN/SS 引脚复位锁存。

优化性能

使重负载电流效率最大

重负载电流效率 (当 LTC1873 工作在连续方式) 主要是受电源通道 (QT, QB, 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的。要在重负载电流条件下效率最大，最简单的方法是使上述因素达到最小。

负载对时间的特性影响效率改进策略。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 14) 示出了接近这种最大电流的 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对短，那选择合适的元件使负载的平均电流在效率最大值处是一种好方法。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。

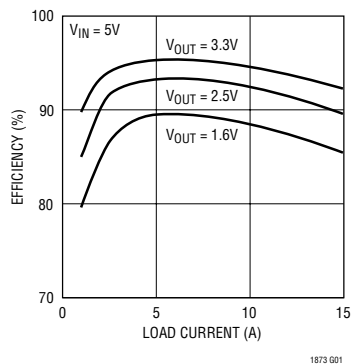


图 14：LTC1873 典型效率曲线

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模式。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，

典型应用

因为每个功率 MOSFET 在每个周期都要切换导通关断一次。在一个典型系统中，在断续工作方式中存在附加损耗，因为当 QB 管关断时，此电感器中保留少量的剩余电流。这种剩余电流要在 QT 或 QB 管的体二极管两端耗散。有些 LTC1873 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方式被调用的时候。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相继关断全部输出开关，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 LTC1873 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 LTC1873 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 LTC1873 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

LTC1873 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(仅限 2 通道)。LTC1873 有两项技术指标起作用：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另一误差为 $0.05\%/V$ 。在 5V 电源输入电压情况下，由 LTC1873 自身在输出端引起的直流误差不能超过 1%。

在 2 通道，设定输出电压的电阻器(图 3 中的 R1

和 R_B)是影响直流误差的另一个主要误差源。对于通常 1V 多的输出电压，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以改善精度。如果 R1 和 R_B 使用 1% 电阻器，那么加在总输出误差的估算为 1%，相当于 LTC1873 引起的总误差。如果这两个位置使用 0.1% 误差的电阻器，则稍微增加一点儿成本便能把直流的输出误差几乎减小到一半。1 通道利用内部 VID 网络来设置输出电压，并且其精度能达到表 1 所示电压值的 $\pm 1.5\%$ 以内。

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 引脚仅增加一个 $10\mu\text{V}$ 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 LTC1873 能利用直接与负载电阻相连的反馈电阻器检测到输出电压正端电压，而在接地引脚不能检测同一负电压。在负载电流为 10A 情况下，只要接地引脚有 0.001Ω 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 LTC1873 负载调整率的主要方法，详细情况请见布线/故障处理。恰当的布置 LTC1873 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，LTC1873 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 至 1.5V 的典型电路，主要是 1A 至 5A 负载的瞬态响应，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，一个附加 4A 的起动电流从此输出

应用信息

电容器流出，而电感器只提供1A 电流。这种突然的变化在在输出端产生一个 $(4A)(C_{ESR})$ 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 1.5V 输出电压产生 4% 的波动。

此反馈环路能以非常快的速度实现一些变化，通过外接补偿网络的容许带宽而进入一个新的占空比。如果带宽设置为 50kHz，COMP 引脚在 $3\mu\text{s}$ 从 60% 占空比改变到 90% 占空比。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 $0.5\mu\text{H}$ ，那么 di/dt 将为 $3.5\text{V}/0.5\mu\text{H}$ 或 $7\text{A}/\mu\text{s}$ 。在此开关周期开始之后的几 μs 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。

应当注意的是，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。接著，上面 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，如图 15 所示通过 ESR。电感器的正 di/dt 会产生 ESR 的正 dv/dt ，不管“纯”电容器在起什么作用。当 ESR 两端正的 dv/dt 超过纯电容两端的负的 dv/dt 时，输出电压要产生转变。如果已知期望的负载突变 ΔI ，那么可按下式选择最佳电感器的电感值：

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

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，使总恢复时间小于 $10\mu\text{s}$ 。

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（如果负载降压跳变则产生升压）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/或在输出端多个电容的方法尽可能多地降低 ESR。这种电容值引起其余电压下降直至电感电流上升。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当小的电容值的同时具有适当的 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 LTC1873 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同时，尽可能保持最大环路带宽。有关如何设计一个优化反馈环路以适合大多数 LTC1873 系统的详细情况请见“反馈元件选择”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%），在满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

应用信息

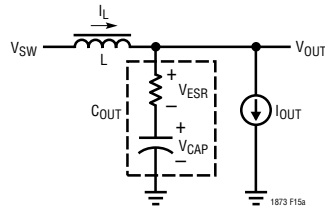


图 15a：电容器寄生效应对瞬态恢复时间的影响

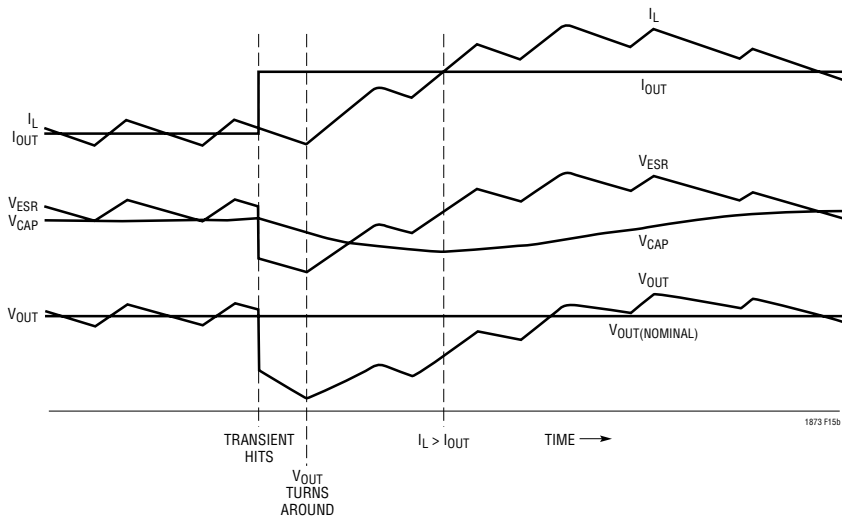


图 15b：瞬态恢复曲线

很高，所以在它超过规定值之前就开始下降。同样在满负载情况下，输出电流只能降低，使输出电压升高。由于输出电压初始允许值很低，所以它在超过规定值之前进一步上升。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，为了产生需要的压降，在输出路径有意建立一个电阻。这个电阻可以是电阻值很低的电阻器、一段 PCB 印制线、或甚至

可以是电感器的寄生电阻(如果采用合适的滤波器)。如果 LTC1873 从此电阻值中检测到反向输出电压(见图 16c)，则输出电压将随负载按照 $I \cdot R_{VP}$ 关系变化，其中 I 为负载电流， R_{VP} 为电压设置电阻器的阻值。如果此反馈网络被重新设置到规定允许误差的上限附近，那么当 I_{LOAD} 很低时输出电压迭加为高；当 I_{LOAD} 很高时输出电压迭加为低。与传统的稳压器相比(见图 16a)，电压设置稳压器理论上能经受的电压是输出电容器两端的 ESR 压降的两倍，而同时维持输出电压的稳压。这表明可以使用电容值小而且

应用信息

价格便宜的输出电容器，使输出电压保持在允许的范围內。

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，典型探头与地线夹的间距最好等于典型输出电容器的引脚长度。

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 LTC1873 和瞬态发生器之间的寄生电感和长地线夹引线影响最小。

图 17 示出了一个简单的瞬态发生器实例。一定使用一个无感电阻器作为负载元件——许多功率电阻器都使用有感线绕式电阻器，但这里不适合。简单的方法是使用 10 只 1/4W 薄膜电阻器，并且将几只电阻器并联起来以达到要求的阻值。表面贴装的电阻器最为适合。采用这种无感阻性负载能允许 2.5W 连续功耗，如果用 5% 占空比允许脉冲功耗

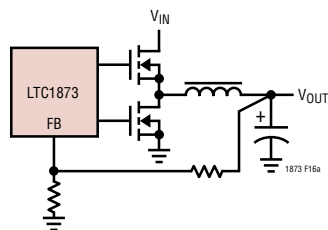


图 16a：标准稳压器

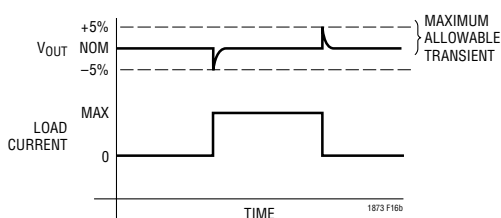


图 16b：标准稳压器——瞬态响应

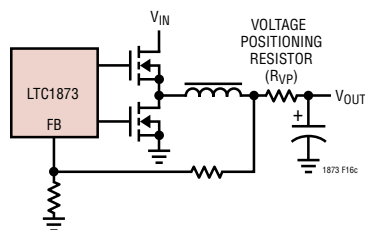


图 16c：电压设置稳压器

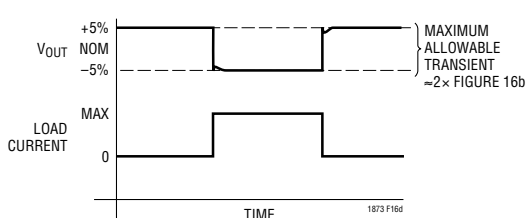


图 16d：设置稳压器——瞬态响应

应用信息

50W，这对 LTC1873 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 LTC1873 输出电路，并且装配信号发生器在 5% 占空比达到 100Hz 脉冲速率。这种脉冲对于 LTC1873 具有 500 μ s 的瞬态和 10ms 的间隔，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的，同时保持负载电阻器不发热。

在运行过程中改变输出电压

在 LTC1873 输出端工作的同时，其 1 通道上的输出电压可以通过改变 VID 代码在运行过程中改变，但必须小心避免触发过压故障电路。此输出电压向

上突然跳变很安全，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较高电压水平，但反馈节点却设置到期望的新电压值，实质上是一个较低的电压值。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作并使 LTC1873 闭锁。

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小于 10%，并且在下一次阶跃之前等待输出达到新的稳定值。

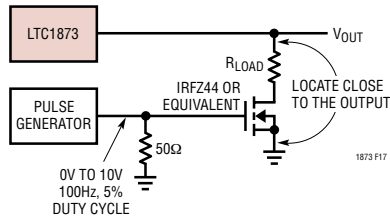
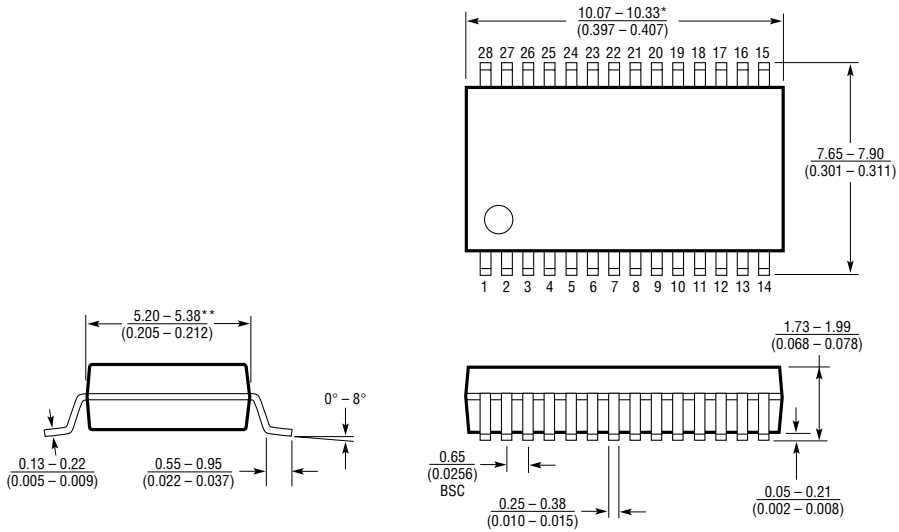


图 17：瞬态负载发生器

封装描述 尺寸以英寸(毫米)为单位，除非另外说明。

G 封装
28 引脚塑料 SSOP (0.209)
 (LTC DWG # 05-08-1640)



G28 SSOP 1098

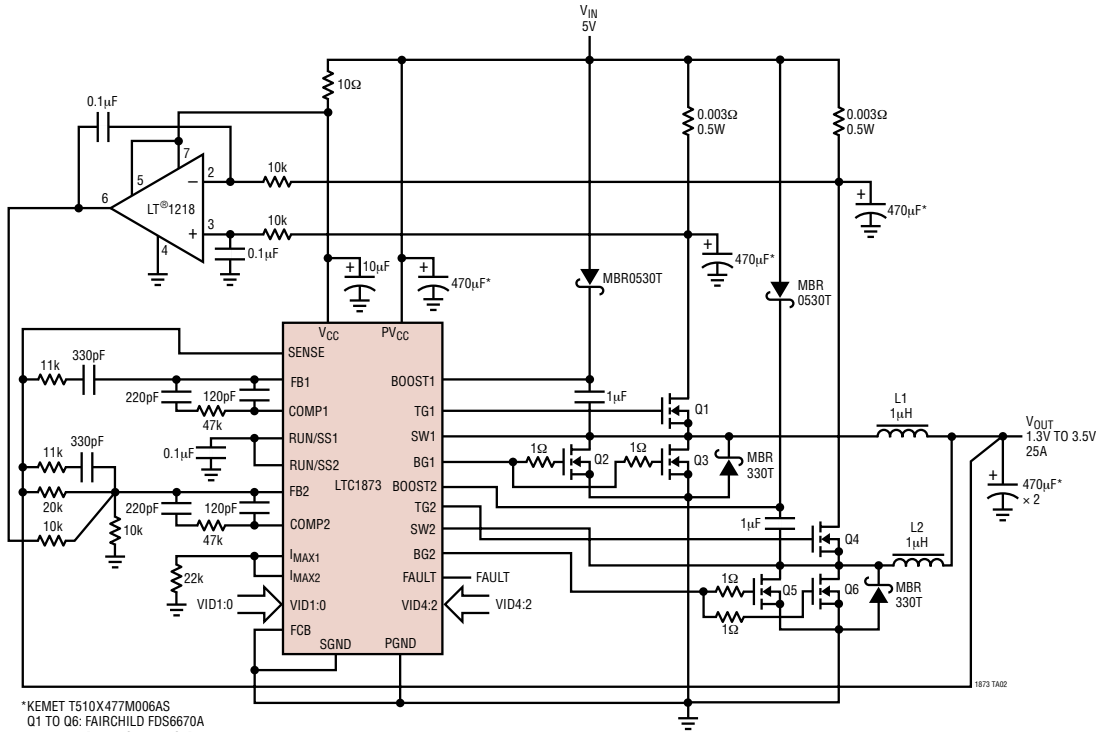
注：尺寸以英寸(毫米)为单位

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

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

典型应用

单输出、两相、25A VID 变换器
($V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.3V$ 至 $3.5V$)



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 S0-8 封装, 无需检测电阻 (No R_{SENSE}^{TM})
LTC1628	双通道、高效率、两相、同步降压式控制器	固定频率, 备用 5V 和 3.3V LDO, $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1702	双通道高效率两相同步降压式控制器	550kHz, 25MHz GBW 电压模式, $V_{IN} \leq 7V$, 无需检测电阻
LTC1703	带移动 VID 550kHz 双通道两相同步开关稳压控制器	供便携式系统用并带 VID 的 LTC1702
LTC1706-19	VID 电压设置器	将 4 位移动 Pentium II VID 加到所有 1.19V 基准开关稳压器上
LTC1706-81/82	供 VRM 8.4/VRM 9.0 用的台式 VID 电压设置器	将 5 位台式 VID 加到所 0.8V 基准稳压器上
LTC1709	两相、5 位 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 VID 控制的同步降压式控制器	故障防护, 电源良好, 3.5V 至 36V 输入, 电流模式
LTC1753	5 位可设置同步开关稳压器	利用内部 5 位 DAC 的 1.3V 至 3.5V 可设置输出
LTC1929	两相同步高效率变换器	电流模式保证精确的电流检测, V_{IN} 高达 36V, I_{OUT} 高达 42A

No R_{SENSE} 是凌特公司的商标。